

다중 AFLC를 이용한 SynRM 드라이브의 효율 최적화 제어

(Efficiency Optimization Control of SynRM Drive using Multi-AFLC)

장미금* · 고재섭 · 최정식 · 강성준 · 백정우 · 김순영 · 정동화

(Mi-Geum Jang*, Jae-Sun Ko, Jung-Sik Choi, Sung-Jun Kang, Jeong-Woo Baek, Soon-Young Kim, Dong-Hwa Chung)

Abstract

Optimal efficiency control of synchronous reluctance motor(SynRM) is very important in the sense of energy saving and conservation of natural environment because the efficiency of the SynRM is generally lower than that of other types of AC motors. This paper is proposed a novel efficiency optimization control of SynRM considering iron loss using multi adaptive fuzzy learning controller(AFLC). The optimal current ratio between torque current and exciting current is analytically derived to drive SynRM at maximum efficiency.

This paper is proposed an efficiency optimization control for the SynRM which minimizes the copper and iron losses. There exists a variety of combinations of d and q -axis current which provide a specific motor torque. The objective of the efficiency optimization control is to seek a combination of d and q -axis current components, which provides minimum losses at a certain operating point in steady state. The control performance of the proposed controller is evaluated by analysis for various operating conditions. Analysis results are presented to show the validity of the proposed algorithm

1. 서 론

SynRM의 벡터제어에서 고정자 전류의 d 와 q 축 성분은 상호 독립적인 변수이며, 어떤 속도에 대한 특정 토크는 d 와 q 축의 전류성분의 다양한 합성으로 얻을 수 있다.[1] d 축 전류가 크면 철손이 커지고 매우 작으면 전류 및 동손이 증가한다. 따라서 전동기의 모든 동작점에서 최적효율에 관계된 설정 토크를 구하면 이 토크에서 발생하는 최적전류를 얻을 수 있다.

일반적으로 전동기의 고 효율 드라이브는 SC(Search Controller)에 기반으로 성취한다.[2] 그러나 측정값은 노이즈에 의해 왜율이 나타나므로 최소 입력의 측정은 오랜 시간이 소비된다. 또 다른 연구로는 퍼지 기반 제어법이 연구되었다.[3] 이 연구에서는 퍼지룰의 설계가 설계자의 경험과 직관에 의존하고 있다.

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응 인공지능제어기를 개발하고 있다. 그리고 이들 기법간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 SynRM 드라이브에서도 진가를 유감 없이 발휘될 전망이다.[4]

본 논문에서는 AFLC(Adaptive Fuzzy Learning Controller)에 의해 제어되며 철손을 고려한 SynRM의 효율 최적화 제어를 제시한다. SynRM에서 철손을 고려한 모델을 대

으로 해석하고 최적 효율 조건을 구하여 최적 전류비를 구한다. AFLC1은 SynRM의 속도를 제어하고 AFLC2와 AFLC3는 전류를 제어하며 또한 ANN을 이용하여 SynRM의 속도를 추정한다.[5] 본 연구의 효율 최적화 제어의 타당성을 입증하고 그 결과를 제시한다.

2. 철손을 고려한 SynRM의 모델링

그림 1은 SynRM의 철손저항을 고려한 d 와 q 축의 등가 회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_c 는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{d0} 와 i_{q0} 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 단자전류 i_{ds} 와 i_{qs} 와는 다르다.

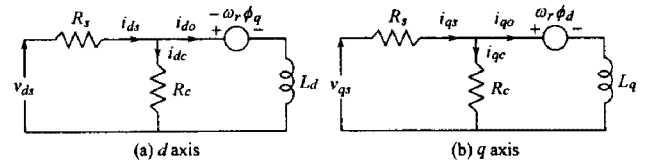


그림 1 SynRM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of SynRM

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{d0}}{dt} - \omega_r \phi_q \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{q0}}{dt} + \omega_r \phi_d \quad (2)$$

$$i_{ds} = i_{d0} + i_{dc} = i_{d0} + \frac{1}{R_c} (L_d \frac{d}{dt} i_{d0} - \omega_r \phi_q) \quad (3)$$

$$i_{qs} = i_{q0} + i_{qc} = i_{q0} + \frac{1}{R_c} (L_q \frac{d}{dt} i_{q0} + \omega_r \phi_d) \quad (4)$$

$$\phi_d = \omega_r i_{d0}, \phi_q = \omega_r i_{q0} \quad (5)$$

식 (1)-(5)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d(1+R_s/R_c)} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_q}{L_q(1+R_s/R_c)} & -\frac{R_s}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d0} \\ i_{q0} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{d0} \\ v_{q0} \end{bmatrix} \quad (6)$$

