

МИНИСТЕРСТВО НАУКИ И ВЫСШЕГО ОБРАЗОВАНИЯ
РОССИЙСКОЙ ФЕДЕРАЦИИ
федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение
высшего образования
«Тольяттинский государственный университет»
Институт машиностроения

(наименование института полностью)

Кафедра «Промышленная электроника»
(наименование)

11.04.04 Электроника и нанoeлектроника

(код и наименование направления подготовки)

Электронные приборы и устройства

(направленность (профиль))

ВЫПУСКНАЯ КВАЛИФИКАЦИОННАЯ РАБОТА (МАГИСТЕРСКАЯ ДИССЕРТАЦИЯ)

на тему «Исследование влияния способа управления и схемы ведомого
сетью инвертора на эффективность преобразования тока, генерируемого
фотоэлектрической системой»

Студент Е.А. Железов _____
(И.О. Фамилия) (личная подпись)

Научный
руководитель к.т.н., Е.С. Глибин
(Ученая степень, звание, И.О. Фамилия)

Тольятти 2020

Содержание

Введение.....	3
1 Структурная схема соединенной с сетью системы.....	5
2 Схема инвертора.....	6
3 Система управления.....	8
3.1 Системы координат.....	8
3.2 Синхронизация тока с напряжением сети.....	15
3.3 Регулирование выходного тока.....	17
3.4 Способы управления инвертором.....	20
4. Моделирование.....	27
4.1 Моделирование работы однофазного преобразователя с ПР-регулятором.....	27
4.2 Моделирование работы однофазного преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат.....	31
4.3 Моделирование работы трехфазного преобразователя с ПР-регулятором.....	35
4.4 Моделирование работы трехфазного преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат.....	37
5 Математические зависимости.....	40
5.1 Теоретические зависимости однофазной системы с ПР-регулятором.....	40
5.2 Экспериментальные зависимости однофазной системы с ПР-регулятором.....	43
5.3 Теоретические зависимости однофазной системы с ПИ-регулятором.....	48
5.4 Экспериментальные зависимости однофазной системы с ПИ-регулятором.....	66
6. Сравнение эффективности регуляторов.....	69
Список используемой литературы.....	70

Введение

Использование фотоэлектрических модулей (ФЭМ) существенно возросло в последние пару десятилетий. Об этом свидетельствует прирост суммарной мощности, вырабатываемой по всему миру ФЭМ. Так если в 1992 г. на ФЭМ приходилась суммарная генерируемая мощность порядка 1.2ГВт то в 2013 г. эта величина достигла значения в 136 ГВт. Среди факторов, способствовавших увеличению использования ФЭМ, можно назвать такие как повышение эффективности ФЭМ, снижение стоимости их производства, а также рост заинтересованности в развитии экологически чистых источников энергии.

Системы электроснабжения на основе ФЭМ можно в самом общем виде подразделить на автономные и соединенные с сетью (неавтономные) системы. В настоящее время порядка 99% генерируемой ФЭМ мощности приходится на неавтономные системы. Соединенные с сетью системы, не нуждаются в батареях, вследствие чего они более рентабельны и требуют меньшего технического обслуживания и реинвестирования, по сравнению с автономными системами.

Целью данной магистерской диссертации является:

- Провести теоретический обзор и сравнение выбранных способов управления (а именно регуляторов) и схем ведомых сетью инверторов
- Собрать и отладить модели математического анализа с помощью современных средств моделирования.
- Выполнить сбор, анализ и сравнение основных показателей качества преобразования;

Актуальность данной работы исходит из:

- Низкого уровня освещенности такого технического решения, как ведомые сетью инверторы;
- Отсутствия сравнений эффективности регуляторов тока для ведомых

сетью инверторов, опирающихся на показатели регулирования в доступных трудах.

Теоретическая значимость работы заключается в проведении теоретического и сравнительного анализов мало освещенных в научных трудах регуляторов тока ведомых сетью инверторов, разработке математических моделей систем включающих регулятор и ведомый сетью инвертор, проведении анализа по результатам имитационного моделирования.

Практическая значимость работы заключается в:

- Изготовленных математических моделях систем включающих регулятор и ведомый сетью инвертор, в целом применимых для практического расчета номиналов компонентов в различных режимах работы;

Структура и объем работы. Магистерская диссертационная работа состоит из введения, шести разделов и списка используемой литературы из 30 наименований. Содержание работы изложено на 75 страницах, содержит 53 рисунка, 58 формул и 24 таблицы.

1 Структурная схема соединенной с сетью системы

На Рисунке 1 представлена конфигурация соединенной с сетью системы электроснабжения на основе ФЭМ.

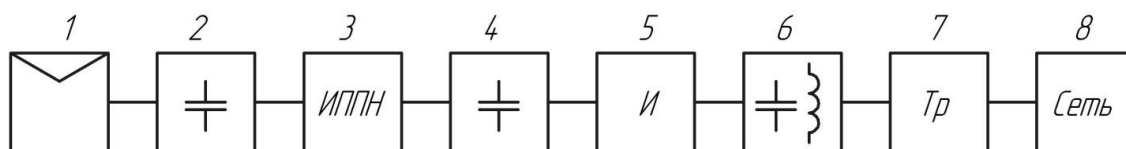


Рисунок 1 – Соединенная с сетью система электроснабжения на основе ФЭМ

Система включает непосредственно фотоэлектрические модули 1, входной фильтр 2, импульсный преобразователь постоянного напряжения 3, фильтрующий конденсатор 4, инвертор 5, выходной фильтр 6, низкочастотный трансформатор 7.

Преобразователь постоянного напряжения 3 является необязательным элементом системы. В число функций выполняемых этим элементом может входить: отслеживание точки максимальной мощности фотоэлектрических модулей 1, осуществление высокочастотной гальванической развязки, повышение напряжения получаемого с фотоэлектрических модулей.[9]

Инвертор напряжения 5 преобразует постоянное напряжение в напряжение переменное, с использованием высокочастотной импульсной модуляции. Разность между выходным напряжением инвертора и сетевым напряжением падает на выходном фильтре 6. Фильтр 6 обладает высоким импедансом для частот, соответствующих высшим гармоникам выходного напряжения инвертора, не пропуская, таким образом, в сеть высшие гармоники тока.

Низкочастотный трансформатор 7 является опциональным элементом, используемым для гальванической развязки преобразователя от сети 8.

2. Схема инвертора

В настоящее время используются инверторы, построенные по двухфазной и по трехфазной схемам.

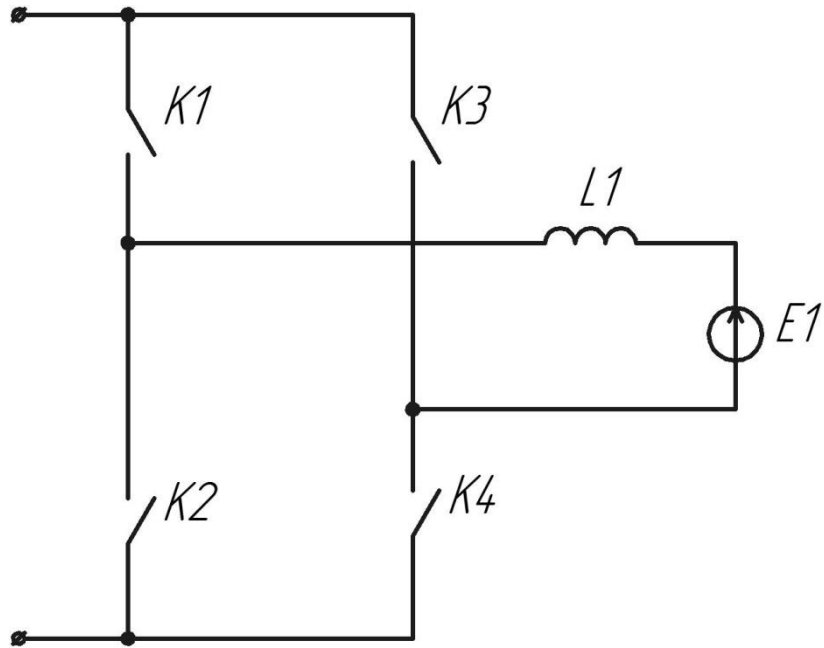


Рисунок 2 – Двухфазная схема инвертора

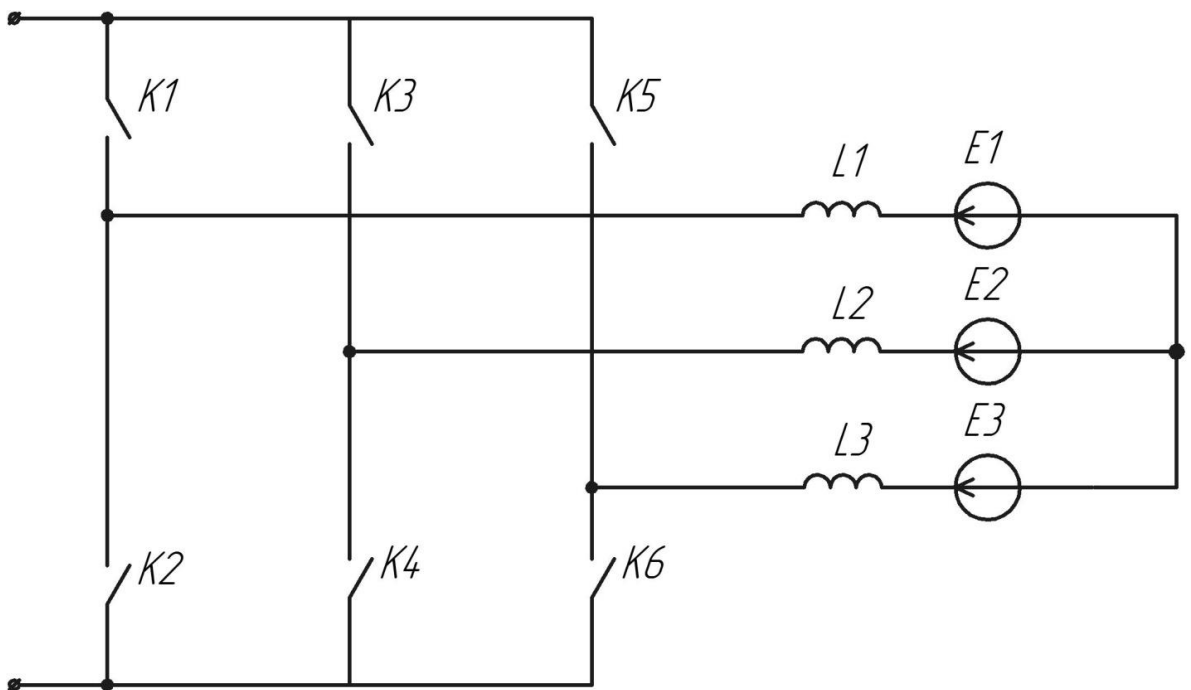


Рисунок 3 – Трехфазная схема инвертора

Рассмотрим работу схем инверторов, воспользовавшись схемой замещения, приведенной на Рисунке 4.

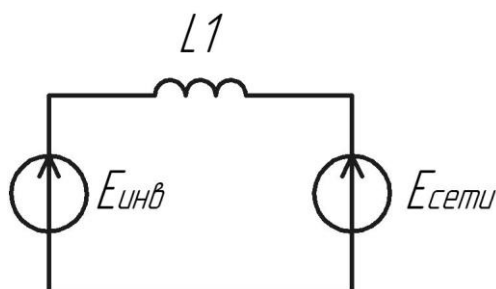


Рисунок 4 – Схема замещения инвертора

Обе схемы работают аналогичным образом. Суть работы заключается в подаче в сеть (трехфазную или однофазную) тока первой гармоники. Регулирование подаваемого в сеть тока осуществляется регулированием падения напряжения на выходном индукторе преобразователя[28]. Схема инвертора формирует на своем выходе ШИМ напряжение. Разность напряжения сети и выходного напряжения инвертора падает на дросселе.

Индуктивность дросселя препятствует проникновению в сеть высших гармоник тока. Так что ток дросселя содержит лишь малый процент высших гармоник и является практически синусоидальным.

3. Система управления

К задачам управления характерным для фотоэлектрических инверторов, соединенных с сетью, можно отнести [8]:

1. Синхронизация выходного тока с напряжением сети
2. Регулирование выходного тока
3. Управление активной и реактивной составляющими тока
4. Обнаружение отключения напряжения сети

3.1 Системы координат

В настоящее время активно предлагаются системы управления в которых осуществляется тот или иной переход из одной системы координат (в которой рассматриваются токи и напряжения) в другую. Приведем здесь краткое описание наиболее часто применяющихся систем координат.

Системы координат применяемые при управлении:

1. Неподвижная трехфазная система координат (abc)
2. Неподвижная декартова система координат ($\alpha\beta$)
3. Вращающаяся декартова система координат (dq)

27. Неподвижная трехфазная система координат (abc)

Система координат имеет три оси, расположенные на плоскости под углом 120 градусов. Эти оси пересекаются в начале координат. [7]

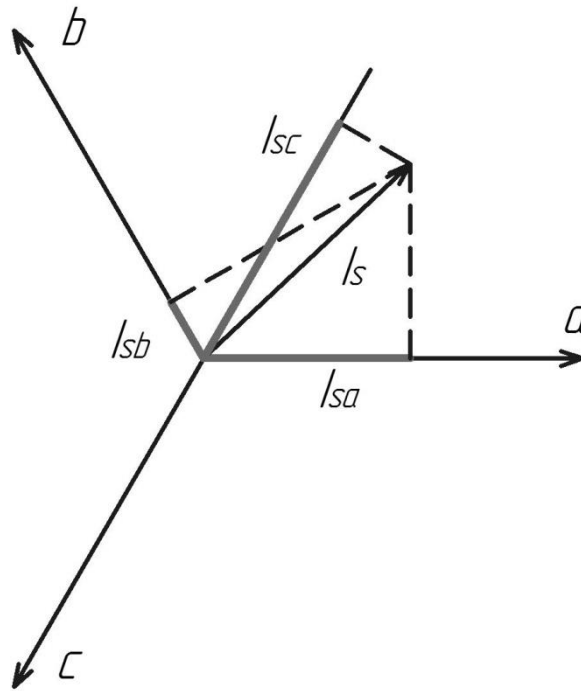


Рисунок 5 – Неподвижная трехфазная система координат (abc)

По осям отложены мгновенные значения фазовых токов и напряжений, или что то же самое проекции синхронно вращающихся векторов соответствующих токам и напряжениям на выбранную ось прямоугольной системы.

В основе abc-системы лежит линейно-зависимая система векторов $(\vec{e}_a; \vec{e}_b; \vec{e}_c)$ т.е проекция на любую из трех осей abc-системы может быть выражена через проекции на две другие оси. Вектор, полученный в abc-системе, совершает вращение с угловой скоростью, соответствующей частоте сетевого напряжения.

Пользуясь методом симметричных составляющих [28,30], токи и напряжения в несимметричной трехфазной системе могут быть представлены в виде суммы векторов трех симметричных последовательностей: прямой, обратной и нулевой. Каждая последовательность представлена тремя (по одному на каждую фазу) одинаковыми по абсолютной величине векторами, соответствующими трем фазам сетевого напряжения. Каждая последовательность может быть получена через любой из ее векторов

соответствующими сдвигами на угол кратный 120 градусов.

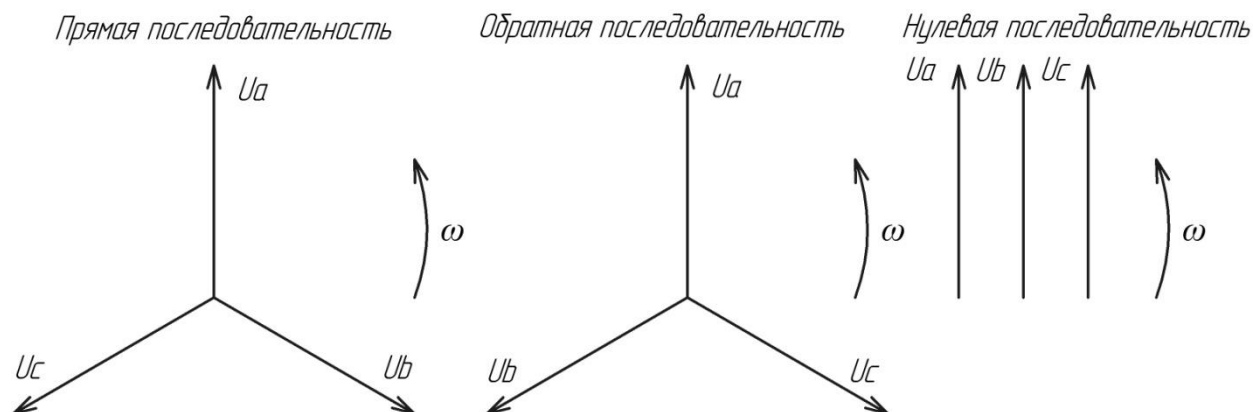


Рисунок 6 – Векторные диаграммы прямой обратной и нулевой последовательностей

Вектор прямой \bar{U}_{a1} обратной \bar{U}_{a2} и нулевой \bar{U}_{a0} последовательности может быть выражен по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{a1} &= \frac{1}{3} \left(\bar{U}_a + e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_b + e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_c \right) \\ \bar{U}_{a2} &= \frac{1}{3} \left(\bar{U}_a + e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_b + e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_c \right) \\ \bar{U}_{a0} &= \frac{1}{3} (\bar{U}_a + \bar{U}_b + \bar{U}_c) \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

Обратное преобразование задается по формулам:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_a &= \bar{U}_{a1} + \bar{U}_{a2} + \bar{U}_{a0} \\ \bar{U}_b &= e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_{a1} + e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_{a2} + \bar{U}_{a0} \\ \bar{U}_c &= e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_{a1} + e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_{a2} + \bar{U}_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

Откуда прямая последовательность задана формулами:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{a1} &= \bar{U}_{a1} \\ \bar{U}_{b1} &= e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_{a1} \\ \bar{U}_{c1} &= e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_{a1} \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

Обратная последовательность задана формулами:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{a2} &= \bar{U}_{a2} \\ \bar{U}_{b2} &= e^{i\frac{2\pi}{3}} \bar{U}_{a2} \\ \bar{U}_{c2} &= e^{i\frac{4\pi}{3}} \bar{U}_{a2} \end{aligned} \right\} \quad (4)$$

Нулевая последовательность задана формулами:

$$\left. \begin{aligned} \bar{U}_{a0} &= \bar{U}_{a0} \\ \bar{U}_{b0} &= \bar{U}_{a0} \\ \bar{U}_{c0} &= \bar{U}_{a0} \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

Обратная последовательность может быть симметрично отображена относительно оси, на которую проецируются векторы последовательности, тогда векторы вращаются по часовой стрелке с угловой скоростью равной круговой частоте сети .

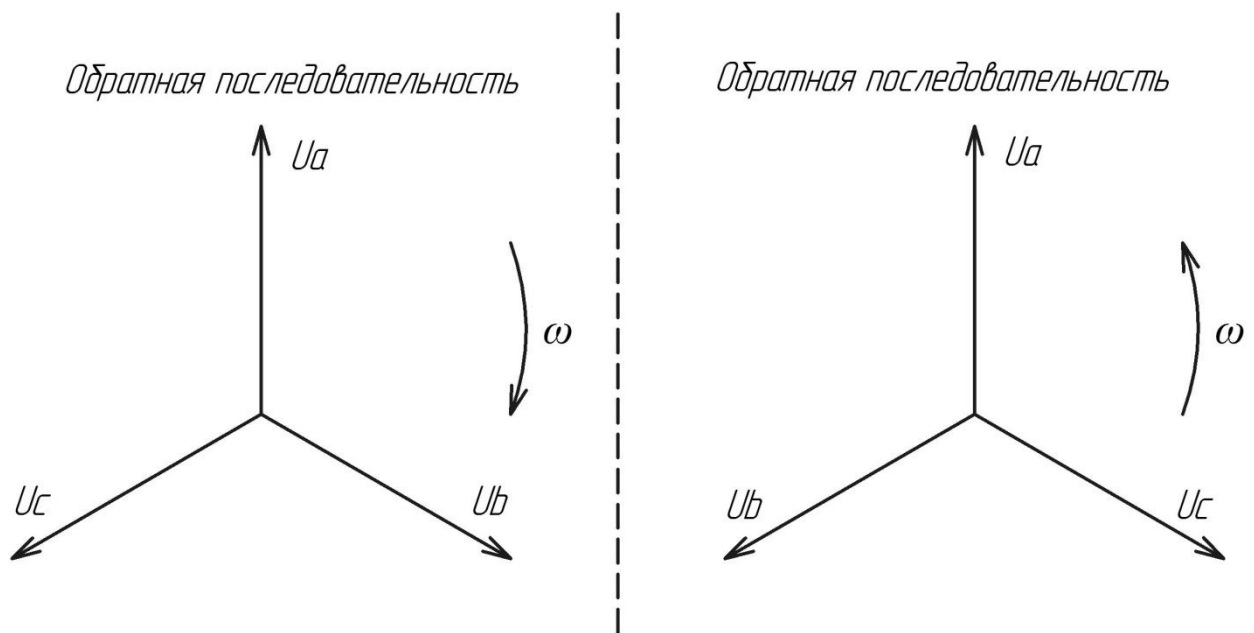


Рисунок 7 – Симметричное отображение векторов обратной последовательности

Опустив из рассмотрения нулевую последовательность (возникающую обычно в аварийных режимах короткое замыкание и обрыв линии), рассмотрим прямую и обратную последовательности.

Вектор, полученный в abc-системе может быть тогда представлен в виде двух векторов \bar{U}_{a1} , \bar{U}_{a2} . Причем вектор \bar{U}_{a1} вращается в сторону против часовой стрелки с угловой скоростью соответствующей частоте сетевого

напряжения , а вектор \bar{U}_{a2} вращается в сторону по часовой стрелки. Проекции на оси abc- системы тогда могут быть получены тогда по формулам:

$$\begin{aligned} u_a(t) &= \text{Пр}_a(U_{a1} \cdot e^{i\omega t}) + \text{Пр}_a(U_{a2} \cdot e^{-i\omega t}) = \\ &= \text{Пр}_a(U_{a1} \cdot e^{i\omega t} + U_{a2} \cdot e^{i\omega t}) = \text{Пр}_a(U_a e^{i\omega t}) \end{aligned} \quad (6)$$

$$\begin{aligned} u_b(t) &= \text{Пр}_b\left(U_{a1} \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{-i\frac{2\pi}{3}}\right) + \text{Пр}_b\left(U_{a2} \cdot e^{-i\omega t} \cdot e^{-i\frac{2\pi}{3}}\right) = \\ &= \text{Пр}_b(U_{b1} e^{i\omega t} + U_{b2} e^{i\omega t}) = \text{Пр}_b(U_b e^{i\omega t}) \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} u_c(t) &= \text{Пр}_c\left(U_{a1} \cdot e^{i\omega t} \cdot e^{i\frac{2\pi}{3}}\right) + \text{Пр}_c\left(U_{a2} \cdot e^{-i\omega t} \cdot e^{i\frac{2\pi}{3}}\right) = \\ &= \text{Пр}_c(U_{c1} \cdot e^{i\omega t} + U_{c2} \cdot e^{i\omega t}) = \text{Пр}_c(U_c e^{i\omega t}) \end{aligned} \quad (8)$$

Откуда очевидно, что такое представление справедливо.

2. Неподвижная декартова система координат ($\alpha\beta$)

Система имеет две перпендикулярные оси α и β . Удобно выбирать оси так, чтобы одна из них совпадала с одной из трехфазных осей. Начало координат совпадает с началом координат описанной выше трехфазной системы координат.

