

전기자동차용 유도전동기의 에너지 손실을 최소화하는 비선형 토크 제어기 설계

장진수, 한병조, 황영호, 김홍필*, 양해원
 한양대학교 전자전기제어계측공학, 경일대학교 컴퓨터제어전기공학*

A Loss-Minimization Nonlinear Torque Control for Electrical Vehicle Induction Motors

Jin Su Jang, Byung Jo Han, Young Ho Hwang, Hong Pil Kim*, Hai Won Yang
 Dept. of Elec. Elec. Con. & Inst. Eng. Hanyang Univ., *Sch. of Com. Con. Elec. Eng. Kyungil Univ.

Abstract - In this paper, a loss-minimization nonlinear torque control for Electrical Vehicle(EV) induction motors is proposed. To improve the efficiency of the induction motors, it is important to find the optimal flux reference that minimize power losses. The proposed optimal flux reference is derived using a power loss function that is constructed with stator resistance losses, rotor resistance losses and core losses. And the time-varying load torque and the rotor resistance variation are considered in the power loss function. An algorithm that identifying the load torque is used. The rotor flux observer is used to obtain an accurate flux value regardless of the rotor resistance variation. Simulation results show a significant reduction in energy losses.

1. 서 론

최근 대기오염과 화석연료의 고갈로 인해 전기자동차에 관심이 증폭되고 있다. 일반적으로 에너지 소스로 배터리를 사용하고 추력 장치로 전동기를 사용하는 전기자동차에서 최대 주행 거리를 보장하는 것이 주 관심사로 대두되고 있다. 이것은 추력장치의 전기적, 기계적 에너지 손실을 줄임으로써 가능하다.

유도전동기는 간단한 구조, 보수의 편리성, 열악한 환경에서도 안정성 보장과 낮은 가격 등을 장점으로 전기자동차의 추력장치로 적합하다. 하지만 비선형적 특성을 가지고 있기 때문에 제어하기 어렵고 자속 센서가 매우 고가이며 설치가 어려워 직접적으로 자속을 측정하는 것이 매우 어려운 단점을 가지고 있다.

일반적인 유도전동기의 구동 시스템에서의 자속은 최대 토크를 발생하기 위한 정격치로 유지한다. 그래서 불필요한 토크로 인한 에너지 손실이 발생하게 된다. 그러므로 요구되는 토크만큼의 자속만 발생시킴으로써 에너지 손실을 줄일 수 있다. 이런 자속으로 인한 에너지 손실을 줄이려고 하는 많은 연구가 있었다.

이런 연구는 크게 두 가지로 나뉜다. 첫 번째는 searching 기법이고 두 번째는 model based optimization technique이다. Searching 기법[1]은 모델 부정확성에 둔감한 장점을 가진다. 하지만 최적점에 도달하는 것이 느리며 정상상태에서 항상 토크 리플이 발생하는 단점을 가지고 있다. Model based optimization technique[2]는 모델 부정확성에 민감한 단점을 가지지만 정상상태에서 토크 리플이 발생하지 않고 최적점을 빠르게 찾아갈 수 있다. 기존 연구에서는 최적의 자속 기준값을 찾음에 있어서 부하 토크와 회전자 계자 저항을 고려하지 않았다. 회전자 계자 저항이 변화될 때 변화를 고려하지 않는다면 자속 기준 제어를 위한 자속 정보를 정확하게 추정할 수 없게 된다. 그리고 전기자동차의 통상 주행에서 등판이나 내리막길의 부하 토크는 항상 존재하기 때문에 부하 토크를 제어에 고려하지 않는다면 토크 추종이 어렵고 최적의 기준자속을 찾을 수 없다.

본 논문에서는 다른 파라미터의 변화나 회전자 계자 저항에 불확실성이 존재하더라도 정확하게 자속을 추정하기 위해 회전자 계자 저항을 추정하고 슬라이딩 모드 자속 관측기를 사용하였다. 그리고 에너지 손실 모델을 만들어 손실을 최소화할 수 있는 기준자속을 유도하였다. 또한 추정된 부하 토크를 기준자속에 고려함으로써 외부 외란에 강인한 제어기를 설계하였다.

