

벡터제어 유도전동기 구동의 파라미터 보상에 대한 연구

박민호, 김영렬  
서울대학교

원충연, 김태훈  
성균관대학교

A Study On Parameter Compensation Scheme in Vector Controlled Induction Motor Drive

Park Min-Ho, Kim Young-Real  
Seoul National University

Won Chung-Yuen, Kim Tae-Hoon,  
Kim Yuen-Jun  
Sung Kyun Kawn University

Abstract

The time optimal position control scheme can be repeatedly taken from the initial state of a dynamic system to a desired one as fast as possible at the industrial drives. In this case, the machine parameters will vary due to temperature, frequency, and saturation effects. In particular, the rotor resistance value changes dramatically with temperature and frequency.

These changes affect the command values of the stator current components and slip speed. There is a mismatch between the commanded variables and actual variables of the induction motor drive, and this situation leads to decoupling of the vector controller from the plant, i.e the induction motor. Consequences of such decoupling include the initiation of oscillations of the rotor flux and unsuitable switching of electromagnetic torque of the induction motor servo drive.

Therefore, a rotor resistance parameter compensating method for the induction motor is described.

1. 서론

유도전동기 벡터제어는 회전자 자속의 위치를 직접 측정하는 방법(direct method)과 전동기의 실시간 모델을 사용하여 추정하는 간접적인 방법(indirect method)이 있다. 직접적인 방법은 전동기 내부에 기계적인 수정이 요구되므로 가격이 상승된다. 그리고 부수적으로 저속에서 자속의 측정이 극히 어렵다. 전동기 파라미터의 정밀한 사전지식은 간접벡터제어를 수행하기 위하여 필요하다. 온도, 포화 및 동작주파수 변화에 따라 전동기 파라미터가 변한다. 즉 유도전동기가 운전중 온도상승으로 회전자 저항값이 변화할때는 자속속과 회전자 기준속간에 위상차  $\sigma$ 가 생긴다. 이것은 명령 슬립각속도와 실제 슬립각속도간의 위상오차가 발생하였음을 의미하므로 회전 기준속에서의 decoupling control이 불가능하게 된다. [1], [2]

그러므로 본 연구에서는 아날로그 연산을 통해 자속의 양을 구하는 회로를 만들어 hall CT에 의해 측정된 고정자 전류와 PT로 얻어진 고정자 전압에 의하여 자속의 양을 검출하여 명령자속량의 편차  $\Delta i_{s\alpha}$ 와  $\Delta R_r$ 의 비례관계에 의해  $\Delta R_r$ 가 구해지고 슬립각속도의 편차  $\Delta \omega_s$ 이 얻어진다. 따라서 저항의 변화를 고려한 슬립각속도와 회전자 각속도의 합으로 동작각속도가 지령된다. 설치방법등의 단점으로 Nagase에 의한 indirect parameter adaptation algorithm을 사용했다.

그러나 파라미터 보상방법의 계산에서 사용된 변수의 계산과정 중에 오차가 있을 수 있다. [3]-[6] 시뮬레이션 및 실험결과를 만족할 만한 결과를 얻을 수 있었다.

2. 회전자 저항의 보상방법

유도전동기의 회전자저항의 변화는 완전한 벡터제어를 이룰수가 없으므로 이를 보상하여야만 한다. 만약 회전자인덕턴스가 일정하다고 하면 슬립각속도의 명령치에 대한 실제값의 편차  $\Delta \omega_s$ 은

$$\Delta \omega_s = \omega_s - \omega_s^* = \left( \frac{T_r^*}{T_r} - 1 \right) \omega_s \quad (1)$$

$$\frac{T_r^*}{T_r} = \frac{R_r^* + \Delta R_r}{R_r^*} = 1 + \Delta R_r' \quad (2)$$