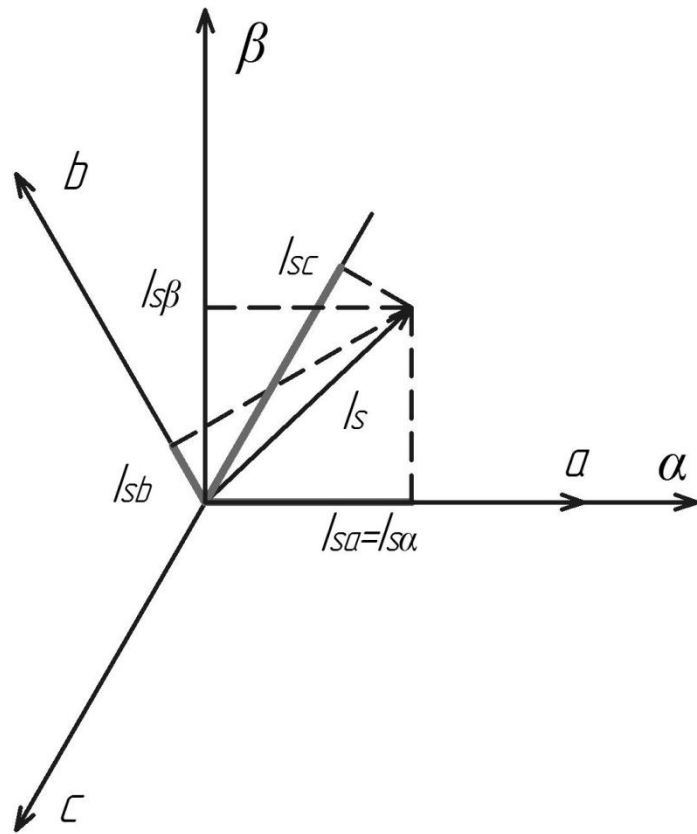


Рисунок 8 – Неподвижная декартова система координат ($\alpha\beta$)

Для перехода из трехфазной системы координат в двухфазную используется т.н. преобразование Кларка:

$$\begin{cases} I_{S\alpha} = I_{SA} \\ I_{S\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_{SA} + \frac{2}{\sqrt{3}} I_{SB} \end{cases} \quad (9)$$

3. Вращающаяся декартова система координат (dq)

Система имеет две перпендикулярные оси X и Y (в зарубежной литературе обозначаемые как d и q). Начало координат совпадает с началом координат, описанной выше неподвижной трехфазной системы отсчета. Оси системы вращаются вокруг начала координат.

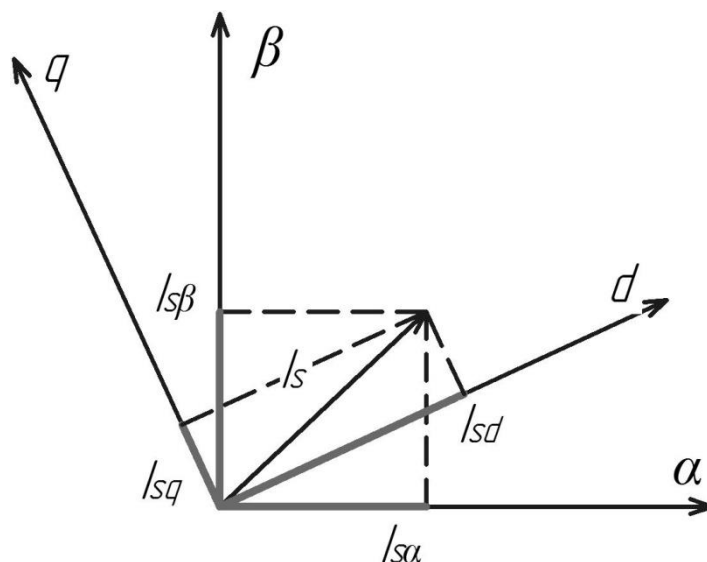


Рисунок 9 – Вращающаяся декартова система координат (dq)

Переход от неподвижной декартовой системы отсчета ($\alpha\beta$) во вращающуюся систему (dq) осуществляется с помощью преобразования Парка согласно формулам:

$$\left. \begin{aligned} A_x &= A_\beta \sin \varphi + A_\alpha \cos \varphi \\ A_y &= A_\beta \cos \varphi - A_\alpha \sin \varphi \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

где φ - мгновенное значение угла между соответствующими осями подвижной и неподвижной системами отсчета.

Как было ранее показано вектор в abc-системе при наличии прямой и обратной последовательностей (наличии несимметрии в сетевых напряжениях или токах) может быть представлен в виде:

$$U_{abc} = U_{a1}e^{j\omega t} + U_{a2}e^{-j\omega t} \quad (11)$$

Переход из abc-системы dq-систему может быть получен согласно следующему выражению:

$$U_{dq} = U_{abc}e^{-j\omega t} = U_{a1} + U_{a2}e^{-2j\omega t} \quad (12)$$

Поэтому любая несимметрия в питающих напряжениях может быть обнаружена по наличию изменяющейся с удвоенной частотой сети составляющей вектора напряжения в dq-системе координат. [15]

3.2 Синхронизация тока с напряжением сети

1. Подаваемый в сеть ток должен быть синхронизирован с напряжением сети. С этой целью используются различные методы получения информации о текущем значении фазы сетевого напряжения. К числу таких методов можно отнести:

- а) Метод обнаружения пересечения нуля
- б) Метод на основе функции арктангенса
- в) Метод фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ)

а) Получить информацию о фазе и частоте напряжения сети можно посредством обнаружения пересечения сетевым напряжением нулевого уровня напряжения, так называемыми детекторами пересечения нуля. Детекторы пересечения нуля могут быть реализованы в виде аналоговых схем, или программно на основе цифровых систем. [2]

В общем случае форма сетевого напряжения может быть искажена. Поэтому с целью получения основной гармоники сетевого напряжения такими детекторами может осуществляться тот или иной вид фильтрации входного сигнала. Например, при реализации детектора на основе цифровой системы (микроконтроллер, сигнальный процессор) может быть применена цифровая фильтрация.

б) Мгновенный фазовый угол сетевого напряжения $\theta(t)$ может отслеживаться системой управления методом, основанным на использовании тригонометрической функции арктангенса. Для пояснения сути метода на Рисунке 9 приведена соответствующая функциональная схема. Схема иллюстрирует применение метода для случая синхронизации с трехфазной сетью.

Поступающие на вход блока преобразования системы координат фазные сетевые напряжения преобразуются в две ортогональные компоненты напряжения (согласно преобразованию Кларка), которые затем

фильтруются от высших гармоник с помощью полосовых фильтров. Далее производится вычисление функции арктангенса отношения мгновенных значений синусоидальных компонент. [4,5] Для получения мгновенного значения фазового угла сетевого напряжения $\theta(t)$ полученное описанным выше методом значение необходимо дополнительно скорректировать на постоянную, значение которой зависит от текущих знаков синусоидальных компонент. [6]



Рисунок 10 – Функциональная схема синхронизации с трехфазным сетевым напряжением методом на основе функции арктангенса

в) В настоящее время ФАПЧ широко используется для синхронизации с сетью различного рода преобразователей, соединенных с сетью. ФАПЧ в идеальном случае должна быстро предоставлять точную информацию необходимую для синхронизации с сетью. Помимо прочего ФАПЧ должна быть невосприимчивой к высшим гармоникам, просядкам и всплескам, импульсам и другим типам искажения формы сетевого напряжения.

В наиболее общем виде, как показано на схеме Рисунка 10, схема ФАПЧ включает: фазовый детектор, фильтр низких частот (НЧ) и управляемый напряжением генератор (ГУН).

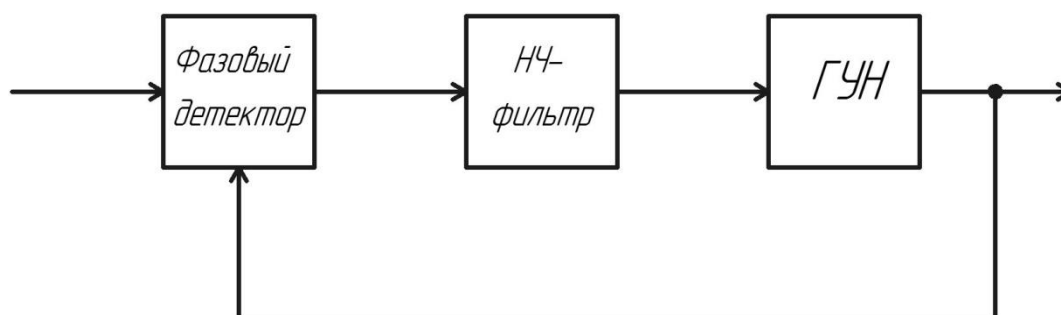


Рисунок 11 – Схема ФАПЧ

Фазовый детектор сравнивает частоты двух сигналов: сигнала сетевого напряжения, поступающего на вход схемы ФАПЧ, и переменного сигнала, генерируемого ГУН. Фазовый детектор генерирует выходной сигнал, который является мерой их фазового рассогласования (если, например, они различаются по частоте, то будет формироваться периодический выходной сигнал разностной частоты). Если частоты сигнала сетевого напряжения и сигнала на выходе ГУН не равны друг другу, то сигнал фазового рассогласования после фильтрации будет воздействовать на ГУН, приближая частоту сигнала ГУН к частоте сигнала сетевого напряжения. В нормальном режиме ГУН быстро производит «захват» частоты сигнала сетевого напряжения, поддерживая по отношению к нему постоянный фазовый сдвиг.

3.3 Регулирование выходного тока

Среди методов регулирования выходного тока инвертора можно выделить линейные и нелинейные методы. К линейным методам относят : регулирование с помощью пропорционально-интегрирующего (ПИ) контроллера, регулирование с помощью пропорционально- резонансного (ПР) контроллера. К нелинейным методам можно отнести гистерезисный метод.

3.3.1 Регулирование выходного тока с помощью ПИ контроллера

Передаточная функция ПИ-регулятора задается выражением:

$$G(s) = K_p + \frac{K_i}{s} \quad (13)$$

Прямое применение ПИ – регулятора без дополнительных преобразований приводит к возникновению установившейся ошибки. Во избежание чего применяют преобразование системы координат. Использование вращающейся системы координат (dq) позволяет подавать

(после вычитания из задающего опорного сигнала) на вход ПИ-регулятора не синусоидальный сигнал выходного тока, а сигнал постоянный, пропорциональный мгновенному значению амплитуды выходного тока. Благодаря чему и достигается устранение установившейся ошибки.

3.3.2 Регулирование выходного тока с помощью ПР – регулятора

Пропорционально-резонансный регулятор не имеет недостатка свойственного ПИ-регулятору (наличие установившейся ошибки) и поэтому может быть реализован с использованием неподвижной системы координат. Передаточная функция ПИ-регулятора задается выражением:

$$G_{PR}(s) = K_p + K_I \frac{s}{s^2 + \omega^2} \quad (14)$$

где K_p - это коэффициент усиления пропорциональной составляющей,
 K_I - коэффициент усиления резонансной составляющей,
 ω - резонансная частота.

ПР-регулятор в указанном виде мало подходит для практической реализации так как имеет стремящийся к бесконечности коэффициент усиления на резонансной частоте. Поэтому на практике применяется другой тип ПР-регулятора с передаточной функцией:

$$G(s) = K_p + \frac{2K_R \omega_c s}{s^2 + 2\omega_c s + \omega_0^2} \quad (15)$$

АЧХ регулятора, соответствующего данной передаточной функции, имеет конечное усиление на резонансной частоте, а также имеет более широкий резонансный пик.

3.3.3 Регулирование выходного тока гистерезисным методом

Сигнал обратной связи сравнивается с опорным сигналом. Величина разности между значением опорного сигнала тока и значением сигнала обратной связи определяет выходной управляющий сигнал.

Положим для определенности, что в начальный момент времени выходной ток инвертора возрастает. В момент времени, когда разность между значением опорного сигнала и значением сигнала обратной связи достигает верхнего установленного предела, управляющий сигнал переходит в состояние высокого уровня. Изменение уровня сигнала приводит к изменению полярности выходного напряжения инвертора. Что в свою очередь приводит к спаданию выходного тока инвертора. Спадание тока происходит вплоть до момента достижения значения разности опорного сигнала и сигнала обратной связи нижнего установленного предела. После чего управляющий сигнал переходит в состояние низкого уровня. Полярность выходного напряжения инвертора вновь меняется, и ток снова возрастает.

К достоинствам метода можно отнести простоту и надежность к недостаткам – изменяющаяся в процессе работы частота коммутации ключей силовой схемы.[8] Это в частности приводит к необходимости использования более «тяжелых» фильтров, имеющих худшие удельные массогабаритные показатели. [13]

3.4. Способы управления инвертором

3.4.1. Способ управления инвертором в $\alpha\beta$ - системе координат

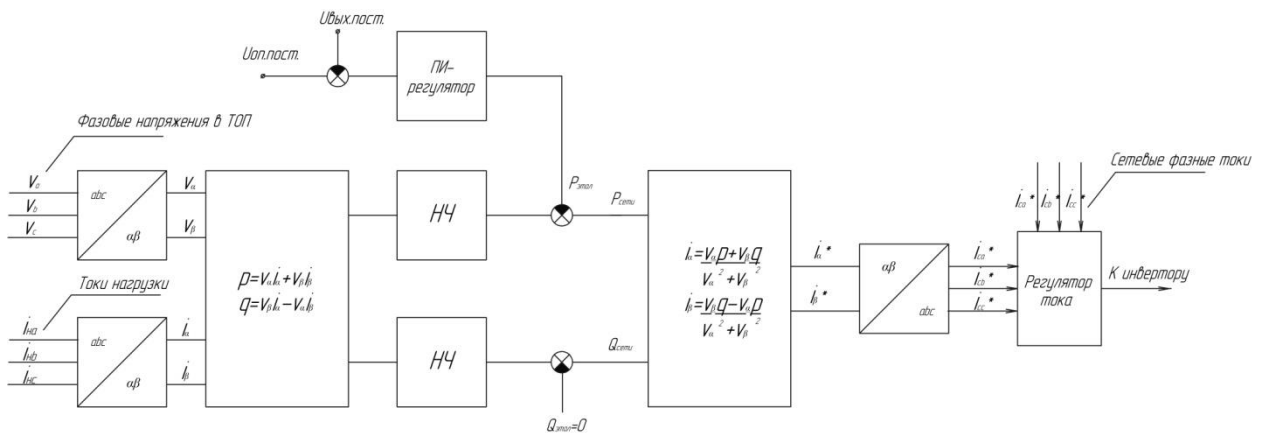


Рисунок 12 – Структурная схема системы управления с использованием $\alpha\beta$ -системе координат

Рассмотрим способ управления основной, задачей которого является компенсация реактивной мощности нагрузки в трехфазной трехпроводной системе, схема замещения которой приведена на Рисунке 15.

Фазные токи и напряжения нагрузки представляются в $\alpha\beta$ системе координат посредством осуществления преобразований Кларка. [22] Полученные в этой системе координат составляющие токов и напряжений могут быть далее использованы для вычисления сигналов мгновенной активной и реактивной мощности нагрузки [21]:

$$\left. \begin{aligned} p &= v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta \\ q &= v_\beta i_\alpha - v_\alpha i_\beta \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

где p , q - мгновенное значение активной и реактивной мощности; v_α , v_β , i_α , i_β - составляющие фазных токов и напряжений нагрузки представленные в $\alpha\beta$ системе координат.

Вычисленные сигналы мгновенной активной и реактивной мощности, включают как постоянную, так и переменную составляющие. Постоянная составляющая активной и реактивной мощности соответствует поступающей в нагрузку активной и реактивной мощности основной

гармоники. Для выделения постоянных составляющих сигналов мощностей используются фильтры низких частот (ФНЧ).

Эталонный сигнал мгновенной активной мощности получен исходя из условия поддержания постоянства выходного напряжения звена постоянного тока. Формирование эталонного сигнала активной мощности осуществляется применением ПИ-регулятора, на вход которого подается сигнал рассогласования между сигналами неизменного опорного и текущего выходного напряжения звена постоянного тока. Полученный на выходе ПИ-регулятора эталонный сигнал мгновенной активной мощности вычитается из соответствующего вычисленного сигнала мгновенной мощности нагрузки.

Эталонный сигнал мгновенной реактивной мощности с целью осуществления компенсации реактивной мощности нагрузки принят равным нулю.

Обратный переход от мгновенных мощностей к мгновенным токам осуществляется с помощью преобразований [21]:

$$\left. \begin{aligned} i_{\alpha} &= \frac{v_{\alpha}P + v_{\beta}Q}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \\ i_{\beta} &= \frac{v_{\beta}P - v_{\alpha}Q}{v_{\alpha}^2 + v_{\beta}^2} \end{aligned} \right\} \quad (17)$$

Полученные в соответствии с (17) составляющие тока после обратного преобразования ($\alpha\beta \rightarrow abc$) являются эталонными сигналами сетевых фазных токов. Необходимо обратить внимание, что регулируемые величинами регулятора тока, изображенного на структурной схеме Рисунка 14, являются не выходные токи инвертора, а сетевые фазные токи (I_{ac} , I_{bc} , I_{cc} на схеме замещения Рисунка 15). [22, 23]

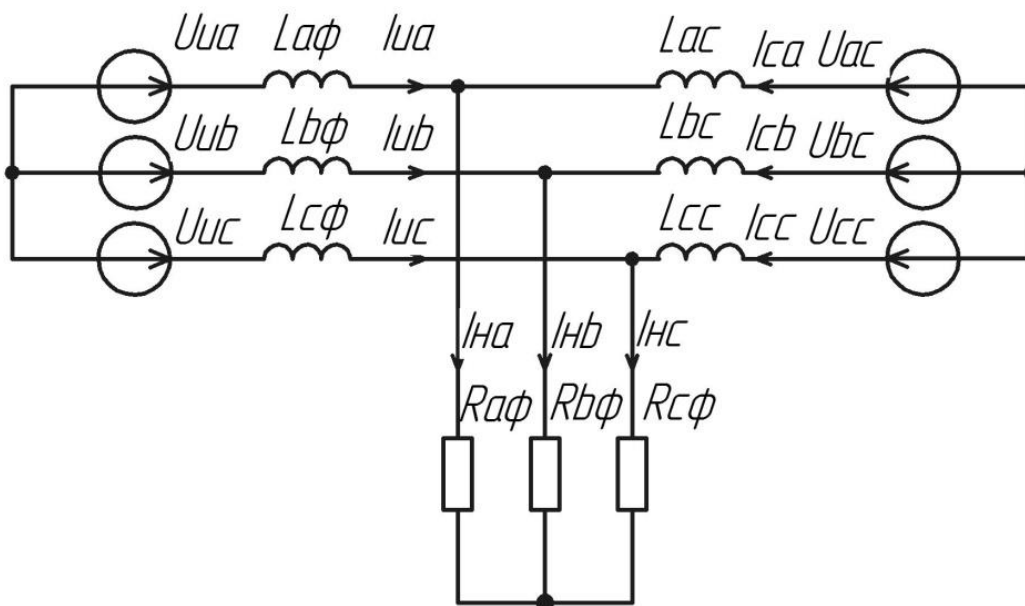


Рисунок 13 – Схема замещения трехфазной трехпроводной системы

3.4.2 Способ управления инвертором в dq-системе координат

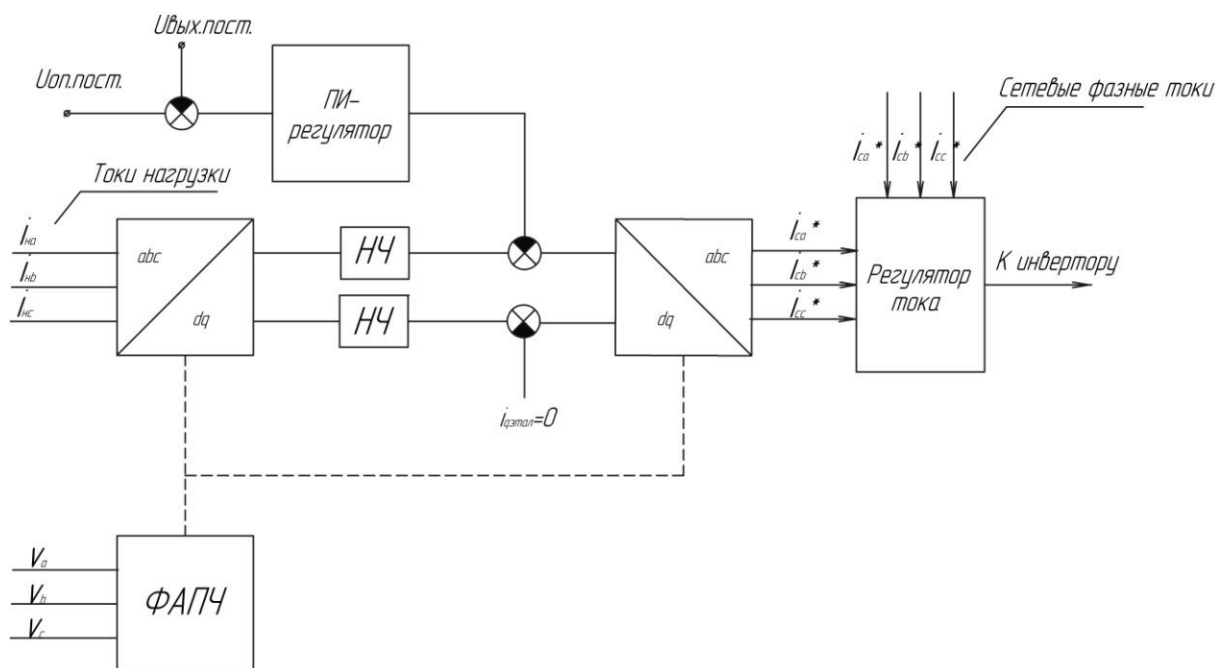


Рисунок 14 – Структурная схема системы управления с использованием dq-системы координат

Фазные токи и напряжения нагрузки представляются во вращающейся системе координат. Переход из неподвижной системы во вращающуюся систему координат осуществляется при помощи dq0-преобразования. При наличии в составе фазных токов составляющих обратной симметричной

последовательности или при наличии высших гармоник тока сигналы d- и q- составляющих тока имеют как постоянную, так и переменную составляющую. Поэтому для выделения составляющих прямой симметричной последовательности сигналы тока пропускают через фильтр низких частот (ФНЧ), чтобы выделить постоянную составляющую. D- и q- составляющие соответствуют активной и реактивной составляющим тока нагрузки.

Эталонный сигнал для d-составляющей осуществляется применением ПИ-регулятора, на вход которого подается сигнал рассогласования между сигналами неизменного опорного и текущего выходного напряжения звена постоянного тока. Полученный на выходе ПИ-регулятора эталонный сигнал вычитается из соответствующего сигнала d-составляющей тока нагрузки. Эталонный сигнал q- составляющей с целью осуществления компенсации реактивной мощности нагрузки принят равным нулю.

Применением обратного преобразования (dq->abc) полученные разностные сигналы переводятся из dq-системы координат в abc- систему координат. Полученные сигналы являются эталонными сигналами для фазных сетевых токов.

3.4.3 Способы управления для устранения небалансов токов нагрузки

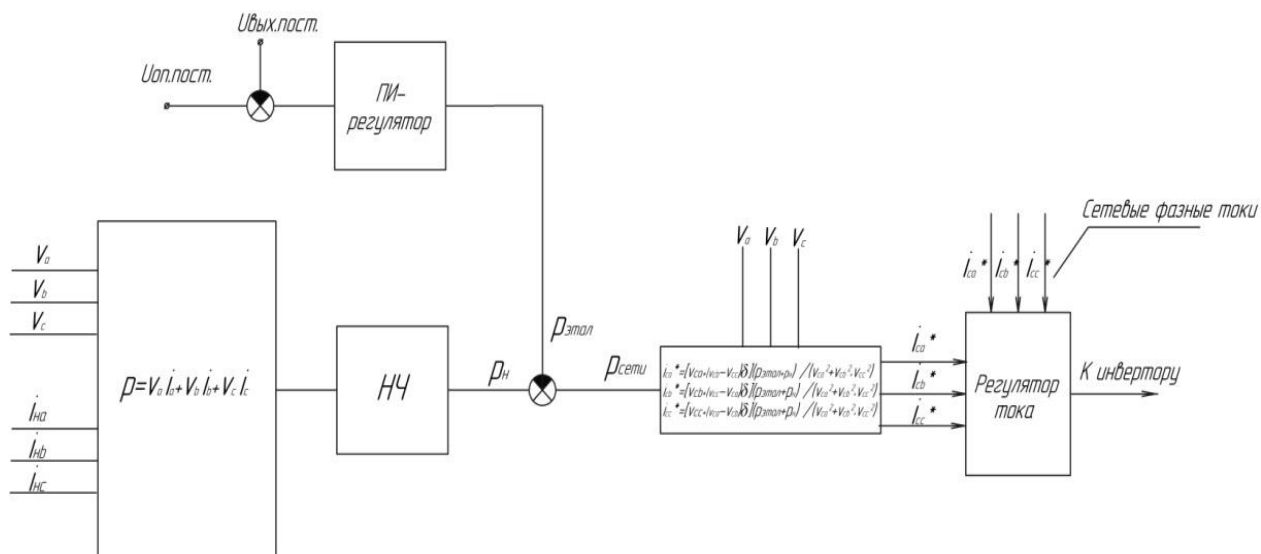


Рисунок 15 – Система управления с компенсацией токов нулевой последовательности

Основными задачами способа управления являются устранение составляющих токов нулевой последовательности и компенсация реактивной мощности нагрузки.

