стота колебаний сигнала управления изменяется в диапазоне от 3125 до 1500 Гц.

При использовании в управлении НЛК скорость линейного изменения момента нагрузки до его максимального значения практически не отражается на регулировочной характеристике оборотов двигателя, в то время как при классическом ПИ-регулировании наблюдается временное падение оборотов до некоторых установившихся значений, явно зависящих от скорости нарастания момента. В случае непрерывного линейного нарастания момента нагрузки время торможения ротора до полной остановки при использовании НЛК увеличивается в 1,3 раза.

Исследованиями установлено, что применение НЛК по сравнению с классическим ПИ-регулированием позволяет:

— уменьшить время разгона ротора до номинальных оборотов при пуске с 17,2 мс до 5,4 мс;

— уменьшить снижение оборотов ротора при скачкообразном возрастании момента нагрузки до уровня номинального с 800 до 140 об/мин при одновременном уменьшении длительности снижения с 30 до 2,5 мс;

— снизить увеличение оборотов ротора при скачкообразном снижении момента нагрузки с уровня номинального до нулевого с 800 до 47 об/мин при одновременном уменьшении длительности выброса с 30 до 5,5 мс.

Таким образом, применение нечеткого логического контроллера в системе управления позволяет практически устранить девиацию скорости вращения ротора при возмущениях момента нагрузки и повысить устойчивость работы магнитоэлектрического двигателя.

Необходимо также отметить, что применение нечеткого логического контроллера в микропроцессорных системах управления позволяет при тех же аппаратных затратах, что и при классическом управлении, обеспечить более качественное регулирование параметров бесконтактных магнитоэлектрических двигателей.

Надійшла 29.10.08

УДК 631.372

П.Г.СТАХІВ, докт.техн.наук, Й.Р.СЕЛЕПИНА (Нац. ун-т "Львівська політехніка")

Макромоделювання елементів системи електропривода на прикладі асинхронного двигуна з діодним мостом у колі статора

В статті описується процес побудови математичної макромоделі вентильного електропривода змінного струму за експериментально знятими значеннями перехідних характеристик при різних режимах його роботи.

В статье описывается процесс построения математической макромодели вентильного электропривода переменного тока по экспериментально снятым значениям переходных характеристик при разных режимах его работы.

Аналіз останніх досліджень та публікацій. Для дослідження компонент електромеханічних систем розроблено велику кількість методів математичного моделювання, кожен з яких характеризується ступенем складності побудови моделі та точністю отриманих результатів. Моделі, наприклад, у вигляді диференційних рівнянь в фазних чи інших координатах потребують врахування фізичних властивостей об'єктів і тому вимагають проведення великої кількості досліджень і експериментів для визначення внутрішніх параметрів системи [1]. Для спрощення таких моделей вводиться ряд припущень і обмежень щодо опису фізичних процесів, що в деякій мірі впливає на їхню точність. Більш точні результати можна отримати за допомогою польових моделей. Однак ці моделі є надто складними і вимагають застосування складних процедур обробки даних при конкретній реалізації.

Застосування комп'ютерних засобів аналізу електромеханічних систем зумовило поширення дискретних макромоделей, що пов'язане з формою подання експериментальних вхідних даних, які звичайно є сукупністю дискретних значень певних змінних [2, 6].

Для аналізу електромеханічних систем менше використовуються метод на основі інтегральних рівнянь та комбінований операторно-числовий метод із застосуванням числових апроксимацій для неперервних операцій інтегрування [8]. Перший з них є непопулярним через необхідність опису системи інтегральними рівняннями і не має відпрацьованих зручних процедур дискретизації, другий метод має високі похибки через низький порядок апроксимації та вимагає великого обсягу попередньої роботи. Наявність готових рішень для задач розрахунку динаміки створює базу для процесу аналізу перехідних процесів методами об'єктно-орієнтованого програмування [3], прикладом тут виступає пакет Simulink середовища MATLAB. Негативним аспектом такого підходу є повний перехід на готові, не завжди оптимальні щодо області застосування і швидкодії моделі.

