

Повышение качества регулирования асинхронных двигателей с модальным управлением

Ю.М. Кулинич, Д.А. Стародубцев✉

Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск, Российская Федерация

✉dastarodubcev21@gmail.com

Резюме

На сегодняшний день область применения асинхронных машин наиболее обширна. Асинхронные двигатели применяются не только в промышленности как приводы конвейеров или приточно-вытяжной вентиляции, но и используются на железнодорожном транспорте. Асинхронные двигатели малой мощности эксплуатируются также в мотор-вентиляторных, мотор-компрессорных установках, их применяют и в качестве приводов расщепителей фаз. Тенденция развития электроподвижного транспорта не ограничивается использованием только маломощных двигателей. Сейчас в качестве тяговых двигателей электроподвижного состава также задействуют асинхронные машины. В статье рассматриваются вопросы повышения качества работы асинхронного двигателя путем уменьшения времени переходных процессов в динамические. Основной задачей исследования является разработка механизма модального регулирования работы асинхронного двигателя, который будет обеспечивать заданные показатели качества системы автоматического управления. Описаны результаты моделирования переходных процессов в каналах потокосцепления и скорости двигателя при использовании модального регулятора. Проведен сравнительный анализ работы асинхронного двигателя с векторной системой регулирования с модальным регулятором и без него. Итоги анализа подтвердили перспективность модального управления при работе асинхронного двигателя. Получены соответствующие графики переходного процесса, подтверждающие достижение заданного времени регулирования при применении модального регулятора. Сформулирован вывод об эффективности предлагаемого метода модального управления асинхронным двигателем.

Ключевые слова

асинхронный двигатель, векторное управление, модальное управление, характеристический полином, матричное вычисление, математическое моделирование

Для цитирования

Кулинич Ю.М. Повышение качества регулирования асинхронных двигателей с модальным управлением / Ю.М. Кулинич, Д.А. Стародубцев // Современные технологии. Системный анализ. Моделирование. 2023. № 3(79). С. 124–134. DOI 10.26731/1813-9108.2023.3(79).124-134.

Информация о статье

поступила в редакцию: 27.09.2023 г.; поступила после рецензирования: 17.10.2023 г.; принята к публикации: 30.10.2023 г.

Increasing the regulation quality of asynchronous induction motors with modal control

Yu.M. Kulinich, D.A. Starodubtsev✉

Far Eastern State Transport University, Khabarovsk, the Russian Federation

✉dastarodubcev21@gmail.com

Abstract

To date, the application scope of asynchronous machines is the most extensive. Asynchronous motors are used not only in industry as conveyor drives or supply and exhaust ventilation, but also in railway transport. Low-power asynchronous motors are used in motor-fan and motor-compressor units, as well as for phase splitters' drives. The development trend of electric vehicles is not limited to the use of low-power engines only. Nowadays, asynchronous machines are also used as traction motors for electric rolling stock. The paper discusses issues of improving the quality of regulation of an asynchronous motor by reducing the time of transient processes into dynamic ones. The main objective of the work is to develop a modal control system for the operation of an asynchronous motor, ensuring the specified quality indicators of the automatic control system. A description and simulation results of transient processes in the flux linkage and engine speed channels when using a modal controller are presented. A comparative analysis of the operation of an asynchronous motor with a vector control system using a modal controller and without it was carried out. The results of the analysis confirmed the prospects of using modal control when operating an asynchronous motor. The corresponding graphs of the transient process were obtained, confirming the attainment of the specified control time when using a modal controller. A conclusion has been formulated about the effectiveness of using the method of modal control of an asynchronous motor.

Keywords

asynchronous motor, vector control, modal control, characteristic polynomial, matrix calculation, mathematical modeling

For citation

Kulinich Yu.M., Starodubtsev D.A. Povyshenie kachestva regulirovaniya asinkhronnykh dvigatelei s modal'nym upravleniem [Increasing the regulation quality of asynchronous induction motors with modal control]. *Sovremennye tekhnologii. Sistemy analiz. Modelirovanie* [Modern Technologies. System Analysis. Modeling], 2023, no. 3(79), pp. 124–134. DOI: 10.26731/1813-9108.2023.3(79).124-134.

Article Info

Received: September 27, 2023; Revised: September 28, 2023; Accepted: September 28, 2023.

Введение

В последние годы асинхронный привод является самым распространенным приводом, применяемым на железнодорожном транспорте. Это обусловлено его надежностью по сравнению с синхронными приводами и машинами пульсирующего тока, простотой конструкции и высокими энергетическими показателями. Асинхронные двигатели используются на подвижном составе в качестве приводов мотор-вентиляторов, мотор-компрессорных установок, расщипителей фаз, также они нашли применения и в качестве тяговых двигателей [1].

На сети железных дорог РФ приняты в эксплуатацию тепловозы серии 2ТЭ25А, у которых в качестве тягового привода используются асинхронные двигатели. В течение продолжительного времени эксплуатации этих локомотивов асинхронный привод подтвердил заявленные показатели эффективности и надежности. На электроподвижном составе также начали использовать асинхронные двигатели в качестве приводов и самих тяговых двигателей. Так, на полигоне Дальневосточной железной дороги были проведены испытания нового электровоза серии 2ЭС5С с асинхронными тяговыми двигателями, результаты которых подтвердили высокую эффективность использования асинхронного привода.

Несмотря на широкое использование асинхронных двигателей при его положительных качествах он имеет ряд проблем, ограничивающих его потенциал. Основная проблема с обеспечением энергоэффективности асинхронного привода во всем диапазоне токовых нагрузок является пока нерешенной. Работы по повышению эффективности применения асинхронного привода проводятся по двум основным направлениям: применение новых конструктивных решений в разработке тяговых двигателей и конструкции полупроводниковых преобразователей и новых энергосберегающих алгоритмов управления [2–4]. Энергосберегающие алгоритмы строятся на основе теории оптимального управления.

Необходимость в углублении теоретической основы адаптивного и оптимального управления возникла в связи с повышением требований к увеличению точности систем и повышению их быстродействия. Увеличение быстродействия системы без потери в точности и надежности возможно лишь при грамотном подходе к распределению ресурсов управления.

