유도기 벡터 제어 시스템의 디지탈화에 관한 연구

임 달 호, 김 희 준, 오 원 석, 손 영 대, 김 현 기*
한 양 대 학 교 전 기 공 학 과

A Study on The Digitalization of Induction Motor Vector Control System

IM DAL-HO, KIM HEE-JUN, OH WON-SEOK, SON YOUNG-DAE, KIM HYUN GEE *
Dept. of Electrical Eng. Hanyang Univ.

Abstract

In this paper, a digitalization of Induction Motor Vector Control System is proposed, where all processings are executed by using a processor. In Vector Control System, where the motor voltages are controlled by using the motor voltage model, the variation of the rotor flux-interlinkage is very small however the deviation of the torque becomes large. Thus ,in order to enhance the torque performance, voltage model based vector control scheme with minor current loops, which can eliminate the high frequency current harmonics is used.

1. 서 론

유도전동기를 고성능, 고정도로 운전하려는 노력으로 벡터제어 PWM VSI 구동 유도전동기운전에 관한 연구가 십 여년전 부터 활발히 진행되어 왔다. 이러한 연구의 한 경향으로, 벡터 제어 운전의 복잡한 제어 알고리즘의 적용이 가능하고 또한, 현대 제어 이론의 실제 적용을 가능하게 하는 제어 시스템의 디지탈화에 관한 연구가 이루어지고 있다.[1],[2],[3],[4]

벡터 제어 알고리즘중 제어 전류원 유도전동기 모델의 벡터 제어는 전압원 인버터에 아날로그회로로 구성되는 내부 전류루프를 첨가하여 외관상 제어 전류원이 되는데 아날로그회로는 조절요소가 많고 온도 드리프트가 발생하여 고정도제어를 어렵게하는 단점이 있으며 온도변화에 기인한 회전자 매개변수의 변화는 2차 자속의 변동을 일으켜 토오크 제어를 저해하는 원인이 되므로 고성능 운전을 위해서는 저항변화에 대한 보상이 강구되어야 한다.[5]

이러한 문제를 보완하기 위하여 제어 전압원 유도전동기 모델의 벡터제어가 제안되었는데 매개변수 변화에 대한 쇄교자속의 변동은 아주 작지만 토오크 이탈이 크게되어 토오크 제어에는 적절하지 않게 된다.[6] 그러므로 본 연구에서는 유도 전동기의 벡터제어 시스템의 디지탈화를 목적으로 제어전압원 유도전동기 모델을 도입하고 토오크 이탈을 극소화하기 위해 전류궤환 루프를 부가하였으며 PWM 인버터를 사용하여 나타나는 고주파 전류 고조파 성분을 포함한 전류신호에 기인한 전류 측정오차를 줄이는 방안으로 고정자 전류를 샘플링 주기동안 적분하여 고조파 성분을 제거시켜 기본파 성분만을 검출하는 전류검출 방법을 이용하였다.[1]

그 결과, 회전자 저항변화에 기인한 자속 변동과 토오크 이탈을 극소화한 유도기 벡터제어 시스템의 디지탈화를 가능하게 하였다.

2. 전류 루프를 갖는 제어 전압원 유도 전동기의 모델링

공간벡터로 표시되는 전기자와 회전자의 정상분 기본파 성분의 식은 다음과 같다.[6]

$$\dot{V}_{s1} = r_s \dot{I}_{s1} + (L_s - \frac{M^2}{L_r}) \frac{d}{dt} \dot{I}_{s1} + \frac{M}{L_r} \frac{d}{dt} \dot{\Phi}_{r1} \quad (1)$$

$$0 = \frac{d}{dt} \dot{\Phi}_{r1} + (\frac{r_r}{L_r} - j\omega_r) \dot{\Phi}_{r1} - \frac{M}{L_r} r_r \dot{I}_{s1} \quad (2)$$

$$\dot{\Phi}_{r1} = M\dot{I}_{s1} + L_r \dot{I}_{r1}, \quad (3)$$

$\dot{V}_{s1}$ = 고정자 공간 벡터 전압
$\dot{I}_{s1}$ = 고정자 공간 벡터 전류
$\dot{I}_{r1}$ = 고정자축에 환산된 회전자 공간벡터전류
$\dot{\Phi}_{r1}$ = 전기자축에 환산된 회전자 쇄교자속의 공간벡터
r_s = 상 당 전기자 저항
r_r = 상 당 회전자 저항
L_s = 상 당 전기자 Self Inductance
L_r = 상 당 회전자 Self Inductance
M = 상 당 회전자 전기자 상호 Inductance
ω_r = 회전자 각속도

