

МИНИСТЕРСТВО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»
Институт энергетики и электротехники
Кафедра «Промышленная электроника»

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника
(код и наименование направления подготовки, специальности)
Промышленная электроника
(направленность(профиль)/специализация)

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

на тему «Инвертор с программируемой формой кривой напряжения»

Студент(ка)

С.А. Дубинин

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

А.А. Шевцов

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Допустить к защите

Заведующий кафедрой к.т.н., доцент А.А. Шевцов

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

(личная подпись)

« _____ » 20 _____ г.

Тольятти 2017

Аннотация

Выпускная квалификационная работа посвящена разработке схемы полупроводникового транзисторного инвертора напряжения.

В первой части рассмотрено состояние вопроса.

Во второй части приведены схемы инверторов напряжения и тока на OSFET транзисторах, способы управления, описано формирование выходного напряжения.

В третьей части приведена структурная схема разрабатываемого устройства. В четвертой части разработана схема электрическая принципиальная и выполнен расчет параметров элементов инвертора и системы управления. В пятой части разработана печатная плата устройства и ее сборочный чертеж.

В экономической части выполнен расчет стоимости комплектующих и материалов. В разделе безопасности и экологичности проекта определены основные опасные и вредные факторы, возникающие в процессе пайки инвертора.

Содержание

1 Состояние вопроса	5
2. Виды инверторов.....	6
2.1 Основные типы преобразователей постоянного напряжения.....	6
2.2. Функционирование инвертора напряжения.....	9
2.3 Работа инвертора тока.....	11
2.4. Формирование выходного напряжения.....	13
2.5. Широтно-импульсный способ модуляции.....	15
3. Структурная схема устройства.	16
4 Разработка принципиальной схемы.	18
4.1 Выбор микроконтроллера.	18
4.2 Выбор жидкокристаллического индикатора.	20
4.4 Расчет инвертора.	23
4.5 Выбор преобразователей напряжения для питания системы управления.....	30
4.6 Выбор драйверов управления силовыми транзисторами.	34
5. Алгоритм функционирования устройства.....	38
6 Разработка конструкции.....	46
7. Безопасность и экологичность проекта	49
8 Расчет стоимости комплектующих инвертора	52
Заключение	54
Список используемых литературы и источников	55

1 Состояние вопроса

Полупроводниковые преобразователи, выполняющие преобразование напряжения из постоянного вида в переменный используют в стабилизированных источниках вторичного и резервного электропитания, электроприводе, электротехнологических установках. На частотах выше 1-2 кГц в электротермических и ультразвуковых установках используют автономные резонансные инверторы тока.

В настоящее время инверторы строятся на полевых транзисторах (MOSFET) и транзисторах IGBT-типа. Эти транзисторы сейчас могут коммутировать токи от 1 до 3600А, и напряжения от 600 до 3500В. Инверторы на основе полупроводниковых преобразователей на транзисторах позволяют управлять спектром генерируемых кривых токов и напряжений в широких пределах.

MOSFET и IGBT могут управляться непосредственно от драйверов, без использования специальных формирователей тока, без промежуточных устройств напрямую. Это упрощает процесс разработки систем управления такими преобразователями. В настоящее время для управления MOSFET промышленностью выпускаются необходимые интегральные драйверы, управляемые, например, с помощью микроконтроллеров.

2. Виды инверторов.

Инверторы являются преобразователями электрического напряжения из постоянного в переменное. При этом, наиболее часто, с выходов инверторов снимается напряжение синусоидальной формы. Такие инверторы, как правило используют в блоках бесперебойного питания или в автомобильных инверторах, когда из постоянного напряжения аккумулятора или генератора необходимо получить переменное синусоидальное напряжение. Бывают задачи, когда форма напряжения должна отличаться от синусоидальной. Существуют разнообразные схемы инверторов. Рассмотрим их.

2.1 Основные типы преобразователей постоянного напряжения.

Схемы полупроводниковых преобразователей электрической энергии бывают одноктактными (рисунок 2.1, а-в) или двухтактными (рисунок 2.1, г-е) [3]. Наиболее простой, состоящей из наименьшего количества элементов является схема обратного преобразователя (рисунок 1.2, а). Она работает следующим образом.

Когда открыт транзистор VT в магнитном поле трансформатора накапливается энергия. После того, как транзистор закроется, эта энергия передается в обмотку W_n и потом подается на нагрузку. На выходе такого полупроводникового преобразователя ставится конденсатор C_{ϕ} , выполняющий роль сглаживающего.

Трансформатор позволяет обеспечить гальваническую развязку между входом и выходом схемы. Кроме этого, за счет изменения числа витков трансформатора можно получать вторичное напряжения практически любого уровня.

Его недостатком является невозможность работы в режиме холостого хода из-за резко возрастающего напряжения на выходе, что приводит к выходу из строя полупроводникового прибора.

Следующим типом преобразователя, который мы рассмотрим, является прямоходовой преобразователей, показанный на рисунке 2.1, б.

Когда открыт транзистор VT, напряжение первичного источника U_n подается в нагрузку и заряжает конденсатор C_Φ . После закрывания VT, на выходной обмотке трансформатора возникает напряжение.

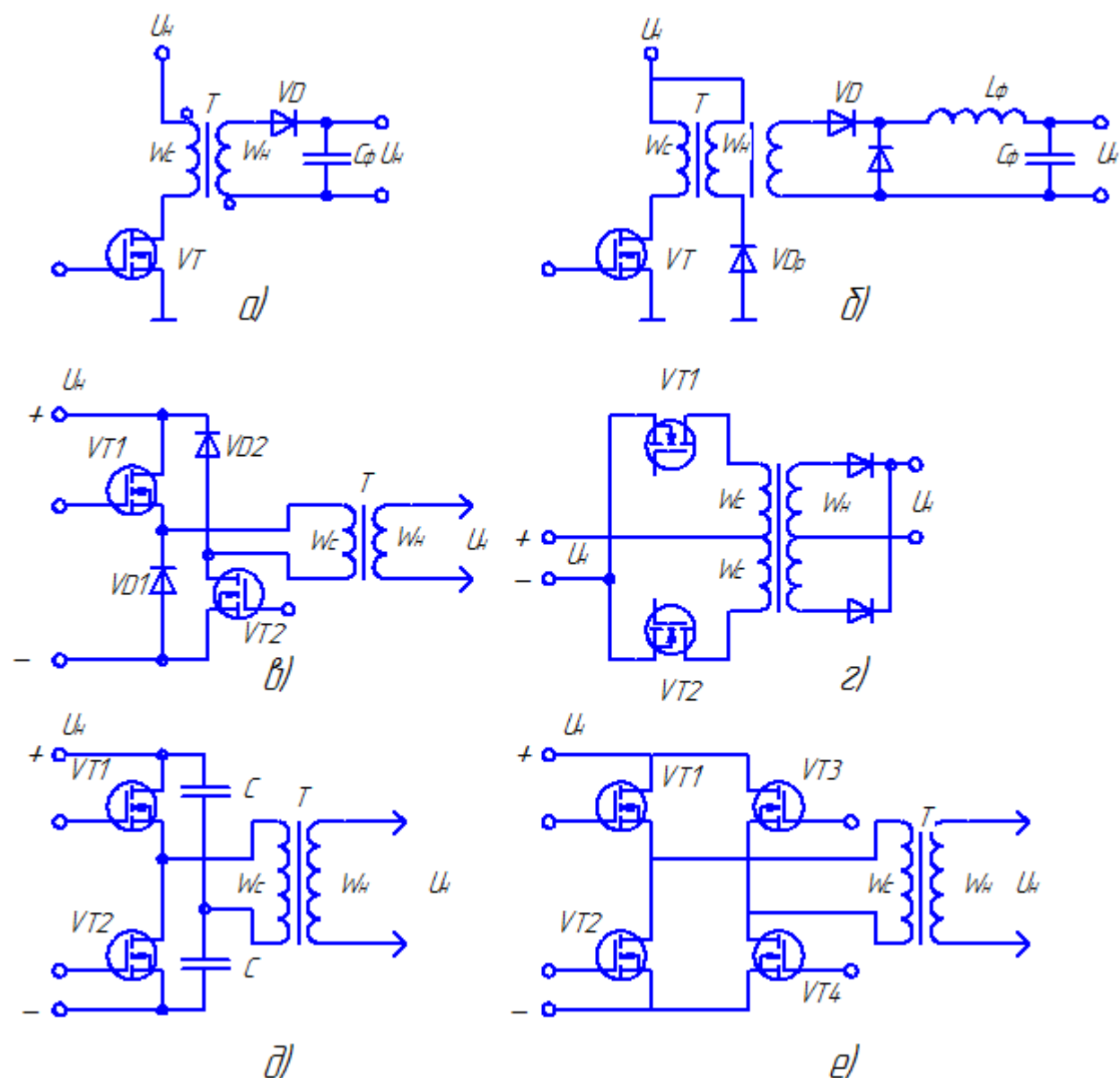


Рисунок 2.1- Схемы транзисторных преобразователей напряжения

а) обратноходовой; б) прямоходовой;

- в) полумостовой одноктактный; г) двухтактный с нулевым выводом;
 д) полумостовой; е) мостовой

Для корректной работы, эта энергия принудительно рассеивается, иначе, при следующих включениях транзистора магнитопровод трансформатора войдет в насыщение, и как следствие возникнет рост тока стока VT. Для того, чтобы избежать это в трансформатор добавляют обмотку W_p , подключенную к источнику U_n через диод VD_p . Которая размагничивает сердечник. Эти обмотки W_c и W_p имеют друг с другом сильную магнитную связь. Максимальное значение коэффициента заполнения

$$\gamma_{\max} < \frac{W_c}{(W_c + W_p)} \quad (2.1)$$

Следующая схема, которую мы рассмотрим - полумостовая одноктактная (рисунок 2.1, в). В этой схеме напряжение на вентилях не превысит напряжение питания U_n . На этапе открытого состояния ключевых приборов, к обмотке W_c прикладывается напряжение величиной U_n . На вторичной обмотке появляется напряжение U_n . После закрытия транзисторов на обмотке W_c появится противоЭДС, открывающая диоды $VD1$ и $VD2$. W_c при этом размагничивает трансформатор и сбрасывает накопленную энергию в источник U_n .

Разные схемы одноктактных транзисторных преобразователей отличаются разными способами рассеивания запасенной в поле трансформатора энергии. В таких схемах магнитопровод работает по частному циклу.

Лучше используются трансформаторы в двухтактных схемах преобразователей. На рисунке 2.2 показана двухтактная схема с нулевым выводом. Она содержит транзисторы VT1 и VT2, трансформатор, у которого первичная обмотка выполнена со средней точкой W_c . Открывая и закрывая транзисторы по очереди, можно создать в сердечнике трансформатора переменный поток, наводящий в его вторичной обмотке переменное напряжение прямоугольной

формы. К вентилям, когда они закрыты прикладывается двойное напряжение питания $U_{с\text{ макс}} = 2U_{п}$. Такие схемы нечасто используют при напряжениях выше 100В.

В полумостовых схемах на закрытых транзисторах напряжение не превышает напряжения питания, на первичной обмотке, однако амплитуда напряжения равняется половине напряжения питания. Достоинствами полумостовой схемы являются отсутствие постоянной составляющей в первичной обмотке трансформатора и, как следствие, отсутствие его подмагничивания.

К первичной обмотке в мостовых схемах прикладывается напряжение источника питания. Выходная мощность мостового преобразователя выше чем у полумостового. К недостаткам мостового преобразователя можно отнести повышение сложности управления одновременно четырьмя транзисторами, обеспечение переключения транзисторов таким образом, чтобы не возникли сквозные токи, возникающие при одновременном включении двух вертикальных вентилях.

Как правило, параллельно транзисторам в двухтактных схемах включают встречные диоды, что позволяет сбрасывать в источник питания накопленную в активно-индуктивной нагрузке избыточную энергию.

2.2. Функционирование инвертора напряжения.

Чтобы получить однофазное переменное напряжение целесообразно использовать мостовую схему, показанную на рисунке 2.2.а. К диагонали постоянной стороны подключен источник постоянного напряжения $U_{п}$, а к диагонали переменного напряжения - активная нагрузка.

Напряжение на нагрузке формируется в точках а и б.

Работу схемы можно описать следующим образом:

a)



Рисунок 2.2 – Инвертор напряжения и его графики работы а) – схема принципиальная; б)- график работы с двумя состояниями; в)- работа с тремя состояниями.

Каждый из ключей VT1, VT2 и VT3,VT4 держат открытым полпериода, но переключение каждой вертикали происходит со смещением по отношению к другой; в этом режиме три состояния схемы по отношению к диагонали а,б (нагрузке).

Временные графики состояния ключей и форма напряжения на нагрузке ($u_{\text{вых}}$) показаны на рис. 2.2,б. Частота ω – круговая частота коммутации приборов. В таких схемах мощность в нагрузке переменного тока может управляться путем варьирования сигнала на управляющих входах ключей.

2.3 Работа инвертора тока.

Если в инверторе напряжения источник напряжения заменить источником тока и преобразовывать уже этот ток, то получится инвертор тока. Схема такого инвертора приведена на рисунке 2.3, где u_c – мгновенное напряжение сети. Источник тока I_{ex} может быть выходом какого-либо преобразователя постоянного напряжения, подключенный к инвертору через некоторую, достаточно большую индуктивность.

Энергия в источник u_c передается при подаче управляющих сигналов на управляющие входы VT1 и VT4. Временные диаграммы работы полупроводниковых вентилей, напряжения сети u_c и выходного тока $i_{\text{вых}}$ приведены на рис. 2.3.

Для того, чтобы ток протекал от источника I_{ex} оба транзистора одной вертикали в интервалах $\pi(1-D)$, соответствующих нулевому току $i_{\text{вых}}$, должны открываться поочередно.

