

СИНТЕЗ ПАРАМЕТРИЧЕСКИ ИНВАРИАНТНОГО СЛЕДЯЩЕГО ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ПРИМЕНЕНИЕМ МЕТОДА ВОССТАНОВЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ МОДЕЛИ

Малёв Н.А.

Казанский государственный энергетический университет, г. Казань, Россия

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2224-0681>, maleev@mail.ru

Резюме: **АКТУАЛЬНОСТЬ.** Следящие электроприводы, функционирующие при неизвестном заранее законе изменения задающего воздействия и обеспечивающие воспроизведение выходной координатой данного закона, находят применение в робототехнических и мехатронных системах, станках, системах автоматического контроля и дистанционной передачи информации, радиолокационных станциях, установках наведения и т.п. Эксплуатация следящих электроприводов зачастую протекает в условиях неустойчивости параметров элементов электропривода и корректирующие устройства, синтезированные классическими методами теории управления, не справляются с обеспечением заданной точности воспроизведения входного сигнала и необходимого качества переходных процессов. **ЦЕЛЬ.** В этой связи важной и актуальной задачей является синтез системы активной коррекции с нестационарным регулятором, обеспечивающим за счет алгоритма самонастройки коэффициентов требуемое качество и точность процесса управления. **МЕТОДЫ.** При решении данной задачи применялись методы идентификации параметров на основе градиентного алгоритма и численного интегрирования уравнений динамики объекта исследования, реализованные средствами программной среды MatLab. **РЕЗУЛЬТАТЫ.** В работе решается задача синтеза алгоритма самонастройки коэффициентов корректирующего устройства следящего электропривода на основе идентификационного подхода. Идентификация параметров осуществляется путем беспосредственного градиентного алгоритма при минимизации невязки между объектом исследования и его инверсной моделью, а также восстановлением коэффициентов дифференциальных уравнений с помощью интегрирования и соответствующих вычислительных процедур. Электропривод с отрицательной обратной связью по положению настроен на оптимум по модулю с пропорциональным регулятором, коэффициенты которого определяются идентифицируемыми параметрами. Алгоритм самонастройки состоит в вычислении корректирующего коэффициента нестационарного П-регулятора и формировании мультипликативного канала замкнутого контура активной коррекции. **ЗАКЛЮЧЕНИЕ.** Моделирование электропривода в программной среде MatLab показало высокую точность и быстроедействие процесса идентификации параметров в условиях широкого диапазона их изменения. При формировании контура активной коррекции необходимым требованием является разграничение цикла идентификации и цикла самонастройки, позволяющее избежать сингулярных возмущений и снизить резонансные явления при работе параметрически инвариантного электропривода. Разработанный метод активной коррекции при априорно известной и неизменной структуре модели объекта исследования позволяет обеспечить сохранение требуемой точности и качества функционирования электропривода в условиях параметрических возмущений при допустимых отклонениях точностных и качественных показателей. Реализация метода не требует дополнительного оборудования, организации специальных тестовых сигналов, существенных вычислительных затрат. Метод синтеза параметрически инвариантного электропривода может применяться для разработки робастных систем управления нестационарными объектами, в том числе при невыполнении гипотезы квазистационарности.

Ключевые слова: алгоритм; параметрическая идентификация; следящий электропривод; самонастройка; активная коррекция; регулятор; качество управления; точность.

Для цитирования: Малёв Н.А. Синтез параметрически инвариантного следящего электропривода с применением метода восстановления параметров модели // Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2023. Т.25. № 2. С. 40-57. doi:10.30724/1998-9903-2023-25-2-40-57.

SYNTHESIS OF A PARAMETRICALLY INVARIANT SERVO DRIVE USING THE MODEL PARAMETERS RECOVERY METHOD

NA. Malev

Kazan State Power Engineering University, Kazan, Russia

ORCID: <https://orcid.org/0000-0003-2224-0681>, maleev@mail.ru

Abstract: *RELEVANCE.* Servo drives operate with a law of change of the setting action unknown in advance and provide reproduction of this law by the output coordinate. Servo drives find application in robotic and mechatronic systems, machine tools, systems of automatic control and remote transmission of information, radar stations, guidance units, etc. The operation of servo drives often proceeds in conditions of instability parameters and characteristics elements of the electric drive. Corrective devices synthesized by classical methods of automatic control theory cannot cope with providing the specified accuracy of reproduction of the input signal and the required quality of transients. *THE PURPOSE.* In this regard, an important and urgent task is the synthesis of an active correction system with a non-stationary controller that provides the required quality and accuracy of the control process due to the coefficient self-tuning algorithm. *METHODS.* When solving this problem, methods for identifying parameters based on the gradient algorithm and numerical integration of the object of study dynamics equations, implemented by means of the MatLab software environment, were used. *RESULTS.* The paper solves the problem of synthesizing the self-tuning algorithm for the coefficients of the servo drive corrective device based on the identification approach. The parameters are identified by a searchless gradient algorithm while minimizing the discrepancy between the object of study and its inverse model, as well as restoring the coefficients of differential equations using integration and the corresponding computational procedures. An servo drive with negative position feedback is tuned to the modular optimum with a proportional controller whose coefficients are completely determined by the parameters to be identified. The self-tuning algorithm consists in calculating the correction factor of the non-stationary P-controller and forming a multiplicative channel of the active correction closed loop. *CONCLUSION.* The simulation of the electric drive in the MatLab software environment showed high accuracy and quickness of the process identifying parameters in a wide range of their change. When forming an active correction contour, a necessary requirement is to distinguish between the identification cycle and the self-tuning cycle. This makes it possible to avoid singular perturbations and reduce resonant facts during the operation of a parametrically invariant electric drive. The developed method of active correction with a priori known and unchanged structure of the object model of study makes it possible to maintain the required accuracy and quality of the operation of the electric drive under conditions of parametric disturbances with permissible deviations of accuracy and quality indicators. Implementation of the method does not require additional equipment, organization of special test signals, significant computational costs. The method of synthesizing a parametrically invariant electric drive can be used to develop robust control systems for non-stationary objects, including when the hypothesis of quasi-stationarity is not fulfilled.

Keywords: algorithm; parametric identification; servo drive; self-tuning; active correction; controller; control quality; accuracy.

For citation: Malev NA. Synthesis of a parametrically invariant servo drive using the model parameters recovery method. *Power engineering: research, equipment, technology.* 2023; 25(2):40-57. doi:10.30724/1998-9903-2023-25-2-40-57.

Введение

Синтез систем управления следящих электроприводов на основе принципов подчиненного регулирования координат с формированием соответствующих обратных связей и расчетом корректирующих устройств позволяет получить требуемые переходные процессы и точные показатели функционирования системы, как в режиме позиционирования, так и в режиме слежения [1, 2, 3, 4]. Следящие электроприводы являются астатическими системами и обладают свойством невосприимчивости регулируемой выходной величины к внешним координатным возмущениям в установившихся режимах работы [5, 6, 7]. Корректирующие устройства синтезируются с применением желаемых математических моделей на основе номинальных значений параметров электропривода. Однако в процессе функционирования параметры элементов электропривода имеют тенденцию к отклонению от номинальных значений в силу влияния различного рода дестабилизирующих факторов [8, 9, 10]. В этой связи актуальной является

задача синтеза параметрически инвариантного следящего электропривода, обладающего свойством малой или нулевой чувствительности к флуктуациям параметров и сохраняющего работоспособность и требуемое качество функционирования в статических и динамических режимах работы в условиях широкого диапазона изменения характеристик элементов системы [11, 12]. В данных условиях традиционные методы синтеза, как правило, не способны обеспечить выполнения предъявляемых к электроприводу требований, что приводит к использованию для решения поставленной задачи теории адаптивных систем управления.

В многообразии подобных систем выделяют два больших класса – самоорганизующиеся и самонастраивающиеся адаптивные системы [13, 14]. Первый класс предполагает синтез электропривода с корректирующим устройством свободной структуры, что позволяет получить требуемое качество функционирования не только при параметрической, но и при структурной неопределенности объекта управления. Самоорганизующиеся системы ориентированы на использование сложных алгоритмов управления, реализация которых не всегда возможна с практической точки зрения [15, 16].

