

論文98-35T-6-13

## 유도전동기의 강건한 저속 제어를 위한 단위각 보상 벡터 제어

(The Vector Control with Compensating Unit Angle for the Robust Low Speed Control of Induction Motor)

元榮鎮\*, 朴眞弘\*\*

(Young-Jin Won and Jin-Hong Park)

### 요약

본 논문은 유도전동기를 저속에서 강건하게 제어할 수 있도록 개선된 벡터 제어에 관한 연구이다. 유도전동기가 정격 속도의 10% 이하인 저속에서 구동될 경우 고조파에 의하여 발생하는 단위 벡터각 오차를 보상하는 알고리즘을 제안하였다. 또한 저속 및 과도상태에서 회전자 파라미터 변화에 대하여 강건하게 운전하도록 회전자 시정수에 동조하는 알고리즘을 제시하였다. 제안한 벡터 제어를 이용하여 저속과 토오크 리플을 감소시킴으로써 저속에서 안정된 출력특성을 얻을 수 있었다. 입출력이 정현적인 상태일 때, 제안한 벡터 제어와 직접 벡터 제어 및 간접 벡터 제어의 저속 특성을 비교 분석하였고, 고조파가 함유된 상태에서 각각의 제어 특성을 비교 분석하였다. 그리고 회전자 시정수의 추종 성능은 시뮬레이션으로 확인하였다. 전체 제어 시스템을 실제의 하드웨어로 구현하고, 제안한 벡터 제어와 직접 벡터 제어를 비교 분석하였다. 두 제어 기법을 저속에서 실험한 결과, 정상상태에서 직접 벡터를 기준으로 할 경우 토오크 리플이 45% 개선된 특성을 얻었다. 또한 저속 전류 리플은 0.2 p.u. 감소하였고, 토오크 전류 리플은 0.6 p.u. 감소함을 확인하였다. 그리고 회전자 시정수의 변화에 대하여 동조됨을 확인하였다. 따라서 저속에서 제안한 벡터 제어의 타당성과 강건성을 입증하였다.

### Abstract

This paper is to describe the improved vector control which can control the induction motor robustly in low speed. When the induction motor is driven with low speed, below 10 percent of the rated speed, an algorithm which can compensate the error of unit vector angle generated by the harmonics is proposed. Another algorithm which can be tuned to the rotor time constant so that may be robust to the rotor parameter change in low speed and transient state was proposed. The ripple of flux and torque was reduced by the proposed vector control and then the stable output characteristics was obtained in low speed. When the input and output is sinusoidal; the proposed vector control, the direct vector control and the indirect vector control were analyzed and compared in the low speed characteristics. And each control characteristics is compared and analyzed in state of containing harmonics. The estimation and tuning performance of rotor time constant is confirmed with simulation. The whole control system is implemented by real hardware and experimented to compare the proposed vector control with the direct vector control. As a result of the experiment with two control methods in low speed, the torque ripple of the proposed vector control is improved by 45 percent than the direct vector control. And it is confirmed that the flux current ripple is reduced in 0.2 p.u. and torque current ripple is reduced in 0.6 p.u. It is confirmed that the rotor time constant by the estimation and the tuning algorithm is tuned by the real rotor time constant. Finally, it was confirmed that the validity and robustness for the proposed vector control in low speed existed.

\* 正會員, 富川大學 電子科

(Dept. of Elec. Eng., Bucheon College)

\*\* 正會員, 驪州大學 電子科

(Dept. of Elec. Eng., Yeojo College)

接受日字: 1998年4月18日, 수정완료일: 1998年6月9日

## I. 서 론

전동기는 단순성, 견고성, 신뢰성, 효율성 그리고 경제성 면에서 장시간 일정한 속도가 필요한 시스템에서 많이 이용되고 있다. 특히, 최근 들어 유도 전동기의 가변속 제어가 광범위한 분야에서 응용되고 있다. 유도 전동기는 상호 간섭이 큰 다중 변수 구조로 비선형성을 갖는다. 그러므로 독립적인 자속, 토오크 특성을 가지고 제어하는 직류 전동기 제어보다 복잡한 제어기구성을 갖는다.<sup>[1-3]</sup> 따라서 유도 전동기를 타여자 직류 전동기(separately excited dc motor)와 유사하게 제어하기 위하여 자계 지향 제어(flux field oriented control) 기법이 제시되었다.<sup>[1]</sup>

유도 전동기의 고정자와 회전자 자계(flux field)는 회전할 때 부하의 변화에 따라 위상각 차이인 단위 벡터각이 변해 상호 간섭과 과도적인 응답 특성을 갖는다. 그러므로 단위 벡터각을 이용하여 고정자 입력 전류를 자속 성분과 토오크 성분으로 분리할 수 있는데, 이것은 자계 방향성(flux field orientation)의 원리를 이용하여 얻는다. 이러한 벡터 제어 기법은 유도 전동기를 직류 전동기와 유사하게 제어할 수 있도록 한다.

