

직접 적용제어 방식을 이용한

유도 전동기의 벡터제어

임계영, 장석주  
금성산전 연구소

A VECTOR CONTROLLER DESIGN WITH DIRECT MRAC FOR  
SPEED CONTROL OF INDUCTION MOTOR

K. Y. LIM AND S.J. JANG  
GOLDSTAR INDUSTRIAL SYSTEMS CO., LTD, R&D LAB.

ABSTRACT

The induction motor is represented by nonlinear equations whose parameters are changing with respect to the slip-frequency, temperature, etc. The slip-frequency is effected by unknown load which is difficult to estimate on-line.

A stable vector controller is designed with direct MRAC to improve the quality of the transient response. The unknown load is considered in this speed controller design, and tested by simulation. Also a flux controller is designed and tested to reduce the audible noise in this paper.

1. 서론

최근 전력전자, 제어 및 반도체 분야의 기술 진보에 따라 응답성이 뛰어난 유도 전동기의 벡터 제어법이 실용화되어 공작기계, 콘베어, 엘리베이터 등 많은 분야에서 이용되고 있다. 벡터 제어법은 전동기의 토오크 성분과 자속성분을 분리하여 제어함으로써 직류 전동기와 같은 특성을 얻고자 하는 방법으로 PWM 기법과 함께 발달하여 왔다.

현재 실용화되어있는 벡터제어기는 마이크로 프로세서와 주변의 디지털 및 아날로그 회로로 이루어져 있으며, 이 구성으로 벡터제어의 연산시간내에 변수들의 변화에 직접 대응하기에는 부족하다. 따라서 빠른 속도의 제어능력을 갖는 제어기 및 변수들의 변화에 적응력이 있는 벡터 제어기에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 외부 부하의 변동에 따른 응답성이 뛰어나고 OVERSHOOT가 적은 안정된 속도제어 LOOP를 구성하였다. 이 안정된 적용제어법은 DIRECT MODEL REFERENCE ADAPTIVE CONTROL 방식을 사용함으로써 변수들의 변화를 관찰 또는 예측할 필요가 없기때문에 비교적 간단한 연산으로 적용가능하다. 또한 PWM 신호에 의하여 인버터가 구동됨으로 인하여 발생하는 전동기의 자속 소음은 주로 부하가 감소함에 따라 증가하므로 경부하시 자속을 제어함으로써 소음을 감소시킬수 있다[1].

본 논문에서 사용한 자속 제어기는 경부하시 자속을 감소시키며 이 때의 부하에 대한 응답성이 비교 검토되었다.

2. 슬립 주파수 제어에 의한 벡터 제어 방식

동기 속도  $\omega_0$ 로 회전하는 d-q 좌표계에서 유도 전동기의 전압, 전류 방정식은

$$\begin{bmatrix} V_{ds} \\ V_{qs} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_s p & -\omega_0 L_s & M p & -\omega_0 M \\ \omega_0 L_s & R_s + L_s p & \omega_0 M & M p \\ M p & -\omega_s M & R_r + L_r p & -\omega_s L_r \\ \omega_s M & M p & \omega_s L_r & R_r + L_r p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

이며 발생하는 토오크는 식(2)와 같다[2].

$$T_m = N M (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) \quad (2)$$

단,  $V_{ds}, V_{qs}$  : 고정자 권선의 d축, q축 전압  
 $i_{ds}, i_{qs}$  : 고정자 권선의 d축, q축 전류  
 $i_{dr}, i_{qr}$  : 회전자 권선의 d축, q축 전류  
 $R_s, L_s$  : 고정자 저항 및 인덕턴스  
 $R_r, L_r$  : 회전자 저항 및 인덕턴스  
 $M$  : 고정자와 회전자 간의 상호 인덕턴스  
 $N$  : 극수/2  
 $\omega_0$  : 동기속도 (rad/sec)  
 $\omega_s$  : 슬립속도 (rad/sec)  
 $T_m$  : 전동기에서 발생하는 토오크 (Nm)  
 $P$  : 미분연산자  $d/dt$ .

