

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

ИНСТИТУТ ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленной электроники»
(кафедра)

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки, специальности)

Промышленная электроника

(направленность (профиль)/специализация)

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

на тему СИСТЕМА ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО
ВИБРОИМПУЛЬСНОГО УПЛОТНИТЕЛЯ
БЕТОННОЙ СМЕСИ

Студент

А.В. Баринов

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

М.В. Позднов

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

_____ (ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

_____ (личная подпись)

« _____ » _____ 20 _____ г.

Тольятти 2018

Аннотация

Бакалаврская работа на тему «Система питания электромагнитного виброимпульсного уплотнителя бетонной смеси» состоит из пояснительной записки объемом 60 листов и графической части объемом 4 листа формата А1.

Цель работы – обеспечение требуемого режима работы электромагнитного привода виброимпульсного уплотнителя бетонной смеси путем создания системы питания, обладающей наиболее выгодными показателями, возможно превосходящими существующие на сегодняшний день у аналогичных образцов.

Задачи работы: 1) анализ состояния и перспектив проектирования систем питания виброимпульсных установок; 2) ориентировочный расчет параметров силового электромагнита; 3) разработка и расчет формирователя импульсов тока; 4) разработка и расчет системы заряда емкостного накопителя; 5) проектирование схемы управления; 6) обеспечение безопасности и экологичности проекта; 7) расчет затрат на разработку и реализацию проекта.

Пояснительная записка содержит: введение в рассматриваемую область преобразовательной техники; сравнительную характеристику и анализ известных решений поставленных задач; расчеты силовой части и выбор элементов; расчет схемы системы управления и выбор элементов; проектирование конструкции системы управления схемой питания; анализ безопасности и экологичности проекта, мероприятия по уменьшению влияния опасных и вредных факторов при испытаниях и отладке системы питания; расчет затрат на разработку и реализацию проекта по созданию системы питания; выводы и предложения по дальнейшему совершенствованию системы питания; список использованной литературы.

Графическая часть содержит эскиз вибрационной установки, структурную схему системы питания, обзор систем заряда емкостного накопителя, принципиальную схему системы питания, принципиальную схему

системы управления, расчетные временные диаграммы работы системы заряда, экономический лист.

Для решения поставленных задач были использованы схемные решения систем заряда и разряда емкостного накопителя, системы управления, позволяющие достичь хороших показателей: стабильность напряжения на накопительном конденсаторе при резком изменении параметров нагрузки, стабильная работа системы питания в широком диапазоне изменения частоты коммутации силовых ключей.

Содержание

ВВЕДЕНИЕ	5
1 Анализ состояния и перспектив проектирования систем питания виброимпульсных установок.	8
1.1 Общие требования и анализ исходных данных.....	8
1.2. Анализ схем заряда емкостного накопителя.....	11
а).....	13
1.3 Анализ систем разряда накопительного конденсатора	21
2 Расчет схемы разряда емкостного накопителя	27
3. Расчет схемы заряда емкостного накопителя	31
3.1 Расчет фильтрового дросселя.....	31
3.2 Выбор элементов мостового выпрямителя	38
3.3 Компоновка системы питания.....	44
4 Разработка системы управления.	45
4.1 Разработка структуры системы управления.	45
5 Моделирование.....	54
Заключение.....	58
Список используемой литературы.....	Ошибка! Закладка не определена.

ВВЕДЕНИЕ

Современная техника - область человеческой деятельности, находящаяся в состоянии непрерывного и высокоинтенсивного развития. Появление новых технологий обуславливает постоянную работу над их освоением в применении к задачам всего множества отраслей человеческого хозяйствования. Одним из примеров подобного освоения является развитие вибрационной техники.

Как известно, вибрационная техника имеет широкое применение и позволяет решать множество технических задач более эффективно, чем предшествующие ее применению методы. Так, без использования вибрационных машин сегодня трудно представить медицину, геологию, сельское хозяйство, строительство, обрабатывающую промышленность и т.д.

В настоящей работе рассматривается работа виброуплотнителя бетонной смеси. На вибрационном уплотнении и формировании различных дисперсных систем основан целый ряд технологических процессов: уплотнение бетона в формах, массиве или тромбование грунтов.

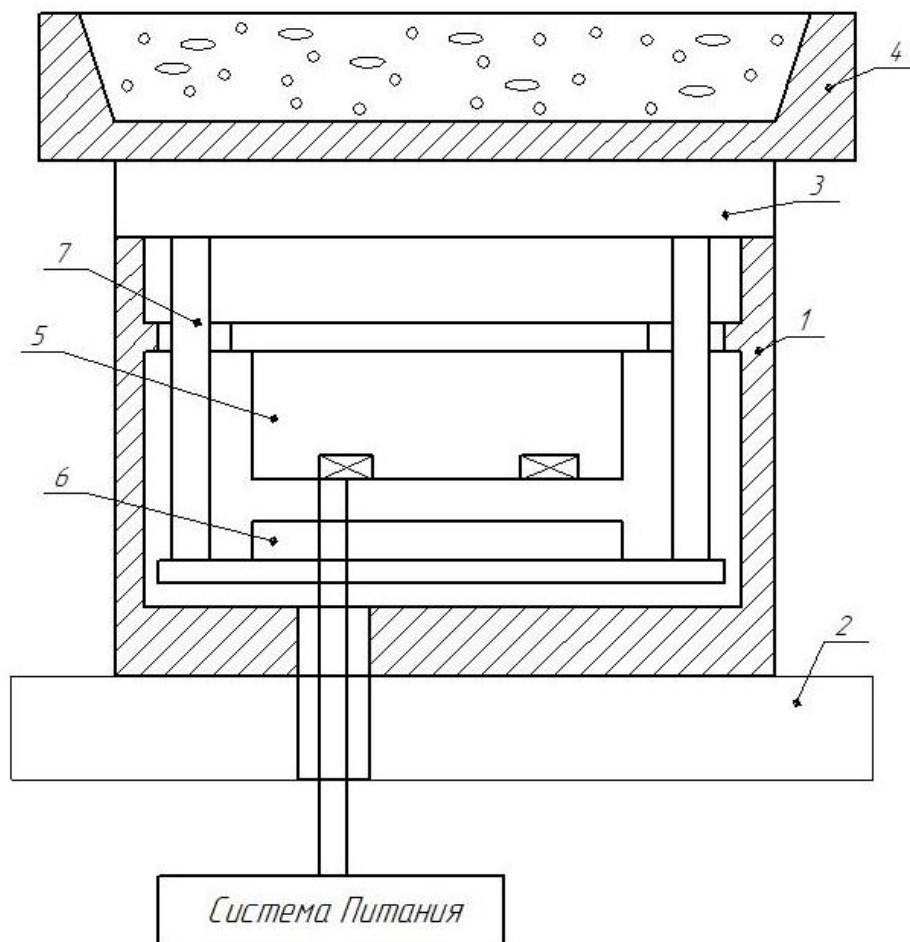
Вибрационная обработка бетона основана на том, что под действием периодических деформаций бетонная смесь приобретает повышенную текучесть, происходит более плотная укладка частиц заполнителя и дегазация. В виброактивированном состоянии смесь лучше заполняет формы. Вибрационные и волновые воздействия значительно ослабляют внутренние связи, разрушая структуру бетонной смеси, в связи с чем сравнительно слабые гравитационные силы обеспечивают плотную укладку массы.

Вибрации могут сообщаться бетонной массе с поверхности, внутри объема или всему бетонному изделию в целом. Внутренняя обработка применяется для монолитных конструкций больших объемов, при этом вибраторы действуют в бетонной массе на значительной глубине. Поверхностная обработка применяется также для монолитных конструкций. При изготовлении же строительных железобетонных конструкций колебания

придаются всему изделию с помощью виброплощадок, на которые устанавливается форма (рис.1).

Практика показывает, что применение виброуплотняющих и виброформовочных машин даёт значительный технико-экономический эффект, обусловленный увеличением производительности, повышением качества изделий, снижением расхода цемента[12].

Таким образом, задача непрерывного совершенствования отмеченного выше вибрационного оборудования представляется актуальной.



- | | |
|----------------------------|----------------------|
| 1. Корпус | 5. Индуктор |
| 2. Фундамент | 6. Якорь |
| 3. Рабочий стол | 7. Штанги |
| 4. Форма с бетонной смесью | 8. Обмотка индуктора |

Рис. В1. Установка для уплотнителя бетонной смеси

1 Анализ состояния и перспектив проектирования систем питания виброимпульсных установок.

1.1 Общие требования и анализ исходных данных.

Процесс разработки системы питания обуславливается рядом общих и непосредственно связанных с исходными данными требований.

К общим требованиям можно отнести простоту исполнения, надежность технического решения, ремонтпригодность, экономическую эффективность.

При этом требование надежности обусловлено предполагаемыми условиями эксплуатации разрабатываемой системы, спецификой производственной среды. В нашем случае разрабатываемый объект применяется в производстве бетонных конструкций, например, на заводах железобетонных конструкций или предприятиях строительной отрасли. При этом необходимо учитывать не воздействие внешних факторов производственной среды, но и невысокую рабочую квалификацию операторов, то есть возникает требование упрощения эксплуатации устройства.

Система питания должна обеспечивать создание магнитного поля, энергия которого определяется размерами зазора электромагнита и величиной индукции магнитного поля. При этом в связи с заданными в ТЗ параметрами питающей сети (380/660В, 50Гц) и величиной тяговых усилий (30-50 кН) очевидной становится необходимость предварительного накопления энергии для достижения ее необходимого значения. Электромагнитная энергия преобразуется в механическую. Причем механическая энергия на порядок меньше запасаемой в зазоре. Рекуперация энергии, не преобразованной в механическую, а также израсходованной на омические потери, значительно повышает к.п.д. системы питания. Кроме того важным требованием ТЗ на разработку системы питания является возможность регулирования энергии, затрачиваемой на создание механических усилий. Наиболее распространенным

и признанным решением в нашем случае является применение схем с емкостными накопителями энергии. Такие схемы обеспечивают формирование в нагрузке мощных импульсов тока с большой скважностью при частотах повторения до 10-50 Гц [8]. Структурная схема системы питания с использованием емкостного накопителя энергии показана на рис 1.1. Как и любое устройство преобразовательной техники, система содержит силовую часть и систему управления (СУ) [1]. Силовая часть, в свою очередь, включает в свой состав в общем случае три части: емкостной накопитель (ЕНЭ), зарядное устройство ЗУ (также называемое устройством компенсации потерь (УКП)) и разрядное устройство РУ (также называемое устройством формирования токовых импульсов (ФТИ)). При этом функцию согласования характеристик системы питания с источником питания (системой электроснабжения) выполняют зарядное устройство и емкостной накопитель, а функцию согласования с характеристиками импульсной нагрузки - разрядное устройство и емкостной накопитель [14]. Обычно импульсные системы питания нагрузок строятся так, что зарядное и разрядное устройства функционируют на различных временных интервалах и слабо взаимодействуют между собой. Влияние процессов в разрядном контуре на процессы в зарядном проявляется в изменении лишь одного параметра - напряжения на ЕНЭ [6]. Поэтому в большинстве случаев процессы заряда и разряда накопителя можно рассматривать отдельно, поступим аналогично.

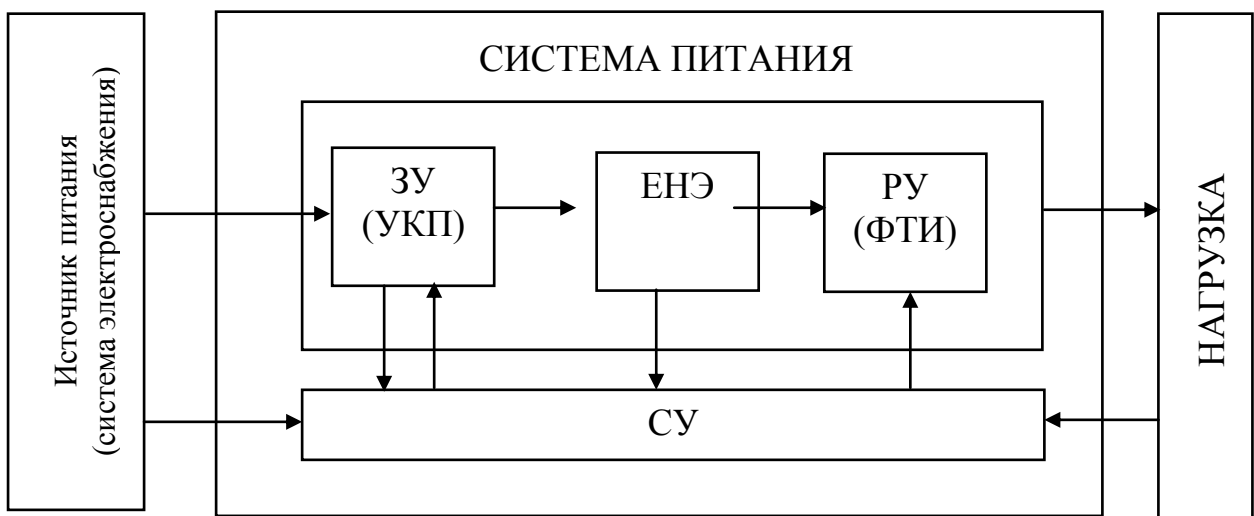


Рис. 1.1 Структурная схема системы питания

1.2. Анализ схем заряда емкостного накопителя

На систему заряда возлагаются функции согласования импульсного характера потребления энергии преобразователем с источником питания ограниченной мощности[2]. Источником питания, как правило, служит трехфазная сеть напряжения 380/660В с частотой 50Гц. В настоящее время с развитием импульсной электроэнергетики появилось большое количество зарядных устройств, отличающихся друг от друга как схемными решениями, так протекающими в них процессами.

Наиболее обширным является класс зарядных устройств с питанием от источников переменного напряжения с полупроводниковыми выпрямителями, заряжающих накопительный конденсатор в течение большого числа полупериодов переменного тока [3]. Такие режимы желательны для заряда больших батарей конденсаторов, так как они сглаживают пиковый характер потребления энергии из сети, способствуют равномерной загрузке питающей сети, уменьшению амплитуды зарядного тока.

Наиболее простыми, а поэтому весьма распространенными, являются схемы колебательного заряда [4], зарядная цепь которых состоит из последовательно соединенных накопительного конденсатора и дросселя (рис. 1.2). Питание осуществляется от источника постоянного или выпрямленного напряжения. При малом времени заряда схемы отличаются хорошими весогабаритными показателями, высоким к.п.д., но характеризуются неуправляемым режимом заряда. Предельная простота предопределила широкое использование подобных схем для питания виброимпульсных установок[5].