Задача любой системы управления электроприводом заключается в обеспечении заданных значений скорости и величины момента на валу двигателя [5]. Алгоритмы оптимального управления позволяют обеспечить заданный режим работы двигателя за счет сочетаний различных управляющих воздействий. Основными алгоритмами управления в настоящее время являются алгоритмы скалярного (частотного) управления и алгоритмы векторного управления, которые в настоящее время разработаны достаточно полно. В настоящее время на тяговом подвижном составе в качестве системы автоматического регулирования (САР) чаще всего применяют скалярную (частотную) систему.

Оптимальное регулирование систем частотного и векторного управления производится путем сочетания различных управляющих воздействий. При скалярной (частотной) системе управляющим воздействием является частота и амплитуда питающего напряжения. На постоянстве отношения питающего напряжения к частоте строится система оптимального регулирования асинхронного двигателя при частотном управлении. В свою очередь для векторной системы регулирования управляющими воздействиями будут являться проекции тока статора на оси двухфазной вращающейся системы координат dq .

Задачей алгоритма оптимального управления является обеспечение минимальных значений тока двигателя и электрических потерь путем изменения управляющих воздействий. Как известно в системах векторного управления асинхронным двигателем применение итерационного (пошагового) метода поиска экстремума рабочей функции позволяет на 10–

12 % повысить энергетические показатели привода по сравнению с методом постоянства соотношения напряжения к частоте (частотное регулирование) [6]. Как в системах частотного управления, так и в системах векторного управления асинхронным двигателем достижение оптимума путем изменения управляющих воздействий происходит итеративным (пошаговым) методом.

Поиск оптимальных значений контролируемой величины итеративным методом происходит за счет ступенчатого изменения величины управляющего воздействия на шаг поиска, который может быть неизменяемым или изменяемым во времени. Преимущество итеративного метода заключается в том, что не требуется знание параметров асинхронного привода, так как процесс поиска основан на контроле входного тока и ступенчатого изменения управляющего воздействия. Основным его недостатком является продолжительное время поиска оптимального значения контролируемой величины. Даже при переменном шаге поиска, время выхода поиска будет достаточно продолжительным.

Системы частотного и векторного управления электроприводом по своей структуре являются многоконтурными. Такая система реализуется в соответствии с принципами подчиненного регулирования, что ограничивает ее быстродействие и точность работы в переходных режимах. Проблемы этих ограничений системы регулирования способствовали созданию нового метода, называемого методом модального управления, который работает в замкнутой САР.

Принцип работы системы модального управления заключается во введении в обратную связь структурной схемы САР модального регулятора, главная функция которого – суммирование сигналов обратных связей по вектору состояния системы.

Целью исследования является разработка системы модального управления асинхронным двигателем и сравнительный анализ ее работы с системой векторного регулирования асинхронного привода [7]. Рассмотренная система модального управления асинхронным двигателем исследована методом имитационного моделирования. Моделирование работы системы выполнено в среде проектирования SimInTech [8]. Полученные результаты моделирования описанной системы подтвердили правильность функционирования схемы и свидетельствуют о повышении качества регулирования за счет уменьшения времени выхода на установившийся режим работы двигателя.

Имитационная модель асинхронного двигателя в системе SimInTech

В качестве объекта регулирования в имитационной модели асинхронного двигателя с модальным регулированием принята математическая модель асинхронного двигателя серии АНЭ-225 мощностью 55 кВт. Посредством дифференциальных уравнений описаны электромагнитные процессы, протекающие в двигателе. Структурная схема модели асинхронного двигателя представлена на рис. 1.

Математическая модель двигателя описана во вращающейся системе координат $d-q$, у которой вещественная ось (d) совмещена с

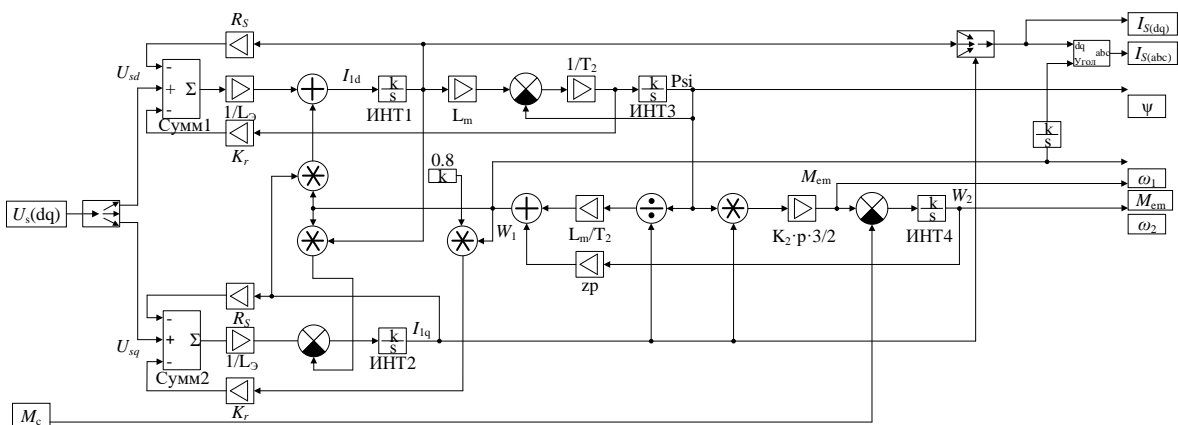


Рис. 1. Структурная схема модели асинхронного двигателя

Fig. 1. Block diagram of the induction motor model

направлением вектора потокосцепления ротора ψ_r [9]. В этом случае уравнения для нахождения проекций напряжений на оси системы координат d - q будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} U_{sd} = p[(L_s - L_m K_r)I_{sd} + K_r \psi_r] + \\ + I_{sd} R_s - \omega_e (L_s - L_m K_r)I_{sq}; \\ U_{sq} = \omega_e [(L_s - L_m K_r)I_{sd} + K_r \psi_r] + \\ + I_{sq} R_s + p(L_s - L_m K_r)I_{sq}. \end{cases} \quad (1)$$

