

СОДЕРЖАНИЕ

Введение.....	8
1. Аналитический обзор синхронных компенсаторов.....	9
1.1. Классификация источников вторичного питания	9
1.2. Анализ негативных влияний однофазный мостовой выпрямитель на параметры питающей сети.....	12
1.3. Обзор схемотехнических решений компенсированных выпрямителей	13
1.4. Обзор схемотехнических решений компенсированных выпрямителей с гальванической развязкой.....	24
1.5. Обзор схемотехнических решений безмостовых компенсированных выпрямителей	26
Выводы	29
2. Разработка и аналитическое описание двухканального безмостового выпрямителя	30
2.1. Рассмотрения возможных схемотехнических решений двухканального безмостового выпрямителя.....	30
2.2. Описание работы двухканального безмостового выпрямителя ..	33
2.3. Аналитическое описание и расчет параметров элементов устройства	37
Выводы	50
3. Имитационное моделирование в среде <i>Matlab/Simulink</i>	51
3.1. Описание имитационной модели двухканального безмостового выпрямителя	51
3.2. Описание системы управления двухканального безмостового выпрямителя	59

					ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019					
Изм	Лист	№ докум	Подпись	Дата						
Разраб		Алешин Д.А.			Двухканальный безмостовой выпрямитель					
Пров		Чивенков								
Н. Контр.		Чивенков			Лит	Лист	Листов			
Утвердил		Кралин А.А.					6	109		
НГТУ ИНЭЛ М17-ПЭ										

3.3. Результаты моделирования двухканального безмостового выпрямителя	78
3.3.1. Зависимости КПД и коэффициента искажений от ширины гистерезиса	78
3.3.2. Зависимости КПД и коэффициента искажений от параметров входного фильтра.....	94
Выводы.....	103
Заключение.....	105
Список литературы	106

ВВЕДЕНИЕ

Актуальность работы:

с увеличением потребителей постоянного тока возникают проблемы, связанные с ухудшением качества питающей сети. Любой выпрямитель является генератором высших гармоник. Для решения вышеперечисленных проблем создано устройство обеспечивающее снижение влияния негативных параметров потребляемого тока выпрямителей с общей нейтралью потребителей малой и средней мощности на параметры качества напряжения питающей сети.

Область применения:

выпрямители и корректоры коэффициента мощности офисного оборудования и систем управления промышленных электронных устройств.

Цели работы:

разработка и исследование безмостового выпрямителя.

Основные задачи работы:

анализ существующих схемотехнических решений исследуемых устройств;

разработка схемотехнического решения и аналитическое описание двухканального безмостового выпрямителя;

имитационное моделирование в пакете *Matlab/Simulink*.

Научная новизна:

разработана новая схемотехническая реализация безмостового выпрямителя.

Апробации работы:

21-ый международный научно-промышленный форум «Великие реки (экологическая, гидрометеорологическая, энергетическая безопасность) 2019.

Публикации:

1) Алешин Д.А. Двухканальный безмостовой выпрямитель / Д.А. Алешин, А.И. Чивенков, Н.Н. Вихорев // Труды научного конгресса 21-го Международного научно-промышленного форума Великие реки России.

2) Решение о выдаче патент на полезную модель №2019107141/07 Безмостовой корректор коэффициента мощности / А.И. Чивенков, Н.Н. Вихорев, Д.А. Алешин.

									Лист
									8
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019				

1. АНАЛИТИЧЕСКИЙ ОБЗОР СИНХРОННЫХ КОМПЕНСАТОРОВ

1.1. КЛАССИФИКАЦИЯ ИСТОЧНИКОВ ВТОРИЧНОГО ПИТАНИЯ

На сегодняшний день каждое крупное здание, а тем более предприятия, оснащено системой аварийного электроснабжения, в состав которой входят аккумуляторные батареи (АКБ). Многие производства оснащены двигателями постоянного тока (ДПТ) или станками ЧПУ. Также и электропривод получил широкое распространение в производственной и бытовой сферах, от небольшого электроинструмента до мощных промышленных агрегатов. В основу устройства электропривода заложена система преобразователь частоты – асинхронный двигатель.

Для заряда АКБ и работы ДПТ требуется источник постоянного напряжения. Электропривод имеет звено постоянного тока, поэтому в данном устройстве и других приборах, которым необходим источник постоянного напряжения, требуется преобразователь, способный сформировать постоянное напряжения на выходе, поскольку на территории нашей страны нет промышленных сетей постоянного тока. Данная проблема решается путем использования источников вторичного электропитания (ИВЭ), а именно выпрямителей (преобразователи переменного напряжения в постоянное).

Выпрямители используются в различных бытовых устройствах, системах заряда аккумуляторных батарей, импульсных источниках питания, бесперебойных источниках питания, гальванических установках, электротранспорте. С появлением преобразователей частоты и автономных инверторов их сфера использования возросла, поскольку в данных устройствах используется промежуточное звено постоянного тока.

На данный момент источники вторичного электропитания получили широкое распространение, связанное с использованием во всех сферах деятельности человека. Существенное развитие полупроводниковых структур, интегральных микросхем и различных пассивных элементов позволило увеличить КПД и диапазон входных напряжений устройств, при этом уменьшив массогабаритные показатели. В последние годы стало уделяться внимание вопросам энергоэффективности, энергосбережения и повышения надежности работы устройств.

Системы вторичного электропитания структурно можно разделить на три группы. Классификация систем вторичного электропитания представлена на рисунке 1 [7].

									Лист
									9
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019				

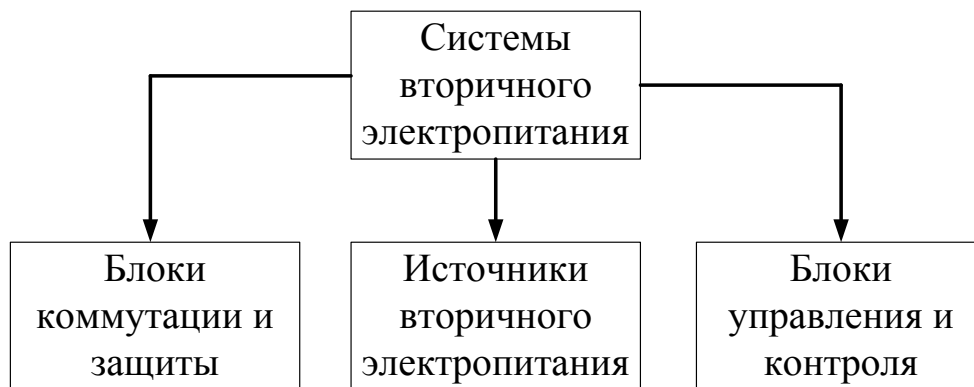


Рисунок 1 — Классификация систем вторичного электропитания

ИВЭ составляют основу систем вторичного электропитания и предназначены для преобразования входной энергии переменного или постоянного тока и обеспечения электропитанием отдельных устройств. ИВЭ можно условно разделить на несколько групп, которые представлены на рисунке 2.

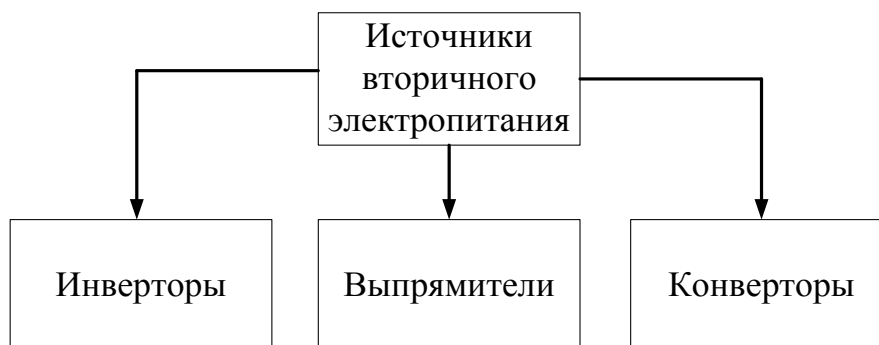


Рисунок 2 — Классификация источников вторичного электропитания

Конверторы преобразуют постоянное напряжение одной величины в постоянное напряжение другой величины.

Инверторы преобразуют постоянное напряжение в переменное.

Выпрямители, как отмечалось ранее, преобразуют переменное напряжение в постоянное.

По параметрам ИВЭ делятся следующим образом [7]:

1) по виду входной электроэнергии:

- а) ИВЭ, работающие от сети однофазного переменного напряжения;
- б) ИВЭ, работающие от сети многофазного переменного напряжения;
- в) ИВЭ, работающие от сети постоянного напряжения;
- г) ИВЭ, работающие от сетей постоянного и переменного напряжений;

2) по выходной мощности:

- а) микромощные (до 1 Вт);
- б) малой мощности (от 1 до 10 Вт);
- в) средней мощности (от 10 Вт до 100 Вт);

- г) повышенной мощности (от 100 до 1000 Вт);
- д) большой мощности (свыше 1000 Вт);
- 3) по виду выходной электроэнергии:**
 - а) ИВЭ, с выходом на переменном токе (однофазные и многофазные);
 - б) ИВЭ, с выходом на постоянном токе;
 - в) ИВЭ, с выходом на постоянном и переменном токе;
- 4) по номинальному значению выходного напряжения:**
 - а) низкого напряжения (до 100 В);
 - б) среднего напряжения (от 100 В до 1000 В);
 - в) высокого напряжения (свыше 1000 В);
- 5) по степени постоянства выходного напряжения:**
 - а) нестабилизирующие ИВЭ;
 - б) стабилизирующие ИВЭ;
- 6) по допустимому отклонению номинала выходного напряжения:**
 - а) низкой точности (свыше 5%);
 - б) средней точности (от 1 до 5%);
 - в) высокой точности (от 0,1 до 1%);
 - г) прецизионные (менее 0,1%);
- 7) по пульсации выходного напряжения:**
 - а) с малой пульсацией (ниже 0,1%);
 - б) со средней пульсацией (от 0,1 до 1%);
 - в) с большой пульсацией (свыше 1%);
- 8) по количеству выходов питающих напряжений:**
 - а) одноканальные;
 - б) многоканальные;
- 9) по количеству выходов питающих напряжений:**
 - а) одноканальные;
 - б) многоканальные;
- 10) по способу стабилизации напряжения:**
 - а) ИВЭ с непрерывным регулированием;
 - б) ИВЭ с импульсным регулированием;
- 11) по методу стабилизации напряжения:**
 - а) параметрические ИВЭ;
 - б) компенсационные ИВЭ.

Еще одним важным параметром устройства при питании его от сети 220 В при отсутствии гальванической развязки, который не вошел в данный перечень, является наличие общей нейтрали сети и нагрузки. Данное условие важно с точки зрения электробезопасности, поскольку даже при небольшом выходном напряжении, человек, работающий с данным электрооборудованием, может оказаться под потенциалом сети, что может привести к травмам или летальному исходу. Все требования к электрическим установкам и работам с ними описаны в ПУЭ (правила эксплуатации электроустановок).

					Лист
					11
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019

1.2. АНАЛИЗ НЕГАТИВНЫХ ВЛИЯНИЙ ОДНОФАЗНЫХ МОСТОВЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ НА ПАРАМЕТРЫ ПИТАЮЩЕЙ СЕТИ

Простейшей реализацией схмотехнической реализацией однофазного выпрямителя является однофазный мостовой выпрямитель. Простейшая схема однофазного мостового выпрямителя с емкостным фильтром приведена на рисунке 3 [9].

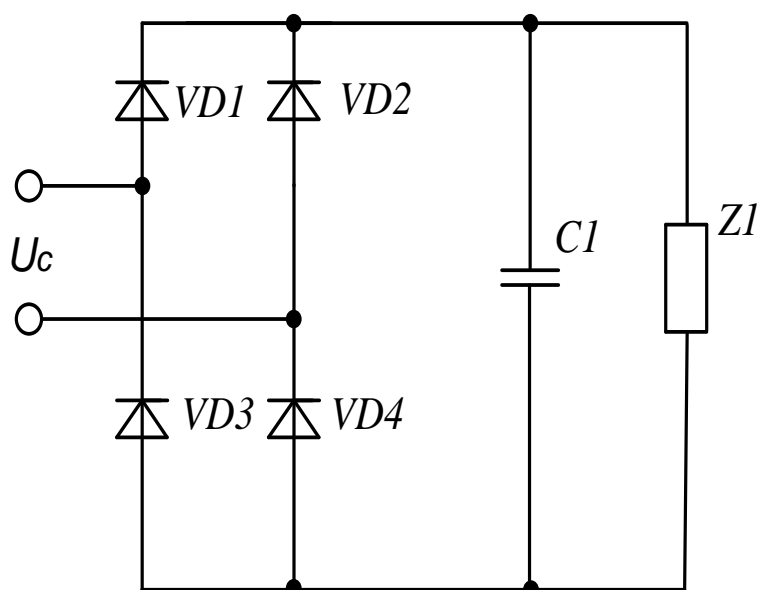


Рисунок 3 — Однофазный мостовой выпрямитель с емкостным фильтром

Данная схема позволяет потреблять ток из сети в оба полупериода, что исключает появление постоянной составляющей, которая приводит к подмагничиванию сердечника силовых трансформаторов.

Однако в мостовых выпрямителях требование наличия общей нейтрали сети и нагрузки выполнить невозможно, нейтрали развязаны диодами, образующими мост. Единственным решением для обеспечения электробезопасности человека является установка входного понижающего трансформатора. Однако это не единственная проблема данных преобразователей.

При использовании только мостового однофазного выпрямителя с емкостным фильтром наблюдается потребление несинусоидального тока от питающей сети. Форма тока представлена на рисунке 4 и обозначена I_{VD} , форма напряжения после моста также показана на рисунке и обозначена U_{VD} , форма напряжения на нагрузке обозначена U_n .

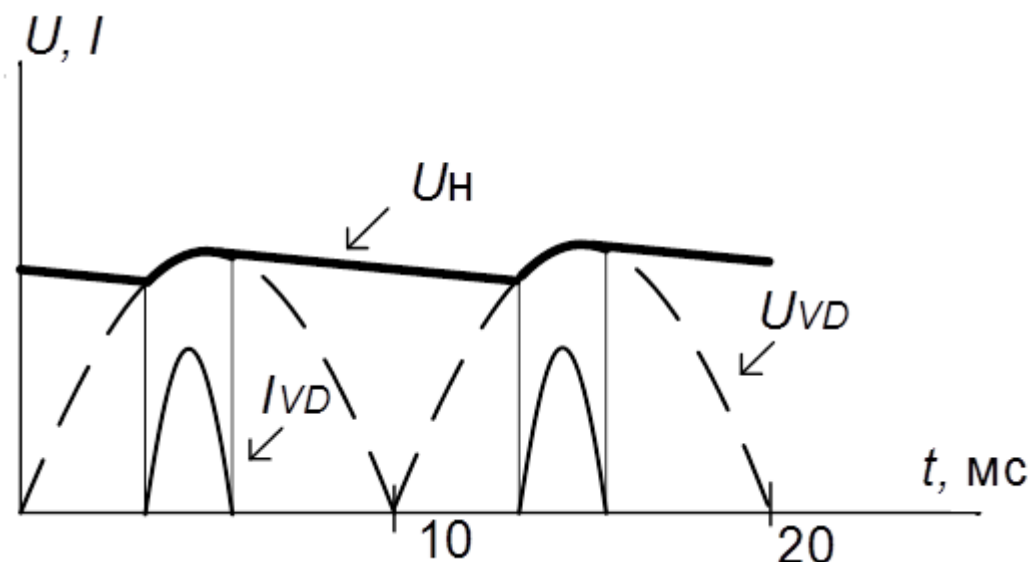


Рисунок 4 — Форма потребления тока однофазным мостовым выпрямителем

Из рисунка 4 видно, что ток потребляется не весь полупериод, а импульсами, что приводит к генерации высших гармонических составляющих тока. При увеличении емкостей выходного конденсатора для уменьшения коэффициента пульсаций напряжения на выходе, форма тока будет ухудшаться, что приводит к уменьшению энергоэффективности установки, а именно ухудшению $\cos(\varphi)$ и увеличению суммарного коэффициента гармоник (*total harmonic distortion (THD)*). Проблему, связанную с *THD* и $\cos(\varphi)$, можно частично решить, используя индуктивный или индуктивно-емкостной фильтры. Однако использование этих элементов приводит к уменьшению КПД устройства из-за увеличения потерь на фильтре. При это существует следующая зависимость, чтобы получить коэффициент мощности близкий к 1 надо использовать дроссель с индуктивностью близкой к бесконечности, что в свою очередь приводит к уменьшению КПД до нуля. Следовательно, чем больше форма тока, потребляемого от сети, приближается к синусоидальной, тем больше дроссель фильтра, и тем больше его массогабаритные показатели, стоимость и потери в преобразователе. В диодном мостовом выпрямителе невозможно и регулирование выходного напряжения. Но, не смотря на все недостатки, существуют два неоспоримых преимущества – это простота реализации и минимальное количество элементов устройства.

1.3. ОБЗОР СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ РЕШЕНИЙ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Учитывая все недостатки и преимущества однофазного мостового выпрямителя, существует метод его модернизации, который заключается в

									Лист
									13
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019				

использовании последовательно соединенного *DC-DC* преобразователя. Данный тип устройств называется корректором коэффициента мощности (ККМ) [5]. Разделить данные преобразователи можно в зависимости от типа *DC-DC* преобразователя на выходе:

- на базе повышающего преобразователя;
- на базе понижающего преобразователя;
- на базе повышающе-понижающего преобразователя;

В зависимости от режима протекания тока через дроссель *DC-DC* конвертера можно разделить преобразователи на работающие в режиме прерывистого тока дросселя и непрерывного тока дросселя. Реализация устройств, формирующих синусоидальный активный ток потребления, с прерывистым током дросселя проще, поскольку требуется меньшая частота работы ключа и легче задать форму потребляемого тока, что упрощает алгоритм работы и систему управления в целом, однако в данном случае требуются большие входные фильтры из-за больших пульсаций тока, по сравнению с преобразователями, работающими в режиме непрерывного тока дросселя. Амплитуда пульсаций влияет также на величину динамических потерь. Изображения режима прерывистого и непрерывного токов дросселя для данного типа преобразователя приведены на рисунках 5 и 6 соответственно [6].

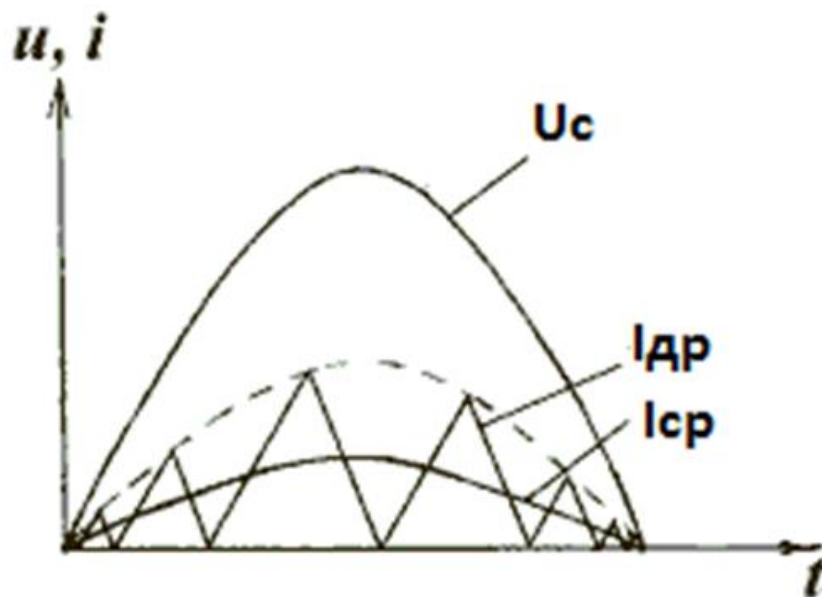


Рисунок 5 — Режим прерывистого тока дросселя

Как видно из рисунка 5 средний ток ($I_{ср}$) повторяет форму напряжения сети ($U_{с}$), вследствие чего улучшается $\cos(\varphi)$. Как следует из названия, ток дросселя на короткий момент времени приравнивается к нулю, если разложить ток дросселя в ряд Фурье, то амплитуды высших гармоник тока могут быть соизмеримы с амплитудой основной гармоники. Из-за данного недостатка режим прерывистого тока не используется в установках средней и большой мощности [8].

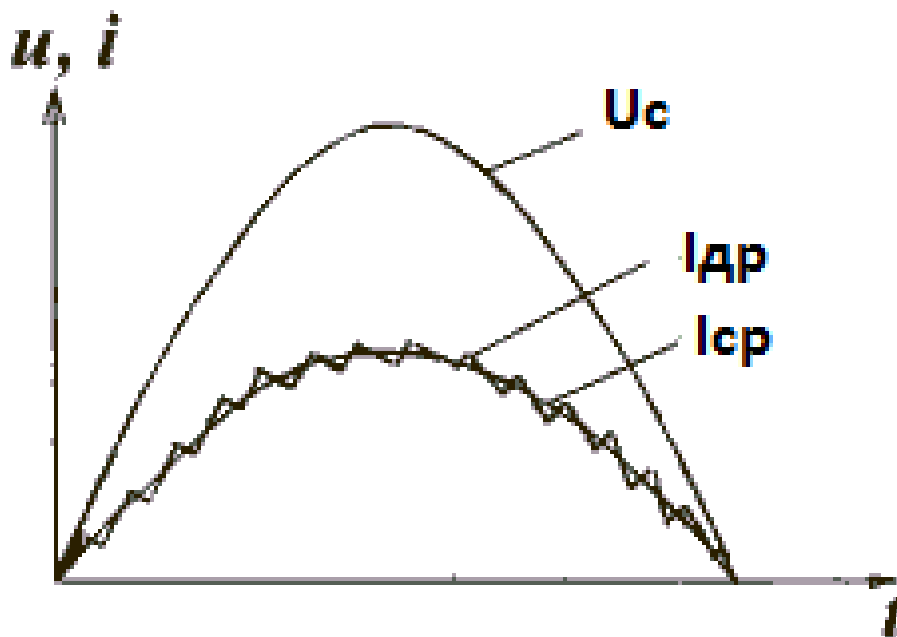


Рисунок 6 — Режим непрерывного тока дросселя

В режиме непрерывного тока дросселя ток, протекающий через индуктивность имеет синусоидальную форму, которая повторяет напряжение сети, с наложенными высокочастотными пульсациями. Если сравнивать режимом прерывистого тока дросселя с данным режимом, то последний имеет меньший суммарный коэффициент гармоник. Однако при этом частота работы силовых ключей, которые формируют ток дросселя, должна быть выше.

В итоге, учитывая перечисленные минусы и плюсы, большее распространение получили преобразователи, работающие в режиме непрерывного тока дросселя.

В качестве *DC-DC* преобразователя можно использовать, повышающий понижающий и повышающе-понижающий преобразователи, как отмечалось ранее. Однако повышающий преобразователь является наиболее популярной топологией устройств, формирующий синусоидальный активный ток потребления, по некоторым причинам.

Во-первых, с помощью него возможно получить напряжение на нагрузке выше сетевого, в отличие от понижающего конвертора, что позволяет увеличить диапазон рабочих выходных напряжений устройства.

Во-вторых, повышающий преобразователь имеет меньшие пульсации тока по сравнению с понижающим и повышающе-понижающим преобразователями, при одинаковых массогабаритных показателях и одинаковой частоте работы.

В-третьих, понижающие и повышающе-понижающие преобразователи зачастую работают в режиме прерывистого тока, который является наименее оптимальным режимом.

В-четвертых, в понижающем и повышающе-понижающем преобразователях используются относительно большая индуктивность по сравнению с повышающим конвертором из-за работы в режиме прерывистого тока дросселя [13].

Проанализировав вышеупомянутые причины можно заключить, что повышающий преобразователь, работающий в режиме непрерывного тока дросселя, является основной топологией однофазных выпрямителей без гальванической развязки с коррекцией коэффициента мощности.

Целью устройств, формирующие синусоидальный активный ток потребления является обеспечение синусоидального тока потребления и получение постоянного напряжения на выходе преобразователя.

Рассмотрим простейшую реализацию однофазного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности. Как отмечалось ранее, принцип построения схемы заключается в использовании на выходе мостового выпрямителя, повышающего *DC-DC* преобразователя, работающего в режиме непрерывного тока дросселя. В таких устройствах диодный мост используется для получения выпрямленного напряжения, а *DC-DC* преобразователь для уменьшения коэффициента пульсаций напряжения и обеспечения потребления синусоидального тока из питающей сети. Дроссель используется не только для сглаживания пульсаций тока, но для и накопления энергии, что позволяет получить повышенное напряжение на нагрузке, также частота работы устройства находится в диапазоне от десятка до сотен кГц, что способствует уменьшению массогабаритных показателей реактивных элементов.

Преобразователь относительно прост и регулирование коэффициента мощности достигается с помощью надлежащих методов управления. Схема устройства, формирующее синусоидальный активный ток потребления, представлена на рисунке 7 [43]. Однако в данной топологии наблюдаются относительно большие пульсации тока дросселя и пульсации тока выходного конденсатора по сравнению с аналогичными преобразователями. Для уменьшения пульсаций следует применять большие фильтры. Из-за потерь на переключение в повышающем преобразователе и активных потерь в диодном мосту, данная типология используется в маломощных устройствах.

Кроме того, при работе на высокой частоте существует ограничение, связанное с временем восстановления запирающих свойств диодов, в устройстве могут наблюдаться импульсы тока большой величины через обратный диод при работе на больших частотах. При попытке увеличении мощности устройства стоит вопрос, связанный с охлаждением элементов, однако даже решив его КПД преобразователя меньше, чем у других аналогичных устройств. В ходе анализа, все преобразователи будут сравниваться с устройствами, формирующими синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего инвертора [46].

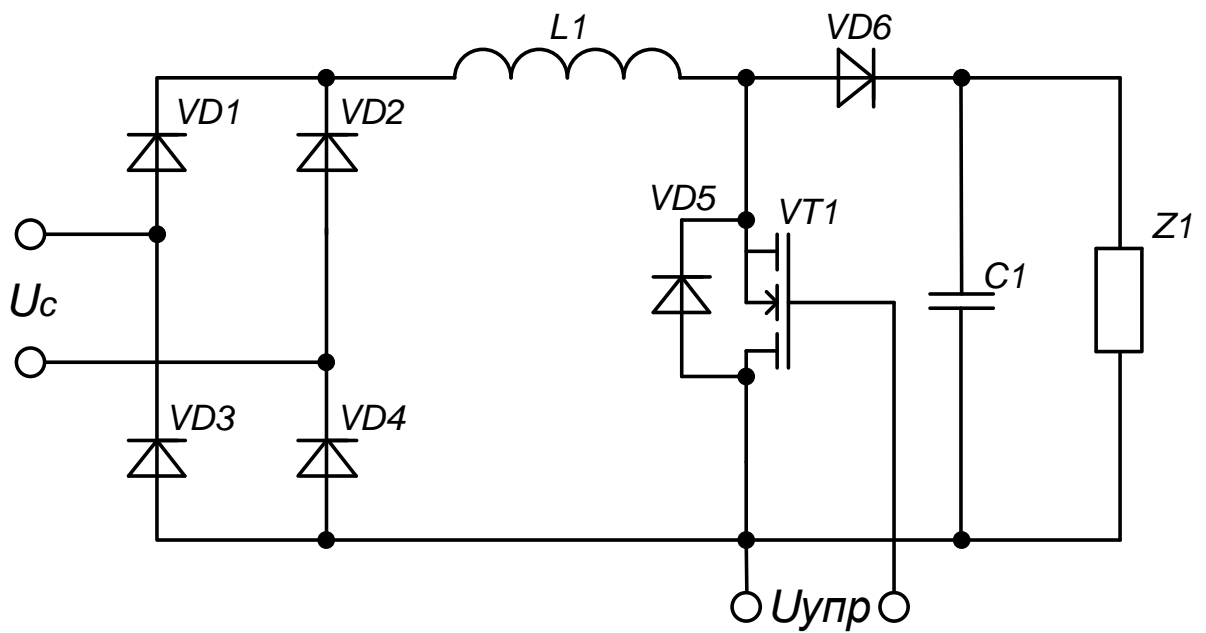


Рисунок 7 — Схема устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего преобразователя

Следующий тип устройств, формирующих синусоидальный активный ток потребления, решает проблему больших пульсаций тока дросселя и выходного фильтра. Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с чередованием повышающих преобразователей, показано на рисунке 8 [12], представляет собой два повышающих преобразователя параллельно связанных между собой и общим выходным емкостным фильтром, но с сигналами управления, смещенными на 180 эл. градуса, что позволяет удвоить выходную частоту пульсаций выходного конденсатора и использовать меньший по емкости выходной фильтр [32]. Поскольку пульсации тока дросселей смещены также на 180 эл. градусов, амплитуда пульсаций на выходе становится меньше.

Входной ток равен сумме токов через дроссели $L1$ и $L2$, следовательно, каждый ключ рассчитывается на половину тока нагрузки, что позволяет использовать менее мощные транзисторы [20]. Однако остается проблема, связанная с потерями в диодном мосте, которые по значениям схожи с устройством, формирующим синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего инвертора, динамические потери тоже схожи, поскольку в одном случае используется один ключ на полный ток, а в другом два ключа на половину тока.

Возможно использование большего количества параллельных преобразователей для увеличения мощности. Их сигналы управления будут смещены на 120 эл. градусов для 3 параллельных преобразователей, на 90 эл.

градусов для 4 параллельных преобразователей, 72 эл. градусов для 5 параллельных преобразователей и т. д.

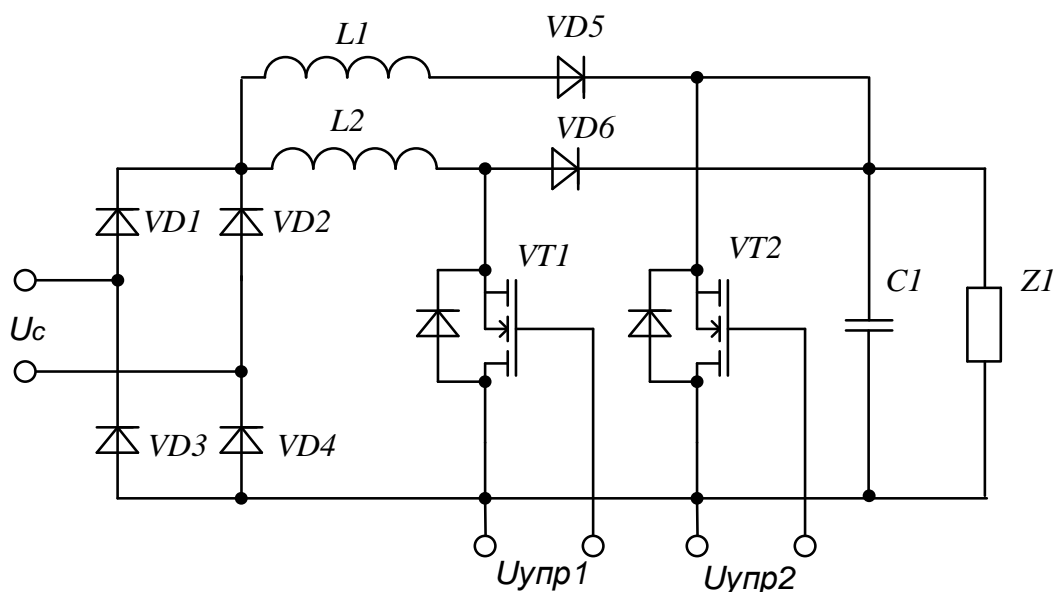


Рисунок 8 — Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с чередованием повышающих преобразователей

К недостаткам схемы устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, с чередованием повышающих преобразователей можно отнести большее число элементов (дополнительный транзистор, диод и дроссель), однако это не сильно увеличивает габариты, поскольку мощности элементов примерно в два раза ниже. Также к недостаткам можно отнести усложнение алгоритмов и системы управления, поскольку требуется дополнительный сигнал.

Можно добавить, что КПД данного устройства при малых нагрузках меньше чем у устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего преобразователя, это связано с использованием большего количества элементов. Граничная частота работы также ограничена временем восстановления запирающих свойств обратного диода.

Следующий тип устройств, формирующих синусоидальный активный ток потребления, имеет меньшие статические потери, поскольку использует практически минимальное количество элементов в своем составе. В отличие от устройств, формирующих синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего преобразователя и с чередованием повышающих преобразователей в следующем типе преобразователей в диодном мосте нижняя стойка диодов заменена на стойку с ключевыми элементами, что позволяет отказаться от использования выходного повышающего преобразователя. Дроссель, отвечающий за формирование потребляемого тока, может находиться до или после моста. В данной схеме всегда существует контур протекания тока дросселя при закрытых транзисторах, что позволяет

отказаться от диода $VD6$ на рисунке 7 и аналогичных ему диодов $VD5$ и $VD6$ на рисунке 8. Мостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, представлено на рисунке 9 [29]. В данной топологии общее число полупроводников уменьшено до четырех, следовательно, уменьшена и величина статических потерь.

Ток в схеме всегда протекает только через два полупроводниковых элемента, в предшествующих схемах число таких элементов было равно трем. Анализируя преимущества, указанные ранее можно заключить что КПД устройства выше, чем у его предшественников.

К недостаткам преобразователя по сравнению со схемой на рисунке 7 можно отнести усложнённую систему управления, поскольку существует два сигнала никак не связанных между собой, как было в схеме на рисунке 8. В данном устройстве уменьшаются только статические потери, динамические же соизмеримы с предыдущими схемами. Пульсации тока дросселя находятся на уровне первой схемы, следовательно, массогабаритные показатели фильтра будут аналогичные при одинаковой мощности устройств. Частотные свойства, как и в других схемах ограничены временем восстановления запирающих свойств диодов. Существует существенная проблема в данном устройстве, которая связана с использованием обратных диодов, интегрированных в корпус транзистора [35]. На сегодняшнее время их параметры уступают серийно выпускаемым диодам [27].

Проблема уменьшения величины пульсаций входного тока решается в следующем типе преобразователей. Мостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с дополнительным дросселем, представлено на рисунке 10, имеет меньшие пульсации тока дросселя поскольку имеет дополнительный фильтрующий дроссель [40].

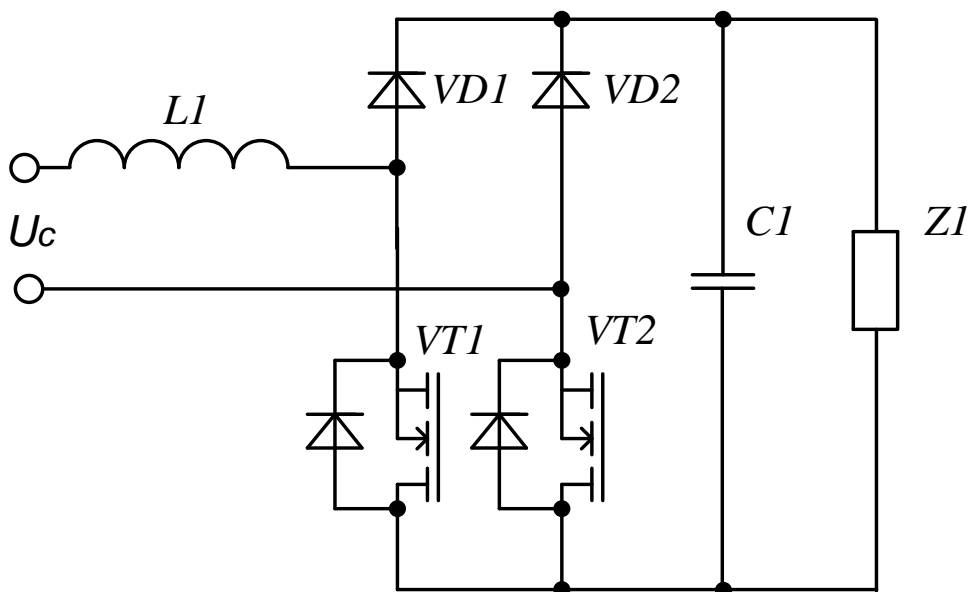


Рисунок 9 — Мостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления

Преобразователю требуется меньший выходной фильтр, поскольку имеется индуктивность [30]. В отличие от других схемы в данном устройстве, формирующем синусоидальный активный ток потребления используются два дополнительных диода, чтобы развязать индуктивности по току [21].

Однако при всех достоинствах ток всегда протекает через два полупроводниковых элемента, как и в предыдущей схеме. КПД схемы аналогично схеме на рисунке 9. О недостатках можно сказать следующее, использование встроенных обратных диодов, динамические потери в ключевых элементах.

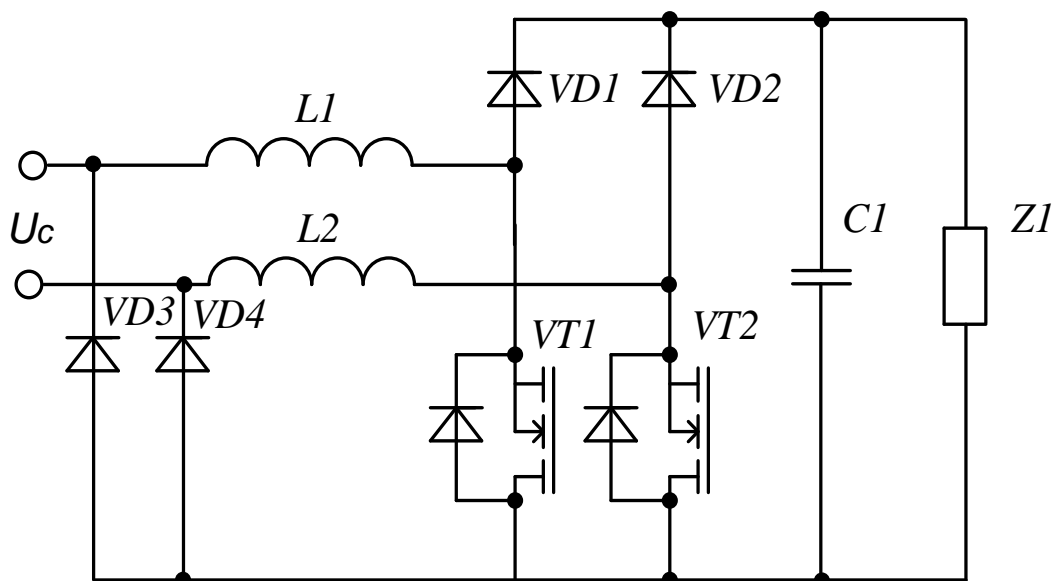


Рисунок 10 — Мостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с дополнительным дросселем

В следующей схеме частично решена проблема, связанная с повышенными динамическими потерями в преобразователе при работе на высоких частотах. В устройствах данного типа используется мягкая коммутация [39]. Данная схема проиллюстрирована на рисунке 11.

Используя дроссель $L2$, обеспечивается переключение при нулевом токе транзисторов, что в свою очередь увеличивает КПД устройства [47]. Визуально видно, что данная схема сложнее предыдущих, также усложнена и система управления данного преобразователя, поскольку используется уже три транзисторных ключа с различными сигналами управления.

Требуются дополнительные токовые датчики для отслеживания нуля тока транзисторов. Поскольку требуется знать, когда ток проходит через нулевое значение, устройство должно работать на повышенных частотах в районе 100 кГц, чтобы отследить ноль тока и отработать заданный алгоритм.

Недостатками устройства являются относительно большие пульсации тока дросселя, встроенные в модуль транзистора обратные диоды, увеличенные статические потери из-за использования дополнительных элементов в преобразователе [45].

