
유도전동기의 회전자 시정수 변동에 대한 슬립 보상

이수원*, 전철환**

Slip Compensation for Rotor Time Constant Variation of Induction Motor Drives

Su-won, Lee, Chil-hwan, Jeon

국문요약

본 논문은 유도전동기 간접 벡터 제어시 회전자 시정수 변동에 대한 슬립보상 방법을 제안하였다. 회전자 시정수가 변동하면 고정자 전류의 자속 및 토크 성분의 상호 간섭이 발생하여 벡터제어가 불가능하고 성능이 저하하게 된다. 이를 해결하기 위하여 본 논문에서는 실제 자속 성분과 기준 자속 성분을 비교하여 위상차 없이 자속 성분을 기준 좌표의 q 축에 일치시키고 PI 제어를 이용하여 슬립을 보상하는 방법을 제시하였다.

제안된 방법을 이용하면 유도전동기의 회전자 저항 변동시 q 축 자속 성분이 0이 되어 적정 슬립이 유지되고 정확한 벡터제어가 실현된다. 제안된 알고리즘의 타당성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 검증하였다.

Abstract

This paper presents a novel method of slip-compensation for rotor time constant variation in indirect field orientation control of induction motor drives. In field oriented control due to variation of rotor time constant, decoupling between the flux and torque components of stator current is lost and hence, the performance of operation of the machine deteriorates.

To solve the problem, the q-axis is aligned to reference frame without phase difference by comparing the real flux component with the reference flux component. Then to compensate the slip, PI controller is used.

* 군산대학교 공과대학 전자정보공학부 강사

** 군산대학교 공과대학 전자정보공학부 부교수

접수일자 : 1999년 12월 7일

The proposed method keeps a constant slip by compensating the gain of direct slip frequency when the rotor resistance of induction motor varies. To prove the validations of the proposed algorithm in the paper, computer simulations and experiments are executed.

I. 서론

유도전동기는 무정류자 구조로 간단하고 견고하기 때문에 유지 보수 및 경제성 측면에서 유리하며, 제어방법으로 벡터제어기법이 도입되고 전력변환기의 기술진보 및 프로세서의 팽목할만한 발전에 따라 종래에는 어려웠던 정밀제어가 가능하게 되어 각종 산업분야에 널리 적용되고 있는 추세이다.^[1,2]

이러한 유도전동기 벡터제어 시스템은 필수적으로 자속위상에 대한 정보가 요구되며, 간접벡터제어(indirect vector control)방식은 회전자 자속의 위치를 얻기 위해 전동기 회전자 시정수가 사용된다. 회전자 시정수는 회전자 저항과 회전자 인덕턴스의 비로 주어지며 이 중 회전자 인덕턴스는 일정 자속 제어시 거의 변하지 않는 반면에 회전자 저항은 유도전동기의 운전으로 인한 자체발열 및 주위온도 상승에 따라 변화하여 제어 성능을 저하시킨다.^[3,4,5]

이러한 문제를 해결하기 위해 본 논문에서는 회전자 저항변화에 따른 제어성능 저하의 개선을 위한 보상방법으로, q 축의 자속성분을 항상 零으로 유지함으로써 축이 위상차없이 일치되어 비간섭제어가 가능하도록, 실제 자속과 목표치 자속을 비교하여 슬립 각속도를 PI 제어기로 보상하는 방법을 제시하였다. 제안한 알고리즘으로 구현된 시스템을 통해 간접벡터 제어시 회전자 저항이 변동되는 경우에도 유도전동기 고성능 제어의 검증을 위하여 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 입증하고자 한다.

II. 유도전동기 벡터제어 시스템

3상 유도전동기의 전압방정식을 동기속도 ω_e 로 회전하는 $d-q$ 축으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + sL_s & \omega_e L_s & sL_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + sL_s & -sL_m & sL_m \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & sL_m & R_r + sL_r & (\omega_e - \omega_r)L_r \\ -(\omega_e - \omega_r)L_m & -sL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + sL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (1)$$

또한, 발생토크와 회전자 각속도 방정식은 각각 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} \phi_{dr} - i_{ds} \phi_{qr}) \quad (2)$$

$$T_e - T_L = J \frac{d\omega_m}{dt} = \frac{2}{P} J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3)$$

여기서, 모든 변수는 일반적인 관행에 따른다.