Задача устранения составляющих токов нулевой последовательности может быть эквивалентно выражена в виде:

$$i_{ca} + i_{cb} + i_{cc} = 0 \quad (18)$$

где i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} - сетевые фазные токи;

Компенсация реактивной мощности может быть достигнута сведением к нулю фазового угла между фазовыми токами и напряжениями прямой последовательности. Фазовый угол между векторами напряжений и токов прямой последовательности может быть выражен в виде:

$$\angle \left\{ v_{ca} + e^{i\frac{2\pi}{3}} v_{cb} + \left(e^{i\frac{2\pi}{3}} \right)^2 v_{cc} \right\} = \angle \left\{ i_{ca} + \left(e^{i\frac{2\pi}{3}} \right) i_{cb} + \left(e^{i\frac{2\pi}{3}} \right)^2 i_{cc} \right\} - \varphi \quad (19)$$

где φ - фазовый угол между напряжениями и токами прямой симметричной последовательности, v_{ca} , v_{cb} , v_{cc} - фазные сетевые напряжения; i_{ca} , i_{cb} , i_{cc} - фазные сетевые токи;

Совместным рассмотрением уравнений (18) и (19) можно прийти к выражению:

$$(v_{sb} - v_{sc} + \delta v_{sa})i_{isa} + (v_{sc} - v_{sa} + \delta v_{sb})i_{isb} + (v_{sa} - v_{sb} + \delta v_{sc})i_{isc} = 0 \quad (20)$$

где $\delta = \text{tg}(\varphi) / \sqrt{3}$;

Выражение мгновенных эталонных значений токов выражается по формулам [16]:

$$\begin{aligned} i_{ca}^* &= \{v_{ca} + (v_{cb} - v_{cc})\delta\}(p_n - p_{фз}) / (v_{ca}^2 + v_{cb}^2 + v_{cc}^2) \\ i_{cb}^* &= \{v_{cb} + (v_{cc} - v_{ca})\delta\}(p_n - p_{фз}) / (v_{ca}^2 + v_{cb}^2 + v_{cc}^2) \\ i_{cc}^* &= \{v_{cc} + (v_{ca} - v_{cb})\delta\}(p_n - p_{фз}) / (v_{ca}^2 + v_{cb}^2 + v_{cc}^2) \end{aligned} \quad (21)$$

где p_n , $p_{фз}$ - значения мгновенной мощности нагрузки и мощности фотоэлектрической системы; v_{ca} , v_{cb} , v_{cc} - значения составляющих прямой последовательности фазовых напряжений сети; i_{ca}^* , i_{cb}^* , i_{cc}^* - значения составляющих прямой последовательности фазовых токов сети.

Таким образом, вычисленные по выражению (21) эталонные значения сетевых токов позволяют, во-первых устранить токи нулевой последовательности, а во-вторых обеспечить компенсацию реактивной мощности, принимая $\delta = \text{tg}(\varphi) / \sqrt{3} = 0$ равным нулю.

Способ управления предполагает вычисление сигнала мгновенной активной мощности нагрузки. Вычисленный сигнал активной мощности фильтруется с помощью фильтра низких частот для выделения постоянной составляющей. Полученный таким образом сигнал вычитается из сигнала, активной мощности, генерируемой солнечными панелями.

Эталонные сигналы сетевых фазных токов вычисляются в соответствии в соответствии с выражениями (21) и подаются на вход токового регулятора.

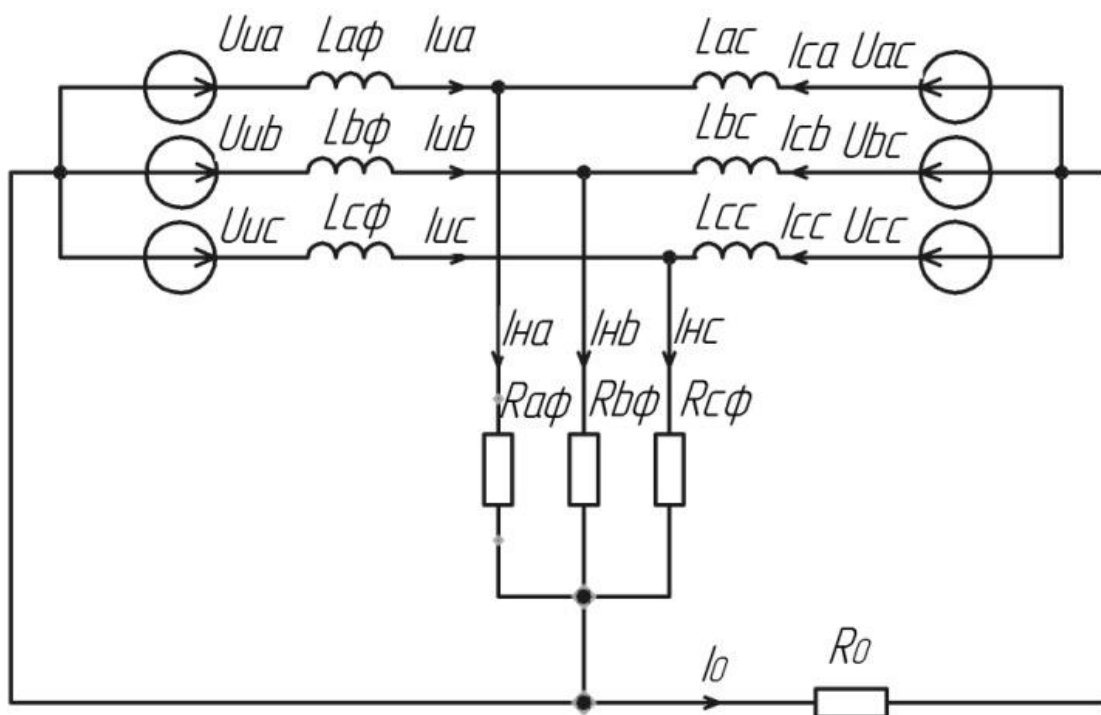


Рисунок 16 – Схема замещения трехфазной
четырёхпроводной системы

4 Моделирование

4.1 Моделирование работы однофазного преобразователя с ПР-регулятором

На Рисунке 17 приведено изображение модели преобразователя с ПР-регулятором, составленную в пакете имитационного моделирования Matlab/Simulink. На Рисунке 17 блок 1 это множитель учитывающий величину выходного напряжения преобразователя. 2 – блок задающий выражение для выходного дросселя преобразователя. 3- блок задающий выражение для ПР-регулятора. 4 – множитель учитывающий амплитуду напряжения сети. 5-множитель учитывающий амплитуду опорного сигнала. 6- блок генератора, выдающего сигнал который является сигналом синфазным с напряжением сети.

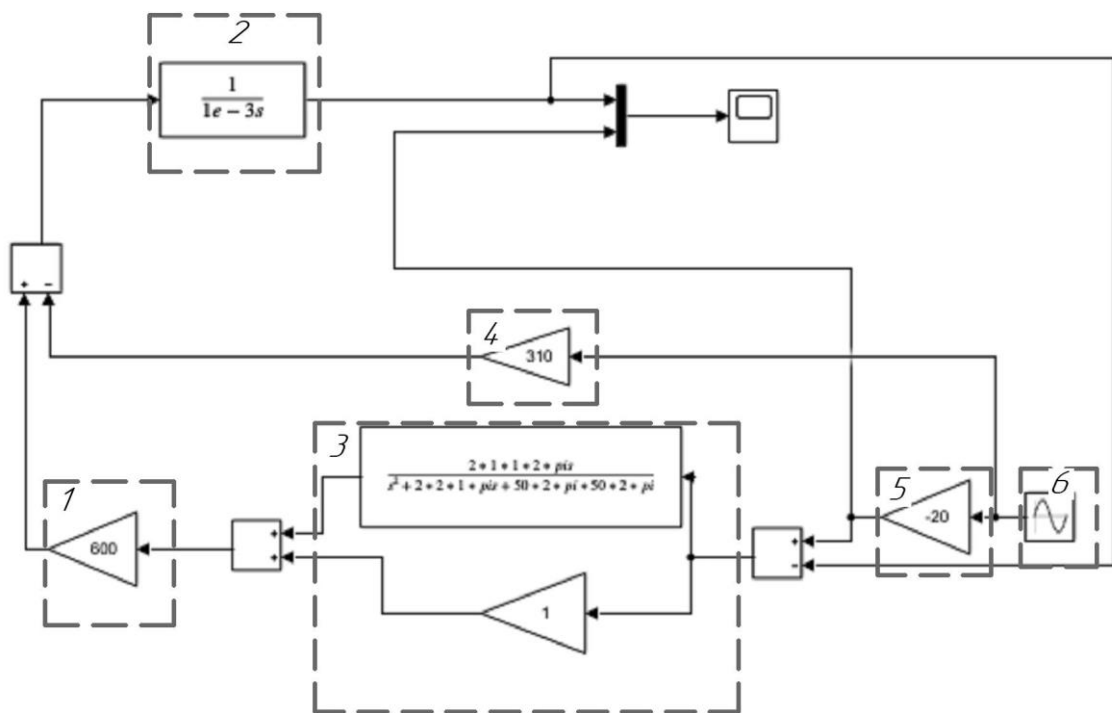


Рисунок 17 – Модель преобразователя с ПР-регулятором

В таблице 1 приведены параметры системы регулятор-преобразователь.

Таблица 1 – Параметры системы

ω_c , рад/с	K_R	K_p	K_U , В	L , мГн
2π	1	1	600	1

На Рисунке 18 приведены временные диаграммы тока и опорного сигнала тока.

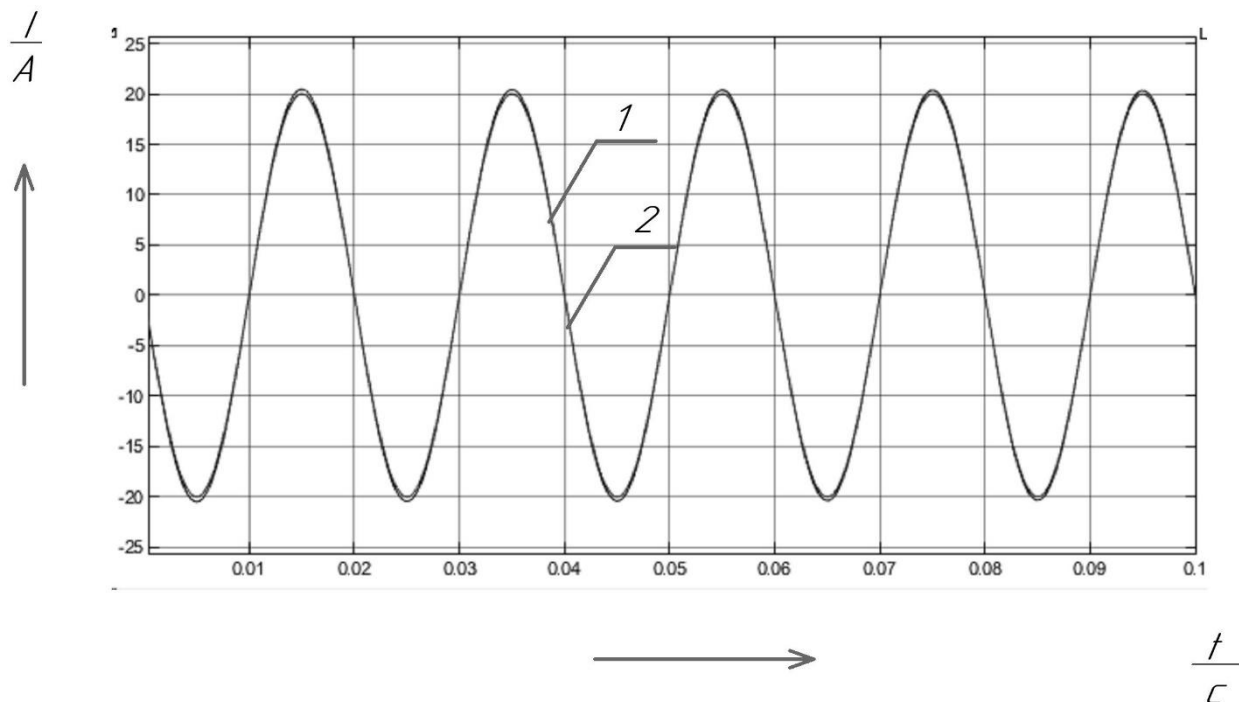


Рисунок 18 – Временные диаграммы 1- опорного сигнала тока 2- выходного тока преобразователя

Как можно видеть из временных диаграмм выходной ток преобразователя довольно точно отслеживает опорный сигнал тока. В источниках [24],[25] доказывается что такая картина наблюдается при выполнении двух условий $\frac{1}{|K_I|K_U} \ll (K_p + K_R)$, $\frac{L\omega_0}{K_U} \ll (K_p + K_R)$. В этих соотношениях K_p, K_R - коэффициенты регулятора, L - индуктивность выходного индуктора преобразователя, K_U - коэффициент напряжения преобразователя, K_I - коэффициент тока преобразователя. Соответственно при не выполнении указанных соотношений наблюдается значительное рассогласование между опорным сигналом тока и выходным током преобразователя.

Так например при указанных в таблице 2 значениях временные диаграммы приобретают вид показанный на Рисунке 19.

Таблица 2 – Параметры системы

ω_c , рад/с	K_R	K_p	K_U , В	$I_{оп}$, А	L , мГн
2π	0.01	0.01	600	20	30

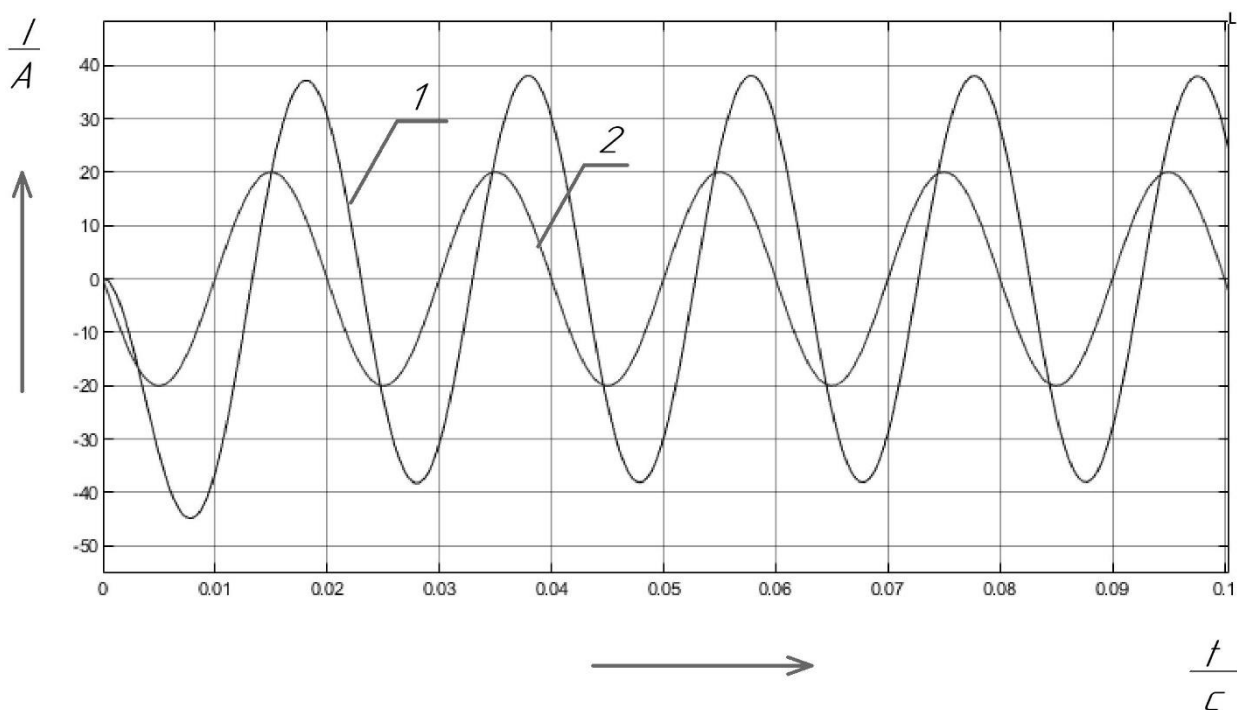


Рисунок 19 – Временные диаграммы 1- выходного тока преобразователя
2- опорного сигнала тока

Для оценки стабильности системы рассмотрим АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы в первом (смотри Таблицу 1) и во втором (смотри Таблицу 2) случаях.

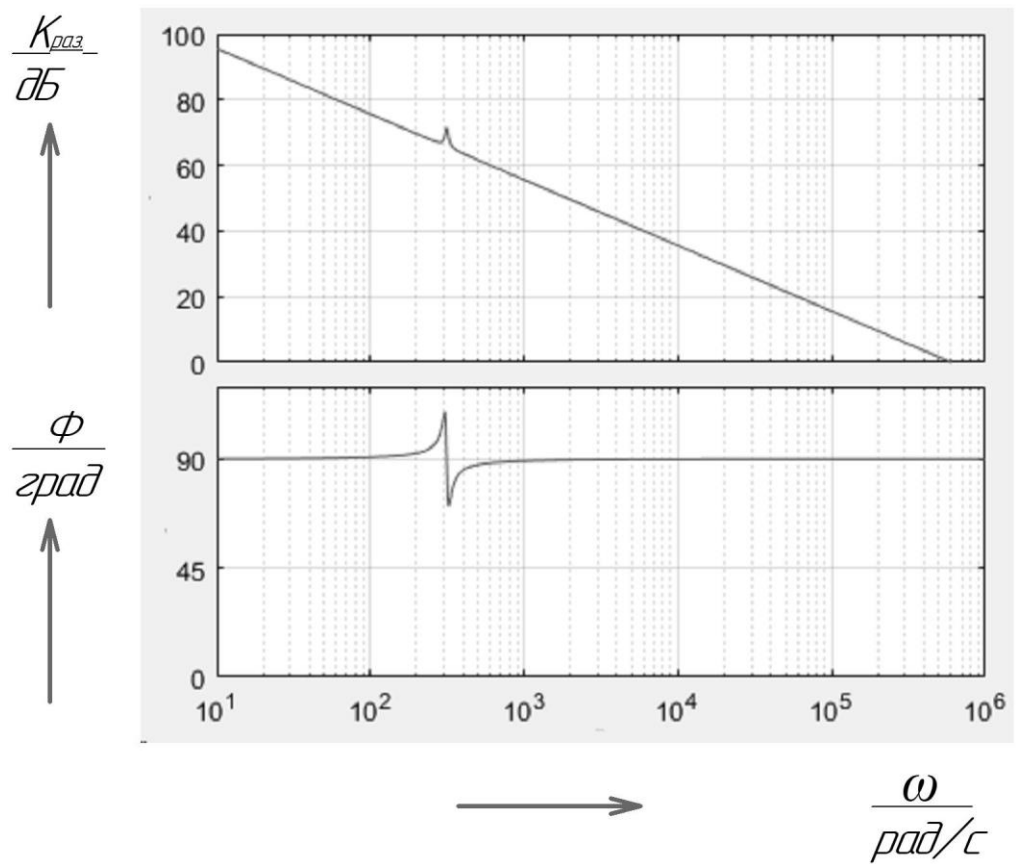


Рисунок 20 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы

Как можно видеть из графика на Рисунке 20 практически на всем частотном интервале $\omega \in [0; 5 \cdot 10^5]$ характеристика имеет запас по фазе в 90 градусов.

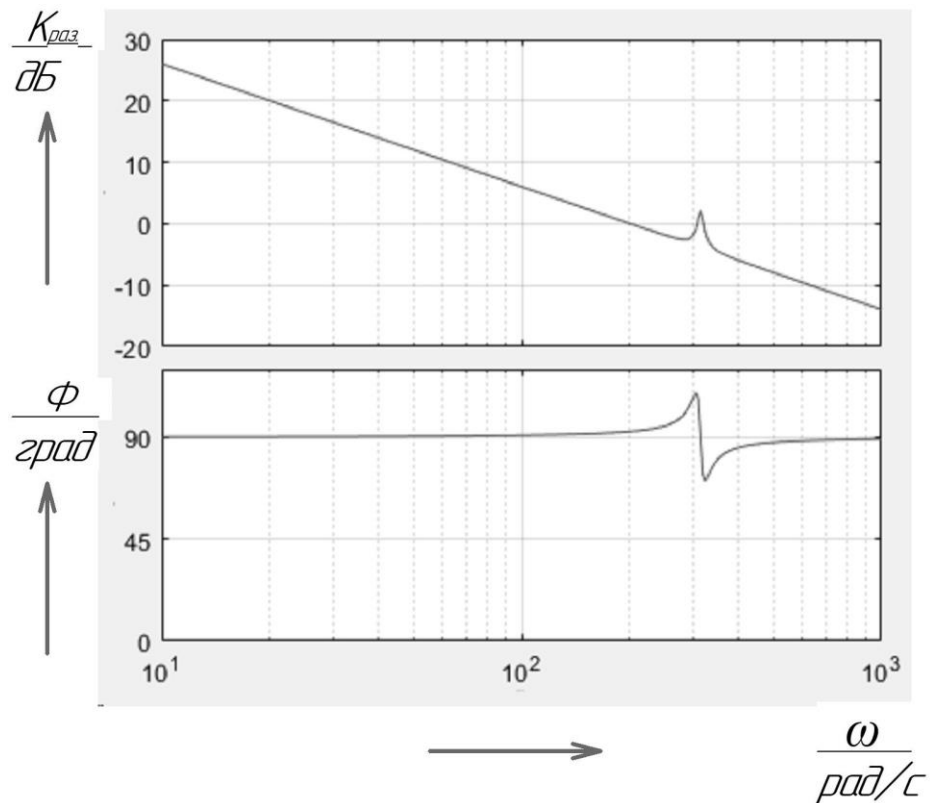


Рисунок 21 – АЧХ и ФЧХ разомкнутой системы

Как можно видеть из графика на Рисунке 21 практически на всем частотном интервале $\omega \in [0; 2 \cdot 10^2]$ характеристика имеет запас по фазе в 90 градусов.

