

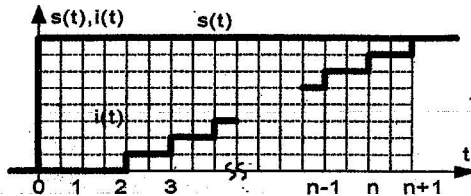
СХЕМА ЗА РЕГУЛИРАНЕ НА ТОКА В СИСТЕМА ЗА УПРАВЛЕНИЕ НА АСИНХРОНЕН ДВИГАТЕЛ ЧРЕЗ ОРИЕНТАЦИЯ НА ПОЛЕТО

маг. инж. Симеон Василев Нейков, доц. д-р инж. Пенчо Венков Георгиев
ТУ- Габрово, кат.Електроника, s_neikov@tugab.bg, pencho_georgiev2001@yahoo.com

Abstract. In the proposed paper, current controller scheme is presented, based on the discrete state model in [2]. In that type schemes, called "Deat-Beat", the measured value reaches the command value in two steps, $n+1$, in accordance with equations (4) and (5) with $n=1$.

Key words. Deat-Beat, Field Orientated Motor Control, Digital Motor Control System

Отправна точка при построяването на дискретния регулатор на тока на асинхронния двигател с накъсо съединен ротор, управляван чрез ориентация на полето е връзката между зададената и действителната стойност на регулируемата величина. Желаното поведение на системата се пояснява на фиг.1, където действителната стойност достига зададената след $n+1$ такта.



Фиг.1. Зададена и реална стойност на сигналите в дискретна система за автоматично регулиране

В z -областта за действителната стойност можем да запишем:

$$i(z) = \sum_{v=0}^{\infty} C_v z^{-v} \dots\dots\dots (1),$$

където:

- $C_0=0,$
- $C_1, \dots, C_n = C_k = (k-1)/n,$
- $C_{n+1} = C_{n+2} = \dots = C_{\infty} = 1.$

Тогава при $z < 1$ имаме:

$$i(z) = \frac{z^{-(n+1)}}{1-z^{-1}} + \sum_{v=1}^n \frac{v-1}{n} z^{-v} \dots\dots\dots (2).$$

Ако изразим зададената стойност като единична скокообразна функция (3), то се получава връзката (4):

$$s(z) = \frac{1}{1-z^{-1}} \dots \dots \dots (3),$$

$$i(z) = \left[z^{-(n+1)} + (1-z^{-1}) \sum_{v=1}^n \frac{v-1}{n} z^{-v} \right] s(z) \dots \dots \dots (4).$$

Типичната продължителност на един такт в съвременните цифрови системи за управление на двигатели е между 50 и 200μs. Това обезсмисля по-големите от 3 стойности за n в уравнение (4). В настоящата работа се синтезира схема за регулиране на тока за случая на n=1, съгласно уравнение (5).

$$i_s(z) \cong z^{-2} i_s^*(z) \dots \dots \dots (5),$$

От [2] се вижда, че в обобщен вид, обекта за управление може да бъде представен чрез изразите (6) и (7), съответно в областта на времето и в z-областта:

$$i_s(k+1) = \Phi i_s(k) + H u_s(k) + h \psi(k) \dots \dots \dots (6),$$

$$z i_s(z) = \Phi i_s(z) + H u_s(z) + h \psi(z) \dots \dots \dots (7).$$

Нека y е действителната изходна величина на регулатора. Тогава за статорното напрежение на асинхронния двигател се получава:

$$u_s(k) = H^{-1} [y(k-1) - h \psi(k)] \dots \dots \dots (8).$$

След въвеждане на израза (8) в (6) се получава

$$i_s(k+1) = \Phi i_s(k) + y(k-1) \dots \dots \dots (9),$$

а в z-областта:

$$[zI - \Phi] i_s(z) = z^{-1} y(z) \dots \dots \dots (10).$$

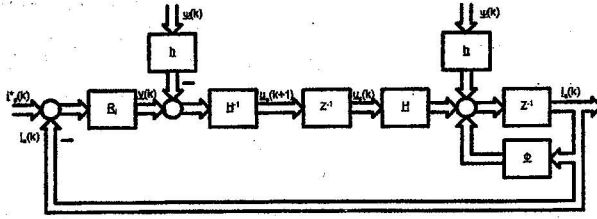
Тогава, съгласно уравнението за регулиране (11) се получава зависимостта (12).

$$y(z) = R_I [i_s^*(z) - i_s(z)] \dots \dots \dots (11),$$

$$i_s(z) = z^{-1} [zI - \Phi + z^{-1} R_I]^{-1} R_I i_s^*(z) \dots \dots \dots (12),$$

Изрза (12) съвпада с израза (5) когато за R_I е в сила (13). Блоквата схема на регулатора основан на горните уравнения е дадена на фиг.2.

