

Федеральное государственное бюджетное образовательное
учреждение высшего образования

МИРЭА - Российский технологический университет

В.П. Бабенко, В.К. Битюков

**СХЕМОТЕХНИКА
ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ**

ПРАКТИКУМ

МОСКВА

РТУ МИРЭА

2019

УДК 621.387.322.323.2(075)

ББК 31.264.7я73

Б12

Бабенко В.П. Схемотехника источников вторичного электропитания [Электронный ресурс]: Практикум / Бабенко В.П., Битюков В.К. - М.: МИРЭА - Российский технологический университет, 2019. – 1 электрон. опт. диск (CD-ROM)

В практикуме изложены схемотехнические особенности построения электронных устройств и систем электропитания. Приведены методика расчета, проектирования и компьютерного моделирования электрических схем с использованием программы Electronics WorkBench 5.12. Практикум позволяет освоить основные приемы схемотехнического моделирования, углубить и систематизировать теоретические знания, получить практические навыки исследования радиоэлектронных устройств различного назначения. Содержит общие положения о выполнении работ, требования к содержанию и оформлению отчетов, краткие теоретические сведения, описание и последовательность выполнения работ, контрольные вопросы и список рекомендуемой литературы. Практикум является существенным дополнением, как к имеющимся учебникам, так и методическим указаниям по выполнению лабораторных работ, практических занятий и курсового и дипломного проектирования по тематике схемотехники аналоговых электронных устройств.

Предназначено для студентов, обучающихся по направлениям: 11.03.01 Радиотехника, 11.03.02 Инфокоммуникационные технологии и системы связи, 11.03.03 Конструирование и технология электронных средств, а также по специальности 11.05.01 Радиоэлектронные системы и комплексы.

Издается в авторской редакции.

Авторский коллектив: Бабенко Валерий Павлович, Битюков Владимир Ксенофонович.

Рецензенты:

Нефедов В.И. – д-р технич. наук, зав. каф. телекоммуникаций и радиотехники РТУ МИРЭА;

Хаустов И.А. – д-р технич. наук, доцент, зав. каф. информационных и управляющих систем Воронежского государственного университета инженерных технологий.

Системные требования:

Наличие операционной системы Windows, поддерживаемой производителем.

Наличие свободного места в оперативной памяти не менее 128 Мб.

Наличие свободного места в памяти постоянного хранения (на жестком диске) не менее 30 Мб.

Наличие интерфейса ввода информации.

Дополнительные программные средства: программа для чтения pdf-файлов (Adobe Reader).

Подписано к использованию по решению Редакционно-издательского совета

МИРЭА — Российский технологический университет.

Объем: 2.61 мб

Тираж: 10

© Бабенко В.П., Битюков В.К., 2019

© МИРЭА - Российский технологический университет, 2019

Оглавление

Введение.....	6
1. Методические указания	7
1.1. Общие сведения об источниках вторичного электропитания	7
1.2. Требования, предъявляемые к ИВЭ	7
1.3. Система схемотехнического моделирования EWB	9
1.4. Методические указания к оформлению отчета	14
2. Нерегулируемые трансформаторные источники электропитания.....	15
Оценочный расчет.....	16
2.1. Трансформаторный ИВЭ с однополупериодным выпрямителем	18
2.2. Трансформаторный ИВЭ с двухполупериодным выпрямителем со средней точкой	21
2.3. Трансформаторный ИВЭ с мостовым выпрямителем.....	22
3. Параметрический стабилизатор напряжения и тока	24
Оценочный расчет.....	25
3.1. Параметрический стабилизатор напряжения	27
3.2. Параметрический стабилизатор тока	32
3.3. Параметрический стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем	36
4. Компенсационные стабилизаторы напряжения.....	38
4.1. Компенсационный стабилизатор на транзисторах	38
а) Измерение коэффициента стабилизации	41
а) Исследование влияния входного напряжения.....	42
б) Исследование влияния сопротивления нагрузки	43
с) Измерение диапазона регулировки выходного напряжения....	44
д) Измерение КПД стабилизатора.....	44
4.2. Компенсационный стабилизатор на операционном усилителе.....	45
а) Запуск схемы и отладка.....	46
б) Исследование влияния входного напряжения.....	46
в) Исследование влияния сопротивления нагрузки	47

г) Прямое измерение коэффициента стабилизации	48
д) Измерение диапазона регулировки выходного напряжения	49
е) Измерение КПД стабилизатора	49
5. Понижающий DC/DC преобразователь	50
а) Запуск схемы и отладка;.....	52
б) Исследование нагрузочной характеристики.....	52
в) Исследование влияния входного напряжения.....	54
г) Исследование влияния величины индуктивности.....	56
д) Исследование влияния емкости	57
е) Исследование влияния скважности импульсов	57
ж) Исследование влияния частоты следования импульсов.....	59
з) Исследование КПД преобразования от частоты.....	60
6. Повышающий преобразователь напряжения	61
а) Запуск и наладка схемы	62
б) Исследование влияния сопротивления нагрузки	63
в) Исследование влияния входного напряжения.....	64
г) Исследование влияния индуктивности.....	65
д) Исследование влияния емкости	66
е) Исследование влияния скважности импульсов	67
ж) Исследование влияния частоты следования импульсов.....	68
з) КПД преобразования	69
7. Инвертирующий преобразователь напряжения.....	69
а) Наладка схемы.....	70
б) Исследование влияния сопротивления нагрузки	71
в) Исследование влияния входного напряжения.....	72
д) Исследование влияния индуктивности	73
е) Исследование влияния емкости.....	74
ж) Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение.	75
з) Исследование влияния частоты следования импульсов	76
и) КПД преобразования.....	77

8. Повышающе-понижающий преобразователь SEPIC	77
а) Наладка схемы.....	78
б) Исследование влияния сопротивления нагрузки	79
в) Исследование влияния входного напряжения	81
г) Исследование влияния емкости.....	83
д) Исследование влияния скважности импульсов.....	84
е) Исследование влияния частоты следования импульсов	85
ж) КПД преобразования	86
Контрольные вопросы	86
9. Приложение. Теоретические сведения	87
9.1. Нестабилизированные источники электропитания	87
Оценочный расчет.....	91
9.2. Параметрический стабилизатор напряжения	92
Оценочный расчет.....	95
Параметрический стабилизатор тока	97
Оценочный расчет.....	101
9.3. Компенсационный стабилизатор	101
Оценочный расчет.....	106
9.4. Разновидности импульсных источников питания	106
9.5. Понижающий DC/DC преобразователь	110
Оценочный расчет.....	115
9.6. Инвертирующий DC/DC преобразователь	116
Оценочный расчет.....	119
9.7.Повышающий не инвертирующий DC/DC преобразователь	120
Оценочный расчет.....	123
Оценочный расчет.....	124
9.8. DC/DC преобразователь повышающе-понижающего типа	125
Оценочный расчет.....	128
Заключение	131
Литература	132

Введение

Практикум по дисциплине «Источники вторичного электропитания» (ИВЭ) направлен на закрепление знаний, полученных в лекционном курсе, а также приобретения навыков и опыта расчета, наладки и исследования конкретных схем ИВЭ. Самостоятельная разработка электронных устройств, сборка и наладка схемы, подключение измерительных приборов, исследование характеристик даёт незаменимый опыт общения с аппаратурой, понимание происходящих в ней процессов, прогнозирование её работы. В связи с ограниченными возможностями реальной лаборатории актуальным является применение виртуальной лаборатории с использованием программ моделирования. Виртуальная лаборатория даёт возможность лучше понять и закрепить теоретический материал, совершенствовать учебный процесс, легко подгонять практический курс к нуждам конкретных обучающихся, развивать и дополнять его. Ошибки экспериментатора в реальной лаборатории могут привести к большим материальным потерям. Компьютерное схемотехническое моделирование свободно от этого недостатка. Поэтому моделирование широко используется в практических разработках и в обучении. Студент застрахован от случайного поражения током, а приборы не выйдут из строя из-за неправильно собранной схемы.

Программы схемотехнического моделирования, такие как MicroCap, DesinLab, CircuitMaker, LTspice, Electronics Workbench ((EWB) широко используются при подготовке специалистов. Каждая из программ предназначена для решения определенного круга задач и имеет свои достоинства и недостатки. В учебной практике высшей школы по радиоэлектронным дисциплинам наиболее часто используются EWB и ее модификация Multisim. Причин этому несколько: простой, интуитивно понятный интерфейс; легкость создания принципиальных схем; возможность пополнения баз компонентов посредством изменения параметров существующих библиотечных элементов; рабочий стол представляет электронную лабораторию, оборудованную контрольно-измерительными приборами, по внешнему виду и характеристикам приближенных к их промышленным аналогам. EWB и Multisim различаются лишь временем выпуска и рядом усовершенствований. Однако, Multisim предъявляет больше требований к компьютеру, требует большего времени для освоения, достаточно сложен для начинающих.

Зачастую в практикуме достаточно использовать демонстрационную версию программы EWB, которую можно найти в сети Internet.

1. Методические указания

1.1. Общие сведения об источниках вторичного электропитания

Характерной особенностью современных радиотехнических устройств является то, что они содержат большое количество разнообразных полупроводниковых и других элементов, для электропитания которых требуются напряжения переменного и постоянного тока. Необходимые напряжения постоянного тока обычно получают с помощью выпрямителей, которые переменный ток преобразуют в постоянный. Трансформатор крайне нежелательный элемент в современной аппаратуре, так как он имеет значительную стоимость и массогабаритные параметры, плохо совместим технологически (моточный элемент) с интегральной тенденцией в производстве аппаратуры. Успехи в создании интегральных и модульных преобразователей с высоким КПД DC/DC (Direct Current/Direct Current) AC/DC (Alternative Current/Direct Current) позволили в значительной степени обойтись без трансформатора в устройствах электропитания [1].

Современные радиотехнические устройства обычно предъявляют высокие требования к постоянству выходных напряжений или токов выпрямителей и источников переменного тока. В связи с этим источники вторичного электропитания часто снабжаются специальными устройствами — стабилизаторами, обеспечивающими постоянство выходных напряжений или токов с определенной степенью точности.

1.2. Требования, предъявляемые к ИВЭ

К источникам вторичного электропитания радиотехнических устройств предъявляется ряд требований, выполнение которых обеспечивает получение заданных электрических параметров, а также необходимых эксплуатационных, конструктивных и производственно-технологических характеристик [1].

Заданными электрическими параметрами являются:

- входное напряжение $U_{\text{вх}}$, выходное напряжение $U_{\text{н}}$, ток $I_{\text{н}}$ и мощность нагрузки $P_{\text{н}}$;
- допустимый коэффициент пульсации выпрямленного напряжения $K_{\text{п}}$ (для источников постоянного напряжения);
- допустимая нестабильность выходного напряжения $\delta = \Delta U_{\text{н}} / \Delta U_{\text{вх}}$ (для стабилизированных источников питания);
- пределы регулирования выходного напряжения (для регулируемых источников питания);
- нагрузочная характеристика (зависимость выходного напряжения от тока

нагрузки);

- динамическое (выходное) сопротивление $R_i = \Delta U_n / \Delta I_n$
- энергетические характеристики (КПД и коэффициент мощности).

К числу эксплуатационных требований [3], предъявляемых к источникам электропитания, относятся:

- работоспособность в условиях воздействия климатических и механических факторов (температуры, давления, влажности, вибраций, ударов и др.);
- надежность в работе, определяемая выбранными для электрической схемы элементами, их рабочими режимами, электрической схемой, конструкцией и технологией изготовления всего прибора в целом;
- восстанавливаемость электрических параметров после снятия перегрузки или короткого замыкания;
- обеспечение заданных выходных характеристик при смене элементов (электронных ламп, полупроводниковых приборов, сопротивлений, конденсаторов и др.);
- простота обслуживания (т. е. управления, регулировки и ремонта);
- безопасность обслуживания (для источников электропитания среднего и высокого напряжения).

Основными требованиями, предъявляемыми к источникам электропитания (блокам питания) радиоаппаратуры, являются:

- простота и удобство управления;
- свободный доступ к элементам, узлам и приборам, входящим в блок питания;
- удобство замены съемных элементов;
- обеспечение отвода тепла от нагреваемых элементов блока питания;
- минимальные габаритные размеры, масса и стоимость блока.

В процессе проектирования блоков питания радиоаппаратуры должны быть учтены и производственно-технические требования [1], основными из которых являются:

- максимальное использование в схеме стандартизованных и нормализованных узлов и деталей, а также элементов, освоенных производством;
- технологичность конструкции, минимальные затраты рабочей силы и материалов на изготовление, возможность изготовления на универсальном (неспециальном) оборудовании и с использованием простых инструментов;
- взаимозаменяемость механических и электрических узлов и деталей без

- их подгонки и регулировки;
- возможность независимой регулировки отдельных узлов.

Все перечисленные выше требования (за исключением требований обеспечения конкретных выходных электрических параметров) являются общими для любой радиоэлектронной аппаратуры. Следует отметить, что далеко не всегда можно обеспечить полное выполнение всех перечисленных выше требований для любого из проектируемых устройств, так как некоторые из них являются противоречивыми. Так, например, обеспечение высокой надежности требует снижения загрузки входящих в схему элементов, что приводит к увеличению габаритных размеров и массы прибора в целом. Поэтому основной задачей разработчика является отыскание оптимального решения, при котором наряду с получением заданных электрических параметров обеспечивается максимально возможное удовлетворение перечисленных выше эксплуатационных, конструктивных и производственно-технических требований.

1.3. Система схемотехнического моделирования Electronics Workbench

Разработка любого электронного устройства сопровождается физическим или математическим моделированием. Физическое моделирование связано с большими временными и материальными затратами, поскольку требует изготовления макетов и их трудоёмкое исследование. Ошибки экспериментатора в реальной лаборатории могут привести к большим материальным потерям. Компьютерное схемотехническое моделирование легко справляется с подобными трудностями. Поэтому моделирование широко используется в практических разработках и в обучении. Студент застрахован от случайного поражения током, а приборы не выйдут из строя из-за неправильно собранной схемы.

В настоящее время существует большое число программ схемотехнического моделирования электронных схем, таких как Micro-Cap, CircuitMaker, PSpice, OrCAD, LTspice, Multisim, System View, Electronics Workbench и др. Каждая из программ предназначена для решения определенного круга задач и имеет свои достоинства и недостатки. Электронная система моделирования Electronics Workbench имитирует реальное рабочее место исследователя – электронную лабораторию, оборудованную контрольно-измерительными приборами, по внешнему виду и характеристикам приближенных к их промышленным аналогам. Виртуальная лаборатория EWB содержит богатейшую библиотеку моделей отечественных и зарубежных элементов, использует стандартный интерфейс Windows, легко осваивается и достаточно удобна в работе. После

составления схемы и ее упрощения путем оформления подсхем моделирование начинается щелчком обычного выключателя.

Программы версий EWB 6.xx и выше являются скорее профессиональными, чем учебными и лишены многих достоинств младших версий EWB 4.xx и 5.xx.

История создания программы EWB начинается с 1989 г. (Interactive Image Technologies Ltd, впоследствии Multisim Ltd), с создания эффективного симулятора электронных схем – Electronics Workbench 4.1 до современного профессионального пакета Multisim 11. Чем старше версия, тем больше возможностей, но зато, требуется больше ресурсов компьютера, растет трудоемкость освоения программы.

Для учебных целей достаточно пакета EWB 5.0 или 5.12, которые популярны в Internet. Программа EWB рассчитана для работы в среде Windows 95/98/XP и занимает около 16 Мбайт дисковой памяти. Для размещения временных файлов требуется дополнительно 10-20 Мбайт свободного пространства на диске. При большом разнообразии версий EWB в интернете, рекомендуется использовать профессиональную версию EWB 5.12 PRO, которая в формате Portable не требует инсталляции.

О программе EWB

Electronics Workbench [2] позволяет строить схемы различной степени сложности при помощи следующих операций:

- выбор элементов и приборов из библиотек;
- перемещение элементов и схем в любое место рабочего поля;
- поворот элементов и групп элементов на углы, кратные 90^0 ;
- копирование, вставка или удаление элементов, групп элементов, фрагментов схем и целых схем;
- изменение цвета проводников;
- выделение цветом контуров схем для более удобного восприятия;
- одновременное подключение нескольких измерительных приборов и наблюдение их показаний на экране монитора;
- присваивание элементу условного обозначения;
- изменение параметров элементов в широком диапазоне.

Все операции производятся при помощи мыши и клавиатуры.

Библиотека компонентов программы содержит пассивные элементы, транзисторы, управляемые источники, управляемые ключи, гибридные элементы, индикаторы, логические элементы, триггерные устройства, цифровые и аналоговые элементы, специальные комбинационные и

последовательные схемы. Активные элементы могут быть представлены моделями как идеальных, так и реальных элементов. Возможно также создание своих моделей элементов и добавление их в библиотеки элементов.

В программе используется большой набор приборов для проведения измерений: амперметр, вольтметр, осциллограф, комбинированный измерительный прибор - мультиметр, Боде-плоттер (графопостроитель частотных характеристик схем), функциональный генератор, генератор двоичных кодов, логический анализатор и логический преобразователь. Описание работы программы можно найти на сайте .

Путем настройки приборов можно:

- изменять шкалы приборов в зависимости от диапазона измерений;
- задавать режим работы прибора;
- задавать вид входных воздействий на схему (постоянные и гармонические токи и напряжения, треугольные и прямоугольные импульсы).

Графические возможности программы позволяют:

- одновременно наблюдать несколько кривых на графике;
- отображать кривые на графиках различными цветами;
- измерять координаты точек на графике;
- импортировать данные в графический редактор, что позволяет произвести необходимые преобразования рисунка и вывод его на принтер;
- позволяет разместить на рабочем пространстве схему таким образом, чтобы были четко видны все соединения элементов и одновременно вся схема целиком.

После построения схемы и подключения приборов анализ ее работы начинается после нажатия выключателя в правом верхнем углу окна программы. Сделать паузу при работе схемы можно нажатием кнопки Pause под выключателем. Возобновить процесс можно повторным нажатием кнопки Pause. Повторное нажатие выключателя в правом верхнем углу прекращает работу схемы.

Выбор нужного компонента производится из поля компонентов, нужное поле компонентов выбирается нажатием левой кнопки мыши на одной из пиктограмм панели компонентов. При этом в поле компонентов появляются изображения соответствующих компонентов. После выбора поля компонентов нужный компонент при помощи мыши перемещается на рабочее поле. Выделение объекта осуществляется при помощи мыши (под объектом подразумевается как один компонент, так и группа компонентов). При выборе компонента нужно установить указатель мыши на нужный компонент и щелкнуть левой кнопкой мыши. Для выбора группы

компонентов нужно установить указатель мыши в один из углов прямоугольной области, содержащей группу, и нажав левую кнопку мыши, растянуть рамку до необходимых размеров, после чего отпустить кнопку. Выбранный объект меняет черный цвет на красный. Снять выделение можно щелчком мыши в любой точке рабочего поля.

Объект можно поворачивать на угол, кратный 90° . Для этого объект нужно предварительно выделить, а затем выбрать команду Rotate из меню Circuit, нажать Ctrl+R или на рабочей панели нажать кнопку. При этом объект повернется на 90° по часовой стрелке. При повороте группы компонентов на 90° поворачивается каждый компонент, а не вся группа целиком.

Копирование объектов осуществляется при помощи команды Copy из меню Edit, либо клавиатурной командой Ctrl+C. Перед копированием объект нужно выделить. После выполнения команды выделенный объект копируется в буфер. Для вставки содержимого буфера на рабочее поле нужно выбрать команду Paste из меню Edit, либо клавиатурной командой Ctrl+V. После выполнения команды содержимое буфера появится на рабочем поле и будет выделено цветом.

Удаление объекта осуществляется командами Cut и Delete. Отличие состоит в том, что при выполнении команды Cut объект удаляется в буфер и может быть, затем вставлен обратно на рабочее поле, а при выполнении команды Delete объект удаляется совсем. Перед удалением объект также должен быть выделен.

Для соединения компонентов проводниками нужно подвести указатель мыши к выводу компонента. При этом на выводе компонента появится большая черная точка. Нажав левую кнопку мыши, переместите ее указатель к выводу компонента, с которым нужно соединиться, и отпустите кнопку мыши. Выводы компонентов соединятся проводником.

Все проводники в Electronics Workbench по умолчанию черного цвета, но цвет проводника можно изменить. Для этого нужно двойным щелчком на изображении проводника открыть окно, приведенное на рисунке, и в окне мышью выбрать требуемый цвет.

EWB представляет собой удобное и практичное средство, позволяющее моделировать электрические схемы и анализировать их работу. Результаты моделирования можно вывести на принтер или импортировать в текстовый или графический редактор для их дальнейшей обработки.

Возможные проблемы при запуске программы

При работе с программой EWB в операционной системы WINDOWS XP и старше следует соблюдать определенные правила [3]:

- папка с программой должна быть в корне диска. Названия папок должны быть без пробелов;
- правой кнопкой откройте свойства исполняемого файла WEWB32.exe установите галочку в окне совместимость с WIN95, 98;
- по умолчанию элементы в программе выглядят по американскому стандарту (MIL/ANSI). Чтобы правильно отображались элементы европейского (немецкого и похожего на него русского) стандарта DIN в файл EWB.INI любым текстовым редактором допечатать строчку Din=on. Или в свойства ярлыка программы добавить в конце WEWB32.exe /din;
- для каждого элемента можно задать точность параметров или измерений (правая кнопка мыши/component properties/value/tolerance);
- для электронных компонент можно задать конкретную модель из библиотеки EWB;
- иногда при работе в современных ОС WINDOWS может возникать черный хвост за объектами на экране. Чтобы его убрать необходимо поставить галочки в свойствах приложения на вкладке Совместимость/Отключить/визуальное оформление и «Отключить композицию рабочего стола» (windows-aero);
- запуску EWB может мешать утилита SetPoint (настройка клавиатур, мышей фирмы Logitech). Необходимо выключить SetPoint;
- может конфликтовать с запущенным Google Chrome.

Полезные советы по работе с EWB:

- чтобы на схеме появились идентификаторы компонентов и нумерация узлов, войдите в меню Circuit/Schematic Options и отметьте галочкой Show reference ID, Show nodes;
- Чтобы скопировать схему, график, фрагменты рабочего стола EWB войдите в меню Edit/Copy as Bitmap, правой копкой мыши захватите нужный участок изображения и отпустите кнопку. Фрагмент скопирован в буфер обмена, его можно использовать при оформлении отчета;
- для копирования активного окна меню EWB используйте метод копирования элементов экрана Screenshot, нажав одновременно кнопки клавиатуры ALT и PrtScr.

При возникновении сообщений «Time step too small» (шаг времени очень мал) либо «No convergence in the transient analysis» (нет сходимости

при анализе переходного процесса) *сначала проверьте схему на работоспособность и отсутствие ошибок*. Если все нормально, а сообщение появляется, необходимо в меню Analysis\Analysis Options\Transient поменять значения последующих характеристик:

- ITL4 - Transient time point iterations (количество итераций) в сторону роста до 50...1000. Повышение шага ведет к повышению времени расчета.
- TRTOL - Transient error tolerance factor (фактор допустимой ошибки) в сторону уменьшения до 0.01...0,1.

1.4. Методические указания к оформлению отчета

Ознакомиться с описанием соответствующей работы и установить, в чем состоит ее основная цель и задача.

Изучить по выполняемому практикуму теоретический материал, изложенный в приложении данного пособия, по рекомендуемым литературным источникам, лекционному курсу.

Собрать электрическую схему на рабочем поле программы. Провести оценочный расчет исследуемой схемы (раздел 9), выбрать параметры компонентов схемы. Подключить измерительные приборы и провести измерения в соответствии с заданием.

По каждой работе студентом индивидуально выполняется отчет в редакторе Word. Формат отчета следующий:

Титульный лист, содержащий название института, кафедры, дисциплины, название и номер работы, ФИО преподавателя и студента включая номер группы, год выполнения.

Последующие страницы отчета заполняются графиками, диаграммами и результатами промежуточных вычислений.

Каждый раздел отчета по исследуемой схеме должен содержать:

- техническое задание и постановку задачи;
- исследуемую электрическую схему с подключенной соответствующей контрольно-измерительной аппаратурой;
- описание электрической схемы и назначение контрольно-измерительных приборов;
- необходимые оценочные расчеты;
- результаты измерений, осциллограммы, графики, элементы меню с опциями моделирования;
- выводы по результатам моделирования;
- ссылки на используемую литературу.

Каждый рисунок отчета должен иметь порядковую нумерацию,

смысловое название. После рисунка должна быть текстовая информация с выводами, которые следуют из анализа графика, осциллограммы.

Отчет оформляется каждым студентом индивидуально к следующему занятию в распечатанном виде.

Защита работы заключается в собеседовании по теоретическим и практическим вопросам по тематике работы.

2. Нерегулируемые трансформаторные источники электропитания

Задание – разработать и исследовать нерегулируемый источник вторичного электропитания с емкостным фильтром, преобразующий переменное напряжение сети (промышленная сеть 220 В 50 Гц или бортовая сеть 115 В 400 Гц) в напряжение постоянного тока с заданными параметрами, используя следующие схемы выпрямления:

- однополупериодную;
- двухполупериодную со средней точкой;
- двухполупериодную мостовую.

Исходные данные:

В соответствии с вариантом индивидуального задания выходные параметры - напряжение U_n и ток нагрузки I_n

- для вариантов (1-12) - входное напряжение сети переменное $U_c = 220$ В, частота сети $F_c = 50$ Гц;
- для вариантов (13-24) - входное напряжение сети переменное $U_c = 115$ В, частота сети $F_c = 400$ Гц;
- коэффициент пульсаций выпрямленного напряжения для всех вариантов $K_n \leq 0,2$;

Таблица 2.1. Варианты индивидуального задания

Вариант 1-12 /13-24	1 /13	2 /14	3 /15	4 /16	5 /17	6 /18	7 /19	8 /20	9 /21	10 /22	11 /23	12 /24
U_n , В	5	10	15	20	15	30	35	40	45	50	55	60
I_n , А	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0,5	0,1

Цель работы: Разработать схему трансформаторного источник электропитания с выпрямителем переменного напряжения. Исследовать параметры ИВЭ для трех схем выпрямителей:

- однополупериодного,
- двухполупериодного со средней точкой,
- однофазного мостового выпрямителя.

Провести оценочный расчет электрической схемы, провести отладку схемы и добиться требуемых по ТЗ характеристик, провести схемотехническое моделирование, исследовать влияние на работу устройства параметров внешних (диапазон изменения напряжения питания, тока нагрузки) и внутренних параметров (допустимый диапазон параметров электронных компонентов):

Оценочный расчет

Перед проведением оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.1.

Дано:

- U_c - напряжение сети;
- F_c - частота сети;
- U_n - напряжение на нагрузке;
- I_n - ток нагрузки.

Порядок предварительного расчета электрической схемы.

1. Выбрать схему, провести оценочный расчет параметров.
2. Найти требуемую величину среднего квадратичного напряжения на вторичной обмотке трансформатора U_2 (табл. 9.1). Рассчитать коэффициент трансформации $K_{тр} = U_c / U_2$.
3. Сформулировать требования к диоду в соответствии с ТЗ.
4. Выбрать тип диода из библиотеки EWB по допустимому обратному напряжению и минимальному омическому сопротивлению в прямом направлении. Скачать из интернета Datasheet на выбранный диод и привести в отчете его основные параметры.
5. Рассчитать величину емкости конденсатора фильтра.
6. Собрать на рабочем столе электрическую схему, провести отладку и коррекцию по измеренным характеристикам. В опциях на трансформатор установить нужный коэффициент трансформации $K_{тр}$. Отладка заключается в корректировке параметров схемы, чтобы добиться требуемых ТЗ параметров.

Выполнить следующие исследования:

1. Измерить:
 - форму напряжения пульсаций и коэффициент пульсаций K_n (с помощью осциллографа);
 - мощность на входе ИВЭ $P_{вх} = I_{вх} U_{вх}$ и на нагрузке $P_n = I_n U_n$, вычислить

$KПД=P_{н}/P_{вх}$. Токи и напряжения измеряются амперметрами и вольтметрами, включенными в соответствующие цепи.

2. Исследовать:

- зависимость выходного напряжения $U_{н}$ от входного $U_{вх}$;
- зависимость амплитуды пульсаций $U_{п}$ выходного напряжения от величины емкости фильтра;
- зависимость амплитуды пульсаций $U_{п}$ выходного напряжения от величины от сопротивления нагрузки.

Аналогичные исследования следует выполнить для трех видов нестабилизированных ИВЭ, питаемых от однофазной сети:

- однополупериодного;
- двухполупериодного со средней точкой;
- однофазного мостового.

Порядок выполнения работы

- ознакомиться со сведениями из теории и правилами работы с программным комплексом Electronics Workbench.
- изучить методику расчета выпрямителей переменного напряжения;
- провести оценочный расчет схемы;
- запустить программу Electronics Workbench;
- построить схему для исследуемого выпрямителя;
- установить параметры компонентов в соответствии с индивидуальным заданием;
- отладить схему выпрямителя при моделировании в ручном режиме (с помощью клавиши Activate Simulation);
- исследовать характеристики выпрямителей при различных параметрах схемы;
- подготовить отчет по проделанному практикуму.

Содержание отчёта

- титульный лист;
- цель работы;
- наименование исследуемых схем;
- результат исследований в виде расчетов и графиков и соответствующий анализ;
- выводы по каждому исследованию.

Ниже приведены примеры схем нестабилизированных ИВЭ.

2.1. Трансформаторный ИВЭ с однополупериодным выпрямителем

Соберите и отладьте схему ИВЭ, показанную на рис. 2.1, с параметрами вашего варианта. Источником сетевого напряжения является генератор переменного тока $V1$ из библиотеки Sources. Трансформатор $T1$ понижает напряжение сети до требуемого напряжения вторичной обмотки и обеспечивает гальваническое разделение высоковольтной сети переменного тока и электрической схемы потребителя. Диод $D1$ выпрямляет переменное напряжение вторичной обмотки трансформатора, обеспечивает на нагрузке $R1$ постоянное пульсирующее напряжение. Конденсатор фильтра $C1$ сглаживает пульсации выпрямленного напряжения до требуемой величины. Контроль величины токов и напряжений в разных точках схемы осуществляется измерительными приборами $M1...M5$. Временные диаграммы напряжения снимаются двухлучевым осциллографом. Амперметр $M1$ (опция AC) измеряет **среднее квадратичное (эффективное) значение переменного** тока, потребляемого от сети I_c . Вольтметр $M2$ (опция AC) измеряет **среднее квадратичное (эффективное) значение переменного напряжения** сети U_c . Амперметр $M3$ (опция DC) измеряет **постоянный** ток нагрузки I_n . Вольтметр $M4$ (опция DC) измеряет **постоянное** напряжение U_n на резисторе нагрузки $R1$. Вольтметр $M5$ (опция DC) измеряет постоянное напряжение на сопротивлении нагрузки U_n . Резистор $R1$ является нагрузкой выпрямителя выбирается из индивидуального задания $R1=R_n$.

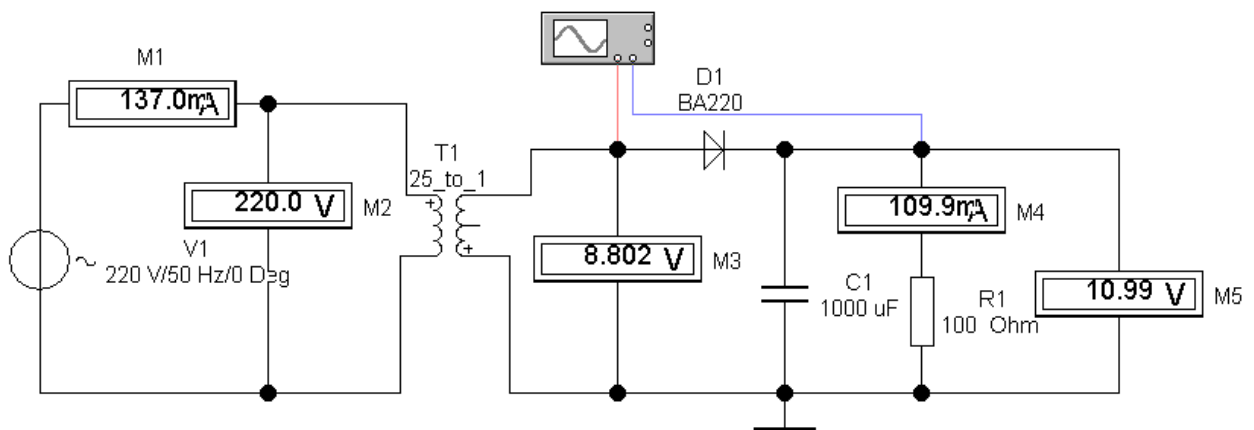


Рис. 2.1. Схема ИВЭ с однополупериодным выпрямителем

Провести оценочный расчет параметров схемы в соответствии с индивидуальным заданием.

Перед проведением оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.1.

Пример расчета приводиться ниже.

Дано:

- Напряжение сети переменного тока $U_c = 220$ В;
- Частота напряжения сети $F_c = 50$ Гц;
- Выпрямленное напряжение на нагрузке $U_H =$;
- Ток нагрузки $I_H =$;
- Коэффициент пульсаций $K_n \leq 0,2$.

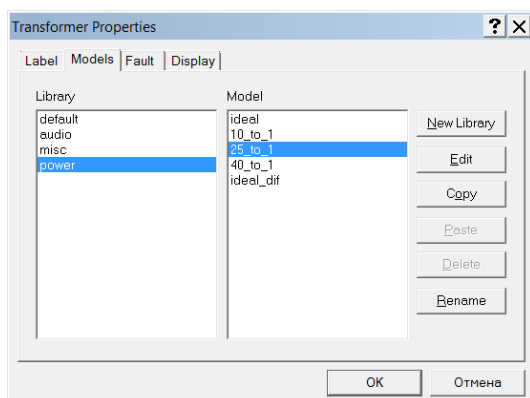
Оценочный расчет:

По заданному значению U_H рассчитать требуемое напряжение на вторичной обмотке U_2 ;

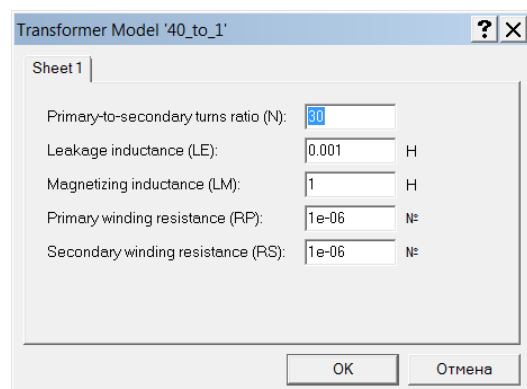
- Рассчитать коэффициент трансформации $K_{тр} = U_c/U_2$;
- Найти величину сопротивления нагрузки $R_H = U_H/I_H$;
- Рассчитать величину конденсатора фильтра C_1 ;

Выбор модели трансформатора.

Модель трансформатора, удовлетворяющая требованиям индивидуального задания, выбирается из библиотеки трансформаторов EWB Power/10-1, Power/25-1, Power/40-1.



а)



б)

Рис. 2.2. Опции модели трансформатора: а) Transformer Properties; б) Transformer Model

Дважды щелкнув по компоненте, открываете меню Transformer Properties. В окне «Primary-to-secondary turns ratio N» ввести расчетный коэффициент трансформации $K_{тр}$ в соответствии с заданием. Допустимо использовать дробное значение $K_{тр}$.

Выбор модели диода

Диод выбирается из библиотеки National по параметрам Reverse Breakdown Voltage и Ohmic Resistance в соответствии с оценочным расчетом максимальной величины обратного напряжения на диоде.

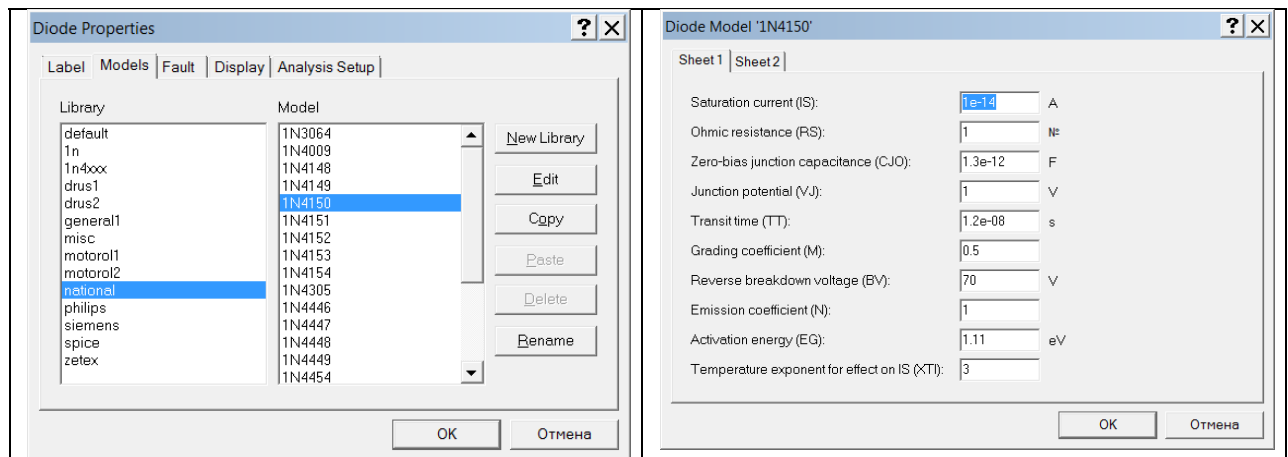


Рис. 2.3. Опции модели диода: а) Diode Properties; б) Diode Model

Допустимое обратное напряжение Breakdown Voltage должно быть больше расчетного значения, а омическое сопротивление Ohmic Resistance, чем меньше, тем лучше - меньше потери и тепловыделение.

Измерение пульсаций с помощью осциллографа

В комплекте измерительных приборов (Instruments) имеется двухканальный осциллограф, по внешнему виду, органам управления и характеристикам максимально приближен к промышленному аналогу.

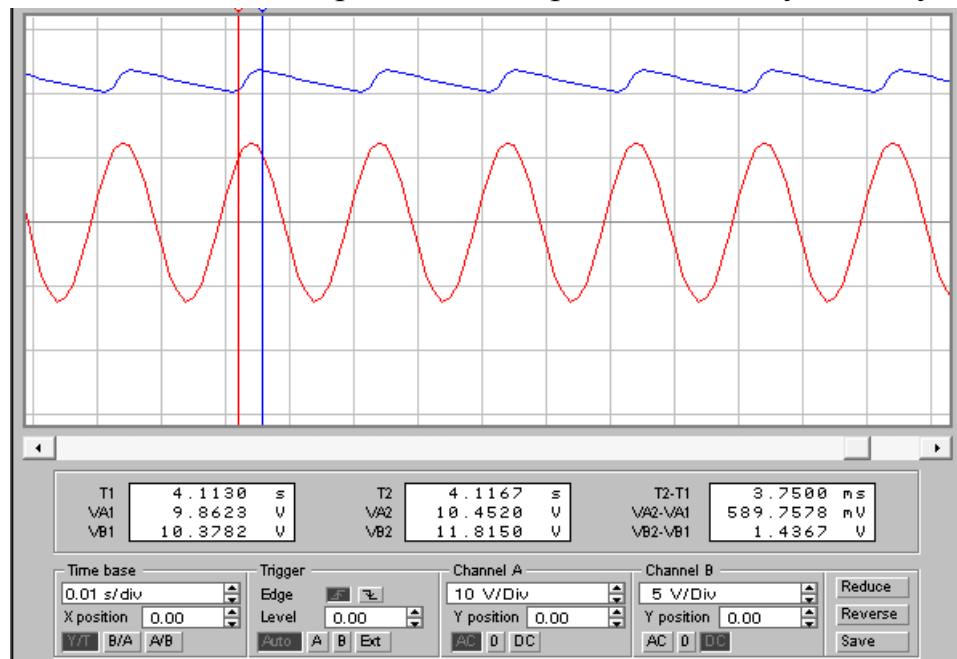


Рис. 2.4. Осциллограммы на экране виртуального Oscilloscope: канал A - красный луч - осциллограмма напряжения на входе выпрямителя U₂; канал B - синий луч - осциллограмма напряжения на нагрузке U_н.

Предусмотрена возможность точного цифрового измерения уровня сигналов их временных характеристик с помощью реперов. Реперы могут быть установлены в нужное положение, захватив репер левой кнопкой

мышь. Под экраном осциллографа находятся три цифровых окна. Первые два окна отображают временное положение и параметры сигналов в месте расположения реперов. А в третьем окне представлена разность величин, зафиксированных реперами. На рис. 2.4 показан результат измерения амплитуды пульсаций.

Для удобства наблюдения чувствительность каналов осциллографа следует выбирать соответствующей величине наблюдаемых сигналов. На рис. 2.4 у канала А – чувствительность 10 В/дел, а у канала В – 5 В/дел.

Исследовать:

- Отладить схему. Убедиться, что уровень пульсаций существенно меньше постоянной составляющей выпрямленного напряжения. Определить токи и напряжения в разных точках схемы. Фиксировать осциллограммы напряжения на нагрузке;
- Определить коэффициент пульсаций на нагрузке;
- Измерить ток и напряжение на входе и выходе устройства, рассчитать величину мощности потребляемой выпрямителем $P_{\text{вх}}$ и выделяемой в нагрузку $P_{\text{н}}$. Найти КПД выпрямителя $\text{КПД} = P_{\text{н}} / P_{\text{вх}}$;
- исследовать влияние сопротивления нагрузки на параметры выпрямителя;
- исследовать влияние емкости фильтра на параметры выпрямителя.

Вывод

Исследование следует завершить выводом по основным полученным результатам. Отметить основные параметры и сопоставить с расчетными.

2.2. Трансформаторный ИВЭ с двухполупериодным выпрямителем со средней точкой

Соберите и отладьте схему ИВЭ (рис. 2.5) с учетом индивидуального задания вашего варианта.

По методике, изложенной в разделе 9.1, провести оценочный расчет, выбрать параметры используемых компонентов.

Диоды $D1$, $D2$ образуют схему выпрямителя со средней точкой трансформатора, которая присоединена к земле. Назначения элементов и приборов такие же, как в предыдущей схеме. Вольтметр переменного тока $V2$ измеряет напряжение на входе выпрямителя $U2$.

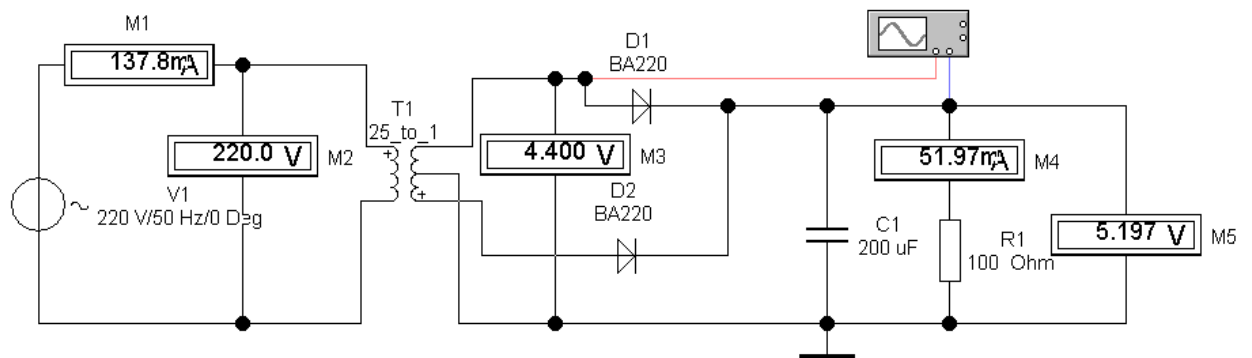


Рис. 2.5. Схема ИВЭ с двухполупериодным выпрямителем со средней точкой

По методике исследования предыдущей схемы, рассмотренной в разделе 2.1, провести исследования схемы нестабилизированного ИВЭ с двухполупериодным выпрямителем и подготовить отчет.

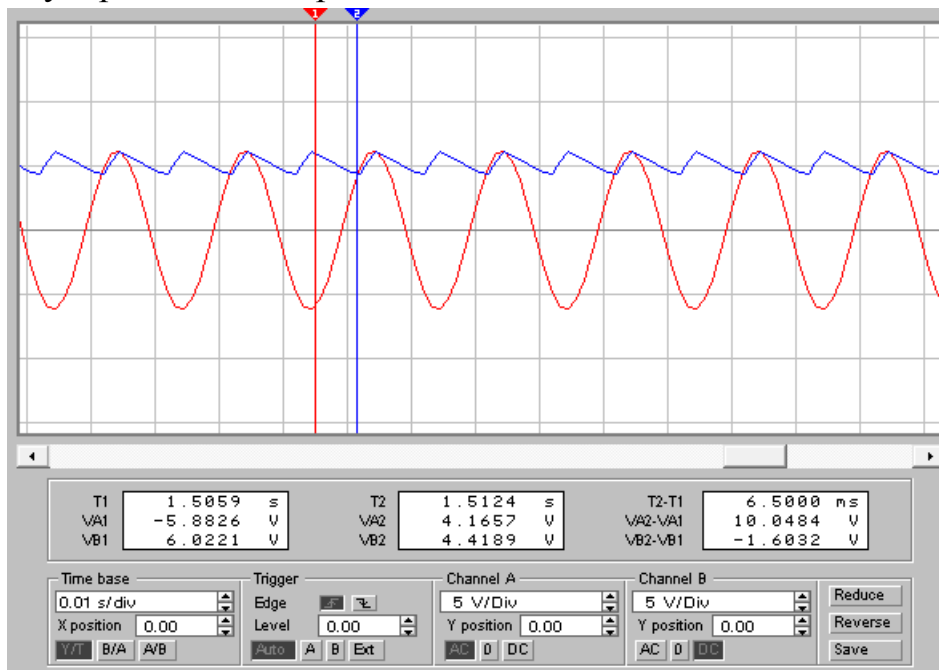


Рис.2.6. Осциллограммы напряжения (син.) на нагрузке и (кр.) на вторичной обмотке U_2

2.3. Трансформаторный ИВЭ с мостовым выпрямителем

Соберите и отладьте схему выпрямителя, показанную на рис. 2.6, с параметрами вашего варианта. По методике исследования, рассмотренного в разделе 2.1, проведите исследование и подготовьте отчет.

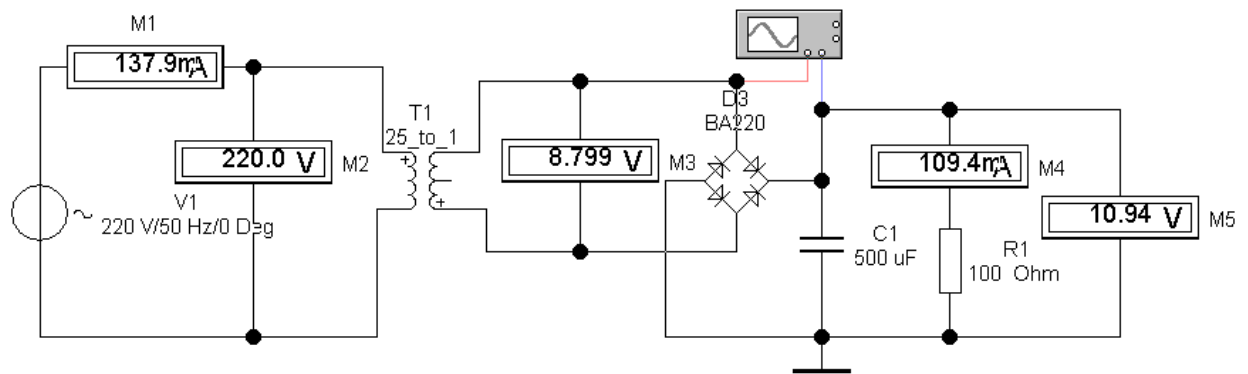


Рис. 2.7. Схема ИВЭ с двухполупериодным мостовым выпрямителем

В схеме, показанной на рис. 2.7 вторичная обмотка трансформатора не имеет прямой связи с землей. Так как осциллограф отображает напряжение относительно земли, а вторичная обмотка трансформатора прямой связи с землей не имеет, то осциллограмма, показанная на рис. 2.8, представляет искаженную синусоиду.

