

УДК 621.3
EDN: СУММАА

PACS: 07.50.Ek

Разработка и моделирование системы управления инверторного привода СДПМ с нелинейной нагрузочной характеристикой для летательного аппарата с распределённой силовой установкой*А. Н. Варюхин, А. В. Дутов, Я. Е. Жарков, А. Л. Козлов, С. И. Мошкунов,
М. А. Овиденко, В. Ю. Хомич, Е. В. Шахматов*

Представлена разработка системы управления двунаправленного инверторного привода синхронного двигателя с постоянными магнитами (СДПМ). Система позволяет осуществлять оптимальное управление СДПМ в условиях нелинейности нагрузки как в режиме генерации крутящего момента, так и в режиме рекуперации мощности, обеспечивая высокую эффективность работы и безопасность функционирования СДПМ.

Ключевые слова: инверторный привод, синхронный двигатель с постоянными магнитами, алгоритмы полеориентированного управления, нелинейная нагрузочная характеристика.

DOI: 10.51368/2307-4469-2024-12-5-465-482

Введение

В настоящее время мировая авиационная индустрия находится на пороге важных изменений, связанных с возрастающей электрификацией авиационных судов и, в частности, расширяющимся применением электродвигателей как ключевого агрегата для генерации подъёмной силы воздушного судна. Применение электрических машин позволяет обеспечить значительное снижение выбросов углеродных соединений и создавать более

экологичный воздушный транспорт, обладая меньшим уровнем шума и выбросов [1–3]. Применение электрических машин совместно с мощными источниками питания [4–8] для генерации подъёмной силы также обеспечивает ряд технических преимуществ, которые включают более высокую эффективность и быстродействие в сравнении с традиционными двигателями, а также возможность создания гибкого управления режимом работы устройства. Возрастающий интерес к применению электрической тяги обосновывается развитием

Варюхин Антон Николаевич¹, зам. ген. директора, к.т.н.
Дутов Андрей Владимирович², ген. директор, д.т.н.
Жарков Ярослав Евгеньевич³, н.с.

Козлов Андрей Львович¹, ген. директор.
Мошкунов Сергей Игоревич³, рук. направления, д.т.н., член-корр. РАН.

Е-mail: serg-moshkunov@yandex.ru
Овиденко Максим Александрович¹, – зам. директора исслед. центра ФГУП «ЦИАМ им. П.И. Баранова».

Хомич Владислав Юрьевич³, научный руководитель, д.ф.-м.н., академик РАН.

Шахматов Евгений Владимирович⁴, научный руководитель, д.т.н., академик РАН.

¹ ФГУП «ЦИАМ им. П. И. Баранова».

Россия, 111116, Москва, ул. Авиамоторная, 2.

² ФГБУ «Национальный исследовательский центр

«Институт имени Н. Е. Жуковского».

Россия, 125319, Москва, ул. Викторенко, 7.

Е-mail: info@nrczh.ru

³ Институт электрофизики и электроэнергетики РАН.
Россия, 191186, Санкт-Петербург, Дворцовая наб., 18.

⁴ Самарский университет.

Россия, 443086, г. Самара, Московское шоссе, 34.

Е-mail: ssau@ssau.ru

Статья поступила в редакцию 6.08.2024

После доработки 29.08.2024

Принята к публикации 10.09.2024

© Варюхин А. Н., Дутов А. В., Жарков Я. Е., Козлов А. Л., Мошкунов С. И., Овиденко М. А., Хомич В. Ю., Шахматов Е. В., 2024

вычислительной техники и микропроцессорных устройств, которое на текущий день позволяет, как оптимизировать конструкцию электрических двигателей под конкретные цели и задачи, так и достичь необходимого быстродействия системы управления. Помимо этого, мощным толчком к использованию электродвигателей во множестве отраслей также послужило развитие технологий производства полупроводниковых элементов и, в частности, транзисторов, современные модели которых в настоящее время позволяют осуществлять коммутации нагрузочных мощностей в диапазоне нескольких мегаватт [9, 10].

Среди широкого ряда электрических машин наиболее перспективными к применению в авиационной индустрии являются синхронные двигатели с постоянными магнитами (СДПМ), что обосновывается преимуществами этого типа двигателей, среди которых следует выделить: экономичность в производстве, эффективность, обусловленная низкими потерями, а также высокие массомощностные показатели.

Тем не менее, несмотря на высокие характеристики СДПМ, исключительно их применение не обеспечивает высокие показатели КПД преобразования электрической энергии в механическую. Существенную роль вносит вклад эффективность работы системы управления, режим функционирования которой определяется как электрическими характеристиками СДПМ и инвертора, так и его нагрузочной характеристикой.

В случае СДПМ максимальная эффективность преобразования электрической энергии может быть достигнута при применении управления на базе полеориентированных алгоритмов (ПОУ) [11–14], функционирующих на основе электрической модели СДПМ. При этом, использование ПОУ позволяет осуществлять управление двигателем, как в режиме генерации тяги, так и в режиме рекуперативного торможения при этом, не допуская превышения параметров двигателя за пределы рабочего диапазона.

Эффективность работы системы управления, функционирующей на базе ПОУ, зависит как от точности определения параметров СДПМ, так и корректности настройки регулировочных коэффициентов контроллеров в её составе. Разработка оптимальной системы управления СДПМ при учёте нелинейных характеристик его электрических параметров и нагрузочной характеристики, которая позволит максимизировать КПД работы преобразования электрической энергии, является целью настоящей работы.

Общий вид модели электрической машины РСУ и системы управления

На рисунке 1 приведен общий вид модели системы электрической машины РСУ в программе *Matlab/Simulink*, которая включает управляющие подсистемы инвертора, электрическую и механические цепи СДПМ, а также блоки вывода сигналов.

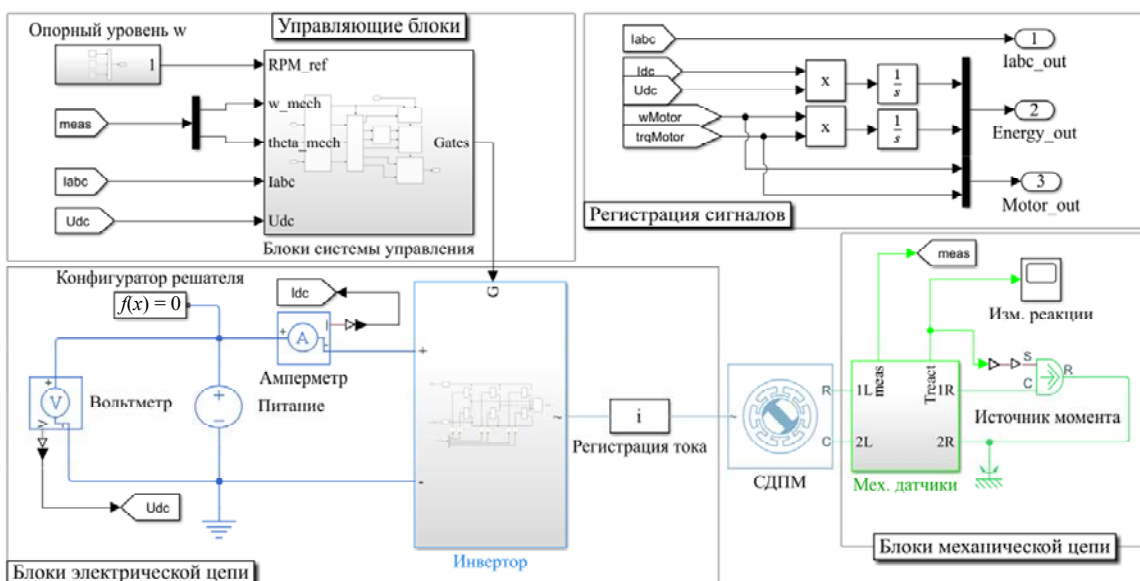


Рис. 1. Общий вид модели системы электрической машины РСУ в программе *Matlab/Simulink*

Электрическая часть системы включает: источник постоянного напряжения (Питание), блока регистрации тока от источника постоянного напряжения (Амперметр), блока регистрации напряжения питания (Вольтметр); подсистему регистрации фазного тока (Регистрация тока), а также подсистему инвертора. Последняя, в свою очередь, включает 6 идеализированных MOSFET транзисторов с варьруемым сопротивлением. Анализ влияния сопротивления MOSFET транзисторов на КПД работы системы является одной из целей настоящей работы.

Блоки регистрации сигналов осуществляют вывод временных зависимостей фазных токов, скорости ротора и момента, а также производят интегрирование механической и электрической мощности для вывода сигналов энергии для последующей обработки. Наличие интеграторов упрощает работу с кривыми энергии при постобработке в случае использования решателя с варьруемым временным шагом.

Механическая часть модели включает подсистему регистрации механических сигналов (Мех. Датчики), таких как положение угла ротора СДПМ, угловой скорости и значение крутящего момента, которые выводятся в область памяти модели как переменные. Также механическая цепь содержит регулируемый источник момента, учитывающего реакцию импеллера, подключённого к ротору СДПМ при моделировании под нагрузкой. Для параметризации нагрузочной характеристики использовались экспериментальные данные, полученные с авиационного импеллера, которые

аппроксимировались квадратичной функцией с условием наличия одного корня при нулевой координате скорости. Интеграция в модель аппроксимирующего полинома производилось с использованием специальной подсистемы. Нагрузочная характеристика и блоки определения реакции приведены на рисунке 2.

Общая структурная схема подсистемы «Блоки системы управления» приведена на рисунке 3. Приведённая схема управления включает подсистемы: «дискретизатора» сигналов, определения параметров, упреждающего управления, внешний и внутренний контура управления, а также блока ШИМ.

Назначением подсистемы «дискретизатора» является введение временной задержки в поступающие в систему управления сигналы, тем самым имитируя работу микропроцессорного устройства. Помимо этого, данная подсистема осуществляет две вспомогательные функции – размыкание «алгебраических петель» [15, 16] и фильтрации токов фаз. Под «алгебраической петлей» в программе *Matlab/Simulink* понимается возникновение обратной связи между входом и выходом системы, что делает необходимым использование нелинейных алгоритмов для решения систем дифференциальных уравнений. Введение же временных задержек позволяет прервать обратную связь, определяя однозначно состояния на входах системы. Для фильтрации фазных токов в подсистеме использовался ФНЧ 2-го порядка с коэффициентом демпфирования 0,9 и частотой среза, равной половине частоты векторной ШИМ.

