

## Direct Vector Control of Induction Motor with Compensator of Stator Resistance

鄭鍾鎭\* · 李得耆\*\* · 金興根\*\*\*

(Jong-Jin Jung · Deuk-Kee Lee · Heung-Geun Kim)

**Abstract** - This paper proposes a new compensation algorithm for stator resistance that is crucial for improving the direct vector control performance of an induction motor. This algorithm is based on the flux estimator that is derived from the stator voltage equation. Since a flux estimator is dependent on the stator resistance, a flux error originates from the variation of the stator resistance. This parameter mismatch in the estimator thereafter affects the flux and torque responses. Accordingly, a new compensator has been designed to offset this degradation in the responses. The proposed compensator is very simple to implement and does not require any modifications to the motor model or any special interruptions of the controller. The value of the stator resistance is attained in real time through measuring the terminal voltage and current. The effectiveness of the proposed scheme has been confirmed through both simulation and experimentation.

**Key Words** : stator resistance, compensation, flux estimator, direct vector control, induction motor

### 1. 서 론

1970년 이후부터 최근까지 전력용 반도체 소자의 급속한 발전과 마이크로프로세서의 출현에 의한 전력전자 기술의 비약적인 발전으로 저가격, 고속·고신뢰성의 주파수 변환장치의 개발이 가속화되었고, 유도전동기의 가변속 구동 성능 또한 향상되었다[1,2]. 이와 함께 1960년대 말에 제기되어 1980년대에 이르러 그 제어 알고리즘이 확립된 벡터제어 이론의 덕택으로 직류전동기를 대신하여 유도전동기가 가변속 구동시스템에 점차 많이 사용되고 있다[3].

유도전동기의 가변속 구동 시스템은 일반적으로 펌프나 압축기, 공작기계 등에서의 정속도 운전 또는 품질 향상을 위한 공작기계의 정토크와 최적 속도 운전, 금속가공 기계의 고속 운전 등의 요구 조건에 따라 여러 분야에서 사용되고 있다[4]. 특히 공작기계에서 NC선반, 수직선반, 연삭기의 스톱 구동, 평면 연삭기 등은 품질향상을 위해 고속화되고 있고, 정밀한 정속도 제어와 정토크 제어가 요구되고 있다. 그러나 이러한 품질향상을 위한 정밀제어가 요구되는 곳에서의 유도전동기 구동 시스템은 장시간 운전할 경우 전동기의 상수가 변하게 되며 이는 정토크, 정속도 운전 등 벡터제어의 동특성

을 저하시키는 원인이 된다.

따라서 전동기 상수 변화에 따른 유도전동기 구동 시스템의 동특성 저하 문제를 해결하기 위해서 전동기 상수의 정확한 동정과 보상에 관한 연구가 활발하다.

Kubota 등은 자속과 고정자 저항, 회전자 저항을 추정하기 위한 관측기를 제안하였다[5]. 이 방법은 전차원 상태 관측기(full order state observer)를 사용하여 고정자 전류와 회전자 자속을 추정하고 이 관측기로 추정한 전압과 전류를 이용하여 회전자 시정수와 고정자 저항을 추정하였다. Xu와 Novotny는 고정자 자속 기준제어 방식을 이용한 직접 벡터제어를 제안하였다[6]. 이 방법에서는 고정자표계의 전압과 전류를 이용하여 고정자 자속을 추정하였고, 이 자속 정보의 정확성을 위해 전동기에 직류 전류를 주입하여 이에 해당하는 직류 전압을 측정하여 고정자 저항을 추정하였다. Bose와 Simoes는 직접 벡터제어의 정확성에 큰 영향을 미치는 고정자 저항을 고정자의 온도를 측정하여 보상하는 고정자 자속 기준제어를 제안하였다[7]. 이 방법에서는 고정자 저항이 온도에 따라 선형으로 변하는 것에 착안하여 5개의 써미스터(thermistor)를 고정자 권선에 부착하여 전압을 측정하고 고정자 저항 온도 계수 등을 이용한 근사화식으로부터 저항을 계산하였다. Noguchi 등은 자속 시뮬레이터와 전동기 상수 추정기를 갖는 자속 폐환형 기준제어를 제안하면서, 고정자 저항과 회전자 시정수를 고려한 토크 제어를 실행하였다[8]. 또 Profumo 등은 Luenberger state observer(LSO)를 이용한 직접 벡터제어를 제안하였지만 계산량이 많은 문제점이 있었다[9].

