

МИНИСТЕРСТВО ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ И НАУКИ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования

«Тольяттинский государственный университет»

Институт Энергетики и Электротехники

(наименование института полностью)

Кафедра « _____ Промышленная электроника _____ »
(наименование кафедры)

11.03.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки, специальности)

Промышленная электроника

(направленность (профиль)/специализация)

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА

на тему _____ Генератор импульсов тока для кодоимпульсного _____
_____ сейсмоисточника _____

Студент

Молчанов В. В.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Руководитель

Певчев В. П

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Консультанты

Парфенова О. А.

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

(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 2019

Аннотация

Темой данной выпускной квалификационной работы является разработка генератора импульсов тока для кодоимпульсного сейсмоисточника. Его главная цель — это сбор геологических данных.

Данная работа представлена в виде подробных разъяснений на 49 страницах, включающих в себя изображения, таблицы, ссылки на используемые источники литературы, включая несколько иностранных и 5 иллюстраций, оформленных на листах формата А1.

Основная цель этой работы — это дать читающему информацию об используемых для питания электромагнитов источниках тока. Основной фокус сконцентрирован на разработке и симуляции силовой части и системы питания, помимо этого он также сосредоточен и на системе управления генераторов импульсов.

Первая часть выпускной квалификационной работы рассказывает об электромагнитах, их различии, классификации и принципах работы. В основной части внимание обзорающего в первую очередь сосредоточено на разработке и моделировании. И наконец последняя часть данной работы содержит краткие сведения о работе с программой Micro-cap и информацию о выбранных элементах, а также разработку интегральной схемы.

В заключение стоит добавить, что судя по численным характеристикам, полученным в результате работы и графикам, все элементы подобраны верно.

ABSTRACT

The title of the given graduation work is Current Pulse Generator for Seismic Vibrator. It is used for engineering scouting of geological data.

The graduation work consists of an explanatory note on 49 pages, introduction, including figures, tables, the list of references including some foreign sources and appendices, and the graphic part made on 5 A1 sheets.

The main goal of the work is to give some information about electromagnets and their power supply. The main focus is on simulating and modeling power unit working principles and also on giving information about management system of the pulse generator.

The first part of the graduation work deals with existing electromagnets, their types, differences, classification and how the electromagnets work. In the main part of this work reviewer looks at working simulation of given power unit, management system of pulse generator and its power source using special soft called Micro-cap and choosing correct IGBT-transistors, drivers and Power Supply based on modeling. Also the main part describes basic principles of working with Micro-cap. The final part contains information about development of integral scheme of management system of pulse generator.

In conclusion, there are must said that comparison of numerical results with given task confirms that all elements has been chosen correctly.

Содержание

Введение.....	5
1. Обзор сведений по мощным импульсным электромагнитам и системам их электропитания.....	6
2. Моделирование работы силовой части устройства и системы управления, системы управления и системы питания	9
Моделирование работы силовой части устройства.....	9
Моделирование системы управления	11
Моделирование и подбор элементов для схемы питания.....	17
3. Сведения по используемым транзисторам, драйверам и блокам питания .	18
IGBT-транзистор CM800DZ-34H	18
Драйвер VLA503-01	24
Блок питания HRP-600-15	30
4. Основные теоретические данные о работе в Micro-Cap	32
2. The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor, B. Jayant Baliga Издательство «William Andrew», 2015 г. .	45

Введение

Главной и самой основополагающей частью экономики Российской Федерации является область, занимающаяся энергетической и топливной промышленностью, в первую очередь она основывается на применении имеющихся в природе ресурсов. В это же время для поиска природных месторождений самым актуальным и эффективным способом разведки является сейсморазведка, то есть использование сейсморазведочных работ. Главным инструментом в сфере сейсморазведки как раз и является сейсмоисточник, то есть источник сейсмических колебаний. Именно по причине богатства Российской Федерации природным ресурсами, данная сфера имеет большой потенциал.

Анализ исходной информации наталкивает на вывод о том, что в данный момент уделяется очень мало внимания как разработке систем питания сейсмоисточников, так и их генераторам импульсов.

Генератор импульсов для сейсмоисточника является крайне важной составляющей и по большей части именно он определяет его характеристики, применение и качество работы. Именно поэтому его разработке стоит уделять такое сильное внимание.

Целью данной работы является составление принципиальной схемы генератора импульсов тока, систем электропитания драйверов и управления силовыми транзисторами, моделирование работы силовой части устройства и системы управления и разработка печатной платы системы управления.

Актуальность данной работы также можно подчеркнуть сравнительно небольшим количеством научных публикаций на эту тему как в российских так и в англоязычных публичных изданиях.

1. Обзор сведений по мощным импульсным электромагнитам и системам их электропитания

Чтобы верно выбрать электромагнитный двигатель для сейсмоисточника, имеющего возможность заменить сейсморазведку при помощи взрывов, нужно сначала рассмотреть главные виды электромагнитов. Имеется множество способов классификации электронно механических преобразователей и машин. Классифицируем электромагнитные двигатели по этим признакам:

По току:

Род которого определяет нюансы вычисления параметров, а также способы исполнения как магнитопроводов, так и обмоток. Из этого следует, что электромагниты делятся на устройства, имеющие как большую скорость изменения магнитного поля, так и маленькую. Размер величины скорости от $1 \cdot 10^3$ Тл/с в первую очередь определяет потребность включения особых мер по убавлению потерь энергии на гистерезис и вихревые токи и по противодействию экранированию части объёма активных материалов за счёт этих токов. У имеющего огромную скорость увеличения магнитного поля электромагнитна, магнитопровод не должен иметь в своём составе сплошные крупные толстые металлические детали, так в этих деталях вихревые токи могут значительно сильно возрастать.

Такие термины как "электромагниты постоянного/переменного тока", часто встречающиеся в различной технической литературе зачастую имеют отношения к ситуациям, когда порядок функционирования механической системы электромагнита подразумевает под собой применение рабочего хода. Когда режим работы механической системы электромагнита осиновых частей с идущим далее растянутым во времени сохранении их в недвижимом состоянии.

Приведем такой пример: электромагнит, имеющийся у магнитного пускателя обычно применяется с целью сохранения электрических контактов в замкнутом состоянии, а рабочий ход его якоря является имеющим очень небольшое время протекания процессом, почти никак не воздействующим на общее потребление энергии.

Подобные электромагниты, что удерживают собой электромагниты различной электротехнической аппаратуры и так далее в этом обзоре не рассматриваются, именно поэтому дальше будет применяться определение "импульсный электромагнит".

По типу характера движения якоря относительно неподвижного индуктора:

- линейные возвратно-поступательные.
- вращательные;

В соответствии с тем куда направлены силовые линии магнитного поля, находящегося в рабочем зазоре, образованном якорем и индуктором и направлением движения якоря относительно неподвижного индуктора:

- с перемещением якоря под прямым углом к силовым линиям магнитного поля;
- с перемещением якоря по направлению указанным линиям.

Данное деление демонстрирует 2 случая. Магнитное поле электромагнитов обычно обладает сложной конфигурацией, силовые линии такого поля криволинейны. Направление перемещения подвижного якоря относительно неподвижного индуктора может образовывать угол в паре с определенной силовой линией, находящейся в функционирующем просвете между индуктором и якорем, угол этот находится в пределах $0-90^\circ$ и меняется при смене положения индуктора и якоря относительно друг друга. Последние случаи можно использовать для того чтобы получить расчетные формулы и характеристики. Данное деление, равно как и предшествующее, не говорит о абсолютности значения величины рабочего хода. Оно изображает два варианта магнитных систем с минимальными изменениями конфигурации магнитного поля в рабочем зазоре относительно индуктора при движущимся якорем.

По соотношению друг к другу величин и объёма зоны энергопреобразования и рабочего хода:

- длинноходовые (рисунок 1.1,б).
- короткоходовые (рисунок 1.1,а);

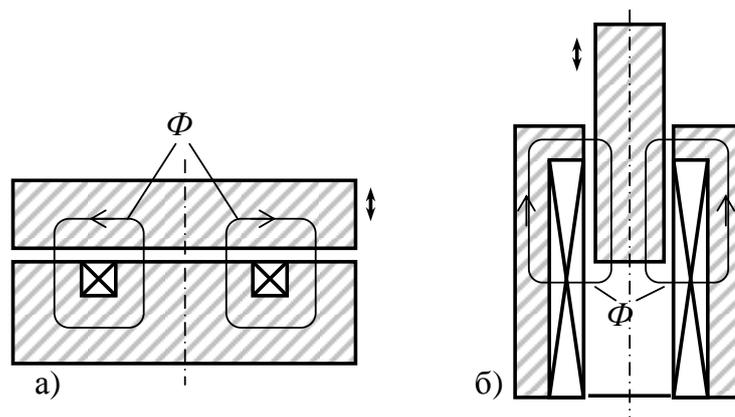


Рисунок 1.1 – Электромагниты: а – короткоходовой; б – длинноходовой

Данное деление, равно как и предшествующее, не говорит о абсолютности значения величины рабочего хода. Оно изображает два варианта магнитных систем с минимальными изменениями конфигурации магнитного поля в рабочем зазоре относительно индуктора при движущимся якоре.

Между этими понятиями также возможно сформулировать количественные грани. К примеру, из числа электромагнитов равной конфигурации электромагнит является короткоходовым если величина его рабочего хода меньше, чем у электромагнита с наименьшей удельной массой. В случае же если величина рабочего хода больше, электромагнит называют длинноходовым.

По существованию лимитации перемещения подвижного якоря относительно неподвижного индуктора:

- с ограничением (рисунок 1,а).
- без ограничения (рисунок 1,б);

По устройству магнитопровода:

- прочие (как пример, прямоугольные).
- ось-симметричные (обычно под этим подразумеваются цилиндрические конструкции);

По принципу функционирования механической системы:

- импульсные;
- вибрационные.

В описании этих двух принципов, однако, очень мало различий.

Как пример, схожим образом подразумевается состояние переходного процесса, инициализирующего непосредственно переходный процесс в самой механической системе.

Конструкции, однако, вибрационных устройств, могут создавать гармонические колебания своих элементов не одними гармоническими силами, но и идущими друг за другом импульсами, имеющими произвольную форму. Числовая разница между этими двумя режимами может, как пример, устанавливаться в самой величине обратной периоду следования импульсов, то есть частоте.

2. Моделирование работы силовой части устройства и системы управления, системы управления и системы питания

Моделирование работы силовой части устройства

Смоделированная силовая часть генератора импульсов тока для кодоимпульсного сейсмоисточника в программе Micro-Cap выглядит следующим образом:

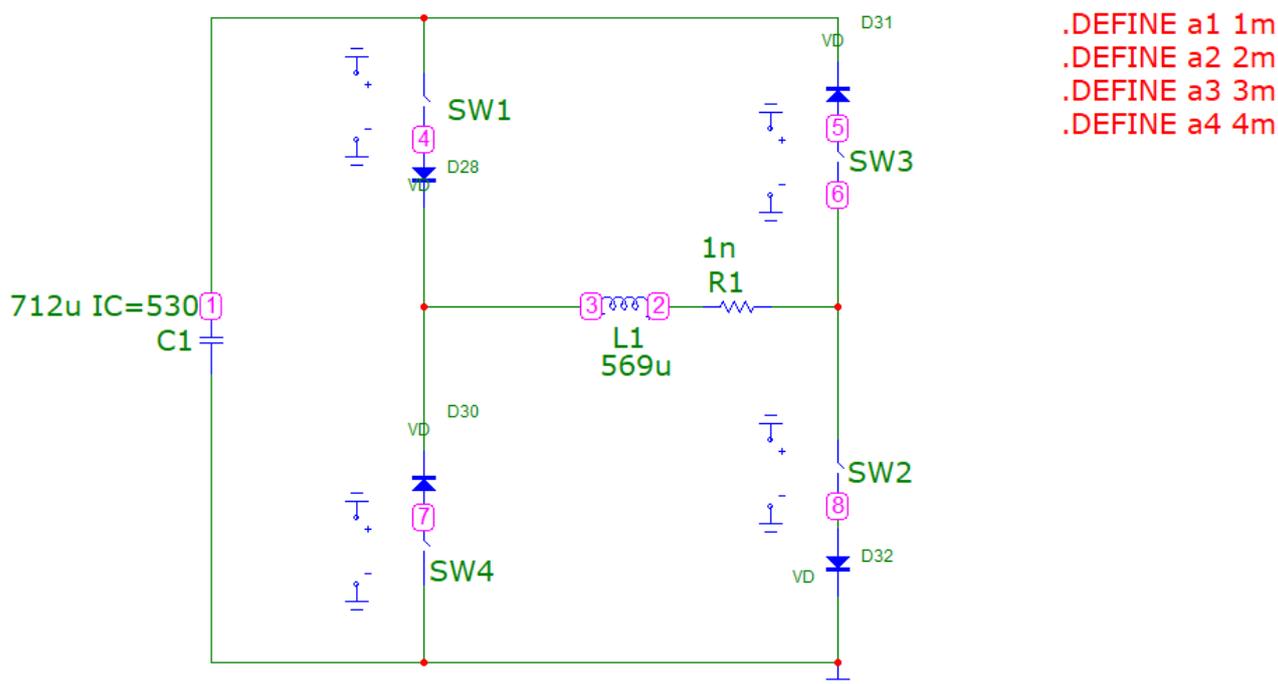


Рисунок 2.1 — Смоделированная силовая часть генератора

4 IGBT-транзистора в данной модели заменены на ключи и диоды соответственно.

Перечень элементов модели силовой части генератора:

- Конденсатор C1 емкостью 712мкФ и имеющий начальный заряд в 530 В

- Катушка индуктивности L1 номиналом 596 мкГн и имеющую сопротивление 1 нОм.

