

ИССЛЕДОВАНИЯ ПО ОПТИМИЗАЦИИ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ С ПРИМЕНЕНИЕМ СИСТЕМЫ АНАЛИТИЧЕСКОГО КОНТРОЛЯ

Цветков А.Н., Доан Нгок Ши, Ярославский Д.А.

Казанский государственный энергетический университет, г. Казань, Россия

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8733-8914>, tsvetkov9@mail.ru

Резюме: *ЦЕЛЬ.* Стремительное развитие электротранспорта требует применения энергоэффективного привода с целью повышения дальности пробега между зарядками аккумуляторов. Это в свою очередь требует проведения исследований по оптимизации системы электропривода на основе асинхронного двигателя с комбинированной обмоткой. *МАТЕРИАЛЫ.* Электродвигатель с комбинированной обмоткой представляет собой двигатель с улучшенными характеристиками с обмоткой статора, состоящей из комбинации двух обмоток звезды и треугольника, соединенных параллельно. Рассмотрены структура и математическая модель двигателя, которые являются основой для построения алгоритма управления двигателем. Алгоритм управления, основанный на определении оптимального значения магнитного потока в координатах оси $d - q$ для достижения малых потерь мощности при учете потерь в железном сердечнике и малых магнитных насыщений, помогает повысить эффективность управления инвертором. *РЕЗУЛЬТАТЫ.* Алгоритм предварительно протестирован с помощью нескольких симуляций, а затем экспериментально проверен путем применения предложенной методики управления на приводе асинхронного двигателя мощностью 1,5 кВт с управляемым полем (FOC). *ЗАКЛЮЧЕНИЕ.* Полученные результаты представлены и обсуждены, демонстрируя, что предложенная методика онлайн-управления инвертором может значительно снизить потери мощности электропривода.

Ключевые слова: электропривод; комбинированная обмотка; электродвигатель; система аналитического контроля; канал измерения; канал управления; датчик, стэнд.

Для цитирования: Цветков А.Н., Доан Нгок Ши, Ярославский Д.А. Исследования по оптимизации векторного управления асинхронным двигателем с применением системы аналитического контроля // Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2022. Т. 24. № 3. С. 144-157. doi:10.30724/1998-9903-2022-24-3-144-157.

RESEARCH ON OPTIMIZATION OF VECTOR CONTROL OF AN ASYNCHRONOUS MOTOR USING THE ANALYTICAL CONTROL SYSTEM

AN. Tsvetkov, Doan Ngok Shi, D.A. Yaroslavsky

Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia

ORCID: <https://orcid.org/0000-0002-8733-8914>, tsvetkov9@mail.ru

Abstract: *THE PURPOSE.* The rapid development of electric transport requires the use of an energy-efficient drive in order to increase the range of runs between battery charges. This, in turn, requires research to optimize the electric drive system based on an asynchronous motor with a combined winding. *METHODS.* A combination winding motor is a high performance motor with a stator winding consisting of a combination of two star and delta windings connected in parallel. The structure and mathematical model of the engine, which are the basis for constructing the engine control algorithm, are considered. The control algorithm based on determining the optimal value of the magnetic flux in the coordinates of the $d - q$ axis to achieve low power losses, taking into account losses in the iron core and low magnetic saturations, helps to improve the efficiency of inverter control. *RESULTS.* The algorithm is pre-tested with several simulations and then experimentally verified by applying the proposed control technique to a 1.5 kW controlled field induction motor (FOC) drive. *CONCLUSION.* The obtained results are presented and discussed, demonstrating that the proposed inverter online control technique can significantly reduce the power loss of the electric drive.

Keywords: *electric drive; combined winding; electric motor; analytical control system; measurement channel; control channel; sensor, stand.*

For citation: Tsvetkov AN, Doan Ngok Shi, Yaroslavsky DA. Research on optimization of vector control of an asynchronous motor using the analytical control system. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2022; 24(3): 144-157.. doi:10.30724/1998-9903-2022-24-3-144-157.

Введение

Асинхронный электродвигатель имеет преимущества простой конструкции, низкой стоимости, простоты эксплуатации и обслуживания, поэтому он присутствует во всех важных областях промышленного производства. Наряду с бурным развитием электронной техники управление асинхронными двигателями становится все более оптимальным и способным удовлетворить большинство технологических процессов, связанных с движением. Однако асинхронные двигатели также имеют множество ограничений, которые необходимо преодолеть, такие как малый пусковой момент, низкий КПД, особенно при работе с часто изменяющимся моментом нагрузки, что приводит к огромным потерям энергии.

Актуальность данного исследования заключается в решении вышеуказанной проблемы с целью повышения энергоэффективности трехфазных приводных систем переменного тока для промышленного применения.

С другой стороны, по разным оценкам, в настоящее время в мире потребление электроэнергии асинхронными двигателями составляет от 47 до 53% всей электроэнергии, потребляемой в промышленности. Поэтому построение системы управления, стабильно работающего и энергосберегающего асинхронного двигателя, позволит в корне решить проблему энергосбережения, которая изучается многими учеными и заинтересованными странами мира. Были предложены различные способы повышения эффективности. Один из способов — использовать материалы с лучшими электрическими и магнитными свойствами, например, заменить алюминиевые клетки медными. Также предлагается разработать систему управления, сочетающую в себе принципы частотного управления асинхронным двигателем по цепи статора и питания цепи ротора постоянным напряжением, что позволяет считать электропривод синхронным. Другая возможность повысить эффективность асинхронных двигателей состоит в ограничении содержания пространственных гармоник тока, плотности потока в зазоре и потока в проводнике. Именно поэтому рассматривается использование многофазного электродвигателя или так называемого двигателя с комбинированной обмоткой. Подробности теории и применения многофазных двигателей представлены в [1]. Очень часто многофазные двигатели нуждаются в питании от преобразователей частоты, что позволяет предлагать и реализовывать различные способы управления для достижения их требуемых характеристик [2]. При наличии подходящей формы выходного напряжения преобразователя содержание высших пространственных гармоник снижается и, таким образом, повышается КПД по сравнению с обычными трехфазными асинхронными двигателями. Одним из основных преимуществ многофазных двигателей является их более высокая устойчивость к сбоям в электроснабжении по сравнению с обычными двигателями [3]. Особым типом многофазного двигателя со многими выдающимися преимуществами является асинхронный электродвигатель с комбинированной обмоткой (ЭКО). Он состоит из шести отдельных секций обмотки, разделенных на две группы звезд и треугольников, соединенных параллельно или последовательно. Подробный теоретический анализ этого типа двигателя представлен в [4]. Анализ эффективности этих двигателей для синусоидальной формы тока выполнен в работе [5]. Первые асинхронные двигатели с совмещенными обмотками были разработаны на рубеже прошлого века. Они возвращаются благодаря своей способности улучшать распределение магнитного потока в двигателе, высокой энергоэффективности, плавному крутящему моменту, низкому уровню шума и вибрации, уменьшению колебаний питающего напряжения, уменьшению тока в фазах статора и стабильной работе. Эксперименты показали, что ЭКО во всем диапазоне нагрузок потребляет меньше энергии, чем обычные двигатели. При номинальной нагрузке ЭКО на 3,1 % эффективнее традиционных, но разница еще более заметна при работе на низких нагрузках [6]. В данной работе анализируются способы управления ЭКО на основе теории пространственного вектора и компоненты симметрии мгновенных значений питающего напряжения.

