

## 2상 유도전동기 구동 2상 인버터의 벡터 제어

張都鉉<sup>†</sup>, 曹永勳\*Vector Control for Two-Phase Inverter-Fed  
Two-Phase Induction Motors

Do-Hyun Jang and Young-Hoon Cho

## 요 약

본 논문에서는 평형 2상유도전동기에 대한 시스템 방정식을 유도하고 해석하였으며, 동기좌표계에서 평형 2상유도전동기의 속도제어 특성을 분석하였다. 3상 교류 전동기의 속도제어에 범용적으로 적용하는 벡터제이론을 “2상 인버터 구동 2상 유도전동기 시스템”에 수정하여 적용하였으며, 이 때 2상 유도전동기 시스템은 수정된 간접 벡터제이론에 의해 속도 제어하였다. 2상 유도기의 벡터제어의 특성과 근사함을 보여주기 위해 제안 시스템을 시뮬레이션하였다. 최종적으로 실험을 통해서 제안 시스템이 벡터제어에 확실히 적용하는 것을 확인하였다.

## ABSTRACT

In this paper, the system equation for the balanced two-phase induction motor is derived and the characteristics for speed control is also analyzed in the region of constant torque and constant power. The modified vector control theory is applied to two-phase motor drive system. The speed of two-phase motor drive can be controlled precisely by the modified indirect vector control theory. The modified vector control theory is simpler comparing to the conventional vector control because of the simpler axis transformation. The computer simulations and the experimental results presented to confirm the vector control for two-phase inverter fed two phase induction motor system.

**Key Word** : Vector control, Two-phase motor, Two-phase inverter.

## 1. 서 론

현재 단상 유도전동기의 속도제어에는 기어등을 사용하는 기계적인 방법과 탭 변환, 극수 변환 등의 전기적인 방법을 사용하고 있다. 따라서, 기존의 단상 유도전동기의 속도 제어방식은 운전시 발생하는 역 토크에 의해 효율은 저하되며, 제어성과 신뢰성이 낮아

지게 된다.

근래 단상 유도전동기를 사용하던 가전 기기들에 연속적인 가변속 성능과 높은 신뢰성을 요구하는 소비자들의 고급화 추세에 맞추기 위해 인버터 제어에 의한 3상 교류전동기가 적용되고 있다. 3상 교류전동기를 사용하면 단상 유도전동기에 비해 전력용 반도체의 개수가 늘어나게 되어 비용이 증가될 뿐 아니라 시스템이 더욱 복잡하게 된다.

단상 유도 전동기를 인버터로 구동하는 것은 단상 유도전동기의 속도제어 범위를 넓히고 복잡한 3상 교류전동기 구동방식을 대체하기 위해 구상되었다. 단상

<sup>†</sup>교신저자 : 정회원, 호서대 전기공학과 교수

E-mail : jangdh@hoseo.edu

\*정회원, 현대모비스 기술연구소 주임연구원

접수일자 : 2007. 5. 15 1차 심사 : 2007. 6. 4

2차 심사 : 2007. 6. 11 심사완료 : 2007. 7. 12

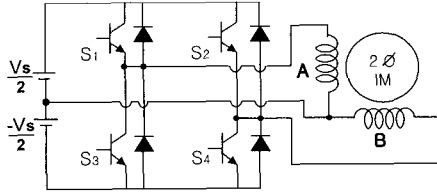


그림 1 2상 인버터 구동 2상 유도전동기 시스템  
Fig. 1 Two-phase induction motor drive system

유도전동기는 컨덴서 전동기, 컨덴서없는 단상 전동기로 나누어져 있으며, 이론적으로는 2상유도전동기로 볼 수 있다. 지금까지 연구된 인버터 구동형 단상 유도전동기의 모델은 제작의 어려움으로 인해 평형 2상 유도전동기는 거의 기피되었으며, 따라서 일반적으로 시중에서 널리 상품화되어 구입하기 쉬운 불평형 단상 유도전동기를 연구 모델로 채택하였다<sup>[1-5]</sup>. 최근 단상 유도전동기를 속도 제어하기 위한 “2상 인버터-단상 유도전동기 시스템”에 대한 논문이 여러 편 발표되었다<sup>[3-5]</sup>. 불평형 단상 유도전동기를 평형제어하기 위해서는 이론적인 보완하며 따라서 시스템에서는 복잡한 기술적인 보완이 필요하다<sup>[3,4]</sup>. 평형 2상 유도전동기의 기본 이론은 평형 3상유도전동기와 비슷하며, 이에 따라 시스템이 간편해지나 상품화되어 있지 않은 관계로 2상 유도전동기를 직접 제작해야 한다<sup>[6,7]</sup>.

