

## Realization of Indirect Vector Controller to Compensate Ironloss of Induction Motor

朴太植\* · 柳志潤\*\* · 金成奐\*\*\*  
(Tae-Sik Park · Ji-Yoon Yoo · Seong-Hwan Kim)

**Abstract** - The purpose of this paper is realizing a rotor-flux-oriented indirect vector controller of an induction motor to compensate the effects of the ironloss generally ignored in the vector controller. Using general ironloss model of induction motor, the vector controller and new decoupling circuit considering ironloss is designed and realized. Also, slip, magnetizing current, stator current and decoupling circuits derived from ironloss model are compared with them from the model not including ironloss and the effects are scrutinized. Finally the total algorithm are realized in 2.2kW servo drive and its effectiveness is verified.

**Key Words** : ironloss, slip, torque, rotor-flux-oriented indirect vector controller, decoupler circuit

### 1. 서 론

일반적인 유도전동기 벡터제어에서는 모든 파라미터가 시간에 따라 변하지 않으며, 자화전류(Magnetizing Current)의 포화와 철손을 무시한다는 가정하에 제어기를 구현하게 된다. 그러나 실제에 있어 벡터제어를 행하는 경우에는 속도, 온도 그리고 부하에 따라 파라미터가 변동되고, 자화전류의 포화, 철손 등에 의하여 슬립의 연산값과 전류의 기준값 선정에 오차가 발생되기 때문에 정확한 벡터제어를 구현할 수 없다[1][2]. 또한 슬립 연산에서의 오차는 자속각과 토크 연산에 오차를 동반하게 되고, 벡터제어의 기본인 자속과 토크를 독립적으로 제어함에 있어 새로운 결합(Coupling) 성분이 발생하게 되어 전체 제어성능의 저하를 발생시키게 된다.

위와 같은 문제점을 해결하기 위해 Lipo, Waters[3-6] 등은 자화전류의 포화에 대한 영향을 모델링하고, 모델에 리액턴스 등을 포함하여 보다 정확한 모델을 유도하였으며 유도전동기의 제어특성을 향상시켰다. Levi[7-11] 등은 철손에 대한 영향을 해석하고 이를 보상하기 위하여 철손을 고려한 회전자자속 관측기를 이용한 방식과, 기존의 간접벡터제어 방식에서 철손의 영향을 제거할 수 있는 수정된 제어 방식을 제안하였다. 그러나 철손을 고려한 직접벡터제어 방식은 슬립 연산에서 발생하는 오차를 제거할 수는 있으나, 저속에서의 자속추정의 어려움으로 그 성능에 한계가 있고, 전압원 인버터를 사용할 경우 기존의 감결합회로(減結合回路: Deco-

upling Circuit)를 사용하면 철손에 의해 발생하는 결합성분으로 인해 토크와 자속 성분 전류를 독립적으로 제어할 수가 없다.

본 논문에서는 일반적인 벡터제어기에서 무시되는 철손의 영향을 고려한 회전자자속 기준 간접벡터제어방식을 구현하고자 한다. 이를 위해 철손을 고려한 유도전동기의 모델을 이용하여 고정자전류의 기준값을 산출하고 철손의 영향을 고려한 전압형 인버터에 대한 새로운 감결합회로(減結合回路:Decoupling Circuit)를 제안한다. 또한 철손을 고려한 방식과 기존의 방식을 슬립, 자화전류, 고정자전류, 감결합회로의 관점에서 비교하여 철손의 영향을 고찰한다. 마지막으로 전체 제어 알고리즘을 2.2kW 서보 유도전동기의 속도 제어를 통해 실현하고, 그의 효용성을 검토한다.

### 2. 철손을 고려한 유도전동기의 모델

그림 1은 철손을 고려한 유도전동기의 일반적인 d축과 q축 모델을 보여주고 있다.

철손을 고려한 등가 모델을 통해 전압과 자속, 그리고 토크 방정식을 회전자자속을 기준축으로 하여 표현하면 식 (1)부터 식 (6)까지와 같다[7].

결과적으로 철손을 고려한 모델은 기존의 모델에 비해 새로운 결합성분으로 인하여 시스템의 차원이 2만큼 증가하게 된다. 또한 식 (6)에서 알 수 있듯이 자화전류의 q축 성분으로 토크를 순시제어 할 수 있으며, 회전자자속 역시 자화전류의 d축 성분으로 토크와 무관하게 직접적인 제어가 가능하기 때문에 철손을 고려하여 회전자자속 기준 벡터제어기를 설계할 수 있다.

