

철손을 고려한 유도전동기의 벡터 제어

최종우^o, 정대웅, 설승기
서울대학교 공과대학 전기공학부

Vector Control of Induction Motor considering Iron Losses

Jong-Woo Choi^o, Dae-Woong Chung, Seung-Ki Sul
School of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract - Iron loss is a possible source of performance deterioration, especially for a torque regulation, in field oriented induction machine. In this paper, study on the model of an induction machine with iron losses, a flux estimation strategy, the design of direct and indirect field oriented controller, a precise torque regulation scheme and the determination of a core loss resistance are discussed. Simulation and experimental results are also included and show the effectiveness of the proposed analysis and the proposed control strategy.

I. 서론

유도기 벡터 제어의 기본 원리는 모든 전동기 상수들이 상수이고 자속 포화와 철손을 무시한다는 가정에서 유도된다. 그러나 이러한 이상적인 가정들은 전동기 상수들이 변하고 철손이 존재하는 실제상황과 맞지 않는다. 최근까지의 많은 연구들이 회전자 저항, 회전자 시정수와 주 자속 포화에 집중되어 왔다. 그 결과, 최근까지 이 문제들에 대한 수많은 해결방법이 제시되었다.

철손은 유도전동기의 벡터 제어에서 특히 토오크 제어의 성능을 저하시키는 요인이다. 그러나, 지금까지 철손의 효과를 보상하려는 연구는 많지 않으며[1~3] 이 연구들은 주로 철손의 효과를 분석하는데에 집중되었다.

본 논문은 철손을 고려한 유도전동기 벡터 제어의 설계적인 구현 방법을 제시한다. 본 논문에서는 철손을 고려한 유도전동기의 모델, 자속 추정 방법, 직접 및 간접 벡터 제어기의 설계방법, 정밀한 토오크 제어 방법과 철손 저항의 결정방법 등을 제시한다. 시뮬레이션과 실험을 통하여 본 연구의 타당성을 증명하였다.

II. 철손을 고려한 유도전동기의 모델링

철손을 나타내는 저항은 여자 인덕턴스와 병렬로 연결되어 있다 [4]. 그림 1은 철손을 포함한 유도전동기의 동가회로를 나타낸다. 임의의 d-q 기준 좌표계에서의 전압, 전류와 자속 방정식은 다음과 같다.

고정자 전압 방정식:

$$V_{ds} = r_s i_{ds} + \frac{d\lambda_{ds}}{dt} - \omega \lambda_{qs} \quad (1)$$

$$V_{qs} = r_s i_{qs} + \frac{d\lambda_{qs}}{dt} + \omega \lambda_{ds} \quad (2)$$

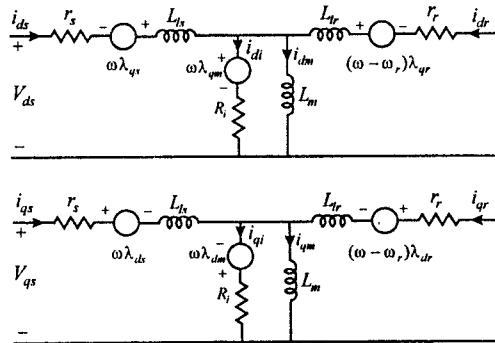


그림 1. ω 로 회전하는 좌표계상의 유도전동기 d-q 등가 회로.

회전자 전압 방정식:

$$0 = r_r i_{dr} + \frac{d\lambda_{dr}}{dt} - (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} \quad (3)$$

$$0 = r_r i_{qr} + \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} \quad (4)$$

여자분 전압 방정식:

$$R_i i_{di} = \frac{d\lambda_{dm}}{dt} - \omega \lambda_{qm} \quad (5)$$

$$R_i i_{qi} = \frac{d\lambda_{qm}}{dt} + \omega \lambda_{dm} \quad (6)$$

고정자 쇄교 자속:

$$\lambda_{dr} = \lambda_{dm} + L_{dr} i_{dr} \quad (7)$$

$$\lambda_{qr} = \lambda_{qm} + L_{qr} i_{qr} \quad (8)$$

회전자 쇄교 자속:

$$\lambda_{dr} = \lambda_{dm} + L_{dr} i_{dr} \quad (9)$$

$$\lambda_{qr} = \lambda_{qm} + L_{qr} i_{qr} \quad (10)$$

상호 쇄교 자속:

$$\lambda_{dm} = L_{m'} i_{dm} \quad (11)$$

$$\lambda_{qm} = L_{m'} i_{qm} \quad (12)$$

전류 방정식:

$$i_{ds} + i_{dr} = i_{dm} + i_{di} \quad (13)$$

$$i_{qs} + i_{qr} = i_{qm} + i_{qi} \quad (14)$$

토오크 방정식 :

