

- ning Region. // IEE-IAS Annual Meeting Conf. Rec. (Pittsburgh, PA), Oct. – 1988. – P. 437–443.
2. *Hinkkanen M., Luomi J.* Modified Integrator for voltage model flux estimation of induction motors // IEEE Trans. on Industrial Electronics. – 2003. – V. 50, No. 4. – Pp. 818–820.
 3. *Jun Hu and Bin Wu.* New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – V. 13, No. 5. – Pp. 969–977.
 4. *Ohtani T., Tacada N. and Tanaka K.* Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – V. 28, No. 1. – Pp. 157–164.
 5. *Holtz J.* Methods for Speed Sensorless Control of AC Drives // IEEE PCC–Yokohama. – 1993. – Pp. 415–420.
 6. *Holtz J., Quan J.* Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors // IEEE Trans.

on Industry Application. – 2003. – Vol. 39, No. 4. – Pp. 1052–1060.

Надійшла 2.04.2008

Розроблено новий алгоритм для оцінки потокозчеплень, відповідних їм синхронних швидкостей та модулів, працездатний при всіх частотах. Наведений інтегратор двофазних сигналів простий для розрахунку та забезпечує високу точність оцінки вказаних змінних.

New algorithm for flux estimations, corresponding they synchronous speeds and modules, which able to work on the all frequency was developed. Proposing integrator of two phase signals is the simple with respect to calculation and provide high precision of showing variable estimation.

УДК 681.527.2

А. В. Соломаха

ФОРМИРОВАНИЕ СИСТЕМЫ ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ПРИВОДОМ С КОМПЕНСАЦИЕЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЕЙ

Разработана система прямого векторного управления асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей, работоспособная при всех скоростях ротора (включая нулевую). Численное моделирование подтвердило работоспособность предложенной системы.

ВВЕДЕНИЕ

Для качественного векторного управления (ВУ) асинхронным двигателем с короткозамкнутым ротором (АД) необходима информация о его параметрах. Параметрами модели АД являются индуктивности статора и ротора, взаимная индуктивность, активные сопротивления статора и ротора и момент инерции ротора. Наряду с активным сопротивлением ротора часто рассматривается постоянная времени ротора. Сопротивления в зависимости от температуры статора и ротора могут изменяться в два раза в большую и меньшую стороны по отношению к номинальным значениям. Данный вопрос рассматривается в работах [1–9]. Для оценки сопротивления ротора R_r в штатном режиме необходимо изменение модуля вектора потокосцепления ротора. С этой целью в намагничивающую составляющую тока статора инжектируют низкочастотную синусоидальную составляющую с малой амплитудой. При этом в потокосцеплении появляется переменная гармоническая составляющая, которая участвует в идентификации. Это накладывает дополнительное требование к методам оценки потокосцепления, а именно, до-

статочно точное воспроизведение инжектированной составляющей в оценке [10–13]. Сильным изменениям подвержен также момент инерции ротора, чему посвящены работы [14, 15]. Существенную роль также имеет неизвестная нагрузка АД и погрешности датчиков тока и напряжения [16–18]. Задача значительно усложняется, когда скорость ротора и потокосцепление АД не измеряются, а измеряются лишь клеммные токи и напряжения [1–13]. Названные неопределенности ухудшают динамические и статические характеристики систем управления и могут привести к потере их работоспособности.

В связи со спецификой данной работы сравнение методов одного и того же назначения приводятся ниже.

Целью данной статьи является формирование структуры системы ВУ асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей, работоспособной во всем рабочем диапазоне скоростей ротора.

ВЫБОР БЛОКОВ СИСТЕМЫ ВУ

Для достижения простоты и удобства синтеза системы ВУ предпочтительно применять блочный метод синтеза. Разделение системы управления на блоки позволяет строить всю систему в каждом конкретном случае из различных блоков, исходя из требований точности, простоты алгоритмов, электропотребления, диапазона регулирования и т. п.

© Соломаха А. В., 2008

Формирователи электромагнитного момента и программных токов. Как показали исследования [14, 15], для формирования электромагнитного момента предпочтительным является использование компенсатора, состоящего из наблюдателя неопределенности и комбинированного регулятора. Согласно этим работам, неточность знания параметров АД, неидеальности ПЧ, наличие неизвестных перекрестных связей между каналами и другие неопределенности объединяются в одно слагаемое, которое компенсируется комбинированным регулятором. Компенсатор по сравнению с классическим ПИ-регулятором обеспечивает большее быстродействие при отсутствии перерегулирования, и является предпочтительным для системы ВУ.

