

**МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ  
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ**

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

Институт энергетики и электротехники  
(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»  
(наименование кафедры)

11.04.04 – Электроника и нанoeлектроника  
(код и наименование направления подготовки)

Электронные приборы и устройства  
(направленность (профиль))

**МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ**

на тему «Моделирование и сравнительный анализ трехфазных корректоров  
коэффициента мощности»

Студент

А.В. Милослов  
(И.О. Фамилия)

\_\_\_\_\_ (личная подпись)

Научный  
руководитель

к.т.н., доцент, А.А. Шевцов  
(И.О. Фамилия)

\_\_\_\_\_ (личная подпись)

Руководитель программы

к.т.н., доцент А.А. Шевцов  
(ученая степень, звание, И.О.Фамилия)

\_\_\_\_\_ (личная подпись)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 г.

**Допустить к защите**

Заведующий кафедрой

к.т.н., доцент А.А. Шевцов  
(ученая степень, звание, И.О.Фамилия)

\_\_\_\_\_ (личная подпись)

« \_\_\_\_\_ » \_\_\_\_\_ 2019 г.

Тольятти 2019

## Список используемых сокращений

IGBT – Isolated gate bipolar transistor (перев. Биполярный транзистор с изолированным затвором);

ВАК – Высшая аттестационная комиссия;

ГОСТ – Государственный Стандарт;

КЗ – короткое замыкание

ККМ – корректор коэффициента мощности;

КМ – коэффициент мощности;

КПД – коэффициент полезного действия;

НИОКР – научно-исследовательская опытно-конструкторская работа;

ПО – программное обеспечение;

СУ – система управления;

ТГУ – Тольяттинский государственный университет;

ТУ – технические условия;

ФГБОУ ВО – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего образования;

ШИМ – широтно-импульсная модуляция;

ЭДС – электродвижущая сила;

ЭМС – электромагнитная совместимость.

## Содержание

Введение.....	4
2 Теоретический обзор и анализ предметной области.....	8
2.1 Параметры, применяемые для определения качества электрической энергии и качества работы преобразователя.....	8
2.2 Полномостовой понижающий выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.....	23
2.3 Одноключевой трехфазный выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.....	28
2.4 Виенна-выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.....	33
2.5 Теоретическое сравнение трехфазных корректоров коэффициента мощности.....	37
3 Математическое моделирование.....	39
3.1 Разработки и описание средств анализа качества работы собранных моделей.....	42
3.2 Моделирование полномостового понижающего выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.....	48
3.3 Моделирование одноключевого активного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности.....	55
3.4 Моделирование Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.....	61
3.5 Опытное сравнение трехфазных корректоров коэффициента мощности по результатам проведенного моделирования.....	69
4 Оценочная методика расчета корректора коэффициента мощности на основе выданного технического задания.....	72
Заключение.....	81
Список используемой литературы.....	83

## Введение

Со времен изобретения сетей электроснабжения и по сей день является актуальной проблема обеспечения качества, оптимизации и удешевления области электроснабжения. Так показатели эффективности электроснабжающей стороны зависят не только от источника электроэнергии, но и от всех ее потребителей. При наличии в электрической сети переменного тока потребителей реактивного, нелинейного или импульсного характера токи в сети принимают крайне несинусоидальный вид. Подобные процессы приводят к увеличению высших гармонических составляющих тока, а, следовательно, к нежелательному возрастанию реактивной мощности и мощности искажений. Вследствие чего источник электрической энергии оказывается нагруженным мощностями, не имеющими полезного действия; возрастающие токи сети приводят к увеличению потерь энергии в процессе передачи; искажается форма напряжения, а в крайних случаях уменьшается и его амплитуда, вследствие перегруженности генераторной стороны.

В настоящее время наиболее распространенным, классическим методом повышения качества электрической энергии является компенсация только реактивной мощности, с помощью применения высокогабаритных пассивных элементов – конденсаторов. Их применение обусловлено преимущественно индуктивным характером большинства промышленных нагрузок – синхронные и асинхронные электрические двигатели, установки дугового плавления и сварки, трансформаторы, реакторы и т.д. Однако, данный метод компенсации никак не затрагивает проблему наличия мощностей искажения в сети, которая, с развитием электроники, имеет все большую значимость.

Иным, сравнительно новым методом повышения качества электрической энергии (путем нивелирования и мощности искажений, и реактивной мощности) является применение активных корректоров

коэффициента мощности (далее – ККМ), которые устанавливаются между потребителем и электроснабжающей сетью.

Сущность преобразователей с активной коррекцией коэффициента мощности в первой итерации сводится к потреблению электрической энергии в наиболее благоприятном виде – аналогично активной нагрузке. Т.е. потребляемый преобразователем ток должен быть пропорционален напряжению сети, или иными словами, иметь аналогичную форму. Далее накопленная энергия передается на целевого потребителя энергии, который может иметь самый разнообразный характер нагрузки.

Однако корректоры коэффициента мощности, являясь относительно новой областью применения преобразователей, имеют свой ряд проблем, требующих проработки и решения.

В настоящий момент в отечественной и зарубежной литературе рассматриваются несколько видов трехфазных корректоров коэффициента мощности. Каждый из них несет свои преимущества и недостатки, в зависимости от их функциональности, качественных показателей, сложности, ценовых и массогабаритных параметров. Однако, тема ККМ достаточно нова и плохо освящена. Алгоритмы работы преобразователей, процессы их расчета не описываются в доступных трудах, как и любые рекомендации к практическому применению.

**Целью данной магистерской диссертации является:**

- Провести теоретический обзор и сравнение выбранных схем трехфазных корректоров коэффициента мощности;
- Собрать и отладить модели математического анализа с помощью современных средств моделирования. Разработать алгоритмы управления. Выполнить сбор, анализ и сравнение основных показателей качества преобразования;
- Разработать схему преобразователя под конкретное техническое задание и сформировать алгоритм расчета корректора коэффициент мощности;

- Формализовать замечания и рекомендации в завершении каждого вышеописанного пункта.

**Актуальность данной работы** исходит из:

- Низкого уровня освещенности такого технического решения, как активные корректоры коэффициента мощности и еще более низкий уровень их применения;

- Отсутствия описания устройства систем управления (далее СУ), а также алгоритмов работы ККМ в доступных трудах.

- Отсутствия описаний методик или каких-либо рекомендаций к расчету данных преобразователей.

**Теоретическая значимость работы** заключается в проведении теоретического и сравнительного анализов мало освещенных в научных трудах схем активной коррекции коэффициента мощности, выведении наиболее оптимальных алгоритмов работы, разработке математических моделей данных преобразователей в совокупности с алгоритмами работы в виде структурной схемы системы управления, проведении анализа по результатам имитационного моделирования, разработке оценочной методики расчета элементов трехфазного Виенна-выпрямителя.

**Практическая значимость работы** заключается в:

- Изготовленных математических моделях преобразователей, в целом применимых для практического расчета номиналов компонентов в различных режимах работы;

- Разработанных структурных схемах систем управления, применимых к разработке в практических устройствах;

- Разработанной оценочной методике расчета Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.

**Структура и объем работы.** Магистерская диссертационная работа состоит из введения, четырех глав, заключения и списка используемой литературы из 47 наименований. Содержание работы изложено на 88 страницах, содержит 38 рисунков, 31 формулу и 9 таблиц.

### **Техническое задание для расчета:**

Разработать алгоритм оценочного расчета номиналов силовой части корректора коэффициента мощности, который питается от трехфазной сети синусоидального тока с напряжением 380 В частотой 50 Гц. Параметры потребителя:

- Потребителем является установка для микродугового оксидирования;
- Предусмотрена необходимость обеспечения двух диапазонов питающих напряжений:  $U_1=0...300$  В и  $U_2=300...800$  В постоянного тока. Допускается выполнить отдельные выходы для данных диапазонов напряжений;
- Максимальная потребляемая мощность при работе на данных диапазонах напряжений:  $P_1=35$  кВт,  $P_2=65$  кВт  $U_1$  и  $U_2$  соответственно.

## 2 Теоретический обзор и анализ предметной области

Появление корректоров коэффициента мощности связано с повсеместным государственным регулированием качества электрической энергии, введения требований к потребителям электрической энергии в области электромагнитной совместимости (далее – ЭМС). Кроме потерь электрической энергии в процессе передачи по причине возрастающих неактивных мощностей, и соответственно токов, также существует необходимость обеспечения стабильной синусоидальной формы напряжения сети, особенно для чувствительных к параметрам напряжения нагрузок.

### 2.1 Параметры, применяемые для определения качества электрической энергии и качества работы преобразователя.

Оценка качества электроснабжения и потребления электрической энергии производится в соответствии с нормативными требованиями государственных стандартов (далее – ГОСТ). Для систем электроснабжения общего доступа им является государственный стандарт 32144-2013 [23].

Нормативные требования для сетей электроснабжения общего пользования в области ЭМС описывают различные параметры электроснабжения. К ним относятся, например, стандартные параметры, обеспечиваемые электроснабжающей стороной:

- $U_{\text{ном}}$  - номинальное напряжение электропитания, В;
- $\Delta U_{(+)}$ ,  $\Delta U_{(-)}$  - положительное и отрицательное отклонения напряжения питания, %;
- $f_{\text{ном}}$  - номинальное значение частоты электропитания, Гц;



-  $\Delta f$  - отклонение частоты электропитания, Гц;

Однако стандарт также описывает множество расчетных нормативных параметров, обеспечение которых лежит в том числе и на ответственности потребителя:

- $U_1$  - значение основной гармонической составляющей напряжения, В;
- $K_{U(n)}$  - коэффициент n-ой гармонической составляющей напряжения, %  $U_1$ ;
- $K_U$  - суммарный коэффициент гармонических составляющих напряжения, %.

Гармонические составляющие напряжения исходят из теоремы Фурье, которая гласит, что любая периодическая функция (напряжение в сети электроснабжения может быть проанализирована как таковая) может быть представлена в виде ряда простейших тригонометрических функций (гармонических составляющих), имеющих частоту, кратную частоте основной (главной) составляющей. За главную составляющую в применении анализа Фурье берется гармоника, имеющая наибольшую амплитуду [40], [41].

Иными словами, для вещественной функции ее представление в ряд Фурье производится [42] в виде формулы (1):

$$f(x) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{+\infty} A_n * \cos\left(n * \frac{2\pi}{t} * x + \varphi_n\right), \quad (1)$$

где  $A_n$  – амплитуда n-ой составляющей;

$a_0$  – величина постоянной составляющей;

$2 * \pi * n / t$  – круговая частота n-ой составляющей;

$\varphi_n$  – начальная фаза n-ой составляющей.

ГОСТом 32144-2013 осуществляется контроль гармонических составляющих при подсчете коэффициента  $K_{U(n)}$  n-ой гармонической составляющей и суммарного коэффициента  $K_U$  гармонических составляющих напряжения вплоть до 40-го порядка в точке передачи электрической энергии.

Влияние гармонических составляющих в зависимости от их порядка различны. Так, например, гармонические составляющие кратные трем, не оказывают значительного вредного воздействия на трехфазные сети. Потому к ним проводятся отдельные требования.

Ниже представлены нормативные максимальные значения гармонических составляющих. А именно в таблице 1 представлены величины коэффициентов нечетных и не кратных трем гармонических составляющих напряжения  $K_{U(n)}$ , в таблице 2 – значения для составляющих кратных трем, в таблице 3 – аналогичные значения для четных гармоник, а в таблицах 4 и 5 – суммарные значения коэффициентов гармоник  $K_U$ , которые не должны превышать 95% и 100% времени за период наблюдения, согласно ГОСТу 32144-2013.

Таблица 1 – Максимальные нормативные величины коэффициентов нечетных и не кратных трем гармонических составляющих  $K_{U(n)}$ , %

Номер гармонической составляющей $n$	Максимальные нормативные величины коэффициентов нечетных и не кратных трем гармонических составляющих $K_{U(n)}$ , %			
	Напряжение электрической сети, кВ			
	0,38	6-25	35	110-220
5	6	4	3	1,5
7	5	3	2,5	1
11	3,5	2	2	1
13	3,0	2	1,5	0,7
17	2,0	1,5	1	0,5
19	1,5	1	1	0,4
23	1,5	1	1	0,4
25	1,5	1	1	0,4
>25	1,5	1	1	0,4

Таблица 2 – Максимальные нормативные величины гармоник, кратных трем  $K_{U(n)}$ , %

Номер гармонической составляющей $n$	Максимальные нормативные величины гармоник, кратных трем $K_{U(n)}$ , %			
	Напряжение электрической сети, кВ			
	0,38	6-25	35	110-220
3	5	3	3	1,5
9	1,5	1	1	0,4
15	0,3	0,3	0,3	0,2
21	0,2	0,2	0,2	0,2
>21	0,2	0,2	0,2	0,2

Таблица 3 - Максимальные нормативные величины гармоник, кратных двум  $K_{U(n)}$ , %

Номер гармонической составляющей $n$	Максимальные нормативные величины гармоник, кратных двум $K_{U(n)}$ , %			
	Напряжение электрической сети, кВ			
	0,38	6-25	35	110-220
2	2	1,5	1	0,5
4	1	0,7	0,5	0,3
6	0,5	0,3	0,3	0,2
8	0,5	0,3	0,3	0,2
10	0,5	0,3	0,3	0,2
12	0,2	0,2	0,2	0,2
>12	0,2	0,2	0,2	0,2

Таблица 4 – Максимальные суммарные нормативные значения коэффициентов гармоник  $K_U$ , %, обеспечение в течение не менее 95% времени.

Максимальные суммарные нормативные значения коэффициентов гармоник $K_U$ , %			
Напряжение электрической сети, кВ			
0,38	6-25	35	110-220
8,0	5,0	4,0	2,0

Таблица 5 – Максимальные суммарные нормативные значения коэффициентов гармоник  $K_U$ , %, обеспечение в течение 100% времени.

Максимальные суммарные нормативные значения коэффициентов гармоник $K_U$ , %			
Напряжение электрической сети, кВ			
0,38	6-25	35	110-220
12,0	8,0	6,0	3,0

При этом при оценке качества электрической энергии ГОСТ 32144-2013 требует учитывать суммарные и интегральные коэффициенты для высших гармонических составляющих, согласно ГОСТу 30804.4.7, п.3.3.

Главным суммарным коэффициентом для количественной оценки нелинейных искажений в форме напряжения электрической сети переменного тока является коэффициент нелинейных искажений  $K_n$ , который в зарубежной литературе также именуется как total harmonic distortion (THD) [43]. Расчет данного коэффициента соответствует формуле (2), где в числителе дроби находится среднеквадратичная сумма всех гармонических компонентов, отсутствующих в составе входного сигнала, а в знаменателе –

полный гармонический состав сигнала. Соответственно при количественном анализе величины нелинейных искажений данный коэффициент может применяться как к сетевому напряжению, так и к току. Если применить данный коэффициент к напряжению, то получим:

$$K_H = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}. \quad (2)$$

Наряду с коэффициентом нелинейных искажений иногда применяется также и коэффициент гармонических искажений  $K_G$ . Его величина вычисляется как отношение среднеквадратичной суммы всех высших гармонических составляющих к основной гармонике, в соответствии с формулой (3):

$$K_G = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + \dots + U_n^2 + \dots}}{U_1}. \quad (3)$$

Однако, наиболее всеобъемлющим коэффициентом, описывающим энергетические свойства потребления нагрузки, является коэффициент мощности  $\lambda$  [44]. Данный коэффициент является собирательным параметром и характеризует отношение активной мощности нагрузки к полной мощности, состоящей из трех компонентов – активной, реактивной мощности и мощности искажений. Иными словами, коэффициент мощности вычисляется по формуле (4):

$$\lambda = \frac{P}{S}, \quad (4)$$

где  $\lambda$  – коэффициент мощности, %;

$P$  – активная мощность, Вт;

$S$  – полная мощность, ВА.

В свою очередь полная мощность вычисляется как среднеквадратичная сумма трех компонентов мощности, в соответствии с формулой (5):

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2 + D^2}, \quad (5)$$

где  $Q$  – реактивная мощность, ВАР;

$D$  – мощность искажений, ВАР.

Как можно видеть, коэффициент мощности  $\lambda$  это собирательный параметр и часто является исчерпывающим. Дело в том, что величина активной мощности  $P$  нагрузки по большей части характеризует только полезную работу, за исключением некоторых потерь в нагрузке, описываемые коэффициентом полезного действия  $\eta$  нагрузки (далее – КПД) [45]. Значение КПД нагрузки вычисляется согласно формуле (6):

$$\eta = \frac{A}{Q} * 100\%, \quad (6)$$

где  $\eta$  – коэффициент полезного действия, %;

$A$  – совершенная полезная работа, Дж;

$Q$  – затраченная энергия, Дж.

Два остальных компонента мощности – реактивная мощность и мощность искажений не несут полезного действия и собирательно именуется как *неактивная мощность*. Физический смысл реактивной мощности является в том, что в сети переменного тока имеет место постоянный процесс заряда и разряда паразитных, распределенных и нежелательных накопителей энергии – электрической емкости и индуктивности. Электрическая емкость запасает энергию в электрическом поле, а индуктивность в магнитном. Оба этих накопителя по отношению друг к другу являются антагонистами. Происходит это в силу того, что напряжение и ток в данных элементах связаны интегральным или дифференциальным уравнениями. Для электрической емкости это уравнение (7) и для индуктивности уравнение (8):

$$U_C t = \frac{1}{C} * I t dt, \quad (7)$$

$$U_L t = L \frac{dI}{dt}, \quad (8)$$

где  $U_C$  – напряжение на конденсаторе, В;

$U_L$  – напряжение на катушке индуктивности, В;

$I$  – проходящий через конденсатор или катушку индуктивности ток, А;

$C$  – величина электрической емкости, Ф;

$L$  – величина индуктивности, Гн.

Из данных уравнений следует, что напряжение на конденсаторе может появиться только при прохождении какого-то количества тока, в то время как у катушки индуктивности дела обстоят иначе – нарастание тока в ней будет происходить только если приложить какое-то значение напряжения.

Таким образом, можно прийти к выводу, что ток в конденсаторе опережает напряжение, а в катушке индуктивности наоборот – запаздывает. Другим доказательством может быть применение законов математики, а именно тригонометрии, к описанию электрической цепи.

Применительно к электрической цепи переменного тока, в которой напряжение представляет собой чистую синусоиду, можно вывести формулу интегральной и дифференциальной связей между напряжениями и токами в конденсаторе и катушке индуктивности, подставив функцию  $\sin(x)$  в формулы (7) и (8). Для понимания характера графиков напряжения и тока необходимо и достаточно определить производную и первообразную от напряжения, т.е. от функции  $\sin(x)$ . Таким образом, искомый характер токов в сети переменного напряжения для конденсатора и катушки индуктивности будет описываться как на уравнениях (9) и (10) соответственно:

$$I_c \sim F \sin U_c \quad \sim -\cos U_c , \quad (9)$$

$$I_L \sim \sin U_L \quad \sim \cos U_L , \quad (10)$$

Связь между функциями  $\sin(x)$  и  $-\cos(x)$  на графике выглядят как рисунке 1. Аналогичный график для иллюстрации связи между функциями  $\sin(x)$  и  $\cos(x)$  приведен на рисунке 2.

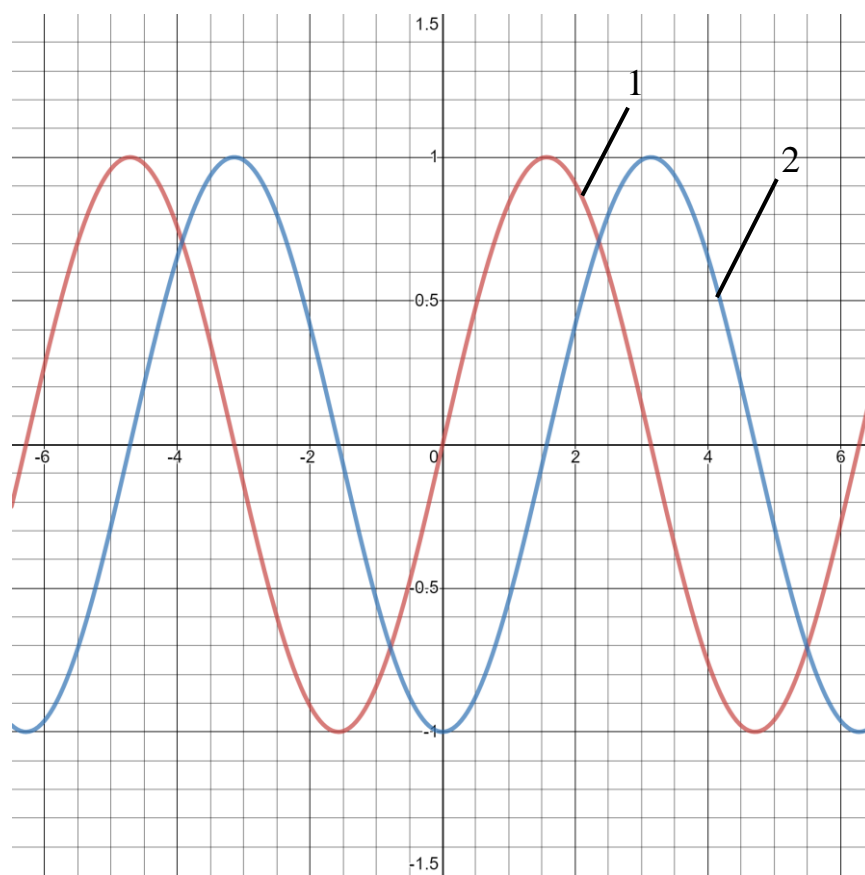


Рисунок 1 – Графики функций: 1 -  $\sin(x)$  и 2 -  $-\cos(x)$ .



