

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

Политехнический институт
Кафедра «Электротехнические комплексы и системы»

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой

подпись В. И. Пантелеев
инициалы, фамилия
« ____ » _____ 2018 г.

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

13.03.02 – Электроэнергетика и электротехника

Моделирование АД в декартовых координатах

Руководитель	_____	<u>доцент, канд. техн. наук</u> подпись, дата	<u>А. А. Федоренко</u> должность, ученая степень инициалы, фамилия
Выпускник	_____	подпись, дата	<u>В. М. Давыдова</u> инициалы, фамилия
Нормоконтролер	_____	<u>доцент, канд. техн. наук</u> подпись, дата	<u>А. А. Федоренко</u> должность, ученая степень инициалы, фамилия

Красноярск 2018

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Кафедра «Электротехнические комплексы и системы»

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой

В.И. Пантелейев
«07» 05 2018 г.

**ЗАДАНИЕ
НА ВЫПУСКНУЮ КВАЛИФИКАЦИОННУЮ РАБОТУ
в форме бакалаврской работы**

Студенту Давыдовой Виктории Михайловне
Группа ФЭ14-06Б Направление (специальность) 13.03.02.10
Электроэнергетика и электротехника (Электропривод и автоматика)
Тема выпускной квалификационной работы Моделирование АД в декартовых координатах

Утверждена приказом по университету № 2890/с от 28.02.2018

Руководитель ВКР Федоренко А.А., к.т.н., доцент кафедры «ЭТКиС»

Исходные данные для ВКР: Общая теория переходных процессов в электрических машинах переменного тока, паспортные данные асинхронных двигателей 4A160M4У3 и 4A250S4У3

Перечень разделов ВКР: Обобщенный электромеханический преобразователь энергии; математические модели АД в декартовых координатах при допущении постоянства ее параметров; результаты моделирования

Руководитель ВКР


подпись

А.А. Федоренко
инициалы, фамилия

Задание принял к исполнению


подпись

В.М. Давыдова
инициалы, фамилия

«С » мая 2018 г.

КАЛЕНДАРНЫЙ ГРАФИК

выполнения этапов ВКР

Наименование и содержание этапа	Срок выполнения
1 Получение задания на дипломное проектирование	6.05.2018
2 Сбор материала для дипломного проектирования	9.05.2018 – 12.05.2018
3 Обобщенный электромеханический преобразователь энергии	13.05.2018 – 17.05.2018
4 Математические модели АД в декартовых координатах при допущении постоянства ее параметров	18.05.2018 – 22.05.2018
5 Расчет параметров моделей АД	23.05.2018 – 26.05.2018
6 Построение структурных схем моделей АД в декартовой системе координат	27.05.2018 – 3.06.2018
7 Оформление пояснительной записи	4.06.2018 – 12.06.2018
8 Срок сдачи студентом законченного проекта	13.06.2018

Руководитель выпускной
квалификационной работы


06.05.18
подпись, дата

А.А. Федоренко

Студент


06.05.18
подпись, дата

В.М. Давыдова

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время доминирующее положение во всех отраслях производственной деятельности занимают электроприводы на основе трехфазных асинхронных электрических машин. Такое положение определяется простотой изготовления и эксплуатации этих двигателей, их меньшими по сравнению с двигателями постоянного тока массой, габаритными размерами и стоимостью, а также надежностью в работе.

При проектировании систем электропривода возникает проблема проверки правильности и эффективности принятых решений. Наиболее достоверным способом такой проверки является физический эксперимент, то есть изготовление и экспериментальное исследование полноценного технологического агрегата. Ясно, что осуществление физического эксперимента – это трудоёмкая, длительная и дорогостоящая процедура. Проблема усугубляется необходимостью сравнить несколько вариантов решения задачи. Во многих случаях ориентация на полноценный физический эксперимент оказывается совершенно неприемлемой.

Выходом из положения может быть замена физического эксперимента моделированием будущей системы электропривода. Под моделированием понимается замещение исследуемой системы ее условным образом или другой системой и изучение свойств оригинала путём изучения свойств модели. В зависимости от способа реализации все модели подразделяются на два больших класса: физические и математические.

Физическое моделирование предполагает изготовление упрощённого макета исследуемой системы электропривода. Упрощение касается, прежде всего, масштаба. Физическое моделирование можно считать упрощённым вариантом физического эксперимента – макет имитирует основные особенности исследуемой системы, но имеет значительно меньшие габариты и

мощность. Тем не менее, изготовление физического макета может занимать значительное время и требовать существенных капиталовложений.

Математическое моделирование предполагает наличие формализованного математического описания оригинала – математической модели – и исследование его свойств вместо свойств самого оригинала. В связи с этим математическое моделирование называют ещё вычислительным экспериментом.

В настоящее время существует большое количество доступных широкому кругу пользователей мощных пакетов прикладных программ, значительно облегчающих процедуру математического моделирования. Одной из таких программ является MatLab.

MatLab состоит из множества подпрограмм таких, как Control System Toolbox (для расчёта систем управления), Signal Processing Toolbox (для обработки сигналов), Image Processing Toolbox (для обработки изображений) и другие. Система MatLab содержит так же мощное средство визуального моделирования динамических систем Simulink.

Целью данной работы является исследование процессов в АД с помощью математических моделей, представленных в декартовой системе координат.

При этом решены следующие задачи:

- с использованием понятия результирующего вектора плоской линейно независимой системы сигналов и уточненного понятия обобщенной электрической машины разработаны уравнения и структурные схемы АД в декартовых координатах для различных комбинаций векторных переменных;

- исследование процессов АД с помощью средства визуального моделирования SIMULINK, получение статических и динамических характеристик АД в декартовых координатах и их сравнение.

1. Обобщенный электромеханический преобразователь энергии

1.1 Обобщенный (результатирующий) вектор

Современная теория электрических машин и электропривода строится на основе представления трехфазных электромагнитных величин обобщенными векторами. Это позволяет не только получить компактную запись уравнений, но также строить высокоэффективные системы управления, базирующиеся на векторных понятиях [1, 2, 3, 4].

В работе [5] для системы линейно независимых трехфазных переменных с позиции векторной алгебры результатирующий вектор предложено изначально рассматривать как вектор, определяемый тремя независимыми координатами, т.е. как вектор трехмерного пространства. Тогда обобщенный вектор характеризуется проекциями на оси пространственной (трехмерной) декартовой системы координат, равными мгновенным значениям соответствующих фазных величин. По сути, вместо плоской трехфазной системы координат, принятой в электротехнике, используется трехмерная декартовая, поскольку характеризуется четким обоснованием с точки зрения аналитической геометрии и векторной алгебры и обеспечивает математически строгое описание и анализ процессов в многофазных цепях на основе понятия результатирующих векторов. Однако при этом теряется связь с традиционно принятыми в электротехнике плоскими координатными системами, имеющими весьма прозрачную физическую интерпретацию. Оси трехфазной плоской координатной системы – суть проекции магнитных осей обмоток трехфазных индукционных источников и потребителей электрической энергии на плоскость их поперечного сечения.

В работах [7, 8] предлагается совместить эти два подхода, введя в соответствие плоской трехфазной системе сигналов u_a , u_b , u_c (рис. 1.1, а) некоторый пространственный вектор \vec{U} , характеризуемый координатами $u_{\alpha 1}$, $u_{\beta 1}$, $u_{\gamma 1}$ (рис. 1.1, б).

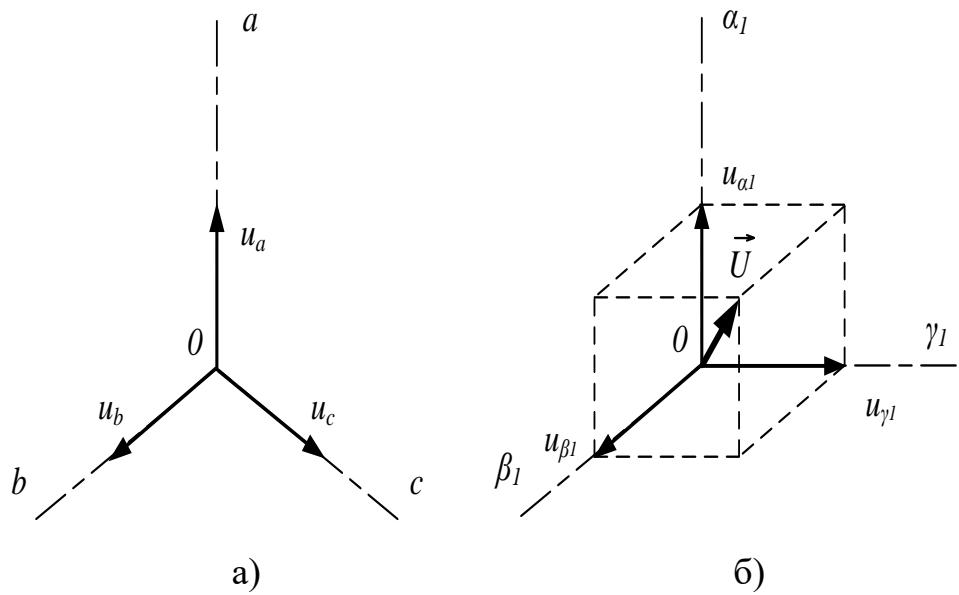


Рисунок 1.1 - а) плоская трехфазная система сигналов;

б) пространственный вектор \vec{U} в декартовой системе координат

Для того чтобы вектор \vec{U} однозначно определялся мгновенными значениями трехфазных сигналов, необходимо установить аналитическую связь между ними и координатами вектора \vec{U} , для чего необходимо задать взаимное расположение плоскости трехфазных сигналов и трехмерной системы координат.

Совместим начало координат трехмерной системы с точкой O плоскости, а саму плоскость сориентируем в пространстве таким образом, чтобы нормаль к ней из точки O образовывала с осями α_1 , β_1 , γ_1 равные углы (рис. 1.5). Направляющие косинусы нормали ON при этом равны [9, 10]:

$$\cos \varphi_1 = \cos \varphi_2 = \cos \varphi_3 = \frac{1}{\sqrt{3}}. \quad (1.1.1)$$

При таком положении плоскости отображения на нее осей α_1 , β_1 , γ_1 из любой точки, принадлежащей нормали ON , дают систему трех смешанных

относительно друг друга на угол 120° и пересекающихся в точке O осей, т.е. образуют плоскую систему координат a, b, c трехфазных сигналов u_a, u_b, u_c .

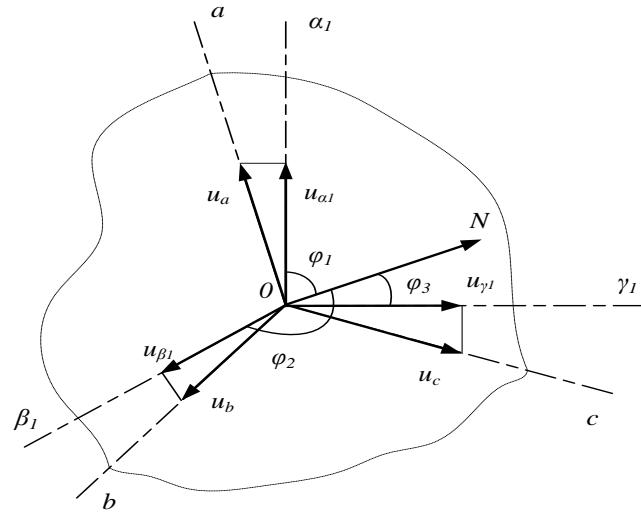


Рисунок 1.2 - Совмещение трехмерной системы координат с плоскостью трехфазных сигналов

Считая, что координаты вектора \vec{U} есть проекции соответствующих фазных величин на оси $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ (см. рис. 1.2), можно записать:

$$\begin{aligned} u_{\alpha 1} &= u_a \cdot \sin \varphi_1 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot u_a, \\ u_{\beta 1} &= u_b \cdot \sin \varphi_2 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot u_b, \\ u_{\gamma 1} &= u_c \cdot \sin \varphi_3 = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot u_c. \end{aligned} \quad (1.1.2)$$

Система уравнений (1.1.2) в векторно-матричной форме имеет вид:

$$\vec{U} = \begin{vmatrix} u_{\alpha 1} \\ u_{\beta 1} \\ u_{\gamma 1} \end{vmatrix} = \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot E \cdot \begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix}, \quad (1.1.3)$$

где $u_{\alpha 1}, u_{\beta 1}, u_{\gamma 1}$ – координаты обобщенного вектора \vec{U} ;

u_a, u_b, u_c – мгновенные значения фазных величин;

$\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$ – множитель, определяемый соотношением $\sin \varphi_i = \sqrt{1 - \cos^2 \varphi_i}$, $i = 1, 2, 3$;

E – единичная квадратная матрица, каждая строка которой это координаты единичных направляющих векторов осей $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ трехмерного пространства:

$$E = \begin{vmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{vmatrix}. \quad (1.1.4)$$

Рис. 1.2 и уравнения (1.1.2), (1.1.3) показывают физическую сущность представления трехфазной плоской системы сигналов обобщенным пространственным вектором. Однако в практических целях удобнее пользоваться пространственными координатными системами, оси которых ориентированы определенным образом относительно магнитных и геометрических осей индукционных источников и потребителей энергии. Поэтому в качестве базовой целесообразно рассматривать координатную систему α, β, γ , ось α которой совмещена с осью фазы a , а ось γ – с нормалью ON . Тогда ось β будет расположена в плоскости трехфазной системы сигналов под углом $\pi/2$ относительно оси α по направлению чередования фаз (рис. 1.3).

Таким образом, оси α, β будут расположены в плоскости поперечного сечения (в плоскости магнитных осей) индукционных преобразователей энергии, а ось γ – вдоль оси вала ротора.

Путем несложных геометрических построений можно показать, что координаты вектора \vec{U} в системе α, β, γ связаны с координатами этого вектора в системе $\alpha_1, \beta_1, \gamma_1$ следующими соотношениями:

$$\begin{aligned}
u_\alpha &= \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} \cdot u_{\alpha 1} - \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot u_{\beta 1} - \frac{1}{\sqrt{6}} \cdot u_{\gamma 1}, \\
u_\beta &= 0 + \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot u_{\beta 1} - \frac{1}{\sqrt{2}} \cdot u_{\gamma 1}, \\
u_\gamma &= \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_{\alpha 1} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_{\beta 1} + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_{\gamma 1}.
\end{aligned} \tag{1.1.5}$$

В векторно-матричной форме система (1.1.5) имеет вид:

$$\vec{U}_{(\alpha, \beta, \gamma)} = \mathbf{A}_1 \vec{U}_{(\alpha 1, \beta 1, \gamma 1)}, \tag{1.1.6}$$

где \mathbf{A}_1 – матрица координатного преобразования вектора \vec{U} из исходной в новую трехмерную систему координат:

$$\mathbf{A}_1 = \begin{vmatrix} \frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} & -\frac{1}{\sqrt{6}} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} \\ \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \end{vmatrix}. \tag{1.1.7}$$

Подставив уравнения (1.1.2) в уравнения (1.1.5) можно получить формулы прямого вычисления координат вектора \vec{U} в системе α, β, γ непосредственно по значениям трехфазных сигналов:

$$\begin{aligned}
u_\alpha &= \frac{2}{3} \cdot u_a - \frac{1}{3} \cdot u_b - \frac{1}{3} \cdot u_c, \\
u_\beta &= 0 \cdot u_a + \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_b - \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot u_c, \\
u_\gamma &= \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot u_a + \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot u_b + \frac{\sqrt{2}}{3} \cdot u_c.
\end{aligned} \tag{1.1.8}$$

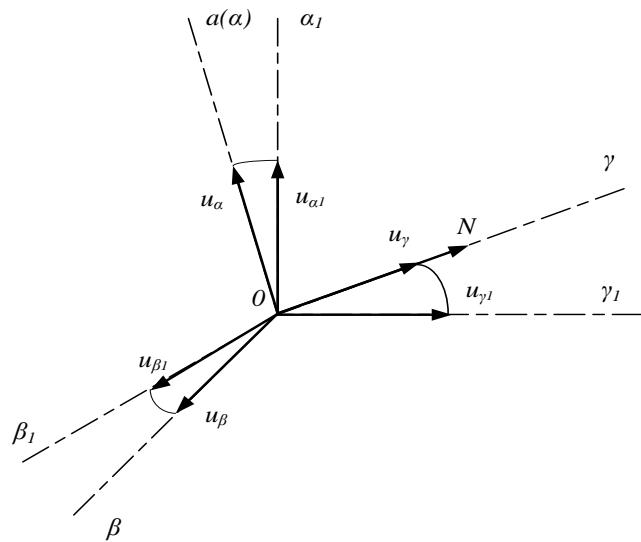


Рисунок 1.3 - Ориентация пространственной системы координат

В векторно-матричной форме система (1.1.8) имеет вид:

$$\vec{U}_{(\alpha, \beta, \gamma)} = \mathbf{A} \cdot \begin{vmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{vmatrix}, \quad (1.1.9)$$

где \mathbf{A} - матрица прямого координатного преобразования системы трехфазных сигналов в проекции результирующего вектора \vec{U} на оси декартовой трехмерной системы координат α, β, γ :

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{1}{\sqrt{3}} & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} & \frac{\sqrt{2}}{3} \end{vmatrix}. \quad (1.1.10)$$

Рассмотренные геометрические построения преобразуют плоскую линейно независимую трехфазную систему сигналов в две подсистемы линейно



Рисунок 3.50 - График изменения проекции i_{xs} тока статора

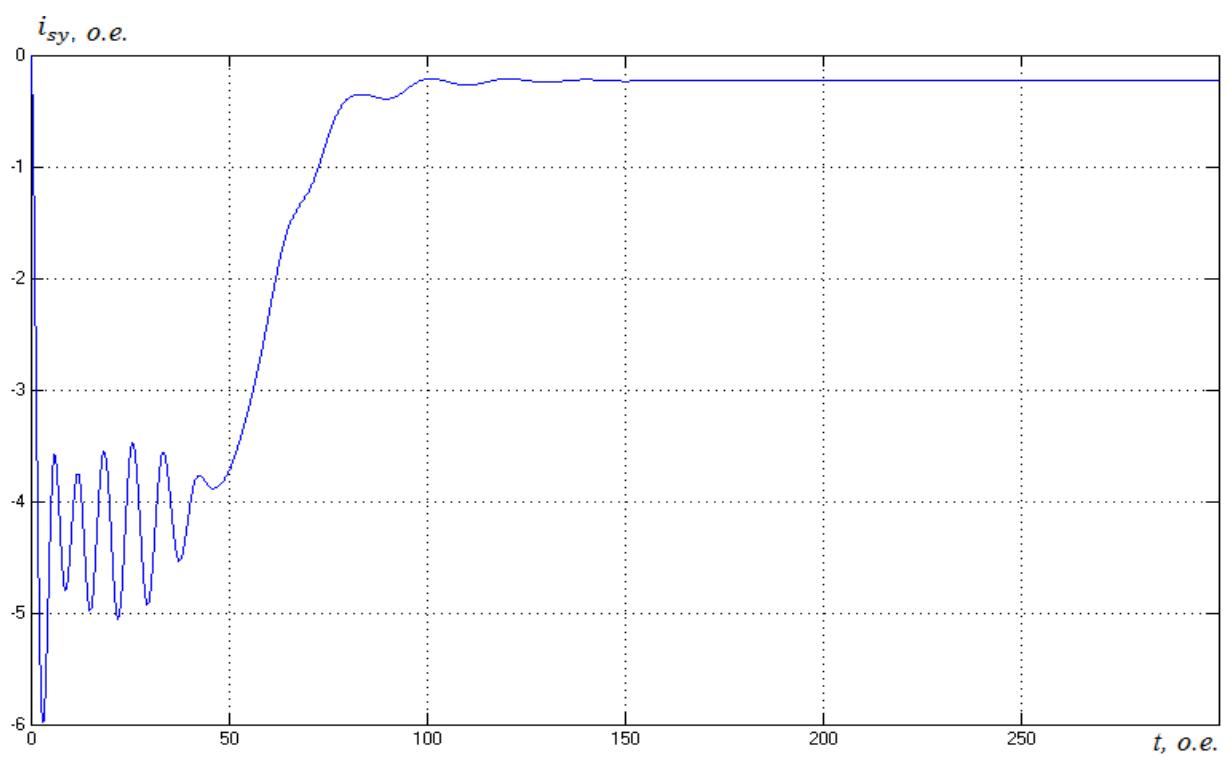


Рисунок 3.51 - График изменения проекции i_{ys} тока статора

зависимых сигналов. Первая подсистема одномерная и, с учетом третьего уравнения системы (1.1.8), определяется сигналом u_γ пропорциональным, согласно терминологии принятой в электротехнике [11], составляющей нулевой последовательности $u_\gamma = \sqrt{2}u_0$. Вторая подсистема двухмерная и определяется координатами u_α и u_β , которые характеризуют трехфазную систему сигналов ненулевой последовательности u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} . Эти сигналы могут быть определены по первым двум уравнениям системы (1.1.8) после замены в них переменных u_a, u_b, u_c на u_{a1}, u_{b1}, u_{c1} с учетом условия $u_{a1} + u_{b1} + u_{c1} = 0$. Таким образом, проекцию $\vec{U}_{\alpha\beta}$ обобщенного (результатирующего) вектора \vec{U} на плоскость поперечного сечения электрической машины правильнее называть обобщенным (результатирующим) вектором составляющих ненулевой последовательности трехфазной системы сигналов. Это понятие, по сути, совпадает с общим понятием «результатирующий вектор трехфазной системы сигналов» только в частном случае, когда $u_\gamma = \sqrt{2}u_0 = 0$.

1.2 Векторно-матричные уравнения обобщенной трехфазной электрической машины. Применение математического аппарата комплексных функций

Для наиболее общего случая линейно независимой системы трехфазных сигналов, обобщенная машина не может рассматриваться как двумерная модель, так как результатирующий вектор характеризуется тремя координатами [5, 12]. В этом случае, обобщенной машине соответствует модель, приведенная на рисунке 1.4.

Для модели, представленной на рисунке 1.4, уравнения электромагнитных контуров и уравнения связи в векторно-матричной форме будут иметь вид:

$$\vec{U}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt}, \quad (1.2.1)$$

$$\overrightarrow{U_r} = R_r \cdot \overrightarrow{I_r} + \frac{d\overrightarrow{\Psi_r}}{dt} + \omega_r \cdot B \cdot \overrightarrow{\Psi_r}, \quad (1.2.2)$$

$$\overrightarrow{\Psi_s} = L_m \cdot \overrightarrow{I_r} + L_s \cdot \overrightarrow{I_s}, \quad (1.2.3)$$

$$\overrightarrow{\Psi_r} = L_m \cdot \overrightarrow{I_s} + L_r \cdot \overrightarrow{I_r}, \quad (1.2.4)$$

где $\overrightarrow{U_s}, \overrightarrow{U_r}, \overrightarrow{I_s}, \overrightarrow{I_r}, \overrightarrow{\Psi_s}, \overrightarrow{\Psi_r}$ – алгебраические векторы-столбцы, составленные из мгновенных значений проекций обобщенных векторов напряжений, токов и потокосцеплений статора и ротора на оси координатной системы α, β, γ :

$$\overrightarrow{U_s} = \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \\ u_{s\gamma} \end{bmatrix}; \quad \overrightarrow{I_s} = \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \\ i_{s\gamma} \end{bmatrix}; \quad \overrightarrow{\Psi_s} = \begin{bmatrix} \psi_{s\alpha} \\ \psi_{s\beta} \\ \psi_{s\gamma} \end{bmatrix}, \quad (1.2.5)$$

$$\overrightarrow{U_r} = \begin{bmatrix} u_{r\alpha} \\ u_{r\beta} \\ u_{r\gamma} \end{bmatrix}; \quad \overrightarrow{I_r} = \begin{bmatrix} i_{r\alpha} \\ i_{r\beta} \\ i_{r\gamma} \end{bmatrix}; \quad \overrightarrow{\Psi_r} = \begin{bmatrix} \psi_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} \\ \psi_{r\gamma} \end{bmatrix}. \quad (1.2.6)$$

R_s, R_r – матрицы активных сопротивлений статора и ротора:

$$R_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}; \quad R_r = \begin{bmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{bmatrix}. \quad (1.2.7)$$

L_s, L_r, L_m – матрицы собственных индуктивностей статора, ротора и взаимной индуктивности статора и ротора:

$$L_s = \begin{bmatrix} l_s & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix}; \quad L_r = \begin{bmatrix} l_r & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix}; \quad L_m = \begin{bmatrix} l_m & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix}. \quad (1.2.8)$$

B – постоянный матричный коэффициент:

$$B = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}. \quad (1.2.9)$$

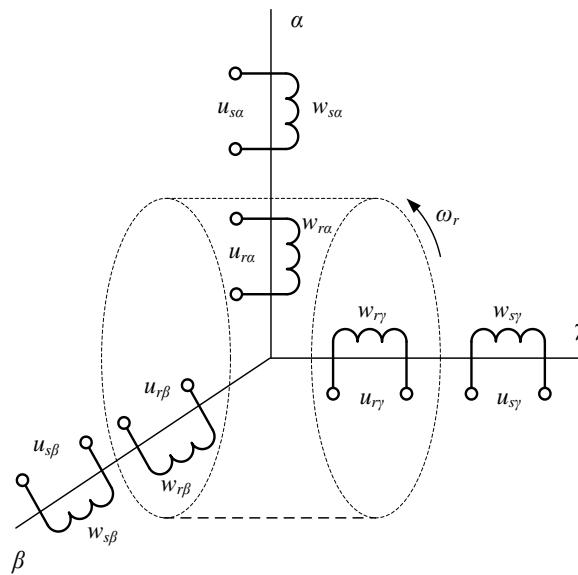


Рисунок 1.4 – Трехмерная модель обобщенной трехфазной машины

Как отмечено в [7, 12, 13], с позиции анализа переходных процессов в асинхронных машинах проекции результирующих векторов на ось γ (продольную ось вала машины), определяемые составляющими нулевой последовательности трехфазных сигналов, образуют автономную структуру. Эта часть модели не связана с остальной частью полной математической модели обобщенной машины и не зависит ни от вида, ни от скорости вращения координатной системы вокруг оси γ и не участвует в формировании электромагнитного момента. Следовательно, эту часть модели можно учитывать отдельно, либо не учитывать вовсе. В этом случае все внешние воздействия и переменные состояния электромагнитных контуров представляют собой, в сущности, не трехмерные, а двухмерные векторы.

Удобным для построения моделей в таком случае является математический аппарат комплексных функций.

Введем взамен двухмерных векторов напряжений, токов и потокосцеплений соответствующие им комплексные переменные:

$$\begin{cases} \vec{u} = u_\alpha + j \cdot u_\beta, \\ \vec{i} = i_\alpha + j \cdot i_\beta, \\ \vec{\psi} = \psi_\alpha + j \cdot \psi_\beta. \end{cases} \quad (1.2.10)$$

С учетом (1.2.10) векторно-матричные уравнения асинхронной машины можно поставить в соответствие системе комплексных уравнений:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + p \vec{\psi}_s, \\ \vec{u}_r = r_r \cdot \vec{i}_r - j \cdot w_r \cdot \vec{\psi}_r + p \vec{\psi}_r, \\ \vec{\psi}_s = l_m \cdot \vec{i}_r + l_s \cdot \vec{i}_s, \\ \vec{\psi}_r = l_m \cdot \vec{i}_s + l_r \cdot \vec{i}_r, \end{cases} \quad (1.2.11)$$

где p – символ дифференцирования.

Следует отметить, что система (1.2.11) записана для заторможенной машины в неподвижной относительно статора системе координат α, β . В этом случае на выводы обмоток должны поступать синусоидальные сигналы. Однако при анализе электромагнитных переходных процессов в машинах переменного тока гораздо удобнее пользоваться системой координат x, y , вращающейся с произвольной скоростью ω_k [1, 7, 8]. Обозначим угол, указывающий положение вращающейся системы координат относительно неподвижной, через θ_k (рисунок 1.5).

Как известно из математики, вектор на комплексной плоскости характеризуется модулем и углом (аргументом) относительно действительной

оси [9]. Рассмотрим вектор \vec{i}_s , положение которого в неподвижной системе координат определяется углом φ_{is} :

$$\vec{i}_s = i_s \cdot e^{j\varphi_{is}}. \quad (1.2.12)$$

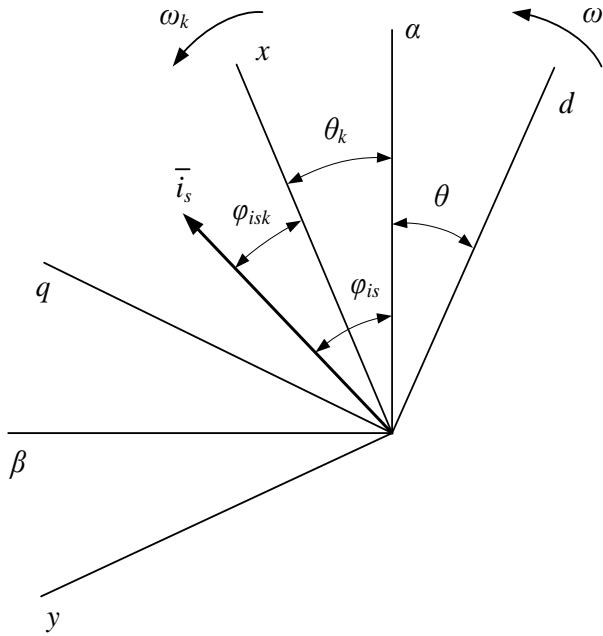


Рисунок 1.5 – Преобразование координат вектора \vec{i}_s

Положение этого же вектора во вращающейся системе координат характеризуется углом $\varphi_{isk} = \varphi_{is} - \theta_k$ (рисунок 1.5). Тогда:

$$\vec{i}_{sk} = i_s \cdot e^{i(\varphi_{is} - \theta_k)} = i_s \cdot e^{i(\varphi_{is})} \cdot i_s \cdot e^{-j\theta_k}. \quad (1.2.13)$$

Сравнив выражения (1.2.12) и (1.2.13), получим выражения преобразования векторов из неподвижной системы координат во вращающуюся и обратно:

$$\vec{i}_{sk} = \vec{i}_s \cdot e^{-j\theta_k}, \quad (1.2.14)$$

$$\vec{l}_s = \vec{l}_{sk} \cdot e^{j\theta_k}. \quad (1.2.15)$$

Приведем уравнения системы (1.2.11) к вращающейся системе координат, для чего необходимо умножить их правые и левые части на $e^{j\theta_k}$. В итоге, получим:

$$\vec{u}_s \cdot e^{-j\theta_k} = r_s \cdot \vec{l}_s \cdot e^{-j\theta_k} + e^{j\theta_k} + e^{-j\theta_k} \cdot p \vec{\psi}_s, \quad (1.2.16)$$

$$\vec{u}_r \cdot e^{-j\theta_k} = r_r \cdot \vec{l}_r \cdot e^{-j\theta_k} - j \cdot w_r \cdot \vec{\psi}_r \cdot e^{-j\theta_k} + e^{-j\theta_k} \cdot p \vec{\psi}_r \quad (1.2.17)$$

Преобразуем выражения (1.2.16) – (1.2.17) взяв необходимые производные, с учетом:

$$\vec{\psi}_s = \vec{\psi}_{sk} \cdot e^{j\theta_k}; \vec{\psi}_r = \vec{\psi}_{rk} \cdot e^{j\theta_k}; \vec{u}_s \cdot e^{-j\theta_k} = \vec{u}_{sk}; \vec{u}_r \cdot e^{-j\theta_k} = \vec{u}_{rk}, \quad (1.2.18)$$

$$\vec{l}_s \cdot e^{-j\theta_k} = \vec{l}_{sk}, \vec{l}_r \cdot e^{-j\theta_k} = \vec{l}_{rk}, p\theta_k = w_k. \quad (1.2.19)$$

В итоге получим:

$$\vec{u}_{sk} = \vec{l}_{sk} \cdot r_s + j \cdot w_k \cdot \vec{\psi}_{sk} + p \vec{\psi}_{sk}, \quad (1.2.20)$$

$$\vec{u}_{rk} = \vec{l}_{rk} \cdot r_r + j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_{rk} + p \vec{\psi}_{rk}. \quad (1.2.20)$$

Уравнения связи, после аналогичных преобразований, приобретают вид:

$$\vec{\psi}_{sk} = l_m \cdot \vec{l}_{rk} + l_s \cdot \vec{l}_{sk}, \quad (1.2.22)$$

$$\vec{\psi}_{rk} = l_m \cdot \vec{l}_{sk} + l_r \cdot \vec{l}_{rk}. \quad (1.2.23)$$

Комплексные уравнения (1.2.20) – (1.2.23) описывают обобщенную электрическую машину во вращающейся системе координат. В дальнейшем, индекс k при комплексных переменных будем опускать, априори полагая, что

все модели рассматриваются во вращающейся с произвольной скоростью системе координат.

При рассмотрении математической модели асинхронной машины с короткозамкнутым ротором, принимается $\vec{u}_r = 0$. Для этого случая система уравнений электромагнитных контуров примет вид [3, 5, 6, 13]:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + j \cdot w_k \cdot \vec{\psi}_s + p\vec{\psi}_s, \\ 0 = r_r \cdot \vec{i}_r - j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_r + p\vec{\psi}_r, \\ \vec{\psi}_s = l_m \cdot \vec{i}_r + l_s \cdot \vec{i}_s, \\ \vec{\psi}_r = l_m \cdot \vec{i}_s + l_r \cdot \vec{i}_r. \end{cases} \quad (1.2.24)$$

В итоге, без потери общности рассуждений, мы перешли от уравнений (1.2.1) – (1.2.4) к системе уравнений (1.2.24). При этом координатные преобразования имеют гораздо менее громоздкий вид, большую физическую наглядность и легкость геометрической интерпретации. Дифференциальные уравнения также представлены в более простом виде, по сравнению с векторно-матричными уравнениями, приведенными в [3, 13]. Таким образом, использование аппарата комплексных функций значительно упрощает вид моделей и их анализ.