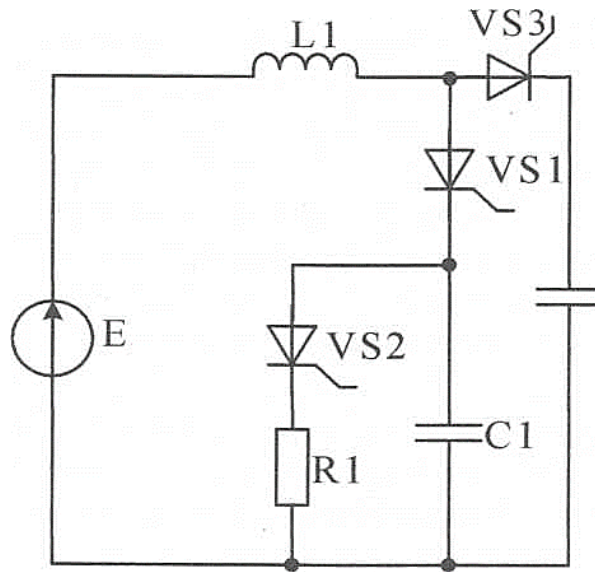
На рис. 1.2 показана схема колебательного заряда накопительного конденсатора с регулированием напряжения на нем.

Схема содержит: VS3 - зарядный тиристор, L1 - зарядный дроссель, C2 - накопительный конденсатор, коммутирующую цепь, состоящую из последовательно соединенных коммутирующего тиристора У81 и

коммутирующего конденсатора $C1$, и включенную через зарядный тиристор $VS3$ параллельно накопительному конденсатору $C2$, рассеивающую цепь из тиристора $VS2$ и сопротивления $R1$, включенную параллельно коммутирующему конденсатору $C1$, источник зарядного напряжения E . Для заряда накопительного конденсатора открываем зарядный тиристор $VS3$ («момент времени t_0 ») и по цепи: $E-E1-VS3-C2-E$ начинает протекать ток синусоидальной формы. При достижении напряжением накопительного конденсатора заданного значения включаем тиристор $VS1$ (момент времени t_1). Тиристор $VS3$ запирается напряжением накопительного конденсатора, ток зарядного дросселя перехватывается в коммутирующую цепь. Заряд накопительного конденсатора прекращается. Энергия зарядного дросселя L сбрасывается в коммутирующий конденсатор $C1$. Когда ток зарядного дросселя спадет до нуля (момент времени t_2), включаем тиристор $VS2$, и коммутирующий конденсатор $C1$ разряжается на рассеивающее сопротивление $R1$. На этом цикл заканчивается.

Недостатком рассмотренной схемы является сравнительно низкий к.п.д. процесса заряда, связанный с тем, что значительная доля энергии, взятая из источника зарядного напряжения, рассеивается на активном сопротивлении [16].

Во избежание указанного недостатка используют схемы с возвратом оставшегося в зарядном дросселе энергии в источник зарядного напряжения по достижении напряжением накопительного конденсатора заданного уровня. Однако наличие обратного тока источника питания при гашении энергии зарядного дросселя имеет свои негативные стороны. Энергия зарядного дросселя, возвращаемая в источник питания не используется в полезных энергопреобразованиях, перетоки этой энергии лишь увеличивают потери в процессе заряда накопителя, что значительно снижает к.п.д.



a)

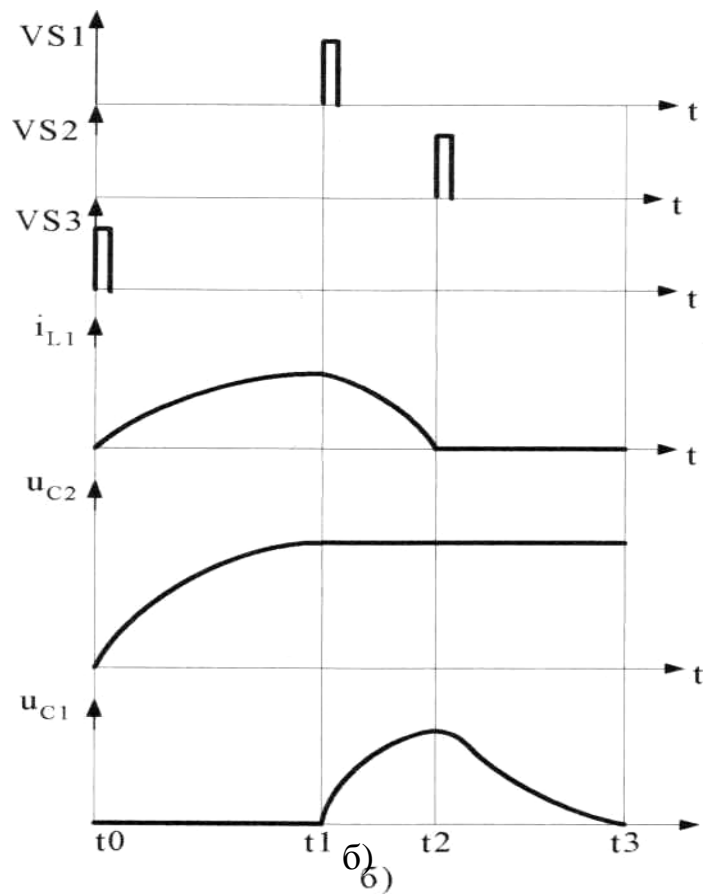


Рис 1.2 Схема колебательного заряда накопительного конденсатора с рассеиванием избыточной энергии зарядного дросселя

Изменения напряжения, питающего систему импульсного возбуждения электромагнитного преобразователя энергии ставит задачу обеспечения стабильности напряжения заряда накопительного конденсатора. В общем случае задача сводится к созданию систем, обладающих возможностью автоматического регулирования напряжения накопителя. Что касается колебательных систем заряда, то регулирование напряжения в такого рода системах осложняется значительной величиной энергии, запасаемой в магнитном поле зарядного дросселя при заряде, необходимостью коммутации индуктивного тока[13].

Рассмотрев схему колебательного заряда накопительного конденсатора с возможностью регулирования напряжения на нем, можно выделить актуальные задачи совершенствования системы заряда. Первоочередной задачей представляется создание схем с возможностью регулирования напряжения накопительного конденсатора (или его стабилизации на заданном уровне) без реверса тока во входной цепи. Не представляют интереса схемы с рассеянием реактивной энергии на активном сопротивлении из-за низкого к.п.д. процесса заряда, а также схемы с дополнительными конденсаторами для гашения энергии дросселя из-за усложнения системы импульсного питания в целом.

Распространенным является класс ключевых схем с дозирующими элементами (рис. 1.3-1.4). Между источником постоянного напряжения и накопительным конденсатором включается дозирующий элемент, способный запасать ограниченную энергию, а затем отдавать ее в накопитель [16]. Варьирование частоты дозирования и величины дозы энергии позволяет управлять режимом заряда. Обладая достоинствами зарядных устройств с инверторами, схемы этого класса по простоте своей приближаются к колебательному заряду и является весьма перспективными с точки зрения применения в системах питания виброимпульсных установок.

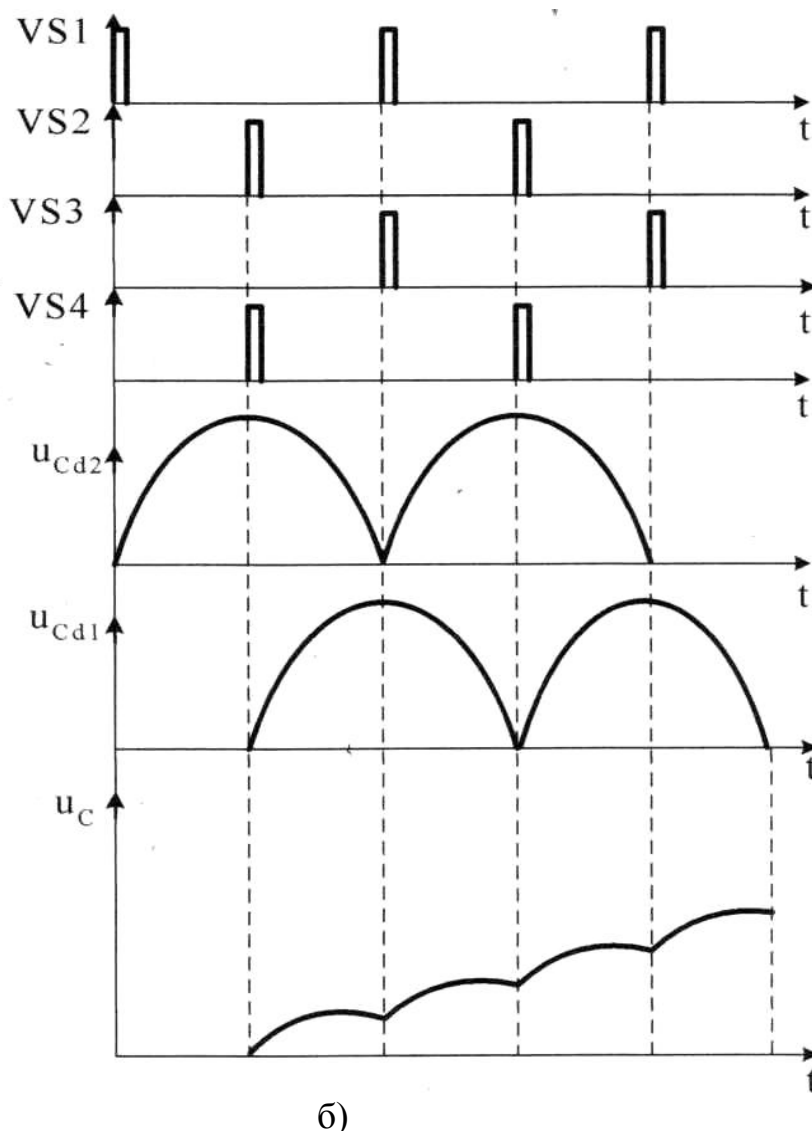
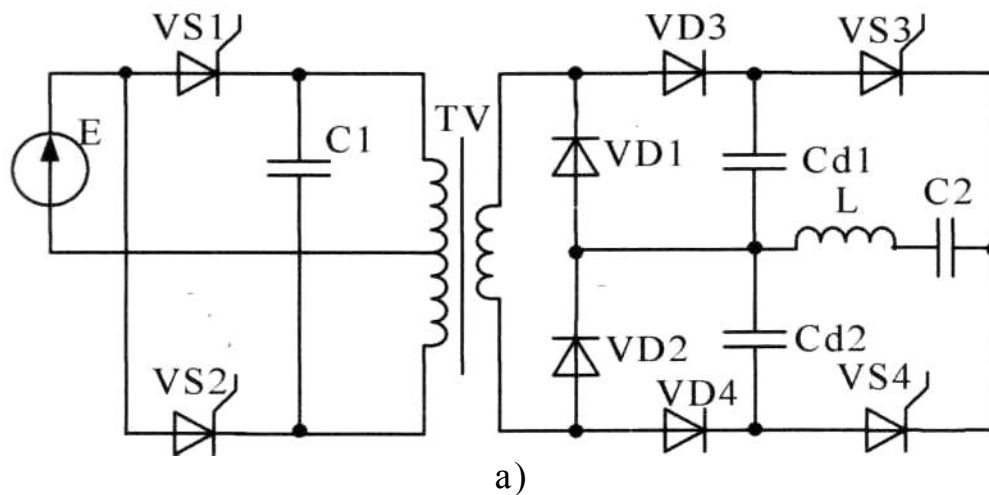
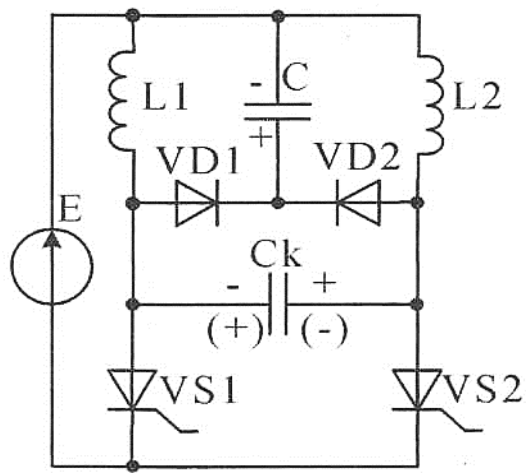
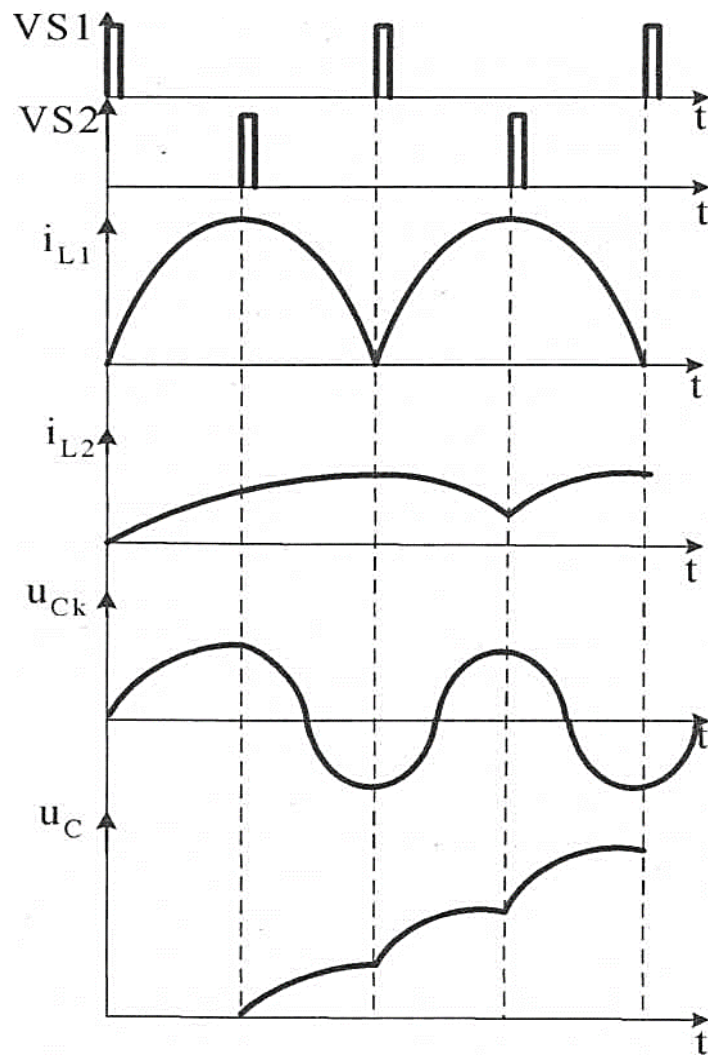


Рис. 1.3 Схема многоимпульсного заряда накопительного конденсатора с дозирующими конденсаторами



a)



б)

Рис. 1.4 Схема многоимпульсного заряда накопительного конденсатора с дозирующими реакторами

Изменение частоты формирования зарядных импульсов позволяет получать выгодные, с точки зрения к.п.д., влияния на питающую сеть, скорость заряда и т.д. режимы заряда. Кроме того, в подобных системах имеется возможность в любой момент остановить процесс заряда, прекратив формирования импульсов зарядного тока, формирование импульсов может быть прекращено по достижении напряжением накопительного конденсатора желаемого уровня. Таким образом, системы многоимпульсного заряда могут быть использованы для регулирования напряжения накопительного конденсатора, либо для стабилизации этого напряжения.