식 (2)을 (1)에 대입하면

$$\Delta \omega_s = \Delta R_r' \omega_s \quad (3)$$

윗식에서 2차저항의 변화  $\Delta R_r'$ 의 값을 알 수 있다면 그것에 대한 보상이 가능하게 된다. 보상하여 주는 방법은 회전자자속 기준치와 실제의 회전자 자속과의 차이에 비례하여 슬립 주파수를 보정하여 주면되고 실제자속은 3상 유도전동기의 전압과 전류를 검출하여 고정자 좌표속으로 변화시키면 다음과 같다. [7]-[8]

$$\phi_r = \frac{1}{L_m} [ (L_m^2 - L_s L_r) i_s + L_r \int_0^t (\omega_s - R_s i_s) dt ] \quad (4)$$

$$\phi_{r\alpha} = - \frac{L_r}{L_m} [ \{ (L_m^2 - L_s L_r) / L_r \} i_{s\alpha} + \int_0^t (\omega_s - R_s i_{s\alpha}) dt ] \quad (5)$$

$$\phi_{r\beta} = -\frac{L_r}{L_m} \left[ \{ (L_m^2 - L_s L_r) / L_r \} i_{s\beta} + \int_0^t (V_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) \cdot dt \right] \quad (6)$$

$$\phi_r = \sqrt{\phi_{r\alpha}^2 + \phi_{r\beta}^2} \quad (7)$$

그림 1은 자속검출을 위한 블록선도를 나타낸 것으로서 식 (4), (5), (6), 및 (7)에 의해 계산된다.

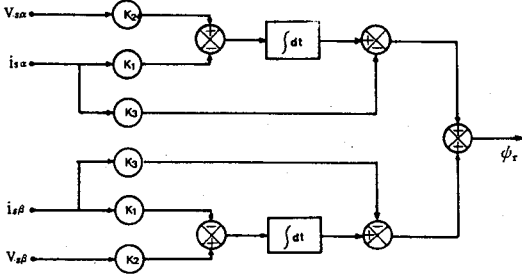


그림 1 자속 검출 회로의 블록 선도  
Fig. 1 Block diagram of flux detection circuit.

또한 실제토크오크  $T_e$ 는 유도전동기의 고정자전압, 전류를 감지하여 다음 식으로 계산되어 검출한다.

$$T_e = \frac{3}{2} P (\phi_{s\alpha} i_{s\beta} - \phi_{s\beta} i_{s\alpha}) \quad (8)$$

$$\phi_{s\alpha} = \int_0^t (V_{s\alpha} - R_1 i_{s\alpha}) \cdot dt \quad (9)$$

$$\phi_{s\beta} = \int_0^t (V_{s\beta} - R_1 i_{s\beta}) \cdot dt$$

식 (8)과 식 (9)을 이용한 실제토크오크 검출회로의 블록선도를 그림 2에 나타낸다.

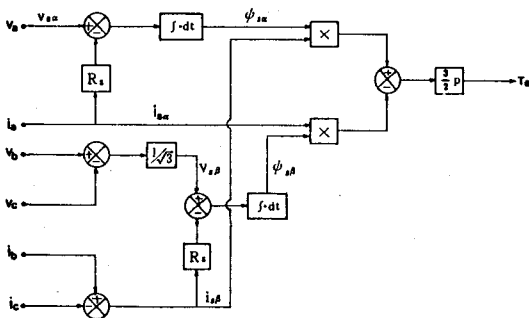


그림 2 토크오크 검출회로의 블록선도  
Fig. 2 Block diagram of torque detecting circuit.

그림 3은 아날로그 연산을 통하여 자속의 양을 구하는 회로를 나타낸 것으로 감지된 고정자 전류와 PT로 얻어진 고정자 전압에 의해 자속의 양을 검출할 수 있다.

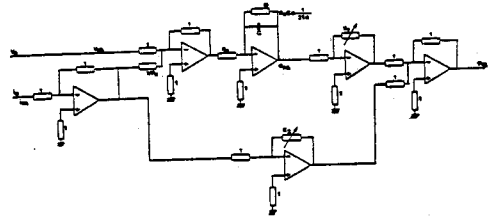
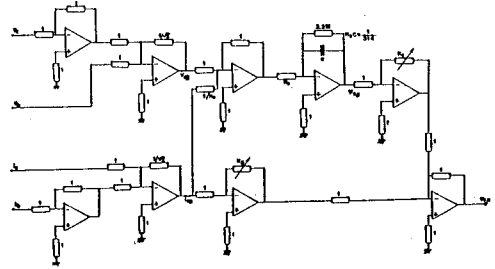


그림 3 회전자 자속계산 회로  
Fig. 3 Rotor flux computation circuit.