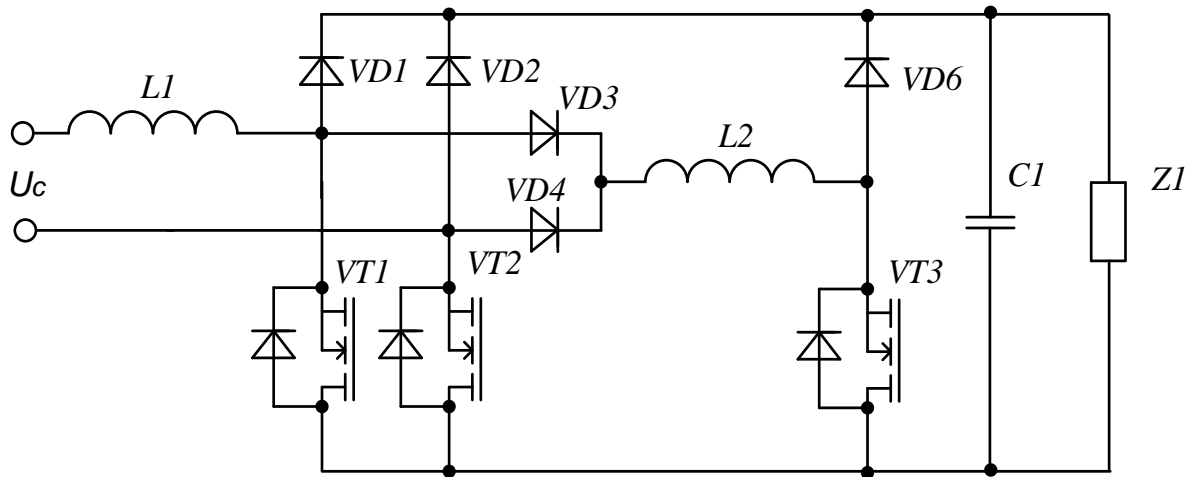


Рисунок 11 — Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с дополнительным дросселем с мягким выключением

Схема устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, с мягкой коммутацией на включение и выключение показана на рисунке 12 [44].

Благодаря минимизации динамических потерь, возрастает КПД устройства. Но схемотехническая реализация данного устройства сложная инженерная задача.

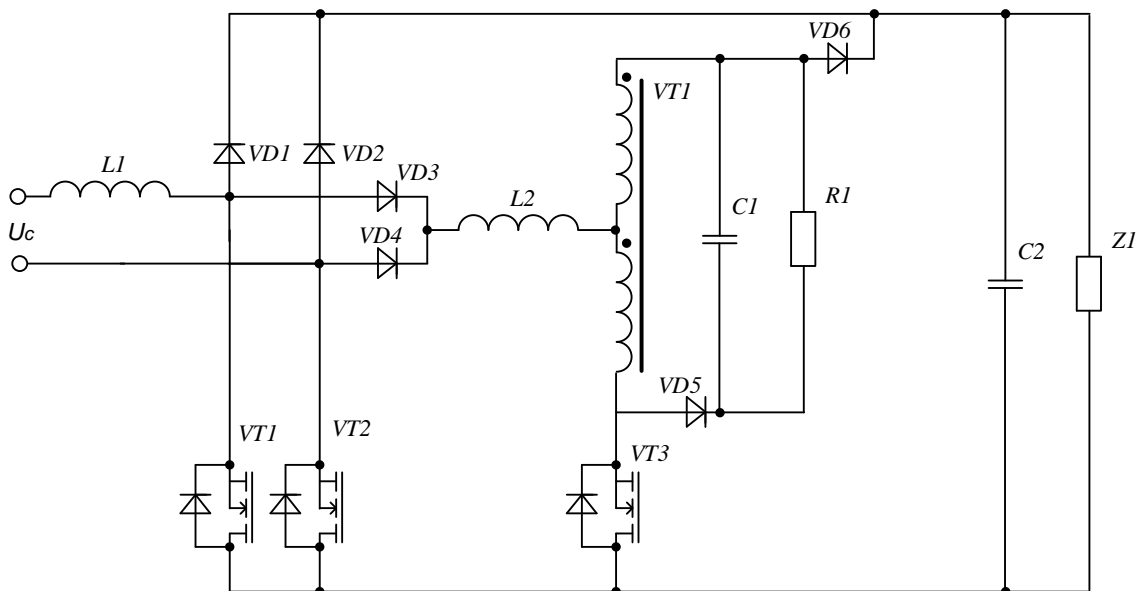


Рисунок 12 — Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с мягким переключением

Поскольку используется резонансный контур, работающий на частотах в районе 100 кГц, требуется учет паразитных эффектов, которые проявляют себя на повышенных частотах [38]. Система управления должна формировать импульсы трех ключей, при этом отслеживая нули тока и напряжения

ключевых элементов. К каждому транзистору требуется датчик напряжения и тока. Пульсации входного тока дросселя в данной схеме никак не уменьшаются, статические потери увеличиваются из-за использования множества пассивных и полупроводниковых элементов, однако при этом теоретическое КПД возрастает, поскольку динамические потери в данных преобразователях являются основными. Проблема, связанная с обратным диодом в модуле транзистора, может решаться с помощью использования дополнительных цепей форсировки.

Преобразователь, позволяющий уменьшить пульсации тока дросселя используя минимальное количество полупроводниковых элементов, называется полумостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, показано на рисунке 13 [35].

Преобразователь отличается от устройства на рисунке 9 тем, что ключевые элементы уставлены не в верхнюю или нижнюю, а в правую или левую стойку диодного моста. Данная схема не нуждается в дополнительной индуктивности, как в преобразователях на рисунках 8 и 11, а также использует всего 4 полупроводниковых элемента [18].

Данный преобразователь имеет все показатели на уровне с устройством на рисунке 9 за исключением пульсаций тока дросселя, которые в два раза ниже. Проблемы, связанные с использованием обратных диодов, интегрированных в корпус транзистора и с динамическими потерями могут решаться с помощью дополнительных цепей.

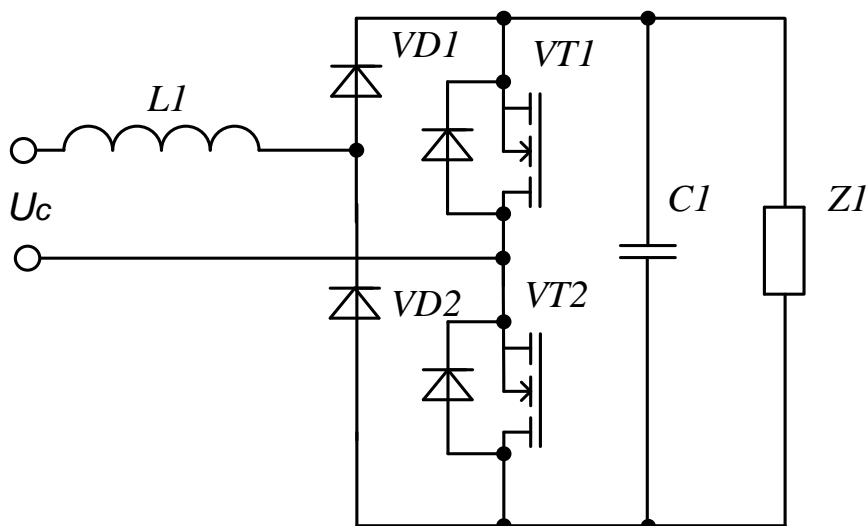


Рисунок 13 — Полумостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления

Следующая топология преобразователей позволяет отказаться от обратных диодов, которые находятся в корпусе транзисторов, и продублировать их быстродействующими диодами [22].

Схема полумостового устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, с форсировкой обратных диодов приведена на

рисунке 14 [14]. Данное улучшение позволяет увеличить частоту работы устройства. Однако статические потери будут больше чем в предыдущей схеме из-за использования трех дополнительных дросселей [21, 23, 28, 31]. Также усложняется система управления устройством, поскольку следует строго разграничивать полупериоды положительной и отрицательной полуволн, и не допускать включения транзистора, который не должен работать, во избежание аварийной ситуации.

Проблемы, связанные с динамическими потерями можно решить добавлением пассивных элементов аналогично рисунку 12, но как уже отмечалось это приведет к усложнению системы управления и увеличению статических потерь. По всем другим параметрам преобразователь аналогичен устройству, представленному на рисунке 9.

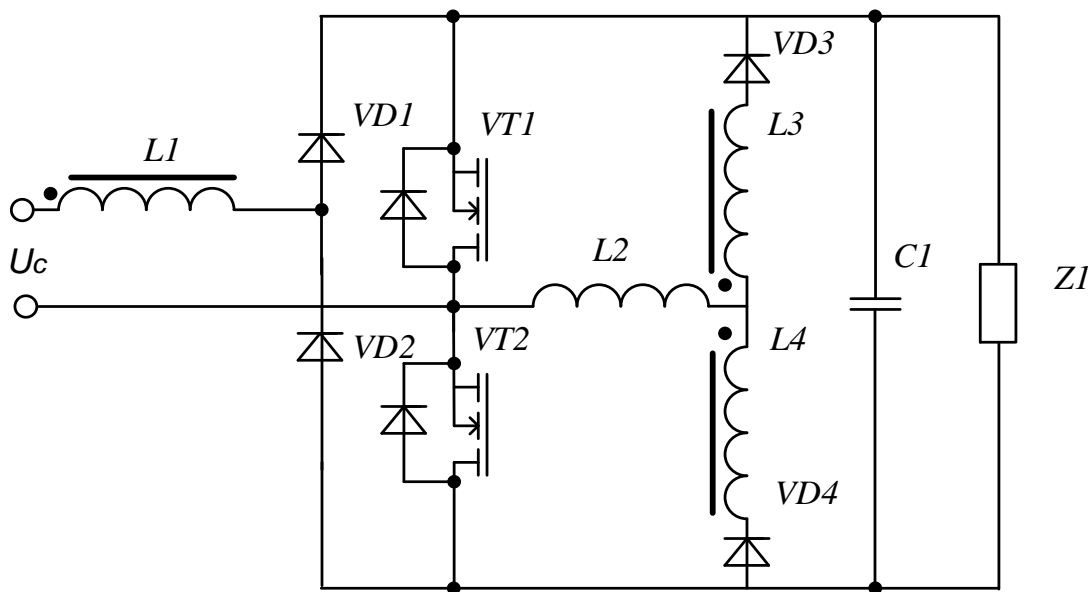


Рисунок 14 — Полумостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с форсировкой обратных диодов

Поскольку основные потери в данных преобразователях динамические, их уменьшение резко повышает КПД, не смотря на увеличение статических потерь [15, 19, 24, 25, 26, 37, 48]. Именно поэтому была предложена схема устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, с уменьшенными динамическими потерями, представленная на рисунке 15 [33]. Но возникает ряд серьезных проблем, связанных с усложнением системы управления, помнить о наличии паразитных элементов, которые следует учитывать из-за использования резонансного контура. Поскольку существует контур протекания $L1-C1-C2-L2$, при некорректном управлении и неточных расчетов реактивных и паразитных элементов, возможна аварийной работе устройства, поэтому требуется повышенная ответственность при проектировании устройства. Все остальные параметры устройства аналогичны преобразователю, представленному на рисунке 9.

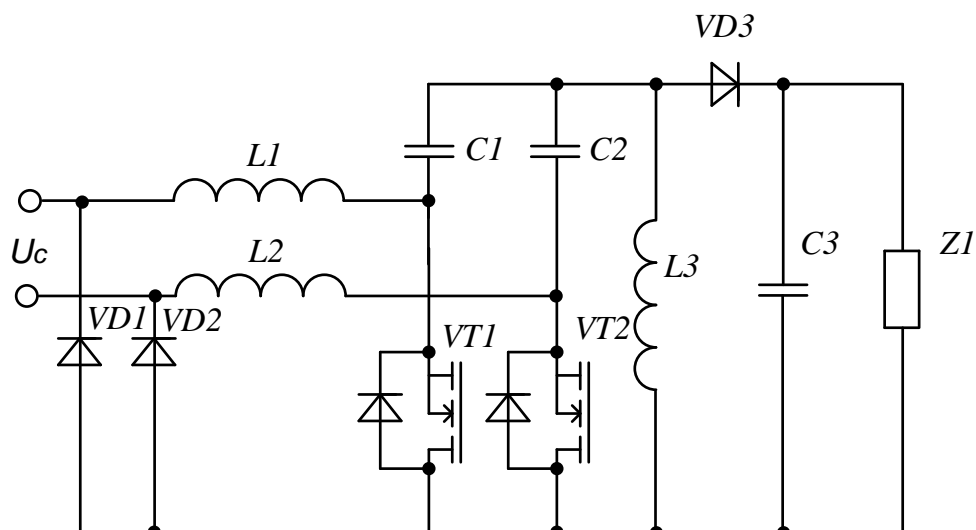


Рисунок 15 — Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с уменьшенными динамическими потерями

Все вышеперечисленные преобразователи гальванически связаны с питающей сетью и не имеют общего нейтрали сети и нагрузки, поэтому при их использовании требуется повышенные меры предосторожности.

1.4. ОБЗОР СХЕМОТЕХНИЧЕСКИЙ РЕШЕНИЙ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ С ГАЛЬВАНИЧЕСКОЙ РАЗВЯЗКОЙ

Важным требованием в ряде случаев является наличие гальванической развязки входа и выхода преобразователя. Данное условия связано с обеспечением электробезопасности установки [17]. Простейшее решение данной проблемы — это использование выпрямителя и последующее использование инвертора вместе с трансформатором или использование входного трансформатора. В данных устройствах также стоит вопрос о увеличении коэффициента мощности и уменьшении высших гармонических составляющих, выпрямители с устройством, формирующим синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего инвертора с небольшими модификациями в схеме отлично решают эту задачу.

Однако при использовании системы, включающей ККМ, инвертор и неуправляемый выпрямитель, преобразование тока происходит за два этапа, что приводит к увеличению потерь и использованию большего числа элементов и, следовательно, увеличению стоимости устройства. Поэтому были предложены однофазные одноступенчатые устройства, формирующие синусоидальный активный ток потребления, с гальванической развязкой, где преобразование тока происходит за один этап.

Простейшая реализация преобразователя с гальванической развязкой представлена на рисунке 16 [36]. Схема содержит устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего преобразователя, который имеет в своей цепи обмотку трансформатора, вторая обмотка подключена к выходному неуправляемому выпрямителю.

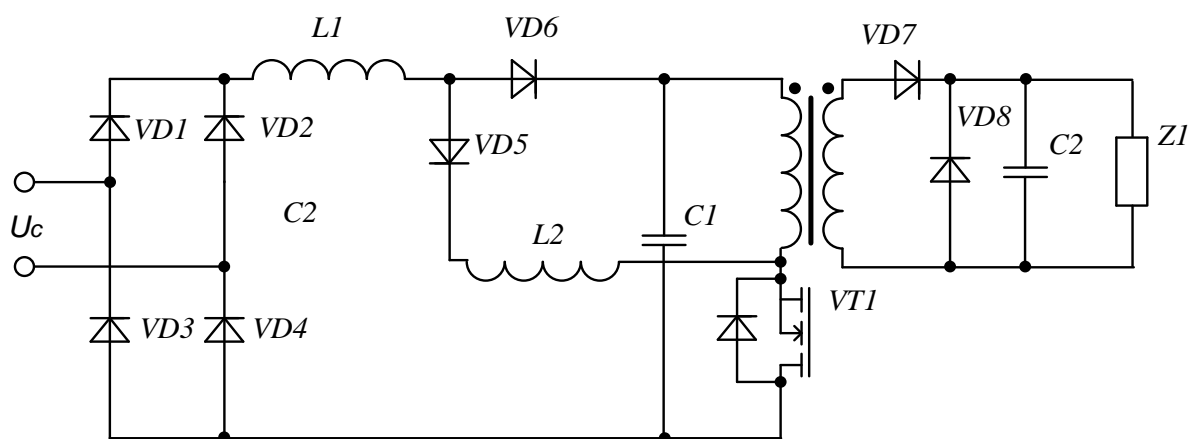


Рисунок 16 — Устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, с гальванической развязкой

Индуктивность используется для формирования синусоидального тока потребления, как и в предыдущих схемах. Конденсатор $C1$ нужен для уменьшения пульсации напряжения между стороной выходного постоянного напряжения и стороной переменного входного напряжения. Однако напряжение этого конденсатора не регулируется, поскольку в данном типе преобразователей это невозможно из-за того, что преобразование переменного напряжения в постоянное и наоборот происходит за один этап.

В одноступенчатом конвертере могут быть выбраны следующие типологии повышающе-понижающий, прямоходовой или обратногоходовой конвертер. Обратногоходовой $DC-DC$ преобразователь является простейшим и наиболее распространенным [42]. В нем минимальное число полупроводников, что делает его выгодным для реализации с низкой стоимостью. К недостаткам устройства можно отнести перенапряжение при переключении ключа, большие динамические потери, а также потери в диодном мосту. Также трансформатор имеет объемный сердечник, связанный с необходимостью накопления энергии. КПД устройств с гальванической развязкой всегда меньше, чем в аналогичных устройствах без нее. Следовательно, данные преобразователи применяются в маломощных специальных устройствах. Возможна модернизация преобразователя с целью коммутации при нулевом токе и нулевом напряжении, а также замена двух диодов в мосте на транзисторы. Следовательно, возможно использование гальванической развязки во всех схемах, показанных ранее.

1.5. ОБЗОР СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ БЕЗМОСТОВЫХ КОМПЕНСИРОВАННЫХ ВЫПРЯМИТЕЛЕЙ

Одним из способов обеспечения электробезопасности, как говорилось ранее, является это использование общей нейтрали. Все преобразователи, представленные ранее не способны этого обеспечить из-за использование диодного моста на входе. Преобразователь, представленный на рисунке 17, позволяет связать общий провод сети и общий провод нагрузки [2-4].

Также устройство обеспечивает переключение при нулевом токе и нулевом напряжении, что позволяет минимизировать динамические потери, но из-за использование резонансного контура, образованного элементами $C1$ и $L2$, увеличиваются активные потери, у устройства отсутствует диодный мост, что позволяет немного уменьшить активные потери и снизить количество полупроводниковых элементов. Однако к недостаткам данного преобразователя можно отнести ограниченность его использование только на большой частоте и требование использование ШИМ совместно с ЧИМ, что усложняет систему управления [16]. Также недостатком является использование обратных диодов, интегрированных в корпус транзистора, различие алгоритмов работы и реактивных цепей по которым протекает ток при отрицательном и положительном полупериодах питающей сети.

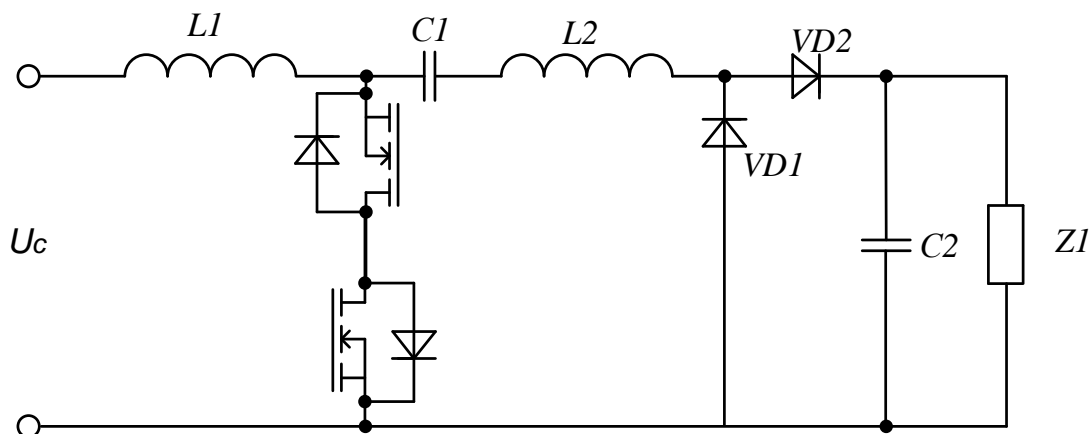


Рисунок 17 — Безмостовое устройство, формирующие синусоидальный активный ток потребления

Другой схематехнической реализацией безмостового устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, является преобразователь «Однофазный безмостовой корректор коэффициента мощности» [10]. Она представлена на рисунке 18. Данная схема позволяет получить на выходе любой уровень напряжения (от нуля до бесконечности) и

содержит инвертирующий и повышающе-понижающий преобразователи с общим накопительным дросселем и выходным емкостным фильтром. Принцип работы устройства заключается в следующем. На положительном полупериоде при одновременном открывании управляемых вентилях 2 и 5 энергия запасается в индуктивном накопителе 4. Ток протекает по контуру от фазы сети к нейтрали N : фаза сети – диод 1 - управляемый вентиль 2 - индуктивный накопитель 4 - управляемый вентиль 5 – диод 9 - нейтраль сети.

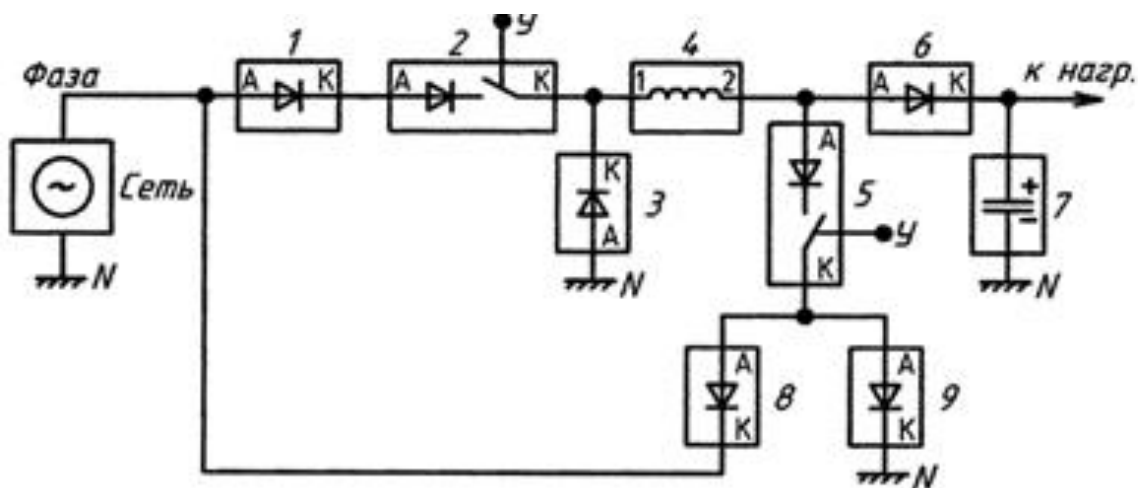


Рисунок 18 — Однофазный безмостовой корректор коэффициента мощности

При одновременном выключении вентилях 2 и 5 накопленная энергия передается в нагрузку по цепи: нейтраль сети – диод 3 - индуктивный накопитель 4 – диод 6 – конденсатор фильтра 7.

На отрицательном полупериоде накопление энергии в индуктивности 4 происходит при отпирании вентиля 5. Ток протекает по контуру: нейтраль сети – диод 3 – индуктивный накопитель 4 – управляемый вентиль 5 – диод 8-фаза сети.

При размыкании управляемого вентиля 5 энергия передается в нагрузку по цепи: нейтраль сети – диод 3 – индуктивный накопитель 4 – диод 6 – конденсатор фильтра 7.

В данной схеме сохраняется общая нейтраль сети и нагрузки. К достоинствам схемы можно отнести отсутствие резонансных контуров, алгоритм управления в отрицательный и положительный полупериоды одинаковый, использование общего индуктивного накопителя. К недостаткам схемы относится большое количество последовательно соединенных полупроводниковых элементов, что увеличивает статические и динамические потери в преобразователе.

Схема сетевого выпрямителя с корректором коэффициента мощности представлена на рисунке 19 [11]. Данная схема содержит полумостовой инвертор напряжения, индуктивные накопители и цепи коммутации. Преобразователь позволяет формировать синусоидальный активный ток потребления, получая на выходе двухполярное выпрямленное напряжение.

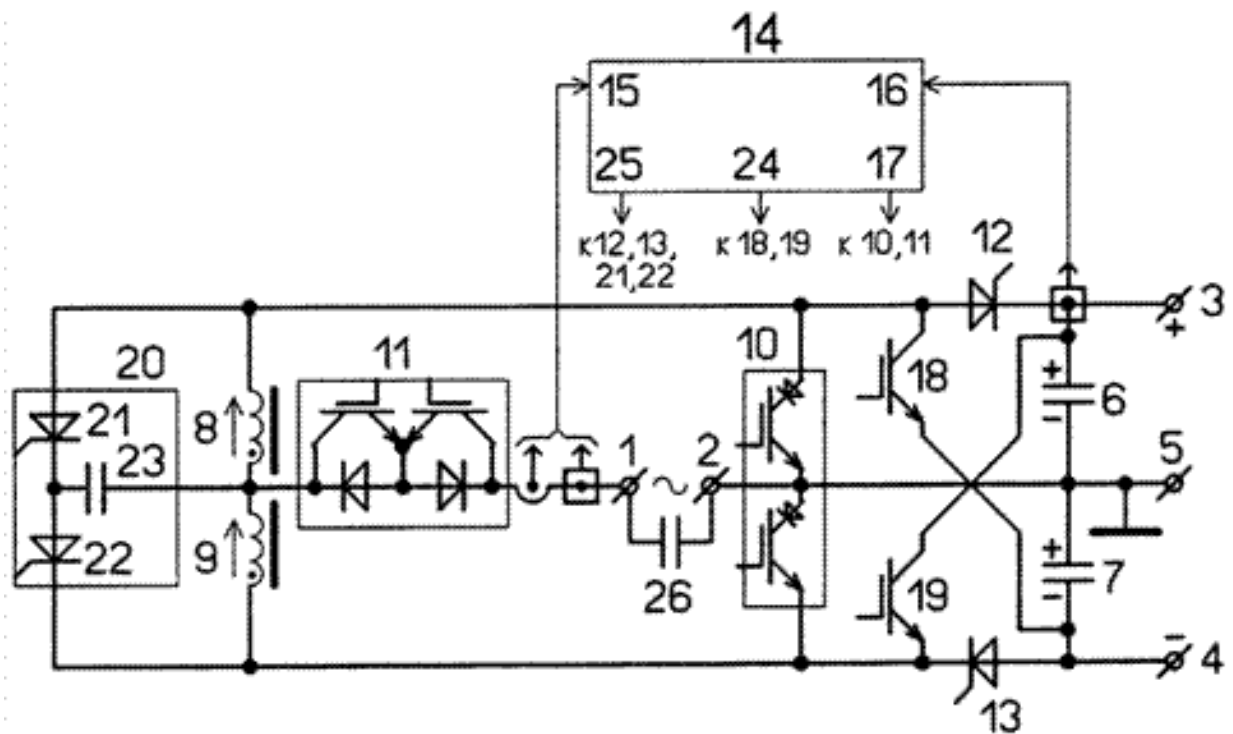


Рисунок 19 — Сетевой выпрямитель с корректором коэффициента мощности

Принцип работы аналогичен схеме на рисунке 13. Поскольку в сетевом выпрямителе с корректором коэффициента мощности на выходе установлены две емкости с общей точкой, которая связана с нейтралью сети, схема упрощается, а именно отсутствуют два диода, которые были на рисунке 13, однако из-за добавления коммутационных элементов схема в разы усложняется. К недостаткам схемы можно отнести излишнее количество полупроводниковых элементов. Также данная схема при работе при одном выходном конденсаторе не имеет общей нейтрали сети и нагрузки.

В таблице 1 представлен сравнительный анализ устройств, представленные на рисунках 7-19. В ходе анализа были выделен ряд критериев, которыми обладает та или иная схема, а именно общая нейтраль, минимизация активных потерь, минимизация динамических потерь на выключение, минимизация динамических потерь на включение, уменьшение пульсации тока дросселя, гальваническая развязка, простота системы управления, форсировка обратного диода.

					Лист
					28
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	

Таблица 1. Сравнительный анализ устройств

Критерии	7	8	9	10	11	12	13	14	15	16	17	18	19
Общая нейтраль	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-	+	+	+
Минимизация активных потерь	-	-	+	+	+	+	+	+	+	-	+	-	+
Минимизация динамических потерь на выключение	-	-	-	-	+	+	-	-	+	-	+	-	-
Минимизация динамических потерь на включение	-	-	-	-	-	+	-	-	+	-	+	-	-
Уменьшение пульсаций тока дросселя	-	+	-	+	-	-	+	-	+	-	-	-	-
Гальваническая развязка	-	-	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-
Простота системы управления	+	+	-	-	-	-	-	-	-	+	-	+	-
Форсировка обратного диода.	-	-	-	-	-	-	-	+	-	-	-	-	-

ВЫВОДЫ

Проанализировав основные схемотехнические решения синхронных выпрямителей, можно сделать заключение о том, что при широком спектре устройств общая нейтраль сети и нагрузки имеет у незначительного количества. При этом не один безмостовой выпрямитель не соответствует основными требованиям, которые приведены в таблице 1. Поэтому требуется разработка схемотехнического решения безмостового выпрямителя, который будет содержать все основные преимущества.

2. РАЗРАБОТКА И АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

2.1. РАССМОТРЕНИЕ ВОЗМОЖНЫХ СХЕМОТЕХНИЧЕСКИХ РЕШЕНИЙ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Проанализировав данные таблицы 1, были выделены основные параметры, которые должна включать схема, а именно: наличие общей нейтрали питающей сети и нагрузки, минимальные активные потери и простота системы управления. Однако, не одно устройство из приведенных в таблице 1 не содержит все три данных преимущества. Поэтому были рассмотрены схемотехнические решения, которые могут включить в себя выше перечисленные достоинства.

Первым предложенным вариантом безмостового выпрямителя является схема безмостового устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, на базе понижающего и инвертирующего преобразователей, представленная на рисунке 20.

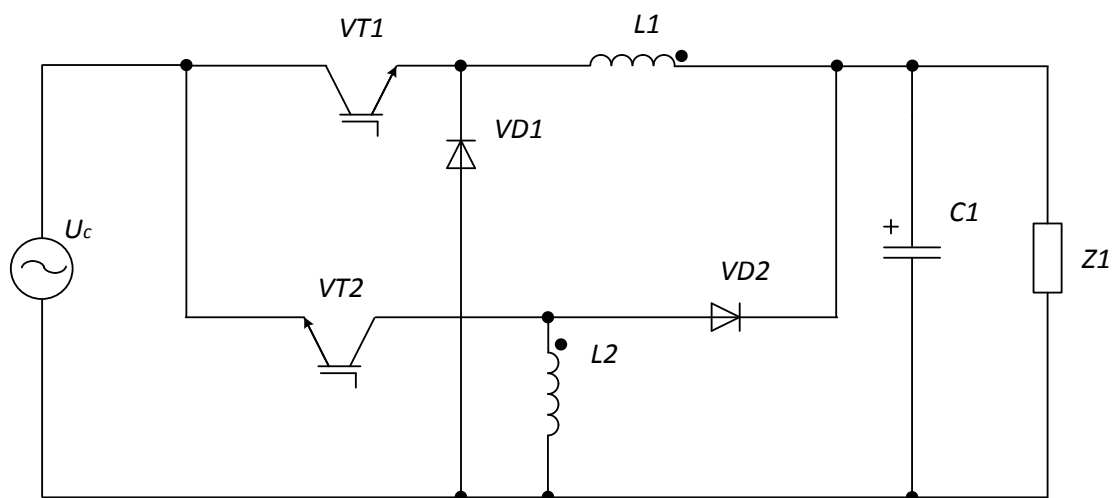


Рисунок 20 — Безмостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, на базе понижающего и инвертирующего преобразователей

Преобразователь содержит 2 транзистора ($VT1$, $VT2$), 2 диода ($VD1$, $VD2$), 2 катушки индуктивности ($L1$, $L2$), емкостной фильтр ($C1$) и нагрузку ($Z1$). В состав схемы входят понижающий и инвертирующий преобразователи с общим выходным фильтром. Понижающий сформирован транзистором $VT1$,

дросселем $L1$, диодом $VD1$, и работает в положительный полупериод питающей сети. Инвертирующий преобразователь сформирован транзистором $VT2$, дросселем $L2$, диодом $VD2$, и работает в отрицательный полупериод питающей сети. Оба преобразователя работают на общие нагрузку $Z1$ и емкостной фильтр $C1$. Входное напряжение сети обозначено буквой U_c .

При соответствующий алгоритмах управления преобразователь будет потреблять из сети активный синусоидальный ток и формировать на выходе постоянное напряжение. Однако значения выходных напряжений находятся в диапазоне от 0 до среднего значения напряжения сети, данное ограничение связано с тем, что используется понижающий преобразователь. Поскольку коэффициенты передачи преобразования по напряжения в различные полупериоды отличаются, отличаться будут и алгоритмы, что в свою очередь усложнит систему управления.

Вторым предложенным вариантом безмостового выпрямителя является схема безмостового устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего и инвертирующего преобразователей, представленная на рисунке 21.

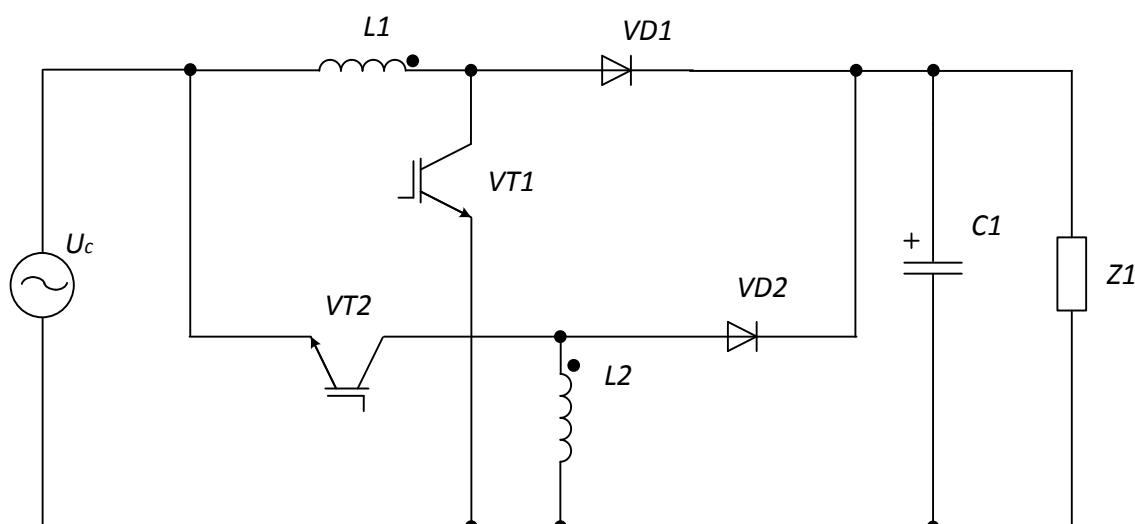


Рисунок 21 — Безмостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, на базе повышающего и инвертирующего преобразователей

Преобразователь содержит 2 транзистора ($VT1$, $VT2$), 2 диода ($VD1$, $VD2$), 2 катушки индуктивности ($L1$, $L2$), емкостной фильтр ($C1$) и нагрузку ($Z1$). В состав схемы входят повышающий и инвертирующий преобразователи с общим выходным фильтром. Повышающий сформирован транзистором $VT1$, дросселем $L1$, диодом $VD1$, и работает в положительный полупериод питающей сети. Инвертирующий преобразователь сформирован транзистором $VT2$, дросселем $L2$, диодом $VD2$, и работает в отрицательный полупериод питающей сети. Оба преобразователя работают на общие нагрузку $Z1$ и емкостной фильтр $C1$. Входное напряжение сети обозначено буквой U_c .

При соответствующий алгоритмах управления преобразователь будет потреблять из сети активный синусоидальный ток и формировать на выходе постоянное напряжение. Значения выходных напряжений преобразователя находятся в диапазоне от 0 до бесконечности, однако из-за использования повышающего преобразователя минимальные пульсации выходного напряжения будут при выходном напряжении в диапазоне от среднего значения напряжения питания до бесконечности. Также из-за того, что коэффициенты передачи преобразования по напряжения в различные полупериоды отличаются, отличаться будут и алгоритмы, что в свою очередь усложнит систему управления.

Третьим предложенным вариантом безмостового выпрямителя является схема безмостового устройства, формирующего синусоидальный активный ток потребления, на базе двух инвертирующих преобразователей, представленная на рисунке 22.

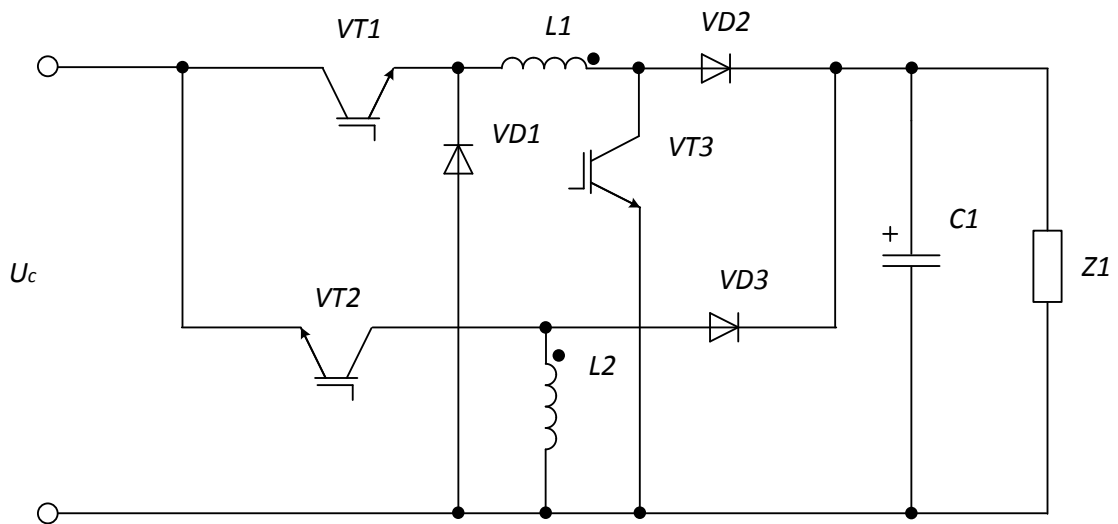


Рисунок 22 — Безмостовое устройство, формирующее синусоидальный активный ток потребления, на базе двух инвертирующих преобразователей

Данная схема содержит 3 транзистора ($VT1$, $VT2$, $VT3$), 3 диода ($VD1$, $VD2$, $VD3$), 2 катушки индуктивности ($L1$, $L2$), емкостной фильтр ($C1$) и нагрузку. В состав схемы входят два инвертирующих преобразователя с общим выходным фильтром. Первый сформирован транзисторами $VT1$ и $VT3$, дросселем $L1$, диодами $VD1$ и $VD2$, и работает в положительный полупериод питающей сети. Второй сформирован транзистором $VT2$, дросселем $L2$, диодом $VD3$, и работает в отрицательный полупериод питающей сети. Оба преобразователя работают на общие нагрузку $Z1$ и емкостной фильтр $C1$. Входное напряжение сети обозначено буквой U_c .

Значения выходных напряжений преобразователя находятся в диапазоне от 0 до бесконечности. Алгоритмы в различные полупериоды одинаковы, поскольку используется одинаковый тип преобразователей. К недостаткам по

сравнению с предыдущими схемами можно отнести большее количество полупроводниковых элементов, однако данная схема имеет большее количество преимуществ нежели недостатков. Поэтому в работе в качестве схемотехнического решения будет использоваться безмостовое устройство, формирующие синусоидальный активный ток потребления, на базе двух инвертирующих преобразователей, получившее название двухканальный безмостовой выпрямитель.

2.2. ПРИНЦИП РАБОТЫ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Принцип работы двухканального безмостового выпрямителя заключается в формировании формы потребляемого сетевого тока активного характера с помощью накопительных дросселей и силовых ключей. В положительный полупериод при открытых транзисторах $VT1$ и $VT3$ заряжается дроссель $L1$, как показано на рисунке 23.

По линиям, отмеченным пунктирной линией, ток в данный момент времени не протекает. Зарядный ток дросселя $L1$ обозначен буквой $I_{зарL1}$ и протекает по контуру: фаза сети – $VT1$ – $L1$ – $VT3$ – нейтраль сети. Условный плюс заряженного дросселя $L1$ находится у начала обмотки, минус у конца обмотки. При условии, что конденсатор $C1$ был заряжен, будет протекать его разрядный ток с величиной $I_{разC1}$ через сопротивление нагрузки $Z1$. Ток дросселя при этом нарастает по экспоненциальному закону.