Чтобы получить уравнения, позволяющие определить проекции тока статора на вещественную и мнимую оси системы координат d - q необходимо привести уравнения системы (1) к следующему виду:

$$\begin{cases} pI_{sd} = \frac{1}{L_s - L_m K_r} (U_{sd} - I_{sd} R_s - K_r p \psi_r) + \omega_e I_{sq}; \\ pI_{sq} = \frac{1}{L_s - L_m K_r} (U_{sq} - I_{sq} R_s - \omega_e K_r \psi_r) - \omega_e I_{sd}. \end{cases} \quad (2)$$

Уравнение, позволяющее определить угловую скорость вращения системы координат получим путем совместного решения двух уравнений системы (2):

$$\omega_e = z_p \omega_r + \Delta\omega = z_p \omega_r + \frac{L_m}{\psi_r T_r} I_{sq}. \quad (3)$$

Величина потокосцепления ротора ψ_r и электромагнитного момента на валу асинхронного двигателя M_{em} определяется следующими уравнениями:

$$p \psi_r = \frac{1}{T_r} (L_m I_{sd} - \psi_r). \quad (4)$$

$$M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_r \psi_r I_{sq}. \quad (5)$$

Уравнения (1)–(5) составляют математическую основу имитационной модели асинхронного двигателя:

$$\begin{cases} pI_{sd} = \frac{1}{L_s - L_m K_r} (U_{sd} - I_{sd} R_s - K_r p \psi_r) + \omega_e I_{sq} \\ pI_{sq} = \frac{1}{L_s - L_m K_r} (U_{sq} - I_{sq} R_s - \omega_e K_r \psi_r) - \omega_e I_{sd} \\ p \psi_r = \frac{1}{T_r} (L_m I_{sd} - \psi_r) \\ \omega_e = z_p \omega_r + \Delta\omega = z_p \omega_r + \frac{L_m}{\psi_r T_r} I_{sq} \\ M_{em} = \frac{3}{2} z_p K_r \psi_r I_{sq}, \end{cases} \quad (6)$$

где U_{sd} , U_{sq} – соответственно продольная и по-

перечная составляющая напряжения статора; R_s – активное сопротивление обмотки статора; K_r – коэффициент электромагнитной связи ротора; I_{sd} , I_{sq} – проекции тока статора на оси координат; M_{em} – электромагнитный момент.

На вход блока поступают сигналы проекций напряжения статора (U_{sd} и U_{sq}) и значение заданного момента сопротивления на валу двигателя.

Верхняя часть схемы реализована согласно первому уравнению системы (6). Значение d -составляющей тока статора I_{sd} определяется в результате интегрирования уравнения с помощью интегратора Инт_1. На его выходе формируется сигнал I_{sd} . Нижняя часть схемы реализована аналогично верхней. В ее основу положено второе уравнение системы (6). Значение q -составляющей тока статора I_{sq} определяется в результате интегрирования уравнения с помощью интегратора Инт_2, на выходе которого формируется сигнал I_{sq} .

Сигнал потокосцепления ротора (ψ_r) формируется на выходе третьего интегратора Инт_3 путем интегрирования третьего уравнения системы (6).

Определение электромагнитного момента происходит на выходе четвертого усилителя ($K_r \cdot z_p \cdot 3/2$). В блоке четвертого усилителя производится умножение произведения сигналов $\psi_r I_{sq}$, формирующихся на выходе умножителя Mult.

Сигнал угловой скорости вращения системы координат (ω_e) образуется на выходе сумматора Сумм_3 в соответствии с четвертым уравнением системы (6). Первое слагаемое суммы образуется на выходе усилителя z_p в результате умножения сигнала угловой частоты вращения ротора (ω_r) на число пар полюсов z_p . Второе слагаемое в уравнении вычисляется в результате последовательного выполнения процедур деления сигнала q -составляющей тока статора (I_{sq}) на потокосцепление ротора (ψ_r) с помощью делителя и последующего умножения полученного сигнала на величину L_m / T_r .

На выходе структурной схемы асинхронного двигателя формируются следующие сигналы: сигналы проекций тока статора на оси системы координат dq (I_{sd} и I_{sq}), потокосцепление ротора (ψ_r), электромагнитный момент на валу двигателя (M_{em}) и сигналы угловых скоростей вращения системы координат (ω_e) и ротора (ω_r).

Модель асинхронного двигателя с модальным управлением

Для построения математической модели асинхронного двигателя с модальным управлением преобразуем систему уравнений (6), представленных в форме Коши, в декартовую систему координат d - q , вращающуюся с угловой скоростью ω_e :

$$\begin{cases} \frac{di_{sd}}{dt} = \frac{u_{sd}}{L_{\text{ЭКВ}}} - \frac{1}{T_{\text{э}}} i_{sd} + \frac{K_r \psi_r}{L_{\text{ЭКВ}} T_r}; \\ \frac{di_{sq}}{dt} = \frac{u_{sq}}{L_{\text{ЭКВ}}} - \frac{1}{T_{\text{э}}} i_{sq} - \frac{K_r z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \omega_r \psi_r; \\ \frac{d\psi_r}{dt} = \frac{1}{T_r} (L_m I_{sd} - \psi_r); \\ \frac{d\omega_e}{dt} = \frac{3}{2J} z_p K_r i_{sq} \psi_r, \end{cases} \quad (7)$$

где $L_{\text{ЭКВ}}$ – общая индуктивность рассеяния статора; K_r – коэффициент электромагнитной связи статора и ротора соответственно; T_r – постоянная времени обмотки ротора; J – момент инерции, приведенный к валу двигателя; $T_{\text{э}}$ – эквивалентная электромагнитная постоянная времени цепи статора [10].

Система уравнений (7) образует математическую основу схемы асинхронного двигателя

с модальным управлением (рис. 2).

Как следует из рис. 2, к модели асинхронного двигателя подключены два канала управления, регулирование параметров в которых происходит по величине потокосцепления ротора ψ_r и угловой скорости вращения ротора ω_r .

Принцип модального управления заключается в определении таких параметров модального регулятора (МР), которые обеспечивали бы заданные параметры замкнутой САУ двигателя [11].

