

Т.Б. НИКИТИНА, канд. техн. наук, докторант, НТУ "ХПИ"
И.В. БОВДУЙ, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
А.В. ВОЛОШКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков
Е.В. ВИНИЧЕНКО, аспирант, НТЦ МТО НАН Украины, Харьков

РОБАСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ СТЕНДОМ ДВУХМАССОВОЙ ЭЛЕКТРОМЕХАНИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Розроблена методика синтезу робастного управління імітаційним стендом двомасовою електромеханічною системою та наведені експериментальні характеристики синтезованої.

Разработана методика синтеза робастного управления имитационным стендом двухмассовой электромеханической системы и проведены экспериментальные характеристики синтезированной системы.

Введение. При синтезе систем управления сложными многомассовыми электромеханическими системами с упругими и нелинейными элементами, необходима математическая модель, адекватная реальной системе. Достоверность результатов, полученных в ходе синтеза систем управления сложными многомассовыми электромеханическими объектами может быть проверена только при работе с реальным объектом. Одним из подходов к решению данной проблемы является использование стендов, имитирующих структуру объекта управления. При этом, первоначальная отладка регуляторов и сравнение их эффективности работы в условиях, максимально приближенных к реальным, выполняется на таком стенде, содержащем все необходимые элементы.

Исследовательские стенды для отладки программного обеспечения систем управления преобразователями с учетом особенностей кинематических связей между приводным двигателем и рабочим механизмом выпускаются многими электротехническими фирмами. Однако, стоимость подобных стендов многократно превышает первоначальную стоимость серийных преобразователей и двигателей. В работах [1-3] рассматриваются вопросы разработки таких стендов.

Целью данной работы является разработка математической модели и методики синтеза робастного регулятора стенда двухмассовой электромеханической системы, а также исследование динамических характеристик синтезированной системы робастного управления стендом двухмассовой электромеханической системы.

Конструкция стенда. Стенд двухмассовой электромеханической системы содержит две одинаковые электрические машины постоянно-го тока с возбуждением от постоянных магнитов типа ДПТ-25-Н2, роторы которых связаны между собой пружиной с жесткостью C . Предполагается, что одна машина будет работать в двигательном режиме, а другая в генераторном, с помощью которой будет имитироваться активный момент нагрузки. При необходимости, первая машина может также работать в режиме торможения. На роторах каждой машины установлены оптические дискретные датчики углового положения ДП₁, ДП₂ с помощью которых измеряются также и угловые скорости роторов [4-9].

Математическая модель стенда. Принимаем такие положительные направления вращения первого и второго двигателей, при которых положительные значения напряжений на якорных цепях двигателей приводят к увеличению скоростей вращения двигателей. Положительное значение момента упругости соответствует положительной разности углов между первым и вторым двигателем таким образом, что положительное значение момента упругости приводит к разгону второго двигателя и к торможению первого двигателя. Тогда получим следующие уравнения динамики движения роторов первого и второго двигателей

$$J_{д1} \frac{d\omega_1}{dt} = M_{д1} - M_{\Sigma} - M_c(\omega_1);$$

$$J_{д2} \frac{d\omega_2}{dt} = M_{д2} + M_{\Sigma} - M_c(\omega_2).$$

В этих уравнениях суммарный момент M_{Σ} , передаваемый пружиной, равен сумме моментов упругости M_y и момента вязкого трения $M_{вт}$, так что

$$M_{\Sigma} = M_y + M_{вт}.$$

Для моментов упругости M_y и момента вязкого трения $M_{вт}$ получим следующие уравнения

$$M_y = C(\varphi_1 - \varphi_2); \quad M_{вт} = \beta(\omega_1 - \omega_2).$$

Так как упругий элемент – пружина является накопителем потенциальной энергии, то путем дифференцирования обеих частей исходного уравнения для упругого момента может быть получено следующее дифференциальное уравнение состояния для момента упругости

$$\frac{dM_y}{dt} = C(\omega_1 - \omega_2).$$

Моменты двигателей $M_{\partial 1}$, $M_{\partial 2}$ связаны с токами якорных цепей $I_{я1}$, $I_{я2}$ уравнениями

$$M_{\partial 1} = C_1 \Phi_1 I_{я1}; \quad M_{\partial 2} = C_2 \Phi_2 I_{я2},$$

где C_1 , C_2 – конструктивные постоянные двигателей, Φ_1 , Φ_2 – потоки возбуждения двигателей.