Ключи четыре идеальных диода, выполняющие роль IGBT-транзисторов, подключенных к системе управления, а потому имеют следующее время работы:

- Ключ SW1 — Время включения 0мс, время выключения 2мс
- Ключ SW2 — Время включения 0мс, время выключения 1мс
- Ключ SW3 — Время включения 1мс, время выключения 3мс
- Ключ SW4 — Время включения 2мс, время выключения 4мс
- Четыре идеальных диода VD1, VD2, VD3, VD4

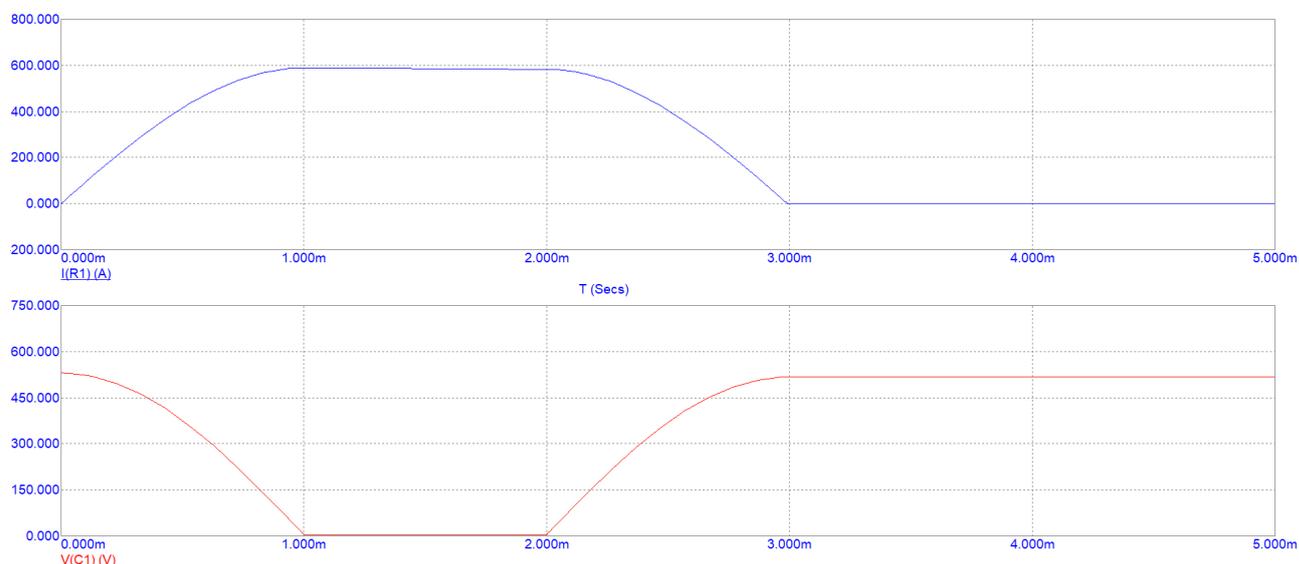


Рисунок 2.2 — Диаграмма работы силовой части устройства в программе Micro-Cap.

На данной диаграмме напряжение снятое на точке 1 (Рис.2.1) представлено красной диаграммой, а снятое на точке 2 (Рис.2.2) — синей.

Как видно из диаграммы, снятой с точки 2, сначала открывается ключ SW1 и SW2 в самом начале графика, далее, на 1 мс, ключ SW2 закрывается и открывается ключ SW3 и вместо возрастающей линии тока график в момент времени 1мс..2мс представляет из себя прямую величиной в 600А, после чего закрывается ключ SW2 и открывается ключ SW4, вследствие чего тока вновь идет на убыль.

В то же время на диаграмме снятой с точки 1, при открытии ключа SW1 и SW2, напряжение начинает идти на убыль и в момент с 1мс..2мс, когда закрывается ключ SW2 открывается SW4, напряжение в точке 1 равняется нулю, после чего оно начинает возрастать, стартуя с 2мс, когда закрывается ключ SW2 и открывается SW4.

Моделирование системы управления

Для управления IGBT-транзисторами, которые при моделировании выше были заменены на совокупность идеальных диодов и транзисторов, мы используем следующую систему управления:

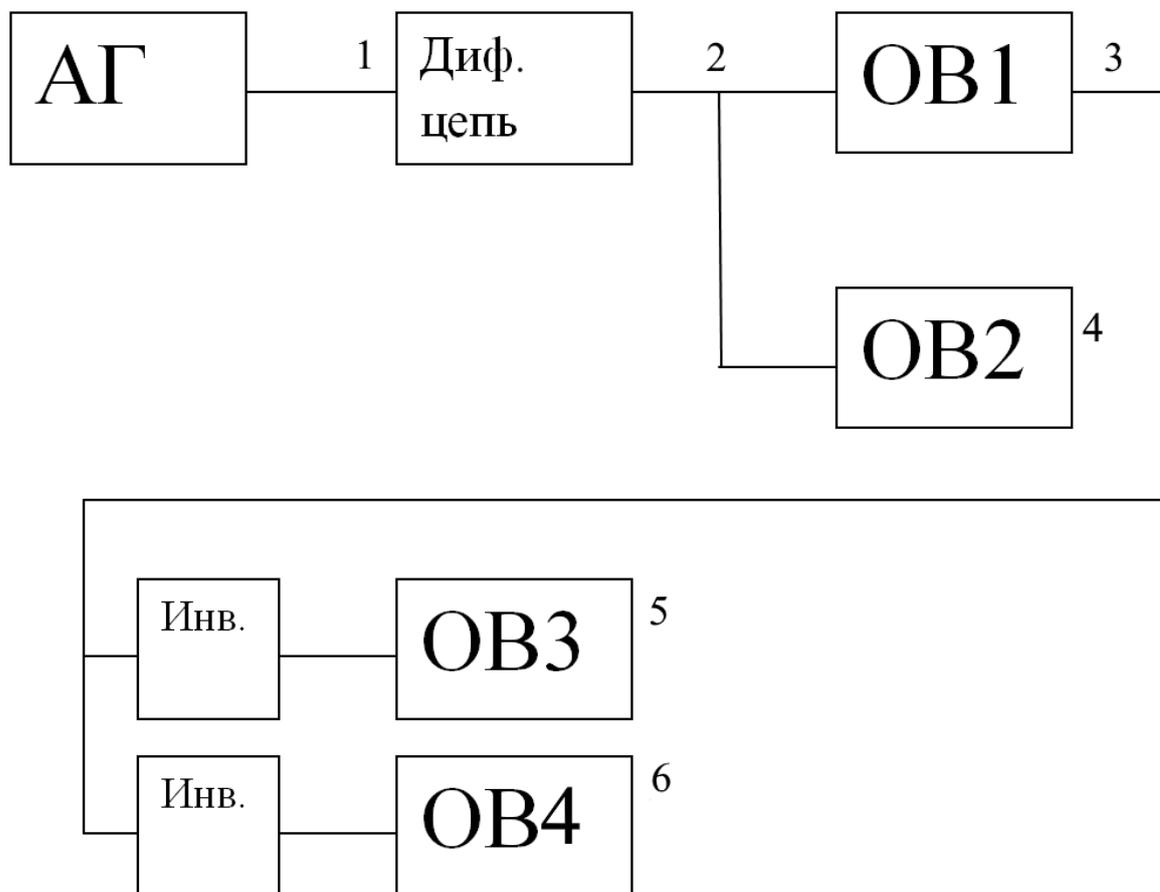


Рисунок 2.3— Блок-схема системы управления.

Блок схема системы управления в этом случае представлена следующими блоками:

АГ - Автогенератор

Диф. цепь - Дифференциальная цепь

Инв. - Инверторы

ОВ1, ОВ2, ОВ3, ОВ4 - четыре одновибратора

Автогенератор в этой системе имеет частоту равную $\nu = 50\text{Гц}$, из чего следует, что его период $T = \frac{1}{\nu}$, то есть $T = \frac{1}{50\text{Гц}} = 20\text{мс}$

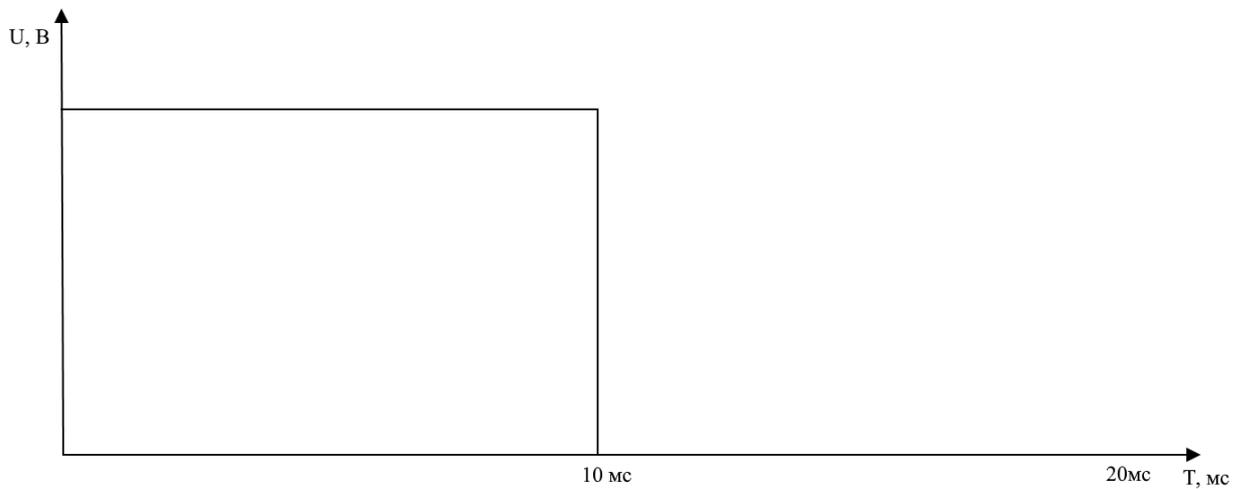


Рисунок 2.4 — График работы автогенератора в точке 1.

После чего сигнал поступает в дифференцирующую цепь для формирования кратковременного импульса.



Рисунок 2.5 — График измененного при помощи дифференцирующей цепи сигнала в точке 2

После чего сигнал поступает в одновибраторы, имеющие следующие периоды.

ОВ1, первый одновибратор имеет период $T = 1\text{мс}$, чей сигнал начинается в нулевой точке.



Рисунок 2.6 — График сигнала $UB1$.

$UB2$, второй одновибратор, имеющий период $T = 1\text{ мс} + 0..3\text{ мс}$, чей сигнал начинается одновременно с сигналом $UB1$, т.е. в нулевой точке.



Рисунок 2.7 — график сигнала $UB2$.

$UB3$, третий одновибратор, имеющий период $T = 0..3\text{ мс} + 1\text{ мс}$, чей сигнал начинается с окончанием сигнала $UB1$.



Рисунок 2.8 — График сигнала ОВ3.

