

고정자 전류와 자속의 오차를 이용한 벡터제어 유도전동기의 회전자 시정수 보상

Rotor Time Constant Compensation of Vector Controlled Induction Motor Using Stator Current and Flux Error

김 우 현, 박 철 우, 임 성 운, 권 우 현
(Woo-Hyun Kim, Chul-Woo Park, Sung-Woon Im, and Woo-Hyun Kwon)

Abstract : It is proposed that the rotor time constant and inductance are compensated at the same time in the indirect vector control method of an induction motor. The proposed scheme compensates the rotor time constant using the difference between the Q-axis real stator current and estimated current that is calculated from the terminal voltage and current, and compensates inductance by using the difference between the D-axis real stator flux and estimated stator flux in the synchronous rotating reference frame. Although the rotor time constant and inductance vary at once, the proposed method compensates the rotor time constant and inductance with accuracy. In addition to, two variables can be compensated not only at the steady state condition, but also at the transient state, where the torque varies in a rectangular pulse waveform. Therefore, the performance of vector control is greatly improved as verified by experiment.

Keywords : induction motor, indirect vector control, rotor time constant and inductance

I. 서론

유도전동기의 벡터제어에 대한 꾸준한 연구결과로 최근 각종 로봇 및 CNC 등의 정밀한 서보제어성능이 요구되는 시스템에서도 유도전동기의 사용이 증가되어 가고 있다. 유도전동기를 서보용으로 사용하기 위해서는 고속의 제어 회로를 이용한 벡터제어가 필수적이며, 벡터제어는 주로 구조가 간단하고 경제적인 간접벡터제어가 많이 사용된다. 간접벡터제어는 회전자속도와 전동기의 회로변수를 사용하여 회전자 자속의 위치를 간접적으로 추정하므로 정확한 벡터제어를 위해서는 사용되는 전동기의 회로변수를 정확하게 알고 있어야 한다[1-3]. 그러나 유도전동기의 회로변수는 전동기 운전중에 온도변화 및 자속의 변화에 의해 달라지므로 이를 정확히 찾아내어 보상해야만 완벽한 벡터제어성을 유지할 수 있다. 따라서 유도전동기의 운전중에 온라인으로 시정수의 변화를 보상할 수 있는 방법에 대한 연구가 여러 방향으로 활발하게 진행되어오고 있다[4-7].

이 방법들 중 대표적으로 Matsuo의 테스트 전류를 주입하는 방법[4]은 부가적인 회로로 인한 하드웨어의 복잡성이 증대되고, 기자력에 의한 간섭으로 토크에 맥동이 나타난다는 단점이 있고, Chan의 방법[5]은 고정자 및 회전자 전압 방정식에서 축변환을 통해 회전자 저항을 직접 계산했으나, 정상상태에서만 보상이 가능하다. Garces[6]는 무효전력을, Vukosavic[7]은 회전자 자속을 이용하여 기준함수를 만들고 모델기준 적응제어(Model Reference Adaptive Control: MRAC)를 이용하여 회전자 시정수를 추정하였다. 그러나, 이 방법들은 회전자 시정수의 변화만을 보상하는 방법들로서, 유도전동기의 또 하나의 중요한

계수인 인덕턴스가 변할 때에는 회전자 시정수의 보상 성능이 현저히 떨어지게 되고 선형적인 토크제어를 할 수 없게 된다.

본 논문에서는 회전자 시정수와 인덕턴스의 변화를 동시에 온라인으로 보상할 수 있는 방법을 제안한다. 회전자 시정수의 보상은 고정자의 전압과 전류로부터 추정된 Q축 고정자 전류와 실제 고정자 전류와의 차이를 이용한다. 계산된 전류오차는 회전자 시정수의 오차에 근사적으로 일차 비례하므로 보상시 수렴속도가 빠르고 부하변화에 둔감하며, 정상상태는 물론 과도상태에서도 좋은 보상특성을 얻을 수 있다. 또한 인덕턴스의 보상은 동기좌표계에서 추정한 D축 고정자 자속과 실제 고정자 자속의 차이를 이용한다. 고정자 자속의 오차와 D축 고정자 전류의 비가 인덕턴스의 오차로 근사적으로 표현되므로 빠른 수렴속도를 나타낸다. 따라서 제안한 방법은 회전자 시정수와 인덕턴스가 동시에 변화하는 상황에서도 효과적으로 두 가지 회로변수 모두를 정확히 보상하므로 벡터제어 성능을 향상시킬 수 있다. 본 논문에서 제안한 알고리즘의 타당성을 모의실험과 실험을 통해 확인한다.

II. 본론

1. 간접벡터제어

유도전동기의 동기좌표계에서의 고정자 전류는 (1)과 같이 회전자 자속과 전동기 회로변수들로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} i_{qs}^e \\ i_{ds}^e \end{bmatrix} = \frac{1}{L_m} \begin{bmatrix} 1 & \omega_{sl} T_r \\ -\omega_{sl} T_r & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} + \frac{T_r}{L_m} p \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} \quad (1)$$

유도전동기의 출력토크를 선형제어하기 위한 벡터제어는 회전자 자속각을 직접 측정하거나 추정하여 전동기 내에서 자속전류와 토크전류를 분리시켜 제어하는 방법이다.

(1)을 사용하여 회전자 자속의 위치를 추정하는 간접벡터 제어에서는 추정된 회전자 자속을 동기좌표계의 D축과 정확하게 일치시키면 (2)를 만족하게되어 자속과 토크를 분리 제어할 수 있다.

$$\lambda_{qr} = p\lambda_{qr} = 0 \quad (2)$$

(2)의 조건들을 이용하여 벡터제어를 만족시키는 자화전류, 토크 전류 및 슬립의 명령치를 구해 보면 (3)~(5)와 같다.

$$i_{ds}^{e*} = \frac{1}{L_m} \left(\lambda_r^* + T_r \frac{d\lambda_r^*}{dt} \right) \quad (3)$$

$$i_{qs}^{e*} = \frac{2}{3} \frac{2}{P} \frac{L_m + L_b}{L_m} \frac{T_e^*}{\lambda_r^*} \quad (4)$$

$$\omega_{sl}^* = \frac{L_m r_r}{L_m + L_b} \frac{i_{qs}^{e*}}{\lambda_r^*} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}^{e*}}{\lambda_r^*} \quad (5)$$

여기서, λ_r^* 는 자속명령치로 λ_{dr} 이며, T_e^* 는 토크 명령치이다. 그리고, P 는 전동기의극수, $T_r = (L_m + L_b)/r_r$ 은 회전자 시정수이다. (3)~(5)에서 전동기의 회로변수를 알고 λ_r^* 를 상수로 설정한다면, i_{ds}^{e*} 와 자속이, i_{qs}^{e*} 와 토크가 1차 비례하게되어 토크의 선형제어가 가능함을 알 수 있다.