유도전동기의 직접 벡터제어에 대한 종래의 연구 동향중에

\* 正 會 員 : 聖德大 情報通信科 專任講師 · 工博

\*\* 正 會 員 : 慶北大 電氣工學科 博士課程

\*\*\* 正 會 員 : 慶北大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 7月 6日

最終完了 : 1999年 9月 6日

서 관측기를 통한 자속 추정 의 경우 전차원 상태 관측기를 통해 회전자 자속을 추정하는데 전동기 상수의 변화에 민감하다는 단점이 있다. 한편 반도체 소자를 사용하여 고정자의 온도를 직접 측정하여 고정자 저항을 보상하는 고정자 자속 기준제어의 경우 고정자 저항을 보상하기 위해 실험적으로 구한 식을 이용하여 근사치로 보상하기 때문에 그 정확성이 떨어질 뿐만 아니라 별도의 반도체 소자를 부착해야 하는 단점이 있다. 따라서 이 연구에서는 고정자 저항을 추정하기 위해 별도의 하드웨어를 추가하지 않고 단지 유도전동기 전압 방정식으로부터 고정자 저항의 변화를 보상할 수 있는 알고리즘을 유도하고 이를 구현함으로써 고정자 저항의 변동에 강인한 유도전동기 구동 시스템을 제안하고자 한다.

### 2. 회전자 자속의 추정

고정자 자속을 구하기 위해 고정자 전압 방정식에서 고정자 저항에 의한 전압강하를 빼서 적분하면

$$\lambda_s = \int (v_s - R_s i_s) dt \tag{1}$$

이다. 또한 고정자 쇄교자속 벡터는 식(2)으로 표현되고 이를 회전자 전류에 대해 정리하면 식(3)과 같다.

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \tag{2}$$

$$i_r = \frac{\lambda_s - L_s i_s}{L_m} \tag{3}$$

회전자의 쇄교자속 벡터를 고정자 전류와 회전자 전류로 표현하면

$$\lambda_r = L_m i_s + L_r i_r \tag{4}$$

이고, 식(3)을 식(4)에 대입하여 고정자 자속과 고정자 전류에 관한 식으로 표현하면

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_s - \sigma L_s i_s) \tag{5}$$

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

따라서, 회전자 자속각은 다음과 같다.

$$\theta_r = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \right) \tag{6}$$

### 3. 고정자 저항의 보상 알고리즘

유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 제어 알고리즘에서 사용하고 있는 고정자 저항과 실제 전동기의 값이 일치한다면 정확한 회전자 자속각의 추정이 이루어지고 따라서  $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$ ,  $\lambda_{qr} = 0$  의 조건을 만족하게 된다. 그러나 제어 알고리즘에서 사용한 고정자 저항값이 실제값과 다르다면 제어 알고리즘에서 추정한 회전자 자속과 실제 회전자 자속이 일치하지 않게 되어 그림 1과 같이 회전자 자속은  $\lambda_{dr}$ ,  $\lambda_{qr}$  의 두 개의 성분으로 나뉘어지고  $\lambda_{dr} \neq |\lambda_r|$ ,  $\lambda_{qr} \neq 0$  가 된다.

따라서,  $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$ ,  $\lambda_{qr} = 0$  이 되도록 고정자 저항을 보상하면 고정자 저항의 실시간 보상이 가능해져 고정자 저항의 변화로 인해 발생한 회전자 자속의 오차를 제거할 수 있게 되어 유도전동기 구동 시스템의 동특성을 향상시킬 수 있다.

우선 유도전동기의 전압 방정식을 동기좌표계에서의  $d-q$  식으로 표현하면 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} \tag{7}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} \tag{8}$$

$$v_{dr} = R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{qr} \tag{9}$$

$$v_{qr} = R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr} \tag{10}$$

단,  $p$ 는 미분연산자,  $\omega_e$ 는 동기각속도,  $\omega_r$ 은 회전자 각속도를 나타낸다.

