

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ РОССИЙСКОЙ
ФЕДЕРАЦИИ

федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»

Институт энергетики и электротехники

(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»

(наименование кафедры)

11.04.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки)

Электронные приборы и устройства

(направленность (профиль))

МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ

на тему Улучшение характеристик импульсного источника питания

Студент

П. В. Хлевой

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

Научный

В. П. Певчев

(И.О. Фамилия)

(личная подпись)

руководитель

Руководитель программы

к.т.н., доцент А. А. Шевцов

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

(личная подпись)

« _____ » _____ 2019г.

Допустить к защите

Заведующий кафедрой

к.т.н., доцент, А. А. Шевцов

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

(личная подпись)

« _____ » _____ 2019г.

Тольятти 2019

Содержание

Введение.....	5
1. Обзорная часть.....	6
1.1 Обзор схем входного блока.....	7
1.1.1 Обзор помехоподавляющих фильтров сети	7
1.1.1.1 Однофазный фильтр сети	7
1.1.2 Обзор выпрямителей.....	8
1.1.2.1 Однополупериодный выпрямитель	8
1.1.2.2 Двухполупериодный трансформаторный выпрямитель со средней точкой	9
1.1.2.3 Двухполупериодный (Мостовой) выпрямитель	10
1.1.2.4 Выпрямитель с удвоением напряжения.....	11
1.1.3 Обзор сглаживающих фильтров	11
1.1.3.1 C-фильтр.....	12
1.1.3.2 RC-фильтр	13
1.1.3.3 L-фильтр.....	13
1.1.3.4 LC-фильтр	14
1.2 Обзор схем автогенераторов	15
1.2.1 Бестрансформаторные схемы	15
1.2.1.1 Импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИППН)-1	15
1.2.1.2 ИППН-2	16
1.2.1.3 ИППН-3	17
1.2.1.4 Схема Кука.....	17
1.2.1.5 Схема SEPIC	18
1.2.1.6 Объединение схем Кука и SEPIC	19
1.2.2 Трансформаторные схемы.....	20
1.2.2.1 Обратногоходовой преобразователь.....	20
1.2.2.2 Двухтактный преобразователь с выводом средней точки первичной обмотки.....	21
1.2.2.3 Полумостовой преобразователь	22

1.2.2.4 Мостовой преобразователь	23
1.2.2.5 Ждущий одноконтный блокинг-генератор	24
1.2.2.7 Трансформаторный вариант базового ИППН-1.....	25
2 Анализ элементной базы и схемотехнические решения по улучшению характеристик импульсного блока	26
2.1 Варианты схемотехнических решений поочередного разряда конденсаторов в С-фильтре	26
2.1.1 Стандартная работа С-фильтра.....	29
2.1.2 Поочередный разряд конденсаторов C_s и C_1 без задержки разряда конденсатор C_s	32
2.1.3 Поочередный разряд конденсаторов C_s , C_1 и C_2 без задержки разряда конденсатора C_s	37
2.1.5 Разряд конденсатора C_1 с задержкой разряда первого конденсатора.....	45
2.1.6 Поочередный разряд конденсаторов C_1 и C_2 с задержкой разряда первого конденсатора.....	49
2.1.7 Поочередный разряд конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 с задержкой по времени по времени первого конденсатора.....	54
2.1.8 Заключение схемотехническим решениям фильтров.....	59
2.2 Входной фильтр без фильтрующего конденсатора	62
2.3 Сравнение полупроводниковых ключей старого и нового образца в работе схемы импульсного источника питания	64
2.3.1 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 3А	68
2.3.2 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,5 А	71
2.3.3 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,2 А	74
2.3.4 Заключение по полупроводниковым ключам	76
2.4 Сравнение диодов старого и нового образца в работе схемы импульсного источника питания	77
2.4.1 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 3А	79
2.4.2 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,5А	81
2.4.3 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,2А	83

2.4.4 Заключение по диодам в ИППН	85
Заключение	86
Список использованных источников	88

Введение

Существует два типа источников питания, которые преобразуют напряжение сети в постоянное напряжение нужной для потребителя величины. Это аналоговые и импульсные источники питания. Импульсные источники питания более разнообразны в плане схемотехники. Поэтому, в основном, они имеют более лучшие показатели качества в отличие от аналоговых. Импульсные источники питания включают в себя следующие основные параметры [1]:

- 1) КПД;
- 2) габариты;
- 3) стоимость;
- 4) выходные параметры (напряжение, ток, мощность);
- 5) частота пульсаций;
- 6) амплитуда пульсации выходного напряжения, тока; и т.д.

Улучшение характеристик импульсного источника питания является целью исследовательской работы.

Задачи:

- 1) Обзор и сравнение импульсных источников питания, а также ранжирование их параметров
- 2) Поиск методов улучшения параметров: схемотехнических решений и параметров транзисторов и диодов
- 3) Моделирование работы импульсного преобразователя постоянного напряжения при изменении параметров элементов (силовых транзисторов и диодов)
- 4) Моделирование работы предложенных схемотехнических решений С-фильтра

1. Обзорная часть

Структура диссертационной работы выглядит следующим образом (рисунок 1):

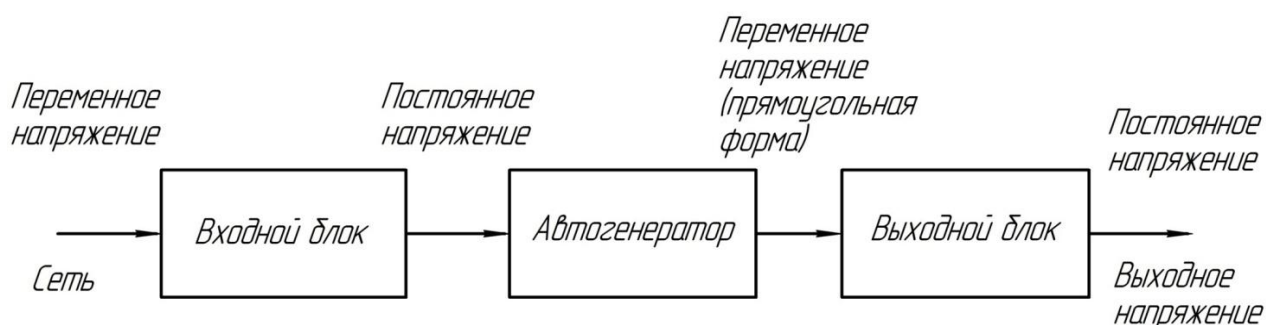


Рисунок 1 – Типовая схема импульсного блока питания

Импульсный источник питания ИИП состоит из трех основных блоков, которые преобразуются напряжение из одного состояния в другое, как показано на рисунке 1 [2]. Входной блок преобразует сетевое напряжение в постоянное и включается в себя (рисунок 2):

- 1) помехоподавляющий фильтр
- 2) выпрямитель
- 3) сглаживающий фильтр



Рисунок 2 – Входной блок импульсного источника питания

Главной особенностью автогенератора является наличие полупроводникового ключа, благодаря которому происходит преобразование постоянного напряжения после выпрямления в напряжение прямоугольной формы большой частоты. Количество ключей может быть и больше одного, всё зависит от схемы.

У выходного фильтра та же структура, что и во входном блоке, только помехоподавляющий фильтр стоит на выходе источника. Особенностью данного блока является то, что из-за достаточно высокой частоты пульсирующего напряжения номиналы элементов выходного фильтра будут меньше, чем во входном.

Анализ элементной базы каждого блока на параметры импульсного источника питания и анализ перспективных схемотехнических решений являются одними из главных задач данной диссертационной работы. Чтобы выбрать схему для исследования, был сделан обзор известных схемотехнических решений. Выбранных схем, при необходимости, может быть больше одного.

1.1 Обзор схем входного блока

В данном пункте делается обзор схем входного блока, из которых будет выбраны схемы для исследовательской части диссертационной работы.

1.1.1 Обзор помехоподавляющих фильтров сети

Данные фильтры являются фильтрами низких частот. Они могут подавлять помехи как со стороны источника, так и со стороны сетевого входа.

1.1.1.1 Однофазный фильтр сети

Одним из вариантов помехоподавляющего фильтра является однофазный фильтр сети (рисунок 3).

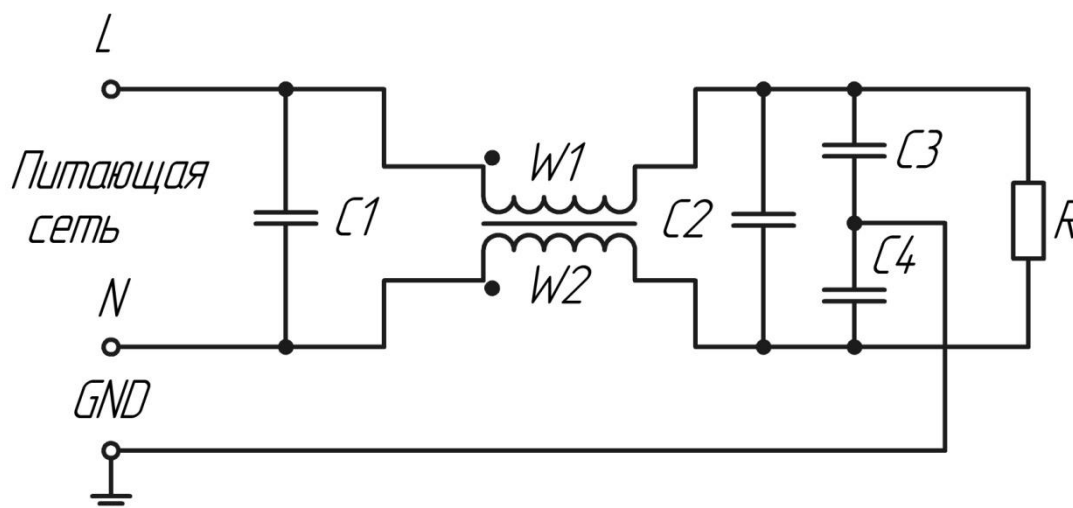


Рисунок 3—Однофазный фильтр сети

Данная схема используется достаточно часто, и содержит достаточно небольшое количество компонентов. Принцип действия, следующий: На вход обмотки W1 подается входной сигнал синусоидальной формы, а на W2

поступает выходной сигнал синусоидальной формы. Так как магнитные потоки, создаваемые обмотками дросселя находятся в противофазе, то при одинаковом сигнале индуктивность катушки будет равняться нулю. Если сигнал на W_2 будет искажен, то компенсации магнитного потока не будет в полном объеме и на дросселе образуется индуктивность, которая не будет пропускать синфазные помехи в сеть. Конденсатор C_2 супрессирует дифференциальные помехи низкой частоты, идущие от блока в сеть. Конденсаторы C_3 и C_4 супрессирует дифференциальные помехи высокой частоты. C_3 и C_4 включены в параллель C_2 . Конденсатор C_1 подавляет дифференциальные помехи из сети [3].

1.1.2 Обзор выпрямителей

Для того, чтобы избавиться от отрицательных полувольт синусоиды необходимо во входной фильтр ставить выпрямитель, схемотехнических решений для данного блока большое количество.

1.1.2.1 Однополупериодный выпрямитель

Один из самых простых выпрямителей можно считать однополупериодный выпрямитель, который показан на рисунке 4 [4].

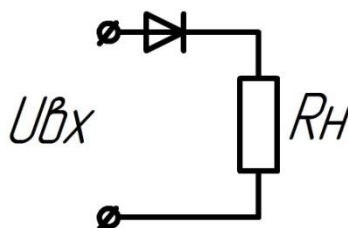


Рисунок 4 – Однополупериодный выпрямитель

Данный выпрямитель преобразует переменное напряжение в пульсирующее, однако выпрямление происходит только один полупериод как показано на рисунке 5, остальное время преобразование напряжение равняется нулю.

Явным минусом данной схемы является то, что для фильтрации низкочастотного напряжения потребуется использовать фильтр достаточно больших номиналов, негативно скажется на массе – габаритные параметры

источника. Поэтому данный тип выпрямителей достаточно часто используется в выходном фильтре, где частота напряжения достаточно большая и параметры фильтра будут значительно меньше.

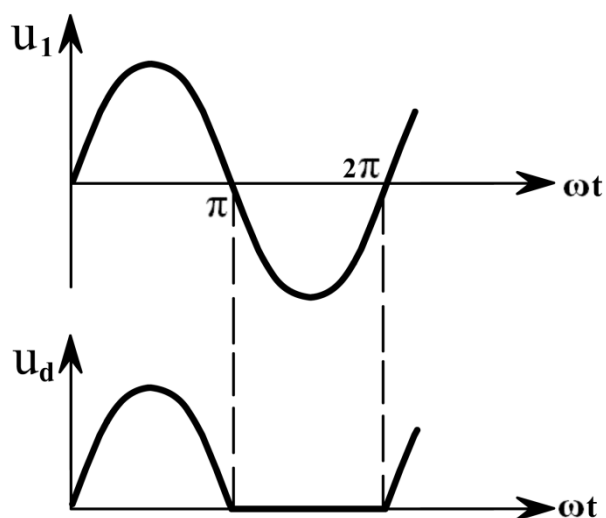


Рисунок 5 – Напряжение до и после однополупериодного выпрямителя

Плюсами данной схемы несомненно можно считать небольшую стоимость, простоту схемы, минимум потерь на элементах.

1.1.2.2 Двухполупериодный трансформаторный выпрямитель со средней точкой

Данный вид выпрямителя показан на рисунке 6 [5].

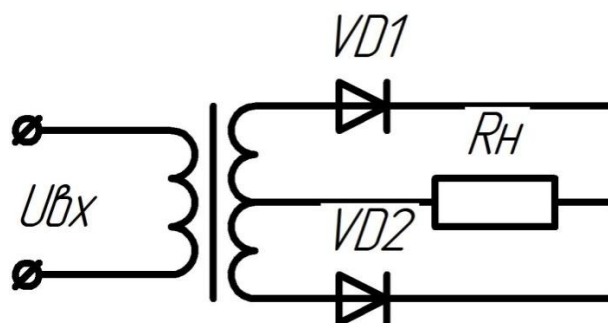


Рисунок 6 – Двухполупериодный трансформаторный выпрямитель со средней точкой

Данный выпрямитель, в отличие от первого случая, выпрямляет напряжение уже в течение всего периода синусоиды, следовательно, пульсации на выходе выпрямителя будут меньше (рисунок 7).

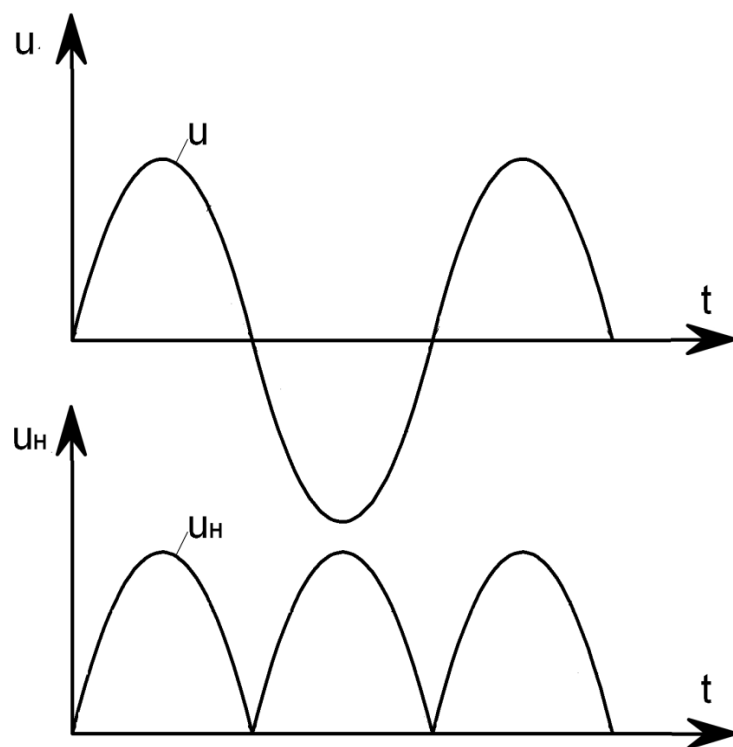


Рисунок 7 – Напряжение до и после двухполупериодного выпрямителя

Этот фактор положительно скажется на массо – габаритных параметрах фильтра. Однако наличие трансформатора и дополнительного диода негативно будет негативно на стоимость и КПД выпрямителя, а также габаритах выпрямителя.

1.1.2.3 Двухполупериодный (Мостовой) выпрямитель

Схема Гретца показана на рисунке 8.

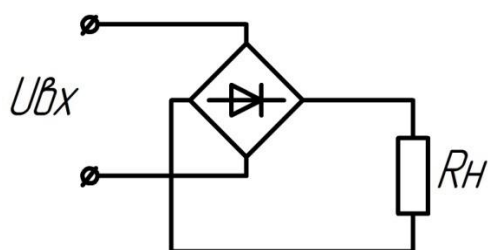


Рисунок 8 – Мостовой выпрямитель (схема Гретца)

Данный выпрямитель является самым распространённым в последнее время. Пульсирующее напряжение будет такое же, как и выпрямителе п. 1.1.2.2, однако, в отличие от выпрямитель со средней точкой, диодный мост может обойтись без трансформатора. Даже если его включить в схему, то для

достижения одного и того же напряжения, число витков во вторичной обмотке будет в два раза меньше именно в схеме диодного моста, что хорошо скажется на стоимости схемы.

Недостатком данной схемы является то, что в схеме используются четыре диода. Падение напряжения на диоде составляет $0.7\text{В} - 0.8\text{В}$, следовательно, потери на всем мосте составят порядка 2В (так как работают попарно на каждый полупериод). Одним из вариантов улучшения является использование диода ШОТТКИ, потери которого составят $\approx 0.5\text{В}$, но данный диод плохо реагирует на превышение обратного напряжения [6].

1.1.2.4 Выпрямитель с удвоением напряжения

Выпрямитель показан на рисунке 9.

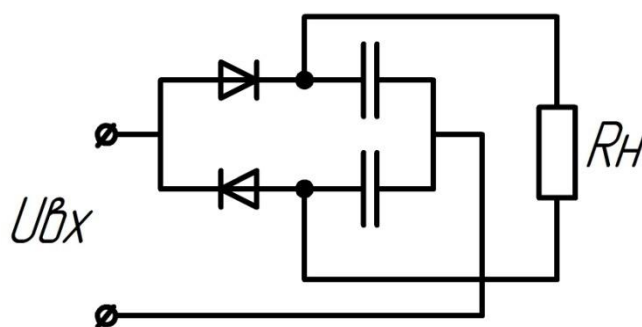


Рисунок 9 – Выпрямитель с удвоением напряжения

Данный выпрямитель используется достаточно редко, однако схема является вполне рабочей если нужно удвоить напряжение. Если на входе стоит трансформатор, а напряжение на вторичной обмотке меньше чем нужно, то удвоитель напряжения хорошо впишется в данную схему, так как данный метод более простой нежели изменение числа витков трансформатора [7].

1.1.3 Обзор сглаживающих фильтров

Чтобы сгладить напряжение после выпрямителя в схеме должен присутствовать сглаживающий фильтр. Чтобы устройства хорошо работали пульсации должны быть меньше допустимой величины. У различных устройств данная величина разная. Существует три типа коэффициент пульсации $K_{\text{П}}$:

1. Малый (если $K_{\text{П}}$ меньше $0,1\%$)

2. Средний (если K_{Π} лежит в пределах от 0,1% до 1%)
3. Большой (если K_{Π} больше 1%)

Потери мощности на фильтре должны быть минимальны. Фильтр обязан не влиять на работу устройства отрицательными факторами. Из-за низкой частоты, номиналы фильтра будут достаточно больших параметров [8].

1.1.3.1 С-фильтр

Емкостной фильтр является самым простым решения сглаживания пульсаций (рисунок 10).

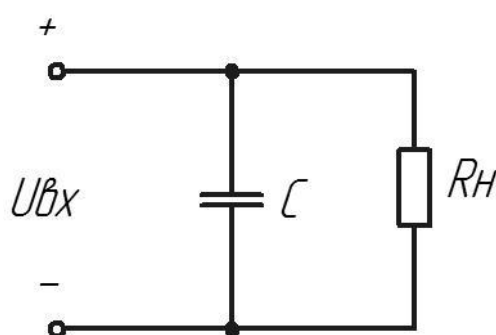


Рисунок 10 – С-фильтр

Конденсатор C ставится параллельно резистору R_n (сопротивление нагрузки). При максимальных значениях напряжения после выпрямителя $U_{вх}$, конденсатор C заряжается, а когда выпрямленное напряжение уменьшается и становится меньше, чем напряжение на конденсаторе, то последний разряжается на резистор R_n . В ходе заряда фильтра, значительная часть тока протекает по цепи через емкость, заряжая конденсатор, и ограничивая максимальное напряжение пульсаций выпрямителя. Когда конденсатор разряжается, то он отдает в R_n энергию, которая была запасена ранее, тем самым идет поддержание напряжение на R_n . Напряжение на нагрузке изменяется значительно меньше, тем самым коэффициент пульсаций также становится меньше. Данный фильтр часто применяется в выпрямителях малой мощности. Простота устройства является основным плюсом данного фильтра. Главным недостатком является то, что в выпрямителе должны использоваться диоды, которые могут выдержать большие значения амплитуды прямого тока.

Если использовать данный фильтр на малых частотах, то емкость конденсатора будет иметь достаточно большую емкость, что отрицательно скажется на габаритных параметрах входного блока [9].

1.1.3.2 RC-фильтр

RC-фильтр показан на рисунке 11.

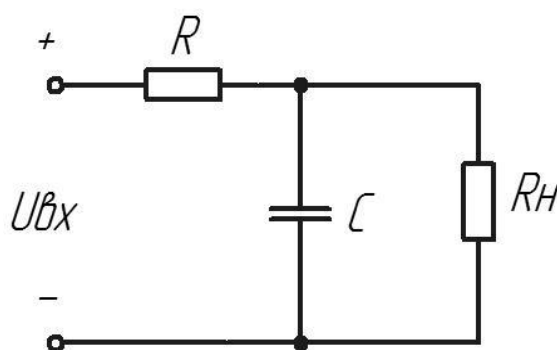


Рисунок 11 – RC-фильтр

Данный фильтр применяют в выпрямителях средней мощности при сопротивлении нагрузки кОм.

Чтобы получить большой коэффициент сглаживания должно, чтобы $R_n \gg X_c$ и $R_f \gg X_c$.

Главным недостатком этого фильтра является потери на резисторе, что непосредственно влияет на КПД [10].

1.1.3.3 L-фильтр

Индуктивный фильтр показан на рисунке 12.

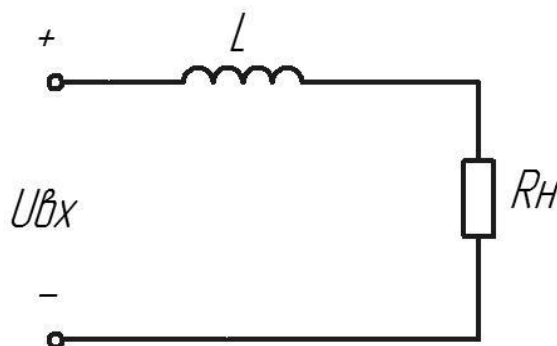


Рисунок 12 – L-фильтра

L-фильтр есть не что иное как дроссель L, который включен последовательно с R_n . Ток после выпрямителя имеет переменную

составляющую, создает магнитный поток в магнитопроводе L . Магнитный поток индуцирует противо-ЭДС в обмотке L . Данный параметр не позволяет изменяться току в цепи, вследствие чего уменьшаются пульсации напряжения на R_H . Чтобы коэффициент сглаживая фильтра был как можно больше, нужно увеличить число фаз и индуктивность L . Поэтому L -фильтр лучше всего использовать в многофазных мощных выпрямителях. Такие факторы как: малые потери мощности, слабая зависимости $U_{вых}$ от изменения R_H , а также простота схемы фильтра – являются плюсами индуктивного фильтра. Минус схемы, следующий: Если резко изменить нагрузку или вообще отключит ее, то возможны перенапряжения. Данный фактор происходит из-за появления ЭДС самоиндукции L при быстром изменении тока R_H [11].

1.1.3.4 LC-фильтр

Индуктивно-емкостной фильтр показан на рисунке 13.

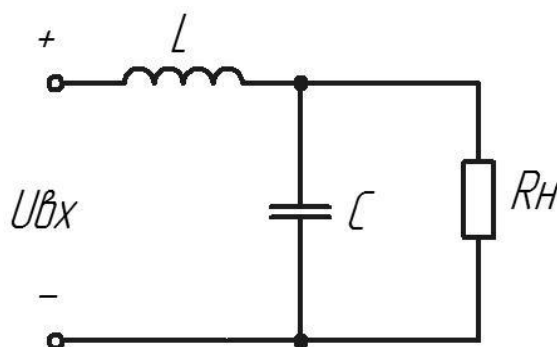


Рисунок 13 – LC-фильтр

Все приведенные выше примеры фильтров не обеспечивают входной блок большим коэффициентом сглаживания пульсаций. Именно поэтому достаточно часто используется LC-фильтр, который содержит и дроссель L и конденсатор C . Данная схема позволяет улучшить сглаживающие параметры фильтра. Сопротивление цепи минимально, поэтому увеличивается переменная составляющая выпрямленного тока, который протекает через катушку. Это приводит к падению напряжения на ней, вследствие чего уменьшается переменная составляющая напряжения на нагрузке. Запас энергии в магнитном поле дросселя больше, чем в электрическом поле конденсатора, что

положительно скажется на массогабаритных параметрах. Минусом является то, что дроссели не стандартизированы и при необходимости придется мотать катушку, что займет некоторое количество времени [12].

1.2 Обзор схем автогенераторов

Автогенераторы или инверторы, в схеме импульсного блока питания играют очень важную роль. Данный блок преобразует постоянное напряжение после входного блока в переменное напряжение прямоугольной формы. Важной частью инвертора является наличие одного или несколько ключевых элементов благодаря которым и происходит данное преобразование. Чаще всего в качестве ключа используется транзистор, который может работать на достаточно больших частотах. Импульсные блоки питания делятся на трансформаторные и бестрансформаторные.

1.2.1 Бестрансформаторные схемы

Следующим пунктом рассматривают бестрансформаторные импульсные источники питания. Накопителем энергии в данных схемах является дроссель.

1.2.1.1 Импульсный преобразователь постоянного напряжения (ИППН)-1

Импульсный понижающий преобразователь напряжения или ИППН-1 показан на рисунке 14.

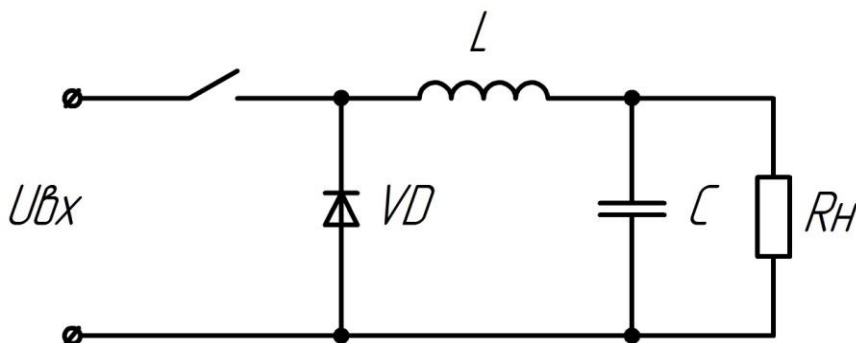


Рисунок 14 – Импульсный понижающий преобразователь напряжения

ИППН 1-го рода работает следующим образом: в начале ключ замкнут, ток пойдет по цепи: источник $U_{вх}$ – ключ – дроссель L – сопротивление

нагрузки R_H – источник $U_{вх}$. Из-за падения напряжения на дросселе L мгновенного нарастания тока в R_H не происходит. Поэтому напряжение на R_H увеличивается плавно и в тот момент как оно превысит допустимое значение, ключ размыкается. Напряжение на дросселе меняет полярность. Ток пойдет по цепи: дроссель L – нагрузка R_H – диод VD – дроссель L . Напряжение на R_H плавно уменьшается и в тот момент как оно уменьшится до определенной величины, ключ замкнется и напряжение на R_H снова начинает расти. Конденсатор C сглаживает $U_{вых}$. Схема может работать как с непрерывным током дросселя, так и с прерывным [13].

1.2.1.2 ИППН-2

Принцип работы импульсного повышающего преобразователя напряжения (рисунок 15) следующий: в начале ключ замкнут, ток пойдет по цепи: источник $U_{вх}$ – дроссель L – ключ – источник $U_{вх}$. Ток дросселя L возрастает, следовательно, возрастает и энергия дросселя L . Когда ключ размыкается, в дросселе L возникает ЭДС самоиндукции, которая суммируется с $U_{вх}$. Получившаяся величина приложена через VD к R_H . Ток потечет по цепи: источник $U_{вх}$ – дроссель L – диод VD – сопротивление нагрузки R_H – источник $U_{вх}$. Индуктивный элемент L отдает энергию в R_H . Энергия запасается на емкостном элементе C и когда ключ снова откроется, конденсатор C будет поддерживать напряжение на R_H . Диод VD нужен, чтобы конденсатор не мог разрядиться в момент, когда ключ замкнут [14].

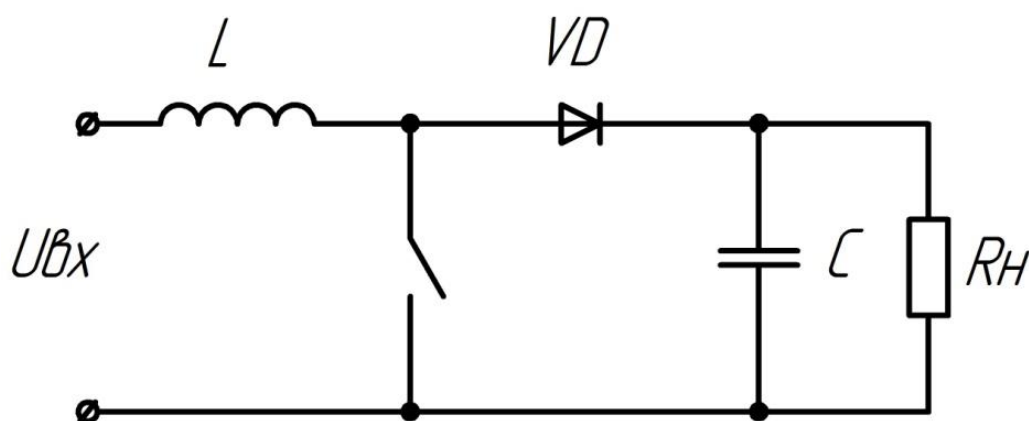


Рисунок 15 – Импульсный повышающий преобразователь напряжения

1.2.1.3 ИППН-3

ИППН-3 рода изображен на рисунке 16. В начальный момент времени ключ $S1$ замкнут, ток пойдет по цепи: источник $U_{ВХ}$ – ключ – дроссель L – источник $U_{ВХ}$. Ток дросселя L увеличивается, энергия дросселя тоже увеличивается. Далее ключ размыкается, ток потечет по цепи: Дроссель L – сопротивление нагрузки R_H – Диод VD – Дроссель L . Индуктивный элемент L отдает энергию в R_H . Энергия запасается на емкостном элементе C и когда ключ снова откроется, конденсатор C будет поддерживать напряжение на R_H . Напряжение на выходе будет инвертировано относительно входа, т.е. будет со знаком "-" [15].

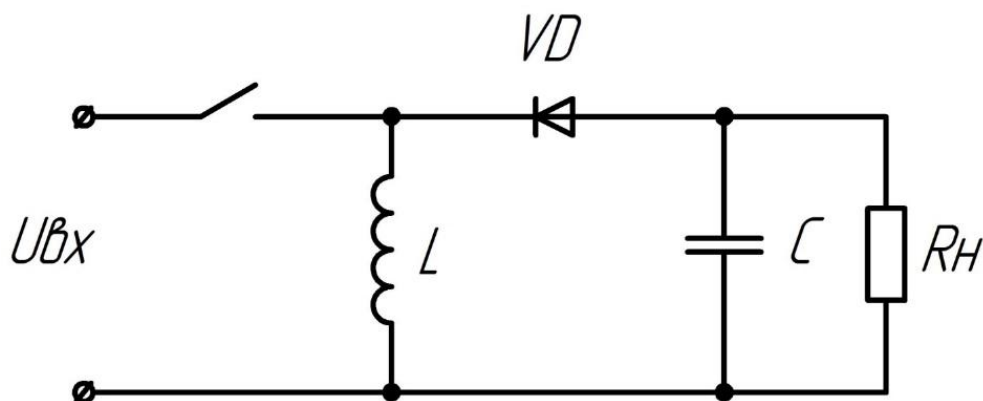


Рисунок 16 – Импульсный инвертирующий преобразователь напряжения

1.2.1.4 Схема Кука

На рисунке 17 показана схема преобразователя Кука, благодаря которому можно как увеличить, так и уменьшить входное напряжение $U_{ВХ}$.

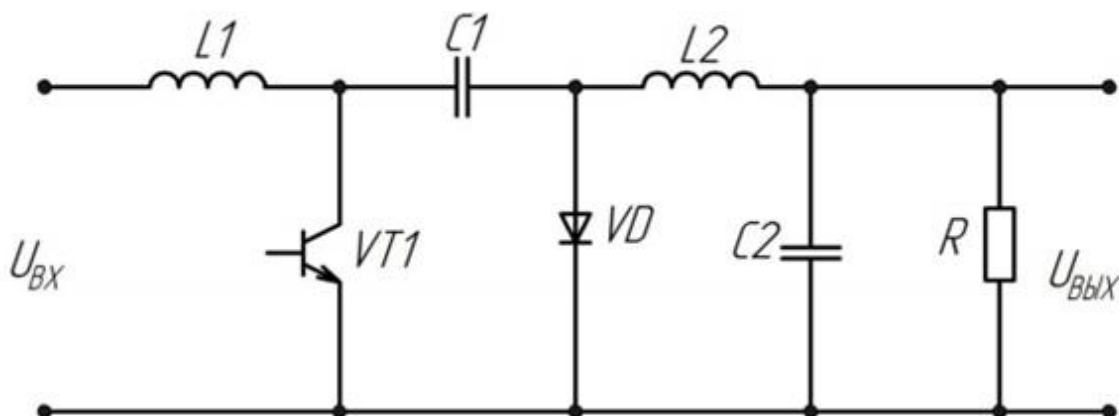


Рисунок 17 – Схема Кука

В данной схеме ключевым элементом является транзистор VT1. Когда VT1 находится в открытом состоянии, ток пойдет по цепи: источник $U_{ВХ}$ – дроссель L1 – транзистор VT1 – источник $U_{ВХ}$. Ток индуктивного элемента L1 возрастает и в нем запасается энергия. Конденсатор C1 передает энергию в конденсатор C2 через индуктивный элемент L2. Конденсатор C2 питает R, который является сопротивлением нагрузки в данной схеме. Когда ключ замыкается, диод VD будет открыт. Ток L1 дозаряжает конденсатор C1, потому что сам C1 отдавал энергию конденсатору C2. На выходе получается повышающе-понижающее напряжение относительно входного, со знаком “-”.

Из-за непрерывного входного тока, схема Кука может обойтись и без LC фильтра, который ставится на входе. Благодаря непрерывному току L2 можно выбрать емкость C2 небольшого номинала. Если создать определенную магнитную связь между обмотками дросселя L1 и дросселя L2, то на выходе преобразователя можно получить ток с нулевой пульсацией [16].

1.2.1.5 Схема SEPIC

Если существует необходимость поддерживать напряжение на выходе на определенном уровне, в то время как напряжение на входе изменяется в большом диапазоне, то использовать повышающий или понижающий стабилизатор бессмысленно. Необходимо использовать преобразователь SEPIC, который достаточно хорошо распространен в наше время.

Преобразователь SEPIC показан на рисунке 18.

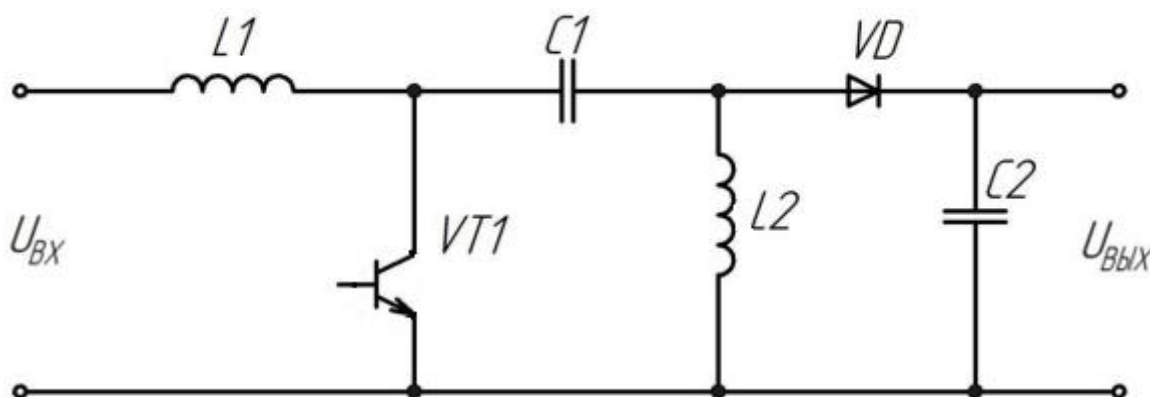


Рисунок 18 – Схема SEPIC

Принцип действия схемы SEPIC, похож на принцип действия преобразователя Кука. Разница лишь в том, что в схеме SEPIC диод VD и дроссель L2 заменены местами. Еще одно существенное отличие схемы SEPIC от преобразователя Кука, заключается в том, что обмотки дросселей L1 и L2 реализованы на одном сердечнике, поэтому уменьшается цена источника, а еще становится больше места на макетной плате. Стандартная работа данной схемы при $U_{ВХ} > U_{ВЫХ}$ получается благодаря дросселю L2 и конденсатору C1. Индуктивные элементы L1 и L2 равны. Когда транзистор VT1 находится в открытом состоянии, ток пойдет по цепи: $U_{вх}$ – дроссель L1 – транзистор VT1 – $U_{вх}$. Ток дросселя растет, следовательно, энергия дросселя тоже возрастает. Конденсатор C1 отдает свою энергию в дроссель L2. Емкостной элемент C2 поддерживает напряжение на нагрузке. В период времени, когда транзистор VT1 находится в закрытом состоянии, конденсатор C1 дозаряжается от $U_{вх}$ через индуктивный элемент L1. В этот период L2 подключен к нагрузке [17].

