

전류오차 제환을 이용한 유도전동기 회전자 시정수 보상

Compensation of The Rotor Time Constant of Induction Motor
Using Current Error Feedback

°김승민*, 이무영*, 김우현*, 권우현*

*경북대학교 전자공학과(Tel:+82-053-950-5526, Fax:+82-053-952-3262, E-mail:whkwon@ee.kyungpook.ac.kr)

Abstract This paper proposes the effective compensation method of the rotor time constant of induction motor. An indirect vector control method is highly dependent on the motor parameters. To solve the problem of performance degradation due to parameter variation in an indirect vector control of induction motor, we compensate the rotor time constant by current error feedback. The proposed method is a simple on-line rotor time constant compensation method using the information from terminal voltages and currents. As the current error, difference between current command and estimated current, approaches to zero, the value of rotor time constant in an indirect vector controller follows the real value of induction motor. This scheme is valid transient region as well as steady state region regardless of low or high speed.

This method is verified by computer simulation. For this, we constructed the simulation model of induction motor, indirect vector controller and current regulated PWM (CRPWM) voltage source inverter (VSI) using SIMULINK in MATLAB

Keywords Induction motor, Vector control, Rotor time constant, Current error, On-line compensation

1. 서론

고속 마이크로 프로세서와 반도체 소자의 발달로 직류전동기에 비해 가격 및 견고성 등 많은 장점을 가진 유도전동기를 타 여자식 직류전동기처럼 제어하기 위해서 간접벡터제어 기법이 많이 사용되고 있다[3]. 이러한 간접벡터제어 기법은 유도전동기의 회로변수를 정확히 알아야만 정확한 벡터제어가 이루어지며 만약 잘못된 값으로 제어할 경우 토오크의 선형성을 보장받을 수 없어 원하는 성능을 얻을 수 없다[4]. 그러나 유도전동기의 회로변수, 특히 회전자의 시정수는 전동기 운용중의 온도변화, 주파수, 전류의 크기 등에 따라 변하므로 그 변화량을 적절히 보상하지 못하면 정확한 벡터제어가 이루어지지 않는다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 많은 방법들이 연구되었다[5]-[7]. 이들 중 테스트 전류를 주입하는 방법[5]은 부가적인 하드웨어로 인한 하드웨어의 복잡성이 증대되는 단점이 있고, MRAC(Model Reference Adaptive Control)를 이용하는 방법[6]은 수렴시간이 길고 부하에 민감한 단점이 있다.

본 논문에서는 고정자의 전압과 전류로부터 전류오차를 계산하고 이를 이용하여 회전자 시정수를 온라인으로 보상하는 방법을 제시하였다.

모의 실험은 MATLAB의 SIMULINK를 이용하여 유도전동기 및 벡터제어기를 모델링하고 여기에 유도전동기의 회전자 저항값을 시간에 따라 변화시킬 때 전류 오차 제환에 의해 벡터 제어기 내부의 회전자 저항값이 유도전동기의 실제 저항값을 추종함을 보였다.

2. 본론

2.1 유도전동기의 모델

임의 회전 좌표계(arbitrary reference frame)에서 농형 유도전

동기의 전압, 전류 및 자속 방정식은 식 (1), (2)와 같이 나타난다[1],[2].

$$\begin{aligned} v_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\ v_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \\ v_{os} &= r_s i_{os} + p \lambda_{os} \\ v'_{qr} &= r'_r i'_{qr} + (\omega - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr} \\ v'_{dr} &= r'_r i'_{dr} - (\omega - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr} \\ v'_{or} &= r'_r i'_{or} + p \lambda'_{or} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_s i_{qs} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda_{ds} &= L_s i_{ds} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda_{os} &= L_s i_{os} \\ \lambda'_{qr} &= L'_{lr} i'_{qr} + M(i_{qs} + i'_{qr}) \\ \lambda'_{dr} &= L'_{lr} i'_{dr} + M(i_{ds} + i'_{dr}) \\ \lambda'_{or} &= L'_{lr} i'_{or} \end{aligned} \quad (2)$$