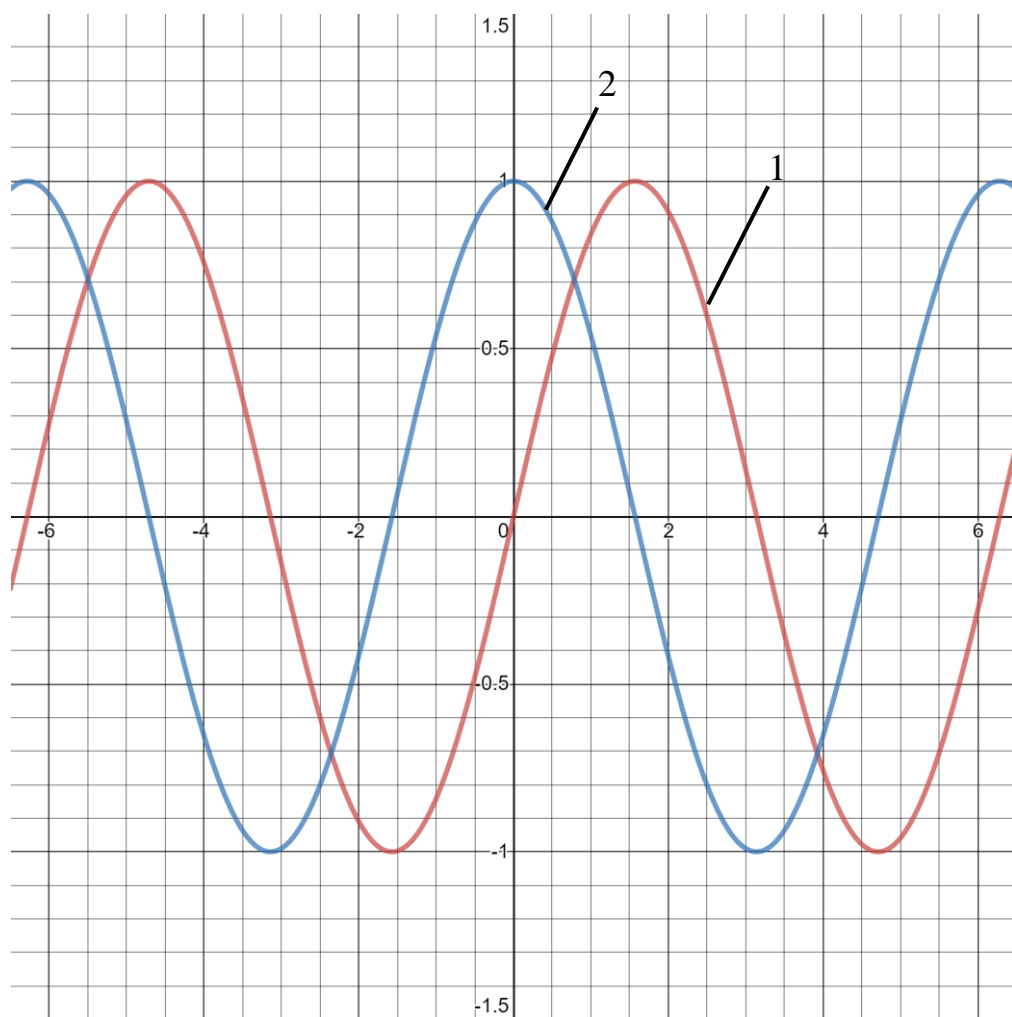


Рисунок 2 – Графики функций: 1 -  $\sin(x)$  и 2 -  $\cos(x)$ .

Из приведенных зависимостей (9) и (10) следует, что в сети переменного тока в электрических емкостях ток опережает напряжение на  $90^\circ$ , в то время как в индуктивности наоборот, отстает от нее на  $90^\circ$ . Такое утверждение имеет силу только для идеальных нагрузок, не имеющих паразитные параметры.

В итоге при параллельном или последовательном соединении конденсатора и катушки индуктивности имеет место быть резонансу токов или резонансу напряжений, если элементы соединены параллельно или последовательно соответственно, как изображено на рисунке 3(а) и 3(б) соответственно.

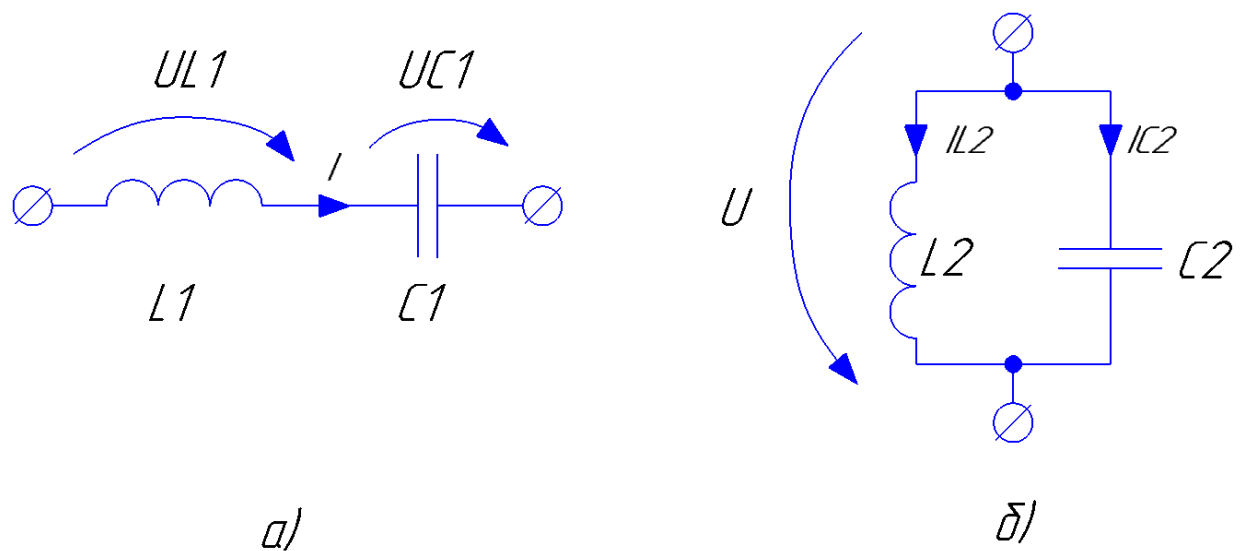


Рисунок 3 – Соединения катушки индуктивности и конденсатора, при которых возможны резонансы: а) последовательное соединение с резонансом напряжений, б) параллельное соединение с резонансом токов.

Таким образом, токи и напряжения чисто емкостных и чисто индуктивных нагрузок в сетях переменного тока в сумме отстают друг от друга на  $180^\circ$  (противонаправлены). В таком случае на векторной диаграмме получается картина, как на рисунке 4 (выполнена для электрической схемы, изображенной на рисунке 3б).

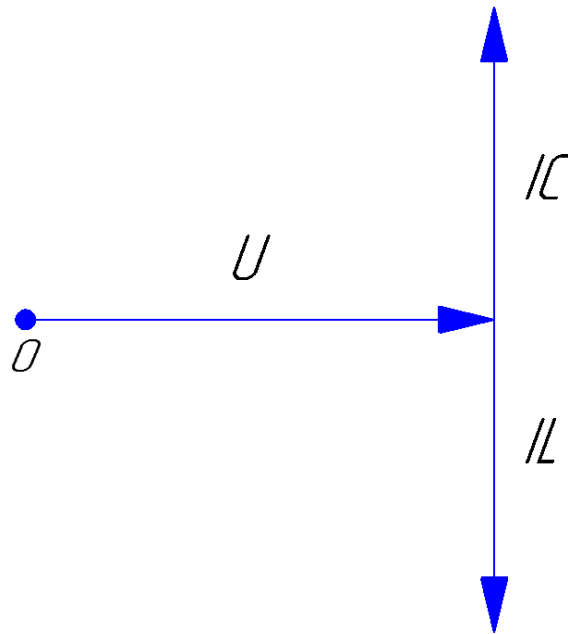


Рисунок 4 – Векторная диаграмма напряжений и токов на реактивных элементах.

Действующее значение тока в конденсаторе и катушке индуктивности по закону Ома [46] выражается формулами (11) и (12) соответственно:

$$I_C = \frac{U}{\frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot C}}, \quad (11)$$

$$I_L = \frac{U}{2 \cdot \pi \cdot f \cdot L}, \quad (12)$$

Как можно видеть, величина тока катушки индуктивности и конденсатора имеет зависимость от частоты, а исходя из рисунка 4 направления векторов этих токов противопоставлены. Отсюда следует, что для определенных частот применение пассивных методов компенсации, а именно подключением реактивных элементов-антагонистов нагрузки, можно полностью скомпенсировать реактивную составляющую потребителя. Такое возможно, когда результирующий вектор тока нагрузки имеет тот же угол, что и вызвавшее протекание тока напряжение.

Природа реактивной мощности в теории анализа Фурье может быть объяснена тем, что реактивная энергия затрачивается в процессе

взаимодействия между собой гармонических составляющих одинаковых порядков. Отсюда сразу следует вывод, что при наличии высших гармоник в питающем напряжении возрастает количество значений частот, на которых необходимо проводить компенсацию реактивной энергии, что сильно увеличивает затратность метода пассивной компенсации.

В свою очередь, мощность искажений появляется, когда в сети присутствует нелинейная или импульсная нагрузка. В таком случае форма тока и его гармонический состав в сети переменного тока сильно отличается от таковых у питающего напряжения. С применением теории Фурье говорят о затратах энергии на взаимодействие между собой гармоник разных порядков, когда гармоники тока, амплитуды и частоты которых отличаются от питающего напряжения, взаимодействуют с гармоническими составляющими напряжения сети.

Как уже говорилось, мощность искажений и реактивная мощность не несут полезной работы, но нагружают электрическую сеть и источник питания. Мощность источника оказывается загруженной бесполезными составляющими, а на линиях передачи увеличиваются потери, из-за повышенных значений токов, протекающих в сети. Причем потери на линиях передачи с увеличением тока возрастают квадратично, в соответствии с законом Джоуля-Ленца, формула (13) [47]:

$$Q = I^2 * R * t, \quad (13)$$

где  $Q$  – выделившаяся тепловая энергия на проводнике с током, Дж;

$I$  – ток проводника, А;

$R$  – сопротивление проводника, Ом;

$t$  – время протекания тока, с.

В таком случае выделившаяся теплота  $Q$  уйдет только на нагрев проводников и не создаст полезной работы.

Таким образом, из выше указанных теорий и законов становится явной острая необходимость контроля, оптимизации, компенсации и

нивелирования нежелательных составляющих электрической мощности в сетях переменного тока.

Описанные выше коэффициенты (стр. 7–13) являются отличным инструментом анализа и сравнения параметров качества работы корректоров коэффициента мощности. Необходимо учитывать, что данные коэффициенты зависят не только от электрической схемы преобразователя, но и от конкретного применения установки, ее алгоритмов работы и других внешних условий.

Стоит также отметить, что величина коэффициента мощности также регулируется государством с помощью нормативных требований. Однако, данные требования распространяются на обеспечение при замерах не в сети электроснабжения, а применяются к конкретным устройствам. Одними из таковых в Российской Федерации являются понижающие/повышающие преобразователи для ртутных, галогеновых, диодных ламп и ламп накаливания, газоразрядных ламп и т.д. Подобные стандарты перечислены в [25], [26].

Требования подобных стандартов нацелены по большей части на бытовые приборы низкой мощности. Однако из них возможно вычленил применительную к текущей теме информацию. Коэффициент мощности в стандартах, содержащих нормативы к нему, может быть оценен в зависимости от своего значения в соответствии с таблицей 6, что также подтверждается в [44].

Таблица 6 – Обобщенная характеристика значений диапазонов коэффициента мощности.

Значение коэффициента мощности	Высокое	Хорошее	Удовлетворительное	Низкое	Неудовлетворительное
$\cos(\varphi)$	1...0,95	0,95...0,8	0,8...0,65	0,65...0,5	0,5...0
$\lambda$	100...95%	95...80%	80...65%	65...50%	50...0%

Кроме того, при анализе корректоров коэффициента мощности, в силу их применимости в реальных системах электроснабжения, как и любых других преобразователей, необходимо учитывать массо-габаритные и ценовые параметры, которые могут быть обусловлены:

- количеством ключевых элементов;
- номинальными значениями рабочих токов и напряжений;
- пиковыми значениями напряжений и токов в различных диапазонах работы и в пусковых режимах;
- гармонический состав потребляемых токов, примененные алгоритмы работы, а соответственно и необходимость использования электрических фильтров сети;
- тепловым режимом работы преобразователя, необходимостью применения радиаторов, сложных систем охлаждения ключевых элементов;
- тепловыми потерями и КПД.

Первые три выше перечисленных пункта оценки ценовых и массо-габаритных параметров можно применить при теоретическом анализе схем корректоров коэффициента мощности, а последующие три при формализованных алгоритмах работы, известных режимах и параметрах примененных ключевых элементов.

## 2.2 Полномостовой понижающий выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.

Корректоры коэффициента мощности имеют достаточно широкую номенклатуру и по классификации могут быть пассивные и активные, однофазные и многофазные, однотактные и двухтактные и т.д. Однако в данной работе будут анализироваться преобразователи, применимые к полученному техническому заданию. Одним из них является активный полномостовой понижающий выпрямитель, электрическая схема которого представлена на рисунке 5.

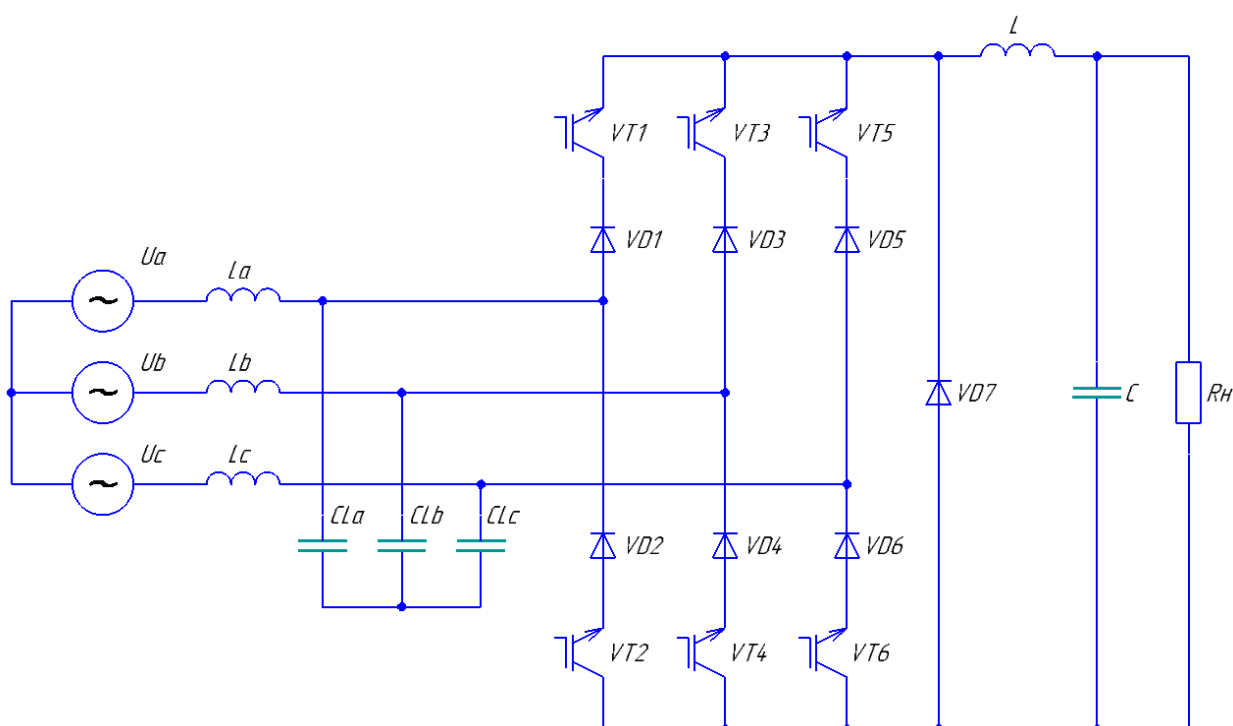


Рисунок 5 – Электрическая схема полномостового понижающего выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.

Как и большинство корректоров коэффициента мощности, данный преобразователь образован при слиянии из двух преобразователей:

трехфазного управляемого выпрямителя и понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения (далее – ИППН) первого рода.

Схема преобразователя состоит из шести управляемых транзисторов  $VT1 \dots VT6$  и включенных последовательно с ними шести диодов  $VD1 \dots VD6$ . Необходимость применения диодов обусловлена наличием обратных диодов внутри полупроводниковой структуры транзисторов управляемых ключевых элементов  $VT1 \dots VT6$ , что не могло бы позволить функционировать данной схеме.

После части преобразователя, образованной от управляемого выпрямителя, подключается схема ИППН-1. Она состоит из дросселя  $L$ , накопительного конденсатора  $C$  и обратного диода  $VD7$ . На входе преобразователя установлен L-образный фильтр второго порядка, состоящий из дросселей  $L_A$ ,  $L_B$ ,  $L_C$  и конденсаторов  $C_{LA}$ ,  $C_{LB}$ ,  $C_{LC}$ . Его применение связано с режимом работы установки. Дело в том, что схема выпрямителя позволяет протекать току только в одну сторону, без режима рекуперации или размагничивания индуктивностей сети, а применение полностью управляемых транзисторов приводит к очень жесткому режиму коммутации, в котором ток индуктивностей фаз очень быстро разрывается и соответственно должен быть замкнут на иную цепь. Таким образом правильно подобранным электрическим фильтром и отрегулированной системой управления может быть обеспечена синфазная форма тока с высоким коэффициентом мощности  $\lambda$ .

Данный преобразователь позволяет выполнять регулирование выходного напряжения в диапазоне от нуля до линейного напряжения сети. Управление преобразователем производится с помощью широтно-импульсного регулирования, что означает предсказуемые моменты и число переключений, как и режимы работы в целом.

Для обеспечения наилучших энергетических параметров преобразования (высокий коэффициент мощности, отсутствие фазного сдвига между усредненными значениями напряжения и токов фаз) системе



управления необходимо обеспечивать периоды работы ключей, как у неуправляемого трехфазного выпрямителя, а во время интервалов естественной коммутации (от  $30^\circ$  до  $150^\circ$  напряжения фазы) производить переключения транзисторов со скважностью, обеспечивающей выходное напряжение. Таким образом, форма управляющих импульсов, поступающих на затворы транзисторов, будет выглядеть в соответствии с рисунком 6.

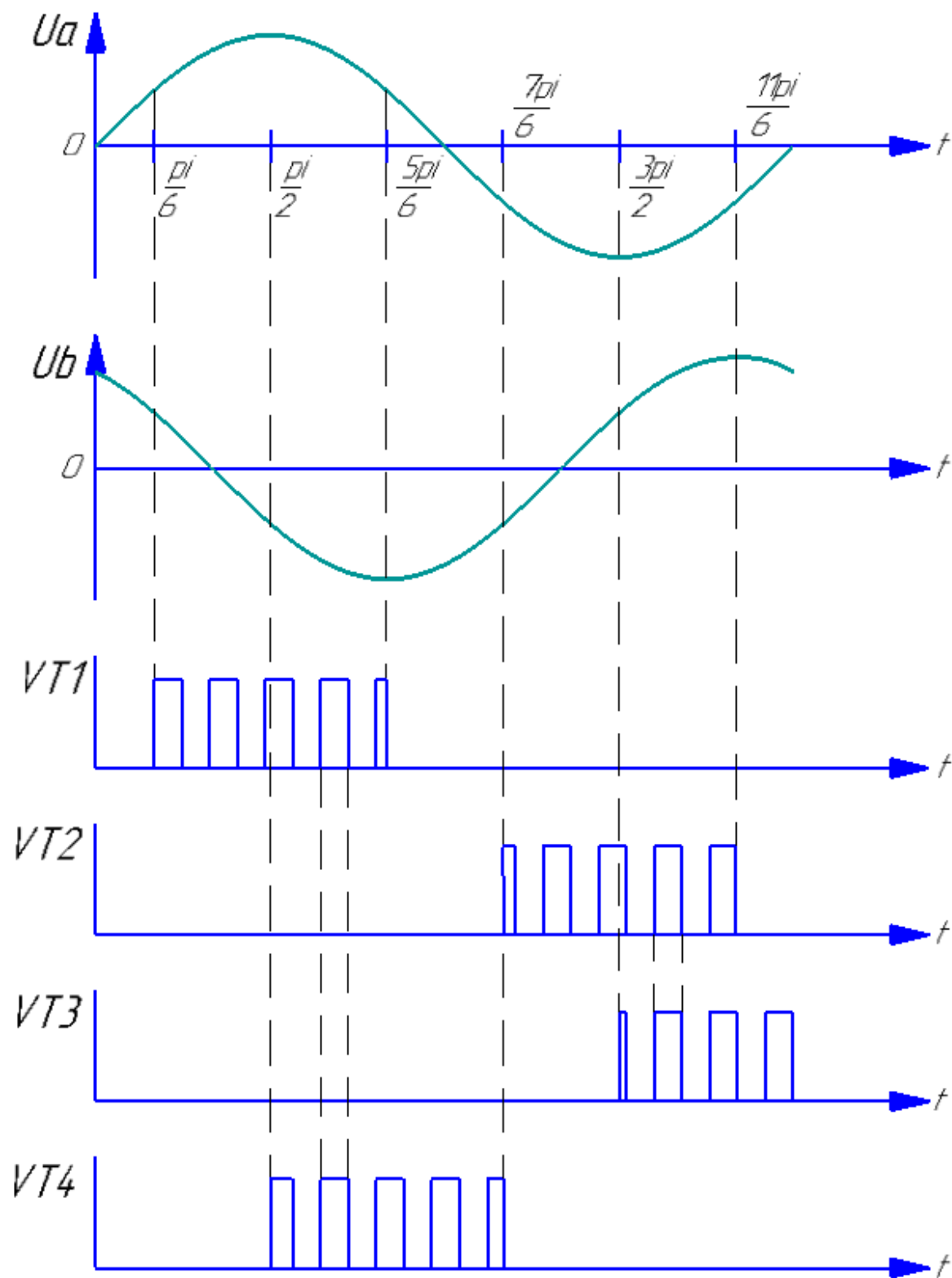


Рисунок 6 – Управляющие импульсы для транзисторов понижающего управляемого выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.

Данный преобразователь с правильным выбором фильтров и настройки алгоритмов работы способен обеспечивать близкую к синусоидальной форму потребляемого тока, синфазного к напряжению питающей сети, как изображено на рисунке 7. Синусоидальная форма потребляемого тока обеспечивается возрастающей скоростью нарастания тока в сети при увеличении мгновенного значения напряжения фазы, если скважность управляющих импульсов остается постоянной.

Данные показатели приводят к получению достаточно высокого коэффициента мощности, близкого к единице. Также данная схема позволяет работать ей в режиме рекуперации, т.е. когда запасенная энергия конденсатора передается обратно в сеть. Однако, такой режим можно обеспечить только при использовании коммутационных схем, которые могут инвертировать подключение конденсатора, т.е. обеспечить обратную полярность напряжения на стороне постоянного тока.

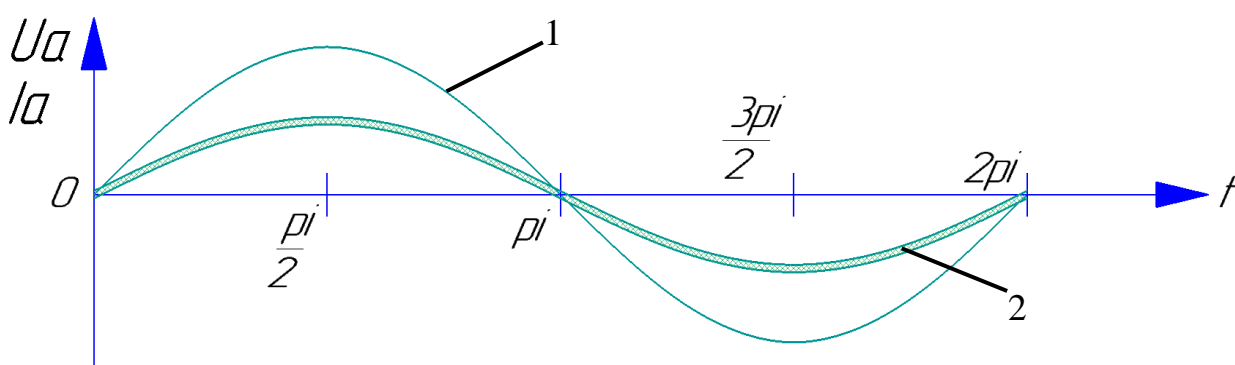


Рисунок 7 – Сетевое напряжение (1) и потребляемый понижающим управляемым выпрямителем с активной коррекцией коэффициента мощности и ток (2) одной фазы.