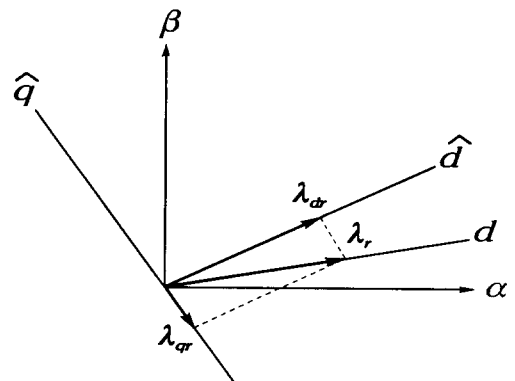


그림 1 좌표계에서의 회전자 자속 변화의 영향  
Fig. 1 Effect of rotor flux variation in coordinates

또한 고정자와 회전자의 쇄교자속을 고정자 자속  $\lambda_{ds}$ ,  $\lambda_{qs}$  와 회전자 자속  $\lambda_{dr}$ ,  $\lambda_{qr}$  에 대한 식으로 표현하면 다음과 같다.

$$\lambda_{ds} = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + \sigma L_s i_{ds} \tag{11}$$

$$\lambda_{qs} = \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} + \sigma L_s i_{qs} \quad (12)$$

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds}) \quad (13)$$

$$\lambda_{qr} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qs} - \sigma L_s i_{qs}) \quad (14)$$

단,  $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$  이다.

식(11)과 (12)를 식(7)과 (8)에 대입하여 고정자 전압 방정식을 고정자 전류와 회전자 자속으로 표현하면

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + p \sigma L_s i_{ds} - \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \quad (15)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr} + p \sigma L_s i_{qs} + \omega_e \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} + \omega_e \sigma L_s i_{ds} \quad (16)$$

이다. 식(15)와 (16)을 정상상태에서 해석하여 회전자 자속성분으로 정리하면 식(17), (18)과 같다.

$$\lambda_{dr} = \frac{L_r}{\omega_e L_m} (v_{ds} - R_s i_{ds}) - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{ds} \quad (17)$$

$$\lambda_{qr} = -\frac{L_r}{\omega_e L_m} (v_{qs} - R_s i_{qs}) - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_{qs} \quad (18)$$

식(17)과 (18)의  $\lambda_{dr}$ ,  $\lambda_{qr}$  에서 이 두 식을 앞에서 서술한 두 조건, 즉  $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$ ,  $\lambda_{qr} = 0$  을 만족하도록 제어 알고리즘을 구성하여 이의 출력을 고정자 저항의 보상값으로 취한다. 그러나 이 두 식에는 고정자 저항의 항이 포함되어 있으므로 고정자 자속 추정 알고리즘에서의 고정자 저항의 보상과 동시에 보상기의 고정자 저항도 함께 변하게 되어 올바른 제어가 되지 못한다. 따라서 식(17)과 (18)의 두 식에서 고정자 저항의 항을 소거하여 이용하여야 한다.

식(17), (18)에서  $A = \frac{L_r}{\omega_e L_m}$ ,  $B = \frac{\sigma L_s L_r}{L_m}$  라 정의하고, 식(17)에  $i_{ds}$  를, 식 (18)에  $i_{qs}$  를 곱하여 좌변과 우변을 함께 더하게 되면 식(19)와 같다.

$$\lambda_{dr} i_{ds} + \lambda_{qr} i_{qs} = A (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) - B (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (19)$$

유도전동기의 직접 벡터제어 시스템에서 제어기에서 사용하고 있는 고정자 저항과 실제 전동기의 값이 일치한다면 정확한 회전자 자속각의 추정이 이루어지고 따라서  $\lambda_{dr} = |\lambda_r|$ ,  $\lambda_{qr} = 0$  의 조건을 만족하게 되어 식(19)는 다음과 같이 간

략하게 표현된다.

$$\lambda_{dr} i_{ds} = A (v_{qs} i_{ds} - v_{ds} i_{qs}) - B (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (20)$$

또한  $\lambda_{dr}$  은 정상상태에서는

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (21)$$

이므로 식(20)의 좌변은  $L_m i_{ds}^2$  이 된다. 그러므로 이 좌변의 값을 기준치로 하여 제어기내에서 연산된 값과 비교하여 고정자 저항을 보상한다.

그림 2는 고정자 저항의 보상 블록도를 나타낸다. 고정자 전압과 전류, 동기 각속도를 이용하여 식(20)으로  $L_m i_{ds}^2$  를 계산하고 이를 기준치와 비교하고, 이를 오차신호로 사용하여 고정자 저항의 보상분  $\Delta R_s$  를 PI 제어기를 통하여 구한다. 이 값과 제어기가 사용하였던 고정자 저항  $R_{s(n)}$  을 더하여 제어기가 사용할 새로운 고정자 저항  $R_{s(n+1)}$  을 구한다.