본 논문에서는 먼저 평형 2상 유도전동기를 벡터제어하기 위해 평형 2상유도전동기를 정확히 모델링하고 해석하여 동기좌표계에서 시스템 방정식을 유도하였다. 이를 바탕으로 3상 교류전동기의 속도제어에 범용적으로 적용하는 벡터제어이론을 그림 1과 같이 2상 인버터로 구동하는 평형 2상 유도전동기 시스템에 적용하여 속도 제어하였다.

끝으로, 평형 2상 유도 전동기의 벡터제어의 특성과 근사함을 보여주기 위해 제안 시스템을 시뮬레이션하였으며 실험을 통해서 제안 시스템이 벡터제어에 확실히 적응하는 것을 확인하였다.

### 2. 평형 2상 유도전동기의 등가모델

평형 2상유도전동기의 전압방정식을 유도하기 위하여 2상 기준 축을 설정한다. 고정자와 회전자 권선은 정현 분포권으로 되어 있으며, 개념적

으로 각 상의 자속축의 중심을 그 상의 기준축으로 한다. 극수는 2, 공간적으로 90°의 위상차가 나는 고정자의 A상(d축) 권선과 B상(q축) 권선의 유효 권선수는 같고, 회전자축의 상당 유효 권선수는 A상, B상이 서로 같다고 가정한다. 또한, 상당 권선저항은 고정자축의 A상, B상이  $r_s$  로 서로 같으며, 회전자 축의 권선저항은 A상, B상이  $r_r$ 으로 서로 같다고 가정한다. A상 전압과 전류는  $v_{ds}$ ,  $i_{ds}$ , B상 전압과 전류는  $v_{qs}$ ,  $i_{qs}$  라고 한다. 정지좌표계로 일치시킨 평형 2상 유도전동기 이라고 할때 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_{ds}^s = r_s i_{ds}^s + p\lambda_{ds}^s \tag{1}$$

$$v_{qs}^s = r_s i_{qs}^s + p\lambda_{qs}^s \tag{2}$$

$$0 = r_r i_{dr}^s + p\lambda_{dr}^s + \omega_r \lambda_{qr}^s \tag{3}$$

$$0 = r_r i_{qr}^s + p\lambda_{qr}^s - \omega_r \lambda_{dr}^s \tag{4}$$

$$\lambda_{ds}^s = L_s i_{ds}^s + L_m i_{dr}^s \tag{5}$$

$$\lambda_{qs}^s = L_s i_{qs}^s + L_m i_{qr}^s \tag{6}$$

$$\lambda_{dr}^s = L_s i_{dr}^s + L_m i_{ds}^s \tag{7}$$

$$\lambda_{qr}^s = L_s i_{qr}^s + L_m i_{qs}^s \tag{8}$$

$p$ ,는 미분연산자를 의미하며,  $L_s$  및  $L_r$ 은 각각 고정자 권선과 회전자 권선의 자기인덕턴스이며,  $L_m$  은 고정자 권선과 회전자 권선 사이의 상호 인덕턴스이다. 회전자 축에서 표시한 토크식은 다음과 같이 표시된다.

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^s i_{dr}^s - i_{ds}^s i_{qr}^s) \tag{9}$$

### 3. 동기회전좌표계에서의 모델링

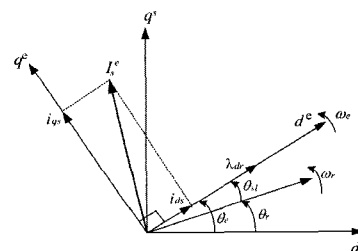


그림 2 회전자 쇄교 자속 및 고정자 전류의 벡터도  
Fig. 2 Vector phasor for rotor flux and stator current

그림 2와 같이 동기속도로 회전하는 회전자의 공간 전류벡터를 역시 동기 속도  $\omega_e$ 로 회전하는  $d^e, q^e$ 축 좌표계로 변환하기 위하여 고정자의 기준 축(d, q)으로부터 d축의 회전각을  $\theta_e$ 라고 하면,

$$\theta_e = \omega_e t \tag{10}$$

로 정의되고, 유도 전동기의 회전자가 각속도 $\omega_r$ 로 회전한다면 고정자축의 동기각속도  $\omega_e$ 와의 차에 해당하는 슬립 각속도  $\omega_{sl}$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r \tag{11}$$