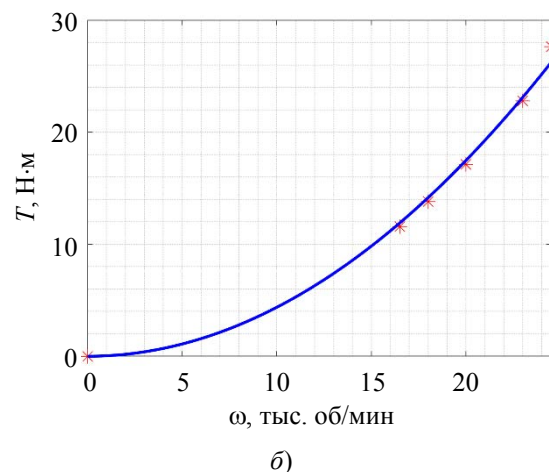
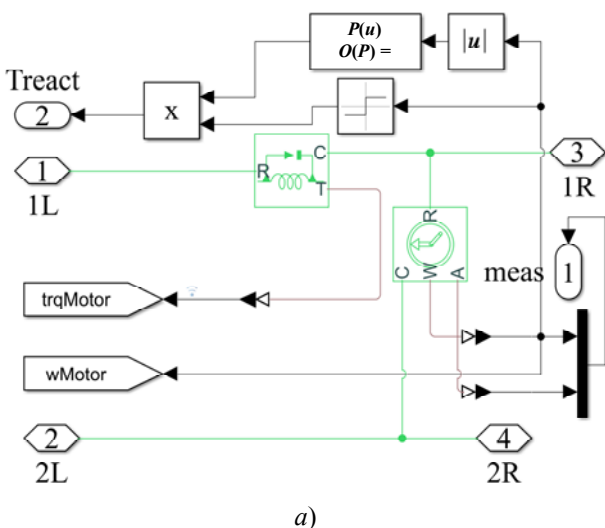


Рис. 2. Блоки определения реакции импеллера (а) и аппроксимация нагрузочной характеристики импеллера (б)

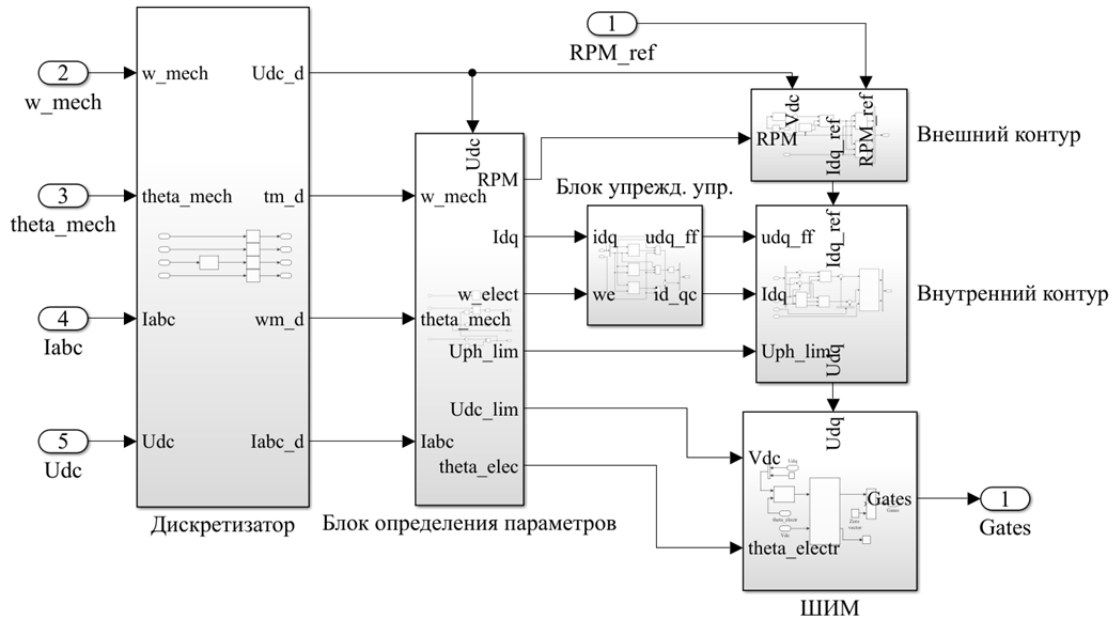


Рис. 3. Блоки системы управления СДПМ

Подсистема определения параметров вычисляет значения токов в пространстве dq с использованием преобразования Кларк-Парка, рассчитывает электрический угол и электрическую скорость СДПМ на текущем шаге расчёта, определяет и ограничивает фазное напряжение и напряжения на DC шине, а также пересчитывает значение текущей скорости вращения ротора в размерность [об/мин] для подачи сигнала во внешний контур управления.

Назначением внешнего контура управления (рис. 4а) является создание опорных сигналов токов $i_{dq,ref}$ для внутреннего контура управления с применением управляющих токовых таблиц, которые должны быть сгенерированы на основе электрических параметров СДПМ. Он включает определение модуля от опорного уровня сигнала, блока вычитания для определения ошибки регулирования, PI -регулятора, блока передаточной функции (Отмена «нуля»), подавляющей нуль в передаточной функции PI -регулятора с насыщением, а также интерполяционных таблиц опорных уровней сигналов. Качественная настройка коэффициентов PI -регулятора является одной из целей настоящей работы.

Подсистема управления с упреждением, приведённая на рисунке 4б, выполняет следующую функцию: работая вкуче с внутренним контуром управления, она обеспечивает ста-

бильное управление токами СДПМ, нивелируя влияние электрической угловой скорости на передаточную характеристику внутреннего контура управления.

Внутренний контур управления (рис. 4в) состоит из блоков вычитания, определяющих ошибку регулирования токов по осям dq , двух PI -регуляторов для токов, создающих управляющий вектор напряжений u_{dq} , подсистемы определения коэффициентов регулирования (переменные или постоянные), двух блоков сложения, суммирующие сигналы регулирования со значениями $u_{d,ff}$ и $u_{q,ff}$ из подсистемы управления с опережением, а также блока ограничения сигнала регулирования, ограничивающего управляющей вектор U_{dq} величиной фазного напряжения V_{phmax} .

После формирования внутренним контуром вектора напряжений u_{dq} , он поступает на подсистему ШИМ, которая формирует сигналы управления затворами транзисторов в блоке «Инвертор» на базе встроенного блока ШИМ *Simulink* и сигнал фазных напряжений для подсистемы бездатчикового управления. Настоящий блок производит семплирование опорной волны, получаемой на базе обратного Парк преобразования, после чего производит сравнение с несущим сигналом треугольной формы, определяя состояние затворов транзисторов [17].

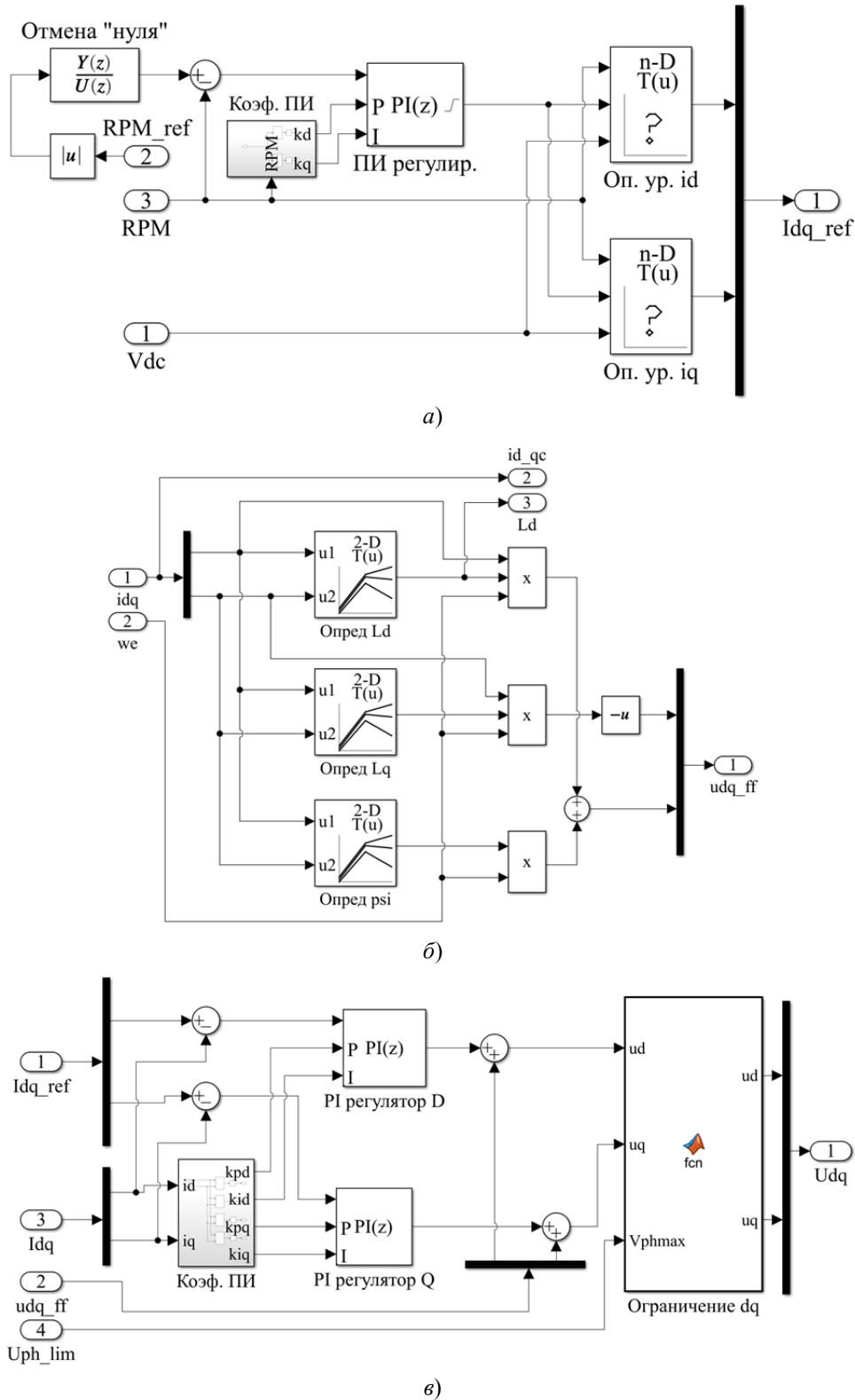


Рис. 4. Внешний контур управления (а), подсистема упреждающего управления (б) и внутренний контур управления (в)

Согласно описанной структуре системы управления представляется возможным сформировать две основные задачи, выполнение которых позволит создать оптимальную систему управления СДПМ:

- 1) формирование управляющих интерполяционных таблиц для генерации внутренним контуром управления опорного сигнала $i_{dq,ref}$;
- 2) определить коэффициенты PI -регуляторов, обеспечивающих оптимальное регули-

рование сигналов $i_{dq,ref}$ внешнего контура управления и U_{dq} внутреннего контура;

3) анализ влияния активного сопротивления транзисторов в составе инвертора на КПД работы системы на рисунке 1.