일반적으로 벡터 제어는 위상각에 대한 제어로 이루어지기 때문에 고조파에 의한 단위 벡터각 변화는 존재하지 않는다고 가정한다. 이렇게 고조파에 의하여 발생하는 단위 벡터각의 변화는 PWM(Pulse Width Modulation) 인버터의 스위칭 주파수를 높여 해결할 수 있는데 이 방법은 필요한 전력 효율을 감소시킨다. 반면에 전력 효율을 증대시키기 위하여 샘플링 주파수를 낮게 설정할 경우에는 전력 효율은 증가하지만 전류 리플이 커지고 회전 좌표계로 변환시키면 토오크 성분 전류와 자속 성분 전류에 리플이 발생한다. 이때 저역 통과 필터(low pass filter)를 적용하면 리플을은 감소되지만, 전동기의 정격 주파수 이하에서 대역 폭을 설정하는 것은 불가능하다. 따라서 저속 영역에서 전력 효율을 향상시키기 위하여 필터를 사용하는 것은 전동기 동작 범위를 제한하는 원인이 된다.

이에 대해 본 논문에서는 고조파에 의하여 발생되는 단위 벡터각 변동을 보상하면 저속 및 고속에서 높은 전력 효율을 가지고 구동이 가능하며, 정상 상태에서 토오크 및 자속 리플을 제거할 수 있다.

본 논문에서 제안한 벡터 제어 특성은 SIMULINK를 이용하여 제어 특성을 시뮬레이션 분석하였다. 그

리고 벡터 제어는 전압원이나 전류원 인버터를 이용하여 구현할 수 있는데, 전류 제어 인버터는 대형 시스템에서 이용된다. 그리고 중소형의 시스템에서는 전압원 PWM 인버터를 이용한 벡터 제어의 구현에 적합하다. 따라서 1/4 마력의 유도 전동기를 제어하기 위하여 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor) 전압원 인버터와 마이크로 컴퓨터를 이용한 제어기로 구성한 시스템을 구현하고, 실험을 통하여 제어기의 제어 특성을 확인하였다.

## II. 벡터제어

### 1. 직접 벡터 제어(Direct vector control)

직접 벡터 제어는 자속의 위상각과 크기를 직접 측정하거나 자속 모델을 이용하여 제어하는 방식을 의미하며, 자속 제어(flux feedback control)라고도 한다. 그리고 회전자 자계 지향 제어는 회전자 자속 측정이 어렵다. 그러나 고정자 전류와 공극 자속을 이용하면 회전자 자속을 지향하는 제어가 가능하다.<sup>[4]</sup> 회전자 지향 직접 벡터 제어의 단위 벡터각  $\rho_m$ 은 공극 자속  $\phi_m$ 으로 결정하고 이것은 자화 전류  $i_m$ 에 비례한다. 그러므로 자화 전류의 벡터도는 그림 1과 같이 나타낼 수 있다.

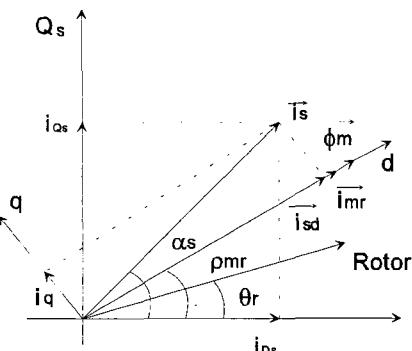


그림 1. 자화 전류 벡터도

Fig. 1. Vector diagram for magnetizing current.

회전자 자계 지향 직접 벡터 제어는 기준 벡터를 자화 전류로 하기 때문에 동기 속도에서 좌표 변화를 위하여 고정자 전류  $i_s$ 를 회전 좌표계로 변환하기 위해 다음과 같이 정의한다.

$$\bar{i}_s = i_s e^{j(\alpha_s - \rho_{mr})} = \bar{i}_s e^{-j\rho_{mr}} \quad (1)$$

직접 벡터 제어 방식은 정현적인 입출력 조건에 대하여 영 속도에서 최대 속도까지 안정된 제어가 가능하다. 그러나 이 추정 모델은 유도 전동기 파라미터에 대하여 민감하게 동작한다. 특히 전동기에서 발생하는 온도에 대하여 민감하게 변화하는 회전자 저항  $R$ , 은 불안정한 제어를 발생시킨다. 이것은 회전자 시정수  $T$ , 의 변화에 강건하지 못하고, 기준으로 설정한 회전자 시정수  $T^*$ , 과의 오차는 필요한 토오크보다 더 큰 토오크가 필요하도록 한다. 따라서 정확한 추정이 필요하다. 그리고 파라미터의 변동과 고조파의 영향은 고속에서 크지 않기 때문에 단위 벡터의 변동은 크지 않지만 저속에서는 파라미터 변동과 고조파의 영향이 크기 때문에 단위 벡터각의 보상이 필요하다.

## 2. 간접 벡터 제어 (Indirect vector control)

직접 벡터 제어에서 단위 벡터각 결정은 전동기의 출력 조건에 따른다. 그러나 명령전류를 기준으로 하는 간접 벡터 제어는 이러한 출력 신호에 대한 의존성이 적기 때문에 파형 왜곡과 무관하다.

