

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

Институт машиностроения
(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование)

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

Электроника и робототехника
(направленность (профиль) / специализация)

**ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА
(БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА)**

на тему Система питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника

Обучающийся Д. А. Сапунов
(Инициалы Фамилия) (личная подпись)

Руководитель к.т.н., доцент, А. В. Прядилов
(ученая степень (при наличии), ученое звание (при наличии), Инициалы Фамилия)

Тольятти 2025

Аннотация

Объем 75 с., 30 рис., 5 табл., 40 источников
НЕВЗРЫВНАЯ СЕЙСМОРАЗВЕДКА, СИСТЕМА ПИТАНИЯ,
СИСТЕМА ЗАРЯДА, ИМПУЛЬСНЫЙ СЕЙСМОИСТОЧНИК

Объектом исследования является Система питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника.

Цель работы: разработка системы питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника.

Задачи работы:

- Обзор состояния вопроса,
- разработка силовой схемы,
- разработка схемы управления и стабилизации,
- разработка печатной платы системы управления и стабилизации.

Данные задачи решены в 3 главах работы.

Силовую часть схемы заряда ёмкостного накопителя рассчитали, составив систему дифференциальных уравнений второго порядка, описывающую процессы в данной схеме. Для нахождения $u_C(t)$ и $i(t)$ использовали численный метод Эйлера. Для решения этой системы уравнений использовали вычислительную систему MathCAD.

Для оценки времени заряда ёмкостного накопителя также воспользовались системой MathCAD (приложение 2). Программа использует данные, полученные при расчете по программе для нахождения $u_C(t)$ и $i(t)$. Результатом расчета по программе для оценки времени заряда ёмкостного накопителя является число тактов необходимое для заряда ёмкостного накопителя.

Схему управления и стабилизации рассчитывали с помощью законов Ома, а также графических методов нахождения токов и сопротивлений в цепях с нелинейными элементами.

Abstract

The title of the bachelor's thesis is «Pulsed electromagnetic seismic source power supply system».

The bachelor's thesis consists of an introduction, 3 parts, a conclusion, 40 picture, 5 tables, list of references including 8 foreign sources and the graphic part on 6 A1 sheets.

The aim of the bachelor's thesis is to develop of a pulsed electromagnetic seismic source power supply system.

The object of research is pulsed electromagnetic seismic source power supply system.

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

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

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

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

In the third part a control circuit and its printed circuit board are developed and calculated.

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

Nevertheless, more experimental data are required.

This work is of interest to readers involved in electronics.

Содержание

Введение.....	5
1 Состояние вопроса	6
1.1 Формулирование актуальности, цели и задач проекта.....	6
1.2 Подбор аккумуляторной батареи.....	7
1.3 Разработка структурной схемы	8
2 Разработка силовой схемы	11
2.1.Расчёт схемы задающего генератора, выбор силовых ключей	11
2.2 Расчёт схемы заряда ёмкостного накопителя.....	20
2.3. Тепловой расчёт транзистора	32
2.4 Расчёт дросселя.....	36
2.5 Расчёт цепи сброса энергии дросселя	39
3. Разработка схемы управления и стабилизации.....	42
3.1 Расчёт схемы генератора импульсов на управление оптотиристором	42
3.2 Расчёт схемы ограничения напряжения на накопителе	51
3.3 Расчёт источника питания драйвера.....	54
3.4 Схема защиты от переплюсовки питания	56
3.5 Расчёт трансформатора	57
3.6. Разработка печатной платы системы управления.....	64
Заключение	67
Список используемой литературы	68
Приложение А Перечень элементов.	72
Приложение Б. Программа для вычисления максимального тока и напряжения в первичной обмотке трансформатора	75

Введение

В данной работе разрабатывается система питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника, силовая часть системы питания которого состоит из преобразователя напряжения с питанием от аккумуляторной батареи.

В нашем случае первичное питание схемы осуществляется с помощью аккумуляторной батареи. Обычно питание систем питания сейсмоисточников осуществляется посредством дизельных генераторов, а спектр возможностей применения аккумуляторной батареи изучен мало.

Задачей ВКР является проектирование системы питания импульсного сейсмоисточника, а также обеспечение возможности экономной передачи энергии из схемы питания в обмотку сейсмоисточника.

Цель применения аккумуляторной батареи обусловлена удобством её использования в полевых условиях, экономичностью, компактностью, возможностью относительно быстрой подзарядки батареи и транспортировки.

Система питания должна обеспечивать:

- заданное время подготовки воздействия (схема заряда накопительного конденсатора);
- экономичное и эффективное использование источников первичной энергии (схема заряда накопительного конденсатора);
- своевременность воздействия (система синхронизации);
- устойчивость схемы к возникновению аварийных режимов;
- простоту и надёжность в эксплуатации и ремонте.

Схема питания должна быть надёжной и долговечной, т.к. ее ремонт в полевых условиях может быть затруднительным.

1 Состояние вопроса

1.1 Формулирование актуальности, цели и задач проекта

Актуальность задачи проектирования схемы зарядного устройства для сейсмоисточника заключается в том, что в последнее время использование сейсмоисточников как средств сейсморазведки, для быстрого нахождения запасов нефти имеет очень большое значение для роста и укрепления нефтяной промышленности России [2], [10], [30]. Современное развитие преобразовательной техники связано с созданием автономных преобразователей электрической энергии и их применением в самых различных отраслях промышленности. В большинстве случаев к надёжности и массогабаритным показателям таких преобразователей предъявляются повышенные требования.

Схема применения сейсмоисточников приведена на рисунке 1.

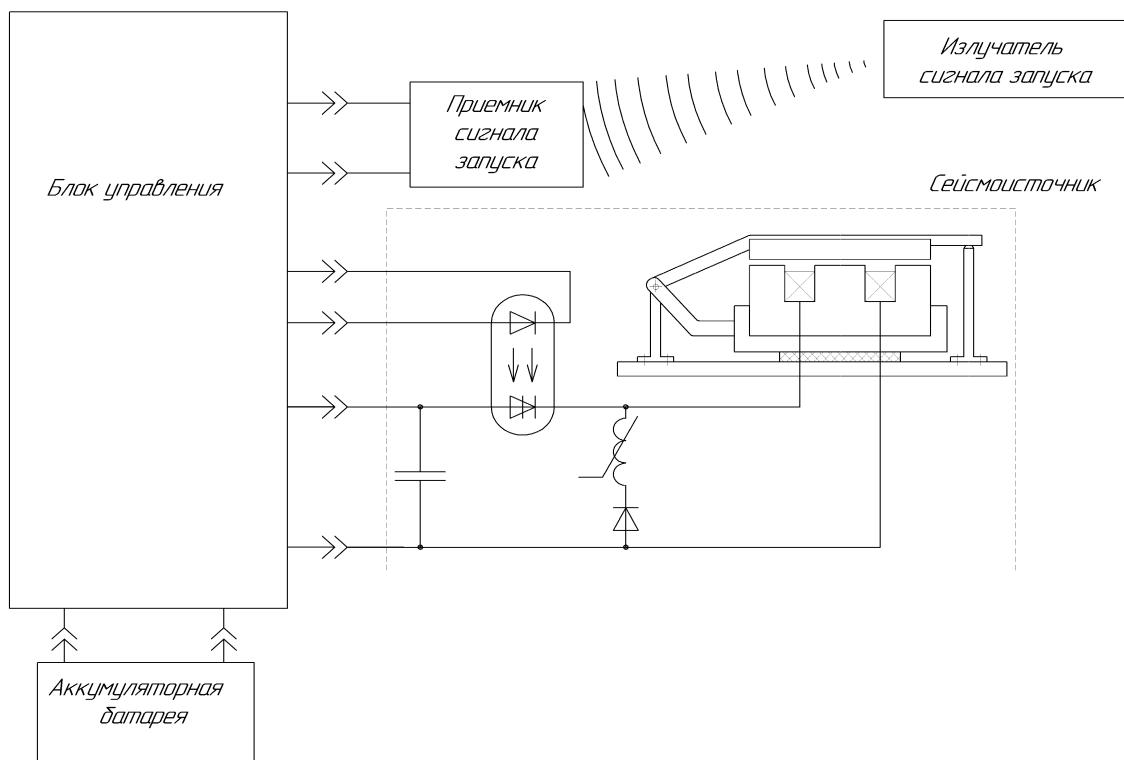


Рисунок 1 – Схема применения сейсмоисточников.

Цель работы: разработка системы питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника.

Задачи работы:

- Обзор состояния вопроса,
- разработка силовой схемы,
- разработка схемы управления и стабилизации,
- разработка печатной платы системы управления и стабилизации.

1.2 Подбор аккумуляторной батареи

Рассмотрим возможность применения автомобильного аккумулятора в качестве первичного источника энергии предназначенного для заряда от него накопительной ёмкости системы импульсного питания [1],[33], [40].

Ёмкость автомобильной аккумуляторной батареи (АБ) $C_n=55$ Ампер-часов (А·ч). При напряжении на клеммах аккумулятора $U_0=12V$ его энергия составит:

$$A = U_0 \cdot C_n = 12 \cdot 55 \cdot 3600 = 2,3 \cdot 10^6 \text{ Дж}, \quad (1)$$

где $U_0=12V$ – напряжение на клеммах аккумулятора;

$C_n=55 \text{ А} \cdot \text{ч}$ – ёмкость автомобильной аккумуляторной батареи.

При её использовании, например на уровне 50%, энергия, которую можно забирать составит:

$$\Delta A = \frac{A}{2} = \frac{2,3 \cdot 10^6}{2} = 1,15 \cdot 10^6 \text{ Дж}, \quad (2)$$

где $A=2,3 \cdot 10^6 \text{ Дж}$ – энергия аккумуляторной батареи.

При КПД заряда $\eta=0,85$ и энергии ёмкости конденсаторной батареи [5]:

$$A_c = \frac{1}{2} \cdot C U^2 = \frac{1}{2} \cdot 5000 \cdot 10^{-6} \cdot 950^2 = 2256,25 \text{ Дж}, \quad (3)$$

где $C=5000 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ – ёмкость конденсаторной батареи (ТЗ);

$U=950V$ - напряжение до которого необходимо зарядить конденсатор (ТЗ).

Число циклов составит:

$$n = \frac{\Delta A}{\frac{A_c}{\eta}} = \frac{1,15 \cdot 10^6}{\frac{2256,25}{0,85}} = 433 \approx 450, \quad (4)$$

где $\Delta A = 1,15 \cdot 10^6$ Дж - энергия, которую можно забирать от аккумуляторной

батареи;

$A_c = 2256,25$ Дж – энергия конденсаторной батареи;

$\eta = 0,85$ - КПД заряда.

При периоде $T_{\text{ц}}$ повторения циклов разряда ёмкости 6 сек. Время непрерывной работы от одного аккумулятора:

$$T_p = n \cdot T_{\text{ц}} = 450 \cdot 6 = 2700 \text{ с} \approx 1 \text{ час}, \quad (5)$$

где $T_{\text{ц}} = 6$ с - период повторения циклов разряда ёмкости;

В реальном случае, с учетом перехода с одной точки измерения на следующую, это время возрастёт до нескольких часов.

В результате проведённого анализа можно сделать вывод, о том, что с помощью двух автомобильных аккумуляторных батарей вполне можно обеспечить одну смену работы.

1.3 Разработка структурной схемы

Для построения структурной схемы системы питания сейсмоисточника необходимо провести анализ технического задания (ТЗ). Так как первичным источником питания является аккумуляторная батарея и на выходе разрабатываемого источника питания необходимо заряжать конденсаторную батарею, то в силовой части схемы питания необходимо использовать преобразователь напряжения. Так же следует отметить тот факт, что на выходе необходимо получить напряжение гораздо большее, чем на входе, учитывая это в схеме преобразователя, будем использовать повышающий

трансформатор. В качестве преобразователя (силовой части) можно использовать схему, построенную на инверторе или импульсном преобразователе постоянного напряжения.

Для обеспечения стабилизации уровня напряжения на конденсаторной батарее на уровне $\pm 1\%$ (ТЗ) в схеме необходимо использовать звено обратной связи, которое включает в себя систему управления и стабилизации уровня напряжения и преобразователь. Система управления и стабилизации подключается параллельно с импульсным преобразователем постоянного напряжения непосредственно к его входам и выходам, для того, чтобы отслеживать возможное изменение напряжения на конденсаторе и, в случае, если оно не соответствует с заданным максимально возможным отклонением, то система управления посылает сигнал на вход силовой схемы, которая в свою очередь осуществляет подзарядку конденсаторной батареи до заданного в ТЗ значения. Преобразователь может быть необходим для изменения уровня напряжения аккумуляторной батареи, так чтобы оно соответствовало требованиям питания системы управления и стабилизации.

Ёмкостный накопитель в данной схеме подключается к обмотке электромагнита сейсмоисточника, на которую, посредством подачи на силовой ключ S управляющего сигнала, разряжается конденсатор.

Исходя из проведённого анализа технического задания, а также предложенных выше решений и рассуждений структурная схема системы питания содержит преобразователь напряжения, аккумуляторную и конденсаторную батарею, а также звено обратной связи, которое включает в себя систему управления и стабилизации и преобразователь. Структурная схема системы питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника изображена на рисунке 2.

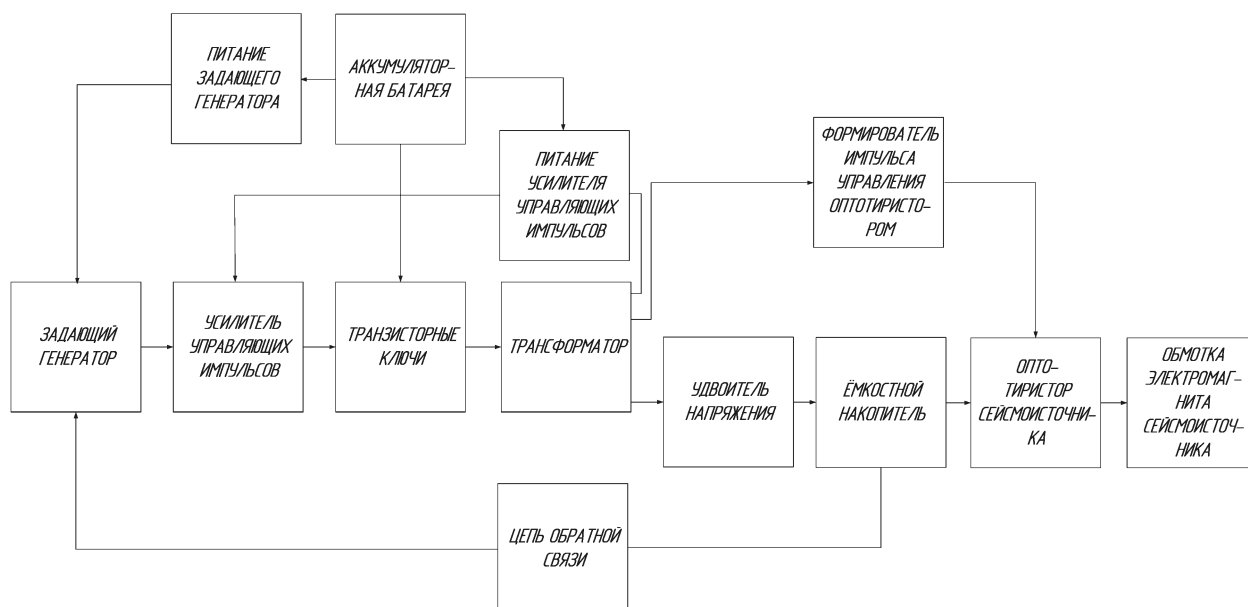


Рисунок 2 - Структурная схема системы питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника

Выводы.

В данной главе сформулированы актуальность, цели и задачи работы. Произведен подбор аккумуляторной батареи. Разработана структурная схема.

2 Разработка силовой схемы

2.1.Расчёт схемы задающего генератора, выбор силовых ключей

При разработке схемы пользовались пособиями [4], [6], [8], [9], [12], [19].

Часть схемы представленная на рис3. представляет собой преобразователь напряжения с внешним задающим генератором, микросхемой DA1. Она предназначена для заряда емкостного накопителя. Микросхема DA1(KP1211EVI), представляет собой специализированный контроллер электронных пускорегулирующих аппаратов, производится по КМОП – технологии.

Особенности микросхемы[15]:

Вход выбора частоты IN .

Компактный корпус.

Минимальное количество навесных элементов.

Малая потребляемая мощность.

Предельные значения параметров и режимов:

напряжение питания $V_{cc.max}$:	12В;
выходной ток $I_{out.max}$:	250mA;
рассеиваемая мощность P_{max} :	750mВт;
частота задающего генератора $f_{t.max}$:	5МГц;
ёмкость нагрузки $C_{n.max}$:	1000нФ.

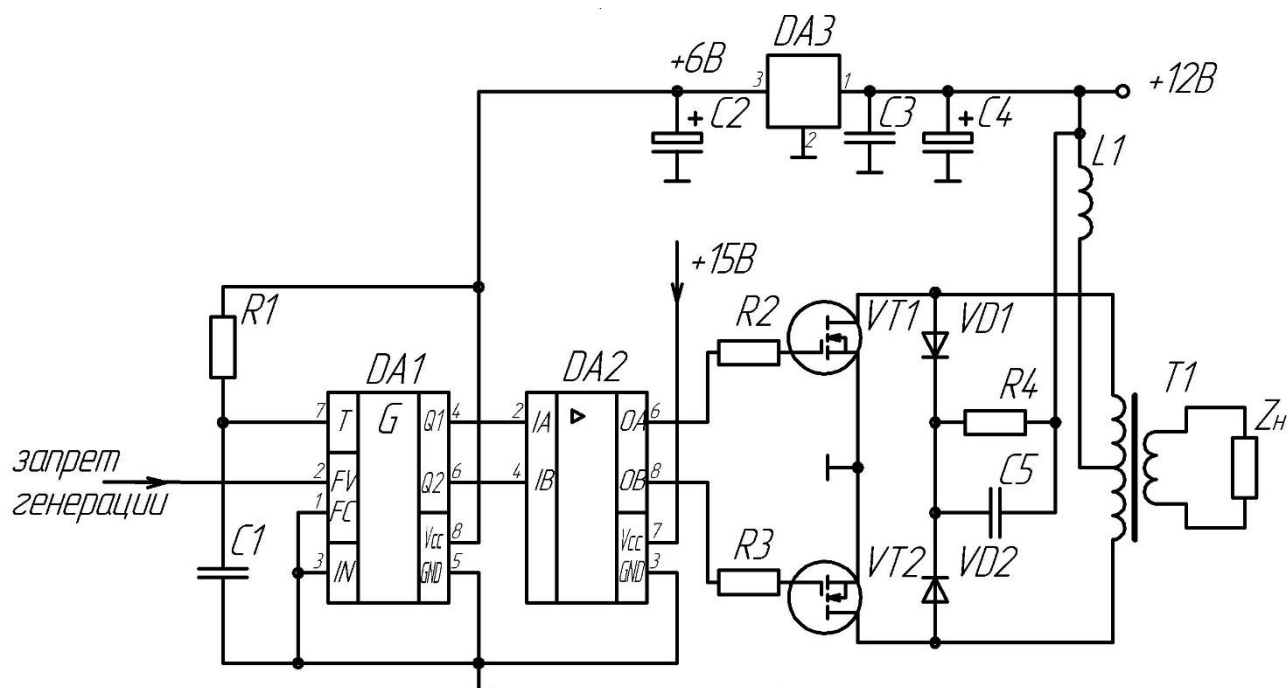


Рисунок 3 – Схема заряда емкостного накопителя

«Микросхема выпускается в пластмассовом восьмивыводном корпусе 2101.8-1. Рабочая частота задающего генератора зависит от элементов цепи $R1$, $C1$ рисунках 4, 5. Ток, протекающий через резистор $R1$, заряжает конденсатор $C1$. когда напряжение на нем повышается до уровня приблизительно равного $2/3$ от напряжения питания, открывается шунтирующий его внутренний ключ микросхемы, в результате чего конденсатор быстро разряжается, далее цикл повторяется. Частоту колебаний на входе T микросхемы можно оценить по формуле:

$$f_T = \frac{1}{R1 \cdot C1}, \quad (6)$$

где $R1$ - времязадающее сопротивление нагрузки микросхемы $KP1211EY1$;

$C1$ – времязадающая ёмкость нагрузки микросхемы $KP1211EY1$.»[15]

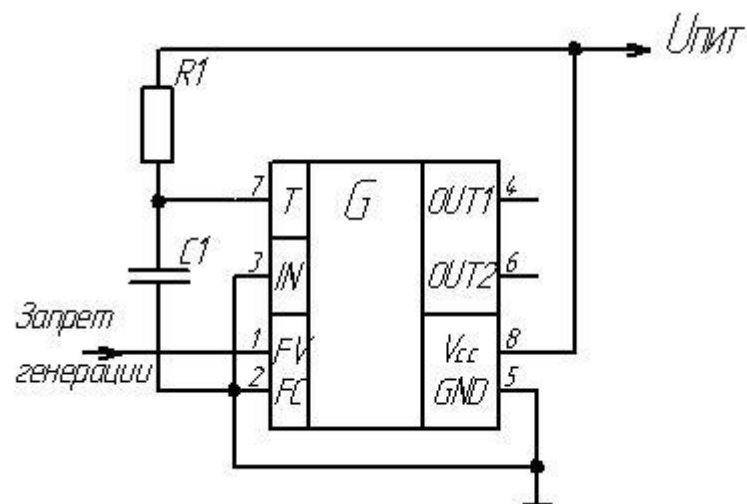


Рисунок 4 - Схема включения KP1211EY1.

