



## Содержание

Введение.....	4
1. Теоретические аспекты испытаний электрической прочности воздуха .....	8
1.1. Электрическая прочность материала .....	8
1.2. Электрическое поле .....	9
2. Анализ топологии обратного преобразователя.....	10
2.1. Топология обратного преобразователя с активным демпфированием .....	10
2.2. Сравнение пассивного обратного хода и активного демпфирования .....	15
2.3. Рекомендации по управлению ZVS для QL и QH .....	17
2.4. Влияние $C_{oss}$ и рекомендации по достижению ZVS на QL .....	18
2.6. Влияние $C_{oss}$ и рекомендации по достижению ZVS на QH.....	21
2.7. Преимущества адаптивного управления ZVS.....	21
3. Структура и модель лабораторной установки .....	24
3.1. Требования к проектированию лабораторной установки.....	24
3.2. Описание структурной схемы установки .....	25
3.3. Моделирование топологии.....	26
4. Опытное-экспериментальное исследование .....	33
4.1. Макетирование источника .....	33
4.2. Проектирование разрядника .....	35
4.4. Разработка программного обеспечения для системы управления.....	39
4.5. Изменение кода алгоритма.....	41

4.6. Изготовление макета высоковольтной схемы питания и системы управления .....	44
4.7. Структура проведения экспериментов .....	51
4.8. Эксперимент 1. Проверка формирования импульсов управления .....	52
4.9. Эксперимент 2. Исследование работы алгоритма управления .....	56
4.10. Эксперимент 3. Исследование импульса разряда.....	62
4.11. Доработка в макете лабораторной установки .....	64
Заключение .....	66
Список используемой литературы .....	67

## Введение

Высоковольтные источники питания, как правило, не являются массовым товаром потребления. Их применение более специализировано под конкретные задачи. А также присутствует сложность изготовления компонентов на высокое напряжение, следовательно, рост цены на данные изделия. В частности, узким местом являются такие компоненты, как: высоковольтные конденсаторы, трансформаторы, выпрямительные диоды. В разрабатываемой установке применены наиболее распространенные компоненты, которые упрощают и удешевляют изготовление и ремонт данной установки. Основная идея преобразователя построена на высоковольтном трансформаторе с уже встроенным выпрямителем (трансформатор диодно-каскадный, далее – ТДКС), что исключает необходимость отдельных высоковольтных диодов, требуемых для построения обратноходового преобразователя. Данные виды трансформаторов применяются в ЭЛТ телевизорах для генерирования развертки изображения.

В качестве топологии генератора высоковольтного напряжения применен обратноходовой преобразователь с активным демпфированием. Основная область применения топологии обратноходового преобразователя приходится на источники питания, понижающие напряжение. Введение в схему цепи активного демпфирования улучшает характеристики при высокочастотном регулировании, включая такие моменты, как увеличение КПД за счет уменьшения потерь нагрева пассивной цепи демпфирования, потерь в трансформаторе, а также потерь при переключениях. Однако, применение данной топологии, как правило, становится не выгодным при требуемых больших мощностях. С другой стороны, добавление ключа активного демпфирования усложняет понимание принципа работы топологии и требует полного анализа всех переходных процессов, происходящих в схеме. Помимо понимания происходящих процессов, следует обратить особое внимание на подбор и расчет элементов схемы, так

как в данной топологии параметры элементов схемы могут быть взаимосвязаны неочевидным образом.

Преимущества данной топологии в качестве источника высокого напряжения заключается в гибком регулировании, ограниченном количестве энергии за цикл работы и в дополнительной защите за счет режима прерывистых токов. Используя данные особенности топологии, можно получить точную настройку выходного напряжения, соответствующую заданному параметру, а также обеспечить защиту элементов от перенапряжения при переключениях.

**Объектом исследования** является разрабатываемая установка испытаний электрической прочности воздуха на топологии обратного преобразователя с активным демпфированием и алгоритм управления данной топологии.

**Целью исследования** является создание опытного образца лабораторной установки испытаний электрической прочности воздуха на основе схемы обратного преобразователя с активным демпфированием, который позволит одновременно изучать как воздушный пробой, так и принцип работы топологии обратного преобразователя с активным демпфированием для генерирования высокого напряжения.

### **Задачи работы**

1. Изучить и проанализировать литературу;
2. Промоделировать работу обратного преобразователя с активным демпфированием;
3. Разработать структуру установки;
4. Выбрать основные элементы;
5. Разработать печатную плату преобразователя;
6. Разработать алгоритм формирования управления, алгоритм управления расстоянием и интерфейс взаимодействия с пользователем;

7. Разработать и собрать макет разрядника;
8. Изготовить макет лабораторной установки
9. Провести экспериментальные исследования

### **Научная новизна**

1. Разработана математическая модель повышающего обратного преобразователя с активным демпфированием и подобраны параметры элементов для правильной работы топологии.
2. Разработаны алгоритм формирования импульсов управления обратным преобразователем с активным демпфированием, алгоритм управления межэлектродным расстоянием разрядника и алгоритм взаимодействия с пользователем посредством кнопок и ЖК-экрана.
3. Описаны основные моменты кода алгоритма микроконтроллера для дальнейших улучшений характеристик управления.

### **Практическая ценность**

1. Проанализированы топологии обратного преобразователя с активным и пассивным демпфированием. Описаны рекомендации по уменьшению потерь в топологии с активным демпфированием.
2. Разработана печатная плата преобразователя с учетом повышения помехоустойчивости и надёжности при длительной работе.
3. Изготовлен макет разрядника установки с автоматическим изменением межэлектродного расстояния.
4. Изготовлен опытный образец лабораторной установки испытаний электрической прочности воздуха.

### **Положения, выносимые на защиту**

1. Рекомендации по управлению топологией обратного преобразователя с активным демпфированием.

2. Разработанная математическая модель повышающего обратного преобразователя с активным демпфированием.
3. Разработанная и изготовленная печатная плата преобразователя, основные рекомендации по проектированию.
4. Разработанная лабораторная установка испытаний электрической прочности воздуха.

### **Апробация результатов**

Результаты выполненных исследований докладывались на научно-практической конференции «Студенческие дни науки ТГУ», г. Тольятти, 2017 года. Результаты работы в среде моделирования и применение модели для разработки алгоритмов управления опубликовано в электронном научном журнале «Студенческий» №10(30), г. Новосибирск, 2018 год.

### **Структура и объем работы**

Магистерская диссертация состоит из введения, четырех глав, заключения, списка используемой литературы и приложения. Диссертация содержит 72 страницы, 49 рисунков, 12 таблиц, 36 литературных источников.

## 1. Теоретические аспекты испытаний электрической прочности воздуха

### 1.1. Электрическая прочность материала

С развитием электричества изучение электрической прочности различных сред является актуальной задачей для улучшения характеристик изоляционных материалов и поиска новых, отвечающих современным предъявляемым требованиям.

Разрядный промежуток состоит из электродов, имеющих изолирующее расстояние друг от друга и от земли воздушной средой, а в местах крепления – изоляторами. Электрическая прочность воздуха зависит от произведения атмосферного давления и расстояния между электродами (1). Данный закон был сформулирован Фридрихом Пашеном в 1889 году [1].

$$U = f(Pd) \quad (1)$$

Закон справедлив для однородного электрического поля и его возможно проверить экспериментально. На рис. 1 представлена кривая Пашена для некоторых газов.

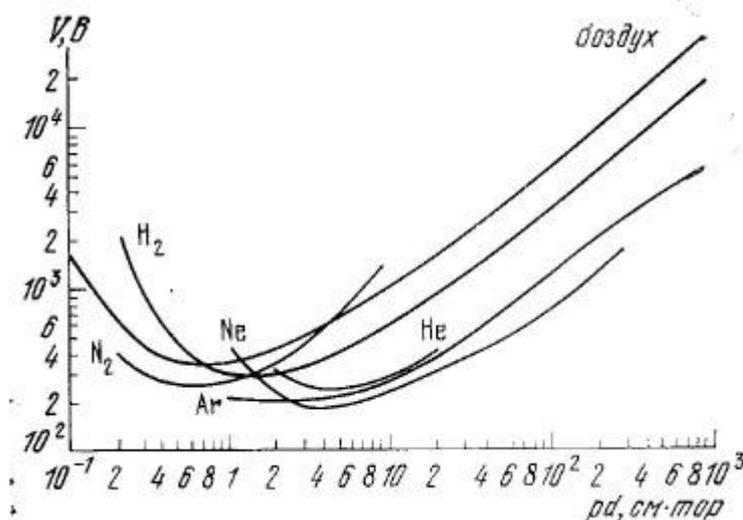


Рисунок 1 – кривая Пашена для водорода, азота, аргона, неона, гелия и воздуха

Кривая Пашена - это график зависимости напряжения пробоя от произведения давления и расстояния между электродами. Данные зависимости описываются уравнением [1]:

$$U = \frac{a \cdot p \cdot d}{\ln p \cdot d + b} \quad (2)$$

Где  $U$  – напряжение пробоя;  $p$  – давление;  $d$  – расстояние между электродами;  $a, b$  – постоянные коэффициенты, зависящие от состава газа.

## 1.2. Электрическое поле

Электрические поля различают на однородные, слабо-неоднородные и резко-неоднородные (рис. 2). В однородном поле его напряженность постоянна вдоль силовых линий. В слабо-неоднородных полях напряженность изменяется вдоль силовых линий не больше, чем в 3 раза. При изменении более, чем в 3 раза напряженности такое электрическое поле считается резко-неоднородным полем [2].

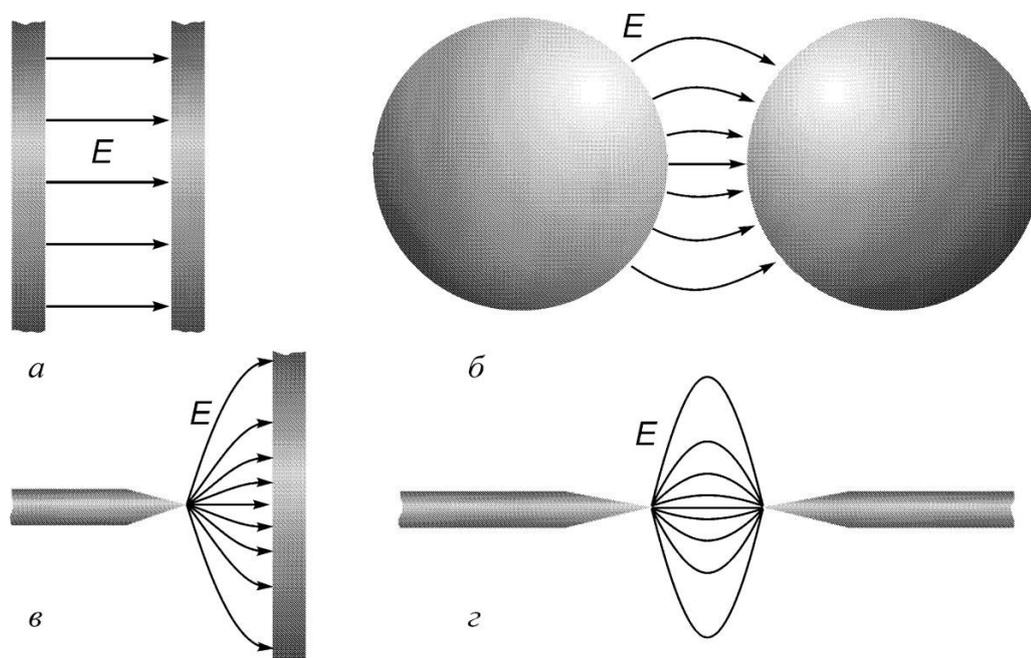


Рисунок 2 – Различные конфигурации электрического поля:

а – однородное; б – слабо-неоднородное; в, г – резко-неоднородное

Степень неоднородности электрического поля между электродами характеризуется коэффициентом неоднородности  $K_n$ , который равен отношению максимальной напряженности  $E_{\text{макс}}$  к средней напряженности  $E_{\text{ср}}$  поля между электродами:

$$K_n = \frac{E_{\text{макс.}}}{E_{\text{ср.}}} \quad (3)$$

Средняя напряженность рассчитывается, как отношение напряжения  $U$ , между электродами к расстоянию  $S$  между ними [3]:

$$E_{\text{ср.}} = \frac{U}{S} \quad (4)$$

Максимальная напряженность зависит от формы, размеров электродов, способа их подключения и расстояния между ними.

## 2. Анализ топологии обратноходового преобразователя

### 2.1. Топология обратноходового преобразователя с активным демпфированием

Обратноходовая топология подходит для коррекции коэффициента мощности, изоляции и регулирования напряжения выхода, используя только один шаг преобразования энергии. Кроме того, основной ключ соединен последовательно со входом, что обеспечивает простую защиту от пускового тока и перегрузки по току. Таким образом, обратноходовая топология является альтернативой обычным двухступенчатым схемам, обычно используемых в системах распределения электроэнергии [4].

Недостатком применения обратноходовой схемы является относительно высокое напряжение и ток для коммутационных компонентов [5]. Использование методов управления зарядом позволяет работать с большей частью входного сигнала в режиме непрерывной проводимости (РНП), тем самым уменьшая пиковое напряжение тока устройства. Кроме того, путем внедрения устройств смешанной мощности в ключ обратного хода, повышенные уровни мощности могут обрабатываться без серьезного снижения эффективности преобразования [6]. Скачки напряжения могут быть сведены к минимуму за счет наличия активной схемы демпфирования, которая служит для ограничения скачков напряжения срабатывания при повторном использовании энергии утечки трансформатора обратного хода [7].

Добавление схемы активного ограничения в базовую топологию обратного хода представлено на рис. 3.  $L_{leak}$  представляет собой полное индуктивное сопротивление трансформатора, отраженное на первичной стороне [8]. С активной схемой демпфирования ограничивается пик напряжения выключения транзистора, перерабатывается энергия утечки трансформатора, и становится возможным отключение при нуле напряжения (ОНН) для первого (S1) и вспомогательного (S2) ключей. Эти преимущества достигаются за счет дополнительных компонентов силовой схемы и повышенной сложности системы управления [9].

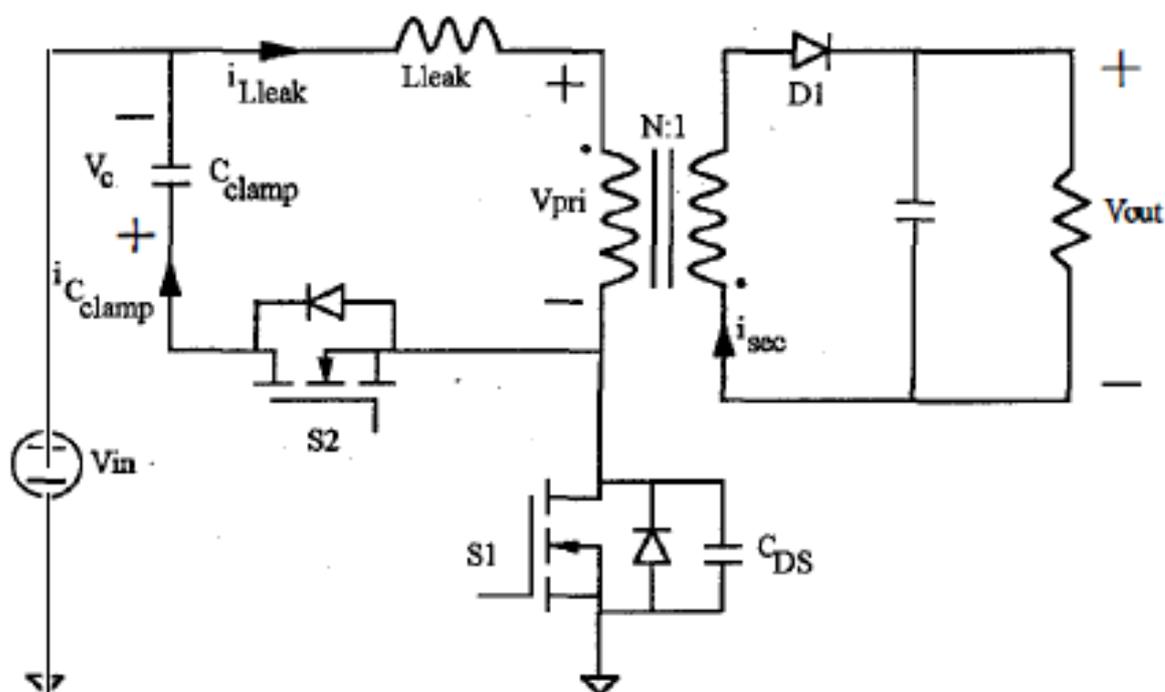


Рисунок 3 - Упрощенная схема преобразователя активного ограничения

На рис. 4 показаны топологические состояния, а на рис. 5 основные формы сигналов преобразователя с активным ограничением. При установившемся режиме и однонаправленном токе намагничивания, предполагая, что  $L_{leak}$  намного меньше индуктивности намагничивания трансформатора  $L_m$ , и последовательность топологических состояний следующая [10]:

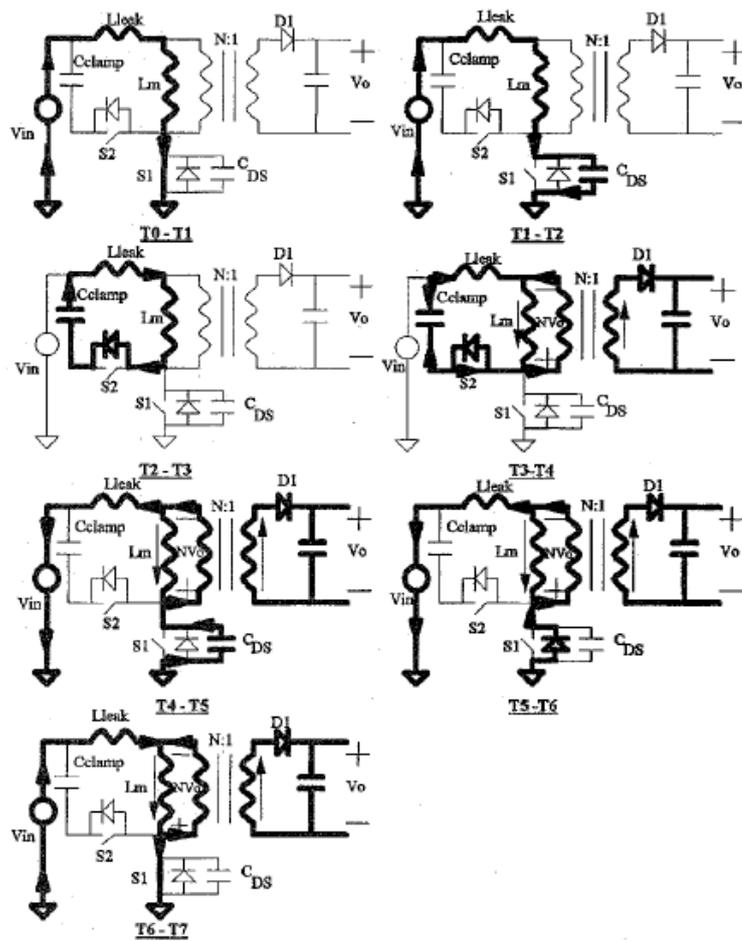


Рисунок 4 - Топологические состояния схемы активного ограничения

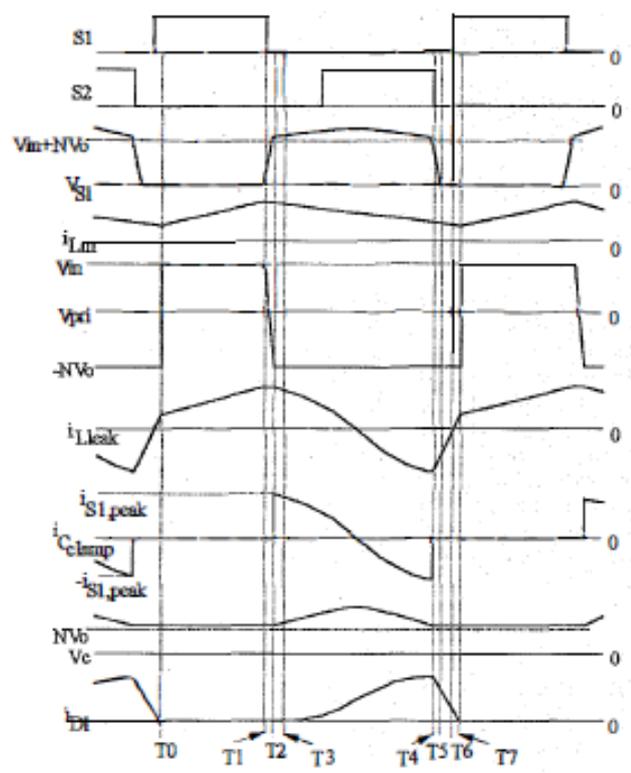


Рисунок 5 - Устойчивые формы сигнала активной схемы ограничения

$T_0 - T_1$ : при  $T_0$  ключ  $S_1$  включен, а ключ  $S_2$  выключен. Выходной выпрямитель  $D_1$  имеет обратное смещение такое же как и у встречного диода  $S_2$ . Индуктивность намагничивания и рассеяния линейно возрастают так же, как и во время фазы зарядки катушки индуктивности в режиме «нормальной» работы обратного хода [11].

$T_1 - T_2$ :  $S_1$  выключается при  $T_1$ . CDS фактически заряжается резонансным образом, но время заряда очень короткое, что приводит к приблизительно линейной характеристике зарядки.

$T_2 - T_3$ : при  $T_2$  CDS заряжается ( $V_{DS} = V_{in} + V_c$ ) до точки, где начинает проходить встречный диод  $S_2$ . Ограниченный конденсатор фиксирует напряжение через  $L_{leak}$  и индуктивность намагничивания трансформатора до  $V_C (\cong N V_o)$ , образуя делитель напряжения между двумя индуктивными элементами. Поскольку  $C_{clamp}$  намного больше, чем CDS, то почти весь ток намагничивания отводится через диод к ограниченному конденсатору [12].

$T_3 - T_4$ : При  $T_3$ ,  $V_{pri}$  уменьшился до такой степени, что напряжение вторичного трансформатора стало достаточно для прямого смещения  $D_1$ . Затем первичное напряжение трансформатора ограничивается вторичным напряжением приблизительно до  $N V_o \cdot L_{leak}$  и  $C_{clamp}$  начинает резонировать [13].  $S_2$  включается во время этого интервала для того, чтобы пропустить ток резонансного ограниченного конденсатора в обратном направлении.

$T_4 - T_5$ : дополнительный ключ  $S_2$  отключается при  $T_4$ , эффективно устраняя  $C_{clamp}$  из цепи. Появляется новая резонансная сеть между индуктивностью рассеяния и емкостью от стока к истоку MOSFET-транзистора. Первичное напряжение трансформатора остается ограниченным на  $N V_o$ , поскольку CDS разряжается.