Регулятор тока. В настоящее время в качестве регуляторов тока наибольшее распространение получили ПИ-регуляторы, установленные в трактах обоих контуров тока, описанных уравнениями в синхронном базисе, связанном с потокосцеплением ротора [19]. В работе [20] предложена система векторного регулирования статорного тока релейного типа, базирующаяся на регулировании в установленных токовых «коридорах», вследствие чего ток является пульсирующим. Система [20] сложна в вычислительном отношении, так как используются обратные тригонометрические функции и извлечение квадратного корня. Как показано в работах [21, 22], в замкнутых контурах тока с ПИ-регуляторами приходится находить компромисс между быстродействием, точностью, с одной стороны, и перерегулированием, с другой, вследствие чего быстродействие токовых контуров ограничено. Это является одним из основных недостатков, приписываемых ВУ по сравнению с прямым управлением моментом [1]. Неопределенности электродвигателя и преобразователя частоты существенно ухудшают динамические характеристики контуров тока с ПИ-регуляторами. Кроме того, между контурами токов имеют место перекрестные связи, пропорциональные не измеряемой синхронной скорости вектора потокосцепления ротора. В системах с ПИ-регуляторами для устранения влияния перекрестных связей приходится вводить компенсирующие перекрестные связи, усложняющие алгоритм управления. Этих недостатков лишены робастные компенсаторы токовых контуров [22, 23], состоящие из наблюдателя неопределенности и комбинированного регулятора. Именно их предпочтительно использовать в системе ВУ.

Компенсатор фильтра выходного напряжения ПЧ. Крутые фронты напряжения с ШИМ вызывают старение изоляции двигателя, питающих кабелей и ухудшение их диэлектрических свойств. Это также приводит к дополнительному нагреву обмоток двигателя и появлению высокочастотного акустического шума. Устранение вышеназванных эффектов особенно актуально для мощных приводов [24, 25]. Поэтому на выходе пре-

образователя частоты для сглаживания выходного напряжения устанавливают силовые LC-фильтры [26]. Пассивные фильтры улучшают гармонический состав тока и напряжения, уменьшают акустический шум, имеют простую конструкцию и относительно дешевые в изготовлении. Ограничение скорости изменения напряжения и снижение перенапряжений позволяет отказаться от увеличения номиналов инверторов за счет учета явления обратной волны в кабелях. Напряжения, получаемые после LC-фильтров, искажены по фазе и амплитуде относительно главных гармоник выходных напряжений ПЧ. Это приводит к ухудшению динамики электропривода. Для восстановления качества регулирования, с участием автора предложено использовать упреждающий компенсатор фильтра, описанный в работе [27].

Оценка угловой скорости ω и постоянной времени ротора T_r . В работах [1–6] с помощью адаптивных наблюдателей и фильтров Калмана седьмого порядка одновременно оцениваются вектор потокосцепления ротора ψ , токи статора i , угловая скорость ротора АД ω , активные сопротивления статора и ротора R_s, R_r . Однако, эти алгоритмы сложны. Это выдвигает повышенные требования к объему памяти и быстродействию вычислителя. Предпочтительным является метод работы [7] (выполненной с участием автора), работоспособный во всех режимах работы АД с любой нагрузкой во всем диапазоне скоростей ротора. Время идентификации T_r не превышает 10 с.

Оценка сопротивления статора R_s . Для качественного векторного управления асинхронным двигателем необходимо знание его параметров, в особенности, переменных вследствие изменения температуры АД сопротивлений ротора (R_r) и статора (R_s). В публикации [1] оцениваются ω и R_s . В работах [1–3, 6] оцениваются ω, R_s и R_r . Во всех упомянутых методах оценки, наряду с перечисленными параметрами, оцениваются необходимые для управления векторы потокосцепления ротора или статора. Рассмотренные в работах [1–6] методы оценки, в особенности те, которые оценивают ω, R_s и R_r , сложны. В частности, методы оценки работ [2, 4], где оцениваются ($i_\alpha, i_\beta, \psi_\alpha, \psi_\beta, \omega, R_s, R_r$) с помощью адаптивного наблюдателя седьмого порядка. Наблюдатель первого порядка для оценки R_s работы [9] отличается простотой, так как оценивает только сопротивление статора, поэтому является предпочтительным для системы ВУ.

