

**ВЪЗМОЖНОСТИ ЗА РЕШАВАНЕ НА НЯКОИ ПРОБЛЕМИ
ПРИ ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗЕН
АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ**

Гинко Георгиев

Бургаски свободен университет

инж. маг. Кремена Димитрова

ТУ - София, ИПФ - Сливен

доц. д-р Силвия Лецковска

доц. д-р Камен Сейменлийски

Бургаски свободен университет

**ABOUT THE POSSIBILITY TO RESOLVE SOME PROBLEMS IN
VECTOR CONTROL OF THREE-PHASE ASYNCHRONOUS
ELECTRIC MOTOR**

Ginko Georgiev

Burgas Free University

ing. Kremena Dimitrova

Technical University – Sofia, Engineering and Pedagogy Faculty – Sliven

Assoc. Prof. Silvija Letskovska, PhD

Assoc. Prof. Kamen Seymenliyski, PhD

Burgas Free University

***Abstract:** The report presented the results of proposed structural scheme subject to regulation embodying the vector principle. It has been and analytical expressions, which is based on the conclusion of the transfer function of the system used for the model. There are also two control loop using PI regulator correction, as well as structure of the control loop with the reference model.*

***Key words:** reference model, reference filter transfer function.*

Въведение

В наши дни около 90% от използваните асинхронни двигатели са с накъсо съединен ротор. Предимствата им пред останалите електромеханични преобразуватели на електроенергия са опростена конструкция, добра възможност от претоварване, висока експлоатационна надеждност, ниска цена и др.

Наред с редицата положителни черти трябва да се изтъкнат и някои недостатъци, свързани главно със сложността на тяхното управление. Известно е, че при те-

зи двигатели е невъзможно директно управление на въртящ момент и магнитен поток, както при постояннотоковите двигатели.

Тъй като те са едни от основните консуматори на електрическа енергия в света, то вниманието се насочва все повече към създаване и развитие на нови методи за управление, характеризиращи се с висока ефективност и по-малък разход на електроенергия.

Доказано е, че най-ефективните методи за контрол на трифазни асинхронни двигатели са тези за векторно управление. Появата и развитието на тези методи е довело не само до решаване на основните проблеми, свързани с разделното въздействие на въртящ момент, магнитен поток и динамика на управление, но и на по-широкото приложение на този тип електродвигатели в индустрията.

В последните години има примери на използване на трифазни асинхронни електродвигатели и в някои области на сервозадвижването. Така се създаде възможност да бъде установено, че параметрите на съвременните електрозадвижвания в значителна степен се предопределят от техните системи за управление. Това прави въпросите и изследванията, отнасящи се до разработването на нови, високопроизводителни, компактни и икономически системи за електрическо задвижване изключително актуални.

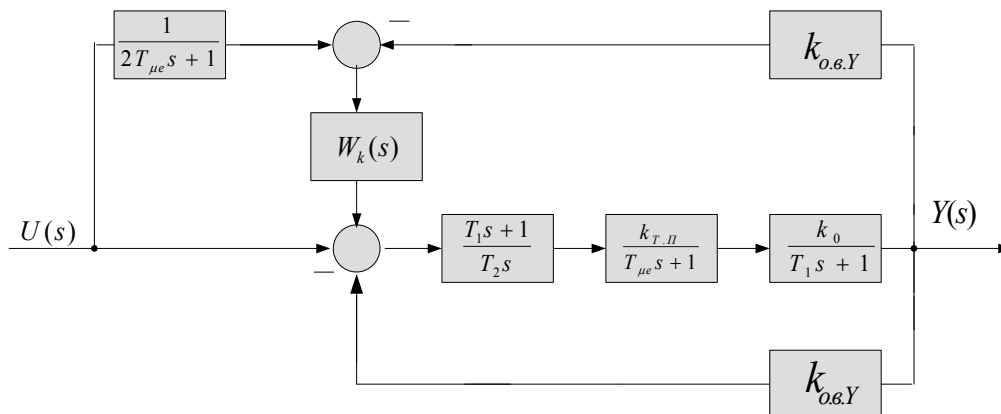
Практиката на използване на тези двигатели през последните години показва също, че използването на системите за векторно управление води не само до повишаване качеството на управление, но и до спестяване на значително количество електроенергия, което е от голямо значение в съвременните икономически условия.

Наред с многото предимства, системите за векторно управление имат и редица недостатъци. Те намират ограничено приложение все още в практиката, поради сравнително високата си цена и сложна структура. Това се дължи на сложната теория, описваща динамичните процеси в асинхронния двигател и принципа на самите методи за управление.