1.3 Общая формула электромагнитного момента. Уравнение движения

Для получения полной математической модели электрической машины как электромеханического преобразователя энергии уравнения электромагнитных контуров необходимо дополнить уравнениями электромагнитного момента и механического движения ротора.

Уравнение движения можно получить, учитывая общие законы механики, согласно которым электромагнитный момент m_e , передаваемый на вал,

уравновешивается моментом статического сопротивления m_c и моментом динамическим $m_{дин}$ [6, 14]:

$$m_s = m_c + m_{дин}. \quad (1.3.1)$$

Момент динамический является, в свою очередь, функцией скорости w вращения ротора и приведенного момента инерции J на валу двигателя:

$$m_{дин} = Jpw. \quad (1.3.2)$$

Момент статический по отношению к электрической машине – внешняя координата, которая практически полностью (за вычетом внутренних механических потерь в двигателе) определяется характеристиками приводимого в движение этой машиной рабочего механизма.

Момент динамический, а точнее приведенный к валу двигателя суммарный момент инерции, так же в значительной мере зависит от характеристик рабочего механизма.

Таким образом, уравнение механического движения ротора может быть однозначно определено только с учетом динамических и статических свойств конкретного механизма приводимого в движение электрической машиной.

Поэтому в настоящей работе, при рассмотрении электрической машины как объекта исследования, момент статический считается величиной заданной, определяемой условиями конкретного исследования. Приведенный к валу суммарный момент инерции принимается величиной постоянной, равной или кратной моменту инерции ротора.

Тогда уравнение движения приобретает вид:

$$Jpw = m_s - m_c. \quad (1.3.3)$$

2. Математические модели АД в декартовых координатах при допущении постоянства ее параметров

2.1 Уравнения в полных переменных. Структурная схема модели

Комплексные переменные могут быть представлены в трех различных формах: показательной, алгебраической и тригонометрической [9]. Алгебраическая форма удобна при получении моделей в декартовой системе координат, что и будет подробно отражено в данной главе.

Система комплексных уравнений АД с короткозамкнутым ротором в полных переменных имеет вид [3, 5, 13]:

$$\begin{cases} \vec{u}_s = r_s \cdot \vec{l}_s + j \cdot w_k \cdot \vec{\psi}_s + p\vec{\psi}_s, \\ 0 = r_r \cdot \vec{l}_r - j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_r + p\vec{\psi}_r, \\ \vec{\psi}_s = l_m \cdot \vec{l}_r + l_s \cdot \vec{l}_s, \\ \vec{\psi}_r = l_m \cdot \vec{l}_s + l_r \cdot \vec{l}_r. \end{cases} \quad (2.1.1)$$

где l_s – полная индуктивность статора асинхронной машины;

l_r – полная индуктивность ротора асинхронной машины;

l_m – взаимная индуктивность статора и ротора.

$$l_s = l_{\sigma s} + l_m, \quad (2.1.2)$$

$$l_r = l_{\sigma r} + l_m. \quad (2.1.3)$$

где $l_{\sigma s}$ и $l_{\sigma r}$ – индуктивности рассеяния обмоток статора и ротора.

Результирующие векторы, входящие в уравнение (2.1.1), представим в виде проекций на координатные оси x и y следующим образом:

$$\begin{cases} u_{xs} = r_s i_{xs} - w_k \psi_{ys} + p \psi_{xs}, \\ u_{ys} = r_s i_{ys} + w_k \psi_{xs} + p \psi_{ys}, \\ 0 = r_r i_{xr} - (w_k - w) \psi_{yr} + p \psi_{xr}, \\ 0 = r_r i_{yr} + (w_k - w) \psi_{xr} + p \psi_{yr}, \\ \psi_{xs} = l_s i_{xs} + l_m i_{xr}, \\ \psi_{ys} = l_s i_{ys} + l_m i_{yr}, \\ \psi_{xr} = l_m i_{xs} + l_r i_{xr}, \\ \psi_{yr} = l_m i_{ys} + l_r i_{yr}. \end{cases} \quad (2.1.4)$$

Формулы электромагнитного момента в относительных единицах для машины с короткозамкнутым ротором и постоянными параметрами через комплексные переменные имеют вид [3, 5, 6]:

$$\begin{cases} m_3 = l_m \cdot \text{Im} [\vec{i}_s \cdot \dot{\vec{i}}_r], & m_3 = \text{Im} [\vec{i}_s \cdot \dot{\vec{\psi}}_s], \\ m_3 = \frac{k_r}{l'_s} \cdot \text{Im} [\vec{\psi}_s \cdot \dot{\vec{\psi}}_r], & m_3 = k_r \cdot \text{Im} [\vec{i}_s \cdot \dot{\vec{\psi}}_r], \\ m_3 = \text{Im} [\vec{i}_r \cdot \dot{\vec{\psi}}_r], & m_3 = k_s \cdot \text{Im} [\vec{i}_r \cdot \dot{\vec{\psi}}_s], \end{cases} \quad (2.1.4)$$

$$\begin{cases} m_3 = l_m (i_{ys} i_{xr} - i_{xs} i_{yr}), \\ m_3 = (i_{ys} \psi_{xr} - i_{xs} \psi_{yr}), \\ m_3 = \frac{k_r}{l'_s} (\psi_{ys} \psi_{xr} - \psi_{xs} \psi_{yr}), \\ m_3 = k_r (i_{ys} \psi_{xr} - i_{xs} \psi_{yr}), \\ m_3 = (i_{yr} \psi_{xr} - i_{xr} \psi_{yr}), \\ m_3 = k_r (i_{yr} \psi_{xs} - i_{xr} \psi_{ys}), \end{cases} \quad (2.1.5)$$

где в системе уравнений (2.1.4) $\dot{\vec{i}}_r, \dot{\vec{\psi}}_s, \dot{\vec{\psi}}_r$ - комплексно-сопряженные с $\vec{i}_r, \vec{\psi}_s, \vec{\psi}_r$ переменными соответственно.

Уравнение движения (1.3.3) остается без изменений:

$$J \rho w = m_3 - m_c.$$

Структурная схема математической модели асинхронной машины в полных переменных показана на рисунке 2.1.

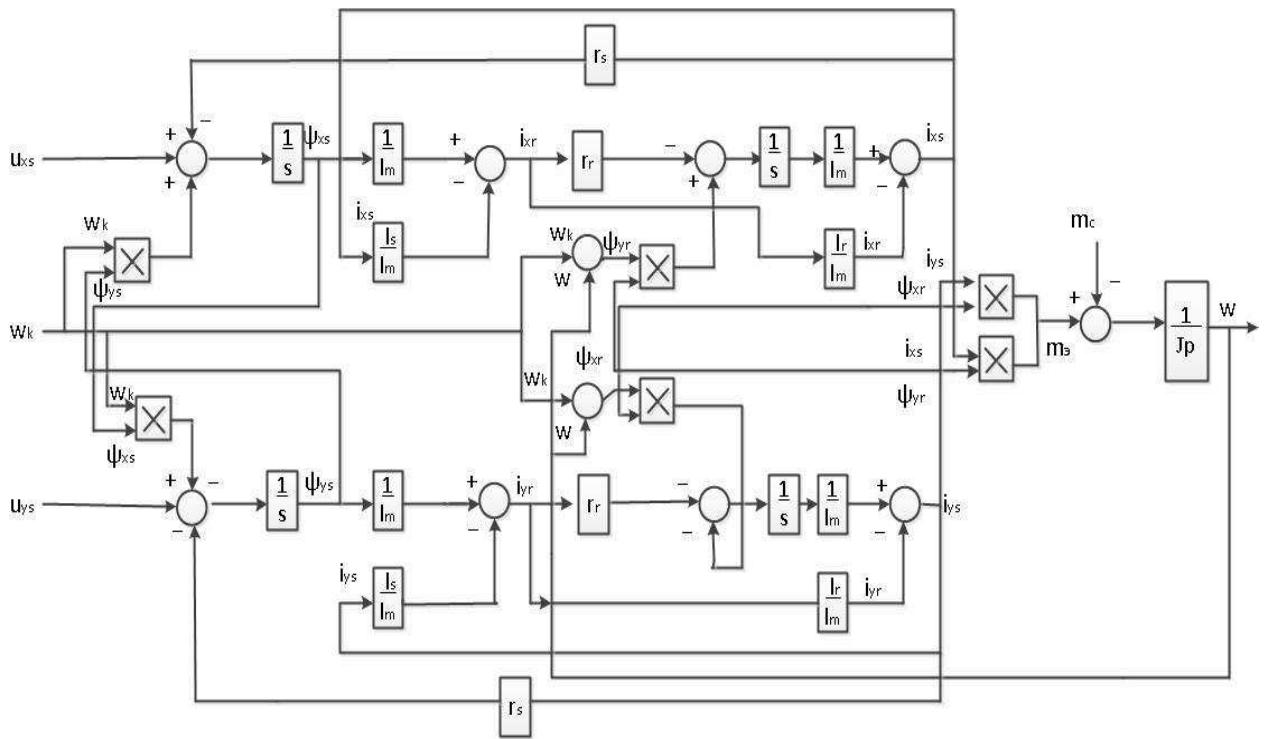


Рисунок 2.1 – Структурная схема модели АД в декартовых координатах в полных переменных

2.2 Уравнения в переменных $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$. Структурная схема модели

Преобразуем первые два выражения системы (2.1.1) так, чтобы в них в качестве неизвестных фигурировали только потокосцепления. Для этого, из третьего уравнения системы (2.1.1) выразим ток статора, а из четвертого уравнения системы ток ротора [6, 13]:

$$\vec{i}_s = \frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s - \frac{l_m}{l_s} \vec{i}_r, \quad (2.2.1)$$

$$\vec{i}_r = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r} \vec{i}_s. \quad (2.2.2)$$

Далее уравнение (2.2.1) подставим в уравнение (2.2.2):

$$\vec{i}_r = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r} \vec{i}_s \cdot \left(\frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s - \frac{l_m}{l_s} \vec{i}_r \right). \quad (2.2.3)$$

Раскроем скобки и перенесем члены, содержащие \vec{i}_r в левую часть выражения, а оставшиеся в правую:

$$\vec{i}_r - \frac{l_m^2}{l_r \cdot l_s} \vec{i}_r = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_s. \quad (2.2.4)$$

$$\vec{i}_r \left(1 - \frac{l_m^2}{l_r \cdot l_s} \right) = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_s. \quad (2.2.5)$$

Введем обозначение $\sigma = 1 - \frac{l_m^2}{l_s \cdot l_r}$ – полный коэффициент рассеяния машины. Преобразуем выражение (2.2.5):

$$\sigma \cdot \vec{i}_r = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_s, \quad (2.2.6)$$

$$\vec{i}_r = \frac{1}{\sigma \cdot l_r} \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{\sigma \cdot l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_s, \quad (2.2.7)$$

Аналогично преобразуем выражение (2.2.1) подставив в него выражение (2.2.2):

$$\vec{i}_s = \frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s - \frac{l_m}{l_s} \cdot \left(\frac{1}{l_r} \cdot \vec{\psi}_r - \frac{l_m}{l_r} \vec{i}_s \right). \quad (2.2.8)$$

Раскроем скобки и перенесем члены, содержащие \vec{i}_s в левую часть выражения, а оставшиеся в правую:

$$\vec{l}_s \cdot \frac{l_m^2}{l_r \cdot l_s} \vec{l}_s = \frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s \cdot \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_r, \quad (2.2.9)$$

$$\vec{l}_s \left(1 - \frac{l_m^2}{l_r \cdot l_s} \right) = \frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s \cdot \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_r. \quad (2.2.5)$$

Преобразуем выражение (2.2.10):

$$\sigma \cdot \vec{l}_s = \frac{1}{l_s} \vec{\psi}_s - \frac{l_m}{l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_r, \quad (2.2.11)$$

$$\vec{l}_s = \frac{1}{\sigma \cdot l_s} \vec{\psi}_s - \frac{l_m}{\sigma \cdot l_r \cdot l_s} \vec{\psi}_r. \quad (2.2.12)$$

Перепишем выражения (2.2.7) и (2.2.12):

$$\vec{l}_s = \frac{1}{l'_s} \vec{\psi}_s - \frac{k_r}{l'_s} \vec{\psi}_r, \quad (2.2.13)$$

$$\vec{l}_r = -\frac{k_s}{l'_r} \vec{\psi}_s + \frac{1}{l'_r} \vec{\psi}_r. \quad (2.2.14)$$

где $l'_s = \sigma \cdot l_s$; $l'_r = \sigma \cdot l_r$;

$k_s = \frac{l_m}{l_s}$ – коэффициент связи статора;

$k_r = \frac{l_m}{l_r}$ – коэффициент связи ротора.

Далее подставим полученные выражения для токов в первые два уравнения системы (2.1.1), и, преобразовав, получим:

$$\vec{u}_s = \frac{r_s}{l'_s} \cdot \vec{\psi}_s - \frac{k_r \cdot r_s}{l'_s} \cdot \vec{\psi}_r + j \cdot w_k \cdot \vec{\psi}_s + p \vec{\psi}_s, \quad (2.2.15)$$

$$0 = \frac{r_r}{l'_r} \cdot \vec{\psi}_r - \frac{k_s \cdot r_r}{l'_r} \cdot \vec{\psi}_s + j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_r + p \vec{\psi}_r. \quad (2.2.16)$$

Уравнения (2.2.15 - 2.2.16) для исследования переходных процессов в асинхронных машинах с применением вычислительной техники неудобны из-за того, что в них присутствует оператор j . От него легко избавиться, если результирующие векторы, входящие в уравнения, представить через проекции на координатные оси следующим образом:

$$\begin{cases} p\psi_{xs} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{xs} + k_r \cdot \frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + w_k \cdot \psi_{ys} + u_{xs}, \\ p\psi_{ys} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{ys} + k_r \cdot \frac{r_s}{l'_s} \cdot \vec{\psi}_{yr} - w_k \cdot \psi_{xs} + u_{ys}, \\ p\psi_{xr} = -\frac{r_r}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + k_s \cdot \frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{xs} + (w_k - w)\psi_{yr}, \\ p\psi_{yr} = -\frac{r_r}{l'_s} \cdot \psi_{yr} + k_s \cdot \frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{ys} - (w_k - w) \cdot \psi_{xr}. \end{cases} \quad (2.2.17)$$

Дополним полученную систему уравнением электромагнитного момента. В данном случае [3, 5]:

$$m_{\mathfrak{D}} = \frac{k_r}{l'_s} \cdot [\vec{\psi}_s \cdot \vec{\psi}_r], \quad (2.2.18)$$

$$m_{\mathfrak{e}} = \frac{k_r}{l'_s} \cdot (\psi_{ys}\psi_{xr} - \psi_{xs}\psi_{yr}). \quad (2.2.19)$$

Значения токов \vec{i}_s и \vec{i}_r можно рассчитать по формулам (2.2.13 2.2.14), представив их в виде:

$$\begin{cases} i_{xs} = \frac{1}{l'_s} \psi_{xs} - \frac{k_r}{l'_s} \psi_{xr}, \\ i_{ys} = \frac{1}{l'_s} \psi_{ys} - \frac{k_r}{l'_s} \psi_{yr}, \\ i_{xr} = -\frac{k_s}{l'_r} \psi_{xs} + \frac{1}{l'_r} \psi_{xr}, \\ i_{yr} = -\frac{k_s}{l'_r} \psi_{ys} + \frac{1}{l'_r} \psi_{yr}. \end{cases} \quad (2.2.17)$$

Уравнение движения (1.3.3) остается без изменений.

Теперь можно записать готовую систему уравнений в переменных $\bar{\psi}_s$, $\bar{\psi}_r$ в декартовых координатах:

$$\left\{ \begin{array}{l} p\dot{\psi}_{xs} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{xs} + k_r \cdot \frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + w_k \cdot \psi_{ys} + u_{xs}, \\ p\dot{\psi}_{ys} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot \psi_{ys} + k_r \cdot \frac{r_s}{l'_s} \cdot \vec{\psi}_{yr} - w_k \cdot \psi_{xs} + u_{ys}, \\ p\dot{\psi}_{xr} = -\frac{r_r}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + k_s \cdot \frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{xs} + (w_k - w)\psi_{yr}, \\ p\dot{\psi}_{yr} = -\frac{r_r}{l'_s} \cdot \psi_{yr} + k_s \cdot \frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{ys} - (w_k - w) \cdot \psi_{xr}, \\ m_{\exists} = \frac{k_r}{l'_s} \cdot (\psi_{ys}\psi_{xr} - \psi_{xs}\psi_{yr}), \\ Jp\omega = m_{\exists} - m_C. \end{array} \right. \quad (2.2.21)$$

При моделировании асинхронного двигателя в декартовой системе координат используется символический способ записи дифференциальных уравнений. Система уравнений (2.2.22) примет следующий вид:

$$\left\{ \begin{array}{l} u_{xs} = \frac{T'_s p + 1}{T'_s} \psi_{xs} - \frac{k_r}{T'_s} \psi_{xr} - w_k \psi_{ys}, \\ u_{ys} = \frac{T'_s p + 1}{T'_s} \psi_{ys} - \frac{k_r}{T'_s} \psi_{yr} - w_k \psi_{xs}, \\ 0 = (T'_r p + 1) \psi_{xr} - k_s \psi_{xs} - T'_r (w_k - w) \psi_{yr}, \\ 0 = (T'_r p + 1) \psi_{yr} - k_s \psi_{ys} - T'_r (w_k - w) \psi_{xr}, \\ m_{\exists} = \frac{k_r}{l'_s} (\psi_{ys} \cdot \psi_{xr} - \psi_{xs} \cdot \psi_{yr}), \\ Jp\omega = m_{\exists} - m_C. \end{array} \right. \quad (2.2.22)$$

где $T'_s = \frac{l'_s}{r_s}$; $T'_r = \frac{l'_r}{r_r}$.

Структурная схема математической модели асинхронной машины,

соответствующая уравнениям (2.2.22) показана на рисунке 2.1.

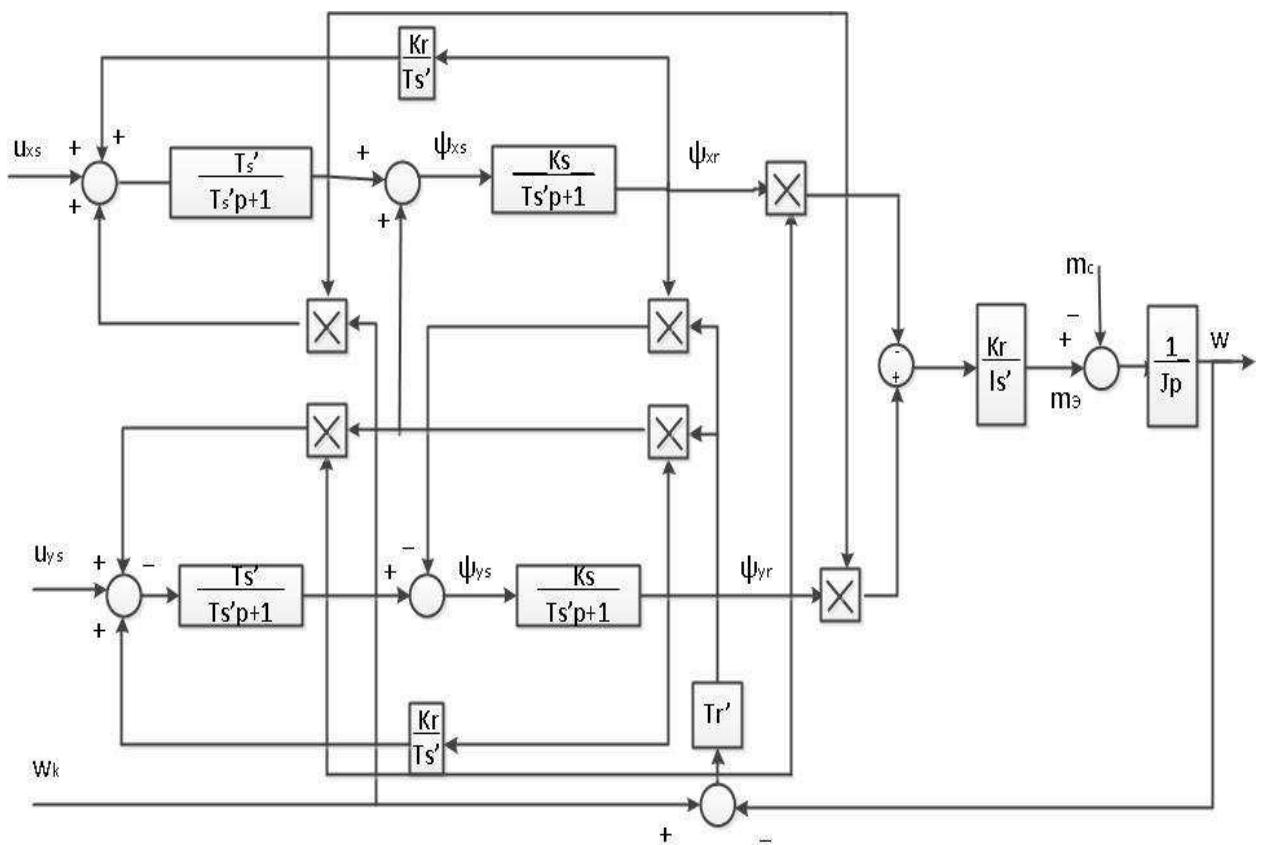


Рисунок 2.1 – Структурная схема модели АД в декартовой системе координат в переменных $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$

2.3 Уравнения в переменных $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$. Структурная схема модели

Уравнения асинхронного двигателя, устанавливающие связь напряжения статора с переменными $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$, получим путём аналогичных преобразований системы уравнений (2.1.1). Представим лишь некоторые основные промежуточные выражения и результаты преобразований.

Первые два уравнения системы (2.1.1) преобразуем таким образом, чтобы в них в качестве переменных фигурировали только ток статора i_s и потокосцепление ротора ψ_r . Выразим из уравнений связи ток ротора и

потокосцепление статора:

$$\vec{i}_r = \frac{1}{l_r} \vec{\psi}_r \cdot k_r \vec{i}_s, \quad (2.3.1)$$

$$\vec{\psi}_s = k_r \vec{\psi}_r + l_s^i \vec{i}_s. \quad (2.3.2)$$

Перепишем первые два уравнения системы (2.1.1) с учетом полученных выше выражений (2.3.1) и (2.3.2):

$$\vec{u}_s = r_s \cdot \vec{i}_s + j \cdot k_r \cdot w_k \cdot \vec{i}_s + p(k_r \cdot \vec{\psi}_r + l_s^i \vec{i}_s), \quad (2.3.3)$$

$$0 = \frac{r_r}{l_r} \cdot \vec{\psi}_r - k_r \cdot r_r \cdot \vec{i}_s + j \cdot (w_k - w) \cdot \vec{\psi}_r + p \vec{\psi}_r, \quad (2.3.4)$$

где $k_s = \frac{l_m}{l_s}$ - коэффициент связи статора;

$k_r = \frac{l_m}{l_r}$ - коэффициент связи ротора;

$\sigma = 1 - k_s k_r = 1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}$ - результирующий коэффициент рассеяния.

Далее для того, чтобы облегчить исследование переходных процессов в асинхронных машинах, избавимся от оператора j . Результирующие векторы, входящие в уравнения (2.3.3 и 2.3.4) представим через проекции на координатные оси следующим образом:

$$\begin{cases} pi_{xs} = -\frac{r_s}{l_s'} \cdot i_{xs} + \frac{k_r}{l_s'} \cdot \psi_{xr} + w_k \cdot \frac{k_r}{l_s'} \cdot \psi_{yr} + \frac{u_{xs}}{l_s'}, \\ pi_{ys} = -\frac{r_s}{l_s'} \cdot i_{ys} + \frac{k_r}{l_s'} \cdot \psi_{yr} - w_k \cdot \frac{k_r}{l_s'} \cdot \psi_{xr} + \frac{u_{ys}}{l_s'}, \\ p\psi_{xr} = -\frac{r_r}{l_r} \cdot \psi_{xr} + k_r \cdot r_r \cdot i_{xs} + (w_k - w) \psi_{yr}, \\ p\psi_{yr} = -\frac{r_r}{l_r} \cdot \psi_{yr} + k_r \cdot r_r \cdot i_{ys} - (w_k - w) \cdot \psi_{xr}. \end{cases} \quad (2.3.6)$$

Уравнения для определения электромагнитного момента в данном случае [3, 5]:

$$m_{\exists} = k_r \cdot [\vec{l}_s \cdot \vec{\psi}_r], \quad (2.3.7)$$

$$m_{\exists} = k_r (i_{ys} \psi_{xr} - i_{xs} \psi_{yr}). \quad (2.3.8)$$

Уравнение движения (1.3.3) остается без изменений.

После того, как по уравнениям (2.3.6) определены ток статора и потокосцепление ротора, значения потокосцепления статора $\vec{\psi}_s$ и тока ротора \vec{i}_r представим в виде проекций:

$$\begin{cases} \psi_{xs} = k_r \cdot \psi_{xr} + l'_s \cdot i_{xs}, \\ \psi_{ys} = k_r \cdot \psi_{yr} + l'_s \cdot i_{ys}, \\ i_{xr} = \frac{1}{l_r} \cdot \psi_{xr} - k_r \cdot i_{xs}, \\ i_{yr} = \frac{1}{l_r} \cdot \psi_{yr} - k_r \cdot i_{ys} \end{cases} \quad (2.3.8)$$

Теперь можно записать готовую систему уравнений в переменных \vec{l}_s , $\vec{\psi}_r$:

$$\begin{cases} pi_{xs} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot i_{xs} - k_r \cdot \frac{k_r}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + w_k \cdot \frac{k_r}{l'_s} \cdot \psi_{yr} + w_k \cdot i_{ys} + \frac{u_{xs}}{l'_s}, \\ pi_{ys} = -\frac{r_s}{l'_s} \cdot i_{ys} - k_r \cdot \frac{k_r}{l'_s} \cdot \psi_{yr} - w_k \cdot \frac{k_r}{l'_s} \cdot \psi_{xr} + w_k \cdot i_{xs} + \frac{u_{ys}}{l'_s}, \\ p\psi_{xr} = -\frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{xr} + k_r \cdot r_r \cdot i_{xs} + (w_k - w) \psi_{ys}, \\ p\psi_{yr} = -\frac{r_r}{l'_r} \cdot \psi_{yr} + k_r \cdot r_r \cdot i_{ys} - (w_k - w) \cdot \psi_{xs}, \\ m_{\exists} = k_r (i_{ys} \psi_{xr} - i_{xs} \psi_{yr}), \\ Jp\omega = m_{\exists} - m_C. \end{cases} \quad (2.3.9)$$

При моделировании асинхронного двигателя в декартовой системе координат используется символический способ записи дифференциальных уравнений. Система уравнений (2.3.9) примет вид [6, 13]:

$$\begin{cases} u_{xs} = r_3(T_3 p i_{xs} + i_{xs}) - r_3 T_3 \omega_k i_{ys} - \frac{k_r}{T_r} \psi_{xr} - k_r \omega \psi_{yr}, \\ u_{ys} = r_3(T_3 p i_{ys} + i_{ys}) + r_3 T_3 \omega_k i_{xs} - \frac{k_r}{T_r} \psi_{yr} + k_r \omega \psi_{xr}, \\ i_{xr} = \frac{1}{k_r r_r T_r} (T_r p \psi_{xr} + \psi_{xr}) - T_r (\omega_k - \omega) \psi_{yr}, \\ i_{yr} = \frac{1}{k_r r_r T_r} (T_r p \psi_{yr} + \psi_{yr}) + T_r (\omega_k - \omega) \psi_{xr}, \\ m_3 = k_r (\psi_{xr} \cdot i_{ys} - \psi_{yr} \cdot i_{xs}), \\ J_p \omega = m_3 - m_c, \end{cases} \quad (2.3.10)$$

где $r_3 = r_s + k_r^2 r_r$; $T_3 = \frac{l_s}{r_s}$; $l_s = L'_s = \sigma l_s$; $T_r = \frac{l_r}{r_r}$.

Структурная схема математической модели асинхронной машины, соответствующая уравнениям (2.3.10) показана на рисунке 2.2.

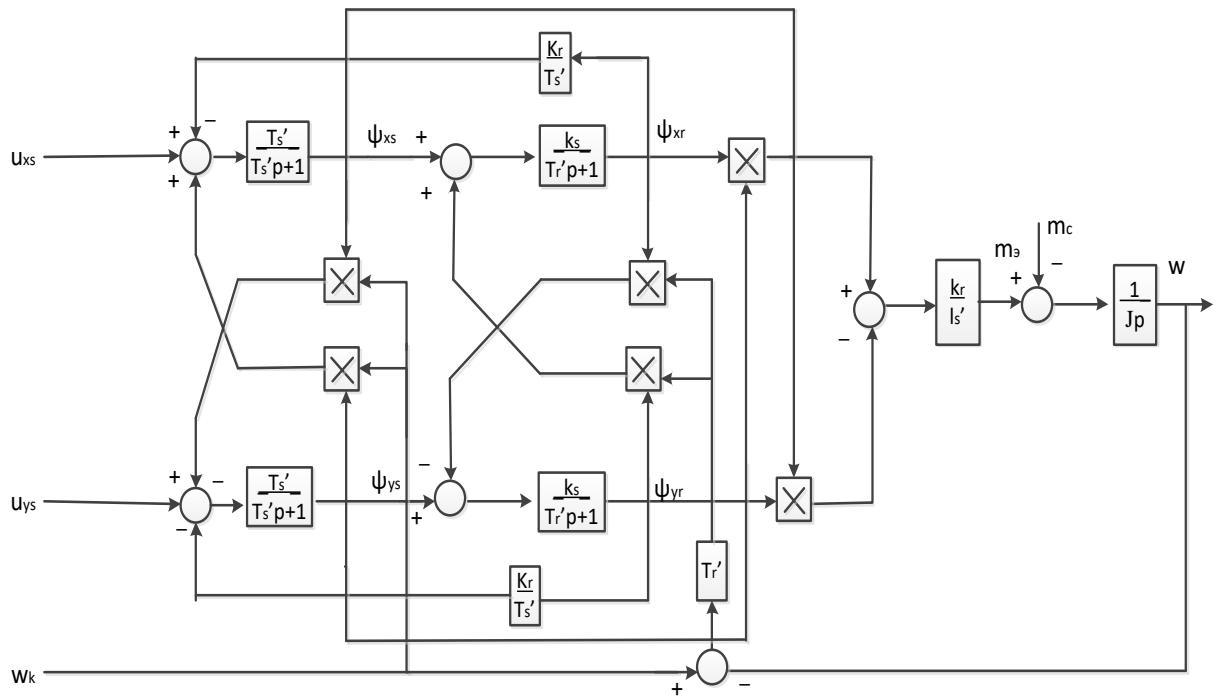


Рисунок 2.2 – Структурная схема модели АД в декартовой системе координат в переменных $\bar{i}_s - \bar{\psi}_r$

3. Результаты моделирования

3.1 Выбор двигателей и расчет их параметров

Согласно заданию выбраны двигатели серии 4A160M4УЗ и 4A250S4УЗ. Их паспортные данные, необходимые для расчёта параметров, взяты из источника [15] и приведены в таблицах 4.1 – 4.3.

Таблица 4.1 - Номинальные данные

Величина Двигатель	$P_{2\text{ном}}$, кВт	$U_{\phi\text{ном}}$, В	Z_P	S_H , %	η_H , о.е.	$\cos \varphi_H$
4A160M4УЗ	18,5	220	2	2,2	0,895	0,88
4A250S4УЗ	75	220	2	1,2	0,93	0,9

Таблица 4.2 - Параметры схемы замещения, о.е.

Величина Двигатель	X_m	R'_1	X'_1	R''_2	X''_2	$R''_{2\Pi}$	R_{KP}	X_{KP}
4A160M4УЗ	4,3	0,042	0,085	0,024	0,13	0,037	0,079	0,14
4A250S4УЗ	4,4	0,026	0,089	0,014	0,11	0,027	0,052	0,15

Таблица 4.3 - Пусковые свойства

Величина Двигатель	m_Π	m_M	m_K	s_K , %	J_{DP} , кг·м ²
4A160M4УЗ	1,4	1	2,3	16	0,13
4A250S4УЗ	1,2	1	2,3	9,5	1

Рассчитаем необходимые базисные величины. Результаты расчетов приведены в таблице 4.4.