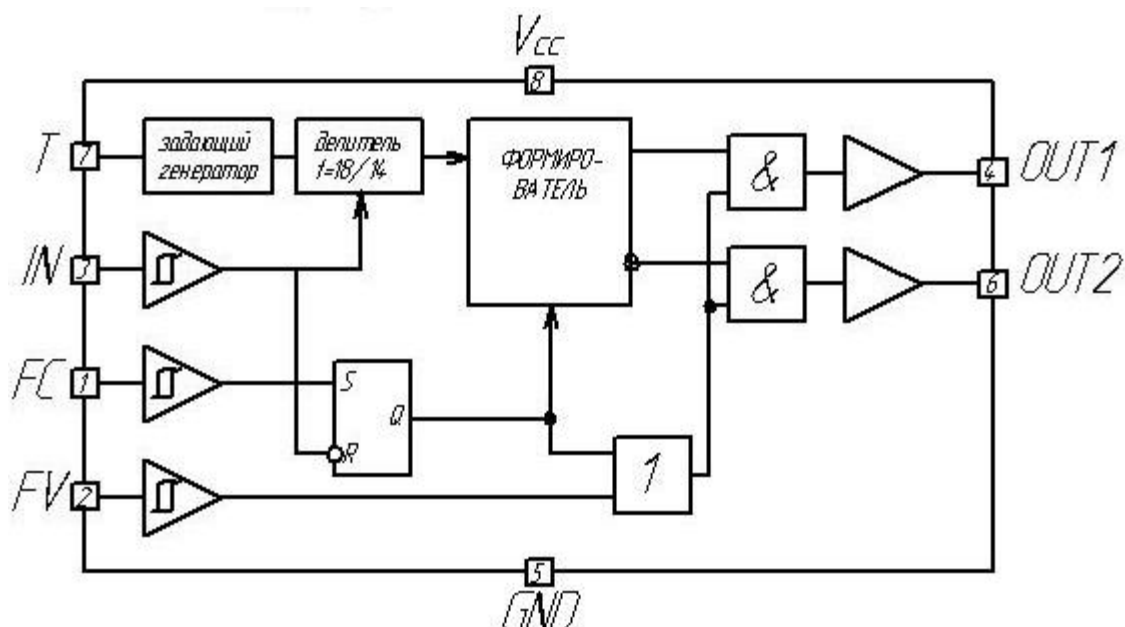


Рисунок 5 - Структурная схема KP1211EY1

«Для устойчивой работы устройства ёмкость конденсатора $C1$ должна быть не более 3000нФ , а сопротивление резистора $R1$ – не менее 500Ом .

Импульсы пилообразной формы на входе T (рисунке 6) служат основой для формирования выходных импульсов на выходах $OUT1$, $OUT2$. На них поочередно появляются прямоугольные импульсы, длительность которых зависит от уровня напряжения на входе IN (рисунках 4, 5)» [15].

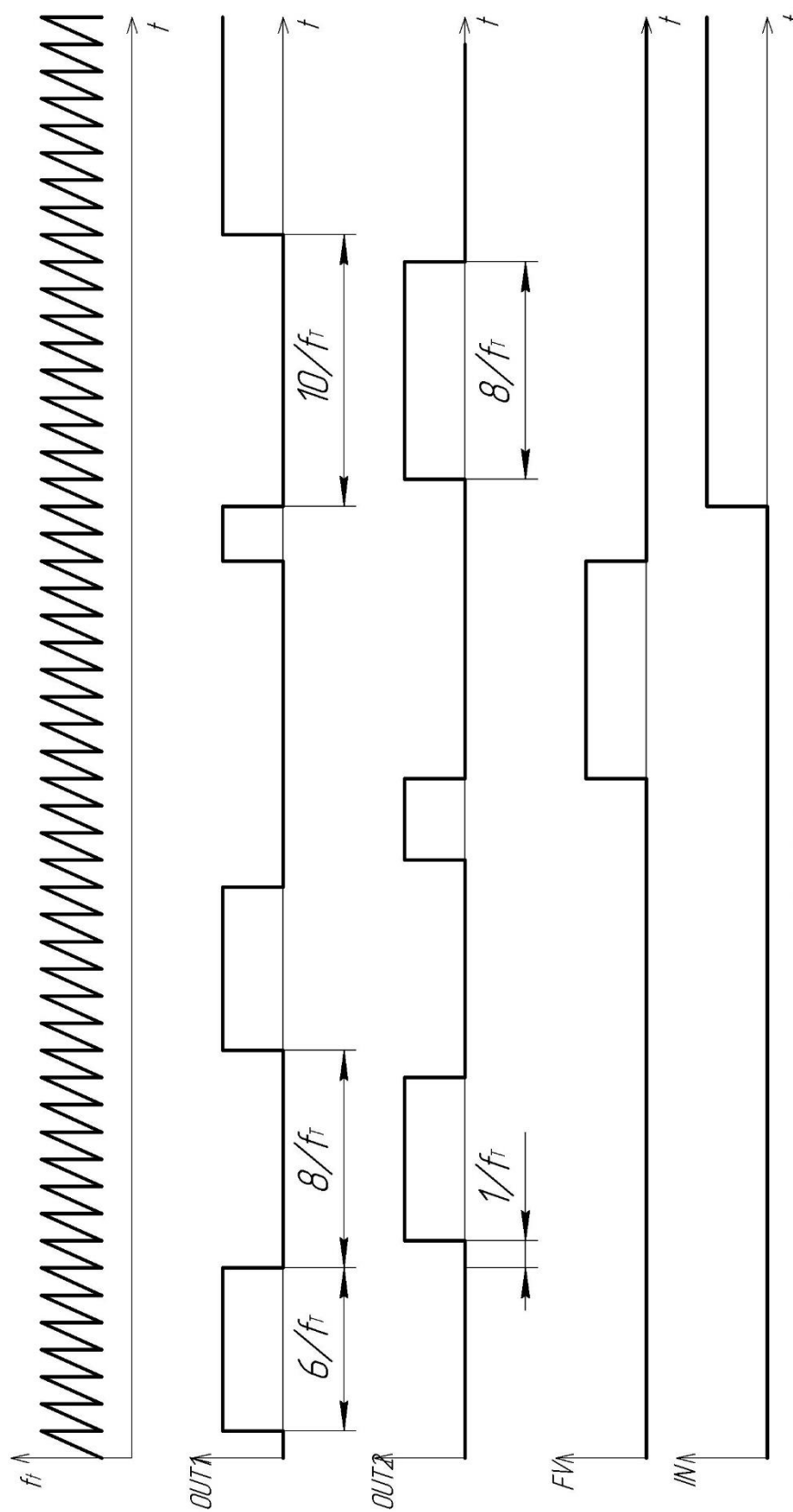


Рисунок 6 - Диаграммы работы КР1211ЕУ1

«При низком уровне (менее $0,2V_{cc}$) она равна шести, а при высоком – восьми периодам колебаний задающего генератора. По окончании импульса формируется пауза длительностью, равной одному периоду колебаний задающего генератора, в течение которой напряжение на обоих выходах имеет низкий уровень, затем появляется импульс в другом канале. Таким образом, частота выходных импульсов связана с частотой тактового генератора следующими соотношениями:

1) при низком уровне на входе IN :

$$f_{OUT} = \frac{f_T}{14}; \quad (7)$$

f_T - частота колебаний на входе T микросхемы DA1 (рисунок 3);

2) при высоком уровне на входе IN :

$$f_{OUT} = \frac{f_T}{18}. \quad (8)$$

Микросхема имеет входы FC и FV , которые функционируют следующим способом. При подаче на вход FV напряжения с высоким уровнем выходы $OUT1$ и $OUT2$ блокируются и переходят в состояние низкого уровня, не зависимо от состояния, в котором они находились до этого. С уменьшением напряжения на входе FV до напряжения низкого уровня выходные импульсы появляются вновь в соответствии с алгоритмом работы (рисунок 4). При подаче напряжения с высоким уровнем на вход FC , выходы микросхемы также блокируются и переходят в состояние низкого уровня. Однако в отличие от рассмотренного случая, они остаются в этом состоянии и после снятия сигнала высокого уровня на входе FC , до сброса внутреннего триггера микросхемы, кратковременной подачей сигнала низкого уровня на вход IN .»[15]

Выбираем ориентировочно частоту преобразования $f_{OUT} \approx 80\text{кГц}$, так как при такой частоте преобразования легче дозировать поступающую в нагрузку энергию, а также уменьшаются габариты трансформатора [27]. Схему включения выбираем представленную на рисунок 5 $KP1211EY1$ (на входе IN напряжение низкого уровня). Используя выражение (8) получаем:

$$f_T = f_{OUT} \cdot 14 = 80 \cdot 10^3 \cdot 14 = 1.12 \cdot 10^6 \text{ Гц}, \quad (9)$$

где $f_{OUT} \approx 80 \text{ кГц}$ – частота преобразователя.

Задаваясь значением $C1=560 \text{ нФ}$ конденсатор [31] КД-2– $560 \text{ нФ} - 25 \text{ В} \pm 5\%$ получаем:

$$R1 = \frac{1}{f_T \cdot C1} = \frac{1}{1.12 \cdot 10^6 \cdot 560 \cdot 10^{-12}} = 1594.4 \text{ Ом}, \quad (10)$$

где $f_c = 1.12 \cdot 10^6 \text{ Гц}$ – частота колебаний на входе T микросхемы DA1;
 $C1=560 \cdot 10^{-12} \text{ Ф}$ – времязадающая ёмкость нагрузки KP1211EY1.

Принимаем $R1=1.5 \text{ кОм}$.

Пересчитываем параметры f_T и f_{OUT} с учетом принятых значений $C1$, $R1$:

$$f_T = \frac{1}{560 \cdot 10^{-12} \cdot 1.5 \cdot 10^3} = 1.190 \cdot 10^6 \text{ Гц}, \quad (11)$$

$$f_{OUT} = \frac{1.190 \cdot 10^6}{14} = 85.034 \cdot 10^3 \text{ Гц}. \quad (12)$$

Определяем время, в течении которого транзистор открыт t_{ON} и закрыт t_{OFF} и время паузы t_{II} :

$$t_{ON} = \frac{6}{f_T} = \frac{6}{1.190 \cdot 10^6} = 5.040 \cdot 10^{-6} \text{ с}, \quad (13)$$

где f_T – пересчитанная частота колебаний на входе T микросхемы DA1

$$t_{OFF} = \frac{8}{f_T} = \frac{8}{1.190 \cdot 10^6} = 6.720 \cdot 10^{-6} \text{ с}, \quad (14)$$

$$t_{II} = \frac{1}{f_T} = \frac{1}{1.190 \cdot 10^6} = 0.84 \cdot 10^{-6} \text{ с}. \quad (15)$$

Ток в резисторе можно приближенно оценить по формуле:

$$I_{R1} = \frac{U_{num}}{R1} = \frac{6}{1.5 \cdot 10^3} = 4 \cdot 10^{-3} \text{ А}, \quad (16)$$

где $U_{num} = 6 \text{ В}$ напряжение питания микросхемы DA1;

$R1=1,5 \text{ кОм}$ – сопротивление нагрузки микросхемы KP1211EY1.

Потери в резисторе:

$$P_{R1} = I_{R1}^2 \cdot R1 = (4 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 1.5 \cdot 10^{-3} = 0.024 \text{ Вт}, \quad (17)$$

где $I_{R1}=4 \cdot 10^{-3} \text{ А}$ – ток в резисторе $R1$.

Принимаем резистор [24], [25], [35] $R1$ МЛТ- $0.125Вт - 1.5кОм \pm 5\%$.

Для получения напряжения питания $+6В$ используем интегральный стабилизатор $KPEH5B$ [15], [38] (микросхема $DA3$) при использовании интегрального стабилизатора рекомендуется ставить на его входе и выходе емкости для фильтрации высокочастотных помех. Принимаем $C2 - K50-35-1мкФ - 25В \pm 10\%$, $C4 - K50-35-1000мкФ - 25В \pm 10\%$, $C3 - K73-11-1мкФ - 25В \pm 10\%$, [31], [36]

При выборе транзисторов $VT1$, $VT2$ следует руководствоваться следующими критериями. Для снижения потерь мощности на активных элементах схемы сопротивление транзистора в открытом состоянии должно быть как можно меньше, в закрытом состоянии к транзистору приложено двойное напряжение питания, т.е. при заряженной аккумуляторной батарее около $28В$.

В качестве транзисторов $VT1$, $VT2$ выбираем полевые транзисторы

$IRFBA1404P$ [7], [36], [22] с индуцированным n – каналом, со следующими основными характеристиками, сведенными в таблицу 1

Таблица 1 - Основные характеристики транзистора $IRFBA1404P$

Наименование параметра	Параметр	
	Условное обозначение	Значение
Максимальное напряжение сток – исток	V_{DSS}	$40В$
Максимально допустимый ток стока (при температуре окружающей среды $T_C=25^{\circ}C$)	I_D	$212A$
Сопротивление сток – исток в открытом состоянии (при напряжении затвор – исток $V_{GS}=10В$)	$r_{DS(ON)}$	$3,7mОм$

Транзистор выпускается фирмой Intonation Rectifier в стандартном корпусе *Super220TM*, график зависимости заряда затвора от напряжения затвор – исток приведен на рисунок 7. Основным достоинством этого транзистора является малое сопротивление сток – исток в открытом состоянии. Так же следует учитывать, что основным недостатком мощных полевых транзисторов является наличие больших емкостей затвор – исток и затвор – сток, в сумме их величина составляет около 500нФ . Для нормальной работы мощного полевого транзистора на высоких частотах необходимо обеспечить большой импульсный ток перезарядки этих емкостей.

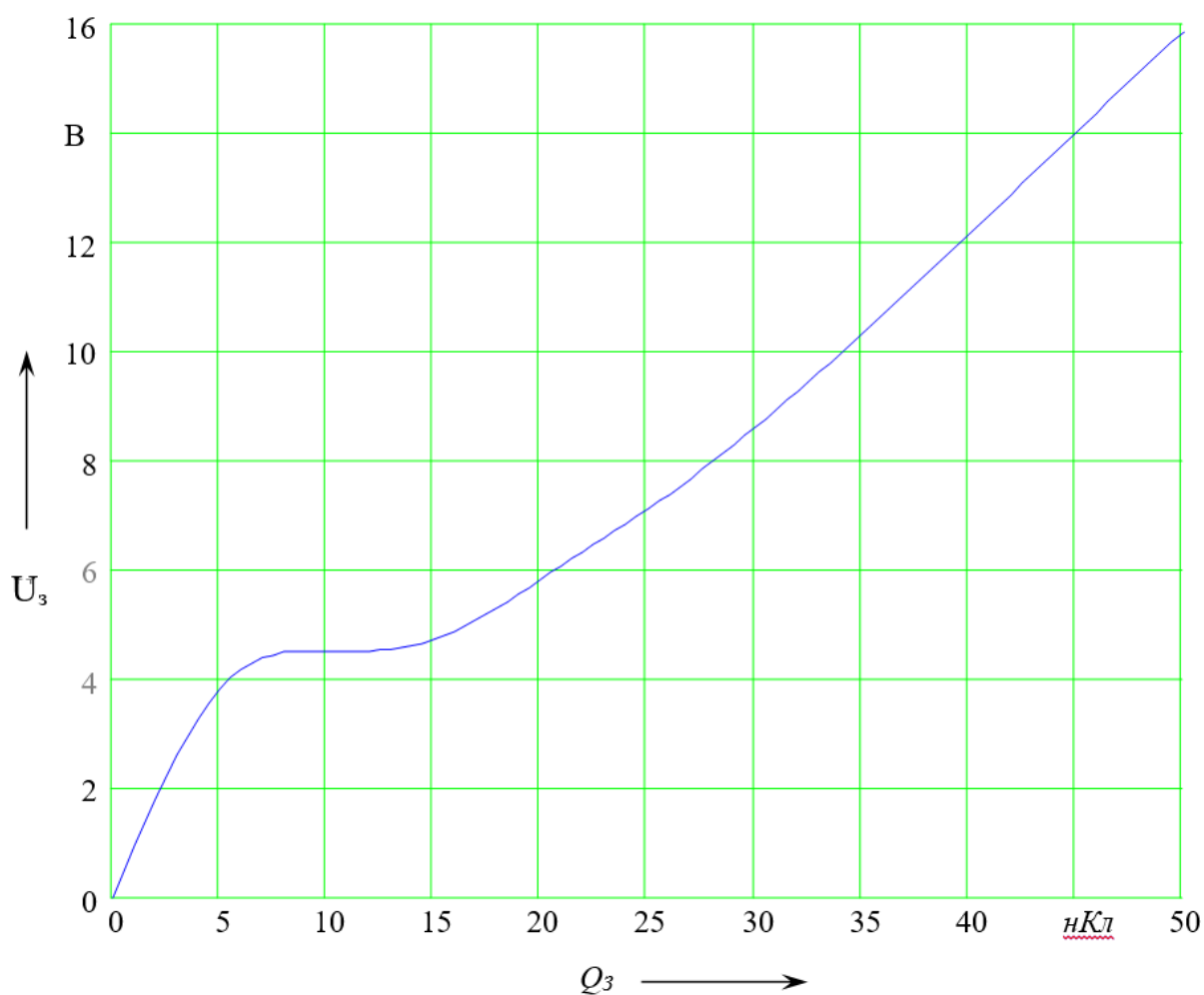


Рисунок 7 - Зависимость полного заряда затвора от напряжения затвор – исток

Для управления мощными полевыми транзисторами выпускаются специальные микросхемы драйверы, одной из таких является микросхема МАХ627 [18], [26], [39] (рисунок 3) фирмы МАХІМ. Основные характеристики микросхемы МАХ627 приведены в табл.2.

Таблица 2 - Основные характеристики микросхемы МАХ627

Наименование параметра	Параметр	
	Условное обозначение	Значение
Напряжение питания	V_{cc}	$4.5...18B$
Потребление при высоком состоянии входов при низком состоянии входов	P	$7mBm$ $150 mBm$
Выходное сопротивление	R_{OUT}	4Ом

Микросхема совместима с ТТЛ и КМОП технологией.

Для защиты драйвера от явления защелкивания – состояния с высоким напряжением на выходах (или одном выходе) драйвера не управляемое с входов, предусмотрены резисторы R_2 , R_3 (рисунок 3) которые выбираются из условия:

$$t_{\text{вк}} = t_{\text{вык}} \geq 30 \cdot C_{rss} \cdot R_3, \quad (18)$$

где $t_{\text{вк}}$, $t_{\text{вык}}$ – схемное время включения и выключения транзистора;

C_{rss} – емкость затвор – сток транзистора;

R_3 – сопротивление в цепи затвора.

Время необходимое на включение (выключение) транзистора:

$$t_{\text{вк}} = t_{\text{вык}} = \frac{Q_3 \cdot R_3}{U_3}, \quad (19)$$

где Q_3 – суммарный заряд затвора;

U_3 – напряжение подаваемое на затвор.

Принимаем $U_3=15B$, по графику рисунок 7 определяем $Q_3=47нК$ время выключения примем равным $0.1t_{II}$ определим величину сопротивления в цепи затвора используя выражение (19):

$$R_3 = \frac{0.1 \cdot t_{II} \cdot U_3}{Q_3} = \frac{0.1 \cdot 0.84 \cdot 10^{-6} \cdot 15}{47 \cdot 10^{-9}} = 26.8 \text{ Ом}, \quad (20)$$

принимаем $R_3=22\text{Ом}$

проверяем правильность выбора резистора

$$30 \cdot R_3 \cdot C_{rss} = 30 \cdot 22 \cdot 150 \cdot 10^{-12} = 99 \cdot 10^{-9} \text{ С} \quad (21)$$

$99 \cdot 10^{-9} < 0.84 \cdot 10^{-6}$ - условие нормальной работы драйвера соблюдается.

Так как через резистор R_3 протекает только ток перезаряда входной емкости транзистора, который имеет очень малую длительность, потери в нем будут незначительными. Принимаем[24] $R_2, R_3 - МЛТ-0,125-22\text{Ом} \pm 10\%$

2.2 Расчёт схемы заряда ёмкостного накопителя

Часть схемы (рисунок 8), состоящая из элементов $C_3, VD3, VD4, C_n$ представляет собой удвоитель напряжения. Рассмотрим принцип работы удвоителя. В самом начале работы схемы емкостной накопитель и зарядная емкость разряжены $U_{Cn}=0$ и $U_{C3}=0$. При открытом транзисторе $VT1$ открыт диод $VD3$, а диод $VD4$ закрыт. Происходит заряд емкости C_3 полярностью указанной на рисунке 9(а), до некоторой величины U_{cm} , которая определяется величиной напряжения на вторичной обмотке трансформатора, и добротностью контура образованного элементами C_3 и L . На втором полупериоде, когда открыт транзистор $VT2$ (рисунок 9(б)), происходит разряд емкости C_3 через открытый диод $VD4$ на емкостной накопитель C_n .

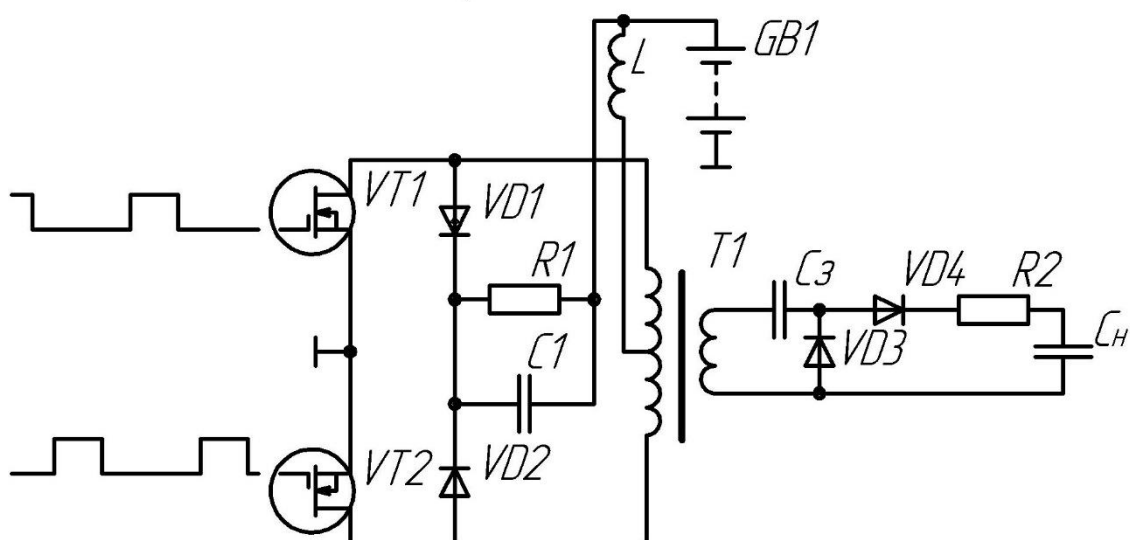
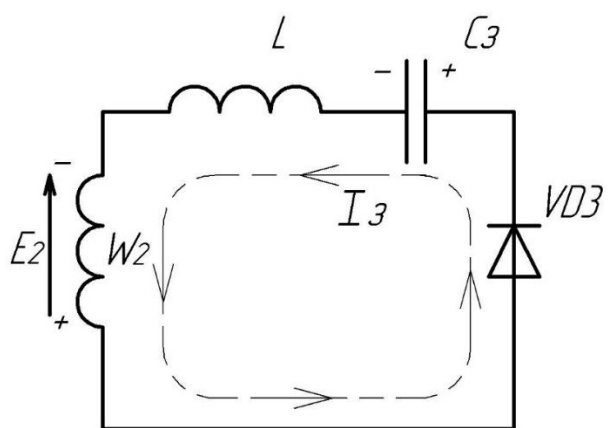
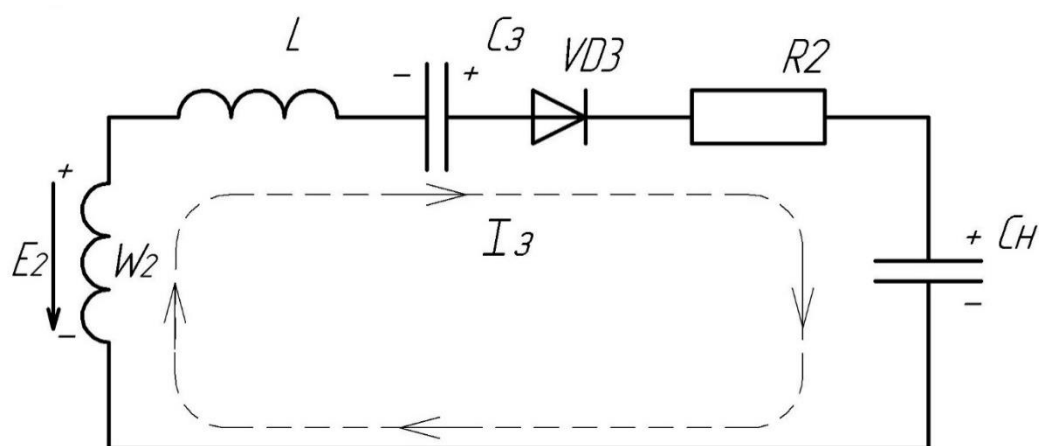


Рисунок 8 - Силовая часть схемы заряда емкостного накопителя



а) на положительной полуволне



б) на отрицательной полуволне

Рисунок 9 - Работа удвоителя с токоограничивающим дросселем.