Формирование таблиц опорных токовых сигналов с использованием алгоритмов полеориентированного управления

Генерация таблиц опорных токовых сигналов должна производиться на основании основных параметров СДПМ (таблица), а также параметров её схемы замещения, которые включают индуктивности по осям L_d и L_q , а также значение потокосцепления с постоянными магнитами ψ_{pm} . Эти параметры могут быть получены с применением конечно-элементного моделирования, направленного на определение потокосцепления фаз при различных комбинациях фазных токов СДПМ и

положения угла ротора с закреплёнными на нём постоянными магнитами.

Таблица

Основные параметры СДПМ

Наименование параметра	Значение
Тип и схема соединения обмоток	Y
Частоты вращения ротор (ном. / макс.)	23000 об/мин 23500 об/мин
Номинальные мощности в режиме двигателя/рекуперации	60/50 кВт

Для электрической машины РСУ с заданной конструкцией и параметрами было проведено предварительное исследование, в ходе которого были найдены зависимости индуктивности по осям и потокосцепления СДПМ, показанные на рисунке 5. В ходе определения электрических параметров СДПМ было получено, что параметры индуктивности не являются постоянными и зависят от значений токов по осям i_{dq} , что должно быть учтено при генерации таблиц опорных токовых сигналов.

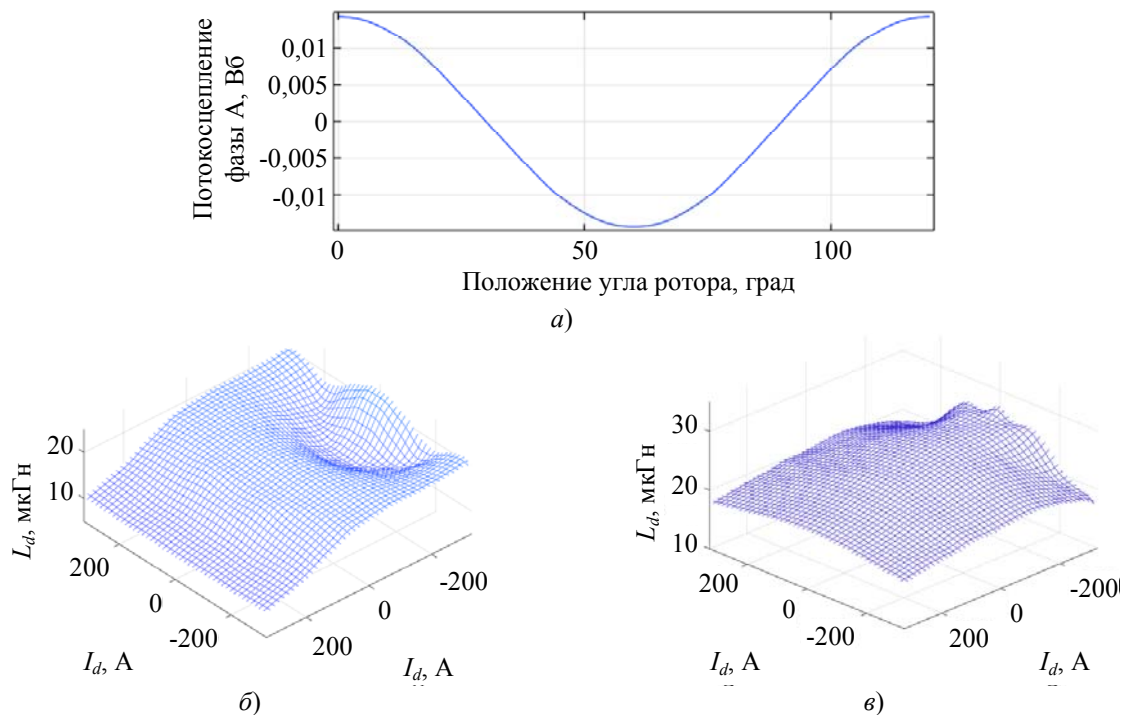


Рис. 5. Зависимость потокосцепления с постоянными магнитами фазы А в зависимости от положения угла ротора (а); зависимости индуктивностей по осям от токов i_d и i_q (б и в)

Первым шагом к созданию интерполяционных таблиц является определение максимальных значений моментов в двигательном режиме и режиме рекуперации при номинальной скорости вращения СДПМ. Из данных, приведённых в таблице видно, что макси-

мальными значениями моментов на валу ротора в двигательном и рекуперационном режиме являются 20,91 и 20,75 Н·м.

С использованием динамических параметров индуктивностей L_{dq} (рис. 5) производилось формирование моментных траекторий –

сочетаний параметров токов i_{dq} , соответствующих постоянным значениям вектора управляющих моментов T_y

$$T_y = \frac{3}{2} N_p i_q \times \left(i_d \left[L_d(i_d, i_q) - L_q(i_d, i_q) + \psi_{pm} \right] \right) = const. \quad (1)$$

Для формирования моментных траекторий в программе *Matlab* производилась интерполяция численных зависимостей L_d и L_q с применением алгоритма *Modified Akima* [18, 19], рекомендуемого для использования из-за стабильности и устойчивости при резких изменениях данных. По полученным интерполяционным зависимостям для диапазона токов от -420 до 420 А были определены моментные траектории для каждого значения i_d и i_q , которые приведены на рисунке 6.

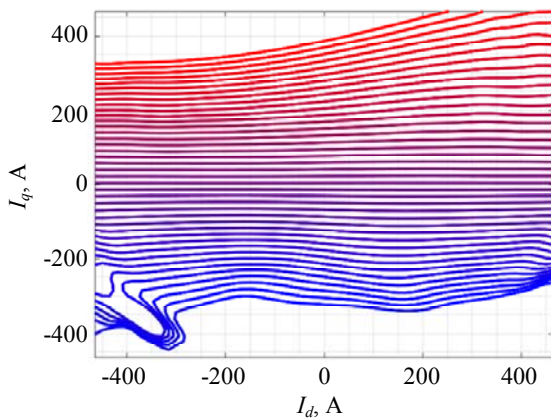


Рис. 6. Траектории момента в пространстве dq электрической машины РСУ

Для нахождения максимального рабочего тока двигателя использовался алгоритм *МТРА* – определение максимального отношения момента к длине вектора i_{dq} , который целесообразно использовать при работе СДПМ при скоростях работы ниже номинального значения. Согласно рисунка 6, максимальное значение тока будет находиться на траектории, соответствующей максимальному моменту в двигательном режиме.

Решив задачу минимизации длины вектора для моментной траектории с максимальным значением при использовании не градиентных методов оптимизации [20, 21]

$$\min_{i_d} \left| i_d + j \times i_q(i_d) \right|, \quad i_d \in [-420 \quad 420], \quad (2)$$

было получено что максимальным значением токов по осям являются пара значений токов i_{dq} равные [-83, 365] А, что соответствует 265 А действующего фазного тока.

По амплитудному значению фазного тока также были ограничены моментные траектории, приведенные на рисунке 6, результат представлен на рисунке 7. Полученные комбинации включают весь диапазон возможных параметров токов по осям СДПМ.

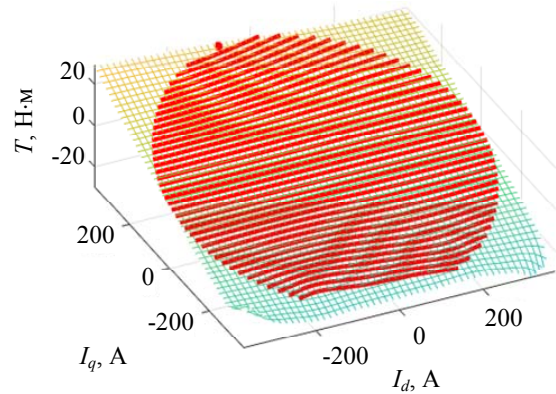


Рис. 7. Траектории момента в пространстве dq с учётом ограничения максимального тока СДПМ

С применением решения изменённой задачи (2) для каждой из моментных траекторий, соответствующих двигательному режиму ($T_y \geq 0$)

$$\min_{i_d} \left| i_d + j \times i_q(i_d) \right|, \quad i_d \in [-I_{d,max} \quad 0], \quad (3)$$

где $I_{d,max}$ – максимальное значение тока i_d для текущей траектории; была получена кривая *МТРА* для электрической машины, которая отражена на рисунке 8.

