

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Тольяттинский государственный университет»

Институт энергетики и электротехники

(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»

(наименование кафедры)

11.04.04 – Электроника и наноэлектроника

(код и наименование направления подготовки, специальности)

Электронные приборы и устройства

(направленность (профиль)/специализация)

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

на тему АВТОНОМНЫЙ ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ДЛЯ
ЭЛЕКТРОДУГОВОЙ СВАРКИ

Студент

А.В. Стрельников

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Научный

М.В. Позднов

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

руководитель

Консультанты

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель программы д.т.н., профессор В.В. Ивашин

(ученая степень, звание, И.О.Ф.)

(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

«Промышленная электроника» к.т.н., доцент А.А. Шевцов

(ученая степень, звание, И.О.Ф.)

(личная подпись)

« _____ » _____ 2017 г.

Тольятти 2017

Содержание

Введение.....	4
1. Состояние вопроса	6
1.1. Формулировка актуальности, цели и задач работы	6
1.2. Обзор известных источников питания для аргонодуговой сварки, режимов их работы и параметров.....	6
1.2.1. Сварочный аппарат Pilot 200HP	6
1.2.2. Сварочные аппараты серии GENESIS 200 AC-DC/TLH.....	7
1.2.3. Мобильный сварочный агрегат «ИМПУЛЬС – 180»	9
1.2.4. Выпрямитель сварочный ВДУ-506.	10
1.3. Обзор схмотехнических решений источников питания.....	12
1.4. Обзор способов защиты силовых полупроводниковых приборов от перенапряжений	14
1.4.1. Аргументация необходимости использования защиты.	14
1.4.2. Защитные ограничители напряжения.....	15
1.4.3. Защитные R-C-VD цепочки	21
2. Разработка системы питания	29
2.1. Обзор схмотехнических решений генераторов импульсов тока... ..	29
2.2. Математическое моделирование	30
2.2.1. Модель повышающего преобразователя.....	30
2.2.2. Модель понижающего преобразователя	35
2.2.3. Полная модель	36
2.3. Разработка и расчет силовой части генератора	40
2.3.1. Структурная схема.....	40
2.3.2. Разработка повышающего преобразователя	42
2.3.3. Разработка понижающего преобразователя.....	53
2.3.4. Расчёт защитных цепочек	57
2.4.5. Промежуточная конденсаторная батарея	59

2.4.6. Измерительные приборы.....	60
2.4. Разработка системы управления.....	61
2.4.1. Общие задачи системы управления	61
2.4.2. Система управления повышающим преобразователем напряжения.	63
2.4.2. Система управления понижающим преобразователем напряжения.	67
2.4.4. Драйвер управления транзисторами	69
2.4.5. Элементы управления системой.....	71
3. Тепловой расчет силовых приборов и выбор радиаторов	73
Заключение	76
Список использованных источников	77
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	83
Приложение А – Датчик тока LA-25NP	84
Приложение Б – Датчик напряжения LV 25-P.....	86
Приложение В – Датчик тока LT-100S	88

Введение

Данная работа посвящена разработке автономного источника питания для электродуговой сварки, работающего от автомобильной сети +12В.

На данный момент промышленностью выпускается очень широкий спектр аппаратов для электродуговой сварки. Большинство из аппаратов не промышленного назначения работают от сети 220 В 50Гц. Они пользуются спросом как среди частных лиц, так и среди организаций, нуждающихся в проведении ручных сварочных работ в местах, куда подведена бытовая электросеть. Однако иногда возникает потребность осуществить сварочные работы в местах, где отсутствует сеть 220 В. Как правило, это проблема решается перемещением свариваемых изделий в место, где сеть присутствует. Однако это не всегда удобно и иногда даже невозможно (например, в случае, если свариваемая деталь неподвижно закреплена или является частью строения). В этом случае чаще всего применяют газовую сварку, сопряженную с необходимостью использования газовых баллонов (менее удобных, тяжелых, взрывоопасных и нуждающихся в заправке). Реже используют автономный сварочный аппарат, включающей в себя бензиновый двигатель, генератор и систему питания. Его использование сопряжено с необходимостью технического обслуживания двигателя и генератора. Кроме этого, двигатель обладает меньшей надежностью, нуждается в периодическом ремонте, заправке топливом и смазочными материалами.

В это же время в распоряжении многих людей имеется автомобиль, уже имеющий в своем составе двигатель и электрогенератор. Поэтому перспективным выглядит проект по созданию автономного сварочного аппарата, запитываемого от уже существующей (не нуждающейся в покупке и дополнительном обслуживании) автомобильной сети +12 В. Наличие в автомобиле аккумуляторной батареи даст возможность осуществлять

сварочные работы как при включенном двигателе и генераторе, так и за счет энергии аккумуляторной батареи.

Научная новизна.

1. Произведена разработка, расчет и выбор элементов для системы автономного сварочного аппарата.

2. Произведено математическое моделирование силовой части схемы, включающей в себя повышающий и понижающий преобразователи.

3. Посредством математического моделирования проанализированы алгоритмы управления и выявлена необходимость использования обратных связей в преобразователя постоянного напряжения (ППН).

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

1. Разработанная система питания
2. Разработанная математическая модель и результаты математического моделирования
3. Предложенные алгоритмы управления и использования обратных связей.

Достоверность научных результатов подтверждается математическим моделированием разработанной системы.

1. Состояние вопроса

1.1. Формулировка актуальности, цели и задач работы

Целью данной работы является разработка автономной (мобильной) системы генерации тока для электродуговой сварки, запитываемой от автомобильной сети 12В. Актуальность работы обусловлена материалом, приведенном во введении.

Для достижения поставленной цели поставлены и решены следующие задачи:

- анализ исходных данных и известных решений
- выбор силовой части системы питания
- математическое моделирование работы силовой части с учетом выбранных алгоритмов управления
- расчет силовой части системы питания
- разработка системы управления

1.2 Обзор известных источников питания для аргонодуговой сварки, режимов их работы и параметров

В связи с широким применением электродуговой сварки в быту и на производстве, промышленностью выпускается широкий спектр сварочных источников.

1.2.1. Сварочный аппарат Pilot 200HP

Сварочный аппарат Pilot 200HP (рис.1.1) производство ООО «НГС-Комплект», предназначен для Сварки нержавеющей и легированных сталей, монтажных и ремонтных сварочных работ. Питается от бытовой сети 220В.

Технические характеристики	
Напряжение сети	1 x 230V +/- 13%
Предохранители сети TIG/MMA	T 16/25 A
ПВ 100%	150А
ПВ 60%	170А
ПВ 30%	200А
МАХ напряжение холостого хода	TIG 80V / MMA 90 V
Диапазон тока	3 – 200 А
Нарастание тока	0-10 сек.
Спад тока	0-16 сек.
Предварительная продувка газа	0,1-5 сек.
Послесварочная продувка газа	3-25 сек.
Базовый ток импульса	20 – 100%
Баланс импульсов	20 – 80%
Частота импульса	0,2 – 50 Гц
Горячий старт в режиме MMA	20% 0 – 5 сек
Габариты, д/ш/в	410x152x243 мм
Вес	7,7 кг



Возможности	Преимущества	Выгоды
Дистанционное управление	Позволяет выставлять режимы сварки на расстоянии	Экономия времени
Компактность	Легкая транспортировка	Широкие возможности применения
Надежность	Вся электроника отделена от воздушного охлаждения, что защищает ее от пыли и влаги	Высокая надежность
Качественная сварка	Легкий поджиг дуги и широкие функциональные возможности во время сварки: регулировка спада тока, регулировка предварительной и послесварочной подачи газа, возможность применения ручной сварки MMA	Исключена возможность образования кратеров, прожогов и других дефектов при сварке
Ударозащищенный корпус	Подходит для монтажных сварочных работ	Надежность и практичность
Может быть использован с генератором тока	Возможно питание от генератора тока	Может быть использован вдали от электр.сетей
Малый вес	Портативность	Широкие возможности применения
Индивидуальная настройка вторичных параметров	Возможность индивидуальной настройки под определенную задачу сварщика	Значительное уменьшение риска возникновения сварочных ошибок
Высокий ПВ	Продолжительное время работы без остановки на охлаждение	Возможность продолжительной работы без перегрева.

Рис. 1.1 - сварочный аппарат Pilot 200HP

1.2.2. Сварочные аппараты серии GENESIS 200 AC-DC/TLH

Одними из универсальных и имеющих широкий спектр настроек сварочных параметров и формы тока является сварочные агрегаты серии GENESIS 200 AC-DC/TLH, внешний вид которых приведен на рис. 1.2.



Рис. 1.2 - сварочные агрегаты серии GENESIS 200 AC-DC/TLH

Технические параметры сведены в табл. 1.1

Таблица 1.1 - технические параметры агрегатов серии GENESIS 200.

	G 200 TLH	G 200 AC-DC	G 202 TLH
Напряжение питания (50/60 Гц)	1x230V ±15%	1x230V ±15%	1x230V ±15% (1x115V ±15%)
Максимальная потребляемая мощность при аргонодуговой сварке (ПВ=40%)	4,9 kW	5,3 kW	4,9 kW (3,86 kW)
Максимальный потребляемый ток при аргонодуговой сварке (ПВ=40%)	21,8 A	23,4 A	21,8 A (33,9 A)
Потребляемый ток при аргонодуговой сварке (ПВ=100%)	12,9 A	14,2 A	12,9 A (22,2 A)
Максимальная потребляемая мощность при ручной дуговой сварке (ПВ=40%)	6,0 kW	6,6 kW	6,0 kW (4,51 kW)
Максимальный потребляемый ток при ручной дуговой сварке (ПВ=40%)	26,7 A	28,8 A	26,7 A (39,7 A)
Потребляемый ток при ручной дуговой сварке (ПВ=100%)	17,9 A	18,7 A	17,9 A (24,4 A)
КПД	0,99	0,99	0,99
cosφ	0,99	0,99	0,99
Сварочный ток при аргонодуговой сварке ($\chi=40\%$) ($\chi=60\%$) ($\chi=100\%$)	200 A 170 A 140 A	200 A 170 A 140 A	200 A (160 A) 170 A (130 A) 140 A (120 A)
Сварочный ток при ручной дуговой сварке ($\chi=35\%$) ($\chi=60\%$) ($\chi=100\%$)	180 A 150 A 130 A	180 A 150 A 130 A	180 A (130 A) 150 A (110 A) 130 A (90 A)
Диапазон регуляции по току (Аргонодуговая и ручная дуговая сварка)	6-200 (180 A)	6-200 (180 A)	6-200/6-180 A (6-160/6-130 A)
Напряжение холостого хода	53,7 V	53,7 V	53,7 V
Класс защиты	IP23C	IP23C	IP23C
Класс изоляции	H	H	H
Конструкционные стандарты	EN60974-1 EN50199	EN60974-1 EN50199	EN60974-1 EN50199
Габаритные размеры (длина x ширина x высота)	179x430x293 mm	179x430x293 mm	179x430x293 mm
Масса	16 kg	16 kg	16 kg

1.2.3. Мобильный сварочный агрегат «ИМПУЛЬС – 180»

Промышленностью так же выпускаются автономные сварочные агрегаты. Например, сварочный агрегат универсальный малогабаритный бензиновый агрегат (сварка+электростанция) «ИМПУЛЬС – 180» (рис. 1.3)



Рис. 1.3 - Портативный сварочный агрегат “ИМПУЛЬС – 180”.

Этот агрегат обладает следующими особенностями:

Высокие сварочно-технологические свойства и устойчивое горение дуги обеспечиваются повышенной частотой напряжения на выходе генератора, наличием крутопадающей вольтамперной характеристики и плавной регулировкой сварочного тока.

Приводной двигатель четырёхтактный с принудительной смазкой характеризуется высокой надёжностью и экономичностью.

Агрегат снабжён системой регулирования оборотов двигателя и расхода топлива, в зависимости от потребляемой мощности и имеет режим сварки, и

режим источника тока напряжением 220 В для подключения шлифовальных машинок, дрелей, освещения и др. мощностью до 3,6 кВт. Сварочный агрегат удобен для транспортировки, помещается в багажник автомобиля. Основные параметры сведены в табл. 1.2.

Таблица 1.2 - Основные параметры сварочного агрегата Импульс-180.

Модель	“импульс-180”	“импульс-180.01”
Регулировка тока плавная	От 60А до 180А	От 60А до 180А
Продолжительность нагрузки при	180А – 60%	180А – 60%
при	150А – 100%	150А – 100%
Напряжение холостого хода	60В	60В
Ток сварки	постоянный	постоянный
Вольт-амперная характеристика	крутопадающая	крутопадающая
Номинальная выходная мощность	4,2 кВт	4,2 кВт
Расход бензина марки 76		
-в режиме “сварка на 150 А”	1,4 л\час	1,4л\час
-в режиме “электростанция”	420г кВт\час	430г кВт\час
Вес сварочного агрегата	88кг	82кг
Габаритные размеры	850х460х520	850х460х520
Емкость бака	6 л	6 л

Этот агрегат позволяет вести работы вдали от электросети, но требует отдельной заправки бензином и технического обслуживания двигателя. В связи с вышеприведенным обзором и материалом, приведенным во введении можно считать актуальной задачу создания сварочного агрегата, питающегося от автомобильной сети 12В.

1.2.4. Выпрямитель сварочный ВДУ-506.

Примером более простого не автономного сварочного агрегата может являться выпрямитель сварочный ВДУ-506 (рис. 1.3).



Рис. 1.4 - Сварочный агрегат ВДУ-506

Регулирование сварочного тока осуществляют за счет перемещения катушек при вращении рукоятки ходового винта. Для расширения пределов регулирования предусмотрен переключатель, позволяющий выбрать один из двух диапазонов.

Выпрямитель регулируемый и имеет жесткие и падающие характеристики. Основные параметры:

Защита от перегрузки

Розетка 36В для питания подогревателя газа

Принудительное охлаждение

Изоляция ГОСТ 8865-70

Технические характеристики

Напряжение питания, В - 380

Частота, Гц - 50

Ток сварки, А (ПВ,%) - 500(60)

Регулирование тока, А - 60-500

Напряжение холостого хода, В - не более 85

Номинальное рабочее напряжение, В - 50

Регулирование напряжения, В - 18-50

КПД - 75 %

Масса – 250 кг

Габаритные размеры - 750x605x950 мм

1.3. Обзор схемотехнических решений источников питания

С целью последующей разработки электрической схемы источника питания был осуществлен патентный поиск схемотехнических решений.

В патенте [27] описан источник питания для ручной дуговой сварки (рис. 1.5). Он предназначен для сварки малогабаритных работ и не требует мощной электросети.

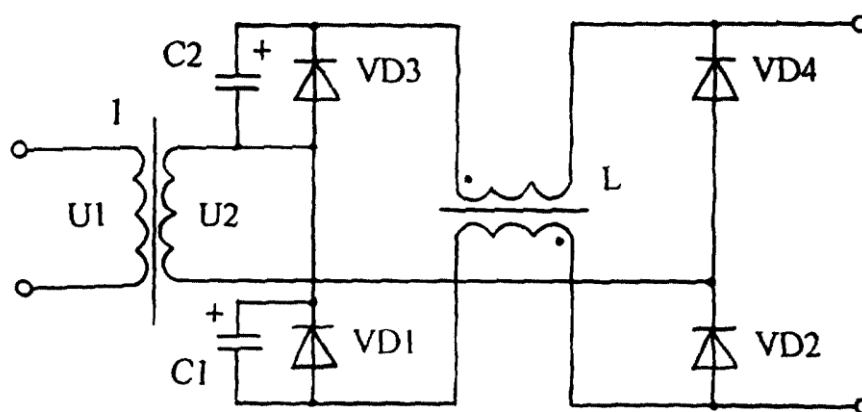


Рис. 1.5 - Источник питания для ручной дуговой сварки

В патенте [28] описано другое сварочное устройство. Изобретение (рис. 1.6) предназначено для дуговой сварки плавящимся или неплавящимся электродом. Трансформатор имеет несколько обмоток: первичную, вторичную и дополнительную. Этим достигается безопасное напряжение холостого хода.

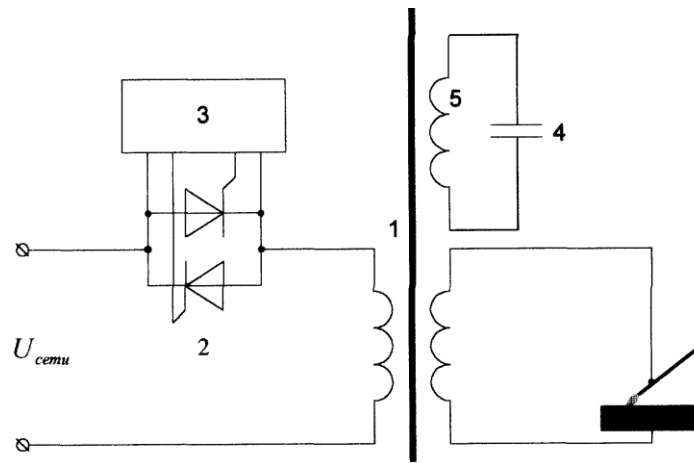


Рис. 1.6 – Устройство для сварки.

Еще одно сварочное устройство описано в патенте [29]. Оно (рис. 1.7) предназначено для сварки плавящимся электродом. Схемотехническое решение позволяет уменьшить напряжение и повысить электробезопасность оборудования.

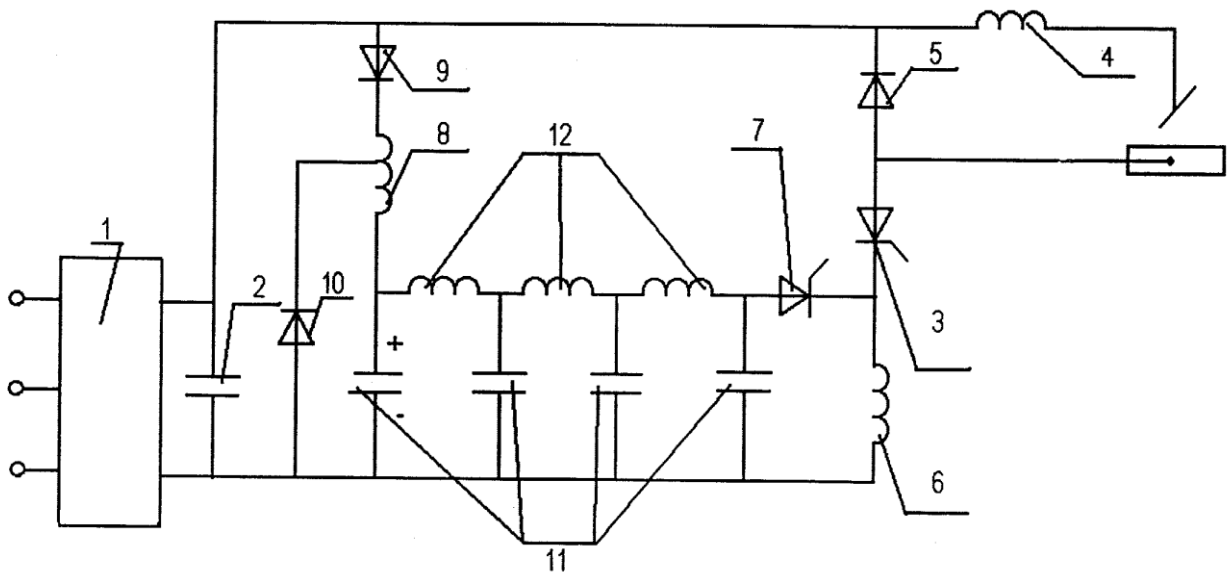


Рис. 1.7 – Сварочное устройство.

1.4. Обзор способов защиты силовых полупроводниковых приборов от перенапряжений

При коммутации силовых транзисторов возможно возникновение коммутационных перенапряжений, приводящих к выводу транзисторов из строя. Для борьбы с перенапряжениями используются различные способы [28-29].

1.4.1. Аргументация необходимости использования защиты.

В современной технике для реализации различных электротехнологий широко используются импульсные схемы питания. К типичным нагрузкам этих схем стоит отнести электромеханические устройства в виброимпульсных технологиях [31-39], индукторы в индукционном нагреве [40], электрическую дугу в технологиях сварки [41], емкостные накопители энергии [42]. Иногда и сами вышеперечисленные системы могут являться нагрузкой для импульсных схем компенсаторов [43,44]. Применение в схемах питания мощных транзисторных ключей дает несомненное преимущество перед использованием силовых тиристоров, которое заключается в организации полностью управляемой коммутации ключей при простой схеме управления, что позволяет гибко управлять параметрами питания нагрузки.

Работа импульсных схем питания сопровождается чередованием режимов протекания и не протекания токов в цепях транзисторов. Цепь транзистора имеет паразитную индуктивности L_p выводов и подводящих проводников. Разрыв тока в ней сопровождается появлением ЭДС на этих индуктивностях, что сопровождается перенапряжениями на выводах транзистора и может послужить причиной его пробоя. Для борьбы с этими явлениями используют демпфирующие цепочки или специальные быстродействующие ограничители

напряжения [45-48]. Эти устройства позволяют рассеивать на себе энергию, накапливающуюся в паразитных индуктивностях, и обеспечивать уменьшение перенапряжений на силовой цепи транзистора.

1.4.2. Защитные ограничители напряжения

Рассмотрим защитный ограничитель, применяемый в повышающем импульсном преобразователе постоянного напряжения (ИППН). Обоснуем выбор ограничителей, необходимых для ограничения коммутационных перенапряжений в силовых транзисторах на безопасном уровне, при заданных параметрах работы схемы. Рассмотрим актуальность применения импульсных схем питания в современных технологиях при различных типах нагрузки. На примере импульсного преобразователя постоянного напряжения показана схема замещения, показывающая, что выключение транзистора сопровождается перенапряжением. Для ограничения перенапряжения предлагается использовать ограничитель напряжения. С целью рационального выбора ограничителя предлагается рассмотреть коммутационные процессы при выключении транзистора. Анализ процессов коммутации проводится на основе допущений, часто используемых при анализе импульсных процессов импульсных преобразователей напряжения. Приведена временная диаграмма, поясняющая работу схемы. Анализ процессов коммутации сопровождается выводом аналитических соотношений, отражающих основные параметры коммутации: уровень перенапряжений, время коммутации, энергию, выделяемую в ограничителе за один период и среднюю мощность потерь в ограничителе. Введено понятие относительного перенапряжения, используемое для выбора ограничителя и силового транзистора. Рассматриваются примеры выпускаемых промышленностью элементов, которые могут выполнять функции ограничителей. Проводится анализ параметров ограничителей, выпускаемых различными производителями. По

выведенным аналитическим соотношениям и исходя из анализа параметров, предоставляемых производителями ограничителей, приведены рекомендации и оценочная методика по выбору ограничителей для схем питания. Областью применения данной работы являются схемы с транзисторами, работающими в ключевых режимах, такие как схемы ИППН.

Рассмотрим способ уменьшения перенапряжений с использованием ограничителя напряжения RU (рис.1.8а.), установленного параллельно силовому транзистору VT в схеме импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН).

