

РОЗДІЛ «ЕЛЕКТРОМЕХАНІКА. ЕЛЕКТРОТЕХНІКА»

УДК 62-83:621.771

САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор
НАЗАРОВА Е.С.*, к.т.н., ст. преподаватель

Днепродзержинский государственный технический университет
*Запорожский национальный технический университет

СИНТЕЗ И ИССЛЕДОВАНИЕ СИСТЕМЫ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ НАТЯЖЕНИЕМ КОНВЕЙЕРНОЙ ЛЕНТЫ

Введение. В ближайшей перспективе уголь останется основным отечественным топливно-энергетическим сырьем, гарантирующим энергетическую безопасность и экономическую независимость Украины, так как в выработке электроэнергии доля угля составляет 30%. В угольной отрасли в настоящее время имеется около 80 перспективных шахт с общей годовой производительностью около 85 млн. тонн. На этих шахтах сосредоточены основные запасы угля с благоприятными горно-геологическими условиями залегания пластов, поэтому повышение эффективности добычи угля является первостепенной отраслевой задачей [1].

По мере роста требований к динамическим и статическим показателям электромеханических систем (ЭМС), которые обеспечивают протекание сложных технологических процессов, все более существенным оказывается влияние различного рода дестабилизирующих факторов, обусловленных нелинейными характеристиками электрических машин, ограниченной жесткостью элементов кинематических цепей, влиянием окружающей среды и сложной природы технологических процессов на структуру и параметры электромеханических объектов управления [2].

Постановка задачи. Одним из наиболее распространенных факторов, влияющих на динамические характеристики электропривода, является наличие упругих кинематических передач между исполнительными механизмами и приводными двигателями, а также упругих связей между самими механизмами. К таким ЭМС относятся роторные экскаваторы, у которых редуктор привода навешен на вал рабочего органа, электродвигатель установлен на кронштейне редуктора, а хвостовик редуктора упруго подвешен к роторной стреле [3], а также ленточные конвейеры большой протяженности. К основным требованиям, предъявляемым к электроприводу конвейеров, относятся: ограничение динамических натяжений ленты, отсутствие пробуксовки ленты, при протяженных конвейерах с многодвигательными электроприводами необходимо также создание систем управления отдельными двигателями для перераспределения нагрузки между ними и обеспечения равномерности натяжения ленты по всей длине [4].

В связи с этим актуальным является решение научно-прикладной задачи повышения срока службы ленты конвейера путем оптимизации системы управления натяжением конвейерной ленты.

Результаты работы. Наиболее дорогим элементом ленточного конвейера является лента, поэтому при рассмотрении работы ленточных конвейеров необходимо обеспечить нормальную работу конвейерной ленты без сбегания её с барабанов и роликов, без задевания об опорные конструкции и без пробуксовки на барабанах.

В связи с указанными требованиями возникает необходимость управления натяжением ленты в зависимости от скорости вращения барабана смежного электропривода. Объектом управления является электропривод барабана. Кинематическая схема электропривода барабана конвейера с учетом взаимосвязи со смежным электроприводом через конвейерную ленту приведена на рис.1, где M_1 – приводной двигатель; ω_1, ω_2 – угловые скорости торцов шпинделя; φ_1, φ_2 – углы закручивания торцов шпинделя; ω_3 – угловая скорость барабана смежного электропривода; J_1 – момент инерции

ротора двигателя М1 и редуктора; J_2 – момент инерции барабана конвейера; M_{f1} , M_{f2} – моменты внешнего трения; M_{12} – упругий момент; C_{12} – жесткость упругого элемента «длинный вал»; C_{23} – жесткость конвейерной ленты; b_{12} – коэффициент внутреннего демпфирования; F_L – сила натяжения конвейерной ленты; L – расстояние между осями вращающихся механизмов; i_p – передаточное число редуктора; R_2 – радиус барабана конвейера; R_3 – радиус барабана смежного электропривода.

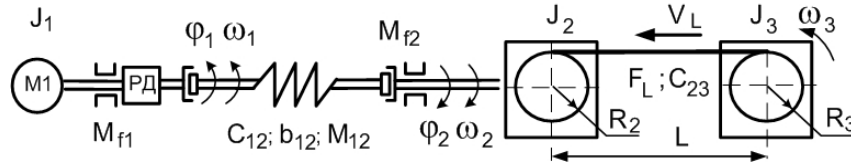


Рисунок 1 – Кинематическая схема электропривода барабана конвейера с лентой и смежным электроприводом

При составлении уравнений динамики двухмассовой системы с упругими связями первого рода принято, что демпфирование свободных колебаний осуществляется за счет сил внешнего вязкого трения, которые в первом приближении пропорциональны скоростям соответствующих масс.

Структурная схема взаимосвязанных электроприводов конвейера с упругими связями первого и второго рода, составленная на основании кинематической схемы, приведена на рис.2.

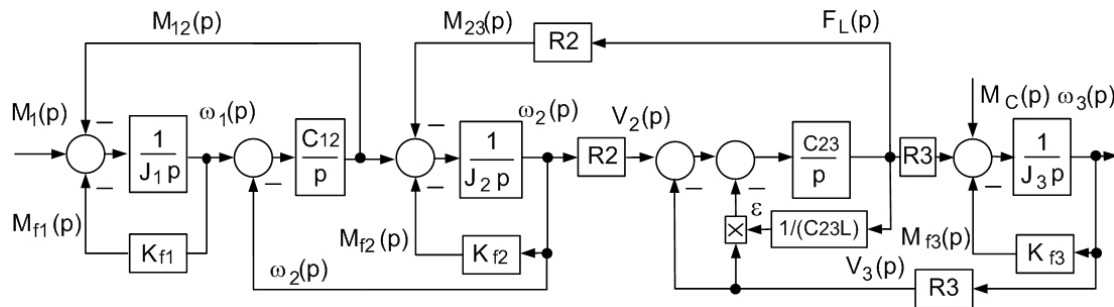


Рисунок 2 – Структурная схема взаимосвязанных электроприводов конвейера с упругими связями первого и второго рода

В соответствии с приведенной структурной схемой система уравнений динамики объекта управления в поэлементной форме имеет вид [4]:

$$\left\{ \begin{array}{l} pF_L = C_{23}R_2\omega_2 - C_{23}R_3\omega_3 - \frac{F_LR_3\omega_3}{L}; \\ p\omega_2 = \frac{1}{J_2}M_{12} + \frac{b_{12}(\omega_1 - \omega_2)}{J_2} - \frac{F_LR_2}{J_2} - \frac{k_{f2}\omega_2}{J_2}; \\ pM_{12} = C_{12}(\omega_1 - \omega_2); \\ p\omega_1 = \frac{1}{J_1i_p}M_1 - \frac{1}{J_1}M_{12} - \frac{k_{f1}\omega_1}{J_1}; \\ pM_1 = \frac{C\Phi}{R_1T_1}U_{d1} - \frac{1}{T_1}M_1 - \frac{(C\Phi)^2}{R_1T_1i_p}\omega_1; \\ pU_1 = \frac{k_B}{T_\mu}U_y - \frac{1}{T_\mu}U_1. \end{array} \right. \quad (1)$$

где k_B, T_μ – коэффициент усиления и постоянная времени управляемого преобразователя; U_1, U_y – напряжения на выходе и входе управляемого преобразователя питания двигателя М1.