Наблюдатель потокосцепления ротора. Как показали исследования [10], работоспособностью и удовлетворительным воспроизведением инжектированной составляющей отличаются методы оценки потокосцепления работ [11–13]. Исходя из анализа работы [10] и простоты реализации, предпочтительным является метод [12].

Оценка угловой скорости вектора потокосцепления ротора ω_0 . Метод оценки скорости, описанный в работе [9], основан на использовании реактивной мощности Q . Он показал хорошие результаты на низких скоростях. Известно, что противоЭДС двигателя определяется выражением

$$e_r = u - R_s i - \sigma L_s \dot{i}, \quad (1)$$

где u – вектор напряжения статора, i – вектор ток статора, σ – коэффициент рассеивания, L_s – индуктивность статора. При больших скоростях из-за противоЭДС напряжение растет, а ток уменьшается. В этом случае на основании (1) можно полагать $e_r \approx u \approx e_s$. Тогда в соответствии с известным выражением

$$\hat{\omega}_0(u) = \frac{u_\alpha \dot{u}_\beta - u_\beta \dot{u}_\alpha}{u_\alpha^2 + u_\beta^2} \quad (2)$$

можно полагать $\omega_{0s} \approx \omega_0(u) \approx \omega_{0r}$, где ω_{0s} , ω_{0r} – угловые скорости векторов потокосцепления статора и ротора соответственно. Поскольку $\omega_0 \approx \omega_0(u) \approx \omega_0(i)$ в переходных режимах и $\omega_0 = \omega_0(u) = \omega_0(i)$ в установившихся, то выражение (2) можно отождествлять со скоростью вращения вектора потокосцепления ротора. Выражение (2) хорошо известно, отличается высокой точностью определения ω_0 в диапазоне высоких и средних скоростей ротора двигателя.

Совместим достоинства этих методов путем их сопряжения с помощью весового коэффициента k . Будем угловую скорость вектора потокосцепления определять выражением

$$\hat{\omega}_0 = \hat{\omega}_0(Q) \cdot (1 - k) + \hat{\omega}_0(u) \cdot k, \quad (3)$$

где $\hat{\omega}_0(Q)$ – оценка, полученная из выражения реактивной мощности Q работы [9], k – весовой коэффициент, который определяется из условий

$$k = \begin{cases} 0, & |\hat{\omega}_0| < \omega_{low}, \\ 1, & |\hat{\omega}_0| > \omega_{high}, \\ \frac{|\hat{\omega}_0| - \omega_{low}}{\omega_{high} - \omega_{low}}, & \end{cases} \quad (4)$$

где ω_{low} , ω_{high} – нижняя и верхняя границы диапазона сопряжения соответственно.

Оценка постоянных смещений. Цепи электропривода, состоящие из датчиков сигналов, аналоговых фильтров и преобразователей «аналог – код», могут привносить в измеряемые сигналы неизвестные постоянные ошибки, которые ухудшают качество регулирования, а порой могут вызвать неустойчивость всей системы в целом. В работе [16], выполненной с участием автора, предложены методы получения гармонического

сигнала без постоянной составляющей, которые используем в системе управления.

Компенсаторы искажений фильтров измеряемых сигналов. Установка аналоговых RC-фильтров в каналах измерения приводит к искажению амплитуд и фаз главных гармоник. Поэтому в методах управления используют программные значения напряжений, по сигналам которых осуществляется управление блоком ШИМ. Однако, из-за запаздываний открытия и закрытия транзисторов блока ШИМ, падений напряжений на этих транзисторах, а также мертвого времени возникают дополнительные погрешности в коэффициентах усиления блока ШИМ, которые в методах не учитываются. Все это существенно ухудшает показатели качества управления, в особенности, на низких частотах. Фильтры [17], выделяя главные гармоники, не дают искажений их фаз и амплитуд. Практические испытания и анализ результатов работы этих фильтров приведены в работе [18].

На рис. 1 представлена функциональная схема ВУ асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей. Собственно система ВУ состоит из следующих блоков: формирователь электромагнитного момента и программных токов, регулятор тока, компенсатор пассивного силового фильтра (ПСФ), блок оценки угловой скорости ω и постоянной времени ротора T_r , блок оценки сопротивления статора, наблюдатель потокосцепления ротора, блок оценки угловой скорости вектора потокосцепления ротора, блок оценки постоянных смещений, фильтры с компенсаторами. Задача состоит в выборе элементов схемы, исходя из критериев простоты алгоритмов, диапазона, в котором метод работоспособен.