이 때 회전자 자속은

$$\phi_{dr} = M i_{ds} + L_r i_{dr} \quad (3a)$$

$$\phi_{qr} = M i_{qs} + L_r i_{qr} \quad (3b)$$

단,  $\phi_{dr}, \phi_{qr}$  : 회전자 d축, q축 자속

여기에서  $M i_{ds}, M i_{qs}$ 는 고정자 전류에 의하여 회전자에서 발생하는 자속벡터 성분이며,  $L_r i_{dr}, L_r i_{qr}$ 은 회전자 전류에 의하여 회전자에서 발생하는 자속벡터 성분이다.

슬립 속도  $W_s$ 를

$$W_s = W_0 - W_r \quad (4)$$

단,  $W_r$  : 회전자 속도 (rad/sec)

라 정의하고 d-q 좌표계의 d축을 동기속도  $W_0$ 로 회전하는 자속의 방향과 일치시키면 q축의 자속 성분은  $\phi_{qr} = 0$  이 되므로 식 (3)은

$$\phi_r = \phi_{dr} \quad (5)$$

과 같이 간략화 된다.

식 (1), (2) 및 (4), (5)로부터

$$i_{qs} = L_r / (R_r M) \phi_r W_s \quad (6)$$

$$d/dt \phi_r = -R_r / L_r \phi_r + R_r M / L_r i_{ds} \quad (7)$$

가 구해지고 이 때 전동기에서 발생하는 토크는

$$T_m = N M / L_r \phi_r i_{qs} \quad (8a)$$

$$= N R_r \phi_r' W_s \quad (8b)$$

로 표시된다. 식 (8)에서 만약  $\phi_r$ 을 일정하게 제어할 경우 토크는  $i_{qs}$  또는  $W_s$ 에 비례하게 되므로 q축 전류에 의한 토크의 제어가 가능하며 식(7)에서 d축 전류에 의한  $\phi_r$ 축의 제어가 가능하게 된다.

식 (6)에서 q축 전류는 슬립속도에 비례하므로 결국 속도 제어기는 토크를 조정하기 위하여 적당한 슬립 속도  $W_s$ 를 결정하여야 한다.

### 3. 백타 제어 시스템

#### 3.1 자속 제어기

유도전동기의 정격 토크 운전 ( $W_r \leq W_{rat}$  일때) 및 정격 출력 운전 ( $W_{rat} < W_r \leq W_{max}$  일때) 에 의하여 속도에 대한 자속의 최대치는 식 (9)로 표현된다.

$$\phi_{r\_max} = \begin{cases} \phi_{max} & , W_r \leq W_{rat}, \\ \phi_{max} W_{rat} / W_r, & W_{rat} < W_r \leq W_{max}, \end{cases} \quad (9)$$

단,  $\phi_{max}$  : 최대 자속

$\phi_{r\_max}$  : 주어진 속도에 대한 최대 자속

$W_{rat}$  : 정격 속도 (rad/sec).

인버터에 의하여 PWM 신호로 구동되는 제어 시스템의 소음은 경부하시 증가하고 자속을 감소시킴으로서 소음의 세기도 작아진다. 이 자속의 감소는 경부하시에만 적용이 되어야 한다. 그 이유는 일단 자속이 감소된 상태에서 외부의 부하가 큰 토크를 요구할 경우 식(8a)와 같이 토크 출력력을 q축 전류만으로 제어하기에는 부족하여 자속의 상승을 위한 1차 지연이 식 (7)에서 일어 나기 때문이다.

따라서 자속의 감소는 적용에 따라 q축 전류와 적절히 분배하여 사용되어야 한다. 토크 전류( $i_{qs}$ )에 대한 자속의 감소를 식(10)으로 선택한다.

$$\phi_{factor} = \beta_1 + \beta_2 |i_{qs}/i_{qs\_rat}| \quad (10)$$

단,  $\beta_1 + \beta_2 = 1$ ,  $\beta_1 \geq 0$ ,  $\beta_2 \geq 0$

$i_{qs\_rat}$  :  $i_{qs}$ 의 정격 전류.

식(9)와 (10)으로부터 자속의 목표치  $\phi_r^*$ 는

$$\phi_r^* = \phi_{r\_max} \cdot \phi_{factor} \quad (11)$$

로 표시된다. 식(7)에서 온도 변화 및 자속의 포화에 의한  $R_r$ ,  $L_r$  및  $M$ 값의 변화에 따르는 오차를 무시하고 자속제어기에서 구한 값을 상대적인  $\phi_r$ 값으로 대신한다.