Уравнения равновесия ЭДС якорных цепей двигателей имеют следующий вид

$$T_{\partial 1} \frac{dI_{я1}}{dt} + I_{я1} = \frac{1}{R_1} [U_{я1} - K_1 \Phi_1 \omega_{\partial 1}];$$

$$T_{\partial 2} \frac{dI_{я2}}{dt} + I_{я2} = \frac{1}{R_2} [U_{я2} - K_2 \Phi_2 \omega_{\partial 2}].$$

Для управления режимом работы основного и нагрузочного двигателей M_1 и M_H , работающих в 4-х квадрантах, необходимо сформировать сигналы питающего напряжения ДПТ, измерить величины токов и углов поворота вала двигателей. Величина напряжения питания двигателей задается 8-разрядными таймерами МК, работающих в режиме ШИМ. Направление вращения двигателя задается дискретным сигналом, на основе анализа направления тока в конкретном двигателе. Формирование питающего напряжения двигателей по уровню и току выполняется 4-х канальным драйвером L293D фирмы SGS-Thomson, 2 канала которого образуют H-мост для одного двигателя.

Драйвер двигателей, работая в ключевом режиме обладает значительным динамическим диапазоном коммутации (до 5 кГц), высокой перегрузочной способностью по току (до 2-х кратного превышения тока замыкания двигателя), температурной защитой и возможностью блокировки выходного напряжения каждого моста. Для управления драйвером двигателей необходим модуль контроля запрета одновременного включения плечей H-моста, либо организовать дополнительный программный контроль состояния сигналов управления мостом.

Так как частота коммутации широтно-импульсных преобразователей усилителей мощности УМ₁, УМ₂, питающих якорные цепи двигателей, составляет около 5 кГц, то динамикой этих усилителей можно пренебречь и считать их безинерционными. Тогда получим следующие уравнения, связывающие входные напряжения U_1 , U_2 широтно-импульсных преобразователей с их выходными напряжениями, при-

ложенными к якорным цепям $U_{я1}$, $U_{я2}$ двигателей:

$$U_{я1} = K_{ym1}U_1; \quad U_{я2} = K_{ym2}U_2,$$

где K_{ym1} , K_{ym2} – коэффициенты усиления широтно-импульсных преобразователей.

Примем компоненты вектора переменных состояния в следующем виде: ток якорной цепи первого двигателя $I_{я1}$, скорость ω_1 и угол φ_1 поворота первого двигателя, момент упругости M_y пружины связывающей валы двигателей, угол φ_2 и скорость ω_2 поворота вала второго двигателя и ток якорной цепи второго двигателя $I_{я2}$. Тогда вектор состояния примет следующий вид

$$\vec{X}(t) = [I_{я1}, \omega_1, \varphi_1, M_y, \varphi_2, \omega_2, I_{я2}]^T.$$

Примем вектор управления в следующем виде

$$\vec{U} = [U_1, U_2]^T.$$

Примем вектор моментов сопротивления \vec{M} в следующем виде

$$\vec{M} = [M_{c1}, M_{c2}]^T.$$

Тогда матрицы состояния А управления В и возмущения F примут следующий вид:

$$A = \begin{array}{|c|c|c|c|c|c|} \hline \frac{1}{T_{y1}} & \frac{-\tilde{N}_1\hat{O}_1}{R_1T_{y1}} & & & & \\ \hline \frac{\tilde{N}_1\hat{O}_1}{J_{a1}} & \frac{-\beta-\beta_{n1}}{J_{a1}} & \frac{1}{J_{a1}} & \frac{\beta}{J_{a1}} & & \\ \hline & 1 & & & & \\ \hline & C & & -C & & \\ \hline & & & 1 & & \\ \hline & \frac{\beta}{J_{a2}} & \frac{1}{J_{a2}} & \frac{-\beta-\beta_{n2}}{J_{a2}} & \frac{\tilde{N}_2\hat{O}_2}{J_{a2}} & \\ \hline & & & \frac{-\tilde{N}_2\hat{O}_2}{R_2T_{y2}} & \frac{1}{T_{y2}} & \\ \hline \end{array}; \quad B = \begin{array}{|c|c|} \hline \frac{K_{o11}}{R_1T_{y1}} & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline \end{array}; \quad F = \begin{array}{|c|c|} \hline & \\ \hline \frac{1}{J_{a1}} & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline & \\ \hline \frac{1}{J_{a2}} & \\ \hline & \\ \hline \end{array}$$

На рис. 1. показана схема стенда, где показаны также моменты внешнего трения M_{c1} , M_{c2} на валах двигателей.

Приведем параметры двигателей: $R_{я} = 69,17$ Ом; $T_{я} = 2,26 \cdot 10^{-3}$ с;

$$K_M = 0,025 \frac{H \cdot M}{A}; \quad M_E = 0,045 \frac{B}{\text{рад/с}}; \quad J_d = 0,16 \cdot 10^{-7} \text{ кг} \cdot \text{м}^2.$$

Для синтеза системы управления стандом двухмассовой электро-механической системы необходима математическая модель, адекватно описывающая динамические процессы. С этой целью были произведены всесторонние испытания станда.

Постоянная времени электромагнитных процессов T_3 характеризует переходные процессы в якорной цепи двигателя при заторможенном роторе двигателя для устранения влияния противо ЭДС двигателя. По экспериментальным зависимостям переходных процессов тока якорной цепи экспериментальные значения постоянной времени якорной цепи составит $T_3 = 2,26 \cdot 10^{-3}$ с.

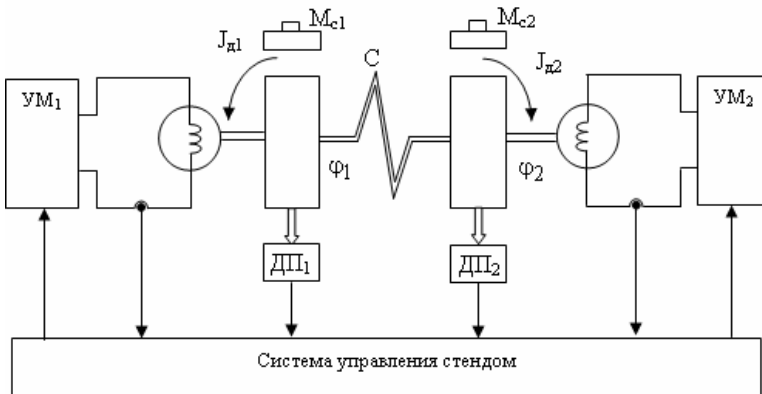


Рис. 1.

Экспериментально определялись суммарные моменты инерции первого и второго двигателей: $J_{\Sigma 1} = 2 \cdot 10^{-5}$ и $J_{\Sigma 2} = 1,95 \cdot 10^{-5}$. Заметим, что эти моменты инерции в основном определяются моментами инерции дисков цифровых датчиков углового положения двигателей, так как моменты инерции собственно двигателей меньше суммарных моментов более, чем на два порядка.

Кроме этих параметров экспериментально определялся также момент трогания двигателя, соответствующий напряжению трогания $U_{тр} = 1,5$ В. При этом момент трогания $M_{тр} = 0,6 \cdot 10^{-3}$ Н·м.

В ходе проведения эксперимента определялась жесткость пружины. С этой целью эксперимент проходил в следующих условиях:

первый двигатель заторможен, а на второй двигатель подается номинальное напряжение. При этом ток второго двигателя составлял 165,0 миллиампер, напряжение на втором двигателе равно 25,7 В, а разность углов составляет 1,44 радиана. Расчетное значение жесткости пружины при этом составляет $C = 0,0029 \text{ Н}\cdot\text{м}/\text{рад}$.