동기 회전좌표계와 고정좌표계 사이의 관계를 행렬 형태로 표현하면

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} \tag{12}$$

이며, 쇄교 자속 벡터와 회전자좌표계의 고정자 전류와의 관계를 행렬 형태로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^e \\ \lambda_{qs}^e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_e & \sin\theta_e \\ -\sin\theta_e & \cos\theta_e \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \end{bmatrix} \tag{13}$$

식(10), 식(11), 식(12) 및 식(13)을 고려하여 동기 회전좌표계에서 고정자 및 회전자의 평형 2상유도전동기의 각 축에 대한 전압방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^e \\ v_{qs}^e \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} (r_s + pL_s) & -\omega_e L_s & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_s & (r_s + pL_s) & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -\omega_{sl} L_m & (r_r + pL_r) & -\omega_{sl} L_r \\ \omega_{sl} L_m & pL_m & \omega_{sl} L_r & (r_r + pL_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^e \\ i_{qs}^e \\ i_{dr}^e \\ i_{qr}^e \end{bmatrix} \tag{14}$$

회전좌표계에서의 전동기의 기계적 출력과 출력 토크는,

$$P_{mech} = L_m \omega_r (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) = T_e \frac{\omega_r}{(P/2)} \tag{15}$$

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \tag{16}$$

#### 4. 2상 유도전동기의 벡터제어

유도전동기의 속도는 일반적으로 토크 발생 전류 성분과 자속발생 전류성분을 분리하여 제어하는 벡터제어(vector control) 기법에 의해 제어한다. 벡터제어를 위해서는 자속의 회전각  $\theta_e$ 와 자속의 크기를 알아야 하는데, 이 회전각을 알아내는 방법에 따라 직접벡터제어와 간접벡터제어로 나눌 수 있다. 과거에는 직접벡터제어방식을 일반적으로 사용했으나 최근에는 대부분 간접벡터제어방식을 사용한다. 간접벡터제어방식은 고정자의 토크전류 및 자속전류로부터 슬립각속도를 계산하고 여기에 전동기의 회전속도를 더하여 간접적으로 자속 각속도를 구하는 방식이다<sup>[7]</sup>.

그림1의 벡터도는 동기속도로 회전하는 좌표축, 고정자를 기준으로 한 고정좌표축(d, q), 회전자의 기준축을 나타낸다. 고정자의 d축을 기준으로 한  $d^e$ 축의 회전각  $\theta_e$ 는

$$\theta_e = \theta_r + \theta_{sl} \tag{17}$$

의 관계가 있으므로, 회전자각  $\theta_r$ 을 전동기로부터 측정하고 슬립각  $\theta_{sl}$ 은 전동기 상수를 이용하여 계산함으로써 얻은  $\theta_e$ 를 보상하는 방법으로  $\theta_e$ 를 얻을 수 있다. 회전자 자속을  $d^e$ 축에 일치시킬 경우,

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad \lambda_{dr}^e = constant \tag{18}$$

의 조건이 형성되며, 이에 따라 전동기의 발생토크는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{P}{2} L_m (i_{qs}^e i_{dr}^e - i_{ds}^e i_{qr}^e) \\ &= \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (i_{qs}^e \lambda_{dr}^e - i_{ds}^e \lambda_{qr}^e) = \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds}^e i_{qs}^e \end{aligned} \tag{19}$$

간접벡터방식에서 정의되는 슬립각 주파수는 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r}{\lambda_{dr}^e} \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e = \frac{R_r}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{i_{ds}^e} \tag{20}$$

이를 이용하여 회전자 자속의 위치  $\theta_e$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (21)$$

따라서, 전동기의 발생토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{P}{2} L_m (i_{qs} i_{dr} - i_{ds} i_{qr}) = \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \quad (22)$$

2상유도전동기 고정자 d축 전압 및 q축 전압은 각각 역기전력 항을 포함하는데 이것들은 동기속도  $\omega_e$ 와 반대축의 자속 또는 전류에 의해 결정된다. 즉, 고정자 d축 전압의 역기전력은 고정자의 q축 전류에 영향을 받고, 고정자 q축 전압의 역기전력은 고정자의 d축 전류에 영향을 받고 있다. 이와 같은 d축 전류와 q축 전류의 상호간섭을 고려하지 않으면 전동기의 고정자 인가 전압이 부족하여 제어성능이 저하될 수도 있으므로 이들 d축과 q축 전류의 제거하는 것이 바람직하다<sup>[7]</sup>.

