



АВТОМАТИЗАЦИЯ И УПРАВЛЕНИЕ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИМИ ПРОЦЕССАМИ
НА ЖЕЛЕЗНОДОРОЖНОМ ТРАНСПОРТЕ

Оригинальная статья

УДК 621.313.333:621.316.71

DOI: <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2023-82-4-348-357>

EDN: <https://elibrary.ru/roamfc>



Применение метода модального управления в асинхронном приводе

Ю. М. Кулинич, Д. А. Стародубцев✉

Дальневосточный государственный университет путей сообщения (ДВГУПС),
Хабаровск, Российская Федерация

АННОТАЦИЯ

Введение. Развитие силовой электроники и информационных технологий способствует развитию и внедрению на подвижном составе частотно-регулируемого электропривода как для тяговых двигателей, так и вспомогательных машин электровоза. Данная публикация является продолжением темы исследований управления асинхронными машинами вспомогательного электропривода локомотивов переменного тока («Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта», 2021, № 5; 2022, № 1; 2023, № 1).

Материалы и методы. Для моделирования динамических процессов в модальном регуляторе асинхронного двигателя использован программный продукт SimInTech отечественной компании «ЗВ Сервис», позволяющий методом имитационного моделирования исследовать работу асинхронного привода.

Результаты. Было установлено, что используемый метод модального управления позволяет при управлении асинхронным двигателем задавать время и характер переходных процессов. Результаты имитационного моделирования системы автоматического регулирования подтвердили перспективность применения данного метода.

Обсуждение и заключение. Представленные результаты моделирования системы автоматического регулирования асинхронного привода, в которой применен метод модального управления, выявили возможность значительно сократить время переходных процессов. Это достигается за счет применения в модальном регуляторе безынерционных обратных связей по потокосцеплению и угловой скорости вращения ротора двигателя.

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА: асинхронный электродвигатель, вспомогательный привод, модальное управление, SimInTech, имитационное моделирование

ДЛЯ ЦИТИРОВАНИЯ: Кулинич Ю. М., Стародубцев Д. А. Применение метода модального управления в асинхронном приводе // Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта (Вестник ВНИИЖТ). 2023. Т. 82, № 4. С. 348–357. <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2023-82-4-348-357>.



AUTOMATION AND CONTROL OF TECHNOLOGICAL PROCESSES IN RAILWAY TRANSPORT

Original article

UDK 621.313.333:621.316.71

DOI: <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2023-82-4-348-357>

EDN: <https://elibrary.ru/roamfc>



Application of the modal control method to an asynchronous drive

Yuriy M. Kulinich, Dmitriy A. Starodubtsev ✉

Far Eastern State Transport University,
Khabarovsk, Russian Federation

ABSTRACT

Introduction. The development of power electronics and information technology facilitates the development and implementation of variable frequency electric drives for both traction motors and auxiliary machines of an electric locomotive. This publication is a continuation of research into controlling asynchronous machines of AC locomotives auxiliary electric drives ("Russian Railway Science Journal", 2021, No. 5; 2022, No. 1; 2023, No. 1).

Materials and methods. In order to simulate dynamic processes that occur in the modal controller of an asynchronous motor the authors used SimInTech software developed by 3V Service, a domestic vendor, that enables exploring the operation of an asynchronous drive using a simulation modeling technique.

Results. It is established that the applied modal control method enables setting the time and nature of transient processes during an asynchronous motor control. The results of modeling a simulation of an automatic control system confirmed that the application of this method features long-term benefits.

Discussion and conclusion. The presented outcomes of modeling an automatic control system for an asynchronous drive based on the modal control method revealed an opportunity to significantly reduce transient processes period. This is achieved through the use of delayless flux linkage and angular rotation speed feedback of the motor rotor in the modal controller.

KEYWORDS: asynchronous motor, auxiliary drive, modal control, SimInTech, simulation modeling

FOR CITATION: Kulinich Yu. M., Starodubtsev D. A. Application of the modal control method to an asynchronous drive. *Russian Railway Science Journal*. 2023;82(4):348-357. (In Russ.). <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2023-82-4-348-357>.

Введение. Представленная в работе методика проектирования регулятора позволяет анализировать различные варианты показателей качества регулирования, повышающие, например, энергоэффективность работы вспомогательных электрических машин электровоза.

В системе векторного управления асинхронным двигателем электромагнитные процессы зачастую описываются во вращающейся системе координат $d-q$ [1, 2]. Система управления двигателем является двухконтурной с внутренними подчиненными контурами тока [3]. В первом внешнем контуре за счет продольной составляющей тока статора i_{sd} осуществляется управление величиной потокоцепления ротора ψ_R , во втором внешнем контуре поперечная составляющая тока статора i_{sq} определяет угловую скорость вращения ротора ω_R .

Такое построение системы управления с использованием в контурах регулирования инерционных регуляторов (обычно пропорционально-интегральных или пропорционально-интегрально-дифференцирующих) ограничивает быстродействие регулирования как во внутренних контурах тока, так и во внешних контурах регулирования потокоцепления и угловой скорости вращения ротора двигателя.

Качество регулирования в динамических режимах можно обеспечить за счет включения в структуру управления двигателем модального регулятора [4]. Синтез структуры системы автоматического регулирования (САР) основывается на применении теории пространства состояний с использованием принципов модального регулирования. Заданное качество переходных процессов обеспечивается путем использования в модальном регуляторе безынерционных обратных связей между переменными состояния объекта с его входом. Синтез системы управления выполняется на базе одноканальной структуры модального управления координатами состояний, относящимися к контурам потокоцепления и угловой скорости вращения ротора. При таких принципах построения САР обеспечиваются заданные параметры качества регулирования в динамических режимах работы.

Целью исследования является определение возможности применения модального регулятора для управления асинхронным двигателем, САР которого моделируется с помощью отечественного программного продукта SimInTech [5].