Таблица 4.4 - Расчет базисных величин

Величина	Обозначение	Расчетная формула	Численное значение	
			4A160M4УЗ	4A250S4УЗ
Базисное напряжение	$U_b = U_{\phi\text{ном},max}$	$\sqrt{2}U_{\phi\text{ном}}$	311,127 В	311,127 В

Продолжение таблицы 4.4

Величина	Обозначение	Расчетная формула	Численное значение	
			4A160M4УЗ	4A250S4УЗ
Базисный ток	$I_6 = I_{\phi \text{ ном.}max}$	$\frac{\sqrt{2}P_{2 \text{ ном}} \cdot 10^3}{3\eta_H \cdot \cos \varphi_H U_{\phi \text{ ном}}}$	50,33 A	192 A
Базисная угловая частота	$\Omega_6 = \Omega_{c \text{ ном}}$	$2\pi f_{\text{ном}}$	314,159 рад/с	314,159 рад/с
Базисный угол поворота	θ_6	—	1 эл. рад	1 эл. рад
Базисное время	T_6	θ_6 / Ω_6	0,0032 с	0,0032 с
Базисное потокосцепление	ψ_6	$U_6 \cdot T_6$	0,9903 Вб	0,9903 Вб
Базисная индуктивность	L_6	ψ_6 / I_6	0,0193 Гн	0,0052 Гн
Базисное сопротивление	R_6, z_6	U_6 / I_6	6,1816 Ом	1,6204 Ом
Базисная мощность	P_6	$\frac{3U_6 \cdot I_6}{2}$	23489,1 Вт	89605,74 Вт
Базисная угловая частота вращения ротора	Ω_{6r}	Ω_6 / z_p	157,08 рад/с	157,08 рад/с
Базисный угол поворота ротора	θ_{6r}	θ_6 / z_p	0,5 рад	0,5 рад
Базисный момент	M_6	P_6 / Ω_{6r}	149,536 Н·м	570,45 Н·м
Базисный момент инерции	J_6	$M_6 \cdot T_6 \cdot z_p / \Omega_6$	0,003 кг·м ²	0,0116 кг·м ²

Вычислим необходимые для построения моделей параметры асинхронной машины в относительных единицах. Расчет сведем в таблицу 4.5. Следует отметить, что сопротивления обмоток машины уже приведены в относительных единицах и величины индуктивностей будут совпадать с индуктивными сопротивлениями (таблица 4.2). Величины активного сопротивления и индуктивности рассеяния лобовой части обмотки ротора определяются согласно [16, 17], и приняты равными 20% и 10% от полных значений активного сопротивления и индуктивности рассеяния обмотки ротора соответственно. Результаты расчетов приведены в таблице 4.5.

Таблица 4.5 - Расчет параметров

Параметр	Обозна чение	Расчет ные соотно шения	Значение параметра	
			4A160M4У3	4A250S4У 3
Активное сопротивление фазы статорной цепи	r_s	R'_1	0,042	0,026
Активное сопротивление фазы роторной цепи	r_r	R''_2	0,024	0,014
Индуктивность рассеяния обмотки статора	$l_{s\sigma}$	X'_1	0,085	0,089
Индуктивность рассеяния обмотки ротора	$l_{r\sigma}$	X''_2	0,13	0,11
Взаимная индуктивность обмоток статора и ротора	l_m	X_m	4,3	4,4
Полная индуктивность фазы обмотки статора	l_s	$l_{s\sigma} + l_m$	4,385	4,489
Полная индуктивность фазы обмотки ротора	l_r	$l_{r\sigma} + l_m$	4,43	4,51
Активное сопротивление лобовой части обмотки ротора	$r_{r.l}$		0,0048	0,0028
Активное сопротивление пазовой части обмотки ротора при равномерном распределении тока по сечению стержней	$r_{r.p}$		0,0192	0,0112
Индуктивность рассеяния лобовой части обмотки ротора	$l_{r\sigma.l}$		0,013	0,011
Индуктивность рассеяния пазовой части обмотки ротора при равномерном распределении тока по сечению стержней	$l_{r\sigma.p}$		0,117	0,099
Коэффициент связи статора	k_s	l_m/l_s	0,9806	0,9802
Коэффициент связи ротора	k_r	l_m/l_r	0,9707	0,9756
Полный коэффициент рассеяния машины	σ	$1 - k_s \cdot k_r$	0,0482	0,0437
Эквивалентная индуктивность фазы статора	$l'_s = l_\sigma$	$\sigma \cdot l_s$	0,2112	0,1963
Эквивалентная индуктивность фазы ротора	l'_r	$\sigma \cdot l_r$	0,2134	0,1972

Продолжение таблицы 4.5

Параметр	Обозначение	Расчетные соотношения	Значение параметра	
			4A160M4У3	4A250S4У3
Эквивалентная постоянная времени	T_\varnothing	$l_\varnothing/r_\varnothing$	3,2685	4,9921
Эквивалентное сопротивление фазы статора	r_\varnothing	$r_s + k_r^2 \cdot r_r$	0,0646	0,0393
Постоянная времени роторной цепи	T_r	l_r/r_r	184,5833	322,143
Постоянная времени эквивалентной статорной цепи	T'_s	l'_s/r_s	5,0286	7,55
Постоянная времени эквивалентной роторной цепи	T'_r	l'_r/r_r	8,8917	14,0857
Момент инерции ротора	J	$J_{\text{др}}/J_6$	42,901	86,5075

3.2 Результаты моделирования АД в полных переменных

3.2.1 Результаты моделирования АД 4А160М4УЗ

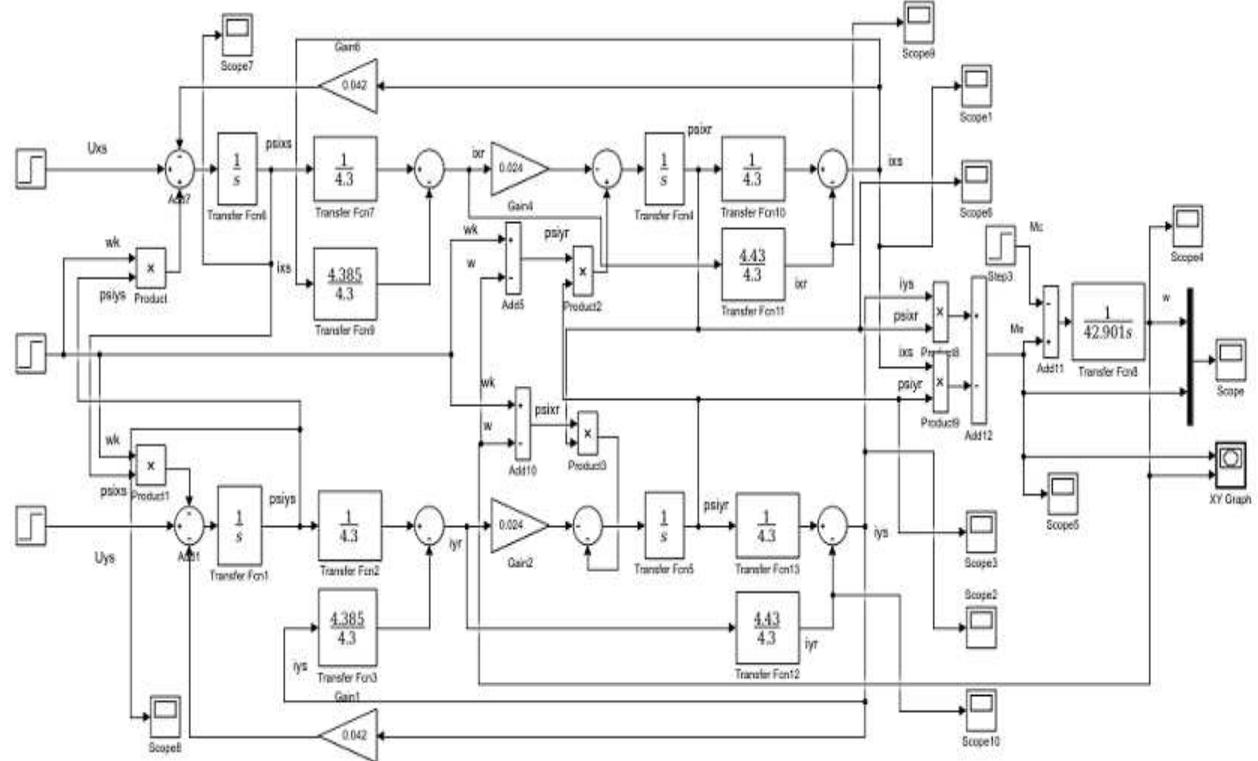


Рисунок 3.1 – Структурная схема АД в декартовых координатах в полных переменных

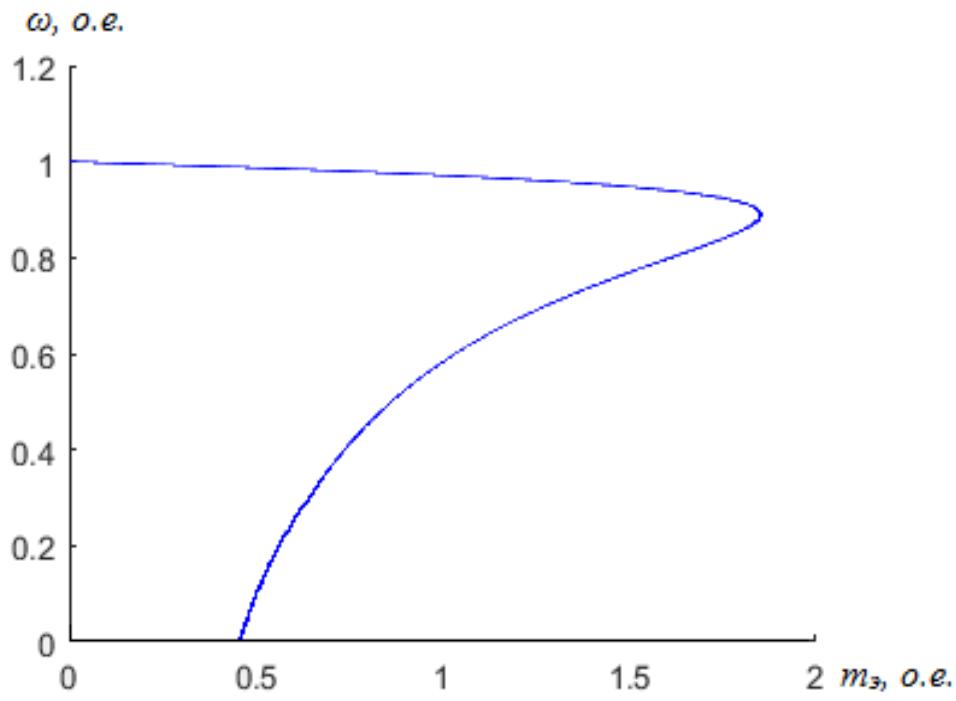


Рисунок 3.2 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

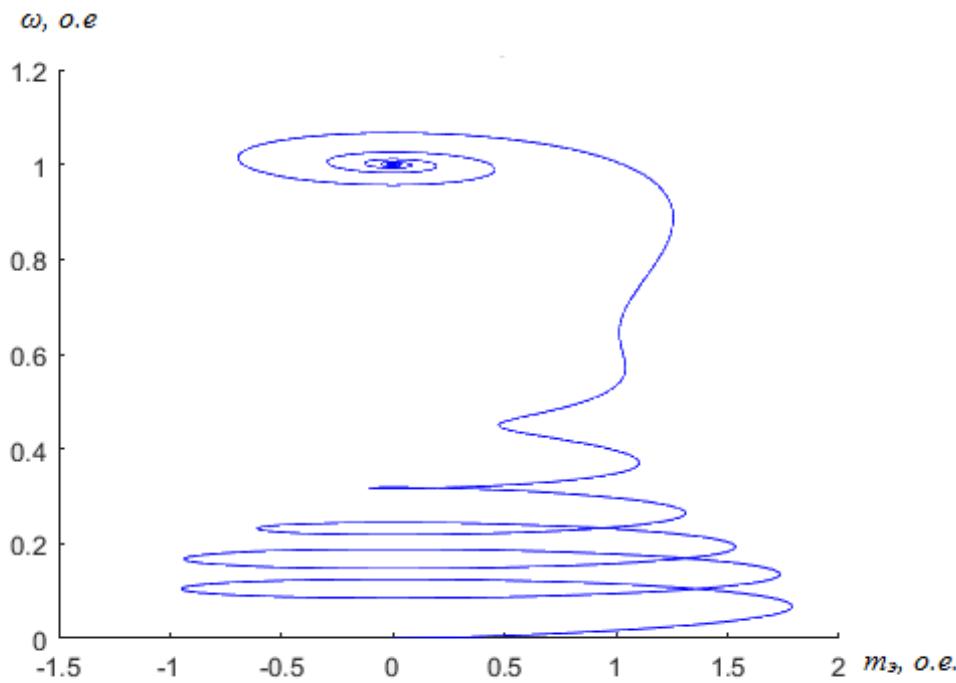


Рисунок 3.3 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

ω , о.е.

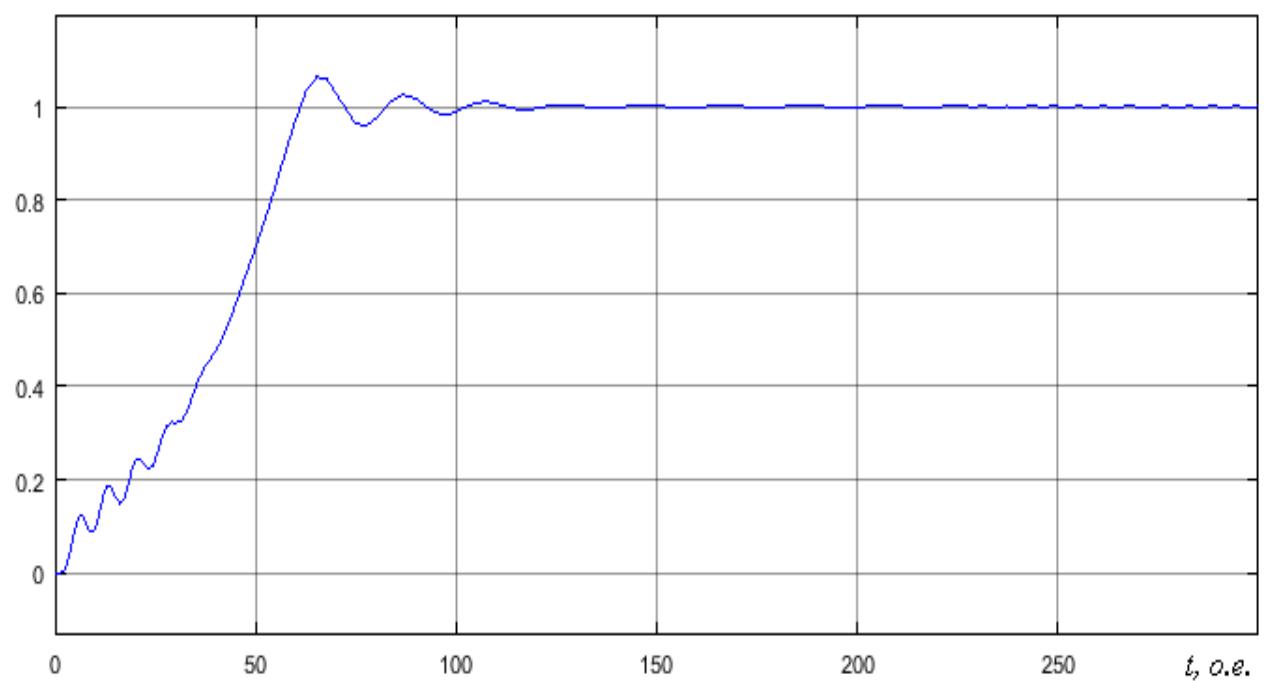


Рисунок 3.4 - График изменения скорости вращения ротора

M_3 , о.е.