1.2.1.6 Объединение схем Кука и SEPIC

Схемотехническое решение, позволяющее получить двухполярное напряжение на выходе, показано на рисунке 19.

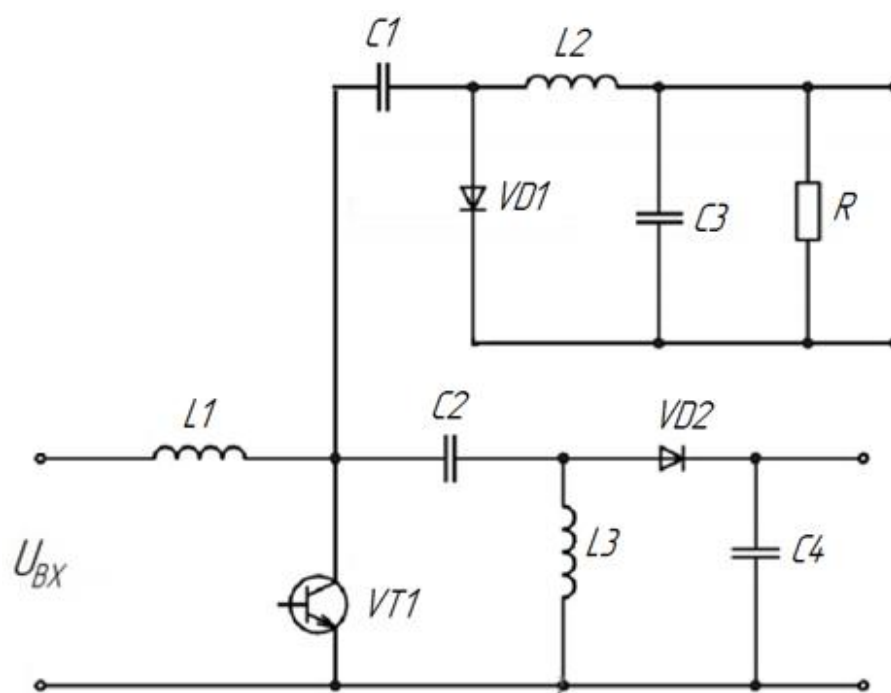


Рисунок 19 – Объединение схем Кука и SEPIC

Исходя из рисунков 17 и 18, видно, что входная часть (дроссель L1, транзистор VT1, конденсатор C1) преобразователей Кука и SEPIC одинакова. Следовательно, при совмещении данных схем, можно получить двухполярное напряжение на выходе, так как на выходе преобразователя Кука напряжение инвертировано относительно входа, а на выходе преобразователя SEPIC входа не инвертировано. К тому же напряжение на выходе может быть, как выше входного, так и ниже, что несомненно является достоинством данной схемы [18].

1.2.2 Трансформаторные схемы

Далее были рассмотрены схемы трансформаторных импульсных источников питания. В данных схемах вместо дросселя используется высокочастотный трансформатор. Данный трансформатор отличается сетевого тем, что при высоких частотах он имеет меньшие габариты сердечника.

1.2.2.1 Обратногоходовой преобразователь

Обратногоходовой преобразователь показан на рисунке 20.

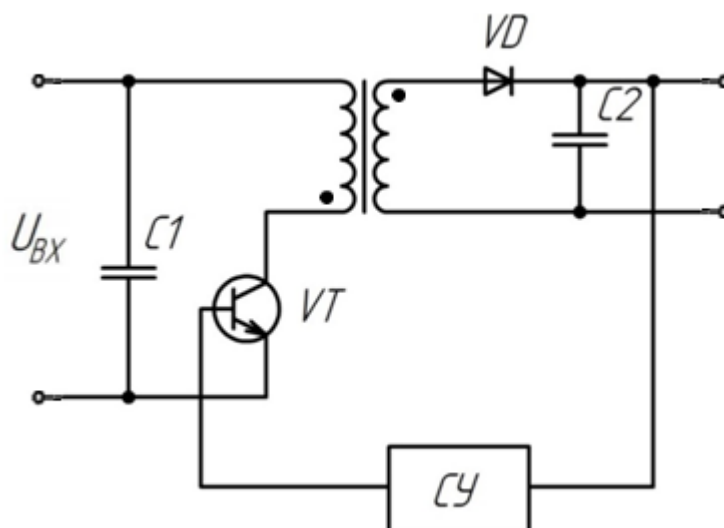


Рисунок 20 – Обратногоходовой преобразователь

На рисунке 20 транзистор VT выполняет функцию ключа и когда он открыт, энергия запасается в первичной обмотке трансформатора, диод VD закрыт, конденсатор C2 поддерживает выходное напряжение на нагрузке.

После того, как ключ стал закрыт, энергия поступает в нагрузку и емкостной элемент $C2$ через вторичную обмотку трансформатора, диод VD . Данная схема достаточно проста, поэтому она широко применяется в самых различных устройствах [19].

1.2.2.2 Двухтактный преобразователь с выводом средней точки первичной обмотки

Схема двухтактного преобразователя показана на рисунке 21.

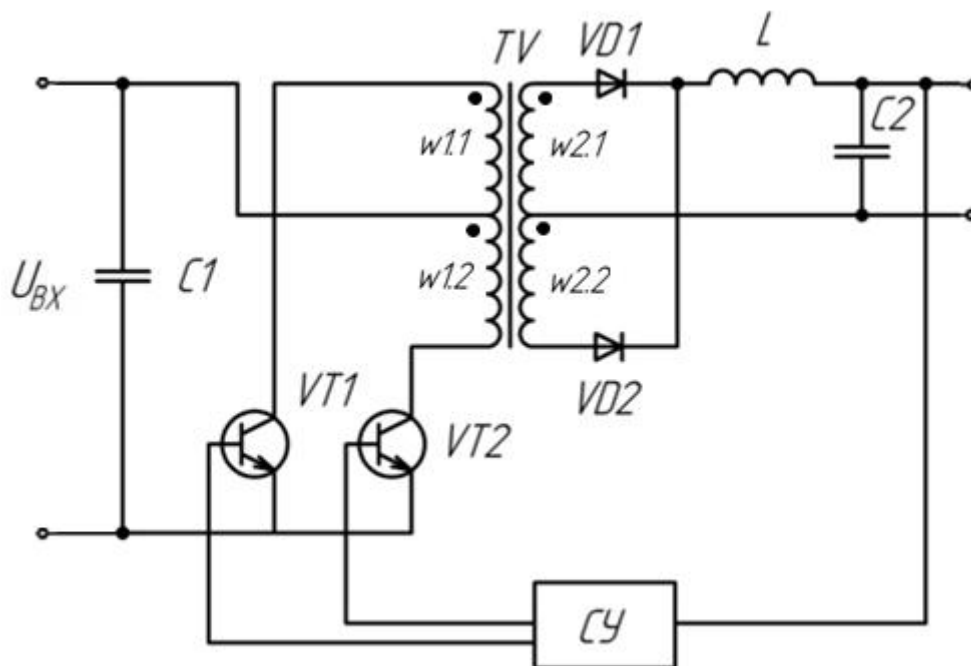


Рисунок 21 – Двухтактный преобразователь

Данный преобразователь можно отнести к прямоходовым преобразователям. В период времени, когда транзистор $VT1$ находится в открытом состоянии, ток пойдет по цепи: $U_{вх}$ – первичная обмотка $w1.1$ трансформатора TV – транзистор $VT1$ – $U_{вх}$. Магнитное поле в трансформаторе TV растет. В данном случае полярность на вторичной обмотке такова, что диод $VD2$ смещен в прямом направлении, а диод $VD1$ – в обратном. $VD2$ открыт, ток пойдет по цепи: вторичная обмотка TV – диод $VD2$ – дроссель L – конденсатор $C2$ – вторичная обмотка TV . Конденсатор $C2$ заряжается. Индуктивный элемент L и емкостной $C2$ входят в состав фильтра, который подавляет помехи преобразователя. Через какое время транзистор $VT1$

закрывается и магнитное поле в TV уменьшается. Потом будет пауза, которая зависит от скважности широтно-импульсной модуляции. Далее открывается транзистор TV2, ток пойдет по цепи: $U_{вх}$ – первичная обмотка $w1.2$ трансформатора TV – транзистор VT2 – $U_{вх}$. Магнитное поле в сердечнике увеличивается в обратном направлении. В этом случае полярность на вторичной обмотке такова, что диод VD1 смещен в прямом направлении, а диод VD2 – в обратном. Диод VD1 открыт, ток пойдет по цепи: вторичная обмотка TV – диод VD1 – дроссель L – конденсатор C2 – вторичная обмотка TV. Через какое время транзистор VT2 закрывается и цикл начинается заново.

Плюсом данной схемы является его простота. Также схема позволяет наращивать мощность [20].

1.2.2.3 Полумостовой преобразователь

Схема полумостового преобразователя показана на рисунке 22.

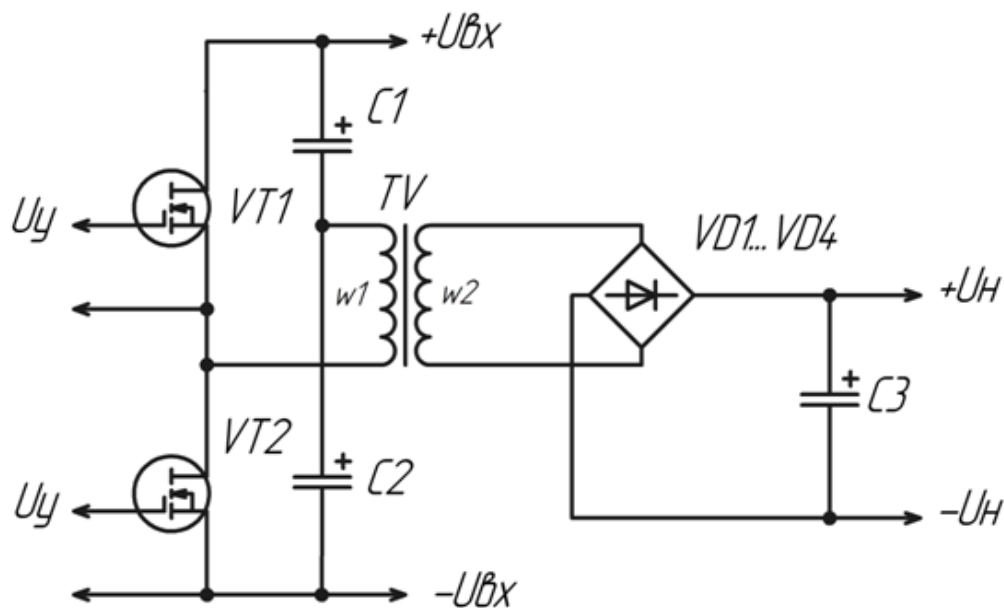


Рисунок 22 –Полумостовой преобразователь

В период времени, когда транзисторы VT1 и VT2 находятся в закрытом состоянии, напряжение в узле между конденсаторами C1 и C2 равняется половине $U_{вх}$. C1 и C2 равны. Когда транзистор VT2 открывается, ток пойдет по цепи: источник $+U_{вх}$ – конденсатор C1 – первичная обмотка трансформатора $w1$ – ключ VT2 – источник $-U_{вх}$. На обмотке $w2$ появится

напряжение, оно выпрямится и сгладится на счет диодного моста VD1...VD4 и C3-фильтра. Далее ключ VT2 закрывается и открывается ключ VT1. Ток пойдет по цепи: $+U_{вх}$ – ключ VT1 – первичная обмотка трансформатора $w1$ – конденсатор C2 – источник $-U_{вх}$. На обмотке $w2$ появится напряжение, обратной полярности по сравнению с предыдущим случаем. Оно выпрямится и сгладится на счет диодного моста VD1...VD4 и C3-фильтра. Напряжение на конденсаторе C3 приложено к нагрузке.

Достоинством данной схемы является низкое обратное напряжение, приложенное к обоим ключевым элементам, когда они находятся в состоянии отсечки. Это значение равно напряжению питания преобразователя. Можно использовать данные преобразователи при высоком $U_{вх}$. Данные схемы можно включать без нагрузки. В данном случае компоненты выйти из строя не должны.

Минусом данной схемы является наличие конденсаторов C1 и C2 в делителе напряжения, разрушение компонентов импульсного источника питания, если он перегружен по току нагрузки при отсутствии системы защиты. У данной схемы меньший КПД, чем в мостовом преобразователе [21].

1.2.2.4 Мостовой преобразователь

Мостовой преобразователь показан на рисунке 23.

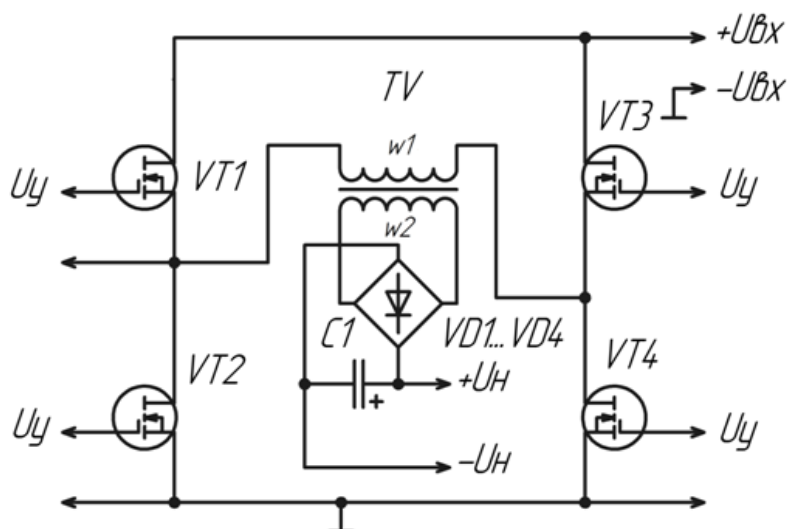


Рисунок 23 – Мостовой преобразователь

В начальный момент времени, транзисторы VT2 и VT3 открыты, ток пойдет по цепи: источник $+U_{вх}$ – ключ VT3 – первичная обмотка трансформатора $w1$ – ключ VT2 – источник $-U_{вх}$. На обмотке $w2$ появится напряжение, оно выпрямится и сгладится на счет диодного моста VD1...VD4 и С3-фильтра. Данное напряжение приложено к нагрузке. Ключи VT1и VT4 находятся в закрытом состоянии. Далее ключи VT2 и VT3 закрываются, а VT1 и VT4 открываются. Ток пойдет по цепи: источник $+U_{вх}$ – ключ VT1 – первичная обмотка трансформатора $w1$ – ключ VT4 – источник $-U_{вх}$. На обмотке $w2$ появится напряжение, обратной полярности по сравнению с предыдущим случаем. Оно выпрямится и сгладится на счет диодного моста VD1...VD4 и С3-фильтра. Напряжение на конденсаторе С3 приложено к нагрузке. За счет того, что ток в нагрузку поступает в обоих состояниях схемы, период пульсаций напряжения на емкостном элементе С3 будет в два раза меньше, что повлияет на емкость С-фильтра. Она станет меньше.

Плюсами данной схемы является высокой КПД, способность отдавать в нагрузку мощность до 10...100 кВт, и способность функционирования и такой мощности в нагрузке [22].

1.2.2.5 Ждущий одноконтный блокинг-генератор

Схема ждущего одноконтного блокинг-генератора показана на рисунке 24.

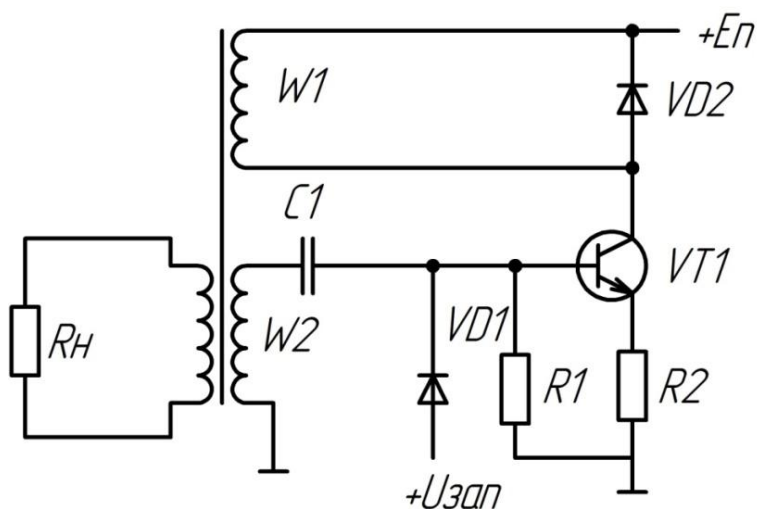


Рисунок 24 – Одноконтный блокинг-генератор

В начальный момент времени ключ VT1 закрыт, емкостной элемент C1 разряжен. Далее транзистор VT1 открывает, при подаче на его базу сигнала $U_{зап}$. Ключ VT1 подключает обмотку W1 к $+U_{п}$, напряжение на W2 поддерживает ключ TV1 в открытом состоянии, до тех пор, пока напряжение на C1 не скомпенсирует напряжение обмотки W2.

Когда ключ закрылся нужно время, чтобы восстановить исходное состояние схемы. R1 нужен для обеспечения надежного запирающего ключа. Также он входит в цепь разряда конденсатора C1. R2 повышает сопротивление на входе транзистора [23].

1.2.2.7 Трансформаторный вариант базового ИППН-1

Одним из таких вариантов является модификация ИППН-1. В схему добавляется импульсный трансформатор (рисунок 25), который решает несколько проблем, а именно: появляется гальваническая развязка, напряжение на третьей вторичной обмотке за счет трансформаторной связи, которая подключена к нагрузке, может быть выше, чем входное напряжение. Из-за этого на выходе напряжение может быть больше, чем входное [24].

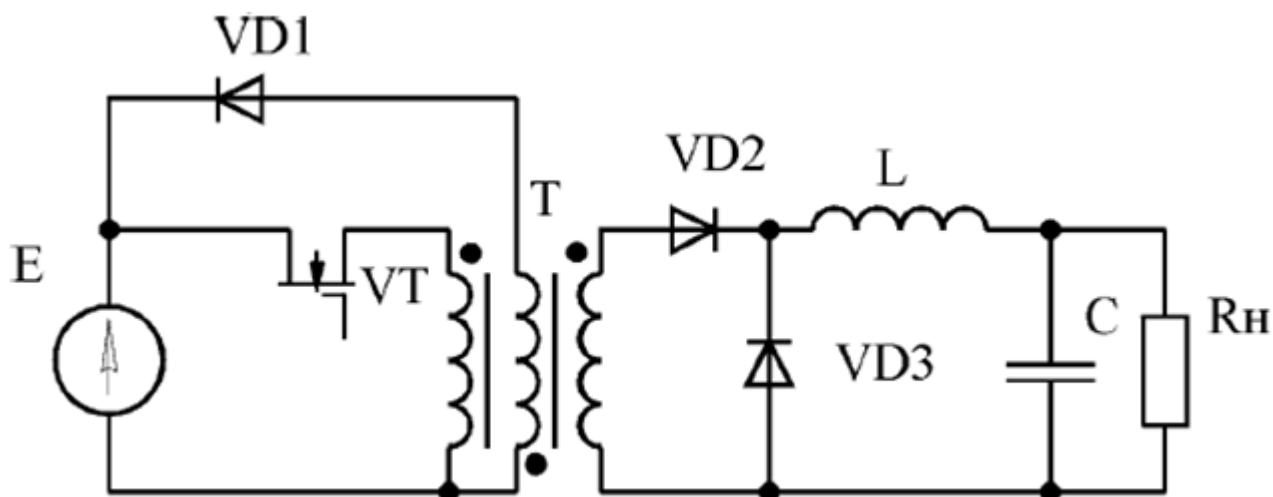


Рисунок 25 – Трансформаторная модификация ИППН-1 рода

Дополняя вышесказанное, нужно отметить, что цепь с $VD1$ осуществляет сбрасывание в источник накопленной энергии в магнитопроводе. Это является плюсом данной схемы, так как в основном для рассеивания данной энергии

ставится цепь диода и стабилитрона (рисунок 26). Из-за этого возникают потери, следовательно, понижается КПД [25].

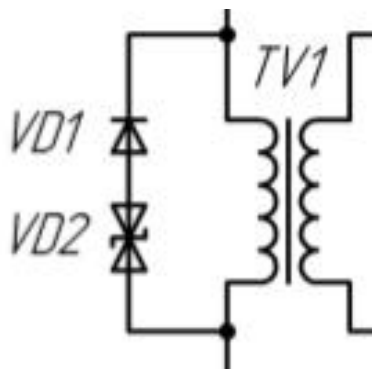


Рисунок 26 – Цепочка VD1 и VD2 для форсированного уменьшения магнитного потока

2 Анализ элементной базы и схемотехнические решения по улучшению характеристик импульсного блока

Рассмотрев варианты схем всех блоков импульсного источника питания, для исследования были выбраны диодный мост с С-фильтром, как самые распространённые схемотехнические решения. В качестве инвертора были выбраны ИППН-1 и ИППН-2. Главными элементами инвертора в импульсном источнике питания являются полупроводниковый ключ и диоды. Поэтому исследовать элементную базу на всех схемах инверторах не имеет смысла.

2.1 Варианты схемотехнических решений поочередного разряда конденсаторов в С-фильтре

Почти всегда сглаживающий фильтр является габаритной частью входного блока. Это связано с тем, что в большинстве импульсных источников питания используется стандартный С-фильтр (рисунок 27) работающий на частоте сети 50Гц. Поэтому для качественного сглаживания с наименьшей амплитудой пульсации, требуется конденсатор достаточно большой емкости, что непосредственно влияет на габариты блока.

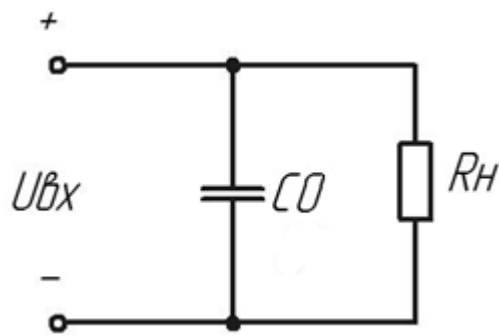


Рисунок 27 –С-фильтр

Было разработано схмотехническое решение, которое позволяет уменьшить размер фильтра, без ухудшения его параметров.

Данное решение показано на рисунке 28.

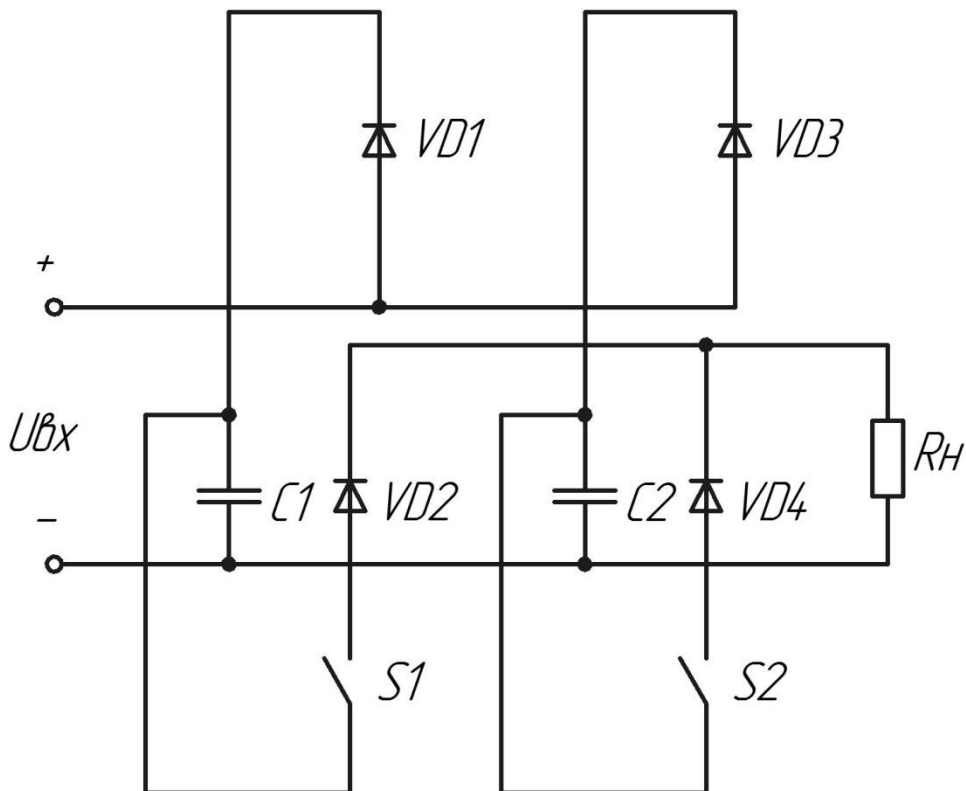


Рисунок 28 – Схема поочередного разряда конденсатора

Фильтрующий конденсатор C_0 (рисунок 27) делится на два конденсатора C_1 и C_2 (рисунок 28) с номиналами равными половине от значения одного конденсатора. Можно использовать и большее число конденсаторов, тогда номинал каждого конденсатора будет равен отношению C_0 на количество конденсаторов.

У каждого конденсатора есть своя цепь заряда и цепь разряда. Цепи заряда обеспечивают одновременный заряд конденсаторов при положительной

полувольте напряжения после диодного моста. Цепи разряда позволяют последовательно разряжать конденсаторы в нагрузку R_H . Другими словами, сначала разряжается конденсатор C_1 , а потом конденсатор C_2 .

Далее в качестве исследовательской работы было рассмотрено три случая работы диодного моста с С-фильтром:

1. Стандартная работа С-фильтра (рисунок 29)

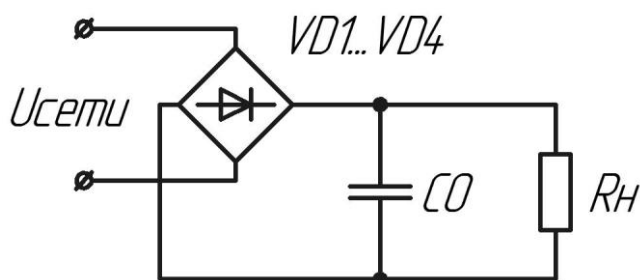


Рисунок 29 – Стандартный вид диодного моста и С-фильтра

2. Поочередный разряд конденсаторов фильтра без задержки разряда первого конденсатора C_s . Данный конденсатор работает в стандартном режиме, а в последующих конденсаторах будут активно работать цепи заряда и разряда (рисунок 30).

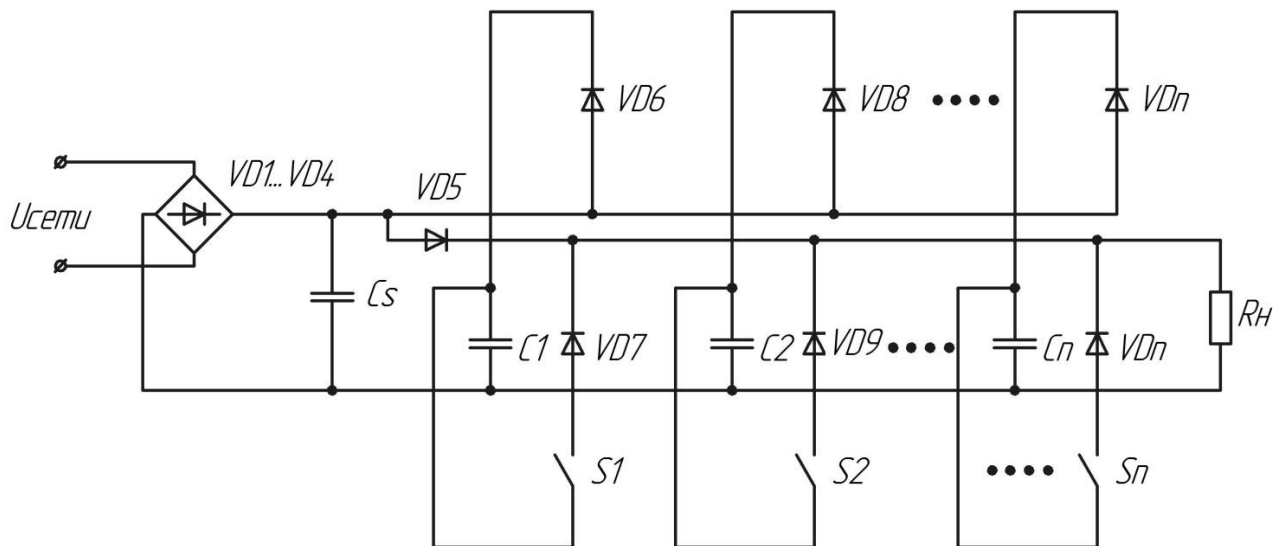


Рисунок 30 – Схема поочередного разряда конденсаторов С-фильтра без задержки по времени разряда первого конденсатора C_s

3. Поочередный разряд конденсаторов фильтра с задержкой разряда конденсатора C_1 по времени. В схеме нет конденсатора, который работает в стандартной режиме (рисунок 31).

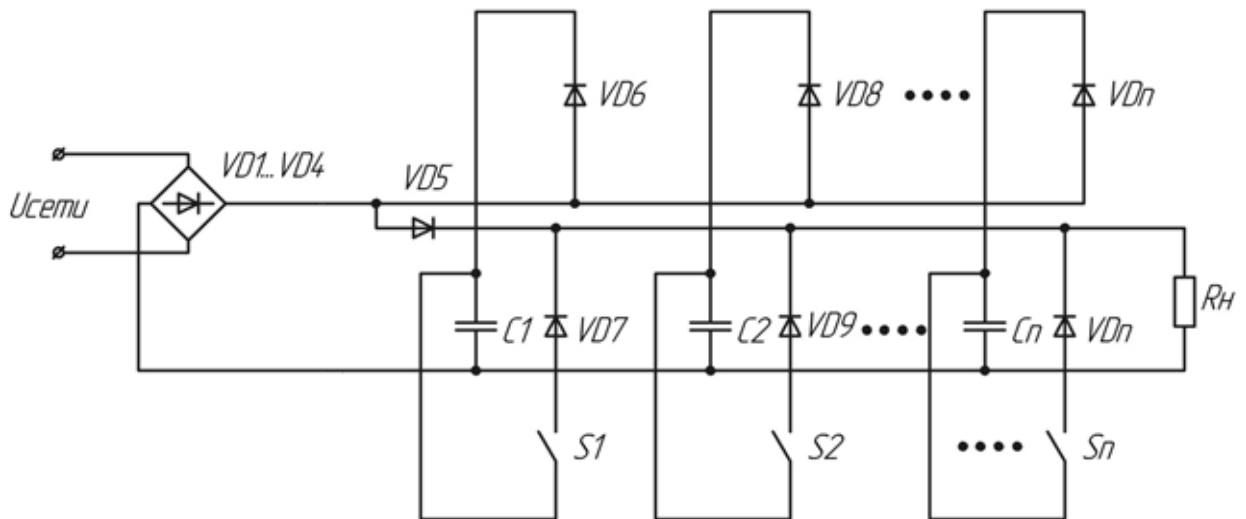


Рисунок 31 – Схема поочередного разряда конденсаторов фильтра с задержкой разряда конденсатора С1 по времени

Общая емкость для всех трех случаев сохраняется. Она равняется 6 мкФ. Осциллограммы будут сниматься при трех разных сопротивлениях нагрузок: $R_n = 500 \text{ Ом}$, $R_n = 100 \text{ Ом}$, $R_n = 1000 \text{ Ом}$. Это нужно для того, чтобы понять, как влияет нагрузка на работу фильтров. Подробнее рассмотрим каждый случай работы фильтр.

2.1.1 Стандартная работа С-фильтра.

На рисунке 32 показана схема стандартного С-фильтра смоделированного в программном обеспечении Micro-cap 9. Емкость конденсатора ($C_0 = 6 \text{ мкФ}$) подбиралась таким образом, чтобы пульсации на выходе были как можно больше. Это нужно было для того, чтобы лучше видеть разницу всех случаев работы фильтров. Сопротивление нагрузки $R_n = 500 \text{ Ом}$. Источник V_s имитирует сеть 220В.

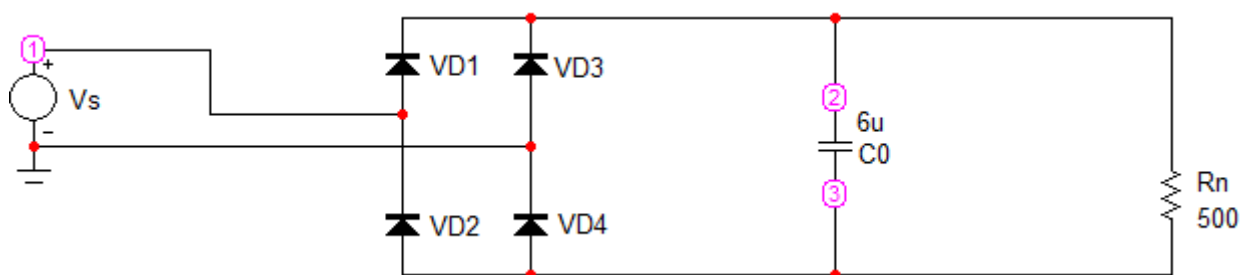


Рисунок 32 –Стандартная схема С-фильтра в Micro-cap

На рисунке 33 приведена осциллограмма выходного напряжения стандартной работы С-фильтра с одним фильтрующим конденсатором.

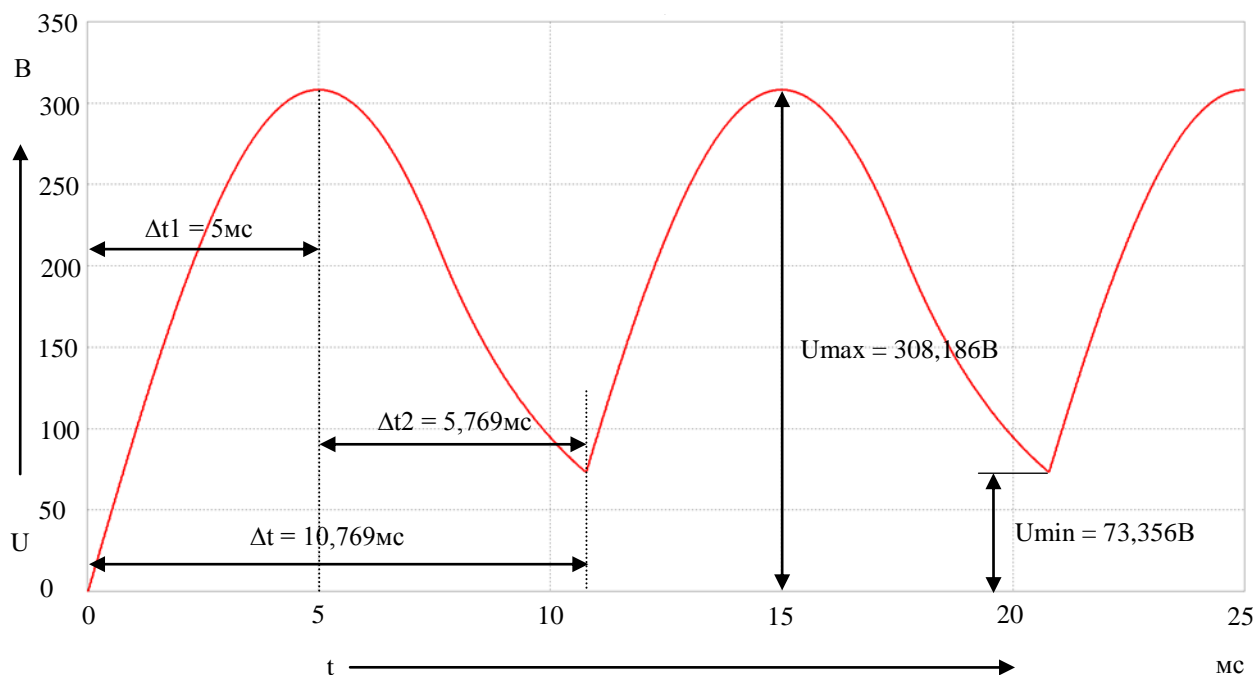


Рисунок 33 – Осциллограмма выходного напряжения стандартного С-фильтра при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Далее была снята аналогичные характеристики, только при сопротивлениях нагрузки $R_n = 100 \text{ Ом}$ и $R_n = 1000 \text{ Ом}$.