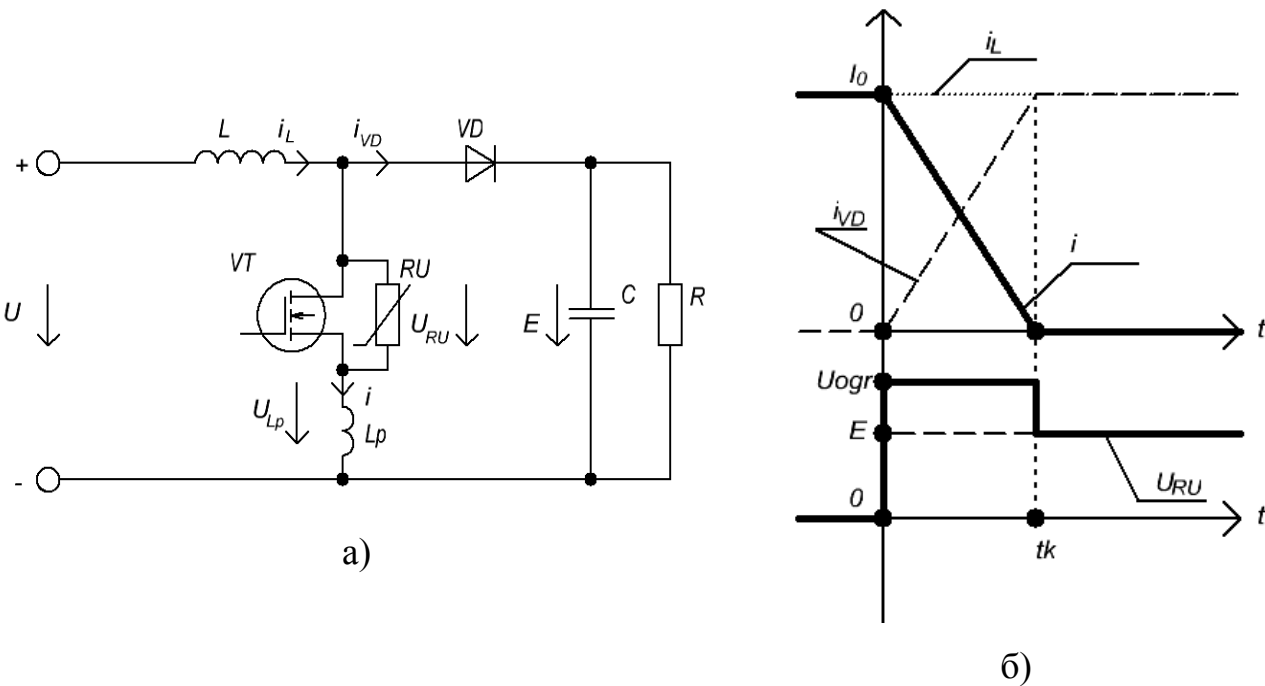


Рис. 1.8. Повышающий ИППН с с ограничителем перенапряжения RU (а) и его диаграммы работы (б).

Существуют и другие схемотехнические решения ограничения напряжения, например, $R-C-VD$ цепи, а также целый класс схем с активными цепями демпфирования напряжения, которые не рассеивают энергию, накапливаемую из паразитных индуктивностей, а рекуперировать ее в источник или нагрузку. Эти схемы достаточно сложны и будут не рассматриваться в

данной статье. Возникает вопрос о оценке параметров ограничителей как защитных элементов и их рационального выбора, как защитного элемента. Для этого необходимо проанализировать электрические процессы, происходящие в схеме с ограничителем на интервале коммутации.

Для дальнейшего анализа примем некоторые допущения.

- коммутация транзистора VT происходит мгновенно
- напряжение E на нагрузке и ток $i_L=I_0$ через дроссель L за время коммутации неизменны;
- напряжение на ограничителе на интервалах коммутации неизменно $U_{RU}=U_{ogr}=\text{const}$, где напряжение U_{ogr} является справочным параметром ограничителя.

Рассмотрим принцип работы указанной демпфирующей цепочки. В момент (рис.1.8б) выключения транзистора $t=0$ ток индуктивности $i_L=I_0$, такой же ток протекает и в цепи паразитной индуктивности L_p $i=I_0$.

Наличие в цепи коммутации индуктивности L_p приводит к тому, что при резком выключении транзистора ток i не исчезнет, а перебросится из цепи транзистора VT в цепь ограничителя RU и вызовет скачкообразное увеличение напряжения на VT до уровня U_{ogr} . Напряжение на работающем ограничителе больше выходного $U_{ogr}>E$, поэтому диод VD открывается, и по контуру RU - VD - C - L_p к L_p начинает прикладываться отрицательное напряжение $U_{Lp}=E-U_{ogr}=\text{const}$. Это напряжение приводит к линейному снижению тока i до нуля в течение интервала времени $(0, tk)$. Ток диода i_{VD} на интервале $(0, tk)$, определяемый по первому закону Кирхгофа $i_{VD}=i_L-i=I_0-i$ линейно возрастает. После момента tk $i=0$, через диод протекает ток дросселя $i_{VD}=i_L$, а напряжение на транзисторе скачком падает до уровня выходного E - коммутация закончена.

Для определения мощности, рассеиваемой в ограничителе, необходимо определить энергию, выделяемую в нем за один период работы ИПШН.

На интервале коммутации $(0, t_k)$ ток и энергия в индуктивности Lp уменьшаются. На этом же интервале по второму закону Кирхгофа для контура $Lp-C-VD-RU$ можно записать:

$$Lp \frac{di}{dt} - E + U_{RU} = 0 \Rightarrow Lp \frac{di}{dt} = E - U_{RU}.$$

Поскольку на этапе коммутации $U_{RU} = U_{ogr}$, то

$$Lp \frac{di}{dt} = E - U_{ogr} = \text{const} \quad (1.1)$$

Как видно из (1.1) $i(t)$ спадает по линейному закону, т.к. правая часть равенства отрицательна. Тогда в конечных приращения тока $\Delta i = -I_0$ и времени $\Delta t = t_k$ согласно рис.1.8б формула (1.1) будет:

$$Lp \frac{-I_0}{t_k} = E - U_{ogr} \Rightarrow t_k = Lp \frac{I_0}{U_{ogr} - E}. \quad (1.2)$$

Знак минус перед I_0 указывает на уменьшение тока i на этапе коммутации.

Энергия, выделяемая в ограничителе при протекании $i(t)$

$$W_{ogr} = \int_0^{t_k} U_{RU}(t) i(t) dt = U_{ogr} \int_0^{t_k} i(t) dt. \quad (1.3)$$

В (3) на интервале интегрирования напряжение $U_{RU}(t) = U_{ogr}$.

Интеграл $\int_0^{t_k} i(t) dt$ равен площади под графиком линейной зависимости $i(t)$

на интервале $(0, t_k)$ (рис.1.8б):

$$\int_0^{t_k} i(t) dt = \frac{I_0 \cdot t_k}{2}. \quad (1.4)$$

Подставляем (1.2) в (1.4), а затем полученный интеграл в (1.3)

$$W_{ogr} = \frac{LpI_0^2}{2} \frac{U_{ogr}}{U_{ogr} - E} = W_L \frac{U_{ogr}}{U_{ogr} - E}, \quad (1.5)$$

где $W_L = \frac{LpI_0^2}{2}$ - энергия, накопленная в индуктивности Lp до коммутации.

Введем относительное перенапряжение U^* , разделив числитель и знаменатель на E .

$$W_{ogr} = W_L \frac{U^*}{U^* - 1} = W_L \left(1 + \frac{1}{U^* - 1} \right), \quad (1.6)$$

где $U^* = U_{ogr}/E$ - относительное перенапряжение на транзисторе

Таким образом, энергия, выделяемая в ограничителе W_{ogr} , может быть в несколько раз больше, чем W_L .

При стремлении ограничить U_{ogr} на меньшем уровне ($U^* \rightarrow 1$) время коммутации tk по (1.2) и энергия потерь W_{ogr} по (1.6) в ограничителе за коммутацию увеличиваются.

Средняя мощность потерь в ограничителе при описанных процессах

$$P = W_{ogr} f = W_L \frac{U^*}{U^* - 1} f, \quad (1.7)$$

где f - частота работы ИППН.

Функции ограничителей для полупроводниковых транзисторов могут выполнять варисторы или специальные полупроводниковые ограничители напряжения (TVS - transient voltage suppressor) к подобного рода элементам следует отнести варисторы фирмы EPCOS (тип siov) и ограничители фирм DC Components, Diodes Incorporated, Vishay (например, TVR, P4KE, SA, ЗКР и т.д.) [49-51].

При выборе ограничителей необходимо обращать внимание на:

- Среднюю рассеиваемую мощность P_D прибора, которая должна быть больше рассчитанной средней мощности P по (1.7).
- На рабочее напряжение, при котором прибор практически не потребляет мощности. Оно должно выбираться ближайшим к выходному E и должно быть немного большим, чем E .
- На реальное напряжение на ограничителе при его работе, которое можно определить по ВАХ при токе I_0 . Это напряжение должно быть меньше максимально допустимого напряжения на силовых выводах транзистора VT .

Указанные параметры не всегда представляются в файлах документации на сайтах продавцов электронных компонентов. В этих случаях полную информацию рекомендуется искать на сайтах производителей ограничителей.

Следует особо отметить, что классификационное напряжение, входящее в обозначение ограничителя и приводимое в документации (обычно для тока $I=1mA$) выше рабочего напряжения на 10-30%.

Например, у варистора $NVR 2075-D$: рабочее напряжение $U_{DC}=615 B$, классификационное $U_{1mA}=750 B$, а определяемое по ВАХ для $I_0=5A$, $U_{ogr}\approx 1100 B$.

Таким образом, U_{1mA} отличается от U_{DC} на 22%, напряжение U_{ogr} на транзисторе в этом примере в 1,8 раза превышает напряжение $E=U_{DC}$.

Аналогичные соотношения между рабочим и максимальным напряжением на ограничителе наблюдается и для других типов ограничителей. Для большинства ограничителей согласно документации значение отношения $U^*=U_{ogr}/U_{DC}$ лежит в пределах $1,6\div 1,8$. Соответственно, максимально допустимое напряжение на силовых выводах транзистора должно превышать выходное напряжение E не менее, чем в $1,6\div 1,8$ раз.

Анализируя (1.6) можно прийти к выводу, что на каждом периоде коммутации энергия, рассеиваемая ограничителем, в $2,3\div 2,7$ больше чем накапливаемая в индуктивности Lp .

Следует отметить, что для увеличения U_{DC} и U_{ogr} ограничители можно соединять последовательно.

Таким образом, для оценочного выбора ограничителя рекомендуется воспользоваться следующей методикой:

1. Исходя из необходимого выходного напряжения E по справочным данным подобрать ограничитель с U_{DC} немного большим, чем E ;
2. Определить для ограничителя U_{ogr} ;
3. Рассчитать $U^* = U_{ogr}/U_{DC}$ (будет примерно в диапазоне $1,6 \div 1,8$)
4. Оценить по индуктивности L_p (которую необходимо рассчитать по формулам или получить в результате моделирования) и максимальному коммутируемому току I_0 максимальную энергию W_L , запасаемую в паразитных индуктивностях.
5. Используя соотношение (1.7) по известным величинам W_L , f , U^* рассчитать среднюю мощность P_D в ограничителе. Если полученное значение больше, чем у выбранного ограничителя, то необходимо взять более мощный типоразмер ограничителя с теми же параметрами U_{DC} и U_{ogr} .
6. По напряжению U_{ogr} подобрать транзистор, так чтобы максимальное допустимое напряжение на силовых выводах было больше U_{ogr} на 20-40%.

Таким образом, ограничители напряжения являются устройствами, ограничивающими во время выключения напряжение на транзисторе, при этом энергия на этапе коммутации рассеивается в тепло. По сравнению с другими защитными цепями ограничитель содержит всего один элемент и потому является простым и надежным. Для выбора ограничителя рекомендуется придерживаться приведенной выше методики.

1.4.3. Защитные R-C-VD цепочки

Рассмотрим основы выбора элементов защитной R-C-VD цепочки на примере импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН).

Мотивируем выбор параметров защитной цепочки, необходимых для ограничения коммутационных перенапряжений на безопасном уровне.

Опишем процессы формирования коммутационных перенапряжений с разбиением коммутационных процессов на периоды времени, выявление величин этих перенапряжений исходя из параметров схемы и формулировании рекомендаций по выбору параметров защитных R-C-VD цепочек.

Рассмотрим демпфирующую (защитная) R-C-VD цепочку, применяемую в повышающем ИППН.

Поясним актуальность и сфера применения рассматриваемого вопроса. Покажем механизм формирования коммутационных перенапряжений на паразитных индуктивностях в импульсных схемах. Рассмотрим схема включения защитной R-C-VD цепочки для ограничения перенапряжений. Рассмотрим работа ИППН с R-C-VD цепочкой с точки зрения формирования коммутационных перенапряжений. Для этого один период работы схемы разбит на временные интервалы, в каждом из которых приведено описание работы схемы. Рассмотрение произведено с учетом некоторых допущений, применимых к анализу таких схем. Приведены аналитические соотношения, позволяющие определить величину коммутационных перенапряжений исходя из параметров схемы. Получены соотношения, отражающие преобразование энергий между элементами схемы в процессе работы защитной цепочки. Приведена временная диаграмма, поясняющая работу схемы. На основе приведенного описания работы схемы и полученных аналитических соотношений сформулированы критерии выбора элементов защитной R-C-VD цепочки, акцентированно внимание на особенностях их выбора.

Такие цепочки применяются в схемах с транзисторами, работающими в ключевых режимах, например, схемы ИППН.

В настоящее время широко применяются схемы с использованием полевых, биполярных и IGBT транзисторов, работающих в ключевых режимах.

К таким схемам относятся импульсные блоки питания, преобразователи напряжения, привода двигателей, системы питания для специализированных технологий и т.д. Эти схемы (по сравнению со схемами, использующими транзисторы в активном режиме) обладают высоким КПД. Однако, из-за высокой скорости коммутации токов, в процессе выключения транзисторов появляются всплески перенапряжений, обусловленные наличием паразитных индуктивностей. Эти перенапряжения прикладываются к транзисторам и могут привести к их пробое. Для уменьшения перенапряжений применяют специальные демпфирующие цепочки. Например, на основе ограничителей напряжения или цепочек R-C-VD типа, распространенный вариант которой рассматривается в данной статье.

Рассмотрим работу демпфирующей цепочки в составе повышающего ИППН. Цепь транзистора VT (рис.1.9) содержит паразитную индуктивность L_p . Разрыв тока в этой цепи сопровождается перенапряжениями на L_p и, как следствие, может быть причиной пробоя транзистора VT. Перенапряжение U_{Lp} определяется скоростью коммутации di/dt тока в силовой цепи и величиной паразитных индуктивностей $U_{Lp} = L_p \cdot \frac{di}{dt}$.

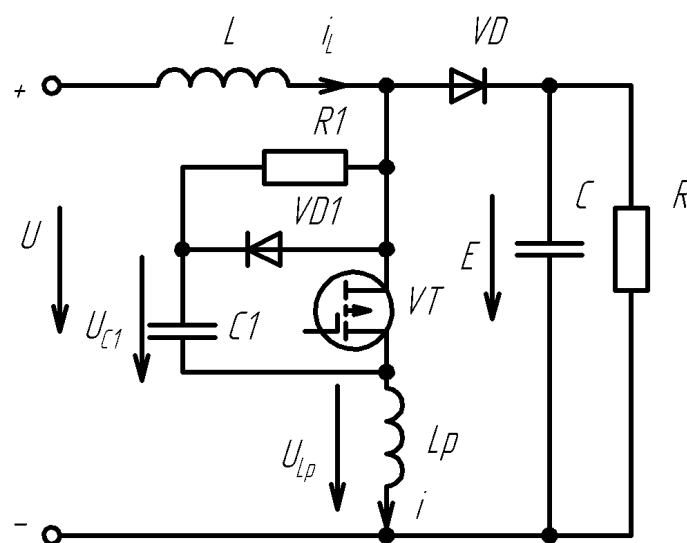


Рис. 1.9. Повышающий ИППН с демпфирующей R-C-VD цепочкой

Для ограничения всплесков напряжения на транзисторе возможно применение демпфирующей цепочки R1-C1-VD1, показанной на рис.1.9. При выключении транзистора (t_0 на рис.1.10) ток i_L дросселя L, протекая через диод VD1, конденсатор C1, паразитную индуктивность L_p и источник U, линейно во времени увеличивает на конденсаторе напряжение до уровня E. Постоянство тока $i_L=I_0$ в процессе коммутации объясняется тем, что интервал коммутации мал, а индуктивность L велика.

В момент t_1 открывается VD, а процессы в цепи VD1-C1- L_p развиваются по колебательному закону. Ток, протекающий через цепочку описывается выражением $i(t)=I_0 \cdot \cos(\omega t)$, а напряжение, которое уже имеет постоянную составляющую $U_{C1}(0)=E$: $U_{C1}(t)= E+\Delta U \sin(\omega t)$. Этот этап (t_1-t_2) длится четверть периода колебаний T цепочки L_p-C1 . К концу этого интервала ток L_p равен нулю, а напряжение на конденсаторе $U_{C1}(t_2)= E+\Delta U$.

Для интервала (t_1-t_2) по II закону Кирхгофа:

$$\begin{aligned}
 U_{C1}(t) + U_{Lp}(t) &= E \Rightarrow U_{c1} + Lp \frac{di(t)}{dt} = E \Rightarrow \\
 \Rightarrow E + \Delta U \sin(\omega t) + Lp \frac{d(I_0 \cdot \cos(\omega t))}{dt} &= E \Rightarrow \\
 \Rightarrow E + \Delta U \sin(\omega t) - Lp \cdot I_0 \cdot \omega \cdot \sin(\omega t) &= E \Rightarrow \Delta U = Lp \cdot I_0 \cdot \omega.
 \end{aligned} \tag{1.8}$$

Подставив в (1) собственную частота контура L_p-C1 $\omega = \frac{1}{\sqrt{Lp \cdot C1}}$, получим

$$\Delta U = I_0 \sqrt{\frac{Lp}{C1}}. \tag{1.9}$$

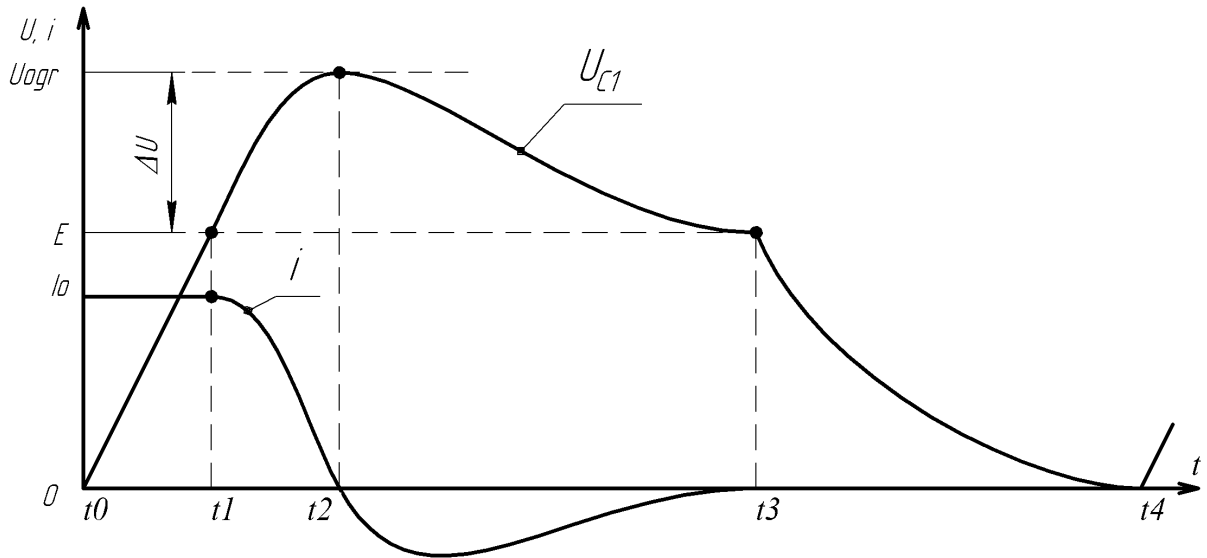


Рис. 1.10. Временные диаграммы процессов в демпфирующей цепочке

Для безопасной работы транзистора обычно задаются максимальным рабочим напряжением на нем U_{ogr} или перенапряжением $\Delta U = U_{ogr} - E$, тогда искомая емкость конденсатора

$$C1 = Lp \left(\frac{I_0}{\Delta U} \right)^2. \quad (1.10)$$

В момент t_2 ток i спадает до нуля, диод $VD1$ закрывается и конденсатор $C1$ начинает разряжаться до E через контур $Lp-C1-R1-VD-C$.

Составим схему замещения разрядного контура $C1$ на интервале (t_2-t_3) (рис.1.11а).

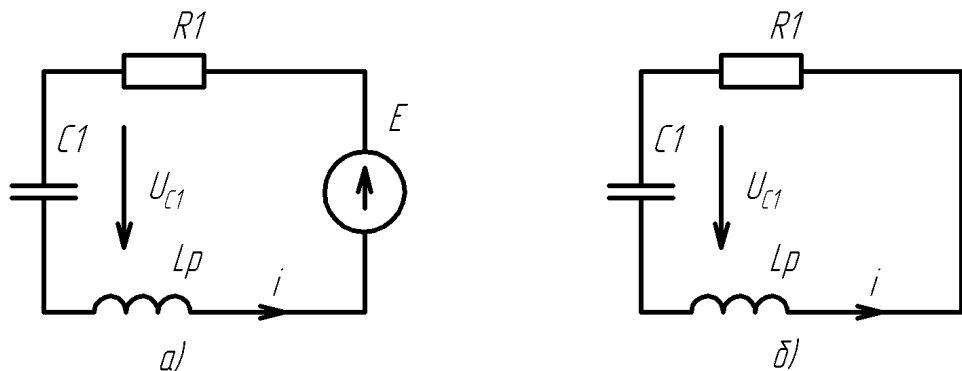


Рис. 1.11. Схемы замещения разрядного контура конденсатора $C1$

За период работы преобразователя напряжение на конденсаторе С практически не изменяется, поэтому на схеме он заменен источником Е. Начальное напряжение на конденсаторе $U_{C1}(t_2)=E+\Delta U$.

Рассмотрим случай работы R1-C1-VD1 цепочки, когда разряд С1 до момента t_3 включения транзистора происходит по апериодическому закону с $U_{C1}(t_3)\rightarrow E$. Для обеспечения апериодического разряда необходимо, чтобы $R1 > 2\sqrt{\frac{Lp}{C1}}$, с учетом (1.10):

$$R1 > 2\sqrt{\frac{Lp}{C1}} = 2\frac{\Delta U}{Io}. \quad (1.11)$$

При этом разряд будет определяться одной постоянной времени $\tau \approx C1 \cdot R1$. На интервале (t_2-t_3) энергия конденсатора С1 частично рассеивается на резисторе R1 и частично переходит в нагрузку R,C.

Разряд конденсатора С1 можно рассмотреть по переменной составляющей (рис. 3б). На этой схеме источник Е отсутствует, а начальное напряжение $U_{C1}(t_2)=\Delta U$. Из этой схемы видно, что к концу переходного процесса вся энергия $W_{R1(t_2-t_3)}$ конденсатора рассеивается в R1:

$$W_{R1(t_2-t_3)} = \frac{C1 \cdot \Delta U^2}{2}. \quad (1.12)$$

Интересно определить энергию, ушедшую в нагрузку за тот же интервал. Она равна разнице между изменением энергии в конденсаторе С1 в начале и конце процесса разряда и энергией, ушедшей в R1:

$$W_C = W_{C1}(t_2) - W_{C1}(t_3) - W_{R1(t_2-t_3)} = \frac{C1 \cdot (E + \Delta U)^2}{2} - \frac{C1E^2}{2} - \frac{C1 \cdot \Delta U^2}{2} = C1 \cdot E \cdot \Delta U. \quad (1.13)$$

В момент t_3 транзистор VT вновь открывается и конденсатор C1 разряжается через него до нуля. При этом на резисторе R1 выделяется энергия

$$W_{R1(t_3-t_4)} = \frac{C1 \cdot E^2}{2} \quad (1.14)$$

Средняя мощность, рассеиваемая в R1 определяется суммой энергий, выделяемых на резисторе R1 за периоды t_2-t_3 и t_3-t_4 (5) и (7) соответственно:

$$P = \frac{C1 \cdot E^2 + C1 \cdot \Delta U^2}{2} f = \frac{C1 \cdot (E^2 + \Delta U^2)}{2} f, \quad (1.15)$$

где f - частота коммутации схемы.

Подставляем (1.10) в (1.15)

$$\begin{aligned} P &= Lp \left(\frac{Io}{\Delta U} \right)^2 \cdot \frac{E^2 + \Delta U^2}{2} f = \frac{Lp \cdot Io^2}{2} \cdot \frac{E^2 + \Delta U^2}{\Delta U^2} f = W_{Lp} \frac{E^2 + \Delta U^2}{\Delta U^2} f = \\ &= W_{Lp} \left(1 + \left(\frac{E}{\Delta U} \right)^2 \right) \cdot f = W_{Lp} \left(1 + \left(\frac{E}{U_{ogr} - E} \right)^2 \right) \cdot f = W_{Lp} \left(1 + \left(\frac{1}{U^* - 1} \right)^2 \right) \cdot f, \end{aligned} \quad (1.16)$$

где $W_{Lp} = \frac{Lp \cdot Io^2}{2}$ - энергия, запасенная в паразитной индуктивности;

$U^* = U_{ogr}/E$ – относительные значения амплитуды напряжения на VT.