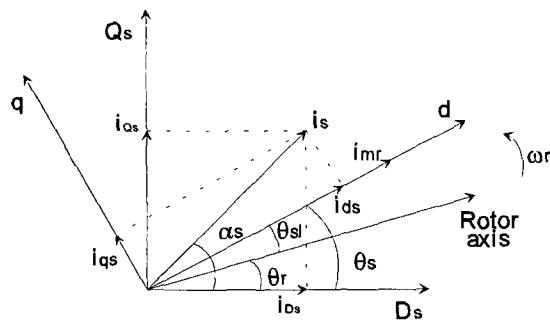


그림 2. 간접 벡터 제어의 위상도

Fig. 2. Phase diagram for indirect vector control.

임의의 시점에서 회전자 자속을 지향하여 동기 속도로 회전하는 공극 자속의  $a$  축 성분과 고정 좌표계  $D$  축 성분은  $\theta_s$  의 위상각을 갖는다. 이 위상각은 회전자 위상각  $\theta$ , 과 슬립의 위상각  $\theta_{si}$  의 합으로 구성된다. 만약 동기 속도로 회전할 경우 직접 벡터 제어의 단위 벡터각  $\rho_m$  과  $\theta_s$  는 같다. 그리고 토오크에 대하여 정상 상태 조건을 적용하면 고정자 전류의 곱으로 간략화된 정상 상태 토오크를 얻을 수 있다.

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_s} i_{qs} \overline{i_{rd}} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_s} i_{qs} i_{ds} \quad (2)$$

이상에서 살펴본 간접 벡터 제어의 단위 벡터 위상 각은 슬립 각속도와 회전자 각속도의 합으로 얻어진 회전자 자속의 위상각이다. 따라서 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\omega_s = \omega_r + \omega_{si} \quad (3)$$

식(3)을 단위 벡터각으로 이용하는 간접 벡터 제어는 회전자 자속이  $a$ 축에만 존재하는 동기 속도에 대한 단위 벡터를 연산하기 때문에 정상 상태에서 안정하다. 그러나 과도 상태 즉, 슬립이 0과 1사이의 동작에서는 단위 벡터의 오차가 커진다. 또한 그림 3에서 확인할 수 있듯이 간접 벡터 제어도 직접 벡터 제어와 같이 전동기 파라미터 특히 회전자 시정수 변동에 대하여 민감하다. 따라서 과도 특성과 파라미터 민감성에 대한 강건한 제어를 위해서는 과도 상태 벡터각 보상 및 파라미터 추종이 필요하다.

### 3. 벡터의 보상

직접 빼터 제어에서 정격 주파수로 유도 전동기 운전할 경우, 저역 통과 필터를 이용하면 고정자 전류 고조파를 제거할 수 있는데, 이때는 고조파에 의한 속도 제어와 전력 효율에는 영향을 주지 않는다. 그러나 저속 운전시 즉, 10Hz 이하의 주파수를 갖는 고정자 전류에 대하여 5차 고조파는 50Hz 이하이다. 따라서 광범위한 속도 제어가 가능하기 위해서는 이 대역의 고정자 전류 고조파를 제거하기 위해 저역 통과 필터는 사용할 수 없다.

그러나 입력 명령  $i_{sq}^*$ 과  $i_{sq}^{**}$ 를 이용하는 간접 벡터 제어는 고조파에 의한 영향을 고려하지 않는다. 따라서 고조파에 의하여 발생하는 파라미터 변동에 대해서만 영향을 받는다.

그러므로 두 벡터 제어를 이용하여 고조파에 의한 단위 벡터각을 보상할 수 있다. 그리고 고조파 영향을 감소시키기 위하여 PWM 샘플링 주파수를 증가시킴으로써 스위칭 순실 등에 의하여 발생하는 전력 효율 저하 현상을 개선할 수 있다. [10]

3상 유도 전동기 고정자 전류에  $k$ 차 고조파가 함유되어 있다고 가정할 때 고정자 전류 고조파는  $i_k$ 라고 할 수 있다. 이때 고정자 전류 3상 벡터는 다음과 같다.

$$\bar{i}_s = (i_{as} + \sum^k i_{kas}) + (ai_{bs} + \sum^k \gamma^k i_{kbs}) + (a^2 i_{cs} + \sum^k \gamma^{2k} i_{kcs}) \quad (4)$$

여기서,  $k=5, 7, 11, 13, \dots$  이고  $\gamma^k = e^{j2k\pi/3}$ ,  $\gamma^{2k} = e^{j4k\pi/3}$ 이다.

그림 2.5는 정현적인 고정자 전류 벡터에 고조파가 미치는 영향을 표현한 벡터도이다.

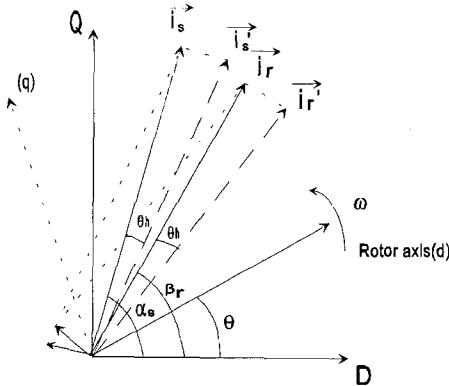


그림 3. 비정현적인 고정자 전류 벡터도  
Fig. 3. Vector diagram for non-sinusoidal stator current.