МР изображен в виде выделенной пунктиром части схемы и состоит из четырех усилителей К5–К8, двух сумматоров – Сумм_1, Сумм_2, а также двух вычитателей – Diff_1, Diff_2 (см. рис. 2).

Из этого рисунка также следует, что обратная связь в замкнутой САУ определяется по переменным состояниям $x(t)$ объекта управления (модального регулятора), а не по выходным координатам системы. Тогда работа системы управления может быть представлена следующим уравнением:

$$u(t) = - \sum_{i=1}^n k_i x_i(t) = -k_1 x_1(t) - k_2 x_2(t) - \dots - k_n x_n(t), \quad (8)$$

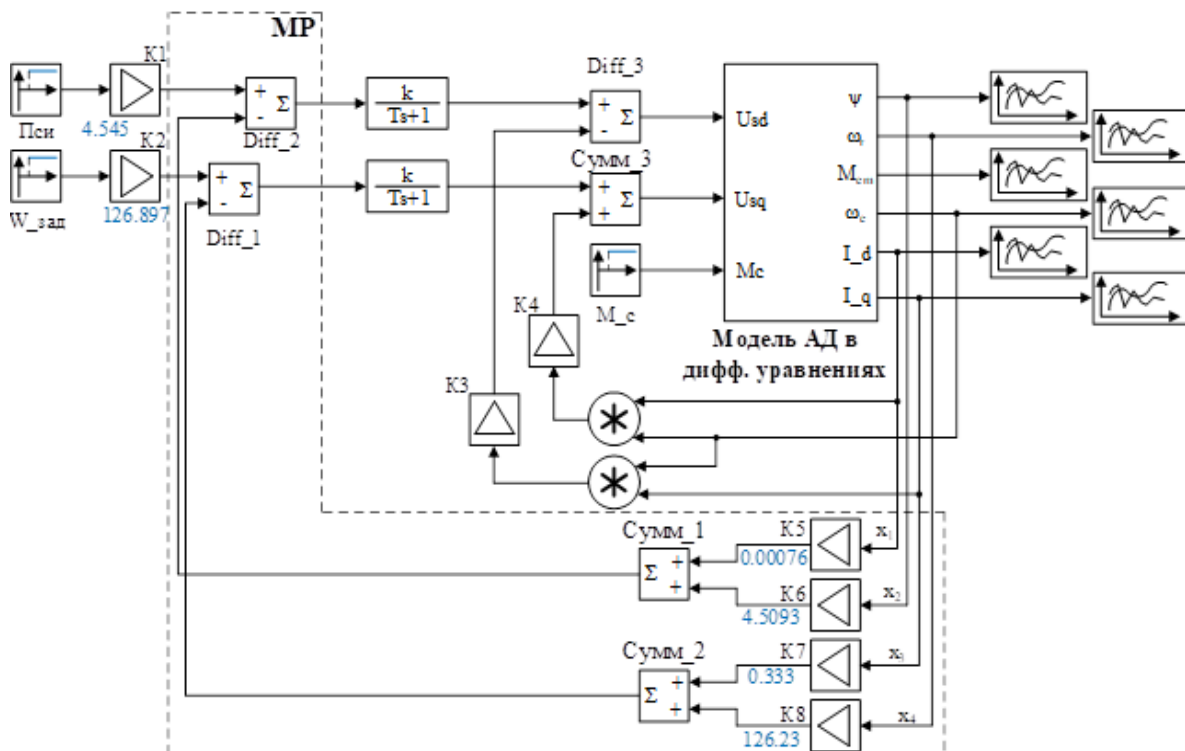


Рис. 2. Схема асинхронного двигателя с модальным регулятором

Fig. 2. Diagram of an asynchronous motor with a modal controller

где $x_i(t)$ – переменные состояния объекта управления; k_i – безынерционный коэффициент модального регулятора.

Система управления, синтезируемая в соответствии с уравнением (8), называется модальной системой уравнения, в которой коэффициенты k_i полностью определяют ее поведение в динамических режимах работы [12].

Порядок расчета коэффициента передачи k_i модального регулятора проводится согласно задаваемым показателям качества САУ, а именно – желаемому быстродействию системы, которое определяется временем t_n и характером переходного процесса. Метод модального управления позволяет синтезировать замкнутую САУ с заранее заданными желаемыми показателями качества регулирования [13].

Асинхронный двигатель, представленный в матричной форме [14] описывается в виде системы дифференциальных уравнений:

$$\begin{cases} \frac{dx}{dt} = A \cdot x + B \cdot u \\ y = C \cdot x, \end{cases}$$

где x – n -мерный вектор состояния системы; y – вектор выходных величин; u – вектор управляющего воздействия; A – матрица состояния объекта; B – матрица управления; C – матрица выхода.

Для синтеза модального управления асинхронным двигателем необходимо выполнить несколько этапов расчета.

Первый этап заключается в создании матрицы состояния всей системы, матрицы управления и матриц для каждого канала регулирования [15].

Матрица состояния объекта A (асинхронного двигателя) составляется в соответствии с уравнениями системы (7):

$$A = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & 0 & \frac{K_r}{L_{\text{эКВ}} T_r} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_\sigma} & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{эКВ}}} \omega_r & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{эКВ}}} \psi_r \\ \frac{L_m}{T_r} & 0 & -\frac{1}{T_r} & 0 \\ 0 & \frac{3z_p K_r}{2J} \psi_r & \frac{3z_p K_r}{2J} i_{sq} & 0 \end{vmatrix}. \quad (9)$$

Матрица управления B составляется согласно той же системе уравнений (7) и принимает вид:

$$B = \begin{vmatrix} \frac{K_{п1}}{L_{\text{эКВ}}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{п2}}{L_{\text{эКВ}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix}. \quad (10)$$

Матрицы для канала регулирования потокосцепления ротора ψ_r имеют вид:

$$A_\psi = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & \frac{K_r}{T_r L_{\text{эКВ}}} \\ \frac{L_m}{T_r} & -\frac{1}{T_r} \end{vmatrix}, \quad B_\psi = \begin{vmatrix} \frac{K_{п1}}{L_{\text{эКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Для канала регулирования скорости вращения ротора ω_r матрицы принимают следующий вид:

$$A_\omega = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\sigma} & -\frac{K_r z_p}{L_{\text{эКВ}}} \psi_r \\ \frac{3z_p K_r}{2J} \psi_r & 0 \end{vmatrix}, \quad B_\omega = \begin{vmatrix} \frac{K_{п2}}{L_{\text{эКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix}.$$

Второй этап синтеза системы модального управления заключается в задании желаемого и определении исходных характеристических полиномов каналов регулирования.