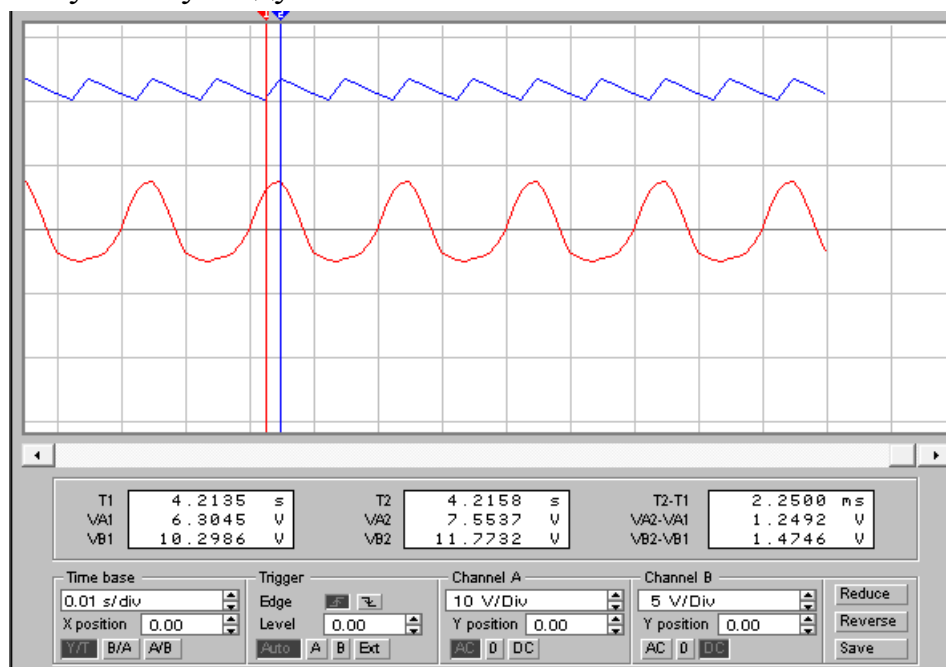


Рис. 2.8. Осциллограммы напряжения (син.) на нагрузке и (кр.) на вторичной обмотке относительно земли

Практикум должен быть завершён общими выводами по результатам исследования трансформаторных нестабилизированных ИВЭ.

Контрольные вопросы

1. Что означает параметр среднее квадратичное значение тока и напряжения? Каким прибором его можно измерить?
2. Каким прибором измеряется амплитудное значение переменного

напряжения?

3. Что такое коэффициент пульсаций, какие значения он может иметь в реальных источниках питания?
4. Как влияет частота сети на коэффициент пульсаций?
5. Как влияет величина тока нагрузки на коэффициент пульсаций?
6. Назовите области применения исследуемых выпрямителей.
7. Назовите назначение конденсатора фильтра в выпрямителях, перечислите требования, которые к нему предъявляются.
8. Какой выпрямитель может обойтись без трансформатора и используется в бестрансформаторных источниках питания?
9. Какие требования предъявляются к выпрямительным диодам?
10. Что произойдет с диодом, если к нему приложить обратное напряжение, больше допустимого или через него будет протекать ток, больше допустимого?

3. Параметрический стабилизатор напряжения и тока

Цель работы: приобретение навыков в расчете и экспериментальном исследовании характеристик кремниевого стабилитрона и параметрического стабилизатора напряжения.

Таблица 3.1. Варианты индивидуального задания

Вариант 1-12 /13-24	1/ 13	2/ 14	3/ 15	4/ 16	5/ 17	6/ 18	7/ 19	8/ 20	9/ 21	10/ 22	11/ 23	12/ 24
U_H , В	5/ 7	10/ 12	15/ 17	20/ 22	15/ 17	30/ 32	35/ 37	40/ 42	45/ 47	50/ 52	55/ 57	60/ 65
I_H , мА	10	9	8	7	6	5	4	3	2	1	0,5	0,1

При отсутствии в библиотеке EWB подходящего стабилитрона с требуемым напряжением стабилизации $U_{ст}$ допустимо соединять последовательно несколько стабилитронов, так чтобы $U_{ст} = \sum_i U_{ст_i}$.

Основные справочные параметры стабилитрона:

- диапазон токов и напряжений стабилизации $I_{ст_min}$, $I_{ст_max}$, $U_{ст_min}$, $U_{ст_max}$;
- значения среднего тока и напряжения стабилизации $I_{ст_cp} = (I_{ст_min} + I_{ст_max})/2$, $U_{ст_cp} = (U_{ст_min} + U_{ст_max})/2$;
- дифференциальное сопротивление стабилитрона $r_i = dU_c/dI_c$. Чем меньше r_i , тем лучше стабилизирующие свойства;
- коэффициент стабилизации напряжения – отношение относительных

изменений входного и выходного напряжений при постоянном выходном токе (рис. 2.1, а)

$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{BX}}}{U_{\text{BX}}}}{\frac{\Delta U_{\text{H}}}{U_{\text{H}}}} = \frac{U_{\text{H}}}{U_{\text{BX}}} \cdot \frac{R_{\text{бал}}}{r_{\text{i}}},$$

Оценочный расчет

Перед проведением оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.2.

Дано:

напряжение стабилизации $U_{\text{ст}} = U_{\text{H}}$ и величина тока нагрузки I_{H} .

1. На рабочем столе привести схему для моделирования параметрического стабилизатора, где $R1 = R_{\text{бал}}$, $R2 = R_{\text{H}}$.

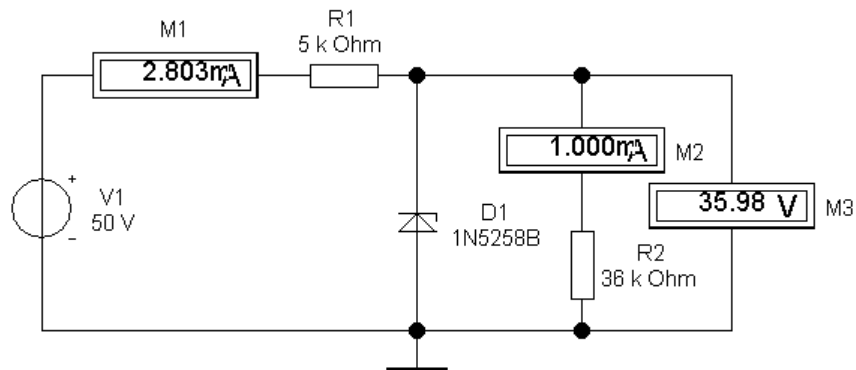
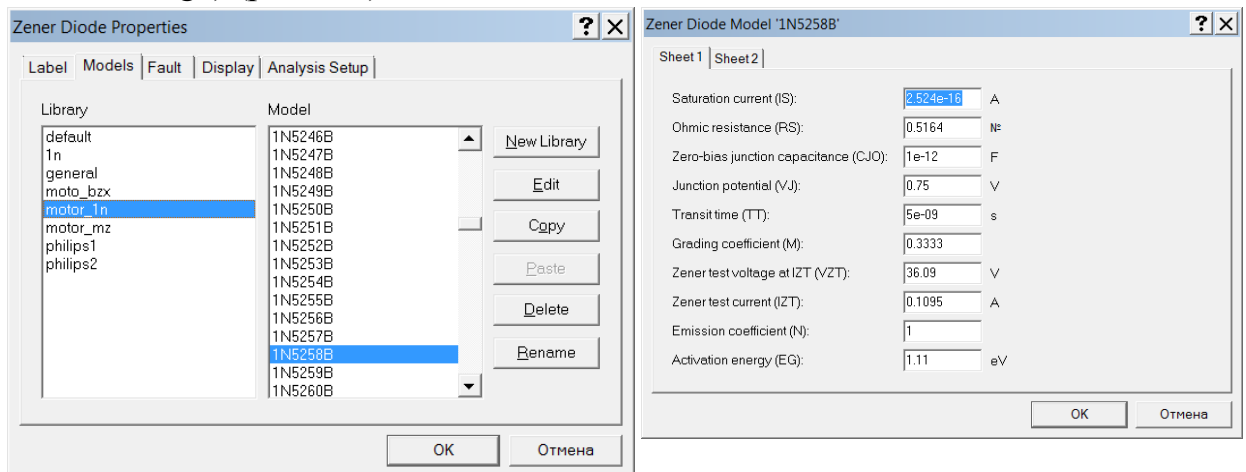


Рис. 3.1. Схема параметрического стабилизатора

1. Выбрать стабилитрон (Diode Zener) из библиотеки Diodes/Zener Diode/motor 1n из условия заданного напряжения стабилизации $U_{\text{ст}}$ (Zener Test Voltage) (рис. 3.1);



а)

б)

Рис. 3.2. Опции стабилитрона: а) меню свойств Zener Diode; б) параметры модели стабилитрона

2. Выбрать напряжение на входе стабилизатора $U_{BX} = (1.5-2.0) U_{CT}$;
3. Рассчитать величину сопротивления нагрузки $R_H = R_2 = U_{CT} / I_H$;
4. Рассчитать величину балластного сопротивления

$$R_{бал} \leq (U_{BX} - U_{CT}) / (I_{CT_min} + I_H).$$
5. Моделировать ВАХ выбранного стабилитрона и измерить динамическое сопротивление стабилитрона $r_i = dU_c / dI_c$. Для этого соберем схему рис. 3.2, а. В качестве входного сигнала используется источник тока I1 из папки Sources. Ток стабилитрона выбирается порядка 3...5 мА. Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Опции моделирования приведены на рис. 3.2, б.

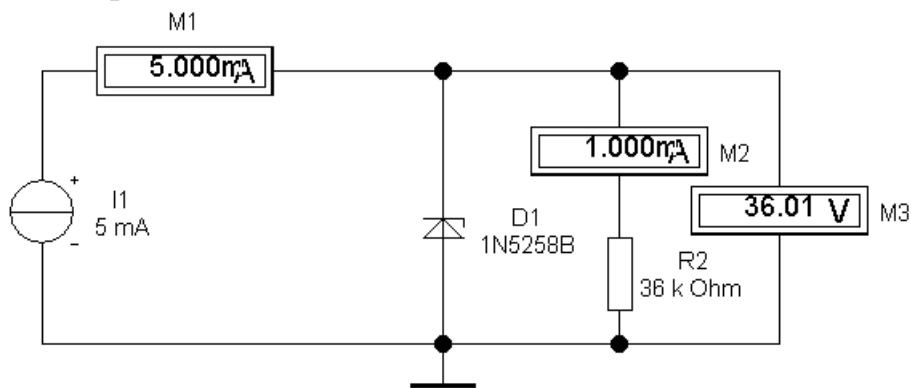


Рис. 3.3. Схема для моделирование ВАХ стабилитрона 1N5258B

В меню Parameter Sweep выбирается компонент I1, задается диапазон изменения тока при моделировании. Чтобы моделировать изменение тока в широком диапазоне, выбираем опцию Sweep Type - Linear (линейный).

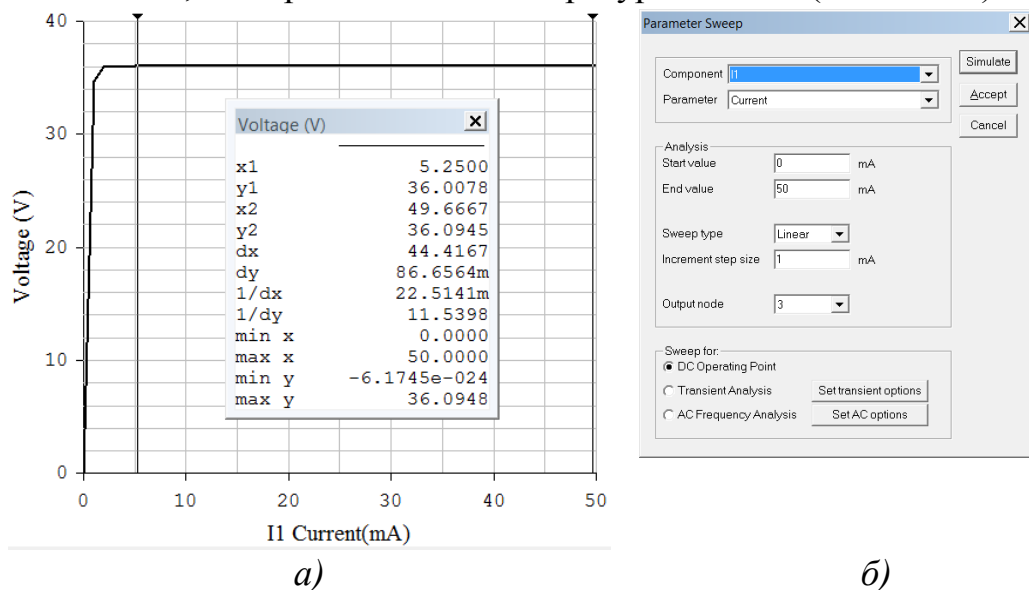


Рис. 3.4. ВАХ стабилитрона 1N5258B: а) результат моделирования; б) опции Analysis Graphs

Для отображения выходного узла схемы необходимо включить нумерацию узлов. В меню Circuit/Schematic Option включить Show Nodes, на схеме появится нумерация узлов. В меню Parameter Sweep указать выходной узел Output Node.

Результат моделирования приведен на рис. 3.4. Результат моделирования – зависимость напряжения на стабилитроне (ВАХ) отображается в графическом окне (рис. 3.4, а). Вид графика корректируется, выбирая опции в меню Analysis Graphs (рис. 3.4, б). Точное цифровое измерение результата получаем в цифровом окне, включив кнопку Toggle Cursors, маркируя курсорами диапазон стабилизации (рис. 2.4, а).

По ВАХ находят величину динамического сопротивления стабилитрона $r_i = \Delta U_c / \Delta I_c = 13,8 \text{ Ом}$. Для большинства стабилитронов r_i лежит в диапазоне от единиц до нескольких десятков Ом.

3.1 Параметрический стабилизатор напряжения

Собрать схему для исследования параметрического стабилизатора со стабилитроном из индивидуального задания (рис. 3.5), где $V1$ – источник входного (постоянного) напряжения, $V2$ – источник переменного напряжения 1 В частотой 100 Гц имитирует пульсации выпрямленного напряжения, $R2$ – сопротивление нагрузки.

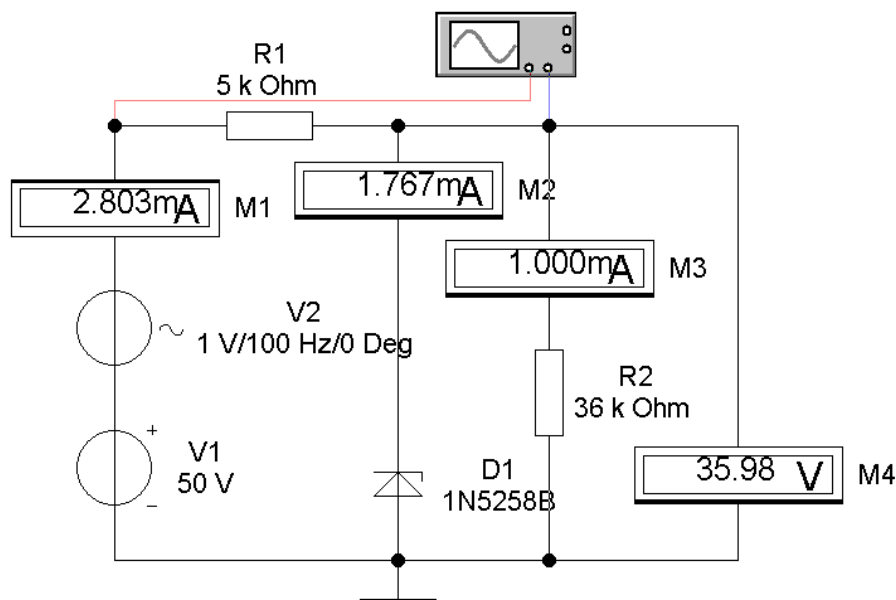


Рис. 3.5. Схема для исследования параметрического стабилизатора напряжения

Измерительные приборы $M1 \dots M4$ контролируют токи и напряжение в цепи:

- $M1$ - ток источника питания;
- $M2$ – ток через стабилитрон;
- $M3$ – ток нагрузки;
- $M4$ – напряжение на нагрузке.

Выполнить следующие исследования:

1. Отладка схемы и измерение напряжения стабилизации.

Моделирование проводится в ручном режиме (кнопка Activate Stimulation)

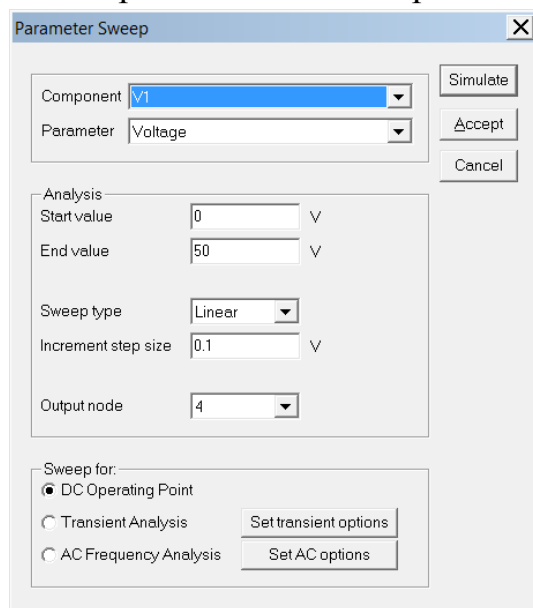
Напряжение стабилизации (вольтметр $M4$) $U_{ст}=36$ В.

Вывод: Стабилизация напряжения выполняется. Схема работает нормально. Параметры схемы, токи и напряжения показаны на рис. 3.5.

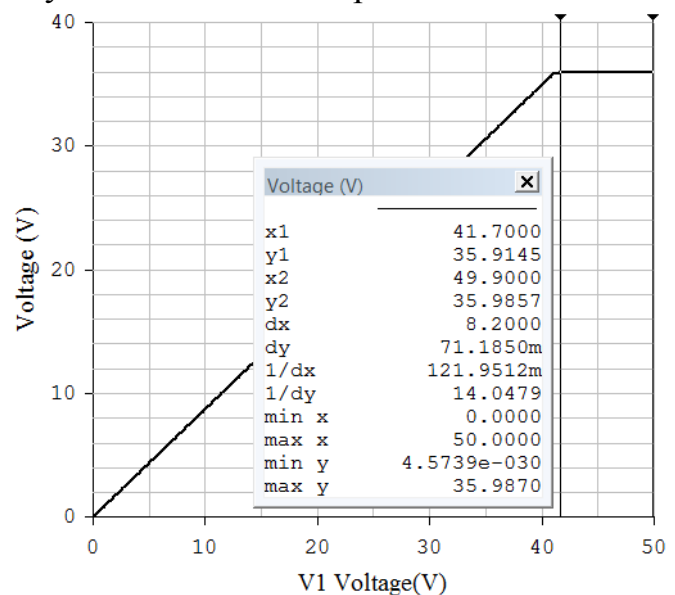
2. Исследование влияния входного напряжения

В данном эксперименте исследуются ограничения на величину входного напряжения.

Моделирование ведется в режиме Analysis Parameter Sweep.



а)



б)

Рис. 3.6. Исследование влияния входного напряжения: а) Опции моделирования; б) результат моделирования

В качестве изменяемого параметра выбираем Voltage компонента $V1$. Опции моделирования и результат показаны на рис. 3.6. Маркерами ограничиваем рабочую область. Из цифрового окна рис 3.6, б получают:

$U_{стаб} = 36$ В; Диапазон напряжения где осуществлялась стабилизация напряжения при $U_{вх\ min}=42$ В и $U_{вх\ max}=50$ В, при этом $\Delta U_{вх} = 8,2$ В

$U_{стаб\ min} = 35,91$ В; $U_{стаб\ max} = 35,98$ В; $\Delta U_{вых}=0,082$ В.

Коэффициент стабилизации

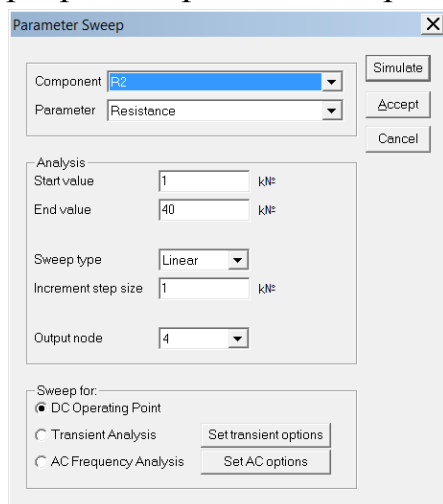
$$K_{\text{ст}} = \frac{\frac{\Delta U_{\text{вх}}}{U_{\text{вх_сред}}}}{\frac{\Delta U_{\text{н}}}{U_{\text{н}}}} = 93.$$

Вывод; для нормальной работы стабилизатора входное напряжение должно быть не менее 42 В.

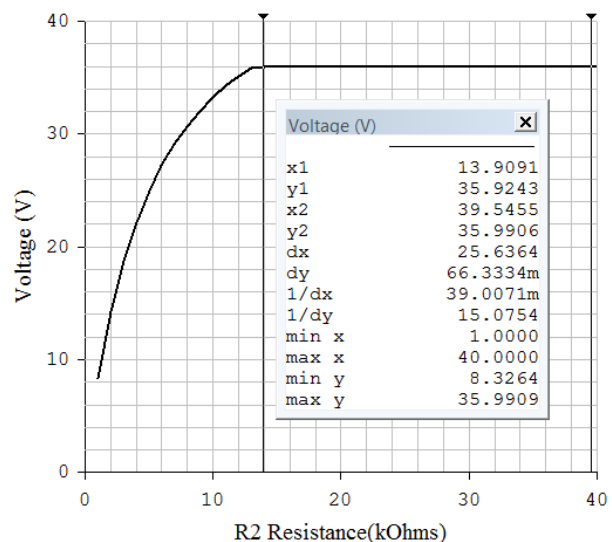
3. Исследование влияния сопротивления нагрузки.

В данном эксперименте исследуется ограничение на величину сопротивления нагрузки R2. Моделирование ведется в режиме Analysis Parameter Sweep.

В качестве изменяемого параметра выбирают Resistance компонента R2. Моделирование выполняется в режиме по постоянному току DC Operating Point. Опции моделирования и результат показаны на рис. 3.7. Маркерами ограничивают рабочую область.



а)



б)

Рис. 3.7. Исследование влияния сопротивления нагрузки: а) опции моделирования; б) результат моделирования

Из цифрового окна рис 3.7, б получают:

- Минимальная величина сопротивления нагрузки $R_{\text{н min}} = 14 \text{ кОм}$;
- Максимальный ток нагрузки $I_{\text{н max}} = U_{\text{н}}/R_{\text{н min}} = 36/8,5 \text{ мА} = 4,2 \text{ мА}$;
- Нестабильность выходного напряжения при изменении выходного тока $\Delta U_{\text{вых}} = 0,07 \text{ В}$.

Вывод; для нормальной работы стабилизатора сопротивление нагрузки должно быть не менее 14 кОм.

4. Исследование влияния балластного сопротивления.

В данном эксперименте определяется допустимая величина балластного (гасящего) сопротивления резистора R1. Моделирование ведется

в режиме Analysis Parameter Sweep.

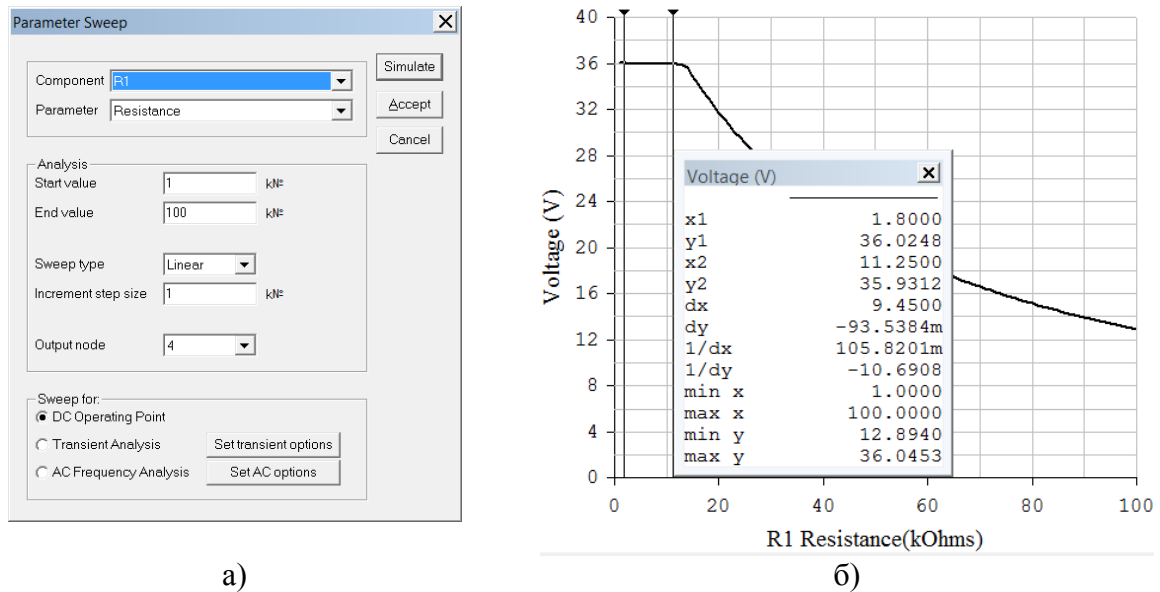


Рис. 3.8. Исследование влияния балластного сопротивления: а) опции моделирования; б) результат моделирования

В качестве изменяемого параметра выбирают Resistance компонента R_1 . Опции моделирования и результат показаны на рис 3.8, а. Маркерами ограничивают рабочую область.

При изменении балластного резистора R_1 (режим стабилизации) от 1 кОм до 11 кОм нестабильность выходного напряжения составляет $\Delta U_{\text{вых}} = 93$ мВ.

Вывод: для нормальной работы стабилизатора величина балластного сопротивления должна быть более 12 кОм.

5. Измерение коэффициента ослабления пульсаций

В данном эксперименте исследуется способность стабилизатора ослаблять пульсации на выходе. Пульсации на входе задаются генератором переменного напряжения с частотой 100 Гц (частота пульсаций двухполупериодного выпрямителя 50 Гц), установленного последовательно с источником постоянного напряжения (рис. 2.5). Моделирование проводится в ручном режиме.

Осциллографом фиксируется форма переменного напряжения (пульсации) на входе и выходе стабилизатора. Чтобы регистрировать только переменную составляющую напряжения, вход каналов осциллографа А и В включены в режиме переменного тока DC. Осциллограмма показана на рис. 3.9.

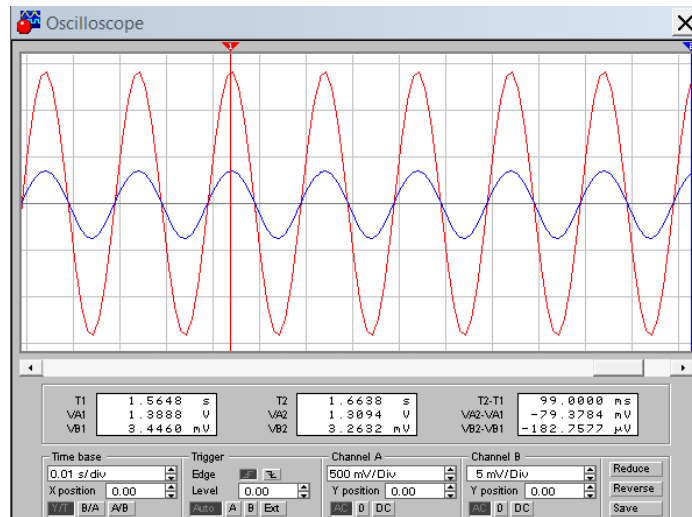


Рис 3.9. Осциллограммы пульсаций сигнала: красная линия-напряжение пульсаций на входе стабилизатора; синяя линия-напряжение пульсаций на нагрузке

Пульсации сигнала на выходе существенно ниже, чем на входе. Для количественных измерений репер осциллографа установим на максимальный уровень сигнала и возьмем отсчет из цифровых окон. $U_{\text{вх}}=1,39$ В, $U_{\text{вых}}=8,5$ мВ. Коэффициент ослабления пульсаций $K_{\text{ос_п}}=U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}=164$.

Вывод: стабилизатор хорошо ослабляет пульсации выходного напряжения, коэффициент ослабления пульсаций составил $K_{\text{ос_п}}=164$.

6. Измерение КПД стабилизатора

Моделирование проводится в ручном режиме. Данные берутся по показаниям измерительных приборов (рис. 2.5).

$$KПД=P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}=U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}/U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}=0,16=16 \, \%.$$

Вывод

- Для стабилизации напряжения выбран стабилитрон 1N5258В с напряжением $U_{\text{ст}}=36$ В;
- Минимальное входное напряжение стабилизатора $U_{\text{вх мин}}=42$ В;
- Измеренное динамическое сопротивление стабилитрона $r_i=\Delta U_{\text{ст}}/\Delta I_{\text{ст}}=13,8$ Ом
- Минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н мин}}=8,5$ кОм;
- Нестабильность выходного напряжения при изменении нагрузки составляет $\Delta U_{\text{ст}}=70$ мВ;
- Нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения $\Delta U_{\text{ст}}=108$ мВ;

- Измеренное значение коэффициента стабилизации $K_{\text{ст}}=73$;
- Измеренное значение коэффициента ослабления пульсаций $K_{\text{ос_п}}=U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}=164$;
- КПД составляет 16 %.

3.2. Параметрический стабилизатор тока

Параметрический стабилизатор тока (источник тока) представляет собой двухполюсник, сила тока через который не зависит от напряжения на его зажимах. Среди множества стабилизаторов очень популярны стабилизаторы тока на полевом транзисторе с управляющим p - n переходом JFET, у которого соединены вместе затвор и исток и образуют катод «диода».

Ряд фирм производителей радиокомпонент выпускает подобные устройства как диодные стабилизаторы тока. Своим внешним видом он напоминает диод малой мощности и получил название Current Regulative Diode (CRD) или стабилиток [1]. Подключение CRD в данной схеме осуществляется последовательно сопротивлению нагрузки. Это приводит к незначительным изменениям тока нагрузки, в то время, как входное напряжение подвержено существенным изменениям.

На рис. 3.10 приведена схема для моделирования характеристик стабилитока на n -канальном транзисторе JFET из библиотеки Philips. Источник постоянного напряжения $V1$ и генератор переменного напряжения $V2$ (пульсации) имитируют входное напряжение, получаемое с сетевого выпрямителя. Резистор $R1$ является нагрузкой стабилизатора тока.

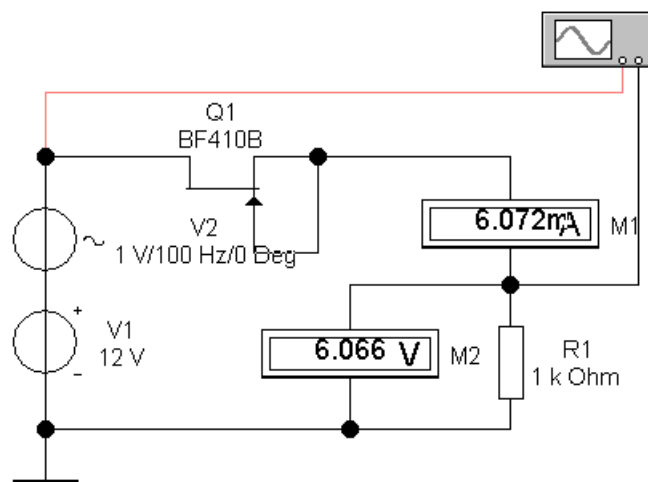


Рис. 3.10. Схема для исследования параметрического стабилизатора тока

Измерительные приборы контролируют ток и напряжение на нагрузке. Собрать схему с параметрами, показанными на рис. 3.10. Выбрать транзистор $Q1$ из библиотеки Philips. Найти в интернете Datasheet на него и уточнить

необходимые параметры.

Варианты индивидуального задания приведены в таблице ниже.

Таблица 3.1. Варианты индивидуального задания

Варианты	1	2	3	4	5	6	7	8
Транзистор	2N5484	2N5485	2N5486	BC264A	BC264B	BC264C	BC264D	BF245A
Варианты	9	10	11	12	13	14	15	16
Транзистор	BF245A	BF245B	BF245C	BF246A	BF247A	BF256A	BF256B	BF410A
Варианты	17	18	19	20	21	22	23	24
Транзистор	BF410B	BF410C	BF410D	BF510	BF511	BF512	BF513	BF545A

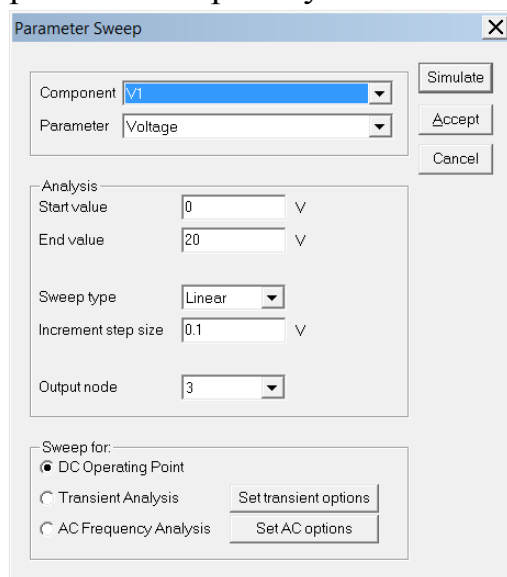
1. Отладка схемы и измерение напряжения стабилизации.

Наладка схемы (рис. 3.1) проводится в режиме ручного моделирования (кнопка Activate Stimulation). При нормальной работе стабилизатора тока изменение величины сопротивления нагрузки от 1 Ом до 1 кОм ток нагрузки должен изменяться в небольших пределах.

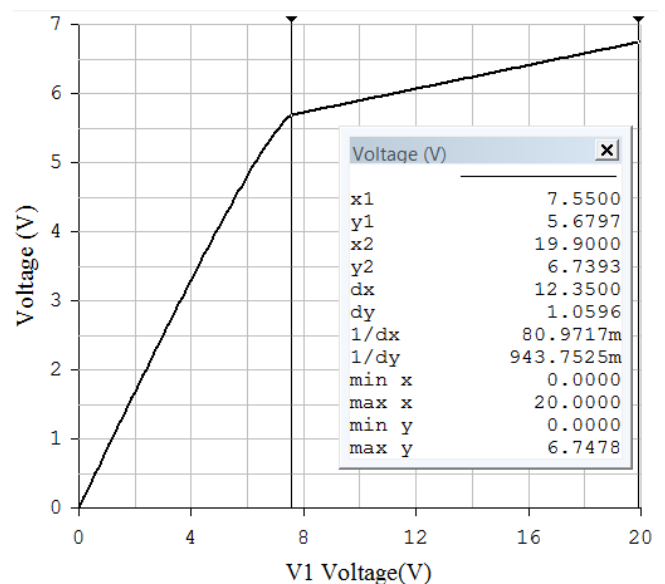
2. Исследование влияния входного напряжения.

Исследуется влияние изменения входного напряжения на выходное. Моделирование ведется в режиме Analysis Parameter Sweep. В качестве изменяемого параметра выбираем Voltage компонента V1.

Опции моделирования и результат показаны на рис. 3.11. Маркерами ограничивают рабочую область.



а)



б)

Рис. 3.11. Исследование влияния входного напряжения: а) Опции моделирования; б) результат моделирования

Из цифрового окна (рис. 3.11, б) получим:

$$U_{\text{вх min}} = 7,5 \text{ В}; U_{\text{вх max}} = 20 \text{ В}; \Delta U_{\text{вх}} = 12,5 \text{ В}.$$

$$U_{\text{ВЫХ min}} = 5,67 \text{ В}; U_{\text{ВЫХ max}} = 6,74 \text{ В}; \Delta U_{\text{ВЫХ}} = 1,07 \text{ В};$$

$$\Delta I_{\text{H}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{H}} = 1,07 \text{ мА};$$

$$I_{\text{H}} = 6,072 \text{ мА};$$

Относительная нестабильность выходного тока

$$\delta_{\text{ст}} = \frac{\Delta I_{\text{H}}}{I_{\text{H}}} = 0,176.$$

3. Исследование влияния сопротивления нагрузки.

Исследуется влияние изменения сопротивления нагрузки на выходное напряжение. Моделирование ведется в режиме Analysis Parameter Sweep.

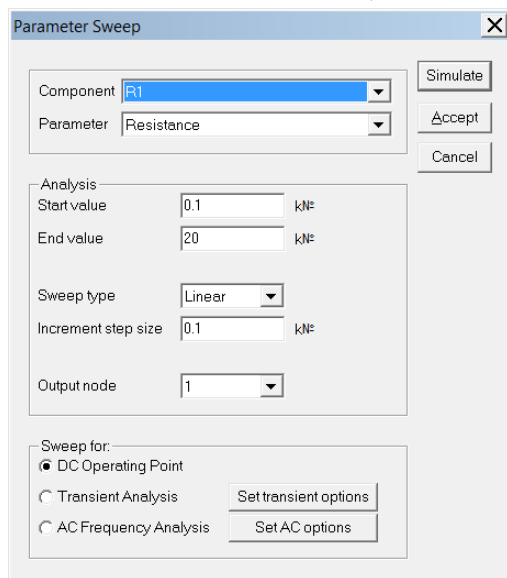
В качестве изменяемого параметра выбирают Resistance компонента R2. Опции моделирования и результат показаны на рис. 3.12. Маркерами ограничивают рабочую область.

Цифровое окно рис. 3.12, б позволяет получить количественные оценки режима работы:

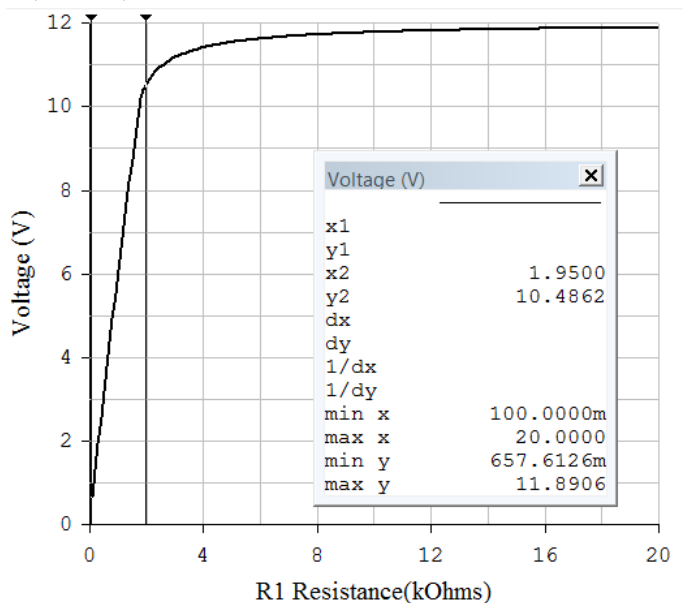
- Напряжение на выходе растет пропорционально величине сопротивления нагрузки $R_{\text{H max}} = 2 \text{ кОм}$ режим стабилизации заканчивается при сопротивлении нагрузки 2 кОм; Стабилизация нарушается, когда напряжение на выходе приближается к уровню входного напряжения.

- ток нагрузки в режиме стабилизации

$$I_{\text{H max}} = U_{\text{ВЫХ}} / R_{\text{H min}} = 10,5 \text{ В} / 2 \text{ кОм} = 5,2 \text{ мА};$$



а)



б)

Рис. 3.12. Исследование влияния сопротивления нагрузки: а) Опции моделирования; б) результат моделирования

— Напряжение на выходе при этом изменяется $\Delta U_{\text{H}} = 1,5 \text{ В}$.

4. Измерение коэффициента ослабления пульсаций

В данном эксперименте исследуется свойство стабилизатора ослаблять пульсации на нагрузке. На рис. 3.13 приведены осциллограммы переменного напряжения на входе стабилизатора (V_2) и напряжение на нагрузке.

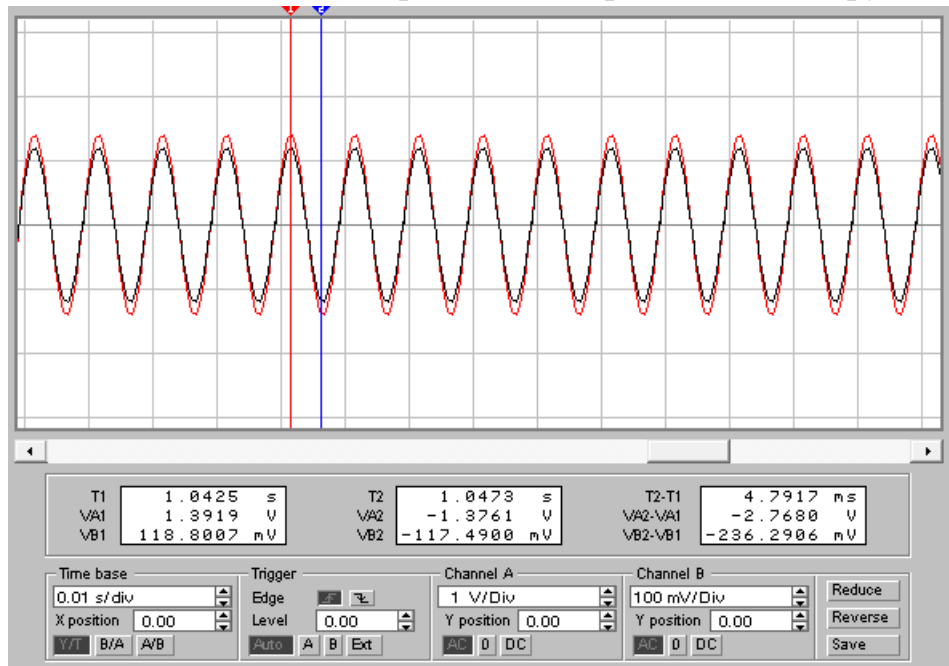


Рис. 3.13. Осциллограммы уровня пульсаций (кр.) на входе, (син.) на выходе

Для обеспечения условия наблюдения переменного сигнала на фоне значительной постоянной составляющей входы осциллографа устанавливаются в режим входов АС.

Реперы осциллографа устанавливаются на максимальный и минимальный уровень сигнала, что позволяет брать отсчет из цифровых окон осциллографа.

$$U_{\text{вх}}=1,4 \text{ В}, U_{\text{вых}}=118 \text{ мВ}.$$

По этим данным рассчитают коэффициент ослабления пульсаций $K_{\text{ос}_\Pi}=U_{\text{вх}}/U_{\text{вых}}=11,86$.

5. Измерение КПД стабилизатора

Моделирование проводится в ручном режиме. Данные берутся по измерительным приборам (рис. 2.15). Измеренное значение КПД равно $\text{КПД}=P_{\text{вых}}/P_{\text{вх}}=U_{\text{вых}}/U_{\text{вх}}=0,5=50 \%$.

Вывод;

- Минимальное входное напряжение стабилизатора $U_{\text{вх мин}}=7,5 \text{ В}$;
- Минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н мин}}=2 \text{ кОм}$;
- нестабильность выходного тока при изменении составляет $\Delta I_{\text{ст}}=1,07 \text{ мА}$;
- измеренное значение коэффициента ослабления пульсаций

$$K_{\text{ос}_\Pi}=U_{\text{вх}_\Pi}/U_{\text{вых}_\Pi}=11,8;$$

– КПД составляет 50 %.

3.3. Параметрический стабилизатор напряжения с эмиттерным повторителем

Для получения больших токов нагрузки простой параметрический стабилизатор напряжения ($R1, D1$) дополняется эмиттерным повторителем на транзисторе $Q1$. Схема для моделирования приведена ниже.

Источник постоянного напряжения $V1$, соединенный последовательно с источником переменного напряжения $V2$ имитирует входное напряжение $U_{вх}$ от выпрямителя с пульсациями на частоте 100 Гц и величиной 1 В (rms) среднеквадратичной величины. Параметрический стабилизатор $R1, D1$ обеспечивает опорное напряжение на базе транзистора $Q1$. Нагрузкой является резистор $R2$. Измерительные приборы контролируют токи и напряжения в разных точках схемы.

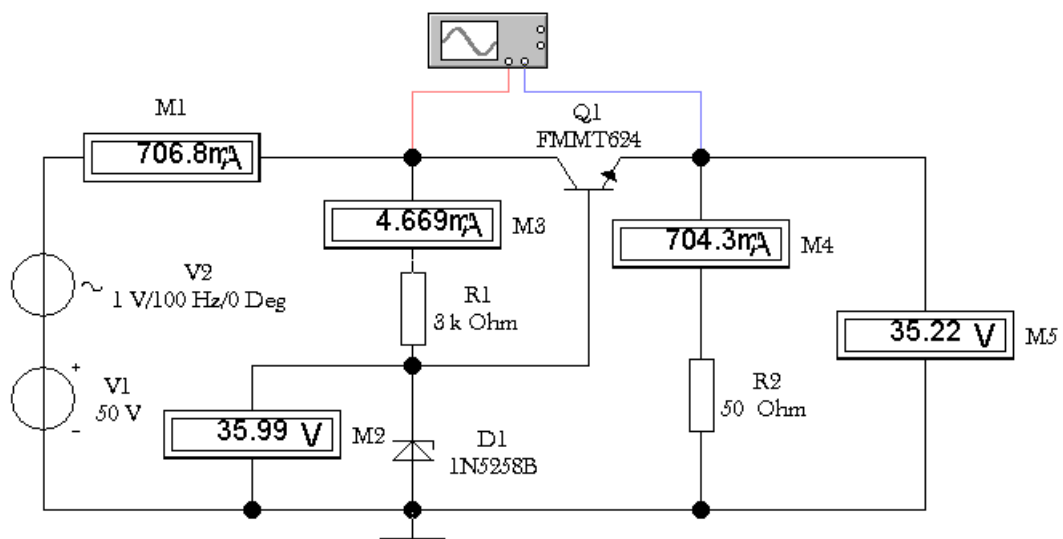


Рис. 3.14. Параметрический стабилизатор с транзисторным усилителем

Транзистор $Q1$ должен быть рассчитан на токи нагрузки. Рекомендуется выбрать из библиотеки Zetex. Найти в интернете Datasheet на него и уточнить необходимые параметры.

Провести исследование схемы параметрического стабилизатора, подобно исследованию, проведенному в разделе 3.1.

Таблица. 3.3. Варианты индивидуального задания

Варианты	1/ 13	2/ 14	3/ 15	4/ 16	5/ 17	6/ 18	7/ 19	8/ 20	9/ 21	10/ 22	11/ 23	12/ 24
$U_n, \text{ В}$	5	10	15	20	15	30	35	40	45	50	55	60
$I_n, \text{ А}$	1/ 2	2/ 3	3/ 2	1/ 2	2/ 3	3/ 2	1/ 2	2/ 3	3/ 2	1/ 2	2/ 3	3/ 2

Провести оценочный расчет

Определить величину сопротивления нагрузки $R_H = U_H / I_H$;

Подходящий транзистор $Q1$ выбрать из библиотеки Zetex типа FMMT624. В интернете найти Datasheet на него и убедиться, что необходимые параметры соответствуют условию работы: $U_{кэ\ max} = 125\ В$, $I_{к\ max} = 1\ А$, $\beta = 140 \dots 400$.

Отладить схему. Напряжение на нагрузке $M5$ должно быть меньше, чем опорное $M2$ на $(0,7 \dots 0,8)\ В$. Ток через балластный резистор $R1$ ($M3$) должно быть больше тока базы $I_{R1} > I_б = I_к / \beta = I_H / \beta$.

Исследуют схему параметрического стабилизатора, подобно исследованию, проведенному в разделе 3.1. Результат исследования представить в отчете в соответствии программой эксперимента:

1. *Оценочный расчет, отладка схемы;*
2. *Исследование влияния входного напряжения;*
3. *Исследование влияния сопротивления нагрузки;*
4. *Исследование влияния β транзистора $Q1$;*
5. *Измерение коэффициента стабилизации;*
6. *Измерение КПД стабилизатора.*

Данная схема отличается от схемы простейшего параметрического стабилизатора напряжения использованием биполярного транзистора в качестве усилителя тока. Поэтому целесообразно расширить программу эксперимента дополнительным пунктом.

При исследовании влияния параметров транзистора на характеристики выходного напряжения стабилизатора моделирование целесообразно проводить в режиме Analysis Parameter Sweep. В качестве изменяемого параметра выбирают коэффициент передачи по току β - Forward Current Gain Coefficient компонента $Q1$. Опции и результат моделирования показаны на рис. 3.15.

