

ры, позволяет сделать, в частности, следующие выводы: коэффициент крепости пород оказывает выраженное воздействие на число шпуров в забое выработки, удельный расход ВВ, общую массу заряда, что способно влиять на темпы проходки выработки, он также во многом определяет эксплуатационную производительность средств бурения и, следовательно, скорость ведения работ, особенно в весьма крепких породах, где высока доля затрат времени проходческого цикла на бурение шпуров.

В ходе исследования зависимости скорости проходки протяженных выработок горизонта от производительности бурового оборудования установлено роль этого фактора как наиболее значимого. Отмечено, в частности, что при возрастании скорости проходки выработки с 25 м/мес до 50 м/мес, т.е. в 2 раза, требуемая для обеспечения такой скорости эксплуатационная производительность бурового оборудования должна увеличиться более интенсивно, в зависимости от условий, в 3,55-3,67 раза.

Установлено также, что производительности средств погрузки оказывает значительно менее сильное влияние на скорость проходки выработки. При двукратном возрастании производительности погрузочного оборудования скорость проходки выработки растет только в 1,09-1,19 раза.

Дальнейшие исследования целесообразно распространить на изучение влияния различных факторов на производительность проходческого оборудования.

#### *Список литературы*

1. Колосов В.А., Близиюков В.Г., Салганик В.А. Этапы и проблемы развития Криворожского бассейна // Металлургическая и горнорудная промышленность.– 2000.– №6.– С. 55-57.
2. Воловик В.П., Домничев В.Н., Протасов В.П. Современное состояние и перспективы развития предприятий с подземным способом разработки железорудных месторождений Кривбасса // Металлургическая и горнорудная промышленность. – 2000. - № 5. – С.69 – 73.
3. [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://www.iso.org>.
4. [Электронный ресурс]. - Режим доступа: <http://en.wikibooks.org/wiki/Programming>.

Рукопись поступила в редакцию 04.02.14

УДК 621.313

О.М. СІНЧУК, д-р техн. наук, проф., Ю.Г. ОСАДЧУК, канд. техн. наук,  
І.А. КОЗАКЕВИЧ, викладач, Криворізький національний університет

### **АНАЛІЗ СТРУМУ НУЛЬОВОЇ ПОСЛІДОВНОСТІ АСИНХРОННИХ ДВИГУНІВ ДЛЯ БЕЗДАТЧИКОВОГО КЕРУВАННЯ**

Бездатчикове векторне керування дозволяє отримати високі показники якості керування без встановлення на вал машини додаткових вимірювальних засобів. Основою функціонування подібних систем є способи непрямої ідентифікації кутової швидкості та поточкозчеплення двигуна. В залежності від застосовуваних методик проектування ідентифікуючої частини приводу змінюються показники точності у заданому діапазоні керування. Існуюча класифікація передбачає наявність двох підходів, перший з яких базується на використанні ідеалізованої математичної моделі двигуна, а другий – на використанні анізотропних властивостей. Використання ідеалізованої математичної моделі не дозволяє реалізувати високу точність ідентифікації кутової швидкості при роботі у нижній частині діапазону керування, що призводить до необхідності його обмеження. У статті розглянуто спосіб бездатчикового векторного керування з ідентифікацією невимірюваних змінних стану на основі використання струму нульової послідовності для асинхронних двигунів, обмотки яких з'єднано у трикутник. Сигнал струму нульової послідовності дозволяє визначати кутові положення основної анізотропної властивості двигуна, а відслідковування цього положення у часі дозволяє ідентифікувати кутову швидкість без її безпосереднього виміру. Шляхом всебічного дослідження розробленої системи доведено, що такий спосіб дозволяє створювати системи, що мають високий діапазон керування частоти обертання двигуна.

**Проблема та її зв'язок з науковими та практичними задачами.** Бездатчикове векторне керування [1] асинхронними двигунами передбачає відсутність будь-яких датчиків на валу та всередині машини, використовуючи оцінювання відповідних змінних стану приводу на основі математичної моделі. При цьому більшість існуючих способів бездатчикової оцінки базуються на використанні ідеалізованої математичної моделі асинхронного двигуна, що призводить до суттєвих проблем при роботі на низьких частотах обертів. Саме через це для синтезу систем з

широким діапазоном керування є необхідність застосовувати оцінювання з використанням анізотропних властивостей двигуна.