I. ПРОБЛЕМИ ПРИ НАСТРОЙКА И СИНТЕЗ НА СИСТЕМИ ЗА ВЕКТОРНО УПРАВЛЕНИЕ НА ТРИФАЗЕН АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ

Известно е, че основните проблеми, които възникват при синтеза и настройката на системите за векторно управление могат да се сведат главно до следното:

- въздействие върху влиянието на кръстосаните връзки между каналите за управление на модула на главното потокосцепление и каналите за управление на ъгловата скорост на ротора;
- Идентификация на параметрите на разработваните модели за конкретен тип електродвигател.



Фиг. 1. Структурна схема за подчинено регулиране в система за векторно управление

II. ПРИЛАГАНЕ НА ПРЯКА КОМЕНСАЦИЯ НА КРЪСТОСАНИТЕ ВРЪЗКИ

Първият проблем може да се реши чрез прилагане на пряка компенсация на кръстосаните връзки.

Тъй като коефициентът на компенсиращата връзка може да бъде конкретна функция на параметрите на двигателя, то оказва се, този проблем е пряко свързан с решаването на втория.

На база изложеното става ясно, че структурната схема на системата с подчинено регулиране с въведен векторен принцип за управление ще има вида, представен на фиг.1.

От фигурата става ясно, че е налице подчинено регулиране в система за векторно управление. Регулаторът и е с времеконстанти:

$$(1) \quad T_p = T_1;$$

$$(2) \quad T_2 = 2T_{\mu e} \cdot K_{T.п.} \cdot K_0 \cdot K_{O.в.У.}$$

Тогава изходния сигнал ще има следния запис:

$$(3) \quad Y(s) = \frac{k_{O.в.У}^{-1}}{2T_{\mu e}^2 s^2 + 2T_{\mu e} s + 1} U(s)$$

Където: $T_{\mu e}$ – еквивалентна времеконстанта.

Ако се приеме, че истинската стойност на произведението $K_{T.п.} \cdot K_0$ се различава от приетата при настройката: $(K_{T.п.} \cdot K_0) / (K_{T.п.} \cdot K_0)^* = 1 + \delta$, то тогава изходният сигнал на системата може да се запише със следния израз:

$$(4) \quad Y(s) = \frac{k_{O.B.Y}^{-1}}{2T_{\mu e}^2(1+\delta)s^2 + 2T_{\mu e}(1+\delta)s + 1} U(s)$$

Като се предположи, че разглежданият контур е подчинен на външен такъв, може да се оцени отклонението на преходния процес от апериодичния с времеконстанта $2T_{\mu e}$. Тона е така, защото при определяне на настройката на външния контур, разглежданият се апроксимира с апериодични звена с времеконстанта $T_{\mu e}$.

В такъв случай функцията за оценка може да се представи с израз от вида:

$$(5) \quad F = \int_0^{\infty} \varepsilon^2(t) dt,$$

където $\varepsilon(t)$ е разликата между изходния сигнал на контура $y(t)$ и изходния сигнал $y_e(t)$ на система, описана с апериодични звена:

$$(6) \quad E(s) = \left[\frac{k_{O.B.Y}^{-1}}{(2T_{\mu e}s + 1)} - W(s) \right] U(s),$$

където: $W(s)$ е предавателната функция на изследваната система.

В такъв случай входното въздействие $U(s) = U/(2T_{\mu e}s)$ съответства на стъпаловиден сигнал.

$$(7) \quad F = \int_{-\infty}^{+\infty} \varepsilon^2(t) dt = \frac{1}{2\pi j} \int_{-i\infty}^{+i\infty} E(s) \cdot E(-s) ds$$

$$s = j\omega,$$

При прилагане на теоремата на Парсевал (7) ще се получи следния израз за система с точна настройка:

$$(8) \quad E(s) = \left(\frac{1}{2T_{\mu e}s + 1} - \frac{1}{2T_{\mu e}^2s^2 + 1} \right) \cdot \frac{k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U}{2T_{\mu e}s};$$

$$F_0 = \frac{(k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U)^2}{(40T_{\mu e})}$$

Тогава за система под въздействие на смущение ще е в сила израза:

$$(9) \quad E(s) = \left\{ \left(2T_{\mu e}s + 1 \right)^{-1} - \left[2T_{\mu e}^2(1+\delta)s^2 + 2T_{\mu e}(1+\delta)s + 1 \right]^{-1} \right\} \cdot \frac{k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U}{2T_{\mu e}s};$$

$$F_{0\delta} = \frac{1+\delta+6\delta^2}{8(5+3\delta)T_{\mu e}} (k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U)^2.$$

Отношението $F_{0\delta}/F_0 = 5(1+\delta+6\delta^2)/(5+3\delta)$ показва отклонение на стойността на средноквадратична грешка при смущение от стойността на тази грешка при идеална настройка.