Полученные соотношения определяют критерии выбора номинала R1:

- Условие апериодического разряда (1.11)
- Условие разряда C1 за (t_2-t_3) до E подразумевает выбор постоянной времени $\tau = R1 \cdot C1$ в несколько (2..5) раз меньше длительности периода t_{2-3} . Эту длительность можно найти как

$$t_{2-3} = t_3 - t_{0-1} - t_{1-2} = t_3 - \frac{C1 \cdot E}{I_0} - T/4, \quad (1.17)$$

где t_3 – время выключенного состояния транзистора;

$t_{0-1} = \frac{C1 \cdot E}{I_0}$ - время заряда конденсатора $C1$ до величины E ,

$t_{1-2} = T/4$ – время колебательного дозаряда $C1$ до $U_{огр}$,

$T = 2\pi\sqrt{Lp \cdot C1}$ – период собственных колебаний цепочки $C1-Lp$.

- Условие разряда конденсатора $C1$ за интервал t_3-t_4 открытого состояния транзистора до нуля. Разряд конденсатора $C1$ позволяет улучшить траекторию закрытия транзистора (уменьшить потери в нем на этапе закрытия). Выбираем постоянную времени $\tau = R1 \cdot C1$ в несколько (2..5) раз меньше длительности t_3-t_4 .

- Необходимо проверить, что ток разряда конденсатора $C1$ не будет сильно нагружать транзистор VT , например

$$E/R < I_0 \quad (1.18)$$

При выборе конденсатора следует обратить внимание на то, чтобы он должен был способен работать на частоте f с максимальным рабочим напряжением $E+\Delta U$ в режиме полного разряда.

Диод должен быть быстродействующим (с временем восстановления $t_{пр} \ll \frac{T}{4} = \frac{2\pi\sqrt{Lp \cdot C1}}{4}$) с максимальным рабочим напряжением не менее $E+\Delta U$.

В данной работе было рассмотрено формирование коммутационных перенапряжений в импульсных схемах на транзисторах (на примере ИППН); приведены рекомендации по выбору элементов защитных R-C-VD цепочек, позволяющих ограничить перенапряжения на заданном уровне.

Следует отметить, что приведенные условия характеризуют частный случай работы R-C-VD цепи в соответствии с указанными допущениями.

2. Разработка системы питания

2.1. Обзор схемотехнических решений генераторов импульсов тока

Одна из возможных структур системы питания, используемая в инверторном источнике тока для дуговой сварки типа ДС 200А.33 производства ООО «Технотрон», приведена на рис. 2.1 [26].

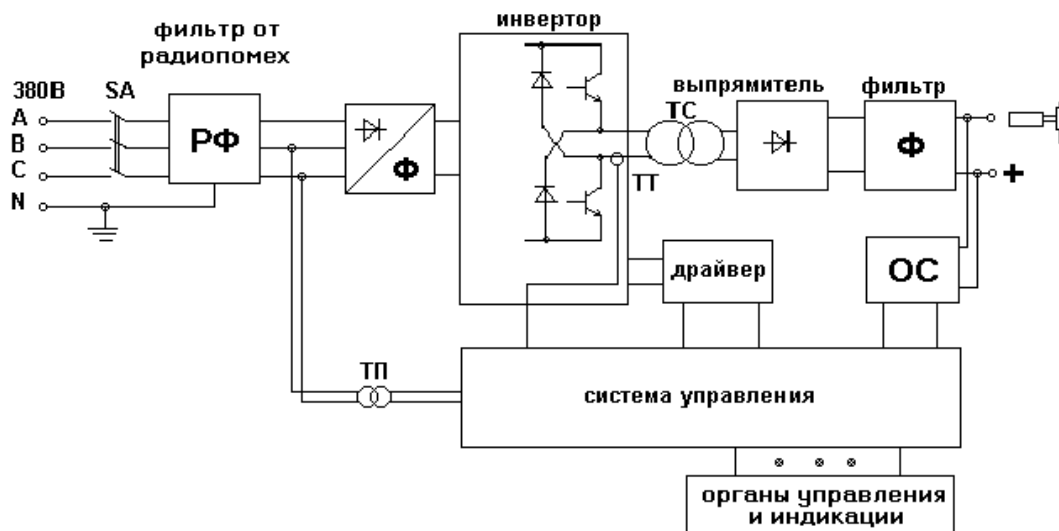


Рис.2.1 - Структура системы питания сварочного аппарата.

В данной схеме энергия от 3-х фазного источника питания 380 В после прохождения через помехоподавляющий фильтр поступает в блок выпрямителей, преобразующий ее в постоянное напряжение. Этим напряжением запитывается инвертор. На выход инвертора подключен гальванически развязывающий понижающий трансформатор. Повышенная (по сравнению с промышленной) частота работы инвертора позволит уменьшить масса габаритные показатели трансформатора. Далее напряжение выпрямляется и через фильтр подается на сварочный аппарат. Управление работой системы осуществляется системой управления в соответствии с сигналом обратной связи и режимами работы, задаваемыми органами управления и индикации. Коммутация транзисторов инвертора осуществляется специальными драйверами в соответствии с сигналами системами управления.

Основываясь на этой схеме, в п.2.3 была разработана структурная схема источника питания.

2.2. Математическое моделирование

С целью уточнения режимов работы и апробации алгоритмов управления силовой схемой осуществим математическое моделирование работы схемы. Моделирование осуществлялось в программной среде Matlab/Simulink с использованием встроенных математических моделей библиотеки Power System. В качестве исходных данных для моделирования были приняты разработанная в п.2.3 силовая часть системы и предполагаемые алгоритмы управления.

2.2.1. Модель повышающего преобразователя

Создание модели в программной среде Matlab/Simulink провели поэтапно. Сначала была создана модель повышающего преобразователя без обратных связей с использованием независимого генератора pulse generator в качестве сигнала управления транзистором VT1. Модель изображена на рис.2.2. По результатам математического моделирования (рис.2.3.) видны переходные процессы, происходящие при заряде батареи и высокие значения токов, которые приведут к насыщению дросселя L1. Был сделан вывод, что такой алгоритм управления непригоден для использования.

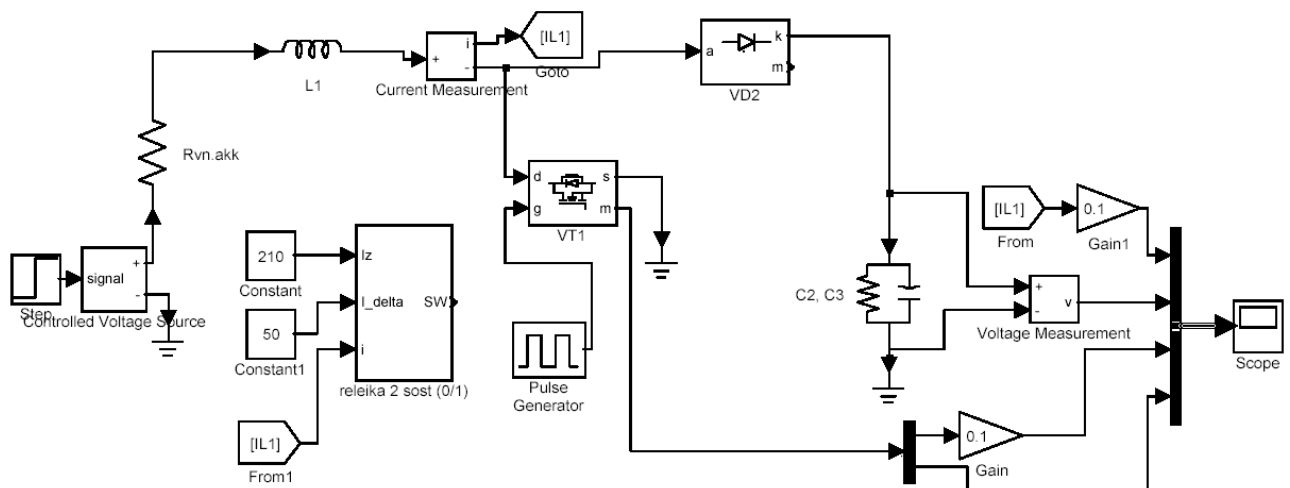


Рис. 2.2 – Реализация математической модели повышающего ППН без обратных связей в среде Matlab/Simulink.

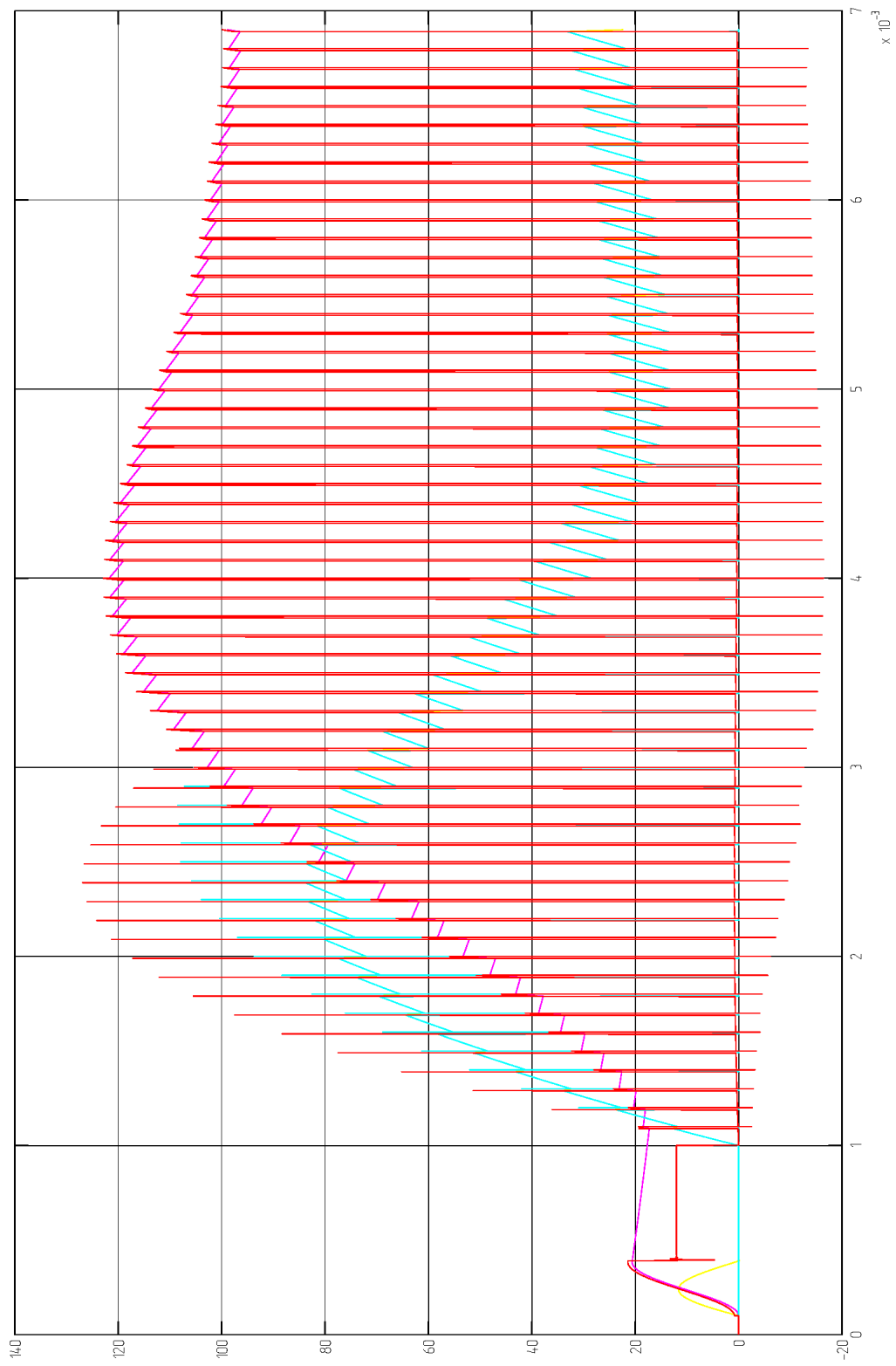


Рис. 2.3 - Диаграммы работы повышающего ППН без обратных связей

Стабилизация зарядного тока вводится введением обратной связи по току. Для этого в модели по рис.2.2 выход SW блока releika 2 sost (0/1) подключается к затвору g транзистора VT1. Внутренняя структура сабблока releika 2 sost (0/1) изображена на рис. 2.4, а диаграммы работы системы с ОС по току – на рис. 2.5.

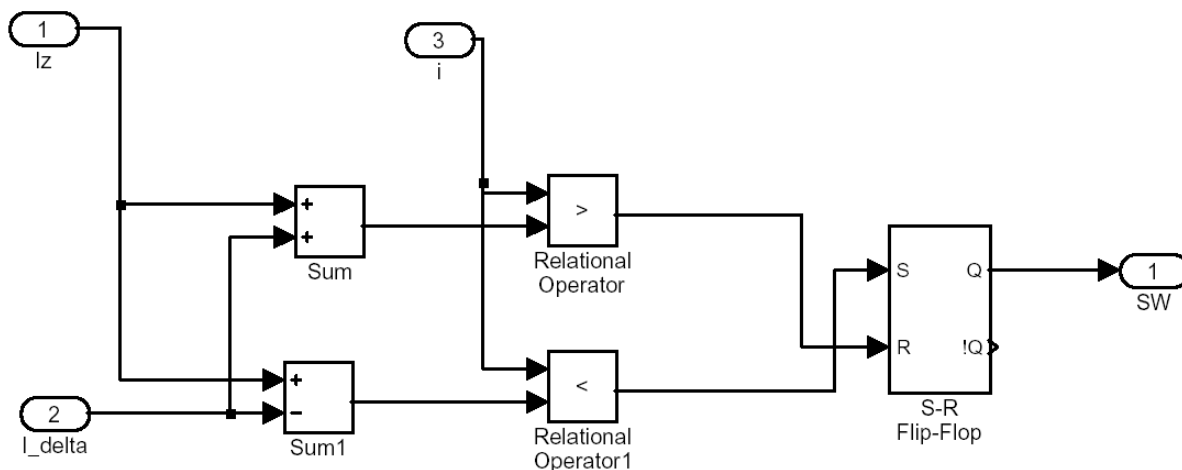


Рис. 2.4 - Внутренняя структура сабблока releika 2 sost (0/1).

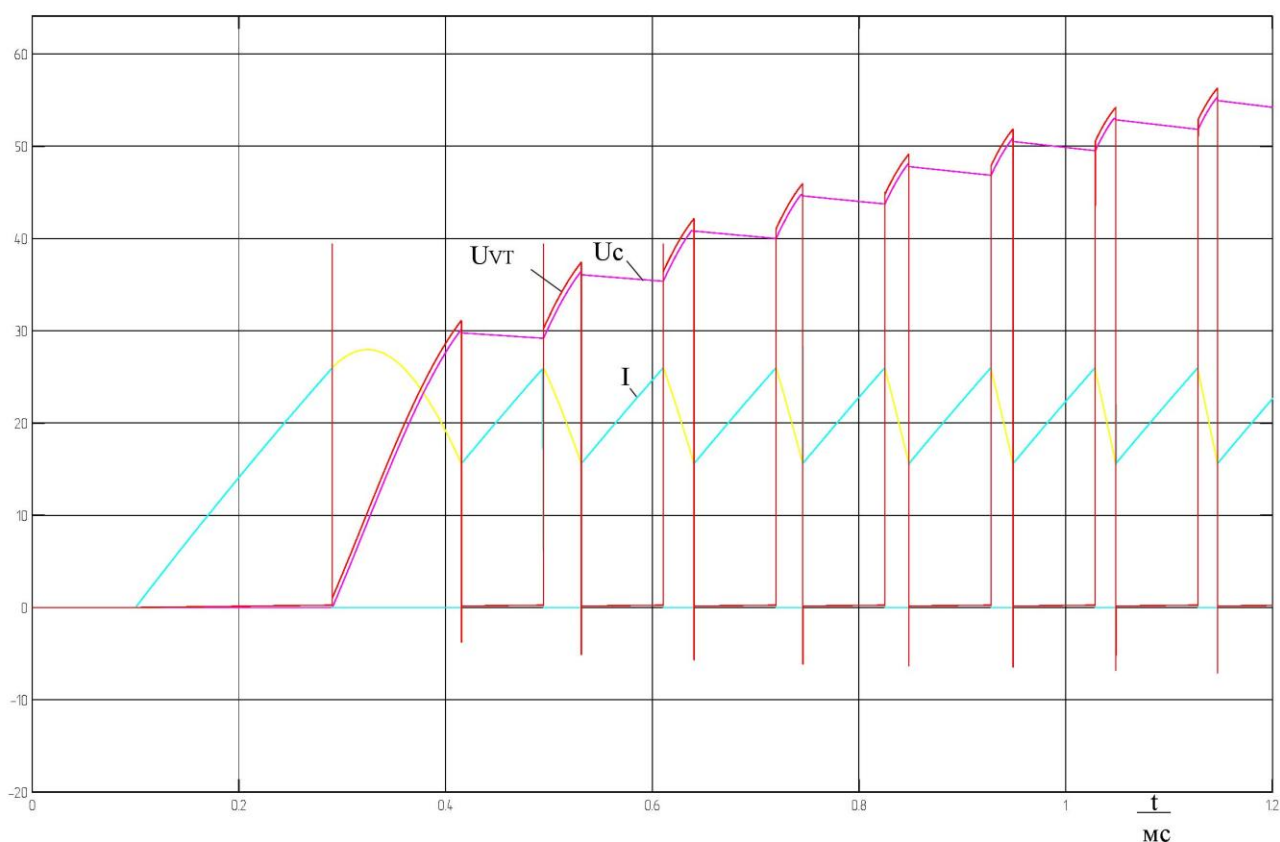


Рис. 2.5 - диаграммы работы повышающего преобразователя с обратной СВЯЗЬЮ ПО ТОКУ.

По этим диаграммам виден процесс стабилизации тока на расчетном уровне 108 ± 52 А и стабильный заряд промежуточной конденсаторной батареи. Для обеспечения стабильности выходного напряжения введем обратную связь по выходному напряжению, как это показано на рис. 2.6. Диаграммы приведены на рис.2.7. На диаграммах виден процесс начального заряда с максимальными токами и участок стабилизации (поддержания заданного напряжения меньшими токами). В результате анализа данной модели установили, что выбранный алгоритм управления отвечает предъявляемым к нему требованиям о ограничении максимального тока и стабилизации выходного напряжения.

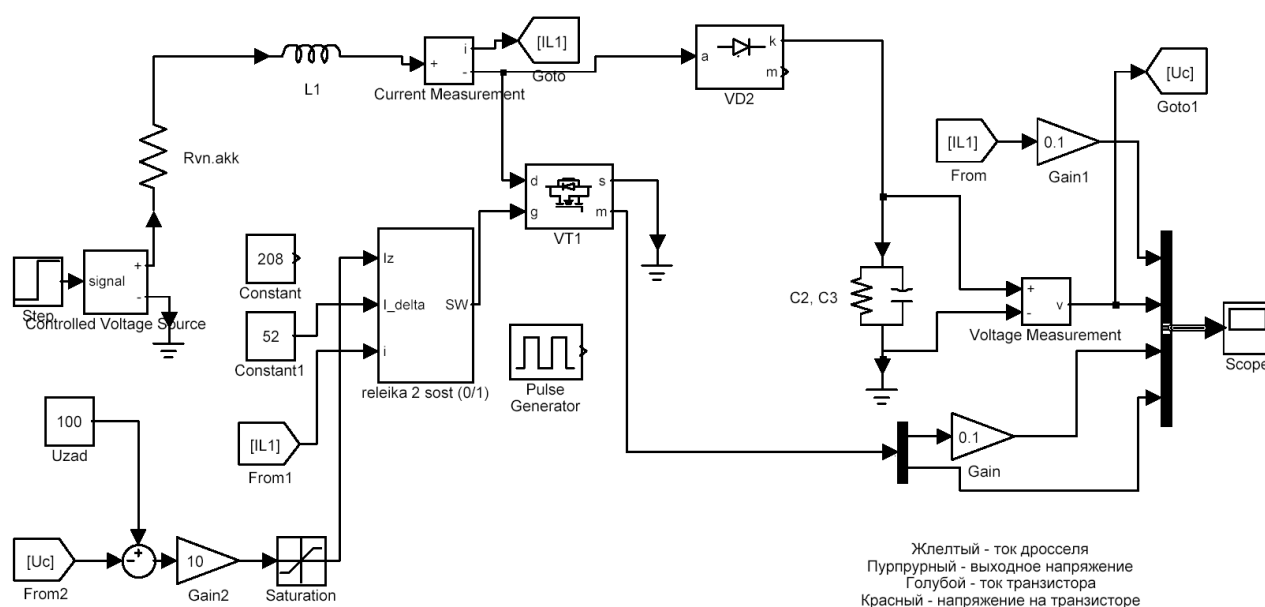


Рис. 2.6 - Реализация математической модели повышающего ППН с введенными ОС по току и напряжению в среде Matlab/Simulink.

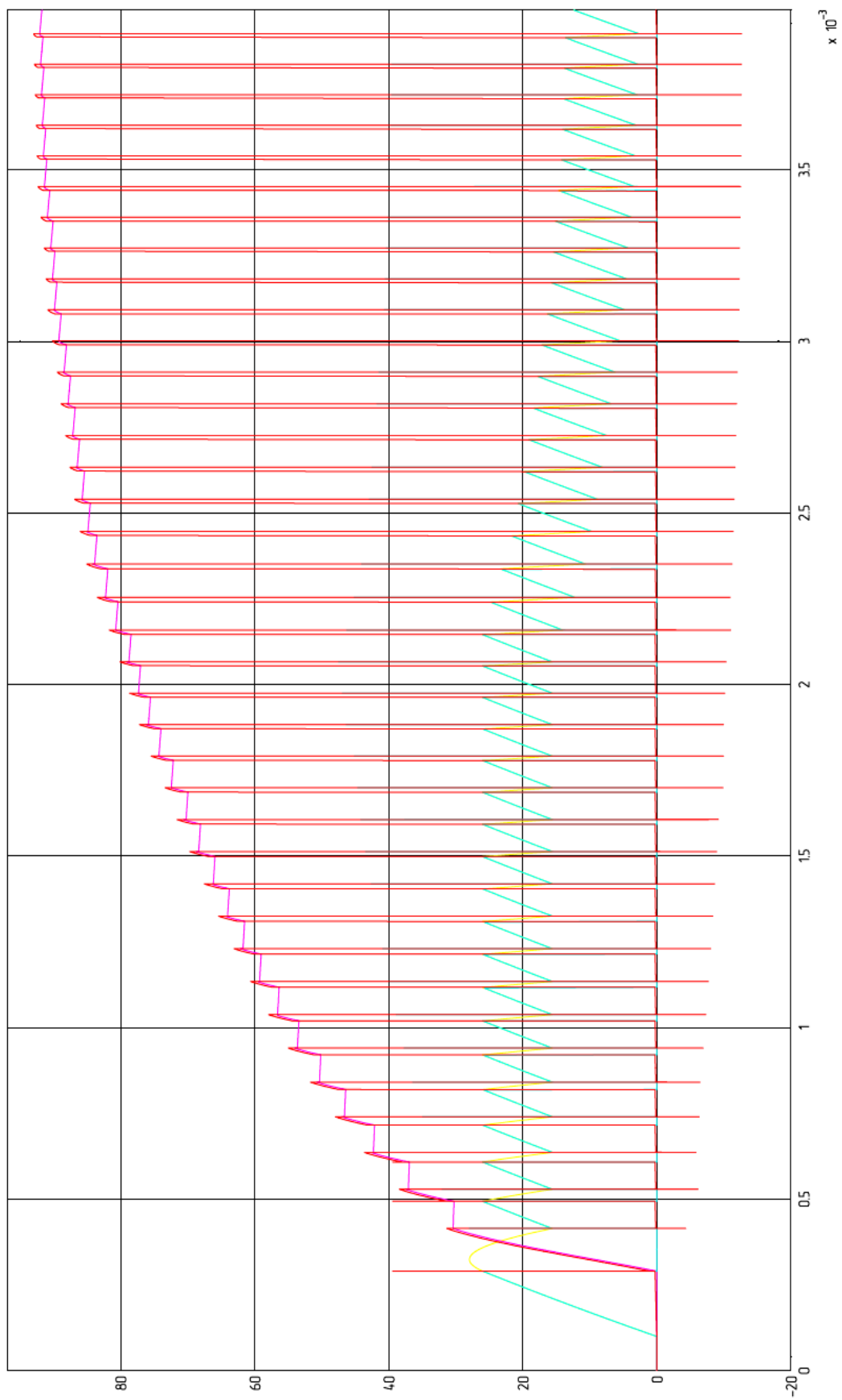


Рис. 2.7 - Временные диаграммы повышающего ППН с введенными ОС по току и напряжению

2.2.2. Модель понижающего преобразователя

Для первичной отладки математической модели понижающего преобразователя подключим ее вход к источнику напряжения 90 В (рис. 2.8). Ток обратной связи заведем в блок релейного регулирования, аналогичный использовавшемуся в управлении повышающим преобразователем. Результаты моделирования (рис. 2.9) подтверждают работоспособность принятого схемотехнического решения и алгоритма управления.