$$\text{단, } M = \frac{3}{2} L_m, \quad L_s = L_k + M, \quad L_r = L'_{lr} + M$$

여기에서, L_m 은 상호인덕턴스, $r_s, L_k, L_s, r'_r, L'_{lr}, L_r$ 은 각각 고정자와 고정자측에서 바라본 회전자의 저항, 누설인덕턴스 및 자기인덕턴스, p 는 미분연산자, ω, ω_r 은 기준 좌표계와 전기적인 회전자의 각속도이다.

회전자의 전압 $v'_{qr} = v'_{dr} = v'_{or} = 0$ 이므로 식 (1), (2)를 자속에 관해서 정리하면 식 (3)-(6)과 같다

$$p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} & -(\omega - \omega_r) \\ (\omega - \omega_r) & -\frac{r'_r}{(L'_{lr} + M)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr} \\ \lambda'_{dr} \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$- \frac{r'_r M}{(L'_{lr} + M)} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} \\ p \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega \\ \omega & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qs} \\ \lambda_{ds} \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\lambda_{qs} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{qr} + \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{qs} \quad (5)$$

$$\lambda_{ds} = \frac{M}{L'_{lr} + M} \lambda'_{dr} + \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{L'_{lr} + M} i_{ds} \quad (6)$$

그리고 전동기의 토오크 방정식은 식 (7)과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{M}{L'_{lr} + M} (i_{qs} \lambda'_{dr} - i_{ds} \lambda'_{qr}) \quad (7)$$

단, P : 전동기의 극수

2.2 간접벡터 제어기

벡터제어의 원리는 동기 회전 좌표계에서 토오크 전류와 자화 전류를 독립적으로 분리 제어하기 위해 동기 회전 좌표계의 d축을 회전자 자속벡터(λ_i)에 일치시킴으로써 d축 전류(i_{ds})로 자속을 제어하고(자화전류) 이와 직교하는 q축 전류(i_{qs})로 토오크를 제어한다(토오크전류). 즉 회전자 자속벡터의 위치를 찾으면 이와 일치하도록 동기 회전 좌표계의 d축 위치를 결정할 수 있고 DQ역변환에 의해 실제 전동기에 들어갈 3상 전류의 명령치를 만들 수 있다.

회전자의 자속 위치를 검출하는 방법에는 전동기에 홀 센서나 서치코일 등을 설치하여 직접 알아내는 직접벡터제어 방법이 있고, 이미 알고있는 전동기의 회로변수들을 이용하여 간접적으로 계산해 내는 간접벡터제어 방법이 있다[4]. 그러므로 간접벡터제어가 이루어지기 위해서는 전동기의 정확한 회로변수들을 알고 있어야 한다. 그리고 간접벡터제어의 조건은 식 (8)과 같다.

$$\lambda'_{qr} = p\lambda'_{qr} = 0, \quad \lambda'_{dr} = \lambda_r = \text{Constant}, \quad p\lambda'_{dr} = 0 \quad (8)$$

식 (8)의 조건을 이용해 식 (3)과 (7)로부터 자화전류, 토오크 전류 및 슬립의 지령치를 구해보면 식 (9)-(11)과 같다.

$$i_{ds}^* = \frac{1}{M} (\lambda_r^* + T_r \frac{d\lambda_r^*}{dt}) \quad (9)$$

$$i_{qs}^* = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L'_{lr} + M}{M} \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (10)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{M r'_r i_{qs}^*}{L'_{lr} + M \lambda_r^*} = \frac{M}{T_r} \frac{i_{qs}^*}{\lambda_r^*} \quad (11)$$