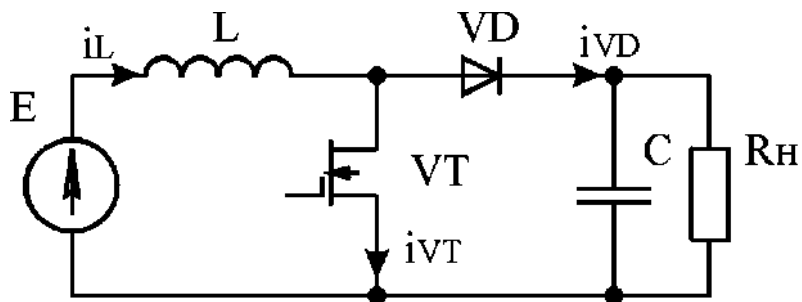
При этом, если частота дозирования и энергия каждой дозы постоянны, зарядка осуществляется при потреблении от источника питания неизменной мощности. В качестве промежуточного дозирующего элемента можно использовать конденсаторы и реакторы.

Примером многоимпульсной схемы с дозирующими конденсаторами может служить схема на рис. 1.3. Питание устройства осуществляется от инвертора любого типа. (В данном случае инвертор собран на тиристорах VS1 и VS2). Входное напряжение повышается трансформатором TV до требуемой величины. В каждый полупериод напряжения вторичной обмотки трансформатора поочередно заряжаются конденсаторы Cd1 и Cd2 через диоды VD1, VD2, VD3 и VD4. На интервалах тех полупериодов напряжения питания, когда диоды VD3 и VD4 заперты, поочередно включаются тиристоры VS3 и VS4. При этом дозирующие конденсаторы разряжаются через дроссель L на основной накопитель C2, заряжая его малыми постоянными дозами энергии. Следует отметить, что энергия дозатора при каждом разряде полностью переходит в накопитель лишь в том случае, когда напряжение заряда дозируют конденсаторов более чем вдвое превышает напряжение накопителя.

Многоимпульсная схема с дозирующими реакторами показана на рис. 1.4. Импульсы управления с фиксированной частотой поочередно подаются на управляющие цепи тиристоров VS1 и VS2. При включении одного из тиристоров, например VS1, начинается процесс заряда дозирующего реактора

L1. Одновременно через реактор L2 и тиристор VS1 заряжается коммутирующий конденсатор Cк. Через определенный интервал времени, определяемый частотой управляющих импульсов открывается тиристор VS2 и напряжение коммутирующего конденсатора Cк прикладывается к тиристору VS1. Последний выключается, цепь заряда дозирующего реактора L1 разрывается и он разряжается одновременно на конденсатор Cк и накопитель C. При этом конденсатор Cк перезаряжается, а накопитель подзаряжается на величину энергии, накопленной в дозирующем реакторе L1. Одновременно с разрядом реактора L1 происходит процесс заряда дозирующие реактора L2 от источника питания через тиристор VS2. Через промежуток времени, определяемый частотой управляющих импульсов, конденсатор Cк запирает тиристор VS2, при включении тиристора VS1, и диод VD2 на накопитель C аналогичен описанному выше процессу разряда реактора L1. Особенностью схемы является невозможность работы с паузами в циклах заряд-разряд при отсутствии входного коммутатора, отключающего источник питания во время паузы. По прекращении подачи импульсов управления остается открытым один из тиристоров. Ток соответствующего реактора будет линейно нарастать и выведет из строя проводящий тиристор.

Среди систем многоимпульсного заряда накопительного конденсатора следует выделить системы, построенные на основе импульсных регуляторов постоянного напряжения. Общепринято различать три типа регуляторов: I типа, II типа, III типа.



a)

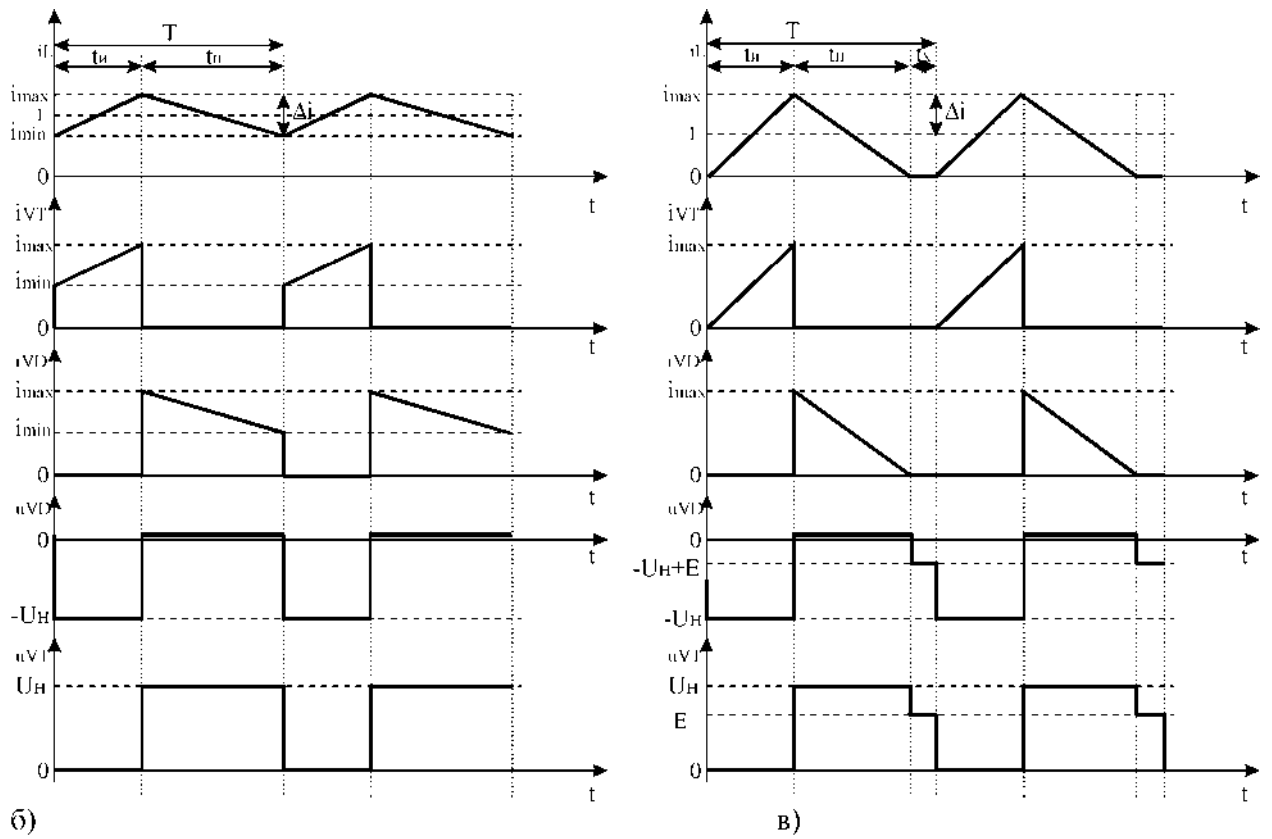


Рис. 1.5 Принципиальная схема базового ИППН-2 и диаграммы ее работы

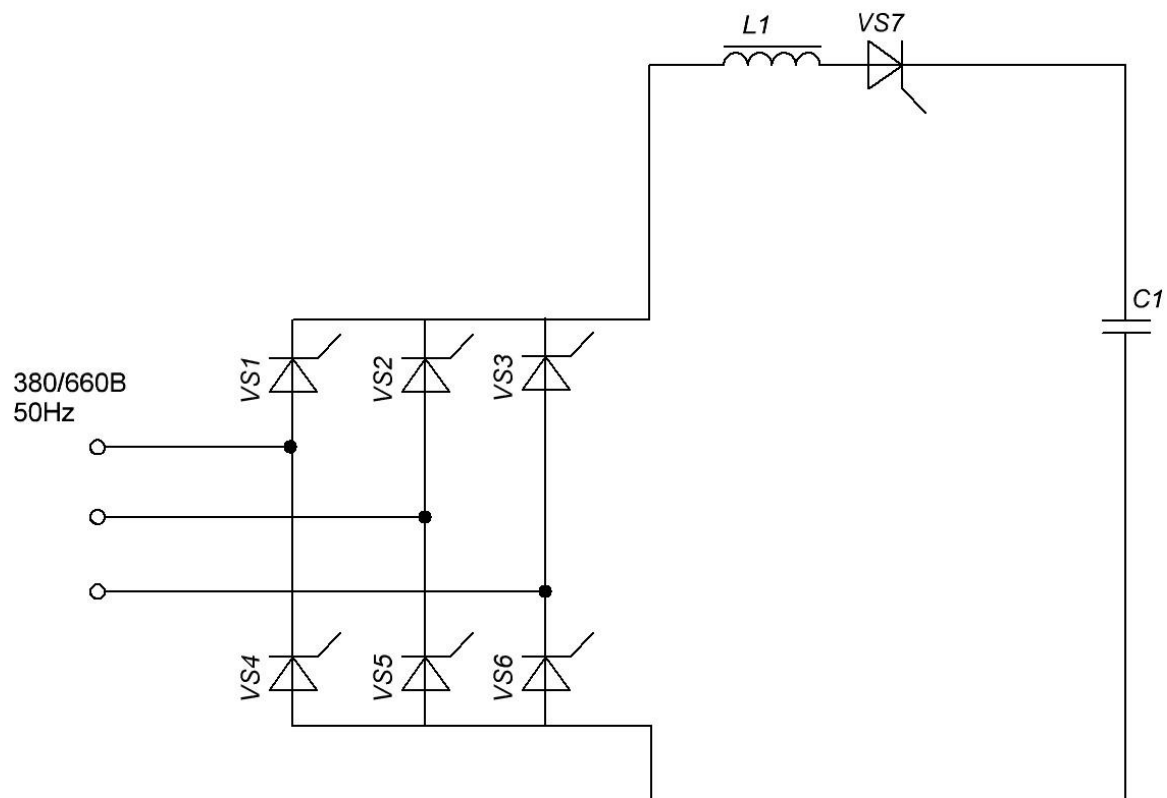


Рис. 1.6 Схема управления

Примером зарядного устройства на основе регулятора II-го типа может служить схема, изображенная на рис. 1.5.

Работа ИППН-2 происходит в два такта. В первом транзистор открыт и ток протекая по цепи увеличивается и индуктивность накапливает энергию, нагрузка при этом отключена от источника диодом VD, поскольку тот находится под обратным напряжением нагрузки. Во втором такте транзистор закрывают и ток дросселя уменьшаясь протекает по цепи E-L-VD-C(R), при этом к нагрузке прикладывается сумма напряжений источника E и противо ЭДС индуктивности, отсюда напряжение на выходе схемы больше чем у источника. Энергия из дросселя и источника E во втором такте передается в нагрузку.

Если транзистор постоянно заперт, то напряжение на нагрузке в пределе равно E за вычетом падения напряжения на диоде, что является одной из границ диапазона регулирования ИППН- 2. В данной схеме также может наблюдаться режим непрерывного и прерывистого токов.

Выгодным представляется использовать устройства на базе ИППН-2 типа (рис. 1.6), поскольку здесь легче реализовать режим неизменного потребляемого тока. Режим обладает минимальным влиянием на питающую сеть, а к.п.д. отличается от режима неизменного зарядного тока всего лишь на 2-3%. Схема позволяет получить повышенное по сравнению с входным, напряжение накопительного конденсатора без использования повышающего трансформатора, что значительно снижает стоимость, массу и габариты установки.

1.3 Анализ систем разряда накопительного конденсатора

Система питания предназначена для формирования в нагрузке индуктивного характера импульса тока регулируемой величины, формы и длительности. Технические характеристики схемы с емкостным накопителем энергии во многом определяются системой коммутации, обеспечивающей

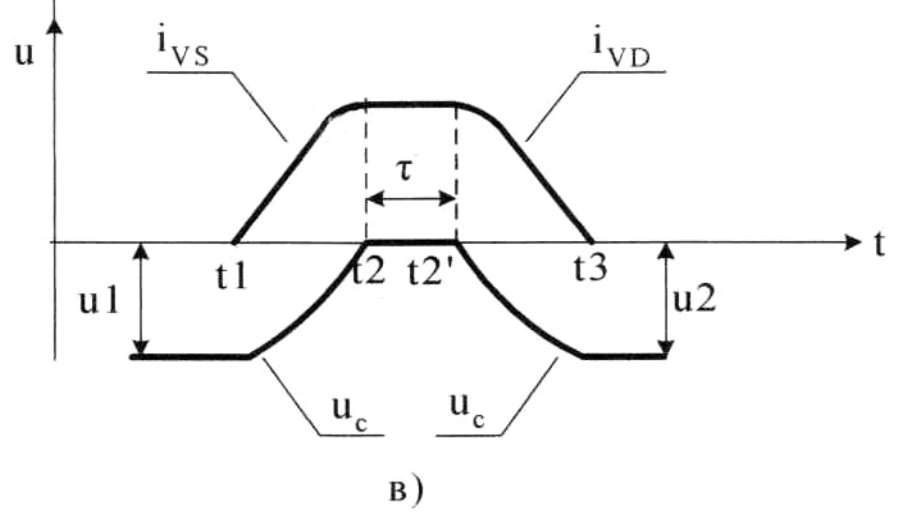
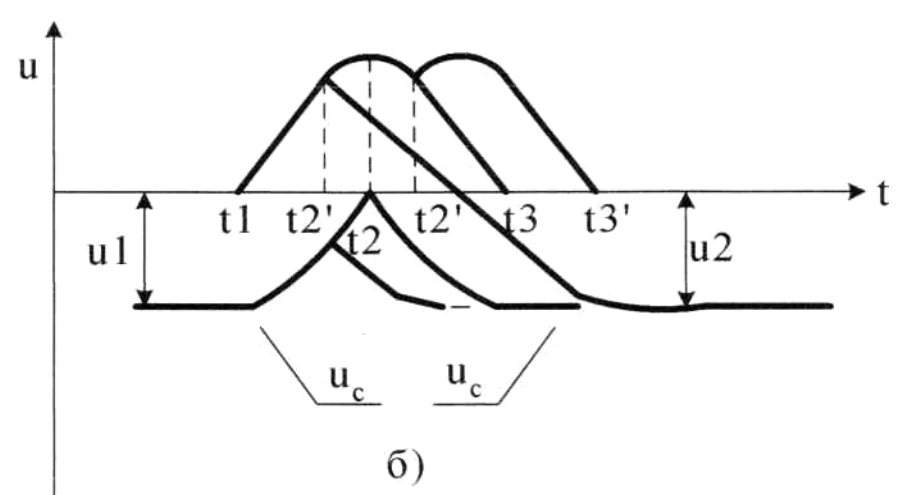
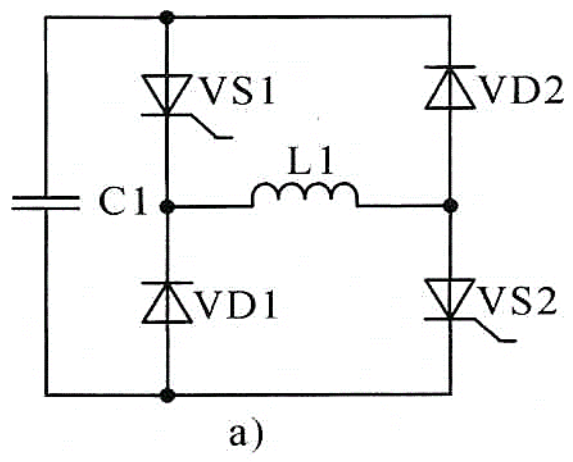