Желаемый характеристический полином для каналов регулирования задается по формуле:

$$D(p) = p^n + A_{n-1} \Omega p^{n-1} + \dots + A_1 \Omega^{n-1} p + \Omega^n, \quad (11)$$

где Ω – значение среднегеометрического корня; A_i – коэффициенты характеристического полинома.

Так как в смоделированной системе (см. рис. 2) асинхронный двигатель описывается уравнениями второго порядка ($n = 2$), то выбор степени полиномов для канала потокосцепления и скорости определен тем же порядком. Исходя из этого коэффициенты полинома (11) выбираются согласно желаемому характеру переходного процесса. В контуре регулирования потокосцепления ротора ψ_r требуется высокое быстродействие системы. Достичь этого позволяет характеристический полином Баттерворта [16], который отличается минимальной продолжительностью переходного процесса.

Для повышения качества регулирования от контура регулирования угловой скорости двигателя ω_r требуется отсутствие перерегули-

рования и аperiodический характер переходного процесса. Эти требования обеспечивает характеристический полином Ньютона [17].

Согласно этим требованиям желаемые характеристические полиномы для канала потокосцепления ротора и канала скорости вращения ротора принимают соответствующие каждому полиному коэффициенты [18] и имеют вид:

$$D_{\psi}(p) = p^2 + 1,41 \cdot \Omega \cdot p + \Omega^2; \quad (12)$$

$$D_{\omega}(p) = p^2 + 2,0 \cdot \Omega \cdot p + \Omega^2.$$

На следующем шаге необходимо определить желаемую передаточную функцию для каждого канала регулирования. Для этого значение среднегеометрического корня принимается равное единице. Желаемая передаточная функция определяется согласно соотношению

$$W_{\text{жел}}(p) = \frac{1}{D(p)},$$

Исходя из полученных желаемых характеристических полиномов в уравнениях (12) соответствующие выражения желаемой передаточной функции для каналов регулирования принимают следующий вид:

$$W_{\text{жел}_{\psi}}(p) = \frac{1}{p^2 + 1,41p + 1}; \quad (13)$$

$$W_{\text{жел}_{\omega}}(p) = \frac{1}{p^2 + 2p + 1}.$$

Рассчитав по формуле (13) желаемые передаточные функции, строим их графики в системе MatLab. Для этого задаемся единичным возмущающим воздействием. Пример графика переходного процесса $h(t)$ для канала потокосцепления показан на рис. 3. Применяя графоаналитический метод, определяем время переходного процесса, когда переходная кривая попадет в область 0,01–0,05 от единичного установившегося значения. Для канала потокосцепления время переходного процесса составило 2,94 сек.

Получив значение времени переходного процесса для каждого канала регулирования, задаемся желаемым временем переходного процесса $t_{\text{п}}$ и корректируем коэффициенты Ω в уравнении (12). Корректировка Ω проводится согласно формуле

$$\Omega = \frac{t_{\text{п}}^*}{t_{\text{п}}}. \quad (14)$$



Рис. 3. Результат математического моделирования
Fig. 3. Result of mathematical modeling

Для канала потокосцепления ротора формула (14) примет численный вид:

$$\Omega_{\psi} = \frac{2,94}{0,015} = 196 \text{ с}^{-1}.$$

Согласно полученному значению желаемый характеристический полином (12) для канала потокосцепления ротора будет равен:

$$D_{\psi}(p) = p^2 + 277,18p + 38416.$$

После этого рассчитывается характеристический полином исходной разомкнутой САР по следующему уравнению:

$$d(p) = p^n + d_{n-1}p^{n-1} + d_1p + d_0.$$

Для определения коэффициентов исходного полинома САР необходимо найти собственные значения матрицы A и определить коэффициенты характеристического полинома. Все эти операции выполняются в программе MatLab. Пример определения коэффициентов исходного полинома САР для канала потокосцепления ротора ψ_r представлен на рис. 4.

```
>> format long
>> A=[-76.923 907.498; 0.0323 -1.1];
>> e=eig(A);
>> ps=poly(e)

ps =

1.0000000000000000 78.022999999999996 55.303114600000008
```

Рис. 4 Значения коэффициентов d_i для канала потокосцепления

Fig. 4 Values of coefficients d_i for the flux linkage channel

На следующем шаге составляем матрицы управляемости в обычной и канонической формах:

$$U = \begin{vmatrix} B & AB & A^2B & \dots & A^{n-1}B \end{vmatrix}; \quad (15)$$

$$U_k = \begin{vmatrix} B_k & A_k B_k & A_k^2 B_k & \dots & A_k^{n-1} B_k \end{vmatrix}.$$

Для составления первой матрицы уравнения (20) используются матрица состояния объекта (A) и матрица управления (B) из уравнений (9) и (10). Чтобы составить вторую матрицу из уравнения (15) необходимо преобразовать матрицы A и B к каноническому виду:

$$A_k = \begin{vmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & \dots & 0 \\ \dots & \dots & \dots & \dots & \dots & \dots \\ -a_0 & -a_1 & -a_2 & -a_3 & \dots & -a_n \end{vmatrix}; B_k = \begin{vmatrix} 0 \\ 0 \\ \dots \\ 1 \end{vmatrix}.$$

В последней строке матрицы A_k расположены коэффициенты характеристического уравнения матрицы A . Они записываются в обратном порядке и с обратным знаком.