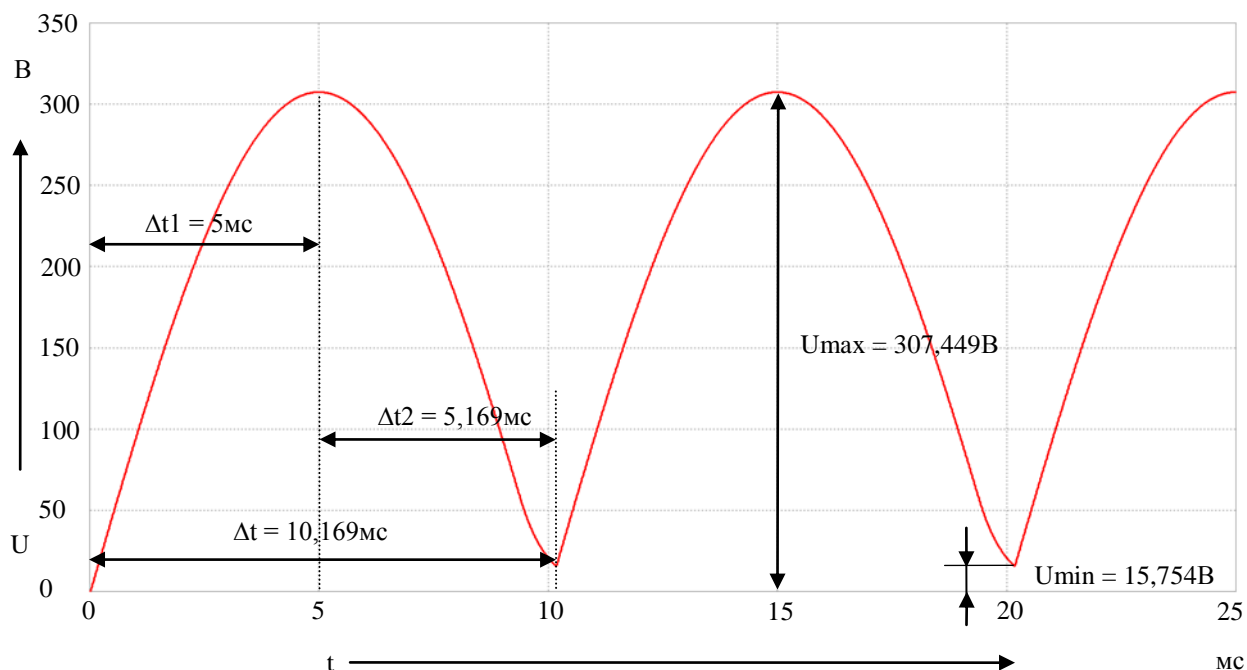


Рисунок 34 – Осциллограмма выходного напряжения стандартного С-фильтра при $R_n = 100 \text{ Ом}$

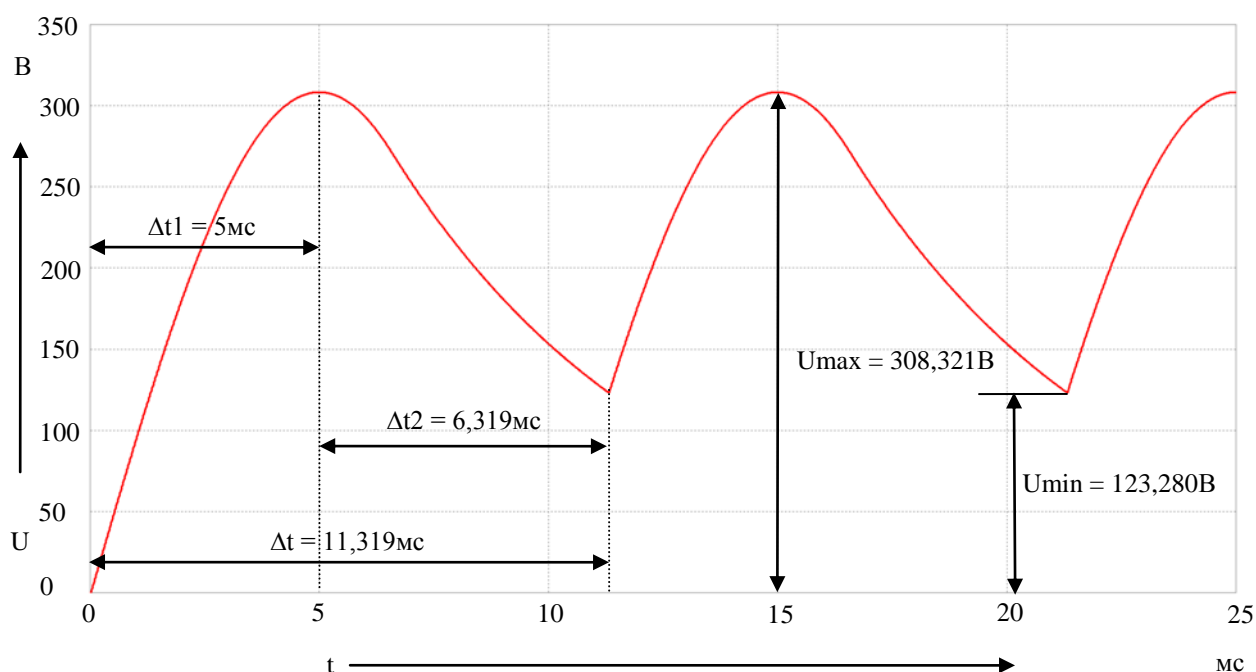


Рисунок 35 – Осциллограмма выходного напряжения стандартного С-фильтра при $R_n = 1000 \text{ Ом}$

Результат исследования приведены в таблице 1.

Таблица 1 – Результат исследования стандартной работы С-фильтра

	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 100 \text{ Ом}$	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 500 \text{ Ом}$	$C_0 = 6 \text{ мкФ}$ при $R_n = 1000 \text{ Ом}$
U_{\max}	307,449 В	308,186 В	308,321 В
U_{\min}	15,754 В	73,356 В	123,280 В
ΔU	291,695 В	234,83 В	185,041 В
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	5,169 мс	5,769 мс	6,319 мс
Δt	10,169 мс	10,769 мс	11,319 мс

Максимальный порог пульсирующего напряжения U_{\max} при всех сопротивлениях нагрузки практически одинаков. Минимальный порог пульсирующего напряжения U_{\min} существенно изменяется при изменении R_n . Чем больше сопротивление нагрузки R_n , тем медленнее разряжается конденсатор C_0 в цепи, следовательно, конденсатор начинает проявлять свои сглаживающие свойства раньше, что непосредственно влияет на параметр

U_{mix} . Амплитуда пульсаций ΔU равняется разности максимального и минимального порогов напряжения, следовательно, ΔU с уменьшением тока нагрузки, уменьшается. Конденсатор C_0 заряжается за время $\Delta t_1 = 5$ мс, при любой нагрузке. Время Δt_2 напрямую зависит от R_n , так как это время разряда конденсатора C_0 . Чем лучше проявляются сглаживающие свойства фильтра, тем дольше будет разряжаться конденсатор C_0 . Исходя из изменения времени Δt_2 , общее время цикла Δt также будет увеличиваться с уменьшением тока нагрузки.

2.1.2 Поочередный разряд конденсаторов C_s и C_1 без задержки разряда конденсатор C_s

Следующим этапом промоделируем схему (рисунок 36) поочередного разряда конденсаторов со стандартной работой конденсатора C_s . Конденсатор C_1 имеет цепь заряда (узел 2 – диод VD_6 – узел 4) и цепь разряда (узел 4 – ключ S_1 – диод VD_7 – нагрузка R_n – узел 3). Конденсатор C_s имеет только цепь разряда (Узел 2 – диод VD_5 – R_n – узел 3). Емкость конденсаторов равна $3\mu\text{Ф}$.

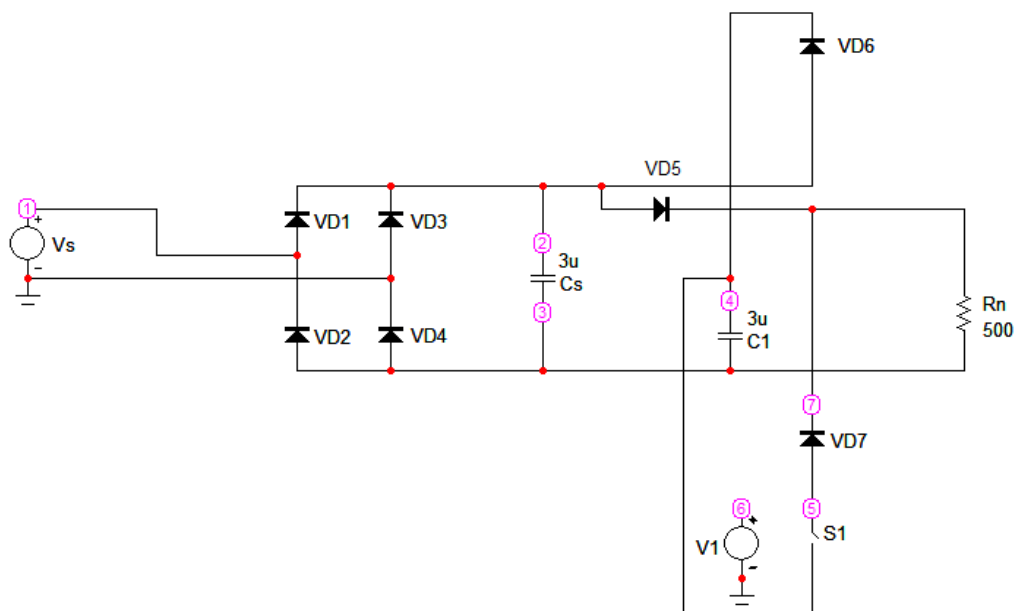


Рисунок 36 – Схема поочередного разряда конденсаторов C_s и C_1 без задержки разряда конденсатора C_s

На рисунке 37 показана осциллограмма напряжения на резисторе $R_n = 500$ Ом при поочередно разряжающихся конденсаторах C_s и C_1 .

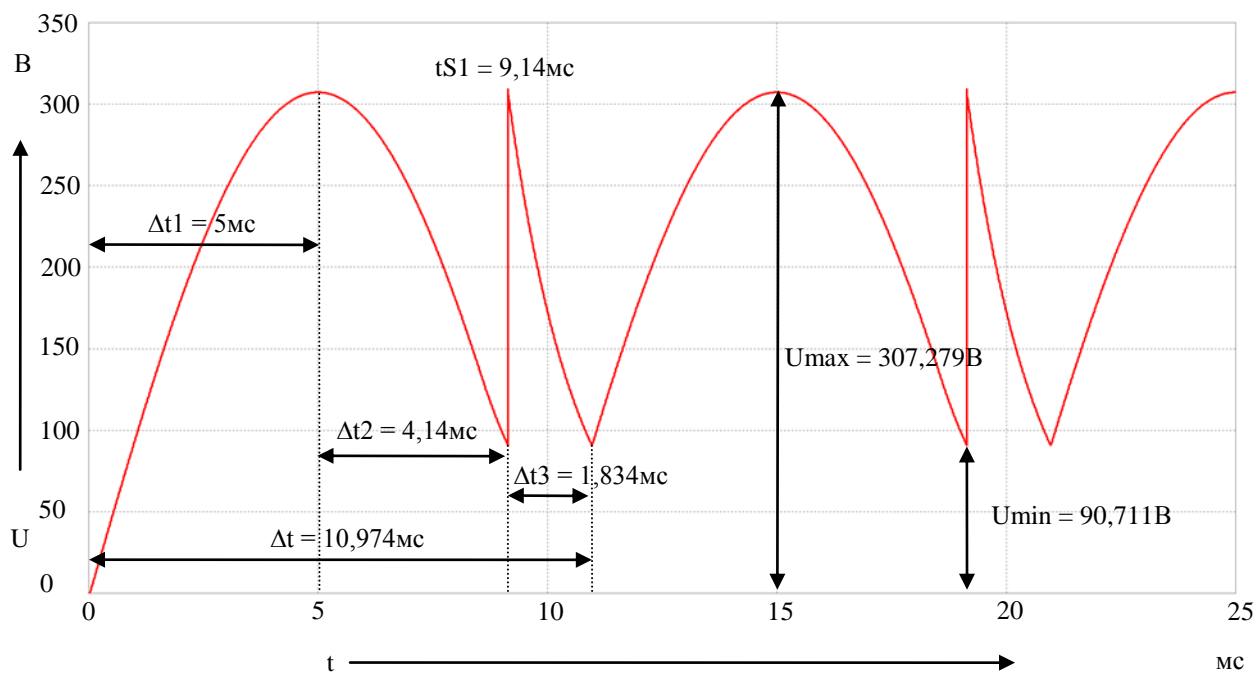


Рисунок 37 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов C_s и C_1 со стандартной работой конденсатора C_s при $R_H = 500 \text{ Ом}$

На рисунке 38 показано напряжение на конденсаторах C_s и C_1 в данном режиме работы.

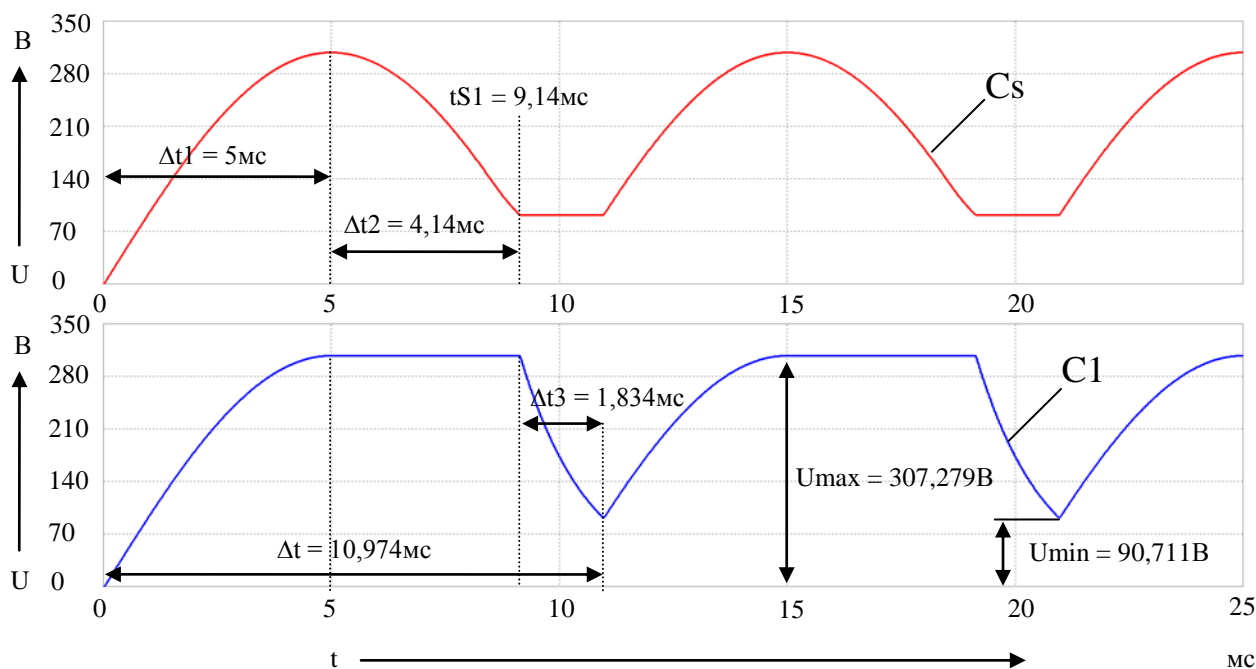


Рисунок 38 – Напряжения на конденсаторах C_s и C_1 в поочередном разряде без задержки разряда конденсатора C_s при $R_H = 500 \text{ Ом}$

Система управления ключа $S1$ была настроена так, чтобы минимальный уровень напряжения был одинаков после разряда каждого конденсатора. Минимальное напряжение U_{\min} в данном способе равняется $90,711\text{В}$.

Видно, что оба конденсатора заряжаются $\Delta t1 = 5\text{мс}$, пока напряжение после диодного моста не достигнет своего амплитудного значения. В период времени $\Delta t2$ разряжается в нагрузку только C_s . Конденсатор $C1$ остается заряженным, так как ключ $S1$ разомкнут, а диод $VD6$ не позволяет $C1$ разряжаться обратно в цепь. Через $\Delta t2 = 4,14\text{мс}$, в момент времени $tS1 = 9,14\text{мс}$, замыкается ключ $S1$ и конденсатор $C1$ начинается разряжаться в нагрузку R_n . Диод $VD5$ не позволяет $C1$ разряжаться в C_s . Конденсатор $C1$ разряжается по времени $\Delta t3 = 1,834\text{мс}$. Конденсатор C_s в это время не может разряжаться через свою цепь разряда, так как напряжение на катоде диода $VD5$ будет больше, чем осталось в C_s , следовательно, $VD5$ будет закрыт. В момент окончания периода времени $\Delta t3$, снова начинается заряд обоих конденсатор. Общее время работы одного цикла равняется $\Delta t = 10,974\text{мс}$.

В данном методе работы, важно, что время ключ $S1$ включался в момент времени, когда минимальные уровни напряжения обоих конденсаторов были одинаковы. Это позволит получить максимальный уровень минимального напряжения, что положительно скажется на амплитуду пульсации сглаженного напряжения ΔU , так как данным параметр будет меньше.

Исходя из вышесказанного, были сняты зависимости минимальных уровней напряжения после каждого разряда конденсатора от времени включения ключа в цепи разряда конденсатора $C1$. Характеристика показана на рисунке 39. Время включения ключа $tS1$ изменялось от 6мс до 10мс . Когда нижние уровни напряжения соприкоснутся, это будет означать, что именно в этот момент времени данные уровни напряжения находятся на одном уровне, следовательно, минимальный уровень напряжения будет выше. Данный уровень равняется $90,711\text{В}$ при времени включения ключа $tS1$ равной $9,14\text{В}$, что и подтверждается графиком на рисунке 39. Эксперимент проводился при $R_n = 500\text{ Ом}$.

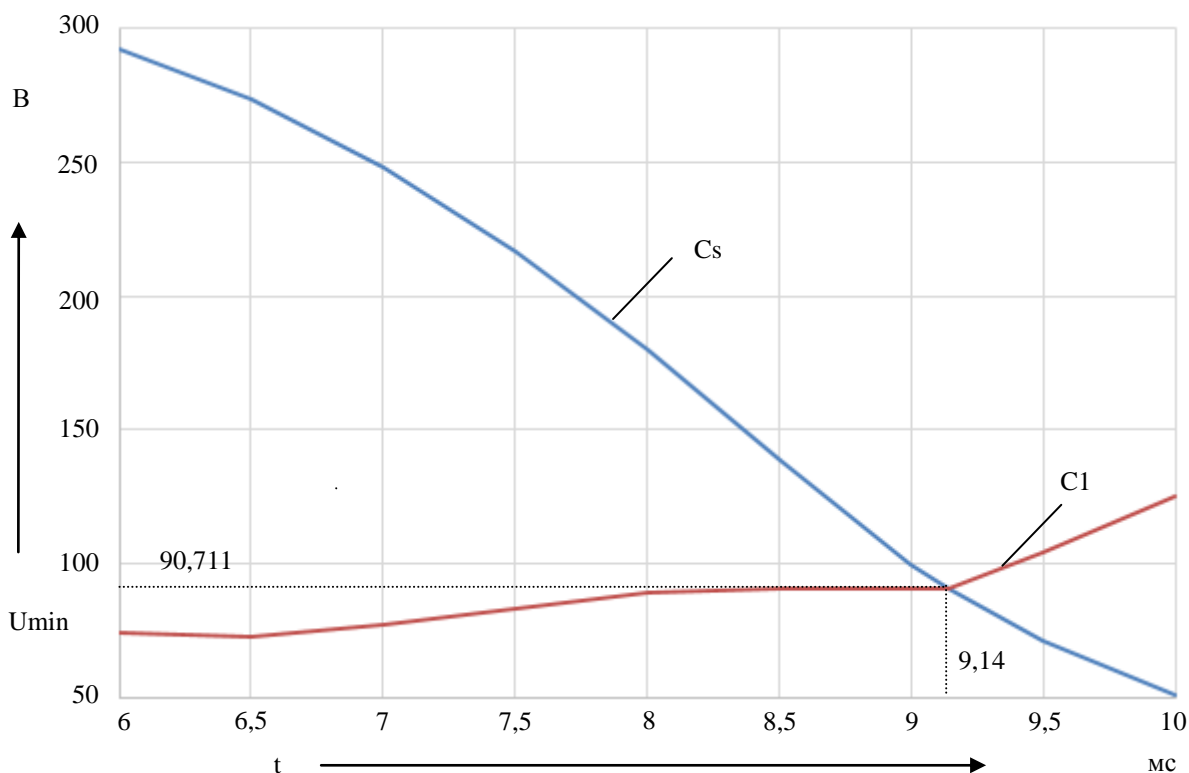


Рисунок 39 – Зависимости минимальных уровней напряжения после разряда конденсаторов от времени включения ключа в цепи разряда C1

Далее показаны осциллограммы выходного напряжения при $R_n = 100 \text{ Ом}$ и $R_n = 1000 \text{ Ом}$. Результаты показаны на рисунках 40 и 41 соответственно.

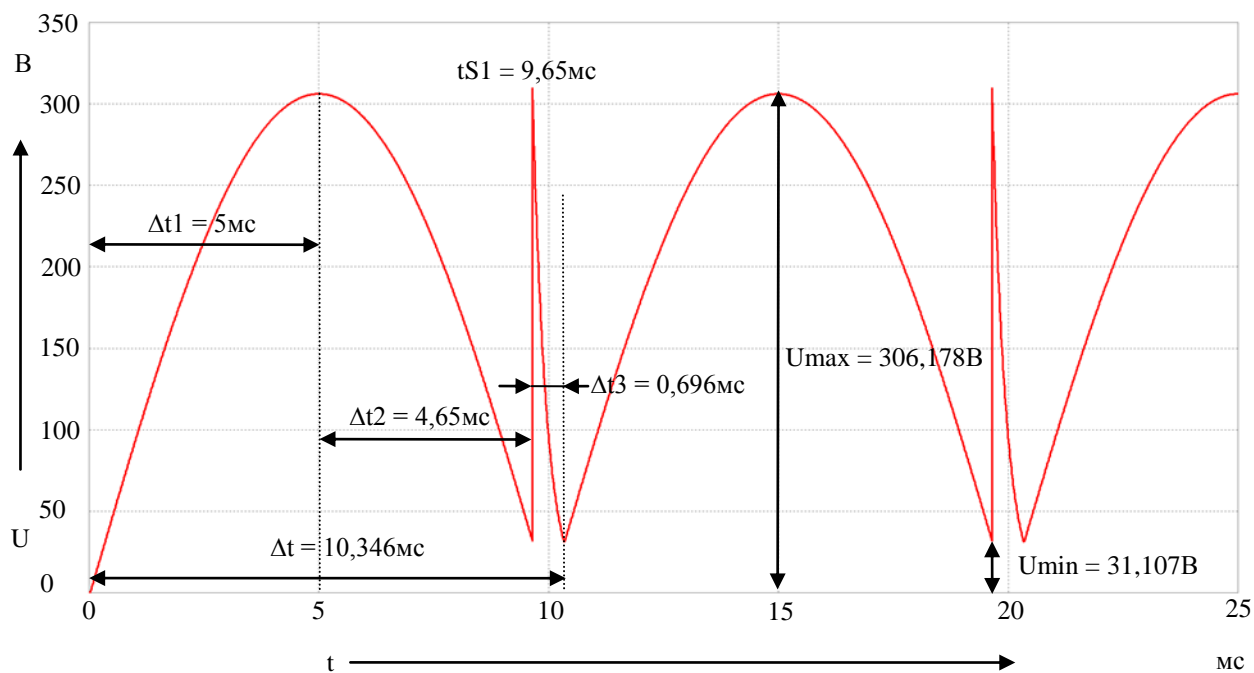


Рисунок 40 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов Cs и C1 без задержки разряда конденсатора Cs при $R_n = 100 \text{ Ом}$

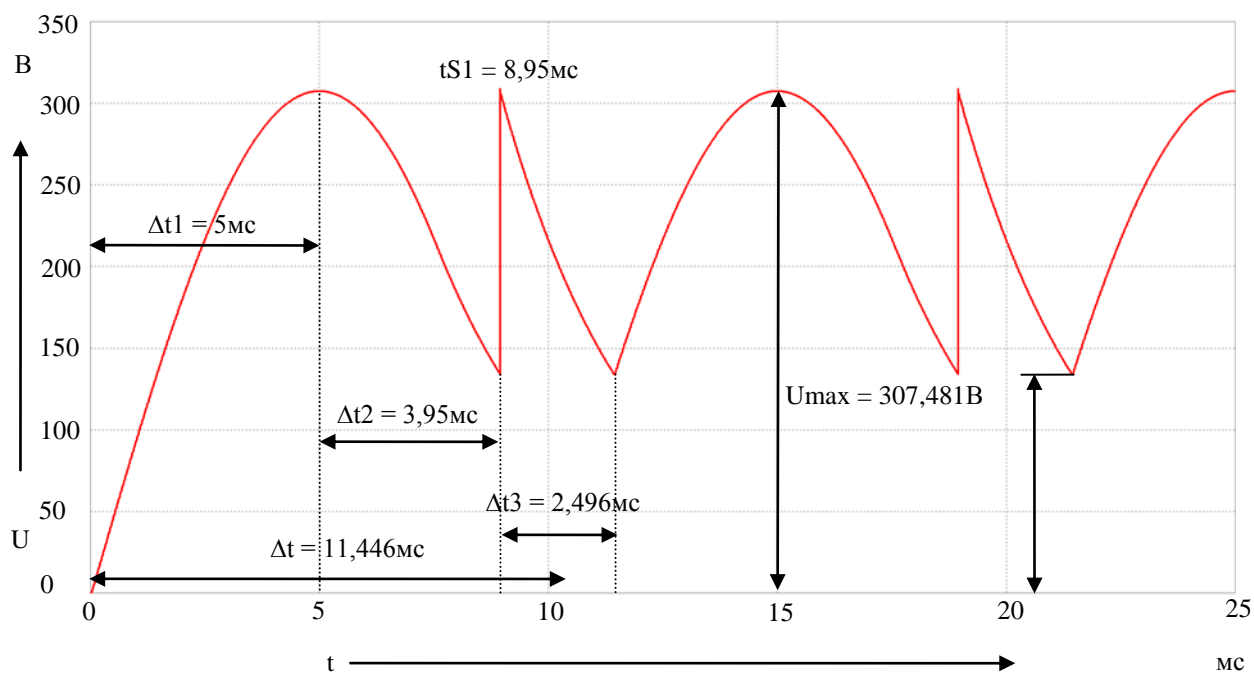


Рисунок 41 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов C_s и C_1 без задержки разряда конденсатора C_s при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результаты исследования поочередных разрядов конденсаторов C_s и C_1 фильтра при стандартной работе первого конденсатора C_s приведены в таблице 2.

Таблица 2 – Результат исследования поочередных разрядов конденсаторов C_s и C_1 фильтра при стандартной работе первого конденсатора C_s

	$C_s = C_1 = 3 \text{ мкф}$ при $R_H = 100 \text{ Ом}$	$C_s = C_1 = 3 \text{ мкф}$ при $R_H = 500 \text{ Ом}$	$C_s = C_1 = 3 \text{ мкф}$ при $R_H = 1000 \text{ Ом}$
U_{\max}	306,178 В	307,279 В	307,481 В
U_{\min}	31,107 В	90,711 В	133,920 В
ΔU	275,071 В	216,568 В	173,561 В
t_{S1}	9,65 мс	9,14 мс	8,95 мс
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	4,65 мс	4,14 мс	3,95 мс
Δt_3	0,696 мс	1,834 мс	2,296 мс
Δt	10,346 мс	10,974 мс	11,446 мс

Анализируя таблицу 2, видно, что при $R_H = 100 \text{ Ом}$, конденсаторы C_s и

C1 разряжаются быстрее в нагрузку и поэтому начинают проявлять свои сглаживающие свойства значительно позже, чем при $R_n = 500 \text{ Ом}$. Минимальное напряжение равняется 31,107 В, что намного ниже, чем при большем сопротивлении нагрузки. Максимальный уровень остался почти без изменений. Время включения ключа tS1 стало 9,65 мс, следовательно, можно сделать вывод, что фильтр проявляет свои сглаживающие качества позже. При $R_n = 1000 \text{ Ом}$ ситуация зеркально противоположная. Минимальное сглаженное напряжение равняется 133,990 В, что является лучшим показателем из всех нагрузок. Время включения ключа tS1 равняется 8,95 мс. Сглаживание фильтра происходит более эффективно. Время заряда конденсаторов Δt_1 одинаковое для любой нагрузки, время Δt_2 отличается. Чем больше сопротивление нагрузки, тем, меньше диапазон Δt_2 из-за того, ключ S1 включается раньше, из-за более качественной работы фильтра. Стоит заметить, что время разряда второго конденсатора Δt_3 увеличивается с увеличением сопротивления нагрузки. Это связано с тем, что, как и в случае с конденсатором Cs, конденсатор C1 разряжается медленнее при $R_n = 1000 \text{ Ом}$, и дозарядка обоих конденсаторов следующей волной будет происходить позже, что подтверждает общее время Δt при всех нагрузках.

2.1.3 Поочередный разряд конденсаторов Cs, C1 и C2 без задержки разряда конденсатора Cs

В качестве эксперимента попробуем схему из трех последовательно разряжающихся конденсаторов с номиналами равными 2 мкФ

В схему добавляется конденсатор C2 со своей цепью заряда (узел 2 – диод VD8 – узел 8) и цепью разряда (узел 8 – ключ S2– диод VD9 – нагрузка R_n – узел 3). Сопротивление нагрузки $R_n = 500 \text{ Ом}$.

Схема показана на рисунке 41.

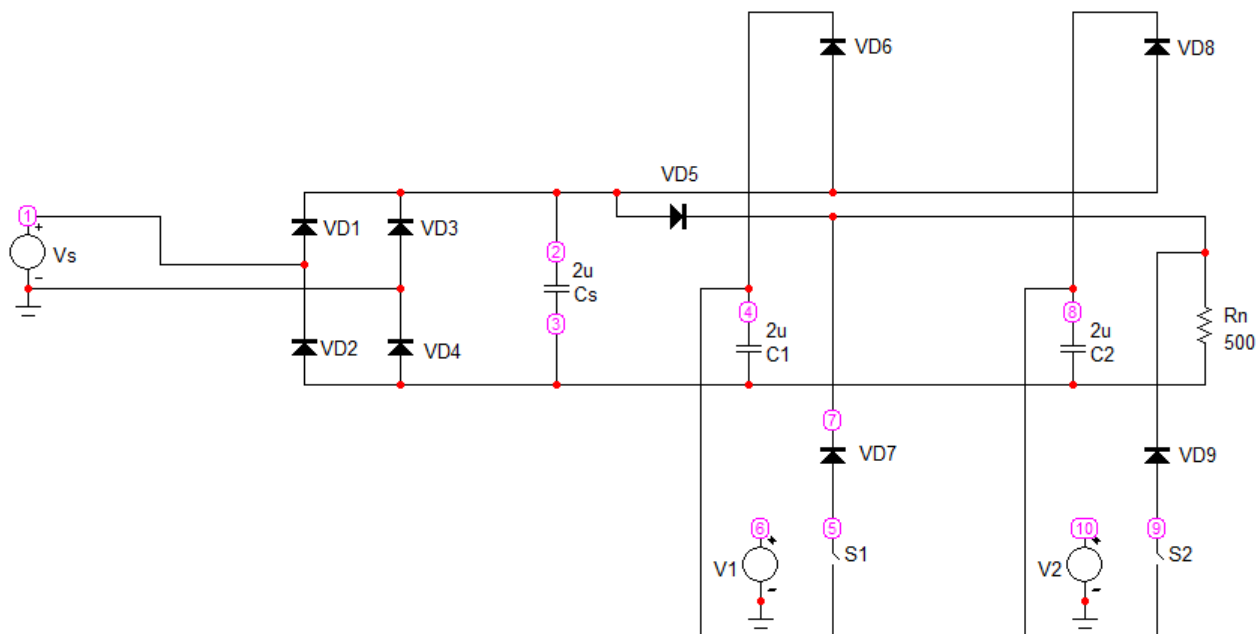


Рисунок 41–Схема поочередного разряда конденсаторов C_s , C_1 и C_2 без задержки разряда конденсатора C_s

На рисунке 42 показана осциллограмма напряжения на резисторе R_n (рисунок 41).

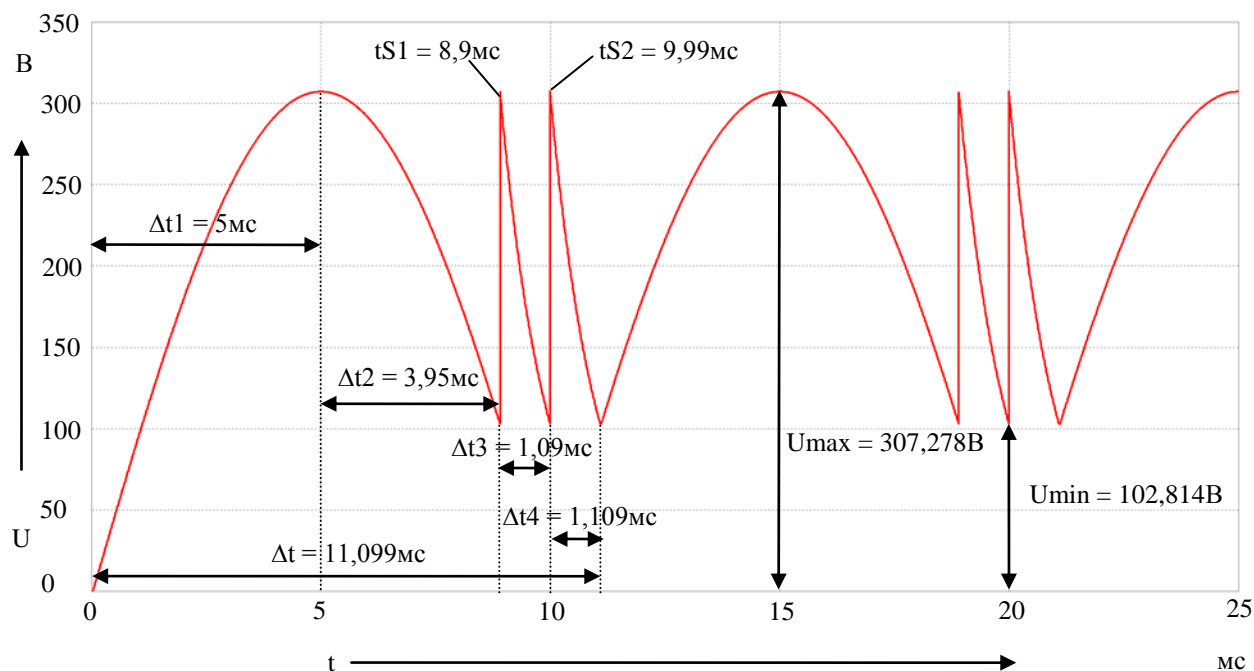


Рисунок 42 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов C_s , C_1 и C_2 без задержки разряда конденсатора C_s при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Система управления ключей S_1 и S_2 была настроена так, чтобы

минимальный уровень напряжения был одинаков после разряда каждого конденсатора. U_{min} в данном способе равняется 102,524 В.

На рисунке 43 показаны напряжения на конденсаторах C_s , C_1 и C_2 .

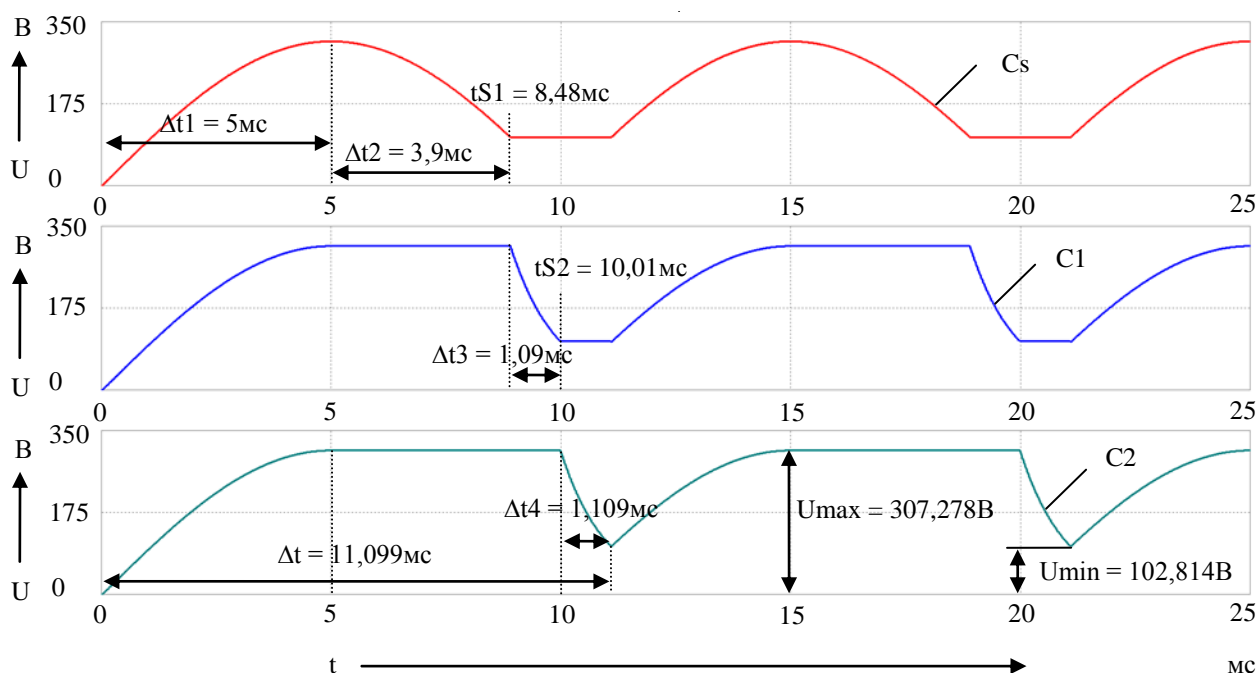


Рисунок 43 – Напряжения на конденсаторах C_s , C_1 , C_2 в поочередном разряде без задержки разряда конденсатора C_s при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Видно, что все три конденсатора заряжаются за время $\Delta t_1 = 5 \text{ мс}$, пока напряжение после диодного моста не достигнет своего амплитудного значения. В период времени Δt_2 разряжается в нагрузку только C_s . Конденсаторы C_1 и C_2 остаются заряженным, так как ключи S_1 и S_2 разомкнуты, а диоды VD_6 и VD_8 не позволяют конденсаторам C_1 и C_2 разряжаться обратно в цепь. Через $\Delta t_2 = 3,9 \text{ мс}$, в момент времени $t_{S1} = 8,9 \text{ мс}$, замыкается ключ S_1 и конденсатор C_1 начинается разряжаться в нагрузку R_n . Диод VD_5 не позволяет C_1 разряжаться в C_s . Конденсатор C_1 разряжается по времени $\Delta t_3 = 1,09 \text{ мс}$. Конденсатор C_s , в это время, не может разряжаться через свою цепь разряда, так как напряжение на катоде диода VD_5 будет больше, чем осталось в C_s , следовательно, VD_5 будет закрыт. В момент окончания периода времени Δt_3 , включается ключ S_2 . Это происходит в момент времени $t_{S2} = 9,99 \text{ мс}$. Начинает разряжаться в нагрузку конденсатор C_2 . Он разряжается в период времени равный $\Delta t_4 = 1,109 \text{ мс}$. Конденсатор C_1 перестает разряжаться через свою цепь

разряда, так как напряжение на катоде диода VD7 будет больше, чем осталось в C1, следовательно, VD7 будет закрыт. Через время Δt_4 снова начинается заряд всех трех конденсаторов. Общее время работы одного цикла равняется $\Delta t = 11,099$ мс.