К положительной стороне схемы можно также отнести относительно простую систему управления, малое число датчиков (для обеспечения

функционирования достаточно отслеживать только напряжение на выходе преобразователя).

К недостаткам схемы относится необходимость применять электрические фильтры, часто имеющие большие габариты, а соответственно и стоимость. Также в преобразователе должны проводить одновременно два ключевых элемента, что приводит к необходимости обеспечения высокой синхронизации коммутационных процессов. Другим недостатком данного преобразователя является применение больше числа ключевых элементов (транзисторов VT1...VT6 и диодов VD1...VD6), что отражается на итоговой стоимости установки. К тому же, последовательное подключение управляемых и неуправляемых полупроводниковых приборов отрицательно сказывается на падении напряжения на элементах и приводит к увеличению тепловых потерь на ключах и соответственно к необходимости отведения большего количества тепла с большего числа приборов, что также приводит к увеличению конечной стоимости.

### **2.3 Одноключевой трехфазный выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.**

На фоне активных корректоров коэффициента мощности положительно выделяется своей простотой, низкой стоимостью и, тем не менее, возможностью обеспечения высокого уровня коэффициента мощности, схема одноключевого трехфазного выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности. Схема данного преобразователя представлена на рисунке 8.

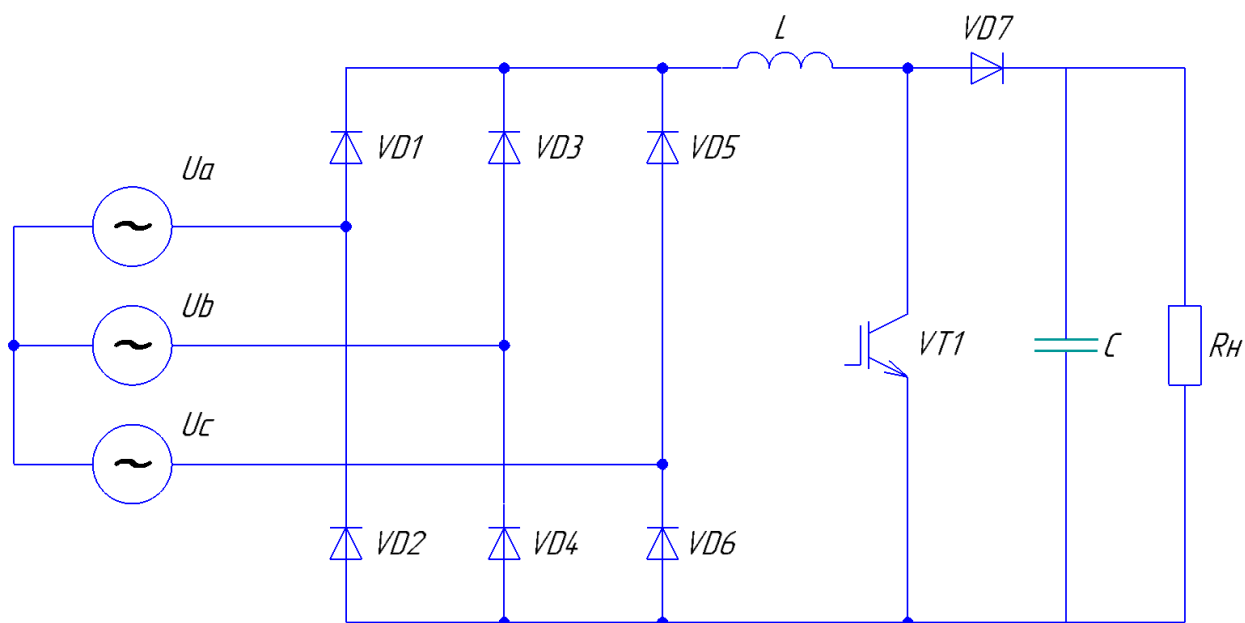


Рисунок 8 – Электрическая схема одноключевого трехфазного выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.

Данный преобразователь является крайне привлекательным в силу своей минималистичной схемы. Ему не требуются входные фильтры, в схеме используются шесть неуправляемых ключей (диоды VD1...VD6) и всего один управляемый (транзистор VT1). Также используется всего одна катушка индуктивности L, выполняющая роль накопителя энергии, в купе с конденсатором C.

Как и многие другие корректоры коэффициента мощности, одноключевая схема образована на стыке двух стандартных схем: трехфазного неуправляемого выпрямителя и импульсного преобразователя постоянного напряжения, в данном случае повышающего ИППН второго рода. Тем не менее, имеет ток потребления, значительно отличающийся от тока потребления обычного неуправляемого выпрямителя, график которого изображен на рисунке 9.

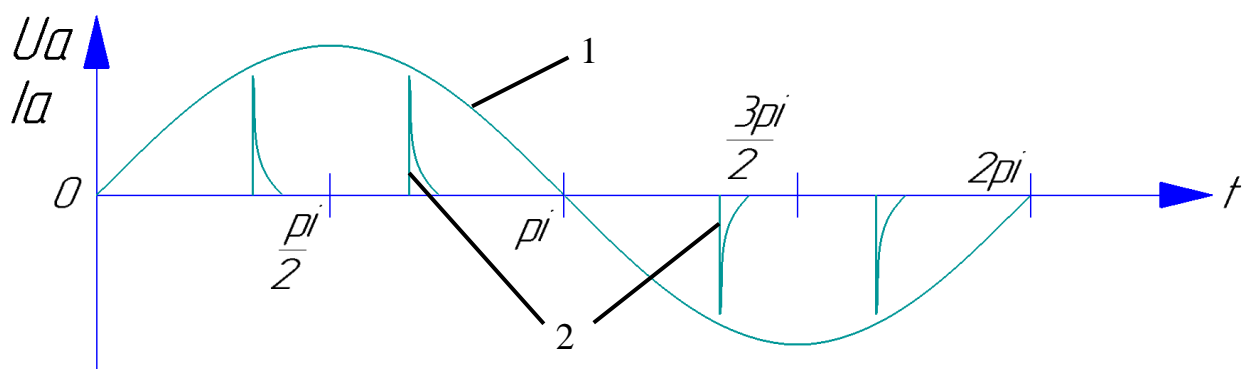


Рисунок 9 – Графики фазного напряжения (1) и тока (2), потребляемого неуправляемым мостовым выпрямителем.

В большинстве случаев научными трудами предлагается алгоритм работы, в котором производится регулирование тока катушек индуктивности фаз, а соответственно и всего тока, потребляемого преобразователем. Причем переключения транзистора производится в моменты достижения током нулевого и максимального заданного, как изображено на рисунке 10. Такой алгоритм работы позволяет добиться синусоидального потребления по среднему значению тока, однако имеет большое количество недостатков:

- высокие пульсации потребляемого тока, а соответственно и высокие пиковые значения тока, приводящие к необходимости выбора ключей с высокими токовыми характеристиками;

- среднее значение тока приводит к синфазному синусоидальному потреблению по среднему значению, однако высокие пульсации приводит к значительному возрастанию мощностей искажения. В итоге коэффициент гармонических искажений может вырасти вплоть до THD=90%, а коэффициент мощности находится на уровне  $\lambda=75\%$ .



достигающего значений до  $\lambda \leq 0,95$  при условии синусоидального питающего напряжения.

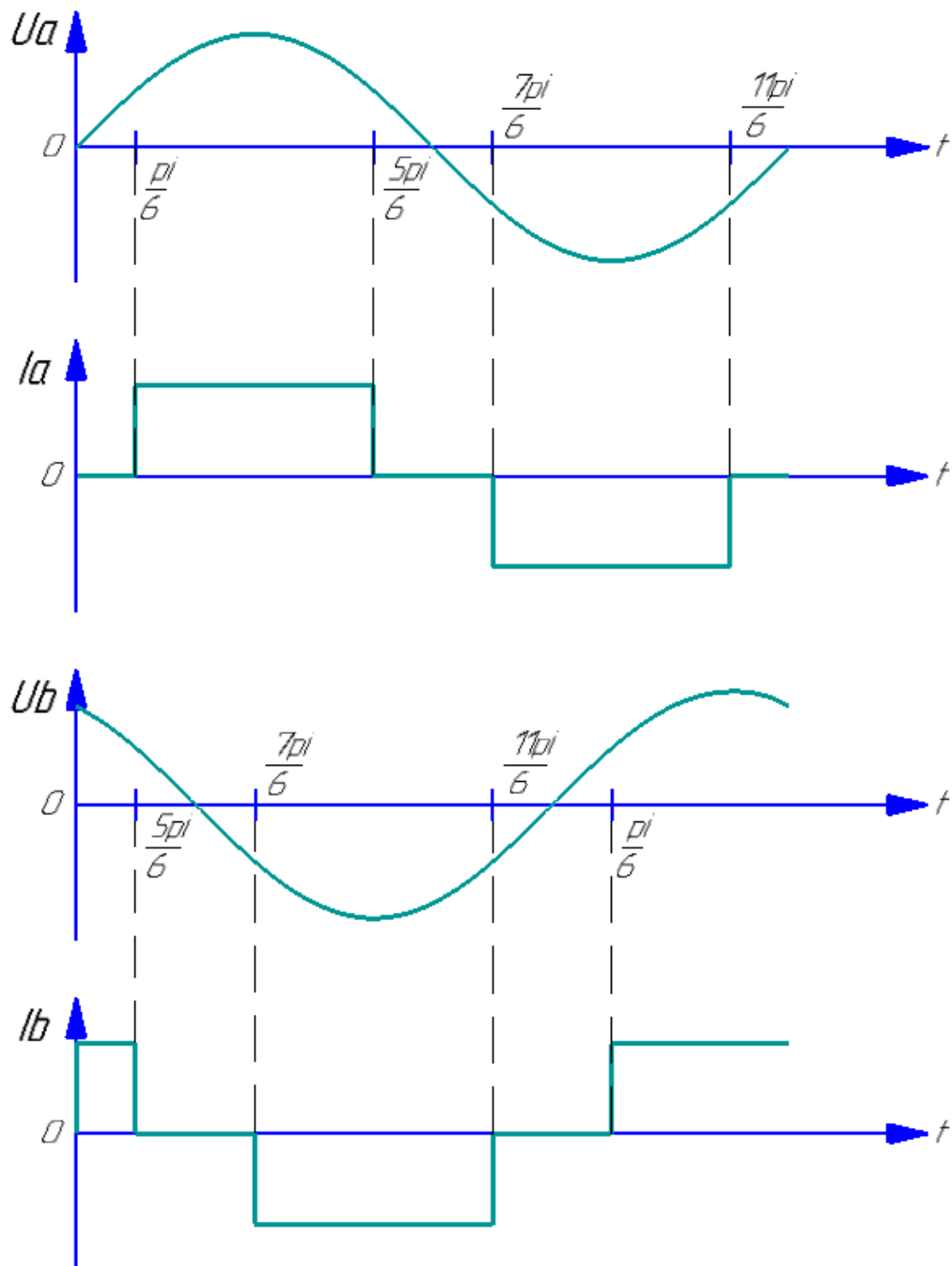


Рисунок 11 – Напряжение (1) и ток (2) фазы при использовании одноключевого корректора коэффициента мощности с алгоритмом поддержания постоянных значений тока дросселя.



К недостаткам схемы стоит отнести:

- ограниченную применимость. Дело в том, что использование всего одного управляющего ключа хоть и снижает стоимость преобразователя, но также и приводит к увеличению токовой нагрузки на этот полупроводниковый прибор до шести раз, в зависимости от выбора схемы для сравнения. При этом стоимость транзисторных ключей может расти в зависимости от максимальных токов по параболической траектории, что также приводит к необходимости тщательной экономической оценки конечного устройства;

- достаточно высокое значение коэффициента мощности до  $\lambda \leq 0,95$  хоть и оценивается как хорошее, но все же далеко от идеального;

- отсутствие возможности работы в рекуперативном режиме.

Все эти вышеописанные недостатки приводят к возможности применения данной схемы только в маломощных, но тем не менее сравнительно дешевых, решениях.

#### **2.4 Виенна-выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.**

Одной из наиболее популярных схем среди трехфазных корректоров коэффициента мощности является схема Виенна-выпрямителя, которая изображена на рисунке 12.

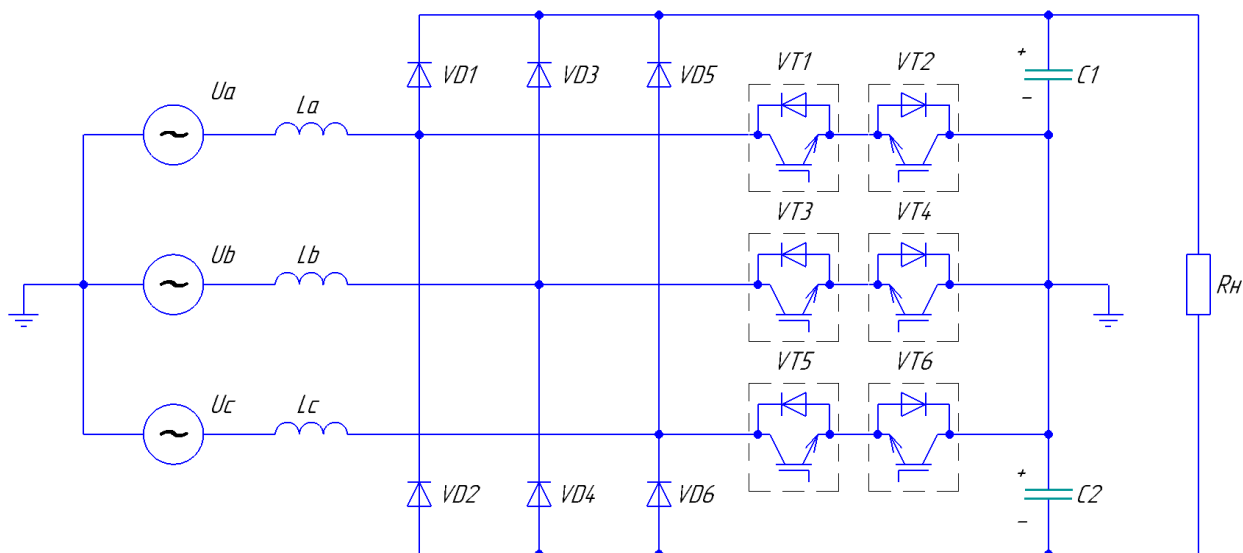


Рисунок 12 – Схема Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.

Данная схема по принципам своего действия похожа на повышающий импульсный преобразователь постоянного напряжения второго рода. На рисунке 12 схема подключается по соединению звезда с нейтралью. В фазах источников напряжения  $U_a$ ,  $U_b$  и  $U_c$  находятся дроссели  $L_a$ ,  $L_b$  и  $L_c$  соответственно, выступающие накопителями электрической энергии в магнитном поле. Дроссели каждой фазы подключаются одновременно и к выводам неуправляемого выпрямителя, состоящего из диодов  $VD_1 \dots VD_6$ , и к проводящим в обе полярности управляемыми ключами, которые в текущем решении выполнены в виде последовательно и встречно включенных IGBT – транзисторов с обратными диодами внутри структуры. Транзисторные ключи  $VT_1 \dots VT_6$  другой стороной подключаются к нейтрали сети. Нейтральный провод сети также подключается к двум полярностям напряжения на стороне постоянного тока и выступают накопителями электрической энергии.

Встречно-последовательное включение управляемых ключевых элементов  $VT_1 \dots VT_6$  позволяет им полностью контролировать потребляемый сетью ток. Производится это по аналогии с режимом работы

ИППН-2. На первом такте один из ключей открыт (в зависимости от полярности фазного напряжения в фазе А это могут быть либо VT1 для положительной полярности напряжения, либо VT2 для отрицательной) и ток по пути N-Ua-La-VT1-VT2-N нарастает по абсолютному значению. На втором такте размагничивания дросселя ток фазы А протекает при положительной полярности напряжения по пути N-Ua-La-VD1-C1-N, а для отрицательной полярности путь будет N-Ua-La-VD2-C2-N. Аналогичные процессы происходят и в остальных фазах.

Преимущества схемы является легкая и предсказуемая управляемость, возможность реализации как управление со слежением по току фаз (гистерезисный метод управления), так и с помощью ШИМ регулирования. Легкий контроль потребляемого тока в купе с отсутствием жестких коммутаций приводит к отсутствию необходимости применения дополнительных фильтров на входе преобразователя (входной дросселя в фазах преобразователя выступает накопителем энергии и тем не менее может рассматриваться как входной фильтр тока). Несмотря на отсутствие сложных фильтровочных схем, преобразователь позволяет обеспечивать синфазный потребляемый ток с формой, близкой к синусоидальной, что приводит к достижению высокого значения коэффициента мощности  $\lambda$ , близкого к единице. Подобная форма тока изображена на для фазы А на рисунке 13.

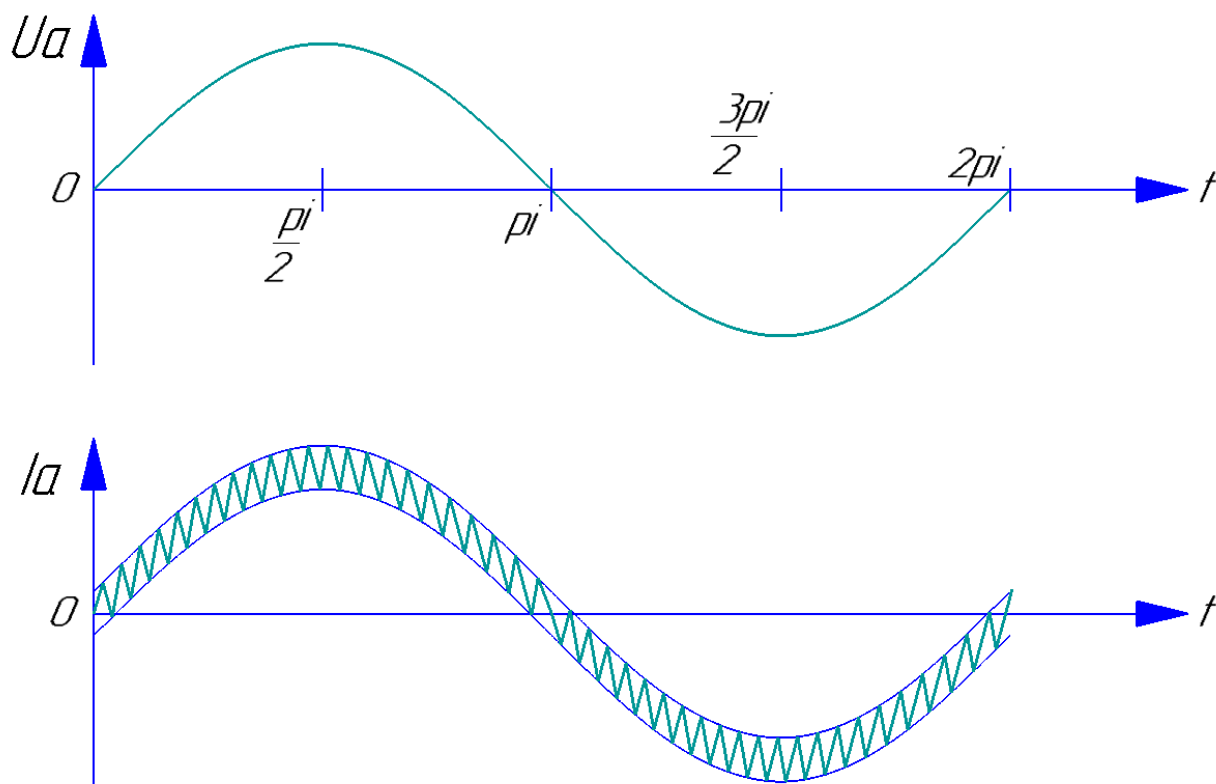


Рисунок 13 – Форма напряжения (1) и тока (2) фазы А потребляемого Виенна-выпрямителем.

Регулирование выходного напряжения в схеме производится в диапазоне значений, выше линейных напряжений сети. Режим работы преобразователя осуществляется с непрерывными токами дросселей  $L_a$ ,  $L_b$  и  $L_c$ , что означает относительно низкие амплитуды пульсаций и соответственно щадящий режим работы ключевых элементов по току.

К преимуществам данной схемы стоит отнести:

- Низкие потери в ключевых элементах по сравнению с мостовой схемой корректора коэффициента мощности;
- Благодаря применению двух конденсаторов на выходе преобразователя снижается номинальное рабочее напряжения и для конденсаторов, и для ключевых элементов, т.к. к ним прикладывается только половина выходного напряжения;
- Возможность независимого регулирования каждой фазы.

К недостаткам схемы относится:

- Невозможность реализации рекуперативных режимов работы преобразователя;
- Необходимость применения четвертого проводника в трехфазной сети – нейтрали, по которой возможно протекание значительного тока, в случае несимметричного управления.

## **2.5 Теоретическое сравнение трехфазных корректоров коэффициента мощности.**

Приведенные ранее схемы трехфазных корректоров коэффициента мощности имеют различия по большинству энергетических, массо-габаритных и ценовых параметров. Значения могут варьироваться от конкретного практического применения, вида нагрузки, примененных в системе управления алгоритмов, а также качества сети электроснабжения. Однако произвести приближенное теоретическое сравнение все также представляется возможным. Сводные данные по трем описанным корректорам коэффициента мощности представлены в таблице 7.

Таблица 7 – Сравнительные параметры трехфазных корректоров коэффициента мощности.

Сравнительный параметр	Мостовой понижающий выпрямитель	Виенна-выпрямитель	Одноключевой выпрямитель
Количество управляемых ключей	6	6	1
Количество диодов	7+6 в составе транзисторов	6+6 в составе транзисторов	6 + 1 в составе транзистора
Диапазон выходных напряжений, В	0...Uл	>Uл	>Uл
Возможность рекуперации	Да, при реверсировании напряжения	Нет	Нет
Приложенное к ключам напряжение, В	$U_{\text{ВЫХ}}$	$U_{\text{ВЫХ}}/2$	$U_{\text{ВЫХ}}$
Напряжение на выходном конденсаторе, В	$U_{\text{ВЫХ}}$	$U_{\text{ВЫХ}}/2$	$U_{\text{ВЫХ}}$
Коэффициент мощности $\lambda$	$\leq 1$	$\leq 1$	$\leq 0,95$

Как итог, выбор и применение определенного преобразователя должно осуществляться в зависимости от требований конкретного технического задания. При необходимости получения только пониженного напряжения следует использовать мостовой понижающий активный выпрямитель. Если

же требования к качеству потребляемой электрической энергии высоко и экономически целесообразно применить двойной каскад преобразователей с повышенными активными потерями, но более высоким коэффициентом мощности, то стоит применить Виенна-выпрямитель как первый каскад, к которому подключается понижающий ИППН-1 (первого рода) или иной преобразователь, обеспечивающий требуемую форму выходного напряжения.

При необходимости получения высокого напряжения без обязательных требований к рекуперативному режиму работы рекомендуется применять Виенна-выпрямитель, который показывает наилучшие энергетические параметры и качество преобразования, легок в процессе построения и безопасен (не имеет режимов т.н. опрокидывания).

При ограниченности бюджета, низкой мощности нагрузки и отсутствии крайне жестких требований очень привлекательным является одноключевой корректор, который показывает достаточно хорошие энергетические характеристики при оптимальном составе элементной базы. Если же дополнительным условием является высокая мощность, потребляемая нагрузкой, то стоит экономически оценить возможность параллельного включения нескольких подобных преобразователей, т.к. схемотехнически в этом отсутствуют ограничения.