그리고, 벡터제어를 행할 때에는 식 (4)가 성립한다.

$$\phi_{qr} = \frac{d\phi_{qr}}{dt} = 0, \quad \phi_{dr} = \phi_r = constant \quad (4)$$

식(4)에 의하여 자속, 슬립을 구하면 다음과 같다.

$$\phi_r = L_m \cdot i_{ds} \quad (5)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{\phi_r} \left(\frac{R_r}{L_r} \right) i_{qs} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (6)$$

여기서, T_r 은 회전자 시정수이고 $T_r = L_r / R_r$ 이다.

간접벡터 제어방식은 슬립 각속도와 전동기의 각속도에 의해 자속각을 구하기 때문에 슬립 각속도 연산시 전동기 파라미터들이 실제값과 정확히 일치됨이 전제되어야 한다. 식 (6)에서 슬립 각속도의 연산에 있어서 회전자 시정수는 이득의 역수로 설정되기 때문이다. 회전자 시정수는 회전자 저항과 회전자 인덕턴스의 비로 주어지며 이 중 회전자 인덕턴스는 일정 자속 제어에서는 거의 변하지 않는 반면에 회전자 저항은 유도전동기의 운전으로 인한 자체 발열 및 주위온도 상승에 따라 변화하여 시스템의 성능을 저하시킨다.

따라서 전동기 파라미터의 변화, 특히 회전자 저항변화를 알아내어 보상하는 보상법이 벡터제어

시스템에 첨가되어야만 정확한 고성능 제어가 이루어지게 된다.

Ⅲ. 회전자 저항변화의 보상

만약 벡터제어 유도전동기가 운전 중 온도 상승으로 회전자 저항 값이 변화한다면 제어기의 슬립 각속도와 실제 슬립 각속도 사이의 위상 오차가 발생하므로 그림 1과 같이 자속 축과 동기회전축은 일치하지 않고 δ 만큼의 위상차를 갖게 된다.

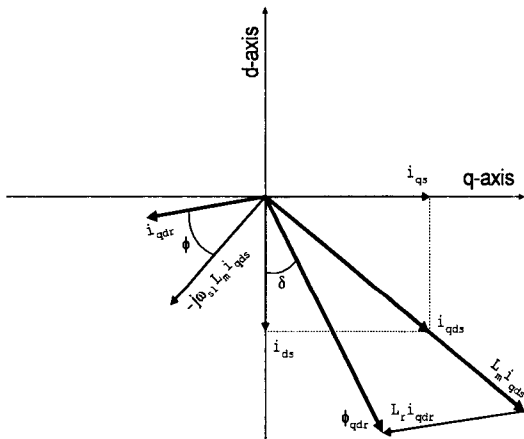


그림 1. 자속축과 d-q축간의 위상 차이
Fig. 1 Phase difference between flux axis and d-q axis

이와같은 현상은 자속을 동기 회전자에 일치시켰을 때의 비간섭제어를 불가능하게 하며, 실제 전류와 목표치 전류가 일치하지 않으므로 완전한 벡터제어가 이루어지지 않는다. 회전자 저항의 변화 때문에 그림 1과 같이 회전자 자속 축과 동기회전축에 위상차 δ 가 생겼다면 d-q축에서의 회전자 자속성분은 d축 성분뿐만 아니라 q축 성분도 존재하게 된다.

결국, 회전자 저항의 변화는 목표치 슬립 각속도와 실제 각속도 사이에 오차를 갖게 하므로 이 오차를 보상하는 것이 회전자 저항의 변화를 보상하는 것이다.

즉, $T_r^* \neq T_r$ 일지라도 ϕ_{qr} 이 검출 가능하면

$$\omega_{sl}^* = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} + (K_P + \frac{K_I}{p}) \phi_{qr} \dots\dots\dots (7)$$

와 같이 ω_{sl} 을 제어함으로써 ' $\phi_{qr} \Rightarrow 0, \phi_{dr} \Rightarrow$ 일정'으로 할 수 있다. 단, p는 미분연산자이다.