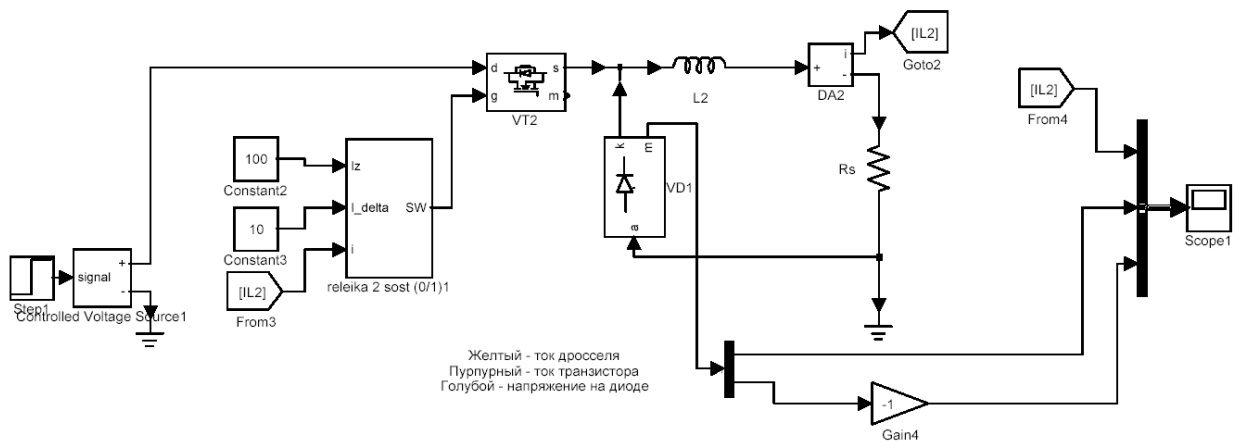


Рис. 2.8 - Реализация математической модели понижающего преобразователя с постоянным входным напряжением в среде Matlab/Simulink.

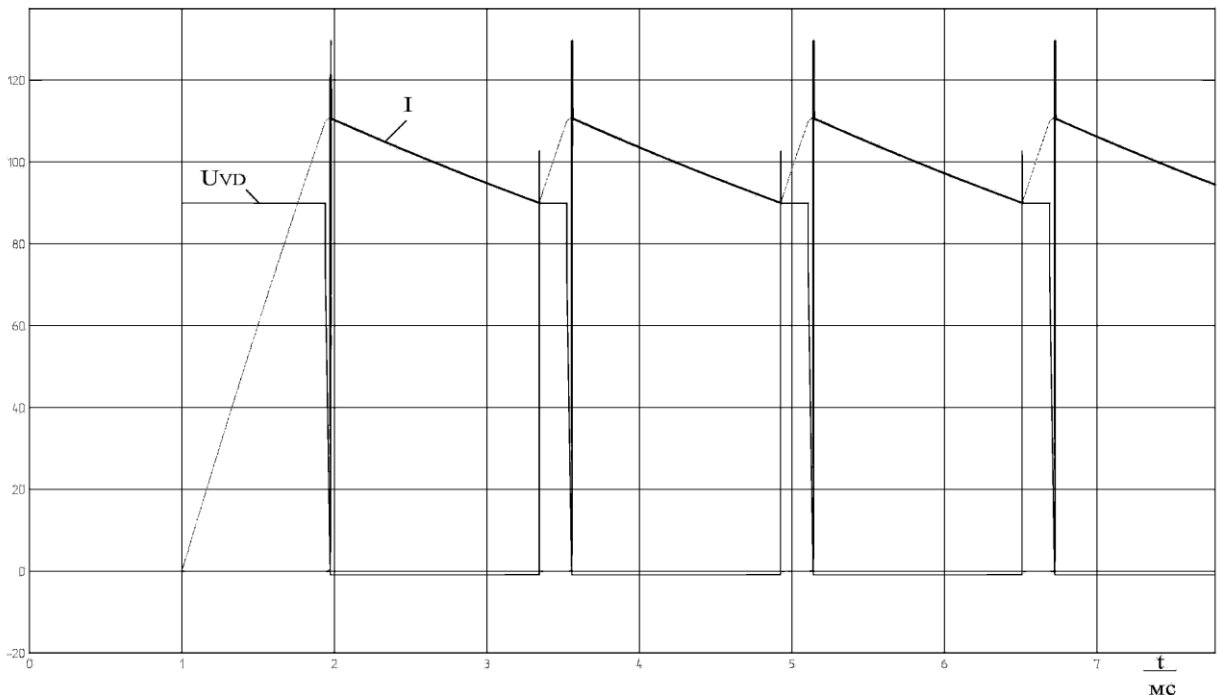


Рис. 2.9 - Временные диаграммы понижающего преобразователя с постоянным входным напряжением.

2.2.3. Полная модель

Для получения полной модели вход понижающего ППН подключили к выходу повышающего (промежуточной конденсаторной батареи). Для имитации не одновременного включения установки а начала сварки сигнал задания тока сделали ступенчатой формы с переходом из нуля до заданного значения в момент времени 3.5 мс. К этому моменту повышающий преобразователь успевает зарядить батарею и выйти на режим стабилизации. Общая модель, диаграммы работы повышающего и понижающего ППН приведены на рис. 2.10 – 2.12 соответственно.

В результате анализа полученных временных диаграмм был сделан вывод о правильности произведенных расчетов и выбранных алгоритмах управления.

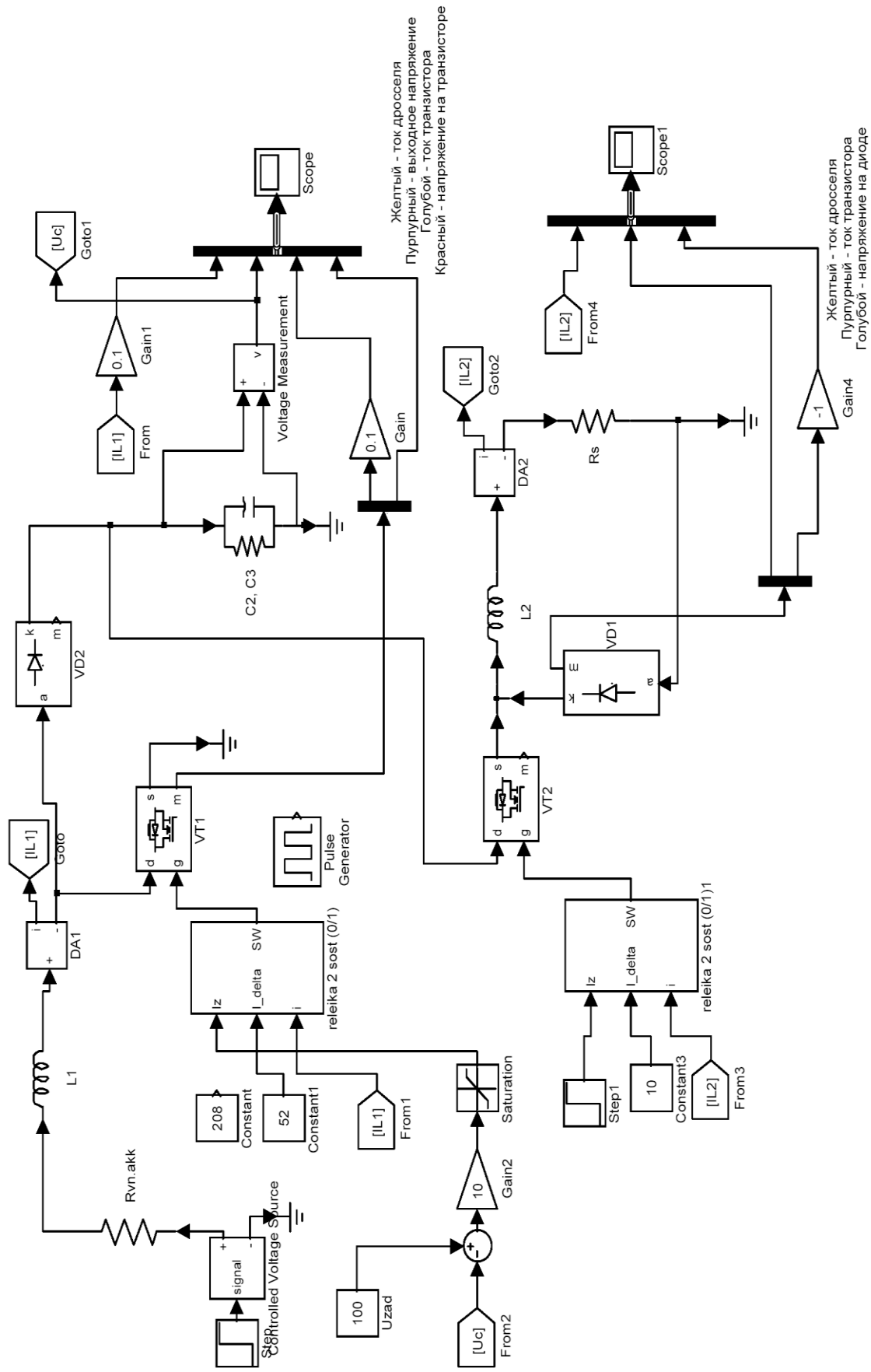


Рис. 2.10 - Реализация полной модели в среде Matlab/Simulink.

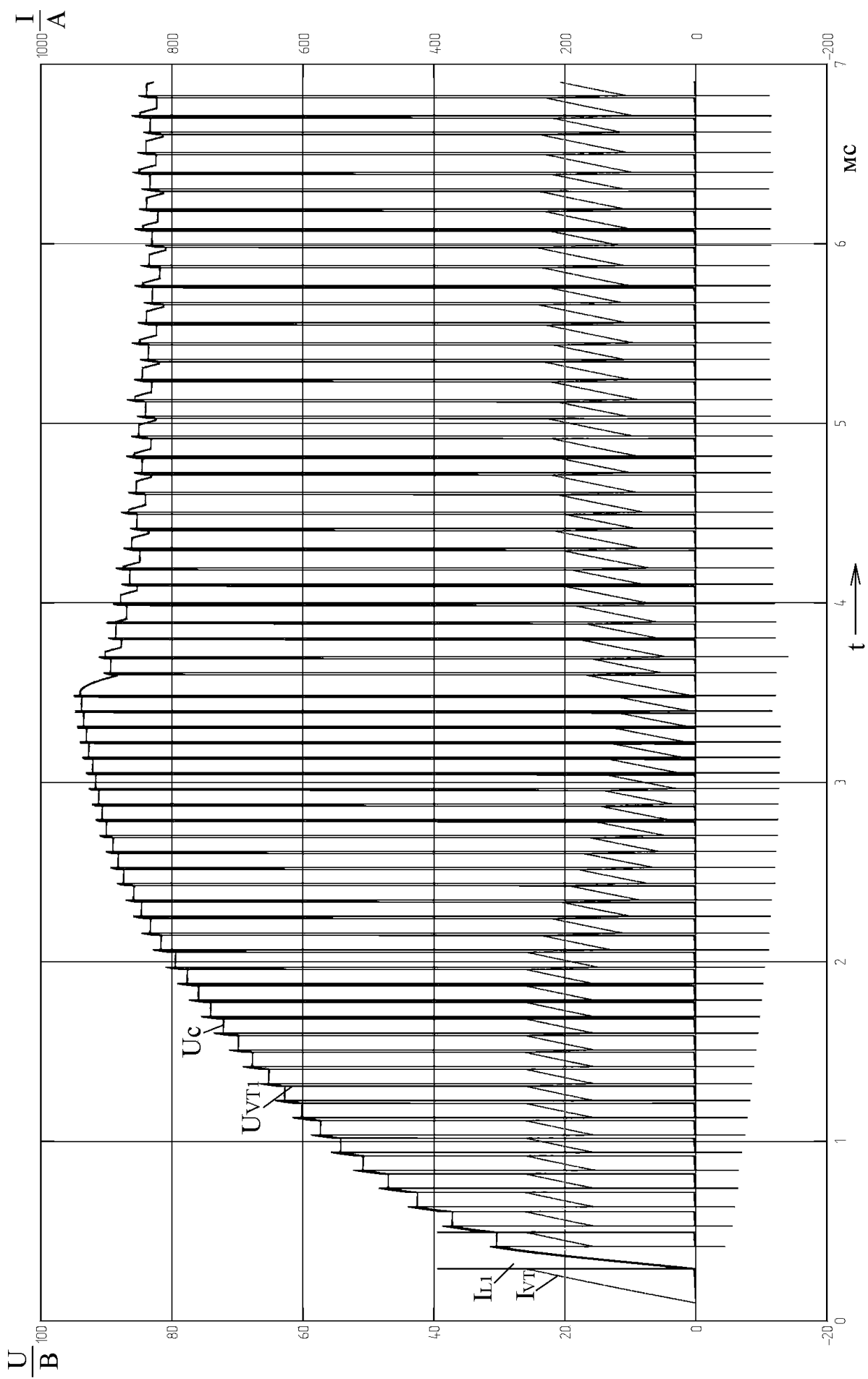


Рис. 2.11 - Временные диаграммы повышающего ППН в полной модели.

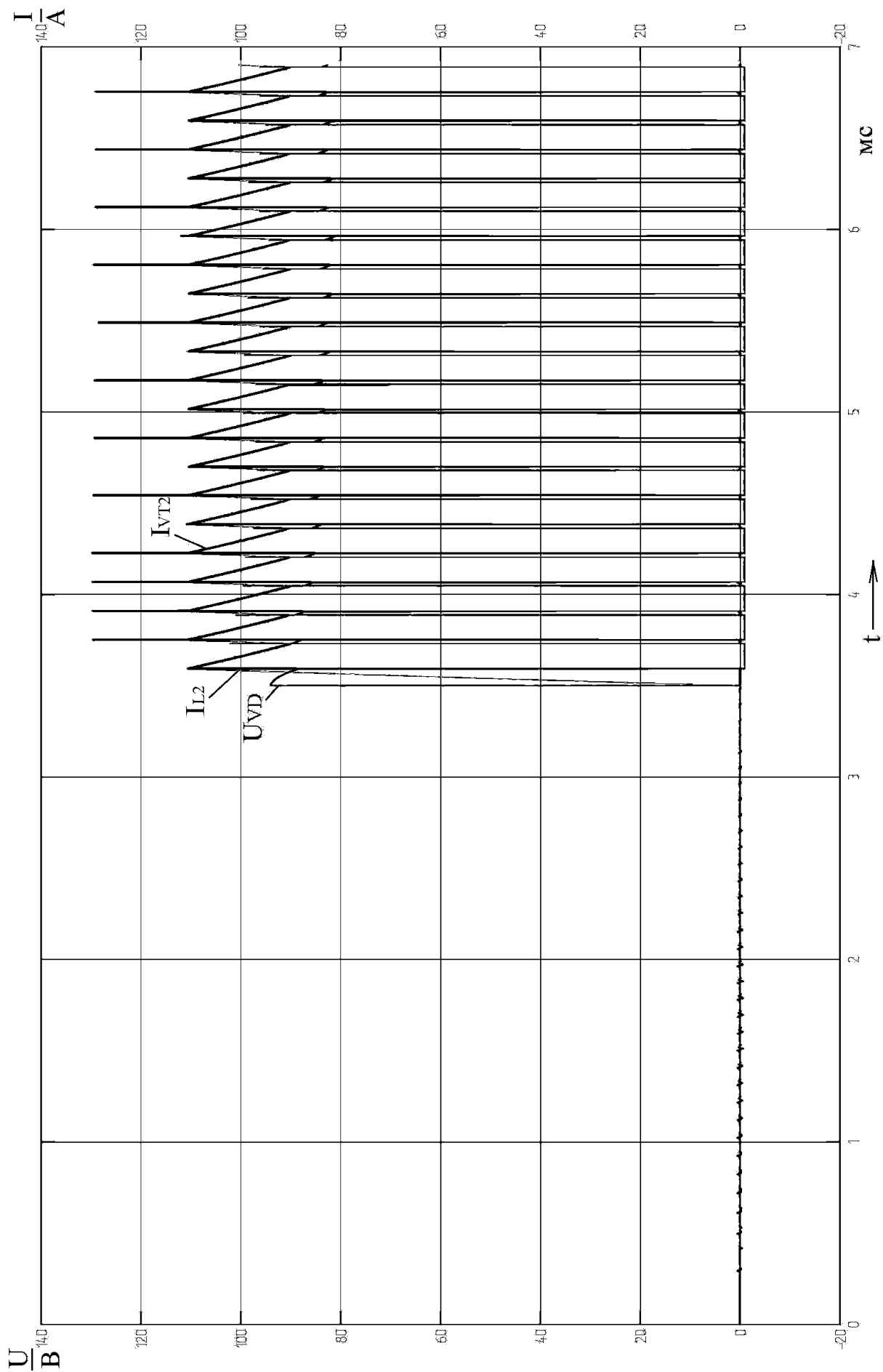


Рис. 2.12 - Временные диаграммы понижающего ППН в полной модели.

2.3. Разработка и расчет силовой части генератора

2.3.1. Структурная схема

Разработанная структурная схема генератора изображена на рис.2.13.

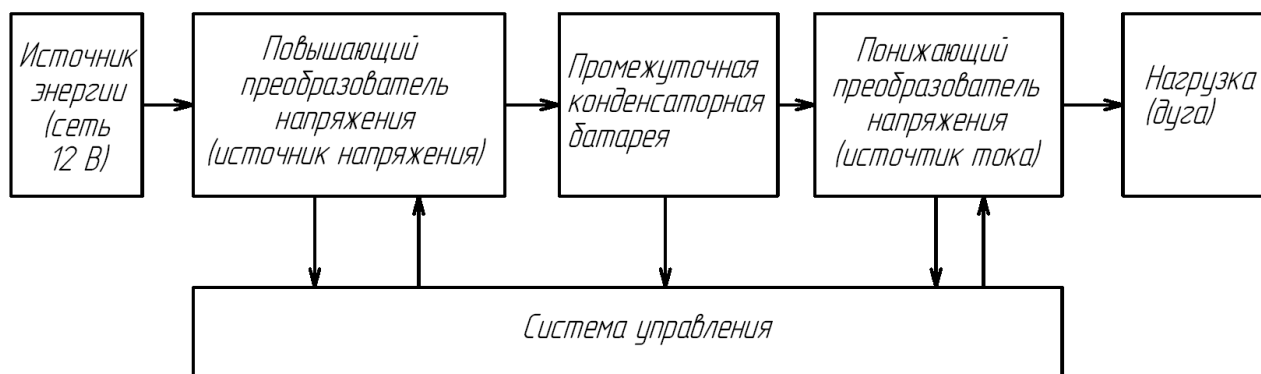


Рис. 2.13 - Структурная схема источника питания

Согласно данным на существующие источники питания для электродуговой сварки, напряжение на дуге составляет около 18В, а напряжение холостого хода (зажигания дуги) должно составлять 90 В. Следовательно, для обеспечения зажигания дуги и ее горения входное напряжение необходимо повышать до напряжения 90 В и более, что можно осуществить повышающим преобразователем напряжения (ППН). Подключать нагрузку (дугу) непосредственно на выход преобразователя нельзя, т.к. рассмотренные ниже преобразователи имеют прерывистую форму выходного тока. Для стабилизации тока горения дуги воспользуемся понижающим преобразователем напряжения, работающим в режиме источника тока и формирующего непрерывный ток. Промежуточную конденсаторную батарею используем для запасания энергии, которая будет тратиться на образование дуги.

Разработанная согласно структурной схеме силовая часть имеет принципиальную электрическую схему, приведенную на рис. 2.14

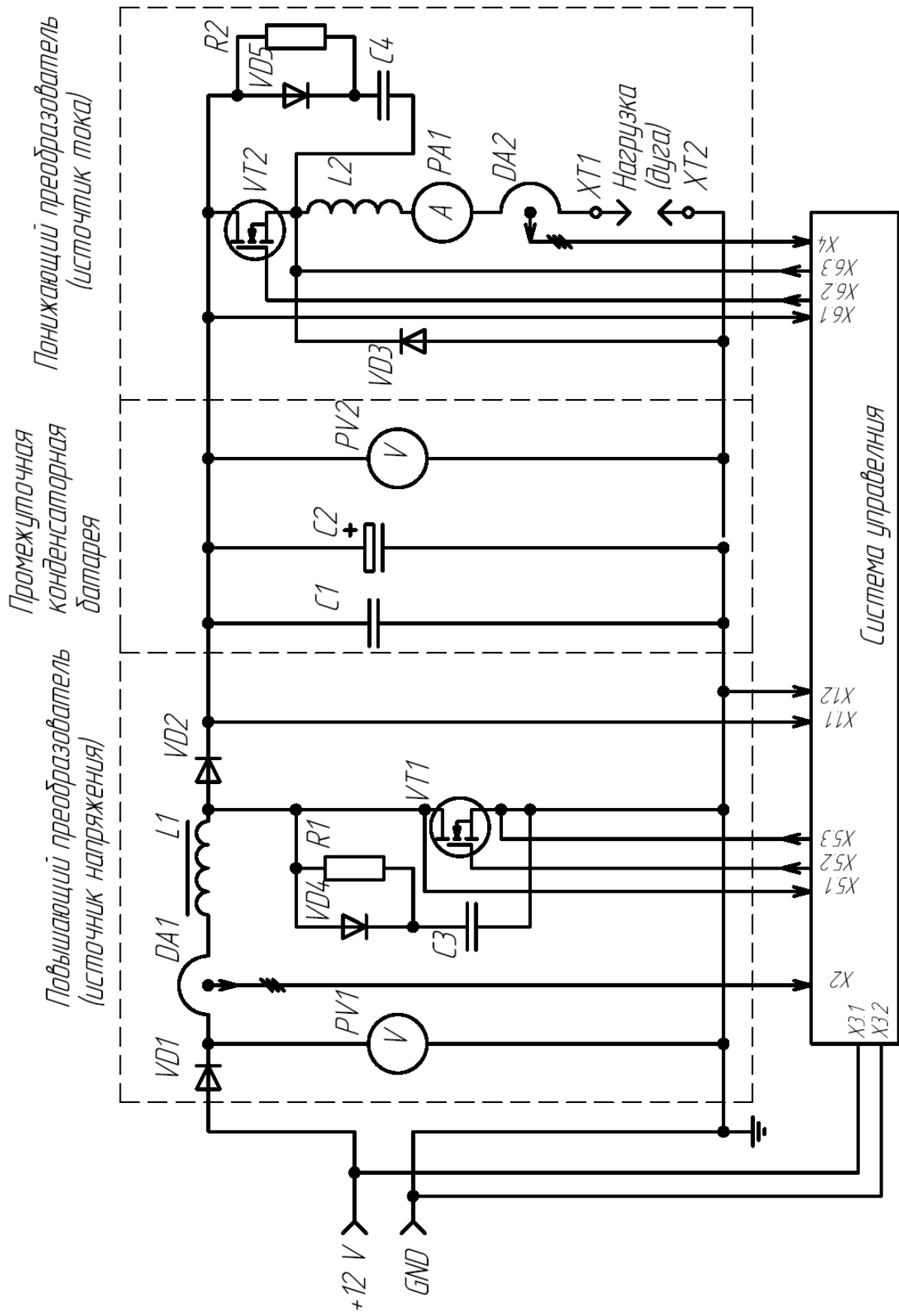


Рис. 2.14 - Силовая часть генератора импульсов тока

2.3.2. Разработка повышающего преобразователя

Повышающий преобразователь постоянного напряжения (ППН) (рис. 2.14) подключается к аккумуляторной батарее 12 В. Предназначен для заряда промежуточной конденсаторной батареи и поддержания на ней заданного напряжения.

