

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«Российский государственный профессионально-педагогический
университет»
Институт инженерно-педагогического образования
Кафедра электрооборудования и энергоснабжения

К ЗАЩИТЕ ДОПУСКАЮ:
Заведующая кафедрой ЭС
_____ А.О. Прокубовская
« _____ » _____ 2016 г.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО
РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ СИСТЕМЫ «АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР
НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ –
АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ» С ВЕКТОРНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

Выпускная квалификационная работа бакалавра
по направлению подготовки 44.03.04 Профессиональное обучение
(по отраслям)
профиля подготовки «Энергетика»
специализации «Электропривод и автоматика»

Идентификационный код ВКР: 139

Исполнитель

студент группы ЭП-401

Руководитель

Нормоконтроль

А.С. Авдеев

А.А. Емельянов

Н.В. Шайхадарова

Екатеринбург 2016

РЕФЕРАТ

Выпускная квалификационная работа выполнена на 83 страницах, содержит 39 рисунков, 6 таблиц, 21 источник литературы, а также 5 приложений на 5 страницах.

Ключевые слова: МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ, АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ, ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНЫЙ МОДУЛЯТОР, ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ, СИСТЕМА АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ.

Объектом исследования является разработка системы автоматического регулирования скорости системы «автономный инвертор напряжения – асинхронный двигатель» с векторным управлением.

Предметом исследования являются математическая модель асинхронного двигателя в абсолютных единицах на основе электрических схем замещения, системы векторного управления, широтно-импульсная модуляция, мостовая схема инвертора напряжения.

Цель работы: выполнить разработку математической модели системы автоматического регулирования скорости системы «Автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» с векторным управлением.

В процессе работы были построены математические модели двигателя, система векторного управления и система «автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией - асинхронный двигатель» в MATLAB Script-Simulink.

Данная работа может быть использована в учебном процессе по дисциплинам: «Математическое моделирование в электромеханических системах» и «Системы управления электроприводов».

СОДЕРЖАНИЕ

ВВЕДЕНИЕ.....	6
1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КООРДИНАТ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА	9
1.1. Выбор системы базовых величин.....	9
1.2. Переход от математического описания асинхронного двигателя в физических единицах к описанию в относительных единицах.....	11
1.3. Фазные преобразования переменных	14
1.4. Координатные преобразования	18
1.5. Математическая модель фазных и координатных преобразований в Matlab-Simulink	21
2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ	25
2.1. Схемы замещения асинхронного двигателя	25
2.2. Структурная схема математической модели двигателя в произвольной системе координат.....	30
2.3. Математическая модель асинхронного двигателя в координатах x, y	39
2.4. Расчет параметров математической модели асинхронного двигателя	44
3. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ	51
4. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ.....	56
4.1. Система векторного управления	56
4.2. Модели наблюдателей для датчиковой системы векторного управления.....	60

4.3. Блок компенсации ЭДС.....	61
4.4. Синтез регуляторов.....	62
5.МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ СИСТЕМЫ «АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО- ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ» С ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ	67
5.1. Модель асинхронного двигателя в абсолютных единицах	68
5.2. Модель преобразователя частоты со звеном постоянного тока.....	76
5.3. Датчики	78
6. ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ.....	80
ЗАКЛЮЧЕНИЕ	83
СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ	85
ПРИЛОЖЕНИЕ А.....	88
ПРИЛОЖЕНИЕ Б.....	89
ПРИЛОЖЕНИЕ В	90
ПРИЛОЖЕНИЕ Г.....	91
ПРИЛОЖЕНИЕ Д.....	92
ПРИЛОЖЕНИЕ Е	93

ВВЕДЕНИЕ

Известно, что наиболее простыми, а следовательно, и надежными являются асинхронные двигатели с короткозамкнутым ротором. Однако при всех своих достоинствах они имеют существенный недостаток – сложность в регулировании скорости. До появления частотных преобразователей асинхронные двигатели имели достаточно узкое применение, в основном в нерегулируемых электроприводах или в приводах с невысоким качеством регулирования. В настоящее время существуют различные алгоритмы управления как наиболее простые (скалярное управление), так и сложные (векторное датчиковое и бездатчиковое управление), позволяющие применять асинхронный двигатель (АД) для решения разнообразных технологических задач.

Для исследования систем с частотным управлением использование аналитических методов чрезвычайно трудоемко, а в ряде случаев невозможно. Это реализуется применением метода математического моделирования.

Сущность моделирования заключается в замене реальной системы, машины или их отдельных элементов моделью, которая находится с ними в некотором соответствии и способна частично или полностью воспроизводить свойства и характеристики реальной системы. Происходящие в модели процессы, можно легко регистрировать, проверять их соответствие результатам теоретического анализа, заменять аналитические расчеты процессов их непосредственным наблюдением. Математическая модель позволяет решать все основные задачи экспериментального исследования.

Можно выделить два основных метода моделирования: физическое и математическое.

Физическое моделирование представляет собой моделирование, при котором исследование машины или процесса заменяется исследованием модели той же физической природы. Любой лабораторный физический эксперимент можно заменить моделированием, что представляет особую ценность для сложных систем и машин. Это дает возможность исследовать явления,

которые происходят в машине-оригинале, при сохранении их физической природы.

Единство материального мира приводит к поразительной идентичности уравнений, описывающих процессы в самых различных областях физики. Это позволяет изучать явления, происходящие в оригинале, на модели, физическая природа которой отлична от физической природы оригинала.

Математическим называют такое моделирование, при котором модель и оригинал различны по своей физической природе, но могут быть описаны одинаковыми по форме уравнениями.

Математическое моделирование развивается в двух основных направлениях: построение моделей прямой аналогии на основе известных систем аналогий и построение вычислительных машин (цифровых, аналоговых и аналого-цифровых).

При использовании вычислительных машин в математическом моделировании отсутствует прямая аналогия между величинами, характеризующими изучаемое явление, и величинами, получаемыми в результате выполнения отдельных математических операций. Таким образом, исследование с помощью вычислительной машины сводится к анализу его математического описания [16].

Система автоматического регулирования (САР) скорости системы «автономный инвертор напряжения (АИН) с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ) – асинхронный двигатель» с векторным управлением является довольно сложной. Анализ этих систем требует математических моделей различного уровня сложности. Полная модель должна учитывать способы коммутации обмоток; процессы переключения транзисторов; несинусоидальность токов в АД; взаимное влияние процессов в обмотках статора и ротора АД.

С помощью математической модели можно провести исследования процессов, происходящих в машине, и снять ее характеристики, что позволит

сократить расходы на дорогостоящие эксперименты и в итоге подобрать реальную систему.

Объектом исследования является разработка системы САР скорости системы «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением.

Предметом исследования является математическая модель асинхронного двигателя в абсолютных единицах на основе электрических схем замещения, системы векторного управления, широтно-импульсная модуляция, мостовая схема инвертора напряжения.

Цель работы: выполнить разработку математической модели системы автоматического регулирования скорости системы «Автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» с векторным управлением.

Для достижения поставленной цели необходимо решить следующие задачи:

- проанализировать литературу по данной теме;
- выбрать систему относительных единиц;
- рассмотреть методы фазных и координатных преобразований;
- построить математическую модель асинхронного двигателя в абсолютных и относительных единицах в различных системах координат;
- построить модель синусоидальной ШИМ;
- обосновать структуру системы векторного управления;
- синтезировать регуляторы тока, потокосцепления ротора и скорости;
- построить модель частотного преобразователя на базе IGBT-транзисторов;
- построить модель САР скорости системы «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением с идеализированными транзисторными ключами.

1. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ КООРДИНАТ В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ ДВИГАТЕЛЯМИ ПЕРЕМЕННОГО ТОКА

В данной главе рассмотрено несколько подходов к математическому описанию асинхронного двигателя (АД) и системы управления в системе относительных единиц. Показаны преимущества такого подхода. Рассмотрены различные принципы фазных преобразований, на основании чего выбран принцип, позволяющий сохранить относительные и базовые значения переменных.

Рассмотрены модели АД в разных системах координат. На основании выбранной модели синтезирована теоретическая структура системы векторного управления АД. Произведен синтез регуляторов.

Разработана модель «Автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» с векторным управлением с использованием библиотеки Matlab – SimPowerSystems для моделирования трехфазного мостового инвертора на базе IGBT-транзисторов.

1.1. Выбор системы базовых величин

Системы управления удобнее реализовать в относительных единицах. Это дает следующие преимущества:

- система описывается одинаково независимо от мощности;
- система управления достаточно просто реализуется на контроллерах, не имеющих аппаратной поддержки плавающей точки [1];

Прежде всего следует выбрать непротиворечивую систему базовых величин, которая будет использоваться для перевода величин из абсолютных единиц в относительные по уравнению:

$$x^* = \frac{x}{X_b}, \quad (1)$$

где x – величина в абсолютных физических единицах;

$X_{\bar{o}}$ – базовое значение физической величины;

x^* - величина в безразмерных относительных единицах.

Выбор системы базовых величин можно проводить несколькими способами, привязываясь либо к потребляемым электрическим величинам (мощности, тока, напряжения), либо к механическим величинам на валу двигателя (мощность, момент) или к каким-либо граничным режимам работы электропривода.

В данной работе принята следующая система базовых величин:

1. Основные базовые величины.

Базовое значение для напряжения:

$$U_{\bar{o}} = \sqrt{2}U_{s.N}, \quad (2)$$

где $U_{s.N}$ - номинальное фазное значения двигателя.

Базовое значение для токов:

$$I_{\bar{o}} = \sqrt{2}I_{s.N}, \quad (3)$$

где $I_{s.N}$ - номинальное фазное значение тока двигателя.

Базовое значение для угловых частот и электрических скоростей:

$$\Omega_{\bar{o}} = \Omega_{s.N} = 2\pi f_N, \quad (4)$$

где f_N - номинальная частота питающей сети двигателя.

Базовое значение для электрических углов:

$$\theta_{\bar{o}} = 2\pi. \quad (5)$$

2. Производные базовые величины.

Базовое значение для сопротивлений:

$$Z_{\bar{o}} = \frac{U_{\bar{o}}}{I_{\bar{o}}}. \quad (6)$$

Базовое значение для потокосцеплений:

$$\Psi_{\bar{o}} = \frac{U_{\bar{o}}}{\Omega_{\bar{o}}}. \quad (7)$$

Базовое значение для индуктивностей:

$$L_{\bar{\sigma}} = \frac{\Psi_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}}. \quad (8)$$

Базовое значение для механических угловых скоростей:

$$\Omega_{r.\bar{\sigma}} = \frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{z_p}, \quad (9)$$

где z_p - число пар полюсов.

Базовое значение для мощностей:

$$P_{\bar{\sigma}} = M_{\bar{\sigma}} \cdot \Omega_{p.\bar{\sigma}}. \quad (10)$$

Базовое значение для моментов:

$$M_{\bar{\sigma}} = k_{\Delta} \cdot M_N = k_{\Delta} \cdot \frac{P_N}{\Omega_N}, \quad (11)$$

где $k_{\Delta} > 1$ – коэффициент, учитывающий различие значений электромагнитного момента и момента на валу двигателя в номинальном режиме ($k_{\Delta} = 1,0084$).

Базовое значение для времени:

$$T_{\bar{\sigma}} = \frac{1}{\Omega_{\bar{\sigma}}}. \quad (12)$$

Базовое значение для моментов инерции:

$$J_{\bar{\sigma}} = \frac{M_{\bar{\sigma}} \cdot z_p}{\Omega_{\bar{\sigma}}^2}. \quad (13)$$

1.2. Переход от математического описания асинхронного двигателя в физических единицах к описанию в относительных единицах

Уравнения в векторной форме для двухфазной модели электрической машины в произвольной системе координат u, v имеют следующий вид [9]:

$$\begin{cases} \vec{U}_S = \vec{I}_S \cdot R_S + \frac{d\vec{\psi}_S}{dt} + j\Omega_K \cdot \vec{\psi}_S; \\ \vec{U}_R = \vec{I}_R \cdot R_R + \frac{d\vec{\psi}_R}{dt} + j(\Omega_K - \Omega) \cdot \vec{\psi}_R; \\ \vec{\psi}_S = L_S \cdot \vec{I}_S + L_m \cdot \vec{I}_R; \\ \vec{\psi}_R = L_R \cdot \vec{I}_R + L_m \cdot \vec{I}_S; \\ M \equiv \vec{\psi}_R \times \vec{I}_S. \end{cases} \quad (14)$$

где \vec{U}_S, \vec{U}_R – векторы напряжений статора и ротора двигателя (для АД с короткозамкнутым ротором $\vec{U}_R = 0$);

\vec{I}_S, \vec{I}_R – векторы токов статора и ротора двигателя;

$\vec{\psi}_S, \vec{\psi}_R$ – векторы потокосцепления статора и ротора двигателя;

L_R, L_S, L_m – индуктивности статора, ротора и магнитной цепи;

Ω – электрическая скорость вращения ротора двигателя;

Ω_K – скорость вращения двухфазной системы координат u, v ;

M – электромагнитный момент двигателя.

Коэффициент $\frac{3}{2}$ в выражении для момента необходим для того, чтобы обеспечить равенство моментов реальной трехфазной машины и ее двухфазной модели.

Произведем перевод уравнений из системы абсолютных единиц в относительные.

В первом и втором уравнении системы (14) обе части разделим на U_δ :

$$\underbrace{\left[\frac{\vec{U}_S}{U_\delta} \right]}_{\vec{u}_s} = \underbrace{\left[\frac{R_S \cdot \vec{I}_\delta}{U_\delta} \right]}_{r_s} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{I}_S}{I_\delta} \right]}_{\vec{i}_s} + \underbrace{\frac{d \left[\frac{\vec{\psi}_S \cdot \Omega_\delta}{U_\delta} \right]}{\Omega_\delta \cdot dt}}_{\frac{d\vec{\psi}_s}{\Omega_\delta \cdot dt}} + j \underbrace{\left[\frac{\Omega_K}{\Omega_\delta} \right]}_{\omega_K} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{\psi}_S \cdot \Omega_\delta}{U_\delta} \right]}_{\vec{\psi}_s};$$

$$\vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{d\vec{\psi}_s}{\Omega_\delta \cdot dt} + j\omega_K \cdot \vec{\psi}_s; \quad (15)$$

$$\underbrace{\left[\frac{\vec{U}_R}{U_\delta} \right]}_{\vec{u}_r} = \underbrace{\left[\frac{R_R \cdot \vec{I}_\delta}{U_\delta} \right]}_{r_r} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{I}_R}{I_\delta} \right]}_{\vec{i}_r} + \underbrace{\frac{d \left[\frac{\vec{\psi}_R \cdot \Omega_\delta}{U_\delta} \right]}{\Omega_\delta \cdot dt}}_{\frac{d\vec{\psi}_r}{\Omega_\delta \cdot dt}} + j \underbrace{\left[\frac{\Omega_K - \Omega}{\Omega_\delta} \right]}_{\omega_K - \omega} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{\psi}_R \cdot \Omega_\delta}{U_\delta} \right]}_{\vec{\psi}_r};$$

$$\vec{u}_r = r_r \cdot \vec{i}_r + \frac{d\vec{\psi}_r}{\Omega_\delta \cdot dt} + j(\omega_K - \omega) \cdot \vec{\psi}_r. \quad (16)$$

В третьем и четвертом уравнении системы (14) обе части умножим на

$$\left[\frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right];$$

$$\underbrace{\left[\frac{\vec{\psi}_S \cdot \Omega_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{\psi}_S} = \underbrace{\left[\frac{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot L_S \cdot I_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{l_S} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{I}_S}{I_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{i}_S} + \underbrace{\left[\frac{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot L_m \cdot I_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{l_m} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{I}_R}{I_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{i}_R};$$

$$\vec{\psi}_S = l_S \cdot \vec{i}_S + l_m \cdot \vec{i}_R; \quad (17)$$

$$\underbrace{\left[\frac{\vec{\psi}_R \cdot \Omega_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{\psi}_R} = \underbrace{\left[\frac{L_R \cdot \vec{I}_{\bar{\sigma}}}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{l_R} \cdot \underbrace{\left[\frac{\vec{I}_R}{I_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{i}_R} + \underbrace{\left[\frac{L_m}{U_{\bar{\sigma}}} \right]}_{l_m} \cdot \underbrace{\left[\frac{I_S}{I_{\bar{\sigma}}} \right]}_{\vec{i}_S};$$

$$\vec{\psi}_R = l_r \cdot \vec{i}_r + l_m \cdot \vec{i}_s. \quad (18)$$

Итак, основные уравнения асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором ($\vec{u}_r = 0$) имеют следующий вид:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \cdot \vec{\psi}_s; \\ 0 = r_r \cdot \vec{i}_r + \frac{1}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \cdot \vec{\psi}_r; \\ \vec{\psi}_s = l_s \cdot \vec{i}_s + l_m \cdot \vec{i}_r = (l_m + l_{s\sigma}) \cdot \vec{i}_s + l_m \cdot \vec{i}_r; \\ \vec{\psi}_r = l_r \cdot \vec{i}_r + l_m \cdot \vec{i}_s = (l_m + l_{r\sigma}) \cdot \vec{i}_r + l_m \cdot \vec{i}_s. \end{cases} \quad (19)$$

Электромагнитный момент определяется по формуле:

$$m = \zeta_N \cdot k_r \cdot (\psi_{ru} \cdot i_{sv} - \psi_{rv} \cdot i_{su}). \quad (20)$$

Уравнение движения:

$$m - m_c = T_j \cdot \frac{d\omega}{dt}, \quad (21)$$

где $T_j = J_{\Sigma} \cdot \frac{\Omega_{r,\bar{\sigma}}}{M_{\bar{\sigma}}}$ – механическая постоянная времени;

$$\zeta_N = \frac{S_{s,N}}{P_{элм,N}} = \frac{3 \cdot U_{s,N} \cdot I_{s,N}}{P_{\bar{\sigma}}} \quad \text{– нормирующий энергетический коэффициент [19].}$$

1.3. Фазные преобразования переменных

Так как большинство выпускаемых машин переменного тока трехфазные, то необходимо определить правила перехода от трехфазной системы настоящих промышленных машин к двухфазной обобщенной электрической машине.

Переход может осуществляться по одному из трех основных методов:

- равенства пространственных векторов электрических величин;
- равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин;
- равенства мощностей двухфазной и трехфазной машин.

В данной работе рассмотрим два метода: метод равенства пространственных векторов электрических величин и метод равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин. Далее математические модели будут построены на основе второго способа.

Пространственную ось « α » двухфазной машины сонаправим с пространственной осью « a » трехфазной машины (см. рисунок 1).

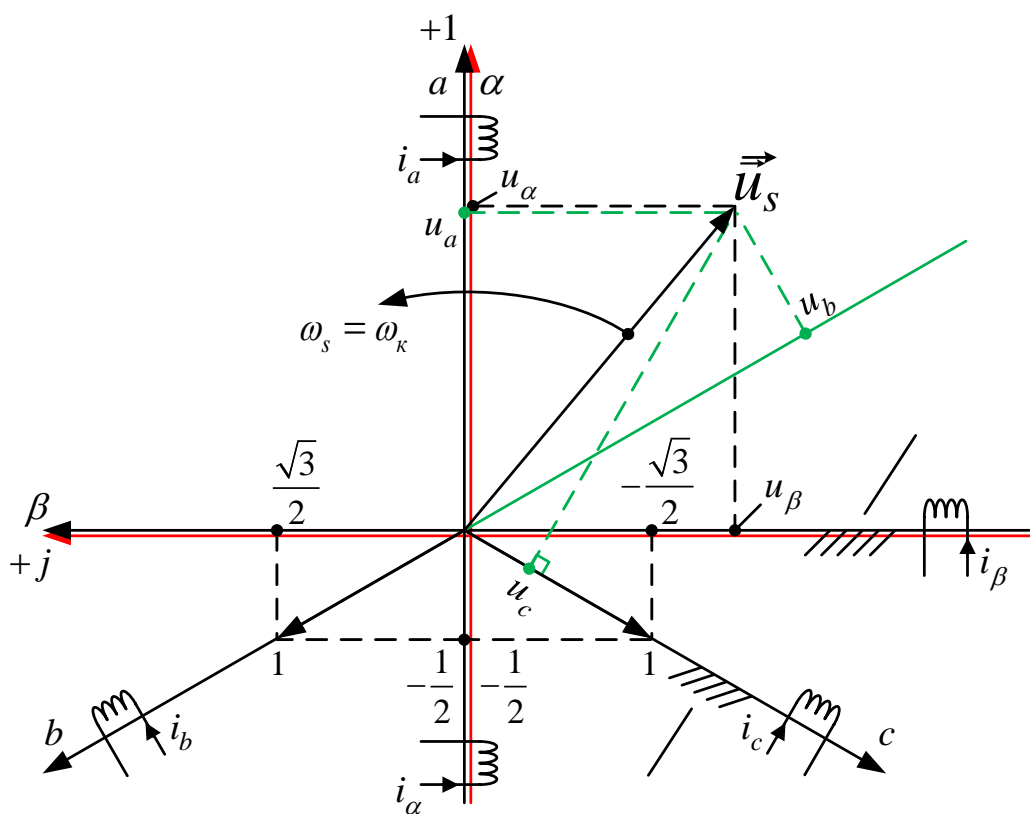


Рисунок 1 - Проекция вектора \vec{U}_s в системах координат a, b, c и α, β

Известно, что для получения равномерного вращающегося магнитного поля трехфазная машина должна питаться от трехфазной системы напряжения, описываемой следующими выражениями:

$$\begin{cases} u_a = U_m \cdot \sin \omega t; \\ u_b = U_m \cdot \sin(\omega t - 120); \\ u_c = U_m \cdot \sin(\omega t - 240) = U_m \cdot \sin(\omega t + 120). \end{cases} \quad (22)$$

В двухфазной машине амплитуды должны быть равны и сдвинуты относительно друг друга на 90° :

$$\begin{cases} u_a = U_m \cdot \sin(\omega t); \\ u_\beta = U_m \cdot \sin(\omega t + 90) = U_m \cdot \cos(\omega t). \end{cases} \quad (23)$$

1. Равенства пространственных векторов электрических величин.

Пусть вектор \vec{u}_s вращается в статоре электрической машины. Тогда в векторной форме запишем:

$$\vec{u}_s = u_a \cdot e^{j \cdot 0} + u_b \cdot e^{j \cdot 90} = u_a \cdot e^{j \cdot 0} + u_b \cdot e^{j \cdot 120} + u_c \cdot e^{-j \cdot 120}. \quad (24)$$

Спроецируем это уравнение на оси (+j, +1):

$$\begin{cases} \operatorname{Re}(\vec{u}_s) = u_\alpha = u_a + u_b \cdot \cos 120 + u_c \cdot \cos(-120); \\ \operatorname{Im}(\vec{u}_s) = u_\beta = u_a + u_b \cdot \sin 120 + u_c \cdot \sin(-120), \end{cases} \quad (25)$$

откуда

$$\begin{cases} u_\alpha = u_a - \frac{1}{2}u_b - \frac{1}{2}u_c; \\ u_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}u_b - \frac{\sqrt{3}}{2}u_c. \end{cases} \quad (26)$$

Принимая во внимание то, что для трехфазной симметричной системы справедливо равенство:

$$u_a + u_b + u_c = 0. \quad (27)$$

Упростим систему (33):

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{3}{2}u_a; \\ u_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2}u_a + \sqrt{3}u_b. \end{cases} \quad (28)$$

Так же с помощью этих формул преобразуются потокосцепления и токи.

Для мощностей и моментов [1] справедливы следующие соотношения:

$$P_Y = \frac{2}{3} P_L; \quad (29)$$

$$M_Y = \frac{2}{3} M_L. \quad (30)$$

Принимая во внимание (27) и (28), выполним обратные преобразования:

$$\begin{cases} u_a = \frac{2}{3} u_\alpha; \\ u_b = \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta - \frac{1}{3} u_\alpha; \\ u_c = -\frac{1}{3} u_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} u_\beta. \end{cases} \quad (31)$$

Как и в предыдущем случае, эти уравнения справедливы для токов и потокосцеплений.

2. Равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин.

Этот метод характеризуется тем, что токи, напряжения и потокосцепления фаз трехфазного двигателя равны соответствующим величинам в двухфазной машине. При этом параметры фазы «а» полностью совпадают с параметрами фазы «α». Единственное отличие двухфазной машины в том, что она развивает момент в полтора раза меньший, чем трехфазная, однако это может быть учтено коэффициентом 3/2 в уравнении момента машины.

Для получения уравнений воспользуемся рисунком 1.

Пространственный вектор \vec{u}_s в трехфазной системе координат определяется по следующей зависимости:

$$\vec{u}_s = \frac{2}{3} \cdot (u_a \cdot \vec{a}_1 + u_b \cdot \vec{a}_2 + u_c \cdot \vec{a}_3), \quad (32)$$

где $\frac{2}{3}$ – коэффициент учитывающий разницу между двух- и трехфазной системой;

\bar{a}_1 , \bar{a}_2 и \bar{a}_3 - единичные пространственные векторы, определяемые:

$$\bar{a}_1 = 1e^{j0}; \quad \bar{a}_2 = -\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2}; \quad \bar{a}_3 = -\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2}. \quad (33)$$

Подставим (33) в уравнение (32):

$$\begin{aligned} \bar{U}_s &= \frac{2}{3} \cdot \left(u_a \cdot 1 + u_b \cdot \left(-\frac{1}{2} + j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) + u_c \cdot \left(-\frac{1}{2} - j\frac{\sqrt{3}}{2} \right) \right) = \\ &= \frac{2}{3} \cdot \left(u_a - \frac{1}{2} \cdot u_b + j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_b - \frac{1}{2} \cdot u_c - j\frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_c \right) = \\ &= \underbrace{\left(\frac{2}{3} \cdot u_a - \frac{1}{3} \cdot u_b - \frac{1}{3} \cdot u_c \right)}_{Re} + j \underbrace{\left(\frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_b - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_c \right)}_{Im}. \end{aligned}$$

С другой стороны, этот же пространственный вектор \bar{u}_s (см. рисунок 1) можно определить в прямоугольной системе координат α, β :

$$\bar{U}_s = \underbrace{u_\alpha}_{Re} + j \underbrace{u_\beta}_{Im}.$$

Приравняв действительные и мнимые части, получим:

$$\begin{cases} u_\alpha = \frac{2}{3} \cdot u_a - \frac{1}{3} \cdot u_b - \frac{1}{3} \cdot u_c; \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_b - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_c. \end{cases} \quad (34)$$

Принимая во внимание (27), упростим (34):

$$\begin{cases} u_\alpha = u_a; \\ u_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} u_a + \frac{2}{\sqrt{3}} u_b. \end{cases} \quad (35)$$

Обратное преобразование будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{cases} u_a = u_\alpha; \\ u_b = -\frac{1}{2} \cdot u_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_\beta; \\ u_c = -\frac{1}{2} \cdot u_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot u_\beta. \end{cases} \quad (36)$$

Полученные результаты справедливы для токов и потокосцеплений.

Для мощности и моментов справедливы следующие соотношения:

$$P_Y = \frac{3}{2} P_L; \quad (37)$$

$$M_Y = \frac{3}{2} M_L. \quad (38)$$

Для удобства и наглядности запишем полученные результаты в общем виде в таблицу 1.

Таблица 1 – Фазные преобразования

Условие	I, U, ψ		P	M
	Обратное преобразование	Прямое преобразование		
Метод равенства пространственных векторов электрических величин	$\begin{cases} x_\alpha = \frac{3}{2} x_a; \\ x_\beta = \frac{\sqrt{3}}{2} x_a + \sqrt{3} x_b. \end{cases}$	$\begin{cases} x_a = \frac{2}{3} x_\alpha; \\ x_b = \frac{1}{\sqrt{3}} x_\beta - \frac{1}{3} x_\alpha; \\ x_c = -\frac{1}{3} x_\alpha - \frac{1}{\sqrt{3}} x_\beta. \end{cases}$	$P_Y = \frac{2}{3} P_L.$	$M_Y = \frac{2}{3} M_L.$
Метод равенства амплитуд мгновенных значений электрических величин	$\begin{cases} x_\alpha = x_a; \\ x_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}} x_a + \frac{2}{\sqrt{3}} x_b. \end{cases}$	$\begin{cases} x_a = x_\alpha; \\ x_b = -\frac{1}{2} \cdot x_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_\beta; \\ x_c = -\frac{1}{2} \cdot x_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot x_\beta. \end{cases}$	$P_Y = \frac{3}{2} P_L.$	$M_Y = \frac{3}{2} M_L.$

1.4. Координатные преобразования

Для преобразования вектора из осей α, β в некоторую произвольную систему координат u, v , повернутую относительно α, β на угол θ_k , необходимо спроецировать составляющие вектора по осям α, β на оси u, v и сложить получившиеся проекции по каждой из осей, как это показано на рисунке 2.