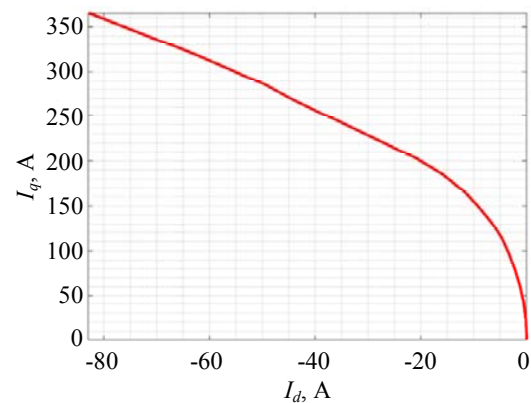


Рис. 8. Кривая *МТРА* для электрической машины РСУ

Следующим шагом к формированию таблиц опорных уровней токов является определение диапазона параметров угловой скорости $\omega_{\text{мех}}$ СДПМ и уровня напряжения питания на DC -шине, при котором возможно функционирования двигателя. Согласно принципу управления $MTPA$, номинальной является такая механическая скорость, при которой достигается максимальное значение обратной ЭДС двигателя, которая в $\sqrt{3}$ раз меньше значения напряжения питания DC -шины. Варьируя значения параметра U_{DC} и решая задачу

$$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} - \left| u_d(i_{d,MTPA-\max}, i_{q,MTPA-\max}, \omega_m) + j \times u_q(i_{d,MTPA-\max}, i_{q,MTPA-\max}, \omega_m) \right| = 0, \quad (4)$$

где u_d и u_q определяются в соответствии с (4), было получено, что минимальное значение напряжение на DC -шине, при котором возможно управлять СДПМ является 40 В.

Тем самым, были определены вектора для таблиц опорных токовых сигналов, которые включают напряжение питания U_{DC} с диапазоном изменения от 40 до 800 В, механическая частота вращения СДПМ $\omega_{\text{мех}}$ от 0 до 23500 об/мин, значения управляющих моментов T_y от -20,76 до 24,91 Н·м и соответствующие им моментные траектории на рисунке 7.

Для полученных векторов в программе *Matlab* была создана координатная сетка, включающая все возможные сочетания параметров $[U_{DC}, \omega_{\text{мех}}, T_y]$, для которых должны быть определены значения управляющих токов $i_{dq,ref}$.

Алгоритм определения опорных токов включал следующую последовательно операций:

1. в пространстве $[U_{DC}, \omega_{\text{мех}}, T_y]$ фиксировалась точка текущего уровня напряжения питания;
2. определение пограничного уровня $\omega_{\text{мех}}$ для текущего U_{DC} согласно выражению (4) с целью определения диапазона значений, при котором необходимо использовать кривую $MTPA$ (рис. 8);
3. для текущей комбинации $[\omega_{\text{мех}}, T_y]$ в случае $T_y < 0$ значений опорных уровней тока определялись по решению задачи минимизации с условием [22–28]

$$\begin{aligned} \min_P \quad P &= \frac{3}{2} [i_d u_d + i_q u_q] \\ &\left\{ \begin{aligned} \sqrt{3} |u_d + j \times u_q| &\leq U_{DC} \\ |i_d + j \times i_q| &\leq I_{\max} \end{aligned} \right. \end{aligned} \quad (5)$$

4. для текущей комбинации $[\omega_{\text{мех}}, T_y]$ в случае $T_y > 0$ и $\omega_{\text{мех}}$ ниже номинального уровня оборотов использовалась кривая $MTPA$;

5. в случае $T_y > 0$ и $\omega_{\text{мех}}$ выше номинального уровня оборотов использовался алгоритм ослабления поля (FW), при котором опорные уровни токов определяются как точка пересечения моментной траектории с кривой токов, соответствующей максимальному напряжению питания (далее – кривая «напряжения»)

$$\frac{U_{DC}}{\sqrt{3}} = \left| u_d(i_d, i_q, \omega_e) + j \times u_q(i_d, i_q, \omega_e) \right|; \quad (6)$$

6. в случае, если точка пересечения, полученная с применением FW , лежит вне диапазона максимального тока, то используется алгоритм «максимальный ток» (MC), определяющий в качестве опорных значений предельные для данной траектории сочетание параметров i_{dq} ;

7. при отсутствии пересечения моментной траектории с кривой «напряжения», в качестве опорных токов определялась пара параметров, при которой это пересечение существует и соответствует максимальному значению достигаемого момента.

На рисунке 9 приведены результаты работы описанного алгоритма по определению управляющих токовых сигналов в пространстве dq . Из приведённого изображения видно, что область пространства управляющих токов расширяется при уменьшении уровня напряжения питания (рис. 9а), что связано с оптимальностью использования для управления СДПМ алгоритмов FW и MC с понижением уровня питания (рис. 9б–в), которые ограничивают обратную ЭДС электрической машины, тем самым повышая эффективность работы устройства.

Также из приведённых изображений видно, что точки, связанные с рекуперативных торможением схожи с полученными для алгоритмов полеориентированного управления, что также было отмечено в работе [29]. Суще-

ствующее же визуальное отличие между управляющими токами обосновывается разностью индуктивностей.

Таким образом, сформированы таблицы опорных токов, определяющих режим работы

электрической машины РСУ при условии динамического характера индуктивности по осям. Определены предельные диапазоны функционирования СДПМ по току и напряжению питания.

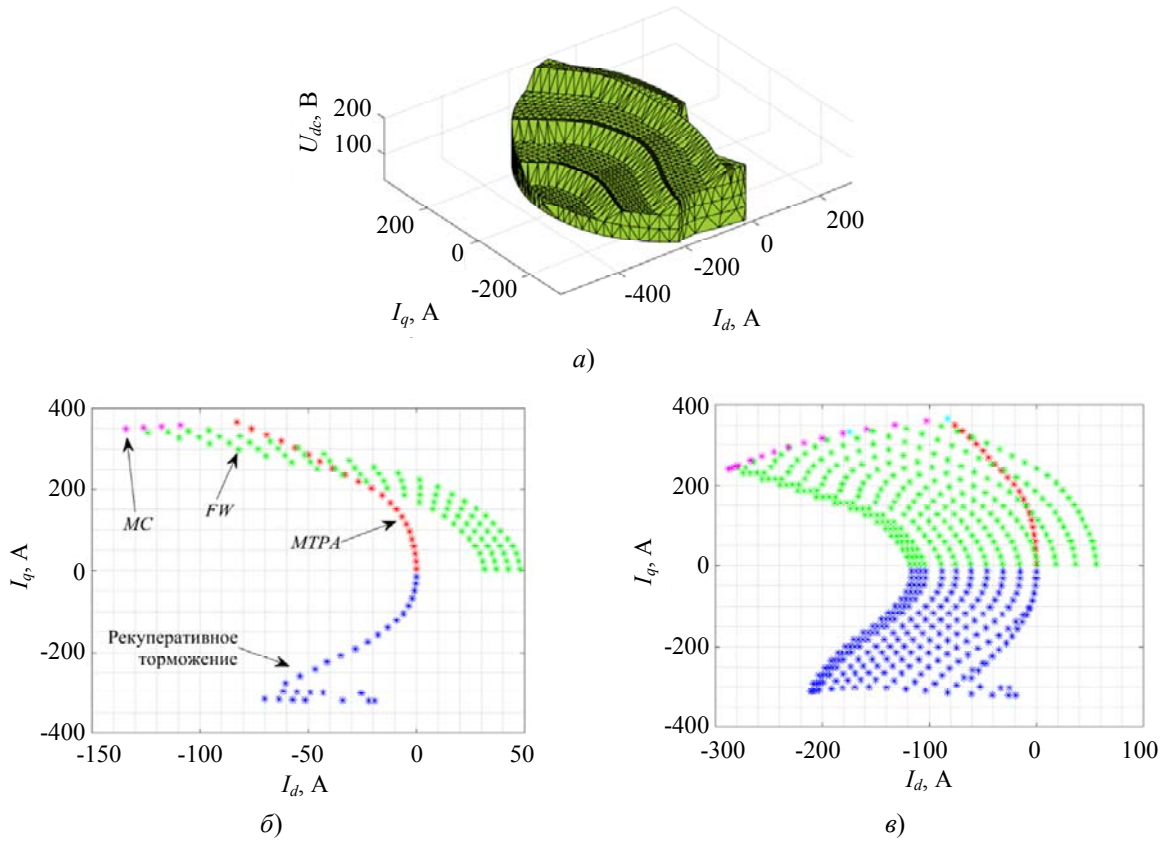


Рис. 9. Пространство управляющих токов (а), срезы пространства (б и в) при напряжении питания 800 и 172 В

Определение коэффициентов регулирования внешнего и внутреннего контуров управления

Первоначальным является настройка коэффициентов внешнего контура, определяющего механический режим работы СДПМ. Для определения коэффициентов используем разложение в ряд Тейлора в окрестности точки $w_{мех}$ нагрузочной характеристики, приведённую на рисунке 2б, совместно со вторым законом Ньютона для вращательного движения

$$J_{rot} \frac{d\omega_{мех}}{dt} = T_c - \left[T_{react}(w_{мех}) + \frac{dT_{react}}{d\omega_{мех}}(w_{мех})(w_{мех} - \omega_{мех}) \right], \quad (7)$$

где T_c и $T_{react}(\omega_{мех})$ – управляющий момент вращения и момент реакции импеллера.

Выражение (7) является справедливым только для некоторой окрестности рассматриваемой точки $w_{мех}$, следовательно, необходимо определить интервалы и значения точек $w_{мех}$ на аппроксимации нагрузочной характеристики на рисунке 2б. Фиксируя максимальное значение абсолютной погрешности отклонения

$$\Delta T = \left| T_{react}(\omega_{мех}) - T_{react,aprx}(w_{мех}, \omega_{мех}) \right| = 0,025 \text{ Н} \cdot \text{м}, \quad (8)$$

где $T_{react,aprx}(\omega_{мех})$ – разложение в ряд Тейлора, определённого в (19); определим точки $w_{мех}$ и интервалы $\omega_{мех}$ где выполняется условие (8). Визуализация интервалов приведена на рисунке 10.