$$R_I = \frac{1 - z^{-1} \Phi}{1 - z^{-2}} \dots \dots \dots (13),$$



Фиг.2. Блоквата схема на предлагания регулатор

Нека изразим отклонението на тока с израза (14):

$$\underline{x}_w(z) = \underline{i}_s^*(z) - \underline{i}_s(z) \dots \dots \dots (14).$$

Тогава за величината в изхода на регулатора, съответно в z -областта и в областта на времето, след заместване на (13) в (15) се получава (16):

$$\underline{y}(z) = R_I \underline{x}_w(z) \dots \dots \dots (15),$$

$$\underline{y}(k) = \underline{x}_w(k) - \Phi \underline{x}_w(k-1) + \underline{y}(k-2) \dots \dots \dots (16),$$

На базата на това уравнение и на дискретните модели представени в [2] и обобщени със уравненията (17), (18) и (19), се получават окончателно изразите за компонентите на статорното напрежение (20) и (21).

$$\underline{\Phi}_{11}^s = \begin{bmatrix} \Phi_{11} & \Phi_{12} \\ \Phi_{21} & \Phi_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{T}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right) & 0 \\ 0 & 1 - \frac{T}{\sigma} \left(\frac{1}{T_s} + \frac{1-\sigma}{T_r} \right) \end{bmatrix} \dots \dots \dots (17),$$

$$\underline{\Phi}_{12}^s = \begin{bmatrix} \Phi_{13} & \Phi_{14} \\ \Phi_{23} & \Phi_{24} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{T}{T_r} & \frac{1-\sigma}{\sigma} \omega T \\ -\frac{1-\sigma}{\sigma} \omega T & \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{T}{T_r} \end{bmatrix} \dots \dots \dots (18),$$

$$\underline{H}_1^s = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} \\ H_{21} & H_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{T}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{T}{\sigma L_s} \end{bmatrix} \dots\dots\dots (19),$$

$$u_{s\alpha}(k) = H_{11}^{-1} [x_{w\alpha}(k-1) - \Phi_{11} x_{w\alpha}(k-2) + y_{\alpha}(k-3) - \Phi_{13} \psi_{r\alpha}(k) - \Phi_{14} \psi_{r\beta}(k)] \dots\dots\dots (20),$$

$$u_{s\beta}(k) = H_{22}^{-1} [x_{w\beta}(k-1) - \Phi_{22} x_{w\beta}(k-2) + y_{\beta}(k-3) - \Phi_{23} \psi_{r\alpha}(k) - \Phi_{24} \psi_{r\beta}(k)] \dots\dots\dots (21).$$

С оглед на техническата реализация, уравненията (20) и (21) е по-целесъобразно да се решават на два етапа:

1. Изчислява се $y(k)$ от (16):

$$y_{\alpha}(k) = x_{w\alpha}(k) - \Phi_{11} x_{w\alpha}(k-1) + y_{\alpha}(k-2) \dots\dots\dots (22),$$

$$y_{\beta}(k) = x_{w\beta}(k) - \Phi_{22} x_{w\beta}(k-1) + y_{\beta}(k-2) \dots\dots\dots (23).$$

2. Установява се статорното напрежение от (8):

$$u_{s\alpha}(k) = H_{11}^{-1} [y_{\alpha}(k-1) - \Phi_{13} \psi_{r\alpha}(k) - \Phi_{14} \psi_{r\beta}(k)] \dots\dots\dots (24),$$

$$u_{s\beta}(k) = H_{22}^{-1} [y_{\beta}(k-1) - \Phi_{23} \psi_{r\alpha}(k) - \Phi_{24} \psi_{r\beta}(k)] \dots\dots\dots (25).$$

Тука следва да се отбележи, че формираните по този начин компоненти на статорното напрежение трябва да се доуточнят, тъй като трифазният инвертор към който е включен двигателя се захранва с крайно по-стойнисто постоянно напрежение. Този факт ограничава възможните за реализиране на напреженов вектор области. При зададена максимална стойност на модула на вектора на статорното напрежение $|\underline{u}_s|_{\max}$, уравненията (26), (27), (28) и (29) представят един от възможните подходи:

$$u_{s\alpha r} = u_{s\alpha} \dots\dots\dots (26),$$

$$u_{s\beta r} = u_{s\beta} \dots\dots\dots (27),$$

когато $\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} \leq |\underline{u}_s|_{\max}$, както и:

$$u_{s\alpha r} = u_{s\alpha} \sqrt{\frac{|\underline{u}_s|_{\max}^2}{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} \dots\dots\dots (28),$$

$$u_{s\beta r} = u_{s\beta} \sqrt{\frac{|\underline{u}_s|_{\max}^2}{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} \dots\dots\dots (29),$$

когато $\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2} > |\underline{u}_s|_{\max}$.