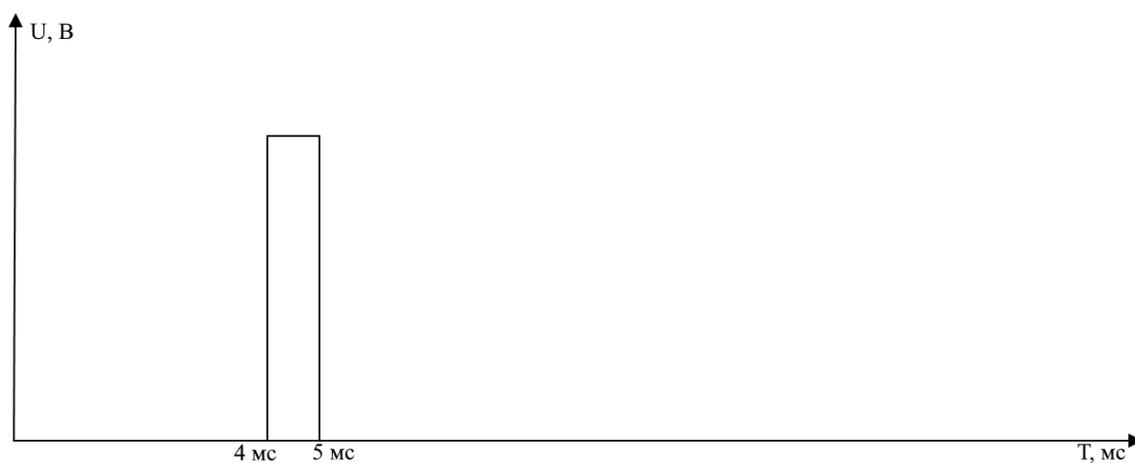
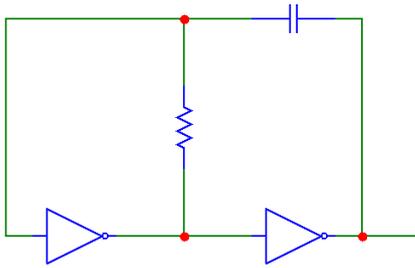


Рисунок 2.9 — График сигнала ОВ4

ОВ4, четвертый одновибратор, имеющий период $T = 1$ мс, чей сигнал начинается с окончанием сигнала ОВ2.

Вышеприведенные элементы, представленные в виде блок-схемы выглядят следующим образом.

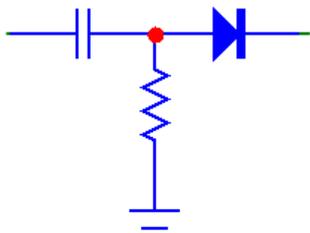
Автогенератор:



Риснок 2.10 — Автогенератор

Используемый автогенератор, состоит из двух логических инверторов "НЕ" и одной емкости C .

Дифференцирующая цепь:



Состоит из емкости C , диода VD и имеющая землю.

Риснок 2.11 — Дифференцирующая цепь.

Одновибратор:

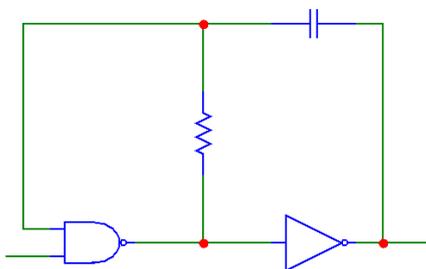


Рисунок 2.12 — Одновибратор

Одновибраторы состоят из емкости C , логического инвертора "НЕ" и инверсированной конъюнкции "И-НЕ"

Инвертор:

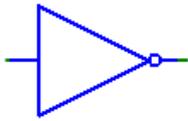


Рисунок 2.12 — Инвертор

Инвертор в данном случае состоит из одного логического инвертора "НЕ"

В целом, сконструированная из всех этих элементов система управления будет выглядеть следующим образом, где

1 — автогенератор

2 — дифференцирующая цепь

3, 4, 5, 8 — одновибраторы

6,7 — инвертор

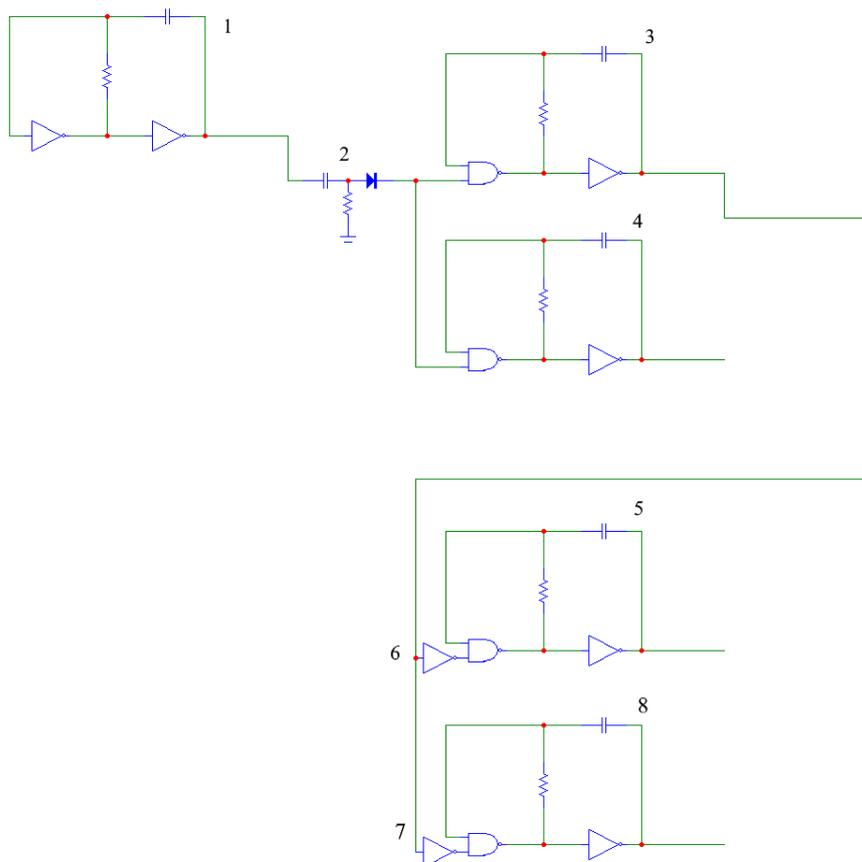


Рисунок 2.13 — Смоделированная в Micro-cap система управления

Моделирование и подбор элементов для схемы питания

Исходя из результатов моделирования в Micro-Cap (рис.2.2), мы получаем силу тока $I = 600$ А, под которую нужно подобрать транзистор. Путем поиска в сети "интернет", был выбран IGBT-транзистор CM800DZ-34H фирмы Mitsubishi Electronics.

Под данный IGBT-транзистор подходит драйвер VLA503-01 фирмы Powerex, который и был выбран в роли драйвера для этого IGBT-транзистора.

Для питания этого драйвера в свою очередь был выбран блок питания HRP-600-15 фирмы Mean Well.

Подробные характеристики выбранных элементов будут рассмотрены далее, внимание пока будет сосредоточено на построении принципиальной схеме.

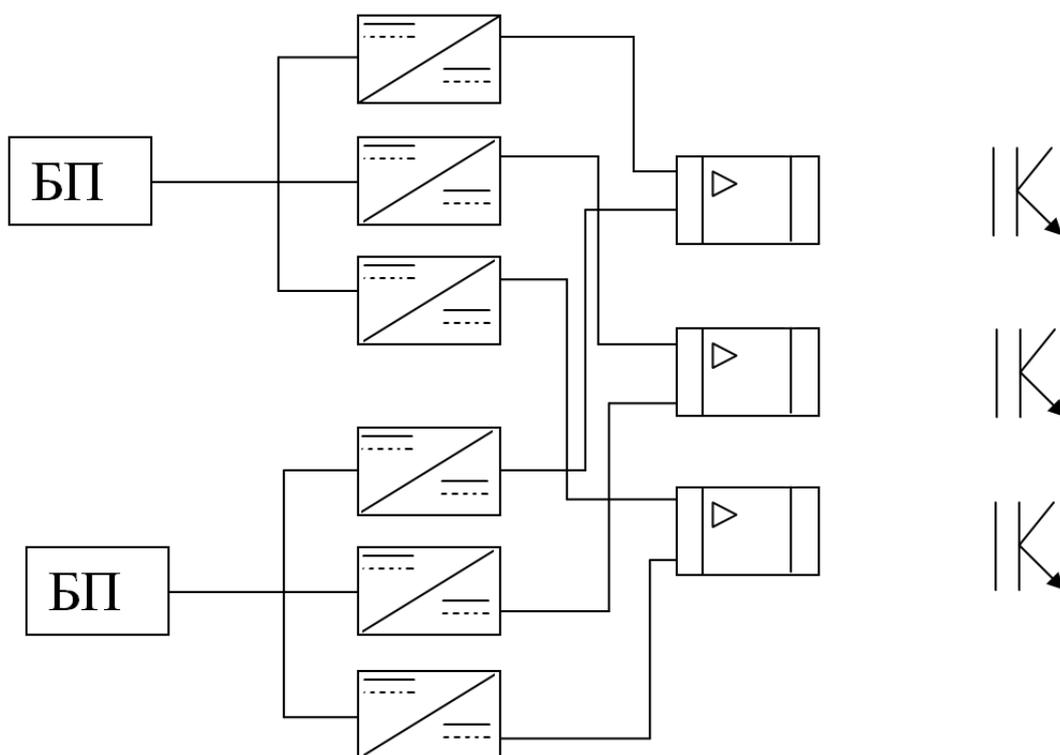


Рисунок 2.14 — Принципиальная схема системы питания.

Данная схема состоит из:

- Трех гальванических развязок DC-DC.
- Двух блоков питания.
- Трех драйверов VLA503-01
- Трех IGBT-транзисторов CM800DZ-34H

3. Сведения по используемым транзисторам, драйверам и блокам питания

IGBT-транзистор CM800DZ-34H

В роли транзистора выступает IGBT-транзистор CM800DZ-34H

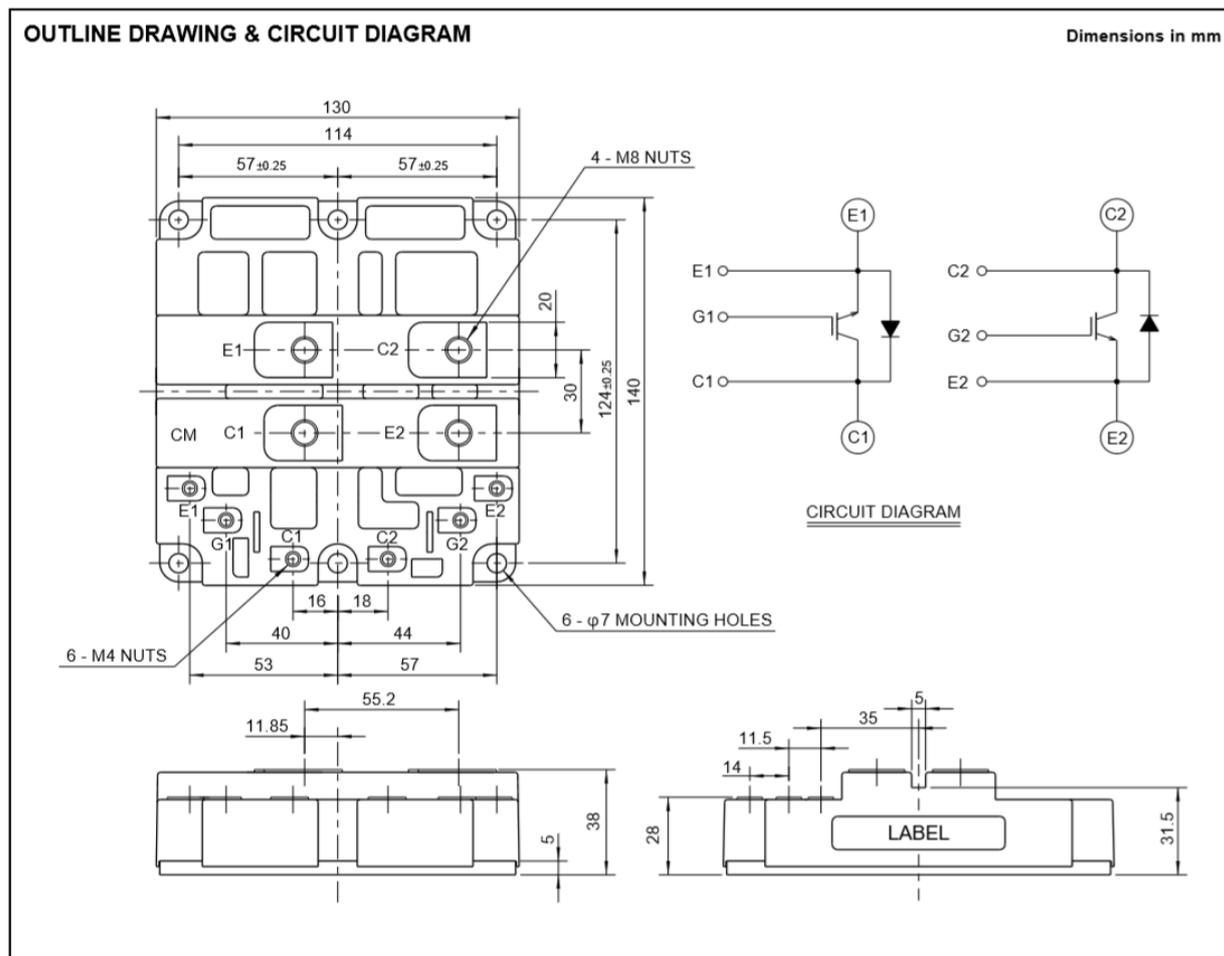


Рисунок 3.1 — Контурный чертеж IGBT-транзистора CM800DZ-34H

Характеристики IGBT-транзистора CM800DZ-34H

Максимальные характеристики:

Напряжение коллектор-эмиттера	1700 В
Напряжение затвор-эмиттера	20 В
Ток коллектора	800 А
Ток эмиттера	800 А
Максимальное рассеивание коллектора	5000 Ватт
Температура использования	-40...+150 °С
Температура хранения	-40...+125 °С
Напряжение изоляции	4000 В

Электрические характеристики:

Обратный ток коллектора	12 мА
Пороговое напряжение затвор-эмиттер	5.5 В
Ток утечки на затворе	0.5 мкА
Напряжение насыщения коллектор-эмиттера	3.20 В
Входная емкость	72 нФ
Выходная емкость	9 нФ
Обратная емкость передачи	3.6 нФ
Общий заряд затвора	6.6 мкФ
Время задержки включения	1.60 мкс
Время нарастания при включении	2.00 мкс
Время задержки выключения	2.70 мкс
Время падения выключения	0.80 мкс
Напряжение коллектор-эмиттер	3.38 В
Обратное время восстановления	2.70 мкс
Обратный возврат заряда	150 мкФ
Тепловое сопротивление	0.025 К/Вт
Тепловое контактное сопротивление	0.043 К/Вт

Ниже приведены графики характеристик IGBT-транзистора CM800DZ-34H

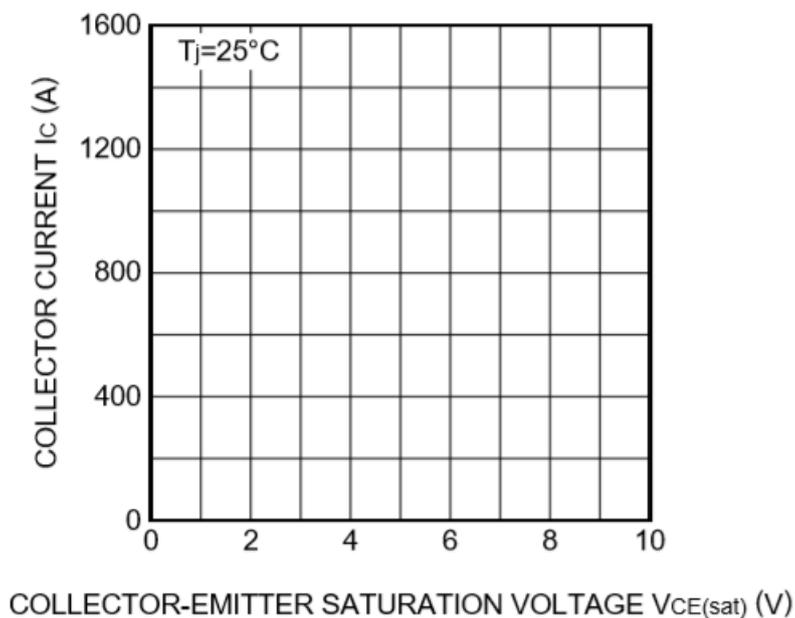


Рисунок 3.2 — Выходные характеристики

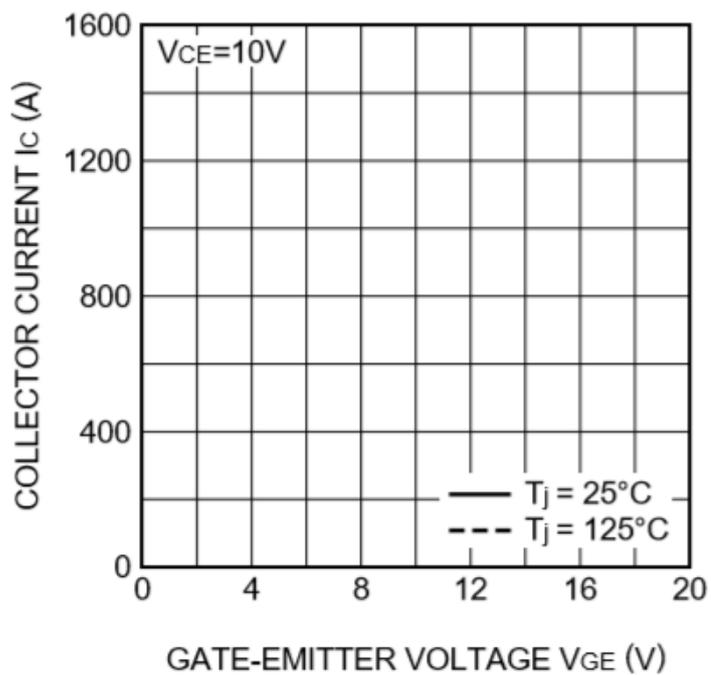


Рисунок 3.3 — Передаточная характеристика

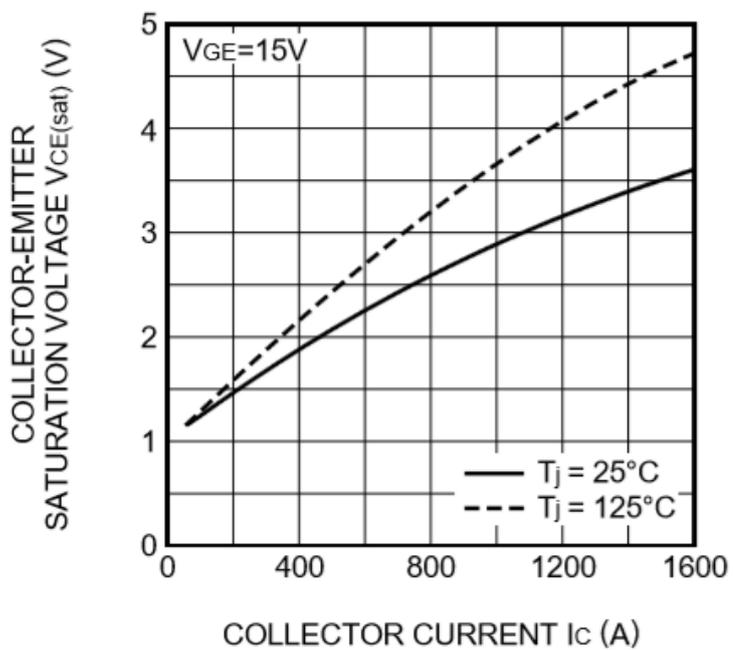


Рисунок 3.4 — Характеристика напряжения при насыщении коллектор-эмиттера

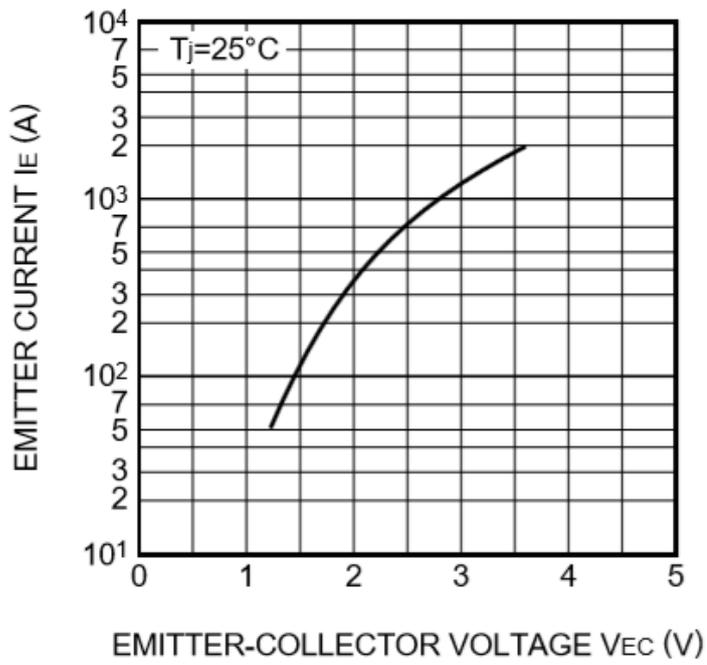


Рисунок 3.5 — Характеристики диода свободного хода

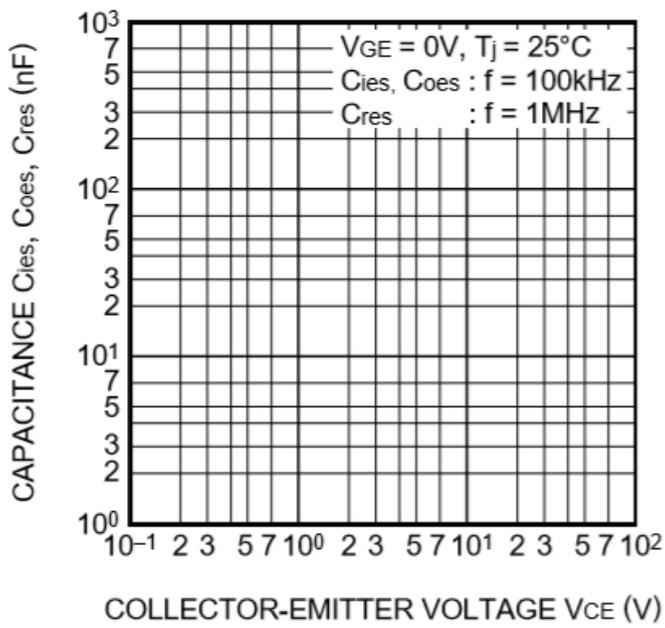


Рисунок 3.6 — График емкостных характеристик

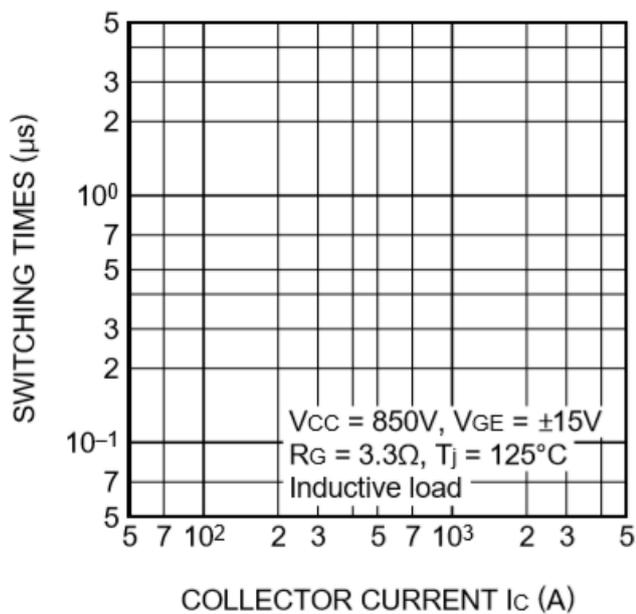


Рисунок 3.7 — Характеристика полумостового переключения

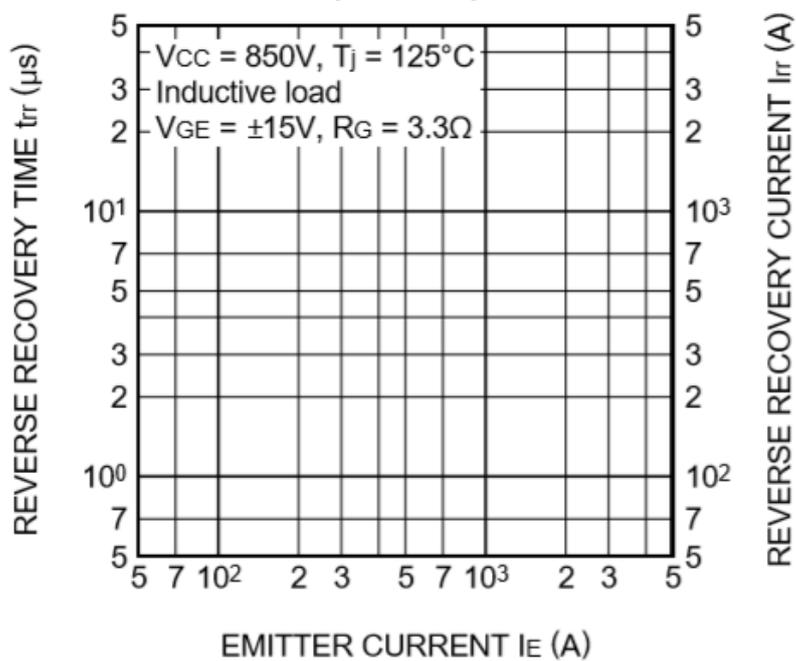