Для канала потокосцепления ротора матрицы в канонической форме принимают вид:

$$A_{k_\psi} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & a_1 \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -55,303 & -78,023 \end{vmatrix}; B_{k_\psi} = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}.$$

После составления матриц управляемости определяем матрицу преобразования (P) путем произведения матрицы управляемости, записанной в каноническом виде, на обратную матрицу управляемости, записанную в обычном виде:

$$P = U_k U^{-1}.$$

Далее сформируем в каноническом виде вектор параметрических отклонений коэффициентов обратных связей желаемого характеристического полинома a_i и полинома исходной системы d_i :

$$k = [a_0 - d_0 \quad a_1 - d_1 \quad a_{n-1} - d_{n-1}].$$

Вектор невязок для канала потокосцепления ротора имеет следующий вид:

$$k_\psi = [38 \ 416 - 55,303 \quad 277,18 - 78,023] = [38 \ 360,7 \quad 199,157].$$

Получив значения вектора невязок для каждого канала управления рассчитываем коэффициенты модального регулятора:

$$K = k \cdot P.$$

Согласно описанной методике синтеза системы модального регулирования, выполнен расчет модели асинхронного двигателя (см. рис. 2) и получены следующие значения коэффициентов модального регулятора:

$$\begin{aligned} &\text{– для канала потокосцепления ротора –} \\ &K5(\psi_r) = 0,00076, \end{aligned}$$

$$K6(\psi_r) = 4,5093;$$

– для канала скорости вращения ротора –

$$K7(\omega_r) = 0,333,$$

$$K7(\omega_r) = 126,23.$$

Схема модального управления поддерживает равенство заданных и фактических значений потокосцепления и скорости двигателя, т.е. выполняется условие регулирования $u_{\text{вых}} = u_{\text{упр}}$. В этом случае общий коэффициент передачи замкнутой схемы модального регулирования равен

$$k_y \cdot k_{\text{мп}} = 1.$$

В соответствии с правилами расчета передаточных функций звеньев САП [19], коэффициент усиления корректирующего усилителя вычисляется по формуле:

$$k_y = \frac{1}{k_{\text{мп}}} = \frac{1 + K_{\text{п}} k_2 (k_{2_{\text{oc}}} + k_1 k_{1_{\text{oc}}})}{K_{\text{п}} k_1 k_2}.$$

Рассчитанные в соответствии с полученным выражением значения коэффициентов усиления усилителей составили: $K1 = 4,545$ и $K2 = 126,897$ (см. рис. 2).

Результаты моделирования

Промоделировав работу модальной системы управления асинхронным двигателем (см. рис. 2) при заданных значениях потокосцепления ротора $\psi_{\text{зад.}} = 0,8$ Вб и скорости двигателя $\omega_{\text{зад.}} = 140$ рад/сек получим зависимости потокосцепления и скорости вращения двигателя, представленные на рис. 5.

Из графиков (см. рис. 5) следует, что время выхода на установившийся режим работы для канала потокосцепления составило 0,0143 сек, для канала скорости – 0,0154 сек.

Для подтверждения обоснованности применения метода модального регулирования полученные результаты моделирования сравним с результатами моделирования схемы асинхронного двигателя с векторной системой регулирования без модального регулятора.

Из графиков, представленных на рис. 6 видно, что время достижения установившегося режима для канала потокосцепления системы без модального регулятора составило 0,54 сек, а для канала скорости – 1,37 сек. Полученные результаты свидетельствуют о том, что применение модального регулятора позволяет намного сократить время выхода на установившийся режим работы двигателя. Кривая потокосцепления при модальной системе

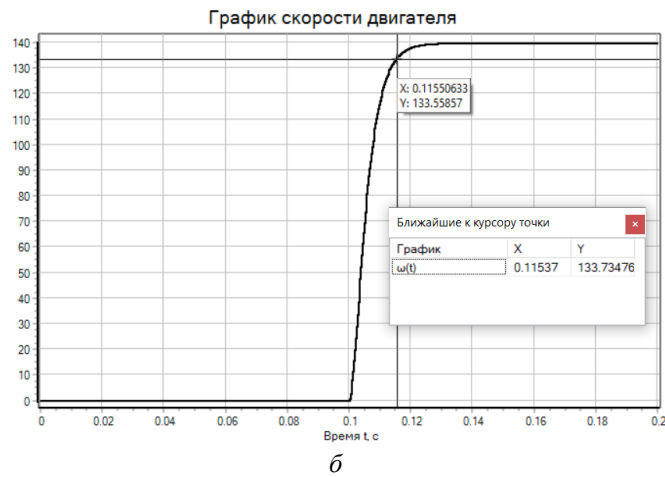
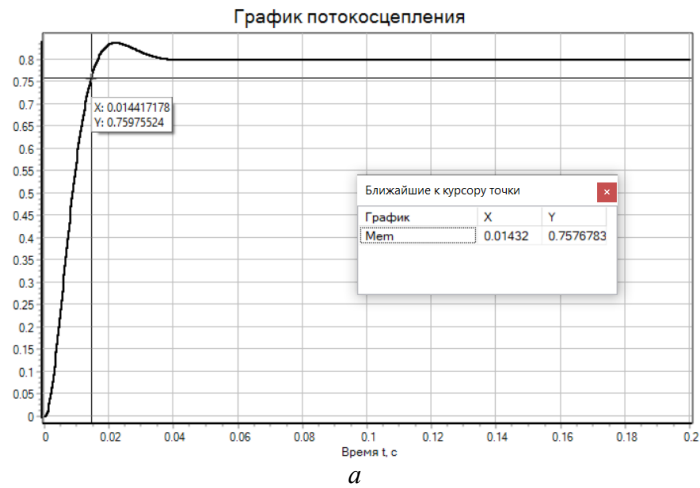


Fig. 5. Зависимость потокосцепления ротора (а) и скорости вращения ротора двигателя (б)
Fig. 5. Dependence of the flow coupling of the rotor (а) and the rotation speed of the motor rotor (б)

управления имеет участок незначительного перерегулирования, что компенсируется быстрым действием системы.

