

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение

высшего образования

«Тольяттинский государственный университет»

ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

(институт)

Промышленная электроника

(кафедра)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой «Промышленная
электроника»

А.А. Шевцов

(И.О. Фамилия)

« _____ » _____ 20__ г.

ЗАДАНИЕ

на выполнение бакалаврской работы

Студент Железов Егор Андреевич

1. Тема «Контроллер заряда аккумуляторной батареи от солнечных панелей»
2. Срок сдачи студентом законченной выпускной квалификационной работы _____
3. Исходные данные к выпускной квалификационной работе «Разработать устройство, позволяющее устанавливать и поддерживать на системе солнечных панелей с суммарной мощностью до 1кВт, номинальным напряжением холостого хода не более 90В и номинальным током холостого хода не более 16А напряжение, соответствующее точке максимальной мощности системы, и запасать извлеченную электрическую энергию в аккумуляторной батарее с напряжением в диапазоне от 40 до 58В и максимальным зарядным током до 20 А.»
4. Содержание выпускной квалификационной работы (перечень подлежащих разработке вопросов, разделов)
Введение 1. Обзор состояния вопроса 2. Разработка алгоритма функционирования
3. Разработка структурной схемы 4. Разработка принципиальной схемы устройства
5. Конструктивный расчет параметров печатной платы 6. Экономическая часть
7. Безопасность и экологичность проекта. Заключение. Список использованной литературы.
5. Ориентировочный перечень графического и иллюстративного материала
1. Блок схема алгоритма функционирования 2. Структурная схема устройства 3.
Принципиальная схема устройства 4. Чертеж печатной платы системы управления 5.
Сборочный чертеж печатной платы системы управления 6. Сравнительная таблица аналогов разработанного устройства
6. Консультанты по разделам Научный консультант по английскому языку канд. педагог. наук, доцент Брега О.Н.
7. Дата выдачи задания « _____ » _____ 20__ г.

Руководитель выпускной
квалификационной работы

(подпись)

(И.О. Фамилия)

Задание принял к исполнению

(подпись)

(И.О. Фамилия)

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

ЭНЕРГЕТИКИ И ЭЛЕКТРОТЕХНИКИ

(институт)

Промышленная электроника

(кафедра)

УТВЕРЖДАЮ

Зав. кафедрой «Промышленная
электроника»

А.А. Шевцов

(подпись) (И.О. Фамилия)

«___» _____ 20__ г.

КАЛЕНДАРНЫЙ ПЛАН

выполнения бакалаврской работы

Студента Железова Егора Андреевича

по теме «Контроллер заряда аккумуляторной батареи от солнечных панелей»

Наименование раздела работы	Плановый срок выполнения раздела	Фактический срок выполнения раздела	Отметка о выполнении	Подпись руководителя
Обзор состояния вопроса	20.02.2017	20.02.2017	Выполнено	
Разработка алгоритма функционирования	10.03.2017	10.03.2017	Выполнено	
Разработка структурной схемы	30.03.2017	30.03.2017	Выполнено	
Разработка принципиальной схемы	20.04.2017	20.04.2017	Выполнено	
Конструктивный расчет параметров печатной платы	10.05.2017	10.05.2017	Выполнено	
Экономическая часть	15.05.2017	15.05.2017	Выполнено	
Безопасность и экологичность проекта	25.05.2017	25.05.2017	Выполнено	
Предварительная защита	9.06.2017	9.06.2017	Выполнено	
Корректировка ВКР	12.06.2017	12.06.2017	Выполнено	
Экспертиза ВКР на основе система «Антиплагиат»	13.06.2017	13.06.2017	Выполнено	
Нормоконтроль. Допуск к защите	20.06.2017	20.06.2017	Выполнено	

Руководитель выпускной
квалификационной работы

(подпись)

А.А. Шевцов

(И.О. Фамилия)

Задание принял к исполнению

(подпись)

Е.А. Железов

(И.О. Фамилия)

Аннотация

Тема данной бакалаврской работы – «Контроллер заряда аккумуляторных батарей от солнечных панелей». В рамках, которой было разработано электронное устройство, осуществляющее эффективное извлечение энергии из системы солнечных панелей, и запаасающее энергию в литий- железо фосфатных аккумуляторных батареях.

Задача состояла в проектировании такого устройства, которое способно было бы поддерживать на солнечных панелях напряжение позволяющее извлекать из солнечных панелей, максимально возможную мощность при данных условиях освещения и температуры.

Целью являлось получение электронного устройства позволяющего в автономном режиме извлекать из солнечных панелей максимальную мощность и запасать энергию в аккумуляторных батареях.

Исходя из поставленной задачи, в данной работе рассмотрены устройство и характеристики солнечных панелей, характеристики и особенности заряда литий- железо фосфатных батарей, существующие алгоритмы извлечения из солнечных панелей максимальной мощности, основные типы топологий преобразователей. В ходе выполнения бакалаврской работы был разработан алгоритм функционирования устройства, разработана структурная схема и выполнен расчет основных функциональных блоков устройства.

Abstract

The title of the graduation work is "Battery Charger Controller from Solar Panels". This graduation work is devoted to developing an electronic device which efficiently extracts energy from the solar panel system, and stores energy in lithium-iron phosphate batteries.

The aim of the graduation work was to develop a device that ensures optimal extraction of electrical energy from the solar battery system, and stores energy in the battery. Optimum energy extraction from solar panels assumes that the solar panel gives the maximum energy under the given operating conditions. This is only possible if the solar panel maintains the voltage corresponding to the maximum output power.

The objective is designing a device that would be able to support on the solar panels the voltage that allows to extract from the solar panels, the maximum possible power under given lighting and temperature conditions.

Proceeding from the task in view, the graduation work deals with the design and characteristics of solar panels, the characteristics and features of the charge of lithium-iron phosphate batteries, the existing algorithms for extracting maximum power from solar panels, and the main types of converter topologies. In the course of the graduation work, an algorithm was developed for the operation of the device, a structural diagram was developed, and the main functional blocks of the device were calculated.

Содержание

Введение	7
1 Обзор состояния вопроса	8
1.1 Сведения о солнечной панели	8
1.2 Алгоритмы поиска точки максимальной мощности	15
1.3 Сведения об аккумуляторной батарее	22
1.4 Обзор топологий преобразователей	27
2 Разработка алгоритма функционирования	39
2.1 Режим заряда	40
2.2 Функция стабилизации напряжения солнечной батареи	44
2.3 Функция защиты	46
2.4 Функция поиска точки максимальной мощности	47
2.5 Функция переключения режимов	49
2.6 Режим ожидания	51
2.7 Режим ошибки	51
2.8 Режим останова	51
3 Разработка структурной схемы	52
3.1 Уточнение параметров солнечной панели	52
3.2 Уточнение параметров аккумуляторной батареи	53
3.3 Понижающий преобразователь	54
3.4 Датчик входного тока	54
3.5 Датчик входного напряжения	54
3.6 Датчик выходного напряжения	55
3.7 Датчик выходного тока	56
3.8 Драйвер ключа	56
3.9 Ограничитель пусковых токов	56
3.10 Система управления	56
4 Разработка принципиальной схемы устройства	58
4.1 Расчет импульсного преобразователя	58
4.2 Расчет системы управления	76
4.3 Расчет драйвера ключа	104
4.4 Расчет датчика входного тока	106
4.5 Расчет датчика выходного тока	111
4.6 Расчет датчика выходного напряжения	114
4.7 Расчет датчика входного напряжения	117
4.8 Расчет схемы ограничения пусковых токов	121
4.9 Полная принципиальная схема	125
5 Конструктивный расчет параметров печатной платы	126
6 Экономическая часть	128
7 Безопасность и экологичность проекта	130
Заключение	131
Список использованной литературы	132

Введение

Автономные солнечные системы несут в себе огромные преимущества для тех областей, где поблизости нет сетей энергоснабжения или стоимость солнечных систем сопоставима со стоимостью проведения электрических сетей в данную местность. Во многих отдаленных местностях они также могут конкурировать с бензиновыми и дизельными генераторами, которые используют поставляемое топливо, и для которых с пользователей взимается плата за использованную энергию. Несмотря на большую экологичность солнечных систем по сравнению с дизельными генераторами, их крупномасштабное распространение ограничивается стоимостью полного рабочего цикла системы, которая преимущественно обусловлена стоимостью и частотой смены аккумуляторных батарей. Таким образом, для продления срока службы аккумуляторных батарей, а также повышения эффективности запасаения в них энергии, в таких системах существует необходимость в специальных преобразовательных устройствах, осуществляющих контроль за процессом заряда. В число функций таких устройств, называемых контроллерами заряда, может входить также функция поддержания оптимальных условий извлечения энергии из солнечных панелей с целью получения максимальной мощности в данных условиях окружающей среды. Такие контроллеры называют контроллерами заряда с функцией поиска точки максимальной мощности.

Таким образом, перспективна разработка устройства, осуществляющего, во-первых, контроль за процессом заряда аккумуляторной батареи, во-вторых, обеспечивающего возможность извлечения максимальной мощности из солнечных батарей.

1 Обзор состояния вопроса

1.1 Сведения о солнечной панели

1.1.1 Конструкция солнечной панели

Солнечными панелями называют сборки параллельно и последовательно соединенных между собой фотогальванических элементов.

Полупроводниковый фотогальванический элемент это полупроводниковая пластина с p-n переходом. Пластина имеет фронтальную поверхность, по краю которой нанесен металлический слой контакта и тыльную поверхность, полностью покрытую металлическим слоем контакта. Подобная конструкция фотоэлемента иллюстрируется рисунком 1.1.

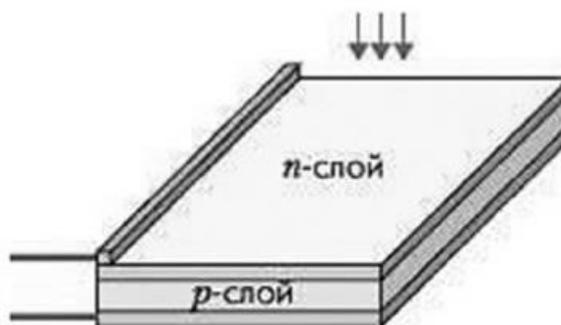


Рисунок 1.1 – Конструкция фотоэлемента

Отдельные фотоэлементы соединяются последовательно таким образом, что тыльный контакт одного элемента соединяется с фронтальным контактом соседнего от него элемента внахлест. Построенные таким образом отдельные последовательные цепочки элементов соединяются между собой параллельно.

Конструкция солнечной панели включает в себя алюминиевую раму, антибликовый слой, закаленное стекло, сборку спаянных между собой фотоэлементов, изолирующую полимерную подложку. Конструкция солнечной панели иллюстрируется рисунком 1.2.

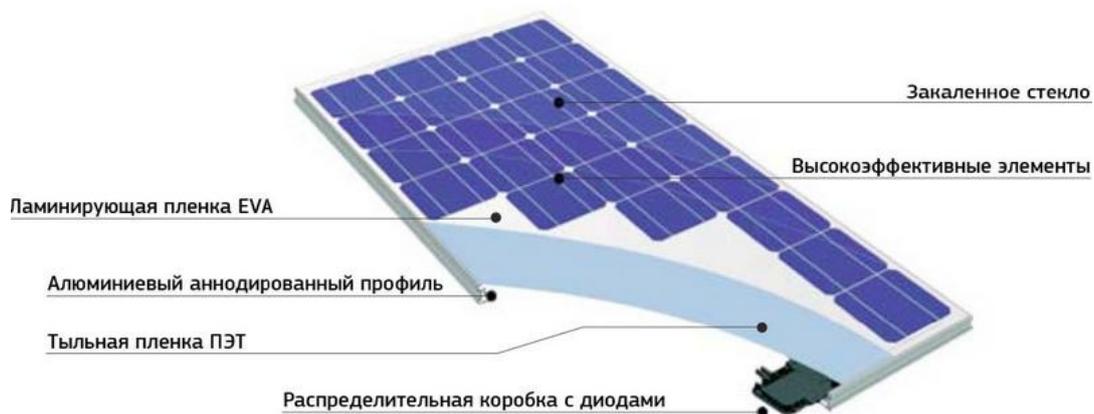


Рисунок 1.2 – Конструкция солнечной панели

Каждая солнечная панель оснащена также распределительной коробкой с шунтирующими диодами, которые ответвляют на себя избыточные токи для тех частей солнечной панели, которые по причине затемнения, либо повреждения не могут выдавать токи, протекающие в остальных частях солнечной панели. Принцип распределительной коробки с диодами иллюстрируется рисунком 1.3.

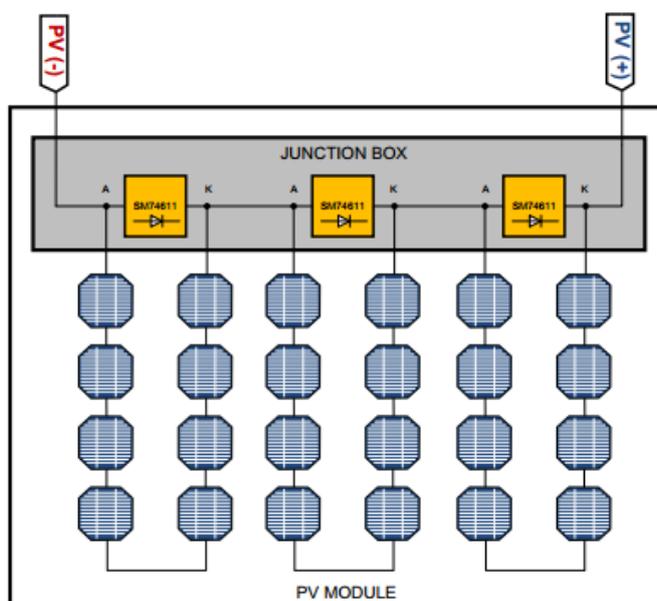


Рисунок 1.3 – К иллюстрации принципа подключения шунтирующих диодов

1.1.2 Физический принцип работы фотоэлемента

Физический принцип работы фотогальванических элементов основан на внутреннем фотоэффекте. В отсутствии светового излучения через р-п переход фотоэлемента протекают два компенсирующих друг друга тока - ток основных и ток

неосновных носителей. Ток основных носителей образован токами дырок из р-слоя и электронов из п-слоя, имеющих достаточную энергию для преодоления потенциального барьера, образованного р-п переходом. Ток неосновных носителей образован электронами из р-слоя и дырками, из п-слоя, возникшими в этих слоях посредством тепловой генерации. Таким образом, в отсутствие излучения ток через фотоэлемент также отсутствует.

В присутствии светового излучения при поглощении квантов светового излучения в р и п слоях образуются неосновные носители, которые затем разделяются р-п переходом. Два противоположных заряда, формируемых неосновными носителями, перешедшими через р-п переход, создают разность потенциалов, которая ослабляет поле р-п перехода. При ослаблении поля р-п перехода доля основных носителей, способных преодолеть р-п переход, возрастает, и в конечном итоге, также как и в случае отсутствия излучения, ток основных носителей стремится компенсировать ток неосновных. В случае если к фотоэлементу не подключена никакая нагрузка, происходит компенсация внутренних токов и на противоположных контактах фотоэлемента возникает разность потенциалов, называемая напряжением холостого хода U_{xx} .

В случае если к фотоэлементу подключена нагрузка с конечным сопротивлением, то только часть тока, образованного излучением, компенсируется током основных носителей. Другая часть тока I_n поступает в нагрузку. В этом случае на выводах фотоэлемента устанавливается некое нагрузочное напряжение U_n , меньшее напряжения холостого хода. В случае если внешнее сопротивление равно нулю, то весь ток образованный излучением поступает в нагрузку. Такой ток называют током короткого замыкания $I_{кз}$. При протекании тока короткого замыкания $I_{кз}$ напряжение на выводах фотоэлемента равно нулю.

1.1.3 Вольт - амперная характеристика (ВАХ) фотоэлемента и точка максимальной мощности

Вольт - амперная характеристика фотоэлемента имеет нелинейный характер и согласно [8] может быть аппроксимирована зависимостью, заданной формулой (1.1):

$$I U = I_{кз} \left[1 - \exp \left(\frac{U - U_{xx} \ln \left(1 - \frac{I_{опт}}{I_{кз}} \right)}{U_{опт} - U_{xx}} \right) \right] \quad (1.1)$$

где $I_{кз}$ - ток короткого замыкания, А;

$U_{хх}$ - напряжение холостого хода, В;

$U_{опт}$ - напряжение, соответствующее точке максимальной мощности, В;

$I_{опт}$ - ток, соответствующий точке максимальной мощности, А.

Указанные четыре параметра часто приводятся производителями солнечных панелей в технической документации на свои изделия, что обуславливает удобство выбора данных параметров для построения ВАХ. Параметры напряжения и тока $U_{опт}$, $I_{опт}$ определяют на графике ВАХ единственную точку, в которой достигается максимум мощности, снимаемой с фотоэлемента или солнечной панели. Примерный вид графиков ВАХ и графика зависимости выходной мощности иллюстрируется рисунком 1.4.

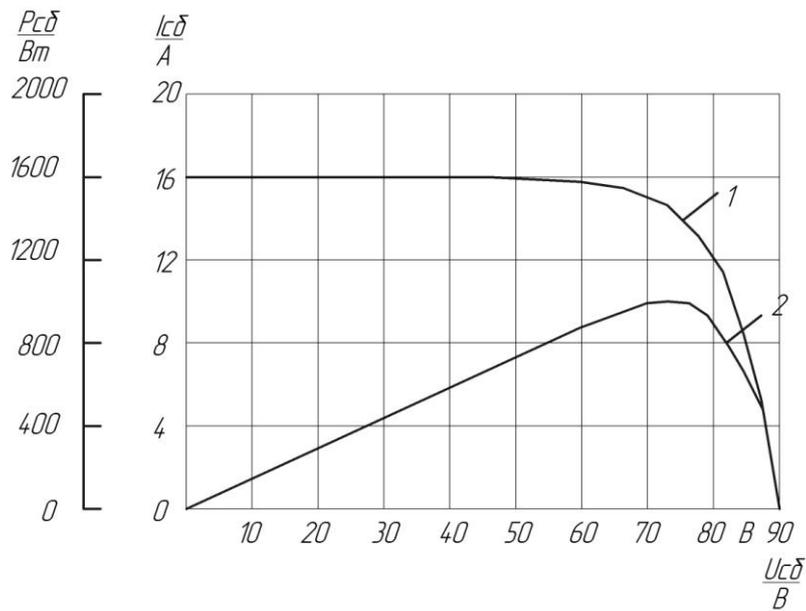


Рисунок 1.4 – График ВАХ и график зависимости выходной мощности от напряжения фотоэлемента

1.1.4 Зависимость ВАХ фотоэлемента от освещенности и температуры

Важно отметить существующую зависимость параметров ВАХ фотоэлемента от интенсивности падающего на фотоэлемент света и от температуры фотоэлемента.

Изменение параметров ВАХ фотоэлемента при изменении температуры и освещенности иллюстрируются рисунком 1.5 и рисунком 1.6.

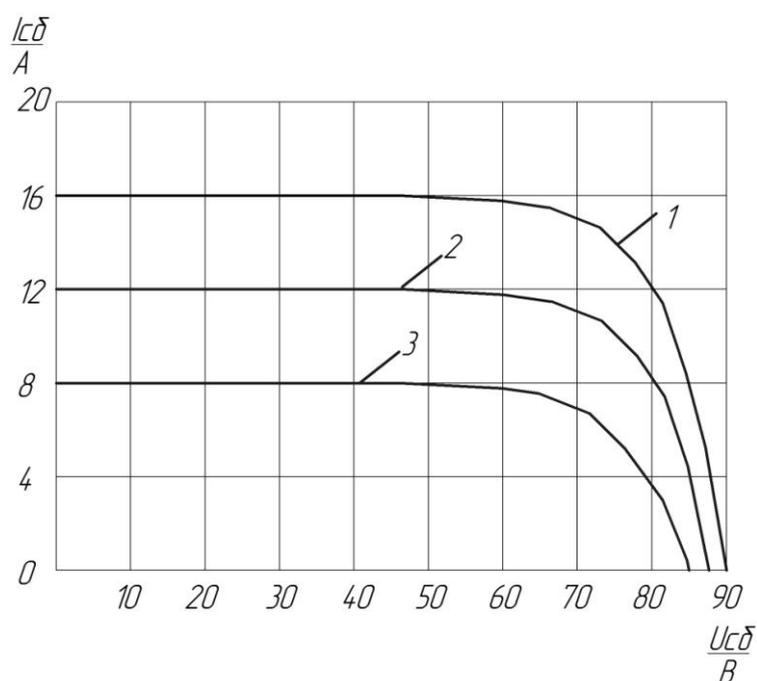


Рисунок 1.5 – Зависимость ВАХ фотоэлемента при интенсивностях, падающего на фотоэлемент света равных 1- 1000Вт/м², 2- 750Вт/м², 3- 500Вт/м²

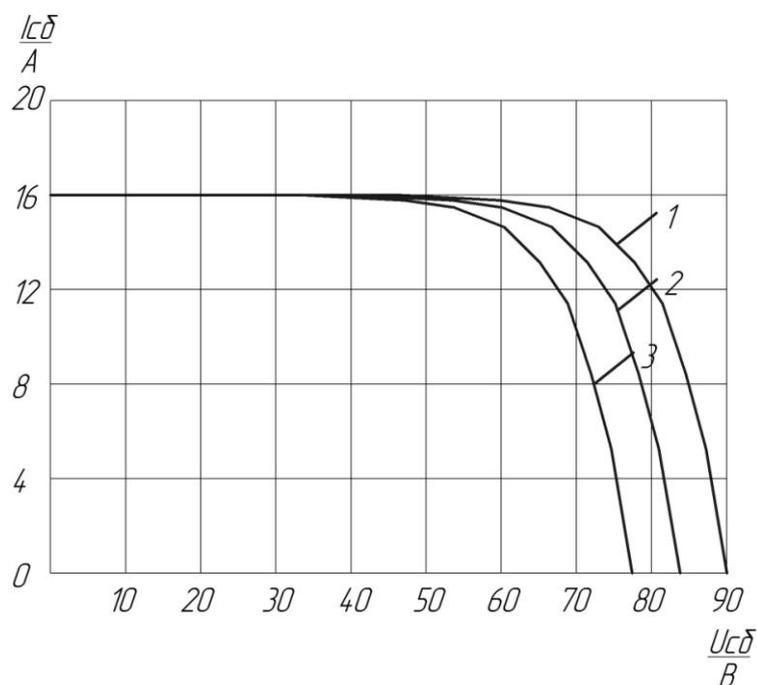


Рисунок 1.6 – Зависимость ВАХ фотоэлемента при температурах 1- 25°С, 2-50°С, 3- 75°С

Зависимости вида ВАХ фотоэлемента от освещенности и температуры можно свести к зависимостям определяющих параметров ВАХ - тока короткого замыкания и напряжения холостого хода - от освещенности и температуры соответственно.

Известно, что ток короткого замыкания прямо пропорционален освещенности, а напряжение холостого хода в диапазоне рабочих освещенностей изменяется не сильно. Это подтверждается графиком [6], приведенным на рисунке 1.7. Как видно из графика напряжение холостого хода в диапазоне освещенностей от 200 Вт/м² до 1000 Вт/м² изменяется не более чем на 15% от номинального напряжения измеренного при освещенности 1000 Вт/м².

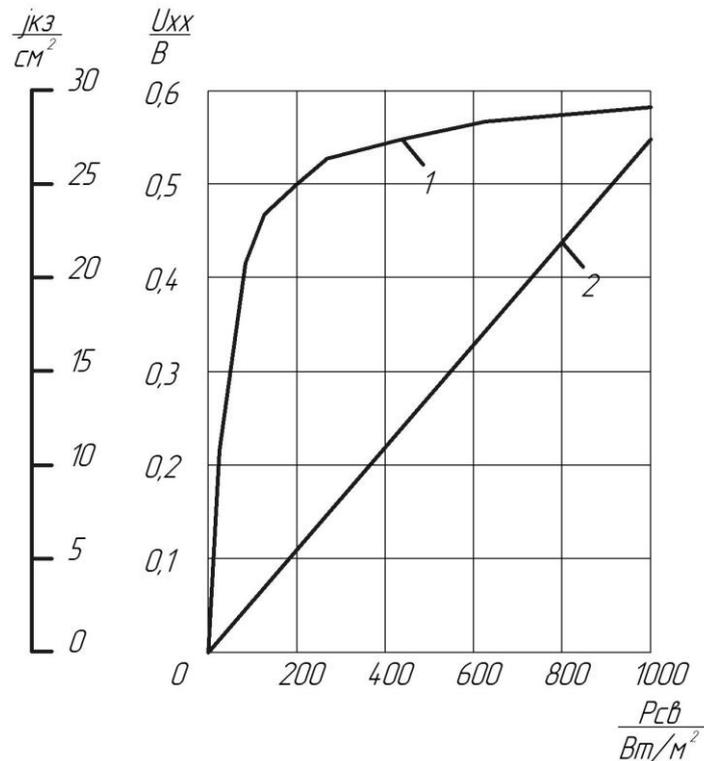


Рисунок 1.7 – Зависимость 1 - плотности тока короткого замыкания, и 2 - напряжения холостого хода от освещенности.

Данное положение иллюстрируется формулами (1.2) и (1.3):

$$I_{к.з.} S = I_{к.з.ном} \frac{S}{S_{ном.}} \quad (1.2)$$

$$U_{xx} S = U_{xx.ном} S \quad (1.3)$$

где $I_{к.з.ном}$ - номинальное значение тока короткого замыкания, А;

$U_{xx.ном}$ - номинальное значение напряжения холостого хода, В;

$S_{ном.}$ - номинальное значение освещенности, Вт/м²;

S - величина освещенности, Вт/м²;

$I_{к.з. S}$ - функция зависимости тока короткого замыкания от величины освещенности, А;

$U_{xx S}$ - функция зависимости напряжения холостого хода от величины освещенности, В.

Известно также, что от температуры существенно зависит только напряжение холостого хода. Согласно данным приведенным в [6], значение тока короткого замыкания в диапазоне температур от минус 25°C до плюс 75°C изменяется не более чем на 10% от номинального значения тока короткого замыкания, измеренного при температуре 25°C. Зависимость же напряжения холостого хода от температуры $U_{x.x. t}$ можно аппроксимировать формулой (1.4):

$$U_{x.x. t} = U_{x.x.ном.} \left(1 + \frac{K_{V\%}}{100} (t - 25) \right) \quad (1.4)$$

где $U_{x.x.ном.}$ - номинальное напряжение холостого хода, при температуре 25°C, В;

$K_{V\%}$ - температурный коэффициент изменения напряжения холостого хода в процентах;

t - величина температуры, °C.

1.1.5 Оценка диапазона изменения напряжения, соответствующего точке максимальной мощности, при различных температурах и освещенностях

Согласно источнику [22] имеет место соотношение заданное формулой (1.5) между напряжением холостого хода и напряжением, соответствующего точке максимальной мощности.

$$U_{T.M.M.} = 0.76 \cdot U_{x.x.} \quad (1.5)$$

где $U_{x.x.}$ - величина напряжения холостого хода, В;

$U_{T.M.M.}$ - величина напряжения соответствующего точке максимальной мощности, В.

Таким образом, можно примерно оценить изменение напряжения, соответствующего точке максимальной мощности, в зависимости от температуры и освещенности через соответствующие зависимости для напряжения холостого хода.

Примем величину температурного коэффициента изменения напряжения холостого хода равной величине минус 0.35 1/°C (типичное значение, указываемое в документации

ко многим моделям солнечных панелей). Тогда получаем, что в диапазоне рабочих температур от -25°C до 75°C напряжение холостого хода изменяется на 17.5% относительно номинального значения. Выше было выяснено, что напряжение холостого хода в рабочем диапазоне освещенностей изменяется не более чем на 15% относительно номинального значения. Таким образом, имеет место следующая приближенная оценка изменения напряжения холостого хода в рабочих условиях (1.6):

$$0.7 \cdot U_{\text{xx.ном}} \leq U_{\text{xx}} \leq 1.15 \cdot U_{\text{xx.ном}} \quad (1.6)$$

где $U_{\text{xx.ном}}$ - номинальное значение напряжения холостого хода, В;

U_{xx} - напряжение холостого хода, В.

Аналогичная оценка имеет место и для напряжения точки максимальной мощности (1.7):

$$0.53U_{\text{xx.ном}} \leq U_{\text{т.м.м.}} \leq 0.87U_{\text{xx.ном}} \quad (1.7)$$

где $U_{\text{xx.ном}}$ - номинальное значение напряжения холостого хода, В;

$U_{\text{т.м.м.}}$ - напряжение точки максимальной мощности, В.

1.2 Алгоритмы поиска точки максимальной мощности

1.2.1 Сравнение классических методов, отыскания точки максимальной мощности солнечной панели.

Как было показано в предыдущем разделе, на графике зависимости выходного тока солнечной панели от напряжения можно выделить точку, в которой достигается получение от солнечной батареи наибольшей мощности. Данная точка, характеризуется некоторым оптимальным током $I_{\text{опт}}$ и некоторым оптимальным напряжением $U_{\text{опт}}$. Данные параметры зависят от освещенности и температуры и при изменении последних, также изменяются. Для получения максимальной мощности от солнечной батареи существует потребность в алгоритмах отыскания точки максимальной мощности в условиях изменяющейся освещенности и температуры.

Среди многочисленных алгоритмов отыскания точки максимальной мощности можно выделить три наиболее часто описываемых в литературе алгоритма [22;23;29].

1. Метод напряжения холостого хода
2. Метод возмущения и наблюдения
3. Метод возрастающей проводимости

1.2.2 Метод напряжения холостого хода

Метод напряжения холостого хода основан на периодическом измерении напряжения холостого хода солнечной батареи и вычислении напряжения соответствующего точке максимальной мощности на основе измеренных значений. Измерение производится при отключении солнечной панели от нагрузки. Напряжение точки максимальной мощности $U_{Т.М.М}$ в этом алгоритме вычисляется в соответствии с формулой (1.8):

$$U_{Т.М.М} = 0.76 \cdot U_{х.х.} \quad (1.8)$$

где $U_{х.х.}$ - напряжение холостого хода, В.

Основанием для формулы (1.8) является наблюдение, согласно, которому при любых изменениях температуры и освещенности отношение между напряжением точки максимальной мощности и напряжением холостого хода остается постоянным в пределах погрешности равной двум процентам. [22]

На рисунке 1.8 приведена блок – схема алгоритма метода напряжения холостого хода.

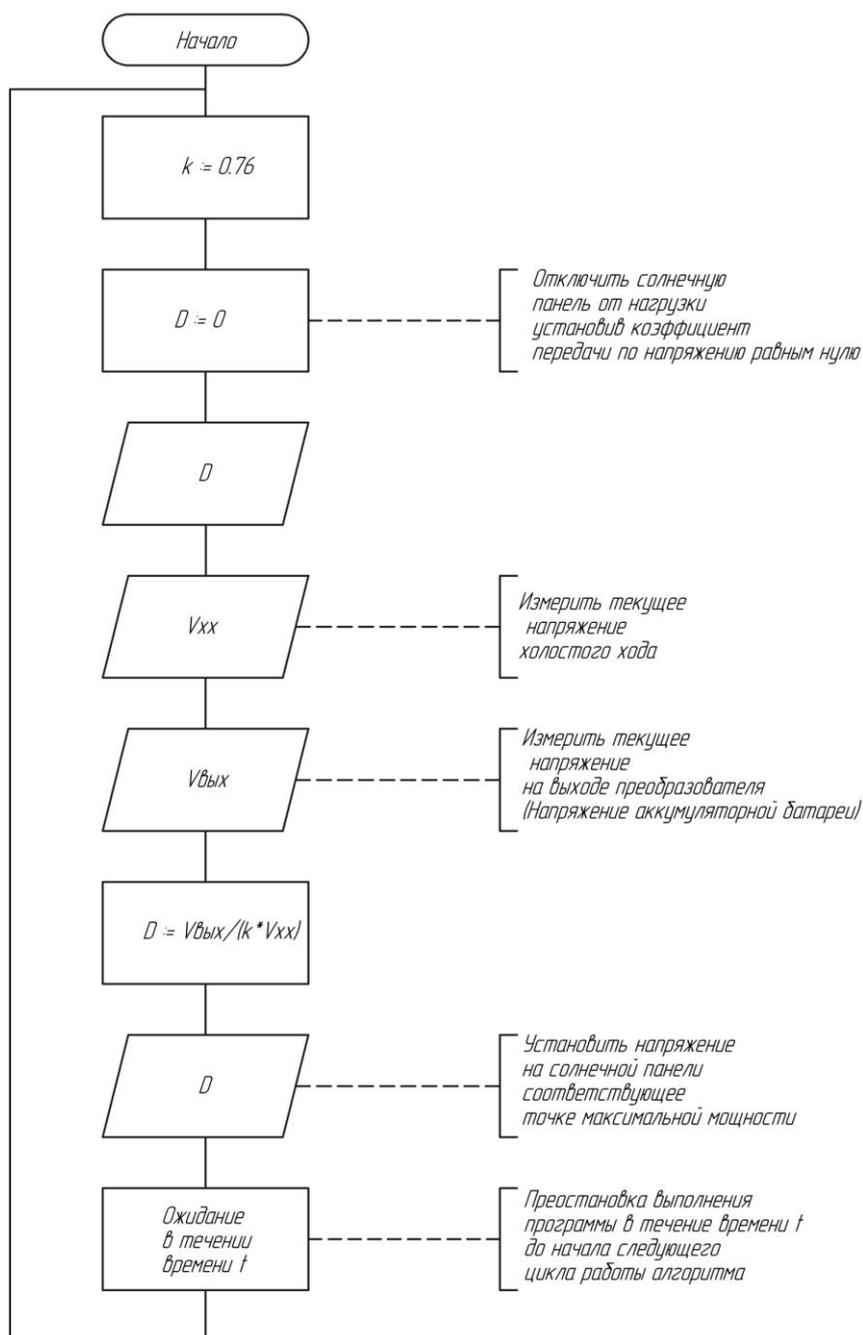


Рисунок 1.8 – Блок-схема алгоритма метода напряжения холостого хода

К преимуществам метода напряжения холостого хода можно отнести простоту и малое количество измеряемых параметров. К недостаткам – потери энергии во время отключения солнечной панели от нагрузки. Точность метода зависит от частоты измерения значений напряжения холостого хода, однако эти измерения сопряжены с потерями энергии. Поэтому при невысоких частотах измерения напряжения холостого хода точность метода не высока, особенно при быстро изменяющихся внешних условиях.

1.2.3 Метод возмущения и наблюдения

Метод возмущения и наблюдения основан на проведении периодических приращений регулируемого параметра (тока или напряжения) с последующим вычислением значения мощности, получаемой от солнечной батареи, и сравнением ее с предыдущим вычисленным значением. В случае если вычисленное значение мощности на текущем шаге больше значения мощности, полученного на предыдущем шаге, то следующее приращение регулируемого параметра производится с тем же знаком, в противном случае знак приращения сменяется на противоположный.

На рисунке 1.9 представлена блок схема алгоритма метода возмущения и наблюдения с динамически изменяющимся шагом приращения.

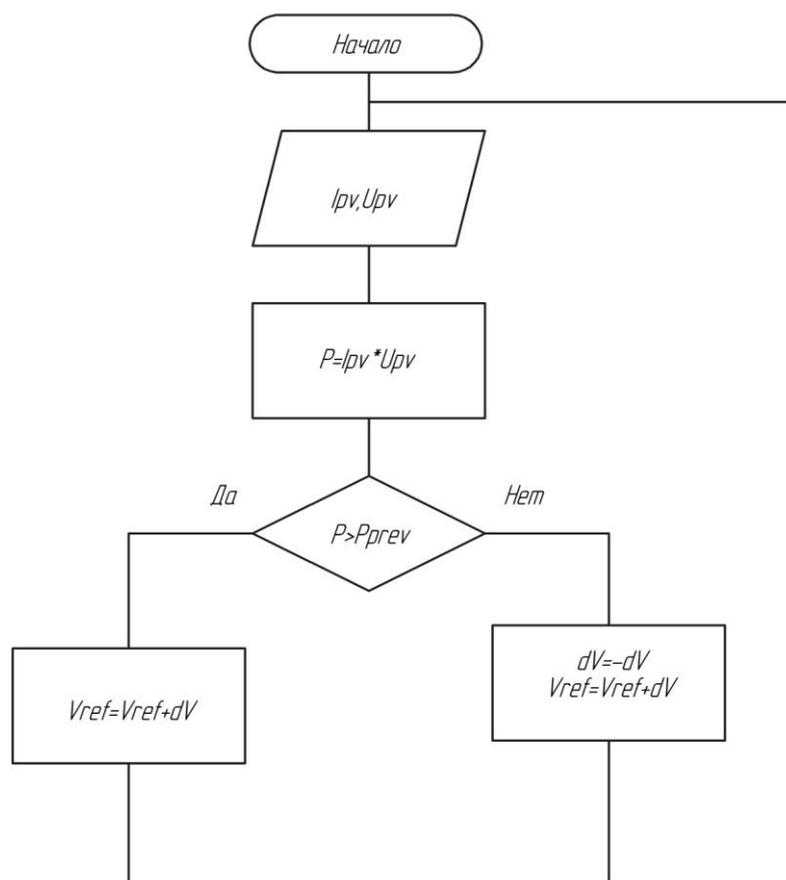


Рисунок 1.9 – Блок схема алгоритма метода возмущения и наблюдения

К достоинствам метода можно отнести: простоту реализации, большую эффективность по сравнению с методом напряжения холостого хода. Согласно источнику [22] эффективность метода практически не уступает более сложному в реализации методу возрастающей проводимости.