Рис. 1.7 Мостовая схема разряда накопителя

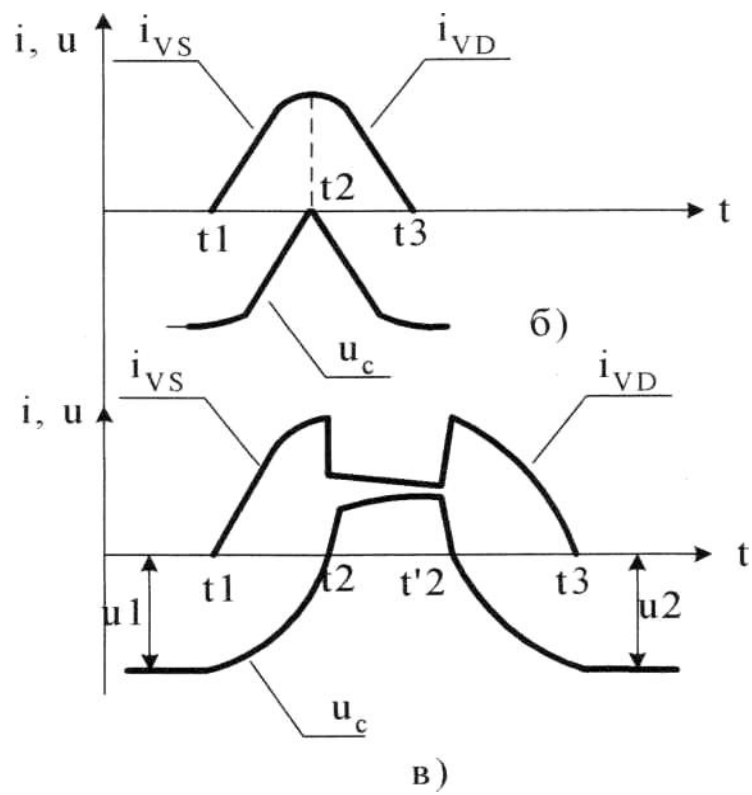
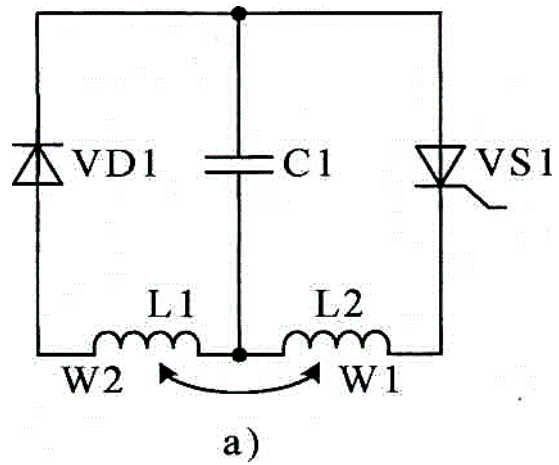


Рис. 1.8 Схема разряда с меньшим числом групп силовых приборов

заряд накопителя и его разряд на нагрузку с помощью силовых полупроводниковых приборов [6]. Анализ известных технических решений позволяет сделать вывод, что наиболее эффективными из схем являются те, в которых система коммутации обеспечивает однополярный по напряжению режим работы накопителя, так как такой режим часто упрощает задачу заряда накопителя, снижает в нем потери и обуславливает более широкие возможности влиять на процесс самого формирования тока разряда [10].

Известно несколько разновидностей систем коммутации тока, анализ особенностей которых позволяет при новых разработках применять те из них, которые лучше удовлетворяют предъявляемым нагрузкой требованиям. Рассмотрим четыре разновидности систем коммутации, общим для которых является обеспечение передачи всей или части энергии емкостного накопителя в магнитное поле нагрузки с последующей рекуперацией энергии из нагрузки в накопитель при том же знаке напряжения на нем, который был до начала разряда.

Указанные выше две основные разновидности схем изображены на рис 1.7-1.8.

Рассмотрим схему на рис. 1.7а. По топологии она может быть условно отнесена к мостовой, в диагонали которой включены накопительная емкость C и индуктивность L нагрузки [10]. В противоположные ветви включены, соответственно тиристоры $VS1$, $VS2$ и диоды $VD1$, $VD2$. Примем к моменту t_1 накопительная емкость C заряжена до напряжения U_1 . На интервале $t_1 \dots t_2$ ток разряда колебательного контура C - L увеличивается по синусоидальному закону до максимального значения, а напряжение емкости U_c уменьшается до нуля. Если в t_2 выключить тиристоры, то на интервале $t_2 \dots t_3$ ток замкнется через диоды и емкость, и C зарядится до напряжения того же знака, что и был на ней в момент t_1 . Выключение тиристоров возможно при частичном разряде ($t_2' < t_2$) или при частичном перезаряде ($t_2'' > t_2$). Задание фронты импульсов тока, в течение которых проходит по диодам, и соответствующие им напряжения

емкости показаны на рис. 1.7б пунктирными линиями. Все рассматриваемые схемы позволяют использовать закорачивание индуктивности L при необходимом значении тока в ней, что является весьма ценным свойством, поскольку применение схемы с закорачиванием для возбуждения магнитного поля электромагнитного привода повышает эффективность преобразования магнитной энергии в механическую. В схеме по рис. 1.7а плоская вершина длительностью (t) в токе индуктивности может быть образована двумя способами. При первом способе в момент t_2 разряда емкости (рис. 1.7в) тиристоры принудительно не выключаются. В этом случае при t_2 начинается перезаряд емкости, к диодам прикладывается положительное напряжение и они открываются. Индуктивность оказывается закороченной через две пары приборов тиристор-диод. Таким образом с момента t_2 возникает закорачивание обмотки через полупроводниковые приборы [18], а ток в обмотке и созданный ей магнитный поток сохраняются на время (t) примерно постоянными [11]. В момент t_2 , равный $(t_2+(t))$, выключают тиристоры, и емкость заряжается за счет рекуперации энергии на индуктивности при протекании тока через диоды. При втором способе в момент t_2 может быть выключен только один из тиристоров, например VS_2 , и обмотка закорачивается на время (t) через пару приборов VS_1 и VD_2 . Выключение VS_1 в момент t_2' восстанавливает контур рекуперации. К моменту t_3 ток уменьшается до нуля, и диоды закрываются. Ток всегда проходит по двум последовательно выключенным приборам, которые выбраны на напряжение, равное максимальному напряжению емкости.

На рис. 1.8а приведена схема с меньшим числом групп силовых приборов. Ее характерной особенностью является выполнение обмотки возбуждения в виде двух секций 1 и 2, между которыми должна быть хорошая магнитная связь. На интервале $t_1...t_2$ ток разряда емкости протекает по тиристору и секции 1. Если в момент t_2 выключить тиристор, то снижение тока в секции 1 в соответствии с принципом взаимоиндукции сопровождается увеличением тока в секции 2 и диоде VD . Ток в емкости изменяет знак на

противоположный, и происходит рекуперация энергии из магнитного поля обмотки в емкость при сохранении первоначального знака напряжения на ней.

Закорачивание секций 1 и 2 обмоток через диод и тиристор (рис 1.8в) с целью формирования плоской вершины (t) магнитного поля осуществляется при необходимости, автоматически, если не производить в момент t_2 выключение тиристора. Ток в секциях 1 и 2 на время (t) при этом устанавливается вдвое меньше максимального тока разряда, а магнитное поле сохраняется постоянным. Выключением VS в момент t_2 начинается процесс рекуперации и заряда емкости. Характерной особенностью схемы является то, что к приборам прикладываются (при $w_1=w_2$) напряжения, вдвое превышающие максимальное напряжение на емкости C , что определяет ту же самую установленную мощность всех приборов, что и в случае схемы по рис. 1.7. Недостатком схемы является поочередное протекание тока по секциям 1 и 2, при котором превышаются тепловые потери при той же самой площади сечения меди обмотки [10].

Учитывая вышесказанное, при разработке данного проекта в качестве устройства формирования токовых импульсов (разрядного устройства емкостного накопителя) будем использовать мостовую схему по рис. 1.7, поскольку такое решение представляется оптимальным для поставленной задачи.

2 Расчет схемы разряда емкостного накопителя

Схема разряд емкостного накопителя (формирователь токовых импульсов) и временные диаграммы его работы приведены на рис 2.1 и 2.2 соответственно.

Формирователь выполнен по мостовой схеме на четырех тиристорах VS1-VS4. В момент времени t_1 подаются управляющие импульсы на тиристоры VS1 и VS4, при этом предварительно заряженный накопительный конденсатор C1 подключается к нагрузке – обмотке электромагнита. На интервале $t_1 \dots t_2$ ток в нагрузке нарастает по синусоидальному закону, а конденсатор перезаряжается. В момент времени t_2 , когда напряжение на конденсаторе становится отрицательным и достигает заданной величины (в нашем случае равной минус 100В), подается управляющий импульс на тиристор VS3. Тиристор VS1 при этом выключается приложенным к нему обратным напряжением с конденсатора C1, а ток нагрузки при этом перехватывается в контур L1-VS4-VS3-L1. Таким образом на интервале $t_2 \dots t_3$ формируется плоская вершина импульса тока в нагрузке. В момент времени t_3 подается отпирающий импульс на тиристор VS2, тиристор VS4 при этом выключается обратным напряжением с C1, а тока нагрузки вновь замыкается на накопитель: L-VS2-Cн-VS3-L. Таким образом на интервале $t_3 \dots t_4$ формируется задний фронт импульса тока и энергия из индуктивности L1 рекуперирована в накопитель C1, при этом заряжая его напряжением той же полярности, что была до момента t_1 . В момент времени t_4 ток спадает до нуля и тиристоры VS2 и VS3 выключаются. Длительность переднего и заднего фронтов t_f равны примерно 2мс, длительность плоской вершины t_p при максимальной длительности импульса 8мс составит 4 мс.

Как следует из диаграмм по рис. 2.2, наиболее нагруженными по току являются тиристоры VS3 и VS4. Среднее значение тока через них можно оценить по формуле

(2.1)

$$I_{vs3} = I_{vs4} = \frac{1}{T} \left(I_m \cdot t_{\Pi} + \frac{2I_m}{\pi} \cdot t_{\Phi} \right) = 45 \cdot \left(316 \cdot 4 \cdot 10^{-3} + \frac{2 \cdot 316}{\pi} \cdot 4 \cdot 10^{-3} \right) = 93,1A$$

Где $(1/T) = f$ – частота следования импульсов тока в нагрузке согласно ТЗ 45 Гц;

I_m – максимальное значение тока через обмотку.

На основании рассчитанных параметров выбираем из справочника [19] два тиристорных модуля типа МТТ-200 13 класса по напряжению. Модуль типа МТТ-200 предназначен для применения в целях постоянного и переменного тока, выпускаются в пластмассовом корпусе с выводами для подключения к внешней электрической сети, корпус изолирован от токоведущих частей. Параметры модуля приведены в таблице 2.1.

Таблица 2.1

Параметры тиристорного модуля типа МТТ-200-13

Параметр	Букв.обозначение		Значение
	Отч.	Межд.	
Средний ток в открытом состоянии, А	$I_{OC.CP.}$	I_{TAV}	200
Повторяющееся импульсное обратное напряжение, В	$U_{OBR.I.P.}$	U_{RRM}	1300
Действующий ток в открытом состоянии, А	$I_{OC.CD.}$	I_{TRMS}	314
Повторяющееся импульсное напряжение в закрытом сост., В	$U_{ЗC.П.}$	U_{RDM}	1300
Ударный не повторяющийся ток в открытом состоянии, $\cdot 10^3$ А	$I_{OC.UD.}$	I_{TSM}	6,0
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (в диапазоне), В/мкс	$(dU_{ЗC}/dt)_{кр}$	$(dU_D/dt)_{crit}$	500
Критическая скорость нарастания тока в открытом состоянии не менее, А/мкс	$dI_{OC}/dt)_{кр}$	$(dI_T/dt)_{crit}$	320

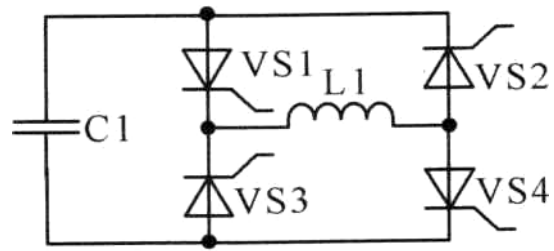


Рис. 2.1 Схема разряда емкостного накопителя.

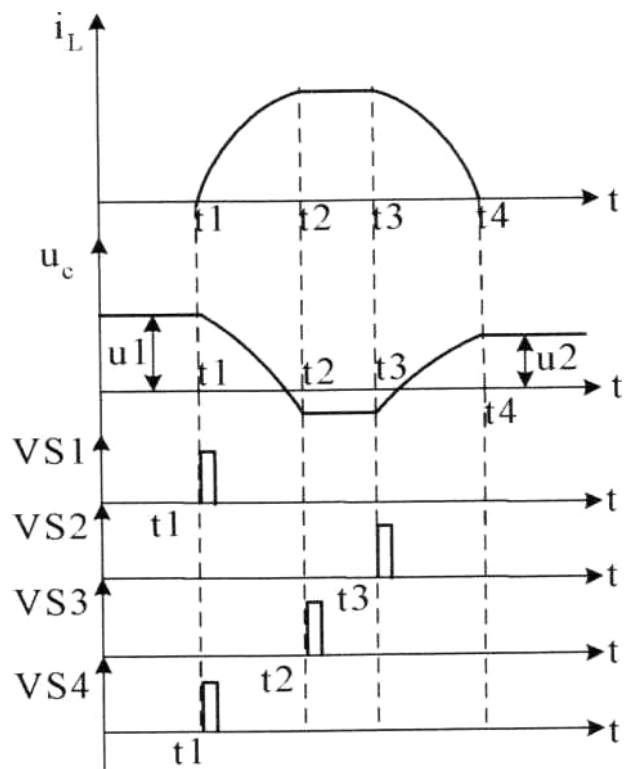


Рис. 2.2 Временные диаграммы работы схемы разряда

3. Расчет схемы заряда емкостного накопителя

3.1 Расчет фильтрового дросселя.

В качестве провода обмотки дросселя выбрали медный провод марки ПСД с классом нагревостойкости F прямоугольного сечения. Задались соответствующей для данного типа изоляции полностью тока j равной 4А/мм^2 .