단, $T_r = \frac{(L'_{lr} + M)}{r'_r}$: 회전자 시정수

식 (9)-(11)을 근거로 구현된 간접벡터 제어기의 블록도는 그림 1과 같다

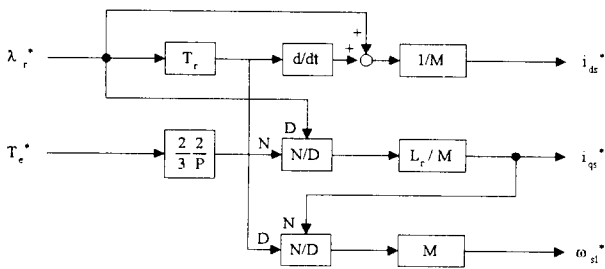


그림 1 간접벡터제어기

Fig. 1 Indirect vector controller

동기 회전 좌표계에서 구해진 자화 및 토오크 전류 지령치를 CRPWM 인버터에 들어갈 3상 전류지령치로 바꾸기 위해서는 계산된 슬립지령치에 현재의 회전자 속도를 더해 동기속도를 구하고 이를 이용해 DQ역변환을 거쳐 순시적인 3상 전류지령치를 얻는다.

그러나 전동기의 회로변수들을 실제 값들과 다르게 알고 있다면 잘못된 슬립지령치를 만들어 내고, 따라서 정확한 벡터 제어

가 이루어지지 않는다. 특히 초기에는 전동기의 회로변수들을 정확히 알고 있다하더라도 전동기 운용 중에 회전자 시정수가 변할 수 있고, 이를 적절히 보상하지 못할 경우 벡터제어가 이루어지지 않으므로 이를 보상하는 방법이 필요하다. 온도변화에 따른 회전자 시정수의 변화성분중 회전자 저항값의 변화가 주요하다고 볼 수 있으므로 우선 회전자의 저항값을 보상하는 새로운 방법을 본 논문에서 제시하였다.

2.3 회전자 저항값 보상

식 (3)으로부터 실제 시스템의 동기 회전 좌표계에서의 전류는 식 (12)와 같이 표현되어 질 수 있다.

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r \\ -\omega_{sl} T_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{T_r}{M} p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (12)$$

정지 좌표계에서 식 (4)는 식 (13)이 되고, 전동기 운용 중에 회전자 저항값 외에는 전동기 회로변수들의 변화가 없다고 가정하면 식 (13)-(15)로부터 회전자 저항값을 이용하지 않고 회전자의 자속벡터를 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^s \\ \lambda_{ds}^s \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \right) dt \quad (13)$$

$$\lambda'_{dr}^s = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{ds}^s - \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{ds}^s \quad (14)$$

$$\lambda'_{qr}^s = \frac{L'_{lr} + M}{M} \lambda_{qs}^s - \frac{(L_k + M)(L'_{lr} + M) - M^2}{M} i_{qs}^s \quad (15)$$

정지 좌표계에서의 회전자의 자속벡터를 동기 회전 좌표계의 값으로 바꾸기 위하여 축변환 과정을 거치면 식 (16)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^s \\ \lambda'_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\text{단, } \theta = \int_0^t \omega_e(\xi) d\xi$$

식 (13)-(16)을 바탕으로 동기 회전 좌표계에서의 회전자 자속을 구하는 블록도는 그림 2와 같다

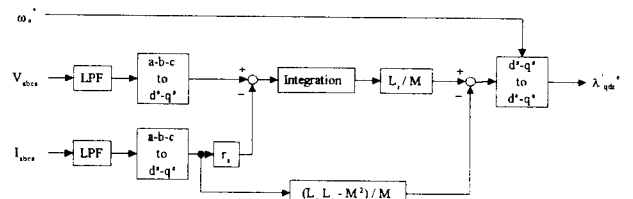


그림 2 회전자 자속벡터 계산 블록도

Fig. 2 Rotor flux calculation

식 (13)-(15)로부터 구해진 회전자 자속과 알고있는 시정수 지령치를 이용해, 식 (12)로부터 전류를 추정해 보면 식 (17)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}^e \\ \hat{i}_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r^* \\ -\omega_{sl} T_r^* & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{T_r^*}{M} p \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (17)$$