식 (7)에서 우측의 두 번째 항은 보상 항으로써 ϕ_{qr} 의 자속 성분을 검출하여 간단히 PI 제어기로서 보상함을 나타내는 것이다. ϕ_{qr} 의 자속 성분 검출은 3상 유도전동기의 고정자 전압과 전류를 검출하여 각각 정지좌표축($d^s - q^s$)으로 좌표변환을 하고 상전압을 적분하여 다음과 같이 고정자 자속을 얻는다.

$$\phi_{qds}^s = \int (v_{qds}^s - R_s i_{qds}^s) dt \dots\dots\dots (8)$$

$$\phi_{qds} = \phi_{qds}^s e^{-j\omega_s t} \dots\dots\dots (9)$$

$$\phi_{qds} = \frac{L_r}{L_0} \{ \phi_{qds}^s - \sigma L_s i_{qds}^s \} \dots\dots\dots (10)$$

여기서 $\sigma = 1 - \frac{L_0^2}{L_s L_r}$ 이다.

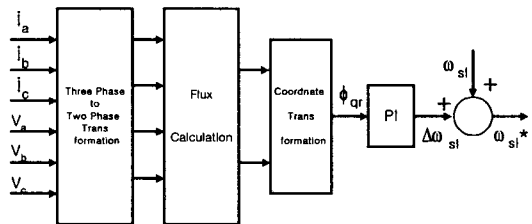


그림 2. 회전자 시정수 보정법
Fig. 2 Rotor time constant correction method

Ⅳ. 시뮬레이션

시뮬레이션에 사용된 유도전동기의 정격과 파라미터 값들은 다음과 같다.

- 3상4극 농형유도전동기
- 2.2[kW], 3 Phase 220[V], 60[Hz], 9[A]

표 1 유도전동기 파라미터

Table 1 Parameters of induction motor(IM)

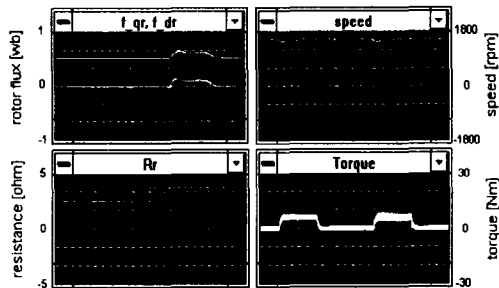
R_s	2.083[Ω]	L_r	0.169[H]
R_r	2.535[Ω]	L_m	0.160[H]
L_s	0.169[H]	J	0.0157[$Kg \cdot m^2$]

그림 3(a)는 정확한 시정수에 의해 전동기를 기동시킨 후에 $R_r/R_r^*=1$ 일때 0.5초 동안 부하토크를 증가하고, $R_r/R_r^*=1.5$ 으로 전동기 회전자 저항이 변경된 후에 0.5초 동안 부하 토크를 증가한 경우의 파형을 나타낸 것이며, 그림 3(b)는 정확한 시정수에 의해 전동기를 기동시킨 후에 $R_r/R_r^*=1$ 일때 0.5초 동안 부하토크를 증가하고, $R_r/R_r^*=0.5$ 으로 전동기 회전자 저항이 변경된

후에 0.5초 동안 부하 토크를 증가한 경우의 파형을 나타낸 것이다. 그림에서 알 수 있듯이 자속, 속도 및 토크 파형은 전동기 운전 중에 전동기의 회전자 저항의 변동에 따라 바람직하지 못한 특성을 보이고 있다.

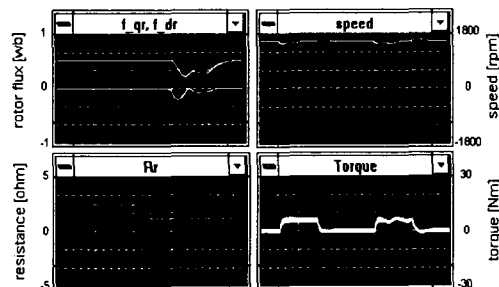
위의 시뮬레이션에서 알 수 있듯이 회전자 저항의 변동은 명령치에 대해 비선형적인 특성을 보이므로 정확한 벡터제어를 행할 수 없다. 따라서 벡터제어를 행하기 위해서 회전자 저항 변동에 따른 보상방법이 필요하다.

본 논문에서는 q축 자속이 항상 λ_{qr} 이 되도록 PI제어기를 이용하여 목표치 슬립 각속도와 실제 각속도와의 사이에 오차를 보상하여 회전자 저항 변동에 대한 보상이 가능함을 시뮬레이션의 결과로 나타냈다. 그림 4 (a), (b)는 그림 3 (a), (b)에 대해 같은 조건하에서 0.5초부터 보상한 경우에 대한 결과를 나타낸 것이다.