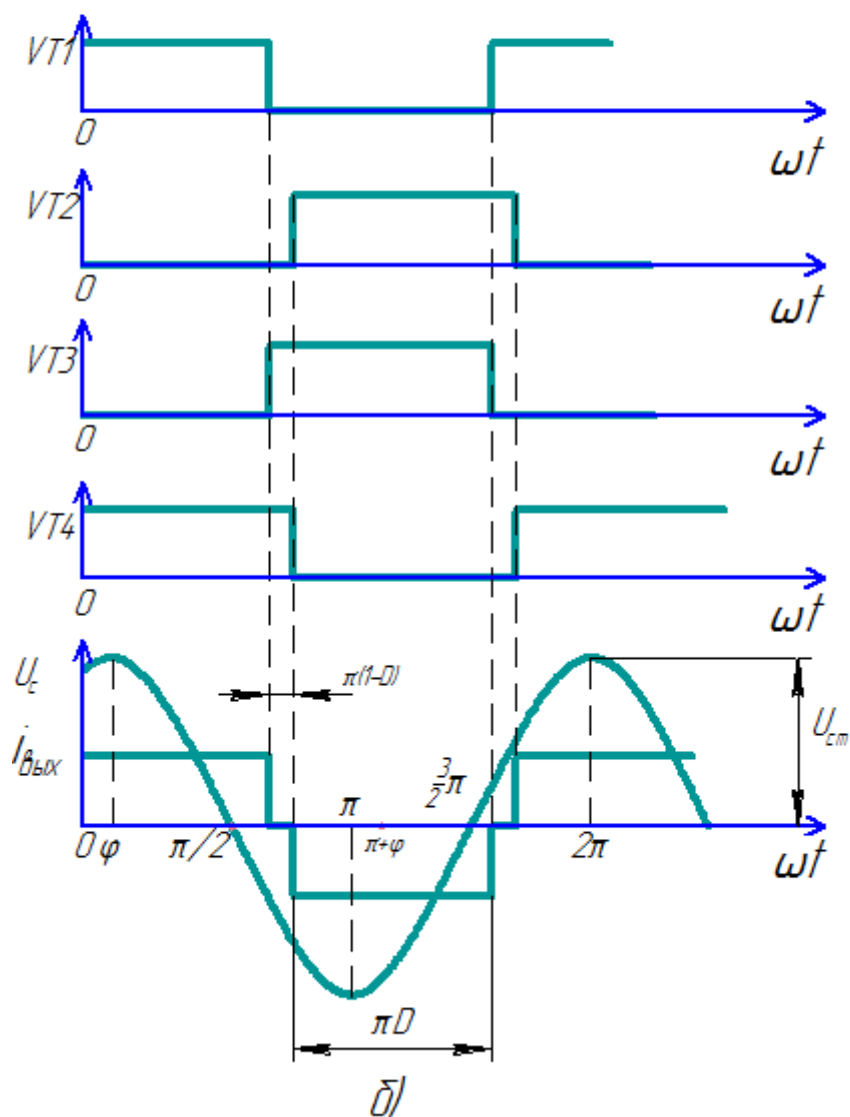
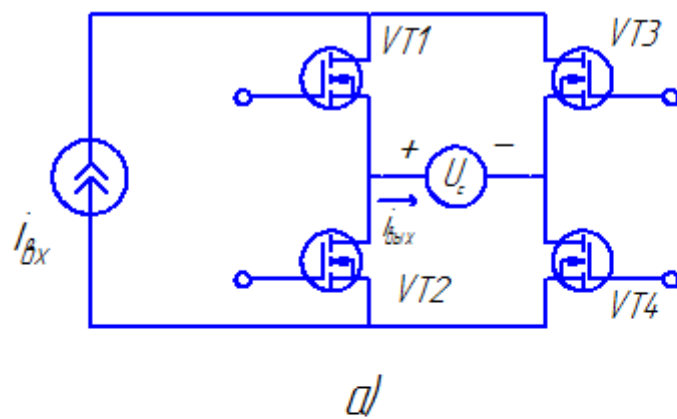


Рисунок 2.3 – Принципиальная схема и временные диаграммы инвертор тока.

Изменяя угол φ , изменяют момент открытия одного из транзисторов,

относительно начальной фазы кривой u_c ; угол πD меняют путем изменения момента коммутации вентилях VT2 и VT4 относительно коммутации вентилях VT1 и VT3.

В инверторе тока выходная мощность может меняться за счет изменения длительности управляющего импульса, а как следствие и импульса тока, протекающего по нагрузке, или изменяя фазу тока по отношению к фазе сетевого напряжения.

При работе инвертора тока есть временные интервалы, в которые к запертому транзистору приложено обратное напряжение. Поэтому параллельно каждому транзистору необходимо включить обратный диод, рассчитанный на прохождение тока I_{gx} и способный выдерживать обратное напряжение с амплитудой U_{cm} .

2.4. Формирование выходного напряжения.

Возможны два способа модуляции интервалов проводимости вентилях компенсатора.

Первый способ - слежение за эталонным током, реализованное в работе системы управления. Этот способ известен под названиями “двухпозиционное слежение”, “релейное” или “гистерезисное” управление. На входы блока вычитания подают значения реальной кривой и сигналы эталонной кривой тока i_n^* . Из сигнала эталонной кривой i_n^* вычитается сигнал измеренной кривой i_n и полученная разность подается на пороговый элемент (компаратор), обладающий симметричной петлей гистерезиса. Этот компаратор сравнивает его с заданным значением порога срабатывания. Импульсы, с выхода компаратора поступают на управляющие входы полупроводниковых приборов.

Другим способом формирования сигналов управления является широт-

но - импульсная модуляция (ШИМ). В этом способе сигнал, равный разности эталонного тока и тока, потребляемого нагрузкой сравнивается с пилообразным или треугольным напряжением. Точки пересечения этих кривых определяет моменты коммутации вентиля инвертора. Положительной стороной систем основанных на ШИМ является фиксированная частота пульсаций, наложенных на кривую тока или напряжения инвертора. Это позволяет для их сглаживания применять параллельно нагрузке LC - фильтры настроенные на резонанс напряжений на частоте контура.

Вопрос получения на выходе инвертора необходимого напряжения является определяющим при проектировании. Путем изменения спектрального состава в выходных кривых инвертора можно изменять форму выходного напряжения или тока. При этом надо учитывать, что для того, чтобы получить более гладкие выходные кривые, требуется более высокая частота коммутации ключей и более сложная система управления. Инверторы выдают синусоидальное результирующее напряжение в тех случаях, когда они являются заменой промышленной сети при создании резервных и бесперебойных источников и самопроизвольных управляемых выходных кривых это также надо учитывать.

Управляя моментами коммутации силовых приборов можно добиться результата, сложно получаемого при помощи обычных LC-фильтров. В инверторах за счет управления коммутацией приборов используют активные методы уменьшения гармоник. Это сочетают с использованием фильтров.

При рассмотрении различных способов модуляции, необходимых для формирования выходного напряжения, близкого к заданному, определяют требования к импульсному напряжению инвертора. Это позволяет получить напряжение на выходе требуемой формы при наименьшем объеме LC- фильтра.

2.5. Широтно-импульсный способ модуляции.

На рисунке 2.4 показан способ получения широтно-модулированного сигнала. Эталонное $u_э$ и пилообразное $u_н$ напряжения через резисторы R1 и R2 подают на входы сравнивающего устройства. В моменты пересечения входных напряжений на выходе формируются управляющие импульсы, на силовые приборы.

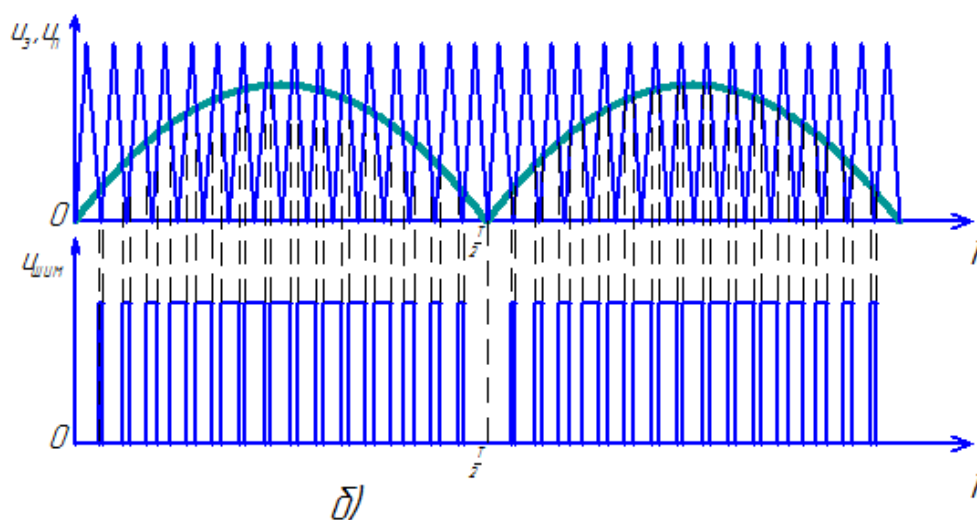
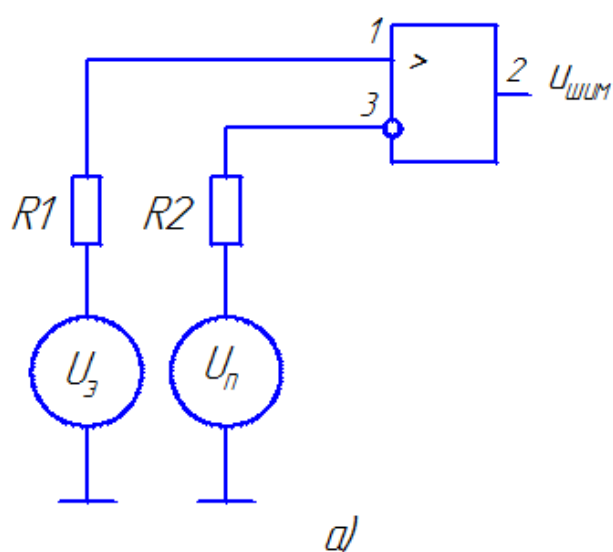


Рисунок 2.4 – Работа ШИМ. а) – схема включения компаратора, б) - временные диаграммы напряжений на входах компаратора и его выхода.

3. Структурная схема устройства.

Структурная схема типового инвертора, которую будем использовать в нашем проекте изображена на рисунке 3.1. Она состоит из системы управления, которая включает в себя микроконтроллер и необходимые элементы обвязки. Преобразователь напряжения из напряжения источника питания E получает напряжение питания микроконтроллера. К микроконтроллеру подключаются драйверы для формирования уровней управляющих напряжений на затворах транзисторов. Собственно инвертор показан транзисторами VT1-VT4. Нагрузкой в схеме выступает резистор R_n , а в роли источника постоянного напряжения выступает источник ЭДС – E . Для управления формой выходного напряжения предусмотрен интерфейс взаимодействия с компьютером. Он позволяет изменять параметры выходного напряжения, такие как частота и форма. Инвертор питается от напряжения 12 В постоянного тока.

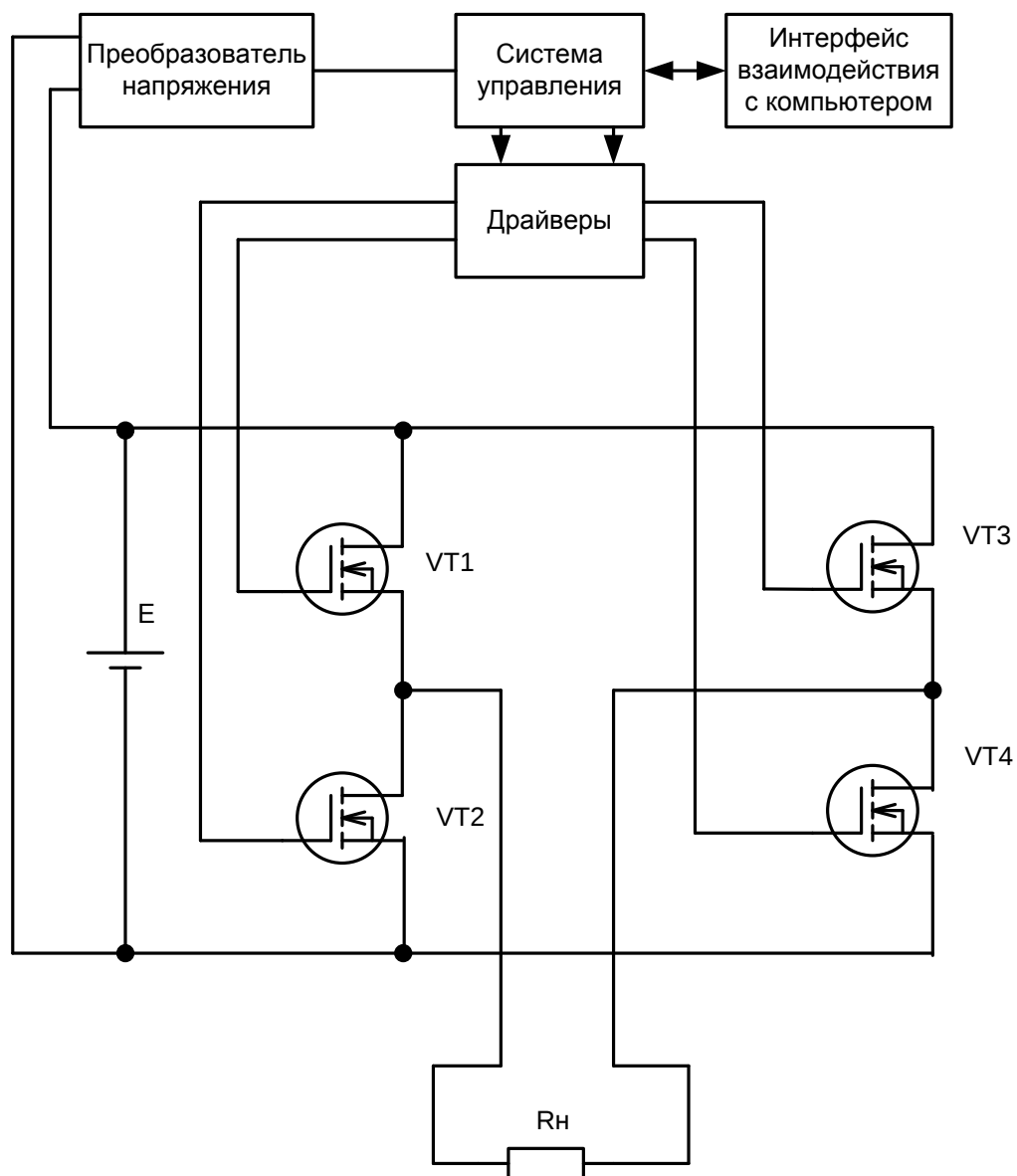


Рисунок 3.1. Структурная схема инвертора напряжения.