발생 토크는 전류의 성분 i_{d0} 와 i_{q0} 에 비례한다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{d0} i_{q0} \quad (7)$$

3. 효율 최적화 제어

SynRM의 자속은 전류에 직접 비례하므로 효율 최적화를 위하여 자속을 조절한다. 자속을 조절할 경우에도 토크의 동특성은 그대로 유지할 수가 있다. 동손만 고려한다면 효율 최적화를 위한 전류 위상각은 45° 로 하여 $d-q$ 축 전류를 동일하게 인가한다. 그러나 실제로 동손과 함께 철손이 발생하고 있으므로 동손과 철손을 고려한 전류 위상각을 구한다. 효율 최적화를 위한 전류 위상각에서는 전기적인 정상상태만 고려하면 충분하다. SynRM의 효율은 다음 식과 같다.

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_o}{P_o + P_i} \quad (8)$$

여기서 P_i 는 입력, P_o 는 출력이며 P_i 은 전기적 손실이다. P_i 이 최소가 되면 효율은 최대가 된다. SynRM의 전 손실은 다음 식과 같다.

$$P_i = P_c + P_i + P_m + P_s \quad (9)$$

여기서 P_c 는 동손, P_i 는 고정자 철손, P_m 은 기계손, P_s 는 표류손이다. 일반적으로 기계손과 표류손은 전기적인 손실에 비해 충분히 작기 때문에 무시한다. 동손과 철손은 다음 식과 같다.

$$P_c = R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \quad (10)$$

$$P_i = R_c (i_{d0}^2 + i_{q0}^2) \quad (11)$$

따라서 SynRM의 전 손실은 식 (3), (4)와 (7)을 정상상태를 고려하여 식 (10)과 (11)에 대입하여 정리하면 다음 식과 같다.

$$P_i = P_o + P_i = \left\{ R_s + \frac{\omega_r^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) L_q^2 \right\} \left\{ \frac{T_e}{P(L_d - L_q)} \right\}^2 \frac{1}{i_{d0}^2} + \left\{ R_s + \frac{\omega_r^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) L_q^2 + \frac{2R_s \omega_r}{R_c} T_e \right\} i_{d0}^2 \quad (12)$$

정상상태에서 손실 최소화 조건은 다음 식과 같다.

$$\frac{dP_i}{di_{d0}} = 0 \quad (13)$$

식 (13)을 만족하는 i_{d0} 는 다음 식과 같다.

$$i_{d0}^* = \sqrt{\frac{A}{B} \cdot C} \quad (14)$$

식 (14)를 식 (7)에 대입하여 i_{q0} 를 구하면 다음 식과 같다.

$$i_{q0}^* = \sqrt{\frac{B}{A} \cdot C} \quad (15)$$

식 (14)와 (15)에서 변수는 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} A &= \frac{R_s}{\omega_r^2} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) L_q^2 + L_d^2 \\ B &= \frac{R_s}{\omega_r^2} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) L_q^2 \\ C &= \left[\frac{T_e}{P(L_d - L_q)} \right]^2 \end{aligned} \right\} \quad (16)$$

여기서 ω_r^* 는 지령 전기 각속도이고 T_e^* 는 지령 토크이다. 효율 최적화를 제공해 주는 최적전류의 관계는 다음 식과 같다.

$$i_{d0}^* = k_{opt} i_{q0}^* \quad (17)$$

식 (14)와 (15)로부터 최적 전류비 k_{opt} 는 다음 식과 같이 유도한다.

$$k_{opt} = \sqrt{\frac{A}{B}} \quad (18)$$

효율 최적화를 위하여 최적 전류비는 주어진 속도에서 일정하고 전동기 파라미터와 속도에 따라 변한다.

그림 2는 SynRM을 위한 효율 최적화 제어의 구성도를 나타낸다. 지령속도와 추정속도를 비교한 다음 속도제어기에서 지령토크를 구한다. 속도제어기는 AFLC1을 사용하였으며 이 출력인 i_{q0}^* 를 이용하여 EOC(Efficiency Optimization Control)에 의해 k_{opt} 를 구하고 i_{d0}^* 를 구한다. 지령 d, q 축 전류를 구하고 ILC(Iron Loss Compensator)로 철손을 보상한 다음 i_{ds}^* 와 i_{qs}^* 를 구한다. 전류 제어기는 AFLC2와 AFLC3로 제어하여 v_{ds}^* 와 v_{qs}^* 를 구한 다음, SV PWM 인버터를 통하여 SynRM을 제어한다. ANN(Artificial Neural Network)를 이용하여 전동기의 속도를 추정한다.[5]