ОПИСАНИЕ РАБОТЫ СИСТЕМЫ ВУ

Сигналы с датчиков тока и напряжения, установленных в двух фазах, пропускаются через аналоговые фильтры 1 и АЦП. Полученные сигналы проходят через блок 2, где компенсируются постоянные составляющие, и подаются в блок 3. В блоке 3 осуществляется необходимая коррекция сигналов по фазе и амплитуде, после чего, на выходе блока получаем неискаженные главные гармоники статорных тока и напряжения. С помощью преобразований [28] трехфазные токи и напряжения приводятся к двухфазным, которые и используются в системе ВУ, а именно в блоках 4–7, 11. Далее рассчитываются модуль и угловая скорость вектора потокосцепления ротора в блоках 4 и 5 соответственно. При этом информация о сопротивлении статора рассчитывается в штатном режиме работы привода в блоке 6 и участвует в расчете модуля потокосцепления. Оценку скорости ротора можно получать с помощью адаптивного алгоритма оценки скорости вращения и постоянной времени ротора (блок 7) пря-

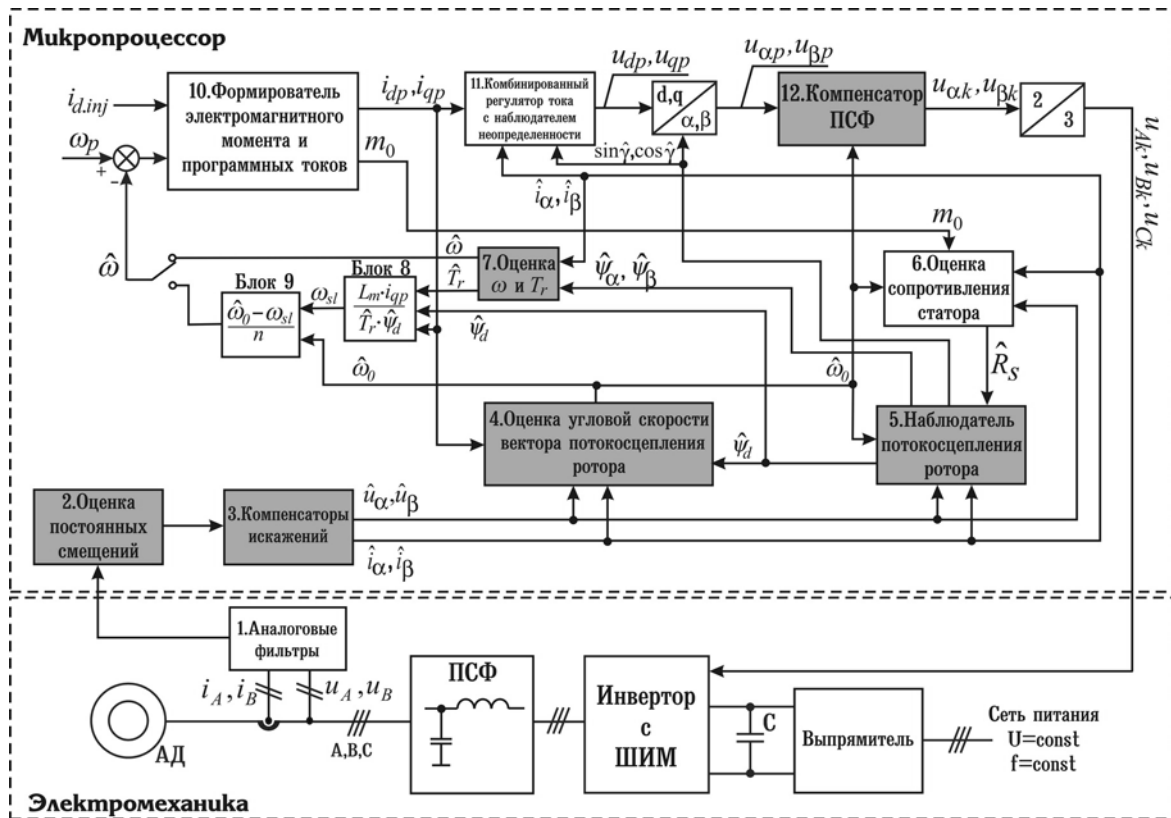


Рисунок 1 – Функциональная схема ВУ асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей

мо или через блоки 7–9. Расчет робастного по отношению к изменению момента инерции электромагнитного момента двигателя и программных составляющих стартовых токов в стационарном базисе с учетом задания программной угловой скорости вращения ω_p происходит в блоке 10. Далее программные токи и ток инжекции подаются в блок 11 – на комбинированный регулятор тока с наблюдателем неопределенности. Неточность знания параметров АД, неидеальности ПЧ, наличие неизвестных перекрестных связей между каналами и другие неопределенности объединяются в одно слабое, которое компенсируется комбинированным регулятором. Компенсатор по сравнению с классическим ПИ-регулятором обеспечивает большее быстродействие при отсутствии перерегулирования. Полученные программные сигналы напряжения пропускаются через упреждающий компенсатор пассивного фильтра (блок 12), при наличии такового на выходе ПЧ. С помощью компенсатора сигналы корректируются с учетом вносимых фильтром искажений. Далее двухфазные программные сигналы напряжения преобразуются в трехфазные блоком «2/3» и подаются в блок формирования ШИМ в качестве управляющих сигналов.

РЕЗУЛЬТАТЫ МОДЕЛИРОВАНИЯ

При моделировании динамических процессов на ПЭВМ рассматривался АД типа А2-81-4 (с номинальной скоростью ротора 1460 об/мин (около 150 рад/с) мощностью 32 кВт и номинальным моментом нагрузки 262 Нм) и рассмотренная выше система ВУ. В алгоритмы были введены ограничения тока и воспроизведены эффекты ШИМ. Алгоритмы управления моделировались в дискретном виде с тактом счета 200 мкс. На рис. 2, 3 показаны процессы управления только по клеммным измерениям (без использования датчиков скорости и потокосцепления).

Моделировались следующие режимы работы. Рис. 2, а иллюстрирует режим отработки приводом заданной скорости ω_p , а рис. 2, б – нулевой. В период от пуска до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, после чего осуществлялся разгон до заданной скорости. С 4-й по 8-ю секунды к двигателю был приложен номинальный момент нагрузки. На 10-й секунде включался реверс скорости. С 14-й по 18-ю секунды к двигателю был приложен момент, однонаправленный с моментом двигателя (генераторный режим), равный 100 Н·м (0,38 $M_{ном}$). Задания на скорость составляли 150, 50, 1 рад/с (соответствуют 100 %, 33,3 %, 0,67 % от номинальной скорости) и характеризуют высокие,