4.2 Моделирование работы однофазного преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат

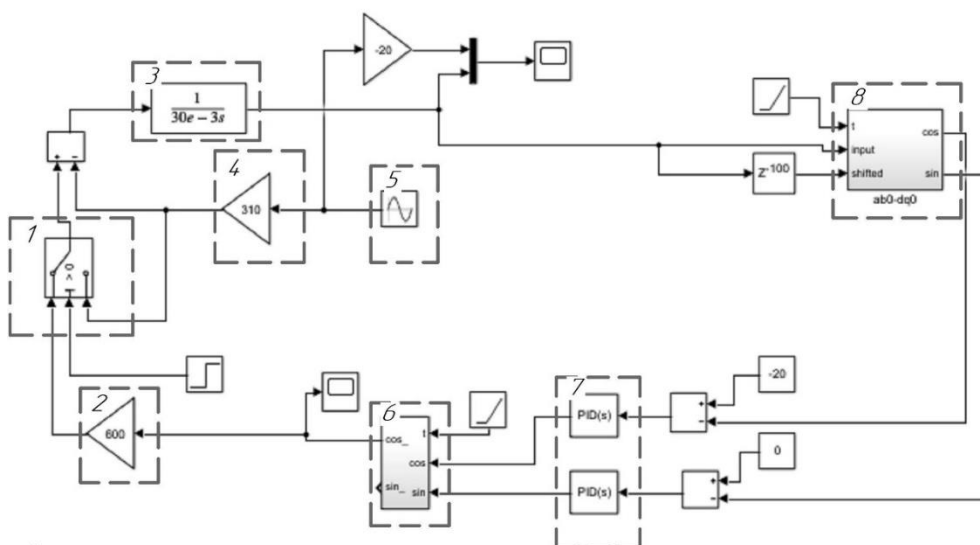


Рисунок 22 – Модель преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат

На Рисунке 22 приведено окно модели в пакете 32митационного моделирования Matlab/Simulink. Где 1- это блок осуществляющий мягкий старт системы. 2- множитель учитывающий выходное напряжение преобразователя. 3- блок индуктора. 4- множитель учитывающий амплитуду напряжения сети. 5 – генератор сетевого напряжения. 6 – блок осуществляющий обратное преобразование Парка. 7- блоки ПИ-регуляторов. 8-блок осуществляющий прямое преобразование Парка.

Блок мягкого старта 1 отключает инвертор от сети на время протекания переходных процессов в системе.

Для осуществления преобразования Парка необходимо подать на вход блока 6 два сигнала. Второй сигнал получается временной задержкой исходного сигнала. Величина временной задержки выбрана таким образом, что задержанный сигнал имеет сдвиг по фазе на 90 градусов относительно исходного сигнала.

Преобразование осуществляется по следующим формулам:

$$\left. \begin{aligned} i_d &= \cos(\varphi) \cdot i_{\text{вх}}(t) + \sin(\varphi) \cdot i_{\text{вх.сдв}}(t) \\ i_q &= \cos(\varphi) \cdot i_{\text{вх.сдв}}(t) - \sin(\varphi) \cdot i_{\text{вх}}(t) \end{aligned} \right\} \quad (22)$$

где φ - фазовый угол сети (получаемый от ФАПЧ), $i_{\text{вх}}(t)$ - сигнал выходного тока преобразователя, $i_{\text{вх.сдв}}(t)$ - сдвинутый на 90 градусов сигнал выходного тока.

Обратное преобразование производится по формулам:

$$s_{\text{вых}}(t) = \cos(\varphi) \cdot i_d - \sin(\varphi) \cdot i_q \quad (23)$$

Рассмотрим указанную систему со значениями параметров, приведенными в таблице 3.

Таблица 3 – Параметры системы

L, мГн	K _p	K _i	K _U , В
1	1	1	600

На Рисунке 23 приведены временные диаграммы опорного сигнала тока

1 и текущего сигнала тока 2.

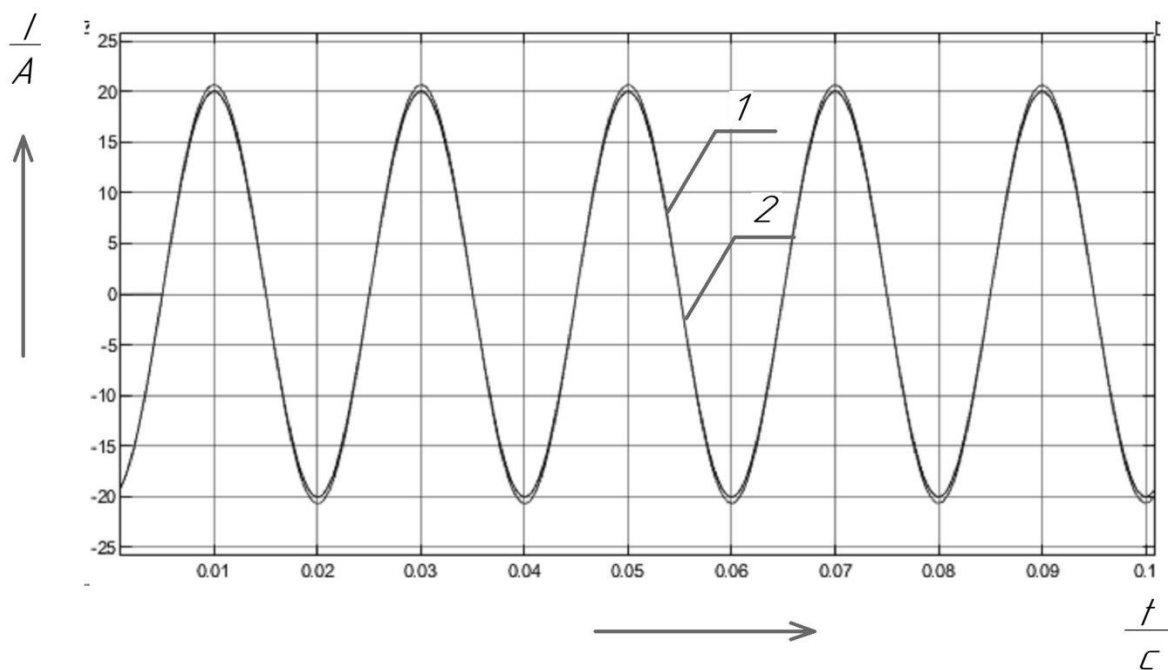


Рисунок 23 – Временные диаграммы

Рассмотрим указанную систему со значениями параметров приведенными в таблице 4.

Таблица 4 – Параметры системы

$L, \text{ мГн}$	K_p	K_i	$K_U, \text{ В}$
30	0.01	0.01	600

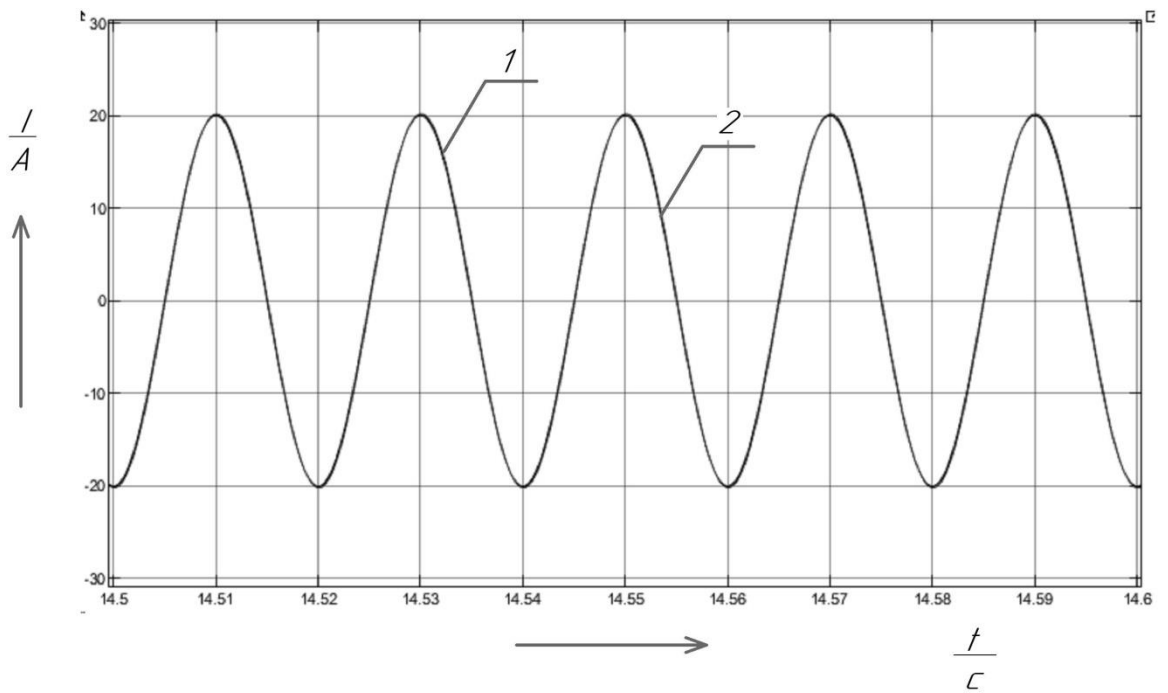


Рисунок 24 – Временные диаграммы 1- опорный сигнал тока 2- сигнал выходного тока преобразователя

При указанных значениях параметров имеет место переходный процесс. На Рисунке 25 приведены временные диаграммы переходного процесса.

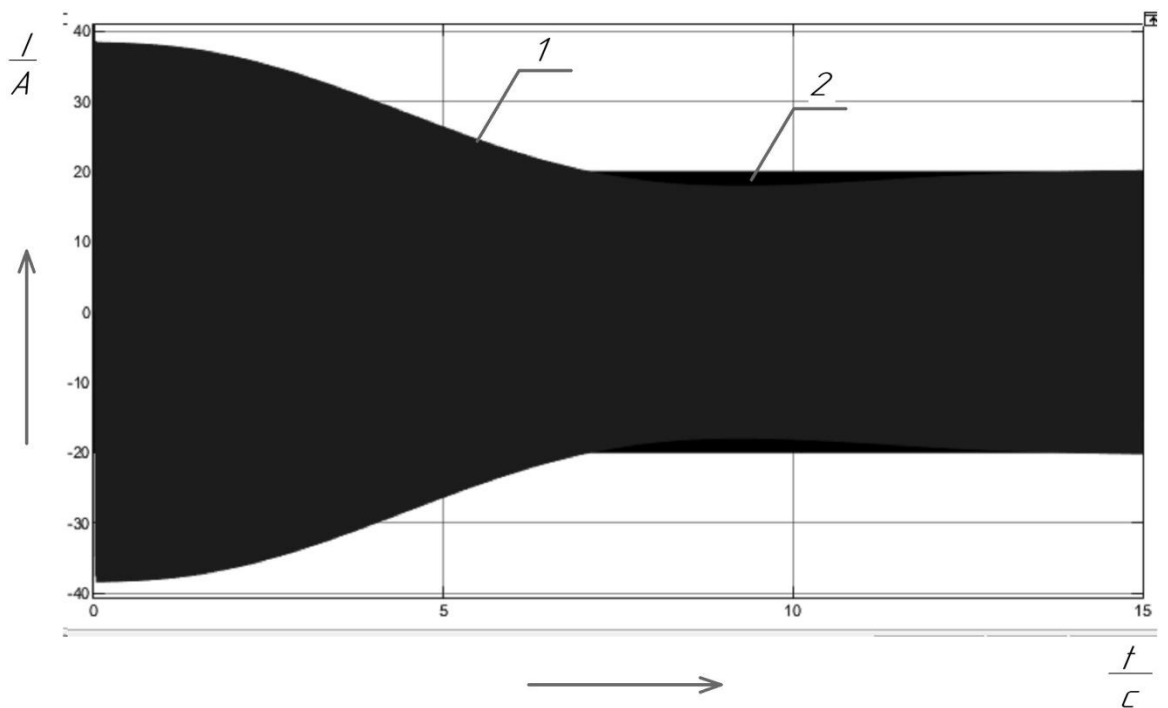


Рисунок 25 – Временные диаграммы переходного процесса 1- выходного тока преобразователя 2 – опорный сигнал тока

4.3 Моделирование работы трехфазного преобразователя с ПР-регулятором

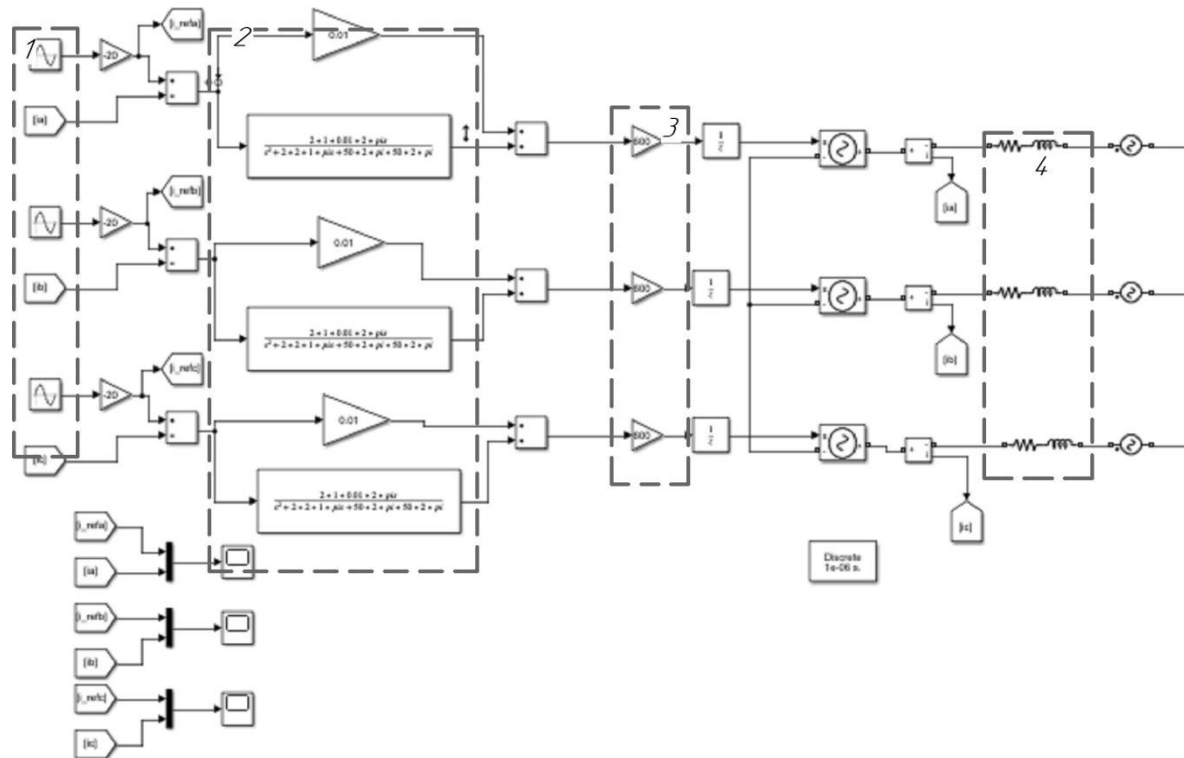


Рисунок 26– Модель трехфазного преобразователя с ПР-регулятором

На Рисунке 26 приведено окно модели в пакете 35митационного моделирования Matlab/Simulink. Модель включает 1- генераторы опорного сигнала. 2- блок ПР-регуляторов. 3- множители учитывающие амплитуду выходного напряжения инвертора. 4- индукторы.

В результате моделирования были получены временные диаграммы при следующих параметрах системы (смотри Таблицу 5).

Таблица 5 – Параметры системы

ω_c , рад/с	K_R	K_p	K_U , В	$I_{оп}$, А	L , мГн
2π	0.01	0.01	600	20	30

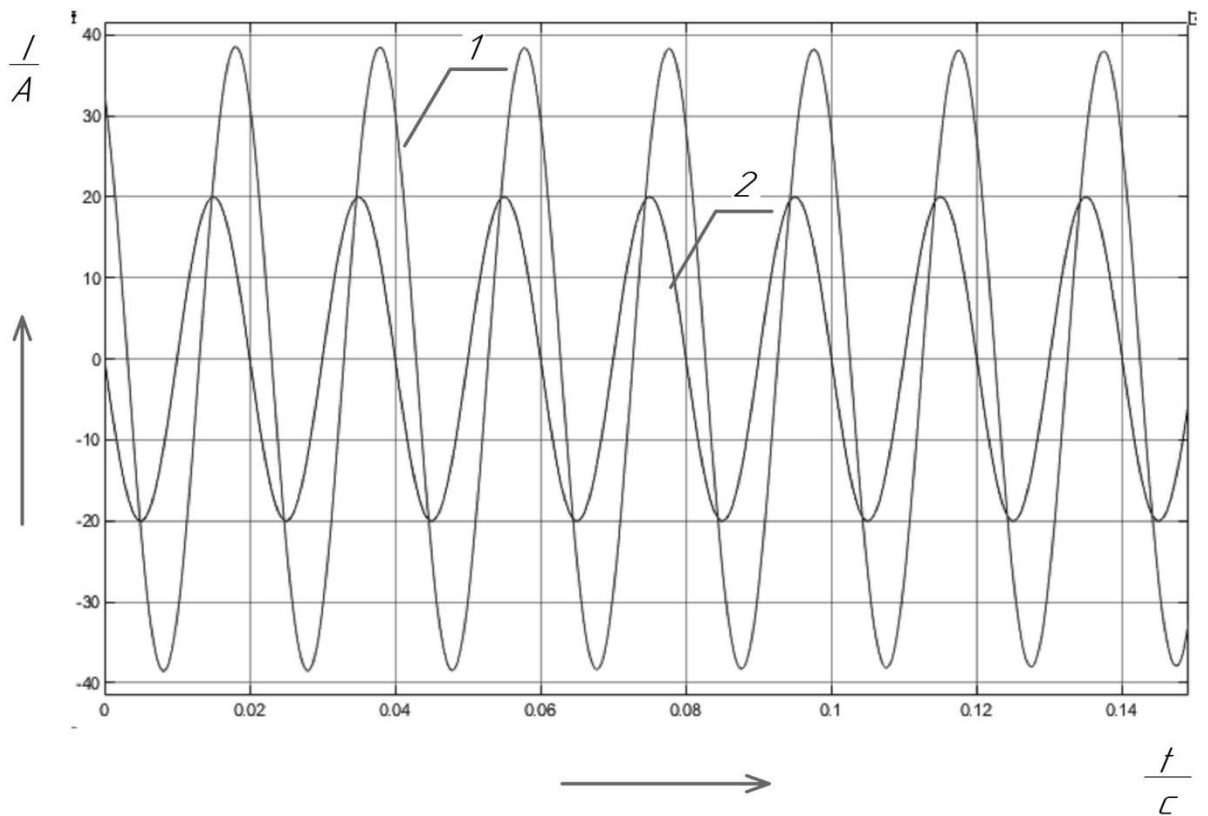


Рисунок 27 – Временные диаграммы 1- сигнал выходного тока преобразователя (одной из фаз) 2- опорный сигнал тока

В результате моделирования были получены временные диаграммы при следующих параметрах системы (смотри Таблицу 5).

Таблица 6 – Параметры системы

ω_c , рад/с	K_R	K_p	K_U , В	$I_{оп}$, А	L , мГн
2π	1	1	600	20	1

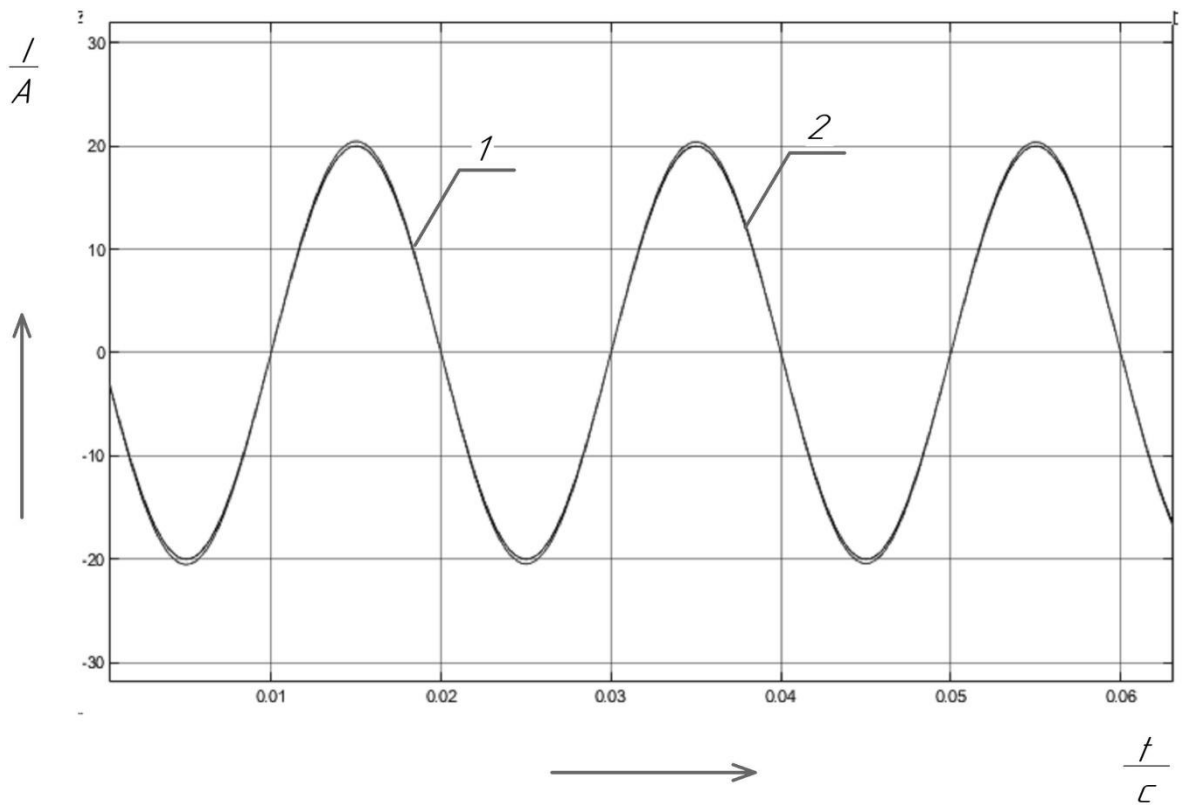


Рисунок 28 – Временные диаграммы 1- сигнал выходного тока преобразователя (одной из фаз) 2- опорный сигнал тока

4.4 Моделирование работы трехфазного преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат

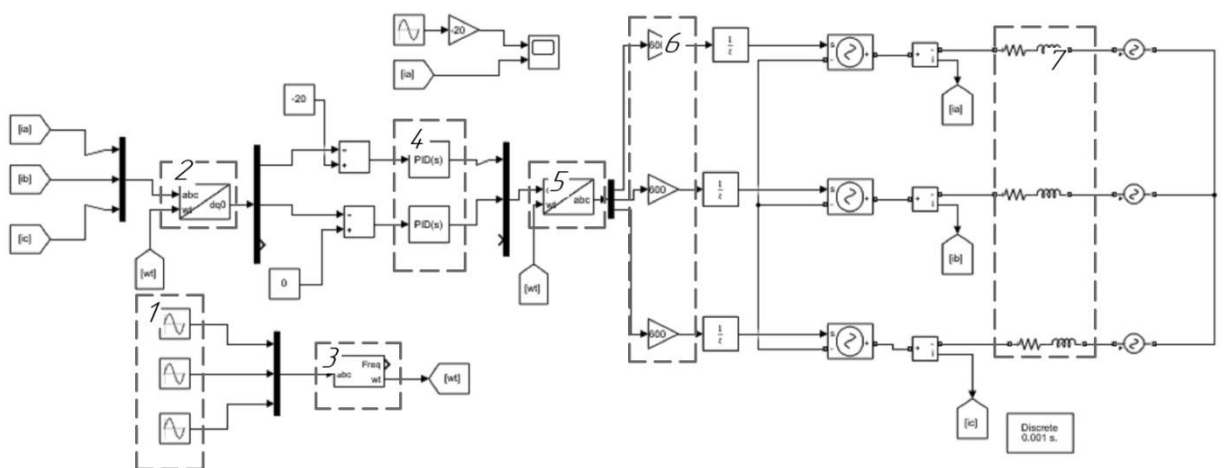


Рисунок 29 – Модель трехфазного преобразователя с ПИ-регулятором в dq-системе координат

Модель включает 1- источники сетевого напряжения, 2- блок

преобразования Парка, 3- блок ФАПЧ, 4- блоки ПИ-регуляторов, 5- блок обратного преобразования Парка, 6 –множители задающие амплитуду выходного напряжения преобразователя, 7- блоки выходных индукторов преобразователя.

Рассмотрим указанную систему со значениями параметров, приведенными в таблице 7.