Моделирование динамики асинхронного двигателя. Математическая модель асинхронного двигателя во вращающейся системе координат $d-q$ описана в работе [2]. При условии компенсации влияния перекрестных связей по составляющим тока статора и момента сопротивления на валу двигателя $M_c = 0$ уравнения двигателя, записанные в форме Коши

относительно первых производных токов i_{sd} и i_{sq} , потокоцепления ψ_R и угловой скорости вращения ротора ω_R , принимают следующий вид:

$$\frac{di_{sd}}{dt} = \frac{u_{sd}}{L_{\text{эКВ}}} - \frac{1}{T_{\text{эКВ}}} i_{sd} + \frac{K_R \psi_R}{L_{\text{эКВ}} T_R}; \quad (1)$$

$$\frac{di_{sq}}{dt} = \frac{u_{sq}}{L_{\text{эКВ}}} - \frac{1}{T_{\text{эКВ}}} i_{sq} - \frac{K_R z_p}{L_{\text{эКВ}}} \omega_R \psi_R; \quad (2)$$

$$\frac{d\psi_R}{dt} = \frac{1}{T_R} (L_m i_{sd} - \psi_R); \quad (3)$$

$$\frac{d\omega_R}{dt} = \frac{3}{2J} z_p K_R i_{sq} \psi_R, \quad (4)$$

где $L_{\text{эКВ}} = L_S (1 - K_S K_R)$ — эквивалентная индуктивность рассеяния магнитного потока статора; L_S , L_R — индуктивность статора и ротора соответственно; $K_S = L_m / L_S$ — коэффициент электромагнитной связи статора; $K_R = L_m / L_R$ — коэффициент электромагнитной связи ротора; L_m — индуктивность ветви намагничивания; $T_{\text{эКВ}} = L_{\text{эКВ}} / R_{\text{эКВ}} = L_{\text{эКВ}} / (R_S - K_R^2 R_R)$ — эквивалентная постоянная времени цепи статора; $T_R = L_R / R_R$ — постоянная времени обмотки ротора соответственно; $R_{\text{эКВ}}$ — эквивалентное сопротивление двигателя, приведенное к обмотке статора; R_S , R_R — сопротивление статора и ротора; z_p — число пар полюсов двигателя; J — момент инерции, приведенный к валу двигателя; u_{sd} , u_{sq} — продольная и поперечная составляющие напряжения обмотки статора.

Состояние объекта управления (асинхронного двигателя) описывается в пространстве состояний не только входными и выходными переменными, но и внутренними координатами системы — переменными состояния x_i , образующими n -мерное пространство состояний системы. Переменные состояний образуют n -мерный вектор-столбец пространства состояний $\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \dots \ x_n]^T$. Стандартная форма записи уравнений динамики САР n -го порядка в пространстве состояний при нулевых начальных условиях имеет вид

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{u}; \\ \mathbf{Y} = \mathbf{C}\mathbf{X}, \end{cases} \quad (5)$$

где $\dot{\mathbf{X}}$ — n -мерная матрица-столбец первых производных переменных состояний; $\mathbf{A} \in \mathbb{R}^{n \times n}$ — матрица коэффициентов состояния объекта; $\mathbf{B} \in \mathbb{R}^{n \times 1}$ — матрица коэффициентов управления; $\mathbf{u}$ — вектор управляющих воздействий; $\mathbf{Y}$ — вектор выходных величин; $\mathbf{C} \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ — матрица коэффициентов выхода по состоянию объекта.

В соответствии с выражениями (1)–(4) собственная матрица коэффициентов состояния объекта $\mathbf{A}$ и матрица управления $\mathbf{B}$ имеют следующий вид:

$$\mathbf{A} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_\gamma} & 0 & \frac{K_R}{L_{\text{ЭКВ}} T_R} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{T_\gamma} & -\frac{K_R z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \omega_R & -\frac{K_R z_p}{L_{\text{ЭКВ}}} \psi_R \\ \frac{L_m}{T_R} & 0 & -\frac{1}{T_R} & 0 \\ 0 & \frac{3z_p K_R}{2J} \psi_R & \frac{3z_p K_R}{2J} i_{Sq} & 0 \end{vmatrix}; \quad (6)$$

$$\mathbf{B} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} & 0 \\ 0 & \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix},$$

где $K_{\text{ИНВ}}$ — коэффициент передачи инвертора.

Для каждого канала управления двигателем создаются два соответствующих контура регулирования: по величине потокосцепления ротора и угловой скорости вращения. Представим матрицы $\mathbf{A}$ и $\mathbf{B}$ в виде двух пар отдельных матриц для соответствующих каналов регулирования [6].

В соответствии с выражением (6) выбраны матрицы для канала потокосцепления ротора ψ_R , имеющие вид

$$\mathbf{A}_{\psi_R} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_{\text{ЭКВ}}} & \frac{K_R}{T_R L} \\ \frac{L_m}{T_R} & -\frac{1}{T_R} \end{vmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\psi_R} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix}; \quad (7)$$

$$\mathbf{Y}_{\psi_R} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{Sq} \\ \psi_R \end{vmatrix} = \psi_R.$$

Аналогично для канала регулирования угловой скорости вращения ротора ω_R можно записать

$$\mathbf{A}_{\omega_R} = \begin{vmatrix} -\frac{1}{T_{\text{ЭКВ}}} & -\frac{K_R z_p}{L} \psi_R \\ \frac{3z_p K_R}{2J} \psi_R & 0 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{B}_{\omega_R} = \begin{vmatrix} \frac{K_{\text{ИНВ}}}{L_{\text{ЭКВ}}} \\ 0 \end{vmatrix}; \quad (8)$$

$$\mathbf{Y}_{\omega_R} = \begin{vmatrix} 0 & 1 \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_{Sq} \\ \omega_R \end{vmatrix} = \omega_R.$$

Синтез модального регулятора. Структура системы модального управления [7] показана на рис. 1.