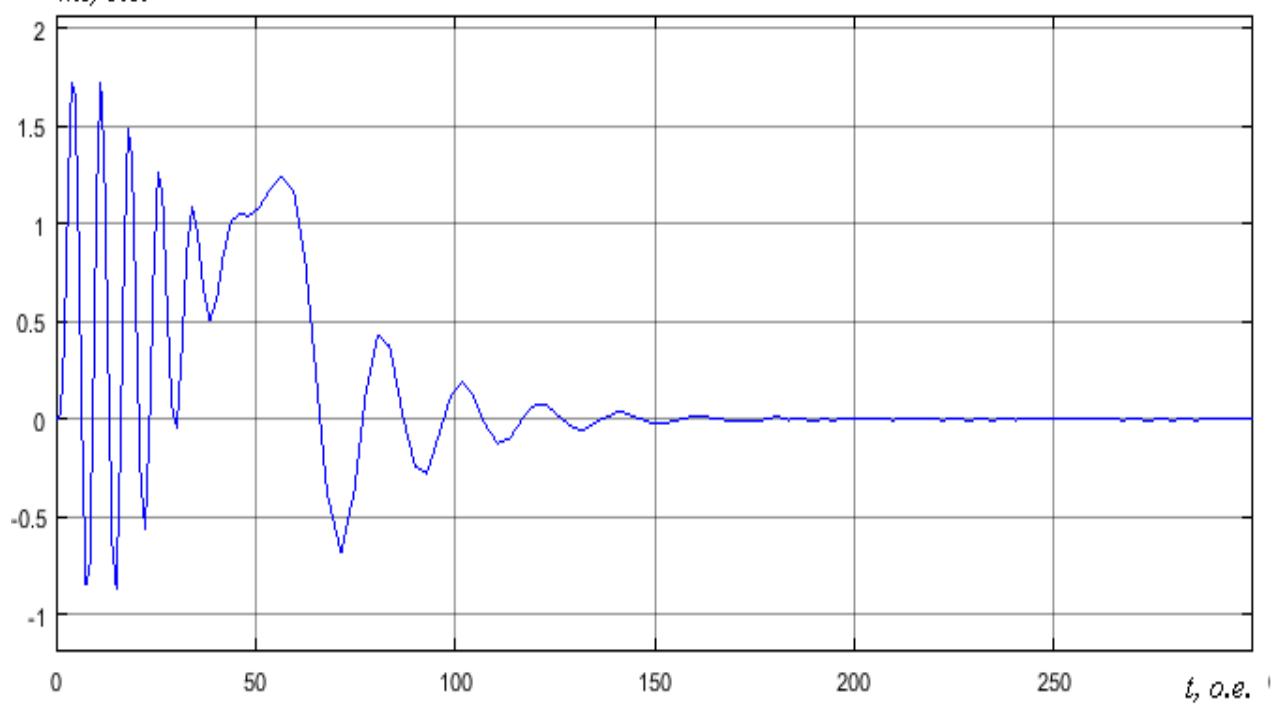


Рисунок 3.5 - График изменения электромагнитного момента

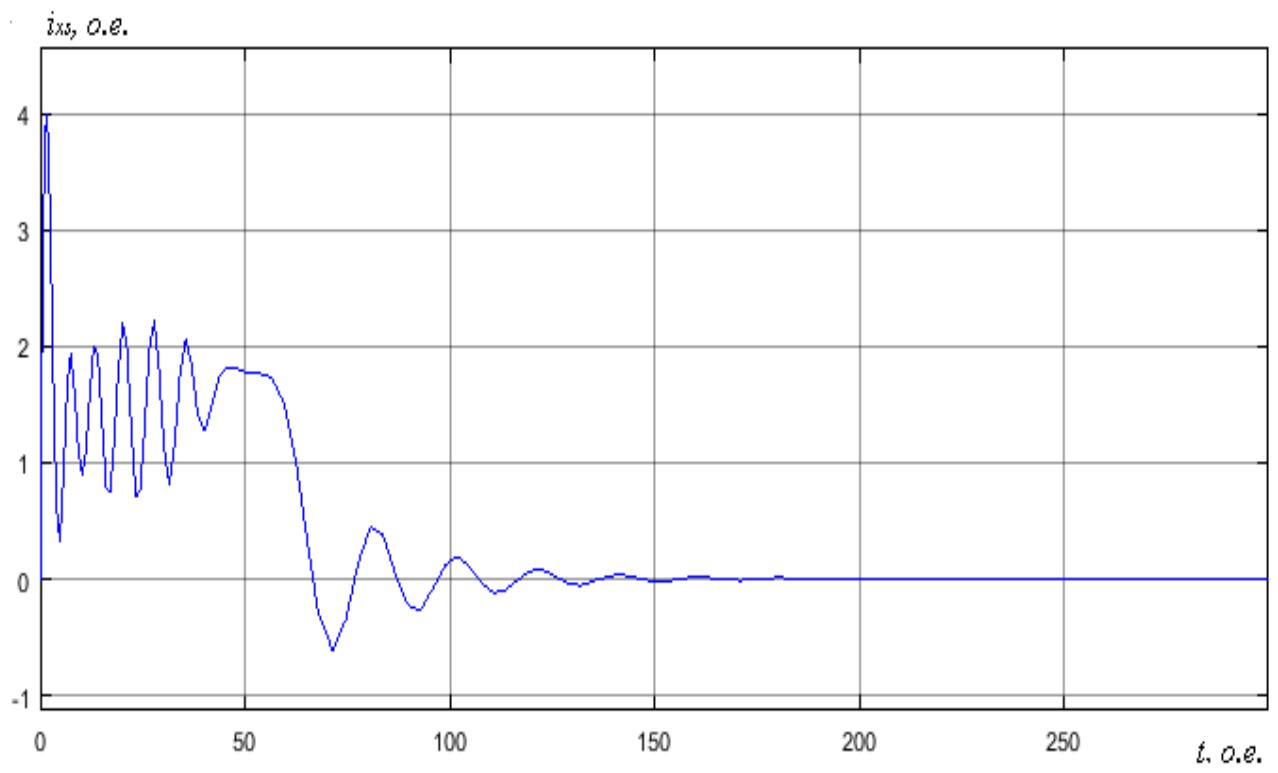


Рисунок 3.6 - График изменения проекции i_{xs} тока статора

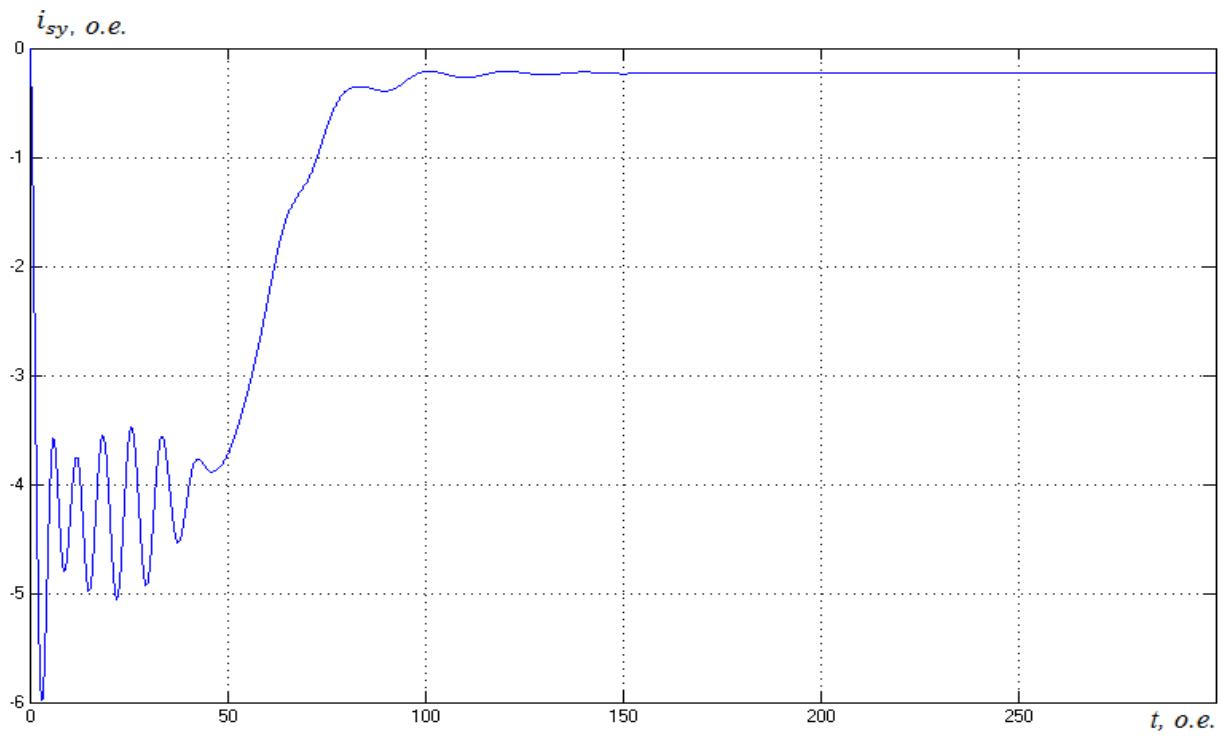


Рисунок 3.7 - График изменения проекции i_{ys} тока статора

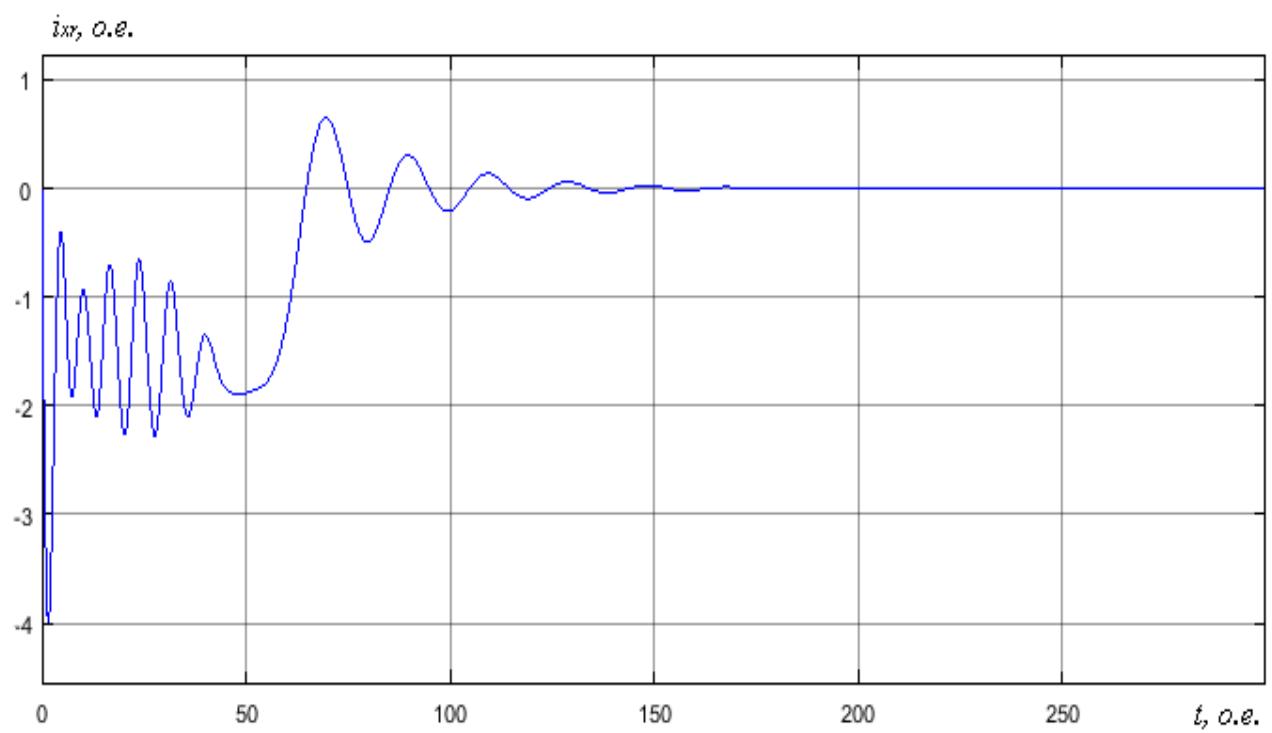


Рисунок 3.8 - График изменения проекции i_{xr} тока ротора

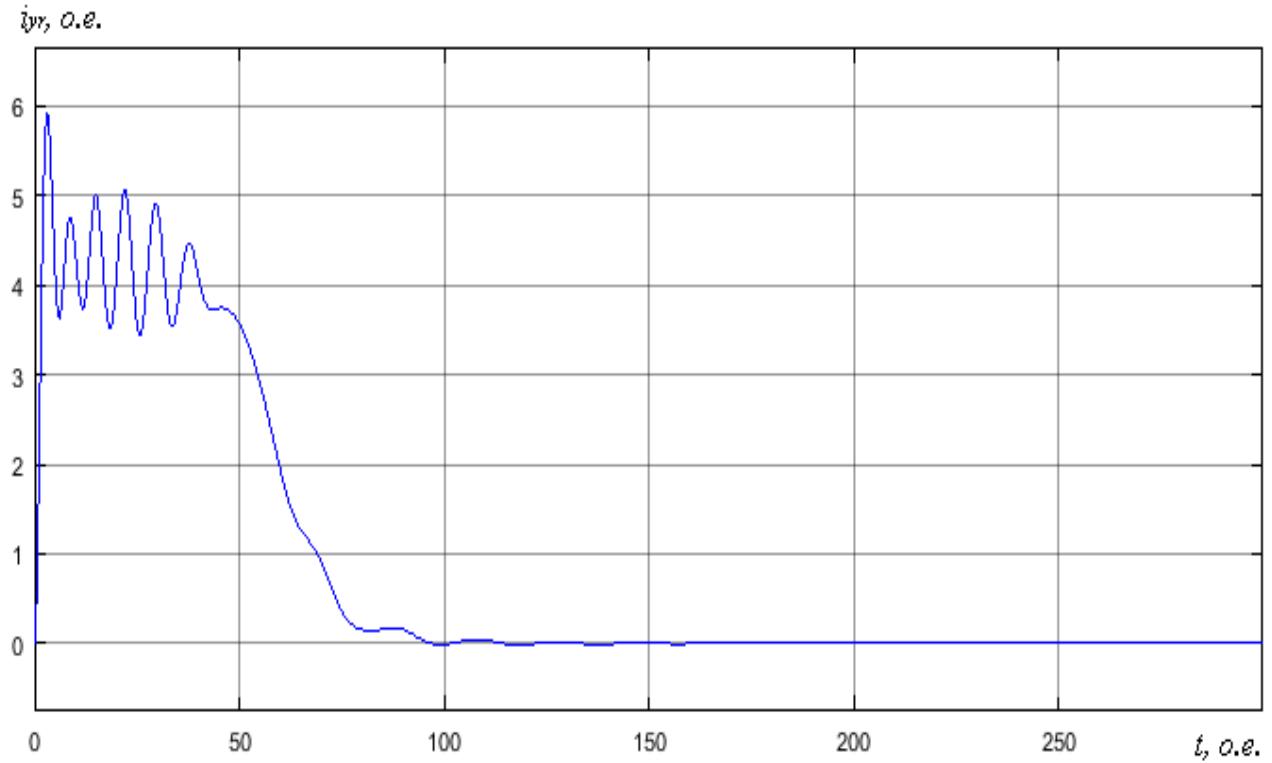


Рисунок 3.9 - График изменения проекции i_{yr} тока ротора

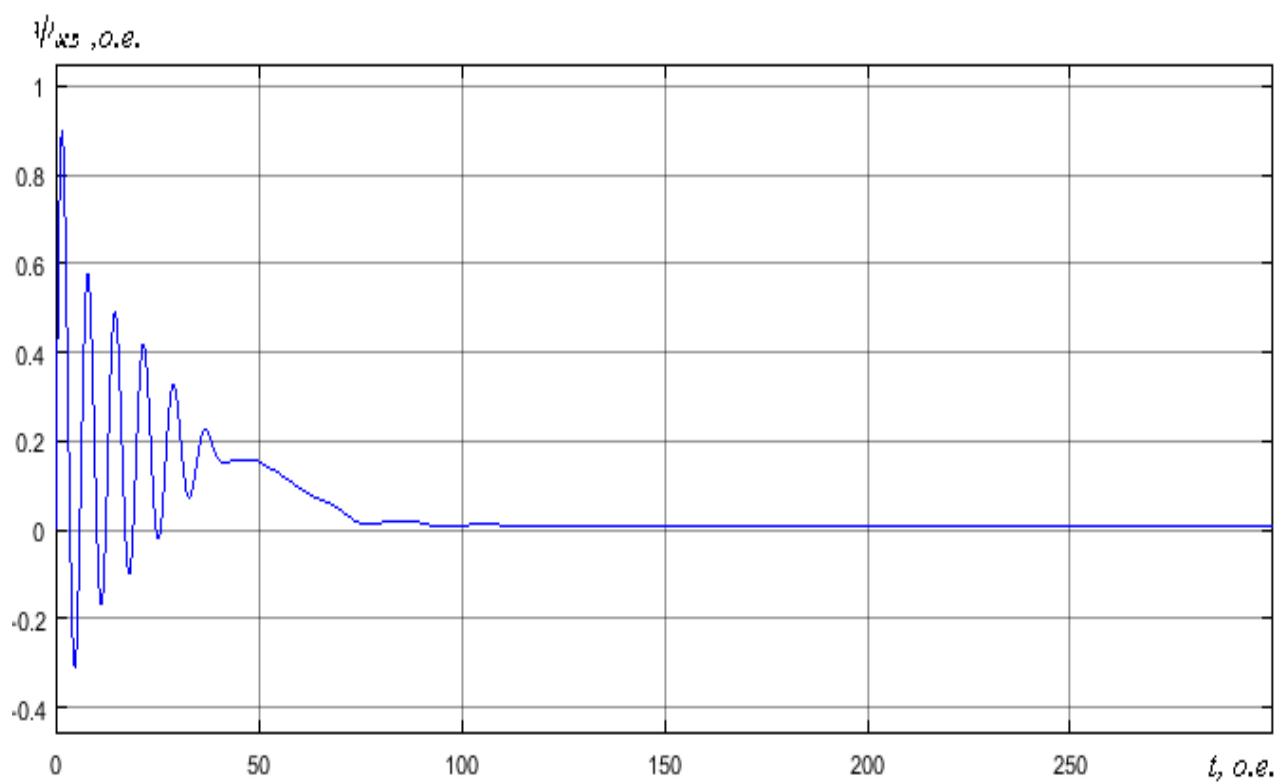


Рисунок 3.10 - График изменения проекции ψ_{xs} потокосцепления статора

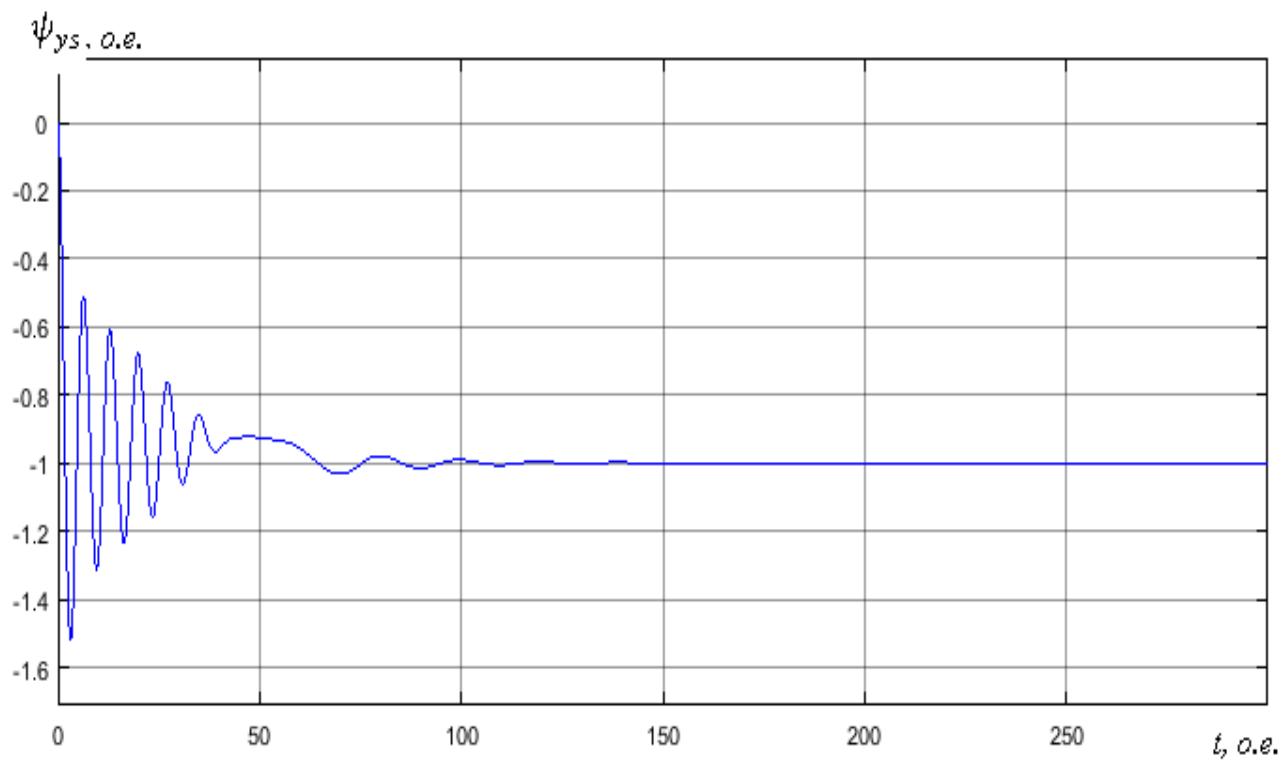


Рисунок 3.11 - График изменения проекции ψ_{ys} потокосцепления статора

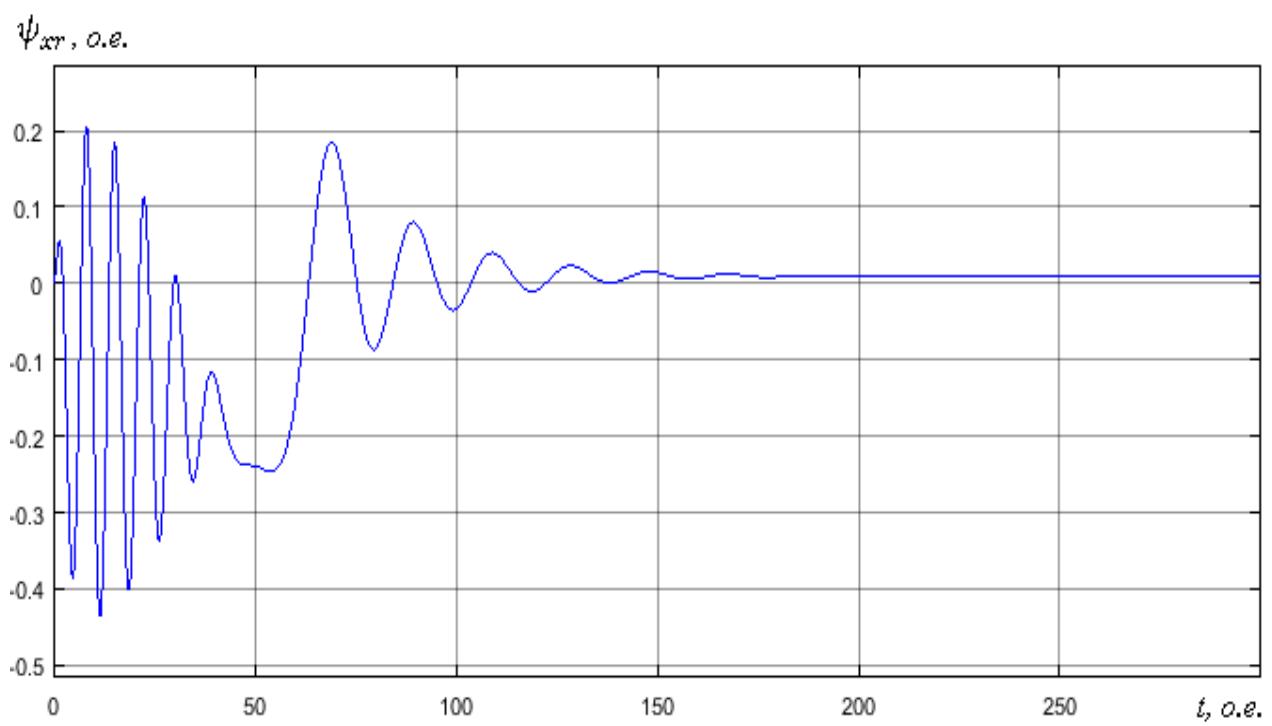


Рисунок 3.12 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

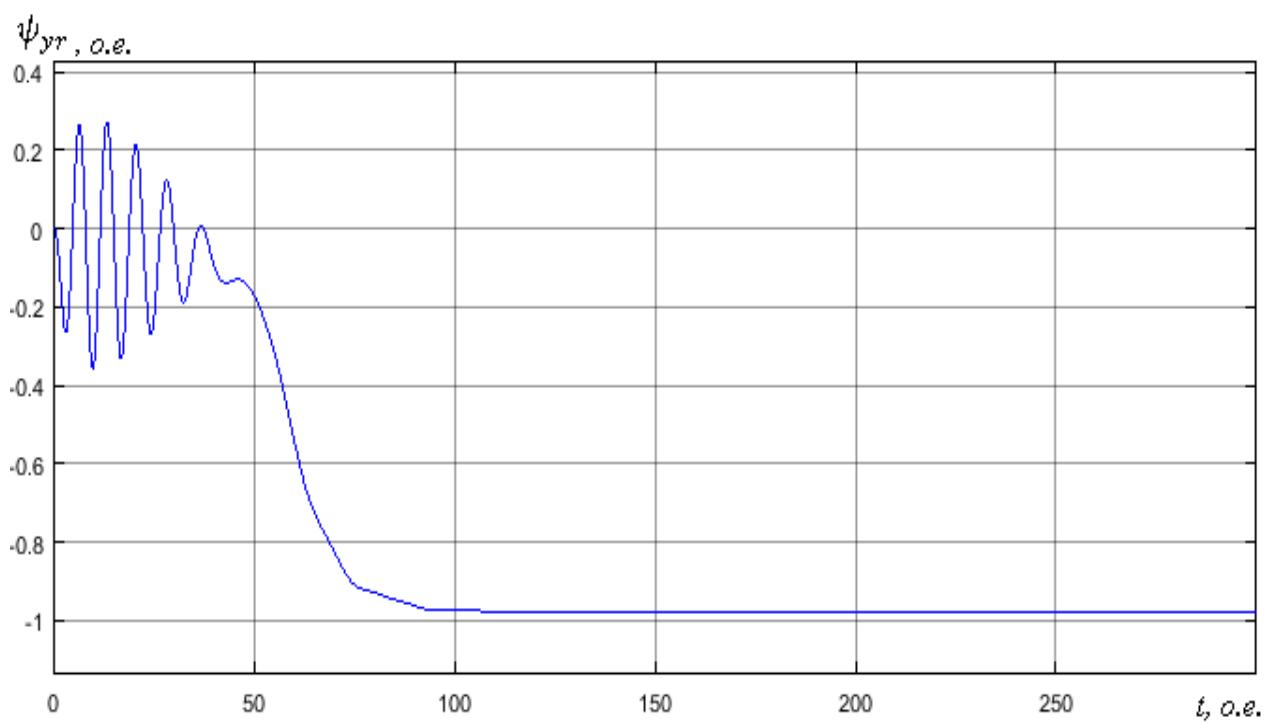


Рисунок 3.13 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.2.2 Результаты моделирования АД 4А250С4У3