В данном методе работы, как и в предыдущем, важно, что ключи S1 и S2 включались в момент времени, когда минимальные уровни напряжения всех конденсаторов были одинаковы. Это позволит получить максимальный уровень минимального напряжения, что положительно скажется на амплитуду пульсации сглаженного напряжения ΔU , так как данным параметр будет меньше.

Далее изменим сопротивление нагрузки $R_H = 100$ Ом и $R_H = 1000$ Ом, и посмотрим, как данный фактор влияет на выходное напряжение уже в данном режиме работы фильтра. Осциллограммы показаны на рисунках 44 и 45 соответственно.

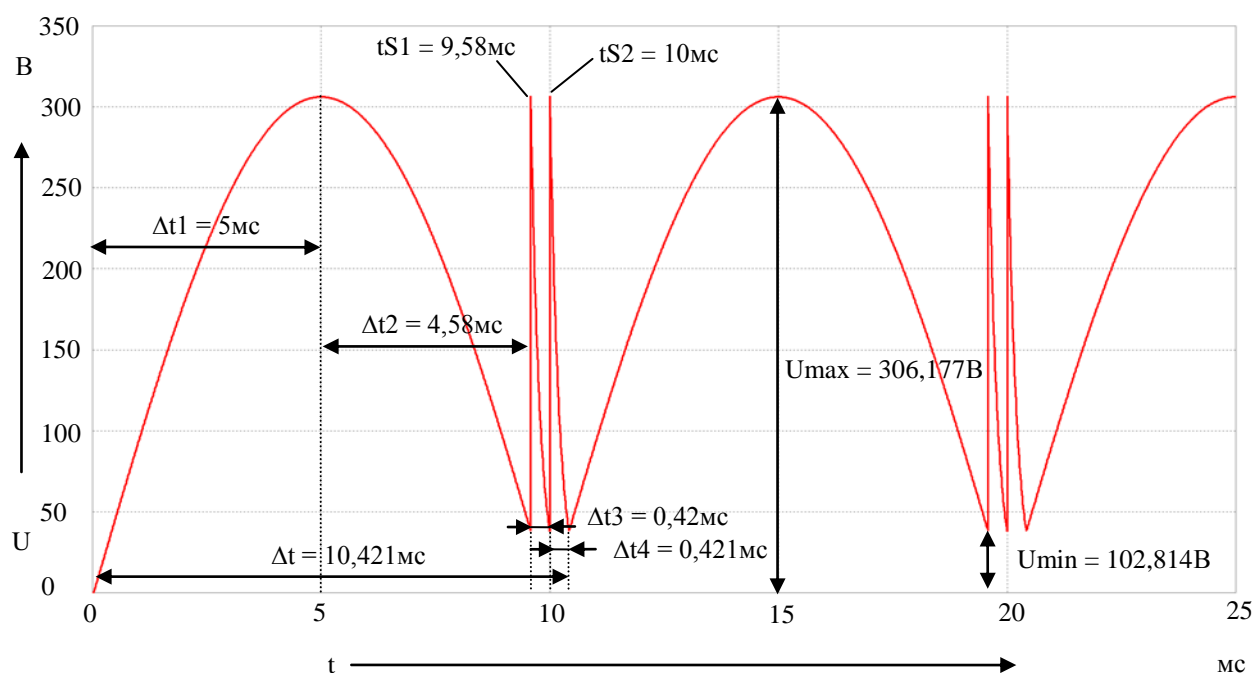


Рисунок 44 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов Cs, C1 и C2 без задержки разряда конденсатора Cs при $R_H = 100$ Ом

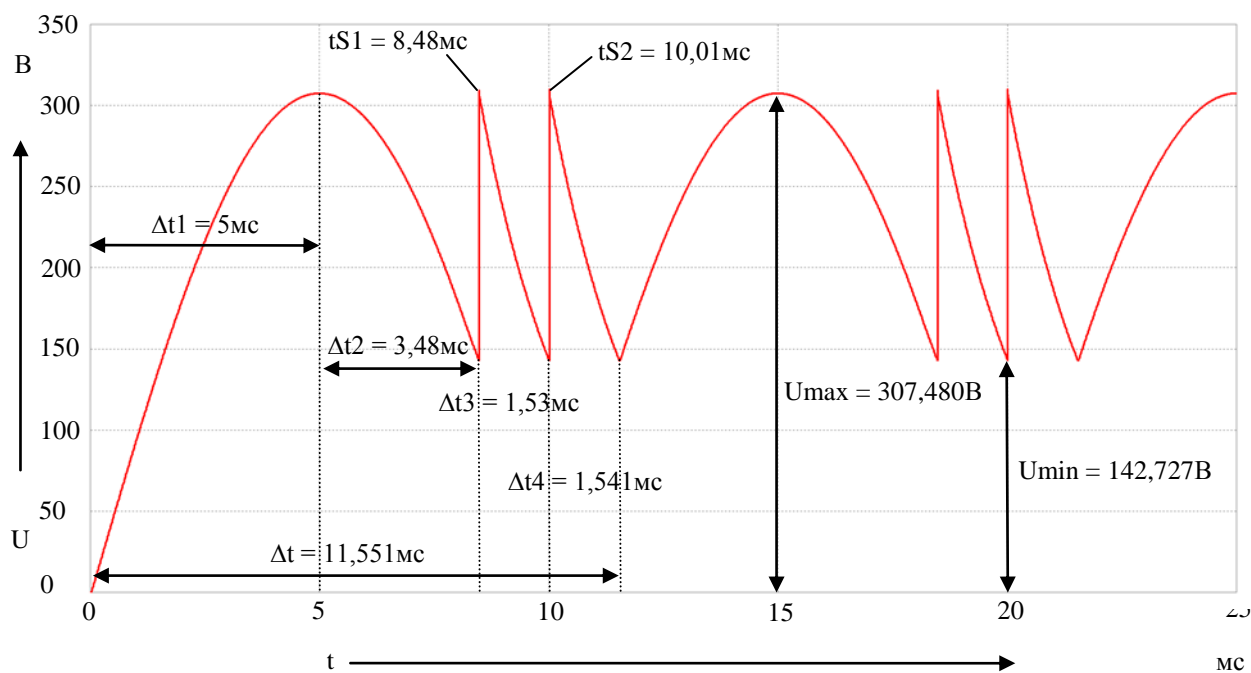


Рисунок 45– Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочерёдным разрядом конденсаторов C_s , C_1 и C_2 без задержки разряда C_s при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результаты исследования поочередных разрядов конденсаторов C_s , C_1 и C_2 при стандартной работе первого конденсатора C_s приведены в таблице 3.

Таблица 3 – Результат исследования поочередных разрядов конденсаторов C_s , C_1 и C_2 при стандартной работе первого конденсатора C_s

	$C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкф}$ при $R_H = 100 \text{ Ом}$	$C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкф}$ при $R_H = 500 \text{ Ом}$	$C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкф}$ при $R_H = 1000 \text{ Ом}$
U_{\max}	306,177 В	307,278 В	307,480 В
U_{\min}	38,023 В	102,524 В	142,727 В
ΔU	268,154 В	204,754 В	164,753 В
t_{S1}	9,58 мс	8,9 мс	8,48 мс
t_{S2}	10 мс	9,99 мс	10,01 мс
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	4,58 мс	3,9 мс	3,48 мс
Δt_3	0,42 мс	1,09 мс	1,53 мс
Δt_4	0,421	1,109 мс	1,541 мс
Δt	10,421 мс	11,099 мс	11,551 мс

Анализируя таблицу 3, видно, что при $R_n = 100 \text{ Ом}$, конденсаторы C_s , C_1 и C_2 разряжаются быстрее в нагрузку и поэтому начинают проявлять свои сглаживающие свойства значительно позже, чем при $R_n = 500 \text{ Ом}$. Минимальное напряжение равняется $38,023 \text{ В}$, что намного ниже чем при большем сопротивлении нагрузки. Максимальный уровень остался почти без изменений. Время включения ключа t_{S1} стало $9,58 \text{ мс}$, следовательно, можно сделать вывод, что фильтр проявляет свои сглаживающие качества позже. При $R_n = 1000 \text{ Ом}$ ситуация зеркально противоположная. Минимальное сглаженное напряжение равняется $142,727 \text{ В}$, что является лучшим показателем из всех нагрузок. Время включения ключа t_{S1} равняется $8,48 \text{ мс}$. Сглаживание фильтра происходит более эффективно. Как показывается исследование время включения конденсатора C_2 практически не меняется, разница составляет $0,01 \text{ мс}$. Время заряда конденсаторов Δt_1 одинаковое для любой нагрузки, время Δt_2 отличается. Чем больше сопротивление нагрузки, тем, меньше диапазон Δt_2 из-за того, ключ S_1 включается раньше, из-за более качественной работы фильтра. Стоит заметить, что периоды времени разряда (Δt_3 и Δt_4) конденсаторов C_1 и C_2 увеличивается с увеличением сопротивления нагрузки. Это связано с тем, что, как и в случае с конденсатором C_s , C_1 и C_2 разряжаются медленнее при $R_n = 1000 \text{ Ом}$, и дозарядка всех конденсаторов следующей волной будет происходить позже, что подтверждает общее время Δt при всех нагрузках.

2.1.4 Нахождение предела минимального уровня напряжения в поочередном разряде конденсаторов без задержки разряда конденсатора C_s

Исходя из пунктов 2.1.2 и 2.1.3, видно, что минимальный уровень напряжения U_{\min} меняется. Для нахождения предела этого значения исследовались схемы с поочередным разрядом конденсаторов при стандартной работе конденсатора C_s при большем количестве конденсаторов. На рисунке 46 показана схема с восемью конденсаторами емкость которых равна $0,75 \text{ мкФ}$.

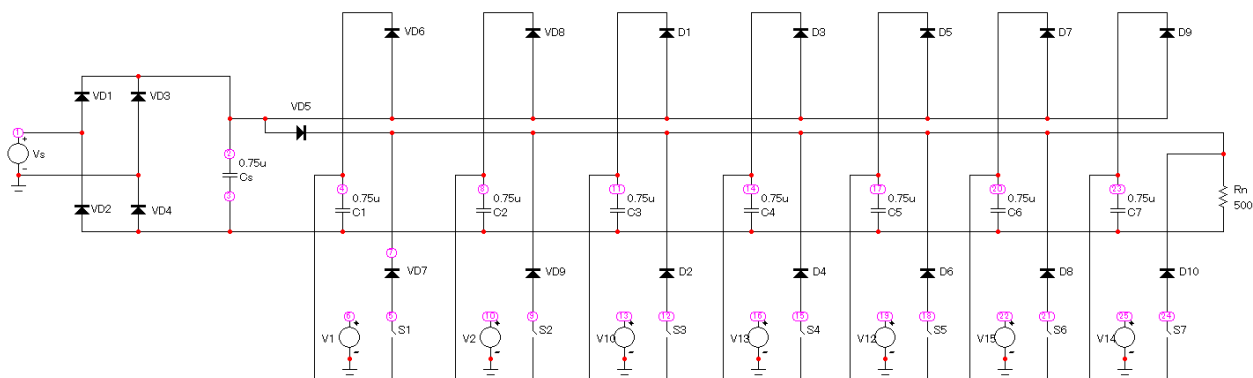


Рисунок 46 – Схема поочередного разряда восьми конденсаторов со стандартной работой конденсатора C_s

Осциллограмма выходного напряжения показана на рисунке 47.

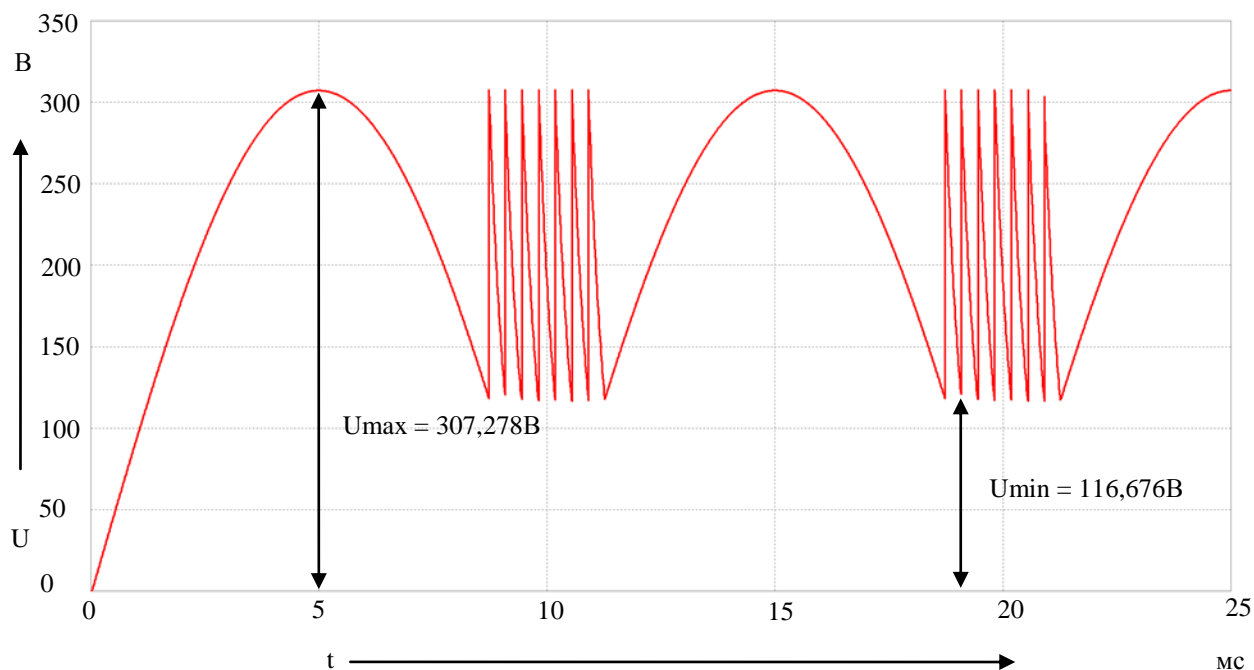


Рисунок 47 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом восьми конденсаторов со стандартной работой конденсатора C_s

Исследование проводилось только при сопротивлении нагрузки $R_n = 500$ Ом, следовательно, и итоговое заключение параметров данной схемы будет сравниваться только с теми схемами, где было сопротивление $R_n = 500$ Ом. В данном способе минимальное напряжение $U_{min} = 116,676V$, максимальное напряжение $U_{max} = 307,278$. Амплитуда пульсаций напряжения $\Delta U = 190,602$ В. Остальные параметры не снимались, так как в данном пункте они не нужны.

Принцип действия схемы схож с предыдущими пунктами 2.1.2 и 2.1.3.

Далее была собрана схема, которая содержит уже двенадцать конденсаторов. Емкость каждого равняется 0,5 мкФ.

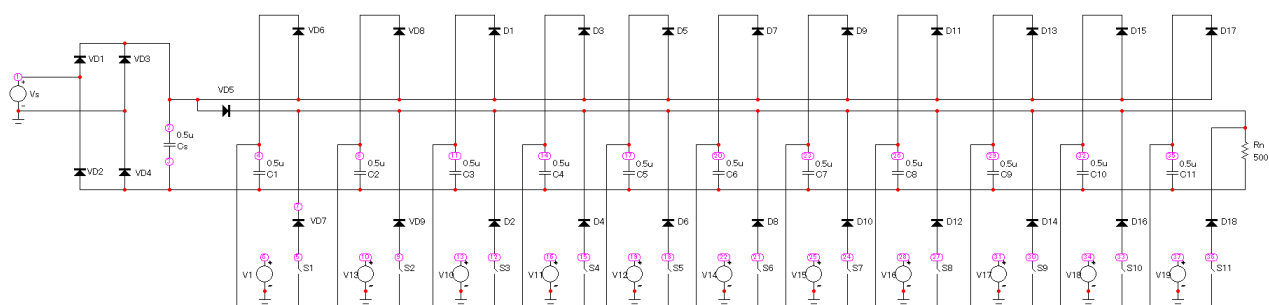


Рисунок 48 – Схема поочередного разряда двенадцати конденсаторов со стандартной работой конденсатора C_s

Осциллограмма выходного напряжения показана на рисунке 49.

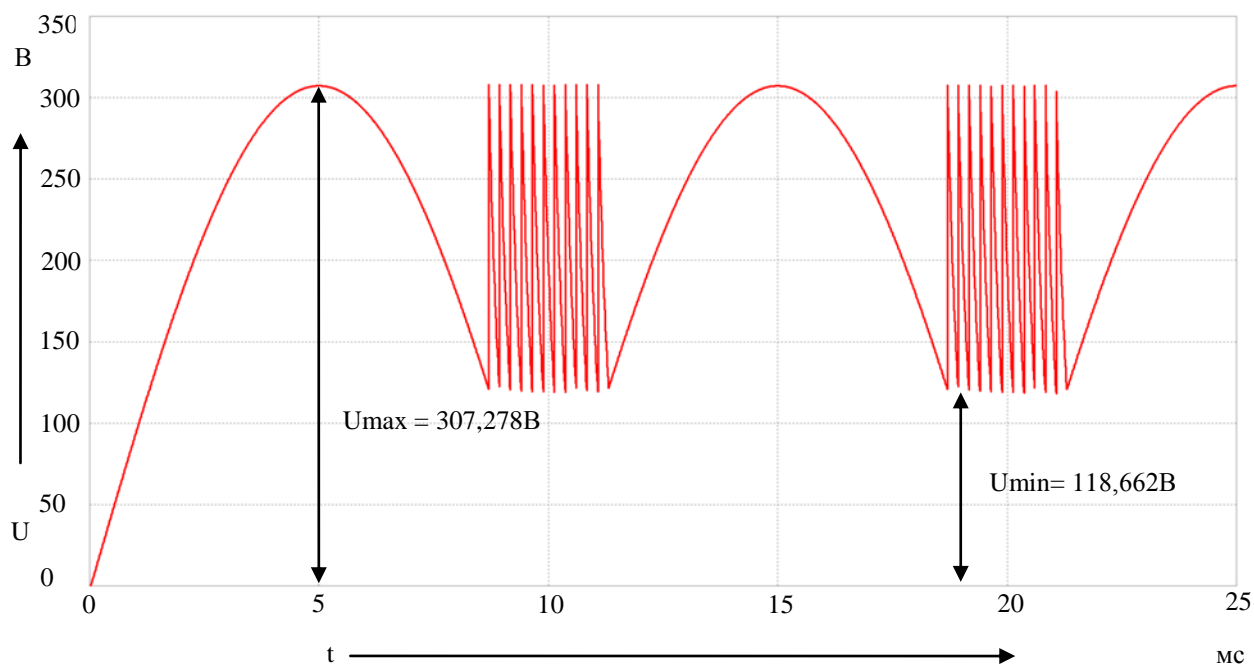


Рисунок 49 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом двенадцати конденсаторов со стандартной работой конденсатора C_s

В данном способе минимальное напряжение $U_{min} = 118,662\text{В}$. В данном способе минимальное напряжение $U_{min} = 116,676\text{В}$, максимальное напряжение $U_{max} = 307,278$. Амплитуда пульсаций напряжения $\Delta U = 188,616\text{ В}$. Минимальный уровень напряжения U_{min} медленно увеличивается при увеличении количества конденсаторов, следовательно, ΔU уменьшается при

одинаковым U_{max} . Общая емкость одинакова и равняется 6 мкФ. Схем с большим количеством конденсаторов не исследовалось, потому что, чем больше количество конденсаторов, тем больше добавляются в схему цепей зарядов и разрядов для каждого конденсатора, поэтому усложняется система управления фильтром.

2.1.5 Разряд конденсатора C1 с задержкой разряда первого конденсатора.

Был проведен эксперимент (рисунок 50), где уже отсутствовал конденсатор C_s , и остался только конденсатор $C1$, с таким же номиналом 6мкф, как и в пункте 2.1.1. Конденсатор $C1$ разряжался в нагрузку с задержкой. Была снята осциллограмма напряжения на выходе фильтра при $R_n = 500$ Ом (рисунок 51).

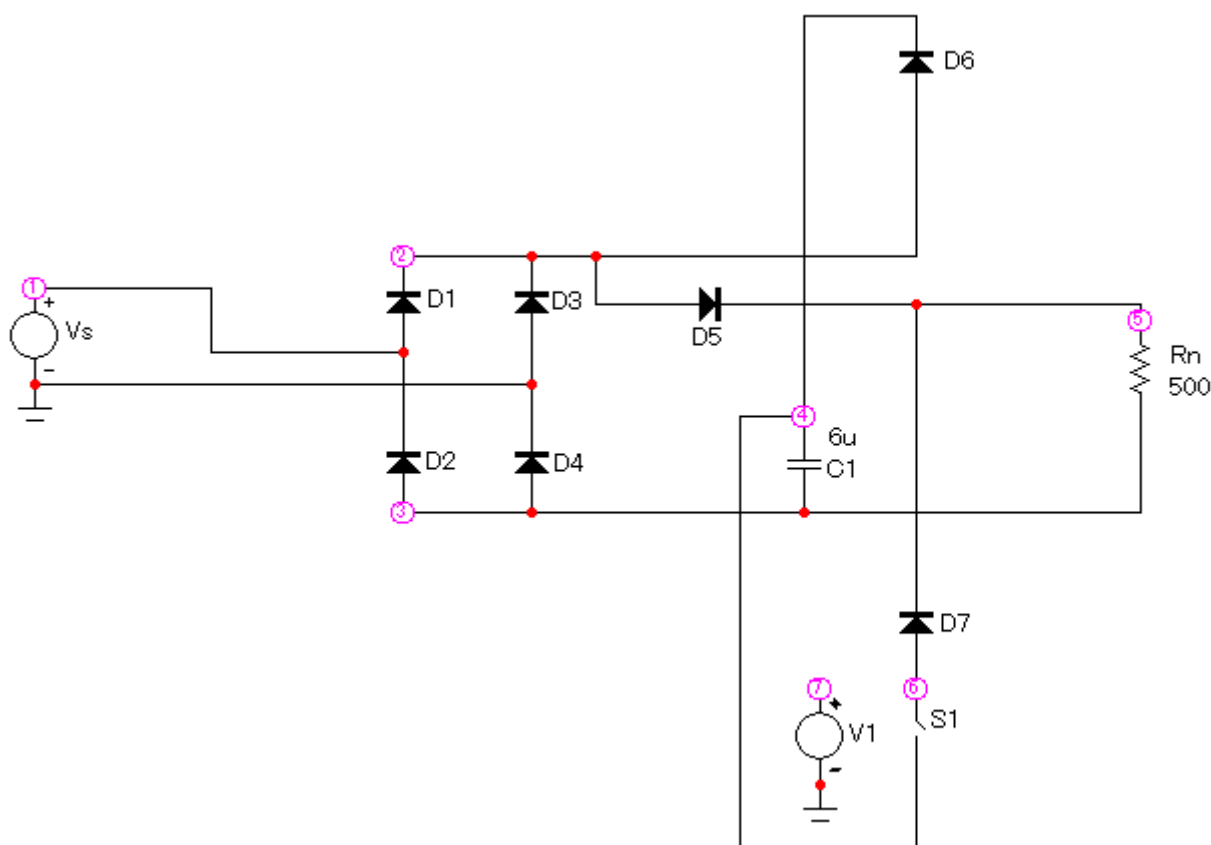


Рисунок 50 – Схема фильтра с разрядом конденсатора $C1$ в отсутствии конденсатора C_s с задержкой разряда конденсатора $C1$

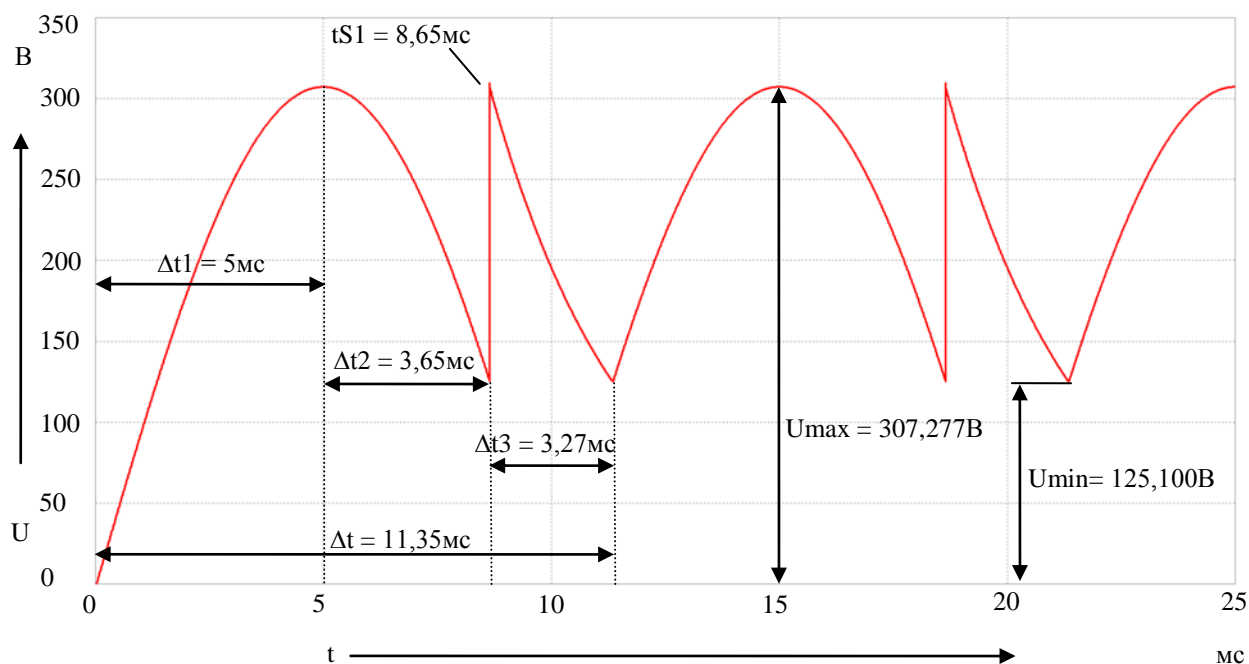


Рисунок 51 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с разрядом конденсатора $C1$ с задержкой по времени при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Система управления ключа $S1$ была настроена так, чтобы минимальный уровень напряжения был одинаков после разряда конденсатора $C1$. Минимальное напряжение U_{\min} в данном способе равняется $125,100 \text{ В}$.

На рисунке 52 показано напряжение на конденсаторе $C1$.

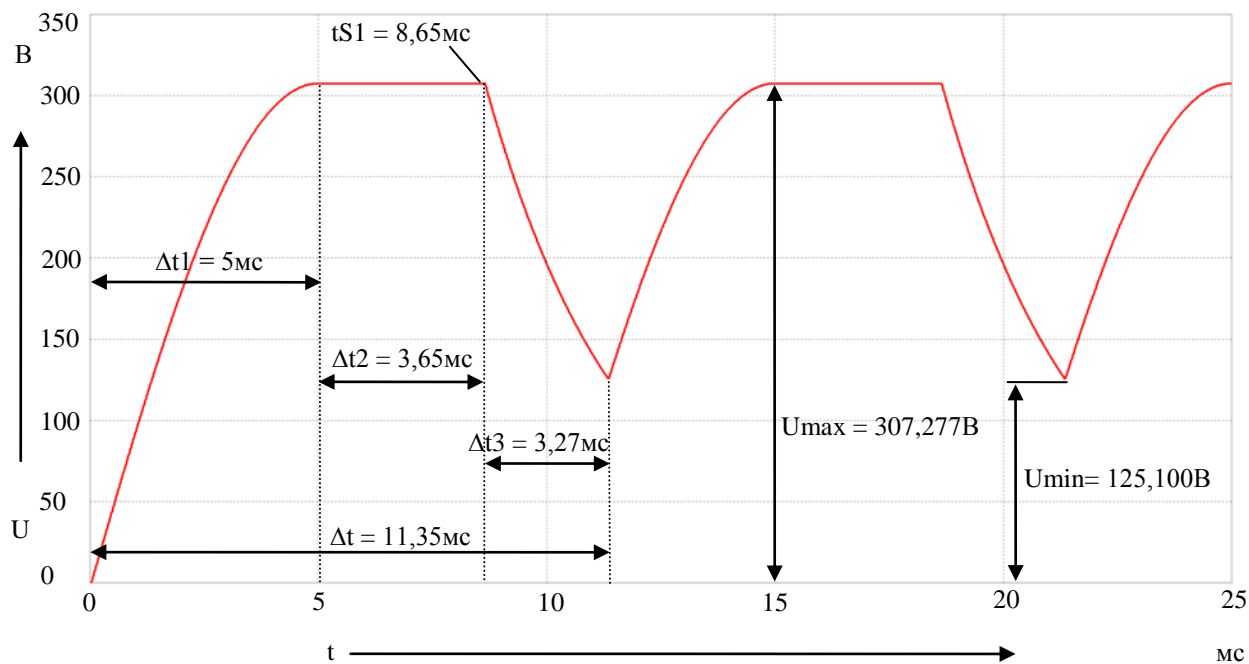


Рисунок 52 – Осциллограмма напряжения на конденсаторе $C1$ с задержкой по времени при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Видно, что конденсатор $C1$ заряжаются за время $\Delta t1 = 5$ мс, пока напряжение после диодного моста не достигнет своего амплитудного значения. В период времени $\Delta t2 = 3,65$ мс к сопротивлению нагрузки $Rн$ приложено напряжение выпрямленное напряжение после диодного моста. Конденсатор $C1$ в этот период времени остается заряженным, так как ключ $S1$ разомкнут, а диод $VD6$ не позволяют конденсатору $C1$ разряжаться обратно в цепь. Напряжение на $Rн$ на данном периоде времени не сглаживается. Через период $\Delta t2$, в момент времени $tS1 = 8,65$ мс, замыкается ключ $S1$ и конденсатор $C1$ начинается разряжаться в нагрузку $Rн$. Конденсатор $C1$ разряжается по времени $\Delta t3 = 2,7$ мс. В момент окончания периода времени $\Delta t3$, начинается новый цикл, который заряжает конденсатор $C1$ до максимального значения. Общее время работы одного цикла равняется $\Delta t = 11,35$ мс.

В данном методе работы, как и в предыдущих, важно, чтобы ключ $S1$ включался в момент времени, когда минимальные уровни напряжения будут одинаковы. Это позволит получить максимальный уровень минимального напряжения, что положительно скажется на амплитуду пульсации сглаженного напряжения ΔU , так как данным параметр будет меньше.

Далее изменим сопротивление нагрузки $Rн = 100$ Ом и $Rн = 1000$ Ом, и посмотрим, как данный фактор влияет на выходное напряжение уже в данном режиме работы фильтра. Осциллограммы показаны на рисунках 53 и 54 соответственно.

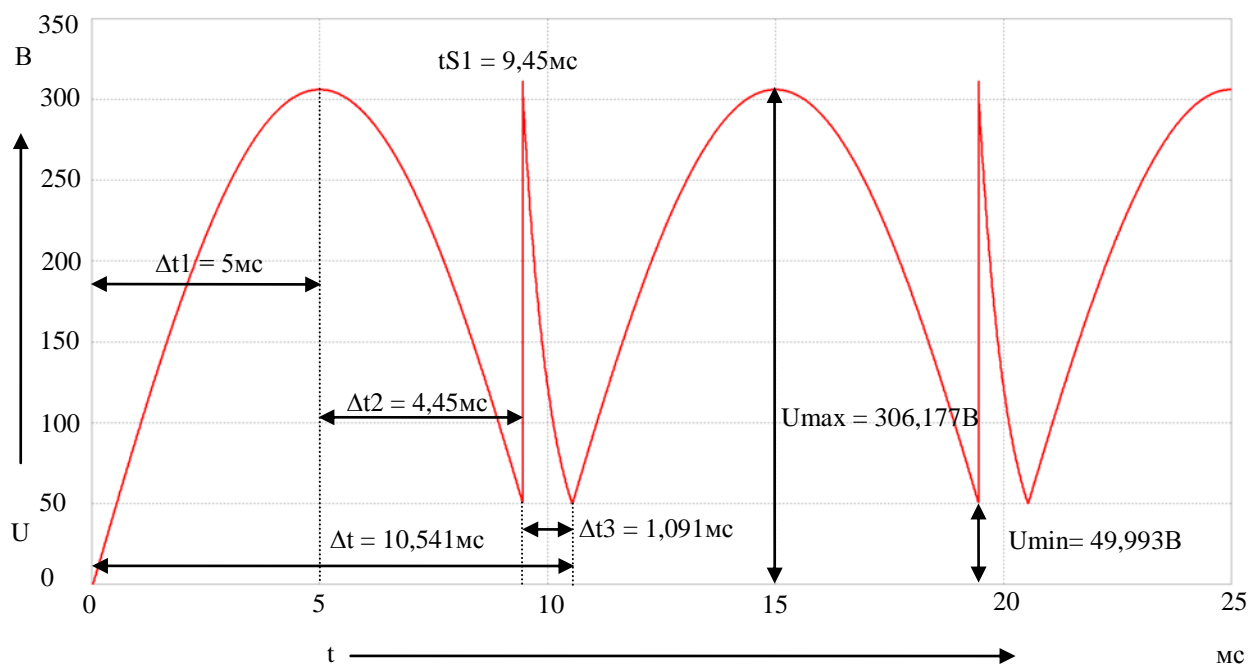


Рисунок 53 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с разрядом конденсатора C1 с задержкой по времени при $R_n = 100 \text{ Ом}$

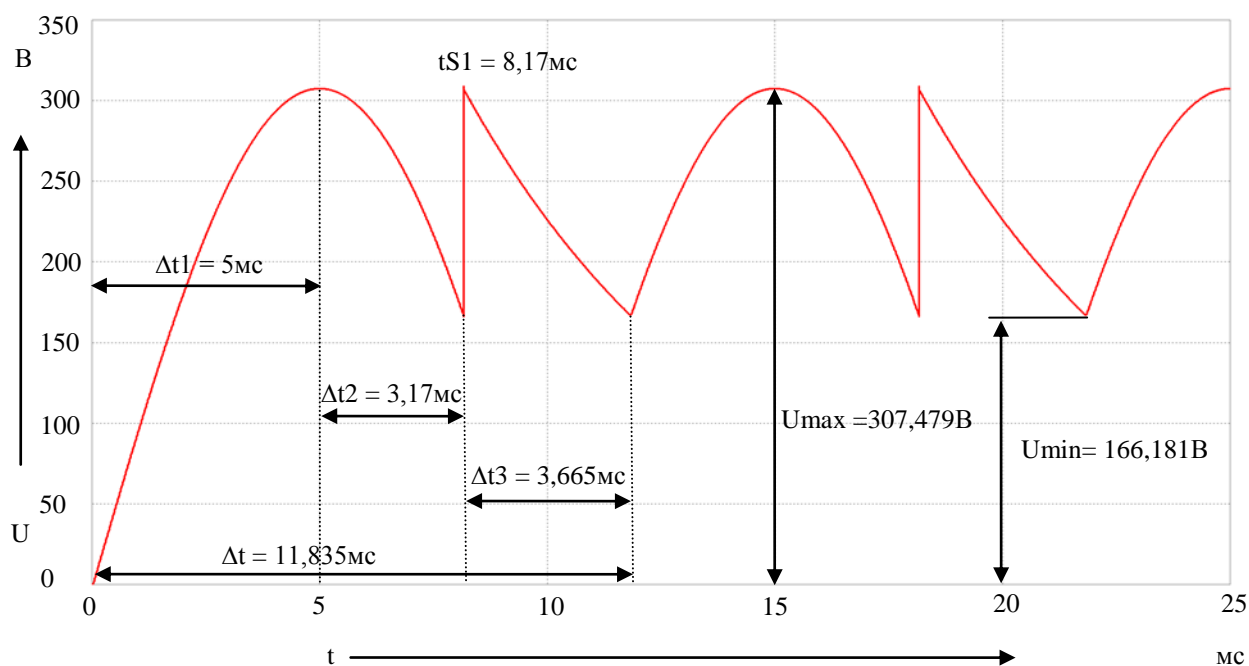


Рисунок 54 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с разрядом конденсатора C1 с задержкой по времени разряда первого конденсатора при $R_n = 1000 \text{ Ом}$

Результаты исследования разряда конденсатора C1 с задержкой по времени разряда первого конденсатора, без использования конденсатора Cs приведены в таблице 4.

Таблица 4 – Результаты исследования разряда конденсатора C1 с задержкой по времени, без использования конденсатора Cs.