\* 正 會 員 : 高麗大 電氣工學科 博士課程

\*\* 正 會 員 : 高麗大 電氣工學科 教授 · 工博

\*\*\* 正 會 員 : 木浦大 電氣制御工學部 教授 · 工博

接受日字 : 1999年 2月 25日

最終完了 : 1999年 11月 3日

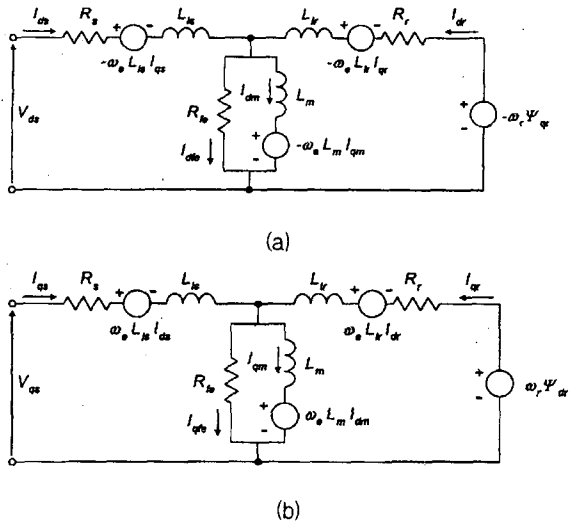


그림 1 유도전동기의 철손을 고려한 등가모델  
 (a) d축 등가모델 (b) q축 등가모델  
 Fig. 1 Equivalent circuit of induction motor  
 (a) d-axis equivalent circuit  
 (b) q-axis equivalent circuit

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + d\Psi_{ds}/dt - \omega_{mr} \Psi_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + d\Psi_{qs}/dt + \omega_{mr} \Psi_{ds}$$

$$0 = R_r i_{dr} + d\Psi_{dr}/dt - (\omega_{mr} - \omega_r) \Psi_{qr} \quad (2)$$

$$0 = R_r i_{qr} + d\Psi_{qr}/dt + (\omega_{mr} - \omega_r) \Psi_{dr}$$

$$R_{fe} i_{dfe} = L_m di_{dm}/dt - \omega_{mr} L_m i_{qm} \quad (3)$$

$$R_{fe} i_{qfe} = L_m di_{qm}/dt + \omega_{mr} L_m i_{dm}$$

$$i_{dm} + i_{dfe} = i_{ds} + i_{dr}, \quad i_{qm} + i_{qfe} = i_{qs} + i_{qr} \quad (4)$$

$$\Psi_{ds} = L_{sl} i_{ds} + L_m i_{dm}, \quad \Psi_{qs} = L_{sl} i_{qs} + L_m i_{qm} \quad (5)$$

$$\Psi_{dr} = L_{rl} i_{dr} + L_m i_{dm}, \quad \Psi_{qr} = L_{sl} i_{qr} + L_m i_{qm}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} (i_{qs} - i_{qfe}) - \Psi_{qr} (i_{ds} - i_{dfe})) \quad (6)$$

$$= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{L_r} (\Psi_{dr} i_{qm} - \Psi_{qr} i_{dm})$$

여기서 첨자 r은 회전자에, s는 고정자에 그리고 fe는 철손에 관련된 성분을 의미한다. 속도에서 첨자 mr은 회전자 자속의 속도를, r은 회전자의 속도를 나타낸다. 인덕턴스에서 첨자 l은 누설 인덕턴스를, m은 상호인덕턴스를 나타낸다. 또한 전류에서 m은 자화전류를 의미한다. 그리고 P는 유도전동기의 극대(Pole Pair) 수를 나타낸다.

### 3. 철손을 고려한 벡터제어의 설계

이하에서는 전술한 관계로부터 철손을 고려한 모델을 이용한 회전자자속 기준 간접벡터제어를 설계하고, 새로운 전압 감결합회로를 통해 자속과 토크 성분 전류의 독립적인 제어가 가능하도록 하는 과정을 설명한다. 이 방식은 기존의 방식과 매우 동일하여 구현이 용이하다.

#### 3.1 회전자자속-기준-벡터제어의 설계

토크를 제어하기 위해 식 (6)에서와 같이 회전자자속과 자화전류성분을 제어 대상으로 하기 때문에 식 (1)부터 식 (5)를 통해 다음과 같이 자화전류성분과 회전자자속성분을 상태로 하여 유도전동기의 상태 방정식을 유도하면 다음과 같다.<sup>[7]</sup>

$$di_{dm}/dt = i_{ds}/T_{fe} + (\Psi_{dr} - L_r i_{dm})/(T_{fe} L_{lr}) + \omega_{mr} i_{qm}$$

$$di_{qm}/dt = i_{qs}/T_{fe} + (\Psi_{qr} - L_r i_{qm})/(T_{fe} L_{lr}) - \omega_{mr} i_{dm}$$

$$d\Psi_{dr}/dt = -\Psi_{dr}/T_{lr} + L_m i_{dm}/T_{lr} + \omega_{sl} \Psi_{qr} \quad (7)$$

$$d\Psi_{qr}/dt = -\Psi_{qr}/T_{lr} + L_m i_{qm}/T_{lr} - \omega_{sl} \Psi_{dr}$$

여기서  $T_{fe} = L_m/R_{fe}$ ,  $T_{lr} = L_{lr}/R_r$

식 (7)에서 회전자자속의 q축 성분을 영으로, d축 성분을 회전자자속의 기준값으로 제어하기 위해서는 식 (8)이 성립되어야 하며, 여기서 회전자자속과 자화전류의 d축 성분과의 관계를 구할 수 있다.

