

В.Я. Володин

СОВРЕМЕННЫЕ СВАРОЧНЫЕ аппараты **СВОИМИ руками**



- Самодельные сварочные источники: нерегулируемые, регулируемые и инверторные.
- Примеры расчета и изготовления.
- Просто о сложном: информация по сварочным материалам.
- Советы домашнему мастеру по созданию сварочного аппарата.
- ПК на службе разработчика: программа расчета LTspice/SwitcherCad III.

Домашний мастер

НИТ
ИЗДАТЕЛЬСТВО

В.Я. Володин

**Современные
сварочные аппараты
своими руками**



**Наука и Техника
Санкт-Петербург
2008**

Володин В.Я.

Современные сварочные аппараты своими руками. — СПб.: Наука и техника, 2008. — 304 с.: ил.

ISBN 978-5-94387-383-6

Серия «Домашний мастер»

Появившись более ста лет назад, электродуговая сварка произвела технологическую революцию. К настоящему времени она практически вытеснила все остальные технологии сварки металла. В книге приводятся необходимые сведения по ручной и полуавтоматической электродуговой сварке, а также, в порядке усложнения, — описания различных сварочных источников, пригодных для повторения.

Повествование сопровождается необходимыми методиками расчета, схемами и чертежами. Большое внимание уделяется моделированию с помощью популярной программы SwCAD III.

Следуя авторским рекомендациям, читатели смогут самостоятельно рассчитать и изготовить источники для ручной и полуавтоматической сварки, а желающие приобрести готовое устройство — сделать правильный выбор.

Книга предназначена для широкого круга домашних мастеров, радиолюбителей, интересующихся вопросами электросварки.



ISBN 978-5-94387-383-6

Автор и издательство не несут ответственности за возможный ущерб, причиненный в результате использования материалов данной книги.

Контактные телефоны издательства
(812) 567-70-25, 567-70-26
(044) 516-38-66

Официальный сайт: www.nit.com.ru

© Володин В.Я.

© Наука и Техника (оригинал-макет), 2008

ООО «Наука и Техника».

198097, г. Санкт-Петербург, ул. Маршала Говорова, д. 29.

Подписано в печать . Формат 60×88 1/16.

Бумага газетная. Печать офсетная. Объем 19 п. л.

Тираж 4000 экз. Заказ № 830

Отпечатано с готовых диапозитивов в ОАО «Петроцентр»

Обособленное подразделение «Пушкинская типография»

196601, г. Пушкин, ул. Средняя, д. 3/8

тел. (812) 451-90-00

Содержание

Глава 1. Немного истории	9
1.1. Изобретение электросварки	10
1.2. Развитие электросварки в 20 веке	14
Глава 2. Основы дуговой сварки	17
2.1. Электрическая дуга	18
Физическая сущность	18
Вольтамперная характеристика	19
Ручная сварка на постоянном токе	20
Полуавтоматическая сварка на постоянном токе	20
Сварка на переменном токе	21
2.2. Процесс сварки	23
Сварка неплавящимся электродом	23
Сварка плавящимся электродом	24
Перенос металла	25
2.3. Основные характеристики источников питания сварочной дуги	27
Глава 3. Симулятор SwCAD III	31
3.1. Моделирование работы источника питания	32
Возможности моделирования	32
Программы моделирования электронных схем	32
Возможности программы LTspice/SwitcherCAD III	33
3.2. Работа программы SwCAD III	36
Запуск программы	36
Рисуем на ПК схему простейшего мультивибратора	37
Определение числовых параметров и типов компонентов схемы	43
Моделирование работы мультивибратора	48
3.3. Моделирование простейшего источника питания	57
Низковольтный источник постоянного тока	57
Тестовый узел	69

Глава 4. Сварочный источник переменного тока	73
4.1. Ручная сварка штучными электродами	74
Условия для обеспечения высокого качества сварки	74
Модель электрической дуги переменного тока	76
Сварочный источник с балластным реостатом (активным сопротивлением)	78
Сварочный источник с линейным дросселем (индуктивным сопротивлением)	80
Сварочный источник с дросселем и конденсатором	81
4.2. Сварочный трансформатор	85
Особенности специализированных сварочных трансформаторов.	85
Как рассчитать индуктивность рассеяния?	88
Требования к сварочному трансформатору	93
Расчет сварочного трансформатора	94
Уточнение конфигурации окна сердечника трансформатора.	97
Конструкция сварочного источника переменного тока	99
Глава 5. Сварочный источник для полуавтоматической сварки . .	103
5.1. Основы полуавтоматической сварки	104
5.2. Расчеты элементов схемы	109
Определение параметров и расчет силового трансформатора источника	109
Процедура настройки модели	112
Расчет омического сопротивления обмоток	113
Расчет индуктивности и сопротивления обмоток трансформатора.	113
Расчет габаритных размеров трансформатора	116
Завершение расчета трансформатора	118
Расчет дросселя источника подпиточного тока	119
5.3. Описание конструкции простого источника для полуавтоматической сварки	121
Схема простого источника для полуавтоматической сварки	121
Детали для сварочного полуавтомата	123
Конструкция и изготовление сварочного трансформатора . .	124

Конструкция дросселя	126
Подключение источника	127
Глава 6. Сварочный источник для полуавтоматической сварки с тиристорным регулятором	129
6.1. Регулировка сварочного тока	130
6.2. Обеспечение непрерывности сварочного тока	131
6.3. Расчет сварочного трансформатора	140
6.4. Блок управления	142
6.5. Описание конструкции сварочного источника с тиристорным регулятором	144
Принципиальная электрическая схема	144
Детали	146
Конструкция сварочного трансформатора	147
Конструкция дросселя	149
Подключение источника	149
Глава 7. Электронный регулятор сварочного тока	151
7.1. Многопостовая сварка	152
Многопостовая сварка с подключением через индивидуальный балластный реостат	152
Электронный аналог балластного реостата ЭРСТ	152
7.2. Расчет основных узлов ЭРСТ	155
7.3. Описание ЭРСТ	169
Основные варианты защиты	169
Назначение основных узлов ЭРСТ	171
Принцип действия	171
Принцип работы и настройка блока А1	172
Принцип работы и настройка блока А2	176
Принцип действия стабилизатора	178
Настройка	187
Формирование внешних характеристик ЭРСТ	188
Принцип работы блока управления ЭРСТ	189
Принцип работы блока драйвера ключевого транзистора ..	192
Завершающая настройка ЭРСТ	195

Глава 8. Инверторный сварочный источник	199
8.1. Предистория	200
8.2. Общее описание источника	202
8.3. Рекомендации для самостоятельного изготовления ИСИ ..	208
8.4. Расчет трансформатора прямоходового преобразователя .	210
8.5. Изготовление трансформатора	218
8.6. Расчет мощности потерь на транзисторах преобразователя	219
8.7. Расчет дросселя фильтра сварочного тока	224
8.8. Моделирование работы преобразователя	226
8.9. Расчет трансформатора тока	228
8.10. Расчет трансформатора гальванической развязки	230
8.11. ШИМ-контроллер TDA4718A	233
Блок управления (БУ)	233
Генератор, управляемый напряжением (ГУН)	235
Генератор пилообразного напряжения (ГПН)	236
Фазовый компаратор (ФК)	236
Счетный триггер	236
Компаратор К2	236
Отключающий триггер	237
Компаратор К3	237
Компаратор К4	237
Мягкий старт	238
Триггер ошибки	238
Компараторы К5, К6, К8 и перегрузка по току VRF	238
Компаратор К7	238
Выходы	239
Опорное напряжение	239
8.12. Блок управления инверторного сварочного источника «RutmArc»	240
Принципиальная схема	240
Узлы блока управления	244
8.13. Формирование нагрузочной характеристики источника ...	247
Основные участки ВАХ	247
Средства формирования ВАХ	248
8.14. Методика настройки БУ	251

8.15. Использование альтернативного ШИМ-контроллера	253
Замены устаревшего ШИМ-контроллера TDA4718A	253
Особенности микросхемы TDA4718A	256
8.16. Трансформаторный драйвер	260
Глава 9. Полезная информация	267
9.1. Как испытать неизвестное железо?	268
9.2. Как рассчитать трансформатор?	270
9.3. Как рассчитать дроссель с сердечником?	274
Особенности расчета	274
Пример расчета № 1	277
Пример расчета № 2	278
Пример расчета № 3	281
9.4. Как рассчитать радиатор?	285
9.5. Как изготовить сварочные электроды?	292
Список использованной литературы и ресурсов Интернет.	293

ГЛАВА 1

НЕМНОГО ИСТОРИИ

*В главе приводится краткая хронология событий,
связанных с изобретением и промышленным
применением дуговой сварки.*

1.1. Изобретение электросварки

С момента своего появления человек наблюдал мощные атмосферные электрические разряды — молнию. Еще не имея понятия о физической природе этих разрядов, человек мог наблюдать их световое и тепловое воздействие. Но прошло очень много лет, прежде чем наука, созданная человеком, позволила ему вплотную приблизиться к изучению и практическому использованию электрической энергии для целей разогрева и плавления металлов.

Главной проблемой было отсутствие достаточно мощного источника электрической энергии. Первыми искусственными источниками электрической энергии были различные электростатические генераторы. С одним из этих генераторов — **электрофорной машиной** — мы знакомы со школьных уроков физики.

Подобные генераторы обеспечивали высокое напряжение при весьма низкой плотности энергии и не подходили для изучения теплового действия тока. Попытка использования для экспериментов атмосферного электричества закончилась трагически. В 1753 году в Петербурге во время эксперимента с молнией погиб русский ученый Георг Вильгельм Рихман, работавший вместе с Ломоносовым.

В 1800 году итальянским ученым Алессандро Вольта был изобретен первый **химический источник тока**. Это был **элемент Вольта**, который представлял из себя сосуд с соленой водой с опущенными в него цинковой и медной пластинками, соединенными проволокой. Затем ученый собрал батарею из этих элементов, которая впоследствии была названа **Вольтовым столбом** (рис. 1.1).

Вольтовый столб мог обеспечить большую мощность по сравнению с электрофорной машиной. Благодаря этому, изобретение Вольта впоследствии использовали многие другие ученые в своих исследованиях. В 1802 году русский ученый

Василий Владимирович Петров с помощью созданного им крупнейшего для того времени вольтового столба смог зажечь электрическую дугу между двумя кусочками древесного угля.

До В. В. Петрова электрический свет наблюдали лишь во вспышке молнии, а теперь он горел непрерывно. Электрическая дуга была первым источником непрерывного электрического света, в качестве которого достаточно долго использовалась. Кроме светового действия, он отметил и тепловое действие дуги.

В процессе экспериментов, заменив один из угольков металлической проволокой, В. В. Петров заметил, что при сближении угля с проволокой между ними вспыхивает электрическая дуга, которая быстро плавит металлическую проволоку. Так ученый пришел к другому очень важному выводу — **о возможности использования электрической дуги для плавления металлов.**

К сожалению, химические источники тока не позволяли в достаточном количестве вырабатывать электроэнергию, и практическое использование электрической дуги было отложено. Потребовались годы совместных усилий ученых всего мира, направленных на создание мощных, экономичных и удобных в эксплуатации электрических генераторов.

С первой половиной XIX столетия связано множество изобретений в области электротехники. В 1831 г. знаменитым американским ученым М. Фарадеем был открыт принцип электромагнитной индукции. Согласно этому принципу, открывалась возможность *преобразования механического движения в электрический ток*. Фарадеем был создан первый электромашинный генератор (рис. 1.2), а также прообраз современного трансформатора.

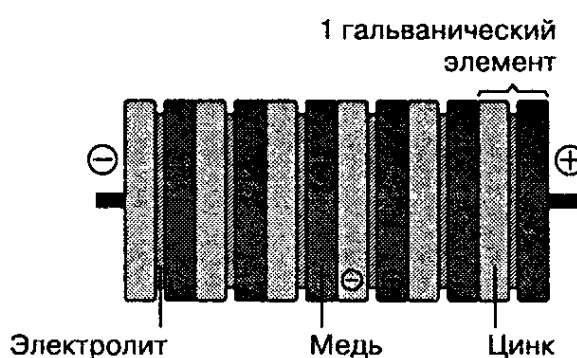


Рис. 1.1. Вольтовый столб

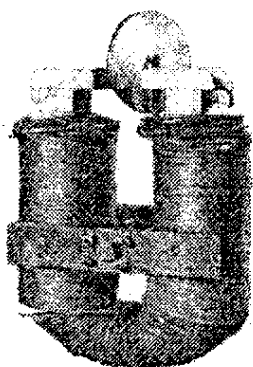


Рис. 1.2.
Электромашинный генератор Фарадея

Использование электромашинных генераторов вместо химических источников тока послужило толчком для использования электричества в промышленности. В свою очередь, быстро развивающаяся промышленность нуждалась в технологии, позволяющей осуществлять быстрое и дешевое сваривание металлов. Старые кузнечные методы сварки и клепки занимали много времени, не обеспечивали необходимого качества и прочности соединения.

С середины XIX в. внимание ученых и изобретателей во многих странах было обращено на применение высокой температуры электрической дуги для сваривания и плавления металлов. Но только спустя 80 лет с момента открытия электрической дуги, в 1882 году, талантливому русскому изобретателю **Николаю Николаевичу Бенардосу** удалось разработать промышленно пригодный способ электродуговой сварки металлов. Сварка способом Бенардоса (рис. 1.3) велась с присадочным прутком, расплавляемым в пламени дуги, горящей между электродом (угольным, графитовым или вольфрамовым) и изделием.

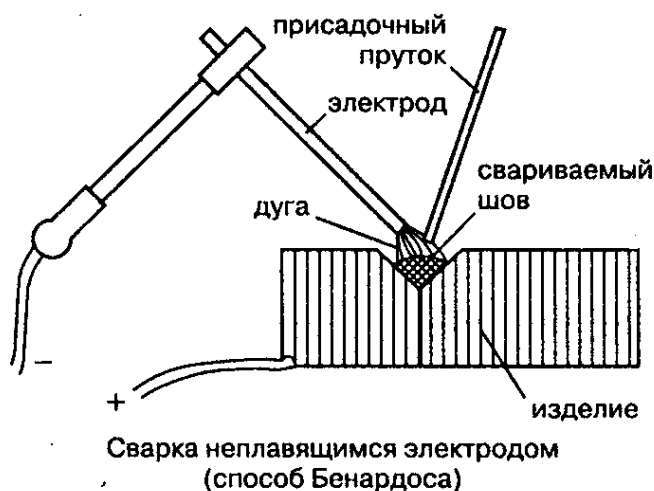


Рис. 1.3. Сварка способом Бенардоса

Данный способ используется и сейчас для сварки цветных металлов, а также при наплавке твердых сплавов. Для питания сварочной дуги Н. Н. Бенардос использовал аккумуляторы собственной конструкции, которые заряжались от электрического генератора.

К сожалению, швы, сваренные по технологии Бенардоса, получались ломкими и хрупкими. Источником неудач являлся угольный электрод, с которого углерод проникал в сварочную ванну и ухудшал качество металла сварного шва.

В 1888 году русский инженер-изобретатель Николай Гаврилович Славянов разработал новый способ сварки при помощи металлического плавящегося электрода (рис. 1.4).

Замена графитового электрода металлическим позволила значительно улучшить качество сварки. Для питания сварочной дуги Н. Г. Славянов использовал электрическую динамомашину собственной конструкции.

Ближе к концу XIX века в промышленности все в больших масштабах стал использоваться переменный ток, который со временем повсеместно вытеснил ток постоянный.

Напряжение переменного тока можно было легко преобразовывать при помощи трансформаторов, что существенно упрощало его транспортировку к потребителю. К тому же генераторы переменного тока имели более простую конструкцию и меньшую стоимость. Однако переменный ток был неудобен для электросварки — электрическая дуга горела неустойчиво.

Проблема была решена с помощью специальной обмазки, которой покрывался металлический электрод. Обмазка плавилась вместе с электродом, ее пары ионизировали дуговой промежуток, что облегчало повторное зажигание дуги. Первые конструкции электродов, содержащих покрытия, были созданы Н. Н. Бенардосом. Покрытые электроды современного вида изобретены шведским инженером Кельбергом в 1911 году.

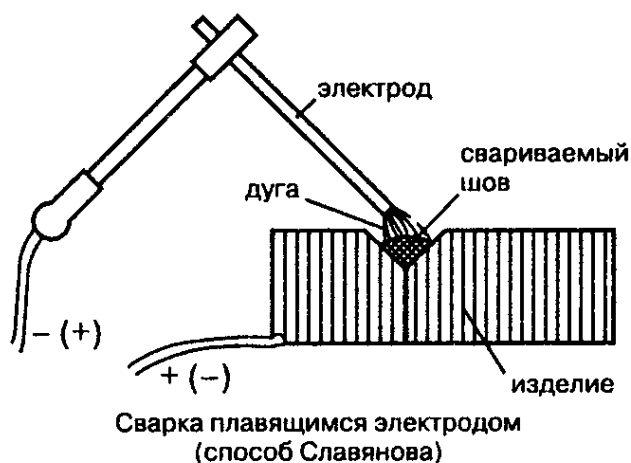


Рис. 1.4. Сварка способом Славянова

1.2. Развитие электросварки в 20 веке

Сейчас по технологии Славянова производится наиболее массовый вид сварки — это ручная сварка штучными металлическими электродами. Данный тип сварки обозначается аббревиатурой **MMA (Manual Metal Arc)**.

При дуговой сварке атмосферный кислород и азот активно взаимодействуют с расплавленным металлом, образуют окислы и нитриды, которые снижают прочность и пластичность сварного соединения. Идея защиты сварочной ванны специальными флюсами принадлежит Н. Г. Славянову, впервые применившему в качестве флюса дробленое стекло.

В 1936 году американская фирма «Линде» получила патент на способ сварки стали под слоем порошкообразных, расплавляющихся при сварке веществ. В СССР сварка под расплавляющимися флюсами была разработана и внедрена в промышленность в 1938—1940 годах Институтом электросварки АН УССР (ныне имени Евгения Оскаровича Патона). Именно этот способ сварки позволил наладить массовый выпуск бронетехники во время Великой Отечественной войны 1941—1945 годов.

Сварка в струе защитных газов изобретена Н. Н. Бенардосом. Защита от воздуха, по его предложению, осуществлялась светильным газом. В период Второй мировой войны в США получила развитие сварка в струе аргона или гелия неплавящимся вольфрамовым электродом и плавящимся электродом (**рис. 1.5**).

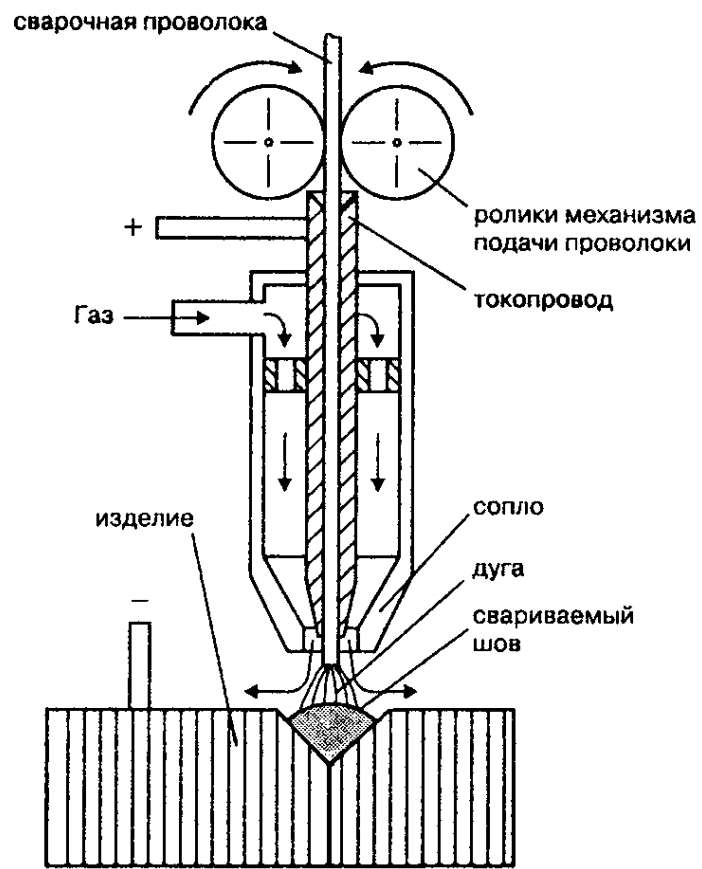
Этим способам сварки присвоена аббревиатура **TIG** и **MIG**. **TIG (Tungsten Inert Gas)** — сварка неплавящимся (вольфрамовым) электродом в среде инертного защитного газа, например так называемая **аргонно-дуговая сварка**.

MIG (Mechanical Inert Gas) — механизированная (полуавтоматическая или автоматическая) сварка в струе инертного защитного газа.

В 1952 году К. В. Любавским и Н. М. Новожиловым была изобретена специальная **легированная проволока**, примене-

ние которой позволило осуществлять сварку плавящимся электродом в среде углекислого газа. Этому способу сварки присвоена аббревиатура **MAG**. **MAG** (**Mechanical Active Gas**) — механизированная (полуавтоматическая или автоматическая) сварка в струе углекислого (активного) газа. Именно этот способ сварки нашел в настоящее время широкое применения в авто-сервисе.

Практически до середины XX века в качестве источников питания сварочной дуги использовались специализированные сварочные генераторы и трансформаторы. Соответственно, первые предназначались для сварки постоянным током, а последние — для сварки переменным током. Параметры источника достаточно жестко определялись его конструкцией, и поэтому каждый источник предназначался для определенного типа сварки. Успехи силовой электроники в 1960-е и последующие годы позволили создавать универсальные и компактные сварочные источники с улучшенными параметрами.



Полуавтоматическая сварка плавящимся электродом в струе защитного газа

Рис. 1.5. Сварка в среде инертного газа

ГЛАВА 2

ОСНОВЫ ДУГОВОЙ СВАРКИ

В популярной форме описывается электрическая дуга, ее вольтамперная характеристика, процессы переноса металла, а также различные технологии сварки.

2.1. Электрическая дуга

Физическая сущность

Определение. Электрической дугой называется мощный длительный электрический разряд в среде ионизированных газов между электродами, находящимися под напряжением.

Процесс возбуждения дуги начинается с соприкосновения электродов между собой. В момент размыкания электродов между ними проскакивает искра, которая ионизирует газ в межэлектродном пространстве, создавая канал проводимости.

Под действием электрического поля электроны в ионизированной газовой среде перемещаются от катода к аноду, развивая при этом значительную скорость. Сталкиваясь с нейтральными атомами газа и выбивая из них электроны, они производят непрерывную ионизацию газового пространства.

При этом выделяется большое количество тепла. Газ в дуговом промежутке нагревается до температуры 5000—7000 °С и находится в состоянии плазмы. В свою очередь, образовавшиеся положительные ионы движутся к катоду и, отдавая ему свою энергию, вызывают сильный нагрев электрода, образуя при этом катодное пятно. Электроны, прошедшие дуговой промежуток, ударяются о положительный электрод (анод), отдавая ему свою энергию, образуя при этом анодное пятно.

Схематически электрическая дуга изображена на рис. 2.1.

Зажигание дуги может происходить и без первичного короткого замыкания, если между электродами при помощи высоковольтного генератора-осциллятора кратковременно приложить высокое напряжение, достаточное для электри-

ческого пробоя межэлектродного слоя газа.

Электроны, обладая меньшей массой, двигаются в дуге значительно быстрее. Поэтому в дуге преобладает электронный ток, направленный от катода к аноду. Вследствие преобладания электронного тока количество тепла, выделяемого электронами на аноде, больше, чем на катоде.

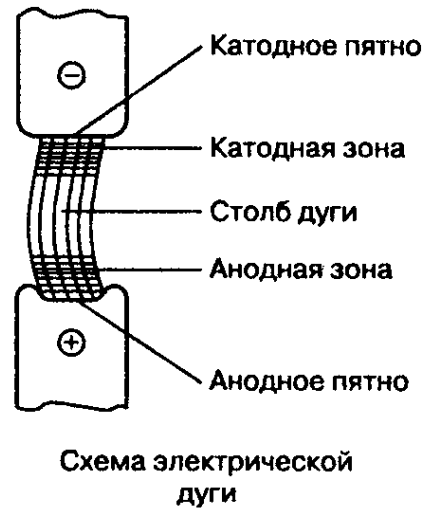


Рис. 2.1. Электрическая дуга

Сказанное подтверждается экспериментальными данными, согласно которым выделяется:

- ♦ на аноде — 43 % тепла;
- ♦ на катоде — 36 % тепла;
- ♦ в столбе дуги — 21 % тепла.

Вольтамперная характеристика

На рис. 2.2 приведена статическая вольтамперная характеристика (ВАХ) электрической дуги.

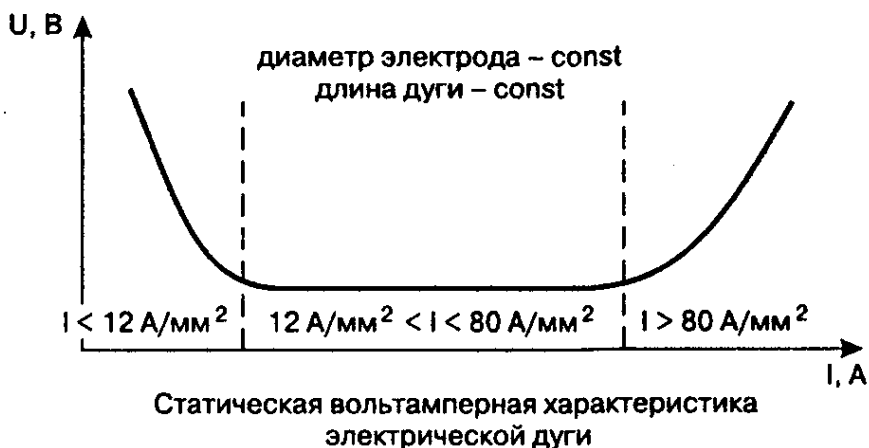


Рис. 2.2. Статическая вольтамперная характеристика дуги

Из рис. 2.2 видно, что ВАХ дуги имеет три участка, соответствующие различным плотностям тока в сварочном электроде:

- ♦ нисходящий участок, соответствующий малой плотности тока;
- ♦ горизонтальный участок, соответствующий средней плотности тока;
- ♦ восходящий участок, соответствующий большой плотности тока.

Ручная сварка на постоянном токе

При ручной сварке на постоянном токе процесс протекает на среднем участке статической вольтамперной характеристики дуги. На этом участке напряжение дуги зависит:

- ♦ от длины дуги;
- ♦ от газового состава;
- ♦ от величины сварочного тока.

Напряжение дуги при ручной сварке (с точностью достаточной для практического применения) можно найти по эмпирической формуле

$$U_d = 20 + 0,04 \cdot I_{св}, \quad (1)$$

где: $I_{св}$ — сварочный ток, А.

Полуавтоматическая сварка на постоянном токе

При полуавтоматической сварке на постоянном токе процесс протекает на восходящем участке статической вольтамперной характеристики дуги.

Напряжение дуги при полуавтоматической сварке можно определить по эмпирической формуле

$$U_d = K_2 + 0,05 \cdot I_{св}, \quad (2)$$

где K_2 — коэффициент, зависящий от типа защитного газа.

Например. Для углекислого газа $K_2 = 14$, а для смеси аргона с углекислым газом $K_2 = 11$.

Сварка на переменном токе

Если дуга включена в цепь переменного тока промышленной частоты, то процесс горения дуги протекает на нисходящем и горизонтальном участках ее вольтамперной характеристики. В дуге переменного тока напряжение и ток непрерывно меняют свои значения и направления.

При переходе тока через нулевое значение дуга гаснет, и температура дугового промежутка снижается. Это вызывает деионизацию дугового промежутка. В таких условиях для стабилизации процесса горения дуги надо принимать определенные меры.

Одной из основных мер является применение специальных электродов переменного тока, в состав защитного покрытия которых входят элементы, имеющие низкие потенциалы ионизации. Устойчивость дуги улучшается также при повышении напряжения холостого хода (напряжение на выходе источника при отключенной нагрузке) сварочного источника. Однако увеличение напряжения холостого хода сварочного источника приводит к увеличению массы и габаритов последнего.

Внимание. Величина напряжения холостого хода ограничивается соображениями безопасности. Согласно ГОСТ95-77Е, максимальное действующее напряжение сварочного источника не должно превышать 80 В.

Но при этом напряжение холостого хода должно быть не менее, чем в 1,8—2,5 раза больше напряжения дуги.

Общепринятой мерой повышения стабильности дуги переменного тока является включение в сварочную цепь последо-

вательно с дугой **индуктивного сопротивления**, которое также может использоваться для регулировки сварочного тока. В этом случае достаточно, чтобы напряжение холостого хода сварочного источника равнялось 60—65 В.

В условиях пониженной ионизации дугового промежутка повторное зажигание дуги происходит при напряжении зажигания большем, чем напряжение дуги. Стабилизирующее действие индуктивности объясняется наличием **фазового сдвига** между напряжением и током в сварочной цепи переменного тока. Благодаря этому сдвигу напряжение в момент обрыва дуги близко к своему амплитудному значению, что благоприятно сказывается на повторном зажигании дуги.

2.2. Процесс сварки

Суть сварки. *В процессе дуговой сварки нагрев, расплавление и сварка металлов производится теплом электрической дуги, горящей между свариваемым металлом и электродом.*

Определение. *Дуга, горящая между электродом и свариваемым металлом, называется прямой дугой. Реже используется тепло косвенной дуги, горящей между двумя электродами.*

Сварка неплавящимся электродом

Для питания электрической дуги используется источник постоянного или переменного тока. Сварка может производиться:

- ♦ плавящимися электродами;
- ♦ неплавящимися электродами.

Сварку неплавящимся электродом осуществляют прямой или косвенной дугой. При этом материал электрода практически не участвует в процессе формирования сварочного шва. В этом случае обычно используется вольфрамовый или графитовый (угольный) электрод.

При использовании графитового (угольного) электрода питание дуги осуществляется от источника постоянного тока. Сварка производится на прямой полярности (электрод подключен к отрицательному полюсу источника, а свариваемый металл к положительному).

При использовании вольфрамового электрода сварка производится переменным или постоянным током прямой полярности.

Внимание. При этом обязательной является защита области дуги инертным газом для предотвращения окисления вольфрамового электрода кислородом воздуха.

Сварка плавящимся электродом

Сварка плавящимся электродом производится дугой, горячей между электродом и свариваемым металлом. Материал электрода используется для формирования сварочного шва. Обычно используются электроды: железные, медные, чугунные.

В состав электродов могут добавляться различные добавки, улучшающие качество шва или повышающие устойчивость горения дуги. Электрод подается в зону сварки по мере его плавления. Питание дуги может осуществляться как от источника постоянного, так и от источника переменного тока.

Сварка может производиться как на прямой, так и на обратной полярности. В качестве плавящегося электрода используются:

- ♦ штучные сварочные электроды;
- ♦ сплошная или порошковая сварочные проволоки.

При дуговой сварке плавящимся электродом перенос металла (с электрода на свариваемый металл) определяется воздействием ряда факторов, перечисленных ниже.

Фактор 1. Испарение и конденсация. На конце электрода происходит интенсивное выделение тепла, за счет которого часть металла испаряется. Часть испарений рассеивается, но большая часть конденсируется в сварочной ванне, которая имеет более низкую температуру.

Фактор 2. Сила тяжести. При сварке в нижнем положении сила тяжести помогает транспортировке расплавленного металла с электрода в сварочную ванну. В других пространственных положениях сила тяжести может препятствовать нормальному переносу металла в сварочную ванну. В этом случае стоит использовать более тонкие электроды, т. к. силы

поверхностного натяжения не способны удержать большое количество металла в сварочной ванне.

Фактор 3. Эффект сжатия (пинч-эффект). Вокруг электрической дуги, как возле любого линейного проводника с током, образуется кольцевое магнитное поле. Поскольку ток в дуге протекает перпендикулярно направлению магнитного поля, то на дугу действует сила, направленная к ее центру (радиальная сжимающая сила). Причем если сечение проводящего канала неравномерное, то возникает сила, направленная от меньшего сечения к большему. Эта сила зажимает каплю расплавленного металла и отрывает ее от электрода. Одновременно капле сообщается импульс движения, направленный в сторону сварочной ванны.

Фактор 4. Поверхностное натяжение. Силы поверхностного натяжения помогают удерживать расплавленный металл на кончике электрода и в сварочной ванне, а также формируют контуры сварочного шва.

Фактор 5. Газовый поток в дуге. Газовые потоки, направленные вдоль оси, экспериментально обнаружены во всех дугах. Как правило, они возникают при токах более 50 А, и их скорость достигает 50—150 м/с. Поток газа, идущий с кончика электрода, оказывает давление на сварочную ванну, благодаря чему на поверхности расплавленного металла образуется выемка, которая называется **сварочным кратером**. При сжатии дуги скорость газового потока может достигнуть некоторого критического значения, при котором будет удален весь металл из сварочной ванны. Подобные режимы используются при резке металла.

Перенос металла

Характер переноса металла при дуговой сварке зависит: от плотности тока, от длины и атмосферы дуги, от используемой полярности.

Перенос металла может быть: крупнокапельным, мелкокапельным, туманообразным.

При плотности тока, характерной для ручной сварки, электродный металл, расплавленный электрической дугой, переходит в виде крупных капель (рис. 2.3) в ванну жидкого металла, которая образуется на поверхности свариваемого изделия.

В начальный момент времени на конце электрода образуется слой расплавленного металла (рис. 2.3, а). Затем, по мере накопления, расплавленный металл принимает вид капли (рис. 2.3, б), которая через некоторое время перемикает дуговой промежуток (рис. 2.3, в). В этот момент происходит короткое замыкание сварочной цепи и резкое возрастание величины сварочного тока. Резкое нарастание тока приводит к возникновению электромагнитных сил, разрывающих каплю у ее основания.

Теперь дуга возникает между концом электрода и каплей. Под давлением паров и газов зоны дуги капля с ускорением вводится в сварочную ванну металла. При этом часть металла в виде брызг выбрасывается из зоны сварки.

Крупнокапельный перенос наблюдается преимущественно при сварке на малых токах электродами с тонкой обмазкой.

При увеличении силы сварочного тока и использовании электродов с толстой обмазкой наблюдается преимущественно **мелкокапельный перенос**, когда отдельные капли металла не перемикают дуговой промежуток.

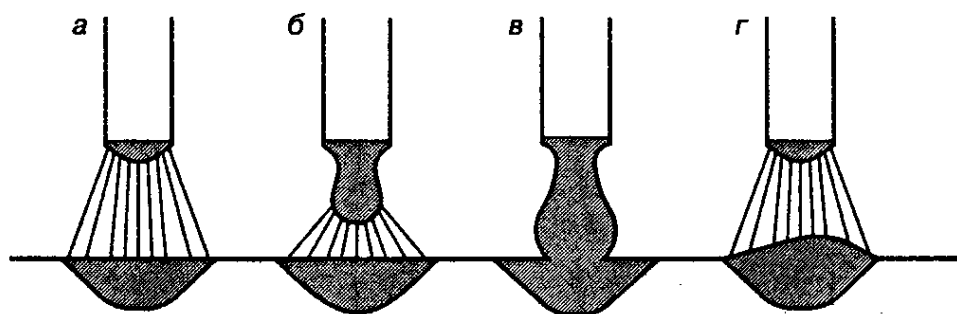


Рис. 2.3. Крупнокапельный перенос металла электрода на свариваемое изделие:

- а) образование слоя расплавленного металла;
- б) расплавленный металл принимает вид капли;
- в) капля перемикает дуговой промежуток;
- г) под давлением паров и газов зоны дуги капля с ускорением вводится в сварочную ванну металла

2.3. Основные характеристики источников питания сварочной дуги

Нередко после сварки с использованием самодельного сварочного источника все пространство вдоль сварочного шва оказывается залепленным каплями металла, удалить которые можно только при помощи зубила и молотка.

Примечание. *Причина этого кроется в неудачно выбранной внешней вольтамперной характеристике сварочного источника.*

Свойства сварочного источника определяются его внешней вольтамперной характеристикой.

Определение. *Внешняя вольтамперная характеристика (ВАХ) источника — это функция, характеризующая зависимость выходного напряжения источника от тока.*

Для снятия внешней характеристики необходимо:

- ♦ последовательно нагружать сварочный источник статической нагрузкой различной величины;
- ♦ регистрировать выходные ток и напряжение, соответствующие этой нагрузке.

По полученным результатам строится графическая зависимость. В общем случае нагрузочная характеристика имеет нелинейный характер, зависящий от величины нагрузки источника.

Обычно внешние характеристики источников питания бывают четырех видов:

- ♦ крутопадающая;
- ♦ пологопадающая;
- ♦ жесткая;
- ♦ возрастающая.

Кроме этого, различают **статическую** и **динамическую** внешнюю характеристику источника. В установившемся режиме процесс горения дуги определяется статическими характеристиками сварочного источника и сварочной дуги (рис. 2.4).

Как уже говорилось ранее, при ручной дуговой сварке процесс протекает на токах, соответствующих горизонтальному участку вольтамперной характеристики сварочной дуги. Из-за невозможности стабилизации длины дуги **горизонтальный участок ВАХ** дуги смещается относительно своего среднего значения.

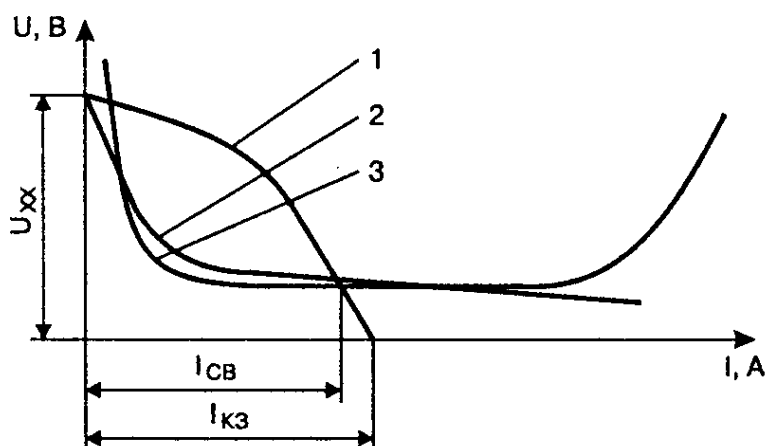


Рис. 2.4. Семейство вольтамперных характеристик:

1 — крутопадающая характеристика источника;
2 — вольтамперная характеристика дуги; 3 — жесткая характеристика источника

Для обеспечения высокого качества сварных соединений при этом способе сварки необходимо соблюдать следующие условия:

- ♦ изменения сварочного тока должны быть минимальными;
- ♦ сила тока короткого замыкания не должна превышать удвоенное значение сварочного тока.

В этом случае создаются благоприятные условия переноса металла с электрода в сварочную ванну, а также сварочный

ток незначительно меняется при естественном изменении длины дуги.

Внимание. *Описанным требованиям в полной мере отвечает лишь крутопадающая характеристика сварочного источника.*

Для регулировки сварочного тока источник должен иметь задатчик тока. При этом напряжение дуги зависит:

- ♦ от длины дуги;
- ♦ от газового состава.

Внимание. *При полуавтоматической сварке в среде защитного газа на больших плотностях тока, соответствующих началу восходящего участка вольтамперной характеристики дуги, для обеспечения саморегулирования сварочного процесса внешняя характеристика сварочного источника должна быть жесткой и даже возрастающей (при сварке тонкой проволокой).*

ГЛАВА 3

СИМУЛЯТОР SWCAD III

В главе приводится краткое описание бесплатного Spice-симулятора от корпорации «Linear Technology», который будет использоваться далее для моделирования процессов, происходящих в различных узлах сварочных источников питания.

3.1. Моделирование работы источника питания

Возможности моделирования

Конструирование, изготовление и наладка источников питания имеет свои специфические особенности. Например, авария источника и выход из строя его элементов происходит за тысячные и миллионные доли секунды, что практически не дает шанса рассмотреть ее причины и последовательность.

В этом случае многих проблем можно избежать, если предварительно смоделировать работу схемы источника. Моделирование позволяет:

- ♦ проверять работу элементов источника питания в критических режимах;
- ♦ производить замеры, которые обычно проблематичны или даже невозможны на реальном устройстве;
- ♦ уточнять и оптимизировать результаты предварительных расчетов, а порой экспериментально подбирать параметры элементов и режимы работы схемы.

Все вышперечисленные и неперечисленные соображения делают моделирование необходимым этапом конструирования источников питания.

Программы моделирования электронных схем

В настоящее время любителю и профессионалу доступно большое количество программ для ПК, позволяющих производить моделирование работы электронных схем. Зачастую эти программы используют различные базовые математические алгоритмы. Это дает им определенные преимущества при моделировании определенного типа электронных устройств.

Наибольшей популярностью пользуются программы, использующие **SPICE** (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis) — алгоритм моделирования процессов, протекающих в электронных схемах.

Алгоритм **SPICE**, разработанный в конце 1970-х годов в университете Беркли (Калифорния), де-факто стал стандартом для разрабатываемых и уже эксплуатируемых в настоящее время коммерческих систем схемотехнического моделирования для ПК. К таким системам относятся:

- ♦ **HSPICE** (фирма «MetaSoftware»);
- ♦ **PSPICE** («Microsim»);
- ♦ **MicroCap** («Spectrum Software»);
- ♦ **Circuit Maker** («The Virtual Electronics Lab»);
- ♦ **Dr. Spice** ;
- ♦ **ViewSpice** («Deutsch Research») и другие.

Возможности программы LTspice/SwitcherCAD III

*Совет. Учитывая тот факт, что не всем по карману приобретение коммерческой системы схемотехнического моделирования, рекомендую остановить свой выбор на хорошо зарекомендовавшем себя и к тому же бесплатном симуляторе **LTspice/SwitcherCAD III** (сокращенно **SwCad**) от корпорации «Linear Technology».*

SwCad можно бесплатно скачать с сайта корпорации «**Linear Technology**» [30]. Программа может работать под управлением ОС:

- ♦ Windows 98;
- ♦ Windows 2000;
- ♦ Windows NT4.0;
- ♦ Windows Me;
- ♦ Windows XP;
- ♦ Linux RedHat 8.0 с WINE версии 20030219.

Несмотря на свою бесплатность, программа является полноценным SPICE-симулятором и позволяет:

- ♦ моделировать аналогово-цифровые схемы;
- ♦ имеет дружелюбный интерфейс;
- ♦ обеспечивает вполне приличную скорость моделирования.

В программе имеется англоязычная встроенная помощь (Help) [23], которая одновременно является прекрасным руководством.

В Интернете существует достаточно много ресурсов, где обсуждается и поддерживается SwCad [24, 25].

Данный раздел написан в виде пошаговой инструкции, призванной помогать начинающим в освоении этой замечательной программы. Разумеется, объем данной книги не позволяет рассмотреть все возможности SwCad, однако заинтересованный читатель сумеет разобраться самостоятельно, анализируя примеры и используя встроенную помощь.

Следует отметить, что литература, посвященная SPICE-симуляторам [17, 20, 26], будет полезна и при изучении программы SwitchCad.

Как следует из названия, программа предназначена для анализа процессов, происходящих в импульсных источниках питания. Благодаря своим особенностям, она снискала большую популярность даже среди аудиофилов. Программа регулярно автоматически обновляется через сеть Интернет.

SwitchCad достаточно универсальна и позволяет:

- ♦ создавать новые библиотечные элементы;
- ♦ редактировать схемные решения;
- ♦ производить моделирование;
- ♦ просматривать результаты работы.

Имеется встроенная библиотека моделей большинства микросхем DC-DC преобразователей, выпускаемых корпорацией «Linear Technology».

Примечание. *Библиотека моделей может пополняться самостоятельно как собственными моделями, так и моделями от производителей электронных компонентов.*

Во многом эта работа уже проделана энтузиастами LTspice. Например, основной набор моделей можно найти на домашней страничке **Андрея Кадатч [22]**, где надо скачать архив EXTRA, который содержит библиотеку моделей транзисторов, диодов, тиристоров, симисторов и т. д. от ведущих мировых производителей. Там же находится подробная инструкция по установке этой библиотеки.

3.2. Работа программы SwCAD III

Запуск программы

После того, как вы скачали самораспаковывающийся архив `swcadiii.exe`, запустите его и следуйте инструкциям. Процесс установки обычно не вызывает затруднений, просто надо соглашаться со всеми предложенными настройками.

После установки программы в верхней части меню «Пуск» появится строчка «SwCAD III» (рис. 3.1), по которой нужно щелкнуть левой кнопкой мышки для запуска программы.

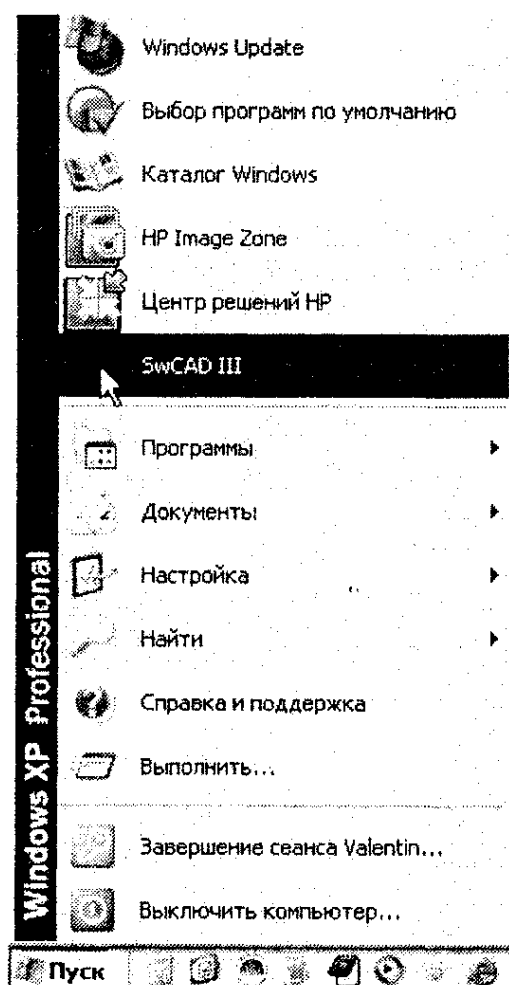


Рис. 3.1. Запуск программы SwCAD III

Примечание. Для удобства, далее будем называть щелчок левой кнопкой мышки «кликом», а щелчок правой кнопкой мышки — «правым кликом».

После этого клика открывается окно программы (рис. 3.2), которое имеет:

- ♦ рабочее поле;
- ♦ панель команд;
- ♦ панель инструментов;
- ♦ строку подсказки.

В панели команд расположены стандартные меню, набор которых может меняться в зависимости от режима работы программы. В панель инструментов вынесены иконки часто используемых команд и настроек.

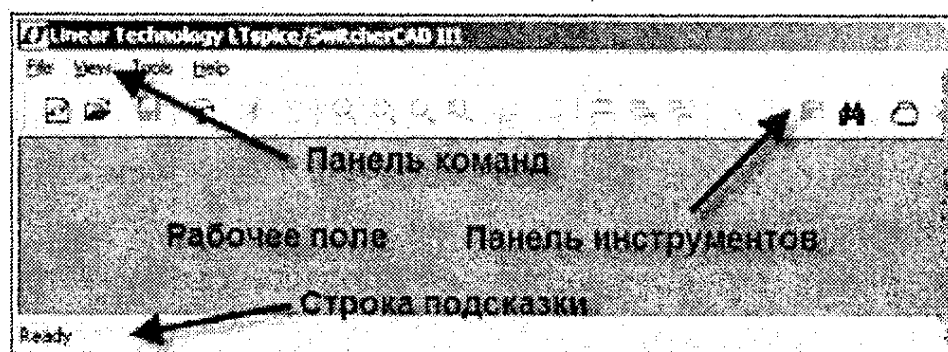


Рис. 3.2. Окно программы SwCad


На рабочем поле располагаются окна схемного редактора и плоттера (графопостроителя). В строке подсказки отображается текущее состояние программы и актуальные настройки симулятора. В данный момент там отображается надпись *Ready*, которая говорит, что программа загружена и ждет дальнейших действий пользователя.


Ранние SPICE-симуляторы не имели схемного редактора. Описание схемы вводилось в текстовом виде в файл с расширением CIR. SwCAD также поддерживает такой ввод данных. Для этого на панели команд выбирается последовательность File=>Open (выбрать CIR-тип входного файла). Это сделано, с одной стороны, для возможности ввода данных из программы проектирования фильтров FilterCAD производства той же корпорации «Linear Technology», а с другой стороны, расширяет возможности описания схемы для опытных пользователей.

SwCAD содержит схемный редактор с интегрированным симулятором и поэтому, кроме способа, указанного выше, обеспечивает более комфортный способ — когда в редакторе создается схема, из которой потом извлекаются связи и сохраняются в текстовом файле с расширением .asc.

Рисуем на ПК схему простейшего мультивибратора

Совет. Лучший способ изучить программу — это попытаться что-то в ней сделать.

Для начала нарисуем схему простейшего мультивибратора и промоделируем его работу. Чтобы **начать рисовать новую схему**, нужно на панели инструментов кликнуть по иконке  или выполнить последовательность **File => New Schematic** на панели команд.

Чтобы **редактировать ранее созданную схему**, нужно на панели инструментов кликнуть по иконке  или выполнить последовательность **File => Open** (и выбрать ASC-тип входного файла).

После этого активизируется **схемный редактор**, о чем свидетельствует символ транзистора синего цвета в левой части панели команд. Если создается новая схема, то SwCad сам присваивает ей имя «**Draft <порядковый номер>.asc**». Например, в данном случае схеме присвоено имя **Draft1.asc** (рис. 3.3).

Если название не пришлось по вкусу, то чтобы **изменить название**, достаточно сохранить схему под другим именем с помощью команды **File => Save As**.

На панели команд схемного редактора появились дополнительные меню:

- ♦ Edit;
- ♦ Hierarchy;
- ♦ Simulate;
- ♦ Window, а также стали активными значки на панели инструментов.

Рабочее поле схемного редактора окрашено в светло-серый цвет. При необходимости, с помощью комбинации клавиш **Ctrl+G** можно нанести сетку на рабочее поле схемного редак-

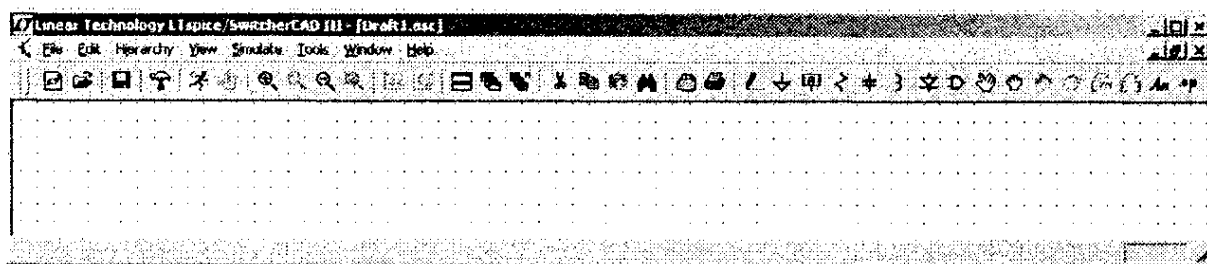


Рис. 3.3. Окно схемного редактора SwCAD


тора. Есть и другой способ, активизировав подпункт **Show Grid** меню **View** на панели команд.

Немного забегаая вперед отмечу, что в правой части строки подсказки отображается алгоритм работы вычислителя SPICE-симулятора. Пользователю доступны два алгоритма работы вычислителя:

- ♦ Normal;
- ♦ Alternate.

По умолчанию устанавливается алгоритм Normal, который в большинстве случаев быстрее Alternate.

Однако, алгоритм Alternate обеспечивает большую внутреннюю точность вычислений, а иногда и более высокую скорость работы.

Совет. Если симулятор надолго «задумывается», то первое, что стоит сделать, это изменить алгоритм работы вычислителя — кликнуть по иконке  на панели инструментов или выбрать последовательность **Simulate=>Control Panel** на панели команд.

В возникшем после этого окне «Control Panel» надо выбрать вкладку **SPICE**, и в строке **Solver(*)** установить требуемый алгоритм.

Для выбора часто используемых компонентов, таких как резисторы, конденсаторы, индуктивности и диоды, можно воспользоваться соответствующими иконками, расположенными на панели инструментов:



Применительно к мультивибратору получится следующая картина (рис. 3.4).

Для выбора остальных компонентов нужно воспользоваться меню **Edit=>Component** для запуска диалогового окна **Select Component Symbol** (рис. 3.5).

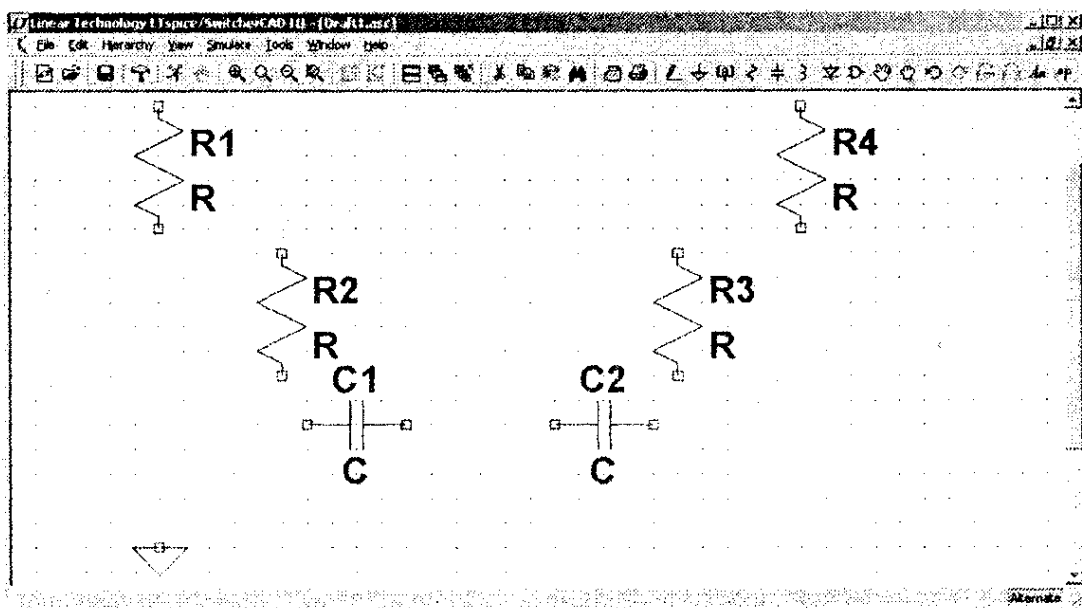


Рис. 3.4. Размещение компонентов в окне схемного редактора SwCAD

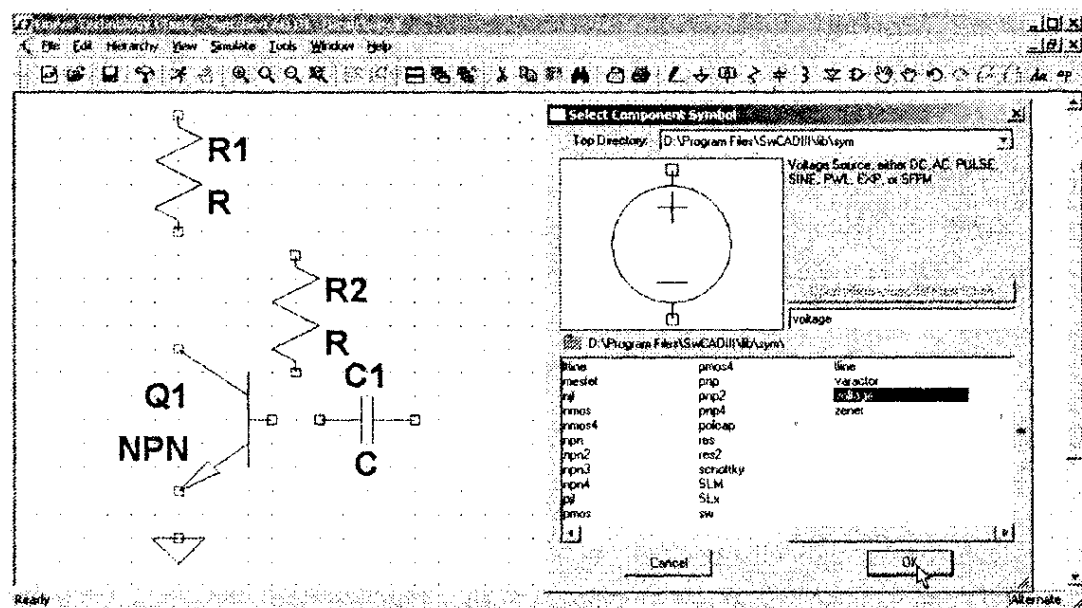













Рис. 3.5. Размещение компонентов в окне схемного редактора SwCAD

Аналогичное действие производит нажатие функциональной клавиши F2, а также клик по иконке , расположенной на панели инструментов. Выбрав требуемый компонент, необходимо кликнуть по кнопке ОК. После этого компонент переносится на рабочее поле в окне схемного редактора.

Необходимое пространственное положение компонента можно обеспечить, вращая его комбинацией клавиш **Ctrl-R**.


Также на панели инструментов есть специальные иконки  и , предназначенные для вращения и зеркального отображения выбранного компонента.

На панели инструментов присутствуют иконки, позволяющие осуществлять стандартные операции редактирования:

-  или **F5** — удалить один либо группу элементов;
-  или **F6** — копировать один либо группу элементов;
-  — вставить элементы, скопированные в другом документе (например, из другого .ASC-файла);
-  — найти компонент в большой схеме. Найденный компонент подсвечивается желтым цветом;
-  или **F7** — переместить один либо группу элементов;
-  или **F8** — перетащить один либо группу элементов. Отличается от перемещения тем, что позволяет перетаскивать элементы без разрыва электрических связей. Таким образом, например, можно проводить линии под углом, отличным от прямого;
-  или **F9** — вернуться к предыдущему состоянию;
-  или **Shift + F9** — вернуться к последующему состоянию.

Все перечисленные здесь, а также дополнительные действия можно производить через меню «Edit» на панели команд (рис. 3.6).

После размещения всех компонентов получим картинку, изображенную на рис. 3.7.

Внимание. На схеме в обязательном порядке должен присутствовать компонент «Земля» , с которым должны быть связаны все остальные компоненты.

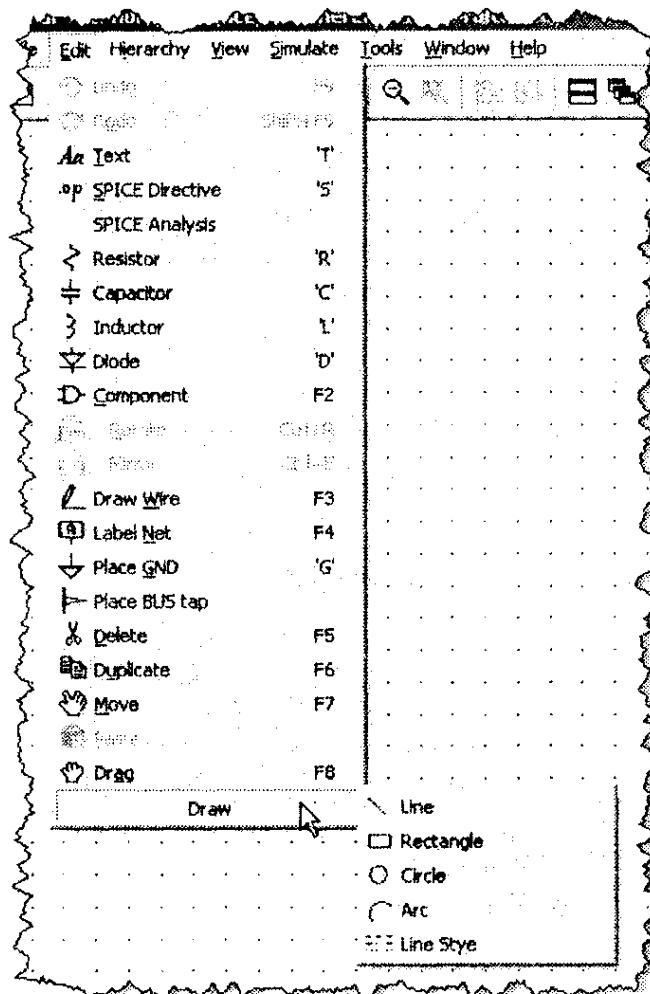


Рис. 3.6. Вид меню «Edit» на панели команд

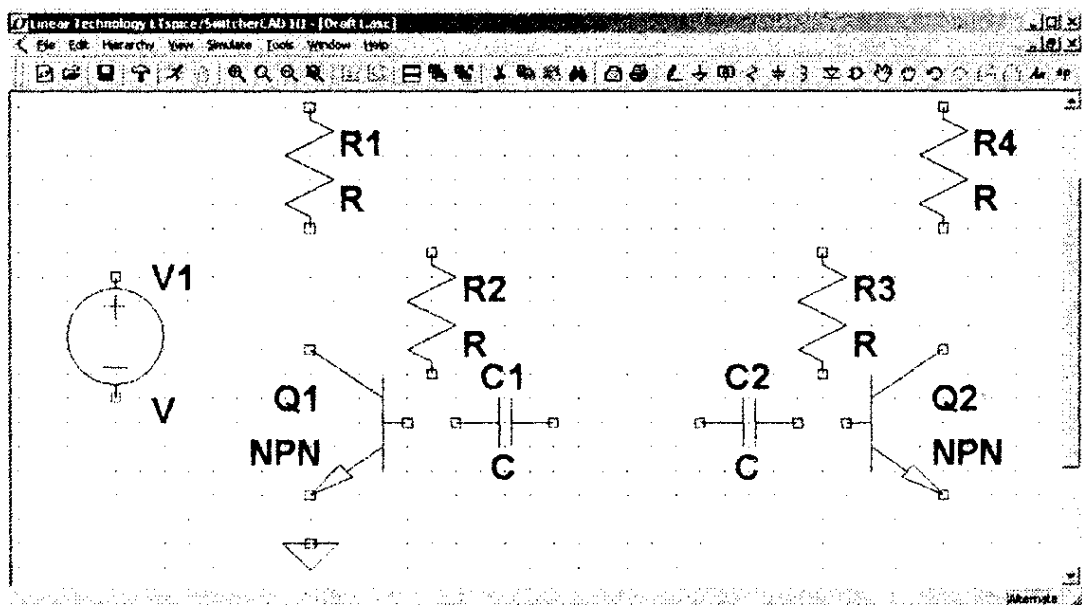




Рис. 3.7. Размещение компонентов в окне схемного редактора SwCAD

«Подвешенные цепи», т. е. фрагменты схемы, гальванически не связанные с компонентом «Земля», недопустимы. Данное требование по началу кажется чрезмерным, но реально не вызывает никаких особых проблем.

Для рисования связей между компонентами необходимо активизировать иконку карандаша  на панели инструментов или в меню «Edit» на панели управления (рис. 3.6).

Определение числовых параметров и типов компонентов схемы

Теперь, когда схема нарисована (рис. 3.8), необходимо определить числовые параметры и типы компонентов. Для этого подводим курсор к редактируемому компоненту. При совмещении курсора с позицией компонента курсор меняет свое начертание и из крестика превращается в указательный палец . Теперь, после правого клика, появляется соответствующее окно, в котором можно определить числовые параметры компонента.

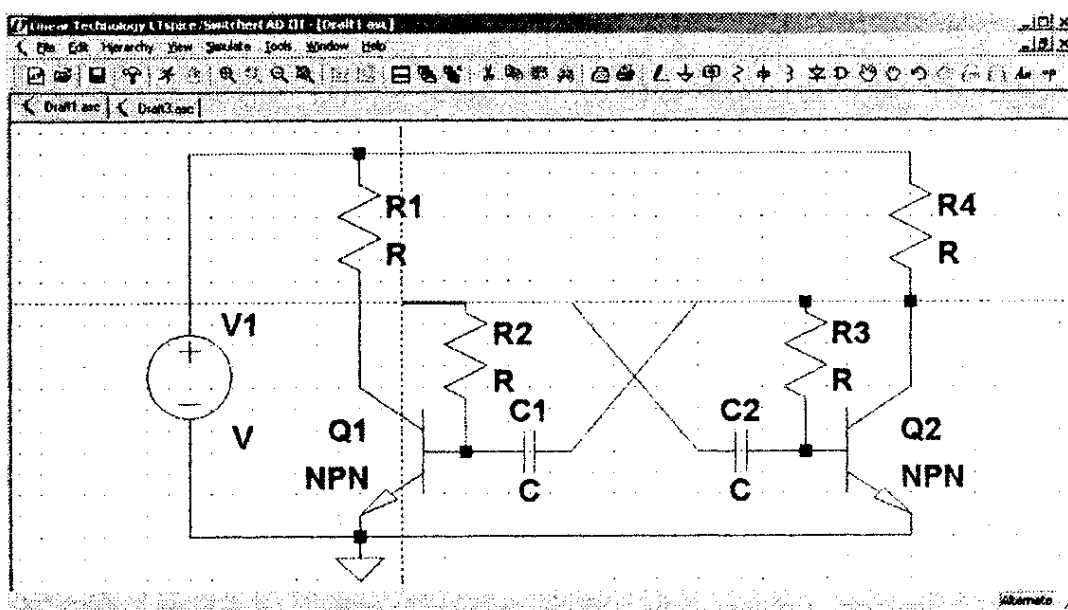


Рис. 3.8. Соединение компонентов

Для резистора (рис. 3.9) можно определить:

- ♦ Resistance (сопротивление в омах);
- ♦ Tolerance (разброс значения, в %);
- ♦ Power Rating (допустимая рассеиваемая мощность, Вт).

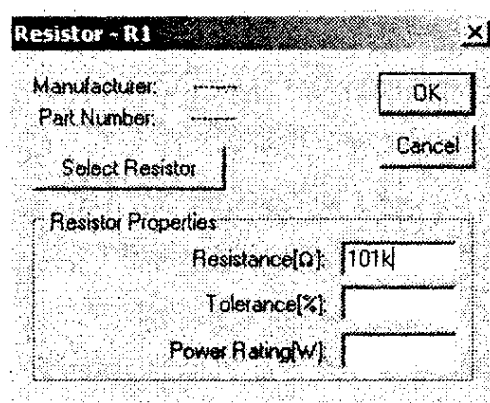


Рис. 3.9. Меню настройки резистора

Нажав на кнопку «**Select Resistor**» (выбор резистора), можно получить доступ к заранее подготовленной базе параметров резисторов.

Устанавливаем следующие номиналы резисторов:

R1=2 кОм;

R2=101 кОм;

R3=100 кОм;

R4=2 кОм.

Примечание. Небольшая разница номиналов R1 и R2 нужна для устойчивого запуска мультивибратора.

В отличие от модели резистора, модель конденсатора в SwCad имеет достаточно сложную структуру (рис. 3.10). Кроме емкости (Capacitance), модель учитывает массу паразитных параметров:

- ♦ сопротивление потерь между выводами конденсатора R_{par} (Equiv. Parallel Resistance);
- ♦ последовательное сопротивление R_{ser} (Equiv. Series Resistance);

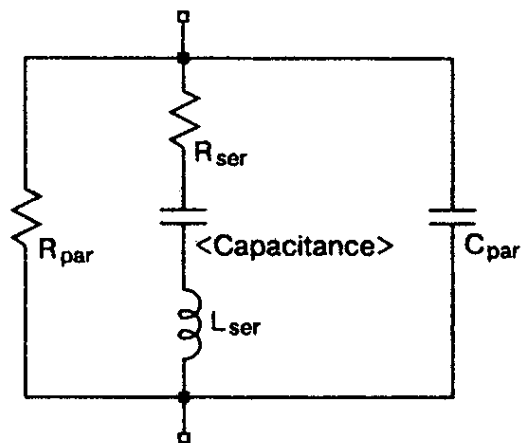


Рис. 3.10. Эквивалентная схема конденсатора

- ♦ последовательную индуктивность (Equiv. Series Inductance);
- ♦ параллельную емкость (Equiv. Parallel Capacitance).

Настроить основные и паразитные параметры модели можно в окне настройки (рис. 3.11), которое вызывается правым кликом по конденсатору C1 (или C2). В нашем случае:

- ♦ емкость измеряется в фарадах;
- ♦ индуктивность — в генри;
- ♦ сопротивление — в омах.

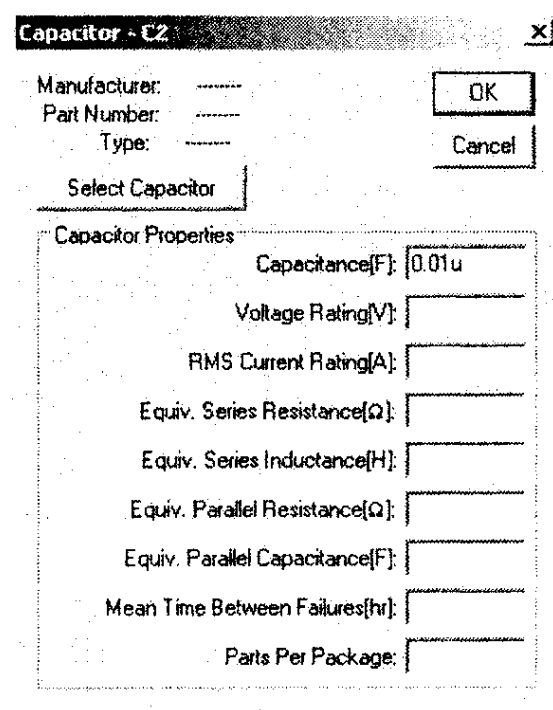


Рис. 3.11. Меню настройки конденсатора

В SwCad имеется заранее подготовленная библиотека моделей конденсаторов, куда можно попасть, кликнув по кнопке «**Select Capacitor**» (выбор конденсатора).