**Аналіз досліджень та публікацій.** У літературі [2] представлено спосіб діагностики несправностей двигуна на основі аналізу струму нульової послідовності для випадку з'єднання обмоток двигуна у трикутник. Тому є доцільним проаналізувати можливість використання струму нульової послідовності для аналізу положення вісі анізотропії асинхронного двигуна.

**Постановка задачі.** Розширення діапазону керування частоти обертання бездатчикових приводів можливе лише за рахунок покращення характеристик способів оцінювання поточного стану та частоти обертів ротора двигуна при роботі на частотах обертів, що є близькими до нуля. Модель ідеалізованого асинхронного двигуна не здатна задовольнити цим вимогам. Способи бездатчикової ідентифікації, що базуються на анізотропних властивостях машини передбачають введення високочастотної напруги або тестових векторів до основної напруги, що живить двигун. При цьому аналізується струмовий відгук на введену додаткову напругу та визначається положення вісі анізотропії. Оскільки у двигунів, обмотки яких з'єднано у трикутник, наявність анізотропій призводить до появи струму нульової послідовності, то слід дослідити можливість використання цього сигналу для бездатчикової оцінки невимірюваних змінних стану.

**Викладення матеріалу та результати.** Рівняння електричної рівноваги статорних ланцюгів асинхронного двигуна можуть бути записані так [1]

$$v_A = L_{\sigma A} \frac{di_A}{dt} + i_A R_A + \frac{d\psi_A}{dt}; \quad (1)$$

$$v_B = L_{\sigma B} \frac{di_B}{dt} + i_B R_B + \frac{d\psi_B}{dt}; \quad (2)$$

$$v_C = L_{\sigma C} \frac{di_C}{dt} + i_C R_C + \frac{d\psi_C}{dt}, \quad (3)$$

де  $v_A, v_B, v_C$  - напруги живлення обмоток двигуна;  $i_A, i_B, i_C$  - фазні статорні струми;  $L_{\sigma A}, L_{\sigma B}, L_{\sigma C}$  - індуктивності розсіяння обмоток;  $R_A, R_B, R_C$  - активні опори обмоток;  $d\psi_A/dt, d\psi_B/dt, d\psi_C/dt$  - проти ЕРС двигуна.

Неоднорідність асинхронної машини, що викликана наявністю насичення сталі або наявністю дискретних роторних стержнів призводить до змін індуктивностей розсіяння в залежності від положення вісі відповідної анізотропії. Допускаючи припущення щодо синусоїдального характеру модуляції індуктивності, що створюється анізотропією, можемо записати

$$L = \begin{bmatrix} l_a(t) & 0 & 0 \\ 0 & l_b(t) & 0 \\ 0 & 0 & l_c(t) \end{bmatrix}; \quad (4)$$

$$l_a(t) = l_0 + l_{an} \cos 2\theta_{an}; \quad (5)$$

$$l_b(t) = l_0 + l_{an} \cos\left(2\theta_{an} - \frac{2\pi}{3}\right); \quad (6)$$

$$l_c(t) = l_0 + l_{an} \cos\left(2\theta_{an} + \frac{2\pi}{3}\right), \quad (7)$$

де  $L$  - матриця власних індуктивностей машини;  $l_0$  - постійна складова індуктивності обмоток машини;  $l_{an}$  - складова індуктивності обмоток, що модулюється наявністю анізотропією машини;  $\theta_{an}$  - положення вісі анізотропії відносно вісі обмотки А двигуна.

З метою визначення положення вісі анізотропії використовується введення високочастотного сигналу до напруги статора двигуна або використання тестових векторів.

Введення високочастотного сигналу є небажаним з огляду виникнення додаткових втрат енергії, виникнення акустичних шумів та поява пульсацій електромагнітного моменту.

Тому більш раціональним рішенням є введення двох тестових векторів на періоді широтно-імпульсної модуляції (ШІМ).

Оскільки у більшості сучасних частотно-керованих приводах застосовується автономний інвертор напруги, то доцільно використати в якості тестових векторів ті, що відповідають базовим векторам схеми. Такі вектори представлені на рис. 1.

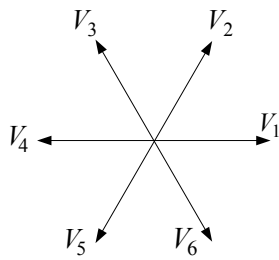


Рис. 1. Тестові вектори напруги

При цьому на кожному періоді ШІМ слід застосовувати вектори, що є протилежні за напрямком (наприклад,  $V_1$  та  $V_4$ ).