Введение дополнительной индуктивности L в первичную цепь необходимо, так как без нее ток заряда емкости C_3 будет ограничиваться только индуктивностями рассеяния трансформатора и активным сопротивлением вторичной обмотки, следовательно, емкость будет заряжаться большим импульсным током. Достоинством удвоителя является то, что к моменту коммутации емкость C_3 полностью заряжена и ток в ее цепи и в цепи транзистора равен нулю, что облегчает режим работы последнего. Резистор $R2$ предназначен для того, чтобы защитить диоды $VD3, VD4$.

При разряде емкости на обмотку сейсмоисточника происходит не только ее разряд, но и перезаряд, к диодам $VD3, VD4$ прикладывается прямое напряжение, и чтобы ограничить ток через них вводится резистор $R2$ (рисунок 3). Определим величину резистора $R2$:

$$R2 = \frac{U_{обр} - 2 \cdot U_{VD}}{I_{VD.макс}} = \frac{25 - 2 \cdot 1}{3} = 7,66 \text{ Ом} \quad (22)$$

где $U_{обр} = 25B$ – максимальное обратное напряжение на емкостном накопителе;

$U_{VD} = 1B$ – падение напряжения на диоде $VD3$ в открытом состоянии;

$I_{VD.макс} = 3A$ – максимальный ток через диоды.

Принимаем $R2 = 10 \text{ Ом}$

Схема замещения силовой части на одном полупериоде приведена на рисунке 9. На этой схеме $E = U_{AB.ном} = 12.6B$ напряжение на АБ в рабочем режиме. C' - значение зарядной емкости приведенное к первичной обмотке:

$$C' = C_3 \cdot n^2, \quad (23)$$

C_3 – зарядная ёмкость;

где n – коэффициент трансформации трансформатора $T1$.

Коэффициент трансформации n выбираем из того условия, что при напряжении на аккумуляторной батарее $10B$ емкостной накопитель заряжался до напряжения $950B$, по формуле:

$$n = \frac{U_{Cn}}{2 \cdot U_{AB}} = \frac{950}{2 \cdot 10} = 47,5 \approx 48, \quad (24)$$

где $U_{Cn}=950B$ – напряжение на конденсаторе C_n ;

$U_{AB}=10B$ – напряжение на аккумуляторной батарее.

Зададимся значениями $C_3=5000 \cdot 10^{-12} \Phi$ и $n=50$. Коэффициент трансформации выбран с запасом, чтобы компенсировать потери мощности на активных элементах схемы. Найдём значение зарядной ёмкости приведенное к первичной обмотке по формуле (10):

$$C' = 5000 \cdot 10^{-12} \cdot 50^2 = 12,5 \cdot 10^{-6} \Phi. \quad (25)$$

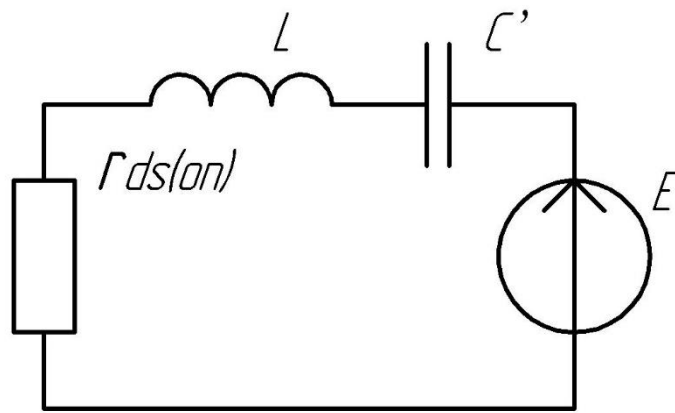


Рисунок 10 - Схема замещения силовой части.

Значение сопротивления $R2$ приведенное к первичной обмотке:

$$R2' = \frac{R2}{n^2} = \frac{10}{50^2} = 0.004 \text{ Ом} \quad (26)$$

Параметры L и C необходимо выбрать таким образом, чтобы полупериод собственных колебаний этого контура был меньше или равен длительности открытого состояния транзистора t_{ON} это позволит зарядить зарядную емкость до максимального напряжения и при этом в конце такта коммутируемый ток будет равен нулю.

$$t_{ON} \geq \frac{T_0}{2}, \quad (27)$$

где T_0 – период собственных колебаний контура.

$$T_0 = \frac{2 \cdot \pi}{\omega_0}, \quad (28)$$

где ω_0 – частота собственных колебаний контура.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L \cdot C}}, \quad (29)$$

где L – индуктивность зарядного контура;

C – ёмкость зарядного контура, приведённая к первичной обмотке.

Подставляя выражение (27) в (28) и полученный результат в (29), получим следующее выражение:

$$t_{ON} \geq \frac{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}}{2} = \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}, \quad (30)$$

откуда задаваясь значением C получаем значение L :

$$L \leq \frac{t_{ON}^2}{\pi^2 \cdot C} \quad (31)$$

$$\frac{t_{ON}^2}{\pi^2 \cdot C} = \frac{(5.04 \cdot 10^{-6})^2}{3.14^2 \cdot 12.5 \cdot 10^{-6}} = 2.061 \cdot 10^{-7}, \quad (32)$$

где $t_{ON} = 5.04 \cdot 10^{-6} \text{ с}$ – время, в течении которого транзистор открыт;

$C = 12.5 \cdot 10^{-6} \text{ Ф}$ – значение зарядной ёмкости приведенное к первичной обмотке.

В соответствии с условием (31) принимаем $L = 0.2 \mu \text{ Гн}$.

Составим систему уравнений, описывающую процессы в данной системе:

$$E = L \cdot \frac{di(t)}{dt} + \frac{1}{C} \cdot \int_0^t i(t) \cdot dt + i(t) \cdot r_{DS(ON)}, \quad (33)$$

где $i(t)$ – ток, протекающий по зарядному контуру на первом интервале времени;

$r_{DS(ON)}$ – сопротивление транзистора в открытом состоянии;

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di(t)}{dt}, \quad (34)$$

где $u_L(t)$ – напряжение на индуктивности

$$u_{C^*}(t) = \frac{1}{C^*} \cdot \int_0^t i(t) \cdot dt \quad (35)$$

где $u_{C^*}(t)$ - напряжение на зарядном конденсаторе.

Выражение (34) представляет собой дифференциальное уравнение второго порядка. Преобразуем её в систему уравнений для решения численным методом. Выражая $\frac{di(t)}{dt}$ получаем:

$$\frac{di(t)}{dt} = \frac{E - u_{C^*}(t) - i(t) \cdot r_{DS(ON)}}{L} \quad (36)$$

Второе уравнение получаем из (33):

$$\frac{du_{C^*}(t)}{dt} = \frac{i(t)}{C^*} \quad (37)$$

Для нахождения $u_{C^*}(t)$ и $i(t)$ используем численный метод Эйлера:

$$\begin{bmatrix} i_{k+1} \\ u_{C^*_{k+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_k + \left(\frac{di}{dt} \right)_k \cdot dt \\ u_{C^*_k} + \left(\frac{du_{C^*}}{dt} \right)_k \cdot dt \end{bmatrix}, \quad (38)$$

где i_{k+1} , $u_{C^*_{k+1}}$ – значение тока и напряжения в следующий момент времени.

dt – шаг интегрирования

i_k , $u_{C^*_k}$, $\left(\frac{di}{dt} \right)_k$, $\left(\frac{du_{C^*}}{dt} \right)_k$ - значения тока, напряжения на конденсаторе и их производных в текущий момент. Подставляя (36), (37) в (38) получаем следующую систему уравнений:

$$\begin{bmatrix} i_{k+1} \\ u_{C^*_{k+1}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_k + \left(\frac{E - U_{C^*_k} - i_k \cdot r_{DS(ON)}}{L} \right) \cdot dt \\ u_{C^*_k} + \left(\frac{i_k}{C^*} \right) \cdot dt \end{bmatrix} \quad (39)$$

Для решения этой системы уравнений используем вычислительную систему MathCAD, принимая шаг интегрирования $dt=0.5 \cdot 10^{-7}$. В самом начале заряда емкостного накопителя начальные условия для решения: напряжение

на зарядной емкости $uc_0=0$, начальный ток заряда $i_0=0$. Текст программы приведен в приложении Б.

Результаты расчета по программе 1: максимальное напряжение на емкости $U_{c\max}=24,635B$, максимальный ток стока транзистора $i_{\max}=97,402A$.

Величина зарядной емкости – основной параметр, влияющий на время заряда емкостного накопителя. Составим систему уравнений описывающих заряд емкостного накопителя. Напряжение на зарядной емкости в начале цикла заряда емкостного накопителя $U_{C_3}^{(n)} = U_{C_3\max}$:

$$U_{C_3\max} = U_{C\max} \cdot n = 25,348 \cdot 50 = 1,232 \cdot 10^3 B. \quad (40)$$

где $U_{C\max} = 25,348$ - максимальное напряжение на зарядной емкости.

В конце цикла заряда ёмкостного накопителя:

$$U_{C_3}^{(k)} = E_2 - U_{C_H}^{(k)}, \quad (41)$$

где $U_{C_H}^{(k)}$ - напряжение на емкостном накопителе в конце цикла.

E_2 – напряжение на вторичной стороне трансформатора

$$E_2 = U_{AB,норм} \cdot n = 12.6 \cdot 50 = 630 B, \quad (42)$$

Заряд, которым обладает зарядная емкость в начале цикла

$$Q^{(n)} = U_{C_3}^{(n)} \cdot C_3 \quad (43)$$

где $U_{C_3}^{(n)}$ – напряжение на зарядном конденсаторе в начале цикла.

Заряд емкости в конце цикла:

$$Q^{(k)} = (E_2 - U_{C_H}^{(k)}) \cdot C_3 \quad (44)$$

Заряд из емкости C_3 передается в емкостной накопитель. Заряд, переданный в ёмкостной накопитель ΔQ :

$$\Delta Q = Q^{(n)} - Q^{(k)} = (U_{C_3}^{(n)} - U_{C_H}^{(k)} + E_2) \cdot C_3 \quad (45)$$

Заряд, переданный в ёмкостной накопитель вызовет изменение напряжения на нем ΔU_{C_H} равное:

$$\Delta U_{C_H} = \frac{\Delta Q}{C_H} = \frac{(U_{C_3}^{(n)} - U_{C_H}^{(k)} + E_2) \cdot C_3}{C_H} \quad (46)$$

где ΔQ - заряд, переданный в ёмкостной накопитель.

Учитывая, что:

$$U^{(k)}_{C_H} = U^{(H)}_{C_H} + \Delta U_{C_H}, \quad (47)$$

где ΔU_{C_H} - изменение напряжения на ёмкостном накопителе;

$U^{(H)}_{C_H}$ - напряжение на емкостном накопителе в начале цикла.

Получаем следующее выражение:

$$\Delta U_{C_H} = \frac{(U^{(H)}_{C_3} - U^{(H)}_{C_H} - \Delta U_{C_H} + E_2) \cdot C_3}{C_H}, \quad (48)$$

преобразуя это выражение, получаем:

$$\Delta U_{C_H} = \frac{(U^{(H)}_{C_3} - U^{(H)}_{C_H} + E_2) \cdot C_3}{C_H + C_3} \quad (49)$$

Для оценки времени заряда емкостного накопителя воспользуемся системой MathCAD. Программа для вычисления времени заряда приведена в приложении Б. программа использует данные, полученные при расчете по программе приложение Б. результатом расчета по программе приложение Б является число тактов необходимое для заряда емкостного накопителя $n_T = 713.9 \cdot 10^3$. Число тактов является приблизительным, так как программой не учитывается изменение $U_{C_3 \max}$ по мере заряда емкостного накопителя. Время необходимое для заряда емкостного накопителя:

$$t_3 = \frac{1}{f_{OUT}} \cdot n_T = \frac{1}{85.034 \cdot 10^3} \cdot 694.5 \cdot 10^3 = 8,395 \text{ C}. \quad (50)$$

где n_T - число тактов необходимое для заряда емкостного накопителя.

Время заряда емкостного накопителя больше чем заданное в техническом задании поэтому, задаваясь значениями зарядной емкости повторяем расчеты по формулам и программе приложения Б. Данные расчетов свели в таблицу 3.

Таблица 3 - Результаты расчета

Расчетный параметр	Значение зарядной емкости C_3 , пФ		
	5000	7000	9500
$C, \mu\text{Ф}$	12,5	17,5	23,75
$L, \mu\text{Гн}$	0,2	0,14	0,10
$U_{C_3 \text{ max}}, \text{В}$	1232	1209	1180
$i_{\text{max}}, \text{А}$	97,402	135,171	181,934
n_T	$713,9 \cdot 10^3$	$519,3 \cdot 10^3$	$931,6 \cdot 10^3$
$t_3, \text{С}$	8,395	6,107	4,605

По таблице 3 строим график рисунок 11. в качестве C_3 принимаем конденсатор $K78-2 - 0,01 \text{мкФ} - 1600\text{В} \pm 10\%$, [13], [31]. Емкость выбрана с запасом, так как при расчете не учитывались потери в дросселе трансформатора и диодах удвоителя. Проводим расчет параметров схемы для этой емкости по выражениям и программам приложения Б. результаты свели в таблицу 4.

Таблица 4 - Результаты расчета для емкости 10000нФ и напряжении на АБ $U_{\text{АБ.норм}} = 12.6 \text{В}$

Расчетный параметр	Значение зарядной емкости C_3 , пФ	
	10000	
$C, \mu\text{Ф}$	25	
$L, \mu\text{Гн}$	0,10	
$U_{C_3 \text{ max}}, \text{В}$	1177	
$i_{\text{max}}, \text{А}$	186,115	
n_T	$373,1 \cdot 10^3$	
$t_3, \text{С}$	4,387	

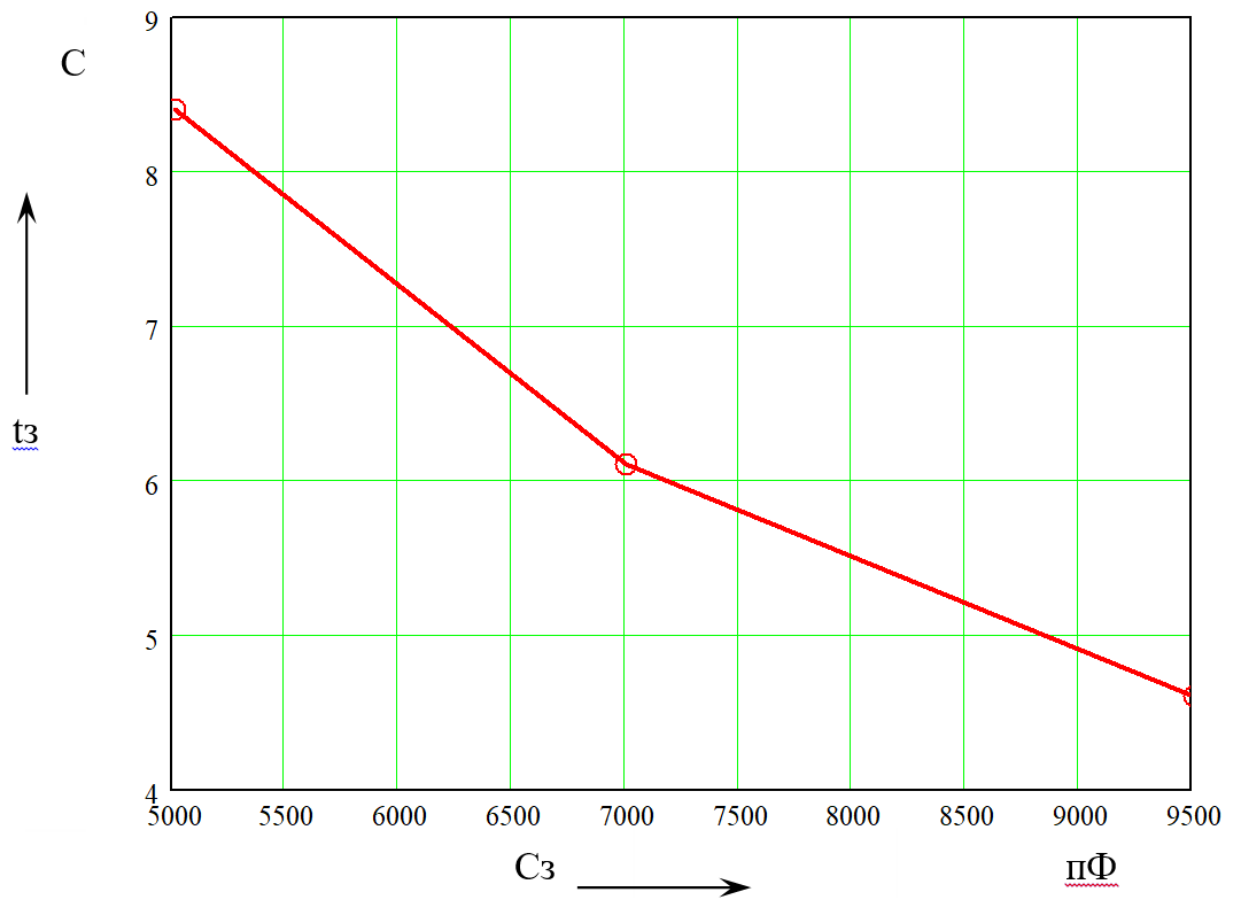


Рисунок 11. - Зависимость времени заряда емкостного накопителя t_3 от величины зарядной C_3 емкости

Графики, построенные по результатам программы приложение Б, приведены на рисунках 12, 13.