Таблица 7 – Параметры системы

L, мГн	K _p	K _i	K _U , В
1	1	1	600

В результате моделирования были получены временные диаграммы при указанных параметрах системы (смотри Таблицу 7).

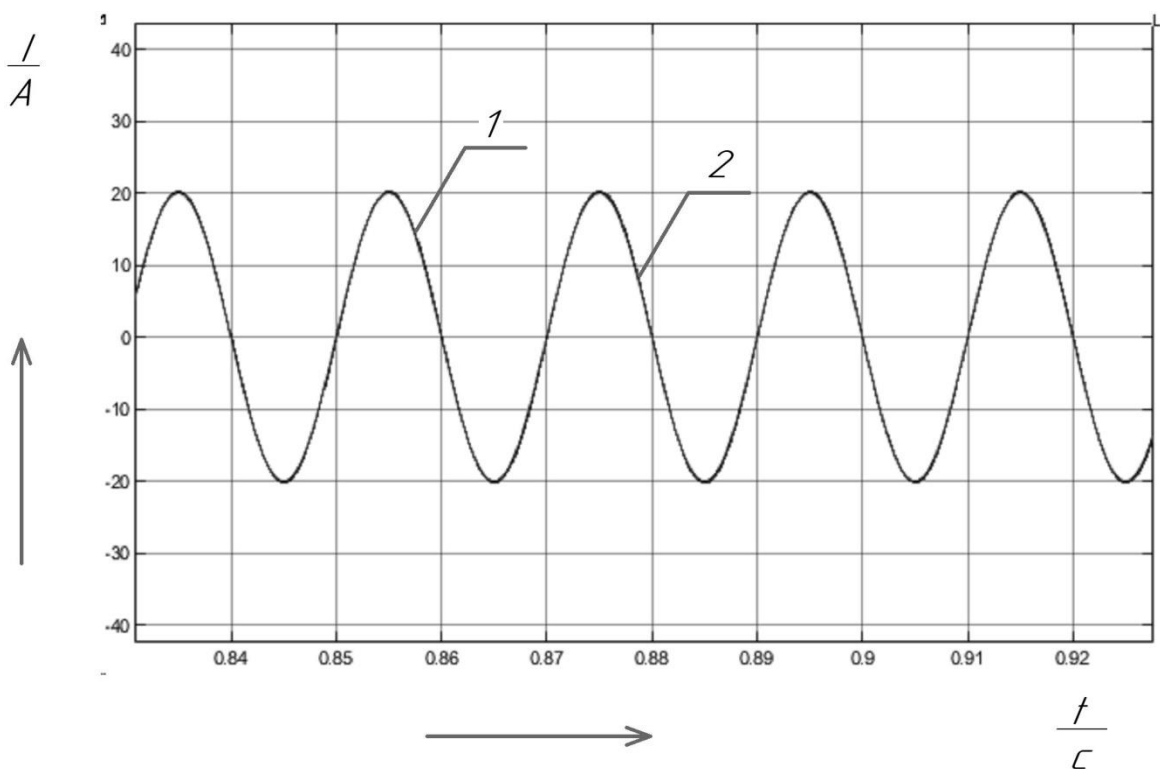


Рисунок 30 – Временные диаграммы

Рассмотрим указанную систему со значениями параметров, приведенными в таблице 8.

Таблица 8 – Параметры системы

$L, \text{ мГн}$	K_p	K_i	$K_U, \text{ В}$
30	0.01	0.01	600

В результате моделирования были получены временные диаграммы при указанных параметрах системы.

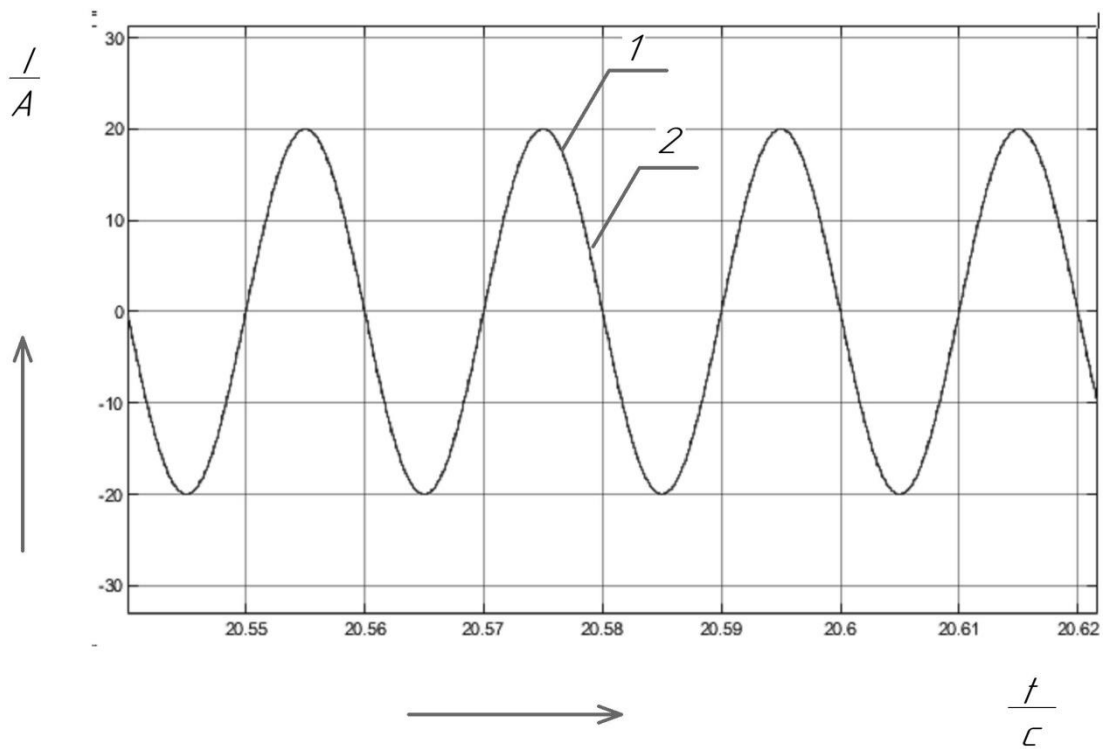


Рисунок 31 – Временные диаграммы

5 Математические зависимости

5.1 Теоретические зависимости однофазной системы с ПР-регулятором

Рассмотрим соединенную с сетью систему, в которой применен в качестве регулятора ПР-регулятор. Структурная схема системы приведена на Рисунке 32.

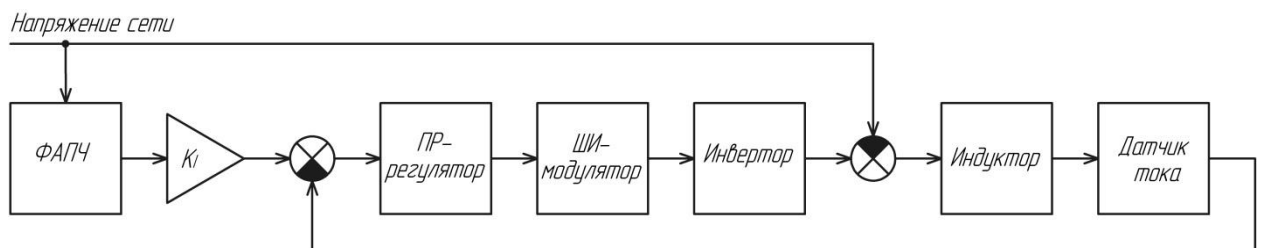


Рисунок 32 – Структурная схема системы

Указанная система состоит из блока ФАПЧ, (фазовая автоподстройка частоты) который позволяет синхронизировать систему с напряжением сети. Блока ПР-регулятора, который осуществляет регулирование выходного тока инвертора. ШИ (широтно-импульсного) – модулятора, осуществляющего ШИ-модуляцию сигнала с выхода регулятора. Блока подключенного к сети инвертора напряжения, осуществляющего преобразование сигнала с выхода ШИ-модулятора в выходное напряжение инвертора. Блока индуктора, на котором падает разность между напряжением инвертора и напряжением сети. Блока датчика тока, который подает на вход сумматора сигнал обратной связи по току.

Указанная система может быть представлена в виде функциональной схемы изображенной на Рисунке 33. Эта схема получена в результате упрощения согласно которому мы пренебрегаем высшими гармониками возникающими при ШИМ модуляции сигнала [29].

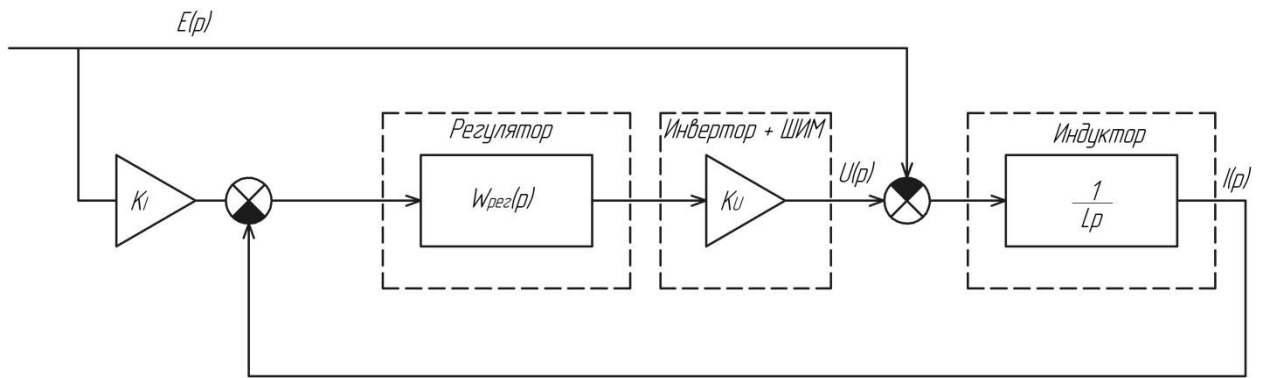


Рисунок 33 – Функциональная диаграмма системы

Проанализируем систему с помощью математического аппарата передаточных функций. Получим систему уравнений:

$$\Delta I = I_{\text{зад}}(p) - I(p) \quad (24)$$

$$U(p) = K_U W_{\text{рег}}(p) \Delta I \quad (25)$$

$$I(p) = \frac{U(p) - E(p)}{Lp} \quad (26)$$

где ΔI – рассогласование по току, $I_{\text{зад}}(p)$ - изображение опорного сигнала тока, $I(p)$ - изображение сигнала текущего значения выходного тока преобразователя; $W_{\text{рег}}(p)$ – передаточная функция регулятора, K_U - коэффициент усиления сигнала; $U(p)$ – изображение сигнала текущего значения напряжения конвертора, $E(p)$ – изображение сигнала напряжения сети, L - индуктивность выходного индуктора преобразователя.

При выводе этого выражения мы пренебрегли высшими гармониками напряжения преобразователя воспользовавшись упрощением, согласно которому напряжение на выходе преобразователя есть сигнал поданный на вход ШИМ умноженный на коэффициент усиления K_U .

Опорный сигнал тока синусоидален и противофазен напряжению сети $E(p)$. Поэтому мы можем записать:

$$I_{\text{зад}}(p) = K_I E(p) \quad (27)$$

где K_I - коэффициент усиления (отрицательный).

Выразим с помощью полученной системы $I(p)$ через $E(p)$:

$$U(p) = K_U W_{\text{per}}(p)(K_I E(p) - I(p)) \quad (28)$$

$$U(p) = E(p) + I(p)Lp \quad (29)$$

$$K_U W_{\text{per}}(p)(K_I E(p) - I(p)) = E(p) + I(p)Lp \quad (30)$$

$$I(p) = \frac{K_I K_U W_{\text{per}}(p) - 1}{Lp + K_U W_{\text{per}}(p)} E(p) \quad (31)$$

Подставим выражение передаточной функции ПР-регулятора в выражение (31) получим:

$$\frac{I(p)}{E(p)} = \frac{K_I K_U (K_p p^2 + 2(K_p + K_R)\omega_c p + K_p \omega_0^2) - (p^2 + 2\omega_c p + \omega_0^2)}{Lp(p^2 + 2\omega_c p + \omega_0^2) + K_U (K_p p^2 + 2(K_p + K_R)\omega_c p + K_p \omega_0^2)} \quad (32)$$

Перейдем от передаточной функции к частотной передаточной функции:

$$\frac{I(j\omega)}{E(j\omega)} = \frac{K_I K_U (-K_p \omega^2 + 2j(K_p + K_R)\omega_c \omega + K_p \omega_0^2) - (-\omega^2 + 2j\omega_c \omega + \omega_0^2)}{Lj\omega(-\omega^2 + 2j\omega_c \omega + \omega_0^2) + K_U (-K_p \omega^2 + 2j(K_p + K_R)\omega_c \omega + K_p \omega_0^2)} \quad (33)$$

Найдем значение передаточной функции для частоты сети ω_0 :

$$\frac{I(j\omega_0)}{E(j\omega_0)} = \frac{jK_I K_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0 - j\omega_c \omega_0}{-\omega_c L \omega_0^2 + jK_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0} \quad (34)$$

Полученное выражение дает коэффициент передачи системы в установившемся режиме. Как видно из выражения при наличии большой индуктивности индуктора или в случае если коэффициенты регулятора существенно меньше единицы ток не будет соответствовать опорному сигналу. Однако величина индуктивности в этом случае должна составлять единицы генри, что никогда не выполняется на практике. Поэтому это условие накладываем скорее на коэффициенты регулятора так что

$$\frac{L\omega_0}{K_U} \ll (K_p + K_R), \quad \frac{1}{K_I K_U} \ll (K_p + K_R).$$

Поэтому выражение (34) можно переписать так:

$$\frac{I(j\omega_0)}{E(j\omega_0)} = \frac{jK_I K_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0 - j\omega_c \omega_0}{-\omega_c L \omega_0^2 + jK_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0} \approx \frac{jK_I K_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0}{jK_U (K_p + K_R)\omega_c \omega_0} = K_I \quad (35)$$

5.2 Экспериментальные зависимости однофазной системы с ПР-регулятором

Получим зависимость амплитуды и фазы тока от величин суммы коэффициентов $K_p + K_R$ и величины индуктивности выходного индуктора L при следующих значениях параметров системы (смотри таблицу 9).

Таблица 9 – Параметры системы

$\omega_0, \text{рад/с}$	$\omega_c, \text{рад/с}$	$K_I, \text{А/В}$	$K_U, \text{В}$	$ E(j\omega_0) , \text{В}$
$2\pi \cdot 50$	2π	$-20/310$	600	310

На Рисунке 34 приведен график зависимости амплитуды тока от индуктивности, полученный согласно выражению (34) при $K_p=0.01$ и $K_R=0.01$. На этом же графике приведены экспериментальные точки, полученные по результатам моделирования.

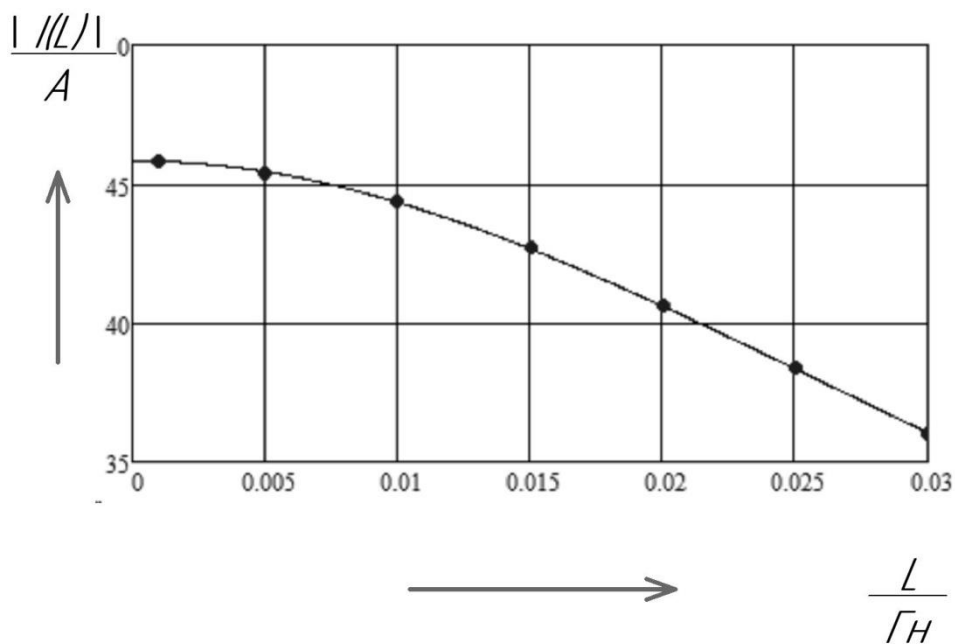


Рисунок 34 – График зависимости амплитуды тока от индуктивности

На Рисунке 35 приведен график зависимости фазового сдвига тока (относительно опорного сигнала тока) от индуктивности, полученный согласно выражению (34). На этом же графике приведены экспериментальные точки, полученные по результатам моделирования.

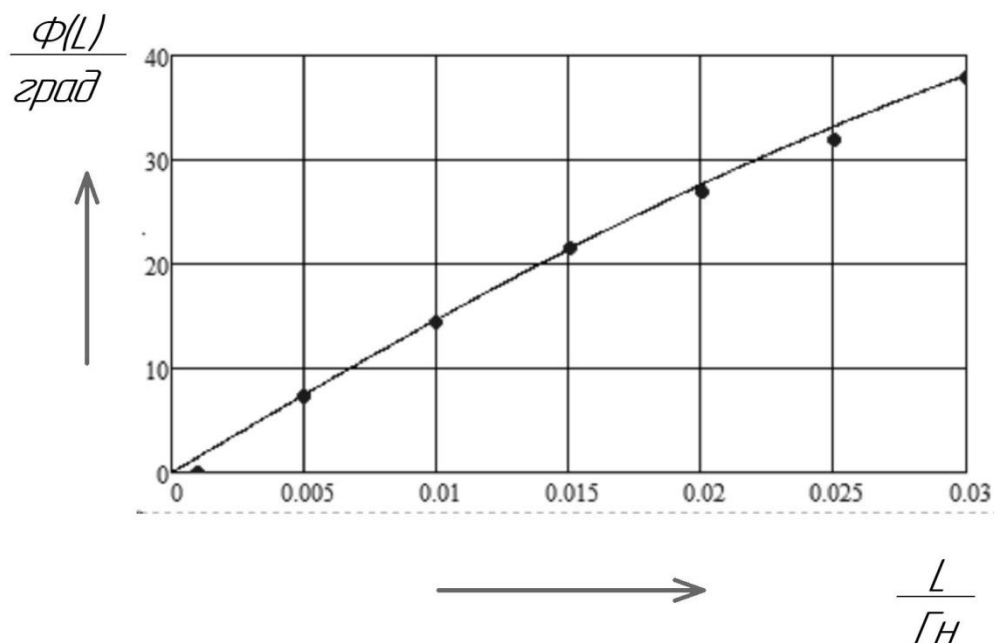


Рисунок 35 – График зависимости амплитуды тока от индуктивности

Таблица 10– Данные полученные в модельном эксперименте

$L, мГн$	$I_m, А$	$\phi, град$
1	45,8	0
5	45,4	7,4
10	44,4	14,4
15	42,7	21,6
20	40,6	27
25	38,4	32
30	36	37,8

На Рисунке 36 приведен график зависимости амплитуды тока от суммы $K_p + K_R$, полученный согласно выражению (34) при $L=1 мГн$.

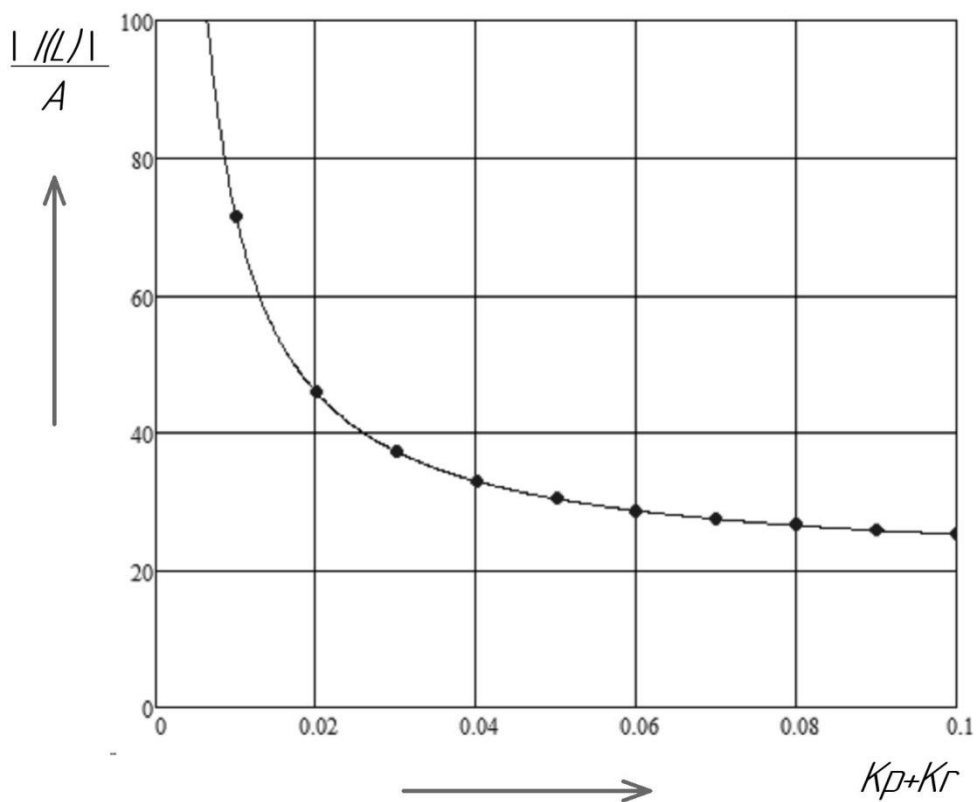


Рисунок 36 – График зависимости амплитуды тока от суммы коэффициентов $K_p + K_r$ при $L=1\text{мГн}$

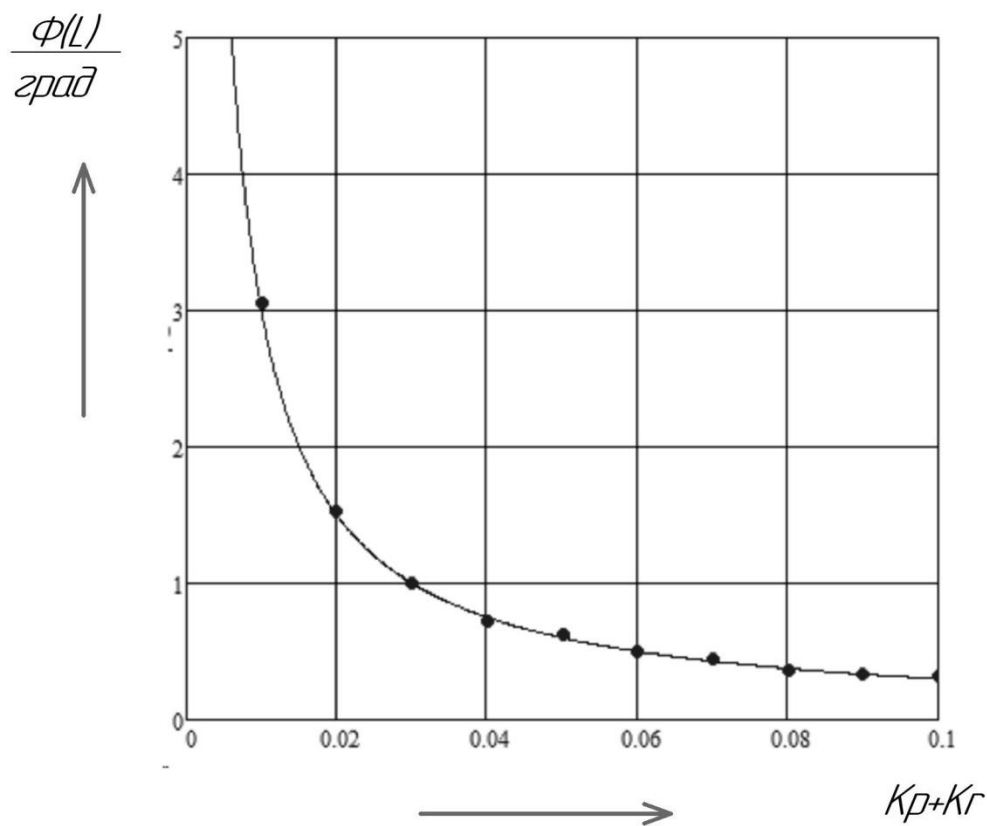


Рисунок 37 – График зависимости фазового угла тока от суммы коэффициентов $K_p + K_r$ при $L=1\text{мГн}$

Таблица 11 – Данные полученные в модельном эксперименте

$K_p + K_R$	I_m, A	$\varphi, \text{град}$
0,01	71,5	3,06
0,02	45,8	1,53
0,03	37,2	0,99
0,04	33	0,72
0,05	30,35	0,63
0,06	28,6	0,495
0,07	27,4	0,45
0,08	26,5	0,36
0,09	25,8	0,342
0,1	25,2	0,315

На Рисунке 38 приведен график зависимости амплитуды тока от суммы $K_p + K_R$, полученный согласно выражению (34) при $L=30$ мГн.