동기좌표계로 표현된 자화전류 명령치 i_{ds}^{e*} 와 토크전류 명령치 i_{qs}^{e*} 를 w_{sl}^* 과 w_r 을 이용하여 고정자축으로 DQ 역변환을 하여 순시적인 3상 전류명령치를 계산하고, 이를 CRPWM 인버터에 인가하면 유도전동기를 벡터제어할 수 있으며, 그림 1에 그 블록도를 표시하였다.

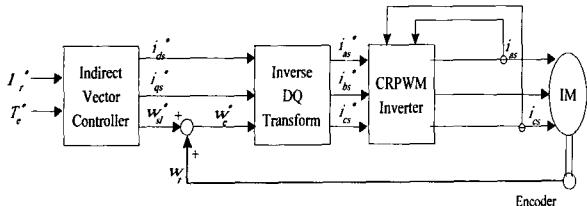


그림 1. 유도전동기 간접벡터제어 시스템 블록도.

Fig. 1. The block diagram of induction motor indirect vector control system.

그림 1과 (3)~(5)에서 알 수 있듯이 자속과 토크명령에 대해 전류명령치와 w_{sl}^* 를 계산하는데, 만일 회전자 시정수에 오차가 있다면 잘못된 w_{sl}^* 을 계산하게 된다. 그 결과 자속의 위치 추정에 오차가 생기게 되므로 DQ 역변환에 의해 얻어지는 각 상전류의 제어값이 잘못되어 정확한 벡터제어가 불가능하게 된다.

2. 회전자 시정수의 보상

본 논문에서는 정확한 회전자 시정수를 얻기 위하여 고정자 전류오차법을 이용한다. 이 방법은 유도전동기의 단자 전압과 전류로부터 회전자 자속을 계산하고, 이를 이용

해 Q축 고정자 전류를 추정한 후, 실제 전류명령과 차이가 최소화 되도록 실시간으로 회전자 시정수를 보상하는 방법이다.

먼저, (1)로부터 동기좌표계에서 Q축 고정자 전류는 (6)과 같다.

$$i_{qs}^e = \frac{1}{L_m} (\lambda_{qr}^e + \omega_{sl} T_r \lambda_{dr}^e) + \frac{T_r}{L_m} p\lambda_{qr}^e \quad (6)$$

한편, 실제 전류명령치를 구하기 위해 고정자 전압과 전류로부터 (7)~(9)를 이용해 정지좌표계의 회전자 자속을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qs}^s \\ \lambda_{ds}^s \end{bmatrix} = \int \left(\begin{bmatrix} v_{qs}^s \\ v_{ds}^s \end{bmatrix} - r_s \begin{bmatrix} i_{qs}^s \\ i_{ds}^s \end{bmatrix} \right) dt \quad (7)$$

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{ds}^s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{ds}^s \quad (8)$$

$$\lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} \lambda_{qs}^s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_{qs}^s \quad (9)$$

(8), (9)로 얻어진 정지좌표계의 회전자 자속값을 동기좌표계의 값으로 바꾸기 위한 축변환 식은 (10)과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{qr}^e \\ \lambda_{dr}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{qr}^s \\ \lambda_{dr}^s \end{bmatrix} \quad (10)$$

여기서, $\theta = \int_0^t \omega_e(\xi) d\xi$ 이고, 회전자 자속의 순시적인 위치를 나타낸다.

(7)~(10)을 사용하여 전동기 회로변수와 단자 전압, 전류로부터 얻어진 회전자 자속과 회전자 시정수 초기치 T_r^* 를 이용하여, (6)으로부터 Q축 고정자 전류를 추정해 보면 (11)과 같다.

$$\widehat{i}_{qs}^e = \frac{1}{L_m} (\lambda_{qr}^e + \omega_{sl} T_r^* \lambda_{dr}^e) + \frac{T_r^*}{L_m} p\lambda_{qr}^e \quad (11)$$

회전자 시정수를 보상하기 위한 오차신호 E_s 를 $(i_{qs}^e - \widehat{i}_{qs}^e)$ 로 두면, 오차신호는 (4)의 토크 명령치 전류와 (11)로부터 얻어지는 추정전류의 차가된다. 또한 수식적으로 오차신호는 (12)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} E_s &= i_{qs}^e - \widehat{i}_{qs}^e \\ &= \frac{1}{L_m} (\lambda_{qr}^e + \omega_{sl} T_r \lambda_{dr}^e + T_r p\lambda_{qr}^e) \\ &\quad - \frac{1}{L_m} (\lambda_{qr}^e + \omega_{sl} T_r^* \lambda_{dr}^e + T_r^* p\lambda_{qr}^e) \\ &= \frac{1}{L_m} (T_r - T_r^*) \omega_{sl} \lambda_{dr}^e + \frac{1}{L_m} (T_r - T_r^*) p\lambda_{qr}^e \end{aligned} \quad (12)$$

(12)는 자속의 미분이 포함된 미분항과 비미분항으로 분리되는데, 벡터제어가 정확히 될 경우와 정상상태일 경우는 동기좌표계에서 Q축 회전자 자속의 미분은 0이 된다. 따라서 오차신호는 회전자 시정수의 오차값에 대하여 일

차함수의 형태로 나타난다. 만일 회전자 시정수가 변화되어 정확한 벡터제어가 이루어지지 않는 경우라도 미분항은 비미분항에 비해 그 값을 무시할 수 있을 정도로 충분히 적으므로 미분항을 무시할 수 있어 오차신호는 (13)과 같이 근사화가 가능하다[10].

$$E_s \approx \frac{\lambda_{dr}^e \omega_{sl}}{L_m} (T_r - T_r^*) \quad (13)$$

또한 오차신호의 부호는 토크 명령치의 부호에 따라 달라지므로 그 영향을 고려한 오차신호는 (14)와 같다.