Проведем расчет токов и напряжений при напряжении на АБ равном максимальному, после полной его зарядки $U_{AB.max}=14V$ и при пониженном напряжении $U_{AB}=10V$ подставляя эти значение в программы приложение Б получаем следующие результаты, сведенные в таблицу 5

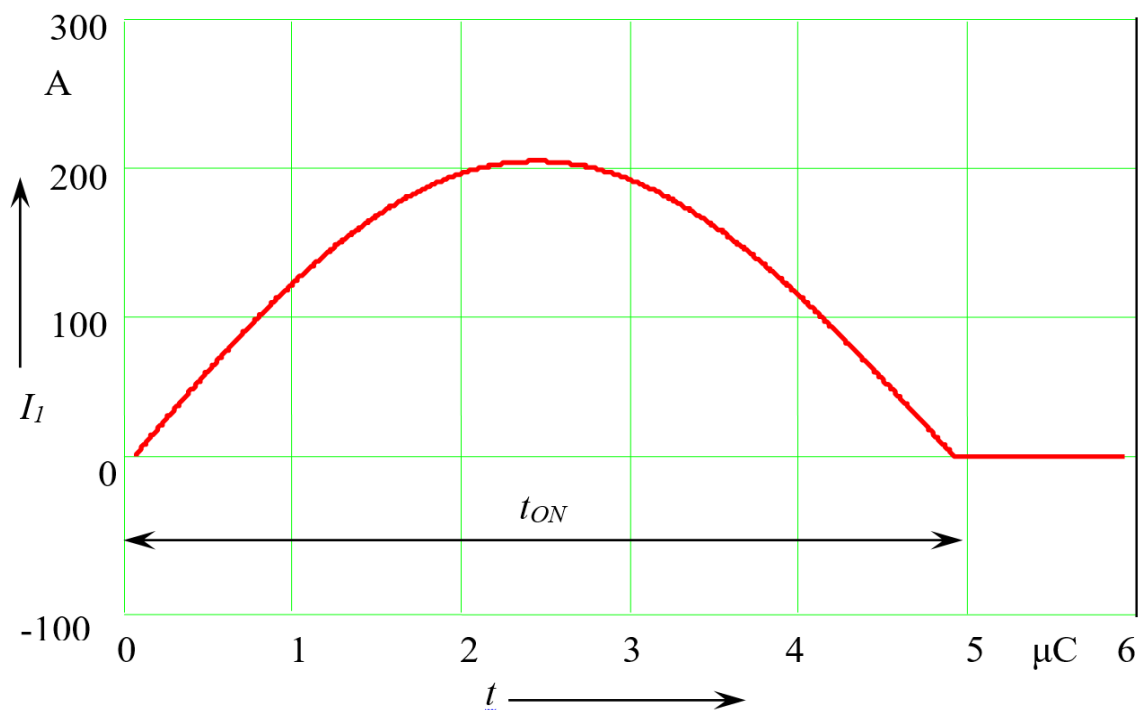


Рисунок 12. - Зависимость тока транзистора от времени на первом такте заряда ёмкостного накопителя

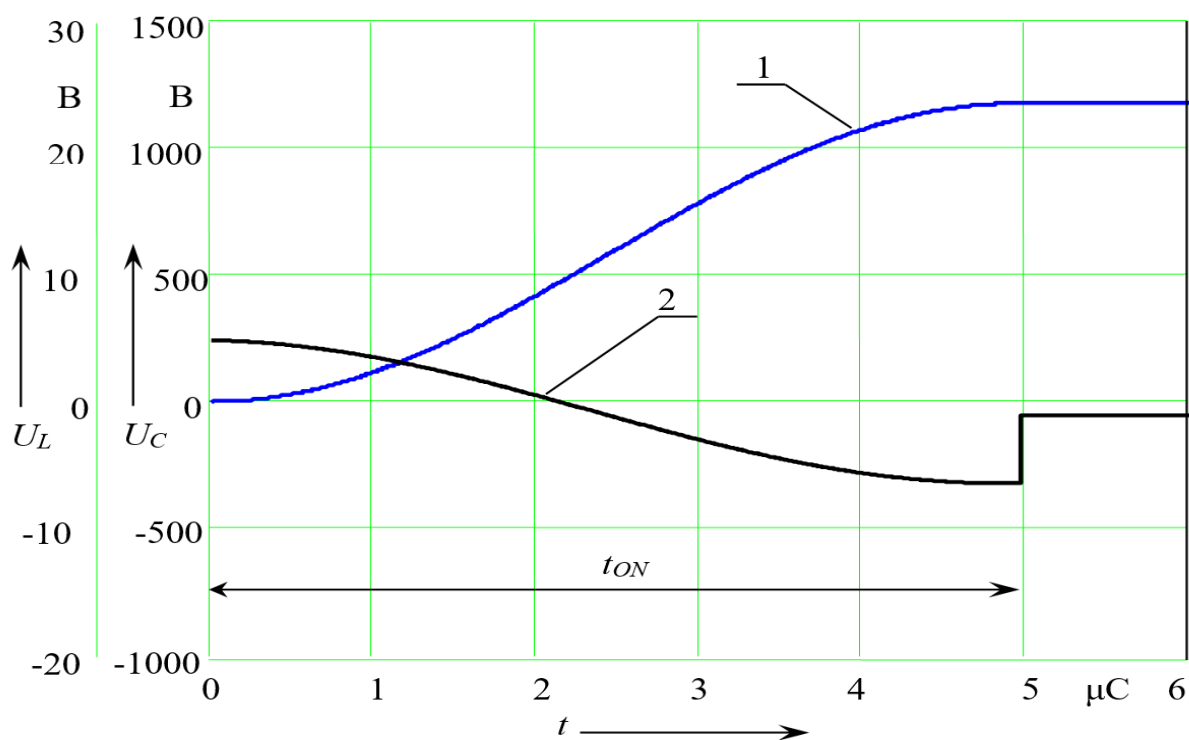


Рисунок 13 - Зависимость напряжения на зарядной емкости (1) и индуктивности(2) от времени на первом такте заряда ёмкостного накопителя

Таблица 5 - Результаты расчеты при напряжении режимов схемы при различных напряжениях на АБ

Расчетный параметр	Значение напряжения на АБ U_{AB} , В		
	10	12.6	14
$U_{C3 \max}$, В	933,945	1177	1308
$i_{\max}$, А	147,71	186,115	206,794
n_T	$543,1 \cdot 10^3$	$373,1 \cdot 10^3$	$320,5 \cdot 10^3$
t_3 , С	6,387	4,387	3,769

Ток в первичной цепи не превышает максимального тока для транзистора *IRFBA1404P*, следовательно, транзистор выбран верно. Напряжение на зарядном конденсаторе не превышает *1600В*.

Максимальный ток через диод во вторичной цепи при $U_{AB} = 14В$:

$$I_{2, \max} = \frac{i_{\max}}{n} = \frac{206,794}{50} = 4,13 \text{ А} \quad (51)$$

где $i_{\max}=206,794А$ – максимальный ток в первичной цепи.

Действующее значение тока в первичной обмотке на первом такте заряда определяем с помощью системы MathCAD 2000 Professional по выражению:

$$I_{D1} = \sqrt{\frac{dt}{t_{ON} + t_{II}} \cdot \sum_{k=0}^{496} (i_k)^2} = 235,393 \text{ А}, \quad (52)$$

где $\kappa=496$ – число точек, взятых с шагом $dt=0.5 \cdot 10^{-7}$, в которых ток транзистора положителен.

Значения i_k берутся из программы приложение Б.

Действующее значение тока на первых тактах во вторичной цепи определяем по выражению:

$$I_{D2} = \frac{I_{D1}}{n} = \frac{235,393}{50} = 4,707 \text{ А} \quad (53)$$

где $I_{D2}=235,393А$ - действующее значение тока в первичной обмотке

на первом такте заряда.

В качестве диодов VD3 выбираем диоды КД529А со следующими параметрами[17], [34]:

максимальный импульсный ток $I_{\text{макс.и}} = 400\text{А};$

максимальный действующий ток $I_{\text{макс.д}} = 250\text{А};$

максимальное обратное напряжение $U_{\text{макс.и}} = 2000\text{В}.$

2.3. Тепловой расчёт транзистора

Для определения потерь в транзисторе определим средний ток транзистора за время заряда емкостного накопителя. Энергия, запасаемая в емкостном накопителе, равна:

$$W_{C_H} = \frac{C_H \cdot U^2}{2} = \frac{5000 \cdot 10^{-6} \cdot 950^2}{2} = 2256,25 \text{ Дж} \quad (54)$$

При напряжении на АБ $U_{\text{АБ.мах}}=14\text{В}$ время заряда $t_3 = 3,769\text{с}$ самое маленькое, а потребляемая мощность самая большая, ее можно определить по формуле:

$$P_3 = \frac{W_{C_H}}{t_3} = \frac{2256,25}{3,769} = 598,63 \text{ Вт}, \quad (55)$$

где $W_{C_H} = 2256,25\text{Дж}$ - энергия, запасаемая в емкостном накопителе;

$t_3 = 3,769\text{с}$ – время заряда при напряжении на АБ $U_{\text{АБ.мах}}=14\text{В}.$

Ток заряда в первичной обмотке:

$$I_{31} = \frac{P_3}{E} = \frac{598,63}{14} = 42,759 \text{ А}, \quad (56)$$

где $P_3 = 598,63\text{Вт}$ - потребляемая мощность при напряжении на АБ $U_{\text{АБ.мах}}=14\text{В};$

$E=14\text{В}$ – напряжение на АБ.

Действующий ток через один транзистор:

$$I_{\text{VT}} = \frac{I_{31}}{\sqrt{2}} = \frac{42,759}{\sqrt{2}} = 30,23\text{А}, \quad (57)$$

где $I_{31}=42,759\text{А}$ - ток заряда в первичной обмотке.

Потери в транзисторе:

$$P_{VT} = I_{VT}^2 \cdot r_{DS(ON)} = 31,589^2 \cdot 3,7 \cdot 10^{-3} = 3,38 \text{ Вт}, \quad (58)$$

где $I_{VT}=30,23 \text{ А}$ - действующий ток через один транзистор.

$r_{DS(ON)} = 3,7 \text{ мОм}$ – сопротивление транзистора в открытом состоянии.

Потери на переключение в транзисторе можно не учитывать, так как благодаря удвоителю при коммутации транзистора ток в его цепи практически отсутствует.

Для того чтобы не загромождать поверхность печатной платы радиаторами охлаждения рекомендуется корпус для устройства, изготавливать из металла и транзисторы крепить к корпусу через диэлектрическую теплопроводящую прокладку. Таким образом, при креплении транзисторов ко дну корпуса тепловые потери можно определить по схеме на рисунке 14.

$R_{jc}=1.25^\circ\text{C/Вт}$ – переходное сопротивление кристалл – корпус,
 $R_{cs}=2.25^\circ\text{C/Вт}$ – приведенное переходное сопротивление корпус – радиатор с учетом диэлектрической прокладки [3].

$$R_{sa}^{(k)} = \frac{1}{\alpha_k \cdot S}, \quad (59)$$

где α_k – коэффициент теплообмена конвекцией;

$R_{sa}^{(k)}$ - переходное тепловое сопротивление радиатор – среда при теплообмене конвекцией;

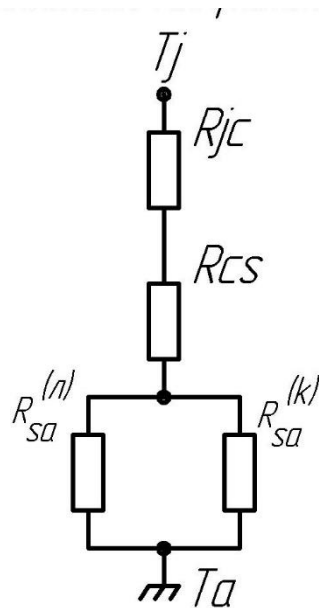


Рисунок 14 - Схема соединения тепловых сопротивлений

S – площадь с которой осуществляется теплоотдача.

$$R_{sa}^{(n)} = \frac{1}{\alpha_n \cdot S}, \quad (60)$$

где $R_{sa}^{(n)}$ - переходное тепловое сопротивление радиатор – среда при теплообмене излучением.

α_n – коэффициент теплообмена излучением.

Переходное сопротивление радиатор – среда при теплообмене конвекцией, для случая, когда транзистор крепится ко дну корпуса, можно определить по формуле:

$$\alpha_k = 0.7 \cdot A_2 \cdot \sqrt[4]{\frac{T_s + T_a}{h}} = 0.7 \cdot 1.34 \cdot \sqrt[4]{\frac{60 + 20}{160 \cdot 10^{-3}}} = 3.73 \frac{Вт}{C^\circ \cdot м^2}, \quad (61)$$

где $T_s = 60^\circ C$ – температура радиатора;

$T_a = 20^\circ C$ – температура окружающей среды;

$h = 160 мм$ – длина радиатора;

$A_2 = 1.34$ – коэффициент определяемый по [3] в зависимости от средней температуры:

$$T_{cp} = \frac{T_s + T_a}{2} = \frac{60 + 20}{2} = 40^\circ C. \quad (62)$$

Площадь радиатора:

$$S = h \cdot C = 160 \cdot 10^{-3} \cdot 100 \cdot 10^{-3} = 16 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2, \quad (63)$$

где $C = 100 \text{ мм}$ – ширина радиатора.

Размеры охлаждающей поверхности определяем исходя из размеров печатной платы п.3.

По выражению (2.55) определяем переходное тепловое сопротивление

$R_{sa}^{(k)}$:

$$R_{sa}^{(k)} = \frac{1}{3.73 \cdot 16 \cdot 10^{-3}} = 16.757 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}. \quad (64)$$

Вычисляем коэффициент теплоотдачи излучением:

$$\alpha_{\text{л}} = \varepsilon_s \cdot \varphi_{sa} \cdot f(T_a, T_s) = 0.3 \cdot 1 \cdot 7.04 = 0.352 \frac{\text{Вт}}{\text{C}^\circ \text{ м}^2} \quad (65)$$

где $\varepsilon_s = 0.3$ – приведенная степень черноты для окисленного алюминия или силумина;

$\varphi_{sa} = 1$ – коэффициент облученности;

$f(T_a, T_s) = 7.04$ – переходная температурная функция, определяемая по [3].

Тепловое сопротивление при теплоотдаче излучением:

$$R_{sa}^{(n)} = \frac{1}{0.352 \cdot 16 \cdot 10^{-3}} = 177.557 \text{ } ^\circ\text{C}/\text{Вт}. \quad (66)$$

Мощность, которую данная охлаждающая поверхность может отвести от транзистора:

$$P_{\text{отв}} = \frac{T_j - T_a}{R_{jc} + R_{cs} + \frac{R_{sa}^{(n)} \cdot R_{sa}^{(k)}}{R_{sa}^{(n)} + R_{sa}^{(k)}}} = \frac{100 - 20}{1.25 + 2.25 + \frac{177.557 \cdot 16.757}{177.557 + 16.757}} = 4.253 \text{ Вт}, \quad (67)$$

где $T_j = 100^\circ\text{C}$ – температура p - n перехода.

Мощность, отводимая охлаждающей поверхностью, больше чем выделяемая в обоих транзисторах. Следовательно, транзисторы будут работать в хорошем тепловом режиме.

2.4 Расчёт дросселя

Так как индуктивность дросселя не велика $L=0,1\mu\text{Гн}$, то дроссель лучше изготавливать воздушный в виде соленоида. Индуктивность соленоида определяется по формуле:

$$L_{\text{др}} = \mu_0 \cdot \frac{W_{\text{др}}^2 \cdot S_{\text{др}}}{l_{\text{др}}}, \quad (68)$$

где $\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} = 12,6 \cdot 10^{-7} \text{ Гн/м}$ – магнитная постоянная;

$W_{\text{др}}$ – число витков дросселя;

$S_{\text{др}}$ – площадь на которую наматывается дроссель;

$l_{\text{др}}$ – длина дросселя;

Длину дросселя, пренебрегая толщиной изоляции, можно определить по следующему выражению:

$$l_{\text{др}} = W_{\text{др}} \cdot d_{\text{пр}}, \quad (69)$$

где $d_{\text{пр}}$ – диаметр провода, которым намотан дроссель.

Преобразуя выражение (68) получим:

$$L_{\text{др}} = \mu_0 \cdot \frac{W_{\text{др}} \cdot S_{\text{др}}}{d_{\text{пр}}}. \quad (70)$$

Диаметр провода определяем из условия, чтобы плотность тока была приблизительно равна $j_1 \approx 50 \text{ А/мм}^2$. Максимальный ток протекает в обмотке при напряжении на АБ $U_{\text{АБ.мах}} = 14 \text{ В}$ в самом начале заряда. Действующее значение тока на первом такте заряда определяем с помощью системы MathCAD по выражению:

$$I_{\text{D1}} = \sqrt{\frac{dt}{t_{\text{ОН}} + t_{\text{П}}} \cdot \sum_{k=0}^{496} (i_k)^2} = 235,393 \text{ А}, \quad (71)$$

где $k=496$ – число точек, взятых с шагом $dt=0,5 \cdot 10^{-7}$, в которых ток транзистора положителен.

Значения i_k берутся из программы приложение Б.

Площадь провода определяем по формуле:

$$S_{np} = \frac{I_{D1} \cdot k_{\phi}}{j_1} \quad (72)$$

где $I_{D1}=235,393A$ - действующее значение тока на первом такте заряда;
 $k_{\phi}=1.3$ - коэффициент, учитывающий вытеснение тока на поверхность
на высоких частотах [27].

$$S_{np} = \frac{\pi \cdot d_{np}^2}{4}, \quad (73)$$

Используя выражение (70) получаем:

$$d_{np} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{D1} \cdot k_{\phi}}{j \cdot \pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 235,393 \cdot 1.3}{50 \cdot 3.14}} = 2,775 \text{ мм.} \quad (74)$$

Принимаем диаметр провода $d_{np}=3 \text{ мм}^2$.

Принимаем диаметр дросселя $D_{dp}=20 \text{ мм}$, рассчитываем площадь дросселя:

$$S_{dp} = \frac{\pi \cdot D_{dp}^2}{4} = \frac{3.14 \cdot (20 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 314 \text{ мм}^2. \quad (75)$$

Число витков дросселя:

$$W_{dp} = \frac{L_{dp} \cdot d_{np}}{\mu_0 \cdot S_{dp}} = \frac{0.1 \cdot 10^{-6} \cdot 3 \cdot 10^{-3}}{12 \cdot 10^{-7} \cdot 314 \cdot 10^{-6}} = 0,796. \quad (76)$$

Принимаем число витков дросселя $W_{dp}=1$ виток, пересчитываем индуктивность дросселя по формуле 2.65:

$$L_{dp} = 12 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{1^2 \cdot 314 \cdot 10^{-6}}{3 \cdot 10^{-3}} = 1,256 \cdot 10^{-7} \text{ Гн} \quad (77)$$

Полученная индуктивность мало отличается от нужной, поэтому величины, рассчитанные в предыдущих пунктах, не требуют пересчета.

Оценим потери в дросселе за время заряда. Длина витка дросселя:

$$l_{вит} = \pi \cdot D_{dp} = 3.14 \cdot 20 \cdot 10^{-3} = 63 \text{ мм} \quad (78)$$

Длина провода для намотки дросселя:

$$l_{np} = W_{dp} \cdot l_{вит} = 1 \cdot 63 \cdot 10^{-3} = 0.063 \text{ м}, \quad (79)$$

Площадь провода:

$$S_{np} = \frac{\pi \cdot d_{np}^2}{4} = \frac{4 \cdot (3 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 7,065 \text{ мм}^2, \quad (80)$$

Сопротивление провода:

$$R_{np} = \frac{\rho_m \cdot l_{np}}{S_{np}} \cdot k_\phi = \frac{1,62 \cdot 10^{-8} \cdot 0,063}{7,065 \cdot 10^{-6}} \cdot 1,3 = 0,144 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}, \quad (81)$$

Потери в дросселе:

$$P_{op} = I_{з1}^2 \cdot R_{np} = 42,759^2 \cdot 0,144 \cdot 10^{-3} = 0,263 \text{ Вт}. \quad (82)$$

Эскиз дросселя приведен на рисунке 15

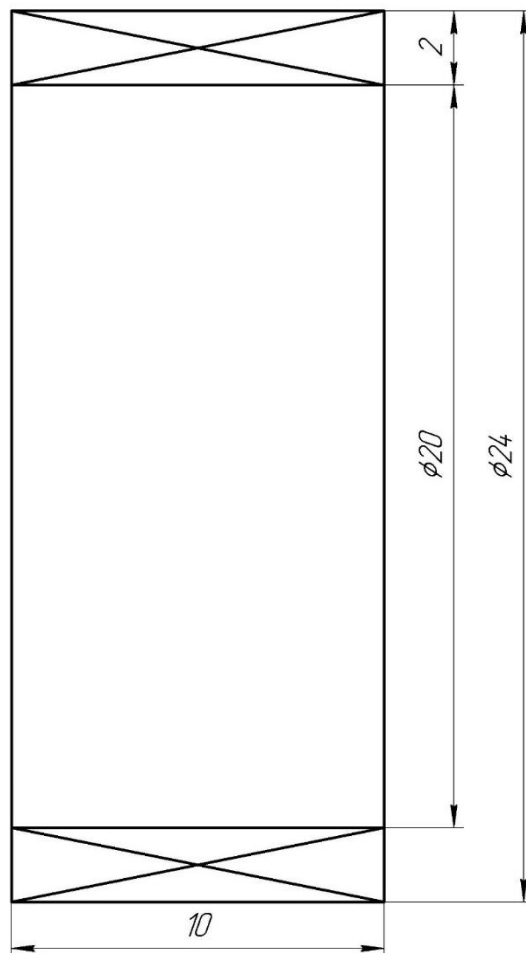


Рисунок 15 - Эскиз дросселя

2.5 Расчёт цепи сброса энергии дросселя

В режиме стабилизации напряжения на емкостном накопителе возможно возникновение ситуации, когда управляющий импульс на транзистор будет “срезаться”, то есть выключение транзистора будет происходить при не нулевом значении тока в его цепи. А так как в первичной цепи стоит дроссель то необходимо предусматривать цепь сброса энергии дросселя (рисунок 8) элементы $VD1$, $VD2$, $R1$, $C1$. При коммутации тока в цепи транзистора $VT1$ или $VT2$, открывается один из диодов $VD1$ или $VD2$ соответственно и энергия из дросселя сбрасывается в емкость $C1$, заряжая ее до напряжения $U_{см}$. После емкость разряжается до напряжения на аккумуляторной батарее $U_{АБ}$. Разность напряжений ΔU между $U_{АБ}$ и $U_{см}$ на емкости $C1$ соответствует сброшенной в нее энергии:

$$\frac{L \cdot i^2}{2} = \frac{C1 \cdot \Delta U^2}{2}, \quad (83)$$

где i – коммутируемый ток;

L – индуктивность дросселя.

При напряжении на емкостном накопителе $950В$ напряжение на зарядной емкости близко к максимальному напряжению $U_{Сзmax}$, которое будет стремиться к напряжению на вторичной обмотке трансформатора, а напряжение на емкости, приведенной к первичной обмотке, будет стремиться к напряжению на АБ. Подставляя значение напряжения на приведенной ёмкости близкое к этому ($13В$), в качестве начального условия в программу приложение Б и из расчета, получаем график (рисунок 16). Из расчёта получаем максимальное значение коммутируемого тока в цепи транзистора в режиме поддержания напряжения на емкостном накопителе $I_{lmax} = 14,771А$. Задаваясь перепадом напряжений на емкости $\Delta U = 10В$. получаем:

$$C1 = \frac{L_{оп} \cdot i^2}{\Delta U^2} = \frac{1.256 \cdot 10^{-7} \cdot 14,771^2}{10^2} = 0,278 \cdot 10^{-6} \Phi. \quad (84)$$

Принимаем в качестве $C1$ конденсатор $K73-16-0,27\text{мкФ} - 63\text{В}$ [31].