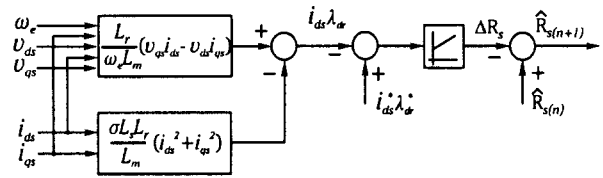


그림 2 고정자 저항의 보상 블록도  
Fig. 2 Compensation block diagram of stator resistance

#### 4. 시뮬레이션

제시한 고정자 저항 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 직접 벡터제어 시스템의 타당성을 검증하기 위해 실험에 앞서 디지털 시뮬레이션을 실행하였다. 전동기 온도 상승에 의해 회전자 시정수가 변화할 때의 추정성능을 검토해야 하지만 시뮬레이션의 편의성을 위해 제어기에 사용되는 고정자 저항의 초기값이 실제값과 다르다고 가정하여 시뮬레이션을 수행하고 결과를 비교 검토하였다. 실제값으로 추정하는 시뮬레이션에 사용한 전동기의 정격과 상수값은 표 1과 같으며 실제 실험에 사용한 전동기의 값들이다.

시뮬레이션은 고정자 저항 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 직접 벡터제어 시스템의 특성을 살펴보기 위해 전동기 속도, 고정자 저항을 변화시키면서 수행하였다. 고정자 저항이 1.5배 또는 2배로 변화되었을 때의 토크, 자속, 전류, 전압의 변화 등을 고찰하였으며 보상 알고리즘을 적용하였을 때의 토크, 자속 등의 보상 특성을 고찰하였다.

표 1 2.2 kW 유도전동기 상수와 정격

Table 1 Parameters and ratings of 2.2 kW induction motor

정격 용량	2.2 kW
정격 전압	220 V
정격 전류	8.7 A
정격 주파수	60 Hz
정격 속도	1735 rpm
극수	4
고정자 저항( $R_s$ )	0.82 $\Omega$
회전자 저항( $R_r$ )	0.31 $\Omega$
고정자 인덕턴스( $L_s$ )	82.95 mH
회전자 인덕턴스( $L_r$ )	82.95 mH
상호 인덕턴스( $L_m$ )	79.65 mH
관성 계수	0.03 $kg \cdot m^2$

그림 3과 그림 4는 전동기 속도 영역별로 고정자 저항의 변화로 인한 토크와 자속 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 그림 3은 토크 오차를 나타낸 것으로 고속 영역으로 올라갈수록 토크의 감소는 점차 줄어들고 속도가 일정할 때는 고정자 저항이 크게 변할수록 토크는 더 크게 감소함을 알 수 있다. 이는 일정 속도에서 고정자 저항이 더 크게 변하면 저항에서의 전압강하가 커지게 되고 이로 인해 고정자 자속은 감소한다. 따라서 고정자 자속과 회전자 자속의 관계식으로부터 회전자 자속은 감소하여 토크는 더 크게 감소하게 된다.

그림 4는 회전자 자속의 변화를 나타낸 것으로 속도가 증가함에 따라 자속은 고정자 저항의 변화에 따라 더 크게 변화함을 알 수 있다.

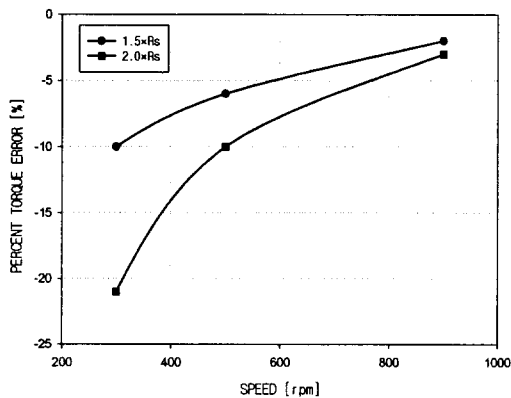


그림 3 고정자 저항의 변화에 대한 토크 오차

Fig. 3 Torque error for stator resistance variation.

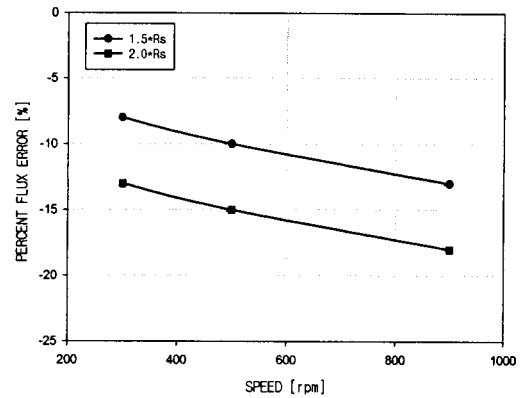


그림 4 고정자 저항의 변화에 대한 회전자 자속 오차

Fig. 4 Rotor flux error for stator resistance variation.