Для облегчения обобщенного исследования упругодиссипативного объекта управления целесообразно осуществить направленное нормирование системы (1). В качестве базовых переменных приняты U_{\max} – максимальное напряжение управления преобразователем; ω_{\max} – скорость идеального холостого хода двигателя; M_{\max} – момент короткого замыкания двигателя при напряжении U_{\max} ; F_{\max} – технологически максимально допустимое натяжение ленты,

$$\omega_{\max} = \frac{U_{\max}}{C\Phi} i_p; M_{\max} = C\Phi \frac{U_{\max}}{R_d}; U_{\max} = k_B \cdot U_{y_{\max}}.$$

Тогда система уравнений (1) преобразуется к виду

$$p y_i = \sum_{k=1}^6 a_{ik} y_k + C + m_6 u, \quad (i=1, \dots, 6), \quad (2)$$

где C – некоторая постоянная величина, которая для системы уравнений реального и желаемого движения имеет одинаковое значение;

$$\begin{aligned} y_1 &= \frac{F_c}{F_{\max}}; y_2 = \frac{\omega_2}{\omega_{\max}}; y_3 = \frac{M_{12}}{M_{\max}}; y_4 = \frac{\omega_1}{\omega_{\max}}; y_5 = \frac{M_1}{M_{\max}}; y_6 = \frac{U_1}{U_{\max}}; \\ a_{11} &= -\frac{R_3 \omega_3}{L}; a_{12} = C_{23} R_1 \frac{\omega_{\max}}{F_{\max}}; a_{21} = -\frac{R_2 F_{\max}}{J_2 \omega_{\max}}; a_{22} = -\left(\frac{b_{12}}{J_2} + \frac{k_{f2}}{J_2}\right); \\ a_{23} &= \frac{M_{\max}}{J_2 \omega_{\max}}; a_{24} = \frac{b_{12}}{J_2}; a_{32} = -\frac{C_{12} \omega_{\max}}{M_{\max}}; a_{34} = \frac{C_{12} \omega_{\max}}{M_{\max}}; a_{44} = -\frac{k_{f1}}{J_1}; \\ a_{45} &= \frac{M_{\max}}{J_1 \omega_{\max}}; a_{54} = -\frac{1}{T_1}; a_{55} = -\frac{1}{T_1}; a_{56} = \frac{1}{T_1}; a_{66} = -\frac{1}{T_\mu}; m_6 = \frac{1}{T_\mu}. \end{aligned} \quad (3)$$

Из множества траекторий движения системы (2) выделим невозмущенное движение под действием программного управления u^* как решение дифференциальных уравнений

$$p y_i^* = \sum_{k=1}^6 a_{ik} y_k^* + C + m_6 u^*, \quad (i=1, \dots, 6). \quad (4)$$

Реальное движение объекта управления отличается от желаемого на величину отклонения

$$\eta_k = y_k - y_k^*, \quad (k=1, \dots, 6). \quad (5)$$

Вычтя из системы (2) систему (4) с учетом обозначений (5), получим систему дифференциальных уравнений возмущенного движения

$$p \eta_i = \sum_{k=1}^6 a_{ik} \eta_k + m_6 U, \quad (i=1, \dots, 6), \quad (6)$$

где $U = u - u^*$ – дополнительное стабилизирующее управление, представляющее собой отклонение реального управляющего воздействия u от программного u^* ; a_{ik}, m_6 – коэффициенты.

Для синтезируемой системы уравнений качество управления может быть задано функционалом Летова

$$I = \int_0^{\infty} (\sum_{i,k=0}^6 w_{ik} \eta_i \eta_k + cU^2) dt, \quad w_{ik} = w_{ki}, \quad (7)$$

экстремальное значение которому на траекториях движения (6) доставляет оптимальное управление

$$U = -\text{sat} \frac{g}{m_6} \sum_{i=0}^6 v_{i6} \eta_i, \quad (8)$$

гарантируя при этом экспоненциальный характер управляемого движения регулируемой переменной $\eta_1 = -\exp\left(\frac{1}{g} t\right)$ при траектории невозмущенного движения $y_1^* = 1(t)$ и обеспечивая замкнутой системе астатические свойства за счет наличия в своем составе интегральной составляющей $\eta_0 = \frac{1}{p} \eta_1$.

Оптимальное управление (8) в развернутом виде [5]

$$U = -\text{sat} \frac{g}{m_6} (v_{06} \eta_0 + v_{16} \eta_1 + v_{26} \eta_2 + v_{36} \eta_3 + v_{46} \eta_4 + v_{56} \eta_5 + v_{66} \eta_6). \quad (9)$$

Коэффициентами алгоритма управления (9) являются коэффициенты функции Ляпунова

$$V = \sum_{i,k=0}^6 v_{ik} \eta_i \eta_k, \quad v_{ik} = v_{ki}, \quad (10)$$

которые связаны между собой соотношениями

$$v_{ik} = \frac{v_{in} v_{kn}}{v_{nn}}, \quad (i,k=0,1,2,\dots,6). \quad (11)$$

Коэффициенты (11) определяются соответственно минорами i -ых, k -ых и n -ых элементов 1-го столбца определителя коэффициентов системы (6) [2].

Следует отметить, что весовые коэффициенты функционала (7) однозначно связаны с коэффициентами функции Ляпунова (10) соотношениями

$$w_{ik} = \frac{m_6^2}{c} v_{i6} v_{k6} = g v_{i6} v_{k6}, \quad i,k = 0,1,\dots,6. \quad (12)$$

Выполнив в алгоритме управления (9) замену координат возмущенного движения в силу системы дифференциальных уравнений (6) и перейдя от относительных значений переменных состояний к их именованным значениям, получим в окончательном виде алгоритм оптимального управления натяжением ленты конвейера

$$U_y = U_{y\max} \text{sat} \frac{g}{m_6} \left(\left(\frac{\gamma_{06}}{p} + \gamma_{16} \right) (F_L^* - F_L) - \gamma_{26} p F_L - \gamma_{36} p \omega_2 - \gamma_{46} (\omega_1 - \omega_2) - \gamma_{56} p \omega_1 - \gamma_{66} p I_1 \right). \quad (13)$$

Согласно (13) регулятор натяжения ленты будет иметь вид, показанный на рис.3.

В коэффициенты алгоритма оптимального управления натяжением ленты входит переменный технологический параметр – угловая скорость смежного электропривода ω_3 . Из анализа значений коэффициентов системы (1) видно, что скорость клетки ω_3 входит в состав двух коэффициентов, которые являются составляющими коэффициента

γ_{06} . Так як ці коефіцієнти рівнянь динаміки учащують в розрахунок коефіцієнтів функції Ляпунова, коефіцієнт γ_{06} розділений на дві складові: γ'_{06} – з урахунок і γ''_{06} – без урахунок змінної швидкості ω_3 .