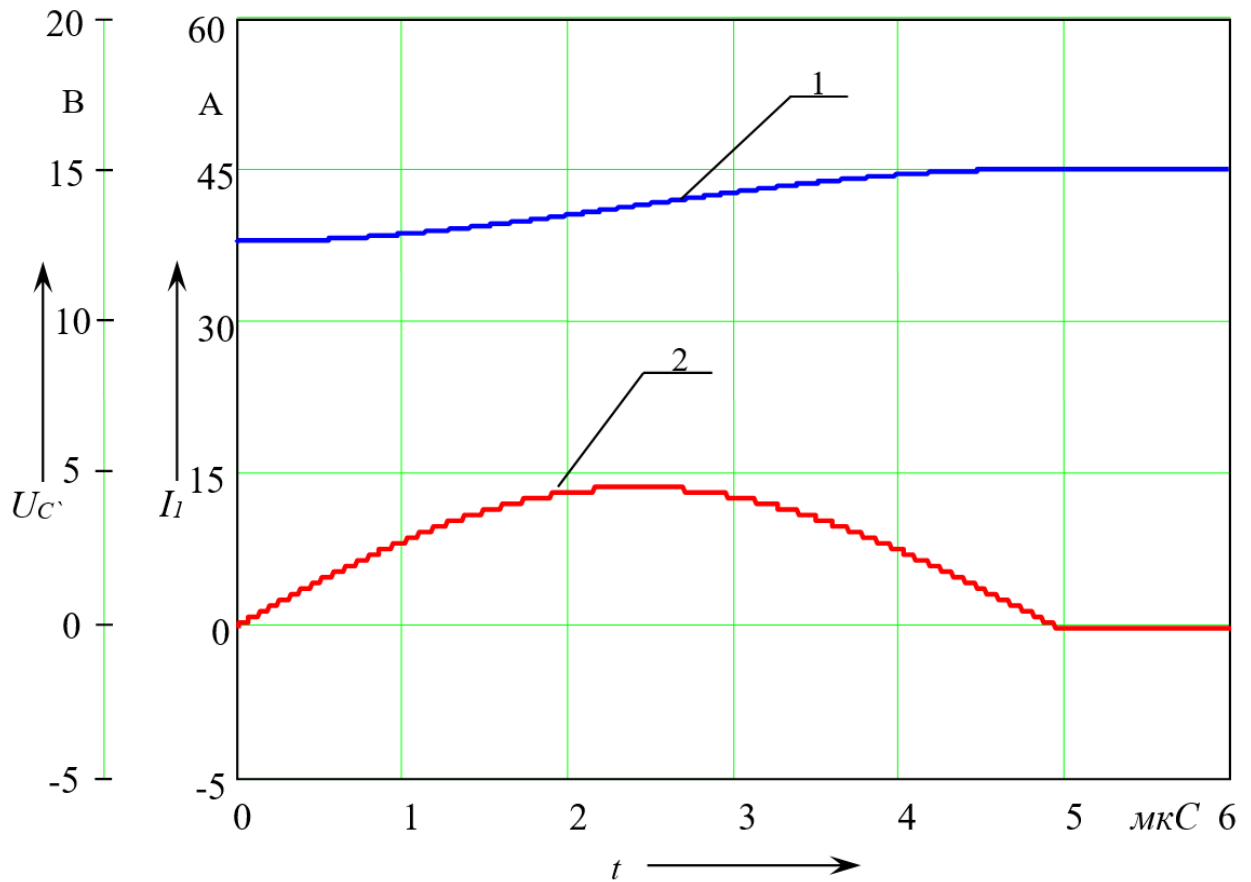


Рисунок 16 - Зависимости 1-напряжения на приведенной емкости 2-тока в первичной обмотке трансформатора от времени.

резистор $R1$ выбираем так, чтобы конденсатор успевал разрядиться за время открытого состояния транзистора:

$$R1 = \frac{t_{ON}}{C1} = \frac{5,08 \cdot 10^{-6}}{0,27 \cdot 10^{-6}} = 18,81 \text{ Ом}. \quad (85)$$

Принимаем $R1 = 18 \text{ Ом}$ мощность, выделяемая в резисторе, будет определяться энергией накопленной в дросселе и временем, за которое она должна рассеется:

$$P_{R1} = \frac{L \cdot i^2}{2 \cdot t_{ON}} = \frac{1,256 \cdot 10^{-7} \cdot 14,771^2}{2 \cdot 5,08 \cdot 10^{-6}} = 2,7 \text{ Вт}. \quad (86)$$

Принимаем резистор $R1 - C5-37- 5\text{Вт} - 18\text{Ом} \pm 10\%$ [24].

В качестве диода $VD1$ принимаем диод $D229A$ со следующими параметрами [17]:

максимальный прямой ток: $I_{пр.мах}=0.4A$;

максимальный импульсный прямой ток: $I_{пр.мах.и} = 20A$;

максимальное обратное напряжение: $U_{обр.мах} = 200B$;

постоянное прямое напряжение: $U_{пр.мах} = 1B$.

При выборе этих диодов учитывалось то, что ток через них протекает кратковременно и потери в них не значительны.

Выводы.

В данной главе происходит разработка силовой схемы: произведен расчет схемы внешнего задающего генератора, расчет схемы заряда емкостного накопителя, тепловой расчет транзистора, расчет дросселя, расчет цепи сброса энергии дросселя.

3. Разработка схемы управления и стабилизации

3.1 Расчёт схемы генератора импульсов на управление оптотиристором

Схема приведена на рисунке 17 схема работает следующим образом. При подаче входного напряжения $U_{вх}$ транзистор $VT2$ входит в насыщение, что приводит к увеличению его тока коллектора. По мере возрастания тока коллектора возрастает падение напряжения на резисторе $R7$, что приводит к увеличению напряжения $U_{БЭ}$ транзистора $VT1$, который тоже в свою очередь входит в насыщение. Процесс насыщения обоих транзисторов происходит лавинообразно из-за их коллекторно-базовой связи через резистор $R6$. По мере насыщения транзистора $VT2$ происходит увеличение тока коллектора, который является током диода $VD4$ и вызывает его свечение. Светодиод $VD4$ является излучающим светодиодом оптотиристора, его свечение вызывает открытие силового тиристора. Транзисторы $VT1$ и $VT2$ остаются в насыщении до тех пор, пока напряжение на коллекторе транзистора $VT1$ достаточно для поддержания транзистора $VT2$ в открытом состоянии, если это напряжение снизится ниже определенного уровня, то транзистор $VT2$ закроется и закроет транзистор $VT1$. Резистор $R4$ необходим для рассасывания не основных зарядов из базовой области транзистора $VT2$. Напряжение на коллекторе транзистора зависит от напряжения на емкости $C2$ которая в начале заряжена до напряжения $E_n = 16B$, а затем разряжается через открытые транзисторы. Предварительный заряд емкости осуществляется от вторичной обмотки трансформатора II с напряжением $U_{II} = 18B$ через однополупериодный выпрямитель, собранный на диоде $VD1$. Диод $VD2$ предотвращает разряд емкости $C2$ на емкость $C1$. Емкость $C1$ служит для стабилизации выпрямленного напряжения. Резистор $R2$ ограничивает время заряда емкости $C2$ приблизительно до $1C$. Таким образом, схема генерирует импульсы

достаточной мощности не зависимо от подаваемого на вход импульса. Светодиод $VD3$ сигнализирует о наличии напряжения на вторичной обмотке.

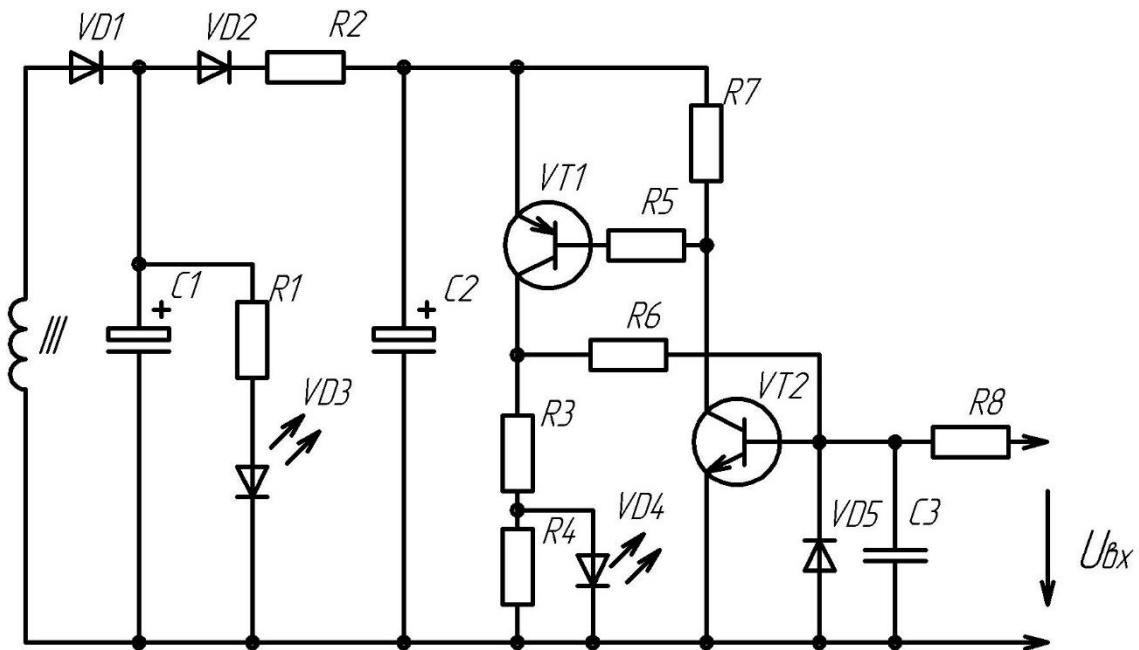


Рисунок 17 - Схема генератора импульсов на оптоистор

Исходные данные для расчета:

Амплитуда входного сигнала: $U_{\text{вх}} = 2B$

Минимальное напряжение на конденсаторе: $U_{C\text{min}} = 3B$.

При напряжении $U_{\text{вх}} = 2B$ транзистор $VT2$ должен входить в насыщение

Выбираем транзистор $VT1$ – $KT503Д$ [28], [29].

$h_{21Э} = 60$.

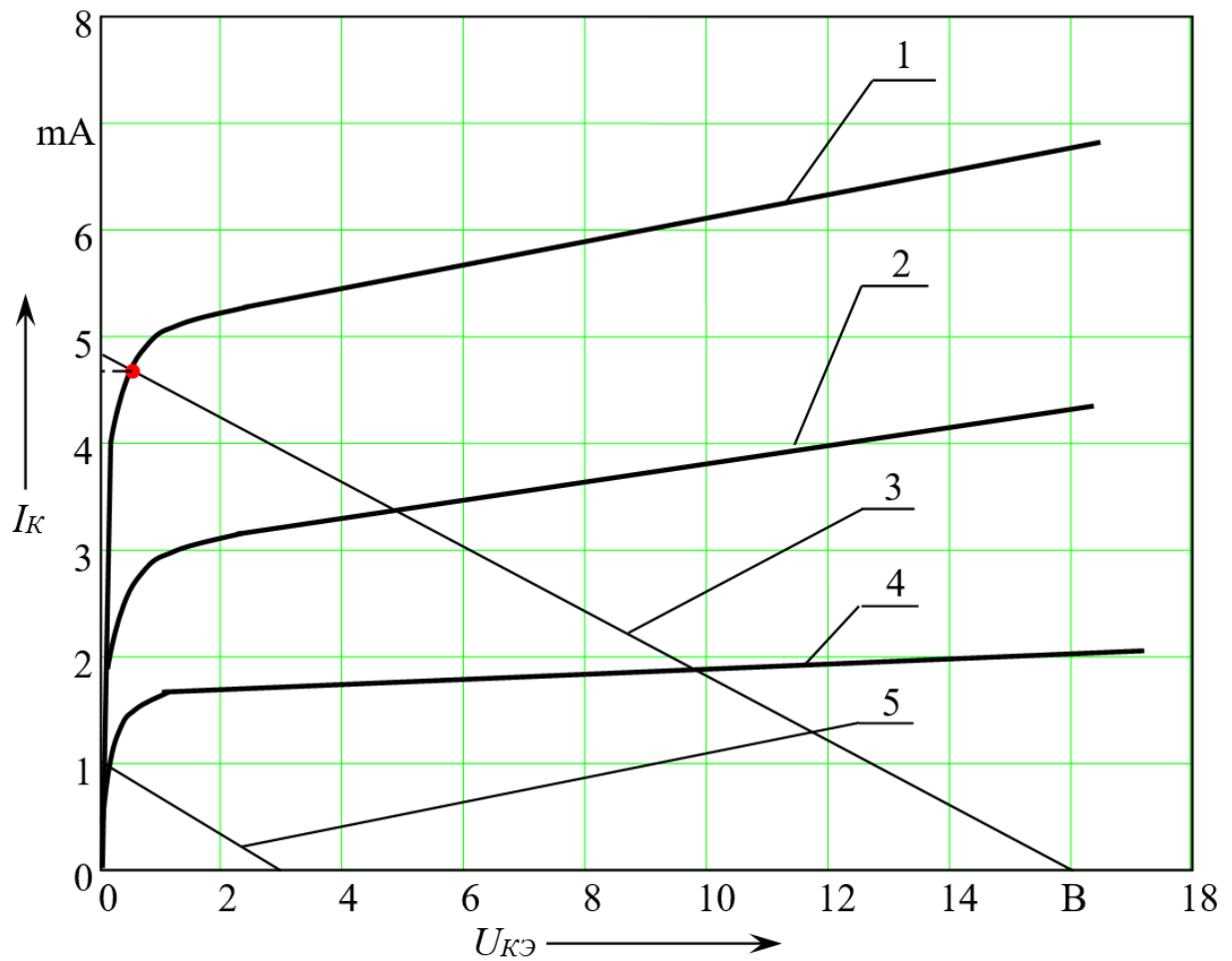
При входном напряжении $U_{\text{вх}} = 2B$ транзистор должен входить в насыщение. Задаемся сопротивлением в цепи коллектора транзистора $VT2$

$R7 = 3.3k\Omega$ рассчитываем ток короткого замыкания:

$$I_{K3} = \frac{E_n}{R7} = \frac{16}{3.3 \cdot 10^3} = 4.8 \cdot 10^{-3} A. \quad (87)$$

где $E_n = 16B$ - напряжение до которого заряжена ёмкость $C2$

На выходных характеристиках транзистора по двум точкам I_{K3} и E_n строим нагрузочную прямую на рисунке 18.



- 1- характеристика транзистора при $I_B = 40 \mu A$
- 2- характеристика транзистора при $I_B = 20 \mu A$
- 3- нагрузочная прямая при $E_n = 16V$
- 4- характеристика транзистора при $I_B = 10 \mu A$
- 5- нагрузочная прямая при $E_n = 3V$.

Рисунок 18 - Выходные характеристики транзистора *KT503*

По графику определяем ток базы насыщения и ток коллектора ему соответствующий при данном сопротивлении в цепи коллектора и напряжении питания $I_K = 4.5 mA$, $I_{B_{нас}} \approx 45 \mu A$.

Определяем потери в резисторе $R7$:

$$P_{R7} = I_K^2 \cdot R7 = (4.5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3.3 \cdot 10^3 = 0.076 Bm, \quad (88)$$

где $I_K = 4.5 mA$ – ток коллектора насыщения транзистора VT2.

Принимаем $R7$ МЛТ- $0.125Bm - 3.3k\Omega \pm 10\%$.

Для того чтобы транзистор находился в насыщенном состоянии должно соблюдаться условие $I_B > I_{B_{нас}}$. Задаемся $I_B = 50\mu A$. На входных характеристиках проводим нагрузочную прямую через напряжение питания $E_n = 3B$ и точку А, входных характеристиках соответствующую данному току базы (рисунок 19). Определяем значение тока короткого замыкания $I_{КЗ} = 800\mu A$. резистор в цепи базы $R8$:

$$R8 = \frac{E_n}{I_{КЗ}} = \frac{3}{800 \cdot 10^{-6}} = 3.75 \cdot 10^3 \Omega, \quad (89)$$

где $E_n = 3B$ - напряжение до которого заряжена ёмкость $C2$;

$I_{КЗ} = 800 \cdot 10^{-6} A$ - ток короткого замыкания транзистора VT2.

Поскольку ток базы является очень маленькой величиной и протекает только при запуске схемы, то потери в нем будут малы.

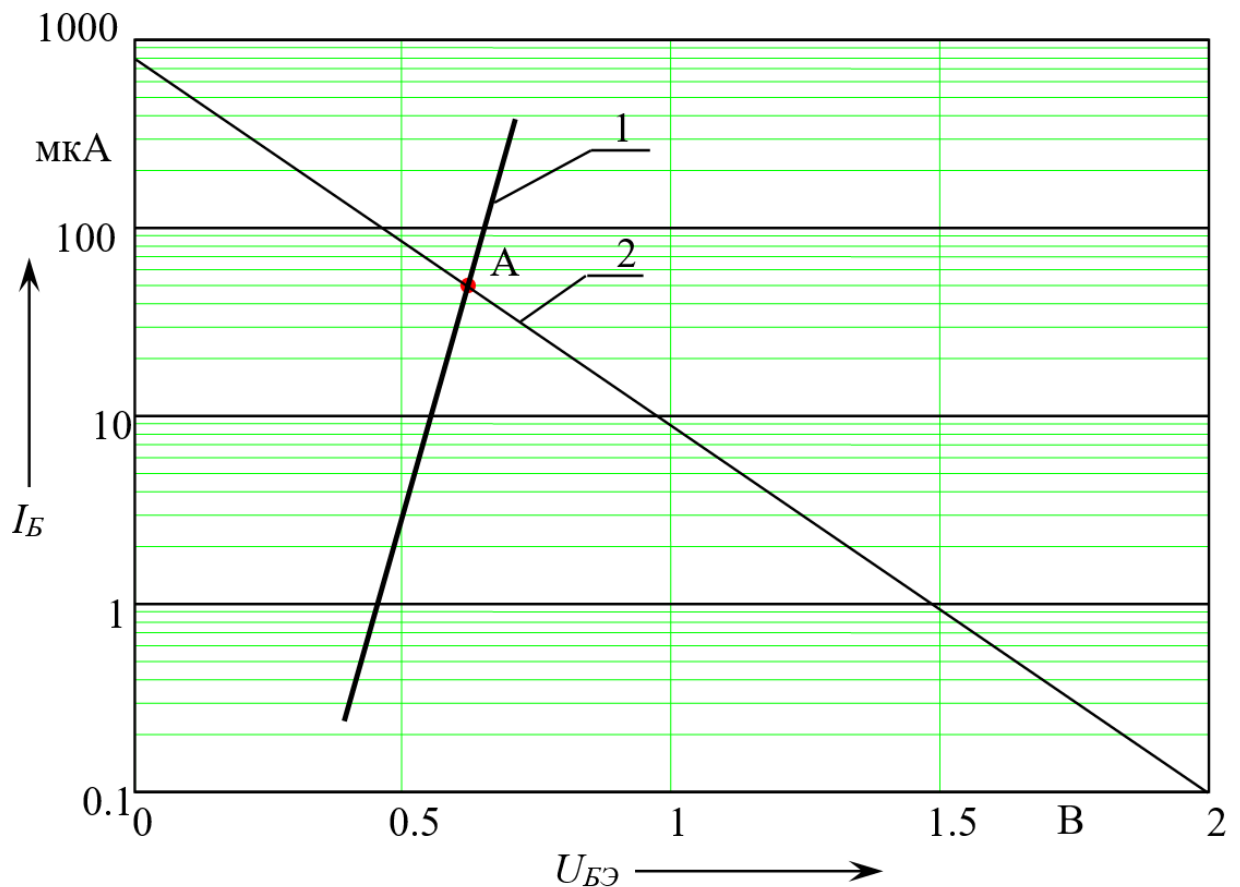
Принимаем в качестве $R8$ резистор МЛТ- $0.125Bm - 2.5k\Omega \pm 10\%$ [24].

Так как конденсатор должен разряжаться до напряжения $3B$ то можно определить сопротивление $R6$ исходя из того, что напряжение на базу транзистора VT2 подается через открытый транзистор VT1 и резистор $R5$:

$$U_{ex} = U_C - U_{КЭ.VT1} = 3 - 0.5 = 2.5B, \quad (90)$$

где $U_{КЭ.VT1} = 0.5B$ – напряжение насыщения для транзистора VT1;

$U_C = 3B$ – напряжение до которого должен разряжаться конденсатор $C3$.



- 1- Входная характеристика транзистора КТ503Г
2- Нагрузочная прямая.

Рисунок 19 - График к определению сопротивления в цепи базы транзистора VT2

Определяем ток короткого замыкания для напряжения питания $E_n = 3$ В транзистора VT2:

$$I_{K3} = \frac{3}{3.3 \cdot 10^3} = 0.91 \cdot 10^{-3} \text{ A.} \quad (91)$$

Строим нагрузочную прямую рисунок 18 (кривая 5) определяем значение тока базы насыщения $I_{B \text{ нас}} = 10 \text{ мкА}$. На входных характеристиках проводим нагрузочную прямую через точки $E_n = 2.1$ В и ток соответствующий току базы насыщения (точка А) ток короткого замыкания $I_{K3} = 38 \text{ мкА}$:

$$R6 = \frac{E_n}{I_{K3}} = \frac{2.5}{38 \cdot 10^{-6}} = 65.7 \cdot 10^3 \text{ Ом.} \quad (92)$$

Принимаем $R6$ МЛТ- $0.125Bm - 62kOm \pm 10\%$ [24].

Для устойчивого свечения светодиода оптодиристора необходим ток $I = 80mA$ такой ток должен поддерживаться до самого закрытия транзистора $VT2$ т.е. до напряжения на конденсаторе $E_n = 3B$.

Принимаем в качестве $VT1$ транзистор $KT502$ [28], имеющий статический коэффициент передачи тока в схеме с ОЭ: $h_{21Э} = 40$.

По характеристике представленной на рисунках 20, 21 определяем напряжение насыщения коллектор – эмиттер и база – эмиттер.