공간 벡터 I_{s1}의 한 성분을 회전자 회전자계 축에 일치시키고 다른 한 성분은 90°의 각을 이루게 하여 I_d, I_q라 하면

$$I \exp(j\delta) = I_d + jI_q \quad (4)$$

식으로 표현되며

$$I_d = \frac{\Phi_o}{M} \quad (5)$$

$$I_q = \frac{L_o}{r_r'} I_d \omega_{s1} \quad (6)$$

$$r_r' = \frac{M}{L_r} r_r \quad (7)$$

식 (1)에 식 (4)~(7)를 대입하면

$$V_d = r_s I_d - \omega_e L I_q \quad (8)$$

$$V_q = \omega_e L I_d + (r_s + L \frac{d}{dt}) I_q \quad (9)$$

이때 전기적 Torque T_e는

$$T_e = \frac{3}{2}(\frac{P}{2})\frac{M^2}{L_r} I_d I_q \quad (10)$$

식 (8), (9)에 의해서 정수 변화에 따른 여자성분 전류 I_d의 변화가 매우 둔감한 전압 Model로 바꾸어지게 된다.

그림 1.은 전류 루프를 갖는 제어 전압원형의 블록 선도이다.

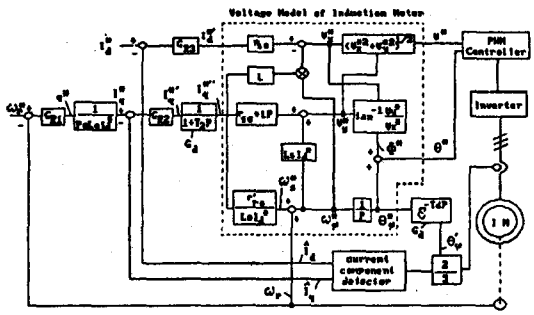


그림 1. 전류 루프를 갖는 제어 전압원형의 블록 선도

3. 전류 검출 [1]

고조파 성분을 제거하고 전류 검출을 하기 위해서 대개 AC filter 를 사용하게 되는데 이것은 기본파 전류 성분의 크기와 위상의 검출오차를 발생시킨다.

고조파 전류성분이 0점을 지나는 순간에 동기화 하는 디지탈 동기 샘플링 검출 방법에서는 전기적 시정수, Modulation factor, 전류 센서의 시간 지연등에 의해서 검출 오차가 발생할 수 있다.

PWM INVERTER에서 주요 고조파 전류 성분은 PWM SWITCHING 주기에 비례하므로 PWM 주기에 대한 고조파 전류 성분의 평균값은 0이 된다. 이러한 생각에 기초하여 고정자 고정축 전류를 SAMPLING 주기 Ts동안 적분하고 나눔으로써 기본파 성분만을 검출할 수 있다

고정자 좌표계의 2상 순시 전류 i_d^s, i_q^s를 회전자 좌표계의 전류 성분 I_d, I_q 로 바꾸면

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_1 t & \sin\omega_1 t \\ -\sin\omega_1 t & \cos\omega_1 t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^s \\ i_q^s \end{bmatrix} \quad (11)$$

이 되고 순시 전류의 적분은

$$I_{d,q}^s = \int i_{d,q}^s dt + C \quad (12)$$

이 된다

(12) 식을 (11)식에 대입하면

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\omega_1 t & \sin\omega_1 t \\ -\sin\omega_1 t & \cos\omega_1 t \end{bmatrix} \begin{bmatrix} dI_d^s/dt \\ dI_q^s/dt \end{bmatrix} \quad (13)$$

샘플링 주기 Ts 동안 적분한 공간 벡터 전류의 변화량 ΔI_d^s ΔI_q^s는 다음 식으로 주어진다.

$$\Delta I_d^s = \int_{t-Ts}^{t} I_1 \cos(\omega_1 t + \delta)\, dt$$

$$= (2/\omega_e)\sin(\omega_1 Ts/2) I_1 \cos(\omega_e t - \omega_1 Ts/2 + \delta) \quad (14)$$

$$\Delta I_q^s = \int_{t-Ts}^{t} I_1 \sin(\omega_1 t + \delta)\, dt$$

$$= (2/\omega_1)\sin(\omega_1 Ts/2) I_1 \sin(\omega_e t - \omega_1 Ts/2 + \delta) \quad (15)$$

(I_1 = 기본파 공간 벡터 전류의 크기)

(14),(15)식을 (13)식에 대입하면

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = 2/(\omega_1 Ts)\sin(\omega_1 Ts/2) I_1 * \begin{bmatrix} \cos\omega_1 t + \sin\omega_1 t \\ -\sin\omega_1 t + \cos\omega_1 t \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2 + \delta) \\ \sin(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2 + \delta) \end{bmatrix}$$