Числовые значения параметров компонентов могут масштабироваться. Масштабные коэффициенты указаны в табл. 3.1.

Масштабные коэффициенты

Таблица 3.1

Суффикс	Масштабный коэффициент	Наименование
f	$10e^{-15}$	Фемто
p	$10e^{-12}$	Пико
n	$10e^{-9}$	Нано
u (или μ)	$10e^{-6}$	Микро
m	$10e^{-3}$	Милли
k	$10e^3$	Кило
meg	$10e^6$	Мега
g	$10e^9$	Гига
t	$10e^{12}$	Тера

В табл. 3.2 приведено соответствие между буквенными обозначениями электрических величин, принятых у нас (ГОСТ 1494-77) и используемых в SwCad.

Соответствие между буквенными обозначениями электрических величин ГОСТ 1494-77 и SwCad

Таблица 3.2

Наименование величины	Единица	Обозначение	
		ГОСТ 1494-77	SwCad
Электрическое напряжение	Вольт	В	V
Сила электрического тока	Ампер	А	A
Энергия	Джоуль	Дж	J
Мощность	Ватт	Вт	W
Частота	Герц	Гц	Hz
Магнитная индукция	Тесла	Тл	T
Электрическая емкость	Фарад	Ф	F
Электрическое сопротивление	Ом	Ом	Ω
Индуктивность	Генри	Гн	H
Время	секунда	с	s

Устанавливаем следующие номиналы конденсаторов: $C1, C2 = 0,01\mu F$. SwCad воспринимает как масштабный коэффициент только первый символ после числового параметра, и поэтому запись «0.01u» эквивалентна записи «0.01uF».

Для транзисторов, кликнув кнопку **Pick New Transistor** (рис. 3.12), выбираем меню **Select Bipolar Transistor** (выбор биполярного транзистора), в котором выбираем транзистор 2N3904 производства «Philips».

Установим напряжение питания мультивибратора равным 12 В. Для этого правым кликом по символу источника напряжения V1 вызываем его меню настройки (рис. 3.13).

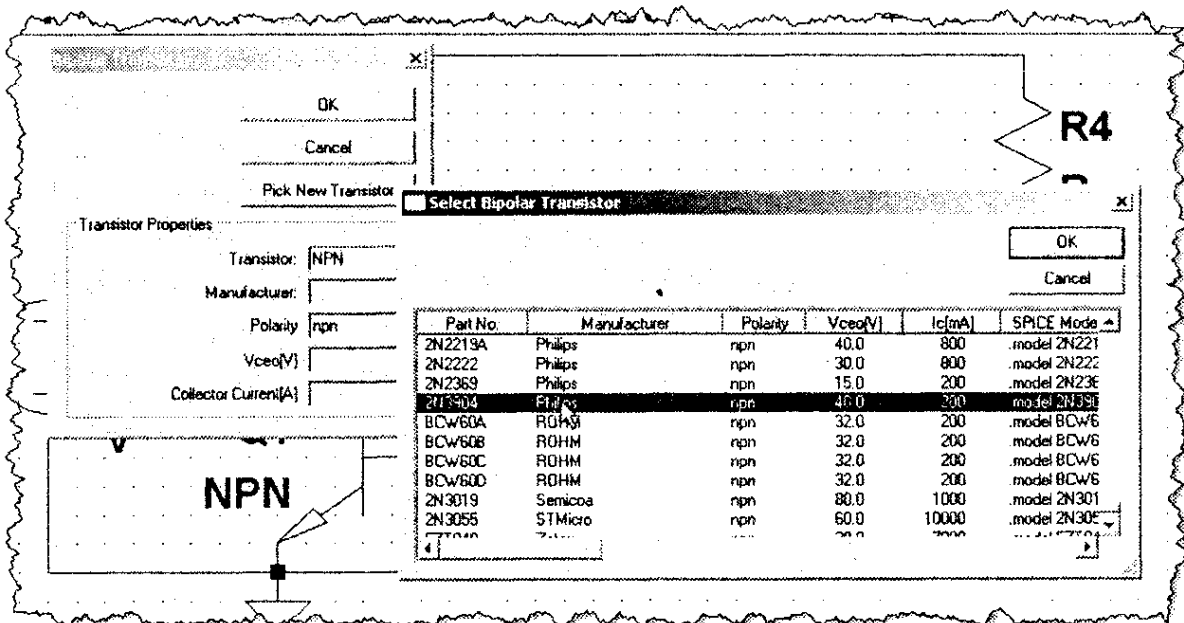


Рис. 3.12. Выбор модели биполярного транзистора из библиотеки SwCad

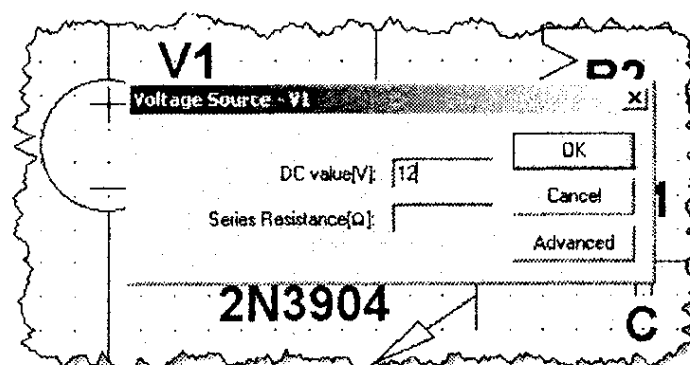


Рис. 3.13. Меню настройки источника постоянного напряжения

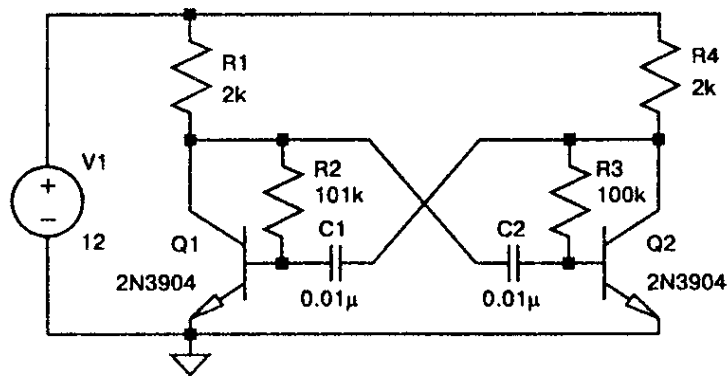


Рис. 3.14. Результирующая схема мультивибратора

В строке DC value пропишем требуемое значение напряжения и закроем окно Voltage Source, кликнув по кнопке ОК.


Схема нарисована, и в ней определены все компоненты (рис. 3.14).

Моделирование работы мультивибратора

Теперь можно приступить к имитационному моделированию работы мультивибратора. Программа SwCad позволяет использовать разнообразные методы исследования электронных схем.

1. **Transient** — выполняется анализ переходных процессов. Исследуется поведение схемы после подачи питания.
2. **AC Analysis** — расчет частотных характеристик.
3. **DC sweep** — выполняется анализ режима по постоянному току при изменении постоянного напряжения или тока.
4. **Noise** — расчет уровня внутреннего шума.
5. **DC Transfer** — определяется переходная функция по постоянному току.
6. **DC op pnt** — определяется режим схемы по постоянному току (рабочая точка).

В данном случае нас интересуют поведение схемы мультивибратора после подачи питания.

Для проведения анализа переходных процессов воспользуемся командой **Simulate=>Run** или кликнем по иконке «Run»  на панели инструментов (рис. 3.15). После этого активируется окно Edit Simulation Command, в котором по умолчанию выбрана вкладка Transient (рис. 3.16).

На этой вкладке, как минимум, нужно определить время остановки анализа переходного процесса (Stop Time). Эта необходимо сделать только при первом запуске моделирования. Все последующие запуски производятся согласно установленным значениям.

При необходимости редактирования, окно Edit Simulation Command можно вызвать командой **Simulate=>Edit Simulation Cmd** или правым кликом по директиве .tran в рабочем поле схемного редактора.

Кроме времени окончания анализа переходного процесса (Stop Time), в окне **Edit Simulation Command=>Transient** можно определить:

- ♦ время начала записи результатов моделирования (Time to Start Saving Data);
- ♦ максимальный шаг интегрирования (Maximum Timestep).

Если шаг интегрирования не указан, то программа сама выбирает для него максимально возможное значение.

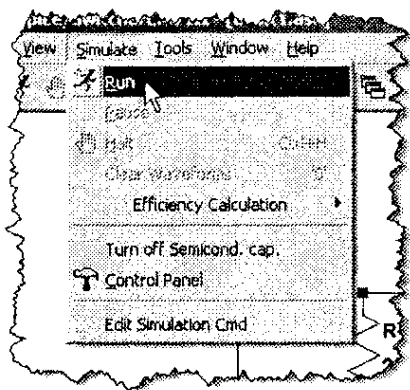


Рис. 3.15. Запуск процесса моделирования (симуляции)

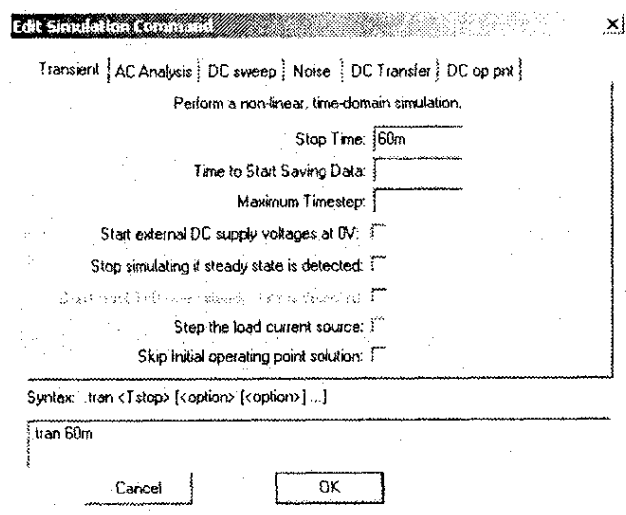


Рис. 3.16. Окно команд моделирования

В окне Edit Simulation Command присутствуют дополнительно опции, позволяющие производить более тонкую настройку процесса моделирования, но нас они пока не интересуют.

Установим время остановки равным 60 мс. В строке Syntax появилась директива для симулятора — **.tran 60m**. После клика по кнопке **ОК** директива **.tran 60m** будет скопирована в окно схемного редактора и начнется анализ переходного процесса.

Окно со схемой **Draft1.asv** сожмется, а на освободившееся место будет вставлено окно плоттера **Draft1.raw**, которое пока выглядит как пустой прямоугольник (рис. 3.17).

Клик в области окна делает это окно активным. В зависимости от того, какое окно активно, меняется содержание панели команд.

Если активно окно схемы **Draft1.asc**, то на панели присутствуют меню:

- ◆ File;
- ◆ Hierarchy;
- ◆ Simulate и т. д.
- ◆ Edit;
- ◆ View;

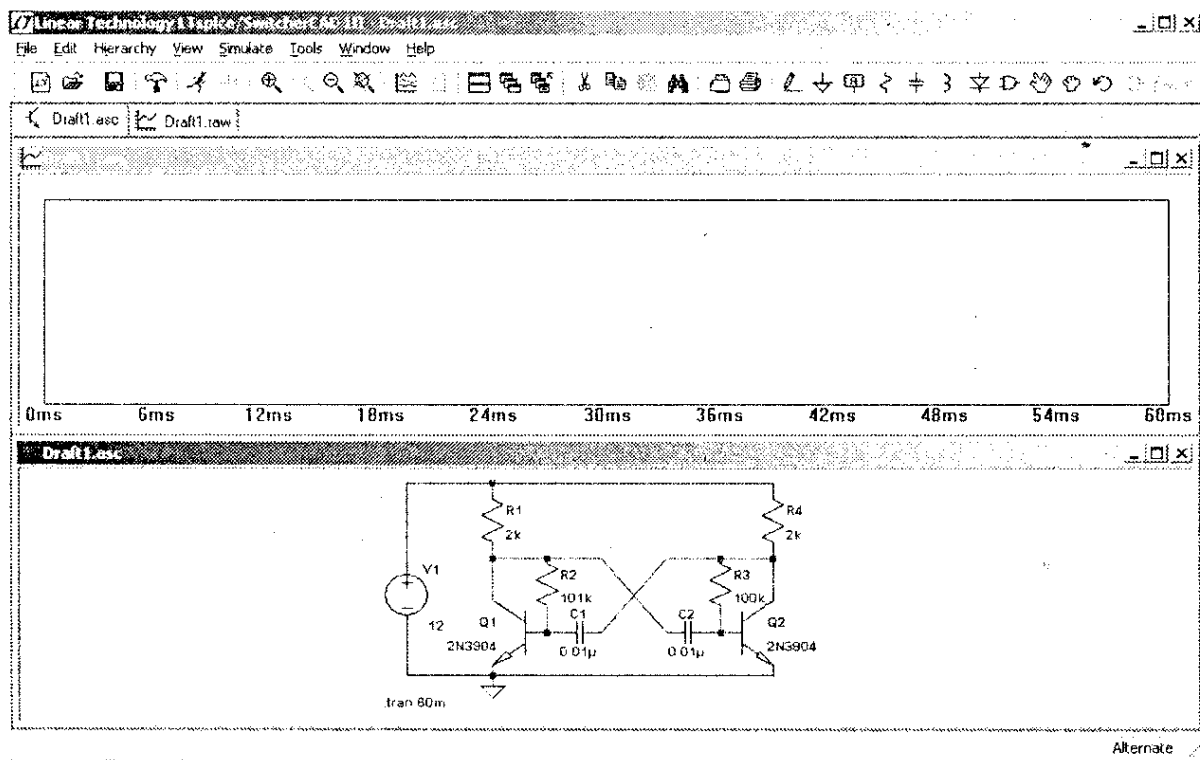




Рис. 3.17. Вид окна программы SwCad после завершения моделирования

Если активно окно **Draft1.raw**, то на панели команд присутствуют меню:

- ◆ File;
- ◆ View;
- ◆ Plot Setting;
- ◆ Simulation и т. д.

Неактивный вид иконки «Run»  говорит о том, что идет процесс моделирования. При этом в строке подсказки отображается текущее время и процент выполнения моделирования.

Наблюдать диаграммы сигналов в различных точках схемы можно как в процессе моделирования, так и после его завершения. В первом случае процесс моделирования несколько растягивается, т. к. процессор компьютера загружается дополнительными операциями вывода изображения.

Примечание. *Моделирование будет автоматически завершено после достижения времени остановки. При необходимости процесс можно остановить и раньше комбинацией клавиш **Ctrl+N** или кликнув по пиктограмме с изображением «ладошки»  на панели инструментов.*

Поместить диаграмму в окно плоттера можно тремя способами.

1. Непосредственно зондируя схему.
2. Через меню команд **Plot Settings => Visible Traces**.
3. Через меню команд **Plot Settings => Add Trace**.


Воспользуемся пока самым простым способом, т. е. непосредственным зондированием схемы.

Чтобы посмотреть форму напряжения на произвольном узле (проводнике) схемы, надо приблизить к нему курсор мышки. Оказавшись в районе проводника, курсор трансформируется в щуп красного цвета. Одновременно в строке подсказки, расположенной в левой нижней части окна, отобра-

жается приглашение кликнуть для вывода диаграммы напряжения на плоттер — **click to plot V(N002)**.

После клика в окне плоттера будет построена соответствующая временная диаграмма напряжения узла N002, которой будет присвоено название в виде выражения V(N002).

Сама диаграмма и ее название имеют одинаковый цвет, который выбирается автоматически. Цвет может быть изменен вручную в окне редактирования выражения (**Expression Editor**). Это окно можно вызвать правым кликом по названию диаграммы.

В данном случае (рис. 3.18) отображается напряжение на коллекторе транзистора Q1. При удалении курсора от выбранного узла он превратится в перекрестие и, соответственно, вновь трансформируется в щуп при приближении к любому узлу схемы мультивибратора. По умолчанию плоттер показывает напряжение на выбранном узле относительно «земли» .

Чтобы увидеть напряжение между узлами, нужно, кликнув по первому узлу и не отпуская левую кнопку мышки, пере-

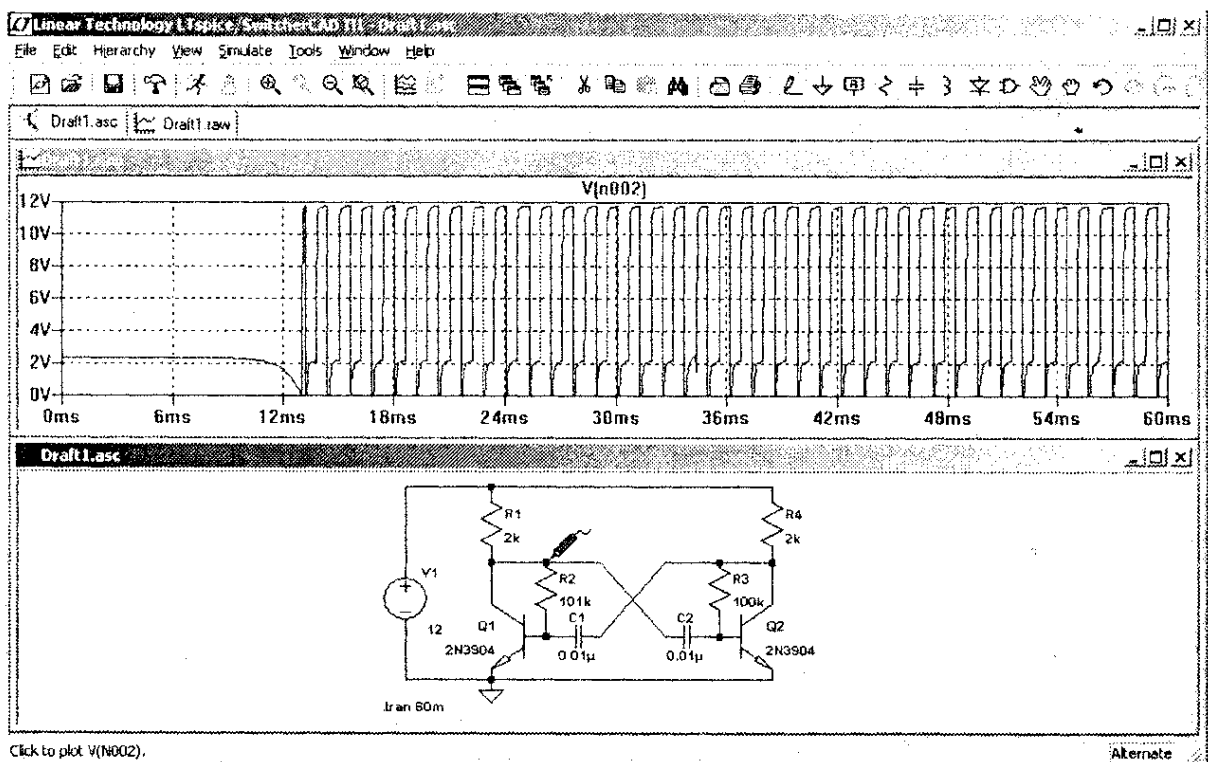




Рис. 3.18. Диаграмма напряжения на коллекторе транзистора Q1

местить курсор ко второму узлу. По мере перемещения щуп сначала окрасится в серый цвет, а затем, в районе второго узла, — в черный цвет. После этого отпускаем левую кнопку мыши. Для примера, на **рис. 3.19** показана диаграмма напряжения между коллекторами транзисторов Q1 и Q2.

Чтобы увидеть токи в компонентах схемы, достаточно навести курсор на компонент или подвести к одному из выводов компонента, имеющего более двух выводов. Курсор трансформируется в токовые клещи . Причем красная стрелочка будет показывать условно положительное направление тока. Теперь, чтобы посмотреть диаграмму тока, достаточно кликнуть левой кнопкой мышки. Для примера посмотрим ток в резисторе R1 (**рис. 3.20**).

Аналогично току, можно посмотреть диаграмму мгновенной мощности, выделяемой на компоненте. Для этого нужно нажать клавишу **Alt** и, удерживая ее, кликнуть по компоненту или по выводу компонента. Теперь курсор похож не на токовые клещи, а на градусник . На **рис. 3.21** показана диаграмма мгновенной мощности, выделяемой на транзисторе Q1.

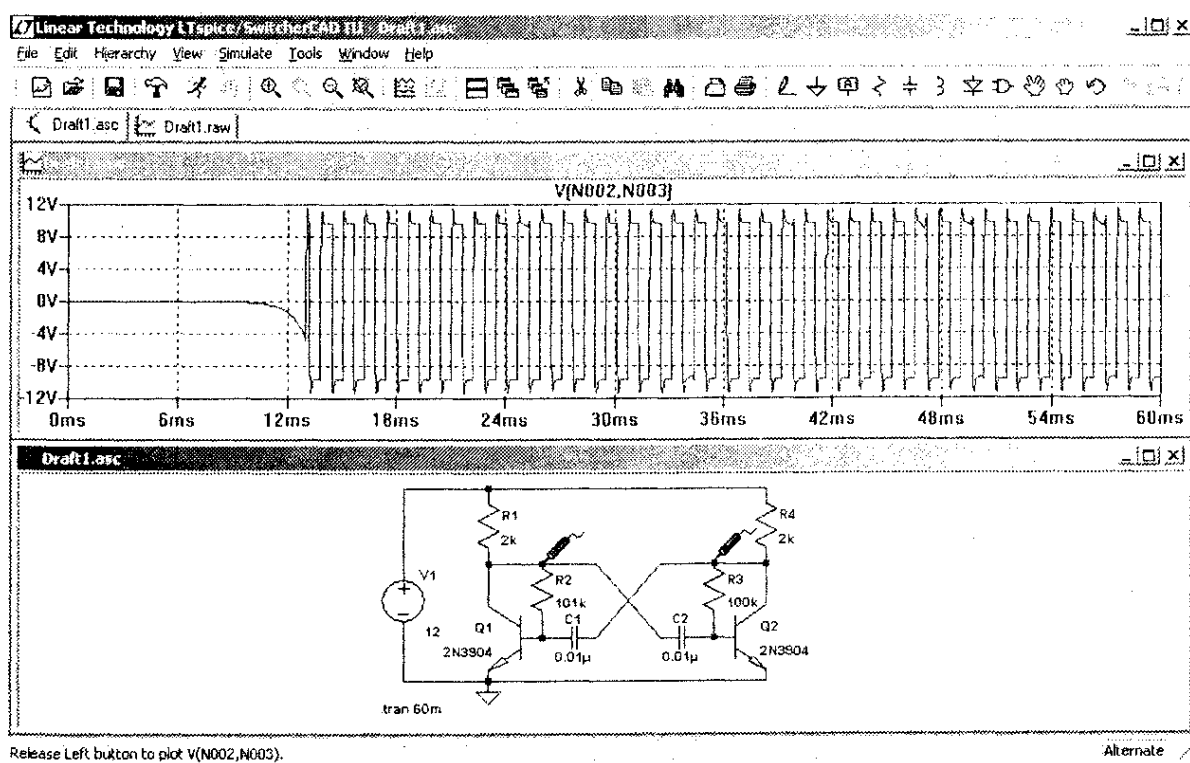


Рис. 3.19. Диаграмма напряжения между коллекторами транзисторов Q1 и Q2

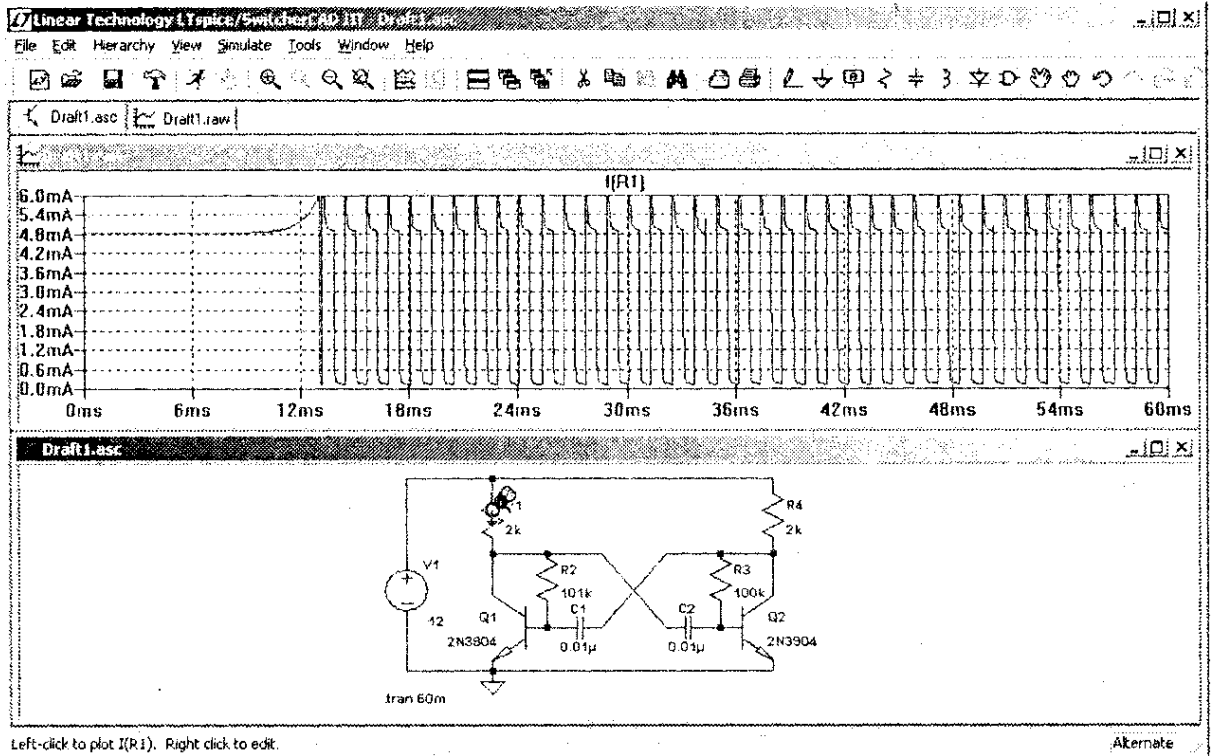


Рис. 3.20. Диаграмма тока в резисторе R1

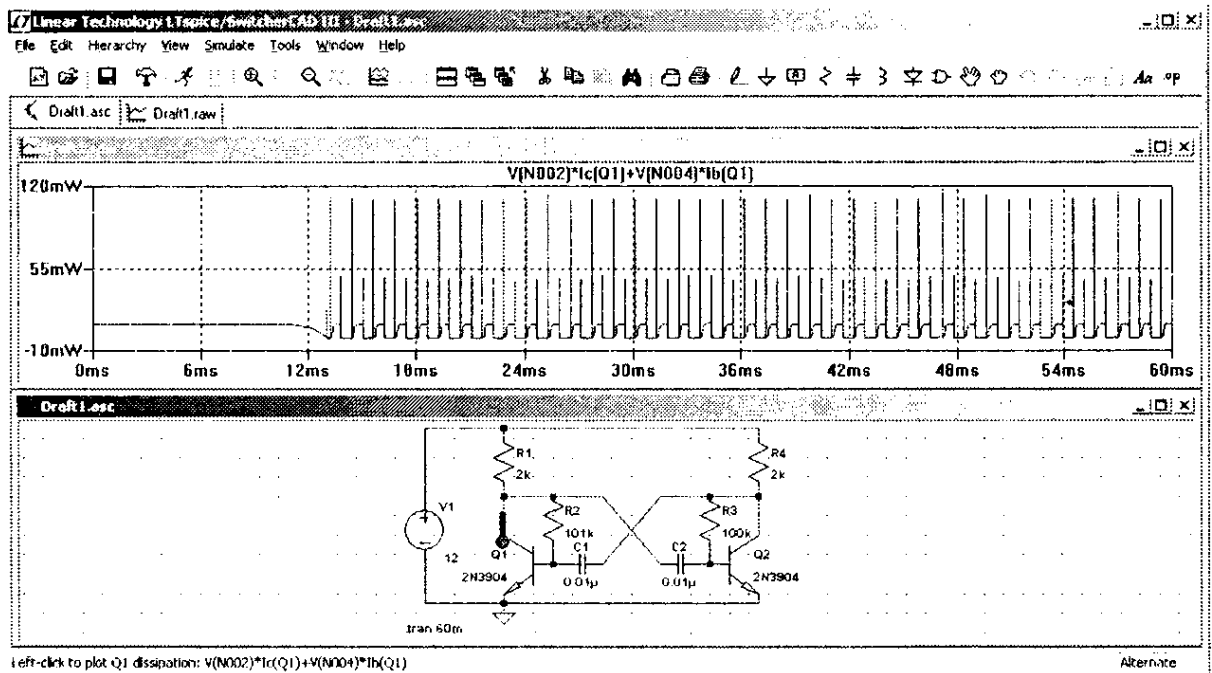


Рис. 3.21. Диаграмма мощности, выделяемой на транзисторе Q1

Вычислить среднее значение мощности, а также средние и действующие значения напряжений и токов можно только после окончания моделирования. Усреднение производится за весь

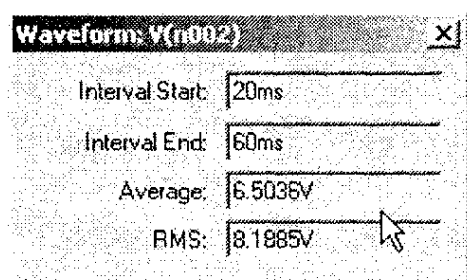


Рис. 3.22. Среднее и действующее значения параметра за отображаемый период времени

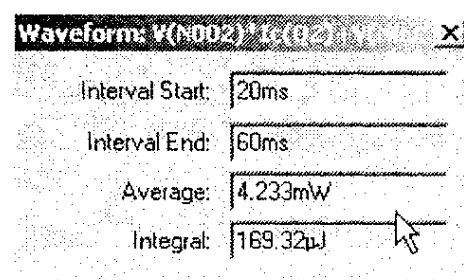


Рис. 3.23. Средняя мощность и энергия за отображаемый период времени

период времени, отображаемый в окне плоттера. Чтобы воспользоваться функцией усреднения, достаточно нажать клавишу **Ctrl** и, удерживая ее, кликнуть по интересующему выражению.

Для напряжений и токов рассчитываются среднее (Average) и действующее (RMS) значения (рис. 3.22). Для мощности рассчитывается средняя (Average) мощность и (Integral) энергия (рис. 3.23) за отображаемый период времени.

Для настройки временного интервала можно кликнуть в рабочей области плоттера, после чего курсор превратится в лупу. Затем, не отпуская левую кнопку мышки, выделить требуемый фрагмент диаграммы.

В качестве альтернативы можно навести курсор на временную ось, после чего он трансформируется в линейку. Теперь, кликнув левой кнопкой мышки, можно вызвать окно настройки горизонтальной оси — **Horizontal Axis** (рис. 3.24). В этом окне можно выставить:

- ♦ левую (Left) временную границу;
- ♦ правую (Right) временную границу;
- ♦ цену деления (tick).

Аналогичным образом можно настраивать верхнюю (top) и нижнюю (bottom) границы для вертикальной оси (рис. 3.25).

В настройках горизонтальной оси, в отличие от вертикальной, есть дополнительная строчка — **Quantity Plotted**. В эту строчку записывается базовая переменная величина, которая формирует горизонтальную развертку в окне плоттера.

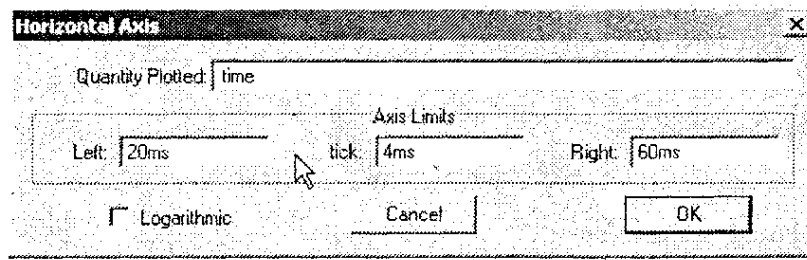


Рис. 3.24. Меню настройки горизонтальной оси плоттера

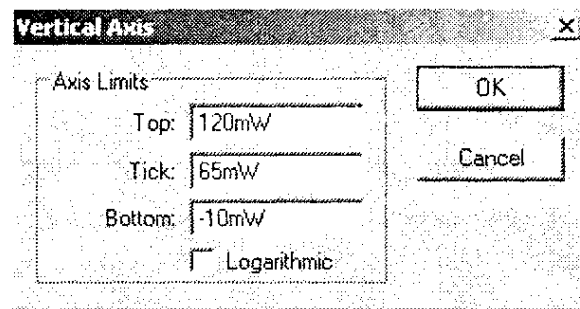


Рис. 3.25. Меню настройки вертикальной оси плоттера

По умолчанию такой переменной величиной является время (*time*), но в качестве ее можно использовать любую другую переменную, вычисляемую при моделировании схемы. Описанная возможность далее пригодится при визуализации различных функциональных зависимостей, характерных для анализируемой схемы.

Пример. Чтобы увидеть траекторию движения рабочей точки транзистора $Q1$, нужно отложить по горизонтали напряжение на коллекторе этого транзистора — $V(N002)$. А по вертикали отложить ток коллектора транзистора $Q1$ — $I_c(Q1)$. То, что получилось, можно увидеть на рис. 3.26.

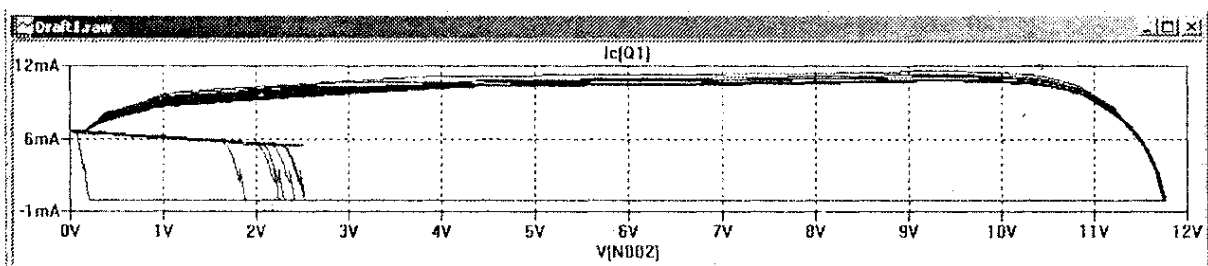


Рис. 3.26. Траектория рабочей точки транзистора VT1

3.3. Моделирование простейшего источника питания

Низковольтный источник постоянного тока

Немного разобравшись с интерфейсом программы SwCad, займемся источниками питания. Рассмотрим работу простейшего низковольтного источника постоянного тока, работающего от сети 220 В переменного тока частотой 50 Гц. Источник обеспечивает на выходе 12 В при токе нагрузки 0,1 А.

Он состоит из понижающего трансформатора и простейшего однополупериодного выпрямителя с конденсаторным фильтром (рис. 3.27).

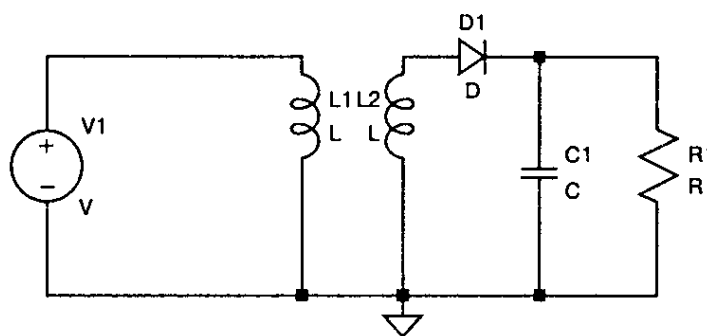


Рис. 3.27. Низковольтный источник постоянного тока

Первым делом настроим источник напряжения V1, который имитирует питающую сеть. Правым кликом по символу источника вызовем его меню настройки.

По умолчанию считается, что источник напряжения генерирует постоянное напряжение. Чтобы заставить его генерировать переменное напряжение, перейдем в продвинутый режим настройки, кликнув по кнопке **Advanced**. После этого появляется (рис. 3.28) меню настройки независимого источника напряжения (**Independent Voltage Source**), в котором источнику напряжения назначается функция:

- ♦ генератора импульсов (PULSE);
- ♦ синусоиды (SINE);

- ♦ экспоненты (EXP);
- ♦ частотномодулированного синусоидального сигнала (SFFM);
- ♦ генератора сигнала произвольной формы (PWL).

В последнем случае пользователь может задать любую форму сигнала путем **кусочно-линейной аппроксимации**. Выбираем функцию генератора синусоиды. Далее назначаем постоянную составляющую (DC offset) = 0 В, амплитуду переменного напряжения (Amplitude) = 310 В и частоту синусоидального напряжения (Freq) = 50 Гц.

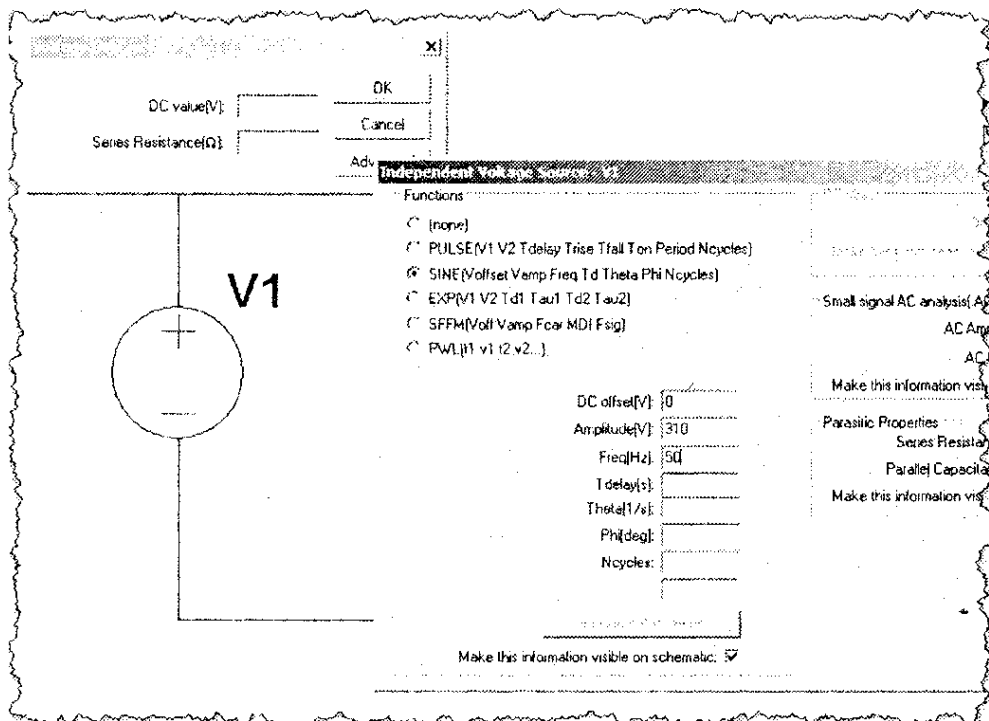


Рис. 3.28. Меню настройки независимого источника напряжения

Примечание. В этих настройках определенное неудобство вызывает необходимость указывать амплитудное, а не действующее значение переменного напряжения.

Для вычисления амплитудного значения U_{amp} из известного действующего U_{rms} , можно воспользоваться формулой:

$$U_{ams} = \sqrt{2} \cdot U_{rms} = 1,414 \cdot 220 \approx 310 \text{ В.}$$

Сетевое напряжение получили, теперь нужно понизить его до 10,5 В. Почему 10,5 В, а не 12 В? Предполагается, что впоследствии за счет разницы между действующей и амплитудной составляющих синусоиды напряжение на конденсаторе С1 (рис. 3.24) поднимется до требуемого уровня 12 В.

Попробуемся средствами SwCad изготовить трансформатор. Для этого берем две индуктивности L_1 и L_2 , которые будут имитировать индуктивность первичной и вторичной обмоток трансформатора. Но этого недостаточно, надо еще имитировать связь между обмотками трансформатора. В SPICE принята модель, согласно которой связь между обмотками определяется их взаимной индуктивностью (рис. 3.26). Коэффициент связи двух обмоток определяется выражением

$$K = \frac{M_{12}}{\sqrt{L_1 \cdot L_2}},$$

где L_1, L_2 — индуктивности обмоток;

M_{12} — их взаимная индуктивность.

Допустимо изменение коэффициента связи в диапазоне от нуля до единицы:

- ♦ если коэффициент связи равен нулю, то связь между обмотками отсутствует;
- ♦ если коэффициент связи равен единице, то связь полная.

Для реальных трансформаторов коэффициент связи обычно находится в диапазоне 0,9—0,999.

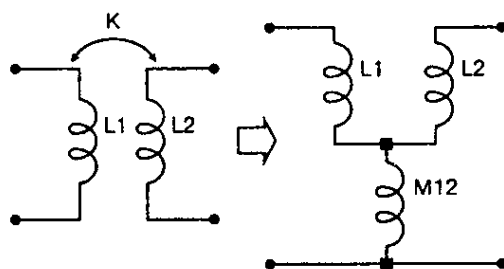



Рис. 3.29. Моделирование взаимной индуктивности двух обмоток через их коэффициент связи

Для создания взаимной индуктивности служит **фиктивный компонент К**. Этот компонент в виде SPICE-директивы необходимо внести непосредственно в лист связей. Для этого кликнем по иконке **SPICE Directive**  на панели инструментов. В результате появится окно ввода текста (рис. 3.30). Вводим следующую директиву — **K1 L1 L2 0.999**, которая означает, что индуктивности L_1 , L_2 связаны между собой, а коэффициент связи равен 0,999.

Далее, кликнув по кнопке **ОК**, переносим введенную строку в окно схемного редактора (рис. 3.31).

Теперь осталось настроить коэффициент трансформации K_{tr} трансформатора. Известно, что индуктивность обмотки пропорциональна квадрату числа витков этой обмотки. Примем индуктивность первичной обмотки $L_1 = 700$ Гн. Следовательно, если

$$K_{tr} = \frac{W_1}{W_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220}{10,5} \approx 21, \text{ то } L_2 = \frac{L_1}{K_{tr}^2} = \frac{700}{21^2} = 1,59 \text{ Гн.}$$

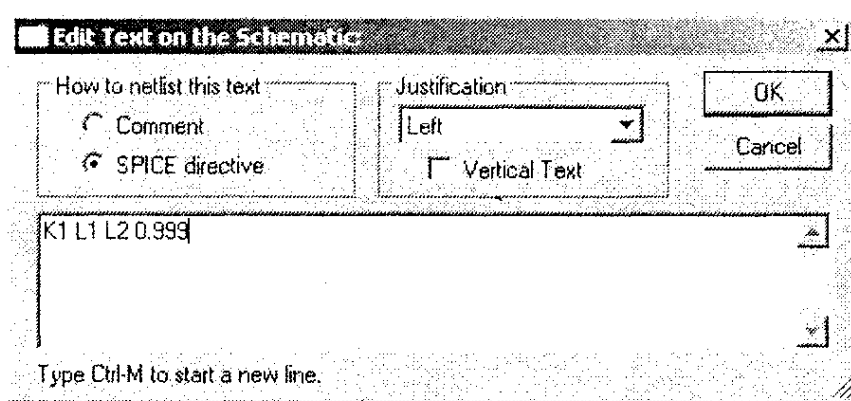


Рис. 3.30. Создание связи между индуктивностями

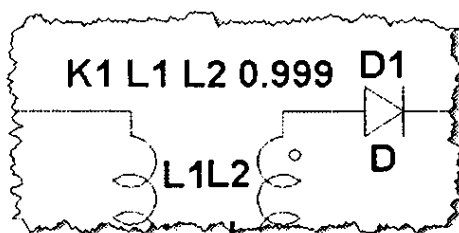


Рис. 3.31. Размещение директивы связи в окне схемного редактора

Описанным способом можно создавать не только двухобмоточные, но и многообмоточные трансформаторы.

Например, директива «K1 L1 L2 L3 L4 1.0» создает четырехобмоточный трансформатор.

Также достаточно просто моделируются неравные связи между обмотками:

K1 L1 L2 0.999;

K2 L2 L3 0.999;

K3 L3 L4 1;

K4 L1 L3 0.99;

K5 L2 L4 0.99;

K6 L1 L4 0.95.

Модель индуктивности в SwCad имеет вид, представленный на **рис. 3.32**. Здесь, кроме индуктивности (Inductance), учитывается масса паразитных параметров:

- ♦ последовательное сопротивление обмотки R_{ser} (Series Resistance);
- ♦ сопротивление потерь между выводами обмотки R_{par} (Parallel Resistance);
- ♦ межвитковая емкость (Parallel Capacitance).

Настроить основные и паразитные параметры модели можно в окне настройки (**рис. 3.33**), которое вызывается правым кликом по индуктивности L_1 (или L_2). Здесь индуктивность измеряется в генри, емкость в фарадах, а сопротивление

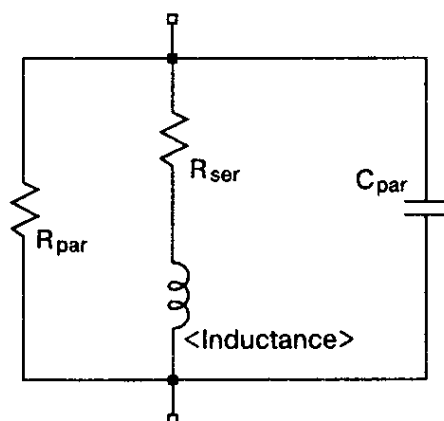


Рис. 3.32. Модель индуктивности, используемая в программе SwCad

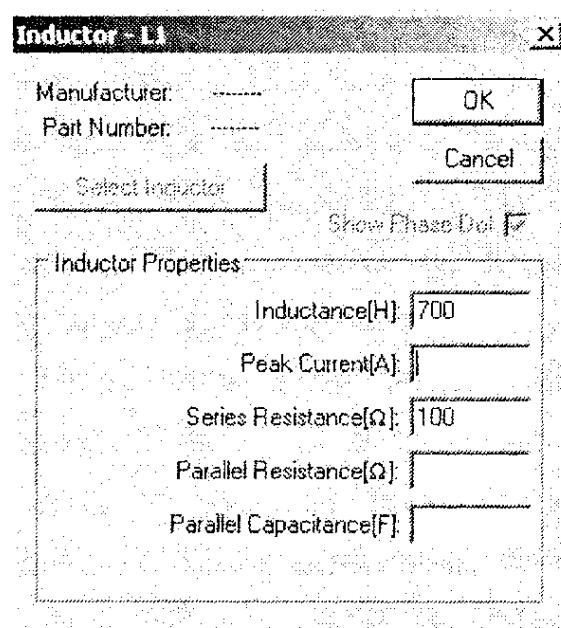


Рис. 3.33. Меню настройки индуктивности

ние в омах. Опцией Show Phase Dot можно делать видимой и скрывать индикацию начала обмотки.

Указание паразитных параметров элементов позволяет получить более реалистичную картину моделирования. Некоторые паразитные параметры SwCad определяет сам, если пользователь не указывает их конкретную величину. Например, по умолчанию SwCad считает, что $R_{ser} = 0,001$ Ом.

Устанавливаем:

- ♦ индуктивность $L_1 = 700$ Гн;
- ♦ последовательное сопротивление $R_{ser} = 100$ Ом (рис. 3.33).

Для L_2 , соответственно, $L_2 = 1,59$ Гн и $R_{ser} = 1$ Ом.

Выберем конденсатор $C1 = 470$ мкФ. Обычно в подобных устройствах устанавливают электролитические конденсаторы, которые имеют достаточно высокое внутреннее сопротивление, поэтому устанавливаем последовательное сопротивление $R_{ser} = 1$ Ом. Так как источник должен обеспечивать 12 В при токе нагрузки 0,1 А, то найдем сопротивление нагрузки

$$R_1 = \frac{12}{0,1} = 120 \text{ Ом.}$$

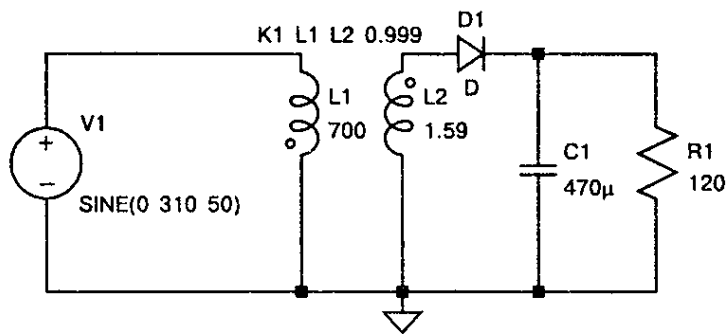


Рис. 3.34. Схема модели маломощного источника постоянного тока

Для диода оставляем идеальную модель, выбранную по умолчанию. При желании можно выбрать модель реального диода из встроенной библиотеки SwCad. Для этого правым кликом по символу диода вызываем его окно настройки. Затем вызываем список доступных моделей, кликнув по кнопке Pick New Diode.

Полностью настроенная схема изображена на **рис. 3.34**.

Кликув по символу **Run**  на панели инструментов, попадаем в окно **Edit Simulation Command**. В нем устанавливаем:

- ♦ время окончания анализа переходного процесса «Stop Time» = 5 с;
- ♦ время начала записи результатов моделирования «Time to Start Saving Data» = 4,96 с.

В этом случае в окно плоттера будут выведены последние два периода работы схемы, а предшествующий им переходной процесс останется вне поля зрения. На **рис. 3.35** изображено состояние после окончания моделирования.

В окно плоттера выведены диаграммы:

- ♦ **V(n002)** — напряжение на вторичной обмотке трансформатора;
- ♦ **V(n003)** — напряжение на резисторе R1;
- ♦ **I(L1)*21** — ток первичной обмотки, приведенный ко вторичной обмотке (умножен на коэффициент трансформации);
- ♦ **-I(L2)** — ток вторичной обмотки (знак минус «-» использован для изменения полярности отображаемого тока).

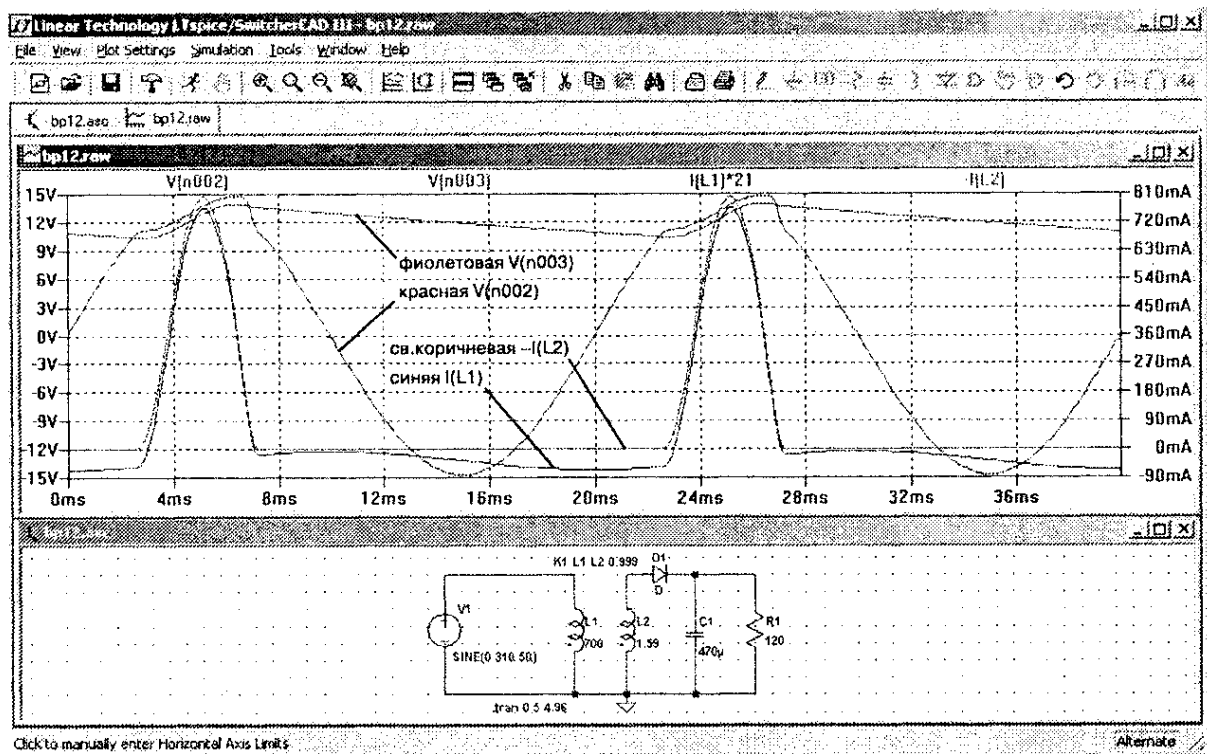


Рис. 3.35. Состояние после окончания моделирования источника постоянного тока

Нетрудно заметить, что в момент, когда напряжение на вторичной обмотке трансформатора превышает напряжение нагрузки, во вторичной обмотке возникают короткие импульсы тока амплитудой до 900 мА. Ток в первичной обмотке трансформатора отличается от тока во вторичной.

Видно, что в паузах между импульсами он меняет свою полярность. Такое поведение тока первичной обмотки трансформатора характерно для случая использования однополупериодного выпрямления. Постоянный ток нагрузки протекает через вторичную обмотку трансформатора. Но трансформатор, как известно, не может трансформировать постоянный ток. В результате, в первичной обмотке возникает размагничивающий ток отрицательной полярности, который компенсирует постоянную составляющую входного тока.

Примечание. В данном примере мы использовали идеализированную линейную модель трансформатора. К сожалению,

нию, идеализированная модель не всегда уместна, т. к. не учитывает насыщение и гистерезис, которые присущи магнитным сердечникам реальных трансформаторов.

Например, в рассмотренной ситуации диаграмма тока в первичной обмотке реального трансформатора, скорее всего, будет сильно отличаться от диаграммы, полученной для идеализированной модели.

В SwCad предусмотрено два способа задания нелинейности индуктивности:

- ♦ **первый способ** позволяет аналитически задавать зависимости потока магнитной индукции от тока в обмотке катушки индуктивности;
- ♦ **второй способ** позволяет использовать упрощенную гистерезисную модель магнитного сердечника, которую впервые предложил Джон Чан.

Модель использует только основные параметры петли гистерезиса (см. табл. 3.3 и рис. 3.36).

Основные параметры петли гистерезиса

Таблица 3.3

Параметр	Описание	Единицы измерения
H_c	Коэрцитивная сила	А/м
B_r	Остаточная индукция	Тл
B_s	Индукция насыщения	Тл

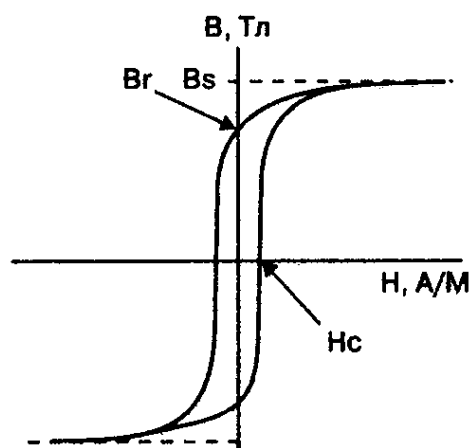


Рис. 3.36. Параметры петли гистерезиса магнитного материала

Наряду с параметрами петли гистерезиса, при описании нелинейной индуктивности учитываются линейные размеры сердечника, а также количество витков катушки (табл. 3.4).

Параметры нелинейной индуктивности

Таблица 3.4

Параметр	Описание	Единицы измерения
L_m	Средняя длина магнитной линии (исключая немагнитный зазор)	м
L_g	Длина немагнитного зазора	м
A	Сечение сердечника	м ²
N	Количество витков	—

Согласитесь со мной, что **второй способ задания нелинейной индуктивности** более привлекателен, т. к. он использует минимальное количество справочных данных, а также понятные и легко контролируемые параметры самого сердечника и катушки.

На частоте 50 Гц в трансформаторах обычно применяется электротехническая сталь с толщиной листа 0,27—0,5 мм. Для холоднокатаной электротехнической стали типов 3411—3413 (Э310—Э330) можно использовать следующие **параметры петли гистерезиса**:

$$H_c = 95 \text{ А/М}; \quad B_r = 1,2 \text{ Тл}; \quad B_s = 1,75 \text{ Тл}.$$

Примем следующие **конструктивные параметры нелинейной индуктивности**, предназначенной для моделирования параметров трансформатора источника постоянного тока:

$$L_m = 0,01 \text{ м}; \quad L_g = 0 \text{ м}; \quad A = 1,1 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2; \quad N = 6000 \text{ витков}.$$

В основе модели нелинейного трансформатора (на рис. 3.37 обведен пунктирной линией) лежит все тот же идеальный трансформатор L_1, L_2 . Здесь он служит для имитации гальванической развязки и коэффициента трансформации.

Нелинейная индуктивность L_3 подключена параллельно первичной (или вторичной) обмотке идеального трансформатора.

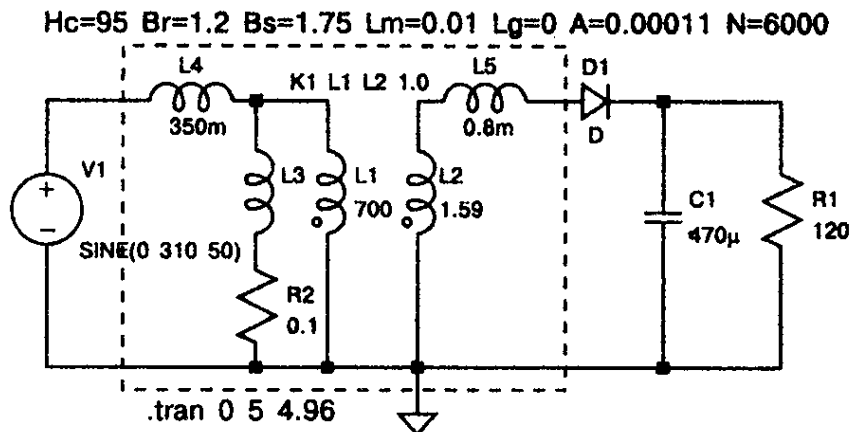


Рис. 3.37. Схема модели маломощного источника постоянного тока с нелинейным трансформатором

Совет. Чтобы не возникла ошибка моделирования (запрет на параллельное включение индуктивностей), нужно последовательно с индуктивностью $L3$ включить низкоомное сопротивление $R2$ (или указать последовательное сопротивление в меню настройки индуктивности).

Так как обмотки идеального трансформатора теперь полностью связаны, то последовательно с первичной и вторичной обмотками надо включить индуктивности рассеяния L_4 и L_5 , которые имитируют поля рассеяния реального трансформатора. Индуктивности L_1 , L_2 , L_4 , L_5 — линейные и настраиваются описанным ранее способом, согласно табл. 3.5.


Параметры настройки модели трансформатора


Таблица 3.5

Поз. обозначение	Inductance (H)	Series Resistance(Ω)
L1	700	
L2	1,59	
L4	350m	100
L5	0,8m	1

Теперь правым кликом по символу $L3$ вызовем меню настройки и впишем определенный ранее перечень параме-

тров в строку Inductance => $H_c=95$ $B_r=1.2$ $B_s=1.75$ $L_m=0.01$ $L_g=0$ $A=0.00011$ $N=6000$.

После ввода всех параметров при помощи иконки  на панели инструментов раздвинем позиционные обозначения и строки параметров таким образом, чтобы они друг друга не заслоняли и хорошо читались (рис. 3.37).

Кликнув по символу **Run** , запустим процесс моделирования.

На рис. 3.38 изображено состояние после окончания моделирования. В окно плоттера выведены диаграммы:

- ♦ $V(n004)$ — напряжение на вторичной обмотке трансформатора;
- ♦ $V(n005)$ — напряжение на резисторе R1;
- ♦ $I(L4) \cdot 21$ — ток первичной обмотки, приведенный ко вторичной обмотке (умножен на коэффициент трансформации);
- ♦ $I(L5)$ — ток вторичной обмотки.

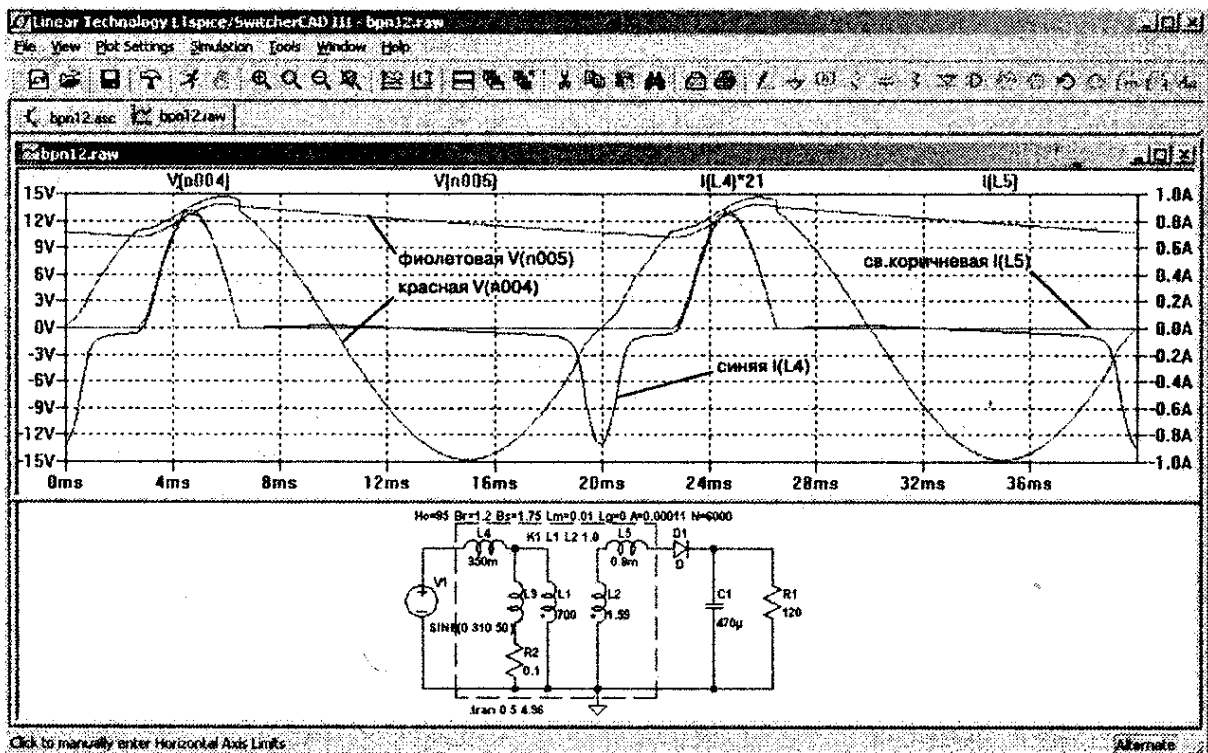


Рис. 3.38. Состояние после окончания моделирования источника постоянного тока с нелинейным трансформатором

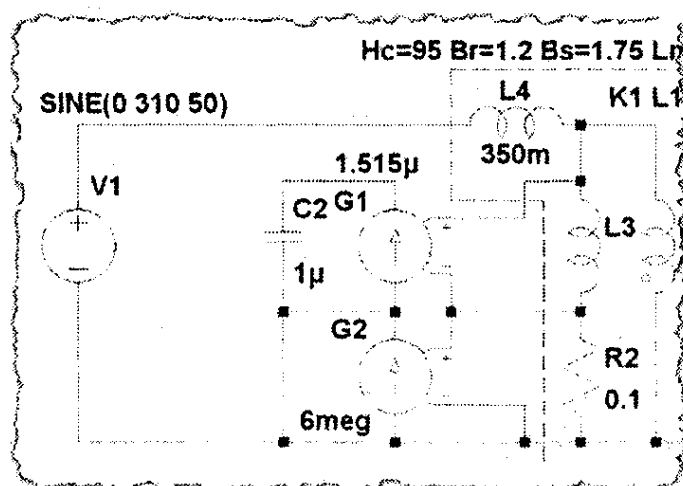


Рис. 3.39. Тестовый узел, позволяющий наблюдать траекторию перемагничивания магнитного сердечника

На диаграмме тока первичной обмотки $I(L4)*21$, кроме небольшой составляющей намагничивания, виден отрицательный импульс тока, который отсутствовал в случае использования линейного трансформатора.

Этот импульс не связан с током нагрузки (в это время ток во вторичной обмотке отсутствует) и, следовательно, вызван односторонним насыщением сердечника трансформатора. Насыщение происходит в конце отрицательного полупериода сетевого напряжения, когда индукция в сердечнике достигает своего максимального значения.

К сожалению, в SwCad нет встроенной функции, позволяющей отобразить траекторию перемагничивания магнитного сердечника. Но данную проблему можно решить, добавив простейший тестовый узел в модель источника питания (рис. 3.39).

Тестовый узел

Тестовый узел построен на двух источниках тока G1 и G2, управляемых напряжением, которые используются для измерения и нормирования отображаемых параметров.

Известно, что скорость изменения индукции в сердечнике прямо пропорциональна приложенному напряжению U и обратно пропорциональна площади сечения A и виткам обмотки N :

$$\frac{dB}{dt} = \frac{U}{A \cdot N}$$

Следовательно, подав напряжение U на вход интегратора, на его выходе мы получим сигнал, пропорциональный индукции в сердечнике. В нашем случае роль интегратора возложена на узел, состоящий из источника $G1$ и конденсатора $C2$. Коэффициент передачи управляемого источника тока $G1$, обеспечивающий выходное напряжение интегратора, равное индукции, можно вычислить по формуле

$$K_{G1} = \frac{C2}{A \cdot N} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{110 \cdot 10^{-6} \cdot 6000} = 1,515 \cdot 10^{-6} = 1,515 \text{ и.}$$

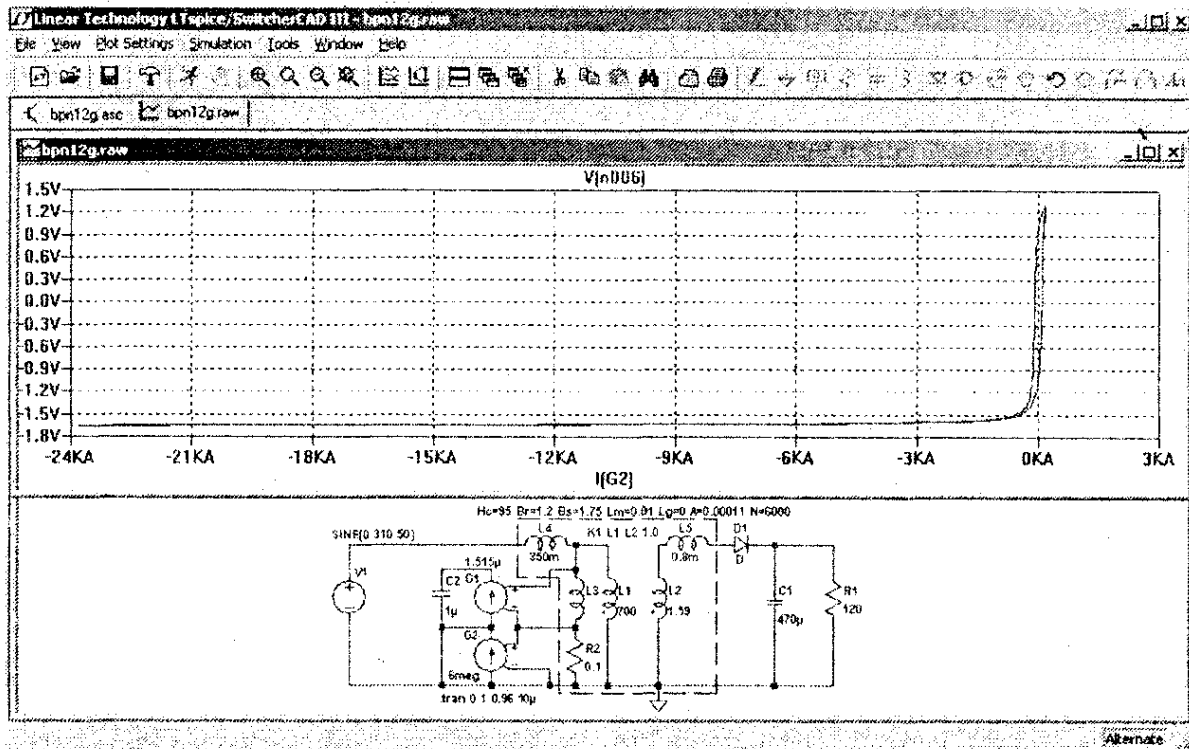
Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока $G1$.

Коэффициент передачи управляемого источника тока $G2$, обеспечивающий выходной ток равный напряженности в сердечнике нелинейного трансформатора, можно вычислить по формуле

$$K_{G2} = \frac{N}{R_2 \cdot L_m} = \frac{6000}{0,1 \cdot 0,01} = 6 \cdot 10^6 = 6 \text{ meg.}$$

Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока $G2$.

Для устранения дрейфа показаний интегратора $G1$, $C2$ необходимо установить параметр вычисления переходного процесса Maximum Timestep = 10uS или меньше. В настройках горизонтальной оси в строчке Quantity Plotted, вместо параметра time, впишем параметр I(G2). По вертикали выво-



дим напряжение на выходе интегратора, кликнув по верхнему выводу конденсатора С2 (рис. 3.40).