Класс самонастраивающихся систем находит применение в случаях, когда структура объекта управления известна, а изменению подвержены только его параметры [17]. В таких системах структура корректирующего устройства может быть получена традиционными методами и решается задача определения алгоритма самонастройки коэффициентов регулятора в зависимости от изменения параметров объекта [18]. Самонастраивающиеся системы, в свою очередь, подразделяются на подклассы поисковых систем, предполагающих организацию специальных поисковых сигналов, обеспечивающих экстремум показателя качества функционирования, и беспоисковых систем, характеризующихся аналитическим алгоритмом определения экстремума показателя качества [19]. Беспоисковые самонастраивающиеся системы могут быть построены на основе принципа прямого адаптивного управления с эталонной моделью, функционирующие таким образом, чтобы за счет настройки коэффициентов регулятора свести к нулю невязку между объектом и эталонной моделью [20], либо представляют собой системы идентификационного типа, функционирующие на принципах непрямого адаптивного управления, когда на основе вычисления оценок параметров объекта определяются соответствующие коэффициенты корректирующего устройства [21].

Рассмотренный в настоящей работе метод синтеза параметрически инвариантного следящего электропривода предполагает использование идентификационного подхода с восстановлением параметров математической модели электропривода с одновременным применением принципа прямого адаптивного управления за счет формирования замкнутого контура самонастройки коэффициентов регулятора [17, 20, 21].

Материалы и методы

При синтезе следящего электропривода, когда закон изменения выходной координаты заранее неизвестен, для определения максимальных скорости и ускорения объекта управления, а также требуемой мощности исполнительного электродвигателя целесообразно использовать метод эквивалентного рабочего цикла, представляющего собой периодическую функцию времени [22].

Наиболее характерным эквивалентным циклом для следящего электропривода является синусоидальный цикл. Тогда угол поворота вала α , скорость ω и ускорение ε исполнительного электродвигателя определяются по формулам:

$$\begin{aligned}\alpha &= \alpha_{\max} \sin \omega t ; \\ \omega &= \alpha_{\max} \omega \cos \omega t = \omega_{\max} \cos \omega t ; \\ \varepsilon &= -\alpha_{\max} \omega^2 \sin \omega t = -\varepsilon_{\max} \sin \omega t ,\end{aligned}$$

где $\omega = \frac{2\pi}{T}$, T – период эквивалентного цикла.

Вращающий момент двигателя $M_{\text{дв}}$ в данном случае должен быть не меньше эквивалентного момента $M_{\text{экв}}$

$$M_{\text{дв}} \geq M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T M_{\text{дв}}^2 dt} . \quad (1)$$

При синусоидальном рабочем цикле и постоянном статическом моменте сопротивления нагрузки

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{2} M_{\text{дин.мах}}^2 + M_{\text{с}}^2} . \quad (2)$$

Динамический момент на валу двигателя, с учетом приведенных к валу момента инерции редуктора $J_{ред}$ и момента инерции нагрузки $J_{нагр}$

$$M_{дин} = J_{\Sigma} i \varepsilon_{\max} = \left(J_{дв} + J_{ред} + \frac{J_{нагр}}{i^2 \eta} \right) i \varepsilon_{\max}, \quad (3)$$

где i и η – передаточное отношение и КПД редуктора; $J_{дв}$ – момент инерции двигателя.

Окончательно эквивалентный момент

$$M_{\text{экв}} = \sqrt{\frac{1}{2} \left(J_{дв} + J_{ред} + \frac{J_{нагр}}{i^2 \eta} \right)^2 i^2 \varepsilon_{\text{экв}}^2 + \frac{M_c^2}{i^2 \eta^2}}, \quad (4)$$

где $\varepsilon_{\text{экв}} = \frac{\varepsilon_{\max}}{\sqrt{2}}$ – среднеквадратичное значение ускорения.

Для определения оптимального передаточного отношения редуктора i_o введем в выражение (4) замену $J_{дв} + J_{ред} = J_{д-р}$ и исследуем его на минимум по величине i

$$\begin{aligned} \frac{d}{di} \left[\left(J_{д-р} + \frac{J_{нагр}}{i^2 \eta} \right)^2 i^2 \varepsilon_{\text{экв}}^2 + \frac{M_c^2}{i^2 \eta^2} \right] &= 0; \\ J_{д-р}^2 \varepsilon_{\text{экв}}^2 i^4 - \frac{J_{нагр}^2}{\eta^2} \varepsilon_{\text{экв}}^2 - \frac{M_c^2}{\eta^2} &= 0, \end{aligned} \quad (5)$$

откуда

$$i_o = \sqrt{\frac{J_{нагр} + \frac{M_c^2}{\eta^2 \varepsilon_{\text{экв}}^2}}{J_{д-р}^2}}. \quad (6)$$

Подставим значение (6) в (4) и получим

$$M_{\text{экв. min}} = \sqrt{2 J_{д-р} \varepsilon_{\text{экв}} \left(\sqrt{\frac{J_{нагр}^2}{\eta^2} \varepsilon_{\text{экв}}^2 + \frac{M_c^2}{\eta^2}} + \frac{J_{нагр}}{\eta} \varepsilon_{\text{экв}} \right)}. \quad (7)$$

Однако, величина $J_{д-р}$ в подкоренном выражении неизвестна, и определить эквивалентный момент по формуле (7) невозможно.

Полагая, что максимальная скорость вращения исполнительного двигателя следящего электропривода $\omega_{дв. \max} = \omega_{\max} i$ и устанавливая допустимое кратковременное превышение скорости выше номинальной с коэффициентом $a = 1,2$, так, что $\omega_{дв. \max} = a \omega_{дв. ном}$, запишем

$$\omega_{дв. ном} = \frac{\omega_{\max} i}{a}.$$

Номинальную скорость вращения двигателя, которая соответствует оптимальному числу редуктора при некотором значении коэффициента a , обозначим

$$\omega_{дв. о} = \frac{\omega_{\max} i_o}{a} \quad (8)$$

и на основании выражений (8) и (5) получим равенство

$$a \omega_{дв. о} = \omega_{\max} \sqrt[4]{\frac{J_{нагр}^2 + \frac{M_c^2}{\eta^2 \varepsilon_{\text{экв}}^2}}{J_{д-р}^2}}. \quad (9)$$

Величина оптимальной скорости по формуле (9) также не может быть определена из-за неизвестного момента инерции $J_{д-р}$.

Введем зависящие только от параметров нагрузки и закона движения объекта управления эквивалентные коэффициенты $\gamma_{\text{экв}}$ и $\beta_{\text{экв}}$, которые определяются из соотношений (7) и (9), а также пренебрежем на начальном этапе расчетов параметрами редуктора:

$$\gamma_{\text{ЭКВ}} = \frac{M_{\text{ЭКВ}}}{\sqrt{J_{\text{ДВ}}}} = \sqrt{2\varepsilon_{\text{ЭКВ}} \left(\sqrt{\frac{J_{\text{нагр}}^2}{\eta^2} \varepsilon_{\text{ЭКВ}}^2 + \frac{M_{\text{с}}^2}{\eta^2}} + \frac{J_{\text{нагр}}}{\eta} \varepsilon_{\text{ЭКВ}} \right)}; \quad (10)$$

$$\frac{\beta_{\text{ЭКВ}}}{a} = \omega_{\text{ДВ.о}} \sqrt{J_{\text{ДВ}}} = \frac{\omega_{\text{max}}}{a} \sqrt{4 \frac{J_{\text{нагр}}^2}{\eta^2} + \frac{M_{\text{с}}^2}{\eta^2 \varepsilon_{\text{ЭКВ}}^2}}. \quad (11)$$

Тогда, полагая, что номинальный момент исполнительного двигателя

$$M_{\text{ДВ.ном}} = \gamma_{\text{ЭКВ}} \sqrt{J_{\text{ДВ}}} = M_{\text{ЭКВ.мин}},$$

а его номинальная скорость вращения

$$\omega_{\text{ДВ.ном}} = \frac{\beta_{\text{ЭКВ}}}{a \sqrt{J_{\text{ДВ}}}} = \omega_{\text{ДВ.о}},$$