В случае необходимости получения и высокого напряжения на выходе и реализации рекуперативного режима работы стоит обратиться к мостовому повышающему преобразователю.

### **3 Математическое моделирование.**

Следующим этапом данной работы является разработка и отладка имитационных моделей, систем управления и инструментов анализа качества работы преобразователей, их электромагнитных параметров.

В настоящее время применение компьютерных средств моделирования является наиболее перспективным и оптимальным. С помощью программных пакетов симуляции можно дешево, быстро и эффективно проводить проверку разработанных электрических схем, математических и/или программных алгоритмов, модернизировать и отлаживать уже готовые решения.

При выборе средств математического моделирования выбор пал на программный пакет MATLAB/Simulink (Рисунок 14). Это графическая среда имитационного моделирования, в которой с помощью блочно-диаграммного представления можно создавать системы самых различных физических аналогов. Моделируемые системы могут быть самых различных видов: непрерывные, дискретные или гибридные, нелинейные и даже разрывные системы. Библиотечные пакеты расширения позволяют создавать и отлаживать системы реального времени, поведение которых может быть смоделировано без применения натуральных средств. Возможность транслировать программный код отлаженных систем в применимый код для конкретных изделий привел к высокой популярности данной программы в коммерческом применении при разработке и отладке систем реального времени. Кроме того, система имеет несколько различных встроенных методов численного интегрирования и расчет, мощные средства сбора статистики и отладки.



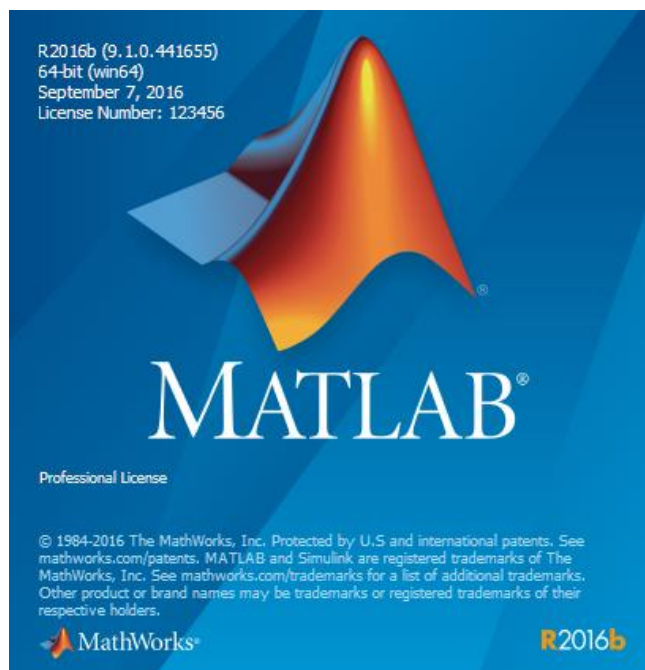


Рисунок 14 – Окно запуска MATLAB.

Вышеперечисленные преимущества программного пакета привели к появлению широкой библиотеки различных готовых моделей и пользовательских блоков, образованию большого количества участников форумов, советов и инструкций по применению. Все это делает программный пакет MATLAB/Simulink явным фаворитом на рынке средств программного моделирования.

Для моделирования электрических систем данная среда предлагает преимущественные возможности совмещения силовых электрических схем в купе с математическими алгоритмами в качестве системы управления, без привязки к конкретным электрическим элементам, что значительно облегчает разработку и уменьшает затраченное время алгоритмов работы, улучшает их гибкость и применимость.

### 3.1 Разработки и описание средств анализа качества работы собранных моделей.

Для численной оценки эффективности работы преобразователей в программе MATLAB/Simulink предусмотрены средства разложения данных в ряд Фурье, с расчетом значений коэффициента нелинейных искажений THD. Однако остальные средства анализа необходимо собрать самостоятельно. Созданные инструменты анализа будут описаны в данном разделе.

Главное назначение корректоров коэффициента мощности как ни странно приводить коэффициент мощности к значениям, близким к единице. Встроенных средств расчета данного показателя Simulink не имеет, потому анализ данного показателя производится с помощью собранной схемы, изображенной на рисунке 15.

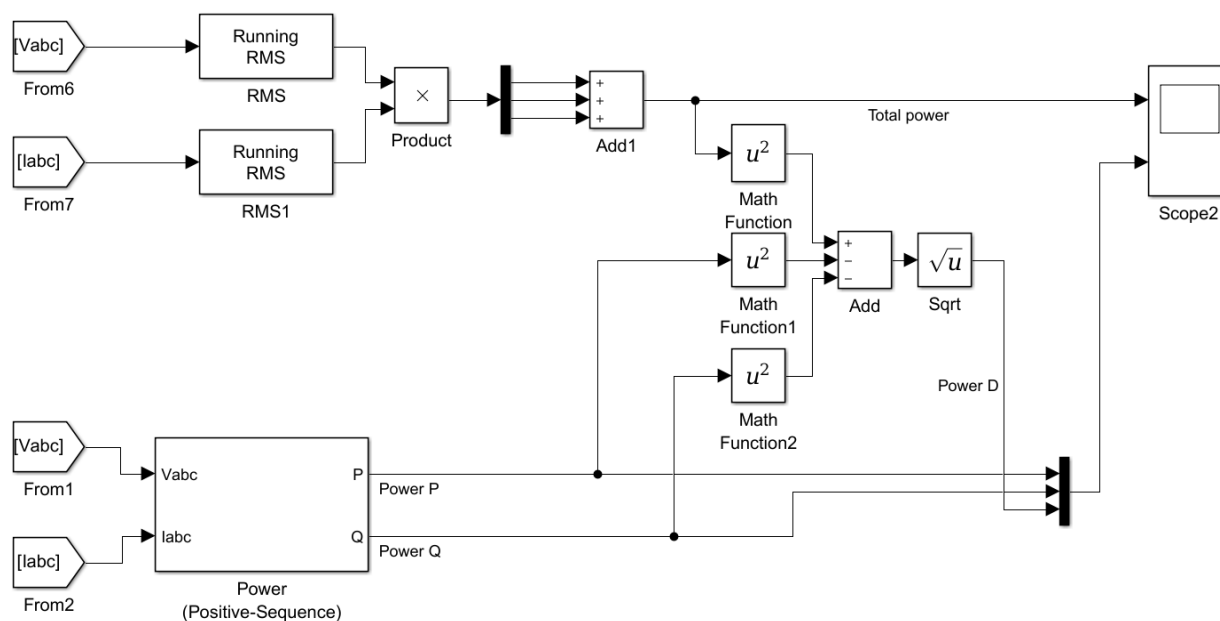


Рисунок 15 – Схема расчета компонентов мощности, потребляемых преобразователем.

Блочная схема на рисунке 15 рассчитывает четыре значения – полную мощность  $S$ , активную мощность  $P$ , реактивную мощность  $Q$  и мощность искажений  $D$ .

Для расчета значений активного и реактивного компонентов мощности Simulink имеет встроенный блок Power (Positive-Sequence), который на схеме находится в левом нижнем углу. Для этого на него подается сигналы токов и напряжений в фазах трехфазной сети, а на выходе получаются суммарные компоненты мощности для всех трех фаз. Расчет полной мощности и мощности искажений производится верхней частью схемы. Здесь рассчитываются действующие значения токов и напряжений для каждой из фаз с помощью блоков RMS (Root-mean square value) в векторном виде. Далее каждый элемент полученных векторов перемножается с соответствующим номером соседнего вектора. Полученные произведения далее складываются, что в итоге дает значение полной мощности. Отсюда, зная значения полной мощности, активной и реактивной мощностей представляется возможным расчет мощности искажений. Расчет этой мощности производится в изображенной на рисунке 15 схеме в соответствии с формулой (14):

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q^2}, \quad (14)$$

Далее все полученные значения четырех компонентов мощностей передаются на графопостроитель Scope2, где их графики могут обзреваться и быть проанализированы.

Другие параметры, являющиеся основополагающими в вопросе оценки электромагнитной совместимости преобразователя, являются его показатели по эмитируемым в сеть гармоническим составляющим тока и получения суммарного коэффициента нелинейных искажений THD. Данные значения могут быть получены встроенными средствами Simulink, с помощью контрольной панели Powergui, раздел FFT analysis, окно которого представлено на рисунке 16.

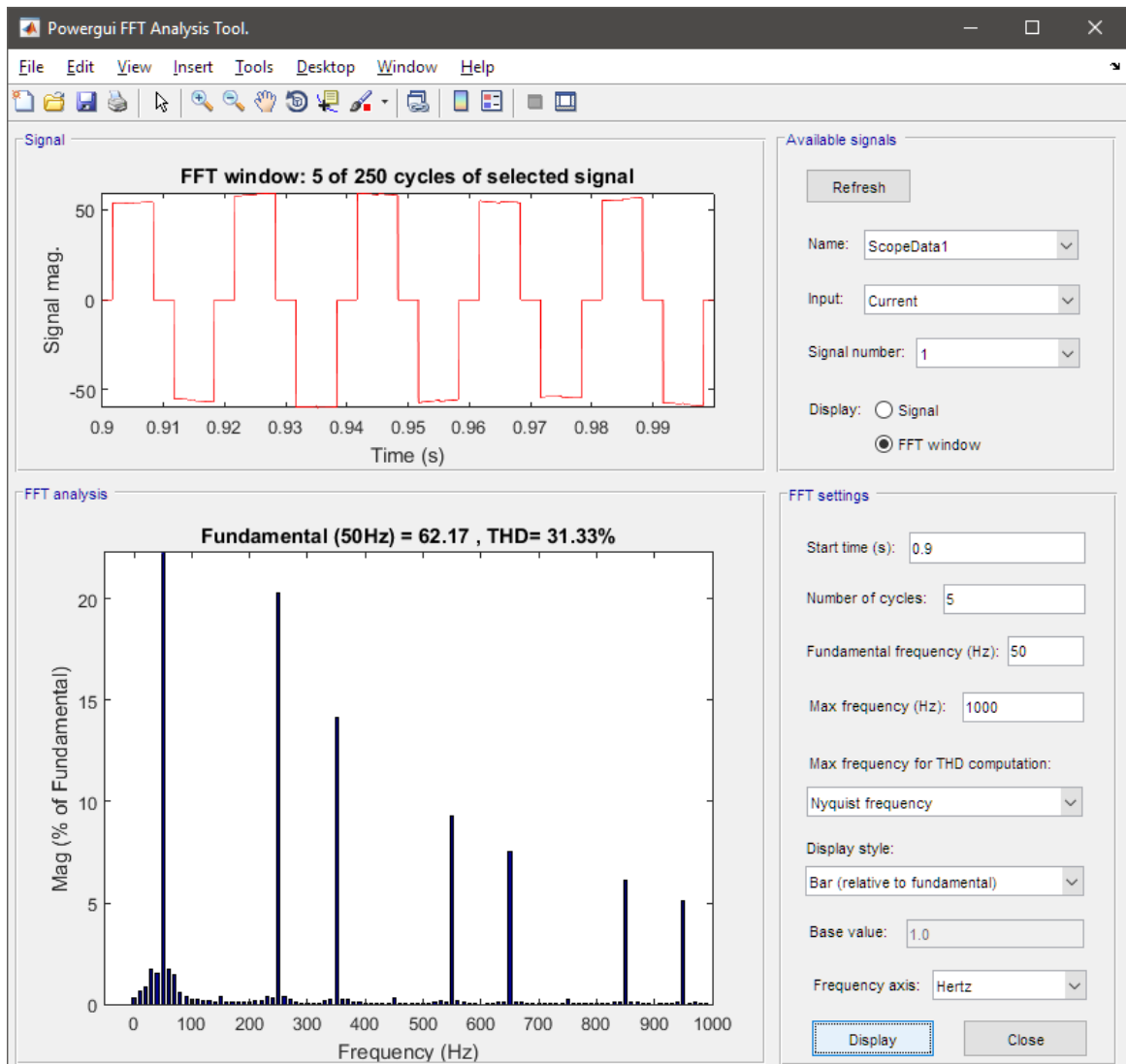


Рисунок 16 – Окно гармонического анализа и расчета THD.

Изображенное на рисунке 16 средство позволяет произвести разложение в ряд Фурье любых данных, вынесенных в рабочее поле схемы. Применительно параметров потребляемого тока, здесь могут быть проанализированы значения каждой гармоники, а также суммарного коэффициента нелинейных искажений THD, что далее может быть применено для сравнения этих значений с нормативными, указанными ранее в таблицах 1 – 5.

Внутренним, не менее важным показателем работы преобразователя, применяемым для оценки теплового режима, активных потерь является количество или частота переключения ключевых элементов. Данный параметр необходимо отслеживать в силу двух причин:

- Частота переключения реальных ключевых элементов ограничена скоростью переключений;
- Количество переключения прямо-пропорционально влияет на динамические потери ключевых элементов.

По этой причине была собрана подсистема, которая подсчитывает количество переключений воспринимаемого сигнала за время моделирования. В дальнейшем входным сигналом данной системы будет управляющий сигнал системы управления, подающийся на один из транзисторов. Данная подсистема многоуровневая и ее подуровни изображены в порядке сверху вниз на рисунках 17, 18 и 19.

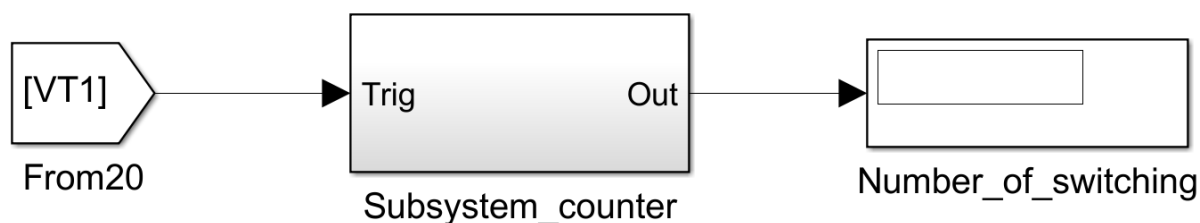


Рисунок 17 – Вид системы подсчета количества переключений на рабочем поле.

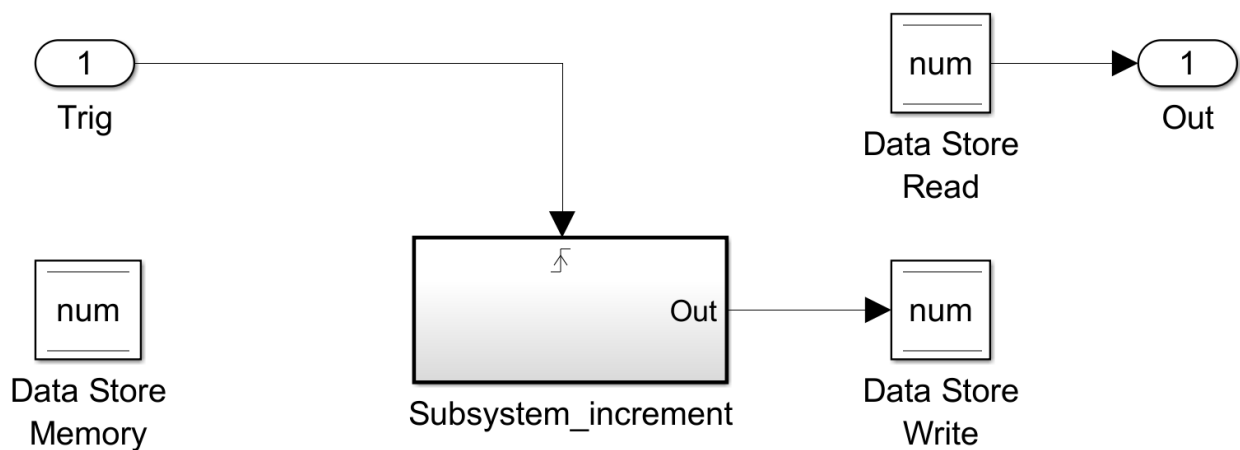


Рисунок 18 – Внутренний вид системы Subsystem\_counter подсчета количества переключений.

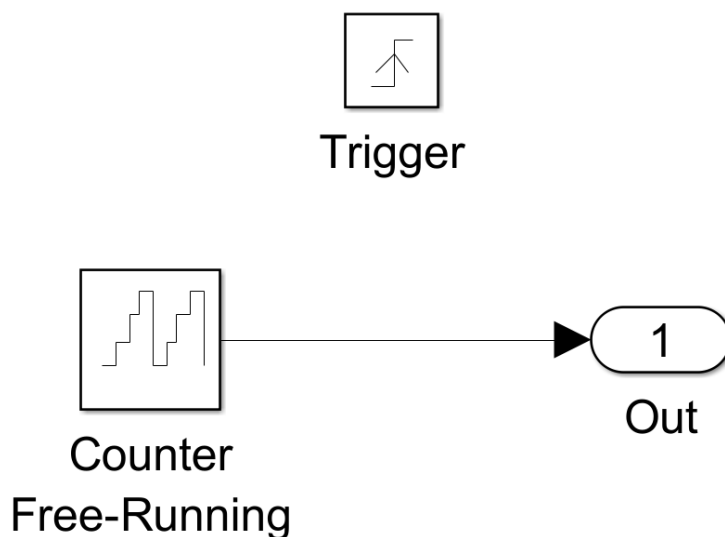


Рисунок 19 – Внутренняя структура подсистемы Subsystem\_increment.

Такая структура обусловлена следующими соображениями. Первый уровень инкапсуляции обеспечивает незаграможденность основного рабочего поля. На втором уровне производится хранение, запись и выдача данных. Третий уровень подсистемы необходимо в силу применения триггерной функции, окно настройки параметров которого представлено на рисунке 20.

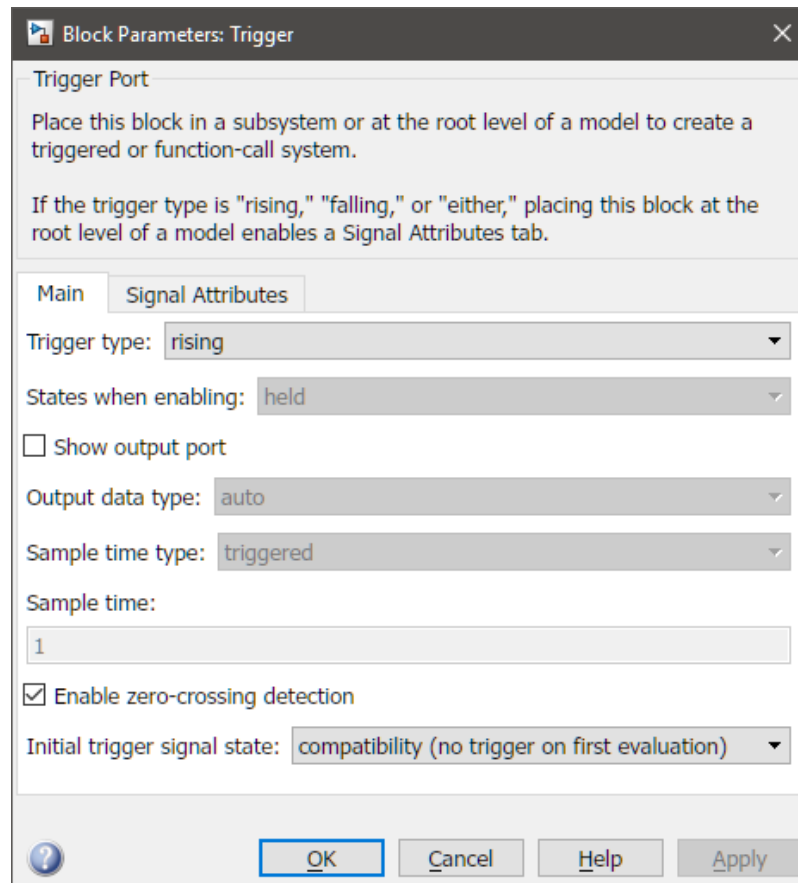


Рисунок 20 – Окно описания и настройки триггерного блока подсистемы.

Данный триггер превращает систему из непрерывной в триггерную, что значит, что она существует и производит какие-либо операции только однократно в момент получения управляющего сигнала триггером. Данным сигналом является передний фронт управляющего импульса на транзисторе.

При обнаружении прохождения переднего фронта на входе схемы триггер проводит однократный вызов подсистемы, в который он установлен. В данном примере этой подсистемой является свободно считающий счетчик Counter Free-Running. Данная конфигурация приводит к тому, что с каждым триггерным вызовом счетчика его значение увеличивается на единицу, но после однократного вызова подсистема как будто перестает существовать и не передает никаких сигналов. Для этого реализован второй уровень

подсистемы подсчета, которая изображена на рисунке 18 и в которой производится запись, хранение и передача данных.

### 3.2 Моделирование полномостового понижающего выпрямителя.

В ходе данной выпускной квалификационной работы в средствах математического моделирования MATLAB/Simulink была собрана модель полномостового понижающего выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности. Данная модель представлена на рисунке 21.

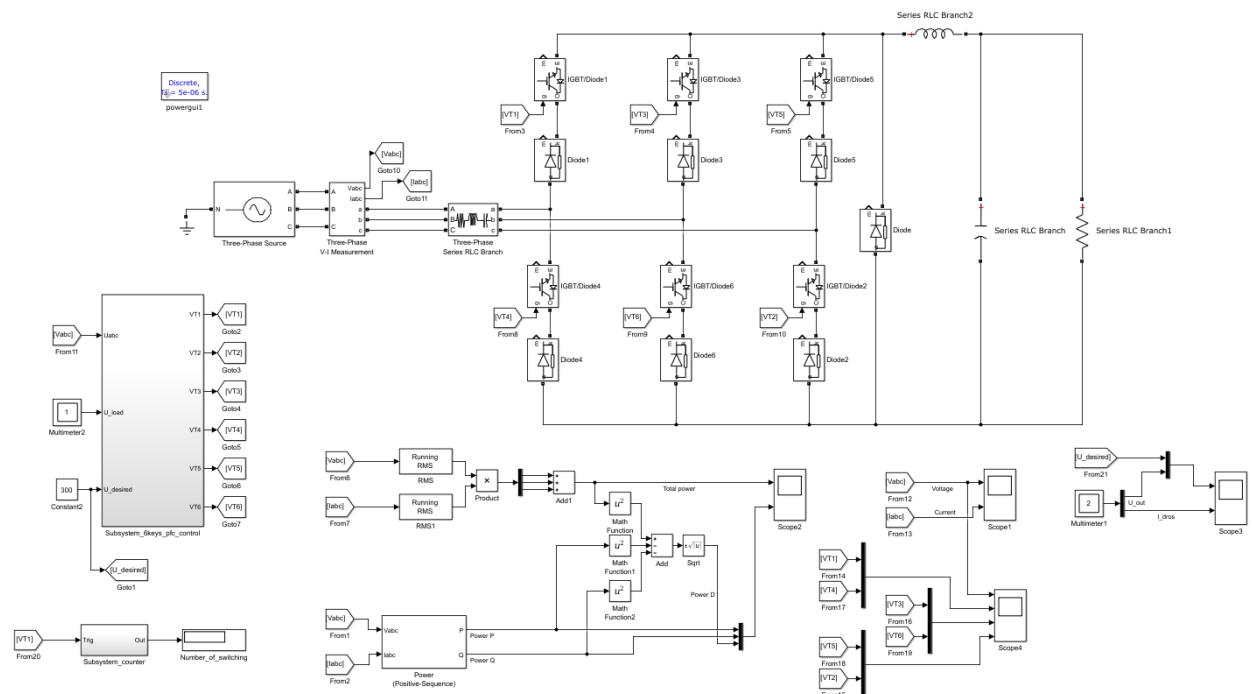


Рисунок 21 – Симуляционная модель полномостового понижающего корректора коэффициента мощности.