Из диаграммы перемагничивания (рис. 3.40) видно, что сердечник подвержен сильному одностороннему насыщению. В направлении насыщения напряженность магнитного поля достигает 24000 А/м. Очевидно, одностороннее насыщение вызвано постоянной составляющей выходного тока источника, который протекает через вторичную обмотку трансформатора. Чтобы убедиться в справедливости наших подозрений, заменим однополупериодный выпрямитель двухполупериодным (рис. 3.41).

На рис. 3.40 изображено состояние после окончания моделирования источника постоянного тока с двухполупериодным выпрямителем. В данном случае цикл перемагничивания сердечника симметричен и не выходит в область насыщения. Отсюда можно сделать вывод, что использование однополупериодного выпрямителя на выходе трансформатора вызывает одностороннее насыщение его сердечника.

ГЛАВА 4

СВАРОЧНЫЙ ИСТОЧНИК ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В главе рассматриваются различные варианты сварочных источников переменного тока и приводится описание сварочного источника, использующего трансформатор с развитым магнитным рассеянием.

4.1. Ручная сварка штучными электродами

Условия для обеспечения высокого качества сварки

До настоящего времени на производстве и в быту преобладает ручная сварка штучными электродами (ММА). И если на производстве в основном используется сварка на постоянном токе, то в быту предпочитают использовать переменный ток. Это объясняется простотой, дешевизной и надежностью трансформаторных сварочных источников переменного тока.

При ручной сварке в диапазоне токов от 60 до 300 А дуга имеет жесткую статическую вольтамперную характеристику. В этом случае среднее напряжение сварочной дуги в вольтах можно найти по формуле

$$U_d = 20 + 0,04 \cdot I_{св},$$

где $I_{св}$ — сварочный ток [9].

На практике из-за колебаний длины дуги напряжение дуги может изменяться в большую или меньшую сторону относительно рассчитанного значения. Для обеспечения высокого качества сварки необходимо обеспечить следующие условия.

Условие 1. При изменении длины дуги, изменения сварочного тока должны быть минимальными.

Условие 2. Напряжение холостого хода сварочного источника должно в 1,8—2,5 раз [9, 18] превышать напряжение дуги.

Условие 3. Ток короткого замыкания сварочного источника не должен превышать удвоенного значения сварочного тока.

Этим условиям отвечает сварочный источник с крутопадающей внешней вольтамперной характеристикой (ВАХ). Крутопадающая характеристика может быть получена включением последовательно со вторичной обмоткой сварочного трансформатора, активного или реактивного сопротивления X_ϕ (рис. 4.1).

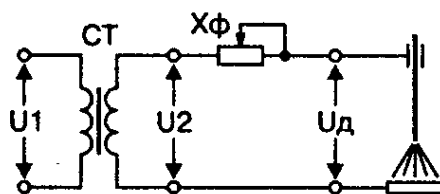


Рис. 4.1. Схема формирования внешней характеристики источника

В этом случае напряжение холостого хода U_{xx} сварочного источника равно напряжению на вторичной обмотке сварочного трансформатора. Ток короткого замыкания можно найти по формуле

$$I_{кз} = U_{xx}/X_{\phi}.$$

С помощью изменения величины X_{ϕ} можно изменять ток короткого замыкания $I_{кз}$, а, следовательно, и сварочный ток $I_{св}$ (рис. 4.2).

Чтобы получить возможность выбора, промоделируем с помощью программы SwCad различные варианты формирования внешней ВАХ сварочного источника. Предварительно считаем, что нам нужен сварочный источник переменного тока, обеспечивающий максимальный сварочный ток 150 А при питании от сети 220 В 50 Гц.

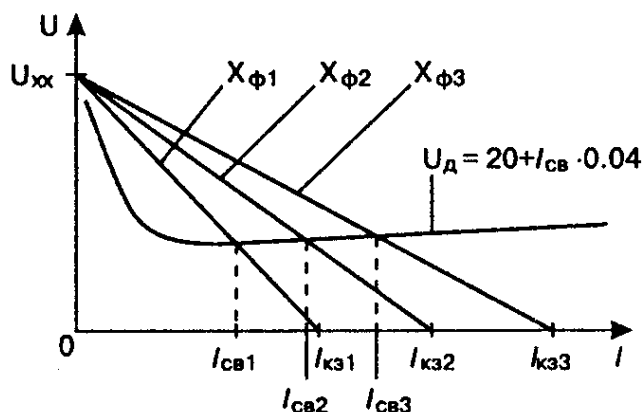


Рис. 4.2. Регулировка сварочного тока

Модель электрической дуги переменного тока

В библиотеке SwCad, к сожалению, модель сварочной дуги отсутствует. Эту модель нам придется создать самим из стандартных элементов. Так как напряжение дуги можно найти по формуле

$$U_d = 20 + 0,04 \cdot I_{св},$$

то в качестве модели дуги можно использовать источник напряжения 20 В с внутренним сопротивлением 0,04 Ом (рис. 4.3). Такая модель хорошо подходит для имитации дуги постоянного тока.

Казалось бы, что для создания модели дуги переменного тока достаточно использовать две модели дуги постоянного тока, включенных встречно-параллельно через развязывающие диоды (рис. 4.4).

Но сложность состоит в том, что в конце каждого полупериода дуга переменного тока гаснет, и для повторного зажигания к ней нужно приложить повышенное напряжение.

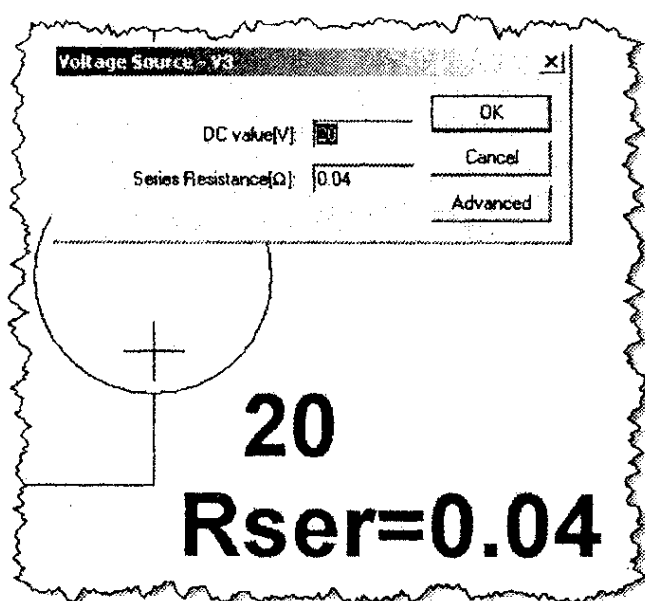


Рис. 4.3. Простейшая модель дуги постоянного тока

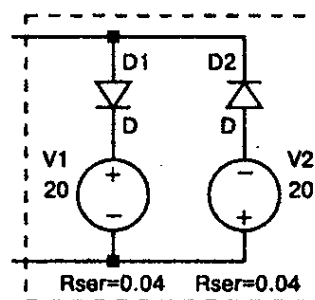


Рис. 4.4. Некорректная модель дуги переменного тока

Напряжение повторного зажигания определяют многие факторы, например:

- ♦ длина и ток дуги;
- ♦ материал обмазки и электрода;
- ♦ длительность безтоковой паузы, предшествующей повторному зажиганию;
- ♦ полярность напряжения, приложенного к дуговому промежутку.

Если при прямой полярности (плюс на изделии) требуется небольшое повышение напряжения, то при обратной полярности (минус на изделии) напряжение повторного зажигания может превышать нормальное напряжение дуги в 1,5—3 раза [9].

Относительно корректная модель дуги переменного тока изображена на рис. 4.5. На рабочем участке дуги ее поведение моделируется источниками напряжения:

- ♦ V1 (для прямой полярности);
- ♦ V2 (для обратной полярности).

Эти источники напряжения коммутируются с помощью мощных тиристоров U1 и U2. Уровни повторного зажигания дуги имитируются стабилитронами:

- ♦ D1 (напряжение пробоя 33 В);
- ♦ D2 (напряжение пробоя 47 В).

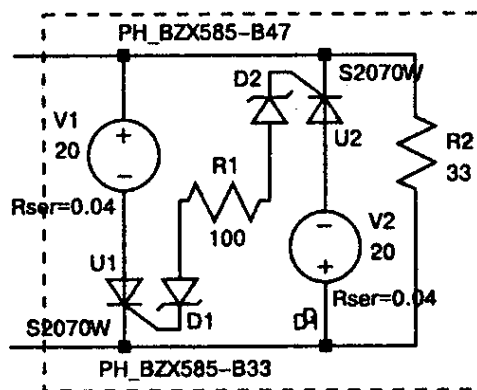


Рис. 4.5. Корректная модель дуги переменного тока

Резистор R2 имитирует тлеющий разряд, предшествующий повторному зажиганию дуги переменного тока.

Теперь, располагая моделью электрической дуги, рассмотрим различные варианты сварочных источников, использующих активные и реактивные сопротивления для формирования внешней ВАХ.

Сварочный источник с балластным реостатом (активным сопротивлением)

Несомненно, это наиболее технологически простой вариант, т. к. обычно не представляет большого труда найти подходящий мощный низкоомный резистор. Его можно извлечь из отслужившего свой срок электрооборудования или изготовить самостоятельно из куска толстого (диаметр 4—6 мм) нихрома.

На рис. 4.6 изображена схема и временные диаграммы токов и напряжений сварочного источника с балластным реостатом в качестве формирователя внешней ВАХ источника.

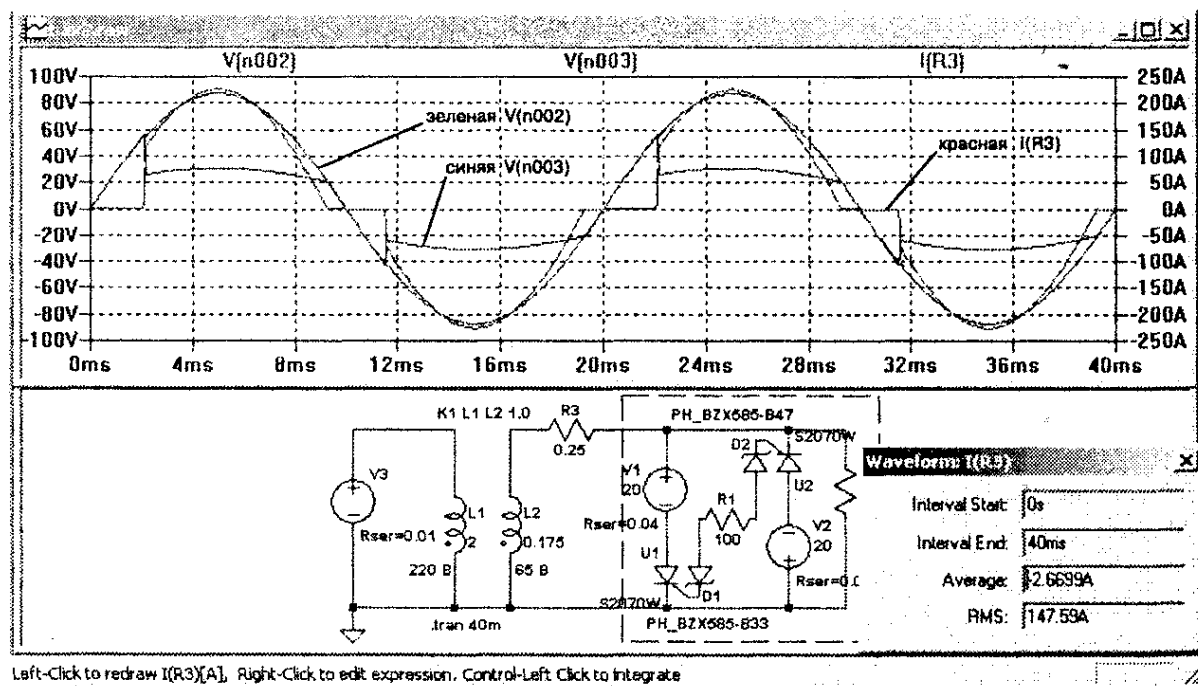


Рис. 4.6. Модель источника с балластным реостатом

Напряжение сети 220 В, 50 Гц поступает на первичную обмотку L_1 понижающего трансформатора К1, имеющего коэффициент трансформации

$$K_T = \frac{U_1}{U_2} = \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{220}{65} = \sqrt{\frac{2}{0,175}} = 3,38.$$

Со вторичной обмотки L_2 трансформатора К1 снимается пониженное напряжение 65 В (диаграмма V (n002) зеленого цвета на экране монитора). Значение сопротивления балластного реостата R3 настроено для получения действующего значения сварочного тока $I_{св} \approx 150$ А (диаграмма I (R3) красного цвета на экране монитора).

Когда напряжение на вторичной обмотке сварочного трансформатора ниже напряжения дуги (диаграмма V (n003) синего цвета на экране монитора), ток в сварочной цепи не протекает. В результате на диаграмме тока дуги видны паузы длительностью 2—3 мс.

В течение пауз, когда ток отсутствует, происходит значительное охлаждение и деионизация дугового промежутка, что ухудшает условия ее повторного зажигания. Так как весь сварочный ток протекает через балластный реостат, то на нем рассеивается значительная мощность:

$$P_{R3} = I_{св}^2 \cdot R3 = 150^2 \cdot 0,25 = 5625 \text{ Вт}.$$

В это же время со вторичной обмотки трансформатора К1 отбирается мощность

$$P_{K1} = VL2 \cdot I_{св} = 65 \cdot 150 = 9750 \text{ Вт}.$$

Следовательно, КПД сварочного источника составляет всего

$$\eta = (P_{K1} - P_{R3})/P_{K1} = (9750 - 5625)/9750 = 0,42.$$

Совет. Несмотря на свою простоту, данный метод формирования ВАХ не стоит использовать из-за его низкой экономической эффективности!

Сварочный источник с линейным дросселем (индуктивным сопротивлением)

На рис. 4.7 изображена схема и временные диаграммы токов и напряжений сварочного источника с линейным дросселем переменного тока в качестве формирователя внешней ВАХ. Напряжение сети поступает на первичную обмотку L1 понижающего трансформатора К1. Со вторичной обмотки L2 трансформатора К1 снимается пониженное напряжение 65 В [диаграмма V (n002) зеленого цвета на экране монитора].

Индуктивность дросселя L_1 настроена для получения действующего значения сварочного тока $I_{св} \approx 150$ А [диаграмма I (L_3) красного цвета на экране монитора]. На диаграмме напряжения дуги [диаграмма V (n003) синего цвета на экране монитора] видны импульсы напряжения повторного зажигания, которые возникают в моменты перехода сварочного тока через ноль.

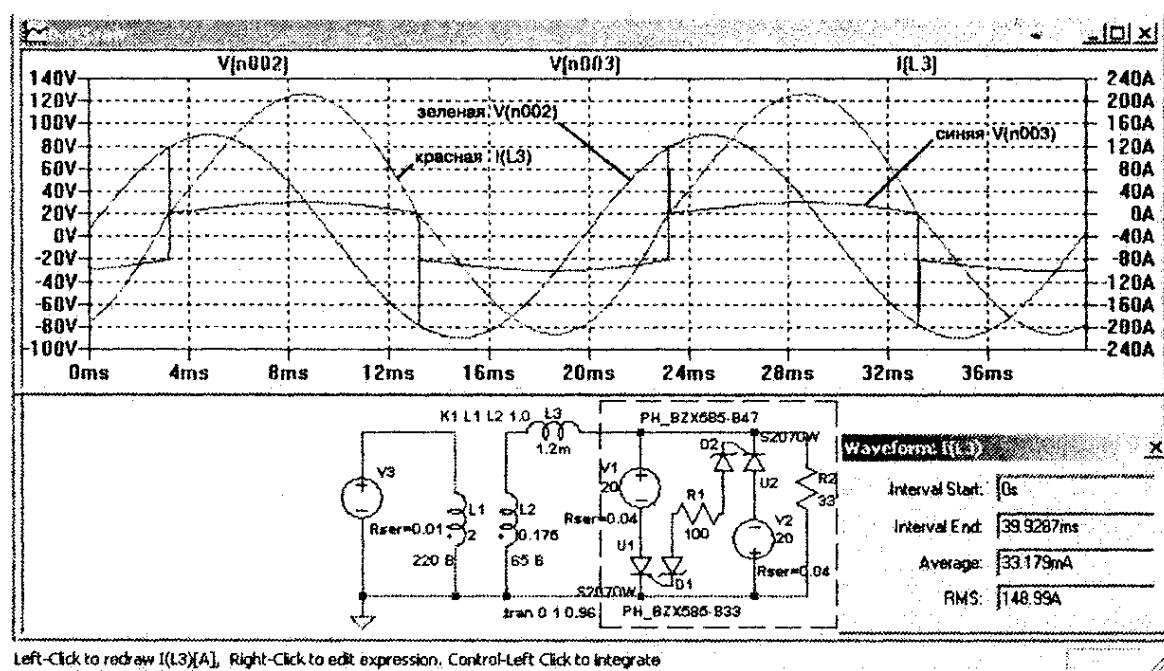


Рис. 4.7. Модель источника с линейным дросселем переменного тока

В связи с тем, что ток в дросселе отстает от напряжения, то в тот момент, когда он равен нулю, напряжение на вторичной обмотке трансформатора близко к своему амплитудному значению. Благодаря этому создаются наилучшие условия для повторного зажигания дуги, и сварочный ток течет практически непрерывно.

Кроме этого, в схеме источника отсутствуют активные потери, так как сварочный ток ограничивается реактивным сопротивлением дросселя L3. Но, несмотря на отсутствие активных потерь, из сети источник потребляет тот же ток, что и в предыдущем варианте.

Парадокс объясняется тем, что наряду с полезной активной мощностью, которую потребляет сварочная дуга, между источником и сетью циркулирует бесполезная реактивная мощность, генерируемая индуктивностью L3. В электротехнике для оценки энергетической эффективности электропотребителя используется величина, называемая **коэффициентом мощности** ($\cos\varphi$). Коэффициент мощности равен отношению потребляемой активной мощности к полной (кажущейся) мощности и в нашем случае равен

$$\cos\varphi = \frac{U_D \cdot I_{CB}}{U_{L2} \cdot I_{CB}} = \frac{U_D}{U_{L2}} = \frac{20 + I_{CB} \cdot 0,04}{U_{L2}} = \frac{20 + 150 \cdot 0,04}{65} = 0,4.$$

Несмотря на весьма низкий коэффициент мощности, для сварки переменным током до сих пор (и в основном) используются сварочные источники с дросселями переменного тока.

Сварочный источник с дросселем и конденсатором

Чтобы улучшить коэффициент мощности предыдущего сварочного источника, надо **скомпенсировать реактивную составляющую**, вызываемую индуктивностью. Для этого последовательно с индуктивностью дросселя нужно включить конденсатор (дроссель и конденсатор образуют последова-

тельный колебательный контур, и если этот контур настроен на частоту 50 Гц, то сварочный источник не генерирует реактивную мощность).

В этом случае циркуляция реактивной мощности будет происходить только внутри колебательного контура. Частоту резонанса контура можно определить по формуле

$$F = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}, \text{ Гц.}$$

Если известна индуктивность и частота, то емкость можно найти по формуле

$$C = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F)^2 \cdot L}, \text{ Ф.}$$

Если известна емкость и частота, то индуктивность можно найти по формуле

$$L = \frac{1}{(2 \cdot \pi \cdot F)^2 \cdot C}, \text{ Гн.}$$

На рис. 4.8 изображена модель и временные диаграммы токов и напряжений сварочного источника.

Для дросселя L3 и конденсатора C1 выбраны реалистичные параметры, обеспечивающие частоту резонанса 50 Гц. Так как реактивная составляющая скомпенсирована, то максимальный сварочный ток $I_{св} \approx 150$ А [диаграмма I (L3) красного цвета на экране монитора] удалось получить при более низком напряжении на вторичной обмотке L2 трансформатора K1 [диаграмма V (n002) зеленого цвета на экране монитора].

Теперь здесь 38 В. Однако, несмотря на понижение напряжения, амплитуда импульсов повторного зажигания осталась на прежнем уровне [диаграмма V (n004) синего цвета на экране монитора].

Источник имеет высокий КПД и $\cos\phi$, близкий к единице. Кроме того, трансформатор имеет меньшую габаритную мощ-

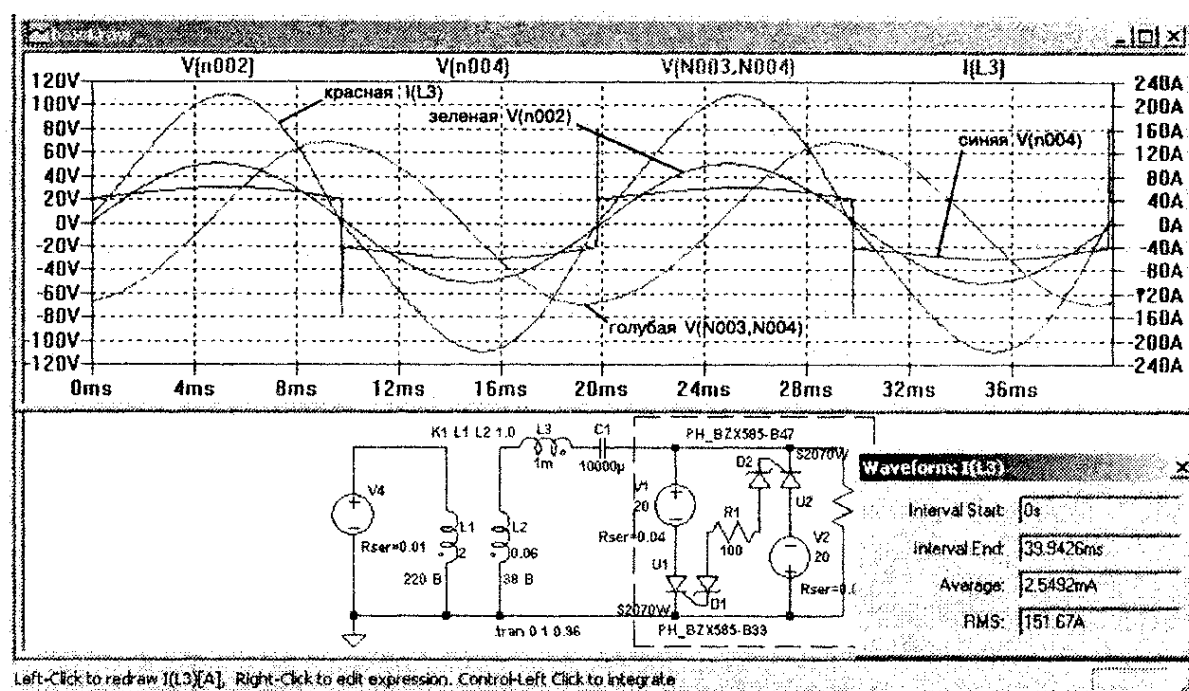


Рис. 4.8. Модель источника с компенсирующим конденсатором

ность, так как уменьшилось напряжение на его вторичной обмотке.

Несмотря на все плюсы, в этом источнике имеется «узкое место» — конденсатор С1. Этот конденсатор, имеющий значительную емкость 10000 мкФ, должен выдерживать длительное протекание сварочного тока и значительную пульсацию напряжения [диаграмма V(n003, n004) голубого цвета на экране монитора].

Наиболее подходящие для этой цели электролитические конденсаторы страдают высоким внутренним сопротивлением и могут нормально работать, если амплитудное значение переменной составляющей напряжения не превышает 10—15 % от максимального рабочего напряжения конденсатора.

Согласно диаграмме V (n003, n004), амплитуда переменного напряжения, приложенного к С1, достигает величины 70 В.

Примечание. Следовательно, придется использовать электролитические конденсаторы с рабочим напряжением 350 В и выше.

А если учесть, что для создания одного неполярного конденсатора потребуется два полярных, то можно представить результирующие размеры конденсаторной батареи.

Несмотря на то, что на Интернет-форумах иногда делаются заявления, что в подобных сварочниках длительное время прекрасно работают какие-нибудь К50-3 2000 мкФ × 50 В, предоставим этот спорт экстремалам и остановим свой выбор на классическом сварочном источнике переменного тока с индуктивным сопротивлением.

4.2. Сварочный трансформатор

Особенности специализированных сварочных трансформаторов

Основным элементом сварочного источника переменного тока является специализированный сварочный трансформатор. Познакомимся с конструктивными особенностями этих устройств.

По форме сердечника различают трансформаторы броневые и стержневые типов (рис. 4.9). Для уменьшения потерь на вихревые токи, сердечник трансформатора набирается из листовой трансформаторной стали толщиной 0,27—0,5 мм.

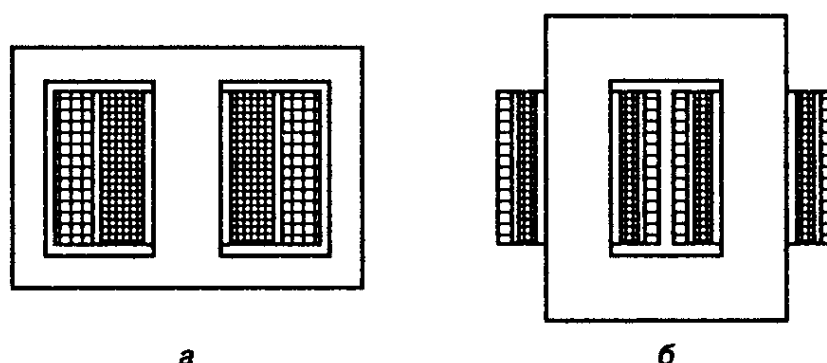


Рис. 4.9. Типы магнитных сердечников:
а — броневой; б — стержневой

Трансформаторы стержневого типа, по сравнению с трансформаторами броневые типа, имеют более высокий КПД и допускают большие плотности токов в обмотках. Поэтому сварочные трансформаторы обычно, за редким исключением, бывают стержневого типа.

По характеру устройства обмоток различают трансформаторы с цилиндрическими и дисковыми обмотками (рис. 4.10).

Для рассмотрения особенностей трансформатора того или иного типа удобно использовать схему замещения трансформатора [9] (рис. 4.11). Где:

U_1 , U_2 — напряжение на первичной и вторичной обмотках трансформатора;

r_1, r_2 — омическое сопротивление первичной и вторичной обмоток трансформатора;

L_{1s}, L_{2s} — индуктивность рассеяния первичной и вторичной обмоток трансформатора;

L_μ — индуктивность намагничивания трансформатора;

r_c — сопротивление, характеризующее потери в сердечнике трансформатора;

n — коэффициент трансформации трансформатора.

Ранее подобная схема замещения уже использовалась нами для создания модели реального трансформатора (рис. 3.37). В данном случае все параметры трансформатора приведены к его вторичной обмотке. Поэтому в схеме замещения отсутствует идеальный трансформатор, необходимый для имитации коэффициента трансформации.

Индуктивность рассеяния L_s обмотки вызывается наличием собственного магнитного потока Φ_s , не сцепляемого с другой обмоткой. Чем дальше удалены друг от друга обмотки трансформатора, тем, соответственно, больше величины Φ_s и L_s .

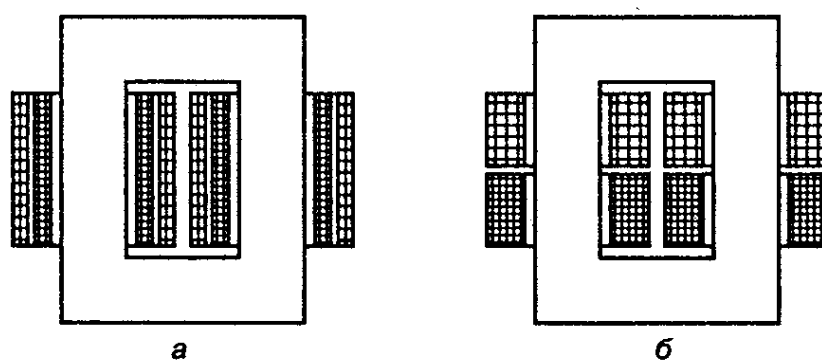


Рис. 4.10. Типы обмоток трансформаторов:
а — цилиндрическая; б — дисковая

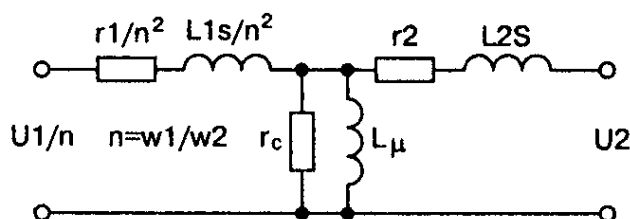


Рис. 4.11. Схема замещения трансформатора

В трансформаторах с цилиндрическими обмотками одна обмотка намотана поверх другой. Так как обмотки находятся на минимальном расстоянии друг от друга, то практически весь магнитный поток первичной обмоткой сцепляется с витками вторичной обмотки. Только очень небольшая часть магнитного потока первичной обмотки, называемого **поток рассеяния**, протекает в зазоре между обмотками и поэтому не связана со вторичной обмоткой.

Ток ограничивается практически только активным (омическим) сопротивлением I_1 и r_2 обмоток, поэтому трансформатор имеет жесткую характеристику, и ток короткого замыкания на вторичной обмотке более чем в 10 раз превосходит рабочий ток трансформатора.

Для получения крутопадающей внешней характеристики используют дроссель переменного тока, который в ранних сварочных источниках присутствовал как независимый конструктивный элемент, дополнительно увеличивающий массу и габариты сварочного источника.

Позже в качестве дросселя стали использовать **индуктивность рассеяния трансформатора**. Для получения требуемой величины индуктивности рассеяния обмотки трансформатора стали выполнять в виде дисков (рис. 4.10, б).

В трансформаторах с дисковыми обмотками одна обмотка разнесена от другой. Так как обмотки удалены друг от друга, то значительная часть магнитного потока первичной обмотки не связана со вторичной обмоткой. Еще говорят, что эти трансформаторы имеют **развитое электромагнитное рассеяние**. Индуктивности рассеяния L_{1s} и L_{2s} имеют значительную величину, и их реактивное сопротивление в большей мере влияет на ток трансформатора, чем в случае трансформатора с цилиндрическими обмотками.

Используя трансформатор с дисковыми обмотками, можно легко получить необходимую нам **падающую внешнюю характеристику**, где рабочий ток составляет $\approx 80\%$ от тока короткого замыкания.

Регулировка сварочного тока обычно достигается изменением расстояния между обмотками, которые выполняются подвижными.

В бытовых условиях трудно изготовить трансформатор с подвижными обмотками. Решением проблемы в этом случае станет трансформатор на несколько фиксированных значений сварочного тока. Для более тонкой регулировки сварочного тока (разумеется, в сторону уменьшения) можно использовать индуктивность сварочного кабеля, укладывая его кольцами.

Как рассчитать индуктивность рассеяния?

Индуктивность рассеяния трансформатора, в основном, зависит:

- ♦ от взаимного расположения обмоток;
- ♦ от конфигурации обмоток;
- ♦ от посторонних факторов, таких как близко расположенные к трансформатору предметы из магнитных материалов.

К сожалению, точный расчет индуктивности рассеяния практически невозможен. Обычно на практике расчет ведется методом последовательных приближений с уточнением обмоточных и конструктивных данных на практическом образце. Разработаем методику расчета индуктивности рассеяния трансформатора с дисковыми обмотками, взяв за основу [21].

На рис. 4.12 схематически изображена картина распределения силовых магнитных полей в стержневом трансформаторе с дисковыми обмотками. Здесь схематически изображен общий магнитный поток Φ и потоки рассеяния обмоток — Φ_{s1} и Φ_{s2} . Эти потоки возникают благодаря ампервиткам

$$F = I \cdot W,$$

создаваемыми обмотками трансформатора.

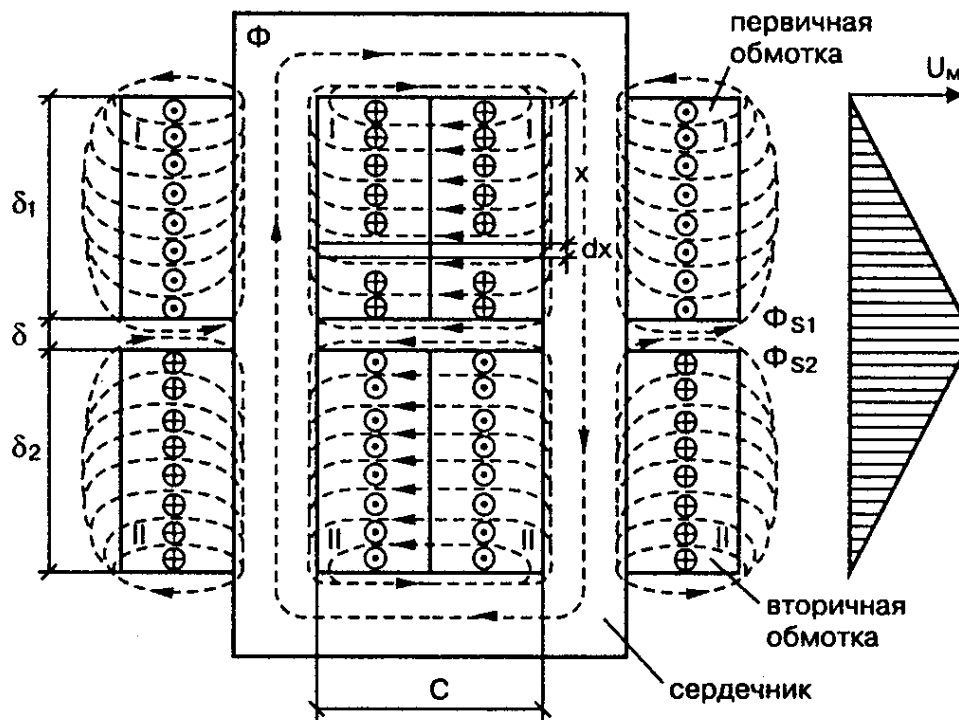


Рис. 4.12. Картина силовых полей стержневого трансформатора с дисковыми обмотками

В окне сердечника ток первичной обмотки трансформатора направлен от зрителя, а ток вторичной обмотки наоборот. Благодаря этому, для потоков рассеяния первичная и вторичная обмотки представляют собой своеобразный соленоид с промежутком δ , называемым **главным каналом рассеяния** (далее — канал).

В этом канале проходят основные потоки рассеяния первичной и вторичной обмоток. Благодаря тому, что обмотки трансформатора не сосредоточены в точке, а определенным образом распределены в пространстве, часть потока рассеяния проходит внутри обмоток. При смещении к краю обмотки поток рассеяния ослабевает, так как создается меньшими ампервитками обмотки (рис. 4.12, б).

Потоки рассеяния в канале между катушками, а также внутри катушек суммируются и создают общий поток рассеяния. Для определения этих составляющих примем ряд допущений.

Допущение 1. Так как сердечник трансформатора имеет очень маленькое магнитное сопротивление, то будем считать,

что все ампервитки обмоток прикладываются к каналу рассеяния.

Допущение 2. Такое же допущение примем для участков катушек, находящихся с наружной стороны сердечника, ибо вне канала между катушками магнитный поток замыкается через пространство, имеющее несравненно большее сечение и, следовательно, гораздо меньшее сопротивление. Данное допущение приведет к несколько завышенному расчетному значению потока рассеяния, что впоследствии может быть учтено введением поправочного коэффициента.

Определим поток рассеяния, создаваемый вторичной обмоткой в канале рассеяния δ . Чтобы упростить себе работу, будем считать, что обмотки трансформатора имеют равное количество витков и коэффициент трансформации $n=1$.

Предполагая, что силовые линии одной обмотки занимают половину канала, найдем ее магнитное сопротивление для одной вторичной обмотки:

$$R_m = \frac{F}{\Phi} = \frac{H \cdot c}{S \cdot B},$$

где: F — ампервитки обмотки, А;

Φ — магнитный поток, Вб;

H — напряженность магнитного поля, А/м;

c — длина канала, м;

S — площадь канала, м²;

B — магнитная индукция, Тл.

Напряженность и магнитная индукция связаны между собой через абсолютную магнитную проницаемость вещества

$$\mu_0 = \frac{B}{H},$$

которая, в свою очередь, равна произведению

$$\mu_a = \mu_0 \cdot \mu,$$

где: $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная (проницаемость вакуума);

μ — относительная проницаемость среды.

Так как для воздуха $\mu \approx 1$, то $\mu_a \approx \mu_0$. Площадь канала можно найти по формуле

$$S = \frac{\delta \cdot p}{2},$$

где p — периметр канала, м.

Подставив полученные значения в формулу для магнитного сопротивления, получим

$$R_m = \frac{2 \cdot c}{\delta \cdot p \cdot \mu_0}.$$

Магнитный поток в канале для одной обмотки можно найти по формуле

$$\Phi_\delta = \frac{F}{R_m} = \frac{I \cdot w \cdot \delta \cdot p \cdot \mu_0}{2 \cdot c}.$$

где w — количество витков обмотки;

I — ток в обмотке, А.

Потокосцепление одной обмотки с потоком в канале можно найти по формуле

$$\Phi_\delta \cdot w = \frac{I \cdot w^2 \cdot \delta \cdot p \cdot \mu_0}{2 \cdot c}.$$

Для вычисления потокосцепления с потоком, проходящим через толщу вторичной обмотки, выделим силовую трубку шириной dx (рис. 4.12, а) и длиной равной средней длине витка обмотки. Ее магнитное сопротивление можно найти по формуле

$$R_{m_{dx}} = \frac{c}{p \cdot \mu_0 \cdot dx}.$$

Выделен витками:

$$F_{dx} = \frac{I \cdot w \cdot x}{\delta_2}.$$

Таким образом, поток трубки равен:

$$d\Phi_{dx} = \frac{F_{dx}}{R_{m dx}} = \frac{I \cdot w \cdot p \cdot \mu_0}{\delta_2 \cdot c} \cdot x \cdot dx.$$

А потокосцепление трубки составляет

$$d\Phi_{dx} \frac{w \cdot x}{\delta_2} = \left(\frac{w}{\delta_2}\right)^2 \frac{I \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot x^2 \cdot dx.$$

Общее потокосцепление подобных трубок по ширине вторичной обмотки δ_2 будет

$$\begin{aligned} \int_0^{\delta_2} \left(\frac{w}{\delta_2}\right)^2 \cdot \frac{I \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot x^2 \cdot dx &= \left(\frac{w}{\delta_2}\right)^2 \cdot \frac{I \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \int_0^{\delta_2} x^2 \cdot dx = \\ &= \left(\frac{w}{\delta_2}\right)^2 \cdot \frac{I \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \frac{\delta_2^3}{3} = \frac{I \cdot w^2 \cdot p \cdot \mu_0 \cdot \delta_2}{3 \cdot c}. \end{aligned}$$

Общее потокосцепление обмотки можно найти, суммировав потокосцепление в канале и потокосцепление в толще обмотки:

$$\begin{aligned} \Phi \cdot w &= \frac{I \cdot w^2 \cdot p \cdot \mu_0 \cdot \delta}{2 \cdot c} + \frac{I \cdot w^2 \cdot p \cdot \mu_0 \cdot \delta_2}{3 \cdot c} = \\ &= \frac{I \cdot w^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\frac{\delta}{2} + \frac{\delta_2}{3}\right). \end{aligned}$$

Разделив потокосцепление на ток, получим индуктивность рассеяния вторичной обмотки:

$$L_{s_2} = \frac{w^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\frac{\delta}{2} + \frac{\delta_2}{3}\right).$$

Индуктивность рассеяния первичной обмотки, приведенная к вторичной:

$$L_{s_1} = \frac{w^2 \cdot P \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\frac{\delta}{2} + \frac{\delta_1}{3} \right).$$

Общая индуктивность рассеяния, приведенная к вторичной обмотке:

$$L_s = \frac{w^2 \cdot P \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right).$$

Для участков катушек, находящихся с наружной стороны сердечника, поток рассеивания замыкается через пространство? и поэтому реальная индуктивность рассеяния получается меньше расчетной примерно на 30 %:

$$L_s \approx 0,7 \cdot \frac{w^2 \cdot P \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right).$$

Требования к сварочному трансформатору

В отличие от обычных трансформаторов, сварочный трансформатор (в особенности бытовой) должен иметь минимальные габариты и массу.

Специфика работы сварочного трансформатора заключается в том, что он нагружен не на все 100 % времени своего включения. Степень нагруженности определяется продолжительностью нагрузки:

$$\text{ПН} = 100 \cdot t_p / t_u,$$

где t_p — длительность рабочего цикла,

t_u — общее время цикла, состоящего из рабочего цикла и паузы.

Длительность цикла принимается равной:

- ♦ 5 мин для источников ручной дуговой сварки;
- ♦ 10 мин для источников механизированной сварки [9].

Обычно считается, что ПН сварочного трансформатора не превышает 60 %. Для бытового сварочного трансформатора принимают еще более низкое значение ПН = 20 %. Данное обстоятельство позволяет за счет увеличения плотности тока в обмотках уменьшить общее сечение обмотки без значительного ухудшения ее теплового режима.

Чтобы рассчитать плотность тока для любого значения ПН, можно воспользоваться формулой

$$J_n = \frac{J}{\sqrt{\text{ПН}}},$$

где J_n — плотность тока для произвольного значения ПН, А/мм²;
 J — плотность тока для долговременного режима работы, А/мм²;
 ПН — требуемое значение ПН.

Вычислим плотность тока в медных обмотках сварочного трансформатора, рассчитанного на ПН = 20 %, если при долговременной работе этого же трансформатора допускается плотность тока $J = 3,5$ А/мм².

$$J_n = \frac{3,5}{\sqrt{0,2}} = 8 \text{ А/мм}^2.$$

Так как алюминий имеет более высокое по сравнению с медью удельное сопротивление, то для него нужно выбирать плотность тока в 1,6 раза меньше. Т. е. если для меди допустима плотность 8 А/мм², то для алюминия — 5 А/мм².

Расчет сварочного трансформатора

Согласно заданию, рассчитаем маломощный сварочный трансформатор, предназначенный для работы от сети пере-

менного тока 220 В, 50 Гц и обеспечивающий максимальный сварочный ток $I_m = 150$ А.

Максимальное напряжение дуги, соответствующее максимальному сварочному току, можно рассчитать по формуле

$$U_{\text{дм}} = 20 + 0,04 \cdot I_m = 20 + 0,04 \cdot 150 = 26 \text{ (В)}.$$

Как уже говорилось ранее, напряжение холостого хода U_{xx} (напряжение на вторичной обмотке ненагруженного трансформатора) должно быть в 1,8—2,5 больше максимального напряжения дуги.

$$\text{Т. е. } U_{xx} = U_{\text{дм}} \cdot (1,8...2,5) = 26 \cdot (1,8...2,5) = 47...65 \text{ В.}$$

При повышении U_{xx} улучшается устойчивость и начальное зажигание дуги. Однако ГОСТ95-77Е ограничивает максимальное действующее напряжения U_{xx} на уровне 80 В. Выберем напряжение холостого хода СТ $U_{xx} = 65$ В, что обеспечит наилучшие условия горения дуги и не противоречит требованиям ГОСТ.

Для дальнейших расчетов допустим, что наш магнитный материал имеет максимальную индукцию $B_m = 1,42$ Тл.

Найдем габаритную мощность сварочного трансформатора P_2 :

$$P_2 = I_m \cdot U_{xx} = 65 \cdot 150 = 9750 \text{ В} \cdot \text{А}$$

По общеизвестной формуле (формула (9.6), которая будет выведена далее в разделе 9.2), определяем

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot P_2}{2,22 \cdot B_m \cdot J \cdot F \cdot K_o \cdot K_c}, \text{ см}^4,$$

где: J — плотность тока в обмотках (8 А/мм² для меди (Cu), 5 А/мм² для алюминия (Al) и 6,5 А/мм² для комбинированной медно-алюминиевой (CuAl) обмотки);

F — частота сети, Гц;

K_o — коэффициент заполнения окна (0,33—0,4);

K_c — коэффициент заполнения стали (0,95).

Пусть первичная обмотка выполняется медным проводом, а вторичная — алюминиевым. Тогда

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot 9750}{2,22 \cdot 1,42 \cdot 6,5 \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 0,95} = 3035 \text{ см}^4.$$

Для стержневых трансформаторов рекомендуются следующие соотношения размеров [5]:

$$X = 1,6;$$

$$Y = 2;$$

$$Z = 2,5—5,$$

где $X = c/a$, $Y = b/a$, $Z = h/a$ (рис. 9.1).

Если $Z = 4$, то $S_o S_c = a^4 \cdot 12,8$. Отсюда можно найти размер a сердечника:

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_o S_c}{12,8}} = \sqrt[4]{\frac{3035}{12,8}} = 3,9 \text{ см.}$$

Выбираем $a = 4$ см. Зная размер a , найдем размеры c , b , h :

$$c = a \cdot X = 4 \cdot 1,6 = 6,4 \text{ см};$$

$$b = a \cdot Y = 4 \cdot 2 = 8 \text{ см};$$

$$h = a \cdot Z = 4 \cdot 4 = 16 \text{ см.}$$

Определим ЭДС одного витка трансформатора:

$$\begin{aligned} E_s &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot S_c \cdot K_c = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot a \cdot b \cdot K_c = \\ &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,42 \cdot 50 \cdot 32 \cdot 0,95 = 0,958 \text{ В / вит.} \end{aligned}$$

Количество витков вторичной обмотки:

$$W_2 = U_{xx}/E_s = 65/0,958 = 68 \text{ витков.}$$

Сечение алюминиевого провода вторичной обмотки:

$$S_2 = I_m/J_{Al} = 150/5 = 30 \text{ мм}^2$$

(можно использовать алюминиевую шину сечением $5 \times 6 \text{ мм}^2$).

Количество витков первичной обмотки:

$$W_1 = U_1/E_g = 220/0,958 = 230 \text{ витков.}$$

Найдем максимальный ток первичной обмотки:

$$I_{1m} = I_m \cdot W_2/W_1 = 150 \cdot 68/230 = 44,35 \text{ А.}$$

Сечение медного провода первичной обмотки:

$$S_1 = I_{1m}/J_{Cu} = 44,35/8 = 5,54 \text{ мм}^2.$$

Так как трансформатор стержневой, то первичная (и вторичная) обмотка находится на двух катушках:

- ♦ если катушки включаются параллельно, то они должны содержать по 230 витков провода ПЭВ-2 Ø1,9 мм (2,827 мм²);
- ♦ если катушки включаются последовательно, — то они должны содержать по 115 витков провода ПЭВ-2 Ø2,7 мм (5,7 мм²).

Уточнение конфигурации окна сердечника трансформатора

Ранее в результате моделирования (рис. 4.7) мы определили, что для ограничения сварочного тока на уровне $I_{св} = 150 \text{ А}$ требуется индуктивность $L_s = 1,2 \text{ мГн}$.

Индуктивность рассеяния трансформатора, приведенную к его вторичной обмотке, можно найти по формуле

$$L_s = 0,7 \cdot \frac{w^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\delta + \frac{\delta_1 + \delta_2}{3} \right),$$

где w — количество витков вторичной обмотки;

$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}$ — магнитная постоянная (проницаемость вакуума);

c — ширина окна сердечника, м;

δ_1 — высота первичной обмотки, м;

δ_2 — высота вторичной обмотки, м;

δ — зазор (высота канала) между первичной и вторичной обмотками, м;

p — периметр зазора, м.

Если зазор между обмотками минимальный, то формулу для индуктивности рассеяния можно упростить:

$$L_s \approx 0,7 \cdot \frac{w^2 \cdot p \cdot \mu_0}{c} \cdot \left(\frac{h}{3}\right).$$

Как видно из формулы, индуктивность рассеяния прямо пропорциональна высоте окна (h) и обратно пропорциональна ширине окна (c) сердечника.

Воспользуемся данными, полученными из расчета трансформатора для определения периметра зазора. Если обмотки заполняют всю ширину окна сердечника, то периметр канала можно определить по формуле

$$p \approx 2 \cdot (a + b) + \frac{c \cdot \pi}{2} = 2 \cdot (0,04 + 0,08) + \frac{0,064 \cdot \pi}{2} = 0,34 \text{ м.}$$

Рассчитаем индуктивность рассеяния, которая может быть получена при данной конфигурации сердечника:

$$\begin{aligned} L_s &\approx 0,7 \cdot \frac{w^2 \cdot p \cdot \mu_0 \cdot h}{3 \cdot c} = \\ &= 0,7 \cdot \frac{68^2 \cdot 0,34 \cdot 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \cdot 0,16}{3 \cdot 0,064} = 0,0012 \text{ Гн.} \end{aligned}$$

Вывод. Если полученное значение индуктивности рассеяния меньше требуемого, то окно следует сделать уже и выше. Если же индуктивность рассеяния больше чем требуется, то окно следует сделать ниже и шире.

Конструкция сварочного источника переменного тока

Ниже приведены обмоточные данные и описана конструкция сварочного источника, позволяющего получать два фиксированных значения сварочного тока — 150 А и 120 А.

Размеры и расположение обмоток сварочного трансформатора изображены на рис. 4.13.

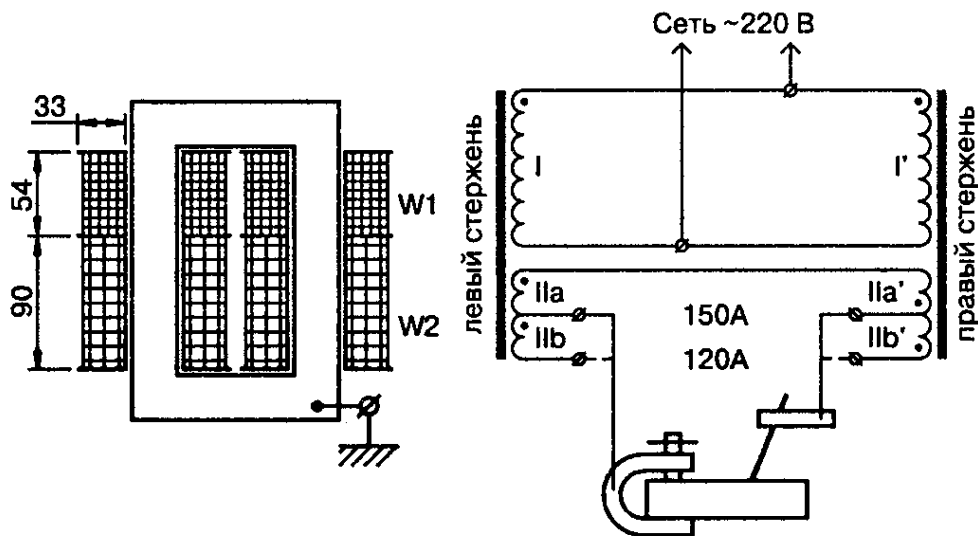


Рис. 4.13. Размеры, расположение и схема соединения обмоток трансформатора

Обмотки мотаются на двух каркасах, выполненных из листового стеклотекстолита толщиной 2 мм. На каркасе первичная и вторичная обмотки изолированы друг от друга стеклотекстолитовой щечкой толщиной 2 мм.

Совет. *Перед намоткой каркас следует усилить, насадив на деревянную оправку. Отверстие, предназначенное для насадки на сердечник, должно быть больше размеров сердечника на 1,5—2 мм, что позволит впоследствии без проблем собрать трансформатор.*

Первичная обмотка W_1 состоит из двух секций (I и I'), расположенных на различных каркасах и соединенных параллельно. Каждая из секций содержит по 230 витков провода

ПЭВ-2 $\varnothing 1,9$ мм. Если в наличие имеется провод $\varnothing 2,7$ мм, то в этом случае первичная обмотка будет состоять из двух секций, соединенных последовательно и содержащих по 115 витков.

После намотки слоя провода его следует уплотнить легкими ударами деревянного молотка. Если трансформатор изготавливается в кустарных условиях, то после намотки каждого слоя его необходимо промазывать пропиточным лаком. В качестве межслойной изоляции используется прессшпан толщиной 0,5—1 мм.

Для вторичной обмотки W_2 берется голая алюминиевая шина сечением 30 мм^2 (5×6 мм). Перед намоткой шину следует плотно обмотать для изоляции киперной лентой или тонкой хлопчатобумажной тканью, предварительно порезанной на полосы шириной 20 мм.

После изоляции поперечные размеры шины должны увеличиться не более, чем на 1,5 мм. Вторичная обмотка, как и первичная, поровну распределена на обоих каркасах:

- ♦ секции IIa и IIa' содержат по 34 витка;
- ♦ секции IIb и IIb' содержат по 8 витков алюминиевой шины.

Примечание. *То, что меньшему сварочному току соответствует большее количество витков вторичной обмотки, не опечатка. Дело в том, что напряжение обмотки пропорционально количеству витков, а реактивное сопротивление пропорционально квадрату этой же величины, и поэтому сопротивление обмотки растет быстрее, чем ее напряжение.*

Шина укладывается на более широкую сторону и при правильной изоляции и укладке, в два слоя входит 21 виток.

Внимание. *После намотки каждого слоя, его следует уплотнить легкими ударами деревянного молотка и обильно промазать пропиточным лаком.*

Для намотки можно использовать алюминиевую шину такого же сечения, но с другим соотношением сторон. В этом случае, возможно, следует несколько скорректировать высоту секции вторичной обмотки, чтобы в два слоя входило равное количество витков.

После намотки и пропитки трансформатор следует просушить. Температура и время сушки определяются маркой используемого пропиточного лака.

Сердечник трансформатора набран из пластин холоднокатанной трансформаторной стали шириной 40 мм и толщиной 0,35 мм.

Примечание. *Холоднокатанная сталь, в отличие от горячекатанной, имеющей почти черный цвет, имеет белый цвет.*

Можно использовать листовую сталь от списанного трансформатора трансформаторной подстанции. Имеющееся железо сначала рубят на полосы, потом режут на фрагменты длиной 108 и 186 мм. Заусенцы на краях рубленого железа необходимо удалить с помощью надфиля или мелкого напильника. Сердечник собирается «вперекрышку» с возможно меньшими зазорами в местах стыковки отдельных листов. Конструкция сердечника трансформатора изображена на **рис. 4.14**.

Готовый, т. е. намотанный и собранный трансформатор необходимо поместить в защитный кожух, который следует изготовить из немагнитного материала, например, алюминия или текстолита.

Внимание. *В кожухе необходимо предусмотреть вентиляционные отверстия.*

Для подключения первичной обмотки трансформатора к сети ~220 В необходимо использовать кабель с медной жилой

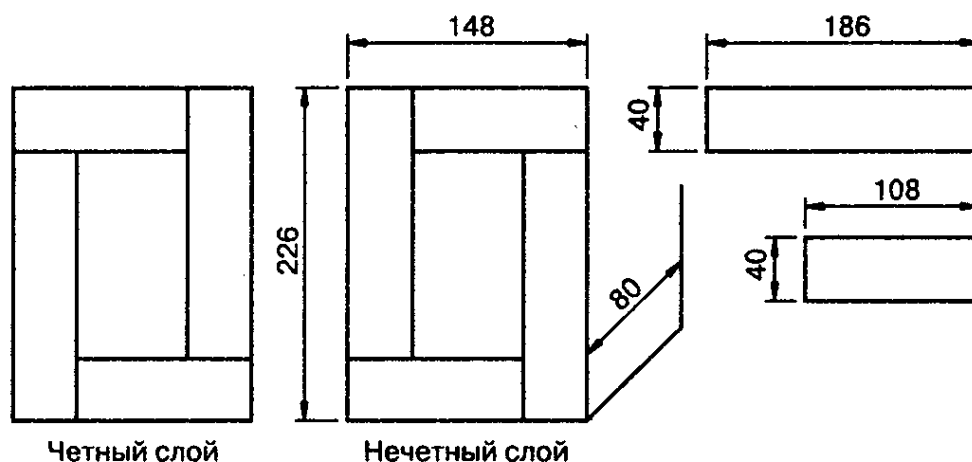


Рис. 4.14. Конструкция сердечника трансформатора

сечением не менее 6 мм^2 и силовую розетку на ток 63 А , имеющую заземляющий нож, который необходимо соединить с сердечником трансформатора и с защитным кожухом. Соответственно, заземляющий контакт розетки должен быть надежно заземлен.

Концы вторичной обмотки необходимо подключить к латунным шпилькам диаметром $8\text{—}10 \text{ мм}$, установленным на диэлектрической термостойкой панели, которая крепится к защитному кожуху трансформатора. В качестве сварочных можно использовать мягкие медные провода сечением $16\text{—}25 \text{ мм}^2$.

ГЛАВА 5

СВАРОЧНЫЙ ИСТОЧНИК ДЛЯ ПОЛУАВТОМАТИЧЕСКОЙ СВАРКИ

В главе рассматриваются общие принципы полуавтоматической сварки, а также приводится общая методика расчета и описание конструкции сварочного источника для полуавтоматической сварки со ступенчатой регулировкой.

5.1. Основы полуавтоматической сварки

Полуавтоматическая или, как ее еще называют, механизированная сварка в защитных газах, несмотря на свою технологическую сложность, нашла широкое распространение в быту и на производстве. К достоинствам этого вида сварки относят:

- ♦ возможность сваривать листовую сталь толщиной от 0,5 мм;
- ♦ незначительную чувствительность к ржавчине и другим загрязнителям основного металла;
- ♦ низкую стоимость по сравнению с другими видами сварки.

К недостаткам относится:

- ♦ увеличенное, по сравнению с ручной сваркой, разбрызгивание металла, что требует постоянной защиты и очистки сопла горелки;
- ♦ более интенсивное излучение открытой мощной дуги.

Примечание. Благодаря своим достоинствам полуавтоматическая сварка горячо любима работниками автосервиса, где практически вытеснила все остальные виды сварки.

На рис. 5.1 схематически изображен сварочный пост для полуавтоматической сварки, который снабжен сварочным

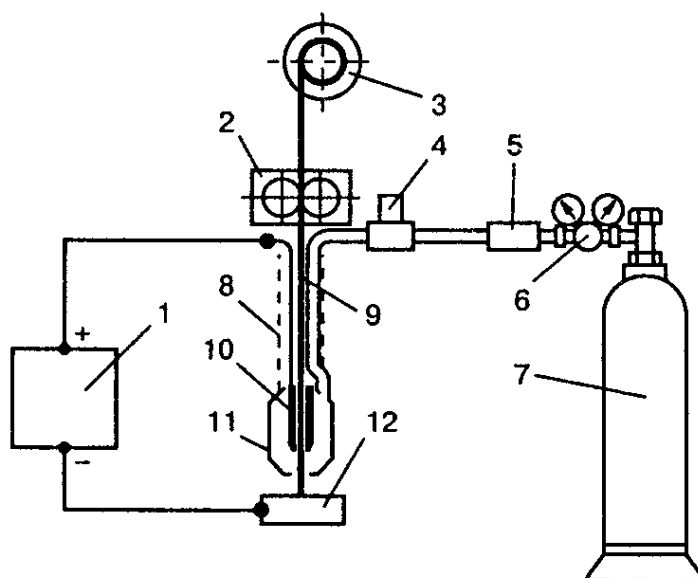


Рис. 5.1. Сварочный пост для полуавтоматической сварки

источником постоянного тока 1, подающим механизмом 2, катушкой с проволокой 3, газовым клапаном 4, подогревателем и осушителем газа 5, газовым редуктором 6, баллоном с газом 7. К свариваемой детали 12 сварочная проволока, ток и защитный газ поступают через шланговый держатель 8. Для проволоки имеется специализированный канал 9. Зачастую канал имеет антифрикционное покрытие, облегчающее подачу проволоки. Проволока подключается к источнику через специальный скользящий медный наконечник 10.

Обычно полуавтоматическая сварка используется для сварки обычной и нержавеющей стали, а также для сварки алюминия. Сварка производится металлической или порошковой проволокой, которая подается в зону сварки специальным подающим механизмом.

Для защиты зоны сварки от кислорода и азота воздуха применяется **защитный газ**, в качестве которого используется углекислый газ, аргон, гелий или их смеси. Наиболее распространенной является сварка стали в среде углекислого газа или в смеси углекислого газа с аргоном.

Сварка производится **постоянным током обратной полярности** (минус на изделии). Для сварки используется относительно тонкая проволока $\varnothing 0,5\text{—}2$ мм, из-за чего плотность тока возрастает до $110\text{—}130$ А/мм². Для сравнения, при ручной сварке покрытыми электродами плотность тока не превышает 20 А/мм².

Так как плотность тока повышенная, то сварка идет на восходящем участке вольтамперной характеристики дуги. Для согласования вольтамперных характеристик дуги и источника последний должен иметь жесткую внешнюю характеристику. В этом случае благодаря высокой плотности тока и жесткой внешней характеристике источника длина дуги саморегулируется (**рис. 5.2**).

Например, при укорочении дуги сварочный ток резко возрастает, электрод начинает более интенсивно плавиться и

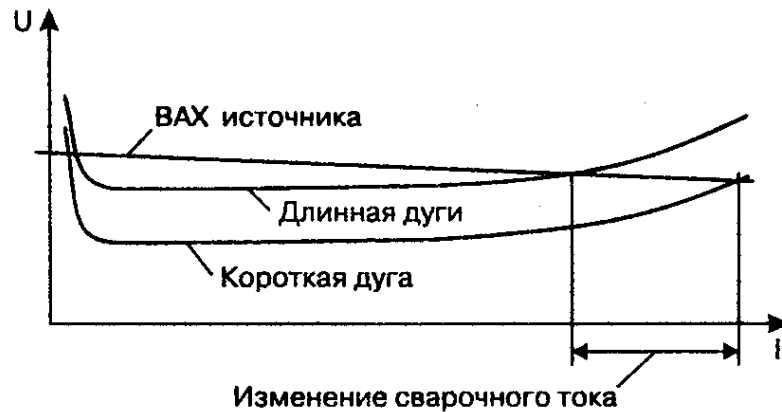


Рис. 5.2. Саморегулирование дуги при полуавтоматической сварке

длина дуги восстанавливается. Соответственно, при удлинении дуги сварочный ток уменьшается, плавление электрода замедляется, и длина дуги также восстанавливается. Т. е. длина дуги зависит от выходного напряжения источника и мало зависит от скорости подачи проволоки. В свою очередь, сварочный ток пропорционален скорости подачи проволоки.

Для того, чтобы механизм саморегулирования работал, сварочный источник при КЗ на выходе должен обеспечивать скорость нарастания тока на уровне $di/dt = 60—180$ кА/с для проволоки диаметром 0,8—1,2 мм.

Скорость нарастания тока зависит от индуктивной составляющей сварочного контура, которая определяется индуктивностью рассеяния сварочного трансформатора и индуктивностью линейного дросселя в сварочной цепи.

Если сварочный источник работает от однофазной сети, то возникает **конфликт требований**:

- ♦ с одной стороны, мы должны увеличивать индуктивность дросселя, чтобы обеспечить непрерывность тока в сварочном контуре;
- ♦ с другой стороны, мы должны уменьшать эту индуктивность, чтобы обеспечить необходимую скорость нарастания тока.

Из-за трудности разрешения этого конфликта среди самодеятельных конструкторов сложилось устойчивое мнение, что

хорошего однофазного источника для полуавтоматической сварки не бывает.

Разумеется, использование трехфазного трансформатора с трехфазным выпрямителем позволяет получить постоянный ток с незначительным уровнем пульсации, что благоприятно сказывается на устойчивости горения дуги. В этом случае остается с помощью небольшого дросселя ограничить на требуемом уровне скорость нарастания тока. Правда, в быту наличие трехфазной сети скорее исключение, чем правило. К тому же трехфазный источник сложнее и дороже однофазного.

На самом деле не все так плохо, и существует способ исправления вышеуказанного недостатка однофазных источников: например, использование дополнительного источника подпиточного тока, который поддерживает горение дуги в моменты отсутствия основного тока. Для поддержания дуги достаточно тока величиной около 10 А. Возможные варианты организации подпиточного тока изображены на рис. 5.3.

Варианты, изображенные на рис. 5.3, имеют аналогичный принцип действия, поэтому рассмотрим вариант, представленный на рис. 5.3, а. Этот вариант используется в однофазных источниках фирмы «Селма». Здесь источники основного и подпиточного тока работают от общего однофазного трансформатора Т1.

Ток в нагрузку поступает непосредственно с выпрямительного моста VD1—VD4, и в этом нет никакой ошибки. Как показывает практика, для ограничения скорости нарастания

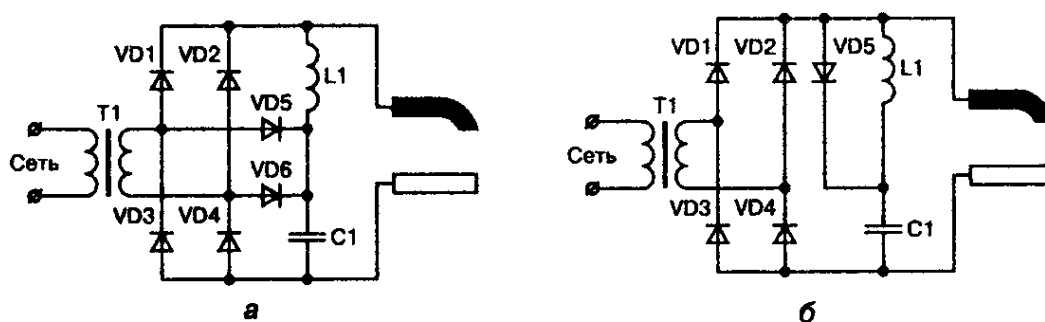


Рис. 5.3. Варианты организации подпиточного тока:
а) вариант, использующийся в однофазных источниках фирмы «Селма»;
б) альтернативный вариант

тока обычно достаточно индуктивности рассеяния сварочного трансформатора Т1.

Источник подпиточного тока собран на диодах VD5, VD6, конденсаторе С1 и дросселе L1. Для подпитки дуги используется энергия, накопленная конденсатором в моменты наличия сетевого напряжения. Дроссель L1 поддерживает подпиточный ток на требуемом уровне, не давая конденсатору С1 быстро разрядиться.

Вариант, представленный на рис. 5.3, б, содержит меньшее количество деталей, но моделирование в SwCad показало, что этот вариант обеспечивает всего лишь 30 % подпиточного тока по сравнению с вариантом (рис. 5.3, а). Не будем экономить «на спичках» и остановим свой выбор на варианте, представленном на рис. 5.3, а.

5.2. Расчеты элементов схемы

Определение параметров и расчет силового трансформатора источника

В табл. 5.1 приводится максимальная индуктивность сварочной цепи для различных диаметров проволоки [12].

Максимальная индуктивность сварочной цепи для различных диаметров проволоки

Таблица 5.1

Диаметр проволоки, мм	Индуктивность, мГн
0,6—0,8	0,3
1	0,3—0,4
1,2	0,4—0,5
1,6	0,6—0,8
2	1,0—1,4

В табл. 5.2 приводятся ориентировочные режимы сварки для тонколистовых изделий.

Ориентировочные режимы сварки для тонколистовых изделий

Таблица 5.2

Диаметр проволоки, мм	Толщина металла, мм	Сварочный ток, А	Напряжение дуги, В
0,6—0,8	0,5—1,0	40—120	16—20
0,8—1,0	1,0—2,0	60—160	17—22
1,0—1,2	2,0—4,0	100—200	19—24
1,6—2,0	5,0—8,0	140—400	21—34
2	8,0—12	200—500	24—39

Нам нужно построить источник, рассчитанный на использование сварочной проволоки наиболее популярных диаметров 0,6—1,2 мм. В этом случае; согласно табл. 5.1, индуктивность сварочной цепи не должна превышать 0,3 мГн. Согласно табл. 5.2, источник должен обеспечивать сварочный ток 60—180 А при выходном напряжении 17—23 В.

Для получения сеткивыходных напряжений и токов (табл. 5.3) предполагается переключать отводы первичной обмотки трансформатора Т1 с помощью переключателей S1—S5 (рис. 5.4).

Напряжения на выходе нагруженного источника

Таблица 5.3

Положение переключателя	Выходное напряжение, В	Сварочный ток, А
1	17	60
2	18,5	90
3	20	120
4	21,5	150
5	23	180

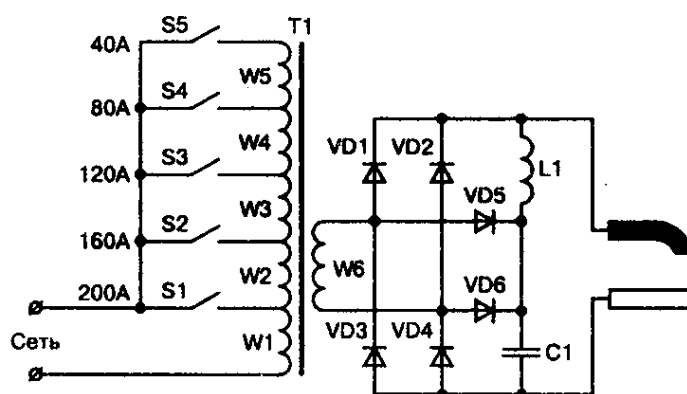


Рис. 5.4. Сварочный источник со ступенчатой регулировкой тока

В табл. 5.3 указаны напряжения на выходе нагруженного источника. Так как под нагрузкой часть напряжения падает на сопротивлении обмоток трансформатора, то сложно сказать, какое напряжение холостого хода должны иметь секции W2—W6.

Кроме трансформатора, значительную лепту в посадку напряжения вносит внутреннее сопротивление питающей сети.

Внимание. Обычно при конструировании трансформатора приходится многократно чередовать расчеты и эксперименты с реальным источником, что влечет большие

затраты средств и времени. Используя SwCad, можно заменить эксперименты виртуальным моделированием.

Разумеется, работа с моделью сварочного трансформатора, являющегося основой сварочного источника, тоже сопряжена с определенными трудностями. Например, при перестройке модели приходится изменять значения взаимозависимых параметров, таких как индуктивности и сопротивления обмоток. Задача облегчается тем, что в SwCad предусмотрена возможность вычисления параметров. Для этого надо в строчку параметра ввести не конкретную величину, а формулу для ее вычисления. Чтобы SwCad понял, что параметр вычисляется, формулу необходимо заключить в фигурные скобки {...}. На рис. 5.5 изображена тестовая модель источника, позволяющая варьировать параметры сварочного трансформатора.

