

УДК 621.3.07

А.В. Григорьев

ОБЗОР ВАРИАНТОВ ПРЯМОГО УПРАВЛЕНИЯ МОМЕНТОМ АСИНХРОННЫХ ЭЛЕКТРОДВИГАТЕЛЕЙ (ЧАСТЬ 1)

В середине 1980-х, когда большинство исследователей работало над улучшением методов управления с ориентацией вдоль векторов потоков двигателя (FOC), М. Депенброк (M. Depenbrock) представил метод «Прямое саморегулирование потока и крутящего момента электрической машины с вращающимся полем» (Direct Self Control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine) [1, 2]. В это же время И. Такахashi (I. Takahashi) и Т. Ногучи (T. Noguchi), независимо от М. Депенброка, предлагают метод «Прямое управление моментом» (Direct Torque Control), который отличается от DSC структурной реализацией и траекторией пространственного вектора потокосцепления [3]. В отличие от метода управления FOC, который содержит блок широтно-импульсной модуляции и контур тока, DTC и DSC содержат релейные регуляторы, которые работают непосредственно с потоком статора и моментом без использования внутренних контуров тока. После появления этих двух работ исследователи в области электропривода обратили свое внимание на улучшение новых методов управления и разработку усовершенствованных методов, основанных на том же принципе [4-8]. Большинство работ было направлено на преодоление основных недостатков DTC и DSC:

- большой размах колебаний значений электромагнитного момента и амплитуды вектора потока статора («рябь» или в иностранной литературе «tipple»);
- непостоянство частоты коммутации ключей инвертора, негативно сказывающееся на тепловом состоянии ключей;
- большое значение амплитуды тока статора при изменении амплитуды вектора потока статора, в частности, при пуске.

Если третий недостаток можно устраниить введением обратной связи по амплитуде тока статора или ограничением скорости нарастания амплитуды вектора потока статора, то первый и второй недостатки преодолеть сложно.

В зарубежной литературе предложено множество методов прямого управления моментом и потоком асинхронных электродвигателей, которые целесообразно разбить на группы:

- замкнутые методы управления, основанные на комплексном представлении модели электродвигателя (ISC) [8, 9];
- разомкнутые методы, основанные на вычислении оптимальной длительности импульса вектора напряжения на основе линеаризованной модели двигателя [10, 11];

- разомкнутые методы, основанные на вычислении заданных значений составляющих вектора напряжения статора, способствующих достижению амплитудой потока статора и электромагнитным моментом заданных значений после одного периода дискретизации (Deadbeat DTC) [12, 13];

- замкнутые методы управления электромагнитным моментом и амплитудой вектора потока статора, основанные на модели электродвигателя в координатной системе, связанной с вектором потока статора (DTC-SVM) [14-16];

- методы увеличения частоты коммутации ключей инвертора путем введения сигнала высокочастотной помехи в сигналы ошибок регулирования момента и амплитуды вектора потока статора (Dithering DTC) [17, 18];

- методы, основанные на DTC и нечеткой логике, используемой для управления шириной импульсов напряжения (Fuzzy based DTC) [19];

- методы, основанные на нечеткой логике, полностью заменяющие исходную систему DTC (Fuzzy DTC) [20-22];

- методы управления электромагнитным моментом и амплитудой вектора потока статора, основанные на искусственных нейронных сетях (ANN DTC) [21, 22].

В 1984 г. М. Депенброк подал заявку на патент на изобретение, которое назвал Direct Self Control of the flux and rotary moment of a rotary-field machine (сокращенно DSC). Идея М. Депенброка заключалась в формировании электромагнитного момента путем изменения положения вектора потока статора в заданном направлении [1, 2]. Если пренебречь падением напряжения на активном сопротивлении статора двигателя ввиду его относительной малости, то можно получить следующее выражение для вектора потока статора:

$$\Psi_s = \int \mathbf{U}_s dt,$$

где $\Psi_s = \Psi_{su} + j\Psi_{sv}$ – вектор потокосцепления статора; $\mathbf{U}_s = U_{su} + jU_{sv}$ – вектор напряжения статора.