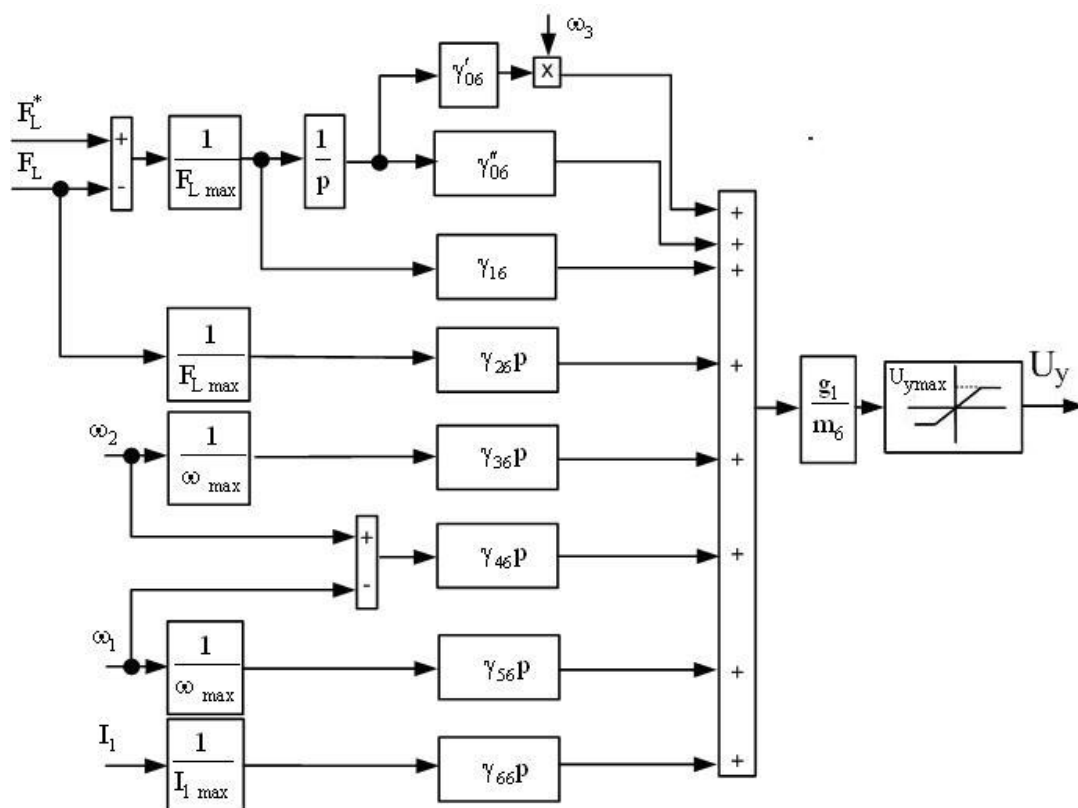
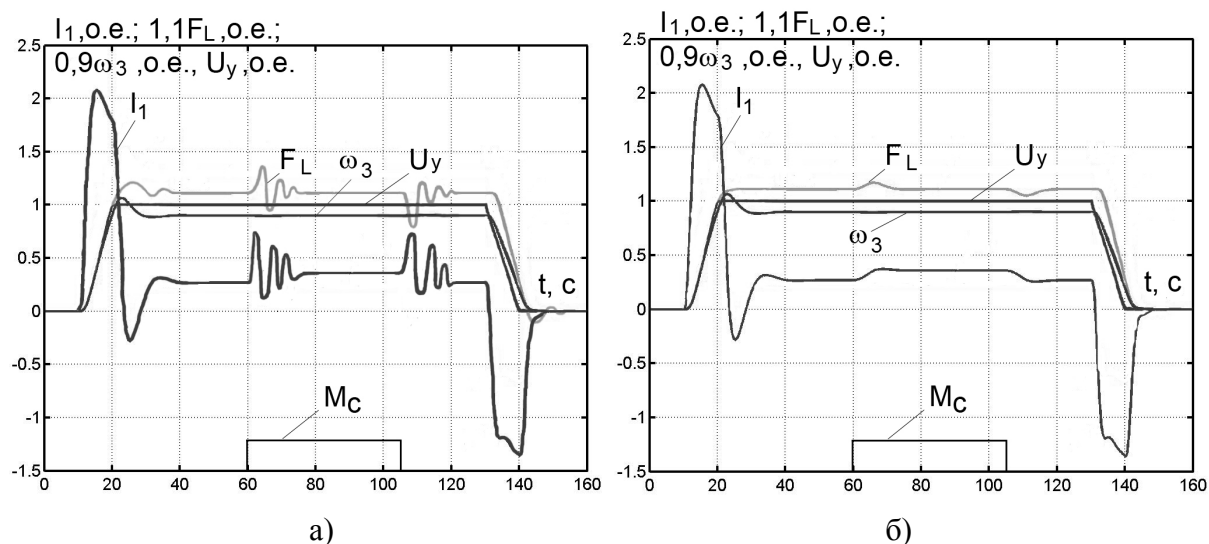


Рисунок 3 – Структурная схема регулятора скорости, реализующего алгоритм (13)

На рис.4, а показаны переходные процессы системы управления натяжением ленты конвейера, настроенной на модульный оптимум, а на рис.4, б показаны переходные процессы синтезированной системы управления натяжением ленты конвейера (F_L – натяжение ленты конвейера; ω_3 – угловая скорость смежного электропривода; I_1 – ток якорной цепи двигателя М1; U_y – напряжение на входе управляемого преобразователя питания двигателя М1). С момента времени 15 с до 20 с происходит установление необходимого для работы натяжения конвейерной ленты, с 20 с до 130 с – работа конвейера в установившемся режиме с постоянным натяжением ленты, с 130 с до 140 с снимается задание на натяжение. При этом задание по скорости электропривода барабана конвейера с 15 с до 20 с – разгон до рабочей скорости, 20 с - 130 с – работа при постоянной скорости, 130 с - 140 с – торможение до полной остановки конвейера.

Для исследования качества синтезированной системы оптимального управления взаимосвязанными электроприводами конвейера смоделировано внешнее возмущающее воздействие в виде наброса нагрузки, составляющей 30% от номинального момента двигателя барабана конвейера в интервале времени с 60 с до 105 с. При скачкообразном увеличении и последующем уменьшении нагрузки двигателя барабана на 30% от приложенного номинального момента динамическая ошибка стабилизации ленты не превысила 5%, в то время как на рис.4, а наблюдается колебательный процесс стабилизации натяжения ленты.



а) система настроена на модульный оптимум;

б) синтезированная система управления натяжением ленты конвейера

Рисунок 4 – Переходные процессы системы управления натяжением ленты конвейера

Выводы. Разработанная система оптимального управления натяжением ленты конвейера за счет полной наблюдаемости объекта управления, учета влияния переменной угловой скорости смежного электропривода и упругих связей первого и второго рода обеспечивает отработку задающего воздействия без перерегулирования и компенсирует влияние упругостей шпинделя и ленты на динамические характеристики электропривода без увеличения времени переходного процесса с нулевой статической ошибкой.

Доказано, что учет переменных технологических параметров и упругих кинематических передач первого и второго рода при решении задачи аналитического конструирования оптимальных регуляторов позволяет получать алгоритмы оптимального управления натяжением ленты конвейера, весовые коэффициенты которых являются функциями переменных параметров, что обеспечивает необходимое качество управления и низкую чувствительность к ряду дестабилизирующих факторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабиюк Г.В. Интенсификация производства на угольных шахтах / Г.В.Бабиюк, А.Н.Ермаков // Научный вестник НГУ. – 2010. – №1. – С.29-32.
2. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина. – К.: ИСИМО, 1996. – 298с.
3. Чудновский В.Ю. Исследование динамики и устойчивости главного привода роторных экскаваторов с упругой подвеской редуктора / В.Ю.Чудновский // Горное оборудование и электромеханика. – 2009. – №4. – С.45-49.
4. Черемушкина М.С. Совершенствование систем электропривода конвейерного транспорта / М.С.Черемушкина, А.Е.Козярук // Горное оборудование и электромеханика. – 2009. – №4. – С.23-27.
5. Садовой А.В. Система оптимального управления натяжением прокатываемой полосы стана холодной прокатки / А.В.Садовой, Р.С.Волянский, Е.С.Назарова // Сборник научных трудов Донбасского государственного технического университета. – 2011. – Вып. 34. – С.122-130.

Поступила в редколлегию 21.01.2013.

Донбаська державна машинобудівна академія
*Дніпродзержинський державний технічний університет

СИНТЕЗ АВТОМАТИЗОВАНОЇ ЕЛЕКТРОМЕХАНІЧНОЇ СИСТЕМИ ЗА УМОВИ ПОВНОЇ КОМПЕНСАЦІЇ ОБ'ЄКТА КЕРУВАННЯ НА БАЗІ ДИСКРЕТНОГО ЧАСОВОГО ЕКВАЛАЙЗЕРА

Вступ. Методи синтезу, засновані на базі дискретного часового еквалайзера, передбачають одержання бажаної перехідної функції у автоматизованих електромеханічних системах без використання традиційних підходів до синтезу регуляторів (методів, що базуються на бажаних характеристичних поліномах або частотних характеристиках) [1]. При цьому послідовно з об'єктом керування вмикається ланка, яка повністю або частково компенсує сам об'єкт, тобто виконується розв'язання зворотної задачі динаміки [2].

Постановка задачі. Використовуючи матеріали досліджень [1], поставимо задачу розробки методу синтезу замкненої системи автоматичного керування на базі дискретного часового еквалайзера за умови повної компенсації об'єкта керування. Звісно, поставлена задача є дещо ідеалізованою, проте вона добре ілюструє принцип симетрії структурних схем та може бути застосована у якості основи для синтезу часового еквалайзера при реальній (неповній) компенсації об'єкта керування, зокрема при використанні модифікованого принципу симетрії [3].

Результати роботи. Системи, що містять у своєму складі дискретний еквалайзер, будуть цифро-аналоговими, оскільки об'єкт керування є аналоговим. Крім того, для сполучення дискретного еквалайзера та аналогового об'єкта слід застосовувати екстраполятор нульового порядку, який виконуватиме цифро-аналогове перетворення та відновлення дискретизованого сигналу в аналоговій формі.