----- (16)

기본파 전류 성분에 의한 I_d, I_q 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = I_1 * \begin{bmatrix} \cos\delta \\ \sin\delta \end{bmatrix} \quad (17)$$

식 (16),(17)로부터, 전류 검출 방법은 다음 식으로 주어진다.

$$\begin{bmatrix} I_d \\ I_q \end{bmatrix} = \{(2/\omega_1)\sin(\omega_1 Ts/2)\}^{-1} * \begin{bmatrix} \cos(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2) & \sin(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2) \\ -\sin(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2) & \cos(\omega_1 t - \omega_1 Ts/2) \end{bmatrix} * \begin{bmatrix} \Delta I_d^s \\ \Delta I_q^s \end{bmatrix} \quad (18)$$

식 (18) 의 오른쪽 첫째 항을 근사화 하면

$$\{(2/\omega_1)\sin(\omega_1 Ts/2)\}^{-1} = 1/Ts + \omega_1^2 Ts/24 \quad (19)$$

이 된다.

전류 검출 블록 선도를 그림 2.에 나타내었다. 이 방식은 전동기 시정수, Sampling 주기, 반송파 주파수, 검출 시간 지연에 영향을 받지 않고 기본파 전류 성분을 정밀하게 검출해 낼 수 있다.

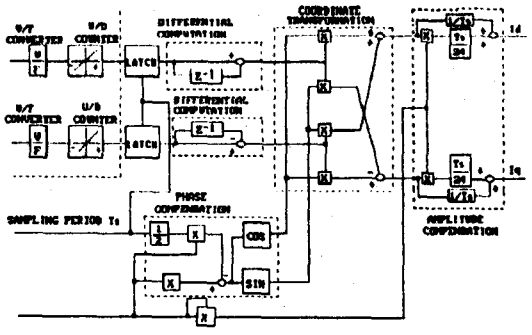


그림 2. 전류 성분 검출을 위한 블록선도

4. 특 성 해 석

A. 정상 상태 해석

정상 상태 동작에서 지령 전기 각속도는 전압 벡터 각속도, 자속 각속도와 같고, 따라서 지령 Slip속도는 실제 Slip속도와 같다. 이러한 조건으로 부터 정상 상태해석을 위한 방정식을 얻게 된다.

$$\omega_{sl} = \omega_{sl}^* \tag{20}$$

$$V = (V_d^2 + V_q^2)^{1/2} = V^* = (V_d^{*2} + V_q^{*2})^{1/2} \tag{21}$$

$$\hat{I}_d = I_{sl}\cos\delta \quad \hat{I}_q = I_{sl}\sin\delta \tag{22}$$

제어회로에서

$$I_d^* = \hat{I}_d \quad I_q^* = \hat{I}_q \tag{23}$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{r_{ro}' I_q}{L_o I_d^*} \tag{24}$$

$$V_d^* = r_{so} I_d^* - (\omega_r + \omega_s^*) L I_q^* \tag{25}$$

$$V_q^* = r_{so} I_q^* - (\omega_r + \omega_s^*) L I_d^* \tag{26}$$

주회로에서

$$\omega_{sl} = \frac{r_r' I_q}{L_o I_d} \tag{27}$$

$$V_d = r_s I_d - (\omega_r + \omega_s) L I_q \tag{28}$$

$$V_q = r_s I_q - (\omega_r + \omega_s) L_s I_d \tag{29}$$

$$T_e = (3/4)\, P L_o I_d I_q \tag{30}$$

그림 3. 은 온도에 따른 고정자, 회전자 저항의 변화를 보여준다. 가변 범위는 삼각형 내부에 존재한다고 가정하며 0점은 r_{so}, r_{ro}' 에 상당한다.

Table 1. 은 실험 전동기의 정격과 상수를 나타낸 것이다.