Значит, для изменения потока статора в заданном направлении необходимо сформировать вектор напряжения в этом направлении. Величина приращения вектора потока статора определяется временем воздействия и амплитудой вектора напряжения. Изменение положения вектора потока статора способствует изменению электромагнитного момента двигателя в соответствии с выражением:

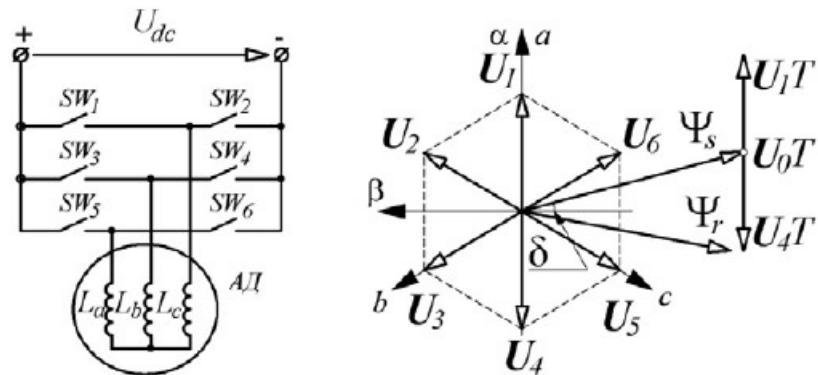


Рис. 1. Структурная схема автономного инвертора напряжения и векторы напряжения, которые он формирует

$$M = \frac{3}{2} p \frac{k_r}{L_s} |\Psi_s| |\Psi_r| \sin(\delta) \approx \frac{3}{2} p \frac{k_r}{L_s} |\Psi_s| |\Psi_r| \delta,$$

где Ψ_r – вектор потока ротора; δ – угол между векторами потоков статора и ротора.

Отсюда следует, что изменение электромагнитного момента возможно или при увеличении амплитуд векторов потоков, или при изменении угла δ . КПД асинхронного электродвигателя максимален при номинальном значении амплитуд векторов потоков, а, значит, регулирование электромагнитного момента должно производится при помощи изменения угла δ . В большинстве случаев для питания асинхронного электродвигателя используют автономный инвертор напряжения, выполненный по мостовой схеме (рис. 1).

На рис. 1 обозначено: $SW_{1..6}$ – ключи инвертора; U_{dc} – напряжение шины постоянного тока; L_a, L_b, L_c – обмотки статора АД.

Если принять, что АД симметричен, т.е. активные и индуктивные сопротивления фаз равны, то трехфазный мостовой инвертор может сформировать 8 векторов напряжения, два из которых нулевые (U_0, U_7). При воздействии нулевого вектора напряжения приращение потока статора не происходит (U_0t на рис. 1), а за счет падения напряжения на активном сопротивлении статора он незначительно убывает. Кроме того, поток ротора по инерции продолжает двигаться в первоначальном направлении, что приводит к уменьшению угла между векторами потоков статора и ротора, и, соответственно, к уменьшению электромагнитного момента. При формировании активного вектора напряжения статора в направлении, согласном движению вектора потока ротора, происходит увеличение угла δ (U_1t на рис. 1), а значит, и электромагнитного момента двигателя. Метод управления DSC реализует регулирование электромагнитного момента путем попеременного воздействия активного и нулевого векторов напряжения статора.

Достоинства DSC –

- быстрое изменение электромагнитного момента;
- формируемый электромагнитный момент не зависит от частоты вращения электродвигателя и нагрузки;
- полное использование возможностей инвертора;
- низкая частота коммутации ключей инвертора, а, следовательно, возможность применения в тяговых электроприводах;

Недостатки DSC:

- большой размах колебаний электромагнитного момента и амплитуды вектора потока статора;
- большая амплитуда импульсов тока, вызванная шестиугольной траекторией движения вектора потока статора.

