

ние, которое обеспечивает учет произвольных магнитных свойств включением естественной векторной модели магнитного состояния среды без определения дифференциальных операторов и магнитной проницаемости среды. Предложенный метод предусматривает возможность учета произвольного закона изменения во времени первичного поля и движения ферромагнитных областей в пространстве с заданной произвольной скоростью.

Список литературы

1. Демирчян К.С. Машинные расчеты электромагнитных полей / К.С. Демирчян, В.Л. Чечурин. – М.: Высшая школа, 1986. – 240 с.
2. Тозони О.В. Расчет трехмерных электромагнитных полей / О.В. Тозони, И.Д. Маергойз. – К.: Техніка, 1974. – 352 с.
3. Толмачев С.Т. Интегральные уравнения магнитостатики / С.Т. Толмачев // Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1978. – №3. – С. 113-123.
4. Курбатов П.А. Численный расчет электромагнитных полей / П.А. Курбатов, С.А. Аринчин. – М.: Энергоатомиздат, 1984. – 168 с.
5. Ильченко А.В. Метод векторных интегральных уравнений для задач магнитостатики и его численная реализация / А.В. Ильченко, П.С. Смолянский, С.Т. Толмачев // Известия АН СССР. Энергетика и транспорт. – 1988. – №3. – С. 128-132.
6. Толмачев С.Т. Математическое моделирование магнитного поля с учетом нелинейных анизотропных свойств среды / С.Т. Толмачев, А.В. Ильченко, Ж.Г. Рожненко // Вестник Национального технического университета (ХПИ): Сб. научн. трудов. Тем. вып. “Проблемы совершенствования электрических машин и аппаратов” – Харьков, 2006. – № 36. – С. 128– 133.
7. Жильцов А.В. Двумерная интегро-дифференциальная модель для расчета вихревых токов в системе кристаллизатор - индукционный перемешиватель с нелинейным массивным магнитопроводом / А.В. Жильцов // Электронное моделирование, 2007. Т. 29, № 6. – С. 37-46.
8. Павленко А.В. Обобщенная математическая модель для расчета нестационарных магнитных полей и динамических характеристик электромагнитных механизмов / А.В. Павленко // Электричество. 2002. – № 7. – С. 49-53.
9. Ткачев А.Н. Комбинированный метод расчета магнитного поля в кусочно-однородных средах / А.Н. Ткачев // Сб. статей и кратких научных сообщений сотрудников и аспирантов НГТУ по материалам науч. сессии, посвящ. 100-летию истории университета. Новочеркасск, 2007. Т. 29, №6. – С. 37-46.
10. Тихонов Д.Ю. Комбинированный метод расчета нестационарных плоскопараллельных электромагнитных полей / Д.Ю. Тихонов, А.Н. Ткачев, И. Центнер // Изв. вузов. Электромеханика, 2002. – №4. – С. 39-48.
12. Ковалев О.Ф. Комбинированные методы моделирования магнитных полей в электромагнитных устройствах / О.Ф. Ковалев. Ростов н/Д.: Изд-во СКНЦ ВШ, 2001. – 220 с.
12. Толмачев С.Т. Специальные методы решения задач магнитостатики / С.Т. Толмачев. – К.: Вища школа, 1983. – 166 с.
13. Корн Г. Справочник по математике для научных работников и инженеров / Г. Корн, Т. Корн. – М.: Наука, 1973. – 832 с.
14. Ландау Л.Д. Электродинамика сплошных сред / Л.Д. Ландау, Е.М. Лифшиц. – М.: Наука, 1982. 620 с.

Рукопись поступила в редакцию 02.02.12

УДК 621.3.016

А.П. СИНОЛИЦИЙ, д-р техн. наук, проф., І.А. КОЗАКЕВИЧ, аспірант
ДВНЗ «Криворізький національний університет»

ПОРІВНЯЛЬНИЙ АНАЛІЗ КЛАСИЧНОГО ВЕКТОРНОГО ТА J-M КЕРУВАННЯ

Виконано дослідження нового алгоритму керування асинхронним двигуном - *J-M*. Представлено порівняння нового алгоритму з класичним векторним керуванням з орієнтацією за вектором потокозчеплення ротора.

Проблема та її зв'язок з науковими та практичними завданнями. З розвитком засобів силової електроніки та мікропроцесорної техніки векторне керування стало своєрідним промисловим стандартом в області керування асинхронними двигунами. Його використання дає змогу керувати машиною змінною струму подібним до керування машиною постійного струму чином, що значно покращує можливості її використання в регульованому електроприводі. При цьому для роздільного керування потокозчепленням та моментом двигуна використовуються координатні перетворення. Система координат *d-q*, що обертається синхронно з полем машини, орієнтується таким чином, щоб додатний напрям вісі *d* співпадав з напрямом вектора потокозчеплення ротора. При цьому проекція вектора струму статора на вісь *d* дозволяє керувати потокозчепленням, а її перпендикулярна складова - електромагнітним моментом машини.