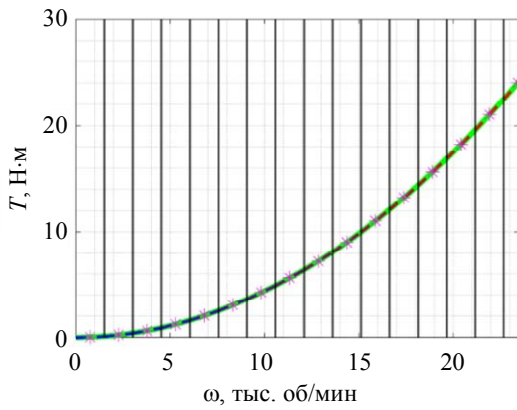


Рис. 10. Аппроксимация нагрузочной характеристики импеллера посредством её разложения в ряд Тейлора

На приведённом изображении фиолетовым цветом отражены точки $\omega_{\text{мех}}$, чёрными вертикальными линиями показаны интервалы разбиения по условию (8), градиентной пунктирной линией показана аппроксимирующая функцию, зелёной линией приведена исходная зависимость.

Определив аппроксимирующую функцию, представляется возможным использовать выражение (7) на каждом интервале для определения коэффициентов PI -регулятора внешнего контура:

$$\begin{cases} J_{rot} \frac{d\omega_{\text{мех}}}{dt} = T_c + K_T + K_{\omega} \omega_{\text{мех}} \\ T_c = K_p (\omega_{ref} - \omega_{\text{мех}}) + K_i \int (\omega_{ref} - \omega_{\text{мех}}) dt \end{cases} \quad (9)$$

где K_T и K_{ω} – коэффициенты, зависящие от $\omega_{\text{мех}}$; K_p и K_i – коэффициенты регулятора; ω_{ref} – опорный уровень скорости ротора СДПМ.

Несложно видеть, что в выражении (9) существует постоянное смещение, равное K_T , а общий вид выражения эквивалентен схеме.

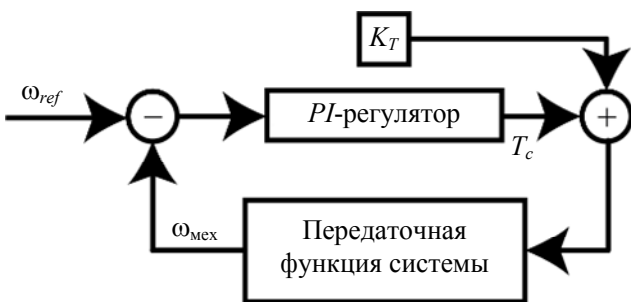


Рис. 11. Эквивалентная схема механической системы с обратной связью при линеаризации

Далее приведённая схема использовалась для определения коэффициентов K_p и K_i согласно [30] с применением пользовательского скрипта в программе *Matlab*, включающего следующий алгоритм действий:

1. постановка задачи оптимизации среднеквадратичного отклонения скорости от опорного уровня (критерий *ISE*) с условием превышения фактической скорости от опорного значения («*Overshoot*» не более 5 %) по параметрам фазового запаса (*Phase margin – PM*) и частоты пересечения (*Crossover Frequency – CF*) PI -контроллера;

2. в рамках оптимизационной функции производилось создание системы уравнений состояний по эквивалентной схеме на рисунке 11, определение коэффициентов PI -контроллера с заданными PM и CF и определение временного отклика системы, при опорном сигнале, равном максимальной скорости на рассматриваемом интервале (рис. 10) с начальным условием скорости, равной минимальной на интервале.

Следует также упомянуть, что параметр CF подбирался таким образом чтобы в общей передаточной функции системы на рисунке 11 не возникало комплексно-сопряжённых полюсов и связанных с ними колебательных процессов в процессе регулирования скорости.

Для решения задачи оптимизации было использовано несколько методов оптимизации с условием, включающих квадратичное программирование и генетический алгоритм, но наилучший результат по скорости решения и возможности определения локального минимума был получен при использовании не градиентного (*derivative-free*) алгоритма *Pattern search*.

Результаты определения коэффициентов PI -регулятора приведены на рисунке 12. Согласно полученным данным, коэффициенты регулятора обладают зависимостью от скорости вращения СДПМ, при этом интегральный коэффициент возрастает с увеличением скорости квадратично, совпадая с характером нагрузочной характеристика, в то время как пропорциональный изменяется линейно, что связано с компенсацией увеличения коэффициента K_{ω} , зависящего от производной аппроксимирующей нагрузку функции.

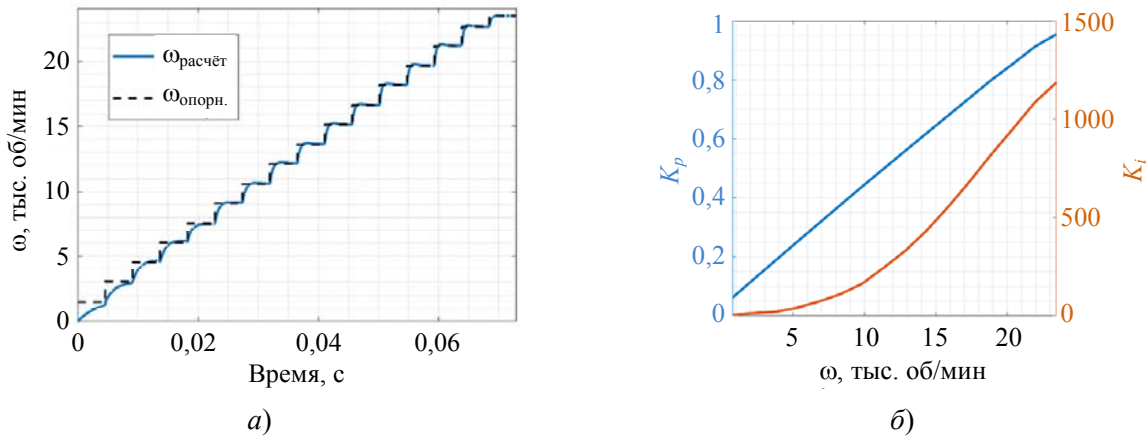


Рис. 12. Отклик системы управления на интервалах линеаризации (а), зависимость коэффициентов PI-регулятора от скорости ротора СДПМ (б)

Для верификации корректности полученных коэффициентов в программе *Matlab/Simulink* была создана модель, аналогичная приведённой на рисунке 2. В качестве источника опорного сигнала в модели служил блок интерполяционной таблицы, генерирующий сигнал аналогичный приведённому на рисунке 12. Блоки данного типа также использовались для определения коэффициентов регулятора в зависимости от скорости. Вычисление реакции производилось аналогичным образом, показанным на рисунке 11. PI-регулятор в приведённой модели являлся стандартным блоком с дискретным выводом и использовался в отсутствие сатурации выходного сигнала.

но, что осциллограмма скорости в случае *Matlab/Simulink* обладает большим значением перерегулирования при изменении опорного сигнала, что связано с наличием начального состояния интегрирующей части контроллера, которая не учитывалась при расчёте коэффициентов регулятора.

Следующим шагом является нахождение коэффициентов для PI-регуляторов внутреннего контура управления, для чего следует использовать выражение (9), схему на рисунке 14 без учёта постоянной составляющей, а также описанный выше алгоритм. При этом также необходимо учитывать динамический характер индуктивности по осям, что ставит задачу определения коэффициентов регулирования для каждого сочетания i_{dq} .

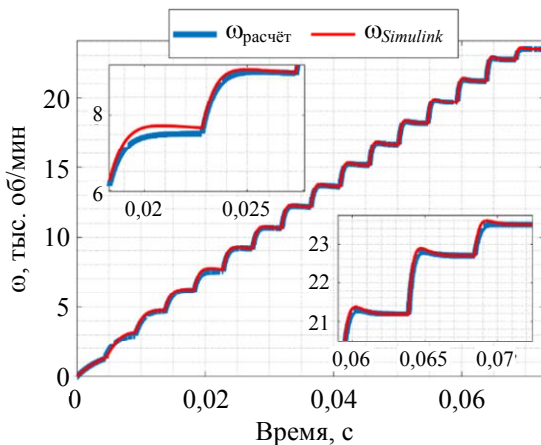


Рис. 13. Верификация коэффициентов PI-регулятора внешнего контура

Результаты верификации приведены на рисунке 13. Из полученных расчётных зависимостей видно, что коэффициенты регулирования корректны, что отражается в отсутствие колебательных процессов при регулировке и совпадении форм осциллограмм. Также вид-

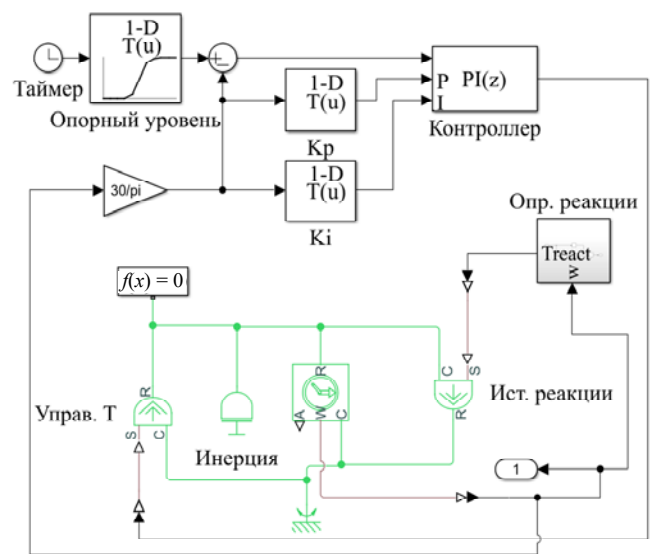


Рис. 14. Модель для верификации коэффициентов PI-регулятора внешнего контура управления в программе *Matlab/Simulink*

Результаты определения коэффициентов внутреннего контура управления приведены на рисунке 15.

Из представленных результатов видно, что пропорциональные коэффициенты для обоих регуляторов практически не изменяются от токов по осям СДПМ, поэтому целесообразно использовать для моделирования усреднённое значение коэффициента. Интегральные коэффициенты, в свою очередь, находятся в обратной зависимости от значений индуктивностей

по осям (см. рис. 5), а именно уменьшения значения индуктивности приводит к возрастанию интегрального коэффициента. Также из приведённых зависимостей видно, что на границах рассматриваемого диапазона токов наблюдаются осцилляции значений коэффициентов для обоих регуляторов. Тем не менее, согласно визуализации моментных траекторий на рисунке 7, данные осцилляции расположены вне зоны рабочих токов СДПМ, и, как следствие, не могут влиять на процесс регулирования.