그러나 단자의 전압과 전류를 측정해서 계산한 회전자의 자속벡터는 잡음이 많아 이를 미분하는 것은 바람직하지 않으므로 전류추정치들 식 (18)과 같이 두자.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{qs}^e \\ \hat{i}_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{M} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r^* \\ -\omega_{sl} T_r^* & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda'_{qr}^e \\ \lambda'_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (18)$$

또한 식 (18)과 같이 두는 것은 벡터제어가 제대로 될 경우 d축 및 q축 회전자 자속벡터의 미분치는 0이 되므로 타당하다고 할 수 있다.

회전자 시정수를 보상하기 위한 오차지표(Error Index : EI)를 $(i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e)$ 로 두면 이는 식 (19)로 표현되고, 벡터제어가 정확히 된다면 q축의 회전자 자속값은 0이 되므로 오차지표는 식 (20)과 같이 간략하게 표현될 수 있다.

$$EI = i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e = \frac{1}{M} (\lambda'_{qr}{}^e + \omega_{sl} T_r \lambda'_{dr}{}^e + T_r p \lambda'_{qr}{}^e) - \frac{1}{M} (\lambda'_{qr}{}^e + \omega_{sl} T_r^* \lambda'_{dr}{}^e) \quad (19)$$

$$= \frac{1}{M} \omega_{sl} (T_r - T_r^*) \lambda'_{dr}{}^e + \frac{1}{M} T_r p \lambda'_{qr}{}^e$$

$$EI = i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e = \frac{1}{M} \omega_{sl} (T_r - T_r^*) \lambda'_{dr}{}^e \quad (20)$$

식 (20)에서 오차지표는 회전자 시정수의 오차에 직접 관계하고, 벡터제어가 될 때 d축의 회전자 자속벡터 값($\lambda'_{dr}{}^e$)은 일반적으로 상수이므로, 슬립 주파수가 0이 아니면 회전자 시정수의 오차를 쉽게 구할 수 있다. 실제시스템의 경우 가감속은 물론 정속운전에서도 부하 또는 마찰로 인해 슬립 주파수는 대부분 0이 아니므로 언제든지 회전자 시정수 오차를 구할 수 있다.

그러나 회전자 시정수 오차의 절대적인 값을 구해서 보상하기 보다는 이 오차지표에 슬립주파수의 크기를 고려한 적절한 비례 이득 및 적분 이득을 가지는 PI 제어기를 부착한 후 벡터제어기 내의 회전자 시정수 값을 보상하도록 궤환을 걸어 이 오차지표 값을 0으로 보낸다면, 벡터제어기 내부의 회전자 시정수 값이 실제 시정수 값을 추종하도록 할 수 있다.

식 (20)의 오차지표에 PI 제어기를 거친 값을 벡터제어기 내부의 회전자 저항값에 부 궤환을 걸시 정 역 운전의 변화에 의해 슬립 주파수의 부호가 달라지므로 그 영향을 고려하고, 전동기 운용 중에 회전자 저항값 외에는 전동기 회로변수들의 변화가 없으며 그 저항값의 변화비가 0.5~1.5 정도로 크지 않다고 가정하면[7] 오차지표는 식 (21)과 같이 표현된다

$$EI = \text{sgn}(\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e) (i_{qs}^e - \hat{i}_{qs}^e) = \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e| (T_r - T_r^*) \quad (21)$$

$$= \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e| \frac{L_r}{r'_r r_r^*} (r_r^* - r'_r) \approx \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e| \frac{L_r}{(r_r^*)^2} (r_r^* - r'_r)$$

따라서 오차지표를 식 (21)과 같이 두고 부궤환을 걸때 추정된 저항값이 실제 저항값에 수렴하려면 식 (22)로부터, 비례 및 적분이득을 식 (23)이 만족되도록 잡아야 된다.