$$d\Psi_{dr}/dt = -\Psi_{dr}/T_{lr} + L_m i_{dm}/T_{lr} \quad (8)$$

정상상태를 가정하고 제어의 기준축이 회전자자속과 정확하게 일치한다고 가정하면, 회전자자속의 q축 성분의 값은 영(Zero)이 되고, 식 (8)로부터 회전자자속의 기준값을 이용하여 식 (9)와 같이 자화전류의 d축 기준값을 얻을 수 있다.

$$i_{dm}^* = \Psi_r^*/L_m \quad (9)$$

$$\Psi_r = \Psi_{dr}$$

여기서 \*는 기준값을 의미한다.

식 (6)을 사용하여 토크와 자화전류의 q축 성분과의 관계를 구하면 식 (10)과 같으며, 속도 제어기의 출력으로 토크의 기준값을 발생하고, 이를 기준으로 자화전류의 q축성분 기준값을 얻을 수 있다.

$$i_{qm}^* = \frac{L_{lr}}{L_m} \frac{T_e^*}{\Psi_{dr}^*} \quad (10)$$

그림 2는 토크와 자속의 기준값을 이용한 자화전류의 기준값 산출에 대한 블록도이다.

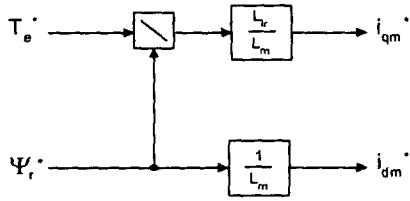


그림 2 자화전류 기준값의 산출  
Fig. 2 Calculation of magnetizing current references

여기서 자화전류를 전류제어의 대상으로 직접 선택할 수도 있다. 그러나 자화전류의 q축 성분의 값은 매우 작고, 이를 일반적인 PI 전류제어를 이용하여 제어할 경우 몇 가지 문제점이 발생된다. 즉, 잡음 대 신호비가 매우 크기 때문에 자화전류의 기준값에 대한 실제 자화전류의 오차를 찾기가 어렵고, 또한 제어기의 이득이 커야하기 때문에 큰 리플이 발생할 수 있으며, 제어기 밴드의 넓이(Band-width)가 좁아지게 된다. 따라서 본 논문에서는 자화전류 대신 고정자전류를 전류제어의 대상으로 하고자 하며, 다음과 같이 자화전류의 기준값으로부터 고정자전류의 기준값을 유도할 수 있다. 식 (7)에서 정상상태를 가정하고, 자속제어가 정확하게 행하여진다고 가정하면  $\Psi_{dr} = L_m i_{dm}$ ,  $\Psi_{qr} = 0$ 으로 볼 수 있으며, 식 (11)을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} 0 &= i_{ds} / T_{fe} + (L_m i_{dm} - L_r i_{dm}) / (T_{fe} L_{lr}) + \omega_{mr} i_{qm} \\ 0 &= i_{qs} / T_{fe} + (0 - L_r i_{qm}) / (T_{fe} L_{lr}) - \omega_{mr} i_{dm} \end{aligned} \quad (11)$$

식 (11)을 고정자전류에 관해 정리하면, 자화전류의 성분으로 고정자전류를 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{ds}^* &= i_{dm}^* - T_{fe} \omega_{mr} i_{qm}^* \\ i_{qs}^* &= L_r / L_{lr} i_{qm}^* + T_{fe} \omega_{mr} i_{dm}^* \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에서와 같이 실제 자속과 토크를 발생시키는 자화전류와 실제 전동기에서의 고정자전류 사이에 새로운 결합성분이 발생됨을 알 수 있다. 회전자속의 각속도가 증가할수록 결합성분의 크기는 증가된다. 일반적으로 회전자속을 일정 제어하기 때문에 결합성분의 크기는 회전자속의 각속도에 매우 지배적이다. 그러나 전동기에 인가되는 부하가 클 경우에 q축 고정자전류의 결합성분은 처음 항목에 비해 그 영향이 매우 작게되며, d축 고정자전류의 결합성분은 부하가 커짐에 따라 그 영향도 커짐을 알 수 있다.

자화전류의 기준값과 식 (12)를 이용하면 실제 발생되어야 할 고정자전류의 기준값을 유도할 수 있으며, 여러 가지 방식의 전류제어를 사용하여 실제 측정된 전류값과 기준값을 사용하여 정확한 전류제어를 할 수 있다. 그러나 이를 위해서는 철손을 고려한 새로운 감결합회로가 필요하다. 그림 3은 자화전류의 기준값과 식 (12)를 이용한 고정자전류의 기준값 산출에 대한 블록도이다.

