

10. Дошинский Г.А. Экспериментальное исследование пластической деформации “нейтрального нагружения” // Изв. Томск. Политехн.ин-та, 968. Т. 183. С. 45-48.
11. Гениев Г.А., Курбатов А.С., Самедов Ф.А. Вопросы прочности и пластичности анизотропных материалов. – М.: “Интербук”, 1993.
12. Ильюшин А.А., Механика сплошной среды. – М.: Изд-во МГУ, 1990. – 310 с.
13. Ohasi Y., Tanaka E. Plastic behavior of mild steel along orthogonal trilinear strain trajectory in three-dimensional vector space of strain deviator. – Transactions of the ASME, 1981, V. 103, # 4, p. 287-292.
14. Яхно Б.О. Пошкоджувальність та руйнування конструкційних матеріалів при складному мало цикловому навантаженні. Дисертація... канд. техн. наук. – Київ, 2005. – 135 с.
15. Булах П.А. Кинетика накопления поврежденных теплоустойчивых сталей при различных режимах нагружения [Текст] / Ф.Ф. Гигиняк, П.А. Булах, Т.Н. Можаровская // Проблемы прочности. – 2010. - № 1. – с. 120-126.
16. Borodii M.V. Obtaining a low-cycle fatigue strain criterion // Strength Mater. – 2001. - 33, No. 3. – p. 28-37.
17. Іваницький Я.Л. Методи оцінки тріщиностійкості конструкційних матеріалів за умов складного навантаження. Дисертація... докт. техн. наук. – Львів, 2005. – 315 с.
18. Іваницький Я.Л. Критерії руйнування конструкційних матеріалів в умовах складного напруженого стану та їх експериментальна перевірка / Я.Л. Іваницький // Тези доп. шостого міжнар. симп. укр. інженерів-механіків у Львові. – Львів, 2003. – С. 21-22.
19. Zyczkowski M. Combined loading in the theory of plasticity. Warszawa: Polish. Sci. Publ., 1981.
20. Tokada M., Ohashi Y., Iida T. On the hypothesis of local determinability and a concise stress-strain relation for curved strain path // Bull. ASME. 1983. V. 26, N 219. P. 1475-1480.

Рукопис подано до редакції 16.04.14

УДК 62-503.5

И.А. КОЗАКЕВИЧ, ст. преподаватель, Криворожский национальный университет

### **АНАЛИЗ ПУТЕЙ УЛУЧШЕНИЯ ТОЧНОСТИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ПОТОКОСЦЕПЛЕНИЙ ДВИГАТЕЛЕЙ В СИСТЕМАХ БЕЗДАТЧИКОВОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ**

Рассмотрены основные способы идентификации статорных потокосцеплений асинхронного двигателя для реализации бездатчикового управления. Выявлены основные причины снижения точности косвенного оценивания при работе привода на низких угловых скоростях. Проанализированы пути улучшения точности за счет использования программируемых фильтров низких частот, адаптивных систем с задающими моделями, а также за счет каскадного соединения нескольких фильтров. Основные выводы подтверждены математическим моделированием в среде Matlab/Simulink.

**Проблема и ее связь с научными и практическими задачами.** Рассматривая существующие системы бездатчикового векторного управления, а также системы прямого управления моментом, можно отметить, что одной из важнейших задач, непосредственно влияющих на показатели качества регулирования угловой скорости электропривода, является идентификация величины и положения вектора потокосцепления двигателя.

**Анализ исследований и публикаций.** Одним из простейших путей реализации поставленной задачи является использование уравнений электрического равновесия статорных цепей, получивших в литературе название «напряженческой» модели [1-3]. Однако, данный подход имеет ряд существенных недостатков, связанных с чувствительностью к дрейфу нуля аналоговой части схемы управления приводом, что вызывает насыщение интегратора, а также с неопределенностью начальных условий [4], что приводит к появлению постоянной составляющей в проекциях вектора потокосцепления. Для устранения указанных недостатков было разработано ряд способов. В [5] представлен модифицированный интегратор с обратными связями. Он отличается от классического тем, что благодаря определению наличия насыщения в интеграторе, выполняется компенсация дрейфа нуля, которая успешно функционирует при работе на высоких частотах. Таким образом, точность такого интегратора непосредственно зависит от уровня насыщения.