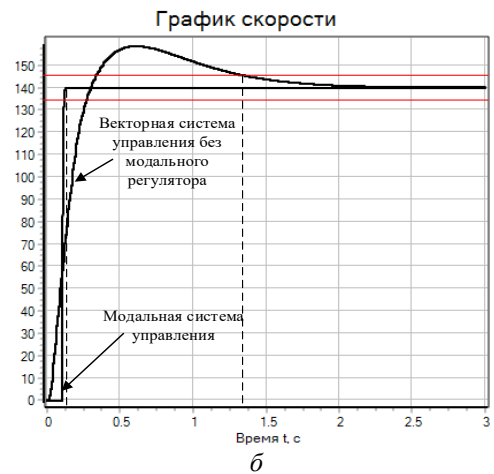
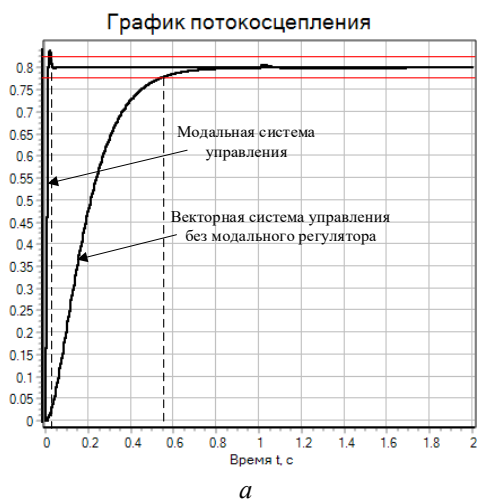


Рис. 6. Совместный график потокосцепления ротора (а) и скорости двигателя (б) при работе с модальным регулятором и без него
Fig. 6. Joint graph of rotor flow coupling (а) and motor speed (б) when working with and without a modal controller

Заключение

По итогам проведенных исследований и полученным результатам моделирования (см. рис. 5, 6) можно сказать, что установившиеся значения величин потокосцепления и скорости двигателя достигнуты за заданное время переходного процесса.

Этот результат свидетельствует об эффективности применения модального регулятора при

векторном управлении асинхронным двигателем. Техническая реализация модальной системы управления может осуществляться просто и экономично на базе маломощных преобразовательных устройств, что позволяет применять описанный метод модального управления в различных практических приложениях.

Список литературы

1. Костенко М.П. Электрические машины. Специальная часть. Л. : Госэнергоиздат, 1949. 708 с.
2. Колпаков А. Перспективы развития электропривода // Силовая электроника. 2004. № 1. С. 46–48.
3. Branko Blanus. New Trends in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives // *New Trends in Technologies : Devices, Computer, Communication and Industrial Systems*. Publ. 2010. P. 341–358. DOI 10.5772/10427.
4. Лазарев Г. Высоковольтные преобразователи для частотно-регулируемого электропривода. Построение различных систем // *Новости электротехники*. 2005. № 2 (32). С. 15–20.
5. Филиповский В.М. Системы управления в пространстве состояний. СПб. : СПбПУ, 2022. 75 с.
6. Шонин О.Б., Пронько В.С. Энергосберегающие алгоритмы частотного управления асинхронным приводом с уточнением области минимума потерь на основе методов нечеткой логики // *Записки Горного института*. 2016. Т. 218. С. 270–280.
7. Моделирование векторного управления асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава / Ю.М. Кулинич, С.А. Шухарев, В.К. Духовников и др. // *Вестн. науч.-исслед. ин-та ж.-д. трансп.* 2022. Т. 81, № 1. С. 23–30.
8. Герман-Галкин С.Г., Карташов Б.А., Литвинов С.Н. Модельное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения в среде SimInTech. М. : ДМК Пресс, 2021. 494 с.
9. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen // *Siemens-Zeitschrift*. 1971. Vol. 45. P. 757–760.
10. Дорошенко И.В., Погуляев М.Н. Имитационная модель асинхронной машины с фазным ротором в MatLab Simulink // *Вестн. Гомел. гос. техн. ун-та им. П.О. Сухого*. 2021. № 2 (85). С. 99–106.
11. Панкратов В.В., Зима Е.А., Нос О.В. Специальные разделы современной теории автоматического управления. Новосибирск : НГТУ, 2007. 218 с.
12. Пахомов А.Н., Федоренко А.А., Чертыков П.Н. Модальное управление асинхронным электроприводом тележки мостового крана с наблюдающим устройством // *Журн. Сибир. федерал. ун-та. Сер. Техника и технологии*. 2022. Т. 15. № 5. С. 583–592.
13. Vas P. *Sensorless Vector and Direct Torque Control*. Oxford : Oxford University Press, 1998. 729 p.
14. Пахомов А.Н., Коротков М.Ф., Федоренко А.А. Модальное управление электроприводом переменного тока // *Вестн. Сибир. гос. аэрокосмич. ун-та им. акад. М.Ф. Решетнева*. 2011. № 3 (36). С. 70–74.
15. Васильев Е.М., Сердечная Е.А., Таволжанский А.В. Синтез высокоточных систем модального управления // *Вестн. Воронеж. гос. техн. ун-та*. 2020. Т. 16. № 5. С. 56–63.
16. Дылевский А.В. Применение многочленов Баттерворта для построения модальных дифференциалов // *Вестн. Воронеж. гос. ун-та. Сер. Системный анализ и информационные технологии*. 2020. № 1. С. 28–35.
17. Проектирование регуляторов систем управления / В.В. Григорьев, В.И. Бойков, А.В. Парамонов и др. СПб. : ИТМО, 2021. 94 с.
18. Синтез систем автоматического управления методом модального управления / В.В. Григорьев, Н.В. Журавлёва, Г.В. Лукьянова и др. СПб. : ИТМО, 2007. 143 с.
19. Автоматизация электроподвижного состава / А.Н. Савоськин, А.В. Плакс, Л.А. Баранов и др. М. : Транспорт, 1990. 312 с.

References

1. Kostenko M.P. *Elektricheskie mashiny. Spetsial'naya chast'* [Electrical Machines. Special part]. Leningrad: Gosenergoizdat Publ., 1949. 708 p.
2. Kolpakov A. *Perspektivy razvitiya elektroprivoda* [Electric drive development prospects]. *Silovaya elektronika* [Power Electronics], 2004, no. 1, pp. 46–48.
3. Branko Blanus. *New Trends in Efficiency Optimization of Induction Motor Drives. New Trends in Technologies : Devices, Computer, Communication and Industrial Systems*, 2010, pp. 341–358.
4. Lazarev G. *Vysokovol'tnye preobrazovateli dlya chastotno-reguliruemogo elektroprivoda. Postroenie razlichnykh sistem* [High voltage converters for variable-speed drive. Construction of various systems]. *Novosti elektrotehniki* [Electrical engineering news], 2005, no. 2 (32), pp. 15–20.
5. Filipovskii V.M. *Sistemy upravleniya v prostranstve sostoyanii* [Control systems in state space]. Saint Petersburg: SPPU Publ., 2022. 75 p.