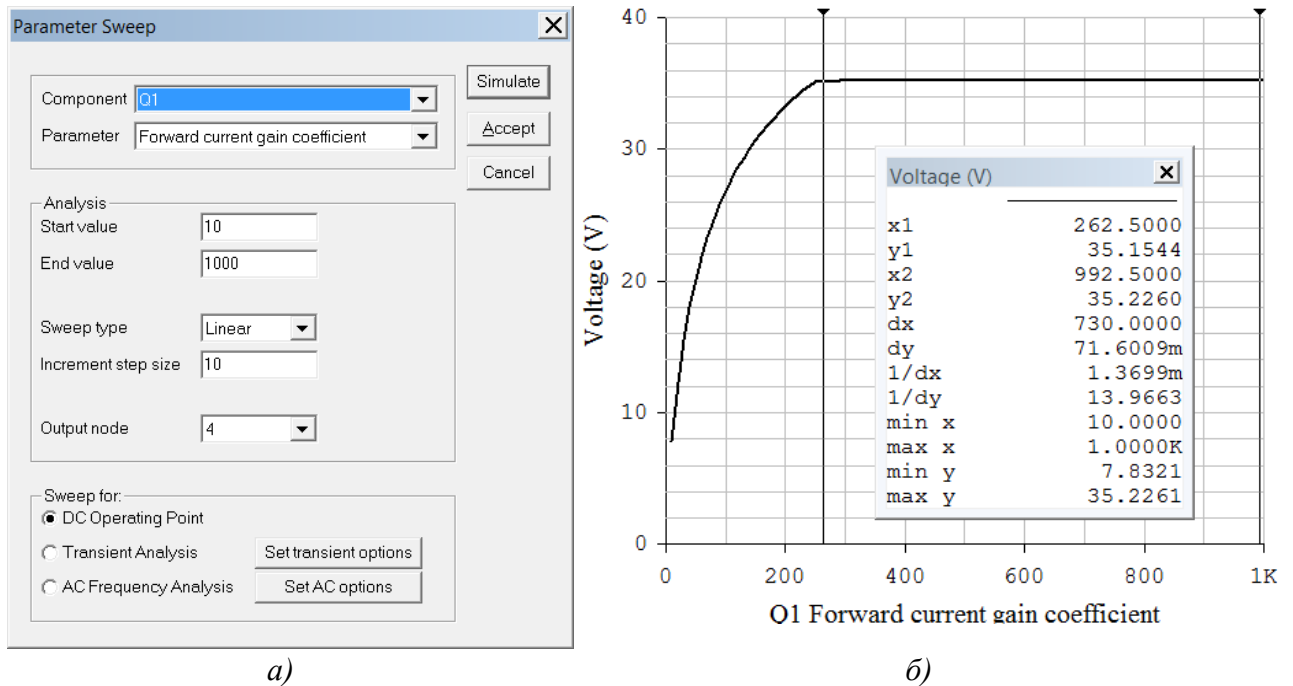


Рис. 3.15. Результаты моделирования влияния β транзистора на выходное напряжение: а) Опции моделирования; б) Зависимость выходного напряжения от величины β транзистора.

Из рис. 3.15, б видно, что стабилизация напряжения на выходе достигается при минимальной величине коэффициента $\beta=260$.

Выводы

Сделать выводы по результатам исследования схем параметрических стабилизаторов.

4. Компенсационные стабилизаторы напряжения

Данный раздел содержит материал по схемотехническому моделированию в среде EWB компенсационного стабилизатора напряжения на биполярных транзисторах и интегральных операционных усилителях.

Перед проведением оценочного расчета и моделирования необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.3.

4.1. Компенсационный стабилизатор на транзисторах

Цель работы: Экспериментальное определение коэффициента стабилизации и КПД компенсационного стабилизатора с последовательным включением транзистора и нагрузки (рис. 4.1). Исследование переходных процессов при резком изменении входного напряжения и сопротивления нагрузки.

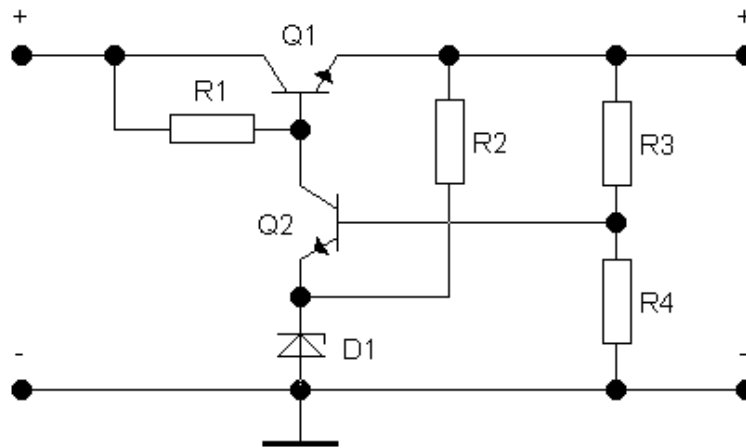


Рис. 4.1. Упрощенная схема компенсационного стабилизатора

Схема для исследования компенсационного стабилизатора приведена на рис. 4.2. В основе лежит базовая схема линейного (компенсационного) стабилизатора напряжения, показанная на рис. 4.1, дополненная необходимой измерительной аппаратурой. Базовая схема состоит из регулирующего транзистора $Q1$ и каскада в цепи отрицательной обратной связи на транзисторе $Q2$, обеспечивающего усиление разностного сигнала (ошибки) между источником опорного напряжения (ИОН) на стабилитроне $D1$ и доле выходного напряжения, снимаемого с делителя на резисторах $R3, R4$. Резистор $R2$ и стабилитрон $D1$ образуют параметрический стабилизатор (ИОН). Резистор $R1$ является коллекторной нагрузкой каскада $Q2$ и задает начальный ток базы транзистора $Q1$.

В схеме, приведенной на рис. 4.2 источник выпрямленного напряжения ($U_{\text{вх}}$) имитируется источником постоянного напряжения $V1$ и генератором переменного напряжения $V2$ (пульсации выпрямленного напряжения). Транзистор $Q1$ является регулирующим. Транзистор $Q2$ выполняет функции усилителя ошибки, который сравнивает напряжение с выхода стабилизатора (делитель на сопротивлениях $R3, R4, R5$, резисторы $R3, R5$ небольшой величины ограничивают диапазон регулировки выходного напряжения) и источника опорного напряжения (ИОН), выполненного на параметрическом стабилизаторе $R1, D1$. Нагрузкой компенсационного стабилизатора $R_{\text{н}}$ является резистор $R7$. Конденсатор $C1$ в первую очередь предназначен для обеспечения устойчивости стабилизатора при резких скачках входного напряжения и практически не влияет на уровень пульсаций выходного напряжения.

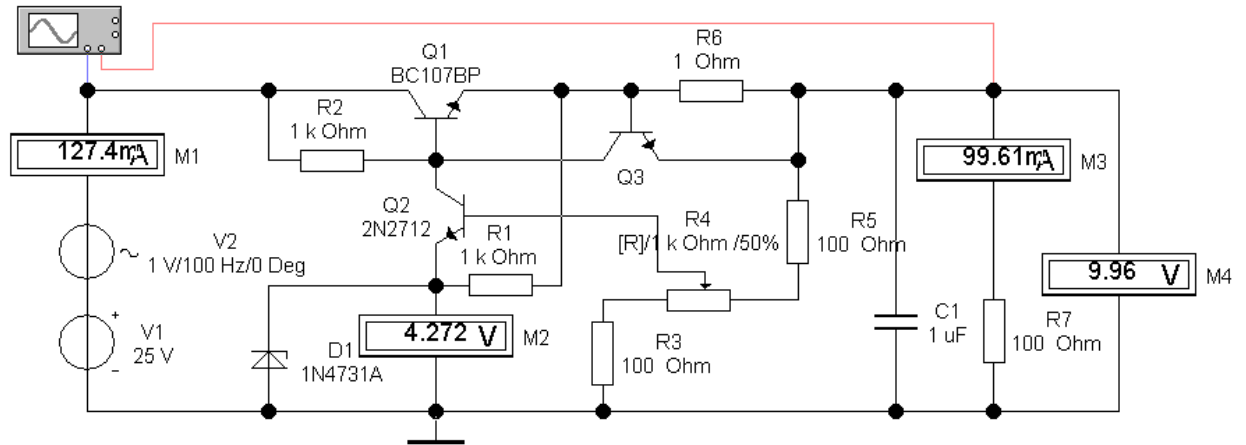


Рис. 4.2. Схема для исследования компенсационного стабилизатора

Транзистор $Q3$ и резистор $R6$ являются элементами защиты выхода стабилизатора при превышении тока нагрузки выше допустимого $I_{кз}$ (короткого замыкания нагрузки).

Величина токового датчика $R6$ определяется из выражения

$$R6 = \frac{0,6}{I_{кз}},$$

где $I_{кз}$ – ток короткого замыкания, при котором срабатывает защита обычно выбирается $I_{кз} = (1,2 \dots 1,5)I_{н max}$ от максимального тока нагрузки $I_{н max}$.

Измерительные приборы выполняют следующие функции:

- Амперметр $M1$ (DC) контролирует входной ток $I_{вх}$;
- Вольтметр $M2$ (DC) –напряжение на стабилитроне D ;
- Амперметр $M3$ (DC) и вольтметр $M4$ (DC) контролируют ток и напряжение на нагрузке;

Таб. 4.1. Данные для индивидуального задания

№	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U_{вых}, B$	5	8	10	12	15	5	8	10	12
$R_H, Ом$	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$Q1(BC)$	107	108	109	182	184	237	238	239	337
$Q2(2N)$	2712	2714	2923	2924	2925	3390	3391	3392	3393
$D1(1N)$	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

Таб. 4.1. Продолжение 1

№	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$Q1(BC)$	338	413	414	546	547	548	549	550	846
$U_{вых}, B$	5	8	10	12	15	5	8	10	12
$R_H, Ом$	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$Q1(BC)$	107	108	109	182	184	237	238	239	337
$Q2(2N)$	3394	3414	3415	3416	3417	3390	3707	3711	3859
$D1(1N)$	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

Таб. 4.1. Продолжение 2

№	19	20	21	22	23	24	25	26	27
$Q1(BC)$	338	413	414	546	547	548	549	550	846

$U_{\text{вых}}, \text{В}$	15	12	10	8	5	7	10	15	18
$R_H, \text{Ом}$	10	15	20	25	30	35	40	45	50
Q1(BC)	107	108	109	182	184	237	238	239	337
Q2(2N)	3394	3414	3415	3416	3417	3390	3707	3711	3859
D1(1N)	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

Исследования стабилизатора проводятся студентами индивидуально при следующих компонентах схемы:

- транзистор $Q1$ выбирается из библиотеки Zetex (производитель Zetex LTD);
- транзистор $Q2$ выбирается из библиотеки National2 (производитель National Instruments);
- стабилитрон $D1$ выбирается из библиотеки Motor_1n (производитель Motorola).
- входное напряжение $V1$ студентами выбирается самостоятельно при условии $V1 > U_{\text{вых}}$

Запуск схемы и отладка

По данным индивидуального задания провести оценочный расчет. Наладка выполняется в режиме ручного моделирования кнопкой Activate Stimulation. Токи и напряжения в схеме контролируются по показаниям измерительных приборов. Необходимо добиться, чтобы напряжение на выходе соответствовало индивидуальному заданию при и заданном сопротивлении нагрузки.

а) Измерение коэффициента стабилизации

Измерения выполняются осциллографом в ручном режиме моделирования. Коэффициент стабилизации измеряется как отношение неустойчивости напряжения на входе (амплитуда переменного напряжения генератора $V2$) к неустойчивости выходного напряжения (амплитуда переменного напряжения на выходе)

$$K_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta U_{\text{вых}}.$$

Входы осциллографа установлены в режиме измерения переменных сигналов (входы AC). Репер на осциллограмме устанавливается на максимум сигналов и в цифровом окне (слева внизу осциллографа) берется отсчет $V_{A1}=1,398 \text{ В}$ и $V_{B1}=72,23 \text{ мВ}$.

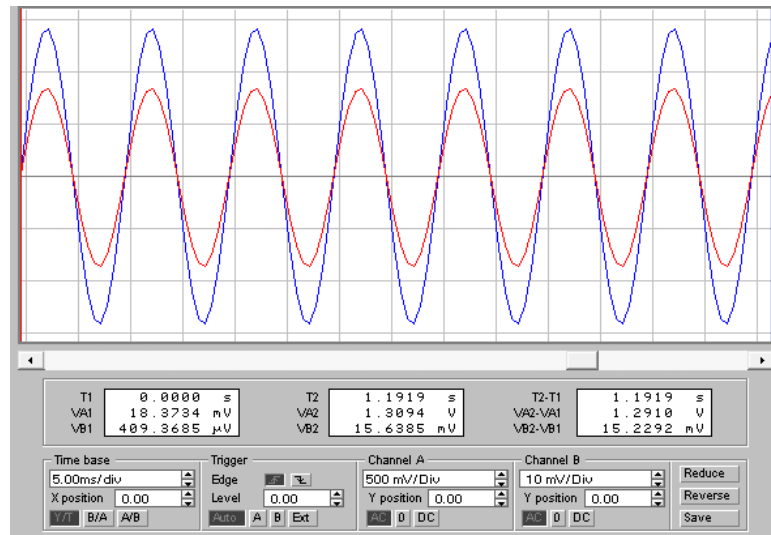


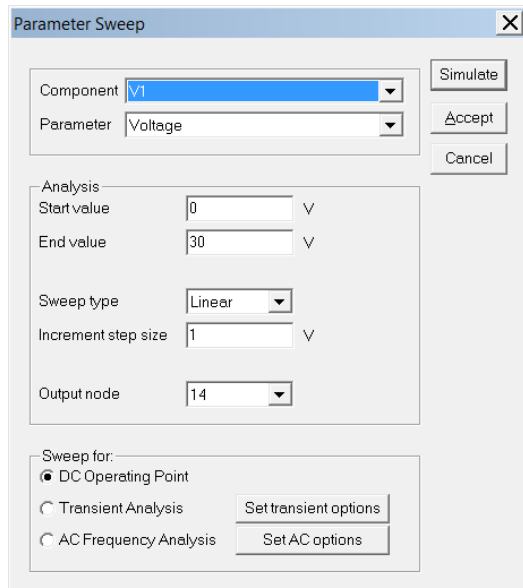
Рис. 4.5. Осциллограммы переменного напряжения на входе (синяя линия) и выходе (красная линия) стабилизатора.

Коэффициент стабилизации $K_{CT} = V_{A1}/V_{B1} = 1,309 \text{ В}/0,072 \text{ В} = 18,8$.

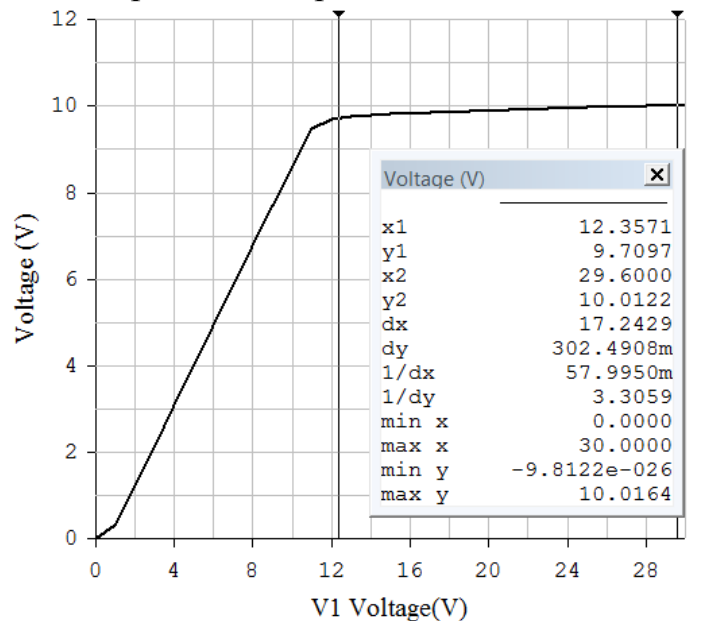
а) Исследование влияния входного напряжения

Нестабильность входного напряжения является причиной неустойчивости выходного напряжения. Моделирование проводится в режиме Analysis/Parameter Sweep на постоянном токе DC Operation Point. В качестве изменяемого параметра выбираем Voltage компонента V1.

Опции и результат моделирования приведен на рис. 4.3.



а)



б)

Рис. 4.3. Зависимость выходного напряжения V от уровня входного напряжения $V1$: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

Пиктограммой Toggle Cursor в графическом окне включаем цифровое

окно с двумя реперами, которые позволяют получить цифровой отсчет на графической зависимости. Реперами ограничивают плоскую часть характеристики, соответствующую режиму стабилизации. Из цифрового окна рис. 4.3, б определяют:

- минимальное входное напряжение $U_{\text{вх мин}} = 12,35 \text{ В}$;
- при $U_{\text{вх мин}}$ напряжение стабилизации $U_{\text{ст}} = 9,7 \text{ В}$;
- нестабильность выходного напряжения при изменении входного от 12,35 В до 30 В ($\Delta U_{\text{вх}} = 17,65 \text{ В}$) составляет $\Delta U_{\text{вых}} = 0,302 \text{ В}$;
- коэффициент стабилизации $K_{\text{ст}} = \Delta U_{\text{вх}} / \Delta U_{\text{вых}} = 58,5$.

б) Исследование влияния сопротивления нагрузки

Нестабильность тока нагрузки может быть фактором нестабильности выходного напряжения стабилизатора. Для моделирования используется режим Analysis/Parameter Sweep на постоянном токе DC Operation Point. В качестве изменяемого параметра берется Resistance компонента R2. Опции моделирования приведены на рис. 4.4. В графическом окне включают отображение курсоров Toggle Cursor и реперами ограничивают плоскую часть характеристики, соответствующую режиму стабилизации.

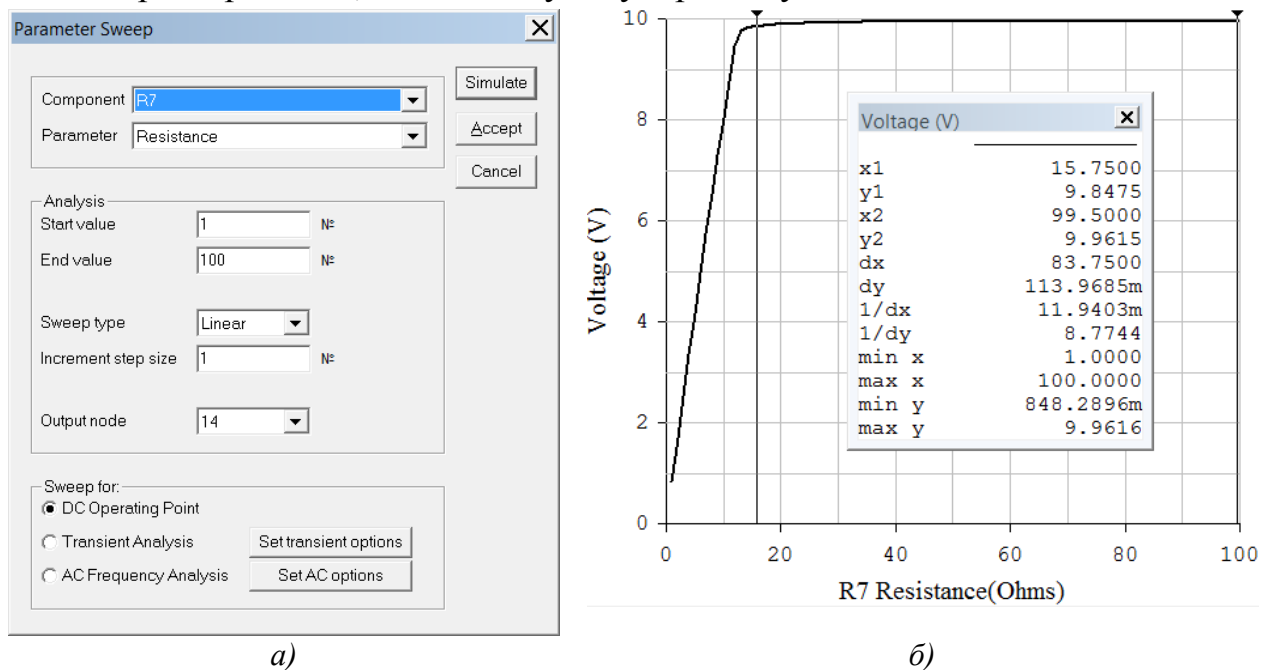


Рис. 4.4. Зависимость выходного напряжения V от величины сопротивления нагрузки: а) опции моделирования; б) результат моделирования

По данным цифрового окна рис. 4.4. б определяют:

- минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н мин}} = 15,7 \text{ Ом}$;
- при $R_{\text{н мин}}$ напряжение стабилизации $V_{\text{ст}} = 9,74 \text{ В}$;
- максимальный ток стабилизатора равен $I_{\text{н макс}} = U_{\text{ст}} / R_{\text{н мин}} = 9,74 \text{ В} / 15,7 \text{ Ом}$

= 0,62 А;

При этом токе срабатывает защита от короткого замыкания и ограничивает выходной ток. Падение напряжения на датчике тока резисторе R6 составило $U_{R6} = I_{H \max} \cdot R6 = 0,71 \text{ В}$.

– нестабильность выходного напряжения при изменении тока нагрузки от 0 до максимального составляет $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = 0,145 \text{ В}$;

– выходное сопротивление стабилизатора

$$R_i = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta I_H = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / I_{H \max} = 0,145 \text{ В} / 0,71 \text{ А} = 0,2 \text{ Ом};$$

– Выходное сопротивление стабилизатора

$$R_i = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / I_{\text{ВЫХ} \max} = 0,081 \text{ В} / 0,7 \text{ А} = 0,115 \text{ Ом}.$$

с) Измерение диапазона регулировки выходного напряжения

Плавная регулировка выходного напряжения осуществляется резистором R4, при изменении его от 0 до максимального 1 кОм. Нажимая клавишу R – уменьшают величину сопротивления, а нажимая ALT+R – увеличивают сопротивление.

При R4=0, $U_{\text{ВЫХ}} = 5,35 \text{ В}$;

При R4=1 кОм, $U_{\text{ВЫХ}} = 22,01 \text{ В}$.

д) Измерение КПД стабилизатора

Входные и выходные токи и напряжения отсчитываются по соответствующим измерительным приборам

$$\text{КПД} = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{ВХ}} = 0,34 = 34 \text{ \%}.$$

Выводы:

- Напряжение стабилизации компенсационного стабилизатора может регулироваться в широком диапазоне;
- Минимальное сопротивление нагрузки $R_{H \min} = 20 \text{ Ом}$;
- нестабильность выходного напряжения при изменении входного напряжения от 16 В до 30 В ($\Delta U_{\text{ВХ}} = 14 \text{ В}$) составляет $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = 0,536 \text{ В}$;
- коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}} = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / \Delta U_{\text{ВХ}}$ около 20;
- выходное сопротивление стабилизатора $R_i = \Delta U_{\text{ВЫХ}} / I_{H \max} = 0,5 \text{ Ом}$;
- ток срабатывания защиты от короткого замыкания нагрузки составил 0,62 А.
- Рассмотренный стабилизатор обладает сравнительно небольшим коэффициентом стабилизации из-за малого коэффициента усиления однокаскадного усилителя постоянного тока (УПТ), выполненного на транзисторе Q1.

4.2. Компенсационный стабилизатор на операционном усилителе

Схема компенсационного стабилизатора на операционном усилителе (ОУ) на рис. 4.6 подобна схеме стабилизатора на транзисторах (рис. 4.1), но обладает лучшими характеристиками. Вместо транзисторного усилителя $Q2$ (рис. 4.2) используется усилитель на ОУ с большим коэффициентом усиления. В остальном схемы идентичны.

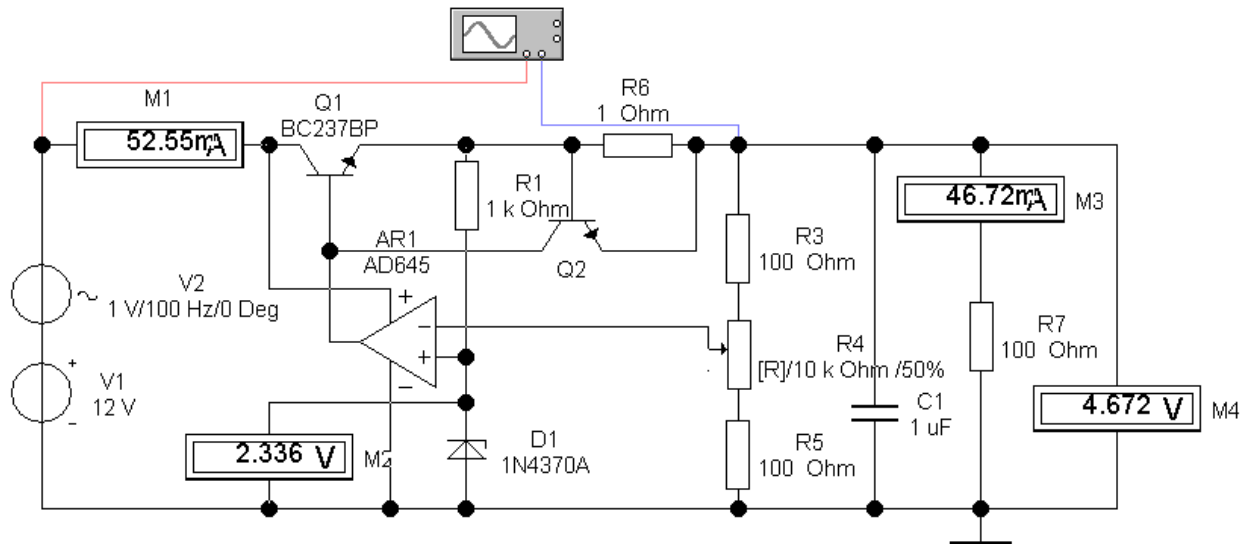


Рис. 4.6. Схема компенсационного стабилизатора на ОУ.

Как и в предыдущей схеме, элементами защиты выхода стабилизатора при превышении тока нагрузки является маломощный транзистор $Q2$ и резистор $R6$. Резистор $R6$ является датчиком тока нагрузки (включен последовательно с сопротивлением нагрузки $R7$). Если падение напряжения на резисторе $R6$ превысит U_{R3} 0,6...0,7 В, открывается транзистор $Q3$ и ограничивает ток базы регулирующего транзистора $Q1$ на уровне

$$I_{кз} = \frac{0,6 \text{ В}}{R6}, \quad (1.6)$$

где $I_{кз}$ – ток короткого замыкания, при котором срабатывает защита обычно выбирается $I_{кз} = (1,2 \dots 1,5)I_{н \max}$ от максимального тока нагрузки $I_{н \max}$.

Величина токового датчика $R6$ определяется из выражения

$$R6 = \frac{0,6}{I_{кз}}.$$

Исследования стабилизатора проводятся студентами индивидуально при следующих компонентах схемы:

- Транзистор $Q1$ библиотеки (Zetex LTD);
- Операционный усилитель $AR1$ библиотеки (Analog Device);
- Диод $D1$ из библиотеки Motor_1n (Motorola)
- Входное напряжение $V1$ выбирается из условия $V1 > U_{ст}$.

Измерительные приборы выполняют следующие функции:

- Амперметр $M1$ (DC) контролирует входной ток $I_{вх}$;
- Вольтметр $M2$ (DC) – падение напряжения на ИОН;
- Амперметр $M3$ (DC) и вольтметр $M4$ (DC) контролируют ток $I_{вых}$ и напряжение на нагрузке $U_{вых}$.

Таб.4.2. Данные индивидуального задания

Вар. 1-9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$Q1$ (BC)	107	108	109	182	184	237	238	239	337
$U_{вых}$, В	5	8	10	12	15	5	8	10	12
R_H , Ом	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$AR1$ (AD)	645	704	706	711	712	713	743	745	746
$D1(1N)$	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

Таб. 4.2. Продолжение 1

Вар. 10-18	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$Q1$ (BC)	338	413	414	546	547	548	549	550	846
$U_{вых}$, В	5	8	10	12	15	5	8	10	12
R_H , Ом	10	15	20	25	30	35	40	45	50
$AR1$ (AD)	645	704	706	711	712	713	743	745	746
$D1(1N)$	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

Таб. 4.2. Продолжение 2

Вар. 10-18	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$Q1$ (BC)	338	413	414	546	547	548	549	550	846
$U_{вых}$, В	5	8	10	12	15	5	8	10	12
R_H , Ом	10	15	20	25	30	25	20	15	10
$AR1$ (AD)	645	704	706	711	712	713	743	745	746
$D1(1N)$	4370A	4371A	4372A	4678	4681	4728A	4729A	4730A	4731A

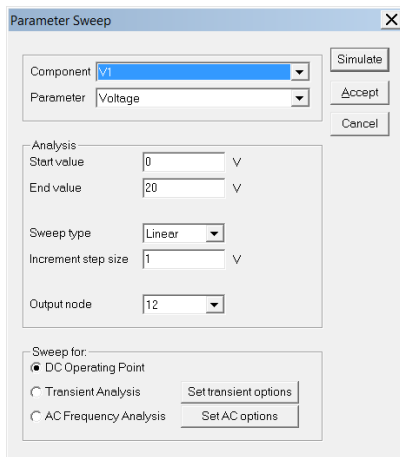
а) Запуск схемы и отладка

Провести оценочный расчет. Собрать и наладить схему (рис. 4.6). Включить ручной режим моделирования Activate Stimulation. Измерить токи и напряжения в схеме по измерительным приборам. Добиться на выходе данных индивидуального задания.

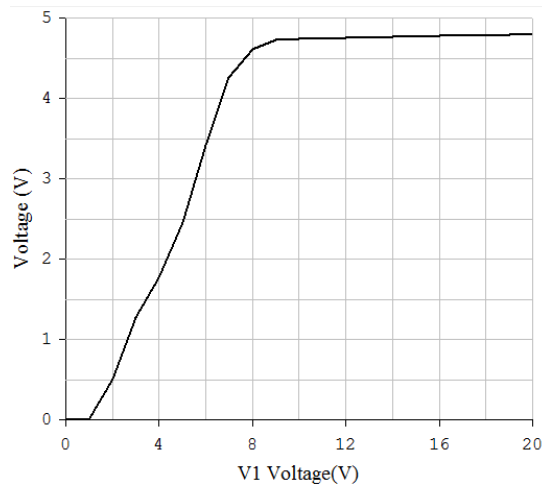
б) Исследование влияния входного напряжения

Моделирование проводится в режиме Analysis/Parameter Sweep на постоянном токе DC Operation Point. Изменяемым компонентом берем $V1$.

В меню Property графического окна включить Toggle Cursor для точного отсчета параметров графика. Ограничивают маркерами границы линейного участка. При входном напряжении $V1 \geq 9$ В, на кривой $U_{вых}$ устанавливается пологий участок (режим стабилизации).



а)



б)

Рис. 4.7. Зависимость выходного напряжения от входного: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

При изменении $U_{\text{ВХ}}$ от 0 В до 20 В, т.е. $\Delta U_{\text{ВХ}}=10$ В приращение выходного напряжения составляет $\Delta U_{\text{ВЫХ}}=5,36 \text{ В} - 5,32 \text{ В} = 0,04 \text{ В}$.

Коэффициент стабилизации находится по формуле

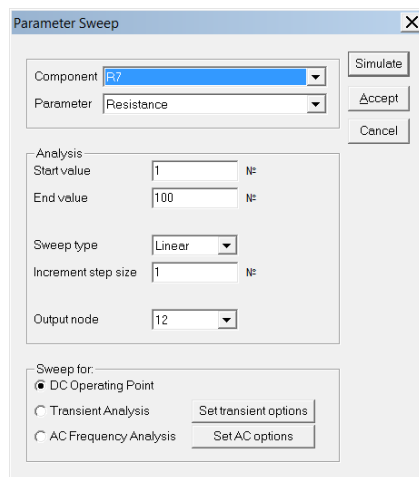
$$K_{\text{СТ}} = \Delta U_{\text{ВХ}} / \Delta U_{\text{ВЫХ}} = 10 \text{ В} / 0,04 \text{ В} = 250.$$

Примечание: Иногда, при определенном наборе компонент режим моделирования Parameter Sweep может приводить к нестабильности результатов и появлению ошибки моделирования Time Step very small. Если описанные приемы (раздел 1.3) не устраняют ошибку, это исследование следует провести в режиме ручного моделирования последовательно, изменяя напряжение входного источника V1 и фиксируя в таблице напряжение на выходе (вольтметр M2). По данным таблицы строится зависимость выходного напряжения от величины входного подобно рис 4.7, б.

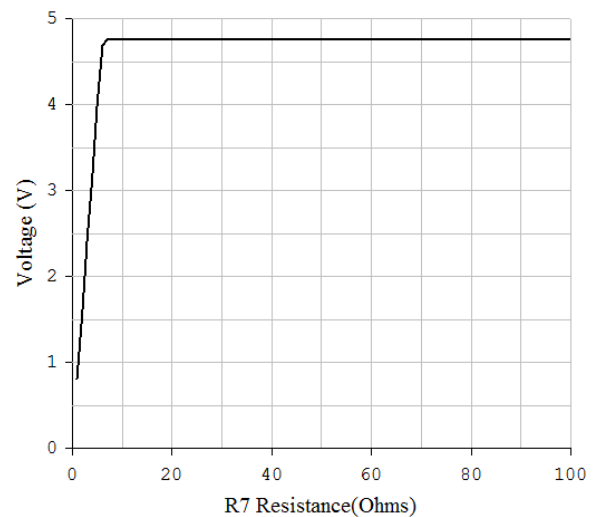
в) Исследование влияния сопротивления нагрузки

Моделирование проводится в режиме Analysis/Parameter Sweep на постоянном токе DC Operation Point. Изменяемым компонентом берут сопротивление нагрузки R5. Контролируется выходное напряжение $U_{\text{Н}}$. Результат моделирования приведен на рис. 4.8.

В графическом окне включают отображение курсоров Toggle Cursor и маркерами ограничивают плоскую часть характеристика, соответствующую режиму стабилизации. По графику (рис. 4.8. б) определяют:



а)



б)

Рис. 4.8. Зависимость выходного напряжения V от величины сопротивления нагрузки $R5$: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

- Минимальное сопротивление нагрузки $R_{н\text{ мин}} = 7,2 \text{ Ом}$. При этом срабатывает защита от короткого замыкания. Ток срабатывания защиты $I_{кз} = I_{н\text{ max}} = 0,65 \text{ A}$;
- При $R_{н\text{ мин}}$ напряжение стабилизации $U_{ст} = 4,75 \text{ В}$;
- максимальный ток стабилизатора $I_{н\text{ max}} = 4,75 \text{ В} / 7,2 \text{ Ом} = 0,65 \text{ A}$;
- выходное сопротивление стабилизатора $R_i = \Delta U_{\text{вых}} / I_{н\text{ max}} = 0,447 \text{ мВ} / 0,74 \text{ A} = 0,0006 \text{ Ом} = 0,6 \text{ мОм}$.

г) Прямое измерение коэффициента стабилизации

Моделирование проводится в ручном режиме. Фиксируются осциллограммы входного и выходного напряжений (рис. 4.9).

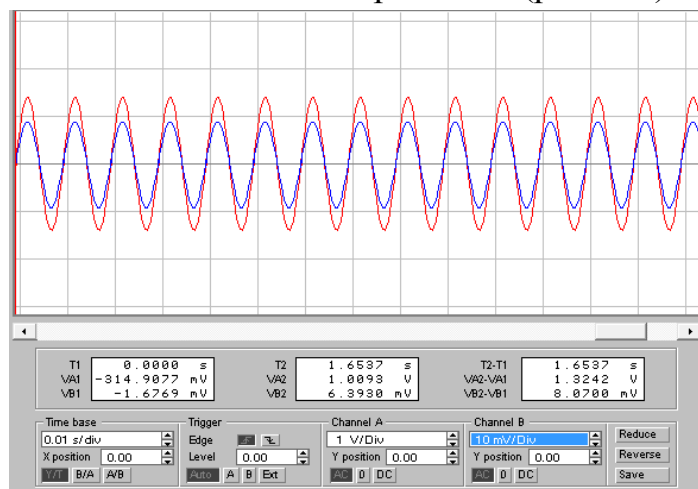


Рис. 4.9. Осциллограммы переменного напряжения на входе (красная линия) и выходе (синяя линия) стабилизатора

Курсор на экране осциллографа установлен на максимум сигнала и в цифровом окне (слева внизу осциллографа) выбирают отсчет значений амплитуд сигналов $\Delta U_{\text{ВХ}} = 1,398 \text{ В}$, $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = 6,913 \text{ мВ}$.

Определяют коэффициент стабилизации

$$K_{\text{СТ}} = U_{\text{м ВЫХ}} / U_{\text{м ВХ}} = 1,398 \text{ В} / 6,913 \text{ мВ} = 202,3.$$

д) Измерение диапазона регулировки выходного напряжения

Плавная регулировка выходного напряжения осуществляется резистором R_4 при изменении его сопротивления от 0 до максимального 1 кОм.

При $R_4=0$, $U_{\text{ВЫХ}} = 2,23 \text{ В}$;

При $R_4=1 \text{ кОм}$, $U_{\text{ВЫХ}} = 9,22 \text{ В}$.

е) Измерение КПД стабилизатора

Входные и выходные токи и напряжения отсчитываются по соответствующим измерительным приборам

$$\text{КПД} = P_{\text{ВЫХ}} / P_{\text{ВХ}} = U_{\text{ВЫХ}} \cdot I_{\text{ВЫХ}} / U_{\text{ВХ}} \cdot I_{\text{ВХ}} = 0,338 = 33,8 \text{ \%}.$$

Выводы:

Компенсационный стабилизатор имеет великолепные характеристики:

- Значительный ток стабилизации $I_{\text{СТ}} = 0,65 \text{ А}$;
- Регулировку выходного напряжения в широких пределах 2,20...9,22 В;
Ток срабатывания защиты от короткого замыкания нагрузки $I_{\text{КЗ}} = 0,65 \text{ А}$.
- Хороший коэффициент стабилизации $K_{\text{СТ}} > 200$;
- Малое выходное сопротивление $R_{\text{И}} = 0.0006 \text{ Ом} = 6 \text{ мОм}$;
- Невысокий КПД – около 40 %.

Контрольные вопросы

1. От чего зависит величина коэффициента стабилизации напряжения компенсационного стабилизатора?
2. От чего зависит температурная стабильность выходного напряжения компенсационного стабилизатора?
3. Что такое нагрузочная характеристика стабилизатора напряжения, приведите ее вид.
4. Что произойдет со стабилизатором напряжения при коротком замыкании нагрузки?
5. Как осуществляется защита стабилизатора от короткого замыкания нагрузки?
6. Почему не используется для защиты от короткого замыкания нагрузки

плавкого предохранителя?

7. Назовите области применения интегральных стабилизаторов с регулируемым выходным напряжением.
8. Чем объясняется относительно низкий КПД компенсационных стабилизаторов непрерывного действия?
9. Может ли стабилизатор использоваться в качестве сглаживающего фильтра и почему?
10. Почему у стабилизатора на ОУ коэффициент стабилизации выше чем у транзисторного?

5. Понижающий DC/DC преобразователь

Данный раздел содержит материал по схемотехническому моделированию в среде EWB понижающего DC/DC преобразователя [8].

Перед проведением моделирования и оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.5.

Цель работы:

Изучение принципов работы импульсного преобразователя и измерение и исследование характеристик.

Исследуемая схема с ШИМ регулятором мощности на нагрузке показана на рис. 5.1.

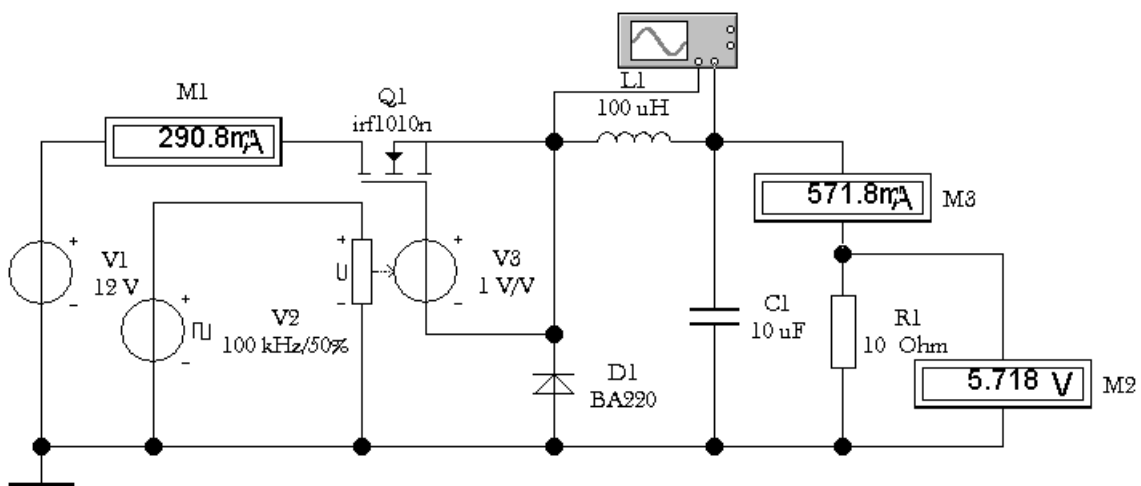


Рис. 5.1. Схема для исследования силовой части понижающего DC/DC преобразователя

DC/DC преобразователь содержит силовой ключ $Q1$, источник питания $V1$ и резистор нагрузки $R1$. Цепи $L1C1$ с диодом $D1$ обеспечивают перезарядку дросселя $L1$ при запертом ключе $Q1$. Источником ШИМ управляющего напряжения является генератор импульсов $V2$ - Clock из библиотеки Sources, который позволяет изменять параметры импульса

(амплитуду, длительность и частоту следования импульсов). Для надежного отпирания транзистора напряжение между затвором и истоком MOSFET ключа должно быть $U_{зи}$ не менее 10 В, но не более 20 В из за возможности пробоя подзатворной диэлектрической пленки MOSFET (см. Datasheet на MOSFET). Преобразователь $V3$ (Voltage-Controlled Voltage Source из библиотеки Sources) выполняет функции драйвера MOSFET, обеспечивает гальваническую развязку импульсов генератора $V2$ и управляющего напряжения между затвором и истоком ключевого транзистора $Q1$.

Задание:

Исследовать схему понижающего DC/DC преобразователя на рис. 5.1 при параметрах компонентов схемы, приведенных в табл. 5.1, в соответствии с индивидуальным заданием студента:

- $U1$ - величина входного напряжения источника;
- R_n - сопротивление нагрузки;
- F - частот следования импульсов ШИМ;
- Транзистор $Q1$ – n -канальный MOSFET из библиотеки INTRNTNL;
- Диод $D1$ с малым сопротивлением в прямом направлении при токе более тока нагрузки I_n из библиотеки Philips.

Табл. 5.1. Данные индивидуального задания

Вар. 1-9	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$U1$, В	10	15	20	25	30	35	40	45	50
R_n , Ом	5	10	15	20	3	6	9	12	15
F , кГц	100	150	200	250	300	350	400	450	500
$Q1$ (IRFL)	30	50	230	250	530	540	630	640	7301

Табл. 5.1. Продолжение 1

Вар. 10-18	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$U1$, В	50	55	45	40	35	30	25	20	10
R_n , Ом	5	10	15	20	3	6	9	12	15
F , кГц	100	90	80	70	60	50	40	30	20
$Q1$ (IRFL)	30	50	230	250	530	540	630	640	7301

Табл. 5.1. Продолжение 2

Вар. 10-18	10	11	12	13	14	15	16	17	18
$U1$, В	50	55	45	40	35	30	25	20	10
R_n , Ом	5	10	15	20	3	6	9	12	15
F , кГц	100	90	80	70	100	90	80	70	60
$Q1$ (IRFL)	30	50	230	250	530	540	630	640	7301

В схеме (рис. 5.1) регулировка выходного напряжения осуществляется изменением скважности управляющих импульсов генератора прямоугольных импульсов $V2$. Дроссель $L1$ и конденсатор $C1$ преобразуют однополярные

импульсы переменной скважности в напряжение постоянного тока. Диод $D1$ обеспечивает протекание тока в дросселе, когда регулирующий транзистор находится в закрытом состоянии. Вольтметр $M2$ и амперметр $M3$ контролируют постоянный ток и напряжение в нагрузке $R1$. Амперметр $M1$ контролирует постоянный ток входной цепи.

Исследование проводится в следующем порядке.

а) Запуск схемы и отладка;

Моделирование схемы рис. 5.1 проводится в ручном режиме кнопкой Activate Stimulation. Зафиксировать осциллограммы сигнала после ключа (перед дросселем) при ШИМ – 50% и напряжение на нагрузке (рис. 5.2). Чтобы рассмотреть форму пульсаций выходного напряжения на фоне значительного уровня постоянного напряжения, вход канала осциллографа, подключенного к нагрузке, включить в режиме переменного тока (AC).

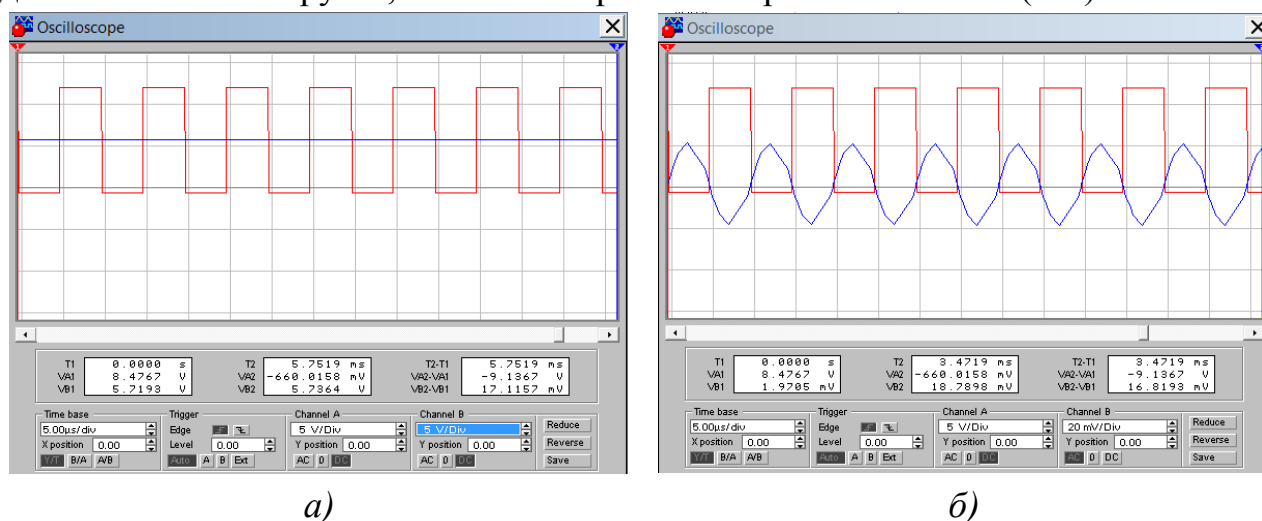


Рис. 5.2. Осциллограммы работы преобразователя: кр. - напряжение на источнике ключа; син. - напряжение на нагрузке.

а) Входы А и В. осциллографа в режиме DC; б) для наблюдения формы пульсаций выходного напряжения вход В осциллографа в режиме AC

При частоте следования импульсов ШИМ $F=100$ кГц, амплитуда пульсаций $\Delta U_p=20$ мВ при постоянном напряжении на нагрузке $U_n = 5,7$ В (вольтметр $M2$ рис 5.1).

б) Исследование нагрузочной характеристики

Нагрузочная характеристика преобразователя это зависимость выходного напряжения от тока нагрузки. В эксперименте исследуется изменение выходного напряжения при изменении величины сопротивления нагрузки $R1$, что позволяет вычислить ток нагрузки.

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Вследствие

существования длительных переходных процессов следует использовать режим Transient Analysis. Установить в опциях Set Transient Option время анализа достаточное, чтобы установился стационарный режим работы преобразователя (порядка 0,01 с). Изменяемым компонентом является параметр Resistance сопротивления нагрузки R_1 . Результат моделирования и опции показаны на рис. 5.3. Как видно из графика, время переходного процесса составило около 2 мс. При сопротивлении нагрузки $R_H=0,2$ Ом выходное напряжение U_H падает с $U_H=5,6$ В до $U_H=5,4$ В.