$T_5 - T_6$ : Предполагая, что энергия, хранящаяся в  $L_{leak}$  больше энергии, хранящейся в CDS, то при  $T_5$  CDS будет сильное разряжение, в связи с началом проводимости диода  $S_1$ . Напряжение на индуктивности

рассеяния ограничивается на  $V_{in} + N V_o$ . Именно во время этого интервала ключ  $S_1$  можно при нулевом напряжении.

$T_6 - T_7$ :  $S_1$  включен, а вторичный ток уменьшается по мере увеличения тока индуктивности рассеяния. При  $T_7$  вторичный ток достигает нуля (поскольку ток индуктивности рассеяния равен намагничивающему току), а  $D_1$  обратное смещение, позволяя изменить полярность на первичной обмотке трансформатора. Индуктивность намагничивания и рассеяния начинают снова линейно заряжаться запуская другой цикл включения ( $T_7 = T_0$ ) [14].

Заметим, что на рис. 5 длина временных интервалов от  $T_1$  до  $T_3$  и  $T_4$  до  $T_7$  сильно увеличена для того, чтобы более четко показать периоды перехода.

Применяя ККМ, активное ограничение обеспечивает практически те же преимущества, что и с применением стабилизатора напряжения. Метод управления зарядом может применяться для работы «ОТН» (однонаправленный ток намагничивания), уменьшая текущее напряжения компонента и увеличивая возможности обработки мощности [15]. На рис. 6 показана блок-схема и основные осциллограммы, которые относятся к управлению зарядом. Этот метод управления с ККМ заставляет входной сигнал следовать за контрольным импульсом линейного входа, в результате чего входной сигнал появляется в виде синусоиды. Частота переключения постоянна, и (из-за интегрирующего конденсатора) схема управления обеспечивает хорошую устойчивость от коммутационных помех [16].

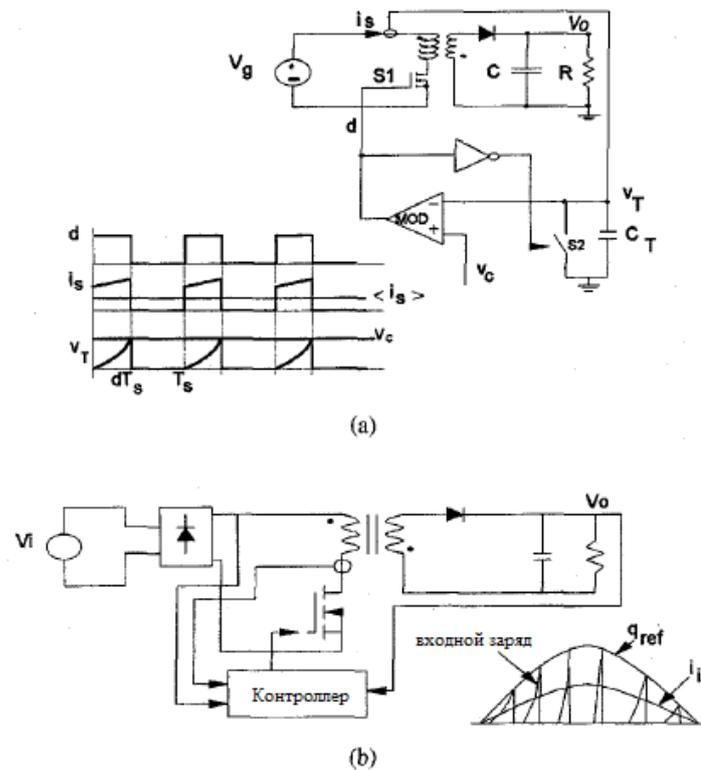


Рисунок 6 - Метод управления зарядом. (А) Частотные колебания. (В) Линейные колебания частоты

## 2.2. Сравнение пассивного обратного хода и активного демпфирования

Более высокая частота работы ключей уменьшает размер трансформатора, фильтра электромагнитных помех и выходных конденсаторов для более высокой плотности мощности [17]. Широко используются два режима преобразования обратноходового преобразователя для переносных адаптеров: пассивный обратный ход (PCF) с переключением в стабильном участке и обратный ход с активным демпфированием (ACF) с переключением в нулевом напряжении (ZVS) [18]. Их принципиальные схемы проиллюстрированы на рисунке 7, а основные различия в формах переключений сравниваются на рисунке 8. Для PCF рассеиваемая мощность в пассивной схеме демпфирования и потери на включение нижнего ключа (QL) с переключением в провале становится препятствием для высокочастотного дизайна, в то время как ACF способен устранить обе потери [19].

Во-первых, верхний ключ (QH) ACF заставляет демпфирующий конденсатор ( $C_{clamp}$ ) резонировать с индуктивностью утечки трансформатора ( $L_k$ ) для повторной передачи энергии  $L_k$  на выход, поэтому потери при демпфировании можно устранить [20]. Во-вторых, правильное управление временем включения QH позволяет намагничивающий ток ( $i_m$ ) дополнительно изменять в обратное направление, чтобы хранить достаточную энергию на индуктивности намагничивания ( $L_m$ ) для достижения ZVS [21]. После того, как QH выключится, отрицательный ток намагничивания ( $i_m(-)$ ) разряжает сосредоточенную емкость коммутационного узла ( $C_{sw}$ ), чтобы довести напряжение коммутационного узла ( $V_{sw}$ ) до 0 В до включения  $Q_L$ , поэтому потери на включение тоже могут быть устранены [22]. Однако дополнительный  $i_m(-)$  увеличивает плотность потока в магнитопроводе трансформатора, поэтому потери в сердечнике выше, чем при PCF. Кроме того, резонансный ток является частью тока, протекающего через обе обмотки трансформатора, поэтому полная потеря обмотки также выше, чем у PCF. Поэтому возможно, что слишком большой отрицательный ток может нейтрализовать эффективность ACF, если  $C_{sw}$  слишком велик [23].

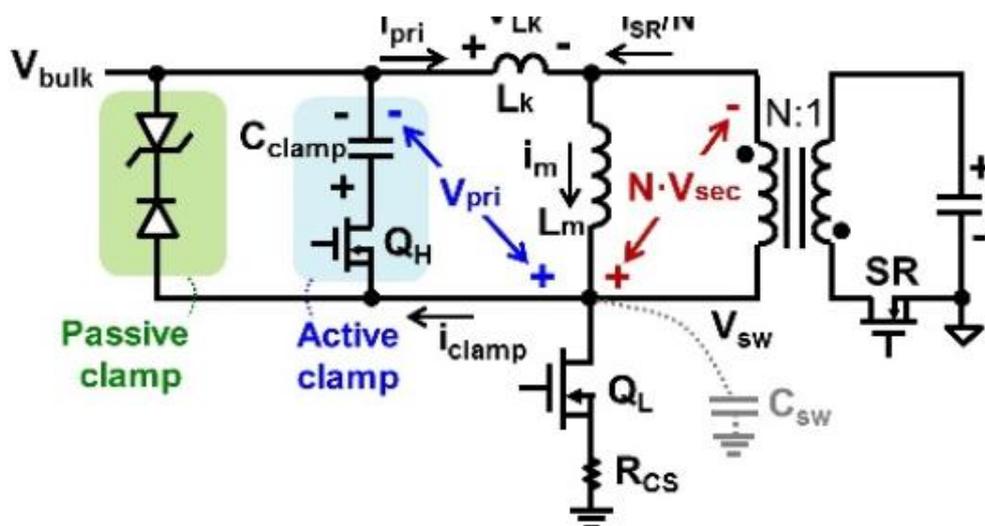


Рисунок 7 - Сравнение схемотехники топологий PCF и ACF

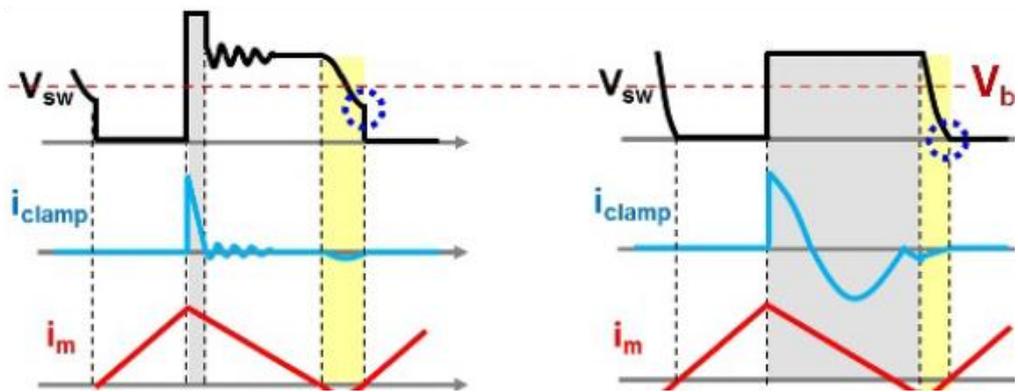


Рисунок 8 - Сравнение сигналов переключения PCF и ACF

### 2.3. Рекомендации по управлению ZVS для QL и QH

Как показано на рис. 9, на возрастающий и спадающий фронты  $V_{sw}$  может сильно влиять нелинейность емкости. Для GaN FET  $C_{oss}$  менее нелинейна. Для Si FET на кривой  $V_{sw}$  наблюдаются три разных наклона. В начале проявляется небольшой наклон, затем становится с более острым углом, и в конце возвращается к небольшому спаду. Верхняя плоская область в основном обеспечивается высокой емкостной областью кривой QH  $C_{oss}$  и частично от емкости соединения выходного выпрямителя, тогда как нижняя плоская область в основном поступает из области с высокой емкостью кривой QL  $C_{oss}$  [24].

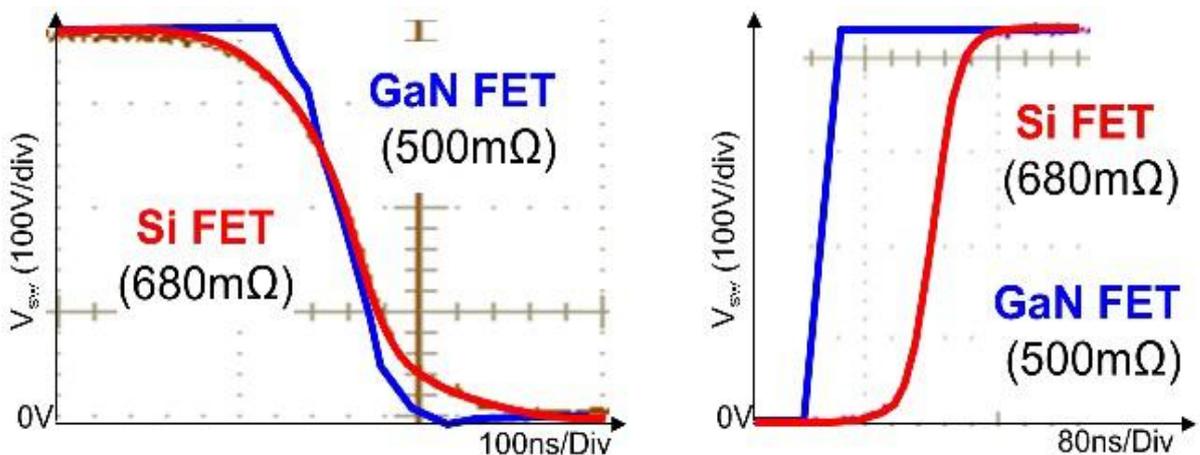


Рисунок 9 – Сравнение перехода  $V_{sw}$  между Si FET и GaN FET

#### 2.4. Влияние $C_{oss}$ и рекомендации по достижению ZVS на QL

Первое воздействие системы заключается в том, что Si FET требует гораздо более длительного мертвого времени, ожидая перехода напряжения на фронте до 0 В, чем использование GaN FET, поэтому возникающие потери рабочего цикла ограничивают более высокую работу  $f_{sw}$ . Второе влияние заключается в том, что для преодоления двух областей большой емкости на заднем фронте  $V_{sw}$  требуется больше  $i_{m(-)}$ . Обнаружено, что правильный выбор  $C_{clamp}$  помогает уменьшить влияние верхней плоской области на  $V_{sw}$  [25]. На рисунке 11 сравниваются результаты моделирования ACF на основе Si с двумя значениями  $C_{clamp}$ . Меньшая конструкция  $C_{clamp}$  100nF делает резонансный ток демпфера законченным до того, как QH закроется. В этом случае  $i_{m(-)}$  является единственным источником тока для разряда области с высокой емкостью QH [18]. С другой стороны, если  $C_{clamp}$  можно увеличить до такой величины, например, 600nF, что резонанс не может быть завершён в конце времени отключения QH, то отрицательный ток демпфирования ( $i_{clamp(-)}$ ) становится дополнительным источником тока для разряда с большой емкостной областью кривой QH  $C_{oss}$ , кроме  $i_{m(-)}$ . При этом сокращается не только время, затрачиваемое на верхнюю плоскую область, но и  $i_{m(-)}$ , от -0,9А до -8А в данном случае. Уравнение энергетического баланса на рис. 10 является еще одной перспективой для понимания этого эффекта, где критерии ZVS содержат не только часть энергии  $L_m$  от  $i_{m(-)}$ , но и часть энергии  $L_k$  от  $i_{clamp(-)}$ . Хотя QH и вторичный выпрямитель не выключаются при нулевом текущем состоянии для случая 600nF, потери отключения Si FET не растут так же быстро, как GaN FET, поскольку область с высокой емкостью QH замедляет рост напряжения стока-истока при выключении QH [26].

$$\frac{1}{2} L_m i_{m(-)}^2 + \frac{1}{2} L_k i_{clamp(-)}^2 \geq \frac{1}{2} C_{sw} V_{ds}^2$$

Рисунок 10 – Уравнение энергетического баланса

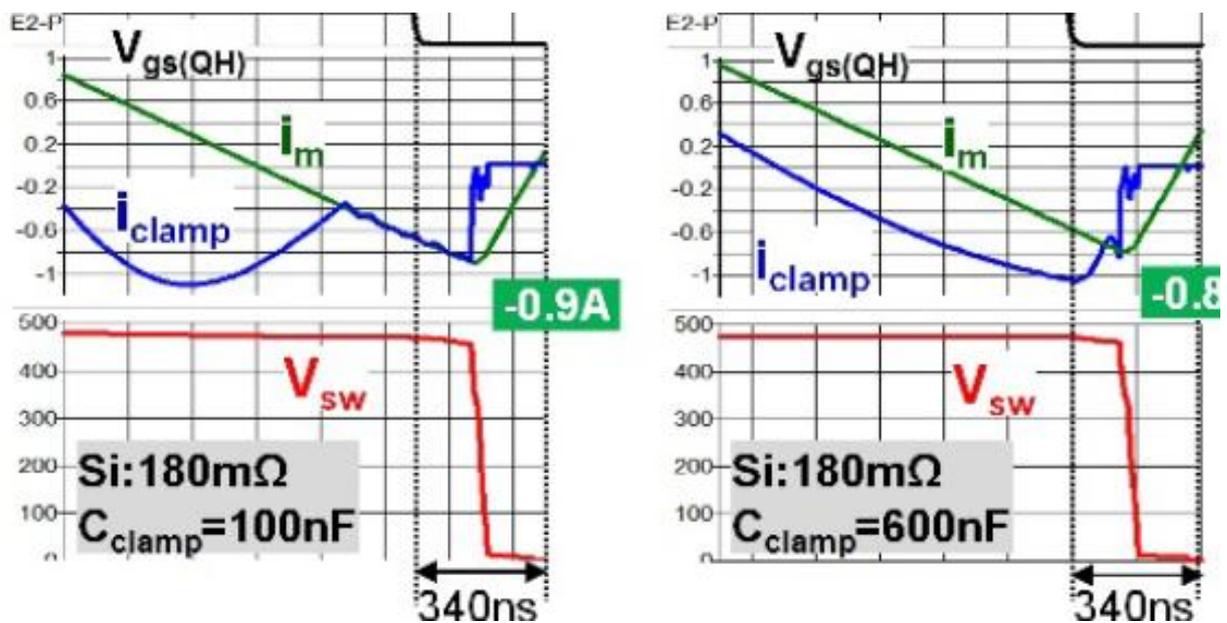


Рисунок 11 – Влияние различного значения  $C_{clamp}$  на энергию ZVS на основе Si на основе ACF

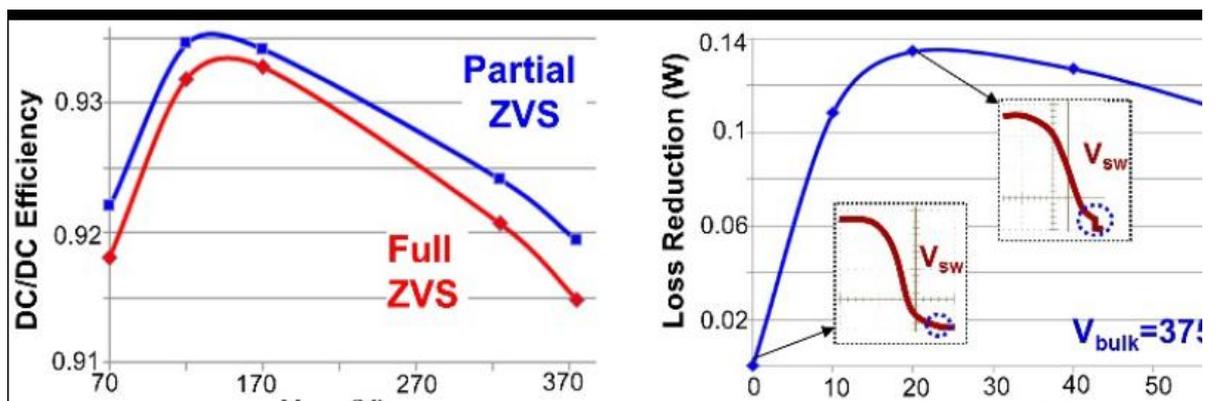


Рисунок 12 – Частичные ZVS на 30W Si ACF: (a) сравнение эффективности с полным ZVS, (b) общее снижение потерь при разных частичных ZVS-точках

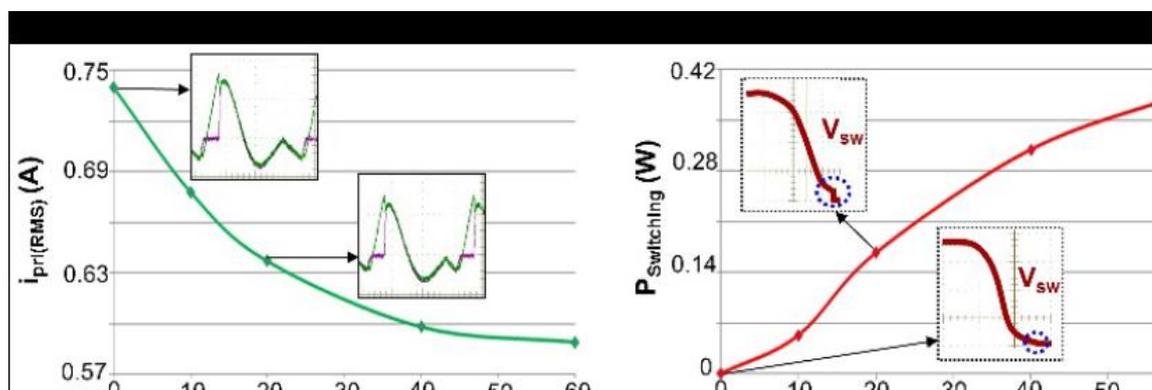


Рисунок 13 – Коэффициент потерь в разных частичных ZVS-точках на 30 Вт Si ACF

Более того, правильная точка включения QL помогает уменьшить влияние нижней плоской области на  $V_{sw}$ . Поскольку кривая  $C_{oss}$  Si FET на рисунке 12 (а) указывает, что если условие ZVS должно включить QL, ожидая, пока  $V_{sw}$  достигнет 0 В, для разряда области с высокой емкостью требуется больший  $i_m(-)$ . Если можно включить QL при заданном напряжении  $V_{sw}$  до того, как  $C_{oss}$  начнет быстро расти,  $i_m(-)$  может быть значительно уменьшен. Этот метод называется частичным ZVS в данной статье. Результаты проверки эффективности на рисунке 12 (а) показывают, что выполнение частичного ZVS при 20 В дополнительно улучшает 0,5% от полной нагрузки 30 Вт зарядного устройства, используя два 680мΩ Si FET на первичной стороне. На рисунке 12 (б) показано более подробное исследование того, где оптимально условие частичного ZVS [27]. От общего снижения потерь, соответствующего точке ZVS, движущейся от 0 В до 60 В, результат показывает, что 20 В получает наибольшее снижение потерь, но уменьшение потерь уменьшает возврат, поскольку частичная точка ZVS выше 20 В. Этот эффект можно понять из конструктивного компромисса между уменьшением тока RMS и увеличением потерь при включении при переключении, как показано на рисунке 13. Поскольку частичная точка ZVS перемещается выше, среднеквадратичный ток на первичной обмотке ( $i_{pri}(RMS)$ ) все еще продолжает уменьшаться. Однако частичная точка ZVS означает жесткую точку переключения QL, поэтому потери на включение растут одновременно. Поскольку потери на включение Si FET могут быстро возрастать после 10 В, уменьшение потерь проводимости будет постепенно нейтрализоваться за счет увеличения потерь переключения. Таким образом, это означает, что 10 ~ 20 В подходит для Si FET, который приводит к быстрому увеличению потерь при включении по сравнению с диапазоном напряжений, тогда как полный ZVS лучше всего подходит для полевых транзисторов GaN.

## 2.6. Влияние $C_{oss}$ и рекомендации по достижению ZVS на QH

Как показано на рис. 11,  $i_m(-)$  служит для сброса  $C_{sw}$  на фронте  $V_{sw}$ , а пиковый ток намагничивания ( $i_m(+)$ ) заряжает  $C_{sw}$  на фронте  $V_{sw}$ . Поскольку  $i_m(+)$  выше, чем  $i_m(-)$  при тяжелой нагрузке, нижняя и верхняя плоские области на переднем фронте менее очевидны, чем спадающий фронт. Однако при более низкой выходной нагрузке  $i_m(+)$  необходимо уменьшить, чтобы сохранить регулировку выходного сигнала. Тогда влияние на контроль мертвого времени между QL и QH при малой нагрузке все еще остается трудным [27]. В частности, после того, как QL закроется, если QH не откроется после того, как  $V_{sw}$  настроен на высокий уровень, QH потеряет ZVS, что приведет к более высоким потерям во время включения. С другой стороны, если QH выключается слишком поздно с постоянно заданным мертвым временем, потеря диода в корпусе Si FET или потери обратной проводимости GaN FET могут способствовать увеличению дополнительных потерь проводимости.