К недостаткам: колебания рабочей точки около точки максимальной мощности, необходимость использования как минимум двух датчиков.

1.2.4 Метод возрастающей проводимости

Данный метод основан на том, что в точке максимальной мощности выполняется равенство, заданное формулой (1.9):

$$\left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) + \left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \right) = 0 \quad (1.9)$$

где V_{PV} - напряжение на солнечной панели, В;

I_{PV} - ток солнечной панели, А;

$\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$ - производная тока солнечной панели от напряжения на солнечной панели, А/В.

В данном методе выражение, стоящее в левой части равенства в формуле (1.9), используется для определения положения точки максимальной мощности относительно текущей рабочей точки. В случае если верно неравенство (1.10), то точка максимальной мощности находится правее текущей рабочей точки на графике ВАХ солнечной панели.

$$\left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) + \left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \right) < 0 \quad (1.10)$$

где $\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$ - производная тока солнечной панели от напряжения солнечной панели, А/В;

I_{PV} - величина тока солнечной панели, А;

V_{PV} - величина напряжения на солнечной панели, В.

В случае если верно противоположное неравенство (1.11) то точка максимальной мощности лежит левее.

$$\left(\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}} \right) + \left(\frac{I_{PV}}{V_{PV}} \right) > 0 \quad (1.11)$$

где $\frac{dI_{PV}}{dV_{PV}}$ - производная тока солнечной панели от напряжения солнечной панели, А/В;

I_{PV} - величина тока солнечной панели, А;

V_{pv} - величина напряжения на солнечной панели, В.

Таким образом, производится изменение напряжения солнечной панели с одновременным вычислением знака указанного выражения до тех пор, пока не будет достигнута точка максимальной мощности. По достижению точки максимальной мощности выполнение алгоритма приостанавливается. Алгоритм возобновляет свою работу в случае фиксирования изменения тока солнечной панели.

На рисунке 1.10 представлена блок-схема алгоритма способа возрастающей проводимости.

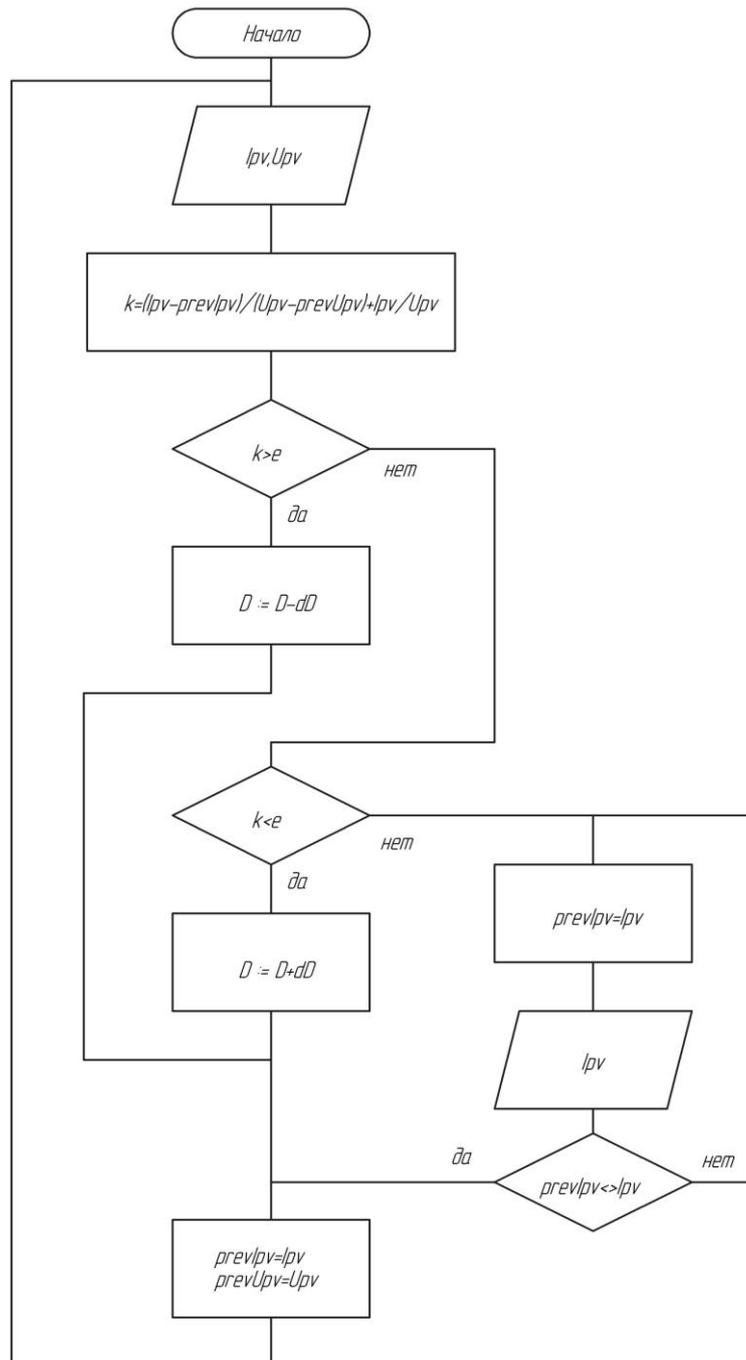


Рисунок 1.10 – Блок-схема алгоритма возрастающей проводимости.

К достоинствам метода можно отнести: большая эффективность по сравнению с остальными методами.

К недостаткам: большая вычислительная сложность по сравнению с приведенными выше методами, обусловленная необходимостью использования для расчета выражения (1.9) большого количества вычислений с плавающей точкой. Точность критерия (1.9) зависит от частоты измерения величин V_{pv} , I_{pv} . Необходимость использования как минимум двух датчиков.

Таким образом, по итогам сравнения приведенных алгоритмов была составлена таблица 1.1:

Таблица 1.1 – Таблица для сравнения методов отыскания точки максимальной мощности

Название метода	Количество необходимых измеряемых параметров солнечной панели для работы алгоритма	Точность приближения к точке максимальной мощности	Эффективность извлечения мощности	Вычислительная сложность алгоритма
Метод напряжения холостого хода	Одно	Низкая	Средняя	Низкая
Метод возмущения и наблюдения	Два	Средняя	Высокая	Средняя
Метод возрастающей проводимости	Два	Высокая	Высокая	Высокая

1.3 Сведения об аккумуляторной батарее

1.3.1 Выбор типа аккумуляторной батареи

На сегодняшний день в автономных солнечных системах используются следующие типы аккумуляторных батарей: свинцово-кислотные аккумуляторы, изготовленные по специальным технологиям (AGM, Gel, Flooded), литий-ионные аккумуляторы (литий-магниевого, литий-кобальтового), и литий-железо фосфатные, которые по своим выдающимся характеристикам можно выделить отдельно. В источнике [33] приводится сравнение характеристик данных аккумуляторных батарей. В таблице 1.2 приведены значения основных характеристик батарей, рассмотренных авторами.

Таблица 1.2 – Таблица сравнения характеристик различных типов аккумуляторных батарей

	Свинцово-кислотные Flooded	Свинцово-кислотные AGM	Свинцово-кислотные Gel	Литий-ионные	Литий – железо - фосфатные
Количество циклов заряда-разряда	300	300	300	300	2000
Энергоэффективность %	80	80	90	90	90>
Стоимость киловатта энергии USD/кВт·ч	0.1	0.15	0.15	0.3	0.3
Экологичность	Низкая	Низкая	Средняя	Высокая	Высокая
Габаритные размеры батареи	Высокие	Высокие	Высокие	Низкие	Низкие
Скорость саморазряда %/мес.	3	3	3	1	1

Таким образом, несмотря на то, что литий-железо фосфатные аккумуляторные батареи на сегодняшний день имеют большую стоимость, они также имеют и лучшие характеристики среди представленных типов аккумуляторных батарей. И по количеству

циклов заряда-разряда, и по низким габаритным размерам, и по высокой экологичности литий-железо фосфатные аккумуляторные батареи превосходят другие типы аккумуляторных батарей. Поэтому в будущем, когда цена на производство литий-железо-фосфатных батарей снизится, этот тип аккумуляторных батарей станет все более и более часто применяться в качестве решений для аккумулирования энергии в автономных солнечных системах.

1.3.2 Характеристика заряда литий-железо фосфатных батарей

На рисунке 1.11 представлен типичный график зависимости напряжения холостого хода литий-железо фосфатного аккумулятора от степени заряда, приведенный в документации к аккумуляторной батарее модели ANR26650M1-B [26]. Как видно из графика, приведенного на рисунке 1.11, в диапазоне изменения степени заряда от 5% до 90% величина напряжения холостого хода аккумулятора изменяется в диапазоне от 3.2В до 3.4В. Из графика видно что напряжение холостого хода соответствующее полностью заряженному аккумулятору составляет 3.65В, а напряжение холостого хода соответствующее практически полностью разряженному аккумулятору составляет 2.5В.

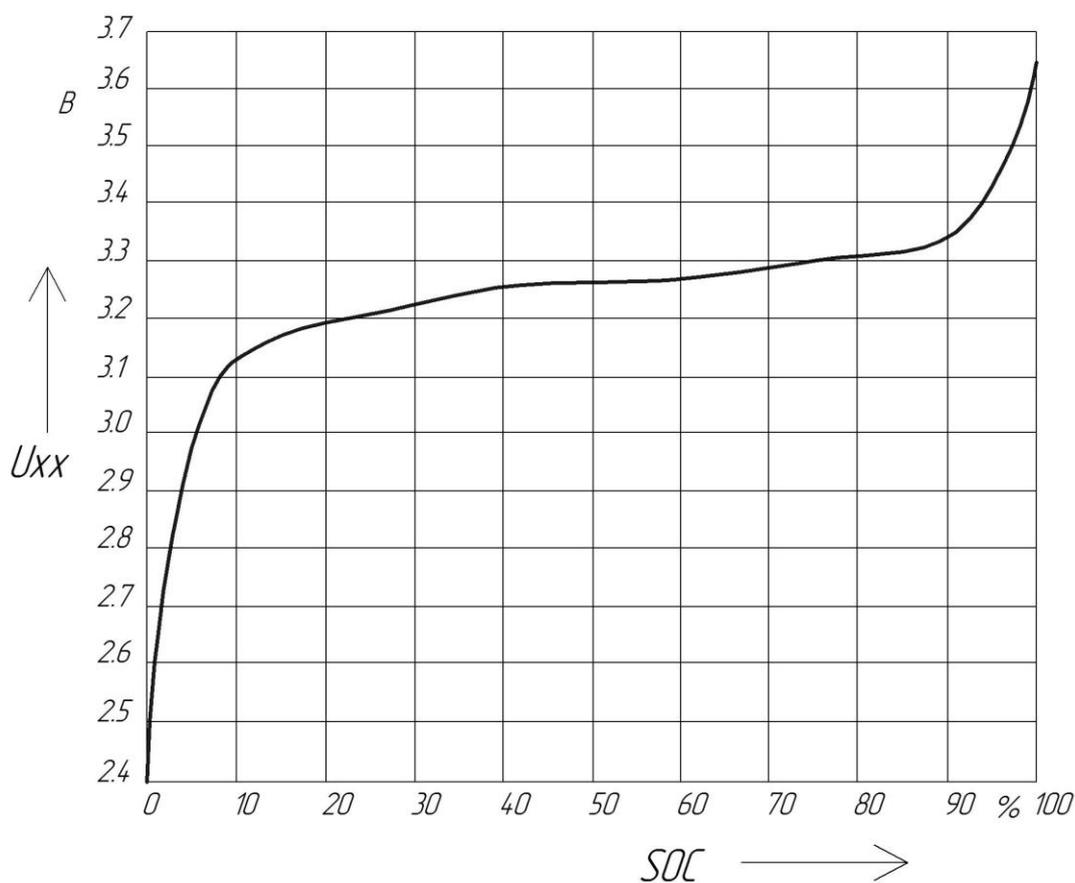


Рисунок 1.11 – График зависимости напряжения холостого хода от степени заряда

1.3.3 Системы защиты и балансировки аккумуляторных батарей

При заряде последовательно соединенных аккумуляторов в батарее возможна ситуация при которой аккумуляторы заряжаются неравномерно, по причине разброса их номинальных емкостей. Для исключения неравномерной зарядки для литий-ионных батарей используются системы балансировки.

Существует два способа балансировки напряжений аккумуляторов литий-ионных батарей – активный и пассивный. В пассивном методе заряженный до более высокого напряжения относительно остальных аккумулятор разряжается системой балансировки на активное сопротивление, тем самым достигая равенства напряжений среди аккумуляторов. При активном способе аккумулятор с большим напряжением разряжается на аккумуляторы с меньшим напряжением. На рисунке 1.12 представлена функциональная схема системы балансировки.

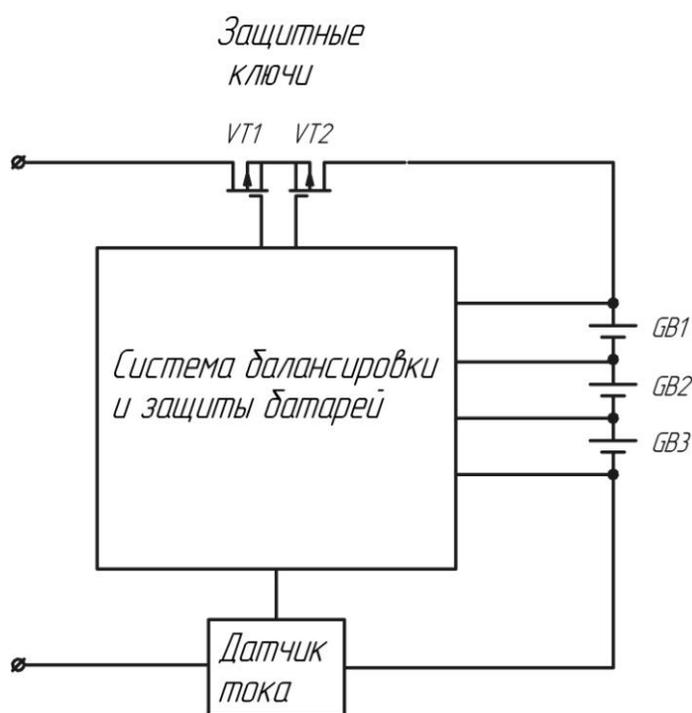


Рисунок 1.12 – Схема системы балансировки

Помимо балансировки такие системы также имеют функции защиты батареи от перезаряда, от глубокого разряда, от высоких зарядных и разрядных токов, от перегрева. Как видно из рисунка 1.12 с этой целью система балансировки использует датчик тока и датчик напряжения, а также защитные ключи для того, чтобы в случае нештатной ситуации отключить батарею от внешней цепи.

1.3.4 Схема замещения аккумуляторной батареи

Обзор предлагаемых на рынке литий-железо фосфатных аккумуляторных батарей емкостью 40А·ч и номинальным напряжением 48В (смотри таблицу 1.3) [18],[16],[27] позволяет оценить величину входного импеданса батареи $R_{вх}$ на частоте 1кГц как $R_{вх} < 80\text{мОм}$.

Таблица 1.3 – Сводная таблица к определению входного импеданса батарей от разных производителей

Производитель	Емкость, А·ч	Входной импеданс, мОм
Benergy	40	80
OptimumNano Energy	40	55
Changzhou Huake New Energy Technology	40	80

В источнике [13] была предложена следующая схема замещения аккумуляторной батареи для частот входного напряжения в единицы – десятки килогерц (смотри рисунок 1.13). Как видно из схемы на данных частотах батарея представляется как активно-индуктивная нагрузка.

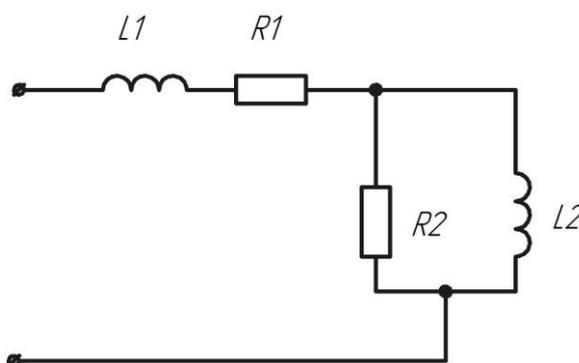


Рисунок 1.13 – Схема замещения аккумуляторной батареи

В данной схеме замещения $L1$ – представляет паразитную индуктивность выводов, $R1$ - сопротивление контактов, $R2$ и $L2$ – представляют увеличение активного сопротивления обусловленного скин-эффектом.

Из приводимого производителями аккумуляторных батарей значения входного импеданса измеренного на частоте 1кГц можно только примерно оценить параметры схемы приведенной на рисунке 1.13. Точных данных о соотношении между активной и индуктивной составляющей входного импеданса на частоте 1кГц нет, однако можно считать, что величина индуктивности $L1$ лежит в диапазоне единиц микрогенри.

Так, например, в работе [32] исследовалась батарея из шести последовательно-соединенных аккумуляторов емкостью порядка 100А·ч и величина L1 составила 0.6мкГн. В работе [19] исследовалась аккумуляторная батарея, состоящая из ста шестидесяти четырех последовательно соединенных аккумулятора емкостью 40А·ч. Эквивалентная индуктивность составила 8.7мкГн.

Так как предполагается использовать аккумуляторную батарею, состоящую из шестнадцати последовательно-соединенных аккумуляторов, то примем величину эквивалентной индуктивности L примерно равной 2мкГн. Тогда имеем следующее соотношение (1.12):

$$R1 = \sqrt{Z_n^2 - L \cdot f_{1000} \cdot 2\pi^2} = \sqrt{0.08^2 - 2 \cdot 10^{-6} \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 3.14^2} = 0.08 \text{ Ом} \quad (1.12)$$

где Z_n - величина импеданса, на частоте 1кГц, Ом;

L - величина эквивалентной индуктивности, Гн;

f_{1000} - частота, для которой приводится значение импеданса, Гц.

В источнике [32] авторы предлагают следующую формулу (1.13), определяющую зависимость активного сопротивления от частоты R(f) в диапазоне частот от 4кГц до 20кГц:

$$R(f) = R_{4000} \cdot \sqrt{\frac{f}{4000}} \quad (1.13)$$

где R_{4000} - активное сопротивление на частоте 4кГц, Ом;

f - частота, Гц.

Данная зависимость объясняется авторами влиянием скин-эффекта. Величину импеданса аккумуляторной батареи при изменении частоты от 1кГц до 4кГц можно считать практически неизменной, так как реактивная составляющая на данных частотах достаточно мала. Тогда подставив в формулу (1.13) значение сопротивления, рассчитанного по формуле (1.12), можно получить величину активного сопротивления на интересующей частоте.

Таким образом, расчет величины активного сопротивления R на частоте 20кГц, производится по формуле (1.14):

$$R = R1 \cdot \sqrt{\frac{f}{4000}} = 0.08 \cdot \sqrt{\frac{20000}{4000}} = 180 \text{ мОм} \quad (1.14)$$

где R1 - величина активного сопротивления на частоте 4кГц, Ом;

f - значение частоты, на которой рассчитывается активное сопротивление батареи, Гц.

1.4 Обзор топологий преобразователей

1.4.1 Обзор топологий преобразователей

Предварительный выбор пригодных топологий мощного импульсного преобразователя осуществлен на основании данных приведенных в источнике [4]. В таблице 1.4 приведены основные топологии преобразователей и их характеристики.

Таблица 1.4 - К предварительному выбору подходящих топологий преобразователей по мощности

Наименование топологии	Диапазон мощностей, Вт	Диапазон напряжений, В
Неизолированная понижающая	0-1000	5-40
Однотранзисторная прямоходовая	0-150	5-500
Обратноходовая	0-150	5-500
Пушпульная	100-1000	5-1000
Полумостовая	100-500	5-1000
Мостовая	400-2000	5-1000

Согласно таблице 1.4 по критерию мощности подходят следующие топологии: схема понижающего неизолированного преобразователя, схема пушпульного преобразователя, полумостовая и мостовые схемы. В следующих разделах приведено описание и анализ данных схем.

1.4.2 Схема понижающего неизолированного преобразователя

Принципиальная схема неизолированного понижающего преобразователя приведена на рисунке 1.14.

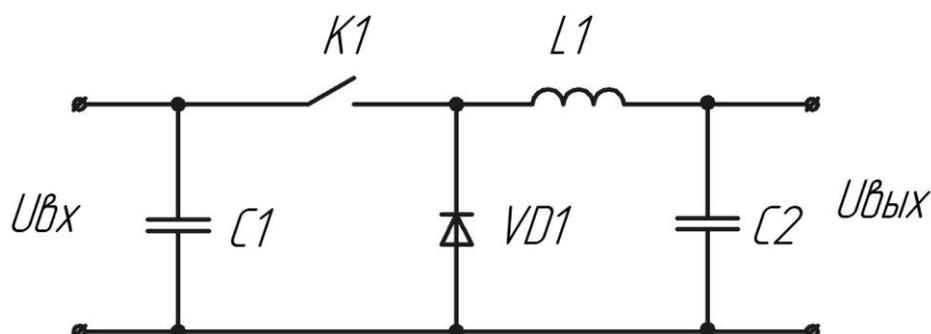


Рисунок 1.14 – Схема неизолированного понижающего преобразователя

Работа схемы осуществляется в два этапа. На первом этапе ключевой элемент K находится в замкнутом состоянии и проводит ток. Диод $VD1$ ток не проводит. К дросселю L приложено положительное напряжение равное разности входного и выходного напряжений, что приводит к линейному возрастанию тока через него. Путь протекания тока на этом этапе показан на рисунке 1.15.

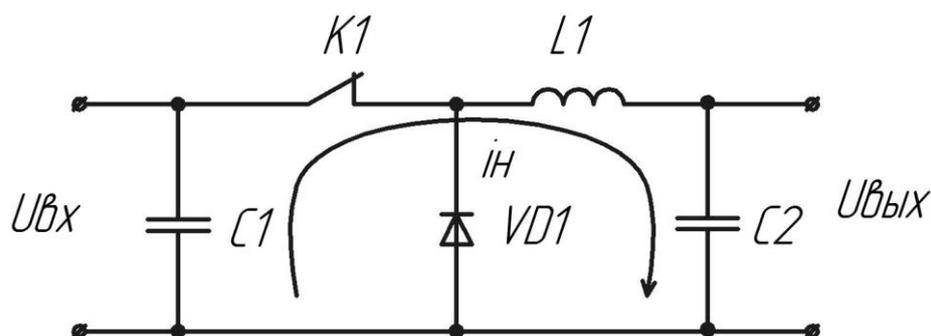


Рисунок 1.15 – Путь протекания тока на первом этапе

На втором этапе ключевой элемент находится в разомкнутом состоянии и ток не проводит. Диод $VD1$ находится в проводящем состоянии. К дросселю приложено напряжение нагрузки с обратным знаком за вычетом падения напряжения на диоде, что приводит к линейному убыванию тока. Путь протекания тока на втором этапе указан на рисунке 1.16.

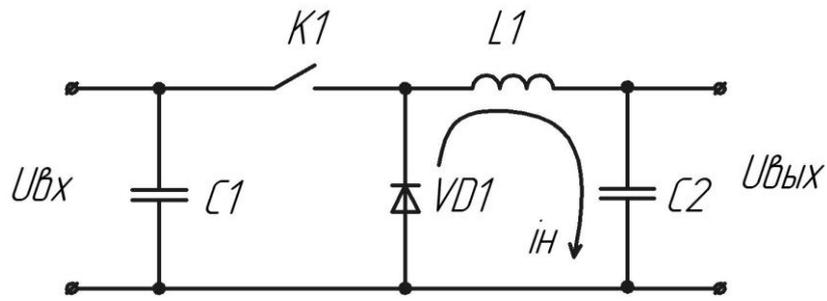


Рисунок 1.16 – Путь протекания тока на втором этапе

В зависимости от величины индуктивности дросселя возможны два режима работы схемы. В случае если условие (1.15) выполняется, то имеет место режим неразрывных токов и величина тока через дроссель никогда не становится равной нулю. В обратном случае имеет место режим разрывных токов. Диаграммы токов дросселя в режиме разрывных и неразрывных токов приведены на рисунке 1.17.

$$L > (1 - \gamma_{\min}) \frac{U_H}{2i_H} \quad (1.15)$$

где L - величина индуктивности, Гн;

γ_{\min} - величина минимального коэффициента заполнения;

U_H - величина напряжения на нагрузке, В;

i_H - величина тока нагрузки, А.

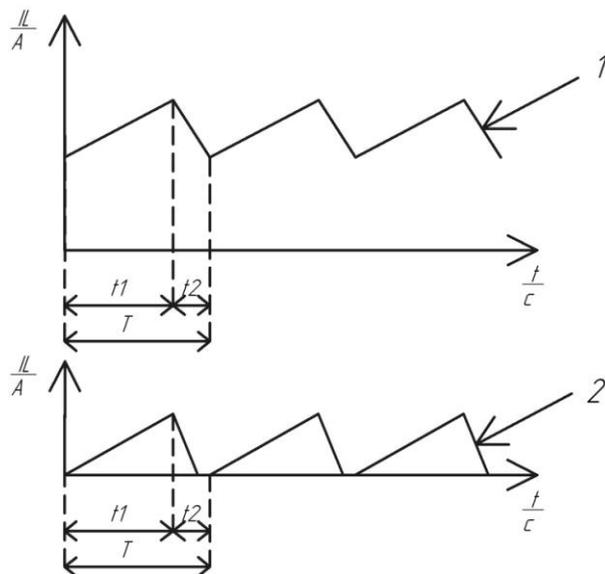


Рисунок 1.17 – Временные диаграммы токов 1- в режиме неразрывных токов 2 – в режиме разрывных токов

На диаграммах рисунка 1.17 через величины t_1, t_2 , T обозначены время первого этапа, время второго этапа и период работы схемы соответственно. Коэффициент преобразования по напряжению схемы K_u выражается через данные величины по формуле (1.16):

$$K_u = \frac{t_1}{T} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (1.16)$$

где t_1 - время включенного состояния ключа, с;

T - период коммутации схемы, с;

$U_{\text{ВЫХ}}$ - величина выходного напряжения, В;

$U_{\text{ВХ}}$ - величина входного напряжения, В.

С выбором режима функционирования схемы связана проблема возникновения импульсов тока, возникающих по причине не идеальности диода VD1. Время восстановления запирающих свойств диода - конечно. Поэтому, в режиме неразрывных токов, при переходе от второго этапа к первому, источник входного напряжения на некоторое время оказывается замкнут накоротко. Данное обстоятельство приводит к возникновению импульсов тока короткого замыкания. Поэтому для данной схемы либо используют режим разрывных токов, в котором на втором этапе ток через диод снижается до нуля и диод успевает восстановить запирающие свойства до открывания ключа на следующем этапе. Либо используют режим неразрывных токов, выбирая при этом диод с малым временем восстановления запирающих свойств, чтобы минимизировать величину импульсов тока.

К достоинствам: схемы можно отнести высокую надежность, невысокую стоимость.

К недостаткам: отсутствие гальванической развязки между входной и выходной цепью.

1.4.3 Схема пушпульного преобразователя

Принципиальная схема пушпульного преобразователя приведена на рисунке 1.18.

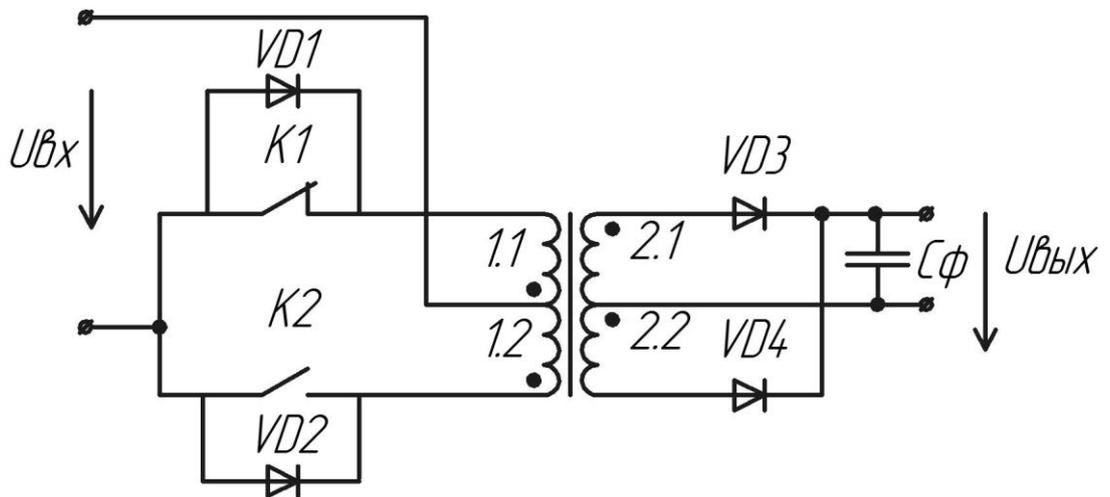


Рисунок 1.18 – Схема пушпульного преобразователя

Работа схемы производится в два такта, каждый из которых длится в течение одного полупериода. На первом такте ключ $K1$ замкнут и через него и обмотку 1.1 протекает входной ток $i_{1.1}$. Проходя через обмотку 1.1 ток $i_{1.1}$ наводит в обмотке 2.1 выходной ток $i_{2.1}$, который через открытый диод $VD3$ поступает в нагрузку и на выходной конденсатор C_{ϕ} . Пути прохождения токов $i_{1.1}$, $i_{2.1}$ указаны на рисунке 1.19.

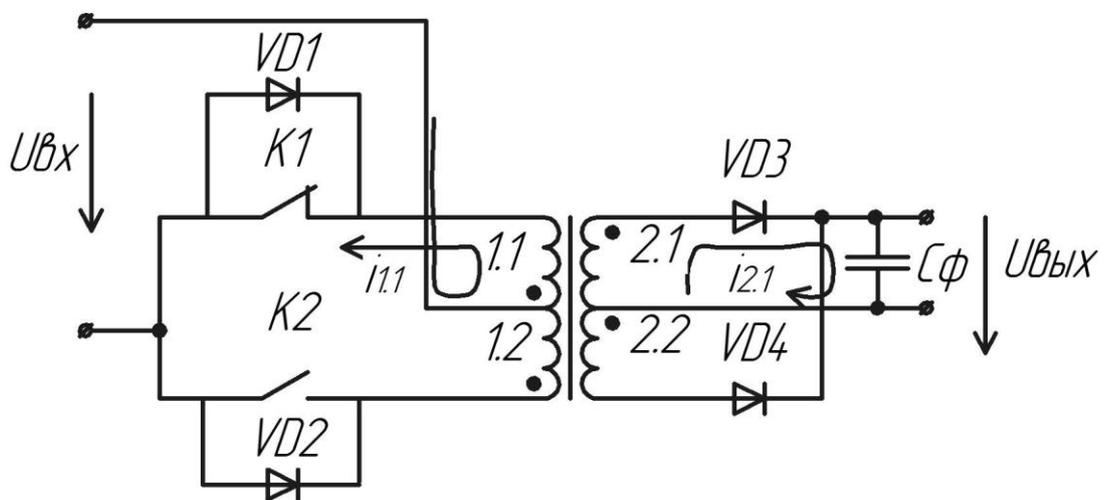


Рисунок 1.19 – К пояснению путей прохождения токов на первом такте работы схемы

При размыкании ключевого элемента $K1$ энергия, накопленная в магнитопроводе, возвращается в источник входного напряжения. Происходит это в виде разрядного тока, протекающего от минуса входного источника через диод $VD2$ и полуобмотку 1.2 на плюс источника входного напряжения.

Практически аналогично происходит работа схемы на втором такте. Пути прохождения токов на втором такте указаны на рисунке 1.20.

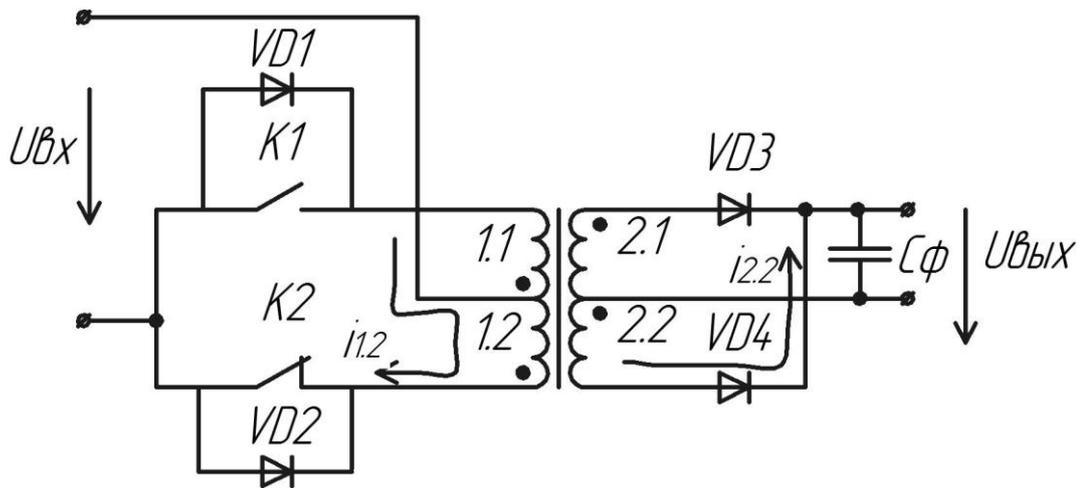


Рисунок 1.20 – К пояснению путей прохождения токов на втором такте работы схемы

Временные диаграммы токов протекающих через ключи K1 и K2 показаны на рисунке 1.21. Регулирование выходного напряжения достигается изменением величины времени включенного состояния каждого из ключей $t_{вкл}$ от нуля до величины близкой к величине полупериода.

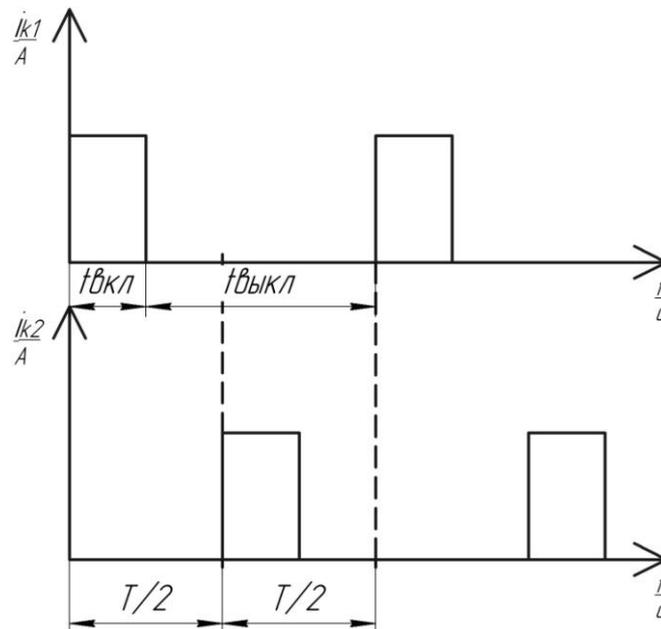


Рисунок 1.21 - Временные диаграммы токов через ключи

Коэффициент передачи по напряжению K_u для данной схемы задается выражением (1.17):

$$K_u = \frac{U_{вых}}{U_{вх}} = 2n \frac{t_{вкл}}{T} \quad (1.17)$$

где T – период работы схемы, с;

$t_{\text{вкл}}$ – время замкнутого состояния ключа, с;

n – коэффициент трансформации полуобмоток.

Достоинством пушпульной схемы по сравнению с другими двухтактными схемами является более простое управление ключевыми элементами так как в данной схеме управляющее напряжение на оба ключа подается относительно одного и того же уровня напряжения.

Недостатком схемы является возможность подмагничивания трансформатора ненулевой постоянной составляющей тока. Появление ненулевой постоянной составляющей тока может привести к насыщению трансформатора и некорректной работе схемы. Еще одним недостатком является то, что в данной схеме в разомкнутом состоянии к ключам прикладывается напряжение равное по величине удвоенному входному напряжению.

1.4.4 Полумостовая схема

Полумостовая схема преобразователя постоянного напряжения приведена на рисунке 1.22.