Постановка завдання. У [1,2] представлено новий алгоритм керування асинхронним двигуном, який називається *J-M* керуванням. При цьому автори заявляють, що використання цього алгоритму керування дозволяє збільшити електромагнітний момент, що розвивається двигуном, при тій же амплітуді статорного струму. Отже, є необхідним провести дослідження запро-

понованого алгоритму та провести порівняння його роботи з роботою класичної системи векторного керування.

Викладення матеріалу та результати. Головною особливістю *J-M* керування є виділення додатних та від'ємних електромагнітних моментів для покращення ефективності керування.

Принцип *J-M* керування полягає у орієнтації ортогональної системи координат *J-M* таким чином, щоб вісь *J* випереджала на 45° вектор потокозчеплення ротора, а вісь *M* на 45° відставала від нього (рис. 1).

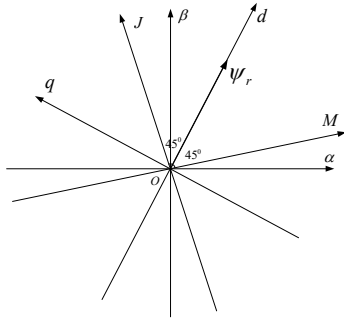


Рис. 1. Системи координат *d-q* для класичного векторного керування та *J-M* для *J-M* керування

При цьому система керування, структурна схема якої зображена на рис. 3, керує лише однією складовою струму: складовою i_{sj} при обертанні в додатному напрямку та складовою i_{sm} - у від'ємному.

Система векторного керування (рис. 2) складається з регулятора швидкості (РШ), регулятора потокозчеплення (РП), регулятора активної та намагнічуючої складових струму (РС1, РС2), координатних перетворювачів (КП1, що здійснює перехід від системи координат *dq*, що обертається, до нерухомої відносно статора системи координат *ab*; КП2, що здійснює перехід від двофазної нерухомої відносно статора системи координат *ab* до трифазної нерухомої системи координат *abc*; КП3, що здійснює зворотній до КП1 перехід; КП4, що здійснює зворотній до КП2

перехід), блоку широтно-імпульсної модуляції (PWM), блоку ідентифікації потокозчеплення (ІП).

Система *J-M* керування (рис. 3) складається з регулятора швидкості (РШ), блоку розрахунку струмів завдання (БРС) i_{sj} та i_{sm} , координатного перетворювача (КП1), що переводить сигнали струмів завдання з координатних осей *J-M*, що обертаються, до фазних, нерухомих відносно статора, осей *abc*, регулятора струмів (РС), блоку широтно-імпульсної модуляції (PWM) та блоку ідентифікації потокозчеплення (ІП).

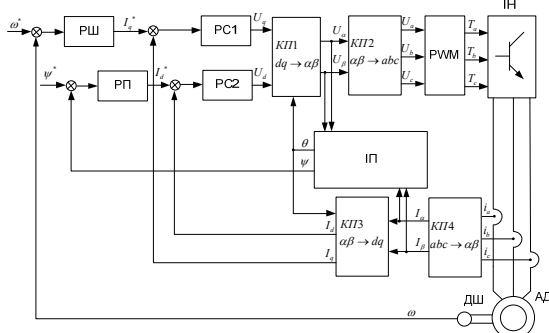


Рис. 2. Структурна схема класичного векторного керування асинхронним двигуном

Рівняння складових вектору потокозчеплення по осях *J* та *M* матимуть вигляд

$$\psi_m = L_m i_{sm} + L_{jm} i_{smj} \quad (1)$$

$$\psi_j = L_m i_{sj} + L_{rj} i_{rj} \quad (2)$$

де ψ_m, ψ_j - проекції узагальненого вектора потокозчеплення ротора ψ на вісі системи координат *J-M*; i_{sm}, i_{sj} - проекції узагальненого вектора струму статора i_s на вісі системи координат *J-M*; i_{rm}, i_{rj} - проекції узагальненого вектора струму ротора i_r на вісі системи координат *J-M*; L_m - взаємна індуктивність обмоток двигуна; L_r - власна індуктивність роторної обмотки.

вності роторної обмотки.