III. ВКЛЮЧВАНЕ НА КОНТУР С ЕТАЛОНЕН МОДЕЛ И КОРЕКТОР С ПРЕДАВАТЕЛНА ФУНКЦИЯ

Включването на контур с еталонен модел и коректор с предавателна функция $W_k(s)$ позволява да се подтиснат параметричните смущения в контура.

Чрез използването в качеството си на контур на регулатори, приложени в системите за подчинено регулиране, може да се получи ефективно подтискане на параметричните смущения.

Ако се приеме коректор с предавателна функция $W_k(s) = k_k \frac{2T_{\mu e} s + 1}{2T_{\mu e} s}$, изходната променлива на системата ще има следния запис:

$$(10) \quad Y(s) = \left\{ [(2T_{\mu e} / k_k) s + 1] \cdot k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U(s) \right\} \times \left[\frac{(1 + \delta)(2T_{\mu e}^2 s^2 + 2T_{\mu e} s + 1)}{2T_{\mu e} s + 1} \cdot \frac{2T_{\mu e}}{k_k} s + 1 \right] \cdot (2T_{\mu e} s + 1)^{-1}.$$

При условие, че отсъства параметрично смущение, т.е. $\delta=0$, изразът ще добие вида:

$$(11) \quad Y(s) = \left\{ [(2T_{\mu e} / k_k) s + 1] \cdot k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U(s) \right\} \times \left[\frac{2T_{\mu e}^2 s^2 + 2T_{\mu e} s + 1}{2T_{\mu e} s + 1} \cdot \frac{2T_{\mu e}}{k_k} s + 1 \right] \cdot (2T_{\mu e} s + 1)^{-1}.$$

Ако се замени в знаменателя полинома $2T_{\mu e}^2 s^2 + 2T_{\mu e} s + 1$ с полинома $2T_{\mu e} s + 1$, както това се прави при изчисляване на системите за подчинено регулиране, то при последната стойност $k_k > 1$ ще се получи:

$$(12) \quad Y(s) = \frac{k_{O.B.Y}^{-1}}{2T_{\mu e} s + 1} U(s)$$

По този начин ясно се вижда точното съответствие на предавателната функция на системата, използвана за модел.

Интегрално квадратичната грешка при стъпаловидно входно въздействие ще има следния запис:

$$(12) \quad F_{p\delta} = \frac{[(2k_k + 1)(1 + \delta) + 6\delta^2] (k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U)^2}{4[4k_k^2 + 13k_k + 10 + 3(k_k + 2)\delta] T_{\mu e}},$$

При условие, че отсъства параметрично смущение, т.е. $\delta=0$, изразът ще добие вида:

$$(13) \quad F_p = \frac{(2k_k + 1)(k_{O.B.Y.}^{-1} \cdot U)^2}{4(4k_k^2 + 13k_k + 10)T_{\mu e}}$$

Ако $k_k > 7/4$ и $F_p < F_0$, то за системи с параметрично смущение ще се получи следният израз:

$$(14) \quad F_{p\delta}/F_{0\delta} = \{2(5+3\delta)[(1+\delta)(2+1/k_k) + 6(\delta/k_k)^2] \times \\ \times \{[4+(13+3\delta)/k_k + 2(5+3\delta)/k_k^2](1+\delta+6\delta^2)k_k\}^{-1}$$

Получаването на необходимата стойност на k_k може да стане, като се зададе максимално допустима стойност на δ и се избере k_k такъв, че:

$$(15) \quad 4k_k^3 + (11+\delta)k_k^2 + (9+5\delta)k_k - 6\delta^2 > 0$$

Прилагането за коректор $W_k(s) = k_k$ – пропорционален регулатор – определя изходния сигнал за несмутена и за смутена система (16, 17):

$$(16) \quad Y(s) = \frac{[(2T_{\mu e}s + 1)/k_k + 1]k_{O.B.Y.}^{-1}U(s)}{[(2T_{\mu e}^2s^2 + 2T_{\mu e}s + 1)/k_k + 1](2T_{\mu e}s + 1)},$$

$$(17) \quad Y(s) = \frac{[(2T_{\mu e}s + 1)/k_k + 1]k_{O.B.Y.}^{-1}U(s)}{\{[2T_{\mu e}^2(1+\delta)s^2 + 2T_{\mu e}(1+\delta)s + 1]/k_k + 1\}(2T_{\mu e}s + 1)}.$$