Несколько месяцами позже публикации заявки М. Депенброка, И. Такахashi и Т. Ногути опубликовали работу «A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor» [3], в которой предложили новый вариант управления электромагнитным моментом и потоком статора АД. Их идея также заключалась в формировании заданного электромагнитного момента путем прямого воздействия вектора напряжения статора на вектор потока статора. Однако в работе [3] предложен другой алгоритм выбора векторов напряжения, в частности, для снижения электромагнитного момента применяется как нулевой, так и ненулевой вектор напряжения, которые выбираются из таблицы переключения, заложенной в EPROM. В зависимости от выбранного вектора напряжения открывается определенная группа ключей инвертора. Для упрощения выбора векторов напряжения координатное пространство разбивается на шесть секторов (на рис. 2 показаны римскими цифрами). Если вектор потока статора находится в шестом секторе (VI), то для увеличения амплитуды вектора потока статора необходимо использовать векторы напряжения U_1 и U_5 . Если при этом необходимо увеличить момент, то применяется вектор U_1 , в противном случае – применяется вектор U_5 .

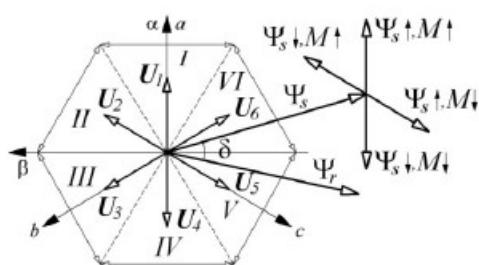


Рис. 2. Управление моментом и потоком по методу DTC Такахаши и Ногучи

При управлении по методу DTC траектория движения вектора потока статора описывает фигуру, форма которой приближается к окружности с заданной точностью ε_Ψ (рис. 3), что способствует лучшим условиям электромагнитной совместимости преобразователя.

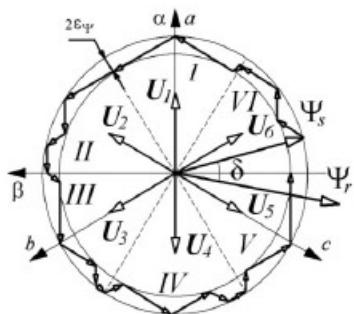


Рис. 3. Траектория вектора потока статора при использовании метода DTC Такахаши и Ногучи

На рис. 4 показана структурная схема устройства управления, предложенного И. Такахаши и Т. Ногучи, где использованы сокращения: *ВА* – блок вычисления амплитуды вектора потока статора, *ВС* – блок вычисления сектора, в котором расположен вектор потока, *РП* и *РМ* – регуляторы потока и момента соответственно. В соответствии со

структурной схемой на рис. 4 метод управления DTC реализуется следующим образом. Сначала измеряют токи и напряжения фаз статора электродвигателя и вычисляют составляющие результирующих векторов напряжения (U_α , U_β) и тока (i_α , i_β) статора в системе координат α - β . Затем вычисляют составляющие вектора потока статора в системе координат α - β (Ψ_α , Ψ_β). На основе Ψ_α , Ψ_β и i_α , i_β вычисляют значение электромагнитного момента T (блок *ВМ*), номер сектора $\theta(N)$ (блок *ВС*) и амплитуду вектора потока статора Ψ (блок *ВА*). Вычисленные значения электромагнитного момента (T) и амплитуды вектора потока статора Ψ сравниваются с заданными (T_{ref} , Ψ_{ref}). Затем ошибки регулирования электромагнитного момента и амплитуды вектора потока статора подаются на входы релейных регуляторов потока (*РП*) и момента (*РМ*).

На основе сигналов с выходов РП и РМ (d_Ψ , d_M), а также номера сектора $\theta(N)$ в таблице переключения выбирается соответствующая ячейка, в которой заложены значения сигналов управления ключами инвертора *ИН* (S_a , S_b , S_c). Сигналы управления S_a , S_b , S_c подаются на управляющие входы инвертора, который создает заданный вектор напряжения.

Недостатки DTC:

- высокая частота коммутации ключей инвертора;
- большой размах колебаний электромагнитного момента и амплитуды вектора потока статора;
- неполное использование возможности инвертора.