그림 3의 비정현적인 입력 전류의 벡터도와 정현파 입력에 의하여 구성된 전류 벡터도를 비교하면 고정자 전류의 위상각  $\alpha_s$ 와 회전자 전류 벡터의 위상각  $\beta_r$ 은 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\alpha_s = \dot{\theta}_s + \theta_h \quad (5)$$

$$\beta_r = \dot{\theta}_r + \theta_h \quad (6)$$

여기서,  $\dot{\theta}_s$ 와  $\dot{\theta}_r$ 은 각각 정현적인 전류 입력의 회전자와 고정자 전류 벡터 위상각이고,  $\theta_h$ 는 비정현적인 전류 입력에 의한 변위각이다. 따라서 대입하면 고조파에 의하여 변형된 회전 좌표계 고정자 전류 벡터를 다시 정리할 수 있는데, 회전 좌표계의 고정자 전류  $\bar{i}_s$ 는  $i_s e^{-j\alpha_s}$ 이다.

$$\bar{i}_s = i_s e^{j(\alpha_s - \theta)} = i_s e^{j(\alpha_s + \theta_h - \theta)} = \bar{i}_s e^{-j(\theta - \theta_h)} \quad (7)$$

### III. 개선된 벡터 제어

본 연구에서는 고정자 전류를 케이스팅 고조파가 포함된 벡터각을 보상하였다. 그리고 회전자 시정수를 추정함으로써 제어시 파라미터 변동에 강건한 벡터 제어기를 구성하였다. 그림 4은 고조파에 의하여 발생하는 저속 제어 특성을 개선하기 위한 벡터 제어 구성도를 보인 것이다.

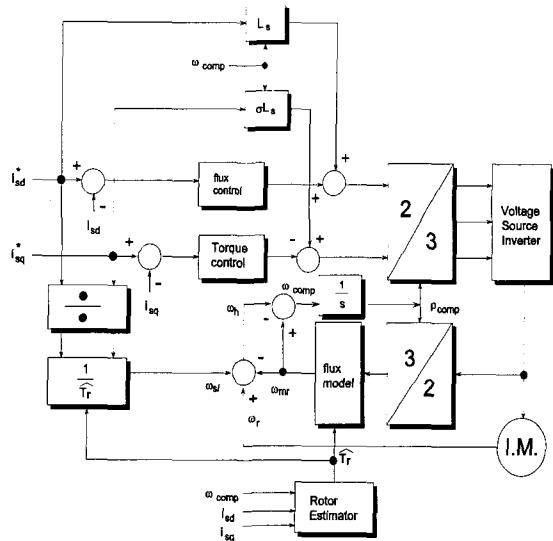


그림 4. 제안한 벡터 제어 구성도  
Fig. 4. Configuration for proposed vector control.

그림 4의 벡터 제어방식은 자속모델<sup>[3]</sup>에서 얻어지는 단위 벡터각과 고조파에 영향받지 않는 고정자 전류 명령에 의해 얻어지는 슬립 각속도와의 차를 이용하여 고조파 영향에 의해 발생되는 벡터 단위각 오차를 보상하는 알고리즘을 제어에 적용함으로써 파라미터 변화에 강건한 제어가 가능하다.

고조파에 의한 단위각 오차를 보상한 단위 벡터각  $\rho_{comp}$ 은 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\theta_h = \theta_{sl} - (\rho_{mr} - \theta_r) \quad (8)$$

$$\rho_{comp} = \rho_{mr} - \theta_h \quad (9)$$

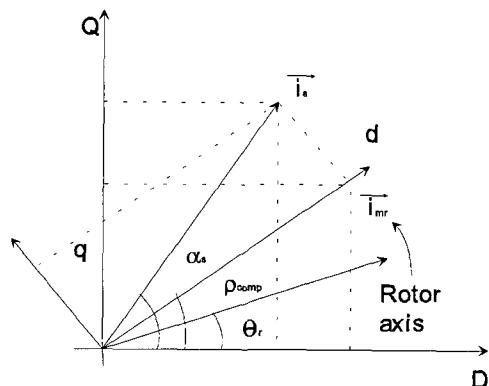


그림 5. 단위 벡터각을 보상하기 위한 벡터 제어의 벡터도  
Fig. 5. Vector diagram of vector control to compensate for unit vector angle.

그림 5는 공극 저속 벡터를 회전 좌표계로 정하여 회전자 저속을 지향하는 보상 벡터 제어의 전류 벡터 도를 보인 것이다.

#### IV. 제어 특성 시뮬레이션

본 논문은 높은 전력 효율을 가지고, 유도 전동기 파라미터를 추정하므로 안정된 제어가 가능한 벡터 제어 기법을 제안하였다. 제어를 실질적인 구동 시스템으로 구현하기에 앞서 제어 성능에 대한 평가가 이루어져야 하는데 제어기 성능 평가를 위하여 컴퓨터를 이용한 시뮬레이션을 실현하였다. 시뮬레이션은 시스템을 수학적으로 모델링하여 시뮬레이션하기 위하여 이용하는 MATLAB SIMULINK를 이용하였다. 시뮬레이션을 위하여 이용한 유도 전동기 파라미터는 다음과 같이 설정하였다.

