

철손을 고려한 유도기의 센서리스 직접 벡터 제어

위 성 돈, 신 명 호, 현 동 석
 한양대학교 전기공학과 전력전자연구실

Speed Sensorless Direct Vector Control of Induction Motors Considering Iron-Loss

Sung-Don Wee, Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun
 Dept. of Electrical Engineering, Hanyang University

Abstract

과거 벡터 제어의 모델링에 있어 무시되어온 철손의 영향이 최근 여러 논문들에서 연구되어졌으며, 이의 영향이 적지 않음이 밝혀졌다. 본 논문은 속도 센서리스에서의 철손으로 인한 영향을 보상, 직접 회전자 자속 제어와 직접 고정자 자속 제어에 적용하였다. 또한 센서리스 제어에서의 철손의 영향과 그 보상 방법을 보여주며, 시뮬레이션을 통해 이러한 제안의 타당성을 보인다.

1. 서론

철손은 모터의 손실중의 하나로, 이는 유도기의 비동조 동작의 원인이 된다. 그러므로 철손의 영향은 파라미터 동조와 주 자속의 포화로 인한 영향등과 함께 충분히 고려되어야 한다. 벡터 제어에서의 철손으로 인한 영향들은 근래 활발히 연구되어지고 있으며 이의 보상은 결과적으로 성능면이나 효율면에서 상당한 효과를 나타냈다[1][2][3][4][5]. 그러나 철손 보상은 회전자 자속 제어에만 국한적으로 적용되었으며 또한, 속도 센서리스 제어에는 거의 적용되지 못했다.

속도 센서리스 제어에서는 정확한 속도 추정과 비간섭 제어가 중요한 역할을 담당한다. 자속 추정을 통한 속도 센서리스 제어의 경우 회전자 속도는 동기 각속도와 슬립 속도를 추정함으로써 얻어진다. 회전자 자속 제어에서는 철손을 보상하지 않음으로 인한 자속의 오차가 속도 추정에 영향을 미친다. 직접 고정자 자속 기준 제어시에는 고정자 자속의 추정이 역기전력(= $V_s^* - R_s i_s^*$)을 적분함으로써 이루어지므로 철손을 고려하지 않더라도 자속 추정에는 영향을 주지 않지만 철손이 비간섭 제어와 슬립 속도 추정에 영향을 주므로 무시할 수 없다. 철손은 자화 인덕턴스와 병렬로 연결된 등가 철손 저항으로 모델링될 수 있다. 센서리스 벡터 제어 알고리즘은 Levi et al[1]에 의한 방정식을 바탕으로 이루어진다. 시뮬레이션을 통해 제안의 타당성을 보인다.

2. 철손을 고려한 유도기의 모델링

임의의 속도 ω 로 회전하는 회전 좌표축에서의 등가 회로는 그림1과 같으며 이에 따른 전압, 전류, 자속,

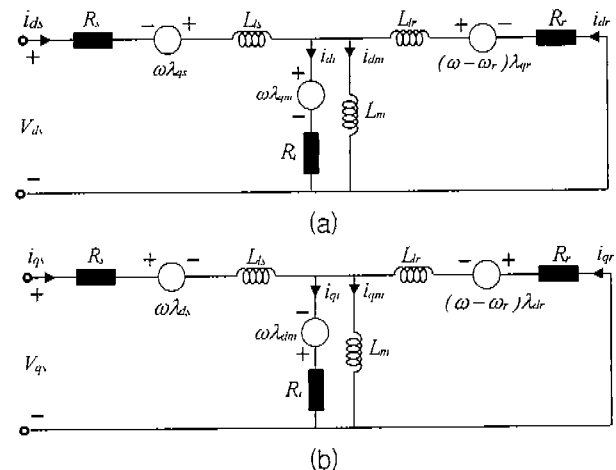


그림 1. ω 로 회전하는 임의의 좌표계에서의 유도전동기의 d-q 등가 회로

토크 방정식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_s i_{ds} + p\lambda_{ds} - \omega\lambda_{qs} \\ V_{qs} &= R_s i_{qs} + p\lambda_{qs} + \omega\lambda_{ds} \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} 0 &= R_r i_{dr} + p\lambda_{dr} - (\omega - \omega_r)\lambda_{qr} \\ 0 &= R_r i_{qr} + p\lambda_{qr} + (\omega - \omega_r)\lambda_{dr} \end{aligned} \quad (2)$$

$$R_s i_{di} = p\lambda_{dm} - \omega\lambda_{qm} \quad , \quad R_r i_{qi} = p\lambda_{qm} + \omega\lambda_{dm} \quad (3)$$