Объект управления (асинхронный двигатель) представлен в пространстве состояний матрицами $\mathbf{A}$ — $\mathbf{C}$ и интегратором $1/p$. Обратная связь по переменным состояний $x(t)$ осуществляется с помощью модального регулятора, состоящего из матрицы обратной связи

$\mathbf{K} \in \mathbb{R}^{1 \times n}$ с безынерционными коэффициентами k_i и сумматора Σ .

Синтез модального регулятора заключается в определении коэффициентов передачи k_i ($i=1, n$) модального регулятора:

$$u = -k_1 x_1 - \dots - k_n x_n, \quad (9)$$

при которых замкнутая САР имела бы заданный желаемый характеристический полином замкнутой системы регулирования [8]:

$$D(p) = \prod_{i=1}^n (p - \lambda_i) = p^n + a_{n-1} p^{n-1} + \dots + a_1 p + a_0, \quad (10)$$

где λ_i — заданные характеристические корни.

Методика синтеза модального регулятора заключается в последовательном выполнении следующих операций [9]:

1. Рассчитываются коэффициенты d_0 — d_{n-1} характеристического полинома матрицы $\mathbf{A}$:

$$d(s) = \det(s\mathbf{E} - \mathbf{A}) = s^n + d_{n-1} s^{n-1} + \dots + d_1 s + d_0, \quad (11)$$

где s — оператор Лапласа; $\mathbf{E}$ — единичная матрица.

2. Вычисляются коэффициенты передачи регулятора в каноническом базисе [9]:

$$k = [k_0 \ k_1 \ \dots \ k_{n-1}]. \quad (12)$$

Элементы вектора-строки $\mathbf{K}$ определяются как разность коэффициентов желаемого характеристического полинома $D(p)$ и характеристического полинома $d(p)$ матрицы $\mathbf{A}$:

$$k_i = a_{i-1} - d_{i-1}, \quad i = 1, n. \quad (13)$$

3. Определяются в каноническом базисе выражения для матриц $\mathbf{A}_{\psi_R}$ и $\mathbf{B}_{\psi_R}$ и $\mathbf{A}_{\omega_R}$ и $\mathbf{B}_{\omega_R}$ исходной разомкнутой системы второго порядка ($n=2$) в соответствии с выражением

$$\mathbf{A}_k = \begin{vmatrix} 0 & 1 \\ -d_0 & -d_1 \end{vmatrix}; \quad \mathbf{B}_k = \begin{vmatrix} 0 \\ 1 \end{vmatrix}. \quad (14)$$

В последней строке выражения канонической матрицы $\mathbf{A}_k$ записаны коэффициенты d_0 — d_{n-1} матриц $\mathbf{A}_{\psi_R}$ и $\mathbf{B}_{\psi_R}$, представленные в обратном порядке с противоположными знаками.

4. Рассчитываются матрицы управляемости исходного объекта управления и объекта управления в каноническом базисе в соответствии с выражениями

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

$$\mathbf{U}_k = \begin{vmatrix} \mathbf{B}_k & \mathbf{A}_k\mathbf{B}_k & \mathbf{A}_k^2\mathbf{B}_k & \dots & \mathbf{A}_k^{n-1}\mathbf{B}_k \end{vmatrix}.$$

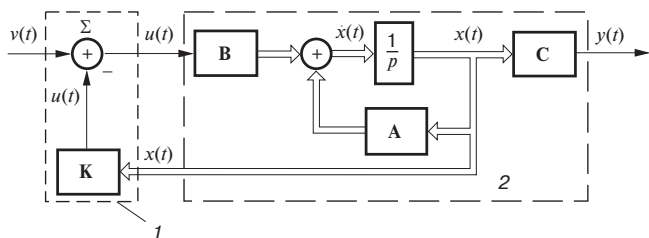


Рис. 1. Структурная схема САР с модальным управлением:
1 — модальный регулятор; 2 — объект управления

Fig. 1. Block diagram showing an automatic modal control system:
1 — modal controller; 2 — controlled element

5. Вычисляется матрица преобразования $\mathbf{P}$ в соответствии со значениями матриц управляемости $\mathbf{U}$ и $\mathbf{U}_k$:

$$\mathbf{P} = \mathbf{U}_k \mathbf{U}^{-1}. \quad (16)$$

6. В соответствии с выражениями (12) и (16) рассчитываются коэффициенты обратной связи для модального регулятора:

$$\begin{aligned} k_{\psi_R} &= K_{\psi_R} P_{\psi_R}; \\ k_{\omega_R} &= K_{\omega_R} P_{\omega_R}. \end{aligned} \quad (17)$$

Задание желаемого характеристического полинома. Характер переходного процесса в САР определяется значениями частоты Ω_0 и коэффициентов $A_{n-1} \dots A_1$ желаемого характеристического полинома, представленного в общем виде как

$$D(\lambda) = \lambda^n + A_{n-1}\Omega_0 \lambda^{n-1} + \dots + A_1\Omega_0^{n-1}\lambda + \Omega_0^n. \quad (18)$$

Структура модальной САР позволяет за счет задания значений среднегеометрического корня Ω_0 и коэффициентов формы $A_{n-1} \dots A_1$ обеспечивать заранее заданные желаемые показатели качества переходного процесса.

Примерами желаемого характеристического полинома являются полиномы Ньютона (биномиальный) и Баттерворта, обеспечивающие характерное расположение корней полинома системы на комплексной плоскости [10]. Все стандартные полиномы определяются значением параметра Ω_0 , который определяет радиус распределения корней характеристического полинома.

Полином Ньютона n -го порядка имеет следующий вид:

$$D_N^*(\lambda) = (\lambda + \Omega_0)^n. \quad (19)$$

Корни λ_i полинома (19) обеспечивают системе апериодический характер с нулевым перерегулированием.