Определили требуемое сечение провода, исходя из соотношения:

$$(3.1)$$

Где I_{L2} - действующее значение тока через катушку $L2$; принимаем по расчету $31,875\text{ А}$ согласно расчету;

J – плотность тока; принимаем равной $4 \cdot 10^6\text{ А/м}^2$.

Выбрали геометрические размеры прямоугольного провода без изоляции:

- высота сечения $a = 2,24 \cdot 10^{-3}\text{ м}$;

- ширина сечения $b = 4 \cdot 10^{-3}\text{ м}$;

- номинальная толщина изоляции $2\delta = 0,45 \cdot 10^{-3}\text{ м}$.

Определили геометрические размеры сечения провода в изоляции:

$$(3.2)$$

$$(3.3)$$

Приняли число витков обмотки дросселя w равным 260 , количество слоев псл равным 13 , количество витков в каждом слое $w_{ск}$ равным 20 , число параллельных проводников в витке в осевом направлении n , равным 1 .

Выбрали многослойную обмотку прямоугольного сечения и рассчитали следующие основные размеры

1) Осевой размер цилиндрической обмотки:

(3.4)

2) Радиальный размер цилиндрической обмотки:

(3.5)

3) Внутренний диаметр дросселя d_2 приняли равным 0,06 м

4) Внешний диаметр дросселя из этого исходи 0,14 м

5) Средний диаметр катушки дросселя будет равным 0,10 м

Рассчитали вспомогательные коэффициенты [15]

(3.6)

(3.7)

По найденным значения коэффициентов определили величину Φ по графикам из [15]. Получили значение Φ равное 5 Вб.

По полученным выше значениям вычислим длину провода катушки [7]:

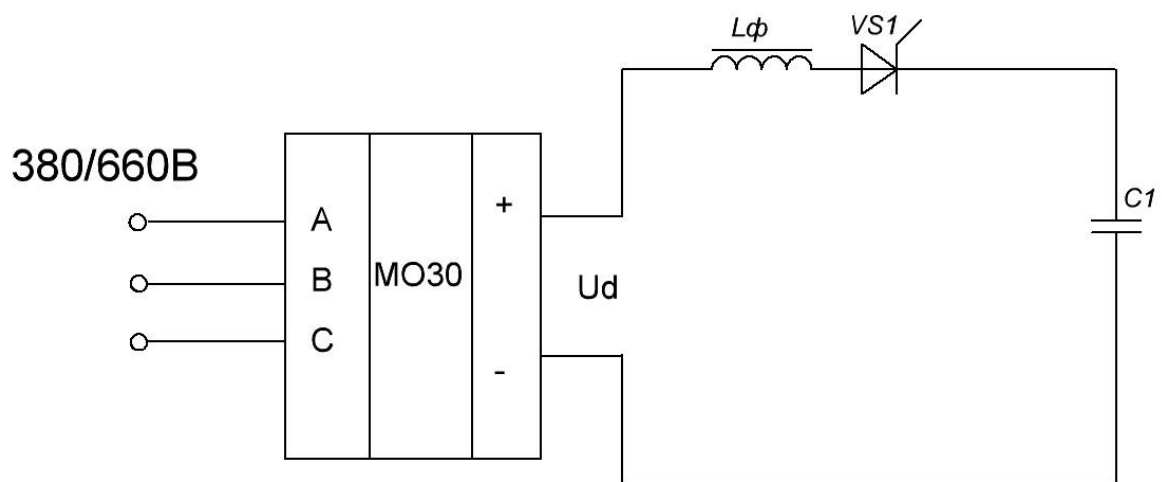


Рис. 3.1 Схема фильтрового дросселя L_ϕ

(3.8)

Где d – средний диаметр катушки дросселя, принимаем равным 0,1м согласно расчету;

$A_{об}$ – радиальный размер цилиндрической обмотки, принимаем равным 0,04 м согласно расчету;

W – число витков обмотки дросселя, принимаем равным 260 согласно расчету;

$Н_{об}$ – осевой размер цилиндрической обмотки, принимаем равным 0,095м согласно расчету.

Индуктивность дросселя определили по формуле:

(3.9)

$$L = 10^{-7} \cdot d \cdot W^2 \cdot \Phi = 10^{-7} \cdot 0,1 \cdot 260^2 \cdot 6 + 3,4 \text{ мГн.}$$

Где d – средний диаметр катушки дросселя, принимаем равным 0,1м согласно расчету;

W – число витков обмотки дросселя, принимаем равным 260 согласно расчету;

Φ – магнитный поток через катушку; принимаем равным 5 Вб согласно расчету.

Рассчитаем поправку, учитывающую отличие собственной индуктивности действительных витков катушки от собственной индуктивности соответствующих расчетных витков [15]. Для этого определим величину I по формуле:

(3.10)

$$I = \ln \frac{p+q}{a+b} + \varepsilon(p,q) - \varepsilon(a,b) = -20,68 + 0,00232 - 0,00244 = -6,76$$

Где p – шаг обмотки в аксиальном направлении, принимаем равным $4,95 \cdot 10^{-3}$ м согласно расчету

q – шаг обмотки в радиальном направлении, принимаем равным $1,85 \cdot 10^{-3}$ м согласно расчету;

a, b – геометрические размеры проводника, принимаем равными по расчету $2,24 \cdot 10^{-3}$ м и $4 \cdot 10^{-3}$ м соответственно;

$\varepsilon(p, q)$ – величина, определяемая по аргументам q/p ; принимаем равной 0,00232 согласно [15, стр.275].

$\varepsilon(a, b)$ – величина, определяемая по аргументам a/b ; принимаем равной 0,00244 согласно [15, стр.275].

Поправку учитывающую отличие собственной индуктивности действительных витков катушки от собственной индуктивности соответствующих расчетных витков, определяем по формуле:

(3.11)

$$\Delta_1 = 10^{-7} \cdot \frac{d}{2} \cdot w \cdot I = 10^{-7} \cdot \frac{0,1}{2} \cdot 260 \cdot (-6,76) = -0,009 \text{ мГн}$$

Где d – средний диаметр катушки; принимаем равным 0.1м согласно расчету;

w – количество витков обмотки катушки; принимаем равным 260 согласно расчету;

J – величина, зависящая от типа катушки и числа ее витков, принимаем равной 0,0174 согласно [15, стр.281].

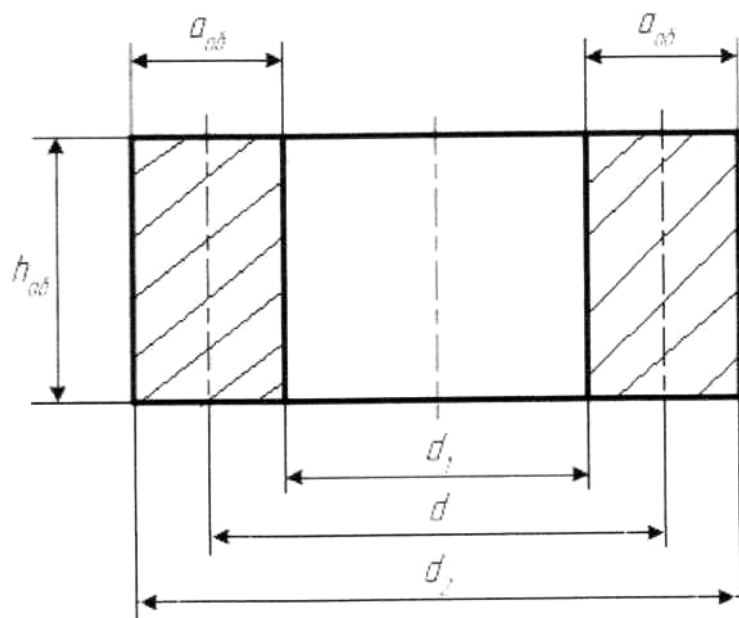


Рис. 3.2 Эскиз заряда дросселя

Тогда суммарно поправку найдем по формуле:

(3.12)

$$\Delta L = \Delta_1 + \Delta_2 = (-0,008 + 0,00002) \cdot 10^{-3} = -0,00898 \text{ мГн}$$

Где Δ_1 - поправка, учитывающая отличие собственной индуктивности действительных витков катушки от собственной индуктивности соответствующих расчетных витков; принимаем равной -0,008 мГн по расчету;

Δ_2 – поправка, учитывающая отличие собственной индуктивности действительных витков катушки от собственной индуктивности соответствующих расчетных витков; принимаем равной -0,00002 мГн по расчету.

Индивидуальность катушки с поправкой на изоляцию определяем по формуле:

(3.13)

Где L – индуктивность дросселя без учета поправок на изоляцию; принимаем равной 3,4 мГн согласно расчету;

ΔL – суммарная поправка; принимаем равной -0,0077 мГн согласно расчету.

Найденная индуктивность дросселя соответствует принятому ранее в расчете значению индуктивности.

Определяем активное сопротивление дросселя по формуле:

(3.14)

$$R = l \cdot \frac{\rho}{S} = 0,01 \text{ Ом}$$

Активное сопротивление конденсаторов $C3$ и $C4$ принимаем равным 0,001 Ом.

3.2 Выбор элементов мостового выпрямителя

На диодах максимальное повторяющееся импульсное обратное напряжение ($U_{\text{ОБР.И.П.}}$) должно быть больше максимального анодного напряжения $U_{a_{\text{max}}}$. Для нахождения максимального анодного напряжения произвели расчета амплитудного значения фазного напряжения:

$$U_{\phi_{\text{max}}} = \sqrt{2} \cdot U_{\phi} = 1,414 \cdot 220 = 311,1 \text{ В} \quad (3.15)$$

Где U_{ϕ} – действующее значение фазного напряжения; принимаем 220 В согласно ТЗ.

Тогда максимальное значение анодного напряжения с учетом динамического перерегулирования генератора найдем по формуле:

$$U_{a_{\text{max}}} = K \cdot (\sqrt{3} \cdot U_{\phi_{\text{max}}}) = 1,2 \cdot 1,732 \cdot 311,1 = 646,7 \text{ В} \quad (3.16)$$

Где $U_{\phi_{\text{max}}}$ – амплитудное значение фазного напряжения; приняли 311,1 В по расчету.

K – коэффициент учета отклонений в сети [9]; принимаем $K = 1,2$.

Согласно рекомендациям [9] рассчитаем класс напряжения прибора:

$$U_{p_{VS}} = m \cdot U_{VS} = 1,6 \cdot 646,7 = 1034 \text{ В}$$

Где m – коэффициент перенапряжения; принимаем равным 1,6 согласно [9];

U_{VS} – напряжение на одном диоде; принимаем равным 646,7 В согласно расчету.

Принимаем одиннадцатый класс по напряжению.

На тиристорах выпрямителя средний ток через прибор составит:

$$I_{c_{VS}} = 0,33 \cdot b \cdot I_{cg} = 0,33 \cdot 1,1 \cdot 27,925 = 10,13 \text{ А},$$

Где $I_{c_{VS}}$ – средний ток потребляемый из источника питания; принимаем равным 27,925 А согласно таблице 3.2;;

b – коэффициент запаса по току; принимаем 1,1 согласно [9].

На диодах VS1-VS5 предельный средний ток через прибор составит:

(3.20)

$$I_{c_{VS}} = h * I_{c_{VS}} = 1,6 * 10,13 = 17,08 \text{ A},$$

Где $I_{c_{VS}}$ – средний ток через один диод; принимаем равным 10,13 А согласно расчету;

h – коэффициент запаса по току; принимаем 1,6 согласно [9].

На диодах VD1-VD6 действующий ток через прибор составит:

(3.21)

$$I_{d_{VS}} = 0,58 * b * I_{dg} = 0,58 * 1,1 * 31,54 = 20,12 \text{ A},$$

Где I_{dg} – действующий ток потребляемый из источника питания; принимаем равным 31,54 А согласно таблице 3.2;

На тиристорах VS1-VS5 предельный действующий ток через прибор составит:

(3.22)

$$I_{pd_{VS}} = h * I_{d_{VS}} = 1,6 * 20,12 = 32,19 \text{ A},$$

Где $I_{d_{VS}}$ – действующее значение тока через один тиристор; принимаем равным 20,12 А согласно расчету;

h – коэффициент запаса по току; принимаем 1,6 согласно [9].

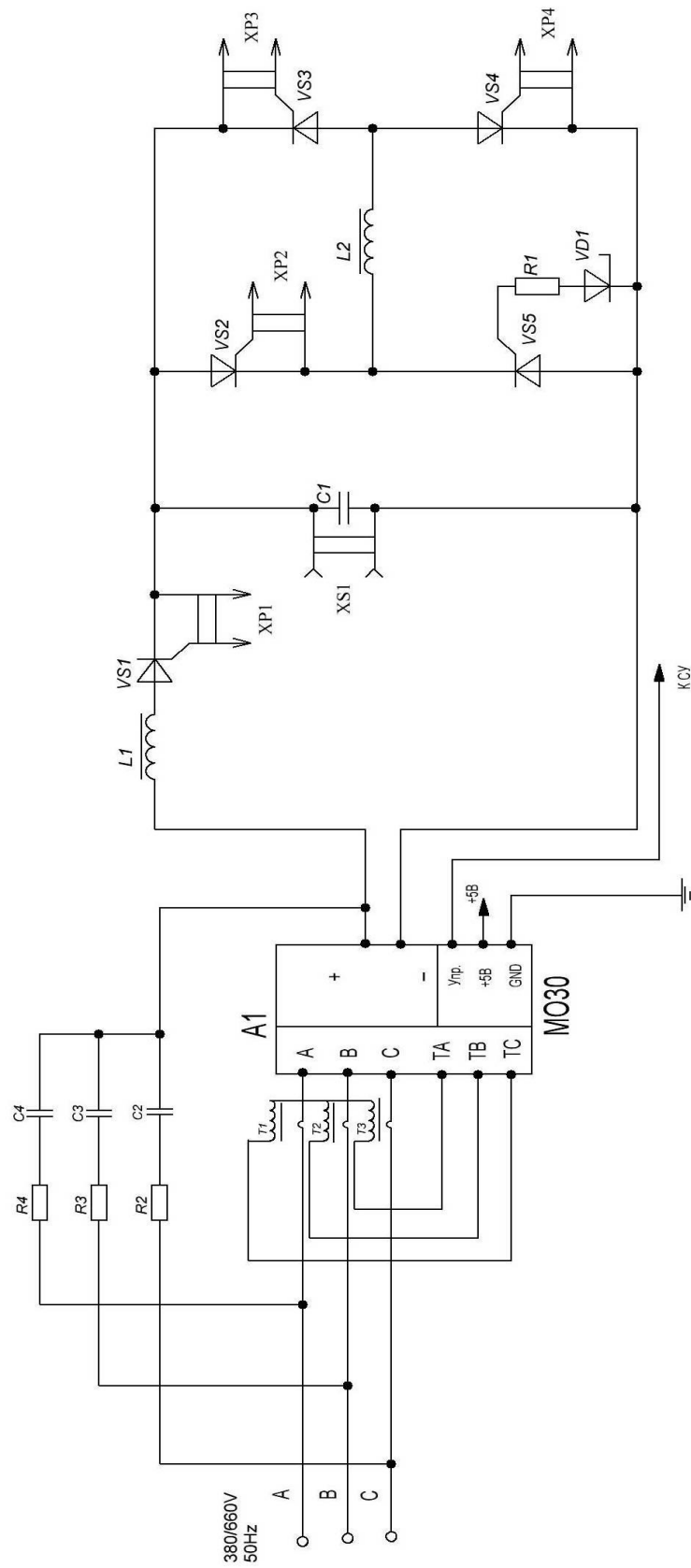


Рис. 3.3 Силовая часть системы питания

Модуль МО30 работает следующим образом:

При подаче напряжения питания схемы управления засвечивается светодиод «Питание». При подаче силового напряжения питания схема управления обеспечивает плавное нарастание напряжения на нагрузке, тем самым снижая амплитуду пусковых токов.