자속의 목표치  $\phi_r^*$ 과 상대적 자속  $\phi_r$ 로 부터의 오차를

$$e_s = \phi_r^* - \phi_r \quad (12)$$

이라 정의하면 제어기의 이득은

$$I = \int_0^{\infty} (a_1 e_s' + a_2 i_{ds}^*) dt, |i_{ds}^*| \leq i_{ds\_max} \quad (13)$$

단  $a_1 > 0$ ,  $a_2 > 0$ , (\*는 제어기의 목표값)을 최소화하도록 설계되어  $i_{ds}$ 가 구하여 진다[3].

이 제어기의 구성은 그림 1과 같다.

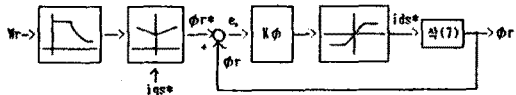


그림 1 : 자속 제어기

#### 3.2 속도 제어기

2장에서 기술한 바와 같이 백타 제어기는 d축 전류와 q축 전류에 의하여 자속 및 토크를 제어하게 되며 제어기의 구성은 그림 2와 같다.

그림 2의 전류 제어기를 이상적이라 가정하면, 전동기의 토크는 식 (8) ~ (10)으로부터

$$T_m = N \phi_{max}' / R_r \phi_{factor}' W_s \quad (14)$$

로 표현되고 부하조건을 고려하면 속도는 식(15)와 같다.

$$d/dt W_r = A_w W_r + B_w W_s \quad (15)$$

단,

$$A_w = -(B_w + B_l) / (J_m + J_l),$$

$$B_w = N \phi_{max}' / R_r \phi_{factor}' / (J_m + J_l),$$

$$B_m, B_l : \text{전동기 및 부하의 Biscous friction}$$

$$J_m, J_l : \text{전동기 및 부하의 inertia.}$$

식 (15)에서  $A_w$ ,  $B_w$ 는 부하조건 및  $\phi_{factor}$ 의 함수로 표현된다. 이  $A_w$ ,  $B_w$ 의 범위를  $A_{w\_min} \leq A_w \leq A_{w\_max}$ ,  $B_{w\_min} \leq B_w \leq B_{w\_max}$  이라하고 이 범위내의 값  $A_{wn}$ 과  $B_{wn}$ 을 선택하면

$$A_w = A_{wn} + \Delta A_w, \quad (16a)$$

$$B_w = B_{wn} + \Delta B_w \quad (16b)$$

로 표시할 수 있다.

기준 모델 (Reference Model)

$$d/dt W_m = A_m W_m + B_m W_{sm} \quad (17a)$$

은 무부하 또는 사용 빈도가 많은 부하 조건에 대응하는  $A_w$ ,  $B_w$ 를 결정할 수 있다.

본 제어기에서는 가장 빠른 응답조건을 갖는 무부하시의 조건, 즉  $B_l = J_l = 0$ ,  $\phi_{factor} = 1$ 의 경우를 기준으로 선택하였다. 이 경우