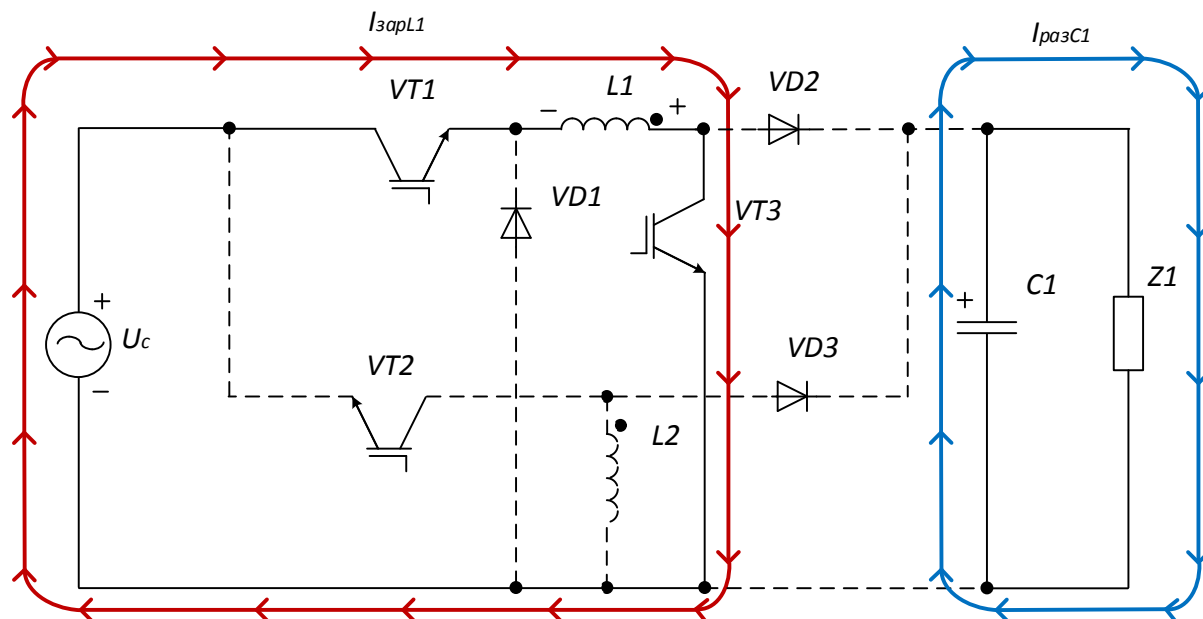


Рисунок 23 — Контур протекания зарядного тока дросселя $L1$ в положительный полупериод питающей сети

В положительный полупериод при закрытых транзисторах $VT1$ и $VT3$ разряжается дроссель $L1$, как показано на рисунке 24. При этом происходит спад тока дросселя по аналогичному экспоненциальному закону. И соблюдая пропорцию между нарастанием и спадом, формируется ток необходимой формы, в данном случае синусоидальной.

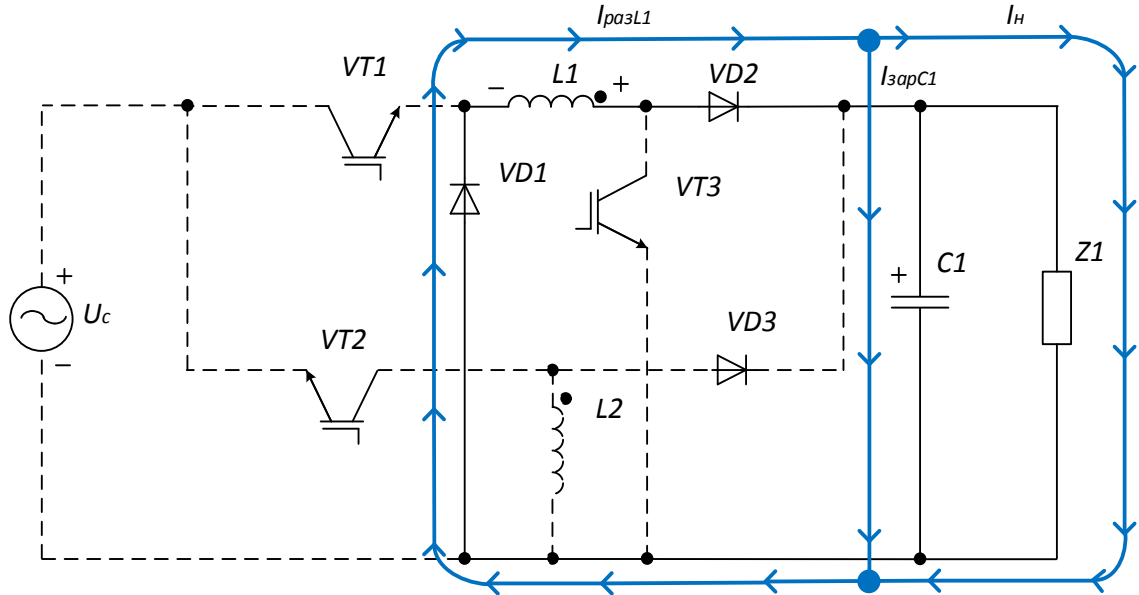


Рисунок 24 — Контур протекания разрядного тока дросселя $L1$ в положительный полупериод питающей сети

Разрядный ток дросселя $L1$ обозначен буквой $I_{зарL1}$ и равен сумме зарядного тока конденсатора $C1$ $I_{зарC1}$ и тока нагрузки I_n .

В отрицательный полупериод сетевого напряжения при открытом ключе $VT2$ заряжается дроссель $L2$, как показано на рисунке 25.

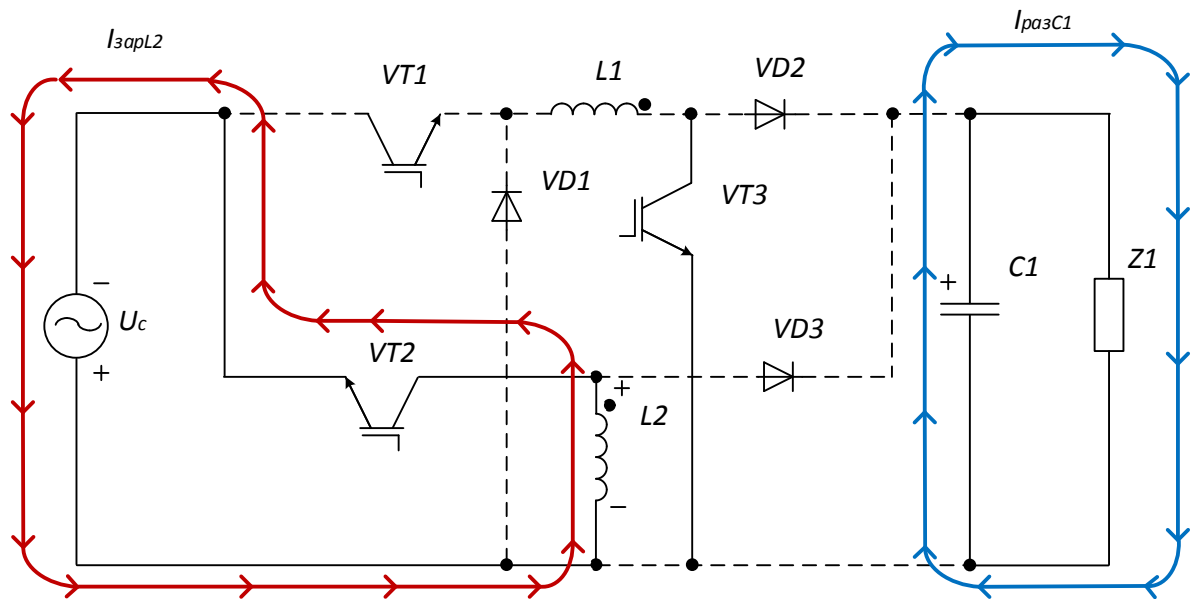


Рисунок 25 — Контур протекания зарядного тока дросселя $L2$ в отрицательный полупериод питающей сети

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат

Зарядный ток дросселя $L2$ обозначен буквой $I_{зарL2}$ и протекает по контуру: нейтраль сети – $L1$ – $VT2$ – фаза сети. Условный плюс заряженного дросселя $L2$ находится у начала обмотки, минус у конца обмотки. При условии, что конденсатор $C1$ был заряжен, будет протекать его разрядный ток с величиной $I_{разC1}$ через сопротивление нагрузки $Z1$.

В отрицательный полупериод сетевого напряжения при закрытом ключе $VT2$ разряжается дроссель $L2$, как показано на рисунке 26.

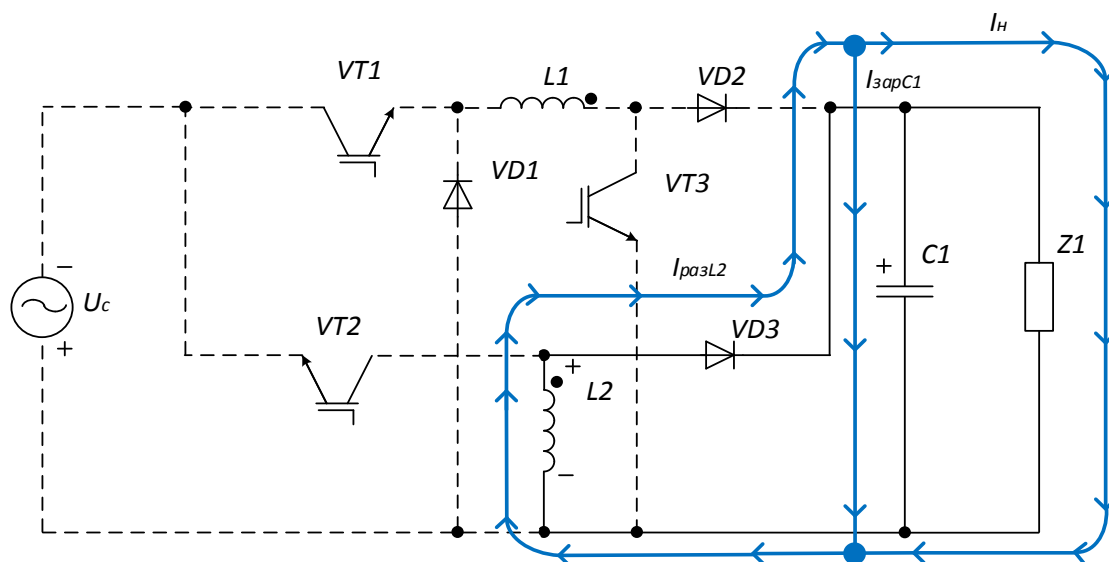


Рисунок 26 — Контур протекания разрядного дросселя $L2$ в отрицательный полупериод питающей сети

Разрядный ток дросселя $L2$ обозначен буквой $I_{зарL2}$ и равен сумме зарядного тока конденсатора $C1$ $I_{зарC1}$ и тока нагрузки I_H .

В отрицательный и положительный полупериоды схема работает по типу инвертирующего преобразователя. Устройство позволяет в теории получить на выходе любое напряжение от нуля до бесконечности, при этом потребляя активный синусоидальный ток из питающей сети. Возможно управление одним импульсом управлять всеми тремя транзисторными ключами, что упрощает СУ.

Безмостовое устройство, формирующие синусоидальный активный ток потребления, на базе двух инвертирующих преобразователей отличается от решений, приведенных на рисунках 7-16, наличием общей нейтрали питающей сети и нагрузки, необходимой в ряде нагрузок по правилам электробезопасности.

Разница устройств на рисунках 17 и 22 заключается в том, что в устройстве на базе двух инвертирующей преобразователей не используются резонансные цепи. Также в схеме на рисунке 17 ток в различные полупериоды протекает по контурам с разным количеством реактивных элементов.

В положительный полупериод в безмостовом устройстве, формирующем синусоидальный активный ток потребления, дроссель $L1$ заряжается от сети через двунаправленный ключ, при этом разряд индуктивности происходит через три реактивных элемента ($L1, C1, L2$) помимо конденсатора фильтра $C2$.

В отрицательный полупериод питающей сети ток заряда конденсатора $C1$ протекает через три реактивных элемента ($L1, C1, L2$), а ток разряда через два ($C1$ и $L2$) помимо конденсатора фильтра $C2$. Поскольку контура протекания зарядных и разрядных токов в положительный и отрицательный полупериоды отличаются, отличаются и алгоритмы работы ключевых элементов, что в свою очередь усложняет систему управления преобразователя.

Устройство на базе двух инвертирующих преобразователей имеет большее число активных элементов по сравнению со схемой на рисунке 17, однако данный недостаток не влияет на увеличение статических и динамических потерь, поскольку одновременно ток протекает максимум через два полупроводниковых элемента, аналогично схеме на рисунке 17. Также преобразователь на рисунке 22 имеет всего два реактивных элемента, это дроссели $L1$ и $L2$.

Различие между устройствами на рисунках 18 и 22 заключается в том, что в однофазном безмостовом корректоре контура протекания разрядных и зарядных токов дросселя в отрицательный и положительный полупериоды включают в себя большее количество полупроводниковых элементов по сравнению с устройством на базе двух инвертирующих усилителей.

В схеме на рисунке 18 в положительный полупериод при заряде дросселя ток протекает через 4 полупроводниковых элемента, в схеме на рисунке 22 аналогичный ток протекает через 2 элемента.

В схеме на рисунке 18 в положительный полупериод при разряде дросселя ток протекает через 2 полупроводниковых элемента, в схеме на рисунке 22 аналогичный ток протекает также через 2 элемента.

В схеме на рисунке 18 в отрицательный полупериод при заряде дросселя ток протекает через 3 полупроводниковых элемента, в схеме на рисунке 22 аналогичный ток протекает через 1 элемента.

В схеме на рисунке 18 в отрицательный полупериод при разряде дросселя ток протекает через 2 полупроводниковых элемента, в схеме на рисунке 22 аналогичный ток протекает через 1 элемент.

В устройстве на базе двух инвертирующих усилителей в среднем используется в контуре протекания тока находится на один полупроводниковый элемент меньше, что приводит к уменьшению статических и динамических потерь. Если принять, что в однофазном безмостовом корректоре коэффициента мощности используются в каждый момент времени 3 полупроводниковых элемента, а в устройстве на базе двух инвертирующих усилителей 2, то получается, что потери в полупроводниках будут уменьшены на 30 %.

Однако в схеме на рисунке 18 используется лишь один накопительный дроссель и на один транзисторный ключ меньше, что является плюсом преобразователя по сравнению с устройством на базе двух инвертирующих усилителей.

Если сравнивать схемы на рисунках 19 и 22, то сетевой выпрямитель с корректором коэффициента мощности не способен работать на одну емкость с сохранением общей нейтрали, именно поэтому напряжение на его выходе будет двухполярным. В ряде случаев это излишне и требуется напряжение одной полярности. Также схема на рисунке 19 изрядно усложнена дополнительными цепями коммутации, которые к функции коррекции коэффициента мощности не имеют отношения.

2.3. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ И РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ УСТРОЙСТВА

Силовые элементы следует рассчитывать из соображения, что в состав устройства входят два инвертирующих усилителя и каждый из них можно посчитать отдельно. Схема типового инвертирующего преобразователя приведена на рисунке 27.

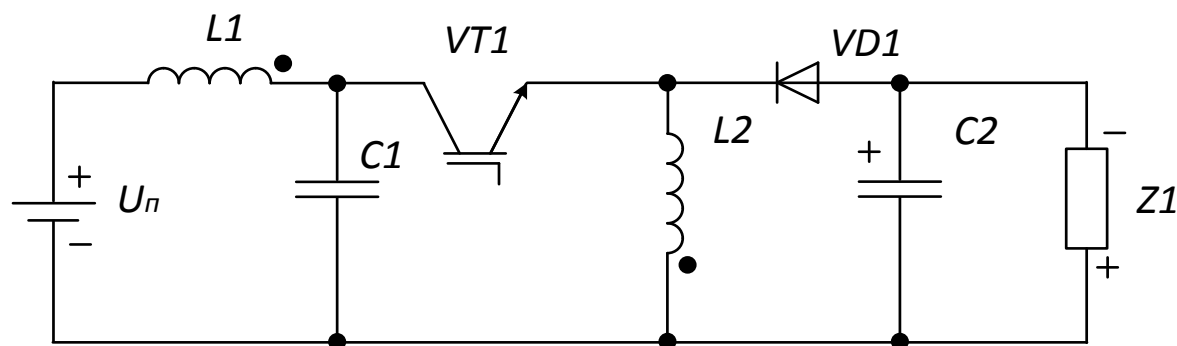


Рисунок 27 — Схема инвертирующего преобразователя

На рисунке 27 введены следующие обозначения:

$U_{п}$ – источник постоянного напряжения;

$L1$ – дроссель входного фильтра;

$C1$ – конденсатор входного фильтра;

$VT1$ – силовой транзистор;

$L2$ – накопительный дроссель;

$VD1$ – диод;

$C2$ – конденсатор выходного фильтра;

$Z1$ – полное сопротивление нагрузки;

Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат

В начале следует определить коэффициент передачи преобразования по напряжению (k_u). Для этого приведем вольт-секундный баланс накопительного дросселя $L1$. Когда ключ $VT1$ открыт к дросселю $L1$ приложено напряжение питающей сети (U_n), когда транзистор $VT1$ закрыт к дросселю $L1$ приложено напряжение конденсатора (U_{c1}), это напряжение также равно напряжению нагрузки (U_n). Используя относительную длительность открытого состояния ключа (γ), которая определяется по формуле (1), приведем вольт-секундный баланс дросселя, приведенный в формуле (2).

$$\gamma = \frac{t_{и}}{T}, \quad (1)$$

где:

γ – относительная длительность открытого состояния ключа;

$t_{и}$ – время открытого состояния ключа;

T – период работы ключа.

$$U_n \cdot \gamma = U_n \cdot (1 - \gamma), \quad (2)$$

где:

U_n – напряжения питающей сети;

U_n – напряжение нагрузки.

Коэффициент передачи преобразователя по напряжению определяется формулой (3).

$$k_u = \frac{U_n}{U_n}, \quad (3)$$

где:

k_u – коэффициент передачи преобразователя по напряжению.

Из формулы (2) выведем отношение напряжения нагрузки (U_n) к напряжению питающей сети (U_n) и запишем в формулу (4) данное выражение.

$$\frac{U_n}{U_n} = \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (4)$$

Объединим формулы (3) и (4) и запишем выражение (5).

$$k_u = \frac{\gamma}{1 - \gamma}. \quad (5)$$

Далее требуется построить характеристику, в которой коэффициент передачи преобразователя по напряжению зависит (k_u) от относительной длительности открытого состояния ключа (γ). Данная зависимость приведена на рисунке 28.

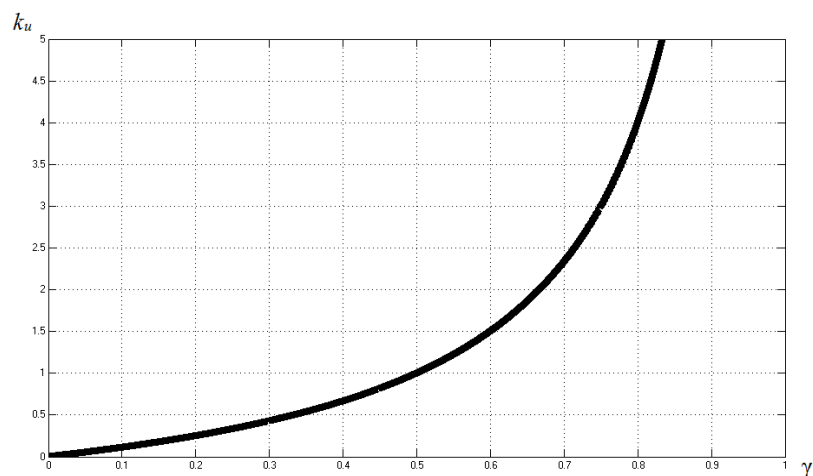


Рисунок 28 — Зависимость коэффициента передачи преобразователя по напряжению от относительной длительности открытого состояния ключа

Анализируя формулу (5) и рисунок 28 можно сделать вывод о том, что используя инвертирующий преобразователь теоретически возможно получить любое выходное напряжение при любом входном, поскольку зависимость на рисунке 28 имеет гиперболический вид и при относительной длительности открытого состояния ключа (γ) стремящейся к 1, коэффициент передачи преобразователя по напряжению (k_u) будет стремиться к бесконечности.

Однако, если учесть потери мощности в элементах коэффициент передачи преобразователя по напряжению (k_u) будет ограничен некоторым максимальным значением [6]. Практическая зависимость k_u от γ приведена на рисунке 29.

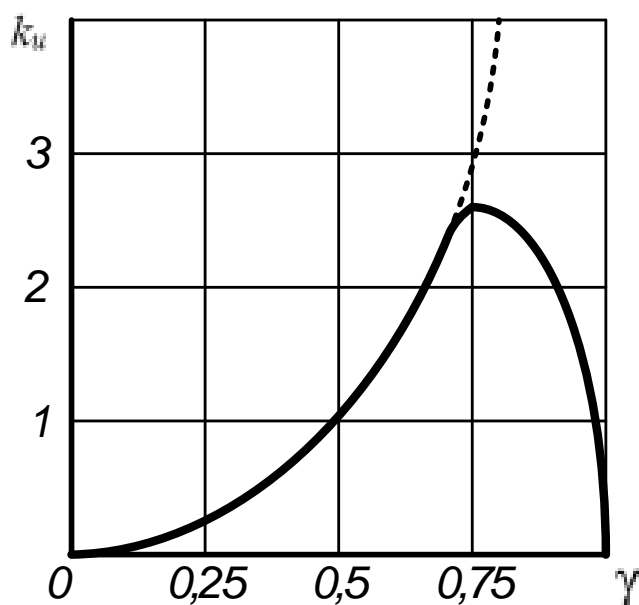


Рисунок 29 — Практическая зависимость коэффициента передачи преобразователя по напряжению от относительной длительности открытого состояния ключа

На рисунке 29 пунктирной линией обозначена теоретическая зависимость, сплошной линией – практическая. Анализируя рисунок 29 можно сделать вывод о том, что практически возможно получить максимальный коэффициент передачи преобразователя по напряжению (k_u) равный 2,4 при относительной длительности открытого состояния ключа (γ) равной 0,75.

В безмостовом устройстве, формирующем синусоидальный активный ток потребления, на базе двух инвертирующих преобразователей на входе находится промышленная сеть, которая изменяется по синусоидальному закону, из-за этого для поддержки на выходе фиксированной величины напряжения требуется изменения относительной длительности открытого состояния ключа (γ). Перепишем формулу (4) относительно γ в формулу (6).

$$\gamma = \frac{U_H}{U_{\Pi} + U_H} = \frac{U_H}{U_{\Pi\text{Амп}} \cdot \sin(\omega \cdot t + \varphi) + U_H}, \quad (6)$$

где:

$U_{\Pi\text{Амп}}$ – амплитудное значение напряжения питающей сети;

ω – круговая частота питающей сети;

φ – фазовый угол питающей сети.

В формуле (7) приведен перерасчет амплитудного напряжения в среднее.

$$U_{\Pi\text{Ср}} = \frac{U_{\Pi\text{Амп}}}{k_{\phi} \cdot \sqrt{2}}, \quad (7)$$

где:

$U_{\Pi\text{Ср}}$ – среднее значение напряжения питающей сети;

k_{ϕ} – коэффициент формы напряжения.

Подставим выражение из формулы (7) в формулу (6) с учетом того, что разные преобразователи будут работать в различные полупериоды, добавим модуль к функции \sin , полученный результат представлен в выражении (8).

$$\gamma = \frac{U_H}{U_{\Pi\text{Ср}} \cdot k_{\phi} \cdot \sqrt{2} \cdot |\sin(\omega \cdot t + \varphi)| + U_H}. \quad (8)$$

При условии равенства напряжения нагрузки (U_H) и среднего напряжения питающей сети ($U_{\Pi\text{Ср}}$) перепишем формулу (8) в выражение (9).

$$\gamma = \frac{1}{(k_{\phi} \cdot \sqrt{2} \cdot |\sin(\omega t + \varphi)| + 1)}. \quad (9)$$

Построим зависимость относительной длительности открытого состояния ключа (γ) от времени при кратности среднего напряжения сети к напряжению нагрузки равную единице, частоте питающей сети 50 Гц и коэффициенте формы равном 1,11. Зависимость представлена на рисунке 30.

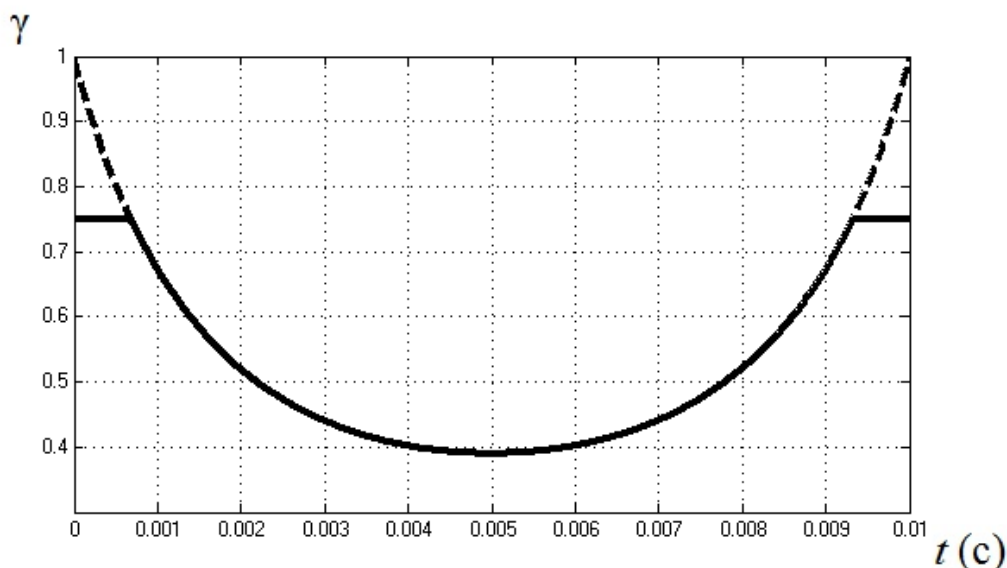


Рисунок 30 — Зависимость относительной длительности открытого состояния ключа от времени

Для определения токов, напряжений и расчетных мощностей силовых элементов преобразователя приняты следующие допущения:

- потери мощностей во всех элементах схемы равны нулю;
- напряжение пульсаций на конденсаторах фильтра равны нулю;
- фронты переключения транзистора равны;
- дроссель является линейным элементом.

При данных допущениях анализ базируется на следующих трех уравнениях баланса.

Первым условием является равенство потребляемой и отдаваемой мощностей и записывается в формуле (10):

$$U_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}} = U_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}}, \quad (10)$$

где:

$I_{\text{п}}$ – ток потребляемый из питающей сети;

$I_{\text{н}}$ – ток нагрузки.

Вторым условием является равенство нулю среднего за период напряжения на любой обмотке дросселя и равенства нулю суммарных МДС всех обмоток в каждый момент времени.

Третье условие: равенство нулю среднего за период тока конденсатора. Данное условие записано в формуле (11).

$$I_{\text{ср}} = 0, \quad (11)$$

где:

$I_{\text{ср}}$ – средний ток конденсатора.

Индуктивность основного накопительного дросселя преобразователя имеет конечное значение, и поэтому ток дросселя нарастает на интервале

замкнутого состояния ключа γT и спадает на интервале закрытого состояния ключа $(1-\gamma)T$, изменяясь на величину ΔI_L . Диаграмма тока и напряжения дросселя в непрерывном режиме за период работы ключа представлено на рисунке 31.

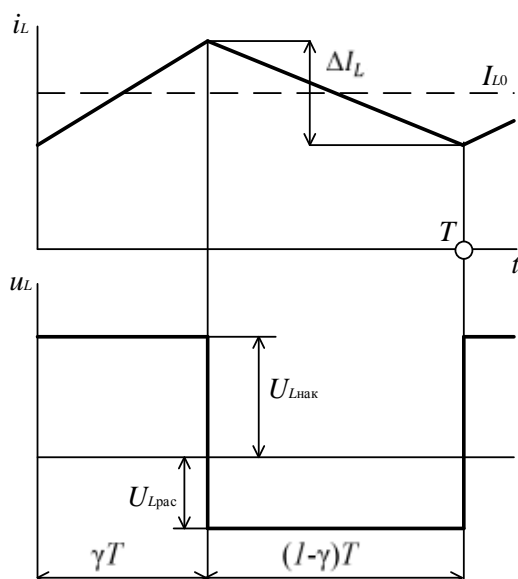


Рисунок 31 — Диаграмма тока и напряжения дросселя в непрерывном режиме

На рисунке 31:

i_L — мгновенное значение тока дросселя;

u_L — мгновенное значение напряжения дросселя;

ΔI_L — разница максимального и минимального значений тока дросселя;

I_{L0} — среднее значение тока дросселя;

$U_{Lнак}$ — напряжение дросселя на этапе накопления энергии;

$U_{Lрас}$ — напряжение дросселя на этапе расхода энергии.

Стоит отметить, что пульсации тока дросселя приводят к увеличению пульсаций всех силовых элементов. Для оценки влияния пульсаций тока дросселя введем коэффициент нагрузки (β), который рассчитывается по формуле (12) и характеризует относительное значение индуктивности дросселя.

$$\beta = \frac{2 \cdot L}{R_H \cdot T} \quad (12)$$

где:

L — индуктивность накопительного дросселя.

В режиме непрерывного тока дросселя расчет пульсаций тока с учетом формулы (12) представлен в выражении (13).

$$\Delta I_L = U_{Lрас} (1 - \gamma) \frac{T}{L} = 2 \cdot U_{Lрас} (1 - \gamma) \frac{1}{\beta \cdot R_H} \quad (13)$$

Если значение коэффициента нагрузки настолько мало, что ток на интервале $(1-\gamma)T$ спадает до нуля, то наступает режим прерывистых токов. Граничное значение β с учетом выражения (13) и равенства $\Delta I_L = 2 \cdot I_{L0}$ представлено в формуле (14).

$$\beta_{гр} = 2 \cdot U_{Lрас}(1 - \gamma) \frac{1}{\Delta I_L \cdot R_H} = U_{Lрас}(1 - \gamma) \frac{1}{I_{L0} \cdot R_H}, \quad (14)$$

где:

$\beta_{гр}$ – граничное значение коэффициента нагрузки.

Введем относительный коэффициент нагрузки, который представлен в формуле (15).

$$\beta_* = \frac{\beta}{\beta_{гр}}, \quad (15)$$

где:

β_* – относительный коэффициент нагрузки.

Используя относительный коэффициент нагрузки для режима непрерывных токов ($\beta_* \geq 1$), определим коэффициент пульсаций тока дросселя по формуле (16).

$$k_{пIL} = \frac{\Delta I_L}{I_{L0}} = \frac{2}{\beta_*}, \quad (16)$$

где:

$k_{пIL}$ – коэффициент пульсаций тока дросселя.

Диаграмма токов и напряжений в режиме прерывистого тока дросселя изображена на рисунке 32.

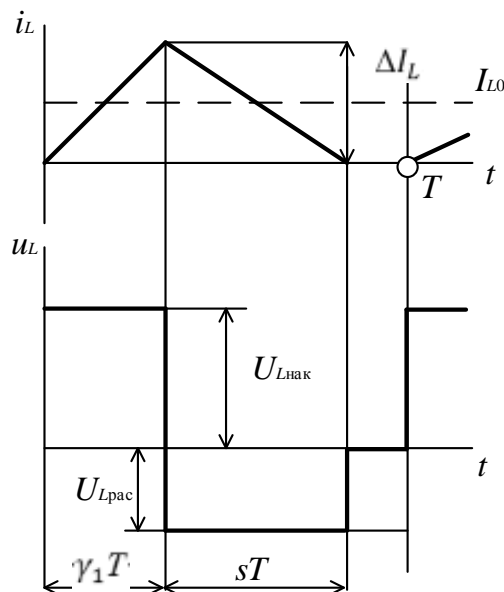


Рисунок 32 — Диаграмма тока и напряжения дросселя в прерывистом режиме

В данном режиме для сохранения тех же уровней $U_{L\text{нак}}$ и $U_{L\text{рас}}$ необходимо в одинаковой степени уменьшить длительности интервалов накопления и расхода энергии, которые в данном режиме обозначаются γ_1 и s соответственно. В режиме прерывистого тока коэффициент пульсаций тока дросселя определяется по формуле (17).

$$k_{\text{пИЛ}} = \frac{\Delta I_L}{I_{L0}} = \frac{2}{\gamma_1 + s} = \frac{2 \cdot (1 - \gamma)}{s}, \quad (17)$$

где:

γ_1 – интервал накопления энергии при режиме прерывистого тока;

s – интервал сброса энергии при режиме прерывистого тока.

Интервал сброса энергии при режиме прерывистого тока определяется по формуле (18).

$$s = \frac{\Delta I_L \cdot L}{U_{L\text{рас}} \cdot T}. \quad (18)$$

С учетом формул (12-15) выражения (17-18) будут перерассчитаны и примут вид формул (19-20).

$$s = (1 - \gamma) \cdot \sqrt{\beta_*}. \quad (19)$$

$$k_{\text{пИЛ}} = \frac{\Delta I_L}{I_{L0}} = 2 \cdot \sqrt{\beta_*}. \quad (20)$$

Если переход в режим прерывистых токов осуществляется при измеренном значении γ , то выходное напряжение увеличивается для компенсации сокращения длительности интервала действия $U_{L\text{рас}}$.

Следует отметить, что в соответствии с формулами (19-20) рост напряжения в режиме прерывистых токов и при неизменном γ происходит пропорционально $\sqrt{R_n}$, мощность нагрузки при этом сохраняется постоянной. Это подтверждается также постоянством потребляемого тока (пульсаций ΔI_L и интервала γT).

При отключении нагрузки ($\beta = 0$) преобразователь теряет регулировочную способность, которая была описана ранее.

Поскольку режим прерывистых токов в основном используется при малых нагрузках преобразователя, данный режим не влияет на расчет мощностей и токов силовых элементов.

Определим базисный ток преобразователя по формуле (21) при условии, что мощность нагрузки является постоянной величиной. Данное выражение в

дальнейшем будет использоваться для определения тока транзисторов и диодов, входящих в состав преобразователя, в относительных величинах.

$$I_{\text{базис}} = \frac{P_{\text{н}}}{U_{\text{пmin}}} = I_{\text{и}} \cdot k_{\text{иmax}}, \quad (21)$$

где:

$I_{\text{базис}}$ – базисный ток;

$P_{\text{н}}$ – мощность нагрузки;

$U_{\text{пmin}}$ – минимальное напряжение питания;

$I_{\text{и}}$ – импульсный ток через транзистор;

$k_{\text{иmax}}$ – максимальный коэффициент передачи преобразователя по напряжению.

Для расчета напряжения на транзисторах и конденсаторах в относительных величинах (относительно максимального напряжения питания) используется формулы (22-23).

$$U_{\text{кэ*}} = \frac{U_{\text{кэ}}}{U_{\text{пmax}}}, \quad (22)$$

$$U_{\text{с*}} = \frac{U_{\text{с}}}{U_{\text{пmax}}}, \quad (23)$$

где:

$U_{\text{кэ*}}$ – относительное напряжение коллектор-эмиттер транзистора;

$U_{\text{кэ}}$ – напряжение коллектор-эмиттер транзистора;

$U_{\text{пmax}}$ – максимальное напряжение питания;

$U_{\text{с*}}$ – относительное напряжение конденсатора;

$U_{\text{с}}$ – напряжение конденсатора.

Под расчетной мощностью транзисторов и диодов подразумевается произведение максимума напряжения на максимум тока, хотя эти максимумы могут соответствовать разным режимам.

Ток коллектора транзистора соответствует току дросселя на интервале накопления энергии $((1-\gamma)T)$. Его максимальное относительное значение определяется по формуле (24). Данное выражение справедливо для режима непрерывного тока дросселя.

$$I_{\text{кmax*}} = \frac{I_{\text{L0}} \cdot U_{\text{пmin}} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta^*}\right)}{I_{\text{н}} \cdot U_{\text{н}}}, \quad (24)$$

где:

$I_{\text{кmax*}}$ – относительный максимальный ток коллектора транзистора.

При условии отсутствия пульсаций тока дросселя ($\beta = \infty$) уравнение (24) при вид, представленный в формуле (25).

$$I_{кmax*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin}}{I_H \cdot U_H}. \quad (25)$$

В режиме прерывистого тока дросселя для определения максимального тока коллектора транзистора используется выражение (26).

$$I_{кmax*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin} \cdot 2}{I_H \cdot U_H \cdot \sqrt{\beta_*}}. \quad (26)$$

Аналогичные расчеты используются для определения действующего значения ток коллектора транзистора. Данные выражения приведены в формулах (27-29).

При отсутствии пульсаций тока дросселя ($\beta = \infty$):

$$I_{кдейств*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin} \cdot \sqrt{Y}}{I_H \cdot U_H}, \quad (27)$$

где:

$I_{кдейств*}$ – относительный действующий ток коллектора транзистора.

В режиме непрерывного тока дросселя ($\beta \geq 1$):

$$I_{кдейств*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin} \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3 \cdot \beta_*^2}}}{I_H \cdot U_H}. \quad (28)$$

В режиме прерывистого тока дросселя ($\beta < 1$):

$$I_{кдейств*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin} \cdot \sqrt{\frac{4}{3 \cdot \sqrt{\beta_*}}}}{I_H \cdot U_H}, \quad (29)$$

Пульсации тока дросселя треугольной формы проходят через выходной конденсатор. Относительное действующее значение этого тока определяется по формуле (30).

$$I_{C*} = \frac{\Delta I_L \cdot U_{пmin}}{2 \cdot \sqrt{3} \cdot I_H \cdot U_H}. \quad (30)$$

					ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат		46

Как видно из формул (28-29), увеличение относительного коэффициента нагрузки (β_*) приводит к уменьшению максимального и действующего токов транзистора, однако при этом необходимо увеличить индуктивность дросселя, что приводит к увеличению его массогабаритных показателей.

Для оценки массы и габаритных размеров дросселя воспользуемся формулой (31), которая отражает расчетную мощность дросселя [6].

$$P_L = \frac{I_L^2 \cdot \omega_L \cdot L \cdot \left(1 + \frac{I_{m\sim}}{I_{L0}}\right)}{\sqrt{3 + \frac{I_{m\sim}^2}{I_{L0}^2}}}, \quad (31)$$

где:

P_L – расчетная мощность дросселя;

$I_{m\sim}$ – амплитуда переменной составляющей тока дросселя;

I_L – действующее значение тока дросселя;

ω_L – круговая частота тока дросселя.

Поскольку $\frac{I_{m\sim}}{I_{L0}} = \frac{1}{\beta_*}$ (согласно формуле (16)) перепишем с учетом этого выражение (31) в уравнение (32).

$$P_L = \frac{I_{L0}^2 \cdot \omega_L \cdot L \cdot (1 + \beta_*) \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3 \cdot \beta_*^2}}}{\sqrt{3} \beta_*}. \quad (32)$$

Выразим относительную расчетную мощность дросселя в выражении (32). Данная формула используется при расчете дросселя в режиме непрерывного тока.

$$P_{L*} = \frac{\pi}{\sqrt{3}} \cdot \beta_{гр} \cdot \left(\frac{I_{L0}}{I_H}\right)^2 (1 + \beta_*) \cdot \sqrt{1 + \frac{1}{3 \cdot \beta_*^2}}, \quad (33)$$

где:

P_{L*} – относительная расчетная мощность дросселя.

Приняв за базис $\beta_* = 1$, получаем выражение (34).

$$P_{L*0} = 4,2 \cdot \beta_{гр} \cdot \left(\frac{I_{L0}}{I_H}\right)^2, \quad (34)$$

где:

P_{L*0} – базисная относительная расчетная мощность дросселя.

В режиме прерывистого тока дросселя ($\beta_* < 1$) выражение (33) будет видоизменено и перезаписано в формуле (35) [6].

$$P_{L*} = 4,2 \cdot \beta_{гр} \cdot \left(\frac{I_{L0}}{I_H}\right)^2 \sqrt{\frac{\beta_*}{\beta_* - \sqrt{\beta_*} + 1}}. \quad (35)$$

Формулы (10-35) могут использоваться для расчета любых типов конверторов, далее преобразуем данные выражения для инвертирующего преобразователя в режиме непрерывного тока дросселя.

Поскольку ток в инвертирующем преобразователе имеет прерывистый характер, поэтому в общем подходе в его входную цепь включен фильтр, в виде конденсатора и дросселя.