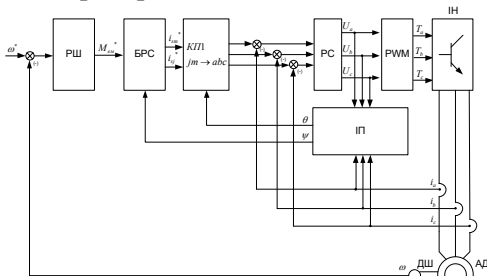


Рис. 3. Структурна схема *J-M* керування асинхронним двигуном

Математична модель асинхронного двигуна у осях *J-M* можна записати, використовуючи модель у системі координат, що обертається з довільною кутовою швидкістю

$$\begin{bmatrix} u_{sm} \\ u_{sj} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p - \omega_s L_s & L_m p - \omega_s L_m \\ \omega_s & R_s + L_s p & \omega_s L_m & L_m p \\ L_s p & -\Delta\omega L_m & R_s + L_s p & -\Delta\omega L_r \\ \Delta\omega L_m & L_m p & \Delta\omega L_r & R_s + L_s p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sm} \\ i_{sj} \\ i_{rm} \\ i_{rj} \end{bmatrix} \quad (3)$$

де u_{sm}, u_{sj} - проекції узагальненого вектора напруги статора u_s на вісі системи координат *J-M*; ω_s - синхронна частота; R_s - активний опір статорної обмотки; R_r - активний опір роторної обмотки; L_s - власна індуктивність статорної обмотки; p - оператор диференціювання; $\Delta\omega = \omega_s - \omega$.

При цьому $\psi_j = \psi_m = \psi / \sqrt{2}$.

Рівняння (1), (2) можна перетворити так

$$\begin{aligned} L_m i_{sm} + L_r i_{rm} &= L_m i_{sj} + L_r i_{rj}; \\ \frac{L_r}{L_m} (i_{rm} - i_{rj}) &= i_{sj} - i_{sm}; \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} L_m i_{sm} + L_r i_{rm} + L_m i_{sj} + L_r i_{rj} &= 2(\psi / \sqrt{2}); \\ L_m (i_{sj} + i_{sm}) + L_r (i_{rj} + i_{rm}) &= \sqrt{2} \psi. \end{aligned} \quad (5)$$

Рівняння електричної рівноваги роторних кіл асинхронного двигуна мають вигляд

$$p \psi_m = -R_r i_{rm} + \omega \psi_j \quad (6)$$

$$p \psi_j = -R_r i_{rj} - \omega \psi_m \quad (7)$$

Склавши рівняння (6) та (7), та з урахуванням того, що $\psi_j = \psi_m = \psi / \sqrt{2}$, матимемо

$$p \psi_m + p \psi_j = -R_r i_{rm} + \omega \psi_j - R_r i_{rj} - \omega \psi_m \quad (8)$$

$$\sqrt{2} p \psi = -R_r (i_{rm} + i_{rj}) \quad (9)$$

Підставляючи (9) в (5), отримаємо рівняння для величини вектора потокозчеплення ротора при J - M керуванні

$$\frac{L_m}{\sqrt{2} \left(1 + \frac{L_r}{R_r} p\right)} (i_{sj} + i_{sm}) = \psi \quad (10)$$

Електромагнітний момент асинхронного двигуна в системі координат d - q , що обертається з довільною кутовою швидкістю, розраховується так [2]

$$M_{em} = \frac{3L_m}{2L_r} p_n (\psi_{rd} i_{sq} - \psi_{rq} i_{sd}). \quad (11)$$

При класичному векторному керуванні система координат орієнтується так, щоб додатний напрям вісі d збігався з напрямом вектора потокозчеплення ротора. Отже, $\psi_{rd} = \psi_r = \frac{L_m}{\tau_r p + 1} i_{sd}$, а $\psi_{rq} = 0$. Тоді маємо

$$M_{em, Eekt} = \frac{3}{2} \frac{L_m^3}{L_r (\tau_r p + 1)} p_n i_{sd} i_{sq}. \quad (12)$$

Проаналізуємо вираз для електромагнітного моменту при J - M керуванні

$$M_{em, J-M} = \frac{3}{2} \frac{L_m^3}{L_r} (\psi_m i_{sj} - \psi_j i_{sm}). \quad (13)$$

Перехід від системи координат J - M до системи d - q для складових узагальненого вектора статорного струму виконується так

$$sd = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sj} + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sm}. \quad (14)$$

$$i_{sq} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sj} - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sm}. \quad (15)$$

Зворотнє перетворення виконується так

$$i_{sj} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sd} - \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sq}; \quad (16)$$

$$i_{sm} = \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sd} + \frac{1}{\sqrt{2}} i_{sq}; \quad (17)$$

Підставляючи (10), (16), (17) в (13), отримаємо

$$M_{em, J-M} = \frac{3}{2} \frac{L_m}{L_r} p_n \frac{L_m}{\left(1 + \frac{L_r}{R_r} p\right)} i_{sd} i_{sq} = M_{em, Eekt}. \quad (18)$$

Отже, як видно з рівняння (18), всупереч заявам розробників J - M алгоритму, електромагнітний момент, що розвивається асинхронним приводом з J - M керуванням, є рівним моменту, що розвивається при векторному керуванні при тій же величині амплітуди статорного струму. Результати моделювання підтверджують правильність висновків, що були зроблені аналітичним шляхом.