Модель учитывает, что различные фрагменты первичной обмотки выполнены проводом различного сечения, а также внутреннее сопротивление сети, индуктивность рассеяния трансформатора, вольтамперную характеристику (ВАХ) электрической дуги.

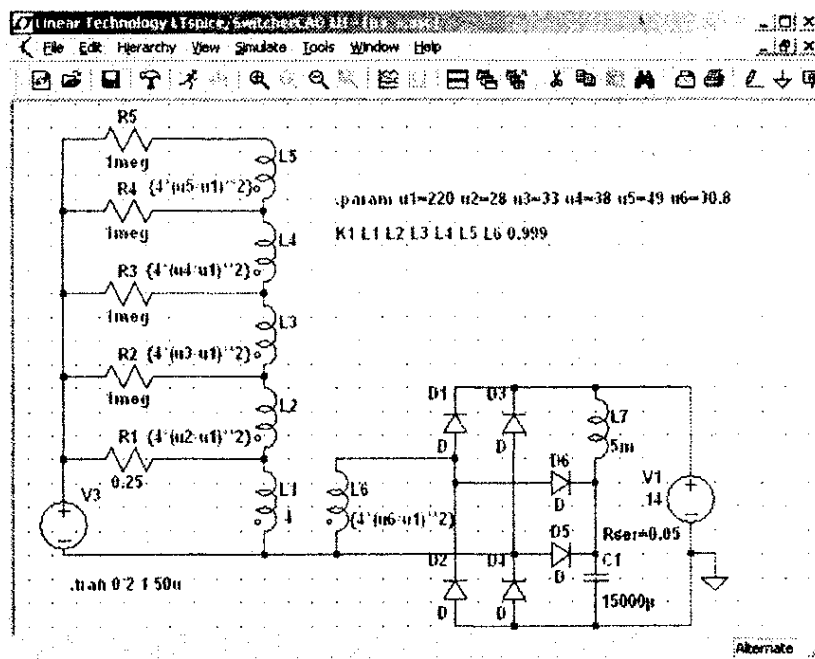


Рис. 5.5. Тестовая модель сварочного источника

Внутреннее сопротивление сети моделируется сопротивлением, включенным последовательно с источником переменного напряжения $V1$. Это сопротивление, для различных сетей, может изменяться в широких пределах. Допустим, что в нашем случае внутреннее сопротивление сети равно $0,25 \text{ Ом}$.

Внутреннее сопротивление сети моделируется сопротивлением $R1$ (или $R2—R5$), включенным последовательно с источником переменного напряжения $V1$. Это сопротивление, для различных сетей, может изменяться в широких пределах. Допустим, что в нашем случае внутреннее сопротивление сети равно $0,25 \text{ Ом}$.

Дуга, горящая в углекислом газе, описывается формулой

$$U_d = 14 + I_d \cdot 0,05.$$

Дуга прекрасно моделируется источником постоянного напряжения $V4$ (14 В), имеющим внутреннее сопротивление $0,05 \text{ Ом}$.

Процедура настройки модели

Напряжения отдельных обмоток вводятся и корректируются с помощью директивы:

.param u1=220 u2=30 u3=40 u4=50 u5=60 u6=30.

Индуктивность L_1 обеспечивает ток холостого хода трансформатора $K1$ в диапазоне $0,05—0,2 \text{ А}$ при напряжении 220 В . Чтобы обеспечить требуемый ток, реактивное сопротивление индуктивности L_1 (на частоте сети $F = 50 \text{ Гц}$) должно равняться

$$X_{L1} = 220/(0,05...0,2) = 1100...4400 \text{ Ом}.$$

Отсюда

$$L_1 = \frac{X_{L1}}{2 \cdot \pi \cdot F} = \frac{1100...4400}{2 \cdot 3,14 \cdot 50} = 3,5...14 \text{ Гн}.$$

Пусть $L_1 = 4 \text{ Гн}$.

Расчет омического сопротивления обмоток

Сварочный трансформатор источника имеет цилиндрические обмотки. Поэтому считаем, что обмотки между собой хорошо связаны и их коэффициент связи равен 0,999 — K1 L1 L2 L3 L4 L5 L6 0,999.

Для того, чтобы SwCad мог рассчитать омические сопротивления обмоток, ему нужно указать:

- ♦ ЭДС одного витка E_g ;
- ♦ среднюю длину витка D_g ;
- ♦ удельное сопротивление обмоточного материала ρ ;
- ♦ плотность тока в обмотках.

Что касается E_g и D_g , то эти значения выберем ориентировочно, опираясь на собственный опыт. Пусть $E_g = 0,8$ В и $D_g = 0,3$ м.

Считаем, что обмотка трансформатора при работе разогревается до 80 °С. При этой температуре:

- ♦ медь имеет удельное сопротивление

$$\rho_{Cu} = 0,0217 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м};$$

- ♦ алюминий имеет удельное сопротивление

$$\rho_{Al} = 0,0352 \text{ Ом} \cdot \text{мм}^2/\text{м}.$$

Плотность тока составляет:

- ♦ для медной обмотки $J_{Cu} = 8$ А/мм²;
- ♦ для алюминиевой обмотки $J_{Al} = 5$ А/мм².

Расчет индуктивности и сопротивления обмоток трансформатора

Теперь, используя эти данные, а также данные табл. 5.3, можно рассчитать индуктивности и сопротивления всех обмоток трансформатора.

$$L1=4$$

$$L2=\{4*(u2/u1)**2\}$$

$$L3=\{4*(u3/u1)**2\}$$

$$L4=\{4*(u4/u1)**2\}$$

$$L5=\{4*(u5/u1)**2\}$$

$$L6=\{4*(u6/u1)**2\}$$

Индуктивности $L_1—L_5$ намотаны медным, а L_6 — алюминиевым проводом.

$$\begin{aligned} R_{L1} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot J_{Cu} \cdot D_B}{E_B \cdot I_5} \cdot \frac{u1 \cdot u1}{u6} = \frac{0,0217 \cdot 8 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 180} \cdot \frac{u1 \cdot u1}{u6} = \\ &= \{362u * u1 * u1 / u6\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{L2} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot J_{Cu} \cdot D_B}{E_B \cdot I_4} \cdot \frac{u2 \cdot (u1 + u2)}{u6} = \frac{0,0217 \cdot 8 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 150} \cdot \frac{u2 \cdot (u1 + u2)}{u6} = \\ &= \{434u * u2 * (u1 + u2) / u6\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{L3} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot J_{Cu} \cdot D_B}{E_B \cdot I_4} \cdot \frac{u3 \cdot (u1 + u2 + u3)}{u6} = \\ &= \frac{0,0217 \cdot 8 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 120} \cdot \frac{u3 \cdot (u1 + u2 + u3)}{u6} = \\ &= \{542u * u3 * (u1 + u2 + u3) / u6\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_{L4} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot J_{Cu} \cdot D_B}{E_B \cdot I_4} \cdot \frac{u4 \cdot (u1 + u2 + u3 + u4)}{u6} = \\ &= \frac{0,0217 \cdot 8 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 90} \cdot \frac{u4 \cdot (u1 + u2 + u3 + u4)}{u6} = \\ &= \{723u * u4 * (u1 + u2 + u3 + u4) / u6\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 R_{L5} &= \frac{\rho_{Cu} \cdot J_{Cu} \cdot D_B}{E_B \cdot I_4} \cdot \frac{u5 \cdot (u1 + u2 + u3 + u4 + u5)}{u6} = \\
 &= \frac{0,0217 \cdot 8 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 60} \cdot \frac{u5 \cdot (u1 + u2 + u3 + u4 + u5)}{u6} = \\
 &= \{1,085m * u5 * (u1 + u2 + u3 + u4 + u5) / u6\};
 \end{aligned}$$

$$R_{L6} = \frac{\rho_{Al} \cdot J_{Al} \cdot D_B}{E_B \cdot I_5} \cdot u6 = \frac{0,0352 \cdot 5 \cdot 0,3}{0,8 \cdot 180} \cdot u6 = \{367u * u6\}.$$

После того, как все формулы введены, можно приступить к подбору напряжений отдельных секций обмотки сварочного трансформатора.

В модели источника (рис. 5.5) вместо выключателей S1—S5 (рис. 5.4) используются резисторы R1—R5.

Примечание. Если сопротивление резистора равно 1meg, то соответствующий выключатель разомкнут, а если равно 0,25 Ом (что соответствует внутреннему сопротивлению сети), то замкнут.

Сначала добиваемся максимального выходного тока 180 А, подбирая напряжение вторичной обмотки (L6), подав через переключатель S1 (R1 = 0,25 Ом) питание на первичную обмотку (L1). Затем, разомкнув выключатель S1 (R1 = 1meg) и замкнув S2 (R2 = 0,25 Ом), получаем выходной ток 150 А и т. д.

Результаты записываем в табл. 5.4.

Результаты расчета

Таблица 5.4

Секция	Напряжение отдельных секций трансформатора, В	Ток отдельных секций трансформатора, А	Мощность отдельных секций трансформатора, Вт
W1	220	26,86	6010
W2	28	20,0	560

Продолжение табл. 5.4

Секция	Напряжение отдельных секций трансформатора, В	Ток отдельных секций трансформатора, А	Мощность отдельных секций трансформатора, Вт
W3	33	14,21	468,9
W4	38	9,56	363,3
W5	49	5,62	275,4
W6	30,8	191,52	5899

Расчет габаритных размеров трансформатора

Чтобы определить габаритную мощность сварочного трансформатора, надо сумму мощностей отдельных секций разделить пополам:

$$P_{\text{габ}} = (6010 + 560 + 468,9 + 363,3 + 275,4 + 5899) / 2 = 6790 \text{ Вт.}$$

Определяем габаритные размеры трансформатора

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot P_2}{2,22 \cdot B_m \cdot J \cdot F \cdot K_o \cdot K_c}, \text{ см}^4,$$

где J — плотность тока в обмотках [8 А/мм² для меди (Cu), 5 А/мм² для алюминия (Al) и 6,5 А/мм² для комбинированной медно-алюминиевой (CuAl) обмотки];

F — частота сети, Гц;

K_o — коэффициент заполнения окна (0,33—0,4);

K_c — коэффициент заполнения сталью сечения сердечника (0,95).

Пусть первичная обмотка наматывается медным проводом, а вторичная алюминиевым. Тогда:

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot 6790}{2,22 \cdot 1,42 \cdot 6,5 \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 0,95} = 2114 \text{ см}^4.$$

Для стержневых трансформаторов рекомендуются следующие соотношения размеров [5]:

$$X = 1,6;$$

$$Y = 2;$$

$$Z = 2,5—5,$$

где

$$X = c/a, Y = b/a, Z = h/a \text{ (рис. 9.1).}$$

Следовательно,

$$S_o S_c = a^4 \cdot X \cdot Y \cdot Z.$$

Если $Z = 4$, то $S_o S_c = a^4 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 4 = a^4 \cdot 12,8$.

Отсюда можно найти размер a сердечника:

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_o S_c}{12,8}} = \sqrt[4]{\frac{2114}{12,8}} = 3,58 \text{ см.}$$

Выбираем $a = 3,5$ см. Зная значение a , найдем размеры c , b , h :

$$c = a \cdot X = 3,5 \cdot 1,6 = 5,6 \text{ см; } h = a \cdot Z = 3,5 \cdot 4 = 14 \text{ см;}$$

$$b = \frac{S_o S_c}{a \cdot c \cdot h} = \frac{2114}{3,5 \cdot 5,6 \cdot 14} = 7,7 \text{ см.}$$

Завершение расчета трансформатора

Определим среднюю длину витка:

$$\begin{aligned} D_g &= 2 \cdot (a + b) + \pi \cdot c / 2 = \\ &= 2 \cdot (0,035 + 0,077) + 3,14 \cdot 0,056 / 2 = 0,312 \text{ м.} \end{aligned}$$

Определим ЭДС одного витка трансформатора:

$$\begin{aligned} E_g &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot S_c \cdot K_c = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot a \cdot b \cdot K_c = \\ &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,42 \cdot 50 \cdot 3,5 \cdot 7,7 \cdot 0,95 = 0,807 \text{ В / вит.} \end{aligned}$$

Если рассчитанные значения D_e и E_e сильно отличаются от принятых ранее, то придется вернуться к подбору параметров трансформатора.

Количество витков вторичной обмотки:

$$W_6 = U_6/E_e = 30,8/0,807 = 38 \text{ витков.}$$

Сечение алюминиевого провода вторичной обмотки:

$$S_2 = I_m/J_{Al} = 191,52/5 = 38 \text{ мм}^2.$$

Количество витков первой секции первичной обмотки:

$$W_1 = U_1/E_e = 220/0,807 = 273 \text{ витков.}$$

Сечение провода первой секции первичной обмотки:

$$S_1 = I_1/J_{Cu} = 26,86/8 = 3,36 \text{ мм}^2.$$

Количество витков второй секции первичной обмотки:

$$W_2 = U_2/E_e = 28/0,807 = 35 \text{ витков}$$

Сечение провода второй секции первичной обмотки:

$$S_2 = I_2/J_{Cu} = 20/8 = 2,5 \text{ мм}^2.$$

Количество витков третьей секции первичной обмотки:

$$W_3 = U_3/E_e = 33/0,807 = 41 \text{ витков.}$$

Сечение провода третьей секции первичной обмотки:

$$S_3 = I_3/J_{Cu} = 14,21/8 = 1,78 \text{ мм}^2.$$

Количество витков четвертой секции первичной обмотки:

$$W_4 = U_4/E_e = 38/0,807 = 47 \text{ витков.}$$

Сечение провода четвертой секции первичной обмотки:

$$S_4 = I_4/J_{Cu} = 9,56/8 = 1,2 \text{ мм}^2.$$

Количество витков пятой секции первичной обмотки:

$$W_5 = U_5/E_\theta = 49/0,807 = 61 \text{ витков.}$$

Сечение провода пятой секции первичной обмотки:

$$S_5 = I_5/J_{Cu} = 5,62/8 = 0,71 \text{ мм}^2.$$

Расчет дросселя источника подпиточного тока

Обмотка дросселя должна быть рассчитана на максимальный подпиточный ток $I = 29$ А. Как и для трансформатора, примем коэффициент заполнения окна медью $K_o = 0,33$ и плотность тока в обмотке дросселя $J = 8$ А/мм².

- ♦ Выберем:
- ♦ величину максимальной индукции $B_m = 1,42$ Тл;
- ♦ коэффициент заполнения сердечника $K_c = 0,95$.

Определим габаритный размер $S_c S_o$ сердечника дросселя:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 0,005 \cdot 29^2}{1,42 \cdot 8 \cdot 0,95 \cdot 0,33} = 118 \text{ см}^4.$$

Выберем стандартный Ш-образный ленточный сердечник ШЛ25х32 [10], имеющий:

- ♦ сечение $S_c = 8$ см²;
- ♦ площадь окна $S_o = 16$ см²;
- ♦ габаритный размер $S_c S_o = 128$ см⁴.

Определим количество витков дросселя:

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I} = \frac{100 \cdot 16 \cdot 0,33 \cdot 8}{29} = 145 \text{ витков.}$$

Найдем величину немагнитного зазора:

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{29 \cdot 145}{796 \cdot 1,42} = 3,72 \text{ мм} (2 \cdot 1,86 \text{ мм}).$$

Округлим толщину немагнитной прокладки до 4 мм (2×2 мм).

Дроссель наматывается:

- ♦ или медной шиной сечением $S_{нд} = 29/8 = 3,625 \text{ мм}^2$;
- ♦ или круглым эмалированным проводом диаметром 2,1 мм.

Проверим результирующую индуктивность дросселя:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 8 \cdot 0,95 \cdot 145^2}{4} = 5 \text{ мГн.}$$

5.3. Описание конструкции простого источника для полуавтоматической сварки

Схема простого источника для полуавтоматической сварки

На рис. 5.6 приведена принципиальная электрическая схема простого источника для полуавтоматической сварки.

Источник питается от однофазной сети 220 В, 50 Гц. Основой источника является сварочный трансформатор Т1. Он гальванически разделяет сеть и сварочную цепь, а также снижает напряжение сети до величины, необходимой для питания сварочной дуги.

Всего имеется пять фиксированных значений выходного напряжения источника, которые могут выбираться с помощью переключателя S1. Переменное напряжение на вторичной обмотке трансформатора Т1 выпрямляется диодным мостиком VD1—VD4 и далее поступает в сварочную цепь. В пау-

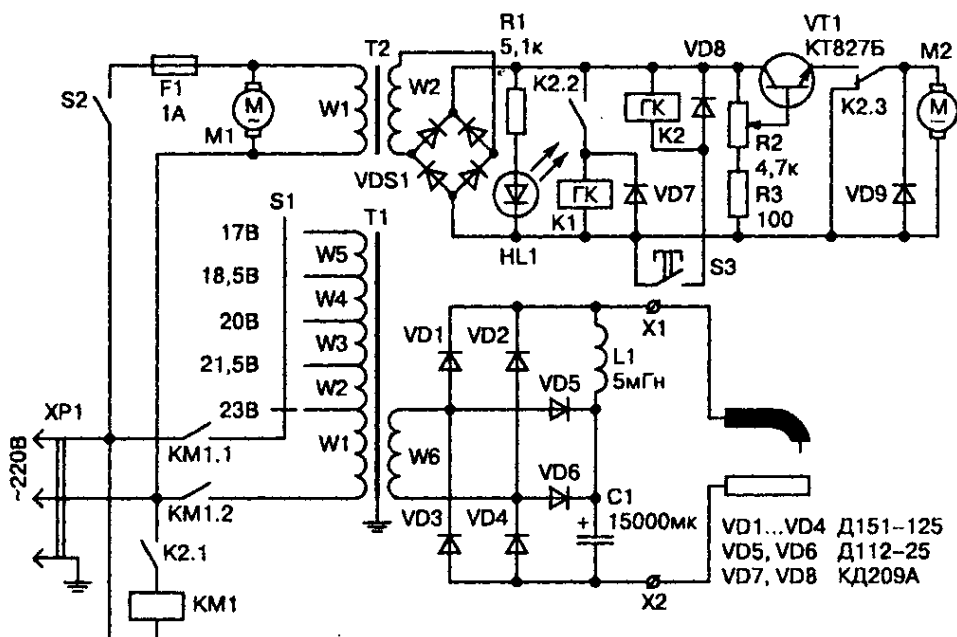


Рис. 5.6. Принципиальная электрическая схема простого источника для полуавтоматической сварки

зах выпрямленного напряжения горение дуги поддерживает источник подпиточного тока, который формирует постоянный ток величиной 10—30 А.

Схема источника подпиточного тока состоит из диодов VD5, VD6, конденсатора С1 и дросселя L1.

Дополнительно в состав источника для полуавтоматической сварки входят специализированные узлы управления подачей защитного газа и сварочной проволоки, которые питаются от постоянного напряжения 24 В. Постоянное напряжение 24 В получается с помощью отдельного маломощного трансформатора Т2 и диодного мостика VDS1.

Узел управления источником выполнен на реле К2. При нажатии кнопки S3, которая находится на держателе, реле К2 срабатывает и своим контактом К2.2 включает газовый клапан К1, осуществляющий подачу защитного газа. Через контакт К2.1 подается напряжение на обмотку электромагнитного пускателя КМ1, который своими контактами КМ1.1 и КМ1.2 подключает первичную обмотку трансформатора к питающей сети.

Через контакт К3.1 подается напряжение на двигатель М2 механизма подачи, который сматывает проволоку с катушки и проталкивает ее в канал шлангового держателя.

Сварочный ток зависит от скорости подачи проволоки. Ток обычно регулируется в диапазоне от 0,1 до 10—15 м/мин. Каждому выходному напряжению источника соответствует определенный ток, а, следовательно, и скорость подачи проволоки, для которой возможно получение устойчивого процесса горения дуги.

Скорость подачи зависит от напряжения, приложенного к якорю двигателя М2. Для регулировки напряжения используется простейший непрерывный регулятор, собранный на мощном транзисторе VT1 и резисторах R2, R3.

С помощью переменного резистора R2 устанавливается требуемая скорость подачи. Так как на транзисторе VT1 выде-

ляется значительная мощность, то он установлен на алюминиевом радиаторе, который непрерывно охлаждается с помощью вентилятора М1.

Сварка продолжается, пока кнопка S3 нажата и ее контакты замкнуты. Контроль включенного состояния источника осуществляется при помощи светодиода HL₁. Чтобы прекратить сварку, нужно отпустить кнопку S3. В этом случае контакты кнопки размыкаются и обесточивают катушку реле К2.

Реле К2 своими контактами К2.1, К2.2 и К2.3 отключает:

- ♦ сварочный трансформатор;
- ♦ газовый клапан;
- ♦ двигатель механизма подачи.

Чтобы предотвратить инерционное вращение двигателя подачи, после снятия напряжения его якорная цепь закорачивается нормально замкнутым контактом К2.3.

Детали для сварочного полуавтомата

В качестве VT1 используется транзистор типа КТ827 с любым буквенным индексом. Транзистор необходимо установить на алюминиевый радиатор площадью 250—300 см².

Диоды VD1—VD4 — типа Д151-125. Каждый диод устанавливается на стандартном алюминиевом радиаторе типа О151 или на любом другом, имеющем площадь 250—300 см².

Диоды VD5, VD6 — типа Д112-25. Эти диоды можно устанавливать на общем радиаторе типа О151.

В качестве VDS1 можно использовать любой мостик на 10 А и 200 В.

Конденсатор С1 — электролитический, типа К50-18, емкостью 15000 мкФ на 80 В. При отсутствии указанного типа можно использовать электролитические конденсаторы других типов на ту же емкость и имеющих рабочее напряжение не менее 50 В.

В качестве трансформатора Т2 можно использовать любой трансформатор 220/27 В мощностью 150—200 ВА. Можно применить готовый трансформатор типа ОСМ-0,16.

Пускатель КМ1 — типа ПМЕ-211 или аналогичный с катушкой на ~ 220 В, 50 Гц.

Реле К2 — типа РП21 или аналогичное, с катушкой на 24 В постоянного тока.

Переключатель S1 — кулачкового типа на ток 25—32 А.

В качестве двигателя М2 подающего механизма можно использовать любой двигатель мощностью 60—100 Вт на напряжение 24 В, например, двигатель от привода стеклоочистителя автомобиля «КамАЗ».

Конструкция и изготовление сварочного трансформатора

Обмоточные данные трансформатора приведены в табл. 5.5.

Обмоточные данные трансформатора

Таблица 5.5

Секция обмотки	W1,W1'	W2,W2'	W3,W3'	W4,W4'	W5,W5'	W6,W6'
Обмоточный материал	Медь	Медь	Медь	Медь	Медь	Алюминий
Напряжение секции, В	220	27	32	40	50	31,6
Количество витков	269	33	39	49	61	- 39
Сечение провода, мм ²	—	—	—	—	—	19
Диаметр провода, мм	1,5	1,3	1,08	0,9	0,69	—

Обмотка трансформатора состоит из двух аналогичных обмоток половинного сечения, включенных параллельно (рис. 5.7).

Каждая из половинных обмоток наматывается на отдельном каркасе, выполненном из листового стеклотекстолита толщиной 2 мм. Сначала наматываются секции первичной обмотки W1—W5(W1'—W5'), а затем вторичная обмотка W6 (W6').

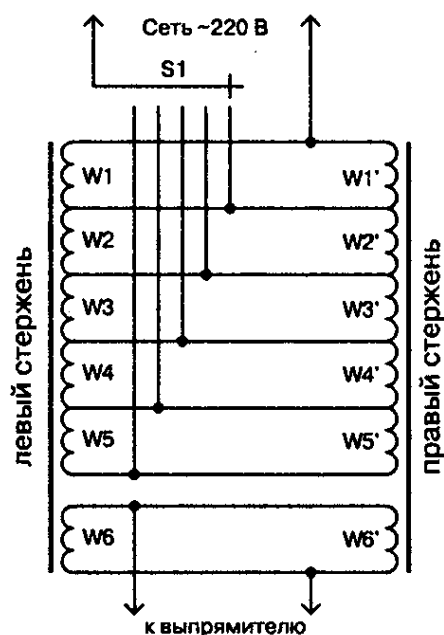


Рис. 5.7. Расположение обмоток сварочного трансформатора

Совет. *Перед намоткой каркас следует усилить, насадив на деревянную оправку.*

Внимание. *Отверстие, предназначенное для насадки на сердечник, должно быть больше размеров сердечника на 1,5—2 мм, что позволит впоследствии без проблем собрать трансформатор.*

После намотки каждого слоя провода, обмотку следует уплотнить легкими ударами деревянного молотка. Если трансформатор изготавливается в кустарных условиях, то каждый слой провода необходимо промазывать пропиточным лаком.

В качестве межслойной изоляции используется прессшпан толщиной 0,5—1 мм. Для вторичной обмотки **W6** берется алюминиевая шина подходящего сечения. Если шина не имеет изоляции, то перед намоткой ее следует плотно обмотать киперной лентой или тонкой хлопчатобумажной тканью, предварительно порезанной на полосы шириной 20 мм.

После намотки и пропитки трансформатор следует просушить. Температура и время сушки определяются маркой используемого пропиточного лака.

Сердечник трансформатора набран из пластин холоднокатаной трансформаторной стали шириной 35 мм и толщиной 0,35 мм. Отмечу, что холоднокатаная сталь, в отличие от горячекатаной, имеющей почти черный цвет, имеет белый цвет. Можно использовать листовую сталь от списанного трансформатора трансформаторной подстанции.

Имеющееся железо сначала рубят на полосы шириной 35 мм, потом режут на фрагменты длиной 95 и 179 мм. Заусенцы на краях рубленого железа необходимо удалить с помощью надфиля или мелкого напильника.

Сердечник собирается «вперекрышку» с возможно меньшими зазорами в местах стыковки отдельных листов. Конструкция сердечника трансформатора изображена на **рис. 5.8**.

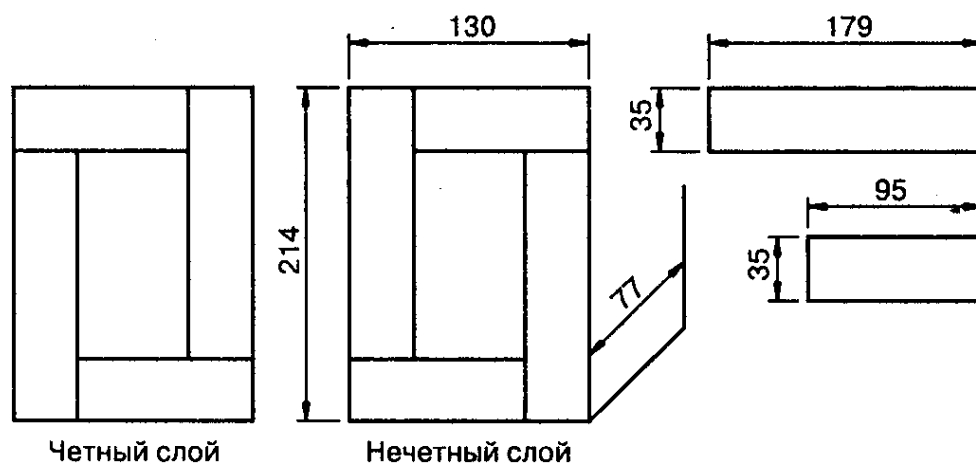


Рис. 5.8. Конструкция сердечника сварочного трансформатора

Конструкция дросселя

Дроссель L1 наматывается на стандартном Ш-образном ленточном сердечнике ШЛ25×32. Обмотка содержит 145 витков и наматывается медной шины сечением 3,625 мм² или круглым эмалированным проводом диаметром 2,1 мм.

При сборке в стыки сердечника необходимо вставить прокладки толщиной 2 мм из текстолита или другого немагнитного и непроводящего материала.

Подключение источника

Внимание. Для подключения первичной обмотки трансформатора к сети ~ 220 В, необходимо использовать кабель с медной жилой сечением $2,5 \text{ мм}^2$ и силовую розетку на ток 25 А, имеющую заземляющий нож, который необходимо соединить с сердечником трансформатора и с защитным кожухом. Соответственно, заземляющий контакт розетки должен быть надежно заземлен.

Положительный полюс источника обычно выводится на специализированный разъем, предназначенный для подключения шлангового держателя. Через этот же разъем подключается кнопка S3, расположенная на держателе «+». Отрицательный полюс выходного напряжения источника необходимо подключить к латунной шпильке диаметром 10 мм, установленной на электрической термостойкой панели, которая крепится к защитному кожуху источника. В качестве сварочных концов можно использовать мягкие медные провода сечением $16\text{—}25 \text{ мм}^2$.

ГЛАВА 6

**СВАРОЧНЫЙ ИСТОЧНИК
ДЛЯ ПОЛУАВТОМАТИЧЕСКОЙ СВАРКИ
С ТИРИСТОРНЫМ РЕГУЛЯТОРОМ**

*В главе приводится общая методика расчета
и описание конструкции сварочного источника
для полуавтоматической сварки с плавной регулировкой.*

6.1. Регулировка сварочного тока

До сих пор мы рассматривали сварочные источники со ступенчатой регулировкой сварочного напряжения и тока. Регулировка напряжения в подобных источниках осуществляется переключением отводов сварочного трансформатора с помощью специальных перемычек или переключателей.

Как показывает практика, данный подход обычно не позволяет подобрать оптимальный режим сварки, а также не гарантирует неизменного результата при изменении параметров сварочной цепи, питающей сети или при работе с различными защитными газовыми смесями.

Увеличение количества ступеней переключения позволяет улучшить эксплуатационные свойства источника, но при этом приходится использовать сложные и громоздкие многопозиционные переключатели, сильно усложняются намоточные узлы источника. Это, с одной стороны, увеличивает его стоимость, а с другой — сильно снижает его надежность.

Достаточно давно существуют и применяются различные способы плавной регулировки сварочного напряжения и тока, использующие подвижные обмотки, магнитные шунты или магнитные усилители. Но подобные способы не имеют принципиальных преимуществ, т. к. подразумевают:

- ♦ более сложную и дорогую конструкцию трансформатора;
- ♦ наличие специальных регулировочных электромагнитных или механических узлов.

К тому же такие варианты чаще подходят для источников, имеющих падающую внешнюю характеристику, и не совсем годятся, если внешняя характеристика должна быть полого падающей или жесткой. Для подобных источников долгое время не существовало достойной альтернативы источникам с контактными переключателям.

6.2. Обеспечение непрерывности сварочного тока

Шанс изменить сложившееся положение вещей и заменить контактные переключатели бесконтактными появился в 1955 году, когда был изготовлен **тиристор**, первый переключающий полупроводниковый прибор, имеющий мощность достаточную для использования в сварочных источниках. Использование тиристоров позволило получить плавную регулировку напряжения и тока, а также отказаться от подвижных механических частей, что увеличило надежность сварочных источников.

В данном разделе мы рассмотрим источник сварочного тока, аналогичный рассмотренному ранее (в главе 5), но имеющий плавную регулировку сварочного напряжения и тока.

Тиристор, как ключевой элемент, имеет два состояния:

- ♦ открытое;
- ♦ закрытое.

В **закрытом состоянии** тиристор не проводит ток, а в **открытом** — проводит. Так как тиристор способен проводить ток только в одном направлении, то его часто называют **полупроводниковым управляемым вентилем** (Silicon Controlled Rectifier, SCR).

В отличие от диода, тиристор, кроме анода и катода, имеет дополнительный **управляющий электрод**: пропуская через него ток, можно перевести тиристор в открытое состояние. К сожалению, для того чтобы тиристор перешел в закрытое состояние, недостаточно снять управляющий сигнал с управляющего электрода. Для этого необходимо снизить до нуля ток, протекающий через тиристор. Это делает его не полностью управляемым полупроводниковым прибором.

Однако подобное обстоятельство не сильно мешает, если тиристор используется в цепях переменного тока. В этом случае дважды в течение периода происходит обнуление и смена поляр-

ности тока. Поэтому тиристор может быть заперт естественным образом в конце каждого полупериода переменного тока.

Так как тиристор не имеет промежуточных состояний проводимости, то регулировка тока или напряжения может осуществляться только изменением времени его открытого состояния t_u (рис. 6.1).

Подобный способ регулирования имеет как свои плюсы, так и минусы. К плюсам относится то, что тиристор имеет очень высокое сопротивление в закрытом состоянии и очень низкое в открытом. Поэтому на нем рассеивается незначительная мощность, что позволяет строить высокоэффективные тиристорные регулируемые источники.

К минусам относится то, что следствием работы тиристорного регулятора являются «выкусывание» фрагментов синусоиды и увеличение длительности пауз t_n в выходном напряжении.

Использование двухполупериодного управляемого выпрямителя (рис. 6.2) обеспечивает более эффективное использование трансформатора, устраняет одностороннее подмагничивание сердечника трансформатора, а также сокращает длительность пауз t_n между импульсами.

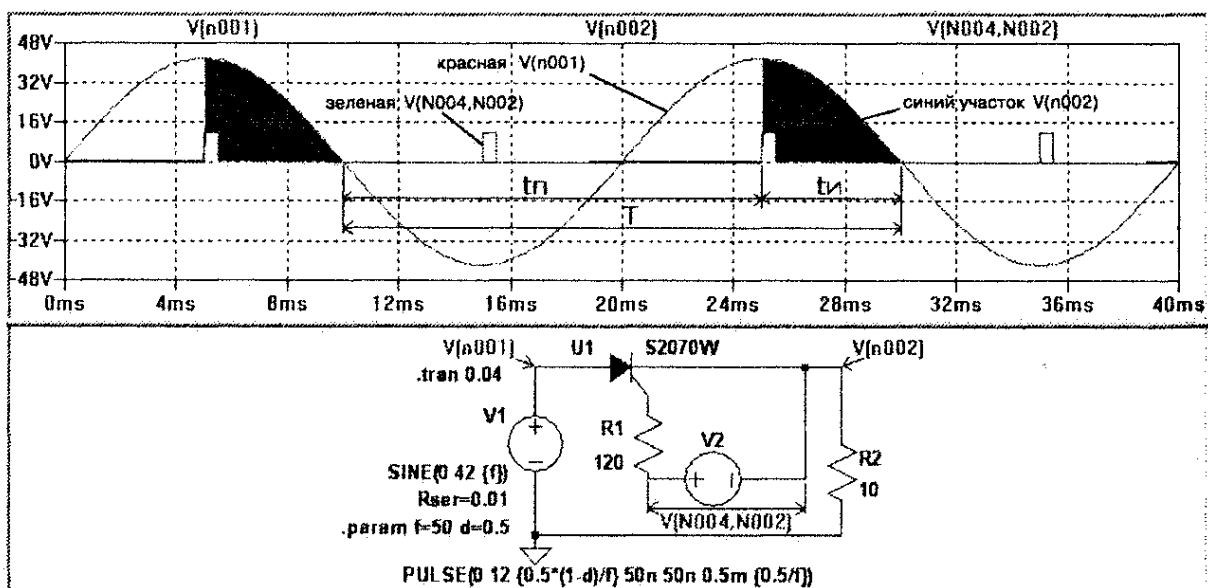


Рис. 6.1. Принцип регулирования напряжения и тока с помощью тиристора

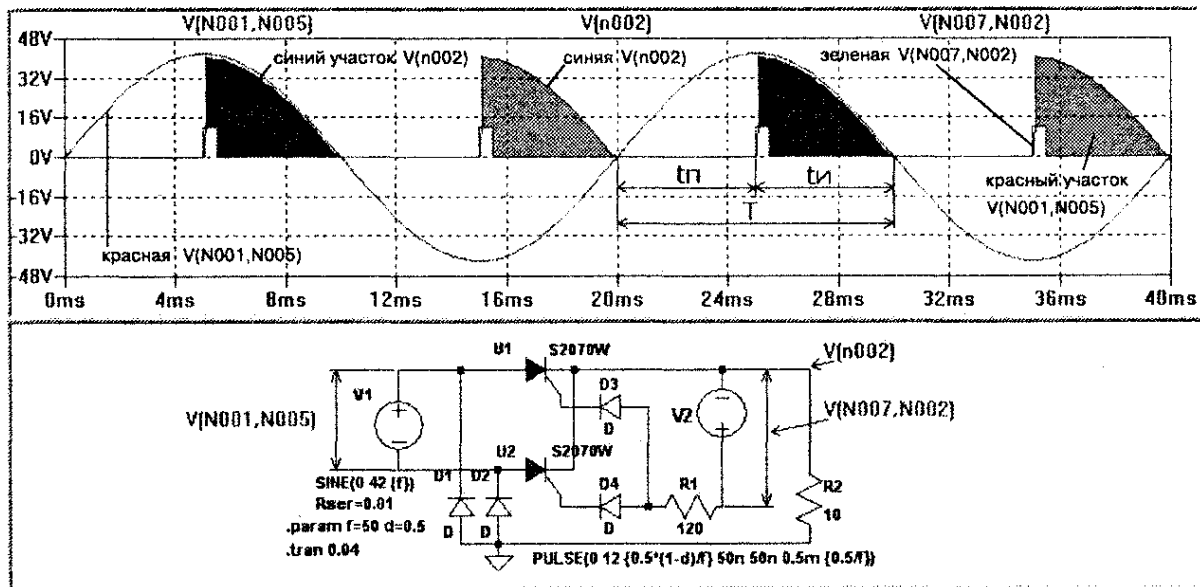


Рис. 6.2. Регулирование напряжения и тока с помощью двухполупериодного управляемого выпрямителя

Однако даже в этом случае, особенно для минимального сварочного тока, паузы в выходном напряжении значительны. Для поддержания горения дуги в течении этих пауз приходится использовать более эффективный дроссель, чем в сварочном источнике с неуправляемым выпрямителем. И здесь мы сталкиваемся с взаимоисключающими требованиями, о которых говорилось ранее.

С одной стороны, чтобы обеспечить непрерывность сварочного тока, нужно увеличивать индуктивность дросселя. С другой стороны, чтобы получить необходимую скорость нарастания тока КЗ, индуктивность дросселя нельзя увеличивать выше некоторого значения, которое гарантированно не обеспечивает первое требование.

В предыдущей главе для удовлетворения этих требований мы использовали дополнительный источник подпиточного тока. В данном случае это решение не подходит, т. к. из-за работы управляемого выпрямителя будет нарушен баланс напряжений. Поэтому от подпиточного источника будет отбираться ток, соизмеримый по величине с основным током. Т. е. при попытке уменьшить ток с помощью управляемого выпря-

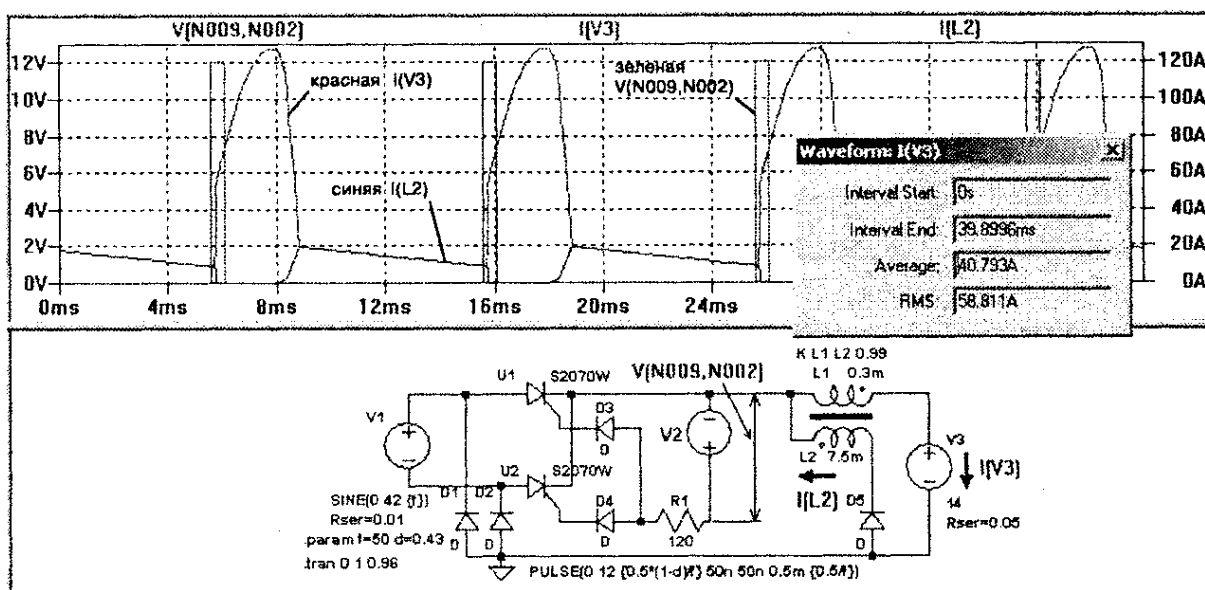


Рис. 6.3. Использование двухмоточного дросселя для поддержания непрерывного тока в паузах напряжения

мителя недостающий ток будет поступать в сварочную цепь от подпиточного источника.

Указанную проблему можно решить, используя двухмоточный дроссель L1, L2 (рис. 6.3). Индуктивности L1 и L2 связаны между собой через коэффициент трансформации дросселя

$$K_{TP} = \sqrt{\frac{L2}{L1}}$$

Рассмотрим подробнее принцип работы этого дросселя. Допустим, один из тиристоров управляемого моста открыт. В этом случае ток дуги I(V3), которая имитируется источником напряжения V3 с внутренним сопротивлением 0,05 Ом, протекает через обмотку дросселя L1, имеющую незначительную индуктивность 0,3 мГн (табл. 5.1).

В момент, когда напряжение V3 превысит мгновенное напряжение источника переменного напряжения V1, открытый ранее тиристор моста закроется, и ток нагрузки I(V3) начнет протекать в контуре D5, L2, L1, V3. Так как магнитосвязанные индуктивности L1 и L2 включены последовательно,

то в этом случае ток нагрузки уменьшится в $K = K_{TP} + 1$ раз, а индуктивность вырастет в K^2 раз.

Вывод. *В отличие от тока, который уменьшается линейно, индуктивность растет квадратично.*

Это означает, что результирующая индуктивность дросселя сможет в течение более длительного времени поддерживать непрерывным ток нагрузки. Это подтверждается графиком тока нагрузки $I(V3)$ (рис. 6.3). Из этого графика следует, что ток дуги непрерывен и в самом наихудшем случае (когда источник выдает минимальный сварочный ток 60 А) не опускается ниже 10 А.

Индуктивность дросселя L_1 можно выбрать, используя данные табл. 5.1. В нашем случае $L_1 = 0,3$ мГн. В свою очередь индуктивность L_2 также не может иметь произвольные значения, а определяется коэффициентом трансформации, который обычно выражается только целым числом.

Следовательно, для коэффициентов трансформации $K_{TP} = 1; 2; 3; 4; 5...$ вторичная обмотка дросселя будет иметь индуктивность $L_2 = L_1 \times K_{TP}^2 = 0,3; 1,2; 2,7; 4,8; 7,5...$ мГн.

Вывод. *Чем больше коэффициент трансформации, тем выше индуктивность обмотки L_2 и тем дольше дроссель сможет поддерживать ток в паузе напряжения.*

Однако с ростом коэффициента трансформации растут и габаритные размеры дросселя. Поэтому необходимо в симуляторе подобрать минимально возможный коэффициент трансформации, гарантирующий, что при минимальном сварочном токе ток в паузе напряжения не упадет ниже 10 А.

В данном случае это условие удовлетворяется при $K_{TP} = 5$. Из соответствующей временной диаграммы тока нагрузки $I(V3)$ видно, что минимальное значение тока нагрузки не опускается ниже 10 А, а амплитудное достигает 132 А. Т. е. если

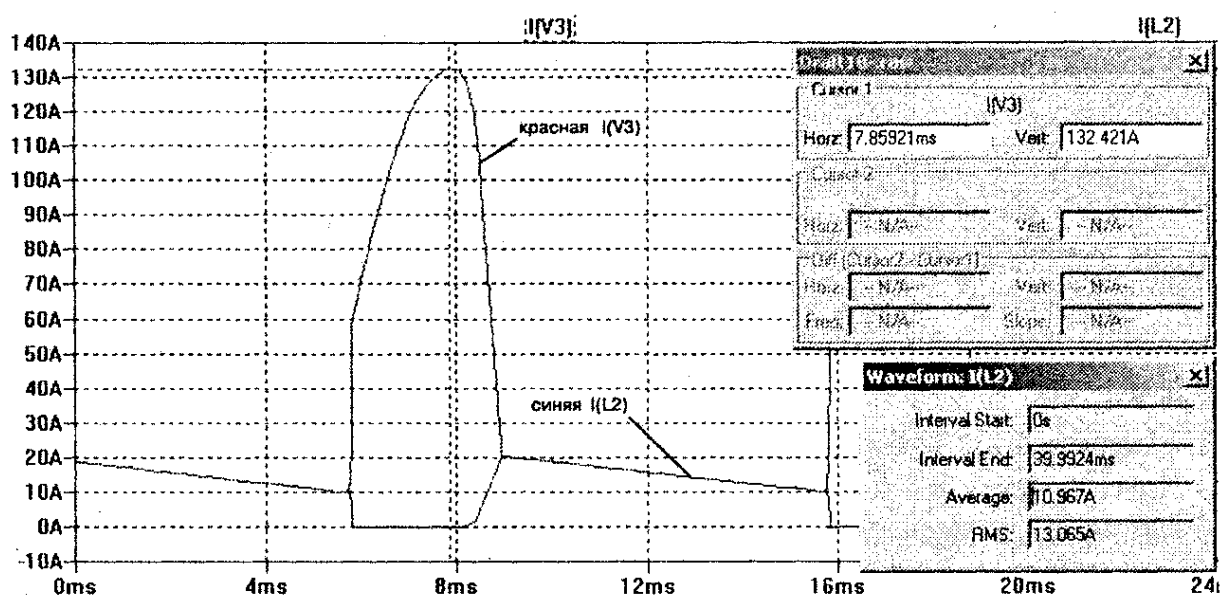


Рис. 6.4. Временные диаграммы тока в обмотках двухобмоточного дросселя

амплитудное значение тока достигает указанного значения, то в индуктивности L_1 накапливается энергия, достаточная для поддержания тока в паузе напряжения.

Если при дальнейшем увеличении тока сердечник дросселя будет насыщаться, то это не ухудшит его работы в паузе, но позволит уменьшить габаритные размеры. Использование насыщающегося дросселя также позволит стабилизировать действующий ток во вторичной (L_2) обмотке дросселя на уровне $I_{L2} = 13$ А.

В противном случае этот ток был бы пропорционален току нагрузки. Максимальный действующий ток первичной (L_1) обмотки дросселя соответствует максимальному сварочному току $I_{L1} = I_{св макс} = 180$ А.

Полный расчет двухобмоточного дросселя произведен в разделе 9.3. Дроссель наматывается на Ш-образном ленточном сердечнике из стали 3411 (Э310). Первичная обмотка дросселя содержит 18 витков изолированной медной шины сечением 36 мм^2 . Вторичная обмотка дросселя содержит 90 витков медного провода в эмалевой изоляции диаметром 1,81 мм. В зазоры сердечника дросселя необходимо вставить немагнитные прокладки толщиной 1 мм (суммарный немагнитный зазор 2 мм).

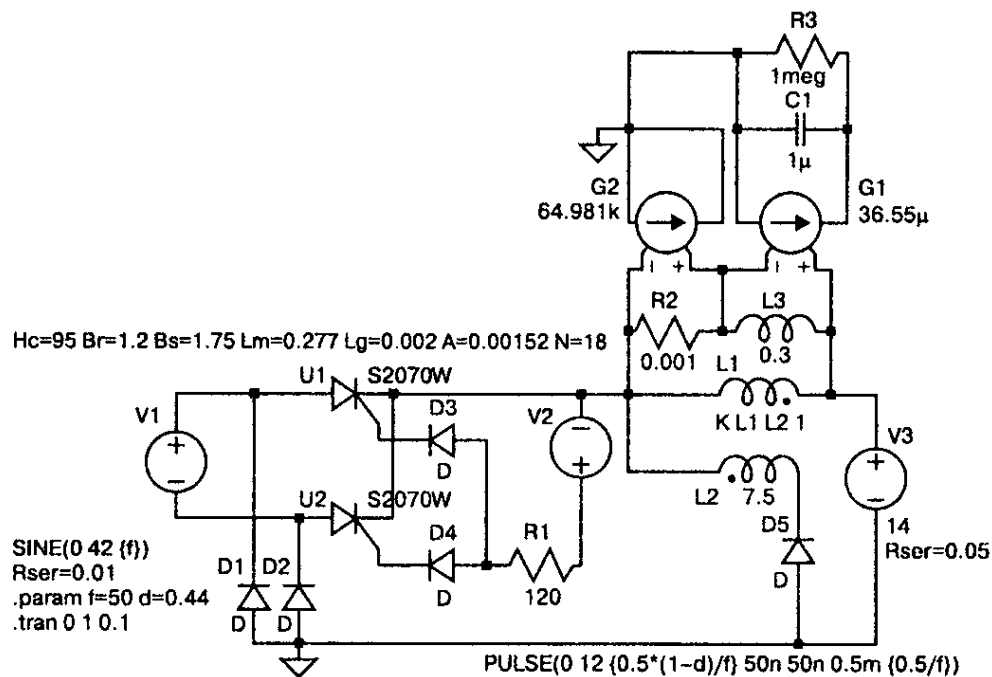


Рис. 6.5. Модель источника, предназначенная для снятия траектории перемагничивания нелинейного дросселя

Воспользовавшись тем, что SwCad может моделировать нелинейные индуктивности, создадим модель источника с нелинейным дросселем (рис. 6.5). Согласно результатам расчета, строка настройки нелинейной индуктивности выглядит следующим образом:

$$\begin{aligned} H_c=95 \quad B_r=1.2 \quad B_s=1.75 \quad L_m=0.277 \quad L_g=0.002 \\ A=0.00152 \quad N=18. \end{aligned}$$

Тестовый узел снятия петли перемагничивания построен на двух источниках тока — G1 и G2, управляемых напряжением, которые используются для измерения и нормирования отображаемых параметров.

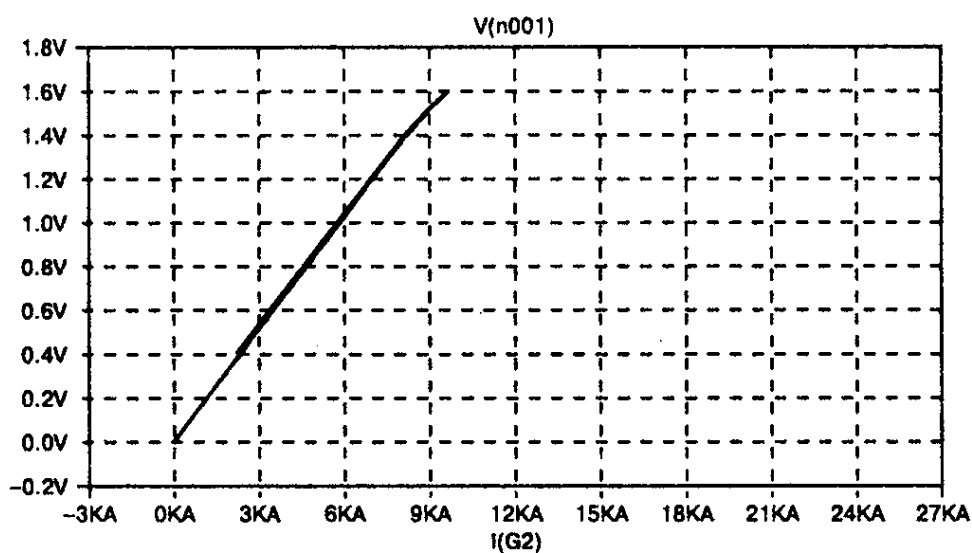
Коэффициент передачи управляемого источника тока G1, обеспечивающий выходное напряжение интегратора равное индукции, можно вычислить по формуле

$$K_{G1} = \frac{C1}{A \cdot N} = \frac{1 \cdot 10^{-6}}{1,52 \cdot 10^{-3} \cdot 18} = 36,55 \cdot 10^{-6} = 36,55 \text{ и.}$$

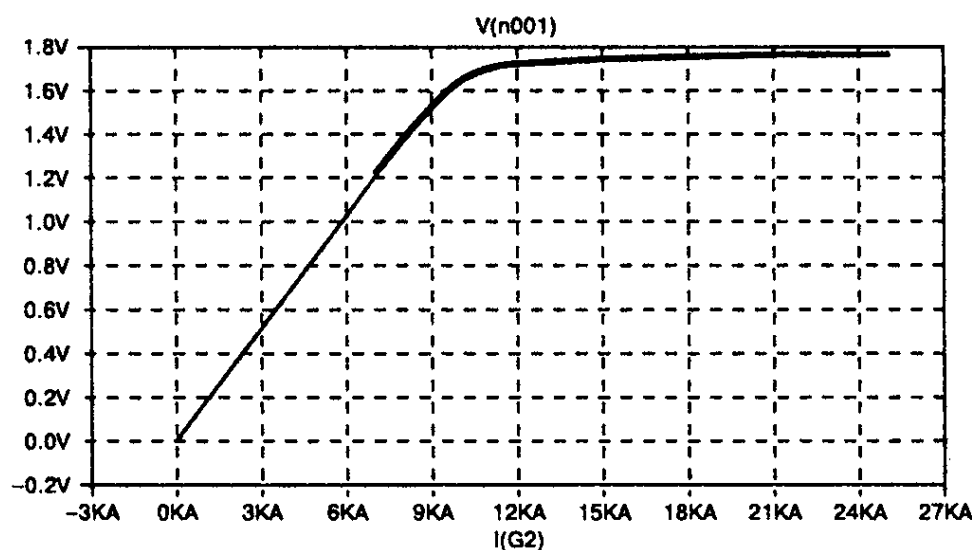
Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока G1.

Коэффициент передачи управляемого источника тока G2, обеспечивающий выходной ток равный напряженности в сердечнике нелинейного трансформатора, можно вычислить по формуле

$$K_{G2} = \frac{N}{R2 \cdot L_m} = \frac{18}{0,001 \cdot 0,277} = 64,981 \cdot 10^3 = 64,981 \text{ k.}$$



а



б

Рис. 6.6. Траектории перемагничивания сердечника дросселя для минимального (а) и максимального (б) сварочного тока

Вычисленное значение коэффициента передачи необходимо записать в строке Value меню настройки управляемого источника тока G2.

В настройках горизонтальной оси, в строчке Quantity Plotted, вместо параметра time впишем параметр $I(G2)$. По вертикали выводим напряжение на выходе интегратора, кликнув по правому выводу конденсатора C1 (рис. 6.6).

На рис. 6.6 показаны траектории перемещения сердечника нелинейного дросселя. При минимальном сварочном токе (рис. 6.6, а) сердечник дросселя находится на грани насыщения. При увеличении тока сердечник насыщается (рис. 6.6, б).

6.3. Расчет сварочного трансформатора

Так же как в предыдущем источнике, трансформатор имеет напряжение холостого хода вторичной обмотки, равное $U_2 = 30,8$ В.

Максимальный ток вторичной обмотки $I_2 = 180$ А.

Определим габаритную мощность сварочного трансформатора:

$$P_{габ} = 180 \cdot 30,8 = 5544 \text{ Вт.}$$

Определим габаритные размеры трансформатора:

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot P_z}{2,22 \cdot B_m \cdot J \cdot F \cdot K_o \cdot K_c}, \text{ см}^4,$$

где J — плотность тока в обмотках [8 А/мм² для меди (Cu), 5 А/мм² для алюминия (Al) и 6,5 А/мм² для комбинированной медно-алюминиевой (CuAl) обмотки];

F — частота сети, Гц;

K_o — коэффициент заполнения окна (0,33 — 0,4);

K_c — коэффициент заполнения стали (0,95).

Пусть первичная обмотка наматывается медным проводом, а вторичная алюминиевым. Тогда

$$S_o S_c = \frac{100 \cdot 5544}{2,22 \cdot 1,42 \cdot 6,5 \cdot 50 \cdot 0,33 \cdot 0,95} = 1726 \text{ см}^4.$$

Для стержневых трансформаторов рекомендуются следующие соотношения размеров [5]:

$$X = 1,6;$$

$$Y = 2;$$

$$Z = 2,5—5,$$

где

$$X = c/a, Y = b/a, Z = h/a \text{ (рис. 9.1).}$$

Следовательно,

$$S_o S_c = a^4 \cdot X \cdot Y \cdot Z.$$

Если $Z = 4$, то $S_o S_c = a^4 \cdot 1,6 \cdot 2 \cdot 4 = a^4 \cdot 12,8$.

Отсюда можно найти **размер a** сердечника:

$$a = \sqrt[4]{\frac{S_o S_c}{12,8}} = \sqrt[4]{\frac{1726}{12,8}} = 3,4 \text{ см.}$$

Выбираем $a = 3,5$ см. Зная размер a , найдем размеры c, b, h :

$$c = a \cdot X = 3,5 \cdot 1,6 = 5,6 \text{ см;}$$

$$h = a \cdot Z = 3,5 \cdot 4 = 14 \text{ см;}$$

$$b = \frac{S_o S_c}{a \cdot c \cdot h} = \frac{1726}{3,5 \cdot 5,6 \cdot 14} = 6,3 \text{ см.}$$

Определим ЭДС одного витка трансформатора:

$$\begin{aligned} E_e &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot S_c \cdot K_c = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot a \cdot b \cdot K_c = \\ &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,42 \cdot 50 \cdot 3,5 \cdot 6,3 \cdot 0,95 = 0,65 \text{ В / вит.} \end{aligned}$$

Определим количество витков вторичной обмотки:

$$W_2 = U_2 / E_e = 30,8 / 0,65 = 48 \text{ витков.}$$

Сечение алюминиевого провода вторичной обмотки:

$$S_2 = I_2 / J_{Al} = 180 / 5 = 36 \text{ мм}^2.$$

Количество витков первичной обмотки:

$$W_1 = U_1 / E_e = 220 / 0,65 = 340 \text{ витков.}$$

Сечение провода первичной обмотки:

$$S_1 = \frac{U_2}{U_1} \cdot \frac{I_2}{J_{Cu}} = \frac{30,8}{220} \cdot \frac{180}{8} = 3,15 \text{ мм}^2.$$

Для намотки первичной обмотки можно использовать эмалированный медный провод:

- ♦ \varnothing 2,2 мм, если секции первичной обмотки включены последовательно;
- ♦ \varnothing 1,45 мм, если секции первичной обмотки включены параллельно.

6.4. Блок управления

Существует большое многообразие схем управления тиристорами, но рассмотрение всего разнообразия этих схем не является целью данной книги. Рассмотрим схему типового блока фазового управления тиристорами (БФУТ), который используется для регулировки сварочного напряжения, а также для регулировки скорости подачи сварочной проволоки. На рис. 6.7, а изображена схема БФУТ на однопереходном транзисторе VT3.

Питание блока осуществляется выпрямленным, но не сглаженным напряжением 24 В, которое прикладывается между выводами 1-2 В БФИУ. С помощью параметрического стабилизатора R6, VD3, из этого выпрямленного напряжения формируются трапецеидальные импульсы, амплитудой 12 В. Эти импульсы служат для питания и синхронизации с сетью релаксационного генератора [11], собранного на элементах R4, R5, R7, R8, C1, VT3.

В конце каждого полупериода сети, благодаря паузе синхронизирующего трапецеидального напряжения, конденсатор C1 разряжается через переход э-б1 VT3. Меняя величину резистора R4, можно изменять время зарядки конденсатора C1, а, следовательно, и задержку (фазовый сдвиг) формирования выходного импульса генератора относительно синхронизирующего напряжения.

После того, как напряжение на конденсатор C1 достигнет порога срабатывания транзистора VT3, транзистор откроется. Конденсатор разрядится по цепи

*C1, переход э-б1 транзистора VT3, R7, R8
и переход б-э транзистора VT2, C1.*

Транзистор VT2 откроется и, в свою очередь, откроет транзистор VT1. С вывода 2 БФУТ через открытый транзистор VT1 резистор R1 и диоды VD1, VD2 напряжение управления поступит на управляющие электроды тиристоров управляемого выпрямителя.

Так как фаза синхронизирующего напряжения и напряжения поступающего на управляемый выпрямитель совпадают, то таким образом осуществляется регулировка его выходного напряжения.

Если однопереходного транзистора не окажется под рукой, то его можно будет заменить аналогом, собранном на двух обычных биполярных транзисторах VT3, VT4, имеющих различную проводимость. Схема такого варианта изображена на рис. 6.7. б.

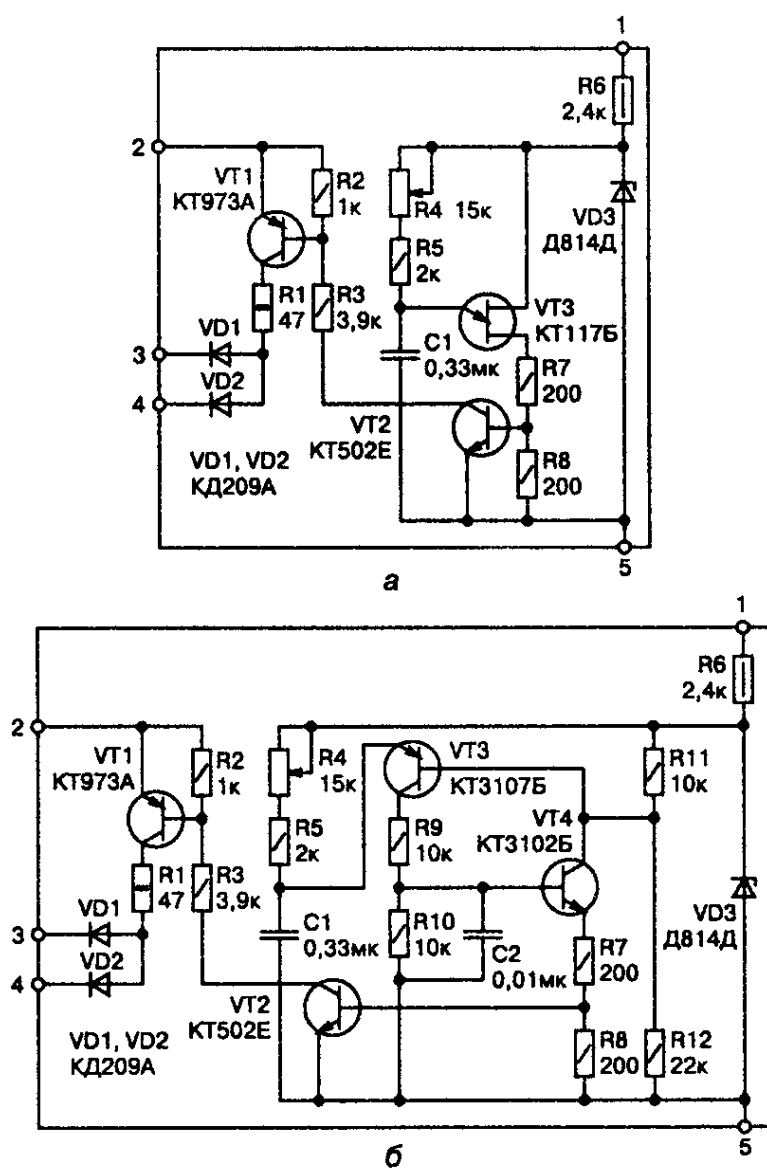


Рис. 6.7. Принципиальная электрическая схема типового блока фазового управления тиристорами:
 а) на однопереходном транзисторе;
 б) на аналоге однопереходного транзистора

6.5. Описание конструкции сварочного источника с тиристорным регулятором

Принципиальная электрическая схема

На рис. 6.8 изображена принципиальная электрическая схема сварочного источника с тиристорным регулятором для полуавтоматической сварки.

Источник питается от однофазной сети 220 В, 50 Гц. Основой источника является сварочный трансформатор Т1. Он гальванически разделяет сеть и сварочную цепь, а также снижает напряжение сети до величины, необходимой для питания сварочной дуги.

Переменное напряжение со вторичной обмотки трансформатора Т1 подается на вход управляемого двухполупериодного выпрямителя VD7, VD8, VS3, VS4, с помощью которого осуществляется регулировка сварочного напряжения. Для поддержания горения дуги в паузах выпрямленного напряжения используется специальный двухобмоточный дроссель L1.

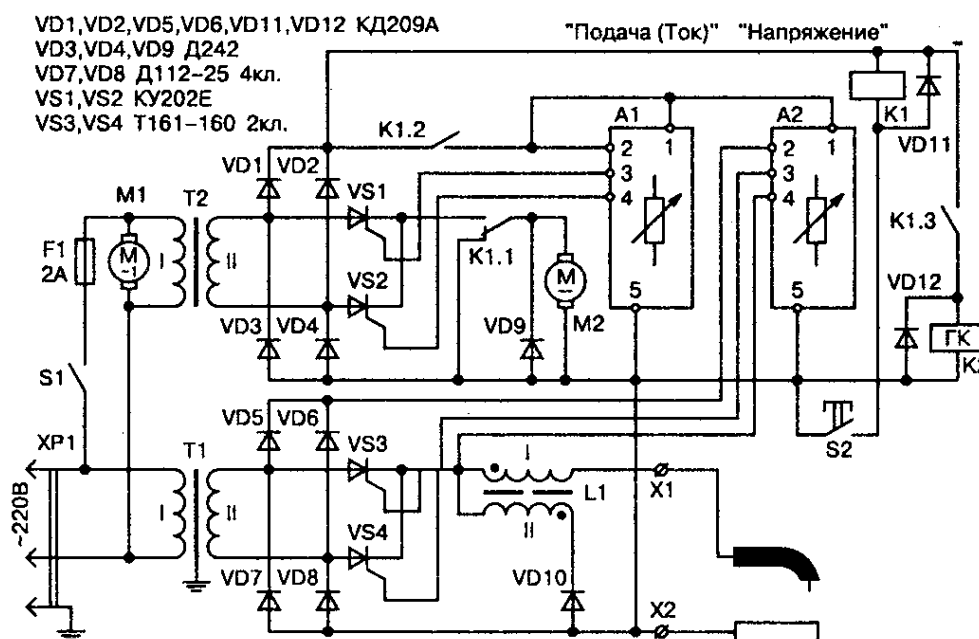


Рис. 6.8. Принципиальная электрическая схема сварочного источника

Дополнительно в состав источника для полуавтоматической сварки входят **специализированные узлы управления подачей защитного газа и сварочной проволоки**, которые питаются от постоянного напряжения 24 В. Постоянное напряжение 24 В получается с помощью отдельного маломощного трансформатора Т2 и двухполупериодного выпрямителя VD1—VD4.

Диоды VD3, VD4 вместе с тиристорами VS1, VS2 образуют управляемый выпрямитель, с помощью которого осуществляется регулировка скорости подачи проволоки. Контроль включенного состояния источника осуществляется при помощи светодиода HL1.

Узел управления источником выполнен на реле К2. Включение источника осуществляется путем нажатия кнопки S2, которая находится на держателе. При этом срабатывает реле К1 и своим контактом К1.1 подключает двигатель подачи М2 к выходу управляемого выпрямителя VD3, VD4, VS1, VS2.

Контакт К1.3 включает газовый клапан К2, осуществляющий подачу защитного газа в зону сварки. Через контакт К1.2 с выхода выпрямителя VD1—VD4 выпрямленное пульсирующее напряжение подается на выводы питания (1, 5) блоков управления А1 и А2.

С помощью **блока управления А1** осуществляется управление скоростью подачи проволоки, а с помощью блока А2 осуществляется установка сварочного напряжения.

После подачи питания блоки управления А1, А2 начинают формировать импульсы управления, которые через выводы 3, 4 поступают на управляющие электроды тиристоров и открывают их.

С выхода управляемого выпрямителя VD7, VD8, VS3, VS4 напряжение через первичную обмотку дросселя L_1 поступает на сварочный держатель. С выхода управляемого выпрямителя VD3, VD4, VS1, VS2 напряжение через замкнутый контакт К1.1 поступает на якорь двигателя М2.

Двигатель сматывает сварочную проволоку с катушки, проталкивает ее в канал шлангового держателя, и сварка

начинается. Сварочный ток зависит от скорости подачи проволоки, которая обычно регулируется в диапазоне от 0,1 до 10—15 м/мин.

Каждому выходному напряжению источника соответствует определенный ток, а, следовательно, и скорость подачи проволоки, для которой возможно получение устойчивого процесса горения дуги. Скорость подачи зависит от напряжения, приложенного к якорю двигателя М2, которое регулируется при помощи блока управления А1.

В отличие от источника, описанного ранее, на тиристорах управляемого выпрямителя рассеивается незначительная мощность, что облегчает температурный режим всего устройства, а также увеличивает его надежность. Так как сварочное напряжение включается/выключается при помощи управляемого выпрямителя VD7, VD8, VS3, VS4, то отпала необходимость в использовании специального электромагнитного пускателя, что также благоприятно сказывается на общей надежности источника.

Сварочный процесс продолжается до тех пор, пока нажата кнопка S2 на сварочном держателе. Чтобы прекратить сварку, нужно отпустить кнопку S2. В этом случае контакты кнопки размыкаются и обесточивают катушку реле К1.

Реле К1 своими контактами К1.1, К1.2 и К1.3 отключает подачу проволоки, отключает выходное напряжение источника и газовый клапан. Чтобы предотвратить инерционное вращение двигателя подачи после снятия напряжения, его якорная цепь закорачивается нормально замкнутым контактом К1.1.