Уравнения преобразования запишутся следующим образом:

$$\begin{cases} x_u = x_\alpha \cos \theta_k + x_\beta \sin \theta_k; \\ x_v = -x_\alpha \sin \theta_k + x_\beta \cos \theta_k. \end{cases} \quad (39)$$

Обратные преобразования будут иметь вид:

$$\begin{cases} x_\alpha = x_u \cos \theta_k - x_v \sin \theta_k; \\ x_\beta = x_u \sin \theta_k + x_v \cos \theta_k. \end{cases} \quad (40)$$

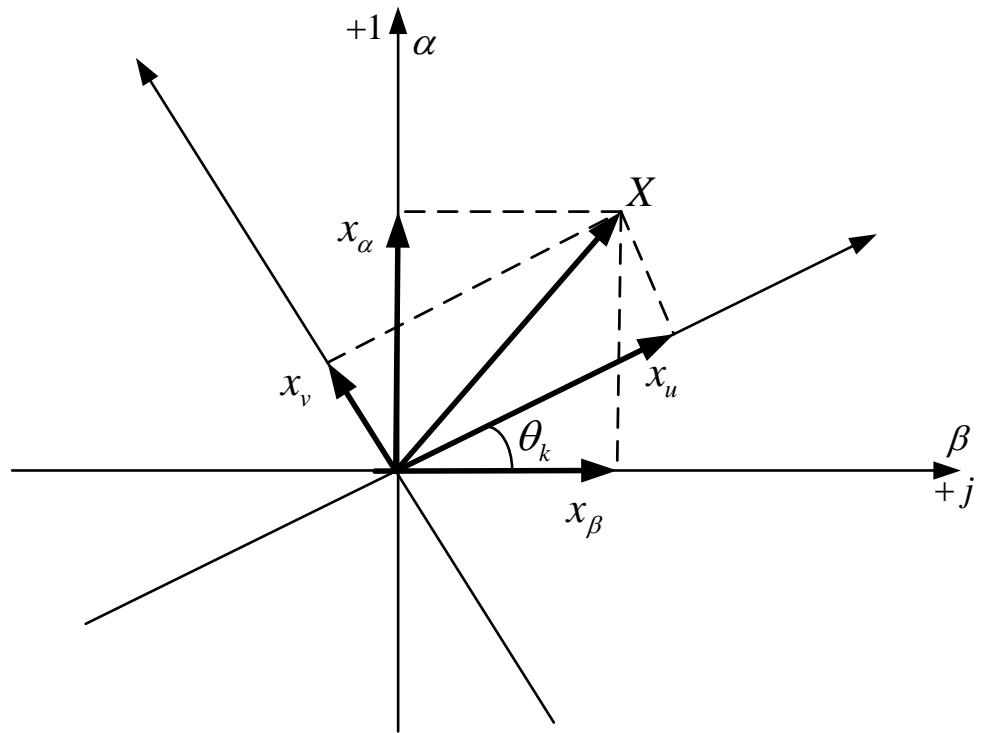


Рисунок 2 - Проецирование составляющих вектора X при координатных преобразованиях

Необходимость введения произвольных осей u, v заключается в том, что кроме осей α, β может существовать произвольное количество координат, которые в том или ином случае удобно использовать.

В данной работе при анализе процессов, проходящих в асинхронном двигателе, мы будем использовать координаты x, y , связанные с направлением вектора потокосцепления ротора. При этом уравнения будут выглядеть следующим образом:

$$\begin{cases} x_x = x_\alpha \cos \theta_k - x_\beta \sin \theta_k; \\ x_y = x_\alpha \sin \theta_k + x_\beta \cos \theta_k. \end{cases} \quad (41)$$

Обратное преобразование:

$$\begin{cases} x_\alpha = x_u \cos \theta_k - x_v \sin \theta_k; \\ x_\beta = x_u \sin \theta_k + x_v \cos \theta_k. \end{cases} \quad (42)$$

Так же данную систему можно получить следующим образом.

Переход из неподвижной системы координат (α, β) во вращающуюся систему (x, y) : $\alpha, \beta \rightarrow x, y$ показан на рисунке 3.

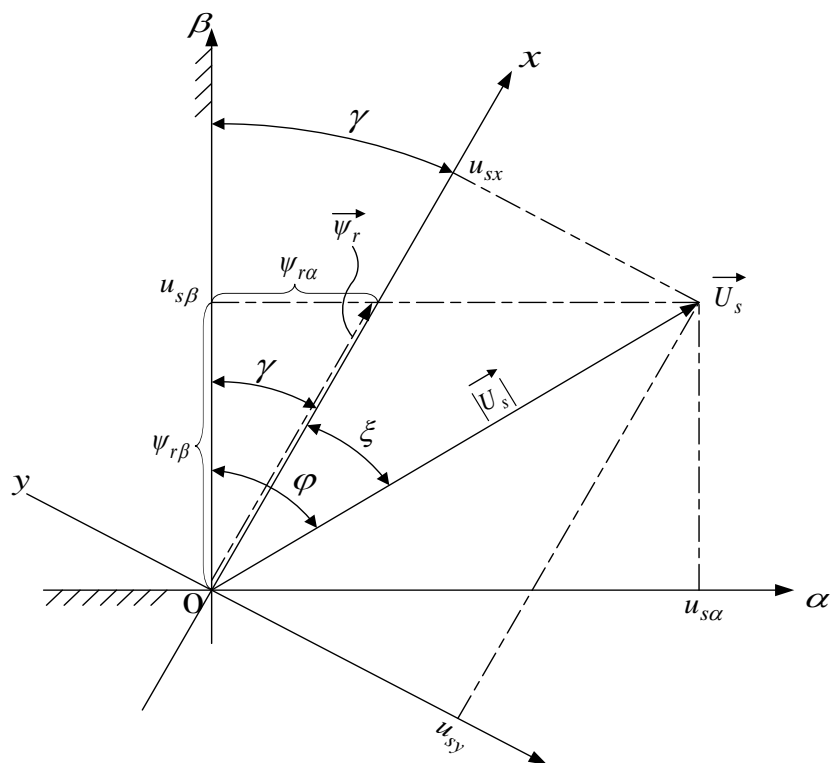


Рисунок 3 - Пересчет проекций вектора \overline{U}_s при переходе из одной системы координат в другую

Для пояснения этого перехода рассмотрим формулы пересчета:

$$\overline{U}_s = |U_s| \cdot e^{-j\varphi}, \quad (43)$$

где $\varphi = \gamma + \xi$ - угол поворота вектора \overline{U}_s по отношению к $O\beta$ в системе координат $O\alpha\beta$;

$$|\overline{U}_s| = \sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} - \text{модуль вектора } \overline{U}_s;$$

$$\overline{U}_s = |U_s| \cdot e^{-j\xi} - \text{этот же вектор в системе координат } Oxy,$$

где $u_{s\alpha}, u_{s\beta}$ - проекции вектора \overline{U}_s на оси $O\alpha$ и $O\beta$ в системе координат $O\alpha\beta$;

u_{sx}, u_{sy} - проекции вектора \overline{U}_s на оси Ox и Oy в системе координат Oxy ;

γ - угол поворота между осями.

Пусть новая система координат Ox_y сориентирована по вектору потокосцепления обмотки ротора $\overline{\psi_r}$, тогда координатные функции поворота (ρ_x и ρ_y) определяются по следующим зависимостям:

$$\rho_y = \sin \gamma = \frac{\psi_{r\alpha}}{|\overline{\psi_r}|} \text{ и } \rho_x = \cos \gamma = \frac{\psi_{r\beta}}{|\overline{\psi_r}|},$$

где $|\overline{\psi_r}| = \sqrt{\psi_{rx}^2 + \psi_{ry}^2}$.

$$\begin{cases} u_{sx} = |\overline{U_s}| \cdot \cos(\varphi - \gamma) = \underbrace{|\overline{U_s}| \cdot \cos \varphi}_{u_{s\alpha}} \cdot \underbrace{\cos \gamma}_{\rho_x} + \underbrace{|\overline{U_s}| \cdot \sin \varphi}_{u_{s\beta}} \cdot \underbrace{\sin \gamma}_{\rho_y} = \rho_x \cdot u_{s\beta} + \rho_y \cdot u_{s\alpha}; \\ u_{sy} = |\overline{U_s}| \cdot \sin(\varphi - \gamma) = \underbrace{|\overline{U_s}| \cdot \sin \varphi}_{u_{s\alpha}} \cdot \underbrace{\cos \gamma}_{\rho_x} - \underbrace{|\overline{U_s}| \cdot \cos \varphi}_{u_{s\beta}} \cdot \underbrace{\sin \gamma}_{\rho_y} = -\rho_y \cdot u_{s\beta} + \rho_x \cdot u_{s\alpha}. \end{cases}$$

Для системы, вращающейся со скоростью ω_k , полученные выражения можно записать в следующем виде:

$$\omega_k = \frac{d\theta_k}{dt} \rightarrow \frac{d}{dt} = s \rightarrow \omega_k = s \cdot \theta_k \rightarrow \theta_k = \frac{1}{s} \cdot \omega_k.$$

Обозначим $\cos \theta_k = \rho_x$; $\sin \theta_k = \rho_y$, тогда:

$$\begin{cases} u_{sx} = \rho_x \cdot u_{s\alpha} + \rho_y \cdot u_{s\beta}; \\ u_{sy} = -\rho_y \cdot u_{s\alpha} + \rho_x \cdot u_{s\beta}. \end{cases} \quad (44)$$

1.5. Математическая модель фазных и координатных преобразований в Matlab-Simulink

Составим математические модели прямого и обратного преобразований в Matlab-Simulink.

Первая ступень прямого преобразования:

$$u_{sa \text{ шим}}, u_{sb \text{ шим}}, u_{sc \text{ шим}} \rightarrow u_{s\alpha}, u_{s\beta};$$

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = \frac{1}{3} \cdot (2 \cdot u_{sa \text{ шум}} - u_{sb \text{ шум}} - u_{sc \text{ шум}}); \\ u_{s\beta} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot (u_{sb \text{ шум}} - u_{sc \text{ шум}}). \end{cases}$$

Математическая модель этих уравнений в Matlab-Simulink дана на рисунке 4.

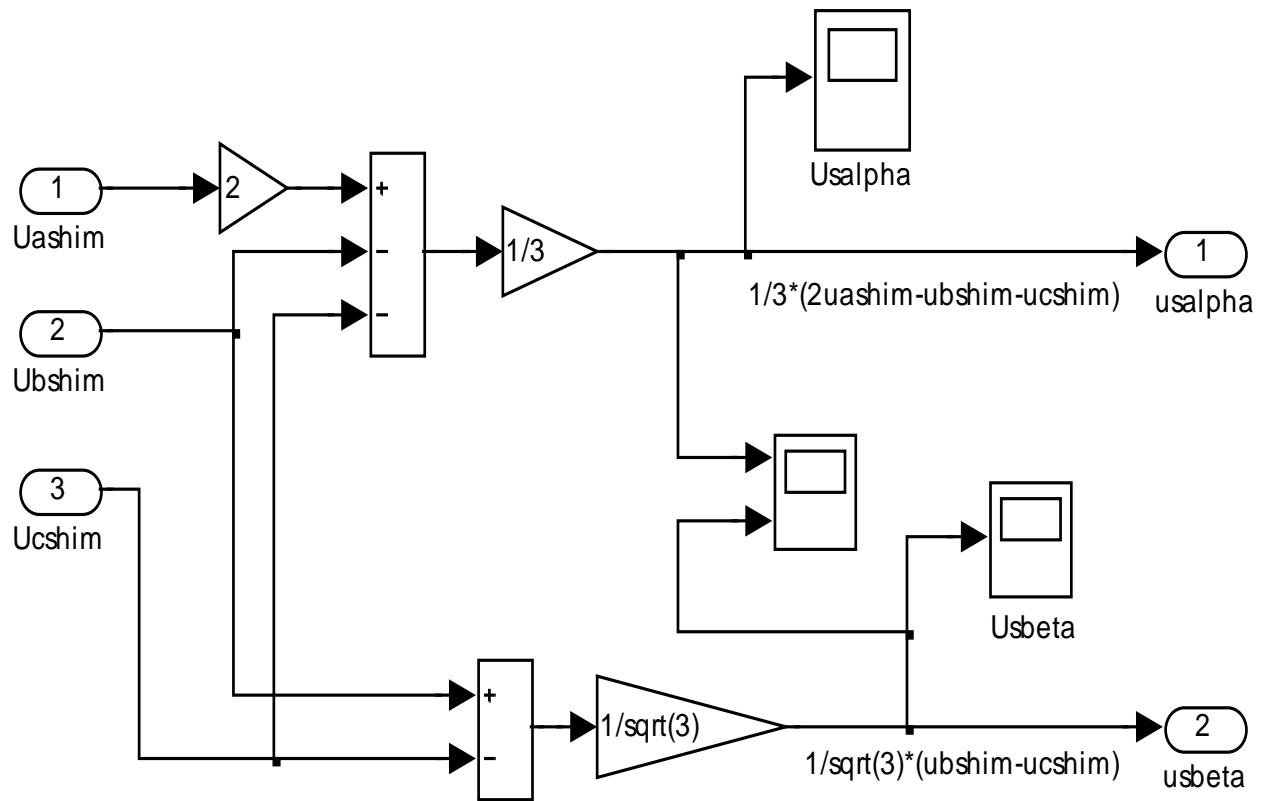


Рисунок 4 - Математическая модель первой ступени прямого преобразования

Вторая ступень прямого преобразования:

$$u_{s\alpha}, u_{s\beta} \rightarrow u_{sx}, u_{sy};$$

$$\begin{cases} u_{sx} = \rho_x \cdot u_{s\alpha} + \rho_y \cdot u_{s\beta}; \\ u_{sy} = -\rho_y \cdot u_{s\alpha} + \rho_x \cdot u_{s\beta}. \end{cases}$$

Математическая модель этих уравнений в Matlab-Simulink дана на рисунке 5.

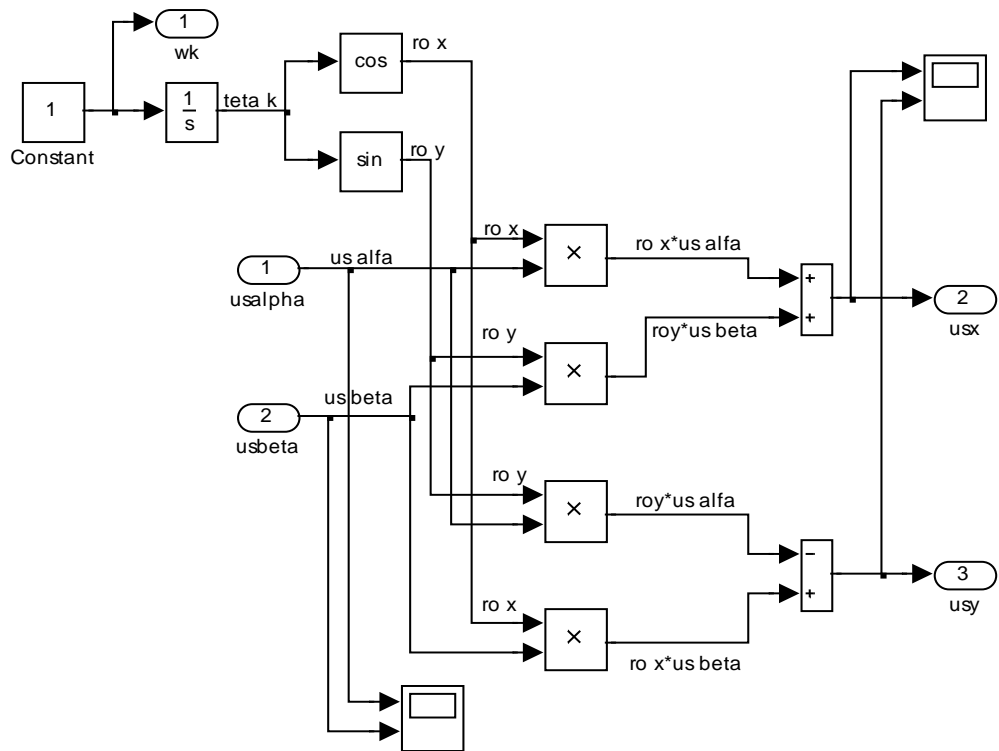


Рисунок 5 - Математическая модель второй ступени прямого преобразования

Первая ступень обратного преобразования:

$$i_{sx}, i_{sy} \rightarrow i_{s\alpha}, i_{s\beta};$$

$$\begin{cases} i_{s\alpha} = \rho_x \cdot i_{sx} - \rho_y \cdot i_{sy}; \\ i_{s\beta} = \rho_y \cdot i_{sx} - \rho_x \cdot i_{sy}. \end{cases}$$

Математическая модель этих уравнений в Matlab-Simulink дана на рисунке 6.

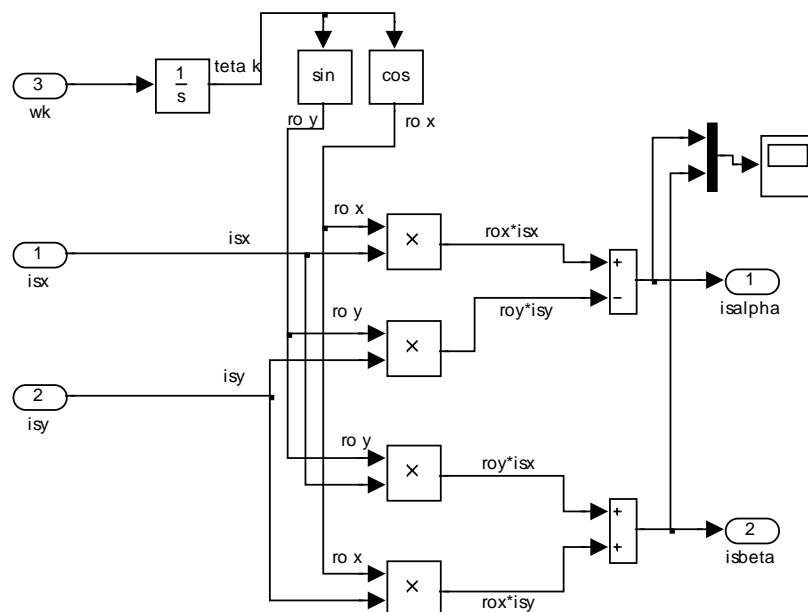


Рисунок 6 - Математическая модель первой ступени обратного преобразования

Вторая степень обратного преобразования:

$$i_{s\alpha}, i_{s\beta} \rightarrow i_{sa}, i_{sb}, i_{sc};$$

$$\begin{cases} i_{sa} = i_{s\alpha}; \\ i_{sb} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta}; \\ i_{sc} = -\frac{1}{2} \cdot i_{s\alpha} - \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot i_{s\beta}. \end{cases}$$

Математическая модель этих уравнений в Matlab-Simulink дана на рисунке 7.

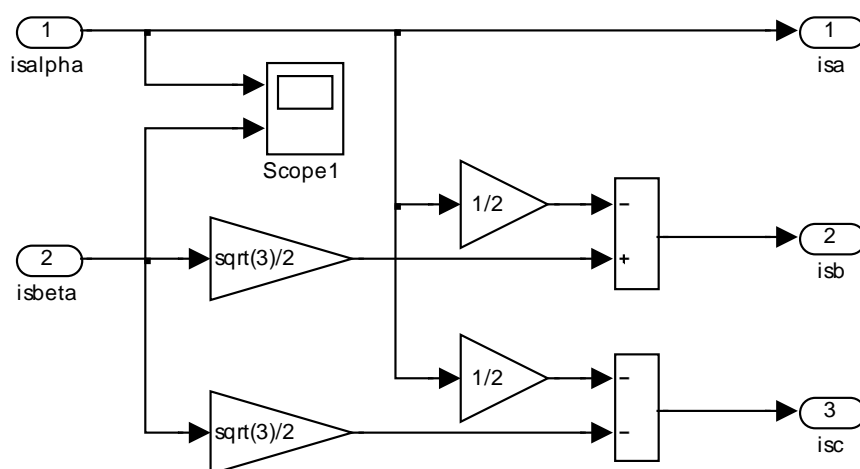


Рисунок 7 - Математическая модель второй степени обратного преобразования

Полученные в данной главе модели используются в дальнейшем для моделирования САР скорости в системе «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением.

2. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ С КОРОТКОЗАМКНУТЫМ РОТОРОМ

2.1. Схемы замещения асинхронного двигателя

T-образная схема замещения для одной фазы показана на рисунке 8.

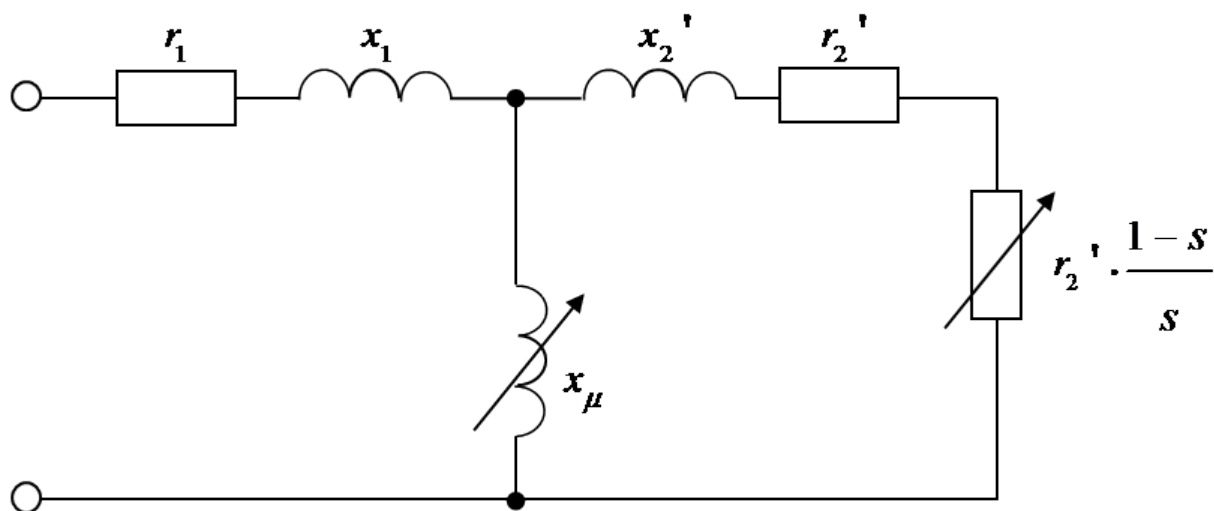


Рисунок 8 - T-образная схема замещения фазы АД

На рисунке 8 приняты следующие обозначения:

r_1 и r_2' - активные сопротивления обмоток статора и ротора;

x_2' - индуктивные сопротивления рассеяния обмоток статора и ротора;

x_μ - индуктивное сопротивление намагничивающего контура;

$s = \frac{n_1 - n}{n_1}$ - относительная разность скоростей вращения поля и ротора.

Связь между скоростью вращения в об/мин с циклической частотой в рад/с следующая:

$\Omega_1 = \frac{2\pi \cdot n_1}{60}$ - циклическая частота вращения поля, рад/с;

$\Omega = \frac{2\pi \cdot n}{60}$ - циклическая частота вращения ротора, рад/с.

Скольжение s выражено через циклические частоты:

$$s = \frac{\Omega_1 - \Omega}{\Omega_1}, \text{ тогда } \frac{1-s}{s} = \frac{\Omega}{\Omega_1 - \Omega}.$$

Для анализа режимов частотного управления асинхронными двигателями целесообразно представить индуктивные сопротивления через индуктивности.

Сделаем привязку параметров, принятых в данной работе, с параметрами в схеме замещения на рисунке 8 (обозначения приняты для системы в абсолютных единицах). Полученная схема замещения изображена на рисунке 9.

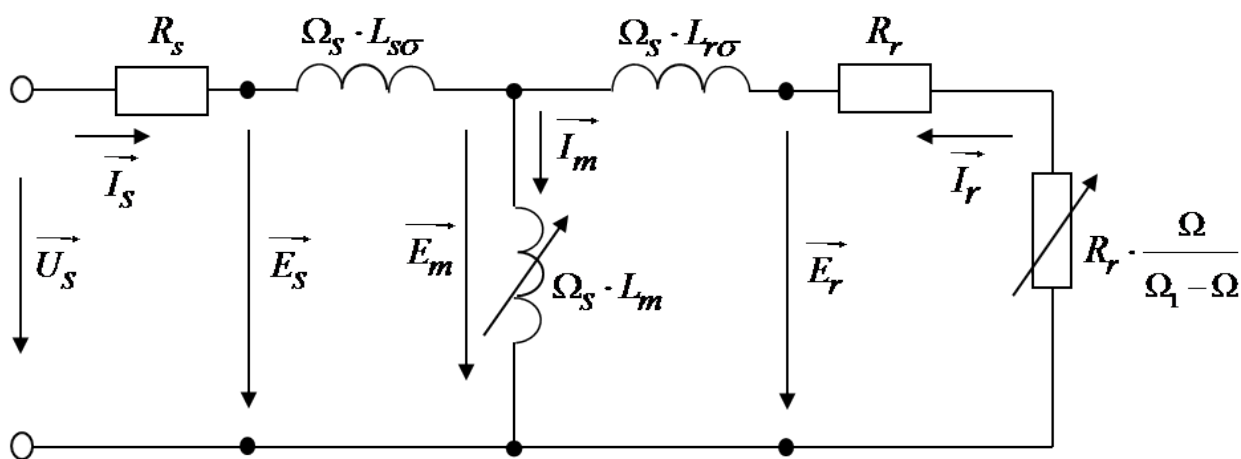


Рисунок 9 - Т-образная схема замещения для частотного управления в абсолютных единицах

На рисунке 9 приняты следующие обозначения:

$R_s = r_1$ - активное сопротивление статорной обмотки, Ом;

$R_r = r_2'$ - активное сопротивление роторной обмотки, приведенной к статорной обмотке, Ом;

$L_{s\sigma} = \frac{x_{s\sigma}}{2\pi \cdot f} = \frac{x_1}{2\pi \cdot f}$ - индуктивность рассеяния статорной обмотки, Гн;

$L_{r\sigma} = \frac{x_{r\sigma}}{2\pi \cdot f} = \frac{x_2'}{2\pi \cdot f}$ - индуктивность рассеяния роторной обмотки, Гн;

$L_m = \frac{x_m}{2\pi \cdot f} = \frac{x_\mu}{2\pi \cdot f}$ - индуктивность от главного потока, Гн;

$\Omega_s = 2\pi \cdot f$ - циклическая частота напряжения сети, рад/с.

В обозначениях, приведенных в уравнениях (21) и (24):

$$L_m = \frac{3}{2} \cdot l_{mrs} = \frac{3}{2} \cdot l_{msr};$$

$$L_s = l_s - l_{ms} = L_m + L_{s\sigma};$$

$$L_r = l_r - l_{mr} = L_m + L_{r\sigma},$$

отсюда

$$L_{s\sigma} = L_s - L_m;$$

$$L_{r\sigma} = L_r - L_m.$$

Аналогичные выражения связей параметров в привязке к параметрам схемы замещения на рисунке 9 дадим в следующем виде:

$$x_\mu = \frac{3}{2} \cdot M_{12} \cdot \omega_0 - \text{сопротивление взаимной индуктивности};$$

$$M_{12} = l_{mrs} = l_{msr};$$

$$\frac{3}{2} \cdot M_{12} = \frac{3}{2} \cdot l_{mrs} = \frac{3}{2} \cdot l_{msr} = L_m;$$

$$x_s = \omega_0 \cdot (L_1 - M_1) = x_\mu + x_1;$$

$$x_r = \omega_0 \cdot (L_2 - M_2) = x_\mu + x_2',$$

где $\omega_0 = \Omega_s = 2\pi \cdot f$ - частота напряжения сети;

$L_1 = l_s$ - индуктивность собственной статорной обмотки;

$L_2 = l_r$ - индуктивность собственной роторной обмотки;

$M_1 = l_{ms}$ - взаимоиндуктивность фаз статорных обмоток;

$M_2 = l_{mr}$ - взаимоиндуктивность фаз роторных обмоток,

$$x_\mu = x_{\mu*} \cdot \frac{U_{1H}}{I_{1H}}; \quad x_1 = x_{1*} \cdot \frac{U_{1H}}{I_{1H}}; \quad x_2' = x_{2*}' \cdot \frac{U_{1H}}{I_{1H}}; \quad r_1 = r_{1*} \cdot \frac{U_{1H}}{I_{1H}}; \quad r_2' = r_{2*}' \cdot \frac{U_{1H}}{I_{1H}}.$$

где $x_{\mu*}, x_{1*}, x_{2*}', r_{1*}, r_{2*}'$ - относительные значения параметров, приведенных в справочниках.

