

ОБОБЩЕННЫЙ АЛГОРИТМ ЧАСТОТНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМИ ДВИГАТЕЛЯМИ. ЧАСТЬ 1: СИНТЕЗ НА ОСНОВЕ ВТОРОГО МЕТОДА ЛЯПУНОВА

С. М. Пересада, д.т.н., проф., С. Н. Ковбаса, к.т.н., доц., А. Ю. Онанко, асп.

Национальный технический университет Украины «Киевский политехнический институт»

пр. Победы, 37, 03056, г. Киев, Украина

E-mail: sergei.peresada@gmail.com, skovbasa@ukr.net

Представлена процедура конструирования алгоритма частотного управления угловой скоростью асинхронного двигателя, базирующаяся на использовании динамической модели электрической машины и второго метода Ляпунова. Разработанный алгоритм гарантирует асимптотичность регулирования угловой скорости ротора и модуля вектора потокосцепления статора, а также достижение условий ориентации по вектору потокосцепления статора при нулевом моменте нагрузки.

Ключевые слова: асинхронный двигатель, частотное управление, алгоритм управления.

Введение. Частотное управление асинхронным двигателем (АД), по определению Костенко М.П. [1], является наиболее простым способом управления асинхронными двигателями с короткозамкнутым ротором, который рассматривался как основной до появления векторных методов. Несмотря на то, что частотное управление не позволяет регулировать координаты электропривода с заданными динамическими и статическими характеристиками, а процессы регулирования момента и скорости содержат неуправляемые составляющие, оно имеет ряд принципиальных преимуществ: простота реализации и запуска в работу, отсутствие необходимости измерения угловой скорости и токов статора, возможность использования тех параметров АД, которые легко определяются или могут быть рассчитаны из паспортных данных.

Анализ предыдущих исследований. После публикации работы [2] большинство исследований перешло в область векторного управления АД, что стало причиной сравнительно малого количества публикаций по частотному управлению в современной литературе [3]. В классической формулировке частотное управление базируется на зависимостях, которые получаются из рассмотрения установившихся режимов работы АД. Повышение статических и динамических характеристик частотно-управляемых АД может быть выполнено за счет использования методов компенсации скольжения и падения напряжения на активном сопротивлении статора [3 – 5]. Вместе с тем, применение этих методов требует измерения тока статора АД или звена постоянного тока [6].

Цель работы. Теоретическое обоснование и конструирование алгоритма частотного управления асинхронными двигателями на основании его динамической модели с использованием второго метода Ляпунова, структура которого предоставит возможность формирования характеристик при полностью разомкнутом управлении за счет воздействия на заданный поток двигателя.

Материал и результаты исследования. Модель АД в синхронной системе координат $(d-q)$, представленная в переменных потокосцеплений статора и токов ротора, имеет вид:

$$\begin{aligned}\dot{\psi}_{1d} &= -\alpha_1\psi_{1d} + \omega_0\psi_{1q} + \alpha_1L_m i_{2d} + u_{1d}; \\ \dot{\psi}_{1q} &= -\alpha_1\psi_{1q} - \omega_0\psi_{1d} + \alpha_1L_m i_{2q} + u_{1q}; \\ \dot{i}_{2d} &= -\gamma_1 i_{2d} + \omega_2 i_{2q} + \alpha_1\beta_1\psi_{1d} - \beta_1\omega p_n\psi_{1q} - \beta_1 u_{1d}; \\ \dot{i}_{2q} &= -\gamma_1 i_{2q} - \omega_2 i_{2d} + \alpha_1\beta_1\psi_{1q} + \beta_1\omega p_n\psi_{1d} - \beta_1 u_{1q}; \\ \dot{\omega} &= \frac{1}{J} \left[\frac{3}{2} \frac{L_m}{L_1} p_n (\psi_{1q} i_{2d} - \psi_{1d} i_{2q}) - M_c \right]; \\ \dot{\theta}_0 &= \omega_0,\end{aligned}$$