Корни полинома Баттерворта рассчитываются по формуле

$$\lambda_i = \Omega_0 \left(-\sin \frac{2i-1}{2n} \pi + j \cos \frac{2i-1}{2n} \pi \right), \quad (20)$$

где n — порядок системы; $i = 1, 2, \dots, n$ — порядковый номер коэффициента полинома; $j = \sqrt{-1}$ — мнимая единица.

Полином Баттерворта n -го порядка определяется выражением

$$D_B^*(\lambda) = \prod_{i=1}^n (\lambda - \lambda_i). \quad (21)$$

Замкнутые контуры регулирования потокосцепления и частоты вращения ротора представляют собой системы второго порядка. Для этой системы в соответствии с формулами (19) и (21) можно записать выражение для желаемого характеристического полинома:

$$\begin{aligned} D_N^*(\lambda) &= \lambda^2 + 2\Omega_0\lambda + \Omega_0^2 - \\ &\text{для полинома Ньютона;} \\ D_B^*(\lambda) &= \lambda^2 + 1,414\Omega_0\lambda + \Omega_0^2 - \\ &\text{для полинома Баттерворта.} \end{aligned} \quad (22)$$

Выражения для полиномов Ньютона и Баттерворта до шестого порядка представлены в работе [11].

Расчет желаемого характеристического полинома. В выражения полиномов (22) входит неизвестный параметр Ω_0 . Для определения его значения и, соответственно, выражения желаемых характеристических полиномов необходимо выполнить следующие действия:

1. Построить нормированную переходную функцию (НПФ)

$$W(p) = \frac{1}{D^*(\lambda)} \quad (23)$$

путем присвоения в соответствующих выражениях $D^*(\lambda)$ параметру Ω_0 единичного значения и замены корней $\lambda_i \rightarrow p$ оператором Лапласа.

Выражения НПФ для полиномов Ньютона и Баттерворта принимают следующий вид:

$$W_N(p) = \frac{1}{p^2 + 2p + 1} \text{ и } W_B(p) = \frac{1}{p^2 + 1,414p + 1}. \quad (24)$$

2. Средствами программы SimInTech представить в графическом виде полученные НПФ (24) при единичном воздействии на вход выбранного для этого блока «Передаточная функция общего вида» из библиотеки «Динамические».

Результаты моделирования представлены на рис. 2 в виде НПФ $h(t)$ при воздействии на вход единичного сигнала $1(t)$.

3. Определить время переходного процесса t_n , т.е. момент времени, когда кривые достигают 95 % от единичного выходного установившегося значения. Из рис. 2 следует, что это время составляет 4,74 с для полинома Ньютона и 2,94 с для полинома Баттерворта.

4. Рассчитать значения среднегеометрических частот Ω_B и Ω_N для полиномов Баттерворта и Ньютона, принимая одинаковым в обоих случаях заданное время переходного процесса $t_n^* = 0,015$ с:

$$\Omega_B = \frac{t_n}{t_n^*} = \frac{2,94}{0,015} = 196 \text{ с}^{-1}; \Omega_N = \frac{t_n}{t_n^*} = \frac{4,74}{0,015} = 316 \text{ с}^{-1}.$$

Подставляя в уравнения (22) рассчитанные значения Ω_B и Ω_N , получим выражения для желаемых характеристических полиномов Баттерворта и Ньютона:

$$D_B(p) = p^2 + 1,414\Omega p + \Omega^2 = p^2 + 277,14p + 38\,416; \quad (25)$$

$$D_N(p) = p^2 + 2\Omega p + \Omega^2 = p^2 + 632p + 99\,856. \quad (26)$$

Расчет средствами программы MatLab. Значения коэффициентов d_i в уравнении (11) характеристического полинома матрицы **A** для каналов потокосцепления и угловой скорости вращения ротора можно рассчитать средствами программы MatLab. Ниже в качестве примера приведена программа расчета коэффициентов d_i для канала потокосцепления ротора, в которой матрица **A** соответствует матрице **A_ψ** из выражения (7). Результат вычисления d_i представлен в виде вектора значений **ps** (рис. 3).

В результате выполнения пунктов 1–6 вышеприведенной методики расчета в программе MatLab были получены значения вектора коэффициентов потокосцепления **K_{ψ_R}** (**K_{psi}**) обратной связи модального регулятора для канала потокосцепления ротора ψ_R (рис. 4).

Аналогичный результат получается для расчета канала угловой скорости вращения ротора ω_R (рис. 5).

Рассчитанные значения рангов r_{psi} и r_w соответствуют порядку $n=2$ каналов потокосцепления и угловой скорости вращения, что свидетельствует о полной управляемости этих каналов.

Структурная схема модального управления асинхронным двигателем, реализованная в пакете программ SimInTech, показана на рис. 6.

Двигатель в схеме представлен блоком «Модель АД в дифференциальных уравнениях». Автономный инвертор напряжения (АИН) в каждом из каналов управления представлен апериодическим звеном первого порядка [12]:

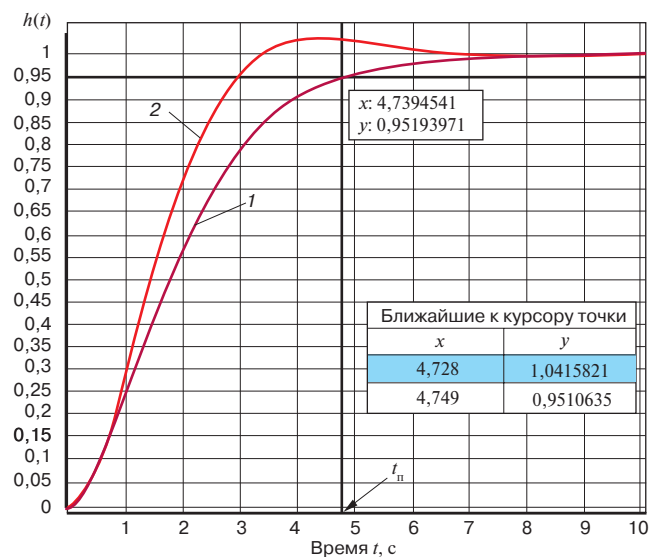


Рис. 2. Графики переходного процесса НПФ: 1 — для полинома Ньютона; 2 — для полинома Баттерворта