Прикладаючи їх на однакові відрізки часу, можна досягти відсутності жодного впливу на вихідну напругу інвертора за рахунок рівності нулю середньої за період ШІМ напруги.

Знаходження положення вісі анізотропії не викликає жодних ускладнень за умови, що у вимірних значеннях індуктивності розсіяння спостерігається вплив лише однієї анізотропної властивості.

Але виконання цієї умови є досить складним для реальної асинхронної машини, що має дві значні анізотропні властивості: та, що пов'язана зі зміною індуктивності внаслідок насичення сталі під впливом основного потоку, а також та, що пов'язана з наявністю на роторі дискретних стержнів.

Для зменшення впливу стержнів ротора на роботу машини передбачено використання скошених пазів, але, як показують дослідження [4], це не дозволяє знизити модуляцію до рівня, на якому можна було б знехтувати нею.

Зміна індуктивності розсіяння за умови одночасного впливу анізотропії, що пов'язана з насиченням, та анізотропії роторних стержнів може бути записана так

$$L_{\sigma A} = L_{\sigma c} + L_{\sigma n} \cos(2\omega_n t) + L_{\sigma pc} \cos(n\omega_{pc} t + \varphi_o); \quad (8)$$

$$L_{\sigma B} = L_{\sigma c} + L_{\sigma n} \cos\left(2\omega_n t - \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma pc} \cos\left(n\omega_{pc} t - \frac{2\pi}{3} + \varphi_o\right); \quad (9)$$

$$L_{\sigma C} = L_{\sigma c} + L_{\sigma n} \cos\left(2\omega_n t + \frac{2\pi}{3}\right) + L_{\sigma pc} \cos\left(n\omega_{pc} t + \frac{2\pi}{3} + \varphi_o\right), \quad (10)$$

де  $L_{\sigma c}$  - середнє значення індуктивності розсіяння;  $L_{\sigma n}$  - складова індуктивності розсіяння, що модулюється наявністю анізотропії насичення машини;  $L_{\sigma pc}$  - складова індуктивності розсіяння, що модулюється наявністю роторних стержнів машини;  $\omega_n$  - частота обертання вісі анізотропії, що викликана наявністю анізотропії насичення, що відповідає частоті обертання поля машини;  $n$  - кількість роторних стержнів машини;  $\omega_{pc}$  - частота обертання ротора двигуна;  $\varphi_o$  - початковий кут положення анізотропії, що пов'язана з наявністю роторних стержнів.

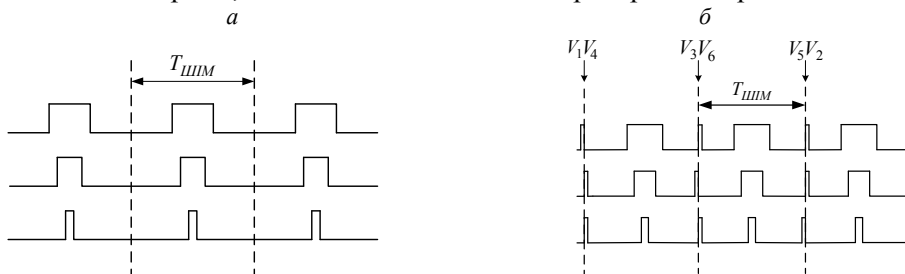


Рис. 2. Форма сигналів керування інвертором без введення тестових векторів а та з введенням тестових векторів б

Розглянемо рівняння стану асинхронного двигуна при прикладанні тестового вектора  $V_1$ . Еквівалентна схема системи зображена на рис. 3.

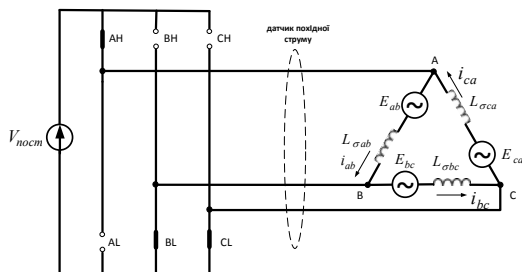


Рис. 3. Схема заміщення системи частотно-керованого приводу при прикладанні тестового вектора  $V_1$

Систему рівнянь можна записати так

$$\begin{cases} V_{nocm} = E_{ab} + L_{\sigma ab} \frac{di_{ab}}{dt}; & 0 = E_{bc} + L_{\sigma bc} \frac{di_{bc}}{dt}; \\ -V_{nocm} = E_{ca} + L_{\sigma ca} \frac{di_{ca}}{dt}. \end{cases} \quad (11)$$