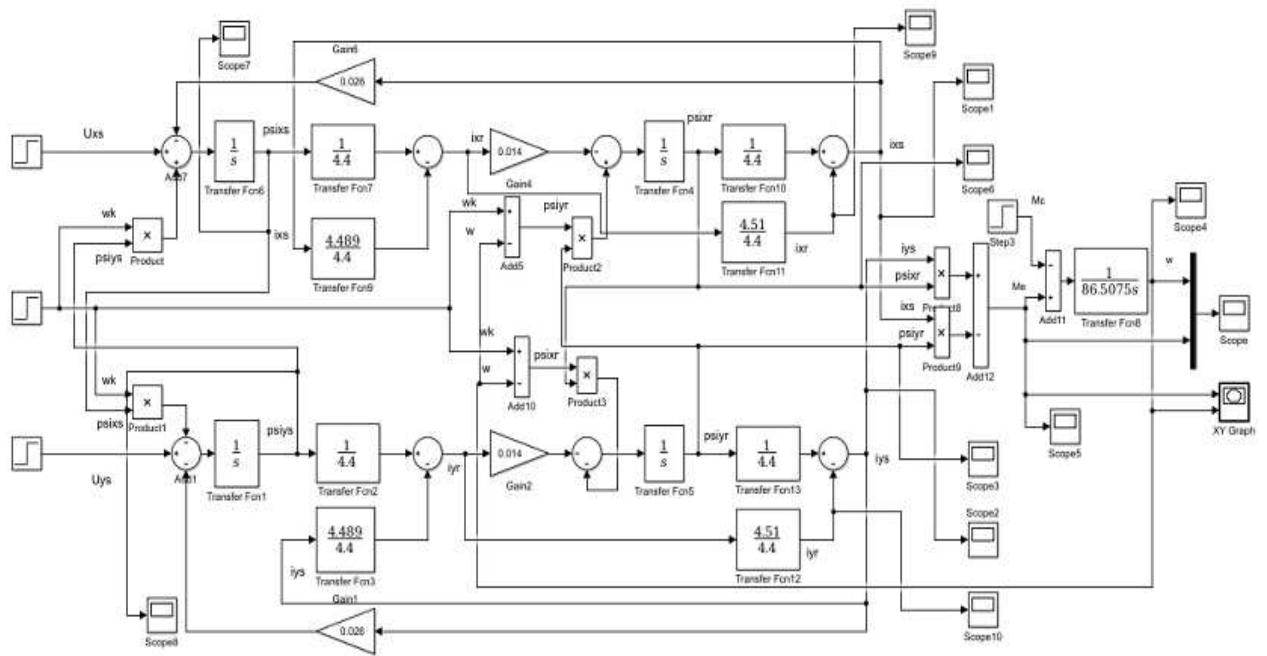


Рисунок 3.14 – Структурная схема АД в декартовых координатах в полных переменных

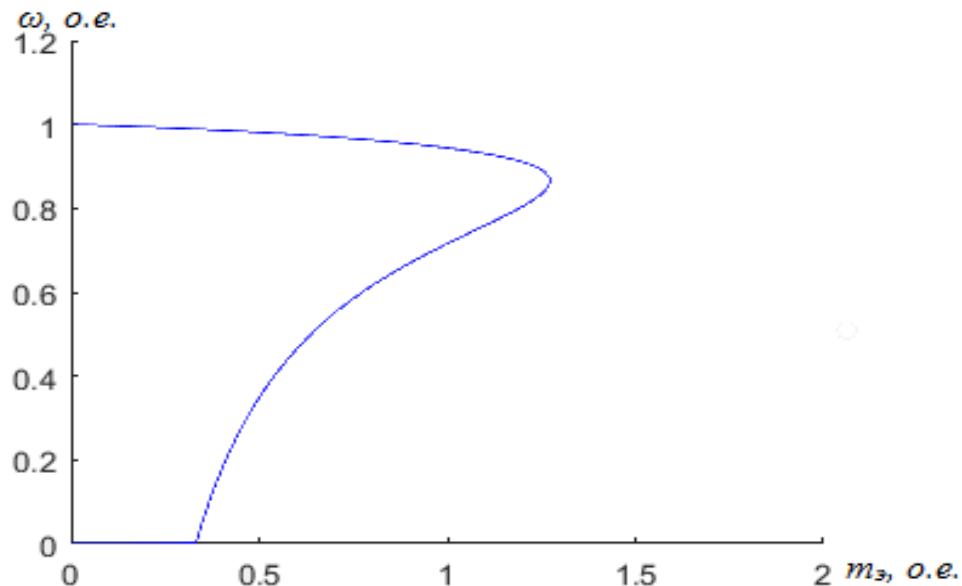


Рисунок 3.15 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

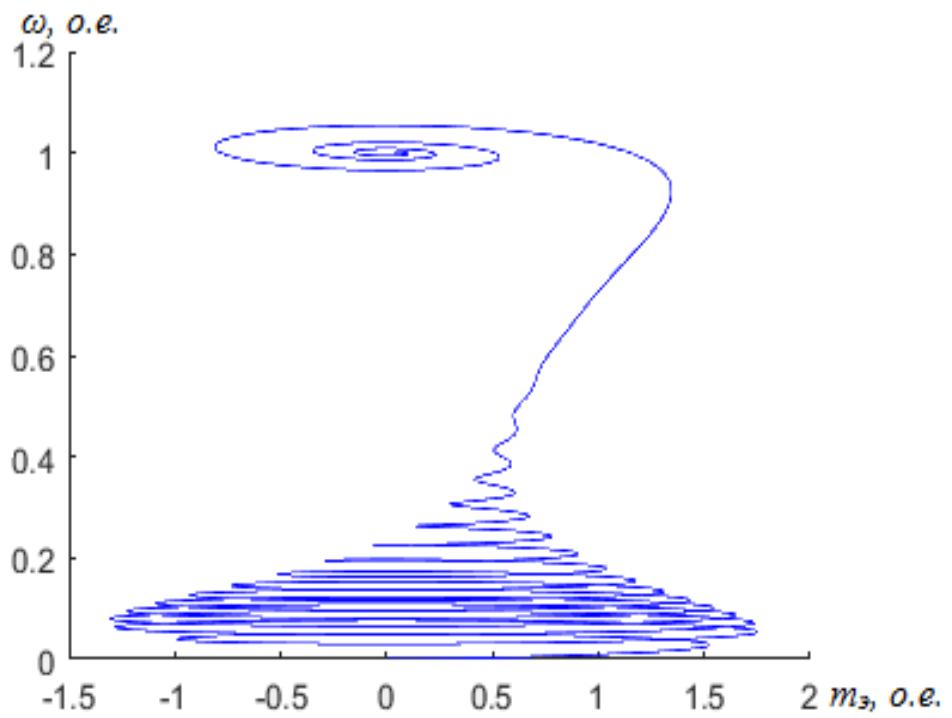


Рисунок 3.16 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

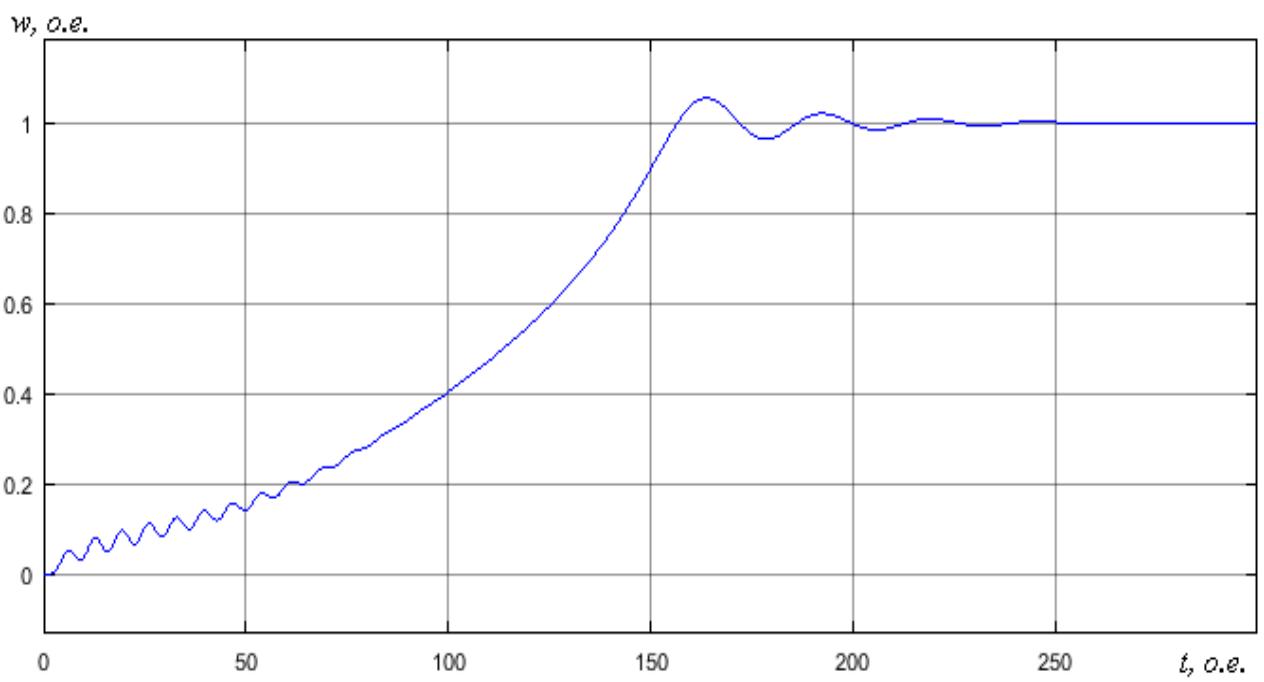


Рисунок 3.17 - График изменения скорости вращения ротора

$M_3, \text{O.e.}$

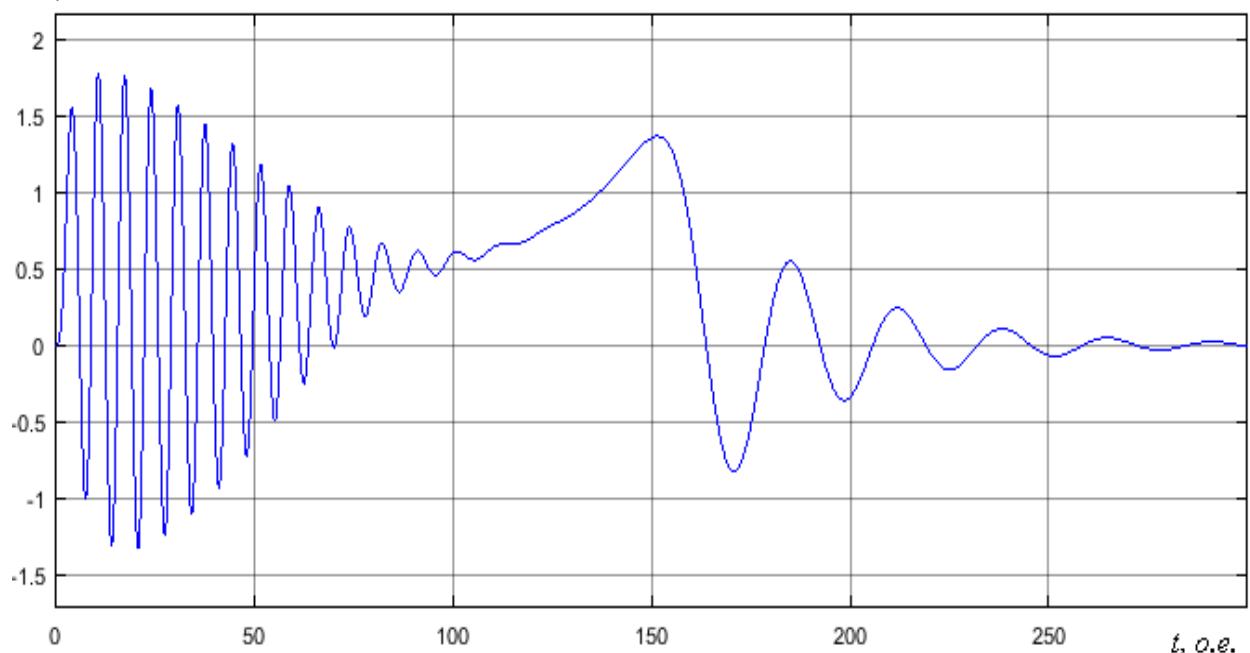


Рисунок 3.18 - График изменения электромагнитного момента

$i_{xs}, \text{O.e.}$

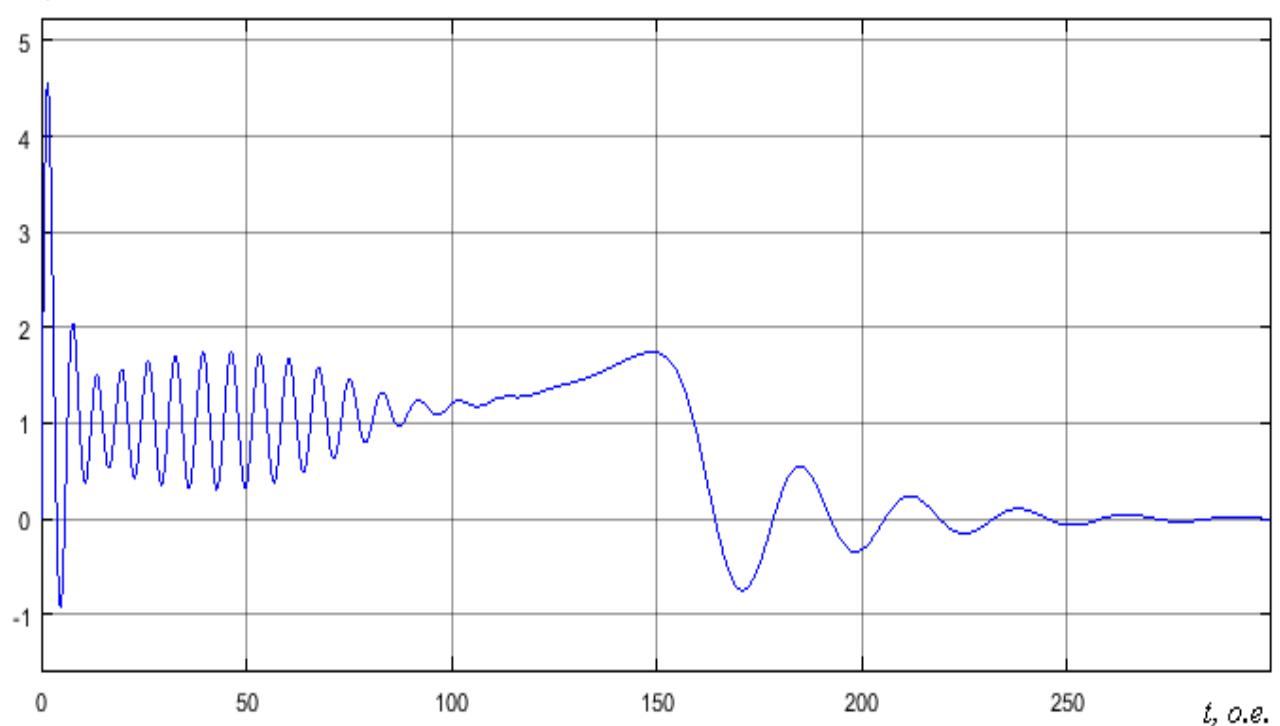


Рисунок 3.19 - График изменения проекции i_{xs} тока статора

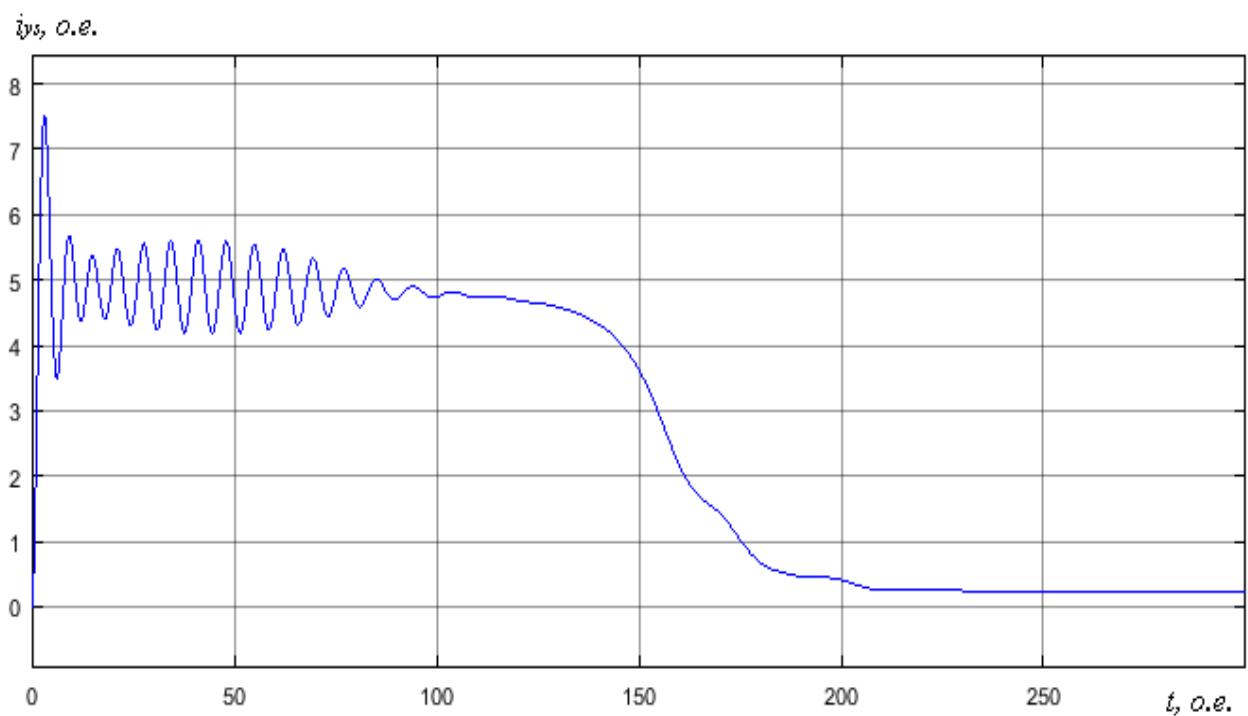


Рисунок 3.20 - График изменения проекции i_{ys} тока статора

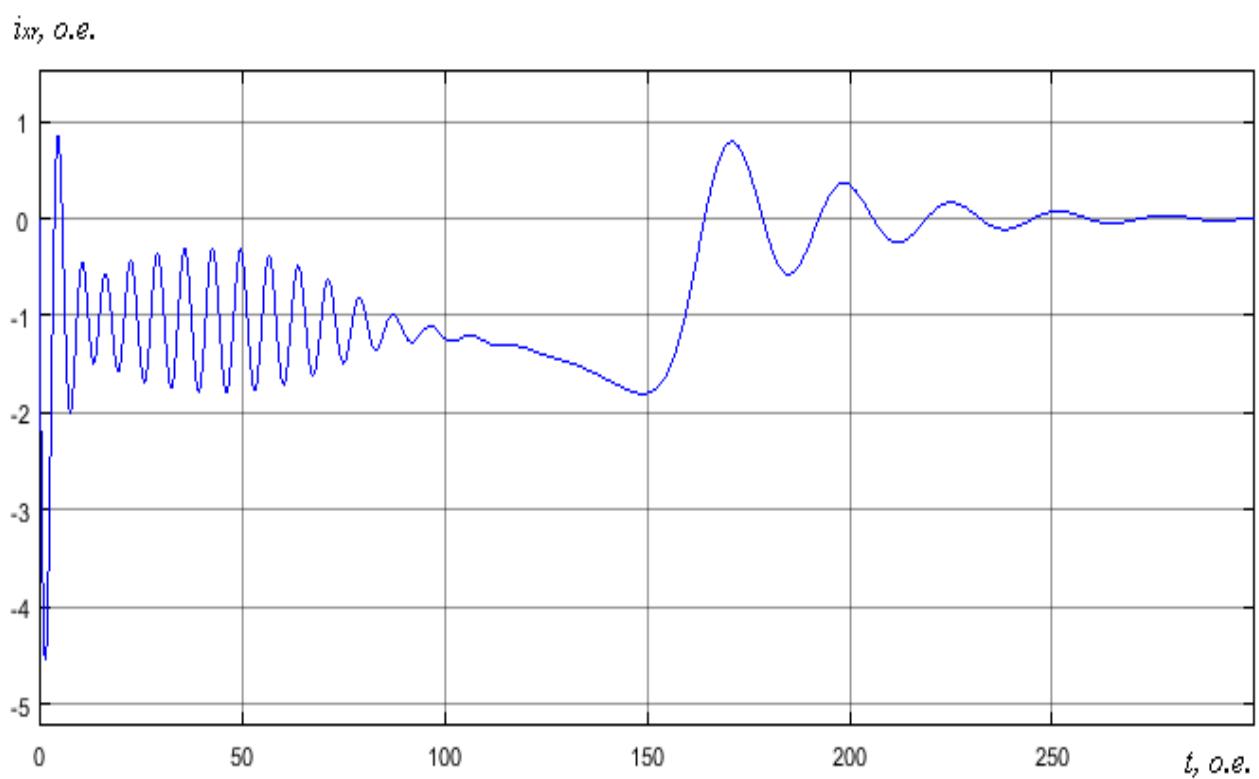


Рисунок 3.21 - График изменения проекции i_{xr} тока ротора

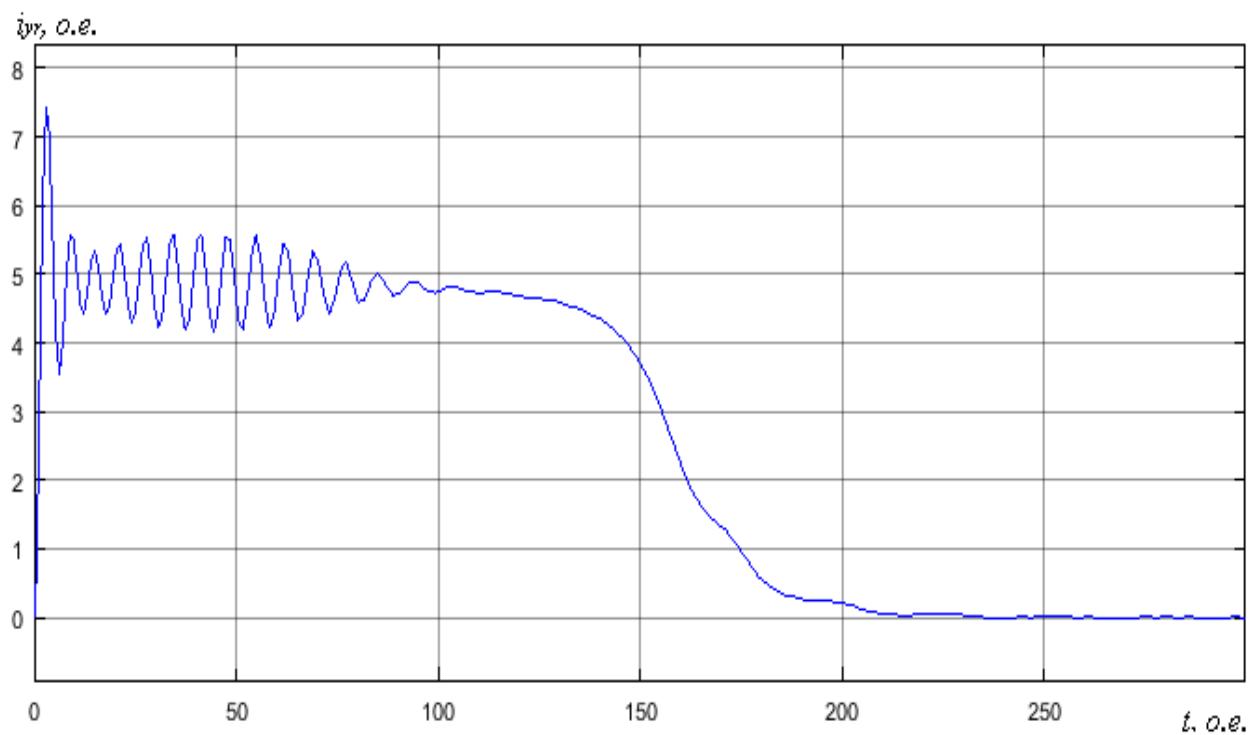


Рисунок 3.22 - График изменения проекции i_{yr} тока ротора

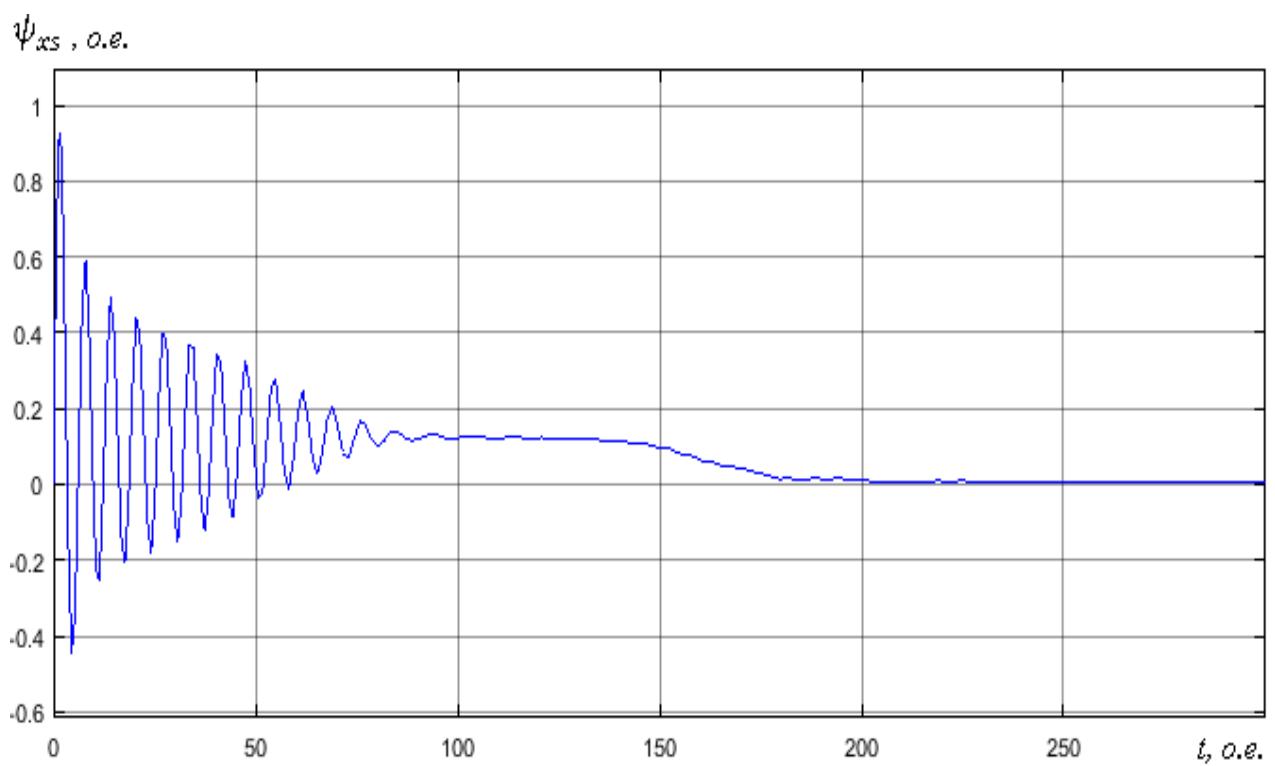


Рисунок 3.23 - График изменения проекции ψ_{xs} потокосцепления статора

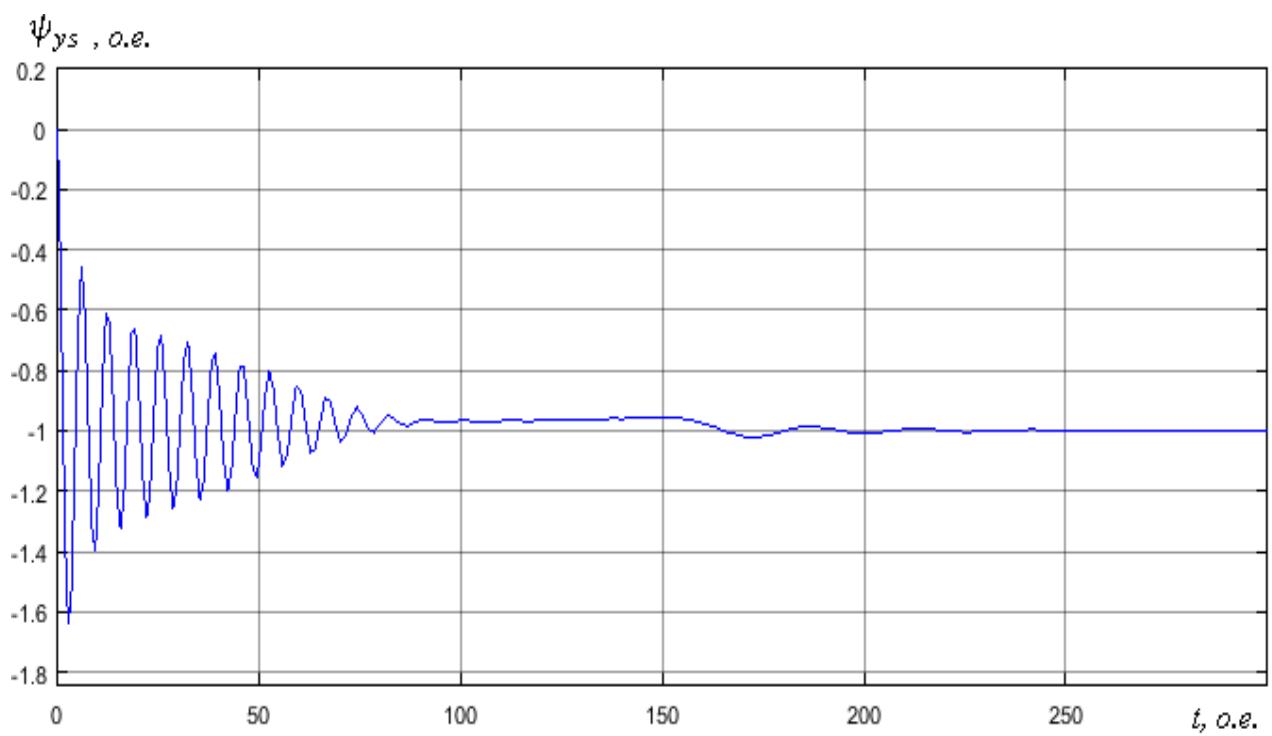


Рисунок 3.24 - График изменения проекции ψ_{y_s} потокосцепления статора

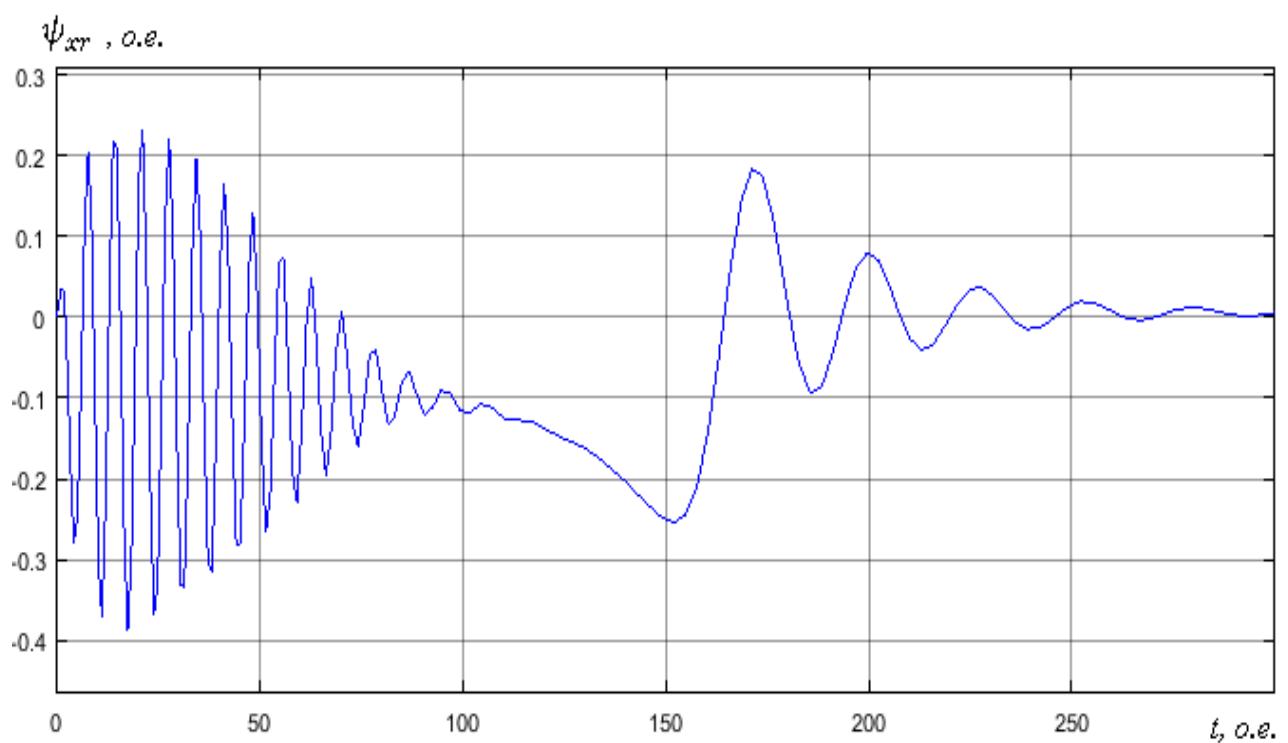


Рисунок 3.25 - График изменения проекции ψ_{x_r} потокосцепления ротора

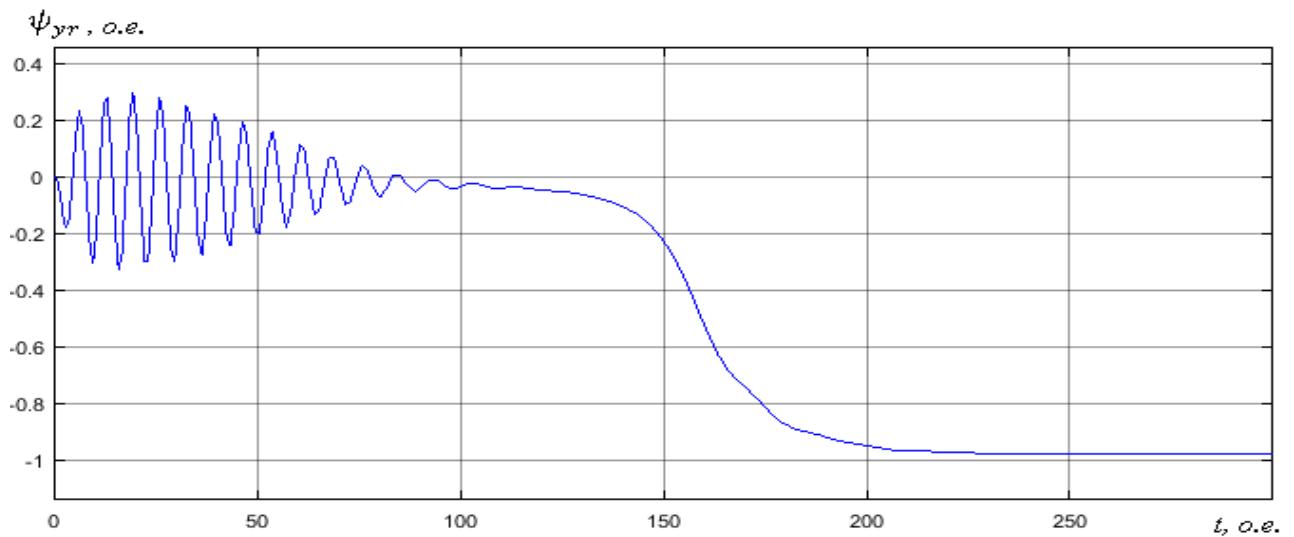


Рисунок 3.26 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.3 Результаты моделирования АД в переменных $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$

3.3.1 Результаты моделирования АД 4А160М4УЗ

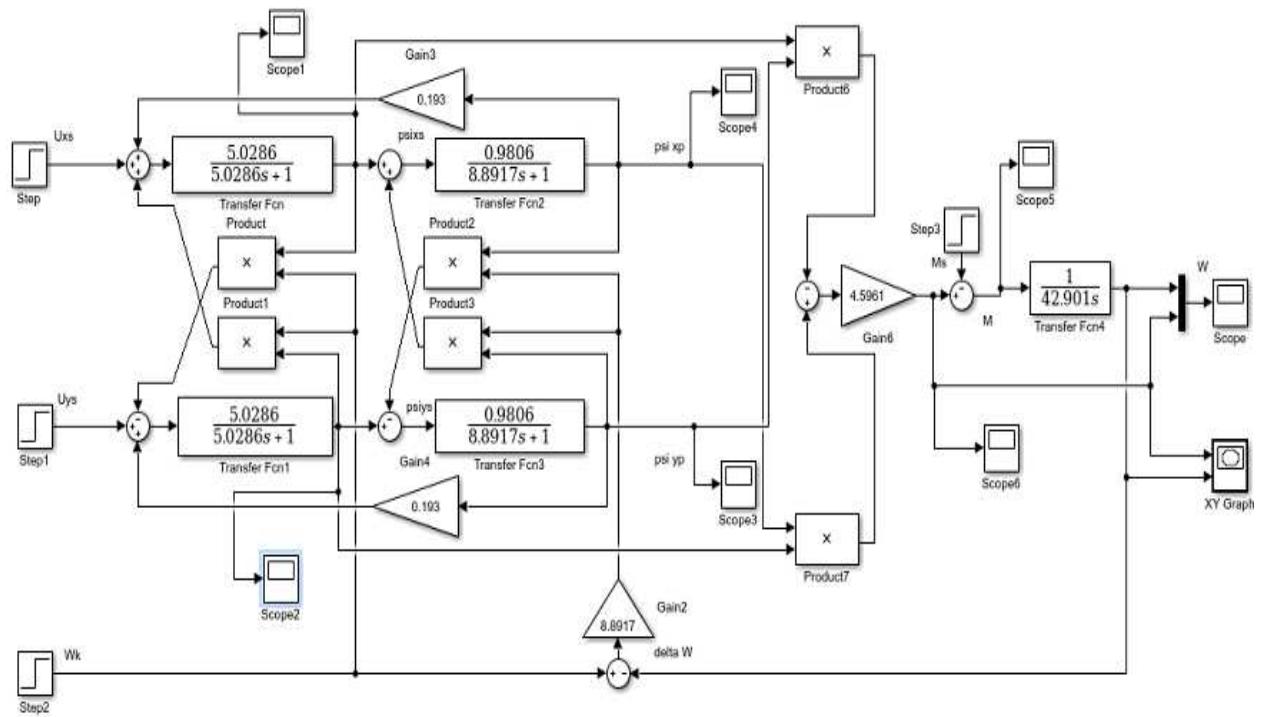


Рисунок 3.27 - Структурная схема модели АД 4А160М4УЗ в декартовых координатах в переменных $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$

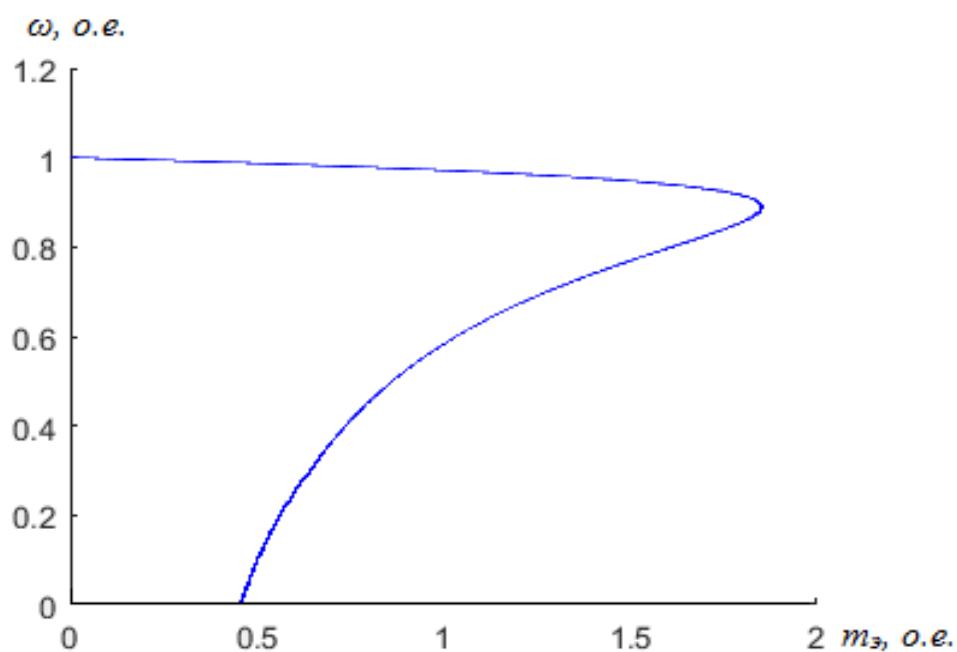


Рисунок 3.28 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

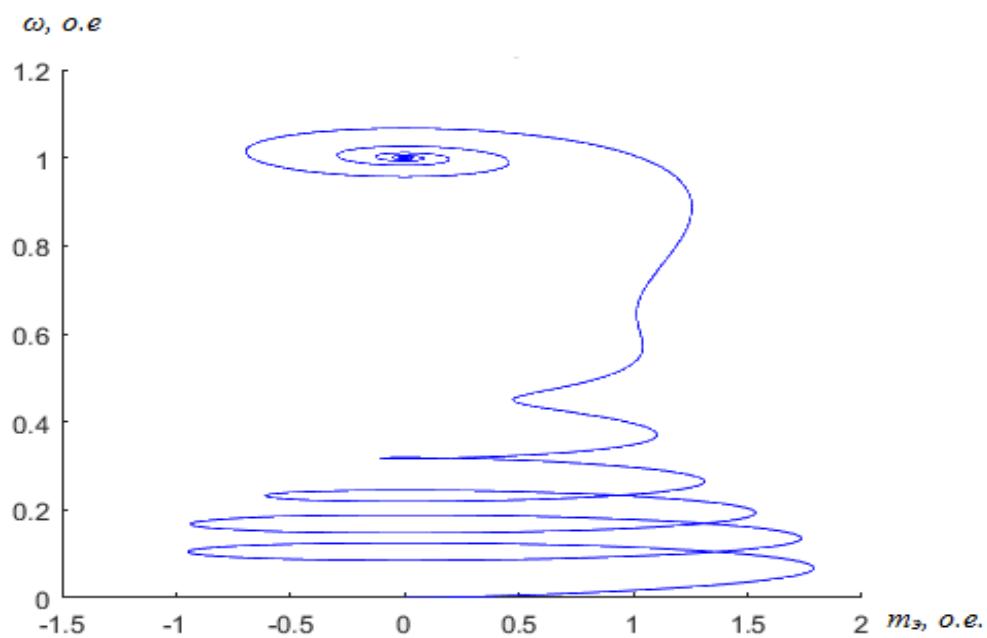


Рисунок 3.29 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

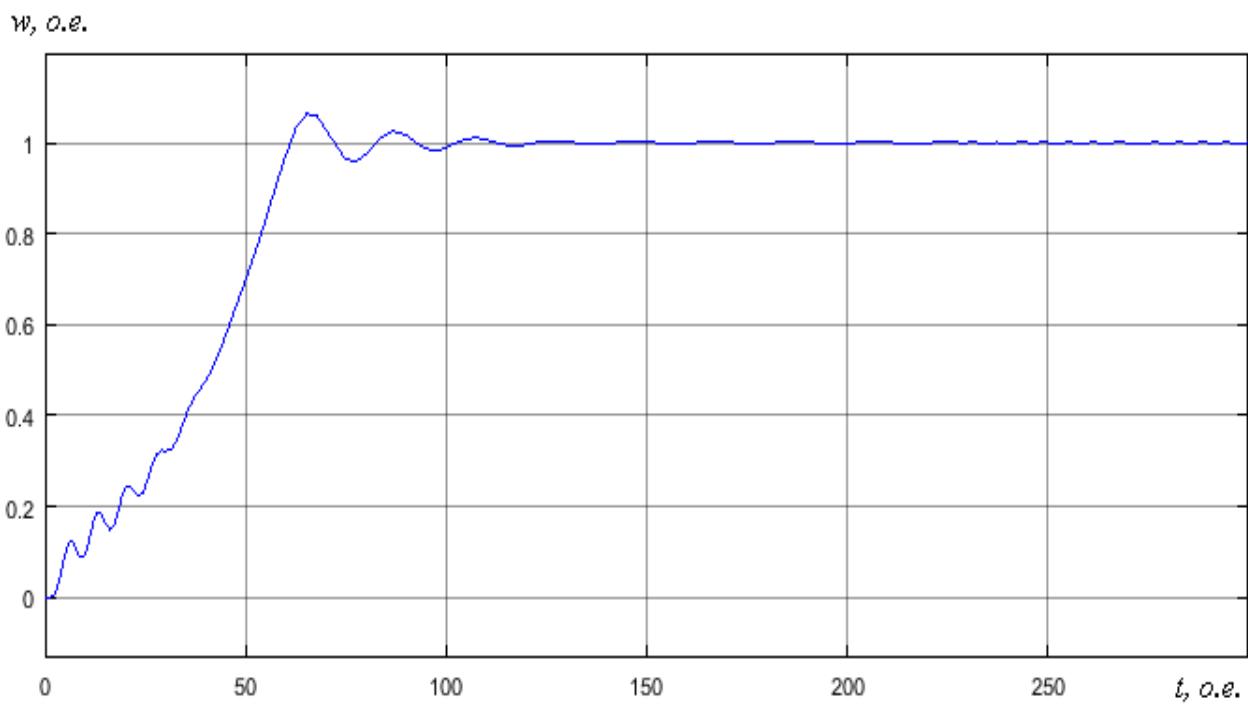


Рисунок 3.30 - График изменения скорости вращения ротора

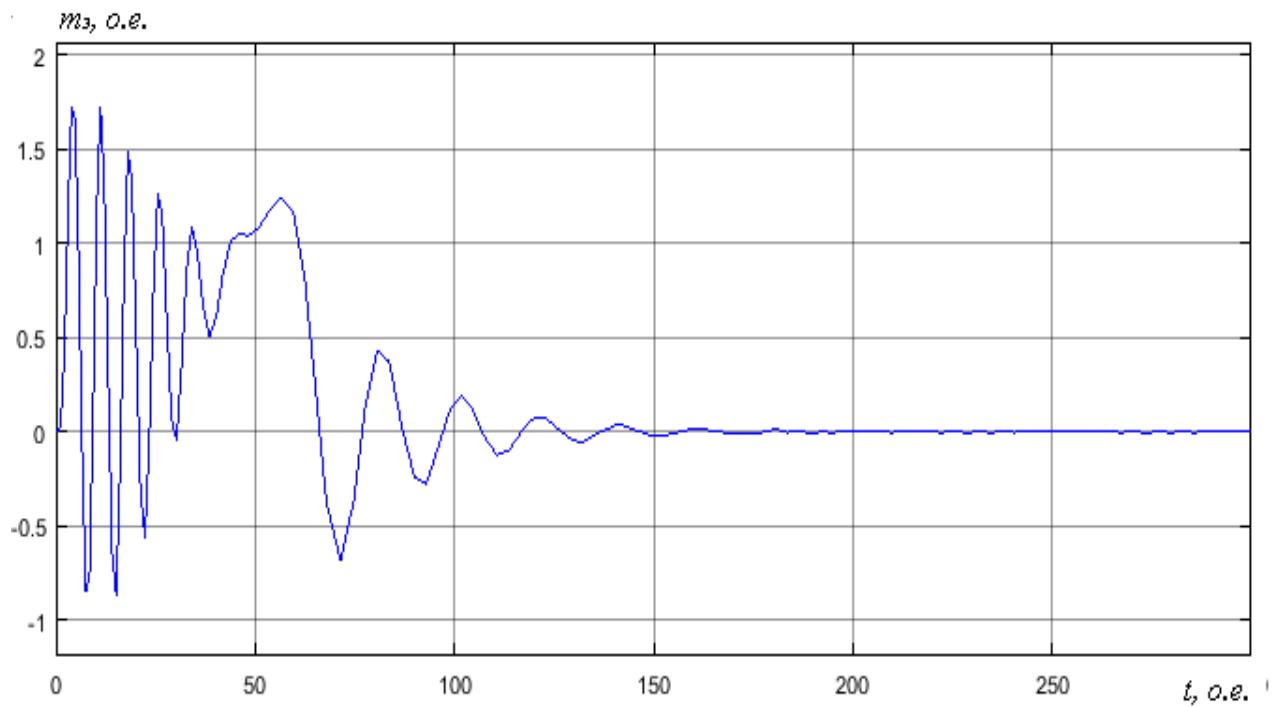


Рисунок 3.31 - График изменения электромагнитного момента

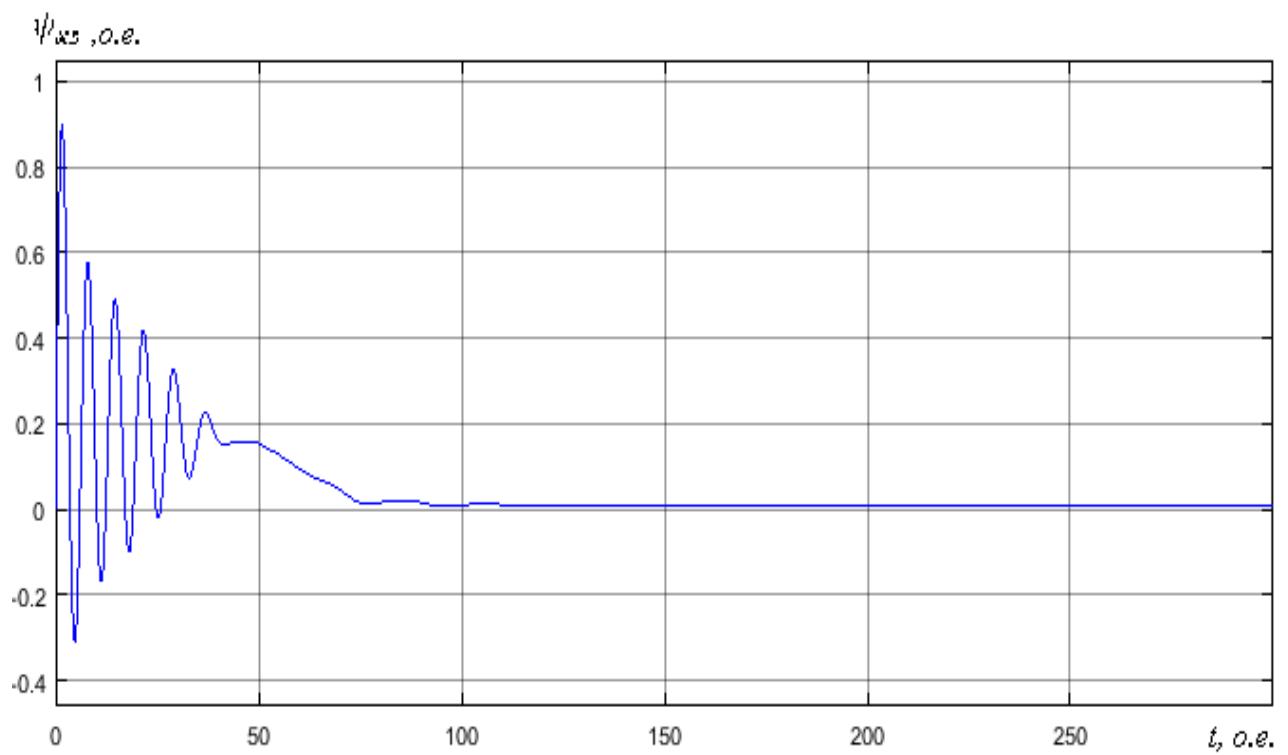


Рисунок 3.32- График изменения проекции ψ_{xs} потокосцепления статора

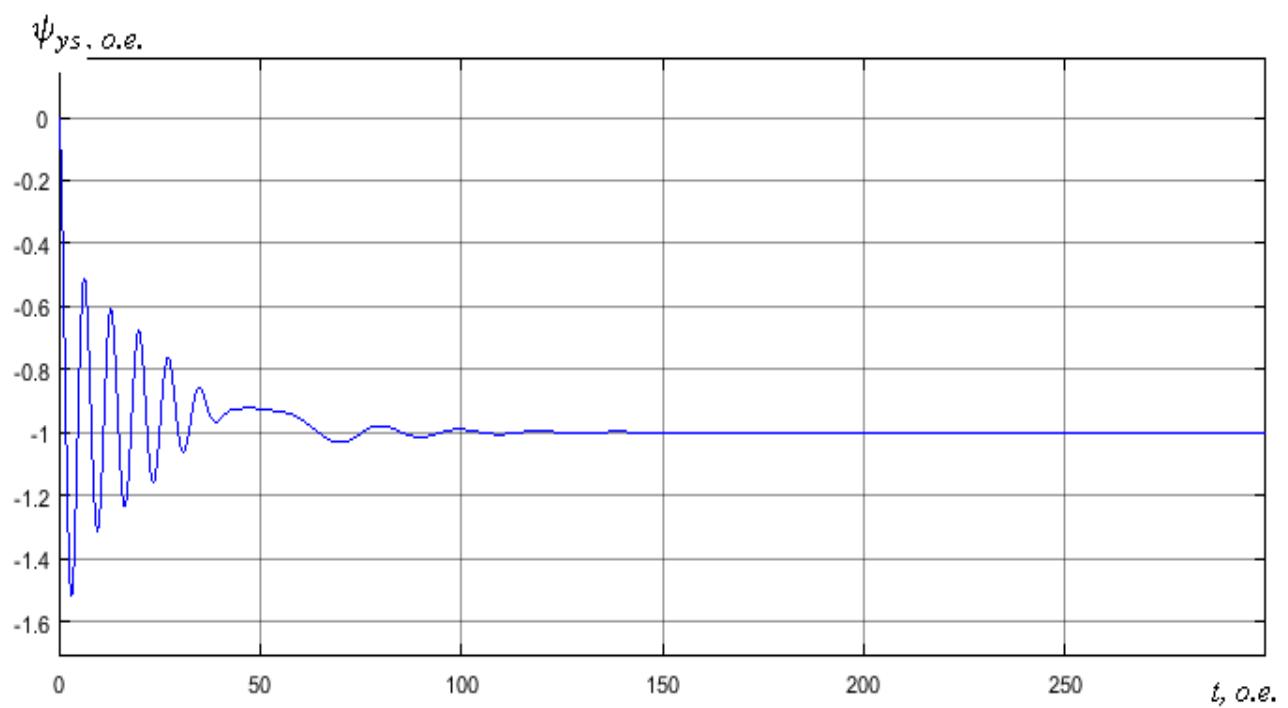


Рисунок 3.33 - График изменения проекции ψ_{ys} потокосцепления статора

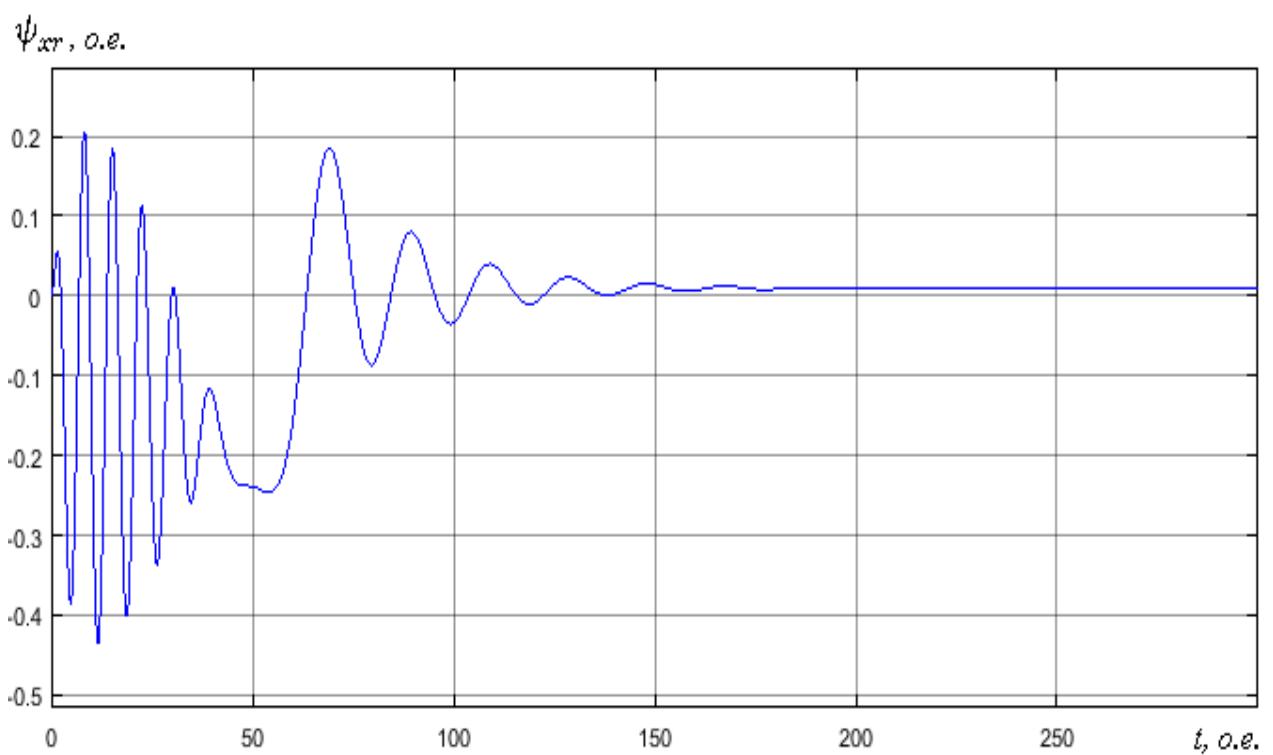


Рисунок 3.34 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

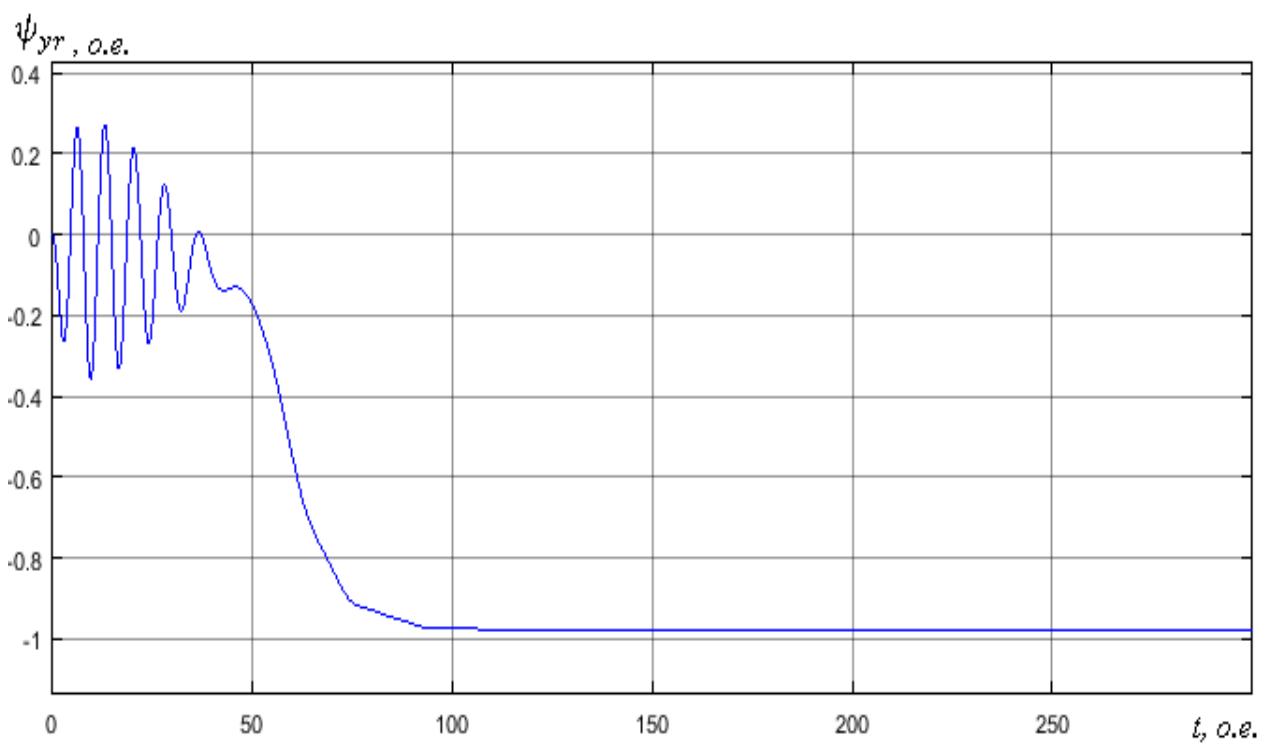


Рисунок 3.35 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.3.2 Результаты моделирования АД 4A250S4У3