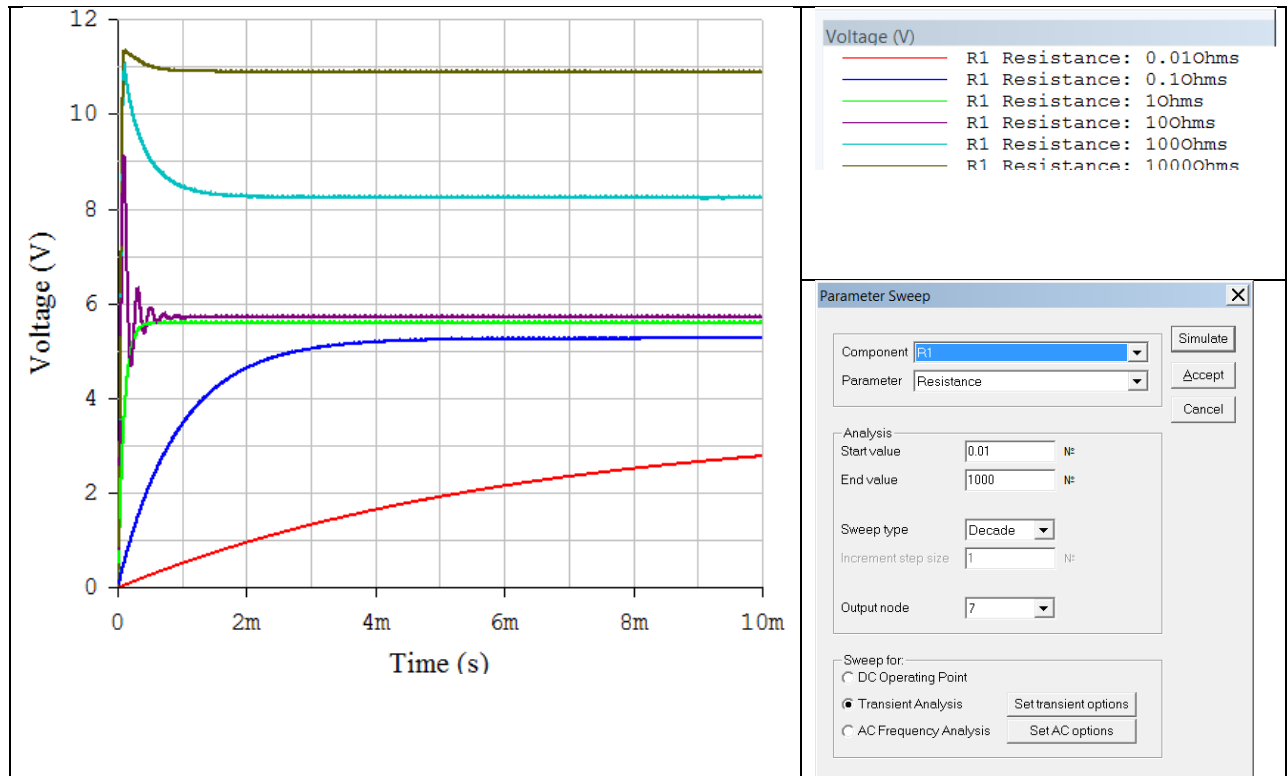


Рис. 5.3. Влияние величины сопротивления нагрузки на напряжение на выходе и опции моделирования

Из графиков рис. 5.3, б можно получить предварительные данные по влиянию сопротивления нагрузки на выходное напряжение в установившемся режиме. Более информативным является способ прямого измерения напряжения и тока нагрузки, последовательно изменяя сопротивление нагрузки R_H в режиме ручного моделирования. Данные записываем в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Данные среднего значения напряжения на нагрузке

R_H , Ом	1000	500	100	50	10	5	1	0,5	0,2
U_H , В	10,9	10,6	8,24	6,26	5,72	5,68	5,61	5,558	5,43
I_H , А	0,011	0,021	0,0824	0,125	0,572	1,136	5,61	11,1	27,2

В программе MS Excel строим зависимость выходного напряжения преобразователя от тока нагрузки - нагрузочную характеристику (рис. 5.4).

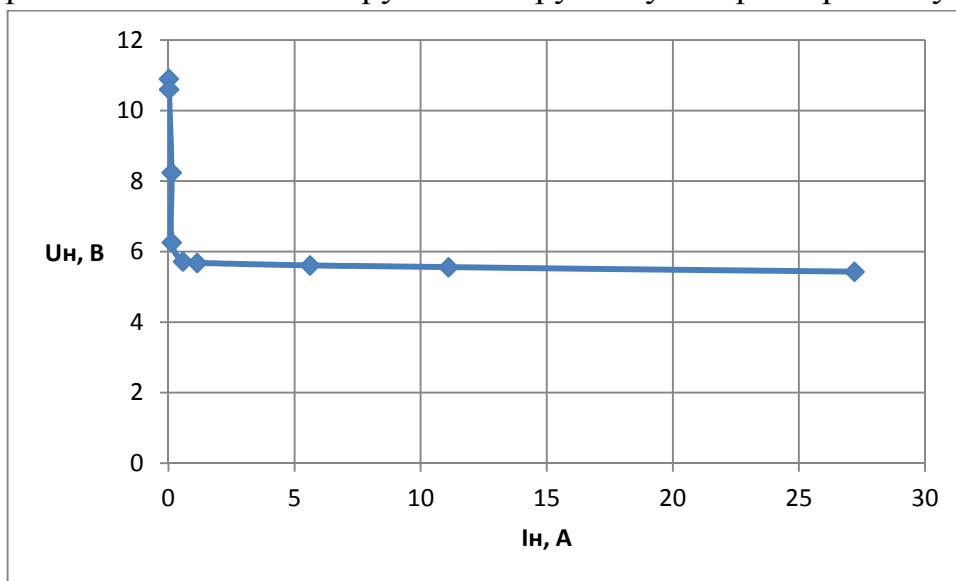
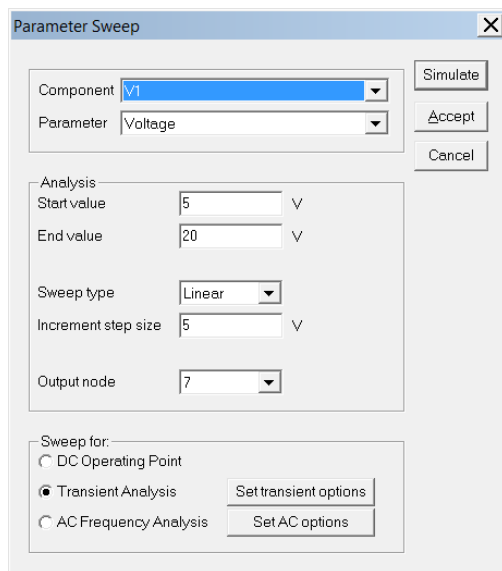


Рис. 5.4. Нагрузочная характеристика преобразователя.

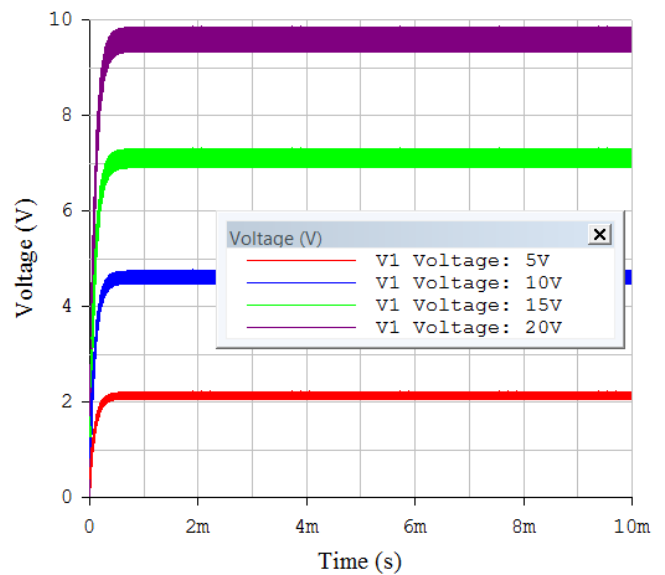
Из графика видно, что при малых токах нагрузки напряжение на выходе превышает номинальное. Но при токе нагрузки более 0,1 А напряжение стабилизируется и остается постоянным в широком диапазоне до токов 25 А и более.

в) Исследование влияния входного напряжения

В данном исследовании оценивают влияние изменения входного напряжения на величину напряжения на нагрузке. Моделирование проводится в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина напряжения источника $V1$. Контролируется величина выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже. На начальном временном участке наблюдается переходной процесс, который заканчивается через 0,5 мс (около 500 тактов управляющего напряжения). На нагрузке в установившемся режиме наблюдаются пульсации выходного напряжения в виде увеличения ширины кривых.



а)



б)

Рис. 5.5. Влияние величины напряжения на входе на напряжение на нагрузке: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

Из графиков рис. 5.5, б строят таблицу зависимости напряжения на выходе от напряжения на входе в установившемся режиме (например, в момент времени $t=2$ мс).

Таблица 5.3. Данные среднего значения напряжения на нагрузке

$U_H, \text{В}$	5	10	15	20
$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	0	5	10	15

По данным таблицы в программе MS Excel стоят зависимость напряжения на выходе преобразователя от входного напряжения.

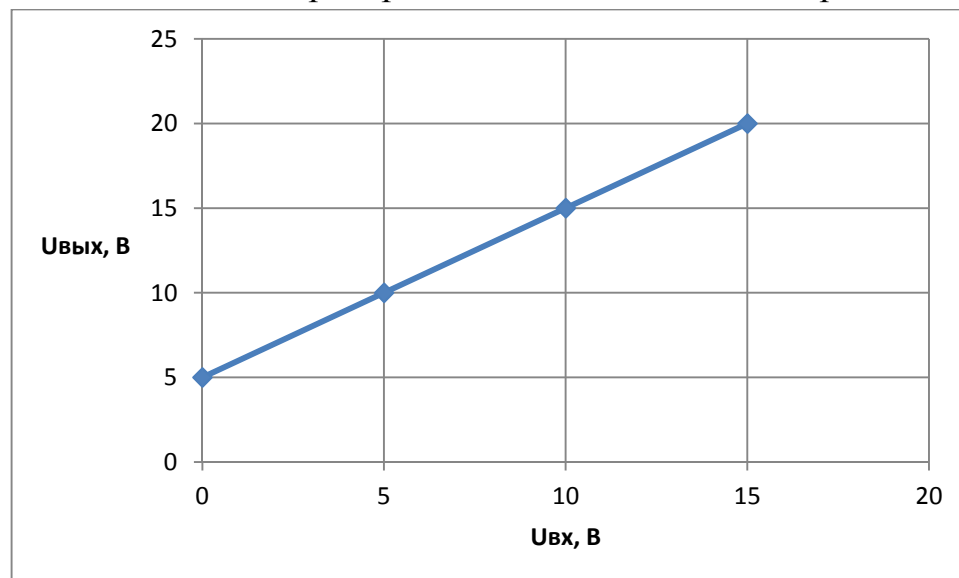


Рис. 5.6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от входного

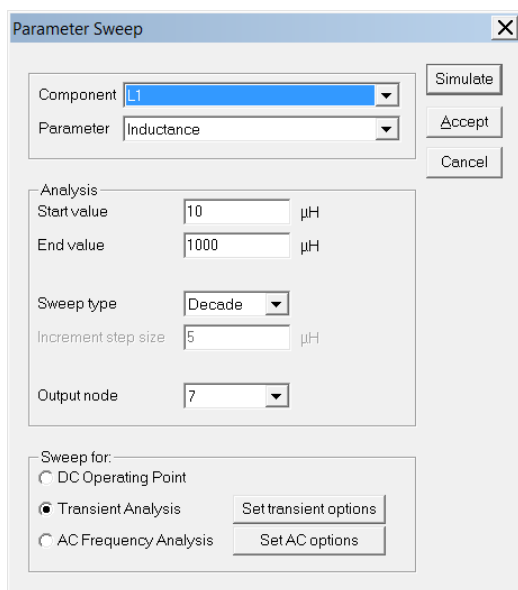
напряжения

Моделирование показало, что изменение входного напряжения вызывает пропорциональное изменение выходного напряжения.

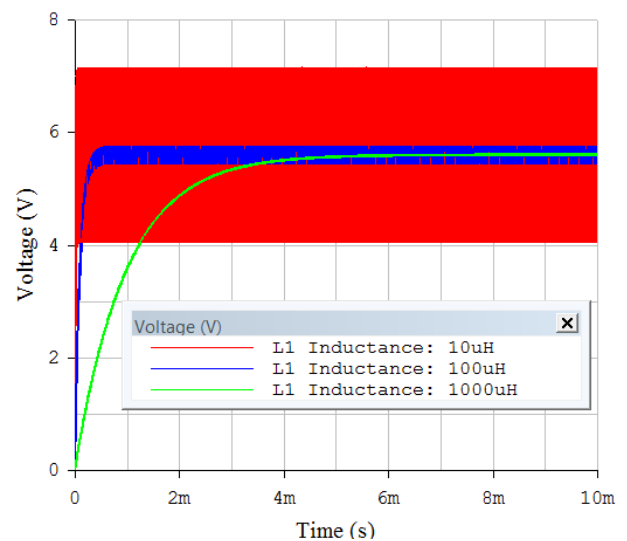
Минимальное входное напряжение $U_{\text{вх min}} = 5 \text{ В}$.

г) Исследование влияния величины индуктивности

Оценивают влияние величины индуктивности на величину выходного напряжения. Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина индуктивности $L1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



б)

Рис. 5.7. Влияние величины индуктивности $L1$ на напряжение на выходе: а) опции моделирования; б) результат моделирования

Предварительное моделирование показало слабое влияние индуктивности $L1$ на величину входного напряжения. Чтобы расширить диапазон вариации величины $L1$ используется логарифмический тип анализа Sweep Type=Decade.

Анализируя графики рис. 5.7, б можно сделать выводы:

- при $L1 > 1 \text{ мГн}$ индуктивность $L1$ слабо влияет на величину выходного напряжения;
- с ростом $L1$ уменьшается амплитуда пульсаций;
- с ростом $L1$ увеличивается длительность переходного процесса;
- оптимальное значение $L1 = 1 \text{ мГн}$.

д) Исследование влияния емкости

Оценивают влияние величины емкости на величину выходного напряжения. Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина емкости $C1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны на рис. 5.8. Для расширения диапазона моделирования влияния конденсатора $C1$ используется логарифмический тип анализа Sweep Type - Decade.

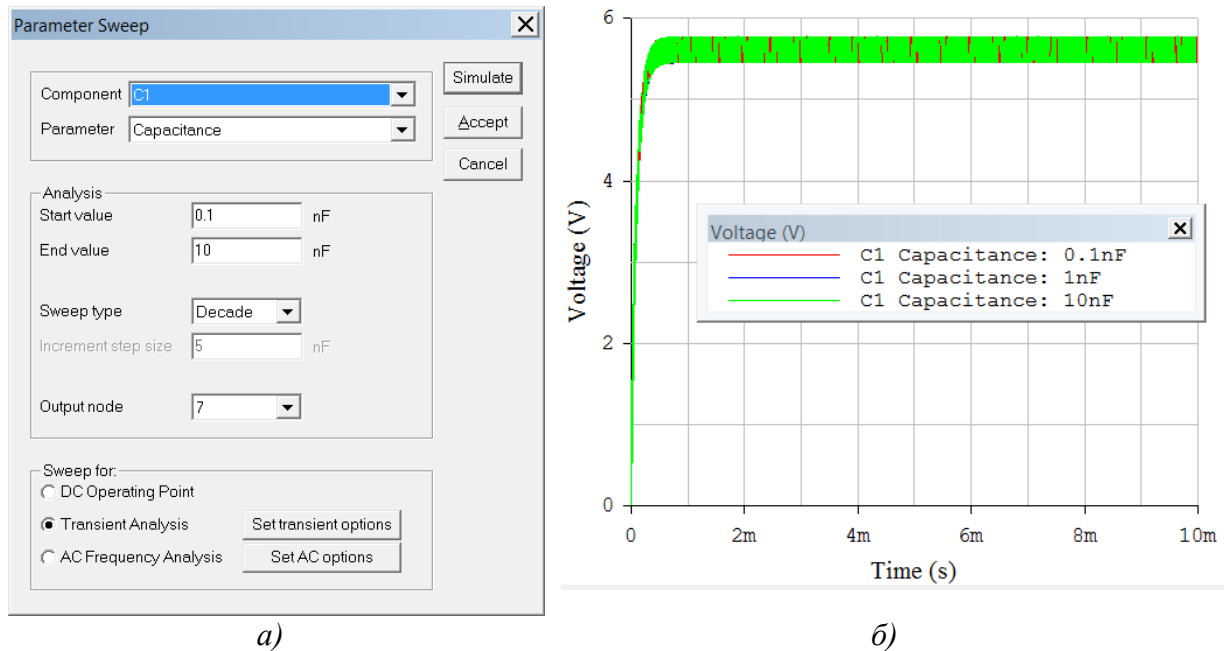


Рис. 5.8. Влияние величины емкости $C1$ на напряжение на выходное напряжение: а) опции моделирования; б) результат моделирования

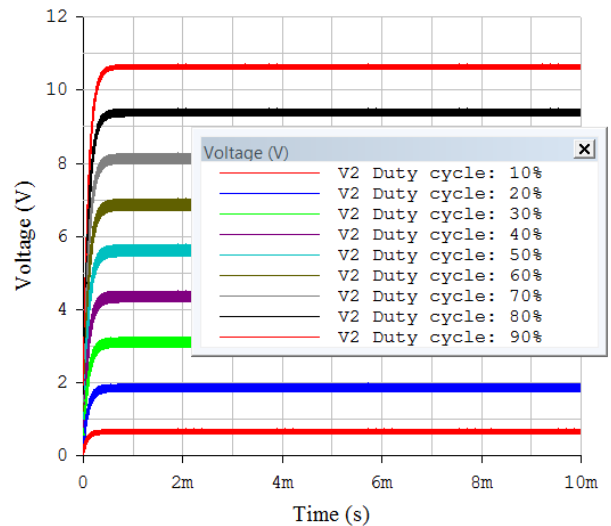
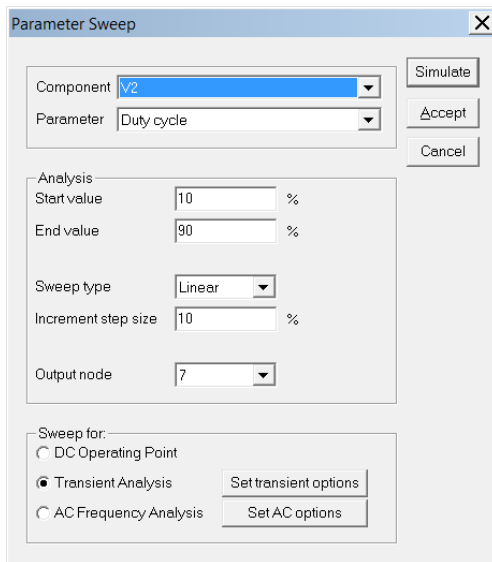
Анализируя графики рис. 5.8, б можно сделать выводы:

- при $C1 > 100$ пкФ величина емкости $C1$ слабо влияет на величину выходного напряжения;
- с ростом $C1$ уменьшается амплитуда пульсаций;
- с ростом $C1$ увеличивается длительность переходного процесса;
- оптимальное значение $C1 = 1$ мкФ.

е) Исследование влияния скважности импульсов

Оценивают влияние величины скважности управляющих импульсов на величину выходного напряжения. Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется длительность импульса генератора $V2$ (Duty Cycle $\gamma = t_{\text{и}}/T$).

Учитывая начальный переходной процесс, моделирование следует выполнять в режиме Transient Analysis так, чтобы заведомо завершились переходные процессы при включении. Начальное и конечное время моделирования задается в меню Set Transient Option от 0 до 5 мс.



а)

б)

Рис. 5.9. Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение: а) опции моделирования, б) результат моделирования.

Из графиков рис. 5.9, б строят таблицу зависимости напряжения на выходе от коэффициента заполнения импульсов $\gamma = t_n/T$ в установившемся режиме (например, в момент времени $t=2$ мс).

Таблица 5.4. Данные среднего значения на нагрузке

$\gamma, \%$	10	20	30	40	50	60	70	80	90
$U_n, \text{В}$	0,73	1,95	3,23	4,50	5,76	7,01	8,25	9,47	10,69

По данным таблицы в программе MS Excel построим регулировочную характеристику преобразователя.

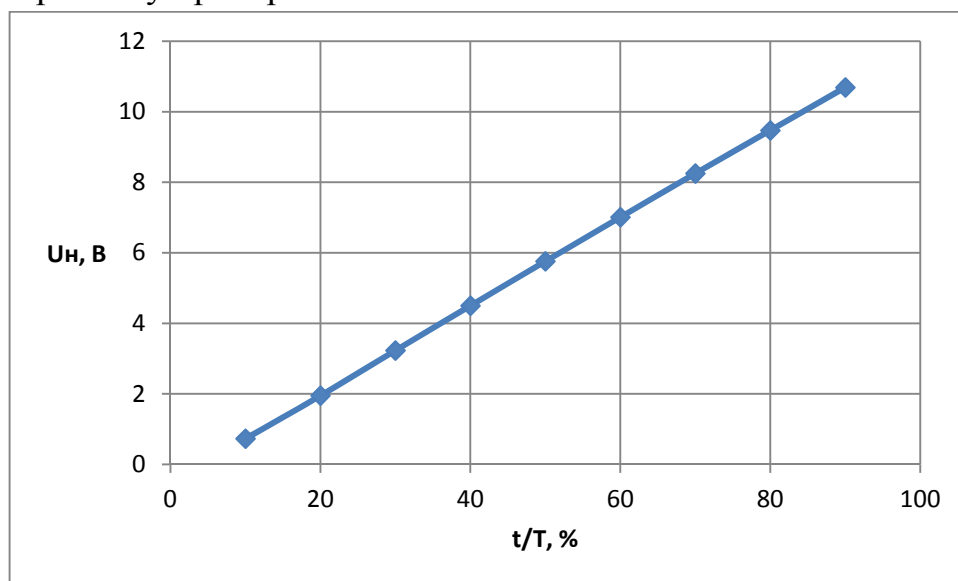


Рис. 5.10. Регулировочная характеристика преобразователя

Вывод. Выходное напряжение преобразователя при фиксированной частоте следования импульсов $F=100$ кГц растет пропорционально длительности импульса.

ж) Исследование влияния частоты следования импульсов

Оценивают влияние величины частоты следования импульсов на величину выходного напряжения. Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется частота следования импульсов генератора $V2$. Результат моделирования и опции показаны на рис. 5.11. Частота преобразования влияет на уровень пульсаций и практически не влияет на величину выходного напряжения.

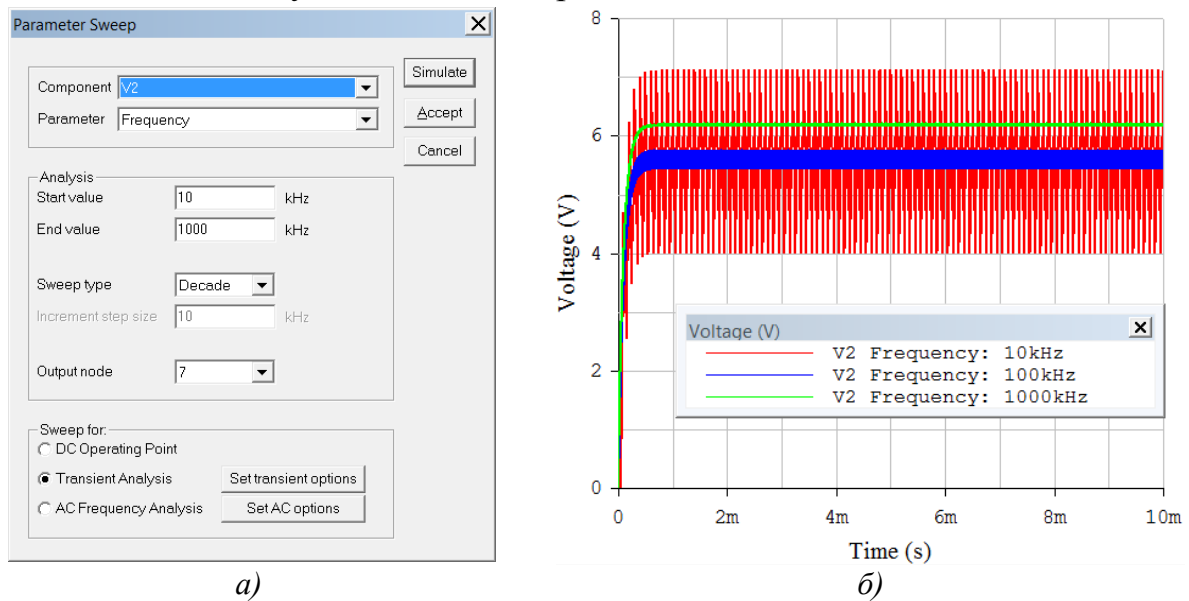


Рис. 5.11. Влияние частоты следования импульсов на пульсации выходного напряжения: (а) опции; (б) результат моделирования

Из графиков рис. 5.11, б рассчитают коэффициент пульсаций при разной частоте следования импульсов $K_{\Pi} = (\Delta U_{\Pi} / U_{\Pi}) \cdot 100\%$ в установившемся режиме, значения K_{Π} представлены в табл. 2.5.

Таблица 5.5. Данные по измерению коэффициента пульсаций K_{Π}

F , кГц	10	100	1000
K_{Π} , %	0,54	0,50	0,16

По результатам табл. 2.5 строят зависимость коэффициента пульсаций от частоты следования импульсов.

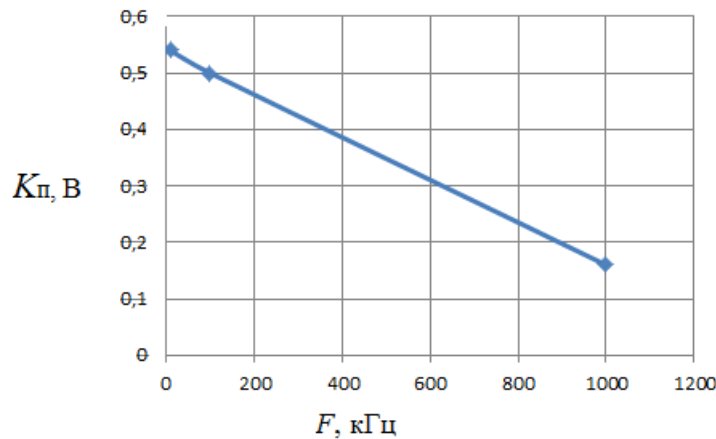


Рис. 5.12. Влияние частоты следования импульсов на коэффициент пульсаций выходного напряжения

С ростом частоты следования импульсов снижается величина пульсаций, но при этом увеличиваются потери. Оптимальное значение частоты следования импульсов должно выбираться с учетом всех факторов, в том числе и потерь.

На частоте $F=100$ кГц коэффициент пульсаций составил 0,5 %.

з) Исследование КПД преобразования от частоты

Величину КПД рассчитываем по формуле

$$КПД = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} \cdot 100 \text{ \%}.$$

Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и ток $I_{\text{вх}}$ отсчитывается по напряжению генератора $V1$ и амперметру $M1$. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ фиксируется вольтметром $M3$ и ток $I_{\text{вых}}$ - амперметром $M2$. Варьируя частоту генератора, оценивают КПД при разных частотах F .

F, кГц	50	100	150	200	300	400	500	600	700
$U_{\text{вх}}, \text{ В}$	12	12	12	12	12	12	12	12	12
$I_{\text{вх}}, \text{ А}$	0,287	0,291	0,297	0,303	0,317	0,330	0,344	0,358	0,373
$P_{\text{вх}}, \text{ Вт}$	3,44	3,49	3,56	3,63	3,80	3,96	4,13	4,30	4,50
$U_{\text{вых}}, \text{ В}$	5,67	5,72	5,77	5,82	5,93	6,03	6,14	6,24	6,35
$I_{\text{вых}}, \text{ А}$	0,567	0,572	0,577	0,582	0,593	0,603	0,614	0,624	0,635
$P_{\text{вых}}, \text{ Вт}$	3,31	3,27	3,33	3,39	3,52	3,64	3,77	3,89	4,03
КПД, %	96,2	95,0	94,5	93,4	92,6	92,0	91	90	89

По данным таблицы строят зависимость

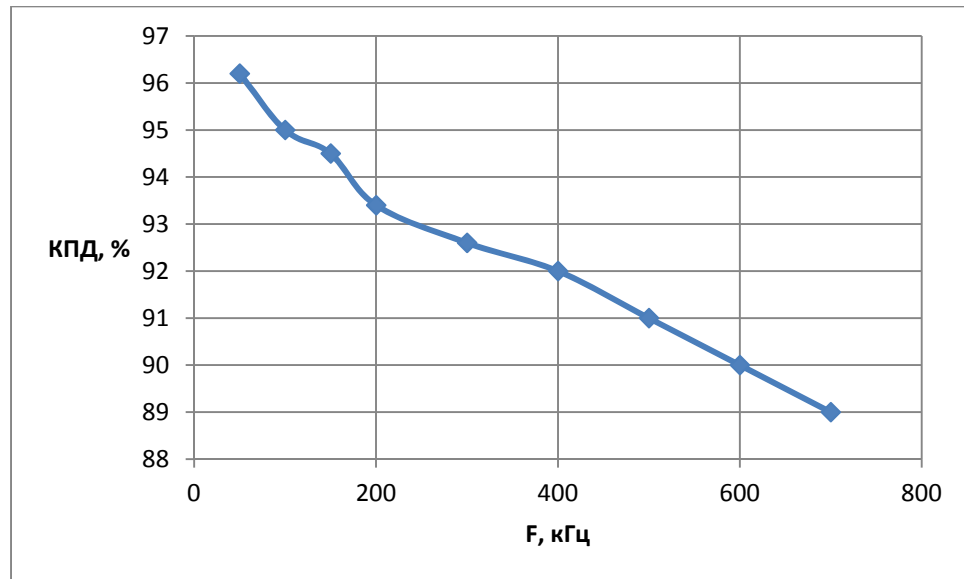


Рис. 5.13. Зависимость КПД преобразователя от частоты следования импульсов

КПД высокий и слабо падает с частотой.

При частоте $F=100$ кГц КПД=95%.

6. Повышающий преобразователь напряжения

Повышающий DC/DC преобразователь позволяет получать выходное напряжение того же знака и больше входного.

Перед проведением моделирования и оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.6.

Выходной ток, в соответствии с законом сохранения энергии, получается меньше входного, т.е. $U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}} \approx U_{\text{вых}} \cdot I_{\text{вых}}$. Силовая схема преобразователя приведена на рис 6.1.

Для надежного отпирания транзистора напряжение между затвором и истоком MOSFET ключа должно быть $U_{\text{зи}}$ не менее 10 В, но не более 20 В (см. Datasheet на MOSFET) [9]. Преобразователь V2 (Voltage-Controlled Voltage Source из библиотеки Sources) выполняет функции драйвера MOSFET, обеспечивает гальваническую развязку импульсов генератора V2 и управляющего напряжения между затвором и истоком ключевого транзистора Q1.

Ключ на транзисторе Q1 коммутирует ток заряда дросселя L1. В исходном состоянии конденсатор C1 заряжается через диод D1 до напряжения $U_{\text{вх}}$. При запертом ключе ток дросселя дозаряжает заряд конденсатора C1 до напряжения большего, чем напряжение на входе.

Перед проведением моделирования и оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.6.

Задание.

Исследовать схему преобразователя, приведенную на рис 6.1. Данные индивидуального задания на данную схему взять из табл. 5.1.

Моделирование проводится в режиме Analysis/Parameter Sweep с типом свипирования Transient Analysis.

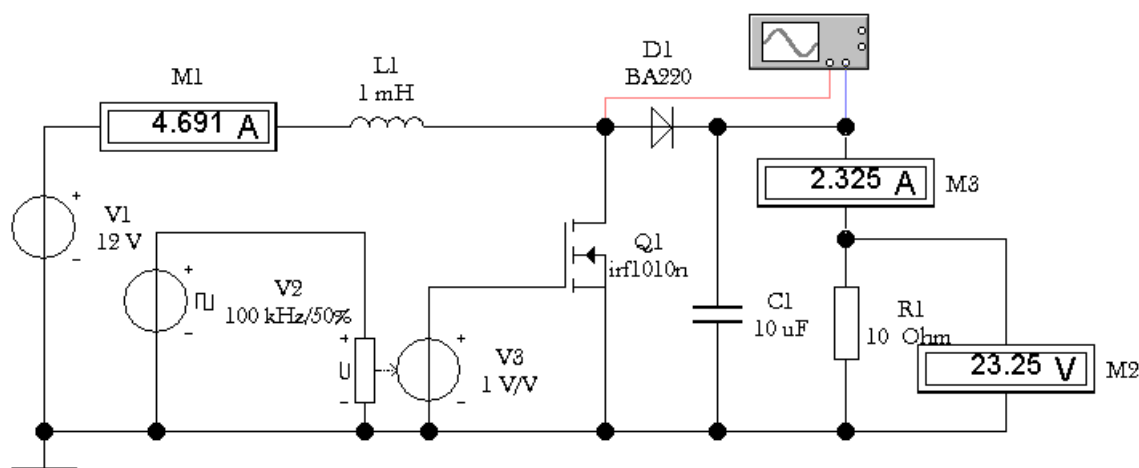
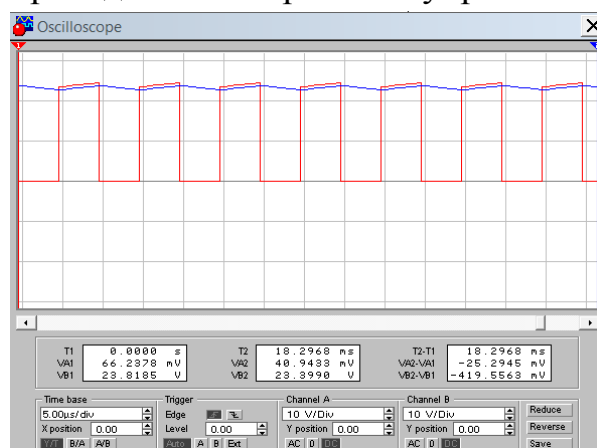


Рис. 6.1. Исследуемая схема инвертирующего DC-DC преобразователя

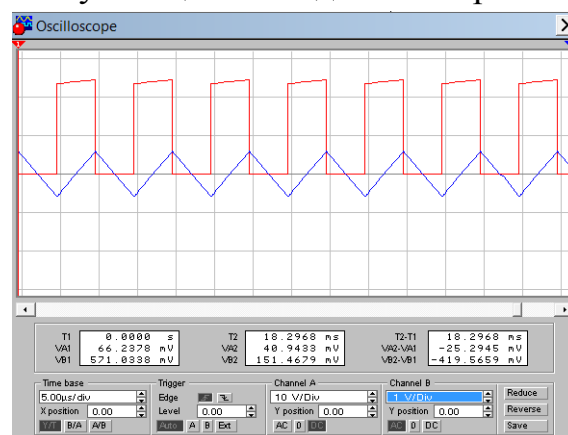
Преобразователь $V2$ (Voltage-Controlled Voltage Source) выполняет функции драйвера MOSFET с гальванической развязкой. В данной схеме гальваническая развязка не обязательна и возможно управление транзистором напрямую от генератора $V2$. Для надежного отпираания ключа установить амплитуду импульсов генератора $V2=15$ В.

а) Запуск и наладка схемы

Собрать схему, показанную на рис 6.1. Наладка, регулировка выполняется в режиме ручного моделирования. При наладке схемы следует добиться устойчивой и стабильной работы преобразователя без пропуска импульсов. Контроль работы осуществляется по осциллограммам, приведенным на рис. 6.2. управляющего и пульсации выходного напряжения.



а)



б)

Рис. 6.2. Осциллограммы напряжения: (кр) – напряжение на коллекторе транзистора; (син)– форма пульсаций выходного напряжения. Входы каналов осциллографа: а) $A=DC$, $B=DC$; б) $A=DC$, $B=AC$

Важно: Выбрать амплитуду напряжения генератора V_2 10...15 В достаточной, чтобы транзистор Q_1 входил в насыщение. При этом нижний уровень прямоугольных импульсов (кр.), когда ключ открыт, должен иметь минимальный уровень напряжения.

Для лучшего наблюдения формы пульсаций выходного напряжения (синяя линия на осциллограмме) вход канала B включен в режиме АС (рис. 6.2, б).

б) Исследование влияния сопротивления нагрузки

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется сопротивление нагрузки R_1 . Результат моделирования и опции показаны на рис. 6.3.

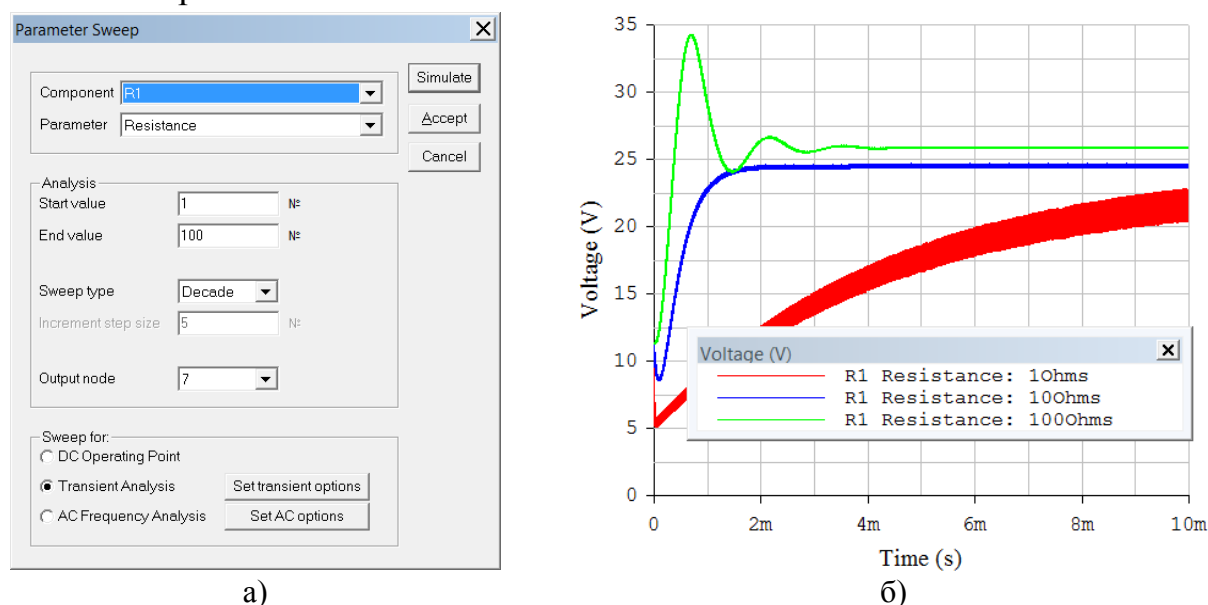


Рис. 6.3. Моделирование влияния нагрузочного сопротивления: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

Из-за длительного переходного процесса и пульсаций выходного напряжения, можно только качественно оценить влияние сопротивления нагрузки на выходное напряжение.

Для исследования нагрузочной характеристики преобразователя проведем исследование в ручном режиме в форме табл. 6.2.

Таблица 6.2. Данные по усредненному значению напряжения на нагрузке

R_H , Ом	1000	500	200	100
U_H , В	29,32	28.60	26.97	25.80

$I_n, \text{В}$	0.029	0.057	0.135	0.258
-----------------	-------	-------	-------	-------

При сопротивлении нагрузки $R_n < 100 \text{ Ом}$ нарушается стабильность работы преобразователя. По данным таблицы в программе MS Excel строят нагрузочную зависимость преобразователя.

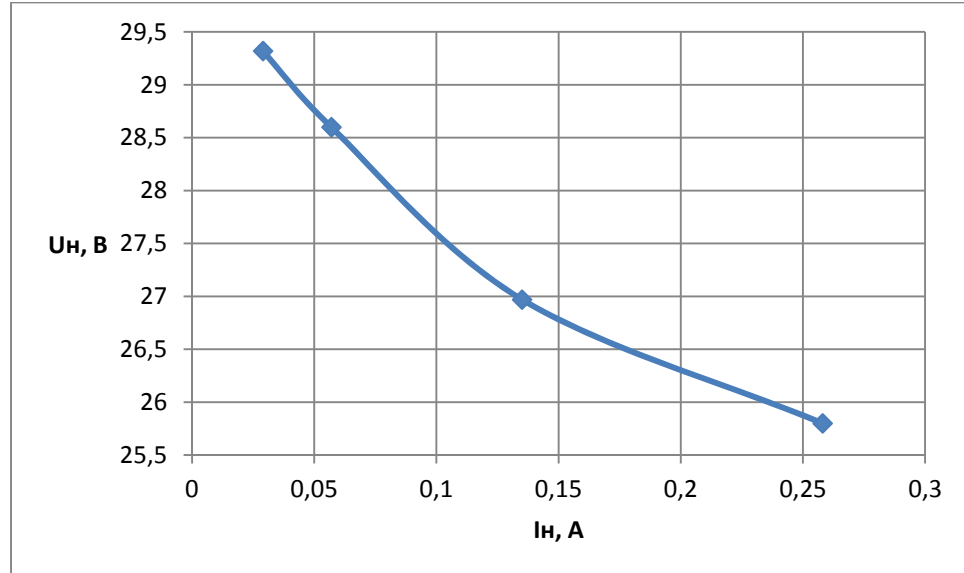
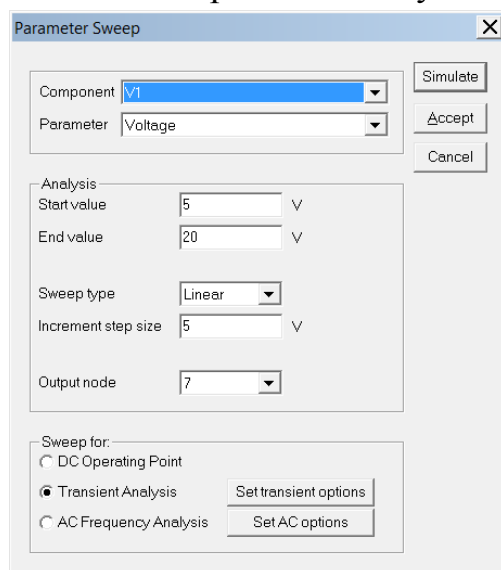


Рис. 6.4. Зависимость выходного напряжения от тока нагрузки

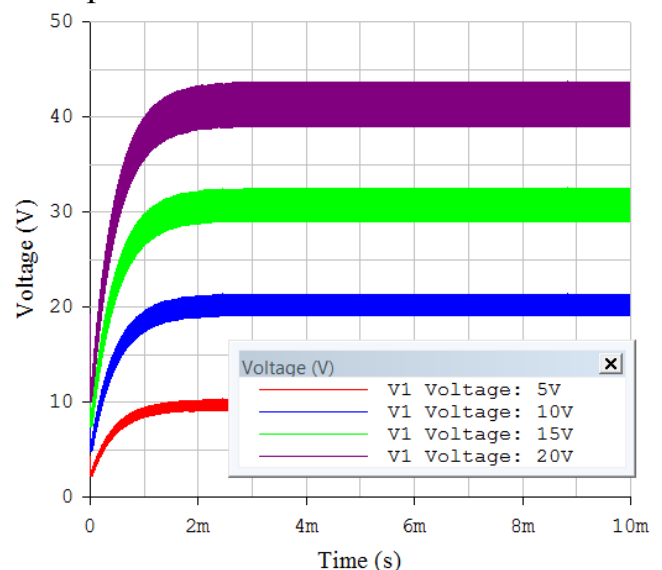
Напряжение на выходе слабо падает при увеличении тока нагрузки до I_n порядка 0.25 А. При увеличении тока нагрузки ($R_n < 100 \text{ Ом}$) нарушается стабильность работы преобразователя

в) Исследование влияния входного напряжения

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина напряжения источника $V1$, контролируется величина выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



б)

Рис. 6.5. Зависимость величины выходного напряжения от входного:
а) опции моделирования; б) результат моделирования

В установившемся режиме составляют табл. 6.3.

Таблица 6.3. Зависимость выходного напряжения от входного

$U_{\text{вх}}, \text{В}$	5	10	15	20
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	10	20	30	40

Средствами Excel представим зависимость выходного напряжения от входного напряжения.

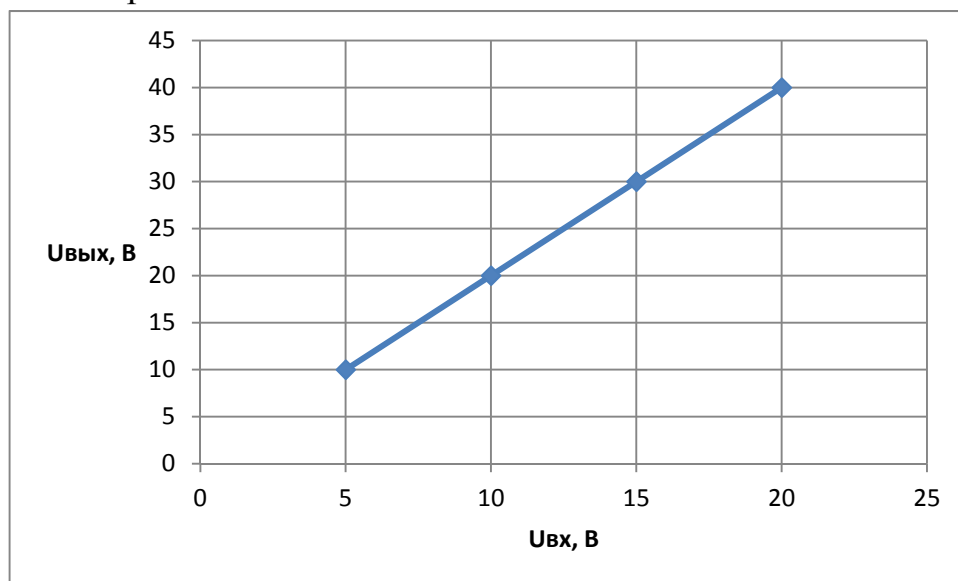
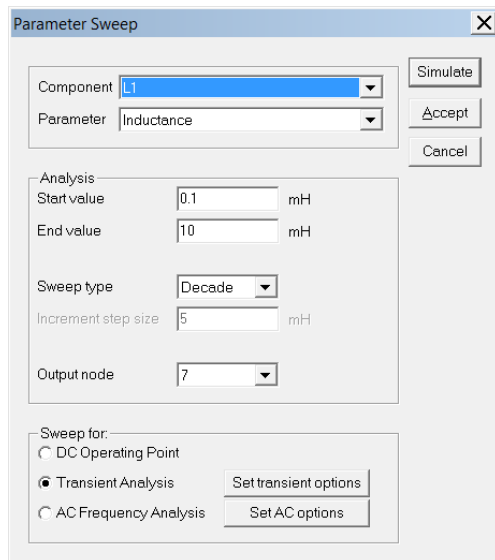


Рис. 6.6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от входного

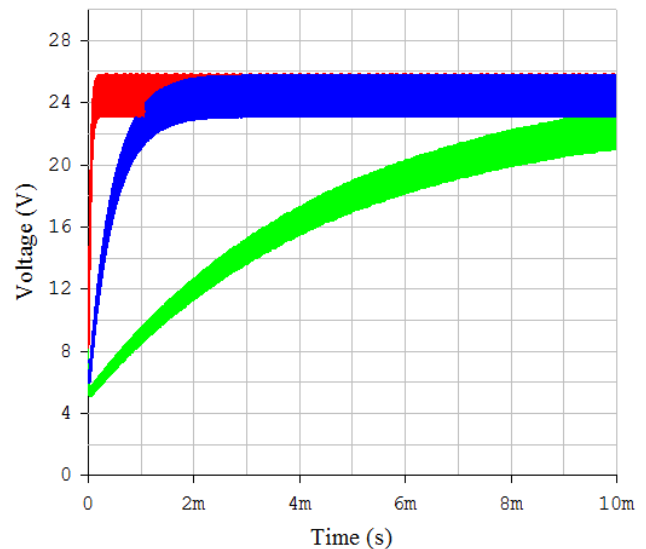
Выходное напряжение пропорционально изменяется при изменении входного. Время переходного процесса около 2 мс.

г) Исследование влияния индуктивности

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина индуктивности $L1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



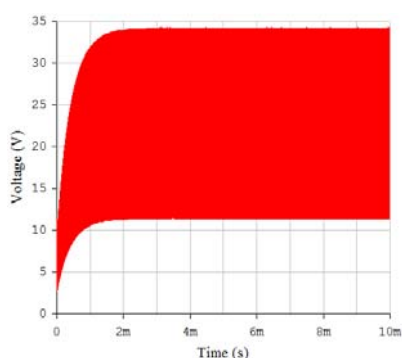
б)

Рис. 6.7. Влияние величины индуктивности $L1$ на напряжение на выходе: а) опции моделирования; б) результат моделирования

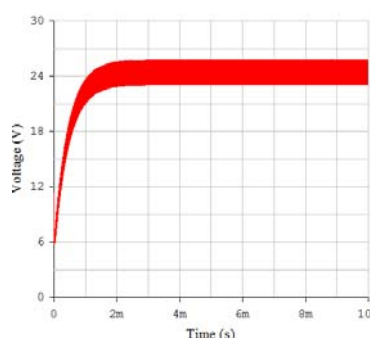
Для качественного исследования влияния $L1$ использован логарифмический тип анализа Sweep Type=Decade. Можно сделать выводы:

- при $L1 > 1$ мГн индуктивность $L1$ слабо влияет на величину выходного напряжения;
 - с ростом $L1$ уменьшается амплитуда пульсаций;
 - с ростом $L1$ увеличивается длительность переходного процесса до 10 мс.
- Оптимальное значение $L1 = 1$ мГн.