Для перехода к системе относительных единиц воспользуемся выше приведенными базовыми величинами.

Относительные значения амплитуд напряжения на зажимах обмотки статора и электродвижущих сил (полной ЭДС обмотки статора; ЭДС, наво-

димой в обмотках машин главным магнитным потоком; полной ЭДС обмотки ротора):

$$\bar{u}_s = \frac{\bar{U}_s}{U_{\bar{\sigma}}}; \bar{e}_s = \frac{\bar{E}_s}{U_{\bar{\sigma}}}; \bar{e}_m = \frac{\bar{E}_m}{U_{\bar{\sigma}}}; \bar{e}_r = \frac{\bar{E}_r}{U_{\bar{\sigma}}}.$$

Относительные значения амплитуд тока статора, тока намагничивания и тока ротора:

$$\bar{i}_s = \frac{\bar{I}_s}{I_{\bar{\sigma}}}; \bar{i}_m = \frac{\bar{I}_m}{I_{\bar{\sigma}}}; \bar{i}_r = \frac{\bar{I}_r}{I_{\bar{\sigma}}}.$$

Относительные значения амплитуд потокосцепления статора, главного потокосцепления и потокосцепления ротора:

$$\bar{\psi}_s = \frac{\bar{\Psi}_s}{\Psi_{\bar{\sigma}}}; \bar{\psi}_m = \frac{\bar{\Psi}_m}{\Psi_{\bar{\sigma}}}; \bar{\psi}_r = \frac{\bar{\Psi}_r}{\Psi_{\bar{\sigma}}}.$$

Относительные электромагнитный момент двигателя и момент статического сопротивления механизма:

$$m = \frac{M}{M_{\bar{\sigma}}}; m_c = \frac{M_c}{M_{\bar{\sigma}}}.$$

Относительные угловая частота напряжения статора и скорость вращения ротора с учетом числа пар полюсов Z_p :

$$\omega_s = \frac{\Omega_s}{\Omega_{\bar{\sigma}}}; \omega = \frac{\Omega}{\Omega_{\bar{\sigma}r}}.$$

По значениям относительной частоты напряжения статора и скорости вращения ротора может быть следующим образом определено абсолютное скольжение ротора двигателя:

$$\beta = \omega_s - \omega.$$

Схема замещения асинхронного двигателя при переменной частоте изображена на рисунке 10.

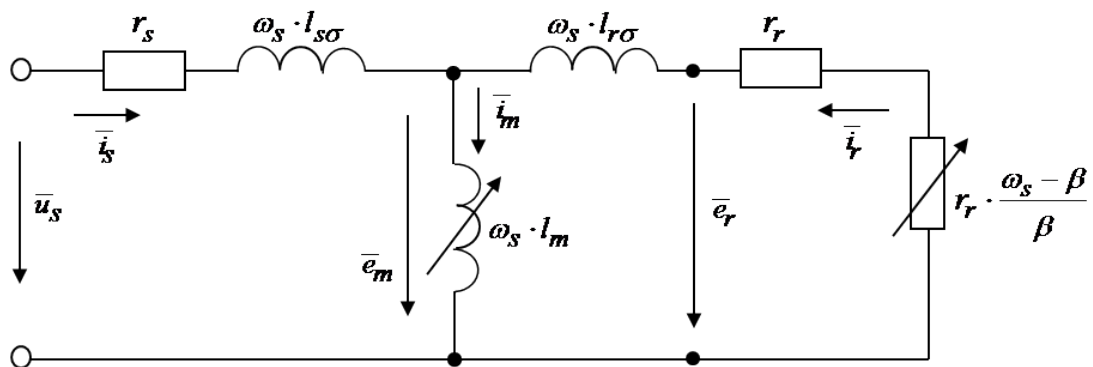


Рисунок 10 - Схема замещения асинхронного двигателя при переменной частоте

Относительные значения активных сопротивлений в T-образной схеме замещения (см. рисунок 7) определяются выражениями:

$$r_s = R_s / Z_{\sigma} - \text{относительное активное сопротивление обмотки статора;}$$

$$r_r = R_r / Z_{\sigma} - \text{относительное активное сопротивление обмотки ротора,}$$

приведенное к цепи статора.

Индуктивные сопротивления в данных каталога даются при номинальной частоте. Для анализа режимов частотного управления более удобно перейти от индуктивных сопротивлений к индуктивностям, которые в общем случае определяются формулой:

$$L = X / 2\pi \cdot f ,$$

где f – частота, при которой определено значение индуктивного сопротивления.

Индуктивности и индуктивные сопротивления реактивных элементов схемы замещения связаны соотношениями:

$$L_m = X_m / 2\pi \cdot f_N ;$$

$$L_{s\sigma} = X_{s\sigma} / 2\pi \cdot f_N ;$$

$$L_{r\sigma} = X_{r\sigma} / 2\pi \cdot f_N .$$

В системе относительных единиц они представляются следующим образом:

- $l_m = L_m / L_{\sigma}$ - относительная индуктивность от главного магнитного потока;

- $l_{s\sigma} = L_{s\sigma} / L_{\bar{\sigma}}$ - относительная индуктивность рассеяния обмотки статора;
- $l_{r\sigma} = L_{r\sigma} / L_{\bar{\sigma}}$ - относительная индуктивность рассеяния обмотки ротора, приведенная к цепи статора.

Примечание: при переходе от Т-образной схемы (см. рисунок 6) в абсолютных единицах к схеме замещения на рисунке 7 сделаны следующие преобразования:

$$\frac{\omega_s - \beta}{\beta} = \frac{\frac{\Omega_s}{\Omega_{\bar{\sigma}}} - \frac{\Omega_s}{\Omega_{\bar{\sigma}}} + \frac{\Omega}{\Omega_{\bar{\sigma}.p}}}{\frac{\Omega_s}{\Omega_{\bar{\sigma}}} - \frac{\Omega}{\Omega_{\bar{\sigma}.p}}} = \frac{\frac{\Omega}{\Omega_{\bar{\sigma}.p}}}{\frac{\Omega_s \cdot \Omega_{\bar{\sigma}.p} - \Omega_{\bar{\sigma}} \cdot \Omega}{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot \Omega_{\bar{\sigma}.p}}} = \frac{\Omega}{\Omega_s \cdot \left(\frac{\Omega_{\bar{\sigma}.p}}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \right) - \Omega} =$$

$$= \frac{\Omega}{\frac{\Omega_s}{Z_p} - \Omega} = \frac{\Omega}{\Omega_1 - \Omega},$$

где $\Omega_1 = \frac{2\pi \cdot n_1}{60} = \frac{\Omega_s}{Z_p}$ - циклическая (угловая) частота вращения поля.

$$\frac{\Omega_s \cdot L_{s\sigma}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \left[\frac{\Omega_s}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \right] \cdot \left[\frac{L_{s\sigma}}{L_{\bar{\sigma}}} \right] \cdot \frac{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot L_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \omega_s \cdot l_{s\sigma},$$

где $\frac{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot L_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} \cdot \left[\frac{\psi_{\bar{\sigma}}}{I_{\bar{\sigma}}} \right] = \frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} \cdot \left[\frac{U_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot I_{\bar{\sigma}}} \right] = \frac{\Omega_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} \cdot \left[\frac{Z_{\bar{\sigma}}}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \right] = 1;$

$$\frac{\Omega_s \cdot L_{r\sigma}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \omega_s \cdot l_{r\sigma}.$$

2.2. Структурная схема математической модели двигателя в произвольной системе координат

При выводе математической модели воспользуемся математическим описанием в обобщенных осях u, v . Уравнения в относительных единицах для двухфазной модели электрической машины в системе координат u, v в комплексной форме имеют вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} \vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_s}{dt} + j\omega_k \cdot \vec{\psi}_s; \\ 0 = r_r \cdot \vec{i}_r + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j(\omega_k - \omega) \cdot \vec{\psi}_r; \\ \vec{\psi}_s = l_s \cdot \vec{i}_s + l_m \cdot \vec{i}_r = (l_m + l_{s\sigma}) \cdot \vec{i}_s + l_m \cdot \vec{i}_r; \\ \vec{\psi}_r = l_r \cdot \vec{i}_r + l_m \cdot \vec{i}_s = (l_m + l_{r\sigma}) \cdot \vec{i}_r + l_m \cdot \vec{i}_s; \\ m = \zeta_N \cdot k_r \cdot (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}); \\ m - m_c = T_j \cdot \frac{d\omega}{dt}. \end{array} \right. \quad (45)$$

Далее на основе полученной модели в произвольной системе координат получим модели в α , β и d , q . Модель в координатах x , y с ориентацией поля по вектору потокосцепления получим на основе теории обобщенной двухфазной электрической машины [1], взяв за основу также математическое описание для произвольной системы координат.

Для построения математической модели асинхронного двигателя проведем преобразования формул и построим структурную схему модели.

Так как электромагнитный момент определяется через переменные $\vec{\psi}_r$ и \vec{i}_s , то из уравнений исключим переменные $\vec{\psi}_s$ и \vec{i}_r .

Из третьего уравнения системы (45) выразим \vec{i}_r :

$$\vec{i}_r = \frac{l_m}{l_m} \cdot \frac{1}{l_m + l_{r\sigma}} \cdot \vec{\psi}_r - \left[\frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} \right] \cdot \vec{i}_s = \frac{1}{l_m} \cdot \left[\frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} \right] \cdot \vec{\psi}_r - \left[\frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} \right] \cdot \vec{i}_s.$$

Обозначим $\frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} = k_r$, тогда

$$\vec{i}_r = \frac{k_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - k_r \cdot \vec{i}_s. \quad (46)$$

Из второго уравнения системы (45) исключим \vec{i}_r :

$$\vec{\psi}_s = \frac{l_m}{l_m} \cdot (l_m + l_{s\sigma}) \cdot \vec{i}_s + l_m \cdot \left(\frac{k_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - k_r \cdot \vec{i}_s \right) = l_m \cdot \left[\frac{l_m + l_{s\sigma}}{l_m} \right] \cdot \vec{i}_s + k_r \cdot \vec{\psi}_r - l_m \cdot k_r \cdot \vec{i}_s.$$

Обозначим $\frac{l_m}{l_m + l_{s\sigma}} = k_s$, тогда:

$$\vec{\psi}_s = \frac{l_m}{k_s} \cdot \vec{i}_s + k_r \cdot \vec{\psi}_r - l_m \cdot k_r \cdot \vec{i}_s = k_r \cdot \vec{\psi}_r + l_m \cdot \left(\frac{1}{k_s} - k_r \right) \cdot \vec{i}_s;$$

$$\frac{1}{k_s} - k_r = \frac{l_m + l_{s\sigma}}{l_m} - \frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} = \frac{(l_m + l_{s\sigma}) \cdot (l_m + l_{r\sigma}) - l_m^2}{l_m \cdot (l_m + l_{r\sigma})} =$$

$$= \frac{l_m^2 + l_m \cdot l_{r\sigma} + l_{s\sigma} \cdot l_m + l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma} - l_m^2}{l_m \cdot (l_m + l_{r\sigma})} = \frac{l_m \cdot [l_{r\sigma} + l_{s\sigma} + l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma} \cdot l_m^{-1}]}{l_m \cdot (l_m + l_{r\sigma})}.$$

Обозначим $l_{\delta\sigma} = l_{r\sigma} + l_{s\sigma} + l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma} \cdot l_m^{-1}$;

$$\frac{1}{k_s} - k_r = \frac{l_{\delta\sigma}}{l_m + l_{r\sigma}} \cdot \frac{l_m}{l_m} = \frac{l_{\delta\sigma}}{l_m} \cdot \left[\frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} \right] = \frac{l_{\delta\sigma} \cdot k_r}{l_m}.$$

Тогда

$$\vec{\psi}_s = k_r \cdot \vec{\psi}_r + l_m \cdot \frac{l_{\delta\sigma} \cdot k_r}{l_m} \cdot \vec{i}_s = k_r \cdot \vec{\psi}_r + l_{\delta\sigma} \cdot k_r \cdot \vec{i}_s;$$

$$\vec{\psi}_s = k_r \cdot \vec{\psi}_r + l_{\delta\sigma} \cdot k_r \cdot \vec{i}_s. \quad (47)$$

В первое уравнение системы (45) подставим \vec{i}_r :

$$0 = r_r \cdot \left(\frac{k_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - k_r \cdot \vec{i}_s \right) + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} + j\omega_k \cdot \vec{\psi}_r - j\omega \cdot \vec{\psi}_r. \quad (48)$$

Отсюда выразим:

$$\frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} = r_r \cdot k_r \cdot \vec{i}_s - r_r \cdot \frac{k_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - j\omega_k \cdot \vec{\psi}_r + j\omega \cdot \vec{\psi}_r. \quad (49)$$

В уравнении (48) перейдем к оператору $\frac{d}{dt} = s$ и разложим векторы $\vec{\psi}_r$,

и \vec{i}_s на проекции:

$$\vec{\psi}_r = \psi_{ru} + j\psi_{rv};$$

$$\vec{i}_s = i_{su} + ji_{sv};$$

$$0 = \frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \psi_{ru} + j \frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \psi_{rv} - r_r \cdot k_r \cdot i_{su} - jr_r \cdot k_r \cdot i_{sv} + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \psi_{ru} +$$

$$+ j \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \psi_{rv} + j\omega_k \cdot \psi_{ru} - \omega_k \cdot \psi_{rv} - j\omega \cdot \psi_{ru} + \omega \cdot \psi_{rv}. \quad (50)$$

Проекция уравнения (50) на ось +1:

$$0 = \frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \psi_{ru} - r_r \cdot k_r \cdot i_{su} + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \psi_{ru} + \omega_k \cdot \psi_{rv} + \omega \cdot \psi_{rv}. \quad (51)$$

Проекция уравнения (50) на ось +j:

$$0 = \frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \psi_{ry} - r_r \cdot k_r \cdot i_{sv} + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \psi_{rv} + \omega_k \cdot \psi_{ru} - \omega \cdot \psi_{ru}. \quad (52)$$

Из уравнения (52):

$$\left(\frac{r_r \cdot k_r}{l_m} + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \psi_{rv} = r_r \cdot k_r \cdot i_{sv} + (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{ru};$$

$$\frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \left(1 + \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \psi_{rv} = r_r \cdot k_r \cdot i_{sv} + \underbrace{(\omega_k - \omega)}_{\beta_K} \cdot \psi_{ru}.$$

Разделим обе части полученного уравнения на $(r_r \cdot k_r)$:

$$\frac{1}{l_m} \cdot \left(1 + \left(\frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} \right) \cdot s \right) \cdot \psi_{rv} = i_{sv} + \frac{1}{r_r \cdot k_r} \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{ru};$$

$$\frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} = \frac{l_m \cdot (l_m + l_{r\sigma})}{r_r \cdot l_m \cdot \Omega_{\delta}} = \underbrace{\left[\frac{l_m + l_{r\sigma}}{r_r} \right]}_{T_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}}.$$

Тогда

$$\frac{1}{l_m} \cdot \left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \psi_{rv} = i_{sv} + \frac{1}{r_r \cdot k_r} \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{ru}.$$

Перейдем к переменным $\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}$ и $\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}$:

$$\left(\frac{T_r}{k_r} \cdot \frac{1}{l_m} \right) \cdot \left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r} \right) = i_{sv} - \frac{T_r}{k_r} \cdot \frac{1}{r_r \cdot k_r} \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r} \right).$$

$$\text{Выразим } \left(\frac{T_r}{k_r} \cdot \frac{1}{l_m} \right) = \frac{l_m + l_{r\sigma}}{k_r \cdot r_r \cdot l_m} = \underbrace{\left[\frac{l_m + l_{r\sigma}}{l_m} \right]}_{\frac{1}{k_r}} \cdot \frac{1}{r_r \cdot k_r} = \frac{1}{r_r \cdot k_r^2};$$

$$\frac{1}{r_r \cdot k_r^2} \cdot \left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot \left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) = i_{sv} - \frac{T_r}{r_r \cdot k_r^2} \cdot \beta_k \cdot \left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right);$$

$$\left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) = \left(i_{sv} - \frac{T_r}{r_r \cdot k_r^2} \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) \cdot \frac{k_r^2 \cdot r_r}{1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s} \quad (53)$$

Уравнению (53) соответствует следующая структурная схема, изображенная на рисунке 11.

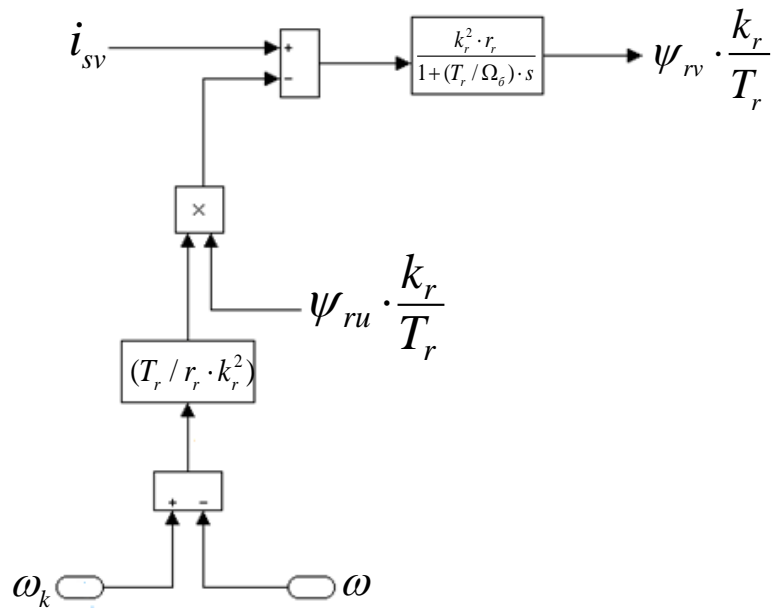


Рисунок 11 - Структурная схема для определения $\left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right)$

Аналогично для уравнения (51):

$$0 = \left(\frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \psi_{ru} + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \psi_{ru}\right) - r_r \cdot k_r \cdot i_{su} - (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{rv};$$

$$\frac{r_r \cdot k_r}{l_m} \cdot \left(1 + \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot \psi_{ru} = r_r \cdot k_r \cdot i_{su} + (\omega_k - \omega) \cdot \psi_{rv}.$$

Разделим обе части уравнения на r_r, k_r :

$$\frac{T_r \cdot 1}{k_r \cdot l_m} \cdot \left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot \left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) = i_{su} + \frac{T_r}{k_r} \cdot \frac{1}{k_r \cdot r_r} (\omega_k - \omega) \cdot \left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right);$$

$$\frac{1}{k_r^2 \cdot r_r} \cdot \left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot \left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) = i_{su} + \frac{T_r}{k_r^2 \cdot r_r} (\omega_k - \omega) \cdot \left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right);$$

$$\left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right) = \left(i_{su} + \frac{T_r}{k_r^2 \cdot r_r} (\omega_k - \omega) \cdot \left(\psi_{rv} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right)\right) \cdot \frac{k_r^2 \cdot r_r}{1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s}. \quad (54)$$

Полученному уравнению (44) соответствует структурная схема, изображенная на рисунке 12.

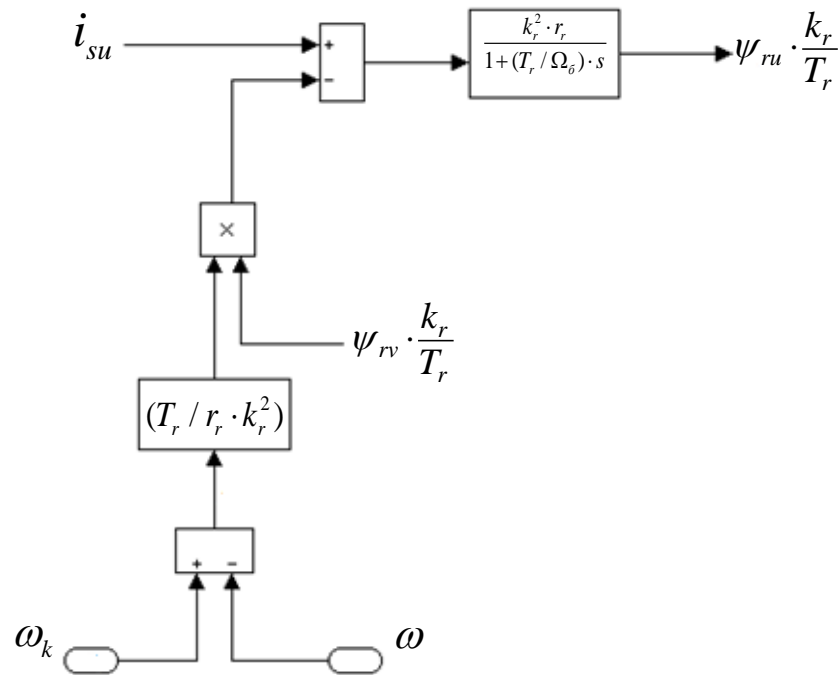


Рисунок 12 - Структурная схема для определения $\left(\psi_{ru} \cdot \frac{k_r}{T_r}\right)$

Из первого уравнения системы (45) исключим $\vec{\psi}_s$:

$$\vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d}{dt} (k_r \cdot l_{\sigma s} \cdot i_s + k_r \cdot \vec{\psi}_r) + j\omega_k \cdot (k_r \cdot l_{\sigma s} \cdot i_s + k_r \cdot \vec{\psi}_r);$$

$$\vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot k_r \cdot l_{\sigma\vartheta} \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + k_r \cdot \left(\frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \right) + j\omega_k \cdot k_r \cdot l_{\sigma\vartheta} \cdot \vec{i}_s + jk_r \cdot \omega_k \cdot \vec{\psi}_r.$$

Подставим в это уравнение $\left(\frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{\psi}_r}{dt} \right)$ из уравнения (49):

$$\begin{aligned} \vec{u}_s &= r_s \cdot \vec{i}_s + \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot k_r \cdot l_{\sigma\vartheta} \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} + k_r^2 \cdot r_r \cdot \vec{i}_s - \frac{k_r^2 \cdot r_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - jk_r \cdot (\omega_k - \omega) \cdot \vec{\psi}_r + \\ &+ j\omega_k \cdot k_r \cdot l_{\sigma\vartheta} \cdot \vec{i}_s + jk_r \cdot \omega_k \cdot \vec{\psi}_r = \underbrace{(r_s + k_r^2 \cdot r_r)}_{r_{\vartheta}} \cdot \vec{i}_s + \frac{k_r \cdot l_{\sigma\vartheta}}{\Omega_{\delta}} \cdot \frac{d\vec{i}_s}{dt} - \frac{k_r^2 \cdot r_r}{l_m} \cdot \vec{\psi}_r - \\ &- jk_r \cdot \omega_k \cdot \vec{\psi}_r + jk_r \cdot \omega \cdot \vec{\psi}_r + j\omega_k \cdot (k_r \cdot l_{\sigma\vartheta}) \cdot \vec{i}_s + jk_r \cdot \omega_k \cdot \vec{\psi}_r. \end{aligned}$$

Обозначим $r_{\vartheta} = r_s + k_r^2 \cdot r_r$:

$$\begin{aligned} r_r \cdot l_{\sigma\vartheta} &= r_r \cdot \left(l_{s\sigma} + l_{r\sigma} + \frac{l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma}}{l_m} \right) = k_r \cdot l_{r\sigma} + k_r \cdot l_{s\sigma} \cdot \left(1 + \frac{l_{r\sigma}}{l_m} \right) = \\ &= k_r \cdot l_{r\sigma} + k_r \cdot l_{s\sigma} \cdot \left(\frac{l_m + l_{r\sigma}}{l_m} \right) = k_r \cdot l_{r\sigma} + \frac{k_r \cdot l_{s\sigma}}{k_r} = k_r \cdot l_{r\sigma} + l_{s\sigma} = l_{\vartheta}; \end{aligned}$$

$$\frac{k_r \cdot l_{\sigma\vartheta}}{r_{\vartheta}} = \frac{l_{\vartheta}}{r_{\vartheta}} = T_{\vartheta};$$

$$\frac{k_r^2 \cdot r_r}{l_m} = \frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} \cdot \frac{k_r \cdot r_r}{l_m} = \frac{k_r}{T_r},$$

где $T_r = \frac{l_m + l_{r\sigma}}{r_r}$.

Переведем уравнения с \vec{u}_s в изображениях, для этого выразим $\frac{d}{dt} = s$:

$$\vec{u}_s = r_{\vartheta} \cdot \vec{i}_s + \frac{l_{\vartheta}}{\Omega_{\delta}} \cdot s \cdot \vec{i}_s - \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) + jT_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) + j\omega_k \cdot l_{\vartheta} \cdot \vec{i}_s;$$

$$\vec{u}_s = \left(r_{\vartheta} + \frac{l_{\vartheta}}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \vec{i}_s - \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) + jT_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) + j\omega_k \cdot l_{\vartheta} \cdot \vec{i}_s;$$

$$r_{\vartheta} \cdot \left(1 + \frac{l_{\vartheta}}{r_{\vartheta}} \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \vec{i}_s = \vec{u}_s + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) - jT_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \vec{\psi}_r \right) - j\omega_k \cdot l_{\vartheta} \cdot \vec{i}_s.$$

Выразим векторы \vec{i}_s , \vec{u}_s и $\vec{\psi}_r$ через проекции:

$$\vec{i}_s = i_{su} + j i_{sv}; \quad \vec{u}_s = u_{su} + j u_{sv}; \quad \vec{\psi}_r = \psi_{ru} + j \psi_{rv};$$

$$r_{\sigma} \cdot \left(1 + \frac{T_{\sigma}}{\Omega_{\sigma}} \cdot s\right) \cdot i_{su} + jr_{\sigma} \cdot \left(1 + \frac{T_{\sigma}}{\Omega_{\sigma}} \cdot s\right) \cdot i_{sv} = u_{su} + ju_{sv} + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru}\right) + j\left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv}\right) - jT_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru}\right) + T_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv}\right) - j\omega_{\kappa} \cdot l_{\sigma} \cdot i_{su} + \omega_{\kappa} \cdot l_{\sigma} \cdot i_{sv} \quad (55)$$

Проекция уравнения (55) на действительную ось +1:

$$r_{\sigma} \cdot \left(1 + \frac{T_{\sigma}}{\Omega_{\sigma}} \cdot s\right) \cdot i_{su} = u_{su} + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru}\right) + T_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv}\right) + \omega_{\kappa} \cdot l_{\sigma} \cdot i_{sv} \quad (56)$$

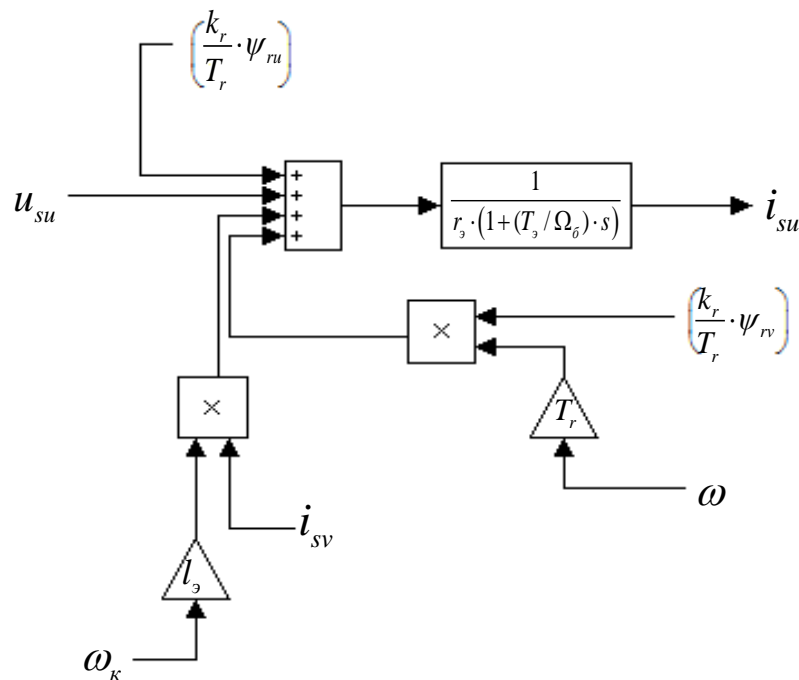
Проекция уравнения (55) на мнимую ось +j:

$$r_{\sigma} \cdot \left(1 + \frac{T_{\sigma}}{\Omega_{\sigma}} \cdot s\right) \cdot i_{sv} = u_{sv} + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv}\right) - T_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru}\right) - \omega_{\kappa} \cdot l_{\sigma} \cdot i_{su} \quad (57)$$

Из уравнения (55) выразим i_{su} :

$$i_{su} = \left(u_{su} + \omega_{\kappa} \cdot l_{\sigma} \cdot i_{sv} + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru}\right) + T_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv}\right) \right) \cdot \frac{1}{r_{\sigma} \cdot \left(1 + \frac{T_{\sigma}}{\Omega_{\sigma}} \cdot s\right)}$$

Структурная схема для реализации тока i_{su} в MatLab-Simulink дана на рисунке 13.