Fig. 2. Graphs of the transition process of the normalised transition function: 1 — for Newton polynomial; 2 — for Butterworth polynomial

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

ps =

1.000000000000000 78.022999999999996 55.3031146

Рис. 3. Значения коэффициентов  $d_i$  для канала потокосцепления
```

Fig. 3. Values of d_i ratios for the flux linkage channel

```
>> format long
>> A=[-76.923 907.498; 0.0323 -1.1];
>> B=[261868.68;0];
>> U=[B A*B];
>> r=rank(U)

r =

2

>> Ui=inv(U);
>> Ak=[0 1; -55.303 -78.023];
>> Bk=[0;1];
>> Uk=[Bk Ak*Bk];
>> P_psi=Uk*Ui;
>> K_psi=[38360.7 199.157];
>> k_psi=K_psi*P_psi

k_psi =

0.000760522411462 4.5093416072717;
```

Рис. 4. Расчет значения вектора коэффициентов потосцепления ротора **K_{ψ_R}** (**K_{psi}**)

Fig. 4. Calculation of the vector of the rotor flux linkage ratios **K_{ψ_R}** (**K_{psi}**)

$K_w =$

$1.0e+02 *$

$0.003327744129988 \quad 1.262308601651680$

Рис. 5. Значение вектора коэффициентов
угловой скорости вращения ротора K_{ω_r} (K_w)

Fig. 5. Value of the vector
of the rotor angular speed ratios K_{ω_r} (K_w)

$$W_{\text{пч}}(s) = \frac{k}{Ts + 1},$$

где k и T — соответственно коэффициент передачи и постоянная времени апериодического звена.

Коэффициент передачи инвертора $K_{\text{инв}}$ определяется отношением амплитуд первой гармоники выходного напряжения АИН и его входного управляющего сигнала.

Постоянная времени инвертора $T_{\text{инв}}$ зависит от частоты коммутации ключевых элементов инвертора $f_{\text{инв}}$ ($T_{\text{инв}} = 1/f_{\text{инв}}$).

Компенсация внутренних перекрестных связей по токам статора двигателя осуществляется с помощью сумматора Sum_1, вычитателя Diff_1, усилителей k_1 и k_2 , а также умножителей Mult_1 и Mult_2. Входной информацией в этой структуре являются проекции тока статора i_d и i_q на вращающиеся оси координат dq , а также угловая скорость вращения магнитного поля статора ω_e .

Требуемое качество регулирования главной выходной координаты — угловой скорости вращения ротора двигателя ω_r задается с условием отсутствия перерегулирования в переходном процессе. Это выполняется при построении САР на основе характеристического полинома Ньютона $D_N(p)$ (26). Рассчитанные в соответствии с (26) значения коэффициентов используются в качестве коэффициентов обратной связи в канале управления угловой скоростью ротора (рис. 6). При моделировании канала потокосцепления ротора ψ_r принимается некоторое перерегулирование, не превышающее 15% от установившегося значения ψ_r . В этой связи в этом канале САР использован характеристический полином Баттерворта (25), в соответствии с которым рассчитываются значения коэффициентов усиления K_ψ .

Усилители с рассчитанными значениями коэффициентов усиления в канале потокосцепления $K_\psi = [0,00076 \quad 4,5093]$ в совокупности с соответствующими сумматором Sum_2 и вычитателем Diff_2 образуют цепь обратной связи модального регулятора по потокосцеплению ротора. Аналогично обратная связь по угловой скорости вращения ротора в модальном регуляторе выполняется с помощью усилителей с коэффициентами усиления $K_\omega = [0,333 \quad 126,23]$.

Величины потокосцепления и угловой скорости вращения ротора задаются с помощью соответствующих задатчиков сигналов $\psi_{\text{зад}}$ и $\omega_{\text{зад}}$ типа «Ступенька». Фактические значения этих величин контролируются с помощью осциллографов, подключенных к соответствующим выводам модели двигателя.

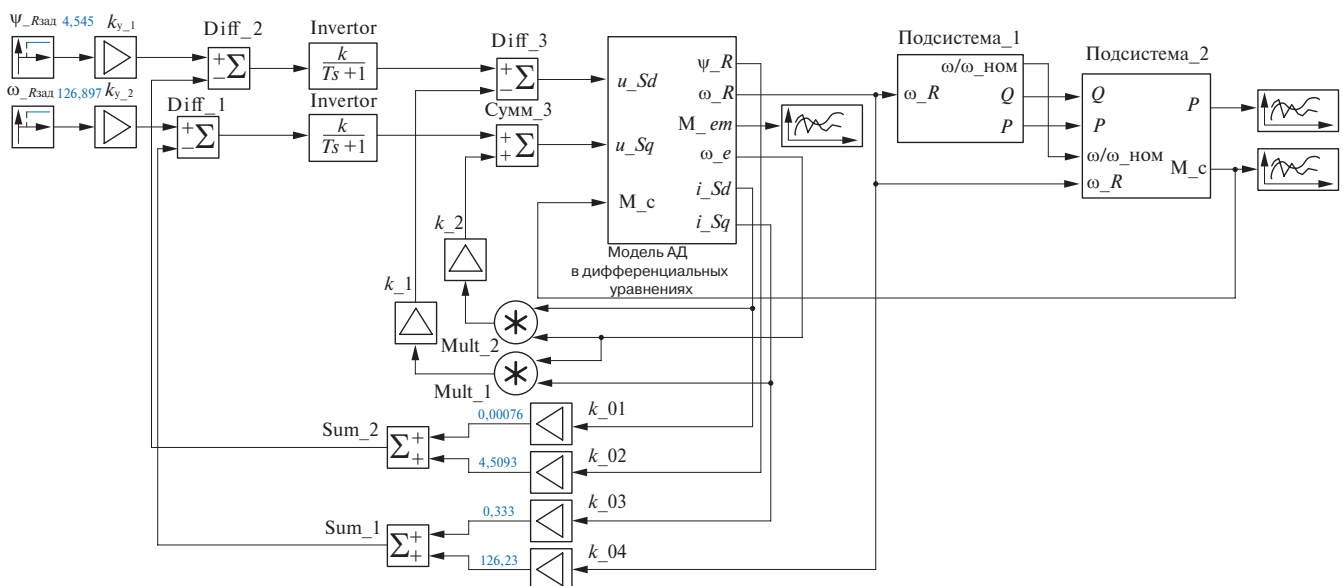


Рис. 6. Структурная схема САУ с модальным управлением двигателем

Fig. 6. Block diagram showing an automatic motor modal control system

С помощью блоков «Подсистема_1» и «Подсистема_2» моделируется вентиляторная нагрузка асинхронного двигателя. В качестве прототипа в модели используется структурная схема системы вентиляции электроваза 2ЭС5С¹. Расчет момента сопротивления на валу двигателя M_c выполняется в блоке «Подсистема_2» в соответствии с методикой [13] и паспортными данными статического давления P и производительности вентилятора Q , приведенными в работе [14].