4 Разработка принципиальной схемы.

4.1 Выбор микроконтроллера.

Для управления инвертором выберем микроконтроллер AVR ATmega 16. Он является 8-разрядным микроконтроллером, с развитой периферией для встраиваемых приложений. Микроконтроллеры AVR изготавливаются по КМОП – технологии. Эта технология совместно с RISC-архитектурой дает наилучшее соотношение быстродействие/энергопотребление.

У этого микроконтроллера оснащение встроенной периферией, количество открытых библиотек и готовых программных решений, а также соотношение «цена/ быстродействие/ энергопотребление», одно из лучших среди 8-разрядных микроконтроллеров.

Микроконтроллер AVR ATmega16 имеет следующие характеристики[9]:

1. Память программ - 16 Кбайт (FLASH- память, количество циклов записи/ стирания не менее 10000);
2. Оперативную память - 1 Кбайт (статическое ОЗУ);
3. Память данных EEPROM - 512 Кбайт;
4. Встроенная защита программ и данных в памяти микроконтроллера;
5. Внутрисхемное программирование в системе с помощью последовательных интерфейсов SPI и JTAG;
6. Возможность внутрисхемной отладки с помощью JTAG;
7. Несколько способов задания тактовой частоты: встроенный тактовый генератор с внутренней или внешней RC-цепочкой, с внешним резонатором или же внешний сигнал синхронизации от отдельного тактового генератора;

8. Различные режимы понижения энергопотребления;
9. Программное снижение рабочей частоты тактового генератора;
10. Максимальное количество портов ввода/вывода достигает 32;
11. Напряжение питания в диапазоне от 4,5 до 5,5 В.
12. Тактовая частота 0...16 МГц.

Распиновка микроконтроллера приведена на рис.4.1.

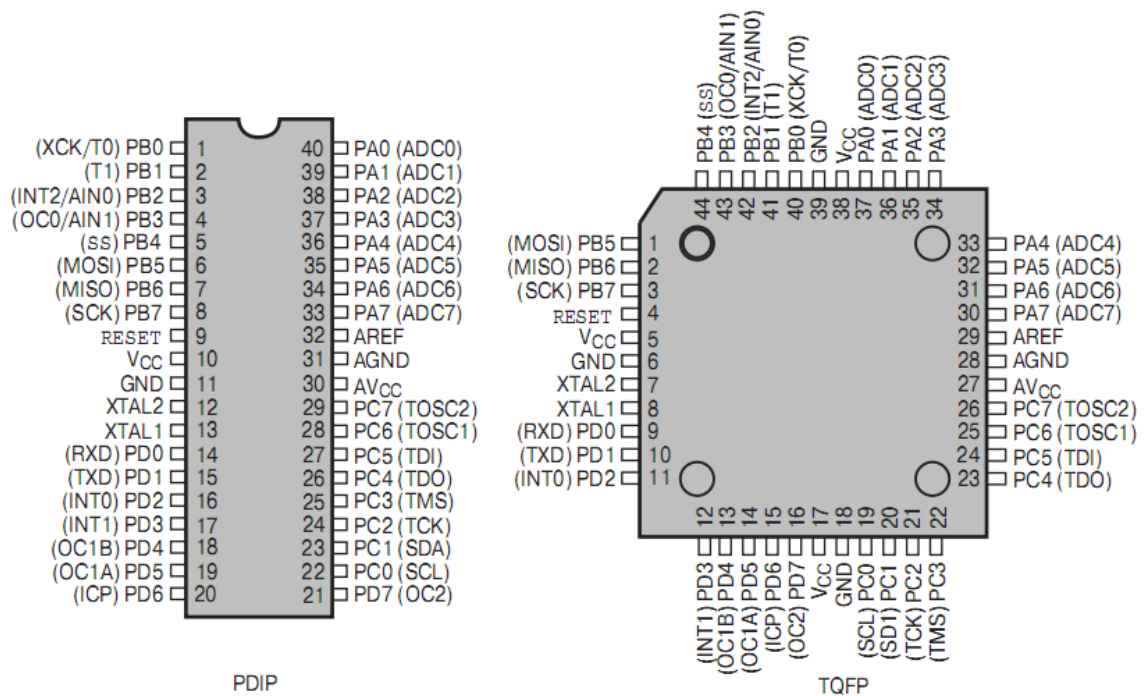


Рисунок 4.1 – Распиновка микроконтроллера ATmega16.

4.2 Выбор жидкокристаллического индикатора.

В качестве дисплея был выбран двухстрочный жидкокристаллический модуль DV16230S2FBLY-H/R. Модуль имеет светодиодную подсветку. Внешний вид модуля показан на рисунке 4.2. В каждой строке ЖКИ отображается по 16 символов. Для отображения символов используют знакоместо размером 5x8 точек. Коды, выводимых на экран символов размещаются в памяти модуля. Контроллер ЖКИ содержит в своей памяти массивы отображаемых символов и знакогенератора, доступного пользователю. В состав модуля входит цифровая часть для управления индикатором.

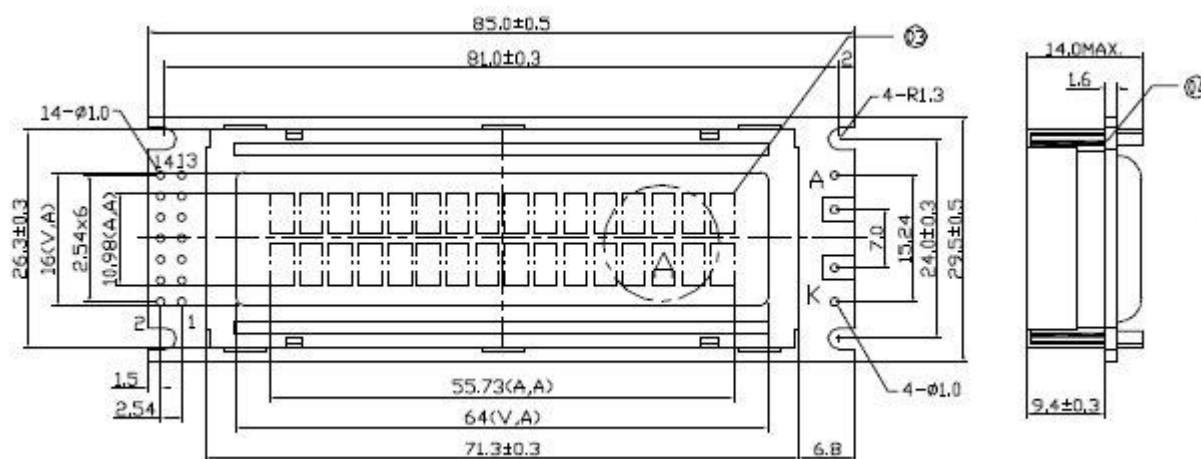


Рисунок 4.2 – Присоединительные и габаритные размеры ЖКИ DV16230S2F.

Контроллер ЖКИ управляется по 4-х или 8-ми проводному интерфейсу. Структура настройки контроллера ЖКИ приведена на рисунке 4.4.

Назначение выводов контроллера модуля приведено в таблице 4.1

Таблица 4.1 – Назначение внешних выводов.

Вывод	Обозначение	Назначение выводов
1	GND	Общий вывод(0В)
2	U _{cc}	Напряжение питания (5В/3В)
3	U _o	Управление контрастностью
4	A0	Адресный сигнал –выбор между передачей команд и команд управления
5	R/W	Выбор режима чтения или записи
6	E	Разрешение обращений к модулю (а так же строб данных
7	DB0	Шина данных(8-ми битный режим)(младший бит)
8	DB1	Шина данных(8-ми битный режим)
9	DB2	Шина данных(8-ми битный режим)
10	DB3	Шина данных(8-ми битный режим)
11	DB4	Шина данных(8-ми и 4-х битный режим)(младший бит для 4-х битного режима)
12	DB5	Шина данных(8-ми и 4-х битный режим)
13	DB6	Шина данных(8-ми и 4-х битный режим)
14	DB7	Шина данных(8-ми и 4-х битный режим)(старший бит)
15	+LED	+ питания подсветки
16	-LED	- питания подсветки

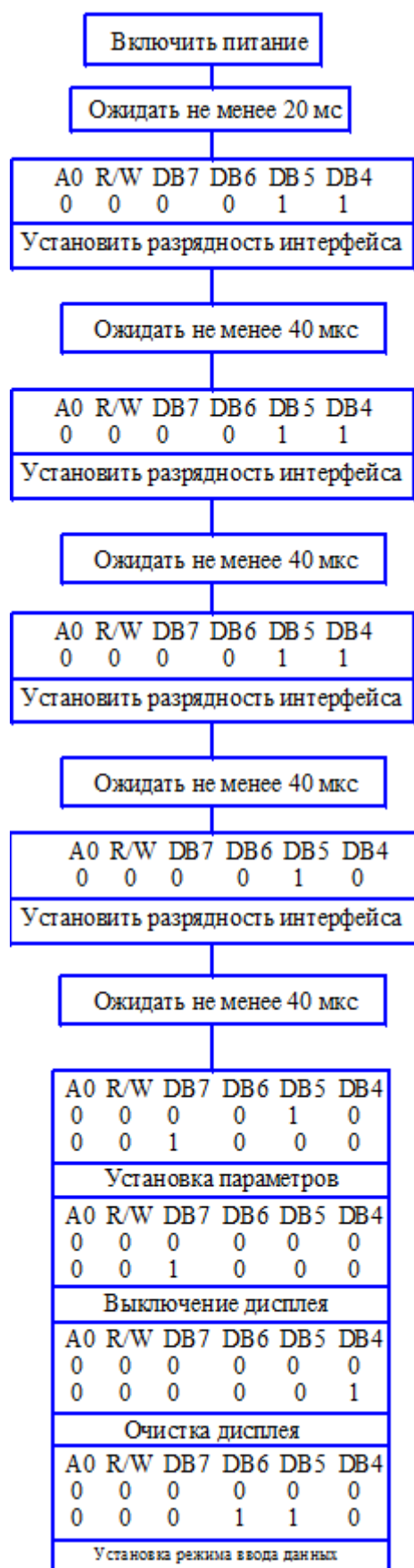


Рисунок 4.3 – Блок схема инициализации контроллера дисплея.

Для того, чтобы обеспечить возможность внутрисхемного программирования микроконтроллера, необходимо не подключать к выводам интерфейса последовательного программирования, использующего выводы MSIO, MOSI, SCK, RESET никаких посторонних сигналов.

Для индикации включенного состояния схемы будем использовать светодиод VD1. Для ограничения тока, последовательно с ним включим резистор. Конденсаторы C1 и C2 являются фильтрующими.

4.4 Расчет инвертора.

На рисунке 4.7 изображена схема мостового инвертора на транзисторах типа MOSFET.

Чтобы рассчитать токи, протекающие через силовые ключи (транзисторы и диоды) примем следующее:

- в соответствии с техническим заданием, напряжение питания инвертора примем $U_{п}=U_{н}=24В$;
- по условию ток нагрузки не более 2А.

Чтобы в кривой напряжения, снимаемой с инвертора не появлялись низшие гармоники, при ШИМ по синусоидальному закону надо, чтобы число импульсов управления за полпериода равнялось или было больше 10. Для частоты напряжения $f_{\text{вых}} = 50$ Гц частоту коммутации транзисторов примем $f_{VT}=1000$ Гц.

Время переключения:

$$t_i \approx \frac{1}{f_{VT}} \approx \frac{1}{1000} \approx 0.001с. \quad (4.1)$$

Максимальное действующее значение тока в нагрузке в соответствии с ТЗ $I_{н.дейст} = 2$ А.

Поэтому максимальный ток через транзистор в соответствии с [3] будет

равняться:

$$I_{T.M} = \sqrt{2} \cdot I_{н.действ} = \sqrt{2} \cdot 2 = 2.82 \text{ А.}$$

Действующее значение тока транзистора:

$$I_{VT} = I_{\phi} \cdot \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \left(\phi_i - \frac{\sin 2\phi_i}{2} + \frac{10\gamma \cdot \cos \phi_i}{3} \right)} = 2.457$$

примем коэффициент мощности $\cos(\phi_i) = 0.9$, тогда $\phi_i \approx \frac{\pi}{7}$.

$$\gamma = \frac{2t_u}{T_{ШИМ}} = 2 \text{ -относительная длительность импульса в середине по-}$$

лупериода основной частоты выходного напряжения.

t_u – длительность импульса в середине полупериода (рисунок 4.5).

$T_{ШИМ}$ – период следования модулирующих импульсов ШИМ.

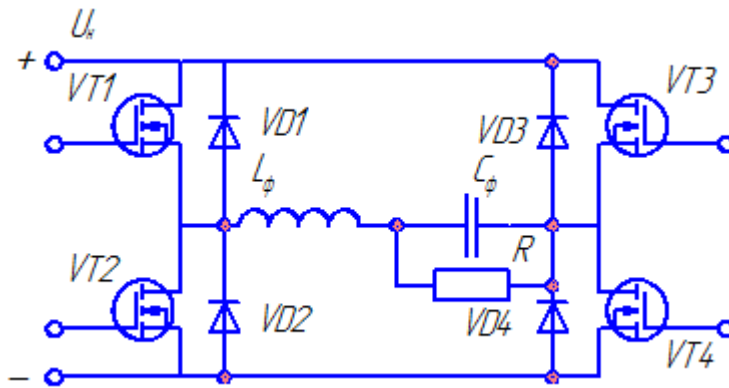


Рисунок 4.4. Мостовой инвертор напряжения с фильтром на выходе.