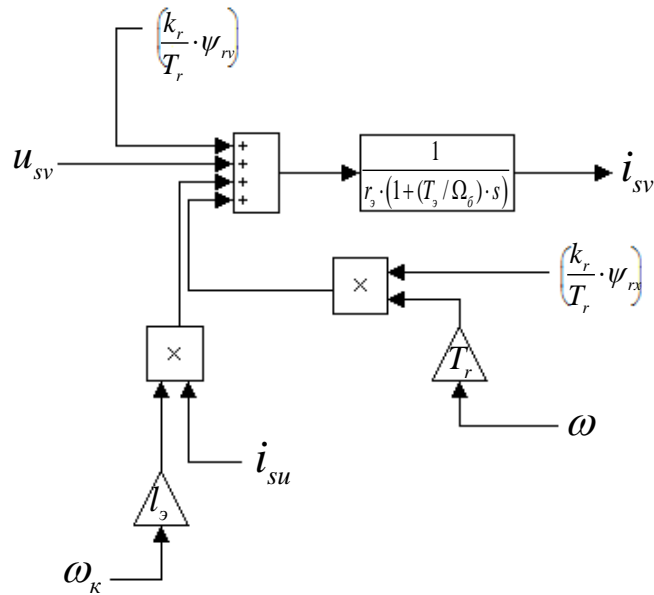


Рисунке 13 - Структурная схема проекции статорного тока i_{su} на ось +1

Аналогично из уравнения (57) выразим i_{sv} :

$$i_{sv} = \left(u_{sv} - \omega_{\kappa} \cdot l_{\vartheta} \cdot i_{su} + \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv} \right) - T_r \cdot \omega \cdot \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru} \right) \right) \cdot \frac{1}{r_s \cdot \left(1 + \frac{T_{\vartheta}}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right)}$$

Структурная схема, соответствующая этому уравнению, представлена на рисунке 14.



Рисунке 14 - Структурная схема проекции статорного тока i_{sv} на ось $+j$

Структурная схема для реализации уравнения системы (52) дана на рисунке 15.

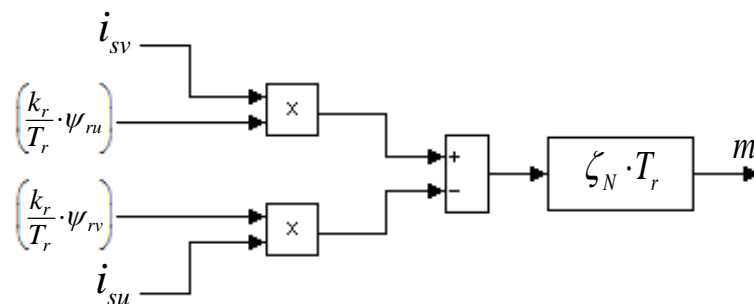


Рисунок 15 - Математическая модель электромагнитного момента m

$$m = \zeta_N \cdot k_r \cdot (\psi_{r\alpha} \cdot i_{s\beta} - \psi_{r\beta} \cdot i_{s\alpha}) = \zeta_N \cdot T_r \cdot \left(\left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{ru} \right) \cdot i_{sv} - \left(\frac{k_r}{T_r} \cdot \psi_{rv} \right) \cdot i_{su} \right)$$

Наконец для уравнения системы (45):

$$m - m_c = T_j \cdot s \cdot \omega;$$

$$\omega = (m - m_c) \cdot \frac{1}{T_j \cdot s}.$$

Структурная схема дана на рисунке 16.

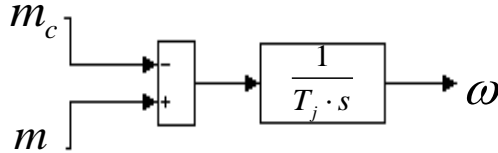


Рисунок 16 - Математическая модель уравнения движения

Структура математической модели изображена на рисунке 17.

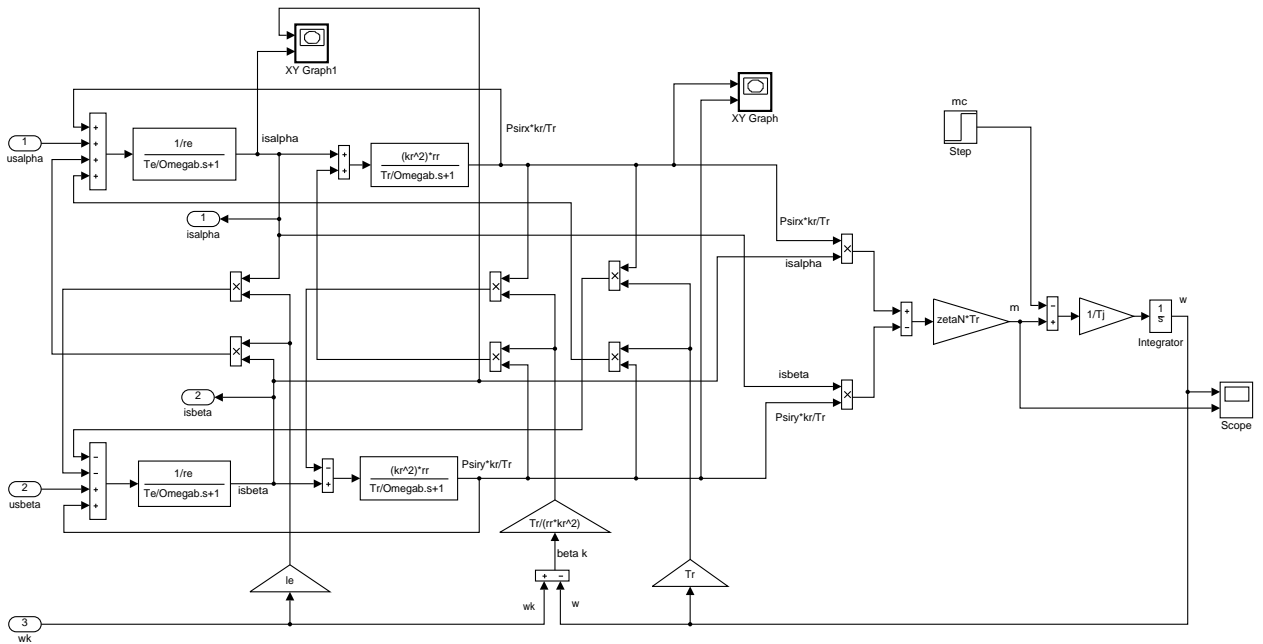


Рисунок 17 - Математическая модель асинхронного двигателя на основе аperiodических звеньев

Для получения модели в осях α, β зададим $\omega_K = 0$.

Для получения модели в осях d, q зададим $\omega_K = \omega$.

Примечание: математическая модель, изображенная на рисунке 17, представлена в приложении А.

2.3. Математическая модель асинхронного двигателя в координатах x, y

Как было сказано выше, на основе теории обобщенной двухфазной электрической машины выведем математическую модель в координатах x, y .

Для этого воспользуемся также уравнениями для АД в обобщенной системе координат, представленной в следующей форме:

$$\begin{cases} u_{su} = i_{su}r_s + \frac{d\psi_{su}}{dt} - \omega_k \psi_{sv}; \\ u_{sv} = i_{sv}r_s + \frac{d\psi_{sv}}{dt} + \omega_k \psi_{su}; \\ 0 = i_{ru}r_r + \frac{d\psi_{ru}}{dt} - (\omega_k - \omega)\psi_{rv}; \\ 0 = i_{rv}r_r + \frac{d\psi_{rv}}{dt} + (\omega_k - \omega)\psi_{ru}. \end{cases} \quad (58)$$

$$\begin{cases} \psi_{su} = l_s i_{su} + l_m i_{ru}; \\ \psi_{sv} = l_s i_{sv} + l_m i_{rv}; \\ \psi_{ru} = l_r i_{ru} + l_m i_{su}; \\ \psi_{rv} = l_r i_{rv} + l_m i_{sv}. \end{cases} \quad (59)$$

Так как ось x сонаправлена с потокосцеплением ротора, то:

$$\begin{cases} \psi_{ry} = 0; \\ \frac{d\psi_{ry}}{dt} = 0; \\ \psi_{rx} = \psi_r. \end{cases} \quad (60)$$

Исходя из этого, уравнения для произвольной системы координат примут вид:

$$\begin{cases} u_{sx} = i_{sx}r_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_k \psi_{sy}; \\ u_{sy} = i_{sy}r_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_k \psi_{sx}; \\ 0 = i_{rx}r_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt}; \\ 0 = i_{ry}r_r + (\omega_k - \omega)\psi_{rx}. \end{cases} \quad (61)$$

$$\begin{cases} \psi_{sx} = l_s i_{sx} + l_m i_{rx}; \\ \psi_{sy} = l_s i_{sy} + l_m i_{ry}; \\ \psi_{rx} = l_r i_{rx} + l_m i_{sx}; \\ 0 = l_r i_{ry} + l_m i_{sy}. \end{cases} \quad (62)$$

$$\mu = \frac{l_m}{l_r} i_{sy} \psi_{rx},$$

где ω_k – скорость вращения поля статора.

Из данных систем уравнений выведем модель статора и модель ротора.

Модель статора:

Ось x :

$$u_{sx} = i_{sx} r_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_k \psi_{sy}.$$

Заменим ψ_{sx} и ψ_{sy} из первого и второго уравнения системы (69):

$$u_{sx} = i_{sx} r_s + l_s \frac{di_{sx}}{dt} + l_m \frac{di_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} - \omega_k l_m i_{ry}. \quad (63)$$

Из третьего и четвертого уравнения системы (62) выразим и заменим

i_{rx} и i_{ry} :

$$u_{sx} = i_{sx} r_s + l_s \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \frac{l_m^2}{l_r} \frac{di_{sx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} - \omega_k i_{sy} \frac{l_m^2}{l_r};$$

$$u_{sx} = i_{sx} r_s + \frac{di_{sx}}{dt} \left(l_s - \frac{l_m^2}{l_r} \right) + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma,$$

где $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_r l_s}$ - общий коэффициент рассеяния.

$$u_{sx} = i_{sx} r_s + l_s \sigma \frac{di_{sx}}{dt} + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma;$$

$$u_{sx} = r_s \left(i_{sx} + T_s \sigma \frac{di_{sx}}{dt} \right) + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma, \quad (64)$$

где $T_s = \frac{l_s}{r_s}$ - постоянная времени статора.

Ось y :

$$u_{sy} = i_{sy}r_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_k \psi_{sx}.$$

Заменим ψ_{sx} и ψ_{sy} из первого и второго уравнения системы (69):

$$u_{sy} = i_{sy}r_s + l_s \frac{di_{sy}}{dt} + l_m \frac{di_{ry}}{dt} + \omega_k l_s i_{sx} + \omega_k l_m i_{rx}. \quad (65)$$

Из третьего и четвертого уравнения системы (62) выразим и заменим

i_{rx} и i_{ry} :

$$\begin{aligned} u_{sy} &= i_{sy}r_s + l_s \frac{di_{sy}}{dt} - \frac{l_m^2}{l_r} \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_k l_s i_{sx} + \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} - \omega_k i_{sx} \frac{l_m^2}{l_r}; \\ u_{sy} &= i_{sy}r_s + \frac{di_{sy}}{dt} \left(l_s - \frac{l_m^2}{l_r} \right) + \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma; \\ u_{sy} &= i_{sy}r_s + l_s \sigma \frac{di_{sy}}{dt} + \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma; \\ u_{sy} &= r_s \left(i_{sy} + T_s \sigma \frac{di_{sy}}{dt} \right) + \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma. \end{aligned} \quad (66)$$

Модель статора в общем виде:

$$\begin{cases} u_{sx} = r_s \left(i_{sx} + T_s \sigma \frac{di_{sx}}{dt} \right) + \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma; \\ u_{sy} = r_s \left(i_{sy} + T_s \sigma \frac{di_{sy}}{dt} \right) + \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma. \end{cases} \quad (67)$$

Модель статора для построения модели в Matlab:

$$\begin{cases} i_{sx} = \left[u_{sx} - \frac{l_m^2 i_{sx}}{l_r T_r} + \frac{l_m \psi_{rx}}{l_r T_r} + \omega_k l_s i_{sy} \sigma \frac{di_{sx}}{dt} \right] \frac{r_s^{-1}}{1 + T_s \sigma s}; \\ i_{sy} = \left[u_{sy} - \psi_{rx} \omega_k \frac{l_m}{l_r} - \omega_k l_s i_{sx} \sigma \right] \frac{r_s^{-1}}{1 + T_s \sigma s}. \end{cases} \quad (68)$$

Модель ротора.

Выразим i_{rx} из третьего уравнения системы (62) и подставим в третье уравнение системы (61):

$$0 = \left(\frac{\psi_{rx}}{l_r} - \frac{l_m}{l_r} i_{sx} \right) r_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt}. \quad (69)$$

Преобразуем к виду:

$$i_{sx} l_m = \psi_{rx} + T_r \frac{d\psi_{rx}}{dt}. \quad (70)$$

где $T_r = \frac{l_r}{r_r}$ – постоянная времени ротора.

Перейдем к оператору $\frac{d}{dt} = s$:

$$i_{sx} \cdot l_m = \psi_{rx} + T_r \cdot s \cdot \psi_{rx}.$$

Выразим ψ_{rx} :

$$\psi_{rx} = i_{sx} \left[\frac{l_m}{1 + T_r \cdot s} \right]. \quad (71)$$

Выразим i_{ry} из четвертого уравнения системы (62) и подставим в четвертое уравнение системы (61):

$$0 = -\frac{l_m r_r}{l_r} i_{sy} + \psi_{rx} (\omega_k - \omega);$$

$$0 = -\frac{l_m}{T_r} i_{sy} + \psi_{rx} (\omega_k - \omega);$$

$$l_m \cdot i_{sy} = T_r \cdot \psi_{rx} (\omega_k - \omega);$$

$$\omega_k = \frac{l_m \cdot i_{sy}}{T_r \cdot \psi_{rx}} + \omega. \quad (72)$$

Модель ротора в общем виде:

$$\begin{cases} i_{sx} l_m = \psi_{rx} + T_r \frac{d\psi_{rx}}{dt}; \\ l_m \cdot i_{sy} = T_r \cdot \psi_{rx} (\omega_k - \omega). \end{cases} \quad (73)$$

Модель ротора для построения модели в Matlab выглядит следующим образом:

$$\begin{cases} \psi_{rx} = i_{sx} \left[\frac{l_m}{1 + T_r \cdot s} \right]; \\ \omega_k = \frac{l_m \cdot i_{sy}}{T_r \cdot \psi_{rx}} + \omega. \end{cases} \quad (74)$$

На рисунке 18 представлена модель АД в системе координат x, y .

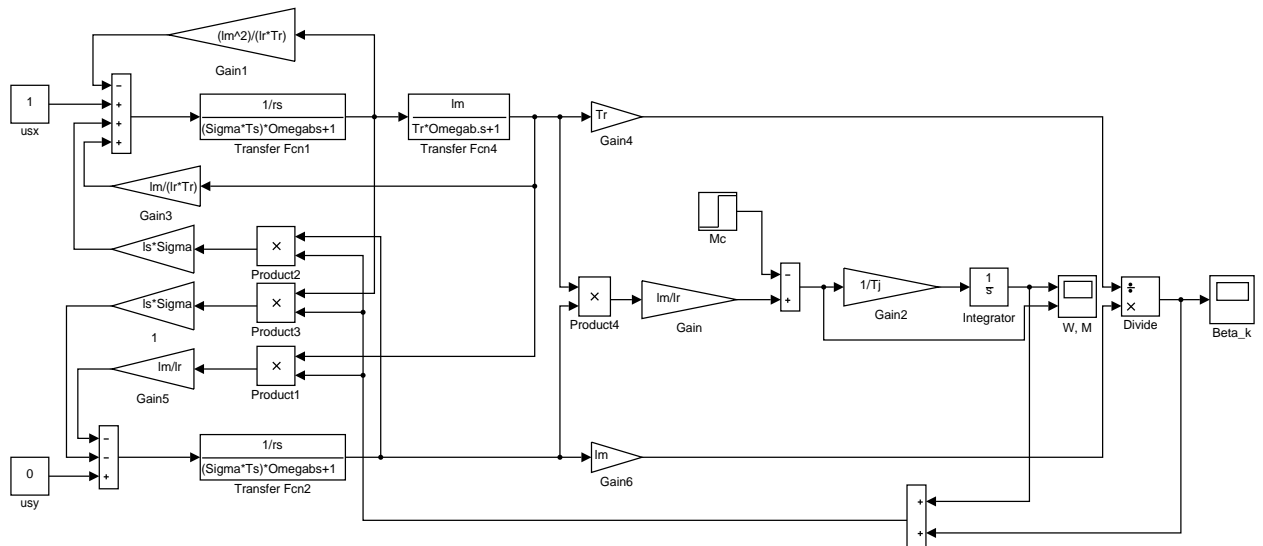


Рисунок 18 - Структурная схема АД в системе координат x, y

2.4. Расчет параметров математической модели асинхронного двигателя

В дальнейшем понадобится расчет двигателя. Произведем расчет параметров математической модели асинхронного двигателя с переменными $\psi_r - I_s$ в произвольной системе координат в системе Script-Simulink.

Номинальные данные:

- номинальная мощность $P_N = 320 \text{ кВт}$;
- номинальное фазное напряжение $U_{s.N} = 380 \text{ В}$;
- номинальный фазный ток $I_{s.N} = 324 \text{ А}$;
- номинальная частота $f_N = 50 \text{ Гц}$;
- номинальная синхронная скорость $\Omega_{0N} = 104,7 \text{ рад/с}$;
- номинальная скорость ротора $\Omega_N = 102,83 \text{ рад/с}$;
- номинальный КПД $\eta_N = 0,944$;

- номинальный коэффициент мощности $\cos \varphi_N = 0,92$;
- число пар полюсов $z_p = 3$.

Параметры Т-образной схемы замещения при номинальной частоте:

- активное сопротивление обмотки статора $R_s = 0,0178$ Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки статора $X_{s\sigma} = 0,118$ Ом;
- активное сопротивление обмотки ротора, приведенное к статору $R_r = 0,0194$ Ом;
- индуктивное сопротивление рассеяния обмотки ротора, приведенное к статору $X_{r\sigma} = 0,123$ Ом;
- главное индуктивное сопротивление $X_m = 4,552$ Ом;
- суммарный момент инерции двигателя и механизма $J_\Sigma = 28$ кг·м².

Базисные величины системы относительных единиц:

- напряжение $U_\delta = \sqrt{2}U_{s.N} = \sqrt{2} \cdot 380 = 537,4$ В;
- ток $I_\delta = \sqrt{2}I_{s.N} = \sqrt{2} \cdot 324 = 458,2$ А;
- частота $\Omega_\delta = \Omega_{s.N} = 2\pi f_N = 2 \cdot \pi \cdot 50 = 314,16$ рад/с;
- скорость ротора $\Omega_{r.\delta} = \frac{\Omega_\delta}{z_p} = \frac{314,16}{3} = 104,72$ рад/с;
- сопротивление $Z_\delta = \frac{U_\delta}{I_\delta} = \frac{537,4}{458,2} = 1,1728$ Ом;
- потокосцепление $\Psi_\delta = \frac{U_\delta}{\Omega_\delta} = \frac{537,4}{314,16} = 1,711$ В·с;
- индуктивность $L_\delta = \frac{\Psi_\delta}{I_\delta} = \frac{1,711}{458,2} = 3,733 \cdot 10^{-3}$ Гн.

Используя номинальные данные двигателя, определяем:

$$M_\delta = k_\Delta \cdot M_N = k_\Delta \cdot \frac{P_N}{\Omega_N},$$

где $k_{\Delta} > 1$ – коэффициент, учитывающий различие значений электромагнитного момента и момента на валу двигателя в номинальном режиме ($k_{\Delta} = 1,0084$).

$$M_{\bar{\sigma}} = k_{\Delta} \cdot \frac{P_N}{\Omega_N} = 1,0084 \cdot \frac{320 \cdot 10^3}{102,83} = 3138,07 \text{ Н} \cdot \text{м}.$$

В качестве базисной мощности выбираем значение электромагнитной мощности двигателя в номинальном режиме, определяемое по следующей формуле:

$$P_{\bar{\sigma}} = M_{\bar{\sigma}} \cdot \Omega_{p.\bar{\sigma}} = 3138,07 \cdot 104,72 = 328,62 \cdot 10^3 \text{ Вт}.$$

Относительные значения параметров схемы замещения двигателя:

$$r_s = \frac{R_s}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{0,0178}{1,1728} = 0,0152;$$

$$l_{s\sigma} = \frac{L_{s\sigma}}{L_{\bar{\sigma}}} = \frac{X_{s\sigma}}{(\Omega_{\bar{\sigma}} \cdot L_{\bar{\sigma}})} = \frac{X_{s\sigma}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{0,118}{1,1728} = 0,1006;$$

$$r_r = \frac{R_r}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{0,0194}{1,1728} = 0,0165;$$

$$l_{r\sigma} = \frac{X_{r\sigma}}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{0,123}{1,1728} = 0,1049;$$

$$l_m = \frac{X_m}{Z_{\bar{\sigma}}} = \frac{4,552}{1,1728} = 3,881.$$

Механическая постоянная времени:

$$T_j = J_{\Sigma} \cdot \frac{\Omega_{r.\bar{\sigma}}}{M_{\bar{\sigma}}} = 28 \cdot \frac{104,72}{3138,07} = 0,934 \text{ с}.$$

Номинальное значение скольжения:

$$\beta_N = \frac{\Omega_{0N} - \Omega_N}{\Omega_{0N}} = \frac{104,72 - 102,83}{104,72} = 0,018.$$

Относительное значение номинальной скорости ротора:

$$\omega_N = (1 - \beta_N) = (1 - 0,018) = 0,982.$$

Нормирующий энергетический коэффициент:

$$\zeta_N = \frac{S_{s.N}}{P_{э.м.Н}} = \frac{3 \cdot U_{s.N} \cdot I_{s.N}}{P_{\sigma}} = \frac{3 \cdot 380 \cdot 324}{328620} = 1,124;$$

$$S_{s.N} = 3 \cdot U_{s.N} \cdot I_{s.N} = 369360 \text{ ВА};$$

$$k_s = \frac{l_m}{l_m + l_{s\sigma}} = \frac{3,881}{3,881 + 0,1006} = 0,9749;$$

$$k_r = \frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} = \frac{3,881}{3,881 + 0,1049} = 0,9737;$$

$$l_{\sigma\sigma} = l_{s\sigma} + l_{r\sigma} + l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma} \cdot l_m^{-1} = 0,1006 + 0,1049 + \frac{0,1006 \cdot 0,1049}{3,881} = 0,2082.$$

При расчете режимов работы, для того чтобы $i_{sh} = 1$, $m_N = 1$, $u_{sN} = 1$, $\omega_{sN} = 1$ и $\beta_N = 0,018$, необходимо откорректировать r_r :

$$r_{rk} = \rho_N \cdot \beta_N = 0,9962 \cdot 0,018 = 0,0179,$$

где $\rho_N = 0,9962$ – корректирующий коэффициент;

$$k_r = \frac{r_{rk}}{r_r} = 1,0849 \text{ - коэффициент, показывающий отношение } r_{rk} \text{ к } r_r;$$

$$\alpha_r = k_r \cdot \frac{r_r}{l_m} = 0,9737 \cdot \frac{0,0179}{3,881} = 0,00451;$$

$$l_3 = k_r \cdot l_{r\sigma} + l_{s\sigma} = 0,9737 \cdot 0,1049 + 0,1006 = 0,20274;$$

$$l_3 = k_r \cdot l_{\sigma\sigma} = 0,9737 \cdot 0,2082 = 0,20274;$$

$$r_3 = r_s + k_r^2 \cdot r_r = 0,0152 + 0,9737^2 \cdot 0,0179 = 0,032171;$$

$$T_3 = \frac{l_3}{r_3} = \frac{0,20274}{0,032171} = 6,302;$$

$$k_r^2 \cdot r_r = 0,9737^2 \cdot 0,0179 = 0,017;$$

$$\frac{1}{r_3} = \frac{1}{0,032171} = 31,084;$$

$$T_r = \frac{l_m + l_{r\sigma}}{r_r} = \frac{3,881 + 0,1049}{0,0179} = 222,676;$$

$$\frac{T_r}{k_r^2 \cdot r_r} = \frac{222,676}{0,9737^2 \cdot 0,0179} = 13098,587;$$

$$\frac{T_3}{\Omega_{\sigma}} = \frac{6,302}{314,16} = 0,02006;$$

$$\frac{T_r}{\Omega_{\sigma}} = \frac{222,676}{314,16} = 0,7088;$$

$$\zeta_N \cdot T_r = 1,124 \cdot 222,676 = 250,29;$$

$$\frac{\Omega_{\sigma}}{r_s \cdot T_s} = \frac{314,16}{0,032171 \cdot 6,302} = 1549,558;$$

$$\frac{k_r}{T_r} = \frac{0,9737}{222,676} = 0,00437;$$

$$\frac{1}{r_r \cdot k_r^2} = \frac{1}{0,0179 \cdot 0,9737^2} = 58,824;$$

$$\frac{r_r \cdot k_r^2 \cdot \Omega_{\sigma}}{T_r} = \frac{0,0179 \cdot 0,9737^2 \cdot 314,16}{222,676} = 0,024.$$

Расчет этих коэффициентов производим в Script.

Временные зависимости скорости, электромагнитного момента и токов асинхронного двигателя, полученные на математической модели в MATLAB, представлены на рисунке 19 и рисунке 20.