$$\begin{aligned} E_s &= \text{sgn}(\omega_{sl} \lambda_{dr}^e) (i_{qs}^e - i_{qs}^e) \\ &\approx \frac{1}{L_m} |\omega_{sl} \lambda_{dr}^e| (T_r - T_r^*) \end{aligned} \quad (14)$$

(14)에서 $|\omega_{sl} \lambda_{dr}^e| / L_m$ 중 슬립주파수의 절대값 $|\omega_{sl}|$ 은 토크 명령에 따라 그 값이 변하고 나머지 $|\lambda_{dr}^e| / L_m$ 은 상수에 가까우므로 오차신호를 $|\omega_{sl}|$ 로 나눠주면 토크 명령의 크기에 관계없이 비례 및 적분이득을 고정할 수 있다. 그러나 오차신호를 $|\omega_{sl}|$ 로 나눠줄 때 $|\omega_{sl}|$ 의 값이 0 이 될 수 있으므로 정격토크의 1%정도의 토크 명령이 주어졌을 때 발생되는 슬립명령치보다 작은 적당한 값 ϵ 을 $|\omega_{sl}|$ 에 더한 후 오차신호를 나누어준다.

그림 2는 본 논문에서 이용한 고정자 전류오차법을 이용한 회전자 시정수 보상 블록도이다. 이 방법은 전류오차를 이용해서 구한 오차신호가 회전자 시정수의 오차값에 대하여 일차함수의 형태로 나타나므로 빠른 수렴특성을 가진다. 또한 정상상태가 아닌 일반적인 경우에 기초해서 전개한 수식을 이용하므로 정상상태 뿐만 아니라 과도상태에서도 좋은 수렴특성을 나타낸다.

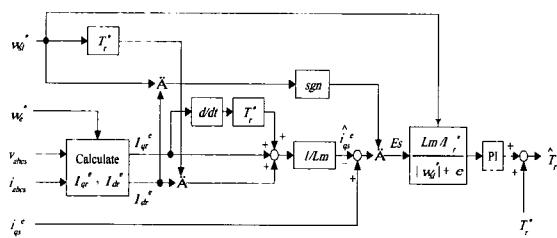


그림 2. 오차신호 계산 블록도.

Fig. 2. The block diagram of error signal calculation.

여기서 (14)의 오차신호를 구성하는 고정자 전류 추정치는 (11)에서 보는 것처럼 회전자 자속이 필요하다. 또한 회전자 자속은 (8), (9)에서 보는 것처럼 인덕턴스 값이 필요한데, 인덕턴스는 전동기 운용중의 온도변화에는 민감하지 않지만, 자속명령치에 따라 변화되는 성분이다[8,9]. 따라서 인덕턴스의 변화성분을 고려하지 않고 고정된 값으로 회전자 시정수를 계산한다면 회전자 자속의 계산이 잘못되어 고정자 전류의 추정에 오차가 발생하므로 정확한 회전자 시정수의 보상을 할 수 없게 된다. 또한 자화전류,

토크전류 및 슬립주파수 명령치의 계산에도 인덕턴스가 이용되므로, 벡터제어의 성능 향상을 위해서는 인덕턴스의 보상이 반드시 필요하다.

3. 인덕턴스의 보상

유도전동기의 고정자나 회전자 인덕턴스는 각각 누설 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 합으로 나타낼 수 있다. 일반적으로 누설 인덕턴스는 고정자 전압, 고정자 전류, 회전자 자속, 온도의 변화에 무관한 일정한 값을 갖고 있으며, 상호 인덕턴스에 비해 매우 작은 값을 가진다[8,9]. 따라서 상호 인덕턴스를 정확히 추정할 수 있다면 고정자 인덕턴스와 회전자 인덕턴스는 추정한 상호 인덕턴스에 누설 인덕턴스를 더하여 구할 수 있다. 본 논문에서는 상호 인덕턴스를 추정하기 위해 동기좌표계에서의 D축 고정자 자속과 전류를 이용하는 방법을 이용한다[9].

유도전동기의 D축 고정자 자속 방정식을 (15)에 나타내었다.

$$\lambda_{ds}^e = (L_m + L_s) i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (15)$$

상호 인덕턴스의 추정치 \widehat{L}_m 과 (15)를 이용하여 동기좌표계에서의 D축 고정자 자속을 추정하면 (16)과 같다. 실제 동기좌표계에서의 D축 고정자 자속은 (7)로 구한 정지좌표계에서의 고정자 자속을 축변환을 하여 구할 수 있고, 이를 (17)에 나타냈다.

$$\widehat{\lambda}_{ds}^e = (\widehat{L}_m + L_s) i_{ds}^e + \widehat{L}_m i_{dr}^e \quad (16)$$

$$\lambda_{ds}^e = \int (v_{qs}^s - r_s i_{qs}^s) dt \sin \theta + \int (v_{ds}^s - r_s i_{ds}^s) dt \cos \theta \quad (17)$$

(17)에는 고정자 전압, 전류와 고정자 저항만이 이용되므로, 상호 인덕턴스의 오차와는 무관한 실제 고정자 자속을 계산할 수 있다. 누설 인덕턴스 L_s 는 상호 인덕턴스 L_m 에 비하여 절대 크기도 적을 뿐만 아니라 변화량도 적으므로 누설 인덕턴스의 변화 성분을 무시할 수 있다. 따라서, 실제 고정자 자속과 (16)에서 추정한 고정자 자속의 차를 구하면 (18)과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e - \widehat{\lambda}_{ds}^e &= (L_m - \widehat{L}_m) i_{ds}^e + (L_m - \widehat{L}_m) i_{dr}^e \\ &= (L_m - \widehat{L}_m) (i_{ds}^e + i_{dr}^e) \end{aligned} \quad (18)$$

그림 3은 토크와 상호 인덕턴스의 변동에 따른 i_{dr}^e 의 변동을 나타낸 것이다. 상호 인덕턴스가 실제 값의 ±40%의 오차를 가지고 있을 때, 토크 명령치를 0.3, 0.5, 0.7 [N·m]로 변화하면서 모의실험한 결과이다. 상호 인덕턴스의 오차가 없고 벡터제어가 정확히 될 때는 i_{dr}^e 가 0이 되고, 토크와 상호 인덕턴스의 오차가 증가할수록 i_{dr}^e 에 대한 i_{dr}^e 의 크기가 증가하지만 5%이내의 값을 가지는 것을 볼 수 있다. 일반적으로 상호 인덕턴스는 동작 조건에 따라 변동하는 범위가 30% 이내로 알려져 있으므로, i_{dr}^e 의 변화는 i_{ds}^e 의 변화에 비해 5% 이내가 되어 무시할 수 있다. 따라서 (18)을 상호 인덕턴스 변화에 대한 식으로 정리하고, i_{dr}^e 항을 무시하면 (19)와 같이 상호 인덕턴스를 추정