Силовая часть повышающего ППН включает

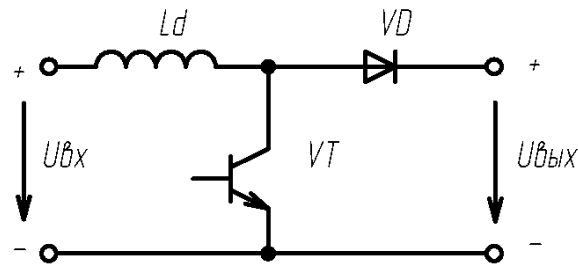
- защищающий от неправильного включения питания диод VD1.
- датчик тока DA1;
- силовой транзистор VT1;
- силовой быстродействующий диод VD2;
- защитную цепочку VD4-R1-C3;

Основные типы ППН [7, 8,10] изображены на рис.2.15

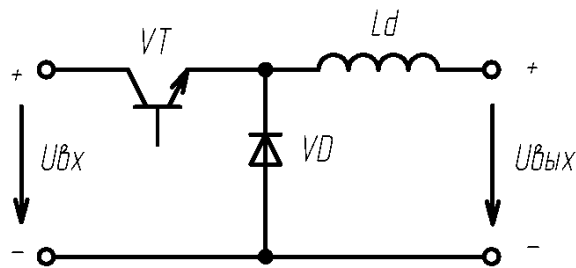
ППН повышающего типа (рис.2.15а) заряжает конденсаторную батарею прерывистым током. При этом он потребляет от источника питания постоянный ток, что благоприятно сказывается на источнике питания.

В лаборатории НИЛ-6 ТГУ был создан универсальный ППН, который может как понижать, так и повышать напряжение [12]. Его схема изображена на (рис.2.15в. Его схема является более сложной, чем повышающий преобразователь (рис.2.15а).

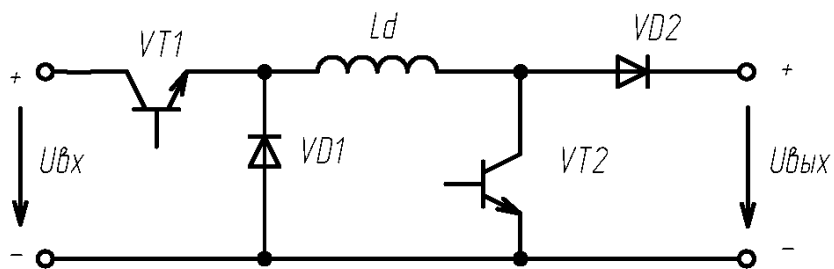
ППН с гальваноразвязкой (рис.2.15г) самый сложный из приведенных, имеет в своем составе нестандартный высокочастотный трансформатор и к тому же его первичная сторона связана с сетью, что затруднит его изготовление и отладку. Исходя из вышесказанного, выбрали повышающий ППН (рис.2.15а).



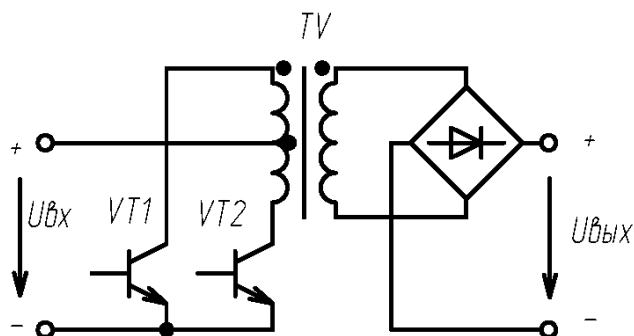
а) повышающий преобразователь



б) понижающий преобразователь



в) Универсальный (понижающе-повышающий) преобразователь



г) ППН с гальваноразвязкой

Рис. 2.15 - Основные типы ППН

Для определения необходимой мощности повышающего преобразователя в результате обзора было установлено среднее напряжение на электрической дуге при электродуговой сварке токами до 180 А, которое составило $U_{\text{дуги}}=18\text{В}$. Тогда мощность в дуге составит

$$P_{\text{дуги}}=U_{\text{дуги}}\cdot I=18\cdot 100=1800 \text{ Вт}, \quad (2.1)$$

где $I=100\text{А}$ – заданный максимальный ток дуги.

Для учета потерь зададимся КПД преобразования энергии от аккумулятора в дугу $\eta=90\%$. Тогда общая потребляемая мощность составит

$$P_{\text{потр}}=P_{\text{дуги}}/\eta=1800/0.9=2000 \text{ Вт}. \quad (2.2)$$

Из практики известно, что при пуске автомобильного двигателя от аккумулятора потребляются токи порядка 300-400А, при этом напряжение на нем просаживается до 10-11В. Поэтому в расчетах зададимся значением входного напряжения $U_{\text{акк}}=11 \text{ В}$.

На защитном диоде VD1 и диоде VD2 падение напряжения составят примерно по $U_{\text{VD}}=0.7\text{В}$. Таким образом, эффективное значение входного напряжения

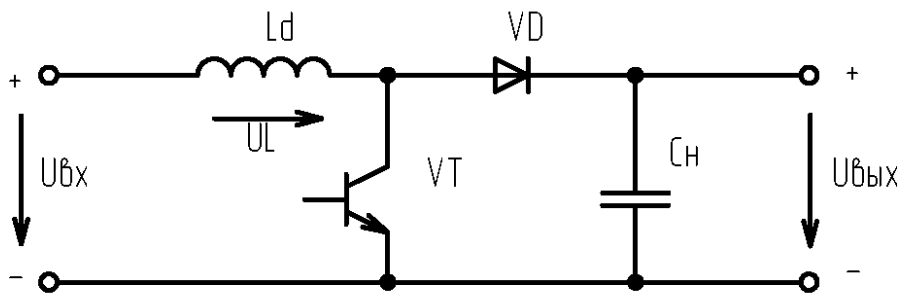
$$U_{\text{вх}} = U_{\text{акк}} - U_{\text{VD}} - U_{\text{VD}} = 11 - 0.7 - 0.7 = 9.6 \text{ В}. \quad (2.3)$$

Упрощенная схема повышающего ППН и его диаграммы работы изображены на рис.2.16. В качестве исходных данных для расчета ППН примем:

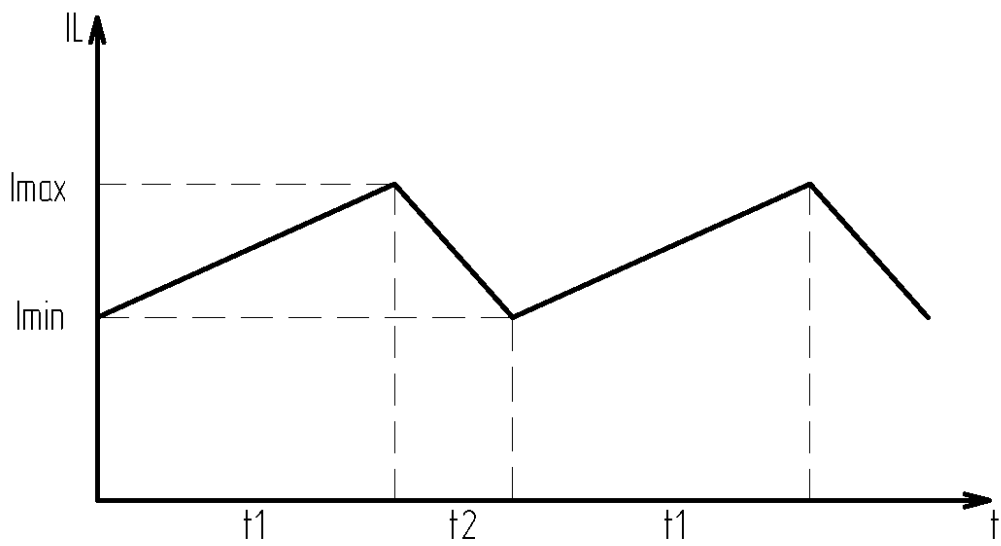
- среднее входное напряжение получаемое от выпрямителя $U_{\text{вх}}=9.6\text{В}$,
- выходное напряжение 90В
- потребляемую нагрузкой мощность $P_{\text{потр}}=2000 \text{ Вт}$,

Зададимся:

- пульсацией входного тока (отношение размаха пульсаций тока к среднему значению рис.2.16(б) $\delta=50\%$,
- частотой коммутации ключа $f=10\text{кГц}$.



а) Упрощенная силовая схема повышающего преобразователя



б) Ток дросселя повышающего преобразователя

Рис. 2.16 - Повышающий ППН

Расчет данного преобразователя состоит в определении основных параметров – токов, протекающих через элементы, напряжений на них и последующего выбора этих элементов.

а) Средний входной ток, равный среднему току через дроссель

$$I_{cp} = I_{cpLd} = \frac{P_{потр}}{U_{вх}} = \frac{2000}{9.6} = 208A. \quad (2.4)$$

Полученное значение тока меньше токов, потребляемых от аккумулятора при пуске двигателя, что косвенно свидетельствует о возможности осуществления сварки от автомобильной аккумуляторной батареи.

б) Размах пульсаций тока дросселя в абсолютных величинах

$$\Delta I = \delta \cdot I_{cpLd} = 0,5 \cdot 208 = 104A. \quad (2.5)$$

в) Работу ППН можно разбить на 2 этапа (рис.2.16). В течении интервала t_1 транзистор VT открыт, ток протекает по пути: $+U_{вх} - L_d - VT - U_{вх}$. При этом ток увеличивается (энергия дросселя увеличивается). К дросселю прикладывается положительное напряжение $U_{Ld} = +U_{вх}$, диод VD не пропускает ток.

Во время интервала t_2 транзистор VT закрыт, ток протекает по пути $+U_{вх} - L_d - VD - C_H - U_{вх}$. Ток уменьшается (энергия из дросселя и сети переходит в нагрузку). К дросселю приложено отрицательное напряжение $U_{Ld} = U_{вх} - U_{вых}$ [9]. Такой ППН работает, когда его выходное напряжение больше чем на входе. В случае, когда входное напряжение становится больше выходного, то даже при закрытом транзисторе диод начинает проводить ток, дроссель насытится. В этом случае по начнет протекать очень большой ток, что может привести к сгоранию элементов. В связи с этим перед включением преобразователя ко входному напряжению необходимо обеспечить зарядку конденсатора как минимум до входного напряжения.

За время t_1 ток увеличивается до значения I_{max} , а за время t_2 спадает до I_{min} . Поскольку среднее значение тока через I_{max} , I_{min} :

$$I_{cp} = (I_{max} + I_{min}) / 2, \quad (2.6)$$

а размах пульсаций

$$\Delta I = I_{\max} - I_{\min}. \quad (2.7)$$

Тогда I_{\max} , I_{\min} через найденное выше ΔI :

$$I_{\max} = I_{\text{cp}} + \Delta I / 2 = 208 + 104 / 2 = 260 \text{ A}, \quad (2.8)$$

$$I_{\min} = I_{\text{cp}} - \Delta I / 2 = 208 - 104 / 2 = 156 \text{ A}. \quad (2.9)$$

Учитывая максимальный ток через дроссель и напряжение на выходе ППН в качестве силового транзистора и диода (VT1 и VD5) выберем силовые приборы [5]. Средний ток диода VD1 составляет 208 А. Обратное напряжение на нем в случае ошибочного подключения напряжения питания обратной полярностью – 12В. Обратное напряжение при закрытом транзисторе VT1 в случае, если обратный ток VD1 меньше обратного тока VD2 $U_{\text{обр}} = U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}} = 90 - 11 = 79$ В. Выбрали диод шоттки типа 249NQ135 (корпус D-67) с допустимым средним прямым током 240 А, и амплитудным обратным напряжением 135В [3].

Диод VD2 работает в таких же условиях, за исключением обратного напряжения $U_{\text{обр}} = U_{\text{вых}} = 90$ В. Выбрали VD2 типа 249NQ135 [3].

Транзистор VT1 работает со амплитудным током $I_{\text{max}} = 260$ А при амплитудном напряжении (без учета коммутационных перенапряжений) 90 В. Выбрали транзистор типа FB240SA10 ($N_{\text{кан}} 100\text{В } 240\text{А}$, SOT-227, $R_{\text{канала}} = 6.5$ мОм).

г) Предполагая, что к дросселю на первом этапе прикладывается постоянное напряжение $U_{\text{вх}}$, нарастание тока можно довольно точно описать уравнением

$$U_{Ld} = U_{\text{вх}} = L_d \cdot di/dt \quad (2.10)$$

Зная это напряжение, и то, что ток при этом возрастает линейным образом, заменили дифференциалы конечными приращениями:

$$U_{d_{\text{вх}}} = L_d \cdot \Delta I / t_1 \Rightarrow t_1 = L_d \cdot \Delta I / U_{d_{\text{вх}}} \quad (2.11)$$

Предполагая, что на втором этапе выходное напряжение за его время изменяется довольно мало, а изменение тока ΔI осталось прежним ввиду рассмотрения установившегося режима, напряжение на дросселе

$$U_{Ld} = U_{d_{\text{вых}}} - U_{d_{\text{вх}}} = L_d \cdot \Delta I / t_2 \quad (2.12)$$

Выражаем из (2.12) t_2

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{\text{вых}}} - U_{d_{\text{вх}}}) \quad (2.13)$$

д) Тогда из зависимости частоты работы ППН $f = 1/(t_1 + t_2)$ значение индуктивности, необходимой для получения средней частоты работы ППН $f = 10 \text{ кГц}$:

$$L_d = \frac{1}{f \cdot \left(\frac{\Delta I}{U_{d_{\text{вх}}}} + \frac{\Delta I}{U_{d_{\text{вых}}} - U_{d_{\text{вх}}}} \right)} = \frac{1}{10000 \cdot \left(\frac{104}{9,6} + \frac{104}{90 - 9,6} \right)} = 8,2 \text{ мкГн} \quad (2.14),$$

тогда по 2.11 и 2.13 находим t_1 и t_2 :

$$t_1 = L_d \cdot \Delta I / U_{d_{\text{вх}}} = 8,2 \cdot 104 / 9,6 = 88 \text{ мкс}$$

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{\text{вых}}} - U_{d_{\text{вх}}}) = 8,2 \cdot 104 / (90 - 9,6) = 10,6 \text{ мкс}.$$

выполним проверку, рассчитав частоту:

$$f = 1/(t_1 + t_2) = 1/(88 + 10,6) = 10,2 \text{ кГц}$$

полученная частота совпадает с выбранной ранее, что свидетельствует о правильности вывода формулы 2.14.

е) Максимально запасаемая энергия в дросселе

$$W_L = \frac{LI_{\text{max}}^2}{2} = \frac{8,2 \text{ мкГн} \cdot 260^2}{2} = 0,277 \text{ Дж} . \quad (2.15)$$

ж) Расчет дросселя.

Дроссель будем использовать с магнитопроводом сердечника. Это позволит уменьшить габариты дросселя. В качестве магнитопровода аморфное железо, являющееся высокочастотным магнитопроводом. Помимо уменьшения размеров, применение железа (по сравнению с воздушным дросселем без сердечника) экранирует высокочастотное электромагнитное излучение. Известна проблема, связанная с использованием воздушных дросселей, когда

создаваемое им излучение приводит к сбою систем управления [19]. Выбранное железо обладает малыми потерями в стали.

В качестве материала сердечника выберем кольца аморфного железа ГМ54ДС140-80х40х20 производства ООО “Гаммамет” (г.Екатеринбург) с параметрами:

высота кольца $h=20$ мм.

внутренний диаметр кольца $d=40$ мм;

внешний диаметр кольца $D=80$ мм;

Параметры магнитопровода

максимальная индукция $B_m=0.8$ Тл;

средняя магнитная проницаемость $\mu=140$;

Найдем среднюю длину магнитного потока

$$l_{cp} = \pi \frac{d+D}{2} = \pi \frac{40+80}{2} = 0,188\text{м} \quad (2.16)$$

Воспользуемся законом полного тока:

$$\begin{cases} \oint H \cdot l_{cc} = F; \\ \mu\mu_0 H = B. \end{cases},$$

где F - намагничивающая (магнитодвижущая) сила,

μ - относительная магнитная проницаемость,

μ_0 - константа (абсолютная магнитная проницаемость вакуума).

$$\frac{B}{\mu\mu_0} l_{cp} = F \quad (2.17)$$

Выражая амплитудное значение F

$$\frac{B_m}{\mu\mu_0} l_{cp} = F_m = I_m w .,$$

где w – число витков

i – ток дросселя

Выразим:

$$w = \frac{B_m}{\mu\mu_0 I_m} l_{cp} \quad (2.18)$$

Воспользуемся соотношениями:

$$\begin{cases} W = \frac{GF^2}{2} \\ F = \frac{\Phi}{G} \end{cases},$$

получили

$$W = \frac{\Phi^2}{2G} \quad (2.19)$$

где Φ – магнитный поток,

G – расчетная магнитная проводимость магнитной цепи.

Примем, что магнитное поле в магнитопроводе равномерно по всей длине l_{cp} и площади сечения S .

Выразим поток Φ и магнитную проводимость G :

$$\Phi = B \cdot S; G = \mu\mu_0 \frac{S}{l_{cp}}, \quad (2.20)$$

с учетом 2.21 и 2.22 найдем энергию дросселя

$$W = \frac{B^2 S^2}{2\mu\mu_0 S} l_{cp} = \frac{B^2 S}{2\mu\mu_0} l_{cp}.$$

получим

$$S = \frac{2\mu\mu_0 W}{B^2 l_{cp}}, \quad (2.23)$$

где S - суммарная площадь сечения дросселя по стали.

Выразим необходимое количество колец магнитопровода

$$N = \frac{S}{S_0}, \quad (2.24)$$

где S_0 - площадь сечения одного кольца.

Найдем ее по формуле $S_0 = h \cdot (D-d) / 2 = 0.02 \cdot (0.08 - 0.04) / 2$

Найдем число витков и число колец исходя из формул 2.23, 2.24.

$$N = \frac{2\mu\mu_0 W_L}{B_m^2 l_{cp} S_0} = \frac{2 \cdot 140 \cdot \mu_0 \cdot 0.277}{0,8^2 \cdot 0,188 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 2.025 \text{ штук}; \quad (2.25)$$

Принимаем число колец $N=2$ шт.

Далее с учетом $L=w^2 \cdot G$ находим число витков, необходимое для получения нужной индуктивности.

$$w = \sqrt{L/G} = \sqrt{\frac{L}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_0 \cdot N / l_{cp}}} = \sqrt{\frac{8.2 \cdot 10^{-6}}{140 \cdot 12.56 \cdot 10^{-7} \cdot 4 \cdot 10^{-4} \cdot 2 / 0.188}} = 3.31 \approx 3 \quad (2.26)$$

Принимаем число витков $w=3$.

Таким образом, рассчитанный дроссель представляет собой 3 витка на 2-х кольцах из аморфного железа ГМ54ДС140-80х40х20 (8.2 мкГн, 260 А)

Расчёт защитных цепочек.

Перенапряжения вызываются наличием паразитной индуктивности в цепи диода в момент прерывания тока из цепи транзистора, т.е. при его закрывании [20,21]. Выключение транзистора происходит не мгновенно, а в течении $t_{сп}=0,15$ мкс. В это время ток через транзистор VT1 (рис.2.14) уменьшается, а напряжение увеличивается (сопротивление транзистора увеличивается от R транзистора в открытом состоянии до R транзистора в закрытом состоянии), т.е. существует промежуток времени, когда напряжение на транзисторе увеличилось, а ток по нему ещё протекает. В этот момент на транзисторе выделяется очень большая мощность, что отрицательно сказывается на его надёжности. Для предотвращения этого (для формирования траектории выключения транзистора) применяют защитные цепочки. При применении цепочки в момент закрывания транзистора ток будет протекать не через него, а по цепочке, что уменьшит потери в транзисторе.

Защитная цепочка для VT1 включает в себя C3,VD4,R1. При закрытии транзистора перехватываемый в цепь VD4-C3 ток приводит к линейному нарастанию напряжения на C3. Т.е. ток во время закрытия VT1 транзистора должен протекать через конденсатор C3. За время спада ($t_{сп}=0,15$ мкс) данный

конденсатор должен успевать заряжаться до $U=90\text{В}$. Примем $t_{cp}=0,15\text{мкс}$ и рассчитаем его ёмкость:

$$C = \frac{I_{MAX}}{dU/dt} = \frac{260}{90 / 0,15 \cdot 10^{-6}} = 0,43\text{мкФ} \quad (2.27)$$

Выбираем конденсатор С3: К73-17 250В 0.47 мкф, 20%

При выборе диода VD4 учли, что он способен кратковременно выдерживать ударный ток в 10 раз больше номинального:

$$I = \frac{I_{MAX}}{10} = \frac{260}{10} = 26\text{А} \quad (2.28)$$

Выбрали диод SF302,быстр. диод (30А/300А,100В) с параметрами:

Материал: кремний

Максимальное постоянное обратное напряжение,В: 100

Максимальное импульсное обратное напряжение,В: 120

Максимальный прямой (выпрямленный за полупериод) ток,А: 30

Максимально допустимый прямой импульсный ток,А: 300

Максимальный обратный ток,мкА: 10

Максимальное прямое напряжение,В при $I_{пр}=8\text{А}$: 0.975

Максимальное время обратного восстановления,мкс: 0.035

Рабочая температура,С: -65...150

Способ монтажа: В отверст.

Корпус: ТО247АС

Резистор необходим для постепенного разряда конденсатора С3 при открытом транзисторе VT1. Резистор выбираем учитывая, что амплитудный ток разряда через него должен быть равен $0,1I_{min}$. Найдём сопротивление резистора:

$$R = \frac{U}{0,1 \cdot I_{MIN}} = \frac{90}{0,1 \cdot 156} = 5,8 \approx 5,6 \text{ Ом} \quad (2.29)$$

С целью определить, успевает ли конденсатор разрядиться за время открытого состояния транзистора VT1 $t_1=88$ мкс, найдём время разряда конденсатора:

$$\tau = R \cdot C = 5.6 \cdot 0.43 \cdot 10^{-6} = 2.4 \text{ мкс} \quad (2.30)$$

Мощность, выделяемая на резисторе:

$$P = \frac{C \cdot U^2}{2} \cdot f = \frac{0.43 \cdot 10^{-6} \cdot 90^2}{2} \cdot 10^4 = 17.4 \text{ Вт} \quad (2.31)$$

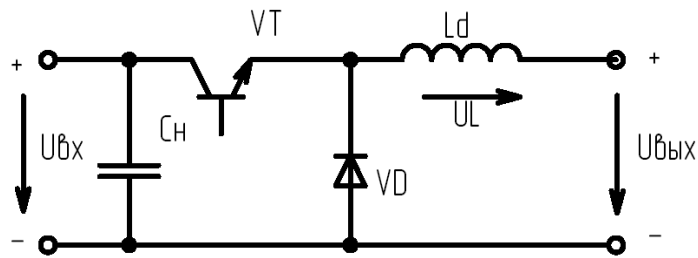
Выбираем резистор R1: ПЭВ-20-5,6 Ом $\pm 10\%$

Описанная схема зарядного устройства может использоваться и для заряда на большие или меньшие напряжения (например, от 15 до 150 В), что дает возможность регулировать напряжение холостого хода, добиваясь устойчивости зажигания дуги.