## 2.7. Преимущества адаптивного управления ZVS

Исходя из вышеизложенного понимания оптимизации ZVS, он идеально подходит для контроллера ACF, который будет оснащен функцией автонастройки в режиме реального времени, ответ на который основан на характеристике переключения  $V_{sw}$  в режиме реального времени, чтобы устранить любые риски потери ZVS и потерь от значительного снижения эффективности из-за всех возможных вариаций параметров в системе, независимо от того, где они происходят: изменения входного / выходного напряжения, допуск компонента или нелинейность  $C_{oss}$ . На рисунке 14 показано критичные требования для идеальной схемы управления. Во-первых, управляющий сигнал пикового токового контура (VCST) определяет момент выключения QL, поэтому пиковый ток намагничивания может регулироваться через контур обратной связи для регулирования выхода. Во-вторых, для достижения ZVS на QH контроллер должен разумно изменять

время задержки ( $TD(L-H)$ ) от момента выключения QL до момента включения QH на основе дублирующего сигнала с высоковольтной стороны  $V_{sw}$  от измерителя без потерь. В-третьих, контроллер должен динамически изменять момент выключения QH на основе чувствительного сигнала области низкого напряжения  $V_{sw}$  от измерителя без потерь. Благодаря постепенному циклическому изменению управления QH цикл за циклом, это может помочь ACF аккумулировать  $i_m(-)$ , достаточного только для включения QL в точке полного/частичного ZVS в течение заданного времени задержки ( $TD(H-L)$ ).

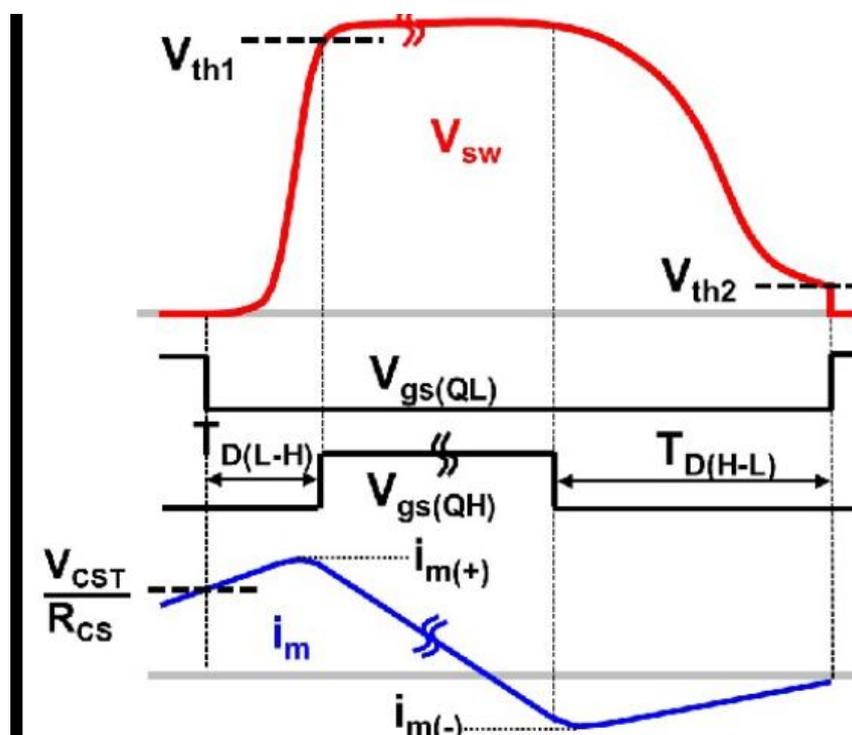


Рисунок 14 - Концепция оптимизации ZVS в UCC28780

Измеритель без потерь передает характеристики переключений между циклами контроллеру для поддержания ZVS обоих первичных ключей. В частности, после отклонения QL он воспринимает момент, когда передний фронт  $V_{sw}$  преодолевает нелинейную область по сравнению с порогом напряжения ZVS ( $V_{th1}$ ), чтобы дать рекомендации по оптимальной точке включения QH. Кроме того, после отклонения QH измеритель сравнивает

обнаруженный  $V_{sw}$  с другим порогом напряжения ZVS ( $V_{th2}$ ), так что можно определить направление и размер шага для настройки QH во время включения следующего цикла переключения. Схема управления ZVS внедрена в новый контроллер ACF от Texas Instruments, UCC28780 [28], встроенный в новый измеритель без потерь.  $V_{th2}$  может быть запрограммирован близко к 10V для Si FET для частичного ZVS и установить близкое к 0V для FET GaN для блокировки в полном ZVS. Благодаря этим функциям, ACF может быть закреплен при условии высокой эффективности.

### 3. Структура и модель лабораторной установки

#### 3.1. Требования к проектированию лабораторной установки

Мощность разряда должна быть не более 10 Вт, а также требуется максимально ограничить доступ к месту разряда во избежание поражения электрическим током. Помимо требований безопасности, необходимо обеспечить легкую транспортировку. В идеале это должен быть небольшой чемодан, переносимый одним человеком между аудиториями. Установка должна быть надежной и иметь защитные устройства.

Генератор высокого напряжения должен быть спроектирован на топологии обратного преобразователя с активным демпфированием, а также основан на распространенных компонентах. В основном это касается высоковольтных элементов, так как цена на их производство весьма высока из-за сложности изготовления и узкой специализированной продукции. Однако, стоимость некоторых высоковольтных компонентов, таких как ТДКС и конденсаторы, остается приемлемой за счет ранее массового распространения в ЭЛТ технологии экранов.

Что касается низковольтной части, то требования к ней основываются на применении актуальной и современной элементной базы. Выбор компонентов должен исходить из расчета запасов по мощности и максимальному напряжению. Это связано с возможными перенапряжениями во время работы генератора, а также помех во время разряда. Актуальность элементной базы основана на критерии ремонтпригодности устройства.

В разряднике требуется реализовать функцию автоматического изменения расстояния. Данную функцию можно реализовать шаговым двигателем с отсчетом количества импульсов управления. Помимо автоматического изменения расстояния, требуется спроектировать электроды с возможностью замены их разрядной части для проведения разрядов с различной формой электродов. Это позволит исследовать зависимость полярности напряжения, а также неоднородность электрического поля.

### 3.2. Описание структурной схемы установки

После задания критериев и функций испытательной установки необходимо разложить целое устройство на функциональные блоки для более простого понимания конечного продукта. Функциональные блоки и связи между ними изображены на структурной схеме (рис. 15). Объект состоит из генератора высоковольтного постоянного напряжения, разрядника с ограничительным сопротивлением, блока измерения, главного блока управления, блока управления расстоянием и пользовательской панели.

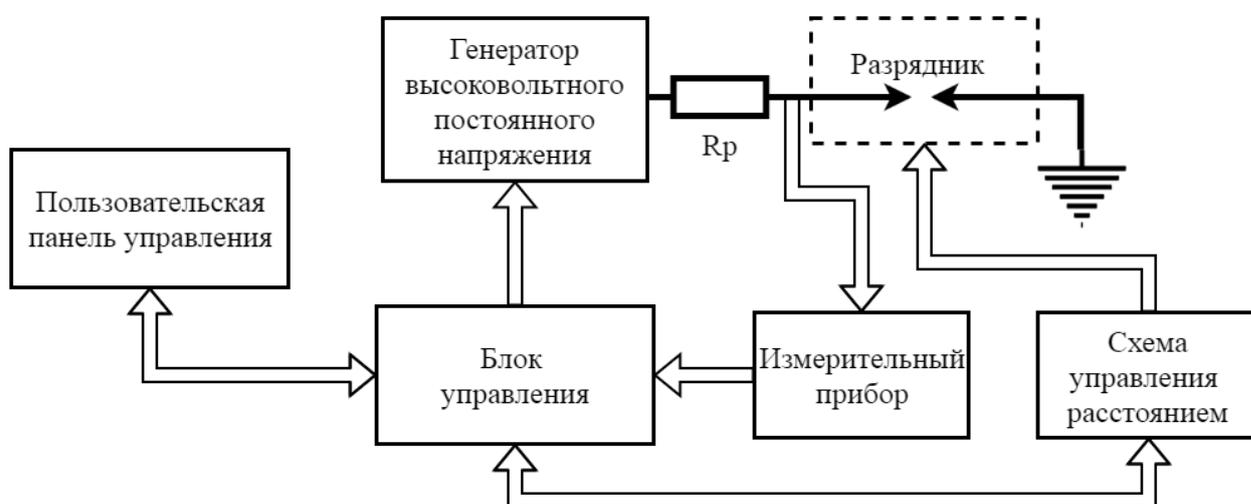


Рисунок 15 – Структурная схема испытательной установки

В качестве главного блока управления выбран микроконтроллер, что обуславливается достаточно высокой частотой работы схемы, а также количеством функционала, который необходимо реализовать.

В качестве пользовательской панели рассматривается ЖК-дисплей с кнопками управления для отображения необходимой информации о частоте работы схемы, регулирования выходного напряжения и расстояния между электродами разрядника.

Измерительный прибор передает информацию блоку управления о состоянии установки, а также делает возможным подключение осциллографа

к высоковольтным выводам - для описания формы разряда, и к низкой стороне - для изучения принципа работы схемы, без опасения для прибора.

Схема управления расстоянием передвигает электрод разрядника, увеличивая или уменьшая расстояние пробоя. Контроль перемещения осуществляется главным блоком управления.

Генератор напряжения представлен схемой обратного преобразователя с активным демпфированием. Импульсы управления ключами задаются контроллером через драйвер. В качестве улучшения работы следует добавить схему обнаружения нулевого напряжения на демпфирующем конденсаторе, при срабатывании которой транзистор закроется, исключая лишней перезаряд конденсатора.

Сформированные критерии указаны в таблице 1.

Таблица 1

Топология	Обратноходовой преобразователь с активным демпфированием
Напряжение питания	12В
Макс. напряжение выхода	15кВ
Регулируемое выходное напряжение	Да
Максимальный вес	Не более 3 кг
Мощность	< 10 Вт

Изучив требования, следующим шагом является моделирование источника в соответствии с выбранной схемой обратного преобразователя с активным демпфированием.

### 3.3. Моделирование топологии

Для моделирования схемы обратного преобразователя с активным демпфированием применялась программа Matlab со встроенным пакетом математического моделирования Simulink [29]. В данном пакете есть библиотека SimPowerSystems, имеющая большой набор моделей электронных компонентов с широким набором параметров и различных вариантов задания управления [30]. Модель, разработанная в Simulink представлена на рис. 16.

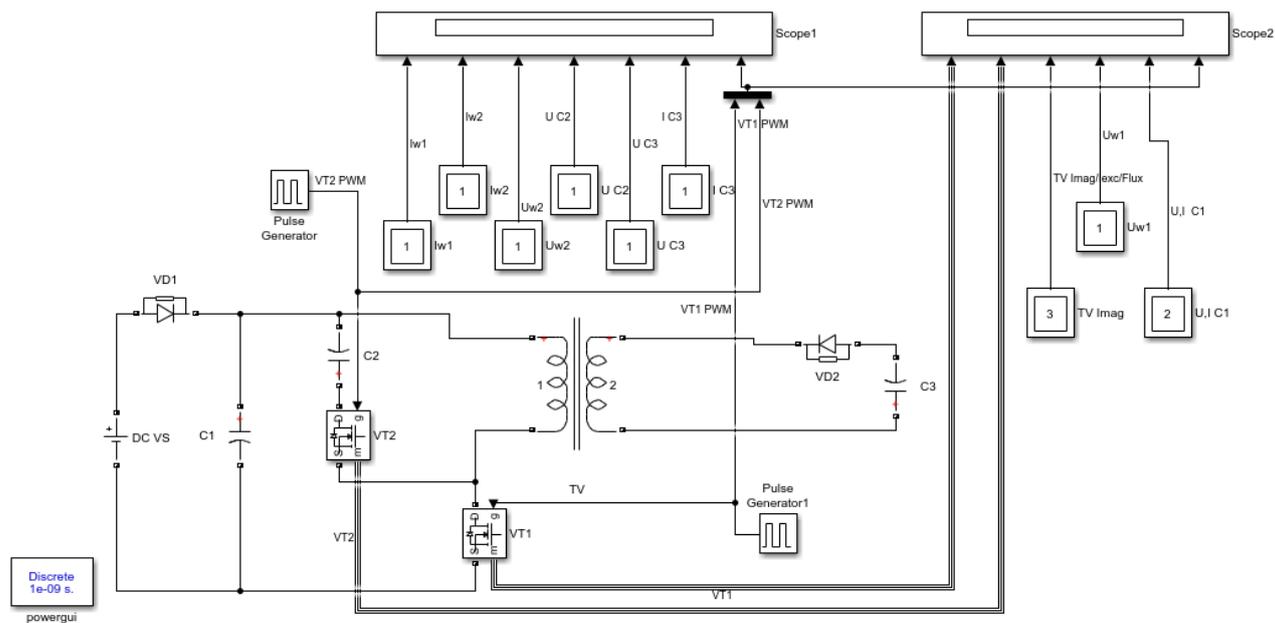


Рисунок 16 – Simulink-модель топологии

Параметры модели представлены в таблице 2. Для ускорения симуляции включен режим Accelerator, Stop time:  $5e-3$ . Изначально моделирование производилось в Continuous режиме с методом решения ode23 (Bogacki-Shampine) [31]. По причине изменения параметров элементов до  $1e-12$  и существенного увеличения времени симуляции, решение модели из Continuous режима была переведена на Variable-Discrete [32].

Таблица 2

Наименование	Simulink-компонент	Параметры	Назначение
DC VS	DC Voltage Source	Amplitude (V): 12	Источник питания
VD1	Diode	Ron (Ohms): 0.001 Vf (V): 0.8 Rs (Ohms): 100000 Cs (F): $1e-12$	Защищает источник от перенапряжений
C1	Series RLC Branch	Branch type: C Capacitance (F): $100e-6$ Capacitor initial voltage (V): 12	Входной конденсатор, стабилизирует питание
VT1	Mosfet	Ron (Ohms): 0.1 Rd (Ohms): 0.01 Vf (V): 0	Силовой транзистор накачки

		Rs (Ohms): 100000 Cs (F): 1e-12	
VT2	Mosfet	Ron (Ohms): 0.1 Rd (Ohms) : 0.01 Vf (V): 0 Rs (Ohms): 100000 Cs (F): 1e-12	Силовой транзистор демпфирующей цепи
C2	Series RLC Branch	Branch type: C Capacitance (F): 50e-6	Конденсатор демпфирующей цепи
TV	Linear Transformer	Nominal power and frequency [Pn(VA) fn(Hz)]: [ 20 5000 ] Winding 1 parameters [V1(Vrms) R1(ohm) L1(H)]: [12 0.1 1e-06] Winding 2 parameters [V2(Vrms) R2(ohm) L2(H)]: [15000 0.5 10e-06] Magnetization resistance and inductance [Rm(ohm) Lm(H)]: [1e+06 90e-6]	Линейный трансформатор, часть ТДКС
VD2	Diode	Ron (Ohms): 0.001 Vf (V): 0.8 Rs (Ohms): 100000 Cs (F): 1e-12	Выпрямительный диод, встроенный в ТДКС
C3	Series RLC Branch	Branch type: C Capacitance (F): 470e-12	Выходной конденсатор
Pulse Generator	Pulse Generator	Pulse type: Time based Time (t): Use simulation time Amplitude: 1 Period (secs): 600e-6 Pulse Width (% of period): 10 Phase delay (secs): 300e-6	Генератор управления VT2
Pulse Generator1	Pulse Generator	Pulse type: Time based Time (t): Use simulation time Amplitude: 1 Period (secs): 600e-6 Pulse Width (% of period): 10 Phase delay (secs): 0	Генератор управления VT1
Scope1	Scope	Number of input ports: 7	Виртуальный осциллограф
Scope2	Scope	Number of input ports: 6	Виртуальный осциллограф
Iw1	Multimeter	Iw1:TV	Ток первичной обмотки
Iw2	Multimeter	Iw2:TV	Ток вторичной обмотки
Uw2	Multimeter	Uw2:TV	Напряжение вторичной обмотки
U_C2	Multimeter	Ub:C2	Напряжение конденсатора C2

U_C3	Multimeter	Ub:C3	Напряжение конденсатора C3
I_C3	Multimeter	Ib:C3	Ток конденсатора C3
TV_Imag	Multimeter	Imag:TV	Ток намагничивания трансформатора
Uw1	Multimeter	Uw1:TV	Напряжение первичной обмотки
U,I_C1	Multimeter	Ub:C1,Ib:C1	Напряжение и ток C1
Powergui	Powergui	Simulation type: Discrete, Sample time (s): 1e-9 Discrete solver: Tustin/Backward Euler (TBE), Start simulation with initial electrical states from: blocks	Блок требуется для работы библиотеки SimPowerSystems

При симуляции модели были получены осциллограммы, изображенные на рис. 17 и рис. 18.

На осциллограммах Scope1 отображены значения тока первичной и вторичной обмоток трансформатора  $I_{w1}$  и  $I_{w2}$ , напряжение вторичной обмотки  $U_{w2}$ , напряжение демпфирующего конденсатора  $U_{C2}$ , напряжение и ток выходного конденсатора  $U_{C3}$  и  $I_{C3}$ , а также совмещенная осциллограмма управления ключами VT1 и VT2. Первый импульс является управлением основного ключа.

На осциллограммах Scope2 изображены напряжение и ток основного ключа VT1, напряжение и ток демпфирующего ключа VT2, ток намагничивания  $TV\_Imag/I_{exc}/Flux$ , напряжение первичной обмотки трансформатора  $U_{w1}$ , напряжение и ток входного конденсатора  $U_{I\_C1}$ , а также повторение управляющих импульсов ключей, как на осциллограмме в Scope1.

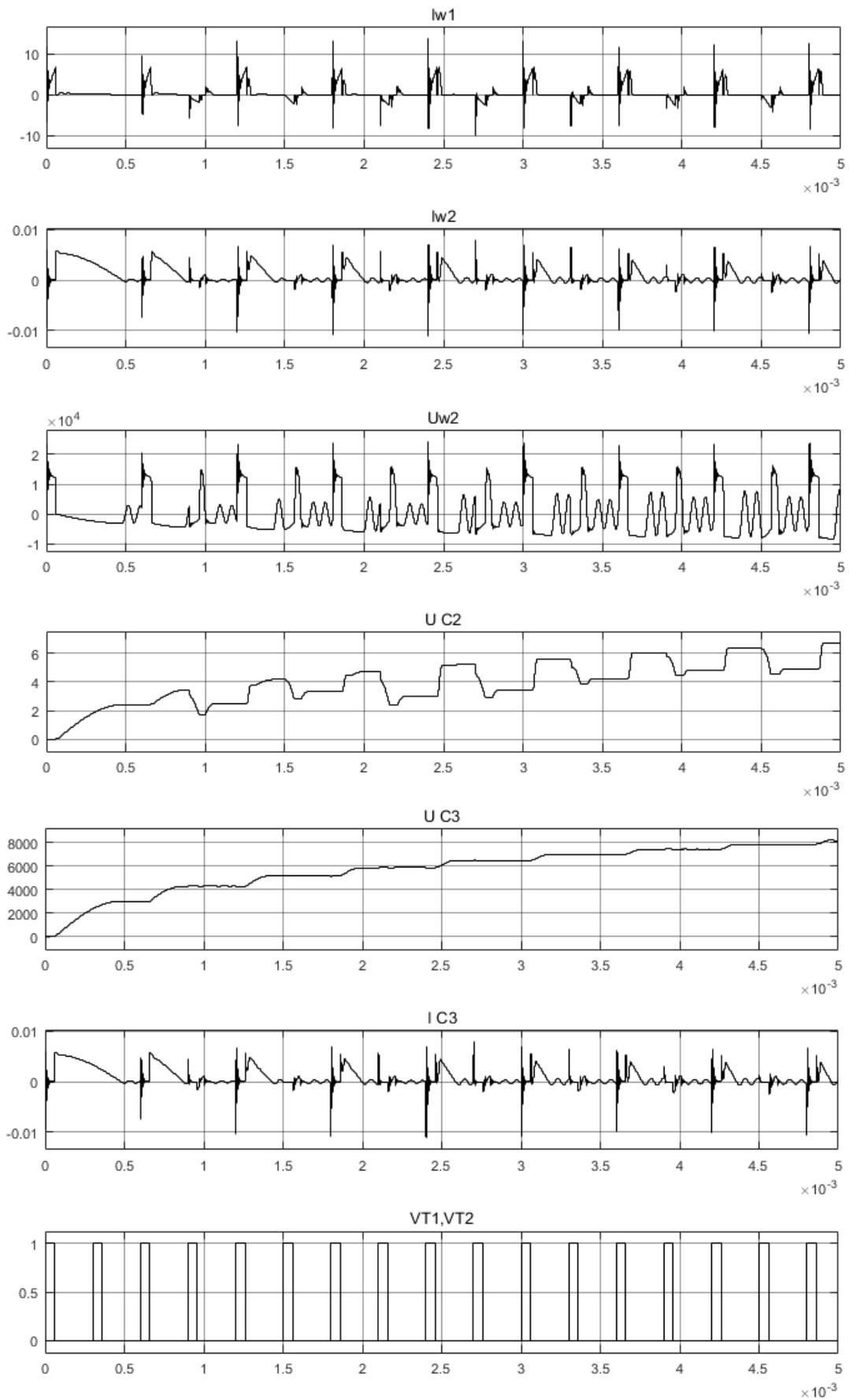


Рисунок 17 – Осциллограммы Score1

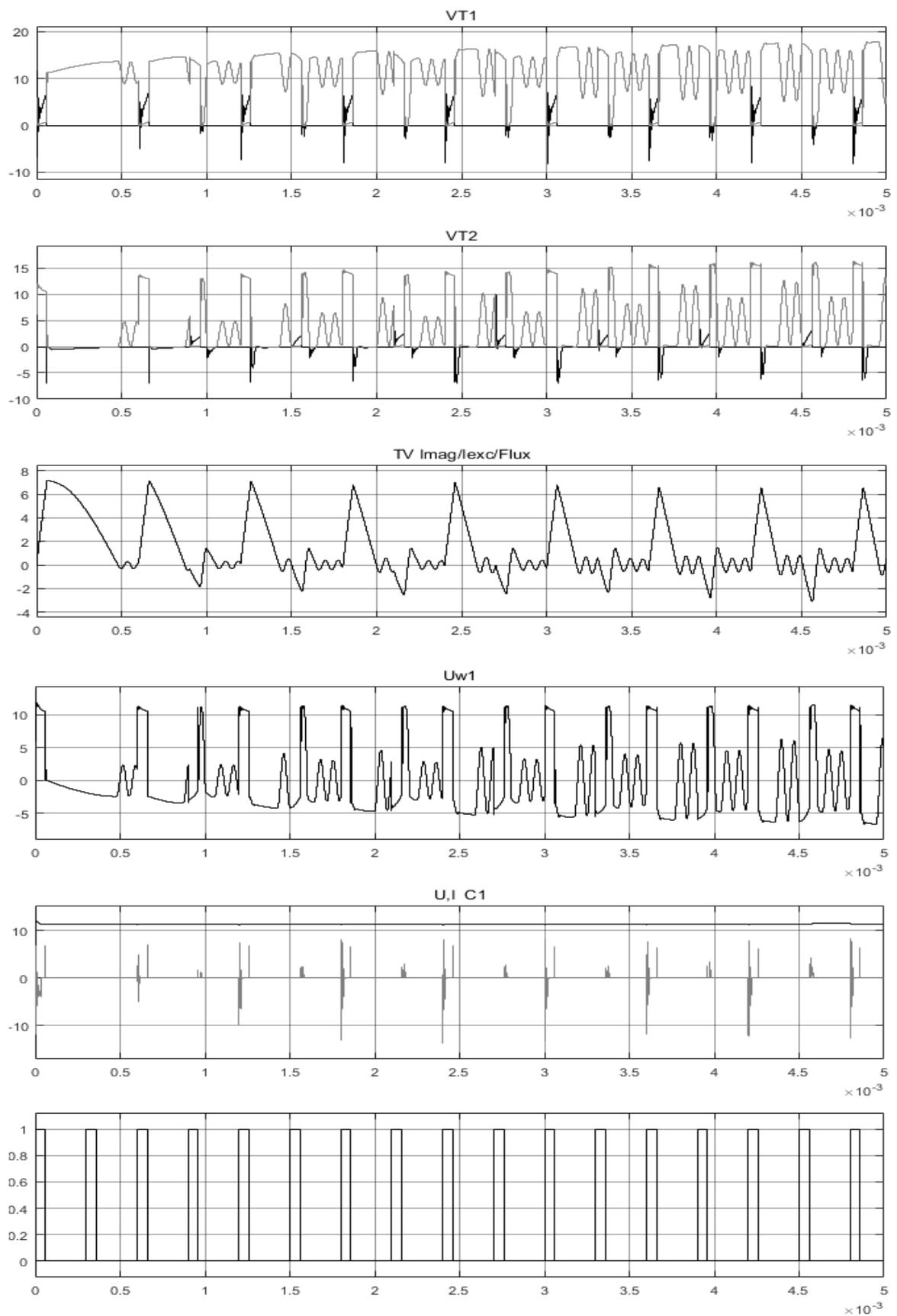


Рисунок 18 – Осциллограммы Scope2

Анализируя осциллограмму VT1, можно сказать, что перенапряжение на ключе во время закрытия не превышает 20В. Однако с ростом напряжения на выходе возрастает и нагрузка на основной ключ во время закрытия. Требуется коррекция импульсов при повышении напряжения на выходе [33].