Определитель перехода напряжения сети через нуль (ОПНН) формирует импульсы в момент перехода напряжения сети через нуль, которые синхронизируют генератор пилообразного напряжения (ГПН). В компараторе (К) сравнивается напряжение ГПН и управляющего сигнала иупр, получаемого со схемы преобразователя сигнала управления[17]. Когда напряжение ГПН достигает величины иупр, вырабатывается импульс включения тиристоров. Изменяя величину управляющего сигнала, тем самым меняется момент равенства напряжения ГПН и иупр и, соответственно, фазы включения тиристоров. Тем самым обеспечивается регулирование угла открытия тиристоров и, соответственно, величина ср. кв. значения выходного напряжения на нагрузке.

Схема включения модуля МО30

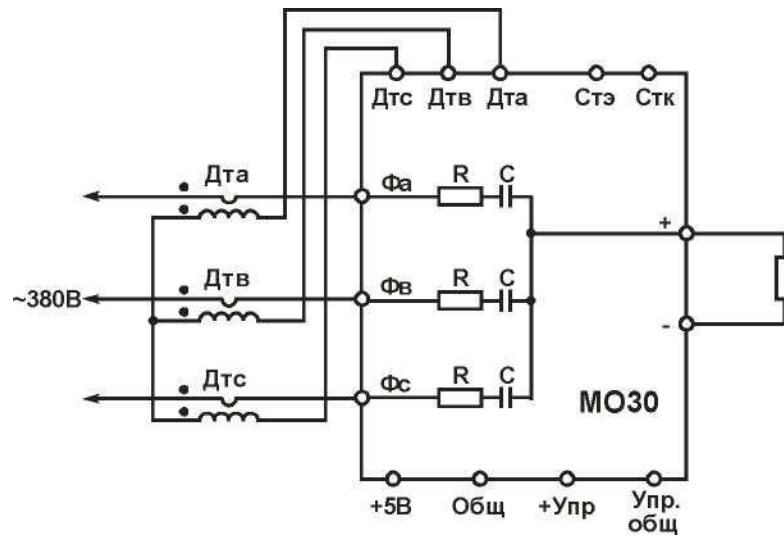


Рис 3.4 Схема включения модуля МО30

Таблица 3.1

Назначение выводов модуля МО30

№ вывода	Обозначение	Назначение
1	Упр. Общ.	Выводы цепи управления (регулировки угла проводимости тиристоров)
2	+Упр.	
5	Общ.	
6	+5 В	
7	ДТа	Вход датчика тока фазы А
8	ДТв	Вход датчика тока фазы В (незакреплен для МО30.1)
9	ДТс	Вход датчика тока фазы С
11	СТк	Вывод коллектора транзистора-формирователя сигнала статуса
12	СТэ	Вывод эмиттера транзистора-формирователя сигнала статуса
Силовые выводы	+, -	Выводы подключения нагрузки, «+» и «-» соот.
	Фа, Фв, Фс	Входы фазы А, В, С соот. силовой сети переменного тока
Светодиоды	Работа	Светодиод зелёного цвета индикации напряжения
	Перегрузка	Светодиод красного цвета индикации токовой перегрузки силовой цепи

Таблица 3.2

Параметры тиристорного модуля типа МТТ-40-12

Параметр	Букв.обозначение		Значение
	Отеч.	Межд.	
Повторяющееся импульсное обратное напряжение в закрытом состоянии, В	$U_{ЗС.П.}$	U_{DRM}	1200
Повторяющееся импульсное обратное напряжение, В	$U_{ОБР.И.П.}$	U_{RRM}	1200
Действующий ток в открытом состоянии, А	$I_{ОС.СД.}$	I_{TRMS}	63
Средний ток в открытом сост., А	$I_{ОС.СР.}$	I_{TAV}	40
Критическая скорость нарастания напряжения в закрытом состоянии (в диапазоне), В/мкс	$(dU_{ЗС}/dt)_{кр}$	$(dU_D/dt)_{crit}$	500
Критическая скорость нарастания напряжения в открытом состоянии не менее, А/мкс	$(dI_{ОС}/dt)_{кр}$	$(dI_T/dt)_{crit}$	200
Ударный повторяющийся ток в открытом состоянии, $\times 10^{-6}$ А	$I_{ОС.УД}$	I_{TSM}	0,8
Время вкл. (в диапазоне), $\times 10^{-6}$ сек.	$t_{ВЫКЛ}$	t_q	25
Время вкл. (не более), $\times 10^{-6}$ сек.	$t_{ВКЛ}$	t_{qt}	10

В качестве коммутирующего конденсатора С3 по справочнику [20] выбрали конденсатор К75-30-1000В-6мкФ +/- 5%.

3.2.1 На последовательно соединенных тиристоре VS1, максимальным является обратное напряжение, определяемое суммой напряжений коммутирующего конденсатора и на емкостном накопителе, соответственно на одном приборе напряжение составит:

(3.23)

$$U_{vs} = (k * U_{C1} + U_{C2}) / 2 = (1,2 * 785 + 800) / 2 = 871 \text{ В},$$

Где U_{C1} – напряжение на коммутирующем конденсаторе; принимаем равным 785 В согласно расчету;

k – коэффициент перерегулирования питающей сети; принимаем равным 1,2 согласно [9];

U_{C2} – напряжение на емкостном накопителе; принимаем равным 800В согласно расчету.

Согласно рекомендациям [9] рассчитаем класс напряжения прибора:

U_{vs} – напряжение на одном приборе; принимаем равным 871 В согласно расчету.

Принимаем четырнадцатый класс по напряжению (1400 В).

На тиристоре V3 предельный средний ток через прибор составит:

(3.24)

$$I_{pcv3} = 1,1 * h * I_{cv3} = 1,1 * 1,6 * 10,09 = 17,76 \text{ A},$$

Где I_{cv3} – средний ток через V3; принимаем равным 10,09 А согласно расчету;

h – коэффициент запаса по току; принимаем 1,6 согласно [9].

На тиристоре V3 предельный действующий ток через прибор составит:

(3.25)

$$I_{pcv3} = 1,1 * h * I_{cv3} = 1,1 * 1,6 * 13,018 = 22,91 \text{ A},$$

Где I_{cv3} – действующее значение тока через V3; принимаем равным 13,018 А согласно расчету;

h – коэффициент запаса по току; принимаем 1,6 согласно [9].

3.3 Компоновка системы питания.

Система питания собирается из модулей с одинаковыми присоединительными размерами. Каждый модуль монтируется на отдельной на одной стороне плоской алюминиевой плиты, размеры которой определяются размерами наиболее объемного модуля емкостного накопителя из 20 конденсаторов. Все модули крепятся в общую раму, конструкция которой позволяет извлечь любой из модулей, не затрагивая другие модули. Разработка системы управления.

4 Разработка системы управления.

4.1 Разработка структуры системы управления.

Система управления схемой питания предназначена для осуществления контроля параметров и подачи управляющих импульсов на тиристоры силовой части схемы питания в соответствии с необходимым режимом ее работы.

Для разработки системы управления электромагнитного привода виброимпульсной установки необходимо рассмотреть общую схему работы устройства в целом. Определяющим параметром работы схемы является напряжение на емкостном накопителе (ЕН), так как его величина определяет, какие процессы должны протекать в схеме, то есть какая часть силовой схемы должна работать в данный момент времени.

В соответствии с вышеуказанными состояниями составили алгоритм работы СУ (рис. 4.2)

1. Сначала запускается заряд. То есть сначала запускается тиристор VS1 на фиксированное время. После происходит пауза для закрытия тиристора VS1 ($t_{п.в}$).

2. Далее запускаем VS2,4 на заданное $t_{и}$ время, то есть оцифровываем вход резистора другими словами оцифровываем в код и пропорционально этому коду отмеряется $t_{и}$.

3. Дальше подается импульс управления на VS3 после чего высчитывается и выждать время паузы $t_{п}$. То есть время которое нужно выждать что бы цикл повторился с начала за время T. Расчет указан в формуле 4.1.

(4.1)

$$t_{п} = T - t_{VS1} - t_{пв} - t_{и} - t_{VS2,4} - t_{VS3}$$

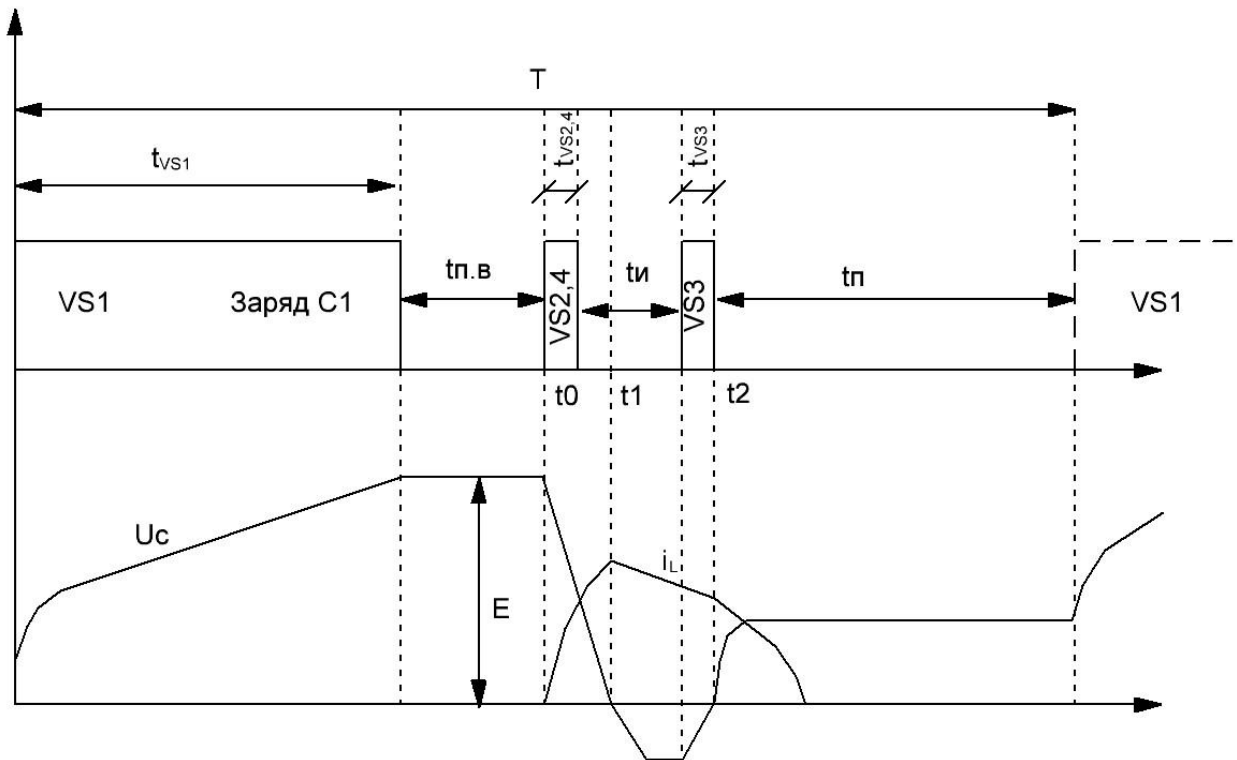


Рис. 4.1 Диаграмма Системы управления.

4. Но если t_p будет отрицательным то t_p приравнивается автоматически нулю так как отрицательного значения быть не может. То есть паузу не вводим а сразу запускаем следующий цикл.

5. Так же есть кнопка выключения SB при нажатии которой мы отключаем прибор.

Ниже приведена блок схема для наглядного отображения действий (рис. 4.2).