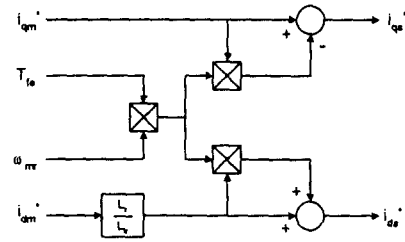


그림 3 고정자전류 기준값의 산출  
Fig. 3 Calculation of stator current references

식 (7)에 회전자속의 q축 성분 방정식을 사용하고 정상상태를 가정하면, 철손을 고려한 슬립식을 유도할 수 있다.

$$0 = L_m i_{qm} / T_{lr} - \omega_{sl} \Psi_r \quad (13)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m i_{qm}}{T_{lr} \Psi_r} \quad (14)$$

위 식에서와 같이 슬립식은 자화전류의 q축성분과 회전자속의 크기로 구할 수 있다. 따라서 철손을 고려하지 않은 슬립식을 사용할 경우 고정자전류의 d축과 q축 성분사이에 철손에 의한 새로운 결합성분이 발생하기 때문에 제어에 오차가 발생하게 된다. 결과적으로 이러한 슬립오차는 벡터제어의 기본이 되는 자속각 연산에 오차를 발생시키게 된다.

### 3.2 철손을 고려한 새로운 감결합회로의 설계

철손을 고려하여 식 (12)로부터 고정자전류의 기준값을 유도하고, 기존의 감결합회로를 사용하여 전압의 기준값을 산출하여 유도전동기를 구동할 경우, 고정자전류와 전압의 방정식에서 철손으로 인하여 발생하는 결합성분을 제거할 수 없게 된다. 따라서 이러한 새로운 결합성분으로 인해 토크와 자속성분 전류의 독립적인 전류제어가 불가능하게 된다. 본 절에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 철손을 고려한 새로운 감결합회로를 설계하고자 한다.

식 (12)에서 자화전류의 관점에서 해를 구하면, 자화전류를 실제 측정할 수 있는 고정자전류를 이용하여 식 (15)와 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} i_{qm} &= \frac{i_{qs} - \omega_{mr} T_{fe} i_{ds}}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r / L_{lr}} \\ i_{dm} &= \left( 1 - \frac{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r / L_{lr}} \right) i_{ds} + \frac{\omega_{mr} T_{fe} i_{qs}}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r / L_{lr}} \end{aligned} \quad (15)$$

고정자전류로 표현된 자화전류 방정식에 식 (1)과 식 (5)를 대입하여 자화전류의 성분으로 고정자전류의 성분으로 치환하면 고정자전류의 관점에서의 전압방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}
 v_{ds} = & R_s i_{ds} + L_s \frac{di_{ds}}{dt} + \frac{L_m}{T_{fe}} i_{ds} + \frac{\Psi_{dr} L_m}{T_{fe} L_{lr}} - \omega_{mr} L_{ls} i_{qs} \\
 & - \frac{L_m L_r}{T_{fe} L_{lr}} i_{ds} - \frac{\omega_{mr} L_r L_m i_{qs}}{(\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r/L_{lr}) L_{lr}} \quad (16) \\
 & + \frac{L_m L_r \omega_{mr}^2 T_{fe}^2 i_{ds}}{(\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r/L_{lr}) L_{lr}}
 \end{aligned}$$

여기서 회전자자속 성분을 고정자전류 성분으로 치환하면 식 (17)과 같다.

$$\begin{aligned}
 \frac{\Psi_{dr} L_m}{T_{fe} L_{lr}} &= \frac{L_m^2 i_{dm}}{T_{fe} L_{lr}} \\
 &= \frac{L_m^2}{T_{fe} L_{lr}} \left( i_{ds} + \frac{\omega_{mr} T_{fe} i_{qs} - \omega_{mr}^2 T_{fe}^2 i_{ds}}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r/L_{lr}} \right) \quad (17)
 \end{aligned}$$

위 식을 다시 식 (16)에 대입하고, 고정자전류의 q축 성분을 고려하여 보상하면 d축성분과 q축 성분의 결합성분을 제거할 수 있다.

$$v_{ds, decoupler} = -\omega_{mr} L_{ls} i_{qs} - \frac{\omega_{mr} L_m i_{qs}}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r/L_{lr}} \quad (18)$$

식 (1)에 q축 전압방정식도 위와 마찬가지로의 방법을 거치면, 식 (19)와 같이 q축 감결합회로를 설계할 수 있다.

$$v_{qs, decoupler} = \omega_{mr} L_{ls} i_{ds} + \frac{\omega_{mr} L_r/L_{lr} L_m i_{ds}}{\omega_{mr}^2 T_{fe}^2 + L_r/L_{lr}} \quad (19)$$

### 3.3 회전자자속 기준 간접벡터제어의 구현

속도제어의 출력으로 토크의 기준값을 발생시키고, 설정된 회전자자속 기준값과 함께 식 (9), 식 (10)을 이용하여 자화전류의 기준값을 산출한다. 산출된 자화전류의 기준값과 식 (12)를 사용하여 고정자전류의 기준값을 연산하고 전류제어기와 감결합회로를 통해 전압기준값을 산출한다. 전압의 기준값에 따라 인버터를 구동해 전동기에 실제 전압을 인가하게 된다. 또한 산출된 자화전류의 기준값을 사용하여