Безынерционные модальные обратные связи по потокосцеплению и скорости вращения ротора изменяют первоначальный коэффициент передачи в соответствующем канале регулирования и уменьшают установившееся значение выходной величины. Для исключения такого влияния достаточно на выходе задатчиков потокосцепления $\psi_{Rзд}$ и угловой скорости вращения ротора $\omega_{Rзд}$ установить корректирующие усилители k_{y_1} и k_{y_2} .

Структурная схема одного из каналов модальной САР показана на рис. 7, где корректирующий усилитель представлен коэффициентом усиления k_y .

Схема модального управления поддерживает равенство заданных и фактических значений потокосцепления и угловой скорости вращения ротора, т. е. выполняется условие регулирования $u_{вых} = u_{упр}$. В этом случае коэффициент передачи замкнутой САР с модальным управлением равен

$$k_y k_{mp} = 1, \quad (27)$$

где k_{mp} — коэффициент усиления схемы модального регулирования.

В соответствии с правилами расчета передаточных функций звеньев САР [15] коэффициент усиления корректирующего усилителя вычисляется по формуле

$$k_y = \frac{1}{k_{mp}} = \frac{1 + K_{инв} k_2 (k_{2_ос} + k_1 k_{1_ос})}{K_{инв} k_1 k_2}, \quad (28)$$

где $k_{1_ос}$ и $k_{2_ос}$ — коэффициенты обратных связей модального регулятора; $K_{инв}$ — коэффициент передачи инвертора, выбираемый в соответствии с методикой [3].

Рассчитанные в соответствии с полученным выражением значения коэффициентов усиления корректирующих усилителей составили $k_{y_1} = 4,545$ и $k_{y_2} = 126,897$ (рис. 6).

Результаты моделирования схемы модального регулятора при заданных значениях потокосцепления ротора $\psi_{Rзд} = 0,8$ Вб и угловой скорости вращения ротора $\omega_{Rзд} = 140$ рад/с показаны на рис. 8 и 9.

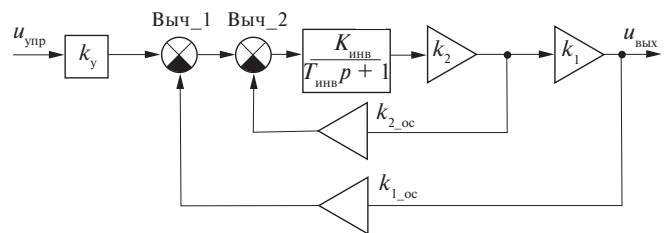


Рис. 7. Структурная схема канала модальной САР

Fig. 7. Block diagram showing a channel of an automatic modal control system

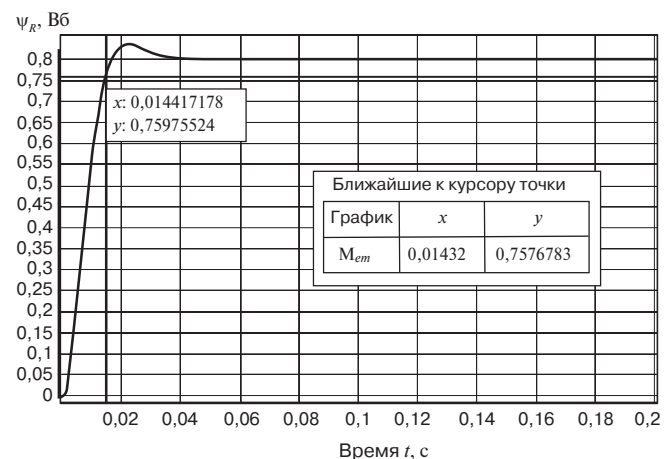


Рис. 8. График изменения потокосцепления ротора

Fig. 8. Graph showing changes in the rotor flux linkage

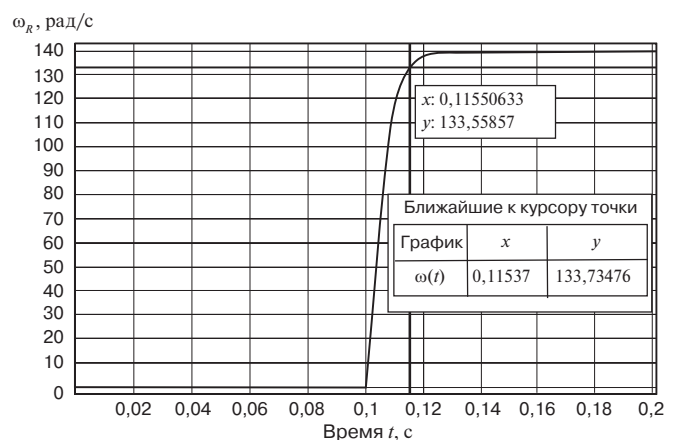


Рис. 9. График изменения угловой скорости вращения ротора двигателя

Fig. 9. Graph showing changes in the motor rotor angular speed

Обсуждение и заключение. Из анализа полученных результатов моделирования следует, что при рассчитанных коэффициентах усиления в модальном регуляторе установившиеся значения потокосцепления и

¹ Электроваз магистральный 2ЭС5С (3ЭС5С). Руководство по эксплуатации. Книга 5. Описание и работа. Электронное оборудование. Преобразователи. ИДМБ.661142.009 РЭ5 (ЗТС.001.012 РЭ5). Новочеркасск, 2005. 167 с.

угловой скорости вращения ротора двигателя достигнута за заданное время переходного процесса 0,015 с. Это свидетельствует об эффективности применения модального регулятора при векторном управлении асинхронным двигателем. При этом не требуется настройки параметров регуляторов в контурах управления потокосцеплением и угловой скоростью вращения ротора, а также отпадает необходимость в применении сложных управляющих микропроцессорных систем. Техническая реализация модальной системы управления может осуществляться относительно просто и экономично на базе преобразовательных устройств, представленных микросхемами средней степени интеграции.

Благодарности: авторы выражают благодарность рецензентам за полезные замечания, способствовавшие улучшению статьи.

Acknowledgments: the authors express their gratitude to the reviewers for their constructive comments, improving the quality of the article.

Финансирование: авторы заявляют об отсутствии внешнего финансирования при проведении исследования.

Funding: the authors received no financial support for the research, authorship, and publication of this article.

Конфликт интересов: авторы заявляют об отсутствии конфликта интересов и не имеют финансовой заинтересованности в представленных материалах и методах.

Conflict of interest: the authors declare no conflict of interest and no financial interests in any material discussed in this article.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ / REFERENCES

1. Калачев Ю. Н. SimInTech: моделирование в электроприводе. М.: ДМК Пресс, 2019. 98 с. [Kalachev Yu. N. *SimInTech: simulation in the electric drive*. Moscow: DMK Press Publ.; 2019. 98 p. (In Russ.)]