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

$$\lambda_{ds} = \lambda_{dm} + L_s i_{ds} \quad , \quad \lambda_{qs} = \lambda_{qm} + L_s i_{qs} \quad (5)$$

$$\lambda_{dr} = \lambda_{dm} + L_s i_{dr} \quad , \quad \lambda_{qr} = \lambda_{qm} + L_s i_{qr} \quad (6)$$

$$\lambda_{dm} = L_m i_{dm} \quad , \quad \lambda_{qm} = L_m i_{qm} \quad (7)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{qr} i_{dr} - \lambda_{dr} i_{qr}) \quad (8)$$

여기서 R_s 는 철손을 표현하는 등가 저항을 나타내며, i_{di}, i_{qi} 는 R_s 에 흐르는 전류를 나타낸다.

3. 등가 철손 저항의 측정

제어기에서의 철손 보상을 위해서는 등가 철손 저항에 대한 정보가 필요하다. 일반적으로 등가 철손 저항은 무부하 시험을 통해 구해질 수 있는데 이를 간략화하면 그림 2와 같이 나타낼 수 있다.

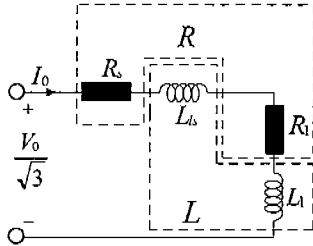


그림 2. 매상당 간략화된 등가 회로

등가 철손 저항은 다음 과정에 따라 계산된다.

$$R_1 = \frac{R_i \omega^2 L_m^2}{R_i^2 + \omega^2 L_m^2} = \frac{P_0 - P_m}{3 I_0^2} - R_s$$

$$L_1 = \frac{R_i^2 \omega L_m}{R_i^2 + \omega^2 L_m^2} = \frac{\sqrt{V_0^2 - (P_0^2 - P_m^2)}}{\sqrt{3} \omega I_0} - L_s \quad (9)$$

$$R_i = \frac{R_1^2 + L_1^2}{R_1}$$

여기서 R_1, L_1 은 회로를 간략화시킬때 병렬 회로를 직렬 회로로 바꾸면서 나타나는 매개 변수이다. 위의 서의 모터 변수와 상수들은 다음과 같다.

P_0 : Dissipated power at no load

P_m : Mechanical power at no load

(= $P_{fric} + P_{windage}$)

R : $R = R_s + R_1$

L : $L = L_s + L_1$

V_0 : Stator terminal voltage(rms) at no load

I_0 : Stator terminal current(rms) at no load

4. 철손 전류와 고정자 자속의 추정

철손 전류는 식(3)에 의해 추정될 수 있는데, 동기 속도 ω_e 로 회전하는 좌표축에서 자속이 일정 토크 영역에서 일정하고 약계자 영역에서도 매우 천천히 변한다고 볼 때, 그 변동분은 거의 일정하다고 볼 수 있다. 그러므로 이를 간략화하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{i}_{ds}^e \approx \frac{-\omega_e \hat{\lambda}_{dm}^e}{R_i} = \frac{-\hat{\omega}_e}{R_i} (\lambda_{ds}^e - L_{ls} i_{ds}^e)$$

$$\hat{i}_{qs}^e \approx \frac{\omega_e \hat{\lambda}_{dm}^e}{R_i} = \frac{\hat{\omega}_e}{R_i} (\lambda_{qs}^e - L_{ls} i_{qs}^e) \quad (10)$$

자속을 추정하기 위해서는 유도 전동기의 전압 모델 또는 전류 모델이 이용 가능하다. 전류 모델의 경우에는 회전자의 속도 정보를 필요로 하므로 속도 센서가 없는 경우에는 식(11)과 같은 전압 모델이 주로

사용된다.

$$\hat{\lambda}_{dqs}^s = \int (V_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) dt \quad (11)$$

식(11)은 고정자 전압과 전류만으로 연산이 가능하지만 전동기 전압 또는 전류 측정시 포함된 직류 성분에 의하여 적분기가 쉽게 포화되는 문제점이 있다. 이 문제를 해결하는 방법으로 순수적분기(Pure integrator)대신에 저대역 통과 필터(LPF)를 많이 사용한다. 본 논문에서는 [8]에서 제안된 cascade filter를 이용, 극저속 영역을 제외한 영역에서 정확한 고정자 자속의 추정을 얻어내었다.