Достоинства метода DTC:

- хорошие условия электромагнитной совместимости преобразователя благодаря круговой траектории движения вектора потока статора;
- быстрое изменение электромагнитного

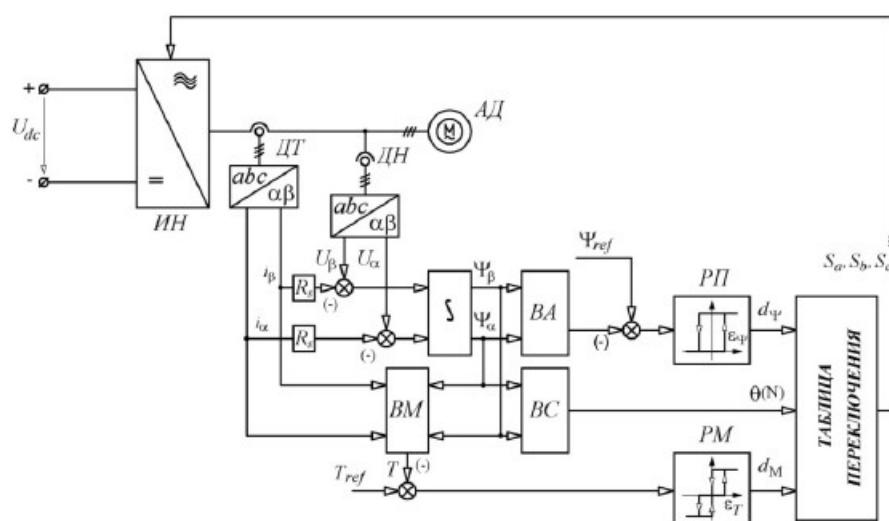


Рис. 4. Структурная схема DTC Такахаши и Ногучи

момента.

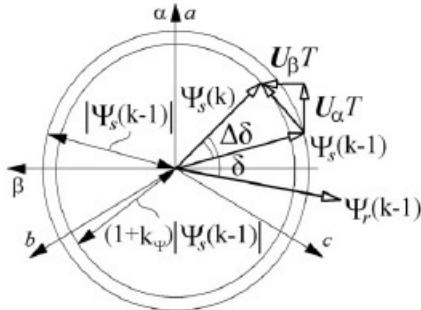


Рис. 5. Векторная диаграмма потоков двигателя для пояснения метода ISC

Замкнутые методы управления, работающие в полярной системе координат (ISC – Indirect Self-Control), представлены в [8, 9]. Методы ISC поясняются структурной схемой на рис. 6 и векторной диаграммой на рис. 5, где показано, что для увеличения электромагнитного момента необходимо, используя ШИМ, создать такой вектор напряжения, чтобы вектор потока статора в конце периода управления повернулся на угол $\Delta\delta$, необходимый для создания заданного электромагнитного момента, и увеличился по модулю на величину $(1+k_\psi)$. Отсюда следует, что приращение вектора потока статора можно определить как

$$\Delta\Psi_s(k) = (1+k_\psi)\Psi_s(k-1)e^{j\Delta\delta} - \Psi_s(k-1) \approx \\ \sim \Psi_s(k-1)(k_\psi + j\Delta\delta(1+k_\psi))$$

где k – номер шага дискретизации.

Угол $\Delta\delta$ и коэффициент k_ψ вычисляются в ПИ-регуляторах момента и амплитуды вектора потока статора (PM , PI) следующим образом:

$$k_\psi = k_1(\Psi_{ref} - \Psi) + \frac{1}{T_1} \int (\Psi_{ref} - \Psi) dt,$$

$$\Delta\delta = \Delta\delta' + \Delta\delta'' = k_2(T_{ref} - T) + \frac{1}{T_2} \int (T_{ref} - T) dt,$$

где k_1 , k_2 , T_1 , T_2 – коэффициенты и постоянные времени ПИ-регуляторов PM и PI ; $\Delta\delta'$ – медленная составляющая приращения угла вектора потока статора; $\Delta\delta''$ – быстрая составляющая приращения угла вектора потока статора.

На основе вычисленных значений приращения вектора потока по осям системы координат a - β можно определить составляющие вектора напряжения статора:

$$U_\alpha = \frac{\Delta\Psi_\alpha}{T_{pwm}} + R_s i_\alpha, U_\beta = \frac{\Delta\Psi_\beta}{T_{pwm}} + R_s i_\beta,$$

где T_{pwm} – период ШИМ.