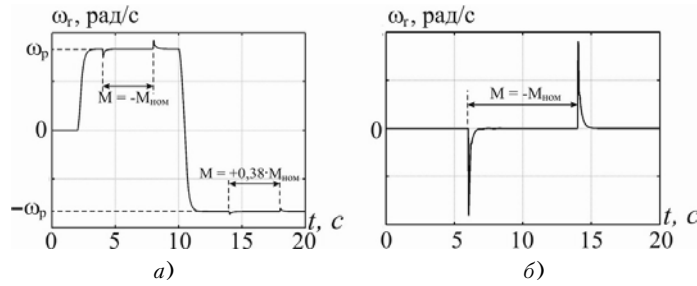


Рисунок 2 – Режимы работы привода

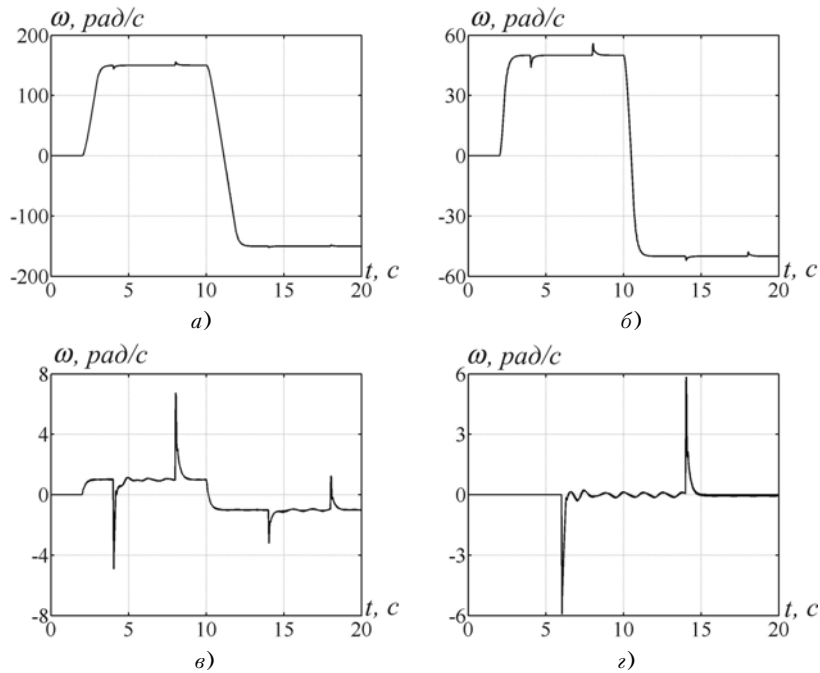


Рисунок 3 – Результаты моделирования

средние и низкие частоты вращения ротора двигателя. Результаты работы электропривода с предложенной системой векторного управления показаны на рис. 3, а, б, в соответственно. Для работы при заданной нулевой скорости вращения ротора был задан следующий режим. В период до 2 с осуществлялось намагничивание двигателя, затем с 6 по 14 секунды был приложен номинальный момент. Результаты моделирования для этого режима показаны на рис. 3, г. Как видно из рисунков, оценка и полученные из модели АД угловые скорости ротора практически совпадают. Это говорит о хорошем качестве регулирования.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Разработана система прямого векторного управления асинхронным приводом с компенсацией неопределенностей сопротивлений статора, постоянной времени

ротора, момента инерции привода. Разработанная система компенсирует постоянные составляющие в сигналах датчиков, искажения, вносимые аналоговыми фильтрами датчиков и пассивным LC-фильтром на выходе ПЧ. Численное моделирование подтвердило работоспособность и показало высокое качество регулирования предложенной системы при всех скоростях ротора (включая нулевую).

ПЕРЕЧЕНЬ ССЫЛОК

1. Vas P. Sensorless vector and direct torque control. – Oxford, New York, Tokyo: Oxford University Press, 1998. – 729 с.
2. Tajima H., Guidi G., Umida H. Consideration about Problems and Solutions of Speed Estimation Method and Parameter Tuning for Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Drives // IEEE Trans. Industry Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 5. – Pp. 1282–1289.
3. Kubota H., Matsuse K. Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Motor with Rotor Resistance Adapta-