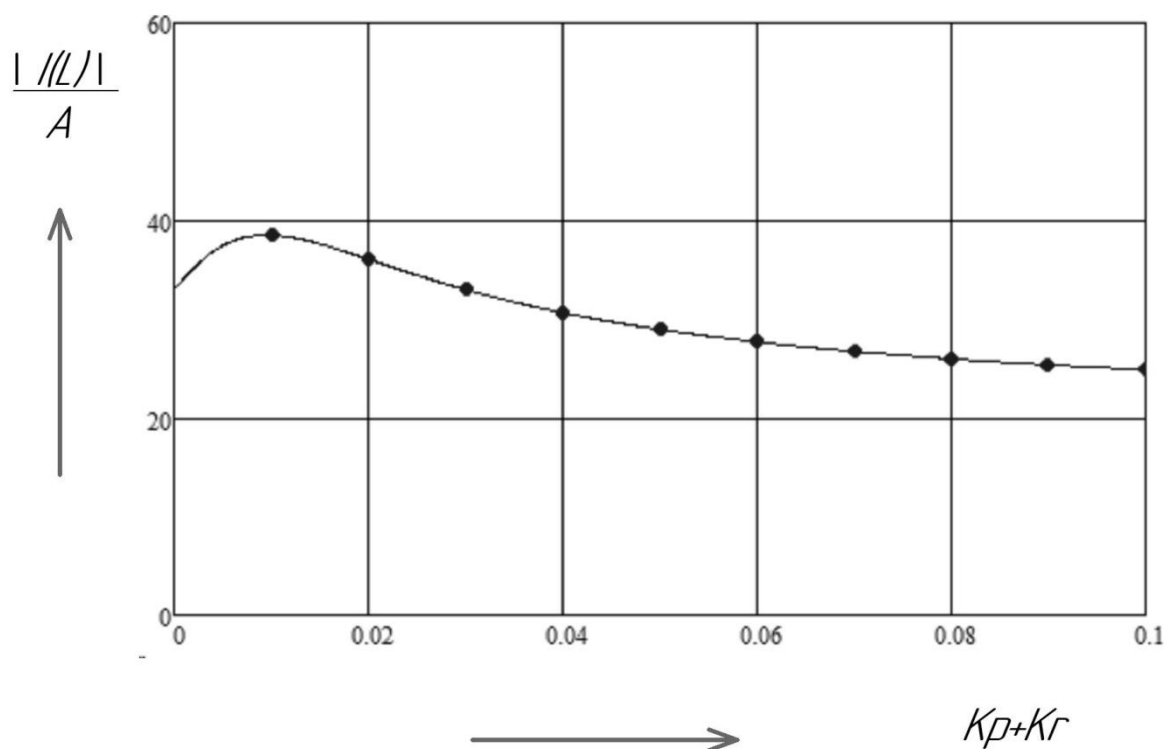


Рисунок 38 – График зависимости амплитуды тока от суммы коэффициентов $K_p + K_R$ при $L=30$ мГн

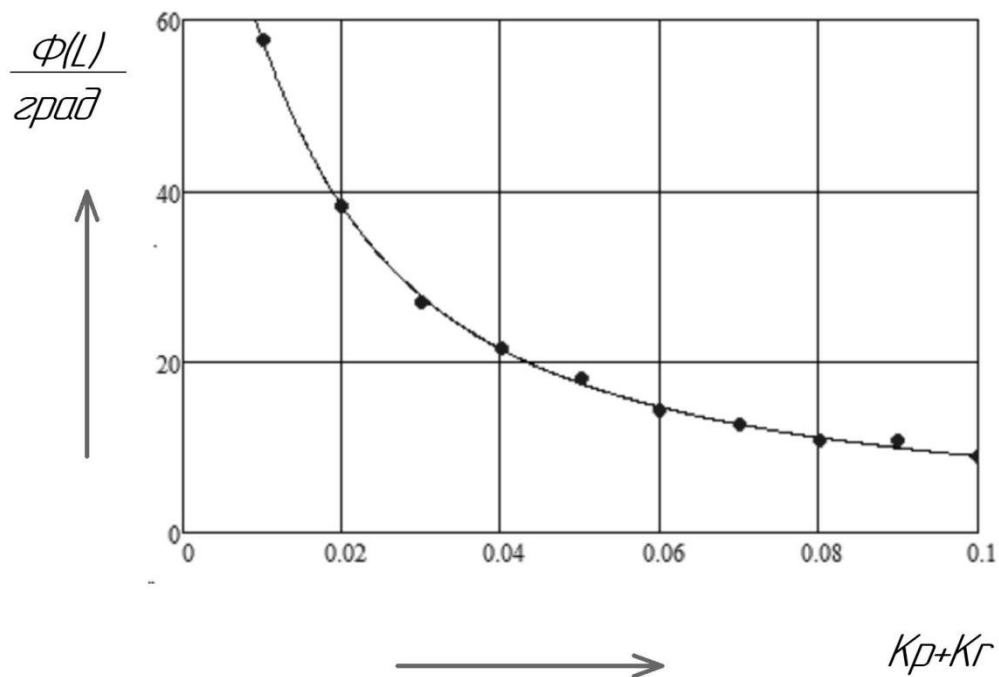


Рисунок 39 – График зависимости фазового угла тока от суммы коэффициентов $K_p + K_r$ при $L=30\text{мГн}$

Таблица 12 – Данные полученные в модельном эксперименте

$K_p + K_r$	I_m, A	$\phi, \text{град}$
0,01	38,5	57,6
0,02	36	38,25
0,03	33	27
0,04	30,6	21,6
0,05	28,9	18
0,06	27,7	14,4
0,07	26,7	12,6
0,08	26	10,8
0,09	25,4	10,8
0,1	24,9	9

5.3 Теоретические зависимости однофазной системы с ПИ-регулятором

На Рисунке 40 представлена структурная схема однофазной системы с ПИ регулятором в dq-системе координат.

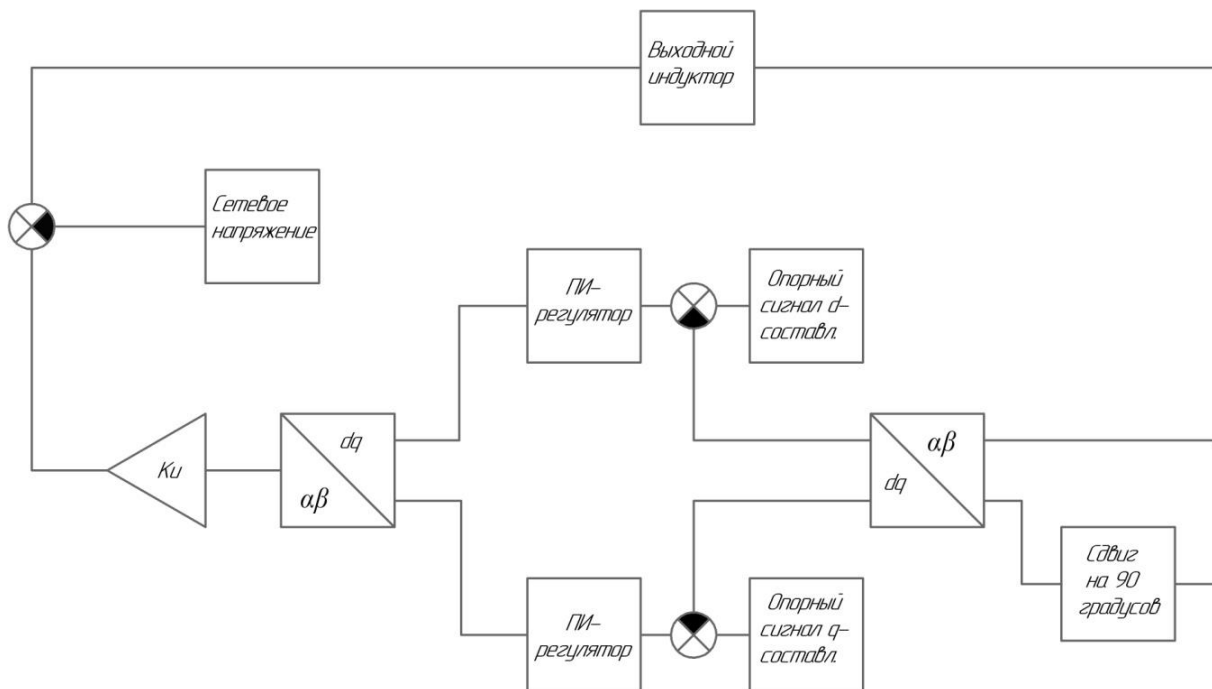


Рисунок 40 – Структурная схема

На Рисунке 41 приведена функциональная диаграмма, показывающая путь проходимый сигналом в системе. Часть этого пути сигнал преодолевает, будучи умноженным на несущий сигнал (синусоиду). И тогда исходный сигнал становится эквивалентен амплитуде модулированного сигнала.

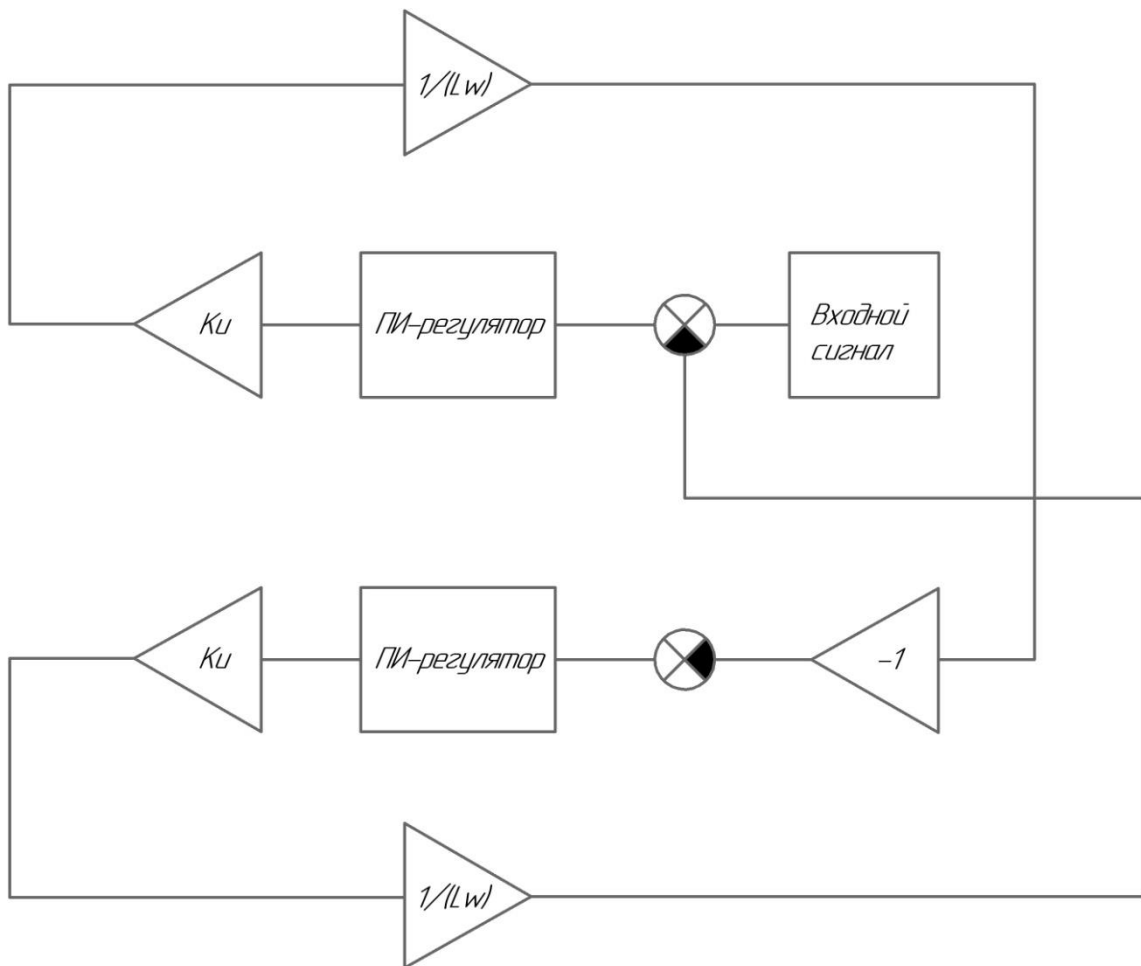


Рисунок 41 – Функциональная диаграмма

На диаграмме указан блок «входной сигнал» этот блок соответствует опорному (постоянному) сигналу d- компоненты, подаваемому на вход ПИ-регулятора. Надо отметить, что аналогичный сигнал q-компоненты считается равным нулю (условие синфазности выходного тока преобразователя и напряжения сети) и поэтому на функциональной диаграмме не указывается.

Таким образом, указанный сигнал подается на вход ПИ-регулятора и затем над полученным на его выходе сигналом производится обратное преобразование Парка. Выразим это в виде формулы. Возьмем только одно из выражений обратного преобразования Парка:

$$s = \cos(\omega_0 t) \cdot s_d - \sin(\omega_0 t) \cdot s_q \quad (36)$$

где $\omega_0 t$ - фазовый угол сети (получаемый от ФАПЧ), ω_0 - частота сети, s_d , s_q - d и q компонента выходного сигнала.

В указанной формуле нас интересует только косинусоидальная компонента. Таким образом, согласно выражению для этой компоненты исходный сигнал умножается на «несущий» сигнал – косинусоиду.

Получим выражение определяющее то как был преобразован частотный спектр исходного сигнала при его умножении на несущий сигнал. Для этого возьмем общее выражение [26] для исходного сигнала:

$$\begin{aligned}
 s_d(t) &= \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{+\infty} S(\omega) \cdot e^{j\omega t} d\omega = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} |S(\omega)| \cos(\omega t + \varphi) d\omega = \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} |S(\omega)| [\cos(\omega t) \cos(\varphi) - \sin(\omega t) \sin(\varphi)] d\omega = \quad (37) \\
 &= \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} S_d(\omega) \cos(\omega t) d\omega - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} S_d'(\omega) \sin(\omega t) d\omega
 \end{aligned}$$

Произведем тригонометрические преобразования над каждой компонентой этого сигнала:

$$S_d(\omega) \cos(\omega t) \rightarrow S_d(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + S_d(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \quad (38)$$

$$S_d'(\omega) \sin(\omega t) \rightarrow -S_d'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + S_d'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \quad (39)$$

Рассмотрим то, как преобразуются гармонические компоненты сигнала $s_d(t)$ в процессе прохождения этого сигнала через систему.

Указанная d-компонента умножается на коэффициент K_u . И подается на вход блока индуктора. Действие этого блока сводится к умножению на коэффициент $1/(\omega_0 L)$ и сдвигу на 90 градусов каждой гармоники сигнала. При этом считается, что выполняется условие $\omega_0 \gg \omega$. Тогда исходная косинусоидальная компонента приобретет следующий вид:

$$\begin{aligned}
 &S_d(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + S_d(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \rightarrow \\
 &\rightarrow \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \quad (40)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& -S_d'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - n\omega t)}{2} + S_d'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + n\omega t)}{2} \rightarrow \\
& \rightarrow \frac{K_u}{L\omega_0} S_d'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} - \frac{K_u}{L\omega_0} S_d'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2}
\end{aligned} \tag{41}$$

Далее производится подача указанной компоненты на вход блока преобразования Парка. В результате преобразования только q-компонента будет отлична от нуля. Подставим выражение для нашего сигнала в формулу преобразования Парка для q-составляющей:

$$\begin{aligned}
F_q(\omega) &= -\sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \right) \\
&+ \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin((\omega_0 - \omega)(t - t_{\text{сдв}}))}{2} + \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin((\omega_0 + \omega)(t - t_{\text{сдв}}))}{2} \right) \\
&\approx -\sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \right) \\
&+ \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin\left((\omega_0 - \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} + \frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \frac{\sin\left((\omega_0 + \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} \right) \\
&= -\frac{2K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(\omega t) + \frac{K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(2\omega_0 t - \omega t) + \frac{K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(2\omega_0 t + \omega t) + \\
&- \frac{2K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(\omega t) - \frac{K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(2\omega_0 t - \omega t) - \frac{K_u}{4L\omega_0} S_d(\omega) \cos(2\omega_0 t + \omega t) = \\
&= -\frac{K_u}{L\omega_0} S_d(\omega) \cos(\omega t)
\end{aligned} \tag{42}$$

$$\begin{aligned}
F_q'(\omega) &= -\sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u S_d'(\omega) \cos(\omega_0 t - \omega t)}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \cos(\omega_0 t + \omega t)}{L\omega_0} \right) + \\
&+ \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u S_d'(\omega) \cos((\omega_0 - \omega)(t - t_{\text{сдв.}}))}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \cos((\omega_0 + \omega)(t - t_{\text{сдв.}}))}{L\omega_0} \right) = \\
&\approx -\sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u S_d'(\omega) \cos(\omega_0 t - n\omega t)}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \cos(\omega_0 t + n\omega t)}{L\omega_0} \right) + \\
&+ \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_u S_d'(\omega) \cos\left((\omega_0 - \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \cos\left((\omega_0 + \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{L\omega_0} \right) = \\
&= -\frac{2K_u S_d'(\omega) \sin(n\omega t)}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \sin(2\omega_0 t - n\omega t)}{L\omega_0} + \frac{K_u S_d'(\omega) \sin(2\omega_0 t + n\omega t)}{L\omega_0} + \\
&- \frac{2K_u S_d'(\omega) \sin(n\omega t)}{L\omega_0} + \frac{K_u S_d'(\omega) \sin(2\omega_0 t - n\omega t)}{L\omega_0} - \frac{K_u S_d'(\omega) \sin(2\omega_0 t + n\omega t)}{L\omega_0} = \\
&= -\frac{K_u S_d'(\omega) \sin(n\omega t)}{L\omega_0}
\end{aligned} \tag{43}$$

Данные формулы являются приближенными и выполняются при выполнении условия $\omega_0 \gg \omega$. Полученный вид формул $F_q'(\omega), F_q(\omega)$ говорит о том, что путь в системе пройденный сигналом от блока обратного преобразования Парка до следующего блока прямого преобразования Парка эквивалентен простому умножению на коэффициент $-\frac{K_u}{L\omega_0}$.

Полученный сигнал $f_q(t)$ затем подается на вход ПИ регулятора с обратным знаком. После чего вновь следует обратное преобразование Парка:

$$t = \cos(\omega_0 t) \cdot t_d - \sin(\omega_0 t) \cdot t_q \tag{44}$$

В данном случае нас интересует синусоидальная компонента этого выражения. Представим сигнал t_q в виде:

$$t_q(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} T_q(\omega) \cos(\omega t) d\omega - \frac{1}{\pi} \int_0^{+\infty} T_q'(\omega) \sin(\omega t) d\omega \quad (45)$$

Тогда умножение на синусоидальную несущую приведет к следующим преобразованиям:

$$\begin{aligned} & -\sin(\omega_0 t) \cdot T_q'(\omega) \cdot \sin(\omega t) \rightarrow \\ & \rightarrow -T_q'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + T_q'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \end{aligned} \quad (46)$$

$$\begin{aligned} & -\sin(\omega_0 t) \cdot T_q(\omega) \cdot \cos(\omega t) \rightarrow \\ & \rightarrow -T_q(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} - T_q(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \end{aligned} \quad (47)$$

Эта компонента после умножения на K_U подается на вход блока индуктора. Поступая аналогичным образом как и ранее сведем действие индуктора на умножение на коэффициент $1/(\omega_0 L)$ и сдвиг на 90 градусов каждой гармоники сигнала:

$$\begin{aligned} & -T_q'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + T_q'(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \rightarrow \\ & \rightarrow -\frac{K_U}{L\omega_0} T_q'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_U}{L\omega_0} T_q'(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \end{aligned} \quad (48)$$

$$\begin{aligned} & -T_q(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} - T_q(\omega) \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \rightarrow \\ & \rightarrow \frac{K_U}{L\omega_0} T_q(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_U}{L\omega_0} T_q(\omega) \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \end{aligned} \quad (49)$$

В результате последующего преобразования Парка указанного сигнала только d-составляющая не будет равна нулю. Продемонстрируем это:

$$\begin{aligned}
U_d(\omega) &\approx \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \right) + \\
&+ \sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos\left((\omega_0 - \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} + \frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos\left((\omega_0 + \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} \right) = \\
&= \cos(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos(\omega_0 t - \omega t)}{2} + \frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\cos(\omega_0 t + \omega t)}{2} \right) + \\
&+ \sin(\omega_0 t) \cdot \left(\frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\sin((\omega_0 - \omega)t)}{2} + \frac{K_U T_q(\omega)}{L\omega_0} \frac{\sin((\omega_0 + \omega)t)}{2} \right) = \\
&= \frac{2T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(\omega t) + \frac{T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(2\omega_0 t - \omega t) + \frac{T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(2\omega_0 t + \omega t) + \\
&+ \frac{2T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(\omega t) - \frac{T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(2\omega_0 t - \omega t) - \frac{T_q(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(2\omega_0 t + \omega t) = \\
&= T_q(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \cos(\omega t)
\end{aligned} \tag{50}$$

$$\begin{aligned}
U_d'(\omega) &\approx \cos(\omega_0 t) \cdot \left(-T_q'(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \frac{\sin(\omega_0 t - \omega t)}{2} + T_q'(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \frac{\sin(\omega_0 t + \omega t)}{2} \right) + \\
&+ \sin(\omega_0 t) \cdot \left(-T_q'(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \frac{\sin\left((\omega_0 - \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} + T_q'(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \frac{\sin\left((\omega_0 + \omega)t - \frac{\pi}{2}\right)}{2} \right) = \\
&= \frac{2T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(\omega t) - \frac{T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(2\omega_0 t - \omega t) + \frac{T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \omega t) + \\
&+ \frac{2T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(\omega t) + \frac{T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(2\omega_0 t - \omega t) - \frac{T_q'(\omega)}{4} \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(2\omega_0 t + \omega t) = \\
&= T_q'(\omega) \frac{K_U}{L\omega_0} \sin(\omega t)
\end{aligned} \tag{51}$$

Данные формулы являются приближенными и выполняются при выполнении условия $\omega_0 \gg \omega$. Полученный вид формул $U_d(\omega), U_d'(\omega)$ говорит о том, что путь в системе, пройденный сигналом от блока обратного

преобразования Парка до следующего блока прямого преобразования Парка, эквивалентен простому умножению на коэффициент $\frac{K_u}{L\omega_0}$.

Таким образом полученный сигнал попадает на вход сумматора, который производит вычитание из опорного сигнала d-составляющей сигнал $u_d(t)$.