где $(\psi_{1d}, \psi_{1q})^T$, $(i_{2d}, i_{2q})^T$, $(u_{1d}, u_{1q})^T$ – компоненты векторов потокосцепления статора, тока ротора и напряжения статора, ω – угловая скорость, ω_0 и θ_0 – угловая скорость и положение системы координат $(d-q)$ относительно стационарной системы координат $(a-b)$, $\omega_2 = \omega_0 - \omega$, L_1, L_m – индуктивности статора и намагничивающего контура, M_c – момент нагрузки, J – суммарный момент инерции.

Постоянные параметры в (1) определены как $\alpha_1 = R_1/L_1$, $\beta_1 = L_m/\sigma_1 L_1$, $\gamma_1 = R_2/\sigma_1 + \alpha_1\beta_1 L_m$, $\sigma_1 = (L_1 L_2 - L_m^2)/L_1$, где R_1, R_2 – активные сопротивления статора и ротора, L_2 – индуктивность ротора, p_n – число пар полюсов.

В общей постановке задачи управления угловой скоростью и модулем вектора потокосцепления статора выходные регулируемые переменные

$$\begin{pmatrix} \omega \\ |\psi_1| \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \omega \\ (\psi_{1d}^2 + \psi_{1q}^2)^{0.5} \end{pmatrix} \quad (2)$$

должны регулироваться с помощью двухмерного вектора управляющих напряжений статора

$u_1 = (u_{1d}, u_{1q})^T$ при полностью неизменяемом векторе состояния (1).

Допустим, что $\omega^* = const$, $\psi^* = const$ – заданные значения угловой скорости и модуля вектора потокосцепления статора, тогда задача регулирования выходных переменных, определенных в (2), состоит в достижении условий:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\omega} = 0; \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi} = 0, \quad (3)$$

где ошибки регулирования равны:

$$\tilde{\omega} = \omega - \omega^*; \tilde{\psi} = |\psi_1| - \psi^*. \quad (4)$$

Используя концепцию ориентации по вектору потокосцепления статора, переформулируем второе условие в (3) следующим образом:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1q} = 0; \lim_{t \rightarrow \infty} \tilde{\psi}_{1d} = 0, \quad (5)$$

где ошибки регулирования потокосцепления по осям d и q определены как

$$\tilde{\psi}_{1q} = \psi_{1q}; \tilde{\psi}_{1d} = \psi_{1d} - \psi^*. \quad (6)$$

Достижение эквивалентных условий (3) и (5) возможно лишь для случая ненагруженного двигателя, то есть при $M_c = 0$. В этом случае токи ротора в установившемся режиме равны нулю.

Определив $i_{2d} = \tilde{i}_{2d}$, $i_{2q} = \tilde{i}_{2q}$, цель частотного управления может быть формализована следующим образом: найти управляющие напряжения u_{1d} и u_{1q} , которые гарантируют достижение условия

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (\tilde{\omega}, \tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}) = 0, \text{ при } M_c = 0.$$

Конструирование алгоритма частотного управления.

В ошибках отработки уравнения (1) запишутся (при $\omega^* = const, \psi^* = const$):

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu p_n \left[\tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - \frac{M_c}{J}; \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega_0 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} - \alpha_1 \psi^* + u_{1d}; \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega_0 \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} - \alpha_0 \psi^* + u_{1q}; \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} + (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \\ &\quad - \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 \beta_1 \psi^* - \beta_1 u_{1d}; \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} - (\omega_0 - \omega p_n) \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \\ &\quad + \beta_1 p_n \omega \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 p_n \tilde{\omega} \psi^* + \\ &\quad + \beta_1 p_n \omega^* \psi^* - \beta_1 u_{1q}; \end{aligned} \quad (7)$$