Усовершенствованная комбинация двигателя и преобразователя частоты сделает систему трехфазного асинхронного привода переменного тока еще более оптимальной для

промышленного применения. Следовательно, необходимо иметь алгоритм управления для ЭКО, чтобы преодолеть его недостатки, и более эффективно использовать работу ЭКО.

В статье основное внимание уделяется исследованию некоторых стратегий онлайн-управления, использованию сигналов обратной связи от двигателя, настройке параметров контроллера для достижения максимальной эффективности при его работе. Реализация вышеуказанного метода требует определения параметров двигателя. Эти параметры могут быть предварительно определены с помощью ряда испытаний (работа без нагрузки, опыт короткого замыкания и т. д.) и предполагаются постоянными значениями в применяемом алгоритме управления. Однако этот метод не гарантирует высокой точности определения потерь мощности из-за большой вариации этих параметров в зависимости от температуры, частоты и амплитуды тока [7]. Вместо этого параметры могут быть определены с помощью автономных поисковых таблиц, что приводит к очень сложным вычислениям. Другая возможность включает самокорректирующуюся онлайн-оценку сопротивления ротора и индуктивности намагничивания АД для более точной модели потерь. Работа в [8] изменяет параметры АД с помощью полиномиальных функций в соответствии с динамическими свойствами распознавания двигателя, такими как температура, момент нагрузки и инерция. Оценка параметров АД также может быть проведена путем воздействия на ток намагничивания из стационарной модели АД с учетом потерь, как в меди, так и в железе. Для формирования оптимального задания на потокосцепление ротора с точки зрения мощности и потерь энергии была разработана система векторного управления. В [8] динамическое программирование применялось для определения траекторий потока статора с потерями для неизвестных конфигураций нагрузки. Динамическая пространственная векторная модель для минимизации потерь мощности, обеспечивающая метод определения оптимального эталонного потока в каждом цикле дискретизации, также представлена в [9]. Предложен также метод оптимизации установившегося энергопотребления, основанный на определении характеристики насыщения намагниченной индуктивности. Этот метод работает с оптимизационным алгоритмом прямой оцифровки и основан на аппроксимации индуктивности намагничивания из ранее рассчитанных минимальных значений [10]. Как правило, параметром для минимизации потерь мощности является ток намагничивания. Однако во многих работах рассматривались другие переменные потерь, такие как магнитный поток, ток статора или предлагалось управление частотой скольжения для минимизации потерь мощности регулируемого АД, управляемого обычным полеориентированным управлением (FOC).

Приведенные выше решения по управлению называются управлением моделью потерь (*Loss Model Control - LMC*). Еще одним методом контроля снижения потерь является поисковый контроль, который широко применяется многими исследователями. Один из основных недостатков этого метода выражается в том, что он не обеспечивает чисто установившихся условий, что вызывает флуктуации потока зазора, приводящие к пульсациям крутящего момента и нестабильной скорости. Кроме того, система сходится к оптимальной точке со значительной задержкой, также обнаруживая флуктуации вокруг оптимального значения величины потока. Использование комбинации методов направлено на использование преимуществ обоих подходов, избегая при этом их основных недостатков. Комбинированное решение *LMC* и *SC* с очень быстрой сходимостью, где условие минимальных потерь мощности получается из аппроксимации функции двигателя и потерь преобразователя мощности. Исходя из приведенных выше ссылок, в этой статье предлагается модернизированная, и не слишком сложная процедура, включаемая в алгоритм работы микропроцессорного устройства, для минимизации потерь мощности с использованием магнитного потока в качестве переменной потерь и с учетом потерь в железном сердечнике, так и эффект магнитного насыщения. Также рассмотрим связанные с этим нелинейные явления при работе ЭКО, которые значительно повышают производительность электродвигателя во время работы на любых скоростях и нагрузках.

Научная новизна работы заключается в разработке нового алгоритмического и программно-технического обеспечения процессов обработки информативных сигналов о энергетических характеристиках электроприводов на базе ЭКО. Практическая новизна результатов работы состоит в возможности практического использования разработанной системы аналитического контроля и управления и метода управления при проектировании и исследовании электроприводов на основе электродвигателей с нетрадиционной конструкцией.

Материалы и методы. Техническая модель минимизации потерь при векторном пространственном управлении двигателями с когерентной обмоткой

Асинхронные двигатели переменного тока с комбинированными обмотками можно рассматривать как сдвоенные трехфазные двигатели или шестифазные асинхронные двигатели с двумя наборами трехфазных обмоток, при этом, их фазы смещены в пространстве на 30 электрических градусов с нейтральными точками, изолированными и соединенными комбинация в звезду-треугольников [11]. Таким образом, можно считать, что катушка имеет увеличенное количество фазовых областей с 6 до 12. Структурная схема объединенной катушки и векторного пространства токов подробно представлена на рисунке 1.

Энергетический процесс, который происходит в асинхронном электродвигателе, изображенном на рисунке 2, включает: Потери мощности в обмотках двигателя (также известные как потери в меди), пропорциональные приложенному сопротивлению катушек и квадрату тока нагрузки. Эта потеря присутствует как в роторе, так и в статоре двигателя и нагревает обмотки на нем; Потери в стали (потеря намагничивания), не зависящие от нагрузки двигателя, а только от напряжения питания; потери на трение, зависящие от частоты вращения двигателя, но не зависящие от нагрузки; Потери из-за рассеяния потока и некоторые другие потери. Однако для построения режима управления, позволяющего минимизировать здесь потери, мы в основном учитываем потери в меди и ферромагнитные потери.

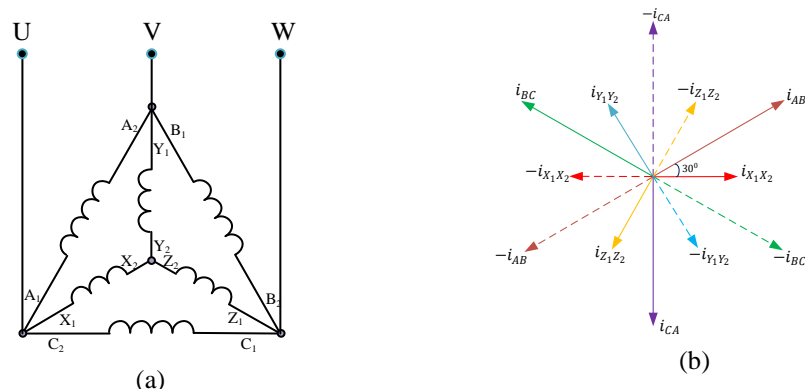


Рис. 1. Схема соединения обмоток (а) и

Fig. 1. Winding connection diagram (a) and space of current vectors (b) of the ECO motor.