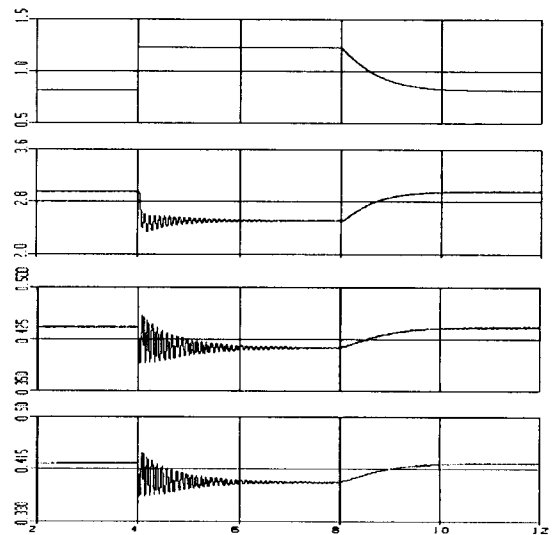


그림 5 고정자 저항의 변화에 대한 보상 특성(300 rpm,  $1.5 \times R_s$ )

- (a) 고정자 저항 (b) 토크
- (c) 고정자 자속의 크기 (d) 회전자 자속의 크기

Fig. 5 Compensation performance for step change of stator resistance(300 rpm,  $1.5 \times R_s$ ).

- (a) stator resistance (b) torque (c) magnitude of stator flux (d) magnitude of rotor flux

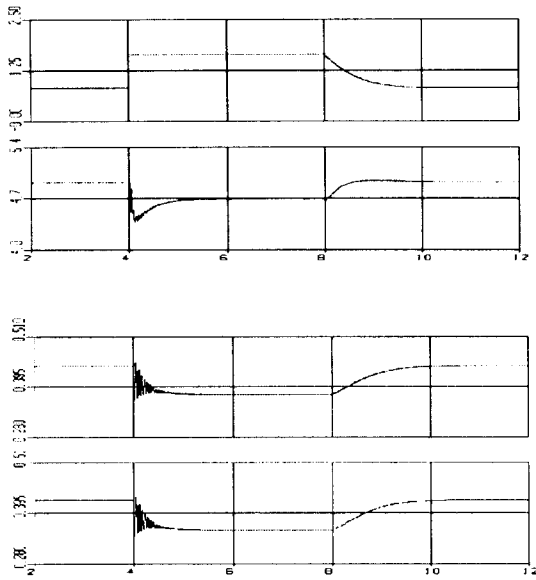


그림 6 고정자 저항의 변화에 대한 보상 특성  
(500 rpm,  $2.0 \times R_s$ )  
(a) 고정자 저항 (b) 토크  
(c) 고정자 자속의 크기 (d) 회전자 자속의 크기

Fig. 6 Compensation performance for step change of stator resistance(500 rpm,  $2.0 \times R_s$ ).  
(a) stator resistance (b) torque (c) magnitude of stator flux (d) magnitude of rotor flux

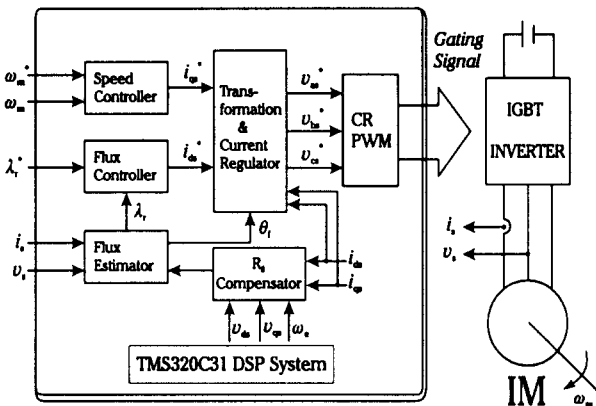


그림 7 제어 시스템의 구성도  
Fig. 7 Schematic of control system.