Рассматривая все указанные звенья в качестве усилительных (кроме блоков ПИ-регуляторов) имеем следующее соотношение для передаточной функции системы:

$$W(p) = \frac{W_{\text{ПИ}}(p)}{1 + \frac{K_U^2}{(L\omega)^2} W_{\text{ПИ}}(p) \cdot W_{\text{ПИ}}(p)} = \frac{K_p + K_i \frac{1}{p}}{1 + \frac{K_U^2}{(L\omega)^2} \left(K_p + K_i \frac{1}{p} \right)^2} \quad (52)$$

На вход системы подается ступенчатый сигнал $Y_d(p) = \frac{y_d}{p}$ так что изображение сигнала на выходе ПИ-регулятора d-составляющей задается следующим выражением:

$$S_d(p) = W(p) Y_d(p) = \frac{K_p + K_i \frac{1}{p}}{1 + \frac{K_U^2}{(L\omega_0)^2} \left(K_p + K_i \frac{1}{p} \right)^2} \frac{y_d}{p} = \frac{K_p p + K_i}{p^2 + \frac{K_U^2}{(L\omega_0)^2} (K_p p + K_i)^2} y_d \quad (53)$$

Проанализируем спектр сигнала $S_d(j\omega)$. Для этого рассмотрим отдельно числитель и знаменатель. Знаменатель спадает на 40дБ на частоте [27]

$10\omega_n = \frac{10K_i K_u}{\sqrt{K_p^2 K_u^2 + (L\omega)^2}}$. В то же время числитель возрастает на 20дБ на

частоте $10\frac{1}{\tau} = 10\frac{K_i}{K_p}$ и так как $\frac{K_i K_u}{\sqrt{K_p^2 K_u^2 + (L\omega)^2}} < \frac{K_i}{K_p}$ то на частоте $10\omega_n$

общее выражение спадает больше чем на 20дБ. Поэтому это значение можно принять в качестве границы спектра сигнала.

Характеристическое уравнение системы имеет следующий вид:

$$p^2 \left(K_p^2 \frac{K_u^2}{(L\omega)^2} + 1 \right) + p(2K_i K_p) \frac{K_u^2}{(L\omega)^2} + K_i^2 \frac{K_u^2}{(L\omega)^2} = 0 \quad (54)$$

$$p^2 (K_p^2 K_u^2 + (L\omega)^2) + p(2K_i K_p) K_u^2 + K_i^2 K_u^2 = 0 \quad (55)$$

$$\begin{aligned} D &= (2K_i K_p)^2 K_u^4 - 4(K_p^2 K_u^2 + (L\omega)^2) K_i^2 K_u^2 = \\ &= -4(L\omega)^2 K_i^2 K_u^2 \end{aligned} \quad (56)$$

$$p_{1,2} = \frac{-(2K_i K_p) K_u^2 \pm i2(L\omega) K_i K_u}{2(K_p^2 K_u^2 + (L\omega_0)^2)} \quad (57)$$

Таким образом, при подаче постоянного опорного сигнала время переходного процесса (спад до 2% уровня) будет подчиняться следующей формуле:

$$t_{п.п.} = 4 \frac{(K_p^2 K_u^2 + (L\omega_0)^2)}{K_i K_p K_u^2} \quad (58)$$

Данное выражение справедливо при выполнении условия при котором оно было выведено т.е. при $\omega_{гр} \ll \omega_0$. Мы уже приняли в качестве граничной

частоты спектра сигнала амплитуды значение $10\omega_n = \frac{10K_i K_u}{\sqrt{K_p^2 K_u^2 + (L\omega)^2}}$.

Таким образом при условии $\frac{10K_i K_u}{\sqrt{K_p^2 K_u^2 + (L\omega_0)^2}} \ll \omega_0$ полученное значение

для времени переходного процесса соответствует действительности.

5.4 Экспериментальные зависимости однофазной системы с ПИ-регулятором

Для проверки формулы, определяющей время переходного процесса в системе, измерим время переходного процесса при различных значениях K_p и K_i а также L .

Определим зависимость времени переходного процесса от величины индуктивности выходного индуктора при значениях $K_p = 0.01$ и $K_i = 0.1$.

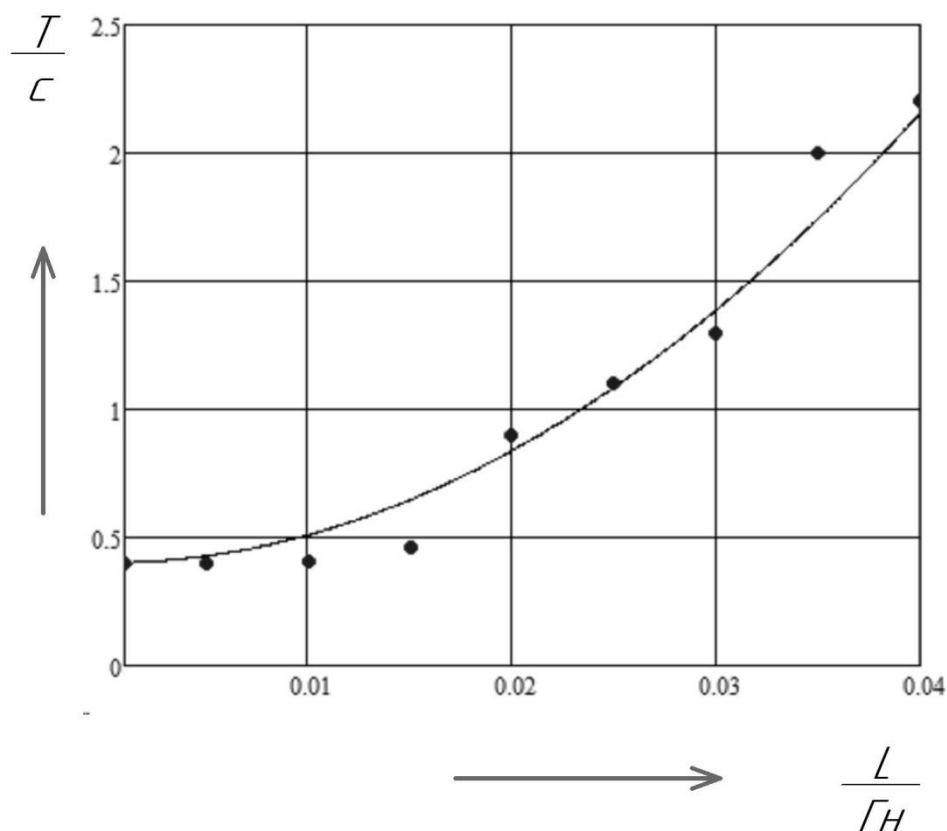


Рисунок 42 – График зависимости времени переходного процесса от величины индуктивности индуктора

Таблица 13 – Результаты модельного эксперимента

$L, \text{мГн}$	$T, \text{с}$
1	0,40
5	0,40
10	0,41

Продолжение таблицы 13

L, мГн	T, с
15	0,46
20	0,93
25	1,1
30	1,3
35	2,0
40	2,3

Определим зависимость времени переходного процесса от величины индуктивности выходного индуктора при значениях $K_p = 0.01$ и $K_i = 0.01$.

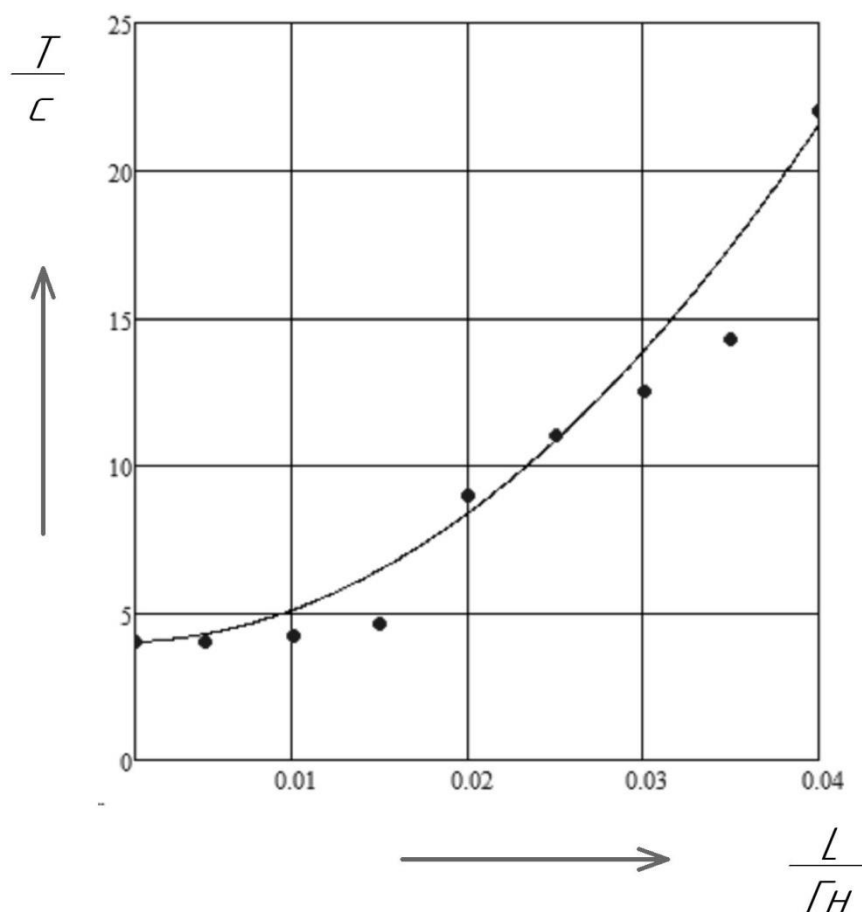


Рисунок 43 – График зависимости времени переходного процесса от величины индуктивности индуктора

Таблица 14 – Результаты модельного эксперимента

L, мГн	T, с
1	4
5	4

продолжение таблицы 14

L, мГн	T, с
10	4,2
15	4,6
20	9
25	11
30	12,5
35	14,3
40	22

Определим зависимость времени переходного процесса от величины отношения K_p / K_i при $K_p K_U \gg L\omega$. Тогда из формулы для времени

переходного процесса следует $t_{п.п.} = 4 \frac{(K_p^2 K_U^2 + (L\omega)^2)}{K_i K_p K_U^2} \approx 4 \frac{K_p}{K_i}$. Проверим

получившееся соотношение при $K_p = 0.1, L = 1\text{мГн}$.

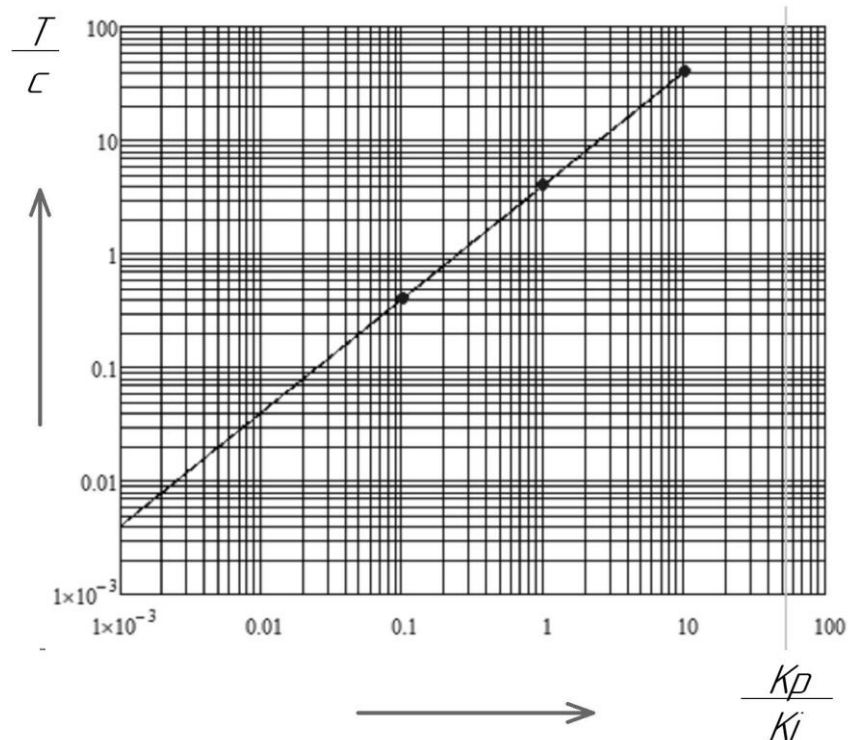


Рисунок 44 – График зависимости времени переходного процесса от величины отношения коэффициентов регуляторов

Таблица 15 – Результаты модельного эксперимента

K_p/K_i	T, c
10	40
1	4
0,1	0,4

5.5 Экспериментальные зависимости трехфазной системы с ПР-регулятором

Получим зависимость амплитуды и фазы тока от величин суммы коэффициентов $K_p + K_R$ и величины индуктивности выходного индуктора L при следующих значениях параметров системы (смотри таблицу 9).

Таблица 16 – Параметры системы

$\omega_0, \text{рад/с}$	$\omega_c, \text{рад/с}$	$K_I, A/V$	K_U, B	$ E(j\omega_0) , B$
$2\pi \cdot 50$	2π	$-20/310$	600	310

На Рисунке 45 приведен график зависимости амплитуды тока от индуктивности при $K_p=0.01$ и $K_R=0.01$. На этом же графике приведены экспериментальные точки, полученные по результатам моделирования.

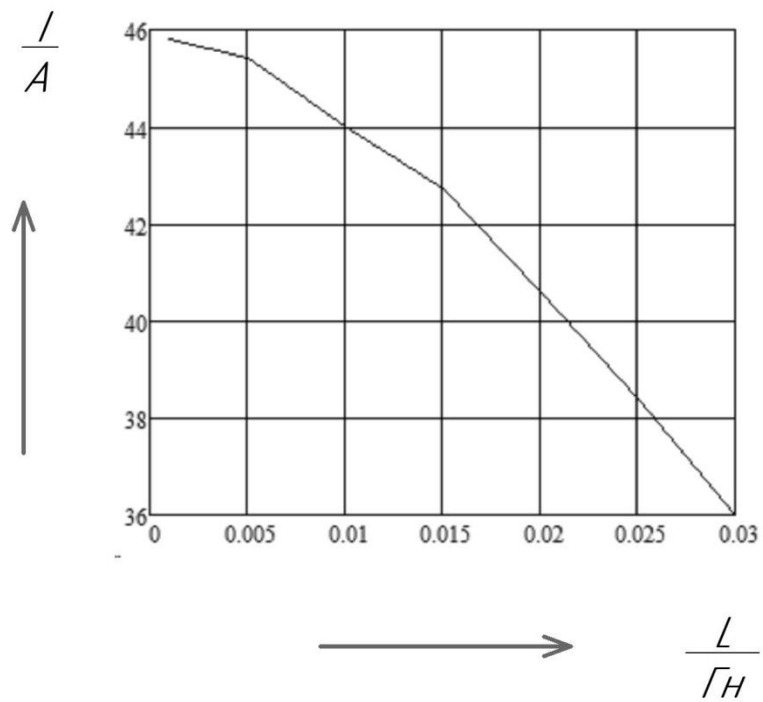


Рисунок 45 – График зависимости амплитуды тока от индуктивности

На Рисунке 46 приведен график зависимости фазового сдвига тока (относительно опорного сигнала тока) от индуктивности. На этом же графике приведены экспериментальные точки, полученные по результатам моделирования.

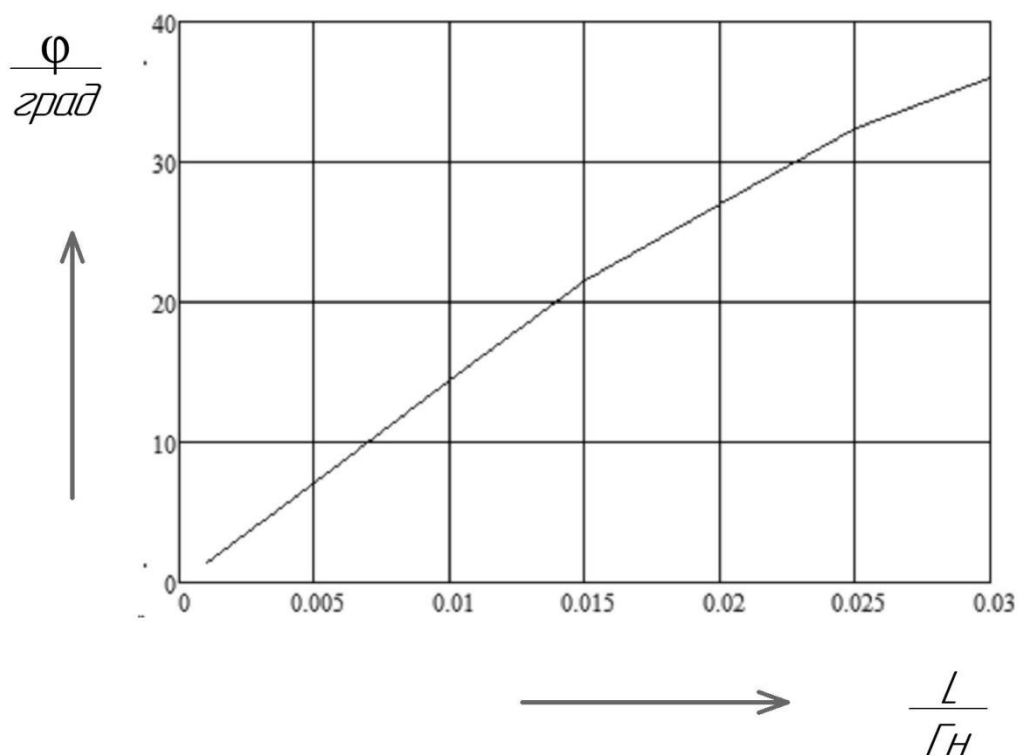


Рисунок 46 – График зависимости амплитуды тока от индуктивности

Таблица 17– Данные полученные в модельном эксперименте

L, мГн	I _m , А	φ, град
1	45,8	1,44
5	45,4	7,2
10	44	14,4
15	42,7	21,6
20	40,6	27
25	38,4	32,4
30	36	36

На Рисунке 47 приведен график зависимости амплитуды тока от K_p , полученный согласно выражению (34) при $K_R = 0.01$ (и $L=1\text{ мГн}$).

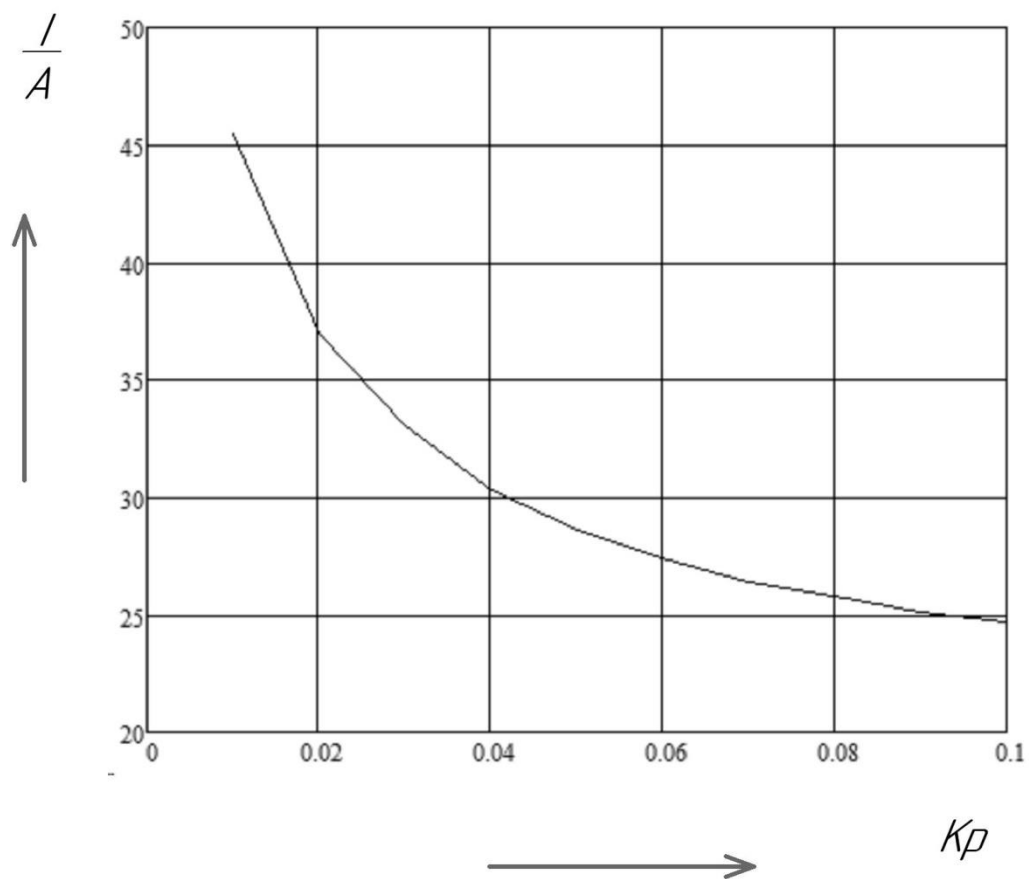


Рисунок 47 – График зависимости амплитуды тока от коэффициента K_p
при $K_R = 0.01$

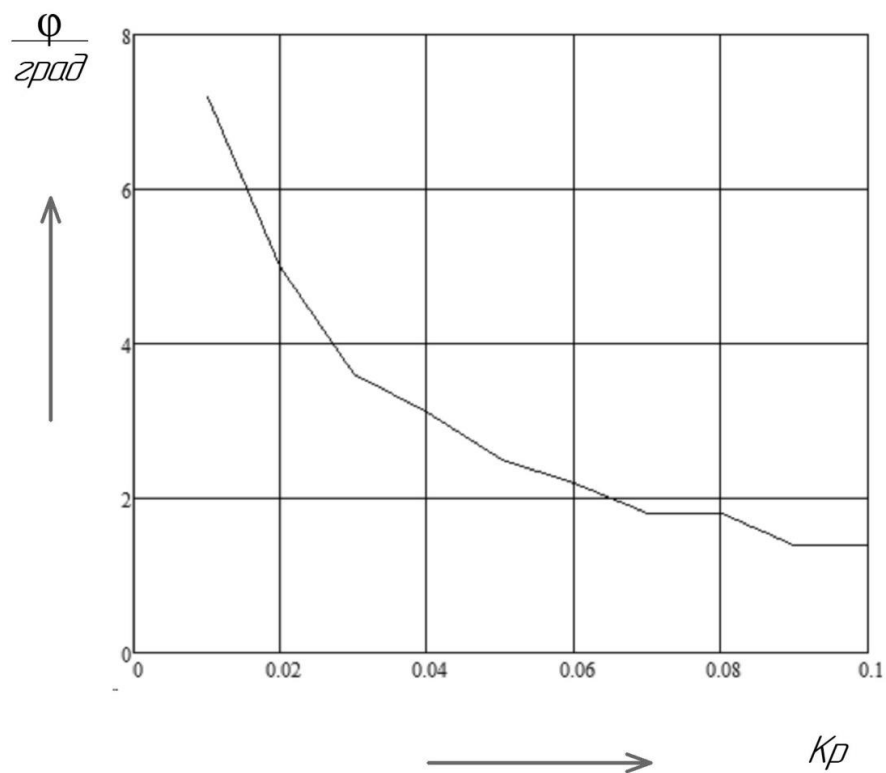


Рисунок 48 – График зависимости фазового угла тока от коэффициента

K_p при $K_R = 0.01$

Таблица 18 – Данные полученные в модельном эксперименте

K_p	I_m, A	φ , град
0,01	45,5	7,2
0,02	37	5,0
0,03	33	3,6
0,04	30,3	3,1
0,05	28,6	2,5
0,06	27,4	2,2
0,07	26,4	1,8
0,08	25,8	1,8
0,09	25,1	1,4
0,1	24,7	1,4

На Рисунке 49 приведен график зависимости амплитуды тока от коэффициента K_p , полученный согласно выражению (34) при $K_R = 0.1$.