В формуле (36) приведено отношение среднего тока дросселя к току нагрузки ($I_{L0}\gamma = I_H$).

$$\frac{I_{L0}}{I_H} = \frac{k_u}{\gamma} = \frac{1}{1 - \gamma}. \quad (36)$$

Рассчитаем граничный коэффициент нагрузки по формуле (37).

$$\beta_{гр} = U_{Lрас} (1 - \gamma) \frac{1}{I_{L0} \cdot R_H} = U_{Lрас} \frac{(1 - \gamma)^2}{I_H \cdot R_H} = (1 - \gamma)^2. \quad (37)$$

Базисная относительная мощность дросселя рассчитывается по формуле (38).

$$P_{L*0} = 4,2 \cdot \beta_{гр} \cdot \left(\frac{I_{L0}}{I_H}\right)^2 = 4,2 \cdot (1 - \gamma)^2 \cdot \left(\frac{1}{1 - \gamma}\right)^2 = 4,2. \quad (38)$$

Относительный максимальный ток коллектора транзистора высчитывается по формуле (39), при худшем варианте ($\beta_* = 1$).

$$I_{кmax*} = \frac{I_{L0} \cdot U_{пmin} \cdot \left(1 + \frac{1}{\beta_*}\right)}{I_H \cdot U_H} = \frac{I_H \cdot U_{пmin} \cdot 2}{I_H \cdot U_H \cdot (1 - \gamma)} = \frac{U_{пmin} \cdot 2}{U_H \cdot (1 - \gamma)}. \quad (39)$$

Чем меньше напряжения питания, тем больше коэффициент заполнения. При минимальном напряжении питания, коэффициент запылнения будет максимальный. В формуле (40) приведен максимальный коэффициент передачи преобразователя по напряжению.

$$k_{u\max} = \frac{U_H}{U_{пmin}} = \frac{\gamma_{\max}}{1 - \gamma_{\max}}, \quad (40)$$

где:

γ_{max} – максимальная относительная длительность открытого состояния ключа.

Аналогично введем понятие минимального коэффициент передачи преобразователя по напряжению, в выражении (41) приведена формула его расчета.

$$k_{umin} = \frac{U_H}{U_{пmax}} = \frac{\gamma_{min}}{1 - \gamma_{min}}, \quad (41)$$

где:

k_{umin} – минимальный коэффициент передачи преобразователя по напряжению;

γ_{min} – минимальная относительная длительность открытого состояния ключа.

Объединив формулы (39) и (40) получим уравнение (42), где максимальный ток коллектора транзистора будет выведен через относительные длительности открытого состояния ключа.

$$I_{kmax*} = \frac{U_{пmin} \cdot 2}{U_H \cdot (1 - \gamma)} = \frac{(1 - \gamma_{max}) \cdot 2}{\gamma_{max} \cdot (1 - \gamma)}. \quad (42)$$

Используя выражение (42) запишем максимальный ток коллектора транзистора в формуле (43).

$$I_{kmax} = \frac{(1 - \gamma_{max}) \cdot 2 \cdot I_{L0}}{\gamma_{max} \cdot (1 - \gamma)}. \quad (43)$$

Напряжение коллектор-эмиттер транзистора определяется по формуле (44).

$$U_{кэ} = U_{п} + U_{н}. \quad (44)$$

Относительное напряжение коллектор-эмиттер транзистора определяется по формуле (45).

$$U_{кэ*} = \frac{U_{кэ}}{U_{пmax}} = \frac{U_{п} + U_{н}}{U_{пmax}} = \frac{(U_{п} + U_{н}) \cdot \gamma_{min}}{U_H \cdot (1 - \gamma_{min})} = \frac{1}{(1 - \gamma_{min})}. \quad (45)$$

Среднее значение тока диода равняется току нагрузки.

Напряжение выходного конденсатора равняется напряжению нагрузки. Относительное напряжение на выходном конденсаторе определяется по формуле (46).

$$U_{C*} = \frac{U_C}{U_{\text{пmax}}} = \frac{U_H}{U_{\text{пmax}}} = k_{\text{umin}} = \frac{\gamma_{\text{min}}}{1 - \gamma_{\text{min}}}. \quad (46)$$

Напряжение входного конденсатора равняется напряжению питания. Относительное напряжение на входном конденсаторе определяется по формуле (47).

$$U_{\text{СВХ*}} = \frac{U_{\text{СВХ}}}{U_{\text{пmax}}} = \frac{U_{\text{пmax}}}{U_{\text{пmax}}} = 1, \quad (47)$$

где:

$U_{\text{СВХ*}}$ – относительное напряжение входного конденсатора;

$U_{\text{СВХ}}$ – напряжение входного конденсатора.

ВЫВОДЫ

Рассмотрев три возможных схемотехнических решения безмостового выпрямителя, была выбрана схема на базе двух инвертирующих преобразователей из условия простоты алгоритма работы схема. Описав принцип работы схемы, было выдвинуто допущение для математического описания схемы, а именно использование за основу описание инвертирующего преобразователя, а также математически описаны основные параметры элементов устройства.

3. ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ В СРЕДЕ MATLAB/SIMULINK

3.1. ОПИСАНИЕ ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для исследования работы двухканального безмостового выпрямителя была собрана имитационная модель в среде *Matlab/Simulink*. На рисунке 33 представлено окно конфигурации модели (*Model Configuration Parameters*) [1].

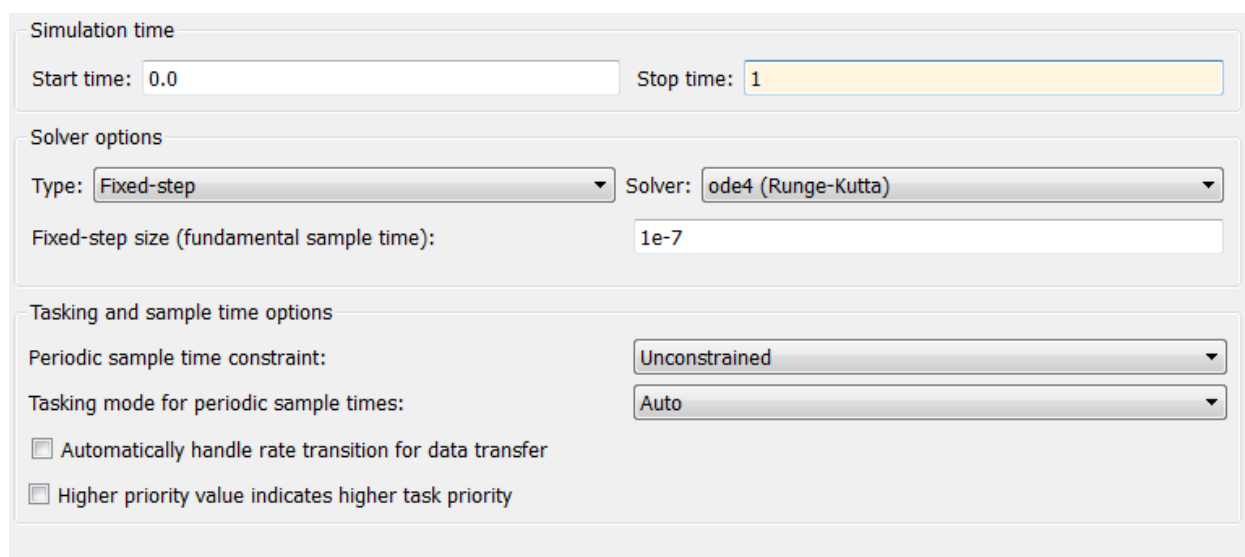


Рисунок 33 — Окно конфигурации модели

В качестве решателя выбран метод Рунге-Кутта 4 порядка с дискретным шагом. Шаг дискретизации модели выбран 100 нс. Также установлен блок *Powergui* для функционирования имитационной модели. Параметры данного блока представлены на рисунке 34.

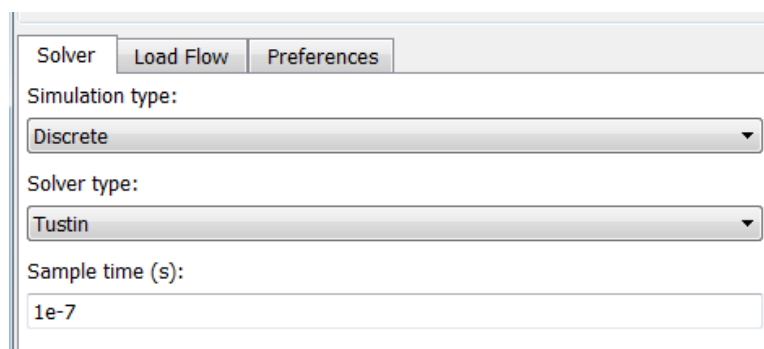


Рисунок 34 — Окно блока *Powergui*

В роли источника питания выступает библиотечный блок *AC Voltage Source* со следующими параметрами: амплитуда напряжения (*Peak amplitude*) – 312 В; частота (*Frequency*) – 50 Гц. Окно параметров источника напряжения представлено на рисунке 35.

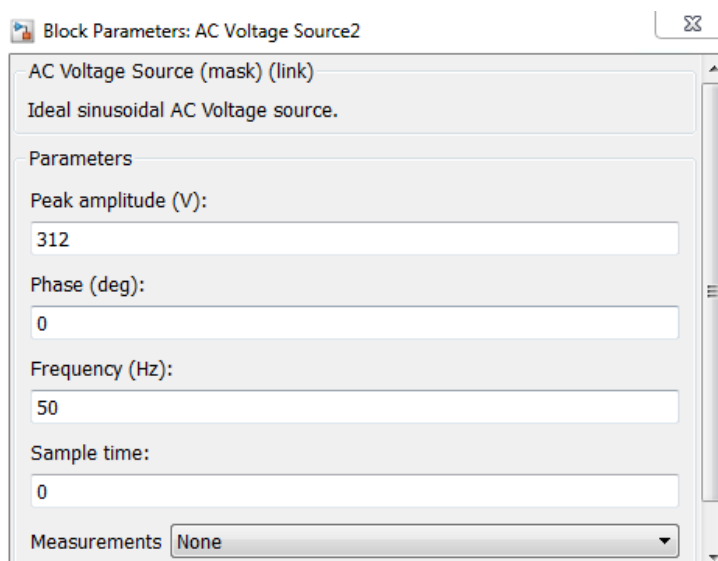


Рисунок 35 — Окно параметров источника напряжения

Последовательно с источником напряжения соединен резистор (*Series RLC Branch*), который имитирует активное сопротивление сети, с сопротивлением 0,02 Ом. Параметры данного блока представлены на рисунке 36.

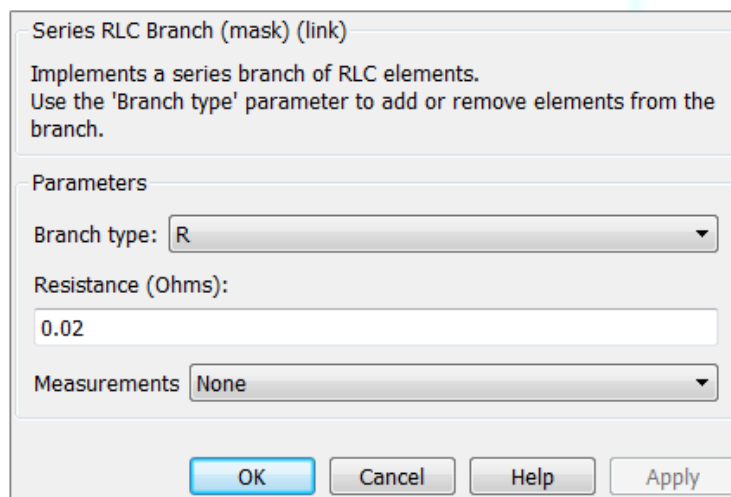


Рисунок 36 — Окно параметров резистора

Внешний вид источника питания в среде *Matlab/Simulink* представлен на рисунке 37.

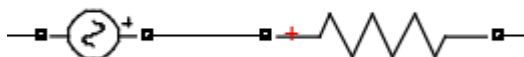


Рисунок 37 — Внешний вид источника питания в среде *Matlab/Simulink*

Входной фильтр выполнен в виде Г-образного *LC* фильтра. Параметры входного конденсатора следующие: емкость – 1 мкФ; активное сопротивление – 0,01 Ом. Окно параметров входного конденсатора представлено на рисунке 38.

Рисунок 38 — Окно параметров входного конденсатора

Индуктивность входного дросселя равняется 1 мГн, а активное сопротивление – 0,1 Ом. Окно параметров входного дросселя представлено на рисунке 39.

Рисунок 39 — Окно параметров входного дросселя

Чтобы исключить возможные ошибки, связанные с работой *Matlab/Simulink*, все реактивные элементы шунтированы высокоомными

резисторами с сопротивлением 1 МОм. Окно параметров шунтирующих резисторов приведено на рисунке 40.

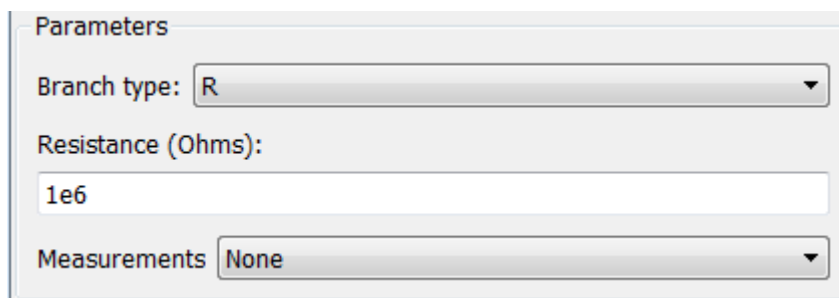


Рисунок 40 — Окно параметров шунтирующих резисторов

Изображение входного LC фильтра в среде *Matlab/Simulink* представлен на рисунке 41.

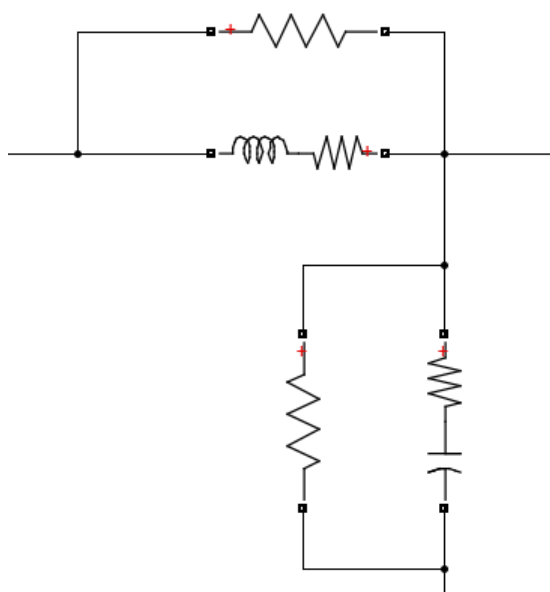


Рисунок 41 — Изображение входного LC фильтра в среде *Matlab/Simulink*

Резонансная частота входного фильтра высчитывается по формуле (48).

$$f_{\text{рез}} = \frac{1}{\sqrt{L_{\text{вх}} \cdot C_{\text{вх}}}} \quad (48)$$

где:

$f_{\text{рез}}$ – резонансная частота фильтра;

$L_{\text{вх}}$ – входная индуктивность фильтра;

$C_{\text{вх}}$ – входная емкость фильтра.

Подставим параметры входного фильтра в выражение (48).

$$f_{рез} = \frac{1}{\sqrt{L_{BX} \cdot C_{BX}}} = \frac{1}{\sqrt{10^{-3} \cdot 10^{-6}}} = 33,3 \text{ кГц.} \quad (48)$$

Далее производится сборка инвертирующего преобразователя, работающего в положительный полупериод питающей сети и состоящего из двух транзисторов, двух диодов и одного дросселя.

В качестве транзисторов выбраны библиотечный блок *IGBT*. Окно параметров блока *IGBT* представлено на рисунке 42.

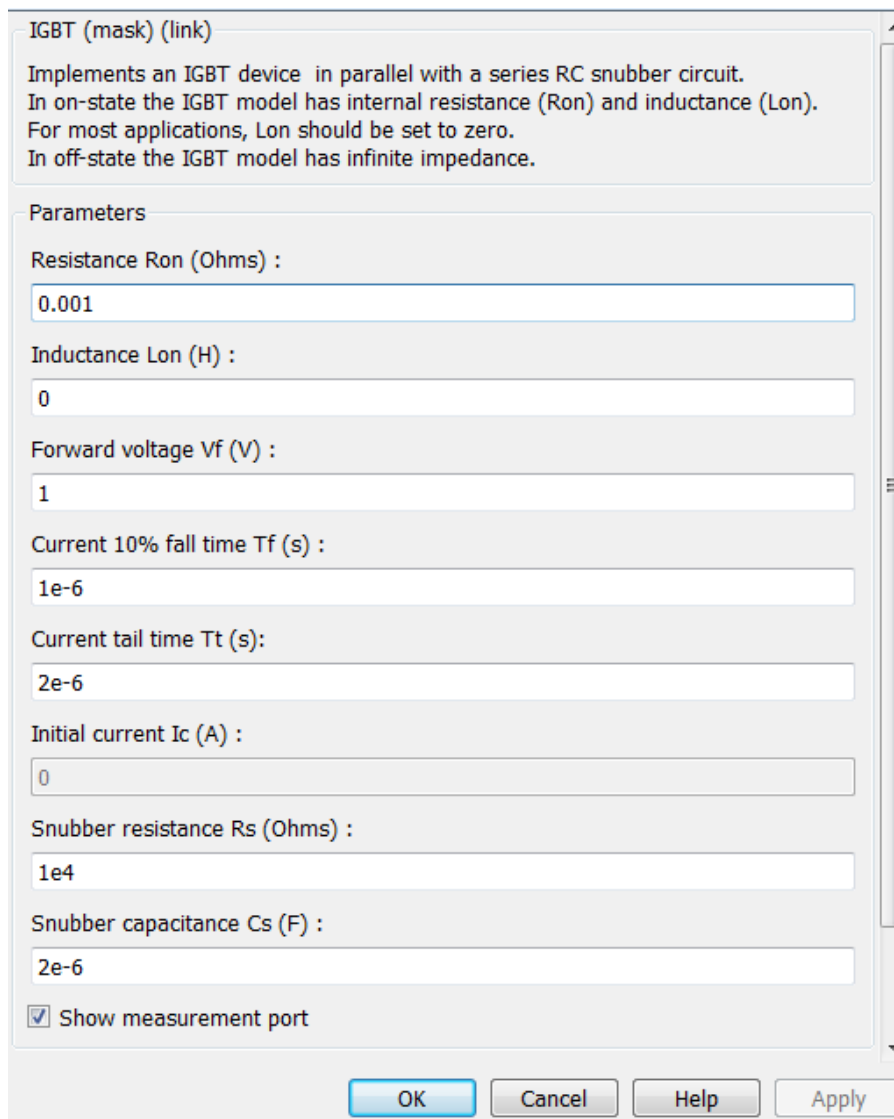


Рисунок 42 — Окно параметров блока *IGBT*

Параметры снабберных цепей блока *IGBT* выбирались из соображения минимального влияния на работу цепей. Поскольку в *Matlab/Simulink* нельзя полностью убрать снабберы, были выбраны параметры, когда ток через них практически не протекает. Разберем функции параметров блока *IGBT*. *Resistance Ron* – параметр, отражающий сопротивления транзистора в открытом состоянии. *Inductance Lon* – данный параметр показывает значение

индуктивности транзистора в открытом состоянии. *Forward voltage V_f* – падение напряжения на транзисторе в открытом состоянии. *Current 10% fall time T_f* – время, за которое ток транзистора при закрывании падает до 10% от начального. *Current tail time T_t* – время, отражающее как быстро падает ток при закрывании транзистора от 10% до нуля от начального. *Initial current I_c* – начальный ток транзистора, данный параметр вводится при исследовании установившихся процессов. *Snubber resistance R_s* – сопротивление резистора в снабберной цепи. *Snubber capacitance C_s* – емкость конденсатора в снабберной цепи.

Оба транзистора инвертирующего преобразователя имеют одинаковые параметры. Диоды берутся из стандартной библиотеки *Matlab/Simulink*. Окно параметров диодов представлено на рисунке 43.

Diode (mask) (link)

Implements a diode in parallel with a series RC snubber circuit.
In on-state the Diode model has an internal resistance (R_{on}) and inductance (L_{on}).
For most applications the internal inductance should be set to zero.
The Diode impedance is infinite in off-state mode.

Parameters

Resistance R_{on} (Ohms) :
0.001

Inductance L_{on} (H) :
0

Forward voltage V_f (V) :
0.8

Initial current I_c (A) :
0

Snubber resistance R_s (Ohms) :
1e4

Snubber capacitance C_s (F) :
2e-6

Show measurement port

OK Cancel Help Apply

Рисунок 43 — Окно параметров диода

Описания к функциям параметров диода аналогичны функциям параметров блока *IGBT*. Оба диода инвертирующего преобразователя имеют одинаковые параметры.

Накопительный дроссель выбран из стандартной библиотеки *Matlab/Simulink* и имеет следующие параметры: индуктивность равна 1 мГн; активное сопротивление – 0,1 Ом. Также параллельно к нему подключен высокоомный резистор с сопротивлением 1 МОм. Окно параметров накопительных дросселей приведено на рисунке 44.

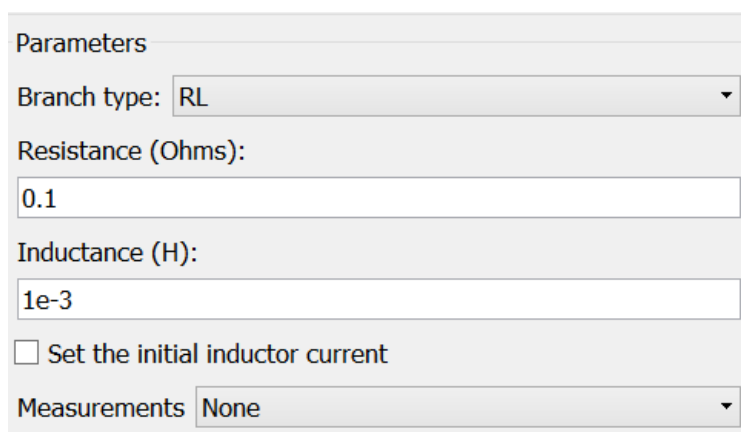


Рисунок 44 — Окно параметров накопительных дросселей

Выбираем и соединяем все вышеперечисленные элементы. Изображение инвертирующего преобразователя, работающего в положительный полупериод в среде *Matlab/Simulink* представлено на рисунке 45.

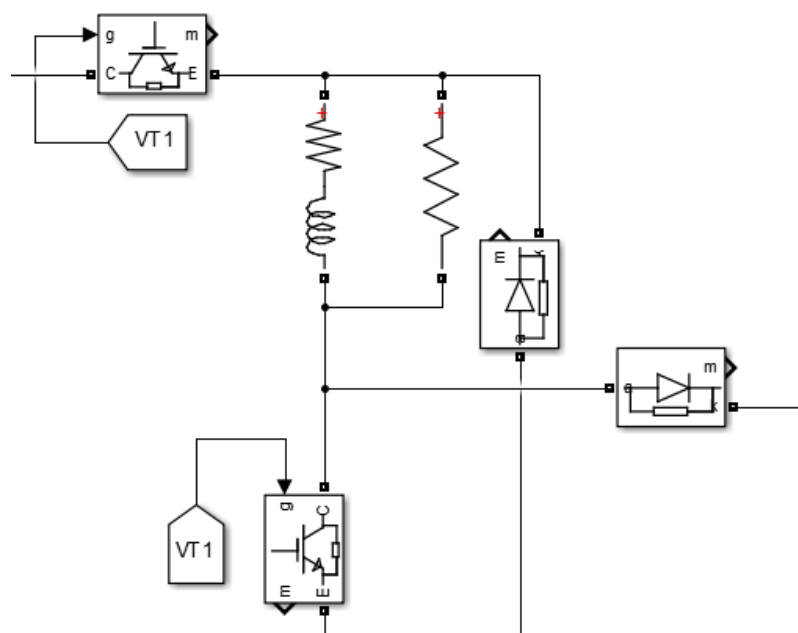


Рисунок 45 — Изображение инвертирующего преобразователя, работающего в положительный полупериод

Инвертирующий преобразователь, работающий в отрицательный полупериод питающей сети, состоит из транзистора, диода и дросселя. Параметры силовых элементов идентичны преобразователю, работающему в положительный полупериод. Изображение инвертирующего преобразователя, работающего в отрицательный полупериод в среде *Matlab/Simulink* представлен на рисунке 46.

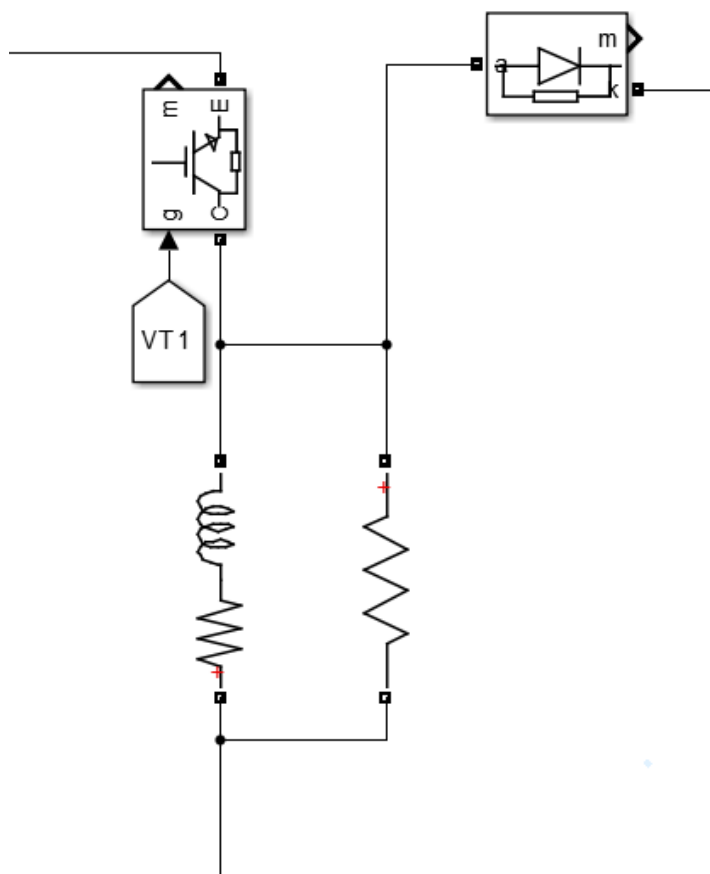


Рисунок 46 — Изображение инвертирующего преобразователя, работающего в отрицательный полупериод

Два инвертирующих преобразователя соединяются параллельно. На выходе установлен выходной емкостной фильтр со следующими параметрами: емкость конденсатора равняется 12 мФ; активное сопротивление – 10 мОм. Конденсатор фильтра шунтируется высокоомным резистором с сопротивлением 1 МОм.

В роли нагрузки выступает резистор, имеющий чисто активное сопротивление. Сопротивление нагрузки выбирается различным в зависимости от мощности и выходного напряжения.

Изображение силовой части двухканального безмостового выпрямителя в среде *Matlab/Simulink* представлен на рисунке 47.

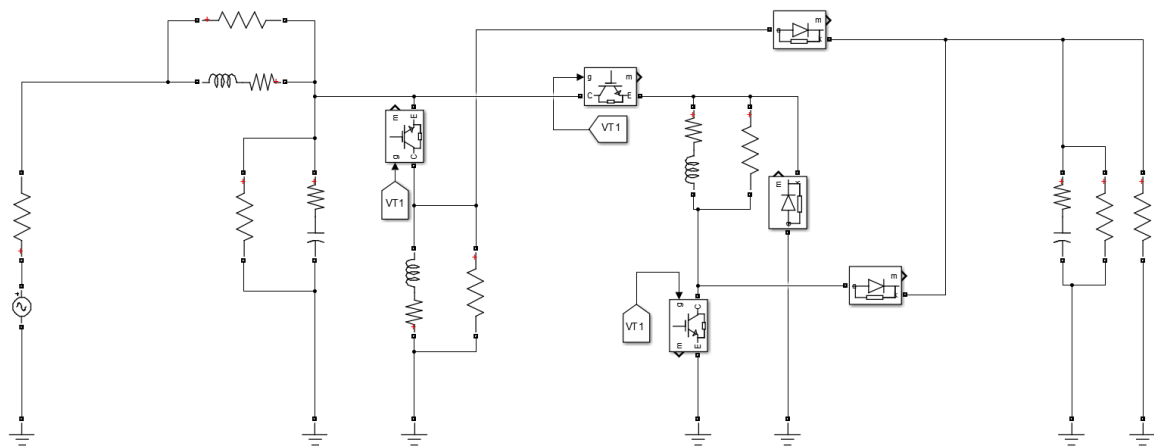


Рисунок 47 — Изображение силовой части двухканального безмостового выпрямителя

Далее требуется произвести разработку системы управления двухканального безмостового выпрямителя в среде *Matlab/Simulink*.

3.2. ОПИСАНИЕ СИСТЕМЫ УПРАВЛЕНИЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

Для функционирования системы управления изначально требуется установить блок измерения, а именно три датчика: один датчик тока, который будет измерять мгновенные значения потребляемого тока; датчик напряжения, измеряющий напряжение входной сети; датчик напряжения, измеряющий мгновенное напряжение на выходе преобразователя.

Также требуется установка ряда преобразователей сигналов, которые будут высчитывать действующее значение. Данный блоки нужны для действия ряда функций алгоритма. Для измерения качества потребляемого тока устанавливается анализатор Фурье, выводящий гистограммы гармонических составляющих.

В начале требуется разработать систему, позволяющую формировать потребляемый ток, который будет повторять по форме первую гармонику напряжения сети.

Для реализации данного принципа используется релейный способ управления. Суть принципа, следующая: создается пара границ, с которыми будет сравниваться регулируемый сигнал. При отклонении сигнала от границ осуществляется регулирующее воздействие.

Изображение блока формирования импульсов силовых ключей представлено на рисунке 48.

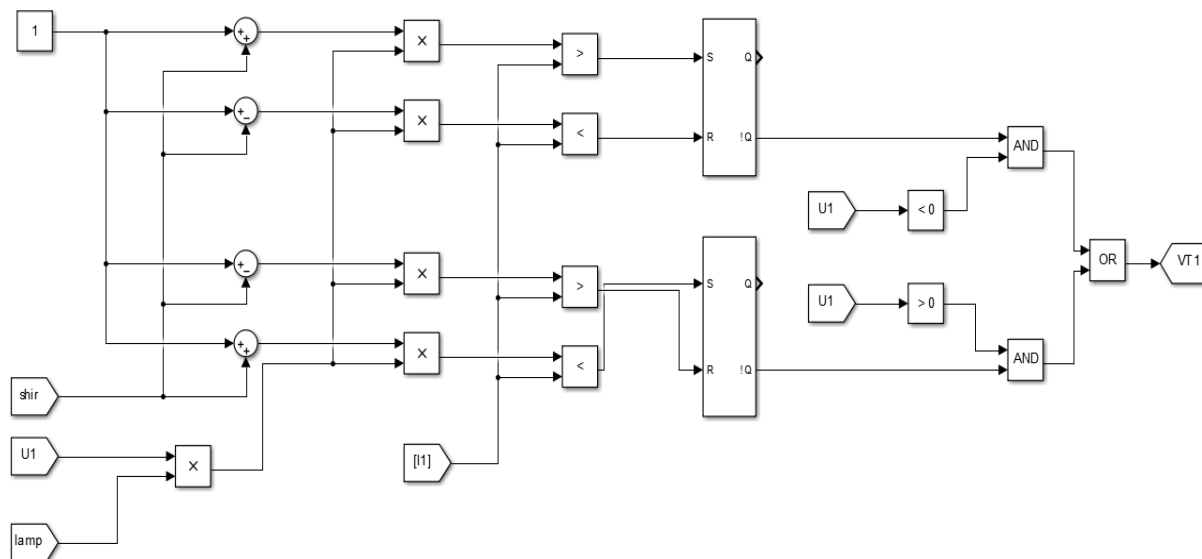


Рисунок 48 — Изображение блока формирования импульсов силовых ключей

Изначально требуется сформировать верхний и нижний уровни гистерезиса. Для этого измеряется первая гармоническая составляющая напряжения сети ($U1$) и умножается на коэффициенты, определяющие величину гистерезиса и записанные в формуле (49).

$$K_{\text{гис}} = 1 \pm Shir, \quad (49)$$

где:

$K_{\text{гис}}$ – коэффициент ширины гистерезиса;

$Shir$ – ширина гистерезиса.

Знак плюс используется для определения верхнего коэффициента, знак минус для нижнего. Сигнал, сформированный перемножением коэффициента ширины гистерезиса и напряжения сети, умножается на коэффициент амплитуды потребляемого тока (K_{Iamp}). Данная операция представлена в уравнении (50).

$$U_{\text{гис}} = U1 \cdot K_{\text{гис}} \cdot K_{Iamp} = 1 \cdot (1 \pm Shir) \cdot K_{Iamp}, \quad (50)$$

где:

$U_{\text{гис}}$ – сформированные границы гистерезиса.

Используя формулу (50) сформируем границы гистерезиса при входном напряжении, изменяющегося по закону $U1 = 312 \cdot \sin(314 \cdot t)$, ширине гистерезиса равной 10%, коэффициенте потребляемого тока – 0,2. Сформируем в среде *Matlab/Simulink* границы гистерезиса, полученные кривы представлены на рисунке 49.

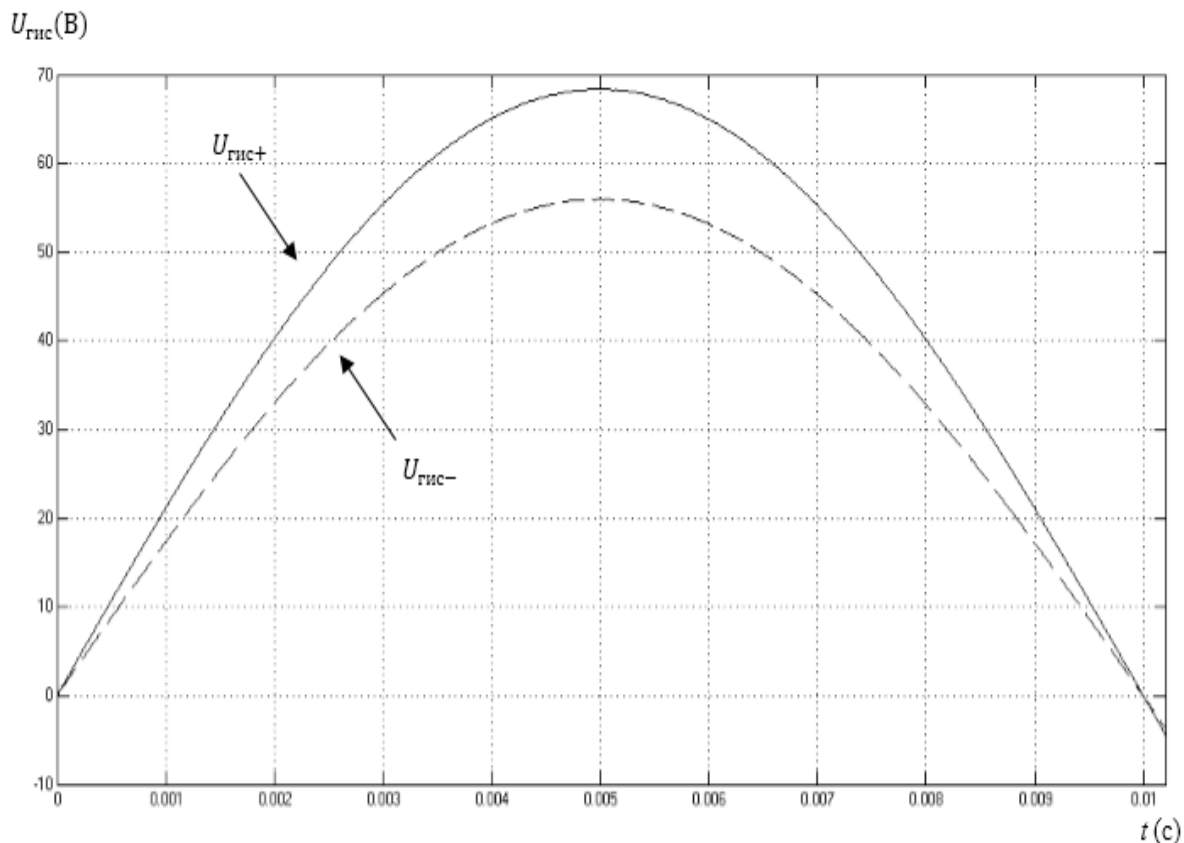


Рисунок 49 — Формирование границ гистерезиса

На рисунке 49 сплошной линией обозначена верхняя граница, которая равняется 68,64 В. Нижняя граница гистерезиса отражена пунктирной линией и равна 56,16 В.

Далее границы гистерезиса сравниваются на компараторах со сформированным потребляемым током. Поскольку в положительный и отрицательный полупериоды границы отличаются знаком, используются две системы сравнения для различных полупериодов (Возможно использовать только одну систему сравнения, если использовать функцию модуля для сформированных границ и напряжения питания).

В положительный полупериод если ток сети меньше минимальной уставки на выходе компаратора формируется высокий логический уровень, который подается на *R*-вход триггера, необходимого для запоминания уровня сигнала при нахождении потребляемого тока и диапазоне границ гистерезиса, на инвертируемом выходе появится логическая единица, которая подается на транзисторы, отпирая их. Если ток сети больше максимального уровня на выходе второго компаратора формируется высокий логический уровень и подается на *S*-вход триггера, тем самым на инвертируемом выходе триггера формируется логический ноль, который подается на транзисторы, запирая их.

На рисунке 50 представлена блок схема алгоритма формирования импульсов управления в положительный полупериод питающей сети. Данный алгоритм циклируется.

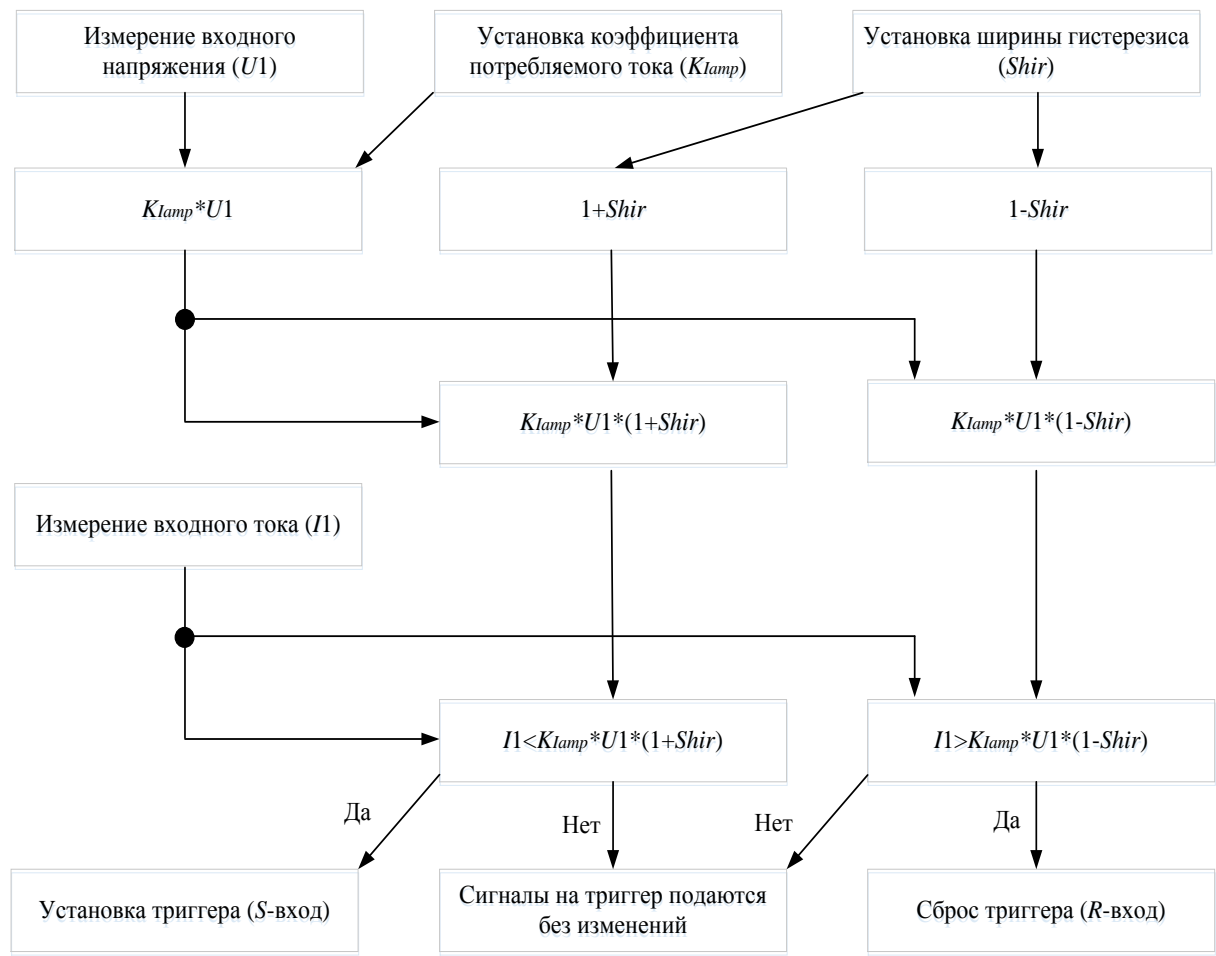


Рисунок 50 — Блок схема алгоритма формирования импульсов управления в положительный полупериод питающей сети

В отрицательный полупериод если ток сети меньше минимальной уставки на выходе компаратора формируется высокий логический уровень, который подается на S-вход триггера, тем самым на инвертируемом выходе триггера формируется логический ноль, который подается на транзисторы, запирая их. Если ток сети больше максимального уровня на выходе второго компаратора формируется высокий логический уровень и подается на R-вход триггера, тем самым на инвертируемом выходе триггера формируется логическая единица, которая подается на транзисторы, отпирая их.