할 수 있다.

$$L_m = \widehat{L}_m + \frac{\lambda_{ds}^e - \widehat{\lambda}_{ds}^e}{i_{ds}^e + i_{dr}^e} \approx \widehat{L}_m + \frac{\lambda_{ds}^e - \widehat{\lambda}_{ds}^e}{i_{ds}^e} \quad (19)$$

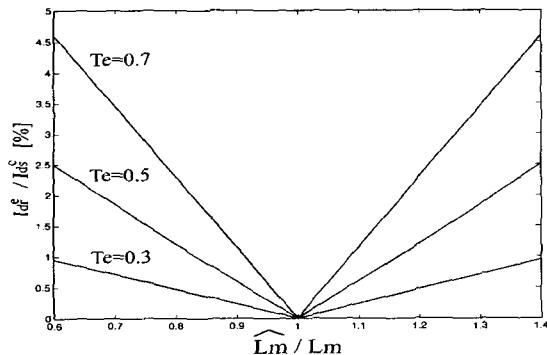


그림 3. 토크와 L_m 의 오차에 따른 i_{dr}^e 의 변동.

Fig. 3. The variation of i_{dr}^e according to torque and error of L_m .

그림 4는 (19)를 이용하여 인덕턴스를 보상하는 블록도이다. 추정한 L_m 을 이용하면 회전자 시정수가 변함과 동시에 인덕턴스가 변화 하더라도 두 변수의 정확한 보상이 가능하므로 벡터제어의 성능을 향상시킬 수 있다. 그림 5는 회전자 시정수와 인덕턴스를 동시에 보상하는 유도전동기 간접 벡터제어 시스템의 블록도이다.

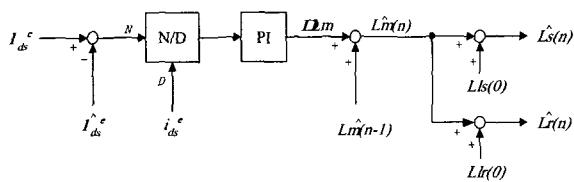


그림 4. 인덕턴스 보상 블록도.

Fig. 4. The block diagram of inductance compensation.

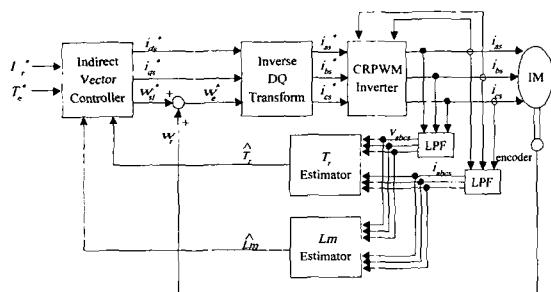


그림 5. 회전자 시정수와 인덕턴스를 동시에 보상하는 유도전동기의 벡터제어 시스템 블록도.

Fig. 5. The block diagram of induction motor vector control system with rotor time constant and inductance compensation simultaneously.

III. 실험

1. 모의실험

모의실험을 위하여 MATLAB의 SIMULINK를 이용해 유도전동기 및 벡터제어기를 모델링한 후 본 논문에서 제시하는 알고리즘을 이용한 회전자 시정수 보상 블록을 구현하였다. 본 논문의 모의실험과 실험에서 사용한 유도전동기의 정격과 회로변수를 표 1에 나타내었다.

표 1. 유도전동기 회로변수.

Table 1. Parameters of induction motor.

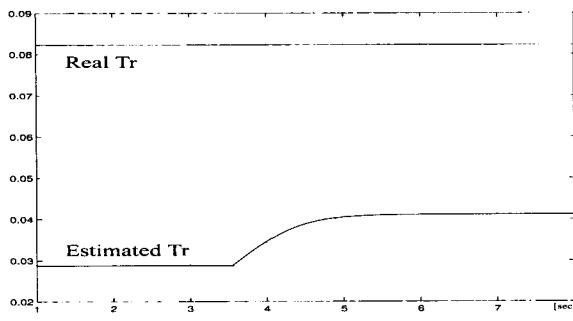
정격출력	1 [Hp]	고정자저항 (r_s)	2.5 [Ω]
정격전압	220 [V]	회전자저항 (r_r)	1.95 [Ω]
정격전류	3 [A]	고정자 누설인덕턴스(L_s)	0.0075 [H]
정격주파수	60 [Hz]	회전자 누설인덕턴스(L_r)	0.0075 [H]
극 수	4	상호인덕턴스 (L_m)	0.153 [H]

모의실험은 초기에 잘못된 회로변수를 사용하여 벡터제어를 한 후, 본 논문에서 제안된 보상방법을 사용하여 3.5초부터 보상을 하여 원래의 정확한 회로변수로 수렴함을 보였다.

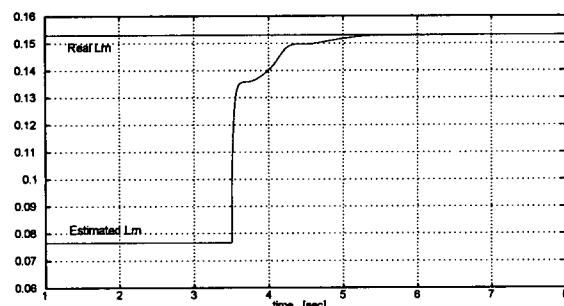
그림 6은 초기에 회전자 저항은 1.5배, 상호 인덕턴스는 0.5배의 값을 가지고 있고 상호 인덕턴스의 오차는 고려하지 않고서 회전자 시정수만을 보상했을 때의 모의실험 결과이다. 그림 6(a)에서 회전자 시정수는 초기에 설정된 27.4m[sec]에서 약 42m[sec]까지 증가하는 것을 볼 수 있지만, 상호 인덕턴스의 오차 때문에 실제 회전자 시정수인 82.3m[sec]까지는 보상하지 못한다. 그림 6(b)에서는 보상 후에 실제 토크가 조금 개선되었지만 토크 명령치와는 많은 차이가 있음을 알 수 있고, 그림 6(c)에서 D축 회전자 자속이 주어진 자속명령치인 0.32[Wb]에 가까워지고, Q축 회전자 자속은 0에 조금 가까워졌지만, 여전히 회전자 시정수를 보상하지 못한 만큼의 오차가 존재한다. 따라서, 유도전동기 벡터제어의 성능향상을 위해서는 인덕턴스의 보상이 반드시 필요함을 알 수 있다.