$$\dot{\theta}_0 = \omega_0,$$

$$\text{где } \mu = \frac{3 L_m}{2 L_1} \frac{1}{J}.$$

Из уравнений для потокосцеплений в (7) находим

$$u_{1d} = \alpha_1 \psi^*; u_{1q} = \omega_0 \psi^*. \quad (8)$$

Подставив (8) в (7), а также приняв условие $\omega_0 = \omega^* p_n$, получим уравнения динамики ошибок отработки:

$$\begin{aligned} \dot{\tilde{\omega}} &= \mu p_n \left[\tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d} - (\psi^* + \tilde{\psi}_{1d}) \tilde{i}_{2q} \right] - M_c / J; \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1d} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d}; \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} &= -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} - \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q}; \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2d} - \tilde{\omega} \tilde{i}_{2q} + \alpha_1 p_n \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \\ &\quad - \beta_1 p_n \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1q}; \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} &= -\gamma_1 \tilde{i}_{2q} + \tilde{\omega} \tilde{i}_{2d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} + \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \\ &\quad + \beta_1 p_n \tilde{\omega} \tilde{\psi}_{1d} + \beta_1 p_n \psi^* \tilde{\omega}. \end{aligned} \quad (9)$$

Для анализа устойчивости системы (9) рассмотрим следующую функцию Ляпунова:

$$V = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{\mu} \tilde{\omega}^2 + \frac{1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \frac{1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2) \right]. \quad (10)$$

Производная от V в силу решений (9) будет (при $M_c = 0$):

$$\begin{aligned} \dot{V} &= -\frac{\alpha_1}{L_m} (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \\ &\quad + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) + \\ &\quad + \omega^* p_n (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \frac{\gamma_1}{\beta_1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2). \end{aligned} \quad (11)$$

Для дальнейшего анализа необходимо установить, при каких значениях ω^* производная $\dot{V} < 0$. Для этого перепишем (11) в следующем виде:

$$\dot{V} = \dot{V}_1 + \dot{V}_2;$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_1 &= -\alpha_1 L_m^{-1} \rho_1 (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \\ &\quad + 2\alpha_1 (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2d} + \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2q}) - \\ &\quad - (\alpha_1 L_m + \rho_2 R_2 L_1 L_m^{-1}) (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2); \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_2 &= -\alpha_1 L_m^{-1} (1 - \rho_1) (\tilde{\psi}_{1d}^2 + \tilde{\psi}_{1q}^2) + \\ &\quad + \omega^* (\tilde{\psi}_{1d} \tilde{i}_{2q} - \tilde{\psi}_{1q} \tilde{i}_{2d}) - \\ &\quad - (1 - \rho_2) R_2 L_1 L_m^{-1} (\tilde{i}_{2d}^2 + \tilde{i}_{2q}^2), \end{aligned} \quad (13)$$

где $0 < (\rho_1, \rho_2) < 1$.

Из (12) устанавливаем, что $\dot{V}_1 \leq 0$ при выполнении соотношения

$$\rho_1 = \left(1 + \left(R_2 R_1^{-1} \right) \left(L_1^2 L_m^{-2} \right) \rho_2 \right)^{-1}. \quad (14)$$

Вторая составляющая (13) будет отрицательной при выполнении условия

$$\left| \omega^* \right| < 4 \left[\frac{\left(R_2 R_1^{-1} \right) \left(L_1^2 L_m^{-2} \right) \rho_2}{1 + \left(R_2 R_1^{-1} \right) \left(L_1^2 L_m^{-2} \right) \rho_2} \right] (1 - \rho_2) \frac{R_1 R_2}{L_m^2}. \quad (15)$$

При выполнении условия (15) $\dot{V} \leq 0$ сигналы $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})$ будут ограниченными и, как следует из (9), ограниченными будут и их производные $(\dot{\tilde{\psi}}_{1d}, \dot{\tilde{\psi}}_{1q}, \dot{\tilde{i}}_{2d}, \dot{\tilde{i}}_{2q}, \dot{\tilde{\omega}})$.