$$A_m = -B_m / J_m, \quad (17b)$$

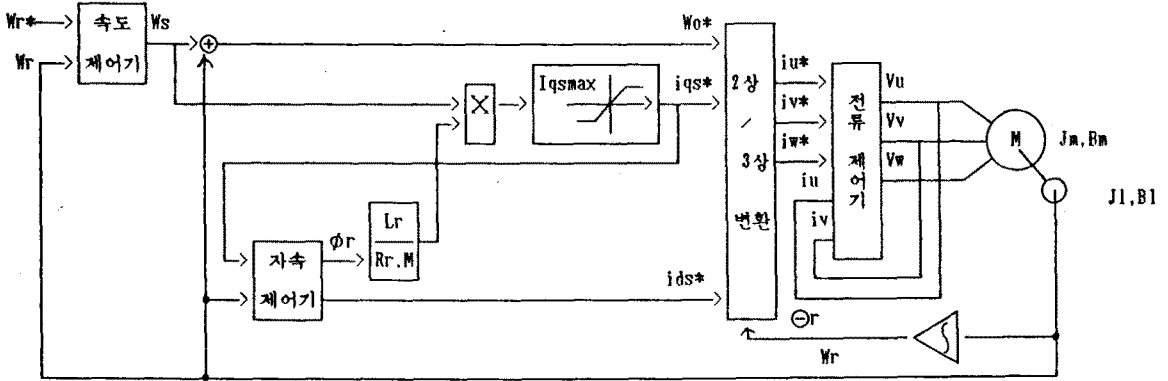


그림 2 : 제어기의 구성도

$B_m = N \phi_{max}' / (R_r J_m)$  (17c)  
가 된다.

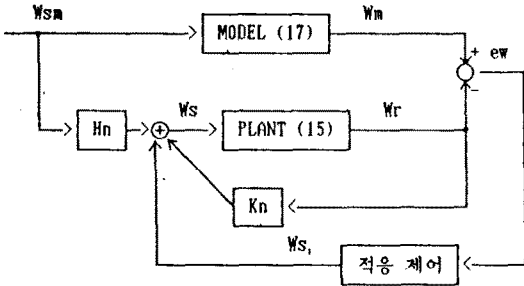


그림 3 : 속도 제어기의 구성

속도 제어기를 직접 적용 방법을 이용하여 그림 3과 같이 구성하면 속도 제어기의 출력  $W_s$ 는

$$W_s = K_n W_r + H_n W_{sm} + W_{s1} \quad (18)$$

단,  $K_n = (A_m - A_{wn}) / B_{wn}$ ,  $H_n = B_m / B_{wn}$ 로 표현된다. 모델(17)과 Plant(15)의 상대 오차들  $e_w = W_m - W_r$  (19)

이라 정의하면 식(15) ~ (19)로부터 오차에 관한 미분방정식이 식(20)과 같이 구하여진다.

$$d/dt e_w = A_m e_w - B_{wn} (W_s + h) \quad (20)$$

단,  $h = ((\Delta A_w + \Delta B_w K_n) W_r + \Delta B_w H_n W_{sm} + \Delta B_w W_{s1}) / B_{wn}$

식 (17)에서 모델의 입력  $W_{sm}$ 이 유한하고 적용제어의 결과로서 Plant(15)의 상태가 모델을 추종하게 됨으로서 Plant의 상태 변수, 즉  $W_r$ 이 유한하다고 가정하면 오차 방정식(19)의  $e_w$ 가 안정되도록 하는  $W_s$ 을 구하여야 한다.

Lemma 1 : 식 (20)로 구성되는 시스템에서

$$W_s = W_{s1} + W_{sp} + W_{sz} \quad (21)$$

단,  $W_{s1} = B_{wn} P e_w / S$ ,

$$W_{sp} = (\gamma_1 + \gamma_2) / |B_{wn} P e_w| B_{wn} P e_w$$

$$d/dt W_{sz} = -\alpha W_{sz} + 2B_{wn} P e_w / U$$

로 이루어지는  $W_s$ 에 대하여

$\beta = i / (|\Delta B_w / B_{wn}| \max) > 0$ 의 조건과  $\alpha > -Q / |e_w| / (U |W_{sz}|)$ 의 조건을 만족하면 Lyapunov 안정하다.

여기에서

$$\gamma_1 = \beta |\Delta B_w / B_{wn}| \max / S$$

$$\gamma_2 = \beta \{ (\Delta A_w + \Delta B_w K_n) / B_{wn} | \max W_{r\_max}$$

$$+ |\Delta B_w H_n / B_{wn}| \max W_{s\_max}$$

$$+ |\Delta B_w / B_{wn}| \max |W_{sz}| \}$$

$P$ 는 Matrix Riccati Equation의 스칼라 형식인

$$2A_m P - 2B_{wn}' P' / S + Q = 0 \quad (22)$$

의 양의 헤이머  $S > 0$ ,  $Q > 0$ ,  $U > 0$ 는 상수이다.