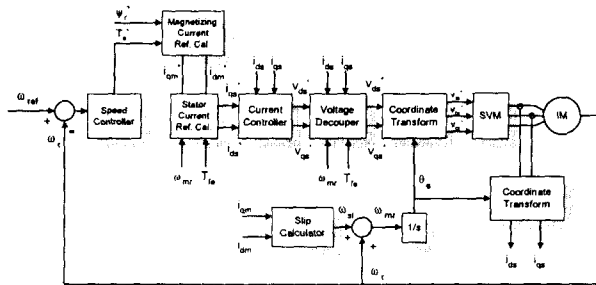


그림 4 전체 회전자자속 기준 간접벡터제어 방식의 블록도  
Fig. 4 Block diagram of the proposed rotor-flux-oriented indirect vector control scheme

유도전동기의 슬립을 계산하고, 실제 속도를 더하여 회전자 자속의 속도를 얻어낸다. 이 속도를 적분하여 축변환을 위한 자속각을 얻을 수 있다. 그림 4는 본 논문에서 제안하는 회전자자속 기준 벡터제어의 블록도를 보여주고 있다.

### 4. 시뮬레이션

철손의 영향을 고찰하기 위하여 기존의 방식과 철손을 고려하여 유도된 수식을 통해 철손의 영향을 고찰하였다. 시뮬레이션은 Borland사의 C 프로그램을 사용하여 작성하였으며, 사용된 유도전동기의 파라미터와 사양은 표 1과 같다. 또한 철손저항의 크기는 무부하시험을 통해 산출할 수 있다.

시뮬레이션은 철손을 고려했을 때와 그렇지 않았을 때의 슬립과 감결합회로의 오차를 보여주고 있으며, 마지막으로 속도 제어에서의 전류의 응답특성에서 철손의 영향을 고찰하였다.

표 1 유도전동기 파라미터 정격

Table 1 Induction motor parameters and ratings

정격 전압	150 [V]	R <sub>s</sub> 0.385 [Ω]
정격 주파수	50 [Hz]	R <sub>r</sub> 0.342 [Ω]
		L <sub>s</sub> 0.03257 [H]
정격 전류	14 [A]	L <sub>r</sub> 0.03245 [H]
		L <sub>m</sub> 0.03132 [H]
정격 토크	14 [Nm]	J 0.0088 [Kg m <sup>2</sup> ]
		R <sub>fe</sub> 178 [Ω]

그림 5는 가변속 제어시의 철손을 고려한 슬립식과 기존의 슬립식과의 오차를 보여주고 있다. 부하는 무부하상태이며, 속도의 가변은 ±1500[rpm]으로 하였다. 또한 자속은 일정제어를 행하였다. 그림에서와 같이 속도의 방향에 따라 과도상태와 정상상태에서 오차가 발생됨을 알 수 있으며 자속의 속도에 그 크기가 비례함을 알 수 있다. 이것은 식 (12)에서와 같이 철손으로 인해 자화전류와 고정자전류 사이에 결합성분이 발생되고 이로 인한 결과이다. 그림 6은 철손을 고려한 감결합회로와 고려하지 않은 감결합회로의 오차를 보여주고 있다. 그림 7과 8은 제안한 전체 제어 방식을 적용하여 가변속제어를 행하였을 때 응답특성을 보여주고 있다. 그림 7은 고정자전류와 자화전류의 d축 성분을 보여주고 있다. 확대된 부분에서 보여주듯이 속도의 가변에 따라 고정자전류와 자화전류 사이에 결합성분으로 인한 차이가 발생됨을 알 수 있다. 그림 8은 고정자전류와 자화전류의 q축 성분을 보여주고 있다. 고정자전류와의 비교를 위하여 자화전류에 L<sub>r</sub>/L<sub>l</sub>을 곱하여 도시하였다. 그림 7과 마찬가지로 결합성분으로 인해 고정자전류와 차이가 발생된다. 즉 그림 7과 8에서와 같이 고정자전류를 결합성분을 고려하여 제어하여야만 정확한 자화전류를 발생시킬 수 있으며, 또한 정확한 토크를 발생시킬 수 있다.

이러한 철손의 영향들은 식 (12)에서 자화전류와 고정자전류의 관계에서 ω<sub>mr</sub>과 관계된 전류 사이의 새로운 결합성분으로 인하여 발생되며, 결과적으로 고정자전류의 기준값을 산출시 이러한 결합성분을 고려하여야만 한다.