Детали

Диоды VD7, VD8 типа Д151-125 и тиристоры VS3, VS4 типа Т161-160 устанавливаются на стандартные алюминиевые радиаторы типа О151 или на любые другие, имеющие площадь 250—300 см².

Диод VD10 типа Д112-25 устанавливается на радиаторе типа О111 или любом другом, имеющем площадь 100—150 см².

В качестве трансформатора Т2 можно использовать любой трансформатор 220/27 В мощностью 150—200 ВА. Можно использовать готовый трансформатор типа ОСМ-0,16.

Реле К1 — типа РП21 или аналогичное, с катушкой на 24 В постоянного тока.

В качестве двигателя М2 подающего механизма можно использовать любой двигатель мощностью 60—100 Вт на напряжение 24 В, например, двигатель от привода стеклоочистителя автомобиля «КамАЗ».

Конструкция сварочного трансформатора

Так как в источнике используется трансформатор, имеющий стержневой сердечник, то обмотка наматывается на двух одинаковых каркасах, где каждая из обмоток может быть собрана из двух последовательных или параллельных секций.

Первичная обмотка трансформатора содержит 340 витков и наматывается эмалированным медным проводом:

- ♦ или \varnothing 2,2 мм, если секции включаются последовательно;
- ♦ или \varnothing 1,45 мм, если секции включаются параллельно.

Вторичная обмотка трансформатора содержит 48 витков и наматывается алюминиевой шиной сечением:

- ♦ или 36 мм², если секции включаются последовательно;
- ♦ или 18 мм², если секции включаются параллельно.

Совет. *Перед намоткой каркас следует усилить, насадив на деревянную оправку. Отверстие, предназначенное для насадки на сердечник, должно быть больше размеров сердечника на 1,5—2 мм, что позволит впоследствии без проблем собрать трансформатор.*

Сначала наматывается первичная обмотка, а затем вторичная. После намотки каждого слоя провода обмотку следует

уплотнить легкими ударами деревянного молотка. Если трансформатор изготавливается в кустарных условиях, то каждый слой провода необходимо промазывать пропиточным лаком.

В качестве **межслойной изоляции** используется прессшпан толщиной 0,5 мм. Для вторичной обмотки берется алюминиевая прямоугольная шина подходящего сечения. В крайнем случае, можно извлечь круглую жилу подходящего сечения из электрического кабеля. В этом случае с провода нужно удалить пластиковую изоляцию, а затем плотно обмотать киперной лентой или тонкой хлопчатобумажной тканью, предварительно порезанной на полосы шириной 20 мм.

После намотки и пропитки трансформатор следует просушить. Температура и время сушки определяются маркой используемого пропиточного лака.

Сердечник трансформатора набран из пластин холоднокатаной трансформаторной стали шириной 35 мм и толщиной 0,35 мм (холоднокатаная сталь, в отличие от горячекатаной, имеющей почти черный цвет, имеет белый цвет). Можно использовать листовую сталь от списанного трансформатора трансформаторной подстанции.

Имеющееся железо сначала рубят на полосы шириной 35 мм, потом режут на фрагменты длиной 95 и 179 мм. Заусенцы на краях рубленого железа необходимо удалить с помощью надфиля или мелкого напильника. Сердечник соби-

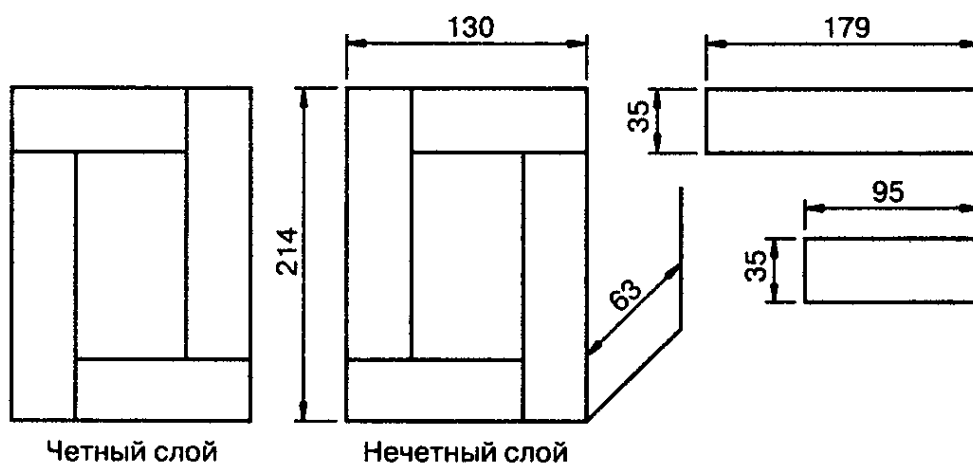


Рис. 6.9. Конструкция сердечника сварочного трансформатора

рается «вперекрышку» с возможно меньшими зазорами в местах стыковки отдельных листов. Конструкция сердечника трансформатора изображена на рис. 6.9.

Конструкция дросселя

Двухобмоточный дроссель L_1 наматывается на стандартном Ш-образном ленточном сердечнике ШЛ32×50. Первичная обмотка содержит 18 витков алюминиевой шины сечением 36 мм^2 . Вторичная обмотка наматывается медным эмалированным проводом диаметром 1,45 мм.

При сборке в стыки сердечника необходимо вставить прокладки толщиной 1 мм (суммарный зазор 2 мм) из текстолита или другого немагнитного и непроводящего материала.

Подключение источника

Внимание. Для подключения первичной обмотки трансформатора к сети $\sim 220 \text{ В}$ необходимо использовать кабель с медной жилой сечением не менее $2,5 \text{ мм}^2$ и силовую розетку на ток 25 А, имеющую заземляющий нож, который необходимо соединить с сердечником трансформатора и с защитным кожухом. При этом заземляющий контакт розетки должен быть надежно заземлен.

Положительный полюс источника обычно выводится на специализированный разъем, предназначенный для подключения шлангового держателя. Через этот же разъем подключается кнопка S2, расположенная на держателе.

Отрицательный полюс выходного напряжения источника необходимо подключить к латунной шпильке диаметром 10 мм, установленной на диэлектрической термостойкой панели, которая крепится к защитному кожуху источника. В качестве сварочных концов можно использовать мягкие медные провода сечением 16—25 мм^2 .

ГЛАВА 7

**ЭЛЕКТРОННЫЙ РЕГУЛЯТОР
СВАРОЧНОГО ТОКА**

*В главе приводится общая методика расчета
и описание конструкции электронного регулятора
сварочного тока (ЭРСТ, чоппера).*

7.1. Многопостовая сварка

Многопостовая сварка с подключением через индивидуальный балластный реостат

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. При многопостовой сварке несколько сварочных рабочих мест подключаются к одному многопостовому сварочному источнику (рис. 7.1, а).

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.

Электронный аналог балластного реостата ЭРСТ

Достижения современной электроники позволяют изготовить **электронный аналог БР**, который будет иметь улучшенные эксплуатационные характеристики и при этом обладать КПД, близким к 100 %.

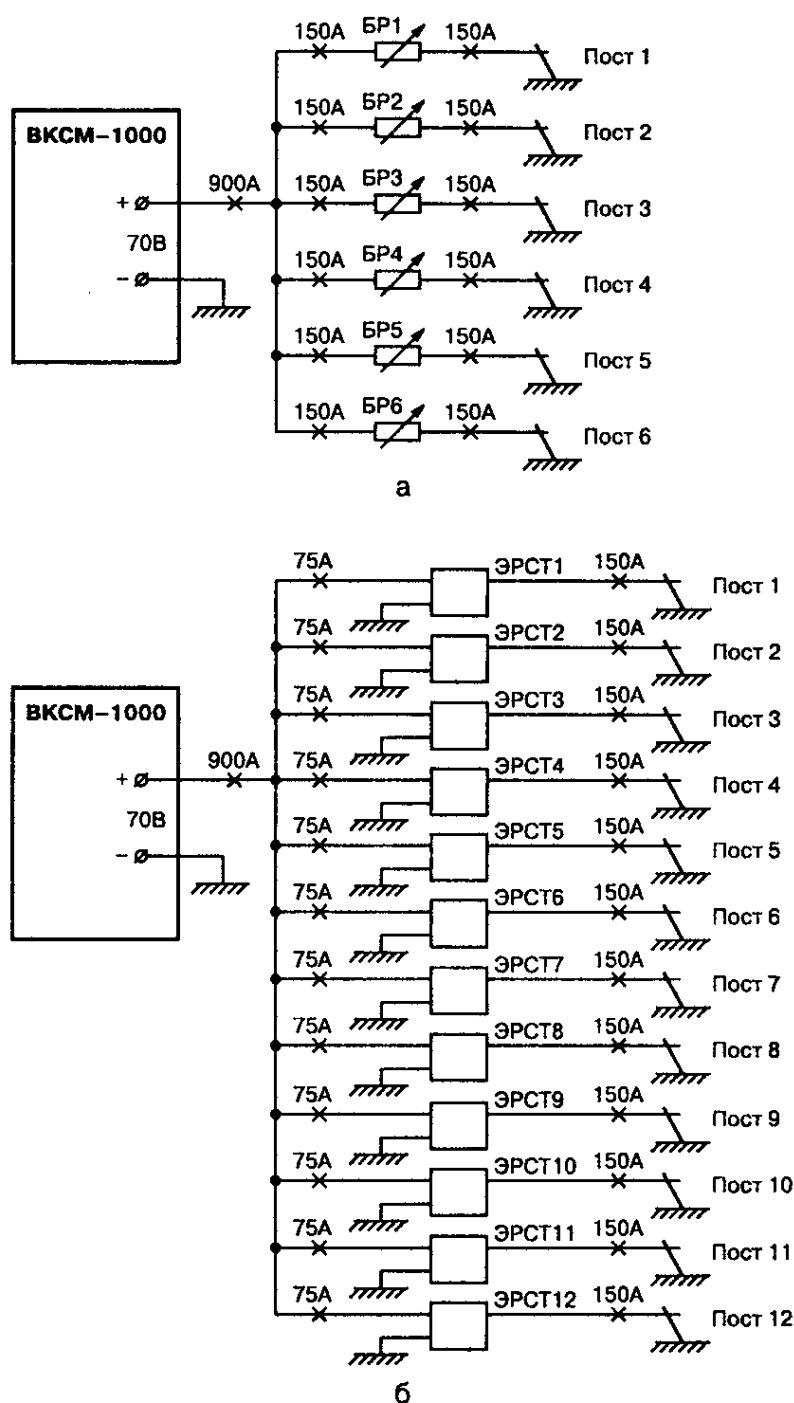


Рис. 7.1. Многопостовая сварка:
 а) с использованием балластных реостатов;
 б) с использованием ЭРСТ

На рис. 7.1, б 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 объеме сварочных работ. Если сравнивать ЭРСТ с инверторными сварочными источниками, то первый имеет такие преимущества:

- ♦ более безопасен, так как в нем отсутствуют высоковольтные цепи;
- ♦ имеет меньшую массу;
- ♦ имеет более высокий КПД за счет меньшего количества преобразований.

В настоящее время различные западные фирмы, специализирующиеся в области сварочного оборудования, производят ЭРСТ. Увы, стоимость их достаточно велика.

Пример. ЭРСТ Multi-Weld 350 фирмы «Lincoln Electric» стоит \$ 3349. Поэтому самостоятельная сборка подобных устройств вполне обоснована.

В данной главе описаны общие принципы конструирования и реальная конструкция простого ЭРСТ. Несмотря на свою простоту, благодаря идеальным внешним характеристикам ЭРСТ обеспечивает наилучшее формирование сварочного шва и практически исключает разбрызгивание металла.

В ЭРСТ предусмотрена возможность регулировки наклона внешней характеристики от крутопадающей до жесткой. 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 %.

7.2. Расчет основных узлов ЭРСТ

Основой ЭРСТ является импульсный понижающий преобразователь постоянного напряжения (чоппер). Понижающий преобразователь (рис. 7.2) 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 течение времени t_u , которое меньше или равно периоду коммутации ключа T.

Определение. Отношение $D = t_u/T$ 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.

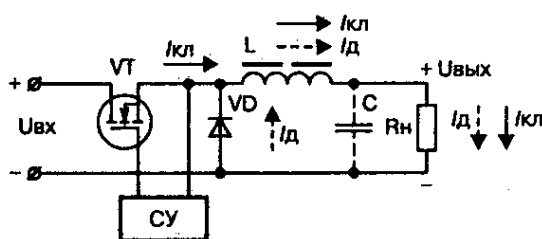


Рис. 7.2. Понижающий преобразователь постоянного напряжения

После запираания транзистора VT к диоду VD прикладывается напряжение самоиндукции дросселя L в отпирающей полярности. Диод отпирается и создает путь протекания тока дросселя. На этом этапе к дросселю приложена разность напряжений $0-U_{вых}$ и его ток уменьшается. Далее транзистор VT открывается, и все 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 [10]

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

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 двух составляющих:

- ♦ из потерь проводимости;
- ♦ из потерь коммутации.

Потери проводимости вызваны сопротивлением канала открытого транзистора $R_{DS(on)}$. Если считать, что пульсация тока в дросселе L_1 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 свое состояние из открытого в закрытое и обратно. Смена состояния не происходит моментально, а тре-

бует определенного времени, вызванного необходимостью перезаряда входной емкости, а также 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, А;

t_r — время нарастания тока, с;

t_f — время спада тока, с.

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, с.

Более точную информацию о процессах и потерях в схеме понижающего преобразователя можно получить, моделируя его работу в программе SwCad.

На рис. 7.3 изображена модель понижающего преобразователя, который понижает входное напряжение $V1=60$ В до напряжения 30 В на нагрузочном резисторе R1.

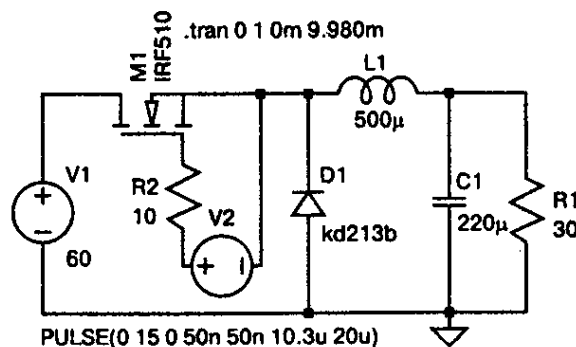


Рис. 7.3. Модель понижающего преобразователя постоянного напряжения

Диод D1 — типа КД213Б. Так как этот диод отсутствует в библиотеке SwCad, его придется внести туда самостоятельно. Для этого в любом текстовом редакторе открываем файл `standard.dio`, который находится в директории `SwCADIII\lib\str`, 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 SwCad 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 $U_{\text{вых}} = 30 \text{ В}$, $D = 0,5$, $I_{\text{вых}} = U_{\text{вых}}/R1 = 30/10 = 1 \text{ А}$ и $F = 50000 \text{ Гц}$, то

$$L_{\text{MIN}} = \frac{30 \cdot (1 - 0,5)}{2 \cdot 1 \cdot 50000} = 15 \cdot 10^{-4} \text{ Гн.}$$

Пусть $L_1 = 500 \text{ мкГн}$.

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);
- ♦ Tfall (длительность заднего фронта импульса);
- ♦ Ton (длительность импульса);

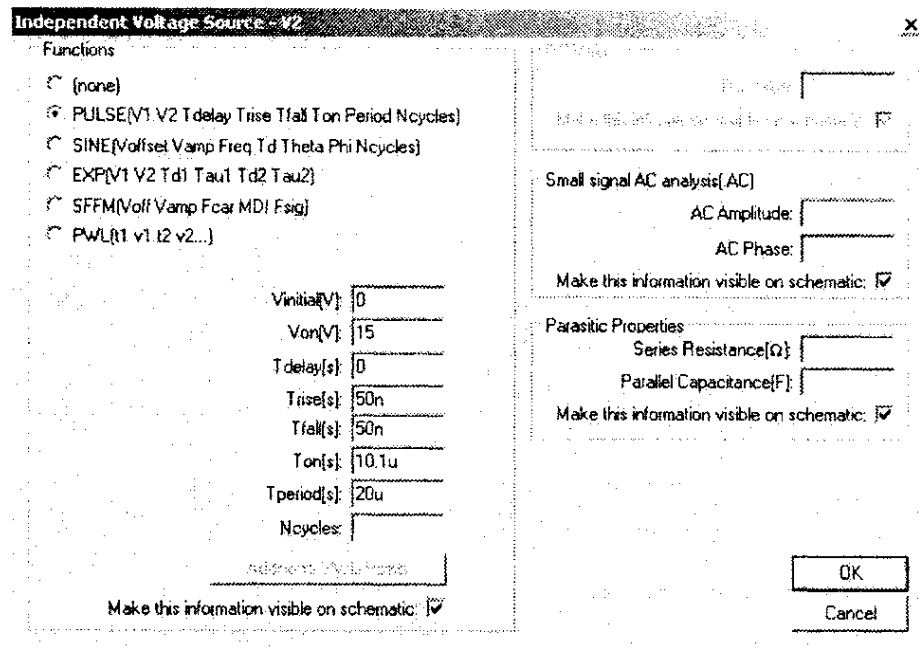


Рис. 7.4. Меню настройки генератора импульсов

- ♦ **Tperiod** (период следования импульсов);
- ♦ **Ncycles** (количество импульсов, если нужно сформировать определенное 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).

На рис. 7.5 приведены диаграммы:

- ♦ мощности, рассеиваемой на транзисторе M1 и диоде D1;
- ♦ ШИМ-напряжения V(n002) на катоде диода D1 и напряжения на нагрузке преобразователя V(n003);
- ♦ тока дросселя I(L1) и диода I(D1), полученных 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 10 А. Он вызван процессом рассасывания избыточного заряда в области его p-n перехода.

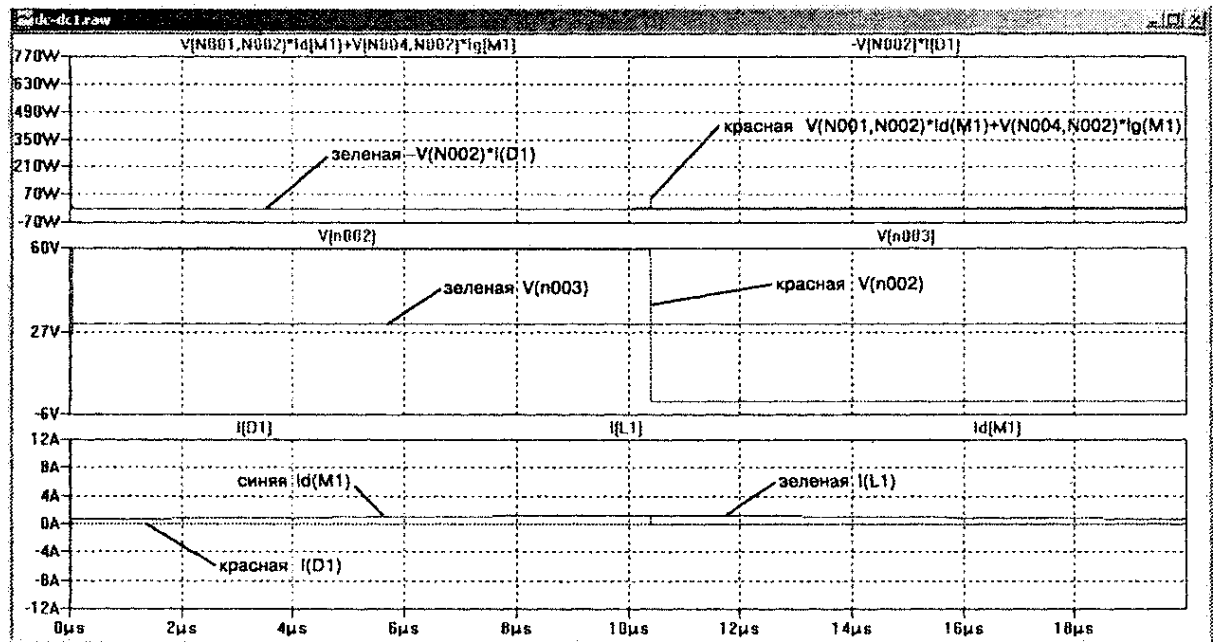


Рис. 7.5. Диаграммы напряжений, токов и мощностей понижающего преобразователя напряжения в режиме непрерывного тока дросселя

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, приведет к отказу транзистора или диода.

Примечание. В случае использования более мощных ключевых элементов импульсная мощность может достигать десятков киловатт!

Для уменьшения потерь коммутации надо:

- ♦ либо ускорить процесс переключения;
- ♦ либо производить переключение в моменты, когда или ток или напряжение равны нулю.

Ускорение процессов переключения связано с использованием более быстрых и дорогих полупроводниковых элементов. Также ужесточаются требования к качеству монтажа. Поэтому остановим свой выбор на втором способе, который также носит название **мягкой коммутации**.

Мягкая коммутация может происходить при нулевом токе ZCS или при нулевом напряжении ZVS.

Пример. *Если с помощью индуктивности, включенной последовательно с ключом, ограничить скорость нарастания тока, то отпирание ключа произойдет при нулевом токе. А если параллельно ключу включить емкость, то запираение ключа произойдет при нулевом напряжении.*

Добиться коммутации при нулевом токе можно, если ранее рассмотренный преобразователь (рис. 7.3) заставить работать в режиме с прерывистым током дросселя. 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 L_1 до 120 мкГн и рассмотрим работу преобразователя в режиме прерывистого тока (рис. 7.6). 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.

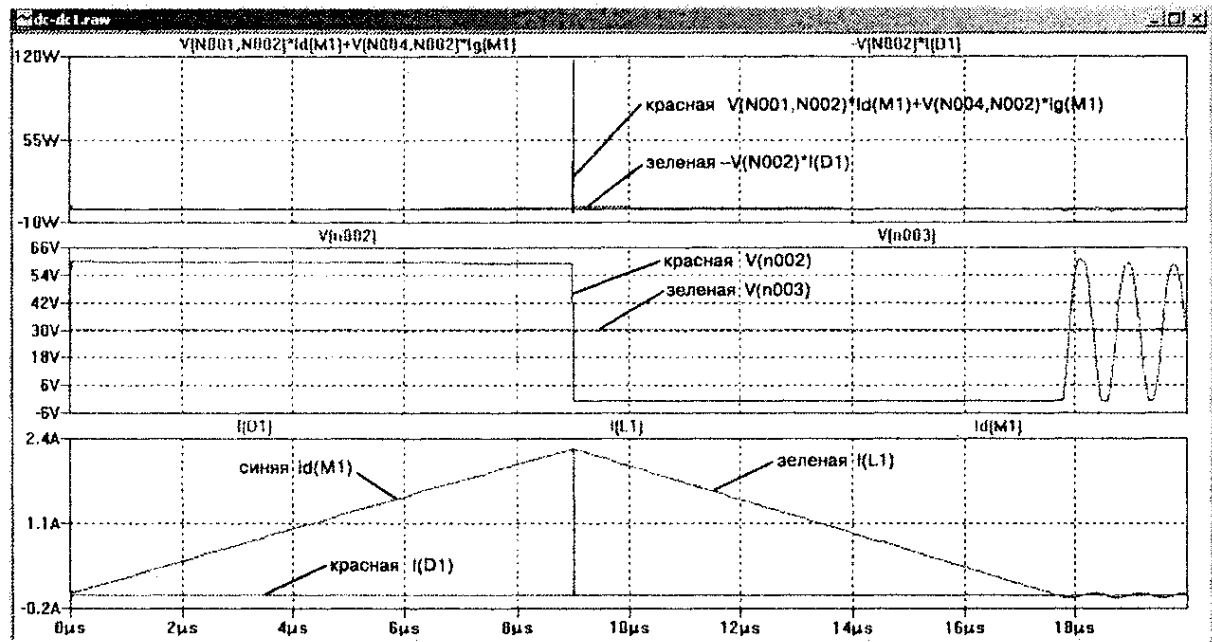


Рис. 7.6. Диаграммы напряжений, токов и мощностей понижающего преобразователя напряжения в режиме прерывистого тока дросселя

Теперь нагрузим преобразователь большим током, снизив сопротивление нагрузки до 10 Ом. Для обеспечения непрерывного режима требуется индуктивность дросселя величиной не менее 50 мкГн. Следовательно, используем индуктивности величиной 150 мкГн и 45 мкГн 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 прерывистого 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.

Вывод. 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 приведет 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. 7.7). Дроссель L2 имеет дополнительную размагничивающую обмотку L3, с помощью которой энергия коммутации возвращается во входной источник.

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

$$L_2 = \frac{U_{ex} \cdot t_{rr}}{I_{вых}} = \frac{60 \cdot 120 \cdot 10^{-9}}{3} = 2,4 \text{ мкГн.}$$

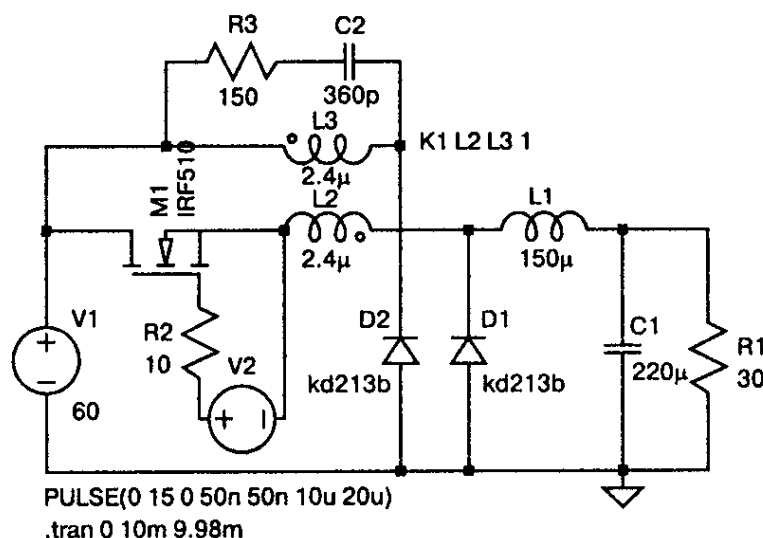


Рис. 7.7. Модель понижающего преобразователя постоянного напряжения с дополнительным двухобмоточным дросселем

На рис. 7.8 приведены временные диаграммы в первичной $I(L2)$ и вторичной $I(L3)$ обмотках двухобмоточного дросселя, а также диаграмма тока $I(D1)$ диода D1 и диаграмма напряжения на истоке транзистора M1.

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 $T2$ идет процесс восстановления обратного сопротивления диода D1.

В момент $T2$ диод D1 запирается. В течение 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 течение

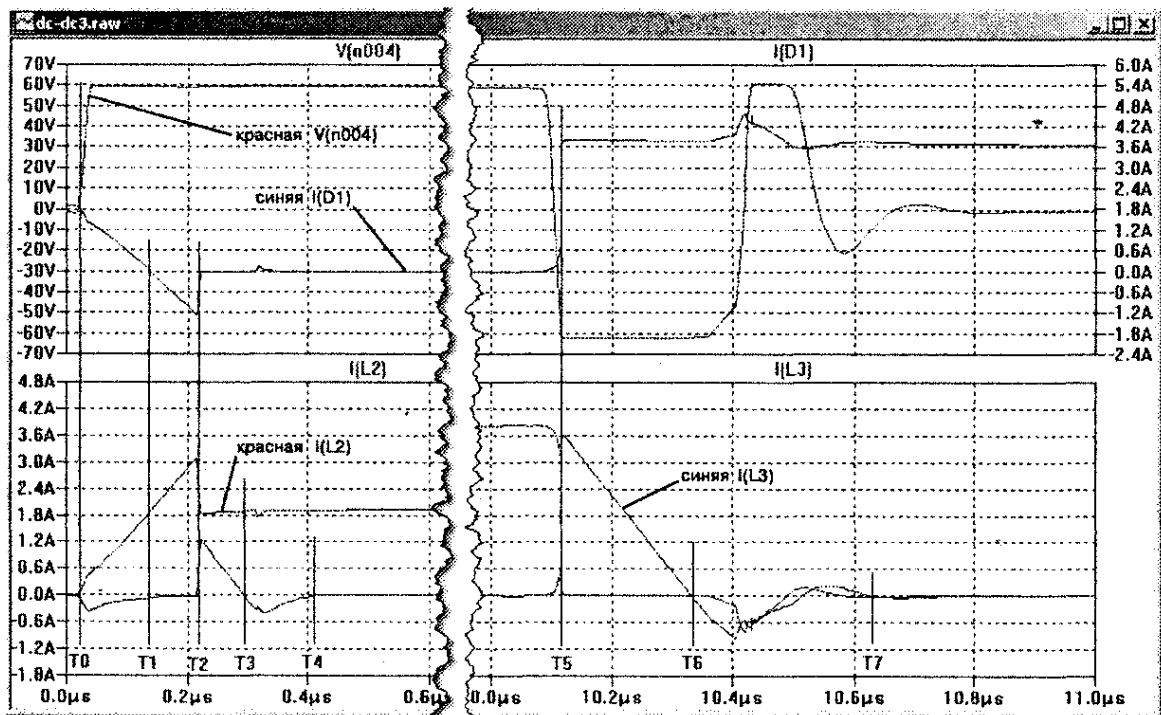


Рис. 7.8. Временные диаграммы токов в обмотках дополнительного двухобмоточного дросселя

времени T_5 — T_6 вся энергия, накопленная в индуктивности L_2 , через $L_3\{I(L_3)\}$ и диод D_2 возвращается в источник напряжения V_1 .

В этот период времени к транзистору M_1 приложено удвоенное напряжение питания. В момент T_6 вся энергия возвращена, и далее, до момента времени T_7 , протекает процесс восстановления обратного сопротивления диода D_2 .

Вывод. В результате моделирования выясняется, что на транзисторе M_1 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 %, А	315;
Минимальный ток, А	10;
Импульсный ток, А	350;
Напряжение питания, В	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 [8]

$$\begin{aligned}\eta &= 1 - \frac{P_{\Pi}}{P_{И}} = 1 - \frac{I_{L1}^2 \cdot [D \cdot R_{M1} + (1 - D) \cdot R_{D1}]}{I_{И} \cdot U_{И}} = \\ &= 1 - \frac{D \cdot R_{M1} + (1 - D) \cdot R_{D1}}{R_{И}},\end{aligned}$$

где P_{Π} — мощность потерь, Вт;

$Ш = I_{И} \cdot U_{И}$ — мощность, потребляемая от источника, Вт;

I_{L1} — ток в индуктивности L_1 , А;

R_{M1} — сопротивление открытого транзистора M1, Ом;

R_{D1} — сопротивление открытого диода D1, Ом;

$R_{И}$ — сопротивление нагрузки, Ом.

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

$$\eta = \frac{R_{И} - R}{R_{И}}.$$

Сопротивление дуги для номинального тока нагрузки $I_{И} = 315$ А:

$$R_{И} = R_{д} = \frac{U_{д}}{I_{И}} = \frac{20 + I_{И} \cdot 0,04}{I_{И}} = \frac{20 + 315 \cdot 0,04}{315} = 0,1035 \text{ Ом}.$$

Рассчитаем сопротивление открытого канала ключевого транзистора:

$$R = R_{И} \cdot (1 - \eta) = 0,1035 \cdot (1 - 0,92) = 0,00828 \text{ Ом}.$$

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. 7.8).

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 распространенный и достаточно дешевый транзистор IRFP250N производства компании «International Rectifier» [1], 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 нем рассеивается. Максимальное заполнение импульса будет при минимальном входном напряжении питания ЭРСТ:

$$D_{MAX} = \frac{U_D}{U_{и.МІN} \cdot \eta} = \frac{20 + I_H \cdot 0,04}{U_{и.МІN} \cdot \eta} = \frac{32,6}{50 \cdot 0,92} = 0,709,$$

где $U_{и.МІN}$ — 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, дешевый и быстрый диод КД213Б, выдерживающий максимальное обратное напряжение $U_{обр.} = 200$ В и максимальный прямой средний ток $I_{пр.} = 10$ 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.

Совет. 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 $I_{\text{ПР}} = 315/40 = 8 \text{ А}$.

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 $T_{\text{К}}$ не превысит $85 \text{ }^\circ\text{C}$. При такой температуре кристалла и токе 8 А прямое напряжение на диоде КД213Б составит $U_{\text{ПР}} = 1 \text{ В}$ [15]. Определим максимальную мощность, рассеиваемую на диоде:

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

Расчет охладителей, с использованием полученных данных, будет произведен далее, в разделе 9.4.

7.3. Описание ЭРСТ

Основные варианты защиты

ЭРСТ (рис. 7.9) оборудован защитами:

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

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

Ключевой транзистор VT1—VT20 понижающего преобразователя собран из 20-ти параллельно включенных MOSFET-транзисторов IRFP250. MOSFET-транзисторы характеризуются:

- ♦ высоким быстродействием;
- ♦ малой мощностью управления;
- ♦ положительным ТКС проводящего канала.

Последнее обстоятельство особенно важно, так как решает проблему выравнивания токов между параллельно включенными транзисторами.

Диод VD9—VD48 состоит из 40 параллельно включенных диодов КД213Б. Сглаживающий фильтр ЭРСТ состоит из дросселя L2. Диоды КД213Б обладают большим временем обратного восстановления. Поэтому для устранения сквозных токов, возникающих при открытии ключевого транзистора VT1—VT20, служит двухобмоточный дроссель L1.

При запирании 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.

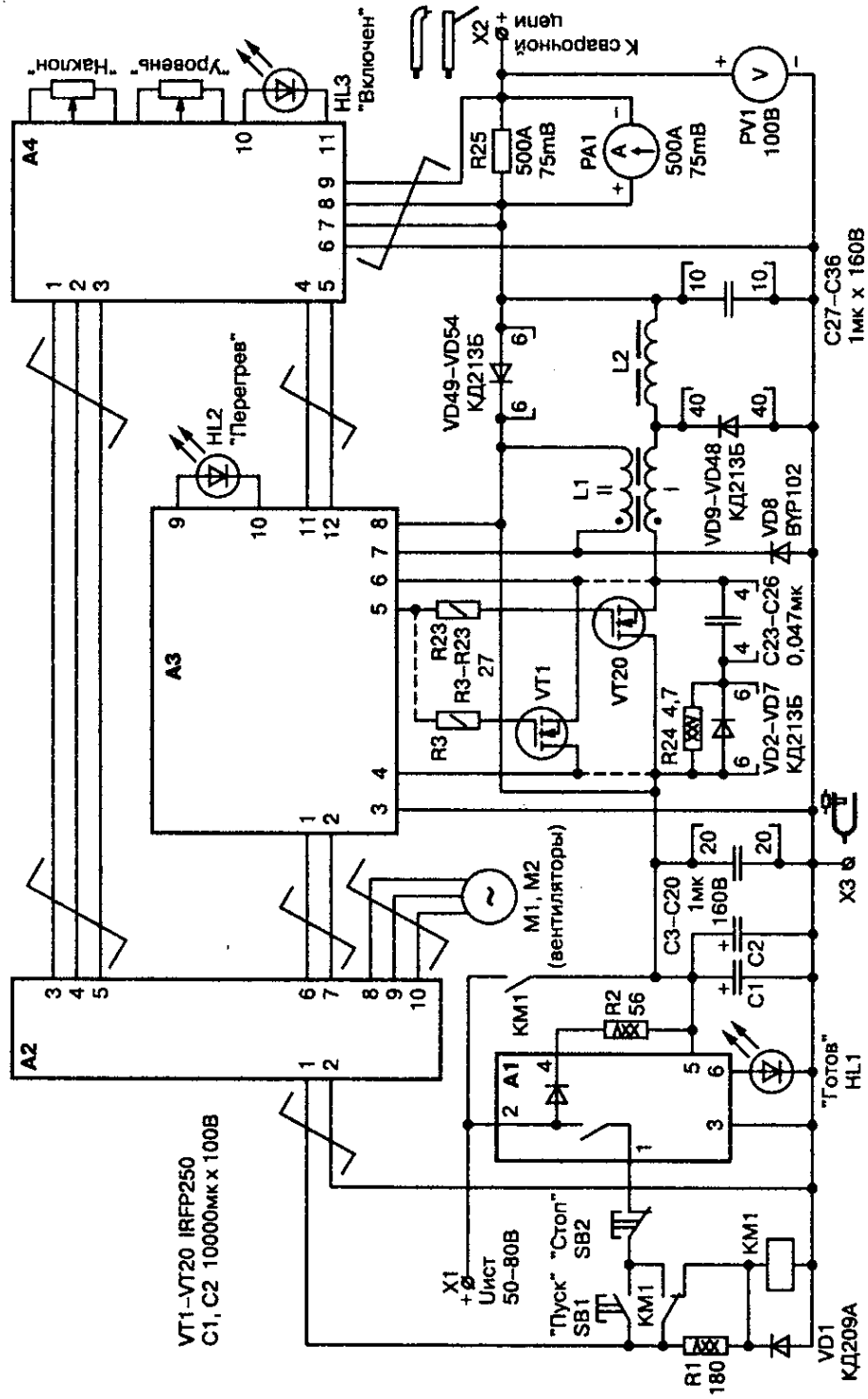


Рис. 7.9. Общая принципиальная электрическая схема ЭРСТ

Возвратный диод VD49—VD54, состоящий из 6 параллельно включенных диодов, — КД213Б. Он 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 емкостный 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». При этом 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 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 подается питание на блок А2. Блок А2 служит для получения гальванически развязанных напряжений, необходимых для питания блоков А3 и А4. Кроме этого блок А2 формирует трехфазное напряжение 220 В (50 Гц), необходимое для питания вентиляторов M1 и M2.

Блок А3 осуществляет управление ключевым транзистором VT1—VT20, а также защиту его от перегрузки и перегрева. Кроме этого, блок А3 запрещает отпирание ключевого транзистора до момента окончания цикла рекуперации дросселя L1. В случае перегрева ключевого транзистора его работа также запрещается, и загорается индикатор HL2 «Перегрев».

Блок А4 служит для контроля выходного тока и напряжения ЭРСТ, а также для формирования заданной органами управления «Наклон» и «Уровень» внешней нагрузочной характеристики регулятора сварочного тока.

Принцип работы и настройка блока А1

Блок А1 (рис. 7.10) 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 стабилитроне VD5.

Особенностью двухпорогового компаратора является применение специальных делителей, собранных на резисторах R1—R6 и стабилитронах VD1—VD3. Он позволяет получить

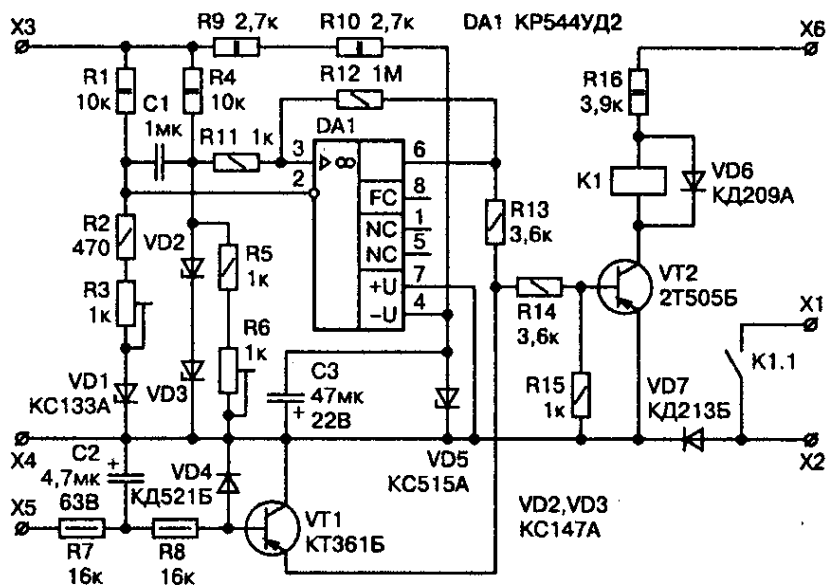


Рис. 7.10. Принципиальная электрическая схема блока А1

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. 7.11 видно, что кривая 1, соответствующая делителю R1—R3, VD1, пересекается в двух точках с кривой 2, соответствующей делителю R4—R6, VD2, VD3.

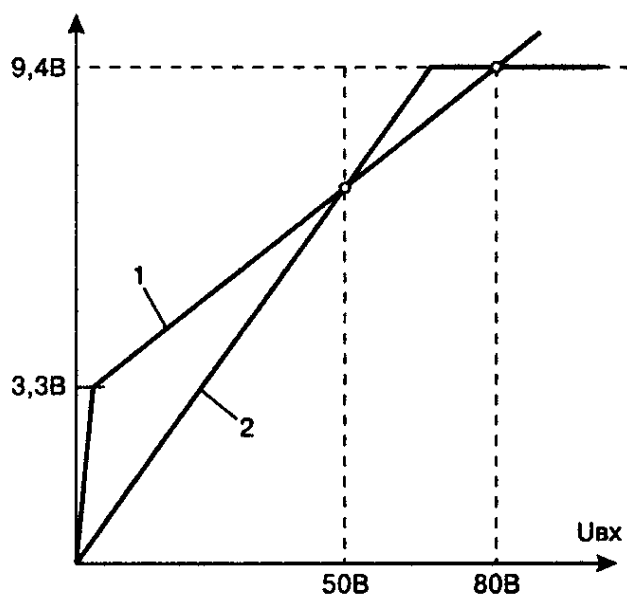


Рис. 7.11. Формирование порогов переключения двухпорогового компаратора

С помощью подстроечного резистора R3 настраивается верхний порог срабатывания компаратора (80 В), а с помощью R6 — нижний (50 В). Резисторы R11, R12 позволяют получить четкое, без «дребезга», переключение компаратора DA1.

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 подает питание на кнопки SB1 и SB2 (рис. 7.9).

Резистор R16 создает 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 A1 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. Это 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. 7.9).

Детали

Транзисторы VT1—VT20 и диоды VD9—VD48 установлены на радиаторах, каждый из которых имеет охлаждающую поверхность не менее 3200 см². Для охлаждения радиаторов

используются два вентилятора типа 1,25ЭВ-2,8-6-3270У4, каждый из которых имеет производительность 280 м³/ч.

Дроссель L_1 намотан на ферритовом сердечнике М2000НМ строчного трансформатора ТВС110АМ (ТВС110ЛА) от старого лампового телевизора типа УНТ47/59.

Первичная обмотка наматывается литцендратом, состоящим из 236 эмалированных проводов $\varnothing 0,55$ мм, и содержит 2 витка. **Вторичная обмотка** наматывается литцендратом состоящим из 10 эмалированных проводов $\varnothing 0,55$ мм и содержит 16 витков. В оба зазора сердечника надо вставить немагнитные прокладки толщиной 3 мм.

Для обеспечения максимальной магнитной связи между обмотками вторичную обмотку нужно расположить в объеме первичной. Провод вторичной обмотки для предотвращения межвиткового или межобмоточного пробоя необходимо обмотать лакотканью или фторопластовой лентой.

Дроссель L_2 намотан на ленточном сердечнике Ш25×50 из трансформаторной стали с толщиной листа 0,08 мм. Обмотка дросселя выполняется медной шиной сечением 80—90 мм² и содержит 6 витков. Сердечник дросселя собирается «встык». При сборке сердечника в зазор между пластинами различного типа необходимо вставить немагнитную прокладку толщиной 1,6—1,7 мм.

Конденсаторы С1, С2 — типа К50-18.

Конденсаторы С3—С22, С23—С26, С27—С36 — типа К73-17. Резисторы R1, R2 проволочные — типа ПЭВ-25.

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

Контактор КМ1 использован от осциллятора LHF-500 фирмы «КЕМРРИ». Обмотка контактора была перемотана на напряжение 50 В (оригинальная обмотка рассчитана на напряжение 24 В).

Если под рукой не оказалось разбитого осциллятора LHF-500, то можно использовать контакторы на 160—200 А от электрокара. Обычно обмотки этих контакторов рассчитаны на напряжение 48 В, 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 U_{cp} постоянного тока сработает 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**:

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

И диаметр обмоточного провода:

$$D = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,25 \cdot W1 \cdot \pi \cdot D1^2}{W}}.$$

В качестве реле К1 (рис. 7.9) использовано реле типа РЭС49, паспорт РС4.569.421-00 (также 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.

Нестабилизированное питание с выхода многопостового сварочного источника (МСИ) поступает на вход понижающего стабилизатора напряжения. Полумостовой преобразователь преобразует постоянное напряжение 36 В, поступающее с выхода стабилизатора, в переменное, частотой 12,5 кГц, прикладываемое к первичной обмотке трансформатора.

Благодаря тому, что преобразователь питается стабилизированным напряжением, обеспечена групповая стабилизация

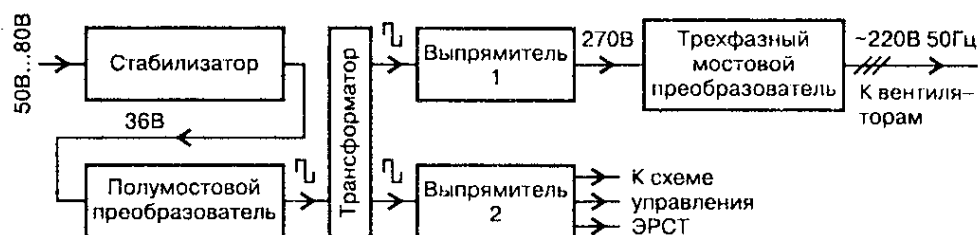


Рис. 7.12. Структурная схема внутреннего источника питания ЭРСТ

напряжений, снимаемых со вторичных обмоток трансформатора.

С выхода выпрямителя 1 питается трехфазный мостовой преобразователь, который формирует трехфазное напряжение 220 В (50 Гц) для питания вентиляторов, охлаждающих мощные коммутрующие элементы регулятора, а выпрямитель 2 питает узел управления преобразователя (блоки А3 и А4 на рис. 7.9).

В процессе построения источника питания были использованы самодельные «бутстрепные» (bootstrap) драйверы управления верхними транзисторами полумостового и трехфазного мостового преобразователей.

Примечание. В данном случае термин *bootstrap* означает плавающее питание драйвера верхнего транзистора.

Для подобных преобразователей выпускаются специальные драйверные микросхемы [1]. Но, видимо, из-за достаточно высокой стоимости эти микросхемы не получили широкого распространения среди радиолюбителей, которые зачастую предпочитают решать эту проблему по-своему [7, 16], используя элементы оптронной и трансформаторной гальванической развязки.

В качестве прототипа был принят узел (на рис. 7.13 изображен усеченный вариант), использованный в импульсном понижающем стабилизаторе напряжения [6].

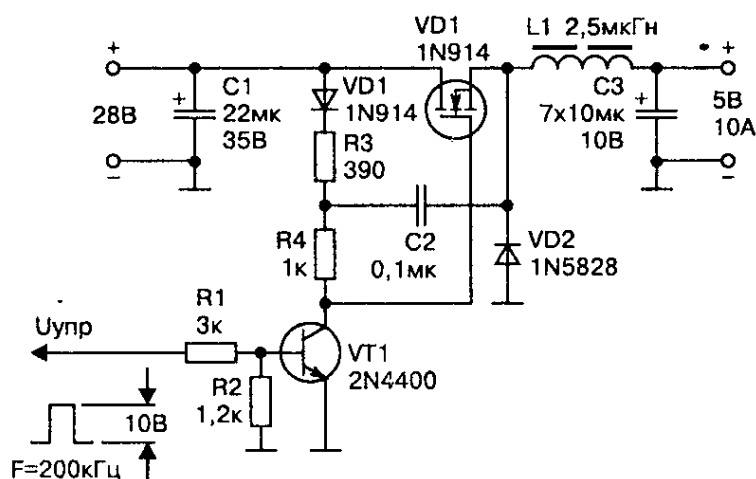


Рис. 7.13. Пример драйвера управления верхним транзистором применительно к понижающему преобразователю

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 L_1 . 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 емкости C3и транзистора VT2, но при поступлении следующего управляющего импульса цикл зарядки конденсатора C1 повторяется.

На рис. 7.14 изображена схема узла управления транзисторами полумостового преобразователя, построенная по ранее

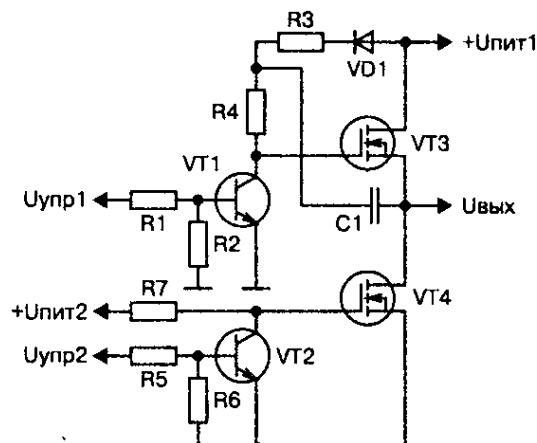


Рис. 7.14. Узел управления транзисторами полумостового преобразователя

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 $U_{зи}(U_{gs}) = \pm 20$ В].

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. 7.15, на котором изображены временные диаграммы в характерных точках преобразователя для случаев активно-индуктивной и активно-емкостной нагрузок.

В управляющих импульсных последовательностях $U_{кз}$ VT1 и $U_{кэ}$ VT2 предусмотрена защитная пауза t_n , 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_n . В этом случае в паузе управляющего напряжения к затвору и истоку транзистора прикладывается напряжение, равное напряжению питания.

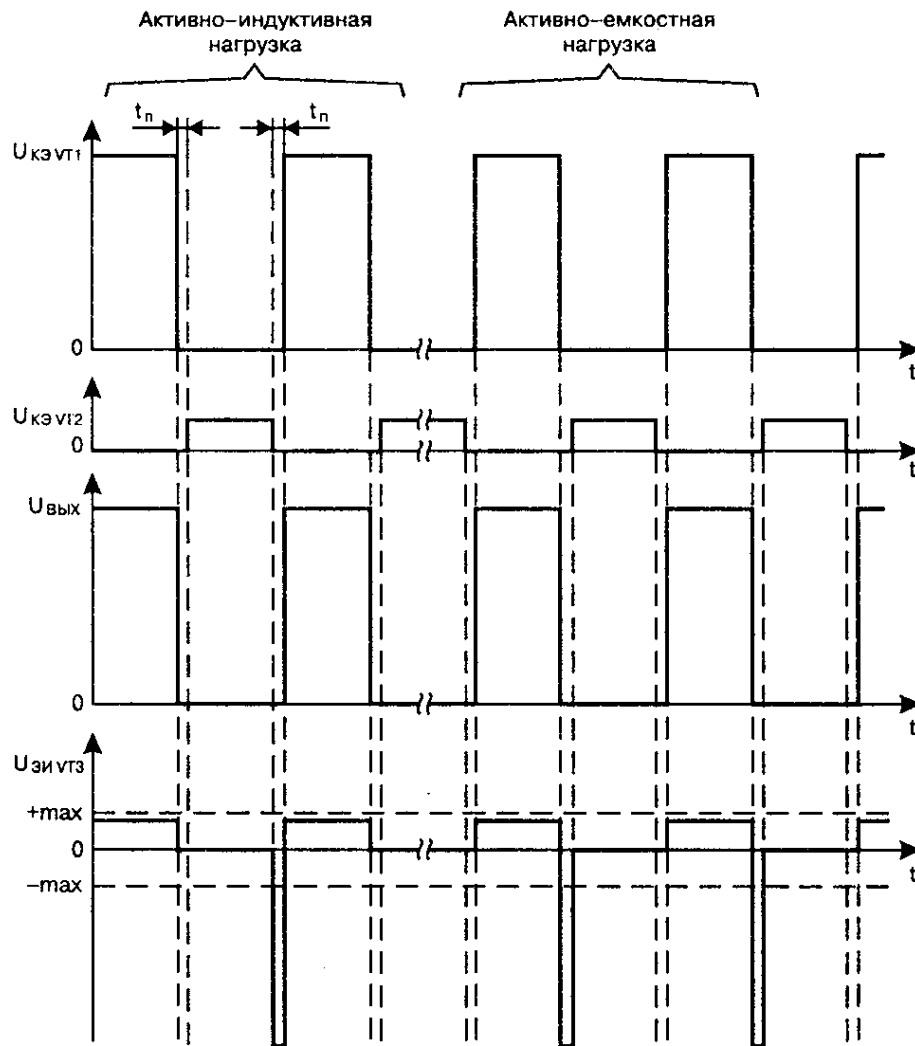


Рис. 7.15. Временные диаграммы в характерных точках полумостового преобразователя при работе на комплексную нагрузку

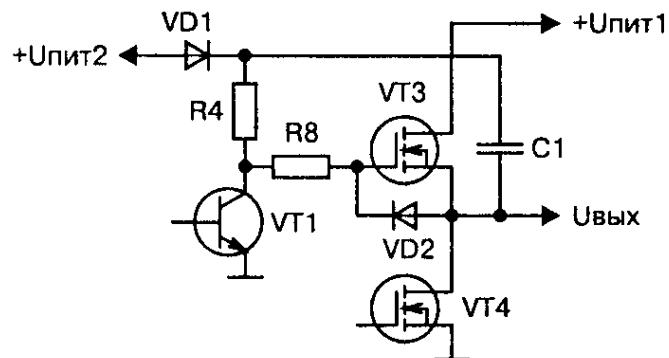


Рис. 7.16. Схема усовершенствованного драйвера верхнего транзистора полумостового преобразователя

В узел по схеме на **рис. 7.16** введены дополнительные элементы R8 и VD2, которые позволяют исправить отмеченный недостаток. Тогда в течение времени t_n , когда транзистор VT1 открыт, а $U_{\text{вых}}$ максимально, к диоду VD2 будет приложено открывающее напряжение. В результате этого он откроется и зашунтирует участок «исток-затвор» транзистора VT3. Иначе говоря, напряжение $U_{\text{зи}}$ VT3 снизится до прямого напряжения на диоде VD2. Все 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**.

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 подается пилообразное напряжение.

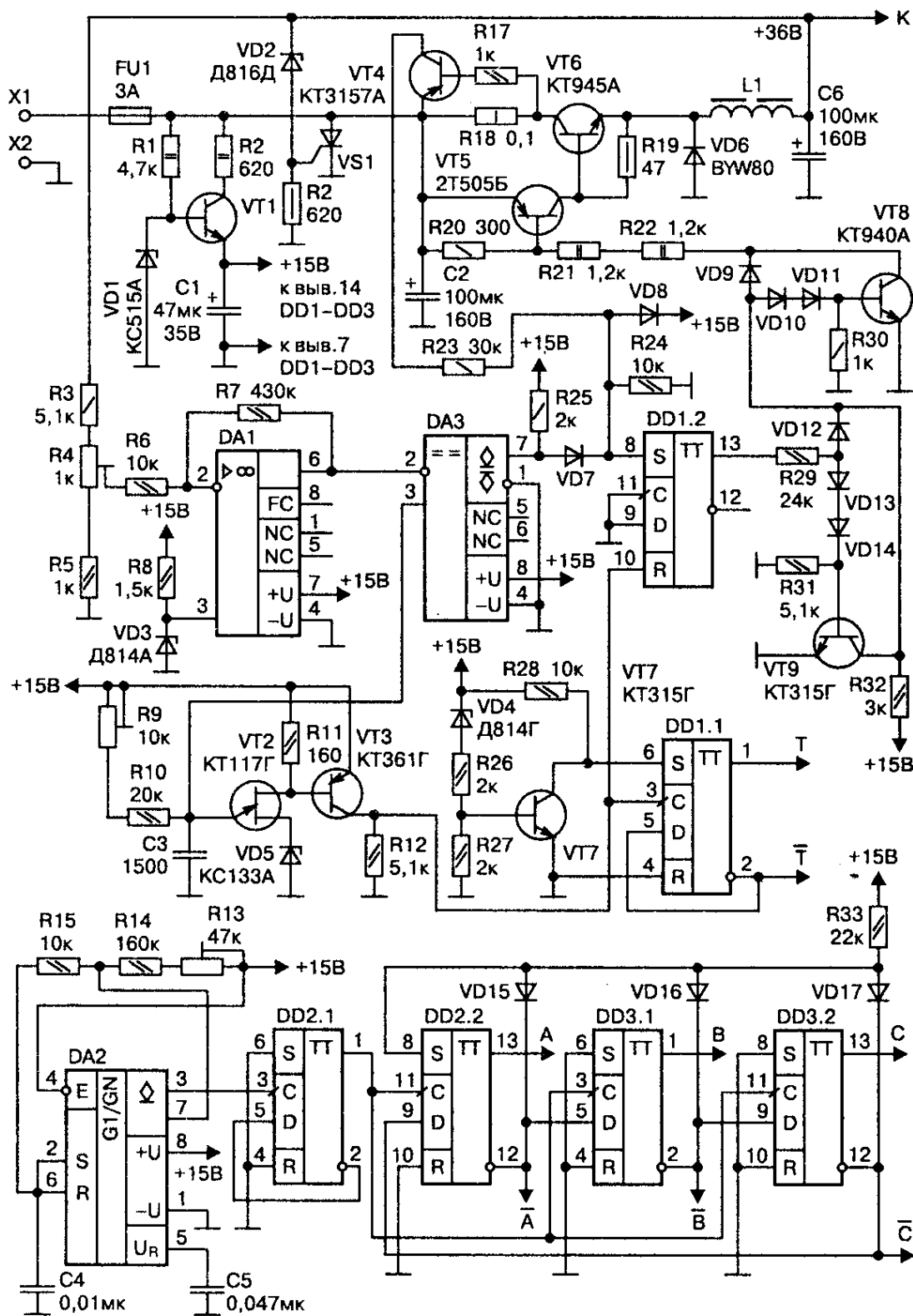
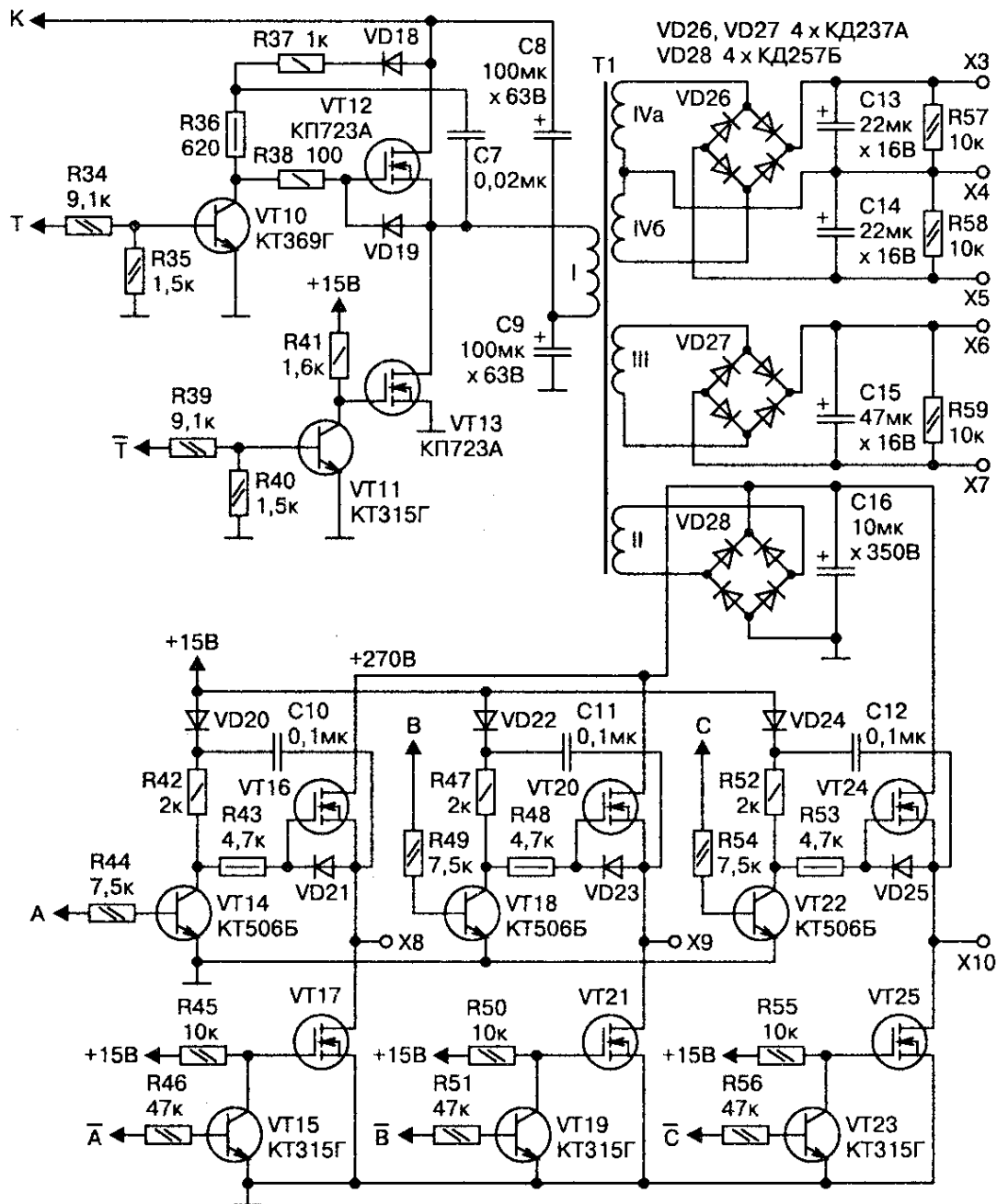


Рис. 7.17. Принципиальная электрическая схема блока А2



- | | |
|-----------------|--|
| DA1 KP544УД2 | VT1 KT805AM |
| DA2 K1006ВИ1 | VT16, VT17, VT20, VT21, VT24, VT25 IRF710 |
| DA3 KP554СА3 | |
| DD1-DD3 K561ТМ2 | VS1 T122-25-3 |
| | VD7, VD8, VD10-VD19, VD21, VD23, VD25 КД521Б |
| | VD20, VD22, VD24 КД257Б |

Рис. 7.17. Принципиальная электрическая схема блока А2 (продолжение)

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 создает на нем 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 устанавливает 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, собранном 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 А, то транзистор VT4 откроется и путем 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 В), то тиристор VS1 откроется. Это приведет 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 счетный 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 В.

Переменное напряжение частотой 12,5 кГц с выхода преобразователя поступает на первичную обмотку трансформатора Т1. Со вторичных обмоток III и IV трансформатора Т1 снимаются напряжения, необходимые для питания схемы управления ЭРСТ. Постоянное напряжение +270 В, необходимое для

работы трехфазного 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 трехфазной последовательности управляющих сигналов для трехфазного мостового преобразователя, собранного на элементах VT14—VT25, VD21—VD26, C10—C12, R42—R56.

Рабочая частота трехфазного преобразователя задается 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 трехфазного напряжения равной 50 Гц) устанавливается подстроечным резистором R13.

Детали

Дроссель L_1 намотан на броневом 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 К40×25×7,5 из феррита 2000НМ.

Обмотки имеют такие параметры:

- ♦ обмотка I содержит 51 виток провода ПЭВ-2 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 100×50 мм.

Источник питания формирует трехфазное напряжение 220 В (50 Гц), 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 +15 В на транзисторе VT1. Затем с помощью осциллографа проверяют работоспособность задающего генератора на транзисторе VT2 и устанавливают его рабочую частоту равной 25 кГц. Частоту генератора на DA2 устанавливают равной 600 Гц.

Далее впаивают 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 В. 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 А.

Для проверки работоспособности полумостового преобразователя включают его по схеме **рис. 7.18**. Здесь в разрыв стоковой цепи транзистора VT12 включают резистор 100—200 Ом, 2 Вт.

Первичную обмотку трансформатора T1 временно отключают. После включения схемы с помощью осциллографа проверяют наличие импульсов, поступающих с устройства управления, а также отсутствие импульсов сквозного тока на стоке транзистора VT12.

При необходимости, путем уточнения величины резистора R41, добиться, чтобы в момент переключения транзисторов

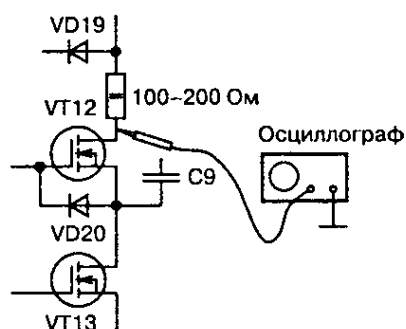


Рис. 7.18. Схема проверки работоспособности и настройки полумостового преобразователя

преобразователя напряжение на стоке транзистора VT12 не уменьшалось до нуля.

После этого настройка источника питания считается окончательной и можно приступать к его эксплуатации, предварительно установив и подключив все недостающие элементы.

Формирование внешних характеристик ЭРСТ

Обычно сварочные источники ориентированы на определенный тип сварки (ручная, полуавтоматическая, автоматическая, с плавящимся электродом, с неплавящимся электродом и т. д.). До недавнего времени созданию универсальных источников препятствовало то, что обычно внешние характеристики источника определялись конструкцией трансформатора.

Если требовалась жесткая нагрузочная характеристика, то трансформатор имел цилиндрические обмотки, а если падающая — то дисковые. Некоторый прорыв в этой области был получен за счет использования магнитных усилителей, трансформаторов специальной конструкции (с магнитным шунтом). Но при этом за универсальность приходилось платить значительным увеличением массы и габаритов источников.

Достижения современной электроники позволяют создавать малогабаритные универсальные сварочные источники,

где внешние нагрузочные характеристики формируются не параметрически, а за счет обратных связей по напряжению и току нагрузки.

Принцип работы блока управления ЭРСТ

На рис. 7.19 изображена функциональная схема, а на рис. 7.20 — принципиальная схема блока управления. Питание блока осуществляется двухполярным напряжением 12 В, поступающим с блока питания ЭРСТ. Для отсеивания помех, проникающих по цепям питания, служат LC-фильтры L1, C10, C11 и L2, C12, C13.

Для контроля выходного тока ЭРСТ служит узел контроля тока (УКТ), собранный на элементах DA1, VD1, VD2, R1—R4, R8. Узел собран по классической схеме дифференциального усилителя и в особых пояснениях не нуждается. Диоды VD1 и VD2 защищают операционный усилитель (ОУ) DA1 от перенапряжения.

Для контроля выходного напряжения ЭРСТ служит узел контроля напряжения (УКН), собранный на элементах DA2, R5, R6. ОУ DA2 включен по схеме повторителя.

Обычно в промышленных универсальных сварочных источниках изменение наклона нагрузочной характеристики производится скачком с помощью соответствующего переключателя. Для получения максимальной универсальности в ЭРСТ был введен специальный узел формирователя наклона нагруз-

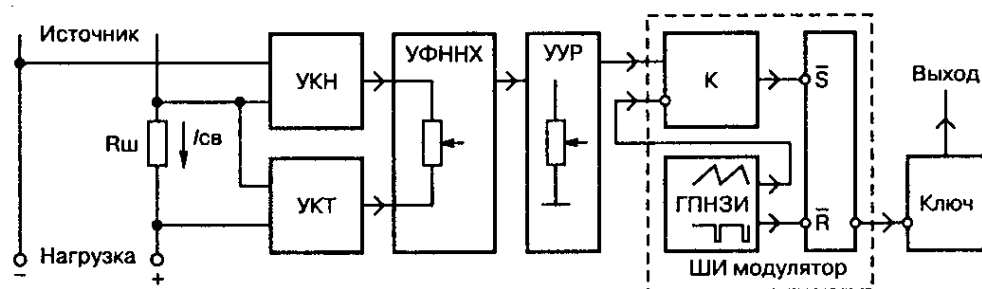


Рис. 7.19. Функциональная схема блока управления ЭРСТ

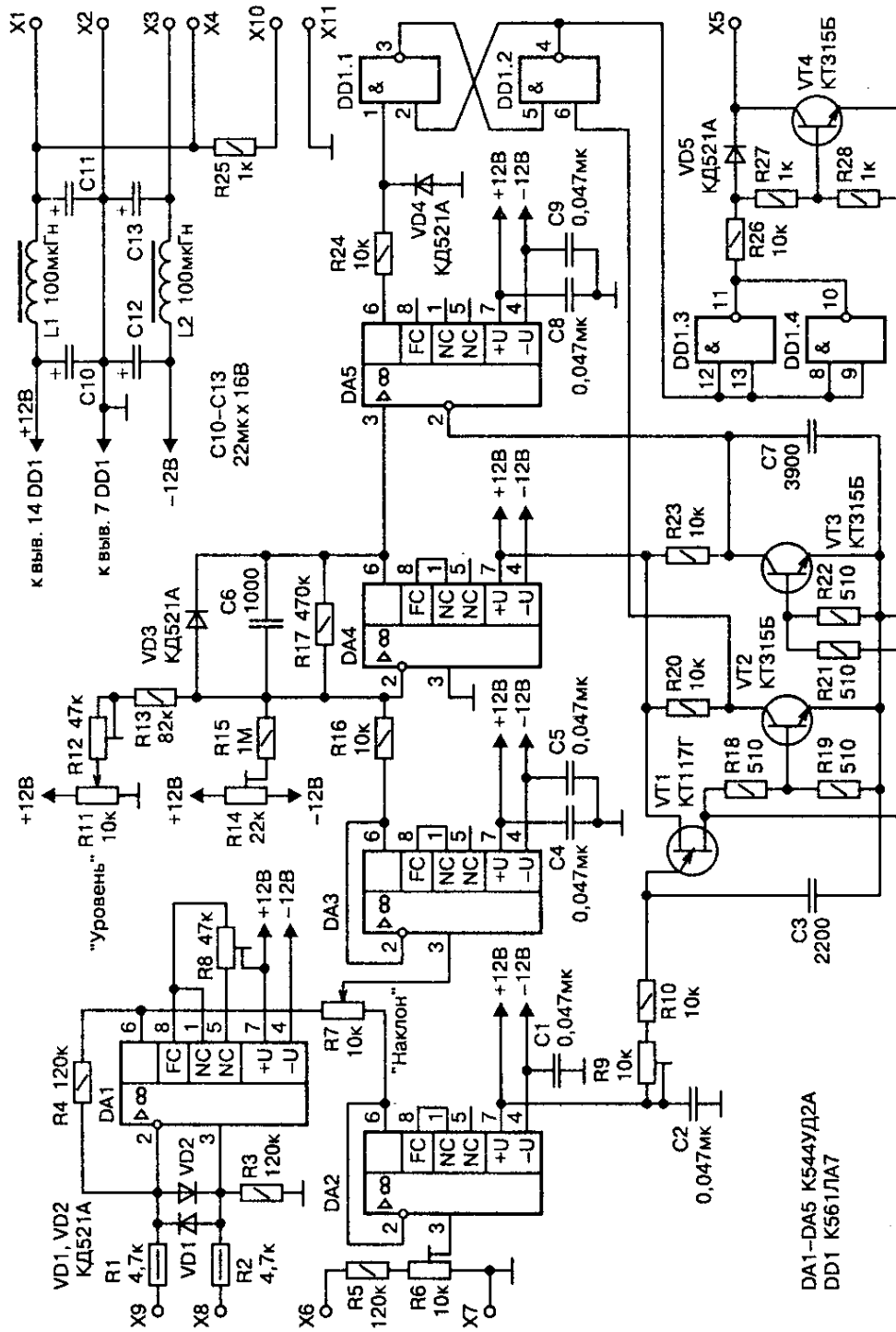


Рис. 7.20. Принципиальная электрическая схема блока А4

зочной характеристики (УФННХ), собранный на элементах DA3 и R7. Он позволяет плавно переводить ЭРСТ из режима стабилизации тока (крутопадающая характеристика) в режим стабилизации напряжения (жесткая характеристика).