Загалом, така цифро-аналогова система буде містити у собі наступні елементи (рис.1): програму завдання вхідного сигналу $x_{вх}(t)$ та коефіцієнтів налаштування еквалайзера; дискретний часовий еквалайзер; два елементи квантування з періодом T ; цифро-аналоговий перетворювач (екстраполятор нульового порядку); обернену еталонну модель об'єкта керування; об'єкт керування, що отримує сигнал керування $u(t)$ та на який діє декілька збурень $f_1(t), f_2(t), \dots, f_q(t)$; датчик зворотного зв'язку за вихідною координатою, який виконує вимірювання координати $y(t)$ та перетворює її на сигнал зворотного зв'язку $x_{зв.з}(t)$, що подається на вхід суматора, де віднімається від сигналу $x_{вх}(t)$.

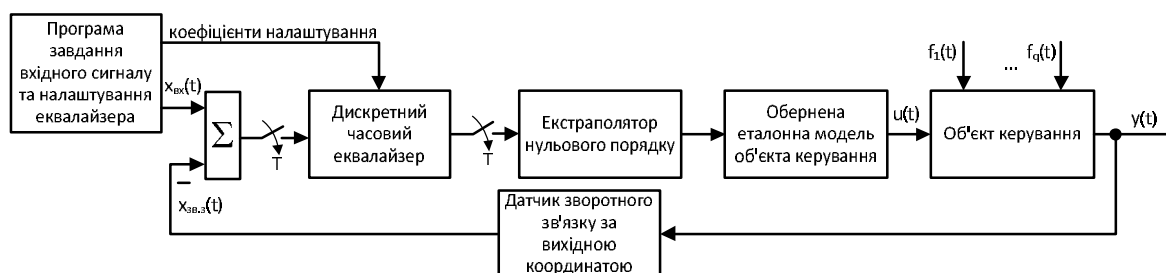


Рисунок 1 – Функціональна схема замкненої електромеханічної системи з дискретним часовим еквалайзером

Для спрощення розв'язання зворотної задачі динаміки відносно об'єкта керування слід представити його у одній з канонічних форм. Якнайкраще для цього підходить перша канонічна форма (канонічна форма керованості Фробеніуса) [4]. Передатну функцію об'єкта керування $W_{об}(p)$ слід привести до наступного уніфікованого вигляду:

$$W_{об}(p) = \frac{y(p)}{u(p)} = \frac{\beta_m p^m + \beta_{m-1} p^{m-1} + \dots + \beta_1 p + \beta_0}{p^n + \alpha_{n-1} p^{n-1} + \dots + \alpha_1 p + \alpha_0},$$

де m, n – порядок чисельника та знаменника передатної функції об'єкта керування відповідно;

$\beta_m, \beta_{m-1}, \dots, \beta_1, \beta_0$ – коефіцієнти чисельника передатної функції об'єкта керування;

$\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_1, \alpha_0$ – коефіцієнти знаменника передатної функції об'єкта керування;

p – оператор Лапласа.

Структурна схема, що відповідає представленню об'єкта керування в канонічній формі керованості Фробеніуса, наведена на рис.2.

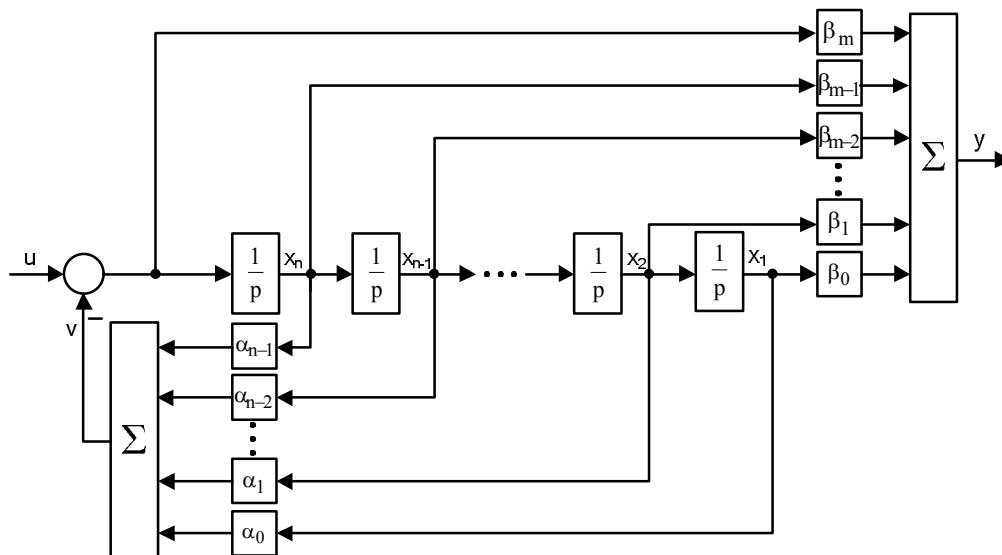


Рисунок 2 – Структурна схема об'єкта керування в канонічній формі керованості Фробеніуса

Сформулюємо правила, за якими можна виконувати обернення структурних схем у першій канонічній формі керованості. У структурній схемі, зображеній на рис.2, виконуються наступні модифікації:

- інтегратори замінюються на диференціюючі ланки;
- у прямому каналі передачі інформації напрям передачі сигналу змінюється на протилежний;
- напрям передачі інформації у зворотних зв'язках залишається без зміни, а знак зворотного зв'язку змінюється на протилежний;
- напрям передачі інформації у паралельних гілках залишається без зміни, при цьому сигнали $\beta_1 x_2, \beta_2 x_1, \dots, \beta_{m-2} x_{n-1}, \beta_{m-1} x_n, \beta_m(u - v)$ від'єднуються від прямої гілки та складаються за допомогою окремого суматора, утворюючи від'ємний зворотний зв'язок у оберненій структурній схемі;

– коефіцієнт, що відноситься до прямого каналу передачі інформації (β_0), замінюється оберненим значенням, а коефіцієнти зворотних зв'язків ($\alpha_{n-1}, \alpha_{n-2}, \dots, \alpha_1, \alpha_0$) залишаються незмінними;

– коефіцієнти, що відносяться до паралельних каналів передачі інформації ($\beta_m, \beta_{m-1}, \dots, \beta_1$), залишаються без зміни.

Після виконання зазначених перетворень структурна схема оберненої еталонної моделі об'єкта керування буде мати такий загальний вигляд, як на рис.3.

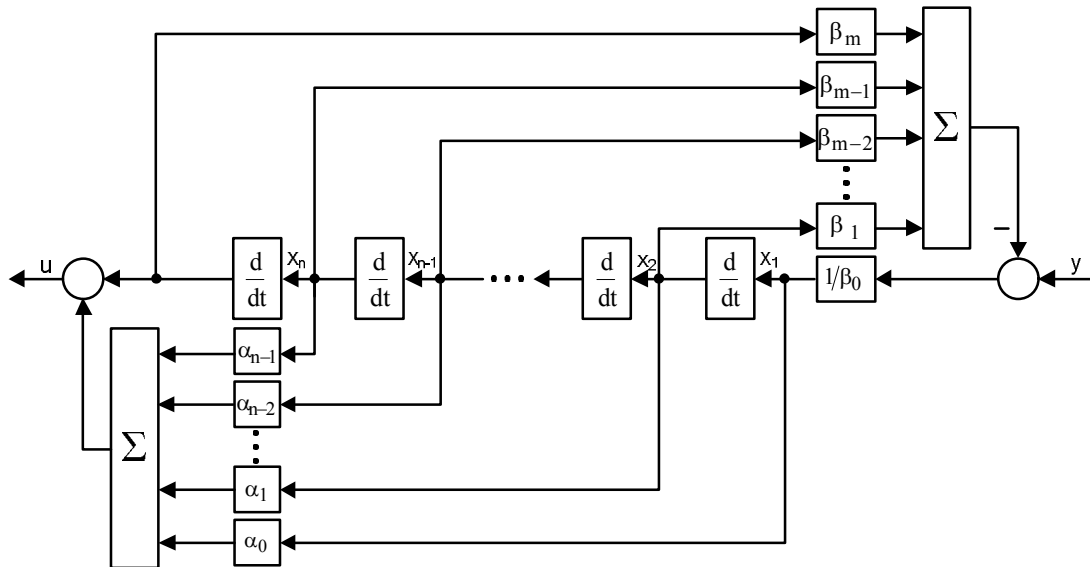


Рисунок 3 – Структурна схема оберненої еталонної моделі об'єкта керування

Наприклад, після перетворень об'єкт керування був приведений до наступної передатної функції:

$$W_{об}(p) = \frac{y(p)}{u(p)} = \frac{15p + 500}{p^3 + 5p^2 + 35p + 100}$$

Наведений об'єкт має третій порядок ($n = 3, m = 1$), йому відповідає наступний набір коефіцієнтів: $\alpha_2 = 5, \alpha_1 = 35, \alpha_0 = 100, \beta_1 = 15, \beta_0 = 500$. Об'єкт та його обернену еталонну модель у структурних блоках MATLAB Simulink наведено на рис.4.