2. Моделирование векторного управления асинхронным приводом вспомогательных машин электроподвижного состава / Ю. М. Кулинич [и др.] // Вестник Научно-исследовательского института (Вестник ВНИИЖТ). 2022. Т. 81, № 1. С. 23–30 [Kulnich Yu. M., Shukharev S. A., Dukhovnikov V. K., Gulyaev A. V. Modeling vector control of the asynchronous drive of electric rolling stock auxiliary machines. *Russian Railway Science Journal*. 2022;81(1):23–30. (In Russ.)]. <https://doi.org/10.21780/2223-9731-2022-81-1-23-30>.
3. Терехин В. Б. Моделирование систем электропривода в Simulink (Matlab 7.0.1). Томск: Изд-во Томского политех. ун-та, 2008. 320 с. [Terekhin V. B. *Modeling of electric drive systems in Simulink (Matlab 7.0.1)*. Tomsk: Publishing house of Tomsk Polytechnic University; 2008. 320 p. (In Russ.)].
4. Музылева И. В., Языкова Л. Н., Мещеряков В. Н. Применение метода пространства состояний для обобщенной системы типа «один вход — один выход» // Вестник кибернетики. 2022. № 4 (48). С. 59–68 [Muzyleva I. V., Yazykova L. N., Meshcheryakov V. N. Application of the State Space Method for a Generalized Single Input Single Output System. *Proceedings in Cybernetics*. 2022;(4):59–68. (In Russ.)]. <https://doi.org/10.34822/1999-7604-2022-4-59-68>.

5. Герман-Галкин С. Г., Карташев Б. А., Литвинов С. Н. Модальное проектирование электромеханических мехатронных модулей движения в среде SimInTech. М.: ДМК Пресс, 2021. 494 с. [German-Galkin S. G., Kartashov B. A., Litvinov S. N. *Model design of electromechanical mechanisms of mechatronic motion in the SimInTech environment*. Moscow: DMK Press Publ.; 2021. 494 p. (In Russ.)].
6. Пахомов А. Н., Коротков М. Ф., Федоренко А. А. Модальное управление электроприводом переменного тока // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета им. академика М. Ф. Решетнева. 2021. № 3 (36). С. 70–74 [Pakhomov A. N., Korotkov M. F., Fedorenko A. A. Alternating current electric drive modal control. *The Siberian Aerospace Journal*. 2021;(3):70–74. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/ofyhgk>.
7. Деруссо П. М., Рой Р., Клоуз Ч. Пространство состояний в теории управления / пер. с англ. Р. Т. Янушевского; под ред. М. В. Меерова. М.: Наука, 1970. 620 с. [Derusso P. M., Roy R., Claws C. *State Space in the Control Theory*. Moscow: Nauka Publ.; 1970. 620 p. (In Russ.)].
8. Терехов В. М., Осипов О. И. Системы управления электроприводов. М.: Академия, 2005. 304 с. [Terekhov V. M., Osipov O. I. *Electric Drive Control Systems*. Moscow: Academia Publ.; 2005. 304 p. (In Russ.)].
9. Филиповский В. М. Системы управления в пространстве состояний. СПб., 2022. 75 с. [Filipovskiy V. M. *Control systems in the state space*. St. Petersburg; 2022. 75 p. (In Russ.)].
10. Панкратов В. В., Зима Е. А., Нос О. С. Специальные разделы современной теории автоматического управления. Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2007. 219 с. [Pankratov V. V., Zima E. A., Nos O. S. *Special Sections of Contemporary Automatic Control Theory*. Novosibirsk: Publishing House of the Novosibirsk State Technical University; 2007. 219 p. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/tgvwav>.
11. Синтез систем автоматического управления методом модального управления / В. В. Григорьев [и др.]. СПб.: СПбГУ ИТМО, 2007. 108 с. [Grigor'ev V. V., Zhuravleva N. V., Lukyanova G. V., Sergeev K. A. *Synthesis of Automatic Control Systems Using the Modal Control Method*. St. Petersburg: SPbGU ITMO; 2007. 108 p. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/zaqzip>.
12. Автоматизированные системы управления электроподвижным составом. Ч. 1: Теория автоматического управления / под ред. Л. А. Баранова, А. Н. Савоськина. М.: Учебно-методический центр по образованию на железнодорожном транспорте, 2014. 400 с. [Baranov L. A., Savos'kin A. N. (eds.) *Automated Electric Rolling Stock Control Systems. Part 1: Automatic Control Theory*. Moscow: Educational and Methodological Center for Education in Railway Transport; 2014. 400 p. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/xmsual>.