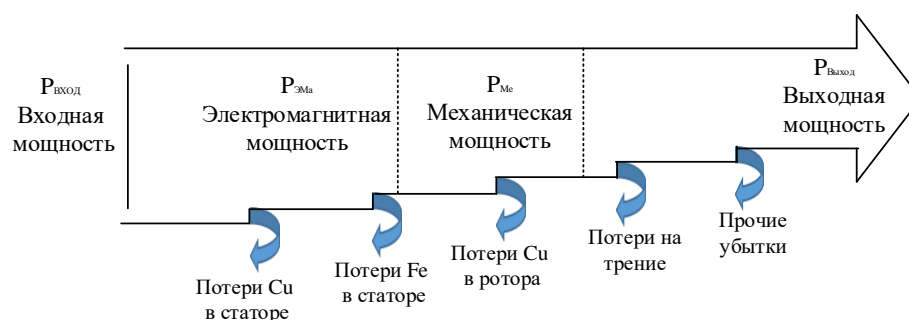


Рис. 2. Энергетический процесс на асинхронном электродвигателе

Fig. 2. Energy process on an asynchronous electric motor

Рассматривая детали потерь асинхронного электродвигателя, мы можем разделить их на две основные стадии: переходные потери и установившиеся потери. Переходные потери подробно описаны в нескольких литературных источниках [12]. Они непродолжительны и вызывают незначительные потери в производственных процессах, которые не требуют многократных изменений скорости двигателя. В этом документе рассматривается только повышение энергоэффективности, когда двигатель находится в установившемся режиме, и игнорируются потери при работе в переходном режиме. Для того чтобы АД-управление было максимально эффективным для любой рабочей точки кривых нагрузки и скорости, оно должно быть построено на его математической модели. Обычно эта модель включает потери в меди и железе и зависит от электрических и механических параметров АД, таких как сопротивление статора и ротора, реактивное сопротивление намагничивания и эквивалентное сопротивление железного сердечника.

Поэтому точность этой методики полностью зависит от точности, с которой заранее известны параметры двигателя. Эквивалентная схема двигателя показана на рисунке 3. На рисунке $R_{Y\Delta}$ - эквивалентное сопротивление обмотки статора, R_r - сопротивление обмотки ротора, R_{Fe} - сопротивление стального сердечника, $L_{\sigma Y\Delta}$ - эквивалентная индуктивность рассеяния (рассеяния) обмоток статора, $L_{\sigma r}$ - индуктивность рассеяния ротора, L_m - взаимная индуктивность между статором и ротором.

Для решения задачи управления КПД двигателя в соответствии с изложенными выше требованиями предлагаемое решение, основанное на анализе и оценке параметров индукционного потока двигателя, размещается на оси отсчета d - q , а именно Ψ_{md} и Ψ_{mq} . Сначала необходимо установить условие управления направлением потока ротора.

$$\frac{d\psi_{rq}}{dt} = \psi_{rq} = 0 \quad (1)$$

Из эквивалентной схемы, показанной на рисунке 3, мы имеем следующие выражения:

$$T_{\sigma r} \frac{d\psi_{rd}}{dt} + \psi_{rd} = \psi_{md} \quad (2)$$

$$\omega_s = \frac{d\theta_s}{dt} = \frac{\psi_{mq}}{T_{\sigma r} \psi_{rd}} + \omega_r \quad (3)$$

$$T_{\sigma Fe} \frac{d\psi_{md}}{dt} + \psi_{md} = L_{\sigma r} (i_{sd} - i_{md}) + \psi_{rd} + T_{\sigma Fe} \omega_s \psi_{mq} \quad (4)$$

$$T_{\sigma Fe} \frac{d\psi_{mq}}{dt} + \psi_{mq} = L_{\sigma r} (i_{sq} - i_{mq}) - T_{\sigma Fe} \omega_s \psi_{md} \quad (5)$$

где: ψ_{rd} и ψ_{rq} - компоненты потока, отнесенные к координатной оси d - q ротора, ω_r и ω_s - скорость ротора и синхронная скорость соответственно, θ - магнитный угловой поток ротора, i_{sd} и i_{sq} - прямая и прямоугольная составляющие тока статора соответственно, L_m - индуктивность намагничивания, R_{Fe} - сопротивление потерь в стальном сердечнике, R_r и $L_{\sigma r}$ - сопротивление и ток ротора соответственно, индуктивность рассеяния ротора, $T_{\sigma r} = L_{\sigma r} / R_r$ и $T_{\sigma Fe} = L_{\sigma r} / R_{Fe}$ - постоянные времени ротора. Компоненты тока намагничивания в системе координат оси d - q , а именно i_{md} и i_{mq} , можно определить следующим образом:

$$i_{md} = i_m \frac{\psi_{md}}{\psi_m}, \quad i_{mq} = i_m \frac{\psi_{mq}}{\psi_m} \quad (6)$$

$$\text{где} \quad \psi_m = \sqrt{\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2} \quad (7)$$

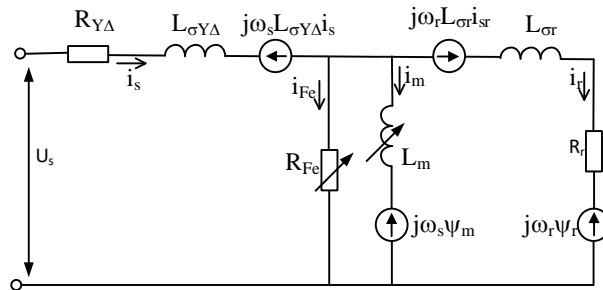


Рис. 3. Диаграмма эквивалентности двигателя Fig. 3. ECO engine equivalence diagram ЭКО

Если не учитывать насыщение магнитопровода, то ток намагничивания рассчитывается как $i_m = \psi_m / L_m$, в противном случае магнитное насыщение учитывается включением характеристики намагничивания АД $i_m = f(\psi_m)$. Из схемы, показанной на рис. 3, выражение для потерь мощности ΔP_{loss} дается как сумма потерь в меди статора, $\Delta P_{Cu Y\Delta}$, потерь в меди ротора, $\Delta P_{Cu r}$, и потерь в железном сердечнике, ΔP_{Fe} :

$$\Delta P_{loss} = \Delta P_{Cu, Y\Delta} + \Delta P_{Cu, r} + \Delta P_{Fe} \quad (8)$$

$$\text{где } \Delta P_{Cu, Y\Delta} = \frac{3}{2} R_{Y\Delta} (i_{sd}^2 + i_{sq}^2) = \frac{3}{2} R_{Y\Delta} \left[\left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} \right) \psi_{md}^2 + \left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{1}{L_{\sigma r}^2} + \frac{2}{L_m L_{\sigma r}} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}^2} \right) \psi_{mq}^2 + \frac{2\omega_s}{R_{Fe} L_m} \psi_{md} \psi_{mq} \right] \quad (9)$$

$$\Delta P_{Cu, r} = \frac{3}{2} \frac{R_r}{L_{\sigma r}^2} \psi_{mq}^2 \quad (10)$$

$$\Delta P_{Fe} = \frac{3}{2} \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} (\psi_{md}^2 + \psi_{mq}^2) \quad (11)$$

где R_s - среднее сопротивление статора.