Рисунок 3.8 — Обратные характеристики восстановления диода

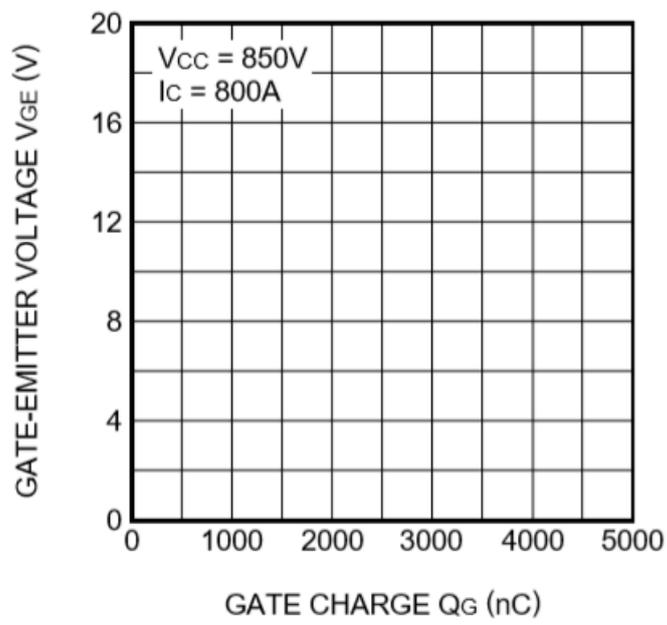


Рисунок 3.9 — Заряд базы

Драйвер VLA503-01

В качестве драйвера к IGBT-транзистору CM800DZ-34H был выбран драйвер VLA503-01

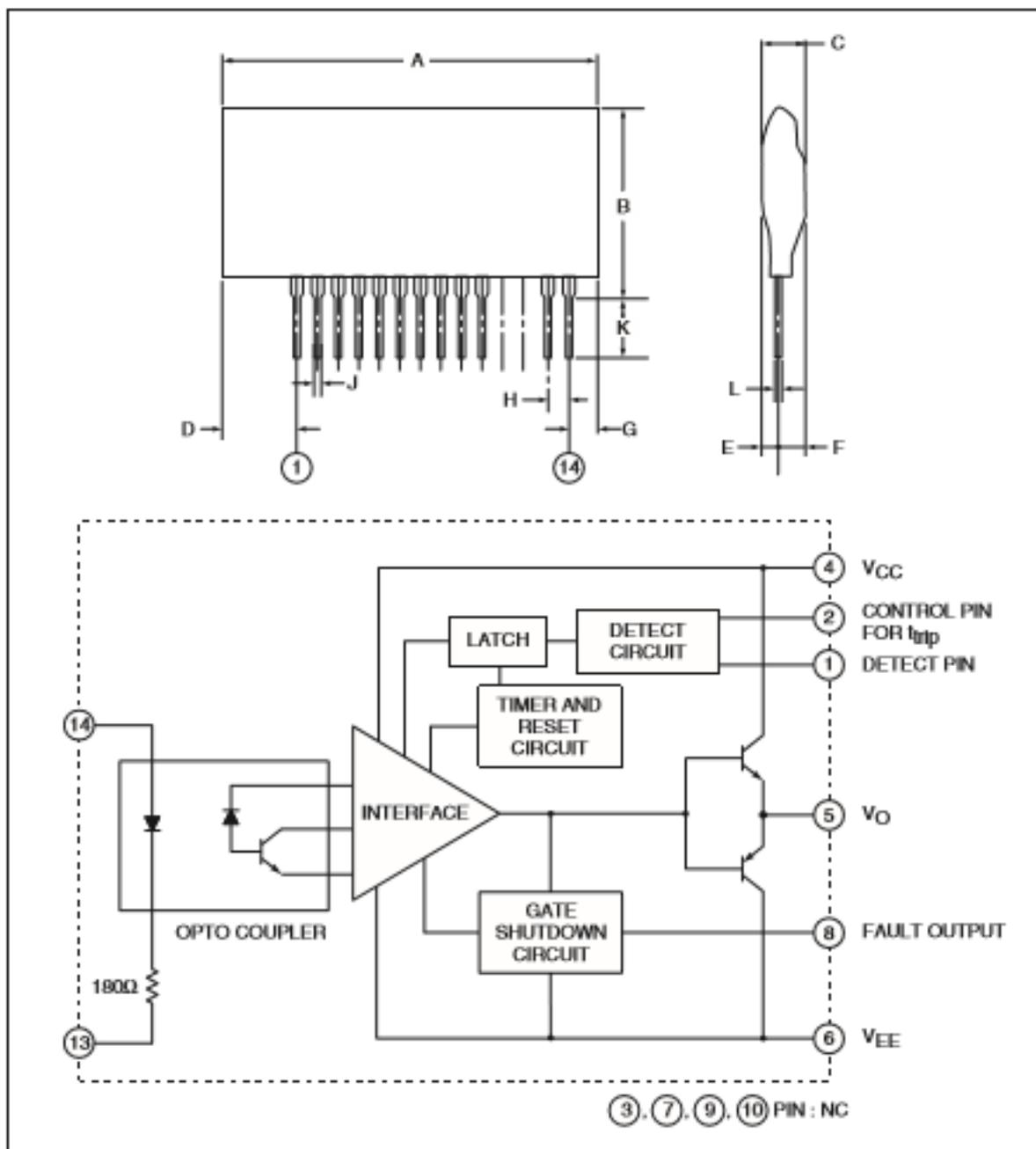


Рисунок 3.10 — Контурный чертеж драйвера VLA503-01

Описание

VLA503-01 — это гибридная интеграция схема, выполняющая функцию драйвера для высоковольтных IGBT-модулей.

Характеристики драйвера VLA503-01

Максимальные характеристики:

Напряжение питания, постоянное	18 В
Напряжение входного сигнала	-1..+7 В
Выходной ток	5 А
Напряжение изоляции	2500 В
Температура корпуса	85 °С
Рабочая температура	-20..+60°С
Температура хранения	-25 ..+100°С
Выходной ток неисправности	20 мА
Входное напряжение на 1 входе	50 В

Электрические характеристики

Напряжение питания	15 В
Напряжение включения	5 В
Частота выключения	20кГц
Сопротивление ворот	2 Ом
Таймер	1-2 мс
Выходной ток неисправности	5 мА
Контролируемое время обнаружения короткого замыкания 2	3 мкс
Контролируемое время обнаружения короткого замыкания 1	2.6 мкс

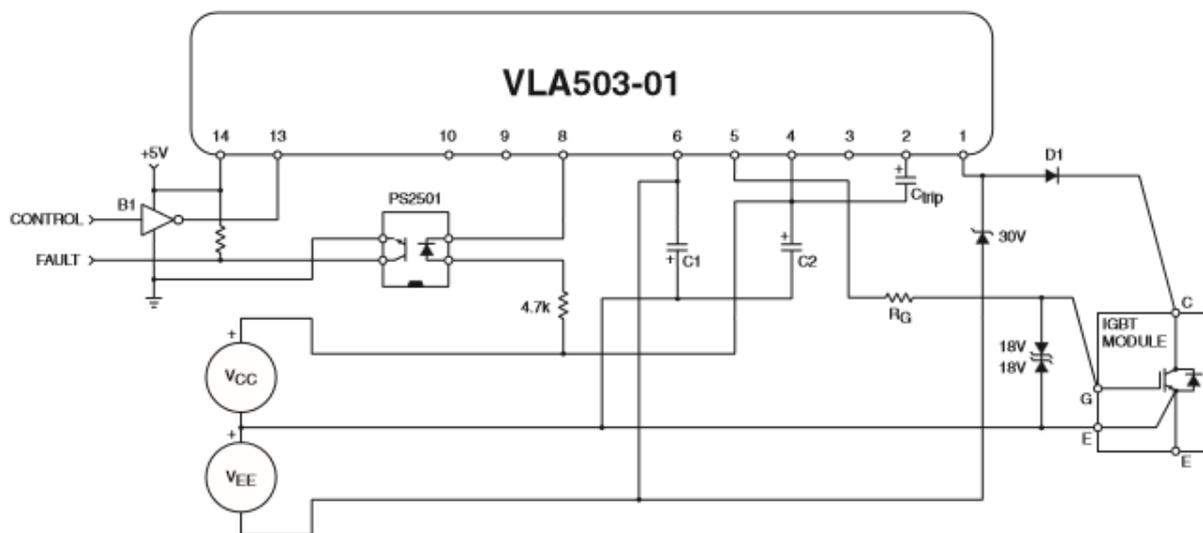


Рисунок 3.11 — Схема применения

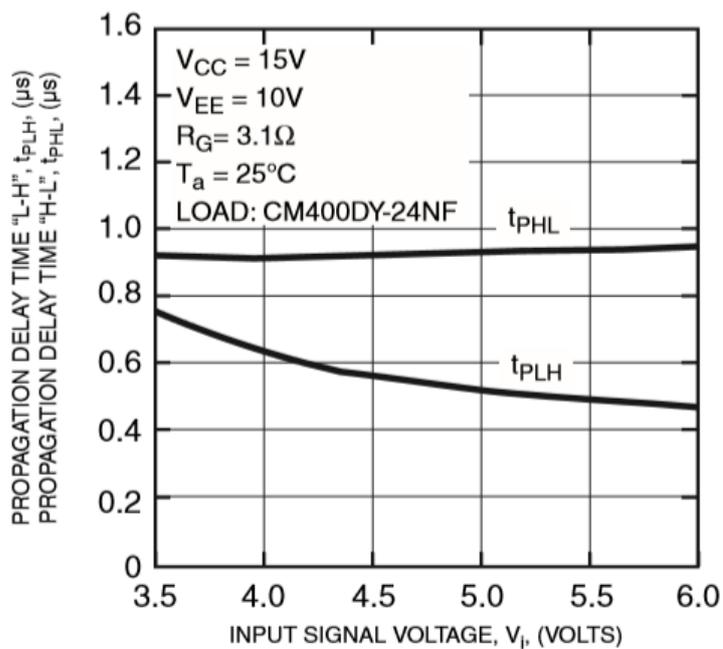


Рисунок 3.14 — Время задержки и входные характеристики напряжения

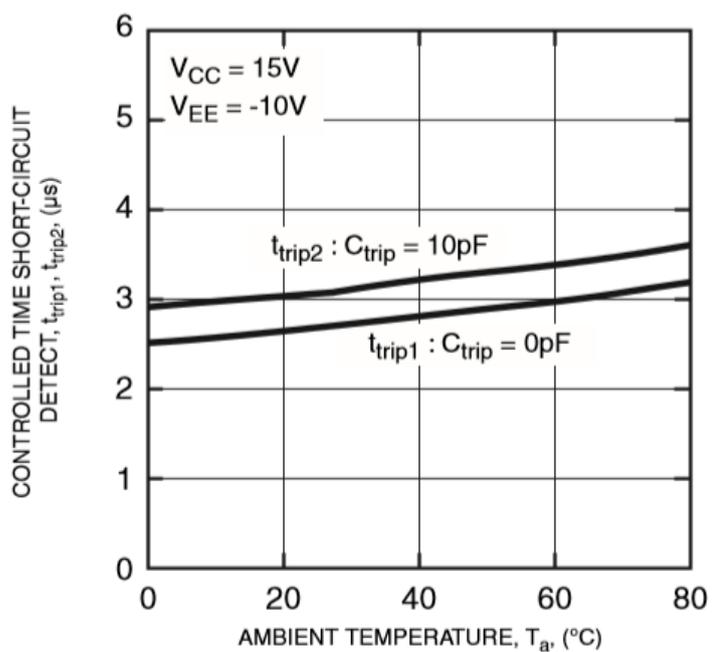


Рисунок 3.15 — Время задержки и температурные характеристики

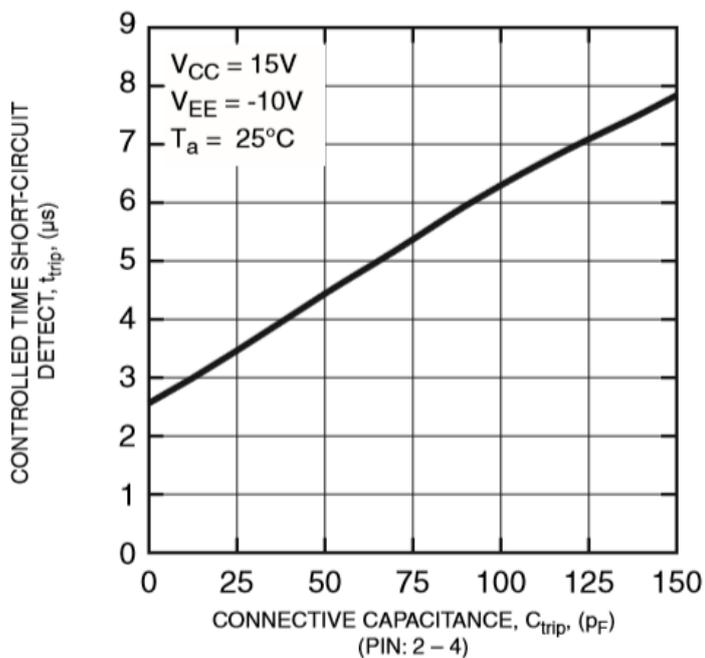


Рисунок 3.16 — Время обнаружения короткого замыкания и характеристики соединительной емкости

