

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

Институт машиностроения
(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование)

11.03.04 Электроника и наноэлектроника
(код и наименование направления подготовки / специальности)

Электроника и робототехника
(направленность (профиль) / специализация)

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА (БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА)

на тему Система заряда емкостного накопителя импульсного сейсмоисточника

Обучающийся

А. А. Чалышев

(Инициалы Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

к.т.н., доцент, А. В. Прядилов

(ученая степень (при наличии), ученое звание (при наличии), Инициалы Фамилия)

Тольятти 2025

Аннотация

Объем 63 с., 32 рис., 10 табл., 27 источников

СИСТЕМА ЗАРЯДА ЕМКОСТНОГО НАКОПИТЕЛЯ, СИСТЕМА ЗАРЯДА, ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ПОСТОЯННОГО НАПРЯЖЕНИЯ

Объектом исследования является система заряда емкостного накопителя импульсного сейсмоисточника.

Цель работы: разработка системы заряда емкостного накопителя импульсного сейсмоисточника.

Задачи работы:

- Обзор классификации и работы зарядных устройств, в том числе с регулируемым и не регулируемым процессом заряда,
- разработка структурной схемы,
- разработка силовой части схемы,
- разработка схемы управления,
- расчет схем и выбор элементов
- математическое моделирование

Данные задачи решены в 3 главах работы.

В данной ВКР проекте решается задача высокоэффективного обеспечения регулируемого заряда емкостного накопителя энергии импульсного электромагнитного сейсмоисточника, для чего спроектировано устройство заряда с время-импульсным регулированием. Рассмотрена классификация устройств заряда емкостного накопителя и произведен выбор схемного решения. Произведен расчет электрических и технологических параметров силовой схемы, состоящей из силовых транзисторов, повышающего трансформатора напряжения, дозирующего дросселя и диодного моста, а также произведен выбор всех элементов силовой схемы. Произведено математическое моделирование работы схемы в среде Matlab/Simulink.

The title of the bachelor's thesis is «The charging system of the capacitive storage of a pulse seismic source ».

The bachelor's thesis consists of an introduction, 3 parts, a conclusion, 32 picture, 10 tables, list of references including 6 foreign sources and the graphic part on 6 A1 sheets.

The aim of the bachelor's thesis is to develop of a the charging system of the capacitive storage of a pulse seismic source.

The object of research is the charging system of the capacitive storage of a pulse seismic source.

The key issue of the bachelor's thesis is the possibility charge the capacitive storage device to a preset voltage in a preset time.

The bachelor's thesis may be divided into several logically connected parts which are literature review, development of structural and electrical schematic diagrams, calculations, selection of elements.

In the first part we start with the statement of the problem and then logically pass over to its possible solutions. We then analyze the literature concerning our problem.

In the second part we give a review of possible solutions and choose the most suitable ones, develop an electrical circuit diagram, carry out theoretical calculations and select elements.

The third chapter describes mathematical modeling.

In conclusion we'd like to stress that theoretically calculated system parameters, developed a scheme, selected elements and a mathematical modeling has been performed.

Nevertheless, more experimental data are required.

This work is of interest to readers involved in electronics.

Содержание

Введение.....	5
1 Состояние вопроса	6
1.1 Классификация зарядных устройств.	6
1.2 Зарядные устройства с нерегулируемым зарядным процессом	8
1.3 Зарядные устройства с регулируемым зарядным процессом	15
2 Разработка и расчет электрической принципиальной схемы.....	23
2.1 Структурная и силовая схемы.....	23
2.2 Расчет повышающего трансформатора.....	25
2.3 Расчет дозирующего дросселя	32
2.4 Расчет остальных элементов схемы	36
2.5 Расчет системы управления.....	40
2.6 Конструктивный расчет дросселя входной цепи	48
3 Математическое моделирование	52
Заключение	59
Список используемой литературы	60
Приложение А Перечень элементов.	63

Введение

Емкостные накопители большой энергоемкости довольно широко применяются в современной промышленности. К типичным областям относят установки для накачки лазеров, мощные невзрывные импульсные сейсмоисточники, емкостные машины для контактной сварки и т.д.

Одной из проблем заряда накопителей большой емкости является резкая нелинейность нагрузки во времени от начала и до конца заряда накопителя, что приводит к импульсному потреблению энергии из источника и снижает эксплуатационные характеристики. Особенно актуально эта проблема выглядит в автономных системах питания от аккумулятора [22], [27].

Основная задача зарядного устройства – формирование рациональных временных зависимостей токов во входном и зарядном контурах – решается путем выбора структуры четырехполюсников в модели на рисунке 1.

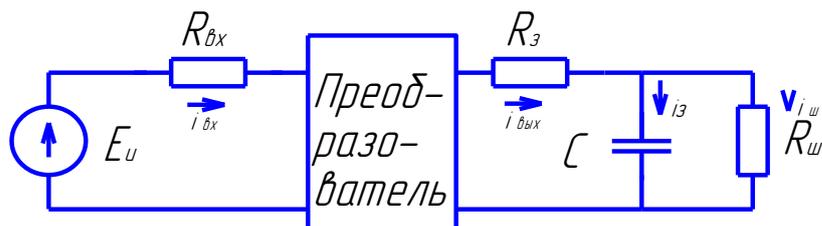


Рисунок 1 – Идеализированная модель зарядного устройства

Исследование этой модели позволяет определить идеальные временные зависимости, которые желательно сформировать. Выбирая структуру четырехполюсника, можно реальные временные зависимости в той или иной мере приблизить к идеальным.

Данная ВКР посвящена разработке системы заряда емкостного накопителя импульсного сейсмоисточника. Такие системы необходимы для импульсных невзрывных сейсмоисточников [4], [12].

1 Состояние вопроса

1.1 Классификация зарядных устройств.

Реальные устройства, которые идеализируются в модели на рисунке 1 четырехполюсником, обычно представляют собой различные устройства преобразовательной техники, имеющие полное или частичное сходство с преобразователями переменного или постоянного напряжения в постоянное, работающими на другие виды нагрузки. Такие базовые преобразователи путем ряда схемных дополнений приспособляются к специфической нагрузке, какой является емкостной накопитель энергии (ЕНЭ). Поэтому классификация зарядных устройств сходна с классификацией базовых преобразователей переменного или постоянного напряжения в постоянное, однако является более разветвленной за счет различного типа дополнений, присущих лишь зарядным устройствам (ЗУ).

Наиболее простыми из базовых преобразователей являются нерегулируемые преобразователи [26]. Зарядные устройства, созданные на их основе, являются ЗУ с нерегулируемым зарядным процессом. В этих устройствах, составляющих обширный класс ЗУ (рисунок 2), приближения временных зависимостей к идеальным достигают за счет изменения энергетической части ЗУ. К этому классу мы будем относить также и ЗУ, содержащие управляемые приборы, если величины, определяющие алгоритм управления ими, такие как частота переключения, углы регулирования, временные сдвиги сигналов управления во время зарядного процесса, остаются неизменными.

Так, к этому классу будут отнесены и ЗУ, содержащие инверторы с неизменной частотой инвертирования.

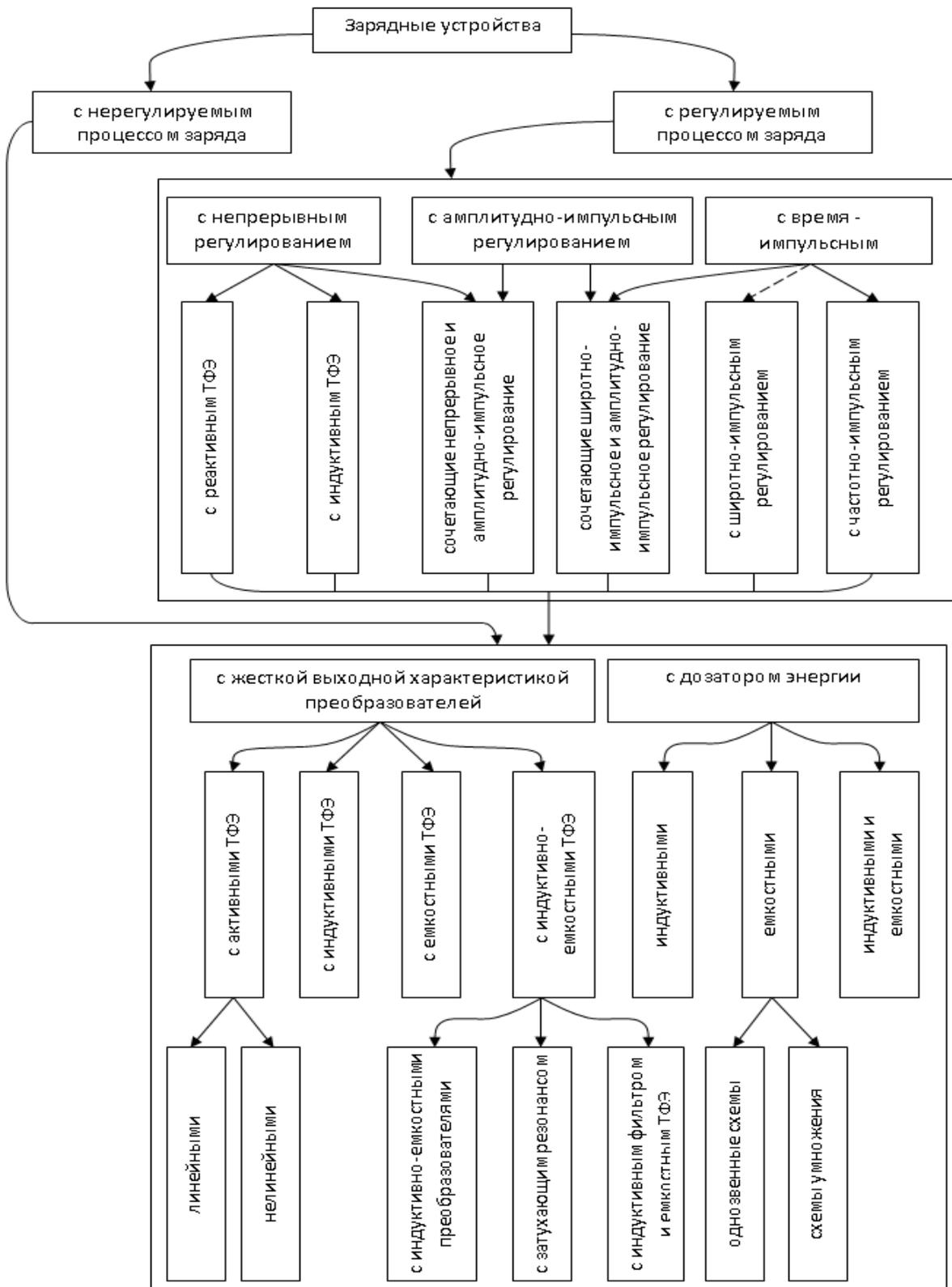


Рисунок 2 – Классификация зарядных устройств

Из приведенной классификацией выбрали ЗУ с регулируемым процессом заряда с время-импульсным управлением.

1.2 Зарядные устройства с нерегулируемым зарядным процессом

«Простейший класс базовых преобразователей составляют неуправляемые выпрямители и инверторы с неизменным на протяжении всего времени работы алгоритмом управления. На их основе строятся ЗУ с неуправляемым зарядным процессом (см. рисунок 2). Наиболее часто применяемыми среди таких преобразователей являются преобразователи с жесткой выходной характеристикой, содержащие лишь трансформаторы и вентильные элементы и не включающие в себя накопителей энергии с существенной энергоёмкостью. Для использования преобразователей с жесткой выходной характеристикой в качестве ЗУ они должны быть дополнены элементами, задачей которых является формирование токов в различных цепях, - токоформирующими элементами (ТФЭ). Поэтому каждая группа в классификации базовых преобразователей разветвляется за счет различия типов токоформирующих элементов и места их включения в схему базового преобразователя.

Тип ТФЭ влияет на сочетание технико-экономических показателей ЗУ. Стремление получить сочетание таких показателей для различных применений стимулировало использование модификаций ТФЭ. На рисунке 3,а проиллюстрирована схема с единым базовым преобразователем, представляющим собой транзисторный преобразователь постоянного напряжения в постоянное. Ряд схем ЗУ на базе преобразователей с жесткими выходными характеристиками с различными токоформирующими элементами также представлены на рисунке 3.»[9]

Простейшими ТФЭ являются резисторы, включаемый последовательно в зарядную цепь ёмкостного накопителя энергии (ЕНЭ) на рисунке 3,б. Этот преобразователь имеет существенно более низкие показатели по сравнению с базовым, рассчитанным на ту же мощность. Особенно низок КПД этого ЗУ,

поэтому применение его в настоящее время ограничено лишь маломощными ЗУ, для которых этот показатель мало критичен.

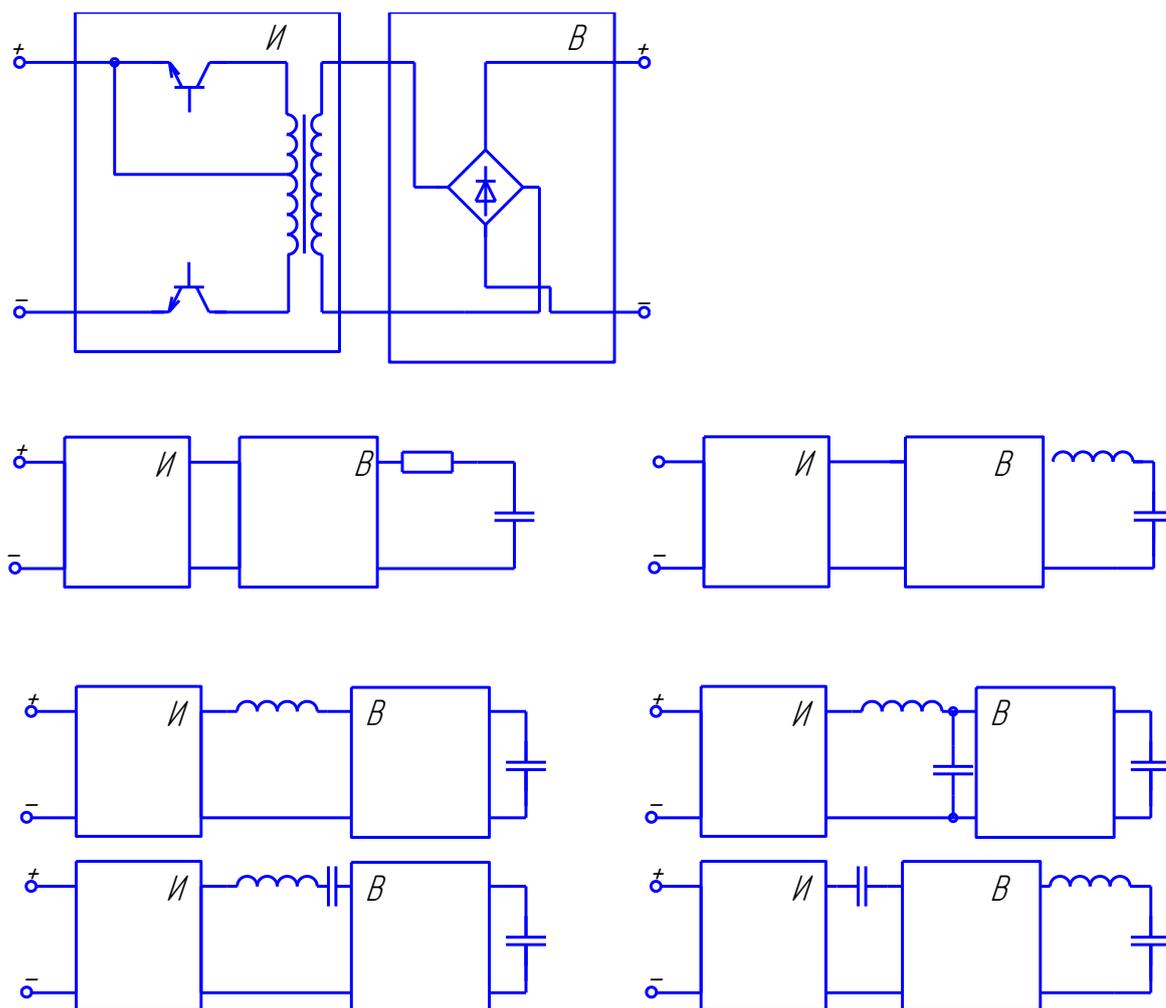


Рисунок 3 – Схемы зарядных устройств на базе преобразователей с жесткими выходными характеристиками с различными токоформирующими элементами

«Значительно лучший КПД можно получить применяя реактивные токоформирующие элементы (рисунок 3,в, г). Если токоформирующий дроссель включен в зарядный контур (рисунок 3,в), то можно повысить КПД и коэффициент использования источника питания, однако масса ЗУ существенно возрастает, особенно при низких частотах повторения зарядных импульсов.» [1], [13]

Если токоформирующий дроссель включить в цепь переменного тока (рисунок 3,з), то массу дросселя можно существенно снизить за счет увеличения частоты его перемангничивания, однако в этом случае получается существенный проигрыш с точки зрения коэффициента использования питания.

При прямоугольной форме переменного напряжения, характерной для базовой схемы на рисунке 1.3,а, формирование тока за счет емкостного токоформирующего элемента невозможно, однако при синусоидальной форме переменного напряжения часто применяют в качестве токоформирующих элементов конденсаторы. Существенное преимущество емкостного токоформирования заключается в применении стандартных компонентов (конденсаторов), вместо специально разработанных, например токоформирующих дросселей, при индуктивном токоформировании.