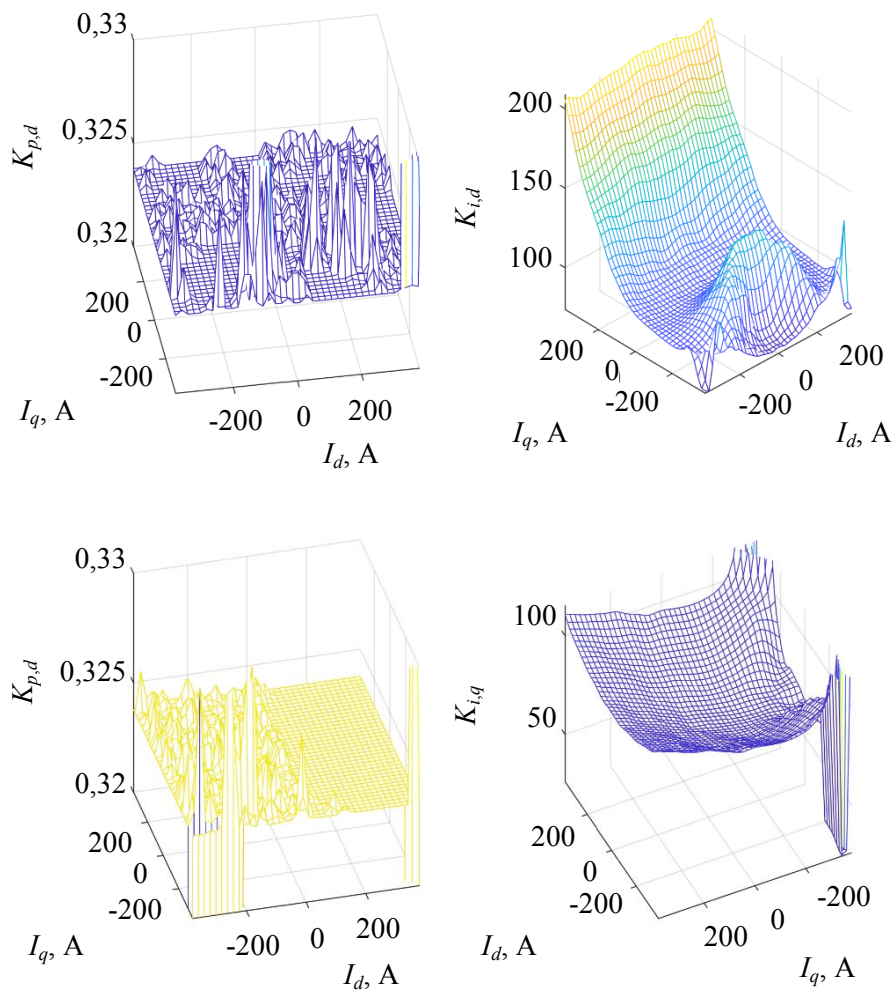


Рис. 15. Коэффициентов PI-регуляторов внутреннего контура

Моделирование системы управления инверторного привода

Аккумулировав полученные ранее данные для таблицы опорных токов сигналов и коэффициентов регулирования для параметризации элементов, приведённых на рисунках 1–4, первоначальным является моделированию реакции отклика системы на опорный сигнал скорости,

равный максимальной скорости СДПМ с целью определения постоянной времени установления и эффективности работы под нагрузкой.

Моделирование также проводилось при уровне напряжении питания, равном 700 В. Сопротивление открытого состояния транзисторов – 20 мОм, эквивалентное сопротивление фазы СДПМ – 5,7 мОм. Результаты моделирования приведены на рисунке 16.

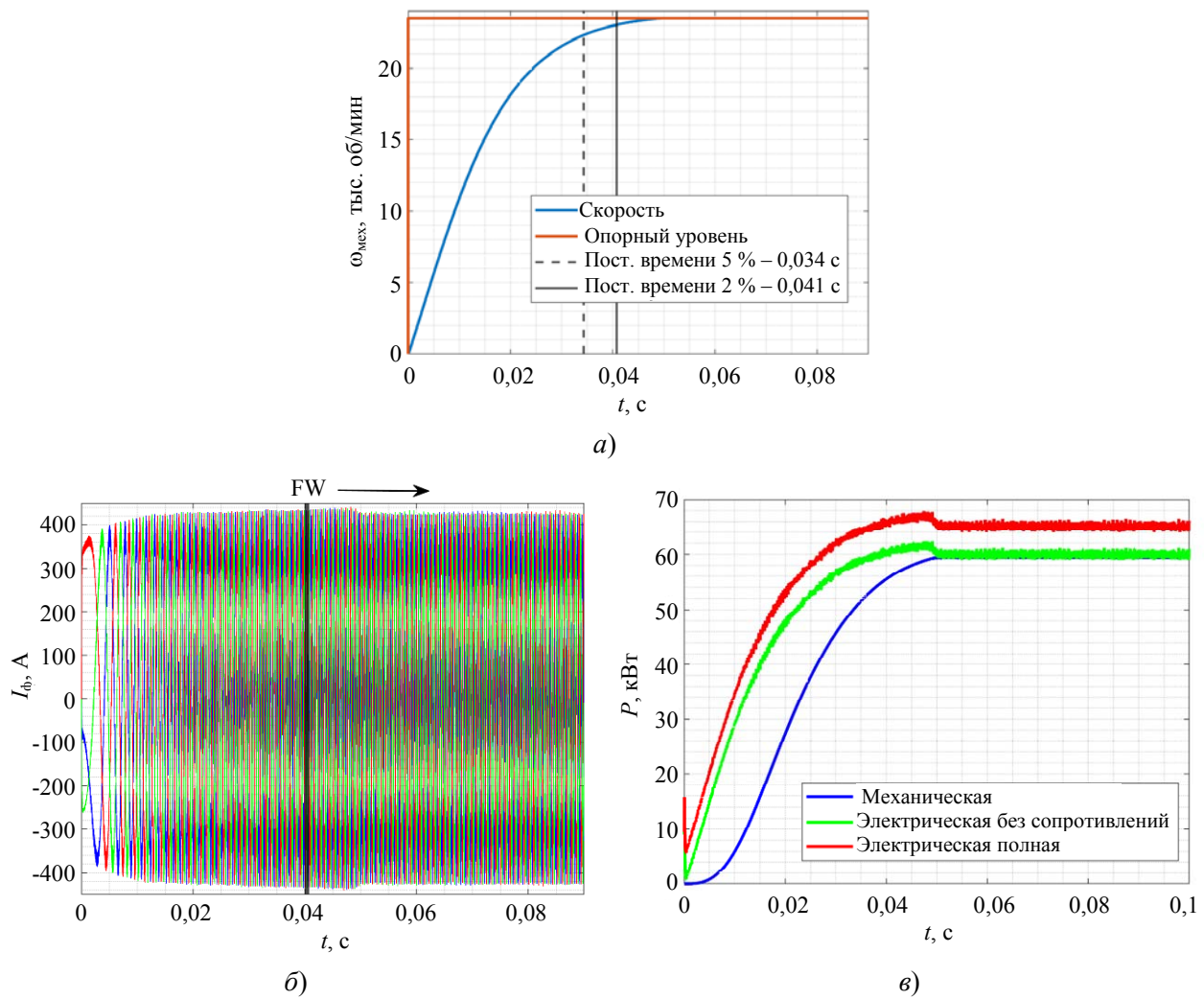


Рис. 16. Опорная и расчётная скорость СДПМ (а), фазные токи СДПМ (б), механическая и электрическая мощности (в) при моделировании разгона до максимальной скорости

Согласно расчётным осциллограммам скорости СДПМ (рис. 16а) постоянной времени установления при 5 % отклонении от опорного сигнала, равняется 34 мс, а при 2 % – 41 мс. При этом разгон ротора СДПМ происходит плавно в отсутствие выбросов.

На рисунке 16б приведены расчётные осциллограммы фазных токов СДПМ. Из результатов видно, что токи достигают максимального значения за промежуток времени, равный 20 мс, а в первый электрический период СДПМ достигается амплитудное значение фазных токов, равных 360 А. Также на приведённых осциллограммах отражен момент времени, при котором происходит смена алгоритма управления (с МТРА на FW) при достижении номинальной скорости, которая приводит к снижению тока СДПМ и увеличению КПД работы СДПМ при работе на частотах

свыше номинальных, как показано на рисунке 16в.

Исходя из осциллограмм мощности СДПМ эффективность работы в установившемся режиме составляет 99,1 % без учёта активных потерь в коммутаторах фазы и сопротивлений обмоток. В случае учёта сопротивлений фаз, которые равны 25,7 мОм (20 мОм – коммутаторы), эффективность работы снижается до 91 %. Из этого следует вывод о необходимости применения устройств с сопротивлением открытого состояния не более 10 мОм для достижения эффективности преобразования энергии не менее 95 %.

Следующим этапом моделирования является определение отклика на ступенчатый опорный сигнал скорости, приведённый на рисунке 13а. Моделирование направлено на тестирование плавности регулирования ско-

рости и фазных токов. Условия моделирования были аналогичны случаю разгона до максимальной скорости.

Результаты моделирования приведены на рисунках 17–18. Согласно приведённым осциллограммам скоростей на рисунке 17, си-

стема управления реагирует на изменение опорного уровня плавным изменением скорости в отсутствие видимых превышений опорного уровня и существенных пульсаций, что говорит о достаточно точной настройке *PI*-регулятора внешнего контура управления.