표 1. 시뮬레이션을 위한 유도 전동기 파라미터

Table 1. Induction motor parameter for the simulation.

|          |       |                         |
|----------|-------|-------------------------|
| 고정자 저항   | $R_s$ | 1.28 Ω                  |
| 회전자 저항   | $R_r$ | 1.25 Ω                  |
| 고정자 인덕턴스 | $L_s$ | 108 mH                  |
| 회전자 인덕턴스 | $L_r$ | 108 mH                  |
| 상호 인덕턴스  | $L_m$ | 105 mH                  |
| 회전자 시상수  | $T_r$ | 86.4 msec               |
| 관성       | J     | 0.012 kg-m <sup>2</sup> |

그림 6은 제안한 벡터 제어와 직접 벡터 그리고 간접 벡터 제어에 의한 응답특성이다. 명령 저속 성분 전류  $i_{sa}^*$ 를 200.0mA로 정하였고 토오크 성분 전류  $i_{sq}^*$ 를 200mA에서 10mA로 변화시킬 경우 얻어지는 전동기의 회전자 각속도( $\omega_r$ )이다. 여기서 정상 상태 각속도 8.7rad/sec에 대하여 초기 오버슈트가 직접 벡터 제어의 경우 10.3rad/sec이고 간접 벡터 제어는 11.1rad/sec이다. 그러나 제안한 벡터 제어에 의한 결과는 9.7rad/sec로 직접 벡터 제어 보다 0.6rad/sec 낮은 과도 응답 특성을 갖는다. 그리고 그림 7는 부하 토오크를 10kg-m 인가할 경우 각각의 벡터 제어에 의한 속도 응답을 보인다. 여기에서도 무부하시와 같이 제안한 벡터 제어 특성이 과도 상태에서 안정함을 확인할 수 있다.

그림 8, 그림 9와 그림 10은 각각의 벡터 제어에서

토오크이다. 제안한 벡터 제어의 정상 상태 토오크 리플은 직접 벡터 제어나 간접 벡터 제어시 토오크 리플보다 현저하게 감소됨을 확인할 수 있다.

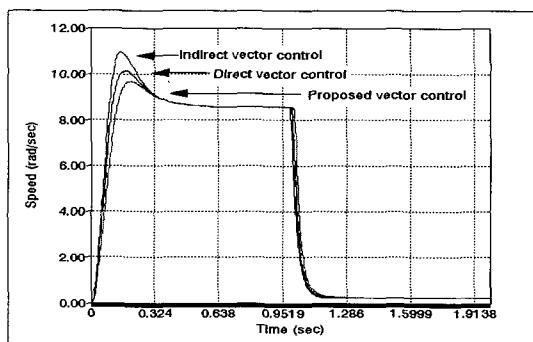


그림 6. 벡터 제어를 이용한 회전자 각속도 응답(무부하 토오크)

Fig. 6. Rotor angular speed response by vector control(no-load torque).

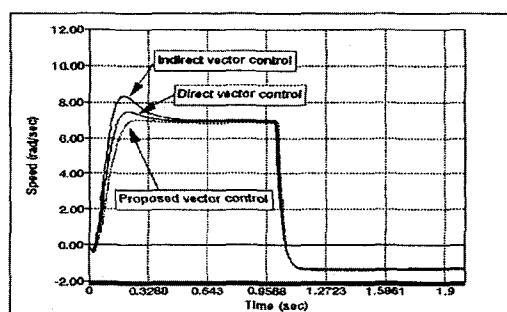


그림 7. 벡터 제어를 이용한 회전자 각속도 응답 (부하 토오크 : 10kg-m)

Fig. 7. Rotor angular speed response by vector control (load torque : 10kg-m).

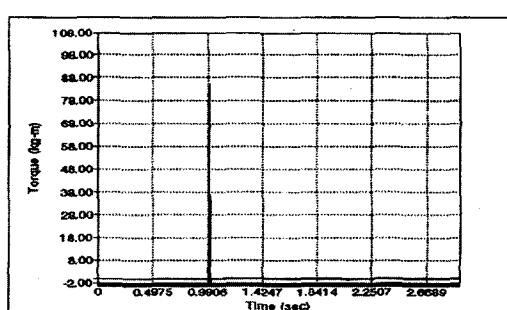


그림 8. 제안한 벡터 제어시 토오크 응답 특성

Fig. 8. Characteristics of torque response in proposed vector control.

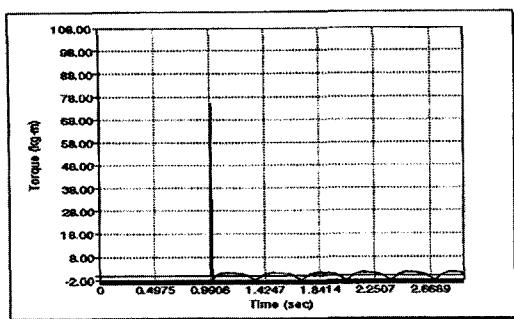


그림 9. 직접 벡터 제어시 토오크 응답 특성  
Fig. 9. Characteristics of torque response in direct vector control.