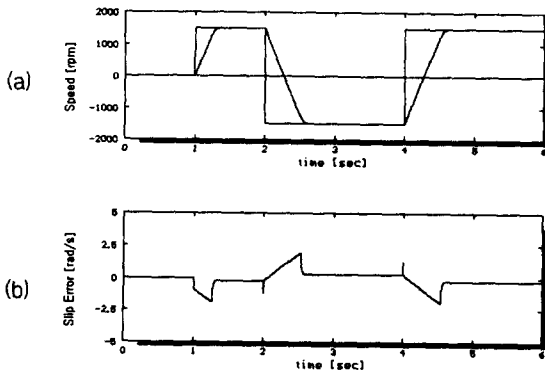


그림 5 가변속시에 슬립오차  
(a) 속도 (b) 슬립오차

Fig. 5 Slip error referred to variable speed  
(a) Speed (b) Slip error

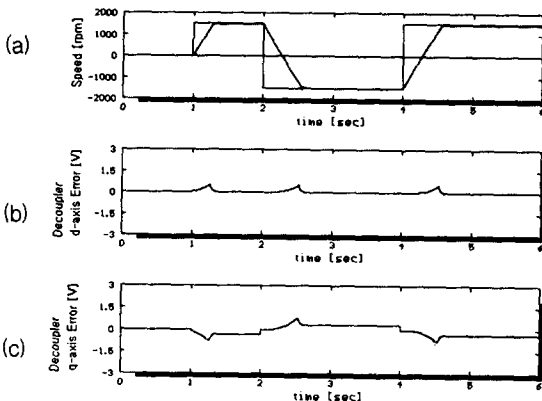


그림 6 가변속시에 감결합회로 오차  
(a) 속도 (b) d축 감결합회로 오차  
(c) q축 감결합회로 오차

Fig. 6 Decoupling circuit error referred to variable speed  
(a) Speed (b) Decoupling circuit d-axis error  
(c) Decoupling circuit q-axis error

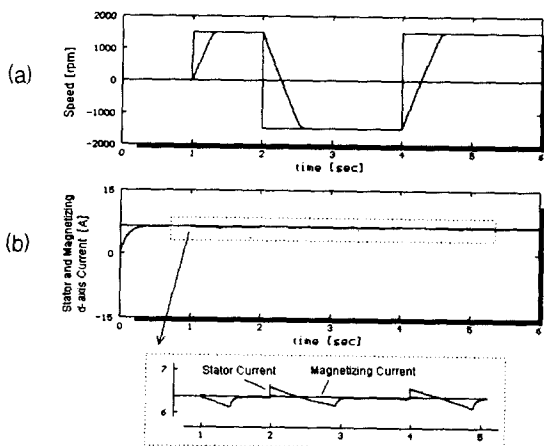


그림 7 고정자와 자화전류의 d축 성분  
(a) 속도 (b) 고정자와 자화전류의 d축 성분

Fig. 7 d-axis component of stator and magnetizing current  
(a) Speed  
(b) d-axis component of stator and magnetizing current

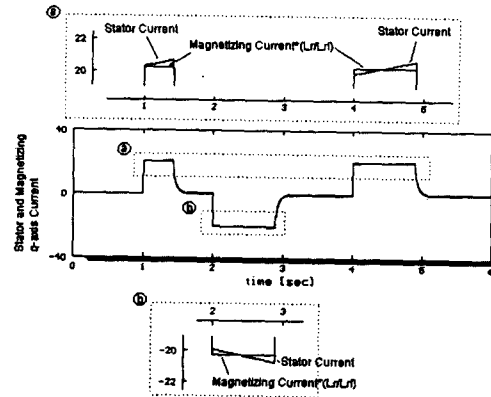


그림 8 고정자와 자화전류의 q축 성분

Fig. 8 q-axis component of stator and magnetizing current

### 5. 실험 및 고찰

유도 전동기의 가변속 서보 드라이브 시스템을 통해 철손의 영향과 철손을 고려한 벡터제어의 성능을 실험하였다. 서보 드라이브 시스템은 고속 프로세서인 DSP (TMS320C31)를 하드웨어 시스템의 주연산 및 제어기로 사용하였다. 또한 전력 변환부의 고집적화 및 인버터의 신뢰성 향상을 실현하기 위해 IPM(Intelligent Power Module)을 이용하여 전력 변환부를 구성하였다. 전류 제어는 오차보상부로 PI 제어기와 전압변조부로 공간 벡터 변조 방식을 사용하여 실험하였다. 속도 제어기는 PI 제어기를 사용하였으며, 속도제어주기는 1.25msec, 전류제어주기는 125 $\mu$ sec이다. 전체 하드웨어 시스템은 그림 9와 같다. 실험에서 사용된 유도전동기의 파라미터와 사양은 시뮬레이션에서와 동일하다. 실험은 철손을 고려했을 때와 그렇지 않았을 때의 슬립과 감결합회로의 오차를 보여주고 있으며, 마지막으로 속도제어시 전체 응답특성을 보여주고 있다.