Вижда се, че с увеличаване на корекционния коефициент k_k имагинерната част на корените на полинома $2T_{\mu e}^2(1+\delta)s^2 + 2T_{\mu e}(1+\delta)s + (k_k + 1)$ расте пропорционално с $\sqrt{k_k + 1}$ и едновременно с това реалната част на корените намалява, което води до теоретична възможност за резонанс при високите честоти.

До този извод се стига след анализиране на интегрално квадратичната грешка:

$$(18) \quad F_{I\delta} = \frac{[(1+k_k)(1+\delta) + 6\delta^2](k_{O.B.Y.}^{-1} \cdot U)^2}{8(5+2k_k+3\delta)T_{\mu e}}.$$

Действително, при $k_k \rightarrow \infty$ се получава изразът:

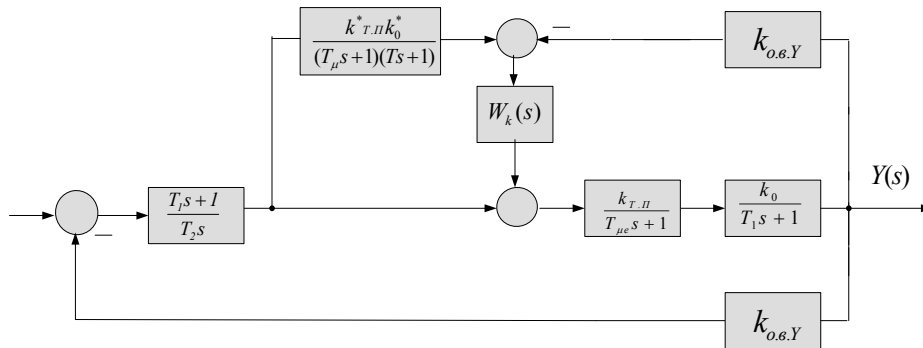
$$(19) \quad F_{I\delta\infty} = \frac{1+\delta}{16T_{\mu e}}(k_{O.B.Y.}^{-1} \cdot U)^2,$$

Ако $\delta=0$, то:

$$(20) \quad F_{\Pi\delta\infty} = \frac{(k_{O.B.Y}^{-1} \cdot U)^2}{16T_{\mu e}}$$

Тази величина в сравнение с F_0 е значително по-голяма: $F_{\Pi\delta\infty} / F_0 = 5/2$.

Ако се приеме, че коефициентът $T_2 < 2T_{\mu e}k_0k_{T.\Pi}k_{O.B.Y}$ и $-1 < \delta < 0$, то при големи стойности на k_k интегралът на квадратичната грешка може да се сведе до приемлива стойност.



Фиг. 2. Контур с ПИ-регулатор и корекция с еталонен филтър

По такъв начин, при използване на пропорционален коректор коефициентите на основния ПИ-регулатор на контура трябва да се увеличат в сравнение с коефициентите при стандартна настройка.

Контурът с еталонния модел може да се свърже и след основния ПИ-регулатор. Тогава той служи за формиране на желаната предавателна функция на обекта. Това съответства на структурата, показана на фиг.2.

От фигурата се вижда, че сравняването на контура с еталонен модел от вида $W_m(s) = (T_{\mu e}^*s+1)^{-1} \cdot (T_{k1}^*s+1)^{-1}$ дава следния израз:

$$(21) \quad Y(s) = \frac{[(T_{k2}s / k_k)(T_{\mu e}^*s+1)(T_{k1}^*s+1) + T_{k1}s+1]W(s)}{(T_{k2}s / k_k)(T_{\mu e}s+1)(T_1s+1) + T_{k1}s+1} Z(s),$$

където $W_k(s) = k_k(T_{k1}s+1) / (T_{k2}s)$.