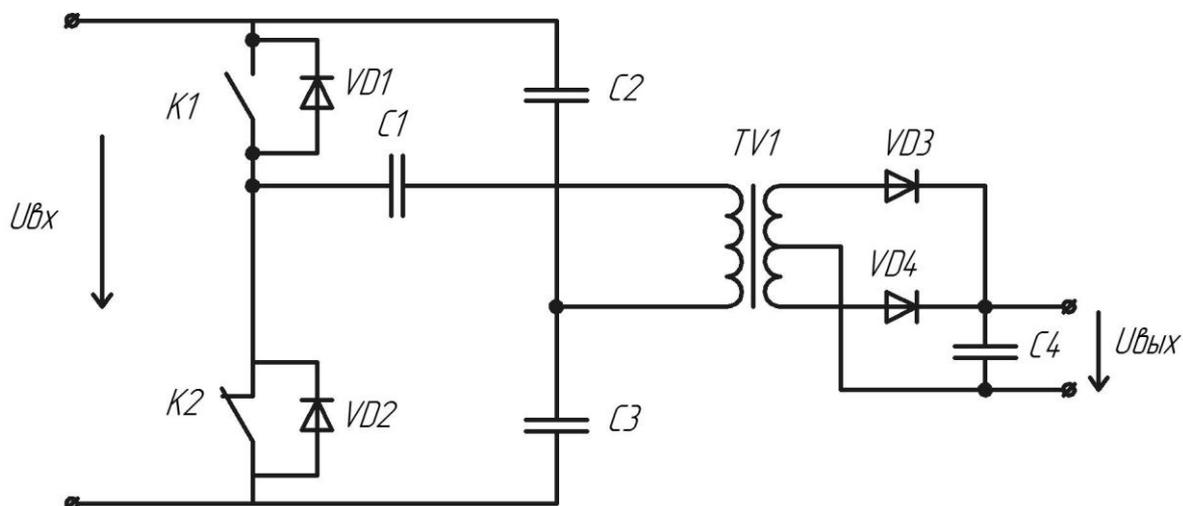


Рисунок 1.22 – Полумостовая схема преобразователя

Полумостовая схема работает в два такта. На первом такте ключ $K1$ замкнут, ключ $K2$ разомкнут и к первичной обмотке трансформатора прикладывается напряжение, образованное разностью потенциалов между положительным полюсом источника входного напряжения и средней точкой емкостного делителя напряжения, состоящего из емкостей $C2$ и $C3$. Под действием приложенного напряжения в первичной обмотке возникает ток, протекающий от положительного полюса источника входного напряжения

через замкнутый ключ К1 и емкость С3 к отрицательному полюсу источника. На втором такте замкнутым оказывается ключ К2, в то время как ключ К1 находится в разомкнутом состоянии. К первичной обмотке прикладывается обратное по знаку напряжение, образованное разностью потенциалов между отрицательным полюсом источника входного напряжения и средней точкой емкостного делителя. Ток первичной обмотки протекает от отрицательного полюса источника входного напряжения через замкнутый ключ К2 и емкость С2 к положительному полюсу источника.

Под действием импульсов тока в первичной обмотке аналогичные импульсы тока индуцируются и во вторичной обмотке. Эти импульсы выпрямляются с помощью диодов VD3, VD4 и участвуют в формировании выходного напряжения поступая в нагрузку и подзаряжая емкость С4.

В промежутках времени между состояниями проводимости ключей схемы через диоды VD1 и VD2 под действием накопленной в магнитном поле трансформатора энергии протекают токи, замыкающиеся через емкости С2 и С3 соответственно.

Назначение емкости С1 заключается в предотвращении подмагничивания трансформатора постоянной составляющей тока, возникающей по причине несимметричности прямых и обратных импульсов тока, протекающих через первичную обмотку трансформатора.

Коэффициент передачи по напряжению K_u данной схемы задается по формуле (1.18):

$$K_u = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = n \frac{t_{\text{ВКЛ}}}{T} \quad (1.18)$$

где T – период работы схемы, с;

$t_{\text{ВКЛ}}$ – время замкнутого состояния ключа, с;

n – коэффициент трансформации полуобмоток.

К достоинствам схемы можно отнести невысокие требования к максимально допустимому обратному напряжению на ключе.

К недостаткам можно отнести наличие двух конденсаторов в делителе напряжения, которые при больших по величине токах в схеме имеют большие габариты и стоимость.

1.4.5 Мостовая схема

Мостовая схема преобразователя постоянного напряжения приведена на рисунке 1.23.

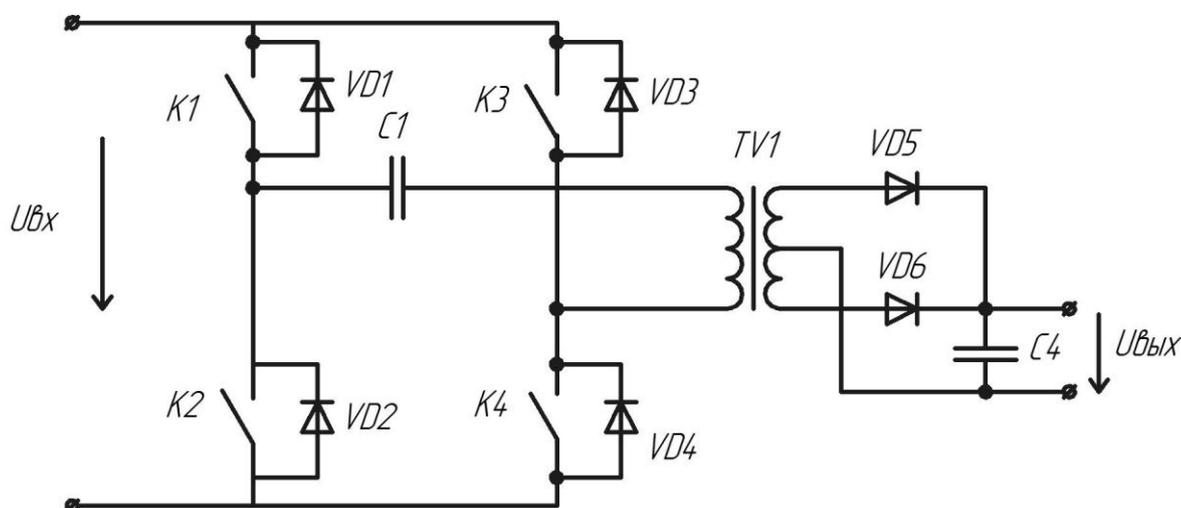


Рисунок 1.23 – Мостовая схема преобразователя

Мостовая схема инвертора работает практически аналогично тому, как работает полумостовая схема. Наиболее важным отличием в работе двух схем является различие в способах коммутации ключей во время пауз между импульсами тока прямой и обратной полярности. В мостовой схеме возможны следующие варианты коммутации ключей во время пауз:

1. Замыкание ключей K1 и K3.
2. Замыкание ключей K2 и K4.
3. Чередующееся замыкание ключей K1, K3 и ключей K2, K4.
4. Все ключи разомкнуты.

Первые три способа могут быть использованы для так называемого мягкого переключения ключей схемы. При замыкании горизонтально расположенных ключей первичная обмотка трансформатора оказывается замкнута накоротко, благодаря чему ток намагничивания трансформатора сохраняет свою величину во время пауз. Этот ток используется для разряда емкостей ключей в короткий промежуток времени предшествующий их замыканию, благодаря чему ключи замыкаются при нулевом напряжении на них, что минимизирует потери обусловленные коммутацией ключей схемы.

Четвертый способ коммутации не может быть использован для мягкого переключения, так как первичная обмотка через обратные диоды подключается к

источнику входного напряжения, и таким образом энергия, накопленная в магнитном поле трансформатора, возвращается обратно в источник входного напряжения.

К достоинствам мостовой схемы можно отнести возможность минимизации потерь с помощью мягкого переключения ключей схемы.

К недостаткам высокая сложность управления схемой и большое количество используемых ключевых элементов.

1.4.5 Обзор способов управления конверторами постоянного напряжения

Существует множество аналоговых и цифровых методов управления импульсными преобразователями постоянного напряжения [30]. Обычно на входе присутствует не стабилизированное постоянное напряжение, а на выходе требуется получить постоянное стабилизированное напряжение. Работа регулятора напряжения заключается в том, чтобы на выходе было постоянное напряжение в независимости от изменения тока нагрузки или входного напряжения.

1) Управление конвертором постоянного напряжения по напряжению

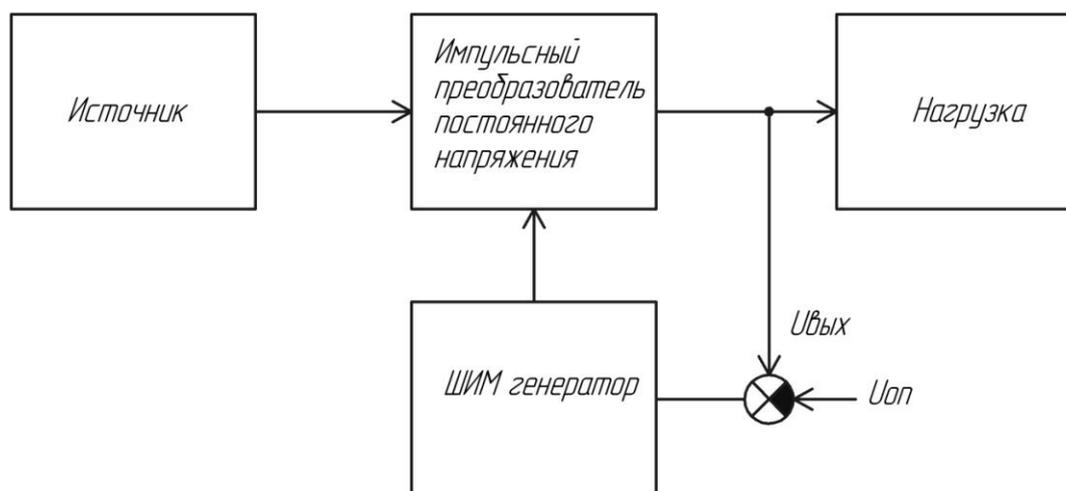


Рисунок 1.24 – Функциональная схема управления конвертером по напряжению

В данном типе контроллеров используется некоторое опорное напряжение, которое сравнивается с напряжением на выходе конвертера. Разность измеренного выходного и опорного напряжений используется для формирования управляющего напряжения. В свою очередь управляющее напряжение подается на вход генератора широтно-импульсно-

модулированного (ШИМ) сигнала. Полученный ШИМ сигнал подается на ключевые элементы схемы. Благодаря чему в конечном итоге выходное напряжение устанавливается равным некоторому опорному значению, что и позволяет поддерживать постоянство выходного напряжения. На рисунке 1.24 представлена функциональная схема управления конвертером по напряжению.

2) Управление конвертером постоянного напряжения по току

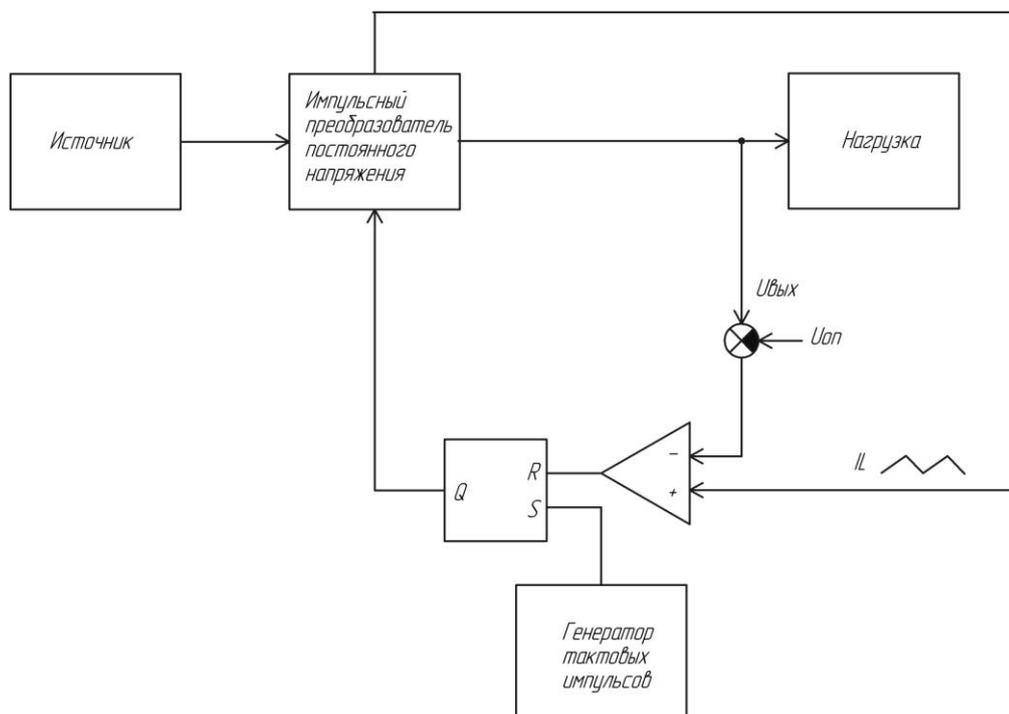


Рисунок 1.25 – Функциональная схема управления конвертером постоянного напряжения по току

В данном методе по сравнению с методом управления по напряжению дополнительно используется измеряемое значение тока дросселя. Сначала сравнением выходного напряжения с опорным напряжением формируется сигнал ошибки. Далее сигнал ошибки и измеренное значение тока дросселя поступают для сравнения на вход компаратора. После сравнения поступивших на вход компаратора сигналов на выходе компаратора формируются импульсы управления ключевыми элементами преобразователя. На рисунке 1.25 представлена функциональная схема управления конвертером по току.

3) Управление с помощью ПИД регулятора

Пропорционально-интегрально-дифференцирующий (ПИД) - регулятор формирует управляющий сигнал $u(t)$, величина которого задается формулой (1.19):

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt} \quad (1.19)$$

где K_p , K_i , K_d — коэффициенты усиления пропорциональной, интегрирующей и дифференцирующей составляющих регулятора соответственно;

$e(t)$ - величина рассогласования выходного напряжения с заданной величиной, В.

Как видно из формулы (1.19), сигнал управления является суммой трех составляющих – пропорциональной, интегральной, дифференциальной.

Пропорциональная составляющая прямо пропорционально зависит от величины рассогласования $e(t)$ и отвечает за реакцию на мгновенную ошибку регулирования.

Интегральная составляющая содержит в себе накопленную ошибку регулирования.

Дифференциальная составляющая зависит от скорости изменения параметра, вызывающей реакцию регулятора на резкое изменение измеряемого параметра, возникшее, например, в результате внешнего возмущающего воздействия.

Для эффективной работы ПИД - регулятора необходимо подобрать для конкретного объекта регулирования значения коэффициентов ПИД- регулятора. Это можно вручную или воспользоваться авто-настройкой с помощью специального программного обеспечения.[20]

1.4.6 Выбор схемы преобразователя

По причине высоких требований к ключам схемы по максимально допустимому напряжению и возможной нестабильной работы схемы в случае несимметричной коммутации ключей пушпульная схема преобразователя оказалась неприемлемой.

Полумостовая схема для токов до 20А требует использования в емкостном делителе напряжения габаритных и дорогих электролитических конденсаторов, стоимость которых велика.

Среди представленных вариантов схем преобразователей наиболее подходящей оказалась схема неизолированного понижающего преобразователя.

2 Разработка алгоритма функционирования

Основной целью работы устройства является обеспечение оптимального извлечения электрической энергии из системы солнечных батарей, с последующим оптимальным запасанием энергии в аккумуляторной батарее. Для достижения этой цели работа устройства должна осуществляться в четырех режимах.

На рисунке 2.1 можно видеть взаимосвязь между этими режимами и условиями перехода между ними.

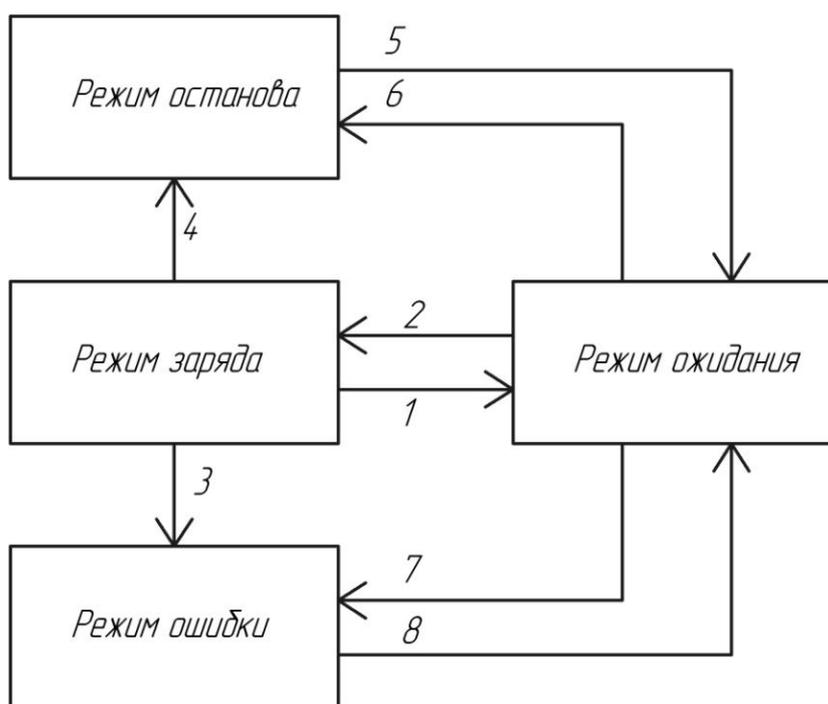


Рисунок 2.1 – Блок-схема переходов между режимами работы устройства

Устройство управляется с помощью двух кнопок «Старт» и «Стоп». Индикация состояний осуществляется с помощью трех светодиодов «Выполнение», «Остановка», «Ошибка».

Пуск работы устройства осуществляется нажатием кнопки «Старт», после чего устройство переходит в режим ожидания.

В режиме ожидания устройство находится до тех пор, пока напряжение на аккумуляторной батарее не снизится до уровня напряжения $U_{\text{пор.2}}$. По достижению напряжения на аккумуляторной батарее указанного уровня осуществляется переход к режиму заряда, обозначенный на рисунке 2.1 цифрой «2».

В режиме заряда осуществляется заряд аккумуляторной батареи максимально возможным при текущей освещенности солнечной панели током. В этом режиме

производится поиск точки максимальной мощности системы солнечных панелей в соответствии с описанным ранее алгоритмом «возмущения и наблюдения». Устройство находится в данном режиме, если величина напряжения на аккумуляторной батарее, меньше величины $U_{пор.1}$ максимального зарядного напряжения. Если уровень напряжения на аккумуляторной батарее достигает величины $U_{пор.1}$, то осуществляется переход в режим ожидания, обозначенный на рисунке 2.1 цифрой «1».

Между упомянутыми выше уровнями напряжения $U_{пор.1}$ и $U_{пор.2}$ имеет место соотношение $U_{пор.1} > U_{пор.2}$. Данное соотношение вводит некий гистерезис при переходе от режима заряда к режиму ожидания и обратно. Это позволяет избавиться от многократного переключения между режимами, обусловленного малыми случайными колебаниями напряжения аккумуляторной батареи.

В случае если напряжение на выходе преобразователя перестает соответствовать диапазону допустимых напряжений на аккумуляторной батарее, то происходит немедленное прекращение коммутации силовых ключей и переход в режим ошибки. Соответствующий переход обозначен на рисунке 2.1 цифрой «3». Устройство находится в режиме ошибки до тех пор, пока вновь не будет нажата кнопка «Старт». После чего происходит переход в режим ожидания, обозначенный на рисунке 2.1 цифрой «8».

В случае если происходит нажатие кнопки «Стоп» то осуществляется переход в режим останова. Данные переходы обозначены цифрами «4» и «6».

2.1 Режим заряда

Как было указано выше, в режиме заряда осуществляется извлечение максимально возможной мощности из системы солнечных панелей.

В данном режиме в системе управления целесообразно выделить два управляющих блока. Первый блок периодически на основании значений входного тока и напряжения формирует управляющий сигнал, с целью поиска точки максимальной мощности солнечной батареи. Второй блок на основании управляющего сигнала формируемого первым блоком осуществляет стабилизацию некоторого параметра солнечной батареи – тока или напряжения.

Алгоритм работы первого блока был рассмотрен ранее при описании алгоритма поиска точки максимальной мощности. Для формализации работы второго блока рассмотрим схему замещения импульсного понижающего преобразователя, приведенную на рисунке 2.2

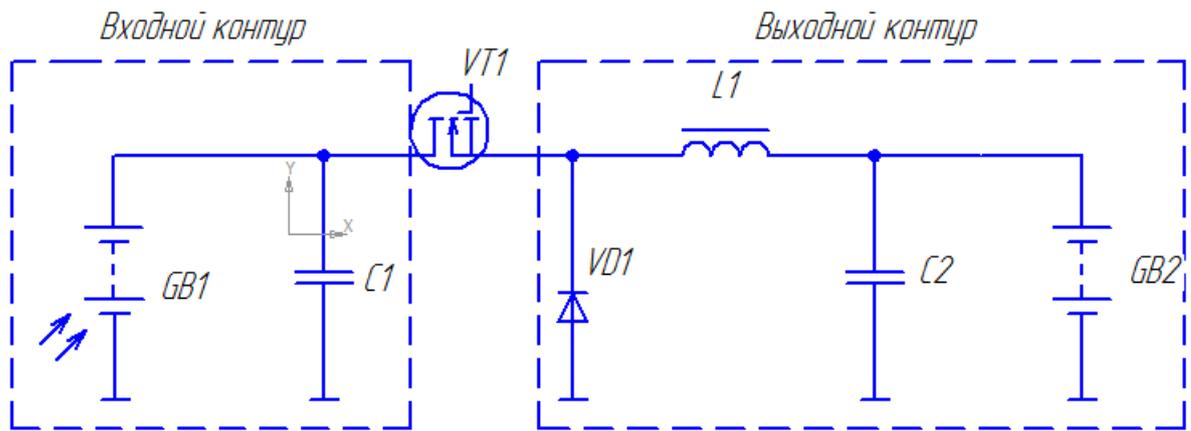


Рисунок 2.2 – Схема импульсного понижающего преобразователя с выделенным входным и выходным контурами

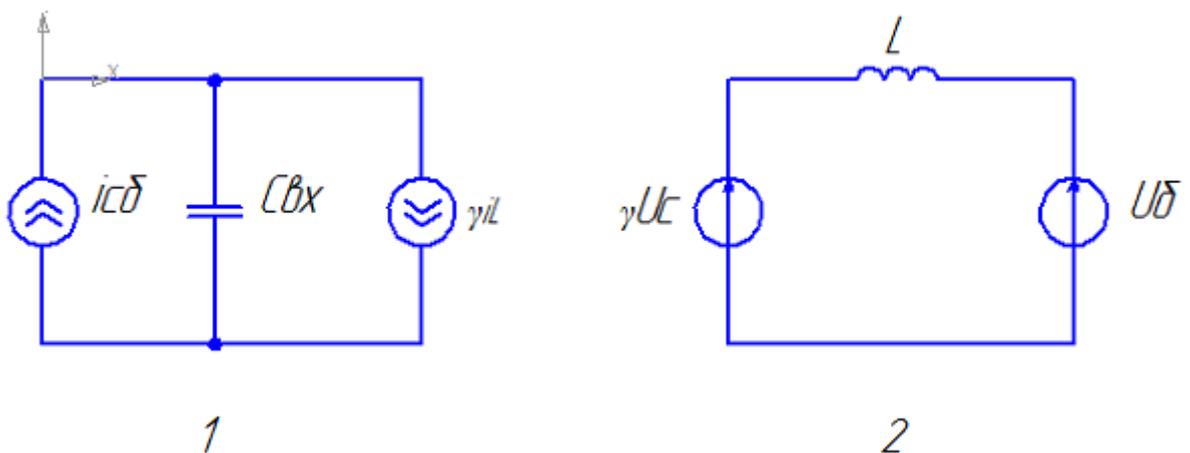


Рисунок 2.3 – Схемы замещения 1 - входного и 2 - выходного контуров импульсного понижающего преобразователя

На схеме замещения входного контура солнечная панель представлена источником тока $i_{сб}$, входной конденсатор обозначен $C_{вх}$, а вся остальная часть схемы заменена источником тока величина тока, которого зависит от произведения двух величин γ - коэффициента заполнения управляющих импульсов и i_L - величины тока дросселя.

На схеме замещения выходного контура весь входной контур представлен в качестве источника ЭДС с напряжением равным произведению γ - коэффициента заполнения управляющих импульсов и U_c - напряжения на входном конденсаторе. Аккумуляторная батарея представлена как источник ЭДС с величиной напряжения равной величине напряжения на аккумуляторной батарее.

Для схемы замещения входного контура, из первого правила Кирхгофа получаем уравнение (2.1)

$$i_{с6} = C \frac{dU_c}{dt} + \gamma i_L \quad (2.1)$$

где $i_{с6}$ - величина тока солнечной панели, А;

i_L - величина тока дросселя, А;

γ - величина коэффициента заполнения;

C - величина входной емкости, Ф;

$\frac{dU_c}{dt}$ - скорость изменения напряжения на входном конденсаторе, В/с.

Из схемы замещения для выходного контура по второму правилу Кирхгофа получаем уравнение (2.2):

$$\gamma U_c = L \frac{di}{dt} + U_6 \quad (2.2)$$

где γ - величина коэффициента заполнения;

U_c - величина напряжения на конденсаторе, В;

U_6 - величина напряжения на аккумуляторной батарее, В.

Таким образом, имеем следующую систему уравнений (2.3):

$$\left. \begin{aligned} C \frac{dU_c}{dt} &= i_{с6} - \gamma i_L \\ L \frac{di_L}{dt} &= \gamma U_c - U_6 \end{aligned} \right\} \quad (2.3)$$

где γ - величина коэффициента заполнения;

$i_{с6}$ - величина тока солнечной панели, А;

i_L - величина тока дросселя, А;

γ - величина коэффициента заполнения.

Так как в точке максимальной мощности солнечная батарея имеет свойства скорее источника тока, чем источника напряжения то для стабилизации точки максимальной мощности целесообразно в качестве стабилизируемого параметра выбрать напряжение солнечной панели равное напряжению на входном конденсаторе.

Используем для стабилизации входного напряжения закон изменения коэффициента заполнения, заданный формулой (2.4):

$$\gamma = \frac{1}{i_L} i_{c0} + K U_c - U_{c0} \quad (2.4)$$

где U_{c0} - заданная величина входного напряжения, В;

K - коэффициент, имеющий размерность проводимости, См.

Подставим формулу (2.4) в систему (2.3) и получим систему (2.5):

$$\left. \begin{aligned} C \frac{dU_c}{dt} &= -K U_c - U_{c0} \\ L \frac{di_L}{dt} &= \frac{U_c i_{c0} + K U_c - U_{c0} U_c - U_{c0} i_L}{i_L} \end{aligned} \right\} \quad (2.5)$$

Решение первого уравнения задается формулой (2.6):

$$U_c(t) = U_{c0} - U_{c0} e^{-\frac{K}{C}t} + U_{c0} \quad (2.6)$$

Таким образом, при любом смещении входное напряжение сходится к значению U_{c0} с постоянной времени $\tau = \frac{C}{K}$.

Из второго уравнения системы можно получить уравнение (2.7)

$$L \frac{di_L}{dt} = \frac{U_c i_{c0} + K U_c - U_{c0} U_c - U_{c0} i_L}{i_L} = \frac{P_{вх} + K U_c - U_{c0} U_c - P_{вых}}{i_L} \quad (2.7)$$

где $P_{вх}$, $P_{вых}$ - входная и выходная мощности, Вт.

Таким образом, при равенстве входной и выходной мощности производная тока дросселя при стремлении разности $U_c - U_{c0}$ к нулю, также обращается в нуль. Из чего следует стремление тока дросселя к некоторому конечному значению.

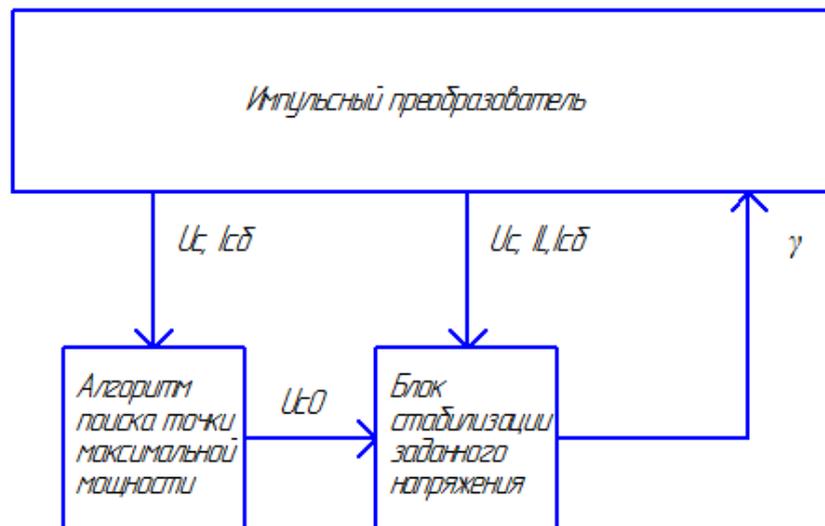


Рисунок 2.4 – Функциональная схема системы управления в режиме заряда

На рисунке 2.4 приведена функциональная схема, отражающая функционирование системы управления в режиме заряда. Как видно из схемы на основании значений напряжения и тока солнечной панели, блок, отвечающий за выполнение алгоритма поиска точки максимальной мощности, формирует некоторое заданное значение напряжения, которое должно поддерживаться на солнечной панели. Данное значение поступает на вход блока стабилизации напряжения, который формирует величину коэффициента заполнения управляющих импульсов.

Для реализации указанных на рисунке 2.4 функциональных блоков, а также для обеспечения безопасной работы преобразователя, для осуществления перехода между режимами работы преобразователя используются так называемые управляющие функции.

2.2 Функция стабилизации напряжения солнечной батареи

На рисунке 2.5 приведена блок-схема алгоритма управляющей функции, осуществляющей стабилизацию напряжения на солнечной панели. Выполнение функции осуществляется на основании некоторого заданного значения напряжения, полученного при выполнении алгоритма поиска точки максимальной мощности. Как видно из блок-схемы вначале осуществляется получение значений напряжения на солнечной панели, тока солнечной панели и тока дросселя. Затем на основании, полученной ранее формулы (2.4) вычисляется значение коэффициента заполнения. После чего, вычисленное значение выводится на ШИМ генератор. Для эффективной работы данной функции ее вычисление должно производиться с частотой коммутации ключей преобразователя.

Из блок-схемы на рисунке 2.5 видно, что при вычислении коэффициента заполнения управляющих импульсов используются помимо значений измеряемых токов и напряжений также два коэффициента K1 и K2.

Величина коэффициента K1 зависит от масштабов получаемых значений с датчиков входного и выходного токов и рассчитывается по формуле (2.8):

$$K1 = \frac{I_{\text{вх.макс}}}{I_{\text{вых.макс}}} \quad (2.8)$$

где $I_{\text{вх.макс}}$ - максимальная измеряемая величина датчиком входного тока, А;

$I_{\text{вых.макс}}$ - максимальная величина тока, измеряемая датчиком выходного тока, А.

Величина K2 зависит от масштабов получаемых значений с датчиков входного напряжения и выходного тока, а также от величины требуемой постоянной времени сходимости входного напряжения к заданной величине. Данный коэффициент рассчитывается по формуле (2.9):

$$K2 = \frac{U_{\text{вх.макс}}}{I_{\text{вых.макс}}} \frac{C}{\tau} \quad (2.9)$$

где $U_{\text{вх.макс}}$ - максимальная величина напряжения, измеряемая датчиком входного напряжения, В;

$I_{\text{вых.макс}}$ - максимальная величина тока, измеряемая датчиком выходного тока, А;

τ - постоянная времени сходимости входного напряжения к заданному значению, с;

C - величина входной емкости, Ф.

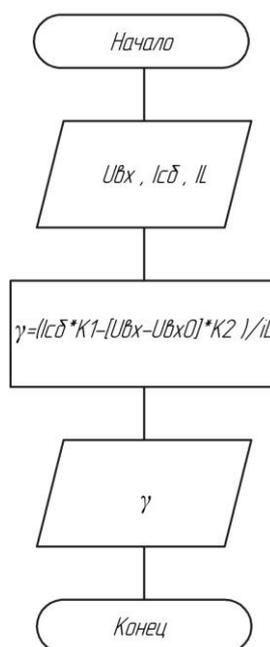


Рисунок 2.5 – Блок схема управляющей функции стабилизации напряжения солнечной батареи

2.3 Функция защиты

Для обеспечения безопасной работы преобразователя используется функция, блок-схема алгоритма которой приведена на рисунке 2.6. Данная функция выполняет две основные проверки, которые позволяют убедиться в штатном режиме работы преобразователя. Первая проверка осуществляется с целью подтверждения наличия подключенной аккумуляторной батареи. В случае если напряжение на выходе преобразователя не соответствует диапазону допустимых напряжений на аккумуляторной батарее, то это значит, что в данный момент преобразователь не подключен к аккумуляторной батарее. В этом случае происходит прекращение коммутации ключей и переход в режим ошибки. Вторая проверка осуществляется с целью подтверждения того, что ток дросселя преобразователя имеет величину не превышающей некоторой максимальной величины. Если это превышение происходит, то осуществляется закрывание ключей до тех пор, пока величина тока не уменьшится, ниже максимального значения. Частота вызова данной функции должна быть не ниже частоты коммутации ключей преобразователя.

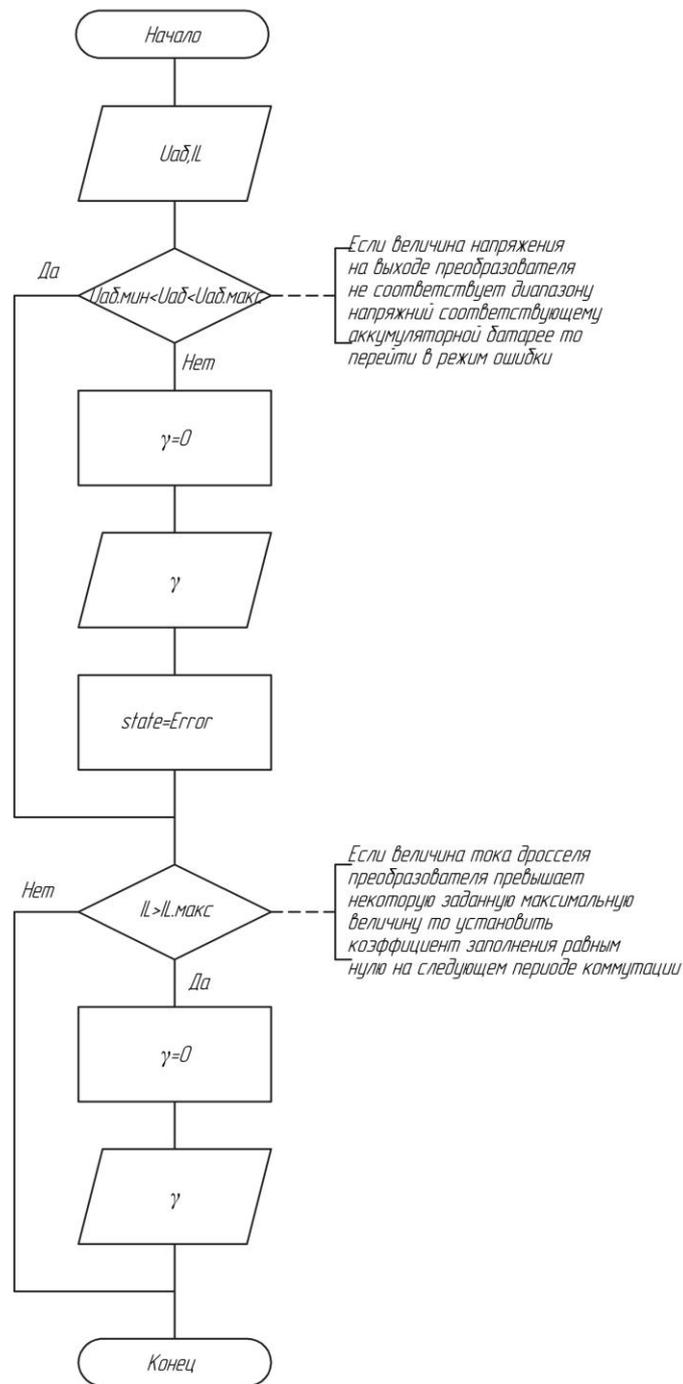


Рисунок 2.6 – Блок-схема функции защиты

2.4 Функция поиска точки максимальной мощности

Для реализации алгоритма поиска точки максимальной мощности используется соответствующая функция, блок схема алгоритма которой приведена на рисунке 2.7. Вначале работы данной функции осуществляется получение значений напряжения и тока солнечной панели. Затем следует проверка, которая выясняет, является ли текущее выполнение данной функции первым. Если проверка показывает что это так, то

осуществляется инициализация значения заданного напряжения. Оно приравнивается текущему значению на солнечной панели. Далее происходит вычисление текущей мощности получаемой с солнечной панели. После чего происходит сравнение текущего значения мощности со значением, вычисленным во время предыдущего выполнения функции. Исходя из результатов этого сравнения, текущее значение заданного значения напряжения либо увеличивается на величину приращения, либо уменьшается. Частота вызова данной функции должна быть достаточно высока, для того чтобы обеспечить малое время достижения точки максимальной мощности при одновременном сохранении точности ее поддержания. С другой стороны частота вызова данной функции должна быть на порядок меньше частоты коммутации, для того чтобы переходные процессы в схеме преобразователя не влияли на устойчивость работы алгоритма. Разумным является выбор частоты вызова данной функции равный пятидесяти герцам.