«Применение комбинации ёмкостного и индуктивного ТФЭ позволяет достичь ряда преимуществ, связанных с использованием явления резонанса. Так широкое применение получили схемы ЗУ с индуктивно-емкостными преобразователями. Применение таких ЗУ (рисунок 3,д) позволяет существенно приблизить форму зарядного тока к идеальной, при этом форма потребляемого тока по сравнению со схемой на рисунке 3,з заметно улучшается. Такая схема обеспечивает высокий КПД зарядного контура, поскольку гладкая составляющая зарядного тока близка к постоянной, и приемлемый коэффициент использования источника питания обеспечивает другое построение схемы с емкостным и индуктивным токоограничивающими элементами (рисунок 3,е). Такие схемы, получившие название схем с затухающим резонансом, исследованы и описаны в [2], [3]. По форме гладких составляющих зарядного и потребляемого токов они близки к схемам с колебательной зарядкой, однако энергоемкость токоформирующих импульсов в них ниже.» [2], [3]

«Сочетание емкостного токоформирующего элемента в цепи переменного тока с индуктивным, помещенным в зарядный контур на рисунке 3,ж, дает возможность получить гладкую составляющую потребляемого тока, близкую к идеальной. При этом ЗУ потребляет от источника питания постоянного тока мощность, коэффициент использования источника питания близок к единице.

Другой класс базовых преобразователей составляют преобразователи, неотъемлемой частью которых являются накопители, передающие энергию в нагрузку и потребляющие её от источника питания ограниченными порциями (дозами) и называемыми дозаторами энергии. Индуктивные накопители таких устройств способны непосредственно формировать токи в контурах, ёмкостные же накопители малой емкости существенно облегчают задачу формирования тока за счет небольших индуктивностей, имеющих в контурах (специально включаемых или паразитных). Таким дозатором является в сущности и токоформирующий конденсатор в схеме на рисунке 3,ж, которую можно отнести к любому из двух рассматриваемых классов схем.

На рисунке 4 приведены схемы ЗУ, относящиеся к этому классу. Это прежде всего схемы с промежуточными индуктивными накопителями энергии. На рисунке 4,а приведен транзисторный вариант схемы с промежуточным индуктивным накопителем.

Тиристорные схемы, аналогичные схеме на рисунке 4,а могут быть получены с любым узлом последовательной или параллельной искусственной коммутации. На рисунке 4,б приведена схема двухтактного тиристорного преобразователя, использующего в качестве коммутирующего элемента единственный конденсатор.» [20]

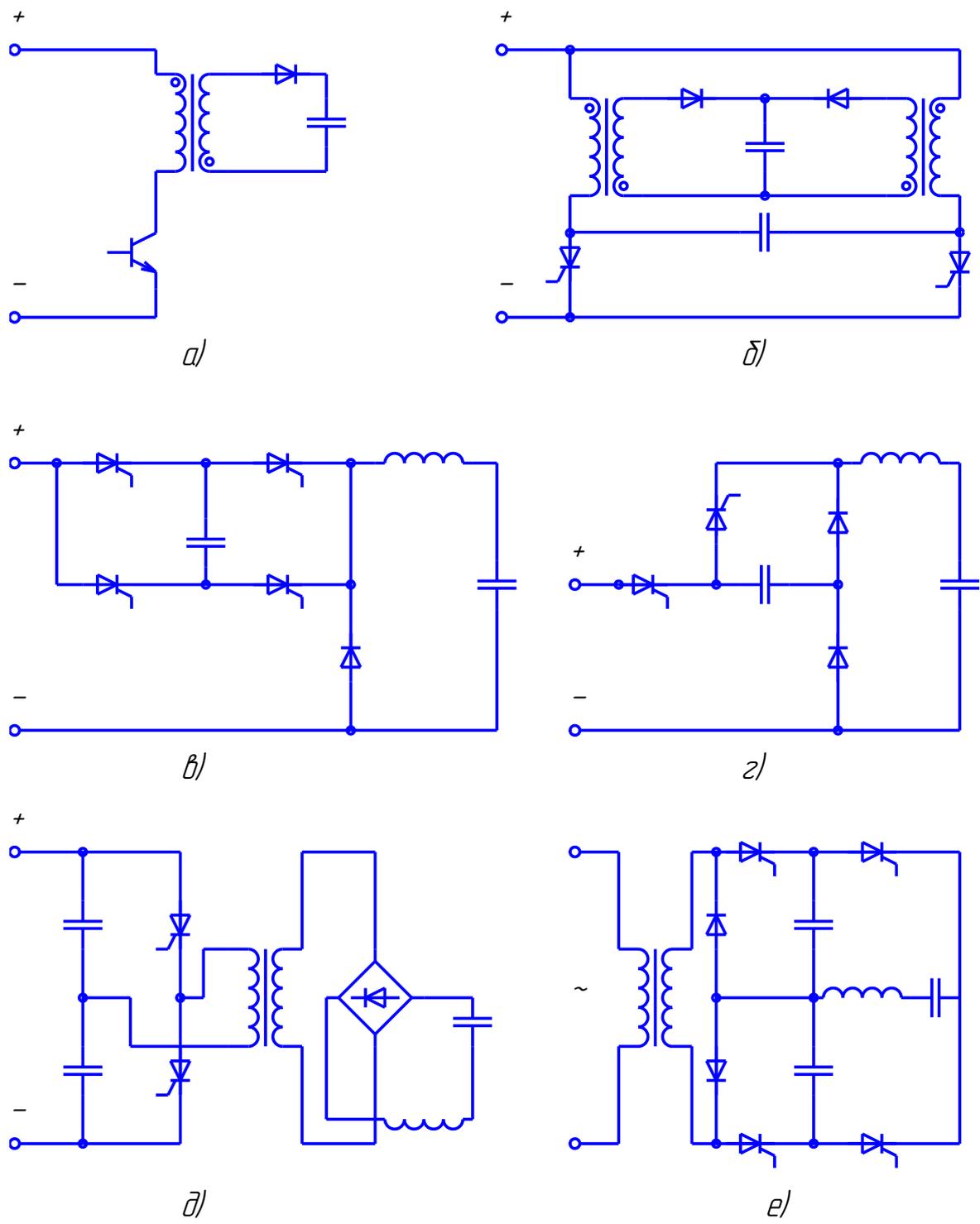


Рисунок 4 – Схемы зарядных устройств с индуктивными и емкостными дозаторами энергии

«При наличии в зарядной цепи дросселя фильтра в качестве дозирующего элемента можно применять конденсатор. На рисунке 4,в приведена схема ЗУ, с помощью которой можно обеспечить заряд накопителя до напряжения источника питания. Если необходимо заряжать накопитель лишь до напряжений, не превышающих половины напряжений источника питания целесообразно применение более простой схемы на рисунке 4,г.

Чаще, однако, приходится заряжать ЕНЭ до напряжения, значительно превышающего напряжение источника питания. В этом случае нельзя обойтись без трансформатора и для снижения его массогабаритных показателей желательно повысить частоту перемагничивания его магнитопровода. При этом можно использовать трансформаторные аналоги схем с емкостным дозированием энергии. Аналогом схем на рисунке 4,в, г в этом случае служит схема ЗУ, содержащая последовательный инвертор. При питании от источника переменного напряжения аналогом схемы на рисунке 4,д служит схема на рисунке 4,е. Общим свойством всех схем на рисунке 4 является постоянство энергии, передаваемая в накопитель на каждом зарядном импульсе. Поэтому в нерегулируемых ЗУ, где частота переключений ключевых элементов постоянна, эти схемы обеспечивают постоянство потребляемой мощности.

Существует также ряд схем с дозаторами, в которых энергия, передаваемая в накопитель, изменяется от импульса к импульсу. К таким схемам относятся прежде всего схемы с ёмкостными токоформирующими элементами в тех случаях, когда в зарядном контуре отсутствует дроссель фильтра. Наиболее часто применяются схемы с токоформирующим конденсатором, включенным в цепь переменного тока (рисунок 5,а), а также простейшие схемы удвоения, выполненные на основе схемы Латура, приведенные на рисунке 5,б, в. Реже применяются многокаскадные схемы умножения (рисунок 5,г). Во всех этих схемах энергия, передаваемая в емкостной накопитель за один зарядный импульс, уменьшается по мере заряда емкостного накопителя.»[20]

В [10] предложена схема с колебательным перезарядом промежуточного емкостного накопителя, в которой энергия, передаваемая в накопитель за каждый зарядный импульс, увеличивается по мере заряда накопителя (рисунок 5, д).

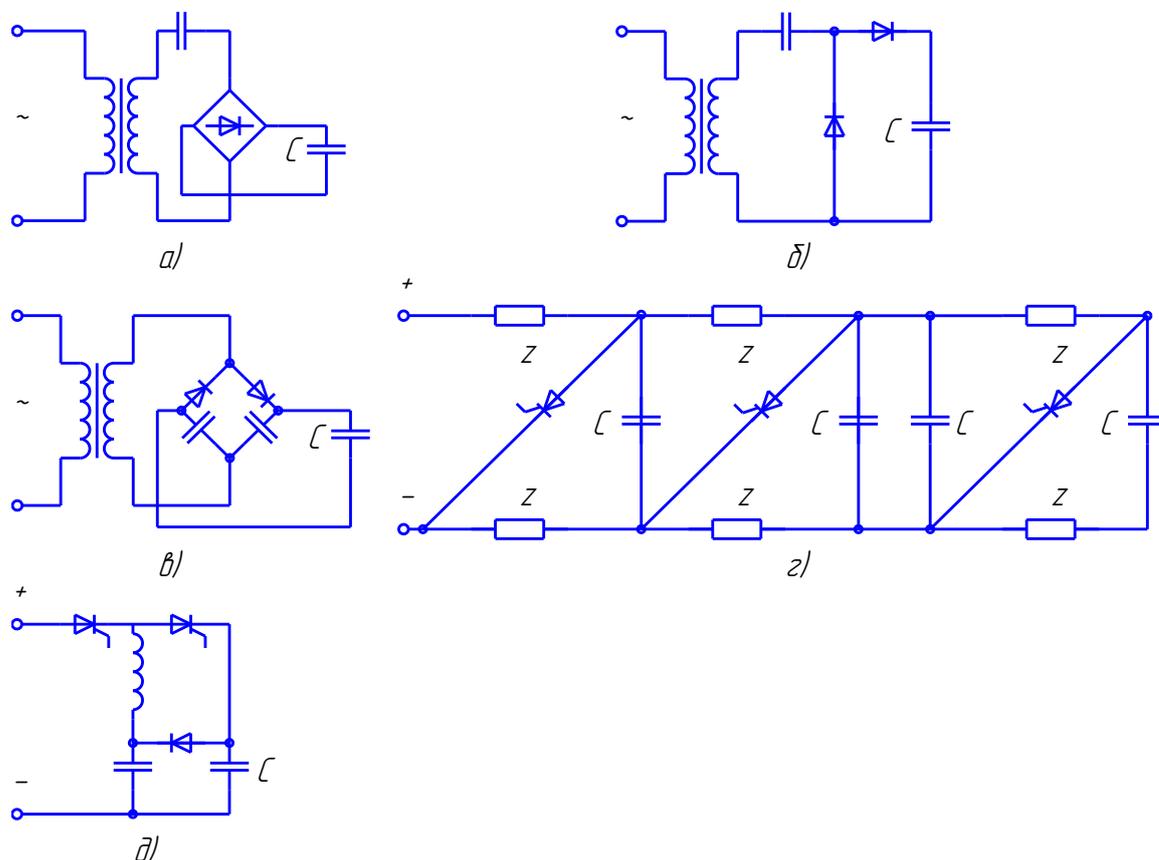


Рисунок 5 – Схемы зарядных устройств с емкостными дозаторами с изменяющейся в процессе заряда мощностью

Большинство схем с дозаторами энергии разработано для тиристорных ЗУ, поскольку в этом случае дозаторы успешно совмещают функции формирования токов с функциями запираания тиристоров.

Поскольку в ЗУ, с нерегулируемым зарядным процессом можно изменить форму токов в различных контурах, переходя только к другой структуре или другим параметрам энергетической части, эти устройства являются недостаточно гибкими для того, чтобы приблизить зарядный

процесс к оптимальному. «Другим существенным недостатком таких ЗУ является то, что отсутствует возможность реагировать на изменение внешних факторов, влияющих на зарядный режим, таких как напряжение первичного источника питания, начальные и конечные значения напряжения на накопителе, частота повторения разрядных импульсов. Это приводит к тому, что в источнике питания, выходные параметры которого (частота и энергия импульсов) должны быть переменными, относительно высокий КПД и коэффициент использования источника питания могут быть получены только в узком диапазоне изменения входных параметров.»[9]

В силу недостатков рассмотренный выше класс ЗУ емкостных накопителей энергии не подходит для структуры проектируемого ЗУ, поэтому далее разберем следующий класс – зарядные устройства с регулируемым зарядным процессом.

1.3 Зарядные устройства с регулируемым зарядным процессом

Значительно эффективнее ЗУ с регулируемым процессом заряда, которые способны обеспечить высокие показатели во всем диапазоне изменения внешних параметров за счет соответствующей коррекции зарядного процесса. Для ЗУ с регулируемым процессом заряда справедливы те же признаки классификации по которым уже разделены нерегулируемые ЗУ. Поэтому остановимся на другой группе классификационных признаков, отражающих способ регулирования и характерных для ЗУ с регулируемым процессом заряда.

Прежде всего следует выделить немногочисленную группу ЗУ с непрерывным регулированием. К этой группе относятся маломощные ЗУ с транзисторным токоформированием, используемые в различных системах управления (рисунок 6,а), а так же ЗУ, использующие подмагничиваемые дроссели и трансформаторы. Так, в схеме на рисунке 6,б используются два

последовательно соединенных по входу и выходу трансформатора с различными коэффициентами трансформации. По мере роста напряжения на накопителе индуктивность намагничивания магнитопровода трансформатора с меньшим коэффициентом трансформации снижается, в то время как индуктивность намагничивания магнитопровода трансформатора увеличивается, что приводит к перераспределению напряжения на их первичных обмотках и изменению выходного напряжения. На рисунке 6,в приведена схема с подмагничиваемым дросселем, сопротивление которого плавно изменяется в процессе заряда. Применение управляемых магнитных элементов приводит к росту массогабаритных показателей ЗУ.

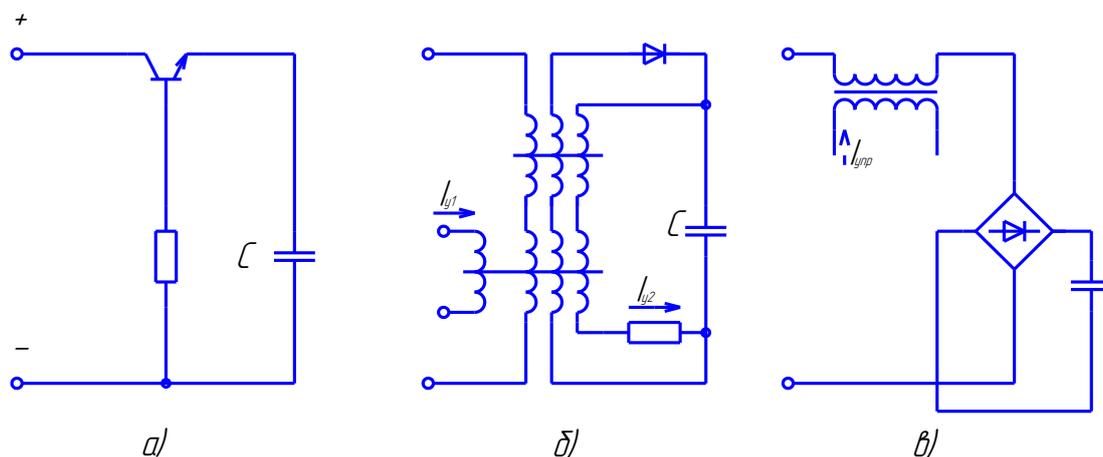


Рисунок 6 – Схемы зарядных устройств с непрерывным регулированием процессов

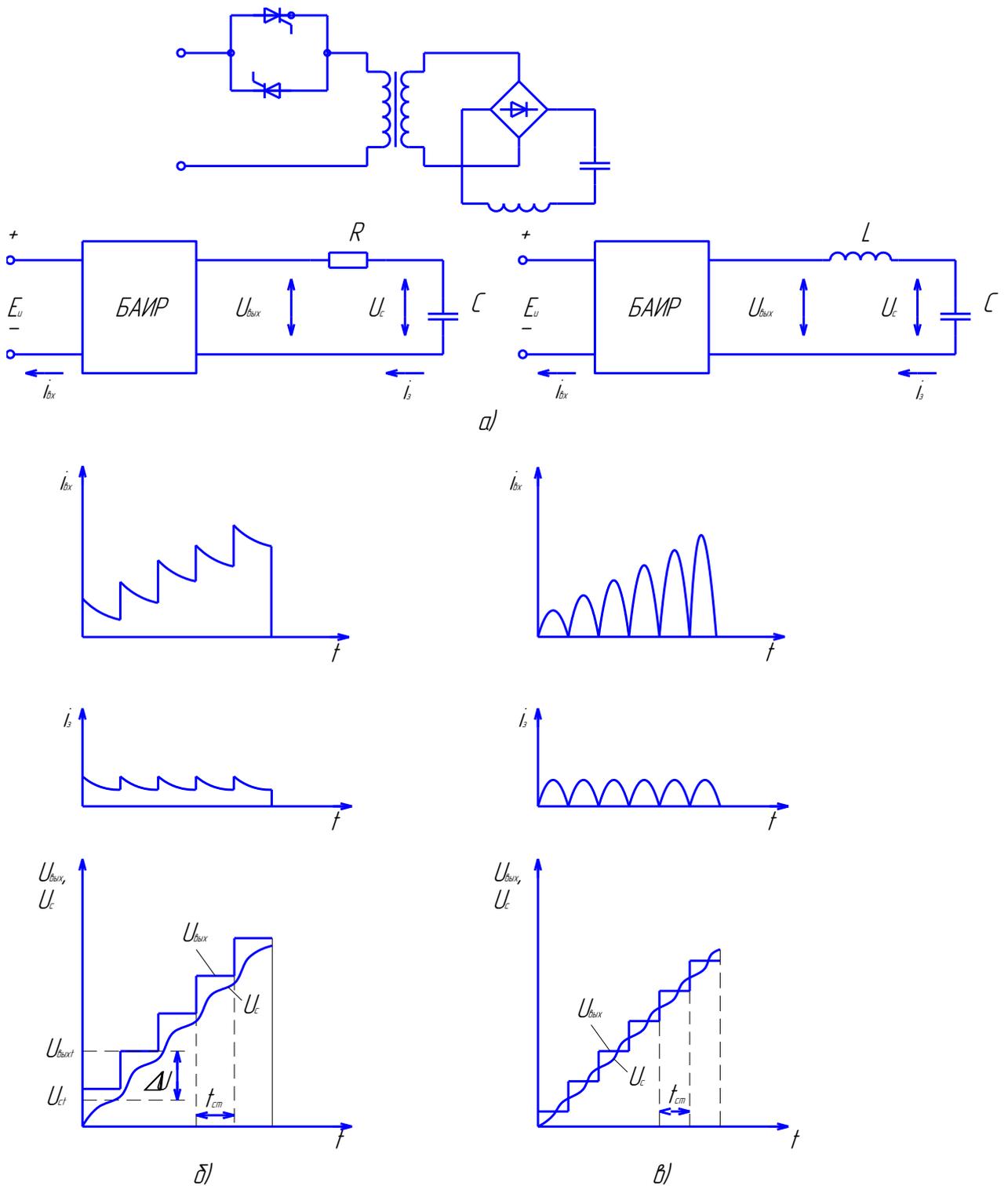
Значительно более широкое распространение получили ЗУ, в которых применяются импульсные методы регулирования. Их можно разделить на две подгруппы, в одной из которых осуществляется время-импульсное (ВИР), а в другой – амплитудно-импульсное регулирование (АИР).