그림 10은 가변속 제어시의 철손을 고려한 슬립과 고려하지 않은 슬립의 오차를 보여주고 있다. 부하는 무부하상태이며, 속도의 가변은  $\pm 1500$ [rpm]으로 하였고 자속은 일정 제어를 행하고 있다. 그림에서와 같이 속도의 방향에 따라 과도상태와 정상상태에서 슬립오차가 발생됨을 알 수 있다. 그림 11은 철손을 고려한 감결합회로와 기존의 감결합회로의 오차를 보여주고 있다. d축 감결합회로성분의 오차는 무시할 정도로 작으나, q축 감결합회로성분의 크기는 단방향으로 약 2.2V정도가 되는 것을 알 수 있다. 즉 이러한 오차 성분으로 인해 결합성분이 완전하게 제거되지 않으며, 따라서 순시토크 제어를 위한 정확한 전류제어가 어렵게 된다. 그림 12는 제안한 방식을 적용하여 유도전동기를 기준속도 +1500[rpm]으로 제어시 고정자전류와 자화전류 그리고 토크의 응답 특성을 보여주고 있다. 부하는 축에 관성부하를 인가하였으며 이로 인하여 상승시간이 길어졌음을 볼 수 있다. 또한 자속은 일정제어를 행하였고, 비간섭 동기 PI 전류제어기와 PI 속도제어기를 사용하였다. 시뮬레이션에서와 마찬가지로 고정자전류의 q축 성분은 과도상태동안 증가 양상을 보이며, 이 때 자화전류의 q축 성분은 기준값을 잘 추종함을 보여준다. 고정자전류의 d축 성분에서는 결합성분으로

인한 현상이 작아 그 특성이 보이지는 않지만 자화전류가 기준값을 잘 추종하고 있으며 또한 토크 역시 기준값을 잘 추종함을 알 수 있으며, 자화전류의 q축 성분과 d축 성분 사이에 결합성분이 존재하지 않음을 알 수 있다

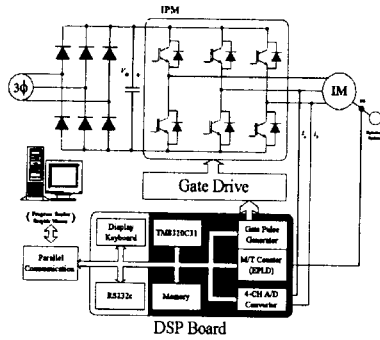


그림 9 전체 하드웨어 시스템의 블록도  
Fig. 9 Block diagram of total hardware system

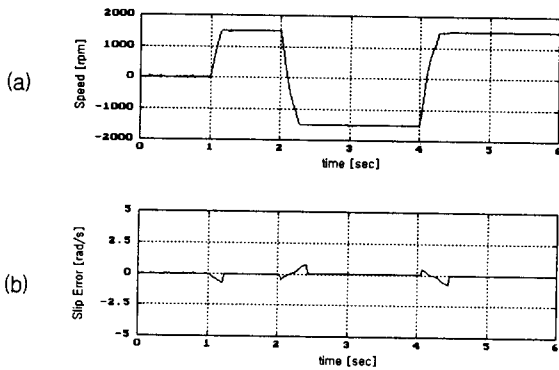


그림 10 가변속시에 슬립오차 (a) 속도 (b) 슬립오차  
Fig. 10 Slip error referred to variable speed  
(a) Speed (b) Slip Error

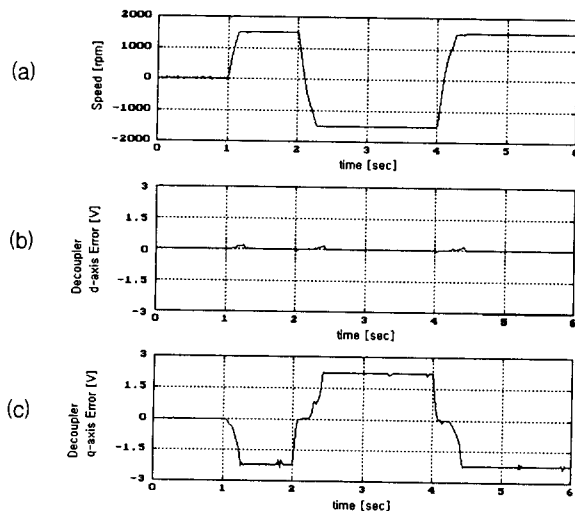


그림 11 가변속시에 감결합회로 오차  
(a) 속도 (b) d축 감결합회로 오차  
(c) q축 감결합회로 오차  
Fig. 11 Decoupling circuit error referred to variable speed  
(a) Speed (b) Decoupling circuit d-axis error  
(c) Decoupling circuit q-axis error