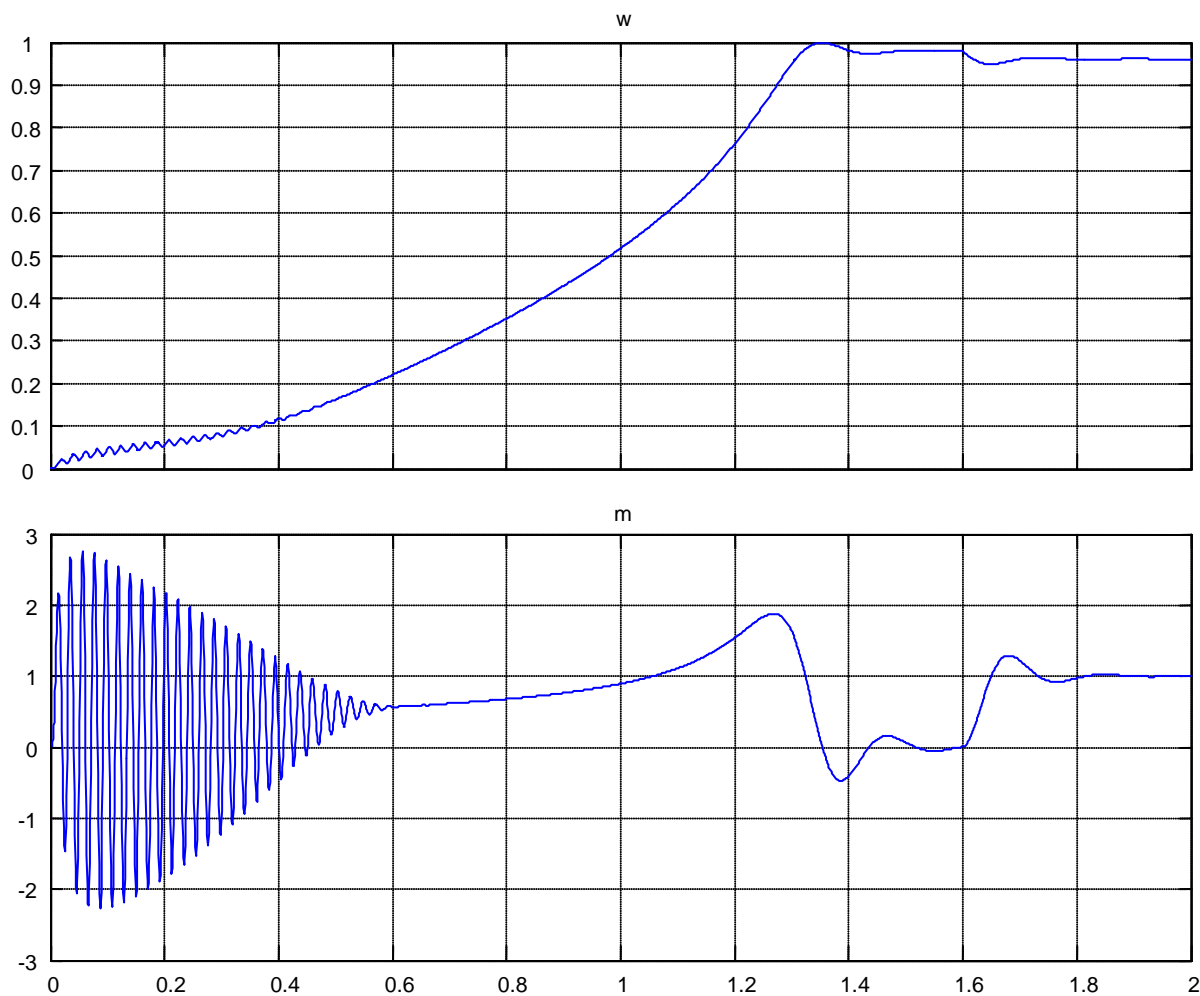


Рисунок 19 - Графики скорости и момента АД

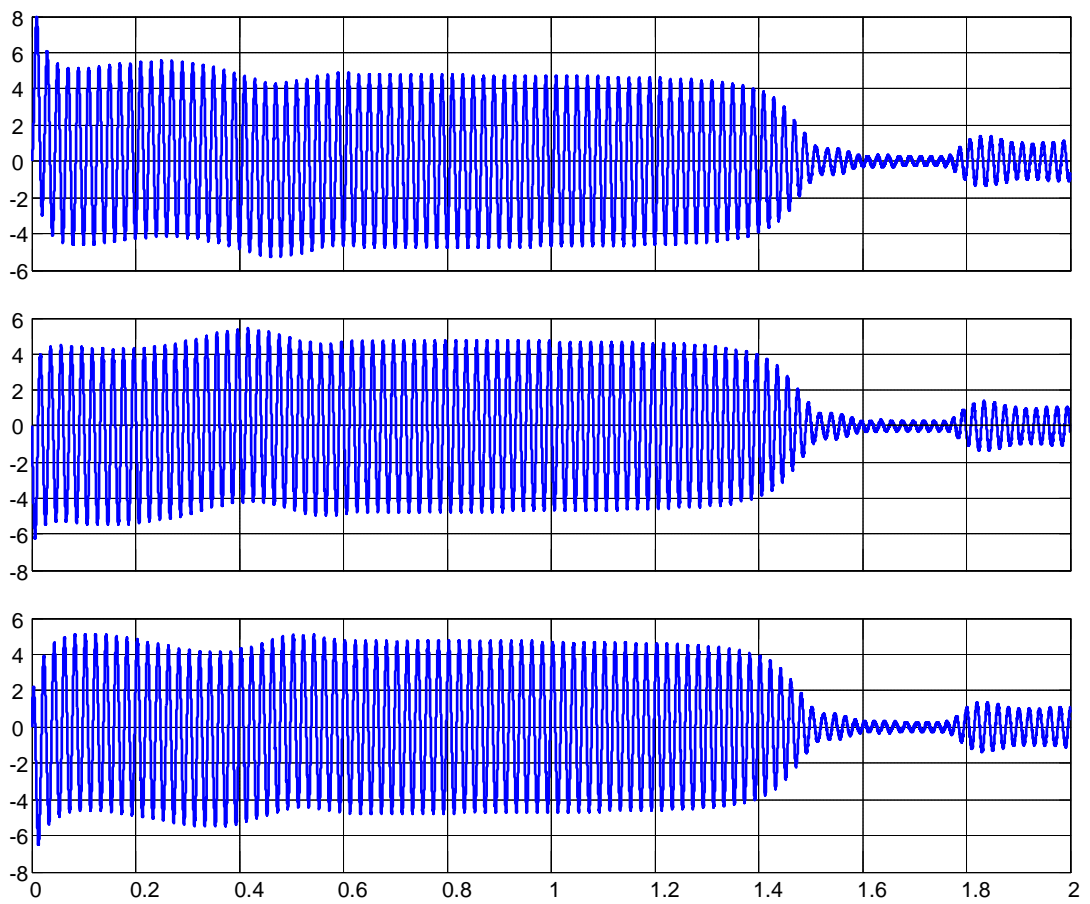


Рисунок 20 - Токи в фазах статора

3. ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНАЯ МОДУЛЯЦИЯ

Для управления асинхронным двигателем используются инверторы напряжения. Как и в других типах преобразователей, управление трехфазным шестиключевым инвертором напряжения осуществляется методом ШИМ.

Как правило система управления задает управляющие воздействия на верхние ключи стоек, а нижние работают в комплементарном режиме, т.е. когда верхний ключ включен, нижний выключен и наоборот. В момент переключения ключей должна быть небольшая задержка во времени – «мертвое время», во избежание коротких замыканий в стойках инвертора.

Существуют несколько основных методов формирования ШИМ:

- синусоидальная ШИМ;
- векторная ШИМ.

В данной работе используется наиболее простой способ формирования ШИМ – синусоидальная ШИМ. Существенный недостаток заключается в неэффективном использовании напряжения звена постоянного тока преобразователя, которое определяется выражением (75) и для промышленной сети составляет 515 В.

$$U_{DC} = 2,34 \cdot U_{\text{фаз}}. \quad (75)$$

Из [1] следует, что амплитуда линейного напряжения двигателя составляет:

$$U_{\text{лин.двиг.ампл}} = \frac{\sqrt{3}}{2} \cdot U_{DC} = 0,866 \cdot U_{DC}. \quad (76)$$

Однако с помощью перемодуляции можно добиться полного использования напряжения звена постоянного тока [19].

Рассмотрим способ формирования синусоидальной ШИМ на примере системы «трехфазный автономный инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель».

Функциональная схема системы «трехфазный автономный инвертор с ШИМ – асинхронный двигатель» приведена в приложении Б.

В этой схеме приняты следующие обозначения:

- u_a^*, u_b^*, u_c^* - задающие гармонические воздействия:

$$\begin{cases} u_a^* = U_M \cdot \sin(\omega t); \\ u_b^* = U_M \cdot \sin(\omega t - 2\pi/3); \\ u_c^* = U_M \cdot \sin(\omega t - 4\pi/3). \end{cases} \quad (77)$$

- $u_{оп}$ – опорное напряжение, представляющее собой пилообразное, двухстороннее, симметричное напряжение с частотой модуляции значительно превышающей частоту напряжения задания. Математическая модель генератора пилообразного напряжения и его выходные сигналы даны на рисунке 21 и 22.

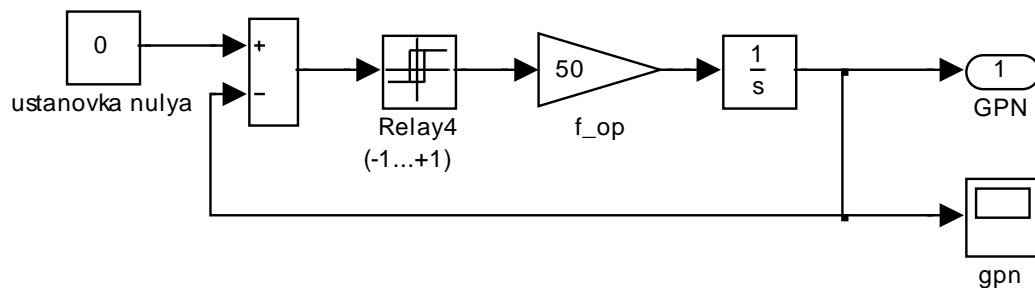


Рисунок 21 - Генератор пилообразного напряжения

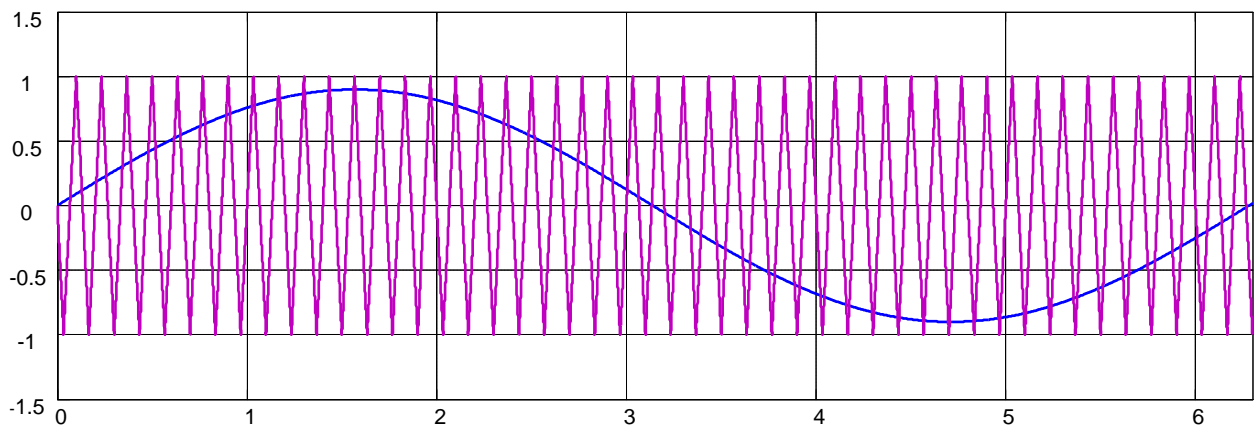


Рисунок 22 - Сравнение выходного сигнала генератора пилообразного напряжения с задающим гармоническим воздействием u_a^*

- $НО_a, НО_b$ и $НО_c$ – нуль-органы, обеспечивающие сравнение сигналов задания с опорным сигналом. Если $u_{a,b,c}^* > u_{оп}$, то выходные сигналы нуль-органов $f_{a,b,c}^* > 0$, иначе $f_{a,b,c}^* < 0$;

- Φ_{1a} и Φ_{2a} , Φ_{1b} и Φ_{2b} , Φ_{1c} и Φ_{2c} – формирователи сигналов управления силовыми ключами. Формирователи сигналов управления имеют взаимно инверсные релейные характеристики и сепарируют сигнал нуль-органа НО по двум каналам управления ключами инвертора. Кроме того, предусматривают небольшие временные задержки включения ключей. Это необходимо для предотвращения коротких замыканий источника постоянного напряжения $u_{\text{п}}$ через силовые ключи инвертора;

- f_{1a}^* и f_{2a}^* , f_{1b}^* и f_{2b}^* , f_{1c}^* и f_{2c}^* – дискретные выходные сигналы с формирователей, управляющих включением силовыми ключами;

- 1А и 2А, 1В и 2В, 1С и 2С – силовые ключи, попеременно подключающие обмотки фаз двигателя к разноименным полюсам источника постоянного напряжения $u_{\text{п}}$.

В каждом из состояний инвертора две фазы двигателя с помощью ключей соединены параллельно и подключены к источнику питания последовательно с третьей фазой. Поэтому напряжение источника питания распределяется между фазами нагрузки (в случае их симметрии) следующим образом: одна треть величины напряжения приходится на каждую из параллельно включенных фаз и две трети – на последовательно включенную фазу.

Формирователи сигналов управления силовыми ключами (Φ_{1a} и Φ_{2a} , Φ_{1b} и Φ_{2b} , Φ_{1c} и Φ_{2c}) задают программу подключения фаз обмоток двигателя к источнику постоянного напряжения $u_{\text{п}}$.

Фазное напряжение в обмотке двигателя представляет собой пятиуровневую импульсную функцию со значениями:

$$+\frac{2}{3}u_{\text{п}}, +\frac{1}{3}u_{\text{п}}, 0, -\frac{1}{3}u_{\text{п}}, -\frac{2}{3}u_{\text{п}}.$$

Сигналы f_a^* , f_b^* и f_c^* на выходе нуль-органов НО_{a,b,c} показаны на рисунке 23.

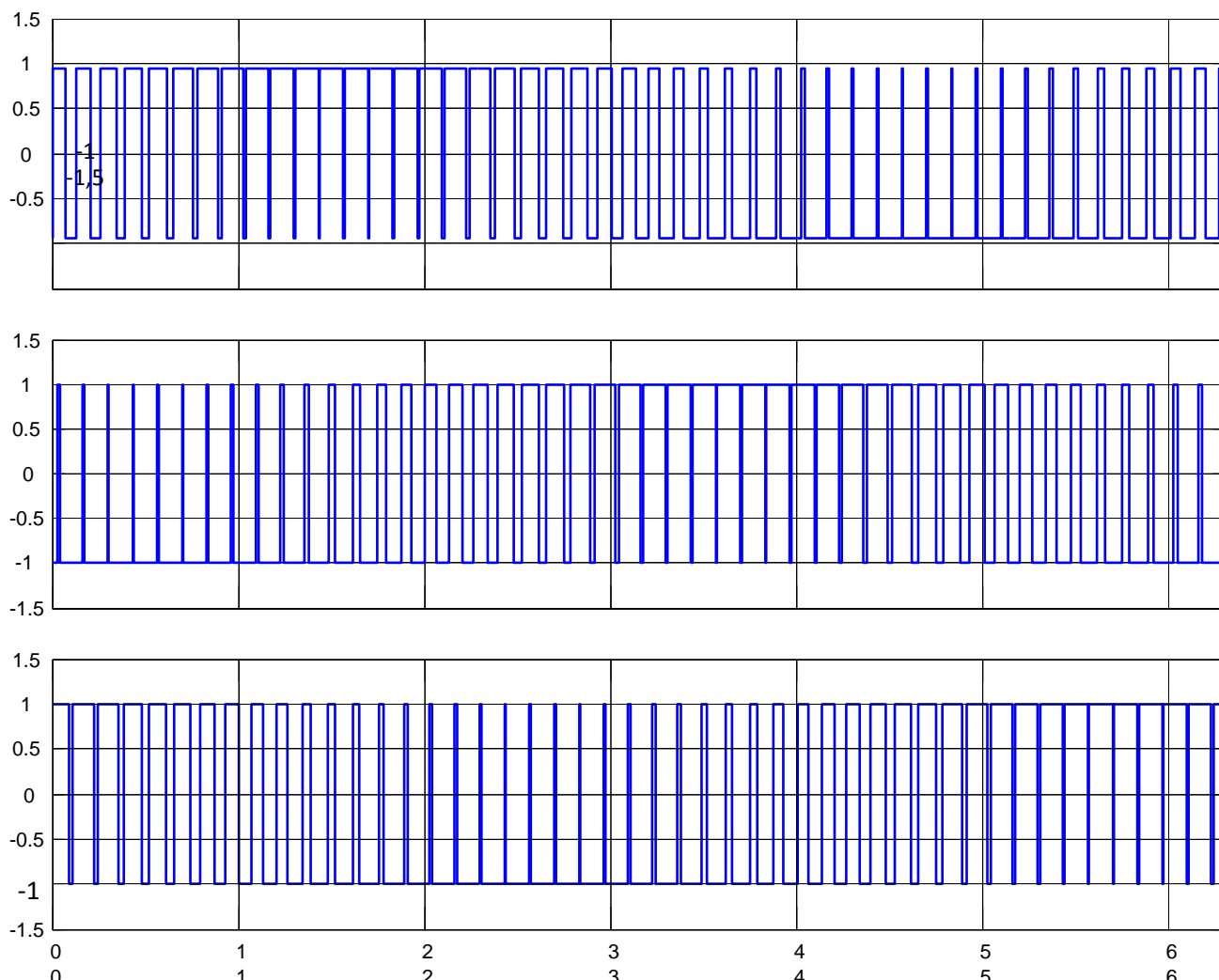


Рисунок 23 - Сигналы f_a^* , f_b^* и f_c^* на выходе нуль-органов НО_{a,b,c}

Импульсные напряжения, подаваемые на двигатель $u_{a\text{ шим}}$, $u_{b\text{ шим}}$ и $u_{c\text{ шим}}$, связанные с постоянным напряжением u_{Π} и выходными сигналами нуль-органов НО_{a,b,c} f_a^* , f_b^* и f_c^* , определяются по следующей зависимости:

$$\begin{cases} U_{a\text{ шим}} = \frac{1}{6}u_{\Pi} \sin(2f_a - f_b - f_c); \\ U_{b\text{ шим}} = \frac{1}{6}u_{\Pi} \sin(-f_a + 2f_b - f_c); \\ U_{c\text{ шим}} = \frac{1}{6}u_{\Pi} \sin(-f_a - f_b + 2f_c). \end{cases} \quad (78)$$

Реализация импульсных напряжений $u_{a,b,c\text{ шим}}$ в неподвижной трехфазной системе координат abc представлена в Simulink-Matlab в приложении Б. Результаты моделирования напряжений $u_{a,b,c\text{ шим}}$ даны на рисунке 24.

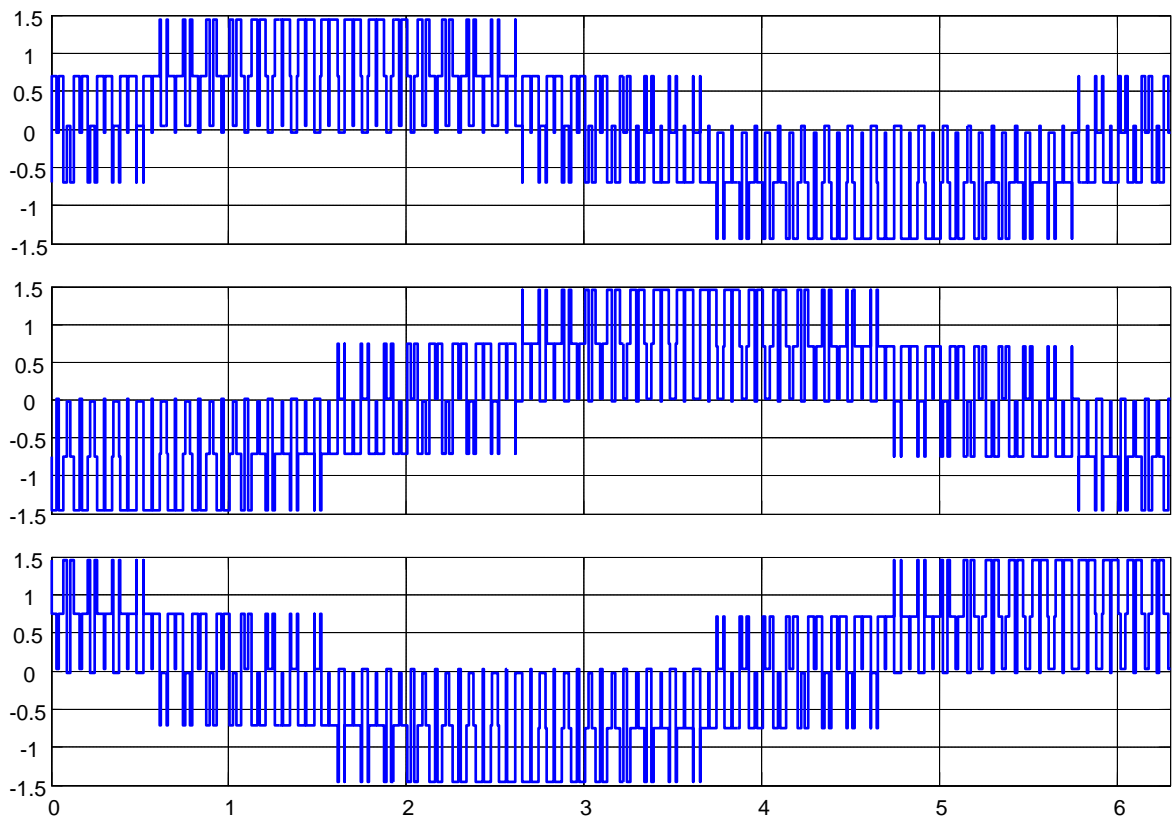


Рисунок 24 - Напряжения $u_{a\text{ шмм}}$, $u_{b\text{ шмм}}$ и $u_{c\text{ шмм}}$ на входе первой ступени прямого преобразования координат

Далее при моделировании частотного преобразователя на транзисторы будут подаваться сигналы с НО.

Схема представлена на рисунке 25.

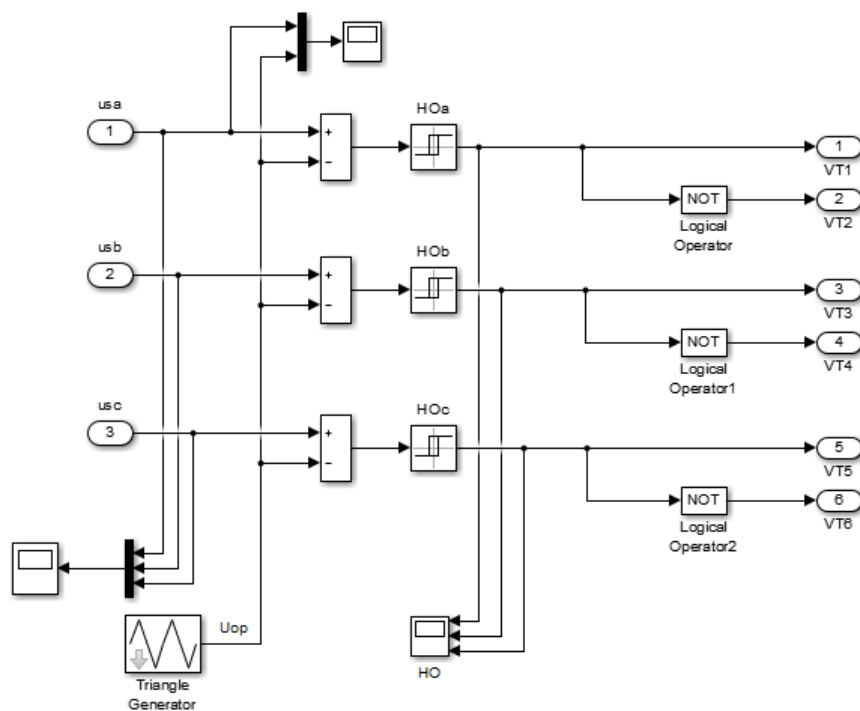


Рисунок 25 – Структурная схема блока ШИМ

4. ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ

4.1. Система векторного управления

Согласно [1] различают:

- скалярное управление $\left(\frac{U}{f} = const \right)$;
- векторное управление по потокосцеплению ротора ($\Psi_r = const$);
- прямое управление моментом.

При скалярном управлении на двигатель подается напряжение заданной частоты, при этом преобразователь не регулирует значения токов фаз или момент двигателя в динамике. Существуют скалярные системы управления, которые имеют положительную связь по току фазы или замкнутые по скорости, что в статике при плавном изменении момента нагрузки позволяет получать характеристики, подобные имеющимся у систем векторного управления асинхронного двигателя.

В системе векторного управления (СВУ) система управления вычисляет положения потокосцепления ротора двигателя и контролирует в статоре две составляющих тока: одну для поддержания потокосцепления ротора, а другую для создания момента. В этом режиме асинхронный двигатель становится похож на машину постоянного тока, для которого можно, применяя методы последовательной коррекции и подчиненного регулирования, создать контур момента и контур скорости. Существуют датчиковые и бездатчиковые СВУ. Эти термины определяют наличие или отсутствие датчика положения или тахогенератора.

Метод прямого управления моментом состоит в том, что по модели двигателя каждый раз рассчитывается требуемое состояние вектора напряжения статора, необходимое для поддержания заданного момента.

Под системами векторного управления принято подразумевать системы, работающие при постоянстве потокосцепления ротора, хотя система управления может быть построена и для постоянства потокосцепления статора, и для общего потока машины [1].

Пусть ось x сонаправлена с потокосцеплением ротора, тогда для асинхронного двигателя можно записать следующие уравнения равновесия и потокосцеплений:

$$\begin{cases} u_{sx} = i_{sx}R_s + \frac{d\psi_{sx}}{dt} - \omega_k \psi_{sy}; \\ u_{sy} = i_{sy}R_s + \frac{d\psi_{sy}}{dt} + \omega_k \psi_{sx}; \\ 0 = i_{rx}R_r + \frac{d\psi_{rx}}{dt} - (\omega_k - \omega)\psi_{ry}; \\ 0 = i_{ry}R_r + \frac{d\psi_{ry}}{dt} + (\omega_k - \omega)\psi_{rx}. \end{cases} \quad (79)$$

где ω_k – угловая скорость координатных осей.

$$\begin{cases} \psi_{sx} = L_s i_{sx} + L_m i_{rx}; \\ \psi_{sy} = L_s i_{sy} + L_m i_{ry}; \\ \psi_{rx} = L_r i_{rx} + L_m i_{sx}; \\ \psi_{ry} = L_r i_{ry} + L_m i_{sy}. \end{cases} \quad (80)$$

Если принять, что система управления будет поддерживать потокосцепление ротора постоянным, а ориентация осей x , y будет всегда соответствовать положению вектора потокосцепления ротора, то

$$\frac{d\psi_{rx}}{dt} = 0; \quad \frac{d\psi_{ry}}{dt} = 0; \quad \psi_{ry} = 0.$$

и уравнения для роторной цепи можно упростить:

$$\begin{cases} 0 = i_{rx}R_r; \\ 0 = i_{ry}R_r + (\omega_k - \omega)\psi_{rx}. \end{cases} \quad (81)$$

Из первого уравнения системы (88) следует, что $i_{rx} = 0$, тогда

$$\begin{cases} \psi_{rx} = L_m i_{sx}; \\ L_m i_{sy} = -L_r i_{ry}. \end{cases} \quad (82)$$

Чтобы получить уравнение механической характеристики асинхронного двигателя при постоянстве потокосцепления ротора необходимо выразить ток ротора по оси $y - i_{ry}$ из второго выражения системы (81) и подставить его в уравнения момента:

$$M = -\psi_{rx} i_{ry} + \psi_{ry} i_{rx} = -\psi_{rx} \left(-\frac{\psi_{rx}(\omega_k - \omega)}{R_r} \right) = \frac{\psi_{rx}^2}{R_r} (\omega_k - \omega). \quad (83)$$

Полученное уравнение механической характеристики представляет собой прямую линию. Сам по себе результат интересен тем, что не имеет инерционностей и не имеет критического момента, т.е. при управлении асинхронным двигателем с постоянным потокосцеплением можно реализовывать моменты больше критического.

Теперь вернемся к уравнению момента и перепишем его через статорные токи, воспользовавшись системой (82):

$$M = -\psi_{rx} i_{ry} = -\psi_{rx} \left(-\frac{L_m}{L_r} i_{sy} \right) = \frac{L_m}{L_r} \psi_{rx} i_{sy} = \frac{L_m}{L_r} L_m i_{sx} i_{sy} = \frac{L_m^2}{L_r} i_{sx} i_{sy}. \quad (84)$$

Полученный результат показывает, что для регулирования потокосцепления ротора надо регулировать ток статора по x , а для регулирования момента – ток статора по оси y . Структура векторного управления показана на рисунке 26, а также в приложении Г.

Управление осуществляется в осях x, y отдельно регулируется ток статора по оси x – потокообразующий ток – с помощью регулятора тока (Регулятор тока x) и ток статора по оси y – моментобразующий ток – с помощью регулятора тока (Регулятор тока y). Полученные регуляторами составляющие вектора напряжения в осях x, y с помощью блока координатных преобразований (Координатный преобразователь) переводятся в оси α, β . Из α, β с помощью блока фазных преобразований (Фазный преобразователь) переходят в a, b, c и поступают на блок ШИМ (Синусоидальная ШИМ), где форми-

руются управляющие импульсы, в последствии реализующиеся на инверторе напряжения. В фазах двигателя производится измерение токов и их преобразование в α, β и x, y .