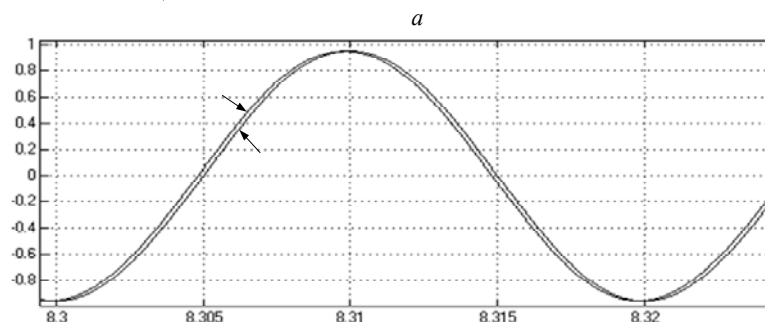
Второй предложенный в литературе подход предлагает использование интегратора с ограничением амплитуды, что основывается на допущении о работе двигателя с постоянным магнитным потоком. На основе рассмотренных двух структур предложен адаптивный интегратор, который позволяет с достаточной для таких систем точностью и устойчивостью компенсиро-

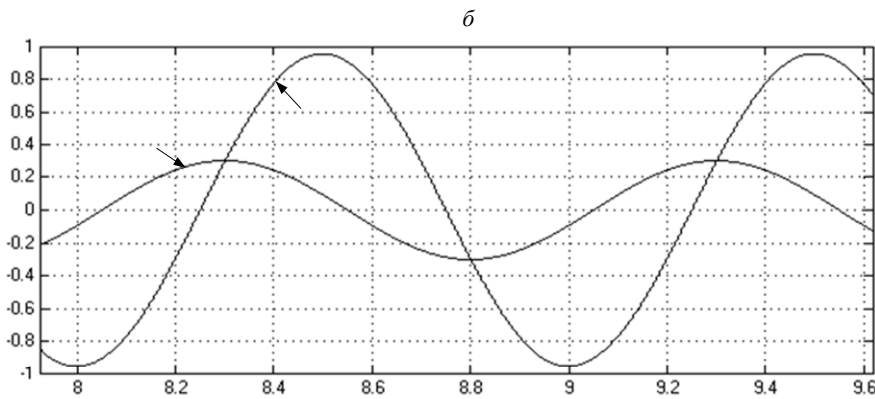
вать наличие дрейфа нуля во входных измеряемых сигналах. В [6] представлена замкнутая система наблюдателя потокосцепления статора на основе модели асинхронного двигателя полного порядка. В отличие от использования операции чистого интегрирования, которое базируется на «напряженческой» модели, наблюдатели полного порядка базируются на токовой модели. Это позволяет избежать проблем, связанных с дрейфом нуля, но использование токовой модели предполагает наличие полного набора параметров схемы замещения двигателя, определенных с высокой точностью, а также величины угловой скорости, определенной косвенно. В [7] предложены пути улучшения устойчивости за счет использования нелинейного наблюдателя. В этом случае коэффициенты наблюдателя изменяются так, чтобы позволить ему поддерживать высокую точность при работе в широком диапазоне условий, поскольку у линеаризованных наблюдателей устойчивость изменяется при изменении величины угловой скорости или нагрузки двигателя.