### 3. 시간최적 위치제어의 해

일반적으로 유도전동기 위치제어 시스템은 아래와 같이 상태 방정식으로 주어진다.

$$X_1(t) = \Theta(t) - \Theta_{ref}$$

$$X_2(t) = \dot{X}_1(t) = \omega_r \quad \text{이라하고}$$

$$u(t) = i_r \quad \text{라하면}$$

$$\begin{bmatrix} \dot{X}_1(t) \\ \dot{X}_2(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1(t) \\ X_2(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ K_T/J \end{bmatrix} u(t) \quad (10)$$

로 표시된다. 단 여기서  $a = \frac{B}{J}$

시스템을 초기에  $X_2(0)=0$ ,  $X_1(0)=\Theta(0)-\Theta_{ref}$ 의 상태라 하고, 원점에서는  $X_1$ 과  $X_2$ 가 모두 0이 되어야 한다.

즉

$$\begin{bmatrix} x_1(0) \\ x_2(0) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \theta(0) - \theta_{ref} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$\begin{bmatrix} x_1(T) \\ x_2(T) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

제어 입력은 다음과 같이 제한된다.

$$|u(t)| \leq ir_{max}$$

시간 최적제어를 위한 평가함수는

$$J_1 = \int_0^{T^*} dt = T^* \rightarrow \min \quad (13)$$

결국  $T^*$ 를 최소로 하는  $u(t)$ 를 구하는 것이 된다. 시스템의 Hamiltonian 방정식은 다음과 같다.

$$H = 1 + p_1(t)x_2(t) - ap_2(t)x_2(t) + \frac{Kr}{J} p_2(t) u(t) \quad (14)$$

이것을 이용하여 시간 최적제어의 해를 구하면 스위칭 함수는 다음과 같다고 할때

$$S(x(t)) = x_1(t) \frac{x_2(t)}{|x_2(t)|} \frac{1}{a^2} \ln \left( a \left| x_2(t) + \frac{1}{a} \right| \right) + \frac{1}{a} x_2(t) \quad (15)$$

제어 입력  $u(t)$ 는 다음과 같이 구해진다.

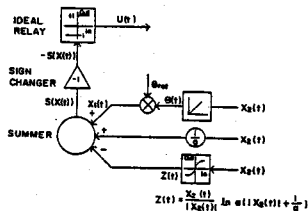
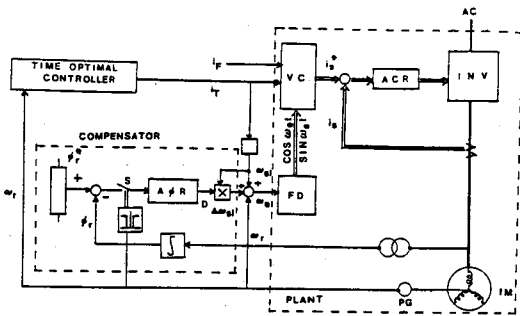


그림 5. 제시된 보상방법  
Fig.5. The proposed compensation method.

$$u(t) = \begin{cases} -ir, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) > 0 \\ +ir, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) < 0 \\ -ir, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) = 0 \\ & \text{and } x_2(t) > 0 \\ +ir, & \text{for } x(t) \text{ such that } S(x(t)) = 0 \\ & \text{and } x_2(t) < 0 \\ 0, & \text{for } x_1(t) = x_2(t) = 0 \end{cases} \quad (20)$$

식 (16)과 회전자 저항의 보상방법을 그림 5에 나타내었다.

#### 4. 하드웨어 구성 및 실험결과

본 연구에서 구성한 유도전동기 위치제어 시스템을 록션도는 그림6과 같다. 마이크로프로세서내에서 제어부우프가 모두 수행된후 등가2상의 기준전류가 인터페이스 회로를 통하여 아날로그 전압형태로 출력된다. 이 기준 2상전류를 제어회로에서 3상전류로 변환시켜 실제 3상전류와 비교한다. 이때 기준전류에 히스테리시스를 주어 두전류를 각 상별로 비교하여 각 상에 대한 PWM파형이 만들어진다.