Что касается ΔP_{loss} , то электромагнитный момент $M_{\Sigma M}$ можно выразить как функцию компонент потока (p - число пар полюсов):

$$M_{\Sigma M} = \frac{3}{2} p \frac{1}{L_{\sigma r}} \psi_{rd} \psi_{mq} = K_M \psi_{rd} \psi_{mq} \quad (12)$$

При $K_M = 3p/(2L_{\sigma r})$ в качестве константы крутящего момента определяется выражение потерь мощности для модели потерь:

$$\Delta_{loss} = \frac{3}{2} \left(A \psi_{md}^2 + B \frac{M_{\Sigma M}^2}{K_M^2 \psi_{md}^2} + \frac{2R_s \omega_s}{R_{Fe} L_m} \frac{M_{\Sigma M}}{K_M} \right) \quad (13)$$

$$A = \frac{R_s}{L_m^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} \left(1 + \frac{R_s}{R_{Fe}} \right) \quad (14)$$

$$B = R_s \left(\frac{1}{L_m^2} + \frac{2}{L_m L_{\sigma r}} \right) + (R_s + R_r) \frac{1}{L_{\sigma r}^2} + \frac{\omega_s^2}{R_{Fe}} \left(1 + \frac{R_s}{R_{Fe}} \right) \quad (15)$$

Для нахождения оптимального значения ψ_{md} , при котором величина потерь мощности минимальна, называемого ψ_{md}^{opt} , получают путем вывода выражения (13) относительно ψ_{md} , (достигается минимизация потерь, вычисляется в заданной рабочей точке с моментом $M_{\Sigma M} = \text{константа}$):

$$\left. \frac{\partial \Delta P_{loss}}{\partial \psi_{md}} \right|_{M_{\Sigma M} = \text{const}} \Rightarrow \psi_{md}^{opt} = \sqrt{\frac{A}{B}} |\psi_{mq}| \quad (16)$$

Из (12) и (16) оптимальную составляющую потока по оси d можно переписать как:

$$\psi_{md}^{opt} = \sqrt{\frac{B}{A}} \left| \frac{M_{\Sigma M}}{K_M \psi_{md}^{opt}} \right| \quad (17)$$

Из (17) имеем

$$\psi_{md}^{opt} = \sqrt[4]{\frac{B}{A} \frac{M_{\Sigma M}}{K_M}} = \sqrt[4]{\frac{B}{A} \left(\frac{M_{\Sigma M}}{K_M} \right)^2} \quad (18)$$

Таким образом, оптимальный поток по оси d зависит от синхронной скорости ω_s , параметров АД ($R_s, R_r, R_{Fe}, L_{\sigma r}, L_m, p$) и электромагнитного момента $M_{\Sigma M}$.

Из формулы (18) мы определили оптимальный магнитный поток, но здесь должны решать и квадратный корень, и 4 корень одновременно. Для микроконтроллеров эти функции требуют сложных вычислений с большим временем вычислений, что может привести к тому, что время выполнения алгоритма превысит интервал SVPWM. Поэтому альтернативный метод, с помощью которого вместо вычисления ψ_{md}^{opt} мы находим его в стационарном состоянии, подробно описан ниже. Он состоит из простой итерационной процедуры с алгоритмом, показанным на рисунке 4. Более подробно, алгоритм работает с критериями поиска биссектрисы для обнаружения значения ψ_{md} , соответствующего уровню потерь минимальной мощности потерь $\Delta P(\psi_{md})$.

Первый шаг определяет диапазон интервала поиска между минимальным и максимальным значениями ψ_{md} , т.е. $\psi_{md \min}$ и $\psi_{md \max}$ соответственно, и шаг поиска d . После расчета среднего $x = (\psi_{md \max} + \psi_{md \min})/2$ применяются следующие условия:

$$\begin{cases} \psi_{md \max} = x + \frac{d}{2} & \text{если } \Delta P\left(x - \frac{d}{2}\right) < \Delta P\left(x + \frac{d}{2}\right) \\ \psi_{md \max} = x - \frac{d}{2} & \text{если } \Delta P\left(x - \frac{d}{2}\right) > \Delta P\left(x + \frac{d}{2}\right) \end{cases} \quad (19)$$

Процесс повторяется до тех пор, пока не будет выполнено следующее условие:

$$\Delta \psi_{md} = |\psi_{md \max} - \psi_{md \min}| < 2d \quad (20)$$

Детали работы алгоритма изображены на блок-схеме на рисунке 4.

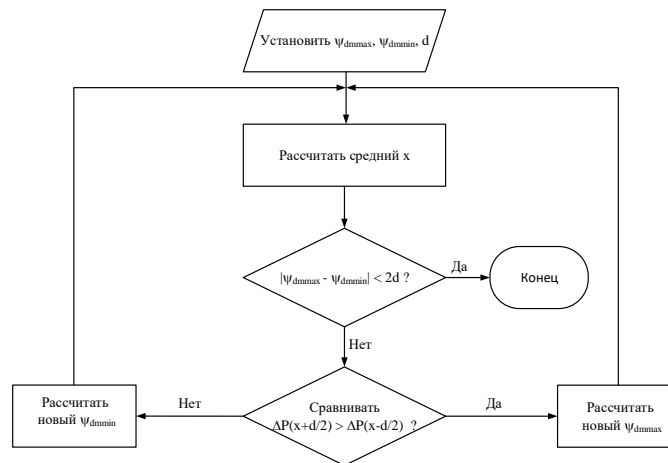


Рис. 4. Блок-схема алгоритма поиска минимального значения потерянной мощности

Fig. 4. Block diagram of the search algorithm for the minimum value of the lost power

Чтобы сделать процесс более эффективным, нам нужно установить максимальное количество повторений. В этом случае для быстрой сходимости алгоритма начальный диапазон поиска задается в интервале $\Delta\psi_{md} = [0,2 - 1,2]$ kWb и каждый шаг поиска имеет $d = 1/2^8 = 1/256 \approx 3,9 \cdot 10^{-3}$ Wb. Результаты реализации алгоритма представлены на рис. 5, где потери мощности рассчитаны по формулам от (8) до (11) с параметрами АД, как показано в таблице 1, при номинальном крутящем моменте и номинальной скорости; синяя кривая рассчитывается программой *Matlab*, а красная кривая создается микроконтроллером Atmega 2560 (интервал потока поиска $\Delta\psi_{md}$ здесь разделен примерно на 18176 подинтервалов). Время выполнения этой процедуры (8 итераций) составляет около 34 мкс, всего алгоритма FOC - около 64 мкс, а продолжительность каждого цикла ШИМ — около 97 мкс. На рисунке 5 показан тестовый график в течение периода ШИМ с выделением 8 интервалов повторения для процесса минимизации, а также времени для считывания и фильтрации скорости, расчета тока i_{sq}^* и выполнения уравнений FOC и SVPWM (см. рис. 6). Следует отметить, что эта процедура приведения рассчитывается на период ШИМ, где все электрические величины и параметры электропривода АД принимаются постоянными значениями при модуляции пространственный вектор (SVPWM), система дискретного времени, работающая на ШИМ частота 20 кГц [13]. Таким образом, (8) - (19) имеют постоянные параметры для периода ШИМ, гарантируя возможность обнаружения даже небольшого изменения ΔP .