$$\hat{r}_r = r_r^* - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) EI \quad (22)$$

$$\left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) \frac{1}{M} |\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e| \frac{L_r}{(r_r^*)^2} = 1 \quad (23)$$

CRPWM Inverter의 전압여유가 충분하여 실제 전류가 지령치 전류를 잘 따라간다고 가정하면, 계산상의 편의를 위하여 오차지표에 사용되는 실제 전류 i_{qs}^e 대신 벡터제어기에서 나오는 전류 지령치 i_{qs}^* 를 사용할 수 있다.

즉 새로운 오차지표를 식 (24)와 같이 둘 수 있다.

$$EI = \text{sgn}(\omega_{sl} \lambda'_{dr}{}^e) (i_{qs}^* - \hat{i}_{qs}^e) \quad (24)$$

그림 3은 단자 전압, 전류로부터 오차지표를 구하고 PI제어기를 거친 보상 블록도 이다.

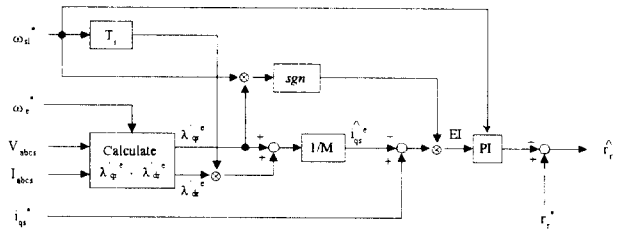


그림 3 오차지표 계산 블록도
Fig. 3 Error Index calculation

그림 4는 제시된 방법을 바탕으로 회전자 시정수를 보상하는 유도전동기의 간접벡터제어 시스템 블록도 이다

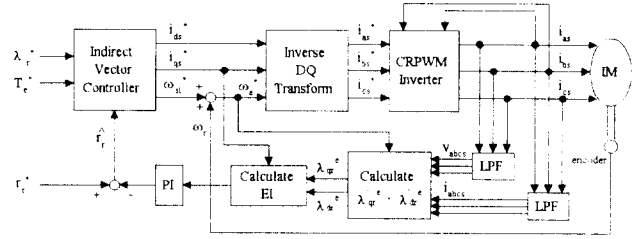


그림 4 유도전동기의 간접 벡터제어 시스템 블록도
Fig. 4 Indirect vector controlled system of induction motor

2.3 모의실험 및 검토

그림 5는 벡터제어기 내부의 회전자 저항값을 실제 저항값의 1.5배로 하고 보상 알고리즘이 없을 때 토오크 지령치에 대한 토오크 및 속도 응답결과이다. 회전자 저항값을 잘못 알고 있으므로 벡터제어가 정확히 이루어지지 않아 토오크 및 속도응답이 명령을 추종하지 못함을 볼 수 있다.

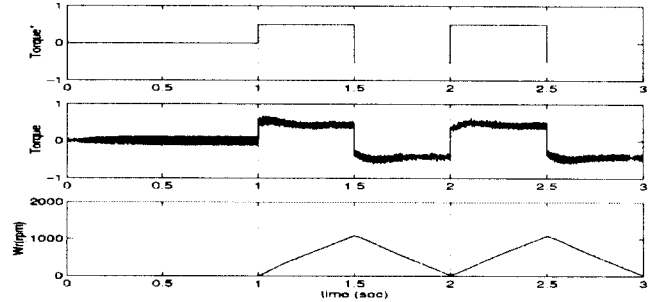


그림 5 토오크 지령치, 토오크 및 속도 ($r_r^* = 1.5 r'_r$)
(보상이 없을 때)

Fig. 5 Torque command, torque and speed ($r_r^* = 1.5 r'_r$)
(Without compensation)

그림 6과 8은 실제 회전자 저항값을 고정하고 벡터제어기의 회전자 저항값을 다르게 주었을 때 추정된 저항값이 실제값에 0.2초 이내에 수렴함을 보였고, 그림 7과 9는 각각의 경우에 대한 토오크 지령치 및 토오크, 속도를 나타낸다.