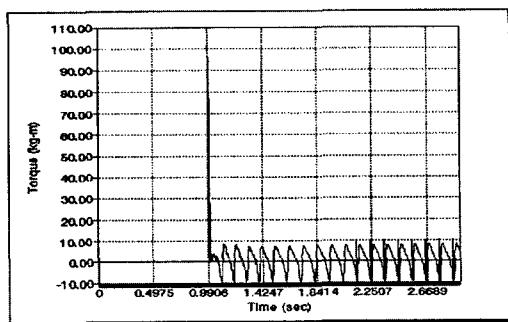


그림 10. 간접 벡터 제어시 토오크 응답 특성  
Fig. 10. Characteristics of torque response in indirect vector control.

## V. 실험 및 결과 고찰

제안한 벡터 제어의 특성을 직접 벡터 제어와 비교하기 위하여 실험한 직접 벡터 제어의 결과를 함께 제시하였다. 사진 1과 2는 각각 정상 상태에 대하여 부하 토오크를  $13.6 \text{ kg-m}$  인가할 경우 얻어지는 토오크 응답과 속도 응답을 보인 것이다. 직접 벡터 제어에 의한 동작시 부하인가에 따른 속도 리플이 크게 발생하고 있지만 제안한 벡터 제어는 속도 응답에 대하여 영향을 미치지 못함을 확인할 수 있다. 여기서 확인할 수 있듯이 벡터각을 보상함으로써 정상 상태 특성이 개선되었고 회전자 시정수 동조부를 부가함으로써 안정된 과도 응답 특성을 얻었다. 이로써 정격 속도의 10% 이내에서 저속 제어 특성이 직접 벡터 제어보다 개선되었음을 알 수 있다.

사진 3과 사진 4는  $\omega^*$ 을  $62.8\text{rad/sec}$ 로 정하여 사용한 유도 전동기 회전자 인덕턴스  $108 \text{ mH}$ 를 80

$\text{mH}$ 로 바꾸고 정상 상태 동작 상태에 대하여 부하를  $6.8 \text{ kg-m}$ 인가하였을 때 얻어지는 토오크 및 회전자 각속도 응답이다. 사진 4는 직접 벡터 제어의 응답 특성으로 무부하시 정상 상태에서 최대  $1.36 \text{ kg-m}$  높은 토오크를 발생하고, 부하 인가시 최대 토오크는 인가한 부하 토오크의 2배인  $13.6 \text{ kg-m}$ 까지 상승함을 확인할 수 있다. 그러나 제안한 벡터 제어 특성을 보이는 사진 3은 회전자 시정수를 추정하여 제어하기 때문에 초기 설정한 회전자 인덕턴스에 무관한 특성을 보이고, 각각의 출력 특성은 회전속도가 높기 때문에 저속에서 발생하던 토오크 리플이 존재하지 않는다.

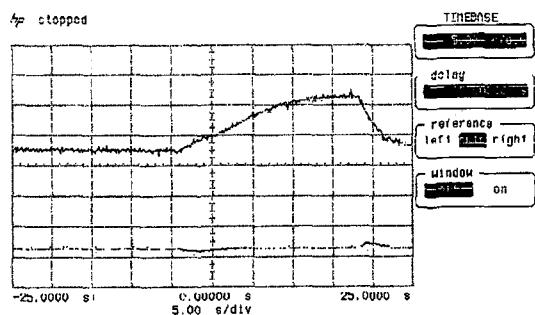


사진 1. 제안한 벡터 제어시 회전자 각속도와 토오크 응답 ( $\omega^* = 6.28\text{rad/sec}$ , 부하= $1.36 \text{ kg-m}$ (무부하), ch1,ch4: 1V/div)

Photo 1. Rotor angular speed and torque response at proposed vector control( $\omega^* = 6.28\text{rad/sec}$ , load= $1.36 \text{ kg-m}$ (no-load), ch1,ch4: 1V/div).

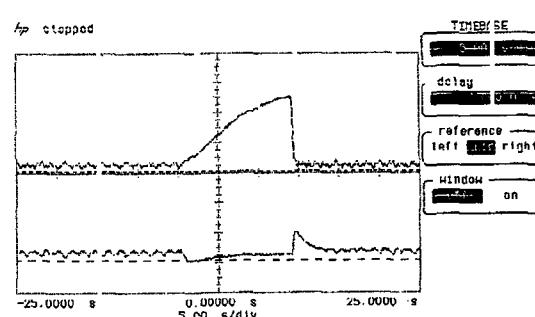


사진 2. 직접 벡터 제어시 회전 각속도와 토오크 응답 ( $\omega^* = 6.28\text{rad/sec}$ , 부하= $1.36 \text{ kg-m}$ , ch1,ch4: 1V/div)

Photo 2. Rotor angular speed and torque response at direct vector control( $\omega^* = 6.28\text{rad/sec}$ , load= $13.6 \text{ kg-m}$ , ch1,ch4: 1V/div).