Струм нульової послідовності для такого випадку можна виразити з системи (11) так

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ab}} - \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ca}} - \frac{E_{ab}}{L_{\sigma ab}} - \frac{E_{bc}}{L_{\sigma bc}} - \frac{E_{ca}}{L_{\sigma ca}}. \quad (12)$$

При роботі в зоні низьких частот обертів проти ЕРС двигуна є малою порівняно з напругою ланки постійного струму інвертора, тому нею можна знехтувати

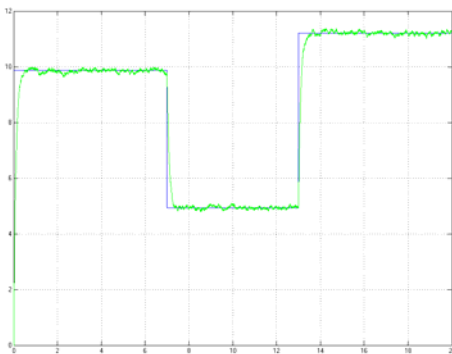
$$\frac{di_o}{dt} = \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma ab}} - \frac{V_{nocm}}{L_{\sigma a}} \quad (13)$$

Підставивши (8)-(10) в (13) маємо. Виконавши спрощення та нехтуючи складовими з малими амплітудами отримуємо

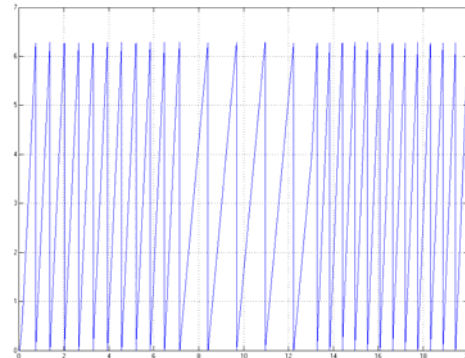
$$\begin{aligned} \frac{di_o}{dt} &\approx V_{nocm} \frac{-\sqrt{3}L_{\sigma n} \sin\left(2\omega_n t + \frac{\pi}{3}\right) - \sqrt{3}L_{\sigma pc} \sin\left(n\omega_{pc} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_o\right)}{L_{\sigma}^2} = \\ &= k \left( L_{\sigma n} \sin\left(2\omega_n t + \frac{\pi}{3}\right) + L_{\sigma pc} \sin\left(n\omega_{pc} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_o\right) \right). \end{aligned} \quad (14)$$

Отже, рівняння (14) доводить, що сигнал похідної струму нульової послідовності представляє собою суму двох складових: перша модулюється анізотропією насичення  $L_{\sigma n} \sin\left(2\omega_n t + \frac{\pi}{3}\right)$ , а друга - наявністю дискретних роторних стержнів  $L_{\sigma pc} \sin\left(n\omega_{pc} t + \frac{\pi}{3} + \varphi_o\right)$ . При цьому актуальною є проблема розділення цих складових для створення можливостей окремого оцінювання положення ротора двигуна та напрямку основного потоку.

З метою аналізу була складена дискретно-польова модель у середовищі Ansoft Maxwell 3D. Результати моделювання роботи системи представлено на рис. 4-5.



**Рис. 4.** Графік сигналу завдання частоти обертів двигуна та оцінка частоти обертів, отримана за допомогою досліджуваного способу



**Рис. 5.** Графік кута повороту ротора двигуна, отриманий досліджуванним способом

З них видно, що при роботі на низьких частотах обертів похибка оцінки величини частоти обертів досліджуванним способом не перевищує 3%, що є задовільним для використання цього сигналу в системі бездатчикового векторного керування асинхронними двигунами.

**Висновки та напрямок подальших досліджень.** Проведене дослідження підтвердило можливість використання сигналу струму нульової послідовності для визначення положення вісі анізотропії і, як наслідок, положення вектора основного потоку машини або ротора двигуна в залежності від характеру анізотропії. При цьому для досягнення задовільних характеристик щодо точності оцінки невимірюваних змінних стану є необхідність застосування датчика похідної струму. Перевагою даного способу перед відомими є можливість застосування лише одного датчика замість трьох. У подальшому слід вдосконалити досліджуваний спосіб за рахунок покращення можливостей розділення впливу анізотропій різного типу.

#### Список літератури

1. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford: Oxford University Press, 1998. – 356 p.
2. Gyftakis K.N., Kappatou J.C. The zero-sequence current as a generalized diagnostic mean in  $\Delta$ -connected three-phase induction motors // IEEE Transactions on Energy Conversion, vol.29, №1, 2014.