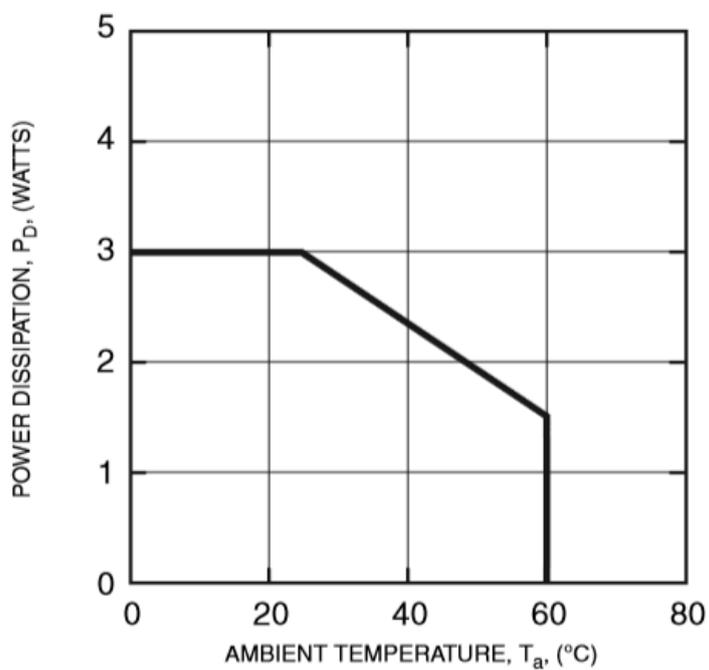


Рисунок 3.17 — Рассеивание мощности и внешние температурные характеристики

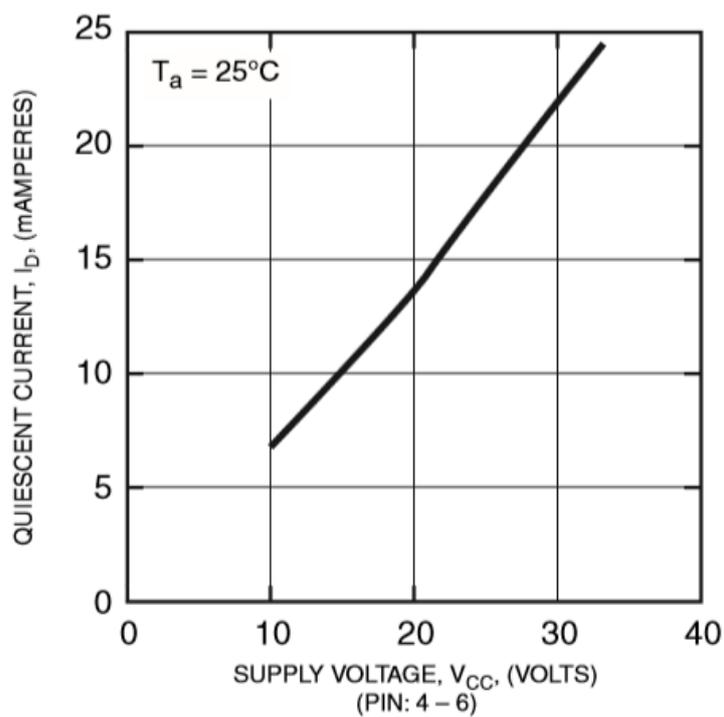


Рисунок 3.18 — Ток покоя и характеристики питания напряжения

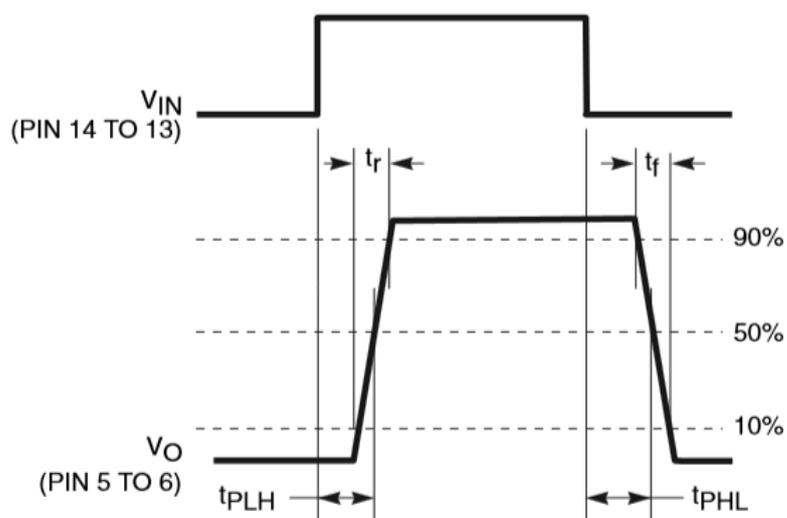


Рисунок 3.19 — Определение времени включения

Блок питания HRP-600-15

Для питания драйверов мы используем блок питания HRP-600-15.

Характеристики HRP-600-15

Выходные:

Напряжение постоянного тока	15В
Номинальный ток	43А
Пределы тока	0-43А

Входные:

Разброс напряжения	85-264В <i>при переменном</i>	120-370В <i>при постоянном</i>
Разброс частот		47-63Гц
КПД		88%

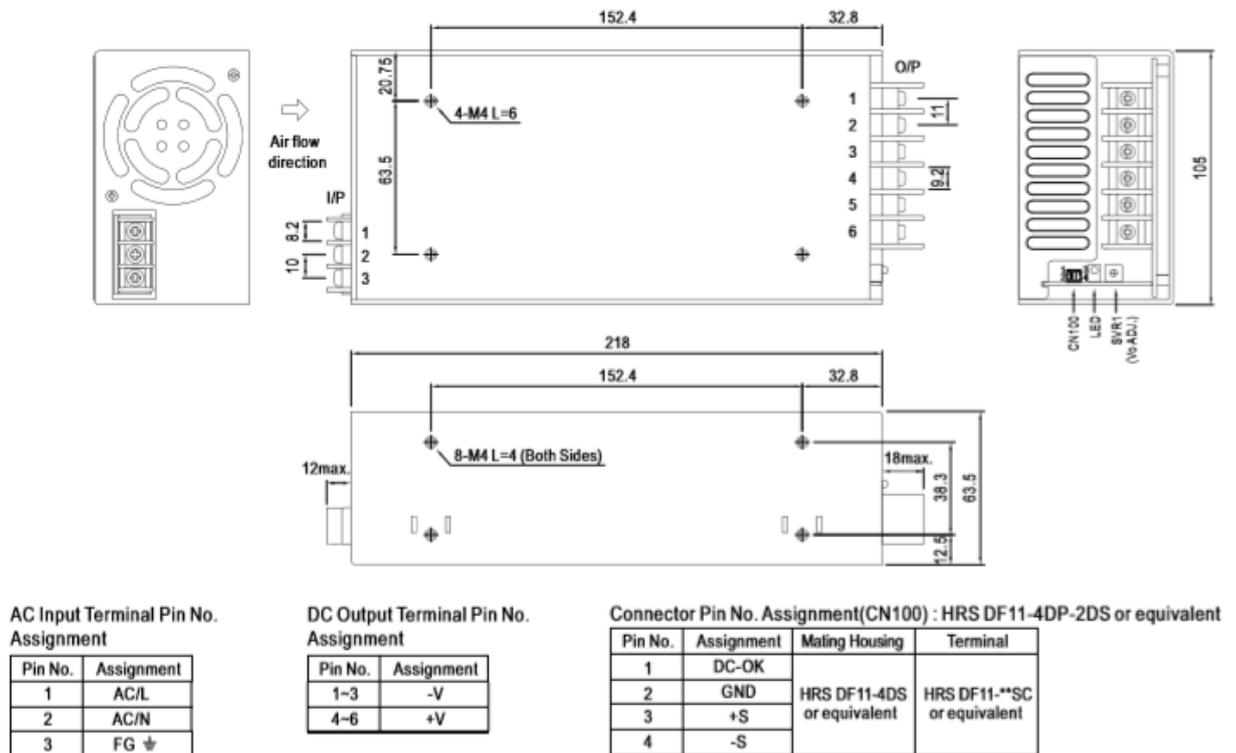


Рисунок 3.20 — Механическая спецификация блока питания HRP-600-15

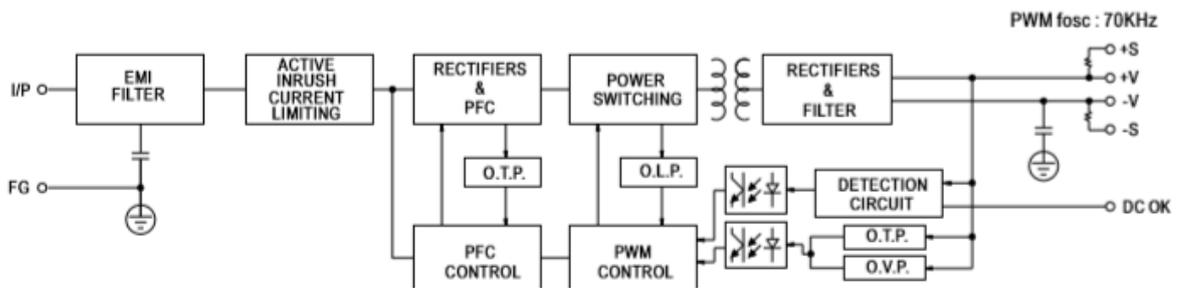


Рисунок 3.21 — Блок-схема блока питания HRP-600-15

Ниже приведены графики характеристик блока питания HRP-600-15

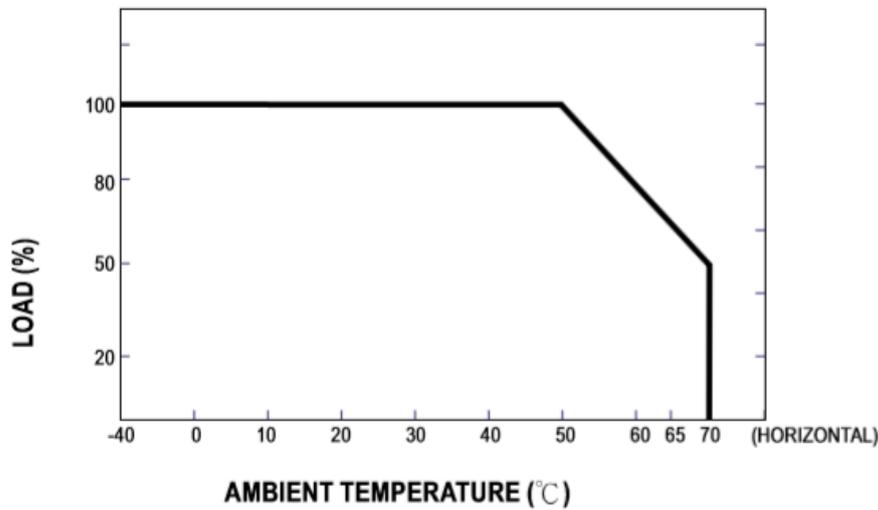


Рисунок 3.22 — Кривая снижения

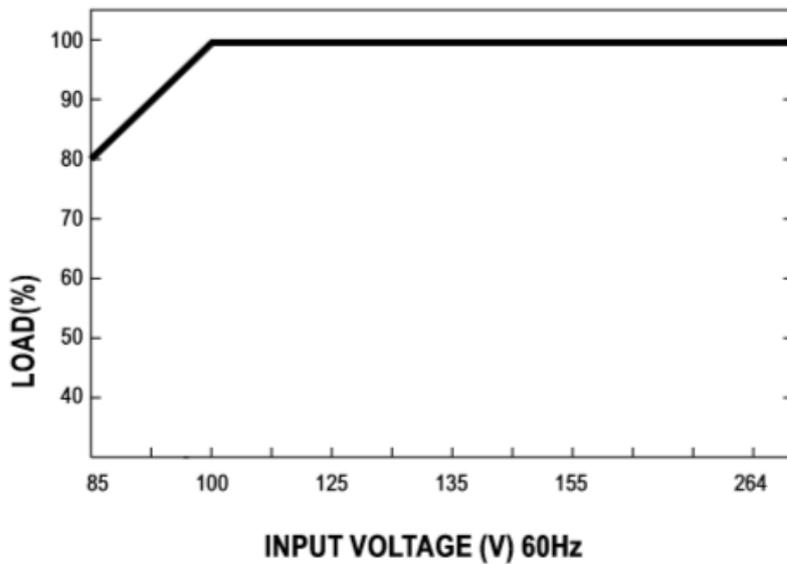


Рисунок 3.23 — Кривая снижения производительности при повышении напряжения блока питания HRP-600-15

4. Основные теоретические данные о работе в Micro-Cap

Краткие сведения о элементах, представленных в MicroCAP

В MicroCAP все электронные элементы, составляющие электрическую принципиальную схему делятся на два типа:

- математические модели существующих элементов как пассивных, так и активных. Вся эта элементарная база включает в себя, диоды, транзисторы, резисторы, конденсаторы и так далее. Все эти элементы находятся в базе и не могут быть произвольно изменены пользователем за исключением их параметров.
- модели произвольных элементов, состоящих из стандартных электрических элементов.