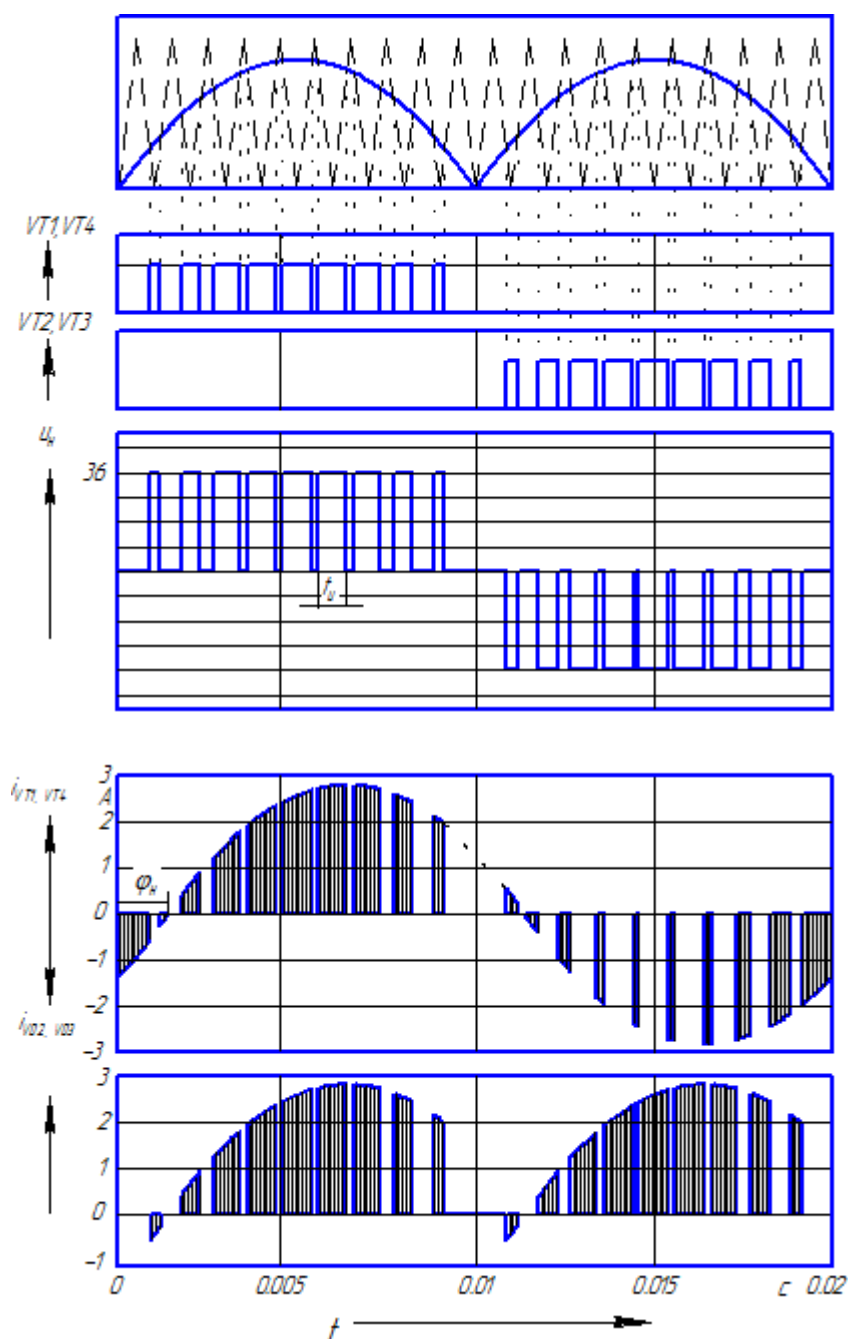


Рисунок 4.5 – Временные графики токов и напряжений в инверторе.

Напряжение на транзисторе в закрытом состоянии меньше напряжения питания.

Исходя из найденных максимальных значений параметров, выбираем транзистор IRF7103.

Это устройство представляет собой транзисторную сборку, содержащую два n-канальных транзистора в одном корпусе.

Параметры транзисторов сборки показаны в таблице 4.5

Таблица 4.2 – Параметры транзистора IRF7103.

Обозначение	Параметр	Предельное значение	Единица измерения
I_D при $T=25^{\circ}\text{C}$	Непрерывное протекание тока	3	А
I_{DM} при $T=25^{\circ}\text{C}$	Импульсный ток	10	
P_D при $T=25^{\circ}\text{C}$	Рассеиваемая мощность	2	Вт
	Линейное ухудшение параметров	0.016	Вт/ $^{\circ}\text{C}$
V_{GS}	Напряжение затвористок	+/-20	В
dv/dt	Скорость восстановления запирающих свойств	4.5	В/нс
T	Температура хранения	-55 до +150	$^{\circ}\text{C}$
Q_{rr}	Заряд обратного восстановления паразитного диода	170	нК
t_r	Время отпирания	20	нс
t_f	Время запираания	50	
$R_{DS(on)}$	Сопротивление открытого канала	0.13	Ом

Назначение выводов транзисторной сборки показано на рисунке 4.6, а габариты показаны на рисунке 4.7.

У полевых транзисторов нет вторичного пробоя, поэтому можно руководствоваться в анализе возможности работоспособности выбранных транзисторов только по рассеиваемой мощности.

В время работы транзистора выделяется мощность:

$$P = P_{пер} + P_{пр} + P_{унр} + P_{ум} \quad (4.2)$$

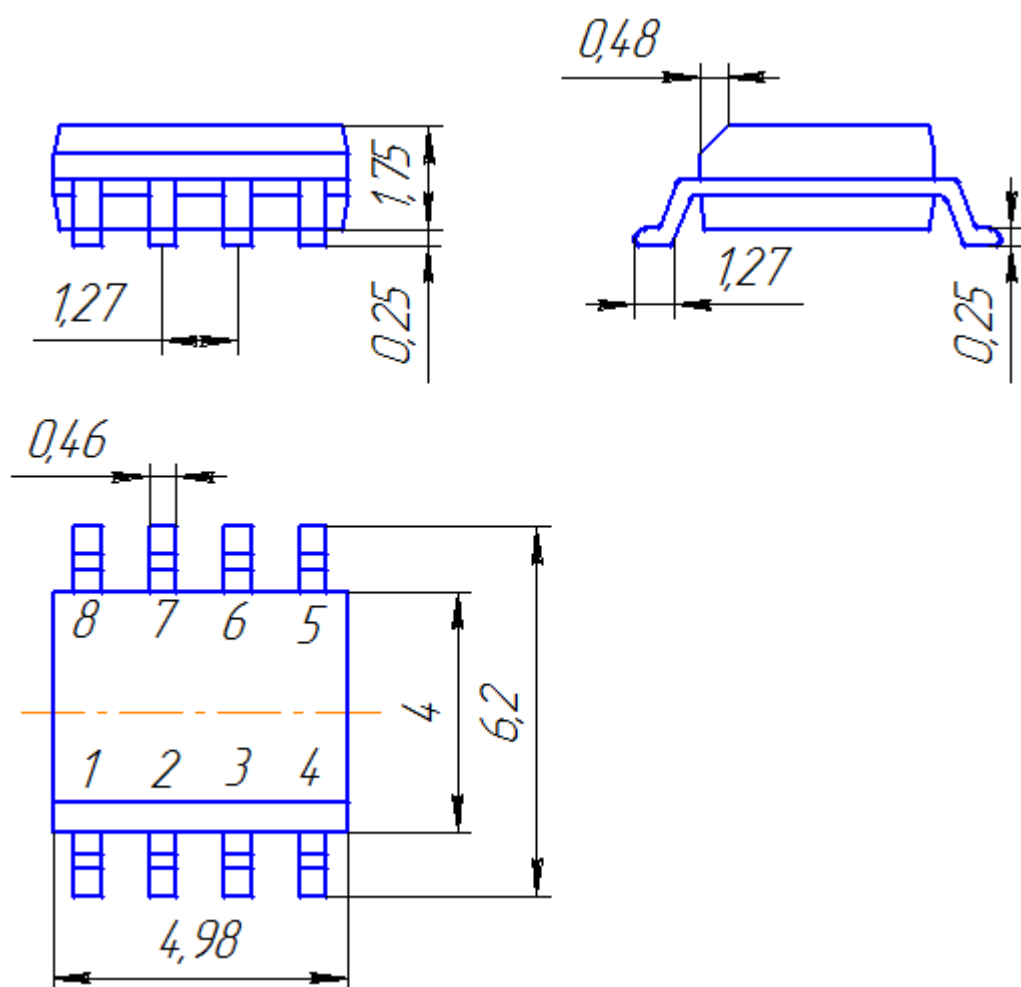


Рисунок 4.6 – Габаритные и монтажные размеры IRF7103.

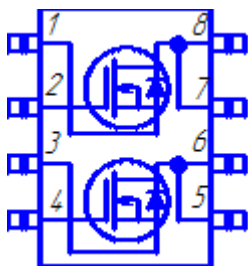


Рисунок 4.7 – Распиновка и внутренняя структура IRF7103.

где P –полная рассеиваемая мощность;

$P_{пер}$ - потери мощности при переключении;

P_{np} - потери на активном сопротивлении открытого транзистора;

$P_{упр}$ - потери на управлении в цепи затвора;

$P_{ум}$ - потери мощности за счет тока утечки в закрытом состоянии;

Из-за токов утечки возникают потери $P_{ут}$, которыми можно пренебречь. Кроме того, у полевых транзисторов MOSFET пренебрежимо малые потери в цепи управления $P_{упр}$, за счет управления потенциального, а не токового типа, как у биполярных транзисторов. Потери из-за конечного сопротивления токопроводящего канала являются основными. Согласно [4] их можно вычислить как:

$$P_{np} = R_{DS(on)} \cdot I_{VT.дейст}^2 = 0.13 \cdot 2.457^2 = 0.784 \text{ Вт}$$

где $R_{DS(on)}$ - справочное значение сопротивления транзистора в открытом состоянии (таблица 4.2).

$I_{VT.дейст}$ - действующее значение тока стока.

Потери на переключение выбранных транзисторов:

$$P_{пер} = U_n \left[\frac{I_{н.дейст} \cdot t_f}{3} + Q_{rr} \right] \cdot f = 36 \cdot \left[\frac{2 \cdot 50 \cdot 10^{-9}}{3} + 170 \cdot 10^{-9} \right] \cdot 1000 = 7.23 \cdot 10^{-3} \text{ Вт}$$

где t_f - максимальное время переключения транзистора,

Q_{rr} - заряд восстановления паразитного диода.

Суммарные потери в транзисторе :

$$P = P_{пер} + P_{np} = 0.784 + 0.007 \approx 0.8 \text{ Вт}$$

Температура кристалла:

$$T_j = T_a + R_{ja} \cdot P = 30 + 65.2 \cdot 0.8 = 82.7 \text{ } ^\circ\text{C}$$

где $T_a = ^\circ\text{C}$ температура окружающей среды

$R_{ja} = 62.5 \text{ } ^\circ\text{C/Вт}$ – тепловое сопротивление кристалл-среда.

Предельная температура по справочным данным не должна превышать $150 \text{ } ^\circ\text{C}$, поэтому выбранные сборки транзисторов могут работать без радиа-

торов.

Через обратный диод проходит ток:

$$I_{VD} = I_{TM} \cdot \frac{1}{\pi} \cdot \left[1 - \left(\frac{\gamma \cdot \pi}{2} - 1 \right) \cdot \cos(\varphi_n) \right] = 2.82 \cdot \frac{1}{\pi} \left[1 - \left(\frac{0.77 \cdot \pi}{2} - 1 \right) \cdot \cos\left(\frac{\pi}{7}\right) \right] = 0.73 \text{ A}$$

Прикладываемое к диоду обратное напряжение не превышает напряжения питания.

В качестве обратного диода выбран диод Шотки 1N5819PBF. Технические характеристики сведены в таблицу 4.3

Таблица 4.3- Технические характеристики диода Шотки 1N5819PBF.

Обозначение	Параметр	Предельное значение	Единица измерения
I_D при $T=90^\circ\text{C}$	Непрерывное протекание тока	3	А
I_{DM} при $T=90^\circ\text{C}$	Импульсный ток	25	
P_D при $T=25^\circ\text{C}$	Рассеиваемая мощность	1.25	Вт
	Линейное ухудшение параметров	12.5	мВт/ $^\circ\text{C}$
V_R	Обратное напряжение	40	В
V_f	Падение напряжения в открытом состоянии	0.6	В
I_r	Максимальный обратный ток	0.5	мА
T_j		10	
	Диапазон рабочих температур	-65...+125	$^\circ\text{C}$

Через входной конденсатор протекает ток:

$$I_C = I_{TM} \sqrt{\frac{4\gamma}{\pi} \cdot \left(1 + \frac{\cos(2\varphi_n)}{3} \right) - \gamma^2 \cdot \cos(\varphi_n)^2} =$$

$$= 2.82 \sqrt{\frac{4 \cdot 0.77}{\pi} \cdot \left(1 + \frac{\cos(2\frac{\pi}{7})}{3} \right) - 0.77^2 \cdot \cos(\frac{\pi}{7})^2} = 2.31$$

Ёмкость конденсатора выбирают из расчета 0.5 мкФ/Вт. К конденсатору прикладывается напряжение, не превышающее напряжения питания. Ак-

тивная мощность нагрузки равняется

$$P = I_H \cdot U_H = 2 \cdot 36 = 72 \text{ Вт},$$

Поэтому емкость конденсаторов выбираем больше, чем $72/2 = 36$ мкф. Из ряда Е6 выбрали конденсатор К50-33 47мкф х50В.

Рассчитаем ориентировочные параметры нагрузки для испытания разрабатываемого инвертора. Активное сопротивление нагрузки не менее:

$$R_H \geq \frac{U_H^2}{P} = \frac{36^2}{72} = 18 \text{ Ом},$$

а индуктивность нагрузки менее

$$L_H = \frac{X_{LH}}{\omega} = \frac{1.302}{\omega} = 31 \text{ мГн}$$

где $Z_i = \frac{R_i}{\cos(\varphi)}$ - полное сопротивление нагрузки

$X_{Li} = \sqrt{Z_i^2 - R_i^2}$ - реактивное сопротивление нагрузки.

4.5 Выбор преобразователей напряжения для питания системы управления.