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \{ \lambda_{dr} (i_{qs} - i_{qr}) - \lambda_{qr} (i_{ds} - i_{dr}) \} \quad (15)$$

III. 철손 저항으로 흐르는 전류

(5)와 (6)에서 철손 저항으로 흐르는 전류를 구할 수 있다. 유도 전동기의 기준 자속은 정토오크 영역에서는 일정하게 유지되고, 약계자 영역에서는 적절히 감소된다. 또한, d-q 동기 좌표계에서의 자속은 직류값을 가지므로 정토오크 영역에서 거의 일정하게 유지되고, 약계자 영역에서는 속도 변화에 따라 매우 느리게 변한다. 그러므로, d-q 동기 좌표계에서 상호 자속 변동 부분은 무시될 수 있고, 철손 저항에 흐르는 전류는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\hat{i}_{dq}^s = \frac{-\omega_e \lambda_{qp}^s}{R_i} \quad (16)$$

$$\hat{i}_{qs}^s = \frac{\omega_e \lambda_{dq}^s}{R_i}. \quad (17)$$

IV. 자속 추정

A. 전류모델 회전자 자속 관측기

만약 고정자 전류와 회전자 속도가 측정되고 철손 저항으로 흐르는 전류를 안다면 (3), (4)로부터 회전자 자속 관측기가 구성될 수 있다.

(9), (11)과 (13)으로 부터 d 축 회전자 전류는 다음과 같다.

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - L_m(i_{qs} - i_{qr})}{L_r} \quad (18)$$

마찬가지로 q 축 회전자 전류는 (10), (12)와 (14)로부터 다음과 같이 주어진다.

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - L_m(i_{qs} - i_{qr})}{L_r} \quad (19)$$

(18), (19)를 (3), (4)에 대입하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \lambda_{dr} + (\omega - \omega_r) \lambda_{qr} + r_r \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} - i_{qr}) \quad (20)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \lambda_{qr} - (\omega - \omega_r) \lambda_{dr} + r_r \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} - i_{dr}) \quad (21)$$

따라서 회전자 자속 관측기의 지배 방정식은 다음과 같다.

$$\frac{d\hat{\lambda}_{dr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{dr} + (\omega - \omega_r) \hat{\lambda}_{qr} + r_r \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} - \hat{i}_{qr}) \quad (22)$$

$$\frac{d\hat{\lambda}_{qr}}{dt} = -\frac{r_r}{L_r} \hat{\lambda}_{qr} - (\omega - \omega_r) \hat{\lambda}_{dr} + r_r \frac{L_m}{L_r} (i_{qs} - \hat{i}_{dr}) \quad (23)$$

B. 전압모델 회전자 자속 관측기

전압 모델은 고정자 전압과 전류만을 사용하고 회전자 속도를 필요로 하지 않는다. 따라서 속도 센서없는 저가의 직접 벡터 드라이브 시스템에 혼히 적용된다. (1)과 (2)로부터 다음의 식을 적분함으로써 정지좌표계 기준 고정자 자속을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^s}{dt} = V_{ds}^s - r_s i_{dr}^s \quad (24)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}^s}{dt} = V_{qs}^s - r_s i_{qs}^s. \quad (25)$$

이로부터 (7) ~ (14)를 이용하여 정지좌표계 기준 회전자 자속을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{dr}^s - \sigma L_s i_{dr}^s) + L_r \hat{i}_{dr}^s \quad (26)$$

$$\hat{\lambda}_{qp}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{qp}^s - \sigma L_s i_{qp}^s) + L_r \hat{i}_{qp}^s \quad (27)$$

단,

$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r}. \quad (28)$$

C. 필터 개념을 이용한 회전자 자속 관측기

전류모델은 전동기 상수의 정확도에 크게 의존한다. 또한 전압모델은 저속에서 고정자 저항의 오차와 옵셋에 대해 민감하다. 따라서 저속에서는 전류모델을 이용하고 고속에서는 전압모델을 이용하면 비교적 정확한 회전자 자속을 넓은 속도 범위에서 얻을 수 있다[5].