2. 본 론

2.1 유도전동기의 수학적 모델

유도전동기의 수학적 모델은 다음과 같다.[3]

$$i_{ds} = \left(-\frac{R_s}{\sigma} - \alpha L_m \beta \right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} + (\alpha \beta) \psi_{dr} + \beta \omega_r \psi_{qr} + \frac{1}{\sigma} u_d \quad (1a)$$

$$i_{qs} = \left(-\frac{R_s}{\sigma} - \alpha L_m \beta \right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} + (\alpha \beta) \psi_{qr} - \beta \omega_r \psi_{dr} + \frac{1}{\sigma} u_q \quad (1b)$$

$$\dot{\psi}_{dr} = -\alpha \psi_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{qr} + \alpha L_m i_{ds} \quad (1c)$$

$$\dot{\psi}_{qr} = -\alpha \psi_{qr} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{dr} + \alpha L_m i_{qs} \quad (1d)$$

$$\omega_r = \frac{P}{2J} (k_T (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) - T_l) \quad (1e)$$

여기서 i_{ds} , i_{qs} 는 고정자 전류 벡터의 dq성분, u_d , u_q 는 고정자

전압 벡터의 dq성분, ψ_{dr} , ψ_{qr} 는 회전자 자속 벡터의 dq성분, ω_e 는, ω_r 회전자의 전기적 속도, T_l 는 부하 토크, J 는 회전자축의 관성이다. 그리고 α , β , σ , k_T 는 다음과 같이 정의한다.

$$\alpha = \frac{R_r}{L_r}, \quad \beta = \frac{L_m}{L_r \sigma}, \quad \sigma = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}, \quad k_T = \frac{3}{2} \frac{L_m}{P L_r}$$

R_s 와 R_r 는 고정자와 회전자의 저항, L_s , L_r 과 L_m 은 고정자, 회전자 그리고 상호 인덕턴스, P 는 극수이다.

유도전동기 구동 시스템의 설계에서 식(1c), 식(1d)과 식(1e)으로 된 축소 모델이 일반적으로 이용된다. 실제로 i_{ds} , i_{qs} 가 제어입력으로 고려할 수 있다. 전류방정식 식(1a)과 식(2a)은 전류 소스 인버터에 의해, 전압 소스 인버터의 경우에는 고 이득 PI 레귤레이터에 의해 제어된다[4][5].

2.2 전기자동차의 제어 문제

일반적인 유도전동기 구동 시스템에서 자속은 모터의 토크를 최대한으로 발생시키는 값으로 설정된다. 자속은 에너지 손실과 밀접한 관계를 갖고 있다. 그래서 본 논문에서는 에너지 손실을 최소화하는 자속 값으로 선택된다. 그러므로 제어 문제는 다음과 같다.

$$\min_{i_{ds}, i_{qs}, \omega_e} |T_e(t) - T_{ref}(t)|$$

$$\min_{i_{ds}, i_{qs}, \omega_e} |\psi_{dr}(t) - \psi_{ref}(t)|$$

$$\min_{i_{ds}, i_{qs}, \omega_e} |\psi_{qr}(t)|$$

여기서 ψ_{ref} 는 에너지 손실을 최소화하는 값으로 선택된다. T_{ref} 는 토크 기준값이고 실제 출력 토크 T_e 는 다음과 같다.

$$T_e = k_T (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2)$$

2.3 코어 제어기 설계

코어 제어기는 Field Oriented Controller(FOC) 기법에 기초한다. FOC의 핵심 입력 i_{ds} , i_{qs} , ω_e 와 기준값 신호 T_{eref} , $\psi_{dref} = \psi_{ref}$, $\psi_{qref} = 0$ 사이의 간단한 맵핑이다. 식(1c)-(1e)에서 식(2)를 이용하여 제어 입력에 대해 풀어서 아래의 FOC 방정식을 유도할 수 있다.