В [8] представлена адаптивная система с задающей моделью с использованием в качестве выходных сигналов тока, который измеряется на выходе инвертора, а также оценивается с использованием наблюдателя тока. Это позволяет существенно увеличить устойчивость системы идентификации, уменьшить чувствительность к изменению параметров привода по сравнению с существующими адаптивными системами. В [9] представлен способ идентификации с использованием нелинейного наблюдателя потокосцепления в режиме скольжения, а также модифицированный интегратор с использованием ПИ-регулятора для коррекции смещения сигналов. Использование скользящего режима существенно улучшает динамические показатели системы, а замкнутая система компенсации постоянной составляющей выходного сигнала интегратора имеет малое время переходного процесса. К недостаткам следует причислить тот факт, что предложенные варианты решений базируются на использовании известной величины статорного тока, а также задающей величины потокосцепления, что используется для расчета его составляющих. Это не является корректным в тех условиях, когда система управления не устраняет статическую ошибку регулирования полностью, что характерно для систем прямого управления моментом. В [10] представлен наблюдатель замкнутого типа с использованием расширенного фильтра Калмана. Такой подход характеризуется высокими требованиями к вычислительным способностям микропроцессорной системы управления электроприводом, поскольку содержит громоздкие математические вычисления.

**Постановка задачи.** Проанализировать точность существующих способов идентификации вектора потокосцепления асинхронного двигателя при работе на низких угловых скоростях. Предложить реализацию способа, имеющего повышенную устойчивость при работе в широком диапазоне регулирования.

**Изложение материала и результаты.** Существует несколько систем идентификации статорных потокосцеплений машины, которые не используют обратные связи, но в то же время способны устранить те недостатки, которые свойственны идентификаторам с использованием чистых интеграторов. В общем случае, такое решение предусматривает использование фильтра низкой частоты (ФНЧ) в качестве замены блокам интегрирования для оценки величин составляющих вектора потокосцепления. Существует несколько модификаций подобного способа идентификации, которые являются простейшими способами косвенного оценивания неизменяемых переменных состояния привода. Поскольку замена интегратора на ФНЧ приводит к значительным погрешностям, как в амплитуде, так и в фазе оцениваемого сигнала (рис. 1) при работе в области низких частот, то для реализации качественного бездатчикового управления следует выполнять компенсацию этих искажений.



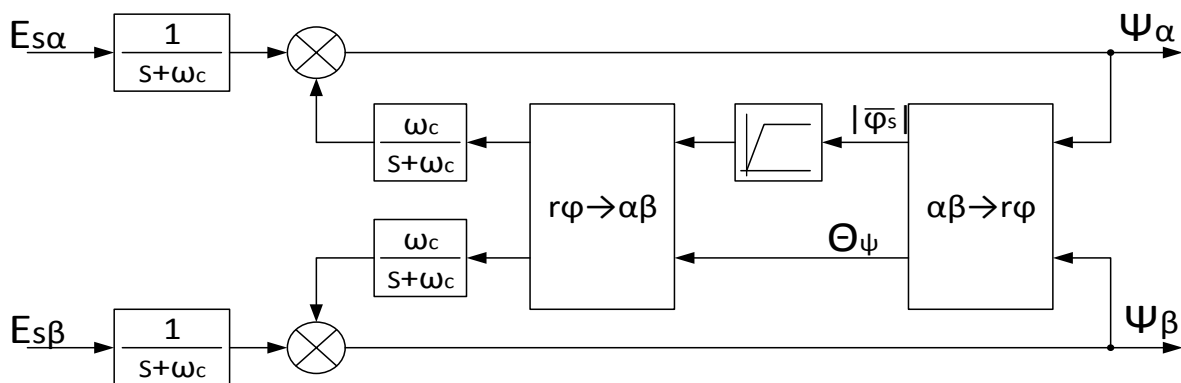


2

**Рис. 1.** Оценка составляющей вектора потокосцепления с использованием фильтра низкой частоты: *a* - при частоте питания статора 50 Гц; *б* - при частоте питания статора 1 Гц; 1 - кривая реального значения величины; 2 - кривая, полученная косвенно в результате оценивания

Рассмотрим возможные пути выполнения коррекции амплитуды и частоты оцениваемого сигнала. К ним следует отнести использование ФНЧ первого порядка с фиксированным значением полюса, который включает в себя алгоритм компенсации ошибки оценивания; несколько последовательно включенных ФНЧ с адаптивно подстраиваемыми значениями полюсов для получения нулевой фазовой ошибки составляющих вектора потокосцепления, включающий алгоритм коррекции амплитудной ошибки; а также программируемые ФНЧ, величины полюсов которых выбираются равными или кратными частоте статорного напряжения с использованием компенсации амплитудной и фазовой ошибки.