	C1 = 6 мкф при Rн = 100 Ом	C1 = 6 мкф при Rн = 500 Ом	C1 = 6 мкф при Rн = 1000 Ом
Umax	306,177В	307,277В	307,479 В
Umin	49,933 В	125,100 В	166,181 В
ΔU	256,244 В	182,177 В	141,298 В
tS1	9,45 мс	8,65 мс	8,17 мс
Δt1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt2	4,45 мс	3,65 мс	3,17 мс
Δt3	1,091 мс	2,7 мс	3,665 мс
Δt	10,541 мс	11,35 мс	11,835 мс

Анализируя таблицу 4, видно, что время заряда конденсатора Δt1 при всех нагрузках одинаково. В период времени Δt2 к нагрузке приложено выпрямленное напряжение после выпрямителя и сопротивление нагрузки никак не влияет на сглаживающие свойства на данном участке, так как сглаживания никакого и нет. Однако период времени Δt2 отличается при изменении сопротивления нагрузки Rн. Это связано с тем, что изменяется время включения (tS1) конденсатора C1. Изменение происходит из-за того, что время разряда конденсатора C1 (Δt3), при более высоком сопротивлении нагрузки, больше, следовательно, происходит более эффективное сглаживание. Минимальное напряжение после разряда конденсатора будет больше при Rн = 1000 Ом, следовательно, чтобы совместить минимальные напряжения в течение цикла, нужно, чтобы ключ включился раньше. Более эффективное сглаживание приводит к тому, что общее время цикла Δt также становится больше.

2.1.6 Поочередный разряд конденсаторов C1 и C2 с задержкой разряда первого конденсатора.

Также был рассмотрен фильтр с поочередным разрядом конденсаторов C1 и C2 в отсутствии конденсатора Cs (рисунок 55). C1 = C2 = 3мкф. На

рисунке 56 показана осциллограмма напряжения резисторе $R_H = 500 \text{ Ом}$.

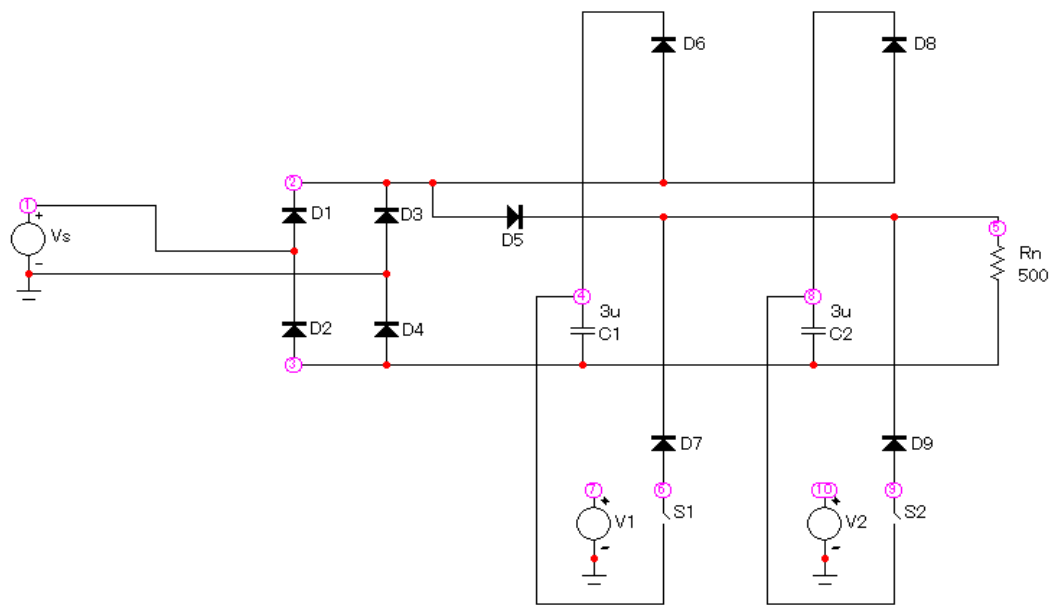


Рисунок 55 – Схема фильтра с поочередным разрядом конденсаторов $C1$ и $C2$ с задержкой разряда первого конденсатора в схеме

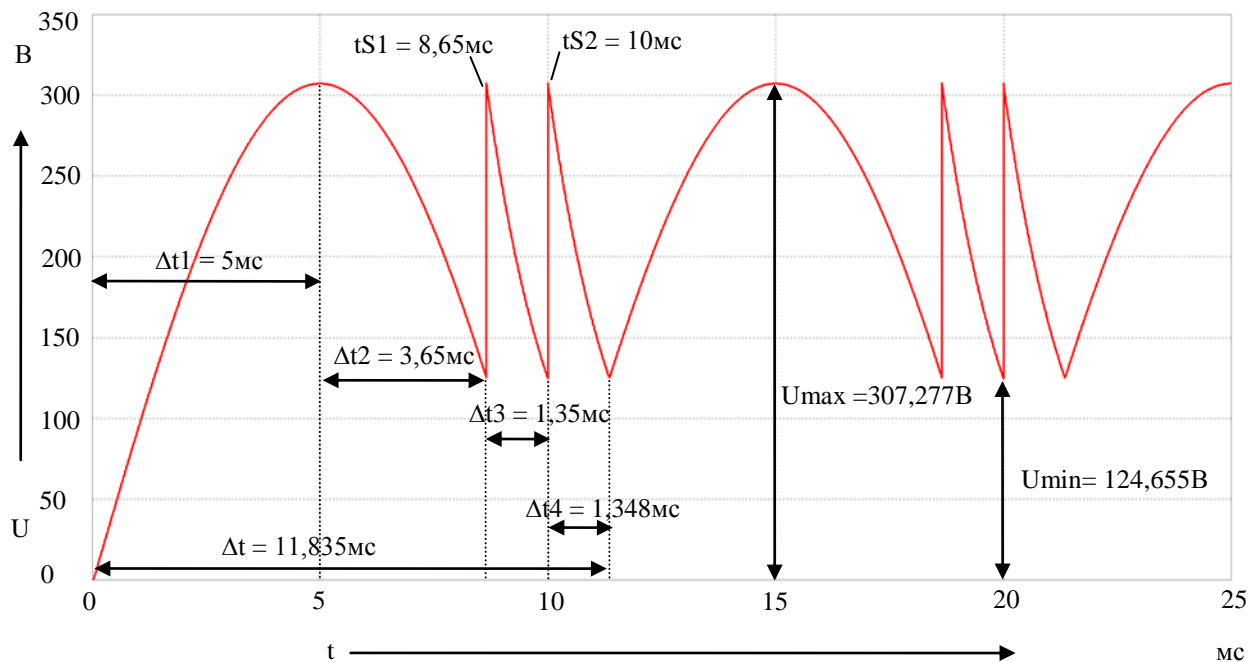


Рисунок 56 – Осциллограмма выходного напряжения с поочередным разрядом конденсаторов $C1$ и $C2$ с задержкой разряда первого конденсатора в схеме при $R_H = 500 \text{ Ом}$

Система управления ключей $S1$ и $S2$ была настроена так, чтобы минимальный уровень напряжения был одинаков после разряда конденсаторов $C1$ и $C2$. Минимальное напряжение U_{min} в данном способе равняется 124,655

В. На рисунке 57 показаны напряжения на конденсаторах C1 и C2.

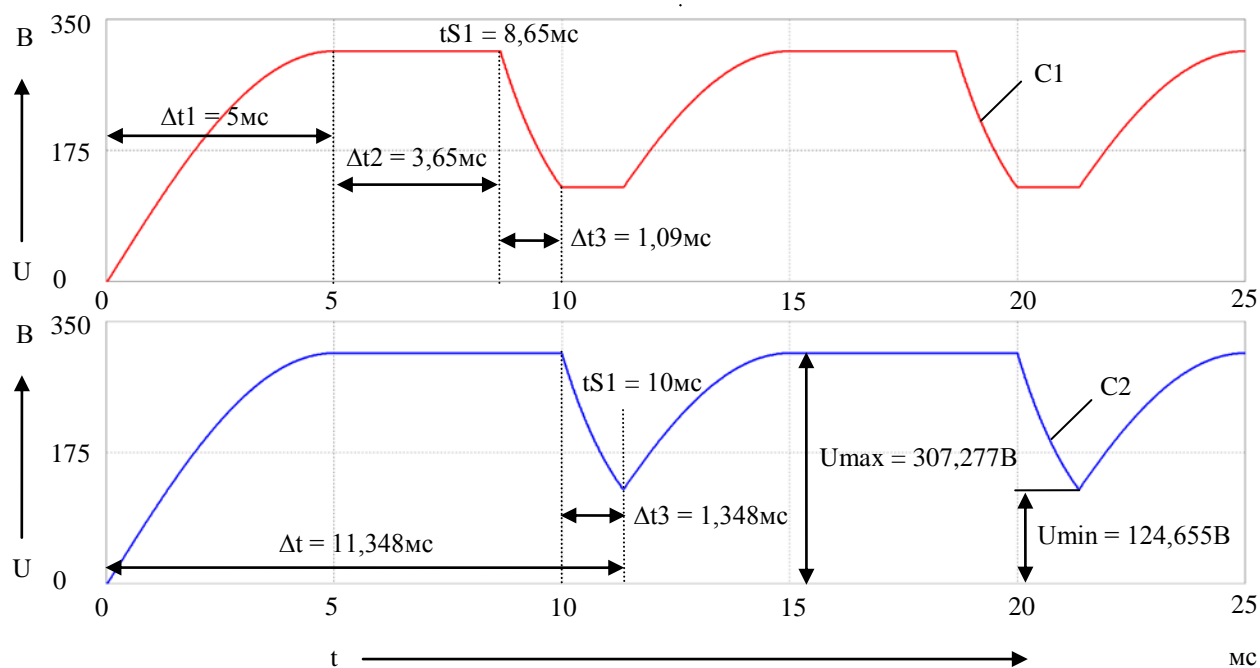


Рисунок 57 – Осциллограммы напряжений на конденсаторах C1 и C2 с задержкой разряда первого конденсатора при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Видно, что конденсаторы C1 и C2 заряжаются за время $\Delta t_1 = 5 \text{ мс}$, пока напряжение после диодного моста не достигнет своего амплитудного значения. В период времени $\Delta t_2 = 3,65 \text{ мс}$ к сопротивлению нагрузки R_n приложено напряжение выпрямленное напряжение после диодного моста. Конденсаторы C1 и C2 в этот период времени остается заряженным, так как ключи S1 и S2 разомкнуты, а диоды VD6 и VD8 не позволяют конденсаторам C1 и C2 разряжаться обратно в цепь. Напряжение на R_n на данном периоде времени не сглаживается. Через период Δt_2 , в момент времени $t_{S1} = 8,65 \text{ мс}$, замыкается ключ S1 и конденсатор C1 начинается разряжаться в нагрузку R_n . Конденсатор C1 разряжается по времени $\Delta t_3 = 1,35 \text{ мс}$. В момент окончания периода времени Δt_3 , включается ключ S2. Это происходит в момент времени $t_{S2} = 10 \text{ мс}$. Начинает разряжаться в нагрузку R_n конденсатор C2. Он разряжается в период времени равный $\Delta t_4 = 1,348 \text{ мс}$. Конденсатор C1 перестает разряжаться через свою цепь разряда, так как напряжение на катоде диода VD7 будет больше, чем осталось в C1, следовательно, VD7 будет закрыт. Через время Δt_4 снова начинается заряд обоих конденсаторов. Общее время работы одного цикла

равняется $\Delta t = 11,348$ мс.

В данном методе работы, как и во всех предыдущих, важно, чтобы ключи S1 и S2 включались в момент времени, когда минимальные уровни напряжения будут одинаковы. Это позволит получить максимальный уровень минимального напряжения, что положительно скажется на амплитуду пульсации сглаженного напряжения ΔU , так как данным параметр будет меньше.

Далее изменим сопротивление нагрузки $R_H = 100$ Ом и $R_H = 1000$ Ом, и посмотрим, как данный фактор влияет на выходное напряжение уже в данном режиме работы фильтра. Осциллограммы показаны на рисунках 58 и 59 соответственно.

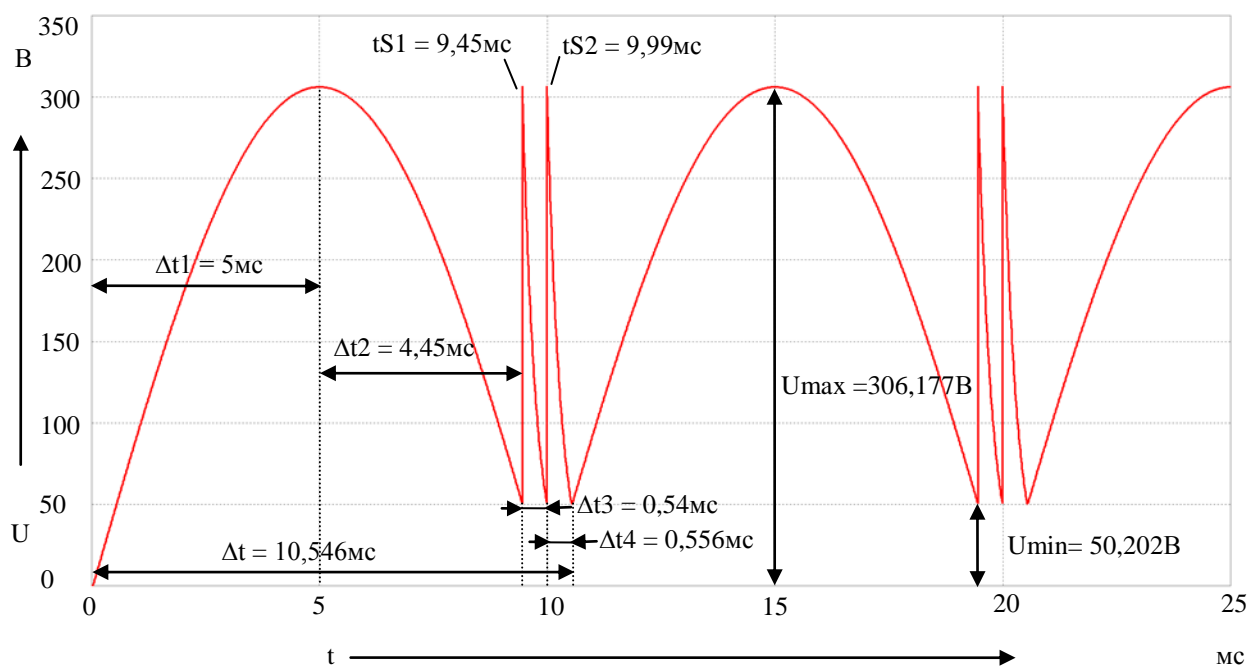


Рисунок 58 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом конденсаторов C1 и C2 с задержкой разряда первого конденсатора при $R_H = 100$ Ом

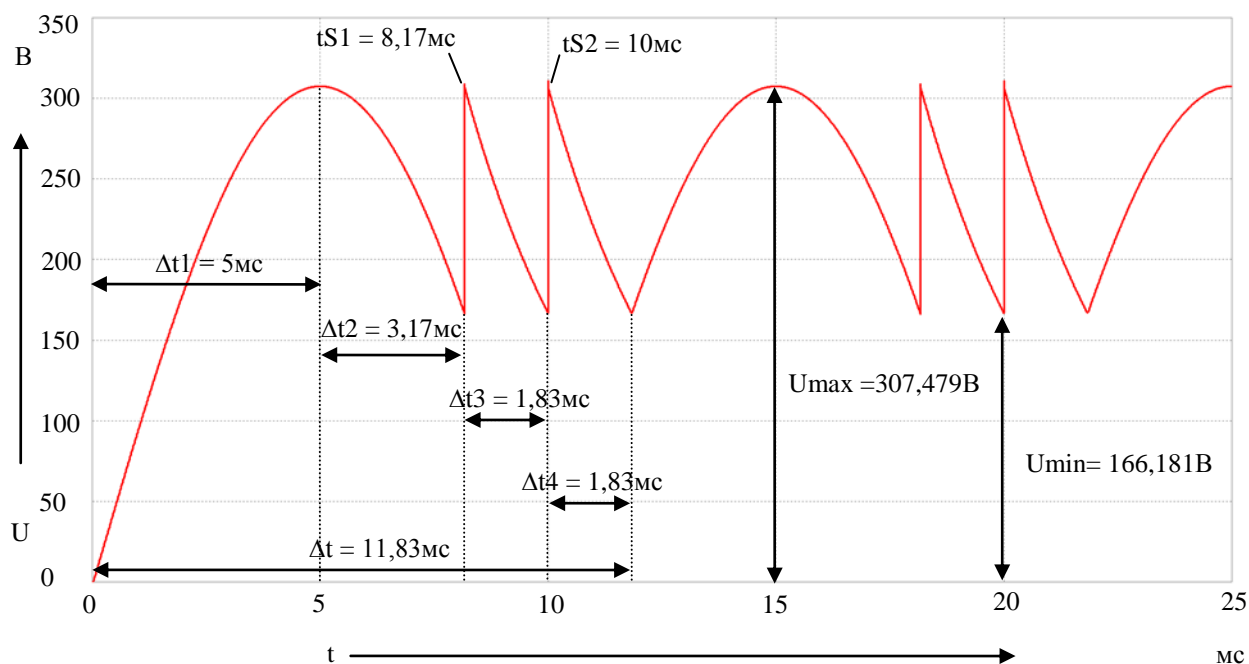


Рисунок 59 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом конденсаторов C1 и C2 с задержкой разряда при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Результаты исследования разряда конденсаторов C1 и C2 с задержкой по времени, без использования конденсатора Cs приведены в таблице 5.

Таблица 5 – Результаты исследования разряда конденсаторов C1 и C2 с задержкой разряда первого конденсатора.

	C1 = C2 = 3 мкф при $R_H = 100 \text{ Ом}$	C1 = C2 = 3 мкф при $R_H = 500 \text{ Ом}$	C1 = C2 = 3 мкф при $R_H = 1000 \text{ Ом}$
Umax	306,177 В	307,277 В	307,479 В
Umin	50,202 В	124,655 В	166,181 В
ΔU	255,975 В	182,622 В	141,298 В
tS1	9,45 мс	8,65 мс	8,17 мс
tS2	9,99 мс	10 мс	10 мс
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	4,45 мс	3,65 мс	3,17 мс
Δt_3	0,54 мс	1,35 мс	1,83 мс
Δt_4	0,556 мс	1,348 мс	1,83 мс
Δt	10,541 мс	11,35 мс	11,83 мс

Анализируя таблицу 5, видно, что время заряда конденсаторов Δt_1 при всех нагрузках одинаково. В период времени Δt_2 к нагрузке приложено выпрямленное напряжение после выпрямителя и сопротивление нагрузки никак не влияет на сглаживающие свойства на данном участке, так как сглаживания никакого и нет. Однако период времени Δt_2 отличается при изменении сопротивления нагрузки R_n . Это связано с тем, что изменяется время включения (t_{S1}) конденсатора C_1 . Изменение происходит из-за того, что время разряда конденсатора C_1 (Δt_3), при более высоком сопротивлении нагрузки, больше, следовательно, происходит более эффективное сглаживание. Время включения (t_{S2}) конденсатора C_2 при изменении нагрузки не меняется. Как и конденсатор C_1 , конденсатор C_2 , также будет медленнее разряжаться в R_n при повышении сопротивления нагрузки. Минимальное напряжение после разряда конденсаторов будет больше при $R_n = 1000 \text{ Ом}$, следовательно, чтобы совместить минимальные напряжения в течение цикла, нужно, чтобы ключ S_1 включился раньше. Более эффективное сглаживание приводит к тому, что общее время цикла Δt также становится больше.

2.1.7 Поочередный разряд конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 с задержкой по времени по времени первого конденсатора.

Примерно равные значения амплитуды пульсаций ΔU в предыдущих двух пунктах, показывают необходимость проведения еще одного исследования. Была построена схема (рисунок 60) с поочередным разрядом конденсаторов C_1 , C_2 и C_3 с задержкой по времени, без использования конденсатора C_s . Емкость конденсаторов равна 2 мкФ . На рисунке 61 показана осциллограмма напряжения резисторе R_n ($R_n = 500 \text{ Ом}$).

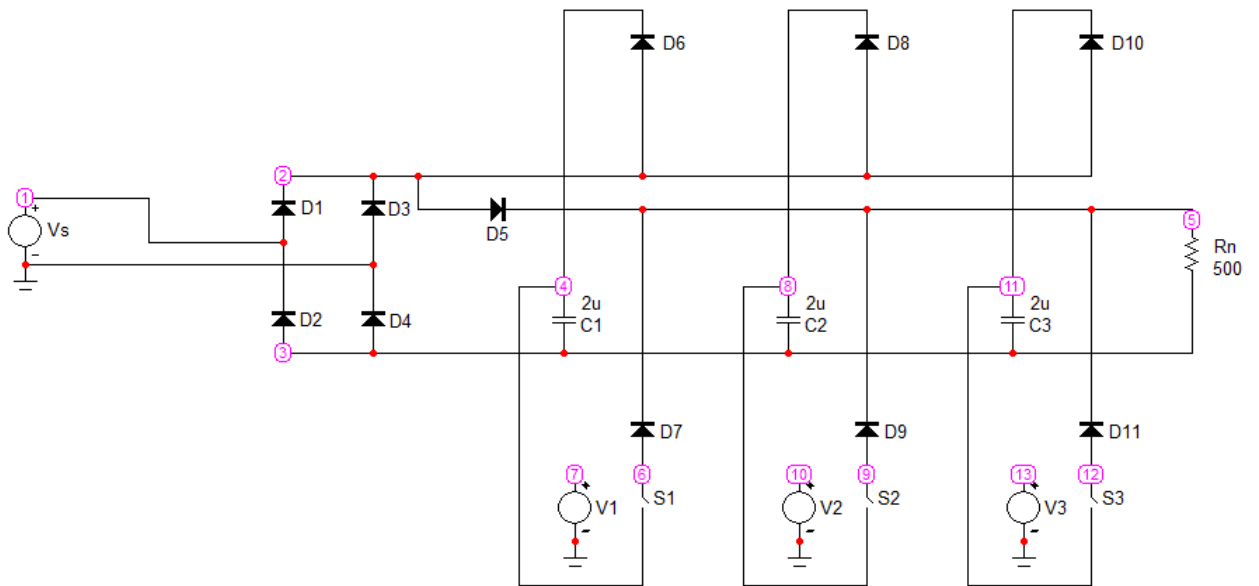


Рисунок 60 – Схема фильтра с поочередным разрядом конденсаторов C1, C2 и C3 с задержкой разряда первого конденсатора

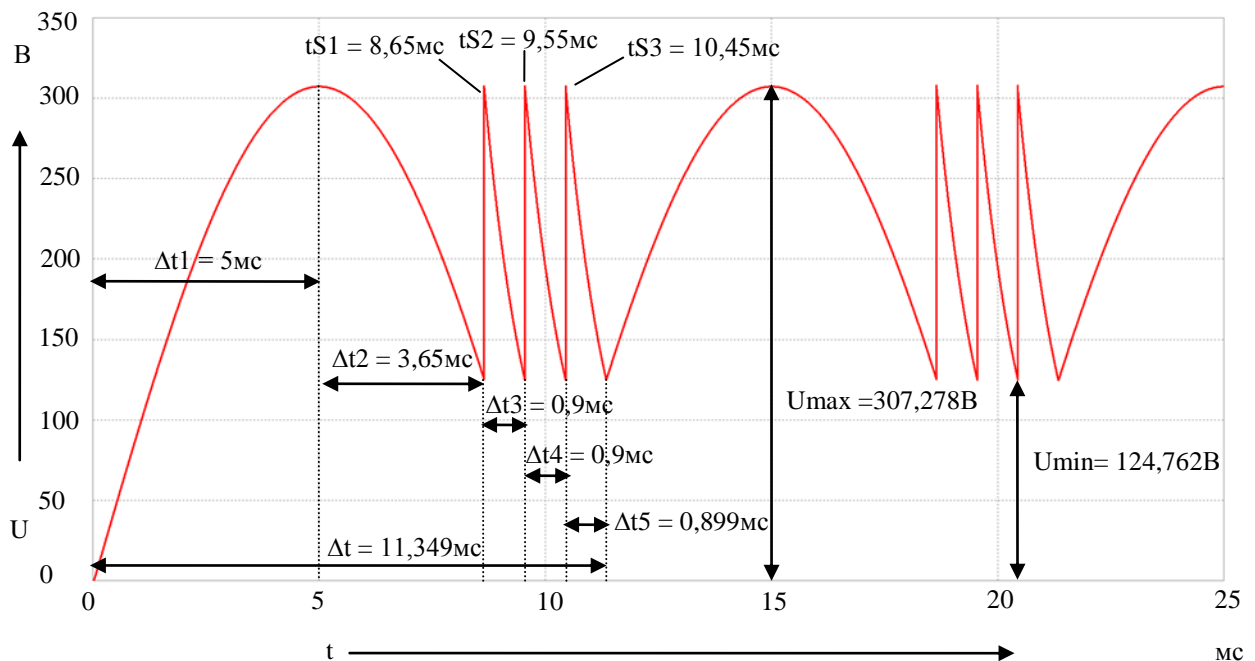


Рисунок 61 – Осциллограмма выходного напряжения с поочередным разрядом конденсаторов C1, C2 и C3 с задержкой разряда первого конденсатора схемы при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Система управления ключей S1, S2 и S3 была настроена так, чтобы минимальный уровень напряжения был одинаков после разряда конденсаторов C1, C2 и C3. Минимальное напряжение U_{\min} в данном способе равняется 124,762 В. На рисунке 62 показаны напряжения на резисторе R_n и на

конденсаторах C1, C2 и C3.

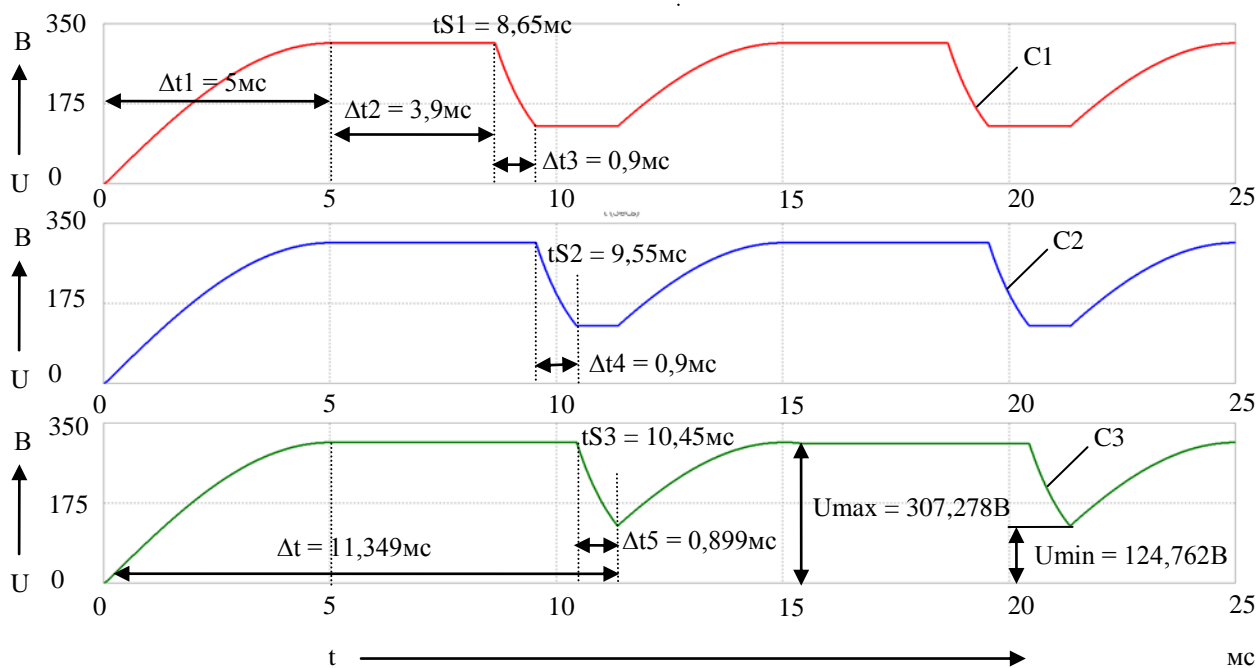


Рисунок 62 – Осциллограммы напряжений на конденсаторах C1, C2 и C3 с задержкой разряда первого конденсатора при $R_n = 500 \text{ Ом}$

Видно, что конденсаторы C1, C2 и C3 заряжаются за время $\Delta t_1 = 5 \text{ мс}$, пока напряжение после диодного моста не достигнет своего амплитудного значения. В период времени $\Delta t_2 = 3,65 \text{ мс}$ к сопротивлению нагрузки R_n приложено напряжение выпрямленное напряжение после диодного моста. Конденсаторы C1, C2 и C3 в этот период времени остается заряженным, так как ключи S1, S2 и S3 разомкнуты, а диоды VD6, VD8 и VD10 не позволяют конденсаторам C1, C2 и C3 разряжаться обратно в цепь. Напряжение на R_n на данном периоде времени не сглаживается. Через период Δt_2 , в момент времени $t_{S1} = 8,65 \text{ мс}$, замыкается ключ S1 и конденсатор C1 начинается разряжаться в нагрузку R_n . Конденсатор C1 разряжается по времени $\Delta t_3 = 0,9 \text{ мс}$. В момент окончания периода времени Δt_3 , включается ключ S2. Это происходит в момент времени $t_{S2} = 9,55 \text{ мс}$. Начинает разряжаться в нагрузку R_n конденсатор C2. Он разряжается в период времени равный $\Delta t_4 = 0,9 \text{ мс}$. Конденсатор C1 перестает разряжаться через свою цепь разряда, так как напряжение на катоде диода VD7 будет больше, чем осталось в C1, следовательно, VD7 будет закрыт. В момент окончания периода времени Δt_4 , включается ключ S3. Это происходит в момент

времени $t_{S3} = 10,45$ мс. Начинает разряжаться в нагрузку R_H конденсатор $C3$. Он разряжается в период времени равный $\Delta t = 0,899$ мс. Конденсатор $C2$ перестает разряжаться через свою цепь разряда, так как напряжение на катоде диода $VD9$ будет больше, чем осталось в $C2$, следовательно, $VD9$ будет закрыт. Через время Δt_5 снова начинается заряд всех трех конденсаторов. Общее время работы одного цикла равняется $\Delta t = 11,349$ мс.

В данном методе работы, как и во всех предыдущих, важно, чтобы ключи $S1$, $S2$ и $S3$ включались в момент времени, когда минимальные уровни напряжения будут одинаковы. Это позволит получить максимальный уровень минимального напряжения, что положительно скажется на амплитуду пульсации сглаженного напряжения ΔU , так как данным параметр будет меньше. Далее изменим сопротивление нагрузки $R_H = 100$ Ом и $R_H = 1000$ Ом, и посмотрим, как данный фактор влияет на выходное напряжение уже в данном режиме работы фильтра. Осциллограммы показаны на рисунках 63 и 64 соответственно.

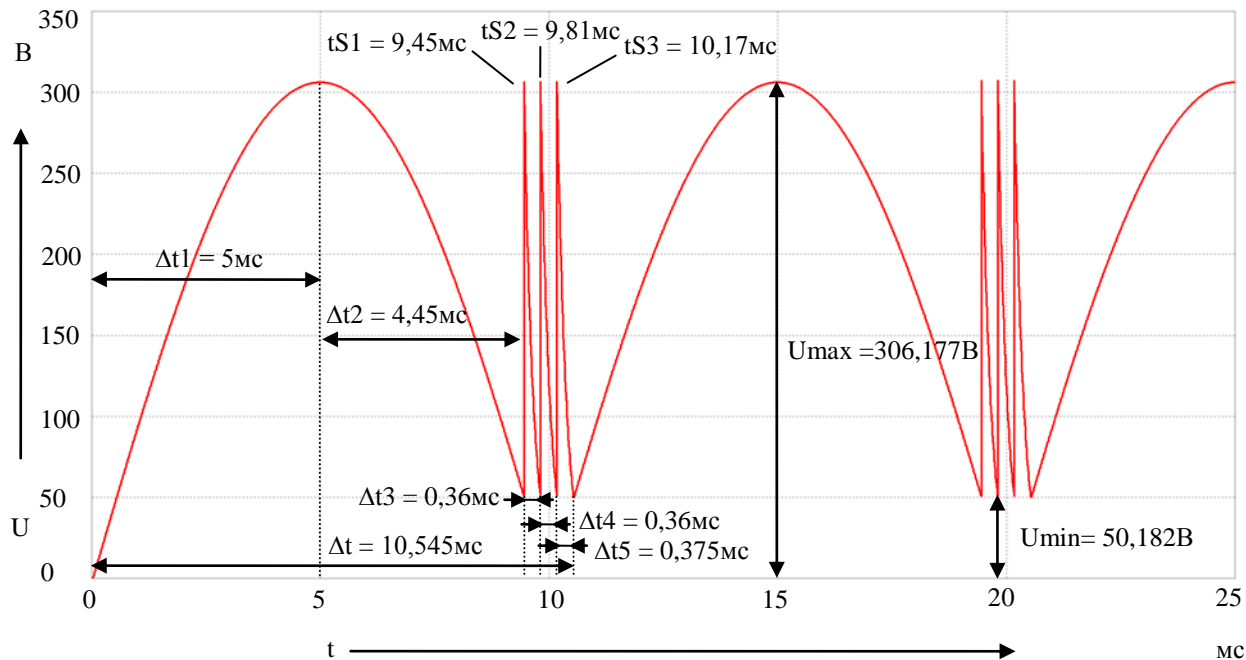


Рисунок 63 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом конденсаторов $C1$, $C2$ и $C3$ с задержкой разряда первого конденсатора при $R_H = 100$ Ом

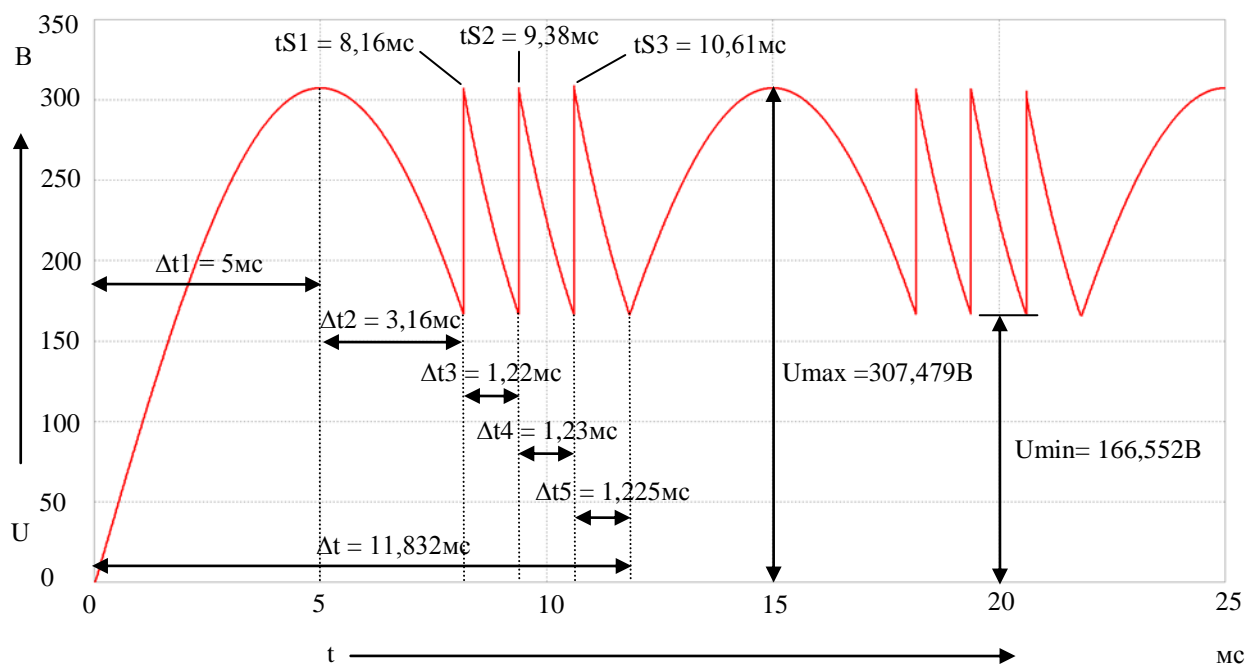


Рисунок 64 – Осциллограмма выходного напряжения фильтра с поочередным разрядом конденсаторов C1, C2 и C3 с задержкой разряда при $R_n = 1000 \text{ Ом}$

Результаты исследования разряда данного фильтра показаны в таблице 6.

Таблица 6 – Результаты исследования разряда конденсаторов C1, C2 и C3.

	C1 = C2 = C3 = 2мкф при $R_n = 100 \text{ Ом}$	C1 = C2 = C3 = 2мкф при $R_n = 500 \text{ Ом}$	C1 = C2 = C3 = 2мкф при $R_n = 1000 \text{ Ом}$
U_{max}	306,177 В	307,278 В	307,479 В
U_{min}	50,182 В	124,762 В	166,552 В
ΔU	255,995 В	182,516 В	140,927 В
tS1	9,45 мс	8,65 мс	8,16 мс
tS2	9,81 мс	9,55 мс	9,38 мс
tS3	10,17 мс	10,45 мс	10,61 мс
Δt_1	5 мс	5 мс	5 мс
Δt_2	4,45 мс	3,65 мс	3,16 мс
Δt_3	0,36 мс	0,9 мс	1,22 мс
Δt_4	0,36 мс	0,9 мс	1,23 мс
Δt_5	0,375 мс	0,899 мс	1,225 мс
Δt	10,545 мс	11,349 мс	11,832 мс

Анализируя таблицу 6, видно, что время заряда конденсаторов Δt_1 при всех нагрузках одинаково. В период времени Δt_2 к нагрузке приложено выпрямленное напряжение после выпрямителя и сопротивление нагрузки никак не влияет на сглаживающие свойства на данном участке, так как сглаживания никакого и нет. Однако период времени Δt_2 отличается при изменении сопротивления нагрузки R_n . Это связано с тем, что изменяется время включения (t_{S1}) конденсатора C_1 . Изменение происходит из-за того, что время разряда конденсатора C_1 (Δt_3), при более высоком сопротивлении нагрузки, больше, следовательно, происходит более эффективное сглаживание. Время включения (t_{S2}) конденсатора C_2 и время включения (t_{S3}) конденсатора C_3 так же меняются при изменении нагрузки. Как и конденсатор C_1 , конденсаторы C_2 и C_3 , также будут медленнее разряжаться в R_n при повышении сопротивления нагрузки. Минимальное напряжение после разряда конденсаторов будет больше при $R_n = 1000 \text{ Ом}$, следовательно, чтобы совместить минимальные напряжения в течение цикла, нужно, чтобы ключи S_1 и S_2 включались раньше, а ключ S_3 включался позже. Более эффективное сглаживание приводит к тому, что общее время цикла Δt также становится больше.