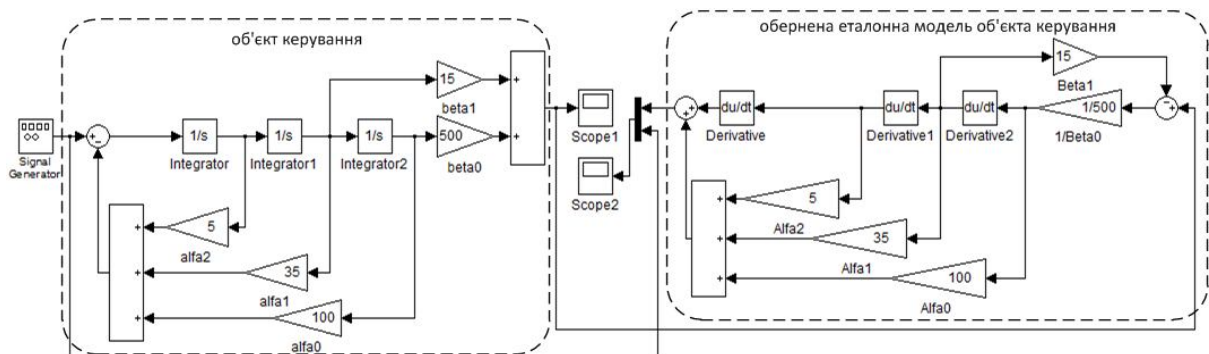


Рисунок 4 – Об'єкт керування та його обернена еталонна модель у структурних блоках MATLAB Simulink

Для перевірки вірності зазначеного вище способу обернення структурних схем на вхід моделі, наведеної на рис.4, подається синусоїдальний сигнал з частотою 50 Гц

та амплітудою 1 В (з блоку Signal Generator). Результат співставлення вхідного сигналу об'єкта та обробленого за допомогою оберненої еталонної моделі вихідного сигналу, знятий з блоку Scope 2, показано на рис.5.

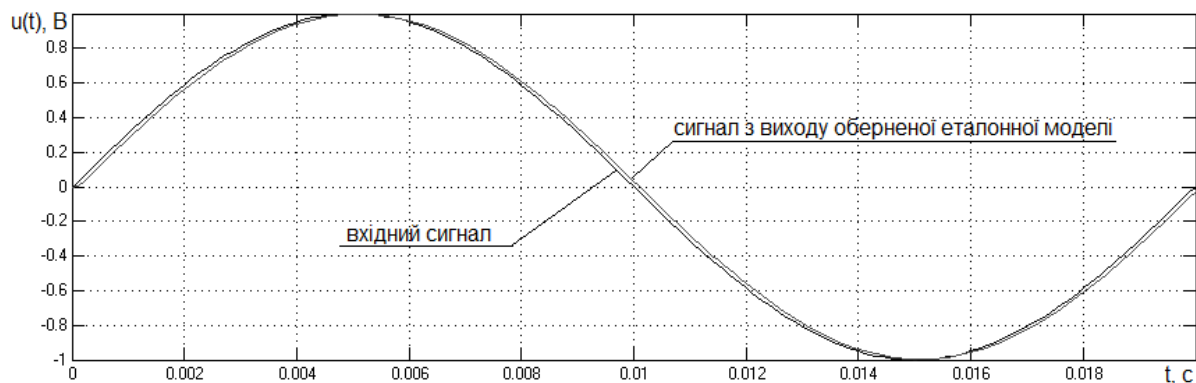


Рисунок 5 – Порівняння вхідного сигналу та сигналу з виходу оберненої еталонної моделі об'єкта керування

Слід зазначити, що похибка, з якою обернена еталонна модель відтворює сигнал, суттєво залежить від обраного чисельного методу та максимального адаптивного кроку, з яким виконується розв'язання задачі. У наведеному прикладі використовується чисельний метод Дорманда-Принца з максимальним адаптивним кроком $\Delta_{\max} = 10^{-4}$.

Об'єкт та його обернена еталонна модель можуть у сукупності бути описані приведеною до дискретного вигляду передатною функцією $W_{\text{прив}}(z)$. Між дискретним часовим еквалайзером та $W_{\text{прив}}(z)$ „встановлюється” екстраполятор нульового порядку з передатною функцією

$$W_{\text{екс}}(p) = \frac{1 - e^{-Tp}}{p} = \frac{z-1}{zp},$$

де p – оператор Лапласа;

z – оператор дискретного перетворення;

T – період квантування.

Після введення компенсації в замкнену систему можна вважати, що приведена передатна функція $W_{\text{прив}}(z)$ дорівнює одиниці:

$$W_{\text{прив}}(z) = \frac{z-1}{z} \cdot Z\left\{\frac{1}{p}\right\} = \frac{z-1}{z} \cdot \frac{z}{z-1} = 1.$$

Структурна схема автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування оберненою еталонною моделлю наведена на рис.6.

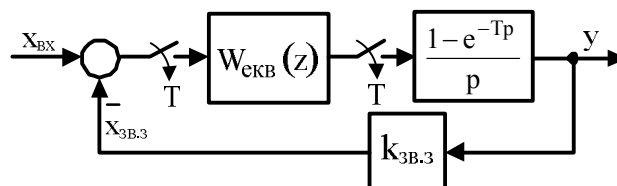


Рисунок 6 – Структурна схема автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування

Тоді передатна функція замкненої системи у дискретній формі $W_3(z)$ за рис.6 становитиме

$$W_3(z) = \frac{W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)W_{\text{прив}}(z)k_{\text{зв.з}}} = \frac{W_{\text{екв}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)k_{\text{зв.з}}}$$

Дискретний часовий еквайзер повинен виконувати налаштування системи на дискретну перехідну функцію кінцевої тривалості, котра теоретично можлива за умови зведення характеристичного рівняння до вигляду z^n . Тоді бажана передатна функція приведеної до дискретного вигляду цифро-аналогової системи буде наступною (порядок чисельника може бути меншим за порядок знаменника або йому дорівнювати):

$$W_6(z) = \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k}$$

де k – порядок характеристичного рівняння (повинен співпадати або бути більшим за порядок характеристичного рівняння об'єкта керування $k \geq n$);

$a_k, a_{k-1}, a_{k-2}, \dots, a_1, a_0$ – коефіцієнти, що характеризують збільшення рівнів перехідної функції на кожному такті квантування.

Перехідна функція, що буде теоретично забезпечуватись у системі з передатною функцією $W_6(z)$, наведена на рис.7.

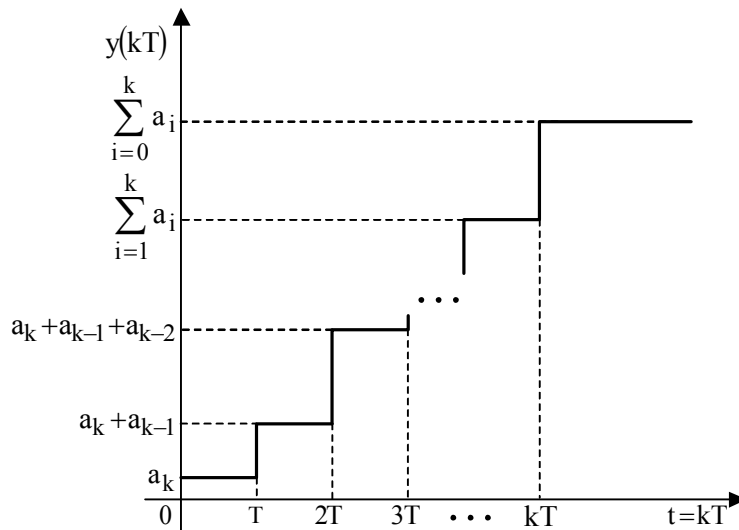


Рисунок 7 – Перехідна функція у автоматизованій електромеханічній системі з дискретним часовим еквайзером

Кількість рівнів перехідної функції визначається порядком характеристичного рівняння бажаної передатної функції k . Значення перехідної функції на рівнях будуть наступними:

$a_k, a_k + a_{k-1}, a_k + a_{k-1} + a_{k-2}, \dots, \sum_{i=1}^k a_i, \sum_{i=0}^k a_i$. Таким чином, кожен рівень такої функції являє собою суму коефіцієнтів a_i , починаючи з коефіцієнта a_k при найбільшій степені бажаного полінома чисельника і закінчуючи коефіцієнтом a_0 .