На рис. 2 представлена структура модифицированного интегратора для определения составляющих вектора статорного потокосцепления.



**Рис. 2.** Оценка составляющих вектора потокосцепления с использованием корректирующей составляющей ограниченной величины

Проекция этого вектора, получаемые в системе, переводятся из неподвижной относительно статора декартовой системы координат  $\alpha\beta$  в полярную систему  $r\varphi$ . Величина амплитуды потокосцепления ограничивается с помощью нелинейного блока насыщения, после чего выполняется обратное координатное преобразование из полярной системы в декартовую.

Такая модификация приводит к тому, что точность идентификации потокосцепления зависит от выбора величины ограничения в блоке насыщения.

В случае, если двигатель работает с законом частотного регулирования, предусматривающем постоянство магнитного потока, то точная настройка представленного интегратора не представляет сложности. Однако, есть немало механизмов, требования к электроприводу которых удовлетворяются путем изменения уровня потокосцепления. Если при этом величина ограничения остается постоянной, это приводит к снижению точности косвенного оценивания.

Для устранения указанного недостатка система может быть дополнена адаптивным регулятором, основывающемся на ортогональности векторов потокосцепления и противоЭДС в уста-

новившемся режиме работы. Структура полученной системы представлена на рис. 3. Эта система предназначена для приводов, работающих с изменяющимся магнитным потоком.

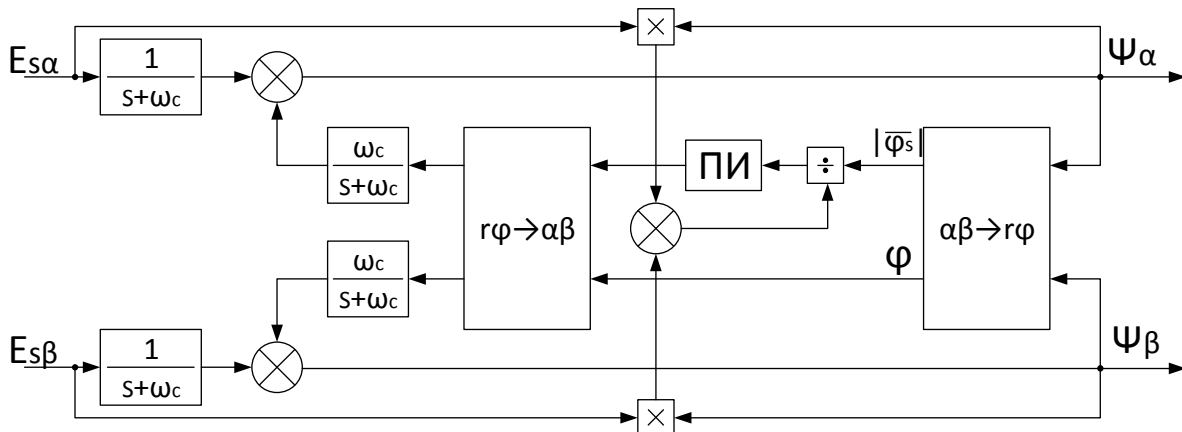


Рис. 3. Оценка составляющих вектора потокосцепления с использованием ПИ-регулятора

Для расчета корректирующей величины вектора потокосцепления используется ПИ-регулятор, выходной сигнал которого может быть записан так

$$\psi_{\text{комп}} = \left( k_n + \frac{k_u}{p} \right) \frac{\psi_\alpha E_{s\alpha} + \psi_\beta E_{s\beta}}{\sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2}},$$

где  $k_n$  и  $k_u$  - коэффициенты пропорциональной и интегральной части ПИ-регулятора;  $\psi_\alpha, \psi_\beta$  - составляющие вектора потокосцепления;  $E_{s\alpha}, E_{s\beta}$  - составляющие вектора противоЭДС.