$$i_{ds} = \frac{\psi_{ref}}{L_m} + \frac{\psi_{ref}}{\alpha L_m}$$

$$i_{qs} = \frac{T_{eref}}{k_T \psi_{ref}} \quad (3)$$

$$\omega_e = \omega_r + \alpha L_m \frac{i_{qr}}{\psi_{ref}}$$

이것의 구조를 보면 출력과 그들의 기준값 사이의 에러가 사용되지 않기 때문에 개루프 제어기와 유사하다. 자속 기준 제어기는 파라미터의 불확실성이 존재할 때는 나쁜 성능을 보인다. 그래서 $\psi_{dr} - \psi_{ref}$ 와 $\psi_{qr} - 0$ 두개의 에러 정보에 대하여 PI 레귤레이터를 추가하여 i_{ds} 을 통하여 자속의 량을 제어하고 ω_e 를 통하여 field oriented 시킴으로써 성능을 향상시킬 수 있다. [2]에서 제안된 코어 제어기를 사용하였다.

$$i_{ds}^* = \frac{\psi_{ref}}{L_m} + \frac{\psi_{ref}}{\alpha L_m} - K_{pd} (\psi_{dr} - \psi_{ref})$$

$$i_{qs}^* = \frac{T_{eref}}{k_T \psi_{ref}} \quad (4)$$

$$\omega_e^* = \omega_r + \alpha L_m \frac{i_{qs}^*}{\psi_{ref}} + K_{pr} \psi_{qr} + K_{i\psi} \int \psi_{qr} dt$$

2.3 슬라이딩 모드 자속 관측기 설계

여기서 제안된 관측기는 [2]에서 제안된 슬라이딩 모드 자속 관측기를 이용하였다. 슬라이딩 모드의 특성상 회전자 계자 저항의 변화나 다른 파라미터의 변화에 강인함이 틀립없다. 식(1)을 행렬 형태로 놓으면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \dot{i} \\ \dot{\psi} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma} + \alpha L_m \beta\right) I + \omega_e M & \alpha \beta I + \beta \omega_r M \\ \alpha L_m I & -\alpha I + (\omega_e - \omega_r) M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i \\ \psi \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ I/\sigma \end{bmatrix} u \quad (5a)$$

$$i = [I \ 0] \begin{bmatrix} i \\ \psi \end{bmatrix} \quad (5b)$$

I 는 2×2 단위행렬이고, M 은 $M^2 = -I$ 로 정의된다. 관측기의 구조는 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\psi} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i} \\ \hat{\psi} \end{bmatrix} + B u + \begin{bmatrix} v_i \\ v_\psi \end{bmatrix}$$

v_i 와 v_ψ 는 각각 식(6), 식(7) 같이 설계하였다.

$$v_i = L_4 \text{sign}(i - \hat{i}) \quad (6)$$

$$v_\psi = L_\psi \text{sign}(A_{12}^{-1}(v_i)_{eq}) \quad (7)$$

여기서 $L_4 = \begin{bmatrix} l_1 & 0 \\ 0 & l_2 \end{bmatrix}$, $L_\psi = \begin{bmatrix} l_3 & 0 \\ 0 & l_4 \end{bmatrix}$ 는 2×2 이득행렬이고 A_{12} 는 식(8)과 같다.

$$A_{12} = \alpha \beta I + \beta \omega_r J \quad (8)$$

$(v_i)_{eq}$ 는 식(9)의 하이-로우 통과 필터를 통해 얻는다.

$$\tau_i (\dot{v}_i)_{eq} + (v_i)_{eq} = v_i \quad (9)$$

여기서 $\tau_i = \begin{bmatrix} \tau_1 & 0 \\ 0 & \tau_2 \end{bmatrix}$ 는 필터 시정수를 포함하고 있다.

2.4 부하 추경과 유도전동기의 에너지 손실 모델

부하가 인가되더라도 식(4)의 외해 자속 기준 제어가 유지된다. 결국 i_{qs} 와 ψ_{dr} 의 증가로 부하를 보상하게 된다. 추정된 부하는 다음과 같다.

$$\hat{T}_l = K_T (i_{qs}^* - i_{op}) (\psi - \psi_{op})$$

여기서 i_{op} 와 ψ_{op} 는 각각 부하를 고려하지 않는 개루프 q 축 전류지령치와 기준자속이다.