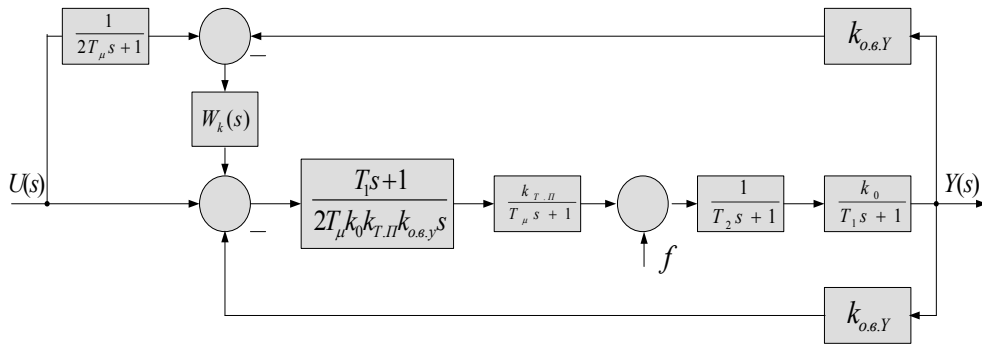
От този израз се вижда, че ако се избере $T_{k1} > T_1$ и $k_k \gg 1$, то $Y(s) \approx W_m(s)Z(s)$.

Коефициентът k_k може да бъде избран достатъчно голям без да има опасност от възникване на резонанс.

Контурът с еталонния модел може да осъществи подтискането на смущението (кръстосаната връзка в системата за векторно управление).

Структурната схема на такава система е показана на фиг. 3. Смущението на изходния сигнал е:

$$(22) \quad \delta Y(s) = [4T_{\mu e}^2 s^2 (T_{\mu} s + 1) k_0 f(s) (T_1 s + 1)^{-1}] \times \left\{ k_k \left[T_{\mu} T_2 s^2 + (T_2 + T_{\mu}) s + 1 (4T_{\mu e}^2 s^2) / k_k + 2T_{\mu e} \frac{k_k + 1}{k_k} s + 1 \right] \right\}^{-1}.$$



Фиг. 3. Контур за регулиране с еталонен модел

Изводи

Представената методика дава основание да се направят следните изводи:

- Подтискането на нискочестотните смущения може да се осъществява достатъчно ефективно, при което коефициентът на отслабване е пропорционален на k_k . Необходимо е да се отбележи също, че k_k не може да бъде много голям по стойност, т.к. е възможно да възникне неустойчивост (23):

$$(23) \quad k_k < 2 \frac{(T_2 + T_{\mu})^2}{T_{\mu} T_2} - 1;$$

- Малките времеконстанти T_2 и T_{μ} при изчисляване на управляващото въздействие са заменени с еквивалентната времеконстанта $T_{\mu e}$. От това следва, че при прилагането на контур с еталонен модел е необходимо да се провери системата за устойчивост.

Литература:

1. W. Leonard, Control of Electrical Drives Springer – Verlag: Berlin Heidelberg, New York, Tokio, 1985.
2. F. Blaschke, Das Verfahren der Feldorientierung zur Regelung der Asynchronmaschine, Siemens Forschung und Entwicklungsbereiche, Bd. L, Nr. 1/1972.
3. R. Schonfeld, Digitale Regelung elektrischer Antriebe Berlin: Verlag Technik 1987, Heidelberg Huthig Verlag 1990.
4. R. Schonfeld, E. Habiger, Automatisierte Elektroantriebe Verlag Technik Berlin, 1990.
5. Meyer M, „Leistungselektronik“, Springer – Verlag Berlin, Heidelberg, New York, London, Paris, Tokyo, Hong Kong, Barcelona 1990.
6. Lappe R, Conrad H., Kronberg M., „Leistungselektronik“ Verlag – Technik, Berlin 1992.
7. Георгиев П., Електронни регулатори за електрозадвижване, Габрово, 2012.
8. P. Georgiev, S. Neykov, P. Rahnev, S. Letskovska, K. Seymenliyski, M. Uscheva, Current State Regulator of Asynchronous Motor Commanded by Field Orientation, XXXIX International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, 16–19 june, 2004, Bitola, Makedonia.
9. K. Seimenliyski, T. Zanev, P. Rahnev, S. Letskovska, M. Uscheva, The influence of power converters built with power semiconductor devices on the quality of the electrical energy, XXXIX International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, 16–19 june, 2004, Bitola, Makedonia.
10. Kamen D. Seymenliyski, Pavlik R. Rahnev, Silvija A. Letskovska, Tzanko T. Zanev, Interaction processes of converters with power network, XXXVII International Scientific Conference on Information, Communication and Energy Systems and Technologies, October 2-4, 2002, Faculty of Electronic Engineering, Nis, Yugoslavia.