Синтез робастного управления. Рассмотрим построение робастной системы управления [6, 7] для работы на различных участках характеристики внешнего трения двухмассовой электромеханической системы. H^∞ -норма передаточной функции представляет собой верхнюю грань коэффициента усиления между H^2 -нормой входного сигнала и H^2 -нормой выходного сигнала и следовательно H^∞ -норма равна квадратному корню из энергии выхода при входном возмущении с единичной энергией. Поэтому минимум H^∞ -приводит к минимизации максимального по всему частотному диапазону энергии выходного сигнала для наихудшего случая приложения входного воздействия. Для получения приемлемых показателей качества синтезируемой системы в вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$ необходимо включать ошибку системы, переменные состояния системы, которые нужно ограничивать, а также компоненты вектора управления $\bar{u}(t)$. Причем, роль весовых матриц в критерии качества выполняют матрицы C_1 , D_{11} и D_{12} , с помощью которых формируется вектор контролируемых переменных $\bar{z}(t)$. Задача синтеза робастной системы заключается в подборе таких значений этих матриц, при которых в системе обеспечивается выполнение заданных требований по качеству регулирования. А синтез такой системы сводится к минимизации H^∞ -нормы взвешенной энергии ошибок каналов, переменных состояния которые необходимо ограничивать и управления. Таким образом, нахождение оптимального регулятора, минимизирующего H^2 -норму сводится к решению двух уравнений Риккати по управлению:

$$A^T X_2 + X_2 A - X_2 B_2 B_2^T X_2 + C_1^T C_1 = 0,$$

и по фильтрации:

$$A Y_2 + Y_2 A^T - Y_2 C_2^T C_2 Y_2 + B_1 B_1^T = 0.$$

Тогда матрица коэффициентов усиления оптимального регулятора и матрица состояния замкнутой оптимальной системы, минимизирующей H^2 -норму, примут следующий вид:

$$F_2 = -B_2^T X_2, \quad L_2 = -Y_2 C_2^T; \quad \hat{A}_2 = A + B_2 F_2 + L_2 C_2.$$

Синтез регулятора, минимизирующего H^∞ -норму, сводится к решению двух уравнений Риккати по управлению:

$$A^T X_\infty + X_\infty A - X_\infty (B_2 B_2^T - \gamma^2 B_1 B_1^T) X_\infty + C_1^T C_1 = 0,$$

и по фильтрации:

$$A Y_\infty + Y_\infty A^T - Y_\infty (C_2^T C_2 - \gamma^2 C_1^T C_1) Y_\infty + B_1 B_1^T = 0.$$

Рассмотрим стандартную форму уравнения состояния, вектора контролируемых параметров $\bar{z}(t)$ и вектора измеряемых переменных $\bar{y}(t)$, принятую в теории робастного управления [6, 7]:

$$\frac{d\bar{x}(t)}{dt} = A\bar{x}(t) + B_1\bar{w}(t) + B_2u(t);$$

$$\bar{z}(t) = C_1\bar{x}(t) + D_{11}\bar{w}(t) + D_{12}u(t);$$

$$\bar{y}(t) = C_2\bar{x}(t) + D_{21}\bar{w}(t) + D_{22}u(t).$$

Результаты моделирования и экспериментальных исследований. Полученные значения робастных регуляторов [10] были реализованы на стенде. Экспериментальные переходные процессы показаны на рис. 2.