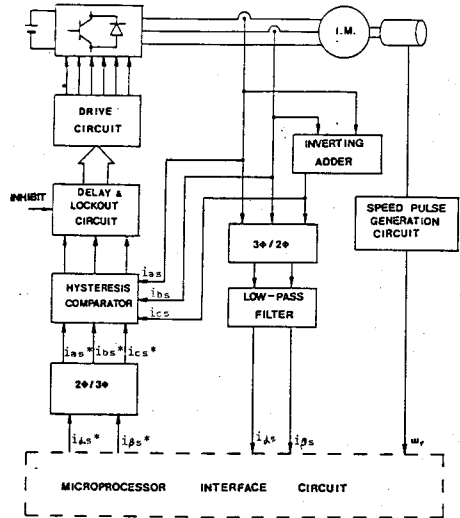
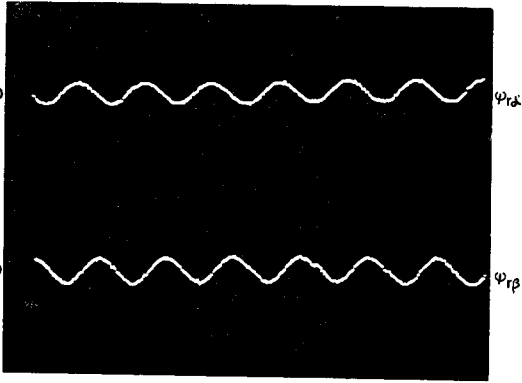
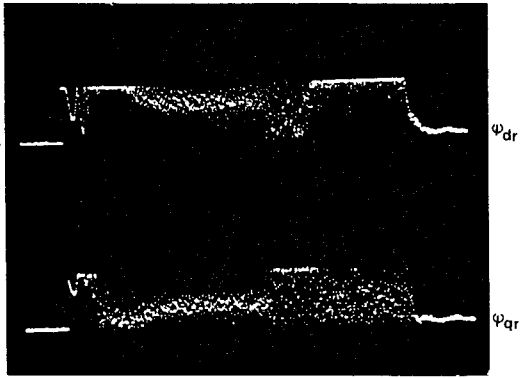


그림6. 인버터의 하드웨어 구성도  
Fig.6. Hardware configuration of Inverter.

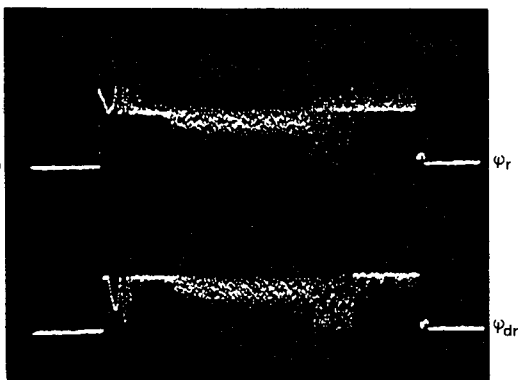
그림7은 본 연구에서 제시한 자속감지 회로를 통하여 D/A컨버터를 관찰한 파형이다. (a)는 고정자 기준축상에서의  $\phi_{nr}$ ,  $\phi_{rc}$  파형이고 (b)는 회전자 기준축상으로 변환하였을때의  $\phi_{dr}$ ,  $\phi_{qr}$  파형이다. 그리고 (c)는 회전자 자속  $\phi_r$ 의 파형이다. 이때 그림 위쪽은  $\phi_r$  파형이고 아래그림은  $\phi_{dr}$  파형을 비교한것이다.



(a)



(b)



(c)

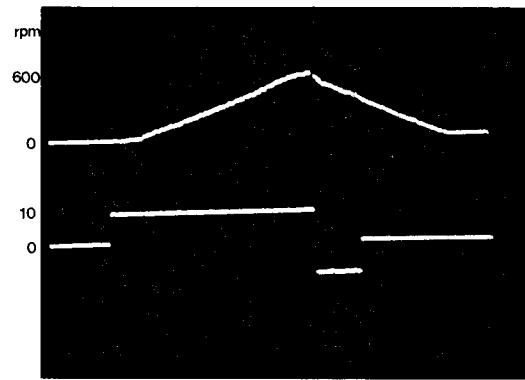
그림7. 회전자 자속파형  
Fig.7. rotor flux waveform.

그림8은 시간최적위치제어를 하는 경우에 있어서 속도 및 제어입력파형을 보인것이다.