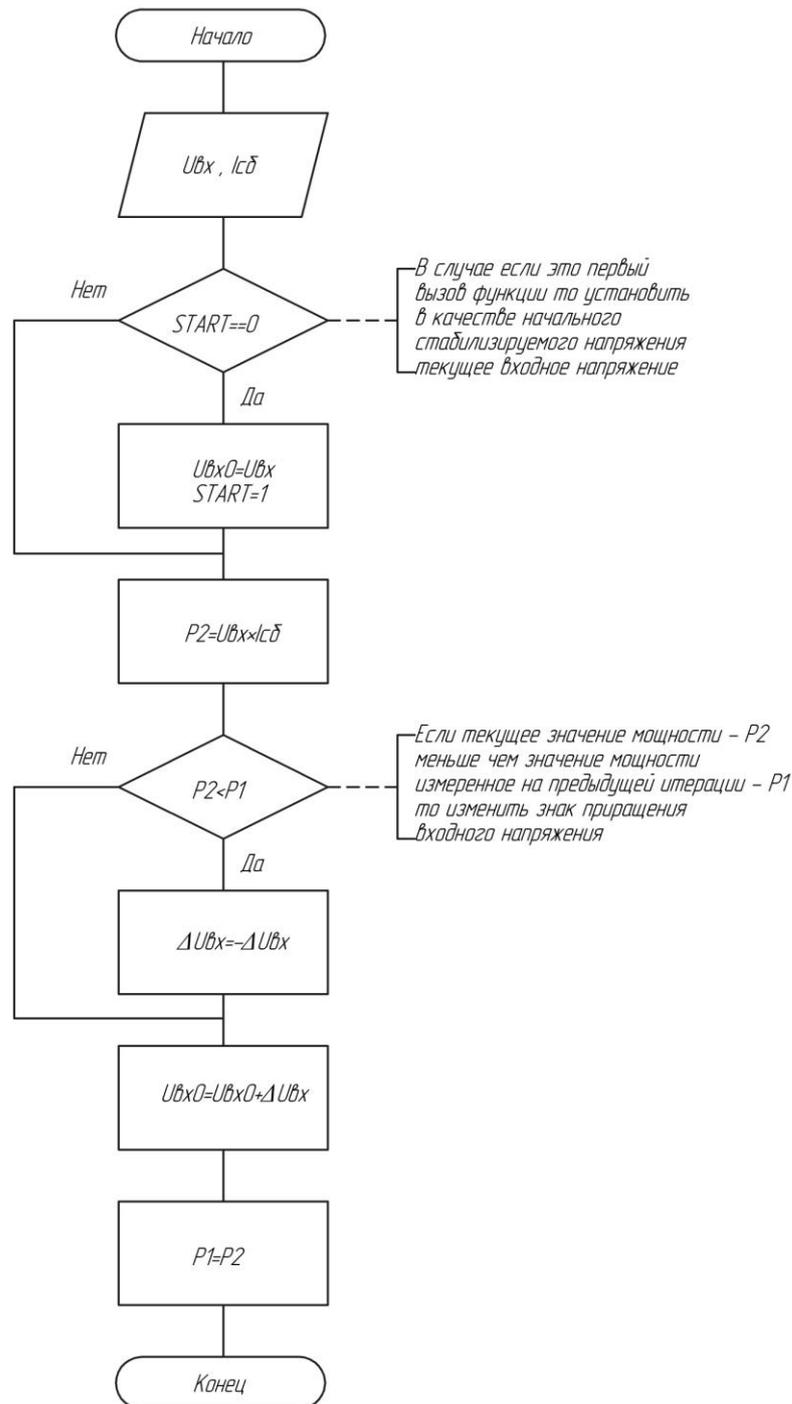


Рисунок 2.7– Блок схема алгоритма поиска точки максимальной мощности

2.5 Функция переключения режимов

Для осуществления перехода между режимами заряда и ожидания на основании значения текущего напряжения на аккумуляторной батарее необходима отдельная управляющая функция. На рисунке 2.8 приведена блок схема алгоритма функции осуществляющей переключение между режимами работы устройства на основании

напряжения на аккумуляторной батарее. В ходе выполнения функции, производится последовательное сравнение величины напряжения на аккумуляторной батарее с двумя пороговыми уровнями напряжения $U_{пор.1}$ и $U_{пор.2}$. По результату сравнения между указанными величинами и производится выбор режима работы преобразователя. Вызов данной функции не должна приводить к слишком частой смене режимов работы преобразователя. Поэтому данная функция должна вызываться не чаще одного раза в секунду.

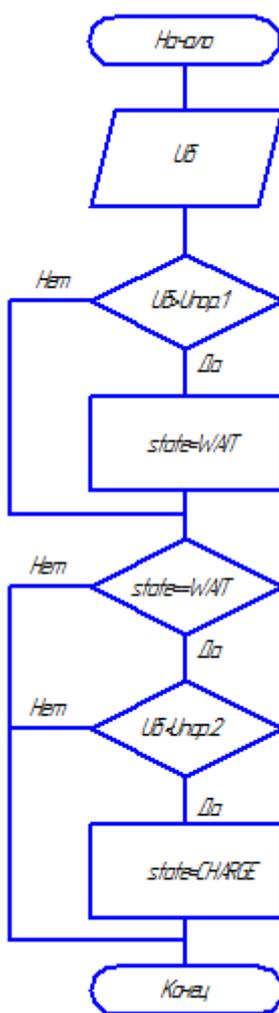


Рисунок 2.8 – Блок-схема управляющей функции переключения состояний

Выбор значений пороговых напряжений $U_{пор.1}$ и $U_{пор.2}$ производится, таким образом, чтобы на одну аккумуляторную ячейку приходилось напряжение равное 3.45В и 3.35В соответственно. Использование именно таких величин пороговых напряжений в расчете на одну ячейку позволяет, во-первых, гарантировать высокую степень поддерживаемого заряда, что следует из графика зависимости приведенного на рисунке 1.11. Во-вторых, исключить опасность перезаряда аккумуляторной батареи. Таким

образом, значения пороговых напряжений при шестнадцати последовательно-соединенных аккумуляторных ячейках составляет $U_{\text{пор.1}} = 55.2\text{В}$ и $U_{\text{пор.2}} = 53.6\text{В}$.

2.6 Режим ожидания

В режиме ожидания коммутация ключей преобразователя а следовательно и заряд аккумуляторной батареи не производится. Устройство находится в данном режиме до тех пор, пока напряжение на аккумуляторной батарее не опустится ниже заданного значения $U_{\text{пор.2}}$. В этом режиме из всех приведенных управляющих функций выполняется только функция переключения состояний и функция защиты.

2.7 Режим ошибки

В режиме ошибки коммутация ключей преобразователя также не производится в данном режиме и не выполняется ни одна из приведенных функций. Для индикации состояния ошибки горит светодиод «Ошибка».

2.8 Режим останова

В режиме ошибки коммутация ключей преобразователя также не производится в данном режиме и не выполняется ни одна из приведенных функций. Для индикации состояния ошибки горит светодиод «Стоп».

3 Разработка структурной схемы

В качестве структурной схемы преобразователя, параметры которого заданы в техническом задании, была выбрана схема, изображенная на рисунке 3.1. Для определения требований к каждому из функциональных блоков преобразователя исходя из сведений, изложенных в предыдущих разделах и параметров заданных в техническом задании, были уточнены параметры системы солнечных панелей и аккумуляторной батареи.

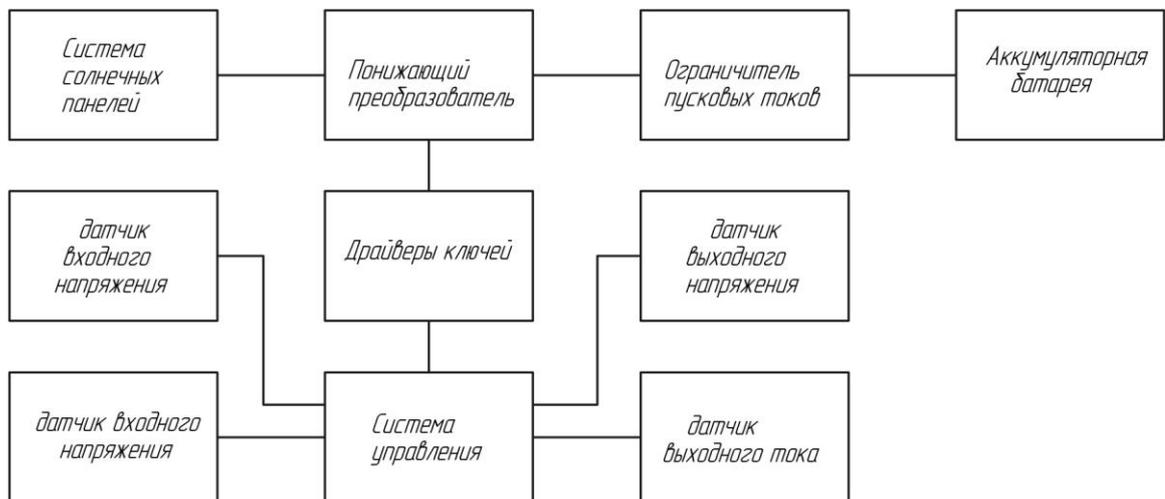


Рисунок 3.1 – Структурная схема преобразователя

3.1 Уточнение параметров солнечной панели

Система солнечных панелей с номинальным напряжением холостого хода $U_{x.x.ном}$ указанным в техническом задании и равным 90В, имеет номинальное напряжение точки максимальной мощности, рассчитываемое по формуле (3.1):

$$U_{т.м.м} = 0.76 \cdot U_{x.x.ном} = 0.76 \cdot 90 = 68В \quad (3.1)$$

где $U_{т.м.м}$ - номинальное напряжение точки максимальной мощности, В;

$U_{x.x.ном}$ -напряжение холостого хода, В.

Диапазон изменения напряжения точки максимальной мощности при изменении температуры и освещенности для данной системы рассчитывается по формулам (3.2) и (3.3):

$$U_{T.M.M.min} = 0.65 \cdot U_{x.x.ном} = 0.65 \cdot 90 = 58 \text{ В} \quad (3.2)$$

$$U_{T.M.M.max} = 0.87 \cdot U_{x.x.ном} = 0.87 \cdot 90 = 78 \text{ В} \quad (3.3)$$

где $U_{T.M.M.min}$ - минимальное напряжение точки максимальной мощности, В;

$U_{T.M.M.max}$ - максимальное напряжение точки максимальной мощности, В;

$U_{x.x.ном}$ - номинальное напряжение холостого хода, В.

Максимальное напряжение холостого хода при понижении температуры до минус 25°C составляет (3.4):

$$U_{x.x.max} = U_{x.x.ном} \cdot 1.15 = 90 \cdot 1.15 = 103 \text{ В} \quad (3.4)$$

где $U_{x.x.ном}$ - величина номинального напряжения холостого хода, В;

$U_{x.x.max}$ - максимальная величина напряжения холостого хода, В.

Таким образом, максимальное входное напряжение преобразователя составляет $U_{x.x.max} = 103 \text{ В}$.

3.2 Уточнение параметров аккумуляторной батареи

Максимальное выходное напряжение на аккумуляторной батарее $U_{вых.max}$ рассчитывается по формуле (3.5):

$$U_{вых.max} = U_{з.max} \cdot n = 3.65 \cdot 16 = 58.4 \text{ В} \quad (3.5)$$

где n – количество последовательно соединенных аккумуляторов;

$U_{з.max}$ - максимальное зарядное напряжение аккумулятора, В.

Минимальное выходное напряжение $U_{вых.min}$ получено по формуле (3.6):

$$U_{вых.min} = U_{xx.min} \cdot n = 2.5 \cdot 16 = 40 \text{ В} \quad (3.6)$$

где $U_{xx.min}$ - минимальное напряжение холостого хода соответствующее полностью разряженной батарее, В.

3.3 Понижающий преобразователь

Для преобразования напряжения на системе солнечных панелей в напряжение на аккумуляторной батарее необходим понижающий преобразователь. Из рассчитанных параметров солнечной системы и аккумуляторной батареи следует, что максимальное напряжение на входе составляет 103В, максимальное выходное составляет 58В. Максимальный входной ток равен 16А и максимальный выходной ток равен 20А. Исходя из этих параметров, целесообразно выбирать элементы преобразователя.

Величина частоты коммутации силового ключа была выбрана равной двадцати килогерцам. Выбор такой частоты коммутации силового ключа преобразователя является компромиссом между требованием к минимизации массо-габаритных показателей дросселя.

3.4 Датчик входного тока

Датчик тока солнечной панели осуществляет обратную связь по току необходимую для функционирования алгоритма поиска точки максимальной мощности и стабилизации напряжения системы солнечных панелей. Таким образом, для корректной работы устройства важна точность, получаемых с датчика значений тока. Диапазон измеряемых значений датчика составляет от 0А до 16А. Однако для корректного измерения значений тока в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений тока вплоть до величины в 20А.

Удовлетворительной точностью, получаемых с датчика значений, можно считать точность в один процент от величины максимального измеряемого значения.

3.5 Датчик входного напряжения

Датчик напряжения солнечной панели обеспечивает обратную связь по напряжению для осуществления алгоритма поиска точки максимальной мощности. Диапазон измеряемых напряжений лежит в диапазоне от 0В до 103В. Однако для корректного измерения значений напряжения в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений напряжения вплоть до величины в 115В.

Удовлетворительной точностью, получаемых с датчика значений можно считать точность в один процент от величины максимального измеряемого значения.

3.6 Датчик выходного напряжения

На основании данных, получаемых с датчика выходного напряжения, система управления определяет степень заряженности аккумуляторной батареи в процессе заряда, что необходимо для выбора режима работы устройства. Таким образом, точность показаний этого датчика критична для правильной работы системы. Диапазон измеряемых напряжений датчика составляет от 40В до 58В. Однако для корректного измерения значений напряжения в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений напряжения вплоть до величины в 65В.

Для точного разграничения величин напряжения на аккумуляторной батарее, при которых происходит переход между режимами работы устройства необходимо, чтобы абсолютная погрешность измерения напряжения на аккумуляторной батарее была в несколько раз меньше разности между рассчитанными ранее пороговыми напряжениями $U_{\text{пор.1}}$, $U_{\text{пор.2}}$. Величина разности пороговых напряжений $\Delta U_{\text{пор.}}$ рассчитывается по формуле (3.7):

$$\Delta U_{\text{пор.}} = U_{\text{пор.1}} - U_{\text{пор.2}} = 55.2 - 53.6 = 1.6 \text{ В} \quad (3.7)$$

где $U_{\text{пор.1}}$ - величина верхнего порогового напряжения, В;

$U_{\text{пор.2}}$ - величина нижнего порогового напряжения, В;

$\Delta U_{\text{пор.}}$ - разность между пороговыми напряжениями, В.

Таким образом, можно считать достаточной точность, при которой абсолютная погрешность в четыре-пять раз меньше разности между пороговыми напряжениями. Поэтому значение относительной погрешности ε , полученное по формуле (3.8) можно считать удовлетворительным:

$$\varepsilon = \frac{\Delta U_{\text{пор.}}}{4 \cdot U_{\text{max}}} \cdot 100\% = \frac{1.6}{4 \cdot 58} \cdot 100\% = 0.7\% \quad (3.8)$$

где U_{max} - величина максимального напряжения на аккумуляторной батарее, В;

$\Delta U_{\text{пор.}}$ - величина разницы между двумя пороговыми уровнями, В.

3.7 Датчик выходного тока

Датчик выходного тока позволяет системе управления следить за величиной зарядного тока. Диапазон измеряемых значений датчика лежит в диапазоне от 0 до 20А. Однако для корректного измерения значений тока в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений тока вплоть до 25А.

3.8 Драйвер ключа

Драйвер ключа осуществляют непосредственную подачу отпирающего напряжения на затвор силовых транзисторов.

3.9 Ограничитель пусковых токов

При непосредственном подключении выходных конденсаторов к аккумуляторной батарее возможно возникновение больших по величине пусковых токов, величина которых ограничивается только небольшим внутренним сопротивлением аккумуляторной батареи. Поэтому для ограничения токов при подключении устройства к аккумуляторной батарее необходимо использовать ограничитель пусковых токов. Основным требованием к данному структурному блоку является обеспечение минимальных потерь в основных режимах работы устройства.

3.10 Система управления

Основой системы управления является микроконтроллер. Микроконтроллер в непрерывном режиме осуществляет выполнение управляющих функций описанных ранее. Основным параметром, по которому должен осуществляться выбор микроконтроллера является производительность вычислительных операций.

Для оценки требуемой производительности микроконтроллера необходимо сначала оценить количество элементарных операций различных типов, входящих в состав управляющих функций, которые выполняются в заявленных режимах работы устройства. В таблице 3.1 приведено примерное количество операций различных типов, которые необходимо исполнить микроконтроллеру для выполнения каждой функции. Также в таблице 3.1 указана частота вызова каждой функции.

Таблица 3.1 – Оценка вычислительной сложности управляющих функций

Название функции	Частота вызова	Количество операций целочисленного умножения, деления	Количество операций целочисленного сложения, вычитания, условных переходов	Количество обращения к АЦП
Функция стабилизации напряжения солнечной батареи	20кГц	3	3	3
Функция поиска точки максимальной мощности	100Гц	1	7	2
Функция переключения состояний	1 раз в секунду	0	4	1
Функция защиты	20кГц	0	5	2

Основные требования к производительности микроконтроллера предъявляет режим заряда. В этом режиме выполняются все указанные функции, и максимальная загруженность микроконтроллера возникает при их одновременном выполнении. Таким образом, суммируя количество операций всех трех функций можно определить требуемую производительность микроконтроллера.

Для оценки количества элементарных операций выполняемых микроконтроллером в секунду, будем считать, что операции целочисленного умножения, деления равносильны четырем элементарным операциям, операции целочисленного сложения, вычитания, условных переходов, присвоения – двум, операции обращения к АЦП – десяти. Тогда при частоте работы схемы равной 20кГц требуемая производительность микроконтроллера S вычисляется по формуле (3.9):

$$S = P_1 + P_2 + P_3 \cdot f = 16 + 38 + 40 \cdot 2 \cdot 10^4 = 1.9 \cdot 10^6 \frac{1}{c} \quad (3.9)$$

где P_1 - количество элементарных операций при выполнении операций умножения деления;

P_2 - количество элементарных операций при выполнении операций сложения вычитания;

P_3 - количество элементарных операций при выполнении операций при выполнении доступа к АЦП.

4 Разработка принципиальной схемы устройства

4.1 Расчет импульсного преобразователя

На рисунке 4.1 приведена схема понижающего преобразователя. Указанные на схеме элементы осуществляют следующие функции. С помощью силового транзистора VT1 осуществляется широтно-импульсное регулирование напряжения на солнечных панелях. С помощью дросселя L1 обеспечивается непрерывность выходного тока преобразователя. Диод VD3 обеспечивает путь протекания тока в моменты времени, когда транзистор VT1 находится в закрытом состоянии. Конденсатор C1 поддерживает входное напряжение на постоянном уровне. Диод TVS VD2 обеспечивает защиту транзистора VT1 от импульсных перенапряжений, возникающих в процессе закрывания транзистора. Конденсатор C2 служит для шунтирования высокочастотной составляющей тока. Диод TVS VD4 установлен для дополнительной защиты выхода схемы от перенапряжения, в случае разрыва цепи нагрузки. Диод Шоттки VD1 служит для предотвращения протекания обратного тока, в случае если напряжение холостого хода солнечной панели становится меньше напряжения на аккумуляторе.

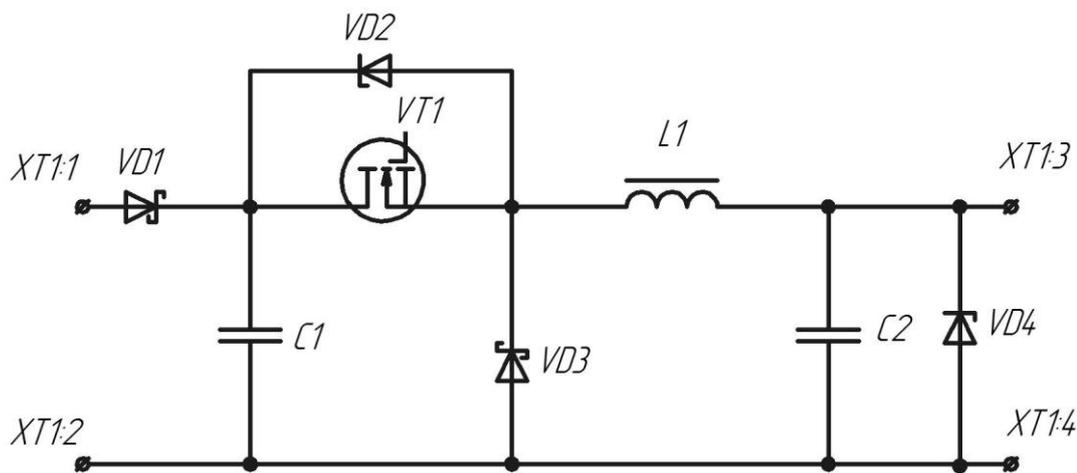


Рисунок 4.1 – Принципиальная схема понижающего преобразователя

4.1.1 Расчет общих параметров схемы

Расчет минимальной величины коэффициента заполнения $k_{\text{мин}}$ производится по формуле (4.1):

$$k_{\text{мин}} = \frac{U_{\text{аб.мин}}}{U_{\text{тмм.макс}}} = \frac{40}{78} = 0.51 \quad (4.1)$$

$U_{\text{аб.мин}}$ - минимальное напряжение на аккумуляторной батарее, В;

$U_{\text{тмм.макс}}$ - максимальное входное напряжение, соответствующее точке максимальной мощности, В.

Расчет максимальной величины коэффициента заполнения производится по формуле (4.2):

$$k_{\text{макс}} = \frac{U_{\text{аб.макс}}}{U_{\text{тмм.мин}}} = \frac{58}{58} = 1 \quad (4.2)$$

где $U_{\text{аб.макс}}$ - максимальное напряжение на аккумуляторной батарее, В;

$U_{\text{тмм.мин}}$ - минимальное входное напряжение, соответствующее точке максимальной мощности, В.

Относительная величина максимального размаха пульсаций тока дросселя δ принята равной 10% от величины максимального тока. Величина амплитуды пульсации тока дросселя ΔI_{L1} и максимальная величина тока дросселя $I_{L1\text{макс}}$ задаются формулами (4.3) и (4.4):

$$\Delta I_{L1} = I_{\text{вых.макс}} \frac{\delta}{2} = 20 \cdot \frac{0.1}{2} = 1 \text{ А} \quad (4.3)$$

$$I_{L1\text{макс}} = I_{\text{вых.макс}} \left(1 + \frac{\delta}{2} \right) = 20 \cdot \left(1 + \frac{0.1}{2} \right) = 21 \text{ А} \quad (4.4)$$

где $I_{\text{вых.макс}}$ - величина максимального выходного тока, А.

Расчет величины индуктивности дросселя $L1$ произведен исходя из величины максимального входного напряжения $U_{\text{вх.макс}}$, величины максимального выходного напряжения $U_{\text{вых.макс}}$ и максимального размаха пульсаций тока δ , по формуле (4.5) :

$$\begin{aligned} L1 &= U_{\text{вх.макс}} - U_{\text{вых.макс}} \frac{U_{\text{вых.макс}}}{U_{\text{вх.макс}}} \frac{1}{f} \frac{1}{I_{\text{вых.макс}} \cdot \delta} = \\ &= 103 - 58 \frac{58}{103} \frac{1}{20 \cdot 10^3} \frac{1}{20 \cdot 0.1} = 634 \text{ мкГн} \end{aligned} \quad (4.5)$$

4.1.2 Выбор ключевых элементов и расчет их теплового режима

В качестве силового транзистора VT1 выбран полевой транзистор IRFP90N20D основные характеристики [21], которого приведены в таблице 4.1

Таблица 4.1– Характеристики транзистора IRFP90N20D

Максимальное сопротивление в открытом состоянии, мОм	Максимальный прямой ток, А	Максимальное напряжение сток исток, В
23	94	200

В качестве диода VD3 использован сдвоенный диод Шоттки 30CPQ150PbF [31] с характеристиками, приведенными в таблице 4.2

Таблица 4.2 - Характеристики диода Шоттки 30CPQ150PbF

Максимальный прямой ток, А	Максимальное прямое напряжение на диоде, В	Максимальное обратное напряжение, В
30	1.2	150

Расчет статических потерь на транзисторе IRFP90N20D произведен по формулам (4.6) и (4.7). Для расчета потерь сначала по формуле (4.6) [9, с 78] производится расчет максимального действующего тока $I_{VT,д}$, протекающего через транзистор, затем исходя из полученного значения по формуле (4.7) производится расчет максимальной мощности статических потерь $P_{VT,ст}$:

$$I_{VT,д} = k_{\max} \cdot \sqrt{\frac{I_{\text{вых.макс}} - \Delta I_L}{3}^2 + \frac{I_{\text{вых.макс}} + \Delta I_L}{3}^2} = 1 \cdot \sqrt{\frac{20-1}{3}^2 + \frac{20+1}{3}^2} = 20 \text{ А} \quad (4.6)$$

$$P_{VT,ст} = I_{д,VT}^2 R_{VT} = 20^2 \cdot 23 \cdot 10^{-3} = 9.2 \text{ Вт} \quad (4.7)$$

где $I_{VT,д}$ - действующее значение тока протекающего через транзистор, А;

k_{\max} - величина максимального коэффициента заполнения;

R_{VT} - сопротивление транзистора IRFP90N20D в открытом состоянии, Ом;

ΔI_L - амплитуда пульсации тока дросселя, А;

$I_{\text{вых. макс}}$ - величина выходного тока, А.

Величина тока затвора транзистора I_3 принята равной 1 А. Расчет времени включения t_r и выключения транзистора t_f , исходя из принятой величины тока затвора, производится по формулам (4.8) и (4.9)

$$t_r = \frac{Q_g}{I_3} = \frac{270 \cdot 10^{-9}}{1} = 270 \cdot 10^{-9} \text{ с} \quad (4.8)$$

$$t_f = \frac{Q_g}{I_3} = \frac{270 \cdot 10^{-9}}{1} = 270 \cdot 10^{-9} \text{ с} \quad (4.9)$$

где Q_g - величина заряда, который необходимо передать на затвор для открытия транзистора, Кл.

Расчет динамических потерь произведен по формулам (4.10), (4.11) и (4.12). По формулам (4.10) и (4.11) рассчитываются энергии включения $E_{\text{он}}$ и выключения транзистора $E_{\text{офф}}$. По формуле (4.12) исходя из, полученных значений рассчитывается мощность динамических потерь $P_{\text{VT.д}}$.

$$E_{\text{он}} = I_{\text{вых. макс}} - \Delta I_L U_{\text{тмм. макс}} t_r = 20 - 1 \cdot 78 \cdot 270 \cdot 10^{-9} = 4 \cdot 10^{-4} \text{ Дж} \quad (4.10)$$

$$E_{\text{офф}} = I_{\text{вых. макс}} + \Delta I_L U_{\text{тмм. макс}} t_f = 20 + 1 \cdot 78 \cdot 270 \cdot 10^{-9} = 4.4 \cdot 10^{-4} \text{ Дж} \quad (4.11)$$

$$P_{\text{VT.д}} = E_{\text{он}} + E_{\text{офф}} f = 4 \cdot 10^{-4} + 4.4 \cdot 10^{-4} \cdot 20 \cdot 10^3 = 8.4 \text{ Вт} \quad (4.12)$$

где $U_{\text{тмм. макс}}$ - максимальное напряжение, соответствующее точке максимальной мощности, В;

$I_{\text{вых. макс}}$ - максимальный выходной ток, А;

ΔI_L - амплитуда пульсации тока дросселя, А;

$E_{\text{он}}$ - энергия включения транзистора, Дж;

$E_{\text{офф}}$ - энергия выключения транзистора, Дж.

Суммарная мощность потерь на транзисторе P_{VT} рассчитана по формуле (4.13):

$$P_{\text{VT}} = P_{\text{VT.ст}} + P_{\text{VT.д}} = 9.2 + 8.4 = 17.6 \text{ Вт} \quad (4.13)$$

где $P_{\text{VT.ст}}$ - мощность статических потерь на транзисторе, Вт;

$P_{\text{VT.д}}$ - мощность динамических потерь на транзисторе, Вт;

Расчет потерь на диоде P_{VD} произведен по формуле (4.14) :

$$P_{VD} = I_{cp.VD} U_{VD} = I_{вых.макс} (1 - k_{мин}) U_{VD} = 20 \cdot (1 - 0.51) \cdot 1.2 = 12 \text{ Вт} \quad (4.14)$$

где $I_{cp.VD}$ - средний действующий ток, А;

U_{VD} - прямое падение напряжения на диоде, В;

$k_{мин}$ - минимальный коэффициент заполнения.

Расчет максимального теплового сопротивления радиатора для транзистора IRFP90N20D $R_{\theta s-a.VT}$ произведен по формуле (4.15):

$$R_{\theta s-a.VT} = \frac{T_j - T_a}{P_{VT}} - R_{\theta j-c} - R_{\theta c-s} = \frac{175 - 40}{17.6} - 0.26 - 0.7 = 6.7 \frac{^{\circ}\text{C}}{\text{Вт}} \quad (4.15)$$

где T_j - максимально-допустимая температура кристалла для транзистора, $^{\circ}\text{C}$;

$R_{\theta j-c}$ - теплое сопротивление кристалл- корпус для транзистора, $^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$;

$R_{\theta c-s}$ - теплое сопротивление корпус-охладитель, $^{\circ}\text{C} / \text{Вт}$;

P_{VT} - суммарная мощность потерь на транзисторе, Вт.

Согласно документации на транзистор IRFP90N20D [21] максимальной рабочей температурой кристалла является значение 175°C . Также в документации на транзистор указано, что значение теплового сопротивления кристалл- корпус составляет $0.26^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$. Значение теплового сопротивления корпус-охладитель взято из источника [11] для корпуса TO-247AC при использовании силиконовой смазки и изолирующей слюдяной прокладки.

В качестве охладителя для транзистора предполагается использовать радиатор на основе алюминиевого профиля АВМ-032 [12]. С характеристиками, приведенными в таблице 4.3.

Таблица 4.3– Характеристики профиля АВМ-032

Масса на метр длины, кг/м	Тепловое сопротивление в расчете на сто мм длины, $^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$
2,56	2,2

Длина профиля рассчитывается таким образом, чтобы получить вдвое меньшее значение величины теплового сопротивления, чем значение, вычисленное по формуле (4.15). Длина профиля ℓ_{VT} рассчитывается по формуле (4.16):

$$\ell_{VT} = \frac{R_{\theta_{s-a.рад.}}}{\frac{R_{\theta_{s-a.VT}}}{2}} \cdot L = \frac{2.2}{\frac{6.7}{2}} \cdot 0.1 = 66 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (4.16)$$

где $R_{\theta_{s-a.рад.}}$ - величина теплового сопротивления в расчете на 100мм длины, °C /Вт;

$R_{\theta_{s-a.VT}}$ - величина максимального теплового сопротивления радиатора рассчитанного по формуле (4.15), °C /Вт;

L - величина длины профиля, относительно которой дано значение теплового сопротивления, м.

Расчет максимального теплового сопротивления радиатора $R_{\theta_{s-a.VD}}$ для диода 30CPQ150PbF произведен по формуле (4.17):

$$R_{\theta_{s-a.VD}} = \frac{T_j - T_a}{P_{VT}} - R_{\theta_{j-c}} - R_{\theta_{c-s}} = \frac{175 - 40}{12} - 1.1 - 0.7 = 9.4 \frac{\text{К}}{\text{Вт}} \quad (4.17)$$

где T_j - максимально-допустимая температура кристалла для диода, °C;

$R_{\theta_{j-c}}$ -тепловое сопротивление кристалл- корпус диода, °C /Вт;

$R_{\theta_{c-s}}$ - тепловое сопротивление корпус-охладитель, °C /Вт;

P_{VT} - суммарная мощность потерь на диоде, Вт.

Согласно документации на диод 30CPQ150PbF [31] максимальной рабочей температурой кристалла является значение 175 °C. Также в документации на диод указано, что значение теплового сопротивления кристалл- корпус составляет 1.1 °C/Вт. Значение теплового сопротивления корпус-охладитель взято из источника [11] для корпуса ТО-247АС при использовании силиконовой смазки и изолирующей слюдяной прокладки.

В качестве охладителя для диода предполагается использовать радиатор на основе алюминиевого профиля АВМ-032 [12]. Длина профиля рассчитывается таким образом, чтобы получить вдвое меньшее значение величины теплового сопротивления, чем значение, вычисленное по формуле (4.17). Длина профиля ℓ_{VD} рассчитывается по формуле (4.18):

$$\ell_{VD} = \frac{R_{\theta_{s-a.рад.}}}{\frac{R_{\theta_{s-a.VD}}}{2}} \cdot L = \frac{2.2}{\frac{9.7}{2}} \cdot 0.1 = 45 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (4.18)$$

где $R_{\theta_{s-a.рад.}}$ - величина теплового сопротивления в расчете на сто мм длины, °C /Вт;

$R_{\theta_{s-a.макс}}$ - величина максимального теплового сопротивления радиатора рассчитанного по формуле (4.17), °C /Вт;

L - величина длины профиля относительно, которой дано значение теплового сопротивления, м.

4.1.3 Выбор защитного диода от перенапряжения транзистора

Для защиты ключевого элемента схемы транзистора VT1 от импульсных перенапряжений установлен TRANSIL –диод VD2. В качестве данного диода выбран TVS –диод 5KP110A [13] с характеристиками, приведенными в таблице 4.4.

Таблица 4.4 – Характеристики TVS –диода 5KP110A

Напряжение соответствующее закрытому состоянию, В	Минимальное напряжение пробоя, В	Максимальное напряжение пробоя, В	Максимальный ток, А	Напряжение при максимальном токе, В
110	122	135	28	177

4.1.4 Выбор и расчет входного конденсатора

Расчет необходимой величины емкости C1 произведен исходя из требуемой точности поддержания входного напряжения. Считая точность поддержания напряжения в 1% достаточной можно вычислить допустимую амплитуду пульсаций напряжения на конденсаторе ΔU_m по формуле (4.19):

$$\Delta U_m = \delta \cdot U_{\text{ТММ.макс}} = 0.01 \cdot 80 = 0.8 \text{ В} \quad (4.19)$$

где ΔU_m - амплитуда пульсаций входного напряжения, В;

$U_{\text{ТММ.макс}}$ - максимальное напряжение точки максимальной мощности, В.

В формуле (4.19) амплитуда пульсаций вычисляется относительно величины $U_{\text{ТММ.макс}}$, так как при данном напряжении возникают наибольшие пульсации напряжения на входном конденсаторе. Так как величина пульсаций на конденсаторе зависит от коэффициента заполнения управляющих импульсов транзистора VT1. Поэтому с уменьшением входного напряжения коэффициент заполнения увеличивается, что приводит к уменьшению величины пульсаций.

Величина необходимой емкости конденсатора C1 рассчитывается по формуле (4.20):

$$C1 = \frac{I_{\text{вх.макс}} \cdot 1 - d_{\text{макс}}}{2 \cdot \Delta U_m \cdot f} = \frac{16 \cdot 1 - 0.5}{2 \cdot 0.8 \cdot 20 \cdot 10^3} = 250 \text{ мкФ} \quad (4.20)$$

где $I_{\text{вх.макс}}$ - максимальный входной ток, А;

$d_{\text{макс}}$ - максимальный коэффициент заполнения;

f - частота коммутации транзистора, Гц.

В ходе работы преобразователя через конденсатор протекают импульсные токи действующее значение $I_{\text{С1.д}}$, которых рассчитывается по формуле (4.21):

$$\begin{aligned} I_{\text{С1.д}} &= \sqrt{I_{\text{об.макс}}^2 \cdot 1 - k_{\text{мин}} + I_{\text{вых.макс}} - I_{\text{об.макс}}^2 \cdot k_{\text{мин}}} = \\ &= \sqrt{16^2 \cdot 0.49 + 20 - 16^2 \cdot 0.51} = 11.6 \text{ А} \end{aligned} \quad (4.21)$$

где $I_{\text{об.макс}}$ - максимальный ток солнечной панели, А;

$I_{\text{вых.макс}}$ - максимальный выходной ток, А;

$k_{\text{мин}}$ - минимальная величина коэффициента заполнения, рассчитанная по формуле (4.1).