그림 5와 그림 6은 이 논문에서 제시한 고정자 저항의 보상 알고리즘을 적용하였을 때의 보상 특성을 나타낸 파형이다. 그림 5는 전동기 속도가 300 rpm의 정상상태에서 고정자 저항을 1.5배로 증가시킨 후 8초에서 보상 알고리즘을 적용하였을 때의 파형으로 (a)는 고정자 저항의 추정 특성을 나타내고, (b)는 토크 보상 특성을, (c)와 (d)는 각각 고정자 자속과 회전자 자속의 보상 특성을 나타낸다. 300 rpm에서의

보상 특성을 살펴보면 제시한 고정자 저항의 보상 알고리즘은 고정자 저항이 스텝으로 변하더라도 제어기가 실시간으로 고정자 저항을 추정함을 알 수 있으며 토크도 실시간으로 보상됨을 알 수 있다. 그림 6은 전동기 속도가 500 rpm일 때의 보상 알고리즘의 동특성을 나타낸 것으로 300 rpm일 때와 마찬가지로 고정자 저항을 실시간으로 추정하고 고정자 저항의 변화로 발생한 토크 오차, 자속 오차, 전류 오차 등도 빠른 응답 특성으로 보상됨을 알 수 있다.

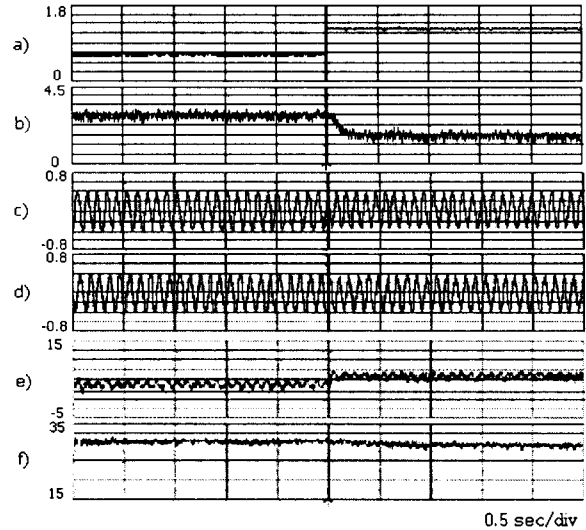


그림 8 고정자 저항의 변화에 대한 과도 응답 (300 rpm,  $1.5 \times R_s$ )  
(a) 고정자 저항 (b) 토크  
(c) 회전자 자속의  $\alpha$  축 성분  
(d) 회전자 자속의  $\beta$  축 성분  
(e) 동기좌표계의 d축 전압  
(f) 동기좌표계의 q축 전압

Fig. 8 Transient response for step change of stator resistance (300 rpm,  $1.5 \times R_s$ ).  
(a) stator resistance (b) torque  
(c)  $\alpha$ -axis component of rotor flux  
(d)  $\beta$ -axis component of rotor flux  
(e) D-axis voltage in synchronous frame  
(f) Q-axis voltage in synchronous frame

### 5. 실험결과

이 논문에서 제안한 고정자 저항 보상 알고리즘을 갖는 유도전동기 직접 벡터제어 시스템의 특성을 검증하기 위해 그림 7과 같은 시스템을 구성하여 실험을 수행하였다. 기본 구성은 2.2 kW 유도전동기와 전동기에 전력을 공급하기 위한 전력 변환 장치, 그리고 제어기로 구성되어 있다. 시스템의

하드웨어를 간략화하기 위하여 인버터를 제외한 모든 알고리즘은 소프트웨어로 구성되었으며, 소프트웨어는 고속 연산을 수행하기 위하여 TI(Texas Instrument)사의 32비트 DSP (Digital Signal Processor)인 TMS320C31제어기를 이용하여 처리하였다. 여기서 전류제어기, 속도제어기, 고정자 저항 추정기의 샘플시간은  $100\mu s$ ,  $500\mu s$ ,  $1ms$ 이며 스위칭 주파수는  $10kHz$ 다.

그림 8은  $300\text{ rpm}$ 에서 고정자 저항이 1.5배로 증가했을 경우의 응답 특성이다. (b)는 토크 파형으로 고정자 저항이 변화되었을 때 시뮬레이션 결과와 마찬가지로 토크는 감소함을 볼 수 있고, (c)와 (d)는 고정자표계의 회전자 자속의 실수부와 허수부로 고정자 저항의 변화로 인해 회전자 자속도 감소한다. (e)와 (f)는 동기좌표계의 d축과 q축 전압으로 고정자 저항의 변화에 대해 시뮬레이션과 유사한 특성을 나타낸다.