Наблюдатель потокосцепления полного порядка представлен на рис. 4.

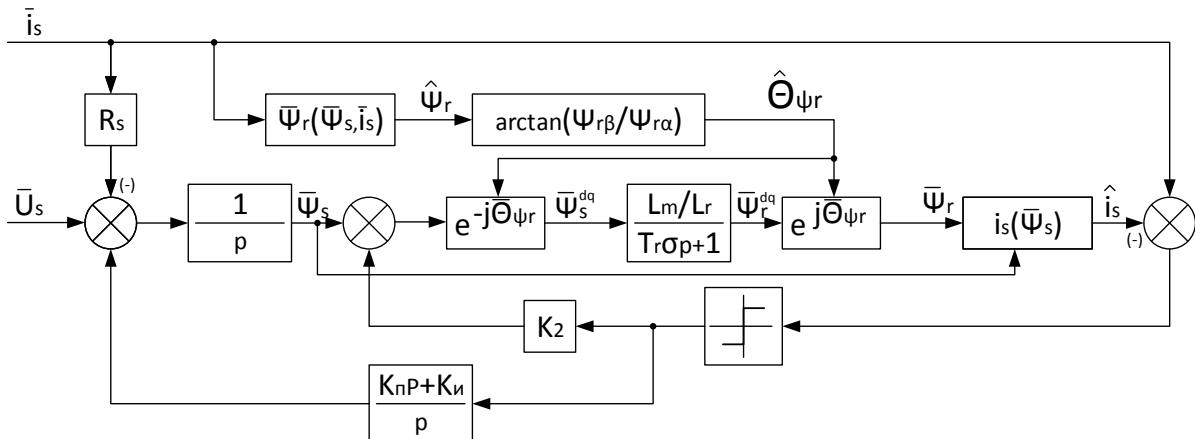


Рис. 4. Оценка составляющей вектора потокосцепления с использованием скользящего режима

Этот наблюдатель удобен для реализации в бездатчиковых электроприводах, поскольку он не нуждается о использовании угловой скорости, а, соответственно, ошибки в ее оценивании не приводят к ухудшению точности рассматриваемой системы.

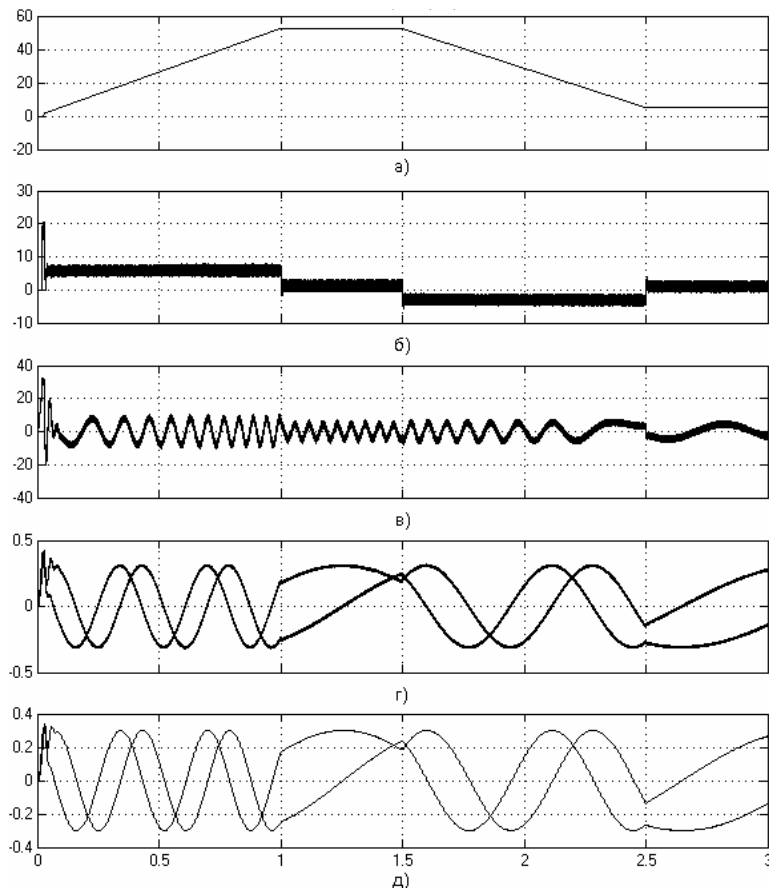
Работа наблюдателя описывается следующими уравнениями