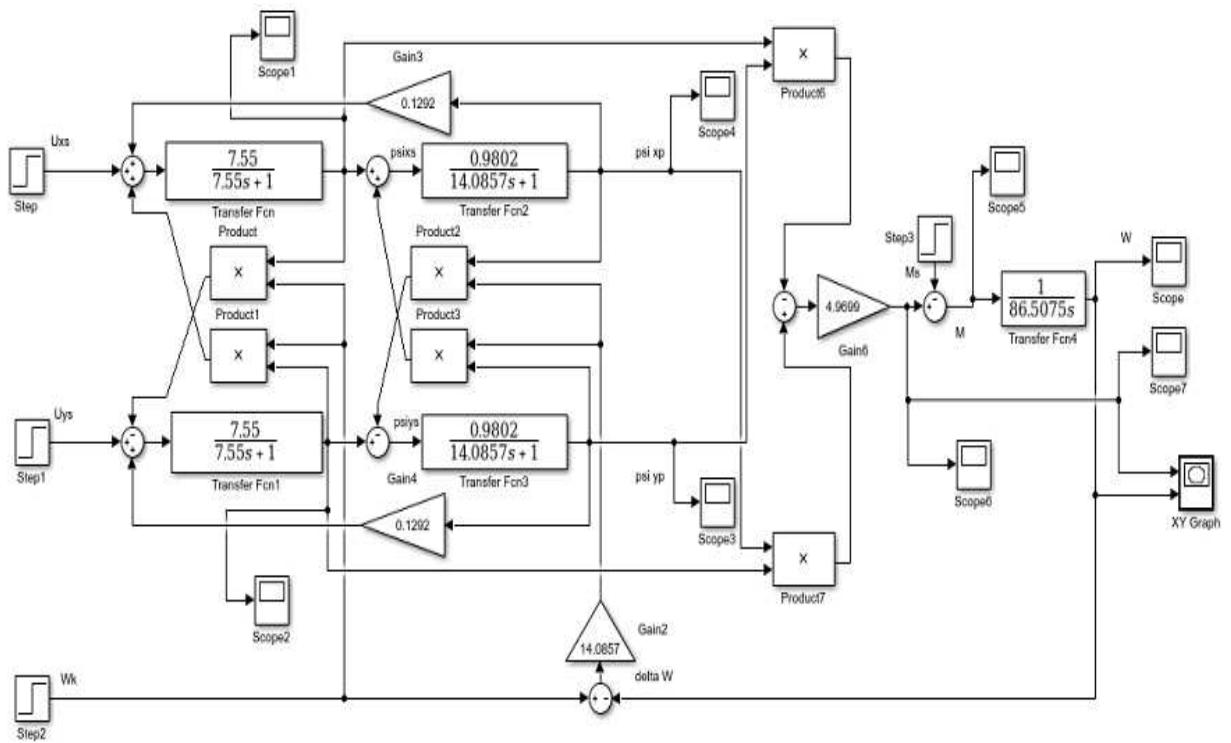


Рисунок 3.36 - Структурная схема модели АД 4A250S4У3 в декартовых координатах в переменных $\vec{\psi}_s - \vec{\psi}_r$

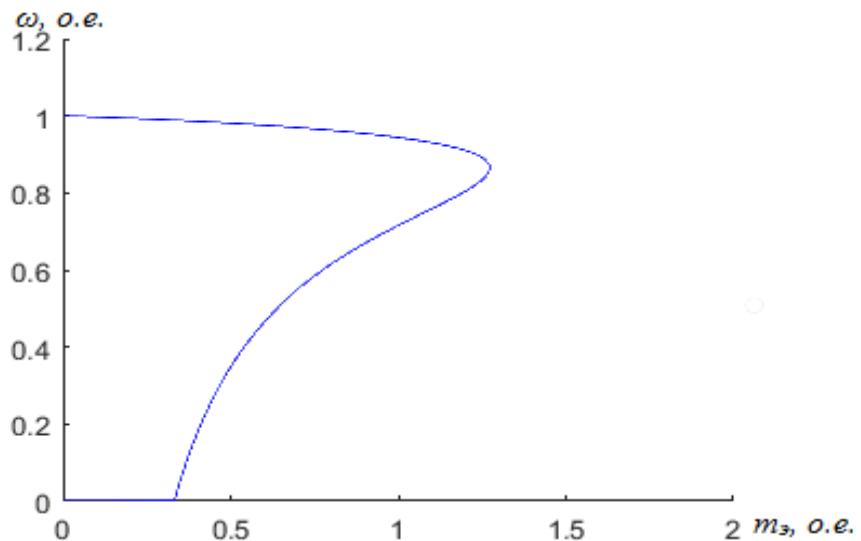


Рисунок 3.37 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

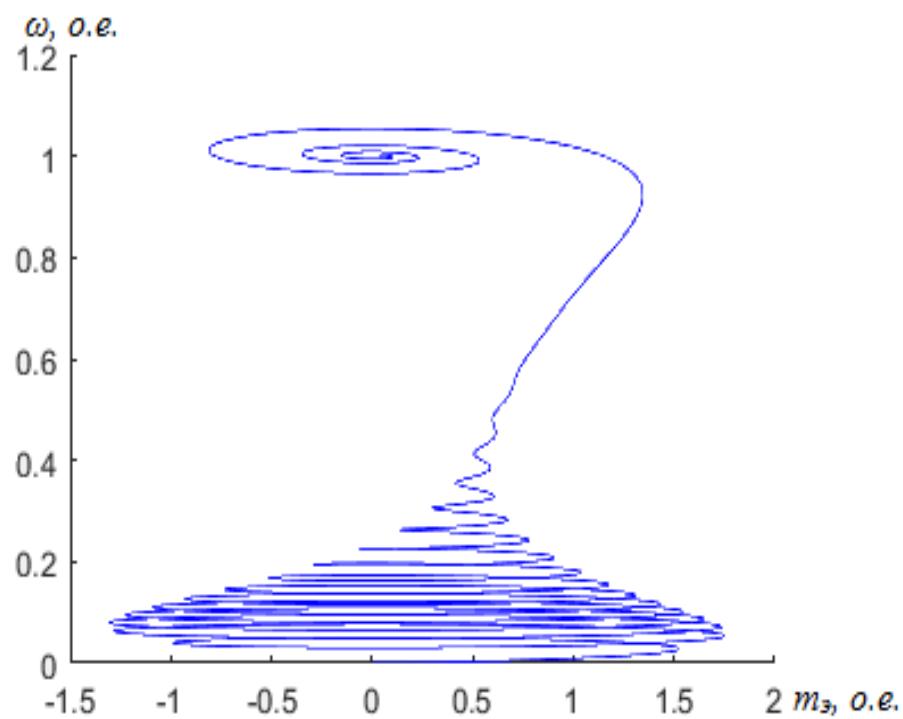


Рисунок 3.38 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

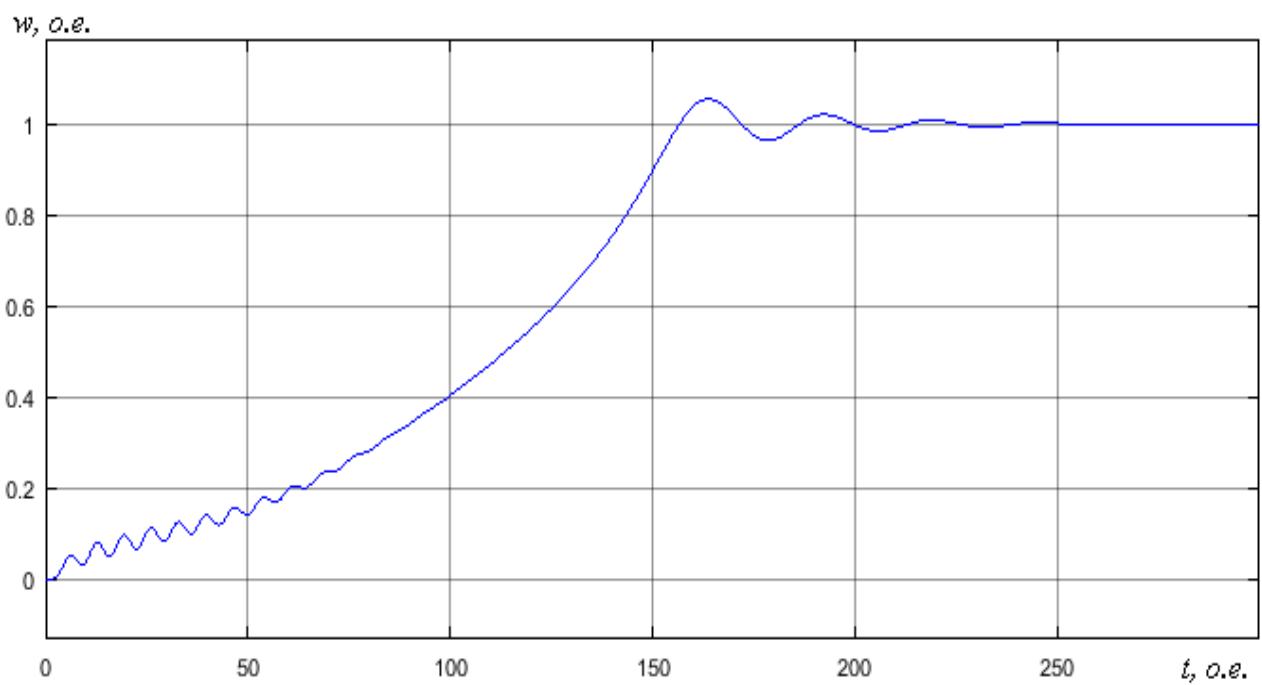


Рисунок 3.39 - График изменения скорости вращения ротора

M_3 , O.e.

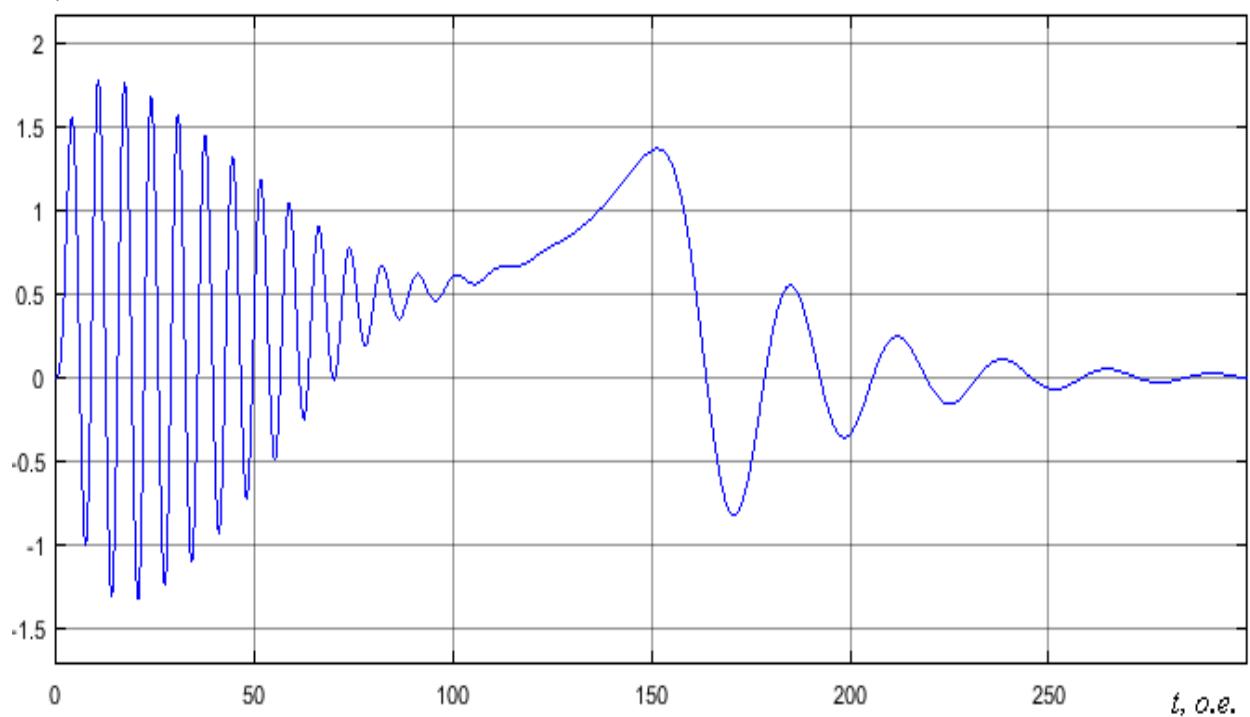


Рисунок 3.40 - График изменения электромагнитного момента

ψ_{xs} , O.e.

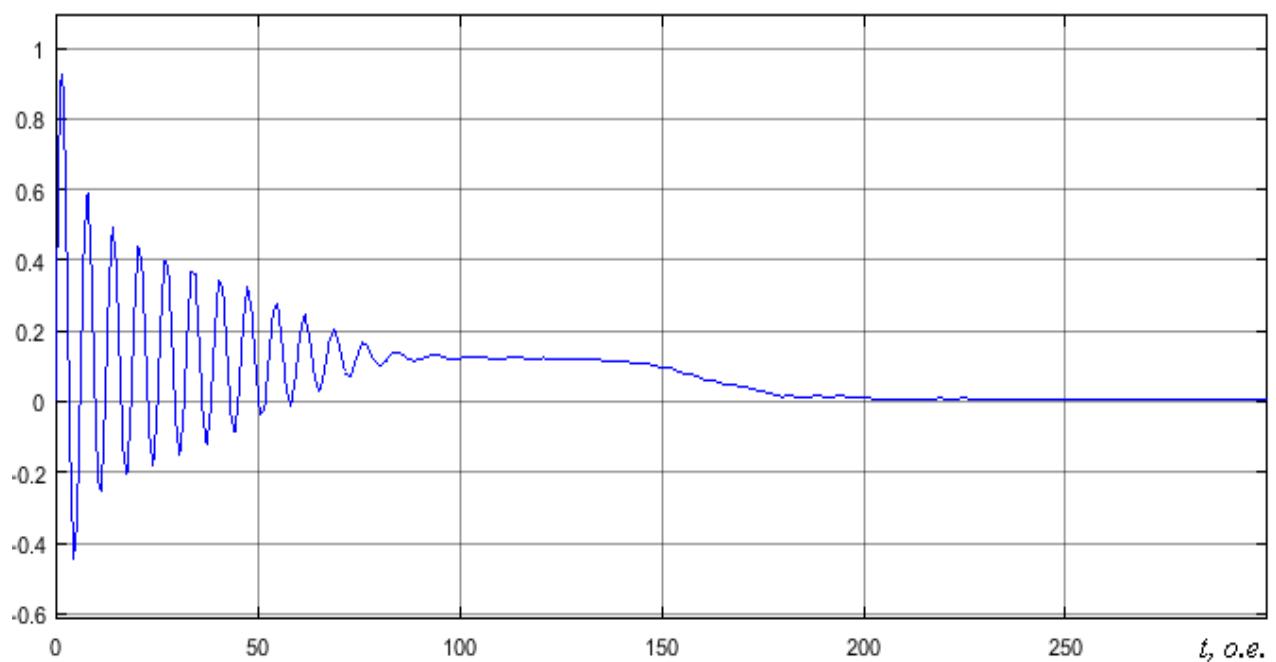


Рисунок 3.41 - График изменения проекции ψ_{xs} потокосцепления статора

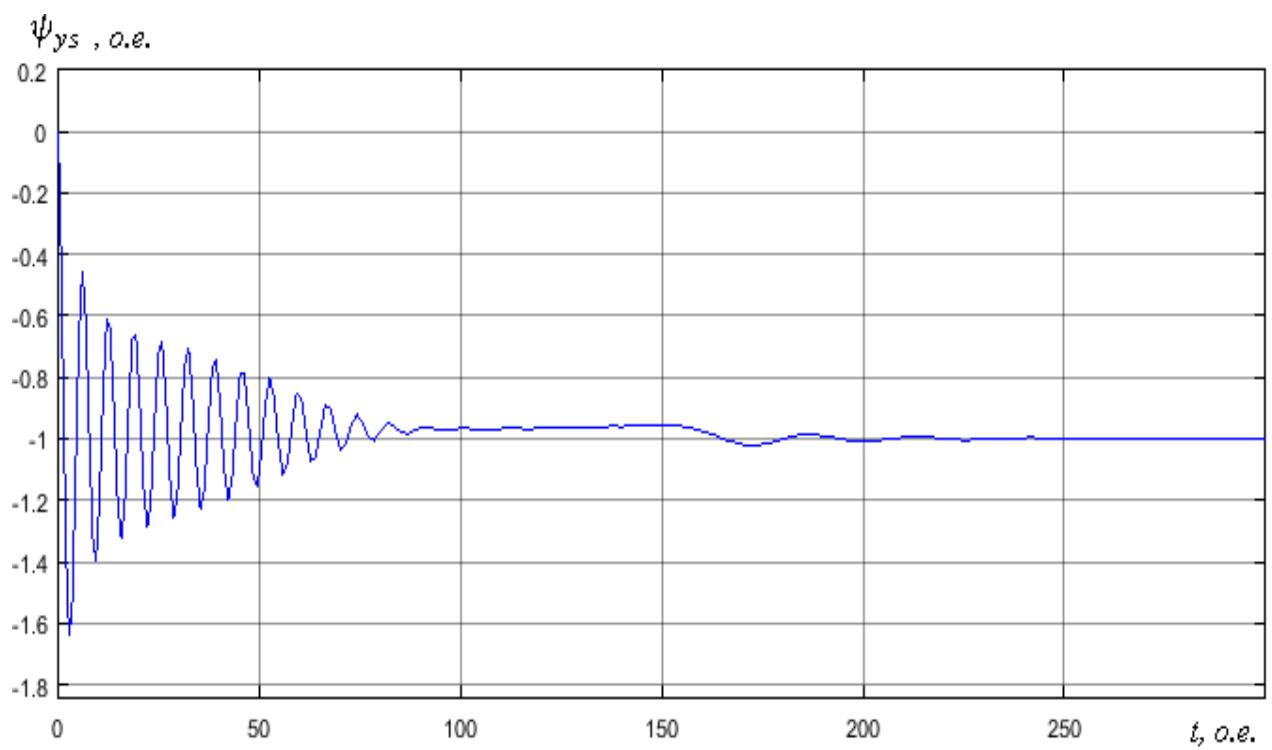


Рисунок 3.42 - График изменения проекции ψ_{ys} потокосцепления статора

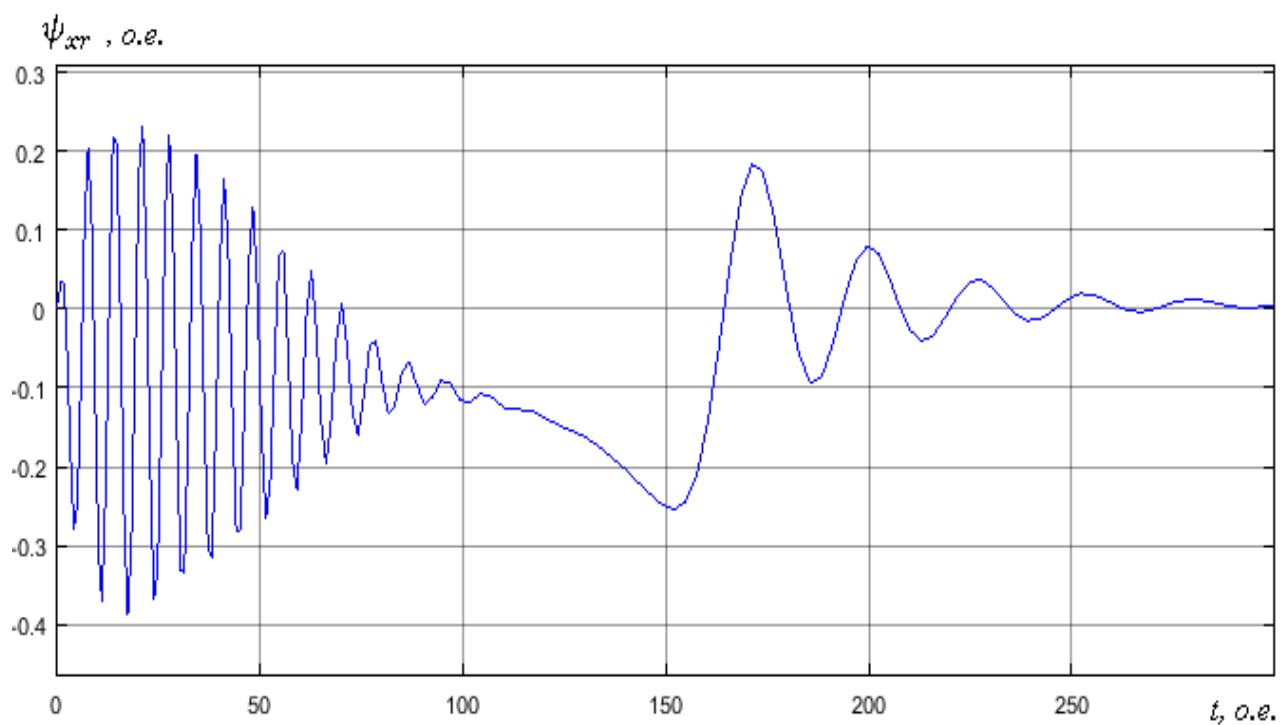


Рисунок 3.43 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

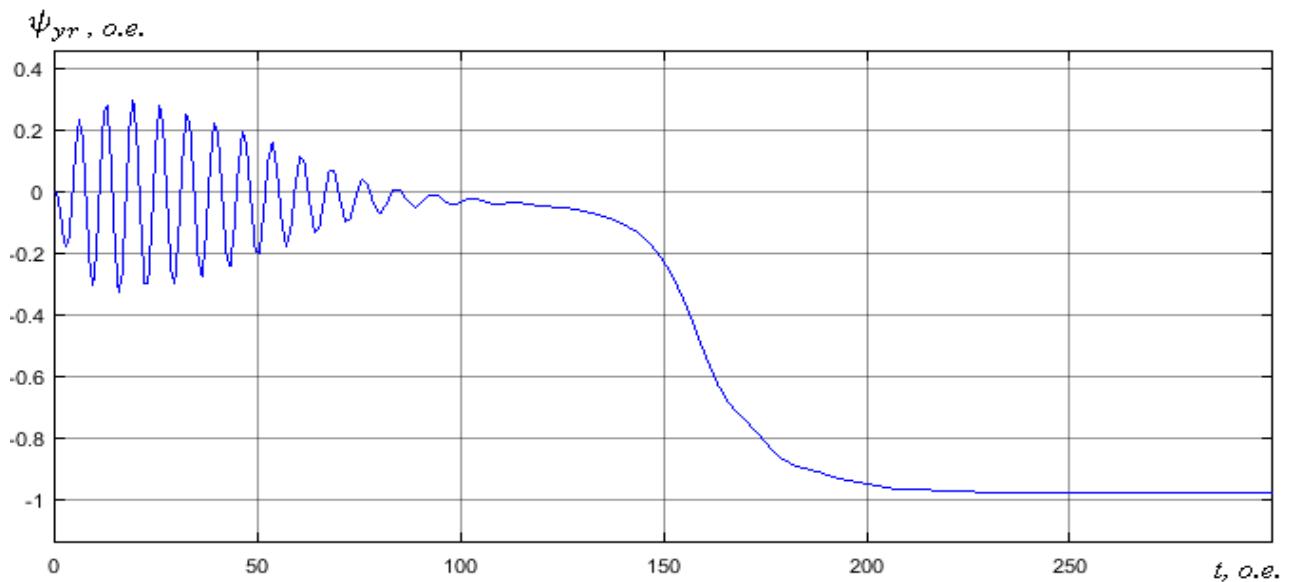


Рисунок 3.44 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.4 Результаты моделирования АД в переменных $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$

3.4.1 Результаты моделирования АД 4А160М4У3

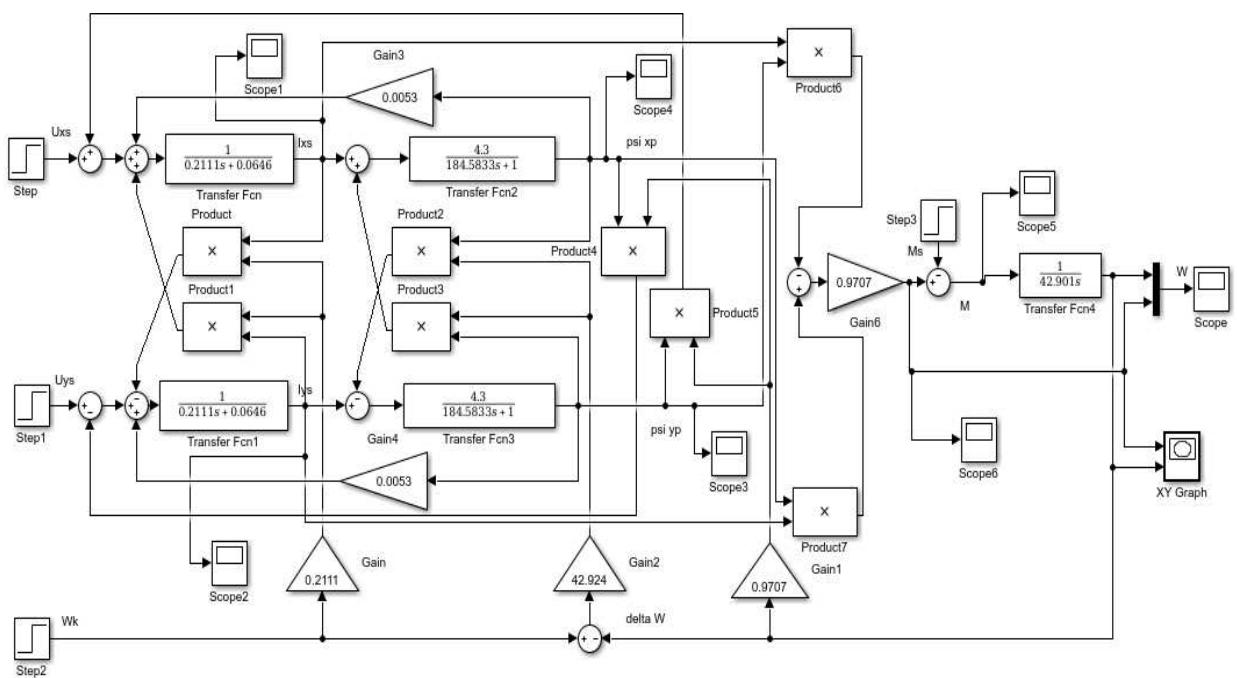


Рисунок 3.45 – Структурная схема АД в декартовых координатах в переменных $\vec{i}_s - \vec{\psi}_r$