2.1.8 Заключение схемотехническим решениям фильтров

Главной задачей данной части исследовательской работы является сравнение амплитуды пульсаций напряжения ΔU стандартного C_0 -фильтра (п.2.1.1) с амплитудами пульсаций напряжения в схемах поочередного разряда конденсаторов (п.2.1.2 - п.2.1.7). Общая емкость всех фильтров равна бмкФ. Также в состав работы данной части входит определить влияние изменения нагрузки на амплитуду пульсации во всех фильтрах.

Амплитуда пульсации напряжения ΔU всех схем, при трех сопротивлениях нагрузки показана в таблицах 7, 8, 9.

Таблица 7 – Результаты исследований при $R_H = 500 \text{ Ом}$

Тип фильтра	Амплитуда пульсаций напряжения ΔU
п.2.1.1. C_0 – фильтр ($C_0 = 6 \text{ мкФ}$)	234,83 В
п.2.1.2. C_s, C_1 – фильтр ($C_s = C_1 = 3 \text{ мкФ}$)	216,568 В
п.2.1.3. C_s, C_1, C_2 – фильтр ($C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкФ}$)	204,754 В
п.2.1.4. $C_s \dots C_7$ – фильтр ($C_s = \dots = C_7 = 0.75 \text{ мкФ}$)	190,602 В
п.2.1.4. $C_s \dots C_{11}$ – фильтр ($C_s = \dots = C_{11} = 0.5 \text{ мкФ}$)	188,616 В
п.2.1.5. C_1 – фильтр ($C_1 = 6 \text{ мкФ}$)	182,177 В
п.2.1.6. C_1, C_2 – фильтр ($C_1 = C_2 = 3 \text{ мкФ}$)	182,622 В
п.2.1.7. C_1, C_2, C_3 – фильтр ($C_1 = C_2 = C_3 = 2 \text{ мкФ}$)	182,516 В

Таблица 8 – Результаты исследований при $R_H = 100 \text{ Ом}$

Тип фильтра	Амплитуда пульсаций напряжения ΔU
п.2.1.1. C_0 – фильтр ($C_0 = 6 \text{ мкФ}$)	291,695 В
п.2.1.2. C_s, C_1 – фильтр ($C_s = C_1 = 3 \text{ мкФ}$)	275,071 В
п.2.1.3. C_s, C_1, C_2 – фильтр ($C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкФ}$)	268,154 В
п.2.1.5. C_1 – фильтр ($C_1 = 6 \text{ мкФ}$)	256,244 В
п.2.1.6. C_1, C_2 – фильтр ($C_1 = C_2 = 3 \text{ мкФ}$)	255,975 В
п.2.1.7. C_1, C_2, C_3 – фильтр ($C_1 = C_2 = C_3 = 2 \text{ мкФ}$)	255,995 В

Таблица 9 – Результаты исследований при $R_H = 1000 \text{ Ом}$

Тип фильтра	Амплитуда пульсаций напряжения ΔU
п.2.1.1. C_0 – фильтр ($C_0 = 6 \text{ мкФ}$)	185,041 В
п.2.1.2. C_s, C_1 – фильтр ($C_s = C_1 = 3 \text{ мкФ}$)	173,561 В
п.2.1.3. C_s, C_1, C_2 – фильтр ($C_s = C_1 = C_2 = 2 \text{ мкФ}$)	164,753 В
п.2.1.5. C_1 – фильтр ($C_1 = 6 \text{ мкФ}$)	141,298 В
п.2.1.6. C_1, C_2 – фильтр ($C_1 = C_2 = 3 \text{ мкФ}$)	141,298 В
п.2.1.7. C_1, C_2, C_3 – фильтр ($C_1 = C_2 = C_3 = 2 \text{ мкФ}$)	140,927 В

Если рассматривать каждую таблицу по отдельности, видно, что амплитуды пульсаций напряжения ΔU всех схемотехнических решений п.2.1.2 - п.2.1.7 меньше, чем амплитуда пульсаций напряжения ΔU стандартного C_0 -фильтра. Следовательно, можно сделать вывод, что схемы поочередного разряда конденсаторов, вне зависимости от количества и задержки по включению конденсаторов, лучше, нежели стандартный C_0 -фильтр вне зависимости от сопротивления нагрузки. Главное, чтобы сопротивление нагрузки было одинаково.

Видно, что в схемах с поочередного разряда конденсаторов (п.2.1.2 - п.2.1.4) при стандартной работе конденсатора C_s при увеличении количества конденсаторов амплитуда пульсаций напряжения уменьшается. В схемах поочередного разряда конденсаторов с задержкой по времени конденсатора C_1 , без использования конденсатора C_s (п.2.1.5 - п.2.1.7) с увеличением конденсаторов не приводит к уменьшению амплитуды пульсаций напряжения ΔU . Незначительные изменения напряжения (в пределах одного вольта) можно считать на погрешность снятия параметров. Следовательно, можно сделать вывод, что увеличение конденсаторов в схемах поочередного разряда конденсаторов с задержкой по времени разряда C_1 , без использования конденсатора C_s не приводит к улучшению параметров.

Однако, даже не смотря на это, параметр ΔU в п.2.1.5 - п.2.1.7 лучше, нежели параметры ΔU в п.2.1.4. Следовательно, можно сделать вывод, что фильтры поочередного разряда конденсаторов с задержкой по времени разряда $C1$, без использования конденсатора Cs выдают лучший параметр ΔU из исследованных схем.

Однако, этот вывод можно сделать только исходя из данной исследовательской работы, так как, есть вероятность, что более лучший параметр ΔU , можно получить, если в схеме с поочередным разрядом конденсаторов при стандартной работе конденсатора Cs будет стоять более 12 конденсаторов, так как увеличение конденсаторов в данной схеме приводит к уменьшению ΔU , однако, это приводит к увеличению элементов в схеме и созданию более сложной системы управления, поэтому самой лучшей схемой можно считать схему из п.2.1.5 – разряд конденсатора $C1$ с задержкой разряда первого конденсатора, так как данная схема содержит всего один конденсатор, следовательно имеет всего одну цепь заряда и разряда, а также наилучший параметр ΔU . Остальные схемы, которые имеют такой параметр содержат большее количество элементов.

2.2 Входной фильтр без фильтрующего конденсатора

Существует вариант, когда во входном блоке ИППН можно обойтись без фильтрующего конденсатора. Это возможно только при определенных частотах тока дросселя. Ток дросселя должен быть равен нулю в тот момент, когда и напряжение после диодного моста тоже равно нулю. Схема с диодным мостом и понижающим ИППН была построена в Microcap'e и показана на рисунке 65.

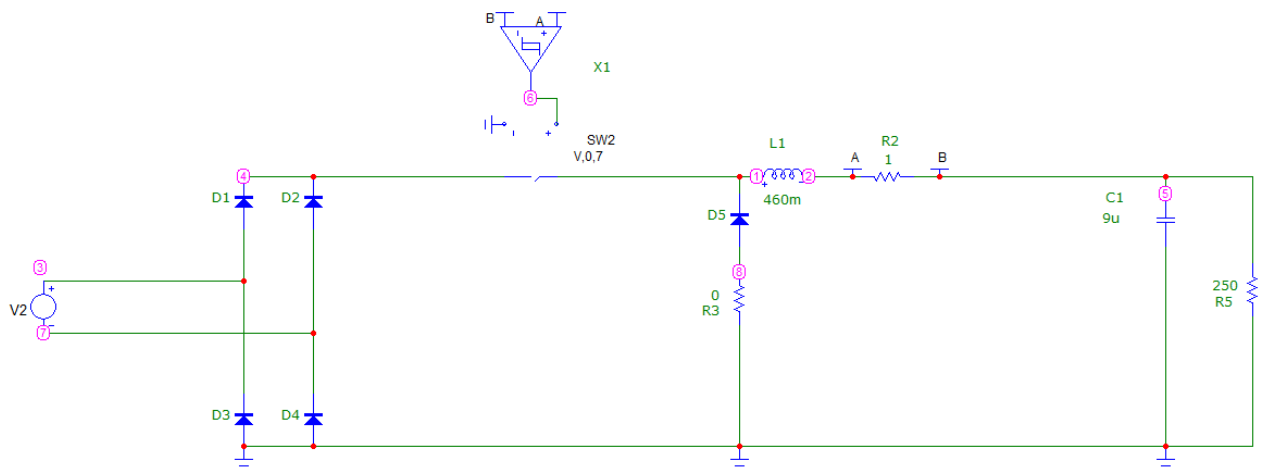


Рисунок 65 – Схема ИППН-1 с диодным мостом на входе без фильтрующего конденсатора

На рисунке 66 показаны осциллограммы выпряженного напряжения после диодного моста U_{Π} , тока дросселя I_L и напряжения на резисторе R_5 .

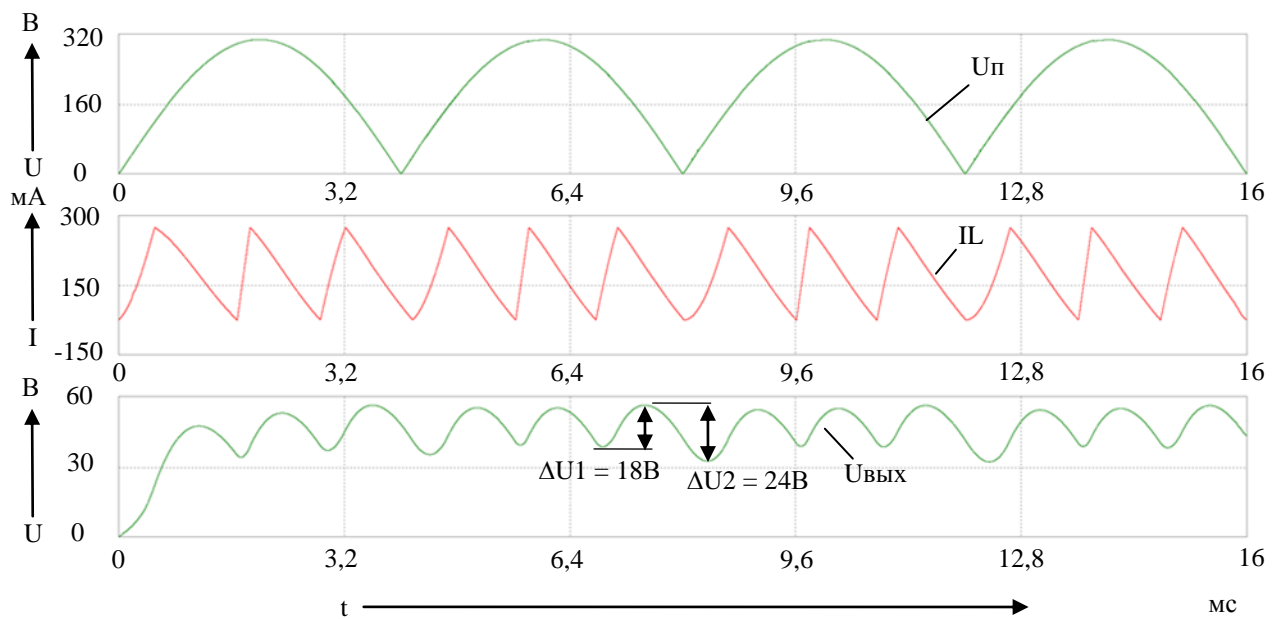


Рисунок 66 – Осциллограммы снятые в режиме работы без фильтрующего конденсатора

Схема была настроена таким образом, что когда напряжение после диодного моста U_{Π} становится равным нулю, ток дросселя тоже становится равным нулю. Однако, если напряжение после диодного немного запоздает относительно тока дросселя, то ток дросселя будет держаться на нуле до тех пор, пока напряжение U_{Π} снова не начнет расти. Чем больше ток дросселя будет в нулевом положении, тем, сильнее будет просадка выходного

напряжения $V_{\text{вых}}$. Поэтому важно не допускать задержки напряжения относительно тока дросселя в нуле.

Исходя из графика, видно, что в момент времени, когда $i_L = 0$ и $U_{\text{п}} = 0$ происходит просадка выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ на $6B$.

Данный метод уменьшает массогабаритные параметры источника, так как отсутствует конденсатор во входном фильтре, однако минусами данной схемы являются следующие моменты: требуется определенная частота тока дросселя; из-за сильных пульсаций на выходе, следует поставить на выходе ИППН сглаживающий фильтр, параметры которого будут больше, чем при стандартном выходном фильтре; данная схема может использоваться только для низкочастотных мощных источников питания.

2.3 Сравнение полупроводниковых ключей старого и нового образца в работе схемы импульсного источника питания

В импульсных источниках питания в качестве ключевого элемента чаще всего используется полевой транзистор. Полевой транзистор был изобретен достаточно давно и с каждым годом улучшаются его параметры. Для импульсного источника питания важным параметром ключевого элемента является его время открытия и время закрытия. Теоретически, чем дольше время открытия и время закрытия, тем, больше происходит потерь энергии на ключевом элементе. Задачей данного пункта диссертации доказать, что полевой транзистор старого образца, у которого время открытия и закрытия больше хуже нежели транзистор нового образца.

На рисунке 67 показана схема повышающего импульсного источника питания или ИППН 2-го рода, с помощью которого будет происходить проверка транзисторов.

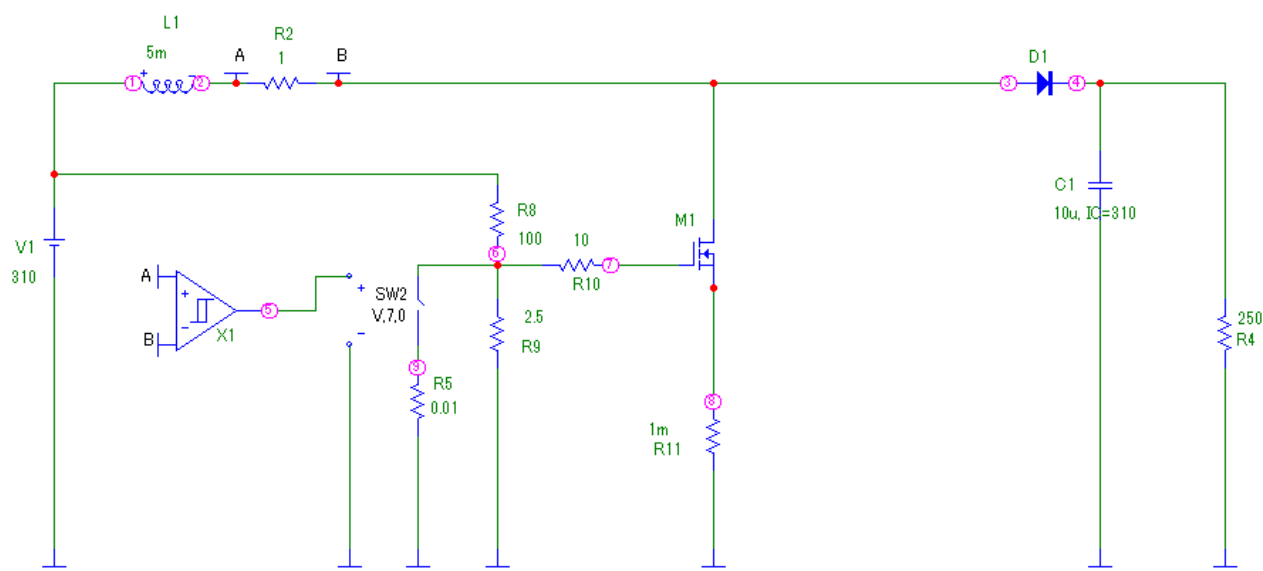


Рисунок 67 – Схема повышающего импульсного источника питания, смоделированная в программе Micro-cap

Далее были найдены полевые транзисторы старого и нового образца. Общими параметрами данных транзисторов были напряжение сток-исток $U_{си} = 600\text{В}$ и ток стока $I_c = 4\text{А}$.

С качестве старого образца был выбран полевой транзистор КП709 [26]. Данный транзистор был найден в справочнике 1994г, следовательно, можно утверждать, что он был изобретен не позже данного года. В качестве нового образца был выбран транзистор AOD4S60 взятый из документации 2012г [27].

Рассматривая транзистор AOD4S60, было определено, что время включения данного транзистора равно 8 нс, а время спада 12 нс. При рассмотрении транзистора КП709 было определено, что время включения данного транзистора равно 400 нс, а время спада 800 нс. В программе Micro-cap была создана схема проверки транзисторов на время включения и время спада (рисунок 68).

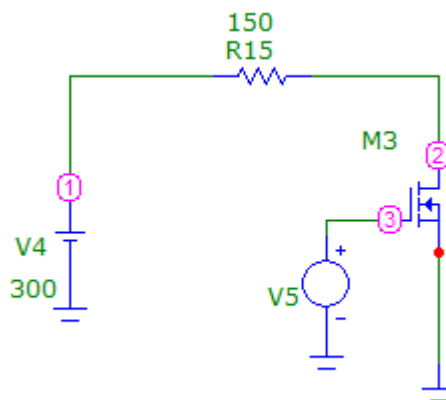


Рисунок 68 – Схема проверки транзисторов на время включения и время спада

Генератор V4 выдавал импульсы с периодом 0,2 мкс, скважность была 0,1 мкс. Исходя из методички по MICRO-cap'у, Spice-параметр RG (объемное сопротивление затвора) отвечает за время переключения [28]. Spice-параметр CBD (емкость донной части перехода сток-подложка при нулевом смещении) является одним из параметров выходной емкости транзистора. Spice-параметр CGDO (удельная емкость перекрытия затвор-исток) является одним из параметров объемного заряда в состоянии «включено».

На рисунке 69 показана диаграмма, по которой можно правильно определить передний фронт t_r и задний фронт t_f полевого транзистора. Видно, что снятие времен происходит не с началом роста или спада импульса, а когда параметр напряжения должен быть 10% от максимального, а заканчивается снятие, когда напряжение достигнет 90% от максимального значения. В нашем случае это 30 В и 270 В.

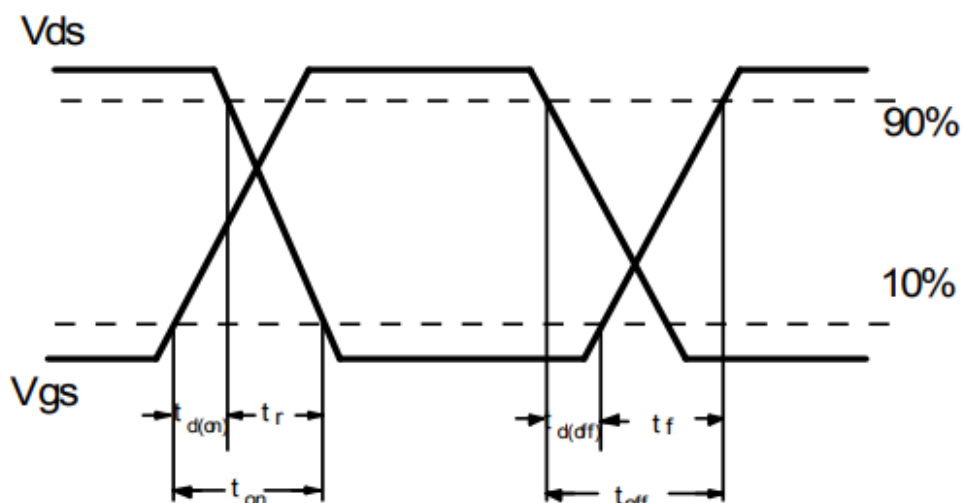


Рисунок 69 – Диаграмма, для правильного определения переднего фронта t_r и заднего фронта t_f полевого транзистора

Далее, изменяя только параметры R_G , C_{BD} и C_{GDO} регулировались времена переднего фронта t_r и заднего фронта t_f обоих полевых транзисторов. Остальные Spice параметры брались стандартные.

Результаты транзистора AOD4S60 показаны на рисунке 70.

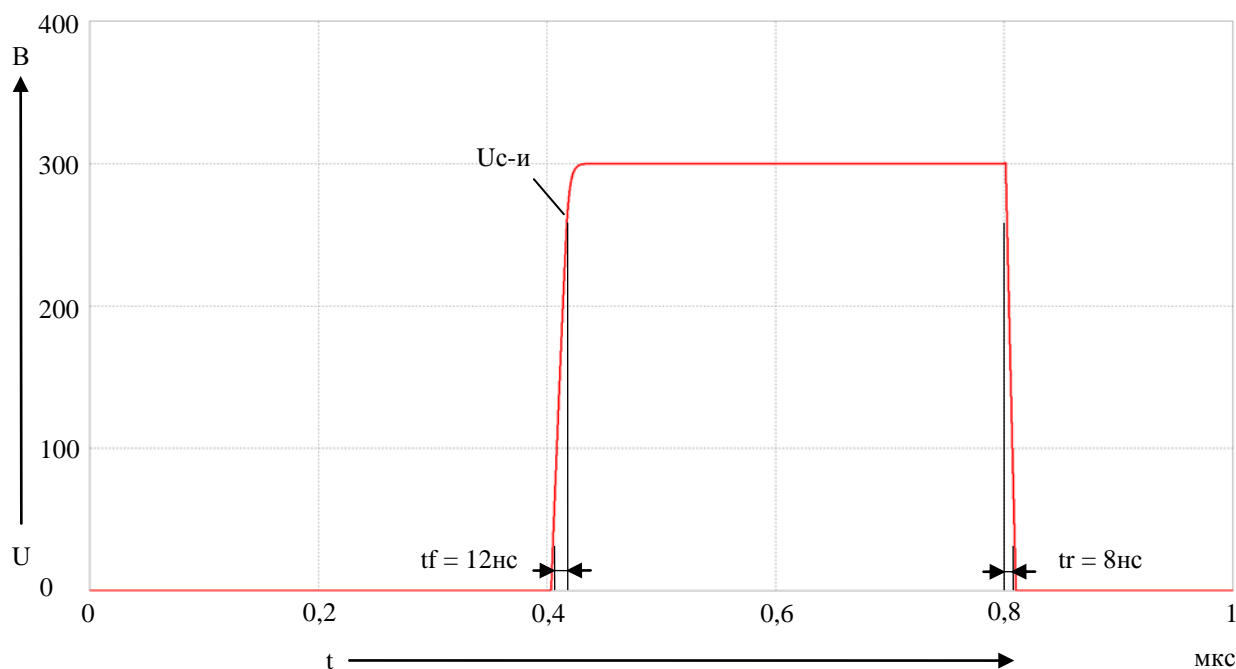


Рисунок 70 – Нахождение переднего и заднего фронтов транзистора AOD4S60

Для транзистора AOD4S60 получились следующие параметры: $R_G = 45$ Ом, $C_{BD} = 0,3 \cdot 10^{-9}$ Ф и $C_{GDO} = 0,8 \cdot 10^{-11}$ Ф/м.

Результаты транзистора КП709 показаны на рисунках 71.

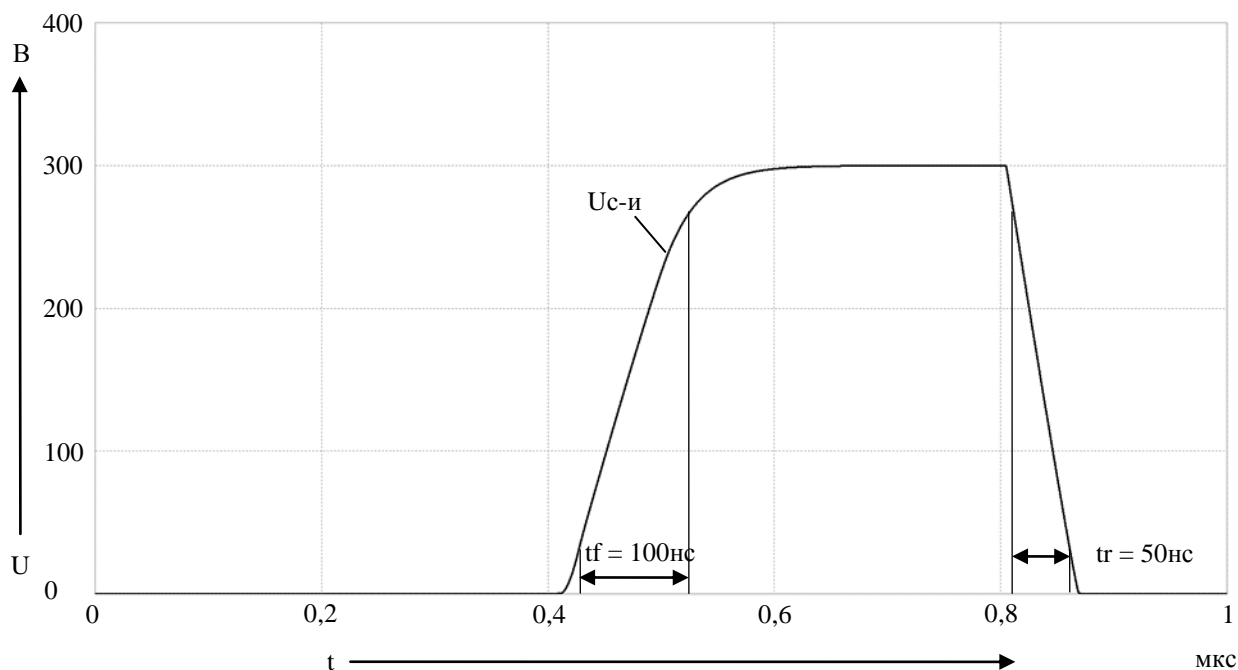


Рисунок 71 – Нахождение переднего и заднего фронтов транзистора КП709

Для транзистора КП709 получились следующие параметры: $R_G = 250 \text{ Ом}$, $C_{BD} = 3,5 \cdot 10^{-9} \text{ Ф}$ и $C_{GDO} = 1 \cdot 10^{-11} \text{ Ф/м}$.

При снятии параметров имели место быть погрешности по оси X и по оси Y , однако, данные погрешности ничтожно малы.

2.3.1 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 3А

Получившиеся параметры R_G , MJ и C_{GDO} были вписаны в Spice-параметры транзистора $M1$ в схеме рисунка 67. Остальные параметры были стандартными. Схема построена так, что частота работы полупроводникового ключа напрямую зависит от амплитуды тока дросселя ΔI_L . Ток дросселя в данном пункте изменяется от 1А до 4А. На рисунке 72 показаны токи дросселя со старым транзисторе в схеме и с новым.

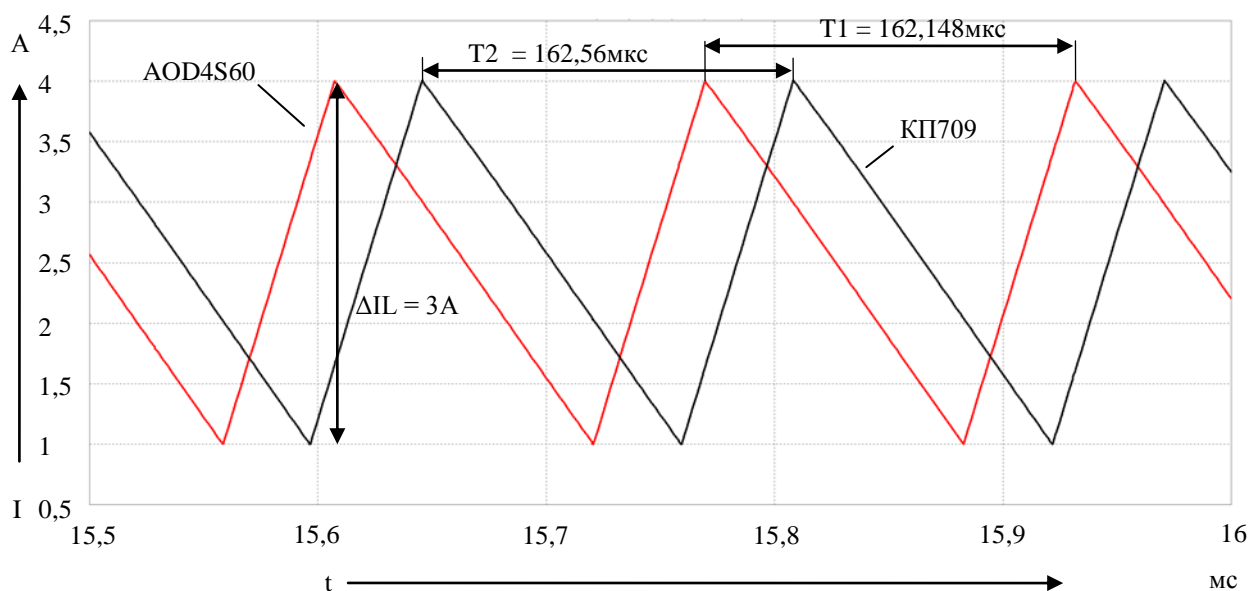


Рисунок 72 – Токи дросселя при $\Delta I_L = 3\text{ A}$ с транзистором AOD4S60 и с транзистором КП709

Исходя из графиков, видно, что при одинаковой амплитуде тока дросселя, его период практически не меняется, следовательно, и период частота работы транзисторов практически одинакова. У транзистора AOD4S60 частота равняется $\approx 6152\text{ Гц}$, а у транзистора КП709 $\approx 6167\text{ Гц}$.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием двух транзисторов.

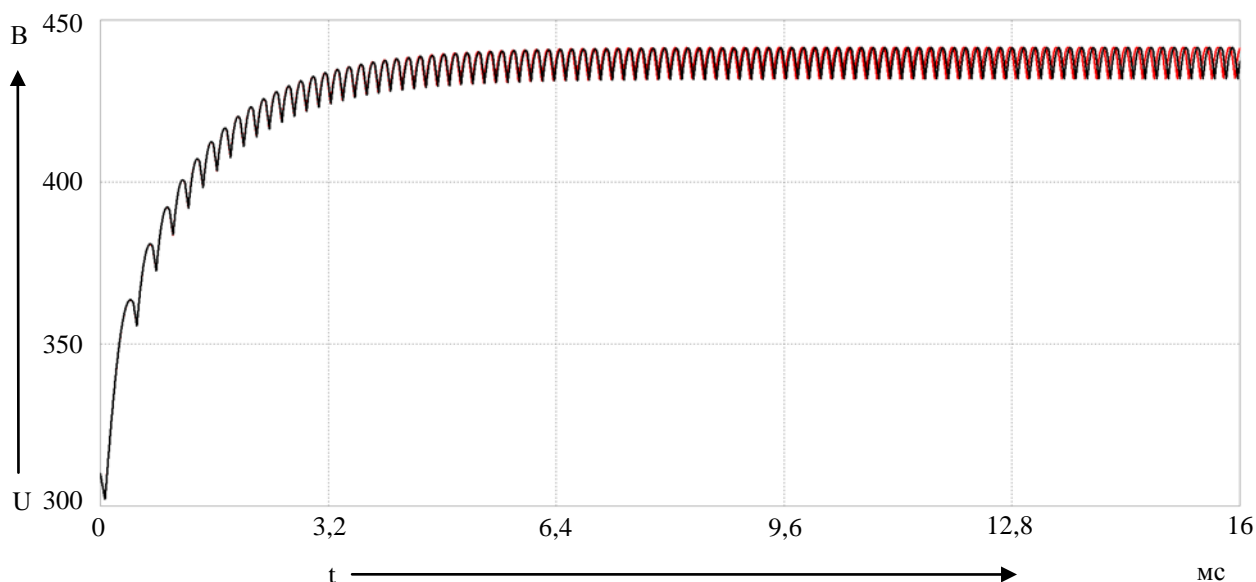


Рисунок 73 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием старого и нового транзисторов $\Delta I_L = 3\text{ A}$

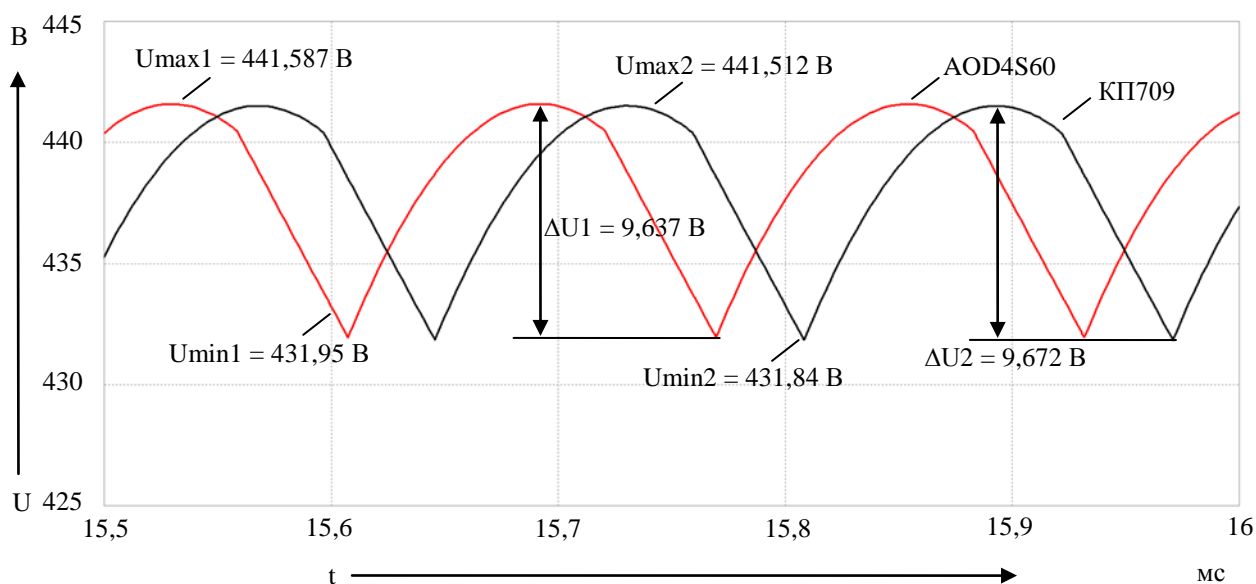


Рисунок 74 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием старого и нового транзисторов в увеличенном масштабе

Выходные напряжения ИППН с использованием разных транзисторов одинаковы при данной амплитуде тока дросселя. Выходное напряжение с использованием транзистора AOD4S60 запасдывает от выходного напряжения с использованием транзистора КП709, потому что за счет немного более высокой частоты напряжение достигло своего максимума раньше.

Далее было сравнение рассеиваемой энергии на транзисторах показанная на рисунке 75.

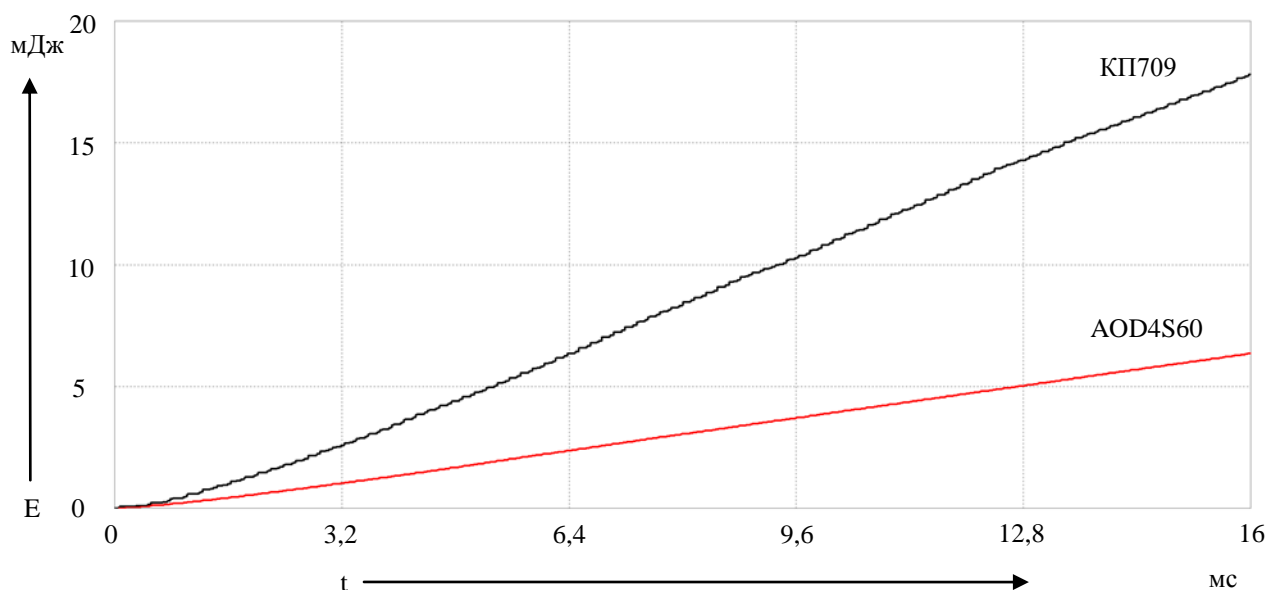


Рисунок 75 – Рассеиваемая энергия на транзисторах при амплитуде тока дросселя 3А

Потери на каждом цикле суммируются. График рассеиваемой энергии от времени показывает, что чем меньше угол линии относительно оси абсцисс, тем меньше рассеивается энергия. Несмотря на то, что выходное напряжение одинаково при использовании любого транзистора, энергия рассеивается больше на старом транзисторе, так как время включения и время выключения транзистора КП709 больше, при практически одинаковом времени цикла на обоих транзисторах.