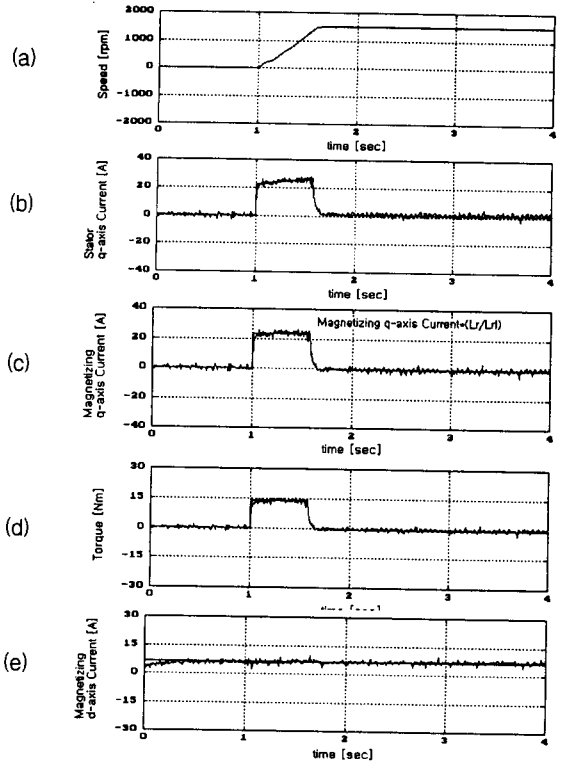


그림 12 제안된 철손을 고려한 벡터제어의 전체 특성  
(a) 속도 (b) 고정자전류의 q축성분  
(c) 자화전류의 q축성분 (d) 토크  
(e) 자화전류의 d축성분

Fig. 12 Total characteristics of the proposed vector controller with ironloss  
(a) Speed (b) q-axis component of stator current  
(c) q-axis component of magnetizing current  
(d) Torque  
(e) d-axis component of magnetizing current

## 6. 결 론

본 논문에서는 일반적인 벡터제어기에서 무시되는 철손의 영향을 보상할 수 있는 회전자속-기준-간접벡터제어방식을 구현하였다. 구체적으로 철손을 고려한 유도전동기의 일반적인 동가모델을 이용하여 간접벡터방식을 구현하고, 철손의 영향을 고려한 새로운 감결합회로(減結合回路:Decoupling Circuit)를 설계하였다. 또한 철손을 고려한 방식과 기존의 방식을 슬립, 자화전류, 고정자전류, 감결합회로의 관점에서 비교하여 철손의 영향을 고찰하였다. 마지막으로 제안한 전체 제어 방식을 고성능 DSP (TMS320C31)를 이용한 2.2kW 유도전동기 구동시스템에 적용하여, 속도 및 부하 응답특성이 우수함을 확인하였으며, 전류 응답에서 결합성분이 완전히 제거됨을 보였다. 위와 같은 연구결과로부터 철손을 고려한 회전자속-기준-간접벡터제어기법과 새로운 감결합회로를 통해 철손의 영향을 보상하여 우수한 속도제어가 가능함을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] 박태식, 김정환, 김남정, 유지운, 박귀태, "Robust Vector Control of an Induction Motor without Shaft Encoder", 전지전자학회지, Vol.1, No.1 1997
- [2] 김성환, 박태식, 김남정, 유지운, 박귀태 "유도 전동기의 극저속 영역에서의 운전 성능 개선에 관한 연구", 전기학회 논문집 Vol. 46, No. 12, pp.1750-1755 1997
- [3] J. O. OJO, Alfio Consoli, Thomas A. Lipo, "An Improved Model of Saturated Induction Machines", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol 26. No. 2, pp. 212-221, 1990
- [4] Samuel S. Waters, Ronald D. Willoughby, "Modelling Induction Motors for System Studies", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol 1A-19. No. 5, pp. 875-878, 1983
- [5] Gordon R. Slemon, "Modelling of Induction Machines for Electric Drives", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol 25. No. 6, pp. 1126-1131, 1989
- [6] Thomas A. Lipo, Alfio Consoli, "Modeling and Simulation of Induction Motors with Saturable Leakage Reactances", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol 1A-20. No. 1, pp. 180-188, 1984
- [7] E. Levi, "Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines", IEEE Trans. on Industrial Application, Vol 31. No. 6, pp. 1287-1296, 1995
- [8] E. Levi, M. sokola, A.Boglietti, M. Pastorelli, "Iron Loss Identification and Detuning Evaluation in Rotor Flux Oriented Induction Machines", IEEE, 1996
- [9] E. Levi, V. Vuckovic, M. Sokola, "Rotor Flux Estimation in Vector Controlled Induction Machines Incorporating the Iron Loss Compensation", Proc, 6th European Conf, on Power Electronics and Applications EPE, pp. 3.997-3.1002, 1995
- [10] Kubota H., Matsuse K., "Compensation for core loss of daptive flux observer-based field-oriented induction motor drives", Proc., IEEE IECON'92, pp. 67-71
- [11] Garcia, G. O., Santisteban, J. A., Brignone S. D., "Iron loss influence on a field-oriented controller". Proc., IEEE IECON'94, pp633-638

저 자 소 개



박 태 식 (朴 太 植)

1971년 1월 19일생. 1994년 고려대 공대 전기공학과 졸업, 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정. 현재 고려대 부설 정보통신연구소 연구원.



김 성 환 (金 成 煥)

1991년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 현 목포대 공대 전기제어공학부 교수



유 지 운 (柳 志 潤)

1955년 2월 25일 생. 1977년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 일본 와세다대학 전기공학과 졸업(공학박). 1987년~1991년 창원대 공대 전기공학과 교수. 현재 고려대 공대 전기공학과 교수

Tel : 3290-3227