유도전동기의 손실은 크게 고정자 동손, 회전자 동손, 고정자 철손, 회전자 철손으로 나눌 수 있다. 회전자 철손은 고정자에 비해서 매우 작으므로 무시할 수 있다. 시스템이 정상상태이고 자속 기준 되었다고 가정한다. 또한 부하 토크 T_l 을 안다고 가정하자. 그러면 회전하는 기준 프레임의 d 축에만 자속이 존재하게 된다.

$$\psi_{qr} = 0 \quad (10)$$

두 개의 회전자 자속 방정식

$$\dot{\psi}_{dr} = L_m \dot{i}_{ds} + L_r \dot{i}_{dr}$$

$$\dot{\psi}_{qr} = L_m \dot{i}_{qs} + L_r \dot{i}_{qr}$$

에 식(10)을 대입하면 회전자

$$i_{dr} = 0, \quad i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$$

이 된다.

고정자 copper 손실 P_{cus} 과 회전자 copper 손실 P_{cur} 은 고정자와 회전자 계자 저항에 의해 소모된다. 고정자 철손 P_{fe} 는 다음과 같다.

$$P_{cus} = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2)$$

$$P_{cur} = R_r (i_{dr}^2 + i_{qr}^2)$$

$$P_{fe} = \frac{\omega_e^2}{R_{fe}} \psi_r^2$$

유도전동기의 전체 손실 P_{loss} 는 다음과 같다.

$$P_{loss} = P_{cus} + P_{cur} + P_{fe} \quad (11)$$

코어 제어기의 개루프 입력 식(3)을 식(11)에 대입하면 P_{loss} 는 다음과 같다.

$$P_{loss} = \left(R_s + R_r \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 + \frac{(\alpha L_m)^2}{R_{fe}} \right) \left(\frac{T_e - \hat{T}_l}{k_T} \right)^2 \frac{1}{L_m^2} + \frac{R_s}{L_m^2} \psi_r^2 \quad (12)$$

식(12)을 최소화하는 자속 기준값 ψ_{ref} 를 구하면 다음과 같다.

$$\psi_{ref} = K_{opt} \sqrt{T_{ref} - \hat{T}_l} \quad (13)$$

$$\text{여기서, } K_{opt} = \sqrt{\frac{L_m}{k_T} \sqrt{1 + \left(\frac{L_m}{L_r} \right)^2 \frac{R_r}{R_s} + \frac{(\alpha L_m)^2}{R_{fe} R_s}}}$$

식(13)에서 토크 지령치 T_{ref} 가 0이라면 singularity가 발생한다. 이 문제를 해결하기 위해 자속 기준값을 0이 아닌 최소값으로 정한다.

$$\psi_{ref} = \begin{cases} K_{opt} \sqrt{T_{ref} - \hat{T}_l} & \text{if } \psi_{min} \leq \psi_{ref} \\ \psi_{min} & \text{if } \psi_{min} > \psi_{ref} \end{cases}$$

2.5 모의실험

전류 소스 인버터 유도전동기의 전류방정식은 식(14)과 같은 고이득 PI 레귤레이터에 의해 제어될 수 있다.

$$u_d = -k_p (i_{ds} - i_{ds}^*) - k_i \int_0^t (i_{ds} - i_{ds}^*) dt \quad (14a)$$

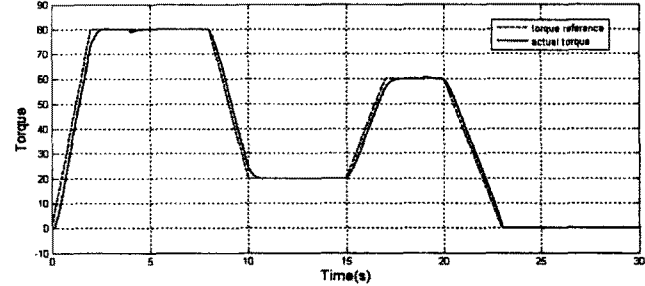
$$u_q = -k_p (i_{qs} - i_{qs}^*) - k_i \int_0^t (i_{qs} - i_{qs}^*) dt \quad (14b)$$

모의실험에서 사용된 토크 기준값은 그림1의 점선과 같다. 전기자동차에서의 전형적인 가속, 정속주행을 고려하였다. 그리고 4초에서부터 19초까지 5Nm의 부하를 인가하였다.