Действующее значение напряжения пульсаций $U_{\text{дп}}$ рассчитывается по формуле (4.22):

$$U_{\text{дп}} = I_{\text{С1.д}} \cdot \frac{1}{2\pi f C1} = 11.6 \cdot \frac{1}{2 \cdot 3.14 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 250 \cdot 10^{-6}} = 0.37 \text{ В} \quad (4.22)$$

где $C1$ - величина емкости, рассчитанная по формуле (4.18), Ф;

f - частота коммутации ключей преобразователя, Гц;

$I_{\text{д}}$ - величина действующего тока пульсаций, рассчитанная по формуле (4.21), А.

При выборе входного конденсатора необходимо руководствоваться следующими соображениями. Так как ток, протекающий через конденсатор, имеет высокую частоту и большую амплитуду необходимо использовать конденсатор с малым эквивалентным сопротивлением и индуктивностью. В качестве такого конденсатора может быть использован пленочный конденсатор МКТ1820712165 [25]. Для набора необходимой емкости необходимо использовать два конденсатора емкостью 120 мкФ каждый. Характеристики данного типа конденсаторов приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5– Характеристики пленочного конденсатора МКТ1820712165

Максимально-допустимое напряжение, В	Максимальная скорость изменения напряжения, В/мкс	Максимально допустимая действующая величина пульсаций напряжения на частоте 20кГц, В
160	2	2

При пуске схемы через входной конденсатор протекают токи равные току холостого хода солнечной панели. Чтобы проверить допустимость данного режима эксплуатации конденсатора необходимо рассчитать величину максимального тока $I_{C_{\max}}$, который может протекать через выбранный конденсатор по формуле (4.23):

$$I_{C_{\max}} = C1 \frac{dU_{C1}}{dt} = 120 \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^6 = 240 \text{ А} \quad (4.23)$$

где $C1$ - величина емкости входного конденсатора, Ф;

$\frac{dU_{C1}}{dt}$ - максимальная величина скорости изменения напряжения на конденсаторе, В/с.

Как можно видеть из формулы (4.23) полученное значение во много раз превышает максимальную величину тока солнечной панели.

4.1.5 Выбор и расчет выходного конденсатора

Требования, предъявляемые к выходному конденсатору $C2$, схожи с требованиями, предъявляемыми, к входному конденсатору. То есть данный конденсатор должен иметь малое эквивалентное сопротивление и индуктивность. Расчет величины необходимой выходной емкости производится исходя из следующих соображений. Выходная емкость должна оказывать шунтирующее действие для высокочастотной составляющей выходного тока. Однако величины доступных емкостей высокочастотных конденсаторов ограничены значениями в сотни микрофард. Поэтому компромиссным можно считать такой выбор емкости выходного конденсатора, при котором импеданс выходного конденсатора на частоте высокочастотной составляющей тока в пять раз меньше внутреннего импеданса аккумуляторной батареи. Таким образом, емкость выходного конденсатора рассчитывается исходя из условия (4.24). Расчет импеданса аккумуляторной батареи $Z_{аб}$ производится исходя из данных схемы замещения, полученных в разделе, посвященном аккумуляторной батарее, по формуле (4.25). Расчет необходимой выходной емкости $C2$ производится по формуле (4.26):

$$Z_c = \frac{1}{5} Z_{аб} \quad (4.24)$$

где Z_c - импеданс выходного конденсатора на частоте высокочастотной составляющей тока, Ом;

$Z_{аб}$ - импеданс аккумуляторной батареи на частоте высокочастотной составляющей тока, Ом.

$$Z_{аб} = \sqrt{R1_{аб}^2 + 2\pi \cdot f \cdot L1_{аб}^2} = \sqrt{0.08^2 + 2 \cdot 3.14 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6}} = 0.363 \text{ Ом} \quad (4.25)$$

где $R1_{аб}$ - активное сопротивление аккумуляторной батареи, Ом;

$L1_{аб}$ - эквивалентная индуктивность аккумуляторной батареи, Гн.

$$C2 = \frac{5}{2\pi \cdot f \cdot Z_{аб}} = \frac{5}{2 \cdot 3.14 \cdot 20 \cdot 10^3 \cdot 0.363} = 110 \text{ мкФ} \quad (4.26)$$

где f - частота высокочастотной составляющей тока, Гц;

$Z_{аб}$ - импеданс аккумуляторной батареи на частоте высокочастотной составляющей тока, Ом.

В случае внезапного отключения аккумуляторной батареи в процессе заряда энергия, запасенная в дросселе, сбрасывается в выходной конденсатор. Таким образом, максимальное увеличение напряжения на конденсаторе в результате этого процесса ΔU можно найти по формуле (4.27):

$$\Delta U = \sqrt{\frac{L I_{L\text{макс}}^2}{C2}} = \sqrt{\frac{634 \cdot 10^{-6} \cdot 21^2}{110 \cdot 10^{-6}}} = 50 \text{ В} \quad (4.27)$$

где $I_{L\text{макс}}$ - максимальная величина тока дросселя, А;

L - индуктивность дросселя, Гн;

$C2$ - емкость выходного конденсатора, Ф.

Максимальная величина напряжения на конденсаторе $U_{C2\text{макс}}$ может быть получена по формуле (4.28):

$$U_{C2\text{макс}} = U_{а.б.\text{макс}} + \Delta U = 58 + 50 = 108 \text{ В} \quad (4.28)$$

где $U_{а.б.\text{макс}}$ - максимальная величина напряжения на аккумуляторной батарее, В;

ΔU - величина перенапряжения, В.

В качестве выходного конденсатора может быть использован пленочный конденсатор МКТ1820712165 с емкостью 120 мкФ и с параметрами, приведенными в таблице 4.5.

4.1.6 Выбор диода для защиты выхода преобразователя от перенапряжения

Для дополнительной защиты выхода схемы от перенапряжения в случае разрыва цепи нагрузки установлен TVS –диод VD4. В качестве данного диода выбран TVS –диод 5KP110A с характеристиками, приведенными в таблице 4.4.

4.1.7 Расчет диода для предотвращения протекания обратного тока солнечной панели

В качестве диода VD1 использован сдвоенный диод Шоттки 30CPQ150PbF [31] с характеристиками, приведенными в таблице 4.2.

Расчет потерь на диоде VD1 P_{VD} произведен по формуле (4.29) :

$$P_{VD} = I_{\text{вх.макс}} U_{VD} = 16 \cdot 1.2 = 19.2 \text{ Вт} \quad (4.29)$$

где $I_{\text{вх.макс}}$ - максимальный входной ток, А;

U_{VD} - прямое падение напряжения на диоде, В.

Расчет максимального теплового сопротивления радиатора для диода VD1 $R_{\theta_{s-a.VD1}}$ произведен по формуле (4.30)

$$R_{\theta_{s-a.VD1}} = \frac{T_j - T_a}{P_{VT}} - R_{\theta_{j-c}} - R_{\theta_{c-s}} = \frac{175 - 40}{19.2} - 1.1 - 0.7 = 5.2 \frac{\text{К}}{\text{Вт}} \quad (4.30)$$

где T_j - максимально-допустимая температура кристалла для диода, °С;

$R_{\theta_{j-c}}$ -тепловое сопротивление кристалл- корпус диода, °С/Вт;

$R_{\theta_{c-s}}$ - тепловое сопротивление корпус-охладитель, °С/Вт;

P_{VT} - суммарная мощность потерь на диоде, Вт.

Согласно документации на диод 30CPQ150PbF [31] максимальной рабочей температурой кристалла является значение 175 °С. Также в документации на диод указано, что значение теплового сопротивления кристалл- корпус составляет 1.1 °С/Вт. Значение теплового сопротивления корпус-охладитель взято из источника [11] для корпуса ТО-247АС при использовании силиконовой смазки и изолирующей слюдяной прокладки.

В качестве охладителя предполагается использовать радиатор на основе алюминиевого профиля АВМ-032 [12]. Длина профиля рассчитывается таким образом, чтобы получить вдвое меньшее значение величины теплового сопротивления, чем значение, вычисленное по формуле (4.30). Длина профиля l_{VD1} рассчитывается по формуле (4.31):

$$\ell_{VD1} = \frac{R_{\theta s-a, \text{рад.}}}{\frac{R_{\theta s-a, VD1}}{2}} \cdot L = \frac{2.2}{5.2} \cdot 0.1 = 85 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (4.31)$$

где $R_{\theta s-a, \text{рад.}}$ - величина теплового сопротивления в расчете на сто мм длины, °С/Вт;

$R_{\theta s-a, \text{макс}}$ - величина максимального теплового сопротивления радиатора рассчитанного по формуле (4.30), °С/Вт;

L - величина длины профиля, относительно которой дано значение теплового сопротивления, м.

4.1.7 Выбор клеммных колодок

В качестве клеммных колодок ХТ1:1, ХТ1:2, ХТ1:3, ХТ1:4 выбраны четыре клеммные колодки Phoenix Contact 1703034. С параметрами, приведенными в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Параметры клеммных колодок Phoenix Contact 1703034

Номинальный ток, А	Номинальное напряжение, В	Максимальное сечение провода, мм ²
30	300	6

4.1.8 Расчет дросселя

Дроссель рассчитывается по методике, изложенной в [7]. Так как частота пульсаций тока значительна, то в качестве материала сердечника дросселя использован феррит марки N87. Параметры материала N87 приведены в таблице 4.7.

Таблица 4.7 – Параметры ферритового материала N87

Индукция насыщения при температуре 100 С, мТл	Удельные объемные потери на частоте 25кГц при амплитуде магнитной индукции 0.2Тл , $\frac{\text{кВт}}{\text{м}^3}$	Начальная магнитная проницаемость
390	57	2200

Величина необходимой энергии дросселя W рассчитана по формуле (4.32):

$$W = \frac{LI_{L\text{макс}}^2}{2} = \frac{L \left(I_{\text{вых.макс}} + I_{\text{вых.макс}} \cdot \frac{\delta}{2} \right)^2}{2} = \frac{634 \cdot 10^{-6} \left(20 + 20 \cdot \frac{0.1}{2} \right)^2}{2} = 0.14 \text{ Дж} \quad (4.32)$$

где $I_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение выходного тока, А;

δ - относительная величина размаха пульсаций тока;

$I_{L\text{макс}}$ - пиковое значение тока дросселя, А.

Величина действующего значения тока дросселя I_d рассчитана по формуле (4.33):

$$I_d = \left(I_{\text{вых.макс}}^2 + \frac{\left(I_{\text{вых.макс}} \cdot \frac{\delta}{2} \right)^2}{12} \right)^{0.5} = \left(20^2 + \frac{\left(20 \cdot \frac{0.1}{2} \right)^2}{12} \right)^{0.5} = 20 \quad (4.33)$$

где $I_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение выходного тока, А;

δ - относительная величина размаха пульсаций тока.

Величина коэффициента формы тока дросселя K_ϕ рассчитана по формуле (4.34):

$$K_\phi = \frac{I_{L\text{макс}}}{I_d} = \frac{\left(I_{\text{вых.макс}} + I_{\text{вых.макс}} \cdot \frac{\delta}{2} \right)}{I_d} = \frac{\left(20 + 20 \cdot \frac{0.1}{2} \right)}{20} = 1.05 \quad (4.34)$$

где $I_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение выходного тока, А;

δ - относительная величина размаха пульсаций тока;

$I_{L\text{макс}}$ - пиковое значение тока дросселя, А.

Величина необходимого произведения площади окна на площадь поперечного сечения SS_0 сердечника рассчитана по формуле (4.35) :

$$SS_0 = \left(\frac{W \cdot 2 \cdot 10^4}{K_\phi K_n K_j B_m} \right)^{\frac{1}{1-0.12}} \cdot 10^{-8} = \left(\frac{0.15 \cdot 2 \cdot 10^4}{1.05 \cdot 0.4 \cdot 534 \cdot 0.3} \right)^{\frac{1}{1-0.12}} \cdot 10^{-8} = 6.9 \cdot 10^{-7} \text{ м}^4 \quad (4.35)$$

где K_n - коэффициент использования окна;

K_j – коэффициент плотности тока дросселя при заданном перегреве сердечника;

B_m - допустимая амплитуда индукции (принимаемая равной 0.3Тл), Тл .

Величина площади сечения медного провода обмотки $S_{пр}$ рассчитана по формуле (4.36) исходя из допустимой плотности тока равной 4.5 А / мм² [7, 191 с.].

$$S_{пр} = \frac{I_d}{j} = \frac{20}{4.5 \cdot 10^6} = 4.45 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2 \quad (4.36)$$

где I_d - величина действующего тока в обмотке, А;

j - плотность тока в проводах обмотки, А/м².

В качестве обмоточных проводов выбраны девять параллельных проводов марки ПЭВ-1 с диаметром 0.8 мм и площадью поперечного сечения $S = 0.5 \text{ мм}^2$. Характеристики провода приведены в таблице 4.8.

Таблица 4.8– Характеристики провода ПЭВ-1 с диаметром 0.8 мм

Диаметр провода по меди, мм	Сечение провода по меди, мм ²	Сечение провода с изоляцией, мм ²	Диаметр провода с изоляцией, мм	Сопротивление 1 м провода при 20°С, Ом	Максимально допустимая температура провода, °С
0.8	0.503	0.581	0.86	0.035	105

В качестве сердечника выбран Ш-образный сердечник E70/33/32. Для получения нужного поперечного сечения магнитопровода используются два сложенных вместе сердечника данного типа. Эскиз сердечника приведен на рисунке 4.2.

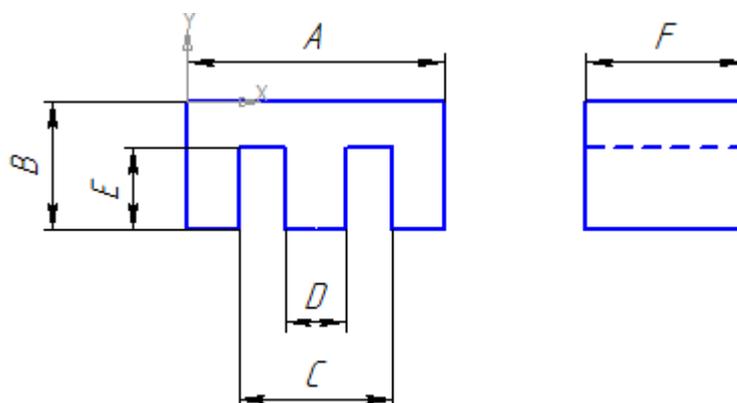


Рисунок 4.2 – Эскиз Ш-образного сердечника

В таблице 4.9 приведены размеры сердечника E70/33/32.

Таблица 4.9 – Размеры сердечника E70/33/32

A,мм	B,мм	C,мм	D,мм	E,мм	F,мм
70.5	33.2	48	22	21.9	32

Величина произведения площади поперечного сечения на площадь окна для двух сложенных вместе сердечников E70/33/32 SS_0 вычислялась по формуле (4.37):

$$SS_0 = E \cdot C - D \cdot n \cdot F \cdot D = 8 \cdot 10^{-7} \text{ м}^2 \quad (4.37)$$

где E, C, D, F - геометрические размеры сердечника; n - количество сложенных вместе сердечников.

Площадь окна S_0 и эффективная площадь окна $S_{\text{э.о.}}$, выбранного сердечника, рассчитывались по формулам (4.38) и (4.39):

$$S_0 = C - D \cdot E = 48 \cdot 10^{-3} - 22 \cdot 10^{-3} \cdot 22 \cdot 10^{-3} = 5.72 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 \quad (4.38)$$

$$S_{\text{э.о.}} = 0.75 \cdot S_0 = 0.75 \cdot 5.72 \cdot 10^{-4} = 4.29 \cdot 10^{-4} \text{ м}^2 \quad (4.39)$$

где C, D, E - геометрические параметры выбранного сердечника, м.

Число витков обмотки w рассчитывалось по формуле (4.40):

$$w = \frac{S_{\text{э.о.}} \cdot K_2}{n \cdot S_{\text{с.из}}} = \frac{4.29 \cdot 10^{-4} \cdot 0.6}{9 \cdot 0.58} = 49 \quad (4.40)$$

где n - число параллельных проводов в одном витке обмотки, $S_{\text{с.из}}$ - площадь сечения выбранного провода с учетом изоляции, K_2 - коэффициент запаса.

Требуемая величина эквивалентной магнитной проницаемости μ рассчитана по формуле (4.41):

$$\mu = \frac{Ll_{\text{ср}}}{\mu_0 w^2 S_c n} = \frac{634 \cdot 10^{-6} \cdot 149 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7} \cdot 49^3 \cdot 686 \cdot 10^{-6} \cdot 2} = 28 \quad (4.41)$$

где w - число витков;

μ_0 - магнитная постоянная, Гн/м;

ℓ_{cp} - длина средней линии, м;

S_c - площадь сечения сердечника E70/33/32, м²;

n - число сложенных вместе сердечников;

L1 - величина требуемой индуктивности, Гн.

Минимальная величина эквивалентной магнитной проницаемости задается величиной стандартного зазора сердечника, который для сердечников E70/33/32 не превышает 3мм. Таким образом, минимальная величина эквивалентной магнитной проницаемости μ может быть рассчитана по формуле (4.42):

$$\mu = \frac{\ell_{\text{cp}}}{\Delta} = \frac{149 \cdot 10^{-3}}{3 \cdot 10^{-3}} = 50 \quad (4.42)$$

где ℓ_{cp} - длина средней линии магнитопровода, м;

Δ - максимальная стандартная величина зазора, м.

Пересчет числа витков с учетом, полученной по формуле (4.42) величины магнитной проницаемости, проведен по формуле (4.43):

$$w = \sqrt{\frac{L \cdot \ell_{\text{cp}}}{\mu_0 \mu S_c n}} = \sqrt{\frac{634 \cdot 10^{-6} \cdot 149 \cdot 10^{-3}}{4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7} \cdot 50 \cdot 686 \cdot 10^{-6} \cdot 2}} = 33 \quad (4.43)$$

где μ_0 - магнитная постоянная;

μ - величина магнитной проницаемости, Гн/м;

S_c - площадь поперечного сечения магнитопровода, м²;

n - число магнитопроводов, сложенных вместе;

ℓ_{cp} - длина средней линии магнитопровода, м.

Средняя длина витка $\ell_{\text{cp.в}}$ рассчитана по формуле (4.44) :

$$\begin{aligned} \ell_{\text{cp.в}} &= 2 \frac{D+C}{2} + 2 \left[n \cdot F + 2 \frac{C-D}{4} \right] = \\ &= 2 \cdot \frac{22 \cdot 10^{-3} + 48 \cdot 10^{-3}}{2} + 2 \cdot \left[2 \cdot 32 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot \frac{48 \cdot 10^{-3} - 22 \cdot 10^{-3}}{4} \right] = 0.22 \text{ м} \end{aligned} \quad (4.44)$$

где C, D, E - геометрические параметры выбранного сердечника, м;

n - количество сложенных вместе сердечников.

Сопротивление обмотки R_o рассчитано по формуле (4.45):

$$R_o = \frac{w \cdot \ell_{\text{cp.в}} \cdot \rho}{n} = \frac{33 \cdot 0.22 \cdot 0.035}{9} = 0.028 \text{ Ом} \quad (4.45)$$

где ρ - удельное сопротивление одного метра обмотки, Ом/м;

$\ell_{\text{ср.в}}$ - длина среднего витка, м;

w - число витков обмотки;

n - число параллельных проводников.

Потери в меди P_m рассчитаны по формуле (4.44):

$$P_m = I_d^2 R_o = 20^2 \cdot 0.028 = 11 \text{ Вт} \quad (4.46)$$

где R_o - сопротивление обмотки; I_d - величина максимального действующего тока.

Амплитуда переменной составляющей магнитной индукции B_{\square} рассчитана по формуле (4.47):

$$B_{\square} = \frac{w \cdot u \cdot u_0 \cdot \frac{\delta}{2} I_{\text{вых.макс}}}{\ell_{\text{ср}}} = \frac{33 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{0.1}{2} \cdot 20}{149 \cdot 10^{-3}} = 0.014 \text{ Тл} \quad (4.47)$$

где w - число витков обмотки;

u - эквивалентная магнитная проницаемость магнитопровода;

$I_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение выходного тока, А;

δ - относительная величина размаха пульсаций тока;

$\ell_{\text{ср}}$ - длина средней линии магнитопровода, м.

Величина постоянной составляющей магнитной индукции B_{\equiv} и максимальной индукции B_m рассчитаны по формуле (4.48) и по формуле (4.49) соответственно :

$$B_{\equiv} = \frac{w \cdot u \cdot u_0 \cdot I_{\text{вых.макс}}}{\ell_{\text{ср}}} = \frac{33 \cdot 50 \cdot 4 \cdot 3.14 \cdot 10^{-7} \cdot 20}{149 \cdot 10^{-3}} = 0.278 \text{ Тл} \quad (4.48)$$

где w - число витков обмотки;

u - эквивалентная магнитная проницаемость магнитопровода;

$I_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение выходного тока, А;

$\ell_{\text{ср}}$ - длина средней линии магнитопровода, м.

$$B_m = B_{\equiv} + B_{\square} = 0.278 + 0.014 = 0.292 \text{ Тл} \quad (4.49)$$

где B_{\equiv} - постоянная составляющая магнитной индукции, Тл;

B_{\square} - переменная составляющая магнитной индукции, Тл.

Потери в сердечнике $P_{\text{ж}}$ рассчитаны по формуле (4.50) исходя из значения удельных потерь, приведенного в документации для феррита марки N87 на частоте 25кГц и при амплитуде магнитной индукции 0.2Тл:

$$P_{ж} = \left(\frac{B_{\square}}{B_0}\right)^2 \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 P_v V_e n = \left(\frac{0.014}{0.2}\right)^2 \left(\frac{20000}{25000}\right)^2 57 \cdot 10^3 \cdot 102 \cdot 10^{-6} \cdot 2 = 0.04 \text{ Вт} \quad (4.50)$$

где P_v - удельные объемные потери в сердечнике на частоте f_0 и при амплитуде магнитной индукции B_0 , Вт/м³;

V_e - объем сердечника указанный в документации на сердечник E70/33/32, м³;

B_{\square} - амплитуда переменной составляющей индукции, Тл;

f - частота пульсаций переменной составляющей индукции, Гц.

Суммарные потери в дросселе P рассчитаны по формуле (4.51) :

$$P = P_{ж} + P_M = 0.04 + 11 = 11 \text{ Вт} \quad (4.51)$$

где $P_{ж}, P_M$ - потери в феррите и в обмотке соответственно, Вт.

Площадь поверхности дросселя S_T рассчитана по формуле (4.52):

$$\begin{aligned} S_T &= 4AB + nF(2A + 4B) = \\ &= 4 \cdot 70 \cdot 10^{-3} \cdot 33 \cdot 10^{-3} + 2 \cdot 32 \cdot 10^{-3} [2 \cdot 70 \cdot 10^{-3} + 4 \cdot 33 \cdot 10^{-3}] = 0.165 \text{ м}^2 \end{aligned} \quad (4.52)$$

где A, B, F - геометрические размеры магнитопровода, м;

n - количество сердечников.

Величина перегрева сердечника Δt рассчитана по формуле (4.53):

$$\Delta t = \frac{P}{S_T k_T} = \frac{11}{0.165 \cdot 12} = 6^\circ \text{C} \quad (4.53)$$

где S_T - охлаждаемая площадь дросселя, м²;

k_T - температурный коэффициент теплоотдачи, Вт/м²·°C;

P - потери в дросселе, Вт.

4.2 Расчет системы управления

4.2.1 Схема подключения микроконтроллера и аналого-цифрового преобразователя

Расчет системы управления целесообразно начать с выбора подходящего микроконтроллера. Для обеспечения требуемой производительности системы управления может быть использован микроконтроллер AVR atmega16. Данный восьмибитный микроконтроллер обеспечивает выполнение до шестнадцати миллионов операций в секунду на тактовой частоте 16МГц. В число периферии данного микроконтроллера входят: один шестнадцатитбитный и два восьмибитных таймера, аппаратный умножитель восьмибитных чисел, шестиканальный аналого-цифровой преобразователь (АЦП). [14]

Несмотря на наличие в микроконтроллере atmega16 встроенного аналого-цифрового преобразователя он не может быть использован по причине недостаточной производительности. При точности преобразования в восемь бит время преобразования в расчете на один канал составляет не менее 15 мкс. Сокращение времени преобразования возможно только путем уменьшения точности получаемых значений. Поэтому целесообразно использовать внешний более быстродействующий АЦП. В качестве такого АЦП можно использовать микросхему MAX154, время преобразования в расчете на один канал для которой составляет не более 2.5мкс.[17]

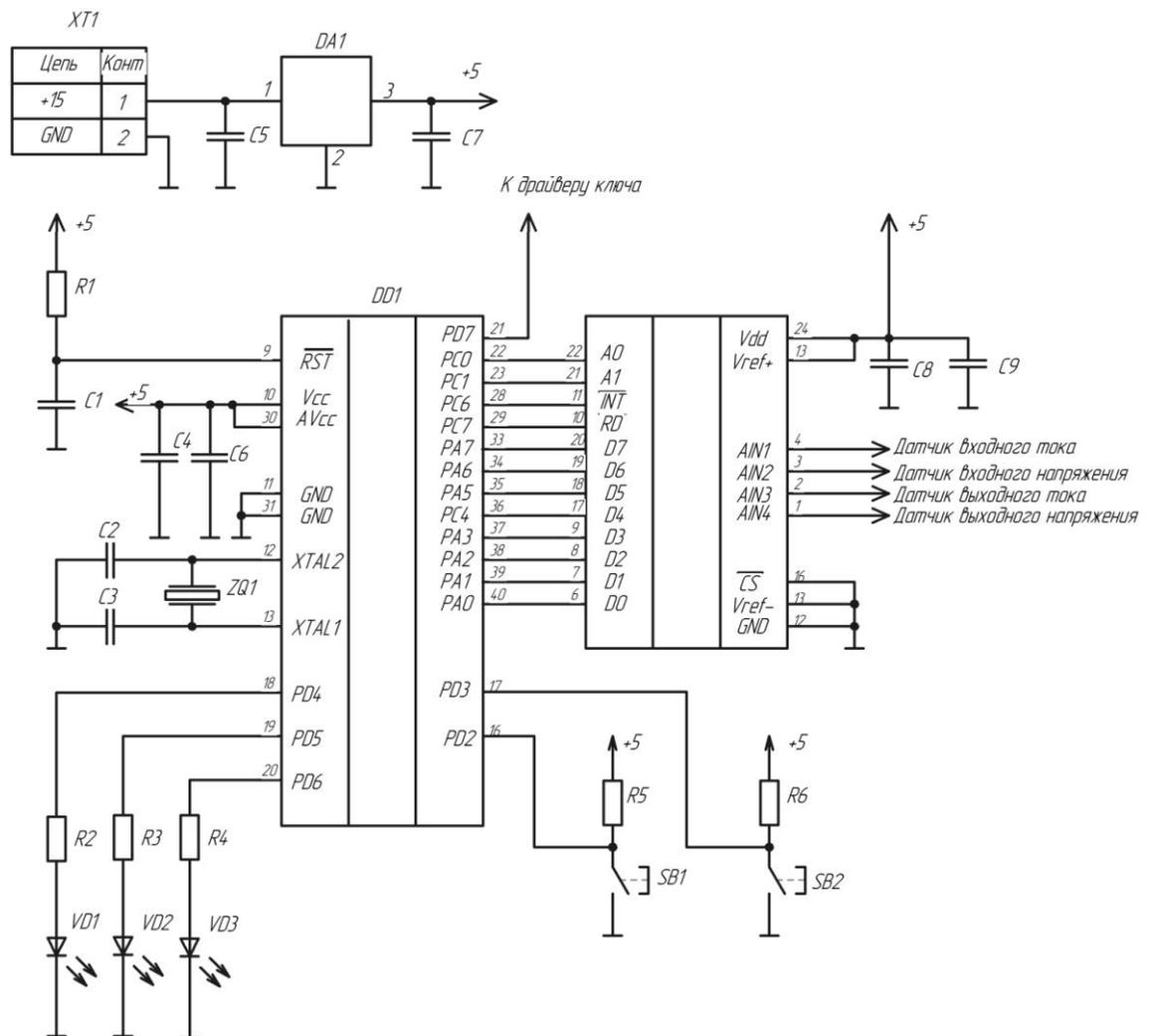


Рисунок 4.3 – Схема подключения микроконтроллера и АЦП

На Рисунке 4.3 приведена схема подключения АЦП и микроконтроллера.

Тактирование микроконтроллера осуществляется с помощью кварцевого резонатора ZQ1 с резонансной частотой 16 МГц. При данной частоте тактирования производительность микроконтроллера составляет не менее шестнадцати миллионов операций в секунду, что достаточно для осуществления необходимых вычислений. В документации к микроконтроллеру указывается необходимость использования при подключении кварцевого резонатора двух конденсаторов емкостью 22пФ. На рисунке 4.3 эти конденсаторы обозначены как C2 и C3. В качестве данных конденсаторов выбраны конденсаторы серии K10-17Б. В качестве кварцевого резонатора выбран HC-49S.

Для осуществления задержки включения микроконтроллера вывод RST подключен к питанию через цепочку, состоящую из элементов R1 и C1. Номинальные значения сопротивления и емкости данных элементов составляют 10кОм и 100мкФ соответственно. Такие значения позволяют обеспечить величину времени задержки включения $t_{вкл}$, вычисляемую по формуле (4.54):

$$t_{\text{вкл}} \approx \tau = R1 \cdot C1 = 10^4 \cdot 10^{-4} = 1\text{с} \quad (4.54)$$

где τ - постоянная времени цепочки, состоящей из элементов R1 и C1, с.

В качестве резистора R1 выбран резистор типа С1-4-0.125. В качестве конденсатора C1 выбран конденсатор К50-35-25В.

Подключение микроконтроллера к цепи питания производится с использованием конденсаторов С4 и С6. Данные конденсаторы позволяют сгладить помехи и пульсации в цепи питания. Рекомендуемые в документации на микроконтроллер значения емкостей данных конденсаторов составляют 47мкФ для С4, и 100нФ для С6. В качестве данных конденсаторов выбраны конденсаторы серий К50-35-25В и К10-17Б соответственно.

Для стабилизации напряжения питания микроконтроллера и АЦП используется линейный стабилизатор DA1 на основе микросхемы L7805. В документации на данную микросхему рекомендуют устанавливать конденсаторы на входе и выходе емкостью 0.33мкФ и 0.1мкФ соответственно. На рисунке 4.3 данные конденсаторы обозначены как С5 и С7. В качестве данных конденсаторов выбраны пленочные конденсаторы серии К10-17Б.

Оцифрованные данные с АЦП поступают на выводы микроконтроллера PA0, PA1, PA2, PA3, PA4, PA5, PA6, PA7. С помощью выводов PC0, PC1, PC6, PC7 осуществляется подача и прием управляющих сигналов для управления внешним АЦП. На вывод PD7 осуществляется подача ШИМ сигнала к драйверу ключа.

Подключение АЦП к цепям питания осуществляется с использованием конденсаторов С8 и С9. Рекомендуемые в документации на данный АЦП значения емкостей конденсаторов составляют 47мкФ и 100нФ. В качестве данных конденсаторов выбраны конденсаторы серий К50-35-25В и К10-17 соответственно.

Управление внешней АЦП осуществляется подачей управляющих импульсов на выводы A0, A1, INT, RD. Подачей соответствующего двоичного кода на выводы A0 и A1 осуществляется выбор канала АЦП. Подачей низкого уровня напряжения на вывод RD осуществляется запуск аналого-цифрового преобразования. При этом на выводе INT устанавливается низкий уровень. По окончании преобразования на выводе INT устанавливается высокий логический уровень и с выводов D7, D6, D5, D4, D3, D2, D1, D0 можно получить оцифрованное значение.

Индикация состояния устройства осуществляется с помощью светодиодов VD1, VD2, VD3. Горение светодиода VD1 означает состояние «Выполнение». Горение светодиода VD2 означает состояние «Остановка». Горение светодиода VD3 означает состояние «Ошибка». В качестве данных светодиодов выбраны светодиоды КИПД24А-Л с характеристиками, приведенными в таблице 4.10.

Таблица 4.10 – Характеристики светодиода КИПД24А-Л

Номинальный ток, мА	Прямое напряжение, В
10	2,8

Величины сопротивлений резисторов R2, R3 и R4 рассчитываются по формуле (4.55):

$$R = \frac{U_{\text{пит}} - U_{\text{VD}}}{I_{\text{VD}}} = \frac{5 - 2,8}{10 \cdot 10^{-3}} = 220 \text{ Ом} \quad (4.55)$$

где $U_{\text{пит}}$ - напряжение питания, В;

U_{VD} - прямое падение напряжения на светодиоде, В;

I_{VD} - номинальный ток светодиода, А;

R - величина сопротивления резисторов R2, R3 и R4, Ом.

В качестве резисторов R2, R3 и R4 выбраны резисторы С1-4-0.125 с номинальным сопротивлением 220 Ом.

Кнопки SB1 и SB2 служат для подачи сигналов микроконтроллеру «Старт» и «Стоп» соответственно. В качестве данных кнопок использованы кнопки PSM1-2-0 с характеристиками, приведенными в таблице 4.11.

Таблица 4.11 – Характеристики кнопки PSM1-2-0

Максимальное напряжение, В	Максимальный ток, А
30	0.1

Величина сопротивлений резисторов R5, R6 рассчитывается по формуле (4.56):

$$R = \frac{U_{\text{пит}}}{I} = \frac{5}{1 \cdot 10^{-3}} = 5 \text{ кОм} \quad (4.56)$$

где $U_{\text{пит}}$ - напряжение питания, В;

I - величина тока протекающего при нажатии кнопки, А;

R - величина сопротивления резисторов R5, R6, Ом.

В качестве резисторов R5, R6 выбраны резисторы типа С1-4-0.125.

В качестве клеммной колодки ХТ1 выбрана клеммная колодка 141V-01P.

4.2.2 Расчет масштабов данных получаемых с АЦП

Так как полная шкала всех датчиков различна, то это необходимо учитывать при проведении расчетов в ходе выполнения программы.

Определим величину, разрешающей способности по напряжению внешнего АЦП. Так как внешний АЦП имеет разрядность выходных данных равную восьми битам и входной диапазон измеряемых значений равный пяти вольтам, то величина разрешающей способности по напряжению может быть получена по формуле (4.57):

$$K_{\text{разр}} = \frac{U_{\text{АЦП.макс}}}{2^N} = \frac{5}{2^8} = \frac{5}{256} = 0.02 \text{ В} \quad (4.57)$$

где $K_{\text{разр}}$ - разрешающая способность АЦП, В;

$U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимальное входное напряжение АЦП, В;

N - разрядность АЦП.

Все измеряемые с помощью датчиков токи и напряжения преобразовываются таким образом, что на вход АЦП поступает напряжение пропорциональное текущему значению измеряемой величины не превышающее при этом величины максимального входного напряжения АЦП.

Коэффициенты преобразования получаемого с АЦП восьмибитного значения в значение входного напряжения $K_{U_{\text{вх}}}$, выходного напряжения $K_{U_{\text{вых}}}$, входного тока $K_{I_{\text{вх}}}$, выходного тока $K_{I_{\text{вых}}}$ можно найти по формулам (4.58), (4.59), (4.60) и (4.61):

$$K_{U_{\text{вх}}} = \frac{U_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{АЦП.макс}}} K_{\text{разр}} = \frac{115}{5} 0.02 = 0.46 \text{ В} \quad (4.58)$$

$$K_{U_{\text{вых}}} = \frac{U_{\text{вых.макс}}}{U_{\text{АЦП.макс}}} K_{\text{разр}} = \frac{65}{5} 0.02 = 0.26 \text{ В} \quad (4.59)$$

$$K_{I_{\text{вх}}} = \frac{I_{\text{вх.макс}}}{U_{\text{АЦП.макс}}} K_{\text{разр}} = \frac{20}{5} 0.02 = 0.08 \text{ А} \quad (4.60)$$

$$K_{I_{\text{вых}}} = \frac{I_{\text{вых.макс}}}{U_{\text{АЦП.макс}}} K_{\text{разр}} = \frac{25}{5} 0.02 = 0.1 \text{ А} \quad (4.61)$$

где $U_{\text{вх.макс}}$ - максимальное значение, получаемое с датчика входного напряжения, В;

$U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимально-допустимое напряжение на входе АЦП, В;

$U_{\text{вых.макс}}$ - максимальное значение, получаемое с датчика выходного напряжения, В;

$I_{\text{вх. макс}}$ - максимальное значение, получаемое с датчика входного тока, А;

$I_{\text{вых. макс}}$ - максимальное значение, получаемое с датчика выходного тока, А.

4.2.3 Инициализация работы микроконтроллера

Реализацию управляющих функций для осуществления заявленных режимов работы устройства предполагается осуществить с помощью встроенного таймера микроконтроллера. Код, осуществляющий реализацию описанных ранее управляющих функций, предполагается разместить в теле обработчика прерывания по совпадению таймера №0.

Ввод пользователя с кнопок «Старт» и «Стоп» осуществляется с помощью обработчиков внешних прерываний INT0 и INT1 соответственно. Вызов обработчиков осуществляется по спадающему фронту сигнала.