Выполнив линеаризацию системы (9) в начале

координат при $M_c = 0$, представим ее в следующем стандартном виде [7]:

$$\begin{pmatrix} \dot{\tilde{\psi}}_{1d} \\ \dot{\tilde{\psi}}_{1q} \\ \dot{\tilde{i}}_{2d} \\ \dot{\tilde{i}}_{2q} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\alpha_1 \tilde{\psi}_{1d} + \omega^* p_n \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2d} \\ -\omega^* p_n \tilde{\psi}_{1d} - \alpha_1 \tilde{\psi}_{1q} + \alpha_1 L_m \tilde{i}_{2q} \\ \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1d} - \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2d} \\ \beta_1 p_n \omega^* \tilde{\psi}_{1d} + \alpha_1 \beta_1 \tilde{\psi}_{1q} - \gamma_1 \tilde{i}_{2q} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \beta_1 \psi^* p_n \end{pmatrix} \tilde{\omega}; \quad (16)$$

$$\dot{\tilde{\omega}} = -\mu \psi^* \tilde{i}_{2q}.$$

Система (16) может быть записана в следующей форме:

$$\dot{x} = A(t)x + \Gamma^T z; \quad \dot{z} = -\mu \Gamma P x,$$

где $x = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q})^T$, $z = \tilde{\omega}$; P из (10) имеет вид: $P = \text{diag}(L_m^{-1}, L_m^{-1}, \beta_1^{-1}, \beta_1^{-1})$.

Поскольку $A(t)$ отвечает условиям Гурвица при выполнении условия (15) $\Gamma^T = \Gamma > 0$, $\Gamma = \text{const}$, то положение равновесия $(\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega}) = 0$ линейризованной системы (16) [7], а, следовательно, и нелинейной (9) при $M_c = 0$ будет локально экспоненциально устойчивым.

С практической точки зрения это значит, что при $M_c = 0$ консервативное условие (15) гарантирует асимптотичность регулирования положения равновесия $\omega_0 = \omega^* p_n = \omega p_n$ при поддержании постоянства модуля вектора потокосцепления $|\psi_1| = \psi^*$ с одновременным достижением условий ориентации по вектору потокосцепления статора $\psi_{1q} = 0$. Консервативность условия (15) состоит в том, что исследование устойчивости по Ляпунову дает лишь достаточные условия.

При $M_c \neq 0$ асимптотичность регулирования переменных $x = (\tilde{\psi}_{1d}, \tilde{\psi}_{1q}, \tilde{i}_{2d}, \tilde{i}_{2q}, \tilde{\omega})^T$ нарушается, статические свойства относительно возмущения M_c определяются решением системы уравнений (9). При этом система (9) остается локально устойчивой при действии ограниченного возмущения M_c/J .

Физические напряжения, которые прикладываются к обмоткам АД из (8), равны:

$$\begin{pmatrix} u_{1a} \\ u_{1b} \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_0(t) & -\sin \theta_0(t) \\ \sin \theta_0(t) & \cos \theta_0(t) \end{bmatrix} \begin{pmatrix} \alpha_1 \psi^* \\ \omega^* p_n \psi^* \end{pmatrix}; \quad (17)$$

$$\dot{\theta}_0 = \omega^* p_n.$$

Отметим, что для практической реализации (17) необходимо знать параметр $\alpha_1 = R_1/L_1$, который

легко определяется на основе стандартных тестов. Необходимости в измерении токов статора и угловой скорости ротора для реализации алгоритма (17) нет.

Для определения взаимосвязи алгоритма частотного управления (17) и описанных в технической литературе запишем выражение для модуля вектора напряжения статора:

$$U_{1m} = \sqrt{u_{1d}^2 + u_{1q}^2} = \psi^* \sqrt{\alpha_1^2 + (\omega^* p_n)^2}. \quad (18)$$

Зависимость $U_{1m} = f(\omega^*, \psi^*)$ представлена на рис. 1 сплошной линией.