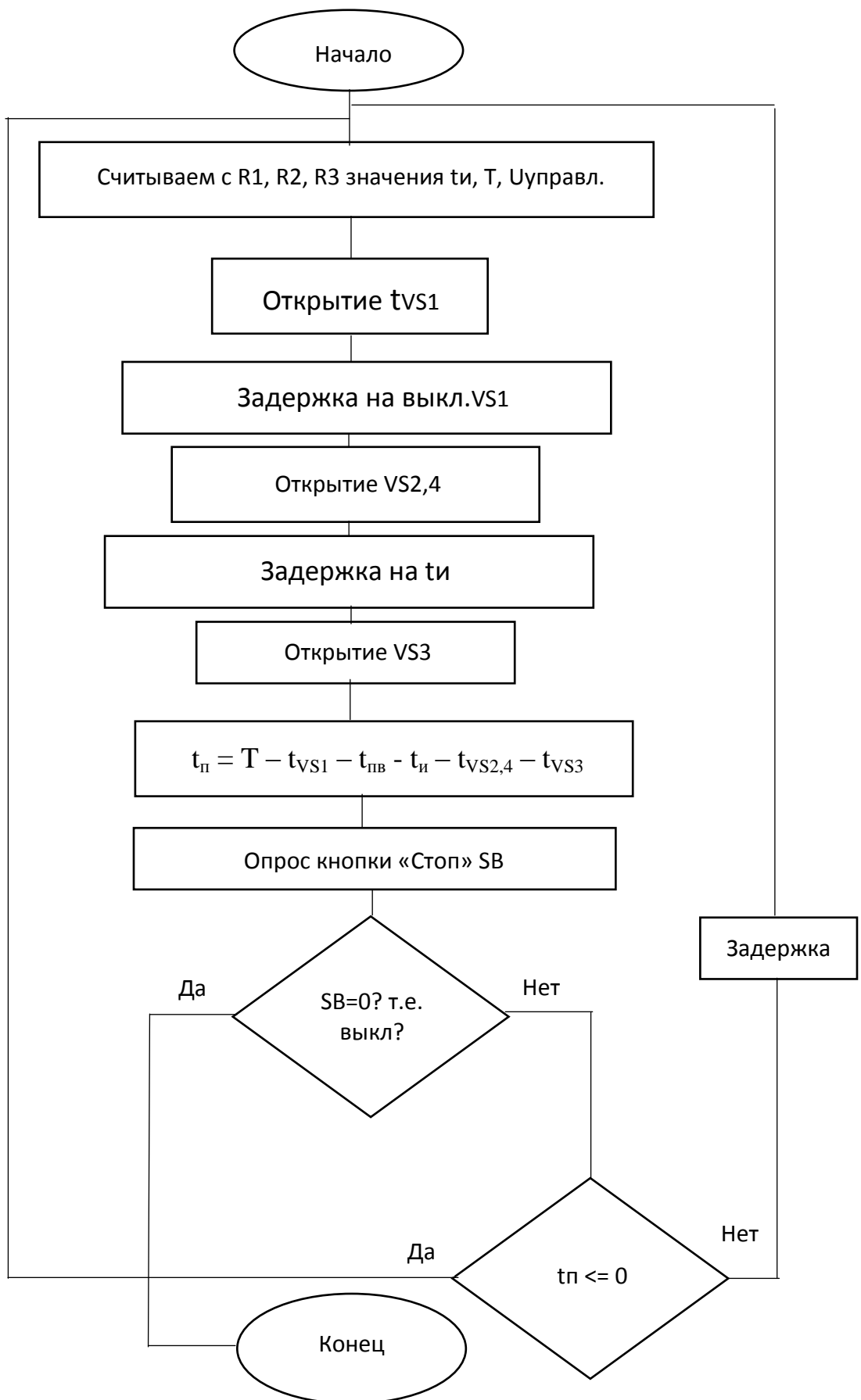


Рис. 4.2 Блок схема системы управления

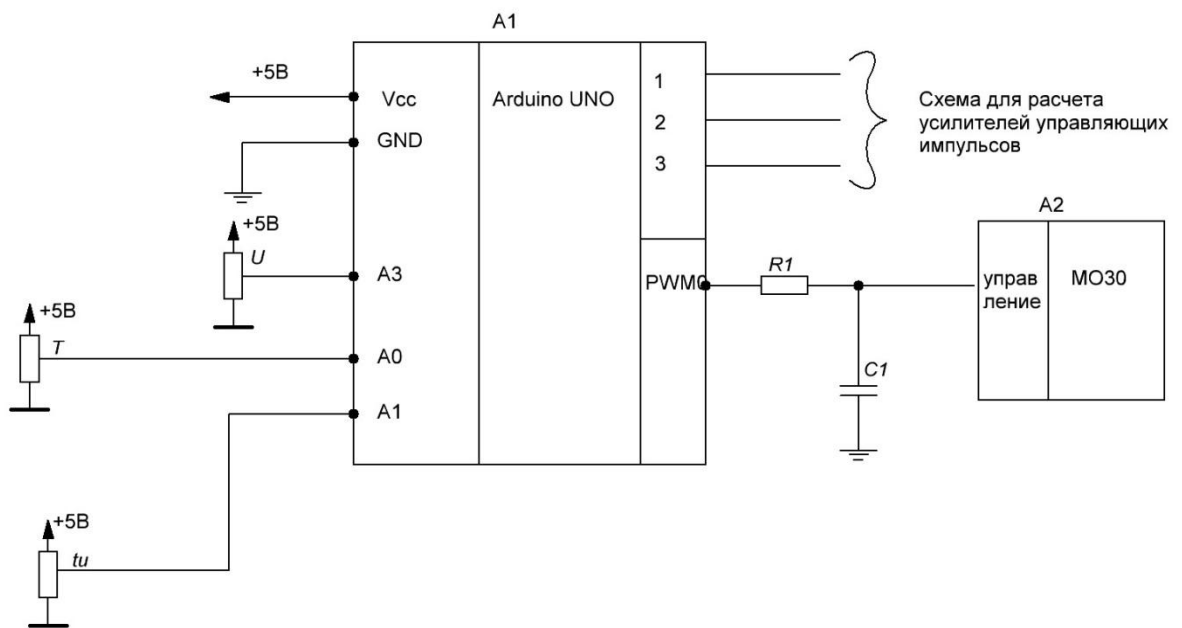


Рис. 4.3 Схема Управления системы заряда

На рисунке 4.3 изображена схема управления системы заряда А1. У нее 3 входа А0 А1 А3 задействованы под аналого цифровой преобразователь, на которые подается напряжение с переменных резисторов, а уже они в свою очередь задают период, напряжение и время импульса (T , U и $t_{\text{д}}$ соответственно). То есть регулируя эти входа можно менять данные значения, например - напряжение или период, ну или время импульсов. 1, 2, и 3 это грубые цифровые выходы, которые соединяются со схемой для расчета усиления управляющих импульсов (рис. 4.4) и данные выхода служат для управления тиристорами. Так же на этой схеме обозначен выход PWM0. В нем расположен широтно-импульсный модулятор, регулирующий заполнение импульсов и уровень среднего напряжения отфильтровывая высокочастотную составляющую и подает на вход модуля тиристорно-диодного выпрямителя МО30. Сама ардуино подключается к адаптеру +5В.

При проектировании комбинационной схемы выбрали микросхемы серии К176, которые обладают малой нагрузочной способностью по току. Поэтому усилитель импульсов спроектировали на основе полевого транзистора. Схема для расчета усилителей управляющий импульсов для тиристоров VS2, VS4 представлена на рис. 4.4, а для тиристоров VS1, VS3 - на рис. 4.5.

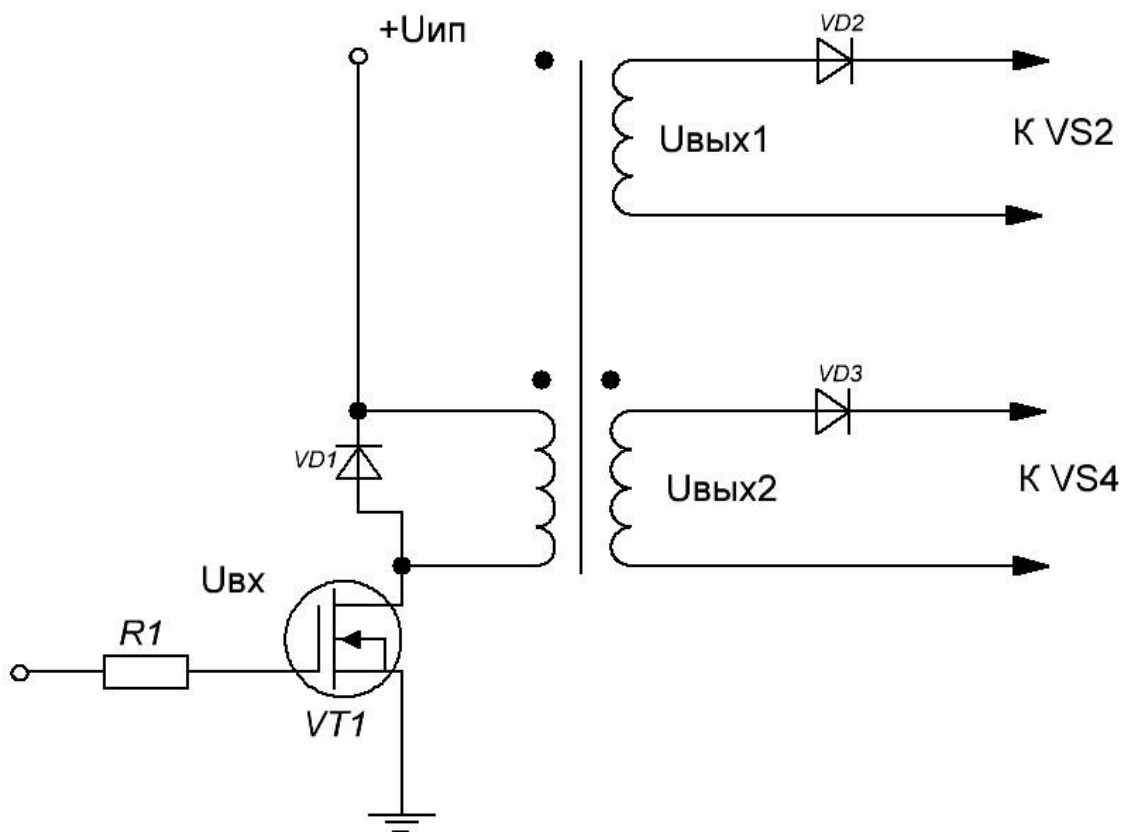


Рис. 4.4 Схема для расчета усилителей управляющих импульсов

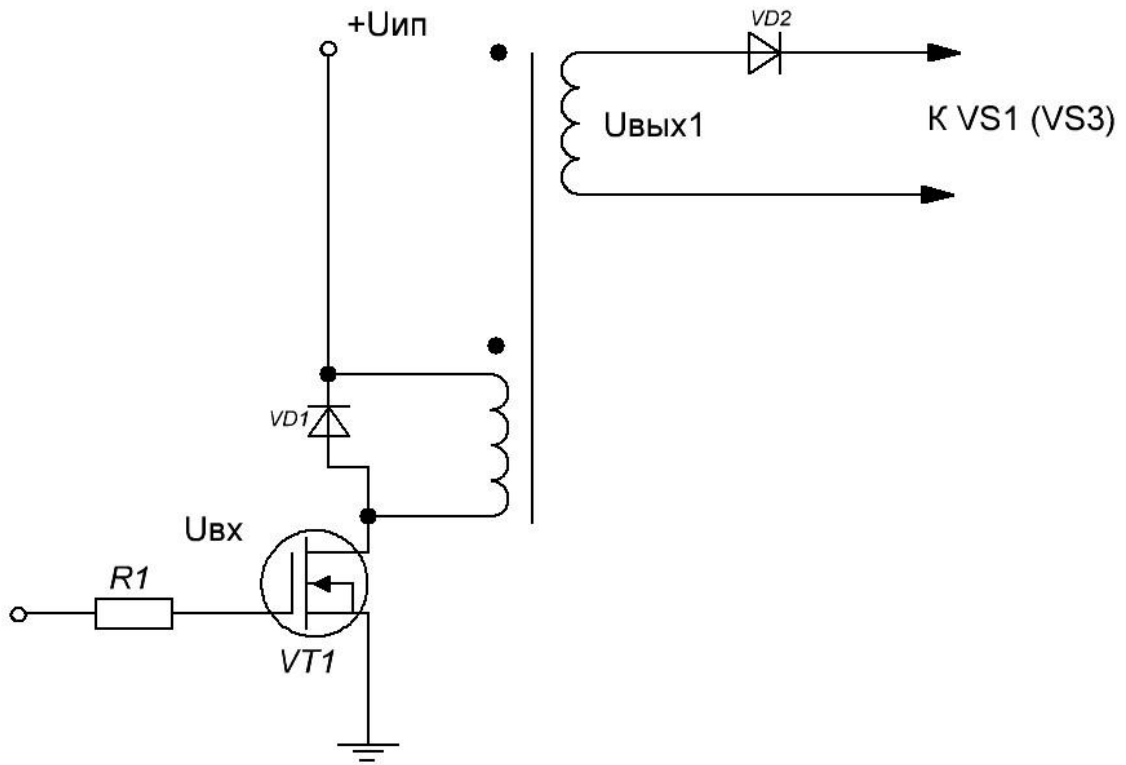


Рис. 4.5 Схема для расчета усилителей управляющих импульсов без двоичной обмотки

5 Моделирование

Результаты программного расчета на частоте коммутации силовых ключей равных 1000 Гц приведены в виде графиков временной зависимости искомых величин от времени смотрите графики (рис. 5.2-5.4), а так же сама модель приведена на рис. 5.1.