Алгоритм в отрицательный полупериод будет отличаться от рисунка 50 только тем, что по-другому будут подключены входы компараторов и RS-триггера.

На выходе каждого RS-триггера установлен логический элемент «2и». На второй вход элемента подаются импульсы в зависимости от полупериода сети. Выходы элементов «2и» заводятся на входы элемента «2или». С выхода элемента «2или» сигнал подается на транзисторы. Блок схема алгоритма формирования импульсов управления представлена на рисунке 51.

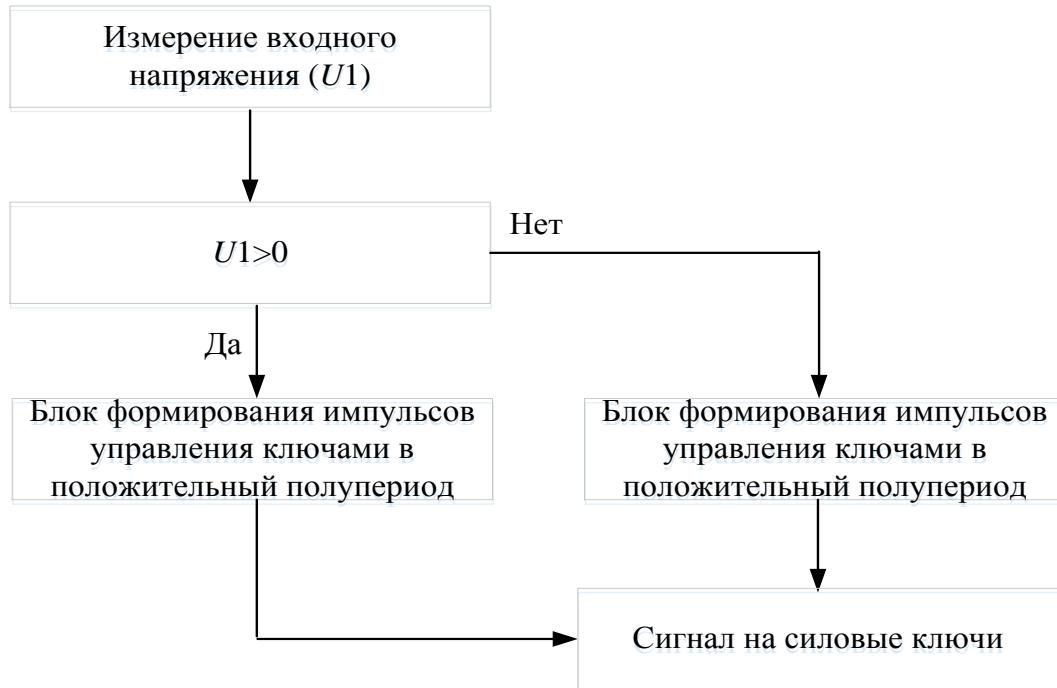


Рисунок 51 — Блок схема алгоритма формирования импульсов управления

Стоит отметить, что сигнал управления транзисторами подается на все ключевые элементы одновременно и при этом контуры короткого замыкания не появляются.

Осциллограмма формируемого тока и напряжения сети представлена на рисунке 52 (Напряжение сети находится в масштабе 1:2,5).

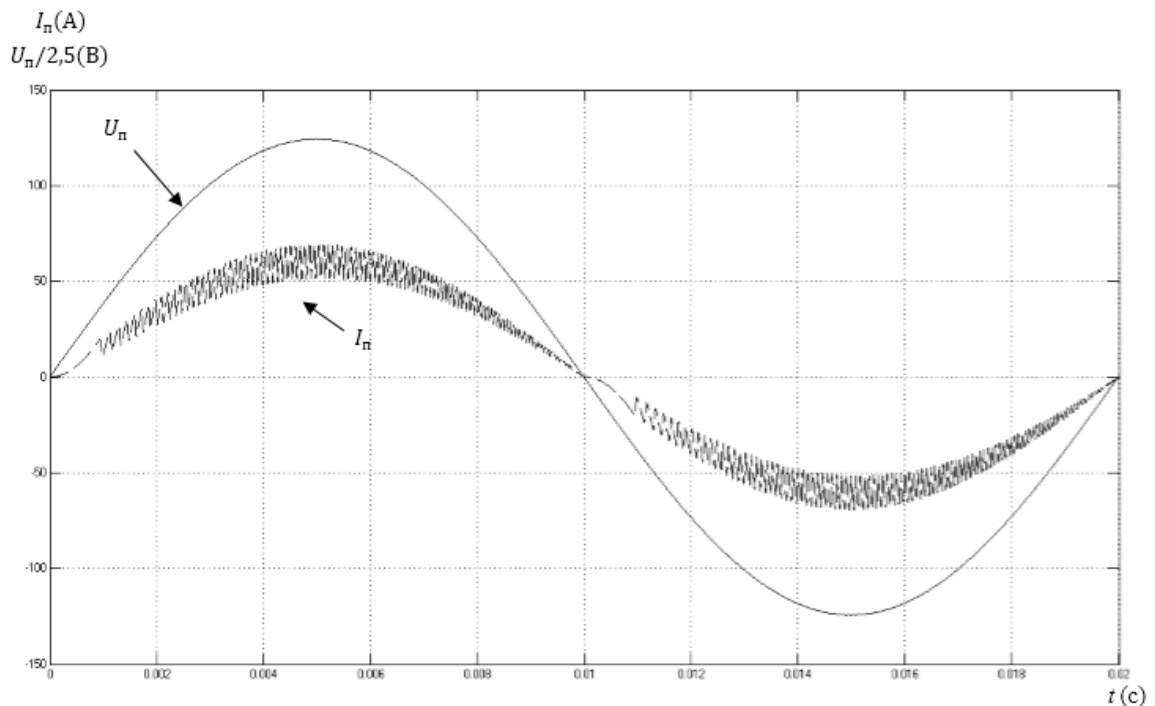


Рисунок 52 — Осциллограммы формируемого тока и напряжения сети

Как видно из рисунка 52, ток по форме повторяет напряжение сети, тем самым уменьшаются гармонические искажения потребляемого тока. Однако видны высокочастотные колебания, амплитуда которых зависит от вводимой ширины гистерезиса. Чем меньше ширина гистерезиса, тем меньше амплитуда пульсаций потребляемого тока и суммарный коэффициент гармонических искажений. Однако при этом увеличивается максимальная частота коммутации ключей, в следствии увеличиваются и динамические потери в преобразователе.

Также был произведен гармонический анализ потребляемого тока при ширине гистерезиса 10%. Данный анализ проводится с помощью функции *FFT Analysis* блока *Powergui*. Полученная гистограмма представлена на рисунке 53.

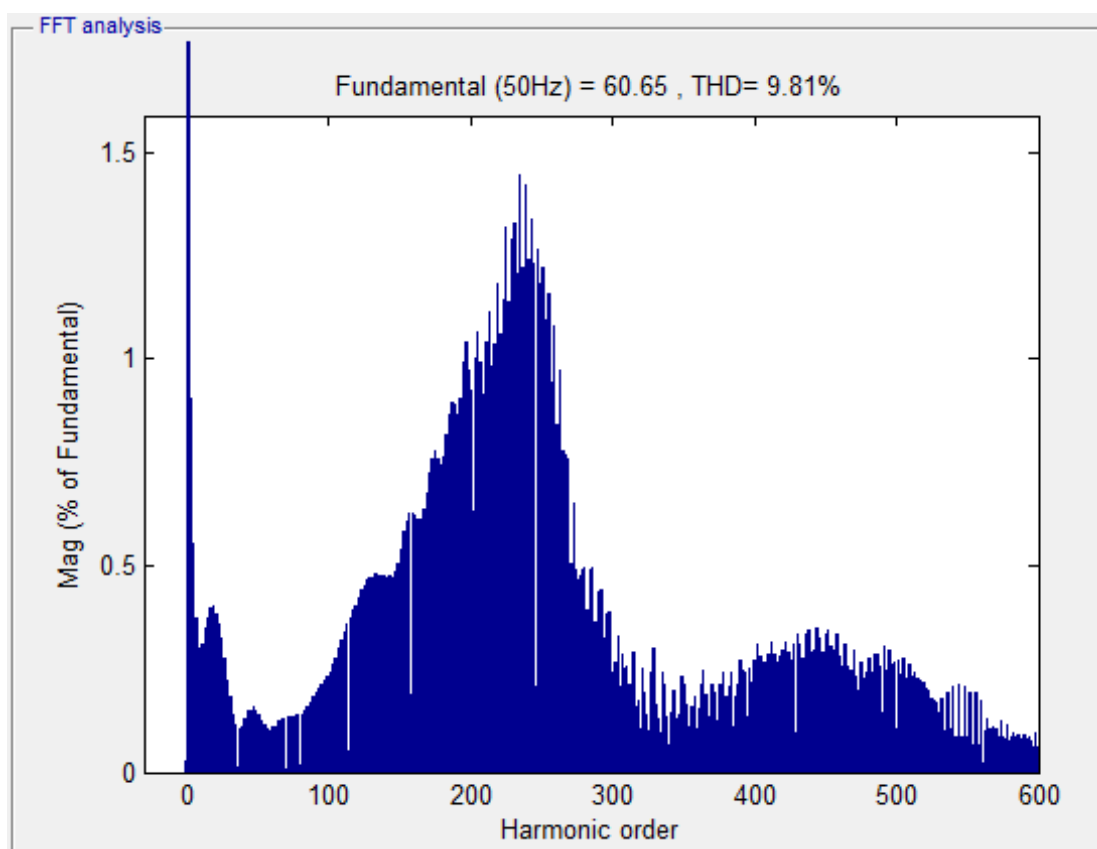


Рисунок 53 — Гистограмма гармонического состава потребляемого тока

Анализируя рисунок 53, можно сделать ряд выводов:

- 1) в гармоническом составе присутствует высшие гармоники включая 600-е;
- 2) амплитуда наибольшей гармоники не превышает 1,5% от первой;
- 3) присутствует нулевая составляющая, однако она составляет меньше 0,1 % от первой;
- 4) суммарный коэффициент гармонических искажений составляет 9,81%, что не соответствует требованиям ГОСТ.

Для уменьшения суммарного коэффициента гармонических искажений требуется уменьшить ширину гистерезиса. Осциллограмма формируемого

тока и напряжения сети при ширине гистерезиса 1% представлена на рисунке 54 (Напряжение сети находится в масштабе 1:2,5).

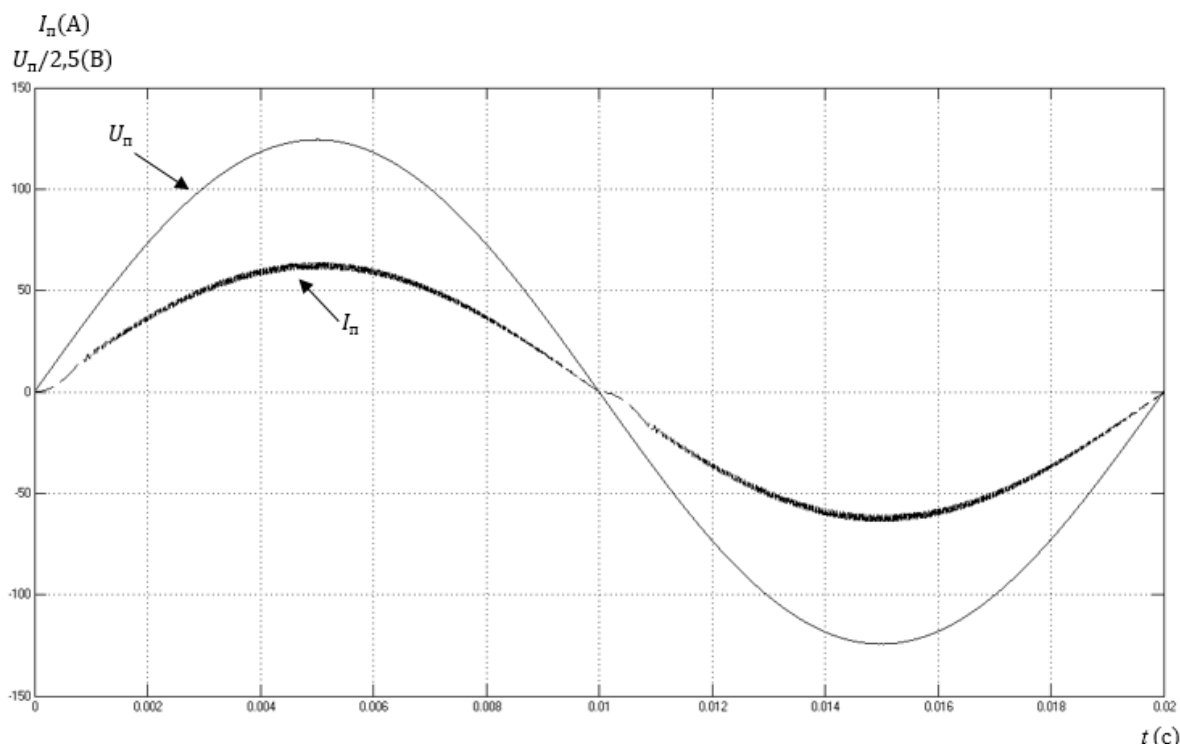


Рисунок 54 — Осциллограммы формируемого тока и напряжения сети при ширине гистерезиса 1%

При ширине гистерезиса 1% пульсации потребляемого тока уменьшились, и форма больше приближена к синусоидальной, по сравнению с осциллограммой на рисунке 52. Однако на участках, где ток спадает до нуля и начинает заново формироваться, видна сильная несинусоидальность, связанная с тем, что ток не успевает нарастать до заданного уровня из-за наличия дросселей (накопительного и входного фильтра).

Для уменьшения времени нарастания потребляемого тока при больших мощностях требуется уменьшения индуктивностей, входящий в состав преобразователя.

Гармонический анализ потребляемого тока при ширине гистерезиса 1% представлен на рисунке 55.

Анализируя рисунок 55 стоит отметить снижения суммарного коэффициента гармонических искажений в 4 раза (до 2,48%), амплитуда наибольшей гармоники менее 0,8% от первой. Однако при этом увеличилась частота работы ключей. Если при ширине гистерезиса 10% частота составляла 11 кГц, при данной частоте работают большинство *IGBT* без дополнительных цепей коммутации, то при ширине 1% частота возрастает до 33 кГц. При данной частоте *IGBT* без дополнительных цепей коммутации способны работать при пониженных нагрузках. Выбор рабочих частот должен

проводится в зависимости от требуемых параметров качества электроэнергии, как формируемый ток, так и напряжения на нагрузке.

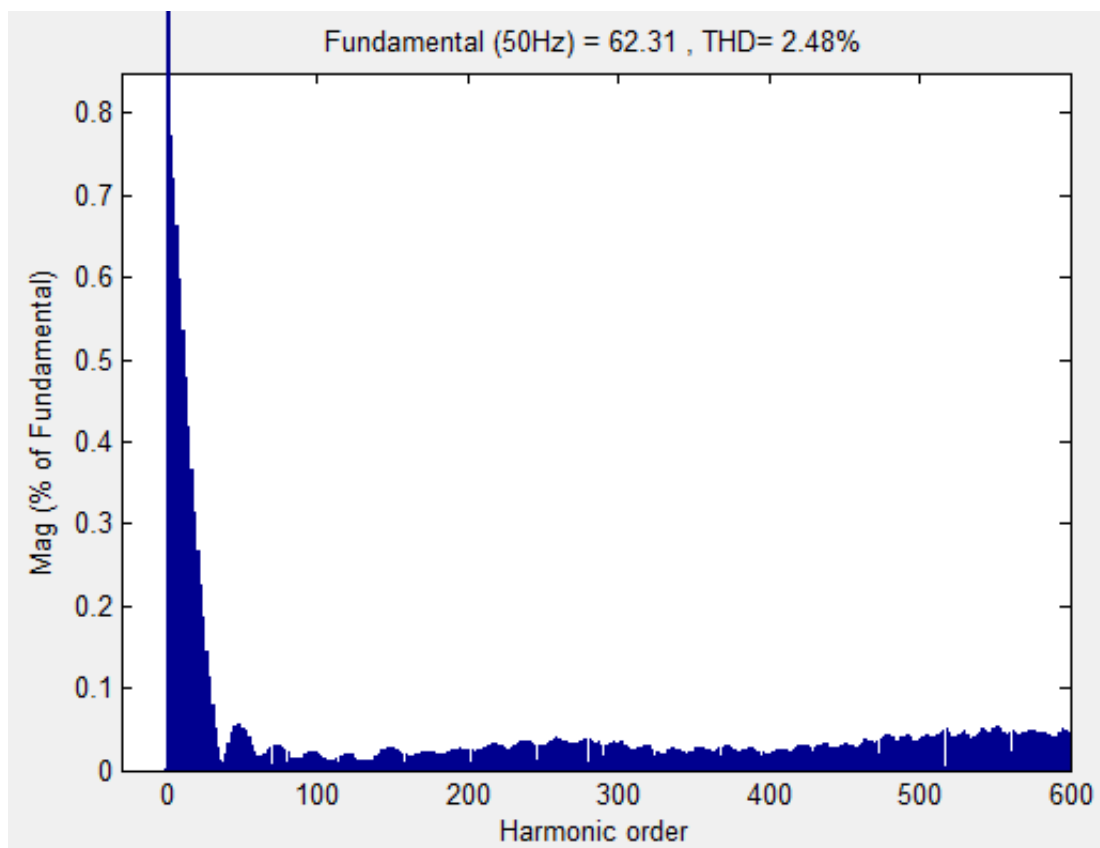


Рисунок 55 — Гистограмма потребляемого тока при ширине гистерезиса 1%

Поскольку почти всегда мощность нагрузки не постоянна при постоянном напряжении, то при постоянном потребляемом токе напряжение нагрузки при увеличении нагрузки будет уменьшаться и наоборот. Чтобы держать уровень напряжения на нагрузке в заданном диапазоне требуется стабилизировать потребляемый из сети ток. Изображение блока стабилизации потребляемого тока в среде *Matlab/Simulink* представлено на рисунке 56.

Принцип работы стабилизатора тока следующий. В начале задается номинальная величина напряжения на нагрузке (U_{nom}) и уровень пульсаций напряжения на нагрузке в процентах (U_{stab}). С помощью этих двух величин задается нижняя и верхняя граница, аналогично также создавались границы гистерезиса блока формирования импульсов управления.

Далее производится измерение действующего значения напряжения на нагрузке и сравнения его с границами напряжения на нагрузке. Если напряжение на нагрузке больше верхней границы, то на интегратор подается отрицательное число. Если напряжение на нагрузке меньше нижней границы, то на интегратор подается положительное число. Если напряжение на нагрузке находится в заданном диапазоне, то на интегратор подается ноль.

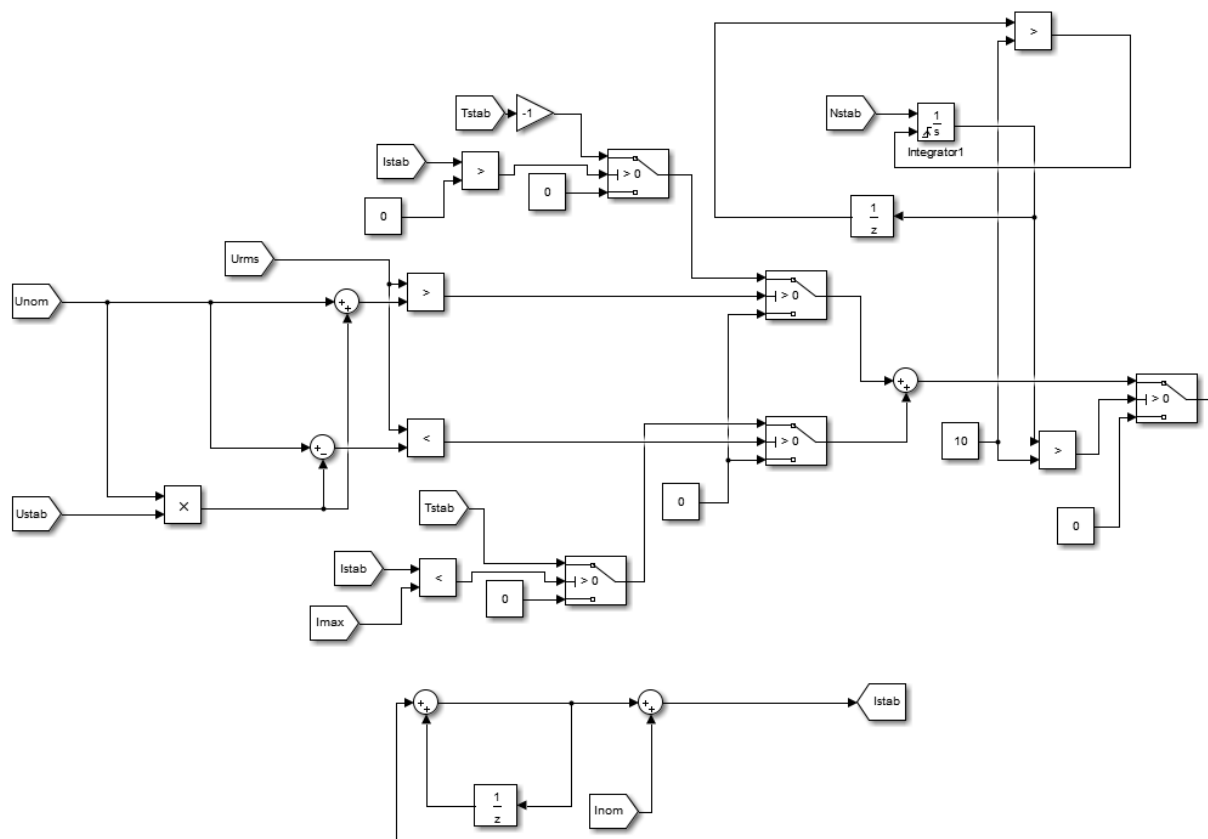


Рисунок 56 — Изображение блока стабилизации потребляемого тока

Число, подающееся на интегратор (T_{stab}), задается в системе управления константой. Чем это число будет больше, тем больше будет величина пульсаций напряжения на нагрузке, но при этом быстрее напряжение на нагрузке попадет в заданный диапазон.

Относительное значение стабилизированного тока (I_{stab}) берется с выхода интегратора. Требуется ограничить относительное значение стабилизированного тока, чтобы исключить возможность срыва стабилизации и ограничить максимальный потребляемый ток (I_{max}).

Чтобы относительное значение стабилизированного тока не нарастало с нулевого значения к выходу интегратора подключается сумматор. На второй вход сумматора заводится номинальный потребляемый ток (I_{nom}).

Чтобы значение выхода интегратора менялось с меньшей скоростью использует таймер. Для возможности регулирования скорости срабатываения используется уставка (N_{stab}). Функция таймера используется для того, чтобы исключить сильные искажения формы потребляемого тока и возможные перерегулирования.

Относительное значение стабилизированного тока в конечном итоге передается на блок формирования импульсов управления силовыми ключами. Потом таймер сбрасывается и измерения производятся повторно. При этом значение суммы интегратора (S) сохраняется и передается из цикла в цикл. Для реализации обратных связей устанавливаются библиотечные блоки *delay*,

позволяющие исключить ошибки, связанные с тем, что в начальный момент времени работы модели могут отсутствовать данные.

Блок схема алгоритма стабилизации потребляемого тока представлена на рисунке 57.

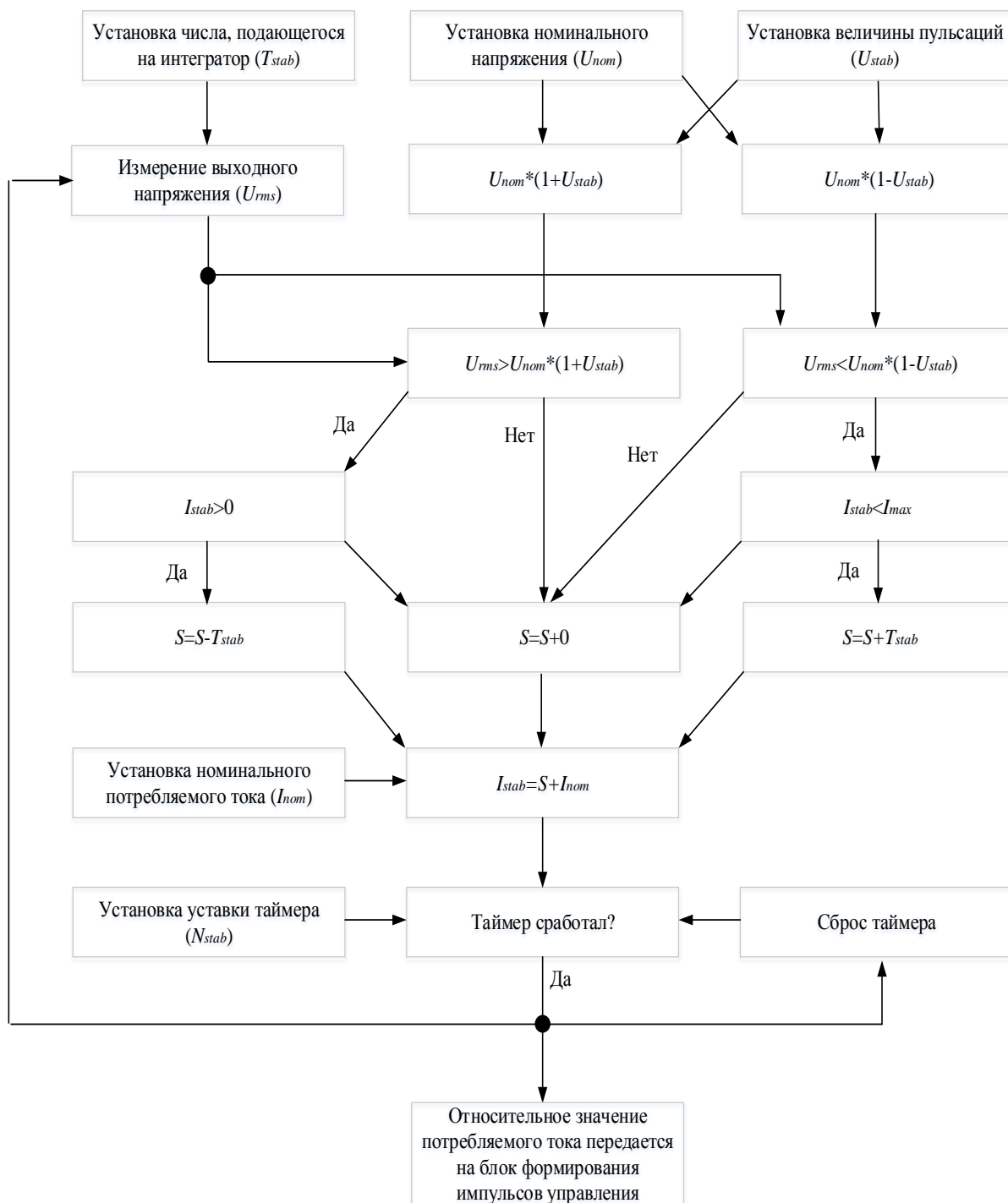


Рисунок 57 — Блок схема алгоритма стабилизации потребляемого тока

На рисунке 58 представлена осциллограмма напряжения на нагрузке при стабилизации выходного напряжения. Пульсации выходного напряжения заданы в диапазоне $\pm 1,5\%$.

нагрузке равняются 3%. Уменьшить пульсации можно путем увеличения выходного фильтра.

На рисунке 59 видно, что форма потребляемого тока сильно в каждом полупериоде. В некоторые полупериоды форма похожа на треугольную. Гармонический анализ потребляемого тока сети при стабилизации выходного напряжения представлен на рисунке 60.

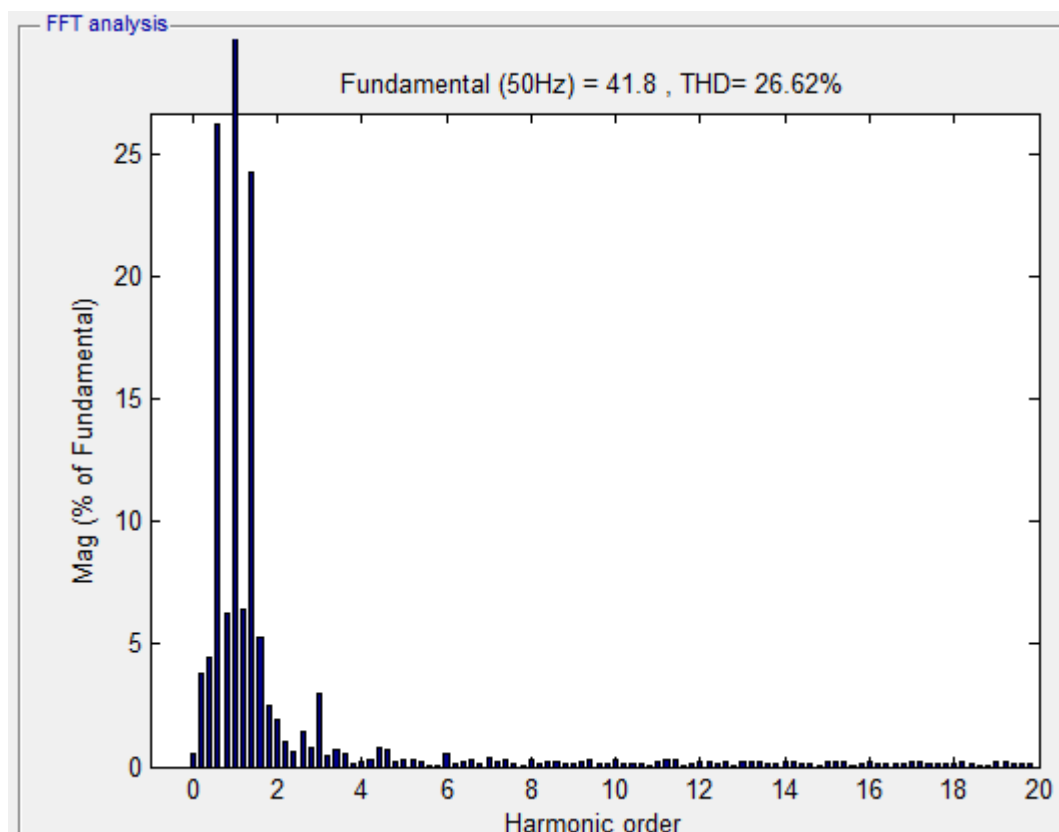


Рисунок 60 — Гистограмма потребляемого тока сети при стабилизации выходного напряжения

По результатам гармонического анализа, представленного на рисунке 60 можно сделать следующие выводы:

- 1) суммарный коэффициент гармонических искажений равняется 26,62%, что не соответствует требованиям ГОСТ;
- 2) в гармоническом составе присутствуют низшие гармоники, амплитуда наибольшей (25-ти герцовой) гармоники равняется 26% от первой;
- 3) в гармоническом составе присутствуют интергармоники, амплитуда 75-ти герцовой гармоники равняется 24% от первой.

Учитывая все вышеперечисленные недостатки, требуется реализовать стабилизацию потребляемого тока таким образом, чтобы относительное значение стабилизированного тока за полупериод было неизменным. Для этого требуется настроить таймер блока стабилизации тока. На рисунке 61 представлена осциллограмма напряжения на нагрузке при стабилизации выходного напряжения и настройки таймера.

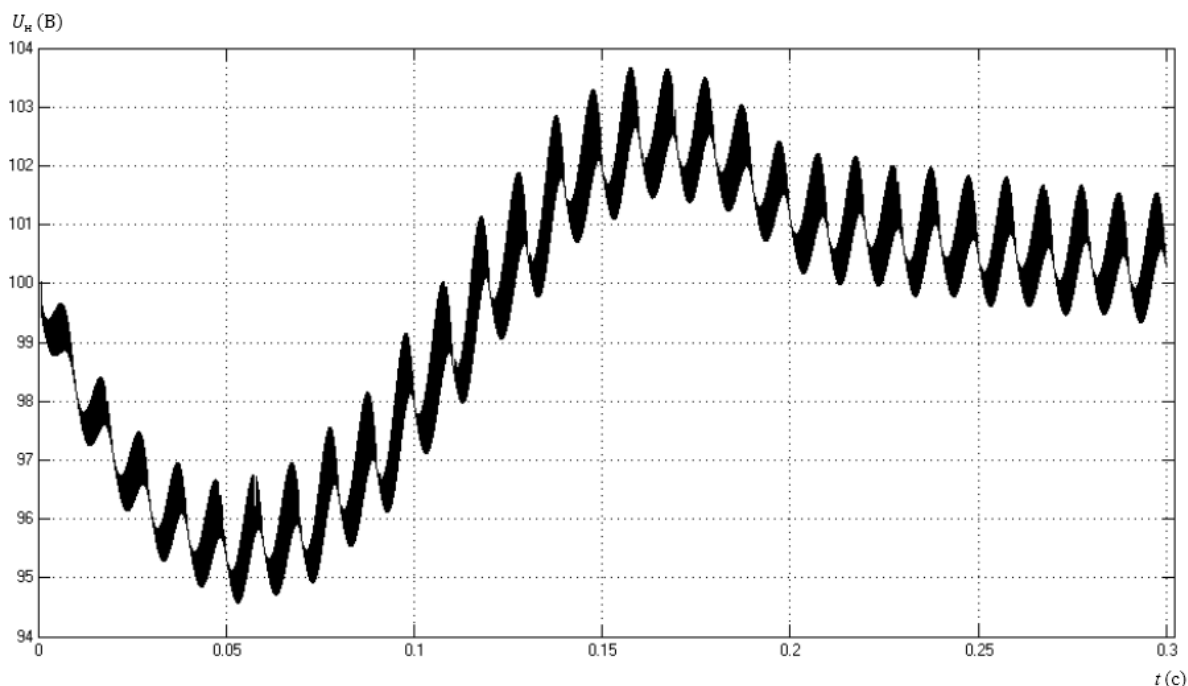


Рисунок 61 — Осциллограмма напряжения на нагрузке при стабилизации выходного напряжения и настройке таймера

На рисунке 62 представлена осциллограмма формируемого тока и напряжения сети при стабилизации выходного напряжения и настройке таймера.

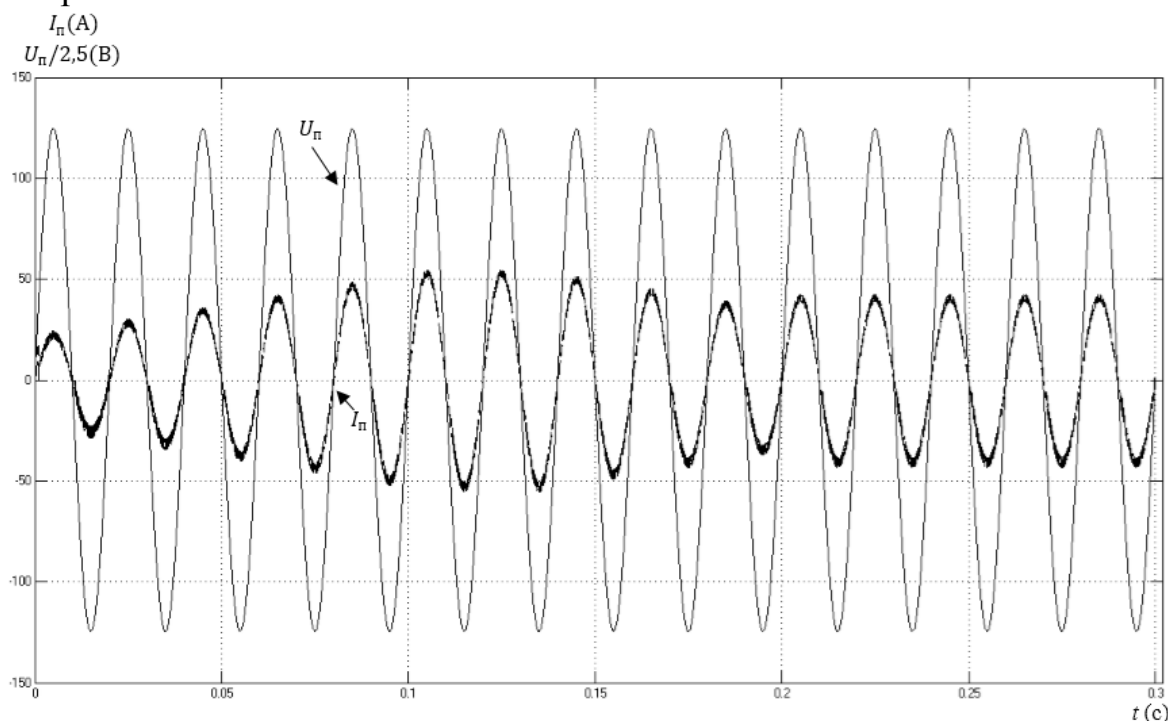


Рисунок 62 — Осциллограммы формируемого тока и напряжения сети при стабилизации выходного напряжения и настройке таймера

Сравнивая осциллограммы на рисунках 58 и 61 можно сделать выводы о том, что при настройке таймера появляется ярко выраженный колебательный переходный процесс, который длится 200 мс. При этом выходное напряжение максимально просаживается на 5%, но когда оно стабилизируется величина пульсаций не превышает 2%.

На рисунке 62 видно, что форма потребляемого тока в каждом полупериоде синусоидальна. Однако амплитуда потребляемого тока отличается в различные полупериоды. После 200 мс амплитуда тока не изменяется.

Гармонический анализ потребляемого тока сети при стабилизации выходного напряжения и настройке таймера представлен на рисунке 63.