본 논문에서는 필터의 개념을 도입하여 저속에서는 전류모델, 고속에서는 전압모델을 이용한다. 즉 전류모델의 회전자 자속을 저주파 통과 필터에, 전압모델의 회전자 자속을 고주파 통과 필터에 각각 통과시킨 후 다음과 같이 최종적인 회전자 자속을 얻는다.

$$\hat{\lambda}_{dr}^s = [HPF] \hat{\lambda}_{dr_vm}^s + [LPF] \hat{\lambda}_{dr_cm}^s \quad (29)$$

$$\hat{\lambda}_{qp}^s = [HPF] \hat{\lambda}_{qp_vm}^s + [LPF] \hat{\lambda}_{qp_cm}^s \quad (30)$$

위 식에서 $\hat{\lambda}_{dr_vm}^s$, $\hat{\lambda}_{qp_vm}^s$ 는 전압모델 회전자 자속을, $\hat{\lambda}_{dr_cm}^s$, $\hat{\lambda}_{qp_cm}^s$ 는 전류모델 회전자 자속을, [HPF], [LPF]는 고주파 통과 필터, 저주파 통과 필터를 각각 의미한다.

(29)와 (30)에서 직접 벡터 제어를 가능케하는 자속각을 얻을 수 있다.

필터로서 2 차 Butterworth 필터를 사용하면

$$[HPF] = \frac{s^2 + a_0 s}{s^2 + (a_0 + a_1)s + a_2} \quad (31)$$

$$[LPF] = \frac{a_1 s + a_2}{s^2 + (a_0 + a_1)s + a_2}. \quad (32)$$

필터의 계수는 차단 주파수(ω_c)를 결정함으로써 다음과 같이 정해진다.

$$a_0 + a_1 = \sqrt{2}\omega_c \quad (33)$$

$$a_2 = \omega_c^2 \quad (34)$$

차단 주파수(ω_c)는 전류 모델과 전압 모델의 전환 주파수를 의미하게 된다.

이와 같이 구성된 자속 관측기는 고속에서는 전동기 상수에 대한 의존도가 적고 저속에서는 측정 오차와 고정자 저항오차에 대해 강인하게 된다.

V. 토오크 제어

회전자 자속 기준 제어($\lambda_{qp}^s = 0$)에서 토오크 식 (15)는 다음과 같이 쓰여질 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^s (i_{qs}^s - \hat{i}_{qr}^s) \quad (35)$$

따라서 q 축 전류 지령치는 다음과 같이 구성된다.

$$\hat{i}_{qr}^s = \frac{T_e}{K_t} - \hat{i}_{qr}^s \quad (36)$$

$$\text{단 } K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \hat{\lambda}_{dr}^s. \quad (37)$$

VI. 간접 벡터제어의 구현

만약 (4)가 동기좌표계 상에서 표현된다면

$$0 = r_r i_{qr}^e + \frac{d i_{qr}^e}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \quad (38)$$

회전자 자속기준 제어의 조건($\lambda_{qr}^e = 0$)과 (38)로부터 슬립주파수를 얻을 수 있다.

$$\omega_e - \omega_r = \omega_{sl} = -\frac{r_r i_{qr}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (39)$$

(19)를 (39)에 대입하면, 슬립주파수는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = r_r \frac{L_m i_{qr}^e - i_{qd}^e}{L_r \lambda_{dr}^e} \quad (40)$$

따라서 자속각은

$$\theta = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt = \int (\omega_r + r_r \frac{L_m i_{qr}^e - i_{qd}^e}{L_r \lambda_{dr}^e}) dt. \quad (41)$$

VII. 코어 손실 저항의 결정

고속 영역에서 회전자 자속은 주로 전압모델로부터 구해지기 때문에 전동기 상수에 대해 강인성을 가진다. 따라서 철손 저항을 보상하지 않아도 자속기준 제어는 잘 수행된다. 즉, 토오크 오차는 주로 철손에 의해 발생된다. (17)과 (35)로부터 토오크 오차는 (42)와 같이 구해진다.

$$T_{e_err} = T_e^* - T_e^{real} \approx \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \omega_e \lambda_{dm}^e \left(\frac{1}{R_i} - \frac{1}{R_t} \right) \quad (42)$$

(42)에서, \hat{R}_t 는 제어기가 사용한 철손 저항을, R_t 는 실제의 철손 저항을 의미한다. 만약 속도가 양의 방향이면, 토오크 오차는 $\hat{R}_t > R_t$ 의 경우에는 양이 되고, $\hat{R}_t < R_t$ 의 경우에는 음이 된다. 만약 기계상수와 부하 토오크가 비교적 잘 알려져 있다면, 속도 관측기는 기계방정식을 이용하여 실제 토오크를 얻어낼 수 있다. 이 관측된 토오크와 토오크 저령치를 이용하여 철손 저항을 결정할 수 있다. 실제적으로 기계적 부하가 연결되기 전에는 주로 전동기 관성만이 존재하기 때문에 이러한 방법을 쉽게 적용할 수 있다.