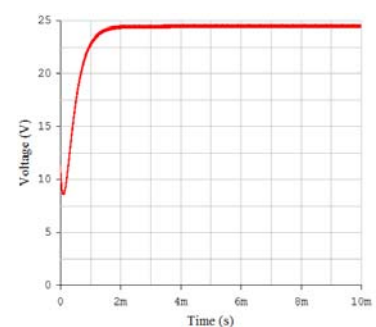
д) Исследование влияния емкости



а)



б)



в)

Рис. 6.8. Влияние величины емкости $C1$ на напряжение на выходное напряжение: а) $C1 = 0,1$ мкФ; б) $C1 = 1$ мкФ; в) $C1 = 10$ мкФ

Моделирование ведется в режиме Analysis/Transient. Варьируется величина емкости конденсатора $C1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.

Для качественного исследования влияния $C1$ использован логарифмический тип анализа Sweep Type=Decade.

Выводы:

- при $C1 > 10$ мкФ емкость конденсатора $C1$ слабо влияет на величину выходного напряжения;
- при емкости конденсатора $C1$ амплитуда пульсаций велика. С ростом величины $C1$ уменьшается амплитуда пульсаций;
- емкость конденсатора $C1$ практически не влияет на длительность переходного процесса;
- оптимальное значение $C1 = 1$ мкФ.

е) Исследование влияния скважности импульсов

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется длительность импульса генератора $V2$.

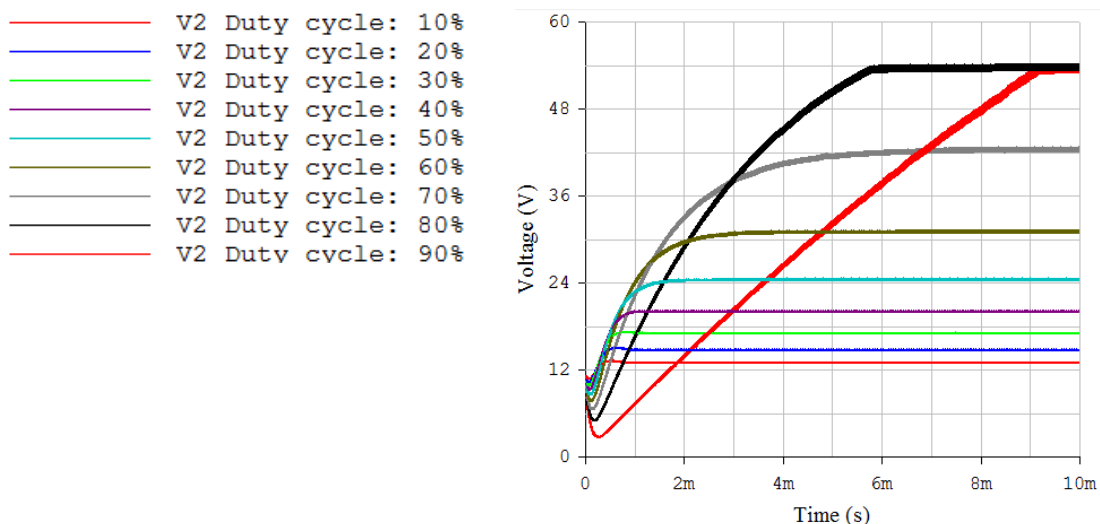


Рис. 6.9. Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение

С увеличением длительности импульса (Duty cycle) растет выходное напряжение. В установившемся режиме (при $T = 10$ мс) фиксируют данные по выходному напряжению при различной скважности импульса D (табл. 6.4).

Таблица 4.4. Данные по установившемуся значению напряжения на нагрузке

$D, \%$	10	20	30	40	50	60	70	80
$U_n, \text{В}$	14	15	17	20	24	31	42	54

По данным таблицы в Excel строят график, показанный на рис. 6.10.

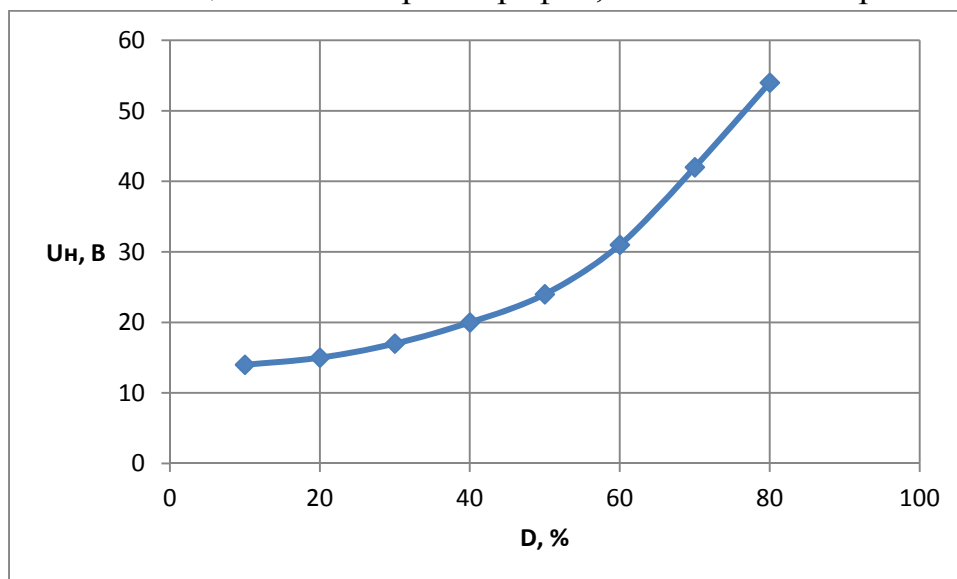
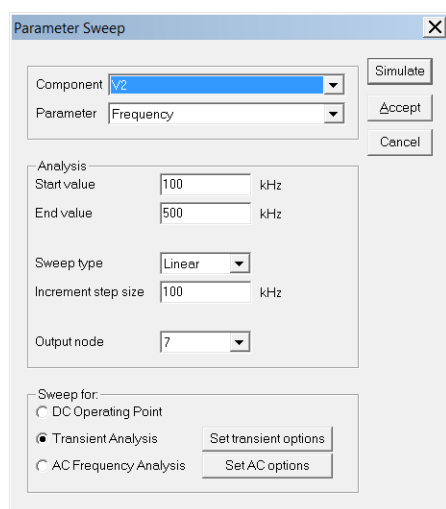


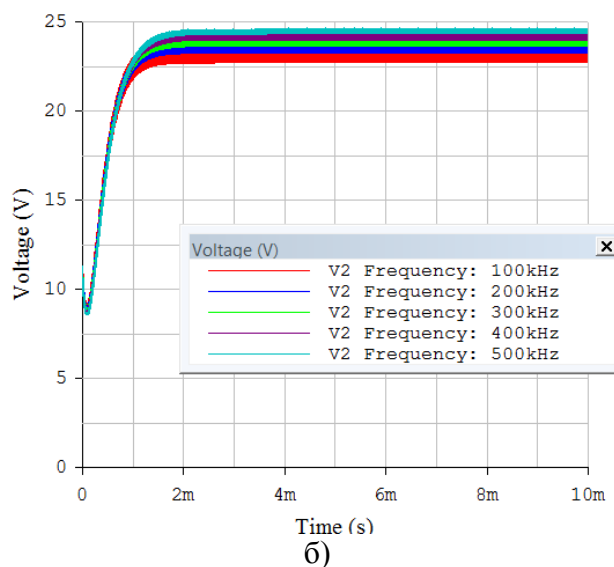
Рис. 6.10. Регулировочная характеристика преобразователя

ж) Исследование влияния частоты следования импульсов

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется частота следования импульсов генератора V2. Результат моделирования и опции показаны на рис. 6.11. Чем выше частота следования импульсов ШИМ, тем меньше амплитуда пульсаций. При частоте $F > 20$ кГц практически не зависит от частоты.



а)



б)

Рис. 6.11. Моделирование влияния частоты следования импульсов: а) опции моделирования б) результат моделирования.

Амплитуда пульсаций уменьшается с ростом частоты. На частоте 100 кГц коэффициент пульсаций $K_{\pi} = (\Delta U_{\pi} / U_{\pi}) \cdot 100\%$ составил $K_{\pi} = 6,5\%$. А на частоте 500 кГц - $K_{\pi} = 2,1\%$.

з) КПД преобразования

$KПД = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} \cdot 100 \%$. Входное напряжение $U_{\text{вх}}$ и ток $I_{\text{вх}}$ отсчитывается по напряжению генератора $V1$ и амперметру $M3$. Выходное напряжение $U_{\text{вых}}$ фиксируется вольтметром $M1$ и ток $I_{\text{вых}}$ - амперметром $M2$.

При ШИМ – 50 % $KПД = 0,93 = 93 \%$

Выводы

Исследуемая схема DC/DC преобразователя является повышающей, не инвертирующей и имеет следующие параметры:

- при $U_{\text{вх}} = +12$ В напряжение на выходе $U_{\text{вых}} = 24,5$ В;
- минимальное сопротивление нагрузки $R_{\text{н мин}} = 10$ Ом;
- максимальный ток нагрузки $I_{\text{вых max}} = 2,45$ А;
- выбраны оптимальные значения индуктивности, емкости, частоты следования импульсов.

7. Инвертирующий преобразователь напряжения

Инвертирующий DC/DC преобразователь преобразует входное напряжение одной полярности в выходное напряжение другой полярности [10].

Данные индивидуального задания взять из табл. 5.1.

Перед проведением моделирования и оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.7.

На рис. 7.1 представлена схема исследуемого преобразователя. Ключевой транзистор $Q1$ управляется от генератора импульсов $V2$ и обеспечивает накопление энергии в дросселе $L1$, когда ключ замкнут и заряд емкости $C1$ током дросселя при разомкнутом ключе. Генератор импульсов $V2$ задает частоту и длительность импульсов преобразования F . Преобразователь $V3$ (Voltage-Controlled Voltage Source) обеспечивает гальваническое разделение цепей генератора и затвора ключевого транзистора.

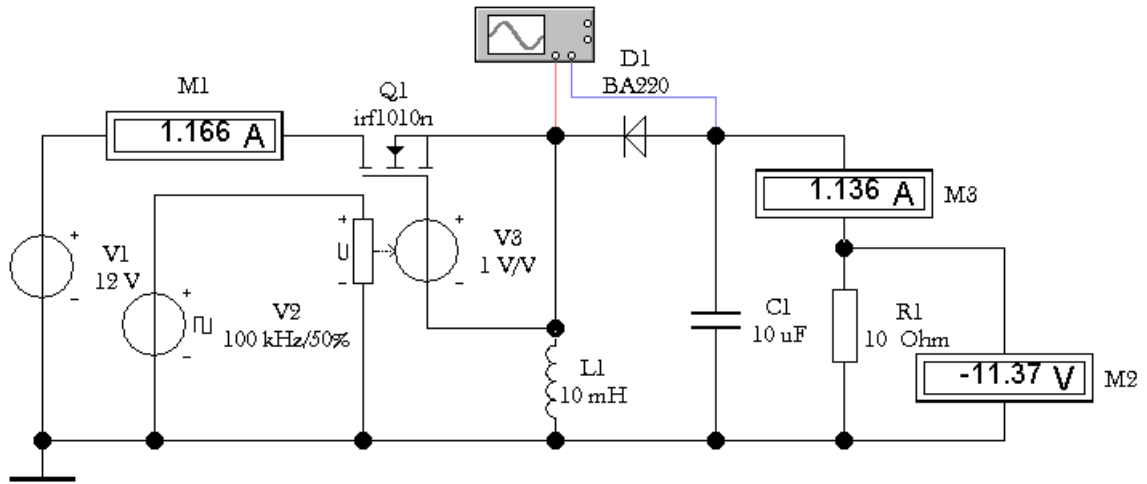


Рис. 7.1. Исследуемая схема инвертирующего DC-DC преобразователя

Исследование выполняется в такой же последовательности, как и в предыдущих схемах.

а) Наладка схемы

Запускают моделирование в ручном режиме кнопкой Activate Stimulation. Фиксируют осциллограммы сигнала ШИМ – 50 % (кр.) и форму пульсаций напряжения на нагрузке (рис. 7.2).

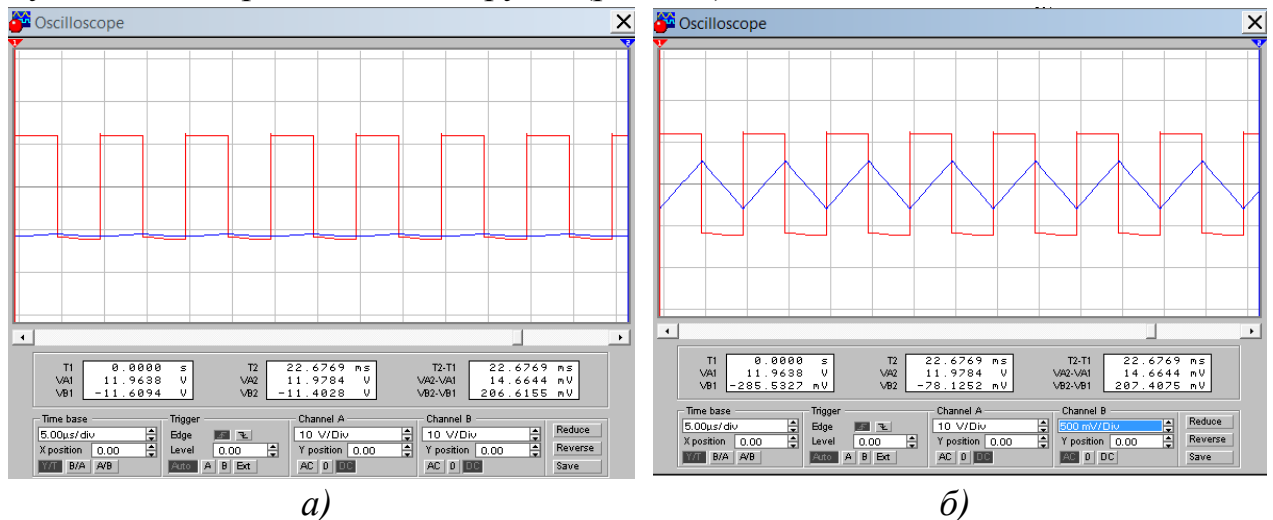


Рис. 7.2. Осциллограммы работы схемы. Кр. –напряжение на дросселе $L1$; син. - напряжение на нагрузке: а) входы А и В осциллографа в режиме DC; б) вход А – DC, вход В-AC

Осциллограммы пульсаций снимались при входе осциллографа в режиме AC, чтобы рассмотреть форму сигнала на фоне значительного уровня постоянного напряжения. При частоте следования импульсов ШИМ $F=500$ кГц, амплитуда пульсаций $\Delta U_H=100$ мВ при постоянном напряжении на нагрузке $U_H=-12,58$ В (вольтметр M2 рис 7.1).

б) Исследование влияния сопротивления нагрузки

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется сопротивление нагрузки R_3 . Результат моделирования и опции показаны на рис. 7.3. Для расширения диапазона исследования режим Sweep Type выбран Linear. Чтобы наблюдать переходной процесс при включении и получить характеристики в установившемся режиме, в меню Sweep For установлен режим Transient Analysis и установлено время моделирования (Set Transient Option) – 50 мс, достаточное, чтобы закончился переходной процесс.

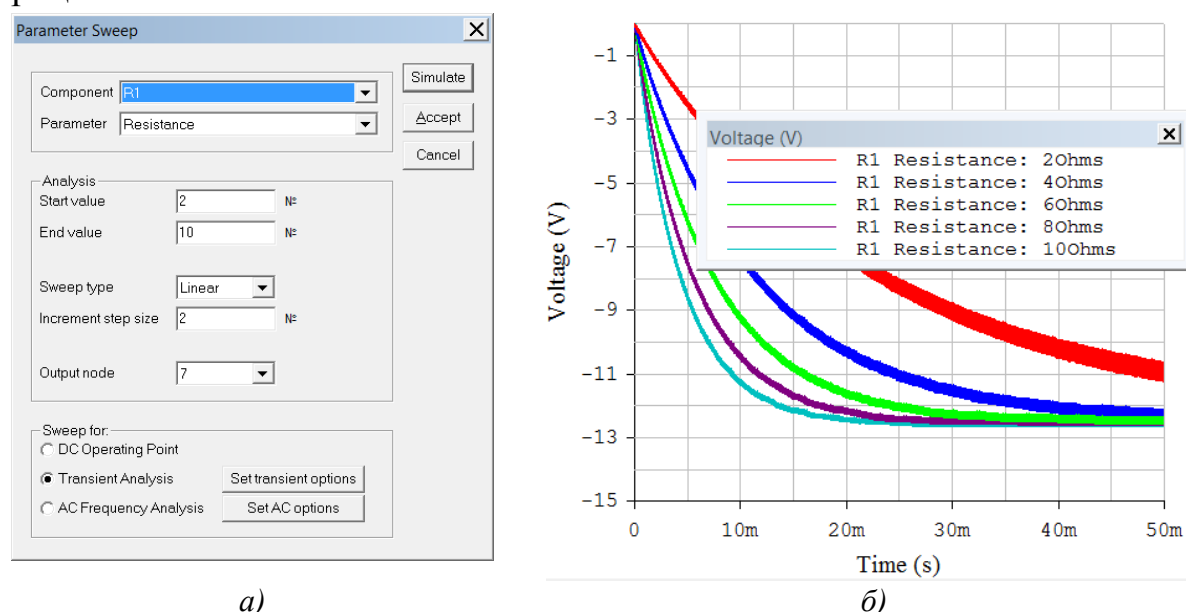


Рис 7.3. Влияние величины сопротивления нагрузки на напряжение на выходе: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

Моделирование показало, что при уменьшении сопротивления нагрузки R_H растет амплитуда пульсаций, увеличивается время переходного процесса. Для получения нагрузочной характеристики преобразователя в установившемся режиме проводят моделирование в ручном режиме, изменяя сопротивление нагрузки и контролируя ток и напряжение на нагрузке. Данные занесены в табл. 7.1.

Таблица 7.1. Данные по параметрам выходного напряжения

R_H , Ом	1	5	10	50	100	500	1000
U_{BX} , В	+12	+12	+12	+12	+12	+12	+12
U_H , В	-10,8	-11,3	-11,4	-12,13	-12,2	-14,49	-16,55
I_H , А	10,8	2,26	1,14	0,234	0,121	0,029	0,016

Нагрузочная характеристика преобразователя, построенная по данным табл. 7.1 показана на рис. 7.4.

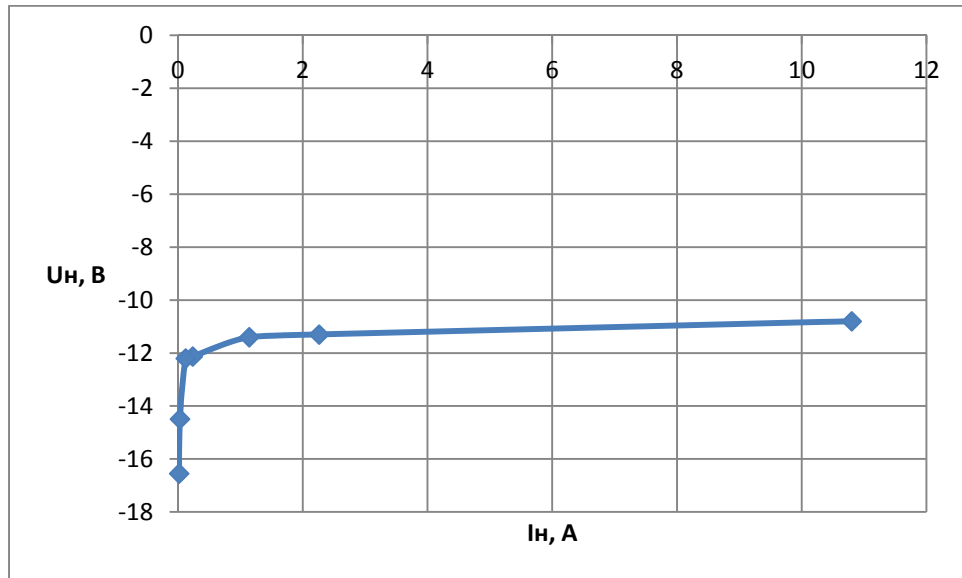


Рис. 7.4. Нагрузочная характеристика преобразователя

При изменении тока нагрузки в широком диапазоне свыше 10 А напряжение на нагрузке стабилизируется на уровне -11 В с погрешностью $\pm 0,2$ В. Но при малых токах нагрузки (холостой ход) наблюдается значительный рост выходного напряжения до -17 В.

в) Исследование влияния входного напряжения

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep.

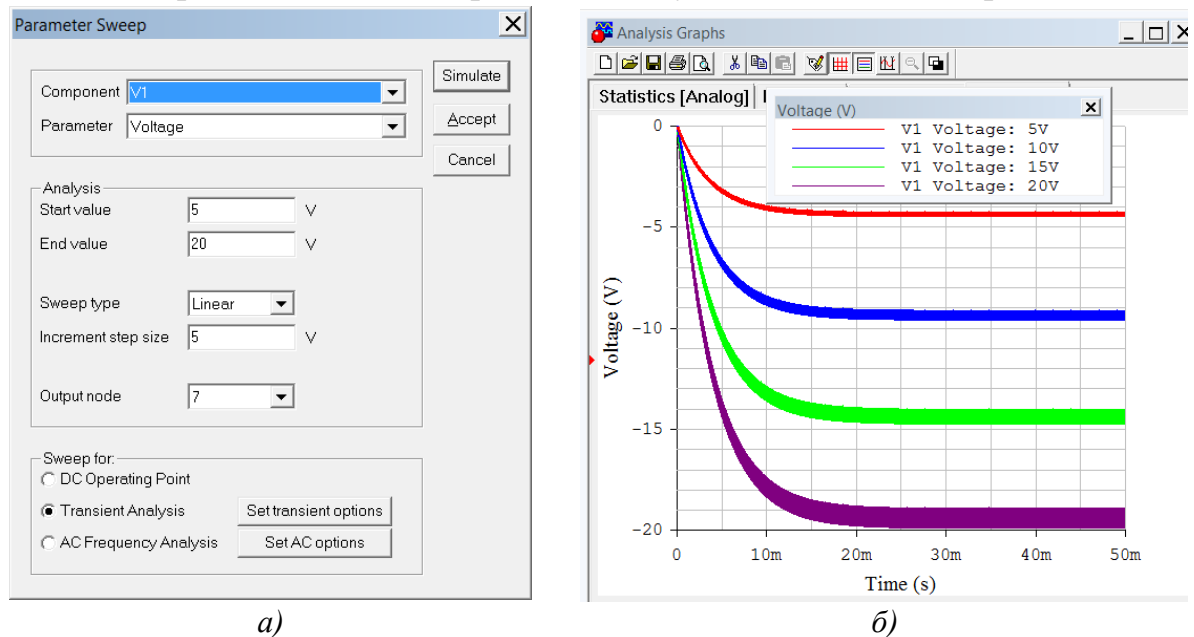


Рис. 7.5. Влияние величины напряжения на входе на напряжение на нагрузке: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

Варьируется величина напряжения источника $V1$, контролируется

величина выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны на рис. 7.6.

В установившемся режиме при $t = 4$ мс занесем данные о величине выходного напряжения $U_{\text{ВЫХ}}$ в табл. 7.5.

Таблица 7.5. Данные по усредненному выходному напряжению

$U_{\text{ВХ}}, \text{В}$	5	10	15	20
$U_{\text{ВЫХ}}, \text{В}$	-4,5	-9,5	-14,5	-19,5

По данным таблицы построена зависимость выходного напряжения преобразователя от входного напряжения.

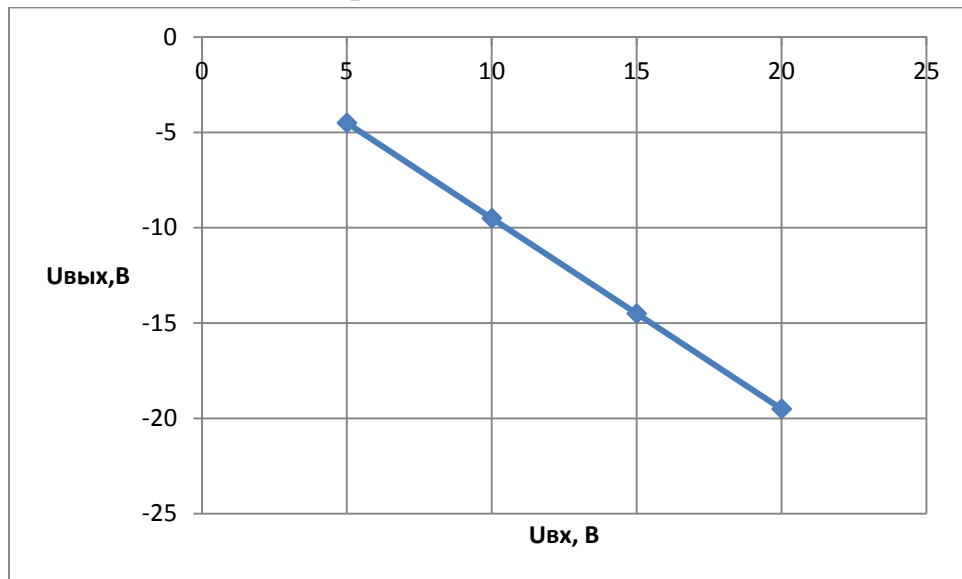


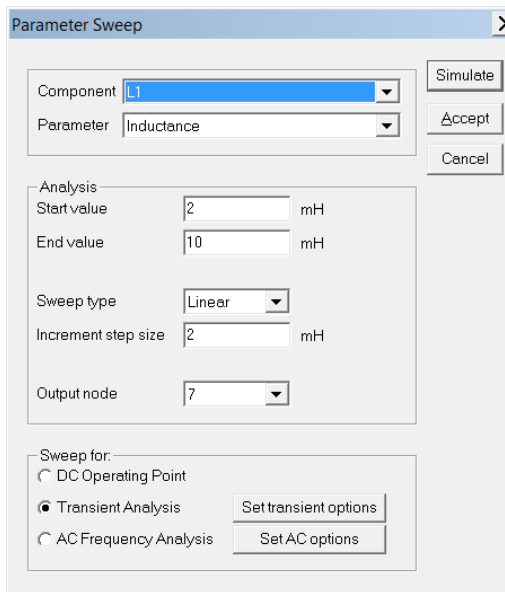
Рис. 7.6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от входного напряжения

Моделирование показало, что выходное напряжение изменяется практически пропорционально входному напряжению.

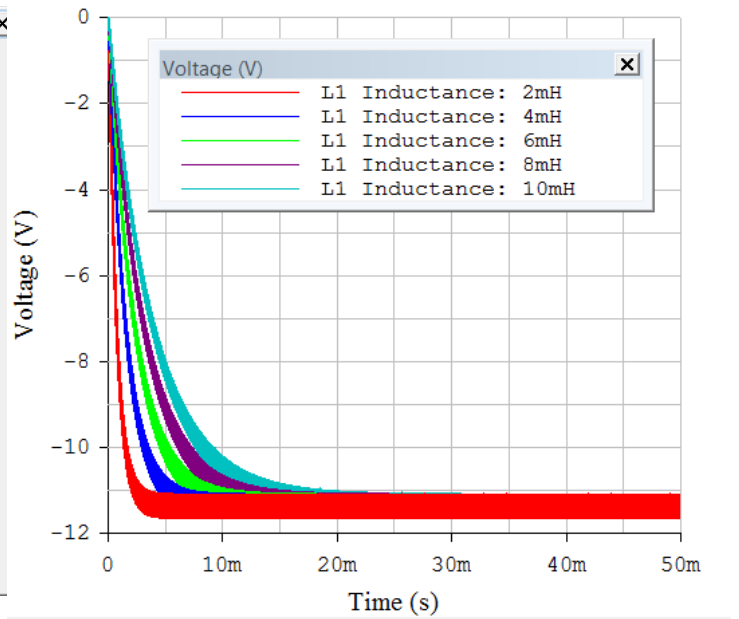
д) Исследование влияния индуктивности

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина индуктивности $L1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.

Для качественного исследования влияния $L1$ использован линейный тип анализа Sweep Type.



а)



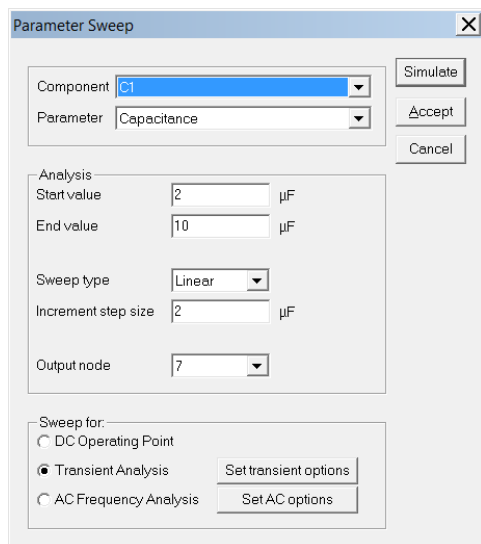
б)

Рис 7.7. Влияние величины индуктивности $L1$ на напряжение на выходе:
а) опции моделирования; б) результат моделирования

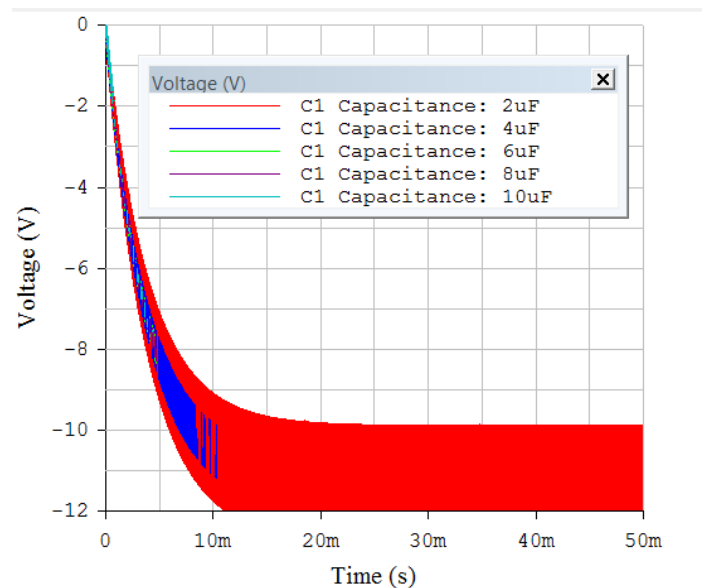
Выводы:

- Величина дросселя $L1$ практически не влияет на величину выходного напряжения;
 - с ростом $L1$ увеличивается длительность переходного процесса.
- Оптимальное значение $L1=2$ мГн.

е) Исследование влияния емкости



а)



б)

Рис 7.8. Влияние величины емкости C : а) опции моделирования; б) результат моделирования

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина емкости конденсатора $C1$, контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.

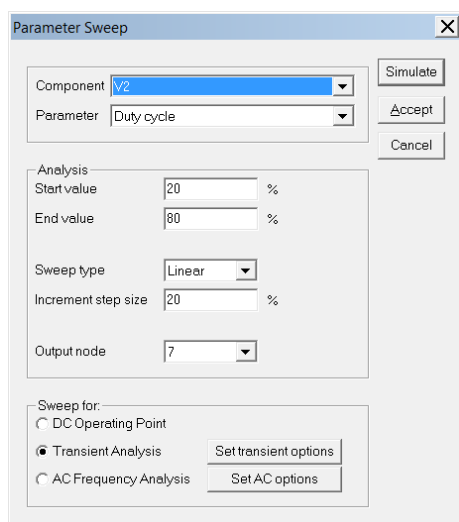
Выводы:

- величина емкости конденсатора $C1$ практически не влияет на величину выходного напряжения;
- с ростом емкости конденсатора $C1$ уменьшается амплитуда пульсаций и увеличивается длительность переходного процесса;

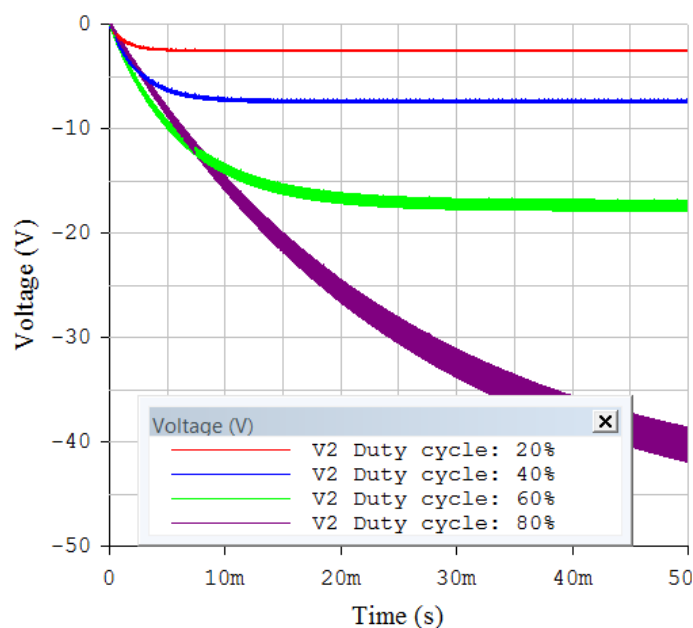
Оптимальное значение $C1=10$ мкФ.

ж) Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение.

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется длительность импульса генератора $V2$. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



б)

Рис. 7.9. Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение: а) опции моделирования, б) результат моделирования.

Результаты моделирования для установившегося процесса приведен в табл. 7.3.

Таблица 7.3. Данные по усредненному выходному напряжению

$\gamma = t_{\text{и}}/T$ (%)	20	40	60	80
$U_{\text{ВЫХ}}$, В	-2,5	-7,6	-17,5	-45

По данным таблицы построена зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульса γ .

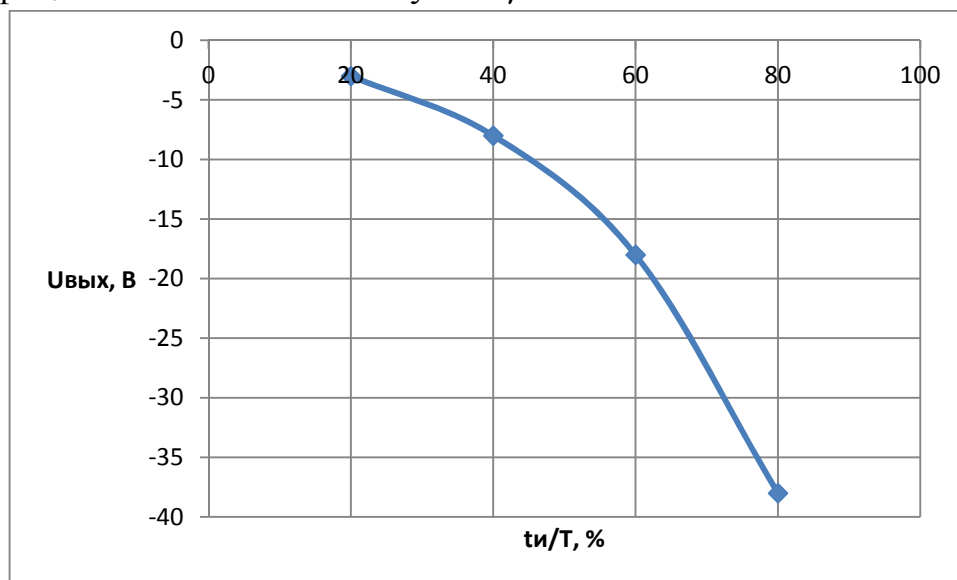


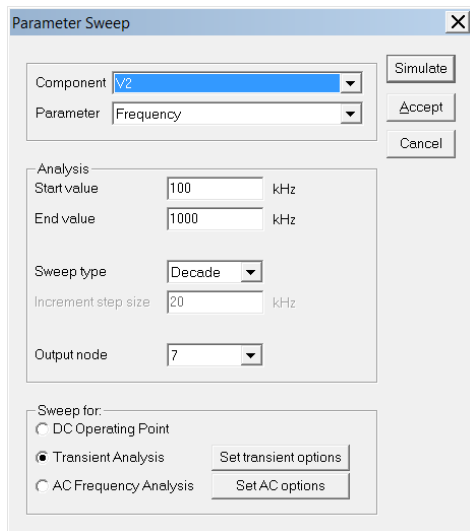
Рис. 7.10. Регулировочная характеристика преобразователя

Изменение скважности управляющего импульса от 20 до 80 % изменяет величину входного напряжения от 3 В до 38 В.

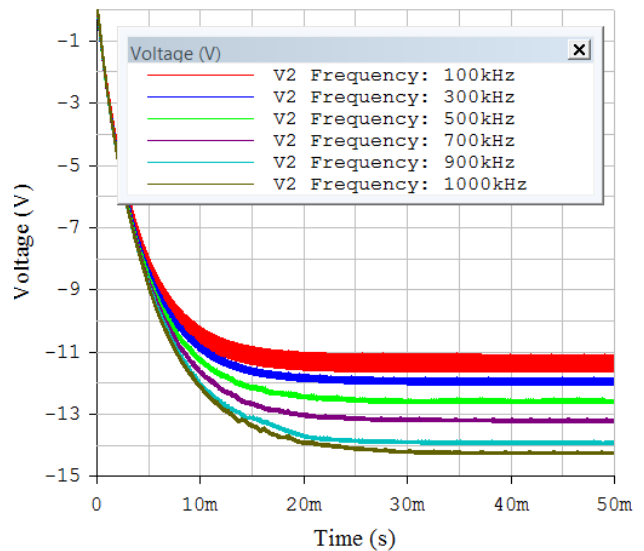
з) Исследование влияния частоты следования импульсов

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется частота следования импульсов генератора $V2$. Результат моделирования и опции показаны на рис. 7.11.

Чем выше частота следования импульсов ШИМ, тем меньше амплитуда пульсаций. При частоте $F > 20$ кГц практически не зависит от частоты. Рассчитывают коэффициент пульсаций при разной частоте следования импульсов $K_{\text{п}} = (\Delta U_{\text{п}} / U_{\text{н}}) \cdot 100\%$ и представляют в таблице ниже.



а)



б)

Рис. 7.11. Влияние частоты следования импульсов на пульсации выходного напряжения: (а) опции моделирования (б) результат моделирования.

Таблица 7.4. Данные по коэффициенту пульсаций

Частота, кГц	K_p , %
100	59
1000	7

С ростом частоты от 100 кГц до 1000 кГц слабо растет абсолютная величина выходного напряжения от -11 В до -14,2 В. Но при этом уменьшается амплитуда пульсаций.

Оптимальное значение частоты следования импульсов $F=500$ кГц.

и) КПД преобразования

Входное напряжение $U_{вх}$ и ток $I_{вх}$ отсчитываются по напряжению генератора $V1$ и амперметру $M3$. Выходное напряжение $U_{вых}$ фиксируется вольтметром $M1$ и ток $I_{вых}$ - амперметром $M2$. По измеренным значениям входного и выходного тока и напряжению рассчитывается входная и выходная мощность $P_{вх}$ и $P_{вых}$. Тогда $KПД = P_{вых}/P_{вх} \cdot 100\%$.

При ШИМ – 50 % $KПД=0,922=92,2\%$.

8. Повышающе-понижающий преобразователь SEPIC

Перед проведением моделирования и оценочного расчета необходимо ознакомиться с теоретическими сведениями в разделе 9.8. Данные индивидуального задания на данную схему взять из табл. 5.1.

Традиционно понижающие-повышающие преобразователи (Buck-Boost-преобразователи) строятся по топологиям SEPIC (Single Ended Primary

Inductance Converter). Так же, как и в обычных понижающих или повышающих преобразователях, в этих топологиях предусмотрен один активный и один пассивный ключевой элемент. Возможность как понижать, так и повышать выходное напряжение достигается применением дополнительной катушки индуктивности.

На рис. 8.1 представлена схема исследуемого преобразователя.

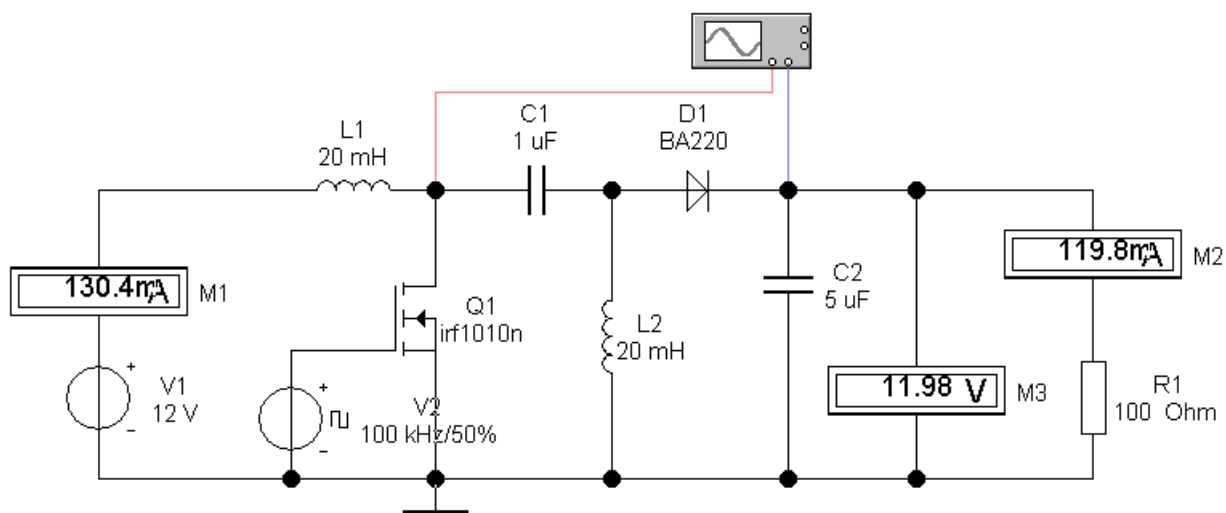


Рис. 8.1. Схема понижающего-повышающего DC/DC преобразователя

Генератор импульсов $V2$ задает частоту и длительность импульсов F , управляющих работой MOSFET ключа $Q1$. В опциях генератора установить уровень выходного напряжения $U_{\text{вых}} = 10 \dots 15$ В, необходимые для надежного открывания транзистора. Измерительные приборы $M1$ - $M3$ контролируют входной и выходной ток и напряжение.

а) Наладка схемы

При наладке схемы необходимо добиться устойчивой работы преобразователя. При скважности импульсов управления $\gamma = t_{\text{и}}/T = 50 \%$ напряжение на выходе преобразователя должно быть приблизительно равно входному.

Исследование выполняется в следующей последовательности.

Запускают моделирование в ручном режиме кнопкой Activate Stimulation. Фиксируют осциллограммы сигнала ШИМ – 50 % (кр.) и форму пульсаций напряжения на нагрузке (рис. 5.2).

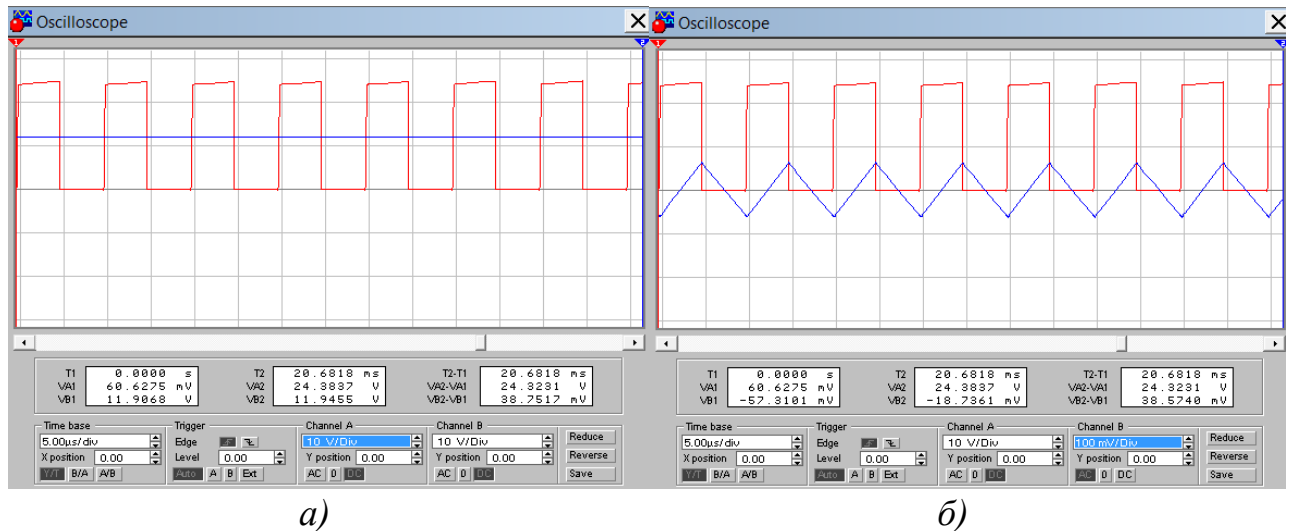


Рис. 8.2. Осциллограммы работы схемы. Кр. – напряжение на стоке транзистора $Q1$; син. – напряжение на нагрузке: а) входы A и B осциллографа в режиме DC; б) вход A – DC, вход B – AC

Осциллограммы пульсаций снимались при входе осциллографа в режиме AC, чтобы рассмотреть форму сигнала на фоне значительного уровня постоянного напряжения. При частоте следования импульсов ШИМ $F=100$ кГц, амплитуда пульсаций составила $\Delta U_{\text{п}}=100$ мВ при постоянном напряжении на нагрузке $U_{\text{н}}=11,98$ В (вольтметр M3).

б) Исследование влияния сопротивления нагрузки

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется сопротивление нагрузки $R1$. Результат моделирования и опции показаны на рис. 8.3. Для расширения диапазона исследования режим Sweep Type выбран Decade. Чтобы наблюдать переходной процесс при включении и получить характеристики в установившемся режиме, в меню Sweep For установлен режим Transient Analysis и установлено время моделирования (Set Transient Option) – 5 мс, достаточное, чтобы закончился переходной процесс.

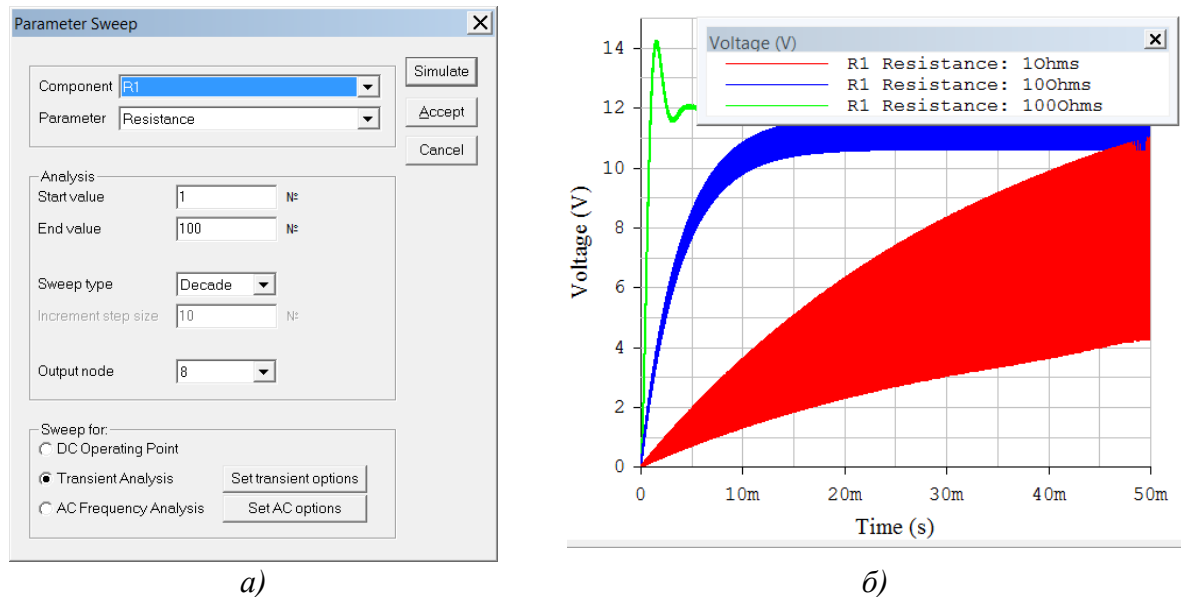


Рис. 8.3. Влияние сопротивления нагрузки на напряжение на выходе преобразователя: а) опции моделирования; б) результат моделирования

Результаты моделирования показали, что при изменении сопротивления нагрузки от 1 Ом до 100 Ом напряжение слабо зависит от сопротивления нагрузки. При малых сопротивлениях нагрузки резко растет амплитуда пульсаций выходного напряжения. Более детальное исследование проводится в ручном режиме, когда при изменении сопротивления нагрузки фиксируется по приборам ток и напряжение на нагрузке. Данные приведены в табл. 8.1.