Разомкнутые методы, основанные на вычислении оптимальной длительности импульса вектора напряжения на основе линеаризованной модели двигателя, основаны на следующем выражении для электромагнитного момента [10, 11]:

$$T_m \frac{dM}{dt} + M = K_m (U_{s\beta}\Psi_{r\alpha} - U_{s\alpha}\Psi_{r\beta}) - \\ - K_m p \omega (\Psi_{s\alpha}\Psi_{r\alpha} - \Psi_{s\beta}\Psi_{r\beta}) \quad (1)$$

где

$$T_m = \frac{1}{\left(\frac{R_s}{L_s'} + \frac{R_r}{L_r'} \right)}, \quad K_m = \frac{1}{\left(\frac{2R_s}{3pk_r} + \frac{2R_r}{3pk_s} \right)}.$$

На коротком отрезке времени члены выражения (1) изменяются незначительно, а, значит, существует возможность предсказания значения электромагнитного момента в конце периода управления (M_1) в соответствии с выражением:

$$M_1 = M_0 + \alpha_0 t,$$

где

$$\alpha_0 = -\frac{M_0}{T_m} + \frac{K_m}{T_m} (U_{s\beta}\Psi_{r\alpha} - U_{s\alpha}\Psi_{r\beta}) - \\ - \frac{K_m}{T_m} p \omega (\Psi_{s\alpha}\Psi_{r\alpha} - \Psi_{s\beta}\Psi_{r\beta})$$

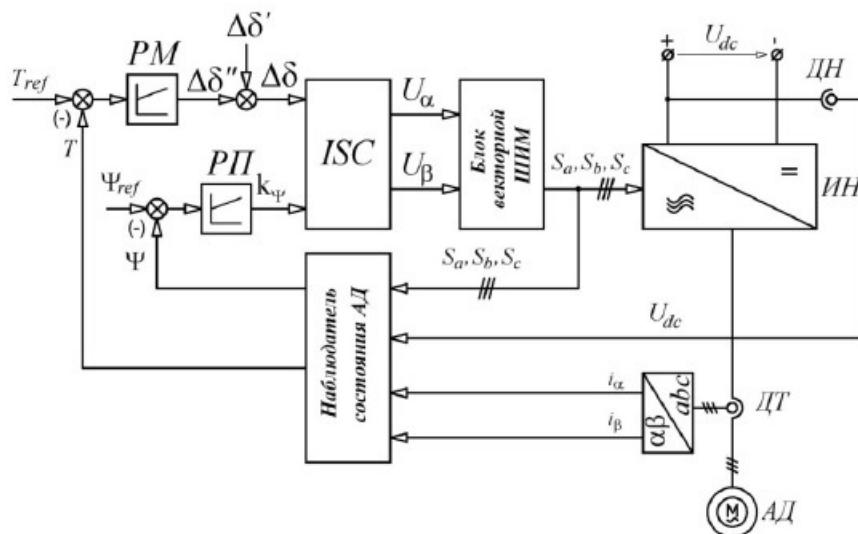


Рис. 6. Структурная схема, поясняющая принцип метода ISC

M_0 – значение электромагнитного момента в начале периода регулирования.

Если применить нулевой вектор напряжения, то угол наклона прямой изменится и будет равен

$$\alpha_1 = -\left(\frac{M_0}{T_m} + \frac{K_m}{T_m} p \omega (\Psi_{s\alpha}\Psi_{r\alpha} - \Psi_{s\beta}\Psi_{r\beta})\right)$$

(см. рис. 7).

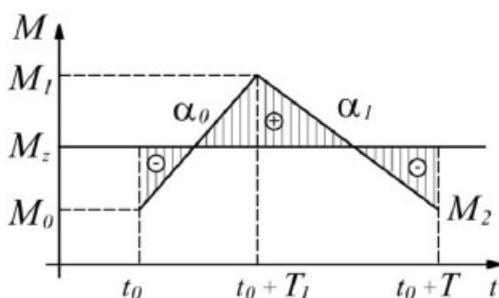


Рис. 7. Формирование электромагнитного момента с целью снижения пульсаций

На рис. 7 обозначено: t_0 – начальное время управления; T_1 – время создания активного вектора напряжения; T – период управления; M_0, M_1, M_2 – значения электромагнитного момента в начале, в середине и в конце периода регулирования; M_z – заданное значение электромагнитного момента двигателя; α_0, α_1 – значения коэффициентов наклона прямых, линеаризующих график электромагнитного момента.

В конце периода управления ($t_0 + T$) значение электромагнитного момента будет отличаться от заданного, но среднее значение электромагнитного момента за период будет к нему приближаться.