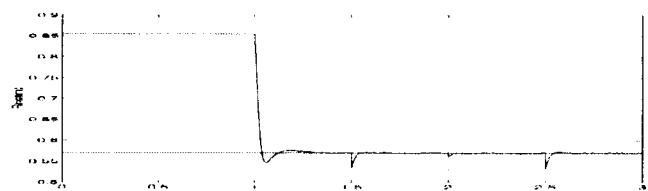


그림 6 회전자 저항 추종 ($r_r^* = 1.5 r'_r$)

Fig. 6 Tracking of rotor resistance ($r_r^* = 1.5 r'_r$)

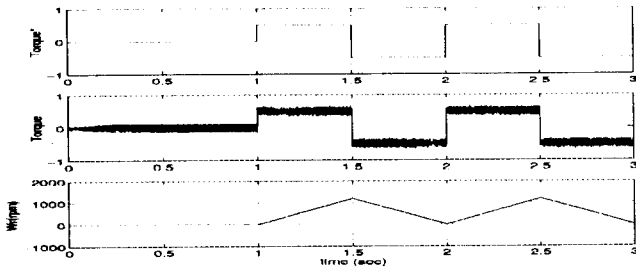


그림 7 토오크 지령치, 토오크 및 속도 ($r_r = 1.5 r_r'$)
Fig. 7 Torque command, torque and speed ($r_r = 1.5 r_r'$)

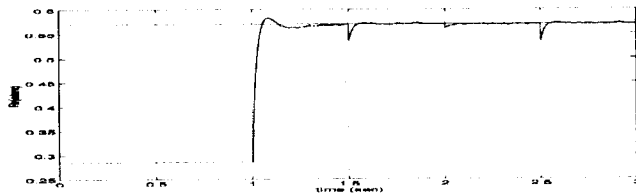


그림 8 회전자 저항 추종 ($r_r = 0.5 r_r'$)
Fig. 8 Tracking of rotor resistance ($r_r = 0.5 r_r'$)

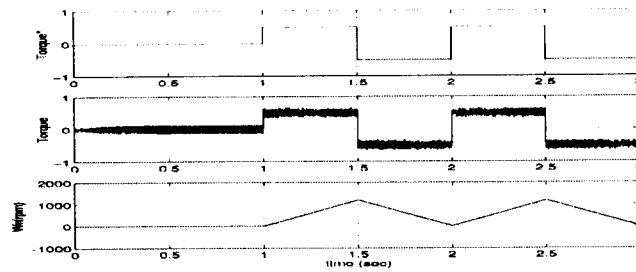


그림 9 토오크 지령치, 토오크 및 속도 ($r_r = 0.5 r_r'$)
Fig. 9 Torque command, torque and speed ($r_r = 0.5 r_r'$)

그림 10은 실제 회전자 저항값을 변화시킬 때 벡터제어의 회전자 저항이 실제값을 추종함을 모의실험한 결과이다. 초기 자속벡터 확립을 위해 1초 동안 d축 전류명령만 나가고 그 이후 처음 토오크 명령이 들어가는 시점부터 추종은 시작된다. 그림 11은 이때의 토오크 지령치 및 토오크, 속도를 나타낸다

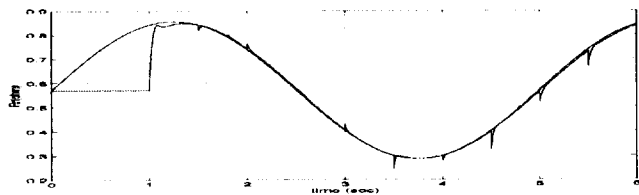


그림 10 회전자 저항 추종 ($r_r : 50 \sim 150\%$ 변화)
Fig. 10 Tracking of rotor resistance ($r_r : 50 \sim 150\%$ change)