- tion // IEEE Trans. Industry Applications. – 1994. – Vol. 30, No. 5. – Pp. 1219–1224.
4. Matsuse K., Taniguchi Sh., Yoshizumi T., Namiki K. A Speed-Sensorless Vector Control of Induction Motor Operating at High Efficiency Taking Core Loss into Account // IEEE Trans. Ind. Appl. – 2001. – Vol. 37, No. 2. – P. 548–557.
 5. Kubota H., Sato I., Tomura Y., Matsuse K., Ohta H., Hori Y. Regenerating-Mode Low-Speed Operation of Sensorless Induction Motor Drive with Adaptive Observer // IEEE Trans. Ind. Applications. – 2002. – Vol. 38, No. 4. – Pp. 1081–1086.
 6. Ha I.-J., Lee S.-H. An Online Identification Method for both Stator and Rotor Resistances of Induction Motor without Rotational Transducers // IEEE Trans. On Industrial Electronics. – 2000. – Vol. 47, No. 4. – Pp.842–852.
 7. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Соломаха А. В. Определение скорости и постоянной времени ротора асинхронного двигателя с помощью адаптивного наблюдателя // Матеріали 12-ї міжнародної конференції з автоматичного управління «Автоматика-2005», 30 травня – 3 червня 2005 р. Т. другий. – Харків: НТУ «ХП». – 2005. – С. 123–124.
 8. Beguenane R., Ouhrouche M. MRAC-IFO induction motor control with simultaneous velocity and rotor-inverse time constant estimation // Proceeding of IASTED International Conference PES'2003. – 2003. – 8 pp.
 9. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е. Синтез инвариантных и адаптивных к изменению сопротивления статора алгоритмов векторного управления асинхронным двигателем // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 2. – С. 16–29.
 10. Потапенко Е. М., Соломаха А. В. Сравнение перспективных методов оценки вектора потокоцепления асинхронного двигателя // Сборник научных трудов Днепропетровского государственного технического университета (технические науки). Тематический выпуск «Проблемы автоматизированного электропривода. Теория и практика»/ Днепропетровск: ДГТУ, 2007. – С. 415–417.
 11. Hu J., Wu B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range // IEEE Transactions on Power Electronics. – 1998. – Vol. 13, No. 5. – P. 969–977.
 12. Ohtani T., Tacada N., Tanaka K. Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder // IEEE Trans. Indust. Applic. – 1992. – Vol. 28, No. 1. – P. 157–164.
 13. Holtz J., Quan J. Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification // IEEE Trans. Indust. Applic. – 2002. – Vol. 38, No. 4. – P. 1087–1095.
 14. Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. Энергосберегающее робастное управление асинхронными приводами // Механіка та машинобудування. – 1999. – № 1. – С. 106–111.
 15. Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. Синтез экстремального робастного управления асинхронным приводом // Технічна електродинаміка. Тематичний випуск: Проблеми сучасної електротехніки. – Ч. 6. – Київ: ІЕ НАНУ. – 2000. – С. 34–37.
 16. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Соломаха А. В. Синтез и анализ методов фильтрации многофазных неопределенных сигналов // Проблемы управления и информатики. – 2007. – № 6. – С. 1–10.
 17. Потапенко Е. Е., Потапенко Е. М. Синтез и анализ компенсационных фильтров многофазных неопределенных сигналов // Вісник Національного технічного університету «ХП». Тематичний випуск «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика». Харків: НТУ «ХП». – 2003. – № 10, т. 2. – С. 342–344.
 18. Потапенко Е. М., Соломаха А. В., Савранская А. В. Экспериментальное исследование аналого-цифровых адаптивных фильтров трехфазных сигналов // Електромашинобудування та електрообладнання. – 2006. – № 66. – С. 271, 272.
 19. Novotny D. W., Lipo T. A. Vector control and dynamics of AC drives. – Oxford: Oxford University Press, 1996. – 440 p.
 20. Волков А. В., Антонов Н. Л. Быстродействующее векторное регулирование статорного тока в асинхронных электроприводах с двухзвенным непосредственным преобразователем частоты // Электромашиностроение и электрооборудование. – К.: Техніка. – 2004. – № 62. – С. 21–24.
 21. Leonhard W. Control of electrical drives. – Berlin: Springer, 1996. – 420 p.
 22. Потапенко Е. М., Даниличев Д. С., Потапенко Е. Е., Би чай В. Г., Васильева Е. В. Оптимизация и исследование динамики токовых контуров системы векторного управления асинхронным двигателем // Електротехніка і електроенергетика. – 2003. – № 1. – С. 42–47.
 23. Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е. Синтез робастных комбинированных регуляторов токовых контуров при векторном управлении двигателями переменного тока // Проблемы управления и информатики. – 2006. – № 6. – С. 69–78.
 24. Das J. C. Passive Filters – Potentialities and Limitation // IEEE Trans. Ind. Applicat. – Jan./Febr. 2004. – Vol. 40, No. 1. – Pp. 232–241.
 25. Kojima M., Hirabayashi K., Kawabata Y., Ejiogu E. C., Kawabata T. Novel Vector Control System Using Dead-beat-Controlled PWM Inverter With Output LC Filter // IEEE Trans. Ind. Applicat. – Jan./Febr. 2004. – Vol. 40, No. 1. – Pp. 162–169.
 26. Salomaki J., Hinkkanen M., Luomi J. Sensorless Control of Induction Motor Drives Equipped With Inverter Output Filter // IEEE Trans. on Ind. Electronics. – 2006. – Vol. 53, No. 4. – Pp. 1188–1197.
 27. Потапенко Е. М., Соломаха А. В. Синтез и анализ компенсатора пассивного LC-фильтра на выходе преобразователя частоты // Радиоэлектроника. Информатика. Управление. – 2007. – № 2. – С. 12–17.
 28. Чиликин М. Г., Ключев В. И., Сандлер А. С. Теория автоматизированного электропривода. – М.: Энергия, 1979. – 616 с.

Надійшла 23.11.2007

Розроблена система прямого векторного керування асинхронним приводом з компенсацією невизначеностей, яка працездатна при всіх швидкостях ротора (включаючи нульову). Чисельне моделювання підтвердило працездатність запропонованої системи.

The system of direct vector control by induction drive with indeterminacy compensation, efficient in all rotor speed range (including zero speed) is made. Numerical modelling of serviceability of the offered system has confirmed.