Возможность плавного изменения наклона внешней нагрузочной характеристики позволяет подобрать оптимальный режим для выбранного типа сварки. На крайние выводы резистора R7 поступают сигналы, пропорциональные выходному току и напряжению ЭРСТ.

С ползунка резистора снимается суммарный сигнал обратной связи, который усиливается по мощности повторителем на ОУ DA3 и поступает далее на узел усилителя **рассогласования (УУР)**.

УУР собран на элементах DA4, VD3, C6, R11—R17. Он представляет собой обычный суммирующий усилитель на два входа. На первый вход (R16) поступает сигнал обратной связи. На второй вход (R12) с ползунка переменного резистора R11 «Уровень» поступает сигнал, задающий уровень выходного тока или напряжения источника.

Суммирующий усилитель вычисляет разницу между сигналами обратной связи и задания, усиливает ее и передает на вход ШИ-модулятора. Резисторы R14, R15 нужны для установки начального смещения напряжения на выходе ОУ DA4, обеспечивающего минимальный ток сварки.

ШИ-модулятор состоит из генератора пилообразного напряжения и запускающих импульсов (ГПНЗИ), компаратора (К) и RS-триггера. По классификации, изложенной в [10], 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.

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 нем 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 подает питание на светодиод транзисторного оптрона, расположенного в блоке управления и защиты ключевого транзистора (блок А3 на рис. 7.9).

Принцип работы блока драйвера ключевого транзистора

На рис. 7.21 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 +5 В с выхода стабилизатора DA2. Питание усилителя мощности,

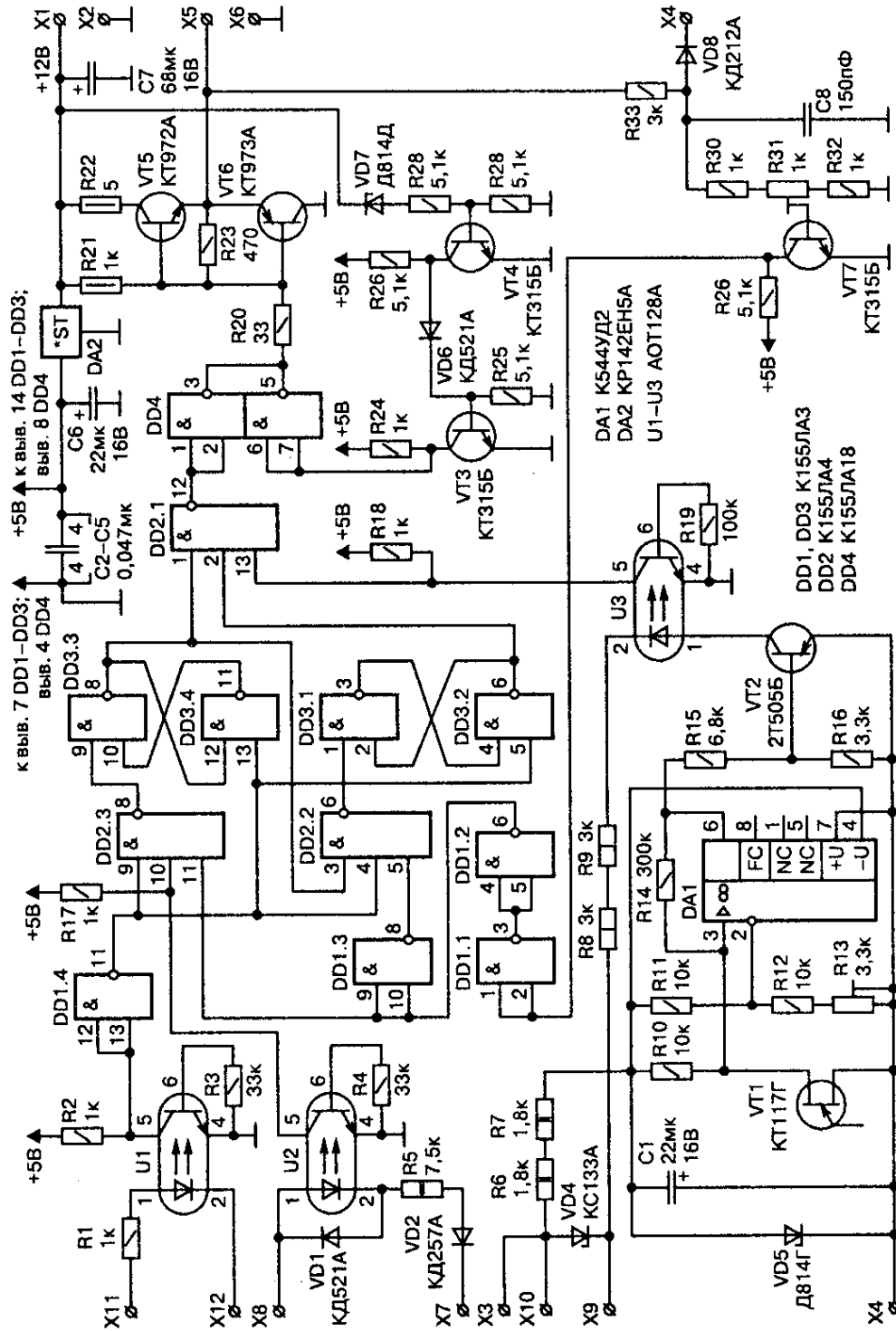


Рис. 7.21. Принципиальная электрическая схема блока АЗ

собранного на элементах VT5, VT6, R20—R23, осуществляется напряжением +12 В, 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 В, 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. Связь с ШИ-модулятором (блок А4 на рис. 7.9) осуществляется через оптрон U1 и инвертор DD1.4.

После открытия транзистора VT4 в блоке А4, но с некоторой задержкой, на выходе инвертора DD1.4 появится высо-

кий активный уровень, который поступит на один из входов ЛЭ DD2.3 D-триггера DD2.3, DD3.3, DD3.4.

Если цикл рекуперации завершен 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 выполнен на элементах U3, DA1, VT1, VT2, VD4, VD5, C1, R6—R16.

Однопереходной транзистор VT1 используется в качестве датчика температуры и имеет непосредственный тепловой контакт с теплоотводом, к которому непосредственно прикручены транзисторы VT1—VT20 (рис. 7.9).

Питание УТЗ осуществляется непосредственно от входного напряжения ЭРСТ через параметрический стабилизатор, собранный на элементах VD5, C1, R6, R7. Термодатчик VT1 включен в плечо моста R10—R13, к диагонали которого подключен компаратор DA1.

Как только температура теплоотвода превысит 80 °С, 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 °С. О срабатывании термозащиты сигнализирует светодиод HL2 (рис. 7.9), установленный на передней панели ЭРСТ.

Завершающая настройка ЭРСТ

Предварительная настройка блока А4 сводится к настройке УКТ, УКН и частоты релаксационного генератора. При замкнутых клеммах X7—X9 блока А3 с помощью резистора R8 выставляют нулевое напряжение на выходе ОУ DA1. Элементы УКТ выбраны таким образом, что при сварочном

токе 315 А [шунт R25 (рис. 7.9) на 500 А, 75 мВ] на выходе DA1 будет напряжение 1,2 В.

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

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 2 кОм.

Вращая навесной подстроечный резистор, добиться между клеммами X4 и X6 напряжения 2,97 В, что соответствует прямому падению напряжения на ключевом транзисторе при токе 350 А и температуре кристалла 125 °С. 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 °С. Для гидроизоляции термодатчик можно поместить в середину ПВХ-трубки диаметром 8—10 мм и длиной 400—500 мм, которую потом изгибают вдвое.

С помощью подстроечного резистора R13 добиться, чтобы светодиод HL2 (рис. 7.9) загорался при повышении температуры выше 80 °С. Окончательную настройку ЭРСТ производят, нагрузив его на балластный реостат РБ302 или аналогичный.

Резистор «Наклон» (R7 на рис. 7.20) ставят в верхнее, а резистор «Уровень» (R11 на рис. 7.20) — в нижнее по схеме положение. На балластном реостате выставляют ток 10 А.

Включив ЭРСТ, с помощью подстроечного резистора R14 выставляют минимальный сварочный ток 10 А. Затем на балластном реостате выставляют ток 315 А и с помощью подстроечного резистора выставляют максимальный сварочный ток 315 А. После этого настройку можно считать оконченной и приступать к эксплуатации регулятора.

ГЛАВА 8

ИНВЕРТОРНЫЙ СВАРОЧНЫЙ ИСТОЧНИК

В главе приводится описание инверторного сварочного источника «RytmArc», приводятся методики расчета электромагнитных элементов подобных источников, а также даются рекомендации для самостоятельного изготовления инверторного сварочного источника.

8.1. Предистория

Инверторные сварочные источники (ИСИ), несмотря на такие свои преимущества перед классическими, как малые масса, объем и превосходные нагрузочные характеристики, не получили у нас до сих пор достаточно широкого распространения.

Вероятно все объясняется достаточно высокой стоимостью ИСИ, которая, порой, сводит на нет все их преимущества. Однажды в руки автора книги попал неисправный сварочный аппарат RytmArc (рис. 8.1) фирмы «Castolin Eutectic» [28], 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 %.

Силовая часть этого источника выполнена по схеме двухтранзисторного одноконтурного прямоходового преобразователя (косой мост), что характерно для источников этого класса.

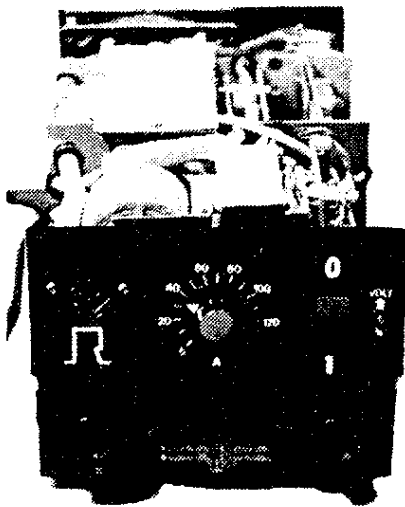


Рис. 8.1. Вид сварочного источника «RytmArc» со снятой верхней крышкой

В преобразователе были использованы мощные биполярные транзисторные модули типа ESM2953, которые, собственно, и вышли из строя. Кроме этого, некоторые транзисторы на плате драйвера буквально выгорели.

В данной ситуации наиболее оправданным было бы решение купить новые модули и заменить ими сгоревшие, но в фирме, где эти модули были

в наличии, их предложили по цене \$ 65 за штуку, при условии, что купить надо не менее 50 шт. (стандартная упаковка). Так как малосерийное производство ИСИ не планировалось, то был начат поиск альтернативного варианта.

Отечественная промышленность нам ничего на тот момент предложить не могла, и поэтому выбор пал на IGBT [1] транзисторы IRG4PC50U фирмы «International Rectifier». Они были вполне доступны и свободно продавались в розницу по цене \$ 14 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 25×30 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 теплопроводящей пастой. Разумеется, пришлось изготовить новую плату преобразователя, а также драйвер (рис. 8.2), рассчитанный для управления IGBT-транзисторами. После переделки сварочный источник безотказно функционирует уже 7 лет (на момент написания книги).

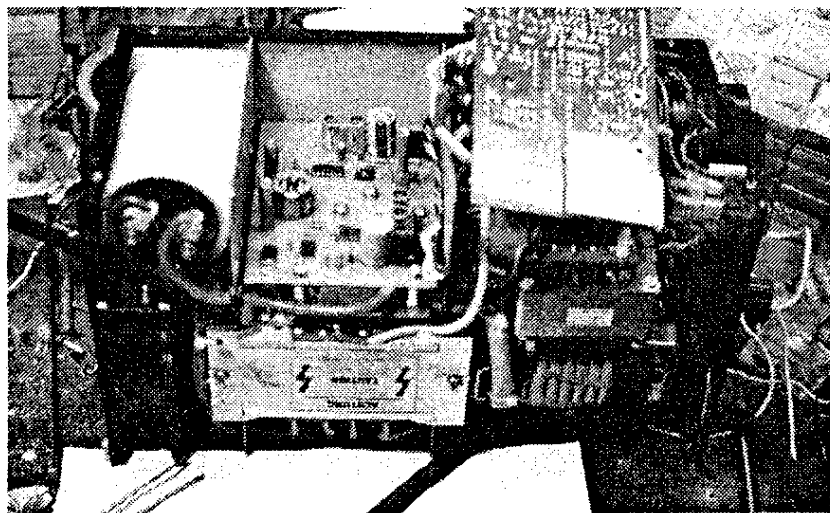


Рис. 8.2. Вид источника с установленной платой драйверов IGBT

8.2. Общее описание источника

На рис. 8.3 изображена принципиально-блочная схема источника после переделки. К сожалению, автор не имел в своем 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 изготавливать подобные сварочные источники, будет полезно с ним познакомиться.

Источник питается от переменного напряжения 220 В (50 Гц), которое через выключатель Q1 и контакты реле K1 поступает на выпрямитель GL_1 , который состоит из двух выпрямительных мостов КВРС3508, включенных параллельно. Пульсирующее напряжение с выхода выпрямителя сглаживается на конденсаторе C1, обладающем большой емкостью.

При включении в сеть конденсатор C1 заряжается через резистор R1, который с задержкой времени в 1 с шунтируется контактом реле K1. Задержка формируется электронным реле времени, собранном на плате зарядки конденсатора. 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 преобразователя, где преобразуется в напряжение высокой частоты (~ 30 кГц). С выхода преобразователя 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 них состоит из двух корпусов BYV54V200, в свою очередь содержащих по два высокочастотных диода.

Пульсация выпрямленного тока устраняется с помощью дросселя L_1 , после которого постоянный ток поступает в сварочную цепь.

Внешняя нагрузочная характеристика ИСИ формируется блоком управления, собранным на плате управления, который, контролируя выходное напряжение и ток источника, формирует управляющий ШИМ-сигнал для преобразователя.

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 разъему 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. 8.3 пульт подключен) внутренний задатчик R11 автоматически отключается контактами реле К2. На его обмотку через переключку, установленную в разъемном соединении пульта, подается напряжение с выхода выпрямителя GL4.

Кроме этого, с выхода выпрямителей GL3 и GL4 снимается двухполярное напряжение, необходимое для питания элементов схемы ВПУ.

В цикле прямого хода однотактного преобразователя, 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

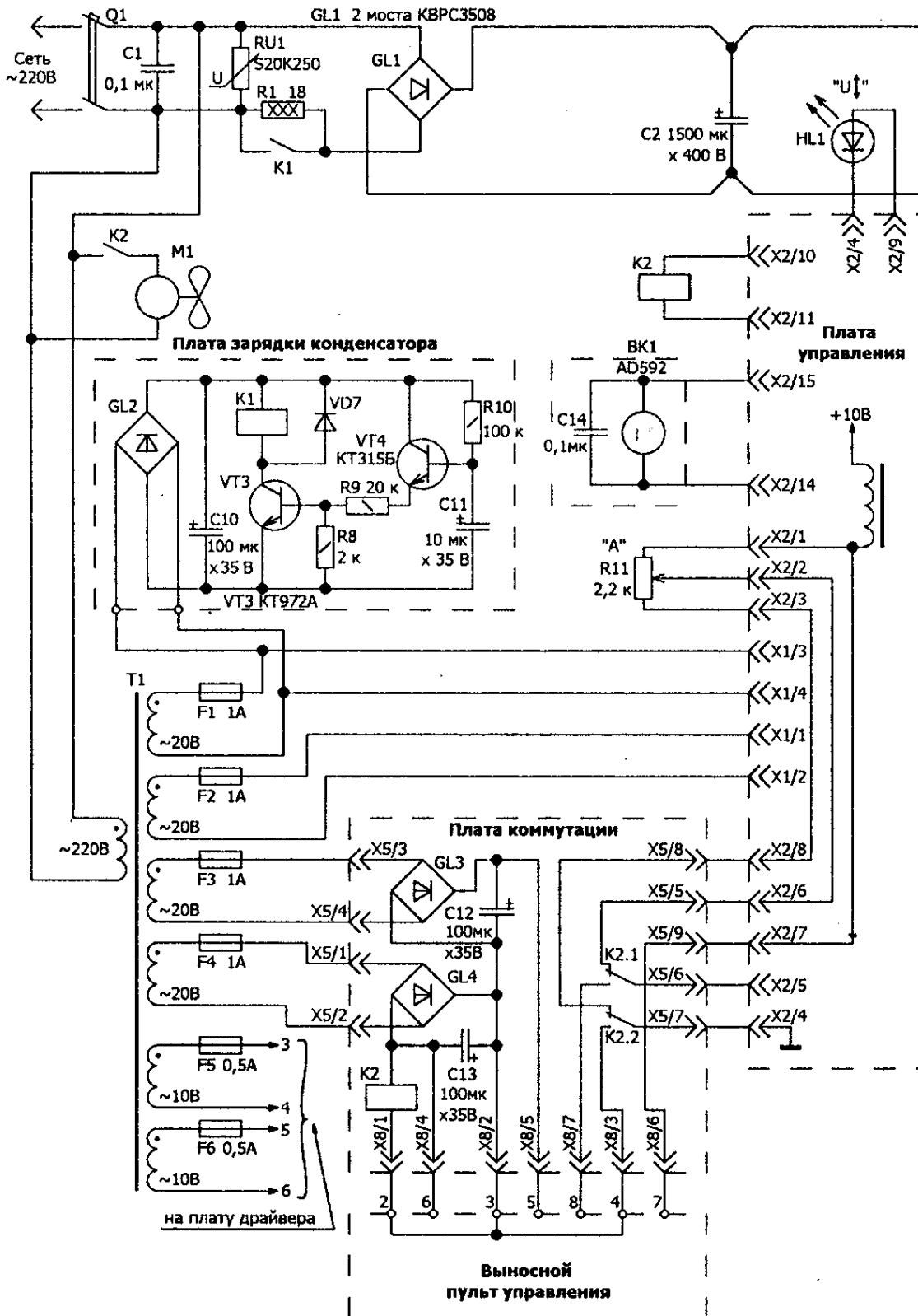
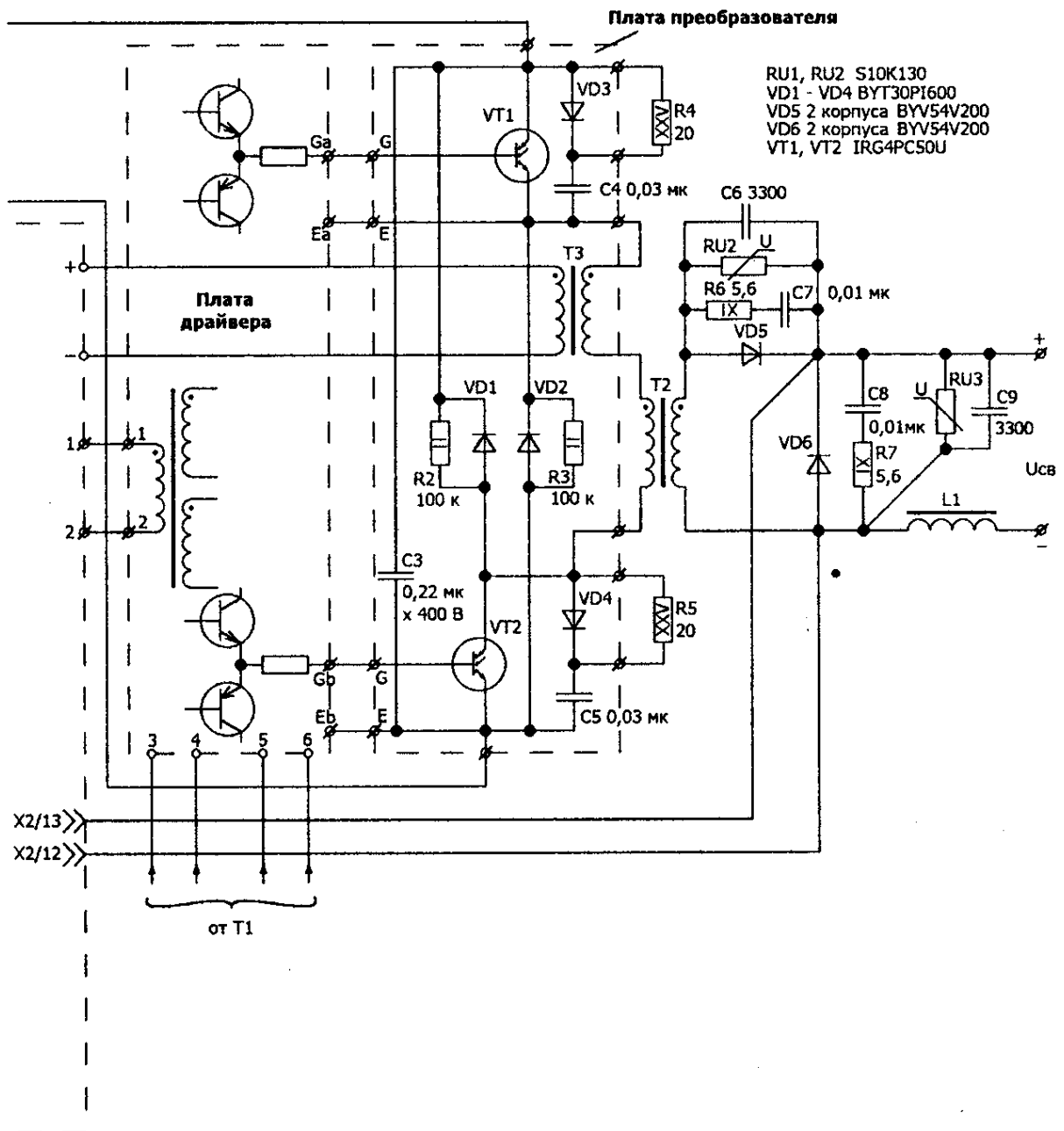


Рис. 8.3. Принципиально-блочная схема



инверторного сварочного источника

диоды VD1 и VD2. Более подробно работа этого преобразователя будет рассмотрена позже.

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

На рис. 8.4 изображена принципиальная схема модифицированного драйвера источника «RytmArc», адаптированного для управления IGBT-транзисторами преобразователя. 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 конвертора.

Оба канала драйвера выполнены по аналогичной схеме. Поэтому рассмотрим работу верхнего канала «А». Импульсы со вторичной обмотки трансформатора через резистор R1

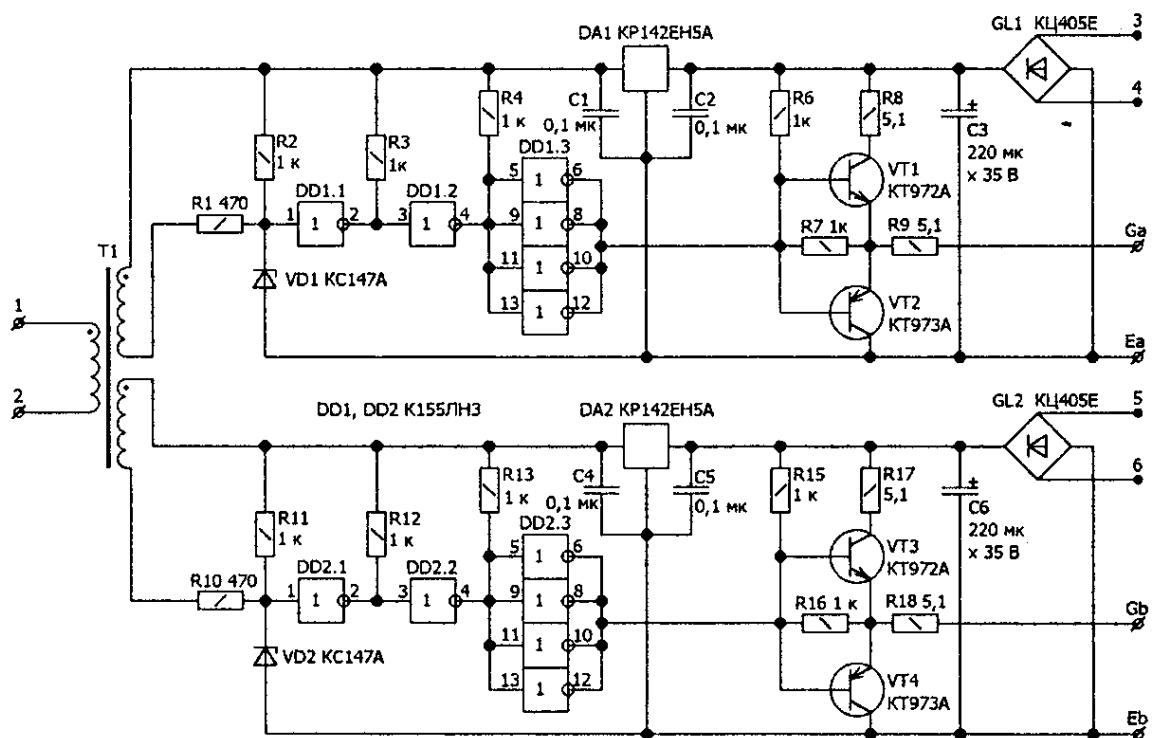


Рис. 8.4. Принципиальная электрическая схема драйвера IGBT

поступают на вход формирователя, собранного на инверторах DD1. IGBT-транзистор имеет довольно значительную входную емкость C_{ies} (между затвором и эмиттером). 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 емкостью транзистора.

Переменное напряжение с отдельной обмотки трансформатора T1 (рис. 8.3) выпрямляется мостовым выпрямителем GL1 и сглаживается на конденсаторе C3. Питание формирователя осуществляется стабилизированным напряжением +5 В, с выхода стабилизатора DA1.

Описанная схема не требует настройки и работоспособна сразу после правильной сборки и монтажа.

8.3. Рекомендации для самостоятельного изготовления ИСИ

При попытке изготовить ИСИ самостоятельно возникает множество вопросов, которые не появляются при ремонте такового, так как в полной мере они решены производителем. Несомненно, наибольшие сложности при изготовлении ИСИ связаны с узлами, коммутирующими и трансформирующими токи большой величины.

Достаточно много вопросов возникает при выборе типа конвертора, а также при конструировании электромагнитных элементов ИСИ. Все усложняется отсутствием литературы, в которой бы приводились готовые методики проектирования ИСИ.

Распространенные методики проектирования источников питания, приводимые, например, в [10], порой страдают излишней лаконичностью, что затрудняет их использование в нестандартной ситуации.

Возможно, в приведенной далее методике излишне детализован процесс вывода различных расчетных взаимоотношений, но, по мнению автора, это позволит читателям глубже понять процессы, происходящие в электромагнитных компонентах ИСИ, а также даст возможность при необходимости легко вносить необходимые изменения в общую методику расчета.

В данном случае, при отсутствии личного опыта, было бы разумно стремиться к повторению готового и обкатанного решения. Что касается рассматриваемого источника, то использование в нем одноконтурного прямоходового преобразователя абсолютно не случайно.

В условиях резко переменной нагрузки, каковой является сварочная дуга, этот преобразователь выгодно отличается от различных двухконтурных преобразователей тем, что не требует симметрирования и не подвержен такой болезни, как сквозные токи.

Следовательно, для управления этим преобразователем требуется более простая схема управления по сравнению с той, которая потребуется для двухтактного преобразователя.

При выборе между прямоходовым и обратногоходовым однотактными преобразователями выбор падает на **прямоходовый**. Ведь он, в отличие от обратногоходового, имеет большую удельную мощность.

Это объясняется тем, что в обратногоходовом преобразователе через ключевой транзистор протекает ток треугольной формы, а в прямоходовом — прямоугольной. Следовательно, при одном и том же максимальном токе ключа среднее значение тока у прямоходового преобразователя получается в два раза выше.

Несмотря на это преимущество, нельзя сказать, что прямоходовые преобразователи получили такое же большое распространение, как и обратногоходовые.

Возможно, это объясняется необходимостью использования дросселя в схеме выпрямителя, а также невозможностью получения групповой стабилизации нескольких напряжений. В любительской литературе прямоходовым преобразователям также уделялось очень мало внимания. Постараемся восполнить этот пробел.

8.4. Расчет трансформатора прямоходового преобразователя

Общим недостатком одноктных преобразователей является то, что их трансформаторы работают в условиях с 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.

Рассмотрим подробнее процесс перемагничивания магнитопровода трансформатора. На рис. 8.5, а изображена принципиальная электрическая схема двухтранзисторного одноктного прямоходового преобразователя. Когда транзисторы $VT1$, $VT2$ преобразователя открыты, энергия источника питания E через трансформатор T передается в нагрузку.

При этом сердечник трансформатора намагничивается в прямом направлении (участок $a—b$ на рис. 8.5, б). Когда тран-

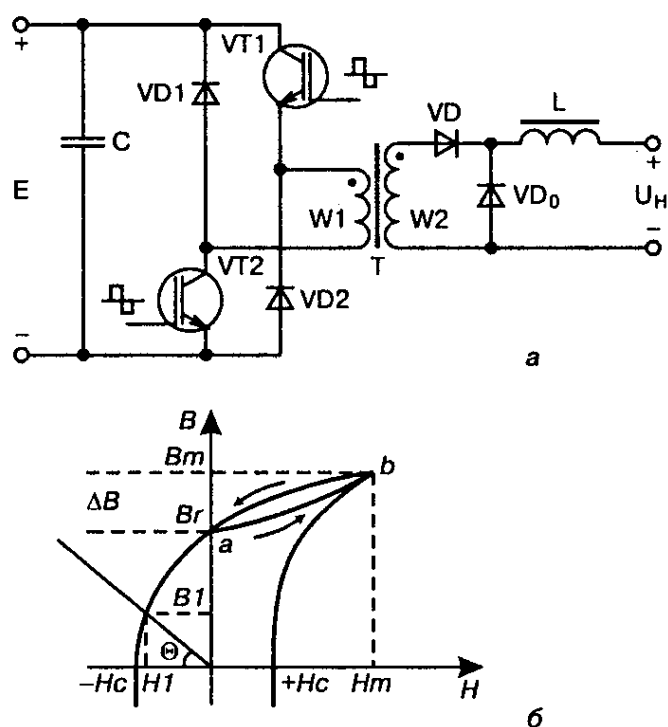


Рис. 8.5. Двухтранзисторный одноктный прямоходовой преобразователь:
 а — принципиальная электрическая схема двухтранзисторного одноктного прямоходового преобразователя;
 б — процесс перемагничивания сердечника прямоходового преобразователя

зисторы VT1, VT2 заперты, ток в нагрузке поддерживается за счет энергии, запасенной в дросселе L. При этом ток замыкается через диод VDo.

В этот момент, под действием ЭДС обмотки w1, открываются диоды VD1, VD2 и через них протекает ток размагничивания сердечника трансформатора в обратном направлении (участок *b—a* на рис. 8.5. б).

Изменение индукции ΔB в сердечнике происходит практически от B_m до B_r и значительно меньше значения $\Delta B = 2B_m$, возможного для двухтактного преобразователя.

Некоторый прирост ΔB можно получить с помощью введения немагнитного зазора в сердечник. Если сердечник имеет немагнитный зазор δ , то остаточная индукция становится меньше, чем B_r . Из [13] следует, что, в случае наличия немагнитного зазора в сердечнике, новое значение остаточной индукции можно найти в точке пересечения прямой, проведенной из начала координат под углом θ , к кривой перемагничивания (точка B1 на рис. 8.5, б):

$$\operatorname{tg}\theta = \mu_0 \cdot l_c / \delta, \quad (8.1)$$

где μ_0 — магнитная проницаемость, представляющая собой отношение индукции B к напряженности H для вакуума (также справедливо и для немагнитного воздушного зазора) и является физической постоянной, численно равной

$$\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м};$$

l_c — длина средней силовой магнитной линии магнитопровода, м;

δ — длина немагнитного зазора, м.

Величину $\operatorname{tg}\theta$ можно рассматривать как проводимость немагнитного зазора, приведенную к длине сердечника. Таким образом, введение немагнитного зазора эквивалентно введению отрицательной напряженности магнитного поля

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

Совет. Сердечник трансформатора преобразователя можно изготовить из нескольких телевизионных строчных трансформаторов, которые уже отслужили свое.

Неплохо, если материал сердечника рассчитан на работу в сильных полях (наличие индекса С в конце обозначения марки феррита [14]).

Например, сердечник ПК40×18 строчного трансформатора ТВС-90ЛЦ2 от телевизора УЛПЦТ выполнен из Mn-Zn-феррита М3000НМС1. Сердечник ПК40×18 имеет:

- ♦ площадь сечения $S_c = 2,2 \text{ см}^2$;
- ♦ площадь сечения окна $S_o = 14,4 \text{ см}^2$;
- ♦ длину средней силовой линии $l_c \approx 200 \text{ мм}$.

В отличие от обычных ферритов, М3000НМС1 может использоваться в сравнительно 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 $T = 60 \text{ °С}$);
- ♦ $B_r = 0,1 \text{ Тл}$;
- ♦ $H_c = 12 \text{ А/м}$.

Из-за остаточной индукции $B_r = 0,1 \text{ Тл}$ изменение индукции в сердечнике не может превышать $0,23 \text{ Тл}$.

Будем считать, что на участке от $H = -H_c$; $B = 0$ до $H = 0$; $B = B_r$ (рис. 8.5, б) кривая перемагничивания практически линейна. Теперь зададимся целью путем введения немагнитного зазора снизить остаточную индукцию в сердечнике до $B_1 = 0,03 \text{ Тл}$.

Для этого проведем горизонтальную линию на уровне B_1 до пересечения с кривой намагничивания и найдем отрицательную напряженность поля в сердечнике $H_1 = -8 \text{ А/м}$, соответствующую данной индукции.

В этом случае немагнитный зазор должен иметь проводимость $\text{tg}\theta = B_1/H_1 = 0,03/8 = 0,00375$. Снижение остаточной индукции в сердечнике до $0,03 \text{ Тл}$ позволит увеличить измене-

ние индукции до 0,3 Тл. Из (8.1) найдем длину немагнитного зазора

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

В немагнитном зазоре происходит дополнительное падение магнитного напряжения, что приводит к снижению проницаемость сердечника. Определим напряженность в зазоре при максимальной индукции $B_m = 0,33$ Тл:

$$H_\delta = \frac{B_m}{\mu_o} = \frac{0,33}{4 \cdot \pi \cdot 10^{-7}} = 262700 \text{ А/м.} \quad (8.2)$$

Магнитное напряжение (ампервитки) в сердечнике для максимальной индукции:

$$\begin{aligned} I \cdot W &= H_\delta \cdot \delta + H_m \cdot l_c = \\ &= 262700 \cdot 0,07 \cdot 10^{-3} + 100 \cdot 200 \cdot 10^{-3} = 38,4 \text{ А.} \end{aligned}$$

Если возникнут трудности с обеспечением зазора длиной 0,07 мм, то его длину можно увеличить до 0,1—0,2 мм, соответственно уточнив магнитное напряжение в сердечнике.

Определим исходные данные, необходимые для расчета трансформатора ИСИ.

В режиме холостого хода напряжение на конденсаторе фильтра С1 (рис. 8.3) равняется амплитудному значению сетевого напряжения $U_{ca} = U_c \cdot 1,414 \approx 310$ В. С учетом падения напряжения на ключевых транзисторах и в сопротивлении обмотки будем считать, что к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение $U_{1a} = 300$ В.

Выходное напряжение холостого хода источника должно быть $U_{xx} = 50$ В. Расчет будем производить для случая максимального приращения индукции в сердечнике. Это происходит тогда, когда формируемый импульс заполняет половину периода.

В этом случае амплитуда вторичного напряжения трансформатора должна быть в два раза выше требуемого значения напряжения холостого хода $U_{2a} = 2 \cdot U_{xx} = 100$ В. Коэффициент трансформации трансформатора $K_{mp} = U_{1a} / U_{2a} = 300 / 100 = 3$.

Для оценки нагрева обмотки трансформатора необходимо определить действующее или эффективное значение тока, протекающего через нее. Действующее значение тока равно эквивалентному постоянному току I_3 , вызывающему аналогичный тепловой эффект.

Так как во вторичной обмотке трансформатора протекают прямоугольные импульсы тока сварки I_{cb} , то на активном сопротивлении обмотки R_2 выделяется мощность

$$I_{23}^2 \cdot R_2 = I_{cb}^2 \cdot R_2 \cdot D,$$

где R_2 — активное сопротивление вторичной обмотки трансформатора;

$D = t_u / T$ — коэффициент заполнения импульса.

Следовательно, действующее значение тока во вторичной обмотке равно

$$I_{23} = I_{cb} \cdot \sqrt{D}.$$

Для коэффициента заполнения равного 0,5 эффективный ток вторичной обмотки трансформатора $I_{23} \approx 0,7 \cdot I_{cb}$.

Для сварочного тока 140 А, $I_{23} = 98$ А. Действующий ток в первичной обмотке $I_{13} = I_{23} / K_{mp} = 33$ А. Импульсный ток первичной обмотки $I_1 = I_{cb} / K_{mp} = 46,7$ 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 счет вытеснения тока к поверхности проводника, что приводит к уменьшению эффек-

тивного сечения проводника. Этот эффект носит название **поверхностного эффекта** или **скин-эффекта**.

Для устранения этого явления обмотки трансформатора мотаются проводом типа литцендрат, сечение которого набрано из переплетенных или скрученных изолированных проводников малого диаметра.

Совет. Для частоты 30 кГц рекомендуется для этих целей выбирать эмалированный обмоточный провод диаметром не более 0,7 мм [10].

Примем плотность тока в обмотках трансформатора равной 4 А/мм^2 (примерно с такой плотностью тока работают обмотки оригинального трансформатора источника RytmArc) и изменение индукции в сердечнике $\Delta B = 0,3 \text{ Тл}$.

Амплитудное значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора можно найти по формуле

$$E_{\text{ea}} = \frac{d\Phi}{dt} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot \Delta B \cdot S_c}{T_u} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D},$$

где $d\Phi$ — приращение магнитного потока, сцепленного с витком, за время dt ;

ΔB — приращение индукции в сердечнике (Тл), за время действия импульса напряжения длительностью T_u ;

S_c — сечение сердечника, см^2 ;

F — частота следования импульсов, Гц.

Среднее значение ЭДС одного витка обмотки трансформатора можно найти по формуле $E_{\text{с}} = E_{\text{ea}} \cdot D$. Количество витков уместяющихся в окне сердечника можно найти по формуле

$$W = \frac{50 \cdot S_o \cdot k_o \cdot J}{I_s},$$

где S_o — сечение окна сердечника, см^2 ;

K_o — коэффициент заполнения окна сердечника.

Примем $K_o = 0,25$;

I_y — эффективный ток в обмотке, А;

J — плотность тока в обмоточном проводе, А/мм².

Для определения параметров сердечника введем величину, равную произведению среднего напряжения и действующего тока обмотки трансформатора, и, т. к. она имеет размерность мощности, назовем ее условной мощностью трансформатора. Условная мощность трансформатора:

$$P_y = E_s \cdot W \cdot I_y = 5 \cdot 10^{-3} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c \cdot S_o \cdot k_o \cdot J, \quad (8.3)$$

где P_y — условная мощность равная $P_y = U_a \cdot D \cdot I_y = U_{2a} \cdot D \cdot I_{2y} = 100 \cdot 0,5 \cdot 98 = 4900$ Вт.

Из (8.3) найдем $S_c S_o$:

$$S_c S_o = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J} = \frac{200 \cdot 4900}{30000 \cdot 0,3 \cdot 0,25 \cdot 4} = 109 \text{ см}^4. \quad (8.4)$$

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

Таким образом Ш-образный (броневой) сердечник трансформатора можно собрать из четырех комплектов ПК40×18. В этом случае сечение полученного сердечника $S_c = 8,8 \text{ см}^2$, а его размер $S_c S_o = 126,72 \text{ см}^4$. Найдем амплитудное значение ЭДС одного витка

$$E_{sa} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,3 \cdot 8,8}{0,5} = 15,84 \text{ В}.$$

Количество витков первичной обмотки $W_1 = U_{1a}/E_s = 300/15,84 = 18,9$ витков. Выберем ближайшее, большее найденного и кратное коэффициенту трансформации $K_{mp} = 3$ количество витков первичной обмотки трансформатора: $W_1 = 21$ виток.

Тогда $W_2 = W_1/K_{mp} = 21/3 = 7$ витков.

Зная количество витков первичной обмотки, можно найти амплитуду намагничивающей составляющей тока обмотки, равную:

$$I_{1m} = IW_m/W_1 = 38,4/21 = 1,83 \text{ А.}$$

Амплитуда тока транзисторов и первичной обмотки трансформатора увеличится до $I_{1a} = 46,7 + 1,83 = 48,53 \text{ А}$. Форма тока в первичной обмотке трансформатора изображена на рис. 8.6.

Вычислим эффективного значения для полученной формы тока:

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

где $a = I_{1m}/T_u$ — скорость нарастания тока намагничивания;

$$\begin{aligned} I_{1э} &= \sqrt{0,5 \cdot \left(\frac{2 \cdot I_{1m}^2}{3} + I_{1m} \cdot I_1 + I_1^2 \right)} = \\ &= \sqrt{0,5 \cdot \left(\frac{2 \cdot 1,83^2}{3} + 1,83 \cdot 46,7 + 46,7^2 \right)} = 33,68 \text{ А.} \end{aligned}$$

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

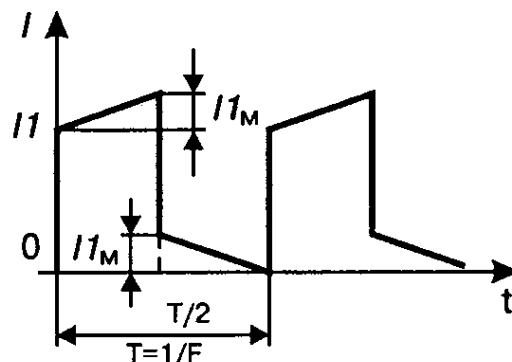


Рис. 8.6. Форма тока в первичной обмотке трансформатора

8.5. Изготовление трансформатора

Перед тем как приступить к намотке трансформатора, необходимо заготовить литцендрат. 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.

Полученный пучок необходимо разделить на три примерно равные части и сплести из них косичку.

Несколько худший результат можно получить, если просто скрутить пучок с помощью дрели или коловорота. Полученный жгут с небольшим перекрытием обматывают полосой лакоткани или тонкой ХБ ткани шириной 8—10 мм (ширина небольшая для того, чтобы литцендрат потом лучше гнулся).

Обмотки трансформатора мотаются в обычном порядке — сначала первичная, потом слой прессшпана толщиной 0,5 мм, а потом вторичная обмотка. Обмотка бескаркасная и наматывается на деревянную оправку, длина которой на 2—3 мм меньше высоты окна сердечника.

Совет. Оправка должна повторять форму центрального керна Ш-образного сердечника, но иметь несколько увеличенные по сравнению с ним размеры, чтобы в последующем обмотка свободно «села» на сердечник.

Перед намоткой на оправке нужно закрепить отрезки киперной ленты, которыми после намотки можно будет стянуть обмотку трансформатора. При намотке для того, чтобы обмотка не разъезжалась, по торцам оправки должны быть установлены достаточно прочные шайбы, диаметр которых превышает диаметр готовой обмотки. Готовую обмотку необходимо подогнать под конфигурацию окна сердечника, а затем пропитать пропиточным лаком.

8.6. Расчет мощности потерь на транзисторах преобразователя

Мы предварительно выбрали транзисторы IRG4PC50U. Теперь необходимо убедиться, что эти транзисторы на самом деле можно использовать в преобразователе сварочного источника. На сайте компании производителя [1] можно найти все данные транзистора, необходимые для расчета.

Перечислим основные параметры транзистора IRG4PC50U:

- ♦ максимальное рабочее напряжение $V_{CES} = 600$ В;
- ♦ максимальный импульсный ток коллектора $I_{CM} = 220$ А;
- ♦ максимальный средний ток для температуры кристалла $100\text{ }^{\circ}\text{C}$ $I_C = 27$ А;
- ♦ максимальная температура кристалла $T_J = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$;
- ♦ тепловое сопротивление кристалл-корпус $R_{\theta JC} = 0,64\text{ }^{\circ}\text{C/Вт}$;
- ♦ тепловое сопротивление корпус-радиатор $R_{\theta CS} = 0,24\text{ }^{\circ}\text{C/Вт}$;
- ♦ максимальное напряжение коллектор-эмиттер в открытом состоянии при токе 55 А, $V_{CE(ON)} = 2$ В;
- ♦ время нарастания тока коллектора $t_r = 20$ нс;
- ♦ время спада тока коллектора не более $t_f = 130$ нс.

Для транзистора рекомендуется частотный диапазон 8 — 40 кГц в режиме жесткой коммутации и до 200 кГц в резонансном режиме.

Как уже говорилось ранее, потери мощности на транзисторе складываются из потерь проводимости (статические потери) и потерь коммутации (динамические потери) [24]:

$$P_C = P_{VT.пр} + P_{VT.ком}.$$

У IGBT потери проводимости имеют практически линейную зависимость от тока коллектора I_C :

$$P_{VT.пр} = I_C \cdot V_{CE(ON)}.$$

Учитывая максимальное заполнение импульса тока $D_{MAX} = U_{Д.МАХ}/U_{2А.МІN}$, потери проводимости можно определить по формуле

$$P_{VT.пр} = D_{MAX} \cdot I_{C.MAX} \cdot V_{CE(ON)},$$

где $I_{C.MAX}$ — максимальный ток коллектора транзистора, который равен амплитудному значению тока первичной обмотки трансформатора $I_1 = 46,7$ А.

Определим максимальное напряжение дуги, соответствующее максимальному сварочному току:

$$U_{Д.МАХ} = 20 + 0,04 \cdot I_{СВ.МАХ} = 20 + 0,04 \cdot 140 = 25,6 \text{ В.}$$

Если предположить, что амплитуда напряжения на вторичной обмотке трансформатора не ниже 80 В, то $D_{MAX} = U_{Д.МАХ}/U_{2А.МІN} = 25,6/80 = 0,32$. Следовательно,

$$P_{VT.пр} = 0,32 \cdot 46,7 \cdot 2 = 30 \text{ Вт.}$$

После выключения IGBT еще некоторое время сохраняет некоторую проводимость. Этот эффект получил название **tail** (хвост) и объясняется конечным временем рассасывания заряда в области базы PNP транзистора. Поскольку база у IGBT недоступна, то для устранения данного эффекта невозможно использовать активные методы запираания, применяемые для биполярных транзисторов.

Следовательно, не вполне подходят методы расчета потерь коммутации, используемые для биполярных транзисторов [10]. Поэтому для определения коммутационных потерь IGBT лучше использовать данные, которые предоставляет производитель.

Обычно для условий коммутации заданных по умолчанию указываются:

- ♦ энергия потерь включения E_{ON} ;
- ♦ энергия потерь выключения E_{OFF} ;
- ♦ суммарная энергия потерь E_{TS} .

Кроме этого приводятся графики, позволяющие приблизительно учесть поправку на реальные условия работы, которые, скорее всего, отличаются от указанных по умолчанию. В справочных данных на транзистор IRG4PC50U указаны суммарные потери:

$$E_{TS} < 1,9 \text{ мДж}$$

$$(T_J = 25 \text{ }^\circ\text{C}, I_C = 27 \text{ А}, V_{CC} = 480 \text{ В},$$

$$V_{GE} = 15 \text{ В}, R_G = 5 \text{ Ом}).$$

Согласно поправкам в текущем режиме коммутации ($T_J < 140 \text{ }^\circ\text{C}$, $I_C = 46,7 \text{ А}$, $V_{CC} = 310 \text{ В}$, $V_{GE} = 12 \text{ В}$, $R_G = 5,1 \text{ Ом}$) потери не превысят 3 мДж.

Определим коммутационные потери на частоте 30000 кГц:

$$P_{VT.ком} = E_{TS} \cdot F = 3 \cdot 10^{-3} \cdot 30000 = 90 \text{ Вт.}$$

Определим суммарные потери:

$$P_C = P_{VT.пр} + P_{VT.ком} = 30 + 90 = 120 \text{ Вт.}$$

Общее тепловое сопротивление на участке кристалл-радиатор не более $0,88 \text{ }^\circ\text{C/Вт}$.

Внимание. *Схема термозащиты сварочного источника не допускает повышение температуры радиатора более $85 \text{ }^\circ\text{C}$.*

При этом температура кристалла может повыситься до температуры

$$T_{\theta j.MAX} = 120 \cdot 0,88 + 85 = 190 \text{ }^\circ\text{C},$$

что на $40 \text{ }^\circ\text{C}$ превышает максимально допустимое значение. Из расчетов видно, что коммутационные потери во много раз превышают потери проводимости.

Для снижения коммутационных потерь можно использовать демпфирующие RCD-цепочки. Основной задачей

RCD-цепочек R4C4VD3 и R5C5VD4 является снижение коммутационных потерь на транзисторе в момент его выключения. Обычно время выключения транзистора на порядок больше времени включения, поэтому потери выключения гораздо больше потерь включения.

Потери на транзисторе снижаются за счет того, что конденсатор C4(C5) шунтирует ключевой транзистор в течении времени спада тока. Так как транзисторы коммутируют комплексную активно-индуктивную нагрузку, то можно считать, что на время запираания транзисторов ток нагрузки практически не меняется и равен своему амплитудному значению. В этом случае **требуемую емкость конденсатора** можно найти по формуле

$$C = \frac{I_{C.MAX} \cdot t_f}{U_p} = \frac{46,7 \cdot 130 \cdot 10^{-9}}{250} = 0,025 \text{ мкФ.}$$

Сопротивление резистора RCD-цепочки выбирается из условия

$$R \leq \frac{T_{И.MIN}}{2,2 \cdot C} = \frac{5 \cdot 10^{-6}}{2,2 \cdot 0,025 \cdot 10^{-6}} = 90 \text{ Ом,}$$

где $T_{И.MIN} = 5$ мкс — минимальная длительность импульса для источника «RytmArc».

Мощность, рассеиваемую на резисторе, можно найти по формуле

$$P_R = \frac{F \cdot U_{II}^2 \cdot C}{8} = \frac{30000 \cdot 300^2 \cdot 0,025 \cdot 10^{-6}}{8} = 8,5 \text{ Вт.}$$

Использование RCD-цепочки позволяет значительно облегчить режим работы транзистора, но при этом суммарные потери в транзисторе и RCD-цепочке получаются больше, чем без использования таковой. **Общую эффективность** можно улучшить, если немного уменьшить емкость конденсатора [4]:

$$C = \frac{0,22 \cdot I_{C.MAX} \cdot t_f}{U_p} = \frac{0,22 \cdot 46,7 \cdot 130 \cdot 10^{-9}}{250} = 5400 \text{ пФ.}$$

Для оценки эффективности RCD-цепочки можно произвести моделирование преобразователя в программе SwCad. Чтобы модель преобразователя получилась достаточно корректной, необходимо предварительно рассчитать дроссель L1.

8.7. Расчет дросселя фильтра сварочного тока

Определим параметры дросселя L1 (рис. 8.3), воспользовавшись методикой, предложенной в главе 9. Сначала определим минимальную индуктивность дросселя, обеспечивающего непрерывность сварочного тока (9.18):

$$L_{min} = \frac{(U_{2a} - U_{Д.МИН}) \cdot U_{Д.МИН}}{2 \cdot U_{2a} \cdot I_{СВ.МИН} \cdot F} = \frac{(100 - 20,2) \cdot 20,2}{2 \cdot 100 \cdot 5 \cdot 30000} = 53,7 \text{ мкГн},$$

где $U_{Д.МИН} = 20 + 0,04 \cdot I_{СВ.МИН} = 20 + 0,04 \cdot 5 = 20,2 \text{ В}$ — напряжение при минимальном сварочном токе.

Допустим, в качестве материала сердечника дросселя мы предполагаем использовать электротехническую сталь с толщиной листа 0,08 мм, которая на частоте $f_y = 1000 \text{ Гц}$, при индукции $B_y = 1 \text{ Тл}$ и прямоугольной форме напряжения, имеет потери $P_y = 22 \text{ Вт/кг}$.

Частотные показатели стали $\alpha = 1,4$ и $\beta = 1,8$ [28]. Найдем допустимый размах индукции для частоты 30000 Гц, который обеспечит такой же уровень потерь, как и на частоте 1000 Гц (9.17):

$$\Delta B = 2 \cdot B_y \cdot \left(\frac{F}{f_y} \right)^{\frac{\alpha}{\beta}} = 2 \cdot 1 \cdot \left(\frac{30000}{1000} \right)^{\frac{1,4}{1,8}} = 0,14 \text{ Тл}.$$

Предварительно определимся, что индукция в сердечнике для постоянного тока может достигать величины $B = 1,42 \text{ Тл}$, плотность тока $J = 4 \text{ А/мм}^2$, $K_o = 0,25$ и $K_c = 0,9$. Найдем габаритный размер сердечника:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 53,7 \cdot 10^{-6} \cdot 140^2}{1,42 \cdot 4 \cdot 0,9 \cdot 0,25} = 83 \text{ см}^4.$$

Выберем стандартный Ш-образный ленточный магнитопровод ШЛ25×25, у которого $S_c = 6,25 \text{ см}^4$, $S_o = 16 \text{ см}^2$ и

$S_c S_o = 100 \text{ см}^2$. Из (5) определим количество витков дросселя (9.7):

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I} = \frac{100 \cdot 16 \cdot 0,25 \cdot 4}{140} = 11 \text{ витков.}$$

Обмотку дросселя можно намотать медной шиной или литцендратом сечением:

$$S_{\text{ПР}} = \frac{I_{\text{MAX}}}{J} = \frac{140}{4} = 35 \text{ мм}^2.$$

Определим немагнитный зазор (9.13):

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{140 \cdot 11}{796 \cdot 1,42} = 1,4 \text{ мм (} 2 \cdot 0,7 \text{ мм)}.$$

Определим результирующую индуктивность (9.15):

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 6,25 \cdot 0,9 \cdot 11^2}{1,4} \approx 60 \text{ мГн.}$$

Теперь следует убедиться, что размах высокочастотной пульсации индукции не превышает $\Delta B = 0,14 \text{ Тл}$. Максимальный размах индукции в сердечнике дросселя имеет место при максимальном входном напряжении $U_{2a} = 100 \text{ В}$ и заполнении импульсов $D = 0,5$ и может быть найден по формуле (9.19)

$$\Delta B = \frac{10000 \cdot U_{2a}}{4 \cdot F \cdot S_c \cdot K_c \cdot W} = \frac{10000 \cdot 100}{4 \cdot 30000 \cdot 6,25 \cdot 0,9 \cdot 11} = 0,134 \text{ Тл,}$$

что не превышает допустимого значения.

8.8. Моделирование работы преобразователя

На данном этапе имеется достаточно данных, чтобы произвести моделирование работы преобразователя и проверить предварительные расчеты. На рис. 8.7 изображен двухтранзисторный прямоходовый преобразователь.

Использование моделей IGBT, разработанных специалистами «International Rectifier», а также реалистичных моделей трансформатора и дросселя позволяют получить результаты с высокой степенью достоверности.

В библиотеке SwCad отсутствуют оригинальные диоды, использованные в преобразователе и выходном выпрямителе источника «RytmArc». Поэтому в модели они заменены ближайшими аналогами. Вместо диодов типа ВУТ30Р1600 использованы диоды 15ЕТН06, а вместо ВУВ54V200 — 80ЕВU02. Трансформатор прямоходового преобразователя имитируется с помощью индуктивностей L2—L5, где:

- ♦ L3, L4 и K1 имитируют коэффициент трансформации;
- ♦ L2 имитирует сердечник и первичную обмотку;
- ♦ L5 имитирует индуктивность рассеяния.

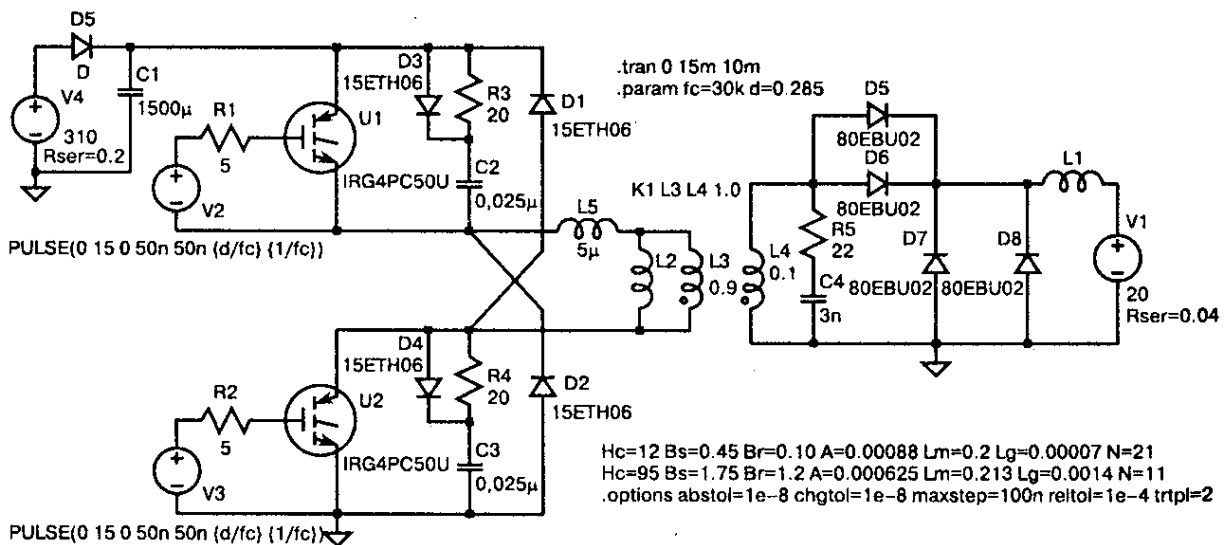


Рис. 8.7. Модель двухтранзисторного прямоходового преобразователя

В окне настройки индуктивности L_2 вместо параметра Inductance(H) необходимо ввести строку:

$$\begin{aligned} N_c &= 12 \quad B_s = 0.45 \quad B_r = 0.10 \quad A = 0.00088 \\ L_m &= 0.2 \quad L_g = 0.00007 \quad N = 21. \end{aligned}$$

Сердечник и обмотка дросселя имитируются с помощью индуктивности L_1 . Соответственно, в окне настройки индуктивности L_1 , вместо параметра Inductance(H), необходимо ввести строку:

$$N_c = 95 \quad B_s = 1.75 \quad B_r = 1.2 \quad A = 0.000625 \quad L_m = 0.213 \quad L_g = 0.0014 \quad N = 11.$$

Моделирование показало, что на каждом из транзисторов преобразователя выделяется мощность $P_C = 31,638$ Вт. При этом максимальная температура кристалла достигнет $T_{\theta j, MAX} = 31,638 \cdot 0,88 + 85 = 112$ °С, что на 38 °С ниже максимально допустимого значения.

Следовательно, тепловой режим ключевых транзисторов преобразователя опасений не вызывает. На резисторах RCD-цепочек выделяется по 9,35 Вт, что лишь не на много превышает расчетное значение.

8.9. Расчет трансформатора тока

На рис. 8.8 изображена схема формирования сигнала обратной связи по току, использующая трансформатор тока (ТТ) Т3, имеющий коэффициент трансформации $K_{тр.тт} = 1/10$.

В цикле прямого хода преобразователя 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 также для защиты преобразователя от токовых перегрузок.

В цикле обратного хода преобразователя на вторичной обмотке ТТ формируется:

- ♦ напряжение запирающей полярности для VD2;
- ♦ напряжение отпирающей полярности для VD1.

Диод VD1 отпирается. Ток размагничивания сердечника ТТ протекает через резистор R2. Так как резистор R1 имеет сопротивление выше, чем у R2, то сердечник 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 $\varnothing 8-10$ мм, идущая с платы преобразователя и пронизывающая плату драйвера и плату

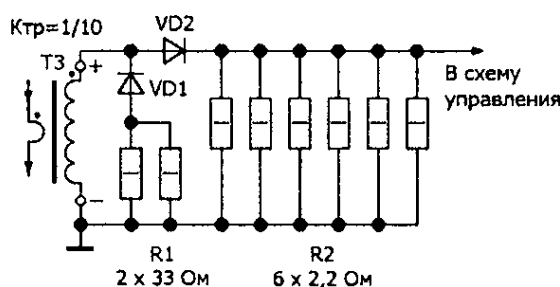


Рис. 8.8. Схема формирования сигнала обратной связи по току

управления, с установленным на ней ТТ. **Эффективный ток вторичной обмотки ТТ:**

$$I_{2,mm} = I_{1з} \cdot K_{тр.тт} = 33,67 \cdot 0,1 = 3,37 \text{ А.}$$

Примем плотность тока во вторичной обмотке $J_{ТТ} = 5 \text{ А/мм}^2$. Тогда диаметр провода вторичной обмотки ТТ можно найти по формуле

$$D_{2ТТ} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{2ТТ}}{J_{ТТ}}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{3,37}{5}} = 1,067 \text{ мм.}$$

Так как для частоты 30 кГц не рекомендуется использовать обмоточный провод диаметром более 0,7 мм, то намотаем вторичную обмотку ТТ в три провода $\varnothing 0,55 \text{ мм}$.

В качестве сердечника ТТ выберем тороидальный ферритовый сердечник. Диаметр окна сердечника ТТ для размещения межобмоточной изоляции и вторичной обмотки должен быть не менее 12—14 мм.

Поэтому наш выбор падает на сердечник К32×16×8 из феррита 2000НМ1, имеющий диаметр окна 16 мм 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. 8.7**:

$$\Delta B = \frac{I_{1а} \cdot K_{ТР.ТТ} \cdot R2 + U_{VD2}}{2 \cdot F \cdot W_{2ТТ} \cdot S_c} = \frac{48,53 \cdot 0,1 \cdot 0,367 + 0,8}{2 \cdot 30000 \cdot 10 \cdot 0,64 \cdot 10^{-4}} = 0,067 \text{ Тл,}$$

где U_{VD2} — прямое падение напряжения на диоде VD2, В;

$W_{2ТТ}$ — количество витков вторичной обмотки ТТ;

S_c — сечение сердечника трансформатора тока, см^2 .

Так как размах индукции не превышает допустимого значения, то сердечник выбран правильно.

8.10. Расчет трансформатора гальванической развязки

На рис. 8.9 изображена схема формирователя импульсов, работающего совместно с трансформатором гальванической развязки (ТГР)Т1. TTL-инверторы с открытым коллектором DD1 служат для усиления по мощности импульсов, поступающих со схемы управления. Конденсатор С1, диод VD2 и стабилитрон VD1 образуют цепь размагничивания ТГР.

При формировании импульса на этапе намагничивания к первичной обмотке ТГР прикладывается напряжение +15 В. На этапе размагничивания к обмотке прикладывается напряжение, равное напряжению стабилизации стабилитрона VD1. Оно составляет 11 В (с учетом прямого падения напряжения на диоде VD2 и резисторе R3 получаем примерно 12—13 В).

В цикле намагничивания к обмотке трансформатора прикладывается большее напряжение, чем в цикле размагничивания. Поэтому 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.

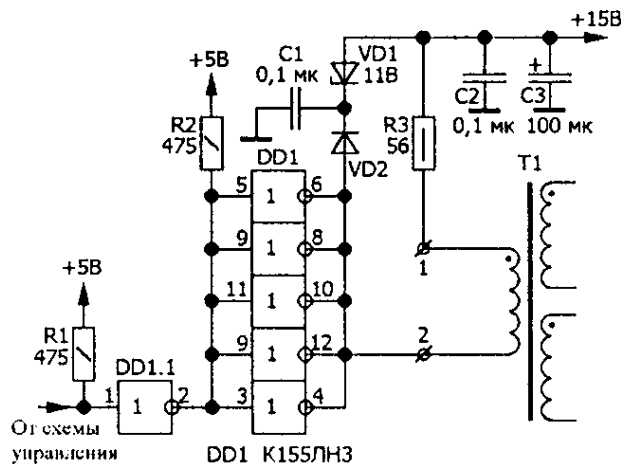


Рис. 8.9. Формирователь импульсов

К вторичным обмоткам ТГР через делители R1, R2 и R10, R11 подключены входы TTL-инверторов DD1 и DD2 (рис. 8.4). Поэтому на них должны формироваться импульсы напряжением $U_{p2} \geq 7,5$ В. Примем $U_{p2} = 8$ В. Амплитуда тока I_{p2} в этих обмотках около 10 мА.

К первичной обмотке прикладываются импульсы напряжения $U_{p1} = 15$ В. Поэтому коэффициент трансформации ТГР составляет

$$K_{p,mp} = U_{p1}/U_{p2} = 15/8 = 1,875.$$

Рассчитаем значения действующих токов обмоток ТГР при максимальном заполнении импульсов $D = 0,5$:

$$I_{p2э} = I_{p2} \cdot \sqrt{D} = 0,01 \cdot \sqrt{0,5} = 0,007 \text{ А};$$

$$I_{p1э} = \frac{2 \cdot I_{p2} \cdot \sqrt{D}}{K_{p,TP}} = \frac{2 \cdot 0,01 \cdot \sqrt{0,5}}{1,875} = 0,0075 \text{ А}.$$

Рассчитаем диаметр провода обмоток ТГР, приняв $J_{тгр} = 5$ А/мм²:

$$d1_{ТГР} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{p1э}}{J_{ТГР}}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,0075}{5}} = 0,044 \text{ мм};$$

$$d2_{ТГР} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{p2э}}{J_{ТГР}}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,007}{5}} = 0,042 \text{ мм}.$$

Из конструктивных соображений для обеих обмоток используем обмоточный провод диаметром 0,1 мм. При этом плотность тока в обмотках снизится до уровня $J_{тгр} = 5$ А/мм².

Предположим, что сердечник ТГР выполнен из феррита 2000НМ1. Параметры предельной петли гистерезиса для этого феррита:

- ♦ $B_s = 0,38$ Тл;
- ♦ $B_r = 0,14$ Тл;
- ♦ $H_c = 16$ А/м.

Выбираем $\Delta B = 0,1$ Тл, $K_o = 0,06$ (так как нужно обеспечить хорошую межобмоточную изоляцию). Условная мощность трансформатора

$$P_y = D \cdot U_{p1} \cdot I_{p1\phi} = 0,5 \cdot 15 \cdot 0,0075 = 0,05625 \text{ Вт.}$$

Определим габаритные размеры сердечника ТТР (8.4):

$$S_c S_o = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J} = \frac{200 \cdot 0,05625}{30000 \cdot 0,1 \cdot 0,06 \cdot 1} = 0,07 \text{ см}^4.$$

Выберем сердечник К16×10×3 из феррита 2000НМ1, имеющий:

- ♦ $S_c = 0,09 \text{ см}^2$;
- ♦ $S_o = 0,785 \text{ см}^2$;
- ♦ $S_c S_o = 0,07 \text{ см}^4$.

Найдем амплитудное значение ЭДС одного витка:

$$E_e = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,1 \cdot 0,09}{0,5} = 0,054 \text{ В.}$$

Рассчитаем количество витков первичной и вторичной обмоток:

$$W1_{ТТР} = \frac{U_{p1}}{E_e} = \frac{15}{0,054} = 278 \text{ витков};$$

$$W2_{ТТР} = \frac{U_{p2}}{E_e} = \frac{8}{0,054} = 148 \text{ витков.}$$

8.11. ШИМ-контроллер TDA4718A

Блок управления (БУ)

Ранее мы познакомились с силовой частью инверторного сварочного источника «RytmArc», а теперь рассмотрим блок управления (БУ) этого же источника.

Блок управления:

- ♦ позволяет регулировать сварочный ток;
- ♦ формирует внешнюю нагрузочную характеристику сварочного источника путем контроля напряжения и тока в нагрузке и формирования соответствующего ШИМ управляющего сигнала для прямоходового преобразователя;
- ♦ осуществляет защитные функции, не допускающие повреждения элементов преобразователя от перегрева и перегрузки в условиях резко изменяющейся 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 также с однотактными обратно- и прямоходовыми преобразователями.