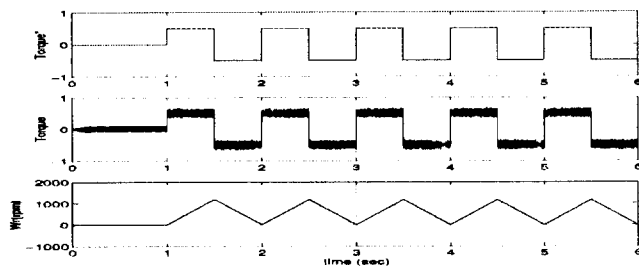


그림 11 토오크 지령치, 토오크 및 속도 ($r_r : 50 \sim 150\%$ 변화)
Fig. 11 Torque command, torque and speed ($r_r : 50 \sim 150\%$ change)

표 1 모의실험에 사용된 유도전동기 회로변수
TABLE 1 Parameters of induction motor for simulation

정격출력	1.5 [Hp]	고정자 저항 (r_s)	1.15 [Ω]
정격전압	180 [V]	회전자 저항 (r_r')	0.57 [Ω]
정격전류	7.2 [A]	고정자 자기인덕턴스(L_s)	0.065 [H]
정격주파수	53 [Hz]	회전자 자기인덕턴스(L_r')	0.069 [H]
극 수	4	상호인덕턴스(M)	0.06 [H]
관성계수 (J)	0.002 [$\text{kg} \cdot \text{m}^2$]	마찰계수 (B)	0

3. 결론

본 논문에서는 회전자의 저항변화를 효과적으로 보상하는 방법을 제시하였다. 전동기 단자의 전압과 전류로부터 회전자 자속을 추정하고 이를 이용해 동기 회전 좌표계의 q축 고정자 전류를 추정한다. 이 추정치와 q축 고정자 전류명령치와의 차를 이용해 회전자의 저항값 변화를 보상하는데, 이는 변화는 슬립에 따라 그와 반비례하는 이득을 곱함으로써 전류의 오차가 회전자 시정수의 오차에 일차 비례하게 만들므로 좋은 보상특성을 얻을 수 있다. 또한 제안된 방법은 수렴시간이 짧고 전동기의 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 좋은 수렴특성을 나타냄을 확인할 수 있었다.

그러나 슬립이 0을 지나는 지점에서 오차지표가 0이 되어 순간적으로 보상이 이루어지지 않는 단점이 있다. 이는 적당한 적분이득을 사용해 어느 정도 해결할 수 있으나 좀더 나은 대책이 필요하다 생각되며, 실험을 통한 검증이 필요하다 생각된다.

참고문헌

- [1] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986.
- [2] P. C. Krause and O. Wasynczuk. *Electromechanical Motion Devices*, McGraw-Hill, 1989.
- [3] R. Gabriel, W. Leonhard, and C. Nordby, "Field Oriented Control of a Standard AC Motor Using Microprocessors", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-16, no. 2, pp. 186-192, March/April 1980.
- [4] R. Krishnan and F. C. Doran, "Study of Parameter Sensitivity in High Performance Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-23, no. 4, pp. 623-635, July/Aug. 1987.
- [5] T. Matsuo and T. A. Lipo, "A Rotor Parameter Identification Schemes for Vector-Controlled Induction Motor Drives", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 624-632, May/June 1985.
- [6] T. M. Rowan, R. J. Kerkman and D. Leggate, "A Simple On-Line Adaption for Indirect Field Orientation of an Induction Machine", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 27, no. 4, pp. 720-727, July/Aug. 1991.
- [7] W. H. Kwon, C. H. Lee, K. S. Youn and G. H. Cho, "Measurement of Rotor Time Constant Taking into Account Magnetizing Flux in the Induction Motor", *IEEE IAS'94*, pp. 88-92, 1994.