Однако математические модели существующих элементов тоже делятся на несколько типов:

- базовые модели
- сложные модели

Устройство в свою очередь может быть описано как чертеж принципиальной схеме так и как его текстовое описание в формате SPICE.

Passive components — Пассивные компоненты

Resistor — Резистор

Формат по модели SPICE:

$$R^\circ\chi < +\text{узел} > < -\text{узел} > \text{наименование модели} < R > [TC = < TC1 > , < TC2 >]$$

В данном случае χ - это определенная последовательность букв и цифр, находящаяся в пределах 7 символов. Образующая вместе с R названием непосредственно самого элемента.

Формат схемы:

значение PART: *<наименования>*

значение VALUE (RESISTANCE): *<характеристики> [TC = < TC1 > , < TC2 >]*

значение MODEL: *[наименования модели]*

Значение сопротивления, определяется характеристикой $\langle R \rangle$. Когда резистор находится в режиме переменного тока подобные уравнения высчитываются для изменяющихся во времени значений по DC. Однако SPICE не допускает использование подобных выражений. Ниже, в табл.1, представлены параметры, подробно описывающие характеристики резистора.

Таблица 1 – Параметры модели резистора

Обозначение	Параметр	Размерн.	Знач. по умол.
R	Масштабный множитель сопротивления		1
TC1	Линейный, квадратичный и экспоненциальный температурные коэффициенты сопротивления	$^{\circ}\text{C}^{-1}$	0
TC2		$^{\circ}\text{C}^{-2}$	0
TCE		$\%^{\circ}\text{C}$	0
T_MEASURED	Температура измерения	$^{\circ}\text{C}$	
T_ABS	Абсолютная температура	$^{\circ}\text{C}$	
T_REL_GLOBAL	Относительная темп.	$^{\circ}\text{C}$	
T_REL_LOCAL	Разность между температурой устройства и модели-прототипа	$^{\circ}\text{C}$	

Однако последние четыре характеристики используются не только в резисторах, но также и в других моделируемых элементах.

Однако, в случае, когда в характеристиках резистора графа $\langle \text{наименование модели} \rangle$ не используется, то его сопротивление численно равно характеристикам $\langle R \rangle$, измеряющейся в Ом. В случае когда $\langle \text{наименование модели} \rangle$ присутствует также и в характеристике .MODEL параметра нет TCE. В этом случае характеристика сопротивления резистора может быть определена при помощи выражения:

$$\langle +/ - \rangle \cdot R \cdot 1 + \text{TC1} \cdot T - T_{\text{nom}} + \text{TC2} \cdot T - T_{\text{nom}}^2 ;$$

однако в том случае если TCE присутствует, то сопротивление резистора будет равно выражению

$$\langle +/ - \rangle \cdot R \cdot 1,01^{\text{TCR} \cdot (T - T_{\text{nom}})}, \text{ где}$$

T— актуальное численное значение температуры (.TEMP);

$T_{nom} = \chi^{\circ}\text{C}$ — это номинальная температура (окно Global Settings).

Характеристика $\langle +/ - \rangle$ может иметь либо отрицательное значение, либо положительное, однако не может быть равно нулю.

Сараситор — Конденсатор

Формат по модели SPICE:

$C\chi\langle +\text{узел} \rangle \langle - \text{узел} \rangle$ [наименование модели] $\langle C \rangle$ [IC= $\langle U_{нач} \rangle$]

Формат схемы:

значение $\langle C \rangle$ [IC = $\langle U_{нач} \rangle$]

Емкость конденсатора определяется характеристикой $\langle C \rangle$.

Таблица 2 – Параметры модели конденсатора

Обозначение	Параметр	Размерн	Зн. по умол.
C	Масштабный множитель емкости	.	1
VC1 VC2	Линейный и квадр. коэффициенты	В^{-1} В^{-2}	
TC1 TC2	Линейный и квадр. температурный коэфф.	$^{\circ}\text{C}^{-1}$ $^{\circ}\text{C}^{-2}$	0

Однако, в случае, когда в характеристиках резистора графа $\langle \text{наименование модели} \rangle$ не используется, то его емкость численно равная характеристике $\langle C \rangle$, измеряющейся в Фарадах. В ином случае характеристика сопротивления резистора может быть определена при помощи выражения:

$$\langle +/ - \rangle C \cdot (1 + UC \cdot U + \sqrt{UC2 \cdot V2}) \cdot [1 + TC1 \cdot (T - T_{nom}) + TC2 \cdot (T - T_{nom})^2], \text{ где}$$

U — разница потенциалов на конденсаторе, требуемая при вычислении переходных процессов.

В случае вычисления частотных характеристик (режим переменного тока) C является постоянной характеристикой, высчитываемой по DC.

Inductor – индуктивность

Формат по модели SPICE:

$Lx < +\text{узел} > < -\text{узел} > [\text{наименование модели}] < L > [IC = < I_{\text{нач}} >]$

Формат схемы:

Атрибут *VALUE*: $< L > [IC = < I_{\text{нач}} >]$

Значение индуктивности, определенное характеристикой $<L>$, может иметь как числовое значение, так и быть выражен в виде уравнения с зависимыми от времени переменными. Использование подобных уравнений может быть обусловлено только анализом переходных процессов. В режиме переменного тока подобные уравнения высчитываются для изменяющихся во времени значений по DC. Однако SPICE не допускает использование подобных выражений. Ниже, в табл.3, представлены параметры, подробно описывающие характеристики резистора.

Таблица 3 – Параметры модели индуктивности

Обозначение	Параметр	Раз- мерн.	Зн. по умол.
L	Масшт. множитель индуктивности		1
IC1 IC2	Линейный и квадр. коэфф. тока	A ⁻¹ A ⁻²	
ТС1	Линейный температурный коэффициент индуктивности	°C ⁻¹	0
ГС2	Квадратичный температурный коэффициент индуктивности	°C ⁻²	0

Однако, в случае, когда в характеристиках резистора графа $<\text{наименование модели}>$ не используется, то его сопротивление численно равно характеристиках $<L>$, измеряющейся в Генри. В иной ситуации она высчитывается по выражению:

$< -/+ > * L \cdot (1 + IL1 \cdot I + IL2 \cdot I^2 \cdot [1 + TC1 \cdot (T - T_{\text{non}}) + TC2 \cdot (T - T_{\text{nom}})^2])$, где

где I — сила тока, проходящего через индуктивность.

Графа IC требует указания величины тока, проходящего через индуктивность, в случае, когда требуется расчет работы по постоянному току. Данная величина выполняет функцию стартового значения такого тока.

К — Взаимная индуктивность и магнитный сердечник

Формат по модели SPICE:

$Kx Ly Lz... < \text{коэффициент связи} >$

$Kx Ly Lz... < \text{коэффициент связи} > < \text{наименования модели} > [< \text{масштабный коэффициент} >]$

Формат схемы:

Характеристика INDUCTORS: $< \text{наименование индуктивности} >$

Характеристика COUPLING: $< \text{значение коэффициента связи} >$

Характеристика SIZE: $< \text{масштабный коэффициент} >$ — в версии Micro-Cap5 1.0 больше не поддерживается.

Следование названий катушек индуктивности Ly, Lz не имеет значение. Обозначение взаимоиндуктивности в первую очередь определено порядком следования узлов, находящихся в описании катушек.

Основной характеристикой взаимоиндуктивности считается $< \text{значение коэффициента связи} >$. В том случае когда в трансформаторе существует некоторое количество обмоток, есть возможность вычислить или их взаимные значения индуктивности в случае парных обмоток, находящихся в разных предложениях, или в каком-либо из предложений обозначить все индуктивности с одним и тем же коэффициентом связи.

На одном и том же сердечнике располагается от одной до нескольких обмоток, носящих наименования Ly, Lz . Каждая из них имеет одно и то же $< \text{значение коэффициента связи} >$. В описании каждой из обмоток Lz , находящейся в сердечнике, смысл значения $< n >$ носит иной смысл — в данном случае это число витков, находящихся на обмотке сердечника, а не индуктивность.

В свою очередь характеристика $< \text{масштабный коэффициент} >$ отражает значение площади поперечного сечения у магнитопровода. По умолчанию это значение равно 1.

Таблица 4 – Параметры модели магнитного сердечника

Имя параметра	Параметр	Размер н.	Зн. по умол.
AREA	Площадь поперечного сечения	см ²	1
PATH	Ср. длина магнитной силовой линии	см	1
GAP	Ширина воздушного зазора	см	0
PACK	Коэффициент заполнения сердечника		1
MS	Намагниченность насыщения	А/м	4*10 ⁵
A	Параметр формы безгистерезисной кривой намагничивания	А/м	25
C	Постоянная упругого смещения доменных границ		0,001
K	Постоянная подвижности доменов	А/м	25
ALPHA	Параметр магнитной связи доменов		2*10 ⁻⁵

Transformer — Трансформатор

Характеристика VALUE: <L первичной обмотки>, <L вторичной обмотки>, <коэффициент связи>

В MicroCAP существует модель двухобмоточного трансформатора, работающего без потерь энергии. Основными его характеристиками являются значения его коэффициента связи и индуктивностей обмоток самого трансформатора.

Diode — Диод

Zener — Стабилитрон

Формат по модели SPICE:

D_x < узел анода > < узел катода > < наименование модели >
> [Area] [OFF] [IC=< Ud >]

Формат схемы:

Атрибут VALUE: [Area] [OFF] [IC = < Ud >];

Сама модель диода задается следующим образом:

.MODEL < наименование модели > D[(характеристики модели)]

Математическая модель диода задается параметрами, перечисленными в табл. 5.

Таблица 5 – Параметры модели диода

Имя параметра	Параметр	Зн. по умолч.	Ед. изм.
Level	Тип модели: 1-SPICE2G, 2- PSpice		
IS	Ток насыщения при темп. 27°C	10^{-14}	А
RS	Объемное сопротивление	0	Ом
N	Коэффициент инжекции	1	
ISR	Параметр тока рекомбинации	0	А
NR	Коэффициент эмиссии для тока <i>ISR</i>	2	
IKF	Предельный ток при высоком уровне инжекции	∞	А
TT	Время переноса заряда	0	с
CJO	Барьерная емк. при нулевом смещ.	0	Ф
VJ	Контактная разность потенциалов	1	В
M	Коэффициент лавинного умножения	0,5	
EG	Ширина запрещенной зоны	1,11	эВ
FC	Коэфф. нелинейности барьерной емкости прямо смещенного перехода	0,5	
BV	Обратное напряжение пробоя	∞	В
IBV	Начальный ток пробоя, соответствующий напряжению <i>BV</i>	10^{-10}	А
NBV	Коэффициент неидеальности на участке пробоя	1	
IBVL	Начальн. ток пробоя низкого уровня	0	А
NBVL	Коэффициент неидеальности	1	
XT1	Темп. коэфф. тока насыщения	3	
TIKF	Линейный темп. коэффициент IKF	0	°C ⁻¹
TBV1	Линейный температурный коэфф. BV	0	°C ⁻¹
TBV2	Квадратичный темп. коэфф. BV	0	°C ⁻²
TRS1	Линейный температурный коэфф. RS	0	°C ⁻¹
TRS2	Квадратичный темп. коэфф. RS	0	°C ⁻²
KF	Коэффициент фликкер-шума	0	
AF	Показатель степени в формуле фликкер-шума	1	
RL	Сопротивление утечки	∞	Ом