VIII. 시뮬레이션 및 실험 결과

제안된 방법의 유통성을 검증하기 위하여 시뮬레이션 및 실험이 수행되었다. 6000 r/min 까지 운전할 수 있는 유도 전동기가 사용되었고 전동기 상수는 표 1과 같다.

표 1. 전동기 상수

11[kW] 4 Poles		
$r_s : 0.04[\Omega]$	$r_r : 0.0175[\Omega]$	$R_t : 65[\Omega]$
$L_s : 6.6[mH]$	$L_r : 6.6[mH]$	$L_m : 6.45[mH]$

철손에 의한 영향을 살펴보기 위하여 실험시에 부하 토오크는 인가되지 않았기 때문에 부하 토오크와 마찰계수는 거의 무시할 수 있다. 시뮬레이션에서, 전동기의 부하 토오크와 점성계수는 무시되었다. 실험 및 시뮬레이션에서 직접 자속기준 벡터제어가 사용되었으며 고속에서는 약계자 제어를 수행하였다. 약계자 제어시 기준 속도는 1500r/min이다. 전동기는 최대 토오크 저령치로 4500r/min에서 5500r/min으로 가속 및 감속되었다.

그림 2 ~ 4 와 그림 6 ~ 8에서, 최대 토오크 저령치는 약계자 제어에 의해 전동기 속도에 따라 변화한다.

A. 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에서 직류링크단 전압은 370V이고 샘플링 주기는 125μsec이다. 그림 2는 철손보상이 없을 경우의 전동기 속도, 지령 토오크와 실제 토오크를 보여준다. 앞 절에서 언급된 바와 같이 감속시간이 가속시간보다 빠르고 지령 토오크가 실제 토오크보다 크다.

철손을 과다하게 보상 ($R_t = 30[\Omega]$) 하였을 경우의 속도 및 토오크 특성이 그림 3에 나타나 있다. 그림 3에서는 그림 2와는 달리 가속시간이 감속시간보다 빠르고 실제 토오크가 지령 토오크보다 크다.

적절한 철손보상 후에는 완벽한 토오크 제어가 수행됨을 그림 4에서 알 수 있다.

B. 실험결과

실험장치는 그림 5와 같이 ac-dc-ac 전력 변환 시스템이다. 전원측 선간 전압은 220V(rms)이고 직류링크단 전압은 370V로 제어되고 있다. 스위칭 주파수는 4kHz이고 샘플링 주기는 125μsec이다. 전력회로는 150A, 600V 정격의 IPM(Intelligent Power Module)으로 구성되어 있고 TMS320C31 DSP의 제어보드로 사용하였다.

그림 6과 7에서 실험결과를 나타내었다. 시뮬레이션 결과와 유사하게, 그림 6은 철손보상이 없을 경우, 그림 7은 과다한 철손 ($\hat{R}_t = 30[\Omega]$)이 보상된 경우, 그림 8은 철손보상이 제대로 수행된 경우이다.

그림 6에서 감속시간이 가속시간보다 빠르고 지령 토오크가 실제 토오크보다 크다. 그림 7에서는 가속시간이 감속시간보다 빠르고 실제 토오크가 지령 토오크보다 크다. 이는 철손 보상이 과다한 경우이다. 그림 8에서 보는 바와 같이, 철손보상이 제대로 된 경우에는 완벽한 토오크 제어가 수행된다.

철손 저항은 전동기 속도에 따라서 약간 변화하지만, 실험에서 일정한 값을 사용해도 만족할 만한 성능을 얻을 수 있었다.

IX. 결론

본 논문에서는 철손을 고려한 유도전동기의 벡터제어의 구현을 제안하였다. 철손을 고려한 유도전동기의 모델, 자속 추정 방법, 직접 또는 간접 벡터제어의 구현원리, 정확한 토오크 제어방법, 철손 계산방법 등이 자세히 연구되었고 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였다.