Таблица 8.1. Данные по параметрам выходного напряжения

R_H , Ом	1	5	10	50	100	500	1000
U_{BX} , В	12	12	12	12	12	12	12
U_H , В	8,26	10,85	11,07	11,55	11,96	14,38	16,5
I_H , А	8,26	2,17	1,107	0,231	0,119	0,029	0,016

По данным таблицы строят характеристики преобразователя.

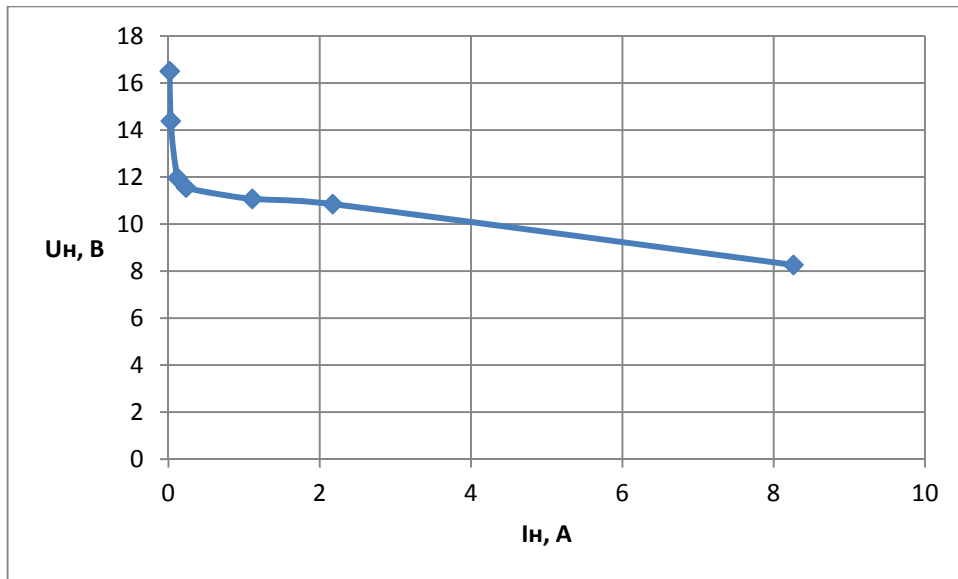
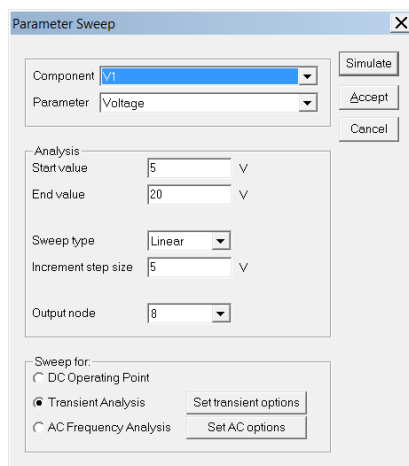


Рис. 8.4. Нагрузочная характеристика преобразователя

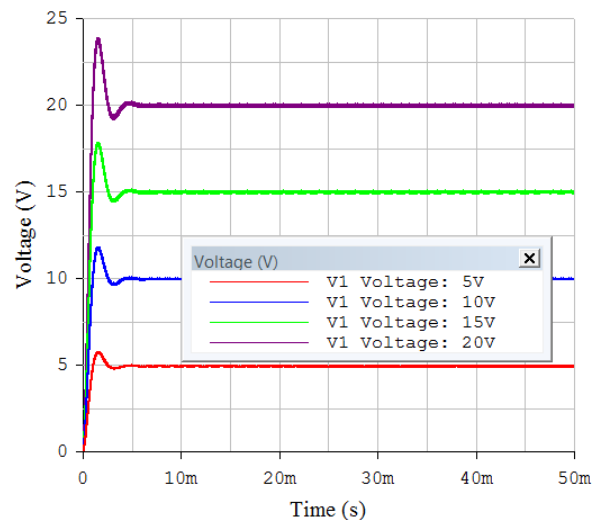
Изменение тока нагрузки в диапазоне от 0,1 А до 8 А слабо влияет на величину выходного напряжения. Но при малых токах нагрузки (холостой ход) значительно растет выходное напряжение.

в) Исследование влияния входного напряжения

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется величина напряжения источника $V1$, контролируется величина выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны на рис. 8.5.



а)



б)

Рис. 8.5. Влияние величины напряжения на входе на напряжение на нагрузке: а) опции моделирования; б) результат моделирования.

В установившемся режиме при $t=4$ мс данные о величине выходного

напряжения $U_{\text{вых}}$ представлены в табл. 5.2.

Таблица 5.2. Данные по усредненному выходному напряжению

$U_{\text{вх}}, \text{В}$	5	10	15	20
$U_{\text{вых}}, \text{В}$	5	10	15	20

По данным таблицы построена зависимость выходного напряжения преобразователя от входного напряжения.

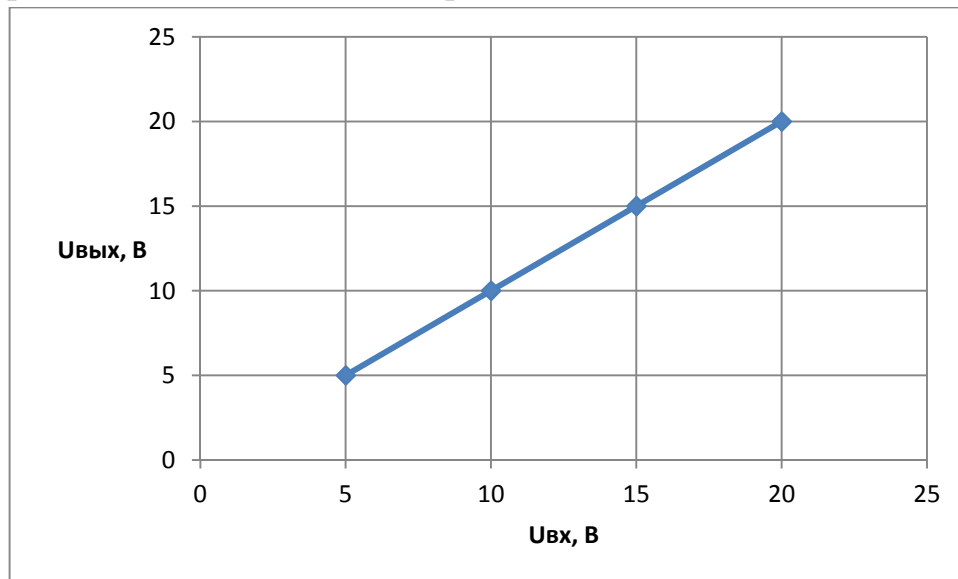


Рис. 8.6. Зависимость выходного напряжения преобразователя от входного напряжения

Моделирование показало, что выходное напряжение изменяется почти пропорционально входному напряжению.

с) Исследование влияния индуктивности на выходное напряжение.

Моделирование ведется в ручном режиме. Осциллографом контролируется уровень пульсаций выходного напряжения. Варьируется величина индуктивности $L1$ и $L2$ от 1 мГн до 10 мГн. Результат моделирования и опции показаны ниже.

Для качественного исследования влияния $L1$ использован линейный тип анализа Sweep Type.

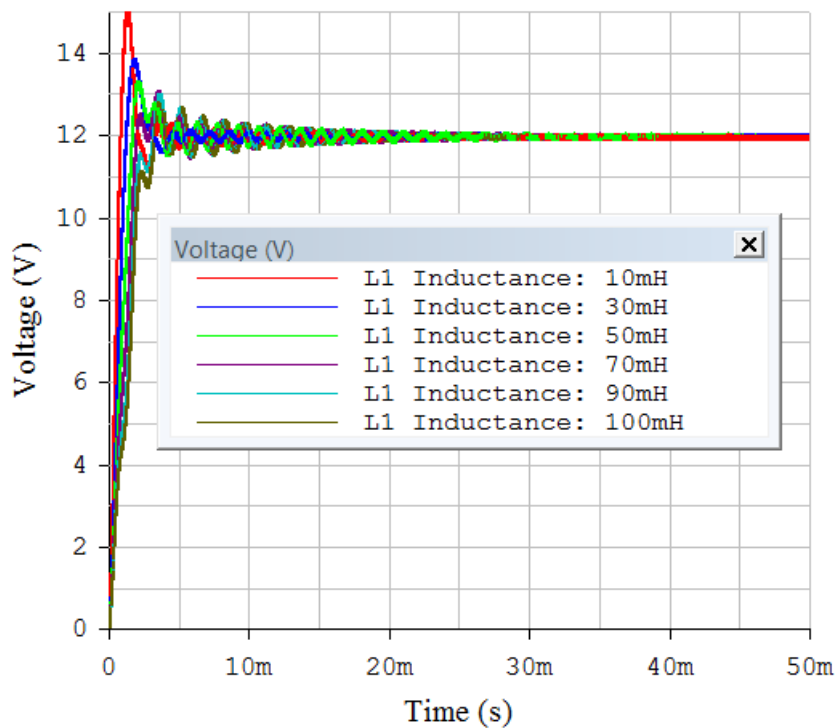


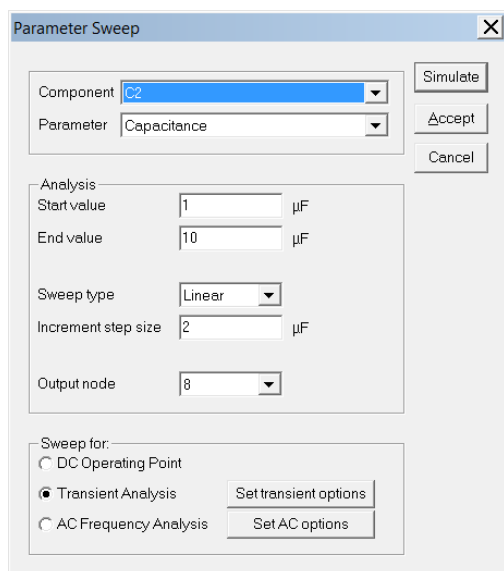
Рис. 8.7. Влияние величины индуктивности на напряжение на выходе:

Выводы.

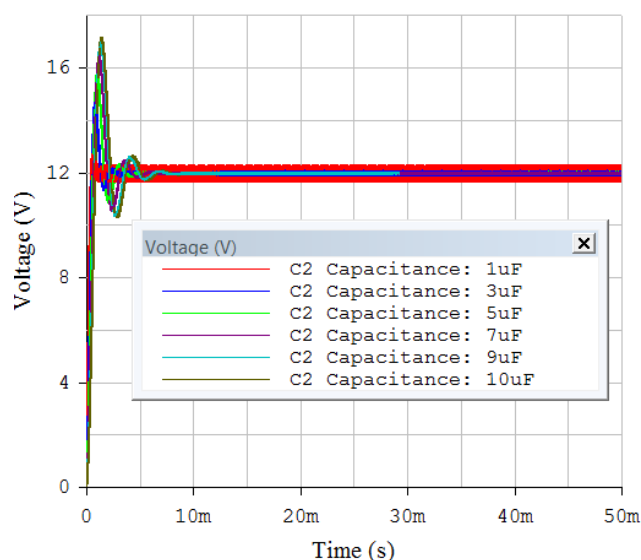
- L_1 слабо влияет на величину выходного напряжения;
 - уменьшение индуктивности приводит к увеличению амплитуды пульсаций;
 - с ростом L_1 увеличивается длительность переходного процесса.
- Оптимальное значение $L_1 = 1$ мГн.

г) Исследование влияния емкости

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется емкость конденсатора C_1 , контролируется величина и форма выходного напряжения. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



б)

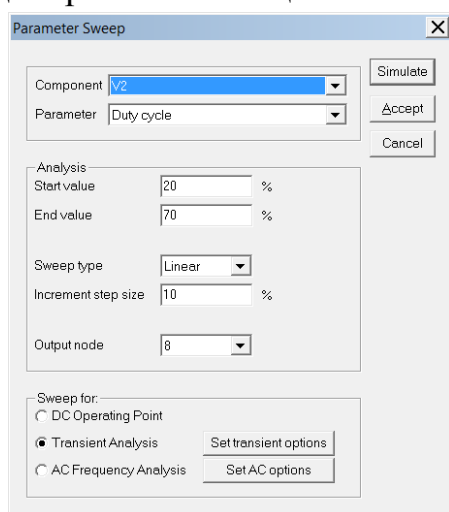
Рис. 8.8. Влияние емкости конденсатора $C1$ на напряжение на выходное напряжение: а) опции моделирования; б) результат моделирования

Выводы.

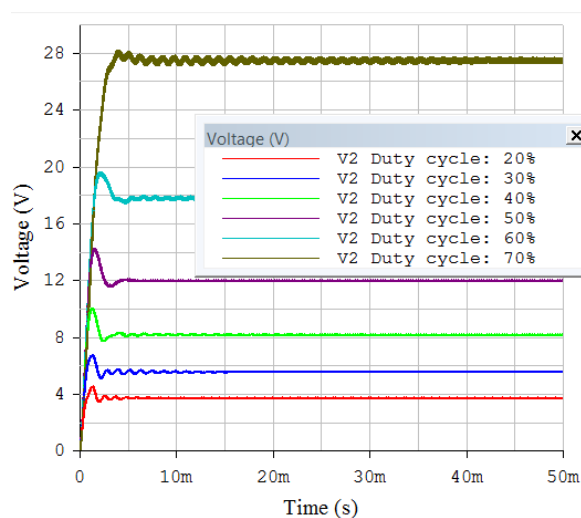
- Величина емкости фильтра $C2$ практически не влияет на величину выходного напряжения;
 - с ростом $C2$ уменьшается амплитуда пульсаций.
- Оптимальное значение $C2=5$ мкФ.

д) Исследование влияния скважности импульсов

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется длительность импульса генератора $V2$. Результат моделирования и опции показаны ниже.



а)



б)

Рис. 8.9. Исследование влияния скважности импульсов на выходное напряжение: а) опции моделирования, б) результат моделирования.

Результаты моделирования для установившегося процесса приведены в табл. 8.6.

Таблица 8.6. Данные по усредненному выходному напряжению

$\gamma=t_n/T$ (%)	20	30	40	50	60	70
$U_{\text{вых}}$ (В)	4,0	5,8	8	12	18	27.5

По данным таблицы построена зависимость выходного напряжения от коэффициента заполнения импульса $\gamma=t_n/T$ (%).

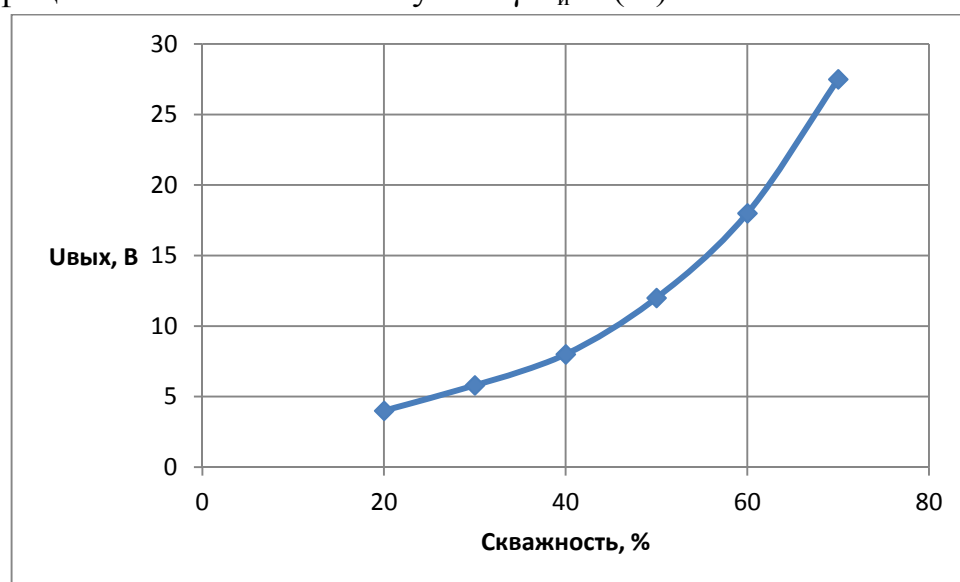


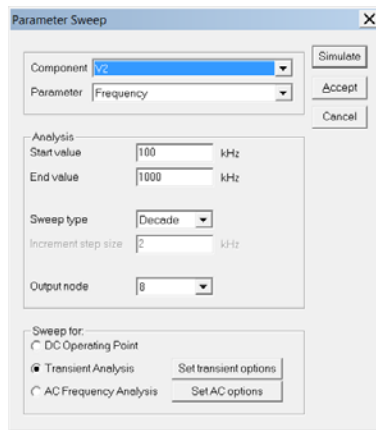
Рис. 8.10. Регулировочная характеристика преобразователя

Изменяя скважность импульсов управления можно регулировать выходное напряжение в широком диапазоне..

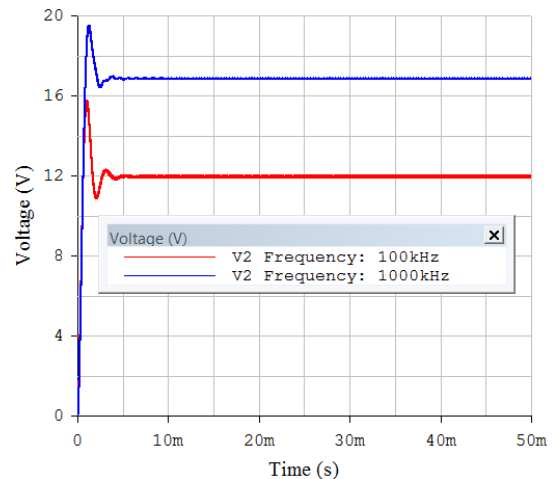
е) Исследование влияния частоты следования импульсов

Моделирование ведется в режиме Analysis/Parameter Sweep. Варьируется частота следования импульсов генератора $I/2$. Результат моделирования и опции показаны на рис. 5.11.

От частоты генератора изменяется уровень выходного напряжения и амплитуда пульсаций.



а)



б)

Рис. 8.11. Влияние частоты следования импульсов на пульсации выходного напряжения: (а) опции моделирования; (б) результат моделирования.

С ростом частоты уменьшается величина пульсаций, но при этом растут потери и тепловыделение в ключе, снижается КПД.

Оптимальное значение частоты следования импульсов $F=500$ кГц.

ж) КПД преобразования

Входное напряжение $U_{вх}$ и ток $I_{вх}$ отсчитывается по напряжению генератора $I1$ и амперметру $M3$. Выходное напряжение $U_{вых}$ фиксируется вольтметром $M1$ и ток $I_{вых}$ - амперметром $M2$. По измеренному входному и выходному току и напряжению рассчитывается входная и выходная мощность $P_{вх}$ и $P_{вых}$. Тогда $КПД = P_{вых}/P_{вх} \cdot 100\%$.

При ШИМ – 50 % $КПД=0,92=92\%$.

Выводы.

Исследуемый DC/DC преобразователь имеет следующие параметры:

- при сопротивлении $R_n \approx 100$ Ом напряжение на выходе инвертируется и равно входному напряжению;
- регулировочная характеристика ШИМ практически линейная. При скважности импульса 50% выходное напряжение равно по абсолютной величине входному напряжению.
- коэффициент пульсаций небольшой единицы % и зависит от сопротивления нагрузки;
- $КПД=87\%$;

К недостаткам следует отнести высокий уровень помех, требует тщательного экранирования при изготовлении.

Контрольные вопросы

1. Какие схемы однотактных импульсных преобразователей вы знаете?

2. Нарисуйте схему и объясните работу понижающего DC/DC преобразователя.
3. Нарисуйте схему и объясните работу повышающего DC/DC преобразователя.
4. Нарисуйте схему и объясните работу инвертирующего DC/DC преобразователя.
5. Нарисуйте схему и объясните работу понижающе-повышающего DC/DC преобразователя.
6. Объясните принцип регулировки выходного напряжения в DC/DC преобразователе.
7. Объясните функциональную работу схемы ШИМ регулировки выходного напряжения.
8. В каком режиме работает регулирующий элемент DC/DC преобразователя.
9. Какую роль играет дроссель в схеме DC/DC преобразователя.
10. Что называется коэффициентом заполнения в ШИМ регулировке?

9. Приложение. Теоретические сведения

В этом разделе приведены краткие сведения по теории электронных устройств, рассматриваемых в данном практикуме.

9.1. Нестабилизированные источники электропитания

Простейший источник вторичного электропитания содержит в своей структуре трансформатор, рассчитываемый на частоту тока в первичной системе электропитания (сети), блок выпрямителя и сглаживающий фильтр.

В структуре ИВЭ трансформатор обеспечивает гальваническую развязку по току выходных звеньев ИВЭ от сети, обеспечивая важнейшую функцию электробезопасности пользователя. Кроме того, трансформатор обеспечивает преобразование с высоким КПД величины сетевого напряжения до требуемого для блока выпрямителя.

Блок выпрямителя преобразует переменное напряжение в постоянное напряжение (пульсирующее однонаправленное). В некоторых случаях выпрямитель может состоять из одного диода (однополупериодный выпрямитель) или нескольких диодов (двухполупериодный выпрямитель). После выпрямителя устанавливается фильтр, сглаживающий колебания (пульсации). Обычно он представляет собой просто конденсатор большой ёмкости.

Габариты и масса ИВЭ определяются в основном массогабаритными показателями сетевых трансформаторов и сглаживающих фильтров. С ростом частоты выпрямляемого напряжения габариты трансформаторов и

фильтров уменьшаются. Трансформаторные ИВЭ используются лишь при малой выходной мощности, поскольку на низкой частоте (50 Гц) они имеют завышенные габаритные размеры и массу,

Основными характеристиками ИВЭ являются:

- U_n – постоянная составляющая напряжения на нагрузке ИВЭ. Если фильтр имеет более сложную схему, чем простой емкостной фильтр, то указывается напряжение до фильтра U_0 и напряжение после фильтра (или отдельных его звеньев). U_n задается техническим заданием и определяется значением напряжения, необходимым для питаемых ИВЭ устройств;
- I_n – ток нагрузки или номинальный выпрямленный ток – среднее значение выпрямленного тока, т.е. его постоянная составляющая, заданная техническими требованиями. Определяется результирующим током всех цепей питаемых выпрямителем;
- U_c – напряжение сети переменного тока, питающей ИВЭ. Стандартное значение этого напряжения для промышленной сети – 220 В 50 Гц, для бортовой сети – 115 В 400 Гц;
- Напряжение пульсаций – переменная составляющая напряжения или тока на выходе выпрямителя. Это качественный показатель выпрямителя. F_n – частота пульсаций – частота наиболее резко выраженной гармонической составляющей напряжения или тока на выходе выпрямителя. Для однополупериодной схемы выпрямителя частота пульсаций равна частоте питающей сети F_c . Двухполупериодные, мостовые схемы и схемы удвоения напряжения дают пульсации, частота которых равна удвоенной частоте питающей сети. Многофазные схемы выпрямления имеют частоту пульсаций, зависящую от схемы выпрямителя и числа фаз;
- K_n – коэффициент пульсаций – отношение амплитуды наиболее резко выраженной гармонической составляющей напряжения U_m или тока на выходе выпрямителя к среднему значению напряжения U_n или тока $K_n = U_m / U_n$. Допускаемые значения коэффициента пульсаций на выходе фильтра определяются характером нагрузки;
- нестабильность напряжения на выходе выпрямителя – изменение напряжения постоянного тока относительно номинального. При отсутствии стабилизаторов напряжения определяется отклонениями напряжения сети и изменением тока нагрузки.

Выбор той или иной схемы источника вторичного электропитания обусловлен параметрами питающей сети, требованиями к выходным электрическим параметрам, конструктивными особенностями устройства, температурным диапазоном работы, сроком службы, гарантированной

надежностью и перечнем разрешенных к применению или имеющихся в распоряжении разработчика элементов.

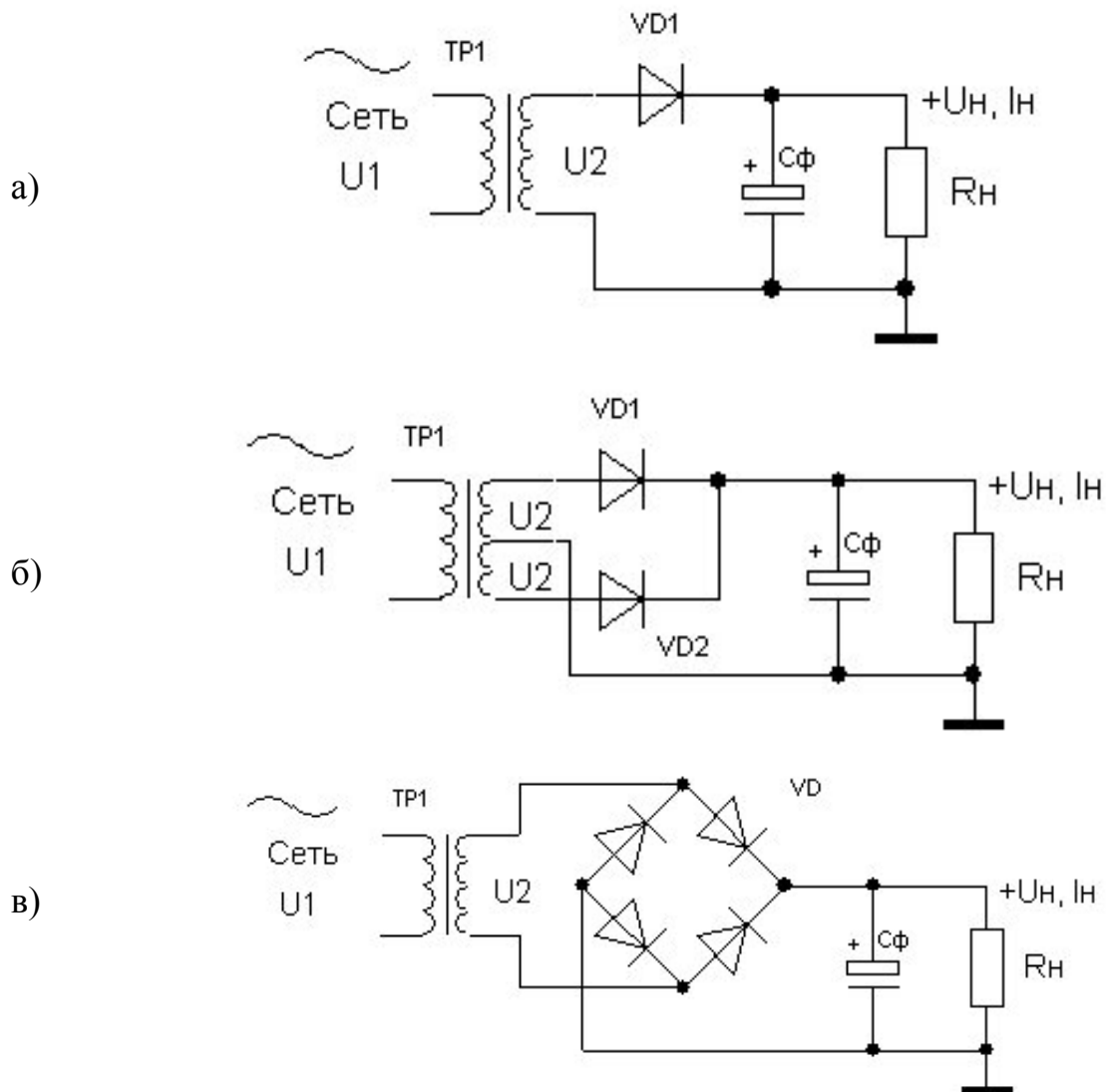


Рис. 9.1. Схемы нестабилизированных ИВЭ, питаемых от однофазной сети: а) однополупериодный; б) двухполупериодный со средней точкой; в) однофазный мостовой.

Выбор схемы, удовлетворяющей поставленным требованиям, является задачей, имеющей множество решений. В зависимости от мощности, напряжения, допустимой пульсации и т.д. применяются различные схемы выпрямления [1].

К достоинствам трансформаторных блоков питания можно отнести высокую надежность, простоту конструкции, доступность элементной базы, а также низкий уровень создаваемых помех.

Недостатками трансформаторного блока питания являются его большие габариты, масса и низкий КПД.

Однополупериодная схема является простейшей схемой выпрямителя.

Достоинство:

Используется единственный диод, следовательно, минимальное тепловыделение.

Недостатки:

Через обмотку трансформатора протекает постоянная составляющая тока, что вызывает насыщение сердечника, увеличивает массогабаритные параметры трансформатора. Однополупериодная схема выпрямления вызывает повышенный коэффициент пульсации выпрямленного напряжения.

Область применения:

В сетях 50 Гц однополупериодная схема используется крайне редко лишь в маломощных выпрямителях с током в нагрузке не выше 10 мА при нежестких требованиях (десятые доли процента) к уровню пульсаций.

Однако широко используется для выпрямления напряжения высокочастотных преобразователей (сотни кГц), когда при сравнительно небольшой емкости фильтра обеспечивается удовлетворительный коэффициент пульсаций. Единственный диод в схеме выпрямления обеспечивает минимальное тепловыделение и снижает габариты и стоимость системы охлаждения.

Двухполупериодная схема с выводом средней точки дает несколько больший коэффициент использования выпрямительного трансформатора и меньшую, по сравнению со схемой однополупериодного выпрямителя, пульсацию, так как частота пульсаций вдвое большей частоты тока питающей сети. Однако требует достаточно сложного и дорогого трансформатора с удвоенным количеством витков вторичной обмотки.

Двухполупериодный выпрямитель применяют для получения выпрямленных напряжений десятки-сотни вольт при токах нагрузки сотни миллиампер – единицы ампер. Фильтр выпрямителя может быть емкостного типа при небольших токах нагрузки до 300 мА, так и с индуктивного типа при больших токах.

Однофазная мостовая схема находит наиболее широкое применение при питании от однофазной сети. Для этой схемы необходимо минимум четыре вентиля. Обратное напряжение, приходящееся на каждый вентиль, и напряжение вторичной обмотки трансформатора при этой схеме примерно в 2 раза меньше, чем в двухполупериодной схеме.

Коэффициент использования выпрямительного трансформатора высок, так как через обмотку трансформатора не протекает постоянная составляющая тока и не насыщает материал сердечника. Величина и частота первой гармоники пульсации здесь такие же, как в схеме

двухполупериодного выпрямителя. Использование четырех диодов ведут к повышенному тепловыделению. Однофазная мостовую схему выпрямителя широко используются в ИВЭ малой и средней мощности до нескольких сот ватт, а также в качестве первичного выпрямителя напряжения сети в бестрансформаторных ИВЭ.

Оценочный расчет

Оценочный расчет ИВЭ по заданным параметрам базируется на основных расчетных соотношениях для выпрямителей, используемых в практикуме (табл. 9.1).

Простейшим методом сглаживания пульсаций является применение фильтра в виде конденсатора достаточно большой ёмкости, шунтирующего нагрузку (сопротивление нагрузки). Конденсатор хорошо сглаживает пульсации, если его емкость такова, что выполняется условие:

$$\tau = R_n C \gg \frac{1}{\omega}. \quad (9.1)$$

Емкость конденсатора фильтра C выбирается такой, чтобы размах напряжения пульсаций U_n составлял примерно 20 % от выходного напряжения U_n . Формулы для расчета приведены в табл. 9.1.

При работе выпрямителя с емкостным фильтром, величина максимального значения силы тока через диод I_{\max} не должна превышать $1,57 I_{\text{доп}}$, где $I_{\text{доп}}$ – указанное в ТУ допустимое **среднее значение** тока для выбранного типа диода.

Таблица 9.1. Рабочие формулы для расчета схем выпрямителей

Расчетные величины	Однополупериодный выпрямитель	Двухполупериодный выпрямитель	
		со средней точкой	мостовой выпрямитель
Выпрямленное напряжение U_n : для резистивной и резистивно-индуктивной нагрузки; для резистивно-емкостной нагрузки	$0,45 U_2$ $\sqrt{2} U_2$	$0,9 U_2$ $\sqrt{2} U_2$	$0,9 U_2$ $\sqrt{2} U_2$
Максимальное обратное напряжение диода	$2\sqrt{2} U_2$	$2\sqrt{2} U_2$	$\sqrt{2} U_2$
Средний ток диода	I_n	$I_n/2$	$I_n/2$
Сила тока вторичной обмотки трансформатора I_2	$\sqrt{2} I_n$	$I_n/\sqrt{2}$	I_n
Ток первичной обмотки трансформатора I_1	$I_2/K_{\text{тр}}$	$I_2/K_{\text{тр}}$	$I_2/K_{\text{тр}}$
Габаритная мощность	$2P_n$	$1,488P_n$	$1,234P_n$

трансформатора S_T (ВАР)			
Емкость конденсатора фильтра C_Φ (мкФ); для частоты сети 50 Гц: для частоты сети 400 Гц	$100 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$ $12,5 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$	$50 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$ $6,25 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$	$50 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$ $6,25 I_H (\text{мА}) / U_H (\text{В})$

В табл. 9.1 использовались следующие обозначения параметров:

$K_{\text{тр}}$ – коэффициент трансформации трансформатора $K_{\text{тр}} = U_2 / U_1 = w_2 / w_1$; где U_2 , U_1 – среднее квадратичное значение напряжения, w_2 , w_1 число витков первичной и вторичной обмотки трансформатора.

Большое разнообразие технических требований к источникам вторичного электропитания по номиналам выходного напряжения и тока нагрузки, пульсации, динамике, помехам и т.д. обеспечивает спрос и применение перечисленных типов ИВЭ.

9.2. Параметрический стабилизатор напряжения

Параметрический стабилизатор напряжения (ПСН) является одним из простейших стабилизаторов, в котором стабилизация достигается включением регулирующего элемента, обладающего нелинейной ВАХ, параллельно с нагрузкой без использования специальной системы регулирования напряжения. В качестве нелинейных компонентов обычно используются стабилитроны, стабилоры и транзисторы. Термин «параметрический» обусловлен тем, что характеристики выходного стабилизированного напряжения целиком определяются параметрами нелинейного элемента.

Из-за низкого КПД такие стабилизаторы находят применение в основном в слаботочных схемах (с нагрузками до нескольких десятков миллиампер). Наиболее часто они используются как источники опорного напряжения (например, в схемах компенсационных стабилизаторов напряжения).

Работа параметрического стабилизатора напряжения основана на свойствах полупроводникового диода, а точнее на одной из его разновидностей – стабилитрона, включенного в обратном направлении [5]. Типичная схема параметрического стабилизатора напряжения приведена на рис. 9.2, а.

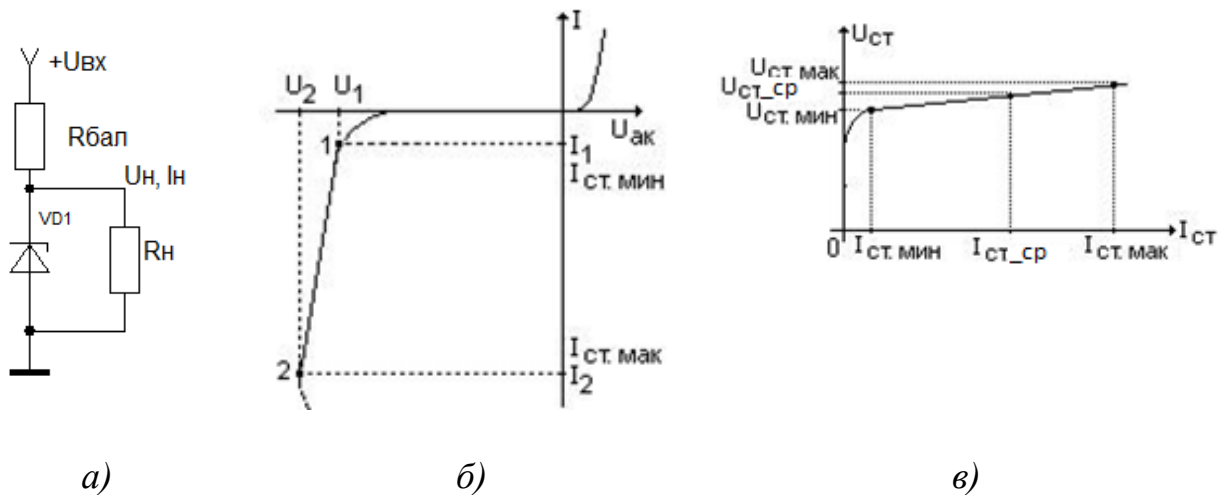


Рис. 9.2. Простейший параметрический стабилизатор напряжения: а) схема включения стабилитрона; б) ВАХ стабилитрона; в) характеристика полупроводникового стабилитрона

Параметрический стабилизатор напряжения на стабилитроне (рис. 9.2, а) применяется в слаботочных устройствах (несколько миллиампер) и представляет собой делитель напряжения (на балластном резисторе $R_{бал}$ и стабилитроне $VD1$ – который выполняет роль второго резистора делителя). На вход делителя подается нестабилизированное напряжение, а выходное стабилизированное напряжение снимается с нижнего плеча делителя U_n . При повышении (понижении) входного напряжения внутреннее сопротивление стабилитрона уменьшается (увеличивается), что позволяет удерживать выходное напряжение на заданном уровне. На балластном резисторе $R_{бал}$ падает разница между входным напряжением питания и напряжением стабилизации стабилитрона.

Прямая и обратная ветвь вольтамперной характеристики полупроводникового диода приведена на рис. 9.2, б. В стабилитронах используется свойство незначительного изменения обратного напряжения на $p-n$ переходе при электрическом (лавинном или туннельном) пробое. Участок 1-2 на рис. 9.2, б является рабочим участком вольтамперной характеристики стабилитрона. Так как стабилитрон (diode Zener) работает только при обратном смещении на $p-n$ переходе, то, зачастую, в качестве ВАХ стабилитрона используется только обратная часть ВАХ, представленная на рис. 9.2, в.

Параметрические стабилизаторы напряжения могут иметь параллельную и последовательную структуру (рис. 9.3).

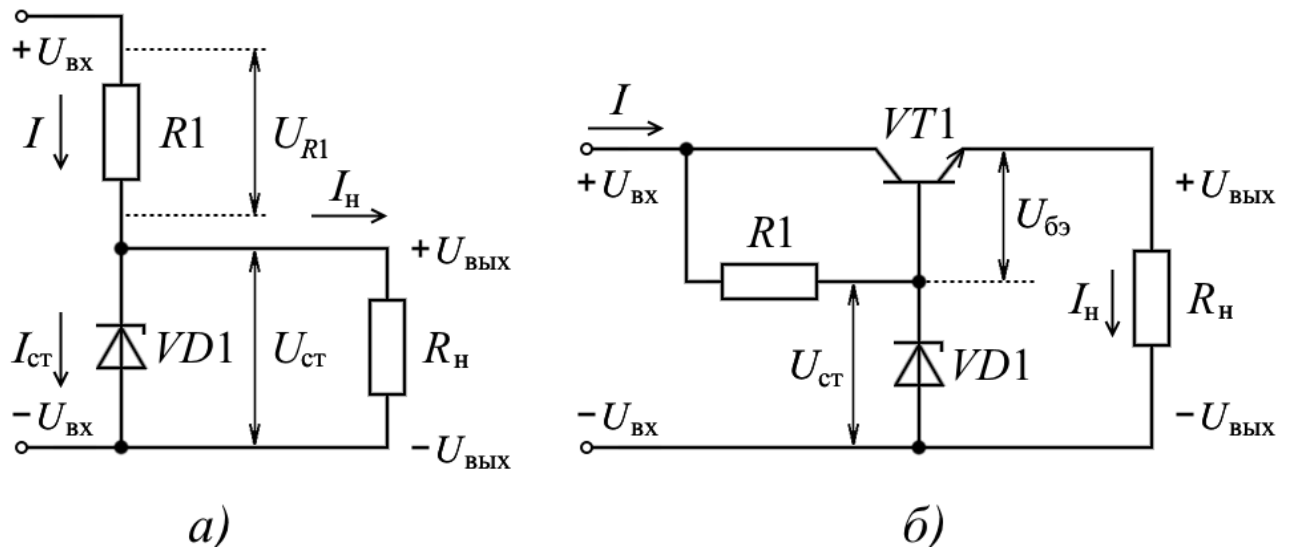


Рис. 9.3. Параметрический стабилизатор напряжения: а) параллельный стабилизатор на стабилитроне; б) последовательный стабилизатор с эмиттерным повторителем

На рис. 9.3, а показана схема параметрического стабилизатора напряжения параллельного типа (сопротивление нагрузки R_H включено параллельно нелинейному регулирующему элементу - стабилитрону $VD1$). Структура стабилизатора представляет собой делитель напряжения, состоящий из балластного (гасящего) резистора $R1$ (для ограничения тока через стабилитрон), и стабилитрона $VD1$, подключенного параллельно нагрузке R_H , выполняющего основную функцию стабилизации напряжения на нагрузке при изменяющемся входном напряжении $U_{ВХ}$ и токе нагрузки I_H . Напряжение на стабилитроне $U_{СТ}$ при изменении тока, протекающего через него, остается практически неизменным за счет нелинейности вольт-амперной характеристики стабилитрона. Соответственно, не изменяется и напряжение $U_{ВЫХ}$ на нагрузке R_H . Мощность такого стабилизатора ограничена предельными значениями тока и мощности, рассеиваемой стабилитроном.

Для увеличения тока нагрузки параметрического стабилизатора в схему последовательно с нагрузкой R_H включают эмиттерный повторитель $VT1$, на базу которого подается напряжение с параметрического стабилизатора напряжения $R1$, $VD1$ (рис. 9.3, б).

Транзистор в режиме эмиттерного повторителя не усиливает по напряжению, его коэффициент усиления по напряжению K_u близок к единице, но он превосходно усиливает по току $K_i = \beta + 1 \gg 1$. Параметры стабилизированного напряжения $U_{ВЫХ}$ на выходе целиком определяются свойствами параметрического стабилизатора на стабилитроне

$$U_{ВЫХ} = U_{СТ} - U_{бэ} = U_{СТ} - 0,7 \text{ В.}$$

В таком стабилизаторе напряжение на выходе стабилизатора практически равно напряжению стабилизации стабилитрона.

Стабилизатор с эмиттерным повторителем на выходе (рис. 3.2, б) способен отдавать в нагрузку значительно больший ток, чем стабилизатор, построенный по схеме, показанной на рис. 9.3, а.

Оценочный расчет

Расчет схемы параметрического стабилизатора напряжения (рис.9.3, а) выполняется в следующем порядке:

Дано:

Напряжение и ток нагрузки U_H и I_H .

Выбирается стабилитрон с напряжением стабилизации $U_{ст} = U_H$ и максимальным током стабилизации $I_{ст max} > I_H$;

Выбирается напряжение питания $U_{вх} = (1,5 \dots 2)U_{ст}$;

Рассчитывается величина балластного резистора

$$R_{бал} \leq \frac{U_{вх} - U_{ст}}{I_H + I_{ст min}} \quad (9.2)$$

Для схемы (рис.9.3, б) параметрического стабилизатора напряжения с эмиттерным повторителем расчет проводится в следующем порядке.

Например, необходимо рассчитать схему параметрического стабилизатора для питания цифровых ИС с параметрами:

- выходное стабилизированное напряжение на нагрузке $U_H = +5$ В;
- ток нагрузки $I_H = 100$ мА;
- входное напряжение $U_{вх} = +10$ В;
- относительная нестабильность входного напряжения

$$\delta = (U_{вх2} - U_{вх1}) / U_{вх} = \pm 10 \%. \quad (9.3)$$

Выбор схемы параметрического стабилизатора.

Первая трудность - заданное напряжение стабилизации не попадает в стандартный ряд стабилитронов. Ближайшие по напряжению стабилизации стабилитроны КС147А с напряжением стабилизации $U_{ст} = 4,7$ В и КС156А – с $U_{ст} = 5,6$ В.

Вторая трудность - ток нагрузки превышает максимальный ток названных стабилитронов. Для стабилитронов КС147А – $I_{ст max} = 58$ мА, а для КС156А – $I_{ст max} = 55$ мА.

Наиболее подходящей для заданных требований является схема параметрического стабилизатора на базе стабилитрона КС156А с эмиттерным повторителем (рис. 9.3, б), которая решает обе отмеченные трудности. Напряжение стабилизации $U_{вых}$ у этой схемы меньше, чем

напряжение стабилитрона $U_{ст}$ на 0,6...0,7 В, то есть составит около 5 В. А выходной ток определяется током транзистора.

Токовой нагрузкой опорного стабилизатора на резисторе $R1$ и стабилитроне $VD1$ является базовая цепь транзистора $VT1$ с током базы, который примерно в β раз меньше тока нагрузки основного стабилизатора $I_H = 100$ мА. Полагая обычное значение коэффициента усиления по току маломощных транзисторов на уровне $\beta \approx 30$, то ток базы $I_{б VT1}$ транзистора $VT1$ равен

$$I_{б VT1} = I_H / \beta = 100 \text{ мА} / 30 = 3,3 \text{ мА}. \quad (9.4)$$

Следовательно, стабилитрон $VD1$ будет работать с током стабилизации $I_{ст}$ равным току базы транзистора $I_{б VT1}$ порядка 3,3 мА. Выбирая с запасом $I_{ст} = 5$ мА, можно определить ток, протекающий через опорный стабилитрон $VD1$

$$I_{ст VD1} = I_{ст} + I_{б VT1} \quad (9.5)$$

Для стабилитрона КС156А минимальный ток стабилизации составляет $I_{ст min} = 3$ мА. Тогда ток нагрузки опорного стабилитрона $VD1$ равен $I_{ст VD1} = 8$ мА, что заведомо меньше максимального тока стабилитрона $I_{ст max VD1} = 55$ мА.

Балластный (гасящий) резистор должен обеспечить требуемый для работы стабилитрона ток при минимальном входном напряжении

$$U_{вх min} = U_{вх} - 0,1 U_{вх} = 10 \text{ В} - 1 \text{ В} = 9 \text{ В}.$$

$R1 = U_{вх min} / I_{ст max VT1} = 9 \text{ В} / 8 \text{ мА} = 1,125 \text{ кОм}$. Выбирают ближайшее меньшее значение из стандартного ряда: $R1 = 1,1 \text{ кОм}$.

1. *Выбор транзистора $VT1$ из условий:*

- ток коллектора $I_{к доп} > 100$ мА;
- напряжение на коллекторе $U_{к доп} > U_{вх max} = 10 \text{ В} + 1 \text{ В} = 11 \text{ В}$;
- коэффициент усиления по току $\beta > 30$.

Можно использовать транзистор КТ3102А с током коллектора до 200 мА и $\beta = 150$.

2. *Коэффициент стабилизации параметрического стабилизатора с эмиттерным повторителем целиком определяется коэффициентом стабилизации $K_{ст}$ опорного стабилитрона. Для стабилитрона КС156А динамическое сопротивление составляет $r_i = 65$ Ом. Тогда*

$$K_{ст} = \left(1 + \frac{R1}{r_i}\right) \cdot \frac{U_{ст}}{U_{вх}} = (1 + 1100 \text{ Ом} / 65 \text{ Ом}) 5,6 \text{ В} / 10 \text{ В} = 16,9. \quad (9.6)$$

Это означает, что если на входе напряжение изменяется на величину $\pm 10 \%$, то на выходе изменение выходного напряжения будет в $K_{ст}$ меньше, то есть $\pm 0,5 \%$.

3. *Расчёт КПД стабилизатора*, как отношение мощности на выходе стабилизатора к мощности на входе:

$$K_{\text{ст}} = P_{\text{вых}} / P_{\text{вх}} = U_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}} / U_{\text{вх}} \cdot I_{\text{вх}}, \quad (9,7)$$

где входной ток стабилизатора $I_{\text{вх}} = I_{\text{к}} + I_{\text{стаб VD1}}$ складывается из тока через транзистор $I_{\text{к}} = I_{\text{н}} = 100 \text{ мА}$ и тока опорного стабилитрона $I_{\text{ст}} = 8 \text{ мА}$.