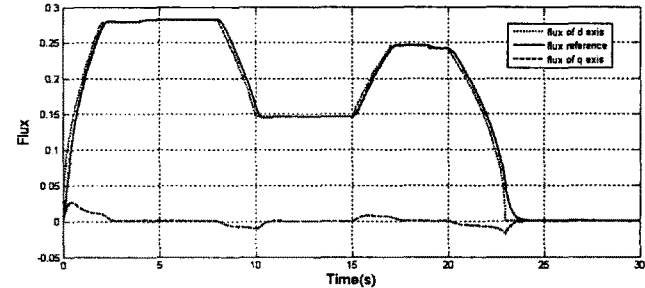
그림 3의 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어에서는 낮은 토크 기준값에도 높은 자속을 유지함으로써 손실이 크다. 하지만 그림 2와 같이 에너지 손실을 최소화하는 자속 기준값을 사용하여 손실을 줄일 수 있다.

3. 결 론

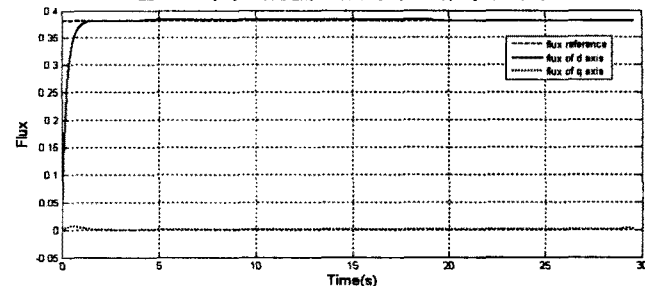
본 논문에서 전기자동차용 유도전동기의 에너지 손실을 최소화하는 비선형 토크 제어를 제안하였다. 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어에서 최대 토크를 발생시키기 위한 기준자속 대신, 고정자 철손, 회전자 동손과 고정자 철손을 고려하여 자속 기준값을 유도하였다. 이를 통해 손실을 줄일 수 있다. 또한 식(13)에서 부하를 고려함으로써 외부 외란에 대해 강인한 성능을 보였다.



<그림 1> 토크 기준값과 토크



<그림 2> 자속 기준값, 회전자의 d축, q축 자속



<그림 3> 일반적인 유도전동기의 자속 기준 제어의 자속

[참 고 문 헌]

- [1] S. Vaez-Zadeh, F. Hendi, "A continuous optimization controller for induction motor drives", Energy conversion and Management, No. 46, pp. 701-713, 2004.
- [2] Sabri Dilmli, Stephen Yurkovich, "Nonlinear Torque Control the Induction Motor in Hybrid Electric Vehicle Applications", American Control Conference, pp. 3001-3006, 2006.
- [3] R. Krishnan, "Electric motor drives", Prentice-Hall, 2001
- [4] R. Marino, S. Peresada, and P. Tomei, "Output feedback control of current-fed induction motors with unknown rotor resistance", IEEE Trans. on Control System Technology, vol. 4, No 4, May 1996.
- [5] M. Bodson, J. Chiasson, and R. Novonak, "High performance induction motor control via input-output linearization.", IEEE Control Systems magazine, vol. 14, No. 4, Aug. 1994.

Appendix - Motor and design parameters

회전자 저항	$R_s = 0.14 \Omega$
고정자 저항	$R_r = 0.009 \Omega$
회전자 인덕턴스	$L_r = 2.305 \text{mH}$
고정자 인덕턴스	$L_s = 2.275 \text{mH}$
상호 인덕턴스	$L_m = 2.2 \text{mH}$
회전자축의 관성	$J = 0.045 \text{kgN/m}^2$
극의 수	$P = 4$