Для поиска значения момента времени T_1 , когда активный вектор сменяется нулевым, можно решить задачу поиска экстремума функции квадрата ошибки регулирования:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{t2} &= \frac{1}{T} \int_{t=0}^{T_1} (M_z - M_0 - \alpha_1 t)^2 dt + \\ &+ \frac{1}{T} \int_{t=T_1}^T (M_z - M_0 - \alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_1 - \alpha_2 t)^2 dt = \\ &= -\frac{(M_z - M_0 - \alpha_1 T_1)^3}{3\alpha_1 T} + \frac{(M_z - M_0)^3}{3\alpha_1 T} - \\ &- \frac{(M_z - M_0 - \alpha_1 T_1 + \alpha_2 T_1 - \alpha_2 T)^3}{3\alpha_2 T} + . \end{aligned}$$

$$+ \frac{(M_z - M_0 - \alpha_1 T_1)^3}{3\alpha_2 T}.$$

Экстремум функции ε_{t2} достигается при следующем значении T_1 :

$$T_1 = \frac{2(M_z - M_0) - \alpha_2 T}{2\alpha_1 - \alpha_2}.$$

Тот же результат получается, если поставить задачу о поддержании среднего арифметического значения электромагнитного момента за период регулирования на заданном уровне:

$$\begin{aligned} M_z &= \frac{M_1 + M_2}{2} = \frac{2M_0 + 2\alpha_1 T_1 - \alpha_2 T_1 + \alpha_2 T}{2} \rightarrow \\ &\rightarrow T_1 = \frac{2(M_z - M_0) - \alpha_2 T}{2\alpha_1 - \alpha_2} \end{aligned}$$

Недостатки метода:

- статическая ошибка регулирования электромагнитного момента, вызванная неточностью линеаризованной модели электродвигателя;
- неточность регулирования электромагнитного момента, вызванная ошибкой идентификации параметров и координат электродвигателя;
- усложнение системы управления.

Достоинства метода:

- низкая частота коммутации ключей инвертора;
- минимально-возможный размах колебаний электромагнитного момента;
- высокая скорость изменения электромагнитного момента.

Таким образом, усовершенствование методов прямого управления моментом приводят к повышению качества системы управления, и, как правило, к снижению ее надежности из-за возрастаания требований к подсистеме идентификации, в которой должны вычисляться не только составляющие вектора потока статора и электромагнитный момент, но и составляющие вектора потока ротора и частота вращения ротора. Повышению надежности и качества системы управления, главным образом, мешает несовершенство методов идентификации переменных и параметров электрических машин. Таким образом, по показателю надежности лучшими являются классические методы прямого управления моментом, а по показателям качества регулирования электромагнитного момента и магнитного потока статора – усовершенствованные методы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Depenbrock, M. Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine// IEEE Transactions on Power Electronics. – 1988. – Vol. 3. – No. 4. – P. 420-429.