Применение методов ВИР зачастую не требует перестройки энергетической части нерегулируемых ЗУ, содержащих управляемые элементы, достаточно лишь соответствующим образом изменять алгоритм

управления во время зарядного процесса. Схемы, содержащие лишь неуправляемые вентили, необходимо дополнить управляемыми ключевыми элементами. Например, в схеме на рисунке 3,6 широтно-импульсное регулирование можно осуществить изменяя лишь закон управления транзисторами инвертора. Такая схема исследована при различных законах управления. В [6] проводится анализ схемы при двухпозиционном слежении за зарядным током ЗУ, причем нижний и верхний пороги остаются постоянными. В результате такой алгоритм управления приводит к постоянству гладкой составляющей зарядного тока. В [7] определяется алгоритм управления, позволяющий обеспечить наилучший коэффициент использования источника питания, что приводит к режиму, близкому к режиму постоянной потребляемой мощности.

При питании от сети переменного тока широтно-импульсное регулирование заменится фазово-импульсным, схема для реализации которого (рисунок 7,а) предложена в [17], а анализ с определением рациональных алгоритмов управления проведен в [20]. При позиционном сложении за током заряда в схеме на рисунке 3,6 можно получить удовлетворительные показатели по массе и КПД, коэффициент использования источника питания получится ниже, чем у некоторых нерегулируемых ЗУ.

В схеме на рисунке 3,е возможно частотно-импульсное регулирование. При этом по мере заряда емкостного накопителя снижается частота преобразования и дроссель представляет собой все меньшее сопротивление, при этом достигается формирование зарядного тока. Аналогично можно формировать ток и в схеме на рисунке 3,ж, только в этом случае частота инвертирования по мере заряда должна увеличиться.



а – при импульсно-фазовом регулировании; *б* – при амплитудно-импульсном регулировании и резистивном токоформировании; *в* – при амплитудно-импульсном регулировании и индуктивном токоформировании.

Рисунок 7 – Схемы и временные диаграммы для зарядных устройств с импульсным регулированием зарядного процесса.

В отличие от ВИР, амплитудно-импульсное регулирование требует изменения структуры энергетической части ЗУ. Для его осуществления необходимо секционирование некоторой части преобразователя. Такой частью может быть трансформатор, у которого делаются отводы на первичной либо вторичной обмотке, могут последовательно соединиться по выходу отдельные секции, включающие трансформатор и выпрямитель, и, наконец, может быть секционирован весь преобразователь в целом, и отдельные его секции могут соединяться последовательно по выходу. При определенном алгоритме переключения ключевых элементов, в качестве которых используются ключи инвертора либо дополнительные ключевые элементы, на выходе такого секционированного преобразователя может формироваться ступенчато-нарастающее выходное напряжение. Амплитудно-импульсное регулирование позволяет значительно снизить максимальное падение напряжения на токоформирующем элементе, включенном в зарядный контур. Если в качестве токоформирующего элемента применяется линейный резистор или транзистор, то это приводит к снижению в n раз потерь в этом элементе, если же в качестве такого элемента применяется дроссель, значительно уменьшается его масса и габариты.

При этом формировании тока с помощью линейного резистора (рисунок 7,б) добиться идеальной формы тока можно лишь в предельном случае, когда сопротивление стремится к бесконечности. Однако при увеличении числа ступеней и постоянном коэффициенте формы тока снижаются потери в токоформирующем резисторе. В [10] АИР сочетается с введением в зарядный контур токоформирующего дросселя (рисунок 7,в). В этом случае, как показано в [8], при увеличении числа ступеней можно снизить массу и габариты дросселя.

Применение АИР позволяет улучшить массогабаритные показатели и КПД ЗУ. Коэффициент же использования источника питания зависит лишь от режима заряда и также может быть улучшен в регулируемых ЗУ, если приблизить его к режиму неизменной потребляемой мощности.

Наиболее перспективными являются схемы сочетающие два способа регулирования: АИР и ВИР, либо АИР и НР. Структура ЗУ, сочетающего два способа регулирования, представлена на рисунке 8,а. В этой структуре блок формирования тока (БФТ) может представлять собой непрерывный или время-импульсный регулятор тока. Такой блок должен быть рассчитан на максимальное напряжение $U_{c/n}$ (U_c - напряжение на накопителе в конце заряда, n – число ступеней) и ток, равный зарядному, его мощность составляет $P_{c/n}$ (P_c - средnezарядная мощность). Если БФТ выполнен в виде импульсного регулятора, то коммутация для него значительно облегчается за счет снижения коммутируемой мощности; если же БФТ является непрерывным регулятором, то за счет АИР существенно уменьшаются потери в этом блоке. Таким образом, зарядный режим формируется маломощным устройством, на долю же мощного амплитудно-импульсного регулятора приходится лишь коммутация со значительно меньшей частотой переключения ступеней.

Блок амплитудно-импульсного регулятора (БАИР) в таких схемах целесообразно выполнить в виде Π включенных последовательно секций, с помощью которых напряжение первичного источника питания преобразуется в ступенчато-нарастающее с числом ступеней $2^{\Pi}-1$, определяем алгоритм включения секции .

На рисунке 8,б представлена одна из возможных реализаций структуры на рисунке 8,а построенная на базе преобразователя (рисунок 3,а). В этой структуре БАИР содержит Π секций преобразователя, переключение которых позволяет получать ступенчатое нарастающее напряжение, а БФТ представлен

транзистором, включенным в зарядную цепь. На рисунке 1.8,в показаны процессы в зарядном контуре такого устройства в одном из режимов.

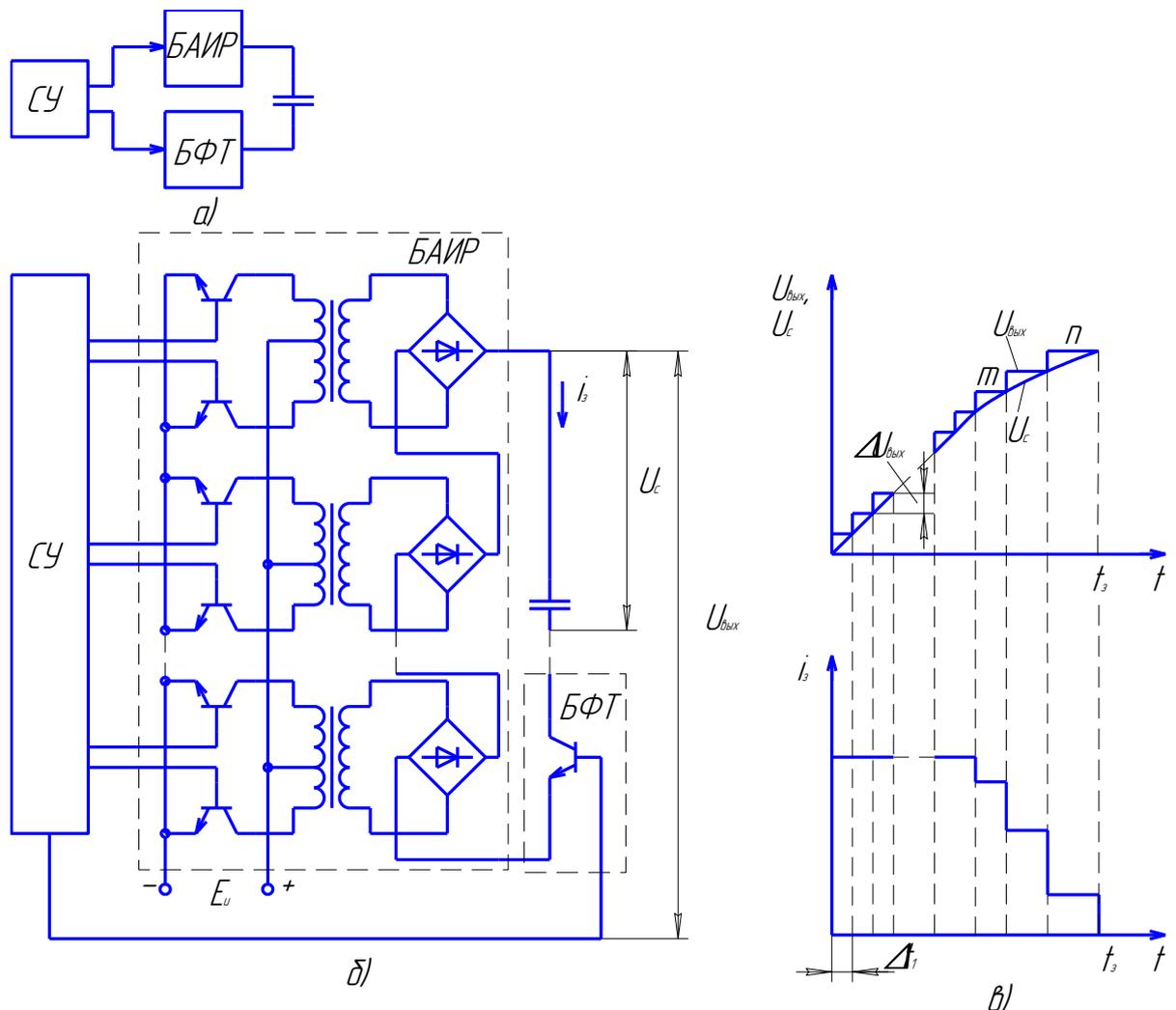


Рисунок 8 – Структурная схема (а), пример исполнения (б) и временные диаграммы процессов в ЗУ (в), сочетающем два типа регулирования.

Из основных требований, предъявляемых к проектируемой схеме определенных как условиями к техническому заданию (ТЗ), так и общими технико-экономическими показателями, можно выделить:

- точность дозирования энергии в накопителе или заряда до заданного напряжения;

- обеспечение гальванической развязки источника заряда от накопителя;

- заданная скорость заряда;

- высокий КПД зарядного устройства.

Анализируя известные решения устройств заряда можно прийти к выводу, что наиболее отвечающим указанным требованиям являются импульсные высокочастотные схемы заряда на транзисторах относящиеся к классу схем с регулируемым процессом заряда, работающие в режиме постоянного отбираемого тока. Так как именно в этих схемах получается совместить высокие характеристики: КПД, малые массогабаритные показатели, точность управления выходным напряжением.

В классе схем с регулируемым зарядом, выделим группу с время-импульсным регулированием, так как группа с АИР достаточно сложна и ненадежна и подходит для специальных случаев (низкий КПД). Таким образом из последней группы выделим схемы с частотно-импульсным регулированием (ЧИР). Оно наиболее оптимально для проектируемого устройства, так как работа согласующего трансформатора предназначена для увеличения напряжения от источника к емкости, требует симметричного режима коммутации и ШИР по этой причине не применим.

Выводы.

В данной главе подробно рассмотрена классификация зарядных устройств. Рассмотрена работа зарядных устройств с регулируемым и с не регулируемым зарядом.

2 Разработка и расчет электрической принципиальной схемы.

2.1 Структурная и силовая схемы

Разработанная структурная схема изображена на рисунке 9.

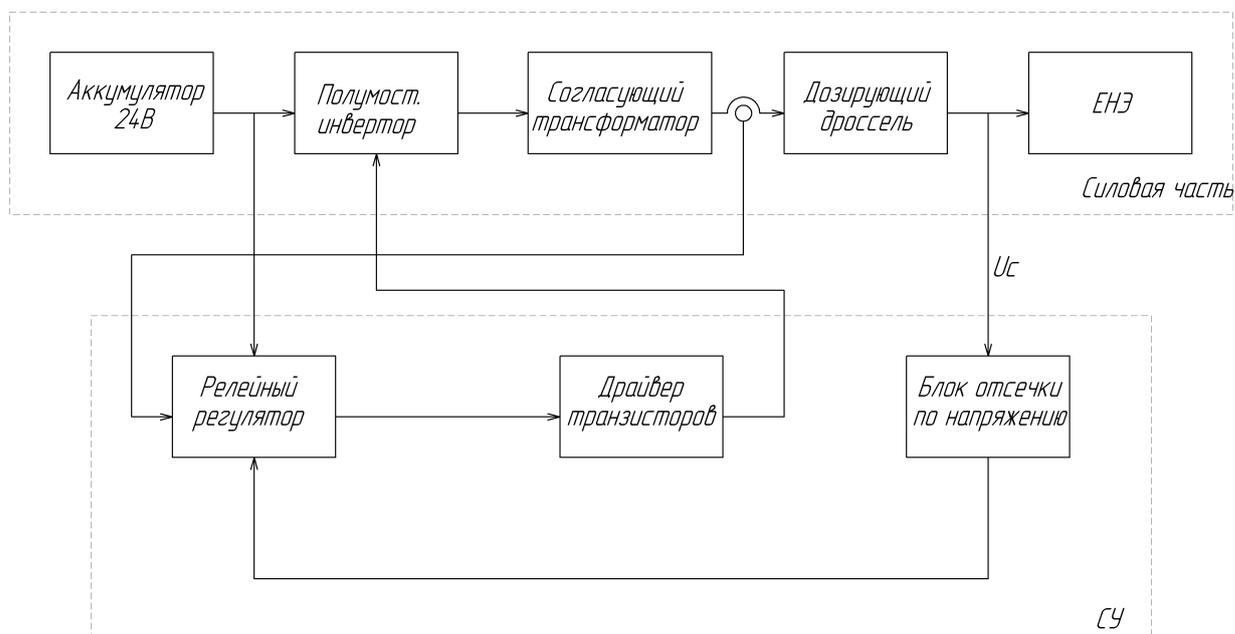


Рисунок 9 - Структурная схема системы заряда емкостного накопителя.

Синтезированная в результате анализа технических решений силовая часть схемы выглядит следующим образом (рисунок 10).