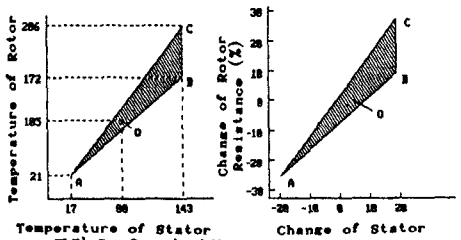
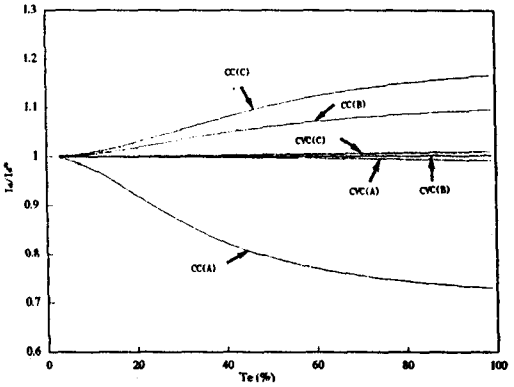


그림 3. 온도에 따른 고정자 회전자의 저항변화

Table 1. 전동기의 정격과 상수

Ratings				
Number of Poles		4		
Rated Frequency		60	Hz	
Rated Output		2	Kw	
Rated Speed		1745	r/min	
Rated Phase Voltage		270	V	
Rated Phase Current		6.86	A	
Constants				
r_s	0.822 Ω	L_o	0.0869	H
r_r'	0.612 Ω	L	0.0072	H
L_s	0.0941 H	Id	4.40	A
J	0.053 k·m²	D	0.004	N·m/rad/s



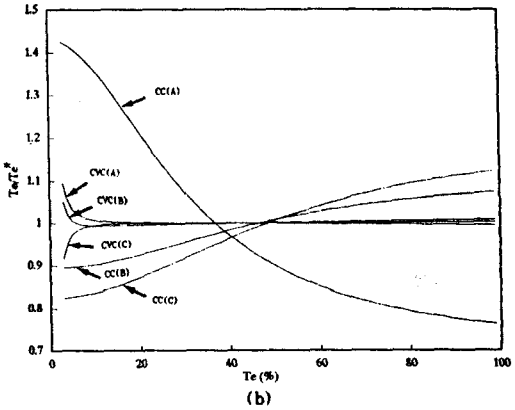


그림 4. 900 rpm 에서 고정자와 회전자 저항 변화시 토크 변화에 따른 자속과 토크의 이탈

그림4.(a) 에서 CC(A)(B)(C)는 제어전류원형,CVC(A)(B)(C)는 전류루프를 갖는 제어전압원형을 나타내며 그림 3.의 세 점 A,B,C에서의 토오크변화에 따른 I_d 의 이탈을 보여주고 있다. 제어전류원 유도전동기모델은 r_r' 의 변화에 민감하지만, 전류루프를 갖는 제어전압원 유도전동기 모델의 경우 기준계자성분전류와 실제계자성분전류가 거의 일치함을 알 수 있다.

그림 4.(b)는 토오크이탈특성을 보여주며 전류루프를갖는 제어전압원형은 토크 제어에 적합하지만 제어전류원 유도전동기의 경우 실제적 응용을 위해서는 2차 저항 변화에 대해 유의해야 함을 알 수 있다.

B. 과도특성해석

과도 상태에서는 Φ_{r1}의 크기 Φ_0는 일정하게 유지될 수 없다. 식 (2)로부터 과도 상태 해석을 위한 다음 식을 얻을 수 있다.

$$I_{dt} = (L_o/r_r')\, dI_d/dt + I_d \qquad I_d = \Phi_o / M \tag{31}$$

식(8), (9) 은 다음과 같이 된다.

$$V_d = (r_s + r_r' + L\, d/dt)\, I_{dt} - \omega L I_q - r_r' I_d \tag{32}$$

$$V_q = (r_s + L\, d/dt)\, I_q + \omega L I_{dt} + \omega L_o I_d \tag{33}$$

이들 방정식으로부터 simulation 을 위한 상태 방정식을 유도한다.

$$P\begin{bmatrix} I_d \\ I_{dt} \\ I_q \\ \theta_\phi \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{r_r'}{L_o}(I_{dt} - I_d) \\ \frac{V}{L}\cos(\theta-\theta_\phi) + \frac{r_r'}{L} I_d - \{(r_s+r_r')L\} \\ \quad * I_{dt} + (\frac{r_r'}{L_o})(\frac{I_q^2}{I_d}) + \omega_r I_q \\ \frac{V}{L}\sin(\theta-\theta_\phi) - \{(\frac{r_s+r_r'}{L}) I_q - \frac{r_r'}{L_o} I_{dt} \\ \quad * I_q/I_d - \frac{L_o}{L} I_d - \omega\, I_{ot} \\ \frac{r_r'}{L_o} I_q / I_d + \omega_r \\ 3*P\frac{L_o I_d I_q}{8J} - \frac{D}{J}\omega_r - \frac{P_{t1}}{2J} \end{bmatrix} \quad \text{----------(34)}$$

그림 5. 은 부하 토크 Step 입력에 대한, 그림 6.은 속도 Step 입력에 대한 과도 응답 특성의 Simulation 결과이며 양호한 특성을 보임을 알 수 있다.