2. *Depenbrock, M.* Direct Self-Control of The Flux and Rotary Moment of a Rotary-Field Machine: pat. of United States. No. 4678248; filed 18.10.1985; date of patent 7.07.1987. – P. 14.
3. *Takahashi, I.* A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor/ I. Takahashi, T. Noguchi// IEEE Transactions on industry applications. – 1986. – Vol. 1A-22. – No. 5. – P. 820-827.
4. *Bocker J., Mathapati S.* State of the Art of Induction Motor Control // The University of Paderborn site. 2007. URL: <http://wwwlea.uni-paderborn.de/fileadmin/Elektrrotechnik/AG-LEA/forschung/veroeffentlichungen/2007/07IEMDC-boecker-mathapati.pdf> (дата обращения: 01.06.2011).
5. *Kerkman R.J., Skibinski G.L., Schlegel D.W.* AC Drives: Year 2000 (Y2K) and Beyond// The Rockwell Automation site. 1999. URL: <http://www.ab.com/support/abdrives/documentation/techpapers/Y2KIEEE.pdf> (дата обращения: 01.06.2011).
6. *Bose, B.K.* Modern power electronics and AC drives. – Knoxville: Prentice Hall PTR, 2002. – 691 p.
7. *Trzynadlowski, A.M.* Control of induction motors. – Reno: Academic press, 2001. – 225 p.
8. *Buja, G.* Review of Direct torque control methods for voltage source inverter-fed induction motors/ G. Buja, M.P. Kazmierkowski// IEEE Industrial electronics society: proceedings of the 29th annual conference of the IEEE. Warsaw, 2003. – Vol. 1. – P. 981-991.
9. *Depenbrock, M.* Method for controlling the torque of an asynchronous machine/ M. Depenbrock, D. Maischak: pat. of United States. No. 5610485; filed 23.03.1995; date of patent 11.03.1997. – 17 p.
10. *Kang, J.-K.* New direct torque control of induction motor for minimum torque ripple and constant switching frequency/ J.-K. Kang, S.-K. Sul// IEEE Transactions on industry applications. – 1999. – Vol. 35. – No. 5. – P. 1076-1082.
11. *Kang, J.-K.* Analysis and prediction of inverter switching frequency in direct torque control of induction machine based on hysteresis bands and machine parameters/ J.-K. Kang, S.-K. Sul// IEEE Transactions on industrial electronics. – 2001. – Vol. 48. – No. 3. – P. 545-553.
12. *Matic, P.R.* A novel direct torque and flux control algorithm for the induction motor drive/ P.R. Matic, B.D. Blanusa, S.N. Vukosavci// IEEE Electric machines and drive conference: proceedings of the International conference. – Madison, 2003. – Vol. 2 - P. 965-970.
13. *Kenny, B.H.* Stator- and rotor-flux-based deadbeat direct torque control of induction machines/ B.H. Kenny, R.D. Lorenz// IEEE Transactions on industry applications. – 2003. – Vol. 39. – No. 4. – P. 1093-1101.
14. *Lascu, C.* Combining the principles of sliding mode, direct torque control, and space-vector modulation in a high-performance sensorless ac drive/ C. Lascu, A.M. Trzynadlowski// IEEE Transactions on industry applications. – 2004. – Vol. 40. – No. 1. – P. 170-177.
15. *Lascu, C.* A modified direct torque control for induction motor sensorless drive/ C. Lascu, F. Blaabjerg// IEEE Transactions on industry applications. – 2000. – Vol. 36. – No. 1. – P. 122-130.
16. *Zelechowski, M.* Space vector modulated – direct torque controlled (DTC-SVM) inverter-fed induction motor drive: Ph. D. Thesis. – Warsaw. – 2005. – 169 p.
17. *Noguchi, T.* Enlarging switching frequency in direct torque-controlled inverter by means of dithering/ T. Noguchi, M. Yamamoto, S. Kondo, I. Takahashi// IEEE Transactions on industry applications. – 1999. – Vol. 35. – No. 6. – P. 1358-1366.
18. *Kazmierkowski, M.P.* Improved direct torque and flux vector control of pwm inverter-fed induction motor drives/ M.P. Kazmierkowski, A.B. Kasprowicz// IEEE Transactions on industrial electronics. – 1995. – Vol. 42. – No. 4. – P. 344-350.
19. *Arias, A.* Fuzzy logic direct torque control/ A. Arias, J.L. Romeral, E. Aldabas, M.G. Jayne// IEEE Industrial electronics: proceedings of the International symposium. – Cholula, Puebla, Mexico, 2000. – Vol. 1 – P. 253-258.
20. *Toufouti, R.* Direct torque control for induction motor using fuzzy logic/ R. Toufouti, S. Meziane, H. Benalla// ACSE Journal. – 2006. – Vol. 6. – Issue. 2. – P. 19-26.
21. *Toufouti, R.* Direct torque control for induction motor using intelligent techniques/ Toufouti, S. Meziane, H. Benalla// Journal of theoretical and applied information technology. – 2007. – P. 35-44.
22. *Vasudevan, M.* High-performance adaptive intelligent direct torque control schemes for induction motor drives/ M. Vasudevan, R. Arumugam// KMITL science technology Journal. – 2005. – Vol. 5. – No. 3. – P. 559-576

□ Автор статьи

Григорьев
 Александр Васильевич,
 канд. техн. наук, ст. преп. каф. элек-
 тропривода и автоматизации
 КузГТУ
 Тел. 89134022966.
 E-mail: grigav84@mail.ru.