Указанные параметры модели используются для аппроксимации ВАХ и других параметров диода. Ток диода определяется разностью токов, аппроксимирующих прямую и обратную ветви ВАХ

$$I = I_{fwd} - I_{rev}$$

$$I_{fwd} = I_n \cdot K_{inj} + I_{rec} \cdot K_{gen}, \text{ где:}$$

I_n — нормальная составляющая тока,

$$I_n = IS * \{exp[V/(NR \cdot V_t)] - 1\},$$

I_{rec} — ток рекомбинации,

$$I_{rec} = ISR\{exp[V/(NR \cdot V_t)] - 1\};$$

K_{inj} — коэффициент инжекции,

$$K_{inj} = 1 \quad \text{при } IKF \leq 0;$$

K_{gen} — коэффициент генерации,

$$K_{gen} = [(1 - V/VJ)^2 + 0,005]^{M/2}$$

Ток I_{rev} , аппроксимирующий обратную ветвь ВАХ диода, имеет две составляющие:

$$I_{rev} = I_{rev.high} + I_{rev.low}, \text{ где}$$

$$I_{rev.high} = IBV \cdot exp[-(V + BV)/(NBV \cdot V_t)];$$

$$I_{rev.low} = IBVL \cdot exp[-(V + BV)/(NBVL \cdot V_t)];$$

$V_t = k \frac{T}{q}$ — температурный потенциал перехода;

$k = 1,38 \cdot 10^{-23}$ Дж/град — постоянная Больцмана;

$q = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл — заряд электрона;

T — абсолютная температура р-п перехода;

EG — ширина запрещенной зоны

Емкость перехода C .

$$C = C_t + C_j, \text{ где:}$$

C_t —диффузионная емкость перехода, $C_t = T \cdot G$; C_j —барьерная емкость перехода,

$$C_j = CJO \cdot (1 - V/VJ)^{-M}, \text{ при } V \leq FC \cdot VJ$$

$$C_j = CJO \cdot (1 - FC)^{-(1+M)} [1 - FC \cdot (1 + M) + M \cdot V/VJ] \text{ при } V > FC \cdot VJ:$$

$G = d \cdot (Kinj \cdot I)/(d \cdot U)$ — дифференциальная проводимость перехода для актуальных значений тока I и напряжения U .

В существующей схеме замещения диода существуют перечисленные ниже источники шума:

- RS (объемное сопротивление), которое характеризуется тепловым током $I_{шRS}$, имеющим спектральную плотностью $S_{RS}=4k \cdot T/RS$;
- фликкер-шум диода, определяющуюся током $I_{шd}$, имеющим спектральную плотность $S_d=2 \cdot q \cdot I + KF \cdot I^{AF}/f$, в которой f — это текущая частота.

Температурные зависимости параметров. В математической модели диода они учитываются следующим образом:

$$IS(T) = IS \cdot \exp[EG(T)/(N \cdot Vt(T)) \cdot (T/T0 - 1)] \cdot (T/T0)^{XT1/N}$$

$$ISR(T) = IS \cdot \exp[EG(T)/(N \cdot Vt \cdot (T)) \cdot (T/T0 - 1)] \cdot (T/T0)^{XT1/N}$$

$$IKF(T) = IKF \cdot [1 + TIKF \cdot (T - T0)];$$

$$BV(T) = BV \cdot [1 + TBV1 \cdot (T - T0) + TBV2 \cdot (T - T0)^2];$$

$$RS(T) = RS \cdot [1 + TRS1 \cdot (T - T0) + TRS2 \cdot (T - T0)^2];$$

$$VJ(T) = VJ \cdot T/T0 - 3 \cdot Vt \cdot (T) \cdot \ln(T/T0) - EG \cdot T/T0 + EG(T);$$

$$CJO(T) = CJO \cdot \{1 + M\} [0,0004 \cdot (T - T0) + 1 - VJ(T)/VJ];$$

$$KF(T) = KF \cdot VJ(T)/VJ \cdot AF(T) = AF \cdot VJ(T)/VJ;$$

$$EG(T) = EG_0 - a \cdot T^2/(b + T);$$

в которой значения параметров IS , Vt , VJ , CJO , KF , AF , EG применяются при номинальной температуре $T0$;

- для кремния $EG_0 = 1.16$ эВ, $a = 0,000702$, $b = 1108$;

- $XT1 = 3$ для диодов с p-n переходом и $XT1 = 2$ в случае с диодом Шоттки.

WaveformSources — Источники сигналов

Стандартные сигналы

В программе MicroCAP для работы со стандартными сигналами существует некоторое количество базовых моделей, перечень коих пользователь не может пополнить, ограничиваясь лишь редактированиями оных:

- Battery — источник питания
- Приведенные в табл. 6 источники импульсных и гармонических сигналов.

Таблица 6 – Стандартные модели источников сигналов

Sin source (гарм. сигналы)	Pulse source (импульсные сигналы)
1MHZ—1 МГц, 1В	IMPULSE — дельта-функция
3PHASEA-трехфазные сигналы	PULSE- амплитуда 5В, период 1мкс
3PHASEB	SAWTOOTH — треугольный имп.
3PHASEC	SQUARE — меандр
60HZ — частота 60 Гц, амплитуда 120В	TRIANGLE — равносторонний треугольный импульс
GENERAL — частота 10 МГц,	

Помимо этого, существуют также и независимые источники напряжения (U) и тока (I), имеющие стандартный вид, описываемый в SPICE-модели следующим образом:

$$U_x < +\text{узел} > < -\text{узел} > [[DC] < \text{значение} >] + [AC < \text{модуль} > [< \text{фаза} >]],$$

$$I_x < +\text{узел} > < -\text{узел} > [[DC] < \text{значение} >] + [AC < \text{модуль} > [< \text{фаза} >]].$$

Источники могут быть применены в каждом из способов анализа схемы. Их стандартные характеристики имеют нулевое значение:

- значение DC характеризует постоянную составляющую источника тока или напряжения.
- значение AC задает фазу источника гармонического сигнала и его модуль.

Во время анализа переходных процессов применяются сигналы, имеющие определенную форму. Как, например, импульсная функция (рис. 3). Которая задается перечнем следующих характеристик:

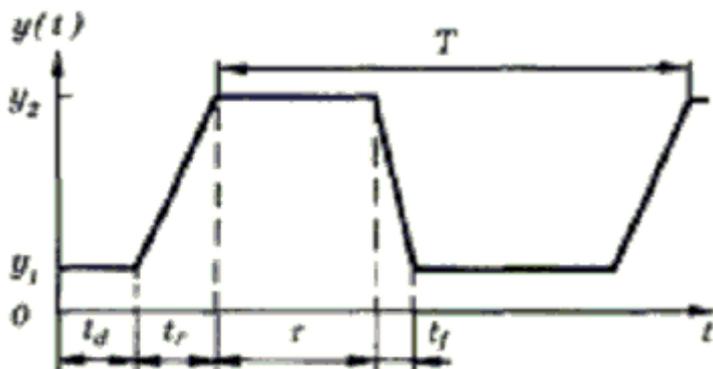


Рисунок 4.1 – Импульсная функция

$$PULSE(y_1, y_2, t_d, t_r, t_f, T),$$

где: y_1, y_2 – начальное и максимальное значение напряжения;

t_d – начало переднего фронта;

t_r, t_f – длительности переднего и заднего фронтов;

T – период повторения.

Пример задания директивы:

```
.MODEL PULSE PUL (VZERO = 0 VONE = 1 p1 = 0 p2 = 5n p3 = 9n p4
= 10n p5 = 20n )
```

Зависимые источники сигналов

Зависимые источники тока и напряжения могут выражаться как линейной так и нелинейной функцией. Существуют следующие их виды:

$$v = e(v) - \text{ИНУН};$$

$$i = f(i) - \text{ИТУТ};$$

$$i = g(v) - \text{ИТУН};$$

$$v = h(i) - \text{ИНУТ}.$$

Линейные управляемые источники описываются зависимостями

$v = e - v, i = f - i, i = g - v, v = h - i$, где e, f, g и h – коэффициенты передачи.

1. Источник напряжения, управляемый напряжением ИНУН, задается следующим способом:

$E \chi$ < +узел >< –узел >< +управляющий узел >
< – управляющий узел >
< значение коэффициента передачи >

2. Источник тока, управляемый током (ИТУТ), задается так:

$E \chi$ < +узел >< –узел >
< наименование управляющего источника напряжения >
< значение коэффициента передачи >

3. Источник тока, управляемый напряжением (ИТУН), задается при помощи:

$G \chi$ < +узел >< –узел >< +управляющий узел ><
– управляющий узел >< значение коэффициента передачи >

4. Источник напряжения, управляемый током (ИНУТ), задается указывается следующим способом:

$H \chi$ < +узел >< –узел >
< наименование управляющего источника напряжения >
< значение коэффициента передачи >

Опасная линейных управляемых не позволяют применение как параметров, так и функций.

Active components —Активные компоненты

В MicroCAP применяются схожие с PSpice математические модели активных компонентов с небольшими отличиями.

Bipolar transistor — Биполярные транзисторы

Формат SPICE:

$Q \chi$ < узел коллектора > < узел базы > < узел эмиттера > [
< узел подложки >] < имя модели > [Area] [OFF] [IC =
< V_{be} > [, V_{ce}]]

Заключение

В заключение стоит сказать, что была проведена работа по подборке элементов питания, IGBT-транзисторов по требуемому току и драйверов для их управления.

Так же была создана система управления транзисторами, позволяющая открывать их и закрывать в требуемые для функционирования моменты времени.

Помимо подбора элементов был проведен тщательный анализ элементов управления схемой в программе Micro-Cap, игравший ключевую роль в непосредственно самом подборе выбранных элементов.

Список используемой литературы:

1. Electronic Devices and Circuits Using MICRO-CAP, Richard H. Berube
Издательство «Pearson», 1991 г
2. The IGBT Device: Physics, Design and Applications of the Insulated Gate Bipolar Transistor, B. Jayant Baliga
Издательство «William Andrew», 2015 г.
3. Insulated Gate Bipolar Transistor IGBT Theory and Design, Vinod Kumar Khanna, Издательство «Institute of Electrical and Electronics Engineers», 2013 г.
4. CM800DZ-34H Datasheet , 2001 г. URL:
https://www.symmetron.ru/suppliers/mitsubishi/hpw_data/10000089.pdf
5. VLA503-01 Datasheet, 2007 г.
URL: http://www.pwr.com/pwr/docs/vla503_01.pdf
6. HRP-600 datasheet, 2015 г.
URL: <https://www.mouser.com/ds/2/260/HRP-600-SPEC-806131.pdf>
7. Составление электрических схем замещения электротехнических систем на основе метода аналогий Певчев, В. П. Издательство «ТГУ» 2010 г.
- 8 Импульсные устройства Чепелев, В. И. Шевцов, А. А. Позднов, М. В. Издательство «ТГУ» 2012 г.
9. Электронные цепи и микросхемотехника. Часть 1. Линейные цепи Чепелев, В. И. Шевцов, А. А. Узбеков, К. Х. Издательство «ТГУ» 2010 г.
10. Электронные цепи и микросхемотехника. Часть 2. Импульсные цепи, Чепелев, В. И. Шевцов, А. А. Позднов, М. В., Издательство «ТГУ» 2012 г.
11. А. К. Кудинов, В.П. Певчев О выборе коэффициента преобразования кодоимпульсного сейсмоисточника / Известия ВУЗов. Электромеханика, 2011 г.
12. Сейсмическая разведка, И.И. Гурвич, Г.Н. Боганик
Издательство «Недра», 1980
13. Певчев В. П. Особенности системы импульсного питания электромагнитного двигателя источника сейсмических волн / Вестник Казанского государственного технического университета им. А.Н.Туполева, 2009 г.

14. Чуркин И. М. Кодоимпульсный сейсмоисточник с повышенной частотой возбуждения сейсмических волн / Вектор науки Тольяттинского государственного университета. 2009 г.
15. Ивашин В. В., Певчев В. П. К вопросу развития импульсных наземных сейсмоисточников для сейсморазведки / Научное обозрение. 2012 г.
16. Короткоходовой импульсный электромагнитный двигатель сейсмоисточника В.П. Певчев, В.В. Ивашин, Издательство «LAP LAMBERT Academic Publishing» , 2011 г.
17. Вибрационное излучение сейсмических волн, И. С. Чичинин Издательство «Недра», 1984 г.
18. Пат. 2457509 РФ, МКИ 7G01 V1/02. Кодоимпульсный сейсмоисточник/ Ивашин В.В., Кудинов А.К., Иванников Н.А.; опубл. 27.07.12.
19. Ивашин В. В., Сипайлов Г. А. Генератор однополярных импульсных токов треугольной и трапецеидальной формы / Приборы и техника эксперимента, 1966 г.
20. Шнерсон М. Б. Теория и практика наземной сейсморазведки.–М. : ОАО "Издательство Недр", 1998 г.