Для преобразования входного напряжения 24 В в напряжение питания 5В для питания микроконтроллера и ЖКИ решили строить импульсный стабилизатор напряжения на микросхеме LM2575-5, а для питания драйверов транзисторов – импульсный стабилизатор напряжения LM2575-15.

В соответствии с рекомендациями производителя, импульсные преобразователи напряжения включаются по схемам, приведенным на рисунке 4.8.

Технические данные импульсных преобразователей приведены в таблице 4.4

Таблица 4.4 – Технические данные импульсных преобразователей LM2575

Обозначение	Параметры	Условия	LM2575-5	LM2575-15
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	Выходное напряжение	$0.2\text{А} \leq I_L \leq 1\text{А}$, $8\text{В} \leq U_{\text{вых}} \leq 40\text{В}$	4.850/4.800 5.150/5.200	14.55/14.40 15.45/15.60
η	КПД	$I_L=1\text{А}$	77	88

Для снижения пульсаций напряжения на вход преобразователя напряжения установили конденсатор с емкостью 100 мкФ х50 В. Для обеспечения функционирования импульсных преобразователей-стабилизаторов устанавливается индуктивность. Её величину определили из графиков, взятых из технической документации и приведенных на рисунке 4.9.

Для преобразователя LM2575-5 при выходном потребляемом токе 0,5 А и входном напряжении от 20 до 25 В индуктивность дросселя выберем 680 мкГн .

В качестве дросселя L1 выбираем элемент РЕ-53117.

Для преобразователя LM2575-15, по диаграмме для тока 0,5А и входном диапазоне напряжения 22В-25В индуктивность дросселя будет 680 мкГн.

В качестве дросселя L2 выбираем РЕ-53119.

Производителем рекомендуется емкость выходного конденсатора от 100 до 470 мкФ, при этом конденсатор должен быть рассчитан на напряжение не менее чем $1.5 U_{\text{вых}}$.

Для обоих стабилизаторов выбираем одинаковые конденсаторы 470 мкф х25 В для сокращения номенклатуры.

К выходному выводу интегральных стабилизаторов производитель рекомендует подключать диод Шотки. Поскольку питание осуществляется напряжением до 40 вольт, а нагрузкой потребляется ток до 1 А, выбираем быстродействующий диод 1N5819.

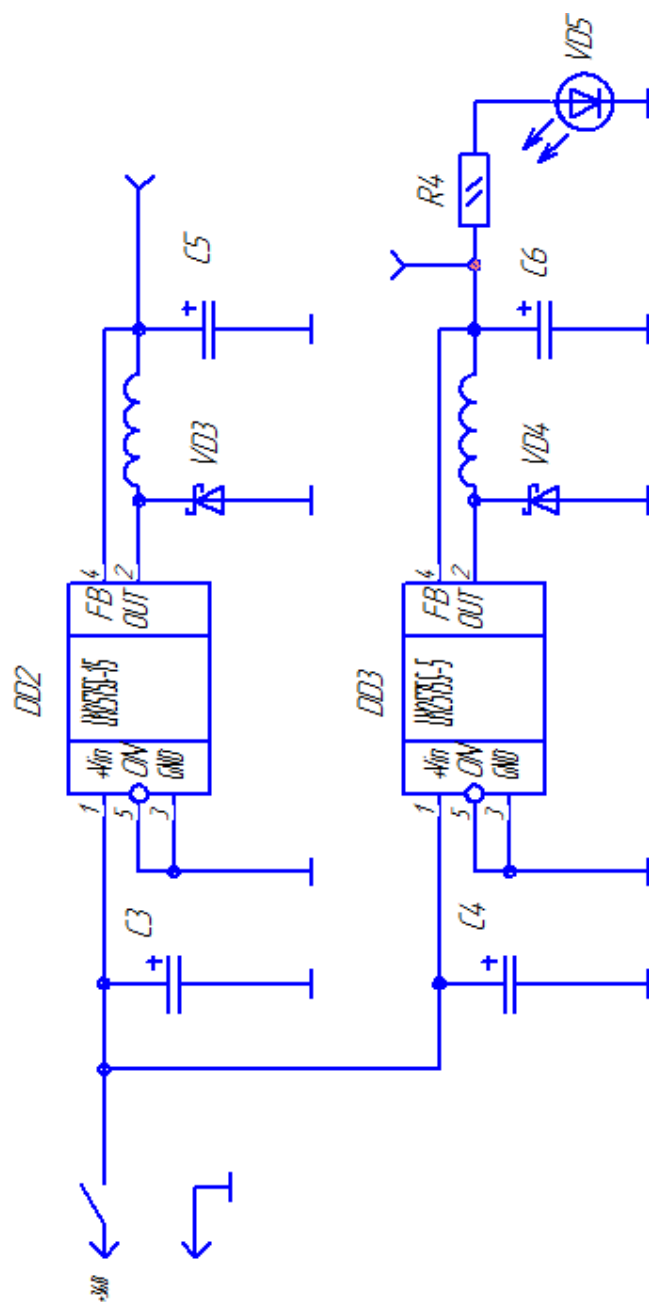
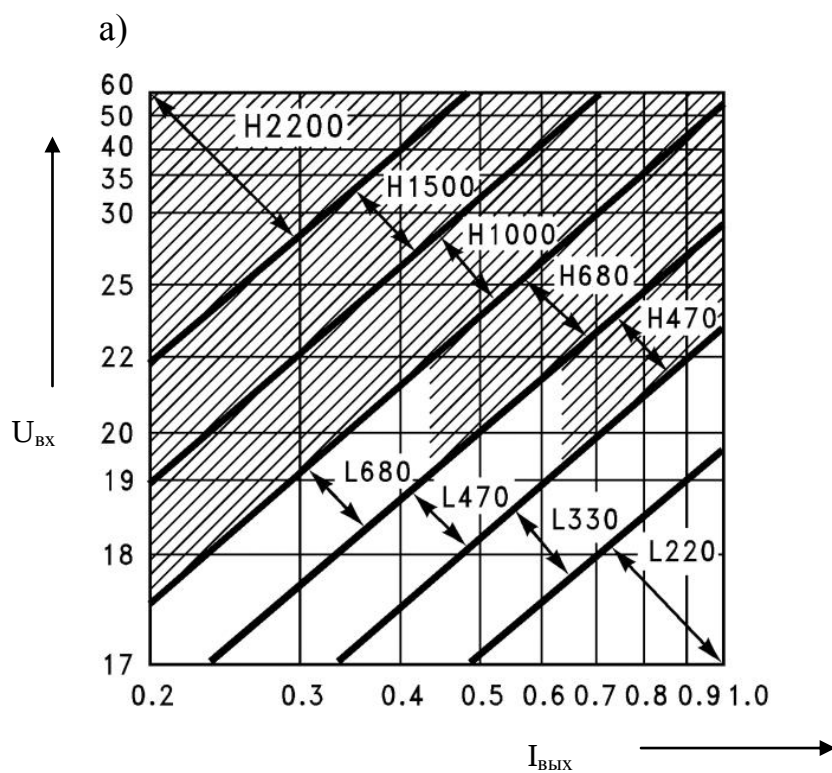
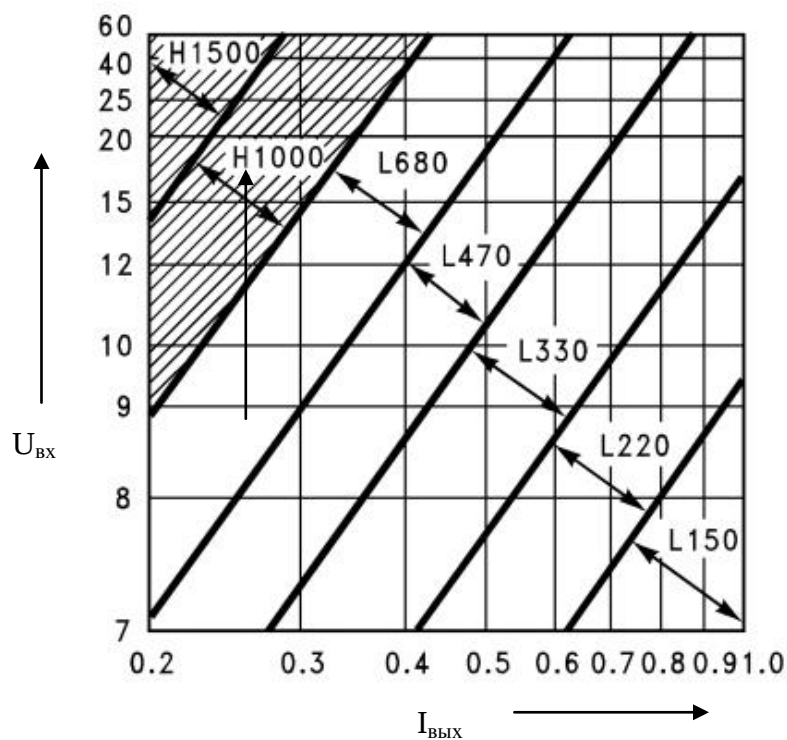


Рисунок 4.8 – Схема импульсных преобразователей питающего напряжения



б)

Рисунок 4.9 – Номограммы для нахождения значений индуктивности в цепи стабилизатора напряжения а) - LM2575-5, б)- LM2575-15.

4.6 Выбор драйверов управления силовыми транзисторами.

Для облегчения управления мостовой транзисторной схемой используют микросхемы, называемые драйверами. Их задача – преобразование маломощного сигнала, снимаемого, как правило с выхода цифровых схем в сигнал с повышенным уровнем напряжения и повышенной мощности. Кроме того, драйверы позволяют «приподнять» потенциал точки, относительно которой подается управляющий сигнал на верхние транзисторы в мостовой схеме.

Выбираем простые и проверенные временем драйверы IR2101, производимые фирмой International Rectifier (IR). Выбранная микросхема является драйвером верхнего и нижнего ключа в мостовых преобразователях.

Технические параметры этих драйверов:

- Максимальное рабочее напряжение преобразователя 600В.
- Напряжение питания 10...20В
- Блокировка при пониженном напряжении
- Уровень входных управляющих сигналов 5В
- Напряжение на выходах находится в фазе с сигналами управления на входах
- Допустимое напряжение смещения V_{OFFSET} не более 600В
- Максимальный выходной ток (импульсный) $I_{O\pm}$ 130 мА/ 270 мА
- Выходное напряжение сигналов управления на затворах V_{OUT} 10 – 20В
- Время коммутации - 160/150 нс
- Задержка сигнала 50 нс

Типовая схема включения драйвера показана на рисунке 4.10. Распиновка выводов показана на рисунке 4.11 и приведена в таблице 4.5

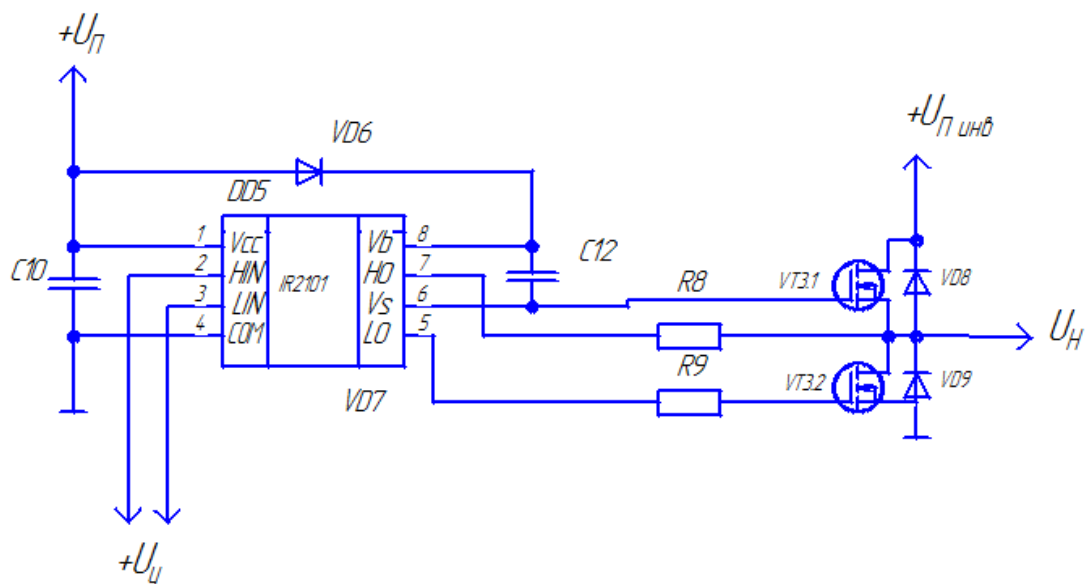


Рисунок 4.10 – Типовая схема включения драйвера.

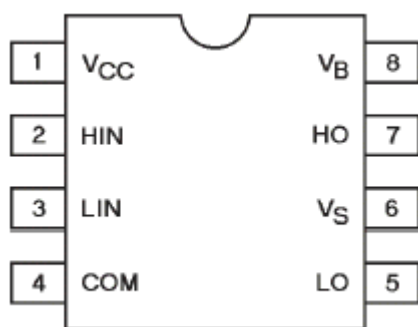


Рисунок 4.11 – Распиновка выводов.

Таблица 4.5 – Назначение выводов IR2101.

HIN	Логический вход управления выходом драйвера верхнего уровня (HO), в фазе
LIN	Логический вход управления выходом драйвера нижнего уровня (LO), в фазе
VB	Напряжение питания ключей верхнего уровня
HO	Выход драйвера верхнего уровня
VS	Возврат питания верхнего уровня
VCC	Питание драйверов нижнего уровня и логики
LO	Выход драйвера нижнего уровня
COM	Возврат питания нижнего уровня

Вход драйвера совместим с сигналами уровней КМОП или LSTTL.. Выходные сигналы используются для управления N-канальным силовым MOSFET или IGBT-транзистором с напряжением питания верхнего ключа до 600В.

В технической документации на драйверы приведены рекомендации об использовании в цепях питания драйверов конденсаторов с малыми токами утечки.