Застосування наведених вище підходів до аналізу електромеханічних систем є надто складним, тому доцільно описувати компоненти математичними макромоделями [6], які б давали змогу відтворювати зовнішні характеристики компонент системи з заданою точністю. Апріорною інформацією при створенні макромоделей є динамічні процеси, зокрема перехідні та періодичні процеси, а також характеристики аварійних режимів. Для побудови математичних макромоделей компонент електромеханічних систем зручно використовувати метод змінних стану [6, 10], який відрізняється рядом корисних властивостей від класичних методів [4]. Основною перевагою його є те, що зникає необхідність врахування множини внутрішніх параметрів системи. Треба опиратися лише на значення вхідних і вихідних характеристик об'єкта. В дискретних рівняннях стану змінні у наступній точці визначаються на основі вхідного сигналу і вектора змінних стану лише в попередній точці, що спрощує моделювання процесів за допомогою ЕОМ. Матрична форма запису має безперечні переваги при числовому розв'язуванні. Метод змінних стану сумісний з багатьма чисельними методами, є можливість порівняно просто включити такі макромоделі в програми аналізу. Даний підхід є зручним і при формуванні загальної моделі електромеханічної системи. Однак недоліком такої моделі є наявність у рівняннях вектора змінних стану, компоненти якого в загальному не є безпосередньо спостережуваними величинами, що ускладнює процедуру ідентифікації.

Основний матеріал. Одним із методів для плавного пуску асинхронного двигуна (АД) з короткозамкненим ротором є включення мостових випрямлячів у нульову точку статора [9, 5]. Такі АД можна використовувати при короткотривалих режимах роботи при частих пусках і гальмуванні як виконавчі двигуни в технічних пристроях автоматики та інших галузях промисловості.

В даній статті побудову математичних макромоделей компонент систем приводу показано на прикладі короткозамкненого асинхронного двигуна, в розсічення нульової точки обмотки статора якого включено шестипульсний міст з діодами *VD*1—*VD*6 (рис. 1).

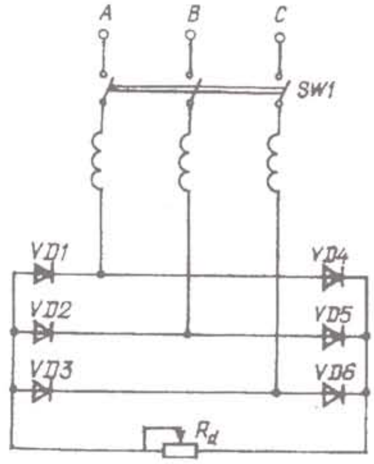

Рис. 1

Макромодель даного електропривода будуємо у вигляді дискретного рівняння змінних стану:

$$\begin{aligned} \vec{x}^{(k+1)} &= F\vec{x}^{(k)} + G\vec{v}^{(k)} + \Phi\left(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)}\right), \\ \vec{y}^{(k+1)} &= C\vec{x}^{(k+1)} + D\vec{v}^{(k+1)}, \end{aligned} \qquad (1)$$

де $\vec{x}^{(k)}$ — дискретні значення вектора змінних стану; F, G, C, D — розраховані в процесі побудови моделі матриці, розмірність яких залежить від розмірності вектора $\vec{x}^{(k)}$; $\vec{v}^{(k)}$ — дискретні значення вектора вхідних змінних, $\vec{y}^{(k)}$ — дискретні значення вектора вихідних змінних; k — номер дискрети; $\Phi\left(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)}\right)$ — деяка нелінійна вектор-функція, яка в загальному випадку визначається таким чином:

$$\begin{aligned} \Phi\left(\vec{x}^{(k)}, \vec{v}^{(k)}\right) &= \sum \alpha_{ij1m} \vec{v}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \\ &+ \sum \beta_{ij1m} \vec{x}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \sum \gamma_{ij1m} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)} \vec{v}_m^{(k)} + \\ &+ \sum \delta_{ij1m} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)} \vec{x}_m^{(k)} + \sum a_{ij1} \vec{v}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} + \\ &+ \sum b_{ij1} \vec{x}_j^{(k)} \vec{v}_l^{(k)} + \sum c_{ij1} \vec{x}_j^{(k)} \vec{x}_l^{(k)}, \end{aligned} \qquad (2)$$

де $\alpha_{ij1m}, \beta_{ij1m}, \gamma_{ij1m}, \delta_{ij1m}$ — тензори 4-го рангу, а $a_{ij1}, b_{ij1}, c_{ij1}$ — тензори 3-го рангу, розраховані шляхом оптимізації.