그림 7은 초기에 회전자 저항은 1.5배, 상호 인덕턴스는 0.5배로 하고 두 회로변수를 동시에 보상하는 파형이다. 보상을 시작한 후 회전자 저항과 상호 인덕턴스가 각각의 회로변수 값으로 수렴해 가는 것을 그림 7(a)와 7(b)에서 볼 수 있다. 각각의 회로변수가 정확한 값으로 수렴해 갈수록 그림 7(c)의 실제 토크가 토크 명령치를 잘 추종하고, 그림 7(d)의 Q축 회전자 자속이 0으로 되고, D축 회전자 자속이 명령치인 0.32[Wb]로 수렴해감을 볼 수 있다. 즉, 회전자 시정수와 상호 인덕턴스가 동시에 온라인으로 보상이 되며, 따라서 정확한 벡터제어가 이루어짐을 알 수 있다.

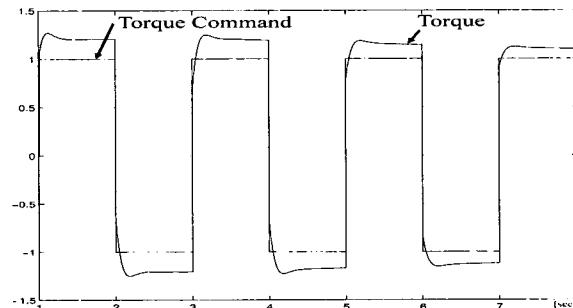
그림 8은 초기에 회전자 저항은 0.5배, 상호 인덕턴스는 1.5배로 하고 동시에 두 회로변수를 보상하는 파형이다. 그림 8(a)와 8(b)에서도 회로변수들이 실제 값들로 수렴해 가는 것을 볼 수 있다. 초기에 설정한 회전자 시정수가



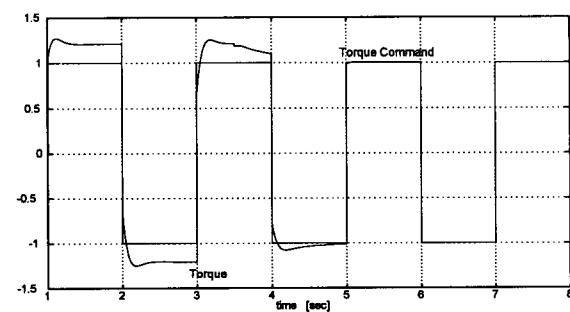
(a) Rotor time constant



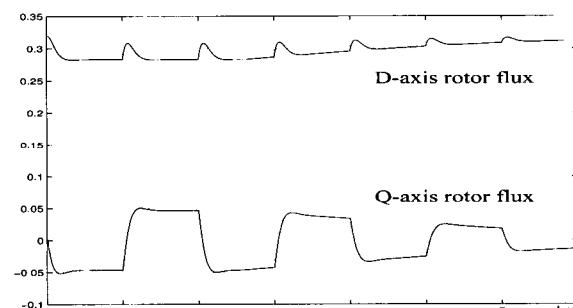
(b) Mutual inductance



(b) Torque command and torque



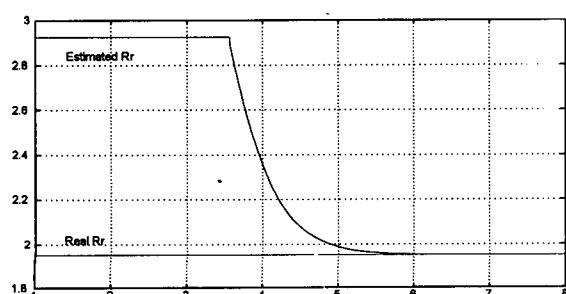
(c) Torque command and torque



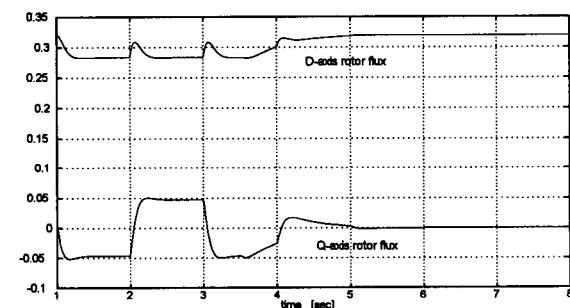
(c) D-axis and Q-axis rotor flux

그림 6. 회전자 시정수만을 보상하는 벡터제어 ($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).

Fig. 6. Vector control with compensation of the only rotor time constant ($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).



(a) Rotor resistance



(d) D-axis and Q-axis rotor flux

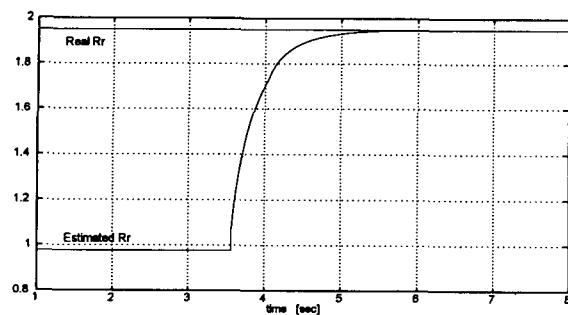
그림 7. 회전자 시정수와 상호 인덕턴스를 동시에 보상하는 벡터제어 ($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).

Fig. 7. Vector control with compensation of rotor time constant and mutual inductance simultaneously ($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).