시스템 전압방정식인 식(9)로부터 회전자 자속 관계를 적용하면 다음과 같은 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + p(L_x i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) - \omega_e (L_x i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e) \quad (23)$$

$$= (r_s i_{ds}^e + pL_x i_{ds}^e) - \omega_e L_x i_{qs}^e$$

$$v_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + p(L_x i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{qr}^e) + \omega_e (L_x i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e) \quad (24)$$

$$= (r_s i_{qs}^e + pL_x i_{qs}^e) + \omega_e (L_x i_{ds}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e)$$

단,  $L_x$ 는 고정자 과도 인덕턴스(stator transient inductance) 로서 다음과 같이 정의된다.

$$L_x = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} = \sigma L_s \quad (25)$$

정상상태에서 식(13)의 조건을 만족하도록 제어한다는 사실을 고려하면 인버터의 d축 및 q축 지령전압에 대하여 각각 다음과 같이 상호 간섭하는 성분을 보상함으로써 전압분리제어를 용이하게 구현할 수 있다. 위에서 설명한 유도전동기의 전류제어를 블록도로 나타내면 그림 3과 같다.

이상에서 설명한 2상 유도전동기의 속도제어 알고리즘을 블록도로 나타내면 그림 4와 같다. 먼저 기준 지령속도  $\omega_r^*$ 이 주어지면 이는 전동기 회전축의 엔코더로부터 측정된 실제속도  $\omega$ 와 비교되어 토크를 발생하기 위한 q축 기준전류  $i_{qs}^*$ 를 발생한다. 이 속도제어기, 자속제어기, 전류제어기 등 모든 제어기의 오차 보상은 PI 제어방식을 사용한다.

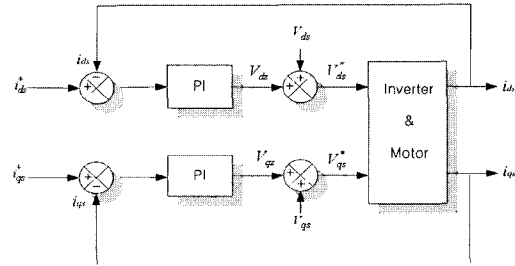


그림 3 동기회전좌표계에 있어서 전류제어기의 블록도  
Fig. 3 Block diagram of current controller in synchronous coordinates

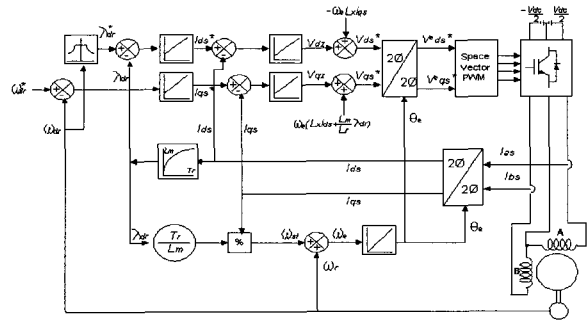


그림 4 2상 유도전동기 속도제어 시스템의 블록도  
Fig. 4 Block diagram of speed control system of two-phase induction motor system

벡터제어를 사용한 2상 유도전동기의 속도제어와 3상 유도전동기의 속도제어와의 차이점은 2상 유도전동기의 속도제어 시스템의 경우 2축 고정 좌표계(d, q)에서 전류 센서에 의해 측정된 2 상의 고정자 전류는 d<sup>e</sup>축의 회전각  $\theta_e$ 에 의해서 직접 동기 회전 좌표계로 변환되지만, 3상 유도전동기의 속도제어 시스템의 경우 고정 좌표계에서 측정된 3상의 고정자 전류는 2축 고정좌표계(d, q)를 거쳐 2축 동기 좌표계(d<sup>e</sup>, q<sup>e</sup>)를 거쳐게 된다. 따라서, 2상 유도전동기의 속도 제어 시스템의 좌표변환은 3상 유도전동기의 속도 제어 시스템에 비해 간결할 뿐 아니라 정밀한 속도제어를 수행할 수 있다.

5. 시뮬레이션

표 1 2상 유도전동기의 정수와 정격  
Table 1 Parameters and ratings of two-phase induction motor

정격전압	V <sub>rat</sub>	220V
정격전류	I <sub>ra</sub>	5[A]
정격속도	N <sub>rat</sub>	1760[rpm]
극 수	P	4극
고정자 저항	r <sub>s</sub>	2.3[Ω]
회전자저항	r <sub>r</sub>	1.5[Ω]
고정자 인덕턴스	L <sub>s</sub>	51[mH]
회전자 인덕턴스	L <sub>r</sub>	51[mH]
상호 인덕턴스	L <sub>m</sub>	43[mH]

본 연구에서 제시한 2상 유도전동기의 벡터제어 기법의 유용성을 검증하고 2상 유도전동기의 전압방정식 모델로 하여 MATLAB을 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에서 사용한 정수와 정격은 실험에서 실제로 사용한 2상 유도전동기를 실측한 것으로서 표 1과 같다. 또한 전동기에 커플링된 부하 직류 발전기의 정격은 표 1의 2상 유도전동기의 정격과 같다고 가정한다.