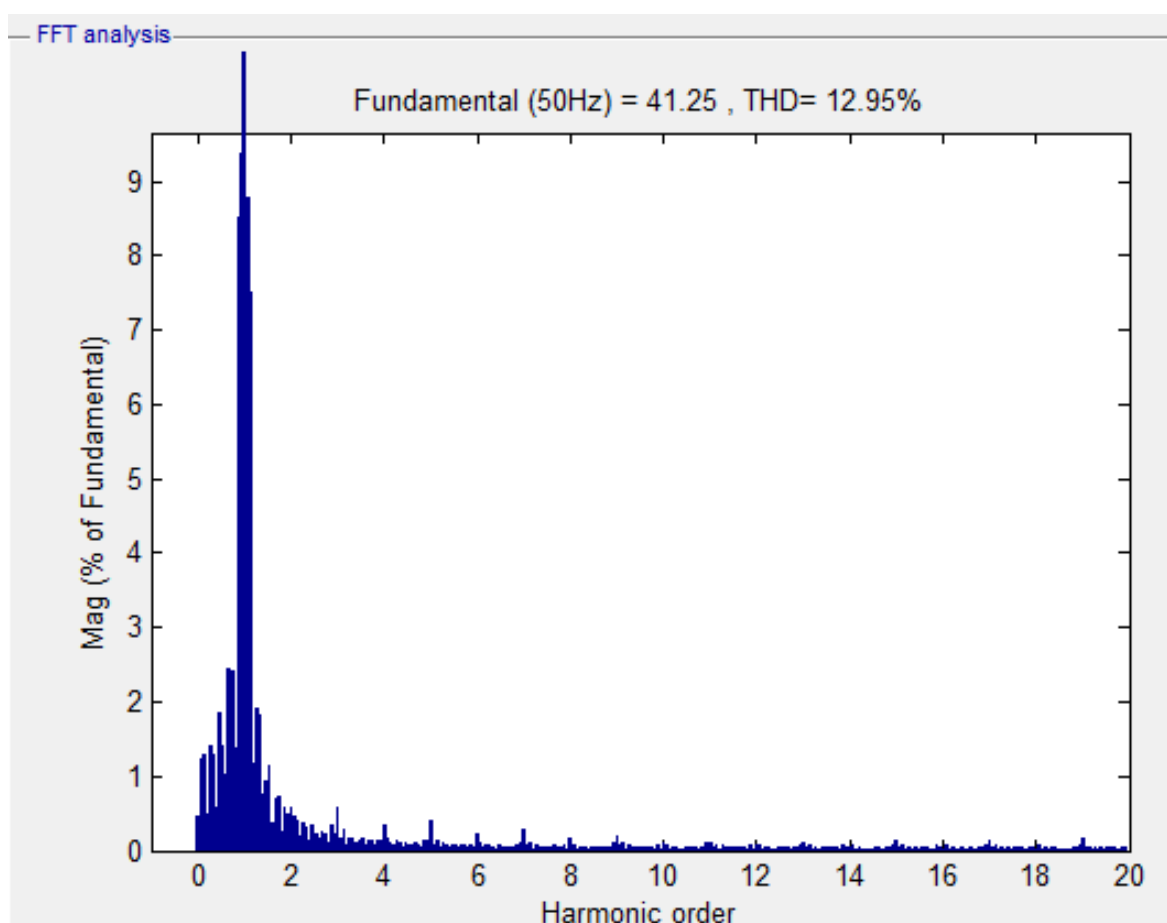


Рисунок 63 — Гистограмма потребляемого тока сети при стабилизации выходного напряжения и настройке таймера

По результатам гармонического анализа, представленного на рисунке 63 можно сделать следующие выводы:

- 1) суммарный коэффициент гармонических искажений равняется 12,95%, что не соответствует требованиям ГОСТ, но в два раза ниже чем при отсутствии настройки таймера;
- 2) в гармоническом составе присутствуют низшие гармоники, амплитуда наибольшей (47-ти герцовой) гармоники равняется 9% от первой;

3) в гармоническом составе присутствуют интергармоники, амплитуда наибольшей равняется 8% от первой.

Сравнивая гармонические анализы на рисунках 60 и 63 можно сделать выводы о том, что показатели качества электроэнергии улучшились, однако все равно не соответствуют требованиям ГОСТ. После 200 мс, когда наступает установившийся режим суммарный коэффициент гармонических искажений не превышает 4,5%. Для улучшения гармонического состава во время переходного процесса требуется настроить таймер так, чтобы потребляемый ток корректировался каждый период или дольше.

В момент начала работы, когда включатся выпрямитель, требуется предзаряд емкостного фильтра. Для этого между нагрузкой и емкостным фильтром устанавливается контактор, замыкающийся при достижении выходного напряжения заданной величины.

Для управления контактором используется часть системы управления, отвечающая за предзаряд емкостного накопителя. Она включает в себя компаратор, RS-триггер и аналоговый мультиплексор. Изображение блока предзаряда в среде *Matlab/Simulink* представлено на рисунке 64.

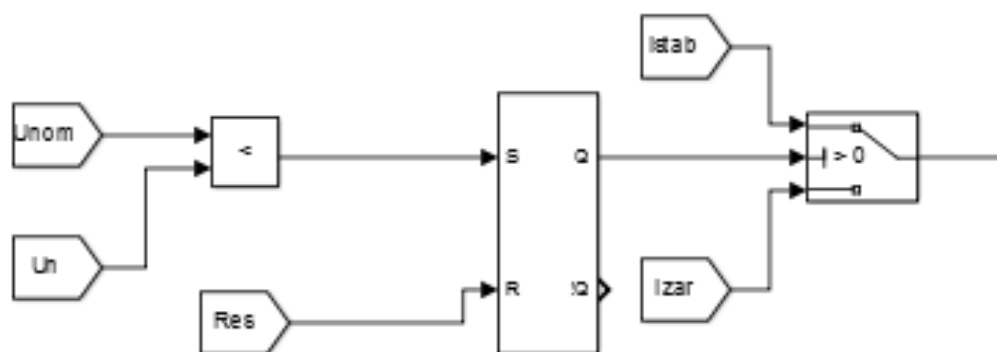


Рисунок 64 — Изображение блока предзаряда

Принцип работы блока предзаряд таков, на компараторе сравниваются заданное номинальное напряжение (U_{nom}) и мгновенное значение напряжения на нагрузке (U_n). Когда напряжение на нагрузке становится больше заданного, на выходе компаратора становится логическая единица. С выхода компаратора сигнал поступает на S-вход RS-триггера. На R-вход при выключении преобразователя подается сигнал сброса (Res). Сигнал с прямого выхода компаратора (Q) подается на элемент сравнения аналогового мультиплексора. Если подается логический ноль, на выход мультиплексора подается значение тока предзаряда (I_{zar}). Если подается логическая единица, на выход мультиплексора подается значение рабочего стабилизированного тока (I_{stab}), который определяется мощностью нагрузки. Для быстрого заряда емкости фильтра ток предзаряда выбирается максимальным, однако он

должен соответствовать требованиям ГОСТ. Блок схема алгоритма предзаряда представлена на рисунке 65.

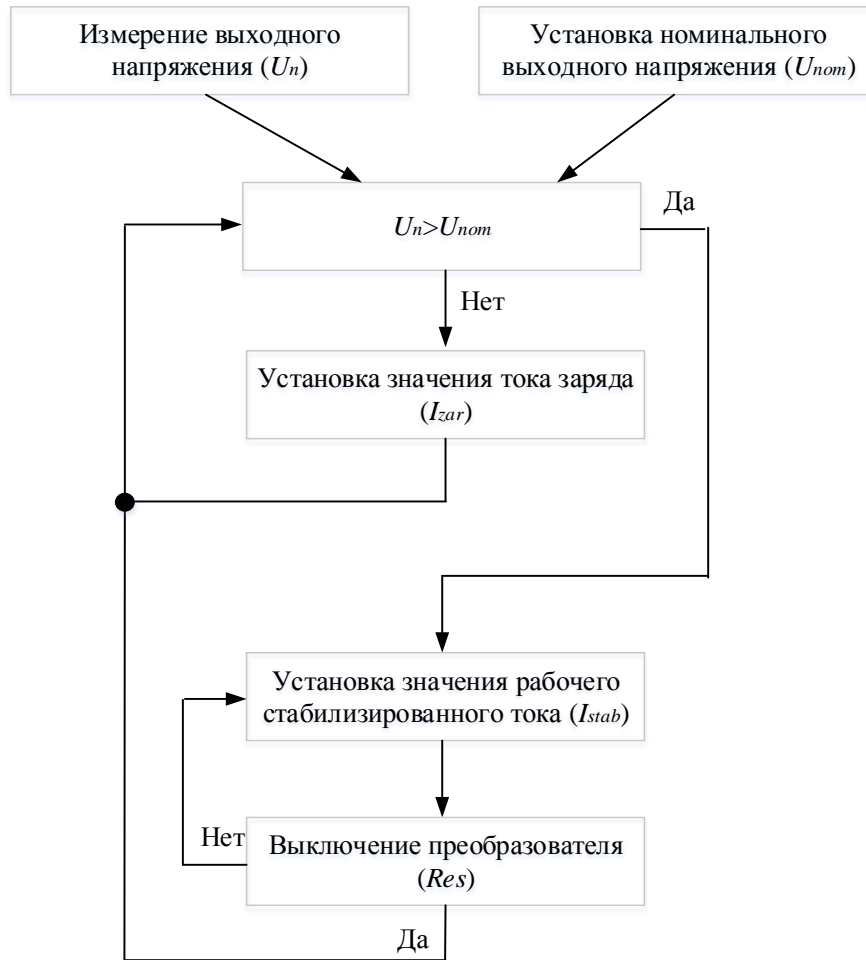


Рисунок 65 — Блок схема алгоритма предзаряда

Осциллограмма напряжения на нагрузке при 100 В представлена на рисунке 66.

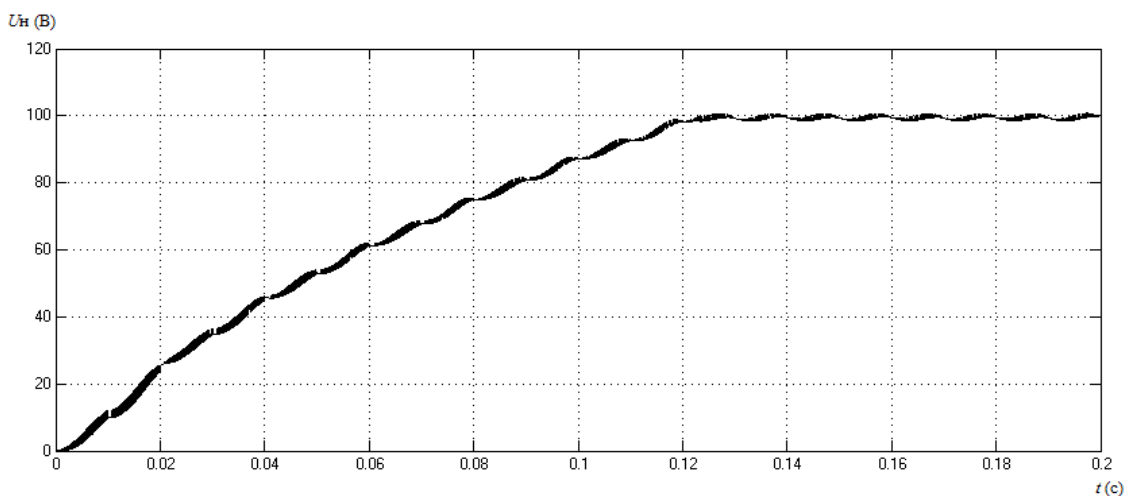


Рисунок 66 — Осциллограмма напряжения на нагрузке при напряжении задания 100 В

Также получены осциллограммы потребляемого из сети тока и напряжения на нагрузке при номинальном выходном напряжении 100 В. Осциллограмма потребляемого тока из сети в режиме предзаряда представлена на рисунке 67.

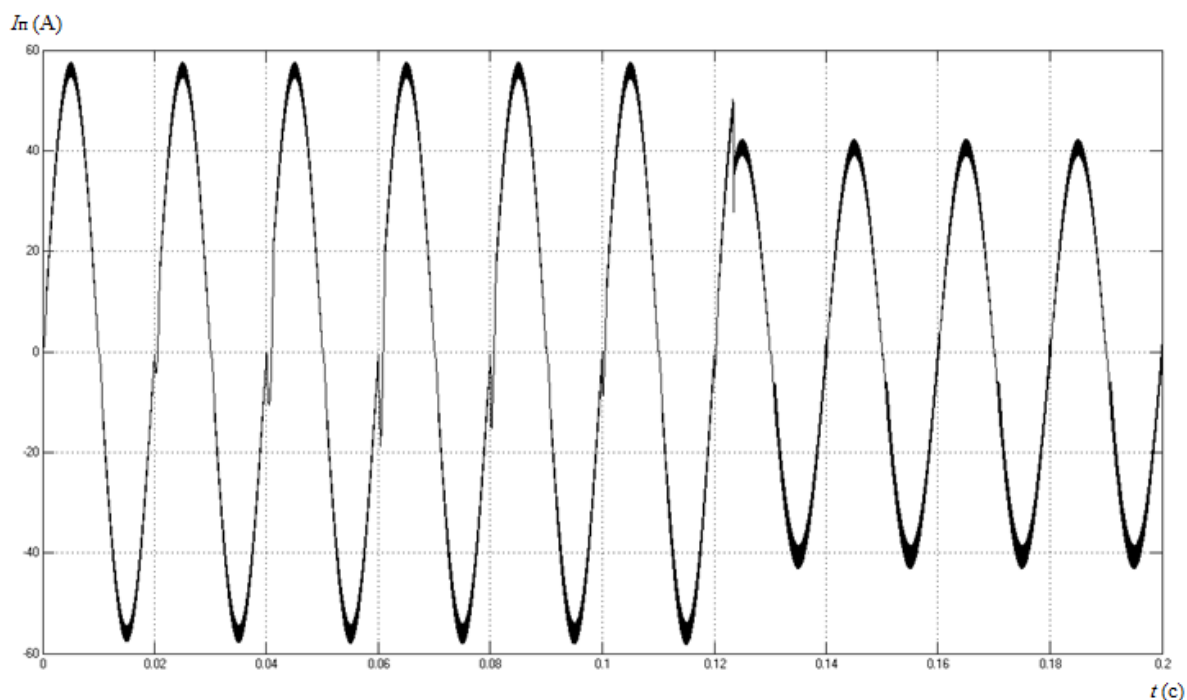


Рисунок 67 — Осциллограмма потребляемого тока из сети в режиме предзаряда

Как видно из рисунка 51 ток из сети потребляется квазисинусоидальный, однако, в момент переключения (0,12-0,14 с) уставки сетевой ток резко изменяется, что приводит к появлению высших гармоник в токе сети.

Данная проблема решается с помощью синхронизации момента переключения с переходом напряжения (тока) сети через нулевое значение. Изображение блока предзаряда с отслеживанием перехода через ноль напряжения сети в среде *Matlab/Simulink* представлено на рисунке 68.

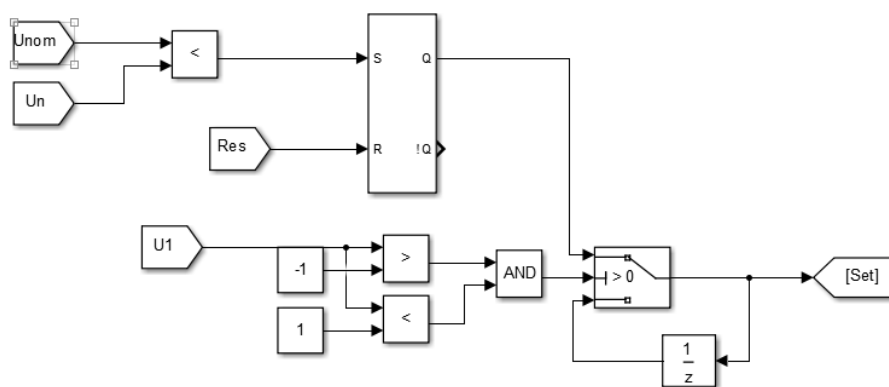


Рисунок 68 — Изображение блока предзаряда с отслеживанием перехода через ноль напряжения сети

С помощью двух компараторов и логического элемента «и» формируется зона чувствительности перехода напряжения через ноль. Если напряжение сети меньше 1 и больше -1 на логический вход аналогово мультимплексора подается единица и сигнал с выхода *RS*-триггера запоминается. Блок схема алгоритма предзаряда с отслеживанием перехода через ноль напряжения сети представлена на рисунке 69.

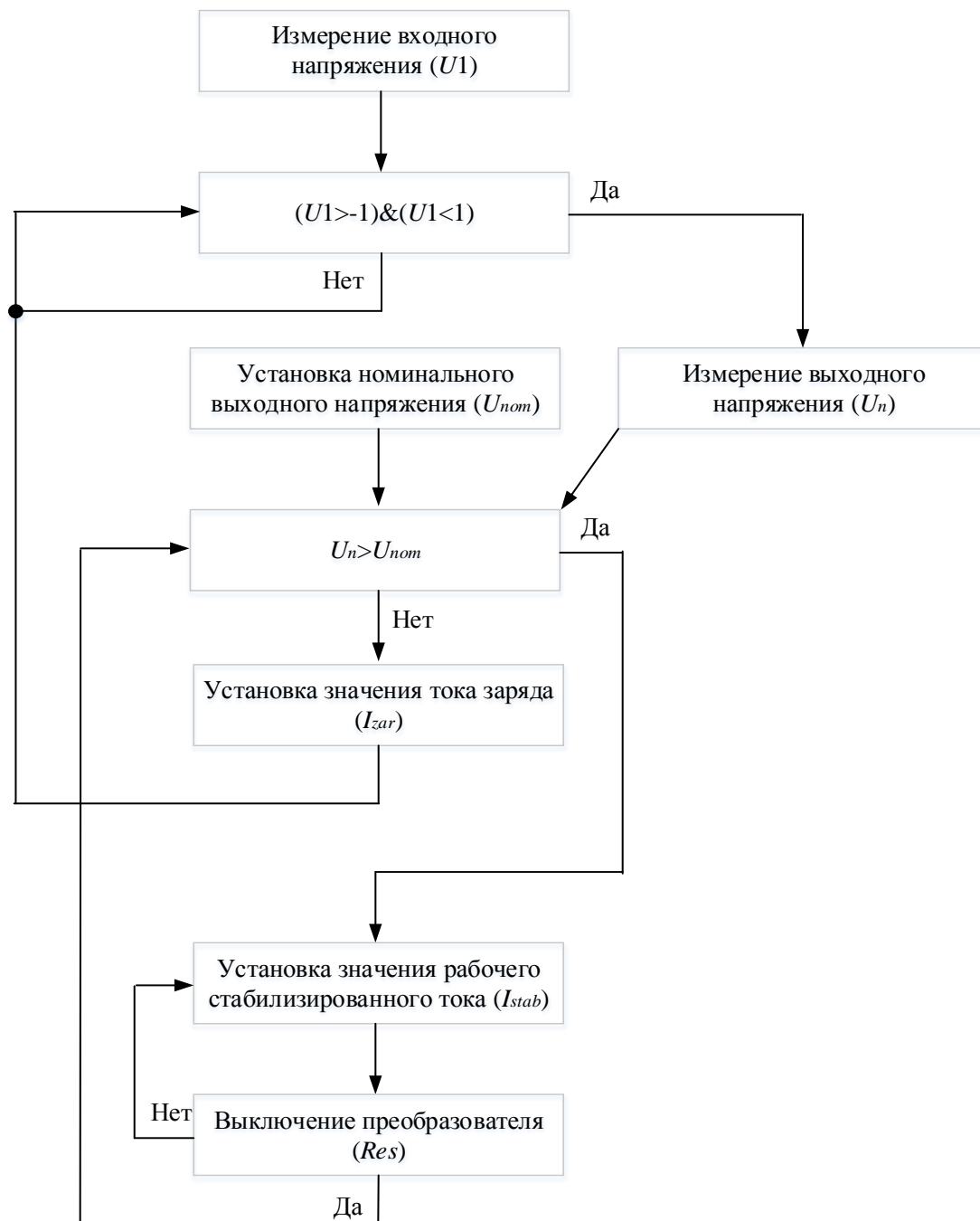


Рисунок 69 — Блок схема алгоритма предзаряда с перехода через ноль напряжения сети

Осциллограмма потребляемого ток из сети в режиме предзаряда с отслеживанием нуля напряжения сети представлена на рисунке 70.

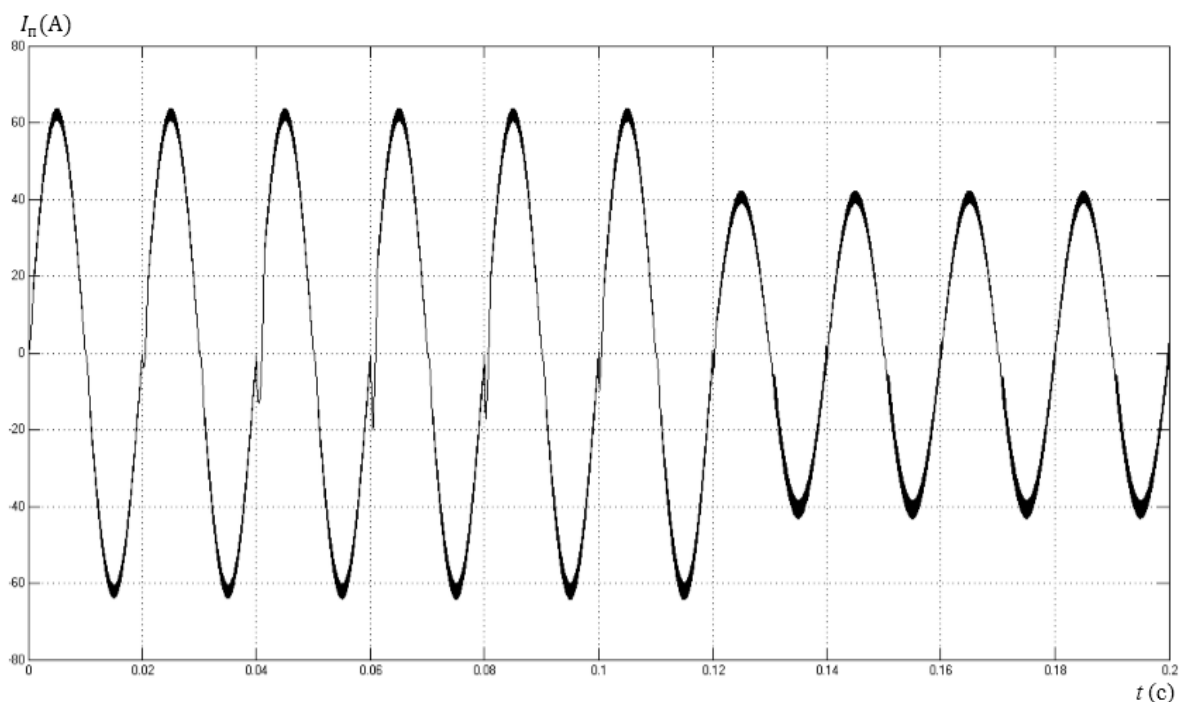


Рисунок 70 — Осциллограмма потребляемого тока из сети в режиме предзаряда с отслеживанием нуля напряжения сети

Алгоритм, связывающий блоки системы управления, продемонстрирован на рисунке 71.

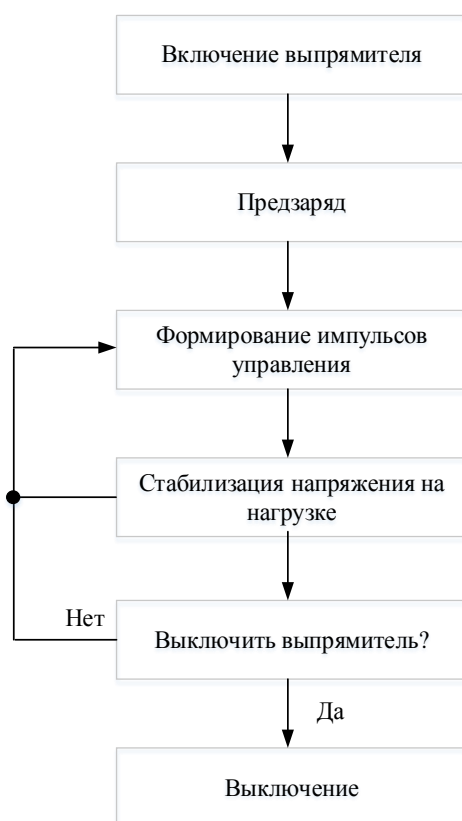


Рисунок 71 — Алгоритм работы системы управления двухканального безмостового выпрямителя

Как видно из рисунка 70 потребляемый из сети ток во всех полупериодах синусоидальный в отличии от осциллограммы на рисунке 67. Однако из-за того, что при достижении уставки напряжения потребляемый ток не уменьшается, напряжение на нагрузке продолжает нарастать. Но за один полупериод оно не может увеличиться больше чем на 1,5% от номинальной величины.

Алгоритм, представленный на рисунке 71, может использоваться для реализации системы управления на базе микроконтроллеров.

3.3. РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ ДВУХКАНАЛЬНОГО БЕЗМОСТОВОГО ВЫПРЯМИТЕЛЯ

3.3.1. ЗАВИСИМОСТИ КПД И КОЭФФИЦИЕНТА ИСКАЖЕНИЙ ОТ ШИРИНЫ ГИСТЕРЕЗИСА

В ходе проведенной работы была исследована зависимость изменения гармонического состава потребляемого тока и КПД от мощности нагрузки. Параметры элементов имитационной модели следующие:

Входной фильтр:

$$L_{\text{вх}} = 1 \text{ мГн};$$

$$C_{\text{вх}} = 1 \text{ мкФ}.$$

Накопительные дроссели:

$$L_{\text{нак}} = 1 \text{ мГн}.$$

Выходной фильтр:

$$C_{\text{вых}} = 120 \text{ мФ}.$$

Остальные параметры имитационной модели, такие как параметры силовых диодов и транзисторов берутся такими же, как было описано в пункте 2.2.

Параметр суммарного коэффициент гармонических искажений высчитывается с помощью библиотечного блока *powergui* и его функции *FFT Analysis*, как делалось ранее.

Данный параметр измеряется при разной выходной мощности преобразователя, аналогично измеряется КПД преобразователя. В итоге формируется массив с помощью которого в дальнейшем строятся зависимости.

Для определения КПД двухканального безмостового выпрямителя требуется воспользоваться формулой 51.

									Лист
									78
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019				

$$\text{КПД} = \frac{U_{\text{н}} \cdot I_{\text{н}}}{U_{\text{п}} \cdot I_{\text{п}}} \quad (51)$$

В среде *Matlab/Simulink* собрана схема для вычисления КПД. Ее изображение представлено на рисунке 72.

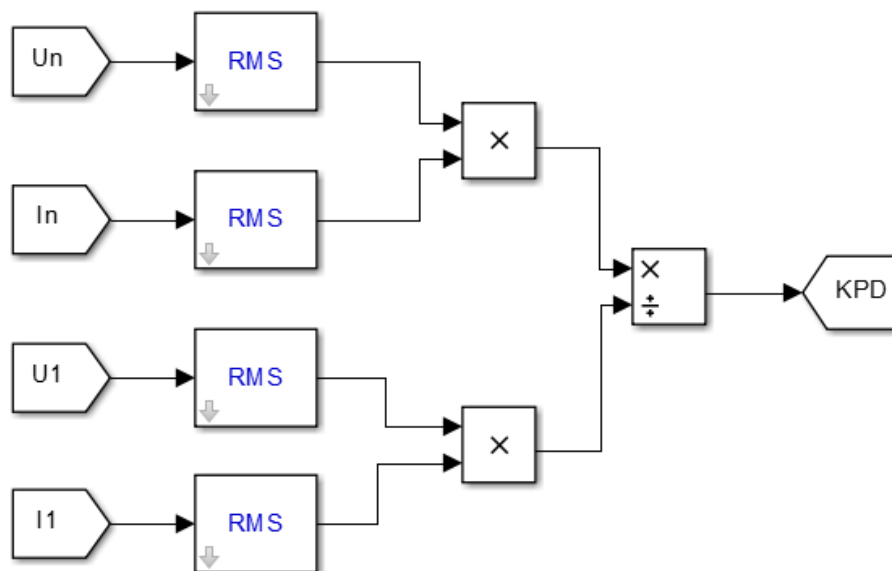


Рисунок 72 — Изображение схема для вычисления КПД

Библиотечные блоки *RMS* вычисляют действующее значения поступающих сигналов, однако для вывода информации им требуется как минимум один период питающей сети.

Используя полученные данные КПД и *THD*, заполняются таблицы, по которым определяется эффективность работы преобразователя при различных мощностях нагрузки. Также определяются диапазоны мощности, в которых измеренные параметры соответствуют следующим требованиям:

- коэффициент суммарных гармонических искажений меньше 8%;
- КПД больше 75%.

Полученные данные вводятся в программу *Mathcad*, где строятся интерполяционные полиномы КПД и *THD*. Далее построенные полиномы сравниваются с граничными значениями, представленными ранее, и формируется вывод о эффективности работы преобразователя и наилучшие рабочие точки.

В ходе работы исследовалась зависимости КПД и *THD* схемы от ширины гистерезиса в системе управления.

В таблице 2 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонический искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В и ширине гистерезиса 1%.

Таблица 2 - значения измеренных параметров схемы при 100 В и ширине 1%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0875	0,13	0,225	0,355
THD (%)	104,91	13,76	6,8	4,07	3,81	7,32
КПД (%)	44,3	86,4	83	78,3	68,4	57,1

На рисунке 73 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В и ширине гистерезиса 1%.

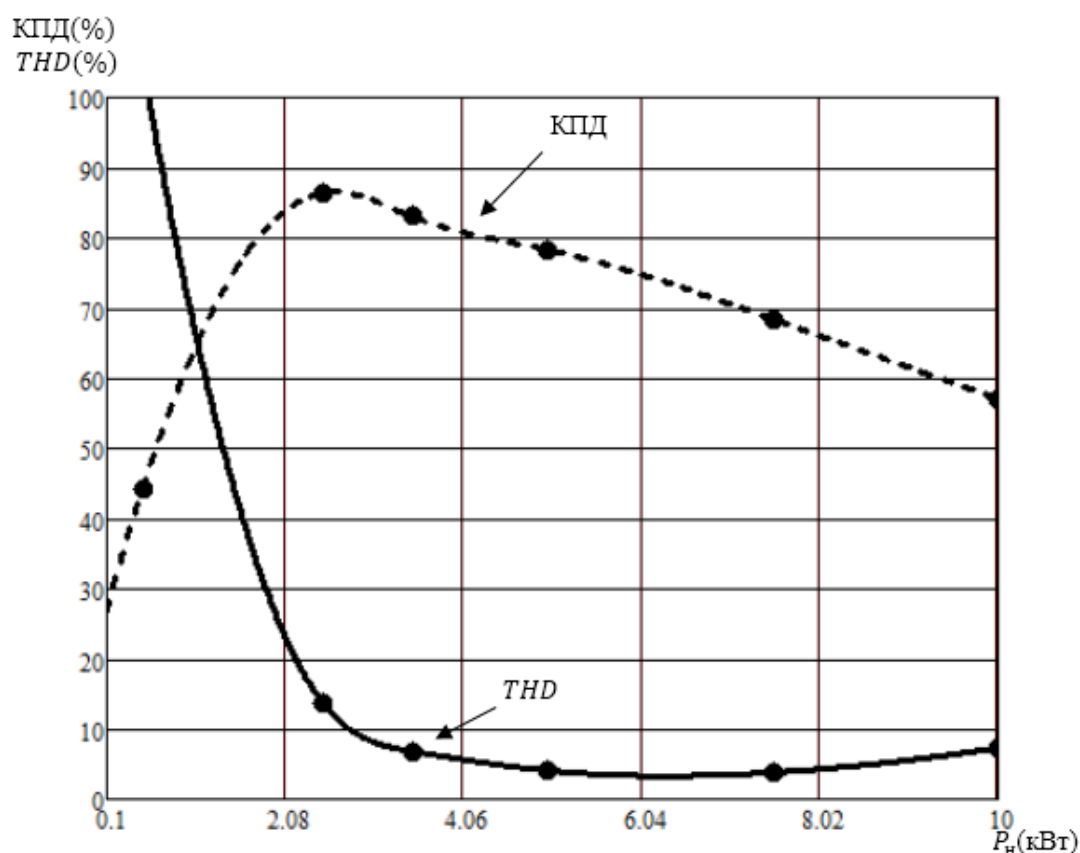


Рисунок 73 — Полиномы КПД и THD при 100 В и ширине 1%

На рисунке 73 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD — сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 3,5 до 5,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 3,3% при мощности 6 кВт. Максимальное значение КПД равняется 86,4% при мощности 2,5 кВт.

В таблице 3 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В и ширине гистерезиса 1%.

Таблица 3 - значения измеренных параметров схемы при 200 В и ширине 1%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,1925	0,28
THD (%)	181,15	27,99	15,95	9,65	4,95	3,96
КПД (%)	36	80	82,5	84,3	78,8	72,8

На рисунке 74 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В и ширине гистерезиса 1%.

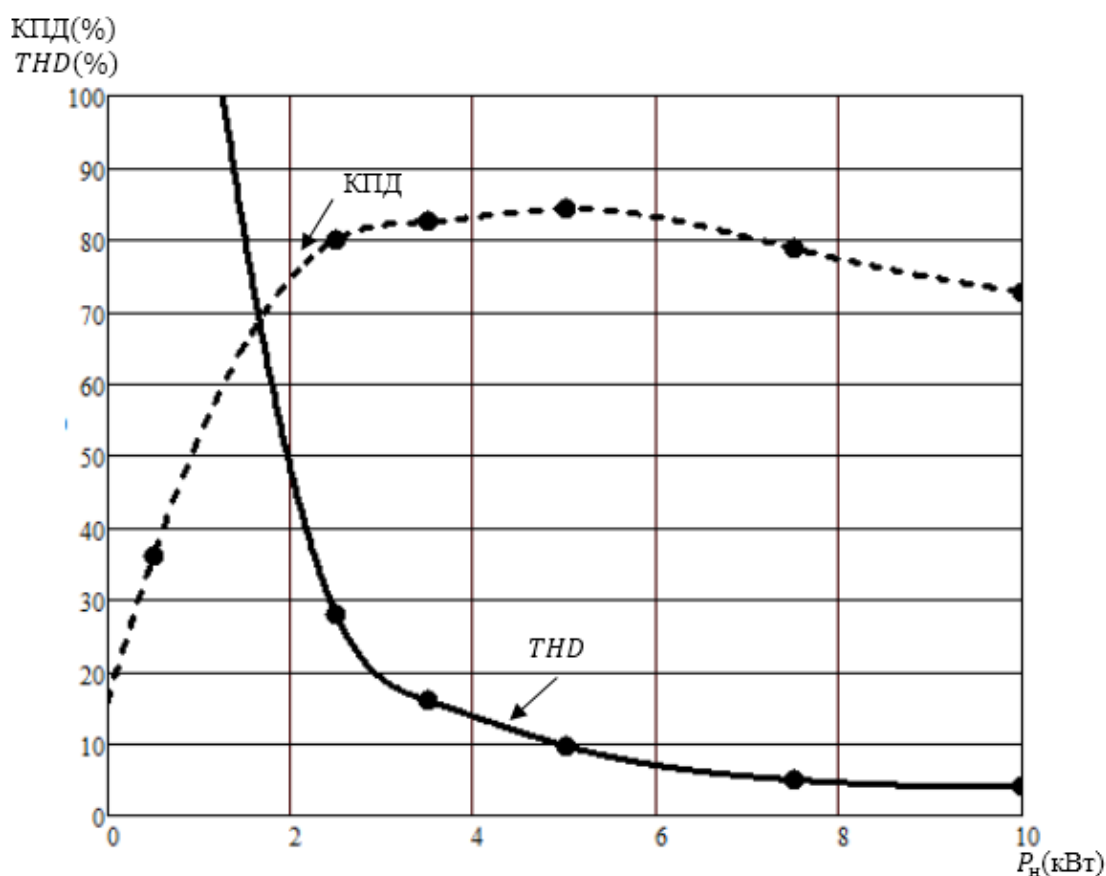


Рисунок 74 — Полиномы КПД и THD при 200 В и ширине 1%

На рисунке 74 параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 6 до 9 кВт. Минимальное значение THD равняется 3,95% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 84,3% при мощности 5 кВт.

В таблице 4 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В и ширине гистерезиса 1%.

Таблица 4 - значения измеренных параметров схемы при 300 В и ширине 1%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,085	0,1175	0,18	0,26
THD (%)	199,15	47,79	25,59	16,01	8,54	5,56
КПД (%)	32	80	82	84,3	84,3	78,1

На рисунке 75 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В и ширине гистерезиса 1%.

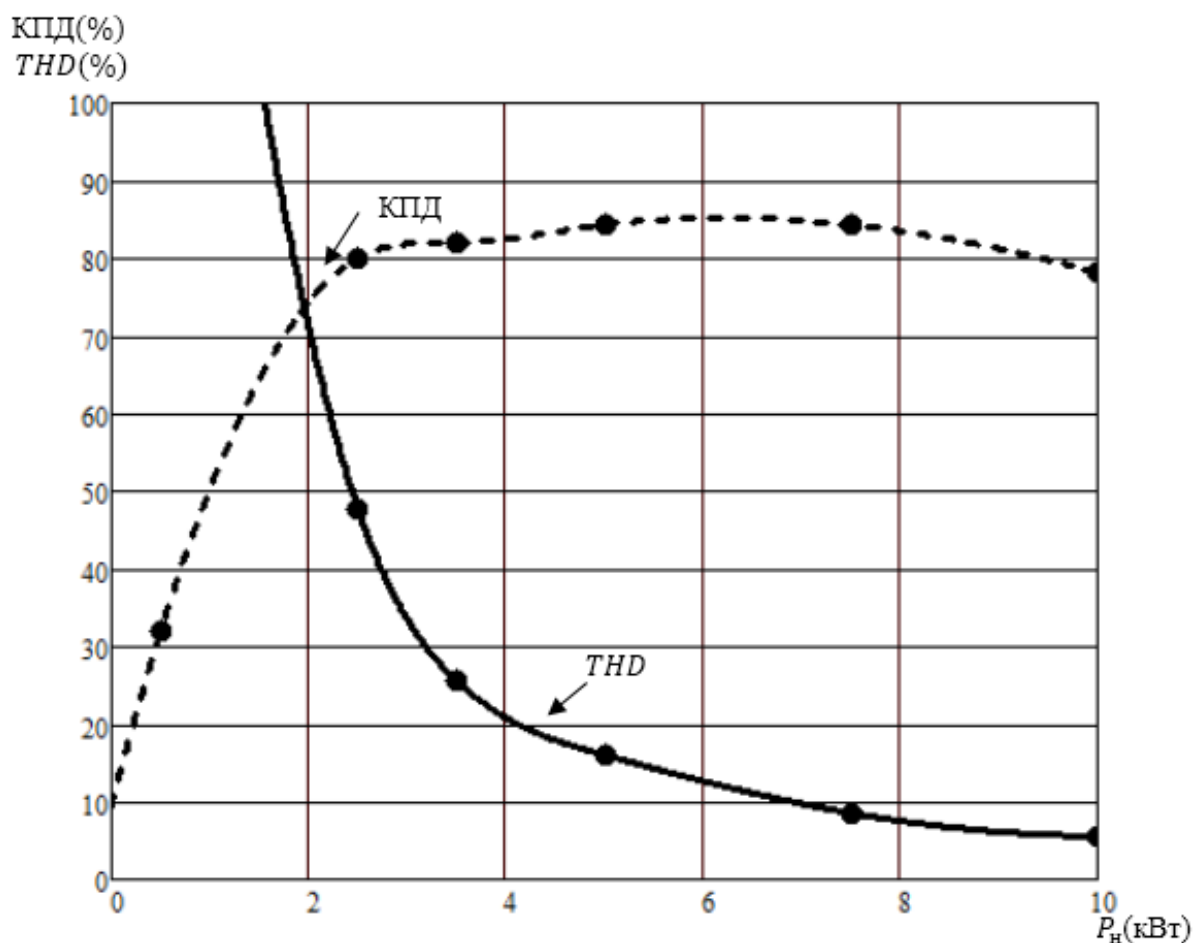


Рисунок 75 — Полиномы КПД и THD при 300 В и ширине 1%

На рисунке 75 параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 8 до 10 кВт. Минимальное значение THD равняется 5,56% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 85,2% при мощности 6 кВт.