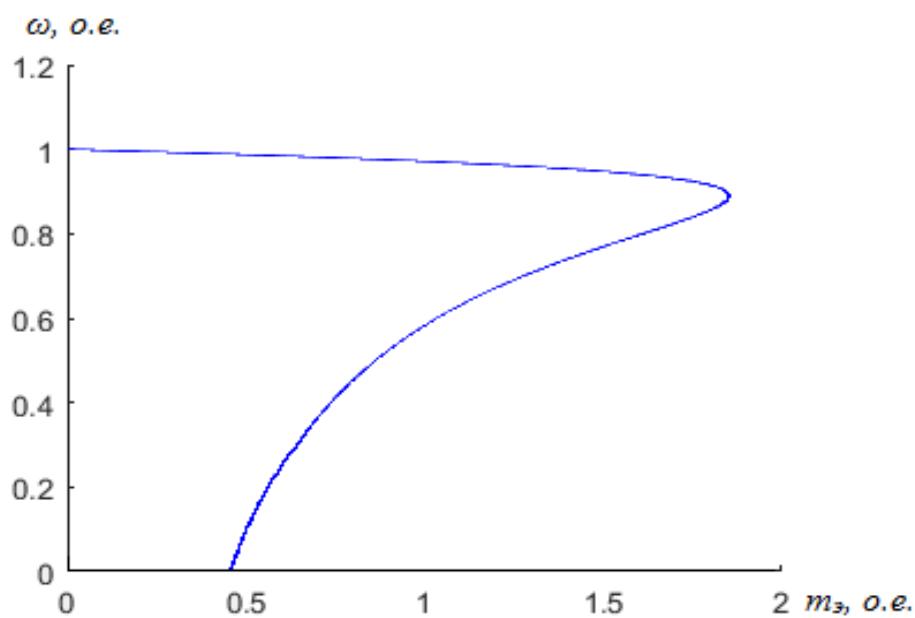


Рисунок 3.46 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

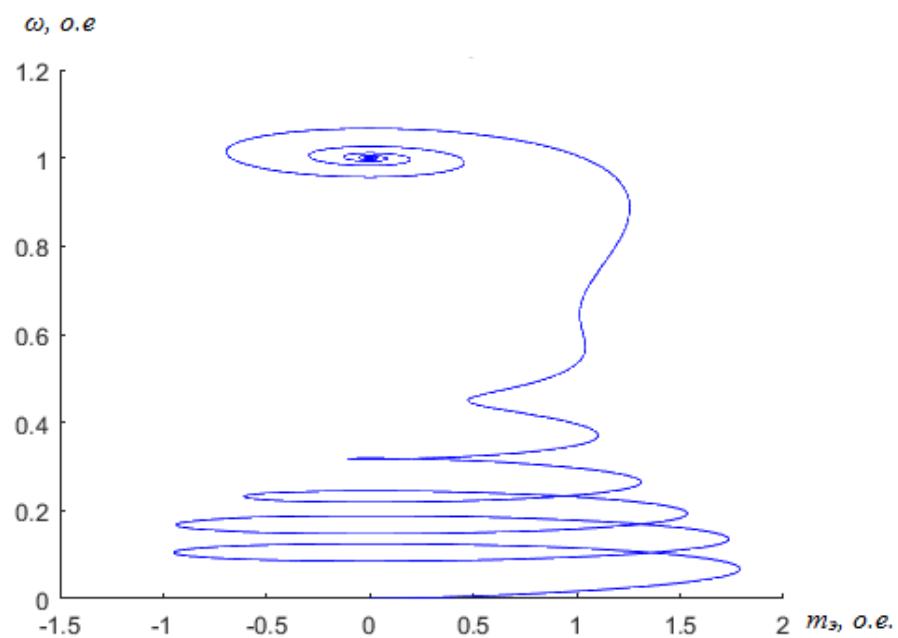


Рисунок 3.47 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

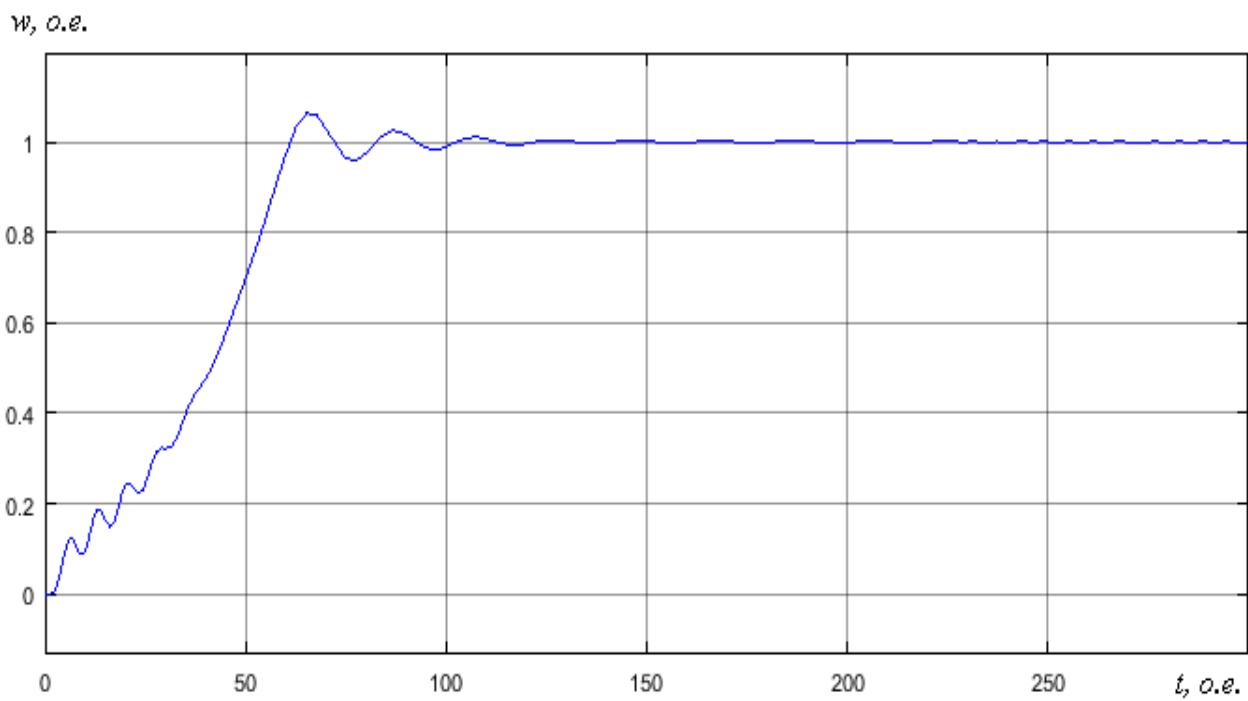


Рисунок 3.48 - График изменения скорости вращения ротора

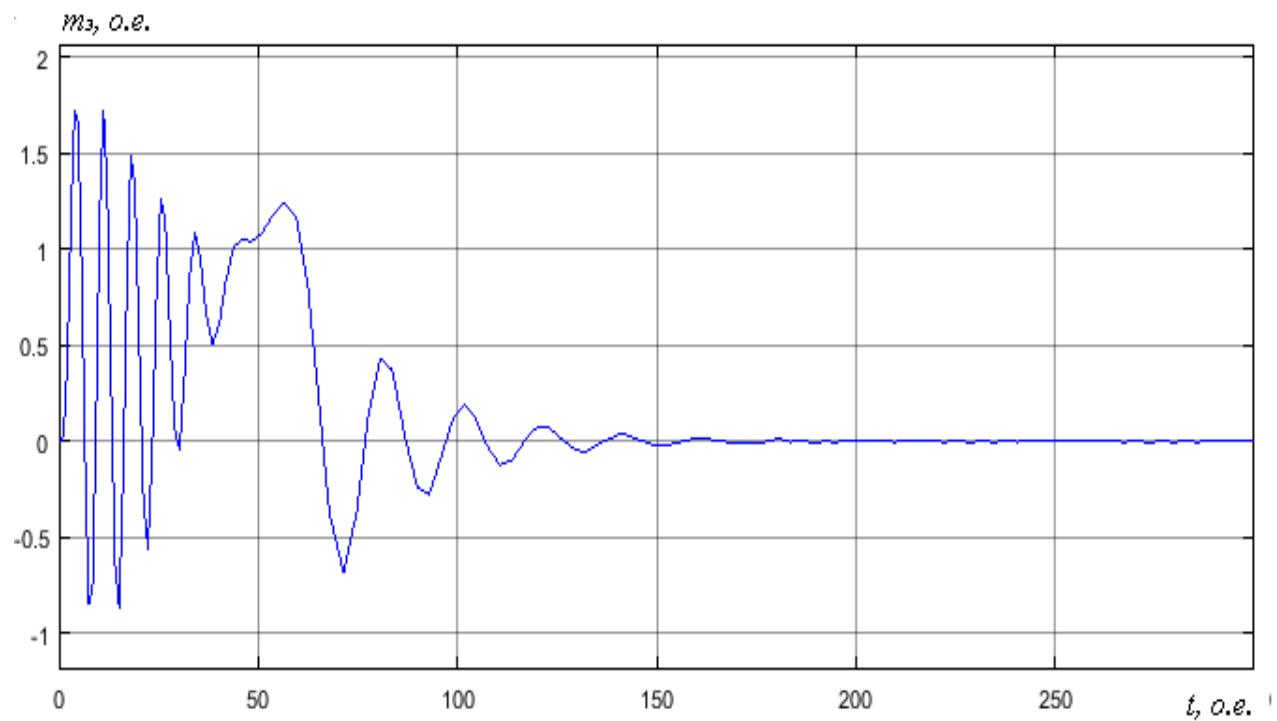


Рисунок 3.49 - График изменения электромагнитного момента

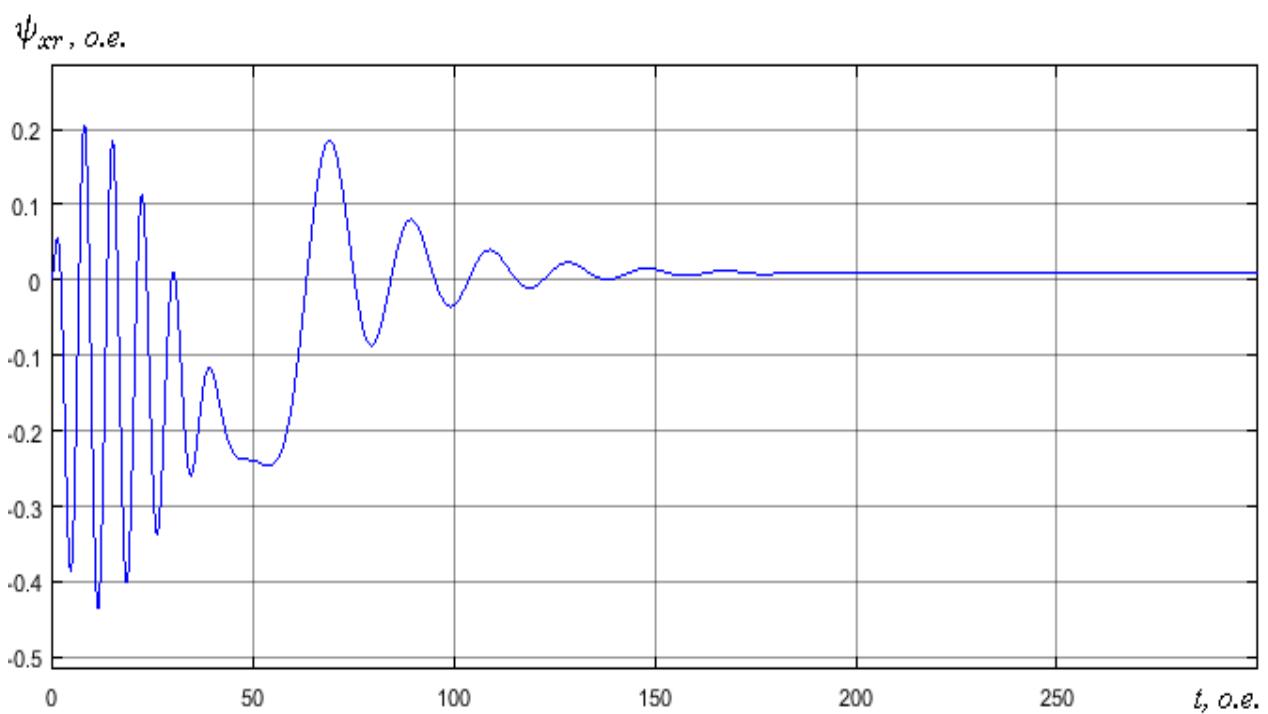


Рисунок 3.52 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

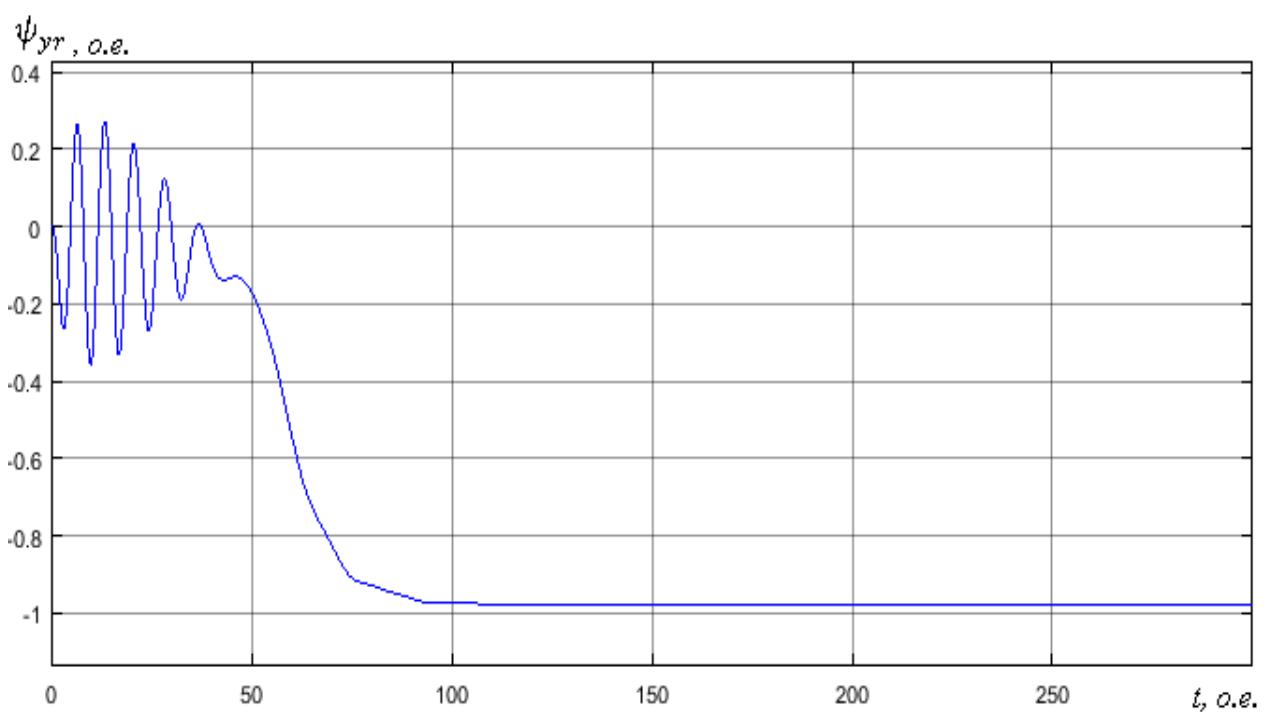


Рисунок 3.53 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.4.2 Результаты моделирования АД 4А250С4У3

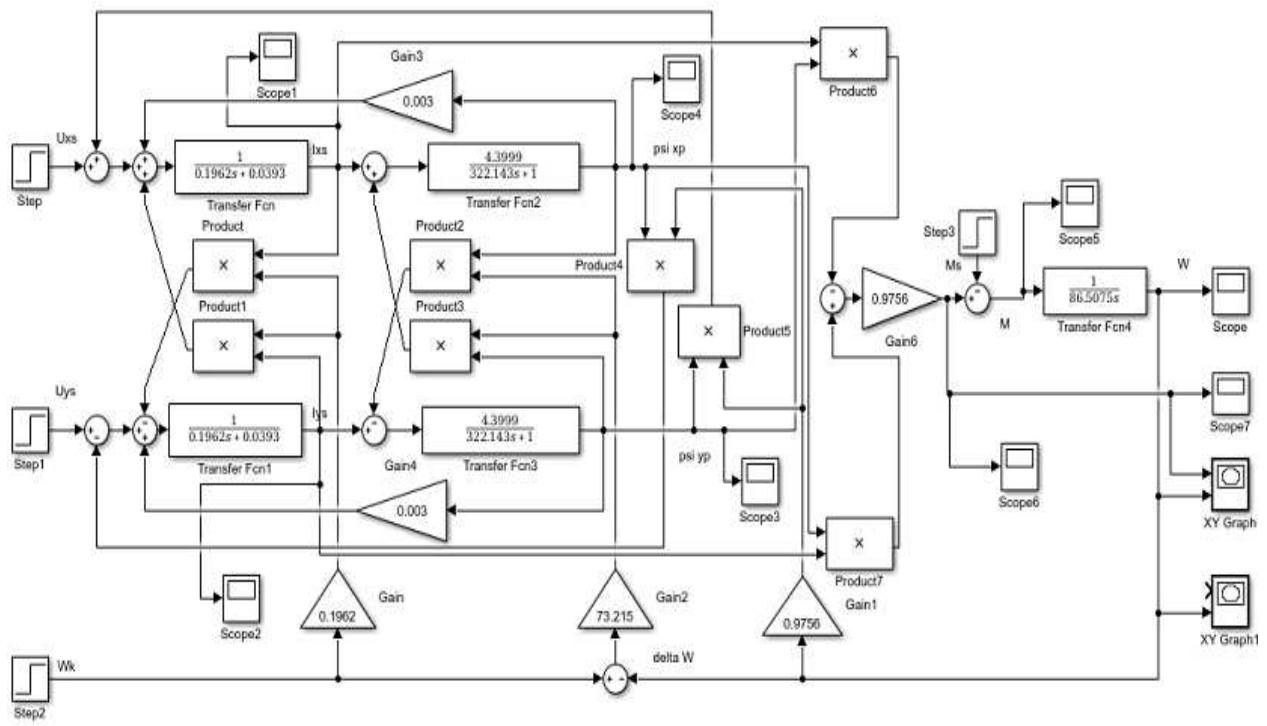


Рисунок 3.54 – Структурная схема АД в декартовых координатах в переменных $\bar{i}_s - \bar{\psi}_r$

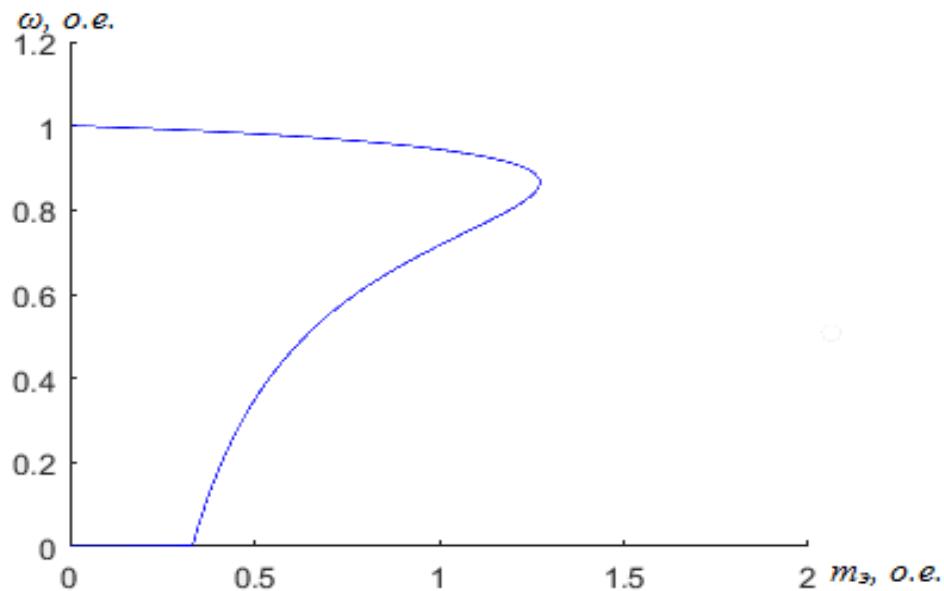


Рисунок 3.55 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

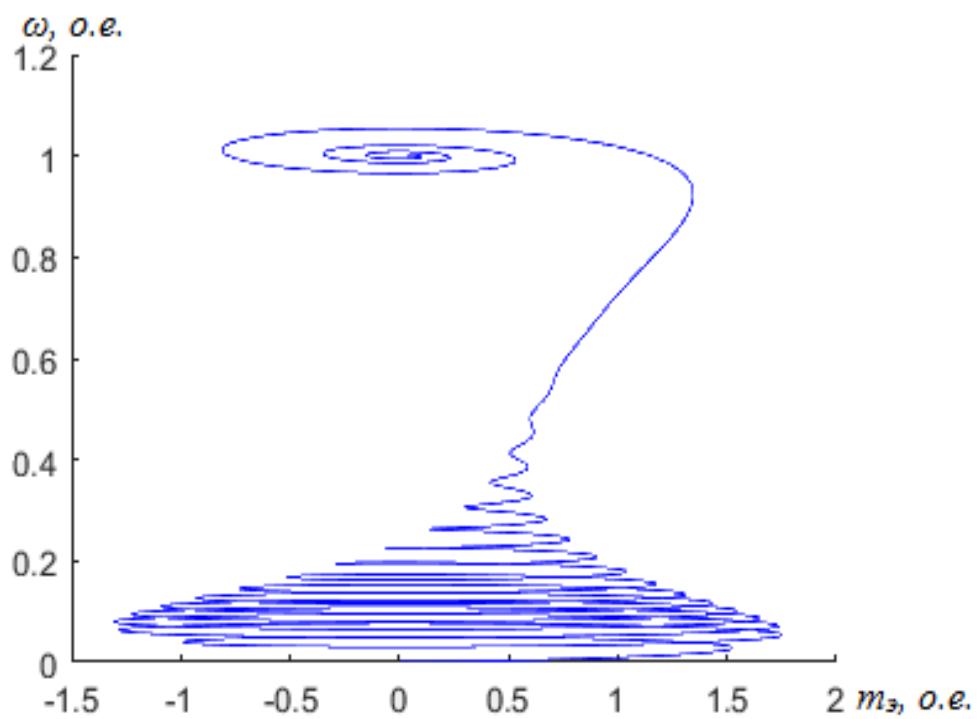


Рисунок 3.56 – Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

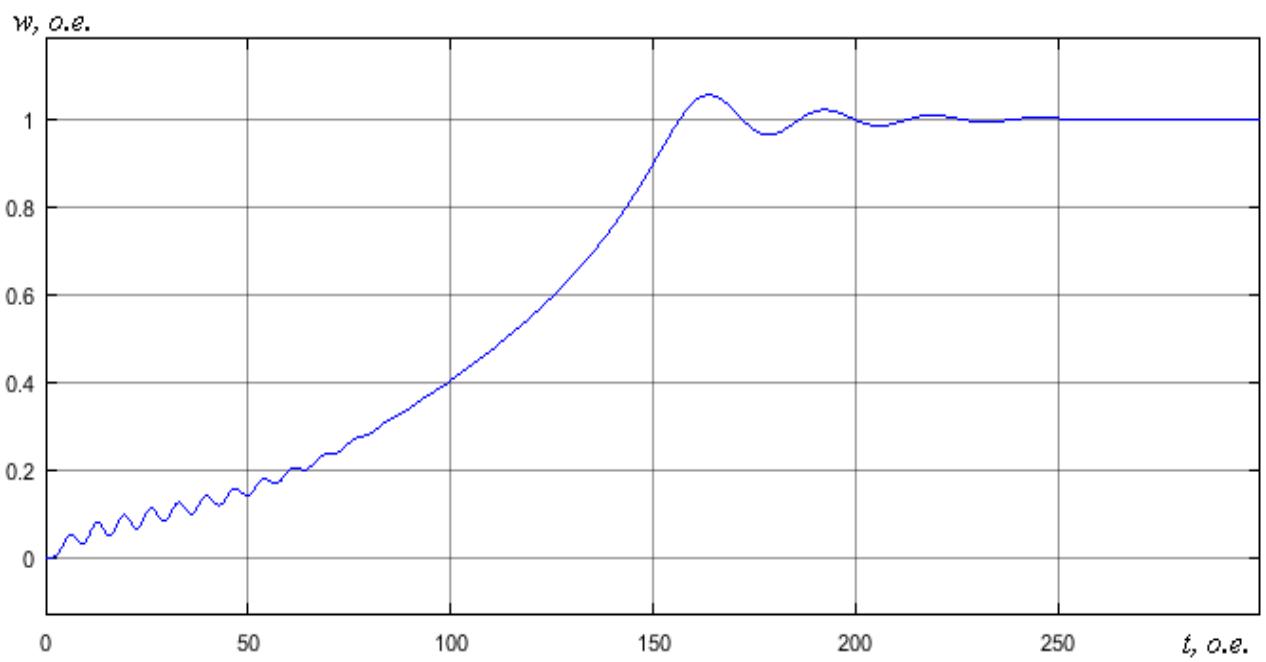


Рисунок 3.57 - График изменения скорости вращения ротора

$M_3, \text{O.e.}$

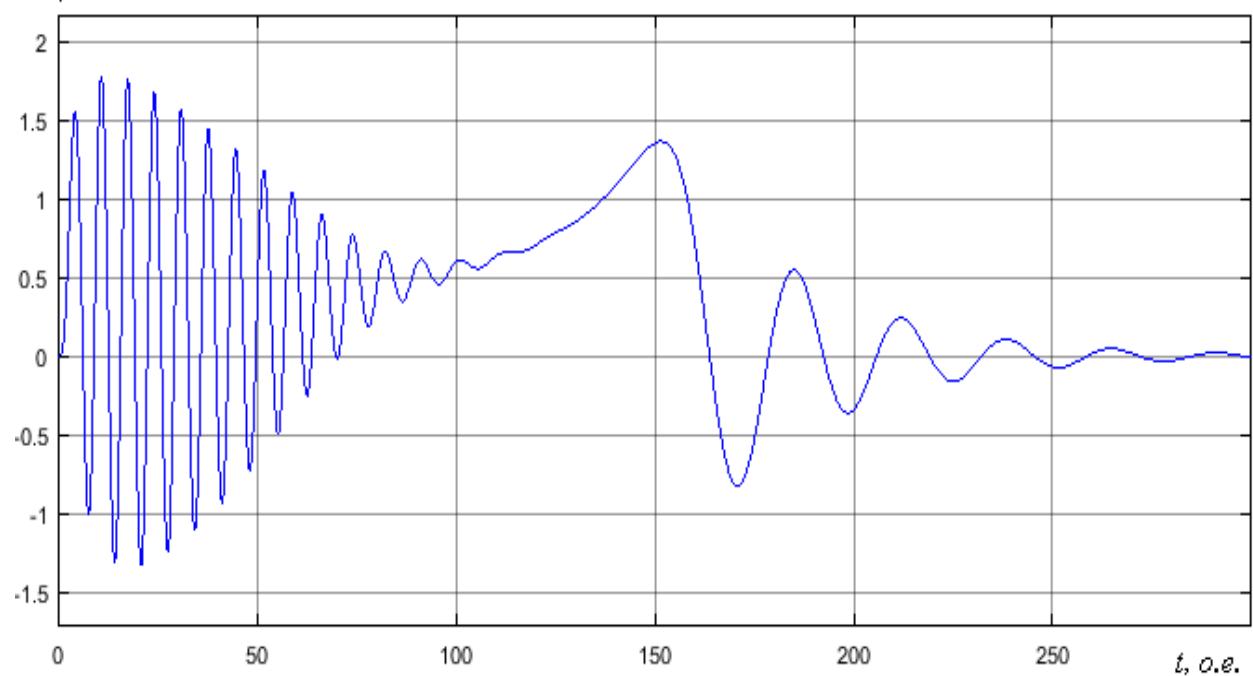


Рисунок 3.58 - График изменения электромагнитного момента

$i_{xs}, \text{O.e.}$

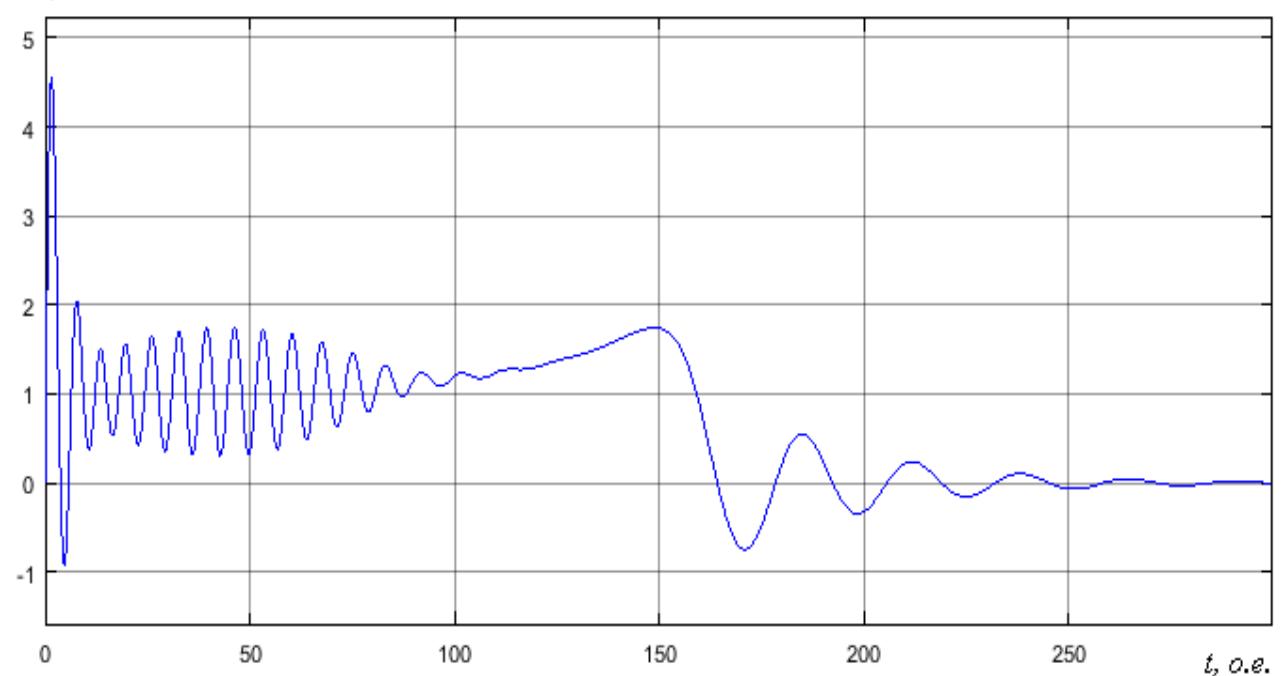


Рисунок 3.59 - График изменения проекции i_{xs} тока статора

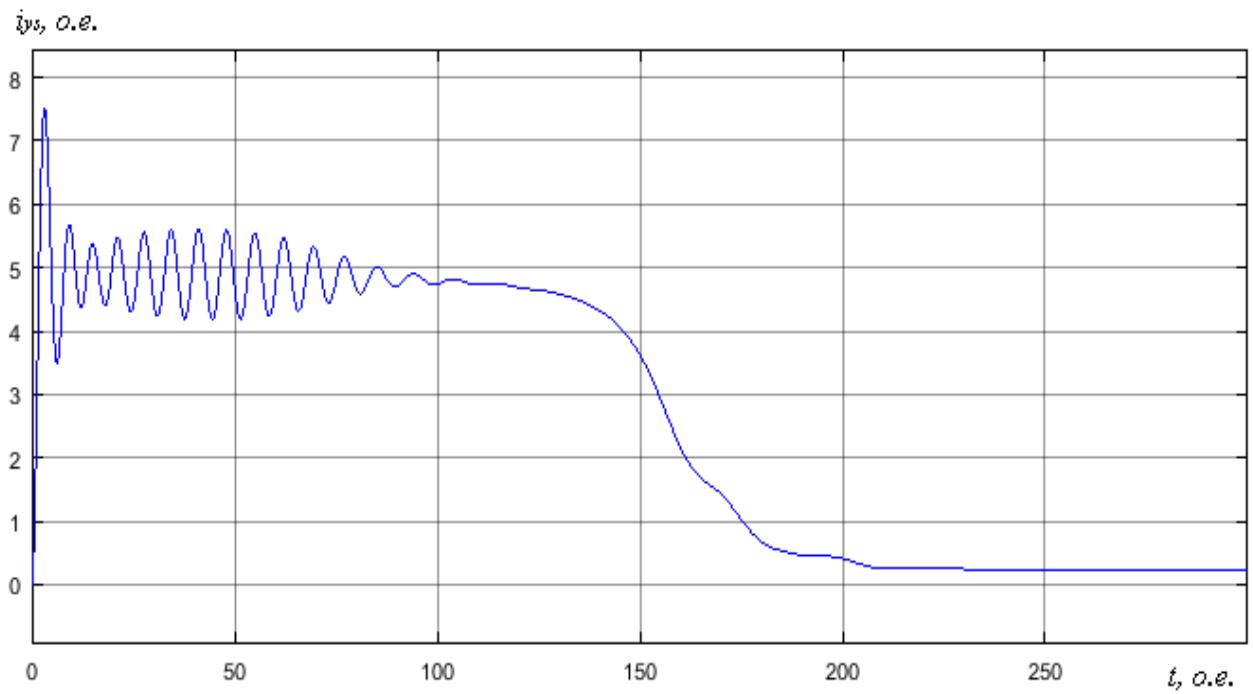


Рисунок 3.60 - График изменения проекции i_{ys} тока статора

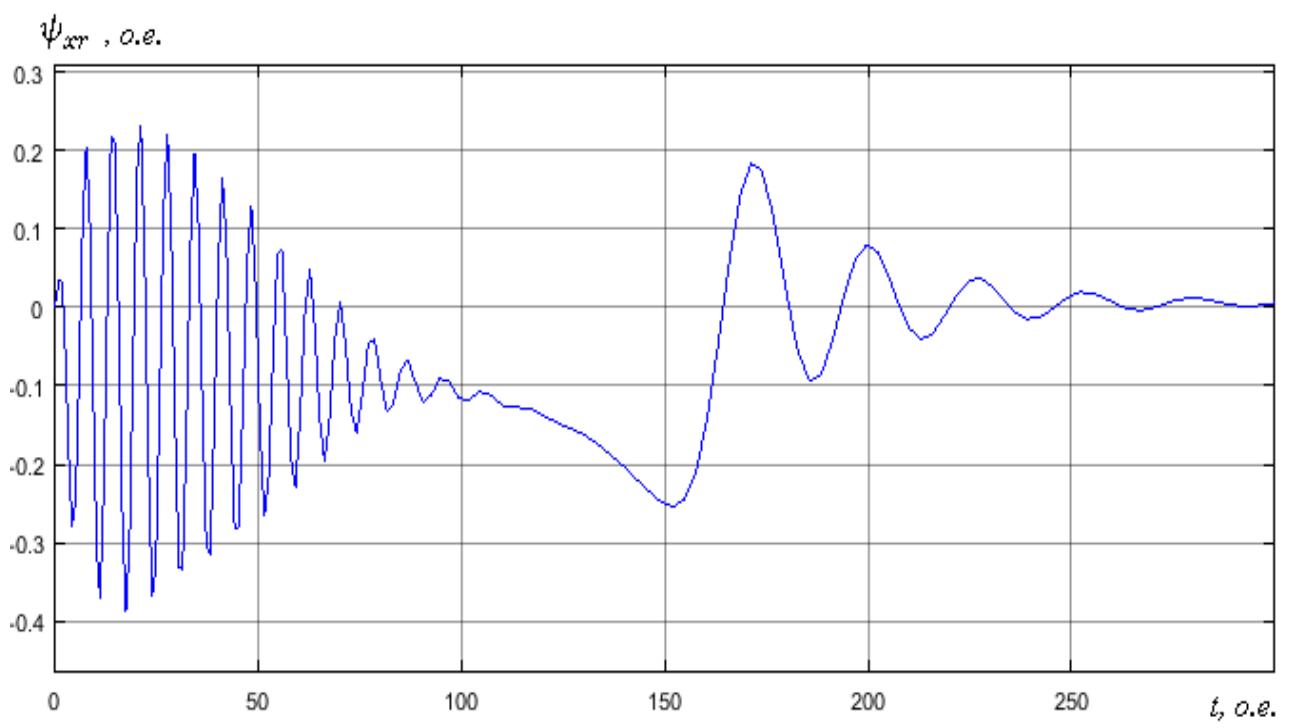


Рисунок 3.61 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

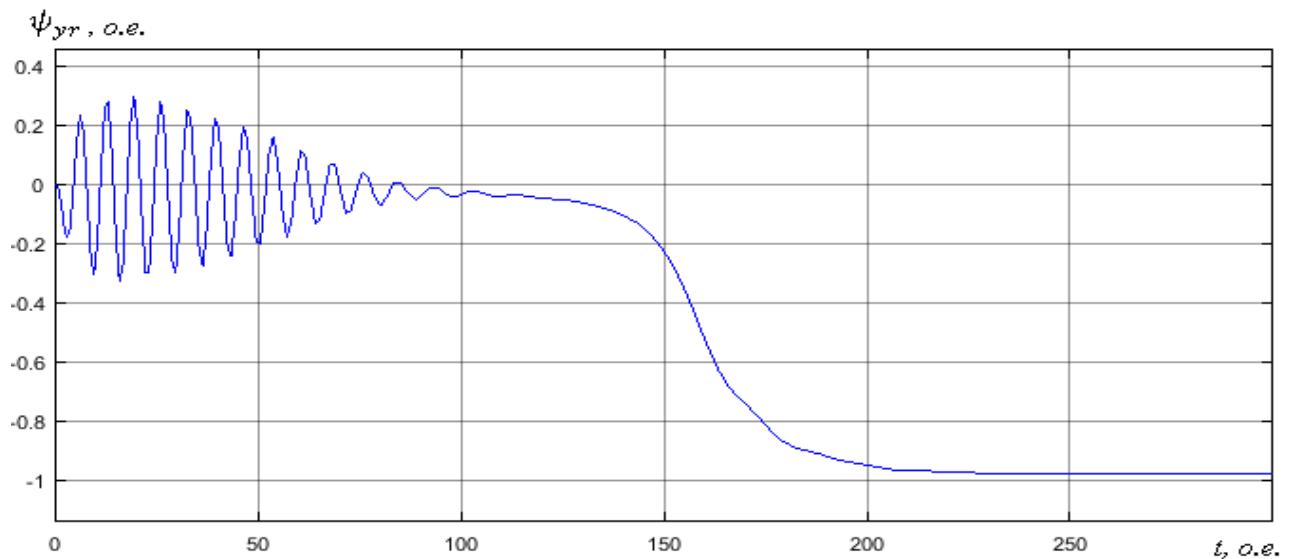


Рисунок 3.62 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

3.5 Результаты моделирования АД 4А160М4УЗ в переменных $\vec{t_s} - \vec{\psi_r}$ при параметрах, соответствующих режиму короткого замыкания

Данные двигателя 4А160М4УЗ берем из таблиц 4.1 – 4.4. Необходимые для построения модели параметры АД в относительных единицах представлены в таблице 4.6.