Усталене значення (найвищий рівень) являє собою суму всіх коефіцієнтів чисельника

$$\sum_{i=0}^{m-1} a_i$$

Приврівнюючи передатну функцію замкненої системи $W_3(z)$ з бажаною передатною функцією $W_6(z)$, одержимо математичний вираз для дискретного часового еквалайзера:

$$\begin{aligned} \frac{W_{\text{екв}}(z)}{1 + W_{\text{екв}}(z)k_{\text{зв.з}}} &= \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k}, \\ z^k W_{\text{екв}}(z) - W_{\text{екв}}(z)k_{\text{зв.з}} (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0) &= \\ &= a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0, \\ W_{\text{екв}}(z) &= \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k - k_{\text{зв.з}} (a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0)} = \\ &= \frac{a_k z^k + a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{(1 - k_{\text{зв.з}} a_k) z^k - k_{\text{зв.з}} a_{k-1} z^{k-1} - k_{\text{зв.з}} a_{k-2} z^{k-2} - \dots - k_{\text{зв.з}} a_1 z - k_{\text{зв.з}} a_0}. \end{aligned}$$

Висновки. Аналізуючи одержаний вираз для передатної функції дискретного часового еквалайзера, можна зазначити, що її чисельник повністю повторює чисельник бажаної передатної функції $W_6(z)$ автоматизованої електромеханічної системи за умови повної компенсації об'єкта керування. Знаменник передатної функції $W_{\text{екв}}(z)$ являє собою поліном степені k , а коефіцієнт при z^k визначається як $(1 - k_{\text{зв.з}} a_k)$, де $k_{\text{зв.з}}$ – коефіцієнт зворотного зв'язку (рис.6).

Частіше за все порядок чисельника бажаної передатної функції обирається меншим від порядку знаменника. Тоді відповідні коефіцієнти у виразі для $W_{\text{екв}}(z)$ будуть дорівнювати нулю. Наприклад, коли порядок чисельника бажаної передатної функції є меншим на одиницю від порядку знаменника

$$W_6(z) = \frac{a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k},$$

то коефіцієнт $a_k = 0$ і дискретний часовий еквалайзер може бути описаний наступною передатною функцією:

$$W_{\text{екв}}(z) = \frac{a_{k-1} z^{k-1} + a_{k-2} z^{k-2} + \dots + a_1 z + a_0}{z^k - k_{\text{зв.з}} a_{k-1} z^{k-1} - k_{\text{зв.з}} a_{k-2} z^{k-2} - \dots - k_{\text{зв.з}} a_1 z - k_{\text{зв.з}} a_0}.$$

ЛІТЕРАТУРА

1. Садовой О.В. Аналітичний синтез регуляторів за квантованою формою бажаної перехідної функції / О.В.Садовой, О.І.Шеремет // Збірник наукових праць Дніпродзержинського державного технічного університету: (технічні науки). – Дніпродзержинськ: ДДТУ. – 2010. – Випуск 1(14). – С.258-264.
2. Крутько П.Д. Обратные задачи динамики в теории автоматического управления. Цикл лекций: учеб. пособие для вузов / Крутько П.Д. – М.: Машиностроение, 2004. – 576с.

3. Садовой А.В. Системы оптимального управления прецизионными электроприводами / А.В.Садовой, Б.В.Сухинин, Ю.В.Сохина; под ред. А.В.Садового. – К.: ИСИМО, 1996. – 298с.
4. Толочко О.І. Аналіз та синтез електромеханічних систем зі спостерігачами стану. навч. посібник для студентів вищих навчальних закладів / Толочко О.І. – Донецьк: Норд-Прес, 2004. – 298с.

Надійшла до редколегії 11.02.2013.

УДК 62-83

ДЕРЕЦ А.Л., к.т.н., доцент
САДОВОЙ А.В., д.т.н., професор

Днепродзержинский государственный технический университет

ОПТИМИЗАЦИЯ ПО БЫСТРОДЕЙСТВИЮ СИСТЕМЫ РЕГУЛИРОВАНИЯ СКОРОСТИ ЭЛЕКТРОПРИВОДА МЕТОДОМ N-і ПЕРЕКЛЮЧЕНИЙ ПРИ НЕОПРЕДЕЛЁННОМ МАКСИМУМЕ УПРУГОГО МОМЕНТА

Введение. Оптимальный по быстродействию процесс разгона электропривода с упругой кинематической цепью способна сформировать релейная система подчинённого регулирования скорости, синтезированная методом N-і переключений [1, 2]. Настройки такой системы определяются уровнями ограничения промежуточных координат объекта управления и зависят, в частности, от максимально допустимого для данной электромеханической системы (ЭМС) упругого момента. Однако наибольшее значение упругого момента в ряде динамических режимов может не достигать предельного уровня, задаваемого из соображений прочности элементов кинематической цепи и допустимого теплового режима электрической машины. Это влечёт за собой необходимость модификации настроек релейной системы подчинённого регулирования с учётом формы оптимальной по быстродействию траектории, реализуемой при наперёд не заданном максимальном значении упругого момента.

Постановка задачи. Система дифференциальных уравнений невозмущённого движения двухмассовой электромеханической системы имеет вид

$$\left. \begin{aligned} p\Omega &= \frac{M_y}{J} = \frac{C_{ж}(k_p\varphi_{дв} - \varphi_{ив})}{J} \\ pM_y &= C_{ж}(k_p\omega_{дв} - \Omega); \\ p\omega_{дв} &= \frac{M_{дв} - k_p M_y}{J_{дв}} \\ pM_{дв} &= c \cdot \frac{u - R \cdot M_{дв}/c - c \cdot \omega_{дв}}{L} \end{aligned} \right\}, \quad (1)$$

где $\varphi_{ив}$, $\varphi_{дв}$, Ω , $\omega_{дв}$, M_y , $M_{дв}$ – соответственно угловые положения и скорости исполнительного вала и вала двигателя, упругий момент и момент двигателя; $k_p\varphi_{дв} - \varphi_{ив} = \Delta\varphi$ – угол закручивания упругого элемента; u – напряжение преобразователя; $k_p, R, L, J, J_{дв}, C_{ж}, c = k\Phi$ – параметры электромеханической системы, $p = d/dt$.

Канонические координаты невозмущенного движения системы стабилизации скорости исполнительного вала выражаются через координаты системы (1) следующим образом:

$$\left. \begin{aligned} p\Omega &= \varphi = \frac{M_y}{J} \\ p^2\Omega &= \omega = \frac{C_{ж}}{J}(\omega_{дв}k_p - \Omega); \\ p^3\Omega &= \varepsilon = k_{п}(M_{дв} - k_o M_y) \\ p^4\Omega &= a = k_{п} \left[\frac{c}{L}u - \frac{R}{L}M_{дв} - \left(\frac{c^2}{L} + C_{ж}k_pk_o \right) \omega_{дв} + C_{ж}k_o\Omega \right] \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где $k_{п} = \frac{C_{ж}k_p}{J_{дв}J}$, $k_o = \frac{Jk_p^2 + J_{дв}}{Jk_p}$ – коэффициенты прямого канала и обратной связи по упругому моменту соответственно.