Конденсатор C1 имеет достаточно стабильное напряжение, без провалов. Энергия, которая возвращается в конденсатор во время закрытия VT2 не создает больших перенапряжений. Однако, в конце осциллограммы можно наблюдать небольшой подъем. При большей скважности возможно значительное увеличение напряжения. Возможно, потребуется увеличить емкость C1.

Согласно осциллограмме тока намагничивания, можно сделать вывод о том, что трансформатор вошел в стабильный режим и насыщения не происходит. Модель продолжит работу, следовательно, дальнейшего моделирования с целью обнаружения насыщения не требуется. Отрицательный ток намагничивания будет нарастать, пока не сравняется с положительным, а напряжения обратного хода уже будет мало для прямого смещения выходного выпрямителя. В этот момент напряжение на выходе прекратит расти и установится в определенном значении. Однако, при таком не адаптивном управлении обратноходовой преобразователь имеет большие потери. Требуется ввести в управление обратные связи по выходному напряжению, напряжению на конденсаторе и току первичной обмотки [34].

Напряжение на конденсаторе C2 линейно возрастает, одновременно с напряжением на выходном конденсаторе C3. Это подтверждает теоретическое описание работы топологии обратноходового преобразователя с активным демпфированием.



**Table 1. Absolute maximum ratings**

Symbol	Parameter	Value		Unit
		D <sup>2</sup> PAK /TO-220	TO-220FP	
V <sub>DS</sub>	Drain-source voltage (V <sub>GS</sub> = 0)	75		V
V <sub>DGR</sub>	Drain-gate voltage (R <sub>GS</sub> = 20KΩ)	75		V
V <sub>GS</sub>	Gate-source voltage	± 20		V
I <sub>D</sub> <sup>(1)</sup>	Drain current (continuous) at T <sub>C</sub> = 25°C	80	80	A
I <sub>D</sub> <sup>(1)</sup>	Drain current (continuous) at T <sub>C</sub> =100°C	70	70	A
I <sub>DM</sub> <sup>(2)</sup>	Drain current (pulsed)	320	320	A
P <sub>TOT</sub>	Total dissipation at T <sub>C</sub> = 25°C	300	45	W
	Derating factor	2.0	0.3	W/°C
dv/dt <sup>(3)</sup>	Peak diode recovery voltage slope	12		V/ns
E <sub>AS</sub> <sup>(4)</sup>	Single pulse avalanche energy	700		mJ
V <sub>ISO</sub>	Insulation withstand voltage (RMS) from all three leads to external heat sink (t=1s;T <sub>C</sub> =25°C)	–	2000	V
T <sub>J</sub> T <sub>stg</sub>	Operating junction temperature Storage temperature	-55 to 175		°C

Рисунок 20 – Характеристики транзистора P75NF75

Напряжение сток-исток имеет достаточный запас, учитывая, что напряжение на основном ключе может резко возрасти за счет обрыва тока через первичную обмотку. Напряжение затвор-исток допускает управление от драйвера напряжением питания 12В. Максимальное рассеивание мощности 300Вт более, чем достаточно для данной установки. Однако, необходимо установить на радиатор для надежности отведения тепла.

За основу схемы преобразователя взят ТДКС РЕТ19-01. Схема внутреннего устройства обмоток и характеристики приведены на рис. 21 и рис. 22. Для предотвращения обрыва первичной обмотки из-за больших токов и малого сечения, на сердечник трансформатора намотана собственная первичная обмотка с достаточным сечением проводника. На вторичной обмотке использованы только вывод ANODE и вывод 7.

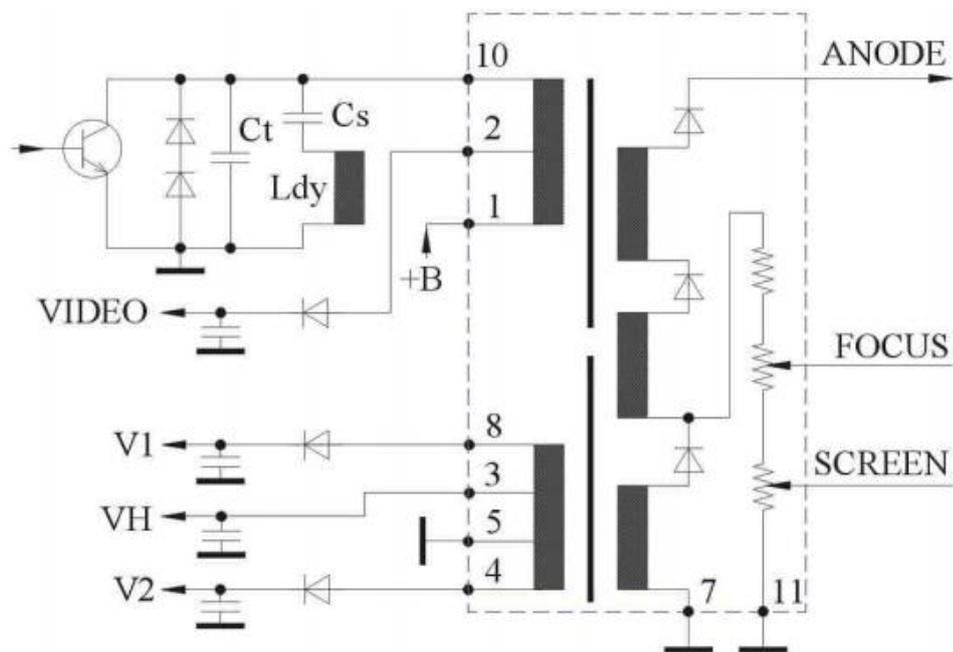


Рисунок 21 – Схема внутреннего устройства ТДКС РЕТ19-01

Код	$L_{\text{ТФТ}}$ (mH)	+B (Vdc)	ЕHT (kV)	Beam (mA)	Focus (kV)	Screen (kV)	Video (Vdc)	VH (Vrms)	V1 (Vdc)	V2 (Vdc)	V3 (Vdc)	V4 (Vdc)	Earth Pin Number	$L_{\text{DY}}$ (mH)	$C_T$ (nF)
РЕТ-19-01	3.0 (3-10)	118	24.0	0.8	5.6-8.3	0.2-1.5	185 at 9kOm pin 2	7.1 at 10Om pin 3	120 at 120kOm pin 8	26.5 at 124Om pin 4			5,7,11	2.2	8.2

Расшифровка терминов в таблице технических характеристик

$L_{\text{ТФТ}}$ , [mH]	индуктивность первичной обмотки трансформатора, [мГн]
+B, [Vdc]	постоянное напряжение питания цепей строчной развертки, [В]
ЕHT, [kV]	высокое напряжение питания второго анода кинескопа, [кВ]
Beam, [mA]	ток луча, [мА]
Focus, [kV]	напряжение питания фокусирующего электрода, [кВ]
Screen, [kV]	напряжение питания ускоряющего электрода, [кВ]
Video, [Vdc]	постоянное напряжение питания видеоусилителя, [В]
VH, [Vrms]	напряжение накала, [В]
V1...V4, [Vdc]	постоянное напряжение питания различных схем телевизора, [В]
Earth Pin No.	номера выводов «земли»
$L_{\text{DY}}$ , [mH]	индуктивность строчных катушек ОС (см. схемы), [мГн]
$C_T$ , [nF]	емкость цепей обратного хода (см. схемы), [нФ]

Рисунок 22 – Характеристики ТДКС РЕТ19-01

#### 4.2. Проектирование разрядника

За основу разрядника была взята модель с резко-неоднородным электрическим полем между электродами типа игла-игла. Данная модель показана на рис. 23.

Данная модель позволит сконцентрировать напряженность поля в точке пробоя, тем самым уменьшить влияние побочных факторов на возникновение пробоя, а также снизить электрическую прочность воздуха.

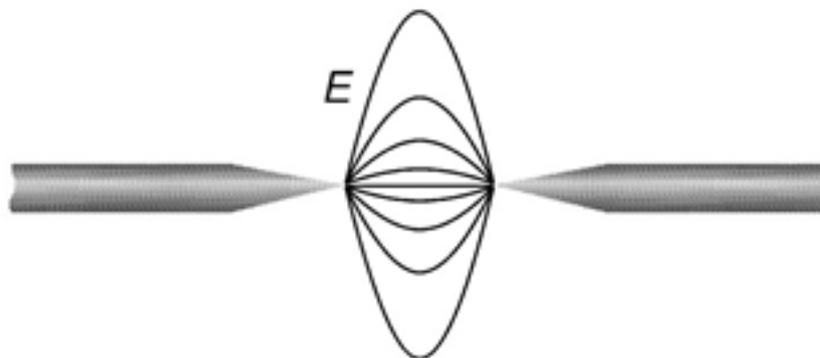


Рисунок 23 – Разрядник с резко-неоднородным электрическим полем

Возникновение пробоя воздуха с электродами типа острие-острие отличается от пробоя в однородном электрическом поле. Это связано с большей напряженностью электрического поля между электродами. За счет данной особенности для одинакового расстояния между электродами для резко-неоднородного поля требуется меньшее напряжение для пробоя.

А также, особенностью является возникновение эффекта коронирования – частичных разрядов там, где напряженность электрического поля близка к значению пробоя. При возрастании напряжения корона переходит в искровой разряд

В случае, когда электроды несимметричны (например, игла–плоскость) присутствует эффект полярности: при положительной полярности на игле пробой происходит при меньшем напряжении, чем при обратной полярности (рис. 24, а). Ионизация воздуха при любой полярности на электродах происходит в районе иглы, где существуют наибольшие напряженности электрического поля. В результате ионизации образуются электроны и ионы, причем электроны быстро нейтрализуются на аноде, а вблизи иглы остаются малоподвижные положительно заряженные ионы. «Облако» объемного заряда изменяет первоначальное распределение потенциала. При

положительной полярности на игле (рис. 24, б) объемный заряд ослабляет напряженность поля вблизи иглы и, наоборот, усиливает ее в неионизированной области. Создаются благоприятные условия для дальнейшей ионизации газа, т. е. дальнейшего прорастания объемного заряда в направлении к катоду. В рассматриваемом случае объемный заряд фактически является продолжением иглы и сокращает эффективную длину разрядного промежутка.

При отрицательной полярности на игле (рис. 24, в) облако положительного заряда уменьшает напряженность поля в неионизированной области. Поэтому дальнейшая ионизация газа возможна лишь при более высоком напряжении на электродах. Таким образом, в данном случае объемный положительный заряд играет роль экрана, сглаживающего максимальные неоднородности поля в разрядном промежутке.

Электроды разрядника имеют съемную «рабочую» часть, поэтому есть возможность установить любую форму электрода и проверить данный эффект, изменив полярности на электродах.

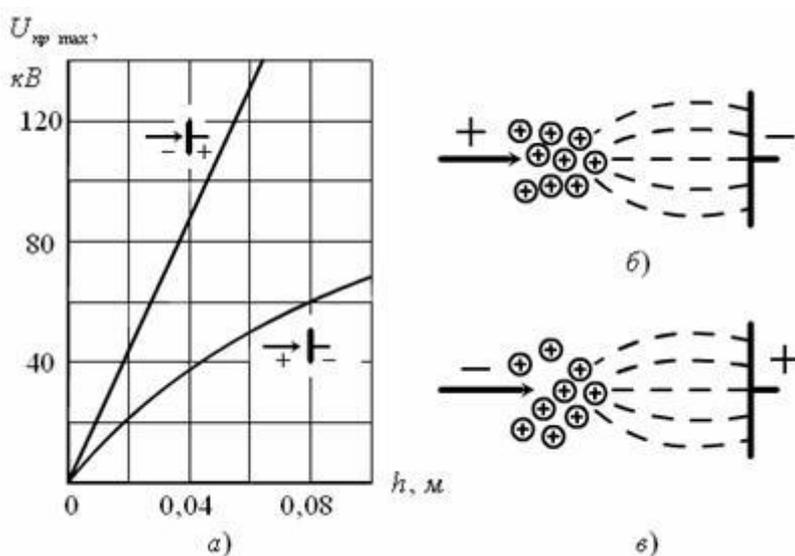


Рисунок 24 - Зависимости пробивного напряжения воздуха от расстояния между электродами в неоднородном поле (а) и модель объемного заряда в разрядном промежутке при положительной (б) и отрицательной (в) полярности на игле

#### 4.3. Проектирование привода для автоматического изменения межэлектродного расстояния

В качестве привода и механизма изменения расстояния выбор остановился на каретке читающего лазера дисководов (Рис. 25). В данной конструкции присутствует биполярный шаговый двигатель со стержнем, при вращении которого, с помощью передаточного механизма, позиционируется каретка. Каретка опирается на две направляющие.

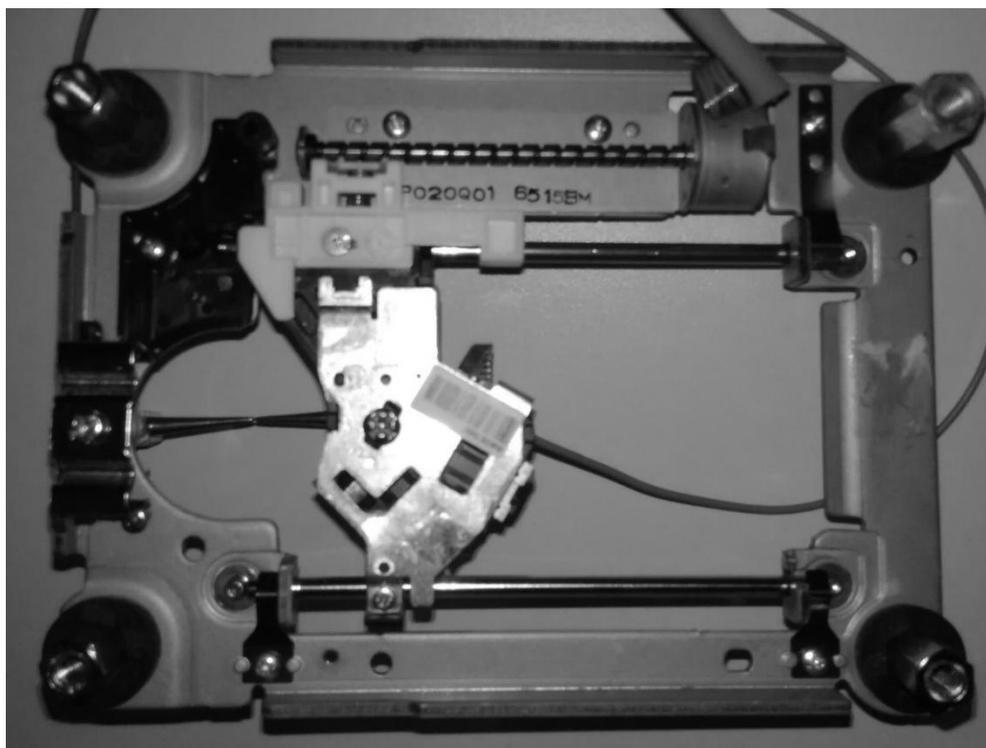


Рисунок 25 – Измененная каретка читающего лазера дисководов

Первый электрод прикреплен к подвижной каретке, второй электрод прикреплен к неподвижной части. Электроды изолированы от конструкции. Для защиты шагового двигателя и управления необходимо заземлить конструкцию. Для управления биполярным двигателем используется драйвер L293D. Схема подключения данного драйвера приведена на рис. 26. При проведении проверки работы двигателя из-за отсутствия документации точной настройки позиционирования добиться не удалось. Одновременно с этим возник вопрос позиционирования двигателя при включении.

Примененный алгоритм исключает обе проблемы и дает возможность точного позиционирования двигателя. Для изменения расстояния осуществляется возврат в исходное положение и затем двигатель точно занимает требуемую позицию. После чего управление драйвера отключается для уменьшения потребления энергии.

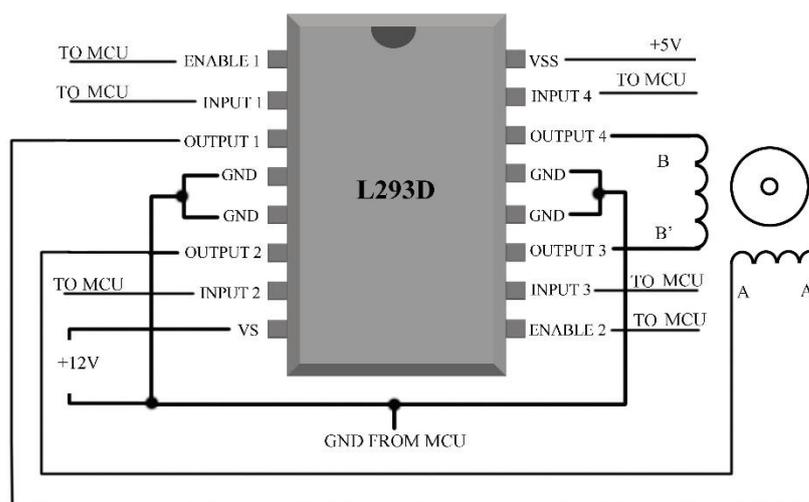


Рисунок 26 – Схема подключения драйвера L293D к биполярному двигателю

#### 4.4. Разработка программного обеспечения для системы управления

В разрабатываемой лабораторной установке все функции выполняет Arduino uno r3 с микроконтроллером atmega328p на борту. Для написания алгоритма использовалась встроенная среда разработки Arduino IDE, а также библиотеки LiquidCrystal и AccelStepper.

При проверке макета был написан алгоритм, который приведен в приложении А. В дальнейшем, алгоритм формирования импульсов управления претерпел существенные изменения в принципе его работы. Ранее он основывался на формировании импульсов с помощью аппаратной функции шим таймера. В данном алгоритме возможно настраивать только предделитель, скважность импульса и угол между двумя импульсами. Данный формат не позволяет тонко настроить правильную работу преобразователя.

Новый алгоритм представлен в приложении Б. Он основывается на использовании таймера и прерываниях в случае его переполнения. Это позволяет контролировать независимо друг от друга следующие параметры:

- а) Ширина импульса 1
- б) Ширина паузы 1
- в) Ширина импульса 2
- г) Ширина паузы 2
- д) Предделитель таймера
- е) Количество импульсов 1
- ж) Количество импульсов 2

При использовании нового алгоритма появилась возможность уменьшить насыщение ТДКС и тем самым увеличить его эффективность в передаче энергии во вторичную обмотку.

В качестве дополнительного решения вопроса об ограничениях тока, протекающего через основной ключ, в алгоритм добавлен параметр «количество импульсов». Этот параметр связан с методом «накачки». Он был позаимствован из описания к микросхеме управления обратного преобразователем UC28780 и суть данного метода отображена на рис. 27 [28].

Управление основным ключом PWM разбито на отдельные импульсы, что позволяет не превышать максимальный ток, ограниченный на заданном уровне. Это видно на графике CS.

В то же время энергия, запасенная в ТДКС, не успевает спадать до нуля. После ряда импульсов идет длительная пауза для предотвращения насыщения трансформатора.