Таблица 4.6 – Расчет параметров

Параметр	Обозначение	Расчетные соотношения	Значение параметра
Активное сопротивление фазы статорной цепи	r_s	R'_1	0,042
Активное сопротивление фазы роторной цепи	r_r	$R''_{2\Pi}$	0,037
Индуктивность рассеяния обмотки статора	$l_{s\sigma}$	X'_1	0,085
Индуктивность рассеяния обмотки ротора	$l_{r\sigma}$	$X_{\text{КП}}$	0,14
Взаимная индуктивность обмоток статора и ротора	l_m	X_m	4,3

Продолжение таблицы 4.6

Полная индуктивность фазы обмотки ротора	l_r	$l_{r\sigma} + l_m$	4,44
Коэффициент связи ротора	k_r	l_m/l_r	0,9685
Полный коэффициент рассеяния машины	σ	$1 - k_s \cdot k_r$	0,0482
Эквивалентная индуктивность фазы статора	$l'_s = l_\vartheta$	$\sigma \cdot l_s$	0,2112
Эквивалентная постоянная времени	T_ϑ	l_ϑ/r_ϑ	2,7536
Эквивалентное сопротивление фазы статора	r_ϑ	$r_s + k_r^2 \cdot r_r$	0,0767
Постоянная времени роторной цепи	T_r	l_r/r_r	120
Момент инерции ротора	J	$J_{ДР}/J_6$	42,901

Структурная схема цифровой модели АД при данных параметрах представлена на рисунке 3.57.

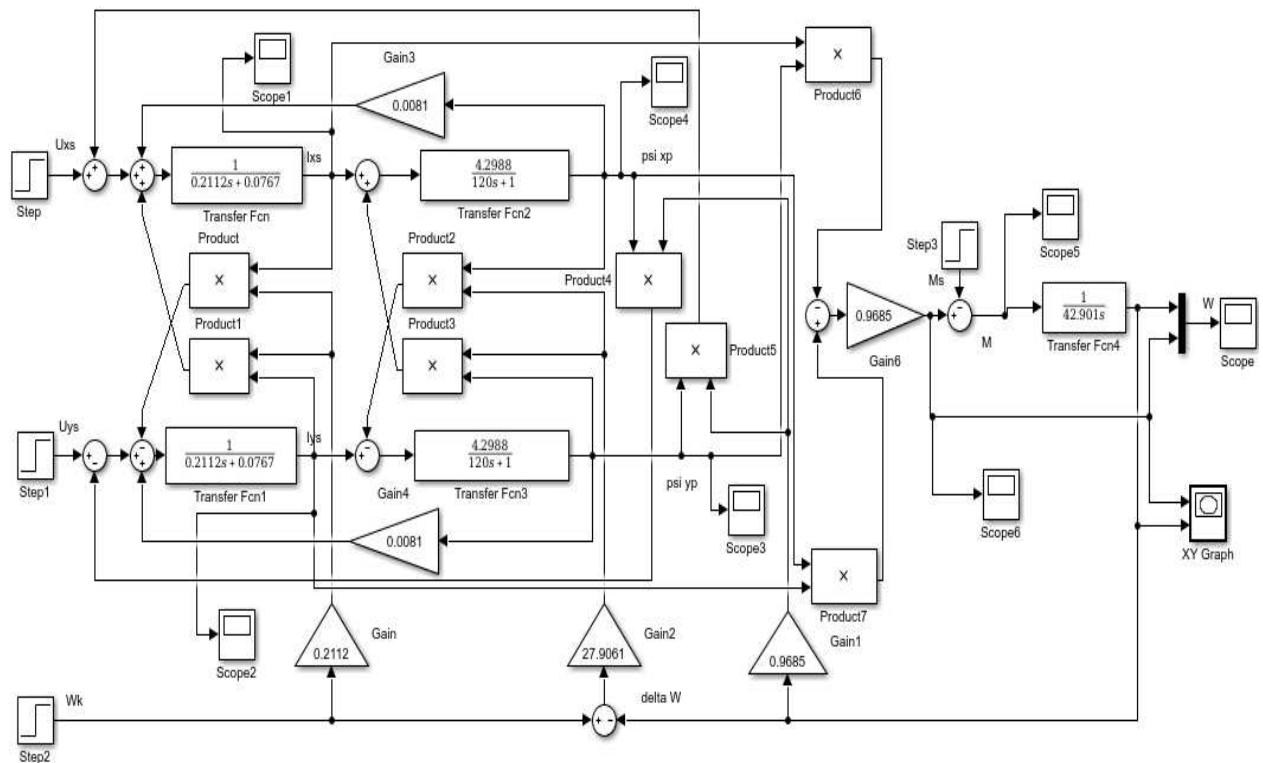


Рисунок 3.63 – Структурная схема АД в декартовых координатах в переменных $\bar{l}_s - \bar{\psi}_r$

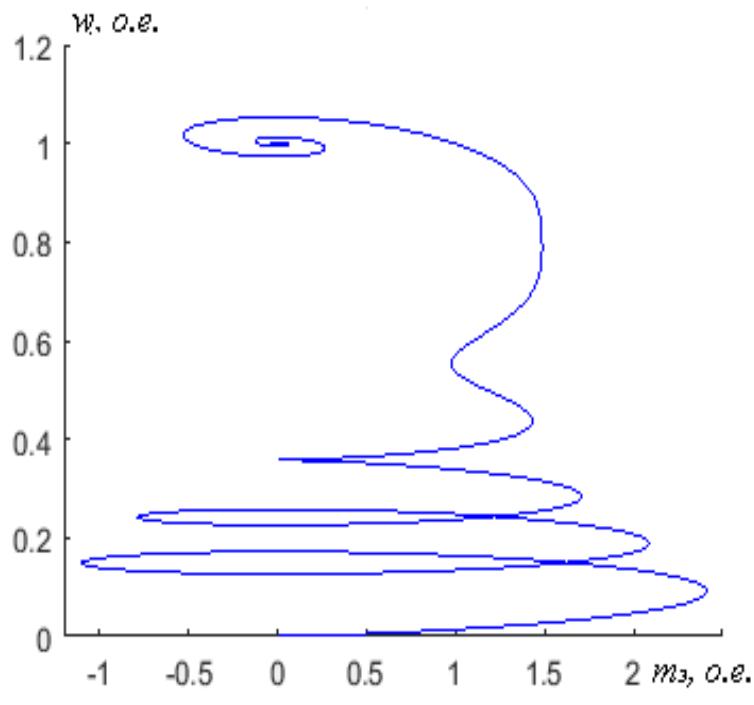


Рисунок 3.64 – Статический фазовый портрет зависимости скорости от момента

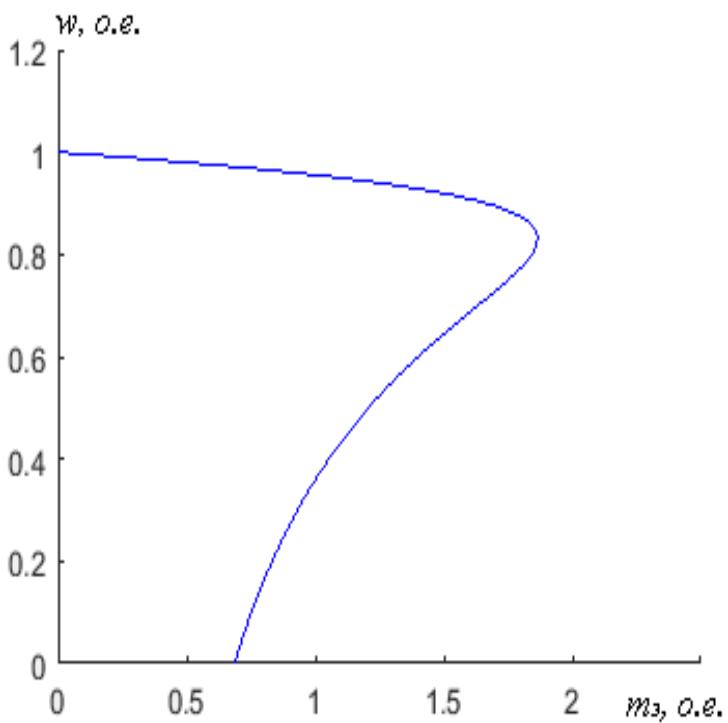


Рисунок 3.65 - Динамический фазовый портрет зависимости скорости от момента

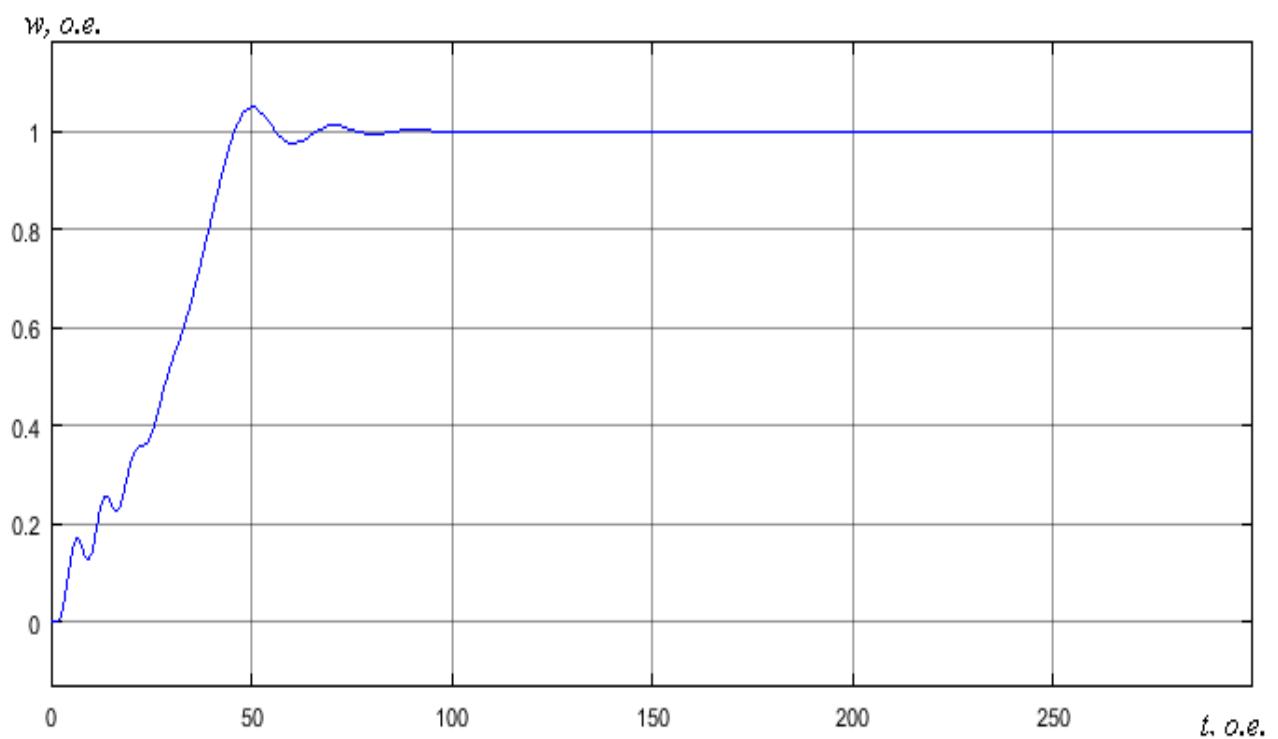


Рисунок 3.66 - График изменения скорости вращения ротора

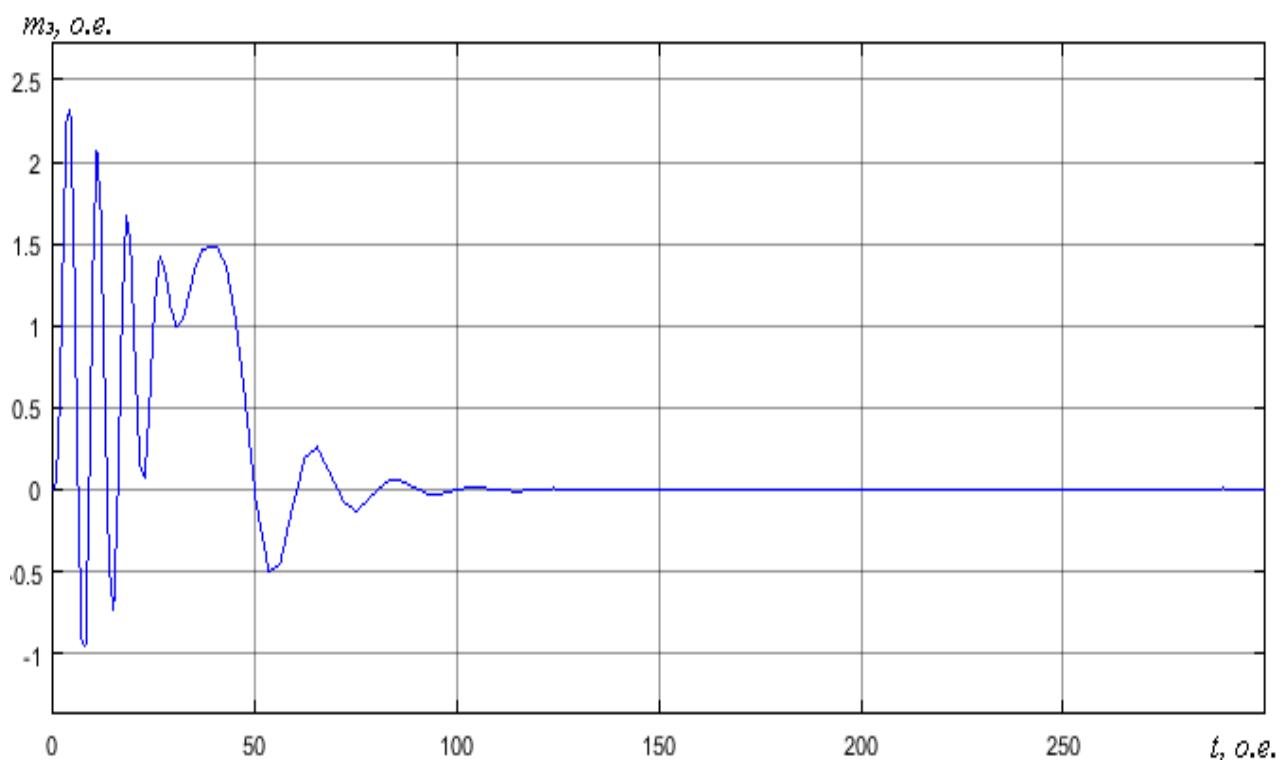


Рисунок 3.67 - График изменения электромагнитного момента

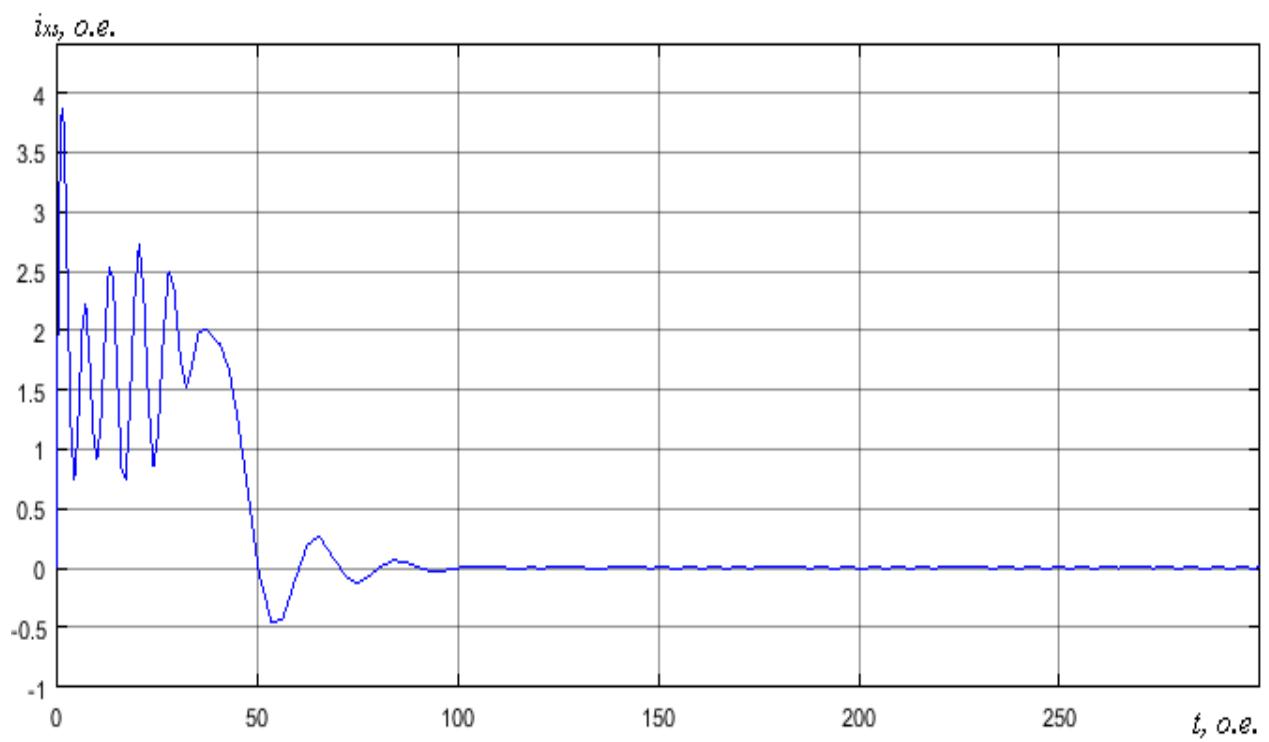


Рисунок 3.68 - График изменения проекции i_{xs} тока статора

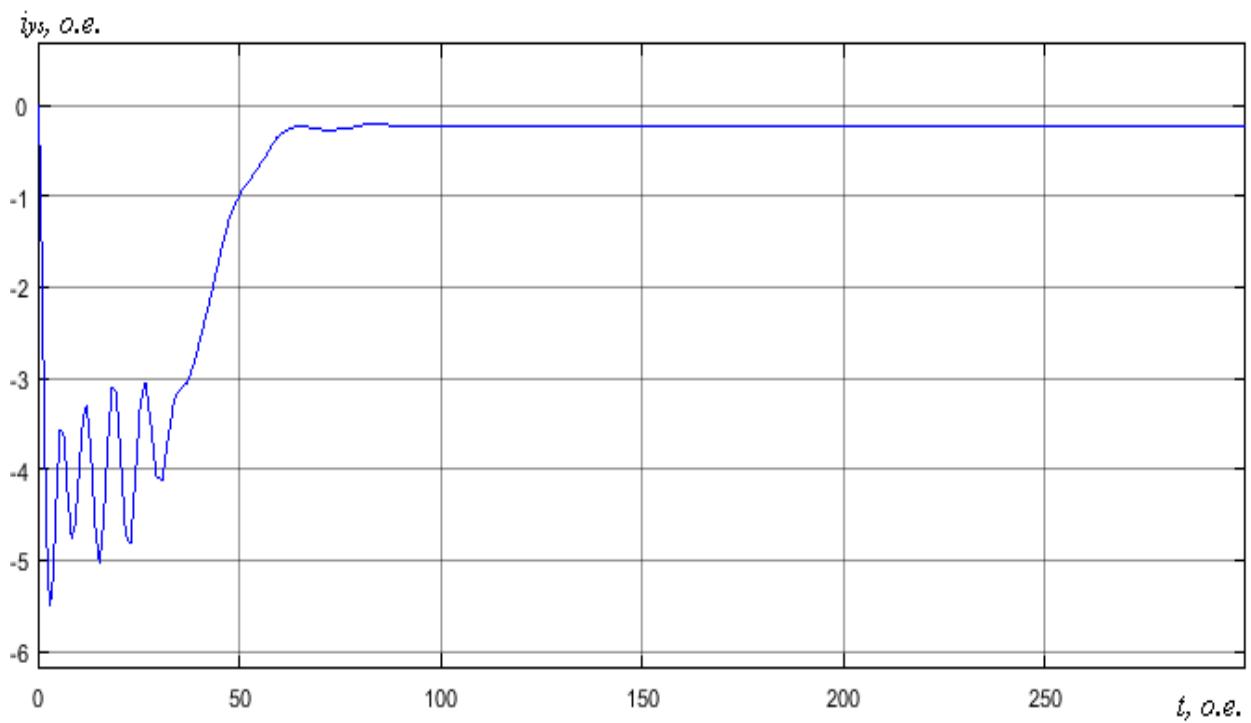


Рисунок 3.69 - График изменения проекции i_{ys} тока статора

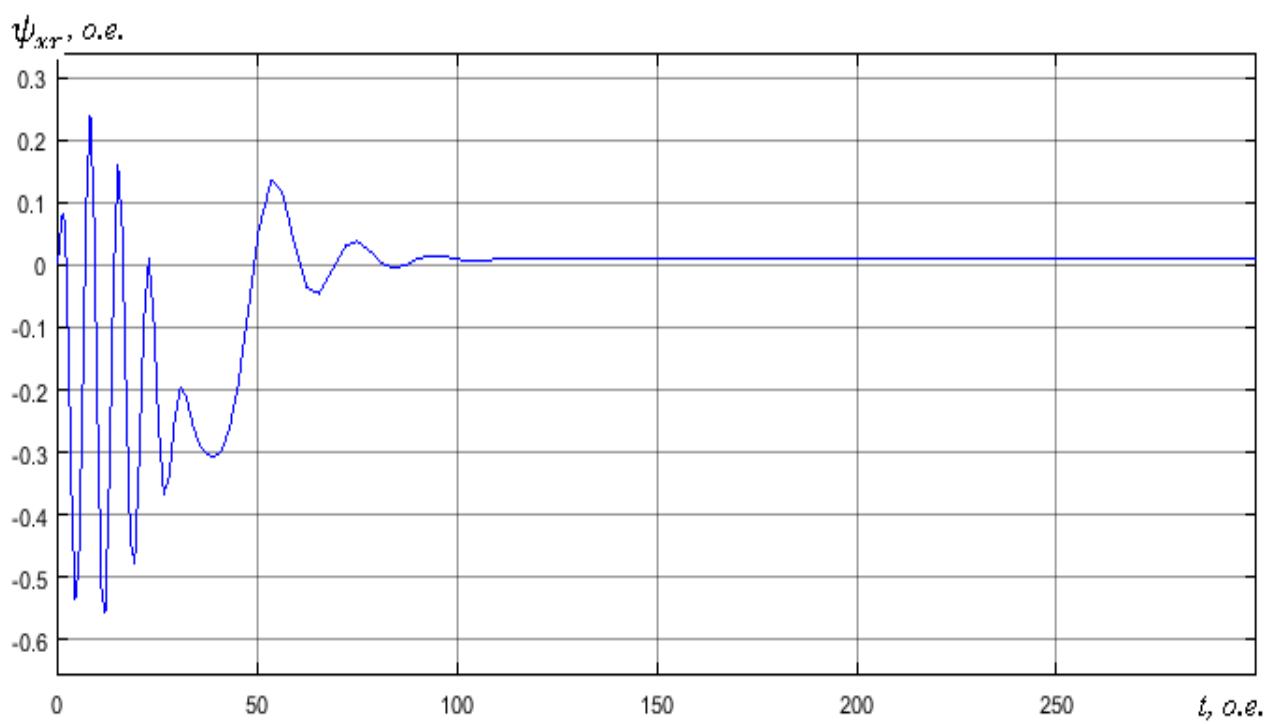


Рисунок 3.70 - График изменения проекции ψ_{xr} потокосцепления ротора

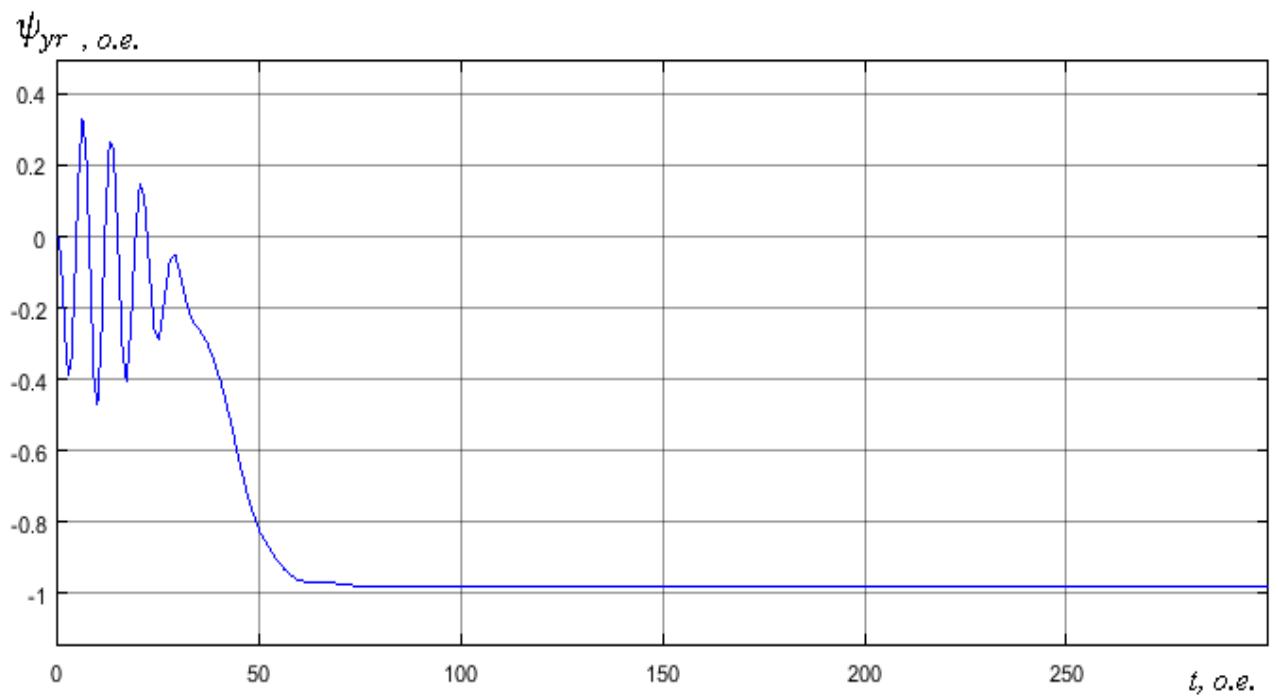


Рисунок 3.71 - График изменения проекции ψ_{yr} потокосцепления ротора

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выпускная квалификационная работа имеет научно-исследовательский характер и посвящена разработке и исследованию математических моделей АД с короткозамкнутым ротором в декартовых координатах. При выполнении работы получены следующие результаты:

- 1) С учетом понятия обобщённого результирующего вектора и обобщенной трехфазной машины разработаны уравнения и структурные схемы АД в декартовых координатах при различных комбинациях векторных переменных.
- 2) Выполнено исследование процессов реальных асинхронных двигателей 4A160M4У3 и 4A250S4У3 с номинальными мощностями 18,5 кВт и 75 кВт соответственно с помощью средства визуального моделирования SIMULINK, получены статические и динамические характеристики АД в декартовых координатах и проведено их сравнение.
- 3) В моделях АД, составленных для различных комбинаций векторных переменных в декартовых координатах, при допущении постоянства ее параметров и при обеспечении условий их работоспособности результаты исследования совпадают. На основании этих результатов также можно сказать, что такие модели не уступают в точности аналогичным моделям в полярных координатах и могут служить основой для сравнительной оценки процессов, рассчитанных на моделях, учитывающих насыщение и эффект вытеснения тока ротора.
- 4) Дополнительно были разработаны и исследованы математические модели АД 4A160M4У3 в переменных $\vec{i_s} - \vec{\psi_r}$ при параметрах, соответствующих режиму короткого замыкания. Результаты цифрового воспроизведения модели свидетельствуют о том, что существенно увеличился пусковой момент, уменьшились колебания, а максимальный момент остался прежним.

СПИСОК ИСПОЛЬЗОВАННЫХ ИСТОЧНИКОВ

1. Соколовский Г. Г., Теория и системы электропривода. Электроприводы переменного тока: учеб. пособие. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 1999. 80 с.
2. Виноградов А. Б. Векторное управление электроприводами переменного тока / под ред. А. Р. Колганова. Иваново: ГОУ ВПО «Ивановский государственный энергетический университет имени В. И. Ленина», 2008. 298 с.
3. Карагодин М. С., Федоренко А. А. Уравнения динамики частотноуправляемых электроприводов: учеб. пособие. Красноярск: КрПИ, 1985. 92 с.
4. Панкратов В. В. Векторное управление асинхронными электроприводами: учеб. пособие для вузов. Новосибирск: НГТУ, 1999. 66 с.
5. Шрейнер Р. Т., Дмитренко Ю. А. Оптимальное частотное управление асинхронными электроприводами / под ред. Н. Н. Мурашовой, Е. Б. Татариновой. Кишинев: «Штиинца», 1982. 224 с.
6. Лазовский Э. Н. Математические модели асинхронной машины в полярных координатах как компонент электропривода: дис. к. т. н.: 05.09.03 / Лазовский Эдуард Николаевич – Красноярск, 2015. – 207с.
7. Федоренко А.А., Лазовский Э.Н. Обобщенный (результирующий) пространственный вектор плоской трехфазной линейно независимой системы сигналов // Вестник СибГАУ им. Академика М.Ф. Решетнева, Красноярск. 2011. №2(35). С. 76-79.
8. Федоренко А. А., Лазовский Э. Н., Печатнов М. А. Уравнения динамики асинхронной машины, инвариантные к скорости вращения системы координат // Красноярск: ИПК СФУ, 2011
9. Высшая математика в упражнениях и задачах: учеб. пособие для вузов. В 2 т. Т. 2. П. Е. Данко [и др.]. М.: Мир и образование, 2007. 416 с.
10. Зайцев И. Л. Элементы высшей математики: учеб. пособие. М.: Наука, 1972. 416 с.
11. Бессонов Л. А. Теоретические основы электротехники: учеб. для вузов. М.: Высшая школа, 1967. 528 с.
12. Федоренко А. А., Лазовский Э. Н. Анализ математических моделей асинхронной машины с короткозамкнутым ротором.
13. Шрейнер Р. Т. Математическое моделирование электроприводов переменного тока с полупроводниковыми преобразователями частоты. Екатеринбург: УРО РАН, 2000. 654 с.
14. Копылов И. П. Математическое моделирование электрических машин: учеб. для вузов. – 3-е изд., перераб. и доп. М.: Высшая школа, 2001. 327 с.

15. Кравчик А. Э., Шлаф М. М., Афонин В. И., Соболенская Е. А. Асинхронные двигатели серии 4А: справочник. М.: Энергоиздат, 1982. 504с.
16. Вольдек А. И. Электрические машины: учеб. для вузов. Л.: Энергия, 1978. 832 с.
17. Копылов И. П. Справочник по электрическим машинам: в 2 т. / под ред. И. П. Копылова, Б. К. Клокова. М.: Энергоатомиздат, 1988.
18. СТО 4.2–07–2014 СТО 4.2–22–2009 Система менеджмента качества. Организация учета и хранения документов. – Введ. 22.12.2009. – Красноярск: ИПК СФУ, 2009. – 41 с.

Министерство образования и науки РФ
Федеральное государственное автономное образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»
Политехнический институт

ОТЗЫВ
руководителя о выпускной квалификационной работе студента
группы ФЭ14-06Б

Давыдовой Виктории Михайловны

1. Выпускная квалификационная работа выполнена по заданию
кафедры «Электротехнические комплексы и системы»

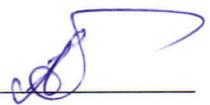
2. В работе решены следующие задачи:

Приведены уравнения и разработаны структурные схемы АД в декартовых координатах. Выполнено исследование процессов АД с помощью средства визуального моделирования SIMULINK, получены статические и динамические характеристики АД в декартовых координатах и проведено их сравнение

3. Замечания и предложения по выпускной квалификационной работе и ее оценка

Работа выполнена в полном объеме согласно заданию. Общая оценка «хорошо»

Руководитель ВКР

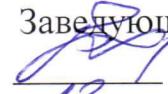

подпись

А.А. Федоренко

Федеральное государственное автономное
образовательное учреждение
высшего образования
«СИБИРСКИЙ ФЕДЕРАЛЬНЫЙ УНИВЕРСИТЕТ»

ПОЛИТЕХНИЧЕСКИЙ ИНСТИТУТ

Кафедра «Электротехнические комплексы и системы»

УТВЕРЖДАЮ
Заведующий кафедрой
 В.И. Пантелейев
«12 06» 2018 г.

БАКАЛАВРСКАЯ РАБОТА

13.03.02.10 – Электроэнергетика и электротехника

Моделирование АД в декартовых координатах

Пояснительная записка

Руководитель

 11.06.18
подпись, дата

к.т.н., доцент
должность, ученая степень

А.А. Федоренко
ициалы, фамилия

Выпускник

 11.06.18
подпись, дата

В.М. Давыдова
ициалы, фамилия

Нормоконтролер

 11.06.18
подпись, дата

к.т.н., доцент
должность, ученая степень

А.А. Федоренко
ициалы, фамилия

Красноярск 2018