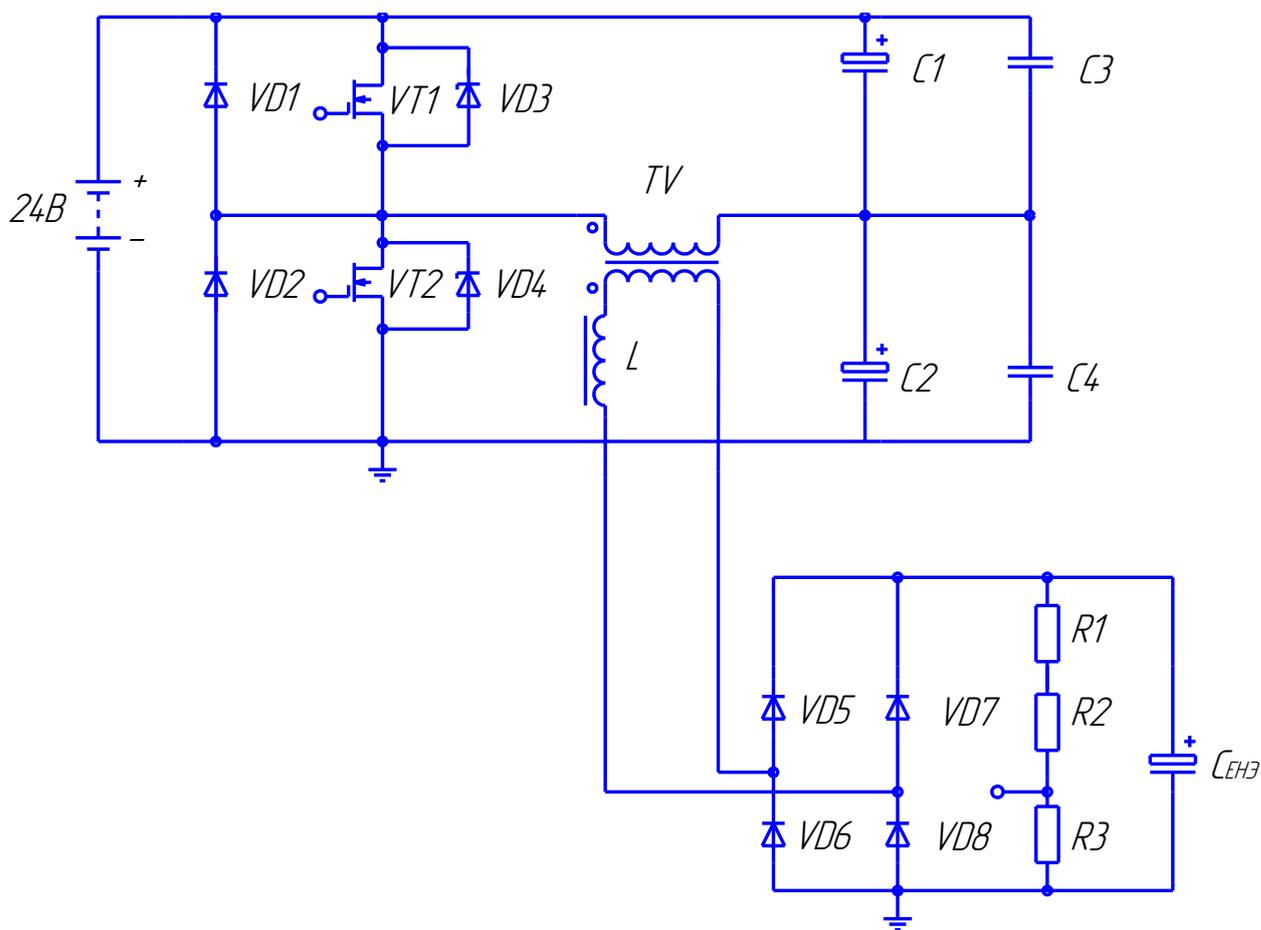


Рисунок 10 – Упрощенный вид силовой части схемы системы заряда

Выбранная схема устройства заряда изображена на рисунке 10. «Транзисторы VT1 и VT2 образуют полумостовой каскад, который коммутирует верхний вывод первичной обмотки трансформатора Т то к шине напряжения питания, то к «общему» выводу схемы. Диоды VD1 и VD2 спасают транзисторы от остаточных токов трансформатора Т при изменении режима коммутации. Конденсаторы C_1 и C_2 имеют одинаковую емкость и «задают среднюю потенциальную точку» для нижнего вывода первичной обмотки трансформатора Т. Во вторичной обмотке включен выпрямитель VD5..VD8 на выходе которого имеется ЕНЭ, который является нагрузкой для данной цепи.»[5]

Последовательность работы схемы следующая: первоначально ключ VT1 замкнут, поэтому происходит передача энергии через трансформатор Т к

дросселю L. Далее ключ VT1 размыкается, но ток в трансформаторе Т, стремясь сохранить свою величину замыкается через диод VD2, который коммутирует один из выводов трансформатора Т к «земле», а другой его вывод по-прежнему остается присоединенным к средней точке конденсаторов C_7 и C_8 . Напряжение прикладываемое к дросселю, заставляет ток быстро падать, но уже в другой части полумоста. Ток в первичной и вторичной цепи повторяют друг друга в силу закона полного тока ($i_1 \cdot w_1 = -i_2 \cdot w_2$). Пройдя через диодный мост выпрямленный ток попадает на ЕНЭ, который заряжает его до нужного нам напряжения заряда.

Из-за наличия индуктивностей монтажа в цепях подключения транзисторов в момент их выключения происходит выброс напряжения. Чтобы погасить эти выбросы параллельно транзисторам VT1 и VT2 подключили сапресоры VD3 и VD4 [23], [25].

Временные диаграммы работы устройства представлены на рисунке 11.

2.2 Расчет повышающего трансформатора

Напряжение питания нашей схемы составляет 24В, в соответствии с ТЗ это напряжение должно быть до 1000В, для обеспечения процесса заряда до заданного напряжения, мы используем повышающий трансформатор. Зададимся начальными параметрами, которые соответствуют нашим требованиям:

$U_1=12В$ – напряжение на первичной обмотке, так как она соединена со средней точкой, напряжение в которой $U_1/2$;

Так как у нас должно выполняться условие $U_2 - U_L > U_{\max c}$, то мы задались напряжением на вторичной обмотке трансформатора $U_2=1500В$;

$f=10кГц$ – начальная частота коммутации.

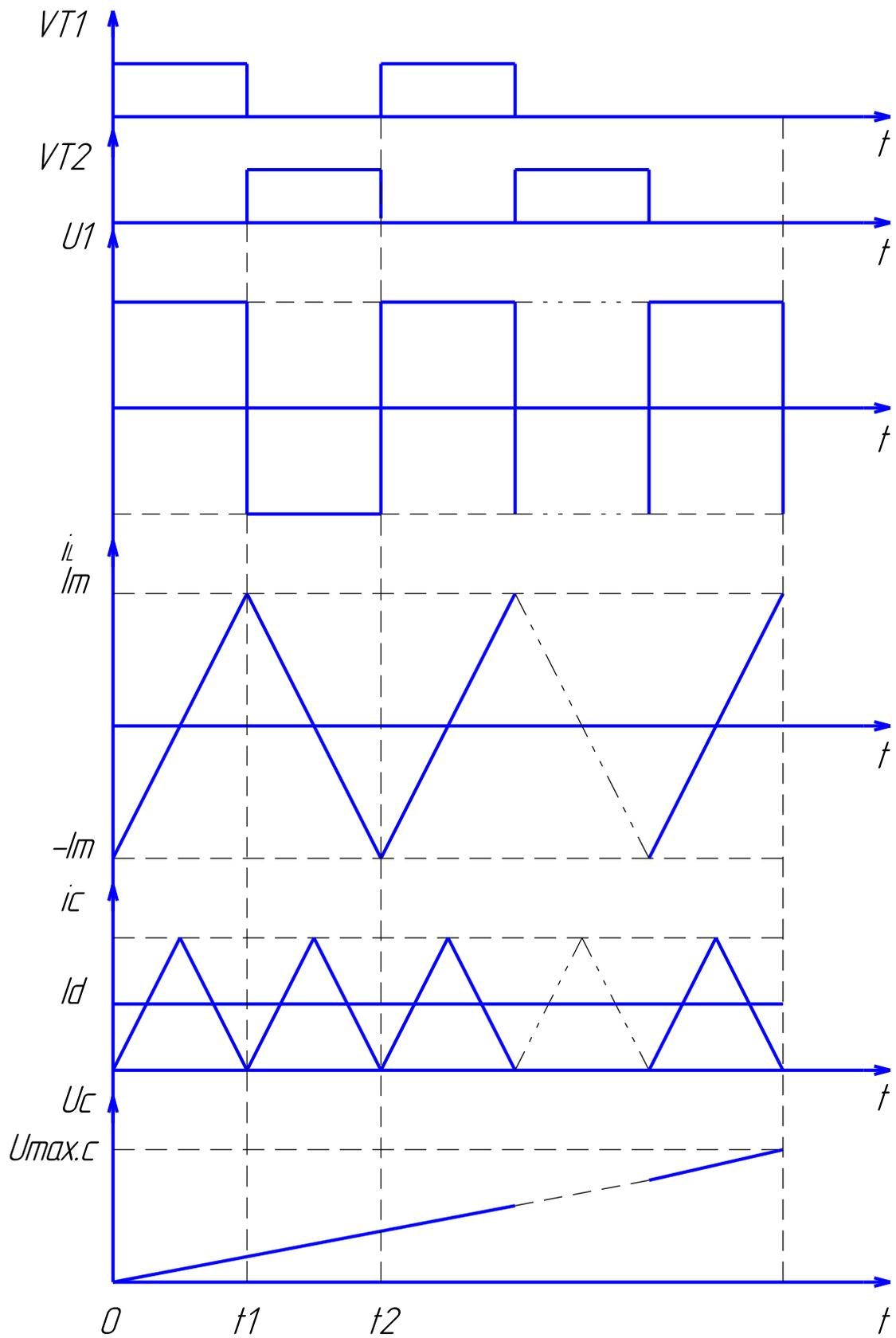


Рисунок 11 – Временный диаграммы работы устройства

Вычислили коэффициент трансформации по формуле (1):

$$n = \frac{U_2}{U_1} = \frac{1500}{12} = 125. \quad (1)$$

Нашли средний ток заряда ЕНЭ по формуле:

$$I_d = C \cdot U / t = 10^{-3} \cdot \frac{1000}{3} = 0,33 \text{ А} \quad (2)$$

где C - заданное значение ЕНЭ;

U - максимальное напряжение заряда ЕМН;

t - время заряда.

В силу закона полного тока нашли средний ток заряда на первичной обмотке трансформатора I_{d1} :

$$I_{d1} = n \cdot I_d = 125 \cdot 0,33 = 41,25 \text{ А}. \quad (3)$$

Исходя из формы тока (рисунок 12) нашли действующее значение тока на первичной обмотке трансформатора:

$$I_{d1} = \sqrt{\frac{1}{T/4} \cdot \int_0^{T/4} f_1^2 dt}, \quad (4)$$

$$\text{где } f_1 = \frac{2 \cdot I_{d1}}{T/4} \cdot t.$$

После ряда преобразований получили:

$$I_{d1} = \frac{2 \cdot I_{d1}}{\sqrt{3}} = \frac{2 \cdot 41,25}{\sqrt{3}} = 47,63 \text{ А}$$

Тогда действующее значение тока на вторичной обмотке трансформатора равно:

$$I_{d2} = I_{d1} / n = \frac{47,63}{125} = 0,38 \text{ А} \quad (5)$$

Рассчитаем сечение проводника на первичной обмотке трансформатора:

$$S_1 = I_{d1} / (j \cdot Kz) = \frac{47,63}{2,5 \cdot 0,5} = 36,104 \text{ мм}^2, \quad (6)$$

где $j = 2..3 \text{ А/мм}^2$ - плотность тока в проводе обмоток;

$K_z=0.5$ - коэффициент заполнения окна сердечника медью.

Аналогично рассчитали сечение проводника на вторичной обмотке трансформатора:

$$S_2 = I_{d2} / (j \cdot K_z) = \frac{0,38}{2,5 \cdot 0,5} = 0,304 \text{ мм}^2. \quad (7)$$

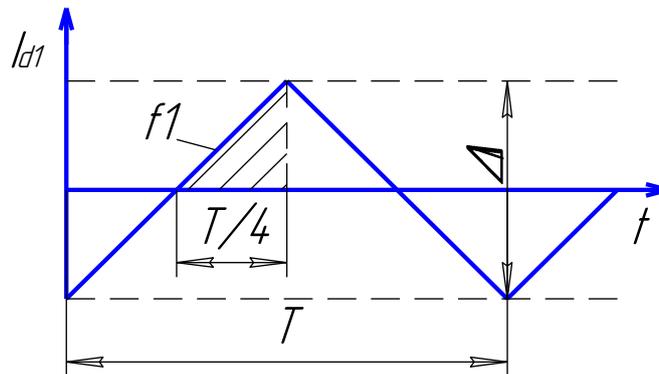


Рисунок 12 – Форма тока.

Напряжение на первичной обмотке трансформатора равно:

$$U_1 = w_1 \cdot S_e \frac{2 \cdot B_s}{\Delta t_2}, \quad (8)$$

где w_1 - число витков на первичной обмотке;

S_e - эффективная площадь сечения магнитопровода, мм^2 ;

B_s - магнитная индукция, Тл;

Δt_2 - промежуточное время за которое в сердечнике трансформатора индуктивность изменяется от $-B_s$ до B_s - это время составляет полпериода $T_{\text{max}} / 2$ в конце заряда.

По ходу заряда ЕНЭ за счет того, что напряжение на дросселе в промежутках между коммутациями уменьшается, происходит изменение частоты коммутации (рисунок 13), что приводит к изменению приращения времени Δt . Таким образом Δt_1 (в начале заряда) и Δt_2 (в конце заряда) имеют разную величину. Зная Δt_1 из системы (9) нашли Δt_2 :

$$\begin{cases} U_2 - U_{\max c} = L \frac{\Delta I}{\Delta t_2}, \\ U_2 = L \frac{\Delta I}{\Delta t_1} \end{cases}, \quad (9)$$

где $\Delta t_1 = \frac{T}{2} = \frac{1}{2 \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 10^4} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ c}$ - изменение времени за пол периода в начале заряда.

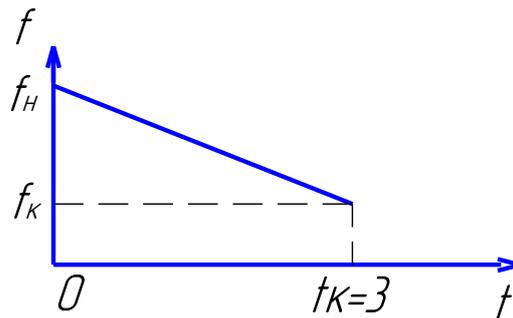


Рисунок 13 – зависимость частоты от времени $f(t)$

Из (9) выразили Δt_2 :

$$\Delta t_2 = \frac{\Delta t_1 \cdot U_2}{U_2 - U_{\max c}} = \frac{5 \cdot 10^{-5} \cdot 1500}{1500 - 1000} = 15 \cdot 10^{-5} \text{ c}. \quad (10)$$

Из (8) выразили число витков на первичной обмотке трансформатора:

$$w_1 = \frac{\Delta t_2 \cdot U_1}{2 \cdot B_s \cdot S_e}. \quad (11)$$

Для расчета w_1 выберем марку магнитопровода и определимся с его геометрическими параметрами. Магнитопровод выбрали марки 2500НМС1. Электромагнитные параметры представлены в таблице 1:

Таблица 1 – Электромагнитные параметры магнитомягкого феррита MnZn

Диапазон рабочих частот, кГц	P , мкВт/(см ³ *Гц) (Т°С)	B , Тл H_{-240} А/м	$f_{кр}$, МГц	B Тл	B_r Тл	H_c , А/м	α_μ 10 ⁻⁶ /°С
до 100	10,5(+20) 8,7(+120)	0,29	0,4	0,45	0,1	16	+1,6... +7,5

Сердечник выбрали марки Ш20*28, габаритные размеры представлены в таблице 2. Эскиз сердечника изображен на рисунке 4.

Таблица 2 – Размеры сердечника

L, мм	H, мм	B, мм	l ₀ , мм	l ₁ , мм	h, мм
65,0	32,5	28,0	20,0	12,0	22,0

Исходя из размеров сердечника посчитали эффективную площадь сечения магнитопровода:

$$S_e = l_0 \cdot B = 20 \cdot 28 = 560 \text{ мм}^2 \quad (12)$$

Определили число витков первичной обмотки по формуле (11):

$$w_1 = \frac{\Delta t_2 \cdot U_1}{2 \cdot B_s \cdot S_e} = \frac{15 \cdot 10^{-5} \cdot 12}{2 \cdot 0,29 \cdot 560} = 5,5.$$

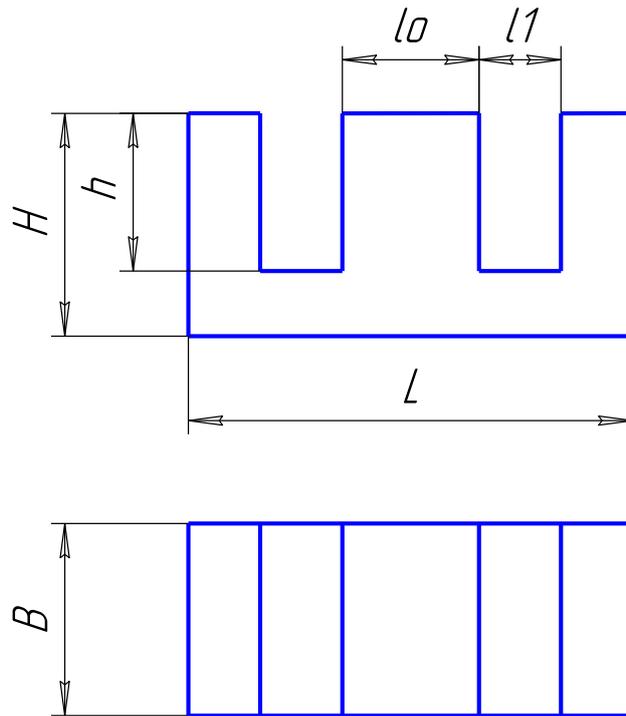


Рисунок 14 – Эскиз сердечника трансформатора

Следовательно целое число витков первичной обмотки $w_1 = 6$.

Определили число витков во вторичной обмотке:

$$w_2 = n \cdot w_1 = 125 \cdot 6 = 750. \quad (13)$$

Параметры полученного трансформатора свели в таблицу 3:

Таблица 3 – Параметры трансформатора

Напряжение первичной обмотки U_1 , В	12
Напряжение вторичной обмотки U_2 , В	1500
Коэффициент трансформации n	125
Тип магнитопровода	2500МНС1
Тип сердечника	Ш20*28
Число первичной обмотки w_1	6
Число вторичной обмотки w_2	750

Тип сердечника трансформатора выбран из стандартного ряда.

2.3 Расчет дозирующего дросселя

Элементом выполняющий ограничение и формирование тока является дроссель. Он обеспечит постепенное нарастание тока, тем самым сохраняя цепь и конденсатор от перегрузок.