запишем формулу для определения мощности двигателя

$$P_{\text{ДВ.ном}} = M_{\text{ДВ.ном}} \omega_{\text{ДВ.ном}} = \frac{\gamma_{\text{ЭКВ}} \sqrt{J_{\text{ДВ}}}}{a \sqrt{J_{\text{ДВ}}}} \beta_{\text{ЭКВ}} = \frac{\gamma_{\text{ЭКВ}} \beta_{\text{ЭКВ}}}{a} = P_{\text{ЭКВ.мин}}.$$

После выбора двигателя по коэффициентам $\gamma_{\text{ЭКВ}}$ и $\beta_{\text{ЭКВ}}$ определяем передаточное отношение редуктора по формуле

$$i = \frac{a \omega_{\text{ДВ.ном}}}{\omega_{\text{max}}}, \quad (12)$$

рассчитываем его КПД и момент инерции, а затем – величину среднеквадратичного момента $M_{\text{ЭКВ}}$ по формуле (4). Затем необходимо проверить выполнение условия

$$M_{\text{ДВ.ном}} \geq M_{\text{ЭКВ}},$$

определить требуемый момент

$$M_{\text{ДВ.тр}} = \left(J_{\text{ДВ}} + J_{\text{ред}} + \frac{J_{\text{нагр}}}{i^2 \eta} \right) i \varepsilon_{\text{max}} + \frac{M_{\text{с}}}{i \eta}$$

и провести проверку на кратковременную перегрузку по моменту

$$\frac{M_{\text{ДВ.тр}}}{M_{\text{ДВ.ном}}} \leq 2.$$

Проверка требования по увеличению скорости вращения $\frac{\omega_{\text{ДВ.мах}}}{\omega_{\text{ДВ.ном}}} \leq a$ в данном

случае не требуется.

Если хотя бы одна из проверок выявит несоответствие режима работы двигателя допустимому, то следует из ряда двигателей выбранной серии взять двигатель большей мощности и повторить расчеты.

На следующем этапе производится выбор и расчет управляемого электрического преобразователя и датчиков координат электропривода, по которым организуются отрицательные обратные связи замкнутой системы управления.

Как было отмечено выше, при синтезе корректирующих устройств хорошо себя зарекомендовал способ последовательной коррекции и, в частности, метод стандартных настроек на оптимум по модулю или симметричный оптимум [23, 24]. После расчета корректирующих устройств, проводится проверка синтезированного следящего электропривода на соответствие предъявляемым требованиям по точности воспроизведения задающего воздействия и качеству переходных процессов в условиях координатных и параметрических возмущений. В зависимости от порядка астатизма системы влияние координатных возмущений на регулируемые величины может быть сведено к нулю или уменьшено до допустимого минимального уровня, однако параметрические возмущения могут привести к существенным отклонениям выходных координат от требуемых значений и показателей, как в переходном, так и в установившемся режимах.

В этой связи следующий этап синтеза направлен на формирование алгоритма, обеспечивающего параметрическую инвариантность следящего электропривода в условиях широкого диапазона изменений параметров.

В основу данного алгоритма положен метод восстановления параметров модели, структура которой априорно известна и может быть представлена математической моделью в операторной форме

$$W(s) = \frac{A(s)}{U_{in}(s)} = \frac{K \sum_{k=0}^m b_k s^k}{\sum_{k=0}^n a_k s^k} = \frac{K(s^m + b_{m-1}s^{m-1} + \dots + b_1 s + b_0)}{s^n + a_{n-1}s^{n-1} + \dots + a_1 s + a_0}, \quad m \leq n, \quad (13)$$

где $A(s), U_{in}(s)$ – выходная и входная координаты следящего электропривода.

Выражению (13) соответствует дифференциальное уравнение

$$\begin{aligned} & \frac{d^n \alpha(t)}{dt^n} + a_{n-1} \frac{d^{n-1} \alpha(t)}{dt^{n-1}} + \dots + a_1 \frac{d\alpha(t)}{dt} + a_0 \alpha(t) = \\ & = K \left[\frac{d^m u_{in}(t)}{dt^m} + b_{m-1} \frac{d^{m-1} u_{in}(t)}{dt^{m-1}} + \dots + b_1 \frac{du_{in}(t)}{dt} + b_0 u_{in}(t) \right]. \end{aligned} \quad (14)$$

Проинтегрируем (14) n раз и получим

$$\begin{aligned} & \alpha(t) + a_{n-1} \int_0^t \alpha(t) dt + \dots + a_1 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1} + a_0 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n = \\ & = K \left[\int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^{n-m} + b_{m-1} \int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^{n-m+1} + \dots + b_0 \int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^n \right]. \end{aligned} \quad (15)$$

При нулевых начальных условиях из выражения (15) можно получить соотношения для определения параметров модели (14). Так, коэффициент передачи разомкнутой системы

$$K = \frac{\alpha(t) + a_{n-1} \int_0^t \alpha(t) dt + \dots + a_1 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1} + a_0 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n}{\int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^{n-m} + b_{m-1} \int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^{n-m+1} + \dots + b_0 \int_0^t \dots \int_0^t u_{in}(t) (dt)^n}. \quad (16)$$

Параметры левой части (14) или знаменателя (13) определяются из соотношений

$$\left\{ \begin{aligned} a_{n-1} &= \frac{K[\cdot] - \alpha(t) - \dots - a_1 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1} - a_0 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n}{\int_0^t \alpha(t) dt}; \\ a_{n-2} &= \frac{K[\cdot] - \alpha(t) - a_{n-1} \int_0^t \alpha(t) dt - \dots - a_1 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1} - a_0 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n}{\int_0^t \int_0^t \alpha(t) (dt)^2}; \\ &\dots \\ a_1 &= \frac{K[\cdot] - \alpha(t) - a_{n-1} \int_0^t \alpha(t) dt - \dots - a_0 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n}{\int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1}}; \\ a_0 &= \frac{K[\cdot] - \alpha(t) - a_{n-1} \int_0^t \alpha(t) dt - \dots - a_1 \int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^{n-1}}{\int_0^t \dots \int_0^t \alpha(t) (dt)^n}. \end{aligned} \right. \quad (17)$$

Подобным образом можно получить выражения для определения коэффициентов правой части (14) или числителя (13).

Рассмотрим на простом примере применение метода восстановления параметров для системы первого порядка с передаточной функцией

$$W(s) = \frac{K}{s+a}.$$

Запишем соответствующее дифференциальное уравнение

$$\frac{du_{out}(t)}{dt} + au_{out}(t) = Ku_{in}(t)$$

и проинтегрируем его

$$u_{out}(t) - u_{out}(0) + a \int_0^t u_{out}(t) dt = K \int_0^t u_{in}(t) dt.$$

Определим коэффициент передачи K и полюс a исследуемой системы:

$$\left\{ \begin{array}{l} K = \frac{a \int_0^t u_{out}(t) dt + u_{out}(t) - u_{out}(0)}{\int_0^t u_{in}(t) dt}; \\ a = \frac{K \int_0^t u_{in}(t) dt - u_{out}(t) + u_{out}(0)}{\int_0^t u_{out}(t) dt}. \end{array} \right. \quad (18)$$

Анализ полученных выражений позволяет сделать вывод, что система уравнений (18) несовместна и не имеет решений.

Тем не менее, в работах [25, 26] апробирован градиентный метод вычисления общего коэффициента передачи K электропривода с применением инверсного идентификатора, и его совместное использование с методом восстановления параметров модели позволяет прогнозировать положительный результат при решении задачи синтеза параметрически инвариантного электропривода на основе идентификационного подхода к построению алгоритма самонастройки параметров корректирующего устройства в функции изменения параметров исследуемой системы.