Величины первой и второй производных скорости исполнительного вала Ω линейно связаны с углом и скоростью закручивания упругого элемента соответственно. Аналогичным образом третья и четвертая производные регулируемой координаты связаны с величинами угловых ускорения и рывка исполнительного вала в системе координат, привязанной к валу двигателя. Это позволяет использовать для канонических координат буквенные обозначения:

$$\left(\Omega, p\Omega, p^2\Omega, p^3\Omega, p^4\Omega \right) = (\Omega, \varphi, \omega, \varepsilon, a). \quad (3)$$

В таких обозначениях математическое описание каскада регуляторов релейной системы подчинённого регулирования имеет вид:

$$\left. \begin{aligned} u_{R1} &= \varphi^* = \\ &= -\varphi_{max} \cdot \text{sign}(\Omega - \Omega^* + K_{\Omega\varphi} \cdot \varphi + K_{\Omega\omega} \cdot \omega + K_{\Omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R2} &= \omega^* = -\omega_{max} \cdot \text{sign}(\varphi - \varphi^* + K_{\varphi\omega} \cdot \omega + K_{\varphi\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R3} &= \varepsilon^* = -\varepsilon_{max} \cdot \text{sign}(\omega - \omega^* + K_{\omega\varepsilon} \cdot \varepsilon) \\ u_{R4} &= a^* = -U_{max} \cdot \text{sign}(\varepsilon - \varepsilon^*) \end{aligned} \right\}, \quad (4)$$

где u_{Ri} – сигнал i -го (считая от входа) регулятора; символом «*» отмечены заданные значения координат, как входное, так и формируемые регуляторами; индексами «max» отмечены уровни ограничений канонических координат.

Параметрический синтез внутренних контуров данной системы подчинённого регулирования и аналитическое исследование их устойчивости выполнены в работах [2, 3] в системе обозначений (3), что обеспечивает преемственность результатов синтеза коэффициентов $K_{\varphi\omega}$, $K_{\varphi\varepsilon}$, $K_{\omega\varepsilon}$ при оптимизации по быстродействию систем более высоких порядков.

В результате параметрического синтеза внешнего регулятора каскада (4) методом $N-i$ переключений [1] были установлены однозначные аналитические зависимости

коэффициентов обратных связей контура регулирования скорости от уровней ограничений канонических координат системы:

$$K_{\Omega\varphi} = \frac{\varphi_{\max}}{2\omega_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{2\varepsilon_{\max}} + \frac{\varepsilon_{\max}}{2a_{\max}};$$

$$K_{\Omega\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{4\varepsilon_{\max}} + \frac{\omega_{\max}}{4a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\varepsilon_{\max}}{4\omega_{\max}a_{\max}} + \frac{\omega_{\max}^2}{12\varepsilon_{\max}^2} + \frac{\varepsilon_{\max}^2}{12a_{\max}^2};$$

$$K_{\Omega\varepsilon} = \frac{\varphi_{\max}}{8a_{\max}} + \frac{\varphi_{\max}\varepsilon_{\max}^2}{24\omega_{\max}a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}\varepsilon_{\max}}{24a_{\max}^2} + \frac{\omega_{\max}^2}{24\varepsilon_{\max}a_{\max}}. \quad (5)$$

Устойчивость скользящего режима контура регулирования с коэффициентами обратных связей (6) аналитически подтверждается результатами работы [4].

Выражения (4), (5) указывают на непосредственную зависимость настроек системы оптимального управления от величины φ_{\max} , которой прямо пропорционален максимальный упругий момент. Следовательно, применительно к рассматриваемой системе задачу учёта ограничения M_y или $\Delta\varphi$ целесообразно свести к отысканию максимального значения первой производной скорости исполнительного вала двухмассовой ЭМС, достигаемого при отработке заданного значения Ω^* на оптимальной по быстрдействию траектории, сформированной при заданных ограничениях ω_{\max} , ε_{\max} , a_{\max} .

Результаты работы. Вид временных диаграмм канонических координат системы для указанного режима разгона представлен на рис.1, где интервалы стабилизации относительных рывка, ускорения и скорости обозначены как $T_{s\varphi}$, $T_{s\varepsilon}$, $T_{s\omega}$. Напомним, что в методе N-i переключений [1, 2] принимается допущение о постоянстве N-й производной выходной координаты на интервалах постоянства управляющего воздействия. Благодаря этому допущению приращения координат на всех промежутках между соседними точками излома траектории рассчитываются как суммы ряда Тейлора с конечным числом членов.

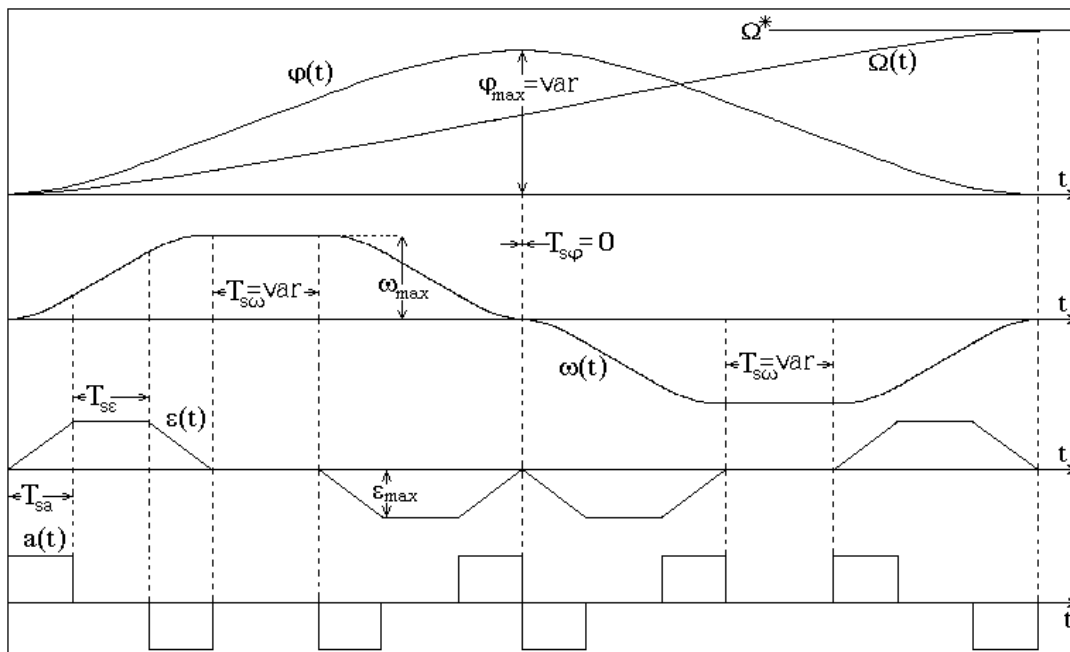


Рисунок 1 – Расчётные временные диаграммы

Специфика представленных на рис.1 временных диаграмм по сравнению с их наиболее общим видом, положенным в основу синтеза параметров в работе [1], состоит в равенстве нулю интервала стабилизации первой производной скорости, которая начинается снижение в момент достижения своего максимума, а сам максимум φ_{\max} не определён до начала разгона и является функцией задания скорости:

$$T_{S\varphi} = 0, \quad (6)$$

$$\varphi_{\max} = \text{var} . \quad (7)$$

Последнее обстоятельство обуславливает также вариативность расчётного интервала стабилизации второй производной скорости, который для оптимальной по быстродействию траектории, проходящей по границам области пространства канонических координат, выражается [1] через искомую величину φ_{\max} :

$$T_{S\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}} - \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}} - \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}} = \text{var}, \quad T_{S\omega} > 0. \quad (8)$$

Тем не менее, данные временные диаграммы являются частным случаем переходных кривых, использованных в [1] для синтеза регулятора скорости двухмассовой ЭМС. Следовательно, формулы (5) остаются актуальными для рассматриваемого режима разгона. Однако представление параметров системы четвёртого порядка функциями уровней ограничений канонических координат делает весьма громоздким аналитическое решение поставленной задачи синтеза. Избежать усложнения результатов позволяет представление параметров регуляторов и интервалов стабилизации координат явными функциями постоянных времени замкнутой системы управления, введённых в работе [4] как отношения уровней ограничения:

$$T_a = \frac{\varepsilon_{\max}}{a_{\max}}; \quad T_\varepsilon = \frac{\omega_{\max}}{\varepsilon_{\max}}; \quad T_\omega = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}. \quad (9)$$

Выраженные через данные величины коэффициенты (5) приобретают компактный вид

$$K_{\Omega\varphi} = \frac{1}{2}(T_\omega + T_\varepsilon + T_a), \quad K_{\Omega\omega} = \frac{1}{4}(T_\omega T_\varepsilon + T_\varepsilon T_a + T_\omega T_a) + \frac{1}{12}(T_\varepsilon^2 + T_a^2),$$

$$K_{\Omega\varepsilon} = \frac{1}{8}T_\omega T_\varepsilon T_a + \frac{1}{24}(T_\omega T_a^2 + T_\varepsilon T_a^2 + T_\varepsilon^2 T_a), \quad (10)$$