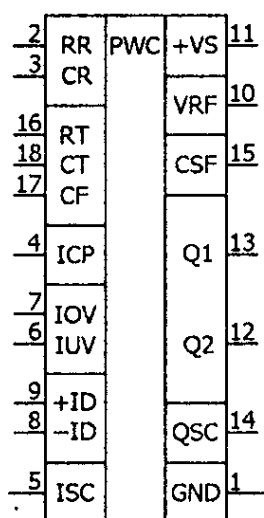


Рис. 8.10. Схемотехническое изображение ШИМ-контроллера TDA4718A

На рис. 8.10 показан вариант схемотехнического изображения ШИМ-контроллера TDA4718A.

В табл. 8.1 показана цоколевка МС.

Цоколевка TDA4718A

Таблица 8.1

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 быстросрабатывающей 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

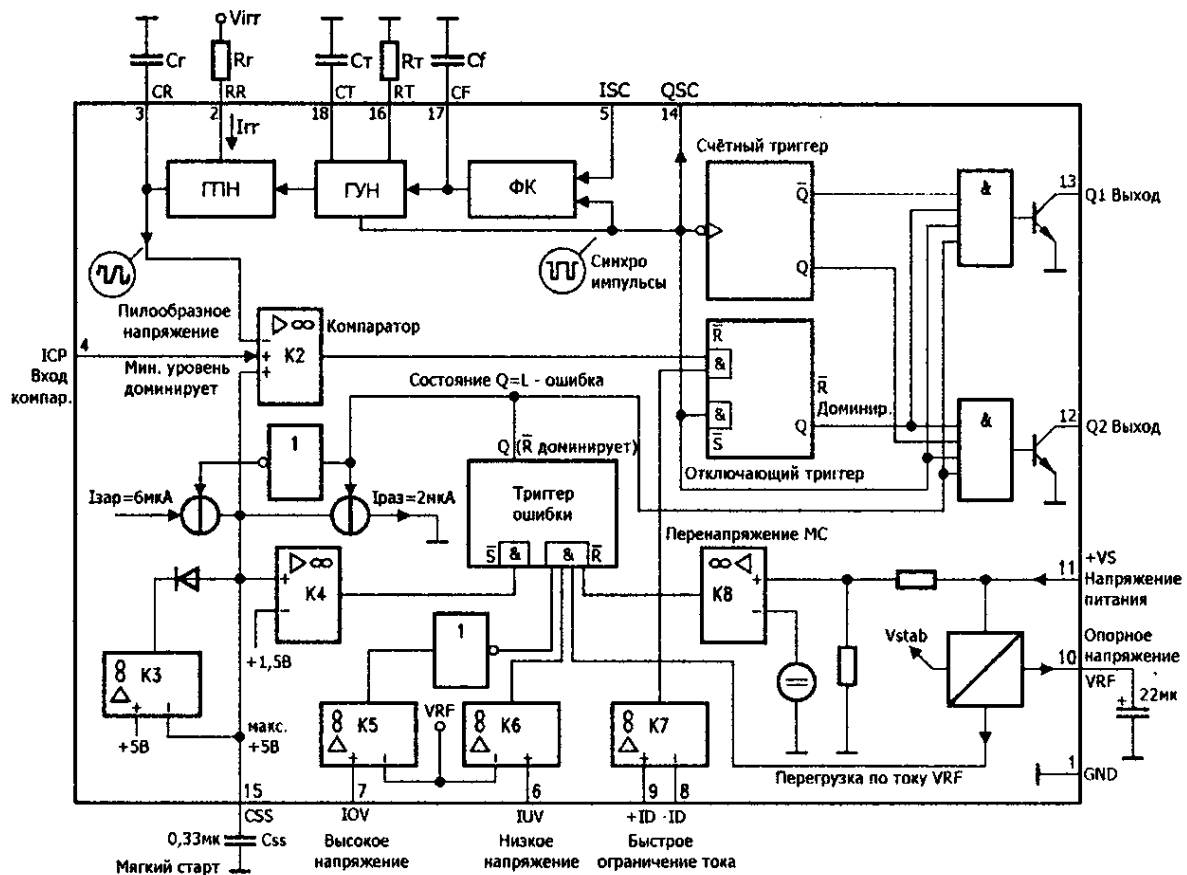


Рис. 8.11. Блок-схема ШИМ-контроллера TDA4718A

На рис. 8.11 показана блок-схема ШИМ-контроллера TDA4718A.

Генератор, управляемый напряжением (ГУН)

ГУН генерирует пилообразное напряжение, частота которого зависит от напряжения на его управляющем входе CF. Среднее значение частоты, а также время нарастания и спада пилообразного напряжения можно изменять с помощью резистора R_T и конденсатора C_T .

В течение 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 задается током I_{rr} , который задается напряжением внешнего источника V_{irr} и сопротивлением R_r .

Изменяя I_{rr} 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 соединить. В этом случае на управляющем входе ГУН устанавливается напряжение, необходимое для генерации средней расчетной частоты.

Счетный триггер

Счетный триггер изменяет свое состояние по отрицательному фронту входного импульса. Это гарантирует, что только один выход из двух будет разрешен.

Компаратор К2

Из двух положительных входов компаратора с отрицательным входом сравнивается тот, на котором более низкий уровень. Как только величина нарастающего фронта пилоо-

бразного напряжения на отрицательном входе компаратора превысит минимальный уровень на положительных входах компаратора, оба выхода будут заблокированы посредством сброса отключающего триггера.

Время, в течение которого выходы заблокированы, может изменяться в широких пределах. Так как частота постоянна, то это позволяет осуществлять широтно-импульсную модуляцию состояния выходов МС.

Отключающий триггер

Отключающий триггер разрешает выходы в начале каждого полупериода. Если есть сигнал с компаратора быстрого ограничения тока К7 или с компаратора К2, то выходы немедленно переводятся в отключенное состояние.

Компаратор К3

Компаратор К3 ограничивает напряжение на конденсаторе мягкого старта C_{ss} , а также на одном из входов компаратора К2 на максимальном уровне +5 В. Напряжение ГПН, впрочем, может подниматься до 5,5 В. Поэтому для соответствующего наклона нарастающего фронта напряжения ГПН, можно ограничить время открытого состояния выходных ключей.

Компаратор К4

Компаратор К4 имеет порог переключения +1,5 В и устанавливает триггер ошибки, если напряжение на конденсаторе C_{ss} меньше 1,5 В. Но триггер ошибки может быть установлен, только если отсутствует сигнал сброса. Эта особенность позволяет удерживать выходы МС в закрытом состоянии, пока присутствует сигнал ошибки.

Мягкий старт

Положительный вход компаратора К2 с меньшим уровнем задает время открытого состояния активного выходного ключа. После включения напряжение на конденсаторе C_{ss} равно нулю. Пока нет ошибки, этот конденсатор заряжается током 6 мкА до максимального напряжения +5 В.

В случае ошибки конденсатор разряжается током 2 мкА. Как только напряжение на конденсаторе C_{ss} понизится ниже 1,5 В, триггер ошибки будет установлен, и выходы будут разрешены, если исчезло условие ошибки.

Минимальное напряжение пилообразного напряжения ГПН равно 1,8 В. Поэтому время открытого состояния выходных ключей будет непрерывно и линейно увеличиваться, как только напряжение на конденсаторе C_{ss} превысит 1,8 В.

Триггер ошибки

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

Компараторы К5, К6, К8 и перегрузка по току VRF

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

Компаратор К7

Компаратор позволяет определять перегрузку по току. Это объясняет тот факт, что оба входа компаратора выведены наружу МС. После устранения перегрузки возврат к нормаль-

ной работе происходит уже в следующем полупериоде, без мягкого старта. К7 имеет диапазон рабочих входных синфазных напряжений от 0 до +4 В. 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 В, которое может быть использовано во внешних схемах компараторов, генераторов пилообразного напряжения и т. п.

8.12. Блок управления инверторного сварочного источника «RytmArc»

Принципиальная схема

Принципиальная электрическая схема БУ изображена на рис. 8.12.

Для питания БУ задействованы две обмотки трансформатора Т1 (рис. 8.3) на напряжение ~ 20 В. 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 С34 и поступает на вход стабилизатора DA8. С выхода стабилизатора DA8 снимается стабилизированное напряжение -15 В, необходимое для питания операционных усилителей БУ. Также к контактам X1/1 и X1/2 подключен умножитель напряжения на элементах С35—С39 и VD32—VD35, формирующий нестабилизированное напряжения $+100$ В, питающее узел ограничения напряжения холостого хода источника.

С контактов X1/3 и X1/4 переменное напряжение через LC фильтр L2, L3, С29, С30, который защищает схему контроля сетевого напряжения от импульсных помех, поступает на диодный мостик VD36. Дроссели L2 и L3 (а также L1) намотаны на кольцах диаметром 10 мм из феррита с проницаемостью 1000—2000.

Обмотка выполнена в один слой, виток к витку, обычным одножильным монтажным проводом (можно извлечь из сетевого кабеля UTP) сечением $\approx 0,1$ мм².

С выхода мостика положительное пульсирующее напряжение через резисторы R58—R61 поступает на входы контроля напряжения питания MC DA4. Конденсаторы С23, С24 и С28 служат для дополнительной фильтрации импульсных помех,

проникающих 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_o . Если напряжение сети в норме, то на конденсаторе C16 и выводе CSS(ножка 15) DA4 присутствует напряжение +5 В, которое больше $V_o = +2,5$ В.

В этом случае отрицательное напряжение на выходе DA3.2 через стабилитрон VD19 и резистор R52 запирает транзистор VT2, и индикатор отклонения напряжения сети HL1 (рис. 8.3) не горит. В противном случае компаратор DA3.2 через резистор R51 и диод VD18 защелкивается положительным напряжением со своего выхода

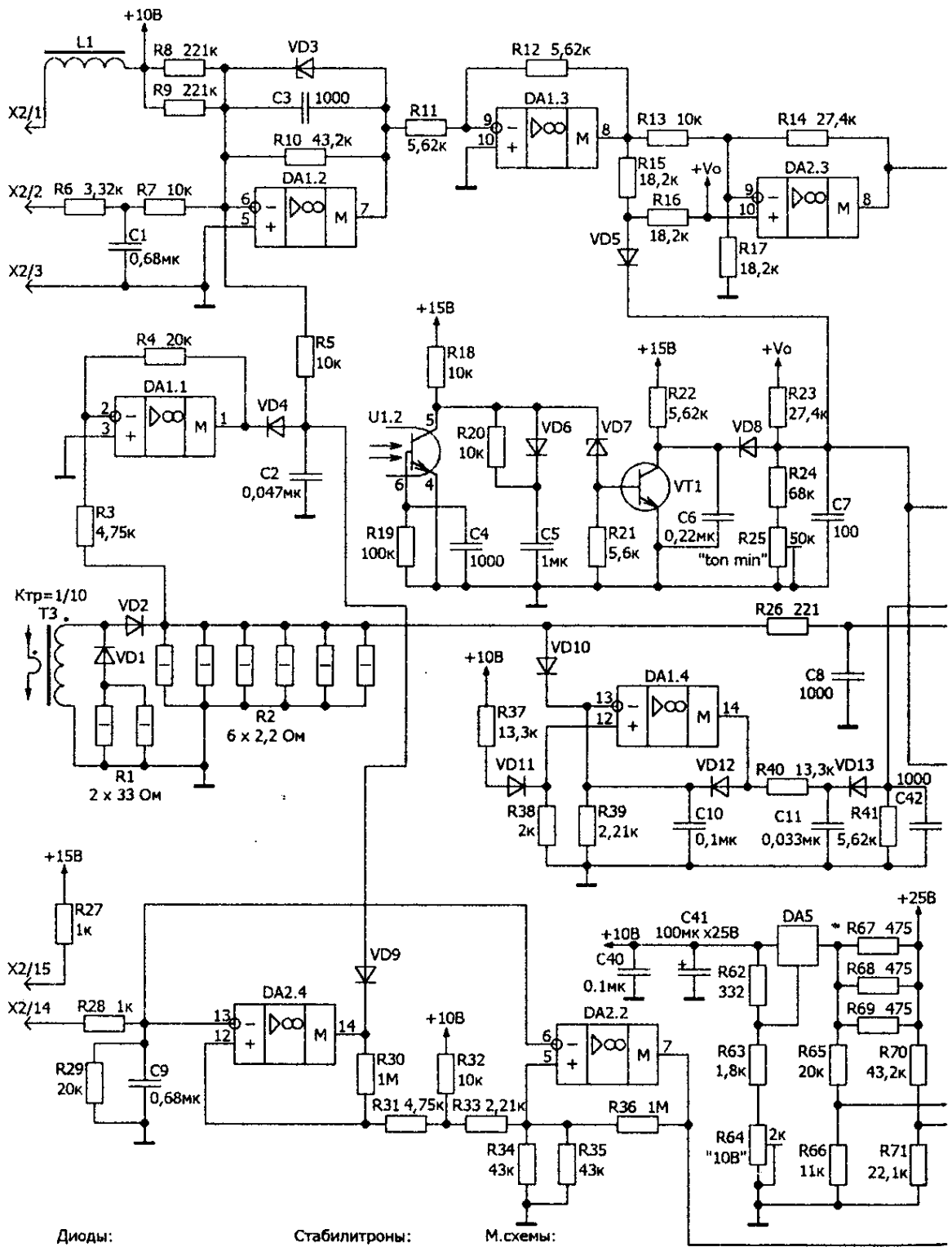
Положительное напряжение с выхода DA3.2 поступает на базу VT2, который открывается. По цепи

+15 В, резистор R54, открытый транзистор VT2, X2/9 загорается индикатор HL1 "U↑" (рис. 8.3). 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 защелкивание.

С помощью подстроечного резистора R60 добиваются срабатывания схемы контроля сетевого напряжения и зажигания индикатора HL1 (рис. 8.3), если напряжение сети выходит за рамки диапазона 205—242 В.

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

Питание на вход стабилизатора DA5, формирующего напряжение +10 В, поступает через шунт, состоящий из трех резисторов R67—R69, включенных параллельно. Шунт явля-



- | | | |
|----------------------|----------------------|-----------------|
| Диоды: | Стабилитроны: | М.схемы: |
| VD6, VD8, VD9, VD12 | VD31 2,7V | DA1 LF347 |
| VD13, VD16-VD18 | VD7, VD14, VD19 5,1V | DA2 LM348 |
| VD22-VD26, VD28 | VD3 10V | DA3 LM1458 |
| VD32-VD35 | VD20 11V | DA4 TDA4718A |
| VD1, VD10, VD11 | VD29, VD30 20V | DA5 LM317T |
| VD2 | 1N4004 | DA6 7805 |
| VD4, VD5, VD15, VD21 | BYV27 | DA7 7815 |
| VD27 | BYW98 | DA8 7915 |
| | BAT43 | DD1 SN7406N |
| | BA159 | |
| | Транзисторы: | |
| | VT1, VT2 BC337 | |
| | VT3 BC490 | |
| | VT4 BC489 | |

Рис. 8.12. Принципиальная электрическая схема БУ «RytmArc»

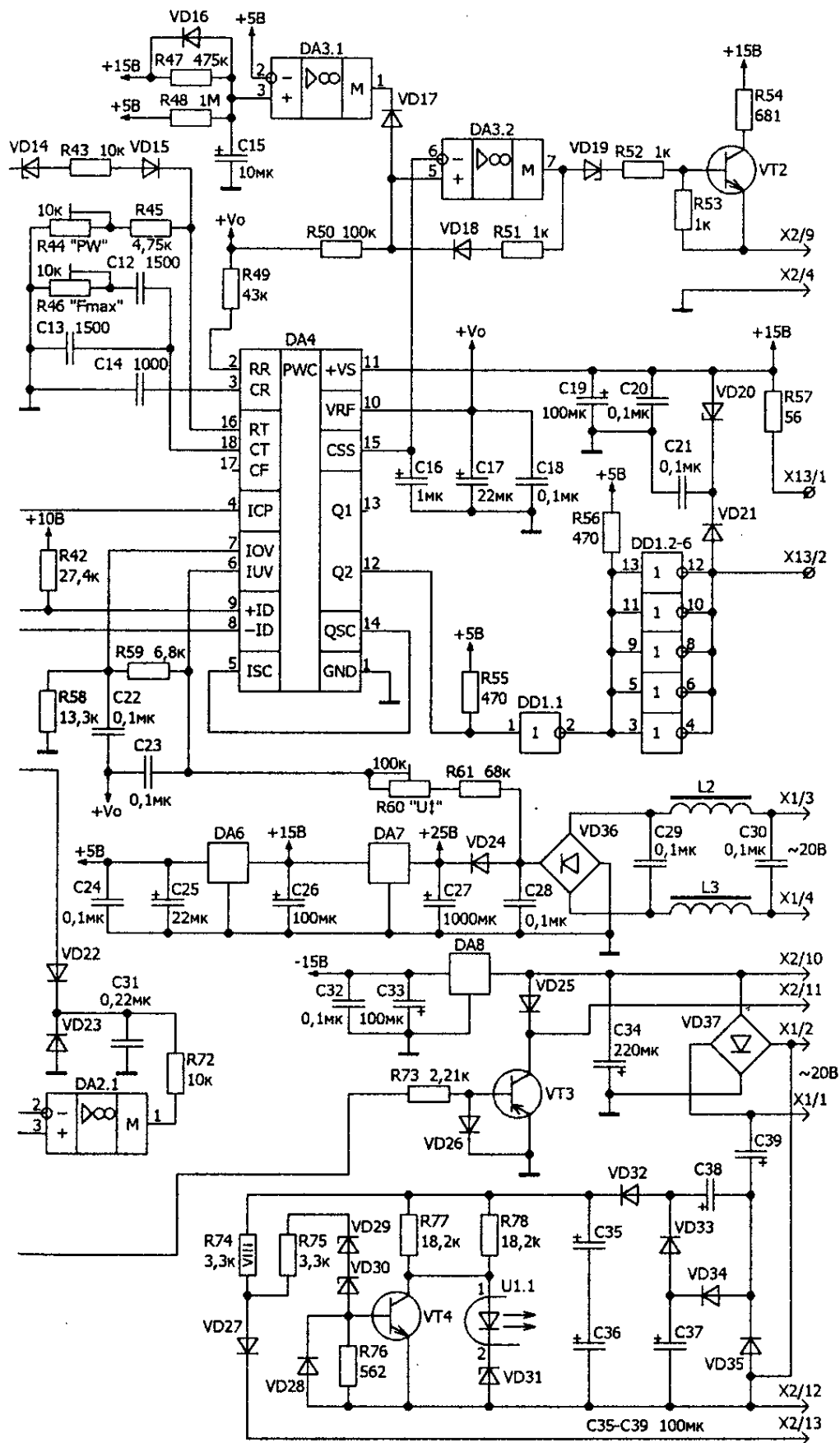


Рис. 8.12. Принципиальная электрическая схема БУ «RytmArc» (продолжение)

ется элементом резистивного моста R66—R71 схемы контроля подключения датчика тока (переменный резистор R11 или выносной пульт управления, изображенные на **рис. 8.3**).

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, VD23 фиксирует на входе ICP(ножка 4) МС ШИМ-контроллера DA4 нулевое напряжение, блокирующее его работу.

Точное значение +10 В 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 В, которое необходимо для питания операционных усилителей БУ. Оно также является входным для стабилизатора DA6, с выхода которого снимается напряжение +5 В, необходимое для питания ТТЛ-микросхемы DD1 формирователя выходных импульсов.

Узлы блока управления

Ранее уже рассматривались некоторые узлы БУ, например:

- ♦ узел формирователя напряжения, пропорционального току (ФНПТ) нагрузки инверторного источника (**рис. 8.8**), использующего трансформатор тока (ТТ) Т3;
- ♦ узел формирователя импульсов, работающего совместно с ТТР Т1 (**рис. 8.9**).

Напряжение с выхода ФНПТ поступает в узел накопителя токовой защиты, а также через RC-фильтр R26C8 на отрицательный вход -ID компаратора быстродействующей токовой защиты МС DA4.

На вход +ID поступает напряжение около +1,7 В с делителя напряжения R41, R42. Токовая защита срабатывает, как только амплитудное значение тока транзисторов преобразователя превысит примерно 45 А.

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, задает 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 никакого 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 50 А, то конденсатор C11 разряжается настолько, что через диод VD13 начинает шунтировать резистор R41 делителя напряжения R41R42. Этот делитель задает порог срабатывания токовой защиты, в результате чего порог срабатывания токовой защиты снижается.

Для контроля температурного режима транзисторов преобразователя служит термопреобразователь ВК1 (рис. 8.3). Он 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 подается

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 °С на выходе компаратора DA2.2 появляется отрицательное напряжение, которое через резистор R73 отпирает транзистор VT3.

Отпираясь, транзистор VT3 создает цепь протекания тока в цепи обмотки реле K2 (рис. 8.3). Реле K2 срабатывает и своими контактами включает вентилятор M1 (рис. 8.3) принудительного воздушного охлаждения. Если температура продолжает расти и достигает второго порога в +85 °С, 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.

8.13. Формирование нагрузочной характеристики источника

Основные участки ВАХ

Несомненно, что качество сварки напрямую зависит от вида нагрузочной вольтамперной характеристики (ВАХ) сварочного источника. На рис. 8.13 изображена классическая ВАХ сварочного источника, предназначенного для ручной сварки. Можно выделить четыре различных участка ВАХ: А, В, С и D.

Участок А. Характеризует выходное напряжение источника на холостом ходу, а также реакцию источника на ток нагрузки, меньший чем $I_{св.мин} = 5 \text{ А}$. Так как ВАХ электрической дуги в области малых токов загибается вверх, то высокое напряжение холостого хода сварочного источника облегчает начальное зажигание дуги и повышает ее устойчивость.

Внимание. По требованиям электробезопасности напряжение холостого хода источников питания не должно превышать 100 В (среднее значение для источников постоянного тока), согласно ГОСТ 12.2.007.8—75, п. 2.2 и ДСТУ 2456—94, п. 7.12.

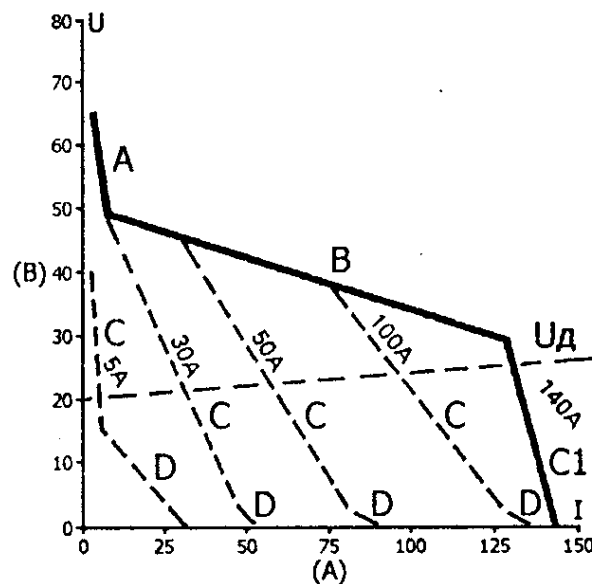


Рис. 8.13. Нагрузочная характеристика сварочного источника

Обычно, удовлетворительные результаты достигаются при напряжении холостого хода $U_{xx} = 60—70$ В.

Участок В. Пологий участок ВАХ, ограничивающий максимальное напряжение дуги, что облегчает ее разрыв в момент окончания сварки. Кроме этого, благодаря этому участку сварочный источник не подвергается бесполезной перегрузке при работе на длинную дугу, что увеличивает надежность его работы.

Участок С. Рабочий участок характеристики, где ВАХ имеет падающий характер. На данном участке ВАХ выходной ток источника мало зависит от напряжения (длины) дуги, что актуально для ручной сварки.

Участок D. Более пологий участок ВАХ при выходном напряжении меньшем 18 В. Благодаря данному участку выходной ток источника форсируется в момент первичного касания электродом детали, что улучшает начальное зажигание дуги, а также уменьшает вероятность залипания электрода.

Участок С1. Данный участок характерен для источника «RytmArc» и является следствием работы максимальной токовой защиты.

Средства формирования ВАХ

Теперь рассмотрим, какими средствами формируется ВАХ сварочного источника «RytmArc».

Для формирования участка А служит узел умножителя напряжения. Он собран на элементах VD32—VD35 и С35—С38. Позволяет получить напряжение +95 В из переменного напряжения ~20 В, поступающего на плату БУ с трансформатора Т1. С выхода умножителя напряжение поступает на делитель R74, R75, VD29, VD30, где понижается до +65 В. Затем через диод VD27 и дроссель L1 напряжение поступает в сварочную цепь. Данный узел в настройке не нуждается и после правильной сборки готов к работе.

Для формирования участка В служит узел, собранный на элементах R18—R22, R74—R78, C4—C6, VD27, VD7—VD31, VD6—VD8, U1, VT1, VT4. Узел реагирует на заполнение и амплитуду импульсов напряжения перед дросселем L1. Когда импульс присутствует, а его напряжение превышает напряжение стабилизации стабилитронов VD29, VD30 (около 45 В), транзистор VT4 открывается и шунтирует светодиод оптрона U1. Транзистор оптрона U1 закрывается, и конденсатор C5 заряжается через резистор R18 и диод VD6. В паузе между импульсами транзистор VT1 закрывается, транзистор оптрона U1 открывается и конденсатор C10 разряжается через резистор R20.

Соотношение сопротивлений резисторов R18, R20 выбрано таким, что пока заполнение импульсов менее 0,35 (выходное напряжение источника меньше 35 В при амплитуде импульса 100 В), напряжение на C5 не поднимется выше 5,1 В, стабилитрон VD7 и транзистор VT1 заперты.

При увеличении заполнения транзистор VT1 открывается и, через диод VD8, блокирует работу ШИМ-контроллера. Данный узел, как и предыдущий, в настройке не нуждается и после правильной сборки готов к работе.

На формирование участка С задействованы максимальные ресурсы БУ источника.

Для преобразования импульсного сигнала, поступающего с узла формирования обратной связи по току (рис. 8.8), в непрерывный служит узел фиксации (пиковый детектор), собранный на элементах R3, R4, C2, VD4, DA1.1.

При изменении выходного тока источника в диапазоне от 5 до 140 А напряжение на выходе данного узла будет меняться в диапазоне от 0,25 до 7,2 В. Непрерывный сигнал с выхода узла фиксации поступает на вход ОУ DA1.2, где вычитается из сигнала задания тока, снимаемого с движка переменного резистора R11 «А» (рис. 8.3).

Далее усиленный сигнал рассогласования с выхода ОУ DA1.2 через инвертирующий повторитель на ОУ DA1.3, делитель

напряжения R15, R16 и диод VD5 прикладывается к выводу 4 ШИМ-контроллера DA4 — входу его компаратора A1.

Для формирования участка D используется регулируемый делитель напряжения R35—R37. С помощью потенциометра R37 «*ton.min*» можно установить минимальную длительность импульсов ШИМ-контроллера, а следовательно, и минимальное напряжение на выходе источника. С помощью этой настройки можно сформировать жесткую ступеньку на нагрузочной характеристике при напряжении меньшем, чем напряжение дуги (менее 15 В).

Так как ШИМ-контроллер не может формировать импульсы короче «*ton.min*», то для ограничения тока при КЗ используется специальный узел, собранный на элементах R13, R14, R17, R43, VD14, VD15, DA2.3, который снижает частоту ШИМ, если выходной ток начинает превышать заданное значение (меняется полярность сигнала рассогласования), таким образом уменьшая заполнение выходного ШИМ-сигнала.

8.14. Методика настройки БУ

После ремонта или сборки БУ его необходимо предварительно проверить и настроить без подключения силовой части. Для этого можно рекомендовать следующую методику.

Шаг 1. Проверяем наличие стабильных напряжений +5 В, +15 В и –15 В на выходе стабилизаторов DA6, DA7 и DA8.

Шаг 2. Проверяем наличие опорного напряжения +2,5 В на выводе 10 DA4.

Шаг 3. С помощью потенциометра R64 устанавливаем напряжение +10 В на выходе стабилизатора DA5. Все токовые и температурные пороги срабатывания защит привязаны к напряжению +10 В и автоматически выставляются после установки этого напряжения.

Шаг 4. Потенциометр R44 «PW» выставляем в максимальное сопротивление, а с помощью R46 «Fmax» устанавливаем частоту ШИМ-сигнала (или частоту следования импульсов на выводе 14 DA4) равной 30 кГц (или около этого).

Шаг 5. Устанавливаем потенциометр регулятора тока R1 «А» (рис. 8.3) в минимум и имитируем нарастание тока транзисторов инвертора от 0 до 1,5 А (от 0 до –0,23 В на C2). На выходе DA1.3 напряжение меняется от 3,9 до 2,93 В, а на выходе DA2.3 достигает значения 5,1 В. Но стабилитрон VD14 еще не проводит (все время на выводе 12 DA4 присутствует ШИМ-сигнал максимальной частоты 30 кГц). При дальнейшем увеличении тока напряжение на выходе DA2.3 поднимается выше 5,1 В, и частота ШИМ начинает уменьшаться (степень уменьшения регулируется с помощью R44).

Шаг 6. Выставляем регулятор тока в максимум и имитируем нарастание тока транзисторов инвертора от 40 до 50 А (от –6,17 до –7,72 В на C2). На выходе DA1.3 напряжение меняется от 10 до 2,93 В, а на выходе DA2.3 достигает значения 5,1 В, но стабилитрон VD14 еще не проводит (все время на выводе 12 DA4 присутствует ШИМ-сигнал максимальной

частоты 30 кГц). При дальнейшем увеличении тока напряжение на выходе DA2.3 поднимается выше 5,1 В и частота ШИМ начинает уменьшаться. Одновременно отслеживаем, как ШИМ-контроллер реагирует на нарастание тока (при увеличении тока должно уменьшаться заполнение импульсов).

Шаг 7. Резистором R25 добиваемся, чтобы длительность импульсов не становилась менее 15 % периода (для $F = 30$ кГц — 5 мкс).

Далее можно продолжить настройку совместно с инвертором. С помощью R44 нужно установить максимальный ток 140 А при КЗ в сварочной цепи. Затем с помощью потенциометра R46 устанавливаем частоту ШИМ-сигнала равной 30 кГц. На этом настройку можно считать законченной.

8.15. Использование альтернативного ШИМ-контроллера

Замены устаревшего ШИМ-контроллера TDA4718A

Теперь попытаемся решить проблему замены устаревшего ШИМ-контроллера TDA4718A. Наиболее простым способом решения может быть замена этого контроллера его ближайшими аналогами — TDA4714C и TDA4716C. В отличие от TDA4718A, МС TDA4714C и TDA4716C не могут синхронизироваться от внешнего генератора (что, в общем-то, и не требуется) и не имеют компаратора контроля понижения напряжения (а вот это уже нехорошо).

Последний недостаток можно исправить, «навесив» на вход Overvoltage два внешних компаратора. Или, в крайнем случае, уповать на стабильность питающей сети и эффективность токовой защиты, но лучше так не делать! В табл. 8.2 приводится соответствие выводов TDA4714 и TDA4716 выводам TDA4718.

Кроме этого, у TDA4716 нужно соединить выводы 10 и 11. Если описанный вариант невозможен, то можно попытаться заменить TDA4718A неким альтернативным контроллером. Желательно, чтобы этот контроллер имел тот же набор функциональных блоков, что и TDA4718A.

Возможно, основной проблемой, которую надо решить при замене контроллера, является то, что в БУ «RytmArc» используется способность контроллера TDA4718A снижать частоту ШИМ-сигнала без изменения длительности импульса при подаче положительного смещения на частотоподающий резистор R_t (R44R45) в ШИМ-контроллерах SG1524, TL494, UC3825 и их аналогах, которые обычно пытаются использовать в качестве альтернативы. В этом случае частота также уменьшается, но при этом остается неизменным заполнение

Соответствие выводов TDA4714 и TDA4716 выводам TDA4718

Таблица 8.2

TDA4718	TDA4714	TDA4716
1	14	16
2	8	8
3	9	9
4	10	12
5	—	—
6	—	—
7	11	13
8	12	14
9	13	15
10	1	1
11	2	2
12	4	4
13	3	3
14	—	—
15	5	5
16	6	6
17	—	—
18	7	7

импульсов ШИМ-сигнала, что делает невозможным непосредственное использование этих контроллеров.

Кроме этого, обязательным условием является наличие узла «мягкого» старта или другого подобного узла, который обеспечит задержку повторного включения контроллера после срабатывания защиты по контролю напряжения или тока, на время $> 1,8$ с.

Наиболее близкий к TDA4718A набор функциональных блоков содержит ШИМ-контроллер UC3825, блок-схема которого изображена на **рис. 8.14**.

В **табл. 8.3** приведена цоколевка микросхемы.

Цоколевка микросхемы TDA4718A

Таблица 8.3

Ножка	Обозначение	Функция
1	INV	Инвертирующий и неинвертирующий входы усилителя ошибки
2	NI	
3	EAO	Выход усилителя ошибки
4	CLK	Выход синхроимпульсов
5	RT	Входы подключения резистора и конденсатора, задающих тактовую частоту ШИМ-сигнала
6	CT	
7	RAMP	Вход пилообразного сигнала
8	CSS	Вход мягкого старта
9	SD	Вход ограничения тока и отключения
10	GND	Аналоговая «земля»
11	QA	Выход А
12	PGND	Драйверная «земля»
13	VC	Драйверное напряжение питания
14	QB	Выход В
15	VCC	Аналоговое напряжение питания
16	VREF	Выход опорного напряжения

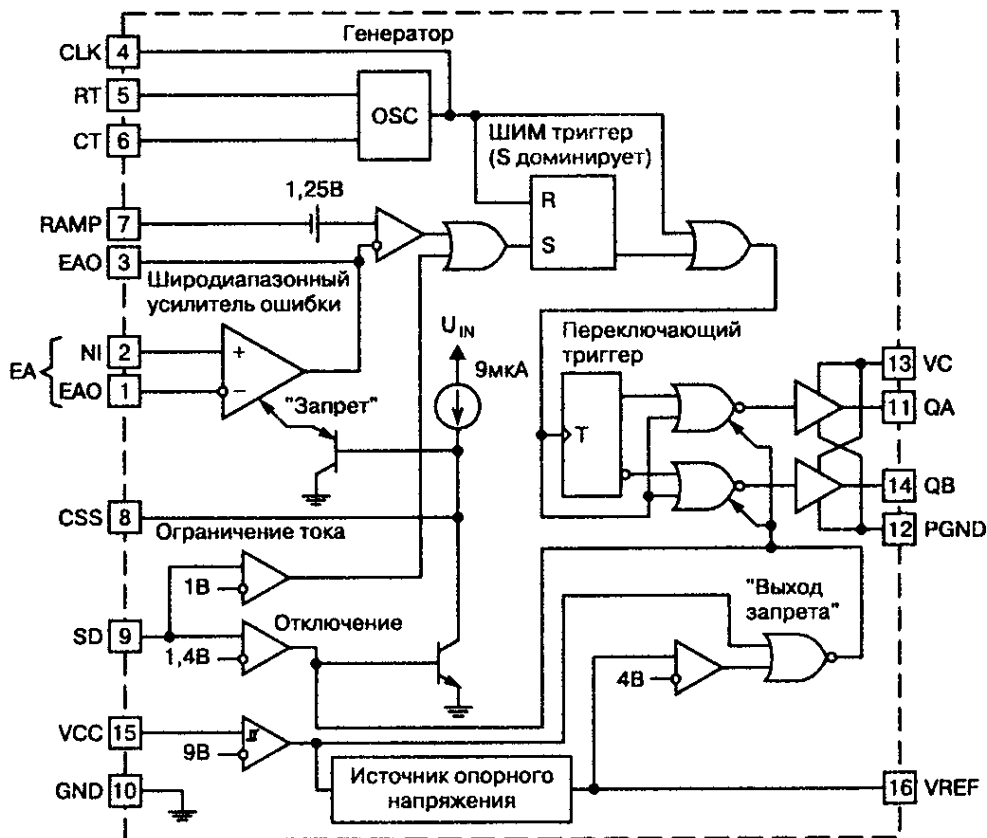


Рис. 8.14. Блок-схема ШИМ-контроллера UC3825

Особенности микросхемы TDA4718A

Рассмотрим особенности микросхемы TDA4718A.

- ♦ Совместимость с топологиями, осуществляющими стабилизацию напряжения или тока.
- ♦ Рабочая частота до 1МГц.
- ♦ Задержка прохождения сигнала 50 нс.
- ♦ Мощные комплиментарные выходы на ток до 1,5 А.
- ♦ Широкополосный усилитель ошибки.
- ♦ Наличие логики эффективно подавляющей сдвоенные импульсы.
- ♦ Поцикловое ограничение тока.
- ♦ Мягкий старт с ограничением максимального заполнения импульсов.
- ♦ Защита от пониженного напряжения питания с гистерезисом.
- ♦ Низкий пусковой ток (1,1 мА).
- ♦ Точный источник опорного напряжения ($5,1 \text{ В} \pm 1 \%$).

ШИМ-контроллер UC1825 оптимизирован для применения в высокочастотных импульсных источниках питания. При разработке контроллера много внимание было уделено минимизации задержек распространения сигнала через компараторы и логические схемы.

Этот контроллер при соответствующей организации обратной связи может использоваться для стабилизации тока или напряжения с возможностью компенсации возмущений входного напряжения.

Схема защиты включает в себя:

- ♦ компаратор ограничения тока с порогом срабатывания 1 В;
- ♦ порт отключения, совместимый с уровнями ТТЛ (1,4 В);
- ♦ схему мягкого старта, ограничивающую максимальное заполнение выходных импульсов.

Логическая схема контроллера включает в себя ШИМ-триггер, который предотвращает дрожание импульсов, а

также появление сдвоенных импульсов. Узел контроля питания, блокирующий работу схемы при недопустимо низком входном напряжении, имеет гистерезис 800 мВ, что обеспечивает низкий пусковой ток. Если напряжение питания контроллера опускается ниже 9 В, то его выходы переключаются в высокоимпедансное состояние.

Комплементарные выходные драйверы контроллера рассчитаны на значительные броски выходного втекающего или вытекающего тока при работе на емкостную нагрузку, которой являются входные цепи MOSFET и IGBT. Включенному состоянию выходов соответствует высокий уровень.

На рис. 8.15 изображен вариант использования UC3825, в котором решены все вышеуказанные проблемы совместимо-

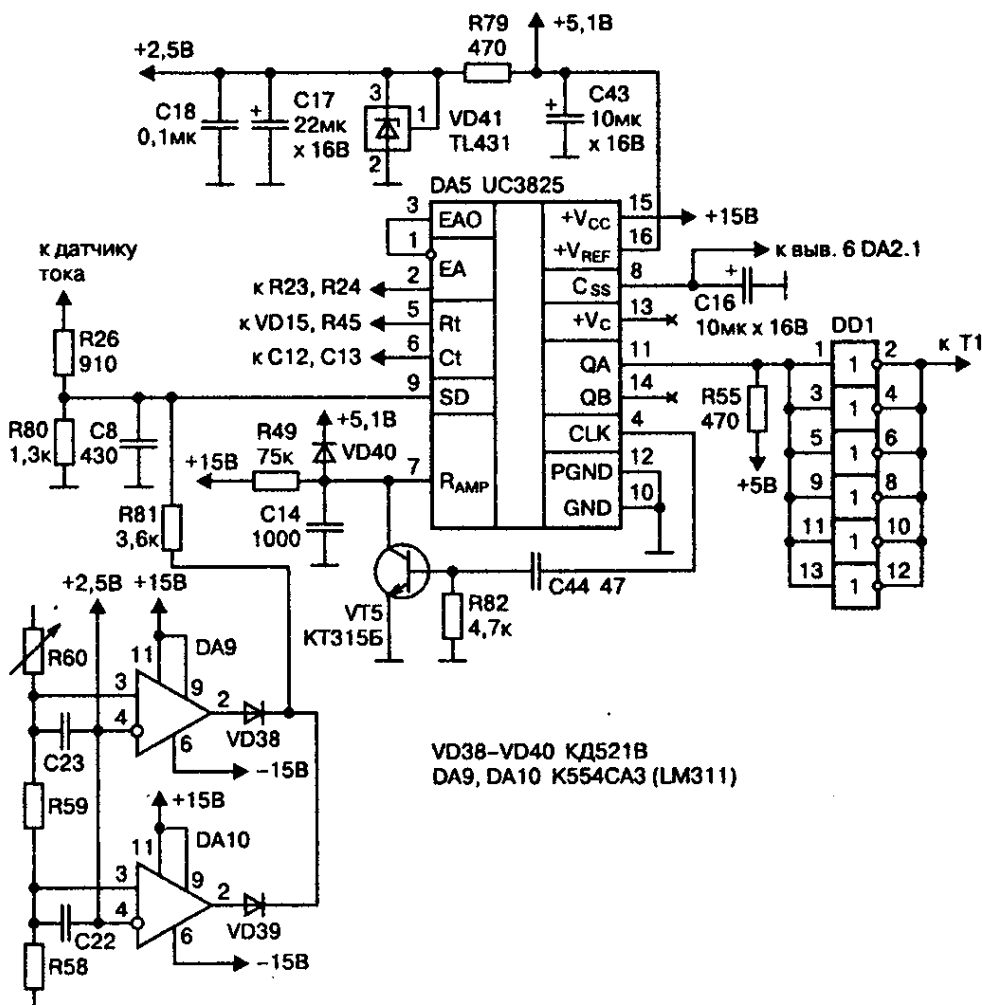


Рис. 8.15. Использование ШИМ-контроллера UC3825

сти с контроллером TDA4718A. Проблема снижения частоты решена при помощи узла R49, R82, C14, C44, VD40, VT5. Конденсатор C14 заряжается через резистор R49. В момент появления фронта тактового импульса на выводе 4 DA4 транзистор VT5 открывается и разряжает конденсатор C14.

Так как при изменении частоты параметры цепочки R49C14 не меняются, то на C14 формируется пилообразное напряжение с неизменной скоростью нарастания. С помощью

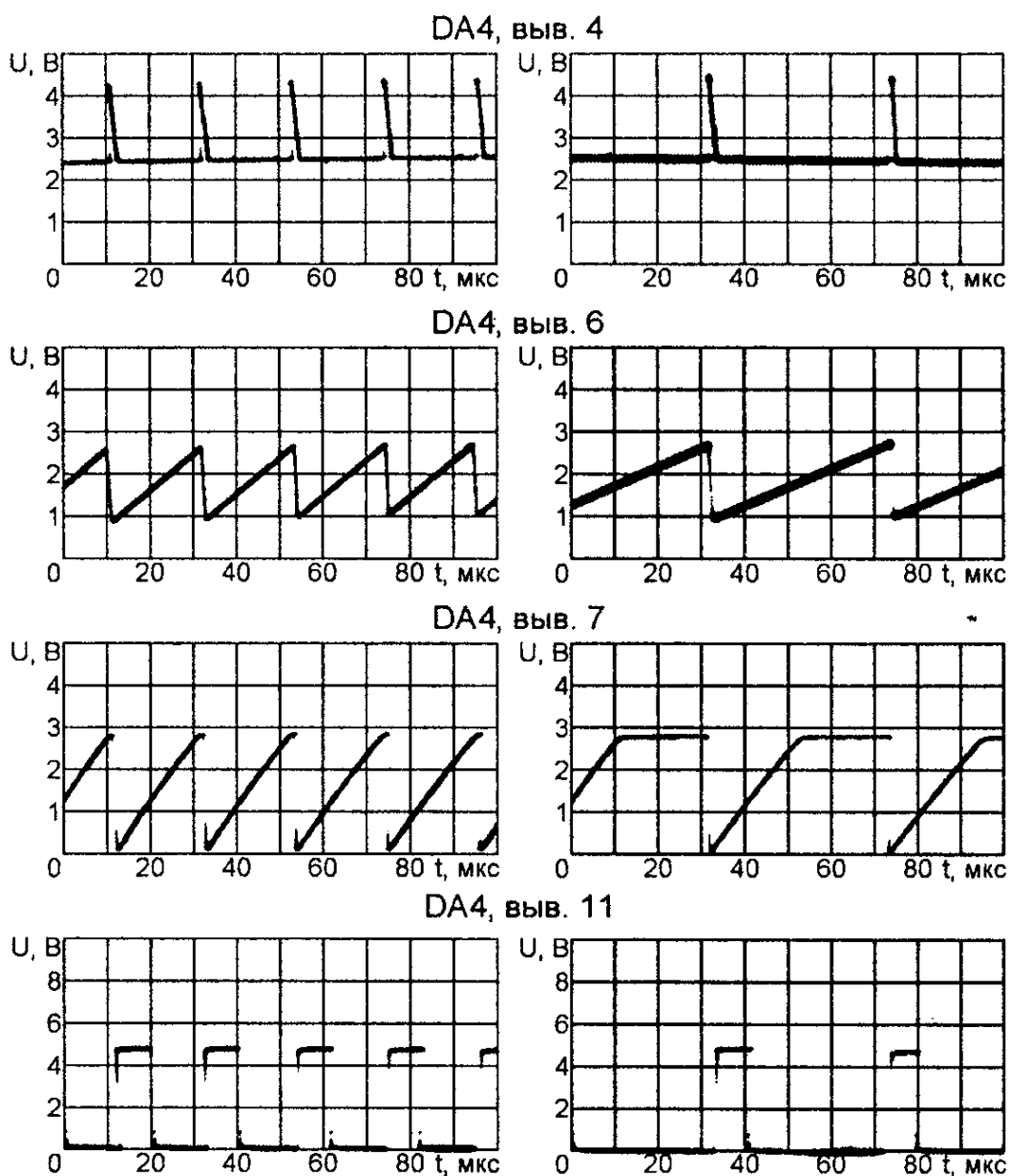


Рис. 8.16. Осциллограммы на выводах ШИМ-контроллера UC3825

диода VD40 ограничивается напряжение на входе RAMP ШИМ-контроллера при снижении частоты тактовых импульсов (рис. 8.16).

С помощью делителя R26, R80 сигнал датчика тока привязывается к уровню ограничения тока контроллера (1 В). Для осуществления защиты от повышения и понижения напряжения питания источника добавлены два компаратора:

- ♦ DA9;
- ♦ DA10.

При срабатывании защиты к выводу 9 DA4 прикладывается напряжение $> 1,4$ В, что приводит к выключению контроллера. При нормализации напряжения происходит его «мягкое» включение.

Для получения необходимой задержки повторного включения контроллера емкость конденсатора C16 увеличена до 10 мкФ.

Так как ШИМ-контроллер UC3825 формирует слишком высокое опорное напряжение +5,1 В, то для получения опорного напряжения +2,5 В используется дополнительный стабилизатор R79, VD41. Элементы, требующие подстройки, помечены «звездочкой».

8.16. Трансформаторный драйвер

При ремонте источника «RytmArc» ставилась цель с возможно меньшими затратами переделать прежний драйвер, работавший с биполярными транзисторами, для управления IGBT. Поэтому в переделанном драйвере максимально использовались детали и решения от старого драйвера.

Если же источник делается с нуля, то проще изготовить более специализированный и простой драйвер управления IGBT. Поскольку в транзисторах с изолированным затвором входные цепи потребляют небольшую мощность, то для управления ими можно непосредственно использовать мало-мощные импульсные трансформаторы.

Трансформаторный драйвер, в отличие от других, для своей работы не требует дополнительного источника питания, что позволяет для питания блока управления сварочного источника использовать более простой трансформатор. Принципиальная электрическая схема драйвера изображена на рис. 8.17. Подобный драйвер использован в сварочном источнике COLT 1300 [3], производства итальянской фирмы «Семонт» [29].

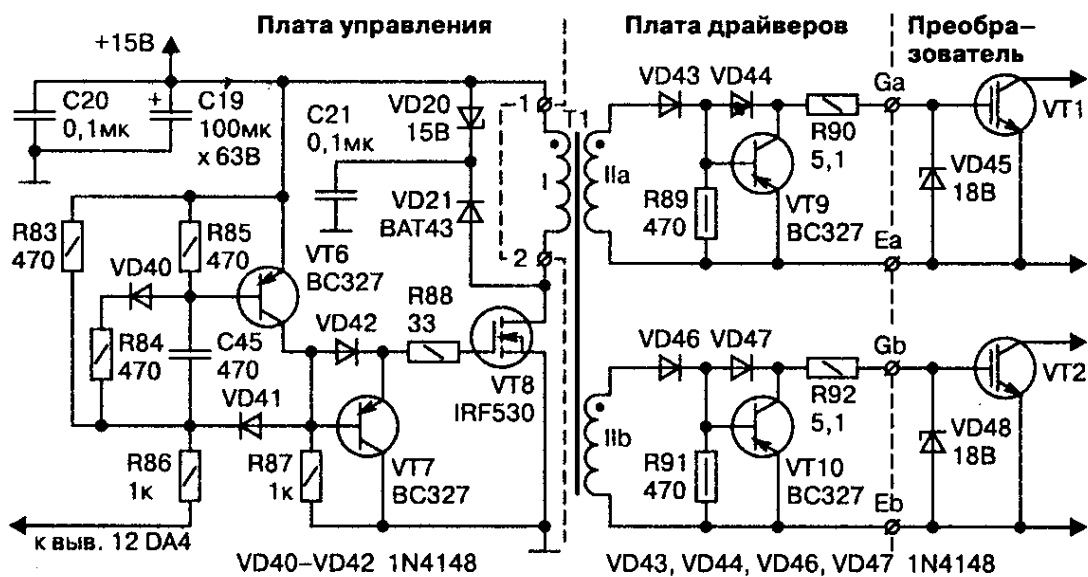


Рис. 8.17. Принципиальная электрическая схема трансформаторного драйвера IGBT для контроллера TDA4718A

Так как нагрузкой трансформатора гальванической развязки (ТГР) Т1 являются входные цепи IGBT, то для его раскачки придется использовать более мощный формирователь, собранный на элементах R83—R88, C45, VD40—VD42, VT6—VT8.

Выходной сигнал контроллера TDA4718A, имеющий активный низкий уровень, инвертируется первым каскадом формирователя, собранным по схеме Бакера и содержащего элементы R83—R86, C45, VD40, VD41, VT6.

Обратная связь через диод VD41 позволяет удерживать транзистор VT6 в активном режиме, не допуская его насыщения, а цепочка R83—R85, C45, VD40 обеспечивает форсированное запирающее и отпирающее транзистора VT6. Это обеспечивает минимальную задержку распространения сигнала.

Далее сигнал с коллектора транзистора VT6 через диод VD42 и резистор R88 подается на затвор транзистора VT8, к стоку которого подключена первичная обмотка трансформатора Т1.

Для фиксации низкого уровня на затворе VT8 в периоды между импульсами используется узел на элементах R87, VD42 и VT7. Если формирователь используется совместно с контроллером UC3825, то его можно существенно упростить (рис. 8.18), подав сигнал непосредственно с выхода контроллера через резистор R88 на затвор транзистора VT8. В этом случае элементы R83—R87, C45, VD40—VD42, VT6, VT7 можно исключить.

На плате драйверов оба канала управления транзисторами преобразователя VT1, VT2 выполнены по аналогичным схемам. Поэтому достаточно рассмотреть работу только одного, например, верхнего, канала.

При открытии транзистора VT8 формирователя на плате управления к первичной обмотке I трансформатора Т1 прикладывается напряжение, которое трансформируется во вторичные обмотки IIa и IIб трансформатора в полярности, отпирающей IGBT («плюс» на затвор).

В этом случае отпирающее положительное напряжение через открытые диоды VD43, VD44 (VD46, VD47) и рези-

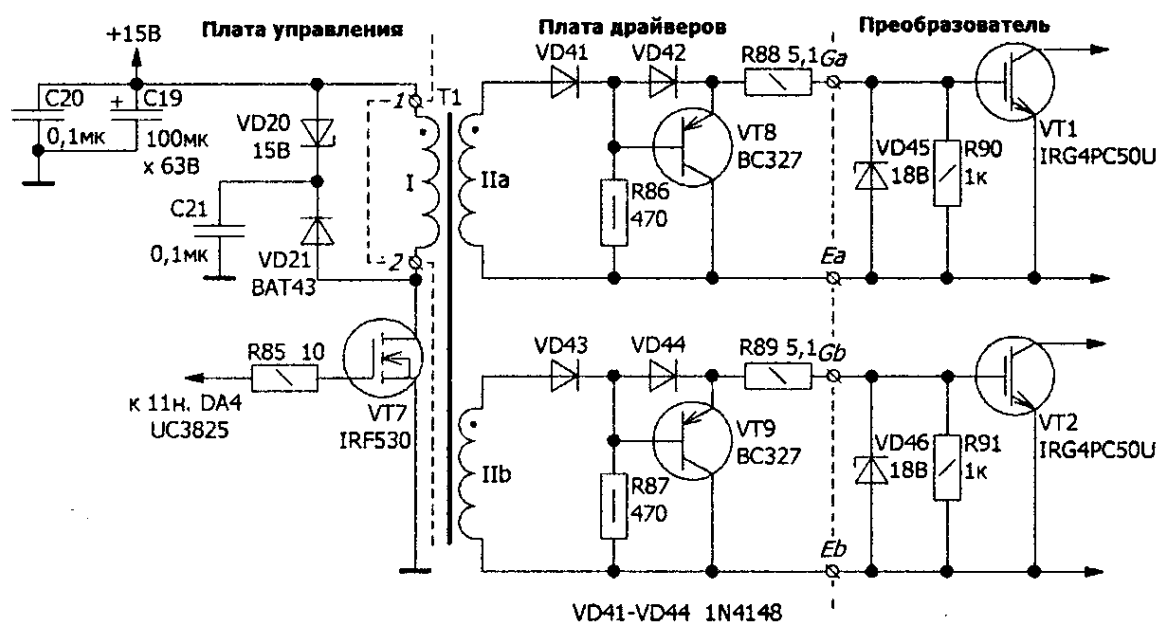


Рис. 8.18. Принципиальная электрическая схема трансформаторного драйвера IGBT для контроллера UC3825

стор R90 (R92) поступает на затвор транзистора VT1 (VT2) преобразователя. Резистор R90 (R92) подавляет паразитный колебательный процесс в цепи затвора транзистора инвертора.

Нагрузочный резистор R89 (R91) демпфирует вторичную обмотку трансформатор T1, подавляя колебательный процесс в контуре, образованном его внутренними паразитными индуктивностями и емкостями. Стабилитрон VD45 (VD48) ограничивает напряжение на затворе транзистора VT1 (VT2) преобразователя.

При положительном напряжении управления транзистор VT9 (VT10) драйвера закрыт, а его переход «база-эмиттер» шунтирован открытым диодом VD44 (VD47).

После закрытия транзистора VT8 формирователя полярность напряжения на вторичных обмотках T1 меняется на противоположную. При этом диоды VD43, VD44 (VD46, VD47) запираются, а к транзистору VT9 (VT10) прикладывается в отпирающей полярности напряжение заряженной входной емкости транзистора VT1 (VT2) преобразователя.

Транзистор VT9 (VT10) открывается, входная емкость транзистора VT1 (VT2) преобразователя ускоренно разряжается, и он запирается.

ТГР рассчитывается по изложенной ранее методике. Так как ток в обмотках трансформатора имеет сложную форму, обусловленную его емкостно-активной нагрузкой, то для определения его действующего значения лучше прибегнуть к моделированию.

В результате моделирования определяем, что действующий ток первичной обмотки трансформатора составляет $I_{p1э} = 84$ мА, а действующий ток каждой из вторичных обмоток $I_{p2э} = 40$ мА (рис. 8.19).

Рассчитаем диаметр провода обмоток ТГР, приняв $J_{тгр} = 5$ А/мм²:

$$d_{1ТГР} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{p1э}}{J_{ТГР}}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,092}{5}} = 0,14 \text{ мм};$$

$$d_{2ТГР} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_{p2э}}{J_{ТГР}}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,04}{5}} = 0,1 \text{ мм}.$$

Предположим, что сердечник ТГР выполнен из феррита 2000НМ1. Параметры предельной петли гистерезиса для этого феррита:

- ♦ $B_s = 0,38$ Тл;
- ♦ $B_r = 0,14$ Тл;
- ♦ $H_c = 16$ А/м.

Выбираем $\Delta B = 0,1$ Тл, $K_o = 0,06$ (так как нужно обеспечить хорошую межобмоточную изоляцию).

Условная мощность трансформатора $P_y = D \cdot U_{p1} \cdot I_{p1э} = 0,5 \cdot 15 \cdot 0,084 = 0,69$ Вт. Определим габаритные размеры сердечника ТГР (8.4):

$$S_c S_o = \frac{200 \cdot P_y}{F \cdot \Delta B \cdot k_o \cdot J} = \frac{200 \cdot 0,69}{30000 \cdot 0,1 \cdot 0,06 \cdot 5} = 0,153 \text{ см}^4.$$

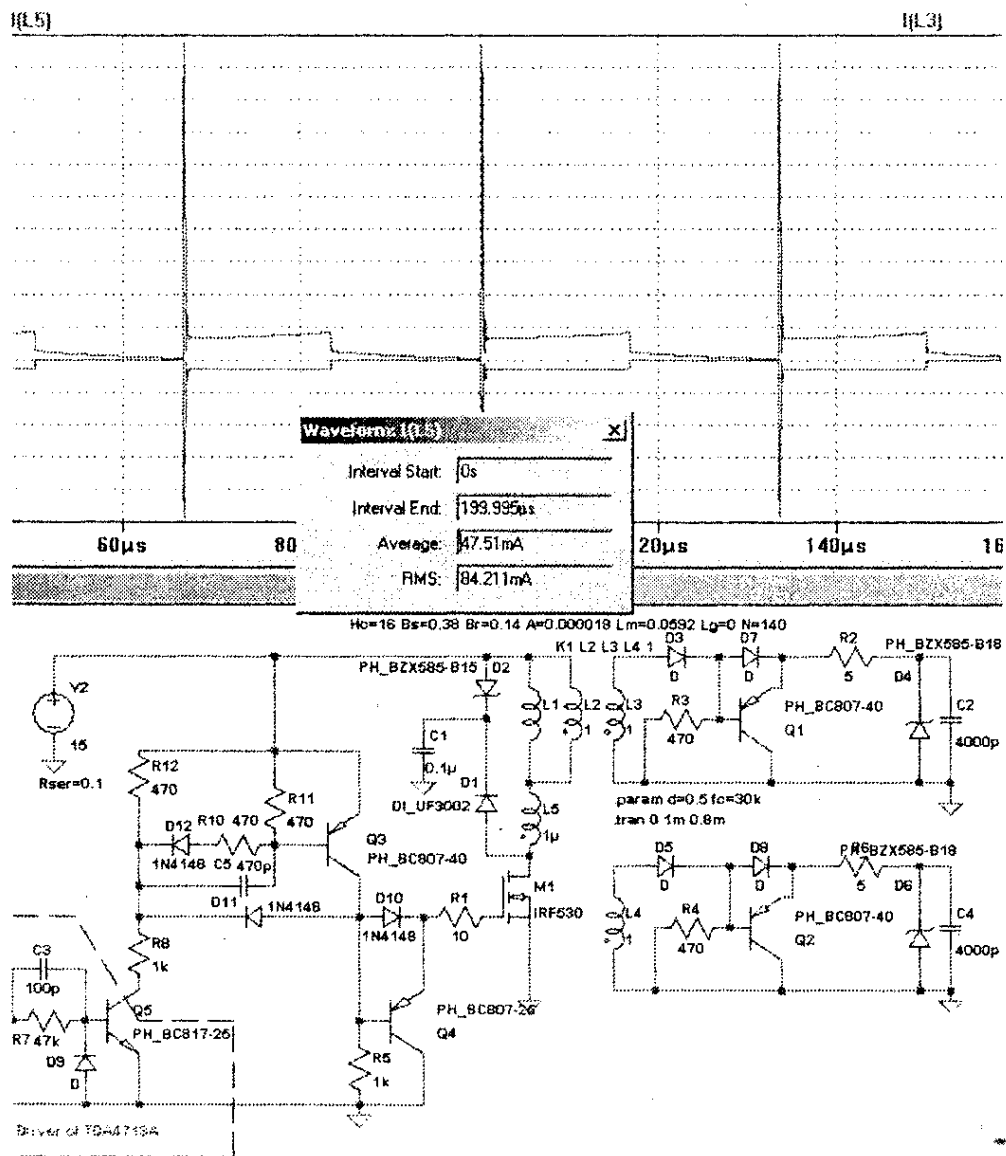


Рис. 8.19. Модель трансформаторного драйвера IGBT

Выберем сердечник K22×16×4 из феррита 2000НМ1, имеющий $S_c = 0,18 \text{ см}^2$, $S_o = 2,01 \text{ см}^2$, $S_c S_o = 0,36 \text{ см}^4$.

Найдем амплитудное значение ЭДС одного витка:

$$E_o = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot F \cdot \Delta B \cdot S_c}{D} = \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot 30000 \cdot 0,1 \cdot 0,18}{0,5} = 0,108 \text{ В.}$$

Рассчитаем количество витков в обмотках трансформатора:

$$W = \frac{U_p}{E_o} = \frac{15}{0,108} \approx 140 \text{ витков.}$$

Следовательно, трансформатор гальванической развязки наматывается на кольце К22×16×4 из феррита 2000НМ1.

Первичная обмотка содержит 140 витков провода ПЭВ-2 Ø 0,14 мм. Каждая из **вторичных обмоток** содержит по 140 витков провода ПЭВ-2 Ø 0,1 мм.

Внимание. *Для обеспечения минимальной индуктивности рассеяния обмотки мотаются одна поверх другой. Для обеспечения изоляции между обмотками надо намотать слой лакоткани.*

Внимание. *После намотки с помощью 500 В мегомметра необходимо проверить межобмоточную изоляцию, сопротивление которой должно быть более 50 МОм.*

ГЛАВА 9

ПОЛЕЗНАЯ ИНФОРМАЦИЯ

В главе даются рекомендации по испытанию электромагнитных материалов, приводятся любительские методики расчета электромагнитных элементов источников питания и методики расчета трансформаторов, дросселей, радиаторов охлаждения, а также дается описание приготовления самодельных сварочных электродов.

9.1. Как испытать неизвестное железо?

Работа при максимально возможной индукции в сердечнике сварочного трансформатора позволяет уменьшить сечение сердечника. Для использования этой возможности необходимо знать значение максимальной индукции для выбранного материала сердечника.

Здесь ситуация осложняется тем, что самодеятельный конструктор обычно имеет дело с трансформаторным железом неизвестной марки. Пытаясь использовать это железо, часто выбирают заниженную величину максимальной индукции, что, в свою очередь, приводит к неоправданному увеличению размеров и массы сварочного трансформатора.

Ниже приводится методика испытания железа, пользуясь которой можно определить индукцию насыщения трансформаторного железа, имеющегося в распоряжении.

Сначала из имеющегося трансформаторного железа нужно собрать тестовый замкнутый сердечник сечением $5\text{--}10\text{ см}^2$. Сечение сердечника определяется перемножением толщины пластины на ее ширину и общее количество пластин. На полученный сердечник необходимо мягким изолированным проводом сечением $1,5\text{--}2,5\text{ мм}^2$ намотать обмотку на напряжение $5\text{--}10\text{ В}$ (≈ 50 витков).

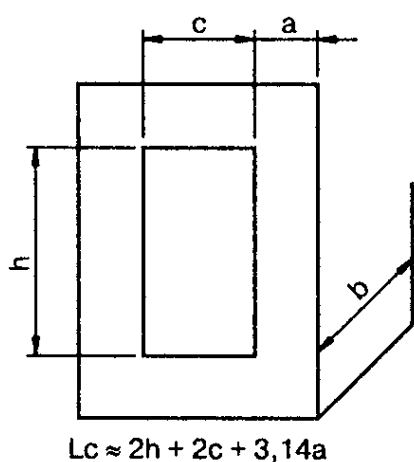


Рис. 9.1. Основные размеры стержневого сердечника

Затем надо замерить активное сопротивление $R_{обм}$ обмотки и рассчитать среднюю длину магнитной силовой линии L_c сердечника. Пользуясь формулой на **рис. 9.1**, можно рассчитать среднюю длину магнитной силовой линии стержневого сердечника.

На **рис. 9.2** изображена схема, позволяющая определить значение индукции насыщения тести-

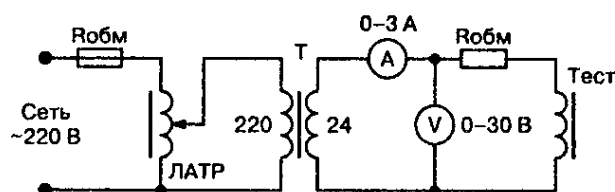


Рис. 9.2. Схема испытания трансформаторного железа

руемого сердечника. Мощность трансформатора Т не менее 63 ВА. Результаты измерений заносят во вторую и третью колонки табл. 9.1.

Результаты измерений

Таблица 9.1

№ изм.	U, В	I, А	$U_{обм} = U - I \cdot R_{обм}$, В	$H_{\sim} = I \cdot W / L_{с}$, А/см	$B = U_{обм} / (4,44 \cdot 10^{-4} \cdot f \cdot W \cdot S)$, Тл
1	2	3	4	5	6

Значения в колонках 4 и 5 таблицы рассчитываются по приведенным формулам. Затем, используя данные колонок 5 и 6 (H_{\sim} — напряженность переменного магнитного поля, В — индукция в сердечнике), строим график кривой намагничивания тестируемого сердечника (рис. 9.3).

На рис. 9.3 приведены графические построения, необходимые для нахождения значений индукции насыщения B_s , максимальной индукции B_m и максимальной напряженности переменного магнитного поля сердечника $H_{m\sim}$.

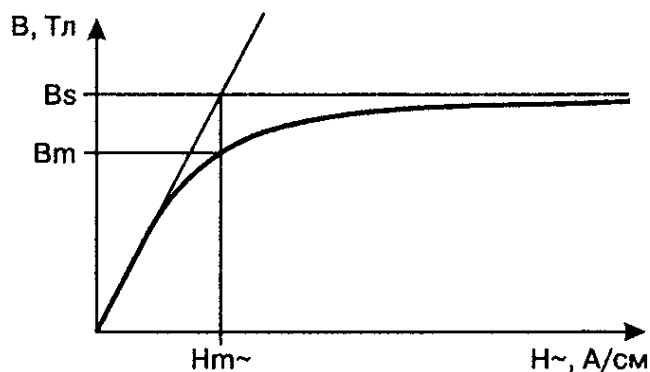


Рис. 9.3. Кривая намагничивания

9.2. Как рассчитать трансформатор?

Трансформатор — это самое первое статическое устройство, позволяющее преобразовывать электрическую энергию переменного тока. Трансформатор используется:

- ♦ для преобразования напряжения и силы переменного тока;
- ♦ для согласования и гальванического разделения нагрузок.

Цель данного раздела — не выходя за пределы знаний, полученных в объеме курса физики для средней школы, предоставить читателям методику расчета трансформатора.

Рассмотрим вариант трансформатора, содержащего две обмотки — первичную и вторичную.

Определение. *Отношения числа витков W_1 первичной обмотки к числу витков W_2 вторичной обмотки называется коэффициентом трансформации трансформатора K_T :*

$$K_T = \frac{W_1}{W_2} = \frac{U_1}{U_2} = \frac{I_2}{I_1}, \quad (9.1)$$

где U_1, U_2 — напряжение первичной и вторичной обмоток, В;
 I_1, I_2 — ток первичной и вторичной обмоток, А.

Электродвижущая сила (ЭДС) одного витка обмотки прямо пропорциональна скорости изменения магнитного потока Φ , пронизывающего этот виток:

$$E_s = \frac{d\Phi}{dt}. \quad (9.2)$$

Так как обмотка трансформатора намотана на ферромагнитном сердечнике, имеющем магнитную проницаемость в тысячи раз большую, чем окружающее пространство, то практически весь поток сосредоточен в сердечнике сечением S_c .

Если при этом индукция в сердечнике меняется от $-B_m$ до $+B_m$ с частотой B_m , то среднее значение напряжения витка равно

$$\begin{aligned} E_e &= \frac{1 \cdot 10^{-4} \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot S_c \cdot K_c}{dt} = \\ &= 4 \cdot 10^{-4} \cdot K_\phi \cdot B_m \cdot F \cdot S_c \cdot K_c = \\ &= 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot B_m \cdot F \cdot S_c \cdot K_c, \text{ В,} \end{aligned} \quad (9.3)$$

где K_ϕ — коэффициент формы, учитывающий отношение действующего и среднего значения напряжения, для синусоидального напряжения $K_\phi = 1,11$;

B_m — максимальная индукция в сердечнике, Тл;

F — частота переменного напряжения, Гц;

S_c — площадь сечения сердечника, см²;

K_c — коэффициент заполнения сердечника.

Несмотря на возможно различное количество витков, обмотки трансформатора имеют одинаковую мощность, равную его мощности, и делят поровну между собой площадь окна сердечника:

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{50 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I_1}, \\ W_2 &= \frac{50 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I_2}, \end{aligned} \quad (9.4)$$

где S_o — площадь окна сердечника, см²;

K_o — коэффициент заполнения окна;

J — плотность тока в обмотках трансформатора, А/мм².

Используя (9.3) и (9.4), определим габаритную мощность трансформатора:

$$P_{Г\Delta Б} = U_1 \cdot I_1 = 2,22 \cdot 10^{-2} \cdot B_m \cdot F \cdot J \cdot S_c \cdot S_o \cdot K_c \cdot K_o, \text{ ВА.} \quad (9.5)$$

Из формулы (5) найдем габариты сердечника трансформатора:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot P_{Г\Delta Б}}{2,22 \cdot B_m \cdot F \cdot J \cdot K_c \cdot K_o}, \text{ см}^4. \quad (9.6)$$

Для выбора значений B , J , K_c , K_o можно использовать рекомендации для трансформаторов (табл. 9.2) [2].

Примечание. Для алюминиевого провода плотность тока следует уменьшить в 1,6 раз.