5. 철손을 고려한 유도기의 센서리스 제어

5.1 직접 회전자 자속 기준 제어

정지좌표계에서의 회전자 자속은 식(4)~(7)과 식(11)로부터 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{dqs}^s - \sigma L_s i_{dqs}^s) + L_{lr} i_{dr}^s$$

$$\lambda_{qr}^s = \sqrt{\lambda_{dr}^{s^2} + \lambda_{gr}^{s^2}} \quad (12)$$

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

고정자 전류와 회전자 자속에 관하여 (8)식을 정리하면 기준 토크는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} [\lambda_{dr} (i_{qs}^e - i_{qi}^e) - \lambda_{gr} (i_{ds}^e - i_{di}^e)] \quad (13)$$

동기 회전자 좌표계에서 $\lambda_{gr}^e = 0$ 이므로,

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e (i_{qs}^e - i_{qi}^e) \quad (14)$$

또한 (14)식으로부터 토크 지령 전류는

$$i_{dr}^{e*} = \frac{T_e^*}{K_t} + i_{dr}^e = (K_p + \frac{K_i}{s})(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) + \alpha \quad (15)$$

단 $K_t = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^*$, $\alpha = \hat{i}_{dr}^e$

그림 3은 제안된 센서리스 벡터제어의 블록도를 나타내며 속도 추정은 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl}$$

$$\hat{\omega}_e = \partial_r \approx \partial_s = \frac{\lambda_{ds}^s \hat{\lambda}_{qs}^s - \lambda_{qs}^s \hat{\lambda}_{ds}^s}{\lambda_r^{s^2}} \quad (16)$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{R_r L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e - \hat{i}_{qi}^e}{\lambda_r^*}$$

단, θ_r 과 θ_s 는 각각 회전자 자속각과 고정자 자속각을 나타낸다.

5.2 고정자 자속 기준 제어

식(11)에서 보는 바와 같이 고정자 자속은 고정자 저항 R_s 를 제외한 모든 파라미터 변동에 대해 강인하다는 특징이 있다[6]. 따라서 철손 보상에 관계없이 극저속 영역을 제외한 모든 속도 영역에서 정확한 자속각 연산이 가능하다. 하지만 회전자 기준 자속 제어와 달리 고정자 자속 기준 제어에서는 기준 자속 성분과 기타 변수 사이에 간섭 성분이 존재하므로 과도 응답을 개선시키기 위한 비간섭 보상기가 필요하다

며 정확한 속도 추정을 위해 철손을 고려한 슬립식이 필요하다. 식(8)에 나타난 토크식을 고정자 전류와 자속에 관하여 정리하면,

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}(i_{as} - i_{ai}) - \lambda_{qs}(i_{ds} - i_{di}) - L_{ls}(i_{di}i_{qs} - i_{qi}i_{ds})] \quad (17)$$

d-q 동기 좌표계에서 $\lambda_{qs}^e = 0$ 이므로,

$$T_e^* = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_{ds}^e(i_{as}^e - i_{ai}^e) - L_{ls}(i_{di}^e i_{qs}^e - i_{qi}^e i_{ds}^e)] \quad (18)$$

식(18)로부터 토크 지령 전류는

$$i_{as}^{e*} = \frac{\frac{1}{3P} T_e^* + i_{ai}^e (\lambda_s^* - L_{ls} i_{ds}^e)}{\lambda_s^* - L_{ls} i_{ds}^e} = (K_p + \frac{K_i}{s})(\omega_r^* - \hat{\omega}_r) + \beta \quad (19)$$

$$\text{여기서, } \beta = \frac{i_{ai}^e (\lambda_s^* - L_{ls} i_{ds}^e)}{\lambda_s^* - L_{ls} i_{ds}^e}$$

비간섭 보상기는 다음과 같이 구성된다.