Оскільки досліджувана трифазна система є симетричною, то за вхідні прийнято діючі значення напруги U обмотки статора лише однієї з фаз та механічний момент навантаження M, що прикладений до ротора двигуна, а за вихідні — діючі значення струму I в цій же обмотці статора та частоту обертання ротора n. Тому вектори вхідних і вихідних змінних є дискретними значеннями наступних векторів:

$$\vec{v}^{(k)}=\begin{pmatrix}\vec{U}^{(k)}\\ \vec{M}^{(k)}\end{pmatrix},\quad \vec{y}^{(k)}=\begin{pmatrix}\vec{I}^{(k)}\\ \vec{n}^{(k)}\end{pmatrix}. \qquad (3)$$

Ідентифікація макромоделі з використанням оптимізації проводиться шляхом знаходження мінімуму деякої функції, яка характеризує відхилення поведінки моделі від поведінки модельованого об'єкта [7]. Якщо модель задається рівнянням $\vec{y}=\Phi\left(\vec{u},\vec{\beta}\right)$, де $\vec{u}$ — вхідний сигнал, $\vec{y}$ — вихідний сигнал, Φ — деякий оператор, $\vec{\beta}$ — вектор параметрів моделі, то згадана функція, яку називають функцією мети, матиме вигляд $Q(\beta)=E\left(\vec{y},\vec{\tilde{y}}\right)$, де $\vec{y}$ — відгук моделі на тестовий сигнал, розрахований з допомогою моделі, $\vec{\tilde{y}}$ — реакція реального об'єкта на цей же тестовий сигнал. Функція $E\left(\vec{y},\vec{\tilde{y}}\right)$ визначає відстань між дискретами векторів $\vec{y}$ і $\vec{\tilde{y}}$. Для фіксованого набору тестових сигналів функція мети є функцією лише вектора параметрів моделі $\vec{\beta}$. Таким чином, знайшовши мінімум функції $Q(\beta)$, ми знайдемо такі значення вектора параметрів моделі $\vec{\beta}$, при яких відхилення поведінки моделі на заданій множині тестових сигналів від поведінки модельованого об'єкта за критерієм $E\left(\vec{y},\vec{\tilde{y}}\right)$ буде мінімальним.

Побудова математичної макромоделі системи електропривода проводилася на основі дискретних значень експериментально знятих перехідних характеристик короткозамкненого асинхронного двигуна типу 4А80А4 УЗ з номінальними даними: $P_n=1{,}1$ кВт, $n_n=1420$ об/хв. За вихідні дані було взято перехідні процеси при пуску АД, та при чотирьох, різних за значенням моменту, накидах навантаження. Для зняття перехідних процесів використовувався аналогово-цифровий перетворювач типу ADA-1406 DAC з частотою дискретизації 10 кГц.

Процес побудови моделі здійснювався у такому порядку.

1. Вибирається набір вхідних і вихідних даних та форма майбутньої моделі, що записана через невідомі коефіцієнти — вектор змінних стану $\vec{x}$, елементи матриць F, G, C, D та елементи нелінійної вектор-функції $\Phi\left(\vec{x}^{(k)},\vec{v}^{(k)}\right)$.

2. Будується лінійна макромодель за допомогою алгоритму Хо-Калмана з використанням оптимізації у вигляді:

$$\begin{aligned}\vec{x}^{(k+1)}&=F\vec{x}^{(k)}+G\vec{v}^{(k)},\\ \vec{y}^{(k+1)}&=C\vec{x}^{(k+1)}+D\vec{v}^{(k+1)}.\end{aligned} \qquad (4)$$

Для оптимізації використовується метод напрямного конуса Растригіна з адаптацією параметрів пошуку.

3. Лінійна макромодель доповнюється нелінійною вектор-функцією $\Phi\left(\vec{x}^{(k)},\vec{v}^{(k)}\right)$.

4. Проводиться остаточна оптимізація макромоделі, де процедурі оптимізації піддаються усі коефіцієнти.

5. Перевіряються отримані в результаті макромоделювання відгуки на тестові сигнали із знятими експериментально даними та розраховується похибка моделі за виразом:

$$\varepsilon=\left(b/a\right)^{0{,}5}\cdot 100\%, \qquad (5)$$

де $a=\sum_{k=1}^{n}\left(y^{(k)}\right)^2$, $b=\sum_{i=1}^{n}\left(y^{*(k)}-y^{(k)}\right)^2$, $y^{(k)}$ — ордината k-тої дискрети реального значення сигналу, $y^{*(k)}$ — ордината k-тої дискрети значення сигналу, який був отриманий внаслідок моделювання за допомогою оптимізації.