Минимальную емкость конденсатора питания рассчитаем по выражению:

$$C = \frac{2 \left[2Q_g + \frac{I_{qbs}}{f} + Q_{ls} \right]}{V_{cc} - V_F} = \frac{2 \left[2 \cdot 30 \cdot 10^{-9} + \frac{55 \cdot 10^{-6}}{1000} + 5 \cdot 10^{-9} \right]}{15 - 1} = 17 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$$

где $Q_g = 30 \text{ нК}$ - величина заряда затвора транзистора, подключенного к драйверу (IRF7103 в нашем случае).

$$Q_{ls} = 5$$

$I_{qbs} = 55 \text{ мкА}$ – ток потребления выходного каскада микросхемы в статическом режиме

$$V_{cc} = 15 \text{ В} - \text{напряжение питания драйвера}$$

$$V_F = 0.8 \dots 1 \text{ В} - \text{падение напряжения на диоде в цепи питания.}$$

Полученное значение емкости конденсатора является минимальным. Производителем драйвера рекомендуется увеличить умножить полученный результат в 15 раз. Тогда, емкость конденсатора будет равна 225 нФ. Из ряда E12 выбираем номинальное значение 220 нФ.

Выбираем конденсатор В32529 - 0,22мкФ х 60В -5%.

Диод в цепи питания драйвера должен выдерживать обратное напряжение не менее чем сумму напряжения на нагрузке и напряжения питания.

$$U_H + V_{cc} = 15 + 24 = 39 \text{ В.}$$

Этот диод должен иметь малый обратный ток малое время обратного восстановления не более 100 нс.

На основании сказанного выбираем диод SR106.

Принципиальная схема инвертора с системой управления показана на рисунке 4.12.

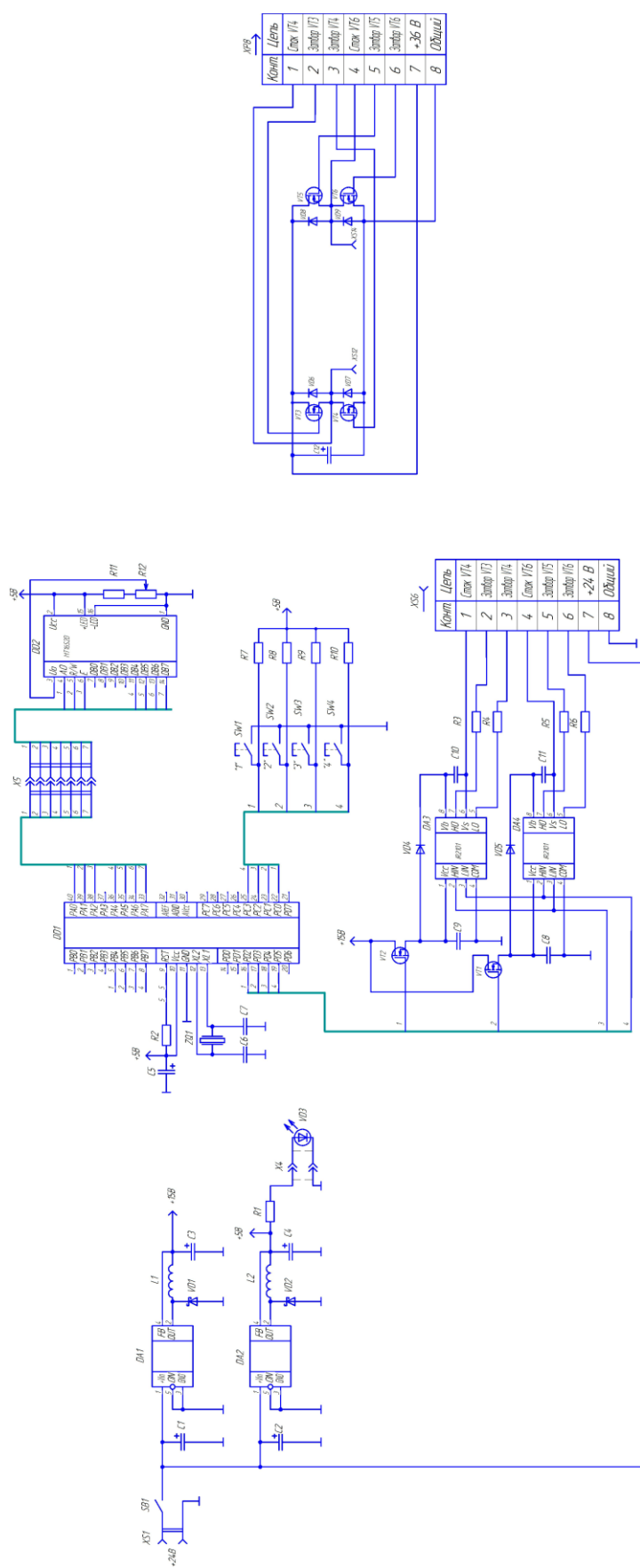


Рисунок 4.12 – Результирующая принципиальная схема инвертора.

5. Алгоритм функционирования устройства

Инвертор напряжения, как было описано выше, функционирует формируя кривую выходного напряжения за счет коммутации силовых ключей. При этом в течение одного полупериода (одной полярности выходного напряжения) работают ключи одной диагонали, а в течение другого полупериода или противоположной полярности, коммутируются ключи другой диагонали.

Таким образом, функцией системы управления становится формирование управляющих импульсов заданной длительности, пропорциональной необходимой величине выходного напряжения. Управляющие импульсы должны подаваться на необходимые приборы в течение полупериода. Кроме этого, должна формироваться пауза, когда закрыты ключи обеих диагоналей. Или так называемое «мертвое время».

В результате, микроконтроллер должен отсчитывать интервал времени длительности одиночного импульса для формирования заданного среднего за период ШИМ выходного напряжения и интервала времени равного длительности выходного напряжения одной полярности.

Для решения этих задач можно использовать таймеры - счетчики, входящие в состав микроконтроллера. Один таймер-счетчик в режиме ШИМ будет отсчитывать длительность импульса, второй таймер-счетчик – длительность одной полуволны выходного напряжения. Он будет работать в режиме циклического счета с автоматическим перезапуском

Поскольку диагональные транзисторы коммутируются одновременно, нам необходимы два выходных порта микроконтроллера. С одного будут сниматься управляющие импульсы на одну диагональ, с другого – на другую. Сигналы с этих портов будут подаваться на входы драйверов.

Для формирования импульсов ШИМ будем использовать таймер/счетчик 1 TCNT1 микроконтроллера в режиме широтно-импульсной модуляции. Поскольку данный счетчик является 16-ти разрядным, можно обеспечить достаточно высокую точность формирования длительности импульсов управления, а следовательно точность формирования выходного напряжения. Функциональное назначение регистров счетчика приведено в техническом описании от производителя, а также в [8].

Разрядами COM1A1/ COM1A0 и COM1B1/ COM1B0 регистра TCCR1A задаются логические выходы OC1A/OC1B когда содержимое пары регистров A/B равно текущему значению числа в счетчике. Варианты настройки режимов сравнения приведены в таблице 5.1.

Таблица 5.1 –Варианты настройки режимов сравнения таймера/счетчика1.

Значения разрядов		Режим работы выхода
COM1x1	COM1x0	
0	0	Вывод отключен от регистра сравнения
0	1	При совпадении OC1x переключается в другое состояние
1	0	Прямой счет ШИМ. При совпадении, выход OC1x сбрасывается в «0»
1	1	Обратный счет ШИМ. При совпадении выход OC1x устанавливается в «1»

Для работы ШИМ выбираем режим «Fast PWM 10 бит», который характеризуется 10-разрядной точностью счета и выбирается следующей комбинацией разрядов:

$$WGM13=0, WGM12=1, WGM11=1, WGM10=1.$$

Тогда максимальное число, записываемое в таймер/счетчик, соответствующее максимальной длительности импульса будет равняться

$$T_{\max}=2^N-1=2^{10}-1=1023,$$

Частота $f_{\text{ШИМ}}$, с которой повторяются импульсы, находится как:

$$f_{\text{ШИМ}} = f_{T/C1} / (2^{N+1} - 2) = 16 \cdot 10^2 / (2^{10+1} - 2) = 7820.$$

Тогда период ШИМ:

$$T_{\text{ШИМ}} = 1 / 7820 = 0.000127.$$

Частота повторения циклов работы T/C1 $f_{T/C1}$ задается с помощью битов CS10-CS12 регистра TCC1B, а разрядность счета N - разрядами PWM10 и PWM11 регистра TCCR1A. Соответствующие соотношения величин и значений битов регистра TCCR1A приведены в таблице 5.2

Таблица 5.2 – Режимы ШИМ таймер/счетчика1.

PWM10	PWM11	Разрешающая связь	Значение TOP	Частота ШИМ
0	0	Режим не активен		
0	1	8 разрядов	0x00FF	$f_{T/C1}/510$
1	0	9 разрядов	0x01FF	$f_{T/C1}/1022$
1	1	10 разрядов	0x03FF	$f_{T/C1}/2046$

Как только значение в регистре TCNT1 совпадает со значением 10 младших разрядов регистра OCR1A/OCR1B, то , в зависимости от состояния разрядов COM1A1/ COM1A0 или COM1B1/ COM1B0 регистра TCCR1A, вывод OCR1A/OCR1B последующим тактовым импульсом сбрасывается в состояние лог.0.

Для неинвертирующего ШИМ, коэффициент заполнения g управляющего импульса на выходе с OC1A равняется

$$g = n / (2N - 1)$$

где n – число в регистре OCR, а N – разрешающая способность модулятора в битах.

На рисунке 5.1 приводится пояснение коэффициента заполнения, и среднего арифметического значения прямоугольных импульсов.

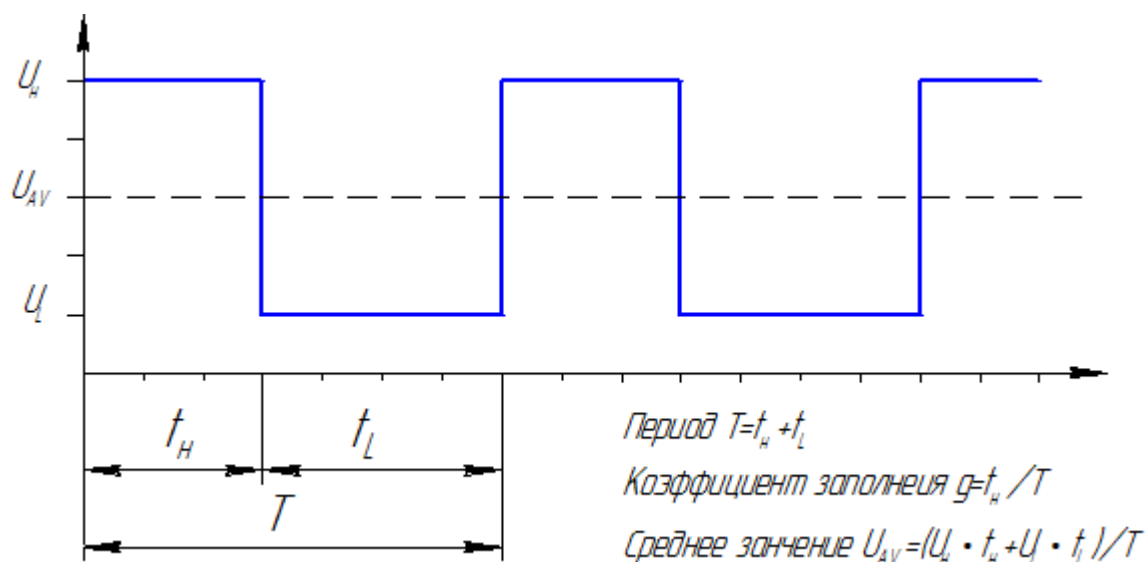


Рисунок 5.1 – Пояснения к нахождению T , коэффициента заполнения g , и среднего арифметического U_{AV} прямоугольных импульсов U .

В случае, когда $OCR1A/OCR1B$ принимает значение равное TOP или 0 , то на соответствующем выводе, в соответствии с таблицей 5.3, поддерживается «0» или «1».

Таблица 5.5- Вывод ШИМ для особых случаев $OCR1x=TOP$ или $OCR1x=0$.

COM1x1	COM1x0	OCR1x	Вывод OC1x
1	0	0	0
1	0	TOP	1
1	1	0	1
1	1	TOP	0

Формирование неинвертированного и инвертированного выходного ШИМ показано на рисунке 5.2

На этой иллюстрации регистр сравнения $OCR1B$ содержит значение 5. В регистре $TCNT1$ значение 5 появляется после пяти тактовых импульсов. При достижении равенства, сигнал на выходе $OC1B$ сбрасывается и там устанавливается «0» (рис. 5.2 В).

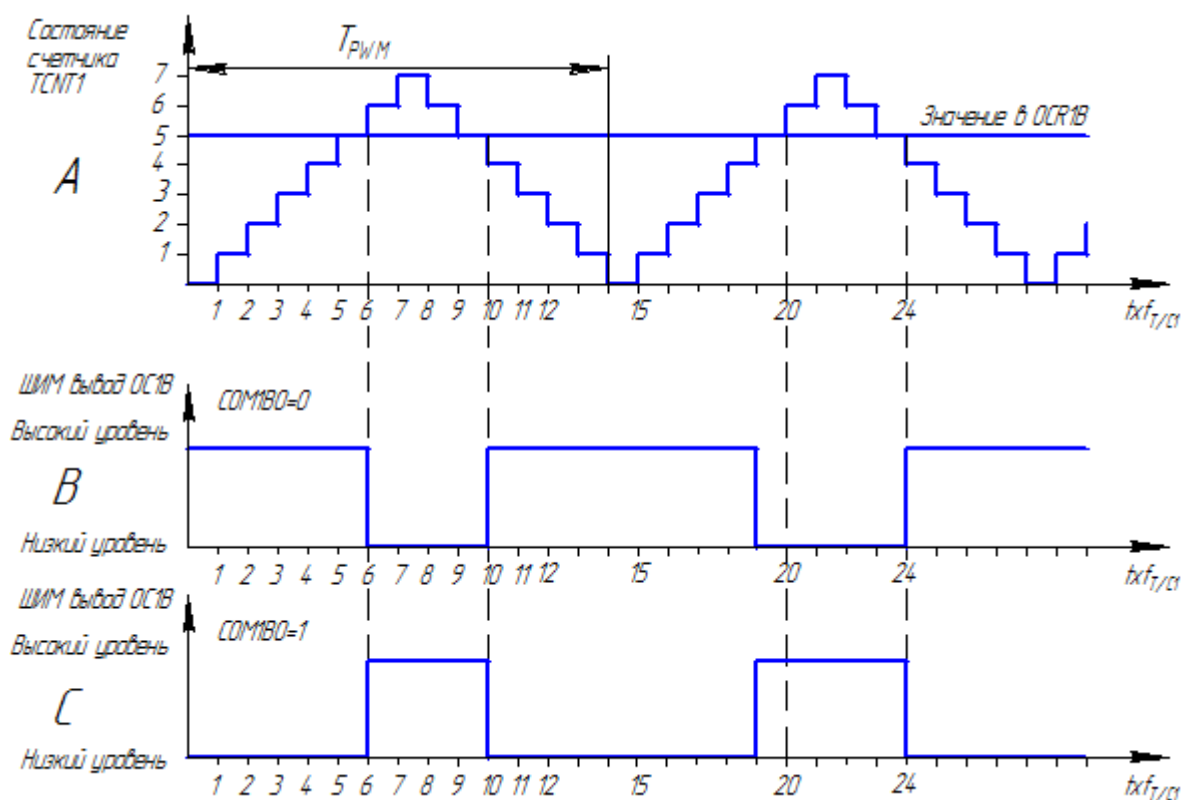


Рисунок 5.2 – Иллюстрация формирования выходных управляющих импульсов при работе таймера/счетчика1 в режиме ШИМ.