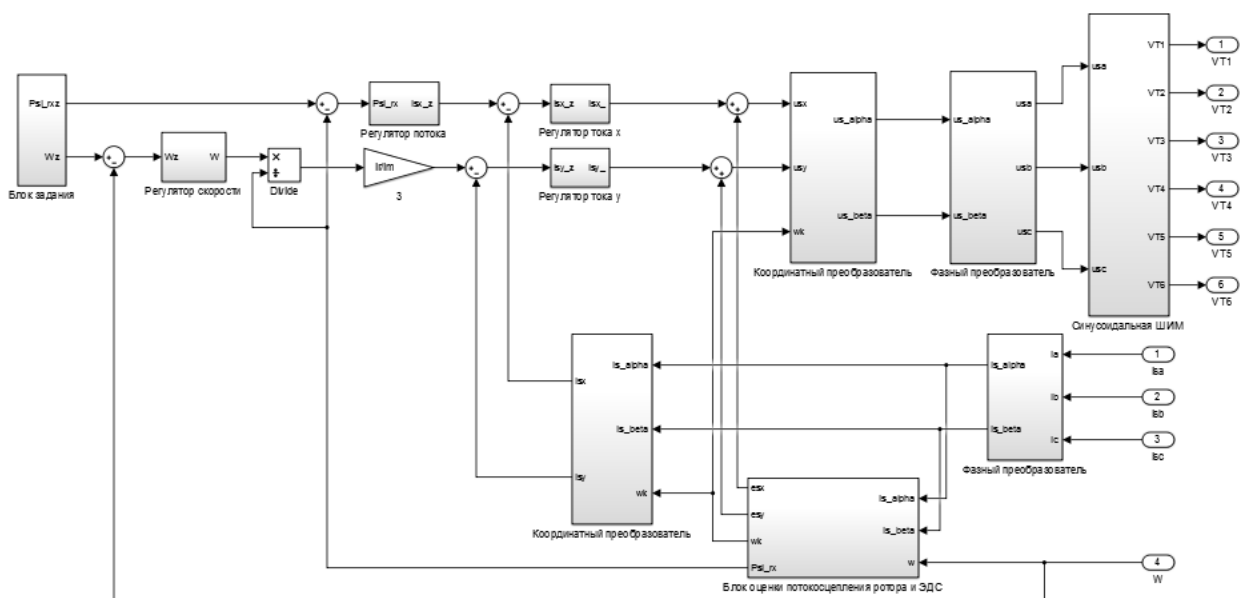


Рисунок 26 - Структура системы векторного управления АД

Важной частью структуры является блок оценки потокосцепления ротора и ЭДС, который служит для вычисления амплитуды и углового положения вектора потокосцепления ротора и опционально может вычислять составляющие ЭДС статора по осям в помощь регуляторам тока.

Оценка углового положения ротора используется в координатных преобразованиях заданий напряжений из осей x, y в α, β и обратного преобразования измеренных токов из α, β в x, y . Задание на токи в осях x, y поступают с регулятора потока (Регулятор потока) и от сигнала задания момента.

Регулятор потока требуется для форсирования переходных процессов в контуре намагничивания. В итоге задание тока по оси x будет определяться первой формулой системы (82), но время переходного процесса определяется постоянной времени роторной цепи. Для ускорения процесса требуется создать в статоре большой ток, тогда ток ротора в первый момент времени, когда потокосцепление ротора еще равно нулю, будет определяться выражением (85), полученным из третьего уравнения системы (73).

$$i_{ry} = \frac{L_m}{L_r} i_{sy}, \quad (85)$$

При большом токе ротора увеличиваются омические потери в третьем уравнении системы (79), что приводит к более быстрому росту потокосцепления ротора.

Сигнал момента преобразуется в задание тока по оси y в соответствии с выражением (84) при известных индуктивности ротора, взаимной индуктивности и оценке потокосцепления ротора. В случае, когда в системе имеется регулятор скорости и не требуется точного знания момента на валу, выходной сигнал регулятора может определять не момент, а напрямую задание тока статора по оси y .

4.2. Модели наблюдателей для датчиковой системы векторного управления

Наблюдатель служит для вычисления амплитуды и углового положения вектора потокосцепления ротора. Он может строится в любых координатных осях.

Рассмотрим базовую модель наблюдателя в осях x, y .

Модель строится на базе ранее полученных систем уравнений для модели ротора (83), (74).

Модель наблюдателя потокосцепления ротора показана на рисунке 27.

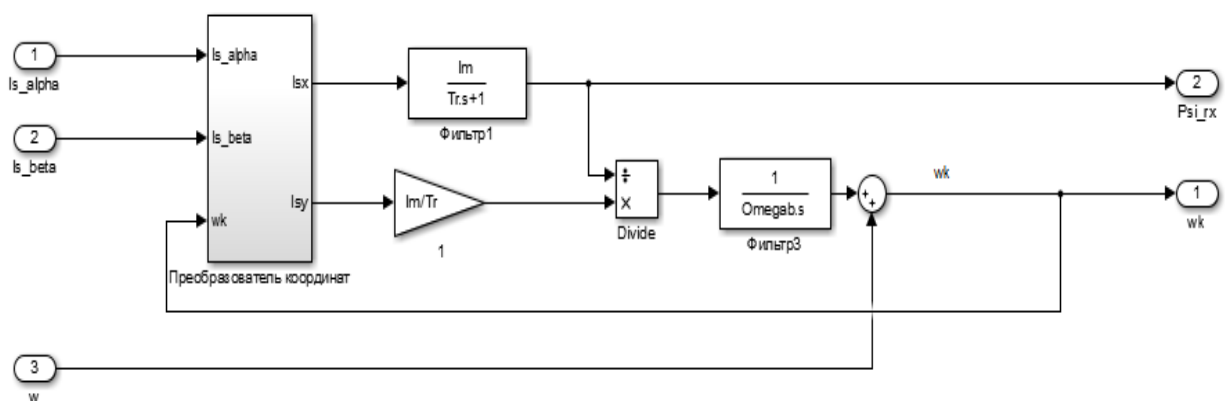


Рисунок 27 - Модель наблюдателя потокосцепления ротора

4.3. Блок компенсации ЭДС

Регуляторы тока, как правило, настраиваются при отсутствии скорости и, следовательно, ЭДС. При учете скорости возникает необходимость в компенсации внутренней ЭДС. В отличие от двигателей постоянного тока, сложность компенсации связана с внутренними блоками перемножения и поэтому даже при введении звена компенсации ЭДС настройка осуществляется с определенной погрешностью.

Разобьем уравнение (67) на две части – «линейную» (без учета ЭДС самоиндукции и вращения), и напряжения ЭДС, представив в виде:

$$\begin{cases} u_{sx} = u_{sx_лин} + u_{sx_ЭДС}; \\ u_{sy} = u_{sy_лин} + u_{sy_ЭДС}, \end{cases} \quad (86)$$

где

$$\begin{cases} u_{sx_лин} = r_s \left(i_{sx} + T_s \sigma \frac{di_{sx}}{dt} \right); \\ u_{sy_лин} = r_s \left(i_{sy} + T_s \sigma \frac{di_{sy}}{dt} \right). \end{cases} \quad (87)$$

$$\begin{cases} u_{sx_ЭДС} = \frac{l_m}{l_r} \frac{d\psi_{rx}}{dt} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma; \\ u_{sy_ЭДС} = \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma. \end{cases} \quad (88)$$

Исключим $\frac{d\psi_{rx}}{dt}$:

$$\begin{cases} u_{sx_ЭДС} = \frac{l_m^2}{l_r} \frac{i_{sx}}{T_r} - \frac{l_m}{l_r} \frac{\psi_{rx}}{T_r} - \omega_k l_s i_{sy} \sigma; \\ u_{sy_ЭДС} = \omega_k \psi_{rx} \frac{l_m}{l_r} + \omega_k i_{sx} l_s \sigma. \end{cases} \quad (89)$$

Модель блока компенсации ЭДС представлена на рисунке 28.

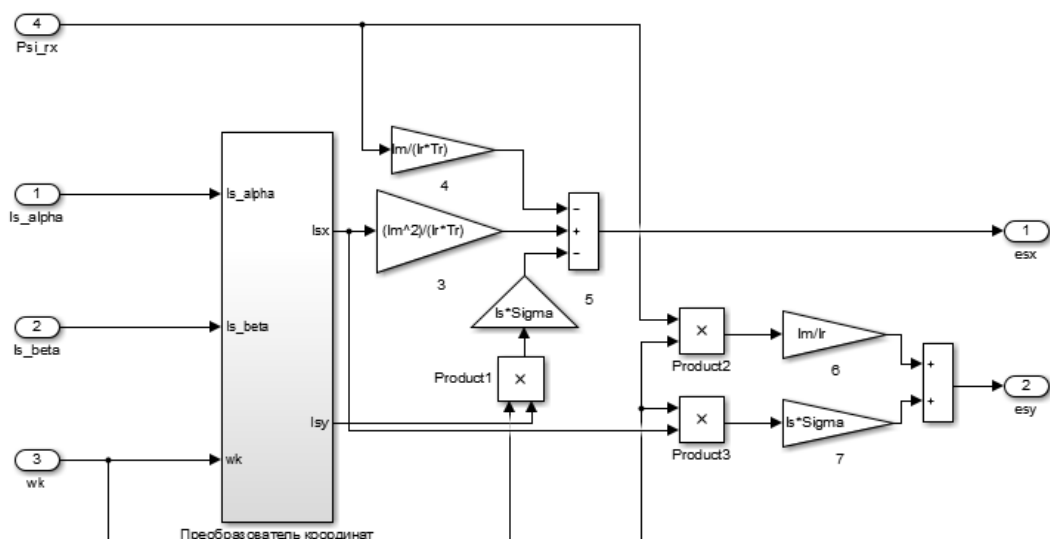


Рисунок 28 - Модель блока компенсации ЭДС

4.4. Синтез регуляторов

Согласно [20] задача синтеза заключается в определении структуры и параметров контурных регуляторов. Синтез осуществляется по стандартной методике и заключается в следующем:

1. Синтез регуляторов производится последовательно, начиная с регулятора внутреннего контура. После этого синтезируются регуляторы промежуточных контуров и, наконец, регуляторы внешнего контура.

2. Каждый контурный регулятор выполняется в виде последовательного корректирующего устройства, обеспечивающего желаемые свойства данной локальной системы регулирования. Регулятор строится с таким расчетом, чтобы своим действием он:

- а) компенсировал действие (и прежде всего, проявление инерционности) звена объекта, попадающего в данный контур;
- б) обеспечивал астатизм системы по управляющему воздействию;
- в) обеспечивал оптимизацию процессов регулирования по выбранному критерию.

Рассмотрим более подробно методику синтеза регуляторов и свойств контуров при синтезе регуляторов тока.

Передаточная функция объекта регулирования:

$$W_{op}(s) = \frac{r_s^{-1}}{1 + T_s \sigma s}. \quad (90)$$

При наличии в системе блока компенсации ЭДС, ЭДС взаимной индукции в контуре тока можно не учитывать. Отметим, что система синтезируется в непрерывной области, но реально является дискретной во времени, причем период дискретизации равен периоду ШИМ. При этом постоянная времени системы должна быть намного больше периода дискретизации, и поэтому дискретностью системы можно пренебречь и принимается, что ПЧ безынерционен и коэффициент передачи ПЧ равен единице. Иначе, при постоянной времени, близкой к периоду дискретизации, могут возникнуть автоколебания системы [20].

Для решения первой задачи (компенсации действия звена объекта методом последовательной коррекции) в структуру регулятора вводится звено, передаточная функция которого обратна по отношению к передаточной функции компенсируемого звена:

$$R_{Kop}(s) = [W_{op}(s)]^{-1} = \left[\frac{r_s^{-1}}{1 + T_s \sigma s} \right]^{-1}. \quad (91)$$

Для решения второй задачи (обеспечения астатизма) в структуру регулятора последовательно вводится интегрирующее звено:

$$R_{Uop}(s) = \frac{1}{T_i s}. \quad (92)$$

В соответствии с изложенными принципами общий вид передаточной функции регулятора определяется формулой:

$$R_{op}(s) = [W_{op}(s)]^{-1} \frac{1}{T_i s} = \left[\frac{r_s^{-1}}{1 + T_s \sigma s} \right]^{-1} \frac{1}{T_i s}. \quad (93)$$

Итак, в структурном отношении регулятор состоит из двух частей: компенсирующей и интегрирующей.

Следующим этапом синтеза регулятора заключается в определении его параметров, оптимизирующих процессы регулирования по некоторому критерию. Параметры компенсирующей части регулятора полностью определя-

ются параметрами объекта. Поэтому единственным варьируемым параметром регулятора, который может быть использован для оптимизации процесса, является постоянная времени его интегрирующего звена T_i . Эту величину удобно выражать в долях от некомпенсируемой постоянной времени T_μ , используя коэффициент α_i :

$$T_i = \alpha_i T_\mu. \quad (94)$$

При выборе коэффициента $\alpha_i \ll 1$ реакция системы на типовое задающее воздействие протекает относительно быстро, но имеет сильно колебательный характер. При выборе $\alpha_i \gg 1$, переходный процесс протекает гораздо медленнее и носит апериодический характер. Оптимальным вариантом настройки регулятора считается такой, при котором $\alpha_i = 2$, то есть

$$T_i = 2T_\mu.$$

Такой вариант настройки носит название: настройка на технический или модульный оптимум.

Запишем условие настройки регулятора на модульный оптимум:

$$T_i = 2^i T_\mu. \quad (95)$$

где i – порядковый номер контура.

Далее для последующего синтеза регуляторов надо найти желаемую передаточную функцию для разомкнутой системы:

$$W_{жр}(s) = R_{op}(s) [W_{op}(s)]^{-1} W_{op}(s) \Phi_0(s) = \frac{1}{2T_\mu s (T_\mu s + 1)}. \quad (96)$$

где $\Phi_0(s) = \frac{1}{T_\mu s + 1}$ – фильтр.

Желаемая передаточная функция разомкнутого контура:

$$W_{жр}(s) = \frac{1}{2T_\mu s (T_\mu s + 1)}. \quad (97)$$

Таким образом, передаточная функция регуляторов тока i_x и i_y будет иметь вид:

$$W_{pez}(s) = \frac{W_{жcp}(s)}{W_{op}(s)} = \frac{r_s(1 + \sigma T_s s)}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)}. \quad (98)$$

Полученная функция регулятора довольно сложна для практической реализации, поэтому предлагается пренебречь составляющей высшего порядка малости в знаменателе. Получится стандартный ПИ-регулятор:

$$W_{pez}(s) = \frac{r_s(1 + \sigma T_s s)}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)} \approx \frac{r_s(1 + \sigma T_s s)}{2T_\mu s} = K_{Pi} + K_{Ii} \frac{1}{s}. \quad (99)$$

где

$$\begin{cases} K_{Pi} = \frac{r_s \sigma T_s}{2T_\mu}; \\ K_{Ii} = \frac{r_s}{2T_\mu}. \end{cases} \quad (100)$$

Аналогично синтезируем регуляторы потокосцепления ротора и скорости, после чего получим:

Для потокосцепления ротора:

$$W_{pez}(s) = K_{Pi\psi} + K_{Ii\psi} \frac{1}{s}. \quad (101)$$

где

$$\begin{cases} K_{Pi\psi} = \frac{T_r}{8T_\mu}; \\ K_{Ii\psi} = \frac{1}{8T_\mu}. \end{cases} \quad (102)$$

Для скорости:

$$W_{pez}(s) = K_{Pi\omega}. \quad (103)$$

где

$$K_{Pi\omega} = \frac{T_j}{8T_\mu}. \quad (104)$$

Для удобства и наглядности запишем полученные результаты в таблице 2.

Таблица 2 - Параметры регуляторов

Регулятор	Тип	K_{II}	K_{II}
Регулятор тока i_x	ПИ	$\frac{r_s \sigma T_s}{2T_\mu}$	$\frac{r_s}{2T_\mu}$
Регулятор тока i_y	ПИ	$\frac{r_s \sigma T_s}{2T_\mu}$	$\frac{r_s}{2T_\mu}$
Регулятор потока ψ_{rx}	ПИ	$\frac{T_r}{8T_\mu}$	$\frac{1}{8T_\mu}$
Регулятор скорости	П	$\frac{T_j}{8T_\mu}$	0

5. МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ СИСТЕМЫ «АВТОНОМНЫЙ ИНВЕРТОР НАПРЯЖЕНИЯ С ШИРОТНО-ИМПУЛЬСНОЙ МОДУЛЯЦИЕЙ – АСИНХРОННЫЙ ДВИГАТЕЛЬ» С ВЕКТОРНОЙ СИСТЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

Структурная модель САР скорости системы «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением на идеализированных транзисторных ключах представлена на рисунке 29.

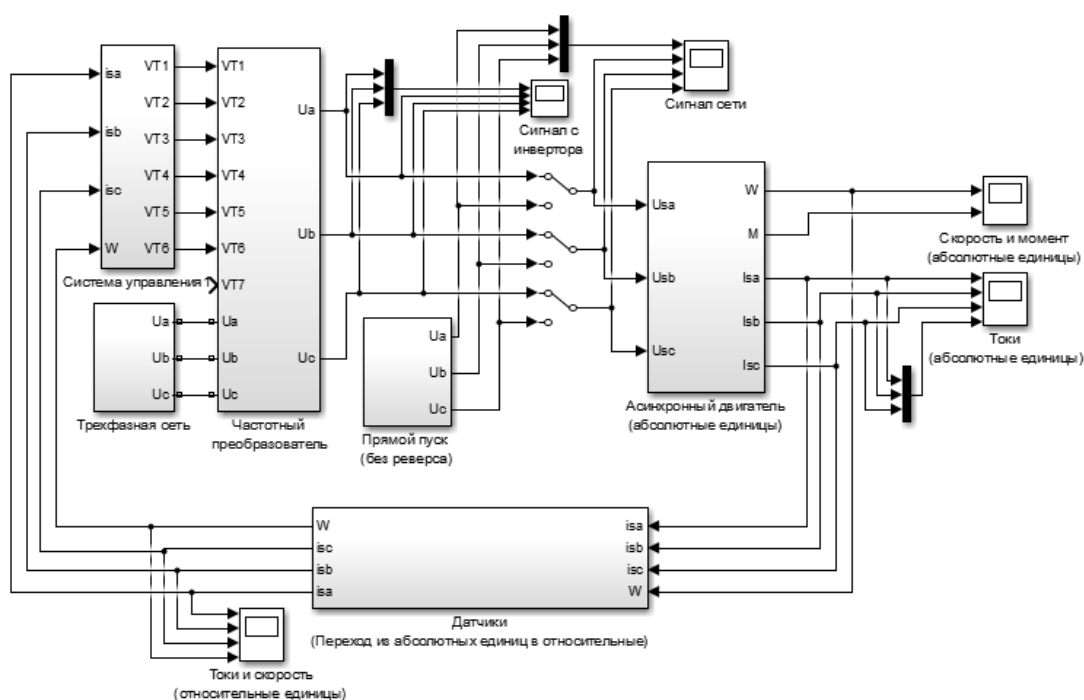


Рисунок 29 - Модель САР скорости системы "АИН ШИМ - АД" с векторным управлением

Модель состоит из следующих блоков:

- асинхронный двигатель в абсолютных единицах;
- частотный преобразователь, смоделированный на базе IGBT-транзисторов, с использованием библиотеки Matlab SimPower Systems;
- датчики;
- система векторного управления.

Подробно будут рассмотрены: модель асинхронного двигателя в абсолютных единицах, модель частотного преобразователя и модель датчиков.

Теоретическая модель системы векторного управления подробно была разобрана в предыдущих разделах. Результаты моделирования приведены в приложении Е.

5.1. Модель асинхронного двигателя в абсолютных единицах

Выше нами была получена модель АД в системе относительных единиц, для представленной нами САР скорости системы «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением необходимо получить модель АД в системе абсолютных единиц.

Запишем уравнения для произвольной системы координат:

$$\begin{cases} \overline{U}_S = \overline{I}_S \cdot R_S + \frac{d\overline{\Psi}_S}{dt} + j\Omega_K \cdot \overline{\Psi}_S; \\ 0 = \overline{I}_R \cdot R_R + \frac{d\overline{\Psi}_R}{dt} + j(\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \overline{\Psi}_R; \\ \overline{\Psi}_S = (L_m + L_{S\sigma}) \cdot \overline{I}_S + L_m \cdot \overline{I}_R; \\ \overline{\Psi}_R = L_R \cdot \overline{I}_R + L_m \cdot \overline{I}_S = (L_m + L_{R\sigma}) \cdot \overline{I}_R + L_m \cdot \overline{I}_S; \\ M \equiv \overline{\Psi}_R \times \overline{I}_S; \\ M - M_c = J \cdot \frac{d\Omega}{dt}. \end{cases} \quad (105)$$

Так как электромагнитный момент определяется через переменные $\overline{\Psi}_R$ и \overline{I}_S , то из этих уравнений исключим переменные $\overline{\Psi}_S$ и \overline{I}_R .

Из четвертого уравнения системы (105) выразим \overline{I}_R :

$$\overline{I}_R = \frac{L_m}{L_m + L_{R\sigma}} \cdot \frac{1}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - \frac{L_m}{L_m + L_{R\sigma}} \cdot \overline{I}_S.$$

$$\text{Обозначим } \frac{L_m}{L_m + L_{R\sigma}} = \frac{\frac{L_m}{L_\sigma}}{\frac{L_m}{L_\sigma} + \frac{L_{R\sigma}}{L_\sigma}} = \frac{l_m}{l_m + l_{r\sigma}} = k_r, \text{ где о.е. } l_m = \frac{L_m}{L_\sigma}, l_{r\sigma} = \frac{L_{R\sigma}}{L_\sigma},$$

тогда

$$\overline{I}_R = \frac{k_r}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - k_r \cdot \overline{I}_S. \quad (106)$$

Из третьего уравнения системы (106) исключим \overline{I}_R :

$$\overline{\Psi}_S = (L_m + L_{S\sigma}) \cdot \overline{I}_S + L_m \cdot \left(\frac{k_r}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - k_r \cdot \overline{I}_S \right) = (L_m + L_{S\sigma}) \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R - L_m \cdot k_r \cdot \overline{I}_S.$$

Обозначим $\frac{L_m}{L_m + L_{S\sigma}} = \frac{\frac{L_m}{L_\sigma}}{\frac{L_m}{L_\sigma} + \frac{L_{S\sigma}}{L_\sigma}} = \frac{l_m}{l_m + l_{S\sigma}} = k_s,$

тогда

$$\overline{\Psi}_S = \frac{L_m}{L_m} \cdot (L_m + L_{S\sigma}) \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R - L_m \cdot k_r \cdot \overline{I}_S = L_m \cdot \left(\frac{1}{k_s} - k_r \right) \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R.$$

Преобразуем выражение в скобке:

$$\frac{1}{k_s} - k_r = \frac{l_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{l_m},$$

где $l_{\sigma\varepsilon} = l_{r\sigma} + l_{s\sigma} + \frac{l_{s\sigma} \cdot l_{r\sigma}}{l_m}.$

$$\frac{l_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{l_m} = \frac{\frac{L_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{L_\sigma}}{\frac{L_m}{L_\sigma}} = \frac{L_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{L_m};$$

$$\frac{L_{\sigma\varepsilon}}{L_\sigma} = \frac{L_{R\sigma}}{L_\sigma} + \frac{L_{S\sigma}}{L_\sigma} + \frac{\frac{L_{S\sigma} \cdot L_{R\sigma}}{L_\sigma}}{\frac{L_m}{L_\sigma}}.$$

Тогда

$$\overline{\Psi}_S = L_m \cdot \frac{l_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{l_m} \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R = L_m \cdot \frac{l_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r}{L_m} \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R;$$

$$\overline{\Psi}_S = L_\sigma \cdot l_{\sigma\varepsilon} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R. \quad (107)$$

Во второе уравнение системы (105) подставим \overline{I}_R :

$$0 = \left(\frac{k_r}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - k_r \cdot \overline{I}_S \right) \cdot R_R + \frac{d\overline{\Psi}_R}{dt} + j(\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \overline{\Psi}_R;$$

$$0 = R_R \cdot \frac{k_r}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - k_r \cdot R_R \cdot \overline{I}_S + \frac{d\overline{\Psi}_R}{dt} + j(\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \overline{\Psi}_R, \quad (108)$$

где $L_m = l_m \cdot L_\sigma;$

$$R_R = r_r \cdot Z_\sigma.$$

Отсюда выразим:

$$\frac{d\overline{\Psi}_R}{dt} = k_r \cdot R_R \cdot \overline{I}_S - R_R \cdot \frac{k_r}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R - j(\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \overline{\Psi}_R. \quad (109)$$

В уравнении (108) перейдем к оператору $\frac{d}{dt} = s$ и разложим векторы

$\overline{\Psi}_R$ и \overline{I}_S на проекции:

$$\begin{cases} \overline{\Psi}_R = \Psi_{Ru} + j\Psi_{Rv}; \\ \overline{I}_S = I_{Su} + jI_{Sv}. \end{cases}$$

$$0 = R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rx} + jR_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rv} - k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Su} - jk_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Sv} + s \cdot \Psi_{Ru} + js \cdot \Psi_{Rv} + j(\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru} - (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv}. \quad (110)$$

Проекция уравнения (110) на ось +1:

$$0 = R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\delta}} \cdot \Psi_{Ru} - k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Su} + s \cdot \Psi_{Ru} - (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv}; \quad (111)$$

$$\left(R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\delta}} + s \right) \cdot \Psi_{Ru} = k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Su} + (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv};$$

$$R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\delta}} \cdot \left(1 + \frac{l_m \cdot L_{\delta}}{R_R \cdot k_r} \cdot s \right) \cdot \Psi_{Ru} = k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Su} + (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv}.$$

$$\text{Обозначим } \frac{l_m \cdot L_{\delta}}{R_R \cdot k_r} = \frac{l_m \cdot L_{\delta}}{l_m + l_{r\sigma}} \cdot R_R = \underbrace{\left[\frac{(l_m + l_{r\sigma})}{r_r} \right]}_{T_r} \cdot \frac{L_{\delta}}{R_R} \cdot \underbrace{r_r}_{\frac{R_R}{Z_{\delta}}} = T_r \cdot \frac{L_{\delta}}{Z_{\delta}} = T_r \cdot \frac{\Psi_{\delta} / I_{\delta}}{U_{\delta} / I_{\delta}} =$$

$$= T_r \cdot \frac{\Psi_{\delta}}{U_{\delta}} = T_r \cdot \frac{U_{\delta}}{\Omega_{\delta} \cdot U_{\delta}} = \frac{T_r}{\Omega_{\delta}},$$

где $L_{\delta} = \frac{\Psi_{\delta}}{I_{\delta}};$

$$\frac{L_{\delta}}{Z_{\delta}} = \frac{\Psi_{\delta}}{I_{\delta} \cdot Z_{\delta}} = \frac{U_{\delta}}{\Omega_{\delta} \cdot I_{\delta} \cdot Z_{\delta}} = \frac{Z_{\delta}}{\Omega_{\delta} \cdot Z_{\delta}} = \frac{1}{\Omega_{\delta}}.$$

Тогда

$$\left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \Psi_{Ru} = \frac{l_m \cdot L_{\delta}}{(r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot k_r} \cdot k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot I_{Su} + \frac{l_m \cdot L_{\delta}}{(r_r \cdot Z_{\delta}) \cdot k_r} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv};$$

$$\begin{aligned}
\left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\bar{\sigma}}}\right) \cdot \Psi_{Ru} &= l_m \cdot L_{\bar{\sigma}} \cdot I_{Su} + \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{L_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv}; \\
\left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\bar{\sigma}}}\right) \cdot \Psi_{Ru} &= l_m \cdot L_{\bar{\sigma}} \cdot I_{Su} + \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv}; \\
\Psi_{Ru} &= \left[l_m \cdot L_{\bar{\sigma}} \cdot I_{Su} + \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{1}{\Omega_{\bar{\sigma}}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Rv} \right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_r}{\Omega_{\bar{\sigma}}}}.
\end{aligned} \tag{112}$$

Этому уравнению (112) соответствует следующая структурная схема на рисунке 30.