그림 5는 무부하에서 800 [rpm]으로 속도지령으로 시동할 때 나타나는 특성을 시뮬레이션하였다. 그림 5(a)는 속도지령에 의해 기준값을 따라 속도가 안정되어 가는 모습을 보여주고 있고, 그림 5(b)는 속도지령에 따라 A상 전류 파형이 흐르는 모습과 q축 전류 응답이 변화되는 모습을 보여 주고 있다. 속도가 지령되는 지점에서 큰 전류가 흐르다가 시간이 지난 후 A 상 전류는 안정된 교류파형을 이루게 된다. 그림6은 무부하에서 속도지령을 400[rpm]에서 800[rpm]으로 스텝 변화시켰을 때의 파형이다. 그림 6(a)는 실제 속도응답 곡선으로서 속도지령에 의해 서서히 기준 값을 따라감을 보여주고 있다. 그림 6(b)는 q축 전류지령곡선으로서 속도지령이 변화되는 순간 q축 전류지령이 갑자기 커지고 시간이 지남에 따라 서서히 작아져 다시 영전류로 되돌아가는 것을 보여주며, 그림 6(c)의 q축 전류 응답 곡선은 q축 전류지령곡선을 따라가게 된다. 그림6(d)는 속도지령이 스텝 변화될 때 나타나는 A상 전류를 보여주고 있다. 속도지령이 변화되는 과도기간 동안 상전류의 실효치가 증가하다가 시간이 지나면 속도지령을 지속하기 위한

안정적인 상전류를 유지한다.

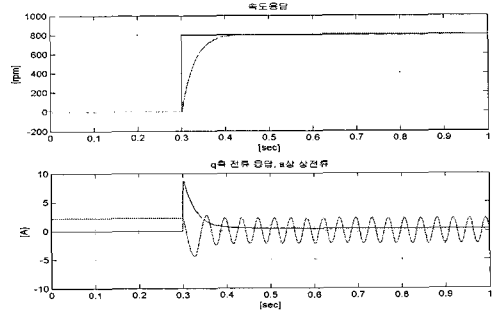


그림 5 기동 특성 (a) 속도 지령 및 속도 응답 (b) q축 전류 및 A상 전류

Fig. 5 Motor characteristics at starting. (a) Speed reference and speed response. (b)q-axis current and A-phase current.

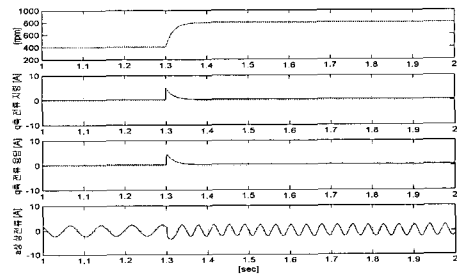


그림 6 기준 속도 지령 변화에 대한 응답 특성 (무부하, 400rpm ⇨ 800rpm ) (a) 속도 응답 (b) q축 전류 지령 (c)q축 전류 (d) A 상 전류

Fig. 6 Response characteristics for speed reference (a)speed response (b) q-axis current reference (c) q-axis current (d) A-phase current

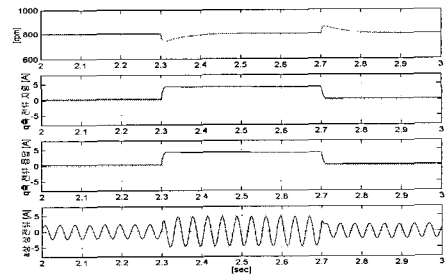


그림 7 부하토크 변화에 대한 응답특성 (a) 속도 응답 (b) q축 전류 지령 (c) q축 전류 응답 (d) A상 전류

Fig.7 Response characteristics for load torque (a)speed response (b)q-axis current reference (c)q-axis current (d)A-phase current

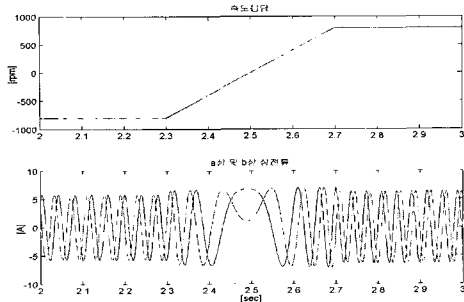


그림 8 기준속도 정역 변화에 대한 응답 특성 (a) 속도 지령, 속도 응답 (c) A상 전류, B상 전류  
 Fig. 8 Response characteristics when running toward the opposite direction (a)Speed reference, response speed.(b)A-phase current, B-phase current