На рисунке 21 симуляционная модель представлена из следующих элементов. Трехфазный источник напряжения Three-Phase Source подключен к блоку измерений Three-Phase V-I Measurement, с помощью которой в модели снимаются значения фазных напряжений и токов. Далее



подключается блок Three-Phase Series RLC Branch, имитирующий паразитные параметры сети электроснабжения. Сам преобразователь состоит из 6 IGBT транзисторов IGBT/Diode1...6 с последовательно включенными диодами Diode1...6. Сторона постоянного напряжения у преобразователя представлена четырьмя другими элементами: дросселем Series RLC Branch2, обратнoходовым диодом Diode, накопительным (сглаживающим) конденсатором Series RLC Branch и нагрузкой Series RLC Branch1.

Ниже силовой схемы представлены блочные схемы анализа качества работы преобразователя, которые были описаны в пункте 3.1.

Управление преобразователем осуществляется с помощью подсистемы Subsystem\_bkeys\_pfc\_control, внутренняя структура которой представлена на рисунке 22.

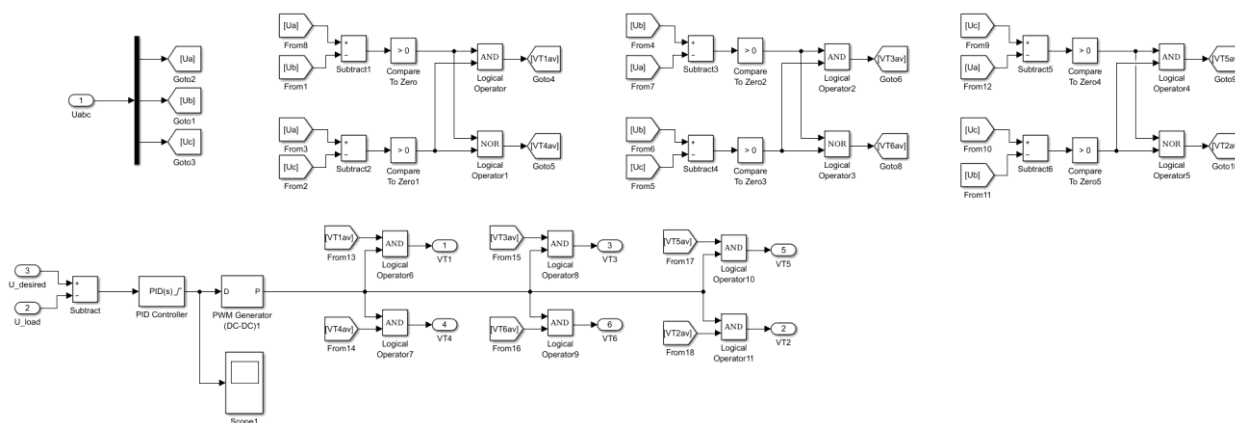


Рисунок 22 – Внутренняя структура системы управления трехфазного понижающего корректора коэффициента мощности.

Алгоритм работы данной системы управления соответствует алгоритму, описанному на рисунке 6. В основе управления преобразователем производится две главные операции – определение интервалов естественной коммутации мостового выпрямителя для обеспечения нулевого фазового сдвига тока и регулирование выходного напряжения изменением длительности импульсов с применением методов ПИД и ШИМ. Определение

естественной коммутации производится по методу наибольшего напряжения. Регулирование скважности импульсов производится исходя из полученной разницы заданного напряжения и текущего значения напряжения на выходе преобразователя. Полученные импульсы – интервалы естественной коммутации и управляющие ШИМ импульсы, проходят логическую операцию И, вследствие чего получают готовые управляющие сигналы, подающиеся прямо на управляющие выводы ключевых элементов.

Здесь и далее применен дискретный метод моделирования, в силу того, что часть блоков не позволяют работать в режиме Continuous. Шаг моделирования выбран 5 мкс, метод решения – Tustin.

В ходе моделирования получены следующие данные. На рисунке 23 изображены графики сетевых напряжений и токов, потребляемых преобразователем.

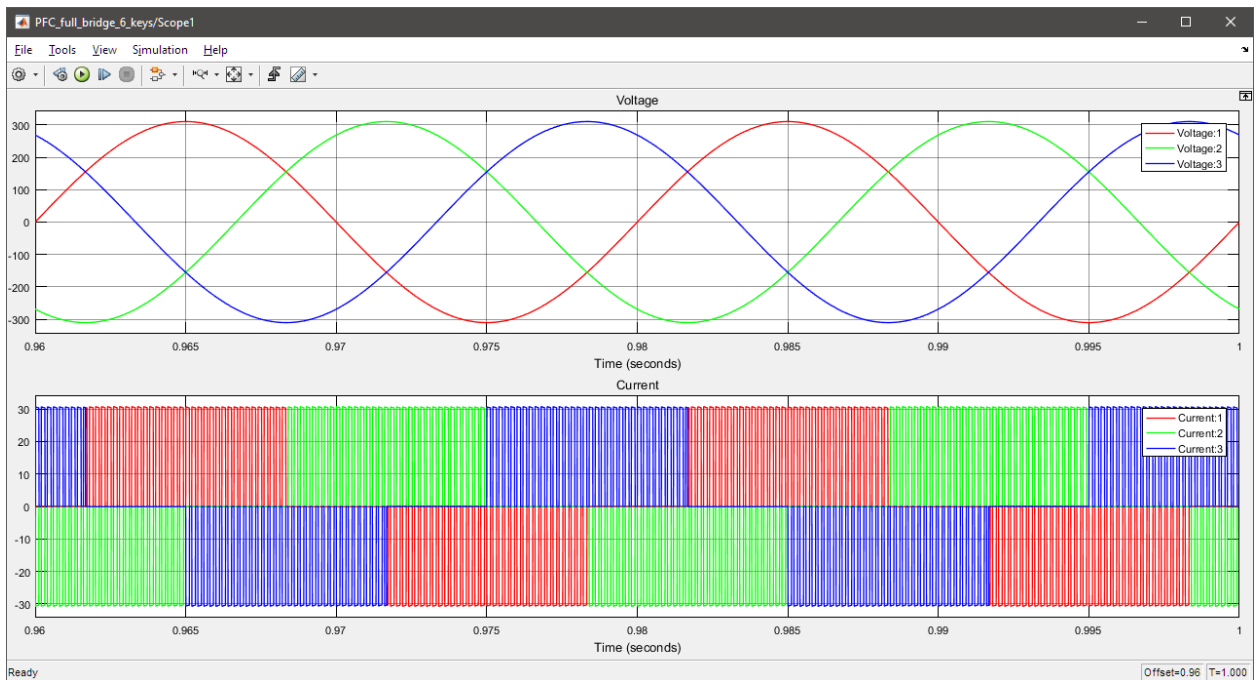


Рисунок 23 – Графики сетевых напряжений и токов, потребляемых преобразователем.

Полученные графики потребляемых токов соответствуют теоретическим. Интервалы потребления совпадают с интервалами естественной коммутации неуправляемого трехфазного выпрямителя, т.е. в периоды от  $30^\circ$  до  $150^\circ$ , а также от  $210^\circ$  до  $330^\circ$ . Одновременно с этим потребление тока преобразователем является периодическим, импульсным, с частотой 5кГц, что было заложено в системе управления, а именно в блоке контроля ШИМ управления.

Тем не менее, в силу поочередных интервалов работы количество переключений каждого транзистора находится на уровне 1600, с частотой переключений 5 кГц.

На рисунке 24 изображены полученные графики периодов проводимости транзисторов каждой фазы.

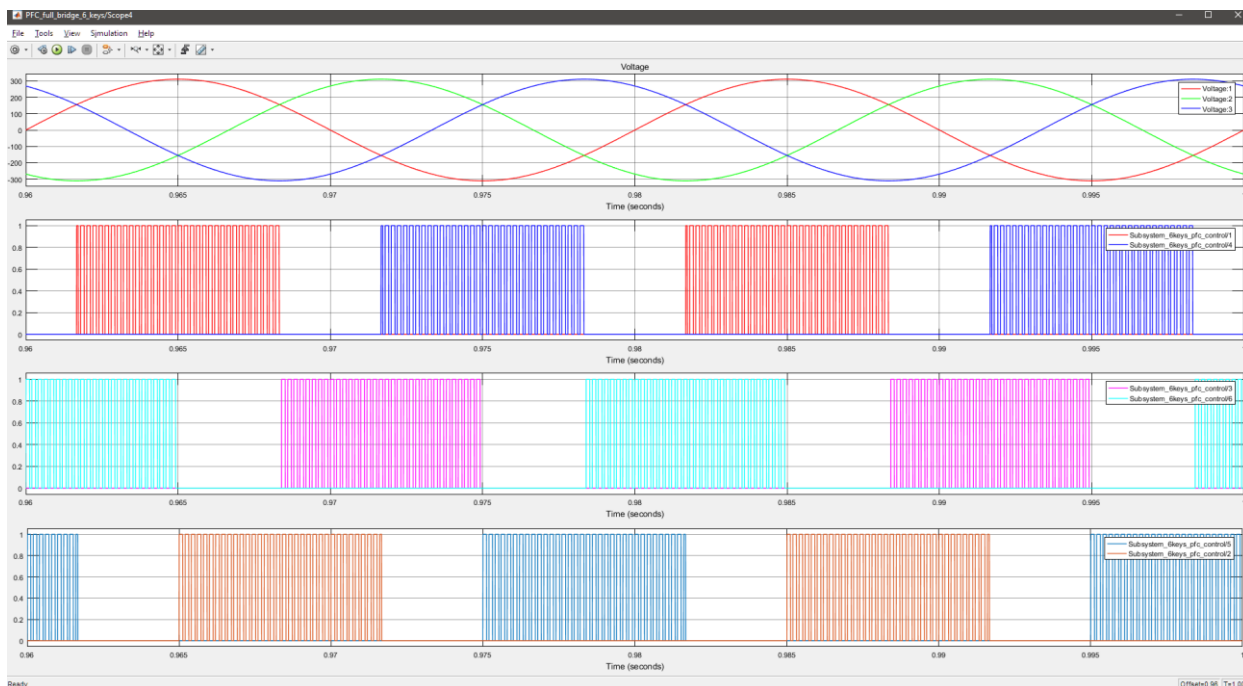


Рисунок 24 – Фазное напряжение и импульсы управления для транзисторов каждой фазы преобразователя.

Для подтверждения синхронной проводимости одновременно двух транзисторов в процессе преобразования на рисунке 25 представлены аналогичные графики с увеличенным масштабом по временной оси.

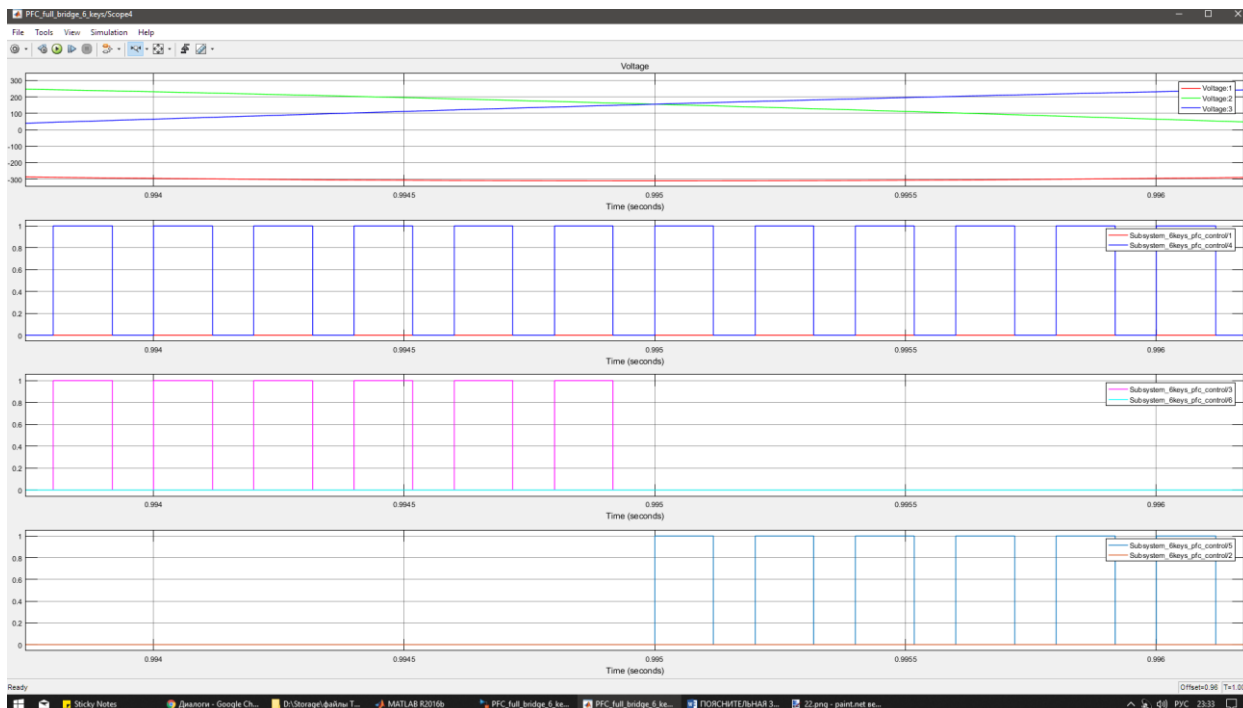


Рисунок 25 – Синхронные импульсы управления для транзисторов различных фаз трехфазного ККМ.

Как можно видеть из рисунка 25 одновременно в процессе преобразования находятся в активном состоянии не более двух ключевых элементов. Импульсы ШИМ синхронизированы и находятся прямо друг под другом. При наступлении следующего интервала естественной коммутации отсутствуют конфликты между фазами, что говорит о правильной работе системы управления.

На рисунке 26 представлены показатели схемы анализа составляющих мощностей.

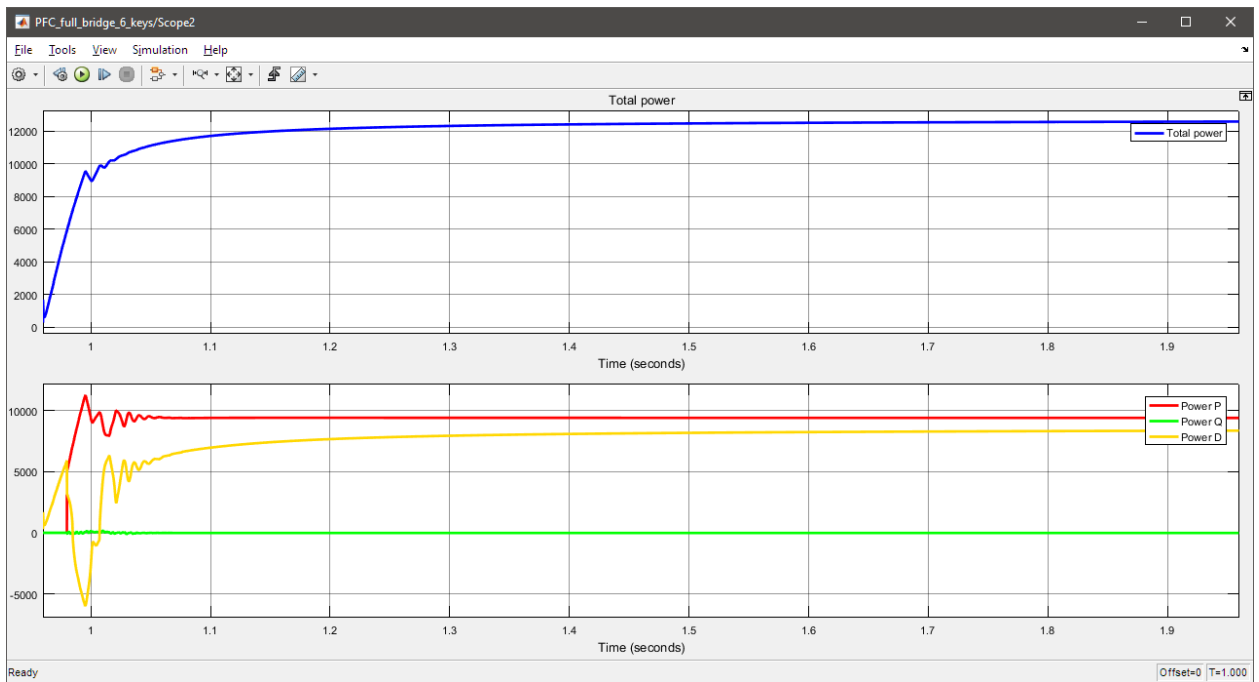


Рисунок 26 – Графики потребляемых понижающим трехфазным выпрямителем с активной коррекцией коэффициента мощностей.

Как говорилось ранее, данный преобразователь в силу своей топологии схемы и алгоритмов работы потребляет достаточно высокую мощность искажений, что подтверждается графиками на рисунке 26. В начале времени моделирования можно заметить некоторые колебания графиков, связанные с переходными процессами в преобразователе. В том числе на верхнем графике полной потребляемой мощности прослеживается характерный график поведения системы при преимущественно интегрально-пропорциональном ПИД регулировании. Исходя из графиков полученное итоговое значение коэффициента мощности имеет величину  $\lambda = P/S = 9500/12000 = 0.8$ .

На рисунке 27 изображены данные гармонического анализа потребляемых преобразователем токов.

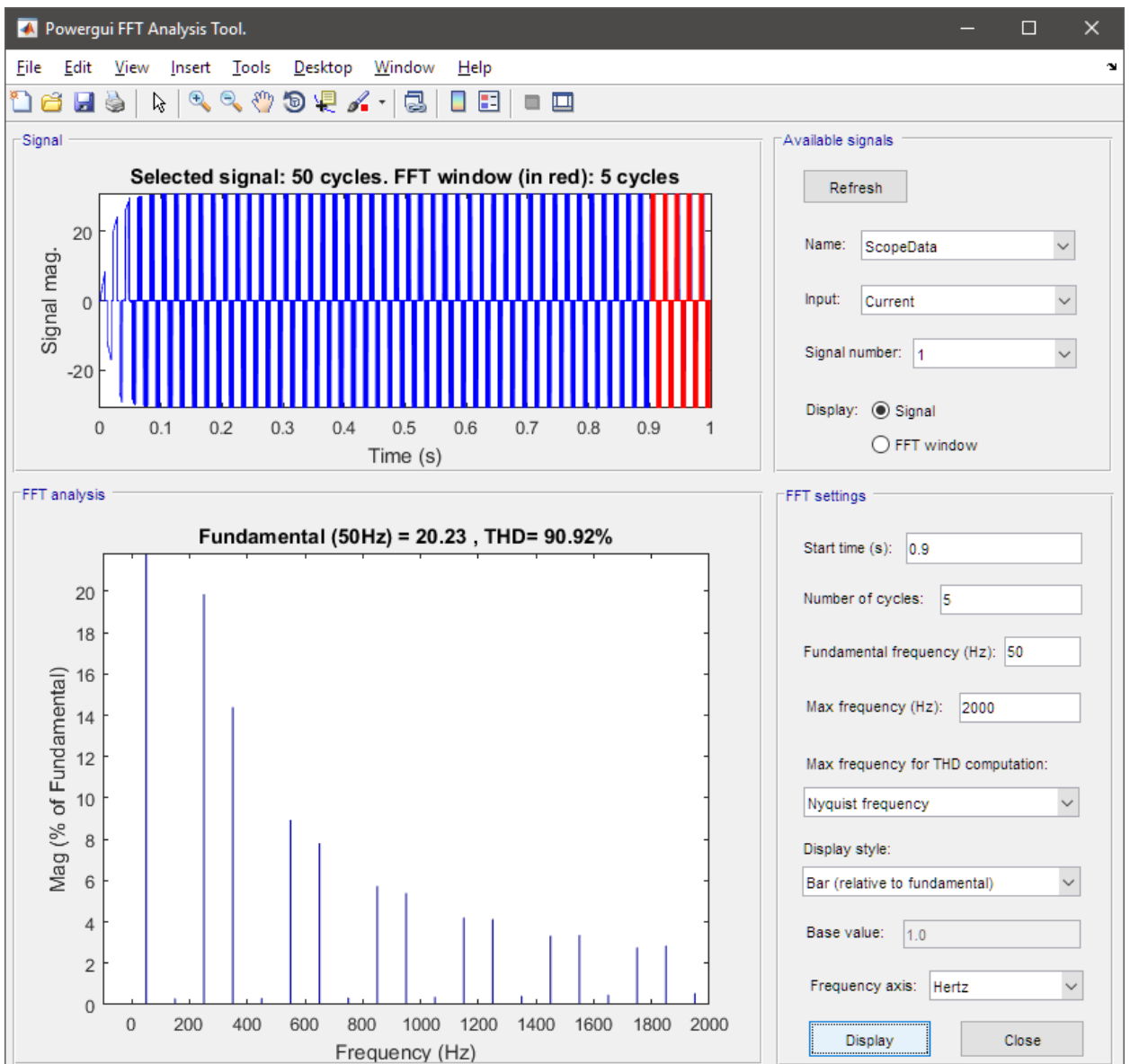


Рисунок 27 – Окно FFT анализа потребляемого преобразователем тока.

Как можно видеть исходя из рисунка 27, для анализа выбраны последние пять периодов тока, т.е. анализ производится в установившемся режиме. Также в верхнем окне можно наблюдать преимущественно интегральный режим переходных процессов для тока в начале времени моделирования.

Быстрое разложение Фурье показывает, что наибольшая амплитуда из высших гармоник обладает пятая гармоника с амплитудой в 20% от основной. Другие гармоники также приведены на рисунке 27 вплоть до 40-го

номера, на котором заканчивается нормирование локальными ГОСТами. Также в данном окне представлено значение коэффициента нелинейных искажений THD, который имеет достаточно высокое значение в  $THD=90\%$ . Тем не менее показатели электромагнитной совместимости в описанной системе также сильно зависят от заданного выходного напряжения, величины нагрузки. Т.е. от всех параметров, влияющих скважность импульсов, амплитуду и характер потребляемого тока.

### **3.3 Моделирование одноключевого активного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности.**

Следующим этапом проведения моделирования являлась сборка и отладка математической модели одноключевого активного выпрямителя с коррекцией коэффициента мощности. Собранный в программе MATLAB/Simulink схема данного преобразователя представлена на рисунке 28.