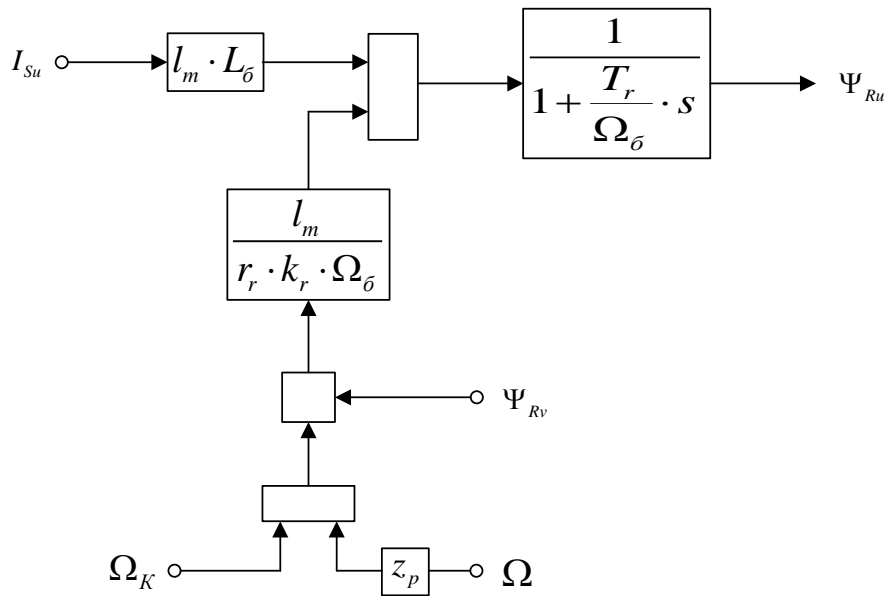


Рисунок 30 - Структурная схема для определения Ψ_{Ru}

Проекция уравнения (110) на ось $+j$:

$$0 = R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\bar{\sigma}}} \cdot \Psi_{Rv} - k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot I_{Sv} + s \cdot \Psi_{Rv} + (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru}; \tag{113}$$

$$R_R \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\bar{\sigma}}} \cdot \Psi_{Rv} + s \cdot \Psi_{Rv} = k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot I_{Sv} - (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru};$$

$$(r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot \frac{k_r}{l_m \cdot L_{\bar{\sigma}}} \cdot \left(1 + \frac{l_m \cdot L_{\bar{\sigma}}}{R_R \cdot k_r} \cdot s\right) \cdot \Psi_{Rv} = k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot I_{Sv} - (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru};$$

$$\left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\bar{\sigma}}}\right) \cdot \Psi_{Rv} = \frac{l_m \cdot L_{\bar{\sigma}}}{(r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot k_r} \cdot k_r \cdot (r_r \cdot Z_{\bar{\sigma}}) \cdot I_{Sv} - \frac{l_m}{r_r \cdot k_r} \cdot \frac{L_{\bar{\sigma}}}{Z_{\bar{\sigma}}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru};$$

$$\left(1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot \Psi_{Rv} = l_m \cdot L_{\delta} \cdot I_{Sv} - \frac{l_m}{r_r \cdot k_r \cdot \Omega_{\delta}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru};$$

$$\Psi_{Rv} = \left[l_m \cdot L_{\delta} \cdot I_{Sv} - \frac{l_m}{r_r \cdot k_r \cdot \Omega_{\delta}} \cdot (\Omega_K - \Omega \cdot z_p) \cdot \Psi_{Ru} \right] \cdot \frac{1}{1 + \frac{T_r}{\Omega_{\delta}} \cdot s}. \quad (114)$$

Полученному уравнению (114) соответствует следующая структурная схема на рисунке 31.

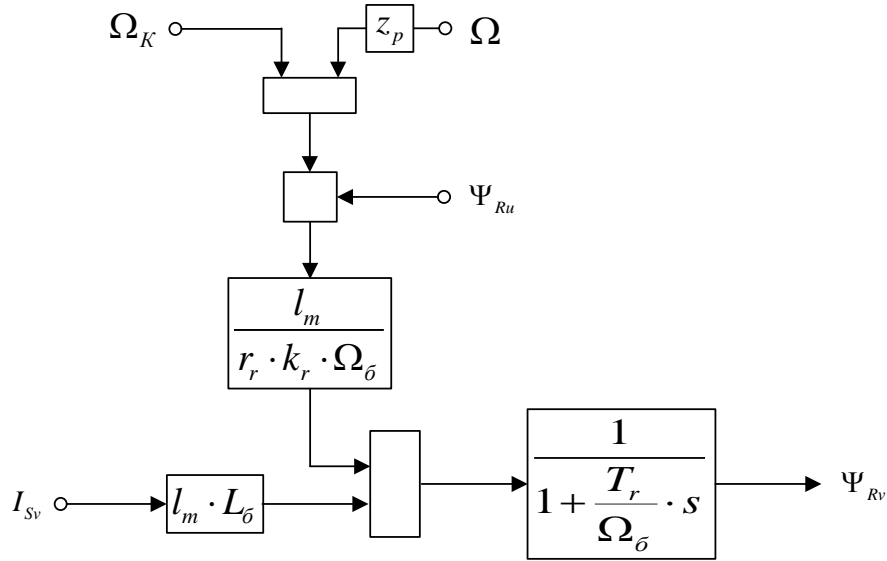


Рисунок 31 - Структурная схема для определения Ψ_{Rv}

Из первого уравнения системы (105) исключим $\overline{\Psi}_S$:

$$\overline{U}_S = \overline{I}_S \cdot R_S + \frac{d\overline{\Psi}_S}{dt} + j\Omega_K \cdot \overline{\Psi}_S. \quad (115)$$

$$\overline{\Psi}_S = L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S + k_r \cdot \overline{\Psi}_R.$$

Подставим $\overline{\Psi}_S$ в (115):

$$\overline{U}_S = \overline{I}_S \cdot R_S + L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \frac{d\overline{I}_S}{dt} + k_r \cdot \frac{d\overline{\Psi}_R}{dt} + j\Omega_K \cdot L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S + j\Omega_K \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R.$$

Подставим в это уравнение $\left(\frac{d\overline{\Psi}_R}{dt}\right)$ из уравнения (109):

$$\overline{U}_S = \overline{I}_S \cdot R_S + L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \frac{d\overline{I}_S}{dt} + k_r^2 \cdot R_R \cdot \overline{I}_S - R_R \cdot \frac{k_r^2}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R -$$

$$- j\Omega_K \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R + j\Omega \cdot z_p \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R + j\Omega_K \cdot L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S + j\Omega_K \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R.$$

Переведем уравнение \overline{U}_S в изображения, для этого выразим $\frac{d}{dt} = s$:

$$\overline{U}_S = \left(\overline{I}_S \cdot r_s \cdot Z_{\delta} + L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot s \cdot \overline{I}_S + k_r^2 \cdot r_r \cdot Z_{\delta} \cdot \overline{I}_S \right) - \frac{r_r \cdot Z_{\delta} \cdot k_r^2}{L_m} \cdot \overline{\Psi}_R +$$

$$+ j\Omega \cdot z_p \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R + j\Omega_K \cdot L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S;$$

$$\overline{U}_S = \left[\underbrace{\left(r_s + k_r^2 \cdot r_r \right)}_{r_3} \cdot Z_{\delta} \cdot \overline{I}_S + L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot s \cdot \overline{I}_S \right] - \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{Z_{\delta}}{L_{\delta}} \cdot \overline{\Psi}_R +$$

$$+ j\Omega \cdot z_p \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R + j\Omega_K \cdot L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S;$$

$$\overline{U}_S = r_3 \cdot \left(1 + \frac{L_{\delta}}{Z_{\delta}} \cdot \frac{l_{\sigma\delta} \cdot k_r}{r_3} \cdot s \right) \cdot Z_{\delta} \cdot \overline{I}_S - \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \Omega_{\delta} \cdot \overline{\Psi}_R + j\Omega \cdot z_p \cdot k_r \cdot \overline{\Psi}_R +$$

$$+ j\Omega_K \cdot L_{\delta} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S;$$

$$r_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \overline{I}_S = \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot \overline{U}_S + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{\Omega_{\delta}}{Z_{\delta}} \cdot \overline{\Psi}_R - j\Omega \cdot z_p \cdot \frac{k_r}{Z_{\delta}} \cdot \overline{\Psi}_R -$$

$$- j\Omega_K \cdot \frac{L_{\delta}}{Z_{\delta}} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S;$$

$$r_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot \overline{I}_S = \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot \overline{U}_S + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{Z_{\delta} / L_{\delta}}{Z_{\delta}} \cdot \overline{\Psi}_R - j\Omega \cdot z_p \cdot \frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}} \cdot \overline{\Psi}_R - j\Omega_K \cdot \frac{1}{\Omega_{\delta}} \cdot l_{\sigma\delta} \cdot k_r \cdot \overline{I}_S.$$

Выразим векторы \overline{I}_S , \overline{U}_S и $\overline{\Psi}_R$ через проекции:

$$\overline{I}_S = I_{Su} + jI_{Sv}; \quad \overline{U}_S = U_{Su} + jU_{Sv}; \quad \overline{\Psi}_R = \Psi_{Ru} + j\Psi_{Rv}.$$

$$r_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot I_{Su} + jr_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot I_{Sv} = \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Su} + j \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Sv} +$$

$$+ \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Ru} + j \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rv} - j\Omega \cdot z_p \cdot \frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}} \cdot \Psi_{Ru} +$$

$$+ \Omega \cdot z_p \cdot \frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rv} - j\Omega_K \cdot \frac{l_{\sigma\delta} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}} \cdot I_{Su} + \Omega_K \cdot \frac{l_{\sigma\delta} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}} \cdot I_{Sv}. \quad (116)$$

Проекция уравнения (116) на действительную ось +1:

$$r_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s \right) \cdot I_{Su} = \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Su} + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Ru} +$$

$$+ \left(\frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}} \right) \cdot \left(\Omega \cdot z_p \cdot \Psi_{Rv} \right) + \left(\frac{l_{\sigma\delta} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}} \right) \cdot \left(\Omega_K \cdot I_{Sv} \right). \quad (117)$$

Проекция уравнения (116) на мнимую ось +j:

$$r_3 \cdot \left(1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s\right) \cdot I_{Sv} = \frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Sv} + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rv} -$$

$$+ \left(\frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}}\right) \cdot (\Omega \cdot z_p \cdot \Psi_{Ru}) - \left(\frac{l_{\sigma 3} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}}\right) \cdot (\Omega_K \cdot I_{Su}). \quad (118)$$

Из уравнения (117) выразим I_{Su} :

$$I_{Su} = \left[\frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Su} + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Ru} + \left(\frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}}\right) \cdot (\Omega \cdot z_p \cdot \Psi_{Rv}) + \left(\frac{l_{\sigma 3} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}}\right) \cdot (\Omega_K \cdot I_{Su}) \right] \cdot \left(\frac{1/r_3}{1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s} \right).$$

Структурная схема для реализации тока I_{Su} в Matlab-Simulink дана на рисунке 32.

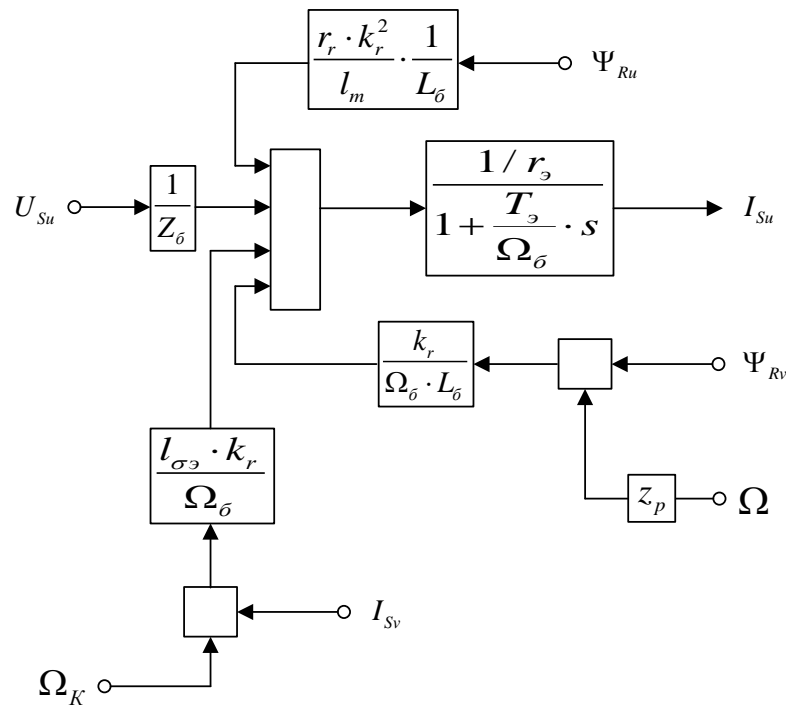


Рисунок 32 - Структурная схема проекции статорного тока I_{Su} на ось +1

Аналогично из уравнения (118) выразим I_{Sv} :

$$I_{Sv} = \left[\frac{1}{Z_{\delta}} \cdot U_{Sv} + \frac{r_r \cdot k_r^2}{l_m} \cdot \frac{1}{L_{\delta}} \cdot \Psi_{Rv} - \left(\frac{k_r}{\Omega_{\delta} \cdot L_{\delta}}\right) \cdot (\Omega \cdot z_p \cdot \Psi_{Ru}) - \left(\frac{l_{\sigma 3} \cdot k_r}{\Omega_{\delta}}\right) \cdot (\Omega_K \cdot I_{Su}) \right] \cdot \left(\frac{1/r_3}{1 + \frac{T_3}{\Omega_{\delta}} \cdot s} \right).$$

Структурная схема, соответствующая этому уравнению, представлена на рисунке 33.

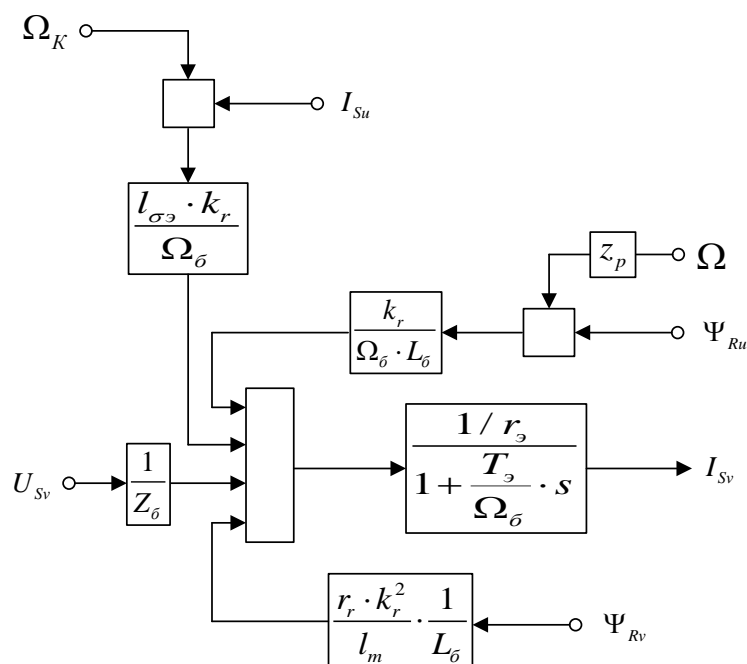


Рисунок 33 - Структурная схема проекции статорного тока I_{Sv} на ось $+j$

Структурная схема для реализации уравнения электромагнитного момента дана на рисунке 34.

$$M = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot k_r \cdot (\Psi_{Ru} \cdot I_{sv} - \Psi_{Rv} \cdot I_{Su}).$$

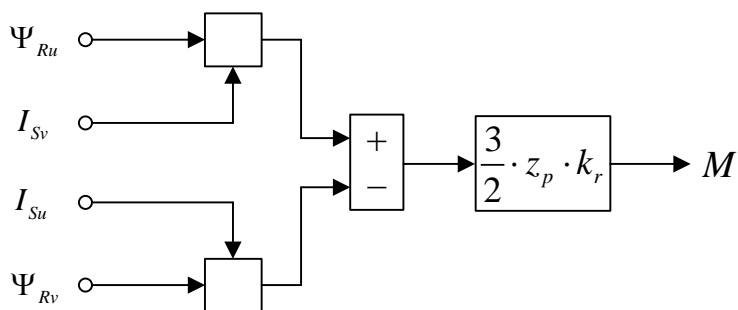


Рисунок 34 - Математическая модель электромагнитного момента M

Наконец для последнего уравнения системы (105):

$$M - M_c = J \cdot s \cdot \Omega;$$

$$\Omega = (M - M_c) \cdot \frac{1}{J \cdot s}.$$

Структурная схема дана на рисунке 35.

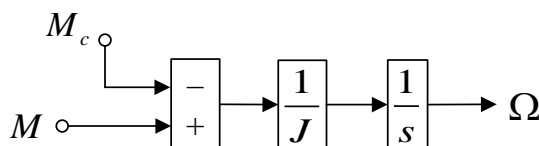


Рисунок 35 - Математическая модель уравнения движения

Структурная схема модели АД в абсолютных единицах приведена в приложении Д.

Результаты моделирования представлены на рисунке 36.

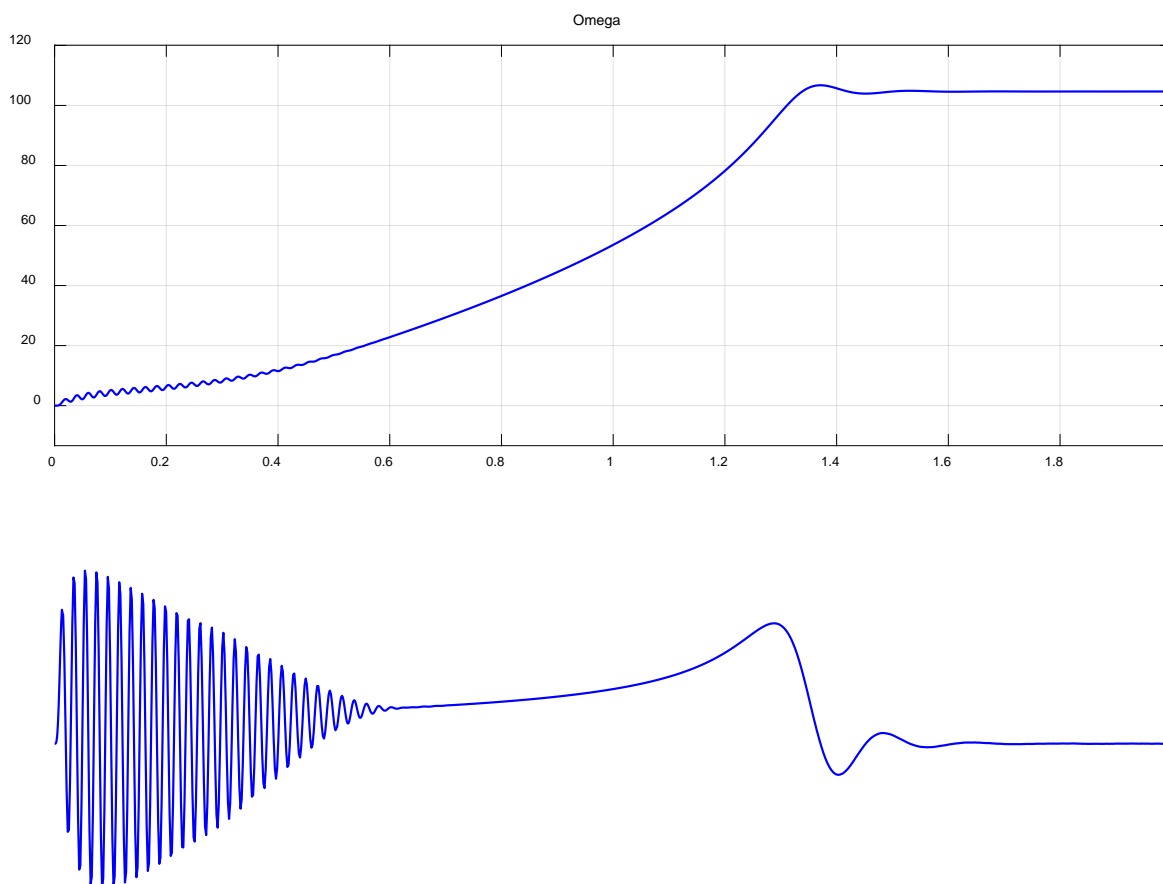


Рисунок 36 - Графики скорости и момента

5.2. Модель преобразователя частоты со звеном постоянного тока

Модель преобразователя частоты выполнена на базе IGBT-транзисторов с использованием библиотеки SimPower Systems.

В преобразователях частоты с промежуточным звеном постоянного тока напряжение питающей сети подается через выпрямитель и фильтр на инвертор. Инвертор, управляемый от системы управления, формирует напряжение на выходе преобразователя в соответствии с принятым законом регулирования.

Выпрямитель выполнен на диодах и соединяется с инвертором через емкостной фильтр. Заряд емкости при подключении к сети вызвал бы очень большой ток и выгорание выпрямителя, поэтому применяется цепь заряда. Заряд емкости происходит через добавочный резистор, который после заряда шунтируется контактором, управляемым системой управления.

У фильтра звена постоянного тока несколько функций [1]:

- повышает коэффициент мощности;
- сглаживает напряжение выпрямителя;
- принимает на себя индуктивную энергию фазы в момент отключения привода и энергию двигателя в случае колебаний между электрической и механической частью;
- ограничивает производную напряжения звена постоянного тока при попадании преобразователя в режим генераторного торможения приводного двигателя, чтобы система управления успела предпринять необходимые действия для предотвращения аварийной ситуации, когда происходит перезаряд емкости звена постоянного тока.

Инвертор преобразователя служит для формирования, заданного системой управления напряжения на обмотках двигателя.

В данной работе представлена классическая схема шестиключевого инвертора.

Для обеспечения безопасной работы преобразователя в режиме генераторного торможения асинхронного двигателя применяют седьмой ключ VT7, к которому подключают резистор для приема энергии генераторного торможения.

Структурная схема частотного преобразователя показана на рисунке 37.

Модель преобразователя частоты выполнена на базе IGBT-транзисторов с использованием библиотеки SimPower Systems.

В модели приняты следующие допущения:

- IGBT-транзисторы являются идеальными ключами;
- диоды являются идеальными элементами;

- в модели не учитывается генераторное торможение, поэтому нет необходимости в седьмом ключе и резисторе;
- в емкостном фильтре не учитывается зарядный ток, поэтому можно исключить из схемы добавочный резистор с шунтирующимся контактором.

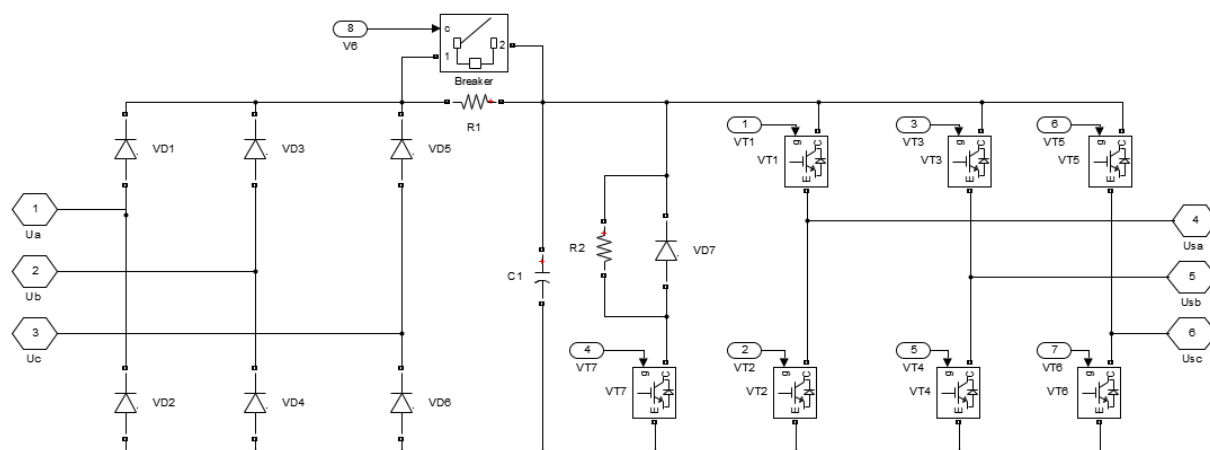


Рисунок 37 - Структурная схема частотного преобразователя

Структурная схема частотного преобразователя с принятыми допущениями показана на рисунке 38.

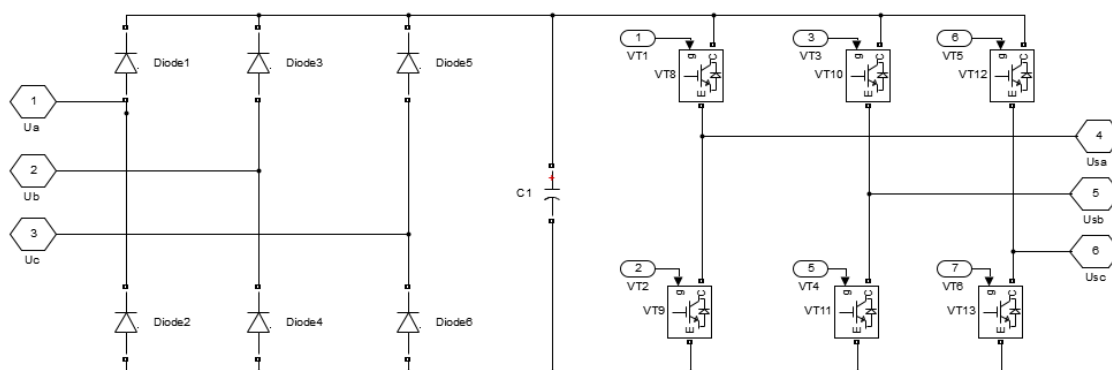


Рисунок 38 – Структурная схема частотного преобразователя с принятыми допущениями

5.3. Датчики

Датчики в системе необходимы для организации обратных связей между двигателем и системой управления. Модель датчика представлена на рисунке 39. Он представляет собой пропорциональный коэффициент передачи.



Рисунок 39 - Структурная схема датчика тока

Главной задачей датчиков является переход от системы абсолютных единиц в систему относительных единиц. Преобразование происходит по правилу перехода от математического описания в абсолютных единицах к математическому описанию в относительных единицах. Так же, к этой модели можно добавить модель АЦП, введя в датчик генератор случайных чисел, который будет выполнять роль погрешности АЦП при обработке входных сигналов.

6. ЭКОНОМИЧЕСКАЯ ЧАСТЬ

Данная выпускная квалификационная работа относится к работам некоммерческого характера. К таким работам относятся разработки, посвященные проблемам науки и образования.

Необходимо учесть затраты на проведение исследовательской работы по математическому моделированию. Затраты на разработку исследовательской работы складываются из расходов по оплате труда разработчика, расходов по оплате машинного времени и расходов на материалы.

Расходы на оплату труда разработчиков исследовательской работы определяются путем умножения трудоемкости создания продукта на среднюю часовую оплату разработчика (по факту затрат времени на каждом этапе).

Трудоемкость разработки определяется по факту затрат времени на каждом этапе и вносится в таблицу 3.

Таблица 3 – Расходы на оплату труда разработчиков

Наименование этапа	Трудоемкость чел-час.	Средняя часовая оплата, руб.	Затраты на этапе, руб.
1. Формирование задачи	2	120,00	240,00
2. Исследование литературы	20	120,00	2400,00
3. Расчет математической модели	25	120,00	3000,00
4. Разработка модели в MATLAB	70	120,00	8400,00
5. Набор материала на компьютере	14	120,00	1680,00
ИТОГО:	131		15720,00

Расходы на материалы определяются прямым счетом.

В таблице 4 указывается цена, по которой приобретался расходный материал.

Расчет затрат производится относительно количества используемого материала для проведения работ.

Так как результатом данного исследования являются статьи для научного журнала, объемом 37 листов, поэтому в расходах на материалы в графе бумага учитываем 37 листов.

Таблица 4 – Расходы на материалы

Материалы	Цена ед., руб.	Кол-во, шт.	Затраты, руб.
1 Бумага офисная "Снегурочка", 500шт. А4	0,46	37	17,02
2 Картридж CANON 703 для LBP-2900/3000 2000 стр. оригинал	2990,00	0,05	149,5
3 Канцелярские товары	15	10	150,00
ИТОГО:			316,52

Расходы по оплате машинного времени рассчитываются на час, затем на все время разработки и оформления исследовательской работы на компьютере (таблица 5).

Таблица 5 – Расходы по оплате машинного времени

Наименование показателей	Расчетные показатели	Затраты руб.
1 Балансовая стоимость ПЭВМ, руб.		20000,00
2 Амортизационные отчисления (при норме амортизационных отчислений 25%) за год, руб		5000,00
3 Амортизационные отчисления за 1 час работы, руб.		2,53
4 Число обслуживающего персонала, чел.		1
5 Тарифная ставка обслуживающего персонала, руб.		120,00
6 Заработная плата обслуживающего персонала на 1 час работы, с учетом нормы обслуживания, руб.	п.4 × п.5	12,00
7 Дополнительная заработная плата обслуживающего персонала, руб.(час)	(8%) × п.6	0,960
8 Основная и дополнительная заработная плата, руб. (час)	п.6 + п.7	12,960
9 Стоимость эл. энергии Квт/час.		3,42
10 Потребляемая мощность ПЭВМ Квт/час		0,09
11 Затраты на эл. энергию за 1 час, руб.		0,31
12 Затраты на текущий ремонт, руб. (час)	3 % × п.3	0,08
13 Итого расходы на час работы, руб.	п.3+п.8+п.11+п12	15,88
14 Прочие расходы, руб.	(5%) · п.13	5,63
15 Всего расходы на час работы, руб.	п.13 + п.14	21,51
16 Планируемое время работы на компьютере		119
ИТОГО расходы на машинное время	п.15 × п.16	2559,69

Так как работа выполняется преимущественно на компьютере в MATLAB, поэтому из времени затраченного на исследование целесообразно выделить время работы на компьютере.