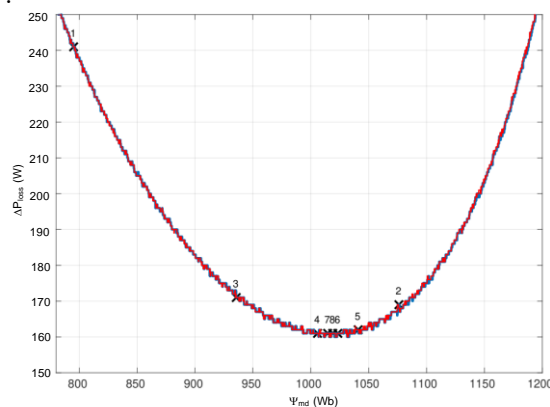


Рис. 5. Расчетные потери мощности АД и процесс итерации

Fig. 5. Calculated IM power losses and iteration process

Для более точной работы модели, следует учитывать изменение реактивного сопротивления намагничивания с насыщением, в то же время это явление не сильно влияет на сопротивление рассеяния [14]. Поэтому насыщение сердечника учитывается путем рассмотрения кривой намагничивания $i_m = f(\psi_m)$, изображенной на рисунке 6, которая была получена экспериментально при работе на холостом ходу при синхронной скорости.

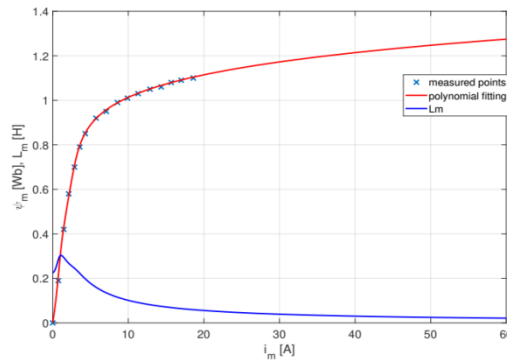


Рис. 6. Кривая намагничивания и тренд индуктивности намагничивания L_m

Fig. 6. Magnetizing curve and trend of magnetizing inductance L_m

Кроме того, чтобы иметь возможность реализовать выражения (16) или (18), нелинейное поведение АД удобно учитывать, вводя индуктивность намагничивания, также показанную на рисунке 6.

$$L_m = \frac{\psi_m}{i_m} \quad (21)$$

Наконец, изменение сопротивления затухания сердечника R_{Fe} рассматривается как функция частоты f и определяется следующим уравнением:

$$R_{Fe}(f) = k_0 + k_1|f| + k_2f^2 \quad (22)$$

где k_0 , k_1 и k_2 зависят от конкретного типа АД и должны быть определены экспериментально. Для АД в этой модели экспериментальные результаты дают значения $k_0 = 1$, $k_1 = 2,45$ и $k_2 = 0,141$.

Моделирование и проведение эксперимента

Модель привода ЭКО моделируется в среде *Simulink*, которая сочетает в себе управление FOC и LMT. Как показано на блок-схеме на рисунке 7, в верхнем канале управления измеряются фазы тока статора, затем он преобразуется в пространственно-векторную систему координат А, В, С. Преобразуется ток в системе координат А, В, С. к системе координат α - β , а затем далее преобразуется в систему координат вращения d-q по системе отсчета оси вращения ротора, мы можем определить значения линии i_d и i_q во времени. Интегрируя скорость, измеренную тахометром, можно определить положение ротора, и в то же время выходная скорость ЭКО сравнивается с эталонной скоростью Ref , а затем обнаруживается ошибка, которая обрабатывается ПИ-регулятором для обеспечения опорный ток по оси q (i_{sq}^*), который сравнивается с током i_{sq} двигателя. С другой стороны, вектор потока ротора оценивается путем умножения вектора тока статора на магнитную индукцию L_m и результата фильтра нижних частот на постоянную времени L_r/R_r при отсутствии нагрузки на роторе (отношение индуктивности ротора к сопротивлению ротора). Вектор тока преобразуется в систему координат d-q. Действительная ось d вектора тока статора используется для управления потоком ротора, а мнимая ось q используется для управления крутящим моментом. Между тем, ПИ-регуляторы используются для управления вышеуказанными токами. ПИ-регулятор обеспечивает компоненты напряжения в координатах d-q. К выходу контроллера добавлен коммутатор для повышения производительности, чтобы уменьшить перекрытие открывания ключей инвертора, внезапные изменения скорости, тока и потока. ПИ-регулятору требуется фильтр нижних частот на входе или выходе для устранения пульсаций тока при переключении транзисторов из-за чрезмерного усиления и нестабильности драйвера. Компоненты напряжения преобразуются из системы координат d-q в систему координат α - β . Компоненты напряжения преобразуются из системы координат α - β в широтно-импульсный модулятор ШИМ, используемый для передачи сигналов инвертору. Второй канал управления характеризуется блоком минимизации потерь мощности, обеспечивающим оптимальный уровень намагниченности для минимизации потерь, md_{opt} , введенный реализациями (12) и (16). Ошибка возникает из-за дальнейшего сравнения опорного тока по оси d, i_{sd}^* , и тока ЭКО, а именно i_{sd} , который определяет опорное напряжение по оси d, v_{sd}^* . Работа смоделированного диска была протестирована при различных эталонных скоростях и условиях нагрузки. Более конкретно, ω_{ref} изменялся от 50 рад/с до 300 рад/с с шагом 50 рад/с, и для каждого режима скорости крутящий момент нагрузки менялся от 0 Нм до 18 Нм с каждым шагом 1 Нм. Для каждой комбинации оценивается тренд потерь мощности при

оптимальном ΔP_{LMT} и сравнивается с потерями P_{FOC} , рассчитанными с использованием традиционной стратегии FOC (без оптимального применения), работающей в узкой полосе пропускания, ее номинальное количество.

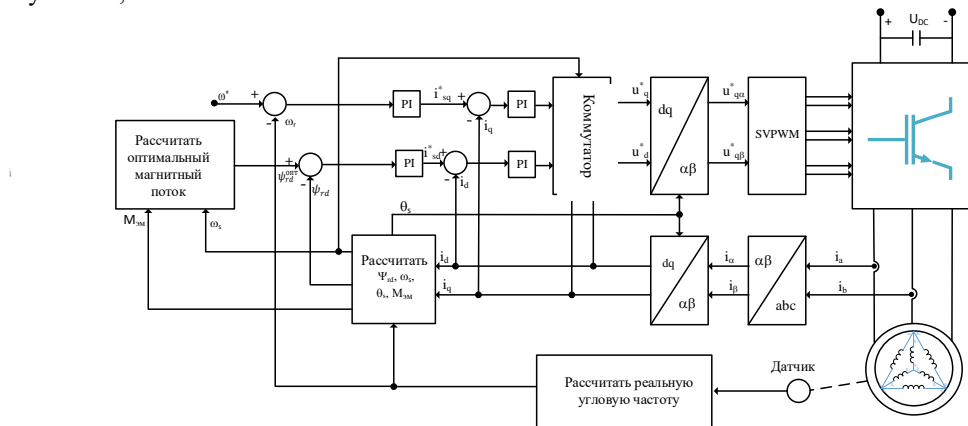


Рис. 7. Блок-схема контроллера с оптимальной производительностью для ЭКО как в Simulink, так и в микроконтроллерах

Fig. 7. Controller block diagram with optimal performance for IVF in both Simulink and microcontrollers

На рисунках 8а и 8б показано сравнение между ΔP_{FOC} (синяя линия) и ΔP_{LMT} (зеленая линия) для ω_{ref} равен 100 рад/с и 300 рад/с соответственно. Из этих результатов моделирования становится ясно, что предлагаемое применение алгоритм снижения потерь более эффективно для низких или средних нагрузок. Этот аспект можно заметить по разнице потерь мощности, а именно $\Delta\Delta P$ (красная линия), между ΔP_{FOC} и ΔP_{LMT} .