2.3.2 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,5 А

Далее частота тока дросселя изменялась от 3,5А до 4А (Рисунки 76). Амплитуда пульсаций тока дросселя $\Delta I_L = 0,5 \text{ А}$.

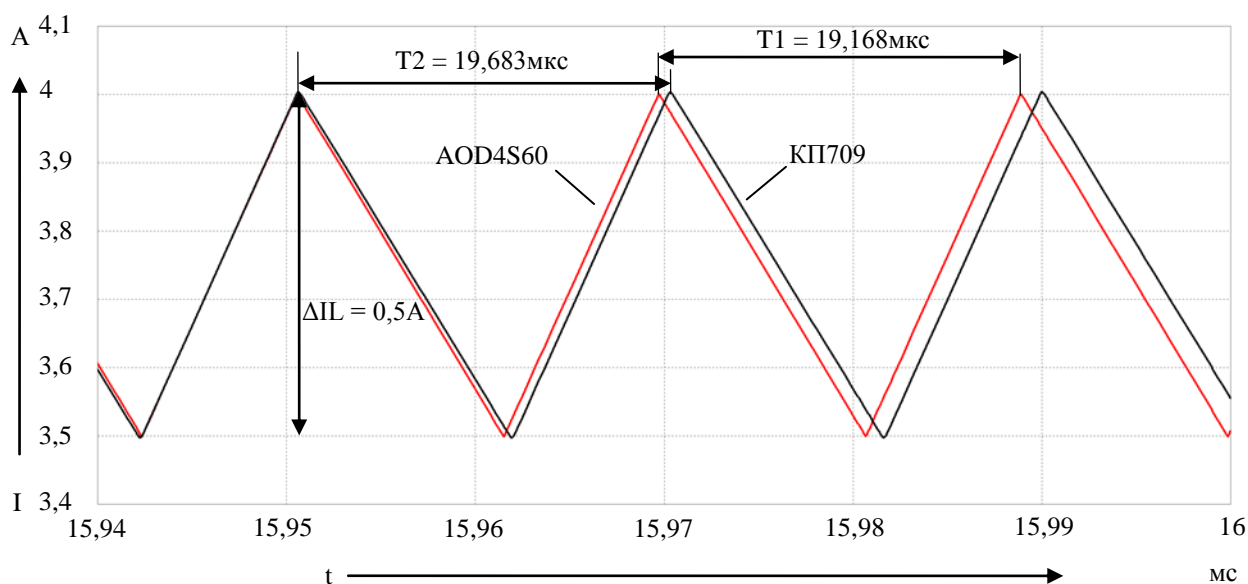


Рисунок 76 – Токи дросселя при $\Delta I_L = 0,5 \text{ А}$ с транзисторами AOD4S60 и КП709

Система управления ИППН изменяет ток дросселя от 3,5А до 4А. В таком случае получается, что частота транзистора AOD4S60 равняется $\approx 52170 \text{ Гц}$, а у транзистора КП709 $\approx 50805 \text{ Гц}$. Следовательно, частота работы ключа будет отличаться в 1365 Гц. Изменение частоты происходит, потому что в старом транзисторе, для увеличения времени включения и выключения увеличивались емкости в Spice параметрах. Это влияет на то, что при переключении ключа, ток дросселя продолжает течь в прежнем направлении некоторое количество времени поэтому амплитуда пульсаций тока дросселя будет не 0,5 А, а немного

больше, поэтому и происходит увеличение периода. Данный фактор не сильно проявляется и при $\Delta I_L = 3\text{A}$, так как на малых частотах емкостное сопротивление конденсатора увеличивает, ток дросселя при изменении положения ключа изменяется быстрее.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием двух транзисторов при амплитуде пульсаций тока дросселя равной $0,5\text{A}$.

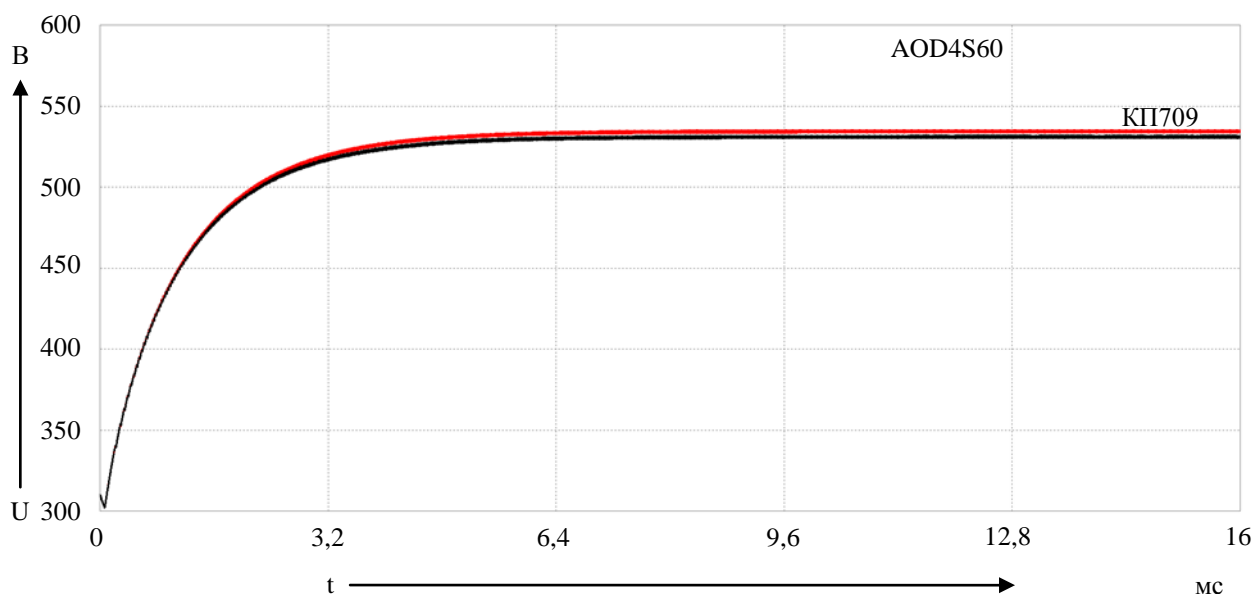


Рисунок 77 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием старого и нового транзисторов при $\Delta I_L = 0,5\text{A}$

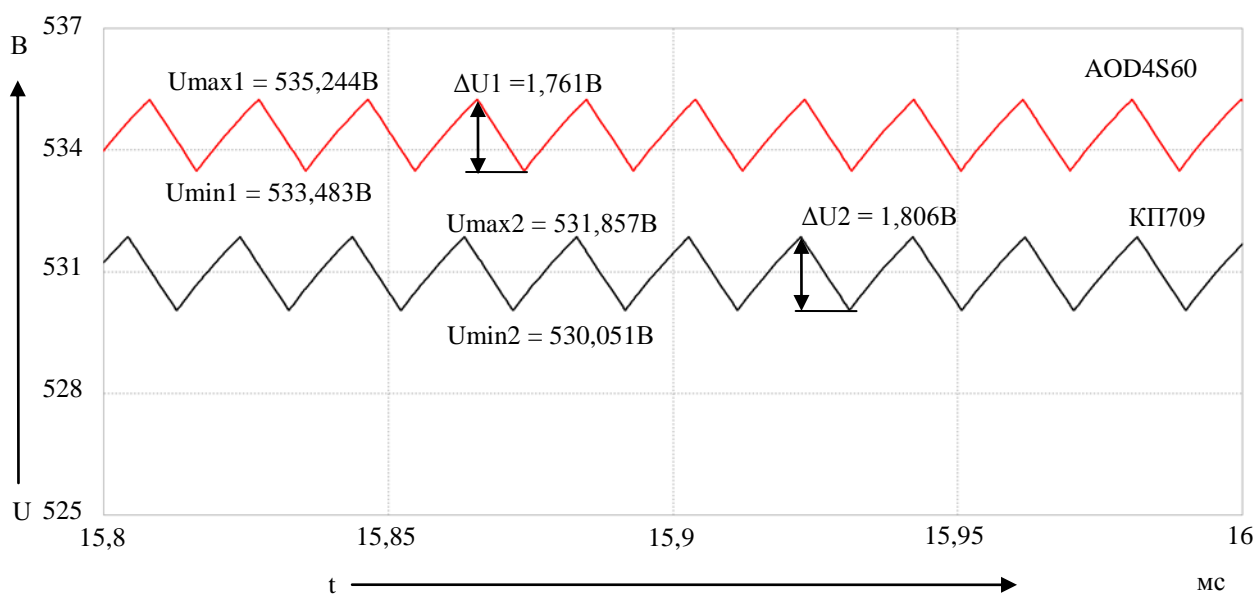


Рисунок 78 – Сравнение выходных напряжений ИППН в увеличенном масштабе

Так как данные частоты выше, чем в п.2.3.1, то и амплитуды пульсаций выходных напряжений будет меньше. Выходные напряжения также будут больше, так как средний ток дросселя равен 3,75 А, следовательно, больше энергии идет в нагрузку. В предыдущем пункте средний ток равнялся 2,5 А. Если в схеме стоит новый транзистор AOD4S60, выходное напряжение выше. Это связано с тем, что время включения и время выключения транзистора КП709 больше, следовательно старый больше рассеивает энергию в тепло. По сравнению с п. 2.3.1, на более высоких частотах данный фактор проявляется более явно, так как период работы ключа значительно уменьшился, а время включения и время выключения транзисторов осталось прежним.

Далее было сравнение рассеиваемой энергии на транзисторах показанное на рисунке 79.

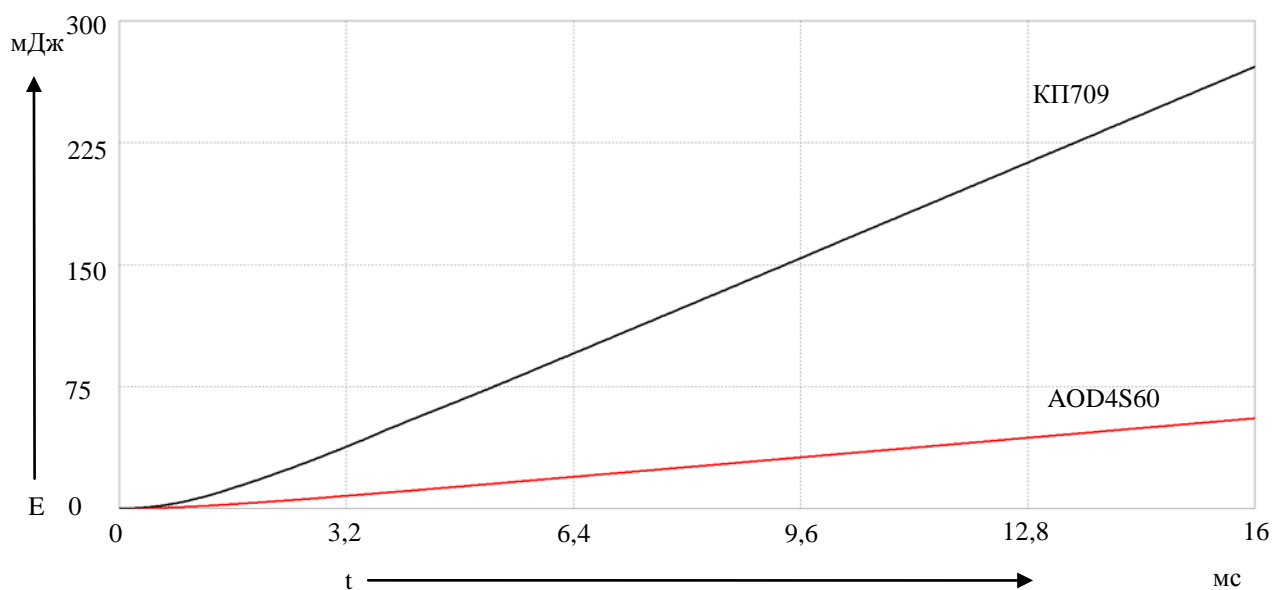


Рисунок 79 – Рассеиваемая энергия на транзисторах при $\Delta I_L = 0,5\text{А}$

Теоретически, чем больше частота ключа, тем больше потери на ключевом элементе, так как активная работа транзистора приходится на меньший период работы ключа. Однако новый транзистор обладает достаточно быстрым временем включения и выключения, что даже при больше частоте имеет меньшие потери, по сравнению со старым, который работает на меньшей частоте.

2.3.3 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,2 А

Далее частота тока дросселя изменялась от 3,8А до 4А (Рисунки 80).

Амплитуда пульсаций тока дросселя $\Delta I_L = 0,2$ А.

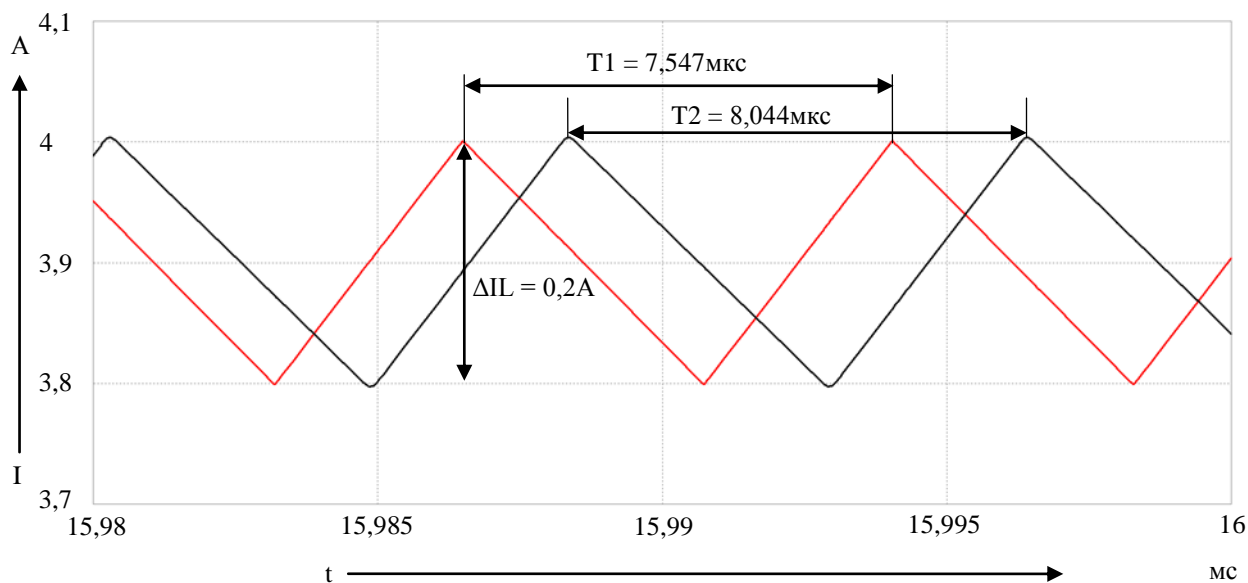


Рисунок 80 – Ток дросселя с $\Delta I_L = 0,2$ А с транзисторами AOD4S60 и КП709

Система управления ИППН изменяет ток дросселя от 3,8А до 4А. В таком случае получается, что частота транзистора AOD4S60 равняется $\approx 132,503$ Гц, а у транзистора КП709 $\approx 124,316$ Гц. Следовательно, частота работы ключа будет отличаться в 8,187 Гц. Изменение частоты происходит, потому что в старом транзисторе, для увеличения времени включения и выключения увеличивались емкости в Spice параметрах. Это влияет на то, что при переключении ключа, ток дросселя продолжает течь в прежнем направлении некоторое количество времени поэтому амплитуда пульсаций тока дросселя будет не 0,2 А, а немного больше, поэтому и происходит увеличение периода. Уменьшение амплитуды пульсаций тока приводит к более большим изменениям частот относительно друг друга при разных транзисторах.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием двух транзисторов при $\Delta I_L = 0,2$ А.

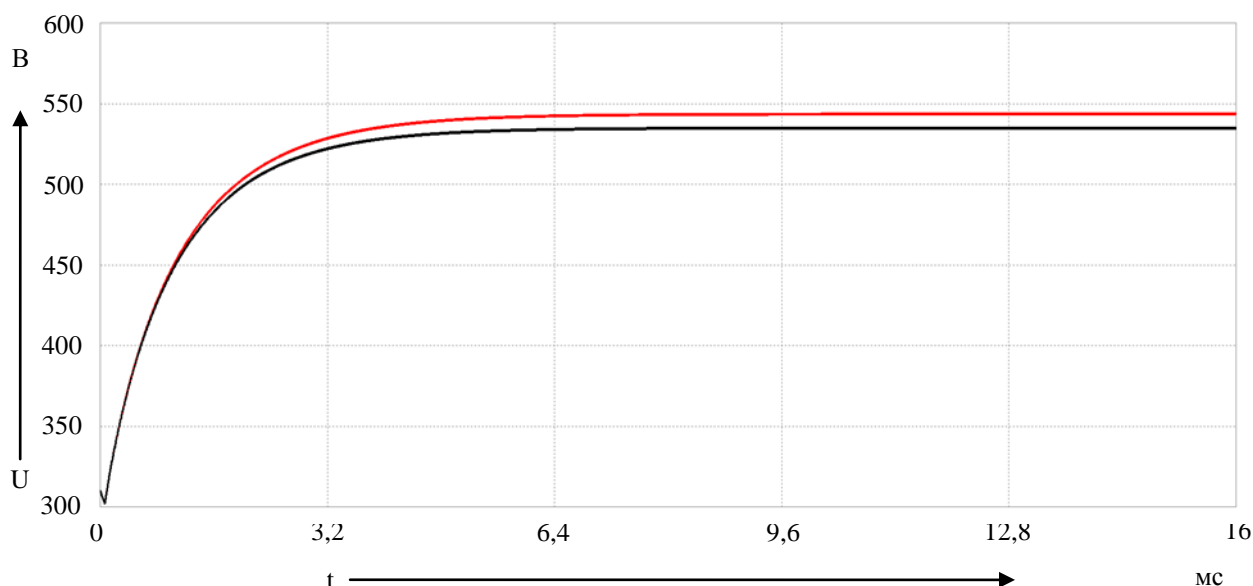


Рисунок 81 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием старого и нового транзисторов при $\Delta I_L = 0,2 \text{ A}$

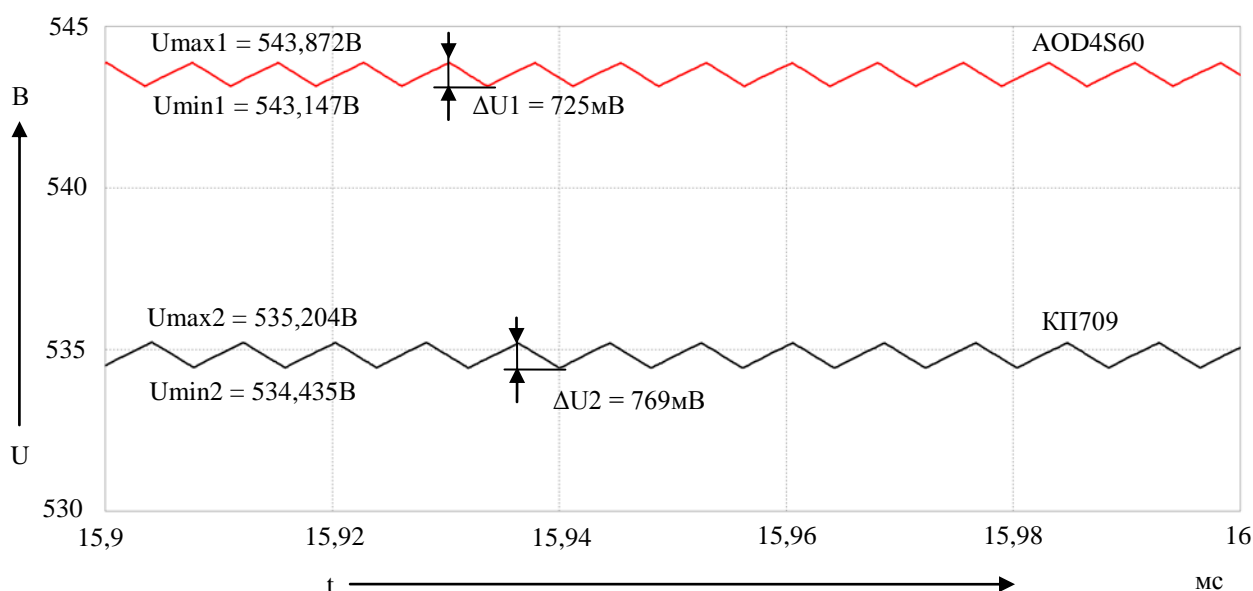


Рисунок 82 – Сравнение выходных напряжений ИППН в увеличенном масштабе

Так как данные частоты выше, чем в п.2.3.1 и в п.2.3.2, то и амплитуды пульсаций выходных напряжений будет меньше. Выходные напряжения также будут больше, так как средний ток дросселя равен 3,9 А, следовательно, больше энергии идет в нагрузку. Если в схеме стоит новый транзистор AOD4S60, выходное напряжение выше. Это связано с тем, что время включения и время выключения транзистора КП709 больше, следовательно старый больше рассеивает энергию в тепло.

Далее было сравнение рассеиваемой энергии на транзисторах показанное на рисунке 83.

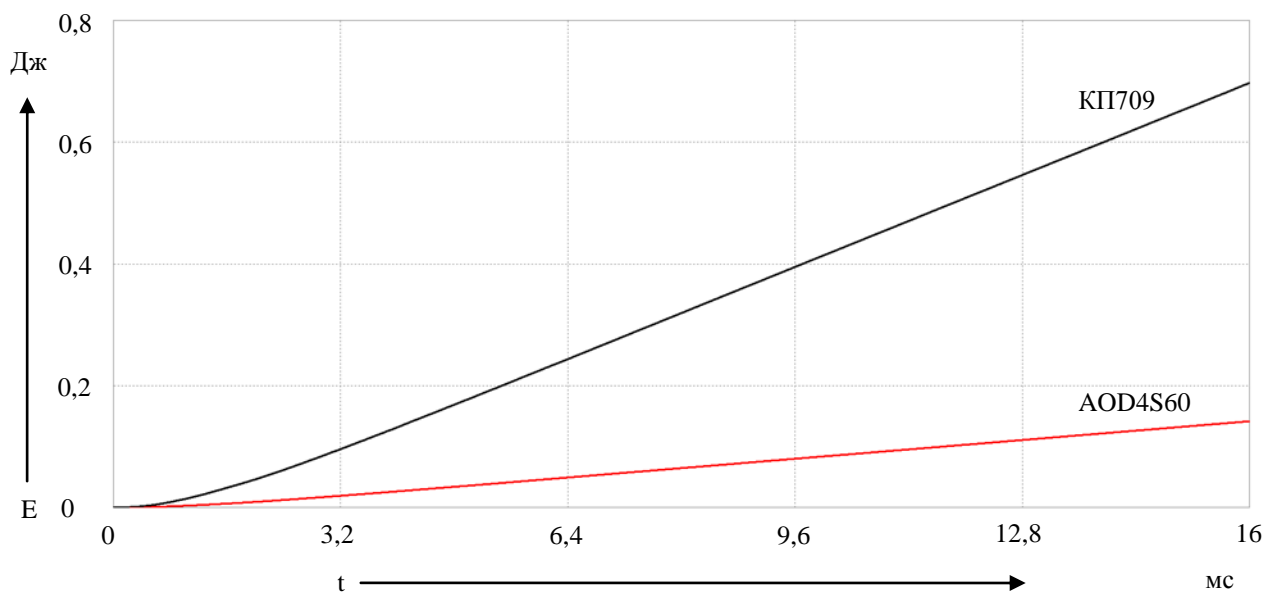


Рисунок 83 – Рассеиваемая энергия на транзисторах при $\Delta I_L = 0,2\text{A}$

Как и в предыдущем пункте, новый транзистор обладает достаточно быстрым временем включения и выключения, что даже при больше частоте имеет меньшие потери, по сравнению со старым, который работает на меньшей частоте.

2.3.4 Заключение по полупроводниковым ключам

Исходя из полученных результатов можно сделать вывод, что при большой амплитуде тока дросселя будет достаточно малая частота работы ключа. При такой частоте не важно какой именно будет стоять транзистор – старый или новый. Частота практически будет одинакова и разное время открытие и закрытие транзисторов слабо повлияют на выходное напряжение и на рассеиваемую энергию на транзисторах. При амплитудах пульсаций тока дросселя равных 0,5 А и 0,2 А, частота работы ключа значительно вырастет. Чем она будет больше, тем больше будет рассеиваться энергии на элементе, так как период уменьшается, а время включения и выключения транзисторов остается прежней. У старого транзистора данные времени больше, следовательно, и потери у него тоже будут больше, что и скажется на выходном напряжении, которое будет меньше.

2.4 Сравнение диодов старого и нового образца в работе схемы импульсного источника питания

В импульсных источниках питания одним из важных элементов помимо полупроводникового ключа является диод. Их количество в схеме может быть разным в зависимости от схемы источника. Важными параметрами диода является время рассасывания объемного заряда T_{rr} и динамическое сопротивление R_d . Задачей данного пункта диссертации доказать, что диод старого образца, у которого время рассасывания объемного заряда больше хуже нежели транзистор нового образца в ИППН.

Были найдены диоды старого и нового образца. Общими параметрами данных диодов были обратное напряжение $U_{обр} = 600\text{В}$ и прямой $I_{пр} = 10\text{А}$.

С качестве старого образца был выбран импульсный диод КД412В [29]. Данный диод был найден в справочнике 1994г [30], следовательно, можно утверждать, что он был изобретен не позже данного года. В качестве нового образца был выбран диод FR1007 взятый из документации 2013г [31]. Также был найден диод Шоттки STPSC1006D, который также относится к новым образцам, однако имеет еще более лучшее время рассасывания объемного заряда T_{rr} [32].

Рассматривая диод КД412В, было определено, что его $T_{rr} = 1500\text{нс}$ и $R_d = 0,05\ \text{Ом}$. Диод FR1007 имеет $T_{rr} = 500\text{нс}$ и $R_d = 0,03\text{Ом}$, а диод Шоттки STPSC1006D имеет $T_{rr} = 0$, так как у него оно ничтожно малое и принято считать за ноль и $R_d = 0,045\ \text{Ом}$. В программе Micro-cap была создана схема проверки транзисторов на время включения и время спада (рисунок 84).

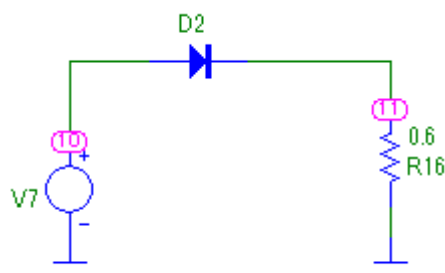


Рисунок 84 – Схема проверки диодов на время T_{rr}

Генератор V7 выдавал импульсы с периодом 6мкс, скважность была 3мкс. Исходя из методички по MICRO-cap'у. Spice-параметр TT (Время переноса заряда) отвечает за время рассасывания объемного заряда T_{rr} .

Далее изменялся параметр TT для первых двух диодов, чтобы найти параметр T_{rr} . Для диода Шоттки параметр TT равен нулю.

Результаты показаны на осциллограммах 85-86.

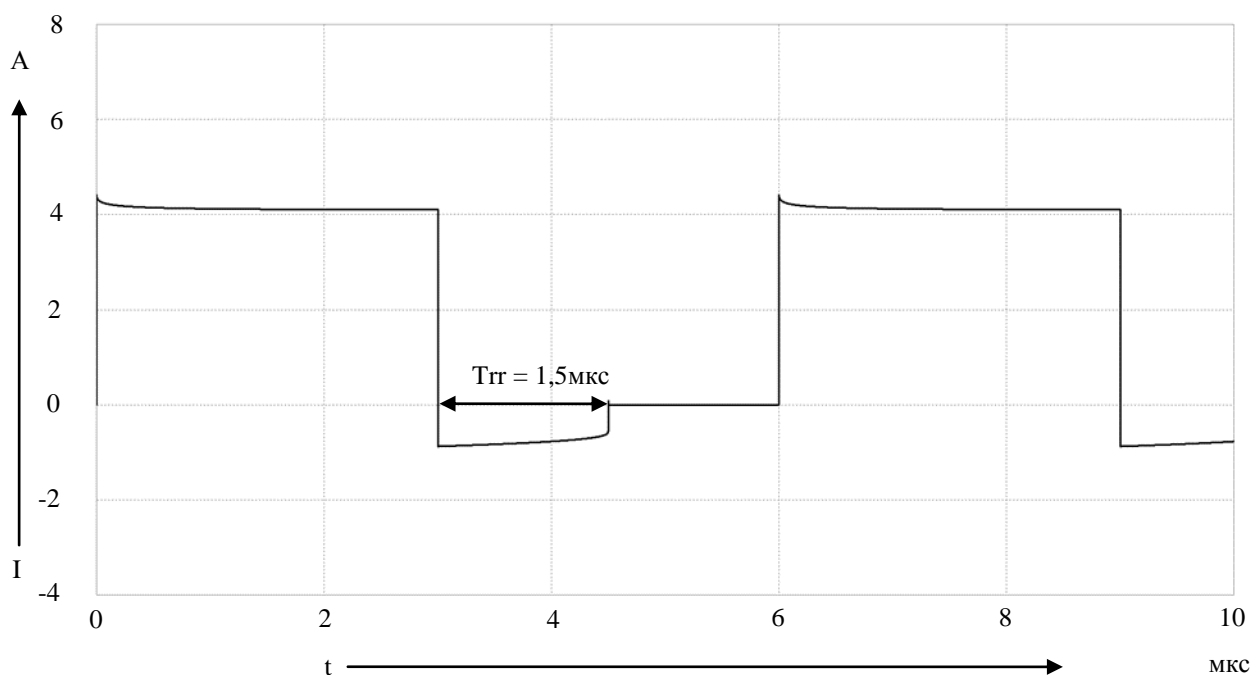


Рисунок 85 – Осциллограмма тока диода КД412В

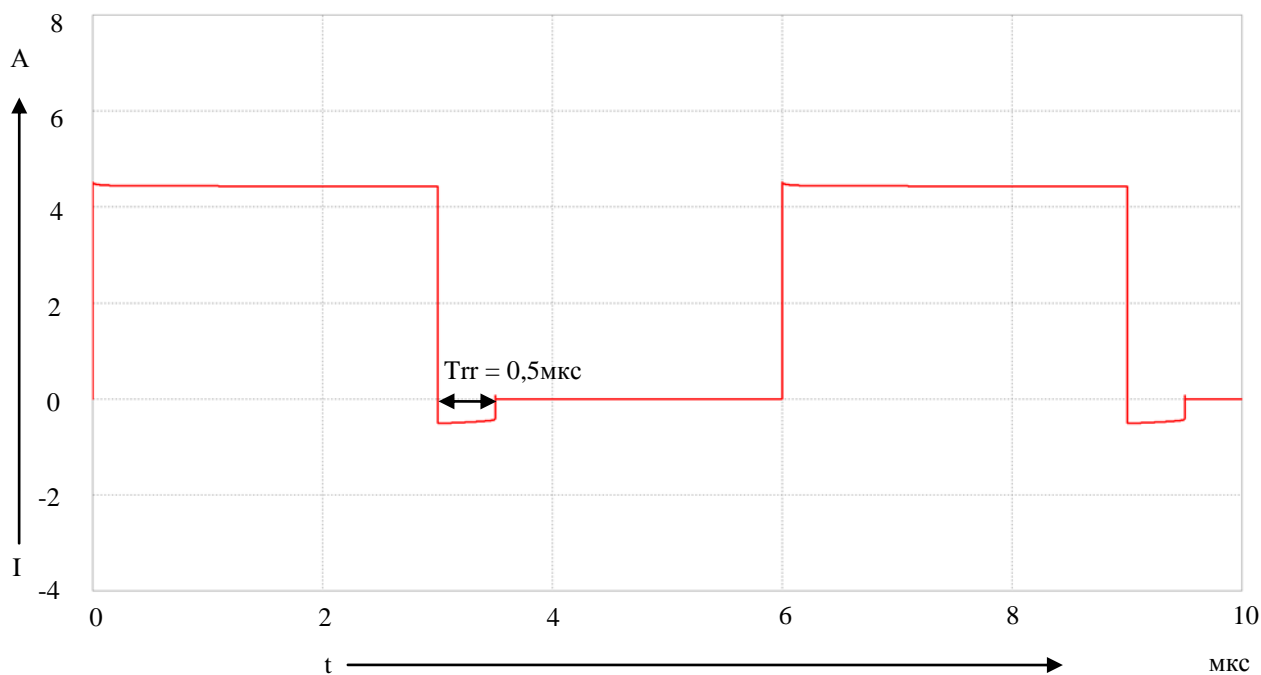


Рисунок 86 – Осциллограмма тока диода FR1007

Для диода КД412В получился следующий параметр: $T_T = 0,815 \cdot 10^{-6}$ с, а для диода FR1007 получился параметр $T_T = 0,214 \cdot 10^{-6}$ с. Также с помощью программы Model Editor, были найдены параметры IS, RS, N, IKF, благодаря которым можно правильно найти Rд [33].

2.4.1 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 3А

Получившиеся параметры были вписаны в Spice-параметры диода D1 в схеме рисунка 67. Остальные параметры были стандартными. Как и в пунктах 2.3.1 – 2.3.3 схема будет исследоваться при разных амплитудах тока дросселя ΔI_L . Для начала, ток дросселя изменяется от 1А до 4А. На рисунке 87 показаны токи дросселя со старым диодом в схеме, с новым и с Шоттки.

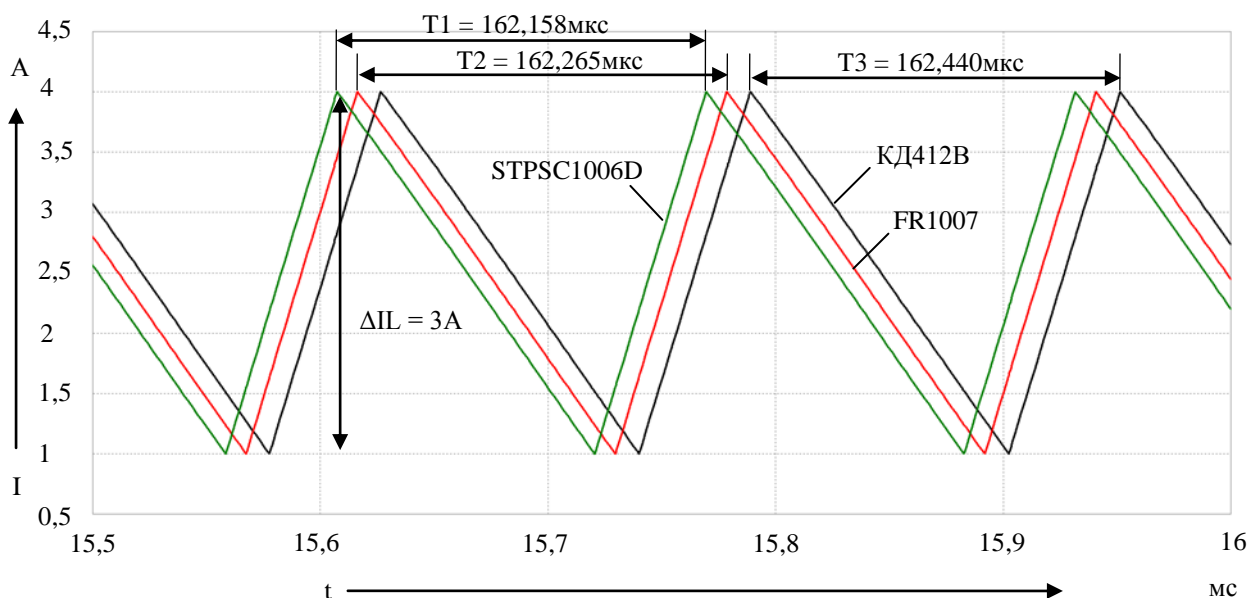


Рисунок 87 – Ток дросселя с $\Delta I_L = 3$ с диодами КД412В, FR1007 и STPSC1006D в схеме

Исходя из графиков, видно, что частота тока дросселя примерно одинакова при данной амплитуде пульсации, однако частота с диодом Шоттки в схеме немного, но больше. Частота полупроводникового ключа с разными диодами следующая: со старым диодом ≈ 6156 Гц, с новым диодом ≈ 6163 Гц, а с диодом Шоттки ≈ 6167 Гц.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием трех диодов при $\Delta I_L = 3$ А.