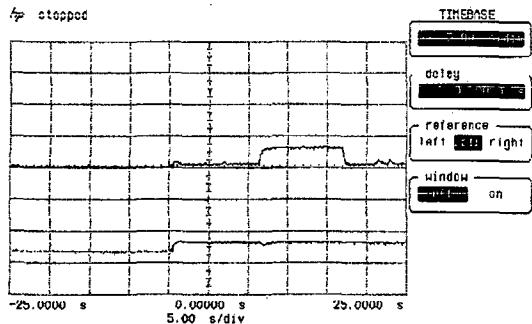


사진 3. 제안한 벡터 제어시 토오크와 회전자 각속도 응답( $\omega^*$  = 62.8rad/sec,  $T^*$ =80msec, ch1:2V/div, ch4:1V/div)

Photo 3. Rotor angular speed and torque response at proposed vector control ( $\omega^*$  = 62.8rad/sec,  $T^*$ =80msec, ch1:2V/div, ch4:1V/div)

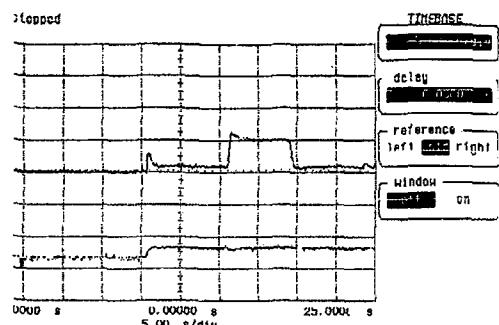


사진 4. 직접 벡터 제어시 토오크와 회전자 각속도 응답( $\omega^*$  = 62.8rad/sec,  $T^*$ =80msec, ch1:2V/div, ch4:1V/div)

Photo 4. Rotor angular speed and torque response at direct vector control ( $\omega^*$  = 62.8rad/sec,  $T^*$ =80msec, ch1:2V/div, ch4:1V/div).

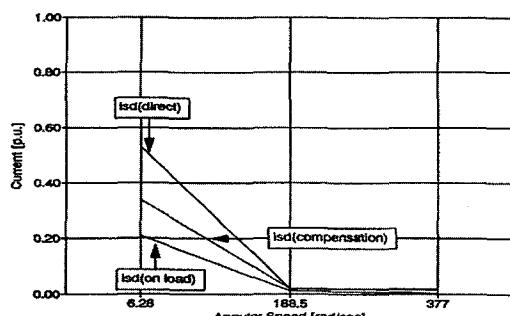


그림 11. 회전 좌표계의 자속 전류 고조파  
Fig. 11. Flux current harmonic in rotational frame.

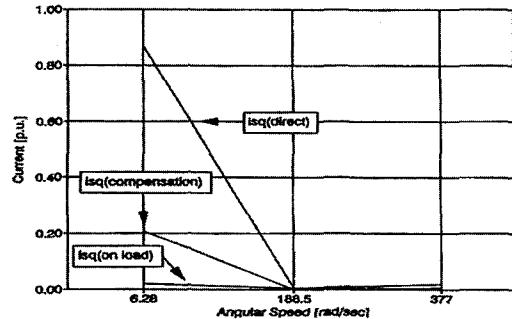


그림 12. 회전 좌표계의 토오크 전류 고조파

Fig. 12. Torque current harmonic in rotational frame.

각 제어의 단위 벡터를 이용하여 회전 좌표계로 변환된 자속 전류  $i_{ds}$ 의 최대 리플을 전류치로 표현하면 그림 6.1과 같으며, 저속에서 자속 전류의 최대 리플은 제안한 벡터 제어에 의하여 0.2p.u. 개선되고 토오크 전류  $i_{qs}$ 는 그림 11과 같이 0.6p.u.개선되었다. 두 전류는 고속에서 편차가 없음을 확인할 수 있다.

## VI. 결 론

회전자 시정수 변화를 추정하여 동조할 수 있는 알고리즘과 자속 모델에서 얻어지는 직접 벡터 제어의 단위 벡터각 오차를 보상하여 저속 및 고속에서 강건성을 갖는 개선된 벡터 제어를 제안하였다.

제안한 벡터 제어 특성을 직접 벡터 제어와 비교 분석하기 위하여 제어기는 IBM PC 486과 디지털 로직회로와 아날로그 회로를 활용하여 구성하였다. 또한 제어에 필요한 입출력 데이터 교환을 위해서는 전용 인터페이스 카드를 이용하였다. 따라서 제어 방식은 수치적인 연산에 근거하여 동작하도록 하였기 때문에 정확한 제어가 가능하며 수정이 편리하다.

일반적으로 직접 벡터 제어는 자속 모델을 사용하여 회전자 자속 및 토오크를 연산한다. 그리고 고정 좌표계의 자속 전류  $i_{Ds}$ 와 토오크 전류  $i_{Qs}$ 를 회전 좌표계의 각각의 전류  $i_{ds}$ 와  $i_{qs}$ 로 변환하기 위하여 단위 벡터각( $\rho_m$ )을 연산한다. 연산된 단위 벡터각은 두 좌표계의 변환을 위한 위상각으로 사용된다. 그러나 고정자 전류에 합유된 저차 고조파는 단위 벡터각 오차를 발생시킨다. 특히 저속 구동시 벡터각의 오차가 더 커진다.