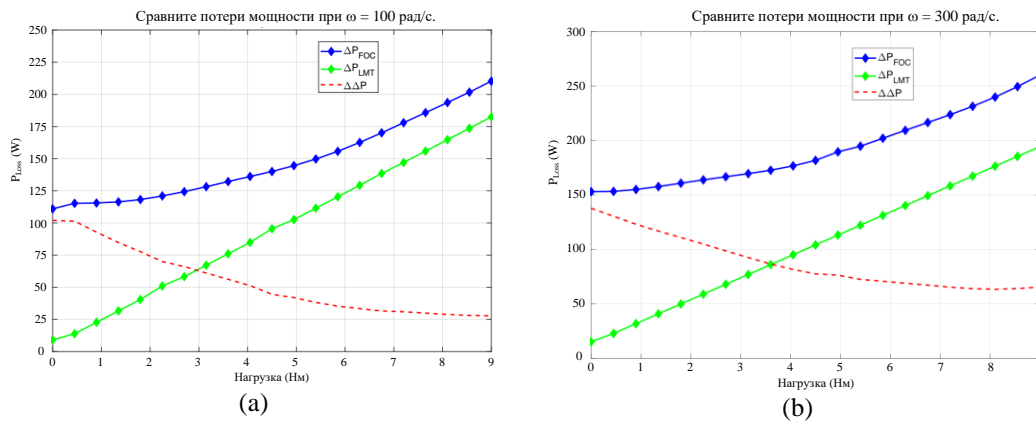


Рис. 8. Сравнение потерь мощности LMT и традиционного FOC (а) $\omega = 100$ [рад/с] и (б) $\omega = 300$ [рад/с]

Fig. 8. Comparison of LMT power loss and traditional FOC (a) $\omega = 100$ [rad/s] and (b) $\omega = 300$ [rad/s]

Другие результаты показаны на рисунке 8, где показано сравнение трендов во времени ΔP_{FOC} (синяя линия) и ΔP_{LMT} (красная линия) при разгоне от 0 до 200 рад/с на холостом ходу и с номинальной нагрузкой подается через 5 с. Видно, что как для холостого хода, так и для номинальной нагрузки минимизатор потерь мощности значительно снижает потери мощности в машине.

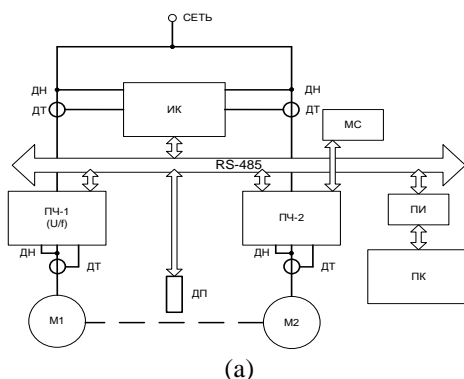
Для подтверждения результатов исследований в лаборатории кафедры Электроснабжения промышленных предприятий Казанского государственного энергетического университета был установлен испытательный стенд, имеющий в своей основе систему аналитического контроля энергетических характеристик электродвигателей [14]. Модель системы исследований энергетических характеристик электродвигателей для двигателя ЭКО построена, как показано на рисунке 10. Где М1 – нагрузочный электродвигатель, М2 – исследуемый электродвигатель, ПЧ-1 – нагрузочный преобразователь частоты, ПЧ-2 – исследовательский преобразователь частоты, ИК – измерительный комплекс, ПК – персональный компьютер, ПИ – преобразователь интерфейсов, ДТ – датчики тока, ДН – датчики напряжения, ДП – датчик положения вала

двигателя, RS-485 – цифровая шина передачи данных и удаленного управления АПК, МС – модуль удаленной связи.

МС представляет собой два варианта исполнения: первый на основе GPRS связи, второй вариант – микроконтроллерное устройство с радиопередатчиком, работающим по стандарту IEEE 802.15.4 на программном обеспечении собственного производства [15]. В зависимости от прикладных задач, модуль связи может использоваться отдельно как радиопередающее устройство, так и с шлюзованием данных на нужный протокол (USB, RS-485, PLC и т.д.) [16-18].

Аналогичные МС установлены в системе автоматизированного мониторинга ВЛЭП [19], что позволяет им создавать самоорганизующуюся сеть на основе протокола организации канала связи для беспроводных сенсорных сетей и передавать данные на дальние расстояния до диспетчерского пункта.

Нагрузкой является АД М1 мощностью 0,75 кВт, управляемой коммерчески доступным инвертором Altivar ПЧ-1 со скалярным методом управления, реализованным без обратной связи. При этом создаваемый момент нагрузки противоположен направлению вращения исследуемого электродвигателя М2. Момент нагрузки регулируется изменением установленной частоты магнитного поля двигателя нагрузки М1. Для управления исследуемым ЭКО использовался разработанный преобразователь частоты ПЧ-2 с возможностью настройки алгоритмов управления и математической модели управляемого двигателя, как описано выше. Инвертор состоит из микропроцессорного устройства на базе микроконтроллера ATmega2560, измерительных устройств, силового ключа с системой управления и блока питания. Измерительный комплекс ИК используется для определения энергетических характеристик электропривода ПЧ2-М2 в различных режимах работы и позволяет определять ток, напряжение, мощность, коэффициент мощности, составляющие гармоники и другие параметры. Была развернута комбинация измерений на основе анализатора качества электроэнергии Fluke 43V и цифрового осциллографа ISD205B. Для каждого рабочего режима входная и выходная мощность измерялись с использованием стратегий LMT и FOC.



(a)

Рис. 9. Функциональная схема системы аналитического контроля энергетических характеристик электродвигателей(а) и реальная модель (b)



(b)

Рис. 9. Функциональная схема системы аналитического контроля энергетических характеристик электродвигателей(а) и реальная модель (b)

Основные результаты

На рисунке 10 показано сравнение динамических характеристик угловой скорости ЭКО, полученных с помощью предлагаемой процедуры сглаживания (красная линия) и с традиционным FOC (синяя линия) при изменении нагрузки в соответствии с шагами, от состояния холостого хода до номинальной нагрузки ЭКО. Можно заметить, что реализация минимизатора потерь мощности существенно не влияет на динамические характеристики инвертора, за исключением ошибки скорости, которая кажется более очевидной. Это связано с меньшей динамикой составляющей потока ротора.