Анализируя таблицы 2-4 и рисунки 73-75 можно сделать вывод о том, что точка максимального КПД при разных напряжениях находится в различных местах. С ростом напряжения на нагрузке увеличивается диапазон

КПД устройства, данный эффект связан с уменьшением величины протекающего тока. Также стоит отметить, что при увеличении напряжения увеличивается и максимальная мощность, при которой параметры КПД и THD соответствуют требованиям. Эту особенность возможно использовать там, где сопротивление нагрузки не изменяется, к примеру двигатели постоянного тока, которые могут использоваться в ручном электроинструменте.

При ширине гистерезиса 1% частота коммутации ключей составляла в районе 30-33 кГц, за исключением диапазона мощностей от 0,5 до 3,5 кВт. На данном интервале частота коммутации составляла от 8 до 25 кГц. На рисунке 76 приведена зависимость частоты коммутации ключей от мощности нагрузки.

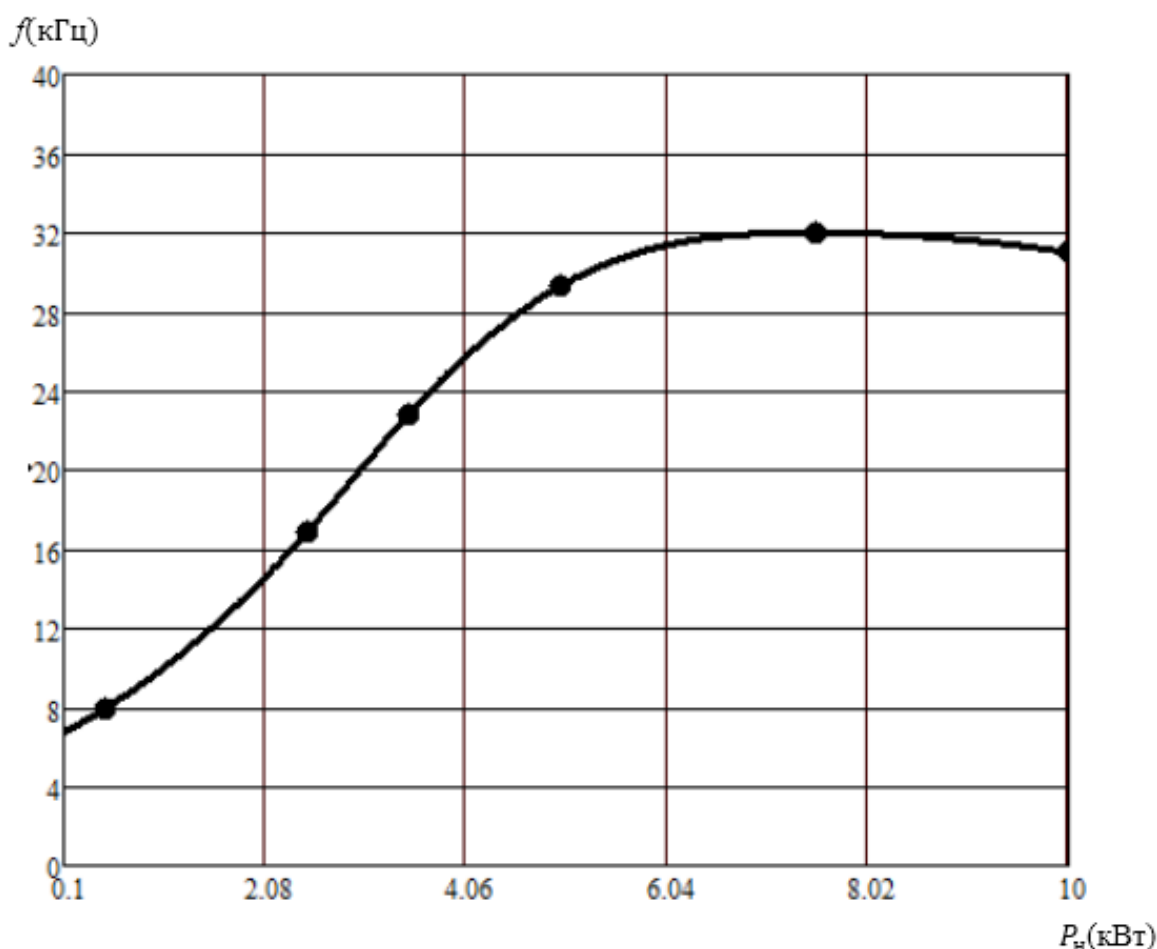


Рисунок 76 — Зависимость частоты коммутации ключей от мощности нагрузки

Для снижения частоты работы ключей требуется увеличить ширину гистерезиса.

В таблице 5 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В и ширине гистерезиса 2%.

Таблица 5 - значения измеренных параметров схемы при 100 В и ширине 2%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0875	0,13	0,23	0,355
THD (%)	97,16	14,52	8,46	5,02	3,66	4,56
КПД (%)	42,6	86,4	83	78,2	66,7	55,5
f (кГц)	7,9	16,35	22	25,9	28,3	26,6

На рисунке 77 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В и ширине гистерезиса 2%.

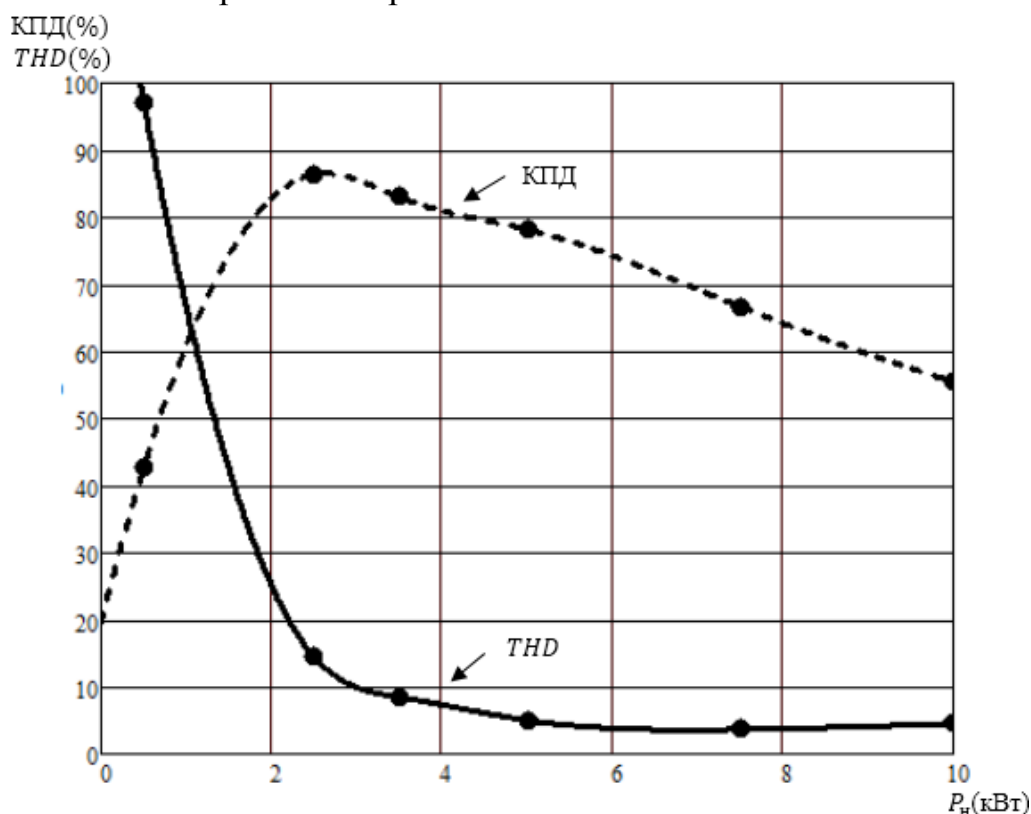


Рисунок 77 — Полиномы КПД и THD при 100 В и ширине 2%

На рисунке 77 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 4 до 5,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 3,59% при мощности 7 кВт. Максимальное значение КПД равняется 86,4% при мощности 2,5 кВт.

В таблице 6 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В и ширине гистерезиса 2%.

Таблица 6 - значения измеренных параметров схемы при 200 В и ширине 2%

P_H (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,1925	0,28
THD (%)	181,76	29	18,1	10,7	6,03	4,87
КПД (%)	36,6	80	84,3	84,3	66,7	55,5
f (кГц)	6,6	16,6	20	24	26	25

На рисунке 78 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В и ширине гистерезиса 2%.

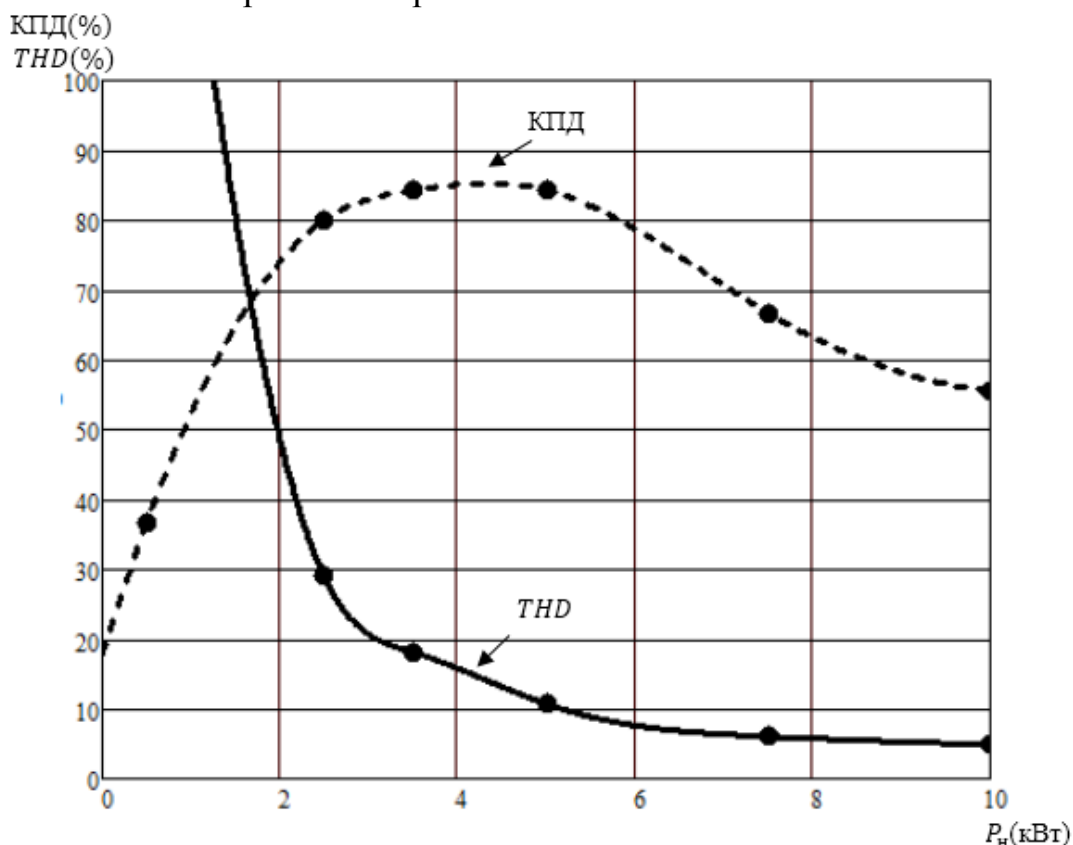


Рисунок 78 — Полиномы КПД и THD при 200 В и ширине 2%

На рисунке 78 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 6 до 6,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 4,87% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 85,2% при мощности 4,5 кВт.

В таблице 7 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В и ширине гистерезиса 2%.

Таблица 7 - значения измеренных параметров схемы при 300 В и ширине 2%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,18	0,26
THD (%)	199,28	49,17	30,21	17,03	9,69	6,68
КПД (%)	32	80	82,1	84,3	84,3	78,1
f (кГц)	6,6	13,3	18	21	23,3	22,5

На рисунке 79 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В и ширине гистерезиса 2%.

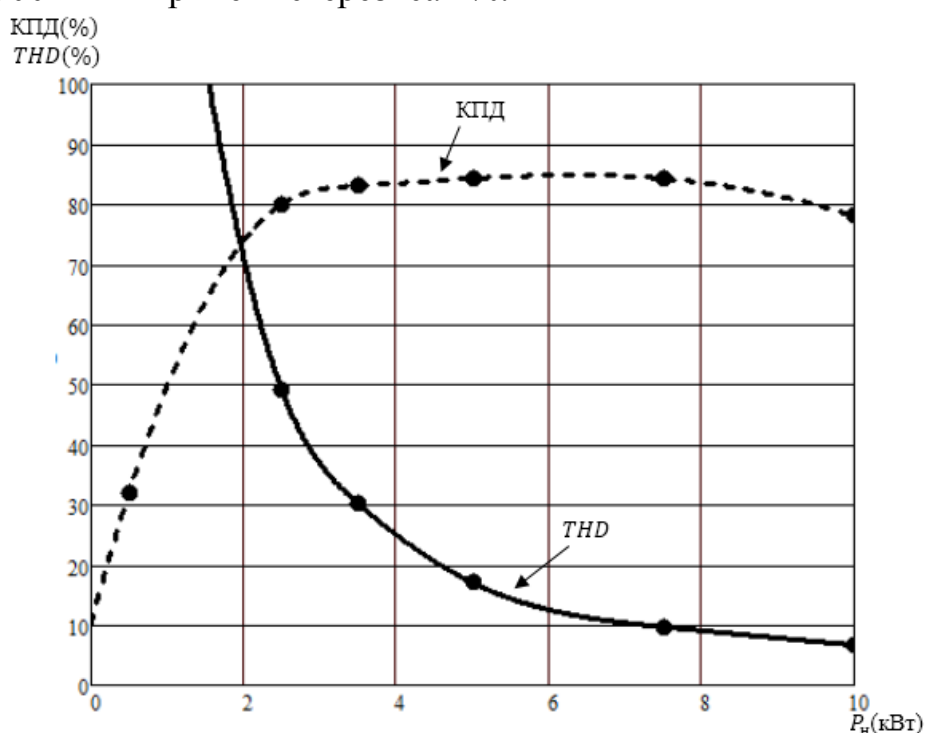


Рисунок 79 — Полиномы КПД и THD при 300 В и ширине 2%

На рисунке 79 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 9 до 10 кВт. Минимальное значение THD равняется 6,68% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 84,86% при мощности 6,5 кВт.

При увеличении ширины гистерезиса до 2% становится больше суммарный коэффициент гармонических искажений, однако при этом уменьшается максимальная частота работы ключей (максимальное значение 28,3 кГц). КПД при увеличении ширины гистерезиса изменился только при 100 В.

В таблице 8 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонический искажений, КПД и частоты

коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В и ширине гистерезиса 3%.

Таблица 8 - значения измеренных параметров схемы при 100 В и ширине 3%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0875	0,13	0,23	0,355
THD (%)	97,16	14,52	8,46	5,91	4,5	5,23
КПД (%)	42,6	86,4	83,1	78,2	66,7	55,5
f (кГц)	7,9	15,9	20	23,35	23,5	16,6

На рисунке 80 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В и ширине гистерезиса 3%.

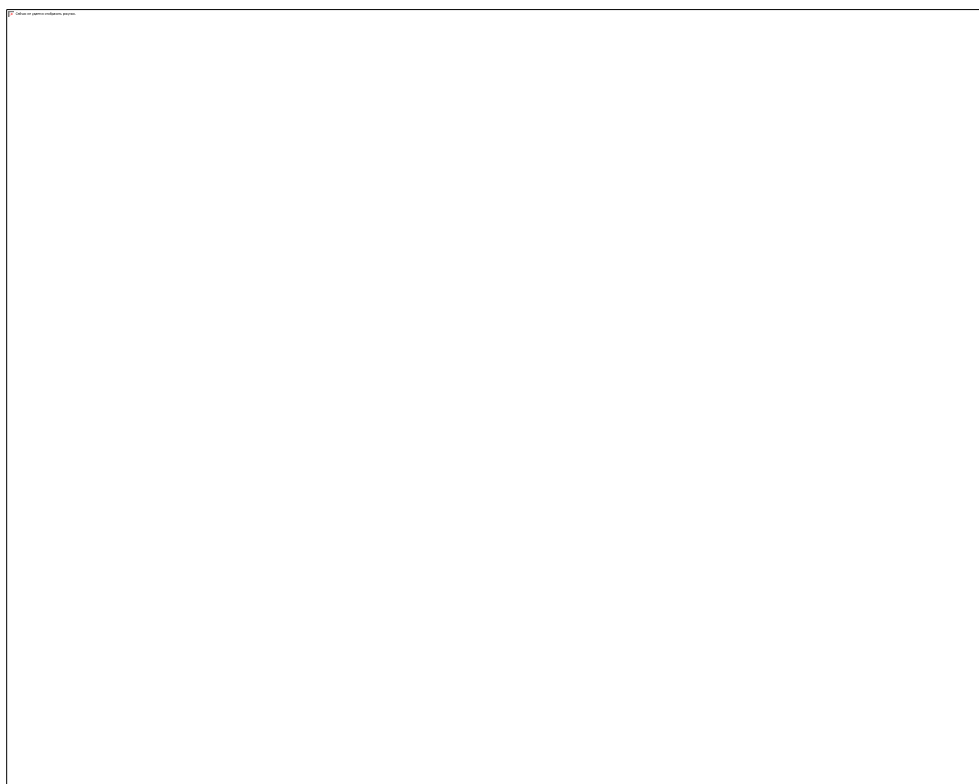


Рисунок 80 — Полиномы КПД и THD при 100 В и ширине 3%

На рисунке 80 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 4 до 5,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 4,5% при мощности 7,5 кВт. Максимальное значение КПД равняется 86,4% при мощности 2,5 кВт.

В таблице 9 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений, КПД и частоты

коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В и ширине гистерезиса 3%.

Таблица 9 - значения измеренных параметров схемы при 200 В и ширине 3%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,1925	0,28
THD (%)	182,21	30,05	18,21	11,76	7,05	5,76
КПД (%)	36,6	80	84,3	84,3	66,7	55,5
f (кГц)	6,6	15	18	22	20	18,75

На рисунке 81 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В и ширине гистерезиса 3%.

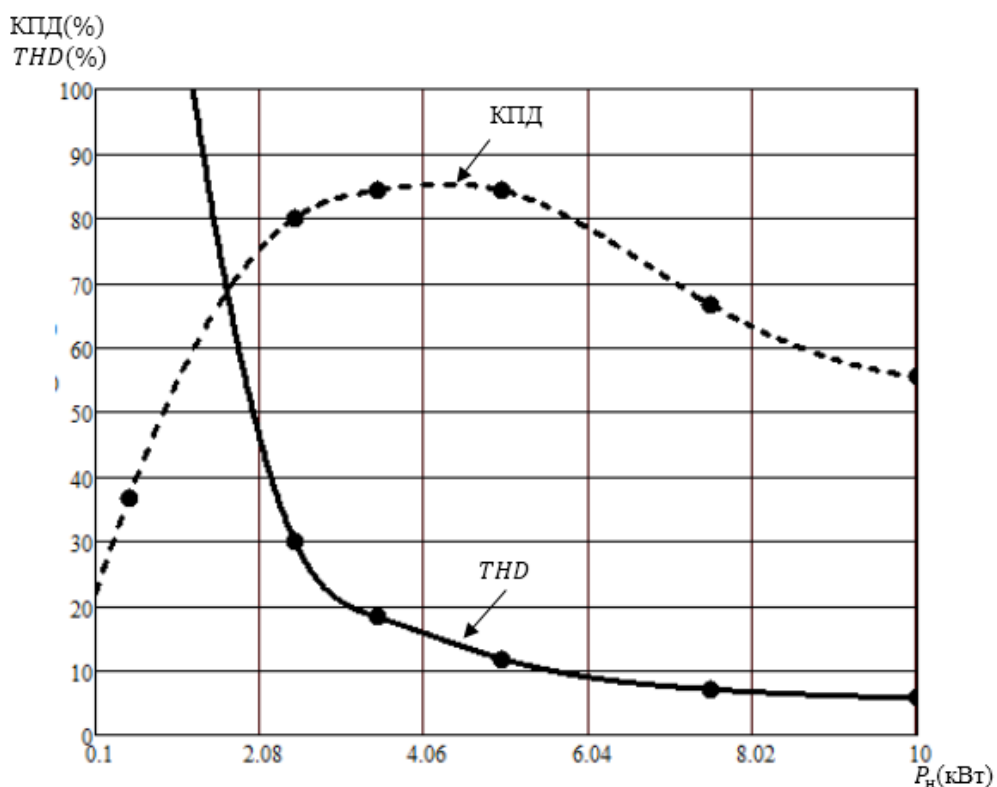


Рисунок 81 — Полиномы КПД и THD при 200 В и ширине 3%

На рисунке 81 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 5,76 % при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 85,2% при мощности 4,5 кВт.

В таблице 10 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В и ширине гистерезиса 3%.

Таблица 10 - значения измеренных параметров схемы при 300В и ширине 3%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,18	0,26
THD (%)	199,7	50,61	32,8	18,28	10,95	7,75
КПД (%)	32	80	83,1	84,3	84,3	78,1
f (кГц)	6,6	13,3	16,6	18,6	20	18,75

На рисунке 82 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В и ширине гистерезиса 3%.

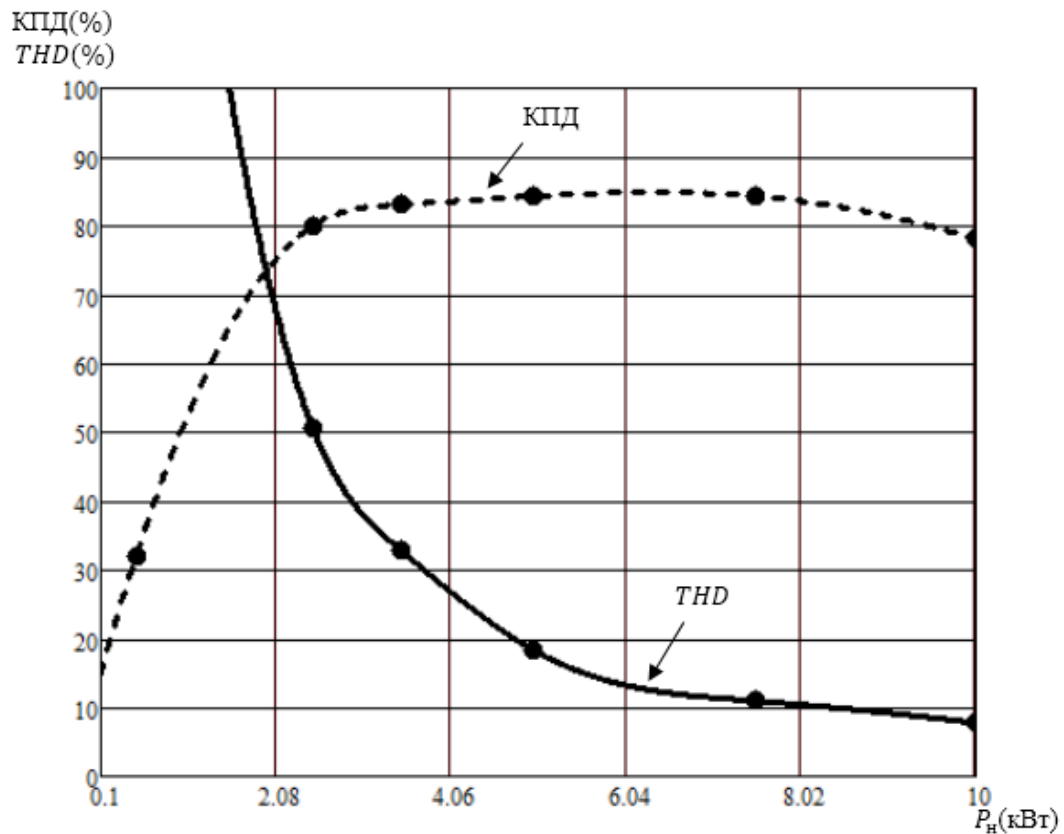


Рисунок 82 — Полиномы КПД и THD при 300 В и ширине 3%

На рисунке 82 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 9,5 до 10 кВт. Минимальное значение THD равняется 7,75 % при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 84,8% при мощности 6,5 кВт.

В таблице 11 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В и ширине гистерезиса 4%.

Таблица 11 - значения измеренных параметров схемы при 100В и ширине 4%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,085	0,13	0,23	0,355
THD (%)	97,77	16,13	9,21	6,77	5,4	5,98
КПД (%)	42,6	84,2	83,1	78,4	66,7	55,5
f (кГц)	7,9	15,35	18,3	21,35	21,45	15,05

На рисунке 83 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В и ширине гистерезиса 4%.

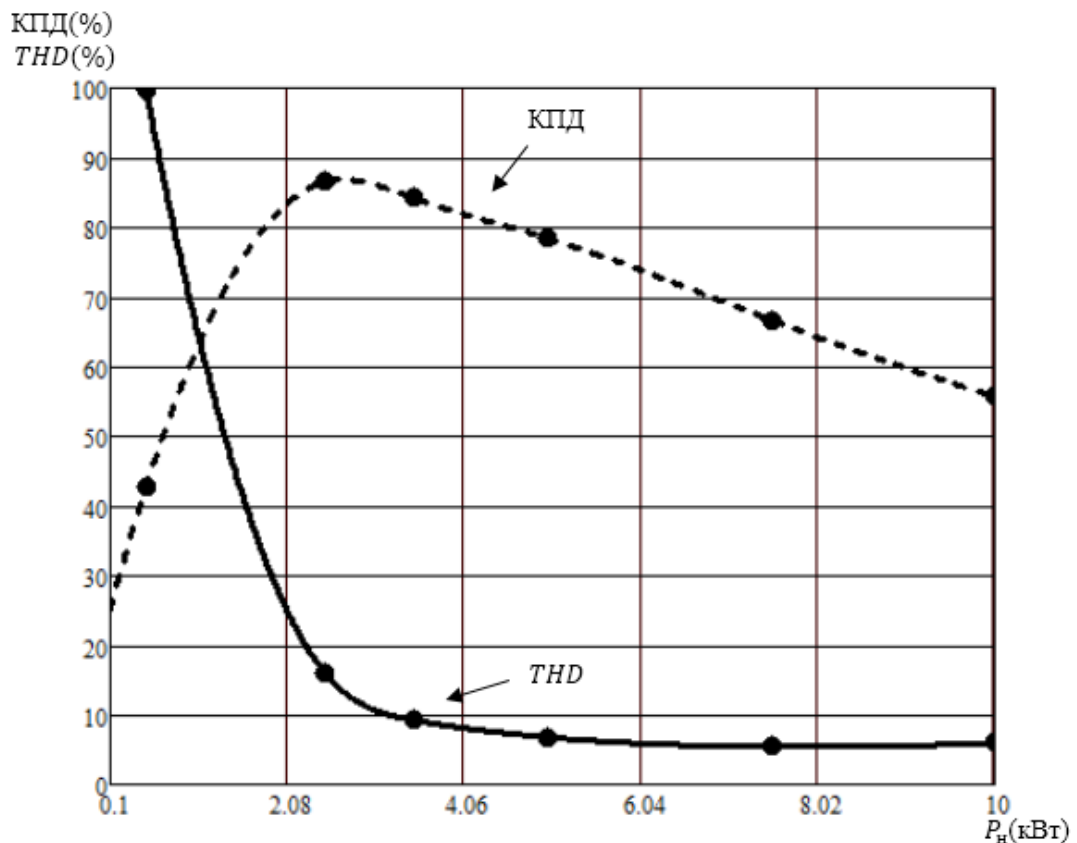


Рисунок 83 — Полиномы КПД и THD при 100 В и ширине 4%

На рисунке 83 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 4,5 до 5,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 5,23 % при мощности 7 кВт. Максимальное значение КПД равняется 84,2% при мощности 2,5 кВт.

В таблице 12 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений, КПД и частоты коммутации ключей от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В и ширине гистерезиса 4%.

Таблица 12 - значения измеренных параметров схемы при 200В и ширине 4%

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,055	0,0825	0,1175	0,1925	0,28
THD (%)	182,2	31,09	19,43	12,81	8,11	6,88
КПД (%)	36,6	80	84,3	84,3	66,7	55,5
f (кГц)	6,6	15	18	21	18,3	16,25

На рисунке 84 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В и ширине гистерезиса 4%.

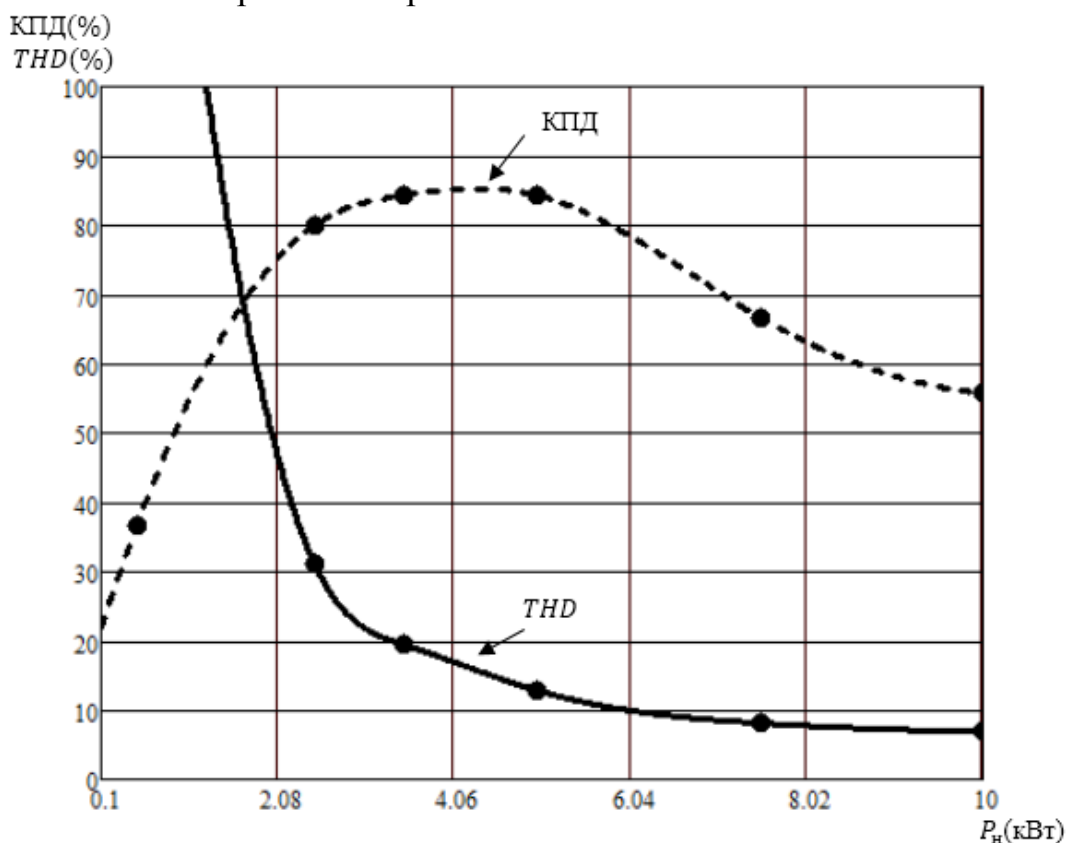


Рисунок 84 — Полиномы КПД и THD при 200 В и ширине 4%

На рисунке 84 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD — сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 6,88 % при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 85,2% при мощности 4,5 кВт.

На рисунке 85 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 6,88 % при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 85,2% при мощности 4,5 кВт.

Как отмечалось ранее КПД устройства с увеличением ширины гистерезиса не изменяется, изменяется лишь суммарный коэффициент гармонических искажений и частота работы силовых ключей. Стоит отметить, что при ширине гистерезиса больше 3% параметр THD не соответствует требованиям ГОСТ, и дальнейшее увеличение ширины не рационально. На рисунке 86 приведены зависимости рабочей частоты ключей от мощности при разной ширине гистерезиса и напряжении на нагрузке 100 В.

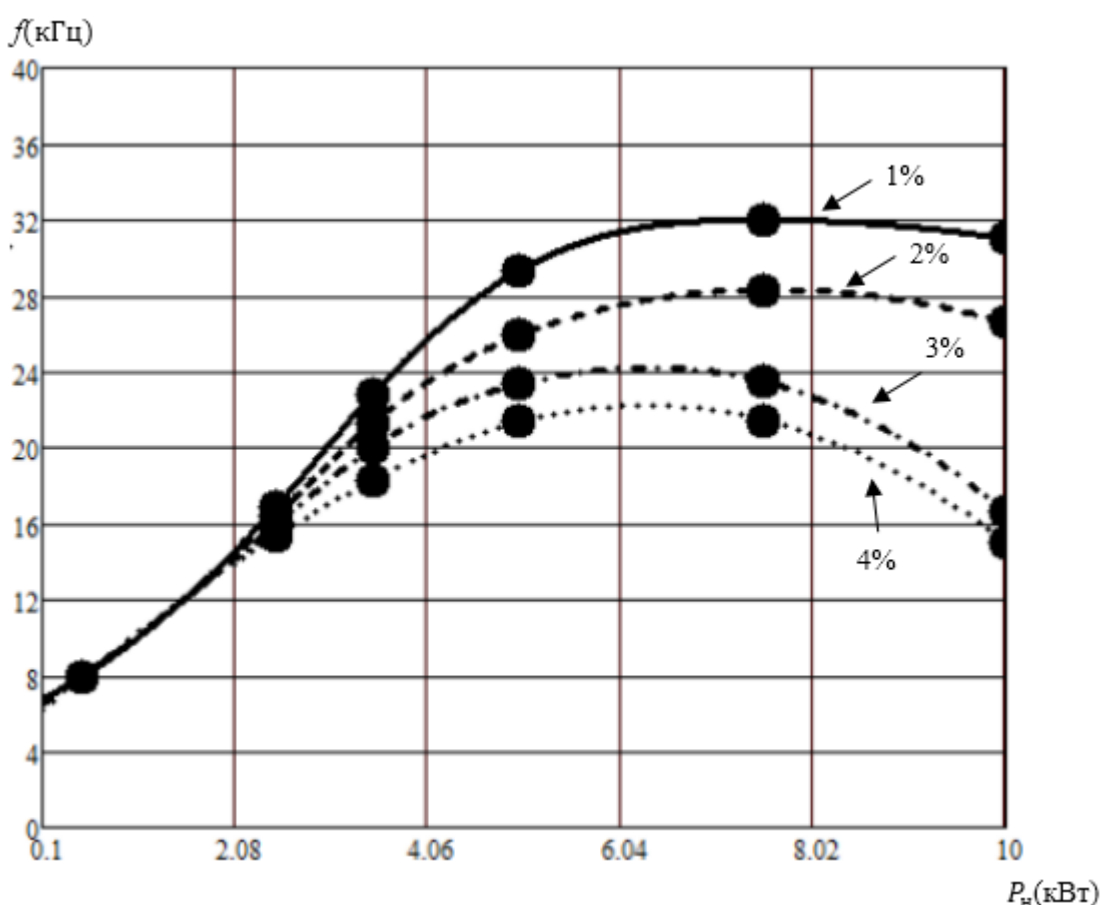


Рисунок 86 — Зависимости рабочей частоты ключей от мощности при разной ширине гистерезиса и напряжении на нагрузке 100 В

На рисунке 86 сплошной линией обозначена зависимость при ширине гистерезиса 1%, штриховой линией – 2%, штрихпунктирной линией– 3%, точечной линией – 4%. Стоит отметить, что при мощностях от 0,5 до 2,5 кВт частота работы ключей практически одинакова для любой ширины, следовательно, параметр ширины гистерезиса не сказывается на работе устройства. При мощностях от 3,5 до 10 кВт видно разделение рабочих частот.

3.3.2. ЗАВИСИМОСТИ КПД И КОЭФФИЦИЕНТА ИСКАЖЕНИЙ ОТ ПАРАМЕТРОВ ВХОДНОГО ФИЛЬТРА

Производились исследование влияние параметров входного фильтра на работу модели двухканального безмостового выпрямителя при фиксированной ширине гистерезиса 1%.

В таблице 14 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В, $L_{ВХ} = 10$ мГн, $C_{ВХ} = 0,1$ мкФ.

Таблица 14 - значения измеренных параметров схемы при 100 В, $L_{ВХ} = 10$ мГн, $C_{ВХ} = 0,1$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	5
I_{stab} (у. е.)	0,011	0,035	0,0575	0,13	0,23	0,3
THD (%)	4,67	2,04	3,5	8,33	13,4	18,5
КПД (%)	91,3	89	85	56,3	48	36,3

На рисунке 87 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В, $L_{ВХ} = 10$ мГн, $C_{ВХ} = 0,1$ мкФ

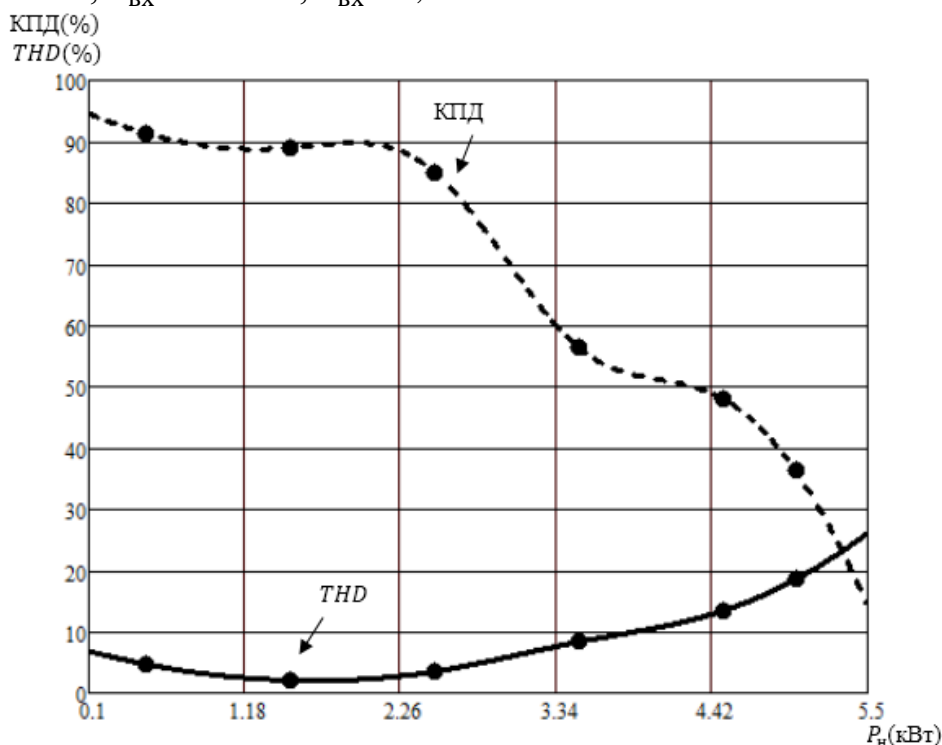


Рисунок 87 — Полиномы КПД и THD при 100 В, $L_{ВХ} = 10$ мГн, $C_{ВХ} = 0,1$ мкФ

На рисунке 87 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 0,5 до 2,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 2,04% при мощности 1,5 кВт. Максимальное значение КПД равняется 91,5% при мощности 0,5 кВт.

В таблице 15 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ.

Таблица 15 - значения измеренных параметров схемы при 200 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ

P_H (кВт)	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	5
I_{stab} (у. е.)	0,011	0,035	0,0575	0,13	0,17	0,2
THD (%)	8,65	2,73	3,6	9,2	12,01	14,02
КПД (%)	92,7	88,7	90,1	57,4	56,3	55,6

На рисунке 88 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ.