5. 결 론

제어 전류원형에서는 아날로그 전류제어 루프를 포함하여 2차 저항의 변화에 따른 회전자 쇄교 자속의 변동이 두드러지므로, 정 Torque 제어를 하기 위해서는 저항변화에 대한 보상을 고려해야 한다.

그러므로, 본 연구에서는 복잡한 제어이론을 도입하지 않고 회전자 저항 변동에 둔감한 제어 전압원형 벡터 제어 알고리즘을 이용하고, 제어전압원형의 문제점인 토오크 이탈을 개선하기위해 고주파 전류 고조파을 줄인 전류 루프를 첨가하여 전 시스템을 디지탈화함으로써 유도전동기의 고정도 제어를 가능하게 하였다.

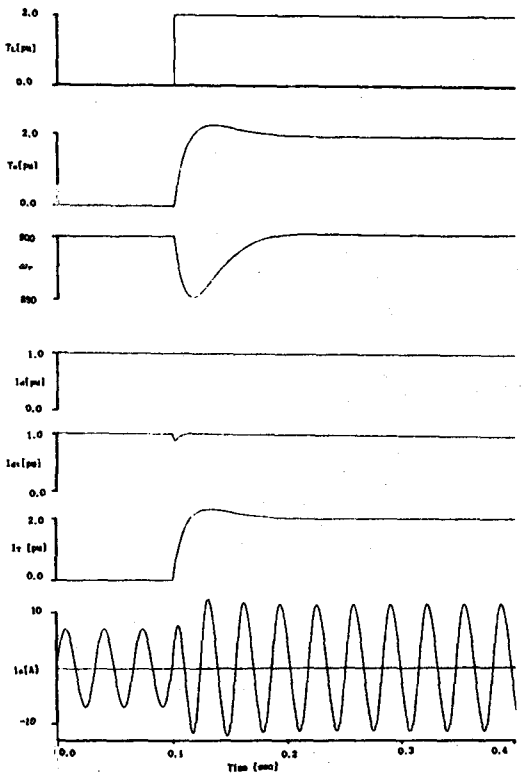


그림 5. Step 부하 토크 입력에 대한 응답 특성

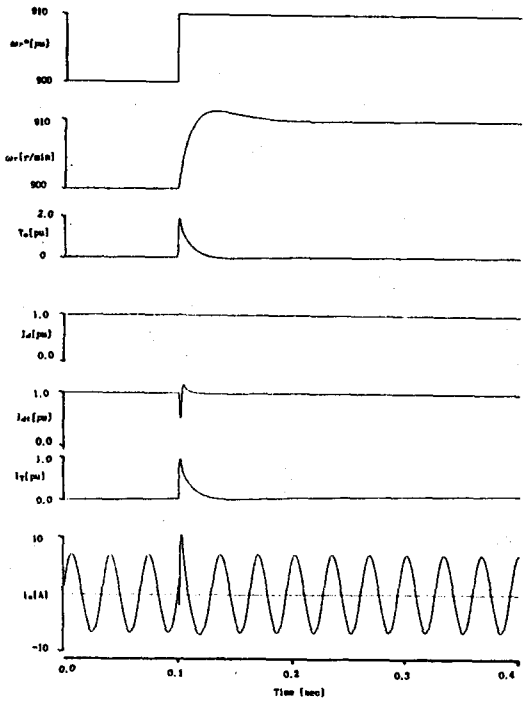


그림 6. Step 속도 입력에 대한 응답 특성

참고문헌

[1] T.Matsui et al "A high accuracy current component detection method for fully digital vector-controlled PWM VSI-Fed AC drives" IEEE.Trans.on Power.Electronics .vol.5.No.1.January.1990.

[2] F.Harashima et al "Multi microprocessor-based control system for induction motor drives" IEEE. Trans. Ind.Appl.vol.IA-21. May/June.1985.

[3] K.Kubo et al "A fully digitized speed regulator using multimicroprocessor system for induction motor drives" IEEE.Trans.Ind.Appl.vol.IA-21.July/Aug.1985.

[4] K.Saito et al "A multimicroprocessor-based fully digital ac drives" IEEE.Trans.Ind.Appl.vol.IA-23.May /June.1987.

[5] H. Kubota et al, "Flux Oberver of Induction Motor with Parameter Adaption for Wide Speed Range Motor Drives", IPEC 90.

[6] H.Matsumoto et al "Vector controlled scheme for an induction motor controlled by a voltage model operation with current control loop" IEEE.IAS.Part1.1989.