Результаты и обсуждение

В качестве объекта исследования рассмотрим нескорректированный астатический следящий электропривод малой мощности с передаточной функцией разомкнутой системы

$$W_o(s) = \frac{U_\alpha(s)}{U_{вх}(s)} = \frac{K_y K_{дв} K_p K_{дп}}{s(T_M s + 1)} = \frac{K}{s(T_M s + 1)}, \quad (19)$$

где $K = K_y K_{дв} K_p K_{дп}$ – общий коэффициент передачи электропривода; T_M – электромеханическая постоянная времени исполнительного электродвигателя; K_y – коэффициент передачи усилителя мощности; $K_{дв}$ – коэффициент передачи исполнительного электродвигателя; $K_p = 1/i_o$ – коэффициент передачи редуктора; $K_{дп}$ – коэффициент передачи датчика положения.

На основании эквивалентного рабочего цикла $\alpha = \alpha_{\max} \sin \omega t$ с максимальным углом поворота $\alpha_{\max} = 180^\circ = \pi$ рад и круговой частотой рабочего цикла $\omega = \frac{2\pi}{T} = \frac{2\pi}{0,1} = 62,83 \text{ с}^{-1}$ была определена требуемая мощность и выбран исполнительный асинхронный двухфазный электродвигатель с полым немагнитным ротором серии ДИД, технические характеристики которого сведены в таблицу.

Технические характеристики исполнительного электродвигателя

Specification of Electric Drive

Тип двигателя	$P_{2\max}$, Вт	M_{II} , мН·м	n_0 , об/мин	T_M , с	U , В	$J_{дв} \cdot 10^{-6}$, кг·м ²
ДИД-5ТА	5	21,56	6000	0,075	30	0,25

На основании технических характеристик получена передаточная функция исполнительного электродвигателя

$$W_{\text{дв}}(s) = \frac{A(s)}{U_y(s)} = \frac{K_{\text{дв}}}{s(T_M s + 1)} = \frac{41}{s(0,075s + 1)}.$$

Двигатель получает питание от безынерционного усилителя мощности типа УЗ30.Р2 М с передаточной функцией $W_y(s) = K_y = 7$.

Согласно выражению (12) при круговой частоте вращения двигателя $\omega_{\text{дв}} = 628,32 \text{ рад/с}$ и максимальной круговой частоте синусоидального рабочего цикла $\omega_{\text{max}} = 197 \text{ рад/с}$ передаточное число редуктора $i_0 = 4$, т.е. $W_p(s) = K_p = 0,25$.

В качестве выходной координаты исследуемого следящего электропривода принято напряжение на выходе датчика положения U_α , что позволило рассматривать систему с единичной обратной связью. Передаточная функция датчика положения, синусно-косинусного вращающегося трансформатора типа ВТМ-4А,

$$W_{\text{дп}}(s) = K_{\text{дп}} = \frac{U_\alpha}{\alpha_{\text{max}}} = \frac{15}{\pi} = 4,8 \text{ В/рад}.$$

Тогда номинальный коэффициент передачи разомкнутого нескорректированного следящего электропривода $K = K_y K_{\text{дв}} K_p K_{\text{дп}} = 7 \cdot 41 \cdot 0,25 \cdot 4,8 = 344,4 \text{ с}^{-1}$.

Корректирующее устройство синтезируем при настройке контура положения на оптимум по модулю [24] с желаемой передаточной функцией разомкнутой системы

$$W_{\text{ом}}(s) = \frac{1}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)} \quad (20)$$

и определим его передаточную функцию

$$W_{\text{кы}}(s) = \frac{W_{\text{ом}}(s)}{W_o(s)} = \frac{\frac{1}{2T_\mu s(T_\mu s + 1)}}{\frac{K}{s(T_M s + 1)}} \bigg|_{T_\mu = T_M} = \frac{1}{2T_M K}. \quad (21)$$

Далее, в соответствии с алгоритмом вычисления оценки общего коэффициента передачи электропривода [25, 26], определим передаточную функцию инверсной модели. Замкнем единичную обратную связь по выходной координате электропривода и запишем передаточную функцию относительно сигнала рассогласования с учетом корректирующего устройства

$$\Phi_\Delta(s) = \frac{\Delta U(s)}{U_{\text{вх}}(s)} = \frac{1}{1 + W_{\text{кы}}(s)W_y(s)W_{\text{дв}}(s)W_p(s)W_{\text{дп}}(s)} = \frac{s(T_M s + 1)}{s(T_M s + 1) + KK_{\text{кы}}}. \quad (22)$$

где $KK_{\text{кы}} = K' = \cancel{K} \frac{1}{2T_M \cancel{K}} = \frac{1}{2T_M} = \frac{1}{2 \cdot 0,075} = 6,667 \text{ с}^{-1}$ – общий коэффициент передачи скорректированного электропривода.

Передаточная функция инверсной модели

$$\Phi_\Delta^{\text{им}}(s) = \frac{U_{\text{им}}(s)}{\Delta U(s)} = \frac{s(T_M s + 1) + K'}{s(T_M s + 1)} = 1 + \frac{K'}{s(T_M s + 1)}. \quad (23)$$

Продифференцируем выражение (23) по величине K'

$$\frac{\partial \Phi_\Delta^{\text{им}}(s)}{\partial K'} = \frac{1}{s(T_M s + 1)} \quad (24)$$

и отметим, что функция чувствительности $\frac{\partial \Phi_\Delta^{\text{им}}(s)}{\partial K'}$ не зависит от K' и общий коэффициент передачи скорректированного электропривода является идентифицируемым параметром.

Дифференциальное уравнение замкнутого скорректированного электропривода на основании (19) и (21):

$$T_M \frac{d^2 u_\alpha(t)}{dt^2} + \frac{du_\alpha(t)}{dt} + K' u_\alpha(t) = K' u_{\text{вх}}(t). \quad (25)$$

Проинтегрируем выражение (25) и запишем соотношение для вычисления электромеханической постоянной времени T_M с применением формул (17):

$$T_M = \frac{K' \int_0^t \int_0^t u_{BX}(t) dt^2 - \int_0^t u_{\alpha}(t) dt - K' \int_0^t \int_0^t u_{\alpha}(t) dt^2}{u_{\alpha}(t)}. \quad (26)$$

Структурная схема вычисления оценок K' и T_M исследуемого следящего электропривода показана на рис. 1.

Вычисление K' осуществляется с применением функции чувствительности инверсной модели по коэффициенту передачи скорректированного электропривода (24) в соответствии с выражением

$$\begin{aligned} K'(s) &= -\frac{2\lambda_1}{s} [U_{BX}(s) - U_{im}(s)] \left[-\frac{\partial U_{im}(s)}{\partial K'} \right] = \\ &= -\frac{2\lambda_1}{s} [U_{BX}(s) - U_{im}(s)] \left[-\frac{\partial \Phi_{\Delta}^{im}(s)}{\partial K'} \Delta U(s) \right], \end{aligned} \quad (27)$$

реализованном в блоке «Инверсный идентификатор K' ».

Вычисление T_M осуществляется в соответствии с выражением (26) в блоке «Вычислитель T_M ».

Полученные выше выражения и сформированная на их основе структурная схема, показанная на рис. 1, позволяет реализовать соответствующую Simulink-модель вычисления оценок общего коэффициента передачи скорректированного следящего электропривода и электромеханической постоянной времени асинхронного исполнительного электродвигателя с применением программной среды *MatLab*. Соответствующая модель представлена на рисунке 2.

Коэффициенты λ_1 и λ_2 на схеме рисунке 1 характеризуют скорость процесса идентификации оцениваемых параметров электропривода и выбираются путем компьютерного эксперимента. Принимаем $\lambda_1 = 1000$, $\lambda_2 = 500$.