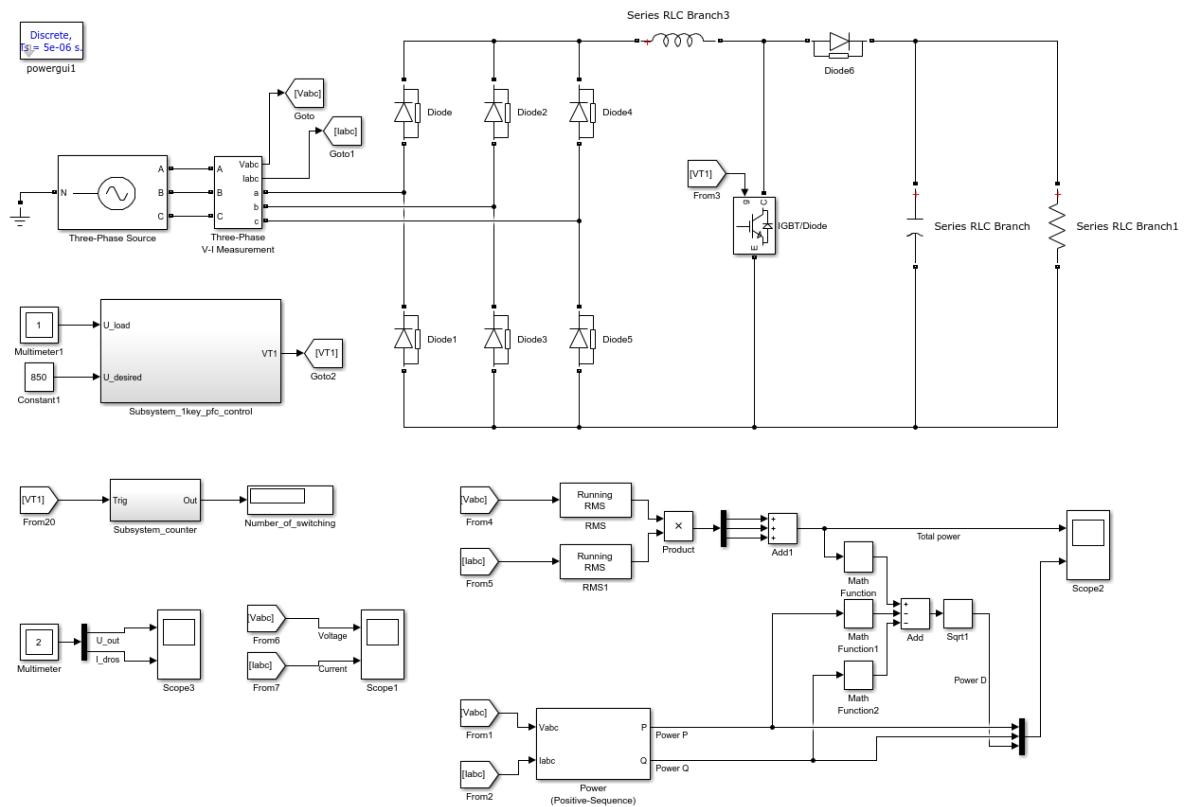


Рисунок 28 – Схема моделирования работы одноключевого активного выпрямителя.

Модель одноключевого корректора коэффициента мощности, собранная в программе MATLAB/Simulink и представленная на рисунке 28 состоит из следующих элементов. Источником питания является трехфазный источник напряжения Three-Phase Source. К нему подключается блок измерения фазных токов и напряжений Three-Phase V-I Measurement. Далее фазы сети подключаются к фазам корректора коэффициента мощности, а именно к трехфазному неуправляемому выпрямителю, состоящему из шести диодов Diode0...5. На стороне постоянного напряжения после трехфазного неуправляемого выпрямителя подключен ИППН-2, состоящий из дросселя Series RLC Branch3, транзистора накачки IGBT/Diode, диодом Diode6 и фильтровальным конденсатором Series RLC Branch. Нагрузкой выступает элемент Series RLC Brach1.



Управление работой преобразователя осуществляется с помощью системы управления, представленной подсистемой Subsystem\_1key\_pfc\_control, внутреннее устройство которой изображено на рисунке 29.

Остальными элементами рабочего поля являются графопостроители Scope и их вспомогательные элементы, а также элементы анализа качества работы преобразователя – подсчет количества переключений, анализ потребляемых мощностей и главный блок контроля симуляции –powergui.

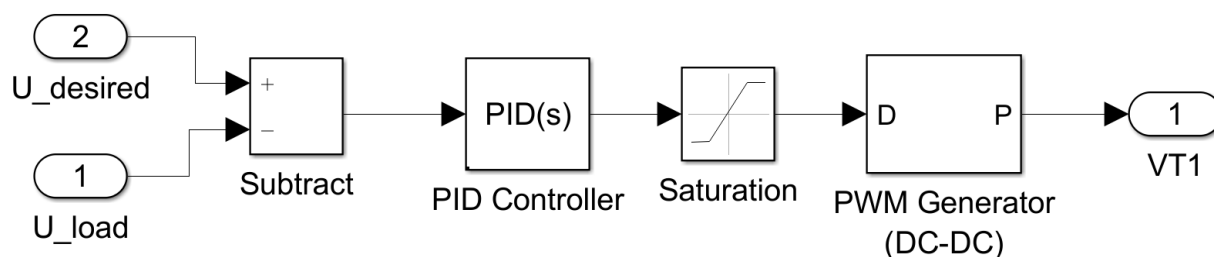


Рисунок 29 – Внутренняя структура системы управления одноключевым корректором коэффициента мощности.

Система управления изображенная на рисунке 29 осуществляет анализ разницы между заданным и текущим напряжением, разница сигналов поступает на ПИД регулятор, выходной сигнал которого передается на вход ШИМ регулятора, который задает скважность импульсов, подающихся на транзистор VT1. Функционально данная система управления имеет достаточно минималистичную структуру в силу того, что производится генерация сигнала управления всего для одного ключевого элемента, механизм ШИМ и ПИД регулирования исполняется с помощью базовых блоков библиотеки Simulink, а количество внешних управляющих воздействий всего два. Тем не менее, эффективность данной системы остается на достаточно высоком уровне. Количество переключений схемы

рассчитанное соответствует заданному значению – 5 тысяч переключений на секунду симуляционного времени.

На рисунке 30 представлены полученные графики сетевых напряжений и потребляемых преобразователем токов.

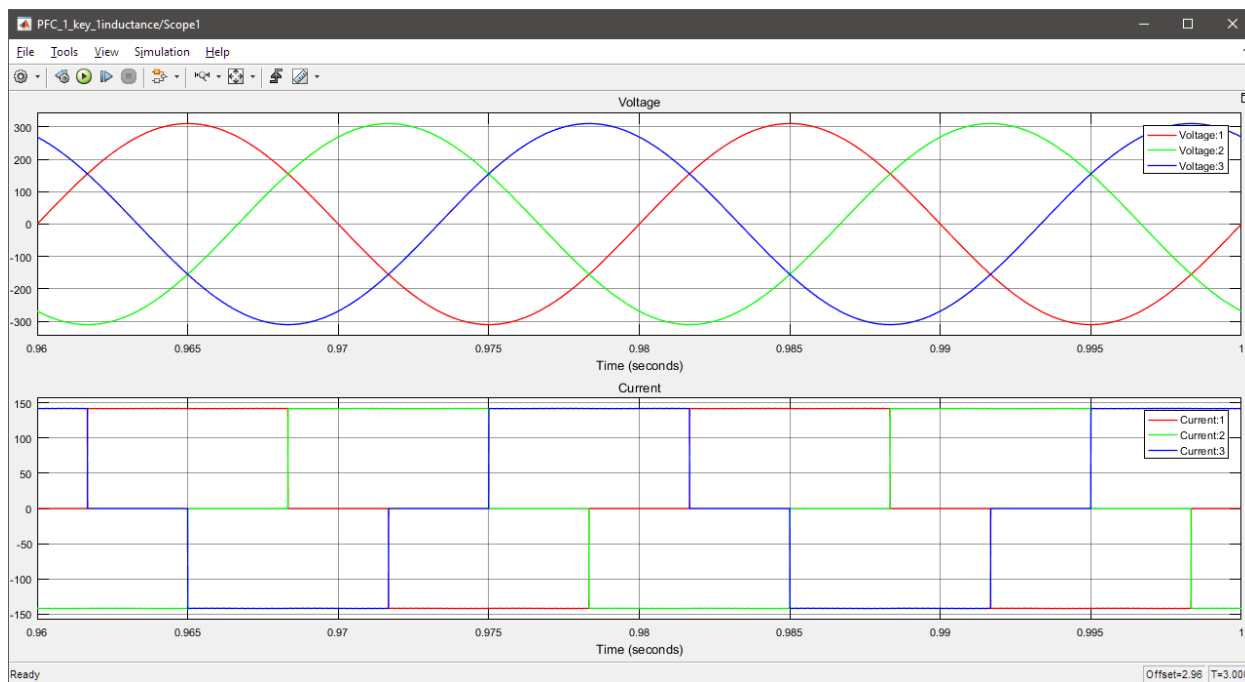


Рисунок 30 – Графики сетевых напряжений и потребляемых преобразователем токов.

Как можно видеть из рисунка 30 графики потребляемых токов соответствуют теоретическим, а именно график тока не имеет фазового сдвига по отношению к фазовому напряжению. Интервалы потребления тока соответствуют временным отрезкам естественной коммутации неуправляемого трехфазного выпрямителя, а именно проводимость осуществляется в диапазоне значений углов от  $30^\circ$  до  $150^\circ$ , а также при обратной полярности напряжения от  $210^\circ$  до  $330^\circ$ . Форма импульсов прямоугольная, пиковое значение тока сглаженное, без значительных пульсаций.

На рисунке 31 представлены полученные графики потребляемых данным преобразователем компонентов мощности.

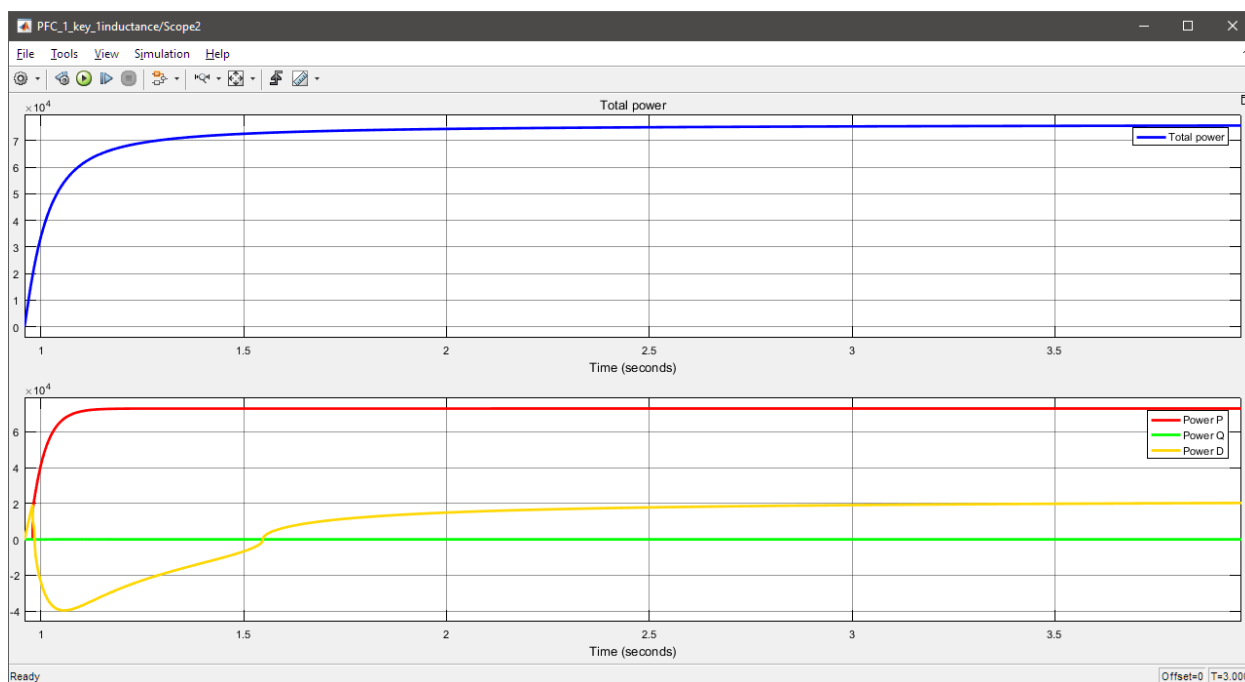


Рисунок 31 – Графики потребляемых преобразователем компонентов мощности.

Из графиков на рисунке 31 можно видеть, что преобразователем осуществляется потребление преимущественно активной мощности, с небольшим значением мощности нелинейных искажений и отсутствием реактивного компонента мощности. По результатам моделирования итоговый коэффициент мощности получается  $\lambda = P/S = 68000/75000 = 0.91$ , что является очень хорошим показателем.

Для анализа электромагнитной совместимости на рисунке 32 приведены значения рассчитанных с помощью быстрого преобразования Фурье амплитуд высших гармоник потребляемого тока.

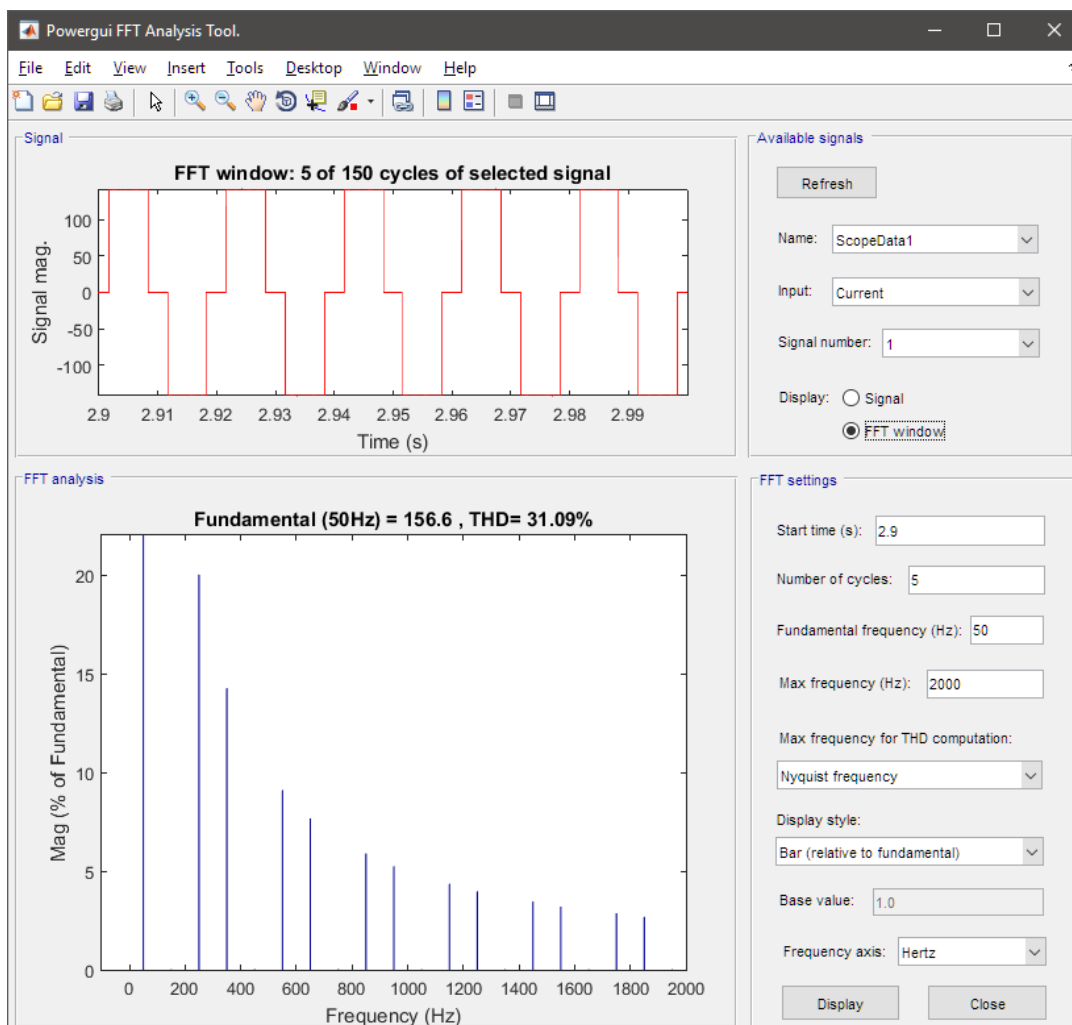


Рисунок 32 – Окно гармонического анализа powergui.

На рисунке 32 изображен произведенный гармонический анализ для потребляемого преобразователем тока. Расчет значений амплитуд гармоник производился для установившегося режима работы преобразователя через 3 секунды от начала моделирования. В верхнем поле окна изображены анализируемые данные – график потребленного тока, в нижнем поле изображена столбчатая диаграмма рассчитанных гармоник.

Как можно видеть из рисунка 32, значение гармоник потребляемого тока довольно высоки. Например, пятая гармоника имеет значительную амплитуду в 20% от амплитуды основной гармоники. Тем не менее, нормативные документы Российской Федерации регулируют значения

напряжения в точке передачи электрической энергии, а не сам так, что означает сильную зависимость нормируемых показателей от параметров электроснабжающей сети и других внешних факторов.

Значение коэффициента нелинейных искажений находится на сравнительно низком уровне –  $\text{THD}=31\%$ .

Следует отметить, что контролирующие органы Российской Федерации, работающие в сфере электроснабжения, производят контроль гармонических составляющих не только для напряжения в точки передачи энергии, но и для потребляемых установками токов. Причем требования распределены по многоуровневой классификации (типовым нормативным документом для понимания ситуации может быть использован ГОСТ 30804.3.12, см. [27]), в зависимости от применяемого питающего напряжения сети, номинального действующего значения потребляемого тока, и так называемого *отношения короткого замыкания*  $R_{SCE}$ , расчет которого также производится в зависимости от параметров и потребителя и электроснабжающей сети. Данная классификация может крайне многогранна и достаточно сложна, потому ее эффективное применение требует отдельного анализа и может использоваться только для законченных изделий.

### **3.4 Моделирование Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности.**

Третьей схема для математического моделирования была назначена схема трехфазного Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности. Изображение собранной схемы в среде моделирования MATLAB/Simulink представлена на рисунке 33.

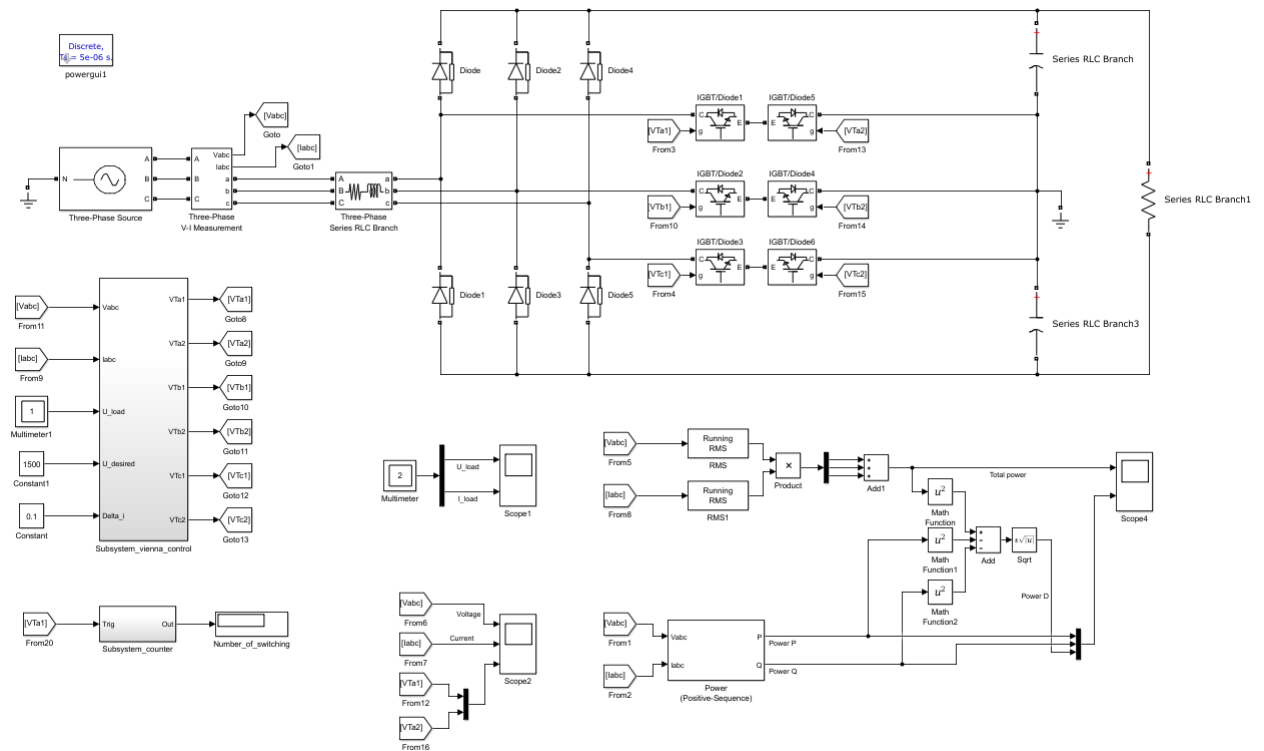


Рисунок 33 – Схема моделирования работы трехфазного Виенна-выпрямителя.

Схема Виенна-выпрямителя, изображенного на рисунке 33, состоит из следующих элементов. Началом схемы является трехфазный источник напряжения Three-Phase Source, работающий по схеме звезда с нейтралью. Этот нюанс имеет важное значение, поскольку нейтральный проводник применяется в топологии данной схемы как рабочий. К источнику питания подключен блок измерения напряжений и токов сети, данные с которого применяются как для осуществления управления преобразователем, так и для анализа показателей преобразования. К блоку измерения последовательно подключается блок трехфазных нагрузок Three-Phase Series RLC Branch, который выполняет роль дросселей в фазах преобразователя, осуществляя работу в качестве накопителя энергии. Далее к нагрузкам фаз подключается сторона преобразователя, являющаяся трехфазным неуправляемым выпрямителем, состоящим из диодов Diode0...5. Одновременно, к фазам

встречно-последовательно подключены транзисторы IGBT/Diode1...6, выполняющие функцию накачки дросселей. Данные транзисторы открываются на первом такте преобразования аналогично работе транзистора в импульсном преобразователе постоянного напряжения второго рода, единственным отличием является наличие двуполярного напряжения на входе преобразователя, из-за чего становится необходимым применение сразу двух транзисторов в каждой фазе. В зависимости от полярности входного напряжения для накачки дросселей осуществляется открытие одного из транзисторов, причем накачка дросселя осуществляется по цепи протекания тока: нейтраль – источник напряжения – дроссель – транзистор – нейтраль.

Одновременно к нейтрали преобразователя и разнополярным сторонам постоянного напряжения неуправляемого трехфазного выпрямителя подключены два фильтра/накопителя энергии – конденсаторы, представленные блоками Series RLC Branch и Series RLC Branch3. Последним элементом силовой схемы является блок нагрузки Series RLC Branch1.

В левом нижнем углу рабочего поля находится система управления, которая представлена подсистемой Subsystem\_vienna\_control. Входными данными СУ является информация о фазных напряжениях сети электроснабжения, токах каждой фазы, текущего напряжения на выходе схемы, заданного напряжения на выходе, а также процентного коэффициента  $\delta_I$ , обозначающее ширину канала для гистерезисного (следящего) управления. Выходы системы управления представлены 6 независимыми выходами, через которые подаются импульсы управления на каждый отдельный транзистор.

Остальные блоки схемы осуществляют расчеты и сбор показателей качества преобразования: расчет компонентов потребляемой мощности, количества переключений и контрольный блок powergui.

Внутренняя структура системы управления Subsystem\_vienna\_control представлена на рисунке 34.