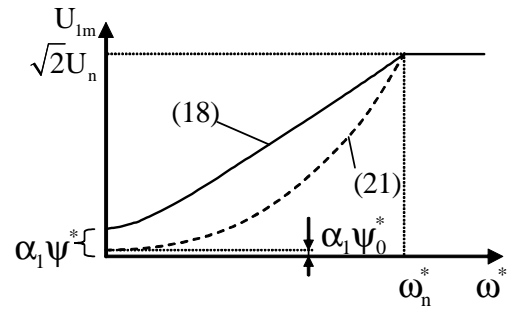


Рисунок 1 – Статические характеристики при частотном управлении

Если сформировать закон изменения заданного потокосцепления в виде

$$\psi^* = \psi_0^* + \psi_1^*(\omega^*), \quad (19)$$

то возможно получить разные регулировочные характеристики U/f .

Структурная схема алгоритма управления (18) показана на рис. 2.

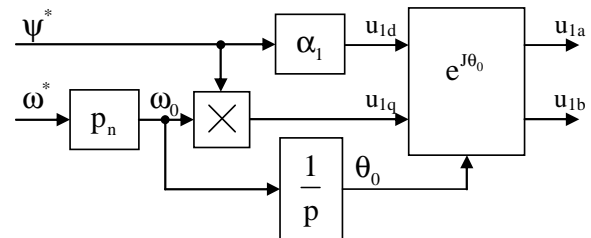


Рисунок 2 – Структурная схема алгоритма частотного управления

Для приведения в движение турбомеханизмов часто используют квадратичную зависимость напряжения от частоты $U/f^2 = \text{const}$ с целью снижения активных потерь при частичных нагрузках. Для ее реализации выражения (8), с учетом (19), записываются в виде:

$$\begin{aligned} u_{1d} &= \alpha_1 \psi^*; \quad u_{1q} = \omega^* p_n \psi^*; \\ \psi^* &= \psi_0^* + (\psi_n^* - \psi_0^*) \left| \omega^* p_n \right| / \omega_{0n}, \end{aligned} \quad (20)$$

где $\psi_n^* = \sqrt{2}U_n/2\pi f_n$, $\psi_0^* < \psi_n^*$, U_n , f_n – номинальное фазное напряжение и частота статора.

При использовании алгоритма (20) модуль напряжения статора в зависимости от заданной скорости принимает вид:

$$U_{lm} = \left(\psi_0^* + (\psi_n^* - \psi_0^*) \frac{|\omega^* p_n|}{\omega_{0n}} \right) \sqrt{\alpha_I^2 + (\omega^* p_n)^2}. \quad (21)$$

Зависимость (21) изображена на рис. 1 пунктирной линией. Структурная схема алгоритма, заданного уравнениями (20), показана на рис. 3.

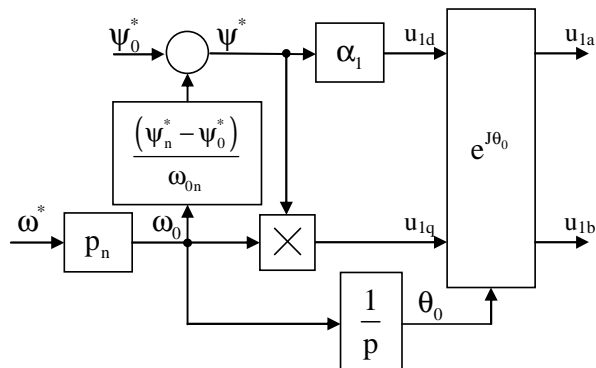


Рисунок 3 – Структурная схема алгоритма частотного управления с квадратичной зависимостью напряжения от частоты

Выводы. Впервые на основании второго метода Ляпунова, с использованием динамической модели асинхронного двигателя, выполнено конструирование алгоритма частотного управления угловой скоростью, который гарантирует асимптотичность регулирования угловой скорости ротора и модуля вектора потокосцепления статора, а также достижение условий ориентации по вектору потокосцепления статора при нулевом моменте нагрузки. В условиях ненулевого момента нагрузки система остается локально устойчивой с областью устойчивости, определяемой значениями параметров АД. Структура алгоритма, основанная на векторной формулировке, предоставляет возможность формирования характе-

ристик при полностью разомкнутом управлении за счет воздействия на заданный поток двигателя, расширяя область их применения.