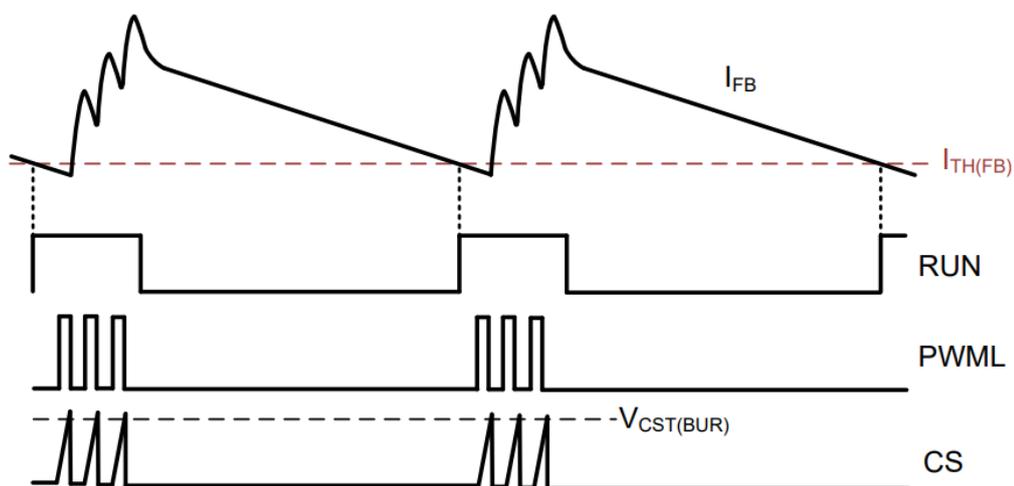


Рисунок 27 – Метод «накачки» UCC28780

В предыдущей версии алгоритма на экране LCD дисплея отображалась единственная страница, на которой была возможность изменять только скважность импульсов или управлять включением/выключением установки.

В новой структуре заложено большее количество страниц под каждый из вышеперечисленных параметров, касающихся алгоритма управления ключами. А также страница с параметром задания расстояния между элетродами, задание предделителя таймера.

Алгоритм изменения расстояния между электродами основывается на общедоступной библиотеке AccelStepper. Данная библиотека позволяет контролировать биполярные шаговые двигатели, с возможностью постепенного ускорения и замедления. Функции управления были доработаны управляющим портом включения драйвера L293D.

#### 4.5. Изменение кода алгоритма

Для удобства изменения ограничений программы основные пины и константы вынесены в начало алгоритма.

Страницы дисплея представлены функциями lcdState. Пример функции:

```
void lcdState_n()
{
  if(lcdState != lcdPreviousState)
```

```

{
  lcd.clear();
  lcd.setCursor(0,0);
  lcd.print("STATE N");
  SetONOFF();
  lcdPreviousState = lcdState;
}

if (buttonPressed < 60) { //button "right"
  ++lcdState;
}
else if (buttonPressed < 200) { //buton "up"
}
else if (buttonPressed < 400){ //button "down"
}
else if (buttonPressed < 600){ //button "Left"
  --lcdState;
}
else if (buttonPressed < 800){ //button "Select"
}
}

```

При вызове данной функции идет сравнение с записью о предыдущей странице. Если они не совпадают, то экран заполняется новыми данными. Затем идет проверка нажатия кнопок. При нажатой кнопке происходит выполнение кода в соответствующем блоке сравнения.

Для удобства и понимания, код задания предделителя вынесен в отдельную функцию SetPrescale(). Для конфигурации предделителя таймера требуется задать биты CS10, CS11, CS12 в регистре TCCR2B. В таблице 3 указаны вариации установки предделителя на нужную частоту тактирования таймера [36]. Перед установкой предделителя требуется отключить таймер, обнулив регистры TCCR2A, TCCR2B и TCNT2. После данной процедуры записать значение в OCR2A и включить СТС режим битом WGM21.

Таблица 3

CS22	CS21	CS20	Description
0	0	0	No clock source (Timer/Counter stopped).
0	0	1	clk/1 (No prescaling)
0	1	0	clk/8 (From prescaler)
0	1	1	clk/32 (From prescaler)
1	0	0	clk/64 (From prescaler)
1	0	1	clk/128 (From prescaler)

1	1	0	clk/256 (From prescaler)
1	1	1	clk/1024 (From prescaler)

Функция ISR(TIMER2\_COMPA\_vect) отвечает за прерывания. В теле данной функции описан основной алгоритм формирования управляющих импульсов. Запуск работы осуществляется изменением переменной ints. Для запуска генератора импульсов и включение реле питания написана функция SetONOFF(). При вызове прерывания в функции ISR выполняется команда сравнения switch(ints). В теле команды описаны определенные позиции управления.

При ints = 0, в возникающем прерывании выполняется позиция default. Данная позиция закрывает оба ключа и увеличивает задержку между прерываниями на большое значение.

При ints = 1, подается импульс на основной ключ. Ширина импульса определяется значением dutyValue1, так как выставляется задержка до следующего прерывания, ints принимает значение 2.

При ints = 2, счетчик burstCounter сравнивает значение с переменной заданного количества импульсов pulseCount1. Если все импульсы уже выведены, то наступает следующая фаза паузы между основным и демпфирующим ключами, определяемая значением pauseValue1. Если не все импульсы выведены, то порт инвертируется и таймер перезапускается.

При ints = 3, подается импульс на демпфирующий ключ. Ширина импульса определяется значением dutyValue2 и ints принимает значение 4.

При ints = 4, происходит аналогичный подсчет количества импульсов burstCounter и сравнение с pulseCount2. При выдаче всех импульсов выставляется пауза между демпфирующим и основным ключами pauseValue2 и ints принимает значение 1. Таким образом цикл управления замыкается.

#### 4.6. Изготовление макета высоковольтной схемы питания и системы управления

Изменения в макете направлено на повышение устойчивости к помехам силовой платы и уменьшение ее сбоев. В рамках данного условия, на основе макетной платы, спроектирована и изготовлена печатная плата. Для проектирования использовался программный пакет Altium Designer 18 с собственной библиотекой элементов.

Схема печатной платы представлена на рис. 28. Основные компоненты для данной платы выбирались, исходя из надежности и доступности. Перечень компонентов представлен в таблице 4.

Импульсы управления формирует драйвер IR2110. Он имеет плавающее питания для верхнего ключа активного демпфирования, что избавляет от необходимости в применении P-канального полевого транзистора. Для защиты от перенапряжений на затворы VT1 и VT2 добавлены супрессоры VD2, VD3 для дополнительной защиты выходов драйвера от перенапряжений.

Для измерения напряжения на демпфирующем конденсаторе C2 размещена микросхема с двумя операционными усилителями LM358. В схеме используется только один операционный усилитель для смещения нуля и согласования уровня сигнала с контроллером.

Для измерения тока предусмотрен модуль на основе микросхемы ACS712. Данная микросхема является датчиком тока на эффекте Холла. Производитель имеет линейку данных микросхем, которые различаются параметрами измеряемого сигнала. Допустимая амплитуда может варьироваться от 5А до 30А. Имеются модификации на измерение постоянного и переменного тока. В данном случае заложен датчик измерения переменного тока с диапазоном 5А.

Для исключения перегрева демпфирующего ключа VT1 предусмотрено посадочное место для дополнительного обратного диода Шоттки, который уменьшит потери при протекании обратного тока через транзистор,

перенаправив ток через себя за счёт меньшего падения напряжения на открытом канале.

Для самостоятельного питания управляющих элементов платы предусмотрен стабилизатор напряжения LM1117. Данная линейка предусматривает стандартные напряжения 3.3 В и 5 В для согласования с логикой распространённых контроллеров. Питание стабилизатора рассчитывается от входного напряжения 12 В.

Разъемы XT1 и XT2 представлены распространёнными клеммными разъемами DG129 для унификации и простоты монтажа. Вместо клеммных разъемов можно впаять обычные провода при необходимости.

Разъем XS1 спроектирован под IDC-10, в случае соединения шлейфом. Для стандартных проводов ардуино можно впаять разъем PLS-2x10.

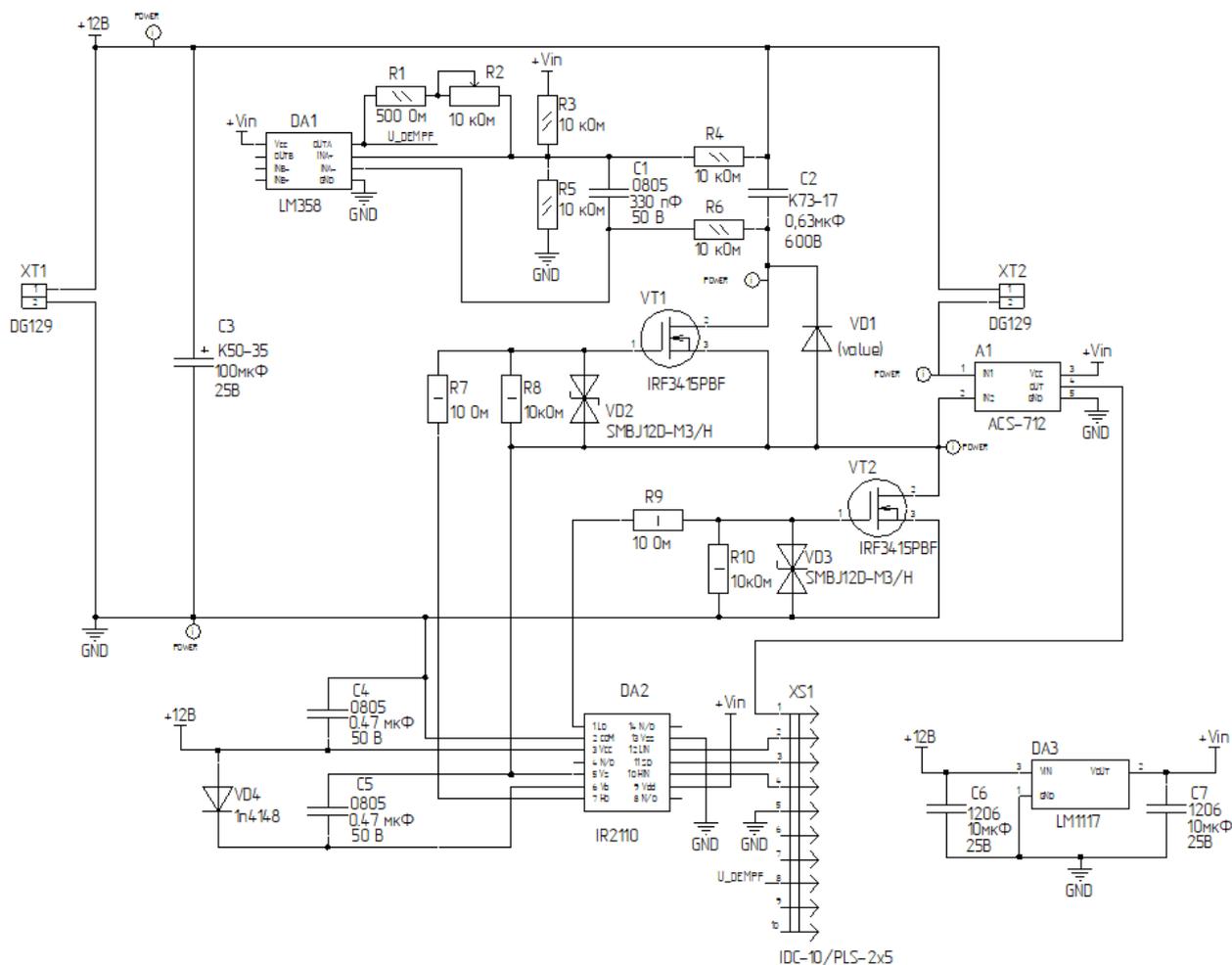


Рисунок 28 – Схема силовой платы установки

Таблица 4

Название	Обозначение	Количество
Датчик тока ACS712	A1	1
Конденсатор 0805, 330 пФ, 50 В	C1	1
Конденсатор К73-17 4.7 мкФ, 63 В	C2	1
Конденсатор электролит. К50-35, 1000 мкФ, 16 В	C3	1
Конденсатор 0805, 0.47 мкФ, 50 В	C4, C5	2
Конденсатор 0805, 10 мкФ, 25 В	C6, C7	2
Микросхема LM358N	DA1	1
Микросхема IR2110	DA2	1
Микросхема LM1117-5.0	DA3	1
Резистор 0805, 500 Ом	R1	1
Резистор перем. 3296W, 10 кОм	R2	1
Резистор 0805, 10 кОм	R3, R4, R5, R6	4
Резистор 2512, 10 Ом	R7, R9	2
Резистор 2512, 10 кОм	R8, R10	2
Диод SF-18	VD1	1
Диод 1N4148	VD4	1
Транзистор IRF3415PBF	VT1, VT2	2
Разъем PLS-2x5	XS1	1
Разъем DG129	XT1, XT2	2

На рис. 29 и рис. 30 представлена трассировка проводников печатной платы. Размер платы составляет 97 x 50 мм. Данный размер позволяет добиться минимальной цены при заказе. Помимо размеров требуется учесть ряд правил проектирования.

Трассировка производилась с учетом правил для снижения помех на сигналы управления и обратной связи от силовых линий. Главная идея в трассировке силовых проводников заключается в уменьшении длины для минимизации сопротивления, а также исключение помехоизлучающих контуров.

Для защиты от влияния на вторичные сигналы, с нижней части платы расположен земляной экран.

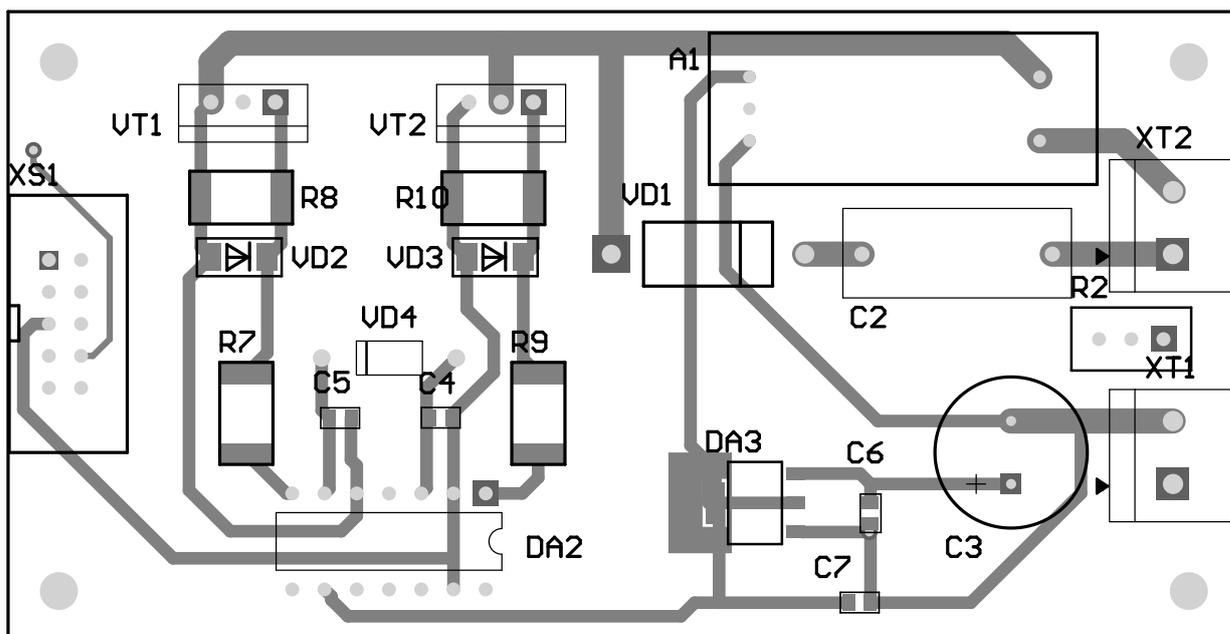


Рисунок 29 – Печатная плата, вид сверху

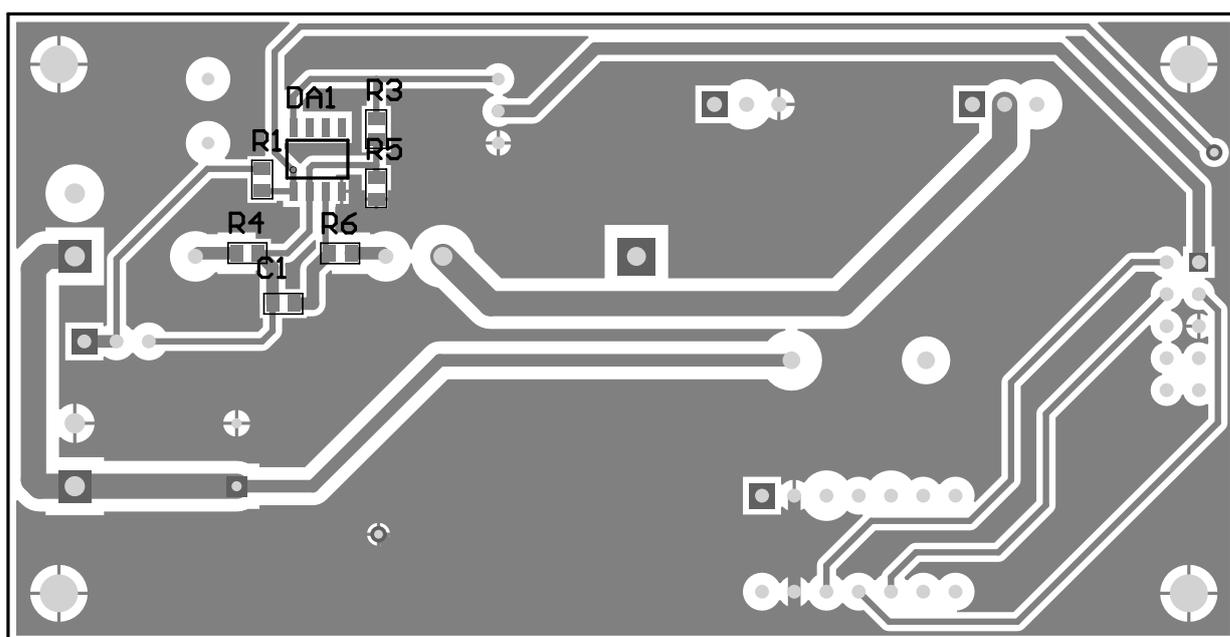


Рисунок 30 – печатная плата, вид снизу

Для надёжного закрепления печатной платы по краям расположены монтажные отверстия диаметром 3 мм. Отверстия соединены с полигоном земли для выравнивания потенциалов с корпусом. Для надежности, металлический корпус следует заземлить.

На рис. 31 показано фото печатной платы. Для уменьшения нагрева и повышения стабильности работы преобразователя на транзисторы VT1 и VT2 поставлены радиаторы.

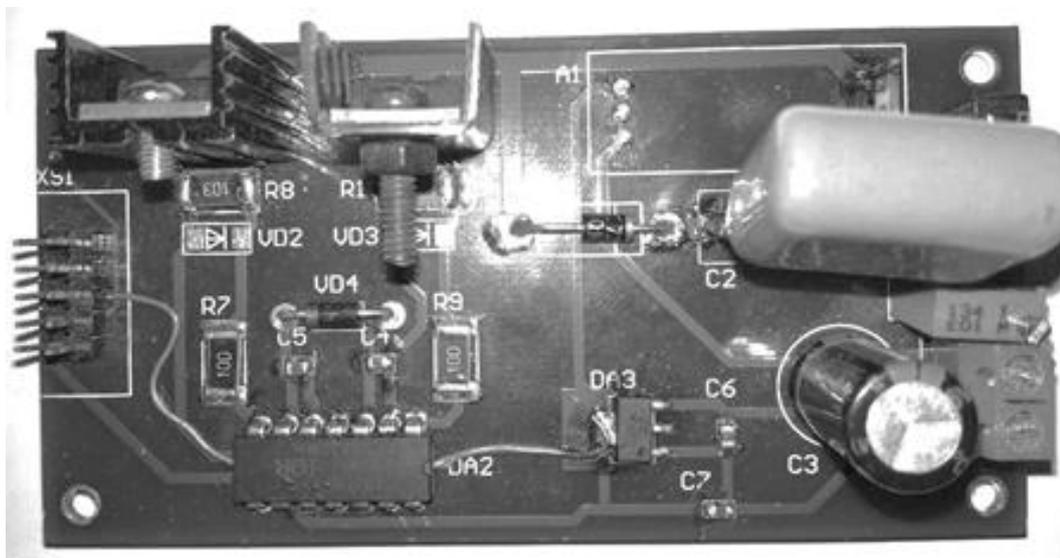


Рисунок 31 – Фото печатной платы

После монтажа платы были проведены тесты на отсутствие замыканий и качество монтажа. При проверке использовались такие методы проверки, как «прозвонка» и тестирование отдельных блоков, а также запуск при отсутствии нагрузки.

После завершения тестирования требуется подключить блок управления и индикации к блоку преобразователя и блоку управления приводом разрядника. Схема подключения изображена на рис. 32.

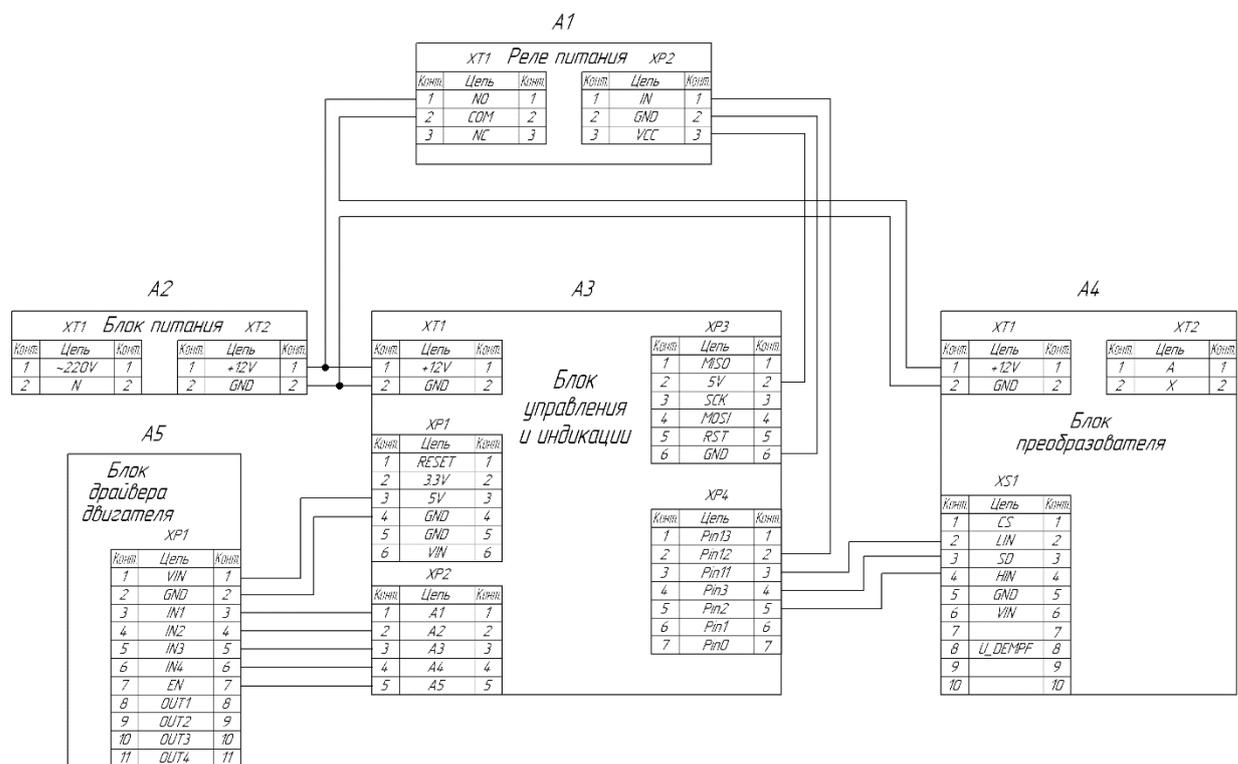


Рисунок 32 – Схема подключения блоков установки

На рис. 33 представлено фото подключения основных блоков лабораторной установки.