Число в TCNT1 инкрементируется до тех пор, пока не достигнет равенства TOP. После этого счетчик переходит в нулевое состояние.

Как видно из рисунка 5.2 (B), состояние логической единицы длится 6 тактовых импульсов, а логического нуля - четыре. При этом коэффициент заполнения g равен $6/10$ или $3/5$. График C на рисунке 5.2 показывает соотношение для инвертированного ШИМ- сигнала.

Если менять значения чисел, записываемых в OCR1A/OCR1B каждый период T_{PWM} по синусоидальной или иной, записанной в микроконтроллер функции, то на выходах OC1A/OC1B можно получить последовательность прямоугольных импульсов, модулированных этой функцией.

При этом, в зависимости от циклически, бесконечно считающего счетчика/таймера0, указанная последовательность импульсов появляется то на одном, то на другом выводе микроконтроллера, подключенных ко входам

драйверов силовых транзисторов.

Таким образом, мы описали укрупненный алгоритм работы микроконтроллера по генерации последовательности импульсов, поступающих на входы драйверов и модулированных в соответствии с запрограммированной заранее функцией.

Для расширения потребительских свойств такого инвертора, а также для упрощения отладочно-исследовательских работ в нашем случае установлена клавиатура и жидкокристаллический экран, позволяющие наглядно выбирать наперед запрограммированные режимы работы микроконтроллера или перебирать частоты выходного напряжения и его амплитуды. Кроме этих, достаточно очевидных возможностей, наличие экрана и клавиатуры позволяет использовать систему управления и по другим сценариям.

На основе изложенного составлен блок-схема алгоритма работы системы управления инвертором для случая генерации синусоидального выходного напряжения.

Блок-схема алгоритма работы системы управления изображена на рисунках 5.3-5.4.

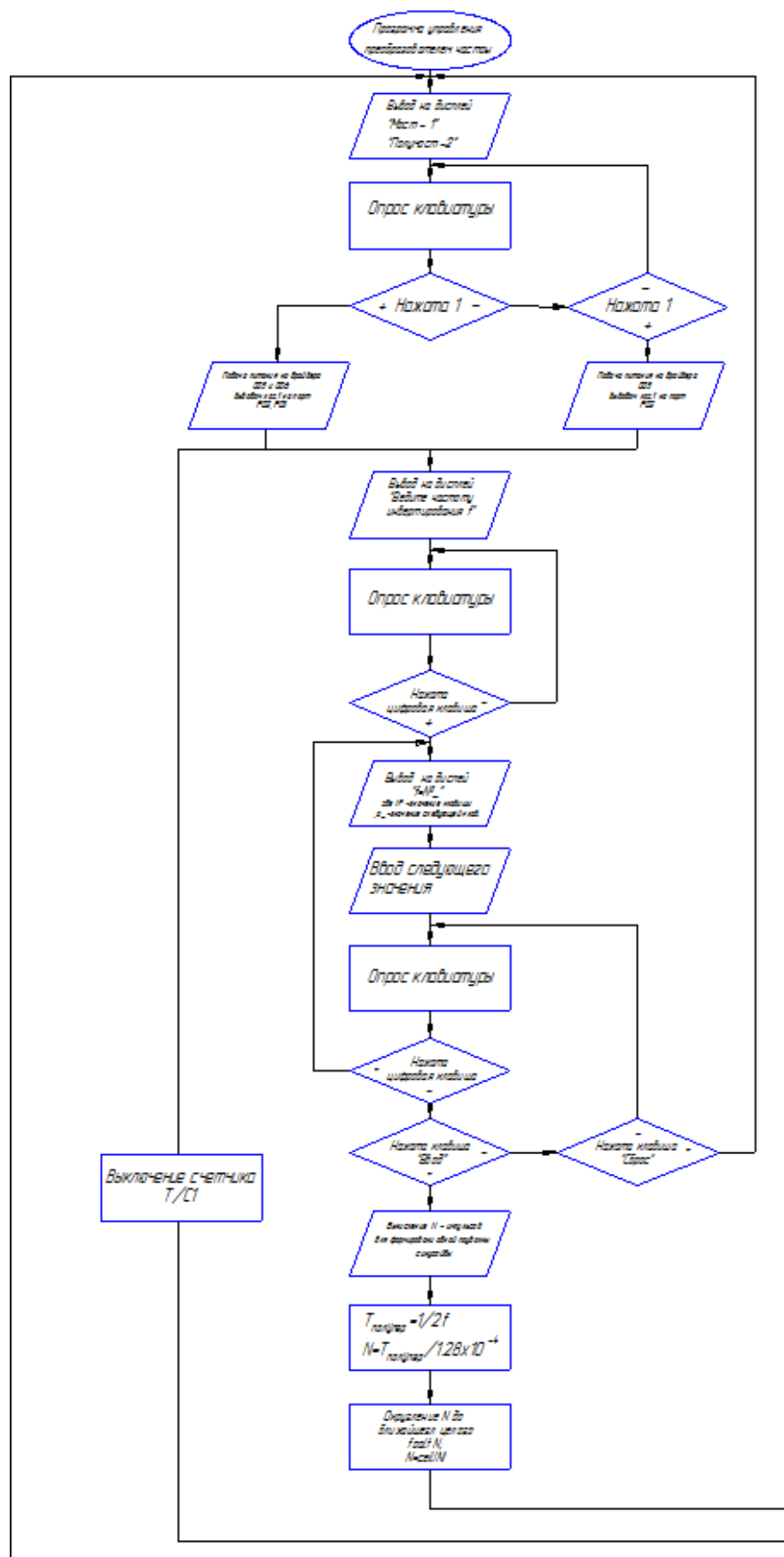


Рисунок 5.3 – Блок-схема алгоритма работы системы управления инвертора.

6 Разработка конструкции

Типовым решение для силовых инверторов, как правило, является разделение силовой платы и системы управления. Тем самым снижается влияние импульсных помех, появляющихся во время работы силовых ключей полупроводниковых преобразователей. Несмотря на то, что величина выходного напряжения незначительна, а токи, на которые рассчитан инвертор малы, выполним конструкторскую проработку инвертора также на разделенных печатных платах.

Плата управления, содержащая микроконтроллер, блок питания и драйверы, соединяется с платой инвертора с помощью 9-ти контактного разъема – DB-9F с помощью кабеля. Изображение печатной платы системы управления показано на рисунке 6.1, платы собственно инвертора – на рисунке 6.2. Разводку печатных плат выполняли при помощи программного продукта Altium Designer 9.0 на кафедре «Промышленная электроника».

Кнопки для выбора режима работы инвертора и системы управления, а также жидкокристаллический экран можно разместить на поверхности корпуса прибора. Корпус выполняется из пластика, как легкого в обработке, дешевого и электроизоляционного материала.

Клеммы питания и клеммы для подключения нагрузки инвертора можно расположить на боковых поверхностях корпуса инвертора.

Типовым вариантом получения 24 В является либо случай аккумуляторов для грузовых автомобилей, либо последовательное включение двух автомобильных аккумуляторов.

Клеммы, расположенные на корпусе, для снижения индуктивных наводок можно соединять с платами с помощью перевитых проводов.

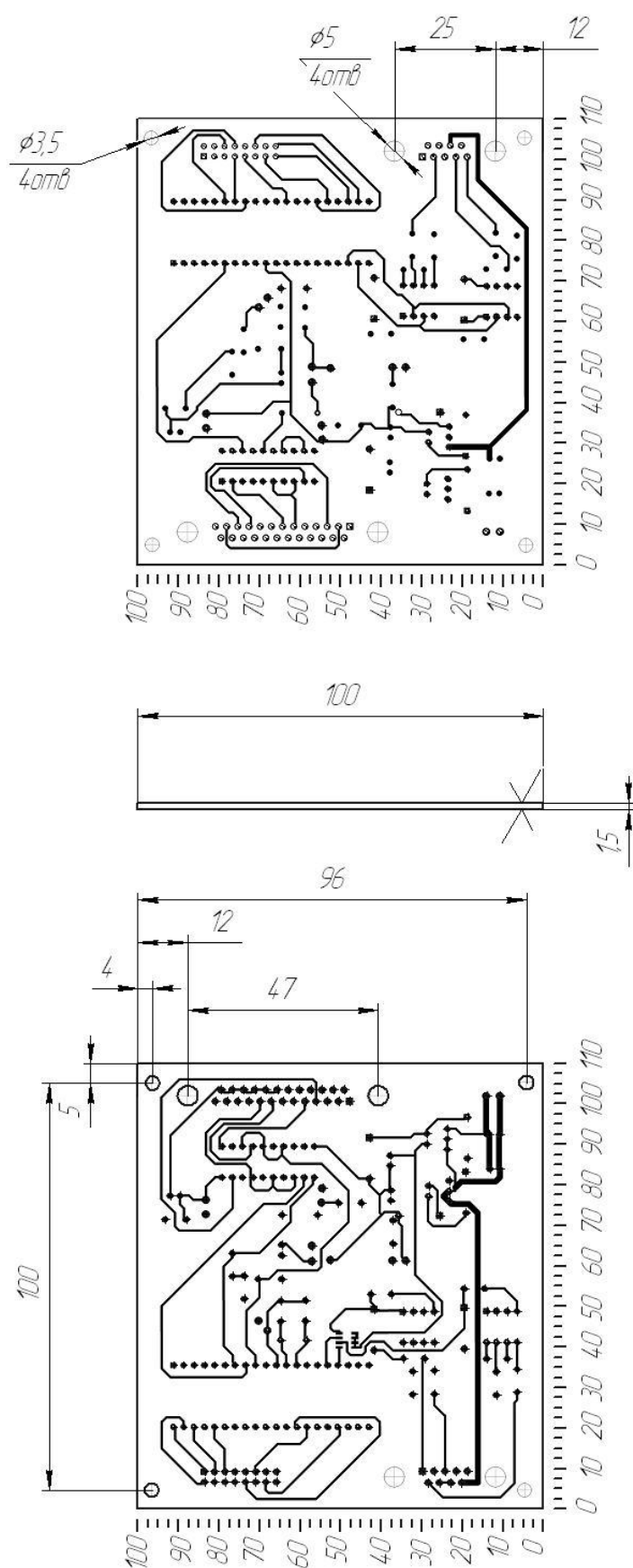
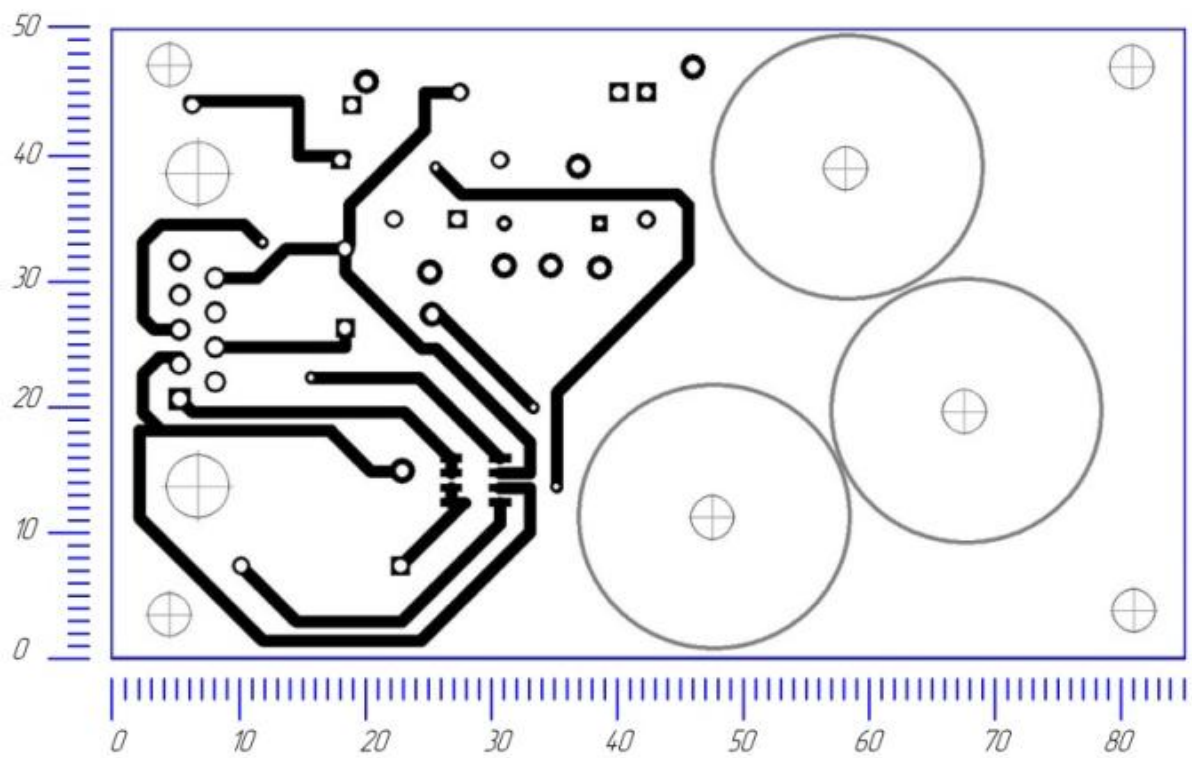
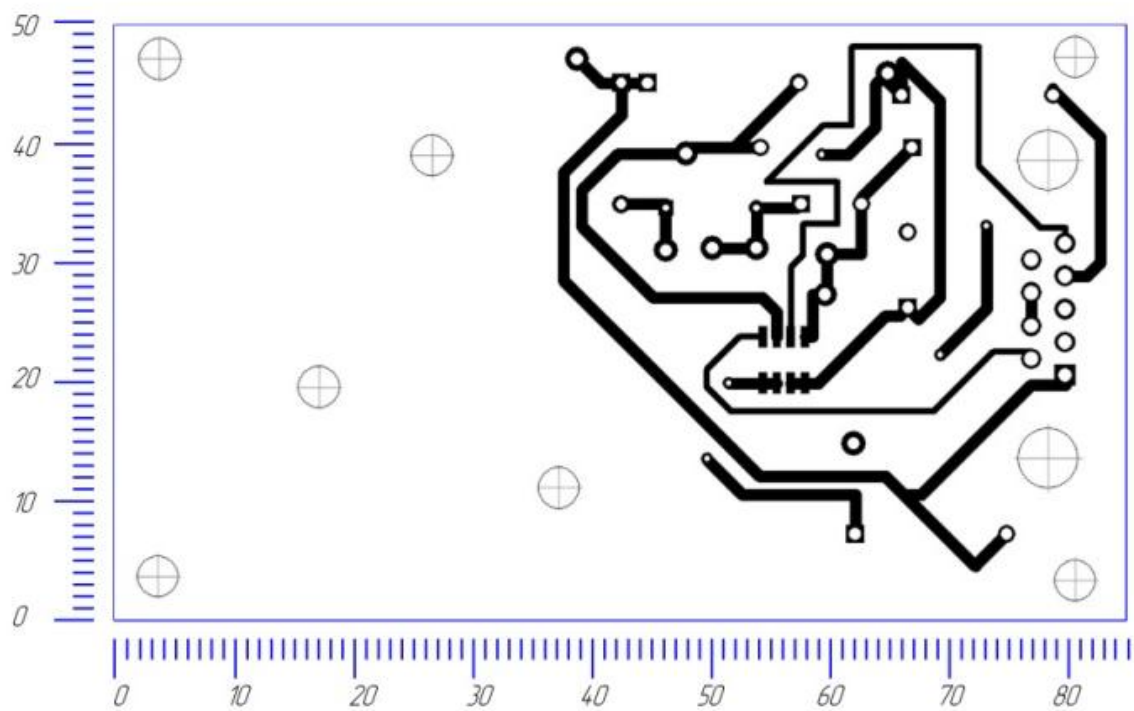