(4)~(7)로부터,

$$i_{dqr}^e = \frac{\lambda_{dqs}^e - L_s i_{dqs}^e}{L_m} + i_{dqi}^e \quad (20)$$

(2)의 뒷단식에 (12),(20)식을 대입하고 정리하면

$$(1 + T_r p) \lambda_{ds}^e = (1 + \sigma T_r p) L_s i_{ds}^e - \sigma L_s T_r \omega_s i_{qs}^e - \frac{L_m}{R_r} (p L_{lr} i_{di}^e - \omega_{sl} L_{lr} i_{qi}^e) \quad (21)$$

식(21)에서는 고정자 자속이 고정자 자속분 전류 이외에도 철손전류 성분 때문에 간섭받고 있음을 보여준다. 이에 λ_{ds}^e 를 $i_{qs}^e, i_{ai}^e, i_{di}^e$ 성분과 비간섭제어하기 위해 d축 고정자 전류 지령치를 (22)와 같이 구성하고

$$i_{ds}^{e*} = (K_p + \frac{K_i}{s})(\lambda_s^* - \hat{\lambda}_s) + i_{da} \quad (22)$$

이를 (21)에 대입하면,

$$i_{dqr}^e = \sigma T_r \hat{\omega}_{sl} i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_s} (i_{dqi}^e - \frac{\hat{\omega}_{sl} L_{lr} i_{qi}^e}{R_r}) \quad (23)$$

회전자 속도 추정은 다음과 같다.

$$\hat{\omega}_r = \hat{\omega}_e - \hat{\omega}_{sl} \quad (24)$$

$$\hat{\omega}_e = \hat{\theta}_s = \frac{\lambda_{ds}^s \hat{\lambda}_s^s - \lambda_{qs}^s \hat{\lambda}_s^s}{\lambda_s^s}$$

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{L_s i_{qs}^e - L_m i_{dqi}^e}{T_r (\lambda_{ds}^e - \sigma L_s i_{ds}^e) + \frac{L_{lr}}{R_r} L_m i_{dqi}^e}$$

$\hat{\omega}_{sl}$ 는 식(2),(12),(20)을 이용하여 얻어지며, 여기서 $\hat{\omega}_{sl}, i_{da}$ 값은 정상 상태 값을 나타낸다.

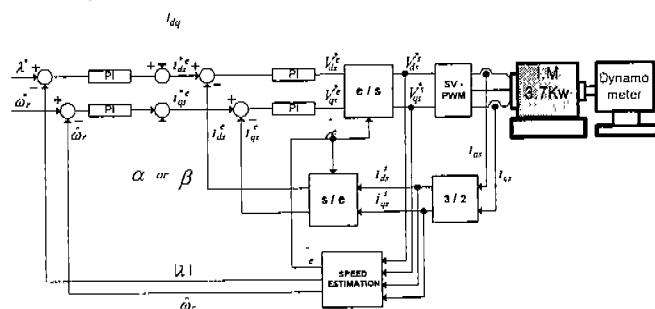


그림 3. 철손을 고려한 센서리스 벡터 제어의 블록도

6. 시뮬레이션 및 결과

철손은 주파수 증가에 따라 저속보다는 고속 영역에서 그 영향이 증대된다. 본 논문에서는 고속 영역에서 철손 보상 전후의 영향을 알아보기 위해 약계자 영역에서 시뮬레이션을 수행하였다. 모터는 3000~4000rpm 사이에서 무부하 상태로 가감속 운전을 반복 수행하였으며, 약계자 영역에서의 최대 토크 지령치는 자속 지령을 속도에 반비례하여 변화시키는 약계자 제어에 의해 전동기 속도에 따라 변화시킨다. 모터 파라미터는 표1과 같다.

파라미터	값
정격 출력	3.7 [kw]
극 수	4
정격 자속	0.40 [Wb]
고정자 저항	1.26 [Ω]
회전자 저항	0.2 [Ω]
자화 인덕턴스	50 [mH]
고정자 누설 인덕턴스	4.7 [mH]
회전자 누설 인덕턴스	4.7 [mH]
동기 철손 저항	110 [Ω]
관성 모우먼트	0.017 [kgm ²]

표 1. 유도기 파라미터

그림 4(a)는 회전자 자속 기준 제어에서 철손 보상의 모터 속도와 기준 토크 및 발생 토크를 보여준다. 이 때 감속 구간은 가속 구간보다 짧으며, 기준 토크보다 발생 토크가 적게 발생함을 알 수 있다. 이와는 반대로 과도한 철손 보상이 이루어질 경우 철손이 보상되지 않을 경우와는 반대의 현상이 나타난다. 즉 4(a)와 달리 가속 구간이 감속 구간보다 짧으며 실제 토크는 기준 토크보다 크다. 동조된 철손 보상에 관한 파형은 그림 4(b)와 같으며, 완벽한 토크 제어가 이루어짐을 알 수 있다. 이러한 원인은 다음과 같이 해석될 수 있다. 모터가 모터링 구간에서 동작시, 철손이 보상되지 않은 제어기에서 철손은 인버터에서 모터에 공급해야 하는 예상치 못한 손실에 해당하므로 출력 토크는 기준 토크보다 줄어들며, 반대로 브레이킹 구간에서 동작시에는 출력 토크가 기준 토크보다 커진다. 그림 5는 직접 고정자 기준 제어의 파형을 나타내며, 그림 4와 비슷한 결과를 보여준다.