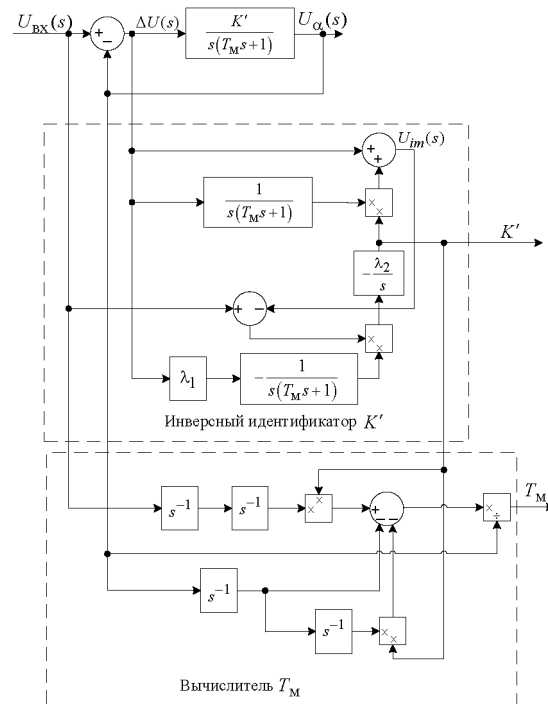


Рис. 1. Структурная схема вычисления оценок K' и T_M следящего электропривода

Fig. 1. Structural diagram for calculating the evaluations K' and T_M of the servo drive

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

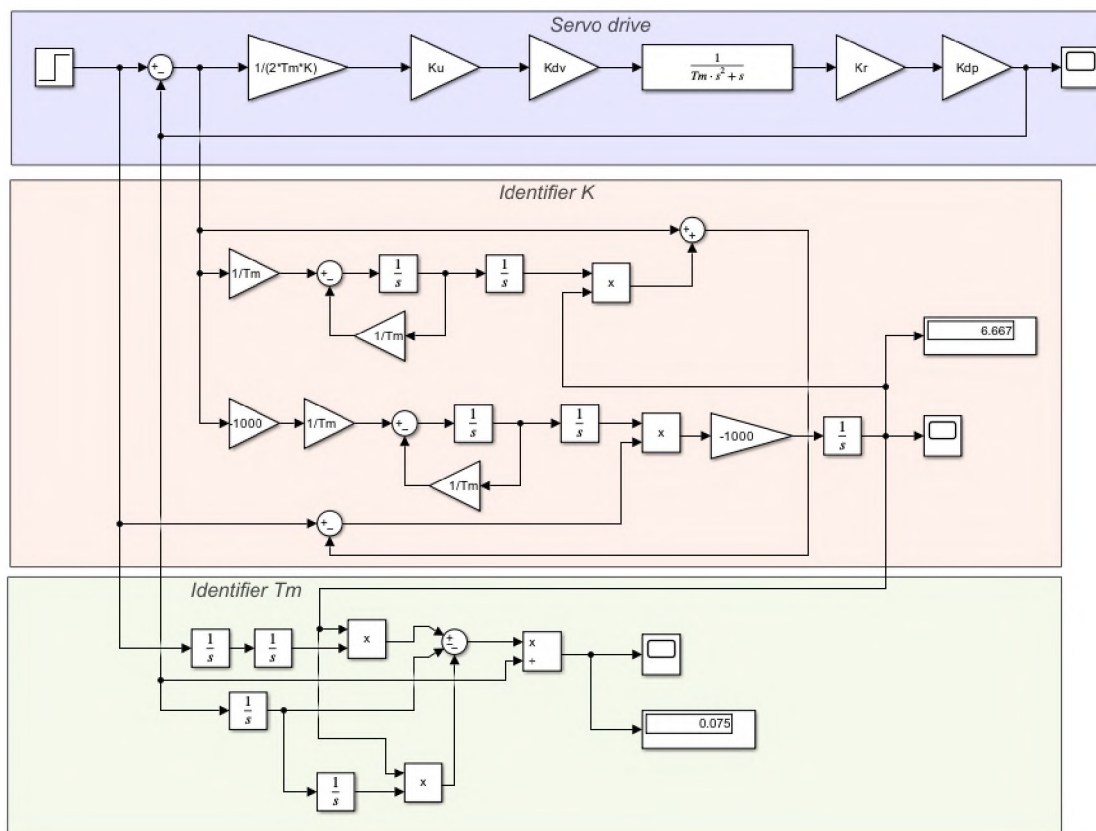


Рис. 2. Simulink-модель вычисления оценок K' и T_M следящего электропривода

Fig. 2. Simulink model for calculating the evaluations K' and T_M of the servo drive

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

Результаты моделирования процесса вычисления оценок представлены на рисунках 3 и 4.

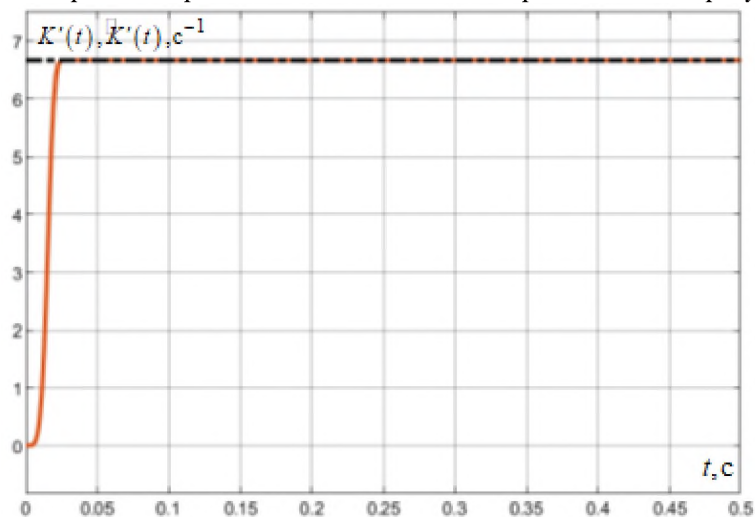


Рис. 3. Результаты моделирования процесса вычисления K'

Fig. 3. Results of simulation of the calculation process K'

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

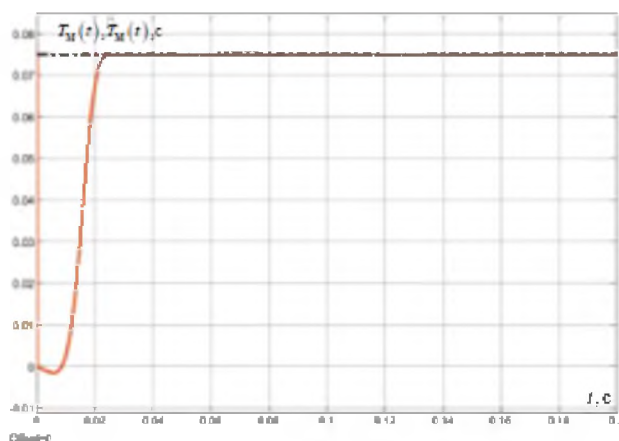


Рис. 4. Результаты моделирования процесса вычисления T_M Fig. 4. Results of simulation of the calculation process T_M

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

На рисунках 3 и 4 черной штрихпунктирной линией показаны номинальные значения оцениваемых параметров, а красная сплошная линия иллюстрирует процесс идентификации. Приведенные зависимости показывают, что оценка параметров осуществляется с высоким быстродействием и малым значением погрешности, не превышающем 0,001%. Большое количество наблюдений за результатами компьютерного эксперимента при широком диапазоне изменения идентифицируемых параметров показало, что полученные оценки являются состоятельными, т.е. стремятся по вероятности к истинному значению: $\lim_{k \rightarrow \infty} P\left\{\left\|K'(T_M) - K'(T_M)\right\| \geq \varepsilon\right\} \approx 0$, где k – количество наблюдений, ε – ошибка идентификации.

Переходим к формированию алгоритма самонастройки параметров корректирующего устройства в целях обеспечения параметрической инвариантности следящего электропривода в условиях параметрических возмущений.

Примем следующие допущения: 1) моделирование производим без учета момента статического сопротивления нагрузки, что объясняется следующими соображениями. Поскольку при настройке электропривода на оптимум по модулю получена структура пропорционального регулятора, не обеспечивающего системе дополнительный порядок астатизма, то при возмущающем воздействии со стороны момента сопротивления появится моментная составляющая ошибки и в установившемся режиме рассогласование $\Delta u(t) \neq 0$, что приведет к значительной погрешности вычисления K' и, в свою очередь, T_M ; 2) моделирование производим без учета шумов и наводок в цепях управления электропривода.

Способы компенсации координатных возмущений, учитывающих влияние момента статического сопротивления нагрузки при астатической структуре корректирующего устройства, а также при воздействии внешних помех подробно изучены в [25, 26] и в настоящей работе не рассматриваются.