3. **Briz F., Degner M.W., Fernandez P.G., Diez A.B.** Rotor and flux position estimation in delta-connected AC Machines using the zero-sequence carrier-signal current / IEEE Transactions on industry applications, vol. 42, no. 2, 2006, pp. 495-503.
4. **Caruana C., Asher G.M., Clare J.C.** Sensorless flux position estimation at low and zero frequency by measuring zero-sequence current in delta-connected cage induction machines // IEEE Transactions on industry applications, vol. 41, no. 2, 2005, pp. 609-617.
5. **Staines C.S., Asher G.M., Sumner M.** Rotor-position estimation for induction machines at zero and low frequency utilizing zero-sequence currents // IEEE Transactions on industry applications, vol. 42, no. 1, 2006, pp. 105-112.
6. **Пересада С.М., Дымко С.С.** Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток // Электромеханические и энергосберегающие системы. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вип 3/2011 (15). – С. 16-20.
7. **Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С.** Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокосцепления асинхронного двигателя // Праці Інституту електродинаміки НАН України, -- 2010, №25. С. 68-71.
8. **Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Глушенков В.А., Бовкунович В.С.** Повышение эффективности векторно-управляемых электроприводов за счет робастификации и адаптации к вариациям активного сопротивления ротора // Промэлектро. – Киев, 2010. -- №5. С. 49-55.
9. **Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Малько М.П.** Робастный алгоритм идентификации параметров асинхронного двигателя при неподвижном роторе // Вісник Кременчуцького державного політехнічного університету імені М. Остроградського. – 2010, №1. С. 121-125.
10. **Сінолиций А.П., Осадчук Ю.Г., Козакевич І.А.** Дослідження спостерігача Льюенбергера для бездатчикового векторного керування при роботі на низькій швидкості // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – №3. – С. 38-39.

Рукопись поступила в редакцию 18.03.14

УДК 658.011.56

В.А. КОНДРАТЕЦ, канд. техн. наук., проф., А.Н. МАЦУЙ, канд. техн. наук, доц.  
Кировоградский национальный технический университет

### **ИССЛЕДОВАНИЕ ДИНАМИКИ ПУЛЬПЫ В УЛИТКОВОМ ПИТАТЕЛЕ ПРИ ИЗМЕЛЬЧЕНИИ ПЕСКОВ МЕХАНИЧЕСКОГО ДВУХСПИРАЛЬНОГО КЛАССИФИКАТОРА**

Установлено, что изменение уровня пульпы в приемном устройстве улиткового питателя представляет собой стационарный случайный процесс, интенсивность которого различна по его ширине и возрастает с уменьшением уровня. Длительность участков с неизменным значением уровня пульпы сокращается с его уменьшением. Они не являются строго фиксированными по длине реализации, которая равна 1,56 с.

**Проблема и ее связь с научными и практическими заданиями.** Две третьих рудного сырья черной металлургии Украины составляют продукты обогащения. Значительная часть из них измельчается в циклах с двухспиральным классификатором, пески которого перерабатывает шаровая мельница, несущая основную нагрузку. Из-за отсутствия средств автоматической стабилизации разжижения пульпы в мельнице, она работает с неполной отдачей, перерасходуя электрическую энергию, шары и футеровку, снижая производительность по готовому продукту. Это не соответствует основным положениям Государственной научно-технической программы «Ресурсосберегающие технологии нового поколения в горнометаллургическом комплексе». Учитывая это, тема статьи, которая посвящена решению задач автоматизации разжижения пульпы в мельницах при измельчении песков механического двухспирального классификатора, является актуальной.

Материалы данной публикации получены при выполнении научно-исследовательской темы «Система компьютерной идентификации соотношения твердое/жидкое при измельчении песков классификатора» (государственный регистрационный номер 0107U005470).

**Анализ исследований и публикаций.** В автоматизацию измельчения руд значительный вклад сделали работы ученых: Азаряна А.А., Барского Л.М., Бунька В.А., Воронова В.А., Гринмана И.Г., Качана Ю.Г., Козина В.З., Кочуры Е.В., Марюты А.Н., Моркуна В.С., Назаренка М.В., Поркуян О.В., Процута В.С., Тихонова О.Н., Тропа А.Е., Хорольского В.П., Ватсона Д., Гилберта Д., Линча Л. и др. Однако их работы в основном посвящены автоматизации