13. Фашиленко В. Н. Регулируемый электропривод насосных и вентиляторных установок горных предприятий. М.: Горная книга, 2011. 260 с. [Fashchilenko V. N. *Adjustable Electric Drive for Pumping and Fan Installations at Mining Enterprises*. Moscow: Gornaya kniga; 2011. 260 p. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/gaynmk>.
14. Анализ системы охлаждения силового тягового оборудования электровоза переменного тока серии «Ермак» / Д. О. Мало-мыжев [и др.] // Молодая наука Сибири: электронный научный журнал. 2021. № 2 (12). С. 7–17 [Malomyzhev D. O., Demin L. V., Ustinov R. I., Mel'nichenko O. V. Analysis of the Cooling System of Power Traction Equipment of Domestic AC Electric Locomotives. *Molodaya nauka Sibiri: electron. scientific journal*. 2021;(2):7–17. (In Russ.)]. EDN: <https://www.elibrary.ru/ivakip>.
15. Автоматизация электроподвижного состава / под ред. А. Н. Савоськина. М.: Транспорт, 1990. 312 с. [Savos'kin A. N. (ed.) *Electric rolling stock automation*. Moscow: Transport Publ.; 1990. 312 p. (In Russ.)].

ИНФОРМАЦИЯ ОБ АВТОРАХ

Юрий Михайлович КУЛИНИЧ,

д-р техн. наук, профессор, кафедра транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения (ДВГУПС, 680021, Россия, г. Хабаровск, ул. Серышева, д. 47), Author ID: 360696, <https://orcid.org/0000-0002-7725-8152>

Дмитрий Алексеевич СТАРОДУБЦЕВ,

инженер, кафедра транспорта железных дорог, Дальневосточный государственный университет путей сообщения (ДВГУПС, 680021, г. Хабаровск, ул. Серышева, д. 47), Author ID: 1171832, <https://orcid.org/0000-0001-8850-7954>

INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

Yuriy M. KULINICH,

Dr. Sci. (Eng.), Professor, Railway Transport Department, Far Eastern State Transport University (680021, Khabarovsk, 47, Serysheva St.), Author ID: 360696, <https://orcid.org/0000-0002-7725-8152>

Dmitriy A. STARODUBTSEV,

Engineer, Railway Transport Department, Far Eastern State Transport University (680021, Khabarovsk, 47, Serysheva St.), Author ID: 1171832, <https://orcid.org/0000-0001-8850-7954>

ВКЛАД АВТОРОВ

Юрий Михайлович КУЛИНИЧ. Формирование направления исследования, формулировка цели и задач работы, анализ

результатов, синтез модального регулятора, редактирование текста статьи (60%).

Дмитрий Алексеевич СТАРОДУБЦЕВ. Обзор систем модального управления асинхронным приводом, создание структурной схемы модального управления двигателем, имитационное моделирование, подготовка текста статьи (40%).

CONTRIBUTION OF THE AUTHORS

Yuriy M. KULINICH. Elaborating on research line, wording goals and objectives of the paper, analysing results, synthesising the modal controller, editing the article (60%).

Dmitriy A. STARODUBTSEV. Reviewing modal control systems for asynchronous drives, drawing a block diagram showing modal motor control basics, simulation modeling, writing the initial draft (40%).

Авторы прочитали и одобрили окончательный вариант рукописи.

The authors have read and approved the final manuscript.

Статья поступила в редакцию 06.10.2023, рецензия от первого рецензента получена 23.10.2023, рецензия от второго рецензента получена 29.10.2023, принята к публикации 20.11.2023.

The article was submitted 06.10.2023, first review received 23.10.2023, second review received 29.10.2023, accepted for publication 20.11.2023.

ПОДПИСКА

.....

«Вестник ВНИИЖТ» ГДЕ подписаться?

Подписку на научно-технический журнал «Вестник Научно-исследовательского института железнодорожного транспорта» («Вестник ВНИИЖТ») можно оформить в любом почтовом отделении связи по Объединенному каталогу «Пресса России», том 1 или агентствах по распространению печатных изданий «Урал-Пресс», АРЗИ и др.

Подписной индекс журнала — 70116.

Также можно оформить подписку (годовую и полугодовую) на договорных условиях в редакции. Адрес редакции журнала: 129626, Москва, 3-я Мытищинская ул., д. 10, тел.: +7 (495) 602-84-56, e-mail: journal@vniizht.ru. Информация о подписке размещена на сайте журнала www.journal-vniizht.ru.

Подписчики стран ближнего и дальнего зарубежья могут оформить подписку на журнал «Вестник ВНИИЖТ» в агентстве «Урал-Пресс» (Ural-Press, export@ural-press.ru).