Определим амплитудное значение тока ΔI_2 , исходя из треугольного тока I_2 (рисунок 16):

$$\Delta I_2 = 4 \cdot I_d = 4 \cdot 0,33 = 1,33 \text{ А.} \quad (14)$$

Индуктивность дросселя L равна:

$$L = \frac{U_L \cdot \Delta t_1}{\Delta I_2} = \frac{1500 \cdot 5 \cdot 10^{-5}}{1,33} = 56,4 \text{ мГн} \quad (15)$$

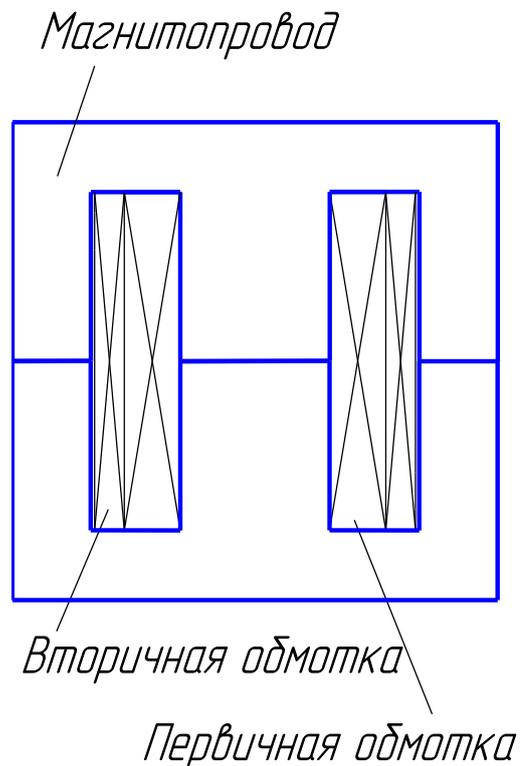


Рисунок 15 – Эскиз трансформатора

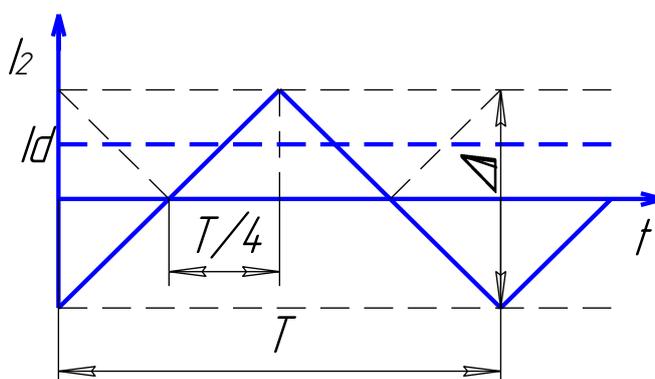


Рисунок 16 – К определению ΔI_2

Конструктивный расчет дросселя

Ток протекающий через дроссель L равен току во вторичной обмотке трансформатора. А, следовательно, действующее значение тока в дросселе I_L равно действующему значению тока во вторичной обмотке трансформатора I_{d2} (так как форма тока одинаковая). Зная I_{d2} рассчитали площадь сечения проводника в обмотке дросселя:

$$S_L = I_{d2} / (J \cdot K_z) = \frac{0,38}{2,5 \cdot 0,45} = 0,304 \text{ мм}^2, \quad (16)$$

Зная сечение проводника мы подбирали разные магнитопроводы и остановились на марке Ч22. Это броневой сердечник, параметры которого представлены в таблице 2.4, (рисунок 17). Марку феррита выбрали 100НН.

Таблица 4. – Параметры магнитопровода

Типоразмер	d_1 , мм	d_2 , мм	d_3 , мм	d_4 , мм	h_1 , мм	h_2 , мм	S_e , мм ²	l_e , мм
Ч22	22	17,9	9,4	4,4	6,8	4,6	63,4	31,5

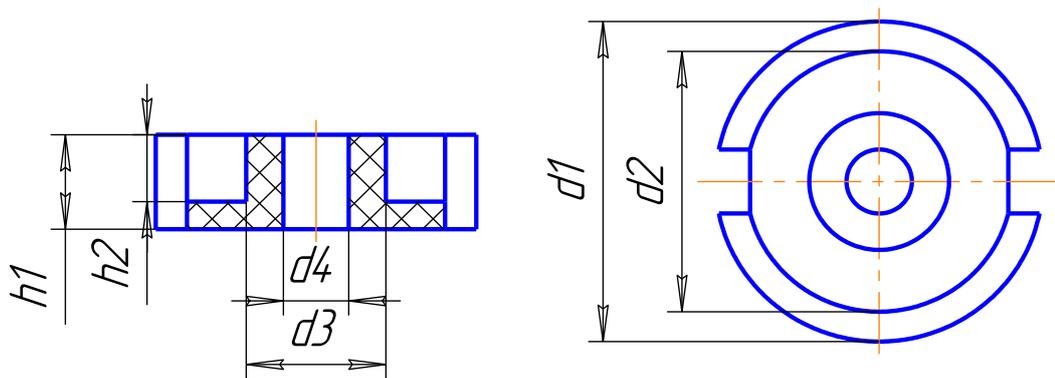


Рисунок 17 – Эскиз сердечника дросселя

Обоснование выбора данного сердечника и марки феррита.

Индуктивность дросселя можно рассчитать по формуле [5]:

$$L = A_L \cdot N^2, \quad (17)$$

где A_L - магнитная проводимость сердечника, мкГн;

N - количество витков в обмотке.

Параметр A_L вычислили по формуле:

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_i \cdot \frac{S_e}{l_e} = 100 \cdot 1,257 \cdot 10^{-3} \frac{63,4}{31,5} = 5,05 \text{ мкГн} \quad (18)$$

где μ_i - начальная магнитная проницаемость материала сердечника, равна 100 (из марки феррита);

μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость вакуума, физическая

константа имеющая значение $1,257 \cdot 10^{-3}$ [мкГн];

S_e - эффективная площадь сечения магнитопровода, [мм²];

l_e - эффективная длина сердечника, [мм].

Из (17) выразили количество витков в обмотке:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{56400}{5,05}} = 159,5. \quad (19)$$

Выбираем количество витков $N=160$.

Проверяем индукцию в магнитопроводе:

$$B = \frac{2 \cdot I_d \cdot N \cdot \mu \cdot \mu_0}{l_{\text{нб}}} = \frac{0,66 \cdot 100 \cdot 160 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7}}{31,5 \cdot 10^{-3}} = 0,42 \text{ Тл.}$$

Она оказалась меньше табличного значения $B_m=0.44$ Тл. следовательно магнитопровод выбран верно.

Посчитали какую площадь будет занимать обмотка в «окне» магнитопровода:

$$S_{cu}=S \cdot N = 0,304 \cdot 160 = 32,224 \text{ мм}^2. \quad (20)$$

Посчитали площадь «окна» магнитопровода:

$$S = (d_2 - d_3) \cdot 2 \cdot h_2 = (17,9 - 9,4) \cdot 2 \cdot 4,6 = 78,2 \text{ мм}^2. \quad (21)$$

Так как $S > S_{общ}$, то выбор магнитопровода сделан верно.

Исходя из (16) и определения площади круга рассчитали диаметр провода обмотки:

$$D = 2 \cdot \sqrt{\frac{0,304}{3,14}} = 0,65 \text{ мм} \quad (22)$$

Выбрали провод марки 0,66 ПЭТВ.

Эскиз дросселя представлен на рисунке 18

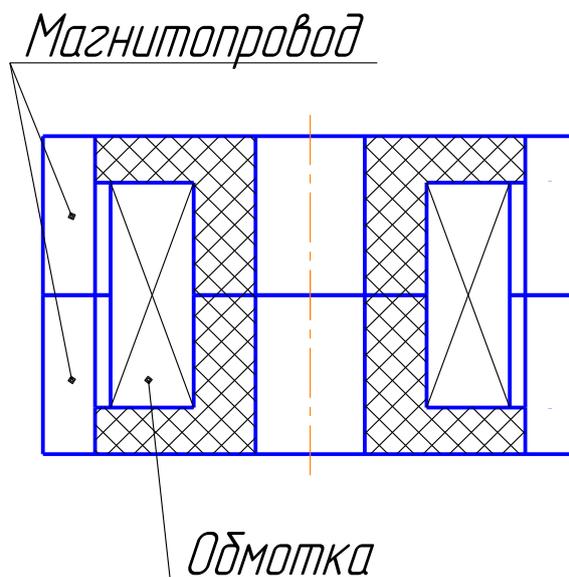


Рисунок 18 – Эскиз дросселя

Разработанный дроссель состоит из обмотки и магнитопровода.

2.4 Расчет остальных элементов схемы

Выбор транзисторов

Чтобы выбрать транзистор надо знать максимальный ток, который протекает через него и максимальное напряжение.

Рассчитали максимальный ток I_{dVT} протекающий через транзистор по формуле:

$$I_{dVT} = 4 \cdot I_d \cdot n = 4 \cdot 0,33 \cdot 125 = 166,25 \text{ А} \quad (23)$$

Исходя из расчетов произведенных выше выбрали транзисторы VT1 и VT2. Это полевые транзисторы MOSFET марки IRF1704. Параметры выбранного транзистора представлены в таблице 5:

Таблица 5 – Параметры выбранного транзистора

Параметры	Значения
Напряжение сток-исток U_{DSS} , В	40
Максимальный ток стока I_D , А	170
Сопротивление сток-исток, $R_{DS(on)}$, Ом	0.004
Постоянный прямой ток, диод обратного тока, I_S , А	170
Суммарная мощность рассеяния, P_D , Вт	230

Учитывая требования ТЗ, рассчитанные выше параметры, использовали встроенный в силовой модуль диод. Параметры диода приведены в таблице 6.

Таблица 6 – Параметры диода модуля IRF1704

Параметры диода	Значения
Прямое падение напряжения, U_{SD} В	1,35
Ток обратного восстановления I_S , А	170
Время обратного восстановления t_{tr} , нс	110

Остальные параметры транзистора представлены в приложении 1. Так как наши транзисторы будут работать на максимальных нагрузках, то им нужен охладитель.

Расчет охладителя

Исходя из рисунка 19 нашли действующее значения тока транзистора I по формуле:

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int \left(\frac{I_m}{T/4} \cdot t \right)^2 dt}. \quad (24)$$

После некоторых преобразований формулы (2.24) получили:

$$I = \frac{I_m}{2 \cdot \sqrt{3}} = \frac{83}{2 \cdot \sqrt{3}} = 25 \text{ А} \quad (25)$$

Нашли статическую мощность потерь транзистора по формуле:

$$P_c = I^2 \cdot R = 25^2 \cdot 0,006 = 3,75 \text{ Вт} \quad (26)$$

где R – сопротивление транзистора при данном токе (приложение 1).

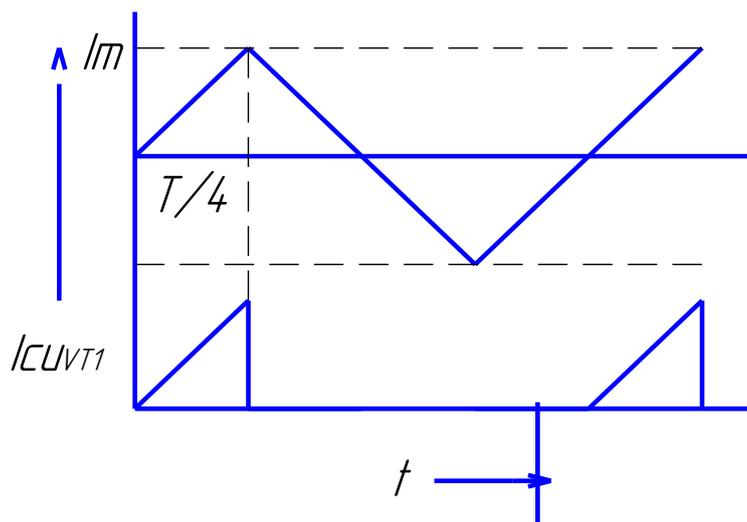


Рисунок 19 – К определению тока

Так же нашли динамическую мощность потерь транзистора по формуле:

$$P_{д} = I_{м} \cdot U_{м} / 2 \cdot (t_{выкл} + t_{вкл}) \cdot f = \frac{83,125 \cdot 12}{2} \cdot ((16 + 73) \cdot 10^{-9}) \cdot 10^4 = 0,44 \text{ Вт}, \quad (27)$$

где $t_{выкл}$ - время включения транзистора;

$t_{вкл}$ - время отключения транзистора;

Тогда суммарную мощность потерь транзистора рассчитали по формуле:

$$P = P_{д} + P_{с} = 3.75 + 0.44 = 4.19 \text{ Вт}. \quad (28)$$

Выбор диодов

Учитывая рассчитанные выше параметры, выбрали диоды VD3..VD6 марки 251UL160S25 (диоды имеют одинаковые параметры). При выборе учитывали следующие параметры: максимальный прямой ток $I_{max} = 0,66 \text{ А}$, максимальное обратное напряжение $U_{max.обр} = 1500 \text{ В}$. Параметры диодов приведены в таблице 7.

Таблица 7 – Параметры диода 251UL160S25

Параметры диода	Значения
Прямое падение напряжения U_F , В	1600
Ток обратного восстановления I_{RM} , А	44
Максимальное время восстановления t_{tr} , мкс	2,5

Расчет делителя напряжения обратной связи

На выходе делителя нам надо получить $U_{вых} = 2,5 \text{ В}$ при входном равном $U_{вх} = 1000 \text{ В}$.

Из [19] выбрали резистор МЛТ-0,125-1кОм±1%.

Рассчитали общую мощность рассеивания резисторов R_1, R_2 по формуле:

$$P = \frac{U^2}{R_1 + R_2} = \frac{997,5^2}{4 \cdot 10^5} = 2,5 \text{ Вт} \quad (34)$$

Значит мощность рассеивания резистора $R_1 = R_2$ равна
 $P_1 = P_2 = P/2 = 1,25$ Вт

Из [19] выбрали резисторы R_1 и R_2 МЛТ-2-200кОм±1%.

2.3.5 Расчет конденсаторов

Пульсация на конденсаторах может превысить допустимые в технических условиях значения (рисунок 20). Потому выбрали емкость этих конденсаторов исходя из эмпирического соотношения:

$$C_1 = C_2 = 0,2 \cdot \frac{I_{dVD}}{\Delta U_g \cdot f}, \quad (35)$$

где ΔU_g - допустимый уровень пульсаций на конденсаторе.

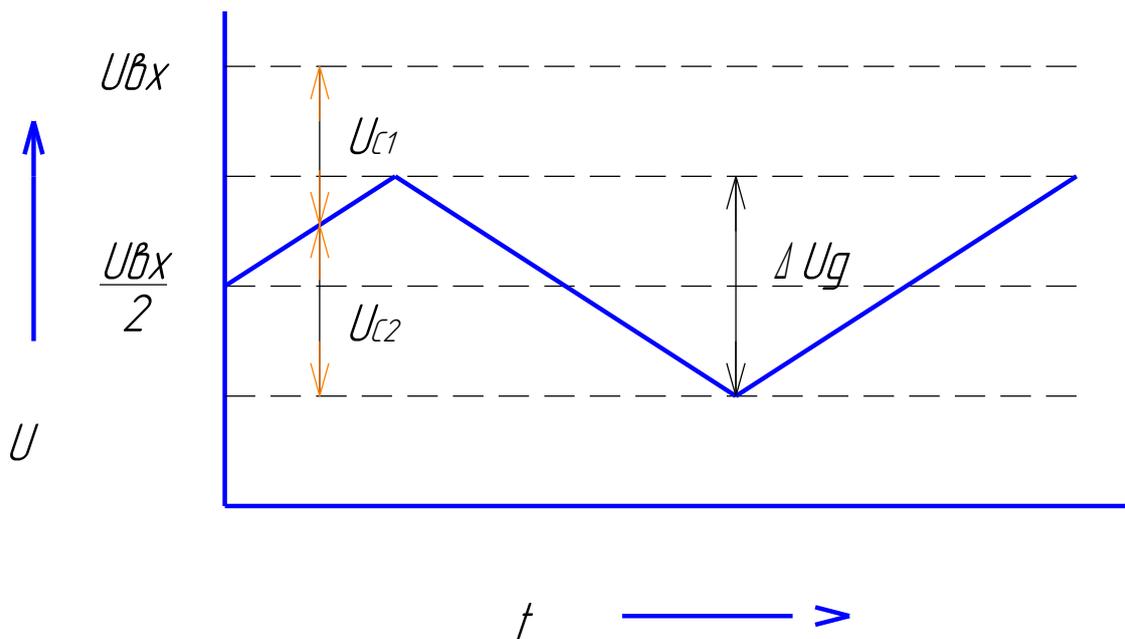


Рисунок 20 – Колебание средней точки емкостного делителя

Задались значением конденсатора C_1 и посчитали допустимый уровень пульсаций на конденсаторе:

$$\Delta U_g = 0,2 \cdot \frac{I_{dVD}}{C_1 \cdot f} = 0,2 \cdot \frac{83,25}{10^{-3} \cdot 10^4} = 1,665 \text{ \AA}. \quad (36)$$

Выбрали конденсаторы $C_1=C_2=100$ мкФ.

Из справочника [19] выбрали конденсаторы C_1, C_2 К50-24-25В-100мкФ±30%, C_3, C_4 К73-11-50В-100мкФ±10%.

Для данного конденсатора амплитуда пульсации напряжения $\Delta U = 1,665$ В на максимальной рабочей частоте $f = 10$ кГц не превышает допустимой, определяемой по диаграммам из справочника, $U = 3$ В.

Выбор сапрессоров

Учитывая ТЗ и рассчитанные выше параметры выбрали сапрессоры марки 1,5KE27В. Параметры сапрессора представлены в таблице 8

Таблица 8 – Параметры сапрессора 1,5KE27В

Параметры	Значение
Напряжение в состоянии «закрыт» U_{BR} , В	23,1
Напряжение пробоя U_{BR} , В	27
Ток утечки I_{RM} , мкА	1
Фиксированное напряжение U_{CL} , В	48,3
Пиковый импульсный ток I_{PP} , А	207

На рисунке 21 показана вольт – амперная характеристика объясняющая работу сапрессора.