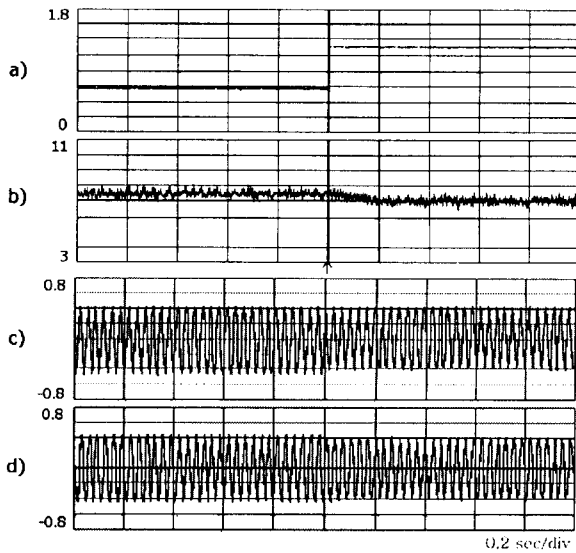


그림 9 고정자 저항의 변화에 대한 과도 응답 ( $900\text{ rpm}$ ,  $1.5 \times R_s$ )  
 (a) 고정자 저항 (b) 토크  
 (c) 회전자 자속의  $\alpha$  축 성분  
 (d) 회전자 자속의  $\beta$  축 성분

Fig. 9 Transient response for step change of stator resistance ( $900\text{ rpm}$ ,  $1.5 \times R_s$ ).  
 (a) stator resistance (b) torque  
 (c)  $\alpha$ -axis component of rotor flux  
 (d)  $\beta$ -axis component of rotor flux

그림 9는  $900\text{ rpm}$ 에서 고정자 저항이 1.5배로 변화되었을 경우의 응답 특성이다. (b)는 토크 파형으로 속도가 고속 영역으로 올라 갈수록 토크 오차는 감소함을 볼 수 있는데 이는 속도가 증가함에 따라 역기전력이 고정자 저항의 전압 강하량보다 훨씬 더 커지게 되어 고정자 저항의 변화로 인한 토크 오차는 감소하는 것으로 해석된다. (c)와 (d)는 회전자 자속으로 고속 영역에서도 고정자 저항의 변화로 인해 자속이 감소함을 볼 수 있다.

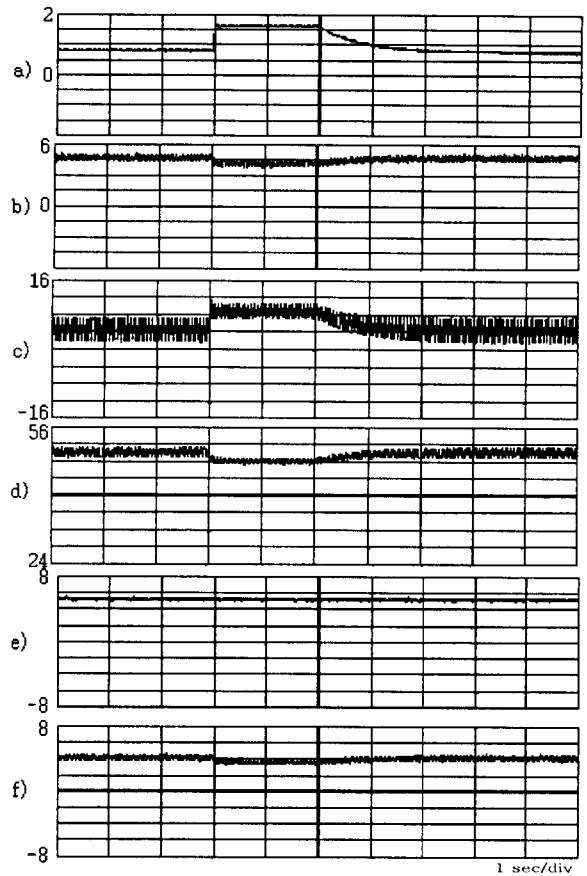


그림 10 고정자 저항의 변화에 대한 보상 특성 ( $500\text{ rpm}$ ,  $2.0 \times R_s$ )  
 (a) 고정자 저항 (b) 토크  
 (c) 동기좌표계의 d축전압  
 (d) 동기좌표계의 q축 전압  
 (e) 동기좌표계의 d축전류  
 (f) 동기좌표계의 q축 전류

Fig. 10 Compensation performance for step change of stator resistance ( $500\text{ rpm}$ ,  $2.0 \times R_s$ ).  
 (a) stator resistance (b) torque  
 (c) D-axis voltage in synchronous frame  
 (d) Q-axis voltage in synchronous frame  
 (e) D-axis current in synchronous frame  
 (f) Q-axis current in synchronous frame