증명 : [4] 참조

위 Lemma에서  $W_{s1}$ 은 오차 방정식

$$d/dt e_w = A_m e_w - B_{wn} W_{s1} \quad (23)$$

에 대한 비용 함수

$$\int_0^{\infty} (Q e_w' + 0.5 S W_{s1}') dt \quad (24)$$

의 최적해가 된다. 또한  $W_{sz}$ 에 대한 과도현상의 개선에 관하여는 [5]에서 구체적으로 기술 되었다.

### 3. 3 전류 제어기

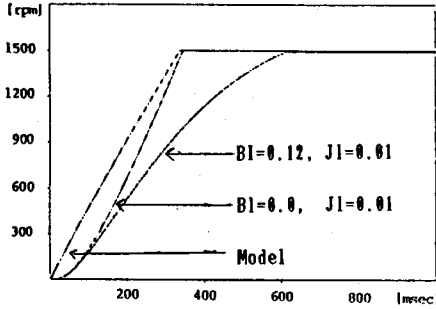
전류 목표치는 3.1과 3.2에 의하여 결정되는 d-q 좌표계의 값에서 상전류의 순시치로 변환하여 사용하고, 상전류  $i_u$ 와  $i_v$ 를 제한하여  $i_w$ 를 계산하고 각 상에 대한 PI 제어기를 사용하였다. PI 제어기의 출력은 바로 상전압으로서 인버터를 구동한다.

### 4. 시뮬레이션

속도제어기와 자속제어기의 계산 주기를 1m sec로 하고 전류 제어기는 100μ sec로 선택하였다.  $A_{wn}$ ,  $B_{wn}$ 은  $A_m$ ,  $B_m$ 과 같은 값으로 선택하여  $K_n=0$ ,  $H_n=1$ 을 사용하였다. 전동기 상수 및 정격과 제어기에서 사용한 상수들은 다음과 같다.

$R_s = 0.169 \text{ ohm}$        $Prat = 3,700 \text{ watt}$   
 $R_r = 0.1607 \text{ ohm}$      $Wratt = 1,500 \text{ rpm}$   
 $L_s = 16.27 \text{ mH}$          $ids\_rat = 29.56 \text{ Amp}$   
 $L_r = 16.34 \text{ mH}$          $iqs\_rat = 26.71 \text{ Amp}$   
 $M = 15.61 \text{ mH}$   
 $Bwn \text{ p/s} = 1.0$   
 $m = 2,000$   
 $2 \text{ Bwn P/U} = 9160$

결과 1은 1,500 rpm 기준 입력에 대한 Step 응답으로  $BI=0.0$ ,  $J1=0.01$ 의 부하조건과  $BI=0.12$ ,  $Je = 0.01$ 의 부하조건에 대한 결과이다.  $BI = 0.0$  일 때의 최대 속도는 1501 rpm 이고  $BI = 0.12$  일때의 최대속도는 정상 속도와 같이 오버슈트는 관찰되지 않았다. 여기에서  $BI = 0.12$ 는 정격속도에서 80%의 부하에 해당한다.



결과 1 : Step 입력에 대한 응답

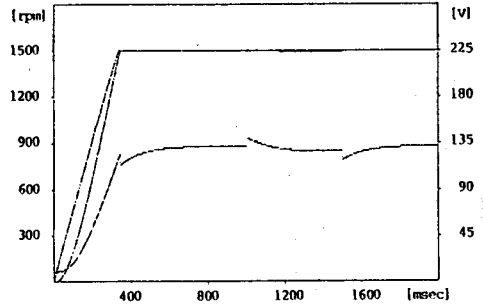
결과 2는 부하의 변동에 대한 응답을 구한 것으로, 기동 후 1초간  $BI = 0.0$ ,  $J1 = 0.01$ , 다음 0.5초 동안  $BI = 0.12$ ,  $J1 = 0.01$ , 마지막 0.5초 동안  $BI=0.0$ ,  $J1=0.01$ 의 부하를 사용하여 과도 현상을 관찰 하였다. 3.1에서 기술한 소음 제거용 자속 제어 방식에 따른 응답성을 비교 하였으며 식(10)의  $\beta$  값에 따른 상이한 과도 응답이 나타난다. 부하 투입시는 자속이 확립된 상태일수록 응답이 빠르나, 부하제거시에는 모두 비슷한 응답을 보이고 있으며 어떠한 경우에도 오버슈트는 1rpm이하임을 관찰할 수 있다. 이 시뮬레이션의 결과 자속의 감소에 의한 소음의 제거는 급격히 변화하는 부하의 조건에서 자속의 형성을 위한 가속 시간이 필요하므로 부하에 따른 적절한  $\beta$ 의 선택이 요구됨을 알 수 있다.