참고문헌

- [1] T. Mizuno, J. Takayama, T. Ichioka and M. Terashima, "Decoupling Control Method of Induction Motors Taking Stator Core Loss Into Consideration," In Proc. IPEC, pp.69~74, 1990.
- [2] E. Levi, "Impact of Iron Loss on Behavior of Vector Controlled Induction Machines," IEEE Industrial Application Society Annual Meeting, pp.74~80, 1994.
- [3] G. O. Garcia, J. A. Santisteban and S. D. Brignone, "Iron Losses Influence on a Field-Oriented Controller," IEEE IECON conf. rec., pp. 633~638, 1994.
- [4] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives," Prentice-Hall, pp. 28~51.
- [5] Patrick L. Jansen and Robert D. Lorenz, "A Physical Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented Induction Machine Drives," IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 30, Jan/Feb, pp. 101~110, 1994.

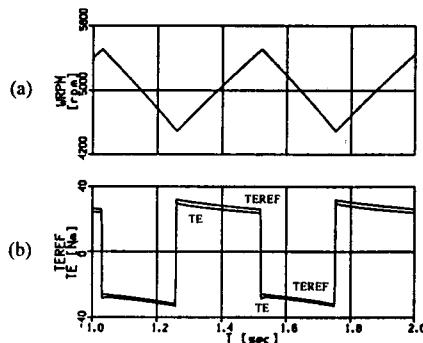


그림 2. 칠손 보상이 없는 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

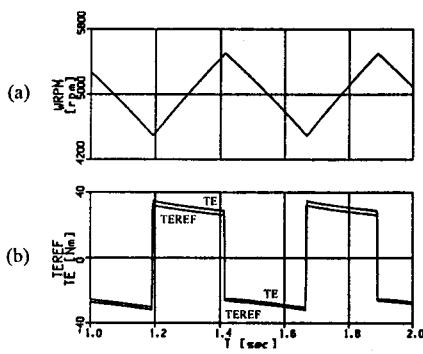


그림 3. 칠손보상이 과다한 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

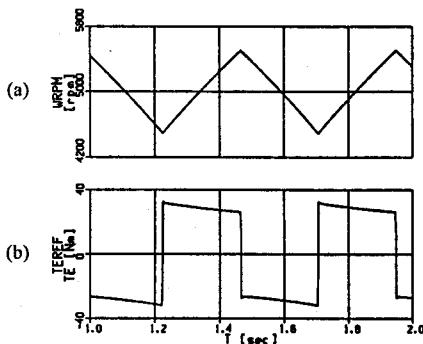


그림 4. 칠손 보상이 완벽한 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

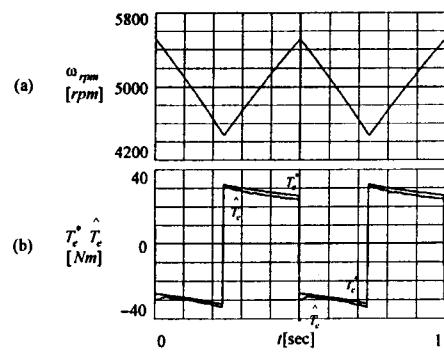


그림 6. 칠손 보상이 없는 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

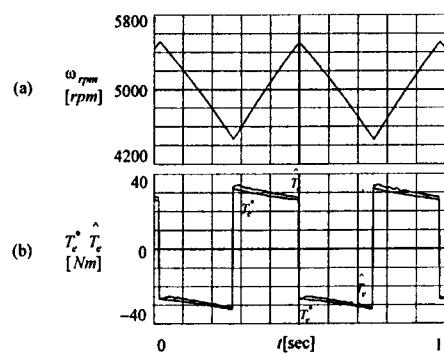


그림 7. 칠손보상이 과다한 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

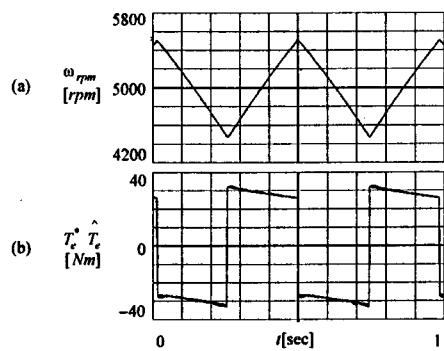


그림 8. 칠손 보상이 완벽한 경우
(a) 전동기 속도, (b) 지령 토크와 실제 토크

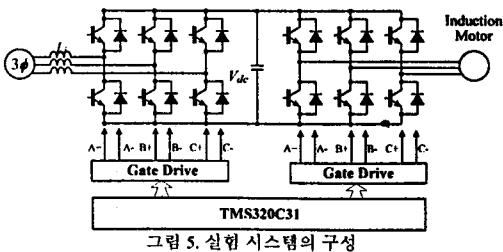


그림 5. 실험 시스템의 구성