ЛІТЕРАТУРА

1. Костенко М.П. Работа многофазного асинхронного двигателя при переменном числе периодов // Электричество. – 1925. – № 2.
2. F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new transvector closed-loop control system for rotating-field machines," *Siemens Rev.*, vol. 34, 1972. – P. 217–220.
3. A. Muñoz-Garcia, T. A. Lipo, D. W. Novotny A New Induction Motor V/f Control Method Capable of High-Performance Regulation at Low Speeds // *IEEE Trans. On Ind. App.*, VOL. 34, NO. 4, July/August 1998
4. F. A. Stich, "Transistor inverter motor drive having voltage boost at low speeds," U.S. Patent 3 971 972, 1976.
5. A. Abbondanti, "Method of flux control in induction motors driven by variable frequency, variable voltage supplies," in *Proc. IEEE-IAS Int.Semi-Annual Power Conversion Conf.*, 1977. – P. 177–184.
6. Y. Xue, X. Xu, T. G. Habetler, and D. M. Divan, "A low cost stator oriented voltage source variable speed drive," in *Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting*, 1990. – P. 410–415.
7. Narendra K. S. and Annaswamy A. M. *Stable Adaptive Systems*. –New Jersey, Englewood Cliffs: Prentice Hall, 1989. – 496 p.

Стаття надійшла 30.06.2011 р.
Рекомендовано до друку д.т.н., проф.
Чорним О.П.

УЗАГАЛЬНЕНИЙ АЛГОРИТМ ЧАСТОТНОГО КЕРУВАННЯ АСИНХРОННИМИ ДВИГУНАМИ. ЧАСТИНА 1: СИНТЕЗ НА ОСНОВІ ДРУГОГО МЕТОДУ ЛЯПУНОВА

С. М. Пересада, д.т.н., проф., С. М. Ковбаса, к.т.н., доц., А. Ю. Онанко, асп.
Національний технічний університет України «Київський політехнічний інститут»
пр. Перемоги, 37, 03056, м. Київ, Україна
E-mail: sergei.peresada@gmail.com, skovbasa@ukr.net

Представлено процедуру конструювання алгоритму частотного керування кутовою швидкістю асинхронного двигуна, яка базується на використанні динамічної моделі електричної машини та другого методу Ляпунова. Розроблений алгоритм гарантує асимптотичність регулювання кутової швидкості ротора і модуля вектора потокосцеплення статора, а також досягнення умов орієнтації за вектором потокосцеплення статора при нульовому моменті навантаження.

Ключові слова: асинхронний двигун, частотне керування, алгоритм керування.

GENERALIZED VOLTAGE-FREQUENCY CONTROL ALGORITHM OF INDUCTION MOTORS. PART 1: BASED ON THE SECOND LYAPUNOV'S METHOD DESIGN

S. Peresada, D.Sc. (Eng), Prof., S. Kovbasa, Cand.Sc. (Eng), Assoc. Prof., A. Onanko, post-grad.
National Technical University of Ukraine "Kiev Politechnical Institute"
pr. Peremohy, 37, 03056, Kyiv, Ukraine
E-mail: sergei.peresada@gmail.com, skovbasa@ukr.net

Design procedure for voltage-frequency control algorithm of induction motor that based on the second Lyapunov's method and full-order induction motor dynamic model is presented. Developed control algorithm guarantees asymptotic speed - stator flux regulation and stator flux field orientation under unloaded motor condition.

Key words: induction motor, voltage-frequency control, control algorithm.