2.5 Расчет системы управления

В состав системы управления входят:

- а) Система управления (СУ) устройством заряда (УЗ);
- б) Система питания для системы управления;

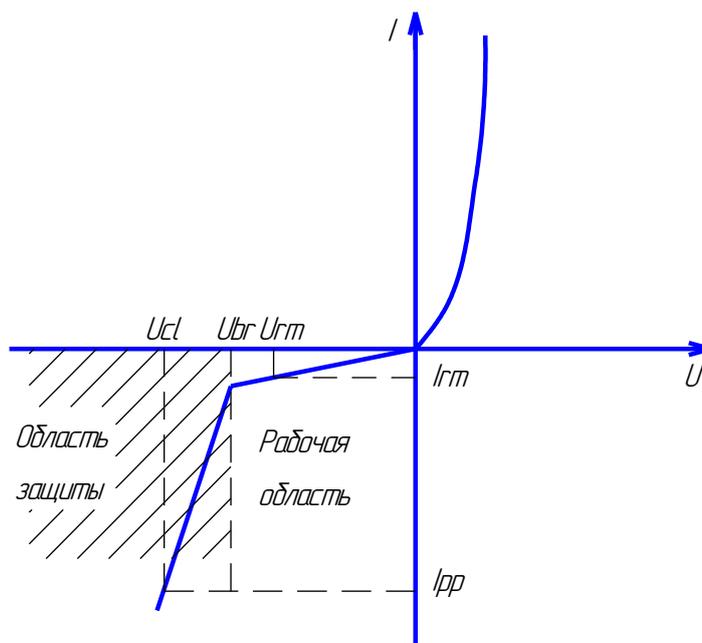


Рисунок 21 – Вольт - амперная характеристика сапрессора

Схема соединения системы управления и силовой схемы изображена на рисунке 22.

СУ УЗ, управляя транзисторами VT1 и VT2 (рисунок 22), поддерживает напряжение на накопительном конденсаторе равным заданному.

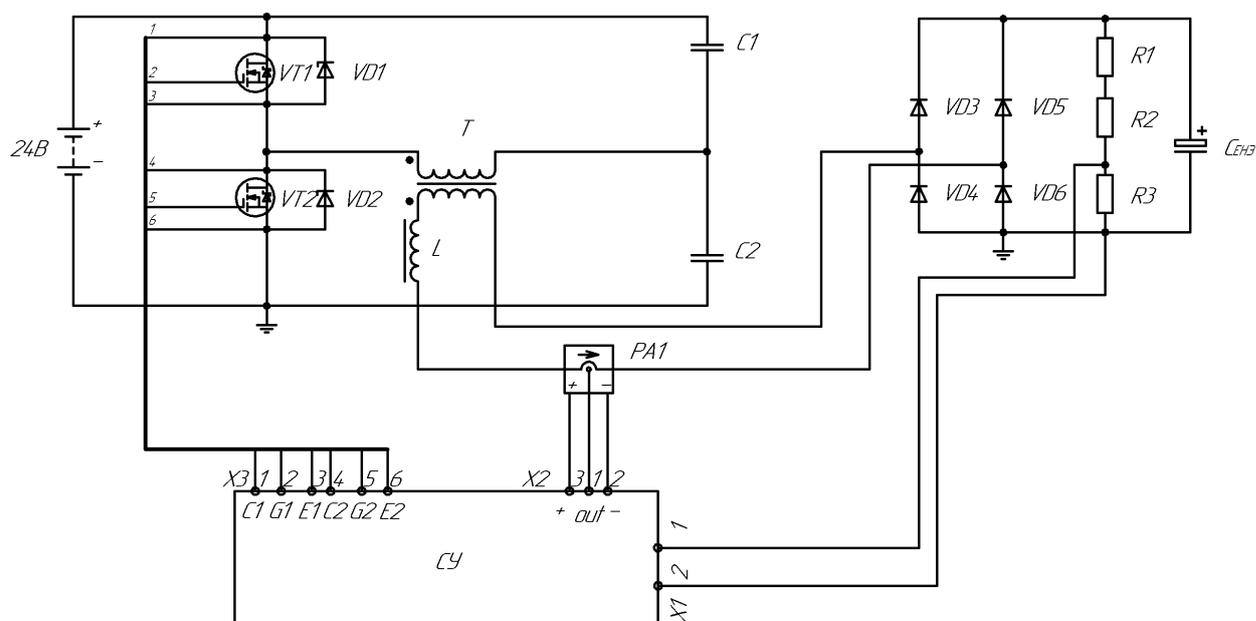


Рисунок 22 – Схема соединения системы управления и силовой схемы

Система питания для системы управления осуществляет питание системы управления двухполярным стабилизированным напряжением $\pm 15\text{В}$.

Система управления УЗ.

«УЗ предназначен для преобразования входного постоянного нестабилизированного напряжения в стабилизированное выходное постоянное напряжение заданной величины.

Схема управления устройством заряда изображена на рисунке 23.

Алгоритм работы системы управления УЗ:

Схема отслеживает изменение тока дросселя L . Предположим, транзистор $VT1$ открыт и ток в дросселе увеличивается (рисунок 24). После увеличения тока до заданного значения I_m транзистор $VT1$ закрывается, и открывается транзистор $VT2$ и ток в дросселе уменьшается. После уменьшения тока до заданного значения $-I_m$ транзистор $VT2$ закрывается. Далее схема реализовывает следующий алгоритм работы. Открывание транзисторов $VT1$ и $VT2$ осуществляется когда ток в дросселе I станет равным $-I_m$ и I_m соответственно. Закрывание транзисторов $VT1$ и $VT2$ происходит по максимальному и минимальному току соответственно. Ток $-I_m$ и I_m задаем делителем исходя из расчетов среднего тока заряда.

Для обеспечения работы УЗ по вышеуказанному алгоритму необходимо контролировать ток дросселя и напряжение на накопительном конденсаторе. Будем использовать датчик тока, установленный в цепь дросселя L и цепь обратной связи, установленной на ЕНЭ.»[18]

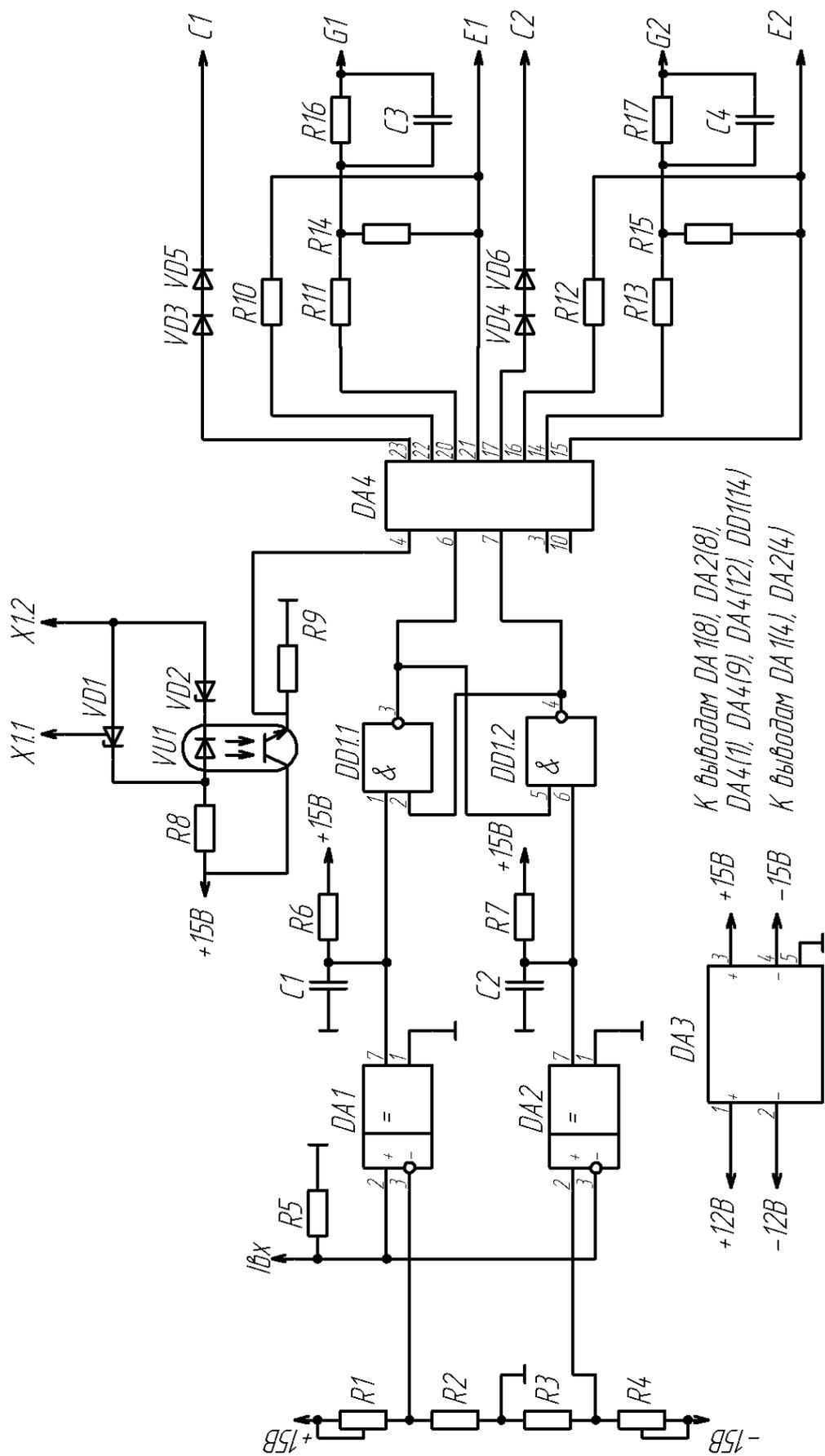


Рисунок 23 – Система управления устройством заряда

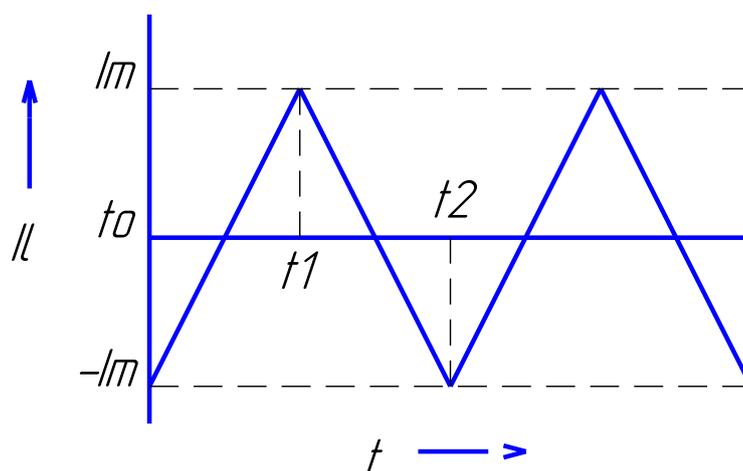


Рисунок 24 – Временная диаграмма тока в дросселе

«Выбрали коэффициент преобразования датчика тока:

$MI=1\text{В/А}$, т.е. номинальный ток $0,66\text{А}$, протекая по силовой цепи в нашей схеме будут отображаться напряжением $0,66\text{В}$.

Расчеты производили согласно рекомендациям фирмы «LEM».

В качестве датчика тока выбрали датчик фирмы LEM типа LA25-NP с коэффициентом преобразования $KI = 1:1000$ (параметры выбранного датчика приведены в приложении 2). При этом 1 ампер тока силовой цепи соответствует 1 мА тока в измерительной цепи. Этот ток, протекая по нагрузочному резистору R_5 (рисунок 23), должен преобразовываться в напряжение 1В . Величина резистора R_5 равна:

$$R_5 = MI/KI = 1/0.001 = 1 \text{ кОм} \quad (37)$$

Рассчитали мощность рассеивания резистора R_5 по формуле:»[13]

$$P = \frac{U^2}{R_5} = \frac{15^2}{1000} = 0.225 \text{ Вт} \quad (38)$$

Из [19] выбрали резистор с мощностью рассеивания в 2 раза больше, чем рассчитанная, для исключения дрейфа R от t^0 , МЛТ- $0,5-1\text{кОм}\pm 1\%$.

Выбранный датчик работает с использованием эффекта Холла, что дает возможность измерять постоянные и переменные составляющие величин токов (напряжений) с осуществлением гальваноразвязки.

Момент включения и отключения силовых транзисторов VT1 и VT2 определяется компараторами DA1 и DA2 типа LM311N соответственно.

«Компаратор DA1 сравнивает значение U_m – верхний предел компаратора (соответствует значению по току I_m) с текущим током $I_{вх}$, и при превышении текущего над заданным выдает сигнал на отключение транзистора VT1 (низкий потенциал на выходе компаратора). Для предотвращения повторного включения транзистора VT1 после его отключения менее, чем через 5 мкс (иначе возможны сбои) использована интегрирующая цепочка, построенная на элементах C2 и R_6 с постоянной времени:»[11]

$$t = R_6 \cdot C_1 = 10^4 \cdot 0,75 \cdot 10^{-9} = 7 \text{ мкс} \quad (39)$$

Компаратор DA2 сравнивает значение $|-U_m|$ – верхний предел компаратора (соответствует значению по току $|-I_m|$) с текущим током $I_{вх}$ и при превышении текущего над заданным выдает сигнал на отключение транзистора VT2 (низкий потенциал на выходе компаратора). Для предотвращения повторного включения транзистора VT2 после его отключения менее, чем через 5 мкс, так же использована интегрирующая цепочка, построенная на элементах C2 и R_7 с постоянной времени.

Рассчитали мощность рассеивания резистора R_6 (R_7) по формуле (40):

$$P = \frac{U^2}{R_6} = \frac{15^2}{10000} = 0.0225 \text{ Вт} \quad (40)$$

Из [19] выбрали резисторы R_6 и R_7 МЛТ-0,125-10кОм±1%.

Из [13] выбрали конденсаторы C1 и C2 К75-97б-15В-0,075мкФ±10%.

Значение U_m и $|-U_m|$ получили из $\pm 15\text{В}$ на делителях R_1, R_2 и R_3, R_4 соответственно. Задаем значение резистора $R_1 = R_4 = 10\text{кОм}$, а значение $R_2 = R_3$ рассчитали по формуле:

$$R_2 = \frac{15 - U_m}{U_m} \cdot R_1 = \frac{15 - 0,66}{0,66} 10^4 = 210 \text{ кОм} \quad (41)$$

Из [19] выбрали подстроечные резисторы R_1 и R_4 СПЗ-386-0,125-21 кОм $\pm 20\%$.

Из [19] выбрали резисторы R_2 и R_3 С2-1-0,5-210 кОм $\pm 0,5\%$.

«Сигналы на включение / отключение транзисторов запоминаются триггером, построенным на элементах DD1.1 и DD1.2. Сигнал управления на выводе 3 и 4 микросхемы DD1 (далее выводы обозначаются как DD1(3)) соответствует состояниям силовых транзисторов VT1 и VT2 соответственно (1-VT открыт; 0 – VT закрыт).

Для управления силовыми транзисторами используются драйверы. Драйвер DA4 типа 2SD106AI (фирмы CONCEPT) в соответствии с сигналом управления на DD3(3), DD3(4) и сигналом разрешения EN осуществляет управление транзисторами. Драйвер осуществляет гальваноразвязку и усиление сигнала управления транзистором. Для включения силового транзистора драйвером формируется напряжение затвор-исток +15В, а для отключения - 15В. Канал А (DD4(6)) драйвера осуществляет управление транзистором VT1, а канал В (DD4(7)) транзистором VT2.

Драйвер, помимо функций управления, осуществляет защиту транзисторов. Элементы VD_3, VD_5, R_{10} и VD_4, VD_6, R_{12} осуществляют задание пороговой токовой отсечки для защиты VT1 и VT2 от сверхтоков. Резисторы R_{14} и R_{15} служат для предотвращения открывания транзисторов при отсутствии драйвера. Цепочки R_{16}, C_3 и R_{17}, C_4 предназначены для защиты выходных каскадов драйвера от короткого замыкания (КЗ) между затвором и истоком транзисторов, при выходе из строя VT1 или (и) VT2 из строя.»[5]

Все элементы защиты, а также резисторы R_{11}, R_{13} выбраны в соответствии с рекомендациями фирмы CONCEPT.

Из [19] выбрали резисторы R_{10}, R_{12} МЛТ-0,125-30кОм \pm 1%; R_{11}, R_{13} МЛТ-0,125-10Ом \pm 1%; R_{14}, R_{15} МЛТ-0,125-20кОм \pm 1%; R_{16}, R_{17} МЛТ-0,125-1кОм \pm 1%.

Из [13] выбрали конденсаторы C_3, C_4 К75-97b-15В-220нФ \pm 10%.

Из [23] выбрали диоды VD_3, VD_5, VD_4, VD_6 30VQ015.

При превышении максимального напряжения заряда $U_{\max c}$, на делителе образуется напряжение $U > 2,5$ В и стабилитрон VD1 с напряжением стабилизации 2.5 В закрывается, в следствии чего оптрон VT1 закрывает транзистор VT1 и на канале разрешения EN напряжение равно «0», в следствии чего силовые транзисторы закрываются.

Выбрали стабилитрон VD1 марки TL431. Это регулируемый стабилитрон [13]. Используем его в схеме в режиме выходного напряжения снимаемого с делителя компаратора напряжения на емкостном накопителе. При достижении $U_c = 1000$ В, он открывается и блокирует срабатывание VT1, то есть выработку $EN = 1$, что означает прекращение заряда емкостного накопителя.

Для предупреждения открытия VT1 до момента открытия VD1 напряжение стабилизации стабилитрона VD2 должно быть больше чем 2.5 В. Выбрали стабилитрон марки КС130Д-1 с напряжением стабилизации 3 В при токе 12.5 мА.