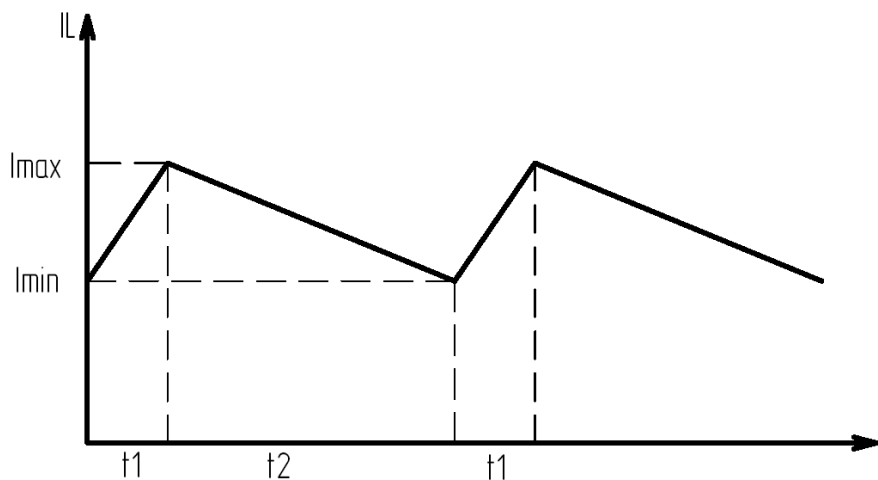
Следует отметить, что работы повышающего ППН практически не зависит от величины промежуточной конденсаторной батареи в случае, если время ее заряда позволяет успеть системе управления уменьшить величину зарядного тока и далее прекратить заряд.

2.3.3. Разработка понижающего преобразователя

Задачей понижающего преобразователя является стабилизация сварочного тока на заданном уровне (по сигналу обратной связи). При этом происходит понижение напряжения с напряжения холостого хода (90 В) до напряжения горения дуги (18В). Упрощенная силовая схема и временные диаграммы работы понижающего преобразователя изображены на рис.2.17.



а) Силовая схема



б) временные диаграммы

Рис. 2.17 - Понижающий преобразователь

В качестве исходных данных для расчета понижающего ППН примем:

- среднее входное напряжение, получаемое от повышающего ППН $U_{вх}=90В$,
- выходное напряжение (напряжение горения дуги) 18 В. Эта величина получена при анализе параметров сварочной дуги, взятых из обзора существующих сварочных аппаратов.
- потребляемую нагрузкой мощность $P_{потр}=2000$ Вт (получена при расчете повышающего ППН).

Зададимся:

- амплитудой пульсаций тока, равной двойному минимально заданному сварочному току 20А. При этом допущении в режиме с минимальным задаваемым сварочным током 10 А минимальный ток составит 0, средний – 10 А, а максимальный – 20 А.

- частотой коммутации ключа $f=10\text{кГц}$.

Расчет данного преобразователя состоит в определении основных параметров – токов, протекающих через элементы, напряжений на них и последующего выбора этих элементов.

Работа повышающего преобразователя напряжения происходит в два этапа (рис.2.17). В на первом интервале t_1 транзистор VT открыт, ток протекает по пути: $+U_{\text{вх}} - \text{VT} - L_d - U_{\text{вых}} - U_{\text{вх}}$. При этом ток возрастает (энергия в дросселе увеличивается, к нему приложено положительное напряжение $U_{Ld}=+U_{\text{вх}}$). В течении этого времени диод VD закрыт. На втором периоде t_2 транзистор VT закрыт. Поэтому ток протекает по цепи $L_d - U_{\text{вых}} - \text{VD} - L_d$. Ток уменьшается, а энергия из дросселя переходит в нагрузку. К дросселю приложено отрицательное напряжение $U_{Ld}= U_{\text{вых}}$) [20].

За время t_1 ток увеличивается до значения I_{max} , а за время t_2 спадает до I_{min} . Спад и нарастание тока через дроссель практически линейны, поэтому среднее значение тока I_{cp} может быть выражено через I_{max} , I_{min} :

$$I_{\text{cp}}=(I_{\text{max}}+I_{\text{min}})/2, \quad (2.32)$$

а размах пульсаций

$$\Delta I=I_{\text{max}}-I_{\text{min}}. \quad (2.33)$$

Найдем I_{max} , I_{min} для режима с максимальным значением выходного тока 100А.

Тогда I_{max} , I_{min} через выраженное выше ΔI :

$$I_{\text{max}} = I_{\text{cp}}+\Delta I/2 = 100+20/2=110 \text{ А}, \quad (2.34)$$

$$I_{\text{min}} = I_{\text{cp}}-\Delta I/2 =100-20/2=90\text{А}. \quad (2.35)$$

Диод VD3 работает с средним током 100 А при амплитудном напряжении 90 В. Выбрали VD3 типа 129NQ135. Это диод Шоттки с допустимым током 120А и напряжением 135В в корпусе D-67.

Транзистор VT2 работает со амплитудным током $I_{max}=110$ А при амплитудном напряжении (без учета коммутационных перенапряжений) 90 В. Выбрали транзистор типа IRF53815 ($N_{кан}$ 150В 105А, Super247, $R_{канала}=16$ мОм).

Предполагая, что на первом этапе (t_1) изменение тока ΔI осталось прежним ввиду рассмотрения установившегося режима, напряжение на дросселе

$$U_{Ld} = U_{d_{вх}} - U_{d_{вых}} = L_d \cdot \Delta I / t_2 \quad (2.36)$$

Выражаем из (2.36) t_2

$$t_1 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{вх}} - U_{d_{вых}}) \quad (2.37)$$

Предполагая, что к дросселю на втором этапе прикладывается постоянное напряжение $U_{вых}$, нарастание тока можно довольно точно описать уравнением

$$U_{Ld} = U_{вых} = L_d \cdot di/dt \quad (2.40)$$

Зная это напряжение, и то, что ток при этом уменьшается линейным образом, заменили дифференциалы конечными приращениями:

$$U_{d_{вых}} = L_d \cdot \Delta I / t_2$$

откуда выразим

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / U_{d_{вых}} \quad (2.41)$$

Тогда из зависимости частоты работы ППН $f=1/(t_1+t_2)$ значение индуктивности, необходимой для получения средней частоты работы ППН $f=10$ кГц:

$$L_d = \frac{1}{f \cdot \left(\frac{\Delta I}{U_{вых}} + \frac{\Delta I}{U_{вх} - U_{вых}} \right)} = \frac{1}{10000 \cdot \left(\frac{20}{18} + \frac{20}{90 - 18} \right)} = 72 \text{ мкГн} \quad (2.42),$$

тогда по 2.37 и 2.41 находим t_1 и t_2 :

$$t_1 = L_d \cdot \Delta I / (U_{d_{вх}} - U_{d_{вых}}) = 72 \cdot 20 / (90 - 18) = 20 \text{ мкс.}$$

$$t_2 = L_d \cdot \Delta I / U_{вых} = 72 \cdot 20 / 18 = 80 \text{ мкс}$$

выполним проверку, рассчитав частоту:

$$f=1/(t_1+t_2)=1/(20+80)=10\text{кГц}$$

полученная частота совпадает с выбранной ранее, что свидетельствует о правильности вывода формулы 2.42.

Максимально запасаемая энергия в дросселе

$$W_L = \frac{LI_{\max}^2}{2} = \frac{72\text{мк} \cdot 110^2}{2} = 0.436\text{Дж} . \quad (2.43)$$

Расчет дросселя.

Рассчитаем дроссель аналогично рассчитанному выше дросселю повышающего ППН. С целью унификации в качестве сердечника так же выберем кольцо из аморфного железа ГМ54ДС140-80x40x20 производства ООО “Гаммамет”.

Найдем число витков и число колец по формуле 2.25

$$N = \frac{2\mu\mu_0 W_L}{B_m^2 l_{cp} S_0} = \frac{2 \cdot 140 \cdot \mu_0 \cdot 0.277}{0,8^2 0,188 \cdot 4 \cdot 10^{-4}} = 3.18 \text{ штук};$$

Принимаем число колец $N=3$ шт.

Далее с учетом $L=w^2 \cdot G$ находим число витков, необходимое для получения нужной индуктивности.

$$w = \sqrt{L/G} = \sqrt{\frac{L}{\mu \cdot \mu_0 \cdot S_0 \cdot N / l_{cp}}} = \sqrt{\frac{72 \cdot 10^{-6}}{140 \cdot 12.56 \cdot 10^{-7} \cdot 4 \cdot 10^{-4} \cdot 3 / 0.188}} = 8.009 \approx 8 \quad (2.44)$$

Принимаем число витков $w=8$.

Таким образом, рассчитанный дроссель представляет собой 8 витков на 3-х кольцах из аморфного железа ГМ54ДС140-80x40x20 (72 мкГн, 110 А)

2.3.4. Расчёт защитных цепочек

Как это было описано в 1-й главе, в момент закрывания транзистора паразитная индуктивность, находящаяся в его цепи вызывает перенапряжение [28, 29]. Транзистора закрывается не мгновенно, а в течении некоторого

времени $t_{сп}=0,15\text{мкс}$. За это время ток через транзистора VT2 уменьшается до нуля, а напряжение на нем увеличивается (т.к. эквиволентное сопротивление транзистора увеличивается от его сопротивления в открытом состоянии до сопротивления в закрытом). Таким образом существует промежуток времени, когда по транзистору ещё протекает, а напряжение уже возросло. В течении этого времени транзистор сильно греется, что может привести к выходу из строя полупроводникового кристалла. Для защиты транзистора используют защитные цепочки. В этом случае при закрытии транзистора ток будет протекать по цепочке, что снизит выделение мощности в кристалле транзистора.

Из элементов VD5, C4,R2 сформируем цепочку для транзистора VT2. При коммутации транзистора напряжения на C4 нарастает линейно.

В течении спада длительностью ($t_{сп}=0,15\text{мкс}$) конденсатор зарядится до напряжения $U=90\text{В}$. Исходя из $t_{сп}=0,15\text{мкс}$ вычислим его емкость:

$$C = \frac{I_{MAX}}{dU/dt} = \frac{110}{90/0,15 \cdot 10^{-6}} = 0,19\text{мкФ} \quad (2.45)$$

Диод может в течении небольшого промежутка времени выдерживать большой ток в 10 раз превышающий допустимый постоянный ток [15]. Таким образом:

$$I = \frac{I_{MAX}}{10} = \frac{110}{10} = 11\text{А} \quad (2.46)$$

По результатам расчетов подобрали диод SF164. Это быстродействующий диод (16А/125А,200В) с характеристиками:

Материал исполнения кристалла: кремний

Обратное напряжение, В: 200

Допустимое импульсное обратное напряжение, В: 240

Прямой (средний) ток, А: 16

Импульсный прямой ток, А: 125

Обратный ток, мкА: 10

Прямое напряжение, В при прямом токе $I_{пр}=8A$: 0.975

Время обратного восстановления, мкс: 0.035

Диапазон температур, С: -65...150

Тип корпуса: ТО220АВ

Для разряда конденсатора С3, который будет происходить при открытом транзисторе VT2, необходим резистор. Выбираем его с учетом того, что максимальный ток разряда не должен значительно увеличивать ток транзистора. Примем $0,1I_{min}$. Отсюда:

$$R = \frac{U}{0,1 \cdot I_{MIN}} = \frac{90}{0,1 \cdot 90} = 10 \approx 10 \text{ Ом} \quad (2.47)$$

С целью определить, успевает ли конденсатор разрядиться за время открытого состояния транзистора VT2 $t_1=20$ мкс, найдём время разряда конденсатора:

$$\tau = R \cdot C = 10 \cdot 0.19 \cdot 10^{-6} = 1.9 \text{ мкс} \quad (2.48)$$

Выделяемая на резисторе мощность:

$$P = \frac{C \cdot U^2}{2} \cdot f = \frac{0.19 \cdot 10^{-6} \cdot 90^2}{2} \cdot 10^4 = 7.7 \text{ Вт} \quad (2.49)$$

Наиболее подходящим для наших целей является проволочный резистор типа R2: ПЭВ-10-100 Ом $\pm 10\%$

Конденсатор С4 примем типа: К73-17 250В 0.22 мкф, 20%

2.4.5. Промежуточная конденсаторная батарея

Конденсаторная батарея предназначена для работы в качестве энергетического буфера между сетью и нагрузкой. Запасенная в батарее энергия должна быть во много раз больше энергии, запасаемой в индуктивностях дросселей ППН. В процессе первоначального заряда

конденсаторной батареи система управления уменьшит ток в конце заряда. Поэтому время заряда батареи до номинального напряжения должно быть достаточно для срабатывания системы управления и много больше периода работы преобразователей напряжения что бы потребление энергии за один период не сильно сказывалось на напряжении батареи. Зададимся временем заряда $t_3=10\text{мс}$. Тогда энергия батареи составит

$$W=P \cdot t_3=2000 \cdot 0.01=20 \text{ Дж.} \quad (2.50)$$

Емкость накопителя C выразим из формулы

$$W=C \cdot U^2/2 \quad (2.51)$$

$$C=2 \cdot W/U^2=2 \cdot 20/90^2=4938 \text{ мкФ}$$

Стандартным решением является составление батареи из конденсаторов: высокочастотных и низкочастотных (электролитического типа). Разумеется, высокочастотные конденсаторы гораздо дороже электролитических но позволяют батарее создавать большие амплитуды тока [22].

Выбрали конденсатор высокочастотный $C1$: К78-17 160 В 100 мкФ $\pm 10\%$

Выбрали конденсатор электролитический $C2$: К50-35 160 В 4700 мкФ

2.4.6. Измерительные приборы

Для визуального контроля процесса сварки используем приборы

PV1 типа М41203 (15В) – измеряющий напряжение на аккумуляторной батарее (для контроля заряда аккумуляторной батареи)

PV2 типа М42300 (150В) – напряжение на емкостном накопителе (для задания напряжения холостого хода)

РА1 типа Э8033 (150А) – сварочный ток (для задания сварочного тока)

2.4. Разработка системы управления

2.4.1. Общие задачи системы управления

Разработанная в данном пункте электрическая схема СУ изображена на рис. 2.18. При разработке системы управления пользовались информацией, приведенной в [6, 9, 23, 24].

Рассмотрим блоки, входящие в состав системы управления

- Для управления повышающим преобразователем используется система управления повышающим ППН. Она стабилизирует напряжение на конденсаторной батарее на заданном уровне.

- Для управления понижающим преобразователем используется система управления понижающим преобразователем. Она стабилизирует ток сварки на заданном уровне.

- Датчики токов передают на БУ повышающего и понижающего преобразователей информацию о токах.

- Для гальвано развязки и усиления управляющих импульсов для управления транзисторами применяют драйвера транзисторов. Кроме этого драйвера осуществляют защиту транзисторов от токов короткого замыкания. Для этого они измеряют напряжение сток-исток Уси транзистора (в открытом состоянии). В случае превышения напряжением уставки транзистор закрывается и подается сигнал ошибки.

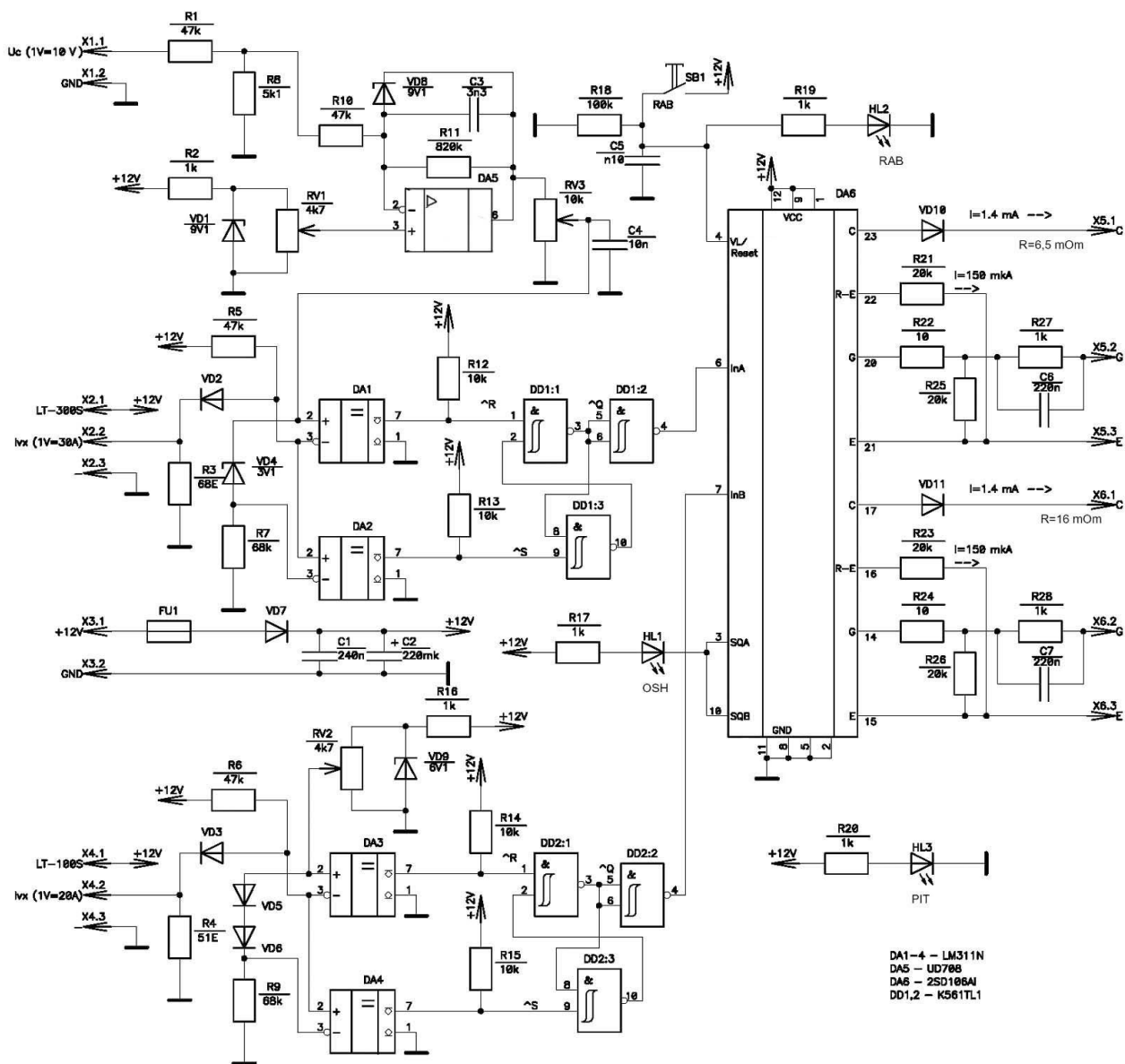


Рис. 2.18 - Система управления

2.4.2. Система управления повышающим преобразователем напряжения.

Повышающий ППН предназначен для преобразования входного постоянного нестабилизированного напряжения (12В) в стабилизированное выходное постоянное напряжение заданной величины (90В).

Алгоритм работы системы управления ППН:

Схема отслеживает изменение тока дросселя L повышающего ППН (Рис.2.16). Предположим, транзистор VT открыт и ток в дросселе увеличивается. После увеличения тока до заданного значения $I_{\max}=I_z$ транзистор VT закрывается, и ток начинает уменьшаться. При выбранном согласно результатам математического моделирования алгоритму управления, открывание транзистора осуществляется когда ток в дросселе I станет меньше заданного I_z на заданную величину ΔI (величина I_{\min}).

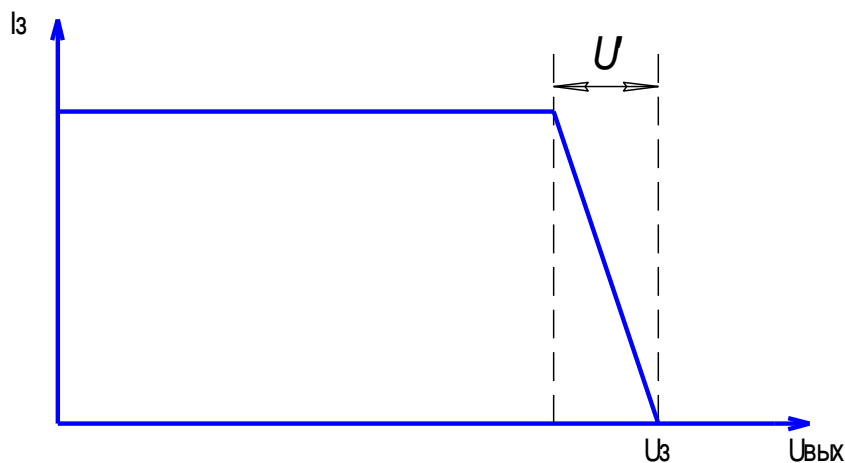


Рис. 4 7 - Зависимость заданного тока от выходного напряжения

Рис. 2.19 - Зависимость заданного тока от выходного напряжения.

Для обеспечения работы ППН по вышеуказанному алгоритму необходимо контролировать ток дросселя и напряжение на накопительном конденсаторе. Для контроля тока будем использовать датчик тока DA1 (рис.

2.14), установленный в цепь дросселя L. Для контроля напряжения - резистивный делитель R1, R8 (рис.2.18).

Погрешность датчиков тока и напряжения не будет иметь значения, поскольку сигнал с них необходим только для работы системы управления, а задание нужных токов и напряжений будет осуществляться по показаниям стрелочных измерительных приборов PV2 и PA1.

Выбрали коэффициент преобразования напряжения:

$MU=1В / 10В$. Данный коэффициент получим резистивным делителем R1(47 кОм), R8(5.1 кОм). Номинальное напряжение 90В будет отображаться напряжением 9В.

Мощность, выделяемая на резисторе R1 составит

$$P=U^2/R=90^2/47000=0.172 \text{ Вт} \quad (2.52)$$

В резисторе R8 будет выделяться еще меньшая мощность, в связи с чем выберем резисторы типа МЛТ-0.25 Вт.

Задались кратностью датчика тока:

примем, что напряжение сигнала в 1В будет соответствовать току 30 А. В этом случае ток 300А, будет соответствовать напряжению 10 В.

Выбор датчиков производили по рекомендациям Фирмы «LEM» [2]. Данные на датчики приведены в Приложениях А-В.

В качестве датчика тока выбрали датчик фирмы LEM типа LT-300S с коэффициентом преобразования $KI=1:2000$ параметры выбранного датчика приведены в [2]. При этом $I1=300 \text{ А}$ тока силовой цепи соответствует $I2=150 \text{ мА}$ тока в измерительной цепи. Этот ток, протекая по нагрузочному резистору R3, должен преобразовываться в напряжение $U=10 \text{ В}$. Величина резистора R3 равна:

$$R3=U/I2 = 10 / 0,150 = 66 \text{ Ом} \quad (2.53)$$

Выбрали величину резистора $R3=68 \text{ Ом}$.

Мощность, выделяемая на этом резисторе при среднем токе $I1=200 \text{ А}$ составит:

$$P=(I1 \cdot KI)^2 \cdot R3=(200 \cdot 1:2000)^2 \cdot 68=0,68 \text{ Вт} \quad (2.54)$$

Подобрали резистор R3: МЛТ-1-68 Ом $\pm 5\%$.

Датчик использует в своей работе эффекта Холла. Это обеспечивает гальваническую развязку при замере напряжений.

Сигнал задания I_z формируется путем вычитания сигнала текущего напряжения $U_{вых}$ (получаемого на делителе R1-R8) из сигнала заданного напряжения U_z (получаемого на элементах R2, VD1, RV1) с последующим преобразованием на нелинейном элементе (DA5) для ограничения максимального тока заряда [6,14,]. Ограничение тока заряда необходимо для обеспечения нормального режима работы полупроводниковых приборов и уменьшения импульсных нагрузок на источник питания.

Формирование сигнала I_z в соответствии с рис.2.19 осуществляется на операционном усилителе (ОУ) DA5 типа КР140УД708 [16]. Значение напряжения с датчика (U_c) суммируется с заданным значением напряжения. Заданное значение формируется на элементах VD1, RV1 и R2. Резистором RV1 осуществляется регулировка U_z в пределах от нуля до 91В. Стабилитрон VD7 обеспечивает горизонтальную часть зависимости I_z [18].

Задались величиной U' (рис.2.19) $U' \approx 5\text{В}$. Тогда в масштабе МУ получим $U' \approx 0,5 \text{ В}$. При разнице входных напряжений $U'=U_z-U_c$ напряжение на выходе должно равняться $U_{VD2}=9,1\text{В}$ (напряжение стабилизации стабилитрона VD2). Таким образом, усилителю необходим коэффициент усиления:

$$K=U_{VD2}/U' = 9,1 / 0,5 = 18,2 \quad (2.55)$$

Задались значениями резисторов $R10 = 47\text{кОм}$. Тогда:

$$R11=K \cdot R10=18,2 \cdot 47000=855\text{кОм}. \quad (2.56)$$

Приняли $R10=820\text{кОм}$.