따라서 본 논문에서는 고조파에 의하여 발생하는 단위 벡터각의 오차를 보상할 수 있는 좌표 변환을 재정리하였다. 그리고 벡터각 ( $\rho_{m\alpha}$ )과 슬립 연산기를 이용하여 단위 벡터각 오차를 보상할 수 있는 단위 벡터각 ( $\rho_{comp}$ )을 제안하였다. 이러한 단위 벡터각을 이용하는 벡터 제어의 제어특성을 확인하기 위하여 유도전동기를 저속에서 제어하였다.

그 결과, 직접 벡터 제어의 저속 구동시 정상 상태 특성은 최대 토오크에 대하여 리플이 50% 임을 확인하였다. 그러나 단위 벡터각을 보상한 보상 벡터 제어를 이용한 결과는 토오크리플이 최대 값의 5%임을 확인하였다. 따라서 본 논문에서 제안한 벡터 제어기가 저속 구동에 강건함을 확인하였다.

그리고 회전자 시정수  $T^*$ 을 고정시킨 직접 벡터 제어는 과도 상태에서 회전자 누설 리액턴스와 회전자 저항의 변화를 고려하지 않기 때문에 회전자 자속 성분이  $a$ 축에 일치하지 않는다. 따라서 일정 속도 제어를 위하여 필요한 토오크보다 더 큰 토오크가 필요하기 때문에 제안한 벡터 제어는 회전자 시정수를 추정 동조되도록 함으로써 과도 상태에서 필요 이상의 토오크 발생을 억제할 수 있었다. 이를 확인하기 위하여 초기 회전자 시정수 설정치를 변화시켜 각각의 벡터 제어기를 실험한 결과, 직접 벡터 제어의 출력 토오크가 인가된 부하 토오크의 최대 2배 발생함을 확인하였고, 제안한 벡터 제어의 토오크는 인가한 부하 토오크와 같음을 확인하였다. 이로써 제안한 벡터제어기가 회전자 시정수에 추정 동조함으로써 초기 설정한 회전자 시정수와의 오차에 무관하게 안정한 응답 특성을 얻을 수 있음을 입증하였다.

그리고 각각의 벡터 제어에 대하여 회전자 각속도를 변화시킬 때, 정상 상태에서 고정자 상전류와 회전 좌표계의 자속과 토오크 전류의 리플을 주파수 스펙트럼을 이용하여 분석하였다. 그 결과 직접 벡터 제어 방식보다 자속 전류 0.2p.u. 그리고 토오크 전류 리플 0.6p.u. 만큼 감소시킬 수 있었다.

#### 참 고 문 헌

- [1] Peter Vas, "Vector control of AC machine", Oxford science publication, Oxford science publication, calrendon press, 1990.

- [2] JMD. Murphy and GF Turnbull "Power electronic control of AC Motors", Pergamon press, 1988.
- [3] B.K.Bose, "Power electronics and AC machine", prentice-hall, 1986.
- [4] Peter Vas, "Electrical machine and dirves", Oxford science publication, calrendon press, 1992.
- [5] M.P.Kazmierkowski and A. Kasprowicz "Improved torque and flux vector control of PWM Inverter-fed Induction motor drive ", Proc. of the 5th European Conference on Power Electronics and Applications EPE'93, Brighton, September 1993, Proceeding Vol. 5, pp. 115-120.
- [6] A. Walczyna, "Reduction of current distortions of VSI-fed induction machine controlled by DSC method a generalized approach", Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest , 1-3 June 1993, pp. 457-462.
- [7] A. Walczyna and R.J. Hill, "Novel PWM control strategy for direct self-control", Proc. of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Budapest , 1-3 June 1993, pp. 610-615.
- [8] R.D. Lorenz "Tuning of field oriented induction motor controllers for high performance application", IEEE Trans. on Ind. Appl., Mar/Apr., 1986, pp. 293-297.
- [9] R.D. Lorenz, D.B.Lawson," Flux and Torque Decoupling Control for Field-Weakened Operation of Field Oriented Induction Machines", IEEE Trans. on Ind. Appl., Mar/Apr., 1990, pp. 290-295.
- [10] Chu Wang, Donald W, Novotny, Tomas A. Lipo, " An automated rotor time constant measurement system for indirect field oriented drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., Jul/Feb., 1988, pp. 151-159.

## 저자소개

## 元榮鎮(正會員)

1960년 3월 9일생. 1984년 2월 광운대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1988년 8월 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1994년 8월 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1992년 3월 - 현재 부천대학 전자과 조교수. 주관심 분야 : 전력 시스템 제어 및 전동기 제어

## 朴眞弘(正會員)

1967년 11월 18일생. 1991년 2월 광운대학교 전자공학과 졸업(공학사). 1993년 2월 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학석사). 1997년 2월 광운대학교 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1998년 3월 - 현재 여주대학 전자과 겸임교수. 주관심 분야 : 전력 시스템 제어 및 전동기 제어