Прерывание по сравнению возникает тогда, когда значение счетчика таймера становится равным некоторому заданному значению, которое размещается в регистре OCR. Счетчик таймера увеличивает свое значение на единицу с периодом кратным периоду тактирования кварцевого резонатора. Таким образом, задавая в регистре OCR некоторое значение можно тем самым устанавливать промежуток времени между возникновением прерывания и соответственно вызовами обработчика прерывания.

Для генерации ШИМ сигнала для управления ключевыми элементами схемы предполагается использовать соответствующий режим работы таймера №2.

Таким образом, при запуске микроконтроллера необходимо установить соответствующие режимы работы таймера №0 и таймера №2, а также установить режим работы портов, с помощью которых осуществляется управление и получение данных с АЦП. Часть управляющей программы, осуществляющая данные операции приведена ниже:

```
.include "m16def.inc"
.include "AVR200b.asm"

.equ f20k = 100      ; Константа определяющая величину деления
                    ; частоты 2 МГц
                    ; для получения частоты, с которой должен
                    ; выполняться основной цикл программы.

.equ A0 = PC0
```

```

.equ A1 = PC1
.equ _INT = PC6
.equ _RD = PC7
.equ _START_btn = PD2
.equ _STOP_btn = PD3
.equ _EXEC_Led = PD4
.equ _STOP_Led = PD5
.equ _ERROR_Led = PD6

.equ K1 = 17           ; Константы для расчета коэффициента
.equ K2 = 102         ; заполнения.
.equ M = 12           ;
.equ deltha_V = 2     ; Величина приращения заданного напряжения.
.equ Tmpp = 400       ; Константа определяющая частоту
                       ; срабатывания функции поиска точки
                       ; максимальной мощности.
.equ Tsw = 20000      ; Константа определяющая частоту
                       ; срабатывания функции переключения
                       ; состояний.

.equ Ugate1 = 212     ; Величина верхнего порогового напряжения.
.equ Ugate2 = 206     ; Величина нижнего порогового напряжения.
.equ Uabmax = 228     ; Величина недопустимо высокого напряжения.
.equ Uabmin = 150     ; Величина недопустимо низкого напряжения.
.equ Iabmax = 230     ; Величина недопустимо высокого выходного
                       ; тока.

.dseg
PV_curr: .BYTE 1     ; Переменная в которой хранится текущее значение
                       ; тока солнечной панели.
PV_volt: .BYTE 1     ; Переменная в которой хранится текущее значение
                       ; входного напряжения.
GB_curr: .BYTE 1     ; Переменная в которой хранится текущее значение
                       ; выходного тока.
GB_volt: .BYTE 1     ; Переменная в которой хранится текущее значение
                       ; напряжения аккумуляторной батареи.
START : .BYTE 1     ; Переменная указывающая на первое выполнение

```

```

; основного цикла в режиме заряда.
STATE: .BYTE 1 ; Переменная определяющая текущий режим
; работы устройства.
counter0: .BYTE 1 ; Переменная-счетчик для выполнения функции
; поиска точки максимальной мощности.
counter1: .BYTE 2 ; Переменная-счетчик для выполнения
; переключающей функции.
P_prev: .BYTE 2 ; Значение мощности вычисленное на предыдущем
; шаге выполнения функции поиска точки
; максимальной мощности.
sign_delta_V:
    .BYTE 1 ; Переменная в которой хранится знак приращения
; заданного напряжения.
.creg

.org $0
rjmp RESET
rjmp START_handler ; Указание функции обрабатывающей прерывание
; по нажатию кнопки «Старт».
rjmp STOP_handler ; Указание функции обрабатывающей прерывание
; по нажатию кнопки «Стоп».

.org $26
rjmp TIM0_COMP ; Указание функции обрабатывающей прерывание по
; совпадению таймера №0.

.org $30
RESET:
ldi R16, (1<<CS01)
out TCCR0, R16 ; Установка предделителя частоты тактирования
; таймера №0.
ldi R16, f20k ; Установка константы определяющей период
; срабатывания прерывания по сравнению
out OCR0, R16 ; таймера №0.
; Установка предделителя частоты тактирования
; таймера №2.
ldi R16, (1<<CS21)|(1<<WGM20)|(1<<WGM21)|(1<<COM21)

```

out TCCR2, R16 ;Установка вывода PD7 в режим генерации ШИМ
;сигнала.

ldi R16, 0

out OCR2, R16

ldi R16, (1<<_RD)|(1<<A1)|(1<<A0)

out DDRC, R16 ; Установка портов управления внешним АЦП в
; режим выхода

out PORTC, R16 ; и установка в качестве начального значения –
; ВЫСОКИЙ
;уровень напряжения.

ldi R16, (1<<INT0)|(1<<INT1)

out GICR, R16 ; Разрешение внешних прерываний.

ldi R16, (1<<ISC11)|(1<<ISC01)

; Установка срабатывания внешних прерываний

out MCURC, R16 ; по спадающему фронту.

ldi R16, (1<<_EXEC_Led)|(1<<_STOP_Led)|(1<<_ERROR_Led)

out DDRD, R16 ; Установка портов светодиодной индикации в
; режим выхода.

END_RESET: ; Бесконечный цикл, осуществляющий

rjmp END_RESET ; режим ожидания прерываний.

В первой части данного кода осуществляется объявление необходимых переменных и указываются обработчики прерываний таймеров. Далее происходит установка таймера №0. Для этого в регистре TCCR0 устанавливается флаг, отвечающий за частоту тактирования таймера CS01. Установка данного флага устанавливает частоту тактирования таймера в восемь раз меньшую частоты работы кварцевого резонатора. Далее происходит установка в регистр OCR0 значения, задающего частоту срабатывания прерывания по сравнению, то есть частоту вызова основного цикла управляющей программы.

Далее следует установка таймера №2 путем установки флагов WGM20, WGM21, COM21, CS21 в регистре TCCR2. Установка флагов WGM20, WGM21, COM21 устанавливает вывод PD7 в режим генерирования широтно-импульсной модуляции. Установка флага CS21, аналогично, как и в случае с таймером №0, устанавливает частоту тактирования таймера в восемь раз меньшую, частоты работы кварцевого резонатора. Далее происходит настройка внешних прерываний. Установкой флагов INT0 и INT1 в регистре GICR происходит разрешение обработки внешних прерываний. Установкой флагов ISC11, ISC01 в регистре MCURC происходит настройка срабатывания прерывания по спадающему фронту входного сигнала. Далее происходит установка используемых портов на вход или выход, а также задание начальных значений выводов.

Для вычисления значений констант, определяющих работу программы, используются следующие формулы.

Значение верхнего порогового напряжения в цифровом коде U_{gate1} определяется по формуле (4.62):

$$U_{gate1} = \frac{U_{пор.1}}{K_{U_{вых}}} = \frac{55.2}{0.26} = 212 \quad (4.62)$$

где $U_{пор.1}$ - значение верхнего порогового напряжения, В;

$K_{U_{вых}}$ - коэффициент преобразования, рассчитанный по формуле (4.59), В.

Значение нижнего порогового напряжения в цифровом коде U_{gate2} определяется по формуле (4.63):

$$U_{gate2} = \frac{U_{пор.2}}{K_{U_{вых}}} = \frac{53.6}{0.26} = 206 \quad (4.63)$$

где $U_{пор.2}$ - значение верхнего порогового напряжения, В;

$K_{U_{вых}}$ - коэффициент преобразования, цифрового кода полученного от АЦП в значение напряжения для датчика выходного напряжения, В.

Значение недопустимо высокого уровня напряжения на выходе преобразователя в цифровом коде U_{abmax} определяется по формуле (4.64):

$$U_{abmax} = \frac{U_{вых.макс} + \Delta U}{K_{U_{вых}}} = \frac{58.4 + 1}{0.26} = 228 \quad (4.64)$$

где $U_{вых.макс}$ - значение максимально-допустимого напряжения на аккумуляторной батарее, В;

ΔU - добавочная величина напряжения (принятая равной 1В), В;

$K_{U_{\text{ВЫХ}}}$ - коэффициент преобразования, цифрового кода полученного от АЦП в значение напряжения для датчика выходного напряжения, В.

Значение недопустимо низкого уровня напряжения на выходе преобразователя в цифровом коде определяется по формуле $U_{ab\min}$ (4.65):

$$U_{ab\min} = \frac{U_{\text{ВЫХ.МИН}} - \Delta U}{K_{U_{\text{ВХ}}}} = \frac{40 - 1}{0.26} = 150 \quad (4.65)$$

где $U_{\text{ВЫХ.МИН}}$ - значение минимально-допустимого напряжения на аккумуляторной батарее, В;

ΔU - добавочная величина напряжения (принятая равной 1В), В;

$K_{U_{\text{ВХ}}}$ - коэффициент преобразования, цифрового кода, полученного от АЦП в значение напряжения для датчика входного напряжения, В.

Значение недопустимо высокого уровня тока на выходе преобразователя в цифровом коде $I_{ab\max}$ определяется по формуле (4.66):

$$I_{ab\max} = \frac{I_{\text{ВЫХ.МАКС}} + \Delta I}{K_{I_{\text{ВЫХ}}}} = \frac{20 + 3}{0.1} = 230 \quad (4.66)$$

где $I_{\text{ВЫХ.МАКС}}$ - значение максимально-допустимого выходного тока, А;

ΔI - добавочная величина тока (принятая равной 3А), А;

$K_{I_{\text{ВЫХ}}}$ - коэффициент преобразования, цифрового кода, полученного от АЦП в значение напряжения для датчика выходного тока, А.

Величина приращения заданного напряжения принята равной 1В. Величина приращения заданного напряжения в цифровом коде ΔV рассчитывается по формуле (4.67) :

$$\Delta V = \frac{\Delta U}{K_{U_{\text{ВХ}}}} = \frac{1}{0.46} = 2 \quad (4.67)$$

где ΔU - величина приращения заданного напряжения, В;

$K_{U_{\text{ВХ}}}$ - коэффициент преобразования, цифрового кода, полученного от АЦП в значение напряжения для датчика входного напряжения, В.

Расчет величины константы, определяющей частоту срабатывания функции поиска точки максимальной мощности T_{mpp} , производится по формуле (4.68):

$$T_{\text{mpp}} = \frac{f_{\text{к}}}{f_{\text{mpp}}} = \frac{20 \cdot 10^3}{50} = 400 \quad (4.68)$$

где $f_{\text{к}}$ - частота вызова основного цикла программы, Гц;

f_{mpp} - частота вызова функции поиска точки максимальной мощности, Гц.

Расчет величины константы определяющей частоту срабатывания функции переключения состояний T_{sw} производится по формуле (4.69):

$$T_{sw} = \frac{f_k}{f_{sw}} = \frac{20 \cdot 10^3}{1} = 20 \cdot 10^3 \quad (4.69)$$

где f_k - частота вызова основного цикла программы, Гц;

f_{sw} - частота вызова функции переключения состояний, Гц.

Константа $K1$ определяется по формуле (2.8) и рассчитывается по формуле (4.70):

$$K1 = \frac{I_{вх.макс}}{I_{вых.макс}} \cdot N = \frac{20}{25} \cdot 255 = 204 \quad (4.70)$$

где $I_{вх.макс}$ - максимальная измеряемая величина входного тока; $I_{вых.макс}$ - максимальная измеряемая величина выходного тока; N - максимальное восьми битное число.

Константа $K2$ определяется по формуле (2.9). При расчете величины $K2$ необходимо задаться величиной τ - постоянной времени сходимости входного напряжения к заданному значению. Примем величину τ равной по формуле (4.71):

$$\tau = 4.6 \cdot T_k = 2.3 \cdot 10^{-4} \text{ с} \quad (4.71)$$

где T_k - величина периода коммутации ключей силовой схемы, с.

Тогда величина $K2$ рассчитывается по формуле (4.72):

$$K2 = \frac{U_{вх.макс}}{I_{вых.макс}} \frac{C}{\tau} \cdot N = \frac{115 \cdot 240 \cdot 10^{-6}}{25 \cdot 2.3 \cdot 10^{-4}} \cdot 255 = 1224 \quad (4.72)$$

где $U_{вх.макс}$ - максимальная измеряемая величина входного напряжения, В;

$I_{вых.макс}$ - максимальная измеряемая величина выходного тока, А;

τ - постоянная времени сходимости входного напряжения к заданному значению, с;

C - величина входной емкости, Ф.

Так как полученное по формуле (4.72) число превышает величину наибольшего восьмибитного значения, то необходимо ввести дополнительную константу M . Таким образом, выражение для вычисления коэффициента заполнения γ приобретает вид заданный формулой (4.73):

$$\gamma = \frac{k1 \cdot I_{вх} - k2 \cdot U_{вх} - U_{вх0}}{I_{вых}} \cdot M \quad (4.73)$$

где $I_{вых}$ - измеренная величина выходного тока, А;

$I_{вх}$ - измеренная величина входного тока, А;

$U_{вх}$ - измеренное значение входного напряжения, В;

$U_{вх0}$ - заданное значение входного напряжения, В;

$K1, K2, M$ - константы.

В качестве величины константы M выбрано значение двенадцать, являющееся общим делителем рассчитанных по формулам (4.70) и (4.72) констант $K1$ и $K2$. Таким образом, величины $k1$ и $k2$ рассчитываются по формулам (4.74) и (4.75):

$$k1 = \frac{K1}{M} = \frac{204}{12} = 17 \quad (4.74)$$

$$k2 = \frac{K2}{M} = \frac{1224}{12} = 102 \quad (4.75)$$

где $k1, k2, K1, K2, M$ - константы.

4.2.4 Обработчики прерывания по нажатию кнопок

Ниже приведен код обработчика внешнего прерывания $INT0$, выполняющегося при нажатии кнопки «Старт».

START_handler:

```
ldi R16,(1<<OCIE0)
```

```
out TMSK, R16 ;Разрешение выполнения прерывания по сравнению  
; таймера №0 , в котором находится код всех  
; управляющих функций.
```

```
sbi PORTD, PD4 ; Загорание светодиода «Выполнение».
```

```
cbi PORTD, PD5 ; Затухание светодиода «Остановка».
```

```
cbi PORTD, PD5 ; Затухание светодиода «Ошибка».
```

```
ldi r16, 0 ; Установка режима ожидания.
```

```
sts STATE, r16
```

```
sts START, r16 ; Сброс переменной первого выполнения  
; обработчика  
; прерывания по сравнению таймера №0.
```

```
reti
```

В приведенном коде сначала происходит разрешение выполнения прерывания по сравнению таймера №0 в, котором находится код всех управляющих функций. Далее производится соответствующая установка индикации текущего состояния устройства. Далее устанавливаются значения переменных, указывающих на то, что устройство переходит в режим «ожидания» и то, что выполнение основного цикла программы будет выполняться в первый раз.

Ниже приведен код обработчика внешнего прерывания INT0, выполняющегося при нажатии кнопки «Стоп».

STOP_handler:

```
ldi R16,(1<<OCIE0)
cbi TIMSK, OCIE0 ;Запрещение выполнения прерывания по сравнению
                  ;таймера №0, в котором находится код
                  ; всех управляющих функций.
cbi PORTD, PD4   ; Загорание светодиода «Выполнение».
sbi PORTD, PD5   ; Затухание светодиода «Остановка».
cbi PORTD, PD5   ; Затухание светодиода «Ошибка».

reti
```

В приведенном коде сначала происходит запрещение выполнения прерывания по сравнению таймера №0 в, котором находится код всех управляющих функций. Далее производится соответствующая установка индикации текущего состояния устройства.

4.2.5 Основной цикл программы управления

Как было указано ранее, основной цикл программы предполагается разместить в обработчике прерывания по совпадению таймера №0. По запуску функции обработчика прерывания должно происходить обращение к АЦП для получения текущих значений с датчиков тока и напряжения. Код, осуществляющий обращение к АЦП и сохранение полученных значений в соответствующих переменных, приведен ниже.

TIM0_COMP:

```

push r16      ; Сохранение регистра статуса SREG в стеке.
in r16, SREG
              ; Считывание значения тока солнечной панели.
cbi PORTC, A0 ; Установка адреса канала АЦП равным значению «00».
cbi PORTC, A1
cbi PORTC,_RD ; Запись в порт RD низкого уровня для запуска
              ; преобразования.
              ; Реализация цикла ожидания аналого-цифрового
              ; преобразования.

_WAIT0: sbic PORTC, _INT
jmp _WAIT0
in r16, PORTA
sts PV_curr, r16
              ; Считывание значения напряжения солнечной
              ; панели.
sbi PORTC, A0 ; Установка адреса канала АЦП равным значению «01».
cbi PORTC, A1
cbi PORTC,_RD ; Запись в порт RD низкого уровня для запуска
              ; преобразования.
              ; Реализация цикла ожидания окончания аналого-
              ; цифрового преобразования.

_WAIT1: sbic PORTC, _INT
jmp _WAIT1
in r16, PORTA ; Запись полученного значения в переменную.
PV_volt
sts PV_volt, r16
              ; Считывание значения выходного тока
cbi PORTC, A0 ; Установка адреса канала АЦП равным значению «10».
sbi PORTC, A1
cbi PORTC,_RD ; Запись в порт RD низкого уровня для запуска
              ; преобразования. Реализация цикла ожидания
              ; окончания аналого-цифрового преобразования.

_WAIT2: sbic PORTC, _INT
jmp _WAIT2

```

```

in r16, PORTA    ; Запись полученного значения в переменную.
GB_curr
sts GB_curr, r16
                ; Считывание значения напряжения аккумуляторной
                ; батареи.

sbi PORTC, A0    ; Установка адреса канала АЦП равным значению «11».
sbi PORTC, A1
cbi PORTC,_RD    ; Запись в порт RD низкого уровня для запуска
                ; преобразования.
                ; Реализация цикла ожидания окончания аналого-
                ; цифрового преобразования.

_WAIT3: sbic PORTC, _INT
jmp _WAIT3
in r16, PORTA    ; Запись полученного значения в переменную.
GB_volt
sts GB_volt, r16

```

В данном участке кода происходит последовательное обращение ко всем четырем каналам АЦП с последующим сохранением оцифрованных значений в соответствующих переменных. Запуск аналого-цифрового преобразования каждого канала АЦП осуществляется подачей двоичного кода, соответствующего выбранному каналу АЦП, на выходы микроконтроллера PC4 и PC5 и подачей низкого логического уровня на вывод PC7. Далее происходит ожидание в цикле окончания аналого-цифрового преобразования. Цикл ожидания прерывается тогда, когда на выводе PC6 устанавливается низкий логический уровень что сигнализирует о том, что на выходы PA7, PA6, PA5, PA4, PA3, PA2, PA1, PA0 поданы оцифрованные данные, полученные с выбранного канала АЦП.

Так как предполагается, что вызов управляющих функций осуществляется с разной частотой, то для реализации всех трех функций в теле обработчика прерывания необходимо использовать переменную-счетчик. Значение данной переменной увеличивается на единицу при каждом выполнении обработчика. С помощью условных операторов осуществляется выполнение кода управляющей функции по достижению переменной-счетчика некоторого значения, определяющего частоту выполнения функции.

Как было показано ранее, работа устройства осуществляется в двух основных режимах. В режиме заряда осуществляется выполнение всех трех управляющих функций, в режиме ожидания только функция осуществляющая мониторинг напряжения

аккумуляторной батарее. Таким образом, для реализации указанных режимов используется отдельная переменная, которая хранит некоторое значение, определяющее выполнение функций соответствующих тому или иному режиму.

4.2.6 Реализация функции защиты

Ниже приведен код управляющей функции, осуществляющей защиту преобразователя от нештатных режимов работы.

protecting_func:

```
clc                ; Сбрасываем значение бита С.
lds r16, GB_volt   ; Загружаем в регистр значение напряжения на
                  ; аккумуляторной батарее.

ldi r17, Uabmax
sub r16, r17       ; Вычитаем из текущего значения напряжения
                  ; аккумуляторной батареи
                  ; значение константы определяющей
                  ; недопустимо-высокое значение
                  ; выходного напряжения преобразователя.

brcc error        ; Если полученная разность положительна
                  ; осуществляем переход в состояние «ошибка».

clc                ; Сбрасываем значение бита С.
lds r16, GB_volt   ; Загружаем в регистр значение напряжения на
                  ; аккумуляторной батарее.

ldi r17, Uabmin
sub r17, r16       ; Вычитаем из величины константы определяющей
                  ; недопустимо-низкое значение выходного напряжения
                  ; преобразователя значение текущего значения напряжения
                  ; на аккумуляторной батарее.

brcc error        ; Если полученная разность положительна
                  ; осуществляем переход в состояние «ошибка».

rjmp check_current ; Осуществляем переход к проверке значения
error:
```

```

; выходного тока преобразователя.

out OCR2,0 ; В противном случае устанавливаем
; коэффициент заполнения в ноль.
cbi PORTD, PD4 ; Затухание светодиода «Выполнение».
cbi PORTD, PD5 ; Затухание светодиода «Остановка».
sbi PORTD, PD5 ; Загорание светодиода «Ошибка».

ldi R16, 0
out TIMSK, R16 ; Запрещаем выполнение прерывания
; по сравнению таймера №0.
reti ; и выходим из обработчика.
check_current:
clc ; Сбрасываем значение бита C
lds r16, GB_curr ; загружаем в регистр значение выходного тока
; преобразователя.
subi r16, Iabmax ; Вычитаем из текущего значения выходного тока
; значение константы определяющей
; недопустимо-высокое
; значение выходного тока преобразователя.
brcc exit_protecting_func ; Если полученная разность положительна
; переходим на выход функции,
out OCR2,0 ; в противном случае устанавливаем
; коэффициент заполнения в ноль
; и выходим из обработчика прерывания.
reti

exit_protecting_func:

```

В начале приведенного кода осуществляется проверка величины выходного напряжения преобразователя на предмет превышения недопустимо-высокого уровня. Такое превышение свидетельствует о том, что в текущий момент времени преобразователь не соединен с аккумуляторной батареей. В случае если такое превышение фиксируется, то осуществляется переход в режим ошибки, при предварительном закрывании ключей преобразователя. В следующей части кода

производится проверка выходного тока преобразователя на предмет превышения недопустимо-высокого значения. В случае если такое превышение фиксируется, то осуществляется закрывание ключей преобразователя с последующим выходом из обработчика прерывания.

4.2.7 Реализация функции стабилизации напряжения

Ниже приведен код управляющей функции, осуществляющей стабилизацию напряжения солнечных панелей.

```
lds r16, STATE      ; Если значение переменной STATE
sbrs r16, 0         ; указывает на то что текущий режим работы
                   ;устройства
rjmp swith_func    ; это режим ожидания то осуществляем переход
                   ; к выполнению только переключательной
                   ;функции.
                   ; В противном случае выполняются все три
                   ; следующие функции

lds r16, START
sbrc r16, 0         ; Проверка на первое выполнение в режиме
                   ;заряда.
rjmp stab_func     ; Если START = 1 тогда то осуществляем
                   ; переход к дальнейшим вычислениям.

ldi r16, 1         ; В противном случае
sts START,r16     ; присвоение переменной START значения «1».
lds r16, PV_volt  ; При первом пуске
sts PV0_volt, r16 ; заданное значение напряжения на солнечной
                   ;панели
                   ; равно текущему напряжению на солнечной
                   ;панели.

ldi r16, 0         ; Обнуляем значение переменной хранящей
sts P_prev, r16   ; значение мощности вычисленной на
                   ;предыдущем шаге.

lds P_prev+1, r16
```

```

stab_func:
clc
lds r16, PV_volt      ; Находим разность заданного значения
                     ; напряжения солнечных панелей
lds r18, PV0_volt    ; и текущего значения напряжения на солнечных
                     ; панелях.

sub r16, r18
                     ; В случае если полученная разность
                     ; отрицательна

brcs _ADD            ; то производим переход к метке _ADD.

ldi r17, K2
mul r16, r17         ; Умножаем полученную разность на
                     ; коэффициент K2.

mov r16, r0
mov r17, r1

lds r18, PV_curr     ; Масштабируем величину тока солнечных панелей,
ldi r19, K1           ; умножая на константу K1.
mul r18, r19
clc
sub r0, r16          ; Вычитаем из значения тока солнечных панелей
sbc r1, r17          ; разность текущего и заданного напряжения
                     ; солнечных панелей.

clr r16
brcs SET_COIFF       ; Если полученный результат отрицателен
                     ; то коэффициент заполнения устанавливаем в ноль.

ldi r16, 0           ; Если полученная разность больше наибольшего
                     ; восьмибитного значения

cpse r1, r16         ; то устанавливаем наибольший коэффициент
rjmp SET_MAX_COIFF  ; заполнения.

ldi r18, M           ; В противном случае
mux r0, r18          ; умножаем младший байт результата
                     ; на коэффициент M.

```

```

; Осуществляем деление полученного результата
mov r16, r0 ; с помощью стандартной функции div16u.
mov r17, r1 ; Для использования этой функции
; делимое помещаем в регистры r16 r17
lds r18, GB_curr ; делитель помещаем в регистры r18 r19 .
ldi r19, 0
cpse r19,r18 ; Если в регистре r18 ноль
inc r18 ; то увеличиваем значение r18 на единицу.
RCALL div16u ; Результат функции находится в регистрах r16 r17.
ldi r18, 0 ; Если полученный результат меньше или равен
cp r18, r17 ; наибольшего восьмибитного значения
;то устанавливаем коэффициент заполнения
brcc SET_COIFF ; полученным значением, то есть младшим байтом
;результата - r16.
; В противном случае
rjmp SET_MAX_COIFF; устанавливаем коэффициент заполнения
; равным максимальному восьмибитному значению.
_ADD: ; Если разность текущего значения напряжения
; солнечных панелей
neg r16 ; и заданного напряжения отрицательна то меняем
; знак полученной разности.
ldi r17, K1
mul r16, r17 ; Умножаем полученную разность на коэффициент K1
mov r16, r0
mov r17, r1
lds r18, PV_curr ; Масштабируем величину тока солнечных панелей
ldi r19, 255 ; умножая на константу равную наибольшему
mul r18,r19 ; восьмибитному значению.
clc
add r16, r0 ; Складываем значение тока солнечных панелей
adc r17, r1 ; с разностью текущего и заданного напряжения
; солнечных панелей.

ldi r16, 0 ; Если полученная сумма больше наибольшего
; восьмибитного значения

```

```

cpse r1, r16          ; то устанавливаем наибольший коэффициент
rjmp SET_MAX_COIFF ; заполнения.

ldi r18, M           ; В противном случае
mux r0, r18          ; умножаем младший байт результата
                    ; на коэффициент M.

                    ; Осуществляем деление полученной суммы
mov r16, r0          ; с помощью стандартной функции div16u
mov r17, r1          ; для использования этой функции
                    ; делимое помещаем в регистры r16 r17
lds r18, GB_curr    ; делитель помещаем в регистры r18 r19.
ldi r19, 0

RCALL div16u        ; Результат функции находится в регистрах r16 r17

ldi r18, 0          ; Если полученный результат меньше или равен
cp r18, r17         ; наибольшего восьмибитного значения
                    ; то устанавливаем коэффициент заполнения
brcc SET_COIFF     ; полученным значением, то есть младшим байтом
                    ; результата - r16.

SET_MAX_COIFF:
ldi r16, 255        ; В противном случае установить в качестве
                    ; коэффициента заполнения максимальное
                    ; восьми битное значение.

SET_COIFF:
out OCR2, r16      ; Установить коэффициент заполнения.

```

В начале приведенного кода осуществляется проверка переменной состояния STATE. В случае если значение данной переменной указывает на то, что устройство работает в режиме ожидания, то происходит переход к выполнению переключательной функции, описанной ниже. Если же значение переменной STATE указывает на то, что устройство находится в режиме заряда, то происходит выполнение всех трех управляющих функций, в том числе и функции стабилизации напряжения.

После проверки переменной STATE происходит проверка переменной START. С помощью данной переменной осуществляется инициализация значения заданного

напряжения, которое функция стабилизации должна поддерживать на солнечных панелях, при первом выполнении функции стабилизации в режиме заряда. В качестве заданного значения напряжения используется текущее измеренное напряжение на солнечных панелях.

Далее происходит непосредственное выполнение арифметических команд с целью вычисления коэффициента заполнения по формуле (4.73). Вначале вычисляется разность текущего значения напряжения на солнечных панелях и заданного значения напряжения. Если полученная разность получается отрицательной, то перед следующей операцией умножения на масштабный коэффициент, производится изменение знака результата. При дальнейших вычислениях это учитывается заменой операций вычитания на операции сложения.

После умножения полученной разности на масштабный коэффициент производится аналогичное умножение на масштабный коэффициент значения текущего тока солнечной панели. Затем происходит вычитание либо сложение полученных после умножения на масштабные коэффициенты операндов. В итоге результат делится на значение текущего выходного тока преобразователя.

Полученный после указанных арифметических операций результат устанавливается в регистр OCR2, определяющий коэффициент заполнения импульсов на управляющем выводе PD7.

В ходе арифметических операций была использована стандартная функция деления `div16u` [15], которая осуществляет деление шестнадцатитбитных чисел. Согласно документации на данную функцию выполнение кода функции занимает 176 циклов процессора.

4.2.8 Реализация функции поиска точки максимальной мощности

Ниже приведен код управляющей функции, осуществляющей алгоритм поиска точки максимальной мощности.

`maximum_power_point_function:`

```
lds r18, counter0 ;Загрузка младшего байта счетчика counter0 в
                    ;регистр r18.
lds r19, counter0+1 ;Загрузка старшего байта счетчика counter0 в
                    ; регистр r19.
```

```

inc r18          ; Инкрементирование младшего байта счетчика counter0.
clr r17
adc r19,r17      ; Прибавление к старшему байту счетчика бита
                 ;переноса C.
ldi r16,LOW(Tmpp) ; Загрузка 16-битной константы определяющей
                 ;период
ldi r17, HIGH(Tmpp) ; вызова функции в регистры r16, r17.
clc
sub r16 , r18    ; Вычитание текущего значения счетчика counter0
sbc r17 , r19    ; из константы определяющей период вызова
                 ;функции.
brcc end_MPP_F  ; Если полученная разность положительна
                 ; то осуществляется выход из функции.
clr r18          ; В противном случае обнуляется счетчик counter0
                 ; и выполняется функция.
sts counter0, r18 ; Сохраняем в переменной счетчика нулевые значения.
sts counter0+1,r18

lds r16, PV_curr ; Загружаем величину тока солнечной панели и
                 ;величину
lds r17, PV_volt ; напряжения на солнечной панели в регистры r16, r17.
mul r16, r17     ; Перемножаем ток и напряжение
lds r18, P_prev  ; загружаем шестнадцатитбитную величину мощности,
lds r19, P_prev+1 ; вычисленной на предыдущем шаге в регистры r18, r19.
sts P_prev, r0   ; Загружаем в переменную P_prev значение
sts P_prev+1, r1 ; мощности вычисленное на текущем шаге.
clc
sub r18 , r0     ; Вычитаем из значения мощности, вычисленного на
                 ; предыдущем шаге, значение мощности,
sbc r19 , r1     ; вычисленной на текущем шаге.

lds r16, PV0_volt ; Загружаем в регистр r16 значение заданного
                 ;напряжения.
ldi r17, deltha_V ; Загружаем в регистр r17 значение приращения
                 ;напряжения.

```

```

lds r18, sign_deltha_V ; Загружаем в регистр r18 значение переменной,
                        ;хранящей знак приращения напряжения.
brcs MAKE_INCR      ; Если полученная разность положительна то
INVERSE_DELTHA:
com r18              ; знак приращения изменяется на противоположный.
sts sign_deltha_V,r18
MAKE_INCR:
sbrc r18,0           ; Если знак приращения - плюс то переход к коду,
                    ; который осуществляет сложение
rjmp _ADD_           ; в противном случае осуществляется вычитание.
clc

sub r16, r17         ; Вычитаем из значения заданного напряжения
                    ; значение приращения
sts PV0_volt,r16    ; сохраняем полученную разность в переменной PV0_volt
brcs end_MPP_F      ; в случае если полученное значение разности
                    ;больше нуля
                    ; осуществляем переход в конец функции.
ldi r16, 0           ; В противном случае сохраняем в переменной PV0_volt
sts PV0_volt,r16    ; нулевое значение
rjmp end_MPP_F      ; и осуществляем переход в конец функции.
_ADD_:
clc
add r16, r17         ; Складываем значение заданного напряжения со
                    ; значением приращения и
sts PV0_volt, r16   ; сохраняем полученную сумму в переменной PV0_volt.
brcc end_MPP_F      ; Если полученное значение суммы меньше
                    ;наибольшего
                    ; восьмибитного числа то осуществляем переход в
                    ; конец функции.
ldi r16,255         ; В противном случае записываем в переменную PV0_volt
sts PV0_volt, r16   ; значение наибольшего восьмибитного числа
end_MPP_F:          ; осуществляем переход в конец.

```

В первой части кода производится инкрементирование переменной-счетчика, и проверка на предмет превышения значения данной переменной значения константы, определяющей промежуток времени между выполнениями функции. В случае если значение переменной-счетчика превышает значение константы, то происходит обнуление значения переменной-счетчика и дальнейшее выполнение функции, в противном случае происходит выход из функции. Если выполнение функции происходит, то сначала рассчитывается текущее значение мощности солнечных панелей путем перемножения значения тока солнечных панелей со значением напряжения солнечных панелей. Далее происходит вычисление разности значения мощности, вычисленного при предыдущем выполнении функции, и значения мощности, вычисленного при текущем выполнении. В случае если полученная разность положительна, то происходит смена знака приращения напряжения, в противном случае смены знака приращения не происходит. Текущее значение мощности сохраняется в соответствующей переменной. Информация о знаке приращения хранится в отдельной переменной. Условно принимается, что если младший бит данной переменной равен единице, то знак приращения плюс, в противном случае минус. Таким образом, исходя из значения данной переменной, при вычислении нового заданного значения напряжения производится, либо суммирование старого значения заданного значения напряжения и значения приращения, либо вычитание из старого значения заданного значения напряжения значения приращения.

4.2.9 Реализация функции переключения состояний

Ниже приведен код управляющей функции, осуществляющей переключение режимов работы устройства на основании величины напряжения на аккумуляторной батарее.

```
switch_func:
```

```
lds r18, counter1 ;Загрузка младшего байта счетчика counter1 в  
; регистр r18.
```

```
lds r19, counter1+1 ;Загрузка старшего байта счетчика counter1 в  
; регистр r19.
```

```
inc r18 ; Инкрементирование младшего байта счетчика  
;counter1.
```

```

clr r17
adc r19,r17      ; Прибавление к старшему байту счетчика бита
                 ;переноса C.
ldi r16,LOW(Tsw) ; Загрузка шестнадцатитбитной константы определяющей
                 ;период вызова функции в регистры r16, r17.
ldi r17, HIGH(Tsw)
clc
sub r16 , r18    ; Вычитание текущего значения счетчика counter0
sbc r17 , r19    ; из константы определяющей период вызова
                 ;функции.
brcc switch_func_exit ; Если полученная разность положительна
                 ; то осуществляется выход из функции.
clr r18          ; В противном случае обнуляем счетчик counter0
                 ; и выполняем функцию.
sts counter1, r18 ; Сохраняем в переменной счетчика нулевые
                 ;значения.
sts counter1+1,r18
ldi r16, Ugate1  ; Загружаем в регистр r16 значение верхнего
                 ; порогового напряжения.
lds r17, GB_volt ; Загружаем в регистр r17 значение напряжения на
                 ; аккумуляторной батарее.
cp r17,r16       ; Сравниваем значение верхнего порогового уровня
                 ;напряжения
                 ; со значением напряжения на аккумуляторной
                 ;батарее.
brcc state_Wait  ; В случае если значение напряжения на
                 ;аккумуляторной
                 ;батарее больше значения верхнего порогового
                 ; напряжения то устанавливаем в переменной
                 ;STATE
                 ; значение соответствующее режиму ожидания.
lds r18, STATE   ; Если значение переменной STATE
sbrc r18, 0      ; указывает на то, что текущий режим работы
                 ;устройства
rjmp switch_func_exit ; это режим заряда то осуществляется выход из

```

```

;функции.

ldi r16, Ugate2 ; Загружаем в регистр r16 значение нижнего
; порогового напряжения.
cp r17,r16 ; Сравниваем значение нижнего порогового уровня
;напряжения
; со значением напряжения на аккумуляторной
;батарее.
brcc switch_func_exit ;В случае если напряжение на аккумуляторной
;батарее
; меньше нижнего порогового напряжения то
ldi r16,1 ; устанавливаем в переменной STATE
;значение соответствующее
sts STATE, r16 ; режиму заряда.
ldi r16, 0 ; В противном случае
sts START,r16 ; присваиваем переменной START значение «0».
rjmp switch_func_exit
state_Wait:
ldi r16,0 ; Устанавливаем в переменной STATE
; значение, соответствующее режиму ожидания.
sts STATE, r16
switch_func_exit:
reti ; Осуществляем выход из обработчика прерывания.