Резистором RV3 осуществляется установка максимального тока I_z (от нуля до $9,1 \cdot 30=273 \text{ А}$) [13].

Момент отключения силового транзистора определяется компаратором DA1 типа LM311N, а момент включения – компаратором D2 (LM311N) Компаратор DA1 сравнивает значение I_z с текущим током I_{vx} и при превышении текущего над заданным выдает сигнал на отключение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора).

Компаратор DA2 сравнивает значение $I_{min}=I_z-\Delta I$ (полученное из I_z на делителе VD4-R7) с реальным током I_{vx} и при превышении I_{min} над реальным выдает сигнал на включение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора). При необходимости величина токового окна ΔI может регулироваться соотношением резисторов.

При использовании стабилитрона VD4 значение ΔI составит

$$\Delta I=U_{VD}\cdot MI = 1.1V\cdot 20A/1V=93 A, \quad (2.57)$$

где $U_{VD}=3.1 V$ – суммарное падение на диодах;

$MI=30A/V$ – масштаб по току.

Полученная величина тока соответствует величине, принятой при расчете силовой схемы.

В данной схеме компараторы и операционный усилитель питаются напряжениями 0, +15В. Для того, что бы заряд полностью прекращался после заряда промежуточной батареи, увеличим сигнал с датчика тока на величину 0.5 В при помощи элементов VD2, R5. Тогда при выходном сигнале ОУ DA5 (сигнал I_z) менее 3В, на инверсном входе компаратора DA2 будет около нуля вольт, а на неинверсном – не менее 0.5 В (даже при нулевом зарядном токе). В результате компаратор не сработает, не сформирует сигнал на открытие транзистора и заряд батареи прекратиться.

Сигналы на включение / отключение транзистора запоминаются R-S триггером, построенным на элементах DD1.1 и DD1.3, затем инвертируются элементом DD1.2. Сигнал управления на выводе 4 микросхемы DD1 (здесь и далее выводы обозначаются как DD1(4) соответствует состоянию силового транзистора (1-VT открыт; 0 – VT закрыт). Вход DD1(1) соответствует входу

неR триггера R-S, вход DD1(9) – входу неS, выход DD1(3) – выходу неQ, выход DD1(4) – выходу Q.

2.4.2. Система управления понижающим преобразователем напряжения.

Понижающий ППН предназначен для создания и поддержания заданного сварочного тока (горения дуги).

Алгоритм работы системы управления понижающего ППН:

Схема отслеживает изменение тока дросселя L (Рис.2.17). Предположим, транзистор VT открыт и ток в дросселе увеличивается. После увеличения тока до заданного значения I_{max} транзистор VT закрывается, и ток начинает уменьшаться. При выбранном согласно результатам математического моделирования алгоритму управления, открывание транзистора осуществляется когда ток в дросселе I станет меньше заданного I_{max} на заданную величину ΔI , т.е. станет равным току I_{min} .

Для обеспечения работы ППН по вышеуказанному алгоритму необходимо контролировать ток дросселя. Для контроля тока будем использовать датчик тока DA2 (рис. 2.14), установленный в цепь дросселя L2. Погрешность датчика тока не будет иметь значения, поскольку сигнал с него необходим только для работы системы управления, а задание нужного тока сварки токов будет осуществляться по показаниям стрелочного измерительного прибора PA1.

Зададимся коэффициентом пропорциональности датчика тока:

Пусть: $1V = 20 A$. Например, ток 100А будут соответствовать напряжению 5 В.

Для расчетов воспользуемся [2].

Этот датчик может использоваться для токов в пределах $\pm 200A$. При этом $I_1=100 A$ тока силовой цепи соответствует $I_2=100mA$ тока в

измерительной цепи. Этот ток, протекая по нагрузочному резистору R4, должен преобразовываться в напряжение $U=5$ В. Величина резистора R4 равна:

$$R4=U/I2 = 5 / 0.100 = 50 \text{ Ом} \quad (2.58)$$

Выбрали величину резистора $R3=51$ Ом.

Мощность, выделяемая на этом резисторе при среднем токе $I1=100$ А составит:

$$P=(I1 \cdot KI)^2 \cdot R3=(100 \cdot 1/1000)^2 \cdot 51=0.51 \text{ Вт} \quad (2.59)$$

Выбрали резистор R3: МЛТ-1-51 Ом $\pm 5\%$.

Резистором RV2 осуществляется установка максимального тока I_{\max} (от нуля до $9,1 \cdot 20=180$ А) [13].

Момент отключения силового транзистора определяется компаратором DA3 типа LM311N, а момент включения – компаратором D4 (LM311N) Компаратор DA3 сравнивает значение I_{\max} с текущим током $I_{\text{вх}}$ и при превышении текущего над заданным выдает сигнал на отключение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора).

Компаратор DA4 сравнивает значение $I_{\min}=I_{\max}-\Delta I$ (полученное из I_{\max} на делителе VD5,6-R9) с реальным током $I_{\text{вх}}$ и при превышении I_{\min} над реальным выдает сигнал на включение транзистора (низкий потенциал на выходе компаратора).

При использовании диодов VD5, VD6 значение ΔI составит

$$\Delta I=U_{VD} \cdot MI = 1.1\text{В} \cdot 20\text{А}/1\text{В}=22 \text{ А}, \quad (2.60)$$

где $U_{VD}=1.1$ В – суммарное падение на диодах;

$MI=20\text{А}/\text{В}$ – масштаб по току.

Полученная величина тока соответствует величине, принятой при расчете силовой схемы.

Аналогично системе управления повышающим ППН, используем R-S триггер, построенный на DD2 для запоминания сигналов управления и элементы VD3 и R6 для увеличения сигнала с датчика тока.

2.4.4. Драйвер управления транзисторами

Для управления затворами силовых транзисторов необходимо применение драйверов. Подходящим является драйвер 2SD106AI [1]. Это двухканальный драйвер. Драйвер DA6 в соответствии с сигналом управления первого канала А (DA6(6)), поступающего с DD1(4) и сигналом разрешения DA6(4) осуществляет управление транзистором повышающего ППН. Драйвер производит гальвано развязку управления транзистором. Для включения транзистора драйвер создает напряжение затвор-эмиттер +15В, а для выключения - -15В. Драйвер имеет задержку на включение или отключение транзистора 0,3мкс.

Кроме функций управления, производит защиту транзистора от больших токов. Драйвер наблюдает значение напряжения коллектор-эмиттер в транзисторе при открытом состоянии. Когда это значение становится больше уставки (это говорит о больших токах), драйвер выключает транзистор и подает сигнал о включении защиты. Для этого применяются элементы: VD9 и R21. Напряжение сток-исток открытого транзистора находится в зависимости от тока, протекающего через него. При открытом транзисторе через VD9 и транзистор протекает небольшой измерительный ток 1,4 мА, создаваемый встроенным в драйвер специальным источником тока. Напряжение на DA6(22) на 0.6 В (падение напряжения диода) больше, потенциала стоке транзистора. Когда этот потенциал превышает заданный (измеряется относительно потенциала силового транзистора на резисторе R21), то это говорит о протекании через транзистор слишком больших токов и ведет к срабатыванию защиты. По резистору R21 ток протекает от источника тока 150 мкА, встроенного в драйвер. Т.е. резистор R21 создает потенциал точки DA6(22). Драйвер сравнивает напряжения на DA6(23) и DA6(22) и когда на DA6(23) потенциал больше, драйвер выключает транзистор.

Максимально допустимый потенциал на DA6(23):

$$U_{23} = U_{VT} + U_{VD} = I \cdot R_{VT} + U_{VD} = 260 \cdot 0.0065 + 0.6 = 2.29 \text{ В}, \quad (2.61)$$

где из справочных данных найдем $R_{VT} = 6.5 \text{ мОм}$ – сопротивление канала транзистора;

$U_{VD} = 0.6 \text{ В}$ – напряжения диода VD9

Порог срабатывания защиты $U_{22} = 3 \text{ В}$. Нашли резистор R21

$$R_{21} = U_{22} / I_{22} = 3 / 0.00015 = 20 \text{ кОм}, \quad (2.62)$$

где $I_{22} = 150 \text{ мкА}$ – ток источника тока драйвера, взято из справочника [1].

Аналогично рассчитаем элементы для канала В.

Максимально допустимый потенциал на DA6(17):

$$U_{17} = U_{VT} + U_{VD} = I \cdot R_{VT} + U_{VD} = 110 \cdot 0.016 + 0.6 = 2.36 \text{ В}, \quad (2.63)$$

где $R_{VT} = 16 \text{ мОм}$ – сопротивление транзистора при открытом состоянии;

$U_{VD} = 0.6 \text{ В}$ – напряжения на диоде VD9

Задались порогом защиты $U_{17} = 3 \text{ В}$ и выразили величину резистора R23

$$R_{23} = U_{17} / I_{16} = 3 / 0.00015 = 20 \text{ кОм}, \quad (2.64)$$

где $I_{16} = 150 \text{ мкА}$ – ток защиты драйвера, берем из справочника.

Резисторы R22, R24 = 10 Ом выбрали исходя из рекомендаций использования драйвера.

Элементы R25, R26 = 20 кОм предназначены для предотвращения открывания транзистора при отсутствии драйвера.

Элементы R27-C6 и R28-C7 служат для защиты драйвера при коротком замыкании (КЗ) между затвором и эмиттером в транзисторе. Величиной конденсаторов $C = 220 \text{ нФ}$ задались из условия $C \gg C_G$, где C_G – емкость затвора. Величину резистора $R = 1 \text{ кОм}$ приняли такой, что бы не допустить выхода из строя выходного каскада драйвера в случае короткого замыкания в управляющей цепи.

2.4.5. Элементы управления системой

Работа всей системы начнется при включении тумблера SB1 «Работа», подающего на вход DA6(4) напряжение лог.1, соответствующее разрешению работы драйвера.

О работе схемы сигнализирует светодиод HL2 «Работа». Зададимся током индикации $I=10$ мА. Тогда

$$R19=(U_{п}-U_{VD})/I=(12-2)/0.01=1 \text{ кОм.}, \quad (2.65)$$

где $U_{п}=12$ В – напряжение питания,

$U_{VD}=2$ В – примерное значение падения напряжения на диоде.

При срабатывании защиты одного из каналов драйвера работа автоматически блокируется, и оба транзистора закрываются. При этом на соответствующем выходе SQA или SQB (DA6(3,10)) появляется лог.0. Эти выхода включены по схеме с открытым коллектором, что дает возможность их объединения. На элементах R17 и HL1 построена схема индикации ошибки. Величину $R17=1$ кОм взяли равной R19. Для сбрасывания состояния ошибки необходимо выключить тумблер SB1 (на вход DA6(4) подается сигнал Reset) и вновь его включить.

Напряжение питания подается на схему через разъем X3.

Самовосстанавливающийся предохранитель FU1 типа MF-R160 1.6А, служит для защиты схемы.

Диод Шоттки VD7 типа 15MQ040N служит для защиты от переплюсовки напряжения питания. В сумме с фильтровыми конденсаторами C1 и C2 данный диод обеспечивает защиту от помех, наводимых силовой частью схемы на напряжение +12В.

Для индикации поданного питания служит цепочка R20 – HL3. Величину R20 взяли равной 1кОм по аналогии с R19.

Выберем светодиоды HL1=HL3.

HL1 «Ошибка» (Красный) АЛ307АМ

HL2 «Работа» (Желтый) АЛ307ЕМ

HL3 «Питание» (Зеленый) АЛ307 ВМ

3. Тепловой расчет силовых приборов и выбор радиаторов

Полная разработка конструкции, включающая в себя проектирование корпуса и закрепления в нем всех элементов является сложной конструкторской задачей и не является целью данной работы. Однако для ее реализации конструктор столкнется с необходимостью выбора радиаторов охлаждения силовых полупроводниковых приборов. Исходные данные для этого выбора должны являться результатом расчета силовой схемы, проводимого в данной работе. Осуществим расчет выделяющихся в полупроводниковых приборах мощностей и выбор радиаторов охлаждения.

Мощность, выделяемая в транзисторе VT1 (рис. 2.14) может быть оценена по формуле

$$P1=I1^2 \cdot R1 \cdot t1 / (t1+t2) = 208^2 \cdot 0.0065 \cdot 88 / (88+10.6) = 251 \text{ Вт} \quad (3.1)$$

где $I1 = 208 \text{ А}$ – средний ток понижающего ППН;

$R1 = 6.5 \text{ мОм}$ – сопротивление канала транзистора VT1 в открытом состоянии;

$t1 = 88 \text{ мкс}$ – время открытого состояния транзистора

$t2 = 10.6 \text{ мкс}$ – время закрытого состояния транзистора

Мощность, выделяемая в транзисторе VT2 (рис. 2.14) может быть оценена по формуле

$$P2=I2^2 \cdot R2 \cdot t1 / (t1+t2) = 100^2 \cdot 0.016 \cdot 20 / (20+80) = 32 \text{ Вт} \quad (3.2)$$

где $I2 = 100 \text{ А}$ – средний ток понижающего ППН;

$R2 = 16 \text{ мОм}$ – сопротивление канала транзистора VT1 в открытом состоянии;

$t1 = 20 \text{ мкс}$ – время открытого состояния транзистора

$t2 = 80 \text{ мкс}$ – время закрытого состояния транзистора

Мощность, выделяемая в диоде VD1 (рис. 2.14) может быть оценена по формуле

$$P_3 = I_1 \cdot U_1 \cdot t_2 / (t_1 + t_2) = 208 \cdot 1.1 \cdot 10.6 / (88 + 10.6) = 24.6 \text{ Вт} \quad (3.3)$$

где $I_1 = 208 \text{ А}$ – средний ток понижающего ППН;

$U_1 = 1.1 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диоде;

$t_1 = 88 \text{ мкс}$ – время открытого состояния транзистора

$t_2 = 10.6 \text{ мкс}$ – время закрытого состояния транзистора

Мощность, выделяемая в диоде VD2 (рис. 2.14) может быть оценена по формуле

$$P_4 = I_2^2 \cdot R_2 \cdot t_2 / (t_1 + t_2) = 100 \cdot 0.8 \cdot 80 / (20 + 80) = 64 \text{ Вт} \quad (3.4)$$

где $I_2 = 100 \text{ А}$ – средний ток понижающего ППН;

$U_2 = 0.8 \text{ В}$ – прямое падение напряжения на диоде;

$t_1 = 20 \text{ мкс}$ – время открытого состояния транзистора

$t_2 = 80 \text{ мкс}$ – время закрытого состояния транзистора

Исходя из рассчитанных мощностей потерь осуществим выбор радиаторов. Для удобства конструктивного решения, закрепим все 4 прибора на 1-м радиаторе. В связи с наличием гальванической связи между охлаждающей плоскостью транзисторов VT1 и VT2 и выводами их истоков, прижим транзисторов к радиатору следует осуществлять через изоляционную термопленку.

Суммарная мощность, выделяемая на приборах составит:

$$P = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 = 251 + 32 + 25 + 64 = 372 \text{ Вт} \quad (3.5)$$

Согласно [3] выбрали радиатор типа HS 110-250 (рис. 3.1) с параметрами:

Серия: HS110

Тип радиатора: ребристый

Расположение ребер: двухстороннее

Тип охлаждения: воздушное

Длина L мм: 250

Ширина W мм: 129

Высота H мм: 65

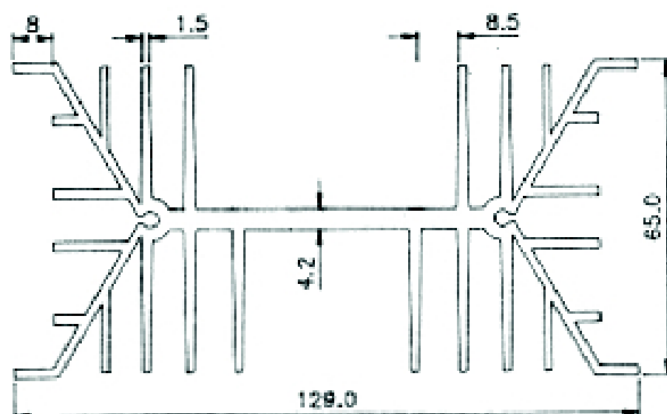
Материал радиатора: -

Теплопроводность: 1.5 оС/Вт/дюйм

Производитель: Kinstein Co., Ltd.



а) внешний вид



б) поперечное сечение

Рис. 3.1 - Радиатор HS 110-250

Заключение

В данной работе осуществлена разработка мобильного генератора импульсов тока для электродуговой сварки. Разработанное устройство является сварочным аппаратом электродуговой сварки с регулируемым напряжением холостого хода до 90 В и постоянным током сварки до 100А. Аппарат запитывается от автомобильной сети +12 В, что дает возможность осуществления сварочных работ вдали от электросети как при включенном автомобильном двигателе и генераторе, так и за счет энергии аккумуляторной батареи.

Для нагрузки (дуги) аппарат является источником тока, что должно обеспечить устойчивое зажигание и горение дуги. Такой результат достигается за счет использования в системе полевых транзисторов, управляемых в соответствии с сигналом обратной связи по току.

Математическое моделирование работы системы питания позволило теоретически проверить работоспособность силовой схемы и выбранных алгоритмов управления, как в установившемся, так и в пусковых режимах работы.

Список использованных источников

1. www.CT-CONCEPT.com
2. www.lem.com
3. www.platan.ru
4. Воронин П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. М.: Издательский дом Додека-XXI, 2001.-384с.
5. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – М.: Высш. шк.1991. – 622 с.
6. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. Школа, 1982. 496 с.
7. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учеб.пособ./ Зиновьев, Г.С. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. - 664с.
8. Интегральные микросхемы: Справочник / Б.В. Тарабрин, Л.Ф. Лунин, Ю.Н. Смирнов и др.; Под ред. Б. В. Тарабрина. – 2-е изд., испр. – М.: Энергоатомиздат, 1985. – 528 с., ил.
9. Кныш, В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – 160с., ил.
- 10.Кудинов А.К., Прядилов А.В., Узбеков К.Х. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии // Научно-технический журнал "Наука-производству" №4,2004, г.Москва.
11. Масленников М.Ю. и др. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база. М. «Энергоатомиздат» 1993. - 224с.
12. Микросхемы и их применение: Справочное пособие / В.А. Батушев, В.И. Вениаминов и др. – 2-е изд., перераб. и доп. – М.: Радио и связь, 1984 – 272с.,ил.

13. Мощные полупроводниковые приборы: Диоды: Справочник / Б.А. Бородин, Б.В. Кондратьев, В.М. Ломакин и др.; Под ред. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985. – 400 с.

14. Операционные усилители и компараторы.-М.: Издательский дом «Додэка-21», 2001.-560с.

15. Полупроводниковые приборы. Диоды выпрямительные, стабилитроны, тиристоры: Справочник – 2-е изд. стереотип. - /А.Б. Гитцевич, А.А.Зайцев, В.В. Мкряков и др. Под ред. А.В. Гомедова.- М.: КубК-а, 1996-528с., ил.

16. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов.- М. Издательство «СОЛОН-Р», 2001. – 327с

17. Силовые полупроводниковые приборы. Пер. с англ. Под ред. В.В. Токарева. Первое издание. – Воронеж: «Элист», 1995 г. – 664 с.

18. Смердов, В. Силовые модули на основе биполярных транзисторов с изолированным затвором / В. Смердов, А. Образцов // Электронные компоненты. - 2005 . - №1.

19. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база/ Масленников М.Ю., Соболев Е.А., Соколов Г.В. и др.; Под ред. Масленникова М.Ю. М.: Радио и связь, 1996.

20. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.

21. Шило В.Л. Популярные микросхемы КМОП. Справочник. – М.: Изд-во «Ягуар», 1993. – 64 с.

22. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник /В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.: Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с., ил.

23. Источник тока инверторный для дуговой сварки ДС 200А.33. Руководство по эксплуатации. Чебоксары, 2004г.

24. Пат. 2162777 РФ, МКИ⁷ В23К009/10 Источник питания для ручной дуговой сварки / Кузнецов В.П. Заявка № 99111040/02

25. Пат. 2174898 РФ, МКИ⁷ В23К009/09 Устройство для сварки / Гуков Д.В., Пеледов А.Л., Еруманс А.А. Заявка № 99122866/02

26. Пат. 2175596 РФ, МКИ⁷ В23К009/10 Устройство для сварки. Князьков А.Ф., Федько В.Т., Князьков С.А., Крампит Н.Ю., Крампит А.Г. Заявка № 2000107229/02.

27. Андреев Ю.Р., Антонян А.И., Иванов Д.М. и др. Резисторы: Справочник. - М.: Энергоиздат, 1981.

28. М.В. Позднов, А.В. Прядилов. Защита транзисторов от перенапряжений с помощью R-C-VD цепочек. // Теплофизические и технологические аспекты повышения эффективности машиностроительного производства: // Труды IV международной научно-технической конференции (Резниковские чтения), (Тольятти, 27-29 мая 2015 г.): в 2 ч. / ред. кол. А.В.Гордеев [и др.]. – Тольятти: ТГУ, 2015.-Ч.2-491 с.:обл.

29. М.В. Позднов, А.В. Прядилов. Применение защитного ограничителя напряжения для силовых транзисторов. // Теплофизические и технологические аспекты повышения эффективности машиностроительного производства: // Труды IV международной научно-технической конференции (Резниковские чтения), (Тольятти, 27-29 мая 2015 г.): в 2 ч. / ред. кол. А.В.Гордеев [и др.]. – Тольятти: ТГУ, 2015.-Ч.2-491 с.:обл.

30. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И., Вашкевич Е. И., Никитин А. В. Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии. Часть 1 // Силовая электроника. 2009. №2

31. Ивашин В.В., Медведев В.А., Позднов М.В. Резонансный вибратор: патент на изобретение № 2177840 от 10.12.1999.

32. Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Электромагнитный вибратор с управляемой частотой колебаний // Наука – производству. 2004. № 4. С. 46–47.

33. Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Вибрационный источник крутильных колебаний // Вектор науки Тольяттинского государственного университета. 2010. № 3. С. 56–59.

34. Ивашин В.В., Позднов М.В., Прядилов А.В. Наземный электромагнитный вибрационный сейсмоисточник: патент на изобретение № 2253136 от 25.02.2004.

35. Иванников Н.А., Ивашин В.В., Певчев В.П., Прядилов А.В. Импульсный электромагнитный источник сейсмических волн: патент на изобретение № 2466429 от 04.05.2011.

36. Ивашин В.В., Кудинов А.К., Певчев В.П. Электромагнитные приводы для импульсных и виброимпульсных технологий // Известия высших учебных заведений. Электромеханика. 2012. №1. С. 72-75.

37. Ивашин В.В., Медведев В.А., Пчелкин Д.В. Электромагнитный привод резонансного вибратора: патент на изобретение № 2146412 от 05.01.1998.

38. Бар В.И., Ивашин В.В., Медведев В.А. Резонансный вибратор: патент на изобретение № 2160494 от 16.02.1999.

39. Ивашин В.В., Медведев В.А. Электромагнитный привод возвратно-поступательного движения : патент на изобретение № 2046540 от 22.04.1991.

40. Бар В.И., Медведев В.А., Макарычева О.А., Семочкина Н.Б. Электромагнитные и тепловые процессы в импульсных установках индукционного нагрева ферромагнитной стали // депонированная рукопись № 742-В2005 25.05.2005г.

41. Казаков Ю.В., Чернявский Н.И. Генераторы импульсов тока для аргонодуговой сварки алюминиевых сплавов // Сварка и диагностика. 2012. №2 С. 45 – 49.

42. Кудинов А.К., Узбеков К.Х., Прядилов А.В. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии // Наука - производству. 2004. № 4. С. 54-56.

43.Шевцов А.А., Глибин Е.С. Имитационное моделирование совместной работы статических компенсаторов и контактной сварочной машины // Электротехника. 2010. № 4. С. 34–38.

44.Глибин Е.С., Шевцов А.А. Моделирование функционирования компенсационных устройств совместно с контактными сварочными установками // Сварочное производство. 2009. № 5. С. 17–21.