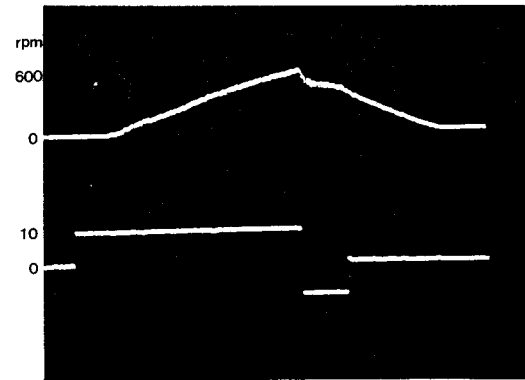
(a)는  $\frac{T_r^*}{T_r} = 1$  인 경우이고 (b)는  $\frac{T_r^*}{T_r} = 1.75$  일때

회전자저항 보상을 한 경우이고 (c)는  $\frac{T_r^*}{T_r} = 1.75$

일때 회전자 저항보상을 하지않은 경우이다.



(a)



(b)

그림8.  $\Theta_{ref}=188[\text{rad}]$ 시에 (a)속도 (b)토크오전류  
Fig.8. The waveforms of (a) speed (b) torque to current.

결 론

본 연구에서는 간접벡터제어-전류제어형 PWM 인버터로 구동되는 3상 유도전동기의 시간위치 제어시스템을 구성하였으며 16bit 마이크로프로세서를 이용하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

1. 유도전동기 온전증 온도상승에 따른 회전자 저항의 변화로 올바른 위치제어를 실현하기가 어려우므로 회전자 저항변화를 보상하는 회로를 제안하여 만족할만한 응답특성을 얻었다.
2. 제시된 방법은 유도전동기 벡터제어부우프에 적용하여 과도시에 우수한 속도성 및 최소시간내에 정밀한 위치제어가 요구되는 산업계에 광범위한 사용이 기대된다.

참 고 문 헌

1. R. Krishnan, Frank C. Doran, "Study of parameter Sensitivity in High Performance Inverter Fed Induction Motor Drive System," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-23, NO. 4, pp. 623-635, July/Aug., 1987.
2. R. Krishnan and P. Pillay, "Parameter Sensitivity in Vector Controlled AC Motor Drives," in *Conf. Record IEEE-IECON'87*, pp. 212-218, 1987.
3. T. Okuyama, et al., "High performance AC motor speed control system using GTO converters," in *Conf. Record IPEC, Tokyo*, pp. 720-707.
4. T. Nagase, "Torque control using the flux derived from magnetic energy in induction motors driven by static converter," in *Conf. Record IPRC, Tokyo, Mar. 1983*, pp. 696-707.
5. Gi. T. Kim, Kyung. S. Kim, Min. H. Park, Chung. Y. Won and Doo. S. Ahn, "Time Optimal Control for Induction Motor Servo System" 19th Annual, *IEEE Power Electronics Specialist Conference, Proceeding PESC'88*, pp. 1053-1062, 1988.
6. R. Krishnan and P. Polly, "Sensitivity Analysis and Comparison of parameter Compensation Schemes in Vector Controlled Induction Motor Drives", *IEEE-IAS-1983 Annual Meeting*, pp. 155-161. 1983.
7. 박민호, 원충연, 김영렬, 김태훈, 김학성, "벡터제어 교류전동기 구동의 파라미터 민감도에 관한 연구", *하계 종합 학술회의 논문집*, pp. 616-621, 1989.
8. S. Sathiakumar, S.K. Biswas and Joseph Vithayathil, "Microprocessor - Based Field Oriented Control of A CSI - Fed Induction Motor Drive", *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. IR-33, pp. 39-43, Feb. 1986.
9. 정필선, "전류제어형 PWM 인버터로 구동되는 유도전동기의 토크제어기에 관한 연구", *박사학위논문, 한양대*, 1988.6.

시뮬레이션 및 실험에 사용된 전동기의 상수

능형	유도 전동기	3상, 4극, 결선
정격	전압	220 V
정격	전류	15 A
출	력	5 HP
속	도	1735 r/min
주	파 수	60 Hz
$R_s = 0.434$	$\Omega$	$R_r = 0.356 \Omega$
$L_s = 0.463$	$\Omega$	$L_r = 0.0557 \Omega$
$M = 0.0546$	$\Omega$	$J = 0.21 \text{ Kg.m}^2$
$B = 0.019$	$\text{Kg.m}^2/\text{sec}$	