Time Div. : 0.5sec

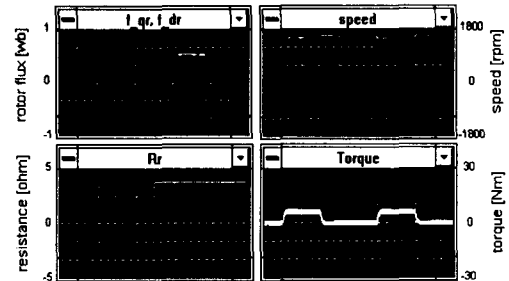
(a) $R_r/R_r^* = 1.5$



Time Div. : 0.5sec

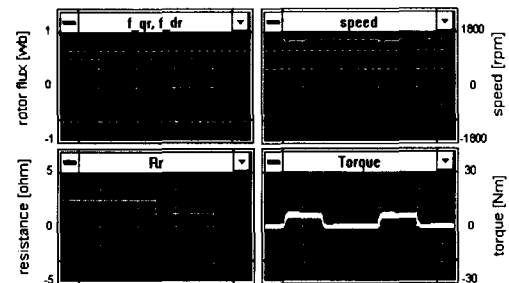
(b) $R_r/R_r^* = 0.5$

그림 3 보상이 없는 경우 전동기 회전자 저항 및 부하토크 변동에 대한 시뮬레이션 결과
Fig. 3 Simulation results for IM rotor resistance and load torque variation without compensation



Time Div. : 0.5sec

(a) $R_r/R_r^* = 1.5$



Time Div. : 0.5sec

(b) $R_r/R_r^* = 0.5$

그림 4. 제안한 보상법에 의한 시뮬레이션 결과
Fig. 4 Simulation results of the proposed algorithm

위의 시물레이션 파형들은 회전자 저항의 변동에 대하여 q축의 자속 변화에 대해 목표치 슬립 각속도와 실제 각속도 사이에 오차를 보상함으로써 회전자 저항 변화의 보상이 가능함을 보이고 있다.

V. 실험 및 고찰

제안한 알고리즘을 구현하기 위하여 그림 5와 같은 하드웨어를 구성하였다.

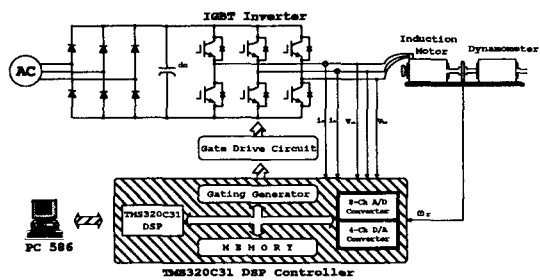
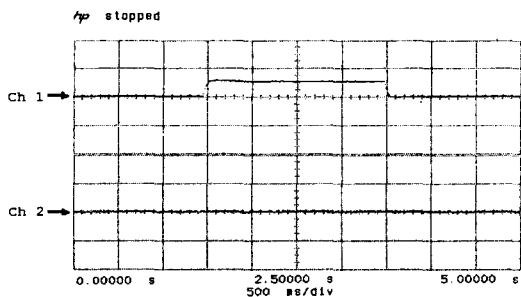
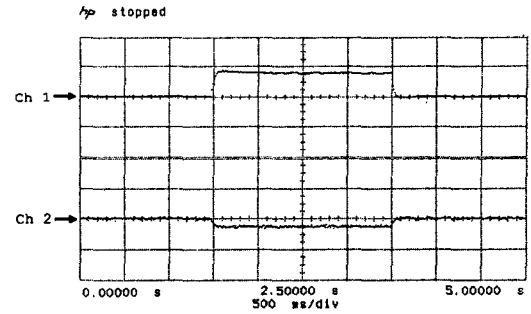