Оценка КПД дает $\eta = (5 \text{ В } 0,1 \text{ А}) / (10 \text{ В } 0,108 \text{ А}) = 0,46 = 46 \%$.

Параметрический стабилизатор тока

В параметрических стабилизаторах тока [5] используется свойство полевого транзистора – большое дифференциальное сопротивление канала, ВАХ транзистора имеет горизонтальный участок, когда ток стока практически не зависит от напряжения на стоке при постоянном напряжении затвор исток (рис. 9.4).

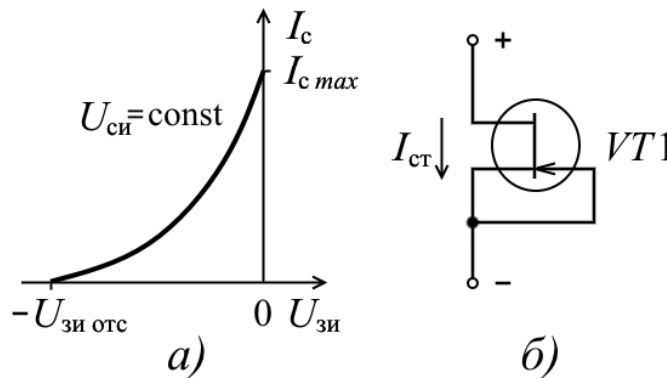


Рис. 9.4. *n*-канальный полевой транзистор с управляющим *p*-*n* переходом: а) стоко-затворная характеристика; б) условное графическое изображение

В *n*-канальном *JFET* носителями тока через канал являются электроны. Аналогично, для *p*-канального *JFET*, легированного акцепторными примесями, носителями тока через канал являются дырки.

Проводимость канала *n*-канальных *JFET* выше (меньше сопротивление канала), чем у аналогичных транзисторов с *p*-каналом, поскольку электроны обладают большей подвижностью через проводник по сравнению с дырками. Это делает *n*-канальный *JFET* более эффективным проводником по сравнению с их *p*-канальными аналогами.

К важнейшим характеристикам полевых транзисторов относят стоко-затворную вольт-амперную характеристику и семейство выходных вольт-амперных характеристик. Стоко-затворная ВАХ отражает зависимость тока стока $I_{\text{с}}$ от приложенного к выводам затвор-исток напряжения $U_{\text{зи}}$ при фиксированном напряжении сток-исток $U_{\text{си}}$. Характерная конфигурация ВАХ для полевых транзисторов с управляющим переходом (*JFET*) и каналами *p*-

типа и n -типа показана на рис. 9.4.

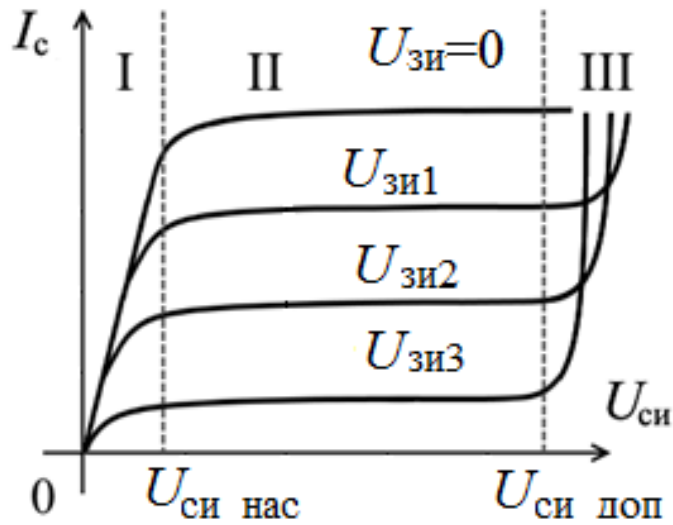


Рис. 9.5. Стоковая (выходная) ВАХ при разных напряжениях на затворе $|U_{зи3}| > |U_{зи2}| > |U_{зи1}|$

Если напряжение $U_{си}$ между стоком и истоком равно нулю, то продольное электрическое поле, обеспечивающее дрейф основных носителей от истока к стоку отсутствует, поэтому ток стока $I_c = 0$. При увеличении абсолютной величины напряжения $U_{си}$ напряженность продольного электрического поля растет, вызывая рост тока стока I_c . Ток I_c , протекающий через канал, создает по длине последнего падение напряжения, которое оказывается запирающим для p - n перехода затвор-канал. Это приводит к изменению ширины обедненного слоя p - n перехода вдоль канала, причем ширина p - n перехода увеличивается по мере приближения к стоку. При определенном напряжении между стоком и истоком, называемым напряжением насыщения $U_{си\text{ нас}}$, ток стока создает вдоль канала такое падение напряжения, что происходит перекрытие канала у области стока. Дальнейший рост напряжения $U_{си}$ приводит к динамическому равновесию, когда увеличение напряжения $U_{си}$ и рост тока I_c вызывают увеличение длины перекрытого участка канала, а, следовательно, значительное увеличение сопротивления канала. В результате рост тока стока существенно замедляется, а транзистор переходит в режим насыщения. В режиме насыщения напряжение $U_{си}$ перераспределяется между перекрытой и не перекрытой частями канала. При этом на перекрытой части канала напряжение остается постоянным и равным $U_{си\text{ нас}}$, а на участке перекрытия напряжение сток-исток составляет $U_{си\text{ нас}}$.

На выходной ВАХ (рис. 9.5) можно четко выделить три зоны. В линейной, малосигнальной области ($0 < U_{си} < 0,2 \dots 0,6$ В) тока стока I_c резко

возрастает (зона I). Это так называемая «омическая» область. Канал «исток-сток» ведет себя как резистор, а его сопротивление управляется напряжением на затворе транзистора.

Вторая зона (II) — область пологих характеристик зависит от управляющего напряжения на затворе. Она получила название области насыщения или «усилительная». Эта область имеет почти линейный вид. Здесь происходит перекрытие канала в области стока, и это перекрытие увеличивается при дальнейшем росте напряжения исток-сток. Соответственно, растет и сопротивление канала, а стоковый ток изменяется очень слабо. Именно этот участок характеристики используют в усилительной технике, поскольку здесь наименьшие нелинейные искажения сигналов и оптимальные значения малосигнальных параметров, существенных для усиления. К таким параметрам относятся крутизна стоко-затворной характеристики (*Mutual Transconductance*) $S = dI_c/dU_{зи} = 2...50$ мА/В, внутреннее сопротивление и коэффициент усиления.

Третья область графика (III) — область пробоя, ограничивающая диапазон возможных напряжений на стоке. При пробое разрушается резистивный канал и через транзистор протекает неконтролируемый ток. В справочниках обычно приводится значение $U_{си\ max}$ - допустимое напряжение на стоке.

Стоко-затворные характеристики полевых транзисторов (рис. 9.4, а) с управляющим *p-n* переходом хорошо аппроксимируются выражением

$$I_c = I_{c\ нач} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\ отс}}\right)^n, \quad (9.8)$$

где $I_{c\ нач} = I_{c0}$ — начальный ток стока (ток стока при $U_{зи} = 0$); $U_{зи\ отс}$ — напряжение отсечки, которое по величине не отличается от напряжения перекрытия канала (напряжения насыщения).

Теоретическое значение показателя степени $n = 2$. Однако экспериментально наблюдаются значения $n = 1,5...2,5$. Такой разброс экспериментальных значений показателя степени n объясняется конструктивно-технологическими различиями, в частности, различиями распределений концентраций примесей в области канала и затвора.

Учитывая, что управление полевым транзистором осуществляется напряжением $U_{зи}$ между затвором и истоком, то для количественной оценки управляющего воздействия $U_{зи}$ на ток стока I_c введено понятие крутизны стоко-затворной характеристики S при постоянном напряжении сток-исток $U_{си}$

$$S = \left. \frac{dI_c}{dU_{зи}} \right|_{U_{си}=const}. \quad (9.9)$$

Учитывая зависимость тока стока от напряжения затвор-исток формулу можно записать

$$S = \frac{d}{dU_{зи}} \left(I_{с\text{ нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{ отс}}} \right)^2 \right) = \frac{2 \cdot I_{с\text{ нач}}}{U_{зи\text{ отс}}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{ отс}}} \right). \quad (9.10)$$

При $U_{зи} = 0$ полученное выражение представляет собой начальную крутизну $S_{\text{нач}}$ характеристики

$$S_{\text{нач}} = \frac{2 \cdot I_{с\text{ нач}}}{U_{зи\text{ отс}}}. \quad (9.11)$$

Тогда выражение для крутизны стоко-затворной характеристики S можно записать в виде

$$S = S_{\text{нач}} \cdot \left(1 - \frac{U_{зи}}{U_{зи\text{ отс}}} \right). \quad (9.12)$$

Крутизна характеристики полевого транзистора уменьшается при увеличении напряжения затвор-исток.

Одно из важнейших свойств полевых транзисторов, как уже упоминалось ранее, это очень высокое входное сопротивление $R_{вх}$ (R_{in}), для $JFET$ составляющее $10^8 \dots 10^9$ Ом. Благодаря этому, полевые транзисторы практически не потребляют ток у источников усиливаемого сигнала.

Быстродействие $JFET$ приборов связано в первую очередь со скоростью перезаряда паразитных емкостей. В связи с малыми рабочими токами через транзистор, их быстродействие, как правило, невысокое.

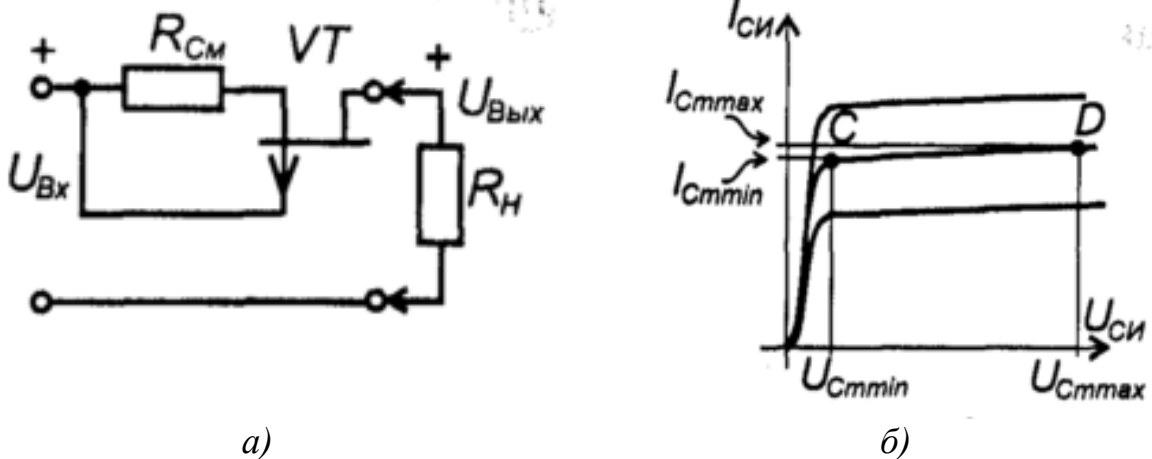


Рис. 9.6. Типовая схема параметрического стабилизатора тока на полевом транзисторе с p -каналом: а) схема; б) ВАХ стабилизатора тока

Простой стабилизатор тока может выглядеть как двухполюсник, который можно включить вместо любого омического сопротивления. Типовая схема стабилизатора тока на n -канальном полевом транзисторе с управляющим p - n переходом показана на рис. 9.6, а. На этом же рисунке приведена ВАХ стабилизатора тока.

Падение напряжения на резисторе $R_{см}$ задает напряжение между

затвором и истоком $U_{зи}$, т.е. рабочую точку на ВАХ и, соответственно, ток через транзистор.

$$R_{см} = \frac{U_{зи}}{I_c} = \frac{U_{з0}}{I_c} \cdot \left(1 - \sqrt{I_c/I_{c0}} \right) \quad (9.13)$$

где

$I_c = I_H$ – ток стока транзистора в режиме стабилизации, равный току нагрузки;

I_{c0} – ток стока при $U_{зи} = 0$;

$U_{з0}$ – пороговое напряжение $U_{зи}$, при котором ток I_c принимает минимальное значение (транзистор запирается).

Чтобы найти сопротивление $R_{см}$, следует определить величину $U_{зи}$ для заданного тока стабилизации I_c по характеристике транзистора.

Оценочный расчет

Выбирается транзистор с максимальным током I_{c0} большим, чем заданный ток нагрузки $I_{c0} \geq I_H$. Если $I_{c0} = I_H$, то можно обойтись без резистора $R_{см} = 0$.

Для простейшей схемы параметрического стабилизатора схемы (рис. 9.6, а) при заданном типе стабилитрона и его напряжении стабилизации $U_{ст}$ выбирается напряжение источника питания

$$U_{вх} = (1,5 \dots 2) U_H. \quad (9.14)$$

Сопротивление балластного резистора R_1 находится из выражения

$$R_{см} = \frac{U_{з0}}{I_H} \cdot \left(1 - \sqrt{I_H/I_{c0}} \right). \quad (9.15)$$

9.3. Компенсационный стабилизатор

Компенсационные стабилизаторы напряжения постоянного тока достаточно универсальны: они позволяют получить на выходе любые токи и напряжения, имеют превосходные характеристики по качеству стабилизации, могут быть изготовлены в виде интегральных стабилизаторов напряжения [5]. Принцип их действия основан на том, что последовательно или параллельно с нагрузкой R_H включается регулирующий элемент РЭ, сопротивлением которого управляет регулирующий сигнал, называемый сигналом ошибки $U_{ош}$, полученный в результате сравнения выходного напряжения (или тока) компенсационного стабилизатора с постоянным эталонным (опорным) напряжением ΔU . Таким образом, образуется следящая система, которая автоматически поддерживает неизменным выходное напряжение и компенсирует влияние нестабильности напряжения

сети и изменение тока нагрузки. Этому соответствует их название – компенсационные стабилизаторы. Качество стабилизации зависит только от параметров усилителя сигнала рассогласования.

Регулирующим элементом компенсационных стабилизаторов обычно является биполярный либо полевой транзистор. Если этот транзистор работает в активном режиме, то стабилизатор называют компенсационным стабилизатором напряжения с непрерывным регулированием, а если регулирующий транзистор работает в ключевом режиме, то компенсационным стабилизатором напряжения с импульсным регулированием.

В зависимости от последовательности включения регулирующего элемента РЭ и нагрузки R_H различают стабилизаторы последовательного типа (рис. 9.7) и параллельного типа (рис. 9.8).

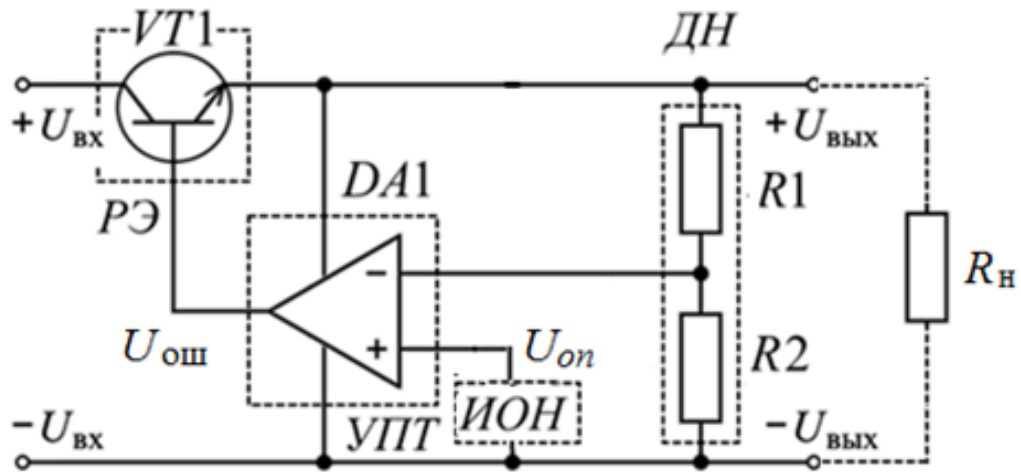


Рис. 9.7. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с последовательным включением регулирующего элемента

Регулирующий элемент РЭ и нагрузка R_H в последовательном компенсационном стабилизаторе включаются последовательно. Стабилизация напряжения на нагрузке обеспечивается за счет изменения сопротивления регулирующего элемента РЭ, управляемого сигналом ошибки $U_{ош}$. Сигнал ошибки формируется на выходе усилителя ошибки $DA1$ путем сравнения (вычитания) части выходного напряжения $k \cdot U_{ВЫХ}$ (k – коэффициент деления делителя выходного напряжения (ДН)) и напряжения $U_{оп}$ источника опорного напряжения ИОН. Использование при сравнении лишь части $U_{ВЫХ}$, задаваемой делителем напряжения, построенным на резисторах $R1$ и $R2$, позволяет при фиксированном напряжении $U_{оп}$ расширить диапазон выходного напряжения стабилизатора. А если один из

резисторов ДН заменить потенциометром, то стабилизатор позволяет плавно регулировать выходное напряжение.

При любой нестабильности выходного напряжения, связанного с нестабильностью входного напряжения, или изменения тока нагрузки изменяется падение напряжения на регулирующем элементе таким образом, что выходное напряжение стабилизатора остается практически неизменным. Приближенное значение коэффициента стабилизации компенсационного стабилизатора $K_{ст}$ с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки R_H (рис. 9.4) равен

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{ВХ} \cdot U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВЫХ} \cdot U_{ВХ}} \cong k \cdot K_{u \text{ ош}} \cdot \frac{U_{ВЫХ}}{U_{ВХ}}, \quad (9.16)$$

где $k = R_2 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент деления делителя выходного напряжения; $K_{u \text{ ош}}$ – коэффициент усиления усилителя ошибки.

Если на входном напряжении присутствуют пульсации напряжения, то такой стабилизатор сглаживает их. Причем коэффициент сглаживания пульсаций $K_{сгл} = K_{п \text{ ВХ}} / K_{п \text{ ВЫХ}}$ приблизительно равен коэффициенту стабилизации

$$K_{сгл} \cong K_{ст},$$

где $K_{п \text{ ВХ}}$ и $K_{п \text{ ВЫХ}}$ – коэффициенты пульсаций на входе и на выходе стабилизатора.

Выходное сопротивление $R_{ВЫХ \text{ ст}}$ стабилизатора мало и для вычисления его величины используется выражение [5]:

$$R_{ВЫХ \text{ ст}} \approx \frac{(R_{ВЫХ \text{ РЭ}} + R_{ВЫХ \text{ ИП}})}{k \cdot K_{u \text{ ош}} \cdot K_{u \text{ РЭ}}}, \quad (9.17)$$

где $R_{ВЫХ \text{ РЭ}}$ – выходное сопротивление регулирующего элемента, $R_{ВЫХ \text{ ИП}}$ – выходное сопротивление первичного источника питания с напряжением $U_{ВХ}$, $k = R_2 / (R_1 + R_2)$ – коэффициент деления делителя напряжения, $K_{u \text{ ош}}$ – коэффициент усиления по напряжению усилителя ошибки, $K_{u \text{ РЭ}}$ – коэффициент усиления по напряжению регулирующего элемента.

Для схемы (рис. 9.7) регулирующий элемент по отношению к нагрузке включен как эмиттерный повторитель, у которого $K_{u \text{ РЭ}} \approx 1$.

Коэффициент полезного действия стабилизатора можно оценить по формуле

$$\eta = \frac{P_{ВЫХ}}{P_{ВХ}} = \frac{U_{ВЫХ}}{(U_{ВЫХ} + U_{РЭ \text{ min}})} = 1 / \left(1 + \frac{U_{РЭ \text{ min}}}{U_{ВЫХ}} \right), \quad (9.18)$$

где $U_{РЭ \text{ min}}$ – минимальное падение напряжения на регулирующем элементе (обычно составляет несколько вольт, зависит от типа регулирующего элемента).

Энергетическая эффективность стабилизатора связана с диапазоном возможных изменений входного напряжения.

В стабилизаторе с параллельным включением регулирующего элемента (рис. 9.8) на балластном резисторе $R1$ выделяется разность между входным и выходным напряжениями $U_{R1} = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$. С помощью сигнала ошибки $U_{ош}$ напряжение на нагрузке $U_{ВЫХ}$ поддерживается постоянным с заданной точностью.

Коэффициент стабилизации параллельного стабилизатора равен

$$K_{ст} = \frac{\Delta U_{ВХ} \cdot U_{ВЫХ}}{\Delta U_{ВЫХ} \cdot U_{ВХ}} = \frac{k_1 \cdot K_{u\text{ ош}} \cdot K_{РЭ} \cdot R_6 \cdot U_{ВЫХ}}{r_{i\text{ РЭ}} \cdot U_{ВХ}}, \quad (9.19)$$

где $k_1 = \frac{R_3}{(R_3 + R_4)}$ – коэффициент деления делителя напряжения; $K_{u\text{ ош}}$ – коэффициент усиления по напряжению усилителя ошибки; $r_{i\text{ РЭ}}$ – дифференциальное сопротивление регулирующего элемента.

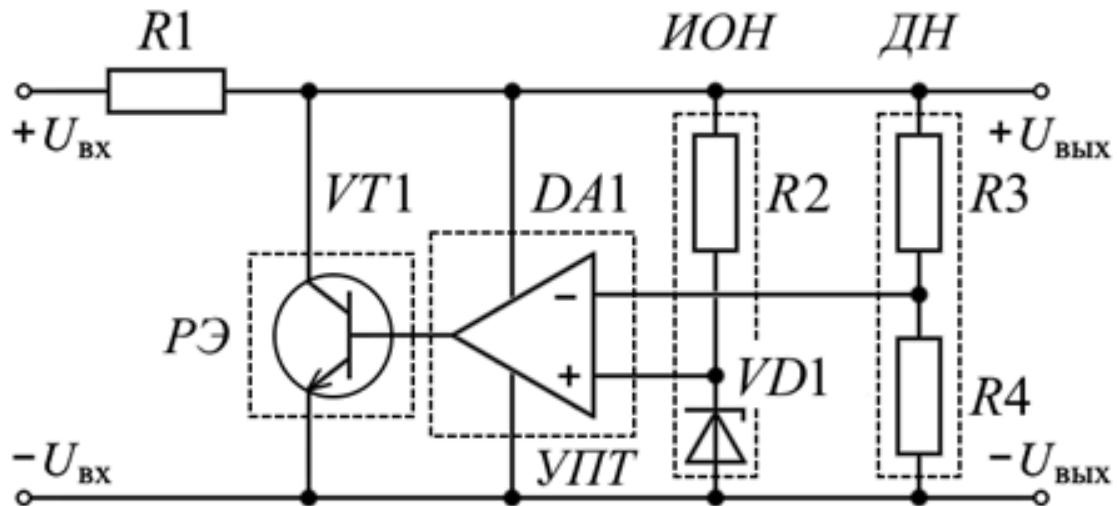


Рис. 9.8. Схема компенсационного стабилизатора напряжения с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки

Параллельные стабилизаторы напряжения имеют меньший КПД и используются реже, чем стабилизаторы с последовательным включением регулирующего элемента и нагрузки. Для стабилизации при повышенных токах и напряжениях чаще используются последовательные стабилизаторы, однако они чувствительны к короткому замыканию в нагрузке и требуют обязательного применения защиты от короткого замыкания выходной цепи. Компенсационные стабилизаторы с параллельным включением регулирующего элемента и нагрузки не требуют принятия специальных мер защиты от короткого замыкания на выходе, так как напряжение на РЭ, а, следовательно, и рассеиваемая мощность равны нулю. Зато опасен режим

холостого хода, поскольку в этом случае на регулирующем транзисторе рассеивается очень большая мощность.

Если в компенсационном стабилизаторе сигнал обратной связи снимается пропорционально напряжению, то такие стабилизаторы называются компенсационными стабилизаторами напряжения.

А если сигнал обратной связи пропорционален току нагрузки, то такие стабилизаторы называются компенсационными стабилизаторами тока с непрерывным регулированием. Для получения сигнала обратной связи, пропорционального току нагрузки, последовательно с нагрузкой включают датчик тока, которым, в простейшем случае, может быть реализован резистором малого сопротивления ($\sim 1 \text{ Ом}$).

Как и в любой системе автоматического регулирования при проектировании компенсационных стабилизаторов можно проводить анализ динамических характеристик и устойчивости системы методами, используемыми в теории автоматического управления.

Схемы управления компенсационными стабилизаторами, в зависимости от способа регулирования (линейные, импульсные), обычно управляются специализированными ИС, называемыми контроллерами.

В интегральном виде стабилизаторы с непрерывным регулированием выпускаются в виде законченного устройства с минимумом внешних дополнительных элементов. При разработке интегральных стабилизаторов важно учитывать, что силовые транзисторы рассеивают значительную мощность, вызывая локальный нагрев кристалла с существенным градиентом температур. Это существенно усложняет схему управления, ее температурную стабильность.

В интегральном стабилизаторе должны быть предусмотрены цепи защиты от перегрузок по току, короткого замыкания нагрузки, защиты кристалла от перегрева и других аварийных или нештатных режимов.

Достоинства компенсационных стабилизаторов:

- простота схемотехнического решения;
- большой коэффициент стабилизации;
- возможность регулировки выходного напряжения;
- возможность реализовать значительные выходные токи;
- низкий уровень шумов.

Недостатки – значительное тепловыделение на регулирующем элементе, низкий КПД.

Оценочный расчет

— Определить величину резисторов R_3R_4 . Полагая сигнал ошибки $U_{\text{ош}}$, который находится как разность между опорным напряжением $U_{\text{оп}}$, задаваемым источником опорного напряжения, и выходным напряжением делителя R_3R_4 малой величины

$$U_{\text{ош}} = U_{\text{оп}} - U_{\text{вых}} \cdot R_4 / (R_3 + R_4).$$

При $U_{\text{ош}} \rightarrow 0$

$$U_{\text{оп}} = U_{\text{вых}} \cdot R_4 / (R_3 + R_4)$$

Учитывая, что в делитель отводится малый ток, т.е. $R_3 + R_4 \gg R_{\text{н}}$, выберем величину резисторов делителя R_3R_4 .

Температурная стабильность подобного стабилизатора определяется стабильностью источника опорного напряжения. Регулируя параметры делителя выходного напряжения R_3R_4 можно в широких пределах плавно или дискретно регулировать величину выходного стабилизированного напряжения.

Задают ток коллектора транзистора Q_2 , который должен превышать ток базы транзистора Q_1

$$I_{\text{к1}} \gg I_{\text{б1}} = \frac{I_{\text{к1}}}{\beta_1} = \frac{I_{\text{н}}}{\beta_1}.$$

Тогда можно рассчитать величину резистора R_1 как

$$R_1 \leq \frac{E_{\text{п}} - U_{\text{н}}}{I_{\text{к2}}}.$$

Величина балластного резистора R_2 определяется из условия минимального тока, протекающего через стабилитрон D_1 .

$$I_{\text{ст}} = I_{\text{ст min}} + I_{\text{э2}},$$

где $I_{\text{ст min}}$ - минимальное значение тока стабилитрона обычно 1...3 мА, $I_{\text{э2}}$ - ток эмиттера транзистора Q_2 , который в первом приближении равен $I_{\text{э2}} = I_{\text{к2}}$

$$R_2 \leq \frac{U_{\text{н}} - U_{\text{ст}}}{I_{\text{ст}}}.$$

9.4. Разновидности импульсных источников питания

Импульсные источники питания (ИИП) широко используются практически во всех телевизорах и компьютерах, а также в большинстве современных промышленных приборов. В устройствах с аккумуляторным питанием ИИП обеспечивают постоянный уровень внутреннего напряжения питания, не зависящий от уровня заряда батареи. ИИП также используются для получения больших значений напряжений, чем напряжение, выдаваемое аккумулятором, в источниках питания CD-плееров, ноутбуков, мобильных

телефонов и видеокамер.

В отличие от трансформаторных ИВП, импульсные источники питания обладают высоким КПД. Теоретически ИИП работают без потерь мощности. Однако на практике их КПД обычно составляет 70...95%. Это приводит к низкой рабочей температуре, а, следовательно, к высокой надежности. ИИП работают на высоких частотах, что позволяет снижать габариты и вес применяемых компонентов.

Итак, ИИП являются более эффективными, более легкими, меньшими по размерам и более дешевыми устройствами по сравнению с линейными регулируемыми источниками питания.

В основе всех ИИП лежит одинаковый принцип действия, основанный на использовании силовых ключей (обычно транзисторов), работающих на очень высоких частотах (как правило, 20...1000 кГц). Интервал времени включения ключа относительно времени его отключения определяет средний поток энергии, передаваемый с входа схемы. Фильтр низких частот на выходе ИИП превращает пульсирующий сигнал после ключа в сглаженное выходное напряжение. Поскольку электронные ключи и фильтр низких частот теоретически свободны от потерь, ИИП обладают высоким КПД.

В этом разделе будут рассмотрены несколько типов ИИП. Хотя все они имеют одинаковый принцип действия, они сильно отличаются способами его реализации.

Используются следующие разновидности ИИП:

- Первичные ИИП имеют гальванически изолированные друг от друга входные и выходные цепи. Силовые ключи установлены в цепях первичных обмоток трансформаторов. Высокочастотные трансформаторы обеспечивают передачу энергии во вторичную обмотку. Поскольку такие схемы работают на высоких частотах, применяемые трансформаторы имеют сравнительно небольшие размеры. Такие ИИП выполняют преобразование переменного тока сети в постоянный ток и называются AC/DC преобразователи (Alternative Current/Direct Current). Из-за наличия трансформатора выполнить целиком в виде ИС не представляется возможным. Выпускаются в виде интегральных модулей, что увеличивает массогабаритные характеристики, повышает стоимость. Существуют три варианта схем: обратного хода, прямого хода и резонансные. AC/DC преобразователи обратного хода передают энергию в интервалы времени, когда ключи находятся в закрытом состоянии, а преобразователи прямого хода — когда ключи открыты. В резонансных AC/DC преобразователях используются резонансные схемы, особенностью которых является

переключение ключей в моменты времени, когда их напряжения или токи пересекают нулевые уровни, что позволяет снизить потери в ключах.

- Вторичные ИИП не имеют электрических развязок между входными и выходными цепями. Используются там, где развязка от сети уже существует, или там, где эта развязка не требуется, например, в устройствах с аккумуляторным питанием. Такие ИИП преобразуют постоянный ток в постоянный. Распространенное название DC/DC преобразователи (Direct Current/ Direct Current). Выпускаются в виде ИС с навесными дополнительными элементами – дросселями, конденсаторами. Интегральные DC/DC преобразователи имеют малые габариты, низкую стоимость, высокую надежность. В большинстве DC/DC преобразователей используется малогабаритный элемент индуктивности – дроссель, который может накапливать энергию и преобразовывать напряжение. Существуют DC/DC преобразователи без дросселей, но у них хуже характеристики и в блоках питания используются редко.
- Корректор коэффициента мощности (ККМ) также является ИИП, используемым для обеспечения синусоидальности тока в сети.

Достоинства ИИП:

- высокий КПД= 65 - 90 % независимо от выходного напряжения;
- более широкий диапазон входных напряжений;
- при использовании трансформатора, можно обеспечить гальваническое разделение первичной и вторичной цепей;
- получить несколько значений выходного напряжения;
- при высокой частоте переключения, магнитные и емкостные элементы, используемые для хранения энергии, имеют небольшую величину, и стоимость такого источника становится меньше, чем линейного регулятора;
- величина выходного напряжения может быть выше или ниже уровня входного напряжения.
- полярность выходного напряжения может совпадать с входной или быть инверсной.

Недостатки: высокий уровень шумов и помех.

Типичным примером AC/DC преобразователя с гальванической развязкой является схема ИВЭ (рис. 9.9) с импульсным трансформатором [1].

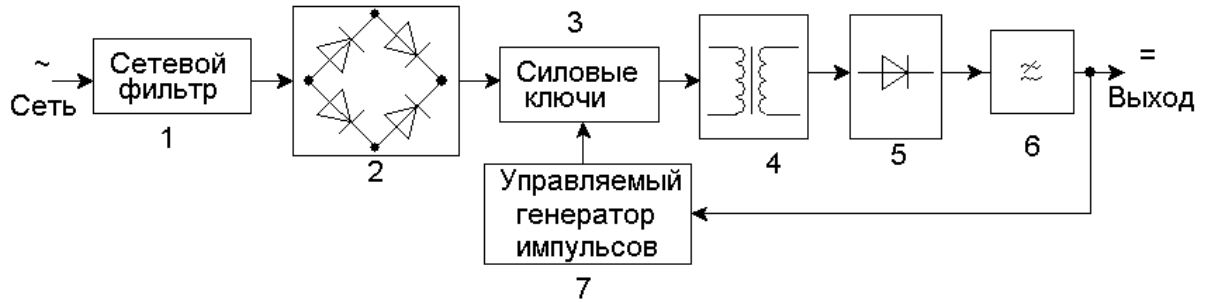


Рис. 9.9. Структурная схема бестрансформаторного источника питания

Переменное напряжение сети выпрямляется бестрансформаторным выпрямителем. Выпрямленное напряжение поступает на силовые ключи (рис. 9.9), непрерывно переключаемые управляемым генератором из состояния насыщения в состояние отсечки с частотой 10...100 кГц.

Получаемая последовательность импульсов с амплитудой источника питания поступает на высокочастотный трансформатор (4) с выпрямителем (5), где преобразуется в требуемое постоянное напряжение (сглаживающий фильтр 6). Регулирование величины выходного напряжения осуществляется изменением скважности импульсов (7). Мощность, рассеиваемая транзисторным ключом и катушкой, невелика, поэтому такой стабилизатор имеет высокий КПД.

Выпускаемые в настоящее время интегральные AC/DC и DC/DC преобразователи обеспечивают на выходе хорошо стабилизированное постоянное напряжение несмотря на большие изменения входного напряжения и тока нагрузки.

Входное напряжение интегрального DC/DC преобразователя обычно стандартизировано значением 5, 24, 48 В или быть любого другого номинала и полярности. Выходное напряжение интегрального DC/DC преобразователя тоже обычно стандартизировано и обычно соответствует типичным значениям питания современных интегральных схем 1.5, 3.0, 3.6, 4.5, 9, 12, 24, 48 В (DC).

Выходное напряжение преобразователя регулируется изменением скважности управляющих импульсов:

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \cdot t_{\text{ВКЛ}} / T, \quad (9.20)$$

где $T = t_{\text{ВКЛ}} + t_{\text{ВЫКЛ}}$ - период коммутации, $t_{\text{ВКЛ}}$, $t_{\text{ВЫКЛ}}$ - длительности включенного и выключенного состояний транзистора.

Популярны в современной электронике ИВП распределенного типа, когда на все устройство используется единый изолированный источник питания, который преобразует переменное напряжение в промежуточное

значение напряжения постоянного тока. А дешевые интегральные DC/DC преобразователи без гальванической развязки устанавливаются непосредственно на каждой плате – потребителе энергии. Таким способом обеспечивается повышенная надежность и эффективная защита каждой платы в сложном устройстве.

В зависимости от положения ключевого элемента DC/DC преобразователи без гальванической развязки отвечают одной из следующих топологий:

- с понижением выходного напряжения (step-down или buck);
- с повышением выходного напряжения (step-up или boost);
- с преобразованием напряжения в обратную полярность (inverting converter).

В качестве ключевых элементов широко используются транзисторы биполярные и полевые (MOSFET), а в преобразователях значительной мощности - биполярные транзисторы с изолированным затвором (IGBT) [7].

Схема управления формирует импульсный сигнал управления с изменяемым коэффициентом заполнения $\gamma = t_{\text{и}}/T$ в зависимости от изменения напряжения на нагрузке, обеспечивая широтно-импульсное управление (ШИМ) [1].

9.5. Понижающий DC/DC преобразователь

Понижающий DC/DC преобразователь (step-down или buck) преобразует входное напряжение в более низкое выходное ($0 \leq U_{\text{вых}} \leq U_{\text{вх}}$) [8]. Состоит из одного или нескольких силовых ключей S , дросселя LI и конденсатора $C_{\text{вых}}$ на выходе.

Для понимания работы рассмотрим схему рис 9.10, а, выполненную на двухпозиционном ключе S . Цикл работы происходит в два этапа; на первом – ключ находится в верхнем положении, ток поступает в нагрузку с одновременным увеличением энергии в магнитном поле дросселя. На втором этапе ключ переключается в нижнее состояние, энергия, запасенная в дросселе, передается на нагрузку и поддерживает заряд конденсатора. Напряжение на выходе преобразователя $U_{\text{вых}}$ определяется отношением времени открытого состояния ключа $t_{\text{и}}$ к длительности периода T следования импульсов, называемого рабочим циклом

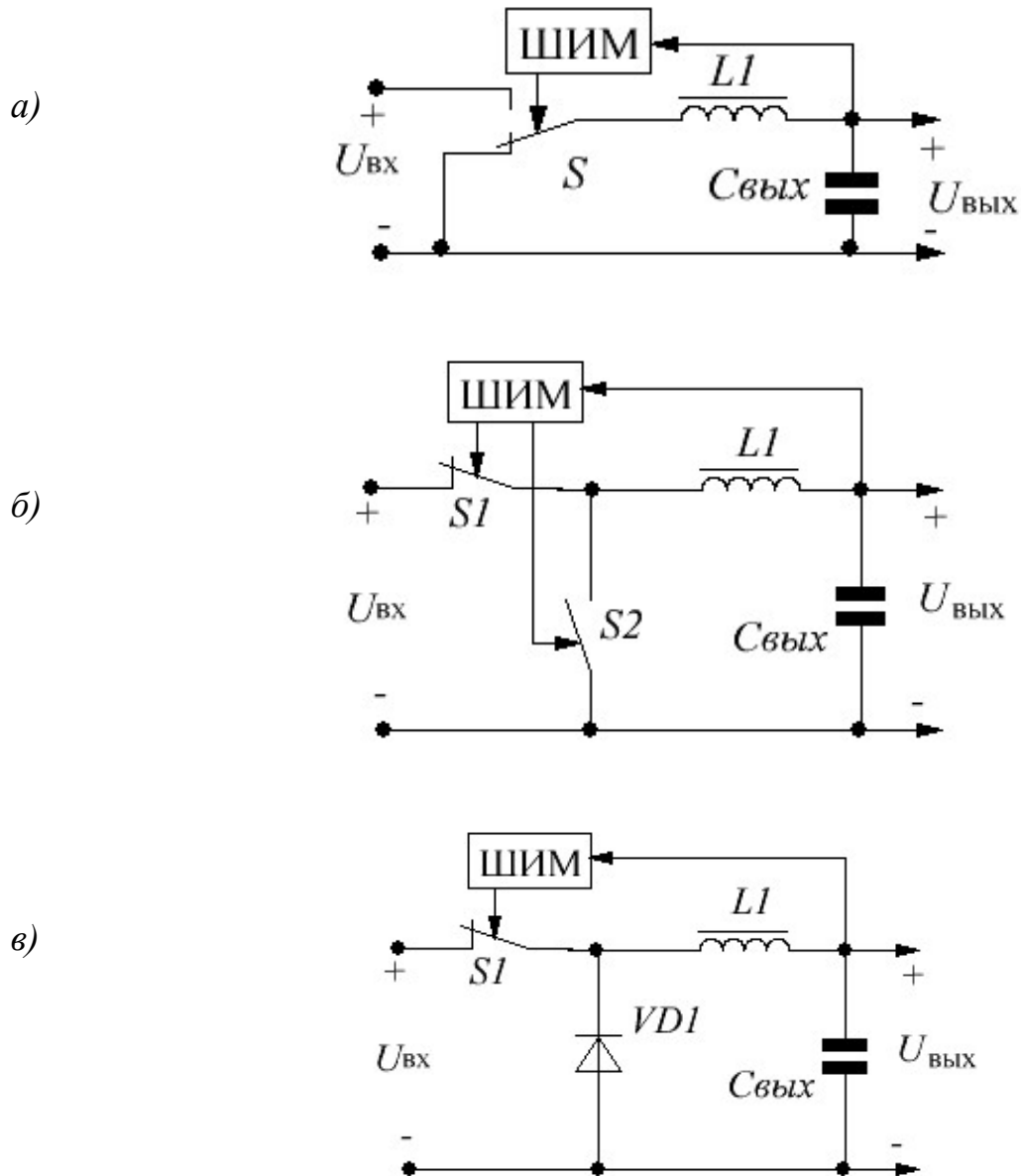


Рис. 9.10. Упрощенная схема понижающего DC/DC преобразователя: а) с двухпозиционным ключом; б) с двумя простыми однопозиционными ключами (синхронный DC-DC преобразователь); в) типовая схема DC-DC преобразователя с одним ключом (второй ключ заменен диодным ключом)

Широтно-импульсные модуляторы (ШИМ) преобразуют аналоговое управляющее напряжение в дискретный сигнал, коэффициент заполнения импульсной последовательности D которого пропорционален величине управляющего аналогового сигнала.

Обычно в качестве ключа используется транзистор, который является простым однопозиционным ключом. Модифицированная схема с двумя однопозиционными ключами, работающими в противофазе, показана на рис. 9.10, б. Подобная схема обладает высокой эффективностью из-за малых

потерь в ключах. Но требует более сложной схемы управления, обеспечивающей исключения моментов нахождения ключей одновременно в замкнутом состоянии даже на короткое время, т.е. ключи должны переключаться не просто в противофазе, но и с небольшой задержкой переключения. Такие преобразователи обладают повышенным КПД, меньшим тепловыделением и широко используются в интегральных DC/DC преобразователях под названием синхронные DC/DC преобразователи.

В схеме DC/DC преобразователя на рис. 9.10, в ключ $S2$ заменен неуправляемым диодным ключом $VD1$, что упрощает и удешевляет схему преобразователя. Цикл работы происходит в два этапа; на первом – ключ замкнут – ток протекает в нагрузку с одновременным увеличением энергии в магнитном поле дросселя. На втором этапе ключ разомкнут – энергия, запасенная в дросселе, передается на нагрузку через диод $VD1$. Напряжение на выходе сглаживается фильтром $LIC_{вых}$.

Схема понижающего DC/DC преобразователя с n-канальным MOSFET ключом, управляемым сигналом ШИМ, показана на рис. 9.11.

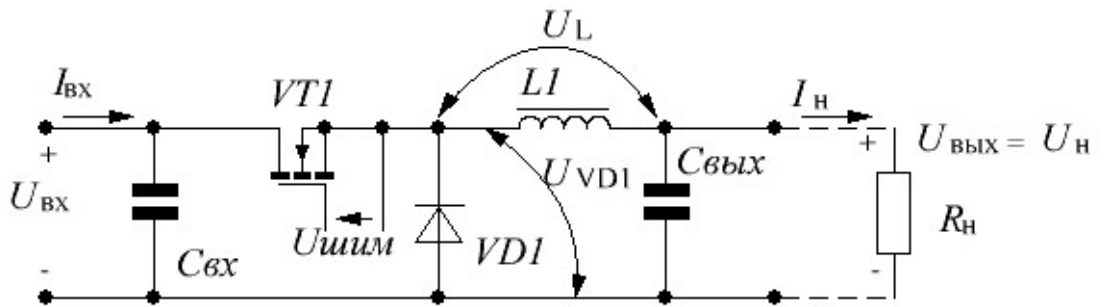


Рис. 9.11. Схема понижающего DC/DC преобразователя с n-канальным MOSFET ключом

При анализе схемы будем полагать, что падение напряжения на открытом транзисторе и прямо смещенном диоде малы и равны нулю.

Временные диаграммы работы показаны на рис. 9.12. Когда транзистор $VT1$ открыт, диод $VD1$ обратнo смещен и напряжение U_{VD1} равно $U_{вх}$. Через дроссель $L1$ протекает линейно нарастающий ток I_L .

Транзистор $VT1$ управляется плавающим сигналом ШИМ, подаваемым между затвором и истоком. При запираии транзистора возникающая в дросселе $L1$ ЭДС самоиндукции открывает диод $VD1$ и обеспечивает протекание тока в контуре, состоящем из нагрузки, конденсатора $C_{вых}$ и диода $VD1$. Ток дросселя I_L линейно падает, но не до нуля. Такой режим называется режимом непрерывной передачи тока в нагрузку или

непрерывным режимом работы.

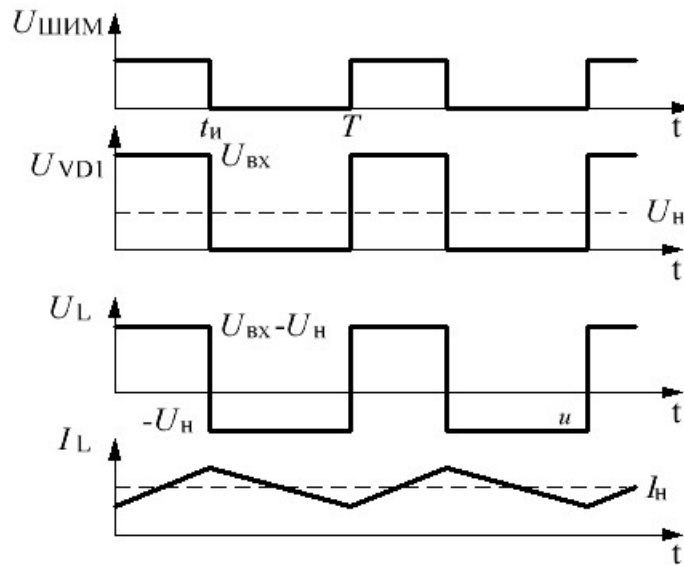


Рис. 9.12. Временные диаграммы работы понижающего DC/DC преобразователя

В этом режиме напряжение U_{VD1} изменяется от $U_{ВХ}$ до нуля в соответствии с рабочим циклом изменения управляющего напряжения $U_{ШИМ}$. Ток через дроссель I_L имеет треугольную форму, и его среднее значение определяется током нагрузки. Фильтр низких частот, реализованный на основе $L1$ и $C_{ВЫХ}$, вырабатывает выходное напряжение, равное среднему значению напряжения U_{VD1} , т. е. $U_{ВЫХ} = U_{VD1}$. Следовательно, в непрерывном режиме

$$U_{ВЫХ} = \frac{t_{и}}{T} U_{ВХ}. \quad (9.21)$$

В непрерывном режиме выходное напряжение является функцией рабочего цикла и входного напряжения, не зависящей от сопротивления нагрузки.

При малых токах нагрузки ток пульсаций дросселя может быть больше тока нагрузки. Такой режим называется режимом разрывных токов и характерен повышенным уровнем пульсаций выходного напряжения. В DC/DC-преобразователях стараются избегать подобного режима.

Размах пульсаций тока ΔI_L зависит от величины индуктивности $L1$ и вычисляется при помощи закона Фарадея

$$U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}. \quad (9.22)$$

Тогда можно записать

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} U_L \cdot t_{и}. \quad (9.23)$$

Учитывая, что $U_L = U_{ВХ} - U_{ВЫХ}$ и в установившемся режиме ток заряда

дросселя равен току разряда, запишем

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) \cdot t_{\text{и}} = \frac{1}{L} U_{\text{ВЫХ}} (T - t_{\text{и}}). \quad (9.24)$$

Решая это уравнение, получим

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{t_{\text{и}}}{T} U_{\text{ВХ}} = D \cdot U_{\text{ВХ}}. \quad (9.25)$$

Безразмерная величина $D = \frac{t_{\text{и}}}{T} < 1$ называется коэффициентом заполнения импульса (Duty cycle). Иногда измеряется в процентах. В некоторых случаях используется обратная величина скважность последовательности импульсов $S = \frac{1}{D} = \frac{T}{t_{\text{и}}} > 1$ —. Известный в радиотехнике сигнал меандр, когда длительность импульса равна паузе между импульсами, имеет коэффициент заполнения $D = 0,5 = 50 \%$, (скважность 2).

Учитывая, что частота переключения $F = \frac{1}{T}$, вычисляют амплитуду пульсаций тока дросселя

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{1}{F}. \quad (9.26)$$

Для определения значения L необходимо задать величину ΔI_L . Проблема состоит в следующем: если ΔI_L выбрать очень маленькой, то величина индуктивности получится довольно большой, что потребует использования дросселя повышенными значениями массогабаритных параметров. При высоком значении ΔI_L , ток через открытый транзистор будет большим. Это приведет к повышенным потерям в транзисторе.