Висновки та напрямок подальших досліджень. Дослідження системи J - M керування асинхронним двигуном дозволило зробити висновок про те, що заява розробників алгоритму J - M керування щодо можливостей збільшення електромагнітного моменту двигуна при тій же

амплітуді статорного струму, не відповідає дійсності. Використання алгоритму J - M не дозволяє покращити статичні та динамічні характеристики системи приводу. При цьому сам алгоритм не є більш простим у порівнянні з алгоритмом класичного векторного керування, оскільки також вимагає достовірної інформації про вектор потокозчеплення ротора для полеорієнтації системи координат, що обертається. Отже, використання системи J - M керування з метою досягнення більшого електромагнітного моменту при тій же амплітуді статорного струму не є можливим.

Список літератури

1. Shen J., Dai W. A new AC motor control strategy – J-M transformation control // IEEE Potentials. – 2010. – №30. – P. 39-44.
2. Shen J., Dai W. The research of closed loop control of AC motor based on J-M transformation control // Advanced Computer Theory and Engineering (ICASTE) 3th International Conference. – 2010. – P.256-259.
3. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Современное и перспективное алгоритмическое обеспечение частотно-регулируемых электроприводов. – С-Пб.: СПЭК, 2004. – 128 с.
4. Козярук А.Е., Рудаков В.В. Системы прямого управления моментом в частотно-регулируемых электроприводах переменного тока. – С-Пб.: СПЭК, 2005. – 100 с.
5. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые электроприводы с широтно-импульсной модуляцией: Монография. - Днепропетровск: Национальный горный университет, 2006. - 470 с.

Рукопис подано до редакції 28.12.11

УДК 622.647.2

Л.И. ЕФИМЕНКО, канд. техн. наук, доц., М.П. ТИХАНСКИЙ, канд. техн. наук, доц.
ГВУЗ «Криворожский национальный университет»

ДОЛГОВЕЧНОСТЬ ОПОРНЫХ КОНСТРУКЦИЙ ЛЕНТОЧНЫХ КОНВЕЙЕРОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМ ПРИВОДОМ

В работе оценено влияние режимов транспортирования ленточного конвейера и изменения грансостава материала на долговечность опорных конструкций, предложено уравнение повреждения конвейерного става от названных факторов.

Проблема и ее связь с научными и практическими заданиями. К современным металлоконструкциям линейной части конвейера, а именно, конвейерному стану предъявляется ряд требований по прочности, амортизирующей способности при динамических нагрузках, устойчивости, минимальной металлоемкости и долговечности. Анализ методов расчета опорных металлоконструкций, применяемых рядом отечественных и зарубежных предприятий и научно-исследовательских организаций, показал, что существующие методы проектирования конвейерного става не в полной мере учитывают истинную картину его нагружения. Разработка методов снижения динамических нагрузок на став позволит снизить металлоемкость конвейера, что влечет за собой исследование долговечности опорных конструкций.

Анализ исследований и публикаций. Анализ существующих методов расчета показал, что научно-исследовательские институты работают, в основном, над созданием новых типов конструкций, а существующие методы проектирования жесткого става не в полной мере учитывают истинную картину его нагружения.

В работе [1] автор предложил уточненный научно-обоснованный метод расчета металлоконструкций ленточного конвейера с проверкой облегченного става на устойчивость, представляющий возможность рационального его проектирования.

Общим недостатком рассмотренных методов расчета при проектировании является то, что при определении нагрузок на став берутся статические составляющие, не учитывается динамика переходных процессов и динамические нагрузки от воздействия крупных кусков груза, не используются возможности уменьшения нагрузок на конструкции путем управления режимами транспортирования.

Известно, что оценка нагрузок на элементы конвейерного става при транспортировании крупнокусового груза в основном, выполнялась с помощью коэффициента динамичности для насыпного груза и крупных кусков, следующих друг за другом при постоянной скорости транспортирования. Применение регулируемого привода с переменной скоростью транспортирования вызывает необходимость дополнительных исследований, как в части сыпного груза, так и при прохождении отдельных кусков. Нагрузки на став от колебаний, вызванных воздействием ленты с грузом, роликами и крупными кусками, в установившемся режиме и в момент пуска, не учитывались.

Постановка задачи. Учет указанных факторов, как для конвейеров с постоянной скоростью транспортирования, так и для гибкого автоматизированного производства с регулируемым приводом, позволит точнее определить нагрузки на опорные конструкции, снизить неоп-