Рассчитали резистор R_8 по формуле:

$$R_8 = \frac{15 - 2,5}{12,5} = 1 \text{ кОм} \quad (44)$$

Рассчитали мощность рассеивания резистора R_8 по формуле [24]:

$$P = \frac{12,5^2}{1000} = 0,157 \text{ Вт.} \quad (45)$$

Из [3] выбрали резистор МЛТ-0,25-1кОм±1%.

Выбрали оптрон марки TLP521-1.

По рекомендации производителя оптрона из [19] выбрали резистор R_9 МЛТ-0,25-10кОм±1%.

2.4.2 Схема питания для СУ

Схема питания для СУ изображена на рисунке 23.

Для реализации схемы питания использовали модуль питания фирмы ИРБИС марки СМВ20СС (DA3). На вход модуля подается двухполярное питание ±12В (от источника питания силовой схемы), а на выходе ±15В и «нулевую» точку. Параметры модуля СМВ20СС приведены в таблице 9.

Таблица 9 – Параметры модуля питания СМВ20СС

Параметры	Значение
Диапазон входного напряжения, В	18-36
Выходное напряжение, В	±15
Максимальный выходной ток, А	±0,65
Высокая удельная мощность, Вт/дм ²	1200
КПД, %	84..89

Полная схема, разработанная в данной ВКР представлена на рисунке 25.

2.6 Конструктивный расчет дросселя входной цепи

Поскольку ЕНЭ заряжается в режиме постоянного тока $I_d=0,33A$, то напряжение изменяется на ЕНЭ линейно, следовательно в конце заряда $U_c=1000B$, а средняя мощность в конце заряда

$$P_k=U_c \cdot I_d=1000 \cdot 0,33=330Bт$$

Тогда из баланса мощностей, полагая отсутствие мощности потерь в зарядном устройстве входной ток будет

$$I_{\text{вх.макс}} = P_k / U_{\text{вх}} = 330 / 24 = 13,8 \text{ А},$$

где $U_{\text{вх}} = 24 \text{ В}$ – напряжение источника питания.

Таким образом, дроссель необходимо рассчитывать на ток $I_{\text{вх.макс}} = 13,8 \text{ А}$, необходимо конечно еще учитывать переменную составляющую тока, которая как показывает моделирование составляет $0,5 \text{ А}$, т.е. расчетный ток дросселя $I = 14,3 \text{ А}$.

Далее расчет проводится согласно формулам

Зная ток, который в нашем случае практически равен $I = 14,3 \text{ А}$ рассчитали площадь сечения проводника в обмотке дросселя:

$$S_{\text{пр}} = \frac{I_{\text{д2}}}{j} = \frac{14,3}{2,5} = 5,7 \text{ мм}^2. \quad (46)$$

Подбирали магнитопровод марки Ч22. Это броневой сердечник, параметры которого представлены в таблице 10. Марку феррита выбрали 100НН.

Таблица 10 – Параметры магнитопровода

Типоразмер	d ₁ , мм	d ₂ , мм	d ₃ , мм	d ₄ , мм	h ₁ , мм	h ₂ , мм	S _e , мм ²	l _e , мм
Ч22	22	17,9	9,4	4,4	6,8	4,6	63,4	31,5

Индуктивность дросселя можно рассчитать по формуле [1]:

$$L = A_L \cdot N^2, \quad (47)$$

где A_L – магнитная проводимость сердечника, мкГн;

N – количество витков в обмотке.

Параметр A_L вычислили по формуле:

$$A_L = \mu_0 \cdot \mu_i \frac{S_e}{l_e} = 1,257 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \frac{63,4}{31,5} = 0,25 \text{ мкГн}, \quad (48)$$

где μ_i – начальная магнитная проницаемость материала сердечника, равна 100 (из марки феррита);

μ_0 - абсолютная магнитная проницаемость вакуума, физическая константа имеющая значение $1,257 \cdot 10^{-3}$ [мкГн];

S_e - эффективная площадь сечения магнитопровода, [мм²];

l_e - эффективная длина сердечника, [мм].

Из (2.17) выразили количество витков в обмотке:

$$N = \sqrt{\frac{L}{A_L}} = \sqrt{\frac{10^{-5}}{0,25 \cdot 10^{-6}}} = 6,3 \text{ вит}. \quad (49)$$

Округляем в большую сторону $N=7$, это приведет к некоторому увеличению индуктивности и еще больше уменьшит переменную составляющую тока на входе.

Проверяем индукцию в магнитопроводе:

$$B = \frac{I \cdot N \cdot \mu \cdot \mu_0}{l_{cp}} = \frac{14,3 \cdot 7 \cdot 100 \cdot 12,56 \cdot 10^{-7}}{31,5 \cdot 10^{-3}} = 0,4 \text{ Тл}.$$

Она оказалась меньше табличного значения $B=0.44$ Тл., следовательно магнитопровод выбран верно.

Посчитали какую площадь будет занимать обмотка в «окне» магнитопровода:

$$S_{обм} = S_{пр} \cdot N / K_{з.обм} = 5,7 \cdot 7 / 0,6 = 67 \text{ мм}^2. \quad (50)$$

Посчитали площадь «окна» магнитопровода:

$$S = (d_2 - d_3) \cdot 2 \cdot h_2 = (17,9 - 9,4) \cdot 2 \cdot 4,6 = 78,2 \text{ мм}^2. \quad (51)$$

Так как $S > S_{обм}$, то выбор магнитопровода сделан верно.

Сечение проводника большое, необходимо его набирать из параллельных проводников, выбираем 8 скрученных проводников провода ПЭЛ диаметром 0,95мм, каждый сечением по 0,71мм². Скрутка из проводов меньшего сечения нужна для уменьшения скин эффекта в обмотке.

Выводы.

В данной главе разработана структурная схема, силовая схема и схема системы управления. Разработана полная схема системы. Произведен расчет схем и выбор элементов.

3 Математическое моделирование

При моделировании в математической среде Matlab/Simulink мы создали модель устройства (рисунок 26), которая соответствует нашей принципиальной силовой схеме (рисунок 10).

Модели транзисторов отображают реальные параметры, такие как: активное сопротивление транзистора в открытом состоянии R_{on} ; активное сопротивление внутреннего диода R_d ; активное сопротивление и емкость снаббера и другие. Все эти параметры ограничивают скорость переключения транзистора и влияют на процессы в схеме. Вид окна параметров представлен на рисунке 27.

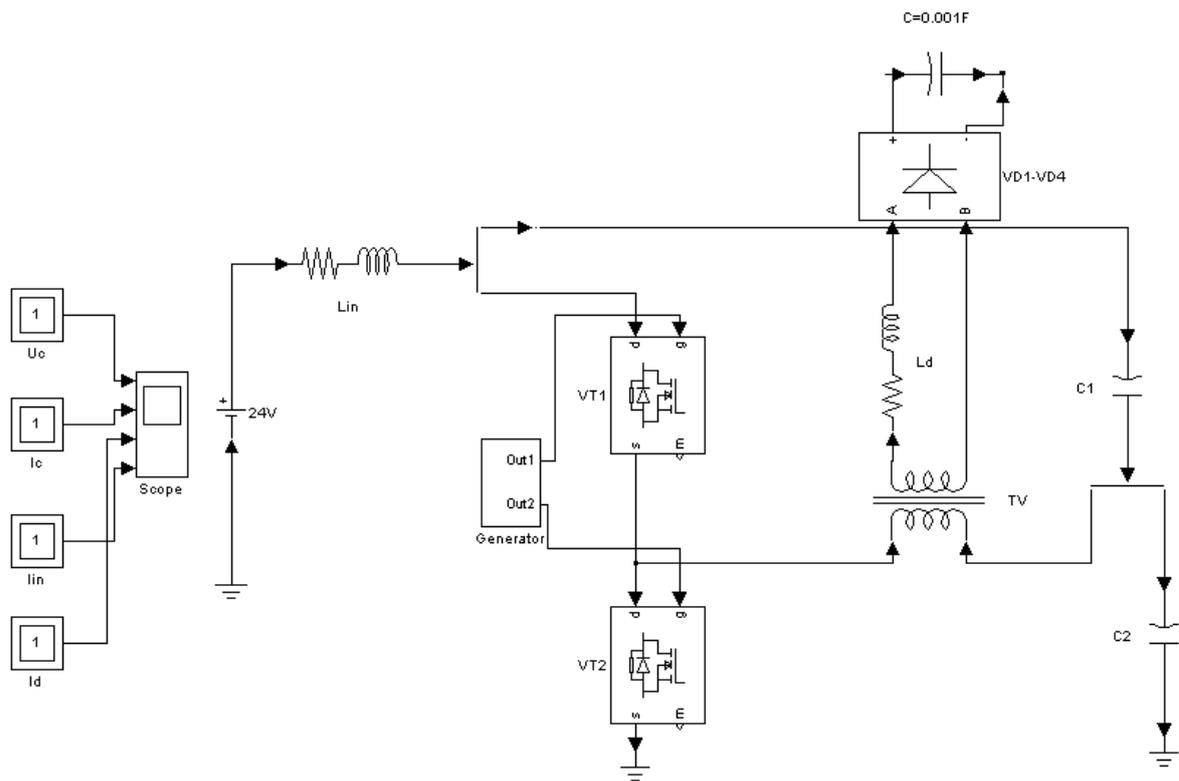
Модель линейного трансформатора задали индуктивностью

$$L_m = w_1^2 \cdot \mu_0 \cdot \mu_i \cdot \frac{S_{Fe}}{l_{cp}} = 6^2 \cdot 2000 \cdot 1,257 \cdot 10^{-6} \cdot \frac{560 \cdot 10^6}{108 \cdot 10^{-3}} = 0,46 \text{ мГн}$$

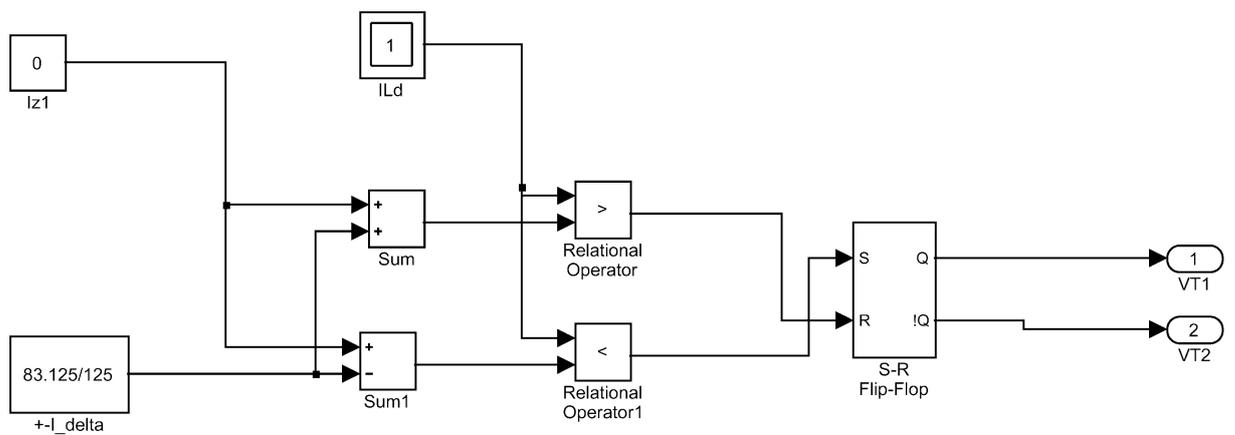
и сопротивлением потерь в сердечнике

$$R_m = \frac{U_1^2}{P_{Fe}} = \frac{U_1^2}{P_{\delta\delta} \cdot m} = \frac{12^2}{0,7 \cdot 10^6 \cdot 0,15} = 0,0014 \text{ Ом}$$

первичной обмотки трансформатора, а так же омическими сопротивлениями $R_1=10^{-4}\text{Ом}$, $R_2=10^{-2}\text{Ом}$ и индуктивностями рассеивания $L_1=0,4\text{мкГн}$, $L_2=50\text{мкГн}$ всех обмоток трансформатора ($i=1,2$). Вид окна параметров линейного трансформатора представлен на рисунке 28.



а- основная силовая схема;



б- блок релейного регулятора (система управления)

Рисунок 26 – Расчетная схема устройства заряда в математической среде Matlab/Simulink

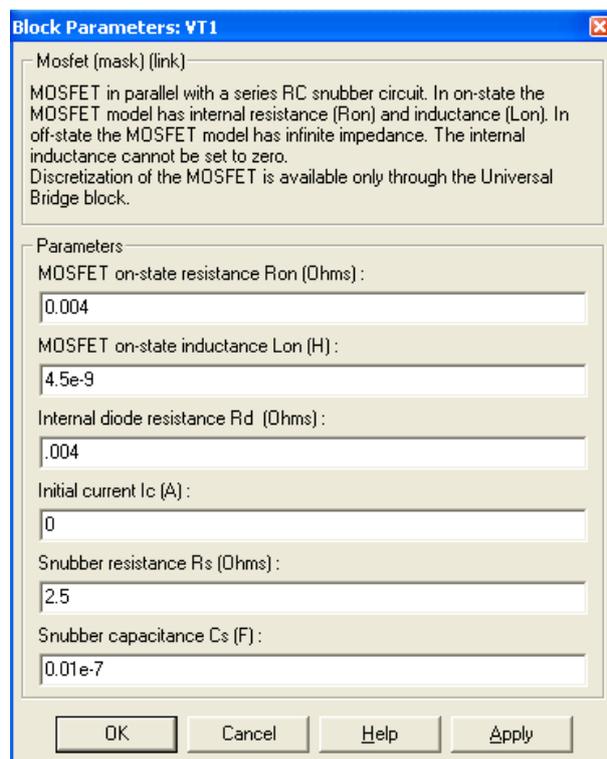


Рисунок 27 – Параметры транзистора в математической среде
Matlab/Simulink

Модель диодного моста учитывает внутренне сопротивление диодов, которое в идеальных моделях не учитывается. Вид окна представлен на рисунке 29.

Модель дросселя учитывает внутреннее сопротивление $R = 0,02$ Ом.

Также были заданы параметры остальных элементов схемы исходя из технического задания и приведенных выше расчетов:

- $U_{\text{BX}} = 24\text{В}$;
- $C_1 = C_2 = 1000\text{мкФ}$;
- $C_{\text{ЕНЭ}} = 1000\text{мкФ}$;
- $L_d = 56,4\text{мГн}$.

На рисунках 30 и 31 приведены результаты моделирования замкнутой по току заряда системы в среде Matlab/Simulink.

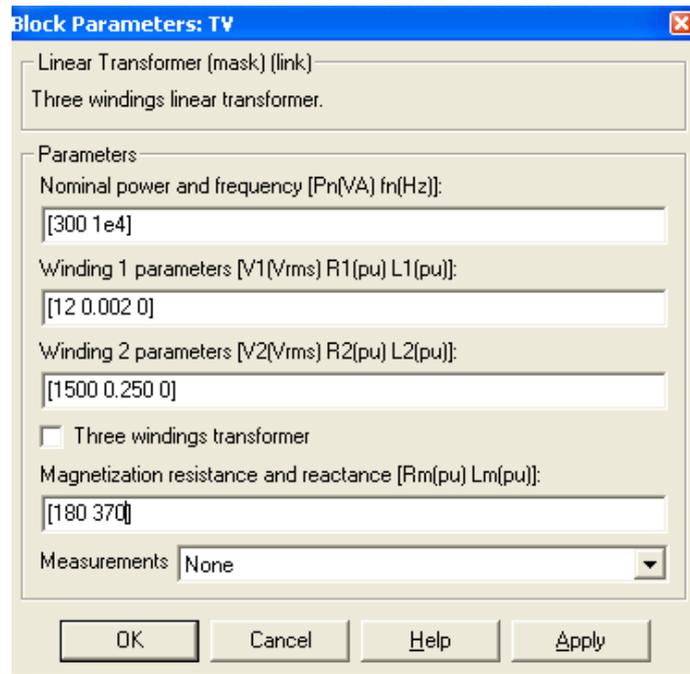


Рисунок 28 – Параметры трансформатора в математической среде Matlab/Simulink

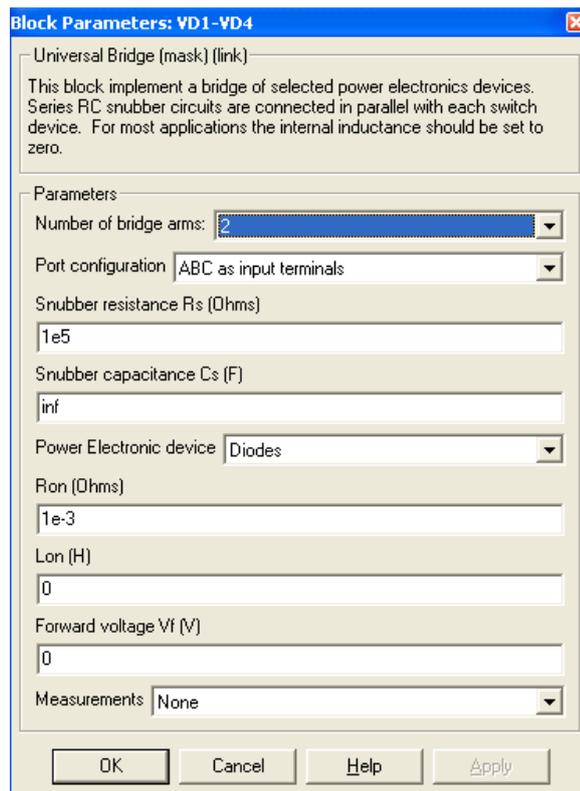


Рисунок 29 – Параметры диодного моста в математической среде Matlab/Simulink

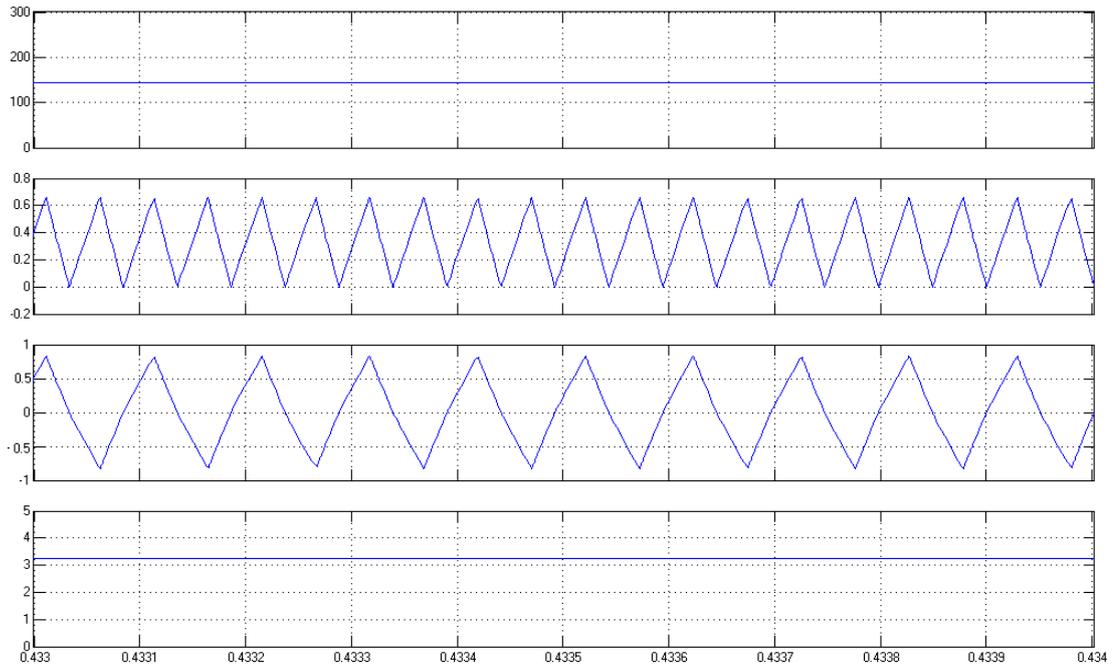


Рисунок 30 - Временные диаграммы (сверху вниз) напряжения U_C , тока i_C накопителя, тока i_L дросселя и тока I потребляемого от аккумулятора.