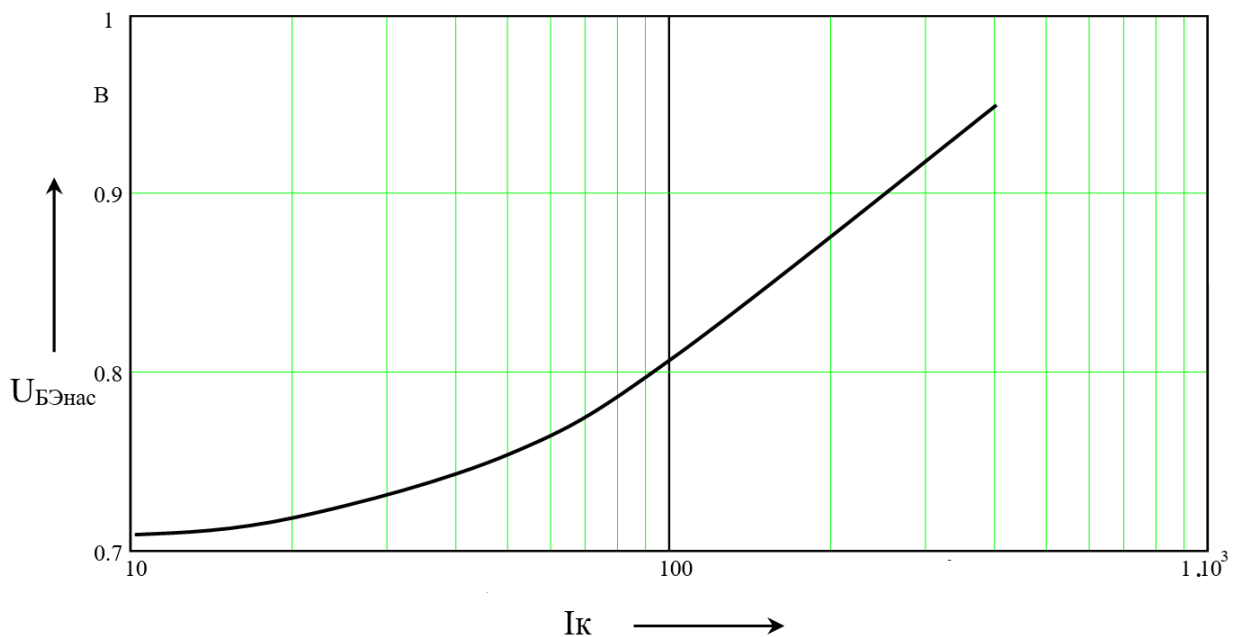


Рисунок 20 - Зависимость напряжения насыщения база – эмиттер ($U_{БЭнас}$) от тока коллектора, для транзистора $KT502$

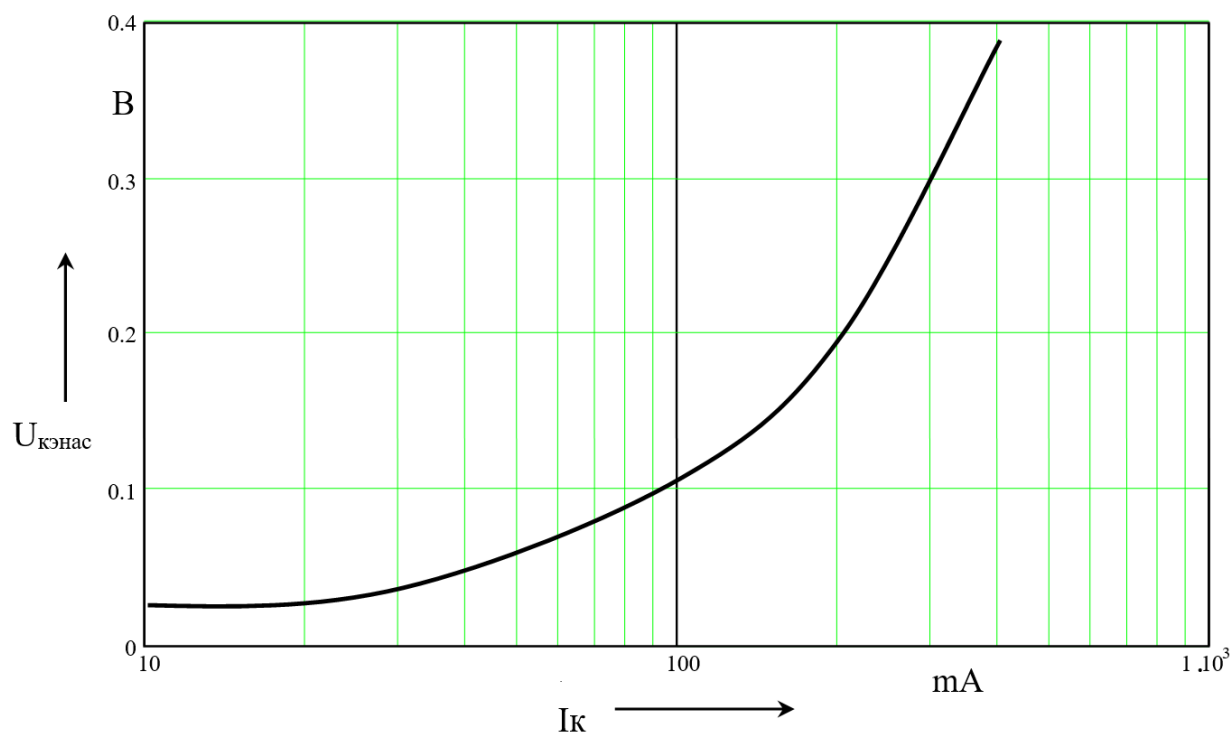


Рисунок 21 - Зависимость напряжения насыщения коллектор – эмиттер ($U_{кэнас}$) от тока коллектора для транзистора КТ502.

$U_{Бэнас} = 0,78В$ $U_{Кэнас} = 0,09В$. определяем величину резистора в цепи коллектора VT1, R3:

$$R3 = \frac{E_n - U_{Кэнас} - U_{VD}}{I_K} = \frac{3 - 0,09 - 0,7}{80 \cdot 10^{-3}} = 27,6 \text{ Ом}, \quad (93)$$

где $U_{VD} = 0,7В$ падение напряжения на прямосмещенном диоде.

Принимаем $R3 = 27 \text{ Ом}$, потери в резисторе

$$P_{R3} = I_K^2 \cdot R3 = (80 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 27 = 0,173 \text{ Вт}. \quad (94)$$

В качестве резистора R3 принимаем МЛТ- $0,25Вт - 27 \text{ Ом} \pm 10\%$ [24].

Вычисляем ток базы:

$$I_B = \frac{I_K}{h_{21э}} = \frac{80 \cdot 10^{-3}}{40} = 2 \cdot 10^{-3} \text{ А}, \quad (95)$$

Определяем резистор в цепи базы:

$$R5 = \frac{U_{R7} - U_{Бэнас}}{I_B} = \frac{2,96 - 0,78}{2 \cdot 10^{-3}} = 1090 \text{ Ом}, \quad (96)$$

где U_{R7} – падение напряжения на резисторе $R7$,

$$U_{R7} = E_n - U_{KЭнас.VT2} = 3 - 0.04 = 2.96 В, \quad (97)$$

где $U_{KЭнас.VT2} = 0.04 В$.

Принимаем $R5$ резистор *МЛТ- 0.125Вт – 1кОм ±10%* [24].

Резистор $R4$ выбираем таким, чтобы он не шунтировал диод $VD3$ мощность, выделяемая в нем не значительна т.к. через него течет очень малый ток рассасывания не основных зарядов базовой области транзистора $VT2$, принимаем $R4$ - *МЛТ- 0.125Вт – 1кОм ±10%* [24].

Зададимся емкостью $C2$ – *K50-35–20мкФ – 25В±10%* [31], определим значение сопротивления $R1$ исходя из условия заряда емкости за секунду:

$$3 \cdot \tau = 1, \quad (98)$$

где τ – постоянная времени,

$$\tau = R2 \cdot C2. \quad (99)$$

Подставляя 2.93 в 2.94 и преобразуя, получаем:

$$R2 = \frac{1}{3 \cdot C2} = \frac{1}{3 \cdot 20 \cdot 10^{-6}} = 16.67 \cdot 10^3 \text{ Ом}, \quad (100)$$

принимаем $R2 = 16 \text{ кОм}$.

Вычисляем энергию, поступающую в конденсатор:

$$W_C = \frac{C1 \cdot U^2}{2} = \frac{20 \cdot 10^{-6} \cdot 16^2}{2} = 2.56 \text{ мДж}, \quad (101)$$

Мощность, потребляемую за время заряда:

$$P = \frac{W_C}{t_3} = \frac{2.56 \cdot 10^{-3}}{1} = 2.56 \text{ мВт} \quad (102)$$

Ток в цепи резистора:

$$I = \frac{P}{U} = \frac{2.56 \cdot 10^{-3}}{16} = 160 \cdot 10^{-6} \text{ А}. \quad (103)$$

Так как ток через резистор имеет очень маленькую величину, то и потери в нем будут не значительны, принимаем $R2$ - *МЛТ- 0.125Вт – 16кОм ±10%* [24].

В качестве диода $VD3$ принимаем диод $KД503А$ [17] со следующими основными параметрами:

максимальный прямой ток: $I_{np.max} = 0.02A$;

максимальное обратное напряжение: $U_{обр.max} = 30B$;

постоянное прямое напряжение: $U_{np.max} = 1B$.

В качестве емкости $C1$ можно принять $C1 - K50-35-20мкФ - 25B \pm 10\%$ [31], так как она необходима только для сглаживания напряжения после выпрямителя. В качестве диода $VD1$ принимаем диод $Д229А$ Диод $VD5$ защищает от не правильной подачи напряжения на вход схемы при не правильной подаче напряжения в цепи диода будет протекать ток ограничиваемый резистором $R7$:

$$I_{VD5} = \frac{U_{ex} - U_{VD}}{R8} = \frac{2 - 0.7}{2.5 \cdot 10^3} = 0.5 \cdot 10^{-3} A \quad (104)$$

Выбираем в качестве диода $VD4 - KД503$ [17] емкость $C3$ стабилизирует напряжение база – эмиттер и предохраняет от ложных срабатываний схемы. Принимаем $C3 KД-2- 1нФ - 50B \pm 5\%$ [31].

В качестве светодиода $VD2$ принимаем диод $АЛ102АМ$ [17] со следующими основными параметрами:

цвет свечения: красный

ток свечения: $I_{np} = 5mA$

максимальный прямой ток: $I_{np.max} = 60mA$

падение прямое напряжение: $U_{np.max} = 2B$

вычисляем значение резистора $R1$:

$$R1 = \frac{E - U_{VD}}{I_{np}} = \frac{16 - 2}{5 \cdot 10^{-3}} = 2800 \text{ Ом} \quad (105)$$

принимаем $R1 = 2.5kОм$.

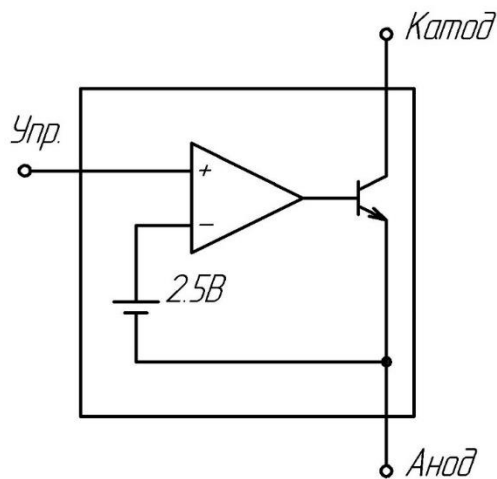
Потери в резисторе можно оценить по выражению:

$$P_{R1} = I_{np}^2 \cdot R1 = (5 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 2.5 \cdot 10^3 = 0.0625 Bm \quad (106)$$

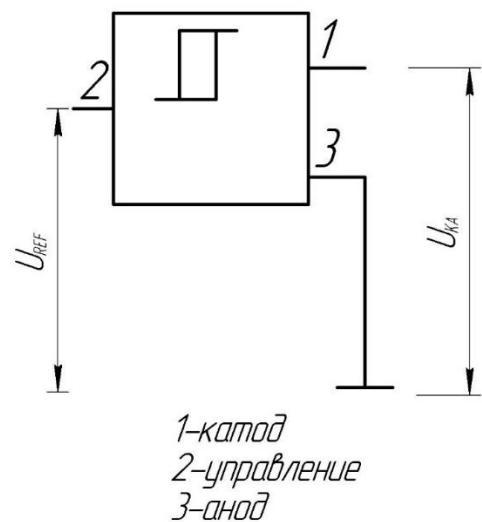
принимаем в качестве резистора $R1$ МЛТ- $0.125Bm - 2.5kОм \pm 10\%$ [24].

3.2 Расчёт схемы ограничения напряжения на накопителе

В качестве прецизионного датчика напряжения используем трехвыводной опорный регулируемый стабилизатор *TL431*. Этот стабилизатор проще назвать управляемым стабилитроном, ток стабилизации которого изменяется в зависимости от того напряжения, которое подано на управляющий электрод. Функциональная схема стабилитрона представлена на рисунке 22 а условное обозначение на рисунке 23. Основные параметры *TL431*[37], имеющий напряжение стабилизации: $U_{REF} = 2.5B$.



а) Структурная схема



б) Условное обозначение

Рисунок 22 - Микросхема TL431

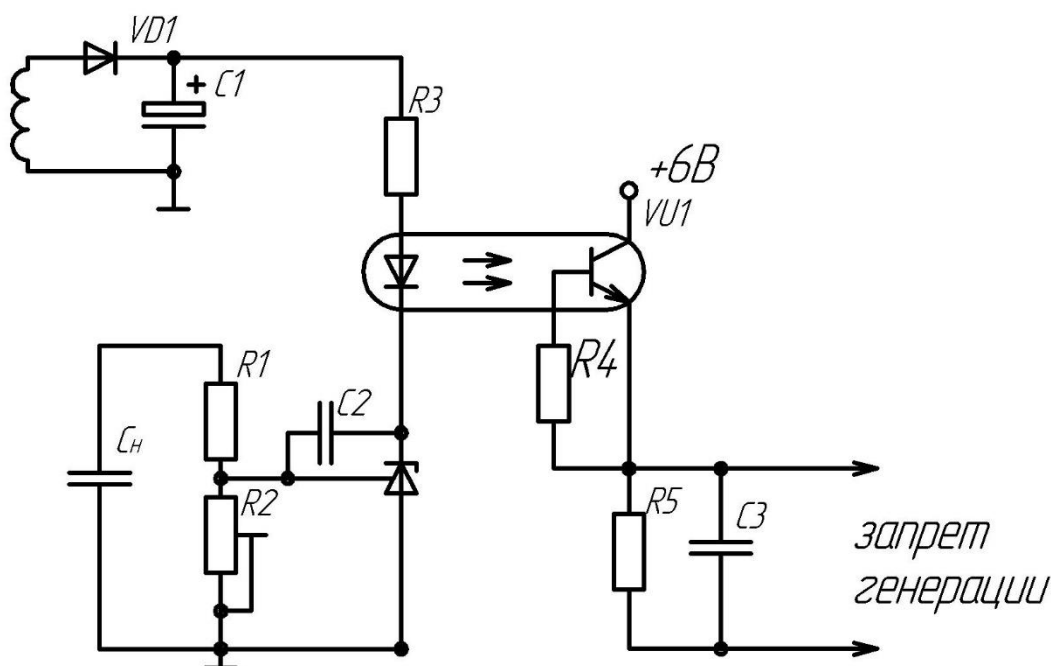


Рисунок 23 - Схема ограничения напряжения на нагрузке

Схема, представленная на рисунке 23 работает следующим образом. Напряжение с емкостного накопителя подается через делитель напряжения на управляющий электрод стабилизатора. К катоду стабилизатора подключен светодиод оптрона $VU1$. При повышении напряжения на нагрузке повышается напряжение на управляющем электроде стабилизатора, что приводит к повышению тока стабилизации стабилизатора и следовательно, тока в цепи светодиода оптрона $VU1$. Светодиод загорается и открывает оптотранзистор, ток в цепи эмиттера возрастает. Возрастание тока транзистора вызывает увеличение падения напряжения на резисторе $R4$. Таким образом, формируется сигнал на запрет генерации. Оптрон $VU1$ обеспечивает также гальваническую развязку первичной и вторичной обмоток. Напряжение, на емкостном накопителе определяется коэффициентом деления резистивного делителя $R1, R2$ и подстраивается при первом пуске семы.

В качестве $VU1$ выбираем транзисторную оптопару $AOT123B$

[21] со следующими параметрами:

«максимальное коммутируемое напряжение: $U_{ком} = 50B$;

максимальный выходной ток: $I_{вых} = 20mA$;

выходное остаточное напряжение: $U_{ост} = 0.3B$;

максимальный входной ток: $I_{вх.онт.макс} = 30mA$.»[21]

Принимаем $R1-C2-29B-1-5Bm -825kOm \pm 1\%$ [24], а резистор $R2$ подстроечный с номиналом $3.3kOm$ ток через резисторы можно оценить по выражению:

$$I = \frac{U_{Cн}}{R1 + R2} = \frac{950}{(825 + 1.5) \cdot 10^3} = 1.15 \cdot 10^{-3}, \quad (107)$$

где $R2 = 1.5kOm$ среднее сопротивление резистора $R2$.

Потери в резисторах:

$$P_{R1} = I^2 \cdot R1 = (1.15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 825 \cdot 10^3 = 0.998 Bm, \quad (108)$$

$$P_{R2} = I^2 \cdot R2 = (1.15 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 3.3 \cdot 10^3 = 0.04 Bm. \quad (109)$$

Резистор $R1$ выбираем $C2-29B-1-2Bm -825kOm \pm 1\%$,

резистор $R2$ СП5- 16В- 0.125- 3.3KOm $\pm 10\%$ [24].

Конденсатор $C2$ применяется для исключения ложного срабатывания от помех стабилизатора $TL431$, выбираем из рекомендаций завода изготовителя - $C2 - КД-2-6.8нФ - 25B \pm 10\%$ [31].

Напряжение на емкости после однополупериодного выпрямителя (диод $VD1$) принимаем $E_n = 16B$.

Определяем величину резистора $R4$:

$$R3 = \frac{E_n - U_{VD} - U_{cm}}{I_1} = \frac{16 - 2 - 2.5}{20 \cdot 10^{-3}} = 575 Om, \quad (110)$$

где $U_{VD} = 2B$ напряжение на прямосмещенном диоде оптрона

$U_{cm.мин} = 2.5B$ напряжение катод – анод стабилизатора

$I_1 = 20mA$ ток достаточный для свечения светодиода оптрона.

Принимаем $R3=560Om$

Потери в резисторе можно оценить по формуле:

$$P_{R3} = I_1^2 \cdot R3 = (20 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 560 = 0.224 Bm. \quad (111)$$

Принимаем $R3-МЛТ-0.25Bm-560Om \pm 10\%$ [24].

Сопротивление в базе оптотранзистора $R4$ принимаем $МЛТ- 0.125Вт - 120кОм \pm 10\%$ из рекомендаций завода производителя.

Резистор в цепи эмиттера определяем по выражению:

$$R5 = \frac{E_{П2} - U_{VT}}{I_2} = \frac{6 - 0.3}{10 \cdot 10^{-3}} = 570 \text{ Ом}, \quad (112)$$

принимаем $R5 = 560 \text{ Ом}$.

Потери в резисторе оценим по выражению:

$$P_{R5} = I_2^2 \cdot R5 = (10 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 560 = 0.056 \text{ Вт}, \quad (113)$$

принимаем резистор $R5 - МЛТ- 0.125Вт - 560 \text{ Ом} \pm 10\%$.

Конденсатор $C3$ предназначен для предотвращения ложного срабатывания по наводкам от высокочастотных помех. $C3 КД-2-0.047мкФ - 25В \pm 10\%$

Конденсатор $C1 К50-35-20мкФ - 25В \pm 10\%$ [31], диод $VD1 - Д229А$ [17].

3.3 Расчёт источника питания драйвера

Ранее было сказано, что для питания драйвера $MAX627$ выбрано напряжение питания $15В$, для получения такого напряжения используем схему, представленную на рисунке 24. Схема работает следующим образом. При подаче напряжения на схему в первых тактах питание драйвера осуществляется пониженным напряжением от АБ через открытый диод $VD2$. На последующих тактах на вторичной обмотке устанавливается напряжение $E = 18В$, емкость $C1$ заряжается через однополупериодный выпрямитель (диод $VD1$) это напряжение, через резистор $R1$, подается на стабилитрон $VD3$ напряжение стабилизации которого $U_{cm} = 15В$ напряжение на катоде диода $VD2$ становится больше, чем на аноде и он закрывается, дальнейшее питание драйвера осуществляется от вторичной обмотки. Емкость $C2$ сглаживает стабилизированное напряжение на драйвере.

Выбираем стабилитрон 2С213Ж [17] с напряжением стабилизации:

$$U_{ст.ном} = 15B.$$

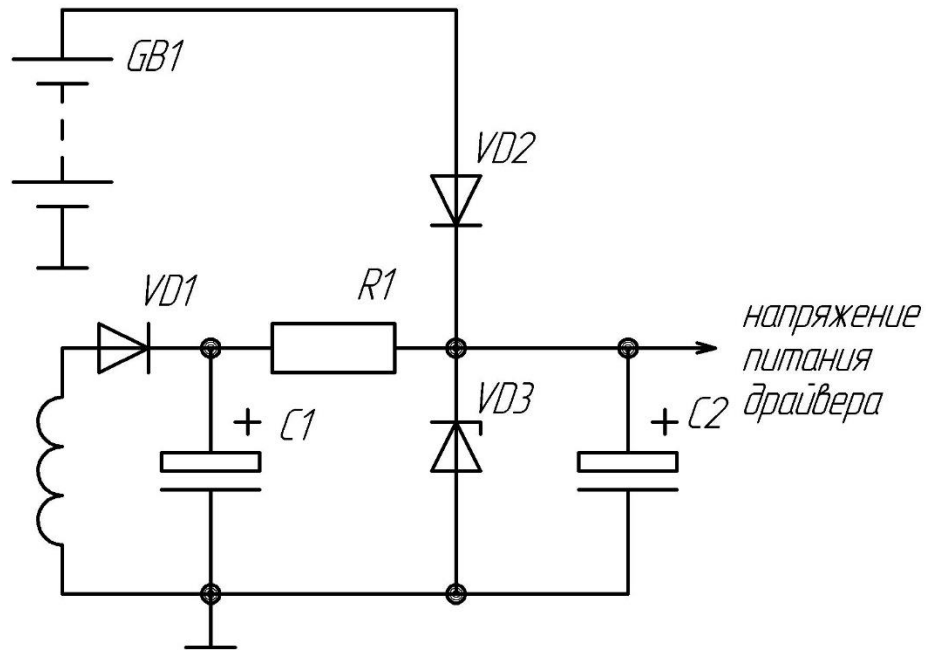


Рисунок 24 - Схема питания драйвера

$$R1 = \frac{U_{C1} - U_{ст.ном}}{I_{ст.ном}} = \frac{18 - 15}{4 \cdot 10^{-3}} = 750 \text{ Ом}, \quad (114)$$

где $U_{C1} = 18B$ напряжение на емкости $C1$.

Ток через резистор при напряжении на АБ $U_{АБ.мах} = 14B$ составляет:

$$I_{cm} = \frac{U_{Cm} - U_{cm}}{R1} = \frac{21 - 15}{750} = 8 \cdot 10^{-3} \text{ A} \quad (115)$$

Ток не превышает максимально допустимого тока стабилизации. Ток потребления драйвера не учитываем, т.к. он имеет очень малое значение.

Потери в резисторе:

$$P_{R1} = I_{cm}^2 \cdot R1 = (8 \cdot 10^{-3})^2 \cdot 750 = 0.048 \text{ Вт}, \quad (116)$$

принимаем $R1$ - МЛТ- $0.125Вт - 750\text{Ом} \pm 10\%$ [24].

Емкость $C1$ и $C2$ принимаем $K50-35-20\text{мкФ} - 25B \pm 10\%$ [31], диоды $VD1$ и $VD2$ - Д229А [13].