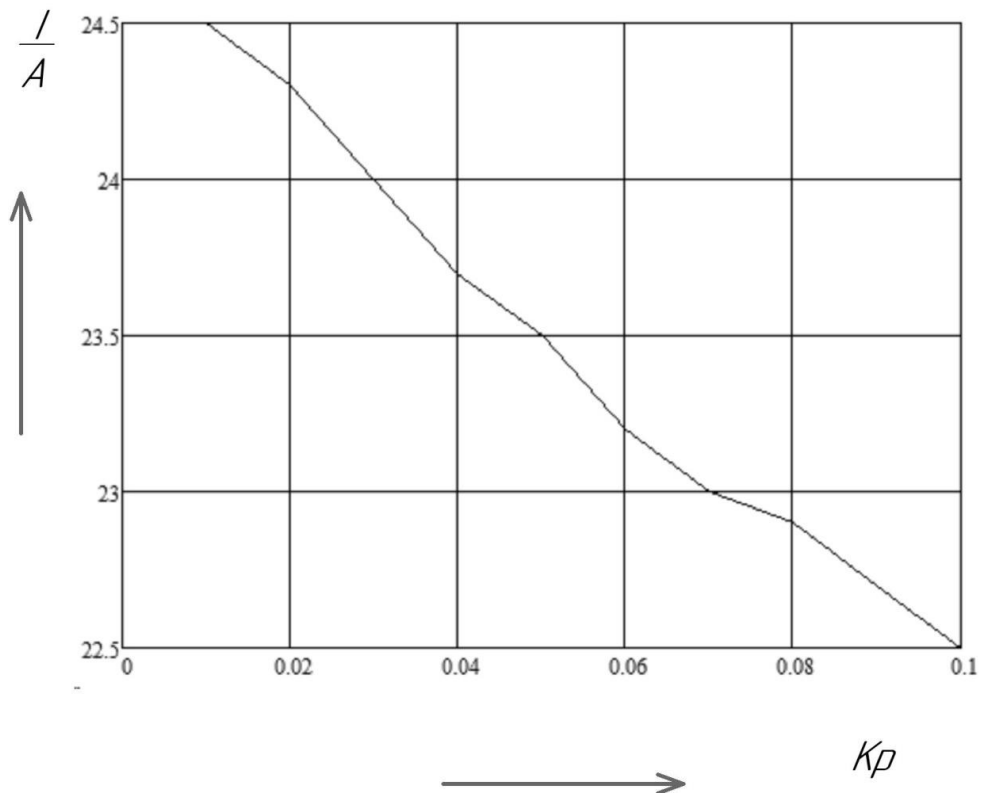


Рисунок 49 – График зависимости амплитуды тока от коэффициента K_p

при $K_R = 0.1$

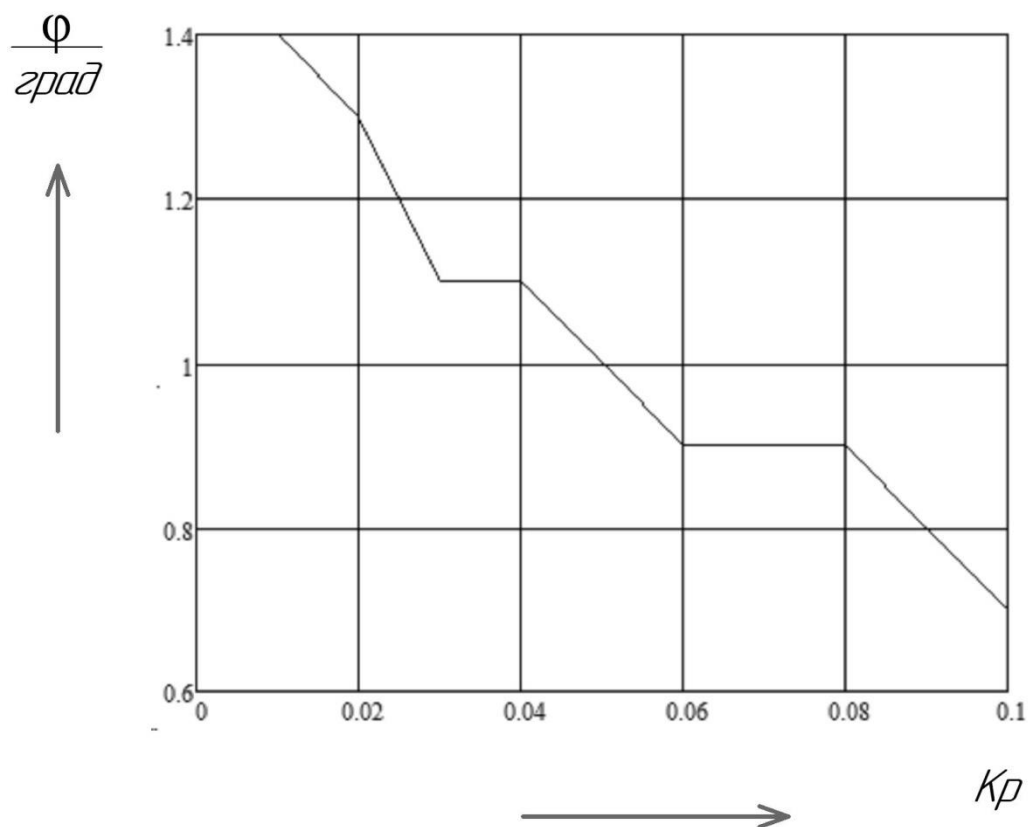


Рисунок 50 – График зависимости фазового угла тока от коэффициента K_p при $K_R = 0.1$

Таблица 19 – Данные полученные в модельном эксперименте

K_p	I_m , А	φ , град
0,01	24,5	1,4
0,02	24,3	1,3
0,03	24,0	1,1
0,04	23,7	1,1
0,05	23,5	1,0
0,06	23,2	0,9
0,07	23,0	0,9
0,08	22,9	0,9
0,09	22,7	0,8
0,1	22,5	0,7

5.6 Экспериментальные зависимости трехфазной системы с ПИ-регулятором

Для проверки формулы, определяющей время переходного процесса в системе, измерим время переходного процесса при различных значениях K_p и K_i а также L .

Определим зависимость времени переходного процесса от величины индуктивности выходного индуктора при значениях $K_p = 0.01$ и $K_i = 0.1$.

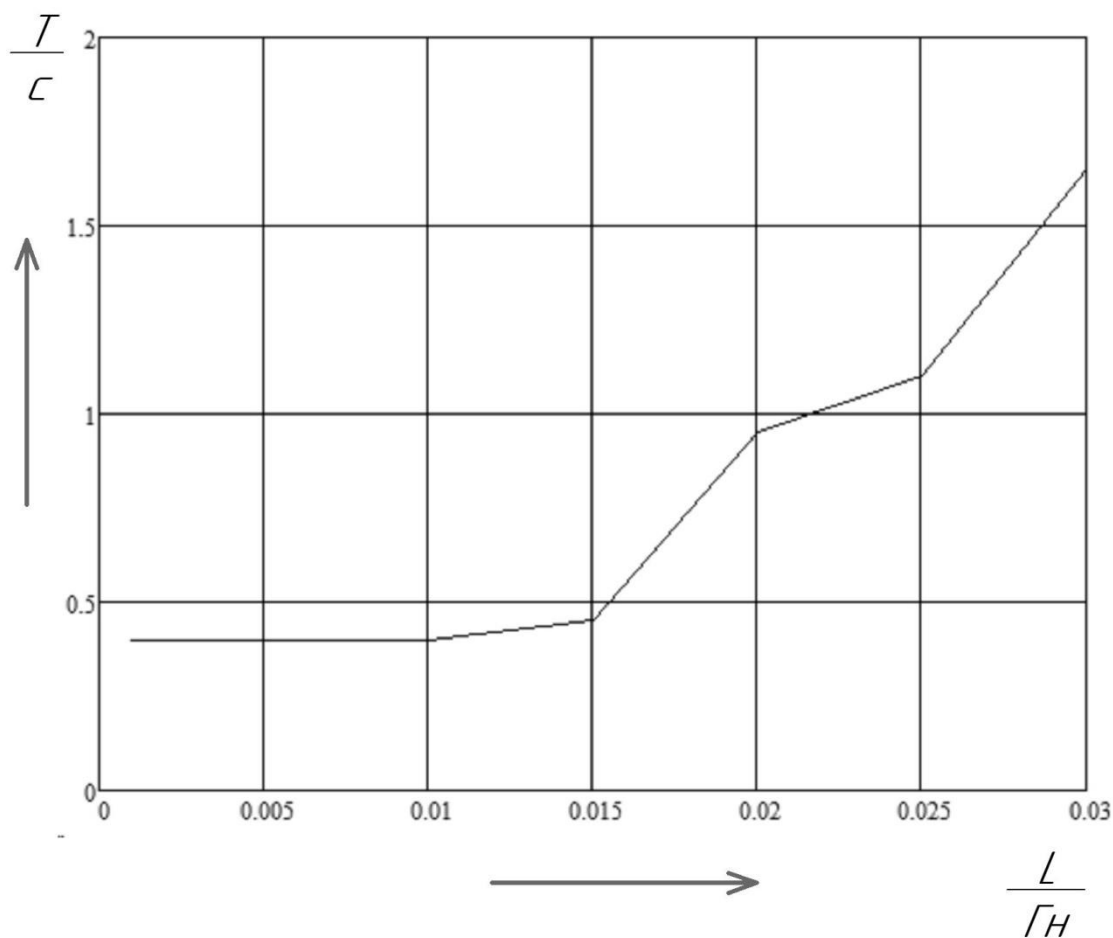


Рисунок 51 – График зависимости времени переходного процесса от величины индуктивности индуктора

Таблица 20 – Результаты модельного эксперимента

$L, \text{мГн}$	$T, \text{с}$
1	0,4
5	0,4

продолжение таблицы 20

L, мГн	T, с
10	0,4
15	0,45
20	0,95
25	1,1
30	1,65

Определим зависимость времени переходного процесса от величины индуктивности выходного индуктора при значениях $K_p = 0.01$ и $K_i = 0.01$.

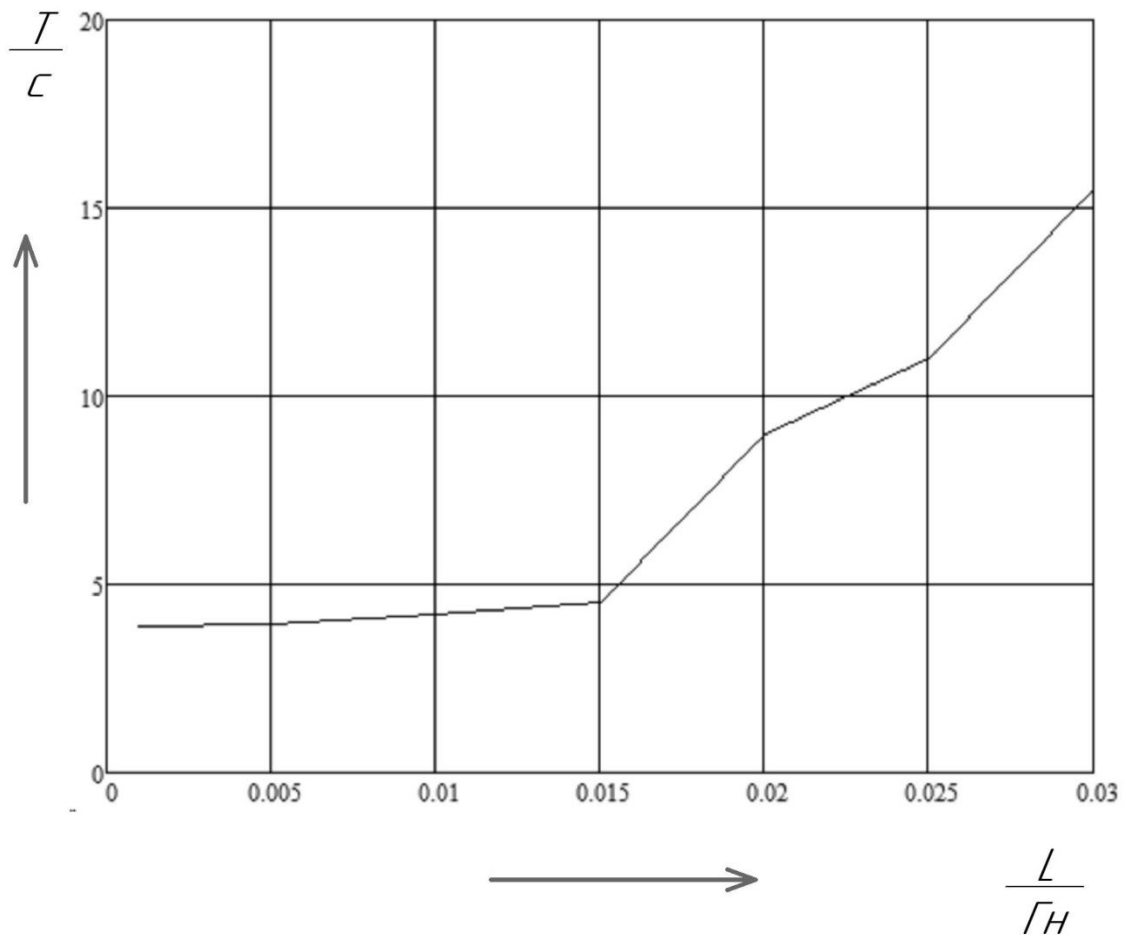


Рисунок 52 – График зависимости времени переходного процесса от величины индуктивности индуктора

Таблица 21 – Результаты модельного эксперимента

L, мГн	T, с
1	3,9
5	3,95

Продолжение таблицы 21

L, мГн	T, с
10	4,2
15	4,5
20	9
25	11
30	15,5

Определим зависимость времени переходного процесса от величины отношения K_p / K_i при $K_p = 0.1, L = 1\text{мГн}$.

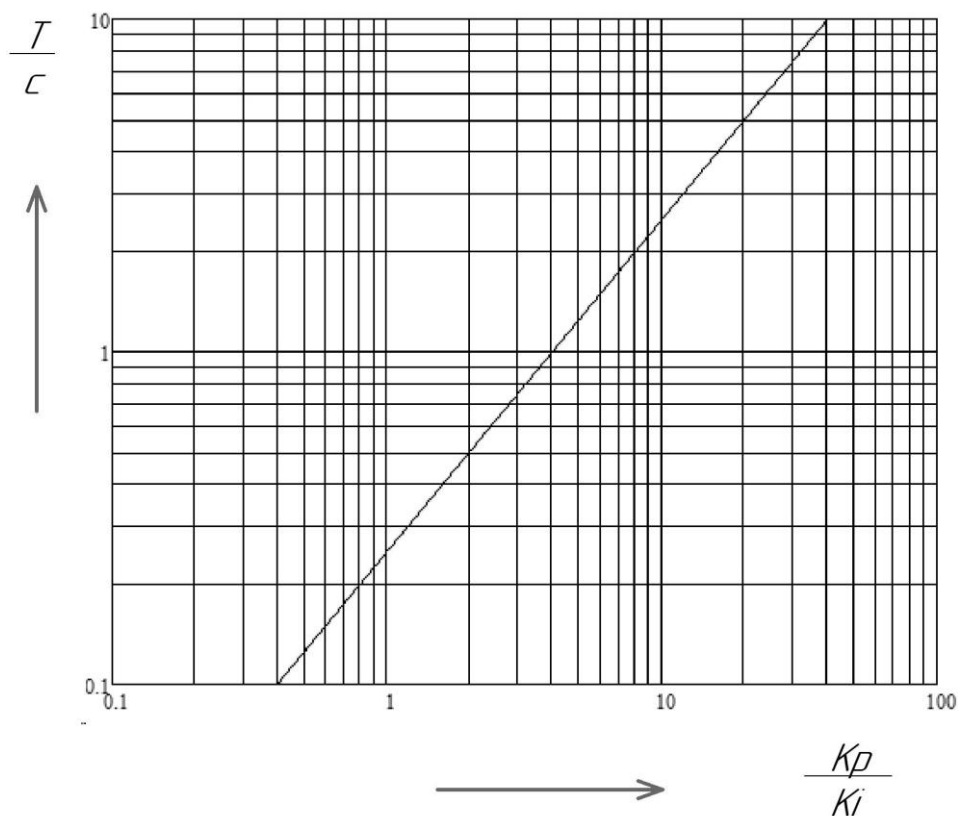


Рисунок 53 – График зависимости времени переходного процесса от величины отношения коэффициентов регуляторов

Таблица 22 – Результаты модельного эксперимента

K_p/K_i	T, с
10	40
1	4
0,1	0,4

6. Сравнение эффективности регуляторов

Из проведенных исследований можно заключить следующее. При повышении коэффициентов регуляторов эффективность их работы повышается. Это в частности выражается для ПР-регулятора в однофазовой системе в уменьшении установившейся ошибки как по амплитуде так и по фазе. Для ПИ-регулятора в dq-системе координат в однофазовой системе это выражается в уменьшении времени переходного процесса. Однако с увеличением коэффициентов регуляторов неизбежно встают вопросы устойчивости системы. Так как с увеличением коэффициентов увеличивается диапазон частот в котором при возникновении дополнительного фазового сдвига в системе возможен переход в режим генерации.

Для сравнения эффективности работы в таблице приведены характеристики регуляторов для однофазных систем.

Таблица 23 – Сравнение эффективности регуляторов в однофазной системе

Тип регулятора	ПР-регулятор	ПИ-регулятор в dq-системе координат
Установившаяся ошибка по фазе	Конечная	Нулевая
Установившаяся ошибка по амплитуде	Конечная	Нулевая
Длительность переходного процесса	Низкая	Высокая

Для сравнения эффективности работы в таблице приведены характеристики регуляторов для трехфазных систем.

Таблица 24 – Сравнение эффективности регуляторов в трехфазной системе

Тип регулятора	ПР-регулятор	ПИ-регулятор в dq-системе координат
Установившаяся ошибка по фазе	Конечная	Нулевая
Установившаяся ошибка по амплитуде	Конечная	Нулевая
Длительность переходного процесса	Низкая	Высокая

Из полученных таблиц сравнения можно сделать вывод, что регулирование выходного тока указанными типами регуляторов имеет одинаковую эффективность, как для однофазной, так и для трехфазной схем (при условии симметричности фаз).

Список используемой литературы

1. Phase synchronization and measurement digital systems of AC mains for power converters/ F. Mur, V. Cardenas, J. Vaquero, S. Martinez. – Conference: Power Electronics Congress, 1998.

2. Low-Cost Voltage Zero-Crossing Detector for AC-Grid Applications/ Maxim Vorobyov, Krishtaps Vitols. – Electrical, Control and Communication Engineering, 2014.

3 Хоровиц, П. Искусство схемотехники: в 2-х т. / П. Хоровиц, У. Хилл; пер. с англ. М.В. Гальперина. – М.: Мир . – 598с. – 1 т.

4 Modeling, Analyzing, and Designing Advanced Synchronization Techniques for Power Converters/ Golestan Saeed – Arenberg: Aalborg Universitetsforlag, 2018.

5 Synchronization Methods for Three Phase Distributed Power Generation

Systems. An Overview and Evaluation/ A. Timbus, M. Liserre, R. Teodorescu, F. Blaabjerg – 2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference.

6. Single phase angle tracking method for power switches gating synchronization / Antonio Valderrabano-Gonzalez, Julio Cesar Rosas-Caro, Rubén Tapia-Olvera, Francisco Beltran-Carbajal, Juan Francisco Gomez-Ruiz – Electric Power Systems Research, 2013.

7 Калачев Ю.Н. Векторное регулирование(заметки практика) / Калачев Ю.Н. – М.: ЭФО, 2013. – 63 с.

8. Grid Connected Photovoltaic Systems: Challenges and Control Solutions – A Potential Review/ Sivasankari Sundaram, K. N. Sheeba, and Jakka Sarat Chandra Babu – International Journal of Electronics and Electrical Engineering, 2016.

9. Grid-connected Photovoltaic Systems: An Overview of Recent Research and Emerging PV Converter Technology/ Samir Kouro, Jose I. Leon, Dimitri Vinnikov, Leopoldo G. Franquelo – IEEE Industrial Electronics Magazine, 2015.

10. Comparison of Full Bridge Transformerless H5, HERIC, H6 Inverter Topology/ P.S. Gotekar, S.P. Muley, D.P. Kothari, B.S. Umre – 2015 Annual IEEE India Conference (INDICON), 2015.

11. Comparison of High Efficiency with Different Topology Transformerless Photovoltaic Power Converters/ A Kurmaiah¹, S.Anil Kumar – Int. Journal of Engineering Research and Applications, 2013.

12. A Study of Three-Level Neutral Point Clamped Inverter Topology/ Muhammad Kashif, Zhuo Fang, Samir Gautam, Yu Li, Ali Syed – Indonesian Journal of Electrical Engineering and Computer Science.

13. Силовая электроника [Текст] : конспект лекций / А. П. Маругин , Изд-во УГГУ, 2014. – 247 с.

14. Proportional-resonant controllers and filters for grid-connected voltage source converter/ R.Teodorescu, F.Blaabjerg, M.Liserre, P.C.Loh – IEE Proceedings– Electric Power Applications, 2006.

15. Positive and Negative Sequence Estimation for Unbalanced Voltage Dip

/ Rafael A Flores, Irene Y.H. Gu, Math H J Bollen Power Engineering Society General Meeting, 2003.

16. Combined operation of a VSC based grid interfaced solar photovoltaic power generation system with night time application/ Arun Kumar Verma, Bhim Singh, D.T Shahani, Ambrish Chandra, Kamal Al-Haddad – Conference: 2014 IEEE Power & Energy Society General Meeting.

17. Control in power Electronics Selected Problems/ M.P. Kazmierkowski, R. Krishnan, Frede Blaabjerg – Elsevier Science, 2002.- 518 c.

18. Grid synchronization and symmetrical components extraction with PLL algorithm for grid connected power electronic converters – a review/ M. Bobrowska-Rafal, K.RAFAL, M. Jasinski, M.P. Kazmierkowski –Bulletin of the Polish Academy of Sciences, Technical Sciences, 2011.

19. Evaluation of Current controllers for Distributed Power Generation/ Adrian Timbus, Marco Liserre, Remus Teodorescu, Pedro Rodríguez, Frede Blaabjerg – Systems IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 24, No. 3, 2009.

20. Power Balance Theory Based Control of Grid Interfaced Solar Photovoltaic Power Generating System with Improved Power Quality/ Bhim Singh ; D. T. Shahani ; Arun Kumar Verma – 2012 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES), 2012.

21. Instantaneous Power Theory and Applications to Power Conditioning/ Hirofumi Akagi, Edson Hirokazu Watanabe, Mauricio Aredes. – (Wiley Interscience Publication) A Jonh Wiley & Sons, 378 c.

22. A Comprehensive Review on Grid-Tied Solar Photovoltaic System/ Ajay Kumar, Nitin Gupta, Vikas Gupta – Journal of Green Engineering, 2017.

23. Power Balance Theory Based Control of Grid Interfaced Solar Photovoltaic Power Generating/ Arun Verma, Bhim Singh, D T Shahani, Sm Ieee – Power Electronics, Drives and Energy Systems, 2012.

24. Условия удовлетворительной работы ПР-регулятора в соединенной с сетью системе/ Железов Е.А. – Синергия Наук, 2020.

25. Условия работы ПР-регулятора с нулевой установившейся ошибкой/ Железов Е.А. – научно-практической конференции «Студенческие дни науки в ТГУ», 2020.
26. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы/ С.И. Баскаков. – М.: Издательство «Высшая школа», 2000 –462 с.
27. Дорф Р. Современные системы управления/ Р. Дорф, Р.Бишоп. Пер. с англ. Б.И. Копылова. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2002. –832 с.
28. Бессонов Л.А. Теоретические основы электротехники/ Л.А. Бессонов. – М.: Издательство «Высшая школа», 1996. – 638 с.
29. Чаплыгин Е.Е. Спектральное моделирование преобразователей с широтно-импульсной модуляцией: учебн. пособие. / Е.Е. Чаплыгин М. : издательство МЭИ, 2009. – 56с.
30. Ушакова, Н.Ю. Метод симметричных составляющих. [Текст]: методические указания к самостоятельному изучению раздела курса ТОЭ и к выполнению расчетно-графического задания / Н.Ю.Ушакова, Л.В.Быковская; Оренбургский гос. ун-т. – Оренбург : ОГУ, 2010. – 59 с.