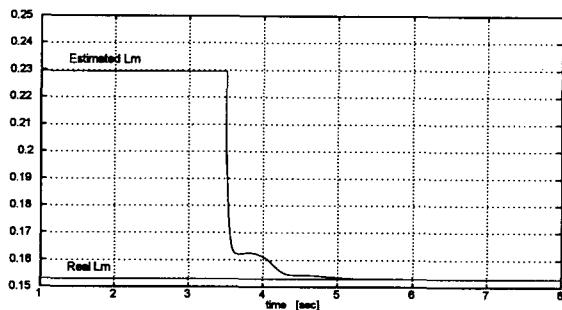
246.9m[sec]로 실제 값인 82.3m[sec]보다 크기 때문에 실제 토크가 초기에는 토크 명령치보다 작지만 보상을 시작한 후 명령치에 수렴하는 것을 그림 8(c)에서 볼 수 있다. 또한 그림 8(d)에서 Q축 회전자 자속이 보상 후 0에 가까워짐을 볼 수 있다. 즉, 회전자 시정수와 인덕턴스가 온라인으로 보상되므로 벡터제어가 충실히 수행됨을 알 수 있다.

2. 실험

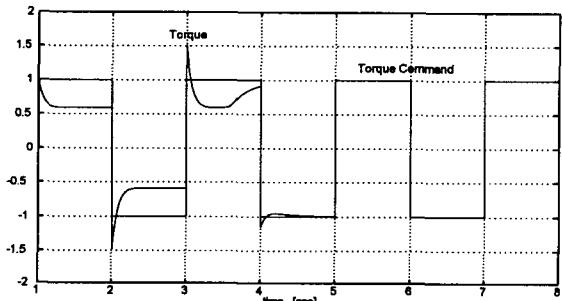
실험시스템의 블록도는 그림 9와 같다. 시스템의 구성은 TMS320C30 DSP를 이용한 CPU보드, 속도검출을 위해



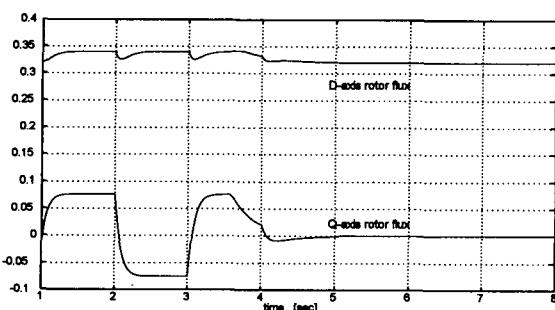
(a) Rotor resistance



(b) Mutual inductance



(c) Torque command and torque



(d) D-axis and Q-axis rotor flux

그림 8. 회전자 시정수와 인덕턴스를 동시에 보상하는 벡터제어($r_r = 0.5 \times r_r^*$, $L_m = 1.5 \times L_m^*$).Fig. 8. Vector control with compensation of rotor time constant and mutual inductance simultaneously($r_r = 0.5 \times r_r^*$, $L_m = 1.5 \times L_m^*$).

1024 PPR의 엔코더와, 단자 전압과 전류의 검출을 위한 저역통과필터와 12 비트 A/D 변환기, 유도전동기와 이를 구동하기 위한 인버터로 되어 있다.

회전자 시정수의 보상에는 자속이 이용되는데, 저속에서는 자속의 계산이 어렵다는 근본적인 문제점이 있다 [11-14]. 실험상에서 (6)을 이용한 고정자 자속의 계산에는 순수적분기 사용에 따른 문제점이 존재한다. 역기전력에 포함된 DC offset 성분이 아무리 적더라도 결국 포화되며, 특히 전압의 크기가 작아지는 저속에서는 문제가 더 심각해진다. 따라서, 제안한 방법은 모의실험 상에서는 속도에 영향을 받지 않으나, 실험상에서는 저속영역에서 자속의 계산 문제로 인한 오차를 가지게 된다.

본 논문에서는 저속에서 자속 계산 문제점을 피하기 위해 토크명령을 속도가 700rpm이 되면 -0.5[Nm]를 주고, 속도가 떨어져서 400rpm이 되면 0.5[Nm]를 주어서 속도가 400rpm에서 700rpm사이에서 가감속을 반복하여 토크 명령이 구형파가 되도록 실험조건을 설정하였다. 이 때 주어진 자속명령치는 0.32[Wb]이다.

실험에서는 잘못된 회로변수를 사용하였더라도 본 논문에서 제안된 보상방법을 사용하여 보상을 시작하면 모의 실험에서와 동일한 특성으로 원래의 정확한 회로변수로 수렴함을 보였다.

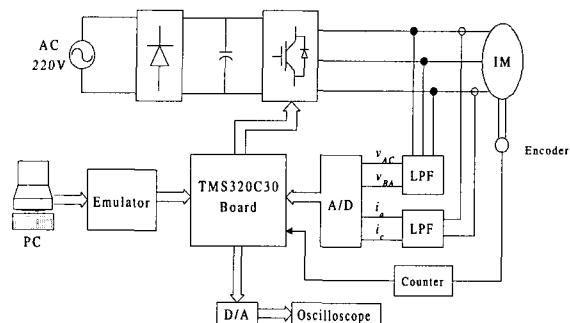
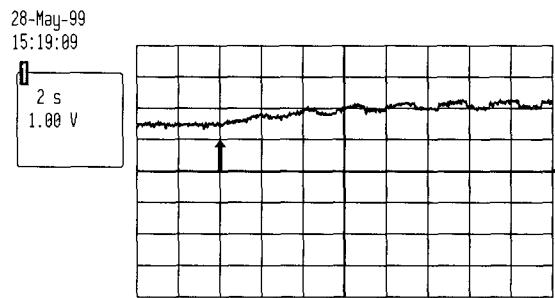


그림 9. 유도전동기 벡터제어 실험 시스템의 블록도.

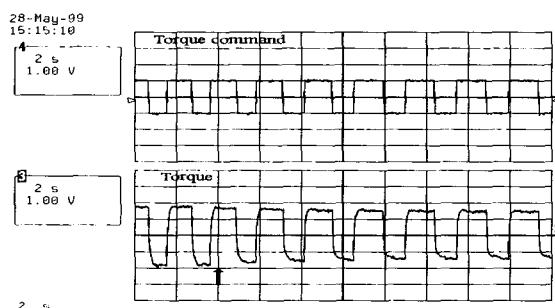
Fig. 9. The experiment block diagram of induction motor indirect vector control system.

그림 10는 초기에 회전자 저항은 1.5배, 상호 인덕턴스는 0.8배의 값을 가지고 있고 상호 인덕턴스의 오차는 고려하지 않고서 회전자 시정수만을 보상했을 때의 결과이다. 각 그림의 화살표는 보상을 시작한 시점을 나타낸다. 그림 10(a)에서 회전자 시정수는 초기에 설정된 41.8m[sec]에서 약 60m[sec]까지 증가하는 것을 볼 수 있지만, 상호 인덕턴스의 오차 때문에 실제 회전자 시정수인 82.3m[sec]까지는 보상하지 못한다. 그림 10(b)의 토크 파형과 그림 10(c)의 회전자 자속 파형에서 벡터제어가 제대로 되지 않는 것을 알 수 있다.