3.4 Схема защиты от переплюсовки питания

Схема защиты от не правильной подачи напряжения на вход схемы представлена на рисунке 25. Схема работает следующим образом если напряжение на схему подано в правильной полярности, то диод $VD1$ открыт и через обмотку протекает ток больший чем ток срабатывания реле, контакты реле $K1$ замкнуты и напряжение подается на все остальные узлы. Если же напряжение на схему подано в не верной полярности (указано в скобках на рисунке 25) то диод $VD2$ будет смещен в прямом направлении, а к диоду $VD1$ напряжение от АБ будет приложено в обратном направлении, и через обмотку реле не будет протекать ток, контакты реле будут разомкнуты.

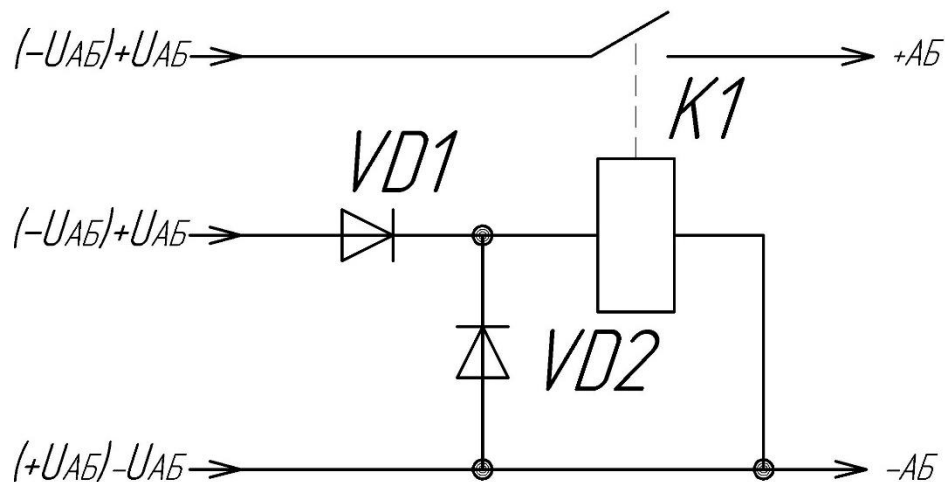


Рисунок 25 - Схема защиты от переплюсовки

В качестве реле $K1$ выбираем реле РЭС6.904.3747 [11] со следующими параметрами:

номинальное коммутируемое напряжение: $U_{ком} = 12; B$

максимальный коммутируемый ток: $I_{ком} = 30 A$;

сопротивление обмотки: $R_{обм} = 120 \Omega$;

ток срабатывания: $I_{сраб} = 25 mA$.

Рассчитываем ток, протекающий через обмотку реле и диод $VD1$:

$$I_{VD1} = \frac{U_{AB} - U_{VD1}}{R_{обм}} = \frac{12.6 - 0.7}{120} = 0.09 \text{ A} \quad (117)$$

Этого тока вполне достаточно для срабатывания реле. В качестве VD1, VD2 выбираем диоды Д229А [17].

3.5 Расчёт трансформатора

Трансформатор должен содержать первичную обмотку со средней точкой I.1, I.2 (рисунок 26), на которую будет подаваться напряжение с АБ, и 4 вторичных обмотки три обмотки (II – IV) на 18В для питания вспомогательных цепей, и одну обмотку с коэффициентом трансформации $n = 50$ (V) для заряда емкостного накопителя.

Трансформатор наматывается на чашке БД36 изготовленной из феррита 2000НМС1. Феррит обладает следующими характеристиками [27]:

магнитная проницаемость: $\mu_c = 1700 \dots 2500$

максимальная индукция: $B_{max} = 0.38 \dots 0.4 \text{ Тл}$

максимальная рабочая частота: $f_{cp} = 0.5 \text{ МГц}$

удельные потери: $P_{SP} = 10.5 \frac{\text{мкВт}}{\text{см}^3}$

Конструкция чашки БД36 приведена на рисунке 27. рассчитываем сечение магнитопровода:

$$S_m = \frac{\pi}{4} (D_1^2 - D_2^2) = \frac{3.14}{4} ((16.2 \cdot 10^{-3})^2 - (5.4 \cdot 10^{-3})^2) = 183.125 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (118)$$

где $D_1 = 16.2 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ - внешний диаметр стержня;

$D_2 = 5.4 \cdot 10^{-3} \text{ м}$ - внутренний диаметр стержня.

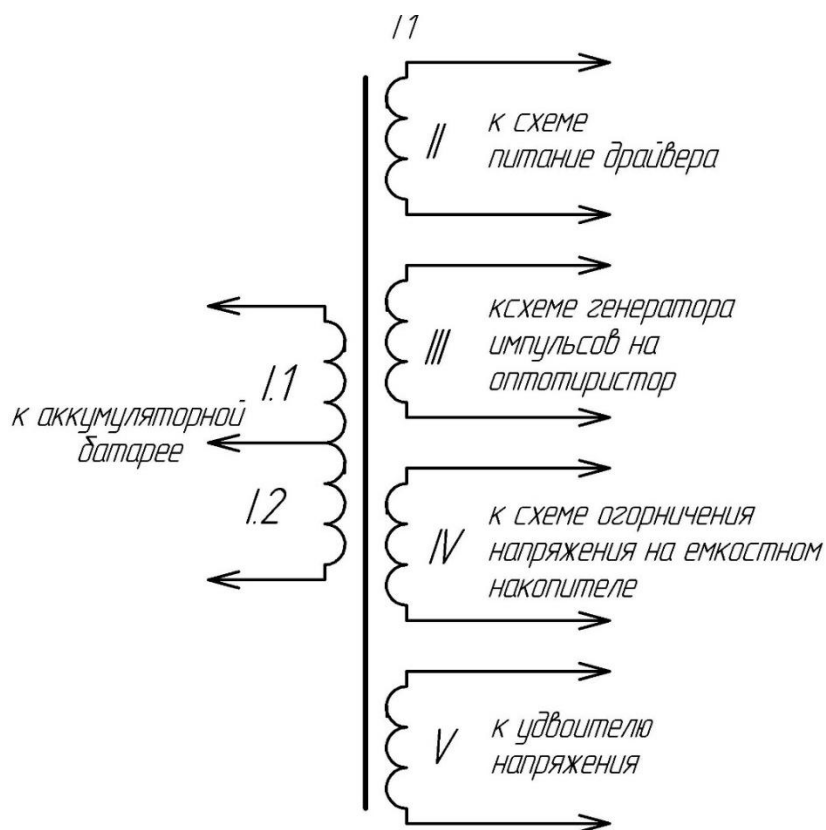


Рисунок 26 - Трансформатор Т1

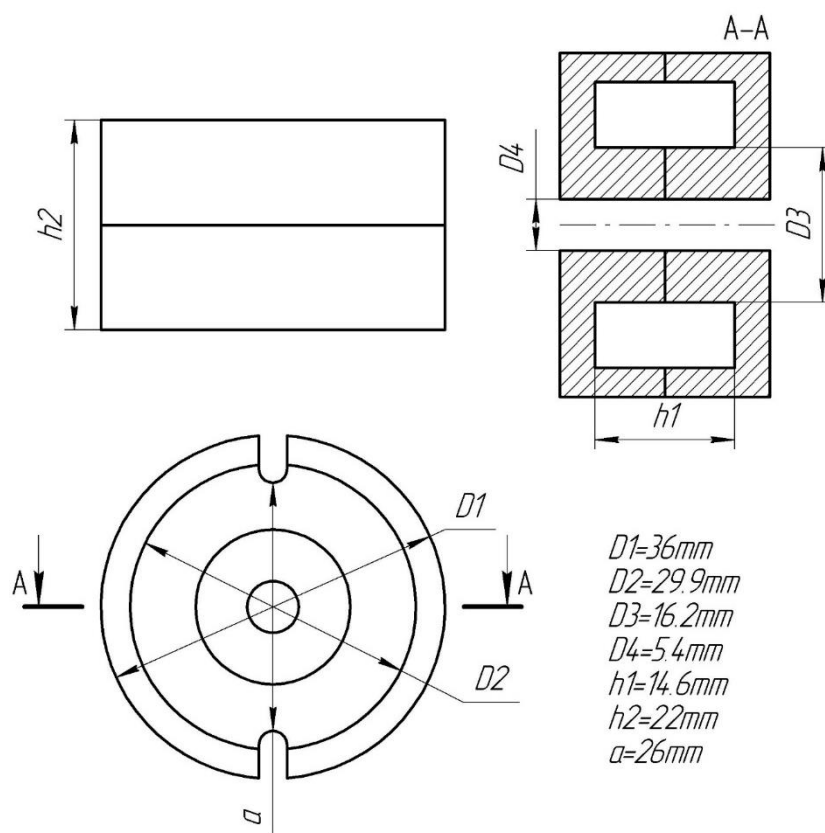


Рисунок 27 - Эскиз сердечника БД36

Задаемся максимальным значением индукции $B_m = 0.2 \text{ Тл}$, рассчитываем число витков в первичной обмотке, число витков можно определить из следующих условий:

$$U_{AB} = \frac{\Delta \Phi}{\Delta t} \cdot W_1, \quad (119)$$

где Φ – магнитный поток

$$\Delta \Phi = \Delta B \cdot S_m \quad (120)$$

$$\Delta B = 2 \cdot B_m, \quad (121)$$

где $B_m = 0.2 \text{ Тл}$ максимальная индукция в сердечнике

$$\Delta t = \frac{1}{2 \cdot f_{OUT}}, \quad (122)$$

подставляя (2.114), (2.115), (2.116) в (2.113) получаем:

$$W_I = \frac{U_{AB.max}}{4 \cdot B_m \cdot S_m \cdot f_{OUT}} = \frac{14}{4 \cdot 0.2 \cdot 183.125 \cdot 10^{-6} \cdot 85.034 \cdot 10^3} = 1.124, \quad (123)$$

принимаем число витков первичной обмотки $W_I = 2$.

ЭДС одного витка при напряжении питания $U_{AB.max} = 14 \text{ В}$:

$$E_{\text{вит}} = \frac{U_{AB.max}}{W_I} = \frac{14}{2} = 7 \text{ В}. \quad (124)$$

ЭДС одного витка при напряжении питания $U_{AB.ном} = 12.6 \text{ В}$:

$$E_{\text{вит}} = \frac{U_{AB.max}}{W_I} = \frac{12.6}{2} = 6.3 \text{ В}. \quad (125)$$

Число витков во вторичных обмотках II – IV:

$$W_{II-IV} = \frac{E_{II-IV}}{E_{\text{вит}}} = \frac{18}{6.3} = 2.86, \quad (126)$$

где $E_{\text{вит}} = 6.3 \text{ В}$ – ЭДС витка при нормальном напряжении на АБ.

Принимаем число витков во вторичных обмотках II – IV $W_{II-IV} = 3$.

Напряжение на вторичных обмотках при $U_{AB.max} = 14 \text{ В}$:

$$E_{II-IV} = E_{\text{вит}} \cdot W_{I-IV} = 7 \cdot 3 = 21 \text{ В}. \quad (127)$$

Число витков в обмотке V:

$$W_V = W_I \cdot n = 2 \cdot 50 = 100. \quad (128)$$

Провод для намотки первичной обмотки выбираем тот же что и для намотки дросселя $d_1 = 3\text{мм}$. Диаметр провода для намотки вторичной обмотки V определяем по выражению:

$$d_{np2} = \sqrt{\frac{4 \cdot I_{D2} \cdot k_\phi}{j \cdot \pi}} = \sqrt{\frac{4 \cdot 4,707 \cdot 1}{50 \cdot 3,14}} = 0,332 \text{ мм}, \quad (129)$$

где $k_\phi = 1$ для тонкого провода.

Принимаем диаметр провода вторичной обмотки $d_2 = 0,26\text{мм}$.

Площадь, занимаемая в окне чашки первичной обмоткой I :

$$S_I = 2 \cdot l \cdot d_{np1} = 2 \cdot 6 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 36 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (130)$$

где $l = 6 \cdot 10^{-3} \text{ м}^2$.

$$l = W_1 \cdot d_{np1} = 2 \cdot 3 \cdot 10^{-3} = 6 \cdot 10^{-3} \text{ м}. \quad (131)$$

Определим площадь, занимаемую обмоткой V . Обмотки наматываются на каркас, изготавливаемый для удобства намотки, поэтому общая высота обмотки сокращается. Зададимся толщиной каркаса $\Delta_k = 0,5\text{мм}$

Максимальная высота окна $h = 13\text{мм}$, число витков в одном слое:

$$n_{сл} = \frac{h}{d_{np2}} = \frac{13}{0,332} = 39,66, \quad (132)$$

Число слоев:

$$n_{слоев} = \frac{W_V}{n_{сл}} = \frac{100}{39,66} = 2,52. \quad (133)$$

Принимаем $n_{слоев} = 3$.

Площадь, занимаемая обмоткой V :

$$S_V = (d_{np2} + \Delta_{из}) \cdot n_{слоев} \cdot h = (0,26 + 0,05) \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 13 \cdot 10^{-3} = 12,09 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (134)$$

где $\Delta_{из} = 0,05\text{мм}$ - толщина изоляции между слоями.

Площадь, занимаемая обмотками $II - IV$, обмотки наматываются тем же проводом, что и обмотка V .

$$S_{II-IV} = 3 \cdot d_{np2} \cdot l = 3 \cdot 0,332 \cdot 10^{-3} \cdot 0,996 \cdot 10^{-3} = 0,9926 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (135)$$

где l – длина обмотки:

$$l = W_{II} \cdot d_{np2} = 3 \cdot 0.332 \cdot 10^{-3} = 0.996 \cdot 10^{-3}. \quad (136)$$

Суммарная площадь, занимаемая всеми обмотками:

$$S_{sum} = S_I + S_V + S_{II-IV} = (36 + 12,09 + 0.996) \cdot 10^{-6} = 49.08 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2. \quad (137)$$

Площадь окна сердечника при толщине каркаса $\Delta_k = 0.5 \text{ мм}$

$$\begin{aligned} S_0 &= (D_2 - D_3 - \Delta_k) \cdot (h_1 - 2 \cdot \Delta_k) = \\ &= (29.9 - 16.2 - 0.5) \cdot (14.6 - 0.5) = 186.12 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2 \end{aligned} \quad (138)$$

Коэффициент заполнения окна сердечника:

$$\delta = \frac{S_{sum}}{S_0} = \frac{49.08 \cdot 10^{-6}}{186.12 \cdot 10^{-6}} = 0.263. \quad (139)$$

Схема расположения обмоток приведена на рисунке 28.

Определим объем магнитопровода по формуле [27]:

$$V = \sqrt[4]{\left(\frac{S_M \cdot S_0}{0.24}\right)^3} = \sqrt[4]{\left(\frac{183.125 \cdot 10^{-6} \cdot 186.12 \cdot 10^{-6}}{0.24}\right)^3} = 7.316 \cdot 10^{-6} \text{ м}^3, \quad (140)$$

или $7.316 \cdot 10^{-3} \text{ см}^3$.

Определяем потери в магнитопроводе:

$$P_M = P_{sp} \cdot V \cdot f_{OUT} = 10.5 \cdot 7.316 \cdot 10^{-3} \cdot 85.034 \cdot 10^3 = 6532,14 \text{ мкВт}, \quad (141)$$

или $P_M = 0.006 \text{ Вт}$.

Вычисляем геометрические размеры провода обмотки I :

$$S_{npI} = \frac{\pi \cdot d_{npI}^2}{4} = \frac{3.14 \cdot (3 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 7,065 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (142)$$

Длина витка провода:

$$l_{sum} = \pi \cdot D_3 = 3.14 \cdot 16.2 \cdot 10^{-3} = 50.86 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad (143)$$

Длина провода:

$$l_{npI} = W_I \cdot l_{sum} = 2 \cdot 50.86 \cdot 10^{-3} = 0.1 \text{ м}. \quad (144)$$

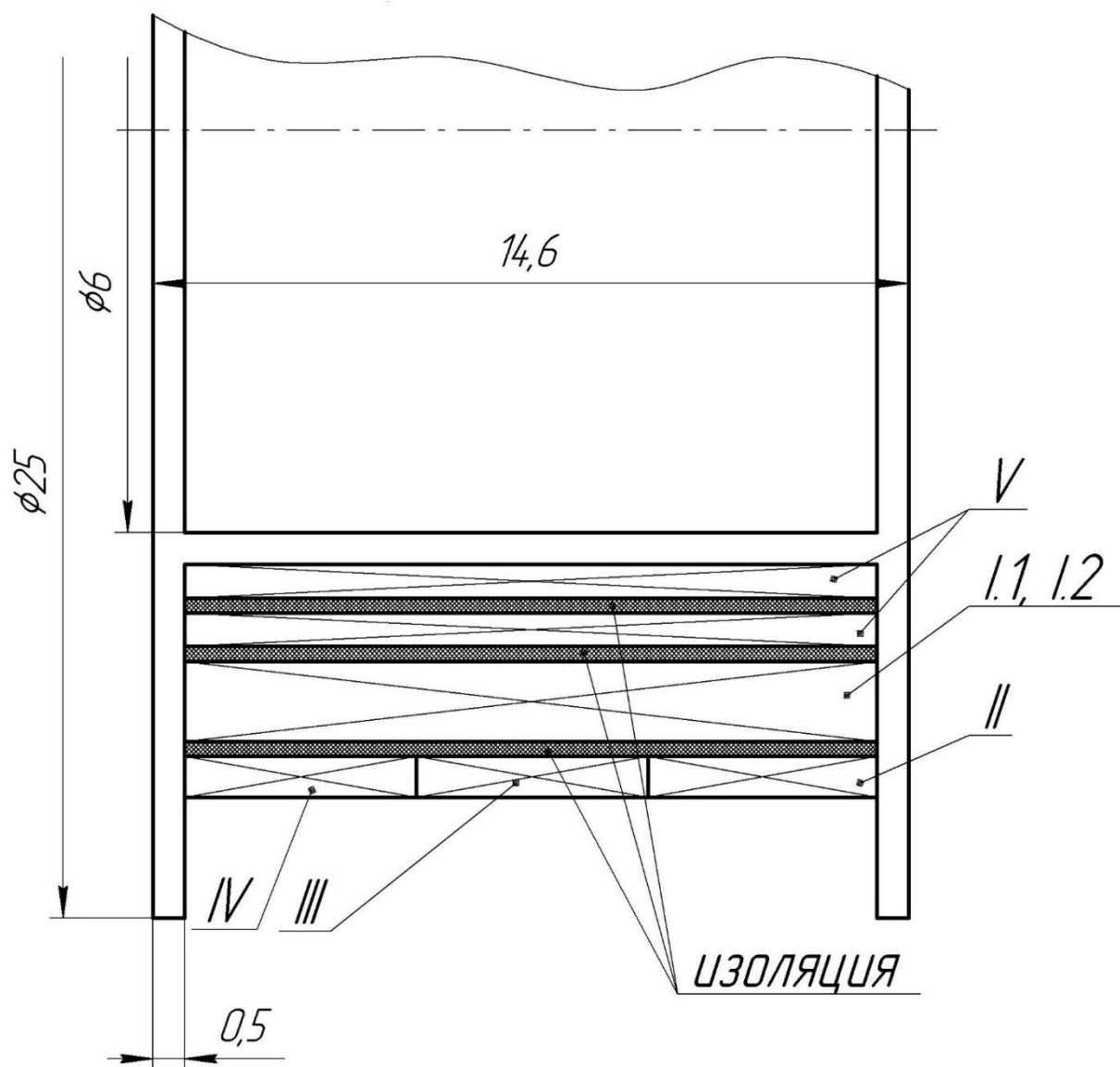


Рисунок 28 - Схема расположения обмоток

Сопротивление провода:

$$R_{npI} = \frac{\rho_m \cdot l_{npI}}{S_{npI}} \cdot k_\phi = \frac{1.62 \cdot 10^{-8} \cdot 0.1}{7.065 \cdot 10^{-6}} \cdot 1.3 = 0.2 \cdot 10^{-3} \text{ Ом}, \quad (145)$$

Потери в обмотке I:

$$P_I = I_{31}^2 \cdot R_{npI} = 42.759^2 \cdot 0.2 \cdot 10^{-3} = 0.36 \text{ Вт}. \quad (146)$$

Вычисляем геометрические размеры провода обмотки V:

$$S_{npV} = \frac{\pi \cdot d_{npI}^2}{4} = \frac{3.14 \cdot (3 \cdot 10^{-3})^2}{4} = 7.065 \cdot 10^{-6} \text{ м}^2, \quad (147)$$

Длина витка провода:

$$l_{\text{сум}} = \pi \cdot D_3 = 3.14 \cdot 16.2 \cdot 10^{-3} = 50.86 \cdot 10^{-3} \text{ м}, \quad (148)$$

Длина провода:

$$l_{npV} = W_V \cdot l_{\text{сум}} = 100 \cdot 50.86 \cdot 10^{-3} = 5 \text{ м}. \quad (149)$$

Сопротивление провода:

$$R_{npV} = \frac{\rho_{\text{м}} \cdot l_{npV}}{S_{npV}} = \frac{1.62 \cdot 10^{-8} \cdot 5}{7.065 \cdot 10^{-6}} = 0.011 \text{ Ом} \quad (150)$$

Потери в обмотке:

$$P_V = \left(\frac{I_{31}}{n} \right)^2 \cdot R_{npV} = \left(\frac{42.759}{50} \right)^2 \cdot 0.011 = 0.008 \text{ Вт}. \quad (151)$$

Суммарные потери в трансформаторе:

$$P_{\Sigma} = P_{\text{м}} + P_I + P_V = 0.006 + 0.36 + 0.008 = 0.374 \text{ Вт}. \quad (152)$$

КПД трансформатора:

$$\eta_m = \frac{P_3}{P_3 + P_{\Sigma}} = \frac{598.63}{598.63 + 0.0374} = 0.99993. \quad (153)$$

где $P_3=598,63$ -потребляемая мощность при напряжении на АБ $U_{AB.\text{max}}=14\text{В}$.

Полный КПД заряда:

$$\eta_3 = \frac{P_3}{P_3 + P_{\Sigma} + P_{VT} + P_{op} + P_{R2}} = \frac{598.63}{598.63 + 0.374 + 3.38 + 0.263 + 55.38} = 0.91 \quad (154)$$

Для защиты устройства применяем предохранитель величину уставки, которого можно определить из условия максимального тока, то есть при напряжении на АБ $U_{AB} = 14\text{В}$, при этом действующее значение тока в первичной цепи будет равно $I_{D1} = 235,993\text{А}$. Уставку определяем по следующему выражению:

$$I_{\text{уст}} \approx 1.2 \cdot I_{D1} = 1.2 \cdot 235.993 = 283.19 \text{ А} \quad (155)$$

В качестве предохранителя $FU1$ выбираем с уставкой по току срабатывания 280А .