В горните изрази величините u_{sr} и $u_{\beta r}$ са действителните компоненти на статорното напрежение, които се подават към блока за пространствено векторна модулация. Ограничаването на компонентите на напрежението налага коригиране и на отклонението на тока (14). От изразите (8) и (16) получаваме:

$$\underline{H}u_s(k) = \underline{x}_w(k-1) - \underline{\Phi}\underline{x}_w(k-2) + \underline{y}(k-3) - \underline{h}\psi(k) \dots (30)$$

Нека в такт (k) настъпи ограничаване на компонентите. Тогава е в сила изразът (31):

$$\underline{H}u_{sr}(k) = \underline{x}_{wr}(k-1) - \underline{\Phi}\underline{x}_w(k-2) + \underline{y}(k-3) - \underline{h}\psi(k) \dots (31)$$

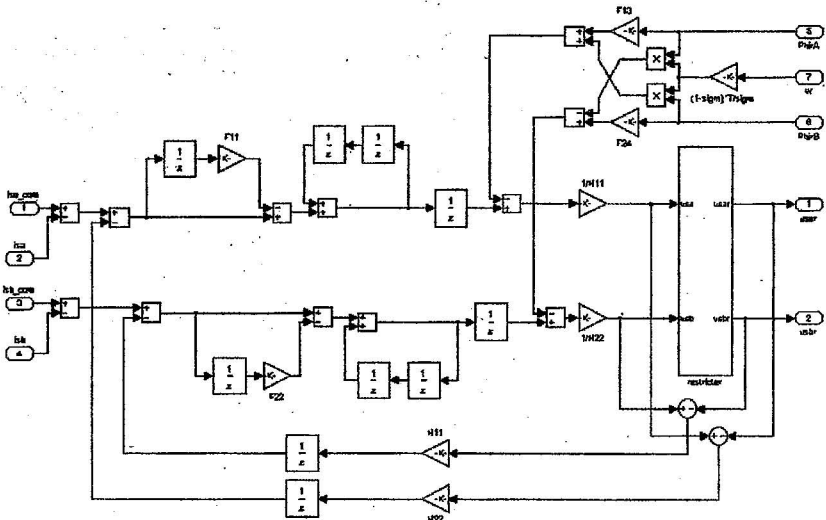
Следователно:

$$\underline{H}u_s(k) - \underline{x}_w(k-1) = \underline{H}u_{sr}(k) - \underline{x}_{wr}(k-1) \dots (32)$$

$$\underline{x}_{wr}(k-1) = \underline{x}_w(k-1) - \underline{H}[u_s(k) - u_{sr}(k)] \dots (33)$$

където \underline{x}_{wr} е коригираното отклонение на тока.

Фигура 3 илюстрира така получения регулатор, синтезиран със средствата на продукта MATLAB/SIMULINK.



Фиг.3. Векторен регулатор на тока на АД с DEAD-BEAT характеристика в установена координатна система

Фрагмент от времедиаграма, изобразяваща зададената и измерената стойност на β компонентата статорния ток е даден на фиг.4. Означенията в схемата на фиг.3 са съответно isb_comm и isb . Резултатите са получени след като разглежданата в тази работа схема бе включена в модел на система за управление чрез ориентиране на полето, синтезирана в средата MATLAB/SIMULINK при следните данни за електродвигателя:

- $L_m=149\text{mH}$,
- $L_s=165\text{mH}$,
- $L_r=162\text{mH}$,
- $R_s=4.495\Omega$,
- $R_r=5.365\Omega$,
- $T=100\mu\text{s}$ – продължителност на една стъпка.

Моделираната система съответства на блоковата схема дадена в [3], фиг.7.4, с изключение на регулатора на потока 1 и блок 4 за пространствено векторна модулация. Асинхронният двигател е моделиран съгласно представеното в [2].



Фиг.4. Зададена и действителна стойност на β компонентата на вектора статорния ток

Използвана литература:

1. Георгиев П.В., С.В.Нейков. Разработване на непрекъснат модел на състоянието на асинхронен двигател в установена координатна система с $\alpha\beta$ координати. НПК "Унитех'2001", Габрово, 2001г.
2. Георгиев П.В., С.В.Нейков. Развитие на дискретен модел на състоянието на асинхронен двигател в установена координатна система с $\alpha\beta$ координати. 10-та НПК ЕТ'2001, Созопол, 2001г.
3. Георгиев П.В. Електронни регулатори за електродвигане. Университетско издателство "Васил Априлов", Габрово, 1999г.
4. Опенхайм А.В., А.С. Уилски, Ян Т. Ъйнг. Сигнали и системи. Издателство "Техника", София, 1993г.