Рисунок 6.1- Плата печатная блока управления

Рисунок 6.1- Система управления, плата печатная.



а)



б)

Рисунок 6.2 – Плата мостового инвертора, а) – вид сверху, б) вид снизу

7. Безопасность и экологичность проекта

7.1 Идентификация опасных и вредных производственных факторов при производстве инвертора

Выделим основные операции, осуществляемые в процессе изготовления нашего устройства.

1. Покрытие стеклотекстолита фольгированного химически стойкой краской в виде трафарета для химического травления.
2. Сверление отверстий для монтажа элементов, крепежа платы в корпусе и для формирования переходных отверстий для случая двухсторонних печатных плат.
3. Обработка кромок печатной платы шлифовальным станком с целью устранения заусенцев и прочих механических дефектов обработки.
4. Монтаж и пайка элементов на печатной плате.
5. Удаление флюсов с помощью химических растворителей, промывка платы в ультразвуковой ванне.
6. Покрытие печатного узла лаком.
7. Сушка печатного узла в печи.

В соответствии с этими этапами составили таблицу 7.1, в которой каждому этапу сопоставлены вредные факторы.

Таблица 7.2 – Сводный перечень производственных операций и сопутствующих им вредных и опасных факторов

№ п/п	Виды работ, оборудование, технологические операции при которых встречается данный производственный фактор	Наименование опасного и вредного производственного фактора
1	Монтаж и пайка радиоэлементов, установка ультразвуковой очистки печатных плат, установка для механической обработки изделий, сушильная камера,	Поражение электрическим током

	сверлильный станок	
2	Монтаж и пайка радиоэлементов, сушильная камера	Термическое воздействие на организм человека
3	Монтаж и пайка радиоэлементов, ванна для травления плат	Воздействие отравляющих веществ
4	Ванна для травления плат, раковина	Повышенная влажность
5	Изготовление печатной платы	Влияние освещенности
6	Установка ультразвуковой очистки печатных плат	Влияние электромагнитных излучений, влияние ультразвука
7	Сверлильный станок, установка ультразвуковой очистки печатных плат, установка для механической обработки изделий, сушильная камера	Влияние шума и вибрации
8	Сверлильный станок, установка ультразвуковой очистки печатных плат, установка для механической обработки изделий	Движущиеся механические части устройств
9	Монтаж и пайка радиоэлементов	Психофизические нагрузки

7.2 Обеспечение электробезопасности на рабочем месте

Помещения, в которых производится изготовление печатных узлов разработанного инвертора, в соответствии с ПУЭ, относят к помещениям повышенной опасности.

Электрооборудование таких помещений относят к установкам напряжением до 1000 В. Основные технические мероприятия, обеспечивающие безопасность работ:

- заземление,
- зануление,
- отключение.

При эксплуатации различных электрических устройств обеспечивают недоступность частей и элементов под напряжением, а также монтируют защитные заземления.

Для защиты от прикосновения к частям, находящимся под напряжением, применяется двойная электроизоляция (ГОСТ 12.1.038), состоящая из

рабочей и дополнительной изоляции. Рабочая изоляция – это изоляция токоведущих частей, обеспечивающая его нормальную работу и защиту от поражения током. Допизоляция защищает от поражения электрическим напряжением в случае повреждения основной рабочей изоляции. Двойную изоляцию осуществляют покрывая токопроводящие корпуса и рукоятки приборов изоляционными материалами и использованием диэлектрических рукояток.

Следующим фактором, защищающим работников от поражения электрическим током является защитное заземление.

Защитное заземление - это преднамеренное соединение с землёй или её эквивалентом металлических нетоковедущих частей установки, то есть корпуса, который может оказаться под напряжением в результате повреждения изоляции. При малых значениях сопротивления заземляющего устройства напряжение корпуса относительно земли будет небольшим и прикосновение к корпусу будет безопасным. При применении этих мер использование разрабатываемого прибора будет безопасным.

Некоторую опасность может представлять собой появление статического заряда на поверхности какой-либо части прибора или на инструментах в момент сборки схемы.

8 Расчет стоимости комплектующих инвертора

8.1 Расчет затрат на основные материалы.

Стоимость основных материалов приведена в таблице 8.1

Таблица 8.1 - Затраты на основные материалы для изготовления инвертора и его системы управления.

Наименование материала	Марка	ГОСТ, ТУ	Ед. изм.	Норма расхода шт.	Цена за единицу (руб.)	Затраты (руб.)
1	2	3	4	5	6	7
Хлорное железо		ГОСТ 4147-74	шт	1	36	36
1-сторонний стеклотекстолит	FR4 100x100мм (1.5мм)		шт.	3	50	150
кабель плоский цветной 1.27мм	FRC-10-30		М	10	10	100
Припой	ПОС 61 прв d=0.8мм 1.0 м спираль		шт.	1	30	30
Канифоль в банке (20г)			шт	1	56	56
Итого						372

Затраты на основные материалы.

$$C_{осн} = \sum_{i=1}^n S_M \cdot (1 + K_{ТЗ}) = 372 \cdot (1 + 0,06) = 394,32, \quad (8.9)$$

где $K_{ТЗ}$ – коэффициент транспортно-заготовительных расходов; $K_{ТЗ} = 0,06$

S_M – стоимость основных материалов, руб.

Полную стоимость покупных комплектующих изделий определим по таблице 8.2.

Таблица 8.2 – Стоимость покупных изделий.

Наименование изделия	Марка, размер	ГОСТ, ТУ	Количество, шт.	Цена за единицу (руб.)	Затраты (руб.)
1	2	3		6	7
Микросхемы	LM2575S-5		1	120	120
	LM2575S-15		1	115	115
	ATmega16		1	150	150
	IR2101		2	32	64
Диоды	1N5819PBF		2	16	32
	1N5819		2	12	24
Транзисторы	IRF7103 2N		2	48	96
Конденсаторы	B32529 - 0,22мкФ х 60В - 5%.		2	10	20
	K53-17-50-470мкФ		4	10	40
	K73-44 0,016мкФ – 250В		2	8.5	17
Резисторы	МЛТ -0.125 - 270		4	2	8
	МЛТ -0.125 – 4,7К		7	2	14
Резонатор	HC49S 16 МГц		1	47	47
Кнопки	TSA6PG130		4	15	60
Выключатели	B100R (SWR45)		1	38	38
	PB-22E78		1	20	20
Итого					872

Стоимость покупных комплектующих изделий с учетом транспортно-заготовительных расходов:

$$C_{\text{покуп}} = \sum_{i=1}^n S_{\text{покуп}} \cdot (1 + K_{\text{тз}}) = 872 \cdot (1 + 0.04) = 906,88,$$

где $K_{\text{тз}}$ – коэффициент транспортно-заготовительных расходов; $K_{\text{тз}} = 0,04$

$S_{\text{покуп}}$ – стоимость покупных комплектующих изделий, руб.

Таким образом, стоимость затрат на материалы и комплектующие для изготовления инвертора и его системы управления составит 1301,2 р.

Заключение

В выпускной квалификационной работе был разработан инвертор с программируемой формой кривой выходного напряжения. Его можно использовать для получения переменного напряжения различной формы с помощью ШИМ и питать от него двигатели переменного тока. Кроме этого, разработанную схему можно использовать как основу для лабораторных стендов, на которых можно исследовать различные свойства инверторов и их систем управления.

В работе рассчитаны силовой блок инвертора и его система управления на микроконтроллере. Предложен алгоритм работы системы управления (микроконтроллера) с использованием в качестве внешней периферии клавиатуры и ЖКИ. Разведены печатные платы системы управления и самого инвертора.

Так же рассчитаны затраты на материалы и комплектующие, а также определены основные опасные и вредные факторы при изготовлении устройства.

Список используемых литературы и источников

1. В.И. Мелешин. Транзисторная преобразовательная. – М.: Техносфера, 2005. – 632с.:ил.
2. Ю.А. Смирнов. Основы микроэлектроники и микропроцессорной техники. – Санкт-Петербург.: Лань., 2013, 2-е изд.496 с.: ил.
3. А.В. Белов. Самоучитель разработчика устройств на микроконтроллерах AVR. – СПб.: Наука и Техника, 2008. – 544с.: ил.
4. 8-bit Microcontroller with 16K Bytes In-System Programmable Flash ATmega16 ATmega16L – 2466P-AVR-08/07
5. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR микроконтроллеров.:Пер. с нем. – К.: «МК-Пресс», 2006. – 208 с., ил.
6. Б.Ю. Семенов. Силовая электроника: от простого к сложному. – М.: СОЛОН-Р, 2005. – 416с.: ил
7. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры: Справочник/ Г.С. Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др.; Под ред. Г.С. Найвельта. – М.: Радио и связь, 1985. – 576 с., ил.
8. В.В. Пасынков, Л.К.Чиркин Полупроводниковые приборы.- Санкт-Петербург.: Лань., 2009, 9-е изд. стер. 480 с.: ил.
9. Ю.К. Розанов. Основы силовой электроники. – М.: Энергоатомиздат, 1992. – 297 с.: ил.
10. Пухальский Г.И., Новосельцева Т.Я. Проектирование цифровых устройств. - Санкт-Петербург.: Лань, 2012, 896с.
11. О.З. Попков. Основы преобразовательной техники. уч пособие для ВУ-Зов. – М.: СОЛОН-Р, 2001. – 285 с.
12. Ю.А. Шпак. Программирование на языке С для AVR и PIC микроконтроллеров. – К.: МК-Пресс, 2006. – 400 с., ил.

13. R2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF HIGH AND LOW SIDE DRIVER.: Data Sheet No. PD60147 rev.U www.irf.com
14. А.В. Евстифеев. Микроконтроллеры AVR семейства Tiny и Mega фирмы ATMEL, 5-е изд., стер. – М.: Издательский дом «Додэка – XXI», 2008. – 560 с.
15. www.chipdip.ru - Интернет-сервер электронных компонентов и приборов. Интернет-магазин, описание, техническая документация на электронные компоненты.
16. www.platan.ru – Интернет-сервер электронных компонентов и измерительной техники. Интернет-магазин, электронные компоненты, техническая информация.
17. www.chipinfo.ru – Интернет-сервер поиска электронных компонентов и радиодеталей.
18. www.schem.net - Интернет-сайт, посвященный электронике
19. www.atmel.com – Интернет-сервер производителя микроэлектроники
20. www.easyelectronics.ru - Интернет-сайт, посвященный электронике
21. www.electronshtik.ru - Интернет-сервер электронных компонентов и измерительной техники. Интернет-магазин, электронные компоненты, техническая информация.
22. <http://techdocs.altium.com> – Интернет сайт технической документации компании Altium
23. <http://we.easyelectronics.ru/khomin/altium-designer-proekt-po-shagam.html>
24. Ю.А. Смирнов. Технические средства автоматизации и управления. - Санкт-Петербург.: «Лань», 2017 г.- 456с. ил.
25. Игнатов А.Н. Микросхемотехника и наноэлектроника. - Санкт-Петербург.: «Лань», 2011 г.- 528с. ил.