그림 10은  $500\text{ rpm}$ 에서 고정자 저항을 2배로 변화시켰을 경우에 보상 알고리즘을 적용하여 고정자 저항을 추정하고 이를 보상하는 응답 특성이다. (a)는 고정자 저항의 파형으로 저항이 2배로 되었다가 보상 알고리즘이 수행되면서 실시간으로 보상되어 본래의 고정자 저항값으로 수렴한다. (b)는 고정자 저항의 변화로 감소된 토크가 보상 알고리즘이 동작하면서 토크 오차가 0으로 수렴하여 제안한 보상기는 우수한 동특성을 가지고 정확히 동작하고 있음을 알 수 있다. (c)와

(d)는 동기좌표계의 d축과 q축 전압으로 역시 보상이 시작되면서 본래의 값으로 수렴함을 볼 수 있다. (e)와 (f)는 동기좌표계의 d축과 q축 전류로서 d축 전류는 고정자 저항의 변화와 무관하게 일정함을 보이고 q축 전류는 보상기가 동작하면서 감소했던 전류가 보상된다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 유도전동기의 직접 벡터제어에서 고정자 저항의 변화가 시스템의 특성에 미치는 영향을 해석하고, 온도 변화에 따른 고정자 저항의 변화를 실시간으로 추정하여 보상하는 제어 알고리즘을 제시하였다. 제안하는 방법은 유도전동기의 전압 방정식으로부터 유도하므로 별도의 하드웨어를 설치할 필요가 없고 단지 소프트웨어 부분만 수정하면 되므로 적용하기가 쉽고 연산이 간단하다. 시뮬레이션을 통해 제시된 알고리즘의 가능성을 확인하였고 2.2 kW급 유도전동기 구동시스템을 제작하여 실험을 통해 고정자 저항의 변화로 인해 발생한 회전자 자속의 오차를 제거하게 되어 유도전동기 구동 시스템의 특성을 향상시킬 수 있음을 확인하였다.

### 감사의 글

본 연구는 한국전력공사의 지원에 의하여 기초전력공학 공동연구소 주관으로 수행되었음.(과제번호:98-003)

## 참 고 문 헌

- [1] W. Leonhard, "Microcomputer Control of High Dynamic Performance," *Automatica*, Vol. 22, pp. 1-19, 1986.
- [2] K. Kenzo, O. Tsutomu and S. Takashi, "Application Trends in AC Motor Drive," *IEEE IECON'92*, pp. 31-36, 1992.
- [3] Robert D. Lorenz, Thomas A. Lipo and D. W. Novotny, "Motion Control with Induction Motor," *Proceedings of the IEEE-Special Issue on Power Electronics and Motion Control*, Vol. 82, No. 8, Aug., pp. 1215-1240, 1994.
- [4] 미쓰비시 電氣株式會社, *인버터 응용 매뉴얼*, 다기사, 1990.
- [5] H. Kubota, K. Matsuse and T. Nakano, "New Adaptive Flux Observer of Induction Motor for Wide Speed Range Motor Drives," *Proceeding IECON'90*, pp.921-926, 1990.
- [6] X. Xu, D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP

Based System," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. 27, No. 4, pp. 694-700, 1991.

- [7] B. K. Bose and M. Godoy Simoes, "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive," *IEEE-IAS'95*, pp137-143.
- [8] T. Noguchi, S. Kondo and I. Takahashi, "Field-Oriented Control of and Induction Motor with Robust On-Line Tuning of its Parameters," *IPEC, Drives and Energy Systems for Ind. Growth*, pp. 216-221, 1996.
- [9] C. Ilas and G. Griva, F. Profumo, "Wide Range Speed Sensorless Induction Motor Drives with Rotor Resistance Adaptation," *IPEC, Drives and Energy Systems for Ind. Growth*, pp. 211-215, 1996.

## 저 자 소 개



### 정 종 진 (鄭 鍾 鎭)

1966년 6월 1일생. 1992년 경북대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 성덕대 정보통신과 전임 강사

Tel : (0563) 330-8741, Fax : (0563) 330-8810  
E-mail : jjj@lion.sd-c.ac.kr



### 이 득 기 (李 得 鍾)

1967년 8월 15일생. 1991년 경북대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사) 1993~1996년 LG산전(주)빌딩시스템연구소 주임연구원. 현재 경북대 전기공학과 박사수료

Tel : (053) 940-8605, Fax : (053) 950-6600  
E-mail : dkleee@palgong.kyungpook.ac.kr



### 김 흥 근 (金 興 根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 현재 경북대 전자전기공학부 교수

Tel : (053) 950-5605, Fax : (053) 950-6600  
E-mail : kimhg@bh.kyungpook.ac.kr