Параметры сердечников

Таблица 9.2

Тип сердечника	Ш, П	ШЛ, ПЛ	Ш, ШЛ	П, ПЛ	K_o
$P_{габ}, В\cdot А$	$B_m, Тл$		$J, А/мм^2$		
10	1,1	1,2	4,8	5,4	0,22
20	1,2	1,4	4,2	4,8	0,26
50	1,35	1,55	3,5	4,1	0,29
100	1,35	1,6	3,0	3,6	0,31
200	1,3	1,5	2,5	2,9	0,32
500	1,15	1,4	2,0	2,3	0,33
1000	1,1	1,3	1,6	2,0	0,35

Для примера рассчитаем трансформатор Т2 220/27 В габаритной мощностью 200 Вт. Подобный трансформатор используется для питания подающего механизма и цепей управления сварочного полуавтомата (рис. 5.6).

Трансформатор будет наматываться на стандартном сердечнике типа ШЛ. Из табл. 9.2 для трансформатора мощностью 200 Вт, намотанном на сердечнике ШЛ, выберем значения $B = 1,5$ Тл, $J = 2,5$ А/мм² и $K_o = 0,32$. Для ленточного сердечника примем значение $K_c = 0,95$.

Теперь найдем габаритные размеры сердечника трансформатора:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot 200}{2,22 \cdot 1,5 \cdot 50 \cdot 2,5 \cdot 0,95 \cdot 0,32} = 158 \text{ см}^4.$$

Выберем сердечник ШЛ25×40 [10], имеющий $S_c = 10$ см² и $S_o = 16$ см².

Определившись с сечением сердечника, по формуле (9.3) определим ЭДС одного витка трансформатора:

$$E_g = 4,44 \cdot 10^{-4} \cdot 1,5 \cdot 50 \cdot 10 \cdot 0,95 = 0,316 \text{ В/виток}.$$

Найдем количество витков первичной обмотки трансформатора:

$$W_1 = U_1 / E_e = 220 / 0,316 = 696 \text{ витков.}$$

Найдем количество витков вторичной обмотки трансформатора:

$$W_2 = U_2 / E_e = 27 / 0,316 = 85 \text{ витков.}$$

Чтобы найти диаметр провода первичной и вторичной обмоток, нужно предварительно определить токи, текущие в этих обмотках:

$$I_1 = P_{ГАБ} / U_1 = 200 / 220 = 0,91 \text{ А,}$$

$$I_2 = P_{ГАБ} / U_2 = 200 / 27 = 7,41 \text{ А.}$$

Теперь, зная плотность тока в обмотках $J = 2,5 \text{ А/мм}^2$, можно определить диаметр обмоточного провода для первичной обмотки:

$$D_1 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_1}{J}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{0,91}{2,5}} = 0,68 \text{ мм,}$$

и вторичной обмотки:

$$D_2 = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{I_2}{J}} = 1,13 \cdot \sqrt{\frac{7,41}{2,5}} = 1,95 \text{ мм.}$$

Из [10] выберем ближайшие стандартные диаметры обмоточного провода:

- ♦ D1 = 0,69 мм;
- ♦ D2 = 1,95 мм.

Следовательно, трансформатор Т2 наматывается на стандартном Ш-образном ленточном сердечнике типа ШЛ25×40, первичная обмотка содержит 696 витков медного провода диаметром 0,69 мм, вторичная обмотка содержит 85 витков медного провода диаметром 1,95 мм.

9.3. Как рассчитать дроссель с сердечником?

Особенности расчета

Необходимым элементом DC-DC преобразователя является дроссель. Цель данного раздела, не выходя за пределы школьного курса физики, дать методику расчета наиболее распространенного дросселя — дросселя, работающего с подмагничиванием. Для начала считаем, что в обмотке дросселя течет постоянный ток с незначительной пульсацией.

Обмотка дросселя обычно полностью занимает окно сердечника. Поэтому, зная величину тока I и плотность тока J (А/мм²) в обмотке, а также площадь окна сердечника S_o (см²) и коэффициент его заполнения K_o , можно определить максимальное количество витков, которое можно разместить в окне сердечника:

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I}. \quad (9.7)$$

Потокосцепление обмотки дросселя можно определить, если известны витки, максимальная индукция B_m (Тл), сечение сердечника S_c (см²) его коэффициент заполнения K_c :

$$\Phi \cdot W = W \cdot B_m \cdot S_c \cdot K_c \cdot 10^{-4}. \quad (9.8)$$

Подставив (9.7) в (9.8), получим

$$\Phi \cdot W = \frac{0,01 \cdot B_m \cdot J \cdot S_c \cdot S_o \cdot K_c \cdot K_o}{I}. \quad (9.9)$$

Известно, что

$$\Phi \cdot W = L \cdot I. \quad (9.10)$$

Из (9.9) и (9.10) найдем индуктивность дросселя:

$$L = \frac{0,01 \cdot S_c \cdot S_o \cdot B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o}{I^2}, \text{ Гн.} \quad (9.11)$$

Из формулы индуктивности легко получить **габаритные размеры сердечника**, которые позволят получить требуемую индуктивность дросселя:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o}, \text{ см}^4. \quad (9.12)$$

Для выбора значений B, J, K_c, K_o можно использовать рекомендации (табл. 9.2). При этом габаритную мощность $P_{\text{габ}}$ можно приравнять к $1,25 \cdot S_c S_o$.

Примечание. Для алюминиевого провода плотность тока следует уменьшить в 1,6 раз.

Внимание. Во избежание насыщения сердечник дросселя должен иметь немагнитный зазор.

Считаем, что по сравнению с немагнитным зазором, сердечник дросселя является идеальным магнитным проводником и все ампервитки обмотки приложены к немагнитному зазору. Благодаря длинному немагнитному зазору, индукция в сердечнике изменяется практически от нуля до B_m .

Длину немагнитного зазора при известных ампервитках можно определить по формуле

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m}, \text{ мм,} \quad (9.13)$$

или:

$$I = \frac{796 \cdot B_m \cdot \delta}{W}, \text{ А.} \quad (9.14)$$

Из (9.7), (9.10) и (9.14) выведем формулу для нахождения индуктивности дросселя:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta}, \text{ Гн.} \quad (9.15)$$

Часто мы видим, что дроссели со стальным сердечником используются в инверторных источниках на более высокой частоте, чем, казалось бы, для них допустимо. Этому можно найти разумное объяснение.

Потери в стальном сердечнике трансформатора определяются по формуле [10]

$$P_c = P_{уд} \cdot G_c \cdot \left(\frac{B_m}{B_y} \right)^\beta \cdot \left(\frac{f}{f_y} \right)^\alpha,$$

где P_c — потери в сердечнике;

$P_{уд}$ — удельные потери для данного материала при заданных значениях максимальной индукции B_y и частоты f_y синусоидальной магнитной индукции;

G_c — масса сердечника;

B_m — максимальная индукции в сердечнике;

α и β — частотные показатели.

В трансформаторе размах индукции достигает удвоенного значение максимальной индукции B_m (индукция меняется от $-B_m$ до $+B_m$). А в дросселе, даже в режиме разрывных токов, размах не превышает значения B_m (индукция меняется от 0 до B_m). Значит, для дросселя формулу можно переписать в следующем виде:

$$P_c = P_{уд} \cdot G_c \cdot \left(\frac{0,5 \cdot \Delta B}{B_y} \right)^\beta \cdot \left(\frac{f}{f_y} \right)^\alpha, \quad (9.16)$$

где ΔB — размах индукции в сердечнике дросселя.

Из формулы следует, что потери в сердечнике возрастают вместе с увеличением размаха индукции ΔB и с увеличением рабочей частоты f . Однако, если, увеличив частоту, мы уменьшим размах индукции, то потери не увеличатся.

Отсюда можно определить **максимальный размах индукции для более высокой рабочей частоты:**

$$\Delta B = 2 \cdot B_y \cdot \left(\frac{f}{f_y} \right)^{-\frac{\alpha}{\beta}} \quad (9.17)$$

Рассмотрим практические примеры расчета дросселя.

Пример расчета № 1

Допустим, мы строим регулируемый сварочный источник. Источник питается от однофазной сети 220 В, 50 Гц. Регулировка сварочного тока в пределах от $I_{мин} = 50$ А до $I_{макс} = 150$ А осуществляется при помощи управляемого тиристорного выпрямителя.

Периодичность нагрузки ПН = 40 %. Чтобы сварочная дуга не гасла в паузах напряжения, при минимальном токе и для максимального угла регулирования, необходимо, чтобы ток не падал ниже $I_{ст} = 10$ А.

Отсюда можно определиться с **минимальной индуктивностью дросселя:**

$$\begin{aligned} L_{MIN} &= \frac{0,25 \cdot U_d}{F \cdot (I_{MIN} - I_{CT})} = \frac{0,25 \cdot (20 + 0,04 \cdot I_{MIN})}{F \cdot (I_{MIN} - I_{CN})} = \\ &= \frac{0,25 \cdot (20 + 0,04 \cdot 50)}{50 \cdot (50 - 10)} = 2,75, \text{ мГн.} \end{aligned}$$

Дроссель будем мотать на Ш-образном сердечнике из стали 3411 (Э310).

Предварительно выберем:

- ♦ $B = 1,42$ Тл;
- ♦ $J = 5$ А/мм² (с учетом заданной ПН);
- ♦ $K_o = 0,35$;
- ♦ $K_c = 0,95$.

Найдем габаритный размер сердечника:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 2,75 \cdot 10^{-3} \cdot 150^2}{1,42 \cdot 5 \cdot 0,95 \cdot 0,35} = 2620 \text{ см}^4.$$

Для дросселя можно использовать два сердечника ШЛ40×80 ($S_c = 32$ см², $S_o = 40$ см²).

Определим количество витков обмотки:

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I} = \frac{100 \cdot 40 \cdot 0,35 \cdot 5}{150} = 46 \text{ витков.}$$

Обмотка выполняется проводом сечением

$$S_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{MAX}}}{J} = \frac{150}{5} = 30 \text{ мм}^2.$$

Определим длину немагнитного зазора:

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{150 \cdot 46}{796 \cdot 1,42} = 6,1 \text{ мм.}$$

Определим результирующую индуктивность:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 64 \cdot 0,95 \cdot 46^2}{6,1} = 2,64 \text{ мГн,}$$

Результат можно считать удовлетворительным, несмотря на то, что полученная индуктивность несколько ниже требуемой.

Пример расчета № 2

Как говорилось в первом примере, дроссель в основном нужен для поддержания тока в паузах, вызванных работой

выпрямителя (управляемого или неуправляемого). В отсутствии паузы в дросселе нет большой необходимости.

Следовательно, можно значительно уменьшить габариты дросселя, если сделать его нелинейным, насыщающимся. Т. е. когда ток в дросселе ниже тока насыщения $I_{нас}$, дроссель имеет значительную индуктивность, достаточную для поддержания тока в паузах, а когда ток становится больше $I_{нас}$, дроссель отключается, т. к. его сердечник входит в насыщение.

Рассчитаем нелинейный двухобмоточный насыщающийся дроссель для сварочного источника с тиристорным регулятором. Основная первичная обмотка дросселя до насыщения должна иметь индуктивность 0,3 мГн, а дополнительная вторичная обмотка — 7,5 мГн.

Максимальный ток первичной обмотки — $I_1 = 180$ А, а вторичной — $I_2 = 13$ А. Сердечник дросселя должен войти в насыщение, если ток первичной обмотки превышает $I_{нас} = 132$ А.

Предварительно считаем, что первичная обмотка дросселя будет мотаться алюминием, а вторичная — медью. Ранее мы определили, что при ПВ = 20 % для меди допустима плотность тока $J_{Cu} = 8$ А/мм².

Так как алюминий имеет более высокое, по сравнению с медью, удельное сопротивление, то для него нужно выбирать плотность тока в 1,6 раза меньше, т. е. $J_{Al} = 5$ А/мм².

Так как известны индуктивности обмоток дросселя, то коэффициент трансформации дросселя можно найти по формуле

$$K_{TP} = \sqrt{\frac{L1}{L2}} = \sqrt{\frac{0,3}{7,5}} = 0,2.$$

Выведенные ранее формулы справедливы для однообмоточного дросселя, имеющего минимальную пульсацию тока в обмотках. Чтобы учесть разницу между действующим током и током насыщения, необходимо значение плотности тока J умножить на коэффициент насыщения:

$$K_{нас} = I_{нас}/I_1 = 132/180 = 0,733.$$

Чтобы выделить место в окне сердечника для дополнительной обмотки, необходимо умножить габарит сердечника на коэффициент:

$$K_{до} = \frac{I_1 \cdot K_{ТР} + 0,625 \cdot I_2}{I_1 \cdot K_{ТР}} = \frac{180 \cdot 0,2 + 0,625 \cdot 13}{180 \cdot 0,2} = 1,226.$$

В качестве сердечника для дросселя выберем Ш-образный ленточный сердечник из стали 3411 (Э310). По модифицированной формуле (9.12) найдем

$$\begin{aligned} S_c S_o &= \frac{100 \cdot L \cdot I_{нас}^2 \cdot K_{до}}{B_m \cdot J_{Al} \cdot K_{нас} \cdot K_c \cdot K_o} = \\ &= \frac{100 \cdot 0,3 \cdot 10^{-3} \cdot 132^2 \cdot 1,226}{1,42 \cdot 5 \cdot 0,733 \cdot 0,95 \cdot 0,35} = 370 \text{ см}^4. \end{aligned}$$

Для дросселя можно использовать один сердечник ШЛ32×50 ($S_c = 16 \text{ см}^2$, $S_o = 26 \text{ см}^2$, $S_c S_o = 416 \text{ см}^4$).

Определим количество витков первичной обмотки по модифицированной формуле (9.7)

$$\begin{aligned} W_1 &= \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J_{Al} \cdot K_{нас}}{I_{нас} \cdot K_{до}} = \\ &= \frac{100 \cdot 26 \cdot 0,35 \cdot 5 \cdot 0,733}{132 \cdot 1,226} = 20 \text{ витков}. \end{aligned}$$

Определим количество витков вторичной обмотки:

$$W_2 = \frac{W_1}{K_{ТР}} = \frac{20}{0,2} = 100 \text{ витков}.$$

Первичная обмотка наматывается проводом сечением

$$S_1 = \frac{I_1}{J_{Al}} = \frac{180}{5} = 36 \text{ мм}^2.$$

Вторичная обмотка наматывается проводом сечением

$$S_2 = \frac{I_2}{J_{Cu}} = \frac{13}{8} = 1,625 \text{ мм}^2.$$

Определим длину немагнитного зазора:

$$\delta = \frac{I_{нас} \cdot W_1}{796 \cdot B_m} = \frac{132 \cdot 20}{796 \cdot 1,42} = 2,3 \text{ мм.}$$

Определим результирующую индуктивность первичной обмотки дросселя:

$$L_1 = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 16 \cdot 0,95 \cdot 20^2}{2,3} = 0,33 \text{ мГн.}$$

Индуктивность получилась больше, чем нужно. Для получения требуемой индуктивности уменьшим количество первичной обмотки до $W_1 = 18$. Соответственно, $W_2 = 90$ витков и $\delta = 2$ мм.

Пример расчета № 3

Рассчитаем дроссель L2 ЭРСТ (рис. 7.9). Максимальный ток дросселя — 315 А, минимальный — 10 А.

Частота пульсации тока в дросселе соответствует частоте ШИМ и равна $F_{ШИМ} = 25000$ Гц.

Определим параметры дросселя, необходимые для обеспечения неразрывности сварочного тока. На рис. 9.4 изображена форма тока в дросселе L2, соответствующая границе неразрывности.

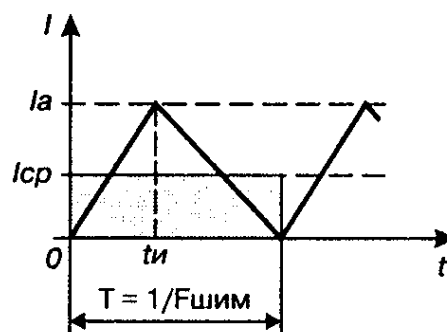


Рис. 9.4. Форма тока, соответствующая границе неразрывности

За время открытого состояния ключа ЭРСТ ток в дросселе увеличивается от нуля до амплитудного значения. Далее, за время паузы, ток уменьшается до нуля. Опасность выхода за границы неразрывности существует при минимальном сварочном токе $I_{св.мин} = 10$ А и максимальном входном напряжении ЭРСТ. Определим напряжение дуги для минимального сварочного тока:

$$U_{д.мин} = 20 + 0,04 \cdot I_{св.мин} = 20 + 0,04 \cdot 10 = 20,4 \text{ В.}$$

Определим соотношение между амплитудным и средним значением тока треугольной формы. Среднее значение функции есть интеграл от этой функции, или попросту говоря — площадь, ограниченная этой функцией и линией нулевого уровня.

Площадь треугольника определяется как произведение высоты треугольника на половину длины основания:

$$I_{срГ} = I_{аГ}/2.$$

Отсюда найдем связь между средним и амплитудным значением тока:

$$I_a = 2 \cdot I_{ср}.$$

Если ключ открыт, то к дросселю приложено напряжение

$$U_{вх.макс} - U_{д.мин}.$$

Ток в дроселе нарастает от 0 до I_a .

Во время паузы к дросселю приложено напряжение $-U_{д.мин}$, и ток в нем уменьшается до 0.

Так как изменение тока ($\Delta I_L = \Delta T \cdot U_L/L$) в обоих случаях будет иметь одну и ту же величину, но разный знак, то

$$\begin{aligned} L_{мин} &= \frac{(U_{вх.макс} - U_{д.мин}) \cdot U_{д.мин}}{2 \cdot U_{вх.макс} \cdot I_{св.мин} \cdot F_{шим}} = \\ &= \frac{(80 - 20,4) \cdot 20,4}{2 \cdot 80 \cdot 10 \cdot 25000} = 30 \text{ мкГн.} \end{aligned} \quad (9.18)$$

Допустим, в качестве материала сердечника дросселя мы предполагаем использовать электротехническую сталь с толщиной листа 0,08 мм, которая на частоте $f_y = 1000$ Гц, при индукции $B_y = 1$ Тл и прямоугольной форме напряжения имеет потери $P_y = 22$ Вт/кг.

Частотные показатели стали $\alpha = 1,4$ и $\beta = 1,8$ [10]. Найдем допустимый размах индукции для частоты 25000 Гц, который обеспечит такой же уровень потерь, как и на частоте 1000 Гц:

$$\Delta B = 2 \cdot B_y \cdot \left(\frac{F_{\text{ШИМ}}}{f_y} \right)^{-\frac{\alpha}{\beta}} = 2 \cdot 1 \cdot \left(\frac{25000}{1000} \right)^{-\frac{1,4}{1,8}} = 0,16 \text{ Тл.}$$

Предварительно определимся, что индукция в сердечнике для постоянного тока может достигать величины $B = 1,42$ Тл, плотность тока $J = 3,5$ А/мм², $K_o = 0,35$ и $K_c = 0,9$. Найдем габаритный размер сердечника:

$$S_c S_o = \frac{100 \cdot L \cdot I^2}{B_m \cdot J \cdot K_c \cdot K_o} = \frac{100 \cdot 30,4 \cdot 10^{-6} \cdot 315^2}{1,42 \cdot 3,5 \cdot 0,9 \cdot 0,35} = 192 \text{ см}^4.$$

По размерам подходит сердечник ШЛ25×50 ($S_c = 12,5$ см², $S_o = 16$ см²). Размер сердечника $S_c S_o = 12,5 \cdot 16 = 200$ см⁴.

Определим количество витков:

$$W = \frac{100 \cdot S_o \cdot K_o \cdot J}{I} = \frac{100 \cdot 16 \cdot 0,35 \cdot 3,5}{315} = 6 \text{ витков.}$$

Обмотка выполняется медной шиной сечением

$$S_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{MAX}}}{J} = \frac{315}{3,5} = 90 \text{ мм}^2.$$

Определим немагнитный зазор:

$$\delta = \frac{I \cdot W}{796 \cdot B_m} = \frac{315 \cdot 6}{796 \cdot 1,42} = 1,7 \text{ мм.}$$

Определим результирующую индуктивность:

$$L = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W^2}{\delta} = \frac{1,25 \cdot 10^{-7} \cdot 12,5 \cdot 0,9 \cdot 6^2}{1,7} \approx 30 \text{ мкГн.}$$

Теперь следует убедиться, что размах высокочастотной пульсации индукции не превышает $\Delta B = 0,16$ Тл.

Максимальный размах индукции в сердечнике дросселя имеет место при максимальном входном напряжении $U_{\text{вх.макс}} = 80$ В и заполнении импульсов $D = 0,5$ и может быть найден по формуле

$$\Delta B = \frac{10000 \cdot U}{4 \cdot F_{\text{шим}} \cdot S_c \cdot K_c \cdot W} = \frac{10000 \cdot 80}{4 \cdot 25000 \cdot 12,5 \cdot 0,9 \cdot 6} = 0,11 \text{ Тл, (9.19)}$$

что не превышает допустимого значения.

9.4. Как рассчитать радиатор?

Во время работы полупроводникового прибора в его кристалле выделяется мощность, которая приводит к разогреву последнего. Если тепла выделяется больше, чем рассеивается в окружающем пространстве, то температура кристалла будет расти и может превысить максимально допустимую. При этом его структура будет необратимо разрушена.

Следовательно, надежность работы полупроводниковых приборов во многом определяется эффективностью их охлаждения. Наиболее эффективным является конвективный механизм охлаждения, при котором тепло уносит поток газообразного или жидкого теплоносителя, омывающего охлаждаемую поверхность.

Совет. Чем больше охлаждаемая поверхность, тем эффективнее охлаждение, и поэтому мощные полупроводниковые приборы нужно устанавливать на металлические радиаторы, имеющие развитую охлаждаемую поверхность. В качестве теплоносителя обычно используется окружающий воздух.

По способу перемещения теплоносителя различают:

- ♦ естественную вентиляцию;
- ♦ принудительную вентиляцию.

В случае естественной вентиляции перемещение теплоносителя осуществляется за счет тяги, возникающей возле нагретого радиатора. В случае принудительной вентиляции перемещение теплоносителя осуществляется с помощью вентилятора. Во втором случае можно получить большие скорости потока и, соответственно, лучшие условия охлаждения.

Тепловые расчеты можно сильно упростить, если использовать тепловую модель охлаждения (рис. 9.5) Здесь разница между температурой кристалла T_J и температурой среды T_A

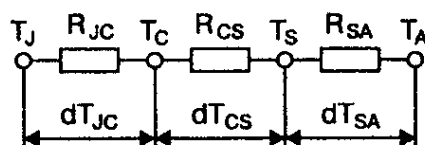


Рис. 9.5. Тепловая модель охлаждения

вызывает тепловой поток, движущийся от кристалла к окружающей среде, через тепловые сопротивления R_{JC} (кристалл — корпус), R_{CS} (корпус — радиатор) и R_{SA} (радиатор — окружающая среда).

Тепловое сопротивление имеет размерность $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Суммарное максимальное тепловое сопротивление R_{JA} на участке кристалл-окружающая среда можно найти по формуле

$$R_{JA} \leq \frac{T_J - T_A}{P_{\text{ПП}}},$$

где $P_{\text{ПП}}$ — мощность, рассеиваемая на кристалле полупроводникового прибора, Вт.

Тепловое сопротивление R_{JC} и R_{CS} указывается в справочных данных на полупроводниковые приборы. Например, согласно справочным данным на транзистор IRFP250N, его тепловое сопротивление на участке кристалл-радиатор равно $R_{JC} + R_{CS} = 0,7 + 0,24 = 0,94 \text{ } ^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$.

Это означает, что если на кристалле выделяется мощность 10 Вт, то его температура будет на $9,4 \text{ } ^{\circ}\text{C}$ больше температуры радиатора.

Тепловое сопротивление радиатора можно найти по формуле

$$R_{SA} = R_{JA} - R_{JC} - R_{CS}.$$

Предлагаемая ниже методика основана на рекомендациях по выбору алюминиевых радиаторов серии Max Clip SystemTM фирмы «AAVID THERMALLOY» [27].

На рис. 9.6 приводятся графические зависимости между периметром сечения алюминиевого радиатора и его тепловым

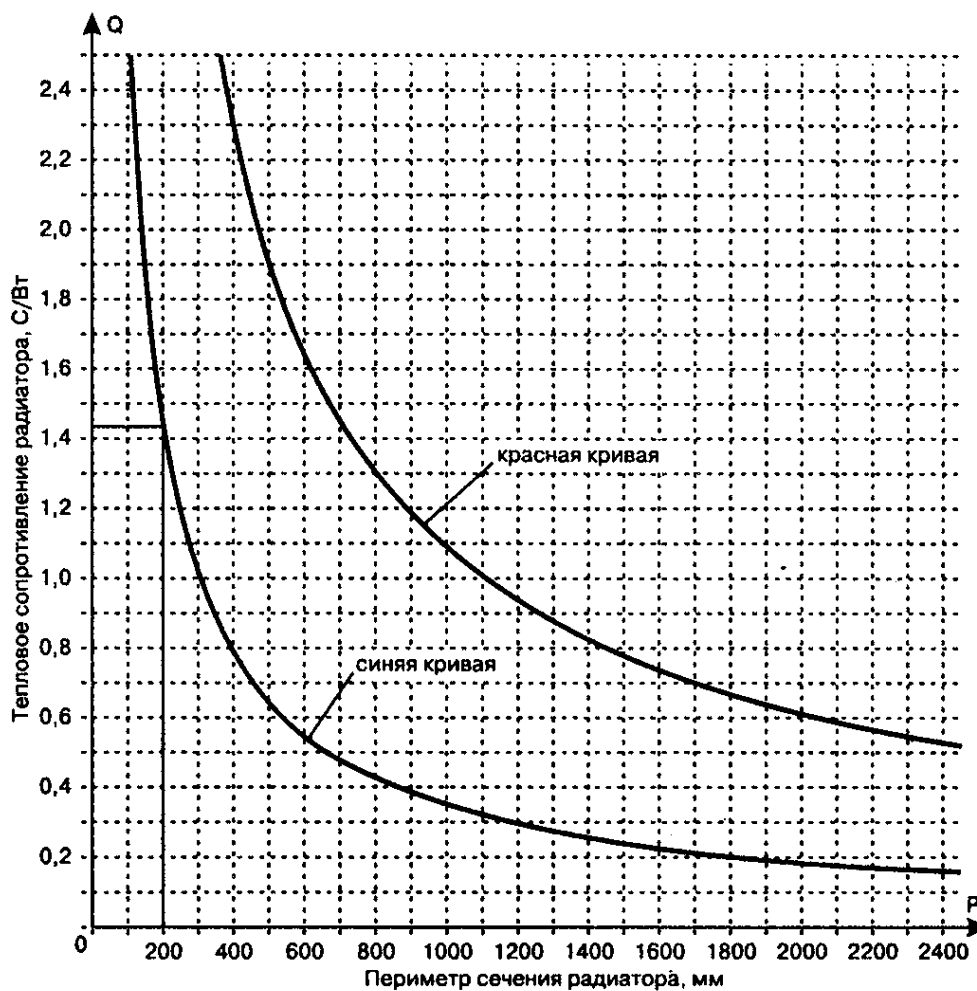


Рис. 9.6. Зависимости между сечением алюминиевого радиатора и его тепловым сопротивлением

сопротивлением для естественного (красная линия) и принудительного (синяя линия) охлаждения воздушным потоком.

По умолчанию считается, что:

- ♦ радиатор имеет длину 150 мм;
- ♦ разница между температурой радиатора T_s и температурой окружающей среды T_a равна $\Delta T = T_s - T_a = 75^\circ\text{C}$;
- ♦ скорость потока принудительного охлаждения равна 2 м/с.

Если условия охлаждения отличаются от принятых по умолчанию, то необходимую поправку можно внести, воспользовавшись графиками на **рис. 9.7** — **рис. 9.9**.

Для примера рассчитаем радиатор, обеспечивающий охлаждение транзистора ЭРСТ, состоящего из 20-ти транзи-

стором типа IRFP250N. Расчет радиатора можно вести для одного транзистора, а затем полученный размер увеличить в 20 раз.

Так как на ключевом транзисторе рассеивается суммарная мощность 528 Вт, то на каждом транзисторе IRFP250N рассеивается мощность $528/20 = 26,4$ Вт. Радиатор должен обеспечивать максимальную температуру кристалла транзистора не более $+110$ °С при максимальной температуре окружающей среды $+40$ °С.

Найдем тепловое сопротивление R_{JA} для одного транзистора IRFP250N:

$$R_{JA} \leq \frac{T_J - T_A}{P_{III}} = \frac{110 - 40}{26,4} = 2,65 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Теперь найдем тепловое сопротивление радиатора:

$$R_{SA} = R_{JA} - R_{JC} - R_{CS} = 2,65 - 0,7 - 0,24 = 1,71 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}.$$

Зная максимальную температуру кристалла и тепловое сопротивление на участке кристалл-радиатор, определим максимальную температуру радиатора:

$$T_S = T_J - P_{III} \cdot (R_{JC} + R_{CS}) = 110 - 26,4 \cdot (0,7 + 0,24) = 85 \text{ } ^\circ\text{C}$$

По графику (рис. 9.7) определим поправочный коэффициент K_T на разницу температуры радиатора и окружающей среды:

$$T_S - T_A = 85 - 40 = 45 \text{ } ^\circ\text{C};$$

$$K_T = 1,19.$$

Для охлаждения радиатора используется вентилятор типа 1,25ЭВ-2,8-6-3270У4, имеющий производительность $280 \text{ м}^3/\text{ч}$. Чтобы вычислить скорость потока, нужно разделить производительность на сечение воздуховода, продуваемого вентилятором.

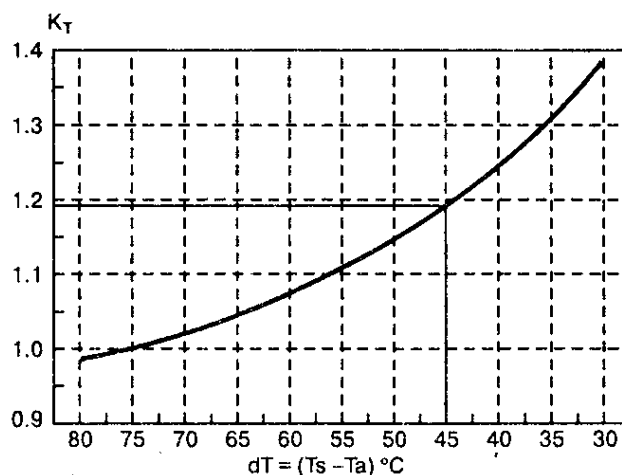


Рис. 9.7. Поправочный коэффициент на разницу температуры радиатора и окружающей среды

Если воздуховод имеет площадь поперечного сечения

$$0,14 \cdot 0,14 = 0,0196 \text{ м}^2,$$

то скорость воздушного потока будет равна

$$280/0,0196/3600 = 4 \text{ м/с}.$$

По графику (рис. 9.8) определим поправочный коэффициент K_V на реальную скорость воздушного потока:

$$K_V = 0,63.$$

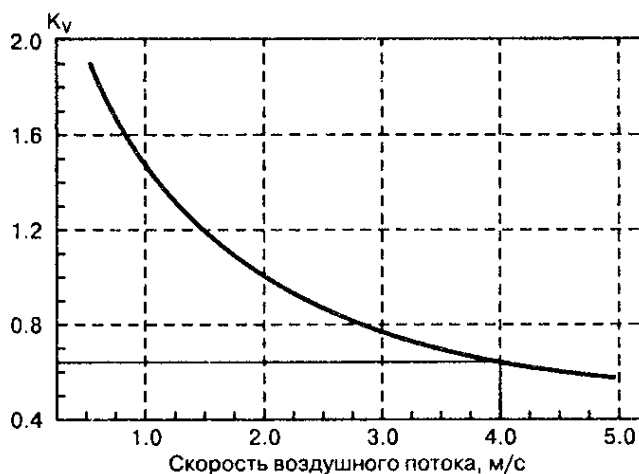


Рис. 9.8. Поправочный коэффициент на скорость воздушного потока

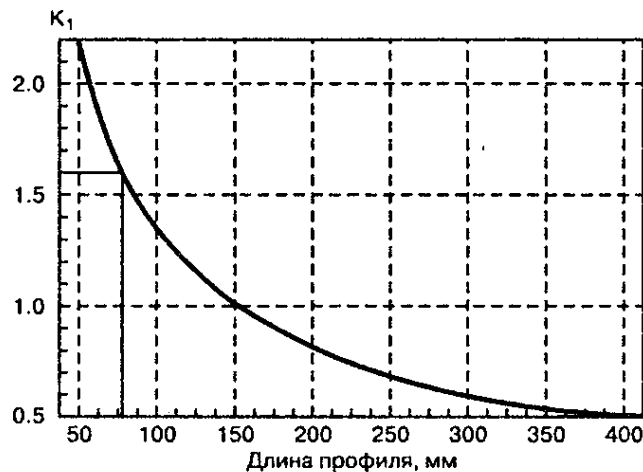


Рис. 9.9. Поправочный коэффициент на длину радиатора

Допустим, что в нашем распоряжении имеется большое количество готовых радиаторов, имеющих периметр сечения 1050 мм и длину 80 мм. По графику (рис. 9.9) определим поправочный коэффициент K_L на длину радиатора:

$$K_L = 1,6.$$

Чтобы найти общую поправку, перемножим все поправочные коэффициенты:

$$K = K_T \cdot K_V \cdot K_L = 1,19 \cdot 0,63 \cdot 1,6 = 1,2.$$

С учетом поправок, радиатор должен обеспечивать тепловое сопротивление

$$R_{SA} = 1,71 / 1,2 = 1,425 \text{ } ^\circ\text{C} / \text{Вт}.$$

С помощью графика (рис. 9.6) найдем, что для одного транзистора требуется радиатор с периметром сечения 200 мм. Для группы из 20-ти транзисторов IRFP250N радиатор должен иметь периметр сечения не менее 4000 мм. Так как имеющиеся в распоряжении радиаторы имеют периметр 1050 мм, то придется объединить 4 радиатора.

На диоде ЭРСТ рассеивается меньшая мощность, но из конструктивных соображений для него можно использовать аналогичный радиатор.

Зачастую производители охладителей указывают площадь поверхности радиатора, а не периметр и длину.

Чтобы из предлагаемой методики получить площадь радиатора, достаточно умножить длину радиатора на его периметр $S_p = 400 \cdot 8 = 3200 \text{ см}^2$.

9.5. Как изготовить сварочные электроды?

В случае отсутствия готовых электродов их можно изготовить самостоятельно. Рекомендации по самостоятельному изготовлению электродов приведены, например, в [30].

Для этого необходимо иметь мягкую малоуглеродистую проволоку диаметром от 2 до 6 мм. Предварительно ее необходимо выправить и нарезать на куски длиной 300—400 мм. После этого в банке приготавливается защитное покрытие или попросту обмазка приведенного в табл. 9.3 состава.

Состав защитного покрытия

Таблица 9.3

Составные части	Количество, г
Мел	500
Жидкое стекло	190
Вода	200

Указанного количества обмазки хватает на 100—200 электродов.

Нарезанные куски проволоки погружают в обмазку так, чтобы один конец оставался непокрытым обмазкой приблизительно на 20 мм (для зажима в электрододержатель).

Затем электроды, покрытые обмазкой, должны быть просушены при температуре 20—30 °С, после чего их можно применять для сварки как на переменном, так и на постоянном токе.

Самодельные электроды можно рассматривать лишь как временную альтернативу электродам, выпущенным промышленным способом. Разумеется, эти электроды нельзя использовать для сварки ответственных конструкций.

Список использованной литературы и ресурсов Интернет

1. Product Digest. International Rectifier's Shortform Catalog, 50th Anniversary Edition. March 1997. — С. J36—J39, F—40.
2. Бунин С. Г. Яйленко. Л. П. Справочник радиолюбителя-коротковолновика. — К.: Техніка. — 1984. — С. 203, 204.
3. Володин В. Я. Инверторный источник сварочного тока COLT-1300. // Радио — 2007. — №4. — С. 37-40.
4. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи. Семейства, характеристики, применение. — М.: Додэка-XXI. — 2001. — С. 236.
5. Горский А. Н. и др. Расчет электромагнитных элементов источников вторичного электропитания. — М.: Радио и Связь. — 1988. — С. 5.
6. Граф Р. Электронные схемы: 1300 примеров. — М.: Мир. — 1989. — С. 424.
7. Дубровский А. Регулятор частоты вращения трехфазных асинхронных двигателей. Радио №4. — 2001. — С. 42—43.
8. Дьяконов В. П., Максимчук А. А., Ремнев А. М., Смердов В. Ю. Энциклопедия устройств на полевых транзисторах. М., СОЛОН-Р. — 2002. — С. 134.
9. Закс М. И. и др. Трансформаторы для электродуговой сварки. — Л. — Энергоатомиздат. — 1988. — С. 6, 7, 17.
10. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры. Справочник. Под редакцией Г. С. Найвельта. — М.: Радио и Связь. — 1986. — С. 59—61, 71—72, 75—77, 306—328, 406—407, 466—472.
11. Кремневые управляемые вентили-тиристоры. Технический справочник. Пер. с англ. Под ред. к.т.н. В. А. Лабунцова и А. Ф. Свиридова. — М.-Л.: Издательство «Энергия». — 1964. — С. 80
12. Ленивкин. В. А. Дюргеров Н. Г. Сагиров. Х. Н. Технологические свойства сварочной дуги в защитных газах. — М.: Машиностроение. — 1989.
13. Миловзоров В. П. Электромагнитная техника. — М.: Высшая школа. — 1966. — С. 19, 20.
14. Миронов А. Магнитные материалы и магнитопроводы для импульсных источников питания. // Радио. — 2000. — №6. — С. 53, 54.
15. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды. Справочник. Под редакцией Голомедова А. В. — М.: Радио и Связь. — 1985. — С. 69.
16. Полей И. Преобразователь для питания бытовой аппаратуры. // Радио. — 2003. — №1. — С. 29—32.

Закажите лучшие книги для домашних мастеров

Справочник домашнего электрика



Корякин-Черняк С.Л.
Справочник обобщает необходимые домашнему электрику сведения по основам электротехники, элементам домашней электросети и Умного Дома, электробезопасности, организации эффективного освещения, учета и экономии электроэнергии. Материал в справочнике систематизирован. Приводится много интересных примеров, полезных советов, важных предупреждений, рисунков и таблиц. Даются ссылки на наиболее интересные ресурсы Интернет.

5-е издание
ISBN: 5-94387-362-7
Формат: 165×235 мм
Объем: 400 с.
Цена: 175 руб.

Заказ _____ экз.

Краткий справочник домашнего электрика



Корякин-Черняк С.Л.
Современный дом уже не может существовать без электроприборов и сети освещения. Электрическая сеть должна всегда работать надежно и безопасно. Эта книга поможет домашнему мастеру поддерживать в полной исправности электросеть своего дома, дачи или квартиры. Приводится много интересных примеров, полезных советов, важных предупреждений, рисунков и таблиц.

3-е издание
ISBN: 978-5-94387-379-9
Формат: 140×205 мм
Объем: 272 с.
Цена: 131 руб.

Заказ _____ экз.

Настольная книга домашнего электрика: люминесцентные лампы



Давиденко Ю. Н.
Приведена расшифровка системы обозначения ЛЛ, основные параметры, рекомендации по выбору и применению, таблицы аналогов. Вторая глава поможет спроектировать и изготовить электронный балласт, найдя здесь практические конструкции, рисунки печатных плат, информацию по элементной базе.

ISBN: 5-94387-198-5
Формат: 140×205 мм
Объем: 224 с.
Цена: 120 руб.

Заказ _____ экз.

Освещение квартиры и дома



Корякин-Черняк С.Л.
Доступно рассказано об устройстве и использовании светильников с лампами накаливания, люминесцентными и галогенными лампами. Особое внимание уделено полезным в быту радиолюбительским схемам. Читатель познакомится и с освещением «Умного дома». Приводится много интересных примеров, полезных советов, рисунков, схем и таблиц.

ISBN: 5-94387-145-4
Формат: 140×205 мм
Объем: 192 с.
Цена: 98 руб.

Заказ _____ экз.

Принимаются ксерокопии.

Закажите лучшие книги для домашних мастеров

Домашний электрик и не только...



Пестриков В.М.

Первая книга двухтомника посвящена полезным в городе самоделкам. В популярной и занимательной форме рассмотрен широкий аспект практических работ в городской квартире. Эти работы часто связаны не только с электричеством, но и со смежными областями знаний — радиоэлектроникой, телевидением, сотовой связью, электронными охранными системами. Читатель научится правильно устанавливать и подключать различное электротехническое оборудование в городской квартире.

Книга 1

ISBN: 5-94387-354-6
Формат: 140×205 мм
Объем: 240 с.
Цена: 120 руб.

Заказ _____ экз.

Домашний электрик и не только...



Пестриков В.М.

Вторая книга двухтомника посвящена интересным схемам для дачи, садового участка, досуга. Рассмотрено электрооборудование и интересные схемы, использующиеся на даче или садовом участке.

Читатель сможет сделать небольшую электростанцию в загородном домике, установить и настроить обычную или спутниковую телеантенны, сделать небольшой радиопередатчик или охранную сигнализацию, а также многое другое, что делает наш быт более комфортным и уютным.

Книга 2

ISBN: 5-94387-355-4
Формат: 140×205 мм
Объем: 240 с.
Цена: 120 руб.

Заказ _____ экз.

Современные автосигнализации. Модели от А до Е



Корякин-Черняк С.Л.

Это справочник для тех, кто хочет самостоятельно выбрать, произвести установку, настройку, необходимый ремонт сигнализации своей машины. В нем подробно рассматриваются характеристики автосигнализаций, программирование брелков, системы, общие параметры установки, специальные функции, отличающие одну систему от другой.

ISBN: 5-94387-149-7
Формат: 165×235 мм
Объем: 400 с.
Цена: 186 руб.

Заказ _____ экз.

Автомобильные сигнализации. Модели от Е до Z



Дворецкий М.Е.

Данная книга предназначена для широкого круга читателей, содержит обработанную и систематизированную информацию о новейших и самых ходовых моделях сигнализаций на рынке СНГ. Причем рассмотрены базовые модели, на которых построен модельный ряд. Подробно рассматриваются характеристики автосигнализаций, общие параметры установки, специальные функции, отличающие одну систему от другой.

ISBN: 5-94387-248-5
Формат: 165×235 мм
Объем: 544 с.
Цена: 186 руб.

Заказ _____ экз.

Принимаются ксерокопии.

Закажите справочники по электронным компонентам

Зарубежные микросхемы, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD



ISBN: 978-5-94387-375-1
Формат: 140x205 мм
Объем: 816 с.
Цена: ***

Заказ _____ экз.



ISBN: 978-5-94387-376-8
Формат: 140x205 мм
Объем: 816 с.
Цена: ***

Заказ _____ экз.



ISBN: 978-5-94387-374-4
Формат: 140x205 мм
Объем: 684 с.
Цена: ***

Заказ _____ экз.

Это трехтомное российское издание справочника, созданного на базе популярного немецкого справочника vrt 2008. Справочник предназначен, в первую очередь, для инженерно-технического персонала, занимающегося сервисным обслуживанием электронной техники и, надеемся, будет полезен радиолюбителям. Тома можно приобретать отдельно.

Активные SMD-компоненты: маркировка, характеристики, замена



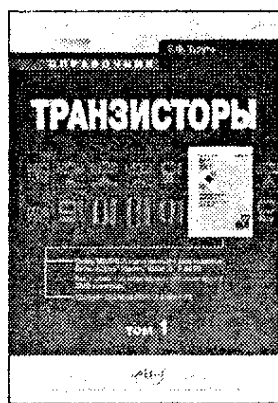
ISBN: 5-94387-180-2
Формат: 165x235 мм
Объем: 544 с.
Цена: 252 руб.

Заказ _____ экз.

Турута Е.Ф.

Справочник вышел одновременно в России и Германии. В нем приводится кодовая маркировка (SMD-коды) и характеристики 33 тысяч ИМС, транзисторов, тиристоров, диодов. SMD-коды разделены по типам корпусов и расположены в таблицах в алфавитно-цифровом порядке. Даны также цоколевки для дискретных элементов и большинства микросхем, типовые схемы включения ИМС.

Транзисторы. Справочник в двух томах



Том 1.
ISBN: 5-94387-121-7
Формат: 165 x 235 мм
Объем: 544 с.
Цена: 252 руб.

Заказ: _____ экз.

Том 2.
ISBN: 5-94387-222-1
Формат: 165x235 мм
Объем: 544 с.
Цена: 252 руб.

Заказ _____ экз.

Турута Е.Ф.

Этот двухтомный справочник одновременно вышел и в России, и в Германии. Он охватывает около 54 000 типов биполярных, 8 000 полевых и более 1000 типов IGBT транзисторов, которые расположены в алфавитно-цифровом порядке. Приведены основные параметры (Pc, Pd, Uce, Ic, Ft и др.), рисунки корпусов, цоколевка, список фирм-производителей, SMD-коды для маркировки транзисторов в миниатюрных (SMD) корпусах, аналоги.

Принимаются ксерокопии.

Книги ПОЧТОЙ

Издательство «Наука и Техника» принимает заказы на продажу собственной печатной продукции по почте наложенным платежом. Оплата производится на почте при получении книг. Для этого Вам необходимо оформить бланк заказа и отправить его нам.

Для жителей России:	Для жителей Украины:
192029 Санкт-Петербург, а/я 44, ООО «Наука и Техника» тел/факс (812)-567-70-26, 567-70-25 E-mail: admin@nit.com.ru	02166 Киев-166, ул. Курчатова, 9/21, «Наука и Техника» тел/факс (044)-516-38-66 E-mail: nits@voliacable.com

**Вы можете приобрести книгу из любой страны по предоплате.
Подробности на сайте издательства:
www.nit.com.ru**

Заполняйте поля аккуратно большими отдельными буквами.

Информация для приобретения книг почтой частными лицами

1. Фамилия, имя, отчество _____
 2. Почтовый адрес: индекс _____ страна _____
 область _____ город, поселок улица _____
 дом _____ корпус _____ кв. _____
 телефон (_____) _____
 адрес электронной почты (если он у Вас есть) : E-mail: _____

Б Л А Н К З А К А З А (принимаются ксерокопии)

Автор	Название	Цена	Цена	Год ..	Объем	Заказ
		Россия (руб.)	Украина (грн.)			(экз.)

Популярная медицина и психология

Серия: Саквояж эскулапа (профессиональная литература)

Гребенников....	Скульптурирующий массаж. Практическое руководство.....	131	31	2007	224
Гольдблат	Энциклопедия рефлекторного массажа в клинической практике: рефлекторно-сегментарный, точечный, линейный, зональный	241	60	2007	528
Михайличенко	Вакуумтерапия в косметологии. Практическое руководство для массажистов	131	32	2007	304

Серия: Саквояж эскулапа» (научно-популярная литература)

Барановский ...	Болезни нарушенного питания. Лечение и профилактика. Рекомендации профессора-гастроэнтеролога	109	27	2007	304
Бердникова	Семейная жизнь на 5+. Гармония семейных отношений. Жизненные циклы семьи. Семейные конфликты и пути их разрешения	94	23	2008	224
Бердникова	Мир ребенка: развитие психики, страхи, социальная адаптация, интерпретация детского рисунка	87	22	2007	288

Автор.....	Название.....	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
Борисов	Стволовые клетки: Правда и мифы	76.....	19	2006.....	288	
Дорожкина	Эффективные методики эстетической косметологии. Косметический массаж лица; вакуум-терапия; психомануальное воздействие.	***	***	2008.....	208	
Ковпак.....	Как избавиться от тревоги и страха. Практическое руководство психотерапевта.....	87.....	22	2007.....	240	
Лукаш.....	Сколиоз излечим! Профилактика и лечение ортопедических проблем у детей	***	***	2008.....	272	
Лукаш.....	Коррекция функционального состояния позвоночника. 100 вопросов и ответов.	131.....	32	2007.....	304	
Лукаш.....	500 упражнений для позвоночника. Корректирующая гимнастика для исправления осанки, укрепления опорно-двигательного аппарата и улучшения здоровья	87.....	22	2007.....	208	
Машталь.....	Программа развития способностей ребенка. 200 заданий, упражнений и игр + CD	153.....	38	2007.....	256	
Машталь.....	Лучшие методики развития внимания у детей. 1000 тестов, заданий и упражнений. Книга + CD	153.....	38	2008.....	304	
Шубина	Основы телесной терапии. (Возможности тела. Коррекция веса. Техника расслабления)	109.....	27	2007.....	240	

Серия: Саквояж эскулапа и др. (популярная литература)

Агафоновичев.....	Анималотерапия. Усы, лапы, хвост - наше лекарство	65.....	16	2006.....	304	
Башкирова	9 месяцев до рождения. Наст. книга будущих мам, 2-е изд.	98.....	24	2008.....	384	
Башкирова	Современный ребенок и его проблемы. Детский сад, школа, телевизор, дом, интернет, улица	87.....	22	2007.....	240	
Башкирова	Ребенок без папы: решение проблем неполной семьи	87.....	22	2007.....	272	
Безрукова	Нос всему голова. Секреты ринологии: красота, здоровье, обоняние	65.....	16	2006.....	304	
Болотовский.....	Как вырастить ребенка гением. 250 рецептов педиатров, психологов, педагогов, диетологов	87.....	22	2006.....	416	
Бранд.....	Чары камней. Лечебные и магические свойства камней и минералов + цветные вклейки	164.....	41	2007.....	208	
Гаврилова.....	Целлюлит: борьба яблока с апельсином (массаж, гимнастика, диеты, ароматерапия).....	65.....	16	2006.....	304	
Жирнова.....	Диеты? Диеты! (120 диет под одной обложкой)	72.....	18	2006.....	352	
Колисниченко..	Новичок за рулем. Советы психолога, юриста, инструктора.	87.....	22	2006.....	368	
Колисниченко..	Новичок за рулем 2. Выбор автомобиля, дальняя поездка, экстренные ситуации, заповеди автомобилиста.....	83.....	20	2007.....	240	
Левенбаум	Надо ли худеть? Как стать красивой. Рецепты, советы, рекомендации	65.....	16	2006.....	320	
Цветкова	Кладовая здоровья на вашем столе: фрукты.....	50.....	12	2006.....	240	
Цветкова	Кладовая здоровья на вашем столе: овощи	50.....	12	2006.....	208	

Серия: Кратко о важном

Башкирова	Ждем ребенка. Рекомендации, подсказки, советы	22.....	5	2006.....	128	
Бердникова	Здоровый малыш (100 практических советов по уходу за ребенком)	22.....	5	2006.....	128	
Башкирова	Ваш малыш - это личность (100 практических советов по воспитанию ребенка)	22.....	5	2006.....	128	
Левенбаум	Самые популярные Диеты! За и против	22.....	5	2006.....	128	
Левенбаум	Диеты! Худеем по-вегетариански	22.....	5	2006.....	128	

Автор.....	Название.....	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
Компьютерная литература						
Серия: Компьютерная шпаргалка						
Егоров.....	МиниЖелтые страницы Интернет. Изд. 2-е	26.....	7	2007...	80	
Егоров.....	Поиск в Интернет. Изд. 2-е	26.....	7	2007...	80	
Золотарева	Электронная почта. Изд. 2-е.....	26.....	7	2007...	80	
Колосков.....	Microsoft Windows XP. Изд. 2-е.....	26.....	7	2007...	80	
Кузнецова	Microsoft Word 2003: работаем с текстом. Изд. 2-е	26.....	7	2007...	80	
Матвеев	Вычисления и расчеты в Excel 2003. Изд. 2-е	26.....	7	2007...	80	
Юдин.....	Microsoft Excel 2003: работаем с таблицами. Изд. 2-е.....	26.....	7	2007...	80	
Серия: Самоучитель						
Самоучитль NERO 8 ULTRA. Все программы пакета. Книга + DVD		186.....	46	2008...	288	
Колисниченко..	Самоучитель PHP 5. Книга+CD	263.....	65	2007...	640	
Колосков.....	Самоучитель Windows Vista. Настольная книга пользователя	164.....	41	2007...	368	
Минеева.....	Самоучитель Windows Vista+Microsoft Office 2007	208.....	52	2007...	544	
Серия: Просто о сложном						
Антоненко	Тонкий самоучитель работы на компьютере + цвет. вклейки	109.....	27	2007...	256	
Антоненко	«Толстый» самоучитель работы на компьютере, 3-е изд. Windows XP+Windows VISTA	171.....	42	2007...	560	
Богданов	Домашний фото/видеоальбом на DVD.....	76.....	19	2008...	160	
Бруга.....	Java по-быстрому. Практический экспресс-курс.....	164.....	41	2006...	384	
Вольский.....	Turbo Pascal 7.0 для студентов и школьников.....	83.....	18	2007...	224	
Воробьев.....	Nero Burning ROM 7. Записываем CD и DVD.....	72.....	17	2007...	192	
Голышева	Word 2007 «без воды». Все, что нужно для уверенной работы	76.....	19	2008...	192	
Голышева	Excel 2007 «без воды». Все, что нужно для уверенной работы	76.....	19	2008...	192	
Дмитриев	Настройки BIOS, 3-е изд., перераб. и доп.	101.....	25	2007...	288	
Егоров.....	Легкий самоучитель работы в Интернете. Все самое необходимое + цветные вклейки	98.....	24	2006...	256	
Ерофеев.....	Word 2007. Просто о сложном. Книга + видеокурс	153.....	38	2008...	176	
Жарков.....	AutoCAD 2004. Эффективный самоучитель. Изд. 2-е	109.....	27	2005...	560	
Жарков.....	AutoCAD 2005: Эффективный самоучитель.....	173.....	43	2005...	592	
Жарков.....	AutoCAD 2006: официальная русская версия. Эффективный самоучитель	186.....	46	2006...	592	
Жарков.....	AutoCAD 2007. Эффективный самоучитель	219.....	54	2007...	608	
Жарков.....	Создаем чертежи в AutoCAD 2006/2007 быстро и легко.....	98.....	24	2007...	256	
Золотарева	Желтые страницы Интернет 2006: Лучшие русские ресурсы.....	43.....	11	2006...	368	
Кадлец	DELPHI: Книга рецептов. Практич. примеры, трюки, секреты.....	164.....	41	2006...	384	
Казанцев	35 лучших программ для созд., копир. и обработки CD и DVD...***.....	***.....	***.....	2008...	464	
Кальвик Дэвид.	3Ds Max 8: осваиваем на практике создание трехмерных миров + цветные вклейки	109.....	27	2006...	368	
Козлов.....	Компьютерное делопроизводство и работа с офисной техникой. Учебный курс	131.....	32	2007...	304	
Колисниченко..	Самоучитель LINUX. Установка, настр., исполыз. Изд. 4-е.....	204.....	48	2006...	688	
Колисниченко..	Сделай сам комп. сеть. Монтаж, настройка, обслуж. Изд. 2-е	175.....	41	2006...	448	
Колисниченко..	Англо-русский толковый словарь компьютерных терминов, 2-е изд.	131.....	32	2007...	288	
Колисниченко..	PHP 5 в теории и на практике. Самоучитель.....	219.....	54	2007...	640	
Колосков.....	Windows XP. Популярный самоучитель. Изд. 2-е. перер. и доп.	131.....	32	2005...	368	
Круглов	Правильно оформляем и пишем реферат/курсовую/диплом на компьютере.....	87.....	22	2008...	160	

Автор.....	Название.....	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
Кубин	1001 секрет BIOS по "тонкой" настройке, решению проблем и оптимизации работы компьютера. Книга +CD	219	54	2007	368	
Кузьмин.....	Поиск в Интернете: Как искать, чтобы найти	54	13	2006	160	
Кузнецова	Microsoft Windows XP. Краткое руководство.....	76	19	2006	256	
Кузнецова	Windows Vista. Установка, настройка, использование.....	98	24	2007	240	
Куприянова	Реестр Windows XP. Настройки, трюки, секреты. Настольная книга пользователя, 2-е изд.	87	22	2007	192	
Куприянова	Ядерные кнопки. Приемы эффективной работы с использованием горячих клавиш	43	11	2007	128	
Марек.....	Ассемблер на примерах. Базовый курс.....	109	27	2005	240	
Матвеев	Самоучитель Windows XP. Все об использовании и настройках, 3-изд., перераб. и доп.	208	52	2008	624	
Минеева.....	Установка, переустановка и базовая настройка Windows XP/ Windows Vista	65	15	2007	160	
Минеева.....	Windows Vista+Microsoft Office 2007. Книга + видеокурс.....	263	65	2007	544	
Моркес	Microsoft Access 2003. Эффективный самоучитель	175	41	2006	352	
Пещерская	Правильно оформляем документы на компьютере. Книга + CD с шаблонами и образцами типовых документов.....	164	41	2007	224	
Подольский	Печать на ПК слепым десятипальцевым методом. Изд. 3-е	32	8	2006	96	
Пономарев	Новичок за компьютером. Первое знакомство.....	87	20	2007	256	
Пономарев	Самоучитель работы на ПК + цветные вклейки, 2-е изд.	131	32	2007	368	
Резник.....	223 проблемы с компьютером и их решение. Настольная книга начинающего пользователя.....	98	24	2007	224	
Серогодский ...	Excel 2003 + цв.вклейки. Эффективный самоучитель. 3-е изд.	175	43	2007	400	
Сухарев.....	Turbo Pascal 7.0. Теория и практика программирования, 3-е изд. ...	164	41	2007	544	
Юдин.....	Легкий самоучитель работы на ноутбуке + цветные вклейки	нет	32	2007	256	
Юдин.....	Самоучитель работы на ноутбуке, 3-е изд. перераб. и доп.	197	49	2007	512	
.....	NERO BURNING ROM 8. Записываем CD и DVD	98	24	2008	192	
.....	Скачиваем фильмы, музыку и программы из Интернета. Пиринговые сети	65	16	2006	272	
Серия: Полное руководство						
Бен Лонг.....	Цифровая фотография от А до Я. Полное руководство с цв. вклейками +CD	241	56	2006	592	
Волкова.....	101 спецэффект в Photoshop CS 3. Полное руководство	252	62	2008	336	
Досталек	TCP/IP и DNS в теории и на практике. Полное руководство	263	65	2006	608	
Казанцев	Все о CD и DVD. Запись, копирование, меню для видеоDVD, MP3, чтение «плохих» дисков, слайдшоу на DVD, защита, перекодирование видео и аудио, караоке.....	***	***	2008	464	
Колисниченко..	Linux. Полное руководство, 2-е изд.	329	82	2007	784	
Колисниченко..	Linux-сервер своими руками. Полное руководство	***	***	2008	624	
Кубин и др.	1000 и 1 секрет BIOS. Полное руководство по "тонкой" настройке, решению проблем и оптимизации компьютера.....	186	46	2007	368	
Матвеев	Windows XP. Полное руководство. Книга +CD с обновлениями 2008 г.	329	82	2008	624	
Назаров.....	Современная телеметрия в теории и на практике. Учебн. курс	384	95	2007	672	
Шетка.....	Microsoft Windows Server 2003: Полное руководство	263	65	2006	608	
Серия: Секреты мастерства						
Колисниченко..	IRC, IRC-каналы, IRC-боты: как пользоваться и как сделать самому . Избранные технологии Интернета	186	46	2006	368	
Колисниченко..	Linux-сервер своими руками. Изд. 4-е перер. и доп.	263	62	2006	752	

Автор	Название	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
Колисниченко..	Rootkits под Windows. Теория и практика программирования "шапок-невидимок", позволяющих скрывать от системы данные, процессы, сетевые соединения	175	43	2006	320	
Мозговой	Классика программирования: алгоритмы, языки, автоматы, компиляторы. Практический подход	175	43	2006	320	
Мозговой	C++Мастер-класс. 85 нетривиальных проектов, решений и задач.....	193	48	2007	272	
Смит	Оптимизация и защита Linux-сервера своими руками	241	60	2006	576	
Сухарев	Основы Delphi. Профессиональный подход	184	37	2004	600	
Финков	Интернет. Шаг второй: от пользоват. к профессионалу + CD	88	22	2002	768	
Юдин	Ноутбук: особенности использования и настройки. + цв.вклейки. 2-е изд., перераб. и доп.	186	46	2006	416	

Серии: Профи и др.

Вебер	Knowledge-технологии в консалтинге и управл.предпр.+ CD	127	18	2003	176	
Гургенидзе	Мультисервисные сети и услуги широкополосного доступа.....	87	18	2003	400	
Есипов	Информатика (учебник). Изд. 3-е.....	102	21	2003	400	
Куприянов	Техническое обеспечение цифровой обработки сигналов	66	12	2000	752	
Кучерявый	Пакетная сеть связи общего пользования	109	27	2004	272	
Кучерявый	Управл. трафиком и качество обслуживания сети Интернет	128	29	2004	336	
Щеглов.....	Защита комп. информации от несанкционир. доступа.....	164	20	2004	384	

Радиоэлектроника, электричество и связь

Серия: Домашний мастер

Андреев	Аудиосистема класса Hi-Fi своими руками: советы и секреты.....	нет	33	2006	208	
Володин	Современный сварочный аппарат своими руками	***	***	2008	288	
Балаясников	Обувь. Выбор, уход, ремонт.....	32	9	2003	240	
Бирюков.....	Защита автомобиля от угона	нет	10	2003	176	
Давиденко.....	Настольная книга дом. электрика. Люмин. лампы.....	120	30	2005	224	
Дворецкий	Автомобильные сигнализации (модели E...Z)	186	46	2006	544	
Корякин-Черняк. Современные автосигнализации (модели А...Е)	186	46	2006	400		
Корякин-Черняк. Холодильники от А до Я. Изд. 2-е, перераб. и дополн.....	123	31	2003	416		
Корякин-Черняк. Освещение квартиры и дома	98	24	2005	192		
Корякин-Черняк. Краткий справочник домашнего электрика. Изд. 3-е.....	нет	28	2006	272		
Корякин-Черняк. Справочник домашнего электрика. 5-е изд.	175	43	2007	400		
Ландик	Современные холодильники NORD.....	72	10	2003	144	
Пестриков	Новейшая азбука сотового телефона. Изд. 3-е	109	27	2005	368	
Пестриков	Домашний электрик и не только. Кн. 1. Изд. 5-е.....	120	30	2006	240	
Пестриков	Домашний электрик и не только. Кн. 2. Изд. 5-е.....	120	30	2006	240	
Торопкин	Ламповый Hi-Fi усилитель своими руками. Изд. 2-е.....	153	38	2006	272	

Серия: Радиоловитель

Белов	Микроконтроллеры AVR в радиоловительской практике	186	46	2007	352	
Белов	Создаем устройства на микроконтроллерах.....	142	35	2007	304	
Белов	Самоучитель по микропроцессорной технике, 2-е изд., перераб. и доп.	131	32	2007	256	
Белов	Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. Книга +CD	131	32	2007	544	
Белолапотков ..	500 схем для радиоловителей. Шпионские штучки и не только.....	153	38	2007	304	
Виноградов	Микропроцессорное управление телевизорами.....	55	14	2003	144	

Автор.....	Название.....	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
Днищенко.....	500 схем для радиолюбителей. Дистанционное управление моделями.....	219	54	2007	464	
Кашкаров.....	500 схем для радиолюбителей. Электронные датчики.....	142	35	2007	208	
Кляровский.....	500 схем для радиолюбителей. Усилители мощности любительских радиостанций.....	***	***	2008	256	
Пестриков.....	Энциклопедия радиолюбителя. Работаем с ПК.....	87	22	2004	272	
Пестриков.....	Радиоэлектроника в конструкциях и увлечениях.....	87	22	2004	240	
Саулов.....	Телевизоры: ремонт, адаптация, модернизация. Изд. 2-е.....	125	31	2005	336	
Саулов.....	Металлоискатели для любителей и профессионалов.....	131	32	2004	224	
Семьян.....	500 схем для радиолюбит. Приемники. Изд. 2-е перер. и доп.....	109	27	2005	272	
Семьян.....	500 схем для радиолюбителей. Источники питания. Изд. 3-е.....	186	46	2007	416	
Семьян.....	500 схем для радиолюбителей. Радиостанции и трансиверы.....	142	33	2006	272	
Шмырев.....	Радиостанция своими руками + вклейка	98	24	2004	144	

Серии: Телемастер и Энциклопедия телемастера

Безверхний.....	Телевизоры DAEWOO и SAMSUNG + схемы	153	20	2003	144	
Виноградов.....	Импульсные источники питания видеоманитофонов.....	65	10	2003	160	
Корякин-Черняк.....	Применение телевизионных микросхем. Т. 1.....	нет	25	2004	320	
Корякин-Черняк.....	Применение телевизионных микросхем. Т. 2.....	164	25	2004	304	
Корякин-Черняк.....	Применение телевизионных микросхем. Т. 3.....	164	25	2005	320	
Пьянов.....	Тел. LG на шасси MC-51B, MC-74A, MC-991A + схемы	131	15	2003	144	
Пьянов.....	Видеопроцессоры семейства UOC + схемы	109	13	2003	160	
Рязанов.....	1001 секрет телемастера. Кн. 1, 3-е изд., перераб. и доп.....	175	43	2007	288	
Рязанов.....	1001 секрет телемастера. Кн. 2, 2-е изд., перераб. и доп.....	175	43	2005	224	
Рязанов.....	1001 секрет телемастера. Кн. 3, 2-е изд., перераб. и доп.....	175	43	2007	256	
Рязанов.....	Импульсные источники питания телевизоров, 3-е изд. перераб. и доп.....	175	43	2006	400	
Саулов.....	Переносные телевизоры.....	142	13	2002	512	

Серия: Электронные компоненты

Герасимов.....	Интегральные усилит. низкой частоты. Изд. 2-е, перер. и доп.....	175	15	2003	528	
Партала.....	Цифровые КМОП-микросхемы. Справочник.....	нет	15	2001	400	
Турута.....	5000 современных микросхем УНЧ и их аналоги.....	***	***	2008	544	
Турута.....	Активные SMD-компоненты: маркировка, характеристики, замена.....	252	62	2006	544	
Турута.....	Транзисторы. Справочник. Том 1.....	252	62	2006	544	
Турута.....	Транзисторы. Справочник. Том 2.....	252	62	2006	544	
.....	Микросхемы для CD-проигрывателей. Сервосистемы.....	109	18	2003	272	
.....	Видеопроцессоры. Справочник.....	142	18	2004	256	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. 0...9. Справочник, Изд. 3-е перераб. и доп.....	нет	59	2005	672	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. A...Z. Том 1 (A...M). Справочник, Изд. 3-е перераб. и доп.....	нет	59	2005	656	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. A...Z. Том 2 (N...Z). Справочник, Изд. 3-е перераб. и доп.....	нет	59	2005	688	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. 0...9. Справочник, Изд. 4-е перераб. и доп.....	***	***	2008	672	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. A...Z. Том 1 (A...R). Справочник, Изд. 3-е перераб. и доп.....	***	***	2008	816	
.....	Зарубежные м/сх, транзисторы, тиристоры, диоды + SMD. A...Z. Том 2 (R...Z). Справочник, Изд. 3-е перераб. и доп.....	***	***	2008	816	
.....	Мощные транзисторы для телевизоров и мониторов.....	197	49	2005	448	

Автор.....	Название.....	Цена Россия (руб.)	Цена Украина (грн.)	Год..	Объем	Заказ (экз.)
	Телевизионные микросхемы.					
	Том 1: ИМС обработки ТВ сигналов	нет	20	2004	288	
	Телевизионные микросхемы.					
	Том 2: ИМС источников питания.....	142	20	2005	288	
	Телевизионные микросхемы.					
	Том 3: ИМС обработки сигналов звукового сопровождения	142	20	2005	240	
	Телевизионные микросхемы.					
	Том 4: ИМС для систем разверток.....	142	20	2005	208	

Серии: Радиомастер и др.

Авраменко	Ремонт и регулировка CD-проигрывателей + вклейки: 13 схем.....	58	нет	1999	160	
Виноградов	Источники питания видеомагнитофонов	50	9	2001	256	
Виноградов	Сервисные режимы телевизоров т. 1—12, цена за 1 том.....	55	14	2002	208	
Журавлев	Тел. процессоры системы управления. Изд. 2-е, дополн.	83	15	2001	512	
Мухин	Энциклопедия мобильной связи.....	63	7	2001	240	
Янковский	Видеомагнит. серии ВМ. изд. 2 + вклейки: 5 схем АЗ	66	11	2001	272	

Подсерия: Телефонные аппараты от А до Я

Корякин-Черняк.	Абонентские телефонные аппараты, изд. 5-е.....	121	20	2003	368	
	(Телефонные аппараты от А до Я. Кн. 1)					
Корякин-Черняк.	АОН в телефонных аппаратах. изд. 2-е					
	(Телефонные аппараты от А до Я. Кн. 2).....	109	20	2003	288	
Котенко	Электронные телефонные аппараты, изд. 3-е					
	(Телефонные аппараты от А до Я. Кн. 3)	106	19	2003	272	
Заикин	Современные радиотелефоны.					
	(Телефонные аппараты от А до Я. Кн. 4)	175	22	2004	352	

Цены розничные, указаны без учета почтовых расходов.

ЖУРНАЛ

www.radio.ru

РАДИО

Мы служим радиолюбительству с 1924 года

Это журнал, который читают с паяльником в руках!
В журнале публикуются материалы обо всех направлениях современной радиоэлектроники, описания конструкций для профессионалов и радиолюбителей всех уровней.
Для тех, кто делает первые шаги в мире радиоэлектроники и связи, в каждом выпуске есть отдельный "журнал в журнале" — "Радио" начинающим"



Подписка с любого месяца!

Адрес редакции: 107045, Москва, Селиверстов пер., 10

Телефон: (495) 607-31-18, факс: (495) 608-77-13

E-mail: info@radio.ru Сайт: www.radio.ru