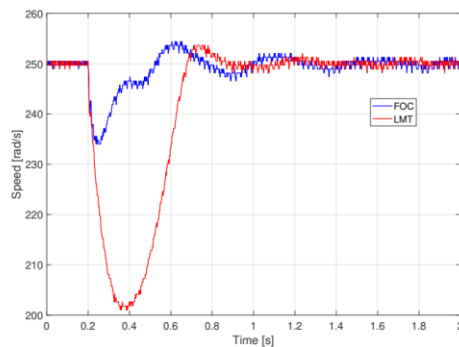


Рис. 10. Сравнение динамических свойств угловой скорости ЭКО

Fig. 10. Comparison of the dynamic properties of the ECO angular velocity

Наконец, динамическое поведение контура управления потоком ротора в режиме *LMT* показано на рисунке 11, при резком изменении скорости от 100 до 150 рад/с в момент времени $t = 2$ с, при котором оптимальный поток ротора (синяя линия) сравнивается с потоком обратной связи ротора (цветная линия (красный)). При этом слежение за потоком ротора обеспечивается с явной задержкой, зависящей от эквивалентных постоянных времени контуров стратифицированного канала id и от постоянной времени ротора.

В результате проведения процесса компьютерного моделирования системы управления трехфазным инвертором, было разработано и реализовано программное обеспечение для микроконтроллерных систем на базе процессоров *Atmega*. По результатам реализации алгоритмов проведены исследования на построенном аппаратно-программном комплексе и получены результаты, подтверждающие правильность реализации. Простая и гибкая реализация системы управления благодаря микроконтроллеру *Atmega 2560*, который представляет собой хороший баланс между техническими и экономическими характеристиками.

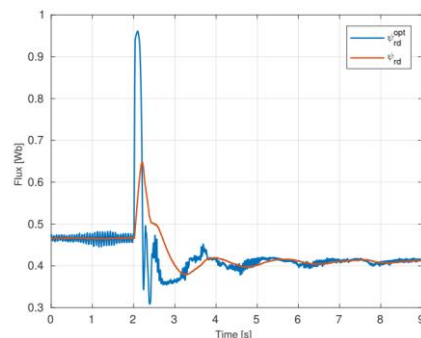


Рис. 11. Динамический отклик контура управления потоком ротора в режиме *LMT*

Fig. 11. Dynamic response of the rotor flux control loop in *LMT* mode

Выводы

Проведенные работы по корректировке математической модели управления на первом этапе исследования позволили увеличить крутящий момент двигателя и приблизить его к традиционному асинхронному электродвигателю. На втором этапе исследования была осуществлена попытка увеличения крутящего момента и приблизить его к моменту, развиваемому ЭКО при прямом включении в сеть [14]. Эта статья является продолжением исследования по разработке несложного и недорогого алгоритма для минимизации потерь мощности на представленном ЭКО 1,5 кВт. Результаты исследования наглядно показывают, что эффект достигается при любых условиях нагрузки и скорости за счет полной установки в режиме реального времени оптимального значения приведенной составляющей прямого осевого потока, что позволяет снизить потери мощности при работе двигателя. Полученные результаты говорят о правильности принятых решений в ходе модернизации алгоритмов управления, заложенных в микропроцессорную систему управления инвертором с минимизацией введения дополнительных расчетов, что благоприятно сказывается на производительности системы вычислений.

Благодарности: Исследования выполнены при финансовой поддержке Министерства науки и высшего образования Российской Федерации в рамках госзадания на выполнение НИР по теме «Распределенные автоматизированные системы мониторинга и диагностики технического состояния воздушных линий электропередачи и подстанций на

основе технологии широкополосной передачи данных через линии электропередач и промышленного интернета вещей» (соглашение №075-03-2022-151 от 14.01.2022).

Литература

1. Y. Le Ai, M. J. Kamper, A. D. Le Roux. Novel direct flux and direct torque control of six-phase induction machine with nearly square air-gap flux density // IEEE Trans. Ind. Appl. 2007. V. 43, N. 6. pp. 1534–1543. doi: 10.1109/TIA.2007.908157.
2. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson. Multiphase induction motor drives - A technology status review // IET Electric Power Applications. 2007. V. 1. N. 4. pp. 489–516. doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
3. D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, L. Zarri. Optimal fault-tolerant control strategy for multi-phase motor drives under an open circuit phase fault condition // Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, ICEM'08. 2008. pp. 1–6. doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4800094.
4. M. C. Ludek Schreier, Jiri Bendl. Analysis of Properties of Induction Machine With Combined Parallel Star-Delta Stator Winding // 2017. V. 2. N. 1, pp. 147–153, 2017.
5. H. Kasten, W. Hofmann. Combined stator windings in electric machines with same coils // Proc. - 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2012. pp. 103–108. doi: 10.1109/ICELMach.2012.6349848.
6. Мартынов К.В., Пантелеева Л.А., Васильев Д.А., Исследование распределения токов по фазам в асинхронном электродвигателе с совмещённой обмоткой // Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ, р. Т. 23. № 5. С. 150-159, 2021.
7. T. Stefanski, S. Karys. Loss minimisation control of induction motor drive for electrical vehicle // IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 1996. V. 2. pp. 952–957. doi: 10.1109/isie.1996.551072.
8. Jean-Franc Stumper, Ralph Kennel. Real-time dynamic efficiency optimization for induction machines // American Control Conference (ACC). 2013. pp. 6589–6594.
9. Z. Qu, M. Ranta, M. Hinkkanen, J. Luomi. Loss-minimizing flux level control of induction motor drives // IEEE Trans. Ind. Appl. 2012. V. 48. N. 3. pp. 952–961. doi: 10.1109/TIA.2012.2190818.
10. Борисевич А. В., Минимизация энергопотребления асинхронного электродвигателя с векторным управлением на основе идентификации модели потерь // Современные научные исследования и инновации., р. № 3, 2014.
11. M. Chomat, L. Schreier, J. Bendl. Induction Machine with Combined Star-Delta Stator Winding in Parallel Configuration // Proc. - 2018 23rd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2018. 2018. pp. 2478–2482. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506798.
12. S. J. Plathottam, H. Salehfar. Transient loss minimization in induction machine drives using optimal control theory // in Proceedings - 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2015. 2016. pp. 1774–1780. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409304.
13. N. S. Doan, A. N. Tsvetkov, T. H. Nguyen, Study and implementation of space vector pulse width modulation inverter on an arduino // E3S Web Conf. 2021. V. 288, p. 01059. doi: 10.1051/e3sconf/202128801059.
14. Доан Нгок Ши, Цветков А.Н., Аппаратно-программный комплекс для экспериментального исследования электроприводов асинхронных двигателей с короткозамкнутым ротором с традиционной обмоткой и двигателей с комбинированной обмоткой // Известия высших учебных заведений. Проблемы энергетики, р. Т. 23. № 6. С. 157-165, 2021.
15. Yaroslavsky D.A., Ivanov D.A., Sadykov M.F., Goryachev M.P., Savelyev O.G., Misbakhov R.S. Real-Time Operating Systems for Wireless Modules // Journal of Engineering and Applied Sciences. 2016. V. 11, N 6. pp. 1168-1171.
16. Ivanov D.A., Golenishchev-Kutuzov A.V., Yaroslavsky D.A., Sadykov M.F. Portable complex for remote control of high-voltage insulators using wireless data collection and transmission module // ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences. 2018. V. 13, N 6. pp. 2358-2362.
17. Ivanov D., Sadykov M., Golenishchev-Kutuzov A., Yaroslavsky D., Galieva T., Arslanov A. (2020). The application of the technology of sensor networks for the intellectualization of the overhead power transmission lines // Paper presented at the E3S Web of Conferences. 2020. doi:10.1051/e3sconf/202022001071.
18. Ярославский Д.А., Садыков М.Ф., Иванов Д.А., и др. Методика контроля ГИО на воздушных линиях электропередачи с учетом разрегулировки с использованием