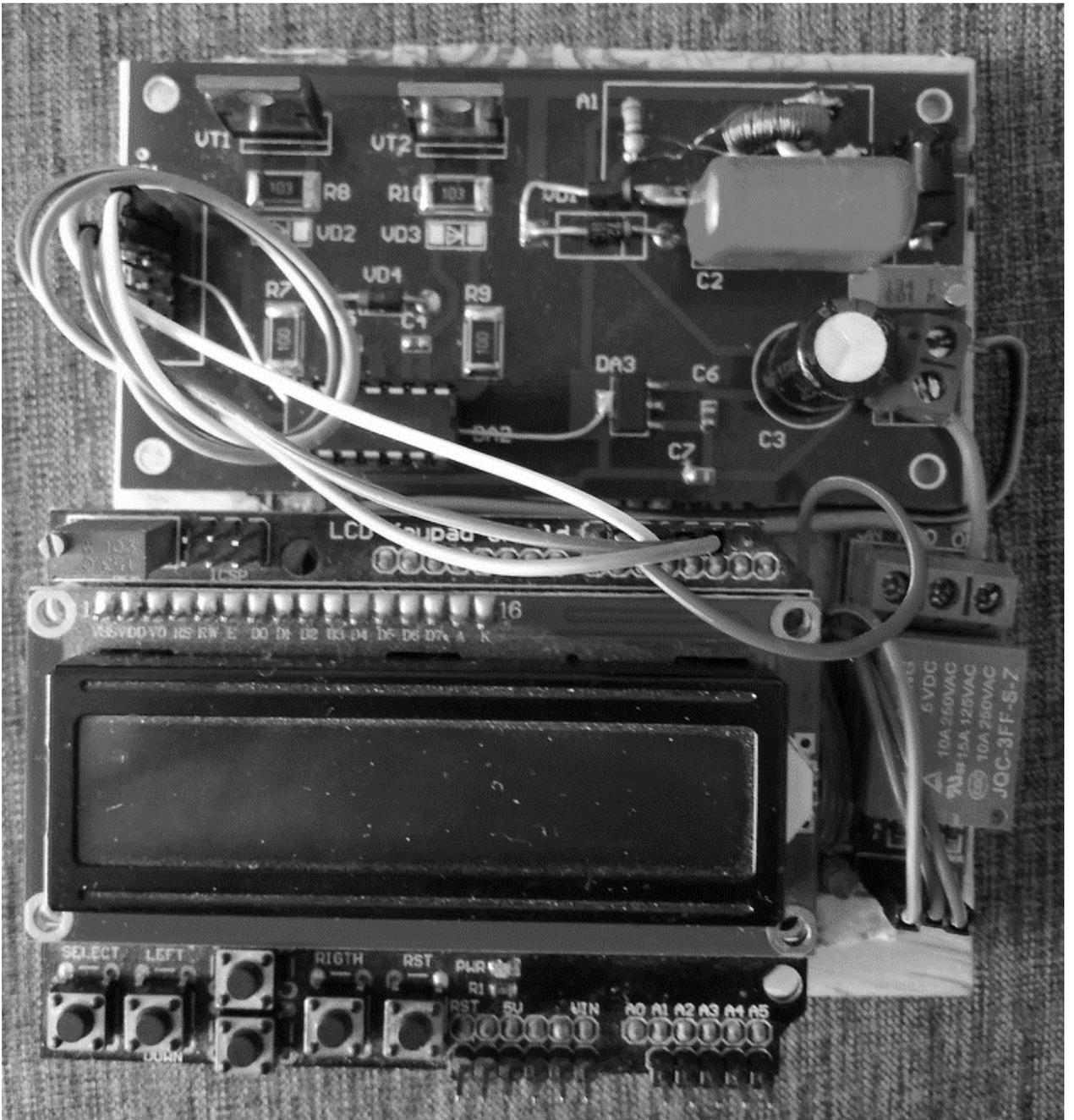


Рисунок 33 – фото подключения блоков лабораторной установки

#### 4.7. Структура проведения экспериментов

Для проведения испытаний лабораторной установки составлен ряд экспериментов, кратко описанных в таблице 5.

При проведении экспериментов использовался портативный usb-осциллограф ACUTE DS-1102 с соответствующим программным обеспечением ACUTE DSO, ver. 1.4.1.48. Осциллограммы, приведенные в разделах экспериментов сделаны с помощью функции сохранения в данном ПО.

Таблица 5

Название	Описание
Эксперимент 1. Проверка формирования импульсов управления	Проверка работы алгоритма формирования управления при различных заданных параметрах
Эксперимент 2. Исследование работы алгоритма управления	Исследование работы алгоритма управления с нагрузкой на разной частоте работы, оценка выходного напряжения
Эксперимент 3. Исследование импульса разряда	Исследование импульса разряда

Для измерения выходного напряжения ко вторичной обмотке ТДКС подключен резистивный делитель напряжения. схема подключения ко вторичной обмотке ТДКС изображена на рис. 34. Номиналы элементов, изображенных на данной схеме указаны в таблице 6.

Таблица 6

Название	Обозначение	Количество
ТДКС РЕТ19-01	TV1	1
Конденсатор К15-4, 470 пФ, 30 кВ, Н70	С1	1
Резистор КЭВ-2, 150 Ом +/- 10%	R1, R2	2
Резистор МЛТ – 0,5 Вт, 47 кОм	R3, R4	2

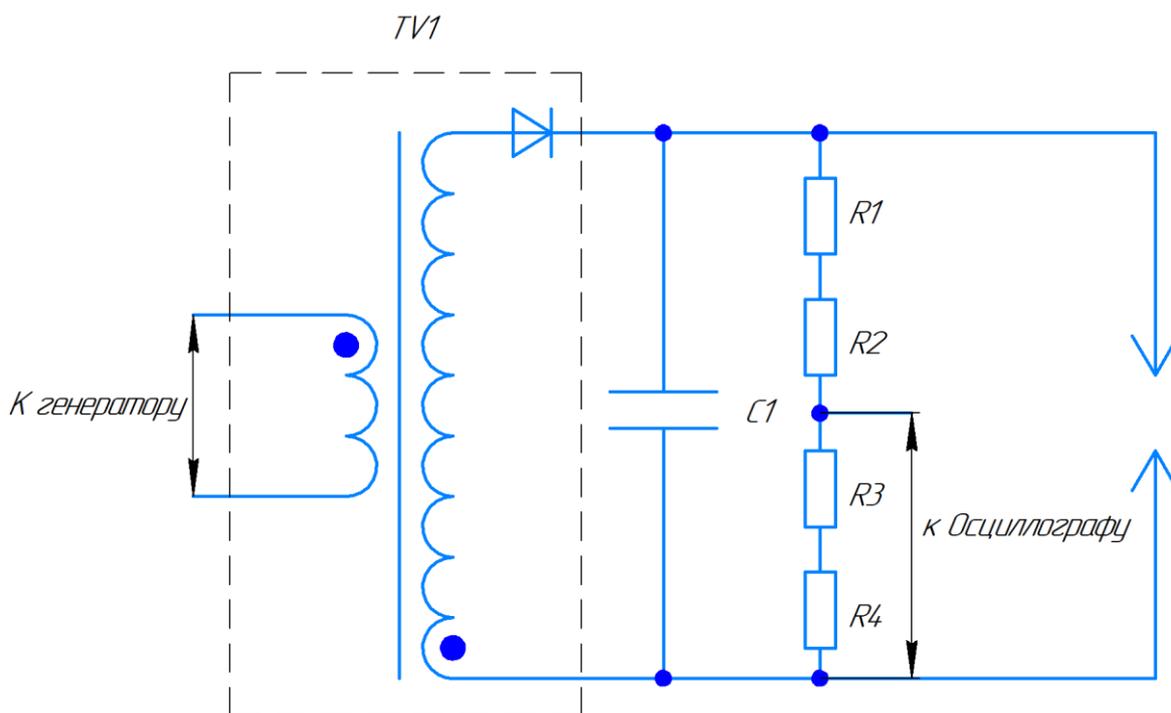


Рисунок 34 – Схема подключения ко вторичной обмотке ТДКС

#### 4.8. Эксперимент 1. Проверка формирования импульсов управления

Эксперимент заключается в проверке формирования импульсов и работы с разными вариациями предделителя таймера, ширины импульсов и паузы, а также количества импульсов. Осциллограммы импульсов управления с разными предделителями представлены на рис. 35, рис. 36 и рис. 37. Параметры импульсов в данных осциллограммах взяты минимально возможными, так как это ограничивается алгоритмом работы. Параметры приведены в таблице 7.

Таблица 7

Параметр	Значение
Width1	3
Pause1	4
Width2	3
Pause2	4
Pulse1	1
Pulse2	1

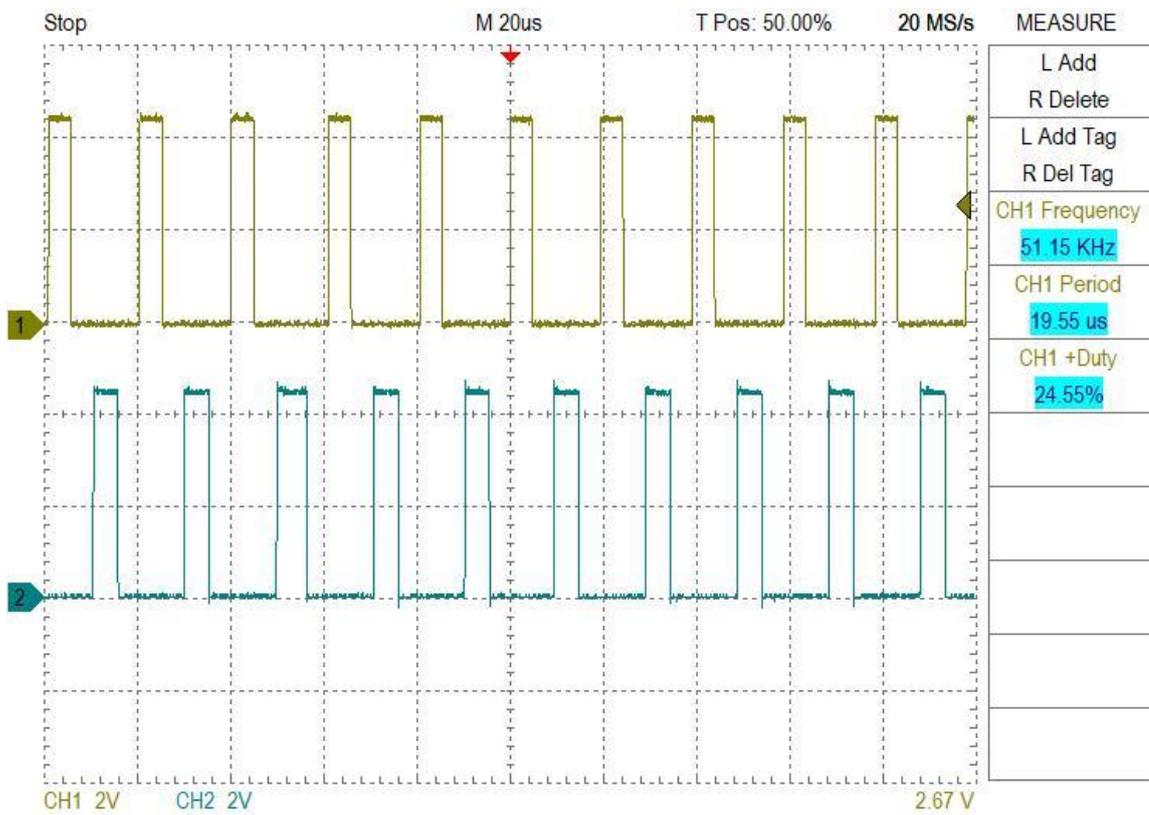


Рисунок 35 – Осциллограмма управления при clk/8

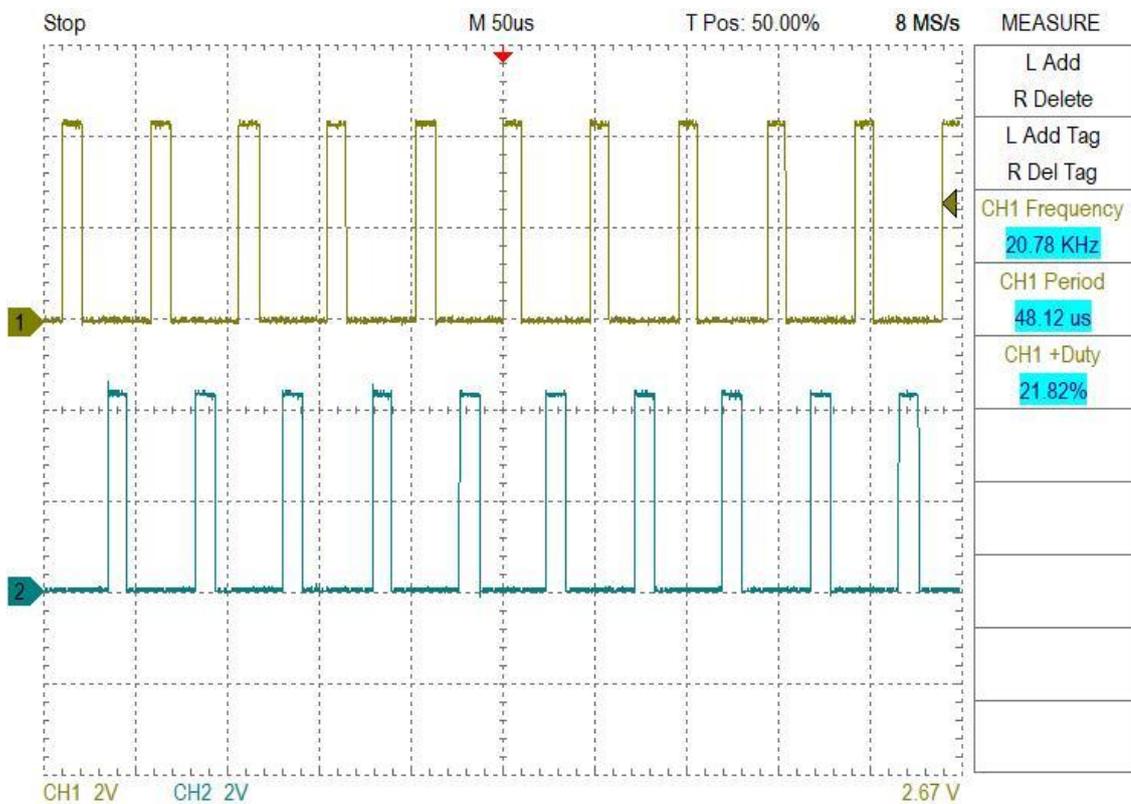


Рисунок 36 – Осциллограмма управления при Clk/32

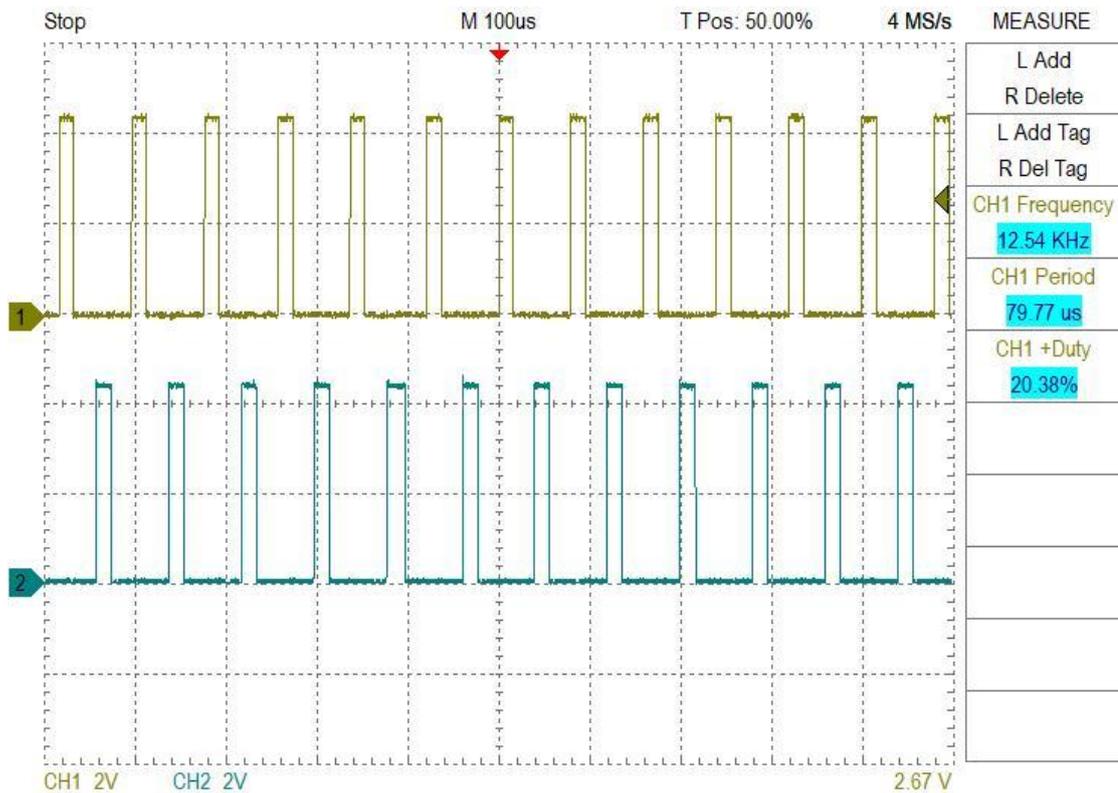


Рисунок 37 – Осциллограмма управления при Clk/64

Следующий этап тестирования направлен на проверку поведения управления с алгоритмом пачки импульсов. На рис. 38 представлено формирование импульсов с параметрами Pulse1 = 2, Pulse2 = 3.

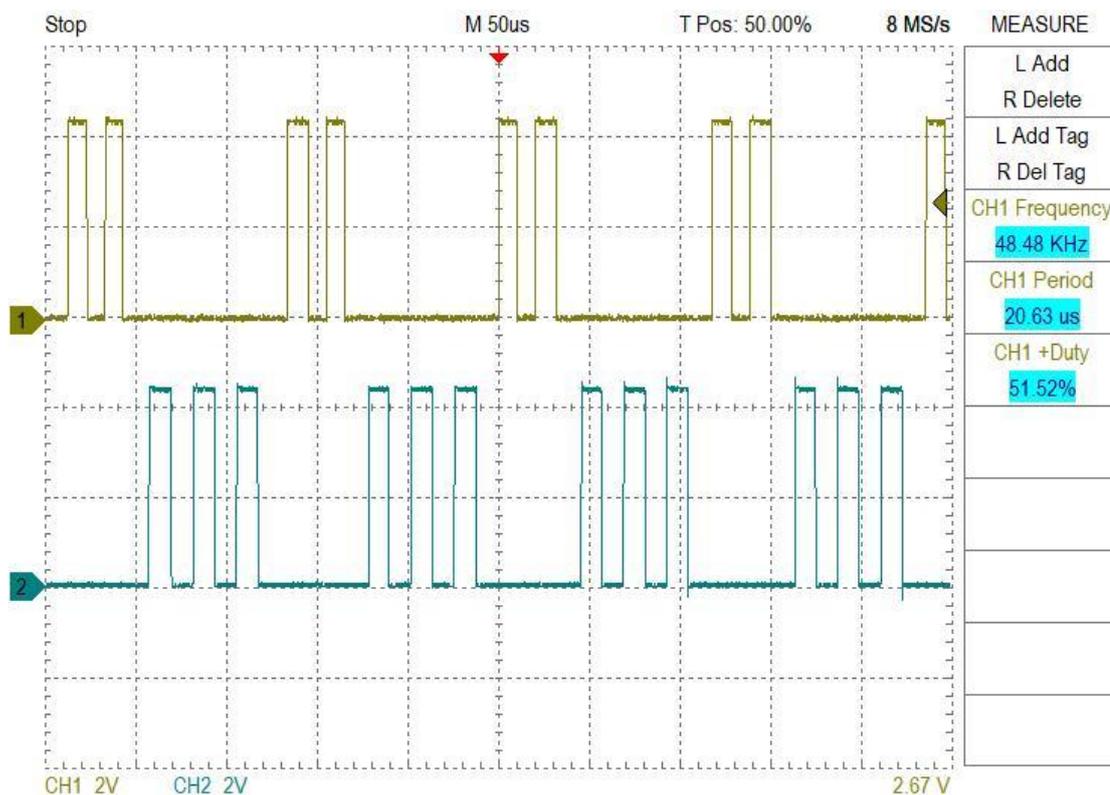


Рисунок 38 – Формирование импульсов с параметрами Pulse1 = 2, Pulse2 = 3.

Завершающий этап тестирования алгоритма управления заключается в проверке несимметричных импульсов. Для этого были заданы параметры, указанные в таблице 8. Предделитель задан Clk/32.