45.Данилов В.С., Лукьянов К.С., Моисеев Е.А. Анализ и выбор демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // сборник научных трудов НГТУ. 2005. № 4(42). С.109–115.

46.Моисеев Е.А. Построение демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // сборник научных трудов НГТУ. 2006. № 1(43). С.147–152.

47.Угринов П. Ограничение напряжения на ключевом транзисторе в однотактных преобразователях напряжения // Силовая электроника. №1. 2004 г. С. 62–65.

48.Рахматов А. З., Абдулхаев О. А., Каримов А.В., Каландаров Ж.Ж., Скорняков С.П. Малогабаритные бескорпусные полупроводниковые ограничители напряжения // Компоненты и технологии. 2011. № 9. С.54-55.

49.Кадуков А. TVS-диоды — полупроводниковые приборы для ограничения опасных перенапряжений в электронных цепях // Компоненты и технологии.- 2001. № 1.

50.Пряхин С. Компоненты для силовой электроники корпорации Epcos AG. Часть 4. Мощные варисторы EPCOS для защиты промышленной электроники. // Компоненты и технологии. 2002. № 1

51.Ромадина И. Электронные компоненты компании ON Semiconductor для защиты электрических цепей от импульсного перенапряжения // Компоненты и технологии. 2009. № 12.

52. Мощные полупроводниковые приборы. Диоды: Под ред. Н.В. Ефимова, Т.В. Жукова.-М.; Энергоиздат, 1987.-562с.: ил.

53. Масленников М. Ю., Соболев Е. А., Соколов Г.В. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база.

54. Моисеев Е.А. Построение демпфирующих цепей для мощных импульсных преобразователей // сборник научных трудов НГТУ. 2006. № 1(43). С.147–152.

ПРИЛОЖЕНИЯ



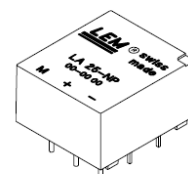
Многопредельный датчик тока LA 25-NP

$I_{PN} = 5-6-8-12-25 \text{ A}$

Для электронного преобразования токов: постоянного, переменного, импульсного и т.д. в пропорциональный выходной ток с гальванической развязкой между первичной(силовой) и вторичной(измерительной) цепями.



СНО1



Электрические параметры

I_{PN}	Номинальный входной ток	25 ¹⁾	A•вит
I_P	Диапазон преобразования	0 .. ± 36	A•вит
R_M	Величина нагрузочного резистора	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$
		при $\pm 15 \text{ V}$	при $\pm 25 \text{ A}\cdot\text{вит}_{\max}$
		при $\pm 36 \text{ A}\cdot\text{вит}_{\max}$	при $\pm 36 \text{ A}\cdot\text{вит}_{\max}$
I_{SN}	Номинальный аналоговый выходной ток	25	мА
K_N	Коэффициент трансформации	1-2-3-4-5	: 1000
V_C	Напряжение питания($\pm 5\%$)	± 15	V
I_C	Ток потребления	$10 + I_S$	мА
V_d	Электрическая прочность изоляции, 50 Гц, 1 мин	2.5	kV
V_b	Рабочее напряжение	600	V

Отличительные особенности

- Компенсационный датчик на эффекте Холла
- Изолирующий пластиковый негорючий корпус

Преимущества

- Отличная точность
- Хорошая линейность
- Очень низкий температурный дрейф
- Оптимальное время задержки
- Широкий частотный диапазон
- Высокая помехозащищенность
- Высокая перегрузочная способность

Точностно-динамические характеристики

X	Точность преобразования при $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Нелинейность	< 0.2	%
I_O	Начальный выходной ток ²⁾ при $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Средн	Макс
		± 0.05	± 0.15
I_{OM}	Ток смещения ³⁾ при $I_P = 0$, после перегрузки $3 \times I_{PN}$	± 0.05	± 0.15
I_{OT}	Температурный дрейф I_O	0 $^\circ\text{C}$.. + 70 $^\circ\text{C}$	± 0.10 ± 0.35
		+ 25 $^\circ\text{C}$.. + 70 $^\circ\text{C}$	± 0.10 ± 0.35
t_T	Время задержки ⁴⁾ при 90 % от $I_{P \max}$	< 1	мкс
di/dt	Скорость нарастания выходного тока	> 50	A/мкс
f	Частотный диапазон (-1дБ)	0 .. 150	кГц

Справочные данные

T_A	Рабочая температура	0 .. + 70	$^\circ\text{C}$
T_S	Температура хранения	- 25 .. + 85	$^\circ\text{C}$
R_P	Сопротивление первичной цепи (на виток)@ $T_A=25^\circ\text{C}$	< 1.25	мОм
R_S	Выходное сопротивление при $T_{A \max}$	110	Ом
R_{IS}	Сопротивление изоляции при 500 V, $T_A = 25^\circ\text{C}$	> 1500	МОм
m	Вес	22	гр

Применение

- Частотно-регулируемый привод переменного тока
- Преобразователи для привода постоянного тока
- Системы управления работой аккумуляторных батарей
- Источники бесперебойного питания
- Программируемые источники питания
- Источники питания для сварочных агрегатов.

Изготовитель -
LEM S.A., Швейцария

Примечание : ¹⁾ См. схему соединения первичных витков.
²⁾ Измерение производится через 15 мин. после включение питания.
³⁾ Результат намагничивания магнитопровода.
⁴⁾ При $di/dt = 100\text{A}/\text{мкс}$.

980610/1

ООО "ТВЕЛЕМ"

170023, ТВЕРЬ А/Я 18

TEL/FAX: 0822/44-40-53

E-mail: tvelem@lem.com

LEM components

www.lem.com

Размеры LA 25-NP (в мм)



Кол-во первичных витков	Первичный ток		Номинальный выходной ток I_{SN} [mA]	Козф. трансформации K_N	Сопротивление первичной цепи, мОм	Индуктивность первичной цепи L_p , мкГн	Схема подключения
	номин. ток I_{PN} , А	макс. ток I_p , А					
1	25	36	25	1/1000	0,3	0,023	
2	12	18	24	2/1000	1,1	0,09	
3	8	12	24	3/1000	2,5	0,21	
4	6	9	24	4/1000	4,4	0,37	
5	5	7	25	5/1000	6,3	0,58	

Механические характеристики

- Общий допуск $\pm 0,2$ мм
- Подключение первичной цепи 10 выводов 0,7 x 0,6 мм
- Подключение вторичной цепи 3 вывода $\varnothing 1$ мм
- Рекомендованные отверстия в плате $\varnothing 1,2$ мм

Примечания

- I_S положителен, когда I_p протекает от выводов 1, 2, 3, 4, 5 к выводам 10, 9, 8, 7, 6
- Стандартная модель. По всем вопросам, касающимся спецификаций, обращайтесь к специалистам фирмы.

Код LEM

90.08.19.000.0

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.



Датчик напряжения LV 25-P

Построен по принципу преобразования входного тока, пропорционального приложенному напряжению (постоянному, переменному, импульсному и т.д.) в пропорциональный выходной ток с гальванической развязкой между первичной (силовой) и вторичной (измерительной) цепями.



СНО1

Электрические параметры

I_{PN}	Номинальный входной ток, эфф.знач.	10	мА		
I_P	Диапазон преобразования	0 .. ± 14	мА		
R_M	Величина нагрузочного резистора	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$		
		при ± 12 V	при ± 10 mA ^{max}	30	190 Ом
			при ± 14 mA ^{max}	30	100 Ом
		при ± 15 V	при ± 10 mA ^{max}	100	350 Ом
		при ± 14 mA ^{max}	100	190 Ом	
I_{SN}	Номинальный аналоговый выходной ток	25	мА		
K_N	Коэффициент трансформации	2500 : 1000			
V_C	Напряжение питания (± 5 %)	± 12...15	В		
I_C	Ток потребления	10+ I_S	мА		
V_d	Электрическая прочность изоляции, 50 Гц, 1 мин ¹⁾	2.5	кВ		

Точностно-динамические характеристики

X_G	Точность преобразования	при $I_{PN}, T_A = 25^\circ C, V_C = \pm 15V$	± 0.8	%
		при $I_{PN}, T_A = 25^\circ C, V_C = \pm 12...15V$	± 0.9	%
ϵ_L	Нелинейность		< 0.2	%
I_O	Начальный выходной ток при $I_P = 0, T_A = 25^\circ C$		Средн	Макс
I_{OT}	Температурный дрейф I_O	0°С .. + 25°С	± 0.06	± 0.25 мА
		+25°С .. + 70°С	± 0.06	± 0.25 мА
t_r	Время задержки ²⁾		40	мкС

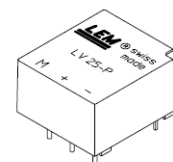
Справочные данные

T_A	Рабочая температура	- 25 .. + 70	°С
T_S	Температура хранения	- 40 .. + 85	°С
R_P	Входное внутреннее сопротивление при $T_A = 85^\circ C$	250	Ом
R_S	Выходное внутреннее сопротивление при $T_A = 85^\circ C$	110	Ом
m	Вес	22	г

Примечания : ¹⁾ Между первичной и вторичной цепями
²⁾ $R_1 = 25$ кОм (L/R постоянная времени, определяемая сопротивлением и индуктивностью входной цепи.)

$$I_{PN} = 10 \text{ мА}$$

$$V_{PN} = 10 \dots 500 \text{ В}$$



Отличительные особенности

- Компенсационный датчик на эффекте Холла
- Изолирующий пластиковый негорючий корпус.

Принцип работы

- Преобразуемое напряжение подается на входные клеммы датчика через внешний резистор R_1 , величина которого выбирается пользователем исходя из номинального входного тока датчика.

Преимущества

- Отличная точность
- Хорошая линейность
- Низкий температурный дрейф
- Оптимальное время задержки
- Широкий частотный диапазон
- Высокая помехозащищенность
- Высокая перегрузочная способность.

Применение

- Частотно-регулируемый привод переменного тока
- Преобразователи для привода постоянного тока
- Системы управления работой аккумуляторных батарей
- Источники бесперебойного питания (UPS)
- Источники питания для сварочных агрегатов.

Изготовитель -

LEM S.A., Швейцария

990407/1

ООО "ТВЕЛЕМ"

170023, ТВЕРЬ А/Я 18

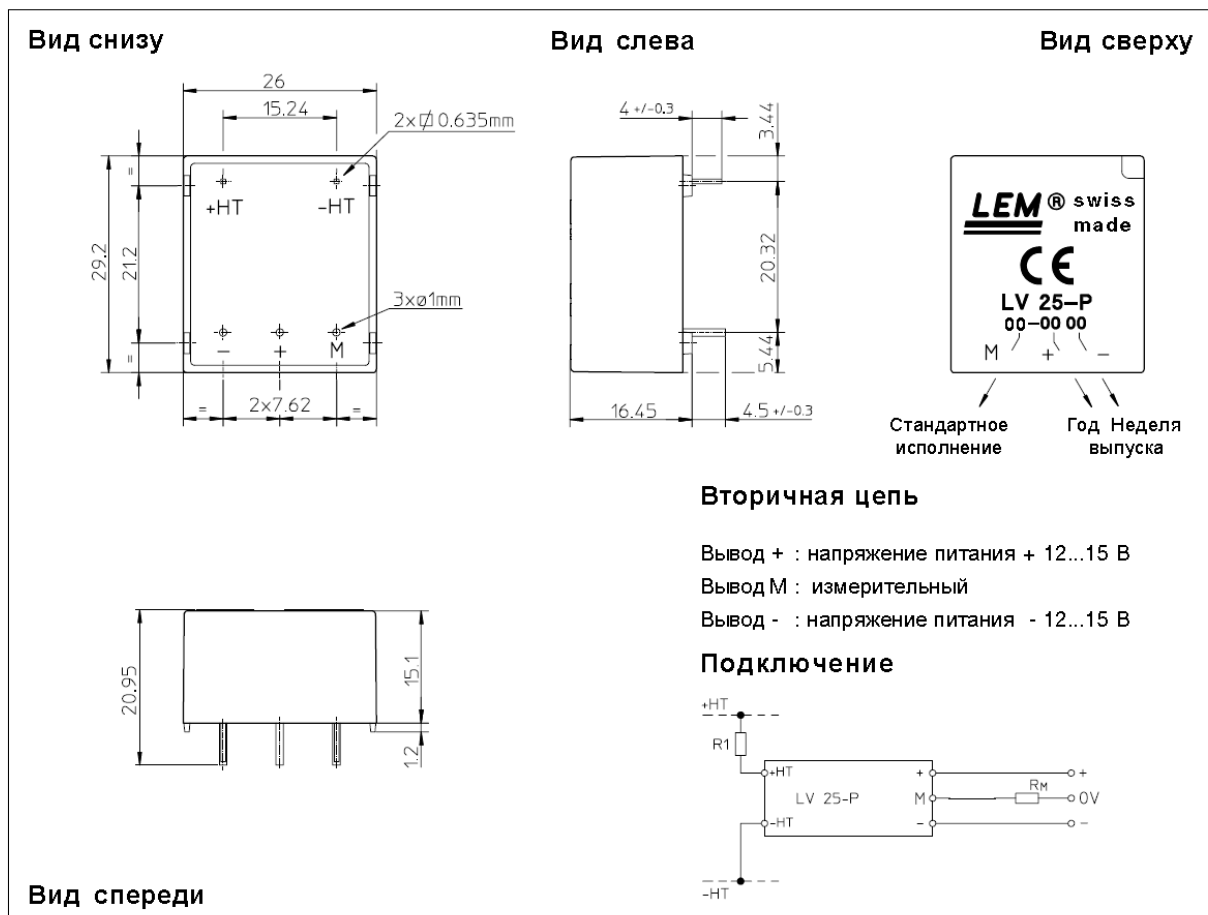
TEL/FAX: 0822/44-40-53

E-mail: tvelem@lem.com

LEM Components

www.lem.com

Размеры LV 25-P



Механические характеристики

- Общий допуск ± 0.2 мм
- Подключение первичной цепи
2 вывода 0.635 x 0.635 мм
- Подключение вторичной цепи 3 вывода $\varnothing 1$ мм
- Рекомендованные отверстия в плате $\varnothing 1.2$ мм

Примечания

- I_s положителен, когда V_p приложено к выводу +HT
- Не допускается изгиб выводов датчика

Код LEM

90.27.19.000.0

Указания к применению датчика напряжения LV 25-P

Оптимальная точность измерения достигается при входном токе, равном номинальному. Величина внешнего входного резистора R_1 должна выбираться такой, чтобы при номинальном уровне преобразуемого напряжения входной ток датчика был бы равен 10 мА.

Пример: Преобразуемое напряжение $V_{PN} = 250$ В

а) $R_1 = 25$ кОм/2.5 Вт, $I_p = 10$ мА Точность $\pm 0.8\%$ от V_{PN} (при $T_A = +25^\circ\text{C}$)
 б) $R_1 = 50$ кОм/1.25 Вт, $I_p = 5$ мА Точность $\pm 1.6\%$ от V_{PN} (при $T_A = +25^\circ\text{C}$)

Номинальный диапазон преобразования (рекомендуемый) : от 10 до 500 В, при этом верхнее предельное значение преобразуемого напряжения определяется электрической прочностью изоляции датчика.

LEM reserves the right to carry out modifications on its transducers, in order to improve them, without previous notice.

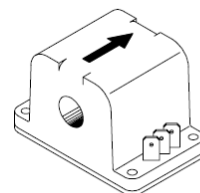


Датчик тока LT 100-S

Для электронного преобразования токов: постоянного, переменного, импульсного и т.д. в пропорциональный выходной ток с гальванической развязкой между первичной(силовой) и вторичной (измерительной) цепями.



$$I_{PN} = 100 \text{ A}$$



Электрические параметры

I_{PN}	Номинальный входной ток, эфф.знач.	100	A			
I_P	Диапазон преобразования	0 .. ± 200	A			
R_M	Величина нагрузочного резистора	$R_{M \min}$	$R_{M \max}$			
				питание $\pm 12 \text{ V}$	при $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	0
			при $\pm 200 \text{ A}_{\max}$	0	25	Ом
		питание $\pm 18 \text{ V}$	при $\pm 100 \text{ A}_{\max}$	30	135	Ом
	при $\pm 200 \text{ A}_{\max}$	30	55	Ом		
I_{SN}	Номинальный аналоговый выходной ток	100	мА			
K_N	Коэффициент трансформации	1 : 1000				
V_C	Напряжение питания ($\pm 5\%$)	$\pm 12 \dots 18$	V			
I_C	Ток потребления	28 (при $\pm 18 \text{ V}$) + I_S	мА			
V_d	Электрическая прочность изоляции, 50 Гц, 1 мин	5	кВ			

Отличительные особенности

- Компенсационный датчик на эффекте Холла
- Изолирующий пластиковый негорючий корпус.

Преимущества

- Отличная точность
- Хорошая линейность
- Низкий температурный дрейф
- Оптимальное время задержки
- Широкий частотный диапазон
- Высокая помехозащищенность
- Высокая перегрузочная способность.

Точно-динамические характеристики

X_G	Точность преобразования при $I_{PN}, T_A = 25^\circ\text{C}$	± 0.5	%
ϵ_L	Нелинейность	< 0.1	%
I_O	Начальный выходной ток при $I_P = 0, T_A = 25^\circ\text{C}$	Средн ± 0.3	Макс ± 0.4 мА
I_{OT}	Температурный дрейф I_O $-25^\circ\text{C} \dots +70^\circ\text{C}$	± 0.3	± 0.6 мА
t_r	Время задержки ¹⁾ при 90 % от $I_{P \max}$	< 1	мкс
di/dt	Скорость нарастания выходного тока	> 50	А/мкс
f	Частотный диапазон (-1 dB)	DC .. 150	кГц

Применение

- Частотно-регулируемый привод переменного тока
- Преобразователи для привода постоянного тока
- Системы управления работой аккумуляторных батарей
- Источники бесперебойного питания
- Программируемые источники питания
- Источники питания для сварочных агрегатов.

Справочные данные

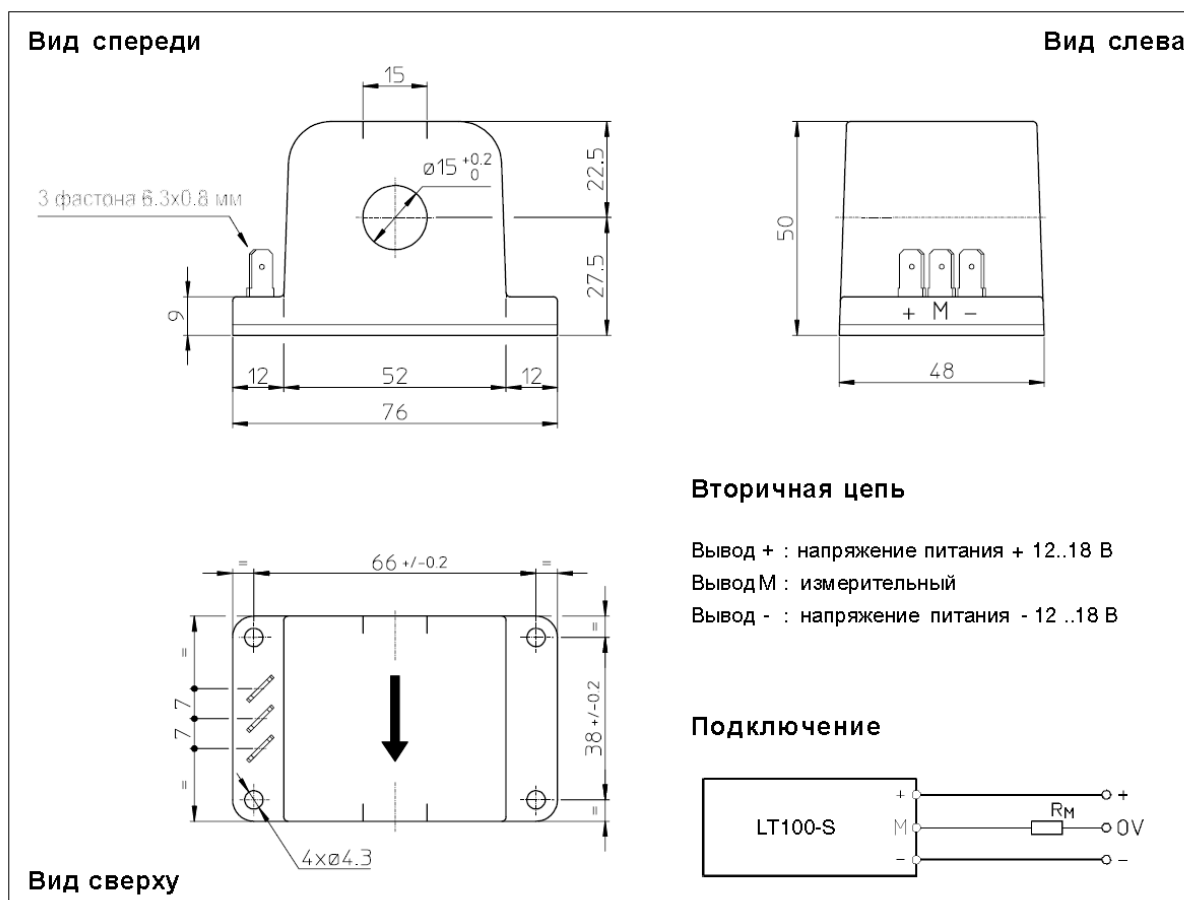
T_A	Рабочая температура	$-25 \dots +70$	$^\circ\text{C}$
T_S	Температура хранения	$-40 \dots +85$	$^\circ\text{C}$
R_S	Выходное сопротивление при $T_A = 70^\circ\text{C}$	25	Ом
m	Вес	130	г
	Стандарты	EN 50155	

Изготовитель -
ТВЕЛЕМ, Россия

Примечание: ¹⁾ При скорости нарастания выходного тока 100 А/мкс

991202/1

Размеры LT 100-S



Механические характеристики

- Общий допуск ± 0.3 мм
- Крепление 4 отв. $\varnothing 4.3$ мм
- Подключение первичной цепи $\varnothing 15$ мм
- Подключение вторичной цепи фастоны 6.3x0.8 мм

Код LEM

90.43.34.000.0

Примечания

- I_s положителен, когда I_p протекает в направлении, указанном стрелкой на корпусе.
- Температура первичной шины не должна превышать 100 °С.
- Наилучшие динамические характеристики (di/dt и время задержки) достигаются при полном заполнении неизолированной первичной шины входного отверстия датчика.
- Для получения наилучшей магнитной связи дополнительные первичные витки следует прокладывать через верхнюю сторону датчика.
- Стандартная модель. По всем вопросам, касающимся спецификаций, обращайтесь к специалистам фирмы

Зона	Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание
		<u>Конденсаторы</u>		
	C1	K50-35 160 В 4700 мкФ	1	
	C2	K50-35 160 В 4700 мкФ	1	
	C3	K73-17 250В 0.47 мкф, 20%	1	
	C4	K73-17 250В 0.22 мкф, 20%	1	
		<u>Резисторы</u>		
	R1	ПЭВ-20-5,6Ом±10%	1	
	R2	ПЭВ-10-100Ом±10%	1	
		<u>Полупроводниковые приборы</u>		
	VD1, VD2	249NQ135 (Шоттки, 240А 135В)	2	
	VD3	129NQ135 (Шоттки, 120А, 135В)	1	
	VD4	SF302, быстр. диод (30А/300А,100В)	1	
	VD5	SF164,быстр. диод (16А/125А,200В)	1	
	VT1	FB240SA10 (Nкан 100В 240А, SOT-227)	1	
	VT2	IRFPS3815 (Nкан 150В 105А, Super247)	1	
		<u>Дроссели</u>		
	L1	Дроссель. 3 витка на 2-х кольцах из аморфного железа ГМ54ДС140-80х40х20 (8.2 мкГн, 260 А)	1	
	L2	Дроссель. 8 витков на 3-х кольцах из аморфного железа ГМ54ДС140-80х40х20 (72 мкГн, 110 А)	1	
		<u>Измерительные приборы</u>		
	PA1	Э8033 (150А)	1	
	PV1	M41203 (15В)	1	
	PV2	M42300 (150В)	1	
	DA1	LT-300S	1	
	DA1	LT-100S	1	