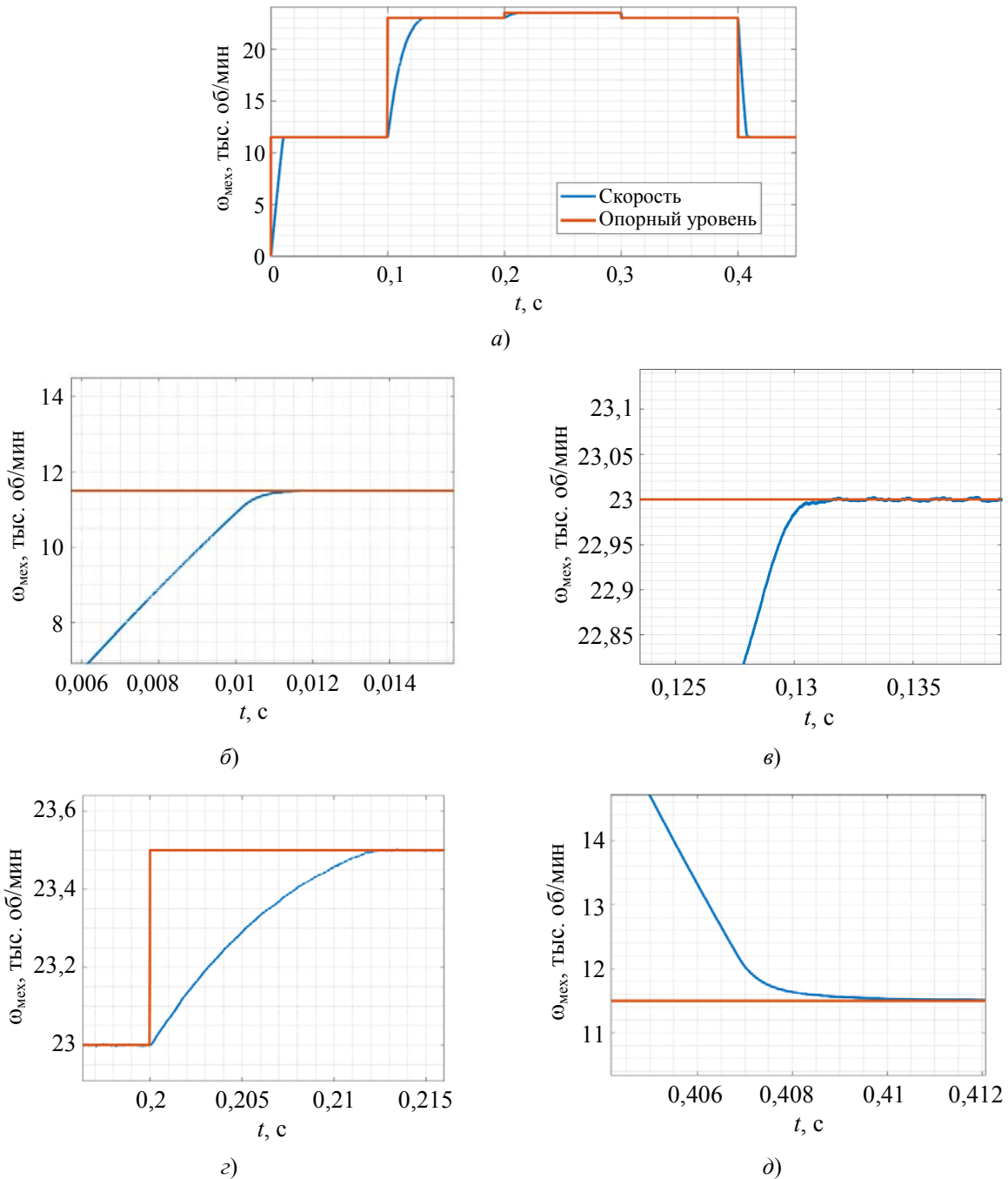


Рис. 17. Опорная и расчётная скорость СДПМ при моделировании реакции системы управления на подачу ступенчатых опорных сигналов (а), укрупнение скорости вблизи моментов времени достижения опорного сигнала (б–д)

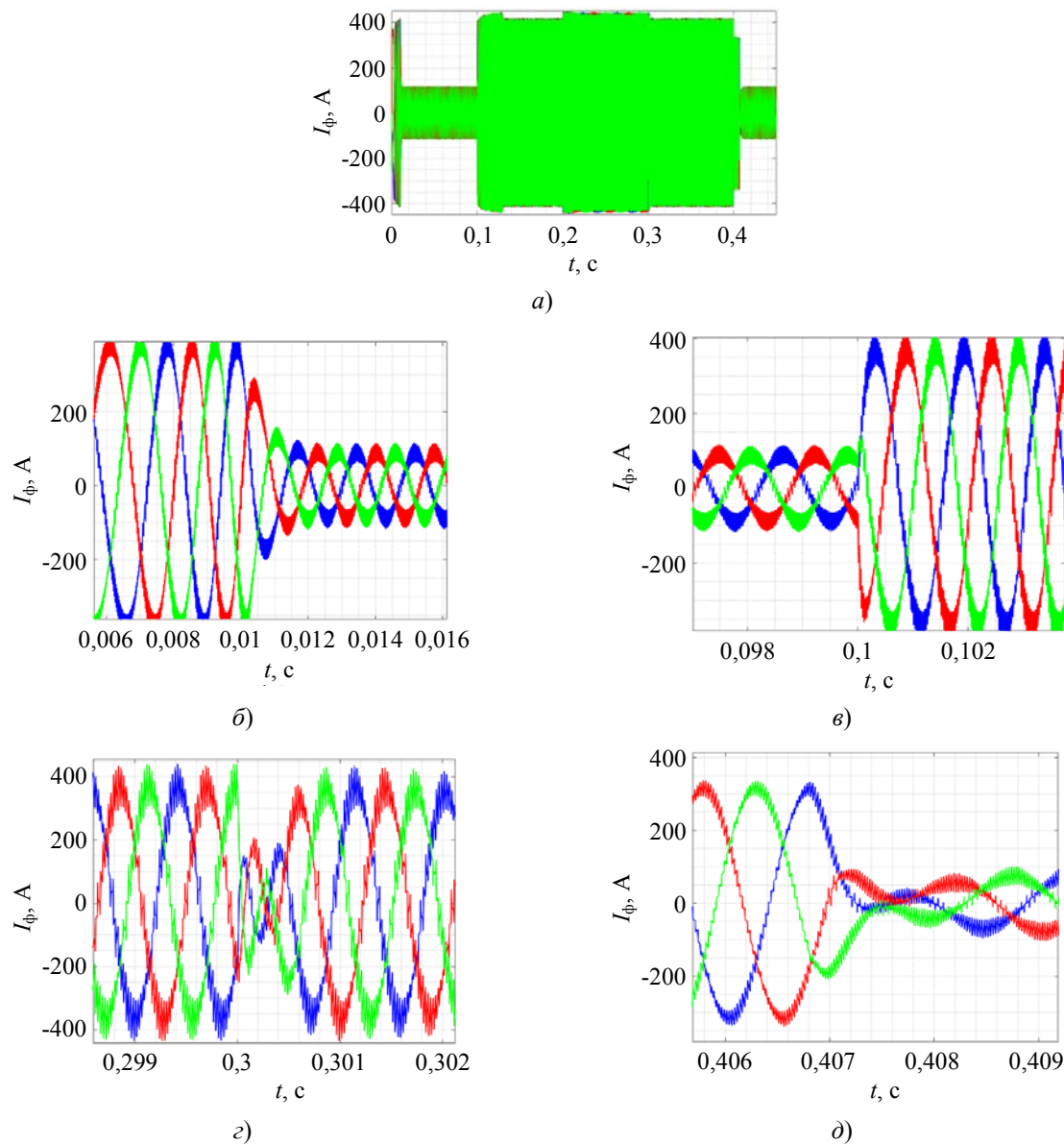


Рис. 18. Фазные токи СДПМ при моделировании реакции системы управления на подачу ступенчатых опорных сигналов (а), укрупнение скорости вблизи моментов времени достижения опорного сигнала (б–д)

Процесс регулирования электрических параметров СДПМ, согласно рисункам 17–18 зависит от способа регулирования: в режиме потребления энергии (при разгоне ротора) система управления обеспечивает быстрое (в течении одного периода текущей скорости СДПМ) изменение амплитуды фазного тока, и несколько более плавное изменение при достижении опорного уровня скорости. В случае применения алгоритмов рекуперативного торможения, система управления обеспечивает максимизацию рекуперированной мощности (рис. 17б–в), что приводит к быстрым изменениям амплитуд токов, как проиллю-

стрировано на рисунке 18г. Также из всех приведённых токов СДПМ видно, что процесс регулирования носит экспоненциальный характер, что свидетельствует об отсутствии комплексно-сопряжённых полюсов в системе.

Заключение

В работе произведены разработка и моделирование системы управления инверторного привода СДПМ с нелинейной нагрузочной характеристикой. На базе параметров индуктивностей СДПМ, обладающих нелинейной зависимостью от токов в пространстве dq , при

применении алгоритмов полеориентированного управления сформированы таблицы опорных токовых сигналов для регулирования механической скорости вращения двигателя. С использованием линеаризации нагрузочной характеристики СДПМ и индуктивностей СДПМ определены коэффициенты регулирования внутреннего и внешнего контуров системы управления.

Численное моделирование с учётом нагрузки на валу ротора позволило определить постоянную времени установления механической скорости СДПМ, равную 41 мс, а также позволило определить КПД работы системы с учётом влияния активного сопротивления и в его отсутствие (91–99%).

При ступенчатой регулировке оборотов машины РСУ система управления позволяет обеспечить изменение амплитуды фазного тока в течение одного периода электрической частоты, избегая при этом возникновения высоких гармоник в токовом сигнале и выбросов. При этом система регулирования скорости вращения СДПМ (внешний контур) реагирует на изменение опорного уровня сигнала плавным изменением механической скорости СДПМ в отсутствие видимых превышений опорного уровня и существенных пульсаций.