К кнопке *SB1* не предъявляется особых требований, в виду того, что коммутируемые ей токи и напряжения малы. В качестве кнопки *SB1* выбираем кнопку *KM1-1* с основными характеристикам [14]:

сопротивление контактов:	$0.05 \text{ Ом};$
сопротивление изоляции :	не менее $1000 \text{ Мом};$
диапазон коммутируемых напряжений:	$0.5 \dots 30 \text{ В};$
диапазон коммутируемых токов:	$5 \cdot 10^{-4} \dots 4 \text{ А}.$

К тумблеру *SA1* так же не предъявляется особых требований так как коммутацию зарядного тока при первом включении производит реле *K1*.

Выбираем в качестве *SA1* тумблер *TB1-1* со следующими основными параметрами [14]:

коммутируемый ток:	$10^{-3} \dots 5 \text{ А};$
коммутируемое напряжение:	$1.6 \dots 220 \text{ В};$
сопротивление контактов:	$0.01 \text{ Ом}.$

3.6. Разработка печатной платы системы управления

Перед разработкой печатной платы свели все выше разработанные блоки схемы в одну схему (рисунок 29).

Печатный узел состоит из одной печатной платы. Размер платы 145×100 мм. Печатная плата изображена на рисунке 30.

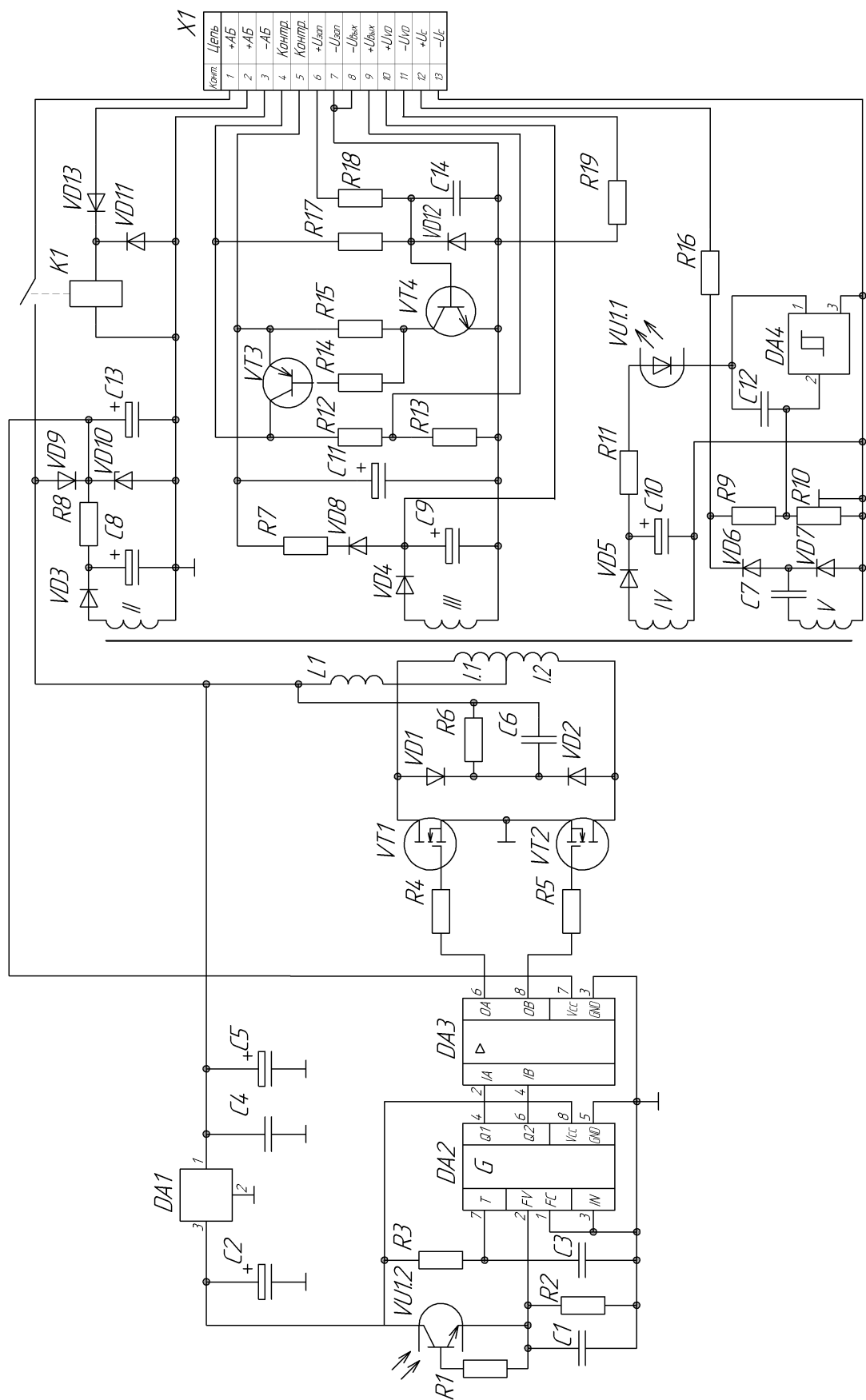


Рисунок 29 – Полная разработанная электрическая принципиальная схема.

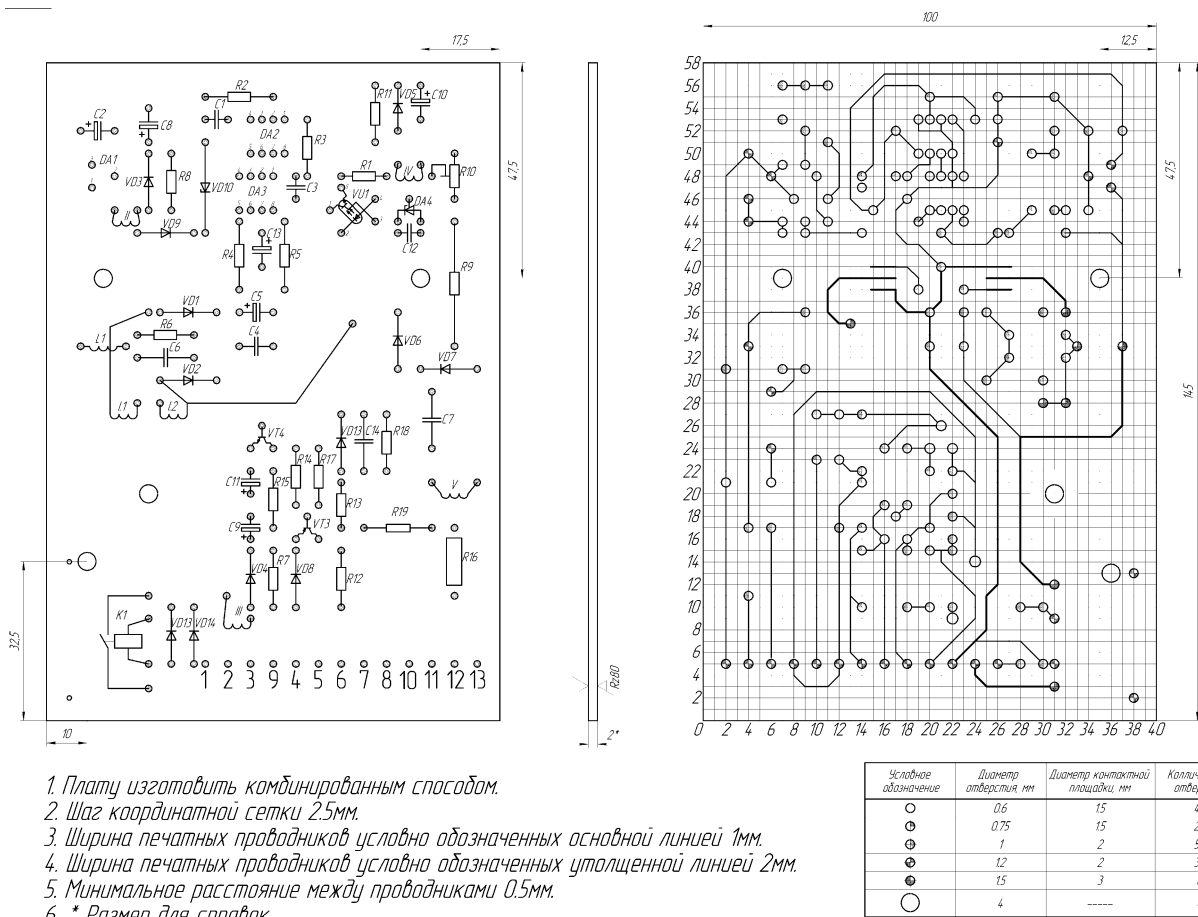


Рисунок 30 - Печатная плата

Выводы.

В данной главе происходит разработка схемы управления и стабилизации. Рассчитаны генератор импульсов на управлении оптотиристором, схема ограничения напряжения, источник питания драйвера, защита от переплюсовки и трансформатор. Так же в данной главе происходит разработка печатной платы.

Заключение

В данной ВКР разработали систему питания импульсного электромагнитного сейсмоисточника, силовая часть системы питания которого состоит из преобразователя напряжения с питанием от аккумуляторной батареи

Были решены следующие задачи:

- Обзор состояния вопроса,
- разработка силовой схемы,
- разработка схемы управления и стабилизации,
- математическое моделирование работы системы заряда,
- разработка печатной платы системы управления и стабилизации.

Разработанная система питания импульсного сейсмоисточника удовлетворяет поставленным в ТЗ условиям: источник первичного питания схемы – аккумуляторная батарея; напряжение, до которого необходимо зарядить конденсатор – 950В; уровень стабилизации напряжения на нагрузке - $\pm 1\%$; время заряда – 4,169 сек. Время заряда было получено путем математического моделирования в программе MathCAD.

Так же была разработана печатная плата системы управления и стабилизации.

При оформлении работы использовали источники [16], [20], [23], [32].

Список используемой литературы

1. Аккумуляторы, батарейки и другие источники питания [Электронный ресурс] URL:<http://www.powerinfo.ru> (дата обращения: 29.04.2024)
2. Анкушев В.В., Гурьев С.В., Резвов В.И. ЗАО «ГЕОСЕЙС», г.Тюмень. Компания «ГЕОСЕЙС» представляет новый импульсный источник возбуждения «Геотон» // ж. «Приборы и системы разведочной геофизики», №01(03), 2003г.
3. Б. Ю. Семёнов. Силовая электроника. – М.: Солон-Р, 2001. – 327с.
4. Булатов О.Г., Царенко А.И., Тиристорно-конденсаторные преобразователи. М.: Машиностроение, 1979.-204 с., ил.
5. Воробьёв А. А. К.П.Д. зарядки ёмкостного накопителя. Известия ВУЗов. Электромеханика, 1968, №12, с. 1303-1310.
6. Воробьёв Н.И. Проектирование электронных устройств: Учеб. Пособие для вузов по спец. «Автоматика и упр. в техн. системах». – М.: Высш. шк., 1989. – 223 с.: ил.
7. Воронин П. А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение. – М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2001. – 384 с.
8. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. Пособие для приборостроит. Спец. Вузов. –М.: Высш. шк.1991.- 622 с.
9. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: учебник для вузов.- М.:Высш. Школа, 1982.-496с., ил.
10. Ивашин В.В. Импульсный электромагнитный привод источника сейсмических колебаний // Электромагнитные преобразователи энергии и управляемые электромеханические системы. Сб. науч. стат., ч.2, Екатеринбург, 2003г., С.141-144.

11. Игловский И. Г. Справочник по электромагнитным реле. Л., Энергия, 1975. 480с., ил.
12. Кныш В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов.-Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1981.-160с., ил.
13. Конденсаторы: Справочник / Четверков И.И., Дьяконов М.Н, Присяжков В.И. и др.: Под ред. Четверкова И.И., Дьяконова М.Н.-М.: Радио и связь. -1993. -392с.: ил.
14. Лярский В. Ф. Электрические соединители: Справочник. – М.: Радио и связь, 1988. – 272с.: ил.
15. Масленников М. Ю. Соболев Е. А. Соколов Г. В. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база. .-Л.: Энергоиздат. Ленингр. отделение, 1989.-300с., ил.
16. Методические указания по оформлению выпускных квалификационных работ по программам бакалавриата, программам специалитета, программам магистратуры : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Оформление ВКР (Дата обращения: 18.02.2021)
17. Мощные полупроводниковые приборы: Диоды: Справочник. Под ред. А. В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985. – 400с., ил.
18. Нефедов А. В. Зарубежные интегральные микросхемы для промышленной электронной аппаратуры: Справочник. – М.: Издательский дом Солон-Р. 1998.- 288с.: ил.
19. Пентегов И. В., Волков И. В. Об оптимальном законе заряда батарей конденсаторов. – Доклады АН УССР, 1966, 4, с. 477-479.
20. Положение о выпускной квалификационной работе: утв. решен. учен. совет. от 28.08.2024 решение №226 : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Положение о ВКР (Дата обращения: 18.02.2024)

21. Полупроводниковые оптоэлектронные приборы: Справочник. Под ред. Н. Н. Горюнова. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 184с., ил.
22. Полупроводниковые приборы: Справочник / Гитцевич А.Б.-М.: Радио и связь, 1988.-528с.:ил.
23. Порядок обеспечения самостоятельности выполнения письменных работ в ТГУ : [Электронный ресурс]. URL: [https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_\(Diplom\)](https://yadi.sk/d/Fs-9ts_VInrE3Q/BKP_(Diplom)) / Положение о Антиплагиате (Дата обращения: 18.02.2021)
24. Резисторы: (справочник) / Под ред. И. И. Четверткова. – М.: Энергоиздат, 1981. – 352с., ил.
25. Резисторы: Справочник / В.В. Дубровский, Д.М. Иванов, Н.Я. Пратусевич и др. Под ред. И.И. Четверткова и В.М. Терехова. -2-е изд., перераб. И доп. – М.: Радио и связь, 1991.-528 с.:ил.
26. Севернс Р., Блум Г. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания.
27. Тихомиров П. М. Расчёт трансформаторов: Учеб. пособие для вузов.-5-е изд., перераб. и доп. – М.: Энергоатомиздат, 1986. – 528с.: ил.
28. Транзисторы. Под общ. Ред. А. А. Чернышева. – 2-е изд., перераб. И доп. – М.: Энергия, 1980. – 144с., ил.
29. Транзисторы малой мощности: Справочник / Под ред. А. В. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1989.
30. Шнеерсон М.Б., Майоров В.В. Наземная невзрывная сейсморазведка.- М.: Недра, 1988.-237с.
31. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник/ В. П. Берзан, Б. Ю. Геликман, М. Н. Гелиевский и др.; Под ред. Г. С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. 656с.: ил.
32. Электроника и наноэлектроника, управление в технических системах, электроэнергетика и электротехника. Выполнение бакалаврской работы / сост. Позднов М.В., Прядилов А.В. - Тольятти: ТГУ, 2019. - 41 с.

33. Batteries types, differences and features. // Copyright. 2007-2009.
URL: <http://www.powerinfo.com/accumulatortype.php>. (Дата обращения: 21.05.2025).
34. Diodes Incorporated [Электронный ресурс]. URL: <https://www.diodes.com> (дата обращения: 27.05.2025)
35. Electrical resistance and conductance [Электронный ресурс]. URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Electrical_resistance_and_conductance (дата обращения: 17.05.2025)
36. Electronic Components Datasheets [Электронный ресурс] URL: <http://www.datasheets.ru> (дата обращения: 17.02.2025)
37. Motorola. [Электронный ресурс] URL: <http://motorola.com/sps/> (дата обращения: 17.02.2025)
38. LM78XX / LM78XXA 3-Terminal 1 A Positive Voltage Regulator [Электронный ресурс]. URL: <https://static.chipdip.ru/lib/164/DOC001164647.pdf> (дата обращения: 17.05.2025)
39. Mostov P.M., Neuringer I. L., Rigney D. S. Optimum capacitor charging efficiency for space systems. – Proceedings of the IRE, 1961, vol.49, N 5, p. 941-948.
40. Ni-Cd, Ni-MH, Li-Ion batteries. Overview. // Radio force. 2013. [Электронный ресурс] URL: <http://www.radiosila.com/lastnews/363-ni-cd-ni-mh-li-ion-akkumulator.html>. (Дата обращения: 21.05.2025).

Перечень элементов.

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	<u>Конденсаторы</u>		
C1	KД-2-0.047мкФ - 25В±10%	1	
		1	
C3	KД-2-25В-560пФ ±5%	1	
		1	
		1	
C6	K73-16-0,27мкФ - 63В±10%	1	
C7	K78-2 - 0,01мкФ - 1600В±10%	1	
C8, C13,	K50-35-20мкФ - 25В±10%	5	
C9-C11			
C12	KД-2-6.8нФ - 25В±10%	1	
C14	KД-2- 1нФ - 50В±5%	1	
	<u>Катушки индуктивности</u>		
L1	Катушка	1	
	<u>Трансформаторы</u>		
TV1	Трансформатор импульсный	1	
	<u>Транзисторы</u>		
VT1, VT2	IRFBA1404P	2	
VT3	KT503Д	1	
VT4	KT502	1	

Изм.	Лист	№ докум.	Подп.	Дата
Разраб.		Сапунов Д.А.		
Провер.		Прядилов А.В.		
Н. контр.				
Утв.				

25-110304.619.154.04 ПЗ

Система питания
Перечень элементов

Лит.	Лист	Листов
У	1	3

ТГУ, Элб-21028

Продолжение Приложения А

Поз. обозн.	Наименование	Кол.	Примечание
	<u>Оптопары</u>		
VU1	AOT123Б	1	
	<u>Резисторы</u>		
R1	M/T- 0.125Вт - 120кОм ± 10%	1	
R2	M/T- 0.125Вт - 5600м ± 10%	1	
R3	M/T- 0.125Вт - 15кОм ± 5%	1	
R4, R5	M/T-0,125-220м ± 10%	2	
R6	С5-37- 5Вт - 180м ± 10%	1	
R7	M/T- 0.125Вт - 16кОм ± 10%	1	
R8	M/T- 0.125Вт - 7500м ± 10%	1	
R9	С2-29В-2Вт -825кОм ± 1%	1	
R10	СП5-16В- 0.125Вт- 3.3кОм ± 10%	1	
R11	M/T-0.25Вт-5600м ± 10%	1	
R12,R13	M/T- 0.25Вт - 270м ± 10%	2	
R14	M/T- 0.125Вт - 1кОм ± 10%.	1	
R15	M/T- 0.125Вт - 3.3кОм ± 10%	1	
R16	ТВО- 5Вт - 100м ± 10%.	1	
R17	M/T- 0.125Вт - 62кОм ± 10%	1	
R18	M/T- 0.125Вт - 2.5кОм ± 10%	1	
	<u>Микросхемы</u>		
DA1	KP1211ЕУ1	1	
DA2	МАХ627	1	
DA3	КРЕН5Б	1	
DA4	TL431	1	

Изм.

Лист

№ докум.

Подп.

Дата

Лист

2

Продолжение Приложения А

[illegible]

Приложение Б.

Программа для вычисления максимального тока и напряжения в первичной обмотке трансформатора

Задание начальных значений:

Значение зарядной ёмкости (Ф), приведённое к первичной обмотке, рассчитанное по формуле 2.18:

$$C := 12.5 \cdot 10^{-6}$$

Значение индуктивности, (Гн), рассчитанное по формулам 2.22...2.27.:

$$L := 0.2 \cdot 10^{-6}$$

Напряжение на аккумуляторной батарее (В):

$$E := 12.6$$

$$R_{dson} := 7.7 \cdot 10^{-3}$$

Шаг дискретизации:

$$dt := 0.5 \cdot 10^{-7}$$

Количество точек, в которых производится расчёт токов и напряжений

$$k := 0..500$$

Решение системы уравнений:

Значения напряжения и тока в самом начале заряда ёмкостного накопителя:

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ u_{c0} \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}$$

Система уравнений, составленная по численному методу Эйлера (2.28...2.33):

$$\begin{pmatrix} i_{k+1} \\ u_{c_{k+1}} \end{pmatrix} := \begin{pmatrix} i_k + \frac{E - i_k \cdot R_{dson} - u_{c_k}}{L} \cdot dt \\ u_{c_k} + \frac{i_k}{C} \cdot dt \end{pmatrix}$$

Для нахождения значения тока и напряжения на первом такте заряда воспользовались функцией max:

$$\max(i) = 97.402 \quad \max(u_c) = 24.635$$

Продолжение Приложения Б

Задание начальных значений:

Коэффициент трансформации, рассчитанный по формуле 2.19:

$$n := 50$$

Максимальное значение напряжения в первичной обмотке (В), рассчитанное по программе приложение1:

$$\max(u_c) = 24.635$$

Максимальное значение напряжения во вторичной обмотке найдём воспользовавшись значением напряжения, полученным в программе приложение 1 по формуле:

$$U_{cm} := \max(u_c) \cdot n$$

$$U_{cm} = 1.232 \times 10^3$$

Напряжение на аккумуляторной батарее (В):

$$E := 12.6$$

Напряжение на вторичной стороне трансформатора, рассчитанное по формуле 2.37:

$$E2 := 630$$

Значение зарядной ёмкости (Ф):

$$C_3 := 5000 \cdot 10^{-12}$$

Значение ёмкости конденсаторной батареи (Ф):

$$C_n := 5000 \cdot 10^{-6}$$

Напряжение на ёмкостном накопителе в начале цикла:

$$U_{cn} := 0$$

Текст программы

Программа использует цикл while, составленна в соответствии с формулами 2.42 и 2.44

```
пт := | Ucn ← 0
      | n ← 0
      | while Ucn ≤ 950
      |   | ΔUcn ←  $\frac{(U_{cm} - U_{cn} + E2) \cdot C_3}{C_n + C_3}$ 
      |   | Ucn ← Ucn + ΔUcn
      |   | n ← n + 1
      | Ucn
      | n
```

где ΔUcn - Изменение напряжения на ёмкостном накопителе

n - такт заряда

Число тактов, необходимое для заряда ёмкостного накопителя при значении зарядной ёмкости $C_3 := 5000 \cdot 10^{-12}$:

$$пт = 7.139 \times 10^5$$