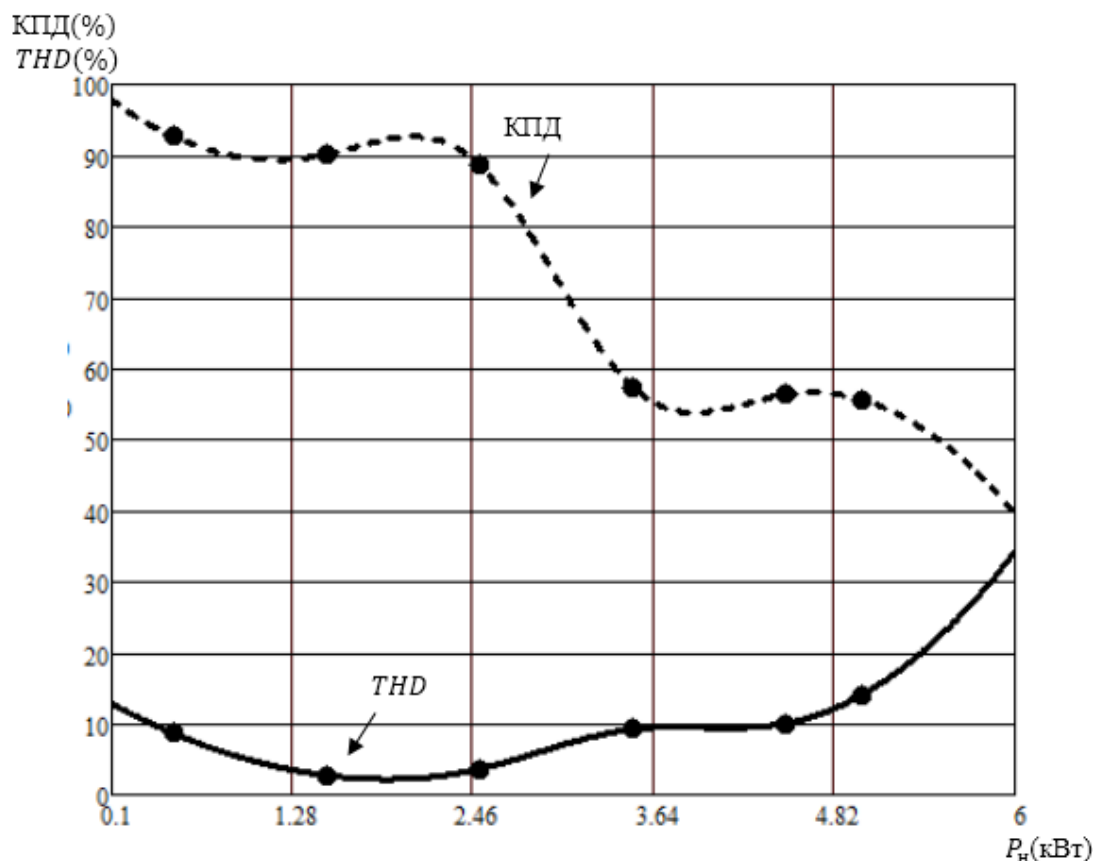


Рисунок 88 — Полиномы КПД и THD при 200 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ

На рисунке 88 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 1 до 2,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 2,21% при мощности 2 кВт. Максимальное значение КПД равняется 92,7% при мощности 0,5 кВт.

В таблице 16 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ.

Таблица 16 - значения измеренных параметров схемы при 300 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	1,5	2,5	3,5	4,5	5
I_{stab} (у. е.)	0,011	0,034	0,0575	0,1	0,15	0,17
THD (%)	12,28	3,53	3,89	6,91	10,76	12,05
КПД (%)	93,3	91,9	90,5	73,5	68	64,3

На рисунке 89 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ.

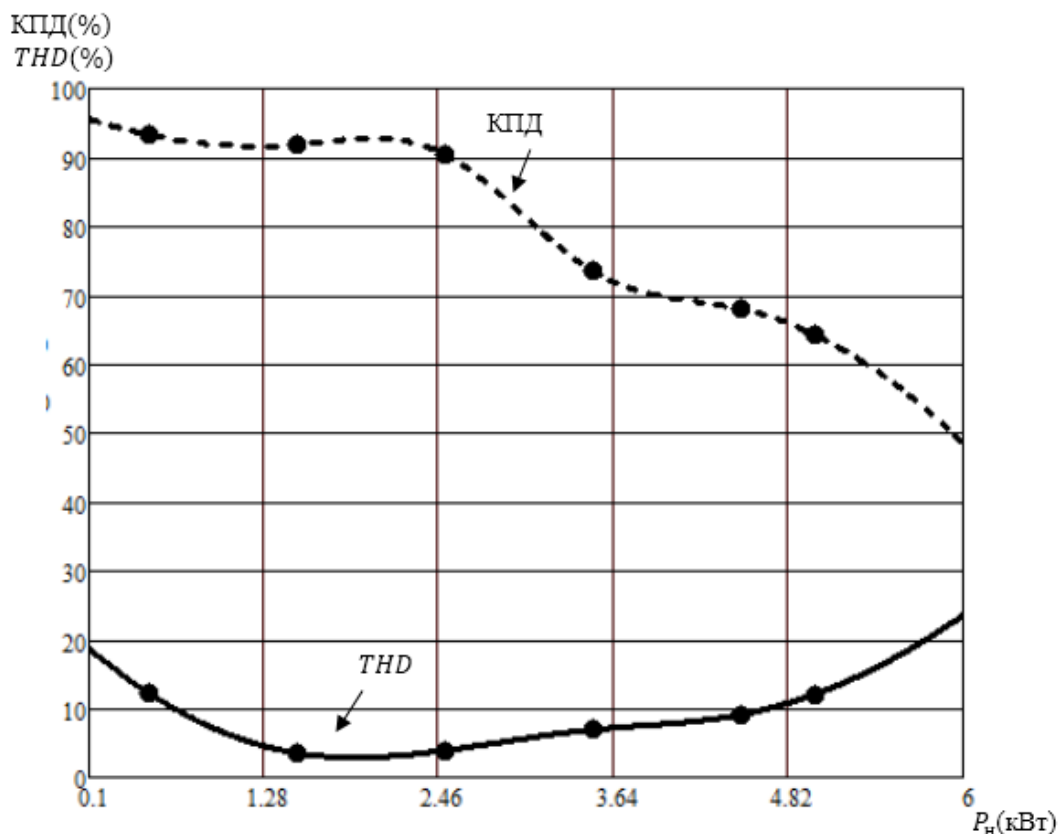


Рисунок 89 — Полиномы КПД и THD при 300 В, $L_{BX} = 10$ мГн, $C_{BX} = 0,1$ мкФ

На рисунке 89 кривая КПД обозначена пунктирной линией, *THD* – сплошной. Параметры КПД и *THD* соответствуют требованиям на интервале от 1 до 3 кВт. Минимальное значение *THD* равняется 2,98% при мощности 2 кВт. Максимальное значение КПД равняется 93,3% при мощности 0,5 кВт.

Анализируя данные таблиц 14-16 и рисунки 87-89 можно сделать вывод о том, что точка максимального КПД при разных напряжениях находится в одном и том же месте (при мощности 0,5 кВт).

Стоит отметить, что при увеличении напряжения мощность, при которой параметры КПД и *THD* соответствуют требованиям, не изменяется. Эту особенность возможно использовать там, где сопротивление нагрузки не постоянно, а постоянна мощность, к примеру, входные каскады блоков питания.

Используемый входной дроссель имеет большое значение индуктивности, однако если применять данные параметры входного фильтра только при в маломощных устройствах (до 1 кВт) габариты фильтра будут не значительны.

При мощных нагрузках большое значение индуктивности приведет к увеличению потерь и следственно к уменьшению КПД. При уменьшении индуктивности фильтра требуется также уменьшать индуктивность накопительных дросселей. Е

сли индуктивность фильтра будет много меньше индуктивности накопительного дросселя, входной фильтр не будет отрабатывать, что приведет к увеличению суммарного коэффициента гармонических искажений.

В таблице 17 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонический искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В, $L_{вх} = 3,3$ мГн, $C_{вх} = 0,33$ мкФ.

Таблица 17 -значения измеренных параметров схемы при 100 В, $L_{вх} = 3,3$ мГн, $C_{вх} = 0,33$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	6,5	7,5
I_{stab} (у. е.)	0,0095	0,0575	0,0875	0,135	0,23	0,35
<i>THD</i> (%)	28,6	2,71	2,45	3,28	8,01	9,71
КПД (%)	84,3	88,8	84	75,6	62,1	44,1

На рисунке 90 представлены полиномы КПД и *THD* при напряжении на нагрузке 100 В, $L_{вх} = 3,3$ мГн, $C_{вх} = 0,33$ мкФ.

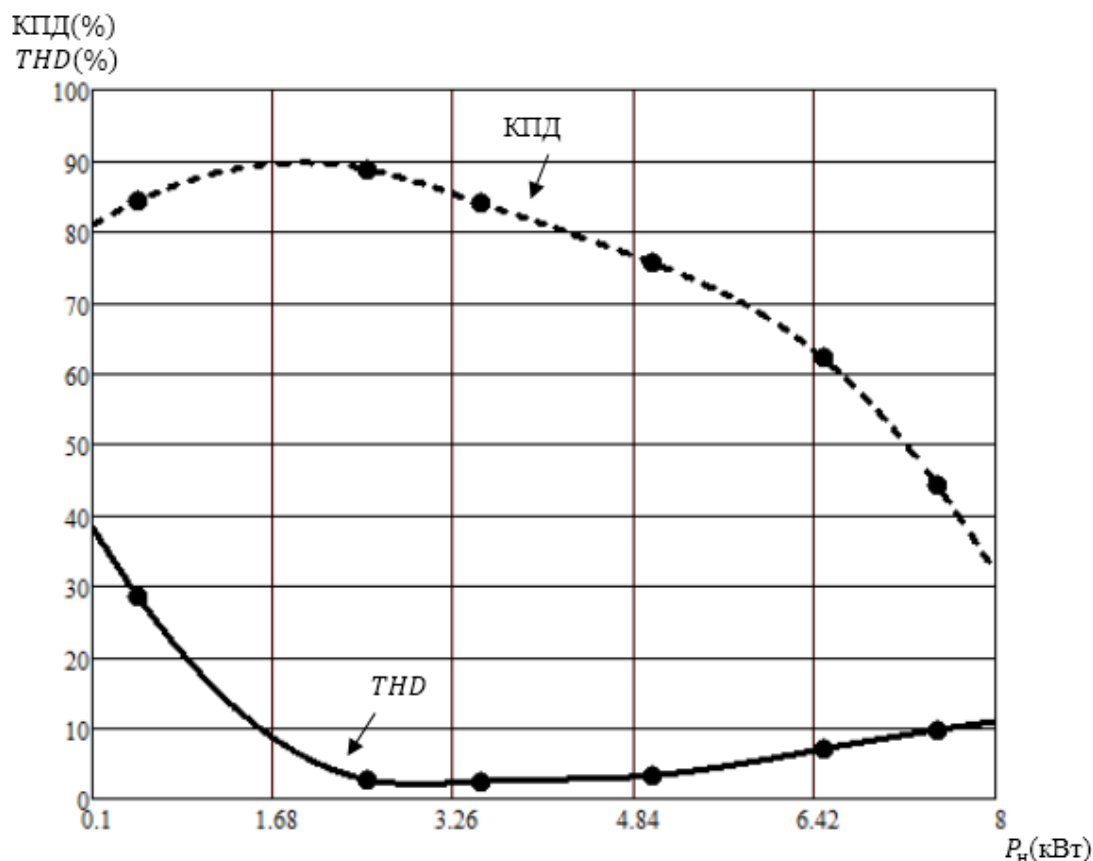


Рисунок 90 — Полиномы КПД и THD при 100 В, $L_{вх}=3,3$ мГн, $C_{вх}=0,33$ мкФ

На рисунке 90 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 2 до 5 кВт. Минимальное значение THD равняется 2,07% при мощности 3 кВт. Максимальное значение КПД равняется 89,6% при мощности 2 кВт.

В таблице 18 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В, $L_{вх}= 3,3$ мГн, $C_{вх}= 0,33$ мкФ.

Таблица 18 -значения измеренных параметров схемы при 200 В, $L_{вх}= 3,3$ мГн, $C_{вх}= 0,33$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,01	0,0575	0,0825	0,13	0,22	0,35
THD (%)	48,2	4,88	3,2	3,44	5,79	9,61
КПД (%)	81,6	89,9	86	80	71,4	61,1

На рисунке 91 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В, $L_{вх}= 3,3$ мГн, $C_{вх}= 0,33$ мкФ.

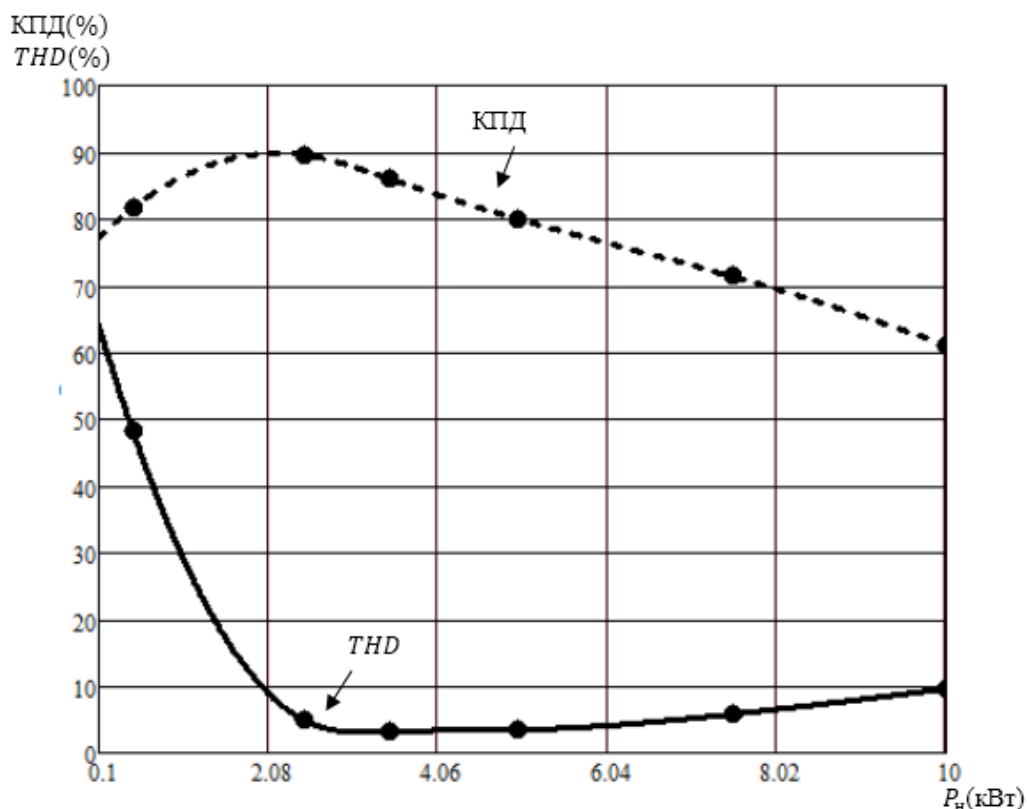


Рисунок 91 — Полиномы КПД и THD при 200 В, $L_{вх}=3,3$ мГн, $C_{вх}=0,33$ мкФ

На рисунке 91 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD — сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 2,5 до 5,5 кВт. Минимальное значение THD равняется 3,16% при мощности 3 кВт. Максимальное значение КПД равняется 89,7% при мощности 2 кВт.

В таблице 19 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонических искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В, $L_{вх}=3,3$ мГн, $C_{вх}=0,33$ мкФ.

Таблица 19 - значения измеренных параметров схемы при 300 В, $L_{вх}=3,3$ мГн, $C_{вх}=0,33$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,01	0,0575	0,08	0,12	0,19	0,28
THD (%)	58,13	7,73	5,21	3,95	5,05	7,36
КПД (%)	75,3	91,4	90,1	87,2	82,9	75,8

На рисунке 92 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В, $L_{вх}=3,3$ мГн, $C_{вх}=0,33$ мкФ.

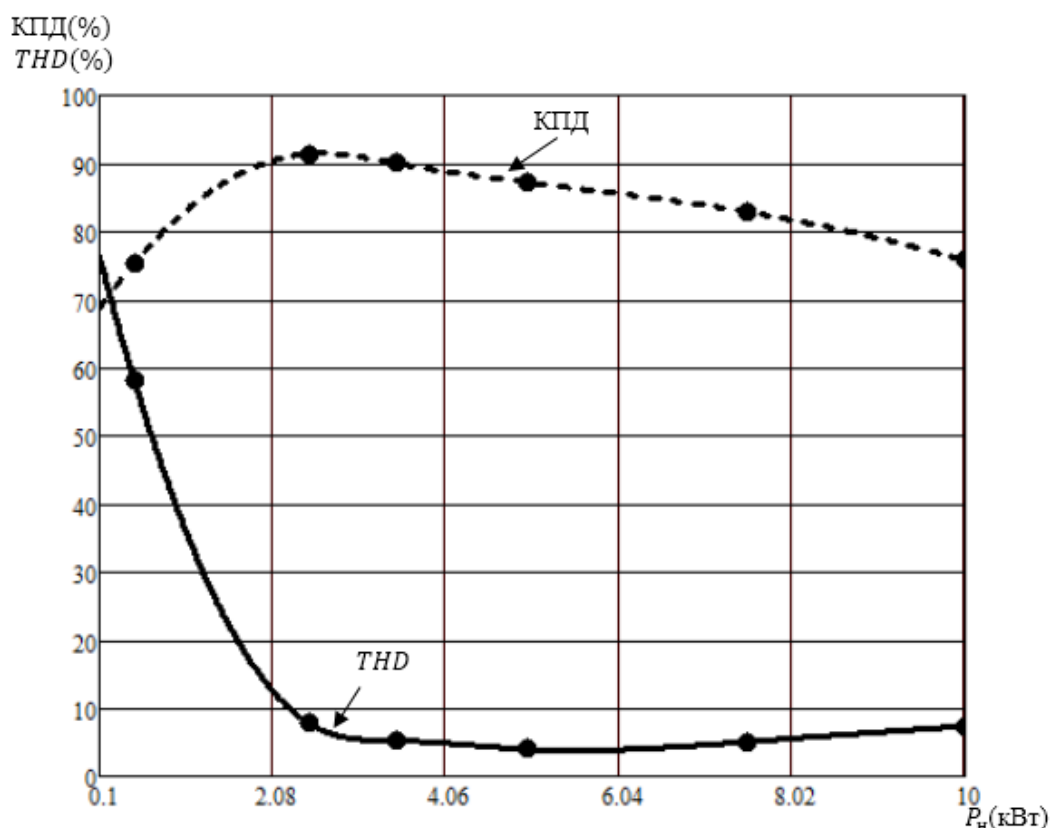


Рисунок 92 — Полиномы КПД и THD при 300 В, $L_{BX}=3,3$ мГн, $C_{BX}=0,33$ мкФ

На рисунке 92 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD соответствуют требованиям на интервале от 2,5 до 10 кВт. Минимальное значение THD равняется 3,78% при мощности 5,5 кВт. Максимальное значение КПД равняется 91,4% при мощности 2,5 кВт.

В таблице 20 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонический искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 100 В, $L_{BX}=0,33$ мГн, $C_{BX}=3,3$ мкФ.

Таблица 20-значения измеренных параметров схемы при 100 В, $L_{BX}=0,33$ мГн, $C_{BX}=3,3$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,05	0,0775	0,12	0,21	0,315
THD (%)	124,51	56,82	38,21	23,43	10,21	5,7
КПД (%)	15,2	59,7	68,2	74,9	70,6	65,1

На рисунке 93 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 100 В, $L_{BX}=0,33$ мГн, $C_{BX}=3,3$ мкФ.

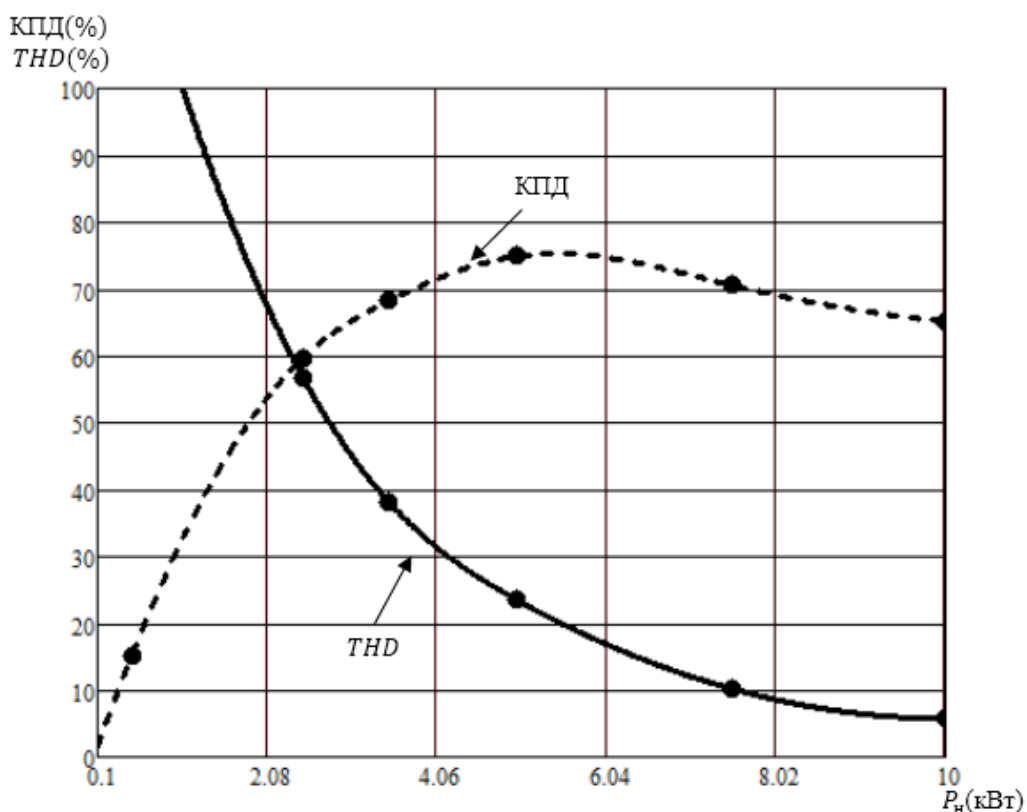


Рисунок 93 — Полиномы КПД и THD при 100 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ

На рисунке 93 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD — сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 5,7% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 75,2% при мощности 5,5 кВт.

В таблице 21 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонической искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 200 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ.

Таблица 21-значения измеренных параметров схемы при 200 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (у. е.)	0,005	0,05	0,078	0,115	0,19	0,26
THD (%)	311,73	120,87	80,21	49,9	25,15	15,09
КПД (%)	11,5	55	68,2	78,9	80	79,8

На рисунке 94 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 200 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ.

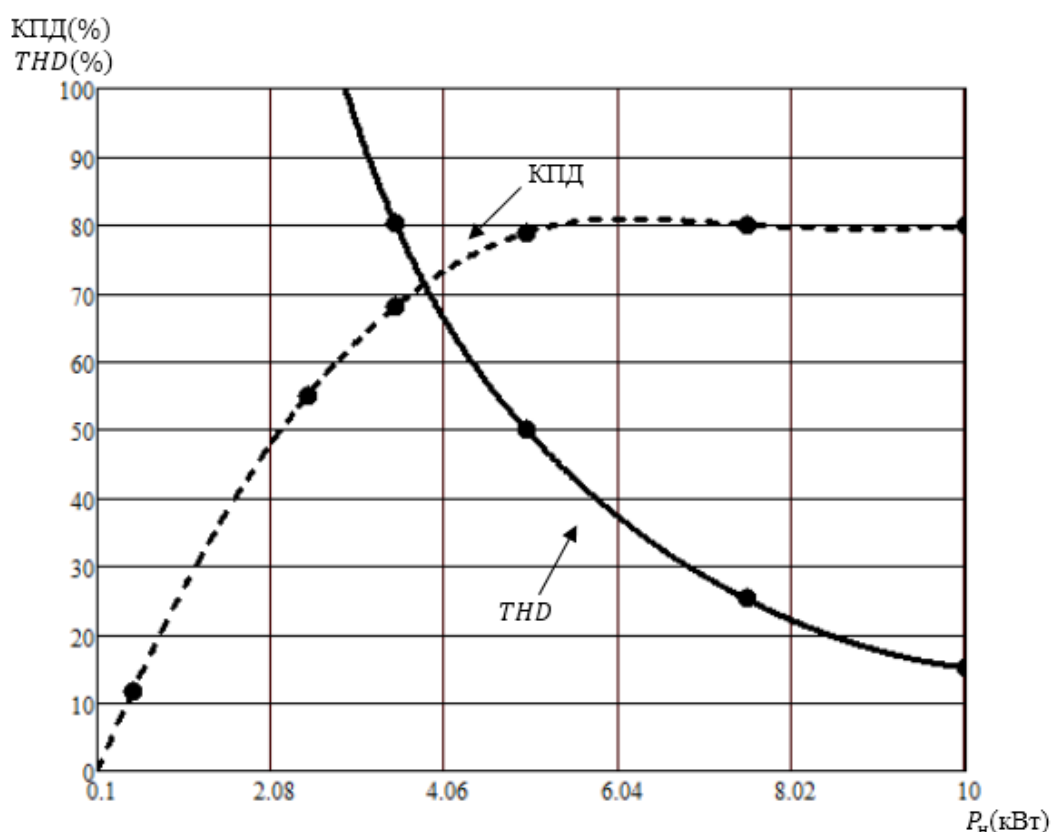


Рисунок 94 — Полиномы КПД и THD при 200 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ

На рисунке 94 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 15,09% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 80,9% при мощности 6 кВт.

В таблице 22 приведены значения относительного стабилизированного тока, суммарного коэффициента гармонический искажений и КПД от мощности нагрузки при напряжении на нагрузке равном 300 В, $L_{вх}= 0,33$ мГн, $C_{вх}= 3,3$ мкФ.

Таблица 22-значения измеренных параметров схемы при 300 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}= 3,3$ мкФ

P_n (кВт)	0,5	2,5	3,5	5	7,5	10
I_{stab} (y. e.)	0,005	0,07	0,0875	0,13	0,19	0,28
THD (%)	431,07	173,21	123,21	76,36	44,42	25,4
КПД (%)	9,8	46	58,2	73,3	83,1	80

На рисунке 95 представлены полиномы КПД и THD при напряжении на нагрузке 300 В, $L_{вх}= 0,33$ мГн, $C_{вх}= 3,3$ мкФ.

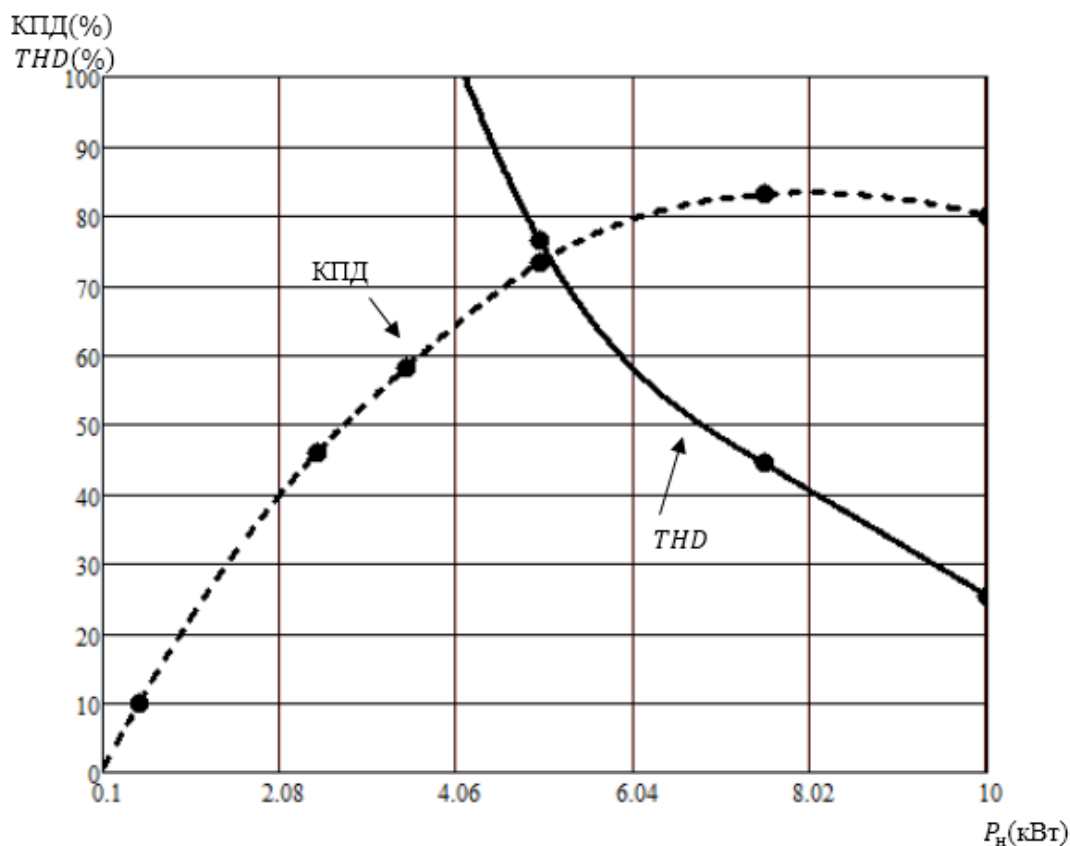


Рисунок 95 — Полиномы КПД и THD при 300 В, $L_{вх}=0,33$ мГн, $C_{вх}=3,3$ мкФ

На рисунке 95 кривая КПД обозначена пунктирной линией, THD – сплошной. Параметры КПД и THD не соответствуют требованиям на всем интервале мощностей. Минимальное значение THD равняется 25,4% при мощности 10 кВт. Максимальное значение КПД равняется 83,3% при мощности 8 кВт.

Анализируя данные таблиц 20-22 и рисунки 93-95 можно сделать вывод о том, используемые параметры фильтра не рекомендуется использовать для проектирования двухканального выпрямителя малой и средней мощностей, поскольку параметр THD не соответствует требованиям ГОСТ.

При выборе входного фильтра требуется установить диапазон мощностей нагрузки. При малых нагрузках значение индуктивности фильтра требуется выбирать большим, в отличие от больших нагрузок. Значение емкости фильтра на оборот, при больших нагрузках емкость фильтра должна быть больше, чем при малых.

ВЫВОДЫ

Реализовав алгоритм работы двухканального безмостового выпрямителя составлен ряд рекомендаций. Было установлено, что режим предзаряда требует отслеживания перехода через ноль напряжения сети для

минимизации искажения формы тока. Осуществлять изменение величины потребляемого тока требуется также в момент перехода напряжения через ноль. Увеличение ширины гистерезиса уменьшает частоту работы ключей, при этом ухудшает форму потребляемого тока. Была дана рекомендация по выбору входного фильтра, при малых мощностях индуктивность фильтра выбирается больше, чем при большей, емкостью фильтра наоборот, при больших мощностях больше, при малых меньше.

					ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат		104

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В ходе работы был произведен анализ выпрямителей, ККМ и безмостовых выпрямителей. Рассмотрены ближайшие прототипы и аналоги. Разработано схемотехническое решение двухканального безмостового выпрямителя с функцией коррекции потребляемого сетевого тока. Описан принцип работы устройства. Определена область применения преобразователя. Аналитически и математически описан двухканальный безмостовой выпрямитель. Произведено имитационное моделирование в среде *Matlab/Simulink*. Разработан прототип системы управления преобразователем. Получены зависимости изменения КПД и суммарного коэффициента гармонических искажений от параметров элементов устройства.

									Лист
									105
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат	ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019				

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Герман-Галкин С.Г. *MATLAB&SIMULINK* Проектирование мехатронных систем на ПК / С.Г. Герман-Галкин // Учебное пособие - СПб: Корона-Век, 2008. – 368 с.
2. Кук С. Безмостовой преобразователь корректора коэффициента мощности с КПД до 98% и КМ 0,999 / С. Кук// Электронные компоненты №8, 2010. – 45-50 с.
3. Кук С. Безмостовой преобразователь корректора коэффициента мощности с КПД до 98% и КМ 0,999. Часть 2. / С. Кук// Электронные компоненты №11, 2010. – 46-51 с.
4. Кук С. Безмостовой преобразователь корректора коэффициента мощности с КПД до 98% и КМ 0,999. Часть 3. / С. Кук// Электронные компоненты №2, 2011. – 48-57 с.
5. Мелешин В.И. Управление транзисторными преобразователями электроэнергии / В.И. Мелешин, Д.А. Овчинников // Москва: Техносфера, 2011. – 576 с.
6. Моин В. С. Стабилизированные транзисторные преобразователи / В. С. Моин // Москва: Энергоатомиздат, 1986. – 376 с.
7. Найвельт Г.С. Источники электропитания радиоэлектронной аппаратуры / Г.С Найвельт, К.Б. Мазель, Ч.И. Хусаинов и др. // Справочник - Москва: Радио и связь, 1985. – 576 с.
8. Федотов Ю. Б. Однофазные корректоры коэффициента мощности / Ю. Б. Федотов, А. А. Тишкин.
9. Чиженко И.М. Основы преобразовательной техники / И.М. Чиженко, В.С. Руденко, И.В. Синько // Москва: Высш. школа, 1974. – 430 с.
10. Однофазный безмостовой корректор коэффициента мощности // Патент РФ № 2541910. 2013 / Дроздецкий С. В., Кругликов И. А., Ширяев А. О., Якименко И. В.
11. Сетевой выпрямитель с корректором коэффициента мощности // Патент РФ № 143860. 2014 / Резников С. Б., Бочаров В. В., Харченко И. А., Смирнов В. Н.
12. Balogh L., Redl R. Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous inductor-current mode // IEEE Applied Power Electronics Conf., 1993. - pp. 168 – 174.
13. Basu S., Undeland T.M. Inductor Design Considerations for optimizing performance & cost of Continuous Mode Boost PFC Converters // IEEE Applied Power Electronics Conf., 2005. - pp. 1133 - 1138.

						ВКР-НГТУ-11.04.04-(М17-ПЭ)-01-2019	Лист
Изм.	Лист	№ докум.	Подпись	Дат			106

14. Choi W. Y., Kwon J. M., Kwon B. H. Bridgeless dual-boost rectifier with reduced diode reverse-recovery problems for power-factor correction // IET Power Electron., vol. 1, no. 2, 2008. - pp. 194- 202.
15. Fardoun A. A., Ismail E. H., Sabzali A. J., Al-Saffar M. A. New efficient bridgeless Cuk rectifiers for PFC applications // IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 7, Jul. 2012. - pp. 3292-3301.
16. Fardoun A. A., Ismail E. H., Al-Saffar M. A., Sabzali A. J. A bridgeless resonant pseudo boost PFC rectifier // IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 11, Nov. 2014. - pp. 5949-5960.
17. Hua G. C. A novel CCM single-stage power factor correction converter // U.S. Patent NO. 5,790,389, Aug. 4, 1998.
18. Huber L., Jang Y., Jovanovic M. M. Performance evaluation of bridgeless PFC boost rectifiers // IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 3, May 2008. - pp. 1381-1390.
19. Ismail E. H. Bridgeless SEPIC rectifier with unity power factor and reduced conduction losses // IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 4, Apr. 2009. - pp. 1147-1157.
20. Jinsong Zhu A., Pratt, Capacitor ripple current in an interleaved PFC converter // IEEE Power Electronics Specialists Conference, 2008. - pp. 3444 – 3450.
21. Kim Y. S., Sung W. Y., Lee B. K. Comparative performance analysis of high density and efficiency PFC topologies // IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 6, Jun. 2014. - pp. 2666-2679.
22. Liu J., W. Chen, J. Zhang, Xu D., Lee F. C. Evaluation of power losses in different CCM mode single-phase boost PFC converters via a simulation tool // in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, vol. 4, Sept. 2001. - pp. 2455-2459.
23. Liu Y., Smedley K. A new passive soft-switching dual-boost topology for power factor correction // in Proc. IEEE Power Electronics Specialists., vol. 2, Jun. 2003. - pp. 669-676.
24. Mahdavi M., Farzaneh-fard H. Bridgeless CUK power factor correction rectifier with reduced conduction losses // IET Power Electron., vol. 5, iss. 9, 2012. - pp. 1733-1740.
25. Mahdavi M., Farzanehfard H. Bridgeless SEPIC PFC rectifier with reduced components and conduction losses // IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 9, Sep. 2011. - pp. 4153-4160.
26. Mahdavi M., Farzanehfard H. Zero-voltage transition bridgeless single-ended primary inductance converter power factor correction rectifier // IET Power Electron., vol. 7, iss. 4, 2014. - pp. 895-902.
27. Martinez R., Enjeti P. N. A high-performance single-phase rectifier with input power factor correction // IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, no. 2, Mar. 1996. - pp. 311-317.
28. Marvi M., Fotowat-Ahmady A. A fully ZVS critical conduction mode boost PFC // IEEE Trans. Power Electron., vol. 27, no. 4, Apr. 2012. - pp. 1958-1965.

29. Mitchell D. M. AC-DC converter having an improved power factor // U.S. Patent 4 412 277, Oct. 25, 1983.
30. Musavi F., Eberle W., Dunford W. G. A phase-shifted gating technique with simplified current sensing for the semi-bridgeless AC-DC converter // IEEE Trans. Veh. Technol., vol. 62, no. 4, May 2013. - pp. 1568-1576.
31. Ortmann M., Soeiro T., Heldwein M. High switches utilization single-phase PWM boost-type PFC rectifier topologies multiplying the switching frequency // IEEE Trans. Power Electron., vol. 29, no. 11, Nov. 2014. - pp. 5749-5760.
32. Pengju Kong C. W., Wang S., Lee. F. C. Common-Mode EMI Study and Reduction Technique for the Interleaved Multichannel PFC Converter // IEEE Trans. Power Electron. vol. 23, 2008. - pp. 2576 - 2584.
33. Sabzali A. J., Ismail E. H., Al-Saffar M. A., Fardoun A. A. New bridgeless DCM SEPIC and Cuk PFC rectifiers with low conduction and switching losses // IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 47, no. 2, Mar./Apr. 2011. - pp. 873-881.
34. Salmon J. C. Circuit topologies for PWM boost rectifiers operated from 1-phase and 3-phase AC supplies and using either single or split DC rail voltage outputs // in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., vol.1, Mar. 1995. - pp. 473-479.
35. Salmon J. C. Circuit topologies for single-phase voltage-doubler boost rectifiers // IEEE Trans. Power Electron., vol. 8, no. 4, 1993. - pp. 521-529.
36. Sebastian J., Hernando M. M., Villegas P., Diaz J., Fontam A. Input current shaper based on the series connection of a voltage source and a loss-free resistor // in Proc. IEEE Applied Power Electronics Conf., 1998. - pp. 461-467.
37. Singh B., Bist V. Improved power quality bridgeless cuk converter fed brushless DC motor drive for air conditioning system // IET Power Electron., vol. 6, iss. 5, 2013. - pp. 902-913.
38. Souza A. F., Barbi I. A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses // IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 6, Nov. 1995. - pp. 746-752.
39. Souza A. F., Barbi I. A new ZCS quasi-resonant unity power factor rectifier with reduced conduction losses // in Proc. IEEE Power Electronics Specialists., vol. 2, Jun. 1995. - pp. 1171-1177.
40. Souza A. F., Barbi I. High power factor rectifier with reduced conduction and commutation losses // in Proc. Int. Telecommunication Energy Conf., Jun. 1999. - pp. 8.1.1-8.1.5.
41. Su B., Lu Z. An interleaved totem-pole boost bridgeless rectifier with reduced reverse-recovery problems for power factor correction // IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 6, Jun. 2010. - pp. 1406-1415.

42. Teramoto S., Sekine M., Saito R., High power factor AC/DC converter // U.S. Patent No. 5,301,095, Apr. 5, 1994.
43. Todd P. C. UC3854 controlled power factor correction circuit design // Unitrode APPLICATION NOTE SLUA 144, 1999.
44. Tsai H. Y., Hsia T. H., Chen D. A family of zero-voltage-transition bridgeless power-factor correction circuits with a zero-current-switching auxiliary switch // IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 58, no. 5, May 2011. - pp. 1848-1855.
45. Tsai H. Y., Hsia T. H., Chen D. A novel soft-switching bridgeless power factor correction circuit // in Power Electronics and Applications, 2007 European Conference on, 2007. - pp. 1-10.
46. Xu D., Zhang J., Chen W., Lin J., Lee F. C.. Evaluation of output filter capacitor current ripples in single phase PFC converters // in Proceedings of the Power Conversion Conference, PCC. vol. 3 Osaka, Japan, 2002. - pp. 1226 – 1231.
47. Wang C. M. A new single-phase ZCS-PWM boost rectifier with high power factor and low conduction losses // IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 2, Apr. 2006. - pp. 500-510.
48. Yang J. W., Do H. L. Bridgeless SEPIC converter with a ripple-free input current // IEEE Trans. Power Electron., vol. 28, no. 7, Jul. 2013. - pp. 3388-3394.