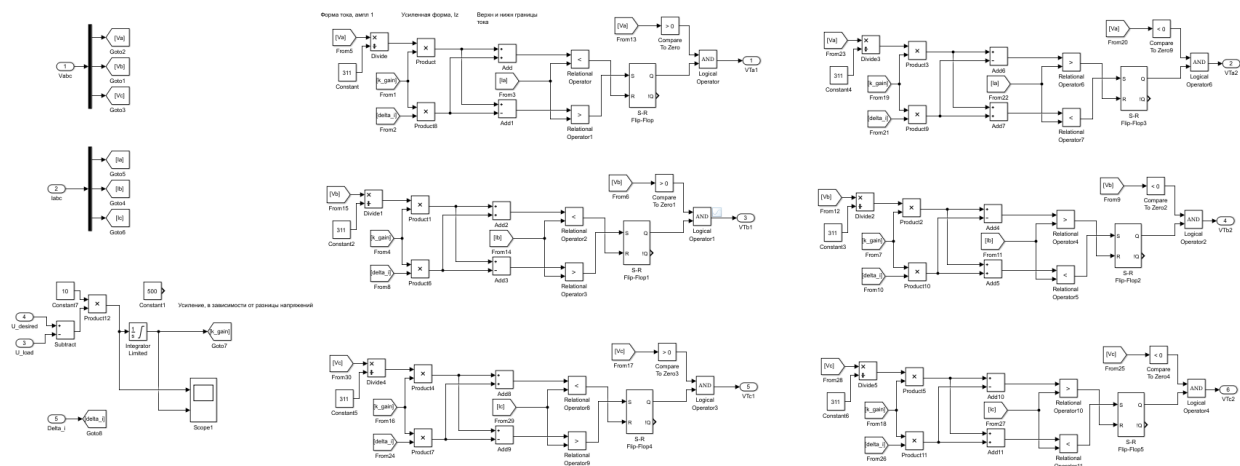


Рисунок 34 – Внутреннее устройство системы управления трехфазным Виенна-выпрямителем с коррекцией коэффициента мощности.

Система управления Виенна-выпрямителем, представленная на рисунке 34, имеет следующий алгоритм работы. Поскольку для корректора коэффициента мощности самым важным условием правильной работы является потребление только активной мощности, то в основе этого факта и лежала основная идея при разработке системы управления. На первом этапе СУ анализирует форму сигнала напряжения каждой фазы и нормирует его в диапазоне амплитуды от -1 до 1, тем самым обеспечивая работу в процентном соотношении, а также позволяет потреблять активную мощность даже при питании с крайне «зашумленной» формой напряжения. Так получается сигнал формы эталонного потребляемого тока в процентах.

Другая часть системы управления, находящаяся в левом нижнем углу рисунка 34, производит расчет разницы между заданным напряжением и напряжением на выходе схемы. Полученная разница усиливается и передается на интегратор. На выходе из интегратора получается коэффициент усиления сигнала для управления током.



Далее два полученных, выше описанных сигнала (формы и коэффициента усиления) встречаются в шести типовых сгруппированных областях элементов, в которых перемножаются. «Типовые группы» представляют из себя группы элементов, обеспечивающие работу преобразователя в режиме гистерезисного управления (слежения по току) и каждая группа обеспечивает работу одного из шести транзисторов. Текущее значение потребляемого тока фаз сравнивается с эталонной формой, которая также имеет область допустимых токов (канал шириной  $\Delta I$ , заданный в процентах). Если текущее значение потребляемого тока меньше эталонного по абсолютному значению на  $\Delta I$  или более, то происходит включение одного из транзисторов фазы, позволяющее накачивать дроссель фазы при данной полярности напряжения. Если потребляемый ток фазы больше эталонного по абсолютному значению на  $\Delta I$  или более, то оба транзистора отключаются и ток фазы уменьшает свое абсолютное значение самостоятельно в процессе передачи накопленной энергии дросселя в выходную емкость.

Результатом работы разработанной электрической схемы и системы управления являются графики фазного напряжения и потребляемого тока, а также импульсов управления для транзисторов фазы А, представленные на рисунке 35.

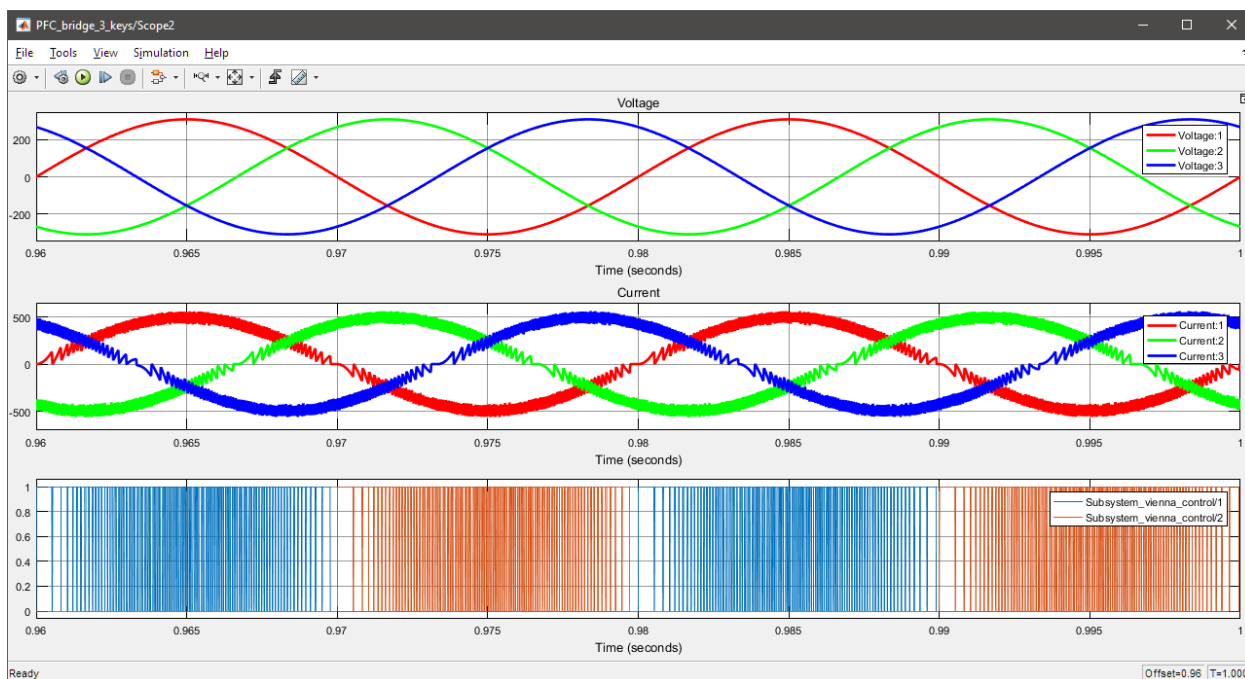


Рисунок 35 – Полученные графики работы трехфазного Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности. В окнах представлены по порядку сверху вниз: фазные напряжения сети, потребляемые преобразователем фазные токи, импульсы управления для двух транзисторов фазы А.

Как можно видеть из рисунка 35, форма потребляемого преобразователем тока представляет из себя синусоидальную форму, без сдвига фазы от напряжения, с некоторым колебанием вокруг эталонного значения, обеспечиваемым релейным методом управления. В зависимости от полярности напряжения в одной фазе осуществляет коммутацию только один транзистор. Частота переключения транзисторов изменяется в зависимости от амплитуды входного напряжения, что влияет на скорость нарастания и спада тока в дросселе.

В данной схеме релейный метод управления обеспечивает достаточно хорошую форму тока, стабильность системы, но приводит к высокой частоте переключений транзисторов. За секунду моделирования системы в системе было произведено 5 тысяч переключений каждого транзистора, а частота

переключений достигала 10 кГц в пиковом значении. Данные значения являются близкими к предельным для силовых ключей, что означает необходимость ограничения частоты переключения в реальных системах. К тому же, по этим признакам данный метод управления уступает ранее рассмотренным.

В процессе моделирования также были получены графики потребляемых преобразователем мощностей, которые представлены на рисунке 36.

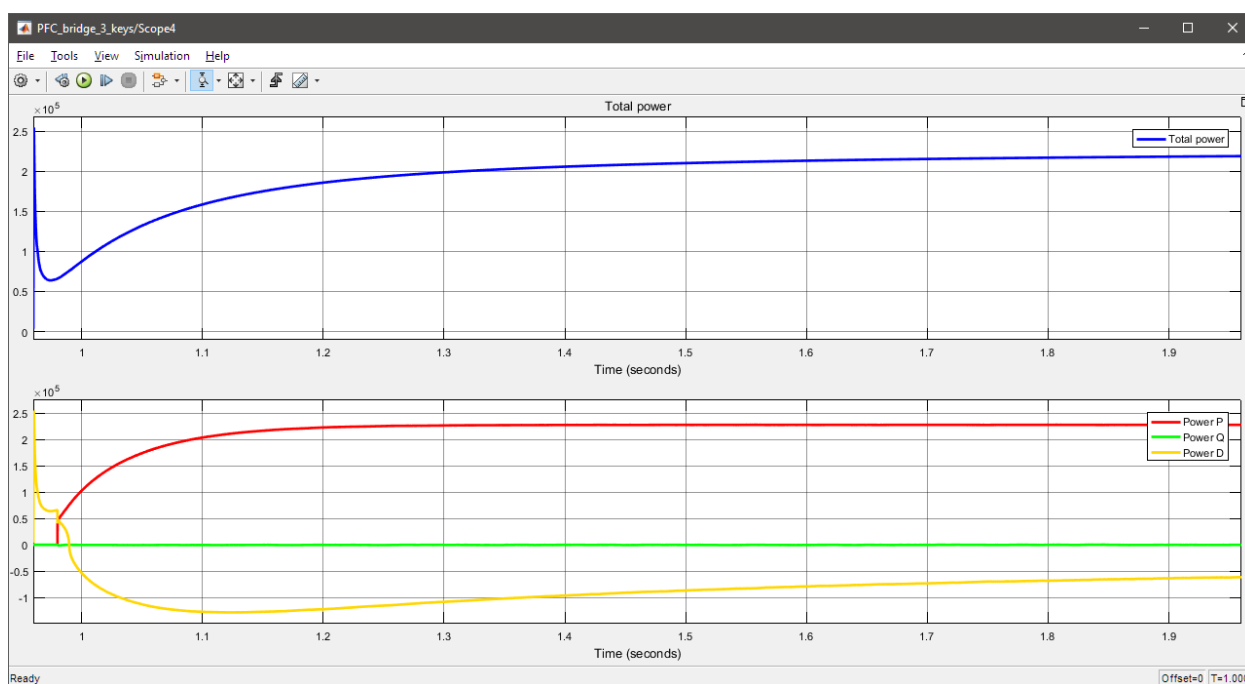


Рисунок 36 – График потребляемых трехфазным Виенна-выпрямителем компонентов мощности.

В верхнем окне рисунка 36 изображен график потребления полной мощности, в то время как в нижнем окне отображены компоненты мощности по отдельности. При расчете коэффициента мощности, равного  $\lambda=P/S$ , его значение получается около 1, если пренебречь некоторой погрешностью расчета.

Также для анализа электромагнитной совместимости был проанализирован гармонический состав и рассчитан коэффициент нелинейных искажений с помощью встроенных средств проведения быстрого разложения Фурье. Окно анализа изображено на рисунке 37.

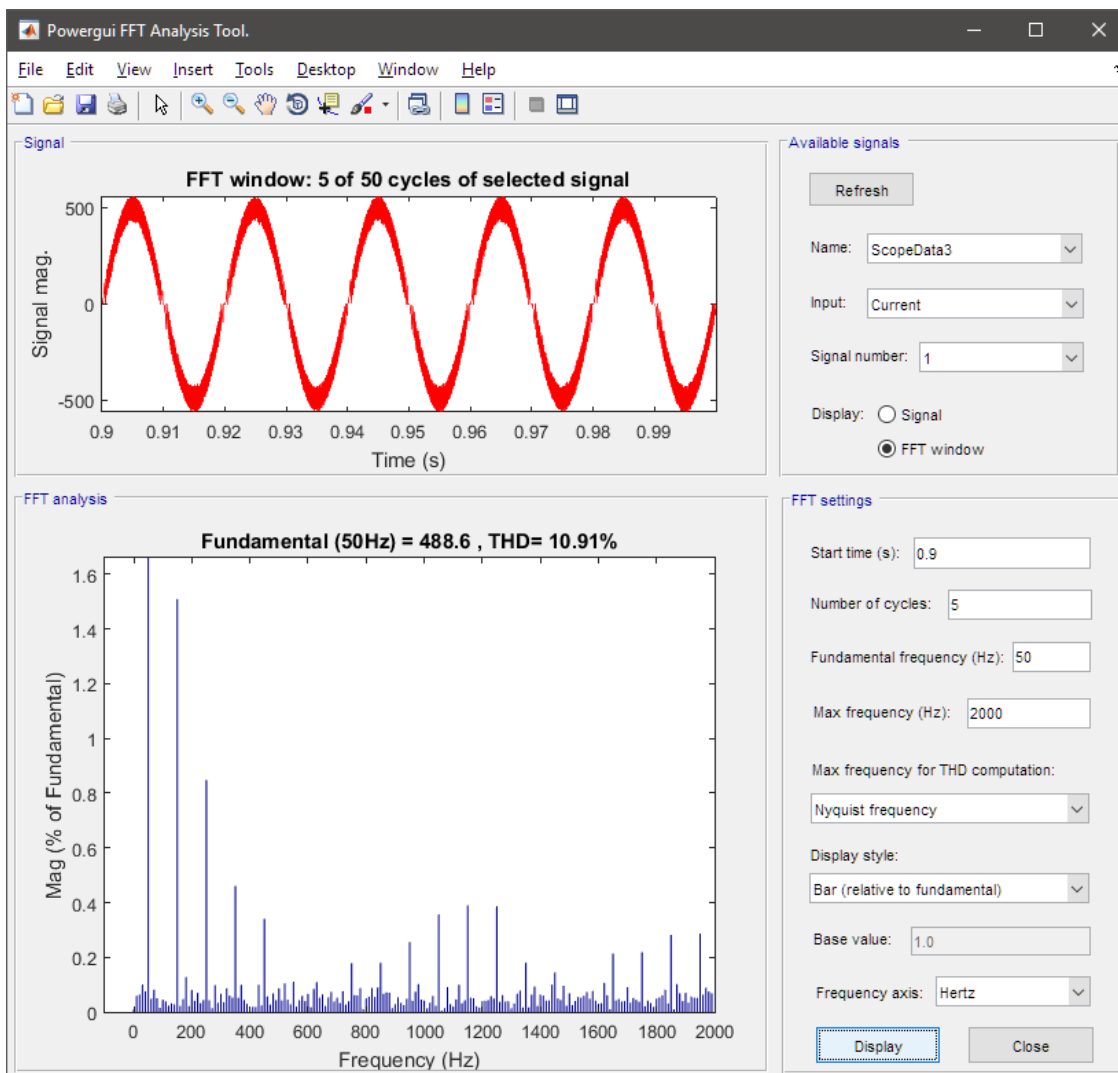


Рисунок 37 – Окно гармонического анализа тока, потребляемого Виенна-выпрямителем.

На рисунке 37 в верхнем поле изображен анализируемый график тока, взятый на пяти периодах основной гармоники. В нижнем окне в виде столбчатой диаграммы изображены амплитуды высших гармоник, анализ которых проводился в соответствии с нормативными документами – до 40-го

порядка от основной гармоники. Как можно видеть из рисунка 37, амплитуды гармоник имеют крайне малое значение, по сравнению с предыдущими опытами моделирования. Так, например, самая большая амплитуда из высших гармоник имеет третья гармоника, с амплитудой всего в 1,5% от основной. При этом суммарный коэффициент нелинейных искажений имеет значение всего в THD=10%. Данные критерии имеют очень хорошие значения по сравнению с ранее рассмотренными преобразователями.

### **3.5 Опытное сравнение трехфазных корректоров коэффициента мощности по результатам проведенного моделирования.**

По результатам проведенного ранее математического моделирования были получены различные данные об энергетических характеристиках и параметрах качества работы преобразователей. Ниже, в таблицах 8 и 9 приведены сводные данные по преобразователям, а именно в таблице 8 представлен гармонический состав потребляемых токов преобразователями, а в таблице 9 приведены значения потребляемых мощностей и коэффициента мощности.

Таблица 8 – Гармонический состав потребляемых преобразователями токов, %.

Порядок гармонической составляющей, n	Полномостовой понижающий выпрямитель	Одноключевой повышающий выпрямитель	Виенна-выпрямитель
3	-	-	1,5
5	19,5	19,5	0,8
7	14	14,5	0,45
9	-	-	0,35
11	9	9	0,1
13	8	8	0,1
17	6	6	0,1
19	5,5	5,5	0,25
THD	90,9%	31,1%	10,9%

Таблица 9 – Значения потребляемых мощностей преобразователями и суммарный коэффициент мощности.

Мощность в процентах от полной мощности, %	Полномостовой понижающий выпрямитель	Одноключевой повышающий выпрямитель	Виенна-выпрямитель
Активная мощность P	80%	91%	99%
Реактивная мощность Q	0	0	0
Мощность искажений D	60%	26%	10%
Коэффициент мощности $\lambda$	0,8	0,9	0,99

Как можно видеть из сводных данных, полученных по результатам моделирования, численные параметры преобразователей отличаются между собой наряду с теоретическими параметрами.

Анализируя таблицу 8 явным становится тот факт, что среди рассмотренных корректоров коэффициента мощности полномостовой понижающий выпрямитель и одноключевой повышающий выпрямитель имеют близкий гармонический состав во всем диапазоне нормируемых порядков (ими являются гармоники от второго до сорокового номеров). Причем амплитуды гармоник значительные и при некоторых определенных токовых параметров преобразователя (см. пример [27]) гармонический состав токов может выходить за допустимый диапазон значений, что означает необходимость пересмотра состава преобразователя или даже технического задания.

Стоит обратить внимание на суммарный показатель гармонических искажений THD между полномостовым понижающим выпрямителем и одноключевым повышающим выпрямителем, который имеет огромное расхождение. Вызвано это тем, что форма потребления тока понижающим преобразователем имеет вид группы прямоугольных импульсов, частота которых имеет частоту переключений – 5 кГц. Отсюда порождается широкий спектр высших гармоник, от 5 кГц и выше. Однако, данные гармоники не нормируются нормативными государственными документами. Гармонические составляющие очень высоких частот имеют тенденцию к подавлению распределенными параметрами сети. Вероятно, это и служит причиной отсутствия контроля за ними.

Также стоит заметить, что у полномостового понижающего выпрямителя и одноключевого повышающего выпрямителя отсутствуют гармоники порядков, кратных трем. Данный факт исходит из того, что управление этими трехфазными преобразователями, а соответственно и потребление тока каждой из фаз, происходит синхронно во все моменты

времени. Несмотря на синхронизированность работы Виенна-выпрямителя различная скорость нарастания тока в дросселях преобразователя приводит к различным моментам выключения ключевых элементов, что означает некоторое расхождение во времени проводимости и соответственно появлению незначительной рассинхронизации.

Тем не менее, гармонический состав потребляемых токов Виенна-выпрямителем в нормируемом диапазоне, полученный по результатам моделирования, является настолько положительно выделяющимся, что часто даже при необходимости получения выходного напряжения ниже напряжения сети стоит рассмотреть данный преобразователь как входной каскад, обеспечивающий наилучшие входные параметры. Однако, данный вопрос необходимо экономически оценивать при расчете прибора под конкретное техническое задание, т.к. компонентная база преобразователя, а соответственно и ценовые характеристики, сильно зависят от многих параметров.

Из полученных данных о потребляемых преобразователями мощностях, сведенных в таблицу 9, следует, что применение повышающих преобразователей в качестве первого каскада может быть целесообразно даже в случае получения пониженного напряжения на выходе. Нюансы данного применения описаны в предыдущем параграфе.

#### **4 Оценочная методика расчета корректора коэффициента мощности на основе выданного технического задания.**

Следуя выданному техническому заданию, а также принимая во внимание полученные в результате теоретического анализа параметры преобразователей и сравнительного анализа по полученным практическим данным моделирования, техническим предложением является применение двухступенчатого преобразователя, состоящего из первого каскада в виде повышающего корректора коэффициента мощности (Виенна-выпрямителя) и



понижающего импульсного преобразователя постоянного напряжения (ИППН первого рода) в качестве второго каскада.

Данное решение имеет преимущества по сравнению с отдельным параллельным применением повышающего и понижающего преобразователей по следующим соображениям:

- Обеспечивается наилучшее значение коэффициента мощности при потреблении тока из энергоснабжающей сети, путем исключения понижающего ККМ, который имеет сравнительно худшие показатели качества;

- Суммарное число элементов преобразователей получается меньшим, поскольку в ИППН применяется минимальное количество ключевых приборов – всего один транзистор и один диод, что должно благоприятно сказаться на ценовых параметрах преобразователя;

- Более простое управление одним надежным ККМ и хорошо изученным популярным понижающим ИППН, приводит к упрощению, удешевлению и повышению надежности систем управления;

- Наличие нейтрального провода на стороне постоянного напряжения преобразователя, позволяющее проводить заземление нагрузочной стороны, обеспечив тем самым безопасность пользователей (что также требуется для установки микродугового оксидирования).

Следуя данным соображениям, для технического задания предлагается применить схему преобразователя, приведенную на рисунке 38.

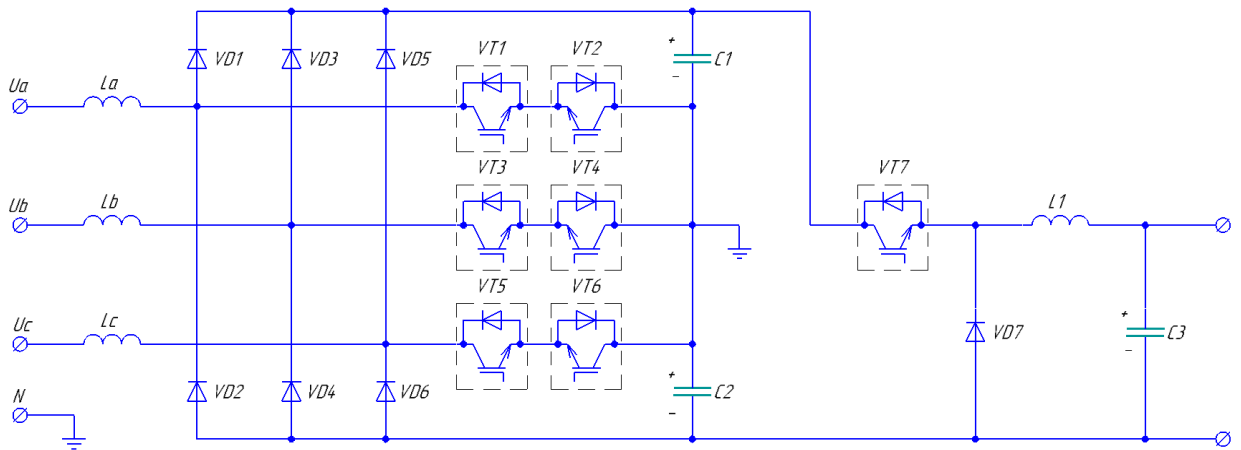


Рисунок 38 – Рекомендуемая схема источника питания.