датчиков беспроводных каналов связи // Журнал технических и прикладных наук АИПС. 2017. Т. 12. -№ 22. С. 6479-6482.

19. Садыков М.Ф., Ярославский Д.А., Иванов Д.А., Горячев М.П., Савельев О.Г., Чугунов Ю.С., Торопчин Ю.В. Внедрение системы автоматизированного мониторинга гололедообразования в распределительных сетях ПАО «ТАТНЕФТЬ». // Нефтяное хозяйство. 2020. № 7. С. 53-55.

Авторы публикации

Цветков Алексей Николаевич – канд.техн.наук., доцент кафедры «Электроснабжение промышленных предприятий», Казанский государственный энергетический университет.

Доан Нгок Ши – аспирант, Казанского государственного энергетического университета.

Ярославский Данил Александрович – канд.техн.наук., доцент кафедры «Теоретические основы электротехники», Казанский государственный энергетический университет.

References

1. Y. Le Ai, M. J. Kamper, A. D. Le Roux. *Novel direct flux and direct torque control of six-phase induction machine with nearly square air-gap flux density*. IEEE Trans. Ind. Appl. 2007; 43(6): 1534–1543. doi: 10.1109/TIA.2007.908157.
2. E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, S. Williamson. *Multiphase induction motor drives. A technology status review*. IET Electric Power Applications. 2007. 1(4): 489–516. doi: 10.1049/iet-epa:20060342.
3. D. Casadei, M. Mengoni, G. Serra, A. Tani, L. Zarri. *Optimal fault-tolerant control strategy for multi-phase motor drives under an open circuit phase fault condition*. Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, ICEM'08. 2008: 1–6. doi: 10.1109/ICELMACH.2008.4800094.
4. M. C. Ludek Schreier, Jiri Bendl. *Analysis of Properties of Induction Machine With Combined Parallel Star-Delta Stator Winding*. 2017 1(1): pp. 147–153.
5. H. Kasten, W. Hofmann. *Combined stator windings in electric machines with same coils*. Proc. 2012 20th Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2012. 2012:103–108. doi: 10.1109/ICELMach.2012.6349848.
6. K.V. Martynov, L.A. Panteleeva, D.A. Vasiliev. Study of the phase distribution of currents in an asynchronous electric motor with a combined winding. *ENERGY PROBLEMS*. 2021. V. 23(5): 150-159.
7. T. Stefanski, S. Karys. *Loss minimisation control of induction motor drive for electrical vehicle*. IEEE Int. Symp. Ind. Electron. 1996. 2: 952–957. doi: 10.1109/isie.1996.551072.
8. Jean-Franc Stumper, Ralph Kennel. *Real-time dynamic efficiency optimization for induction machines*. American Control Conference (ACC). 2013: 6589–6594.
9. Z. Qu, M. Ranta, M. Hinkkanen, J. Luomi. *Loss-minimizing flux level control of induction motor drives*. IEEE Trans. Ind. Appl. 2012. 48(3): 952–961. doi: 10.1109/TIA.2012.2190818.
10. A. V. Borisevich. Minimization of energy consumption of an asynchronous electric motor with vector control based on the identification of a loss model. *Modern scientific research and innovation*. 2014. 3.
11. M. Chomat, L. Schreier, J. Bendl. *Induction Machine with Combined Star-Delta Stator Winding in Parallel Configuration*. Proc. 2018 23rd Int. Conf. Electr. Mach. ICEM 2018, 2018: 2478–2482. doi: 10.1109/ICELMACH.2018.8506798.
12. S. J. Plathottam, H. Salehfar. *Transient loss minimization in induction machine drives using optimal control theory*. in Proceedings 2015 IEEE International Electric Machines and Drives Conference, IEMDC 2015. 2016: 1774–1780. doi: 10.1109/IEMDC.2015.7409304.
13. N. S. Doan, A. N. Tsvetkov, T. H. Nguyen. *Study and implementation of space vector pulse width modulation inverter on an arduino*. E3S Web Conf. 2021. 288: 01059. doi: 10.1051/e3sconf/202128801059.
14. Doan Ngok Shi, A.N. Tsvetkov. Hardware-software complex for experimental research of electric drives of asynchronous motors with a squirrel-cage rotor with traditional winding and motors with combined winding. *Energy Issues*. 2021 23(6): 157-165.
15. D.A. Yaroslavsky, D.A. Ivanov, M.F. Sadykov, M.P. Goryachev, O.G. Savelyev, R.S. Misbakhov. Real-Time Operating Systems for Wireless Modules. *Journal of Engineering and*

Applied Sciences. 2016. 11(6): 1168-1171.

16.D.A. Ivanov, A.V. Golenishchev-Kutuzov, D.A. Yaroslavsky, M.F. Sadykov. Portable complex for remote control of high-voltage insulators using wireless data collection and transmission module. *ARN Journal of Engineering and Applied Sciences*. 2018. 13(6): 2358-2362.

17.D. Ivanov, M. Sadykov, A. Golenishchev-Kutuzov, D. Yaroslavsky, T. Galieva, A. Arslanov (2020). *The application of the technology of sensor networks for the intellectualization of the overhead power transmission lines*. Paper presented at the E3S Web of Conferences. 2020. doi:10.1051/e3sconf/202022001071.

18. D.A. Yaroslavsky, M.F. Sadykov, D.A. Ivanov, et al. Technique for monitoring GMOs on overhead power lines, taking into account misalignment using sensors of wireless communication channels. *Journal of Technical and Applied Sciences AIPS*. 2017. 12(22):. 6479-6482.

19. M.F. Sadykov, D.A. Yaroslavsky, D.A. Ivanov, M.P. Goryachev, O.G. Savelyev, Yu.S. Chugunov, Yu.V Toropchin. Implementation of an automated monitoring system for icing in the distribution networks of PJSC TATNEFT. *Oil industry*. 2020. 7: 53-55.

Authors of the publication

Alexey N. Tsvetkov - Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia.

Doan Ngok Shi - Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia.

Danil A. Yaroslavsky- Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia.

Получено 25.03.2022г.

Отредактировано 30.03.2022г.

Принято 02.04.2022г.