$$\begin{aligned} \frac{d\bar{\psi}_s}{dt} &= \bar{u}_s - R_s \bar{i}_s + k_1 \text{sign}(\bar{i}_s - \hat{i}_s), \\ \frac{d\bar{\psi}_r}{dt} &= \frac{L_m}{L_s T_r \sigma} \bar{\psi}_s e^{-j\theta_r} - \left( \frac{1}{T_r \sigma} + j(\omega_r - \omega_m) \right) \bar{\psi}_r + k_2 \text{sign}(\bar{i}_s - \hat{i}_s) e^{-j\theta_r}, \\ \hat{i}_s &= \frac{1}{L_\sigma^2} (L_r \bar{\psi}_s - L_m \bar{\psi}_r e^{j\theta_r}) \end{aligned}$$

где  $\bar{\psi}_s, \bar{\psi}_r$  - векторы статорного и роторного потокосцеплений;  $\bar{u}_s, \bar{i}_s$  - векторы статорного напряжения и тока;  $L_s, L_m, L_\sigma$  - индуктивности статора, намагничивания и рассеяния, соответственно;  $R_s$  - активное сопротивление статора;  $T_r$  - постоянная времени ротора.

Для анализа работы наблюдателя со скользящим режимом была разработана математическая модель в среде Matlab/Simulink.

Проведенные исследования (рис. 5) показали, что точность оценивания составляющих вектора потокосцепления при работе в диапазоне 1:20 не превышает 1,7%, а в диапазоне 1:200-6,1%.



**Рис. 5.** Результаты моделирования системы бездатчикового векторного управления асинхронным двигателем с использованием наблюдателя потокосцепления со скользящим режимом: *а* - график угловой скорости; *б* - график электромагнитного момента; *в* - график статорного тока; *г* - график составляющих потокосцепления статора; *д* - график составляющих потокосцепления ротора

**Выводы и направление дальнейших исследований.** Использование наблюдателей потокосцепления на основе «напряженческой модели» невозможно при работе в зоне низких угловых скоростей из-за насыщения интегратора, вызванного наличием дрейфа нуля в аналоговой части системы привода.

Замена блоков интегрирования на фильтры низкой частоты сокращает диапазон регулирования, поскольку нуждается в корректировании вектора потокосцепления, получаемого в результате проведения процедур идентификации.

Использование наблюдателя потокосцепления со скользящим режимом позволяет обеспечить необходимую точность оценивания неизмеряемых переменных состояния привода. К преимуществам предложенного подхода следует отнести нечувствительность к наличию ошибок в оценивании угловой скорости, что особенно важно для бездатчиковых приводов.

#### Список литературы

1. Пивняк Г.Г., Волков А.В. Современные частотно-регулируемые электроприводы с широтно-импульсной модуляцией. Монография. – Днепропетровск: Национальный горный университет, 2006. – 470 с.

2. Пересада С.М., Дымко С.С. Прямое векторное управление моментом асинхронных двигателей с максимизацией соотношения момент-ток // Электромеханические и энергосберегающие системы. – Кременчук: КрНУ, 2011. – Вып. 3, 2011, С. 16-20.