```

В приведенном участке кода реализована функция осуществляющая переключение режима работы устройства в зависимости от напряжения на аккумуляторной батарее. В первом участке кода осуществляется инкрементирование переменной-счетчика и проверка ее значения. В случае если значение переменной-счетчика достигает некоторой величины, определяемой соответствующей константой, происходит обнуление данной переменной и выполнение функции, в противном случае выполнения функции не происходит. В случае выполнения функции происходит проверка условия на превышения величины напряжения на аккумуляторной батарее верхнего порогового напряжения. В случае если в результате проверки оказывается, что величина напряжения на аккумуляторной батарее больше величины верхнего порогового напряжения, то происходит установка в переменной STATE значения, отвечающего режиму ожидания. Далее происходит проверка значения

переменной STATE. В случае если значение данной переменной указывает на то, что устройство находится в режиме ожидания и в случае если значение напряжения на аккумуляторной батарее ниже величины нижнего порогового напряжения, то происходит установка в переменную STATE значения отвечающего режиму заряда. Одновременно с переменной STATE обновляется и значение переменной START, используемой при инициализации значения заданного напряжения при первом выполнении управляющего цикла в режиме заряда.

4.3 Расчет драйвера ключа

Для открывания и закрывания полевого транзистора используется так называемый драйвер ключа. Драйвер ключа это отдельная микросхема, осуществляющая подачу напряжения на затвор транзистора в соответствии с управляющими сигналами, поступающими на ее вход от системы управления. В качестве драйвера полевого транзистора IRFP90N20D может быть использована микросхема IR2125. Характеристики данной микросхемы приведены в таблице 4.11.

Таблица 4.11 – Характеристики микросхемы IR2125

Максимальный ток управления, А	Максимальное выходное напряжение, В	Максимальное напряжение смещения, В
1	18	500

Схема подключения драйвера приведена на рисунке 4.4.

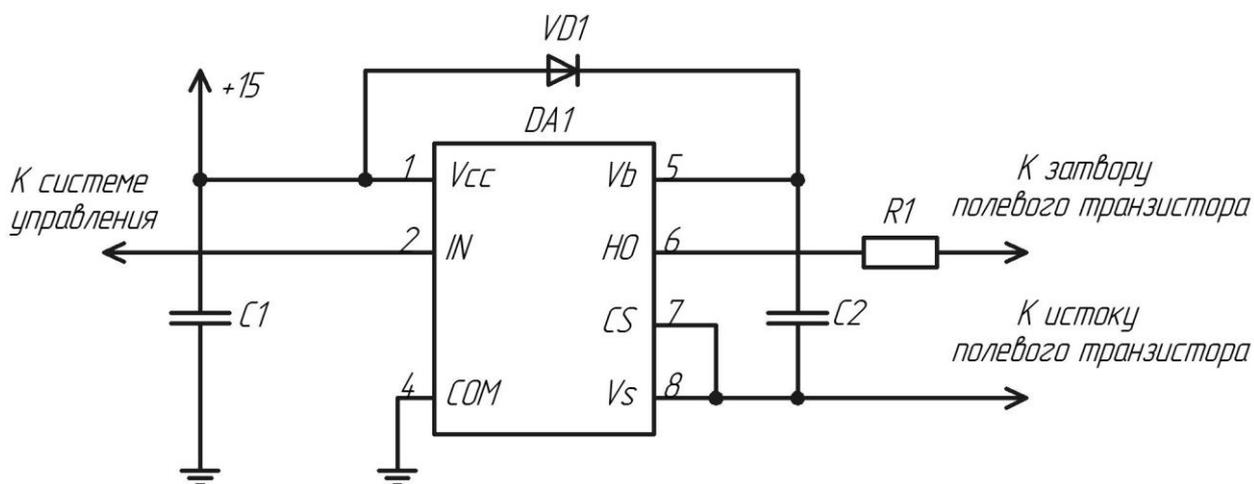


Рисунок 4.4 – Схема подключения драйвера ключа на основе микросхемы IR2125

Работа схемы осуществляется следующим образом. При подаче высокого логического уровня на вход IN, микросхема соединяет выводы Vb и HO, и таким образом происходит разряд емкости C2 через резистор R1 на затвор транзистора. При подаче низкого логического уровня на вход IN, микросхема соединяет выводы Vs и HO, посредством чего емкость затвора транзистора разряжается через резистор R1. Одновременно с разрядом емкости затвора транзистора осуществляется заряд емкости C2 через диод VD1.

Конденсатор C1 обеспечивает сглаживание пульсаций напряжения в цепи питания. Рекомендуемая в документации на микросхему величина емкости данного конденсатора составляет 47мкФ. В качестве данного конденсатора выбран конденсатор K50-35-25B-47мкФ.

В качестве диода VD1 выбран диод Шоттки VAR43S с параметрами, приведенными в таблице 4.12.

Таблица 4.12 - Параметры диода Шоттки VAR43S

Прямое падение напряжения, В	Максимальный импульсный ток, А	Максимальное обратное напряжение, В
0.33	0.75	30

Величина емкости C2 рассчитывается по формуле (4.76), приведенной в источнике [7, с 278] :

$$C2 = \frac{15 \cdot 2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} \right]}{V_{cc} - V_f} = \frac{15 \cdot 2 \left[2 \cdot 270 \cdot 10^{-9} + \frac{1.2 \cdot 10^{-3}}{20 \cdot 10^3} + 5 \cdot 10^{-9} \right]}{15 - 0.3} = 1.2 \text{ мкФ} \quad (4.76)$$

где I_{qbs} - ток потребления микросхемы в статическом режиме, А;

f - частота коммутации ключа, Гц;

Q_g - величина заряда затвора, Кл;

Q_{ls} - циклическое изменение заряда драйвера (5нКл для 500 вольтовых драйверов) , Кл;

V_f - падение напряжения на диоде VD1, В.

В качестве конденсатора C2 выбран пленочный конденсатор K73-17 с величиной емкости равной 1.5мкФ.

Расчет сопротивления резистора R1 произведен по формуле (4.77) исходя из принятой при расчете силовой схемы величины тока затвора и напряжения питания драйвера:

$$R1 = \frac{U_{\text{пит}}}{I_3} = \frac{15}{1} = 15 \text{ Ом} \quad (4.77)$$

где $U_{\text{пит}}$ - напряжения питания драйвера, В;

I_3 - величина тока затвора, А.

Мощность P , рассеиваемая на резисторе R1, рассчитывается по формуле (4.78):

$$P = 2 \cdot I_3^2 \cdot R1 \cdot t_{\text{вкл}} \cdot f = 2 \cdot 1^2 \cdot 15 \cdot 270 \cdot 10^{-9} \cdot 20 \cdot 10^3 = 0.162 \text{ Вт} \quad (4.78)$$

где $t_{\text{вкл}}$ - время в течение, которого через резистор протекает ток затвора, с;

I_3 - величина тока затвора, А;

f - частота коммутации ключа, Гц;

P - мощность, рассеиваемая на резисторе R1, Вт.

В качестве резистора R1 выбран резистор С1-4-1 с сопротивлением 150 Ом и номинальной рассеиваемой мощностью в 1 Вт.

4.4 Расчет датчика входного тока

Существует два основных способа реализации датчика постоянного тока. Первый способ предполагает измерение тока с помощью измерительного сопротивления. Второй способ предполагает использование датчика на основе эффекта Холла. Преимуществом первого способа является большая точность, получаемых значений, недостатком является потери, возникающие на измерительном сопротивлении. Преимуществом второго способа является наличие гальванической развязки, недостатком является меньшая точность по сравнению с первым способом.

Так как основным требованием к датчику является именно точность получаемых значений, то выбран был первый способ, а именно измерение с помощью измерительного сопротивления.

В качестве измерительного резистора было решено использовать два параллельно соединенных резистора WSL2816R0100D с сопротивлением 10 мОм. Характеристики данного типа резисторов приведены в таблице 4.13.

Таблица 4.13 – Характеристики резистора WSL2816R0100D

Рассеиваемая мощность при температуре 70С, Вт	Сопротивление, мОм	Температурный коэффициент сопротивления, $\frac{1}{^{\circ}\text{C}}10^{-6}$	Допуск сопротивления, %
2	10	75	0.5%

Величины измеряемых токов солнечной панели согласно техническому заданию, лежат в диапазоне от 0А до 16А. Однако для корректного измерения значений тока в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений тока вплоть до 20А.

При параллельном соединении резисторов можно считать, что максимальный ток через каждый резистор не превышает 10А. Таким образом, мощность P , рассеиваемая на резисторах, рассчитывается по формуле (4.79):

$$P = I_{\text{макс}}^2 \cdot R = 10^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1 \text{Вт} \quad (4.79)$$

где $I_{\text{макс}}$ - максимальный ток, протекающий через каждый из двух параллельно-соединенных резисторов, А;

R - сопротивление измерительного резистора, Ом.

Согласно документации на данный резистор [28], максимальной рабочей температурой является семьдесят градусов по Цельсию. При изменении температуры резистора на семьдесят градусов по Цельсию относительное изменение сопротивления резистора $\Delta\varepsilon$ рассчитывается по формуле (4.80):

$$\Delta\varepsilon = \text{ТКС} \cdot \Delta T \cdot 100\% = 75 \cdot 10^{-6} \cdot 70 \cdot 100\% = 0.5\% \quad (4.80)$$

где ТКС - величина температурного коэффициента сопротивления измерительного резистора, $1/^{\circ}\text{C}$;

ΔT - величина изменения температуры измерительного резистора, $^{\circ}\text{C}$.

Максимальная величина напряжения $U_{\text{изм.макс}}$, получаемая на измерительном сопротивлении, рассчитывается по формуле (4.81):

$$U_{\text{изм.макс}} = I_{\text{макс}} \cdot R = 10 \cdot 0.01 = 100 \text{мВ} \quad (4.81)$$

где $I_{\text{макс}}$ - максимальный ток, протекающий через каждый из двух параллельно-соединенных резистора, А;

R - сопротивление измерительного резистора, Ом.

Диапазон входного напряжения, аналогово-цифрового преобразователя составляет от 0В до 5В. Таким образом, необходимый коэффициент усиления по напряжению K_u рассчитывается по формуле (4.82):

$$K_u = \frac{U_{\text{АЦП.макс}}}{U_{\text{ш.макс}}} = \frac{5}{0.1} = 50 \quad (4.82)$$

где $U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимальное напряжение, подаваемое на вход АЦП, В;

$U_{\text{ш.макс}}$ - максимальное напряжение на измерительном сопротивлении, В.

Для обеспечения требуемого коэффициента усиления по напряжению используется дифференциальный усилитель на основе операционного усилителя MAX44250. Согласно документации на данную микросхему [24], величина максимального выходного напряжения, отстает от величины напряжения источника питания не более чем на 50мВ, поэтому питание операционного усилителя может осуществляться от источника плюс 5В, без существенного ограничения диапазона измеряемого напряжения. Остальные характеристики данной микросхемы приведены в таблице 4.14.

Таблица 4.14 – Характеристики микросхемы MAX44250

Максимальное напряжение смещения нуля, мкВ	Разность входных токов смещения, пА	Дифференциальный коэффициент усиления по напряжению, дБ	Частота единичного усиления, МГц	Максимальный выходной ток, мА
8.5	1450	130	10	58

Схема дифференциального усилителя приведена на рисунке 4.5. Предполагается, что величины сопротивлений R_6 , R_3 и R_4 , R_5 равны между собой. Тогда коэффициент усиления дифференциального усилителя рассчитывается по формуле (4.83):

$$K_u = \frac{R_6}{R_3} \quad (4.83)$$

где R_3 , R_6 - величины сопротивлений резисторов, Ом;

K_u - коэффициент усиления по напряжению.

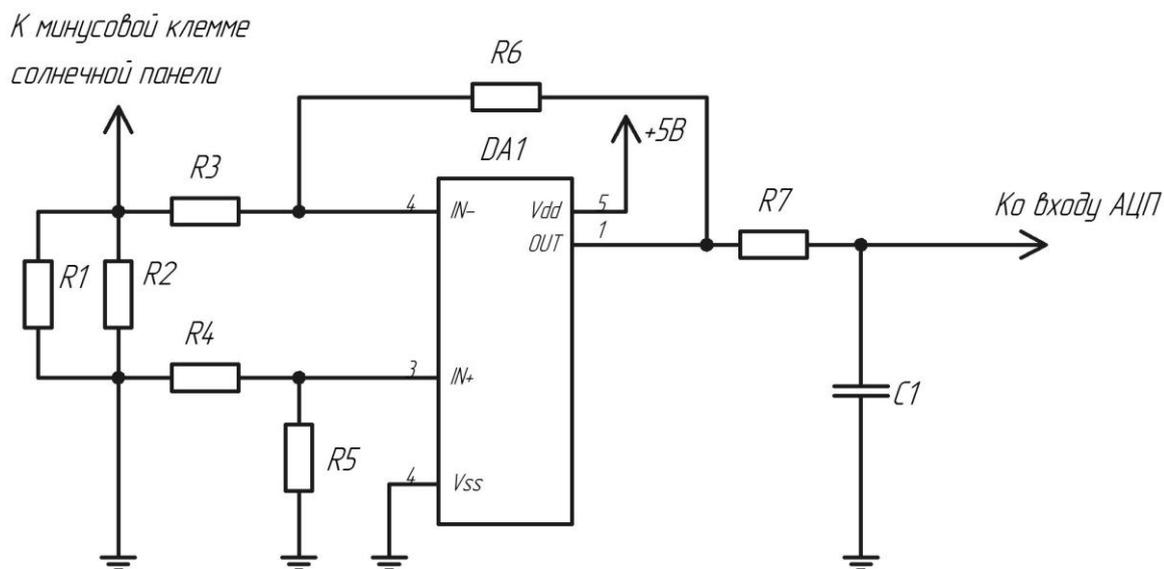


Рисунок 4.5 – Схема усиления напряжения токового шунта

Величины сопротивлений дифференциального усилителя подбирается исходя из условий (4.84) и (4.85) [10, с 196]:

$$\frac{U_{\text{вых.макс}}}{R6} < I_{\text{вых.ОУ}} \quad (4.84)$$

$$\frac{U_{\text{вых.мин}}}{R6} > I_{\text{р.см.}} \quad (4.85)$$

где $U_{\text{вых.макс}}$ - величина максимального напряжения на выходе дифференциального усилителя, В;

$U_{\text{вых.мин}}$ - величина минимального на выходе дифференциального усилителя, В;

$I_{\text{вых.ОУ}}$ - максимальная величина выходного тока операционного усилителя, А;

$I_{\text{р.см.}}$ - величина разности входных токов смещения, А.

Величина минимального выходного напряжения $U_{\text{вых.мин}}$ определяется погрешностью измерения и можно принять ее равной одной сотой от величины максимального выходного напряжения $U_{\text{вых.макс}}$. Величины $I_{\text{р.см.}}$ и $I_{\text{вых.ОУ}}$, указываются в документации на операционный усилитель MAX44250 [24]. Исходя из условий (4.84) и (4.85) можно получить условие (4.86):

$$3.5 \text{ МОм} > R6 > 86 \text{ Ом} \quad (4.86)$$

Таким образом, величину сопротивления резистора $R6$, а следовательно и $R5$, можно принять равной 75 кОм .

Величины сопротивлений резисторов $R3, R4$ рассчитывались по формуле (4.87) таким образом, чтобы обеспечить требуемую величину коэффициента усиления K_u .

$$R4 = R3 = \frac{R6}{K_u} = \frac{75 \cdot 10^3}{50} = 1.5 \text{кОм} \quad (4.87)$$

В качестве резисторов R3, R6 выбраны, прецизионные резисторы C2-29B-0,062 с допуском 0.1%. В качестве резисторов R4, R5 выбраны резисторы C2-29B-0,062 с допуском 1%.

На выходе дифференциального усилителя установлен фильтр низких частот состоящий из резистора R7 и C1. Данный фильтр обеспечивает фильтрацию высокочастотных помех. Согласно источнику [3, с 137] величину емкости конденсатора фильтра рекомендуется выбирать на два порядка большей величины емкости устройства выборки и хранения АЦП. Величина емкости устройства выборки и хранения АЦП MAX154 составляет 100пФ, поэтому величину емкости C1 целесообразно выбрать равной 10нФ.

Расчет фильтра должен быть произведен так, чтобы при фильтрации высокочастотных помех не снижалась точность получаемых мгновенных значений измеряемой величины. Таким образом, если принять постоянную времени фильтра равной одной пятой от периода работы схемы то погрешность, вносимая фильтром, будет всегда меньше одного процента. Поэтому величину сопротивления резистора R7 можно найти по формуле (4.88)

$$R7 = \frac{\tau}{5 \cdot C1} = \frac{T}{5 \cdot C1} = \frac{1}{5 \cdot C1 \cdot f} = \frac{1}{5 \cdot 20000 \cdot 10^{-8}} = 1 \text{кОм} \quad (4.88)$$

где T - период работы схемы, с;

f - частота работы схемы, Гц;

τ - постоянная времени фильтра, с.

В качестве резистора R7 выбран резистор C2-29B-0,062 с сопротивлением 1 кОм и допуском 1%. В качестве конденсатора C1 выбран конденсатор серии K10-17 с допустимым отклонением 5%.

Оценим полученную погрешность вносимую усилителем.

Погрешность, обусловленная смещением нуля усилителя $\Delta U_{вх.см}$, может быть рассчитана по формуле (4.89) [5]:

$$\begin{aligned} \Delta U_{вх.см} &= U_{см} + \frac{R6 \cdot R3}{R6 + R3} I_{р.см} = \\ &= 8.5 \cdot 10^{-6} + \frac{75 \cdot 10^3 \cdot 1.5 \cdot 10^3}{75 \cdot 10^3 + 1.5 \cdot 10^3} \cdot 1450 \cdot 10^{-12} = 10.5 \text{мкВ} \end{aligned} \quad (4.89)$$

где $U_{см}$ - напряжение смещения нуля, В;

$I_{р.см}$ - разность входных токов смещения, А.

Таким образом, можно считать, что относительная погрешность вносимая операционным усилителем незначительна во всем диапазоне измеряемых значений и основную погрешность вносят допуски используемых резисторов – R1 , R2 , R3 и R6.

Грубую оценку относительной погрешности всего датчика можно найти, если сложить величины допусков используемых резисторов. Таким образом, суммарную относительную погрешность ε можно рассчитать по формуле (4.90):

$$\varepsilon = \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} + \varepsilon_{R3} + \varepsilon_{R6} = 5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} = 1.2 \cdot 10^{-3} \quad (4.90)$$

где $\varepsilon_{R1}, \varepsilon_{R2}, \varepsilon_{R3}, \varepsilon_{R6}$ - величины допусков сопротивлений резисторов R1 , R2 , R3 и R6.

4.5 Расчет датчика выходного тока

Расчет датчика аккумуляторной батареи производится аналогично датчику тока солнечной панели. Схема датчика тока приведена на рисунке 4.6.

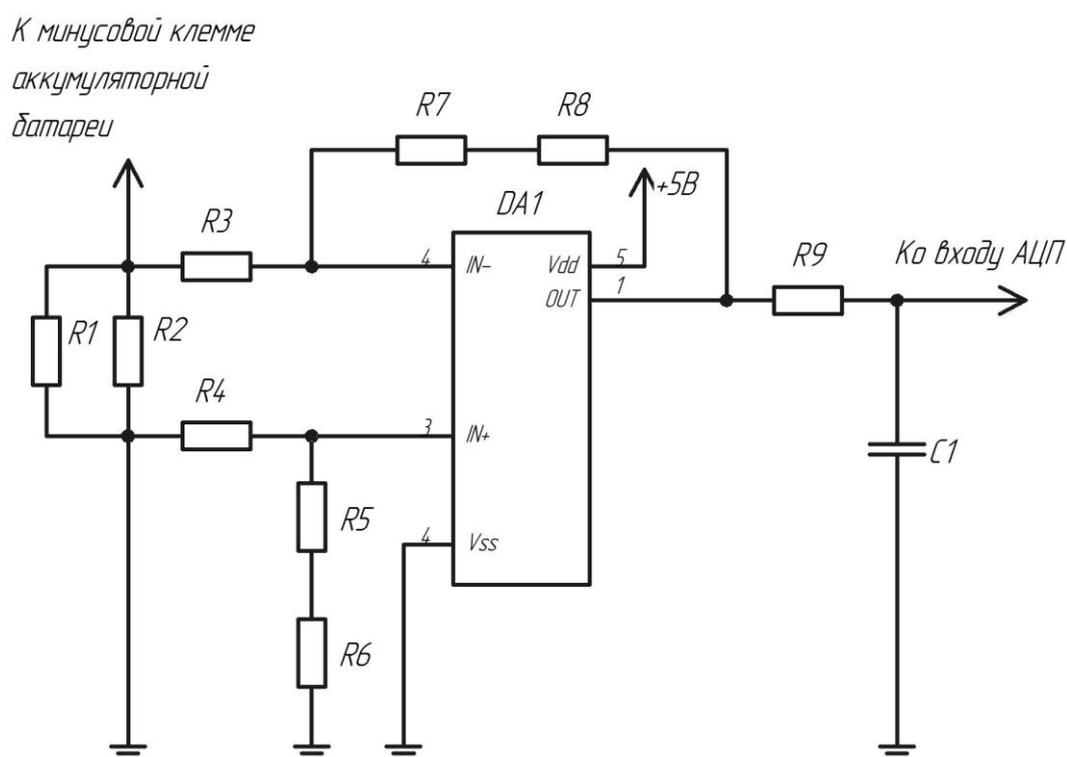


Рисунок 4.6 – Схема датчика тока аккумуляторной батареи

Величины измеряемых токов аккумуляторной батареи согласно техническому заданию, лежат в диапазоне от 0А до 20А. Однако для корректного измерения значений тока в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений тока вплоть до 25А.

При параллельном соединении резисторов можно считать, что максимальный ток через каждый резистор не превышает 12,5А. Таким образом, мощность P , рассеиваемая на резисторах рассчитывается по формуле (4.91):

$$P = I_{\text{макс}}^2 R = 12.5^2 \cdot 10 \cdot 10^{-3} = 1.5 \text{ Вт} \quad (4.91)$$

где $I_{\text{макс}}$ - максимальный ток, протекающий через каждый из двух параллельно-соединенных резистора, А;

R - сопротивление резистора, Ом.

Согласно документации на данный резистор, максимальной рабочей температурой является семьдесят градусов по Цельсию. При изменении температуры резистора на семьдесят градусов по Цельсию относительное изменение сопротивления резистора $\Delta \varepsilon$ рассчитывается по формуле (4.92):

$$\Delta \varepsilon = \text{ТКС} \cdot \Delta T \cdot 100\% = 75 \cdot 10^{-6} \cdot 70 \cdot 100\% = 0.5\% \quad (4.92)$$

где ТКС - величина температурного коэффициента сопротивления измерительного резистора, $1/^\circ\text{C}$;

ΔT - величина изменения температуры измерительного резистора, $^\circ\text{C}$.

Максимальная величина напряжения $U_{\text{изм.макс}}$, получаемая на измерительном сопротивлении, рассчитывается по формуле (4.93):

$$U_{\text{изм.макс}} = I_{\text{макс}} \cdot R = 12.5 \cdot 0.01 = 125 \text{ мВ} \quad (4.93)$$

где $I_{\text{макс}}$ - максимальный ток, протекающий через каждый из двух параллельно-соединенных резистора, А;

R - сопротивление измерительного резистора, Ом.

Диапазон входного напряжения, аналогово-цифрового преобразователя составляет от 0В до 5В. Таким образом, необходимый коэффициент усиления по напряжению K_u рассчитывается по формуле (4.94):

$$K_u = \frac{U_{\text{АЦП.макс}}}{U_{\text{ш.макс}}} = \frac{5}{0.125} = 40 \quad (4.94)$$

где $U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимальное напряжение, подаваемое на вход АЦП, В;

$U_{\text{ш.макс}}$ - максимальное напряжение на измерительном сопротивлении, В.

Для обеспечения необходимого коэффициента усиления по напряжению используется дифференциальный усилитель на основе операционного усилителя MAX44250.

При выборе величины сопротивления в цепи обратной связи можно руководствоваться выведенным ранее условием (4.86).

Таким образом, величину суммарного сопротивления резисторов R7 и R8, а следовательно и резисторов R5 и R6, можно принять равной 40кОм. Откуда можно найти величины сопротивлений резисторов $R7 = 30\text{кОм}$, $R8 = 10\text{кОм}$, $R6 = 30\text{кОм}$, $R5 = 10\text{кОм}$.

Величина сопротивления резистора R3 рассчитывалась по формуле (4.95) таким образом, чтобы обеспечить требуемую величину коэффициента усиления K_u .

$$R3 = \frac{R7 + R8}{K_u} = \frac{40 \cdot 10^3}{40} = 1\text{кОм} \quad (4.95)$$

И так как величины сопротивлений резисторов R4 и R3 равны то $R4 = 1\text{кОм}$. В качестве резисторов R3, R7, R8 выбраны, прецизионные резисторы C2-29В-0,062 с допуском 0.1%. В качестве резисторов R4, R5, R6 выбрал резисторы C2-29В-0,062 с допуском 1%.

На выходе дифференциального усилителя установлен фильтр низких частот состоящий из резистора R9 и конденсатора C1. Данный фильтр обеспечивает фильтрацию высокочастотных помех. Согласно источнику [3, с 137] величину емкости конденсатора фильтра рекомендуется выбирать на два порядка большей величины емкости конденсатора устройства выборки и хранения АЦП. Величина емкости устройства выборки и хранения АЦП МАХ154 составляет 100пФ, поэтому величину емкости C1 целесообразно выбрать равной 10нФ.

Расчет фильтра должен быть произведен так, чтобы при фильтрации высокочастотных помех не снижалась точность получаемых мгновенных значений измеряемой величины. Таким образом, если принять постоянную времени фильтра равной одной пятой от периода работы схемы то погрешность, вносимая фильтром, будет всегда меньше одного процента. Поэтому величину сопротивления резистора R9 можно найти по формуле (4.96) :

$$R9 = \frac{\tau}{5 \cdot C1} = \frac{T}{5 \cdot C1} = \frac{1}{5 \cdot C1 \cdot f} = \frac{1}{5 \cdot 20000 \cdot 10^{-8}} = 1\text{кОм} \quad (4.96)$$

где T - период работы схемы, с;

f - частота работы схемы, Гц;

τ - постоянная времени фильтра, с.

В качестве резистора R9 выбран резистор с сопротивлением 1 кОм C2-29В-0,062 с допуском 1%. В качестве конденсатора C1 выбрал конденсатор серии K10-17 с допустимым отклонением 5%.

Грубую оценку относительной погрешности всего датчика можно найти, если сложить величины допусков используемых резисторов. Таким образом, суммарную относительную погрешность можно рассчитать по формуле (4.97) :

$$\varepsilon = \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} + \varepsilon_{R3} + \varepsilon_{R7} + \varepsilon_{R8} = 5 \cdot 10^{-3} + 5 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} + 1 \cdot 10^{-3} = 1.3 \cdot 10^{-2} \quad (4.97)$$

где $\varepsilon_{R1}, \varepsilon_{R2}, \varepsilon_{R3}, \varepsilon_{R7}, \varepsilon_{R8}$ - величины допусков сопротивлений резисторов R1 , R2 , R3 и R7, R8.

4.6 Расчет датчика выходного напряжения

В качестве схемы измерения напряжения на аккумуляторной батарее используется схема, приведенная на рисунке 4.7 .

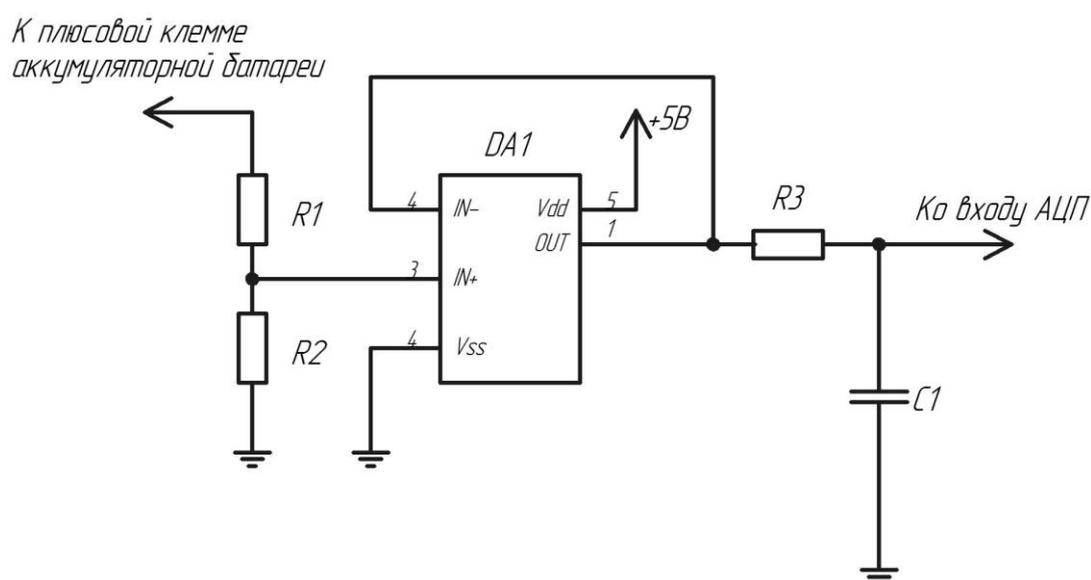


Рисунок 4.7 – Схема измерения напряжения на аккумуляторной батарее

Делитель напряжения, выполненный на резисторах R1 и R2, осуществляет масштабирование величины напряжения на аккумуляторной батарее таким образом, чтобы снимаемые с делителя напряжение не превышало максимальной величины входного напряжения АЦП. Повторитель напряжения, выполненный на операционном усилителе DA1, обеспечивает передачу напряжения с резистивного делителя без внесения дополнительной погрешности. Фильтр низких частот, выполненный на элементах R3 и C1, устраняет высокочастотные помехи.

Величина измеряемого напряжения аккумуляторной батареи согласно техническому заданию, лежит в диапазоне 0В до 60В. Однако для корректного измерения

значений напряжения в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений напряжения вплоть до величины в 65В.

Отношение величин сопротивлений резисторов R1 и R2 можно найти из выражения, определяющего коэффициент деления делителя напряжения К (4.98):

$$K = \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{U_{\text{АЦП.макс}}}{U_{\text{аб.макс}}} = \frac{5}{65} = \frac{1}{13} \quad (4.98)$$

где $U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимальное напряжение, подаваемое на вход АЦП, В;

$U_{\text{аб.макс}}$ - максимальное напряжение на аккумуляторной батарее, В.

Выбор конкретных значений сопротивлений R1 и R2 можно сделать исходя из следующих соображений. При высоких значениях величин сопротивлений уменьшается величина рассеиваемой мощности на резисторах, однако так как величины сопротивлений производимых прецизионных резисторов обычно не превышает единиц МОм то в качестве величин сопротивлений резисторов R1 и R2 целесообразно выбрать значения 120кОм и 10кОм соответственно.

Величины рассеиваемых мощностей P_{R1}, P_{R2} на резисторах R1 и R2 и величину протекающего через них тока $I_{\text{дел.макс}}$ можно рассчитать по формулам (4.99), (4.100) и (4.101):

$$I_{\text{дел.макс}} = \frac{U_{\text{аб.макс}}}{R1 + R2} = \frac{60}{120 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 460 \text{ мкА} \quad (4.99)$$

$$P_{R1} = I_{\text{дел.макс}}^2 R1 = 460 \cdot 10^{-6}^2 \cdot 120 \cdot 10^3 = 25 \text{ мВт} \quad (4.100)$$

$$P_{R2} = I_{\text{дел.макс}}^2 R2 = 460 \cdot 10^{-6}^2 \cdot 10 \cdot 10^3 = 2 \text{ мВт} \quad (4.101)$$

где $I_{\text{дел.макс}}$ - максимальный ток делителя, А;

P_{R1}, P_{R2} - мощности, рассеиваемые на резисторах делителя, Вт.

Погрешность, приведенной на рисунке 4.7, измерительной схемы в основном определяется погрешностью вносимой делителем напряжения. Погрешность делителя определяется погрешностями, которые вносят составляющие его резисторы. Относительная погрешность выражается через относительные погрешности резисторов делителя по формуле (4.102):

$$\varepsilon = \frac{R1}{K} \frac{\partial K}{\partial R1} \varepsilon_{R1} + \frac{R2}{K} \frac{\partial K}{\partial R2} \varepsilon_{R2} = \frac{R1}{R1 + R2} \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} \quad (4.102)$$

где $\varepsilon_{R1}, \varepsilon_{R2}$ - относительные погрешности резисторов делителя;

$\frac{\partial K}{\partial R1}$ - частная производная коэффициента деления заданного по формуле (4.98) по величине сопротивления R1, 1/Ом;

$\frac{\partial K}{\partial R2}$ - частная производная коэффициента деления по величине сопротивления R2, 1/Ом.

В качестве резисторов R1 и R2 выбраны прецизионные резисторы С2-29 В-0,062 с номинальным допуском 0.1% характеристики данных резисторов приведены в таблице 4.15.

Таблица 4.15– Характеристики резисторов С2-29 В-0,062

Предельное рабочее напряжение, В	Температурный коэффициент сопротивления, $\frac{1}{^{\circ}\text{C}} 10^{-6}$	Номинальная мощность рассеяния, мВт
150	25	62

Согласно документации на данный тип резисторов, максимальной рабочей температурой является семьдесят градусов по Цельсию. При изменении температуры резистора на семьдесят градусов по Цельсию относительное изменение сопротивления резистора ε_t рассчитывается по формуле (4.103):

$$\varepsilon_t = \text{ТКС} \cdot \Delta T \cdot 100\% = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 70 \cdot 100\% = 0.18\% \quad (4.103)$$

где ТКС - величина температурного коэффициента сопротивления резисторов серии С2-29 В-0,062, 1/°С;

ΔT - величина изменения температуры резистора, °С.

Погрешность, вносимая каждым резистором, может быть принята равной сумме величины допуска и относительной погрешности обусловленной изменением температуры. Таким образом, можно принять величину относительной погрешности ε_{R1} , ε_{R2} , вносимую каждым резистором делителя, равной 0.3% .

Таким образом, подставляя в формулу (4.102) найденные значения для относительных погрешностей можно получить значение относительной погрешности всего делителя ε по формуле (4.104):

$$\varepsilon = \frac{R1}{R1+R2} \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} = \frac{120 \cdot 10^3}{120 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} 3 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3} = 0.55\% \quad (4.104)$$

где ε_{R1} , ε_{R2} - относительная погрешность величин сопротивлений резисторов R1 и R2.

В качестве операционного усилителя выбрана микросхема МАХ44250. Согласно документации на данную микросхему, величина максимального выходного напряжения,

отстает от величины напряжения источника питания не более чем на 50мВ, поэтому питание операционного усилителя может осуществляться от источника плюс 5В, без существенного ограничения диапазона измеряемого напряжения.

На выходе дифференциального усилителя установлен фильтр низких частот состоящий из резистора R3 и C1. Данный фильтр обеспечивает фильтрацию высокочастотных помех. Согласно источнику [3, с 137] величину емкости конденсатора фильтра рекомендуется взять на два порядка большей величины емкости устройства выборки и хранения АЦП. Величина емкости устройства выборки и хранения АЦП MAX154 составляет 100пФ, поэтому величину емкости C1 целесообразно принять равной 10нФ.

Расчет фильтра должен быть произведен так, чтобы при фильтрации высокочастотных помех не снижалась точность получаемых мгновенных значений измеряемой величины. Таким образом, если принять постоянную времени фильтра равной одной пятой от периода работы схемы то погрешность, вносимая фильтром, будет всегда меньше одного процента. Поэтому величину сопротивления резистора R3 можно найти по формуле (4.105) .

$$R3 = \frac{\tau}{5 \cdot C1} = \frac{T}{5 \cdot C1} = \frac{1}{5 \cdot C1 \cdot f} = \frac{1}{5 \cdot 20000 \cdot 10^{-8}} = 1 \text{кОм} \quad (4.105)$$

где T - период работы схемы, с;

f - частота работы схемы, Гц;

τ - постоянная времени фильтра, с.

В качестве резистора R3 выбран резистор серии C2-29В-0,062 с сопротивлением 1 кОм и допуском 1%. В качестве конденсатора C1 выбран конденсатор серии K10-17 с допустимым отклонением 5%.

4.7 Расчет датчика входного напряжения

В качестве схемы измерения напряжения на солнечной панели используется схема, приведенная на рисунке 4.8.