На схеме, изображенной на рисунке 38, элементы VT7, VD7, L1 и C3 представляют из себя импульсный преобразователь постоянного напряжения первого рода (понижающий). В тоже время остальные элементы образуют трехфазный Виенна-выпрямитель с активной коррекцией коэффициента мощности.

Расчет ИППН-1 является типовым, в то время как расчет Виенна-выпрямителя является нетривиальной задачей. Приведем примерные алгоритмы расчета.

Мощность, потребляемая с выхода преобразователя, достигает в максимальном значении 65кВт. Выделяя запас потребляемой энергии на активные потери внутри преобразователя, потребляемую мощность искажения, не вносящую полезной работы и возможные импульсные изменения потребления, примем максимальную потребляемую мощность преобразователем в  $P_{\max}=70\text{кВт}$ . Напряжение на выходе ККМ  $U_{\text{ККМ}}$  принимаем таким, чтобы покрыть весь диапазон рабочих напряжений на выходе источника питания  $U_{\text{ВЫХ}}$  с некоторым запасом, обеспечивающим нормальное функционирование ИППН. Приняв данный запас за 25%, получим, что напряжение на выходе ККМ определяется по формуле (15):

$$U_{\text{ККМ}} = U_{\text{ВЫХ.МАКС}} * 1,25. \quad (15)$$

Действующее значение тока, потребляемого ККМ из каждой фазы  $I_{\phi,d}$  трехфазной сети рассчитывается как частное от операции деления мощности на действующее напряжение сети  $U_{\phi,d}$ , поделенное на 3, с учетом допущений, приведенных при выборе запаса по мощности и поскольку работа ККМ синхронизирована и обеспечивает равномерное потребление тока из каждой фазы (16):

$$I_{\phi,d} = \frac{P_{max}}{3 * U_{d\phi}}. \quad (16)$$

Поскольку форма потребляемого тока ККМ должна иметь синусоидальную форму, то связь между действующим значением  $I_{\phi,d}$  и амплитудным определяется в соответствии с синусоидальным законом посредством умножения действующего значения на  $\sqrt{2}$ . Т.е. пиковое значение заданного тока  $I_{peak}$  имеет величину, определяемую по формуле (17):

$$I_{peak} = \sqrt{2} * I_{\phi,d}. \quad (17)$$

С учетом процентного коэффициента  $\Delta I$  диапазона допустимых отклонений тока (ширина канала релейного управления) получим значение максимального тока фазы, которое также является пиковым током транзисторов и дросселей (18):

$$I_{\phi,max} = I_{peak} * (1 + \Delta I), \quad (18)$$

где  $\Delta I$  задается исходя из требований по обеспечению коэффициента мощности установки и исходя из требуемой (допустимой) частоты переключений транзисторов.

При этом пиковое среднее значение тока

Частота коммутации ключевых элементов определяется из скоростей нарастания/спадания токов дросселей. Скорость нарастания тока в дросселе зависит от мгновенного значения напряжения в фазе электроснабжающей сети и индуктивности применяемого дросселя, по формуле (19):

$$\frac{dI}{dt_{rise}} = \frac{U_{\phi,d} - U_{vt_{on}} - U_{vd_{fwd1}}}{L}, \quad (19)$$

где  $U_{\phi,d}$  – действующее напряжение фазы энергоснабжающей сети;  
 $U_{vt_{on}}$  – падение напряжения на открытом транзисторе фазы;  
 $U_{vd_{fwd1}}$  – прямое падение напряжения на прямо смещенном диоде закрытого транзистора фазы;

$L$  – индуктивность катушки фазы.

$U_{vd_{fwd1}}$  может быть определено из технической документации,  $U_{vt_{on}}$  рассчитано по формуле (20):

$$U_{vt_{on}} = R_{vt_{on}} * I_{\phi,max}, \quad (20)$$

где  $R_{vt_{on}}$  – активное сопротивление транзистора в открытом состоянии, указывается в документации.

Учитывая, что пиковое значение скорости нарастания тока в дросселе достигается при амплитудном значении напряжения в сети  $U_{\phi}$ , то формула (19) преобразуется к виду формулы (21):

$$\frac{dI}{dt_{rise,max}} = \frac{\bar{2} * U_{\phi,d} - U_{vt_{on}} - U_{vd_{fwd1}}}{L}, \quad (21)$$

Скорость спада тока в дросселе в большей мере зависит от выходного напряжения на накопительном конденсаторе и напряжении сети и определяется по формуле (21):

$$\frac{dI}{dt_{fall}} = \frac{\frac{U_{ККМ}}{2} - U_{\phi} - U_{vd_{fwd2}}}{L}, \quad (22)$$

где  $U_{ККМ}/2$  – напряжение одного из выходных конденсаторов, поскольку процесс сброса энергии из дросселя одновременно выполняется только в один из конденсаторов;

$U_{\phi}$  – фазное напряжение сети;

$U_{vd_{fwd2}}$  – прямое падение напряжения на прямо смещенном диоде выпрямительной части ККМ;

При этом, исходя из формулы (22) максимальная скорость спада тока в дросселе фазы наблюдается при наименьшем напряжении сети, т.е. при  $U_{\phi}=0$ . В таком случае формула для определения максимальной скорости спада тока дросселя преобразуется из формулы (22) в формулу (23):

$$\frac{dI}{dt_{fall.max}} = \frac{\frac{U_{ккк} - U_{vd} f_{wd2}}{2}}{L}, \quad (23)$$

Таким образом, пиковые значения скоростей нарастания и спада тока дросселя находятся в противоположных состояниях питающего напряжения – при его амплитудном и нулевом значениях соответственно. В данном случае необходимо рассчитать зависимость суммарного значения скоростей нарастания и спада токов и взять то для расчета то значение напряжения сети, при котором суммарная величина скоростей наибольшая. На практике такие значения получаются при пиковом напряжении сети, что подтверждается графиками, изображенными на рисунке 35, полученными при моделировании Виенна-выпрямителя.

Определив значения скоростей нарастания и спада тока в дросселе и зная диапазон допустимых токов можно рассчитать наименьшее время для открытого  $T_{on.min}$  и закрытого  $T_{off.min}$  состояния транзисторов по формулам (24) и (25) соответственно:

$$T_{on} = \frac{I_{peak} * (1 + 2 * \Delta I)}{\frac{dI}{dt_{rise}}}, \quad (24)$$

$$T_{off} = \frac{I_{peak} * (1 + 2 * \Delta I)}{\frac{dI}{dt_{fall}}}. \quad (25)$$

Зная время включенного и выключенного состояния транзисторов, а также учитывая время на их включение/выключение можно получить пиковую частоту переключений  $f_{sw}$  транзисторов фаз по формуле (26):

$$f_{sw} = \frac{1}{T_{on} + T_{trans.on} + T_{off} + T_{trans.off}}, \quad (26)$$

где  $T_{trans.on}$  и  $T_{trans.off}$  – время включения и выключения транзисторов соответственно, указывается в технической документации.

Единственным неизвестным составляющим в описанных формулах является индуктивность дросселя. Ее значение выбирается в зависимости от доступной номенклатуры, требуемой (желаемой) частоты переключения и в зависимости от других параметров, приведенных в конце данной главы. Тем не менее, после примерного выбора дросселя необходимо провести

проверочный расчет в целях проверки возможности функционирования ключевых элементах на расчётной частоте. В ином случае, если параметры транзисторов не обеспечивают необходимую частоту, то необходимо выбрать дроссель с иной индуктивностью и повторить расчет.

Следует отметить, что порядок расчета не является жестким. Можно также аналогично задаваться частотой переключений и отсюда находить остальные неизвестные параметры, преобразовав выше описанные формулы.

Средний ток, протекающий через каждый из диодов  $I_{vd,cp}$  является третью от выходного тока преобразователя. Зная выходную мощность  $P_{max}$  и выходное напряжение  $U_{ккм}$  преобразователя можно рассчитать средний ток диодов в соответствии с формулой (27):

$$I_{vd,cp} = \frac{P_{max}}{3 * U_{ккм}}. \quad (27)$$

Среднее значение входного тока преобразователя в каждой фазе  $I_{ф,ср}$ , взятого в первом приближении за синусоидальный по модулю, имеет связь с действующим значением тока фазы  $I_{ф,d}$ , как показано в формуле (28):

$$|I_{ф,ср}| = 0,9 * I_{ф,d}. \quad (28)$$

Входной ток фазы в один момент времени может протекать только либо через диоды выпрямительной части ККМ, либо через транзисторы. Причем за период фазного напряжения в проводимости участвуют диоды выпрямительной части обеих полярностей, а в транзисторе протекает ток либо в прямом направлении, либо в обратном за оставшееся время, в которое диоды не проводили ток. Таким образом, средний ток транзистора по модулю можно рассчитать по формуле (29):

$$I_{vt,ср} = I_{ф,ср} - 2 * I_{vd,ср}. \quad (29)$$

Для теплового расчета транзистора необходимо принять во внимание, что средний ток транзистора по модулю  $I_{vt,ср}$  протекает половину периода питающего напряжения в прямом направлении, выделяя мощность активных потерь на сопротивлении открытого канала транзистора, а другую половину – выделяя мощность на обратно смещенном диоде. При этом среднее

значение тока для каждой составляющей мощностей может быть просто поделен пополам.

Общая емкость выходных конденсаторов должна рассчитываться из соображений сглаживания выходного напряжения. В данном случае задаются величиной  $\delta$ , обозначающей допустимый относительный провал напряжения, в соответствии с формулой (30):

$$\delta = \frac{\Delta U_{\text{ККМ}}}{U_{\text{ККМ}}}, \quad (30)$$

где  $\Delta U$  – допустимое значение провала напряжения на выходе ККМ.

Расчет выходной емкости проводится для наименьшей частоты, участвующей в заряде конденсатора. Ею являются гармоники потребления тока с выпрямительной части преобразователя, которые имеют частоту, аналогичную частоту гармоник на выходе неуправляемого трехфазного выпрямителя, т.е.  $f_{\text{пульсаций}}=300$  Гц. Таким образом, с учетом формулы (30) расчет выходной полной емкости на выходе конденсатора примет вид как в формуле (31):

$$C = \frac{1}{f_{\text{пульсаций}} * R_d * \delta}, \quad (31)$$

где  $R_d$  – сопротивление нагрузки. Может быть рассчитано исходя из мощности нагрузки и выходного напряжения. При этом необходимо учитывать нелинейный характер нагрузки, если такой имеется и учитывать его при изменении заданного на выходе напряжения.

Найденное в формуле (31) значение емкости является суммарным по выходу преобразователя. Т.е. величины емкости каждого из двух конденсаторов должны быть равны между друг другом и быть в два раза большими рассчитанной величины  $C$ .

Таким образом, выбор элементов Виенна-преобразователя с активной коррекцией коэффициента мощности следует производить, используя значения, указанные в предыдущих расчетах (формулы 15-31), следующим образом.

Для выбора дросселя  $L_a$  в фазах преобразователя следует использовать:

- Индуктивность дросселя  $L$ ;
- Среднее значение тока дросселя по модулю  $|I_{\phi.d}|$ ;
- Пиковый ток дросселя.

Параметры, применяемые для выбора диодов:

- Средний ток диода  $I_{vd.cр}$ ;
- Максимальный ток диода  $I_{\phi.max}$ ;
- Обратное напряжение  $U_{ккм}/2$ ;
- Частота коммутаций  $f$ .

Параметры для выбора транзисторов:

- Средний ток транзистора  $I_{vt.cр}$  ;
- Максимальный ток  $I_{\phi.max}$ ;
- Прямое напряжение на транзисторе в закрытом состоянии  $U_{ккм}/2$ ;
- Частота коммутаций  $f$ .

Параметры выбора выходных конденсаторов:

- Емкость конденсатора  $2 \cdot C$ ;
- Максимальное напряжение  $U_{ккм}/2$ .

Данные параметры являются базовыми оценочными значениями для выбора элементов и затем проведения полного расчета схемы, в том числе и расчета демпфирующих цепочек, тепловых режимов, теплоотводов и т.д.



## Заключение

В результате выполнения магистерской диссертационной работы был произведен анализ развития промышленной электроники, применяемой в области электроснабжения, в частности принципы коррекции коэффициента мощности, которые по принципу действия можно разделить на пассивную и активную коррекции.

Показана необходимость проведения коррекции коэффициента мощности для достижения наиболее оптимальных экономических затрат и обеспечения высоких показателей качества при потреблении электроэнергии, а также для соблюдения нормативных показателей в области электромагнитной совместимости по кондуктивной составляющей эмитируемых в сеть электроснабжения помех.

Для трех базовых электрических схем активных корректоров коэффициента мощности проведены теоретический анализ и аналитическое сравнение основных параметров по электрическим, массово-габаритным, ценовым параметрам, а также по параметрам качества преобразования электрической энергии. Выведены наиболее оптимальные алгоритмы работы и достижимые показатели преобразования. В конце главы проведен сравнительный теоретический анализ выбранных схем и приведены рекомендации по их выбору в практическом применении.

По результатам теоретического анализа схем активных корректоров коэффициента мощности разработаны математические модели трех рассмотренных ранее ККМ в программном пакете MATLAB/Simulink. Разработаны и отлажены алгоритмы работы преобразователей в составе систем управления. Собраны данные о качестве работы преобразователей, которые подтверждают теоретические показатели. По полученным в ходе математического моделирования показателям проведен сравнительный анализ собранных показателей качества работы преобразователей, выданы

рекомендации по выбору для применения под конкретное техническое задание.

В заключение магистерской работы в виде последней главы формализованы оценочные методические указания для проведения расчета Виенна-выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности при управлении в гистерезисном (следающем) режиме. Выведены основные зависимости и параметры, описывающие работу преобразователя и играющие ключевую роль при выборе элементов компонентной базы.

## Список используемой литературы

1. ГОСТ 2.105-95. Единая система конструкторской документации. Общие требования к текстовым документам. – Введ. 1996-07-01. – М.: Госстандарт РФ: Изд-во стандартов, 1994. - 19с.: ил.
2. ГОСТ 7.32-2001. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления. – Введ. 2002-07-01. – М.: Госстандарт РФ: Изд-во стандартов, 2001. - 23с.
3. T. Pompavai, P. Vijaya Priya. Comparative analysis of modified multilevel DC link inverter with conventional cascaded multilevel inverter fed induction motor drive. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 336-344. 14187 symbols.  
URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217323652>.
4. P.Ponnambalam, K.Muralikumar, P.Vasundhara, Sreejith.S, B.Challa. Fuzzy controlled switched capacitor boost inverter. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 909-916. 17193 symbols.  
URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217324517>.
5. Sarika D Patil, Sumant G Kadwane, Snehal P Gawande. Current control of grid tied inverter through SHEPWM method. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 643-650. 16696 symbols.  
URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217323925>.
6. V.Birunda Mary, Dr.I.William Christopher, Dr.G.Themozhi. 3-switch single phase inverter for PV system. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 674-681. 19652 symbols.  
URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217324220>
7. N.Vinoth Kumar, V.Kumar Chinnaiayn, Pradish M., S.Prabhakar Karthikeyan. Simulated Annealing Based Selective Harmonic Elimination for Multi-level Inverter. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 855-861. 9611 symbols.  
URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S187661021732444X>.

8. Mrs. V.V. Vijetha Inti, Dr. V.S. Vakula. Design and Matlab-simulink implementation of four switch inverter for microgrid utilities. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 615-625. 16184 symbols.

URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217323858>.

9. Arunkumar G., Gnanambal I., Naresh S., Karthik P.C., Jagadish Kumar Patra. Parameter optimization of three phase boost inverter using genetic algorithm for linear loads. 2016. // Energy Procedia, Volume 90, December 2016. PP. 559-565. 13198 symbols.

URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610216314345>.

10. Harsha Anantwar, Dr B.R. Lakshmikantha, Dr. Shanmukha Sundar. Fuzzy self-tuning PI controller based inverter control for voltage regulation in off-grid hybrid power system. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 409-416. 16559 symbols.

URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S187661021732386X>.

11. N.Susheela, P.Satish Kumar. Performance evaluation of carrier based PWM techniques for hybrid multilevel inverters with reduced number of components. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 635-642. 12949 symbols.

URL: <http://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217323901>.

12. C.Kannan, Nalin Kant Mohanty, R.Selvarasu. A new topology for cascaded H-bridge multilevel inverter with PI and Fuzzy control. // Energy Procedia, Volume 117, June 2017. PP. 917926. 15501 symbols.

URL: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1876610217324529>.

13. Александров, А.А. Электротехнические чертежи и схемы / А.А. Александров, Е.Г. Кузьмина. - М.: Энергоатомиздат, 1990. – 288с.: ил.

14. Васильев, В.И. Электронные промышленные устройства: Учеб. для студ. вузов спец. «Пром. электрон.» / В.И. Васильев, Ю.М. Гусев, В.Н. Миронов и др. – М.: Высш. шк., 1988. – 303 с.: ил.

15. Семенов, Б.Ю. Силовая электроника: от простого к сложному. / Б.Ю. Семенов. – М.: СОЛОН-Пресс, 2005. – 416 с.: ил.

16. Сажнёв А.М. Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных систем: учеб. пособие. / А.М. Сажнёв, Л.Г. Рогулина. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 220с.
17. Позднов, М.В. Системы управления электронными преобразователями: лабораторный практикум по дисциплине «Системы управления электронными преобразователями» / М.В. Позднов - Тольятти: ТГУ, 2016. - 68 с.
18. Черных, И.В. «Simulink: Инструмент моделирования динамических систем». / И.В. Черных. – Питер: ДМК Пресс, 2008. – 400 с.
19. Карташев, И.И. Качество электроэнергии в системах электроснабжения. Способы контроля и обеспечения. / И.И. Карташев. – М.: МЭИ., 2001. – 120 с.
20. Железко, Ю.С. Потери электроэнергии. Реактивная мощность. Качество электроэнергии: Руководство для практических расчетов / Ю.С. Железко. – М.: ЭНАС, 2009. – 456 с.
21. Сажнёв А.М. Электропреобразовательные устройства радиоэлектронных систем: учеб. пособие. / А.М. Сажнёв, Л.Г. Рогулина. – Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2011. – 220с.
22. Отт, Г.В. Методы подавления шумов и помех в электронных системах. – М.: Изд-во Мир, 1979. – 318 с.
23. ГОСТ 32144-2013. Электрическая энергия. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. М.: Стандартиформ, 2014.
24. Национальный стандарт российской федерации ГОСТ Р 53333-2008. Контроль качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения. – М.: Стандартиформ, 2009. – 54 с.
25. ГОСТ Р МЭК 1047-98. Преобразователи электронные понижающие, питаемые от источников постоянного или переменного тока, для ламп

накаливания. Требования к рабочим характеристикам. М.: Госстандарт России, 1998г.

26. ГОСТ Р МЭК 60923-2011. Устройства управления лампами. Аппараты пускорегулирующие для разрядных ламп (кроме люминесцентных ламп). Требования к рабочим характеристикам. М.: Госстандарт России, 2013г.

27. ГОСТ 30804.3.12-2013. Совместимость технических средств электромагнитная. Нормы гармонических составляющих тока, создаваемых техническими средствами с потребляемым током более 16 А, но не более 75 А (в одной фазе), подключаемыми к низковольтным распределительным системам электроснабжения. Нормы и методы испытаний. М.: ЗАО «САМТЭС», 2013г.

28. Железов Е.А., Милослов А.В. Сравнение эффективности гистерезисного и ШИМ методов управления инвертором // Энергоэффективность и энергобезопасность производственных процессов: сб. тр. науч.-техн. конф. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2016 – С. 360-369.

29. Zhelezov E.A., Miloslov A.V. Comparison of hysteretic and PWM inverter control methods efficiency. // Научные тенденции: Вопросы точных и технических наук: сборник научных трудов по материалам VI международной научной конференции 12 мая 2017г. – Санкт-Петербург: Изд-во ЦНК МНИФ «Общественная наука», 2017. – 72с.

30. Милослов А.В., Позднов М.В. Моделирование одноключевого трехфазного выпрямителя с активной коррекцией коэффициента мощности. // Студенческие дни науки ТГУ, 3 – 29 апреля 2019г. Сборник трудов. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2019. (в печати).

31. Милослов А.В., Позднов М.В. Моделирование выпрямительного преобразователя Виенна с активной коррекцией коэффициента мощности. // Студенческие дни науки ТГУ, 3 – 29 апреля 2019г. Сборник трудов. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2019. (в печати).

32. Богатырев В.В., Волохов Д.Г., Милослов А.В., Прядилов А.В. Отопительная система умного дома на базе Arduino. // Прикладная математика и информатика: современные исследования в области естественных и технических наук: материалы III научно-практической всероссийской конференции (школы-семинара) молодых ученых: 23-25 апреля 2018 г. Сборник трудов. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2018. (в печати).
33. Muhd Halalludin. Design and simulation of three phase rectifier with power factor correction. [Научная статья], Июль 2012. – 40с.
34. Плахтий О.А. Обзор схем трехфазных активных выпрямителей с коррекцией коэффициента мощности для тяговой подстанции постоянного тока. [Научная статья]. Збірник наукових праць: Изд-во УкрДАЗТ, 2013. – 7с.
35. Горбачев Г.Н., Чаплыгин Е.Е. Промышленная электроника: Учебник для вузов/Под ред. В.А. Лабунцова. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 320с.: ил.
36. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебн. пособие. / Москва, 2009. – 56с.
37. Карасев А.В., Смирнов В.М. Некоторые особенности управления трехфазным выпрямителем с коррекцией коэффициента мощности. [Научная статья], 2009. – 10с.
38. Чаплыгин Е.Е., Тьинь В.М., Ан Н.Х. Виенна-выпрямитель – трехфазный корректор коэффициента мощности. [Научная статья]. Силовая Электроника, №1, 2006. – 4с.
39. Marian P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg. Control in power electronics. Selected problems. / Elsevier Science, 2002. – 519 pages.
40. Википедия. [Электронный ресурс]: Анализ Фурье. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Анализ\\_Фурье](https://ru.wikipedia.org/wiki/Анализ_Фурье), свободный.
41. Википедия. [Электронный ресурс]: Преобразование Фурье. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Преобразование\\_Фурье](https://ru.wikipedia.org/wiki/Преобразование_Фурье), свободный.

42. Википедия. [Электронный ресурс]: Ряд Фурье. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Ряд\\_Фурье](https://ru.wikipedia.org/wiki/Ряд_Фурье), свободный.

43. Википедия. [Электронный ресурс]: Коэффициент нелинейных искажений. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент\\_нелинейных\\_искажений](https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент_нелинейных_искажений), свободный.

44. Википедия. [Электронный ресурс]: Коэффициент мощности. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент\\_мощности](https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент_мощности), свободный.

45. Википедия. [Электронный ресурс]: Коэффициент полезного действия. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент\\_полезного\\_действия](https://ru.wikipedia.org/wiki/Коэффициент_полезного_действия), свободный.

46. Википедия. [Электронный ресурс]: Закон Ома. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Закон\\_Ома](https://ru.wikipedia.org/wiki/Закон_Ома), свободный.

47. Википедия. [Электронный ресурс]: Закон Джоуля-Ленца. – Режим доступа: [https://ru.wikipedia.org/wiki/Закон\\_Джоуля\\_-\\_Ленца](https://ru.wikipedia.org/wiki/Закон_Джоуля_-_Ленца), свободный.