Расчет математической модели, разработка модели в MATLAB и набор материала выполняется на компьютере, а также половина времени затраченного на исследование литературы. Поэтому планируемое время работы на компьютере примем 119 часов рабочего времени.

Расчитанные затраты на исследование сводим в таблицу 6.

Таблица 6 – Суммарные затраты на разработку методического указания

Статьи затрат	Всего по статьям
1. Заработная плата основная	15720,00
2. Дополнительная заработная плата (15% от основной)	2358,00
3. Страховые взносы (30% от всей з/п)	4716,00
4. Материалы	316,52
5. Расходы на машинное время	2559,69
ИТОГО:	25670,21

На проведение и оформление результатов исследовательской работы требуется 37170,37 рублей, предполагаемая трудоемкость 131 час рабочего времени[18].

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Настоящая выпускная квалификационная работа была посвящена разработке математической модели системы автоматического регулирования скорости системы «автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» с векторным управлением.

В данной работе рассмотрены подходы к математическому описанию асинхронного двигателя (АД) и системы управления в системе относительных единиц. Показаны преимущества такого подхода. Рассмотрены различные принципы фазных преобразований, на основании чего выбран принцип, позволяющий сохранить относительные и базовые значения переменных при преобразовании.

Разработана модель – «Автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией – асинхронный двигатель» (АИН ШИМ – АД) с векторным управлением, с использованием библиотеки Matlab – SimPowerSystems для моделирования частотного преобразователя на базе IGBT-транзисторов.

В ходе работы были выполнены основные задачи:

- отобрана и проанализирована литература;
- выбрана система базовых единиц;
- рассмотрены способы фазных и координатных преобразований: abc , $\alpha\beta$, uv , dq , $xу$.
- построена математическая модель АД в системе относительных и абсолютных единиц;
- построена модель синусоидальной ШИМ;
- обоснована и синтезирована система векторного управления;
- синтезированы регуляторы тока, потокосцепления ротора и скорости;
- построена модель частотного преобразователя на базе IGBT - транзисторов;

При этом была достигнута главная цель – разработать систему САР скорости системы «АИН ШИМ – АД» с векторным управлением.

Данную разработку можно использовать в учебном процессе по дисциплинам «Математическое моделирование электромеханических систем» и «Системы управления электроприводов».

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Анучин А.С. Системы управления электроприводов: учебник для вузов. – М.: МЭИ, 2015. – 373 с.
2. Герман-Галкин С.Г. Компьютерное моделирование полупроводниковых систем в Matlab 6.0. СПб.: КОРОНА-Принт, 2010. – 320 с.
3. Дьяконов В.П. MATLAB. Полный самоучитель. М.: ДМК Пресс, 2012. – 768 с
4. Емельянов А.А., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Габзалилов Э.Ф., Прокопьев К.В., Ситенко А.А. Математическая модель асинхронного двигателя с переменными $\Psi_r - I_s$ в системе абсолютных единиц // Молодой ученый. — 2015. — № 13. — С. 20-31.
5. Емельянов А.А., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Фуртиков К.А., Реутов А.Я., Королёв О.А. Математическая модель асинхронного двигателя с переменными $\Psi_r - I_s$ в произвольной системе координат на основе интегрирующих звеньев // Молодой ученый. — 2015. — № 15 (95). — С. 7-30.
6. Емельянов А.А., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Прокопьев К.В., Косарев С.В., Коркин А.А., Щипицын К.Д. Моделирование системы «АИН ШИМ – АД» с переменными $\Psi_r - I_s$ в неподвижной системе координат α, β на основе интегрирующих звеньев // Молодой ученый. — 2016. — №2. — С. 37-49.
7. Емельянов А.А., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Прокопьев К.В., Ситенков А.А., Косарев С.В., Коркин А.А., Щипицын К.Д. Моделирование системы АИН ШИМ – АД с переменными во вращающейся системе координат на основе интегрирующих звеньев // Молодой ученый. — 2016. — №3.
8. Емельянов А.А., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Фуртиков К.А., Реутов А.Я., Королев О.А. Математическая модель асинхронного двигателя с переменными в произвольной

системе координат на основе интегрирующих звеньев // Молодой ученый. — 2015. — №15. — С. 7-30.

9. Емельянов А.А., Козлов А.М., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Фуртиков К.А., Реутов А.Я., Королёв О.А. Пространственные векторы в асинхронном двигателе в относительной системе единиц // Молодой ученый. - 2015. - № 11. - С. 133-156.

10. Емельянов А.А., Козлов А.М., Бесклеткин В.В., Авдеев А.С., Чернов М.В., Киряков Г.А., Габзалилов Э.Ф., Фуртиков К.А., Реутов А.Я., Королёв О.А. Математическая модель асинхронного двигателя с короткозамкнутым ротором в неподвижной системе координат с переменными $\Psi_r - I_s$ // Молодой ученый. — 2015. — № 13. — С. 20-31.

11. Ковач К.П., Рац И. Переходные процессы в машинах переменного тока / Пер. с нем. - М.Л.: Госэнергоиздат, 1963. - 735 с.: ил.

12. Копылов И.П. Проектирование электрических машин: Учеб. пособие для вузов / И.П. Копылов, Ф.А. Горяинов, Б.К. Клоков и др. – М.: Энергия, 1980. – 496 с.

13. Кравчик А.И. Асинхронные двигатели серии 4А. Справочник: - М.:Энергоиздат, 1982. – 502 с.

14. Медведев А.В., Емельянов А.А., Клишин А.В. Математическая модель асинхронного двигателя в неподвижной системе координат с переменными $I_r - \Psi_r$ // Молодой ученый. — 2010. — №4. — С. 8-24.

15. Сипайлов Г. А., Лоос А. В. Математическое моделирование электрических машин (АВМ):-Учебное пособие для студентов вузов. — М.: Высш. школа, 1980. — 176 с.

16. Терехов В.М. Системы управления электроприводов: учебник для студентов высших учебных заведений / В.М. Терехов, О.И. Осипов; под редакцией В.М. Терехова. – 2-е издание. – М.: «Академия», 2006. – 304 с.

17. Чиликин М.Г. Основы автоматизированного электропривода: Учеб. пособие для вузов / М.Г. Чиликин, М.М. Соколов, В.М. Терехов, А.В. Шинянский. – М.: Энергия, 1974. – 568 с.

18. Чучкалова Е.И. Техничко-экономические расчеты в выпускных квалификационных работах (дипломных проектах): Учеб. пособие / Авт.-сост. Е. И. Чучкалова, Т. А. Козлова, В. П. Суриков. Екатеринбург: Изд-во ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2006. – 66 с.

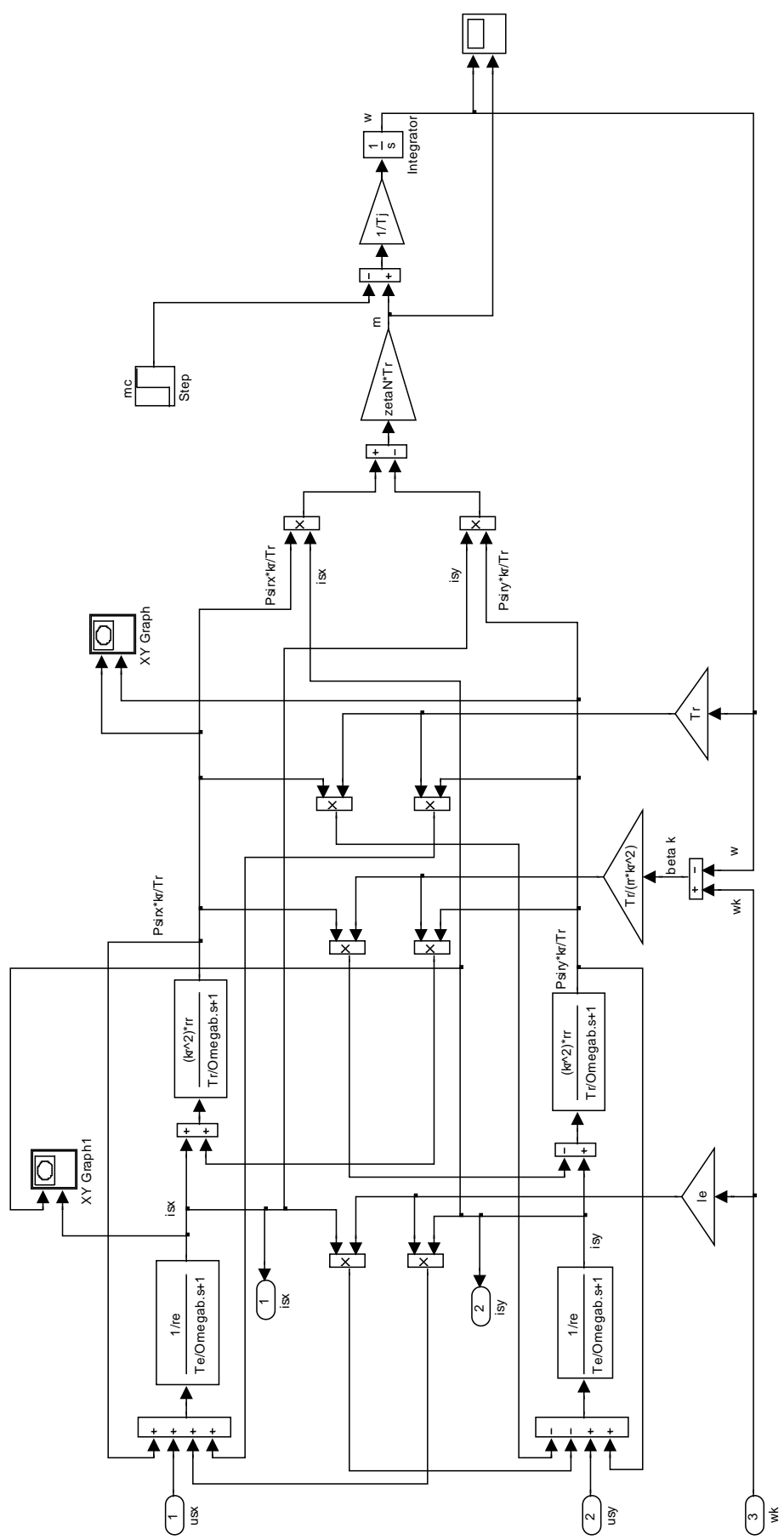
19. Шрейнер Р.Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты: - Екатеринбург УРО РАН, 2000. - 654 с.

20. Шрейнер Р.Т. Системы подчиненного регулирования электроприводов: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер. - Екатеринбург: ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. – 279 с.

21. Шрейнер Р.Т. Электромеханические и тепловые режимы асинхронных двигателей в системах частотного управления: учеб. пособие / Р.Т. Шрейнер, А.В. Костылев, В.К. Кривовяз, С.И. Шилин. Под ред. проф. д.т.н. Р.Т. Шрейнера. - Екатеринбург: ГОУ ВПО «Рос. гос. проф.-пед. ун-т», 2008. - 361 с.

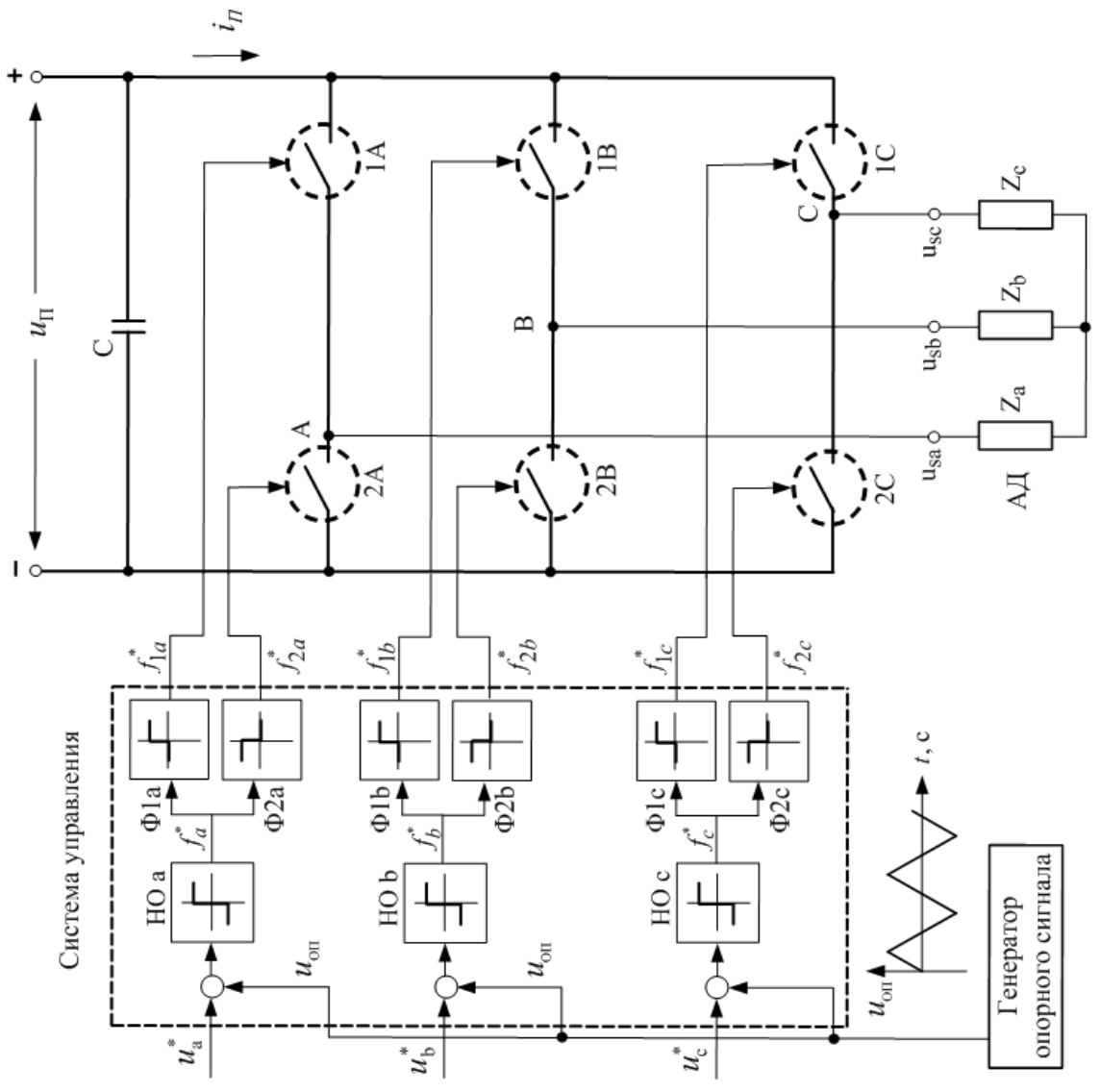
Математическая модель асинхронного двигателя в произвольной системе координат

ПРИЛОЖЕНИЕ А



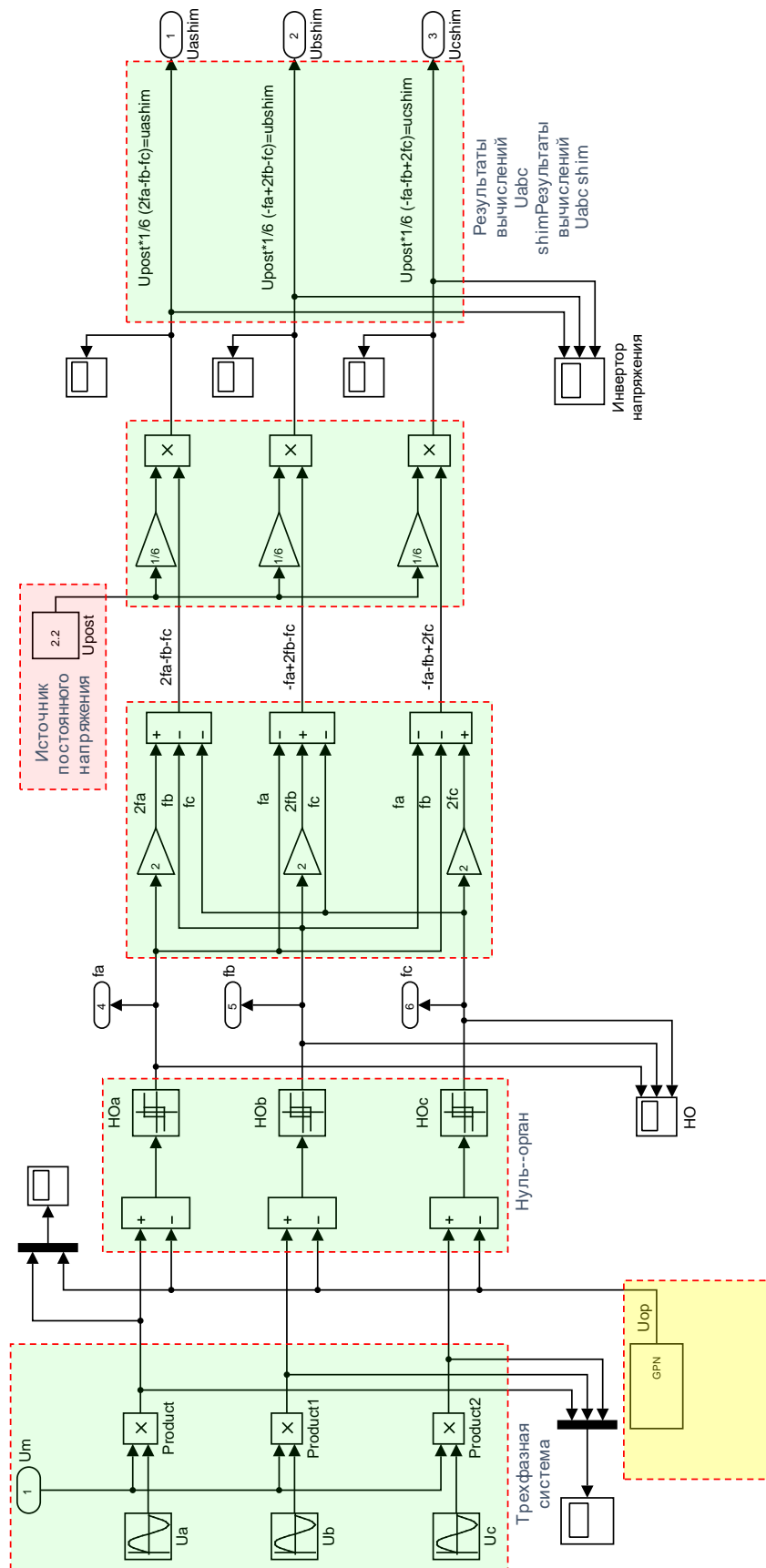
ПРИЛОЖЕНИЕ Б

Функциональная схема системы «АИН ШИМ – АД»



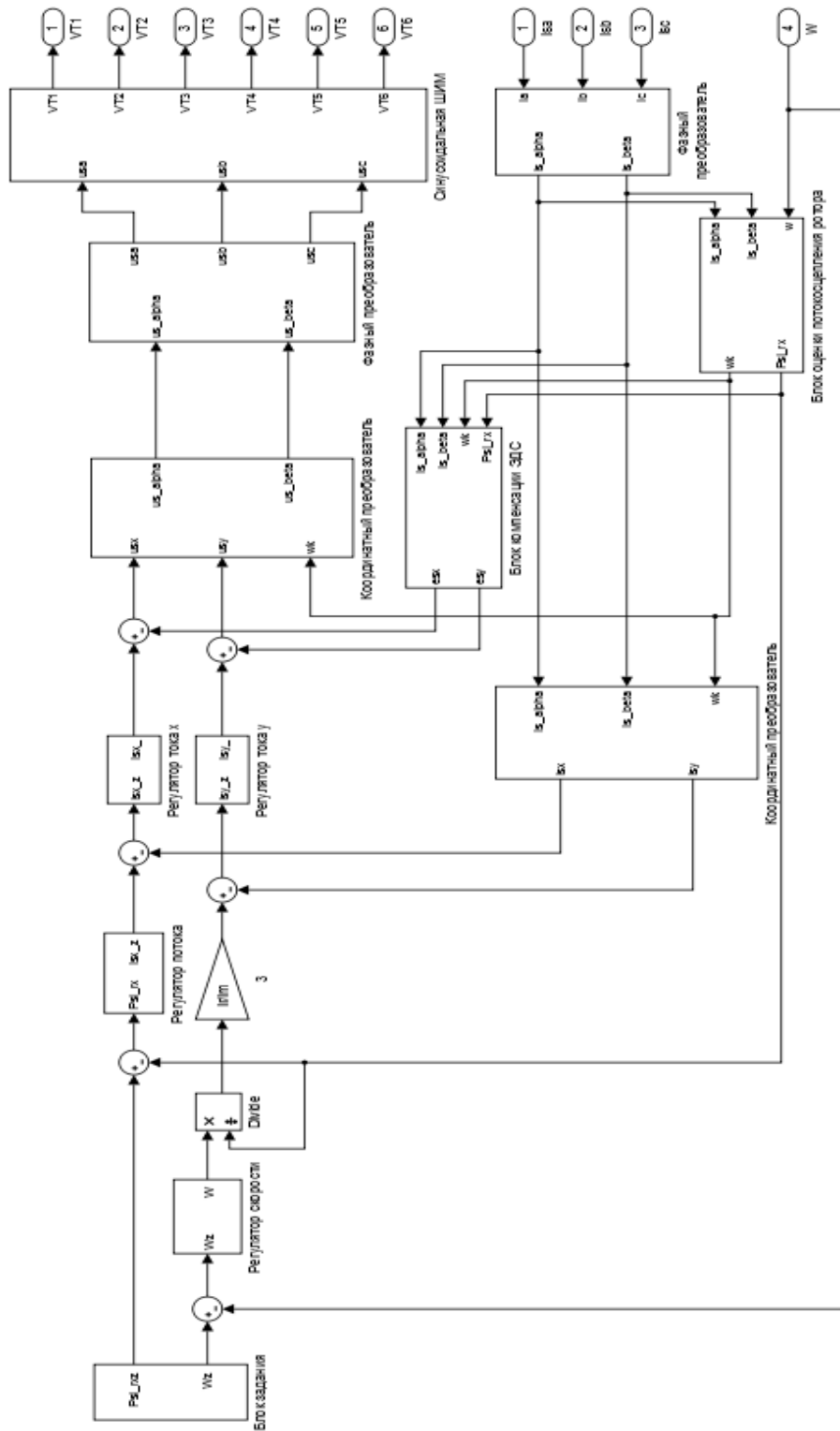
ПРИЛОЖЕНИЕ В

Математическая модель синусоидальной ШИМ и инвертора напряжения



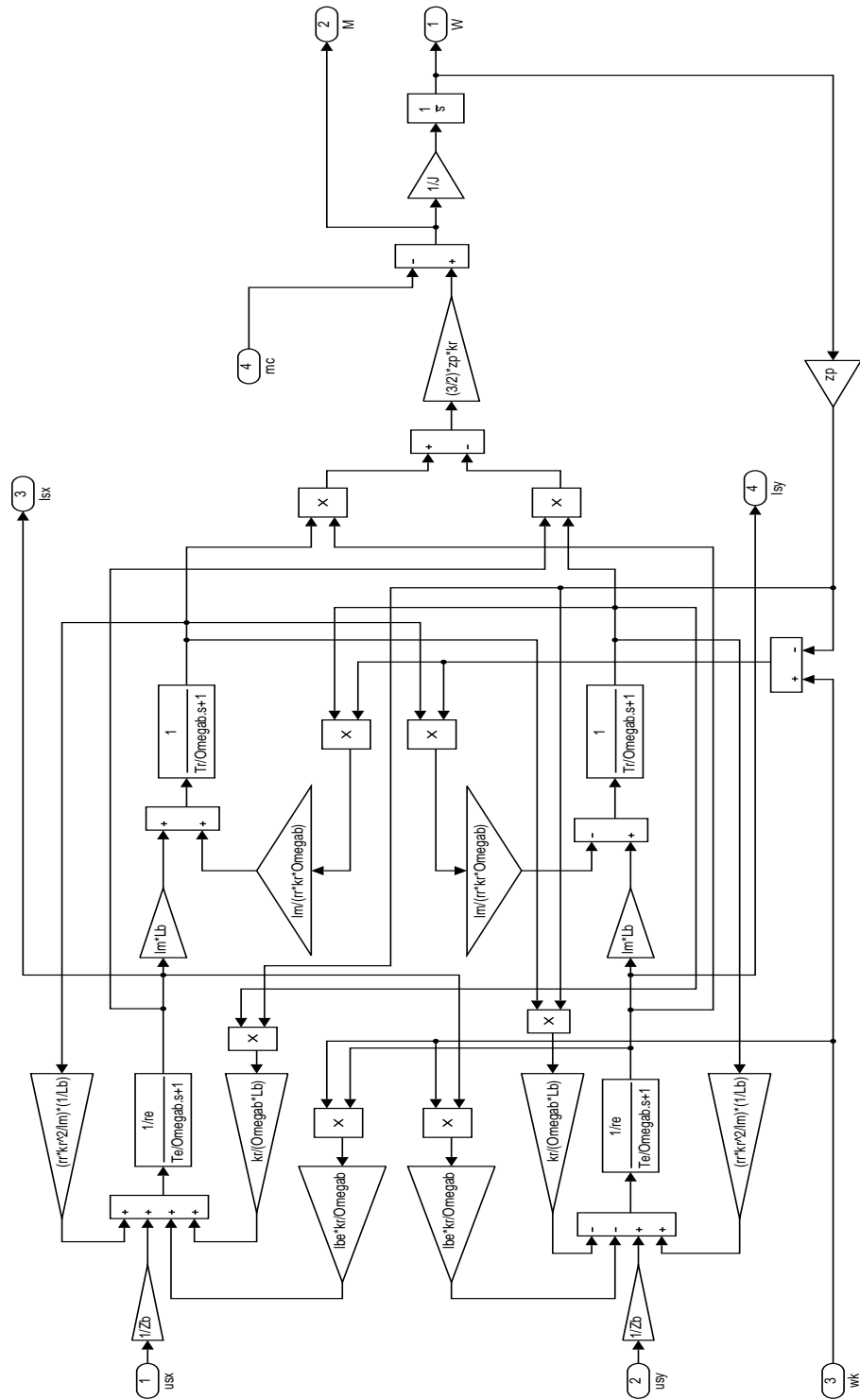
ПРИЛОЖЕНИЕ Г

Структурная схема системы векторного управления



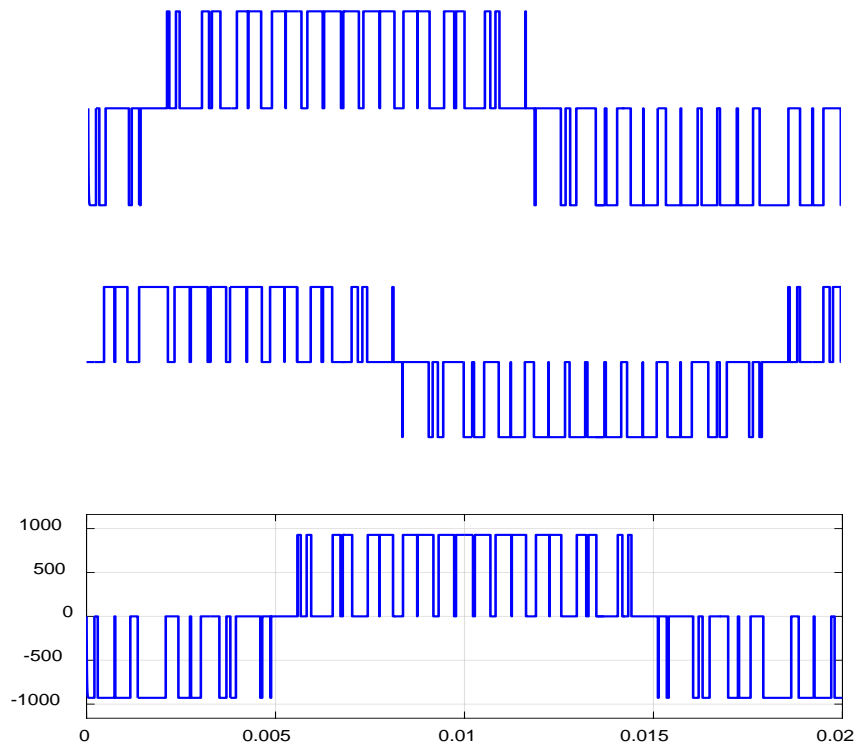
ПРИЛОЖЕНИЕ Д

Математическая модель АД в системе абсолютных единиц



ПРИЛОЖЕНИЕ Е

Линейные напряжения на нагрузке



Скорость и момент при прямом пуске с ПЧ преобразователем