Результаты исследования были получены при финансовой поддержке Российской Федерации в лице Минобрнауки России (Грант на проведение крупных научных проектов по приоритетным направлениям научно-технологического развития, соглашение № 075-15-2024-558)

ЛИТЕРАТУРА

1. Алешин Б. С., Дутов А. В., Мошкунов С. И., Хомич В. Ю. / Электричество. 2023. № 2. С. 4–12. doi: 10.24160/0013-5380-2023-2-4-12. EDN SBQLLN
2. Khomich V. Green aviation. Promising areas of research / International Aeronautics Congress. Abstracts. 2023. P. 46–48.
3. Khomich V. Yu. / Ecological and environmental chemistry. 2022. P. 132–132.
4. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В., Мошкунов С. И., Небогаткин С. В., Хомич В. Ю., Шершунова Е. А. / Доклады Российской академии наук. Физика, технические науки. 2022. Т. 503. № 1. С. 63–68.
5. Мошкунов С. И., Хомич В. Ю., Шершунова Е. А. / Письма в Журнал технической физики. 2020. Т. 46. № 15. С. 22–24.
6. Варюхин А. Н., Малашин М. В., Мошкунов С. И. и др. / Тезисы докладов Научно-практической конференции учёных России и Хорватии, Москва, 04–05 октября 2019 года. – Москва: Национальный исследовательский технологический университет "МИСиС", 2019. С. 192–194. EDN GAANEX
7. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В. и др. / Прикладная физика. 2023. № 3. С. 86–91. EDN LQMKZU.
8. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В. и др. / Успехи прикладной физики. 2023. Т. 11. № 2. С. 155–166. EDN OZFUJK.
9. Trentin A. et al. / IEEE transactions on industrial electronics. 2020. Vol. 68. № 12. P. 11684–11695.
10. Golovanov D. et al. / IEEE Transactions on Transportation Electrification. 2021. Vol. 7. № 4. P. 2952–2964.
11. Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. / IEEE Trans. Ind. Appl. 1994. Vol. 30. № 4. P. 920–926.
12. Liu C. / IEEE Trans. Energy Convers. 2018. Vol. 33. № 4. P. 2270–2280.
13. Lutonin A., Shklyarskiy A., Shklyarskiy Y. / E3S Web Conf. 2019. Vol. 140. P. 10006.
14. Варюхин А. Н., Гордин М. В., Дутов А. В. и др. / Прикладная физика. 2023. № 5. С. 110–116. EDN OPDMHQ.
15. Shampine L. F., Reichelt M. W., Kierzenka J. A. / SIAM review. 1999. Vol. 41. № 3. P. 538–552.
16. Heath M. T. Scientific computing: an introductory survey, revised second edition. – Society for Industrial and Applied Mathematics, 2018.
17. Chung D. W., Kim J. S., Sul S. K. / IEEE Transactions on Industry Applications. 1998. Vol. 34. № 2. P. 374–380.
18. Akima H. / Journal of the ACM (JACM). 1970. Vol. 17. № 4. P. 589–602.
19. Akima H. / Communications of the ACM. 1974. Vol. 17. № 1. P. 18–20.
20. Brent R. P. Algorithms for minimization without derivatives. – Courier Corporation, 2013.
21. Byrd R. H., Gilbert J. C., Nocedal J. / Mathematical programming. 2000. Vol. 89. P. 149–185.
22. Byrd R. H., Hribar M. E., Nocedal J. / SIAM Journal on Optimization. 1999. Vol. 9. № 4. P. 877–900.
23. Coleman T. F., Li Y. / SIAM Journal on optimization. 1996. Vol. 6. № 2. P. 418–445.
24. Coleman T. F., Li Y. / Mathematical programming. 1994. Vol. 67. № 1-3. P. 189–224.
25. Gills P. E., Murray W., Wright M. H. Practical Optimization. Ist Edn. 1981.
26. Han S. P. / Journal of optimization theory and applications. 1977. Vol. 22. № 3. P. 297–309.
27. Powell M. J. D. / Numerical Analysis: Proceedings of the Biennial Conference Held at Dundee, June 28–July 1, 1977. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006. P. 144–157.
28. Powell M. J. D. The convergence of variable metric methods for nonlinearly constrained optimization calculations. Nonlinear programming 3. – Academic Press, 1978. P. 27–63.
29. Choo K. M., Won C. Y. Design and analysis of electrical braking torque limit trajectory for regenerative braking in electric vehicles with PMSM drive systems / IEEE Transactions on Power Electronics. 2020.
30. Åström K. J., Hägglund T. Advanced PID control. – ISA – The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.

Development and modeling of the control system of the SDAM inverter drive with a nonlinear load characteristic for an aircraft with a distributed power set

*A. N. Varyukhin¹, A. V. Dutov², Ya. E. Zharkov³, A. L. Kozlov¹, S. I. Moshkunov³,
M. A. Ovdienko¹, V. Yu. Khomich³ and E. V. Shakhmatov⁴*

¹ FSUE “CIAM named after P. I. Baranov”
2 Aviamotornaya st., Moscow, 111116, Russia

² National research center «Institute named after N. E. Zhukovsky»
7 Viktorenko st., Moscow, 125319, Russia

³ Institute for Electrophysics and Electric Power RAS
18 Dvortsovaya nab., St.-Petersburg, 191186, Russia
E-mail: serg-moshkunov@yandex.ru

⁴ Samara National Research University
34 Moskovskoye shosse, Samara, 443086, Russia

Received 6.08.2024; revised 29.08.2024; accepted 10.09.2024

In this paper the development of bidirectional inverter drive control system of permanent magnet synchronous motor (PMSM) is carried out. The given system allows to realize optimal control of SPDM under conditions of nonlinearity of load both in the torque generation and power recovery mods, providing high efficiency of operation and safety of SPDM functioning.

Keywords: inverter drive, permanent magnet synchronous motor, field-oriented control algorithms, nonlinear load characteristic.

REFERENCES

1. Alyoshin B. S., Dutov A. V., Moshkunov S. I. and Khomich V. Yu., *Electricity*, № 2, 4–12 (2023) [in Russian]. doi: 10.24160/0013-5380-2023-2-4-12. EDN SBQLLN
2. Khomich V. Green aviation. Promising areas of research / International Aeronautics Congress. Abstracts, 46–48 (2023).
3. Khomich V. Yu. / *Ecological and environmental chemistry*. 2022. P. 132–132.
4. Varyukhin A. N., Gordin M. V., Dutov A. V., Moshkunov S. I., Nebogatkin S. V., Khomich V. Yu. and Shershunova E. A., *Reports of the Russian Academy of Sciences. Physics, Technical Sciences* **503** (1), 63–68 [in Russian].
5. Moshkunov S. I., Khomich V. Yu. and Shershunova E. A., *Letters to the Journal of Technical Physics* **46** (15), 22–24 (2020) [in Russian].
6. Varyukhin A. N., Malashin M. V., Moshkunov S. I. et al., Abstracts of the Scientific and Practical Conference of Scientists of Russia and Croatia, Moscow: National Research Technological University “MISIS”, October 04–05, 2019, pp. 192–194. EDN GAANEX [in Russian].
7. Varyukhin A. N., Gordin M. V., Dutov A. V. et al., *Applied Physics*, № 3, 86–91 (2023) [in Russian]. EDN LQMKZU.
8. Varyukhin A. N., Gordin M. V., Dutov A. V. et al., *Usp. Prikl. Fiz. (Advances in Applied Physics)* **11** (2), 155–166 (2023) [in Russian]. EDN OZFUJK.
9. Trentin A. et al. / *IEEE transactions on industrial electronics*. 2020. Vol. 68. № 12. P. 11684–11695.
10. Golovanov D. et al. / *IEEE Transactions on Transportation Electrification*. 2021. Vol. 7. № 4. P. 2952–2964.
11. Morimoto S., Sanada M., Takeda Y. / *IEEE Trans. Ind. Appl.* 1994. Vol. 30. № 4. P. 920–926.
12. Liu C. / *IEEE Trans. Energy Convers.* 2018. Vol. 33. № 4. P. 2270–2280.

13. Lutonin A., Shklyarskiy A., Shklyarskiy Y. / E3S Web Conf. 2019. Vol. 140. P. 10006.
14. Varyukhin A. N., Gordin M. V., Dutov A. V. et al., Applied Physics, № 5, 110–116 (2023) [in Russian]. EDN OPDMHQ.
15. Shampine L. F., Reichelt M. W., Kierzenka J. A. / SIAM review. 1999. Vol. 41. № 3. P. 538–552.
16. Heath M. T. Scientific computing: an introductory survey, revised second edition. – Society for Industrial and Applied Mathematics, 2018.
17. Chung D. W., Kim J. S., Sul S. K. / IEEE Transactions on Industry Applications. 1998. Vol. 34. № 2. P. 374–380.
18. Akima H. / Journal of the ACM (JACM). 1970. Vol. 17. № 4. P. 589–602.
19. Akima H. / Communications of the ACM. 1974. Vol. 17. № 1. P. 18–20.
20. Brent R. P. Algorithms for minimization without derivatives. – Courier Corporation, 2013.
21. Byrd R. H., Gilbert J. C., Nocedal J. / Mathematical programming. 2000. Vol. 89. P. 149–185.
22. Byrd R. H., Hribar M. E., Nocedal J. / SIAM Journal on Optimization. 1999. Vol. 9. № 4. P. 877–900.
23. Coleman T. F., Li Y. / SIAM Journal on optimization. 1996. Vol. 6. № 2. P. 418–445.
24. Coleman T. F., Li Y. / Mathematical programming. 1994. Vol. 67. № 1-3. P. 189–224.
25. Gills P. E., Murray W., Wright M. H. Practical Optimization. Ist Edn. 1981.
26. Han S. P. / Journal of optimization theory and applications. 1977. Vol. 22. № 3. P. 297–309.
27. Powell M. J. D. / Numerical Analysis: Proceedings of the Biennial Conference Held at Dundee, June 28–July 1, 1977. – Berlin, Heidelberg: Springer Berlin Heidelberg, 2006. P. 144–157.
28. Powell M. J. D. The convergence of variable metric methods for nonlinearly constrained optimization calculations. Nonlinear programming 3. – Academic Press, 1978. P. 27–63.
29. Choo K. M., Won C. Y. Design and analysis of electrical braking torque limit trajectory for regenerative braking in electric vehicles with PMSM drive systems / IEEE Transactions on Power Electronics. 2020.
30. Åström K. J., Hägglund T. Advanced PID control. – ISA – The Instrumentation, Systems and Automation Society, 2006.