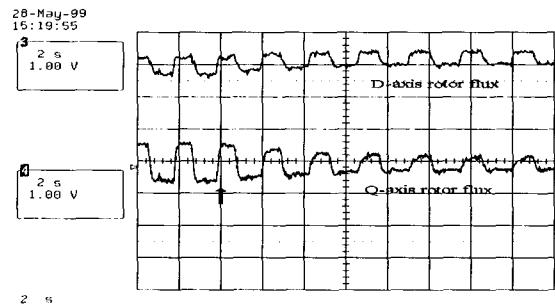
그림 11은 초기에 회전자 저항은 1.5배, 상호 인덕턴스는 0.5배로 하고 두 회로변수를 동시에 보상하는 파형이다. 보상을 시작한 후 회전자 저항과 상호 인덕턴스가 표 1에 있는 각각의 회로변수 값으로 수렴해 가는 것을 그림



(a) Rotor time constant(0.03s/div)



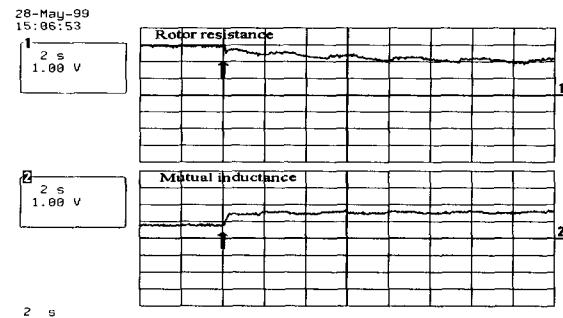
(b) Torque command and torque(0.5Nm/div)



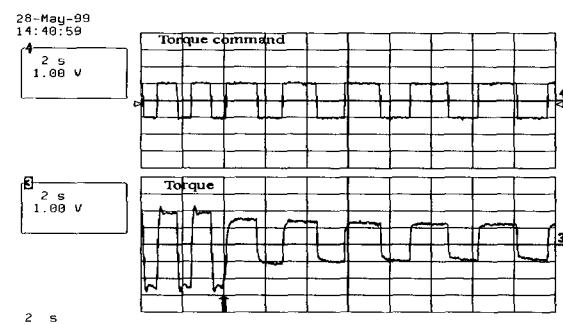
(c) D-axis and Q-axis rotor flux(0.1Wb/div)

그림 10. 회전자 시정수만을 보상하는 벡터제어 ($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.8 \times L_m^*$).Fig. 10. Vector control with compensation of the only rotor time constant($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.8 \times L_m^*$).

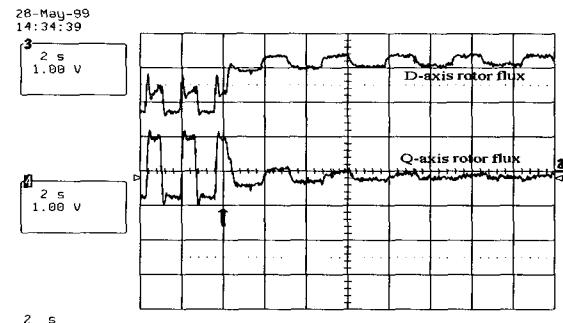
그림 11(a)에서 볼 수 있다. 그리고, 그림 11(b)의 토크와 그림 11(c)의 회전자 자속 파형으로 회전자 시정수와 상호 인덕턴스가 동시에 온라인으로 보상이 되며, 따라서 정확한 벡터제어가 이루어짐을 알 수 있다. 한편, 토크 명령을 펄스 형으로 가변 시키는데, 이때 속도는 증감을 반복하게 되므로 DC 링크전압은 변동하게 된다. 그림 11(c)의 회전자 자속은 (6)-(9)를 이용하여 계산한 것이다. (6)을 이용할 때 전압을 측정하여야 하는데, 이때 DC 링크전압의 변동에 의한 영향이 D축 회전자 자속에 약간의 맥동으로 발생한다.



(a) Rotor resistance (1Ω/div) and mutual inductance (0.1H/div)



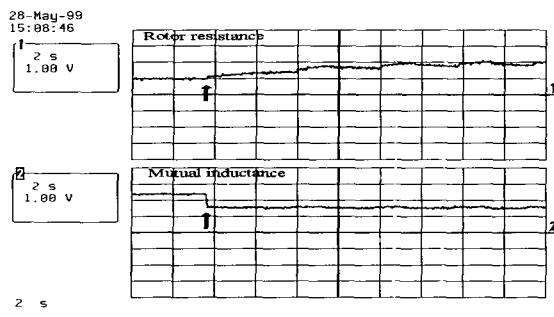
(b) Torque command and torque(0.5Nm/div)



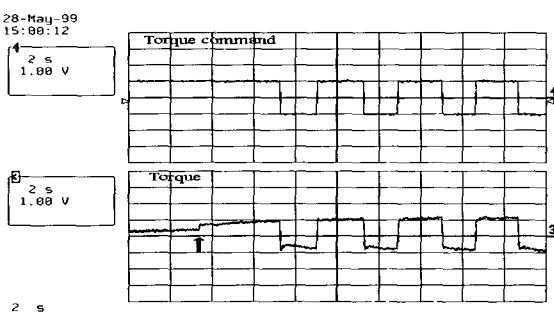
(c) D-axis and Q-axis rotor flux(0.1Wb/div)

그림 11. 회전자 시정수와 상호 인덕턴스를 동시에 보상하는 벡터제어($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).Fig. 11. Vector control with compensation rotor time constant and mutual inductance simultaneously($r_r = 1.5 \times r_r^*$, $L_m = 0.5 \times L_m^*$).