7. 결론

철손을 가진 속도 센서리스 직접 벡터 제어의 구현이 본 논문에 소개되어졌다. 동기 철손 저항의 간략화된 측정 방법과 철손 저항을 고려한 회전자 및 고정자 직접 벡터 제어 그리고 이의 토크 제어 알고리즘이 소개되었다. 시뮬레이션 결과는 본 제안의 타당성을 보인다. 앞으로 추가적으로 실험이 진행될 것이다.

- [1] E.Levi, Impact of Iron Loss on Behaviour of Vector Controlled Induction Machines, *IEEE- IAS Conf. Rec.*, pp. 74-80, 1994
- [2] Jong-Woo Choi, Dae-Woong Chung and Seung-Ki Sul, Implementation of Field Oriented Induction Machine Considering Iron Losses, *IEEE- IAS Conf. Rec.*, pp. 375-379, 1996
- [3] M. Sokola, E. Levi, G. Jamieson, and D. Williams, Representation and compensation of iron loss in rotor flux oriented induction machines, *IEEE-PEDES Conf. Rec.*, pp. 243-249, 1996
- [4] T.Mizuno, J.Takayama, T.Ichioka and M.Terashima, Decoupling Control Method of Induction Motor Taking Stator Core Loss Consideration, *IPEC-Tokyo Conf. Rec.*, pp. 69-74, 1990
- [5] 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
- [6] Xingyi Xu, Rik De Doncker and D.W.Novotny, A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp. 870-876, 1988
- [7] Bimal K. Bose, M. Godoy Simoes Sensoes, Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive, *IEEE-IAS Conf. Rec.*, pp. 137-143, 1995

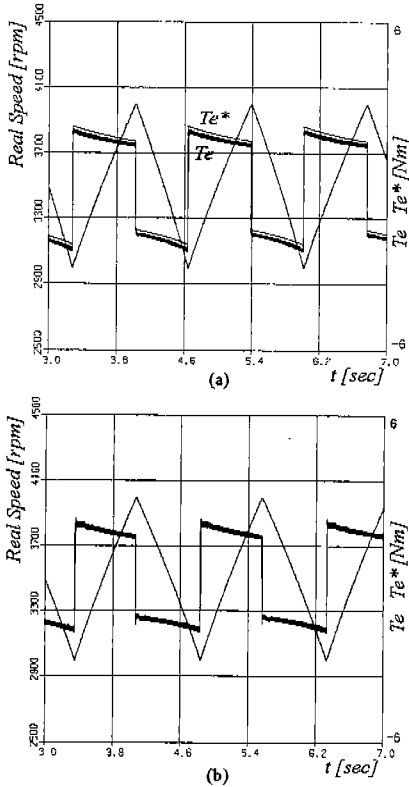


그림 4. RFO의 속도, 기준 토크, 발생 토크 비교
 (a) 철손 보상하지 않는 경우
 (b) 철손을 보상하는 경우

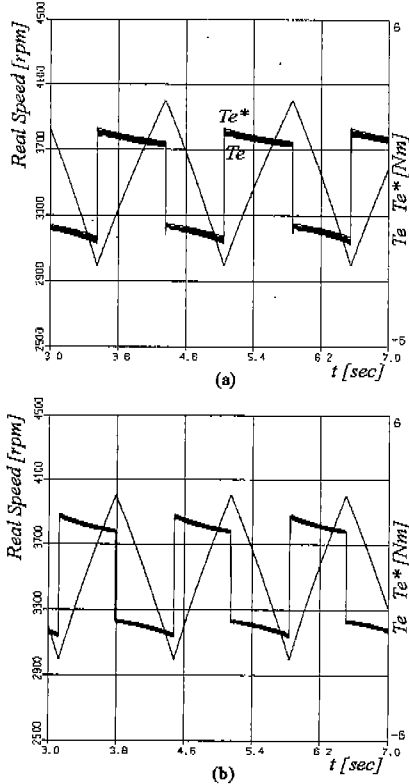


그림 5. SFO의 속도, 기준 토크, 발생 토크 비교
 (a) 철손 보상하지 않는 경우
 (b) 철손을 보상하는 경우