В результаті похибка становила більше 8%, причому введення нелінійної функції $\Phi\left(\vec{x}^{(k)},\vec{v}^{(k)}\right)$ суттєво не покращувало точність моделі. Слід відзначити, що елементи, які входять у нелінійну функцію, були досить малими (10^{-4}), тобто незручними для аналізу та формування моделі. Тому було проведено масштабування вхідних даних.

Після масштабування повторюються пункти 1—5. Порядок моделі дорівнює трьом. Оптимізація проводилася тим самим методом, що й раніше, крім початкової, де використовувався метод напрямної сфери. Загальна похибка такої нелінійної моделі менше 4,5 %. Криві струму та частоти обертання ротора зняті експериментально (суцільна лінія) та отримані з нелінійної моделі (штрихова лінія) при пуску (*а*) та накидах і скиданнях навантаження (*б—г*), зображені на рис. 2.

За функцію мети при проведенні оптимізації взято наступний вираз:

$$Q=\sum_{k,i}\left(\vec{y}_i^{(k)}-\vec{\tilde{y}}_i^{(k)}\right)^2, \qquad (6)$$

де $\vec{y}_i^{(k)}$, $\vec{\tilde{y}}_i^{(k)}$ — дискретне значення вихідної змінної, отримане з експерименту, та розраховане за допомогою моделі, відповідно.

В результаті моделювання загальна модель третього порядку матиме наступні значення матричних коефіцієнтів:

$$\vec{x}^{(k)}=\begin{bmatrix}-3{,}6\\-2{,}5\\17\end{bmatrix},\quad F=\begin{bmatrix}0{,}83&-0{,}39&0{,}13\\-0{,}2&0{,}54&-0{,}36\\-0{,}1&-0{,}32&0{,}25\end{bmatrix},$$

$$G=\begin{bmatrix}1{,}5&0{,}15\\0{,}69&0{,}05\\-1&-0{,}47\end{bmatrix},\quad C=\begin{bmatrix}-0{,}98&-1{,}9&-2{,}5\\1&1{,}9&2{,}5\end{bmatrix}, \qquad (7)$$