Таблица 8

Параметр	Значение
Width1	3
Pause1	4
Width2	70
Pause2	30
Pulse1	5
Pulse2	1

Осциллограмма импульсов управления представлена на рис. 39:

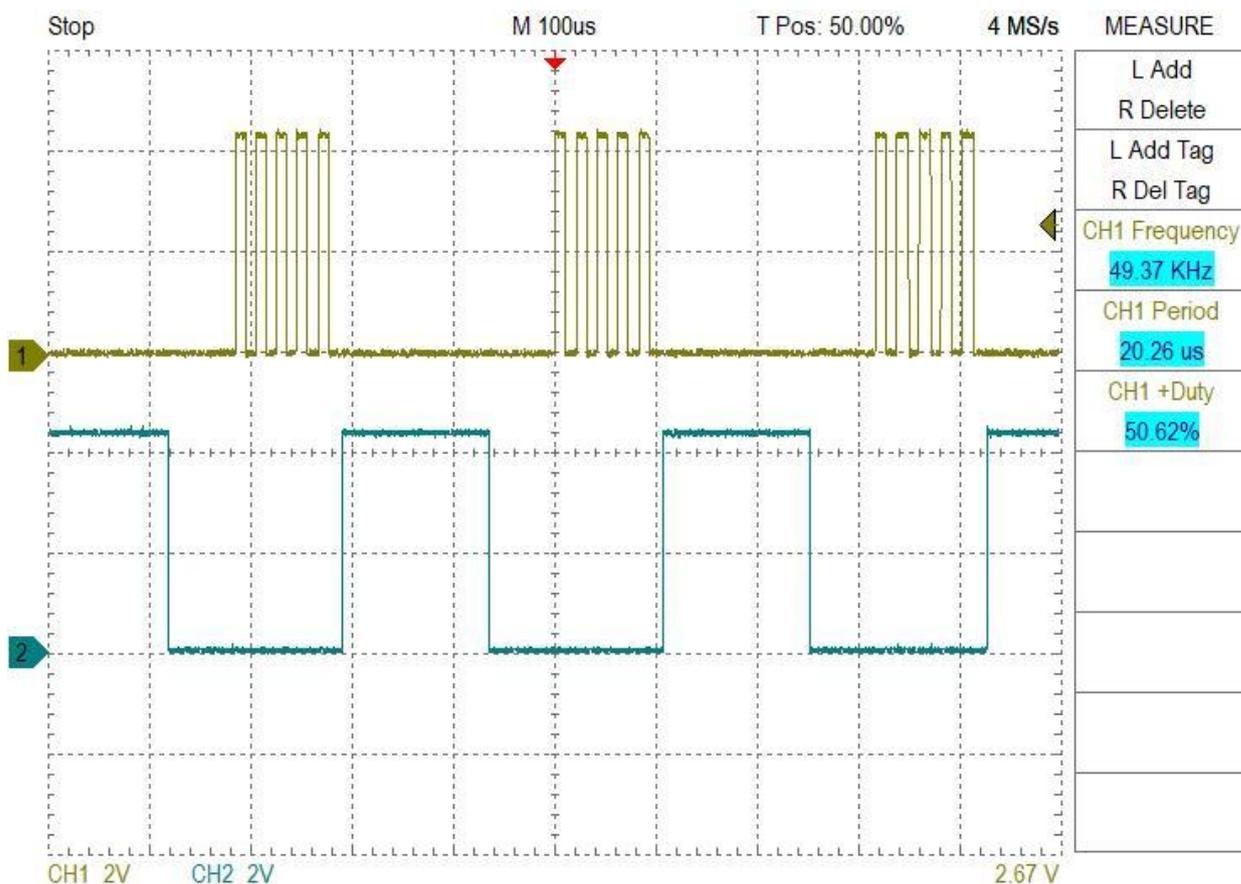


Рисунок 39 – Осциллограмма несимметричных импульсов управления

Таким образом, тестирование управления в различных вариациях проведено успешно. Отклонения в алгоритме отсутствуют.

#### 4.9. Эксперимент 2. Исследование работы алгоритма управления

Исследование работы алгоритма управления произведена на двух пределителях с одинаковыми значениями параметров ширины импульса и паузы для каждого ключа. Заданные параметры для первого эксперимента отображены в таблице 9.

Таблица 9

Параметр	Значение
Presc	clk/8
Width1	3
Pause1	5
Width2	10
Pause2	5
Pulse1	1
Pulse2	1

Осциллограмма напряжения на основном ключе снята в момент установившегося напряжения на выходе и представлена на рис. 40. Перенапряжение, возникающее на транзисторе, превышает напряжение питания в 4 раза. Это свидетельствует о неправильном подобранном управлении. В связи с этим напряжение на демпфирующем конденсаторе возросло до 27 В. Для понимания процесса на рис. 41 представлена осциллограмма напряжения демпфирующего конденсатора с момента начала работы. На данной осциллограмме напряжение резко нарастает за 200 мкс, что равно примерно 4 циклам работы. Установившееся напряжение на выходе можно вычислить из делителя напряжения, осциллограмма сигнала которого отображена на рис. 42. Среднее значение 1.78 В равно примерно 5.5 кВ на выходе, а максимальное значение 2.52 В равно 8 кВ.

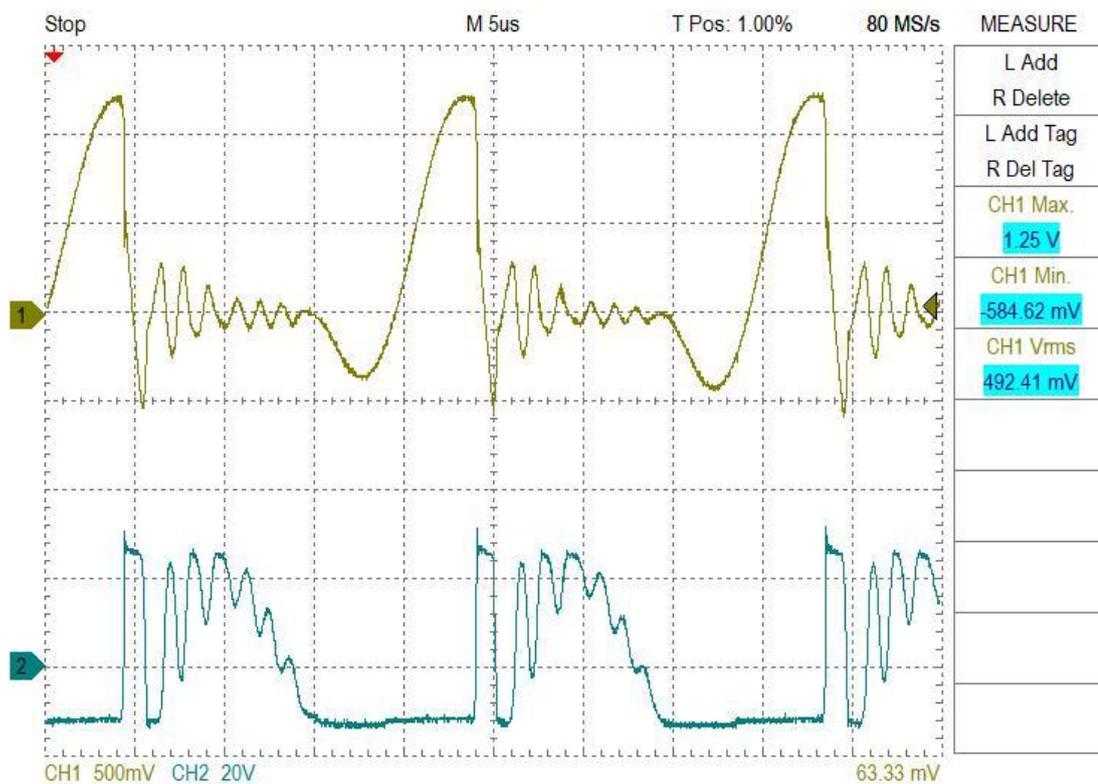


Рисунок 40 – Осциллограмма тока первичной обмотки и напряжения на транзисторе VT1 (clk/8)

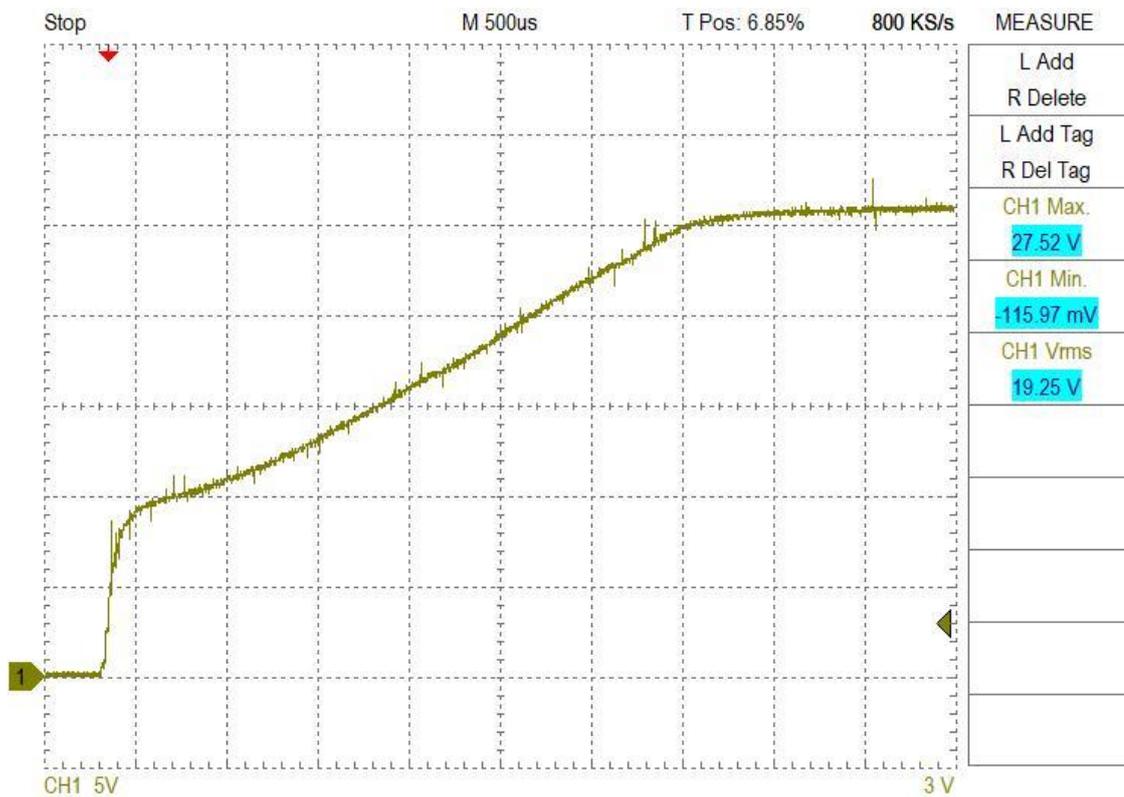


Рисунок 41 – Осциллограмма напряжения на демпфирующем конденсаторе C2 (clk/8)

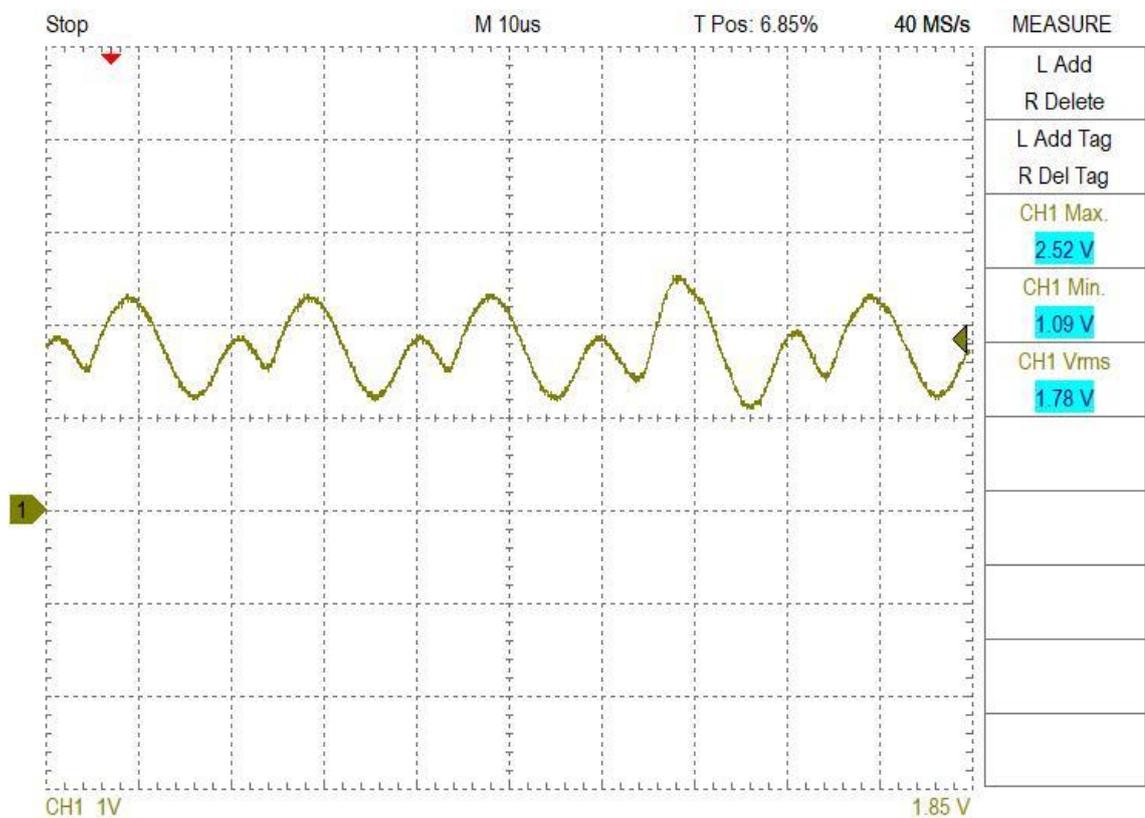


Рисунок 42 – Осциллограмма выходного напряжения на делителе (clk/8)

Заданные параметры для второго эксперимента приведены в таблице 10

Таблица 10

Параметр	Значение
Presc	clk/32
Width1	3
Pause1	5
Width2	10
Pause2	5
Pulse1	1
Pulse2	1

Анализируя осциллограммы второго эксперимента, можно сказать, что перенапряжение на ключе, изображенное на рис. 43, во время установившегося напряжения на выходе сохраняется на прежнем уровне. Так же как и напряжение на демпфирующем конденсаторе. Однако напряжение на выходе увеличилось (рис. 45). Среднее значение составляет порядка 7 кВ, а максимальное значение достигает 9.75 кВ.

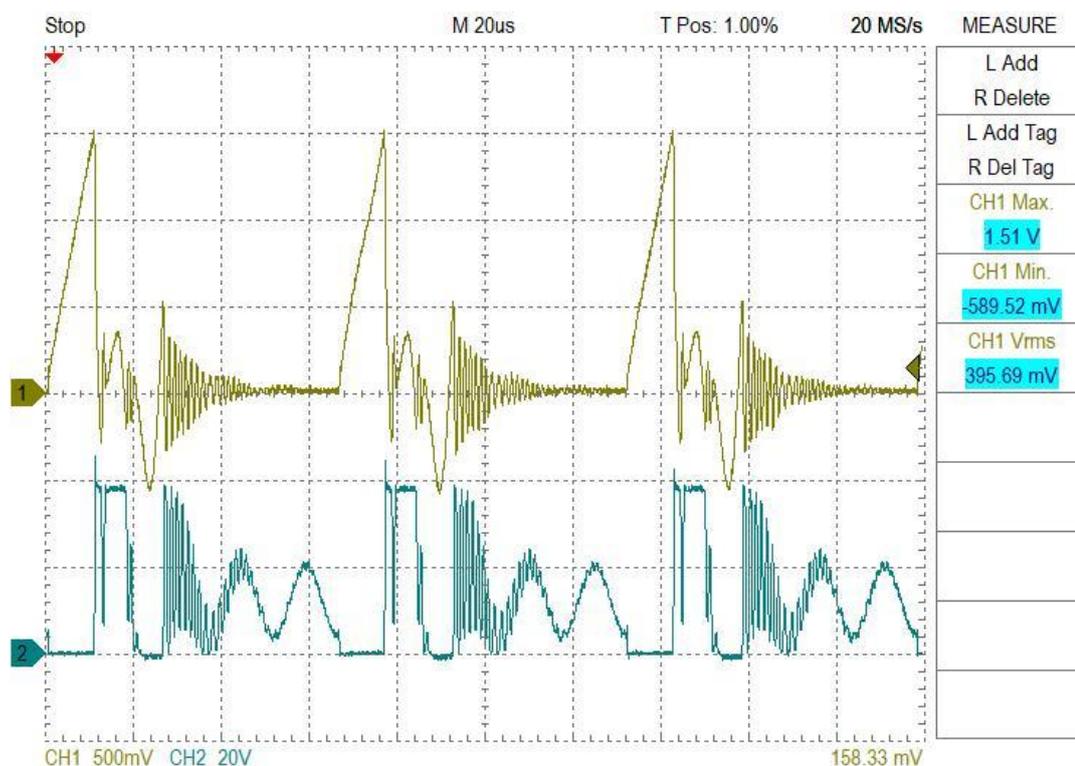


Рисунок 43 – Осциллограмма тока первичной обмотки и напряжения на транзисторе VT1 (clk/32)

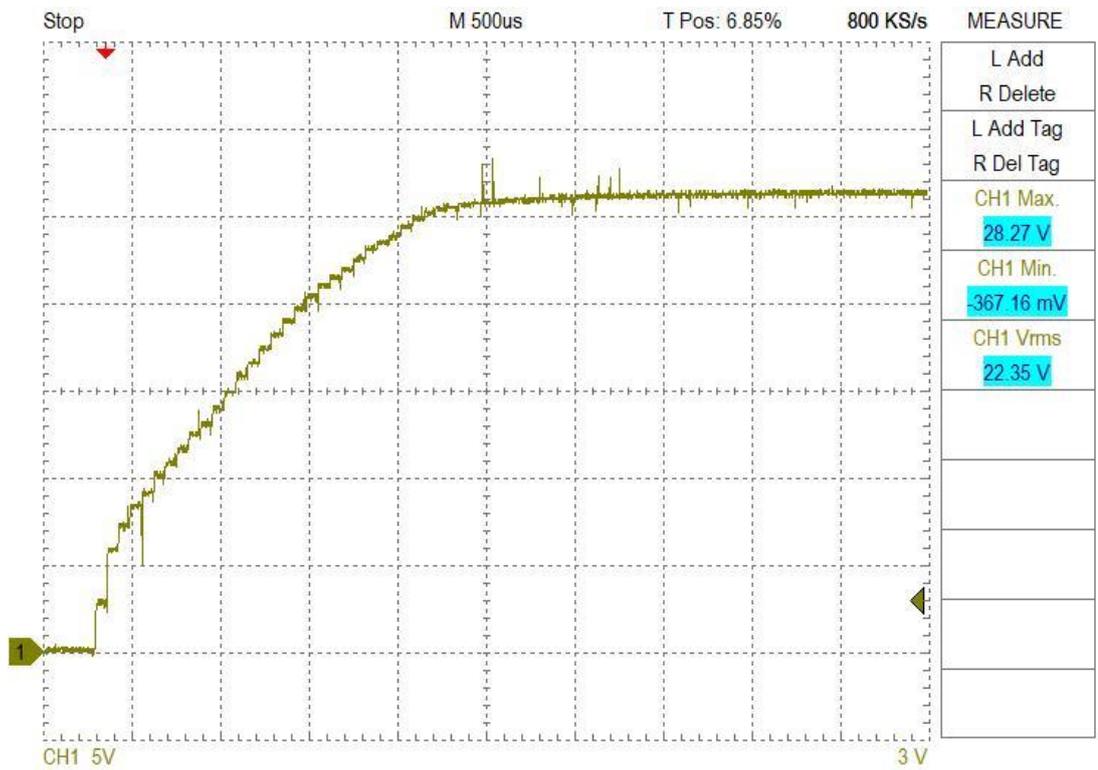


Рисунок 44 – Осциллограмма напряжения на демпфирующем конденсаторе (clk/32)

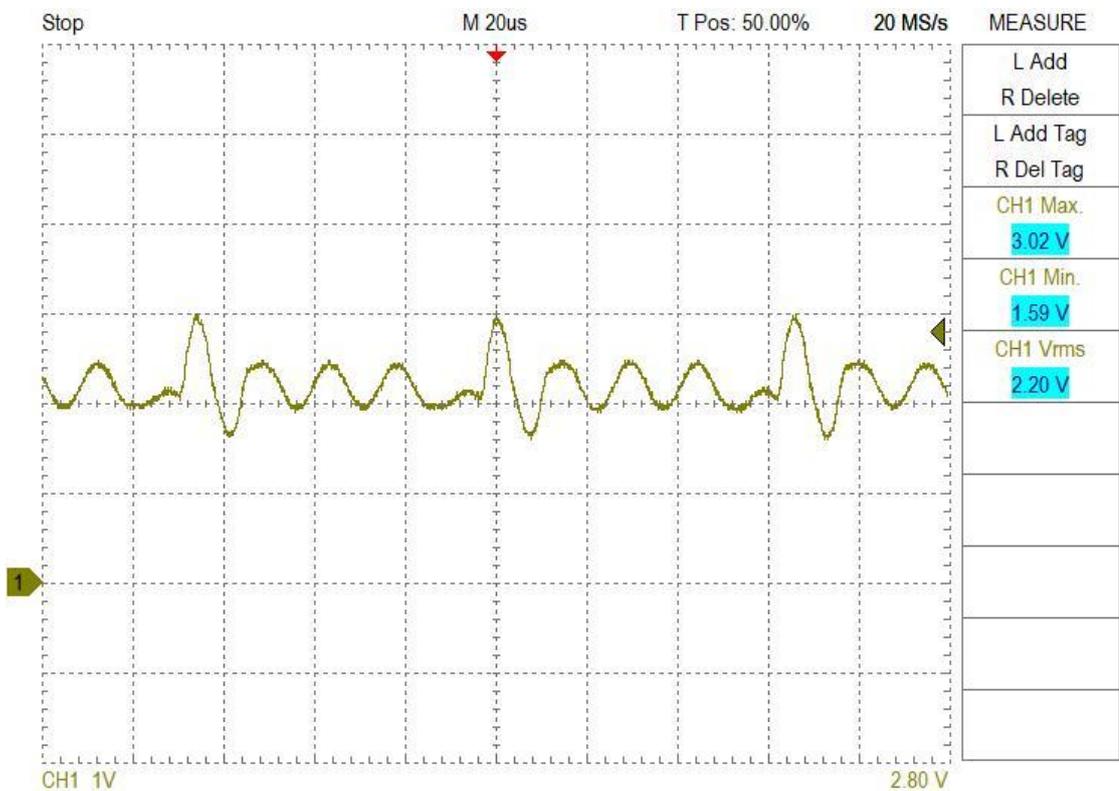


Рисунок 45 – Осциллограмма выходного напряжения на делителе (clk/32)

Сравнив осциллограммы тока обмотки и напряжения на транзисторе VT1, можно сказать, что увеличение тока не сильно повлияло на перенапряжение на транзисторе. Основная амплитуда перенапряжений связана с отсутствием условий для прямого смещения выходного выпрямителя. Стоит отметить, что изменилась форма тока первичной обмотки за счет уменьшения частоты импульсов управления. С предделителем  $clk/8$  ток ограничивался значением 1.65 А, а с уменьшением частоты ток первичной обмотки возрастает линейно без ограничения. Максимальный ток на предделителе  $clk/32$  равняется 2 А. Лучше стала и форма напряжения на основном ключе, на осциллограмме отчетливо видны провалы при переходе тока через ноль. Коммутацию основного ключа при управлении ZVS требуется производить в один из провалов напряжения на ключе.