그림 7은 속도를 800 [rpm]으로 일정하게 유지하고, 무부하에서 정격 부하로 증가시킨 후 다시 무부하로 감소했을 때의 응답 특성을 시뮬레이션하였다. 그림 7(a)는 부하의 증가 시점에서 속도는 일시적으로 감소하다가 다시 정속도를 유지하며, 부하의 감소시점에서 일시적으로 증가하다가 다시 800 [rpm]의 정속을 유지하는 모습을 보여준다. 그림 7(b), 그림 7(c) 및 그림 7(d)는 각각 q축 전류 지령과 이에 따른 q축 전류 응답 파형 및 A상 전류를 보여주고 있다. q축 전류 지령과 이에 따른 q축 전류 응답 파형은 무부하 상태에서 영전류 상태를 유지하며, 상전류는 저전류를 유지하다가 부하의 증가 시점에서 q축 전류 지령과 이에 따른 q축 전류는 일정 속도를 유지하기 위해 일시적으로 증가하여 일정치를 유지하고 상전류의 실효치는 급속히 증가하여 일정치를 유지한다. 부하가 다시 무부하 상태로 전환할 때 q축 전류는 다시 영전류 상태로 감소하며 상전류의 실효치는 감소한다.

그림 8은 무부하에서 속도지령을 -400[rpm]에서+400 [rpm]으로 서서히 변환하는 램프(ramp)형 속도지령으로 정역운전할 때의 응답 특성을 시뮬레이션하였다. 그림 8(a)의 속도 응답 곡선은 속도지령 곡선과 거의 비슷하여, 정역 회전이 원활히 잘 되고 있음을 보여주고 있다. 그림 8(b)는 회전 방향이 바뀔 때 A상 및 B상 전류의 위상도 바뀌게 되는 것을 보여 준다.

### 6. 실험

본 연구에서 제시한 2상 유도전동기의 가변속 구동을 위한 벡터제어기법의 성능을 검증하기 위하여 2상

유도전동기 및 2상 인버터의 시제품(prototype)을 제작하고 그 성능 시험을 실시한 결과를 제시하였다. 실험에 사용한 2상 유도전동기의 사양과 상수는 6장 시뮬레이션에서 사용한 2상 유도 전동기는 사양과 같은 실측되었다. 실험에 사용한 제어기는 TI사(Texas Instruments Inc.)의 DSP인 TMS320C33을 사용하였다.

그림9는 2상유도전동기가 800 [rpm]의 일정속도로 회전하고 있을 때 전동기의 전류 응답 특성을 살펴본 것이다. 그림9는 A상, B상 출력 전류의 파형으로서 모델 전동기가 평형 2상 유도전동기이므로, A상 전류와 B상 전류의 크기는 같고 위상차는 90° 인 것을 보여주고 있으며, 또한 상전류의 궤적이 원형에 가까운 것을 보여주고 있다.

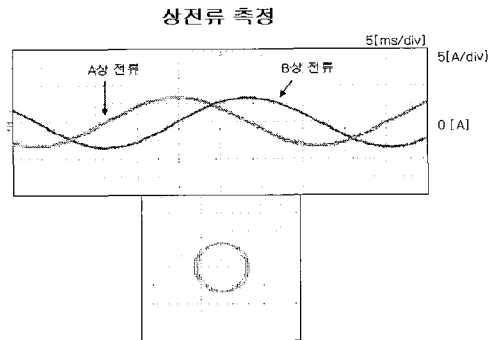


그림 9 일정속도에서 A상 전류, B상 전류, 및 상전류 궤적  
 Fig. 9 A-phase current, B-phase current and locus of A phase current