그림 5. 하드웨어 구성도
Fig. 5 Hardware system configuration

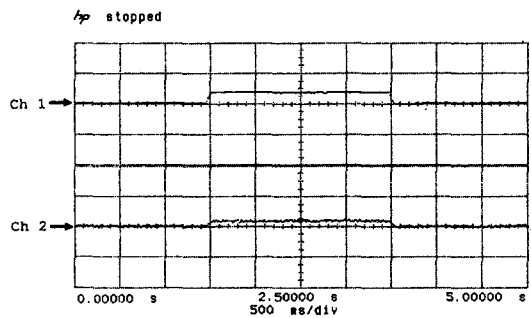
그림 6은 제어기의 슬립과 PI 제어기에서 보상해주는 슬립을 나타낸 파형으로 제어기의 회전자 저항이 전동기의 회전자 저항과 일치할 경우에는 PI 제어기에서 보상해주는 슬립이 없지만, 제어기의 회전자 저항이 전동기의 회전자 저항보다 커서 적정 슬립보다 큰 경우에는 PI 제어기에서 적정 슬립의 유지를 위해 '-'의 슬립을, 반대로 제어기의 회전자 저항이 전동기의 회전자 저항보다 작아서



(a) $R_s^*/R_r = 1$



(b) $R_s^*/R_r = 1.5$



(c) $R_s^*/R_r = 0.5$

Ch 1 : Controller Slip 30/div.
Ch 2 : Compensating Slip 30/div.

그림 6. 制御器의 슬립과 PI 制御器의 補償슬립波形
Fig. 6 Waveforms of controller slip and PI controller compensating slip

적정 슬립보다 적은 경우에는 PI 제어기에서 '+'의 슬립으로 보상을 보여주고 있다.

VI. 결론

유도전동기의 간접 벡터제어시 유도전동기의 회전자 저항의 변동으로 발생하는 회전자 자속의 위치에 대한 부정확한 정보에 의해 원활하지 못한 벡터제어 수행의 문제를 해결하기 위한 방법으로 q축 자속 성분을 항상 零으로 유지함으로써, 축이 위상차없이 일치되어 비간섭제어가 가능하도록 실제 자속과 목표치 자속을 비교하여 적정 슬립에 일치하도록 PI 제어기로 보상하는 방법을 제시하였다.

제안한 보상방법은 유도전동기의 회전자 저항

변화시 적정 슬립 각속도의 이득을 보상함으로써 적정 슬립이 유지되었다. 즉, PI 제어기를 이용하여 q축 자속 성분이 항상 영이 되도록 보상하면 저항의 변화시에도 항상 적정 슬립이 유지되어 정확한 벡터제어가 실현된다.

VII. Reference

[1] Kaushik Rajashekara, Atsuo Kawamura, and Kouki Matsuse, "Sensorless Control of Motor Drives", IEEE PRESS, pp. 1-19, 1996.

[2] Satoshi Ogasawara, "The generalized Theory of Indirect Vector control for AC Machines", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. 24, No. 3, pp. 470-478, May/June 1988.

[3] B. K. Bose, "Power Electronics and Variable Frequency Drives", IEEE PRESS, 1996.

[4] Masato Koyama, Masao Yano, Isao Kamiyama, and Sadamari Yano, "Microprocessor-Based Vector Control System for Induction Motor Drives with Rotor Time Constant Identification Function", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. Ia-22, No. 3, pp. 453-459, May/June 1986.

[5] P. Marino, V. Mungiguerra, M. Porzio, R. Setola, and F. Vasca, "A Simulation Tool for Induction Motor Control", Proc. EPE95, pp. 3610-3612, 1995.

[7] Michael Sidman, "AC Induction Motor Vector Control Simulation and Design Tool", Proc. Intelligent Motions Systems, pp. 259-269, September 1996.

[8] R. Teodorescu, E. Rosu, H. Zelaya dela Parra, and K. Bresnahan, "A Simulink Approach to Power Electronics Simulations", Proc. EPE95, pp. 3.954- 3.958, 1995.



전 칠 환(Jeon, Chil-hwan)

1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사)

1986년 미국 맨디빌트대학교 졸업(석사)

1990년 동대학교 졸업(박사)

1997~1999년 군산대학교 공과대학장

현재 군산대학교 전자정보공학부 부교수



이 수 원(Lee, Su won)

1991년 2월 전북대학교 전기공학
학과졸업(공학사)

1993년 2월 전북대학교 일반대
학원졸업(공학석사)

1998년 2월 전북대학교 일반대
학원졸업(공학박사)

1998년 ~ 현재 전북대학교 부설 전기전자회로합성
연구소 연구원

*관심분야 : 전력전자, 전기기계, 마이크로프로세서