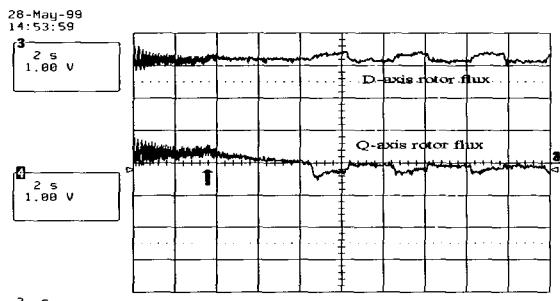
그림 12는 초기에 회전자 저항은 0.5배, 상호 인덕턴스는 1.5배로 하고 동시에 두 회로변수를 보상하는 파형이다. 그림 12(a)도 역시 회로변수들이 실제 값들로 수렴해 가는 것을 볼 수 있다. 그림 12(b),(c)의 토크와 회전자 자속 파형에서 회전자 시정수와 인덕턴스의 보상과 벡터제어가 충실히 수행됨을 알 수 있다.



(a) Rotor resistance(1Ω/div) and mutual inductance (0.1H/div)



(b) Torque command and torque(0.5Nm/div)



(c) D-axis and Q-axis rotor flux(0.1Wb/div)

그림 12. 회전자 시정수와 인덕턴스를 동시에 보상하는 벡터제어($r_r = 0.5 \times r_r^*$, $L_m = 1.5 \times L_m^*$).Fig. 12. Vector control with compensation rotor time constant and mutual inductance simultaneously($r_r = 0.5 \times r_r^*$, $L_m = 1.5 \times L_m^*$).

IV. 결론

본 논문에서는 고정자 전류 오차법과 자속 오차법을 이용한 유도전동기의 회전자 시정수와 인덕턴스를 동시에 온라인으로 보상하는 방법을 제시하였다. 고정자 전류오차법은 유도전동기의 고정자 전압과 전류로부터 동기좌표계의 Q축 전류를 추정하고, 추정된 Q축 전류와 실제의 Q축 전류와의 차이를 오차신호로 이용해 회전자의 시정수를 보상하는 방법이다. 이 오차신호는 회전자 시정수의 오차에 일차비례하므로 수렴속도가 빠르고, 정상상태뿐만 아니라 과도상태에서도 정확한 시정수 값을 추정할 수 있었다.

그러나 회전자 시정수와 인덕턴스가 같이 변화하는 경우에는 정확한 추정이 이루어지지 못해 인덕턴스의 보상도 필요함을 알 수 있었다.

따라서 동기좌표계에서의 D축 고정자 전압과 전류를 이용하여 인덕턴스의 오차를 가진 D축 고정자 자속을 추정하고, 실제의 D축 고정자 자속과의 오차를 이용한 자속오차법으로 인덕턴스의 변화까지도 동시에 보상하는 방법을 제안하였다. 그리고, 제안한 방법의 우수성을 확인하기 위해 펄스형의 토크명령에 대한 토크응답파형과 D축 및 Q축의 자속파형, 그리고 실제 회전자 시정수와 인덕턴스를 추정하는 과정 등을 실험으로 보였다.

제안한 방법을 이용하면 회전자 시정수와 인덕턴스가 동시에 변화 하더라도 회전자 시정수와 인덕턴스의 오차를 동시에 정확하고 빠르게 보상할 수 있다. 또한 정상상태뿐만 아니라 토크가 구형파로 변화하는 과도상태에서도 두 변수에 대한 정확한 보상이 가능하므로 벡터제어의 성능을 크게 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

그러나, 회전자 시정수의 보상에는 자속이 이용되는데, 자속은 저속에서의 계산이 어렵다는 근본적인 문제점이 있다. 따라서, 저속에서 회전자 시정수의 보상 특성을 개선시키는 것이 앞으로의 연구과제이고, 이는 저속에서 자속의 계산 성능을 향상시킴으로서 이루어 질 수 있을 것이다.

참고문헌

- [1] P. C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, 1986.
- [2] Werner Leonhard, *Control of Electrical Drives*, Springer, 1996.
- [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] 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.
- [5] C. C. Chan and Huaqian Wang, "An effective method for rotor resistance identification for high-performance induction motor vector control," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol 37, no. 6, pp. 477-482, 1990.
- [6] Luis J. Garces, "Parameter adaption for the speed-controlled static AC drive with a squirrel-cage induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.* vol. IA-16, no. 2, pp. 173-178, 1980.
- [7] Slobodan N. Vukosavic and Milic R. Stojic, "On-Line tuning of the time constant for vector-controlled induction motor in position control applications," *IEEE Trans. Ind. Elec.*, vol. 40, no. 1, pp. 130-137, 1993.
- [8] S. K. Sul, "A novel technique of rotor resistance estimation considering variation of mutual inductance", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-25. pp.

- 578-587, July/Aug., 1989.
- [9] D. H. Choi, S. B. Cho, and D. S. Hyen, "Improved torque response by tuning of the magnetizing inductance under field weakening operation region", *IEEE/IAS Annual Meeting Conference Record*, pp. 418-425, 1997.
- [10] 이무영, 김승민, 윤경섭, 구본호, 권우현, "고정자 전류 오차를 이용한 유도전동기 회전자 시정수 보상," 제어·자동화·시스템공학 논문지, 제4권, 제5호, pp. 585-591, 1998. 10.
- [11] M. H. Shin, D. S. Hyun, S. B. Ch and S. Y. Choe, "An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux orientation Control of Induction Motors," *IEEE PESC '98*, pp. 1581-1586, 1998.
- [12] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, March/April 1993.
- [13] Jun Hu and Bin Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol 13, no. 5, pp. 969-977, 1998.
- [14] Patrick L. Jansen, Robert D. Lorenz and Donald W. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 945-952, July/August 1994.

김 우 현

제어·자동화·시스템공학 논문지 제5권, 제4호, 참조.

임 성 운

제어·자동화·시스템공학 논문지 제3권, 제3호, 참조.

1581-1586, 1998.

- [12] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 29, no. 2, pp. 344-348, March/April 1993.
- [13] Jun Hu and Bin Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range," *IEEE Trans. Power Elec.*, vol 13, no. 5, pp. 969-977, 1998.
- [14] Patrick L. Jansen, Robert D. Lorenz and Donald W. Novotny, "Observer-based direct field orientation: analysis and comparison of alternative methods," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 30, no. 4, pp. 945-952, July/August 1994.

박 철 우



1971년 12월 24일생. 1997년 경북대전
자공학과 졸업. 동대학원 석사(1999),
1999년 ~ 현재 경북대학교 전자공학
과 제어계측전공 박사과정. 관심분야
는 전동기제어 및 컴퓨터 응용제어.

권 우 현

제어·자동화·시스템공학 논문지 제4권, 제5호, 참조.