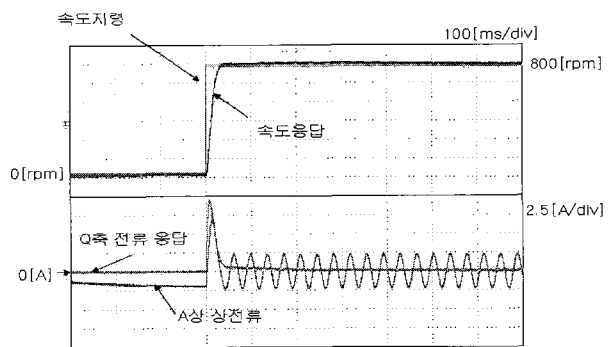
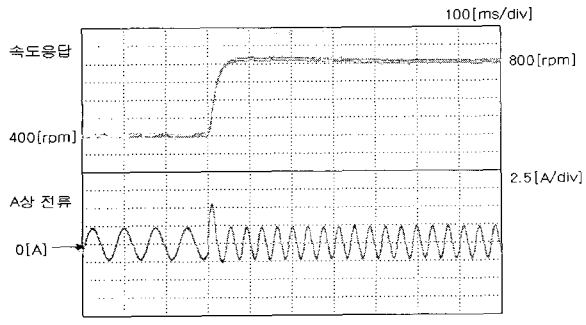
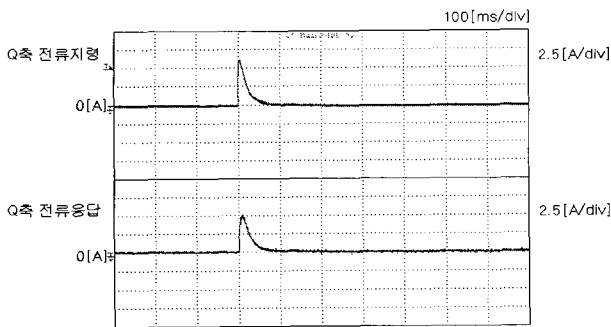


그림 10 기동특성 실험 결과 (a) 속도 지령 및 속도 응답 (b) q축 전류 및 A상 전류  
 Fig. 10 Experimental results for response characteristics at starting. (a)Speed reference and response speed. (b)q-axis current and A-phase current



(a)



(b)

그림 11 기준 속도 지령 변화에 대한 응답 특성(400rpm → 800rpm) (a) 속도 응답 속도, a상 전류 (b) q축 전류 지령, q축 전류

Fig. 11 Experimental results for Response characteristics (a)Speed reference and A-phase current (b)q-axis current reference and q-axis current

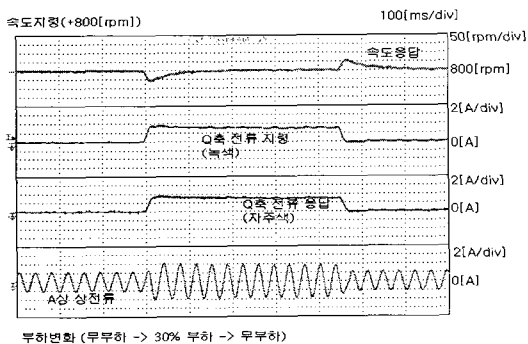


그림 12 부하토크 변화에 대한 응답특성 (a)속도 응답 (b) q축 전류 지령 (c) q축 전류 응답 (d) a상 전류

Fig. 12 Transient characteristics due to load torque (a)Speed reference (b)q-axis current reference (c)q-axis current (d) A-phase current

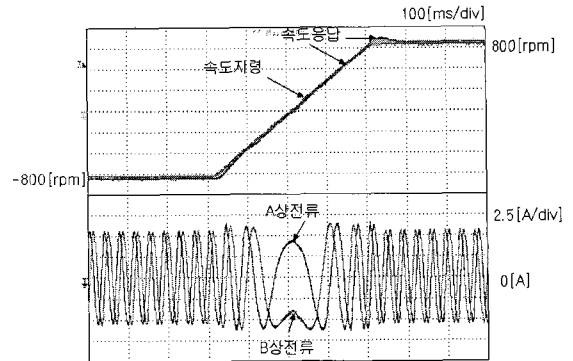


그림 13 기준속도 정역 변화에 대한 응답 특성(a) 속도지령, 응답 속도(b) A상 전류 및 B상 전류

Fig. 13 Experimental results for response characteristic when running toward the opposite direction (a)Speed reference and response speed (b)A-phase current and B-phase current

그림 10은 무부하에서 800 [rpm]으로 속도지령으로 시동할 때 나타나는 A상 전류, q축 전류 및 속도 응답에 대한 실험 파형을 보여주고 있다. 실험의 결과는 그림 5의 시뮬레이션 파형과 거의 같다. 그림 11은 무부하 상태에서 속도지령을 400[rpm]에서 800 [rpm]으로 스텝 변화시켰을 때 나타나는 속도 응답 속도, A상 전류 q축 전류 지령, 및 q축 전류에 대한 실험 파형을 보여주고 있다. 실험의 결과는 그림 6의 시뮬레이션 파형과 거의 같다. 그림 12은 속도는 800 [rpm]으로 일정하게 유지하되, 무부하에서 경부하로 증가시키고 다시 무부하로 증감했을 때 나타나는 속도응답, q축 전류 응답 특성, A상 전류를 보여주고 있다. 실험의 결과는 그림 7의 시뮬레이션 파형과 거의 같다.