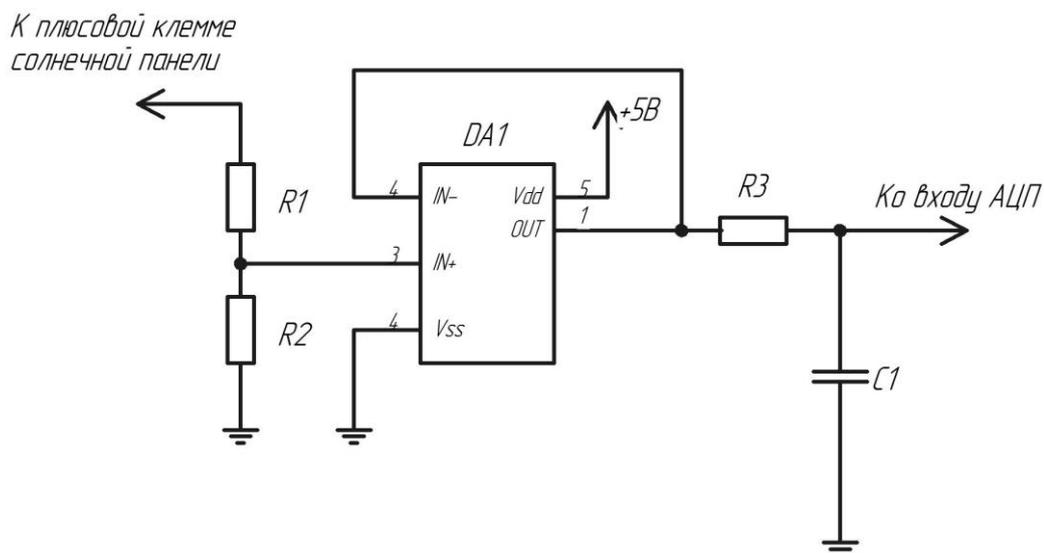


Рисунок 4.8 - Схема измерения напряжения на солнечной панели

Величина измеряемого напряжения аккумуляторной батареи согласно техническому заданию, лежит в диапазоне от 0В до 105В. Однако для корректного измерения значений напряжения в верхней части диапазона целесообразно расширить диапазон измеряемых значений напряжения вплоть до величины в 115В.

Отношение величин сопротивлений резисторов R1 и R2 можно найти из выражения, определяющего коэффициент деления делителя напряжения К по формуле (4.106):

$$K = \frac{R2}{R1 + R2} = \frac{U_{\text{АЦП.макс}}}{U_{\text{аб.макс}}} = \frac{5}{115} = \frac{1}{23} \quad (4.106)$$

где $U_{\text{АЦП.макс}}$ - максимальное напряжение, подаваемое на вход АЦП, В;

$U_{\text{аб.макс}}$ - максимальное напряжение на аккумуляторной батарее, В.

Выбор конкретных значений сопротивлений R1 и R2 можно сделать исходя из следующих соображений. При высоких значениях сопротивлений уменьшается величина рассеиваемой мощности на резисторах, однако так как величины сопротивлений производимых прецизионных резисторов обычно не превышает единиц МОм то в качестве величин сопротивлений резисторов R1 и R2 целесообразно выбрать величины равными 220кОм и 10кОм соответственно.

Величины рассеиваемых мощностей P_{R1}, P_{R2} на резисторах R1 и R2 и величину протекающего через них токов $I_{\text{дел.макс}}$ можно рассчитать по формулам (4.107), (4.108) и (4.109):

$$I_{\text{дел.макс}} = \frac{U_{\text{аб.макс}}}{R1 + R2} = \frac{115}{220 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} = 500 \mu\text{A} \quad (4.107)$$

$$P_{R1} = I_{\text{дел.макс}}^2 R1 = 500 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^3 = 55 \text{ мВт} \quad (4.108)$$

$$P_{R2} = I_{\text{дел.макс}}^2 R2 = 500 \cdot 10^{-6} \cdot 10 \cdot 10^3 = 2.5 \text{ мВт} \quad (4.109)$$

где $I_{\text{дел.макс}}$ - максимальный ток делителя, А;

P_{R1}, P_{R2} - мощности, рассеиваемые на резисторах делителя, Вт.

Погрешность, приведенной на рисунке 4.8 схемы в основном определяется погрешностью вносимой делителем напряжения. Погрешность делителя определяется погрешностями, которые вносят составляющие его резисторы. Относительная погрешность делителя ε выражается через относительные погрешности сопротивлений резисторов по формуле (4.110):

$$\varepsilon = \frac{R1}{R1 + R2} \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} \quad (4.110)$$

где $\varepsilon_{R1}, \varepsilon_{R2}$ - относительные погрешности резисторов делителя.

В качестве резисторов R1 и R2 выбраны прецизионные резисторы С2-29 В-0,062 с номинальным допуском 0.1% характеристики данных резисторов приведены в таблице 4.16.

Таблица 4.16 – Характеристики резисторов С2-29 В-0,062

Предельное рабочее напряжение, В	Температурный коэффициент сопротивления, $\frac{1}{^\circ\text{C}} 10^{-6}$	Номинальная мощность рассеяния, мВт
150	25	62

Согласно документации на данный тип резисторов, максимальной рабочей температурой является семьдесят градусов по Цельсию. При изменении температуры резистора на семьдесят градусов по Цельсию относительное изменение сопротивления резистора ε_t рассчитывается по формуле (4.111):

$$\varepsilon_t = \text{ТКС} \cdot \Delta T \cdot 100\% = 25 \cdot 10^{-6} \cdot 70 \cdot 100\% = 0.18\% \quad (4.111)$$

где ТКС - величина температурного коэффициента сопротивления резистора серии С2-29 В-0,062, $1/^\circ\text{C}$;

ΔT - величина изменения температуры измерительного резистора, $^\circ\text{C}$.

Погрешность, вносимая каждым резистором, может быть принята равной сумме величины допуска и относительной погрешности обусловленной изменением

температуры. Таким образом, можно принять величину относительной погрешности ε_{R1} , ε_{R2} , вносимую каждым резистором делителя, равной 0.3%.

Таким образом, подставляя в формулу (4.110) найденные значения для относительных погрешностей можно получить значение относительной погрешности всего делителя (4.112):

$$\varepsilon = \frac{R1}{R1+R2} \varepsilon_{R1} + \varepsilon_{R2} = \frac{120 \cdot 10^3}{120 \cdot 10^3 + 10 \cdot 10^3} 3 \cdot 10^{-3} + 3 \cdot 10^{-3} = 0.55\% \quad (4.112)$$

где ε_{R1} , ε_{R2} - относительные погрешности величин сопротивлений резисторов R1 и R2.

В качестве операционного усилителя выбрана микросхема MAX44250. Согласно документации на данную микросхему, величина максимального выходного напряжения, отстает от величины напряжения источника питания не более чем на 50мВ, поэтому питание операционного усилителя может осуществляться от источника плюс 5В, без существенного ограничения диапазона измеряемого напряжения.

На выходе дифференциального усилителя установлен фильтр низких частот состоящий из резистора R3 и C1. Данный фильтр обеспечивает фильтрацию высокочастотных помех. Согласно источнику [3, с 137] величину емкости конденсатора фильтра рекомендуется взять на два порядка большей величины емкости устройства выборки и хранения АЦП. Величина емкости устройства выборки и хранения АЦП MAX154 составляет 100пФ поэтому величину емкости конденсатора C1 целесообразно принять равной 10нФ.

Расчет фильтра должен быть произведен так, чтобы при фильтрации высокочастотных помех не снижалась точность получаемых мгновенных значений измеряемой величины. Таким образом, если принять постоянную времени фильтра равной одной пятой от периода работы схемы то погрешность, вносимая фильтром, будет всегда меньше одного процента. Поэтому величину сопротивления резистора R3 можно найти по формуле (4.113):

$$R3 = \frac{\tau}{5 \cdot C1} = \frac{T}{5 \cdot C1} = \frac{1}{5 \cdot C1 \cdot f} = \frac{1}{5 \cdot 20000 \cdot 10^{-8}} = 1 \text{кОм} \quad (4.113)$$

где T - период работы схемы, с;

f - частота работы схемы, Гц;

τ - постоянная времени фильтра, с.

В качестве резистора R3 выбран резистор серии C2-29В-0,062 с сопротивлением 1 кОм и допуском 1%. В качестве конденсатора C1 выбран конденсатор серии K10-17 с допустимым отклонением 5%.

4.8 Расчет схемы ограничения пусковых токов.

При непосредственном подключении аккумуляторной батареи к выходу преобразователя возможно протекание больших по величине пусковых токов, обусловленных зарядом выходного конденсатора от аккумуляторной батареи. Величина пусковых токов в этом случае ограничивается только малым внутренним сопротивлением аккумуляторной батареи. Протекание больших по величине пусковых токов может привести к повреждению аккумуляторной батареи или выходного конденсатора преобразователя. Для предотвращения подобной ситуации предполагается использовать схему, приведенную на рисунке 4.9.

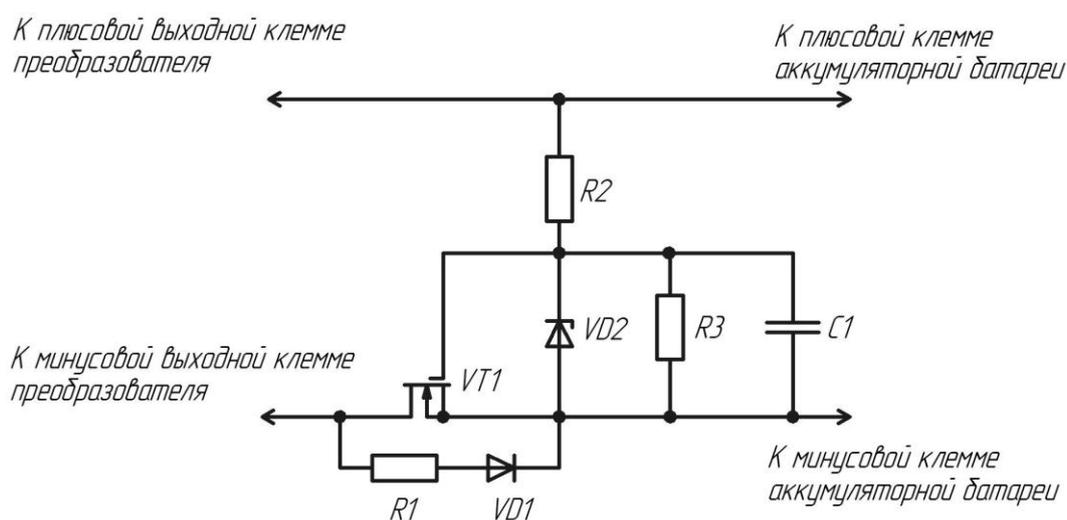


Рисунок 4.9 – Схема ограничения пусковых токов

В схеме приведенной на рисунке 4.9 при подключении аккумуляторной батареи в начальный момент времени величина напряжения на конденсаторе $C1$ равна нулю. Величина напряжения затвор-исток транзистора $VT1$ равная величине напряжения на конденсаторе также равна нулю и транзистор находится в непроводящем состоянии. Заряд выходного конденсатора преобразователя (не показанного на схеме) осуществляется от аккумуляторной батареи через резистор $R1$, ограничивающий своим сопротивлением величину пускового тока. Таким образом, пока транзистор $VT1$ находится в непроводящем состоянии, весь ток от аккумуляторной батареи протекает через резистор $R1$. Транзистор $VT1$ находится в непроводящем состоянии до тех пор, пока величина напряжения на конденсаторе $C1$ не достигнет величины порогового напряжения затвор-исток транзистора $VT1$. Из чего следует, что время в течение, которого транзистор $VT1$

находится в непроводящем состоянии определяется постоянной времени заряда конденсатора С1. Величина напряжения, до которого заряжается конденсатор С1 ограничивается стабилитроном VD2. По достижению напряжения на конденсаторе С1 величины напряжения стабилизации стабилитрона VD2 транзистор VT1 уже находится в проводящем состоянии, в котором остается в течение всей последующей работы схемы.

Расчет величины сопротивления R1 произведен по формуле (4.114),

$$R1 = \frac{U_{аб.макс}^2}{P} = \frac{58^2}{5} = 670 \text{ Ом} \quad (4.114)$$

где $U_{аб.макс}$ - максимальная величина напряжения на аккумуляторной батарее, В;

P - мощность, рассеиваемая на резисторе R1, Вт.

В качестве резистора R1 выбран резистор серии SQP с сопротивлением 680 Ом и с номинальной рассеиваемой мощностью 5Вт.

Величину времени необходимого для заряда выходного конденсатора преобразователя t_3 можно найти по формуле (4.115):

$$t_3 = 3C_{вых} \cdot R1 = 3 \cdot 0.0001 \cdot 680 = 0.2 \text{ с} \quad (4.115)$$

где $C_{вых}$ - величина выходной емкости преобразователя, Ф;

R1 - величина сопротивления резистора R1, Ом.

В качестве транзистора VT1 можно использовать транзистор IRFB4115PbF с параметрами, приведенными в таблице 4.17.

Таблица 4.17 – Параметры транзистора IRFB4115PbF

Максимальное сопротивление в открытом состоянии, мОм	Максимальный ток, А	Максимально-допустимое обратное напряжение, В	Пороговое напряжение затвор-исток, В
11	104	105	3

Расчет потерь на транзисторе VT1 в штатном режиме работы преобразователя осуществляется по формуле (4.116):

$$P_{VT1} = I_{вых.макс}^2 \cdot R_{VT1} = 20^2 \cdot 11 \cdot 10^{-3} = 4.4 \text{ Вт} \quad (4.116)$$

где $I_{вых.макс}$ - максимальный выходной ток преобразователя, А;

R_{VT1} - величина сопротивления транзистора в открытом состоянии, Ом.

Расчет максимального теплового сопротивления радиатора $R_{\theta s-a.макс}$ для транзистора IRFB4115PbF произведен по формуле (4.117).

$$R_{\theta_{s-a.макс}} = \frac{T_j - T_a}{P_{VT}} - R_{\theta_{j-c}} - R_{\theta_{c-s}} = \frac{175 - 40}{4.4} - 0.4 - 0.7 = 29.6 \frac{K}{Вт} \quad (4.117)$$

где T_j - максимально-допустимая температура кристалла для транзистора, °С;

$R_{\theta_{j-c}}$ - тепловое сопротивление кристалл- корпус для транзистора, °С/Вт;

$R_{\theta_{c-s}}$ - тепловое сопротивление корпус-охладитель, °С/Вт;

P_{VT} - суммарная мощность потерь на транзисторе, Вт.

В качестве охладителя использован радиатор на основе алюминиевого профиля АВМ-011 [12]. С характеристиками, приведенными в таблице 4.18.

Таблица 4.18 – Характеристики профиля АВМ-011

Масса на метр длины, кг/м	Тепловое сопротивление в расчете на сто мм длины, °С/Вт
0,88	4,9

Длина профиля рассчитывается таким образом, чтобы получить вдвое меньшее значение величины теплового сопротивления, чем значение, вычисленное по формуле (4.117). Длина профиля ℓ рассчитывается по формуле (4.118):

$$\ell = \frac{R_{\theta_{s-a.рад.}}}{\frac{R_{\theta_{s-a.макс}}}{2}} \cdot L = \frac{4.9}{29.6} \cdot 0.1 = 33 \cdot 10^{-3} \text{ м} \quad (4.118)$$

где $R_{\theta_{s-a.рад.}}$ - величина теплового сопротивления в расчете на сто мм длины, °С/Вт;

$R_{\theta_{s-a.макс}}$ - величина максимального теплового сопротивления радиатора рассчитанного по формуле (15), °С/Вт;

L - величина длины профиля, относительно которой дано значение теплового сопротивления, м.

В качестве стабилитрона VD2 можно использовать стабилитрон КС515Г с параметрами, приведенными в таблице 4.19.

Таблица 4.19 – Параметры стабилитрона КС515Г

Номинальное напряжение стабилизации, В	Максимальный ток стабилизации, мА	Минимальный ток стабилизации, мА
15	31	3

Для обеспечения минимального тока стабилизации стабилитрона величина сопротивления R_2 должна иметь величину сопротивления заданной формулой (4.119):

$$R_2 = \frac{U_{аб.мин} - U_{VD2}}{I_{VD2мин} \cdot K_{зап}} = \frac{40 - 15}{3 \cdot 10^{-3} \cdot 2} = 4.1 \cdot 10^3 \text{ Ом} \quad (4.119)$$

где U_{VD2} - величина напряжения стабилизации стабилитрона VD2, В;

I_{VD2} - минимальный ток стабилизации стабилитрона VD2, А;

$U_{аб.мин}$ - минимальная величина напряжения на аккумуляторной батарее, В;

$K_{зап}$ - коэффициент запаса по току стабилитрона.

Величина сопротивления резистора R2 выбрана равной 3.9кОм в соответствии с номинальным рядом сопротивлений.

Величина рассеиваемой мощности на резисторе R2 рассчитывается по формуле (4.120):

$$P_{R2} = \frac{U_{аб.макс}^2}{R2} = \frac{58.4^2}{3.9 \cdot 10^3} = 0.9 \text{Вт} \quad (4.120)$$

где $U_{аб.макс}$ - максимальная величина напряжения на аккумуляторной батарее, В;

R2 - величина сопротивления резистора R2, Ом;

В качестве резистора R2 выбрал резистор серии C2-33-2 с сопротивлением 3.9кОм и рассеиваемой мощностью 2Вт.

Величина сопротивления разрядного резистора R3 рассчитывается по формуле (4.121) таким образом, чтобы ток, протекающий через данный резистор, был в пять раз меньше величины тока стабилитрона:

$$R3 = \frac{U_{VD2}}{I_{VD2}} \cdot 5 = \frac{15}{3 \cdot 10^{-3}} \cdot 5 = 25 \text{кОм} \quad (4.121)$$

где U_{VD2} - величина напряжения стабилизации стабилитрона VD2, В;

I_{VD2} - минимальный ток стабилизации стабилитрона VD2, А.

В качестве резистора R3 выбран резистор типа C1-4-0.125 сопротивлением 27кОм.

Величину емкости конденсатора C1 можно рассчитать по формуле (4.122):

$$C1 = - \frac{t_3}{\ln\left(\frac{U_{аб.макс} - U_{пор.VT1}}{U_{аб.макс}}\right) R2} = \frac{0.2}{\ln\left(\frac{58-3}{58}\right) 3.9 \cdot 10^3} = 960 \text{мкФ} \quad (4.122)$$

где $U_{аб.макс}$ - максимальная величина напряжения на аккумуляторной батарее, В;

t_3 - требуемая величина времени заряда конденсатора C1, с;

$U_{пор.VT1}$ - величина порогового напряжения транзистора VT1, В.

В качестве конденсатора C1 выбран конденсатор типа K50-35-25В с емкостью 1000мкФ.

В качестве диода VD1 выбран диод 1N4003 с характеристиками, приведенными в таблице 4.20.

Таблица 4.20 – Характеристики диода 1N4003

Максимальный ток, А	Максимальное обратное напряжение, В
1	200В

4.9 Полная принципиальная схема

На рисунке 4.10 приведена полная принципиальная схема устройства.

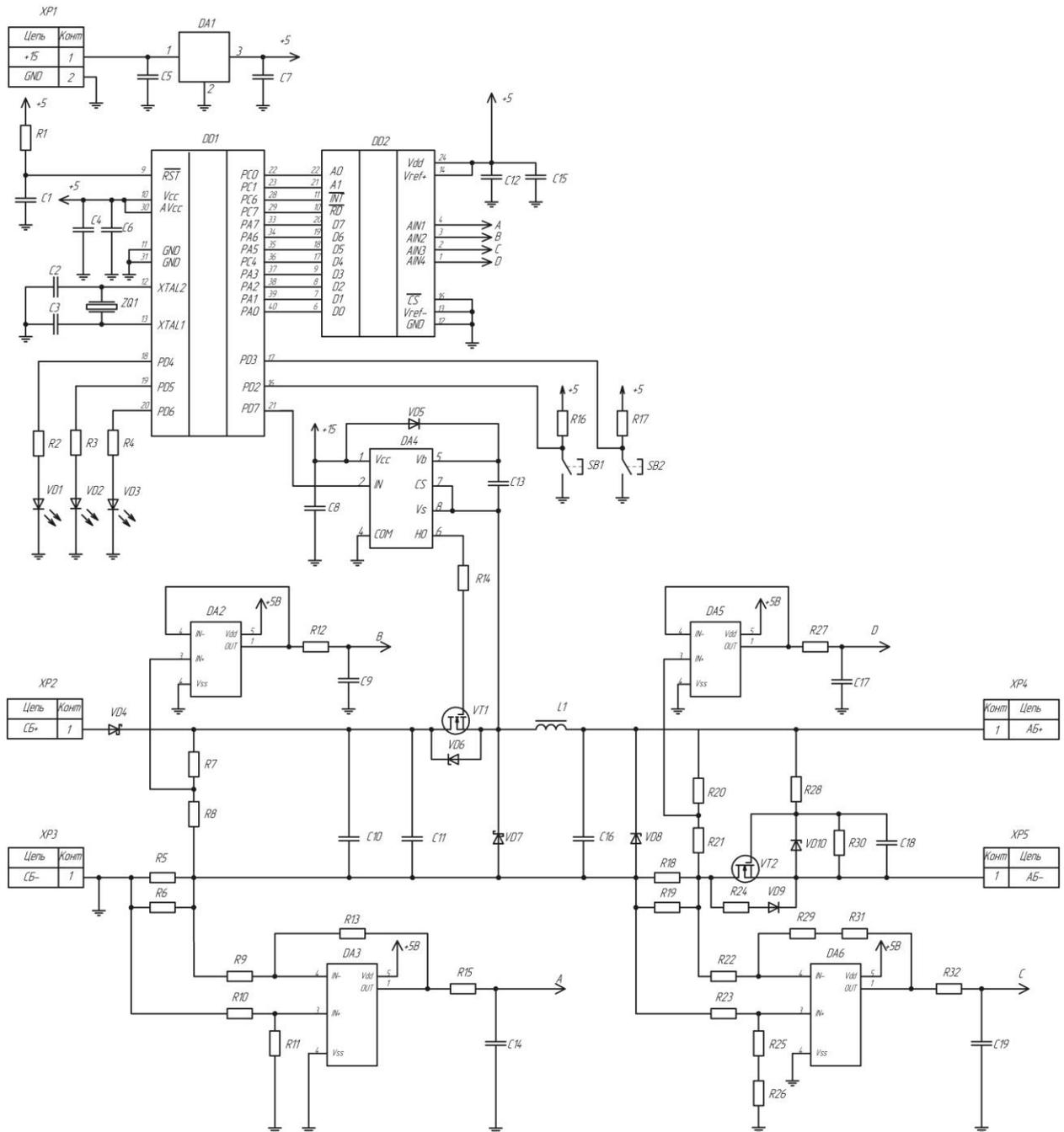


Рисунок 4.10 – Полная принципиальная схема устройства

5 Конструктивный расчет параметров печатной платы

Размер печатной платы системы управления выбран таким образом, чтобы отношение линейных размеров платы составляло три к двум и каждый из размеров был кратен 2.5мм. Таким образом, длина платы выбрана равной 120 мм, ширина платы выбрана равной 80мм.

В качестве шага координатной сетки выбрана величина в 2.5 мм согласно [1].

В качестве материала для платы использован стеклотекстолит СФ-2-35Г толщиной 1.5мм.

Так как разрабатываемый печатный узел характеризуется невысокой плотностью монтажа то для увеличения надежности и простоты изготовления платы выбран первый класс точности. Параметры печатной платы первого класса точности приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 – Параметры печатной платы первого класса точности

Ширина проводника, мм	Расстояние между проводниками, мм	Гарантийный поясок контактной площадки, мм
0,75	0,75	0,3

При ширине дорожки t равной 0.75мм, допустимой плотности тока j равной $100 \frac{\text{А}}{\text{мм}^2}$ (согласно [2]) и толщине фольги b равной $35 \cdot 10^{-3}$ мм допустимый ток $I_{\text{доп}}$ рассчитывается по формуле (12.1):

$$I_{\text{доп}} = j \cdot t \cdot b = 100 \cdot 0.75 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 2.6 \text{ А} \quad (5.1)$$

Выбор диаметров монтажных отверстий d производился исходя из условия (5.2):

$$d > \Delta d_{\text{н.о.}} + d_3 + r \quad (5.2)$$

где $\Delta d_{\text{н.о.}}$ - нижняя величина предельного отклонения, (для первого класса точности с металлизированными отверстиями составляет 0.15 мм), м;

d_3 - величина диаметра радиоэлемента, м;

r - разница между минимальным значением диаметра отверстия и максимальным значением вывода (принята равной 0.1 мм) , м;

Диаметр контактной площадки D рассчитывался по формуле (5.3):

$$D = d + \Delta d_{\text{в.о.}} + 2b + \Delta t_{\text{в.о.}} \quad (5.3)$$

где D - величина диаметра контактной площадки, м;

$\Delta d_{в.о}$ - верхнее предельное отклонение диаметра отверстия (для первого класса точности составляет 0.05мм), м;

b - величина гарантийного пояса, м;

$\Delta t_{в.о}$ - верхнее предельное отклонения ширины проводника (для первого класса точности составляет 0.25мм), м;

В таблице 5.2 приведены рассчитанные параметры монтажных отверстий для элементов.

таблица 5.2 – Параметры монтажных отверстий для элементов

Наименование элемента	Диаметр выводов, мм	Диаметр отверстий, мм	Диаметр контактной площадки, мм	Количество отверстий
ATmega16-16PU	0.45	0.7	1.6	40
MAX154BCNG+	0.45	0.7	1.6	24
Конденсаторы электролитические К50-35-25В	0.6	0.9	1.8	6
Светодиоды КИПД24А-Л	0.6	0.9	1.8	6
Резисторы С1-4-0.125	0.6	0.9	1.8	12
Кнопки PSM1-2-0	0.6	0.9	1.8	12
Конденсаторы керамические К10-17Б	0.6	0.9	1.8	12
Кварцевый резонатор НС-49S	0.6	0.9	1.8	2
Линейный стабилизатор L7805	0.8	1.1	2.0	3
Клеммные колодки 141V-01P	0.7	1.1	2.0	4

6 Экономическая часть

В таблице 6.1 приведен список компонентов используемых для построения устройства с указанием их стоимости. Суммарная стоимость устройства, исходя из стоимостей компонентов, указанных в таблице 6.1, составила 12230 рублей.

Таблица 6.1 – Список компонентов с указанием их стоимости

Наименование компонента	Цена, руб	Количество используемых компонентов, шт.	Общая стоимость, руб	Источник
Транзистор IRFP90N20D ТО-247АС	200	1	200	https://www.chipdip.ru
Диод Шоттки 30CPQ150PbF ТО-247АС	95	2	190	https://www.chipdip.ru
Конденсатор МКТ1820712165	1820	3	5460	https://www.digikey.com
Защитный диод 5KP110A-TP	57	2	114	https://www.digikey.com
Сердечник ферритовый B66371-G1500-X127	342	4	1368	https://www.digikey.com
Каркас для дросселя, B66372A2000T001	590	1	590	https://www.chipdip.ru
Микроконтроллер ATmega16-16PU 40DIP	280	1	280	https://www.chipdip.ru
АЦП MAX154BCNG+ 24DIP	1020	1	1020	https://www.digikey.com
Драйвер ключа IR2125PBF	110	1	110	https://www.chipdip.ru
Шунтовой резистор WSL2816R0100FE H	71	4	287	https://www.digikey.com
Кварцевый резонатор HC-49S	14	1	14	https://www.chipdip.ru
Транзистор IRFB4115PbF ТО-220AB	120	1	120	https://www.chipdip.ru

Продолжение таблицы 6.1

Наименование компонента	Цена, руб	Количество компонентов, шт.	Общая стоимость, руб	Источник
Резистор прецизионный С2-29В – 0,062	30	18	540	http://www.erkonn.ru
Операционный усилитель МАХ44250АУК+Т SOT23-5	190	4	760	https://www.chipdip.ru
Диод Шоттки ВАР43S	2	1	2	https://www.chipdip.ru
Стабилитрон КС515Г	24	1	24	https://www.chipdip.ru
Резисторы общего назначения С1-4-0.125	7	0.6	4,2	https://www.chipdip.ru
Резистор общего назначения С1-4-1	2	1	2	https://www.chipdip.ru
Конденсаторы электролитические К50-35-25В	3	5	15	https://www.chipdip.ru
Светодиоды КИПД24А-Л	18	3	54	https://www.chipdip.ru
Кнопки PSM1-2-0	77	2	154	https://www.chipdip.ru
Конденсаторы керамические К10-17	4	10	40	https://www.chipdip.ru
Линейный стабилизатор L7805	13	1	13	https://www.chipdip.ru
Диод 1N4003	3	1	3	https://www.chipdip.ru
Резистор мощный SQP 5	1	6	6	https://www.chipdip.ru
Клеммная колодка Phoenix Contact 1703034	200	4	800	https://www.digikey.com
Клеммная колодка 141V-01P	30	2	60	https://www.chipdip.ru

7 Безопасность и экологичность проекта

При сборке устройства необходимо осуществлять многочисленные операции пайки и травления печатных плат. Данные типы операций несут в себе опасные для здоровья факторы.

К вредным и опасным факторам при пайке относятся: ультрафиолетовое видимое и инфракрасное излучение источников нагрева и нагретых деталей запыленность и загазованность воздуха. При пайке, напылении, выплавке припоев и флюсов в окружающую среду поступают аэрозоли, содержащие в составе твердой фазы окислы металлов (марганца, хрома, никеля, железа, меди, титана, алюминия), а также токсичные газы (окись углерода, фтористые, хлористые, бромистые соединения, окислы азота). В составе аэрозолей могут быть составляющие флюсов и припоев, содержащих свинец, кадмий, цинк, олово, углеводороды. Работы, связанные с пайкой и лужением, должны проводиться в специально оборудованных и предварительно подготовленных помещениях. Обязательно должна присутствовать система вентиляции. Вентиляционные установки должны быть оснащены звуковой и световой сигнализацией.

При травления и полировке металлов, гальванических покрытиях в лабораториях и для многих других целей применяются различные вредные химикаты (агрессивные и вредные вещества) - азотная, фтористо-водородная, соляная, серная, уксусная, фосфорная, муравьиная и другие кислоты, а также щелочи. При работе с кислотами возникают следующие опасные факторы: отравления выделяющимися парами и газами, химические ожоги при попадании кислот на кожу и в глаза. При работе с кислотами и щелочами необходимо пользоваться соответствующей спецодеждой. Для защиты глаз (от брызг, пыли) необходимо применять очки в резиновой оправке.

Заключение

В ходе работы над выпускной квалификационной работой было разработано устройство, контролирующее процесс заряда аккумуляторной батареи и обеспечивающее возможность извлечения максимальной мощности из солнечных панелей в условиях изменяющихся уровней освещенности и температуры.

В ходе выполнения бакалаврской работы был разработан алгоритм функционирования устройства, разработана структурная схема и выполнен расчет основных функциональных блоков устройства.

Список использованной литературы

1. ГОСТ Р 51040-97. Платы печатные. Шаги координатной сетки. – М.: ИПК Изд-во стандартов, 1997. – 3с.
2. ГОСТ Р 53429-2009. Платы печатные. Основные параметры конструкции. – М.: Стандартинформ, 2012. – 7с.
3. Анучин, А.С. Системы управления электроприводами/ А.С. Анучин. – М.: Издательский дом МЭИ, 2015 –372с.
4. Браун, М. Источники питания. Расчет и конструирование/ М. Браун. – К.: МК-Пресс, 2007.- 288 с.
5. Волович, Г.И. Схемотехника аналоговых и аналого-цифровых электронных устройств./ Г.И. Волович. – М.: Додека XXI, 2011. – 530с.
6. Глиберман, А.Я. Кремневые солнечные батареи./ А.Я. Глиберман, А.К. Зайцева. – М.: Государственное энергетическое издательство, 1961. – 70 с.
7. Мелешин, В.И. Транзисторная преобразовательная техника./ В.И. Мелешин. – М.: Техносфера, 2005. – 632с.
8. Раушенбах, Г. Справочник по проектированию солнечных батарей./ Г. Раушенбах. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 353 с.
9. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов./ Б.Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-Р, 2001. – 327с.
10. Хоровиц, П. Искусство схемотехники: в 2-х т. / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ. М.В. Гальперина. – М.: Мир . – 598с. – 1 т.
11. Позднов, М.В. Основы преобразовательной техники : учеб.-метод. пособие по выполнению курс. проекта./ М.В. Позднов. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2013. – 22 с.
12. Алюминиевые профили и радиаторы охлаждения [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://virtumech.ru>, свободный.
13. 5KP Series Transient Voltage Suppression Diodes [Электронный ресурс] – Littelfuse, 2015. – Режим доступа: http://www.littelfuse.com/~media/electronics/datasheets/tvs_diodes/littelfuse_tvs_diode_5kp_da , свободный.
14. ATmega16 8-bit Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash [Электронный ресурс] – Atmel, 2014. – Режим доступа: http://www.atmel.com/Images/Atmel-8154-8-bit-AVR-ATmega16A_Datasheet.pdf, свободный.
15. AVR200: Multiply and Divide Routines [Электронный ресурс] – Atmel , 2009. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.atmel.com/Images/doc0936.pdf>, свободный.

16. Benergy: Custom battery pack manufacturer [Электронный ресурс] – Режим доступа: <https://www.benergytech.com/?a=article&id=31>, свободный.
17. CMOS High-Speed 8-Bit ADCs with Multiplexer and Reference [Электронный ресурс] – Maxim Integrated, 1996. – Режим доступа: <https://datasheets.maximintegrated.com/> свободный.
18. Changzhou Huake New Energy Technology Company limited. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.chinanetsun.com/1125480/48V-40Ah-Rechargeable-Lifepo4-Wind--Solar-Lithium-Batteries-,-CE-5539664.html>, свободный.
19. De Breucker, S. Impact of dc-dc Converters on Li-ion Batteries, Ph.D. dissertation [Электронный ресурс] / S. De Breucker. – Arenberg: Arenberg Doctoral School Wetenschap & Technologie, 2012. – Режим доступа: https://lirias.kuleuven.be/bitstream/123456789/353008/1/Impact_of_dc_dc_Converters_on_Li_ion_Batteries.pdf, свободный.
20. Dutta, A. Performance Enhancement of DC to DC Boost Converter Based on PID Controller using Automatic Tuning Method [Электронный ресурс] / A. Dutta, B. Singh. – International journal of engineering development and research, 2016. – Режим доступа: <http://www.ijedr.org/papers/IJEDR1601017.pdf>, свободный.
21. IRFP90N20D SMPS MOSFET [Электронный ресурс] – International Rectifier, 2001. – Режим доступа: <http://www.infineon.com/dgdl/irfp90n20d.pdf?fileId=5546d462533600a40153562cc64c202d>, свободный.
22. Faranda, R. Energy comparison of MPPT techniques for PV Systems [Электронный ресурс] / R. Faranda, S. Leva. – WSEAS Transactions on Power Systems, 2008. – Режим доступа: <http://wseas.us/e-library/transactions/power/2008/27-545.pdf>, свободный.
23. Kumar, A. Study and Comparison of Various MPPT Algorithms in Solar Power System [Электронный ресурс] / A. Kumar, S. Kumar. – International Journal of Innovative Science, Engineering & Technology, 2015. – Режим доступа: http://ijiset.com/vol2/v2s12/IJSET_V2_I12_101.pdf, свободный.
24. MAX44250-MAX44252 20V, Ultra-Precision, Low-Noise Op Amps [Электронный ресурс] – Maxim Integrated, 2017. – Режим доступа: <https://datasheets.maximintegrated.com/>, свободный.
25. MKT1820 DC Film Capacitors MKT Radial Potted Type [Электронный ресурс] – Vishay, 2017. – Режим доступа: <http://www.vishay.com/docs/26011/mkt1820.pdf>, свободный.
26. Nanophosphate High Power Lithium Ion Cell ANR26650M1 [Электронный ресурс] – A123Systems, 2011. – Режим доступа: <http://www.a123systems.com//Collateral/>

Documents/ English -US/A123%20 Systems %20ANR26650%20Spec%20Sheet.pdf , свободный.

27. OptimumNano. [Электронный ресурс] – Режим доступа: <http://www.optimumnanoenergy.com> , свободный.

28. Power Metal Strip Resistors, Low Value [Электронный ресурс] – Vishay , 2017. – Режим доступа: <http://www.vishay.com/docs/30100/wsl.pdf> , свободный.

29. Rosu-Hamzescu, M. AN1521 Practical Guide to Implementing Solar Panel MPPT Algorithms [Электронный ресурс]/ M. Rosu-Hamzescu, S.Oprea. – Microchip Technology , 2013. Режим доступа: https://www.academia.edu/7279951/Practical_Guide_to_Implementing_Solar_Panel_MPPT_Algorithms , свободный.

30. Verma, S. Overview of control Techniques for DC-DC converters [Электронный ресурс] / S. Verma, S.K Singh, A.G. Rao. – Research Journal of Engineering Sciences, 2013. Режим доступа: <http://www.isca.in/IJES/Archive/v2/i8/4.ISCA-RJEngS-2013-099.pdf> , свободный.

31. VS-30CPQ1.0PbF Series Schottky Rectifier [Электронный ресурс] – Vishay Siliconix , 2017. – Режим доступа: <http://www.vishay.com/docs/94186/vs-30cpq150.pdf>, свободный.

32. Wang, J. A High Frequency Battery Model for Current Ripple Analysis [Электронный ресурс] / J. Wang, C. Chen. – 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2010. – Режим доступа: https://www.researchgate.net/publication/224125560_A_High_Frequency_Battery_Model_for_Current_Ripple_Analysis, свободный.

33. Wang, X. Use of LiFePo4 batteries in stand-alone solar system [Электронный ресурс] / X. Wang, P. Adelman, T. Reindl. – Energy Procedia , 2011. – Режим доступа: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610212011800>, свободный.