Основная модель

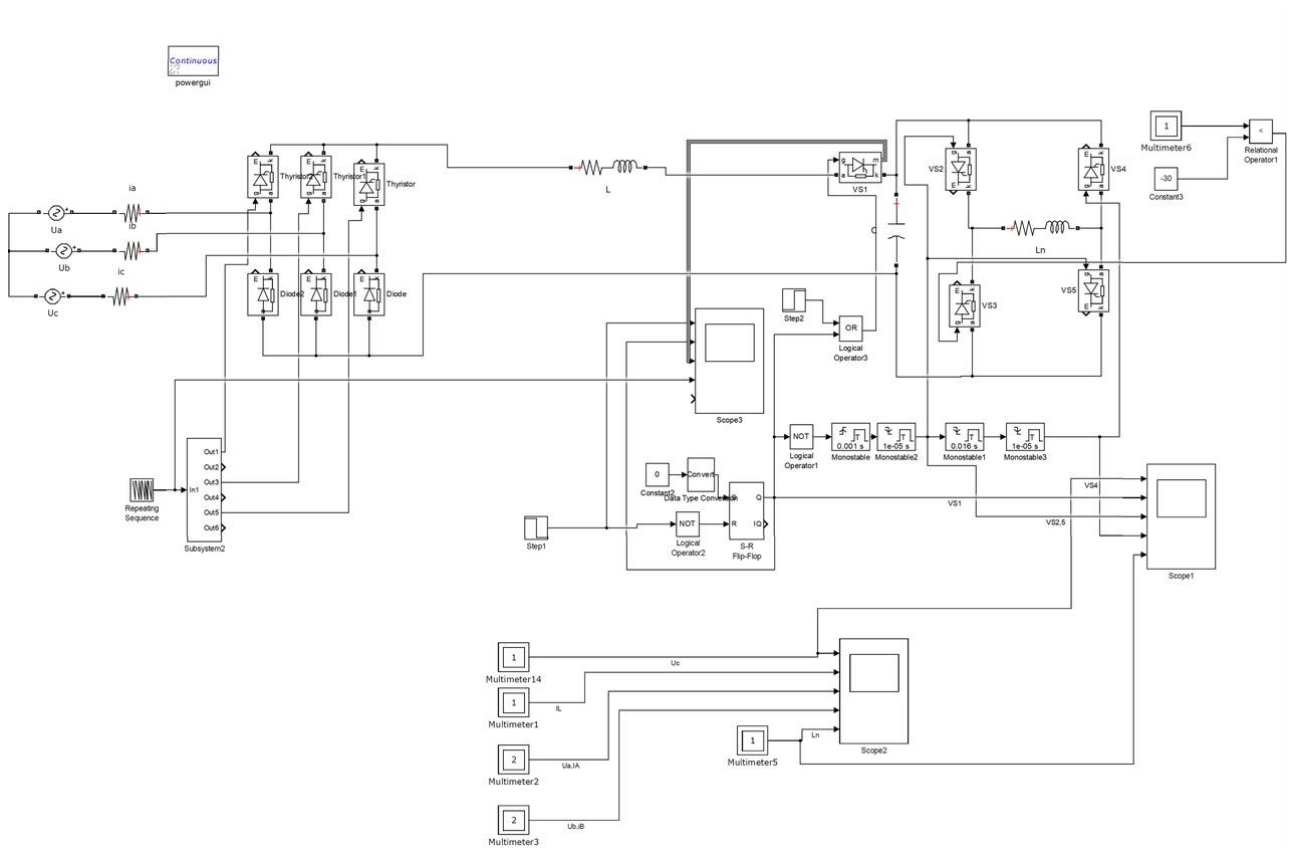


Рис. 5.1 Основная модель

Общий график работы модели

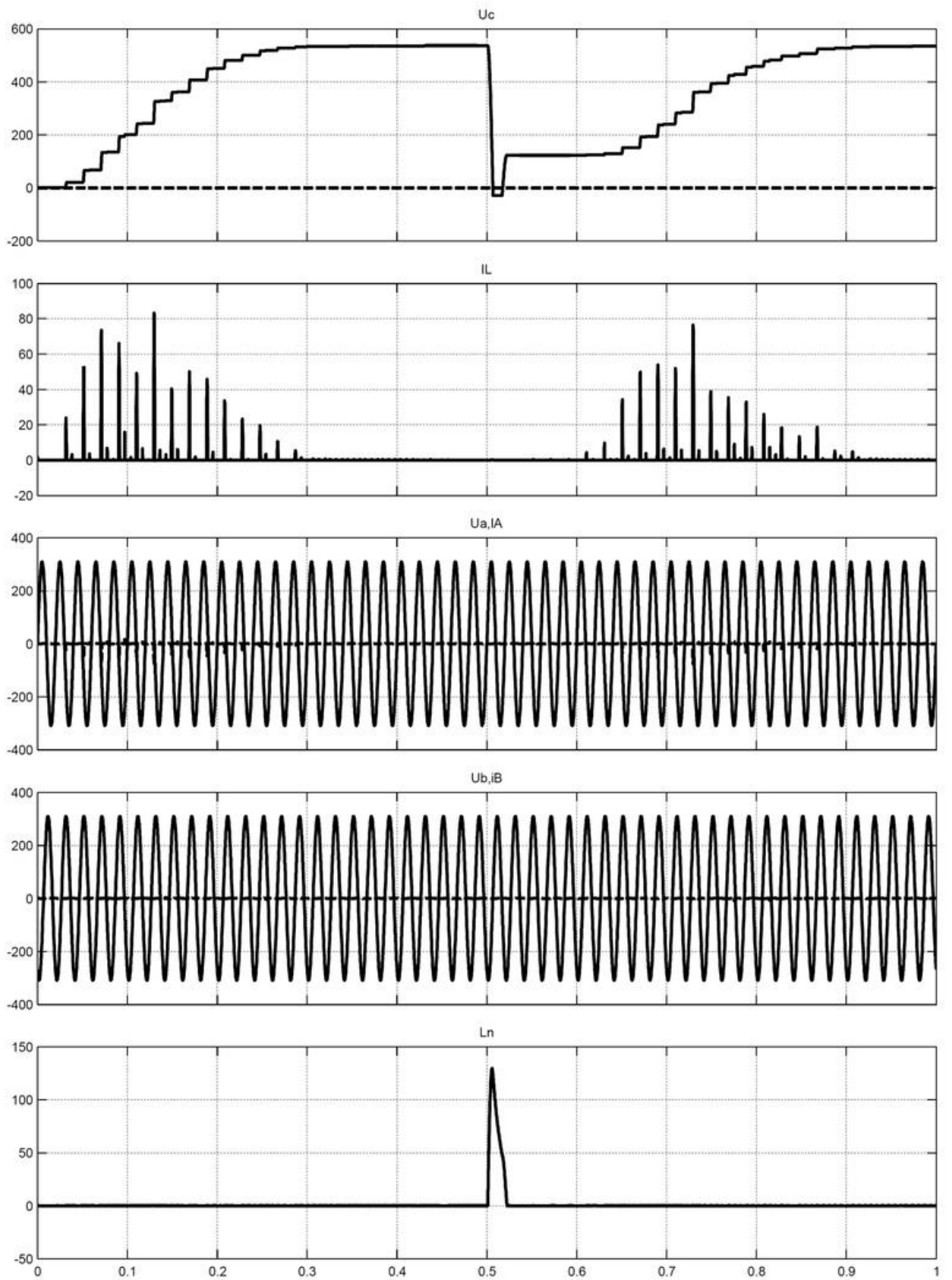


Рис. 5.2 Общий график работы модели

График заряда на емкостном накопителе C1

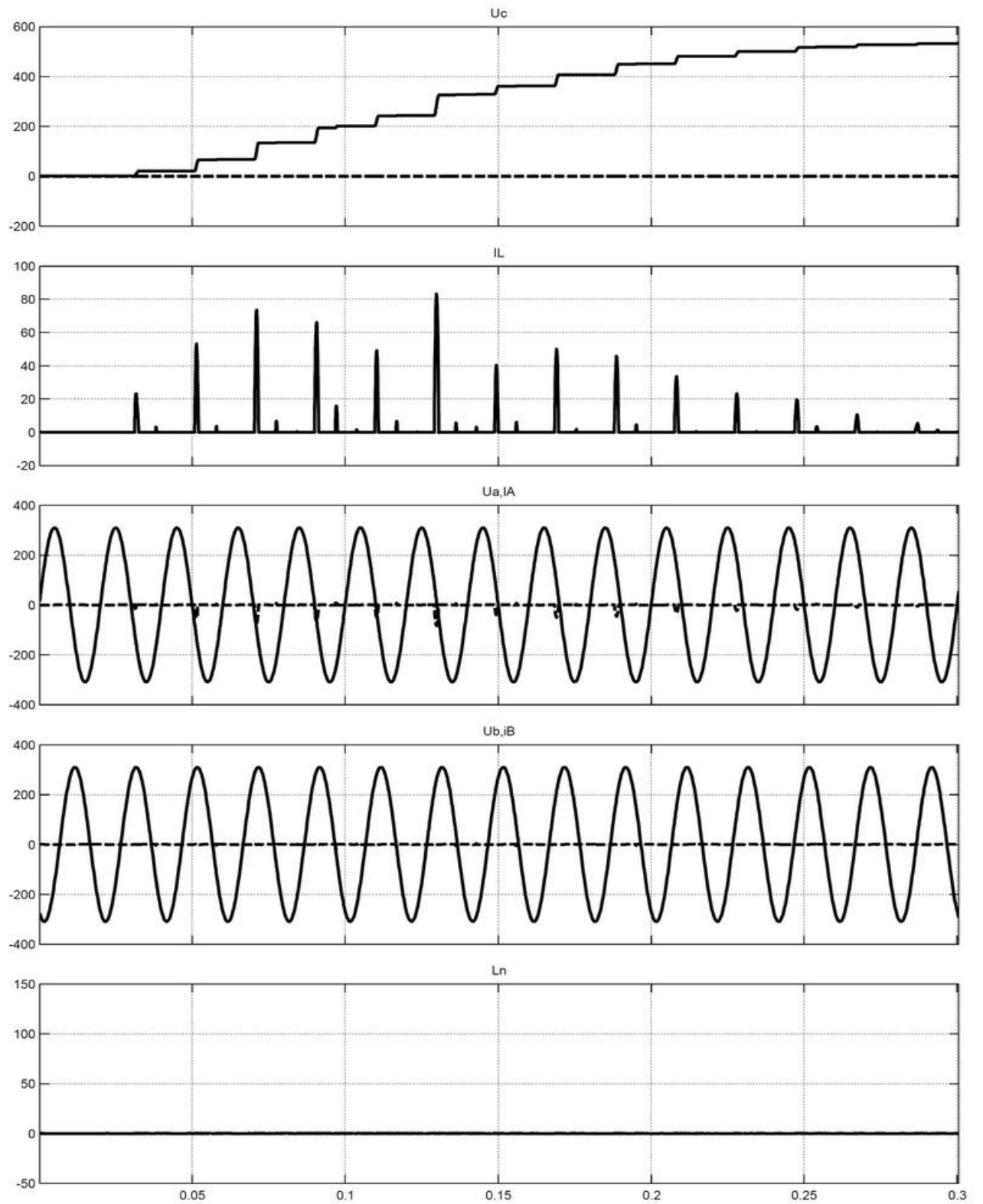


Рис. 5.3 График заряда на емкостном накопителе C1

График разряда на C1

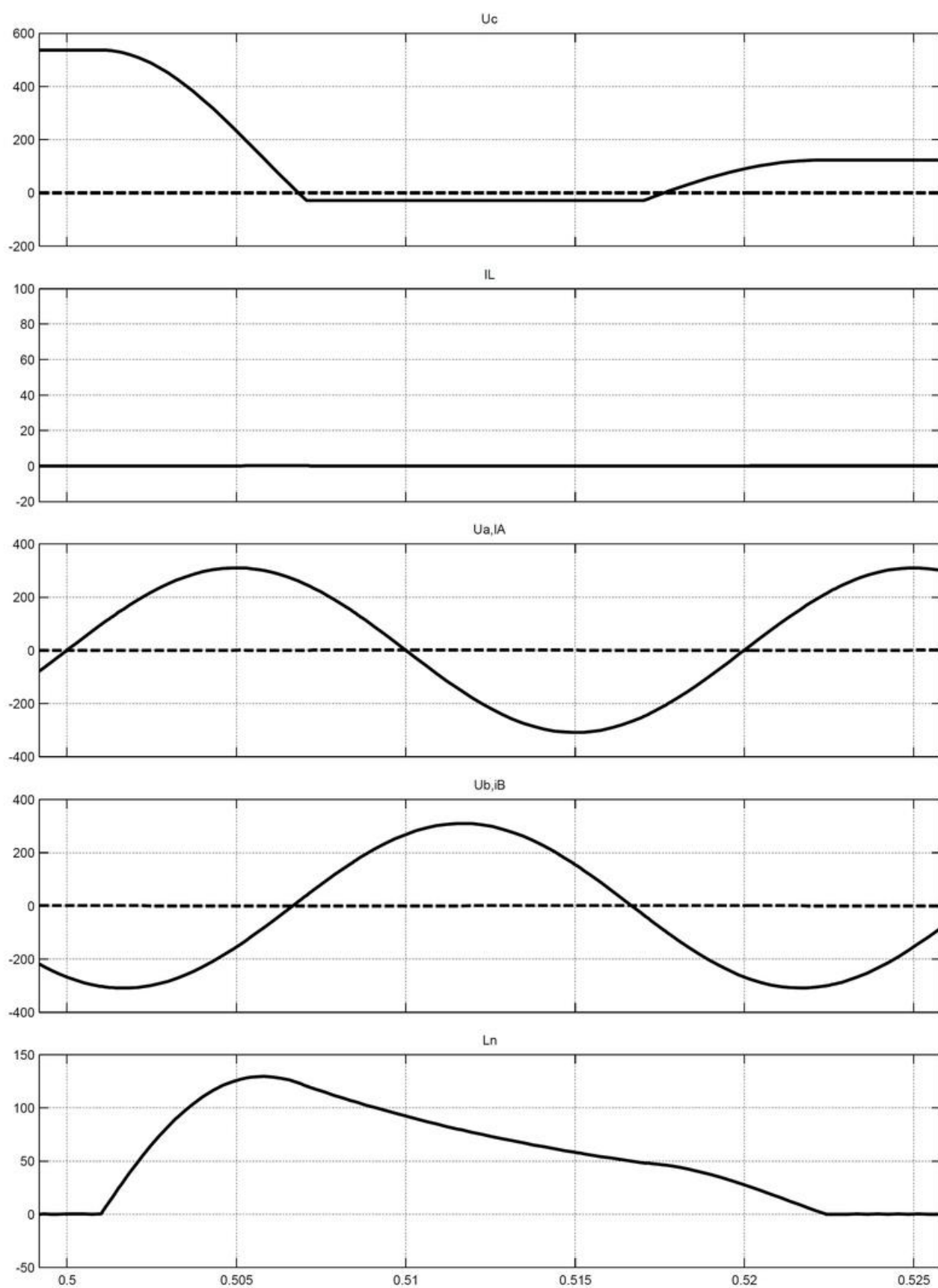


Рис. 5.4 График разряда на C1

Заключение

Разработанная система питания электромагнитного виброимпульсного уплотнителя бетонной смеси обладает характеристиками, в полной мере соответствующими техническому заданию во всем диапазоне регулировок.

В разработке используется элементная база, обладающая высокой степенью унификации и надежностью.

Система управления обеспечивает регулирование выходных параметров электромагнитной нагрузки в заданных пределах с необходимой стабильностью напряжения на накопительном конденсаторе.

Устройство не представляет экологической опасности.

По результатам расчета разработка является экономически эффективной.

Список используемой литературы

1. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы: Справочное пособие. – М.: СОЛОН.
2. Бальян Р.Х., Сиверс М.А. Тиристорные генератора и инверторы – Л.: Энергоиздат.
3. Багинский Б.А. Бестрансформаторные преобразователи переменного напряжения в постоянное. – Томск: Издательство Том.
4. Кныш В.А. Полупроводниковые преобразователи в схемах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат. 1969.
5. Бирзникс Л.В. Импульсные преобразователи постоянного тока. – М.: Энергия.
6. Булатов О.Г. и др. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. – М.: Радио и связь.
7. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. Пособие для приборостроит. спец. вузов. – М.: Высш. шк. 1991. – 622с.
8. ГОСТ 16357Разрядники вентильные переменного тока на номинальные напряжения. Общие технические условия. URL: <http://internet-law.ru/gosts/gost/21341/> 2013. 27с.
9. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. шк. 1982. – 496с.
10. Ивашин В.В. Схемы формирования импульсного тока от емкостных накопителей энергии и их применение в автономных источниках электропитания. 346-352с.
11. Мощные полупроводниковые приборы:диоды: Справочник / Б.А. Бородин, Б.В. Кондратьев, В.М. Ломакин и др. – Радио и связь. 1985. – 400с.
12. Осмаков С.А., Брауде Ф.Г. Виброударные формовочные машины (расчет и применение). Л.: Стройиздат. 1976.

13. Кудинов А.К. и др. Последовательный и параллельный алгоритм машинного анализа для системы заряда емкостного накопителя // Тез. докл. Всероссийской конференции «Проблемы электротехники, электроэнергетики и электротехнологии». – Тольятти. 2004. 56-58с.
14. Булатов О.Г. и др. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии. – М.: Радио и связь. 1986.
15. Калантаров П.Л., Цейтлин Л.А. Расчет индуктивностей. Энергия, 1969.
16. Кныш В.А. Полупроводниковые преобразователи в схемах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат. 1969.
17. Силовые полупроводниковые и импульсные электромеханические преобразовательные устройства / Сборник научных трудов. 1976. – 152с.
18. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы: Справочное пособие. – М.: СОЛОН, 1999. – 460с.
19. Резисторы: справочник / Ю.Н. Андреев, А.И. Антонян и др. – М.: Энергоатомиздат, 1981. = 352с.
20. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки. Справочник / В.П. Березан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский. 1987. – 656с.
21. Mota M., Christiansen J. A High-Resolution Time Interpolator Based on a Delay Locked Loop and an RC Delay Line. - IEEE Journal of Solid-State Circuits, Vol.34, № 10, October 1999, pp.1360-1366 (Fig.2, p.1361).
22. [Muhammad Ali Mazidi](#), [Rolin McKinlay](#), [Danny Causey](#) PIC Microcontroller and Embedded Systems: Using Assembly and C for PIC18, Prentice Hall, 2007. – 816p.
23. Lee J., Kotov N.A. // Nano Today. 2007. V. 2. N 1. P. 48–51.
24. Thomas E. McEwan HIGH SPEED TRANSIENT SAMPLER, US Patent №5471162, МКИ Н 03 К 5/125, НКИ 327/92.
25. Hughes, J.M. Practical Electronics: Components and Techniques [Text] / J.M. Hughes // O'Reilly Media, 2015. — 560 p. — ISBN 978-1-449-37307-8.