그림 13은 무부하에서 속도지령을 -400[rpm]에서 +400 [rpm]으로 서서히 변환하는 램프(ramp)형 속도 지령으로 정역운전할 때 나타나는 응답특성을 보여주고 있다. 400[rpm]에서 -400[rpm]으로 램프(ramp)형으로 정역 회전시켰을 때의 파형이다. 그림 13(a)의 속도 응답 곡선은 속도지령 곡선과 거의 비슷하여, 정역 회전이 원활히 잘 되고 있음을 실험으로 보여주고 있으며, 그림 13(b)는 회전 방향이 바뀔 때 A상 및 B상 전류의 위상도 바뀌게 되는 것을 보여주고 있다. 실험의 결과는 그림 8의 시뮬레이션 파형과 거의 같다.

## 5. 결 론

본 연구에서는 먼저, 2상유도전동기를 정확히 모델링하고 해석하여 동기좌표계에서 시스템 방정식을 유도함으로써 정토크 영역 및 정출력 영역에서의 속도제어 특성을 분석하였다. 다음으로, 3상 벡터제어 방식을 이용하여 "2상인버터-2상 유도전동기 시스템"을 벡터제어 방식에 의해 속도 제어하였다. 2상 교류 전동기용 벡터 방식은 3상 교류전동기용 벡터 방식과는 달리 이론적으로 3상에서 3상에서 2상으로 변환하는 좌표변환 과정이 아닌 2상에서 2상으로 변환하는 좌표변환 과정을 요구하므로 이론적으로 단순해진다. 또한, "3상인버터-3상 유도전동기 시스템"에서는 3개 또는 2개의 전류센서가 필요한 반면 "2상인버터-2상 유도전동기 시스템"에서는 2개 또는 한 개의 전류 센서로도 운전이 가능해지며, 소형 시스템의 경우 전력 스위치의 개수를 줄일 수 있는 장점이 있다.

끝으로, 2상 유도전동기 시스템을 개발된 벡터제어 알고리즘에 적용하여 실험을 수행할 때 정상상태, 가변속 구동, 또는 부하변화시의 여러 가지의 특성의 결과들이 시뮬레이션 결과와 거의 일치함을 보여 주었다.

### 감사의 글

본 연구는 2005년도 산업자원부 전력산업 연구개발사업 전력선행기술에 의하여 이루어진 연구로서, 관계부처에 감사드립니다.

## 참 고 문 헌

- [1] M. F. Rahman and L. Zhong, "A current-forced reversible rectifier fed single-phase variable speed induction motor drive," Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.114-119, 1996
- [2] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina, A.M.N. Lima, and E.R.C. da Silva, "Field oriented control of a single-phase induction motor drive", Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.990-996, 1998
- [3] M.B.R. Correa, C.B. Jacobina and E.R.C. da Silva, "Vector control strategies for single-induction motor drive drive system," IEEE Trans. on Indrial Electronics, vol.51, no.5, pp.1051-1080, 2004.
- [4]. V. Zadeh and S. Harooni, "Decoupling vector control of single phase induction motor drives," Conf. Rec. of

IEEE PESC, pp. 733-738, 2005

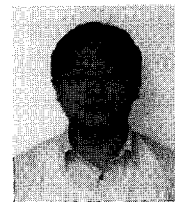
- [5] 이득기, 이경주, 김홍근, "단상 유도전동기의 속도제어시스템," 대한전기학회논문지, vol.50, no.5, pp.229-237, 2001
- [6] F.Blaabjerg, F.Luncheon, K.Skaug and M.Tonnes, "Two-phase induction motor drives," *IEEE IA Magazine* July/Aug., 2004.
- [7] Do-Hyun Jang and Duck-Yong Yoon, "Space vector PWM technique for two-phase inverter-fed two-phase induction motors", *IEEE trans. on Ind. Appl.*, vol.39, no.2, pp.542-549, Mar./April, 2003.
- [8] A.M. Trzynadlowsky, *The field orientation principle in control of induction motors*, Kluwer Academic Publishers, 1994.

## 저 자 소 개



### 장도현(張都鉉)

1956년 8월 24일생. 1980년 한양대 전기공학과 졸업. 1982년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1993년~1994년 미국 Texas A&M Univ. Visiting Scalar. 현재 호서대 전기공학과 교수.



### 조영훈(曹永勳)

1980년 2월 4일생. 2002년 건국대 전기공학과 졸업. 2004년 서울대 대학원 전기공학부 졸업(석사). 2004년~현재 (주)현대모비스 기술연구소 주임연구원.