6. Shonin O.B., Pron'ko V.S. Energoberegayushchie algoritmy chastotnogo upravleniya asinhronnym privodom s utochneniem oblasti minimuma poter' na osnove metodov nechetkoi logiki [Energy-saving algorithms for frequency control of an asynchronous drive with refinement of the region of minimum losses based on fuzzy logic methods]. *Zapiski Gornogo instituta* [Notes of the Mining Institute], 2016, vol. 218, pp. 270–280.
7. Kulinich Yu.M., Shukharev S.A., Dukhovnikov V.K., Gulyaev A.V. Modelirovanie vektornogo upravleniya asinhronnym privodom vspomogatel'nykh mashin elektropodvizhnogo sostava [Modeling vector control of the asynchronous drive of electric rolling stock auxiliary machines]. *Vestnik Nauchno-issledovatel'skogo instituta zheleznodorozhnogo transporta* [Bulletin of the Scientific Research Institute of Railway Transport], 2022, vol. 81, no. 1, pp. 23–30.
8. German-Galkin S.G., Kartashov B.A., Litvinov S.N. Model'noe proektirovanie elektromekhanicheskikh mekhatronnykh modulei dvizheniya v srede SimInTech [Model design of electromechanical mechanisms of mechatronic motion in the SimInTech environment]. Moscow: DMK Press Publ., 2021. 494 p.
9. Blaschke F. Das Prinzip der Feldorientierung, die Grundlage für die Transvektor-Regelung von Drehfeldmaschinen. *Siemens-Zeitschrift*, 1971, vol. 45, pp. 757–760.
10. Doroshchenko I.V., Pogulyaev M.N. Imitatsionnaya model' asinhronnoi mashiny s faznym rotorom v MatLab Simulink [Simulation model of an asynchronous machine with a wound rotor in MatLab Simulink]. *Vestnik Gomel'skogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta im. P.O. Sukhogo* [Bulletin of the Gomel State Technical University named after P.O. Sukhoi], 2021, no. 2 (85), pp. 99–106.
11. Pankratov V.V., Zima E.A., Nos O.V. Spetsial'nye razdely sovremennoi teorii avtomaticheskogo upravleniya [Special sections of modern theory of automatic control]. Novosibirsk: NGTU Publ., 2007. 218 p.
12. Pakhomov A.N., Fedorenko A.A., Chertykov P.N. Modal'noe upravlenie asinhronnym elektroprivodom telezhki mostovogo krana s nablyudayushchim ustroystvom [Modal control of an asynchronous electric drive of an overhead crane trolley with a monitoring device]. *Zhurnal Sibirskogo federal'nogo universiteta. Seriya: Tekhnika i tekhnologii* [Journal of the Siberian Federal University. Series: Engineering and Technology], 2022, vol. 15, no. 5, pp. 583–592.
13. Vas P. Sensorless Vector and Direct Torque Control. Oxford : Oxford University Press, 1998. 729 p.
14. Pakhomov A.N., Korotkov M.F., Fedorenko A.A. Modal'noe upravlenie elektroprivodom peremennogo toka [Modal control of an AC electric drive]. *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta im. akademika M.F. Reshetneva* [Bulletin of the Siberian State Aerospace University named after academician M.F. Reshetnev], 2011, no. 3 (36), pp. 70–74.
15. Vasil'ev E.M., Serdechnaya E.A., Tavalzhanskii A.V. Sintez vysokotochnykh sistem modal'nogo upravleniya [Synthesis of high-precision modal control systems]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo tekhnicheskogo universiteta* [Bulletin of Voronezh State Technical University], 2020, vol. 16, no. 5, pp. 56–63.
16. Dylevskii A.V. Primenenie mnogochlenov Battervorta dlya postroeniya modal'nykh differentsialov [Application of Butterworth polynomials for constructing modal differentials]. *Vestnik Voronezhskogo gosudarstvennogo universiteta. Seriya: Sistemy analiz i informatsionnye tekhnologii* [Bulletin of the Voronezh State University. Series: System Analysis and Information Technology], 2020, no. 1, pp. 28–35.
17. Grigor'ev V.V., Boikov V.I., Paramonov A.V., Bystrov S.V. Proektirovanie regulyatorov sistem upravleniya [Design of control system regulators]. Saint Petersburg: ITMO Publ., 2021. 94 p.
18. Grigor'ev V.V., Zhuravleva N.V., Luk'yanova G.V., Sergeev K.A. Sintez sistem avtomaticheskogo upravleniya metodom modal'nogo upravleniya [Synthesis of automatic control systems using the modal control method]. Saint Petersburg: ITMO Publ., 2007. 143 p.
19. Savos'kin A.N., Baranov L.A., Plaks A.V., Feoktistov V.P. Avtomatizatsiya elektropodvizhnogo sostava [Automation of electric rolling stock]. Moscow: Transport Publ., 1990. 312 p.

Информация об авторах

Кулинич Юрий Михайлович, доктор технических наук, профессор, профессор кафедры транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск; e-mail: kulinitsch@rambler.ru.
Стародубцев Дмитрий Алексеевич, аспирант кафедры транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения, г. Хабаровск; e-mail: dastarodubcev21@gmail.com.

Information about the authors

Yurii M. Kulinich, Doctor of Engineering Science, Full Professor, Professor of the Department of Railway Transport, Far Eastern State Transport University, Khabarovsk; e-mail: kulinitsch@rambler.ru.
Dmitrii A. Starodubtsev, Ph.D. Student of the Department of Railway Transport, Far Eastern State Transport University, Khabarovsk; e-mail: dastarodubcev21@gmail.com.