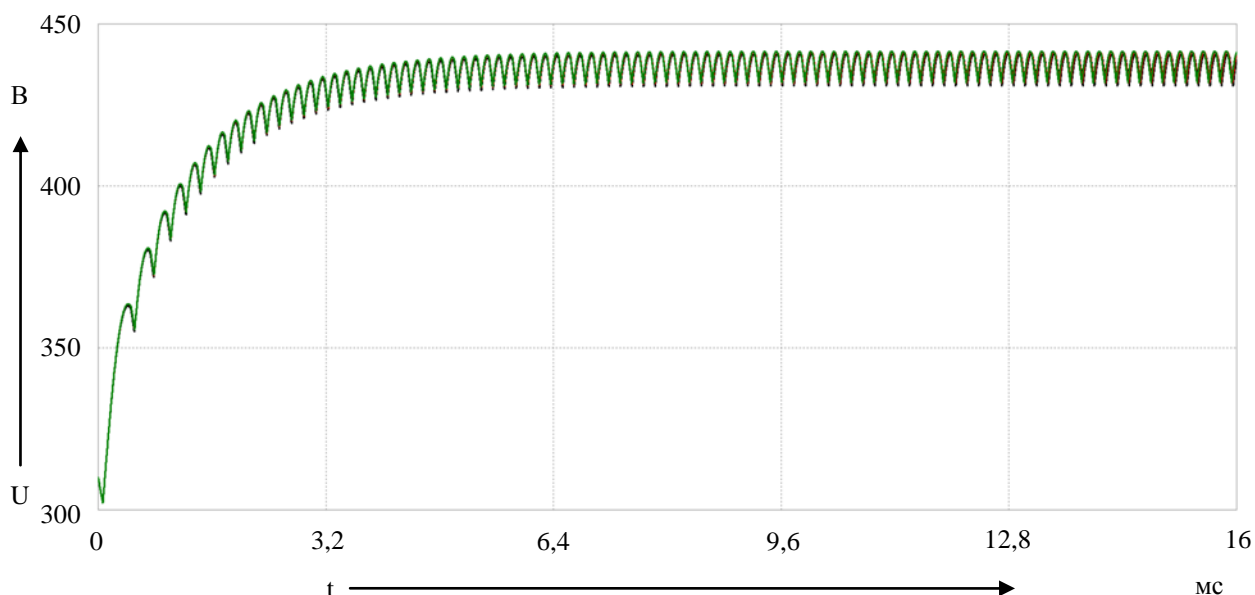


Рисунок 88 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием трех диодов с $\Delta I_L = 3 \text{ A}$

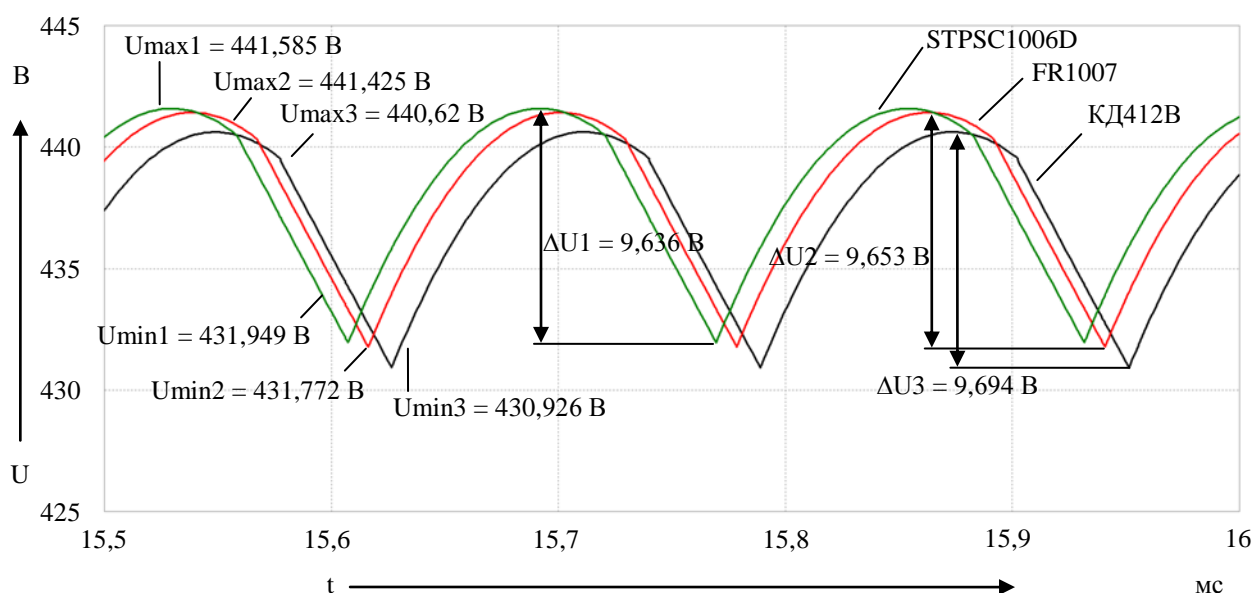


Рисунок 89 – Сравнение выходных напряжений ИППН в увеличенном масштабе

Выходные напряжения при данной амплитуде пульсаций практически одинаковы при использовании любого из выбранных диодов. Незначительные отличия уровней напряжений связаны разным времени восстановления диодов. У более старого диода оно больше следовательно и потери будут больше.

Далее показана характеристика рассеиваемой энергии на диодах при амплитуде пульсаций тока дросселя равной 3 А.

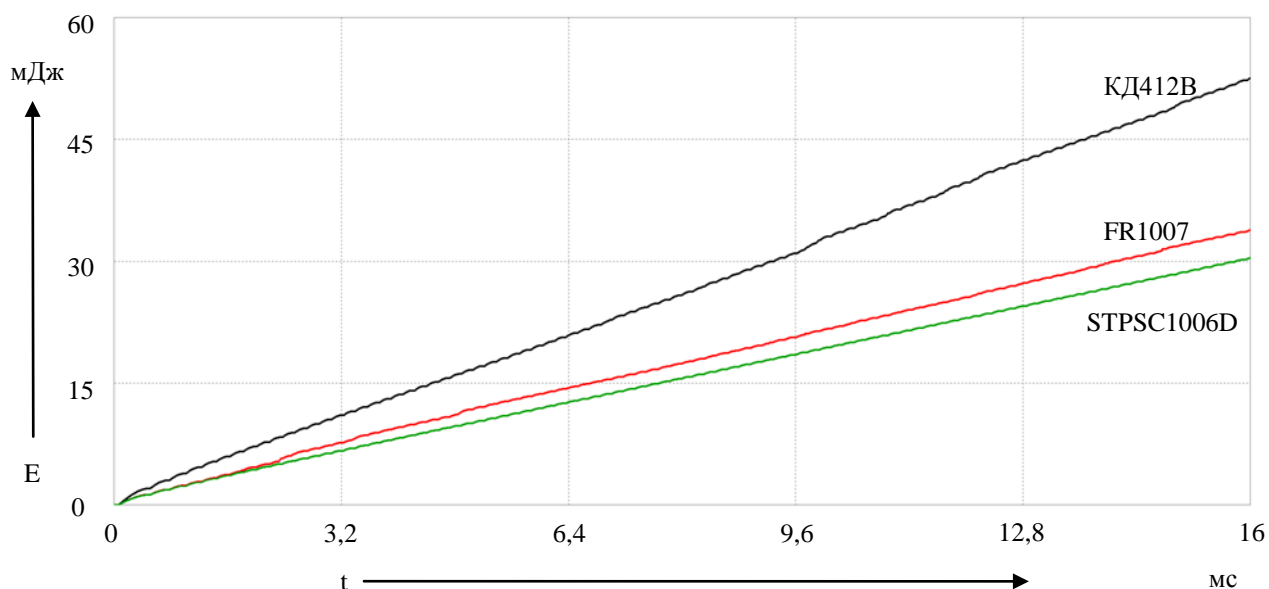


Рисунок 90 – Рассеиваемая энергия на диодах при амплитуде тока дросселя 3А

Рассеиваемая энергия больше у старого диода. Следом идет новый диод, самый малый угол относительно оси абсцисс у диода Шоттки. Данный характеристики подтверждают, незначительные потери выходного напряжения ИППН.

2.4.2 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,5А

В данном пункте ток дросселя изменялся от 3,5А до 4А. На рисунке 91 показаны токи дросселей при использовании разных диодов.

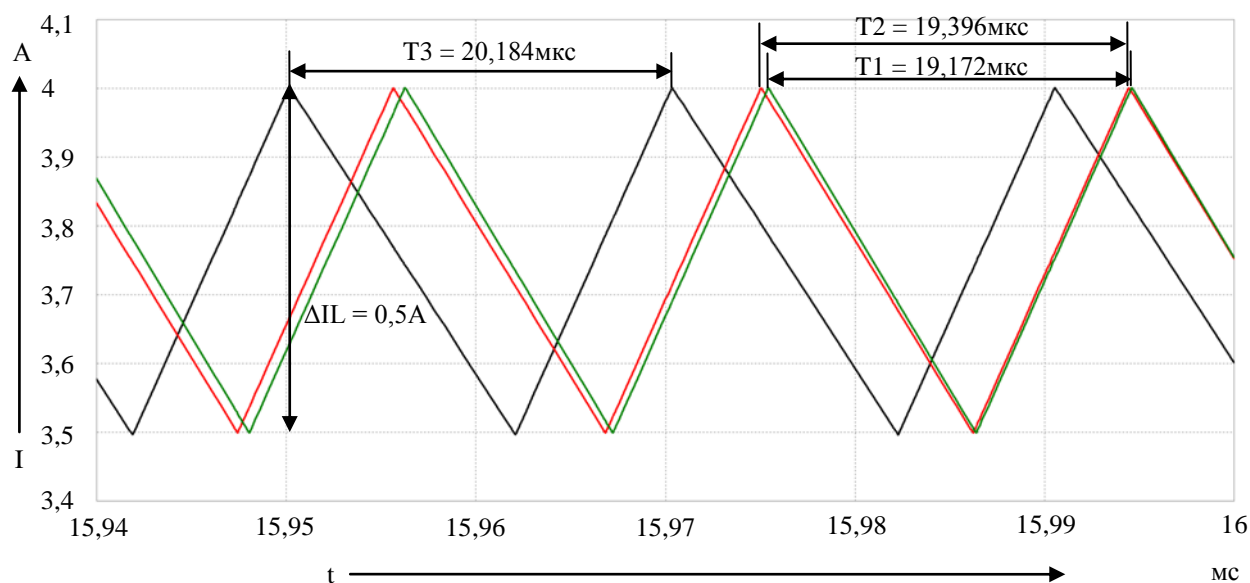


Рисунок 91 – Ток дросселя с $\Delta I_L = 0,5$ А с диодом КД412В в схеме

Исходя из графиков, видно, что частота тока дросселя следующая: со

старым диодом ≈ 49544 Гц, с новым диодом ≈ 51557 Гц, а с диодом Шоттки ≈ 52159 Гц.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием трех диодов при $\Delta I_L = 0,5$ А.

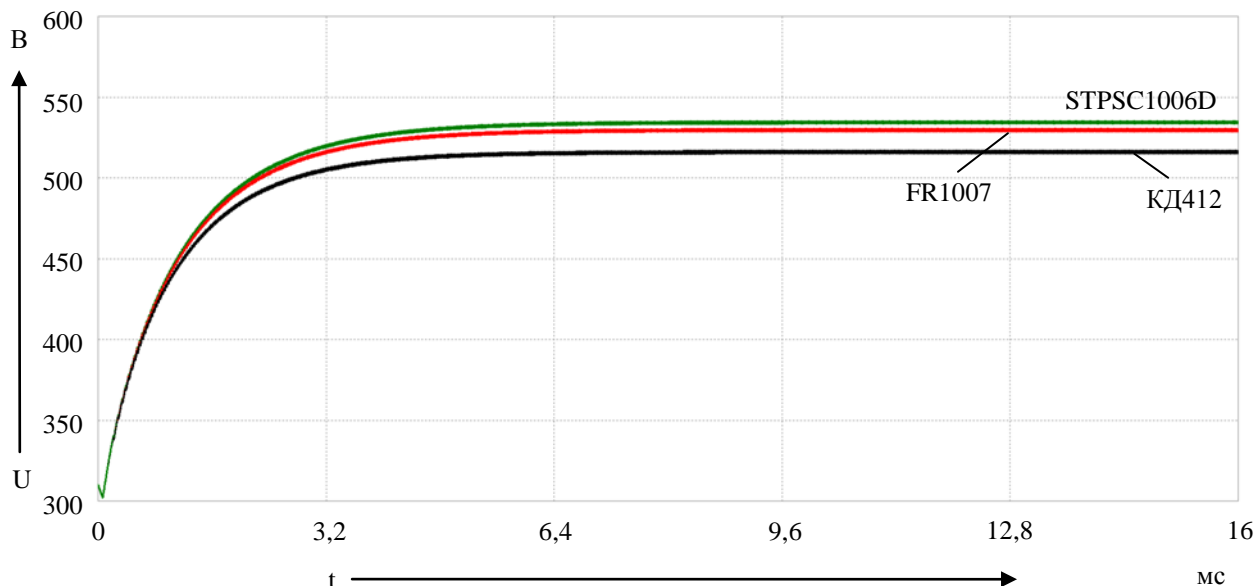


Рисунок 92 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием всех трех диодов при $\Delta I_L = 0,5$ А

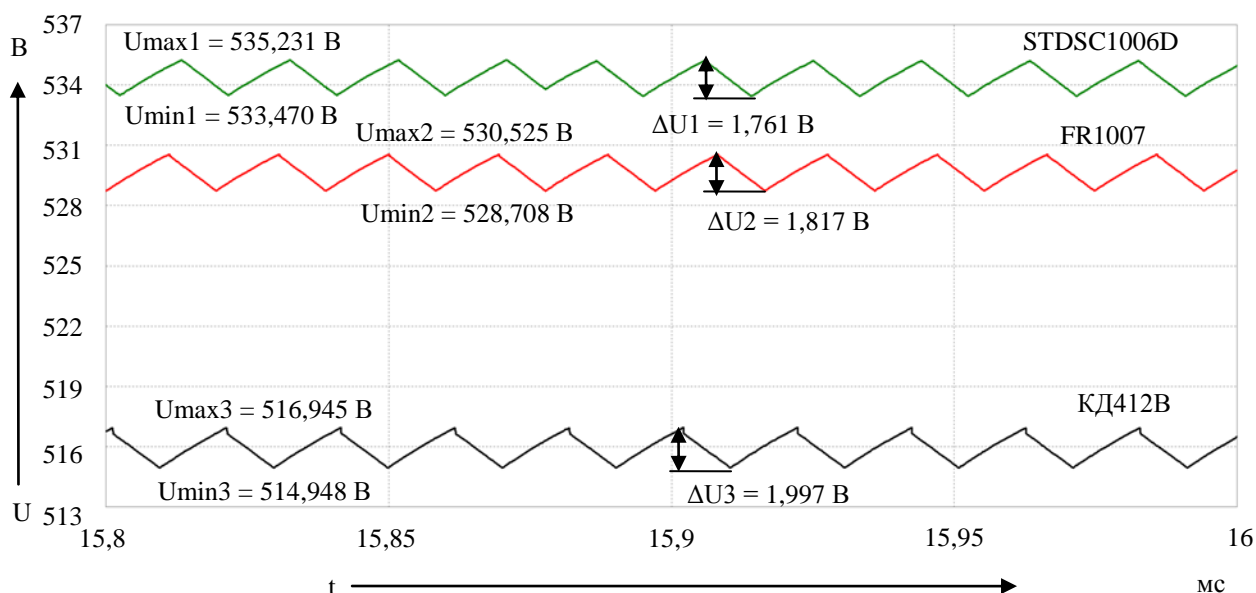


Рисунок 93 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием всех трех диодов в увеличенном масштабе

При более высоких частотах работы полупроводникового ключа, выходное напряжение меньше если использовать старый диод. Время цикла уменьшилось, следовательно, а время восстановления запирающих свойств

диода осталось прежним у каждого диода, поэтому потери также увеличатся, что непосредственно скажется на выходном напряжении.

Далее показана характеристика рассеиваемой энергии на диодах при амплитуде пульсаций тока дросселя равной 0,5А, которая подтверждает что потери увеличились на диодах, однако значительно больше потерь у КД412В.

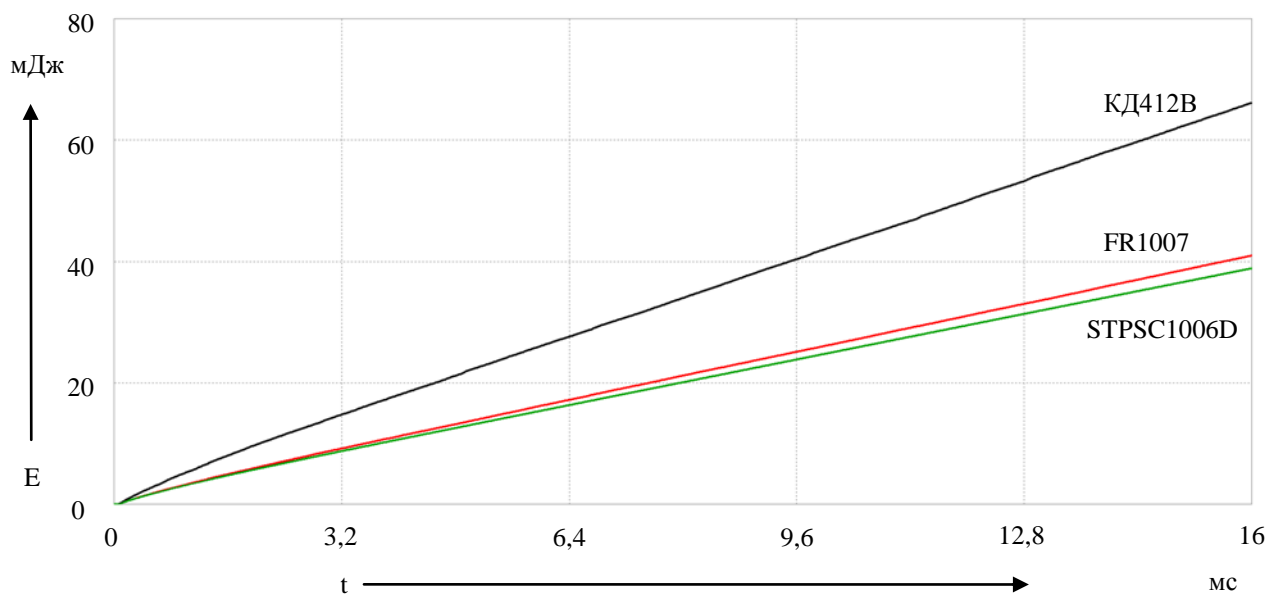


Рисунок 94 – Рассеиваемая энергия на диодах с $\Delta I_L = 0,5$ А

2.4.3 Работа схемы при амплитуде тока дросселя равной 0,2А

Далее показаны токи дросселя при $\Delta I_L = 0,2$ А.

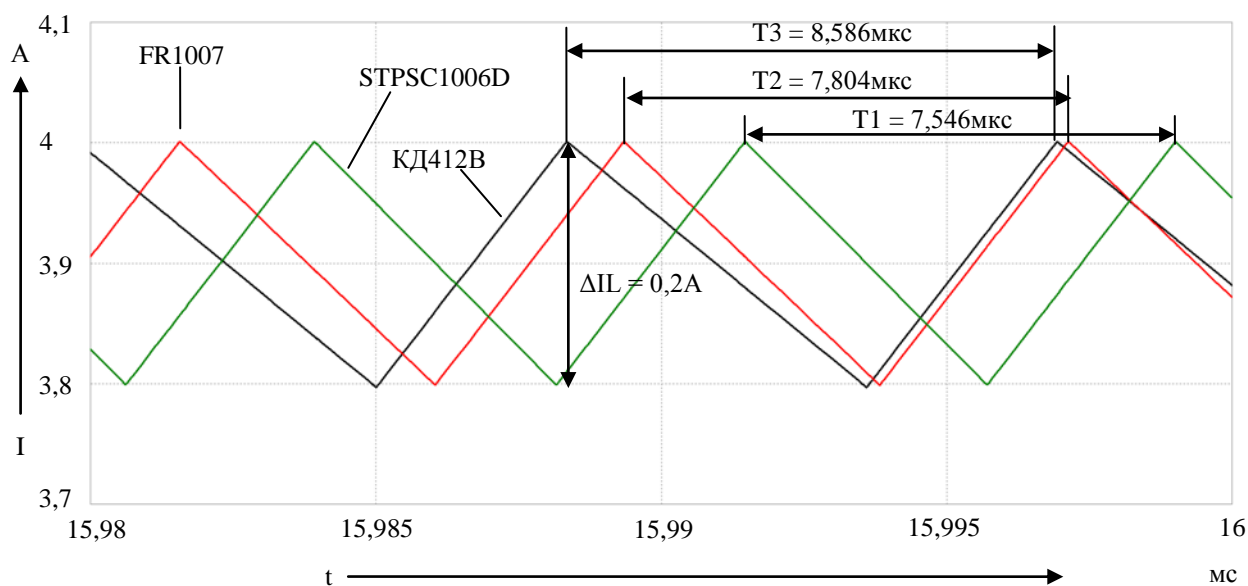


Рисунок 95 – Ток дросселя при $\Delta I_L = 0,2$ А с разными диодами

Исходя из графиков, видно, что частота тока дросселя следующая: со

старым диодом ≈ 116469 Гц, с новым диодом ≈ 128139 Гц, а с диодом Шоттки ≈ 132521 Гц.

Далее показаны осциллограммы выходных напряжений ИППН с использованием трех диодов при $\Delta I_L = 0,2$ А.

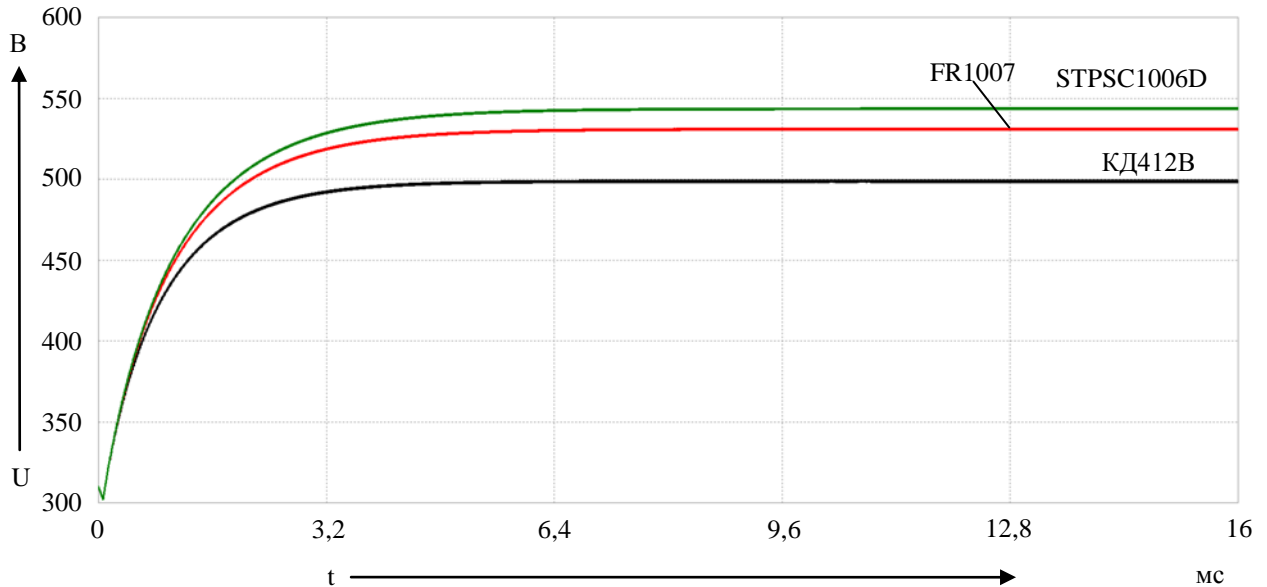


Рисунок 96 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием всех трех диодов при $\Delta I_L = 0,2$ А

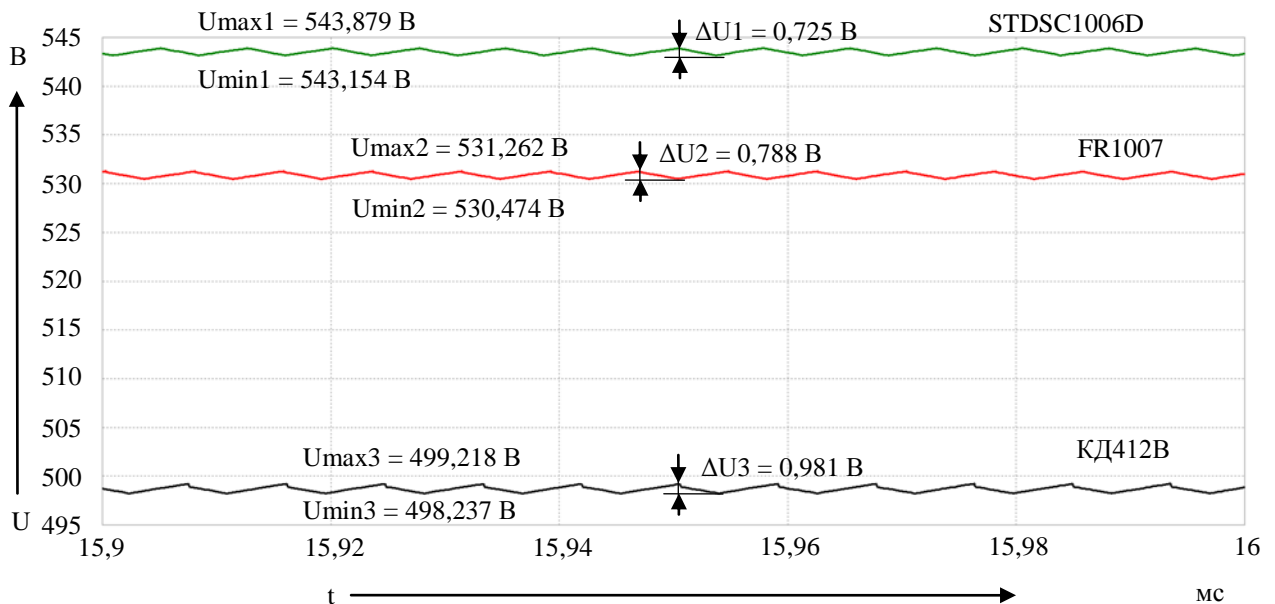


Рисунок 97 – Сравнение выходных напряжений ИППН с использованием всех трех диодов (увеличенный масштаб)

При еще более высоких частотах работы полупроводникового ключа, выходное напряжение меньше, как и вредящем пункте, если использовать

старый диод. Время цикла стало еще меньше, а время восстановления запирающих свойств диода осталось прежним у каждого диода, поэтому потери также увеличатся, что непосредственно скажется на выходном напряжении.

Далее показана характеристика рассеиваемой энергии на диодах при амплитуде пульсаций тока дросселя равной 0,2А.

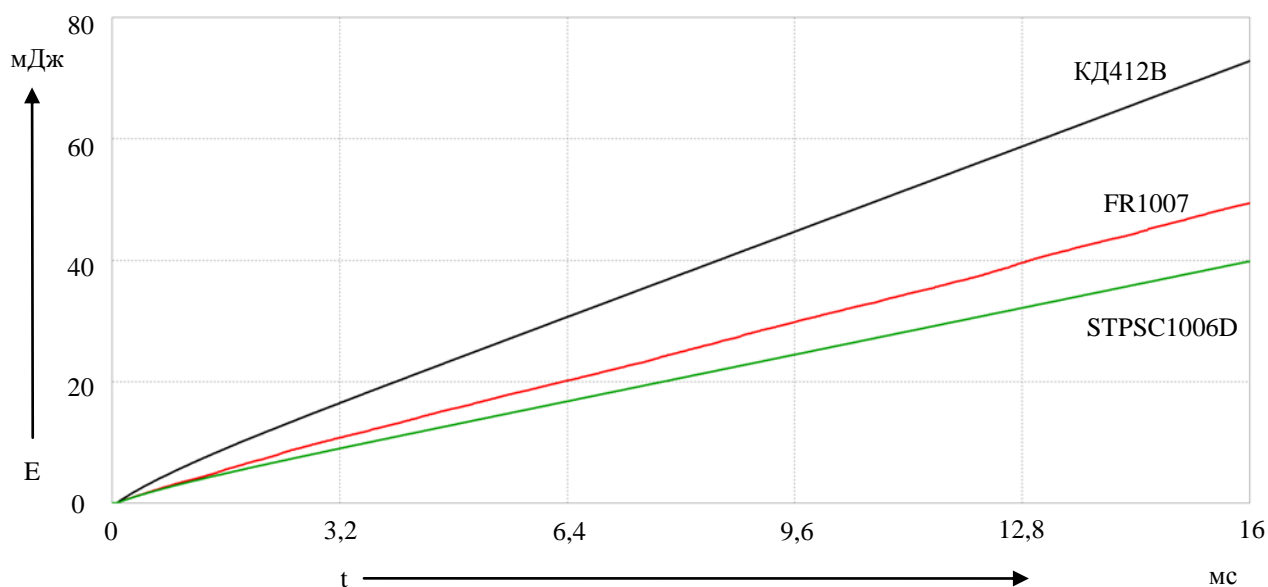


Рисунок 98 – Рассеиваемая энергия на диодах с $\Delta I_L = 0,2$ А

Как и в предыдущих случаях, на более высоких частотах, рассеиваемая энергия больше у старого диода, а у диода Шоттки самый лучший показатель.

2.4.4 Заключение по диодам в ИППН

Исходя из полученных результатов, можно сделать вывод, что при большой амплитуде тока дросселя будет достаточно малая частота работы ключа. При такой частоте практически не важно, какой именно будет стоять диод – старый, новый или диод Шоттки. Частота практически будет одинакова и разное время восстановления диода слабо повлияют на выходное напряжение ИППН и на рассеиваемую энергию на диоде. При амплитудах пульсаций тока дросселя равных 0,5 А и 0,2 А, частота работы ключа значительно вырастет. Чем она будет больше, тем больше будет рассеиваться энергии на диоде, так как период уменьшается, а время восстановления диода остается прежней. У старого диода данное время больше, следовательно, и потери у него тоже будут больше, что и скажется на выходном напряжении, которое будет меньше.

Заключение

В заключении магистерской диссертации можно сделать следующие выводы.

Проведен обзор известных схмотехнических решений каждого блока импульсного источника питания, а также сравнивались их параметры между собой. В итоге, для исследования были выбраны диодный мост с С-фильтром, как самые распространённые схмотехнические решения. В качестве инвертора были выбраны ИППН-1 и ИППН-2.

Схмотехническим решением по улучшению характеристик ИИП является поочередный разряд конденсаторов во входном блоке. Данное решение позволяет уменьшить пульсации выходного напряжения сглаживающего фильтра, при этом общая емкость фильтра остается прежней. Можно сделать и обратный вывод, что при одинаковой амплитуде пульсаций обычного С-фильтра и фильтра с поочерёдным разрядом конденсатора у последнего будет меньшая общая емкость. Еще одним схмотехническим решением является отсутствие фильтрующего конденсатора во входной. Данное решение доступно только для мощных низкочастотных источников питания.

Анализ элементной базы приводился касательно блока автогенератора. Анализировались диоды и полевые транзисторы старого и нового образца. Так как ИИП работают на высоких частотах, то важными параметрами транзисторов является в схемах ИИП является время открытие и закрытие транзистора, а у диода его время восстановления и динамическое сопротивление. У старых образцов данные параметры больше, и на высоких частотах потери будут значительно больше.

Моделирование работы предложенных схмотехнических решений проводилось для подтверждения вышесказанных решений и анализа. С помощью программы Micro-cap было выяснено, что разряд конденсатора С1 с задержкой разряда первого конденсатора имеет самые лучшие показатели, по сравнению с другими схмотехническими решениями поочередного разряда

конденсаторов. Также было доказано, что можно обойтись без фильтрующего конденсатора во входном блоке. Важно, чтобы ток дросселя был равен нулю в момент времени, когда напряжение после диодного моста тоже равняется нулю иначе падение выходного напряжения будет существенным. В программе также была собрана схема ИППН, которая позволяет проводить анализ элементной базы. Частота работы полупроводникового ключа зависит от амплитуды тока дросселя, за счет этого получаются провести более точный анализ элементной базы. С помощью программы Model Editor были найдены Spice параметры, которые отмечаются за время открытие и закрытие транзистора, а у диода за его время восстановления и динамическое сопротивление. При большой амплитуде тока дросселя, частота работы ключа будет достаточно маленькая и одинаковая при использовании любого из выбранных элементов, поэтому неважно какой именно транзистор или диод будут стоять в схеме. С уменьшением амплитуды тока дросселя, увеличивается частота работы ключа, однако при использовании новых элементов в схеме, частота значительно больше, что положительно влияет на параметры дросселя и конденсатора. Также с увеличением частоты значительно больше потерь у старых элементов, так как уменьшается время цикла работы ключа. Поэтому намного лучше использовать более новые диоды и транзисторы в схемах ИПП.

Список использованных источников

1. Виды и типы блоков питания, параметры и характеристики блока питания [Электронный ресурс] URL: https://eltechbook.ru/blok_pitanija.html (дата обращения 10.06.2019)
2. Импульсные источники питания, теория и простые схемы [Электронный ресурс] URL: <http://radiostorage.net/3806-impulsnye-istochniki-pitaniya-teoriya-i-prostye-skhemu.html> (дата обращения 10.06.2019)
3. Помехоподавляющие фильтры [Электронный ресурс] URL: <http://schem.net/pitanie/5-183.php> (дата обращения 10.06.2019)
4. Однополупериодный выпрямитель [Электронный ресурс] URL: <https://kipiavp.ru/pribori/odnopoluperiodniy-vipryamitel.html> (дата обращения 10.06.2019)
5. Двухполупериодный выпрямитель [Электронный ресурс] URL: <https://kipiavp.ru/pribori/dvuhpoluperiodniy-vipryamitel.html> (дата обращения 10.06.2019)
6. Мостовой выпрямитель [Электронный ресурс] URL: <https://kipiavp.ru/pribori/mostovoy-vipryamitel.html> (дата обращения 10.06.2019)
7. Умножитель напряжения [Электронный ресурс] URL: <https://kipiavp.ru/pribori/umnozhitel-napryajenia.html> (дата обращения 10.06.2019)
8. Сглаживающие фильтры 1. Назначение, характеристики и виды фильтров [Электронный ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2393411/> (дата обращения 10.06.2019)
9. Физика. Цепи с диодами и их применение. Выпрямители. Сглаживающие фильтры. [Электронный ресурс] URL: <https://multiurok.ru/files/fizika-tsepi-s-diodami-i-ikh-primenenie-vypriamite.html> (дата обращения 10.06.2019)
10. Активные сглаживающие фильтры [Электронный ресурс] URL: http://oplib.ru/elektronika/view/1236090_aktivnye_sglazhivayuschie_fil_try (дата обращения 10.06.2019)

11. Сглаживающие фильтры [Электронный ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2933368/page:6/> (дата обращения 10.06.2019)
12. 4. Индуктивно-емкостные фильтры [Электронный ресурс] URL: <https://studfiles.net/preview/2393411/page:3/> (дата обращения 10.06.2019)
13. Buck converters [Электронный ресурс] URL: <http://www.learnabout-electronics.org/PSU/psu31.php> (дата обращения 10.06.2019)
14. Boost converters [Электронный ресурс] URL: <http://www.learnabout-electronics.org/PSU/psu32.php> (дата обращения 10.06.2019)
15. Инвертирующий импульсный преобразователь напряжения, источник питания. Преимущества, недостатки, применение. Принцип работы. Примеры схем. [Электронный ресурс] URL: <https://gyrator.ru/power-invertiruyuschii> (дата обращения 10.06.2019)
16. Основы силовой электроники / Зиновьев Г.С. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2000. Ч.2. - 197 с.
17. Single-ended primary-inductor converter [Электронный ресурс] URL: https://en.wikipedia.org/wiki/Single-ended_primary-inductor_converter (дата обращения 11.06.2019)
18. Разработка импульсного преобразователя напряжения с топологией SEPIC [Электронный ресурс] URL: https://www.kite.ru/articles/powersource/2006_9_126.php (дата обращения 11.06.2019)
19. Промышленная электроника. / Забродин Ю.С. - М: Высшая школа, 1982.- 496с.
20. Источники питания / Москатов Е.А. - К.: "МК-Пресс", СПб.: "КОРОНА-ВЕК", 2011. - 208 с.
21. Импульсные источники питания. Теоретические основы проектирования и руководство по практическому применению/ Рэймонд Мэк - М.: Издательский дом "Додэка-XXI", 2008. - 272 с.
22. Двухтактный мостовой преобразователь [Электронный ресурс] URL: <http://meandr.org/archives/14071> (дата обращения 11.06.2019)
23. Ждущий одноконтный блокинг-генератор [Электронный ресурс] URL:

- https://studopedia.ru/13_125799_zhdushchiy-odnotaktniy-bloking-generator.html (дата обращения 11.06.2019)
24. Транзисторная преобразовательная техника / Мелешин В.И. - Москва: Техносфера, 2006. - 632 с.
 25. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение / Воронин П.А. - М.: Издательский дом Додэка-XXI, 2005. - 384 с.
 26. КП709А, КП709Б [Электронный ресурс] URL: <http://www.radioman-portal.ru/sprav/pp/transisters/mosfet/kp709.pdf> (дата обращения 11.06.2019)
 27. AOD4S60 [Электронный ресурс] URL: http://aosmd.com/res/data_sheets/AOD4S60.pdf
 28. Схемотехническое моделирование с помощью Micro-cap 7 / Разевиг В.Д. - М.: Горячая линия - Телеком, 2003. - 368 с.
 29. Диоды и их зарубежные аналоги. Справочник. В 3 т. Т. 2. / Хрулев А.К., Черепанов В.П. - М.: ИП РадиоСофт, 1999. - 640 с.
 30. Диоды, тиристоры, транзисторы и микросхемы широкого применения. Справочник. / Бессарабов Б.Ф., Федюк В.Д., Федюк Д.В. - Воронеж: ИПФ "Воронеж", 1994 г.
 31. FR1007 [Электронный ресурс] URL: <https://html.alldatasheet.com/html-pdf/344248/DIOTECH/FR1007/293/1/FR1007.html> (дата обращения 11.06.2019)
 32. STPSC1006D [Электронный ресурс] URL: <https://www.alldatasheet.com/datasheet-pdf/pdf/294046/STMICROELECTRONICS/STPSC1006D.html>? (дата обращения 11.06.2019)
 33. SPICE modeling of a Diode from Datasheet [Электронный ресурс] URL: <https://www.youspice.com/spice-modeling-of-a-diode-from-datasheet/> (дата обращения 12.06.2019)