5. 결론

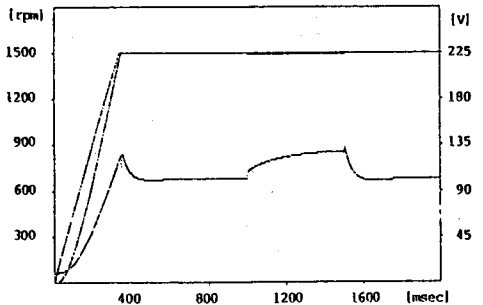
본 논문에서는 유도전동기의 속도 제어기에 직접 적응 제어 방식을 적용하여 향상된 응답성을 갖는 벡터 제어를 제시하였다. 이 벡터 제어에 자속 감소 운전 기능을 삽입하였고, 전류 제어기는 이미 실용화 되어있는 P-I 제어 방식을 사용하였다.

다음으로 실제 운전 특성을 확인하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션 실험을 행하였다. 이 시뮬레이션 결과에서 다음의 결론을 얻었다.

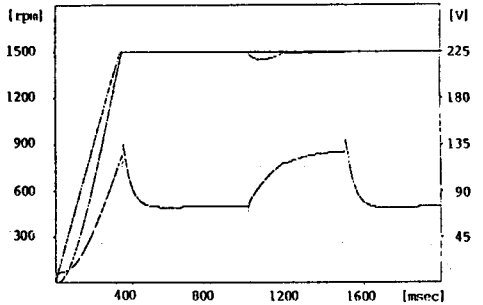
1. 임의의 관성 부하 및 정성부하에 대하여 오버슈트가 거의 없는 양호한 과도상태를 갖는다.
2. 기동시 및 부하 변동시의 가속시간 지연은 자속 확립에 의한 것이다.
3. 자속의 변화없이 응답이 가능한 부하 변동에 대하여는 속도 변동이 거의 없다.



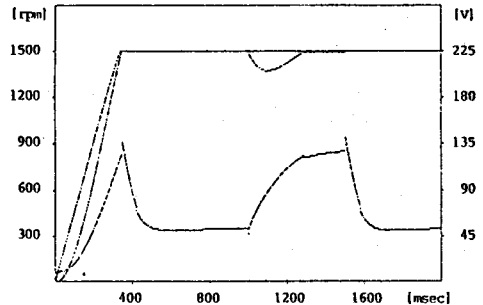
(a)  $\beta = 1.0$



(b)  $\beta = 0.75$



(c)  $\beta = 0.5$



(d)  $\beta = 0.25$

결과 2 : 부하 변동에 대한 응답  
(Model의 속도, Plant의 속도 및 선간전압)

앞으로 본 논문에서 제시한 제어 방식에 의하여 제어가 구성되면, 보다 많은 분야에서 유도전동기가 직류기 및 동기기를 대체할 것으로 기대된다.

6. 참고 문헌

- [1] N. Mutoh, H. Nagase, K. Sakai and H. Ninomiya,  
"High response digital speed-control system for  
induction motors,"  
IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. IE-33,  
no. 1, pp. 52-58, Feb. 1986
- [2] 内野広, 黒沢良一, 大西公平: 誘導機のベクトル  
制御, 計測と制御, vol.22, no.4, pp. 356 - 362, 1983
- [3] A.P. Sage and C.C. White, III, Optimum Systems  
Control : NJ: Prentice - Hall, 1977
- [4] K.Y. Lim and M. Eslami, "Robust adaptive controller  
designs for robot manipulator systems," IEEE J. of  
Robotics and Automation, vol. RA-3, no. 1, pp. 54-66,  
Feb. 1987
- [5] K.Y. Lim and M. Eslami, "Adaptive controller designs  
for robot controller systems using Lyapunov direct  
method, IEEE Trans. Automatic Control, vol. AC-30,  
no.12, pp. 1229 - 1233, Dec. 1985.
-