Для того, чтобы избавиться от перенапряжений на ключе и демпфирующем конденсаторе, требуется организовать адаптивное управление с обратными связями по выходному напряжению, напряжению на демпфирующем конденсаторе и току первичной обмотки трансформатора.

Условия переключения нижнего транзистора VT1 заключаются в анализе тока первичной обмотке на предмет перехода через ноль, в такой момент потери будут минимальны.

Для верхнего транзистора VT2 условия закрытия диктуют необходимость отключения при снижении напряжения на демпфирующем конденсаторе до нуля или ниже. При приближении выходного напряжения к заданному, требуется изменить приоритет условий на уменьшение отрицательного тока через первичную обмотку, поскольку с ростом напряжения будет возрастать отрицательный ток индуктивности намагничивания трансформатора.

#### 4.10. Эксперимент 3. Исследование импульса разряда

Результаты эксперимента на возникновения пробоя при фиксированном расстоянии отображены на рис. 46 и рис. 47. Данные осциллограммы сняты с делителя напряжения на вторичной обмотке ТДКС. Данные о параметрах импульсов управления указаны в таблице 11 и таблице 12 соответственно.

Таблица 11

Параметр	Значение
Presc	clk/8
Width1	5
Pause1	4
Width2	10
Pause2	4
Pulse1	1
Pulse2	1



Рисунок 46 – импульс разряда при clk/8

Анализ осциллограммы разряда показывает, что пробой наступил при напряжении порядка 5.8 кВ. Ширина импульса разряда равна 30 мкс, после чего напряжение на конденсаторе быстро восстанавливается.

Таблица 12

Параметр	Значение
Presc	clk/32
Width1	3
Pause1	4
Width2	10
Pause2	4
Pulse1	1
Pulse2	1

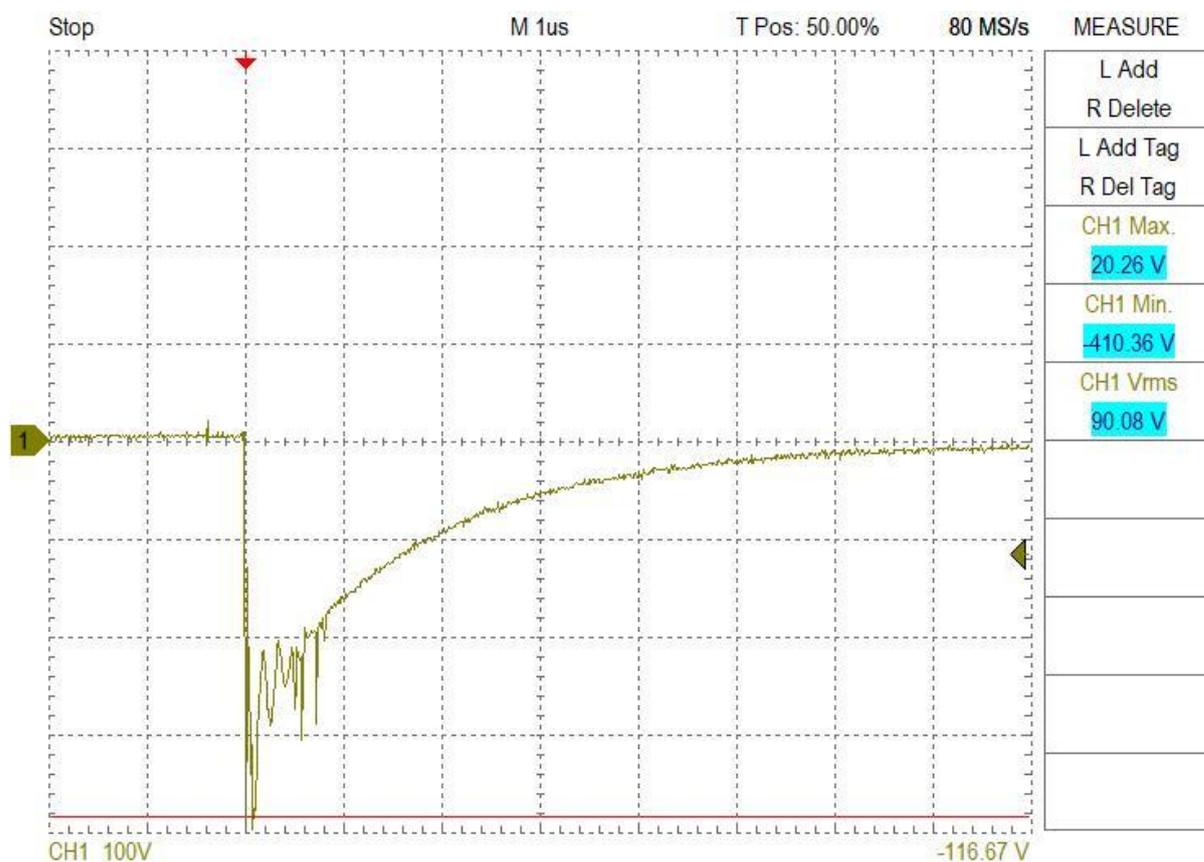


Рисунок 47 – импульс разряда при clk/32

Измерения осциллографа, показанные на рис. 47, имеют большую погрешность в связи с сильно уменьшенным масштабом амплитуды. Максимальное падение напряжения, равное 410 В является наводкой на щуп осциллографа во время разряда.

В результате проведения эксперимента выявлены помехи при возникновении пробоя, однако на стабильность работы преобразователя они не оказывают критического влияния и не нарушают работу платы.

#### 4.11. Доработка в макете лабораторной установки

После проведения тестирований было выявлено отсутствие возможности измерения тока у микросхемы ACS712 в связи со срезом частоты до 80 кГц. В связи с этим датчик тока был заменён на трансформатор тока, намотанный на сердечнике R10x6x3 N87 с соотношением витков 1:100. В качестве нагрузочного резистора подобран номинал 220 Ом. При токе 2 А падение напряжения на резисторе будет равным 4.4 В. На рис. 48 показана осциллограмма тока первичной обмотки, снятой с трансформатора тока и напряжение на основном ключе.

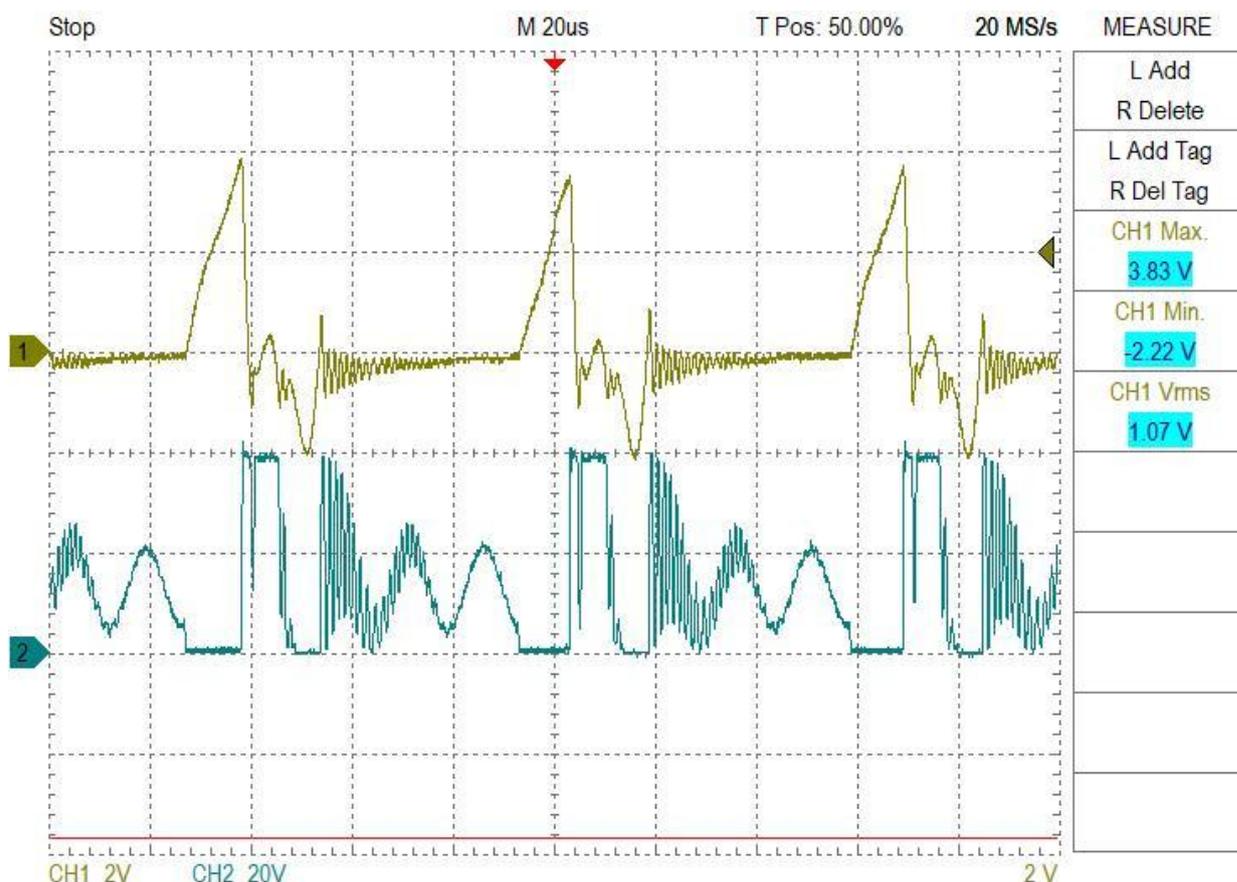


Рисунок 48 – Осциллограмма напряжения на трансформаторе тока и напряжение на основном ключе

Для обратной связи по выходному напряжению последовательно с нижним плечом делителя напряжения добавлен светодиод. Ток, протекающий через светодиод, ограничен верхним плечом с номиналом 300 МОм. При напряжении 5 кВ ток через светодиод составит порядка 16 мкА, что является достаточно малым значением. Для приёма сигнала напротив светодиода расположен фотодиод с подключенным подстроечным резистором 10 кОм для регулирования чувствительности.

Полная схема генератора лабораторной установки показана на рис. 49.

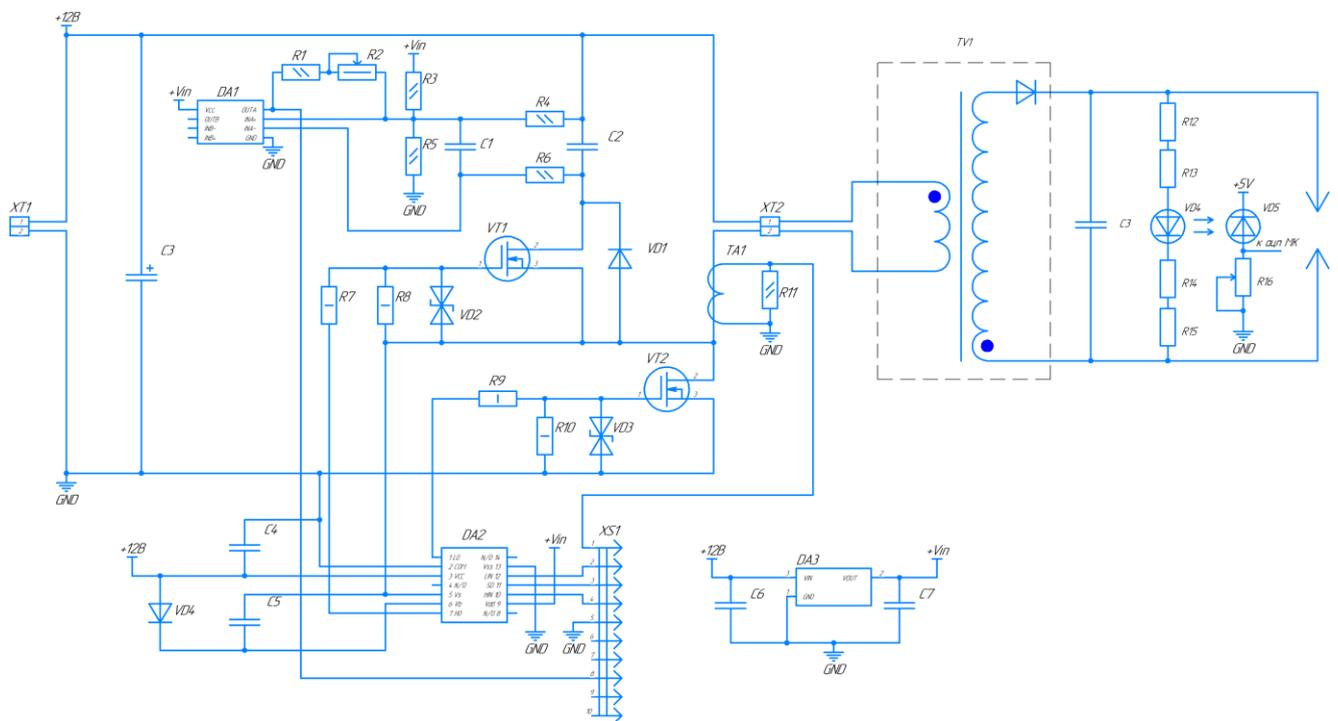


Рисунок 49 – Доработанный макет генератора лабораторной установки

## Заключение

1. Описаны принцип работы топологии обратноходового преобразователя с активным демпфированием и его сравнение с топологией без демпфирования. Учтены аспекты при работе в повышающем режиме.
2. Разработана модель топологии обратноходового преобразователя с активным демпфированием в среде Matlab Simulink. Модель позволила подобрать оптимальные параметры элементов и управления в режиме повышения напряжения.
3. Разработан и проверен алгоритм формирования импульсов управления преобразователем при различных заданных параметрах.
4. Разработан разрядник с системой изменения расстояния между электродами. Написан алгоритм для управления расстоянием.
5. С целью дальнейшего изучения и улучшения характеристик управления повышающего преобразователя описаны основные моменты алгоритма управления. Приведены примеры описания собственных страниц и параметров в интерфейсе взаимодействия с пользователем. Описан алгоритм формирования импульсов на основе прерываний с добавленной функцией «накачки».
6. Разработана лабораторная установка испытаний электрической прочности воздуха. Проведены эксперименты работы установки в комплексе.

## Список используемой литературы

- 1 Королев Ю. Д., Месяц Г. А. Физика импульсного пробоя газов. М.: Наука, 1991. 224 с.
- 2 Райзер Ю. П., Физика газового разряда: Учеб. Руководство: Для вузов – 2-е изд., перераб. и доп. – М. Наука. Гл. ред. физ.-мат. лит., 1992 - 536с. – ISBN 5-02-014615-3
- 3 Шваб А. Измерения на высоком напряжении. (Измерительные приборы и способы измерения). Шваб А. Пер. с нем. М., «Энергия», 1973
- 4 Castro I. Analytical Switching Loss Model for Superjunction MOSFET With Capacitive Nonlinearities and Displacement Currents for DC–DC Power Converters, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 31, no. 3, pp. 2485-2495, Mar. 2016.
- 5 El-Rifaie A. M., Mageed Hala M. Abdel, Aladdin O. M. Enhancement of AC high voltage measurements' uncertainty using a high voltage divider calibration method [Электронный ресурс] URL: <https://www.metrology-journal.org/articles/ijmqe/pdf/2015/02/ijmqe150014.pdf> (дата обращения 22.05.17)
- 6 Fedison J. B., Harrison M. J. COSS hysteresis in advanced superjunction MOSFETs, IEEE 2016 Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), 2016, pp. 247-252.
- 7 Hou D., Su Y., Li Q., Lee F. C. Improving the efficiency and dynamics of 3D integrated POL, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 140-145.
- 8 Huang X., Feng J., Du W., Lee F., Li Q. Design Consideration of MHz Active Clamp Flyback Converter with GaN Devices for Low Power Adapter Application, IEEE 2016 APEC, 2016, pp. 2334-2341
- 9 Kearney D. J., Kicin S., Bianda E., Krivda A. PCB Embedded Semiconductors for Low-Voltage Power Electronic Applications, IEEE

Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology, vol. 7, no. 3, pp. 387-395, March 2017.

10 Kinzer D. Driving for Zero Switching Loss Power Solutions, IEEE 2016 PCIM Asia, Keynote speech, 2016

11 Liu Pei-Hsin, Design Consideration of Active Clamp Flyback Converter with Highly Nonlinear Junction Capacitance [Электронный ресурс] URL: <https://ieeexplore.ieee.org/abstract/document/8341101/> (дата обращения 21.03.18)

12 Liu X.C.X., Zhang Y., Zou X., Lin S. An overview of softswitching technique for flyback converters, IEEE 11th International Conference on ASIC (ASICON), 2015, pp. 1-4.

13 Mayerhoff E. High Voltage Insulation Methods [Электронный ресурс] URL: <http://www.highvoltageconnection.com/articles/highvoltageinsulation.pdf> (дата обращения 15.05.17)

14 Park J. Quasi-Resonant (QR) Controller With Adaptive Switching Frequency Reduction Scheme for Flyback Converter, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 6, pp. 3571-3581, June 2016.

15 Perrin R., Quentin N., Allard B., Martin C., Ali M. High-Temperature GaN Active-Clamp Flyback Converter With Resonant Operation Mode, IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, vol. 4, no. 3, pp. 1077-1085, Sept. 2016.

16 Pokryvailo A., Carp C., Scapellati C. A High-Power High-Voltage Power Supply for Long-Pulse Applications [Электронный ресурс] URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/5446345> (дата обращения 10.01.17)

17 Quentin N., Perrin R., Martin C., Joubert C., Lacombe B., Buttay C. GaN Active-Clamp Flyback Converter with Resonant Operation Over a Wide Input Voltage Range, PCIM Europe 2016; International Exhibition and Conference

for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management, Nuremberg, Germany, 2016, pp. 1-8.

18 Rakitin A. E., Zhukov V. P., Starikovskii A. Yu. DEFLAGRATION-TO-DETONATION TRANSITION UNDER INITIATION BY HIGH-VOLTAGE NANOSECOND DISCHARGES [Электронный ресурс] URL: <https://www.eucass-proceedings.eu/articles/eucass/pdf/2009/01/eucass1p367.pdf> (дата обращения 11.08.17)

19 Shaughnessy O., Andreotti E., Budjáš D., Caldwell A., Gangapshev A., Gusev K., Hult M., Lubashevskiy A., Majorovits B., Schönert S. and Smolnikov A. High voltage capacitors for low background experiments [Электронный ресурс] URL: [https://epjc.epj.org/articles/epjc/abs/2013/05/10052\\_2013\\_Article\\_2445/10052\\_2013\\_Article\\_2445.html](https://epjc.epj.org/articles/epjc/abs/2013/05/10052_2013_Article_2445/10052_2013_Article_2445.html) (дата обращения 20.02.17)

20 Sharma A. B. PCB embedded power package with reinforced top-side chip contacts, 6th Electronic System-Integration Technology Conference (ESTC), Grenoble, 2016, pp. 1-5.

21 Sun B. Two comparison-alternative high temperature PCB-embedded transformer designs for a 2 W gate driver power supply, IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), Milwaukee, WI, 2016, pp. 1-7.

22 Watson R., Lee F. C., Hua G. Utilization of an Active-Clamp Circuit to achieve Soft Switching in Flyback Converters, IEEE Transaction on Power Electronics, vol.11, pp162-169, Jan. 1996.

23 Watson R., Hua G.C., Lee F.C. Characterization of an active clamp flyback topology for power factor correction applications [Электронный ресурс] URL: <http://ieeexplore.ieee.org/document/484432/> (дата обращения 5.12.16)

24 Schwerz R., Roellig M., Osmolovskyi S., Wolter K. J. Reliability assessment of discrete passive components embedded into PCB core, 15th International Conference on Thermal, Mechanical and Mulit-Physics Simulation

and Experiments in Microelectronics and Microsystems (EuroSimE), Ghent, 2014, pp. 1-7.

25 Xue L., Zhang J. Active clamp flyback using GaN power IC for power adapter applications, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Tampa, FL, USA, 2017, pp. 2441-2448.

26 Yipeng S., Wenli Z., Qiang L., Lee F. C., Mingkai M. High frequency integrated Point of Load (POL) module with PCB embedded inductor substrate, Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2013 IEEE, 2013, pp. 1243-1250.

27 Zhang Z., Ngo K. D. T., Nilles J. L. A 30-W flyback converter operating at 5 MHz, IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014, Fort Worth, TX, 2014, pp. 1415-1421.

28 Texas Instruments UCC28780 High Frequency Active Clamp Flyback Controller [Электронный ресурс] URL: <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ucc28780.pdf> (дата обращения 09.09.16)

29 Герман-Галкин С. Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в MATLAB 6.0: Учебное пособие. - СПб.: КОРОНА принт, 2001. - 320 с., ил.

30 Герман-Галкин С. Г. Линейные электрические цепи. Лабораторные работы. - СПб.: Учитель и ученик, КОРОНА принт, 2002. - 320 с., ил.

31 Ramleth S., Madhavan J., Thangal K., Nediyazhikam S. Simulation of Impulse Voltage Generator and Impulse Testing of Insulator using MATLAB Simulink [Электронный ресурс] URL: [https://www.researchgate.net/publication/289611954\\_Simulation\\_of\\_impulse\\_voltage\\_generator\\_and\\_impulse\\_testing\\_of\\_insulator\\_using\\_MATLAB\\_simulink](https://www.researchgate.net/publication/289611954_Simulation_of_impulse_voltage_generator_and_impulse_testing_of_insulator_using_MATLAB_simulink) (дата обращения 10.10.16)

32 Черных И. В. Моделирование электротехнических устройств в MATLAB, SimPowerSystems и Simulink. 1-е издание, 2007 год, 288 стр., формат 17x24 см, мягкая обложка.

33 Герман-Галкин С. Г. Спектральный анализ процессов силовых полупроводниковых преобразователей в пакете MATLAB (R 13) // Научно-практический журнал "Ехronenta Pro. Математика в приложениях", 2003, № 2. С. 80 - 82.

34 Дьяконов В. Simulink 4. Специальный справочник. Питер. 2002.- 528 с., ил.

35 STMicroelectronics STB75NF75, STP75NF75 - STP75NF75FP  
[Электронный ресурс] URL:  
<http://www.st.com/content/ccc/resource/technical/document/datasheet/99/6b/cd/5a/84/8f/44/0c/CD00002771.pdf/files/CD00002771.pdf/jcr:content/translations/en.CD00002771.pdf> (дата обращения 06.10.17)

36 Atmel 8-bit AVR Microcontrollers ATmega328/P DATASHEET COMPLETE [Электронный ресурс] URL:  
[http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P\\_Datasheet.pdf](http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/Atmel-42735-8-bit-AVR-Microcontroller-ATmega328-328P_Datasheet.pdf) (дата обращения 20.09.16)