На рисунке 5 показаны графики переходных процессов скорректированного электропривода при номинальных значениях параметров и при увеличении общего коэффициента передачи и электромеханической постоянной времени в два раза.

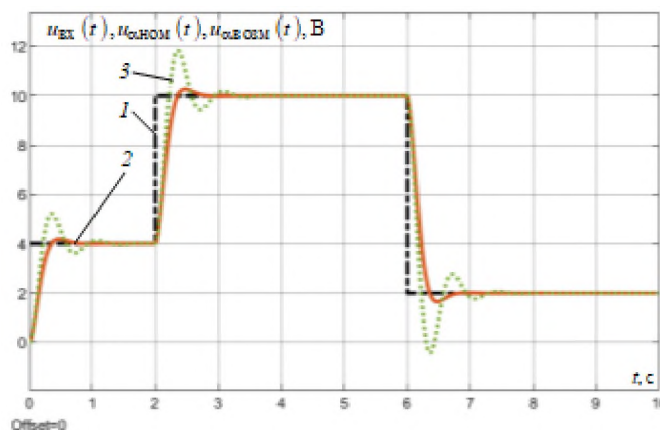


Рис. 5. Графики переходных процессов следящего электропривода: 1 – входное воздействие $u_{вх}(t)$; 2 – выходная координата $u_{аном}(t)$ при номинальных параметрах; 3 – выходная координата $u_{авозм}(t)$ при увеличении параметров в два раза

Fig. 5. Transient processes graphs of the servo drive: 1 – input action $u_{in}(t)$; 2 – output coordinate $u_{anom}(t)$ at nominal parameters; 3 – output coordinate $u_{adis}(t)$ when the parameters are doubled

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

Из анализа графиков видно, что при параметрических возмущениях (кривая 3 на рис. 5) перегулирование возросло с 4.3% для оптимизированного электропривода до 20% при несущественном увеличении быстродействия, что говорит о снижении запасов устойчивости и неудовлетворительном функционировании электропривода. При этом заданные детерминированно при моделировании и неконтролируемые в режиме реальной работы возможные изменения K' и T_M , практически недоступные для измерения, будут вычисляться в соответствии с разработанным алгоритмом идентификации (см. рис. 1, 2). Поскольку коэффициенты корректирующего устройства определяются идентифицируемыми параметрами, используем информацию об их изменении для построения аналитического алгоритма самонастройки.

Следует отметить, что формирование передаточной функции корректирующего устройства $W_{кв}(s) = \frac{1}{2T_M K}$ на основе вычисленных оценок K' и T_M с применением

блоков Divide или Product (мультипликативная реализация в прямом канале электропривода) не представляется возможной, поскольку при численном интегрировании в решении возникает сингулярность в виде деления на ноль и симуляция принудительно останавливается. Для устранения данной ошибки следует использовать жёсткий решатель ode23tb на основе неявной формулы Рунге-Кутты, а также блоки задержки на один шаг интегрирования Memory и насыщения Saturation. На начальном этапе работы канала самонастройки выполняется цикл идентификации текущих значений K' и T_M , а затем выполняется цикл настройки коэффициентов корректирующего устройства. Simulink-модель канала самонастройки показана на рисунке 6.

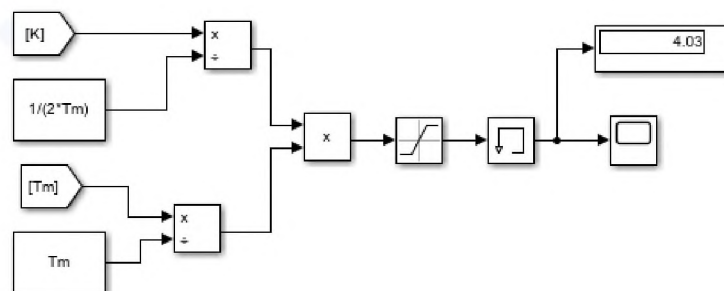


Рис. 6. Simulink-модель канала самонастройки коэффициентов корректирующего устройства

Fig. 6. Simulink model of the self-tuning channel of controller coefficients

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

В блоках [K] и [Tm] на рис. 6 вычисляются оценки K' и T_M , которые делятся на номинальные значения соответствующих параметров и на выходе умножителя формируется приращение, которое запоминается в блоке памяти Memory и затем через блок Reciprocal,

вычисляющий обратное значение, мультипликативно вводится в канал управления следящего электропривода, соответствующим образом корректируя коэффициенты регулятора. Представленный на рис. 6 результат $\left(\frac{1}{2T'_M}\right)_{\text{отн}} = 4,03\text{c}^{-1}$ соответствует двукратному увеличению общего коэффициента передачи и электромеханической постоянной времени. Процесс вычисления корректирующего коэффициента $\left(\frac{1}{2T'_M}\right)_{\text{отн}}$ характеризуется резонансными явлениями, которые ограничиваются блоком насыщения *Saturation* с диапазоном ограничения $\pm 20\text{c}^{-1}$, что отражено на показанной на рисунке 7 временной зависимости.

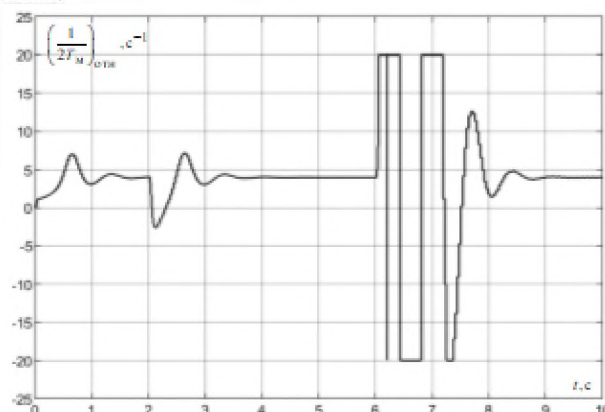


Рис. 7. Временная зависимость корректирующего коэффициента $\left(\frac{1}{2T'_M}\right)_{\text{отн}}$ Fig. 7. Time dependence of the correction factor $\left(\frac{1}{2T'_M}\right)_{\text{отн}}$

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

Как видно из рисунка 7, изменения входного сигнала оказывают влияние на процедуру вычисления корректирующего коэффициента, однако величина $\left(\frac{1}{2T'_M}\right)_{\text{отн}}(t)$ сравнительно быстро устанавливается около требуемого значения с погрешностью для данного случая изменения параметров, равной 0,75%.

Результаты моделирования следящего электропривода с замкнутым контуром самонастройки показаны на рисунке 8.

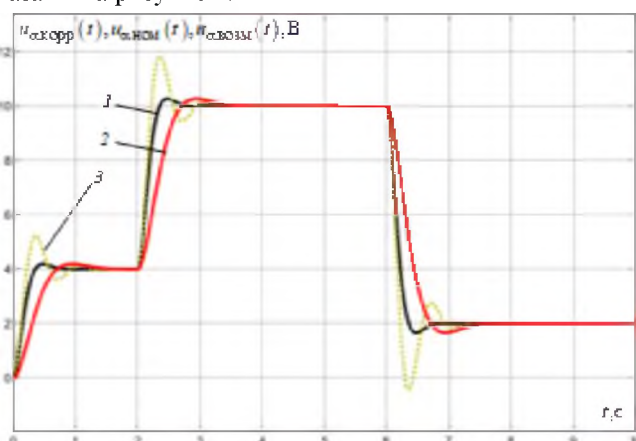


Рис. 8. Графики переходных процессов следящего электропривода: 1 – выходная координата $u_{\text{аккорр}}(t)$ при замкнутом канале самонастройки; 2 – выходная координата $u_{\text{аном}}(t)$ при номинальных параметрах; 3 – выходная координата $u_{\text{авозм}}(t)$ при увеличении параметров в два раза Fig. 8. Transient processes graphs of the servo drive: 1 – output coordinate $u_{\text{аккорр}}(t)$ with closed self-tuning channel; 2 – output coordinate $u_{\text{аном}}(t)$ at nominal parameters; 3 – output coordinate $u_{\text{авозм}}(t)$ when the parameters are doubled

*Источник: составлено автором. *Source: compiled by the author.