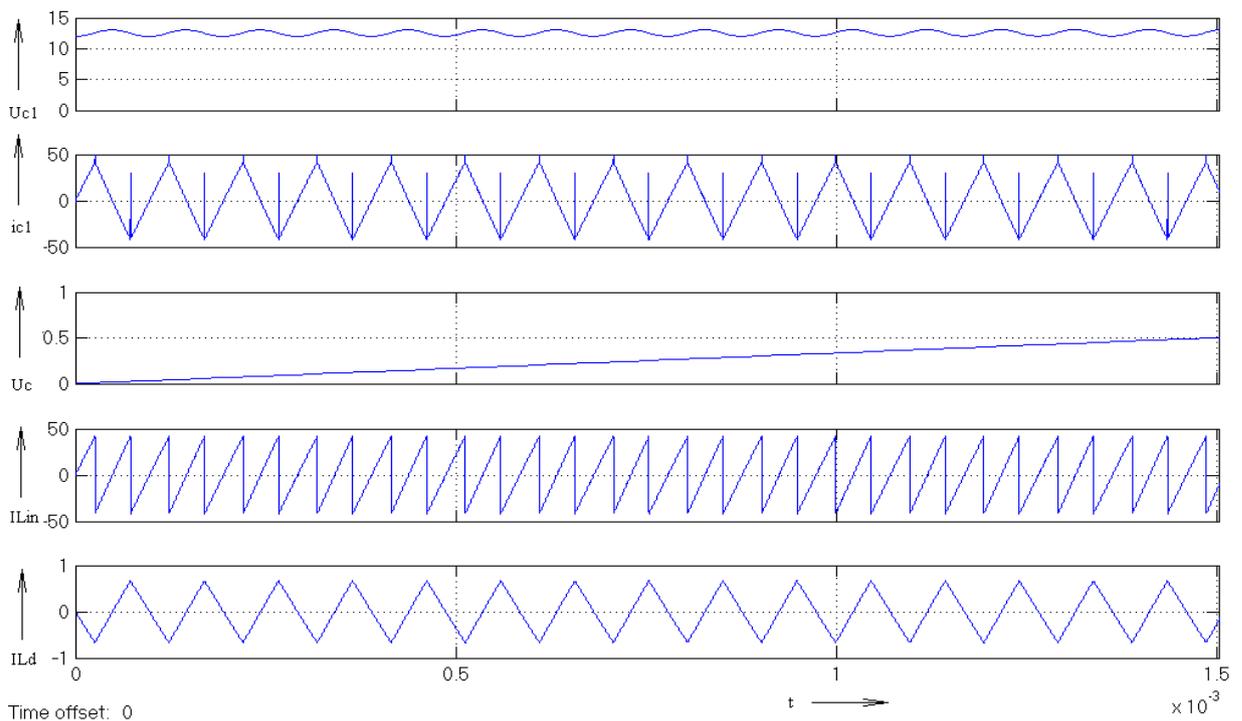


Рисунок 31 - Временные диаграммы (сверху вниз) напряжение и ток U_{C1}, i_{C1} – конденсаторы полумоста, напряжения U_C на ЕНЭ, тока I_{Lin} , потребляемого от аккумулятора, тока i_L дросселя для режима без входного дросселя L_{in} .

При моделировании было выявлено, что входной ток является импульсным (наблюдаются скачки от -40 до 40 ампер). Эффективность отдачи энергии от аккумуляторной батареи в таком режиме резко падает, поэтому чтобы сделать входной ток более сглаженным, на входе поставили дроссель. Его параметры были подобраны в процессе моделирования, так при $L=1\text{мкГн}$, амплитуда пульсаций составили $\Delta I = 1,5 \div 2 \text{ А}$, последовательно индуктивности стоит резистор $R=0,01\text{Ом}$.

При моделировании было выявлено (рисунок 30), что входной ток i_{Lin} является импульсным (наблюдаются скачки от -41 до 41 ампера). Эффективность отдачи энергии от аккумуляторной батареи в таком режиме резко падает, к тому же это приводит к избыточному перегреву проводов между аккумулятором и схемой, поэтому чтобы сделать входной ток более сглаженным и уменьшить его до уровня необходимого для заряда (максимальное его значение в конце заряда около 14 А), на входе поставили дроссель (рисунок 32). Его параметры были подобраны в процессе моделирования, так при $L=10\text{мкГн}$ и $R=0,1\text{Ом}$, размах пульсаций составил $\Delta I \approx 1\text{А}$, вместо 82А, как в случае без входного дросселя.

Таким образом расчет данной схемы и выбор ее параметров наглядно позволяет проводить система моделирования динамических систем Matlab/Simulink. По окончании моделирования можно сделать выводы:

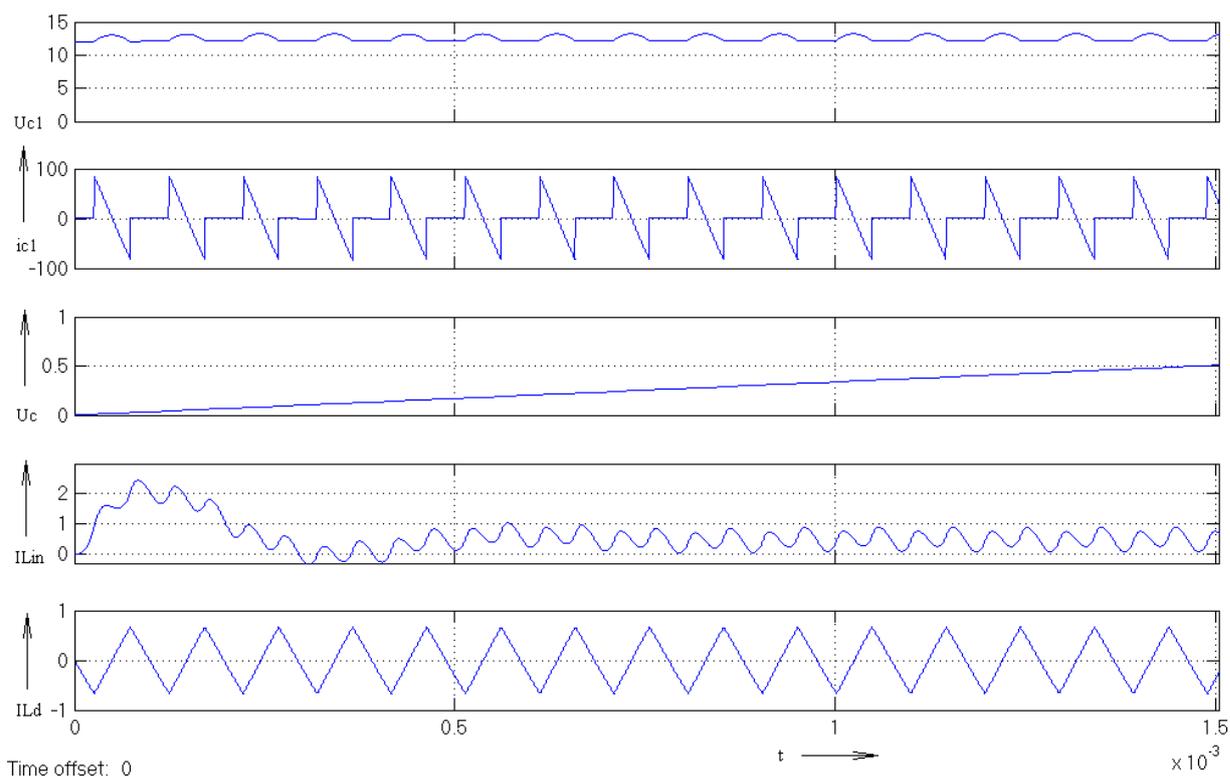


Рисунок 32 - Временные диаграммы (сверху вниз) напряжение и ток U_{C1}, I_{C1} – конденсаторы полумоста, напряжения U_C на ЕНЭ, тока I_{Lin} , потребляемого от аккумулятора тока, I_L дросселя для режима с входным дросселем $L_{in}=10\text{мкГн}$, $R=0,1\text{Ом}$.

Выводы.

В процессе заряда происходит изменение частоты, что доказано теоретически, и значения частот в начале и конце заряда, соответственно, примерно совпадают;

Заметна пульсация входного тока, она составляет порядка единиц миллиампер;

По окончании 3с емкостной накопитель заряжается до максимального напряжения $U_{\text{maxc}}=1000\text{В}$, то есть схема реально обеспечивает требования ТЗ.

Заключение

В данной ВКР была достигнута цель: разработка системы заряда емкостного накопителя импульсного сейсмоисточника.

Были решены следующие задачи:

- обзор классификации и работы зарядных устройств, в том числе с регулируемым и не регулируемым процессом заряда,
- разработка структурной схемы,
- разработка силовой части схемы,
- разработка схемы управления,
- расчет схем и выбор элементов
- математическое моделирование.

В данной ВКР проекте решается задача высокоэффективного обеспечения регулируемого заряда емкостного накопителя энергии импульсного электромагнитного сейсмоисточника, для чего спроектировано устройство заряда с время-импульсным регулированием. Рассмотрена классификация устройств заряда емкостного накопителя и произведен выбор схемного решения. Произведен расчет электрических и технологических параметров силовой схемы, состоящей из силовых транзисторов, повышающего трансформатора напряжения, дозирующего дросселя и диодного моста, а также произведен выбор всех элементов силовой схемы.

Для управления процессом заряда и исключением аварийных режимов работы устройства спроектирована система управления устройством заряда (УЗ). Она обеспечивает управление силовыми транзисторами на всем протяжении заряда и осуществляет защиту схемы по току.

Произведено математическое моделирование работы силовой схемы в среде Matlab/Simulink.

При оформлении работы использовали источники [14], [15], [16], [21].

Список используемой литературы

1. А. Кузнецов. Трансформаторы и дроссели для ИИП. – М.: 2002. – 13с.
2. А. с. № 134341 (СССР). Устройство для заряда накопительного конденсатора для питания осветительных импульсных ламп/И. Ш. Либин. Опубл. в Б. И., 1960, №24.
3. Анализ процессов в емкостном накопителе с широтно-импульсным инвертором/А. И. Гинзбург, В. А. Егоров, Б.Н.Куравлев и др. – Полупроводниковые приборы в технике электросвязи, 1973, вып. 12. с. 35-40.
4. Анкушев В.В., Гурьев С.В., Резвов В.И. ЗАО «ГЕОСЕЙС», г.Тюмень. Компания «ГЕОСЕЙС» представляет новый импульсный источник возбуждения «Геотон» // ж. «Приборы и системы разведочной геофизики», №01(03), 2003г.
5. Б.Ю.Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН Пресс, 2005. – 416 с.: ил.
6. Бамдас А.М., Савиновский Ю.А. Дроссели переменного тока радиоэлектронной аппаратуры. – М.: Советское радио. 1969. – 248 с.
7. Бамдас А.М., Савиновский Ю.А. Дроссели фильтров радиоаппаратуры. – М.: Советское радио. 1969. – 214 с.
8. Бертинов А.И, Гершберг В.С., Кофман Д.Б. Регулируемый статический преобразователь для заряда емкостного накопителя, - В кн: Устройства преобразовательной техники. – Киев: Наукова думка, 1969, ч. 2, с. 205 – 218.
9. Булатов О.Г. и др. Полупроводниковые зарядные устройства емкостных накопителей энергии/О.Г.Булатов. В.С. Иванов, Д.И.Панфилов. – М.: Радио и связь, 1986. – 160 с.: ил.
10. Волков И.В., Вакуленко В.М. Источники электропитания лазеров. Киев: Техника, 1976 – 176 с.

11. Волков И.В., Пентегов И.В.. Определение оптимального времени заряда конденсаторов от источника тока, - Проблемы технической электродинамики, 1969, вып. 19. с. 93 – 95.
12. Ивашин В.В. Импульсный электромагнитный привод источника сейсмических колебаний // Электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы. Сб. науч. стат., ч.2, Екатеринбург, 2003г., С.141-144.
13. Каталог электронных компонентов [Электронный ресурс]. URL: [http:// www.platan.ru](http://www.platan.ru) (дата обращения: 17.05.2024)
14. Методические указания по оформлению выпускных квалификационных работ по программам бакалавриата, программам специалитета, программам магистратуры : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Оформление ВКР (Дата обращения: 18.02.2021)
15. Положение о выпускной квалификационной работе: утв. решен. учен. совет. от 28.08.2024 решение №226 : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Положение о ВКР (Дата обращения: 18.02.2024)
16. Порядок обеспечения самостоятельности выполнения письменных работ в ТГУ : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Положение о Антиплагиате (Дата обращения: 18.02.2021)
17. Толстов Ю.Г., Теврюков А.А. Теория электрических цепей. – М.: Высшая школа, 1971. – 266с.
18. Уильямс Б. Силовая электроника : приборы, применение, управление. Справ.пособ: Пер. с англ.- М.: Энергоатомиздат, 1993.-240с.
19. Четвертаков И.И. Резисторы и Конденсаторы: Справочник/ под ред. И.И. Четвертакова, М.Н. Дьяконова.- М.: Радио и связь, 1993.

20. Чиженко И.М., Бердинский Г.С. Зарядные устройства емкостных накопителей энергии. – Киев: Наукова думка, 1980. – 152 с.
21. Электроника и наноэлектроника, управление в технических системах, электроэнергетика и электротехника. Выполнение бакалаврской работы / сост. Позднов М.В., Прядилов А.В. - Тольятти: ТГУ, 2019. - 41 с.
22. Batteries types, differences and features. // Copyright. 2007-2009. URL: http://www.powerinfo.com/accumulator_type.php. (Дата обращения: 21.05.2025).
23. Diodes Incorporated [Электронный ресурс]. URL: <https://www.diodes.com> (дата обращения: 27.05.2025)
24. Electrical resistance and conductance [Электронный ресурс]. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_resistance_and_conductance (дата обращения: 17.05.2025)
25. Electronic Components Datasheets [Электронный ресурс] URL: <http://www.datasheets.ru> (дата обращения: 17.02.2025)
26. Mostov P.M., Neuringer I. L., Rigney D. S. Optimum capacitor charging efficiency for space systems. – Proceedings of the IRE, 1961, vol.49, N 5, p. 941-948.
27. Ni-Cd, Ni-MH, Li-Ion batteries. Overview. // Radio force. 2013. [Электронный ресурс] URL: <http://www.radiosila.com/lastnews/363-ni-cd-ni-mh-li-ion-akkumulator.html>. (Дата обращения: 21.05.2025).

Продолжение Приложения А

		Поз. обозначение	Наименование	Кол.	Примечание	
		R11, R13	M/IT-0,125-100кОм±1%	2		
		R14..R15	M/IT-2-200кОм±1%	2		
		R16	M/IT-0,125-1кОм±1%	1		
		R17..R18	M/IT-0,125-20кОм±1%	2		
		R19..R20	M/IT-0,125-1кОм±1%	2		
			<u>Трансформатор</u>			
		TV	Трансформатор 07.210106.007.10.00	1		
			<u>Сепрессоры</u>			
		VD1..VD2	15KE27B	2		
			<u>Стабилитроны</u>			
		VD3	TL431	1		
		VD4	КС130Д-1	1		
			<u>Диоды</u>			
		VD5..VD8	251UL160S25	4		
		VD9..VD12	30BQ015	4		
			<u>Транзисторы</u>			
		VT1, VT2	IRF1704	2		
			<u>Оптрон</u>			
		VU1	TL0521-1	1		
Инв. № подл.	Подп. и дата	Взам. инв. №	Инв. № дцкл.	Подп. и дата	25-110304.619.155.04 ПЭ	Лист

Копировал

Формат А4