а интервалы стабилизации согласно [5] представляются выражениями

$$T_{Sa} = T_a, \quad T_{S\varepsilon} = T_\varepsilon - T_a, \quad T_{S\omega} = T_\omega - T_\varepsilon - T_a, \quad T_{S\varphi} = T_\varphi - T_\omega - T_\varepsilon - T_a. \quad (11)$$

Постоянная времени T_φ в наиболее общем случае представляется аналогично (9) как $T_\varphi = \frac{\Omega_{\max}}{\varphi_{\max}}$ [5]. Для рассматриваемой системы, в которой скорость исполнительного вала двухмассовой ЭМС является регулируемой координатой, следует выражать T_φ через задающее воздействие Ω^* : $T_\varphi = \frac{\Omega^*}{\varphi_{\max}}$. Благодаря введению постоянных времени замкнутой системы задача отыскания максимального ускорения, или пропорционального ему упругого момента, достигаемого на оптимальной по быстродействию траектории (рис.1) при двух неизвестных интервалах стабилизации, сводится к за-

даче определения двух постоянных времени $T_{\omega} = \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}$, $T_{\varphi} = \frac{\Omega^*}{\varphi_{\max}}$, которые связаны с искомым уровнем ограничения φ_{\max} . Данная задача требует решения системы двух уравнений. Одно из них получим из условия реализации расчётной траектории (6) с учётом подстановки постоянных времени замкнутой системы (11) в выражение интервала стабилизации $T_{s\varphi}$:

$$T_{\varphi} - T_{\omega} - T_{\varepsilon} - T_a = 0. \quad (12)$$

Второе уравнение составим на основании того факта, что произведение неизвестных постоянных времени T_{φ} и T_{ω} может быть выражено через величины, известные для траектории рассматриваемого режима разгона: $T_{\varphi} \cdot T_{\omega} = \frac{\Omega^*}{\varphi_{\max}} \cdot \frac{\varphi_{\max}}{\omega_{\max}}$, откуда имеем

$$T_{\varphi} \cdot T_{\omega} = \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}. \quad (13)$$

Подставив T_{ω} , выраженную из уравнения (13) через T_{φ} , в уравнение (12), получим равенство $T_{\varphi} - \frac{\Omega^*}{T_{\varphi} \cdot \omega_{\max}} - T_{\varepsilon} - T_a = 0$. Умножив обе его части на неизвестную величину T_{φ} , придём к квадратному уравнению

$$T_{\varphi}^2 - (T_{\varepsilon} + T_a)T_{\varphi} - \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}} = 0,$$

неотрицательный корень которого

$$T_{\varphi} = \frac{(T_{\varepsilon} + T_a) + \sqrt{(T_{\varepsilon} + T_a)^2 + 4 \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}}}{2}$$

приводится к виду

$$T_{\varphi} = \sqrt{\left(\frac{T_{\varepsilon} + T_a}{2}\right)^2 + \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}} + \frac{T_{\varepsilon} + T_a}{2}. \quad (14)$$

Подставив выражение (14) в (12), получим вторую искомую постоянную времени:

$$T_{\omega} = \sqrt{\left(\frac{T_{\varepsilon} + T_a}{2}\right)^2 + \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}} - \frac{T_{\varepsilon} + T_a}{2}. \quad (15)$$

Выразив φ_{\max} из определения постоянной T_{ω} согласно (9), найдём максимальное значение первой производной скорости двухмассовой ЭМС на расчётной траектории отработки задающего воздействия Ω^* :

$$\varphi_{\max} = T_{\omega} \cdot \omega_{\max}. \quad (16)$$

Помимо расчёта коэффициентов обратных связей по формулам (10) данная величина задействована в настройках системы оптимального управления как амплитуда сигнала внешнего регулятора каскада (4).

Формулы (14)-(16) актуальны только для открытого диапазона значений скачка задания скорости (Ω^{*H} , Ω^{*B}), в котором реализуется представленная на рис.1 форма переходной траектории. Выражение для нижней границы диапазона Ω^{*H} можно получить, подставив в одно из условий реализации данной траектории (8) постоянные времени замкнутой системы с учётом формулы (15):

$$\sqrt{\left(\frac{T_\varepsilon + T_a}{2}\right)^2 + \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}} - \frac{T_\varepsilon + T_a}{2} - T_\varepsilon - T_a > 0.$$

После приведения к виду

$$\sqrt{\left(\frac{T_\varepsilon + T_a}{2}\right)^2 + \frac{\Omega^*}{\omega_{\max}}} > 3 \cdot \frac{T_\varepsilon + T_a}{2},$$

возведения в квадрат и последующего разрешения относительно задания скорости получим из неравенства

$$\Omega^* > 2 \omega_{\max} (T_\varepsilon + T_a)^2$$

выражение для граничного значения заданной скорости:

$$\Omega^{*H} = 2 \omega_{\max} (T_\varepsilon + T_a)^2. \quad (17)$$

Верхняя граница диапазона воспроизводимых на данной траектории скоростей Ω^{*B} соответствует некоторому фиксированному значению φ_{\max} , рассчитываемому по величине наперед заданного максимально допустимого упругого момента, и может быть найдена по материалам работы [1] с учётом подстановок (10) как

$$\Omega^{*B} = 2 \cdot A_{\max} T_a T_\varepsilon T_\omega. \quad (18)$$

Следует заметить, что определяемая формулой (16) величина φ_{\max} пропорциональна максимуму упругого момента или угла закручивания упругого вала

$$M_{y \max} = \varphi_{\max} \cdot J, \quad \Delta\varphi_{\max} = \varphi_{\max} \cdot \frac{J}{C_{\text{ж}}},$$

однако явное определение этих величин для синтеза параметров каскада регуляторов (4) не является обязательным.

Выводы. Установленная аналитическая зависимость максимума первой производной регулируемой координаты системы четвёртого порядка от величины скачка задающего воздействия позволяет осуществить адаптацию настроек релейной системы подчинённого регулирования к специфической форме переходной траектории, реализуемой при отработке скоростей в диапазоне значений, определяемых выражениями (17)-(18). Нахождение значений T_φ , T_ω и φ_{\max} по формулам (14)-(16) при скачкообразном изменении задания скорости на величину Ω^* выполняется перед последовательностью вычислений (9), (10), осуществляемых в ходе параметрического синтеза ре-

гулятора R1 каскада (4) методом N-і переключень. Простота отриманих розрахункових формул служить передумовою для модифікації налаштувань системи управління електроприводом з кінцевою жорсткістю кінематичної ланки в режимі реального часу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садовой А.В. Параметрический синтез релейной системы подчиненного регулирования скорости электропривода с упругой связью / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник Кременчугского государственного политехнического университета. – Кременчуг: КГПУ. – 2008. – Выпуск 3/2008(50). – Часть 1. – С.83-87.
2. Садовой А.В. Параметрический синтез позиционных релейных систем подчиненного регулирования методом N-і переключений / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «Электротехника, электроника, электропривод»: "Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика". – Харьков. – 2005. – Выпуск 45. – С.71-73.
3. Садовой А.В. Анализ характера скользящего режима оптимальной по быстродействию позиционной релейной СУЭП / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Сборник научных трудов Днепропетровского государственного технического университета (технические науки). – Днепропетровск: ДГТУ. – 2008. – Выпуск 8. – С.140-144.
4. Садовой А.В. Анализ устойчивости скользящего режима оптимальной по быстродействию системы четвертого порядка / Садовой А.В., Дерез А.Л. // Вестник НТУ ХПИ. Серия «электротехника, электроника и электропривод». – Харьков. – 2008. – Выпуск 30. – С.91-93.
5. Дерез А.Л. Синтез параметров регулятора положения оптимальной по быстродействию релейной системы управления электроприводом с упругой связью методом N-і переключений / Дерез А.Л., Садовой А.В. // Научно-производственный журнал «Электромеханические и энергосберегающие системы». Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика». – Кременчуг: КрНУ. – 2012. – Вып. 3/2012 (19). – С.81-85.

Поступила в редколлегию 14.02.2013.