Из анализа приведенных зависимостей следует, что переходный процесс следящего электропривода при замкнутом канале самонастройки при заданных параметрических возмущениях (график 1 на рис. 8) характеризуется незначительным снижением перерегулирования до 4% и увеличением быстродействия на 0,4 с по сравнению с процессом в оптимизированном электроприводе (график 1). Данные отличия вызваны результирующей погрешностью, складывающейся из погрешности при вычислении оценок K' и T_M , и погрешности, возникающей при формировании канала самонастройки вследствие операций ограничения величины корректирующего коэффициента в переходных режимах и задержки такта интегрирования.

Таким образом, метод синтеза параметрически инвариантного следящего электропривода, базирующийся на формировании алгоритма самонастройки коэффициентов корректирующего устройства с вычислением оценок параметров электропривода, определяющих структуру $W_{\text{кв}}(s)$, разработанный в рамках настоящего исследования, может быть успешно применен при решении задач проектирования систем управления электроприводов в условиях параметрической неопределенности.

Выводы

В настоящей статье проведен анализ методов синтеза следящих электроприводов, функционирующих в условиях нестабильности параметров и характеристик элементов силового и информационного каналов с применением подходов теории адаптивного управления. Рассмотрен способ выбора и расчета исполнительного электродвигателя следящего электропривода на основе наиболее общего метода эквивалентного рабочего цикла, который целесообразно использовать при решении широкого класса задач проектирования следящих систем с неизвестным заранее законом изменения входного сигнала.

Сформулирован метод восстановления параметров модели синтезируемого электропривода с известной и неизменной структурой на основе интегрирования уравнений динамики исследуемой системы. Показан принципиальный недостаток данного метода, приводящий к получению несовместных систем уравнений и определен путь устранения этого недостатка за счет применения градиентного алгоритма идентификации общего коэффициента передачи электропривода K с применением инверсной модели. Реализация алгоритма идентификации K осуществляется на основе вычисления функции чувствительности по идентифицируемому параметру (метод вспомогательного оператора), однако при этом порядок инверсной модели равен порядку исходной системы n , что является преимуществом данного алгоритма. Вычисление оценки общего коэффициента передачи позволяет произвести идентификацию остальных параметров электропривода, причем порядок вычислителя также равен n . Идентификация K с помощью инверсного идентификатора и восстановление параметров за счет интегрирования дифференциальных уравнений системы производится с высокой точностью (погрешность не превышает 0,001%). Скорость идентификации определяется настроечными коэффициентами λ_1 и λ_2 , выбор которых на этапе компьютерного эксперимента позволит сформировать требуемое быстродействие процесса вычисления оценок параметров при выполнении цикла идентификации.

Цикл самонастройки, обеспечивающий выполнение условия параметрической инвариантности, требует введения некоторых ограничений и допущений. Настоящее исследование проводилось без учета внешних координатных воздействий, влияние которых успешно скомпенсировано при разработке инверсного идентификатора [28, 29]. Тем не менее, работа параметрически инвариантной системы в условиях координатных возмущений требует дополнительного изучения, что будет проведено в последующих работах. При реализации цикла самонастройки в целях устранения сингулярных возмущений необходимо организовать его разграничение с циклом идентификации, что осуществлено путем задержки тактов интегрирования, а резонансные явления следует ограничить за счет применения звеньев насыщения.

С учетом перечисленных ограничений и допущений разработанный метод синтеза параметрически инвариантных электроприводов обеспечивает сохранение требуемого качества переходных процессов (в пределах допустимых изменений показателей) в условиях изменения параметров и характеристик элементов электропривода, не увеличивает порядок системы, обладает высокими точностью и быстродействием, не требует существенных вычислительных затрат, может применяться в случаях, когда не выполняется гипотеза квазистационарности. К недостаткам метода можно отнести необходимость дополнительных мероприятий по обеспечению инвариантности к координатным возмущениям, требование линейности или линеаризации математического описания исследуемых систем при его строгой априорной определенности и неизменности,

а также относительную сложность вычислительных алгоритмов в случае исследования систем высокого порядка.

Тем не менее, указанные недостатки не представляют неразрешимой задачи, алгоритм самонастройки не требует дополнительного оборудования для практической реализации, а метод синтеза параметрически инвариантного следящего электропривода на основе эквивалентного рабочего цикла с применением процедуры восстановления параметров модели может быть использован при проектировании робастных систем управления нестационарными объектами.

Литература

1. Нартов М.В. Классификация следящих систем управления и особенности их проектирования / М.В. Нартов // Интернаука. – 2018. – № 5(39). – С. 26-27.
2. Ермоленко А.И., Коршунов А.И. Расчет цифровых следящих систем комбинированного управления с использованием предельной непрерывной модели. Ч. II. Расчет цифровой следящей системы // Известия ВУЗов. Приборостроение. 2019. Т. 62. № 7. С. 602–609.
3. Zheng W., Luo Y., Chen Y. Pi Y. Fractional-order modeling of permanent magnet synchronous motor speed servo system. J. Vib. Control, 2016, 22, p. 2255–2280.
4. Shah P., Agashe S. Review of fractional PID controller. Mechatronics, 2016, 38, p. 29–41.
5. Елсуков В.С., Лачин В.И., Павлов В.В. Синтез систем управления со знакопеременной компенсирующей обратной связью в условиях ограниченной неопределенности // Изв. вузов. Электромеханика. 2020. Т. 63. № 5. С. 40-45.
6. Фуртат И.Б. Адаптивное управление неминимально-фазовыми нелинейными объектами // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. № 3. С. 30 – 37.
7. Furtat I., Fradkov A., Tsykunov A. Robust synchronization of linear dynamical systems with compensation of disturbances // Int. J. Robust and Nonlinear Control. -2014. - Vol. 24, No. 17. - P. 2774-2784.
8. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Цветкович А.М. Особенности применения теории чувствительности для анализа влияния параметрических возмущений на динамические свойства электромеханических преобразователей. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2019;21(6):101-110.
9. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Козелков О.В., Дюрягин А.М. Анализ динамических характеристик вентильного двигателя мехатронной системы в условиях параметрической неопределённости методами компьютерного моделирования. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2022;24(3):158-174.
10. Awerbuch B., Kleinberg R. Online linear optimization and adaptive routing. Journal of Computer and System Sciences, 74(1): 97–114, 2008.
11. Бу Ань Хиен, Ягодкина Т.В. Синтез инвариантной системы адаптивного модального управления на базе следящей системы // Фундаментальные исследования. – 2016. – № 6-1. – С. 52-57.
12. Анисимов А. А. Параметрическая оптимизация электромеханических систем с регуляторами и наблюдателями состояния // Вестник Ивановского государственного энергетического университета. 2016. № 2. С. 21–26.
13. Земляков С.Д., Рутковский В.Ю. Алгоритм функционирования адаптивной системы с эталонной моделью, гарантирующий заданную динамическую точность управления нестационарным динамическим объектом в условиях неопределенности // Автоматика и телемеханика. – 2009. - № 10. – С.35-44.
14. Cheng-Wei Chen, Tsu-Chin Tsao. Data-Driven Progressive and Iterative Learning Control. IFAC-PapersOnLine, 50 (1):4825–4830, 2017.
15. Hassan K Khalil. Adaptive output feedback control of nonlinear systems represented by input-output models. IEEE Transactions on Automatic Control, 41 (2): 177–188, 1996.
16. Andrea Serrani. Output regulation for over-actuated linear systems via inverse model allocation. In 2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC), pages4871–4876. IEEE, 2012.
17. Панферов, В.И. Параметрическая идентификация модели
18. Объект управления по переходной функции работающей системы автоматического регулирования / В.И. Панферов, С.В. Панферов, К.С. Халдин // Вестник ЮУрГУ. Серия «Компьютерные технологии, управление, радиоэлектроника». – 2019. – Т. 19, № 3. – С. 52–59.