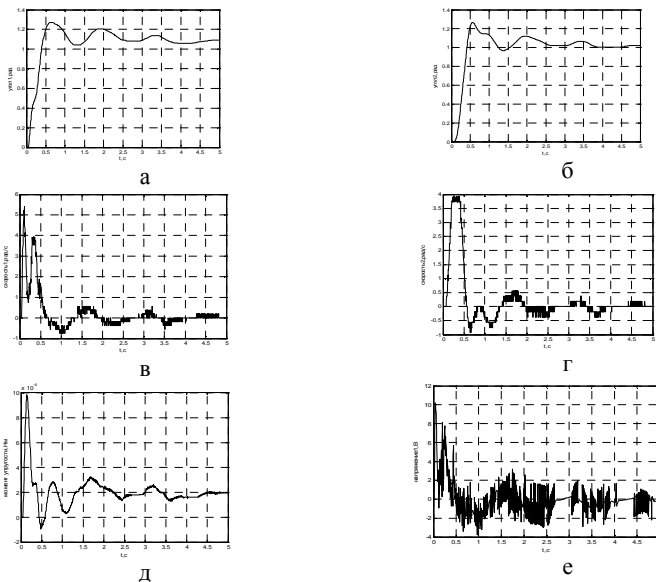


Рис. 2.

Кривые переходных процессов обозначены: (а), (б) – углов поворота первого φ_1 и второго φ_2 двигателей; (в), (г) – скоростей вращения первого ω_1 и второго ω_2 двигателей; (д) – момента упругости M_y и (е) – напряжения $U_{я}$ при отработке системой заданного угла поворота $\varphi_3 = 1$ рад. Сравнение этих графиков показывает, что экспериментальные переходные процессы углов поворота стэнда и переходные процессы, полученные на модели, заканчиваются примерно за 3 секунды, однако в переходном процессе угла поворота стэнда имеются нелинейные участки, обусловленные наличием моментов трения в стэнде.

Выводы. Разработана математическая модель и методика синтеза робастного регулятор стэнда двухмассовой электромеханической системы. Приведены модельные и экспериментальные динамические характеристики стэнда с синтезированной системой робастного управления.

Список литературы: 1. Коцегуб П.Х., Толочко О.И., Федорик Р.В. Практическая реализация цифровых САУ в среде пакета МАТЛАБ с использованием платформы реального времени "QNX TARGET" // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Сер. Електротехніка, електроніка і електропривод. – Харків: НТУ "ХПІ", 2002. – Т. 1. – № 2, – С. 98-101. 2. Зеленов А.Б., Полилов Е.В., Щелоков А.Г. Создание универсального лабораторного макета системы прямого цифрового управления электроприводом // Вісник Національного технічного університету "ХПІ". Сер. Електротехніка, електроніка і електропривод. – Харків: НТУ "ХПІ", 2002. – Т. 2. – № 12. – С. 472-475. 3. Войтенко В.П., Хоменко М.А. Встраиваемая система позиционирования с нейрорегулятором // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Проблеми сучасної електротехніки". – К.: ІЕД НАНУ, 2008. – С. 71-74. 4. Ан П. Сопряжение ПК с внешними устройствами: Пер. с англ. – М.: ДМК Пресс, 2003. – 320 с. 5. Кузьминов А.Ю. Интерфейс RS232. Связь между компьютером и микроконтроллером. – М.: Радио и связь, 2004. – 168 с. 6. Трамперт В. Измерение, управление и регулирование с помощью AVR-микроконтроллеров.: Пер. с нем. – К.: МК Пресс, 2006. – 208 с. 7. Гуж М.Ю. Аппаратные средства IBM PC. Энциклопедия. 3-е изд. – СПб.: Питер, 2006. – 1072 с. 8. CodeVisionAVR v.1.23.8d User Manual. Rev. 17.5.2003: Pavel Naiduc and HP Info Tech S.R.L., 2003. – 200 p. 9. Евстифеев А.В. Микроконтроллеры AVR семейства Mega. Руководство пользователя. – М.: Издательский дом "Додека-XXI", 2007. – 592 с. 10. Никитина Т.Б. Робастная стабилизация дискретно-континуального объекта // Технічна електродинаміка. Тем. вип. "Силовая електроніка та енергофективність". – К.: ІЕД НАНУ, 2007. – Ч. 1. – С. 56-61.

Поступила в редколлегию 15.12.2009