3. Козакевич І.А., Шкурко Д.О. Дослідження адаптивних систем з задаючою моделлю для бездатчикового векторного керування асинхронним двигуном при роботі на низькій швидкості // Вісник Криворізького технічного університету, Вип. 29, 2011 р.

4. Пересада С.М., Ковбаса С.Н., Бовкунович В.С. Экспериментальное тестирование адаптивного к вариациям активного сопротивления роторной цепи наблюдателя потокоцепления асинхронного двигателя // Праці Інституту електродинаміки НАН України, 2010, №25, С. 68-71.

5. Stojic D., Milinkovic M., Veinovic S., Klasnic I. Improved stator flux estimator for speed sensorless induction motor drives // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 30, Iss. 4, 2015, pp. 2363-2371.

6. Hu J., Wu B. New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range // IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, 1998, pp. 969-977.

7. Hinkkanen M., Luomi J. Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motor // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 50, 2003, pp. 818-820.

8. Orłowska-Kowalska T., Dybkowski M. Stator-current-based MRAS estimator for a wide range speed-sensorless induction-motor drive // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 57, 2004, pp. 1296-1308.

9. Lascu C., Andreescu G.D. Sliding-mode observer and improved integrator with DC-offset compensation for flux estimation in sensorless-controlled induction motor // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 53, 2006, pp. 785-794.

10. Barut M., Bogosyan S., Gokasan M. Speed-sensorless estimation for induction motors using extended Kalman filters // IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 54, 2007, pp. 272-280.

Рукопись поступила в редакцию 28.03.14

УДК 621.313.2

В.А. ВЛАСЕНКО, асистент, О.В. ІЛЬЧЕНКО, канд. техн. наук, доц.  
Криворізький національний університет

## ВПЛИВ ВЗАЄМОІНДУКЦІЇ ФАЗ ВЕНТИЛЬНО-ІНДУКТОРНОГО ДВИГУНА НА ЙОГО ХАРАКТЕРИСТИКИ

Здійснено якісний та кількісний аналіз впливу явища взаємоіндукції фаз вентильно-індукторного двигуна на його електромеханічні характеристики на основі математичного моделювання із застосуванням програмного пакету Matlab. Розроблено рекомендації щодо ефективної схеми ввімкнення фаз обмотки вентильного індукторного двигуна.

**Ключові слова:** взаємоіндукція, вентильно-індукторний двигун, схема ввімкнення

**Актуальність роботи.** За останній час вентильно-індукторні двигуни (ВІД) набувають активного розвитку, що передбачає здійснення поглиблених досліджень складних електромагнітних та механічних процесів при їх роботі.

Отримані результати теоретичних досліджень мають прикладне значення, так як дозволяють підвищити енергетичні та експлуатаційні характеристики машин.

Один з мало досліджених процесів роботи ВІД обумовлений явищем взаємоіндукції, яке проявляється як вплив магнітного потоку котушки однієї фази на потокозчеплення іншої фази.

**Мета роботи.** Метою даної роботи є виявлення характеру впливу взаємної індуктивності фаз на електромеханічні властивості індукторного двигуна, а також розробка відповідних рекомендацій для ефективного використання цього явища в процесі експлуатації машини.

**Матеріали дослідження.** У роботі [1] виконано дослідження явища взаємної індуктивності фаз вентильно-індукторної машини на основі польового підходу.

Під час даного дослідження встановлено ряд положень: найбільше значення взаємної індуктивності мають суміжні фази; взаємоіндукція проявляється більшою мірою при збільшенні числа полюсів статора; значення взаємної індуктивності складає 5-12 % відносно власної індуктивності фази залежно від конфігурації магнітної системи машини.

Взаємоіндукція суміжних фаз може бути представлена аналітичною залежністю у вигляді ряду Фур'є

$$M_{kj} = \sum_{i=0}^N M_i \cos \left[ ipz_2 \theta - \frac{\pi(2k-1)}{m} + (k-j) \frac{\pi(z_1 - z_2)}{z_1} \right] \quad (1)$$