19. Штейнберг Ш.Е. Настройка и адаптация автоматических регуляторов. Инструментальный комплект программ / Ш.Е. Штейнберг, И.Е. Залуцкий, Л.П. Сережин // Промышленные АСУ и контроллеры. – 2003. – № 10. – С. 43–47.
20. Khasanov Z. M., Khasanova N. V. Mathematical model and design of adaptive control system of multivariable electric drives for technological plasma arc spraying process equipment // Proc. of the Workshop on Computer Science and Information Technologies CSIT'2014, (Sheffield, England, September 17-22, 2014). Ufa: UGATU, 2014. Vol. 2. P. 209-211.
21. Яцун С.Ф., Емельянова О.В., Сантьяго Мартинез Леон А., Мигель Москера Морочо Л. Адаптивное управление нелинейным объектом типа конвертоплан в условиях неопределенностей. Известия Юго-Западного государственного университета. 2020;24(3):35-50.
22. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Козелков О.В., Малайон А.С. Цифровой алгоритм контроля функционирования электромеханического преобразователя постоянного тока. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2022;24(1):126-140.
23. Цветков А.Н., Доан Н.Ш., Ярославский Д.А. Исследования по оптимизации векторного управления асинхронным двигателем с применением системы аналитического контроля. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2022;24(3):144-157.
24. Малёв Н.А., Погодицкий О.В. ИССЛЕДОВАНИЕ И СИНТЕЗ МОДАЛЬНОГО РЕГУЛЯТОРА ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ МЕХАНИЗМА ПОДЪЁМА КРАНА. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2018;20(7-8):99-106.
25. Кояин Н.В., Мальцева О.П., Удуд Л.С. Оптимизация контуров регулирования систем электропривода по типовым методикам // Известия Томского политехнического университета. – 2005. – Т. 308. – № 7. – С. 120–125.
26. Малёв Н.А., Погодицкий О.В., Чилиева М.Р., Имамиев А.Р. Алгоритм параметрической идентификации электропривода постоянного тока с применением инверсной модели. Известия высших учебных заведений. ПРОБЛЕМЫ ЭНЕРГЕТИКИ. 2021;23(6):119-133.
27. Малёв Н.А. Бесписковая градиентная идентификация коэффициента передачи системы управления электропривода постоянного тока / Н.А. Малёв, О.В. Погодицкий, А.Н. Хуснутдинов // Вестник Пермского национального исследовательского политехнического университета. Электротехника, информационные технологии, системы управления. – 2022. – № 42. – С. 42–64.

Авторы публикации

Малёв Николай Анатольевич – доцент кафедры «Приборостроение и мехатроника» Казанского государственного энергетического университета.

References

1. Nartov M.V. Classification of servo control systems and features of their design. *Internauka*. 2018;5(39):26-27.
2. Ermolenko AI, Korshunov AI. Calculation of digital servo systems of combined control using the limiting continuous model. Part II. Calculation of a digital tracking system. *Izvestiya VUZov. Instrumentation*. 2019;62(7):602-609.
3. Zheng W, Luo Y, Chen Y Pi Y. Fractional-order modeling of permanent magnet synchronous motor speed servo system. *J. Vib. Control*. 2016;22:2255–2280.
4. Shah P, Agashe S. Review of fractional PID controller. *Mechatronics*. 2016;38:29–41.
5. Elsukov VS, Lachin VI, Pavlov VV. Synthesis of Control Systems with Sign-To-Effect Compensating Feedback in Conditions of Limited Uncertainty. *Izvestiya Vysshikh Uchebnykh Zavedenii. Elektromekhanika. Russian Electromechanics*, 2020;63(5):40-45.
6. Furtat IB. Adaptive control of non-minimumphase nonlinear objects. *Izv. vuzov. Priborostroenie*. 2013;3:30- 37.
7. Furtat I, Fradkov A, Tsykunov A. Robust synchronization of linear dynamical systems with compensation of disturbances. *Int. J. Robust and Nonlinear Control*. 2014;24(17):2774-2784.
8. Malev NA, Pogoditsky OV, Cvetkovich AM. Features of application of sensitivity theory for analysis of influence of parametric disturbances on dynamic properties

electromechanical converters. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2019;21(6):101-110.

9. Malev NA, Pogoditsky OV, Kozelkov OV, et al. Analysis dynamic characteristics brushless motor of the mechatronic system in conditions of parametric uncertainty by computer simulation methods. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2022;24(3):158-174.

10. Awerbuch B, Kleinberg R. Online linear optimization and adaptive routing. *Journal of Computer and System Sciences*. 74(1): 97–114, 2008.

11. Wu An Hien, Yagodkina T.V. Synthesis of an invariant system of adaptive modal control based on a servo system. *Fundamental research*. 2016;6-1:52-57.

12. Anisimov A.A. Parametrical optimization of regulators and state observers in electromechanical systems. *Vestnik IGEU*. 2016;2:21–26.

13. Zemlyakov SD, Rutkovsky VYu. Algorithm for the functioning of an adaptive system with a reference model that guarantees a given dynamic accuracy of control of a non-stationary dynamic object under uncertainty. *Avtomatika i Telemekhanika*. 2009;10:35-44.

14. Cheng-Wei Chen, Tsu-Chin Tsao. Data-Driven Progressive and Iterative Learning Control. *IFAC-PapersOnLine*, 50 (1):4825–4830, 2017.

15. Hassan K Khalil. *Adaptive output feedback control of nonlinear systems represented by input-output models*. IEEE Transactions on Automatic Control. 1996;41 (2):177–188.

16. Andrea Serrani. *Output regulation for over-actuated linear systems via inverse model allocation*. In 2012 IEEE 51st IEEE Conference on Decision and Control (CDC), p. 4871–4876. IEEE, 2012.

17. Panferov VI, Panferov SV, Haldin KS. Parametric Identification of the Model of Object Management by Transitional Function Working System Automatic Regulation. *Bulletin of the South Ural State University*. Ser. Computer Technologies, Automatic Control, Radio Electronics. 2019;19(3):52–59.

18. Steinberg ShE, Zalutsky IE, Seregin LP. [Setting and Adaptation of Automatic Controllers. Tool Set of Programs]. *Industrial Control Information System and Controller*. 2003;10:43-47.

19. Khasanov ZM, Khasanova NV. Mathematical model and design of adaptive control system of multivariable electric drives for technological plasma arc spraying process equipment in Proc. of the Workshop on Computer Science and Information Technologies (CSIT'2014). 2014;2:209-211, 2014.

20. Yatsun SF, Emelyanova OV, Santiago Martinez Leon A., Miguel Mosquera Moroch L. *Adaptive Control of a Nonlinear Convertiplane under Conditions of Uncertainty*. Proceedings of the Southwest State University. 2020;24(3):35-50.

21. Malev NA, Pogoditsky OV, Kozelkov OV. Digital algorithm monitoring functioning of electromechanical dc converter. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2022;24(1):126-140.

22. Tsvetkov AN, Doan NS, Yaroslavsky DA. Research on optimization of vector control of an asynchronous motor using the analytical control system. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2022;24(3):144-157.

23. Malev NA, Pogoditsky OV. RESEARCH AND SYNTHESIS OF THE MODAL REGULATOR OF THE TWO-MASS ELECTROMECHANICAL SYSTEM OF THE CRANE LIFTING MECHANISM. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2018;20(7-8):99-106.

24. Koyain N.V., Maltseva O.P., Udut L.S. Optimization of control loops of electric drive systems according to standard methods. *Bulletin of the Tomsk Polytechnic University*. 2005;308(7):120-125.

25. Malev NA, Pogoditsky OV, Chilyaeva MR. Algorithm for parametric identification of the dc electric drive using the inverse model. *Power engineering: research, equipment, technology*. 2021;23(6):119-133.

26. Malev NA, Pogoditsky OV, Imamiev AR. Search-free gradient identification of the coefficient transmission of control system dc electric drive. Perm national research polytechnic university bulletin. *Electrotechnics, information technologies, control systems*, 2022;42:42-64.

Authors of the publication

Nikolai A. Malev – docent, Department «Instrument Making and Mechatronics», Kazan State Power Engineering University.

Шифр научной специальности:

2.4.2. Электротехнические комплексы и системы (технические науки)

Смежные специальности в рамках группы научной специальности:

2.4.5 Энергетические системы и комплексы (технические науки)

Получено

06.02.2023г.

Отредактировано

20.02.2023г.

Принято

28.02.2023г.