$$D=\begin{bmatrix}-0{,}28&1{,}1\\-0{,}08&0{,}23\end{bmatrix}.$$

Числові значення величин, зняті експеримен-

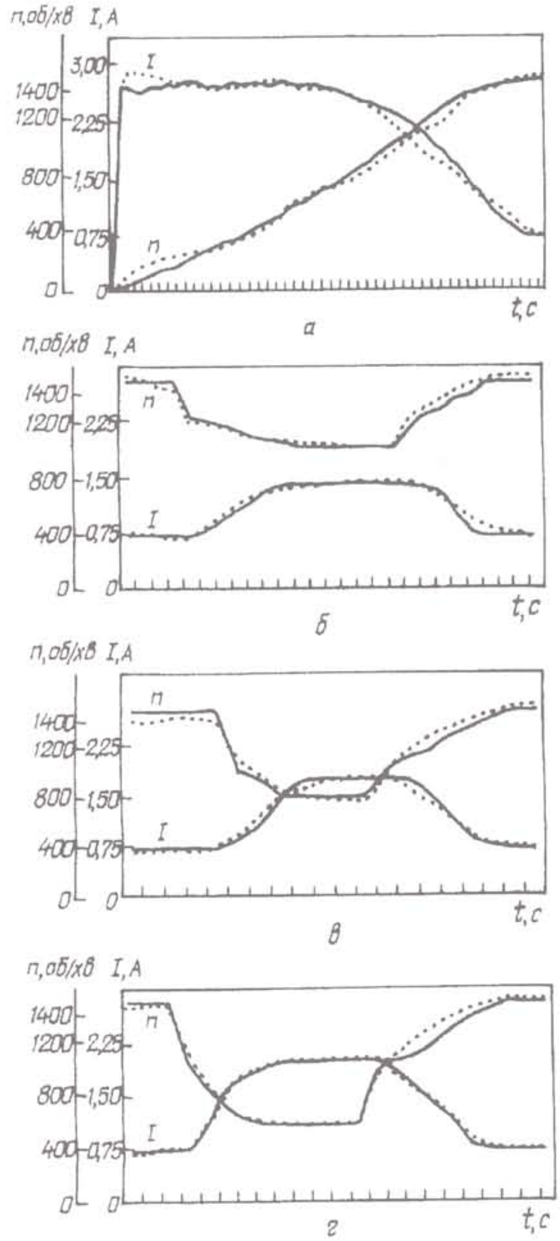

Рис. 2

тально та отримані за допомогою дискретної математичної макромоделі з нелінійними елементами, при найбільшому накиді і скиданні навантаження двигуна, наведено в таблиці.

Висновки. Отримана математична модель асинхронного двигуна, в розсічення нульової точки обмотки статора якого включено шестипульсний діодний міст. В подальшому вона може бути використана для розрахунку системи електропривода, компонентом якої є модельований об'єкт. Така макромодель з похибкою 4,5 % при порівняно малих затратах часу на побудову добре відображає поведінку роботи вентильної системи електропривода в різних режимах його роботи, зокрема враховує нелінійні характеристики.

t, с	M, Нм	U, В	n,об/хв	I, А	n,об/хв	I, А
	Експериментальні дані				Змодельовані дані	
1	0,00	124,0	1480	0,75	1433	0,68
2	0,00	124,0	1480	0,75	1447	0,70
3	0,00	124,0	1480	0,75	1438	0,77
4	41,16	124,0	1046	0,76	1085	0,77
5	41,16	123,69	851	1,04	875	1,09
6	41,16	123,39	709	1,65	698	1,57
7	41,16	123,09	620	1,85	606	1,86
8	41,16	122,94	567	1,96	576	2,00
9	41,16	122,79	567	2,08	570	2,06
10	41,16	122,79	567	2,08	571	2,08
11	41,16	122,79	567	2,08	571	2,10
12	41,16	122,79	567	2,08	574	2,10
13	41,16	122,79	567	2,08	578	2,09
14	0,00	122,79	957	2,08	919	2,10
15	0,00	122,94	1063	1,96	1068	1,90
16	0,00	123,09	1081	1,73	1187	1,65
17	0,00	123,39	1170	1,44	1281	1,44
18	0,00	123,54	1258	1,21	1353	1,27
19	0,00	123,69	1365	0,85	1411	0,94
20	0,00	123,85	1427	0,76	1457	0,82
21	0,00	124,0	1480	0,75	1498	0,74
22	0,00	124,0	1480	0,75	1494	0,75
23	0,00	124,0	1480	0,75	1496	0,74

1. *Копылов И.П.* Математическое моделирование электрических машин. — М.: Высш.шк., 1987. — 248 с.

2. *Костинюк Л., Мороз В., Паранчук Я.* Моделювання електроприводів: Навч. пос. — Львів: НУ "Львівська політехніка", 2004. — 404 с.

3. *Куцик А.С., Плахтина О.Г.* Розробка цифрових моделей електромеханічних систем на основі об'єктно-орієнтованого проектування // Вісн. НТУ "Харківський політехнічний інститут". — 2005. — Вип. 45. — С. 128—129.

4. *Плахтына Е.Г.* Математическое моделирование электромашинно-вентельных систем. — Львов: Вища школа, 1986. — 164 с.

5. *Селепина Й.Р.* Характеристики асинхронного електропривода з нелінійностями в колі статора // Вісн. НУ "Львівська політехніка": Електроенергетичні та електромеханічні системи. — 2007. — № 587. — С. 89—93.

6. *Стахів П.Г., Козак Ю.Я.* Побудова макромоделей електромеханічних компонент із використанням оптимізації // Техн. електродинаміка. — 2001. — №4. — С. 33—36.

7. *Эйкхофф П.* Основы идентификации систем управления. Оценивание параметров состояния. — М.:Мир, 1975. — 683 с.

8. *Шипилло В.П.* Операторно-рекуррентный анализ электрических цепей и систем. — М.:Энергоатомиздат, 1991. — 312 с.

9. *Патент України* 19002. Електропривід змінного струму.

10. *Hinamoto T., Mackava S.* Approximation of polynomial state-affine discrete-time systems // IEEE Trans. Circ. and Syst. — 1984. — Vol. 33 — № 8. — Pp. 713—721.

Надійшла 16.05.2008