При проектировании понижающих преобразователей часто пользуются следующим эмпирическим соотношением $\Delta I_L \approx 0,2 \cdot I_{\text{н}}$. Тогда величину индуктивности можно получить при помощи выражения

$$L = \frac{1}{\Delta I_L} (U_{\text{ВХ}} - U_{\text{ВЫХ}}) \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \cdot \frac{1}{F}. \quad (9.27)$$

Максимальное значение тока через дроссель равно

$$I_{L \text{ max}} = I_{\text{н}} + \frac{1}{2} \Delta I_L. \quad (9.28)$$

Считая величину пульсаций тока через индуктивность малой по сравнению с постоянной составляющей, можно полагать, что среденквadrатичное (эффективное) значение тока через дроссель равно

$$I_L = I_{\text{н}}.$$

Емкость конденсатора обычно выбирается, такой, чтобы частота среза фильтра нижних частот была в 100...1000 раз меньше частоты переключения F .

$$f_{\text{н}} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \leq \frac{F}{(100...1000)}. \quad (9.29)$$

Пульсации тока дросселя ΔI_L приводят к пульсациям напряжения $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$

на выходном конденсаторе $C1$. Обычно размах пульсаций выходного напряжения от эквивалентного последовательного сопротивления конденсатора ЭПС или ESR (Equivalent Serial Resistance). Это важный справочный параметр конденсаторов, по сути, сопротивление, на котором, при протекании импульсов тока, будет выделяться тепло, а конденсатор, соответственно, будет греться

$$\Delta U_{\text{ВЫХ}} = \Delta I_L \cdot \text{ESR}. \quad (9.30)$$

Достоинство:

- Высокий КПД;
- Управляя ключевым транзистором легко обеспечить защиту от короткого замыкания и отключения нагрузки, тепловую защиту.

Область применения

Замещение аналоговых регуляторов напряжения и мощности.

Оценочный расчет

Дано:

- Напряжение на входе $U_{\text{ВХ}}$;
- Напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$;
- Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$, или сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$, связанные соотношением $I_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} / R_{\text{Н}}$;
- Частота преобразования F .

Выбрать величину индуктивности дросселя $L1$ и емкости конденсатора $C1$ в соответствии с индивидуальным заданием.

Расчет:

1. Выбрать транзистор (MOSFET из библиотеки International Rectifiers INTRNTNL) с допустимыми параметрами $U_{\text{СИ_ДОП}} > U_{\text{ВХ}}$, $I_{\text{С_ДОП}} \geq (1,2 \div 1,5) I_{\text{Н}}$, частотный диапазон $\gg F$;
2. Выбрать частоту преобразования F , обычно в пределах от 100...500 кГц. При высокой частоте преобразования F уменьшаются номиналы элементов L и C и их размеры, но растут потери при переключении, выше уровень электромагнитных помех;
3. Величина индуктивности дросселя рассчитывается как [4]:

$$L = \frac{R_{\text{Н}} \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right)}{2F(\alpha - 1)}, \quad (9.31)$$

4. где α – коэффициент допустимого превышения тока ключа над током нагрузки $\alpha = I_{\text{КЛ_МАХ}} / I_{\text{Н}}$. Обычно выбирается $\alpha = 1,2 \dots 1,5$;
5. Величина емкости фильтра определяется по формуле

$$C = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8\Delta U_{\text{ВХ}} L F^2} \left(1 - \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}}\right). \quad (9.32)$$

6. где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – диапазон изменения выходного напряжения (величина пульсаций);
7. Регулировка выходного напряжения осуществляется изменением коэффициента заполнения импульсов ШИМ

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{t_{\text{и}}}{T} U_{\text{ВХ}}. \quad (9.33)$$

9.6. Инвертирующий DC/DC преобразователь

Иногда необходимо получить напряжение на выходе обратной полярности. С этим справляются инвертирующие DC/DC преобразователи (inverting converter).

Принцип работы такого DC/DC преобразователя заключается в следующем: при подключении ключом S дросселя L к входному источнику (рис. 9.13, *а*), через дроссель L протекает возрастающий во времени ток, а в сердечнике дросселя происходит накопление энергии магнитного поля. Далее, при переключении ключа S , в дросселе LI возникает ЭДС самоиндукции. В результате заряжается конденсатор $C_{\text{ВЫХ}}$.

В схеме, показанной на рис. 9.13, *б*, двухпозиционный ключ заменен двумя простыми однопозиционными ключами, работающими в противофазе. По подобной схеме выпускаются синхронные DC/DC интегральные преобразователи с великолепными характеристиками (КПД – 95...98%). Однако два ключа со своими схемами управления удорожают устройства. Да еще необходимо обеспечить задержку «Dead Time» между импульсами управления, чтобы исключить ситуацию, когда оба ключа открыты даже на короткое время в момент переключения для предотвращения сквозных токов.

Схема упрощается если один из однопозиционных ключей заменить неуправляемым диодным ключом, как показано на рис. 9.13, *в*. Когда ключ S замкнут, ток, протекающий через дроссель, обеспечивает накопление в дросселе электромагнитной энергии. Диод $VD1$ обратен смещен положительным напряжением U_L на катоде диода и отрицательным напряжением $U_{\text{ВЫХ}}$ на аноде. Когда ключ S размыкается, ЭДС самоиндукции дросселя открывает диод и заряжает выходную емкость инверсным (отрицательным) напряжением.

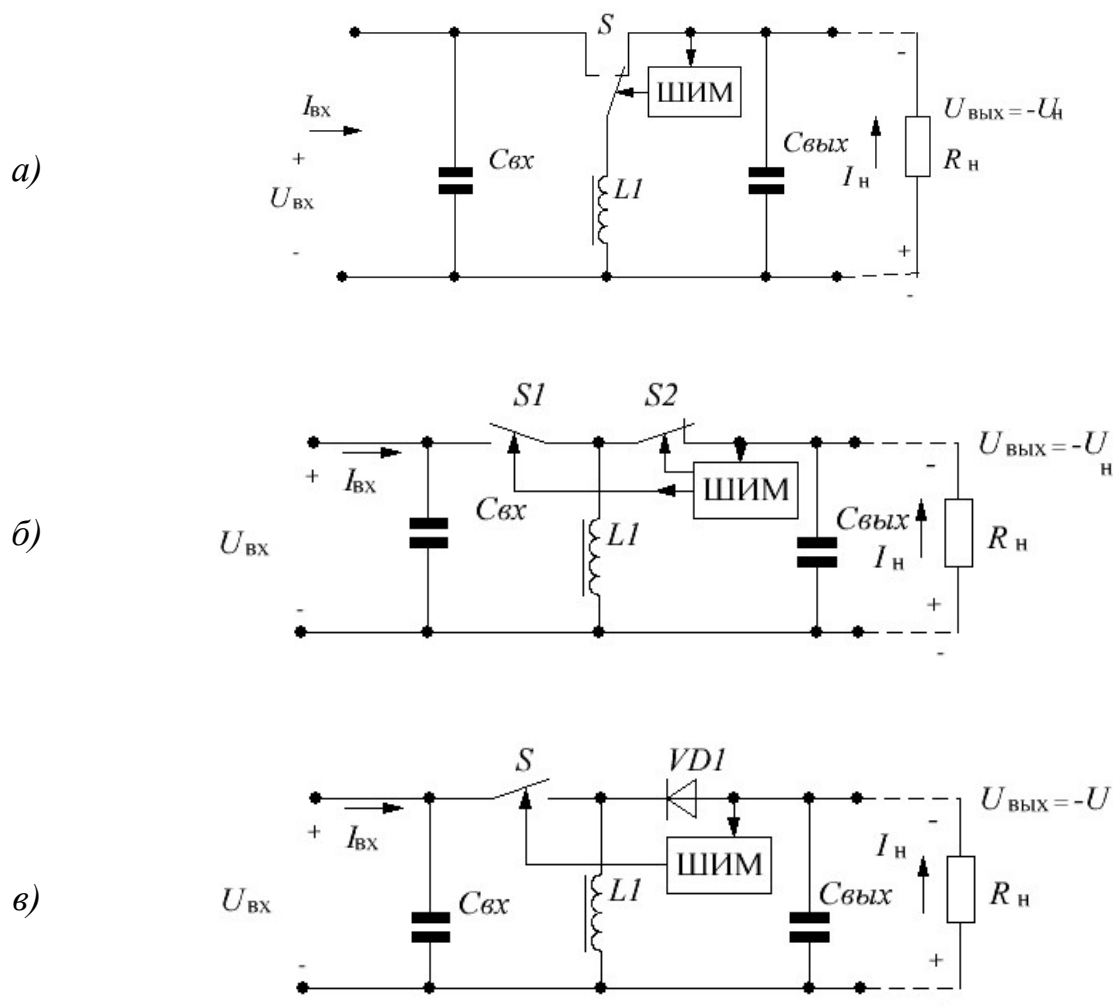


Рис. 9.13. Упрощенная схема DC/DC конвертора с преобразованием положительного напряжения на входе устройства в отрицательное напряжение на выходе: а) с двухпозиционным ключом; б) с двумя простыми однопозиционными ключами; в) с простым однопозиционным ключом и диодным ключом

Одна из возможных реализаций схемы DC/DC инвертирующего преобразователя с MOSFET ключом приведена на рис. 9.14.

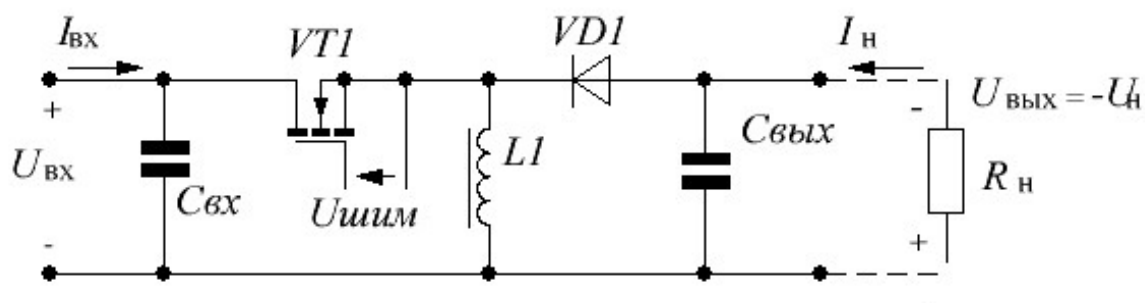


Рис. 9.14. Схема DC/DC инвертирующего преобразователя с MOSFET ключом

N – канальный MOSFET ключ управляется плавающим, относительно земли, сигналом ШИМ, подаваемым между истоком и затвором транзистора. Такое управление требует использование драйвера с гальваническим разделением цепи контроллера управления и сигнала $U_{\text{ШИМ}}$ ключа.

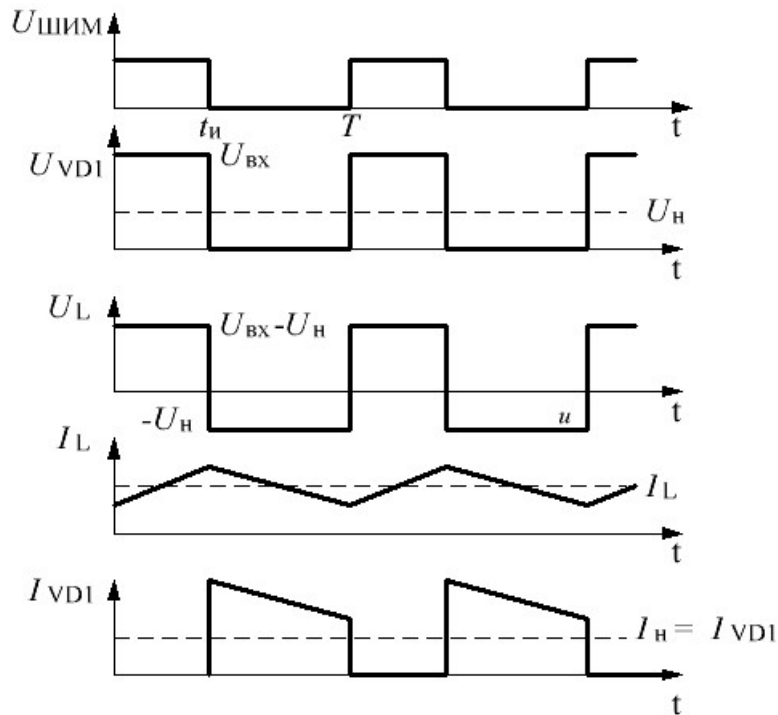


Рис. 9.15. Временные диаграммы работы инвертирующего DC/DC преобразователя

Временные диаграммы работы устройства приведены на рис. 9.15. Ток дросселя I_L (рис. 9.15,) нарастает по линейному закону в интервале времени $t_{\text{и}}$ при открытом транзисторе и спадает тоже по линейному закону в интервале $(T - t_{\text{и}})$, когда транзистор заперт.

На основании закона Фарадея

$$U_L = L \cdot \frac{dI_L}{dt}, \quad (9.34)$$

а в форме конечных приращений можно записать

$$\Delta I_L = U_L \cdot \Delta t.$$

В непрерывном режиме работы и при соблюдении условий стационарности для выходного напряжения справедливо следующее выражение:

$$\frac{|U_{\text{ВЫХ}}|}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{t_{\text{и}}}{T-t_{\text{и}}}. \quad (9.35)$$

При 50 % ШИМ сигнале напряжение на выходе будет практически инверсному входному напряжению.

Оценочный расчет

Дано:

- Напряжение на входе $U_{\text{ВХ}}$;
- Напряжение на выходе $U_{\text{ВЫХ}}$;
- Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$, или сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$, связанные соотношением $I_{\text{Н}} = U_{\text{ВХ}} / R_{\text{Н}}$;
- Частота преобразования F .

Выбрать величину индуктивности дросселя $L1$ и емкости конденсатора $C1$ в соответствии с индивидуальным заданием таб.7.1.

Расчет:

1. Выбрать транзистор (MOSFET из библиотеки INTRNTNL) с допустимыми параметрами $U_{\text{си_доп}} > U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{с_доп}} \geq (1,2 \dots 1,5) I_{\text{Н}}$, частотный диапазон $F_{\text{max}} \gg F$. Скачать из интернета Datasheet на транзистор и привести в отчете необходимые параметры из документации, подтверждающие требования проектируемой схемы.
2. Выбрать частоту преобразования F в пределах 100...500 кГц. Как и в предыдущих случаях более высокая частота преобразования нежелательна, так как больше потери при переключении, выше уровень электромагнитных помех. Однако с ростом частоты преобразования уменьшается величина L и C , соответственно их размеры, стоимость;
3. Величина индуктивности дросселя рассчитывается по формуле

$$L = \frac{R_{\text{Н}}}{2F(\alpha-1)(1-\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}})}, \quad (9.36)$$

где α – коэффициент допустимого превышения тока ключа над током нагрузки, $\alpha = I_{\text{кл_max}} / I_{\text{Н}}$. Обычно выбирается $\alpha = 1,2 \div 1,5$;

4. Величина емкости фильтра

$$C = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8\Delta U_{\text{ВХ}} L F^2 (1-\frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}})}, \quad (9.37)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – диапазон изменения выходного напряжения (величина пульсаций).

5. Величину выходного напряжения можно регулировать, изменяя коэффициент заполнения импульсов ШИМ

$$U_{\text{ВЫХ}} = \frac{t_{\text{откр}}}{t_{\text{закр}}} U_{\text{ВХ}}. \quad (9.39)$$

9.7. Повышающий не инвертирующий DC/DC преобразователь

Повышающий DC/DC преобразователь (step-up или boost) позволяет получить на выходе той же полярности, что и на входе, но больше по величине ($U_{\text{вых}} \geq U_{\text{вх}}$) [1]. Повышающие преобразователи используются в устройствах с аккумуляторным питанием, в которых электронным схемам требуется более высокое рабочее напряжение, чем могут выдать применяемые батареи.

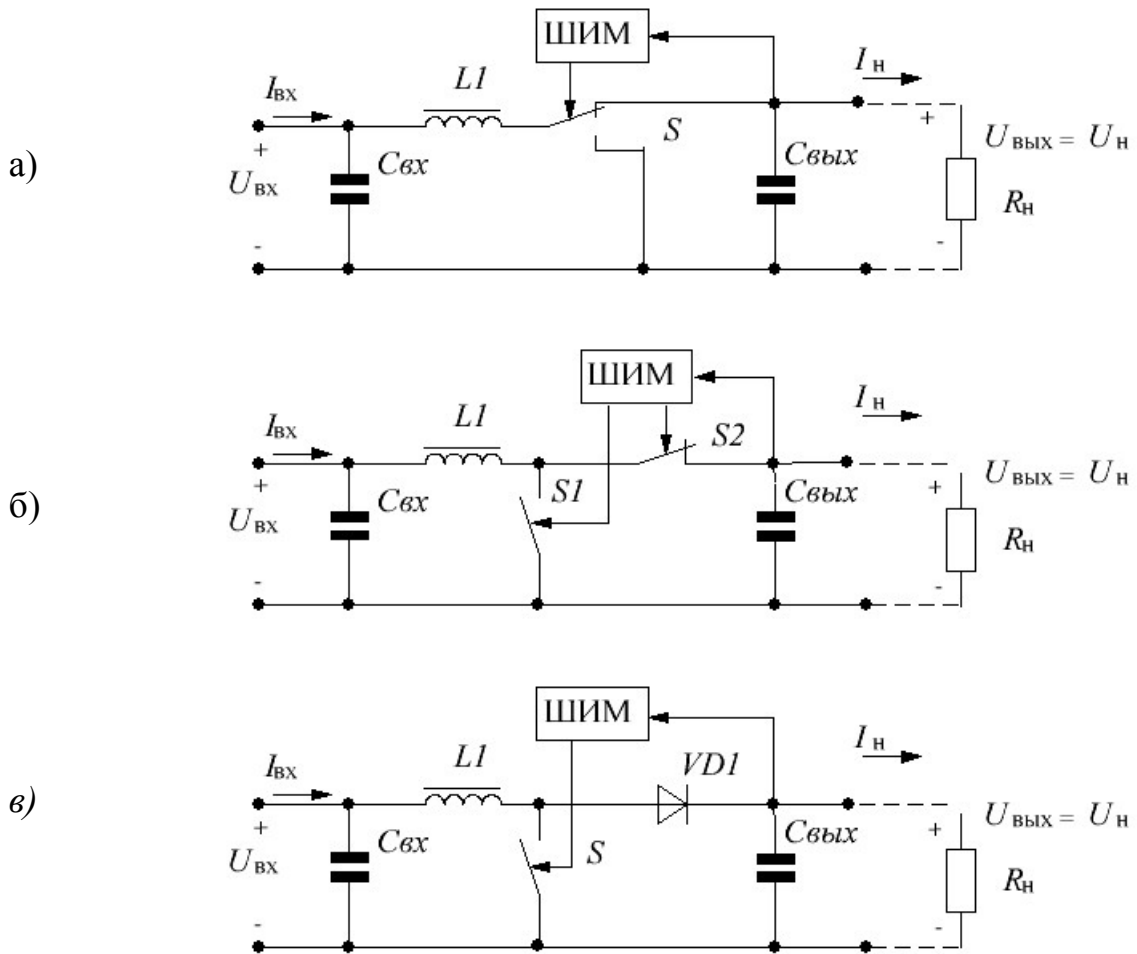


Рис. 9.16. Упрощенная схема повышающего DC/DC преобразователя: а) с двухпозиционным ключом; б) с двумя простыми однопозиционными ключами; в) с простым однопозиционным ключом и неуправляемым диодным ключом

Работа преобразователя (рис. 9.16, а) проходит в два этапа. На первом этапе ключ замкнут на землю. За счет тока, протекающего через дроссель L , энергия накапливается в виде магнитного поля. На втором этапе, когда ключ находится в верхнем положении, ЭДС самоиндукции дросселя L складывается с входным напряжением, заряжает конденсатор C и передается на нагрузку.

Модернизированная схема DC/DC преобразователя с двумя однопозиционными ключами, управляемая в противофазе, показана на рис. 9.16, б. Подобная схема с ключами на MOSFET называется синхронной схемой преобразования. В интегральной реализации показывает великолепные параметры. Но удвоенное количество ключей с соответствующими схемами управления удорожают устройство. Часто встречается реализация с одним ключом (рис. 9.16, в). На диоде $VD1$ выполнен неуправляемый второй ключ.

Схема повышающего DC/DC преобразователя с n-канальным MOSFET ключом, управляемым сигналом ШИМ, показана на рис. 9.17.

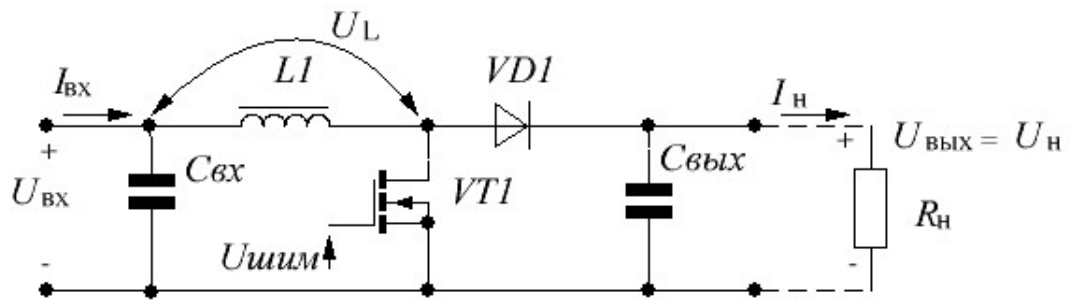


Рис. 9.17. Схема повышающего DC/DC преобразователя с MOSFET ключом

При анализе схемы предполагается, что падения напряжения на транзисторе и диоде равны нулю (в открытом состоянии).

При отсутствии тактовых импульсов на затворе ключа $VT1$ выходной конденсатор $C_{\text{вых}}$ через дроссель и диод заряжен до уровня $U_{\text{вх}}$. Когда ключ открыт, напряжение на дросселе U_L равно входному напряжению $U_{\text{вх}}$, при этом ток I_L через дроссель линейно растет. Когда ключ $VT1$ закрывается, ток дросселя I_L линейно падает, заряжая через диод $VD1$ выходной конденсатор $C_{\text{вых}}$. С учетом закона сохранения, энергия, накапливаемая в дросселе $L1$ при открытом транзисторе $VT1$, передается при закрытии транзистора через диод выходному конденсатору $C_{\text{вых}}$.

При работе транзистора в переключательном режиме выходное напряжение превышает уровень входного напряжения. Временные диаграммы работы представлены на рис. 9.18.

Так же как и в понижающих преобразователях, здесь возможны режимы работы прерывистых токов через дроссель и непрерывный. В режиме прерывистых токов ток через дроссель I_L при закрытом состоянии транзистора падает до нуля, а режим непрерывных токов - нет. Режим прерывистых токов обычно возникает при малых токах нагрузки и считается

нежелательным, так как при этом растут пульсации выходного напряжения.

Из закона Фарадея следует, что для повышающего преобразователя в непрерывном режиме работы и при соблюдении условий стационарности справедливо следующее соотношение:

$$\Delta I_L = \frac{1}{L} U_{\text{ВХ}} \cdot t_{\text{и}} = \frac{1}{L} (U_{\text{ВЫХ}} - U_{\text{ВХ}}) \cdot (T - t_{\text{и}}). \quad (9.40)$$

Из которого следует, что

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{T}{T - t_{\text{и}}}. \quad (9.41)$$

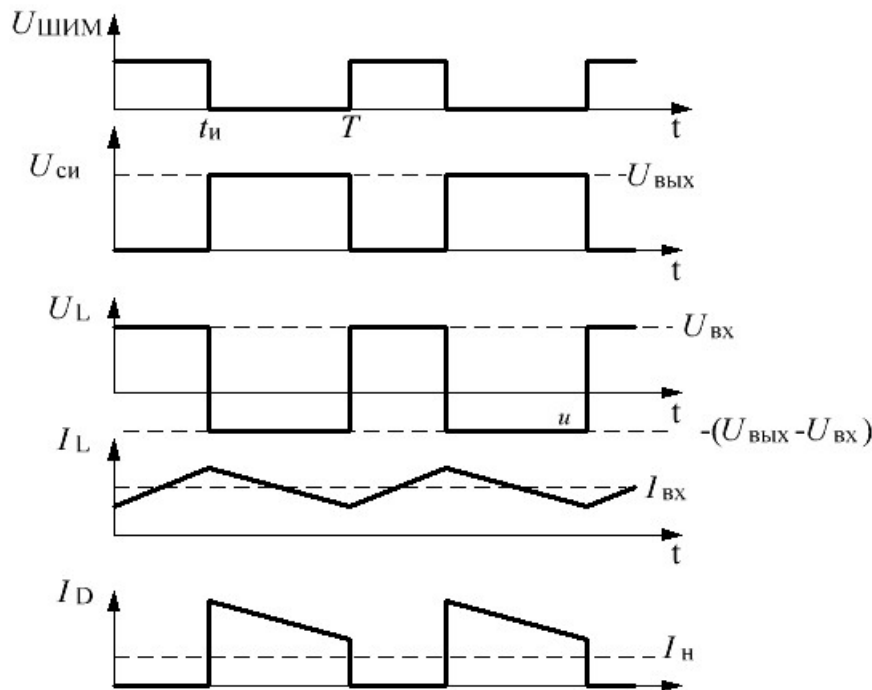


Рис. 9.18. Временные диаграммы работы повышающего DC/DC преобразователя

От времени заряда конденсатора $(T - t_{\text{и}})$ зависит выходное напряжение. Чем большее время заряда и, соответственно, меньше $t_{\text{и}}$, тем выше напряжение на выходе устройства. При этом в непрерывном режиме выходное напряжение не зависит от сопротивления нагрузки и является функцией рабочего цикла и входного напряжения.

Примечание:

- Повышающие преобразователи не защищены от короткого замыкания, поскольку в них отсутствуют отключающие устройства в цепях возможного возникновения короткого замыкания.
- Повышающий преобразователь, не должен работать без нагрузки, так как в каждом рабочем цикле энергия, накопленная в дросселе, передается на

- выходной конденсатор. При этом выходное напряжение будет неограниченно расти, что приведет к выходу преобразователя из строя.
- Обычно выходное напряжение ограничено и не может превышать входное более чем в два-три раза, так как скорость падения тока в дросселе ограничена емкостью и другими элементами схемы. Чем выше выходное напряжение, тем меньше время $t_{и}$, включения транзистора.
 - Для получения большой мощности на выходе устройства с высоким напряжением необходимо использовать дроссель с небольшой индуктивностью L и элементы, которые должны функционировать с большим рабочим напряжением. Этот фактор ограничивает конструкторские разработки. Поэтому чаще всего для получения высокого выходного напряжения в устройствах предпочтительнее использовать трансформаторные преобразователи.

Оценочный расчет

Как и для схемы понижающего преобразователя оценочный расчет схемы заключается в выборе величины индуктивности дросселя $L1$ и емкости конденсатора $C1$ в соответствии с индивидуальным ТЗ.

Дано:

- напряжение на входе $U_{вх}$;
- напряжение на выходе $U_{вых}$;
- ток нагрузки $I_{н}$ или сопротивление нагрузки $R_{н}$, связанные соотношением $I_{н} = U_{вх} / R_{н}$;
- частота преобразования F .

Расчет:

1. Выбрать транзистор (MOSFET из библиотеки INTRNTNL) с допустимыми параметрами $U_{си_доп} > U_{вых}$, $I_{с_доп} \geq (1,2 \div 1,5) I_{н}$, частотный диапазон $F_{max} \gg F$;
2. Выбрать частоту преобразования F в пределах 100...500 кГц. Более высокая частота преобразования нежелательна, так как увеличиваются потери при переключении, становится выше уровень электромагнитных помех. Однако с ростом частоты преобразования уменьшается величина L и C , соответственно их размеры, стоимость;
3. Величина индуктивности дросселя рассчитывается по формуле

$$L = \frac{U_{вх}(1 - \frac{U_{вх}}{U_{вых}})}{2F(\alpha - 1)I_{н}}, \quad (9.42)$$

где α – коэффициент допустимого превышения тока ключа над током нагрузки $\alpha = I_{кл_max} / I_{н}$. Обычно выбирается $\alpha = 1,2 \dots 1,5$. Пиковое значение тока через ключ и дроссель $I_{кл_max} = \alpha / I_{н}$.

4. Величина емкости конденсатора фильтра рассчитывается по формуле

$$C = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8\Delta U_{\text{ВЫХ}} L F^2} \left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{U_{\text{ВЫХ}}}\right), \quad (9.43)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – диапазон изменения выходного напряжения (величина пульсаций). Амплитуда пульсаций выходного напряжения определяется в основном импедансом ESR конденсатора на частоте переключения. $\Delta U_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{Н}} \cdot \text{ESR}$ / Величина ESR может быть найдена из справочника на конденсатор.

5. Величину выходного напряжения можно регулировать, изменяя коэффициент заполнения импульсов ШИМ

$$U_{\text{ВЫХ}} = U_{\text{ВХ}} \frac{T}{T - t_{\text{и}}}. \quad (9.44)$$

Оценочный расчет

Дано:

- Напряжение на входе $U_{\text{ВХ}}$;
- Напряжение на выходе отрицательное, равное по модулю $|U_{\text{ВЫХ}}|$;
- Ток нагрузки $I_{\text{Н}}$, или сопротивление нагрузки $R_{\text{Н}}$, связаны соотношением $I_{\text{Н}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{R_{\text{Н}}}$;
- Частота преобразования F .

Выбрать величину индуктивности дросселя $L1$ и емкости конденсатора $C1$ в соответствии с индивидуальным заданием.

Расчет:

6. Выбрать транзистор (MOSFET из библиотеки INTRNTNL) с допустимыми параметрами $U_{\text{си_доп}} > U_{\text{ВЫХ}}$, $I_{\text{с_доп}} \geq (1.2 \div 1.5) I_{\text{Н}}$, частотный диапазон $F_{\text{мах}} \gg F$. Скачать из интернета Datasheet на транзистор и привести в отчете необходимые параметры из документации, подтверждающие требования проектируемой схемы.

7. Выбрать частоту преобразования F в пределах 100...500 кГц. Как и в предыдущих случаях более высокая частота преобразования нежелательна, так как больше потери при переключении, выше уровень электромагнитных помех. Однако с ростом частоты преобразования уменьшается величина L и C , соответственно их размеры, стоимость.

8. Величина индуктивности дросселя рассчитывается по формуле

$$L = \frac{R_{\text{Н}}}{2F(\alpha - 1) \left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{|U_{\text{ВЫХ}}|}\right)}, \quad (9.45)$$

где α – коэффициент допустимого превышения тока ключа над током нагрузки $\alpha = I_{\text{кл_мах}}/I_{\text{Н}}$. Обычно выбирается $\alpha = 1,2 \dots 1,5$.

9. Величина емкости фильтра

$$C = \frac{U_{\text{ВХ}}}{8\Delta U_{\text{ВЫХ}} L F^2 \left(1 - \frac{U_{\text{ВХ}}}{|U_{\text{ВЫХ}}|}\right)}, \quad (9.46)$$

где $\Delta U_{\text{ВЫХ}}$ – диапазон изменения выходного напряжения (величина пульсаций).

10. Величину выходного напряжения можно регулировать, изменяя коэффициент заполнения импульсов ШИМ

$$U_{\text{ВЫХ}} = -U_{\text{ВХ}} \frac{t_{\text{и}}}{T - t_{\text{и}}}. \quad (9.47)$$

9.8. DC/DC преобразователь повышающе-понижающего типа

В некоторых случаях при разработке импульсных источников вторичного электропитания необходимо стабилизировать выходное напряжение, когда в процессе работы напряжение на входе источника может быть как выше, так и ниже напряжения на выходе [1]. Как например при использовании литиевых батарей, когда заряженная батарея может на холостом ходу выдавать напряжение до 4,2 В, а по мере разряда её напряжение может снижаться до 2,7 В. А требуется разработать источник для питания цифровых схем с напряжением 3,3 В.

В таких случаях можно использовать двухступенчатую стабилизацию (сочетание повышающего и понижающего стабилизаторов) или обратногоходовые преобразователи (Fly Back). Но более простым решением является повышающе-понижающий преобразователь (Buck-Boost), с топологией SEPIC (Single Ended Primary Inductor Converter). Иногда встречается под названием преобразователь с несимметрично нагруженной первичной индуктивностью. Источники SEPIC могут отдавать в нагрузку мощность, измеряемую киловаттами, при коэффициенте 0,96 - 0,99 суммарных гармонических искажений менее 5% .

В основе преобразователя SEPIC лежит схема повышающего DC/DC преобразователя, показанная на рис. 9.19. Так как входное напряжение через диод VD1 при запертом транзисторе VT1 полностью передается на выход и дополнительное напряжение на выходном конденсаторе $C_{\text{ВЫХ}}$, получаемое от разряда тока дросселя L1, складывается с входным напряжением. В таком преобразователе выходное напряжение $U_{\text{ВЫХ}}$ может только повышать входное $U_{\text{ВХ}}$.

В схеме SEPIC (рис. 9.19) это препятствие устранено с помощью разделительного конденсатора C1, включенного между дросселем L1 и диодом VD1, который блокирует постоянную составляющую между входом и выходом. Однако не допустимо, что бы анод диода VD1 был гальванически оторван, имел плавающий потенциал. Для этого служит второй дроссель L2,

соединенный с общим проводом «землей». В зависимости от конкретных требований индуктивность $L2$ может быть выполнена отдельно от $L1$ или намотана на один сердечник с $L1$. Чаще используют отдельные дроссели. Это позволяет использовать готовые изделия фирм-производителей, что обеспечивает широкий выбор и снижение стоимости.

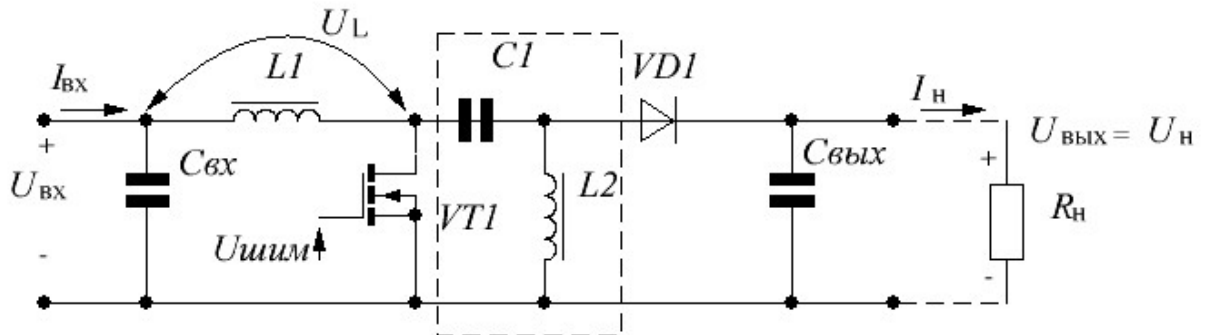


Рис. 9.19. Схема повышающе-понижающего DC/DC преобразователя по топологии SEPIC

У преобразователей, построенных по топологии SEPIC, различают две фазы работы, определяемые состоянием ключевого транзистора $VT1$:

- Первая фаза реализуется при полностью открытом транзисторе $VT1$ и называется фазой накопления энергии дросселями.
- Вторая фаза реализуется при полностью закрытом транзисторе $VT1$ и называется фазой передачи энергии дросселей в нагрузку.

Электрические цепи, по которым протекают токи в течение первой фазы работы преобразователя, показаны на рис. 9.20.

В первой фазе при замкнутом электронном ключе, функцию которого выполняет транзистор $VT1$ (рис. 9.19), через обмотку входного дросселя $L1$ протекает ток i_{L1} и на обмотке дросселя $L1$ наводится ЭДС, полярность которой указана на рис. 9.20.

В этот же интервал времени конденсатор $C1$ разряжается на дроссель $L2$, через обмотку которого протекает ток i_{L2} , и на обмотке дросселя $L2$ наводится ЭДС, полярность которой указана на рис. 9.20.

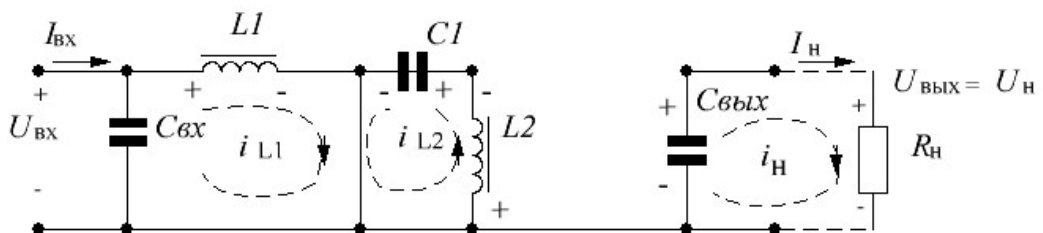


Рис. 9.20. Схема DC/DC преобразователя по топологии SEPIC, работающего в первой фазе, то есть в фазе накопления энергии дросселями

При этом диод $VD1$ (рис. 9.19) закрыт, так как к нему приложено обратное напряжение, равное сумме напряжений на обмотке дросселя u_{L2} и на конденсаторе $C2$.

Напряжение на нагрузке определяется напряжением на выходном конденсаторе $C2$.

Таким образом, в первой фазе происходит накопление энергии в магнитном поле дросселей $L1$ и $L2$, причем дроссель $L1$ заряжается входным напряжением $U_{вх}$, дроссель $L2$ – напряжением на конденсаторе $C1$, а выходной конденсатор $C2$ формирует напряжение на нагрузке. В этой фазе работы преобразователя, построенного по топологии SEPIC, прямой передачи энергии с входа на выход не происходит.

Во второй фазе работы рассматриваемого преобразователя при разомкнутом электронном ключе, функцию которого выполняет транзистор $VT1$ (рис. 9.19), электрические цепи, по которым протекают токи преобразователя, показаны на рис. 9.21.

В соответствии с правилом Ленца при закрытом (выключенном) транзисторе $VT1$ (рис. 9.19) энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L1$, затрачивается на поддержание протекания тока i_{L1} через обмотку дросселя $L1$ в прежнем направлении, что сопровождается изменением полярности ЭДС на обмотке дросселя $L1$ (рис. 9.21). Входное напряжение $U_{вх}$ и ЭДС на обмотке дросселя $L1$ включены последовательно, их суммарное напряжение обеспечивает протекание тока в цепи: $(+U_{вх}) \rightarrow L1 \rightarrow C1 \rightarrow VD1 \rightarrow C2 \parallel R_H \rightarrow (-U_{вх})$. При этом конденсаторы $C1$ и $C2$ подзаряжаются через открытый диод $VD1$. Энергия, накопленная в магнитном поле дросселя $L2$, также передается в нагрузку.

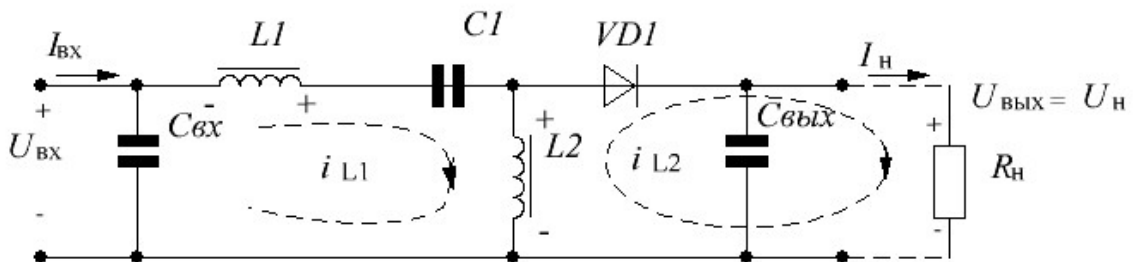


Рис. 9.21. Схема DC/DC преобразователя по топологии SEPIC, работающего во второй фазе, то есть в фазе передачи энергии дросселей в нагрузку

Преобразователи, построенные по топологии SEPIC, являются типичными DC/DC преобразователями повышающе-понижающего типа.

Со схемотехнической точки зрения топология SEPIC представляет собой топологию компенсационного стабилизатора напряжения с импульсным регулированием, силовая часть которого построена по схеме повышающего типа, в которой дополнительно имеются конденсатор и дроссель.

Размах пульсаций тока в дросселях $L1$ и $L2$ ΔI_L зависит от величины их индуктивности и вычисляется при помощи закона Фарадея. Применяв принципы баланса вольт-секундного интеграла и баланса заряда конденсатора, можно найти коэффициент преобразования постоянного напряжения

$$\frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} = \frac{D}{1-D} \quad (9.48)$$

где D — это коэффициент заполнения импульсов преобразователя (в долях периода):

Из этого выражения следует, что если $D \geq 0,5$, то стабилизированное напряжение на выходе будет выше входного (режим повышающего преобразования), а если $D \leq 0,5$, то стабилизированное напряжение на выходе будет ниже входного (режим понижающего преобразования).

Конденсатор передачи энергии $C1$ также обеспечивает блокировку постоянной составляющей сигнала входного напряжения. Это свойство может быть полезным, если в схеме существует риск короткого замыкания на выходе.

Выходной ток в топологии SEPIC является непрерывным, что дает меньший размах пульсаций в выходном напряжении при заданном импедансе (ESR) выходного конденсатора. Это позволяет использовать выходные конденсаторы с меньшими габаритами и стоимостью по сравнению с конденсаторами, которые потребовались бы для достижения того же уровня пульсаций в топологиях с импульсным выходным током.

Оценочный расчет

Так как постоянная составляющая тока через емкость $C1$ равна нулю, это означает выходной ток течет только через $L2$. средний ток через $L2$

$$I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{Н}} = I_{L2}$$

Порядок расчета следующий:

1. Рассчитывается коэффициент заполнения импульса

Предполагая, что КПД равен 100 % и потери на транзисторе и диоде пренебрежимо малы рабочий цикл D (коэффициент заполнения импульсов)

задается формулой:

$$D = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}} + U_{\text{ВЫХ}}} \quad (9.49)$$

Очевидно, что D достигает максимума при минимуме входного напряжения $U_{\text{ВХ min}}$

По заданному значению $U_{\text{ВХ min}}$ и $I_{\text{ВЫХ}} = I_{\text{Н}}$ рассчитаем величину

$$D_{\text{max}} = \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ min}} + U_{\text{ВЫХ}}} \quad (9.50)$$

1. Определяются параметры индуктивности дросселей

При заданном токе нагрузки $I_{\text{Н}}$ рассчитаем допустимый ток пульсаций. Как правило, допускают ток пульсаций около 20-40 % от входного тока.

$$\Delta I_L = 0,4 \cdot I_{\text{ВХ}} = 0,4 \cdot I_{\text{ВЫХ}} \cdot \frac{U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ}}} \quad (9.51)$$

Тогда величина индуктивности рассчитывается по формуле:

$$L1 = L2 = \frac{U_{\text{ВХ}} \cdot D_{\text{max}}}{\Delta I_L \cdot F} \quad (9.52)$$

F - частота переключения ключа VT1.

Стоит отметить, что формула справедлива лишь для случая отдельных дросселей L1 и L2. Для сдвоенных индуктивностей значение индуктивности стоит брать вдвое меньше.

2. Выбор MOSFET транзистора

Максимальное напряжение, на которое рассчитан транзистор (в Datasheet "Drain-Source Voltage ($V_{\text{ds}}=0$)") должно быть больше суммы выходного и максимального входного напряжений

$$V_{\text{ds}} > U_{\text{ВХ max}} + U_{\text{ВЫХ}} \quad (9.53)$$

Примерное значение мощности, рассеиваемой транзистором, определяется по формуле:

$$P = (I_{\text{rms}})^2 \cdot R_{\text{ds ON}} \cdot D_{\text{max}} + (U_{\text{ВХ min}} + U_{\text{ВЫХ}}) \cdot I_{\text{peak}} \cdot Q_{\text{gd}} \cdot F / I_g, \quad (9.54)$$

где

$$(I_{\text{rms}})^2 = (I_{\text{ВЫХ}})^2 \cdot \frac{(U_{\text{ВЫХ}} + U_{\text{ВХ min}}) U_{\text{ВЫХ}}}{U_{\text{ВХ min}}^2} \quad (9.55)$$

- квадрат среднеквадратичного значения тока через открытый транзистор.

$R_{\text{ds ON}}$ - сопротивление канала в открытом состоянии (см. в Datasheet "Static Drain-Source On Resistance")

$I_{\text{peak}} = I_{L1 \text{ max}} + I_{L2 \text{ max}}$ - пиковый переключаемый ток транзистора

Q_{gd} - максимальный заряд затвор-сток (см. в Datasheet "Gate-Drain Charge")

I_g - ток, который выдаёт управляющая микросхема для того, чтобы зарядить ёмкость затвора.

3. Выбор диода VD1

Лучше брать диод Шоттки - будут меньше потери мощности, меньше нагрев и выше КПД. Диод должен быть рассчитан на номинальный ток (см. в Datasheet "Forward Current"), больший или равный выходному току, при этом он должен выдерживать обратное напряжение (см. в Datasheet "Reverse Voltage") больше, чем $U_{вх\ max} + U_{вых}$ и пиковый прямой ток (см. в Datasheet "Peak Forward Current") больше, чем пиковый переключаемый ток $I_{peak} = I_{L1\ max} + I_{L2\ max}$.

4. Выбор проходного конденсатора $C1$

Емкость проходного конденсатора определяется из условия, пульсации напряжения на конденсаторе не могут быть больше минимального входного напряжения:

$$\Delta U_{C1} = \frac{I_{вых} \cdot D_{max}}{C1 \cdot F} < U_{вх\ min} \quad (9.56)$$

Кроме того проходной конденсатор должен быть рассчитан на соответствующий среднеквадратичный (RMS) ток:

$$I_{вых\ (rms)} = I_{вых} \cdot \sqrt{\frac{U_{вых}}{U_{вх\ (min)}}} \quad (9.57)$$

5. Выбор выходного конденсатора

Значение емкости выходного конденсатора выбирается исходя из выходного тока и допустимых пульсаций напряжения:

$$C_{вых} \geq \frac{I_{вых} \cdot D_{max}}{U_{\Pi} \cdot 0,5 \cdot F} \quad (9.58)$$

где U_{Π} - пульсации напряжения на выходе.

Номинальное напряжение конденсатора должно быть выше, чем максимальное входное напряжение. Хорошим решением будет использовать танталовые или керамические конденсаторы, которые имеют хорошие соотношения размеров и максимального действующего тока. Электролитические конденсаторы в данном случае могут использоваться лишь в проектах, не ограниченных в габаритных размерах. Пульсации напряжения на этом конденсаторе можно оценить по формуле:

$$\Delta U_C = \frac{I_{вых} \cdot D_{max}}{C_{вых} \cdot F} \quad (9.59)$$

В качестве элемента управления силовым ключом чаще всего используют ШИМ-контроллеры.

6. Выбор входного конденсатора

Требования к входному конденсатору существенно проще. Поскольку на входном фильтре нет больших пульсаций (ток непрерывный, на входе - дроссель $L1$), то конденсатора на 100 мкФ хватит за глаза практически для любых вариантов.

Заключение

Рассмотрены основные схемные решения линейных стабилизаторов напряжения и преобразователей напряжения. Использование моделирующей программы EWB позволило количественно исследовать основные параметры вторичных источников электропитания, провести оптимизацию устройства в условиях воздействия дестабилизирующих внешних факторов и влияния изменения номиналов компонентов.

Схемотехническое моделирование обеспечило студентам возможность индивидуальной творческой исследовательской работы в каждом практикуме, умение находить неисправности, налаживать работу и добиваться заданных параметров от исследуемых схем. В рамках практикума решаются задачи по организации необходимых измерений с помощью современных измерительных приборов при наладке схем и исследовании режимов работы.

Литература

1. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Источники вторичного электропитания. Учебник. 3-е издание. М.: Инфра-Инженерия, 2019. - 276 с.
2. Бабенко В.П., Битюков В.К. Компьютерный практикум по электропитанию устройств и систем телекоммуникаций. Учебное пособие. М.: МТУ. 2016. – 89 с.
3. Краткое описание программы EWB и моделирование простейших цепей <http://www.mini-soft.ru/it/ewb.php>. (Дата обращения 01.07.2019)
4. Бабенко В.П., Битюков В.К., Линейные стабилизаторы напряжения и тока. Учебное пособие. М.: РТУ МИРЭА. 2018. - 148 с.
5. Битюков В.К., Симачков Д.С., Бабенко В.П. Источники вторичного электропитания. Учебное пособие. М.: МТУ. 2016. - 302 с.
6. Бабенко В.П., Битюков В.К., Кузнецов В.В., Симачков Д.С. Моделирование статических и динамических потерь в MOSFET-ключаях // Российский технологический журнал. 2018. Т. 6. № 1. С. 20-39.
7. Бабенко В.П., Битюков В.К., Симачков Д.С. Схемотехническое моделирование DC/DC преобразователей // Информационно-измерительные и управляющие системы. 2016. Т. 14. № 11. С. 69-81.
8. Бабенко В.П., Битюков В.К. Имитационное моделирование процессов переключения силовых полевых транзисторов в программе Electronics Workbench // Радиотехника и электроника. 2019. Т. 64. № 2. С. 199-205.
9. Корис Р., Шмидт-Вальтер Х. Справочник инженера схемотехника. М.: Техносфера. 2008. - 608 с.