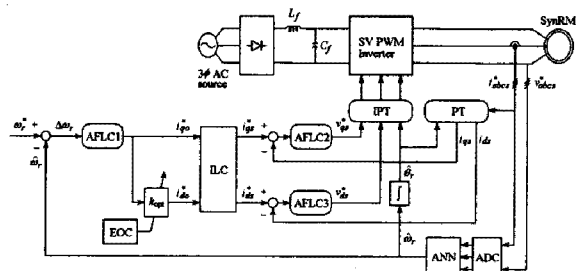


그림 2 SynRM의 효율 최적화 제어 시스템
Fig. 2 Efficiency optimization control system of SynRM

4. 속도와 전류 제어기

그림 3은 AFLC1의 원리를 설명하는 블록도를 나타낸다. FLAM(Fuzzy Learning Adaptive Mechanism)의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 룰 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. FLC(Fuzzy Logic Controller)에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = \omega_m(kT) - \hat{\omega}_r(kT) \quad (19)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (20)$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순서에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족하지 않은 경우인 $em(kT) \neq 0$ 에서 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FLC의 룰 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다.

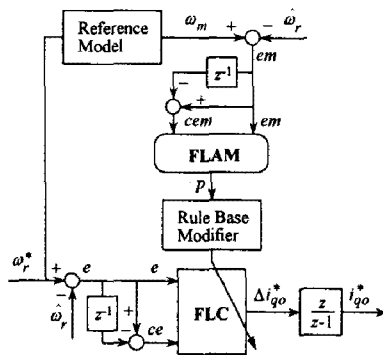


그림 3 AFLC1 제어기
Fig. 3 AFLC1 controller

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화시킨다. 역모델의 입력은 식 (19)과 식 (20)와 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FLC에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다. 지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FLC의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FLC에서 출력의 멤버쉽 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (21)$$

여기서 첨자 i 는 역모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버쉽 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다. 이 방법에서 FLC는 요구되는 $i_{qo}^*(kT)$ 를 발생하기 위하여 강제화시킨다. 이는 기준모델과 같이 동작시키기 위하여 전동기를 강제화시킨다.

5. 시스템의 성능결과

그림 4(가)는 0.3[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.9[sec]에서 1.2[sec]까지 부하토크를 5[N·m] 인가할 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 4(가-a)는 지령속도와 추정속도를 나타내며 더욱 명확하게 비교하기 위하여 그림 4(가-b)와 그림 4(가-c)는 확대한 그림이다. 그림 4(가-b)는 초기상태이며 논문에서 제시한 AFLC 제어기가 PI 및 FLC 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승시간이 짧으며 빠르게 안정화되고 있다. 그림 4(가-c)는 부하토크를 인가할 경우의 응답특성이며 이 경우에도 AFLC 제어기는 종래의 PI 및 FLC 제어기 보다 고속 성능을 보이고 있다. 그림 4(나)는 부하토크를 1[N·m] 인가한 상태에서 4상한 운전에 대한 응답특성을 나타낸 것이다. 4상한 운전에서도 제시한 AFLC 제어기는 PI 및 FLC 제어기에 비해 양호한 응답성능을 나타내고 있다.

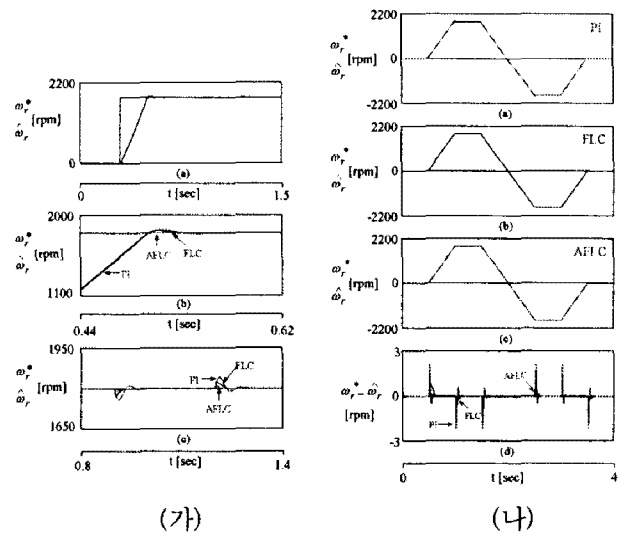
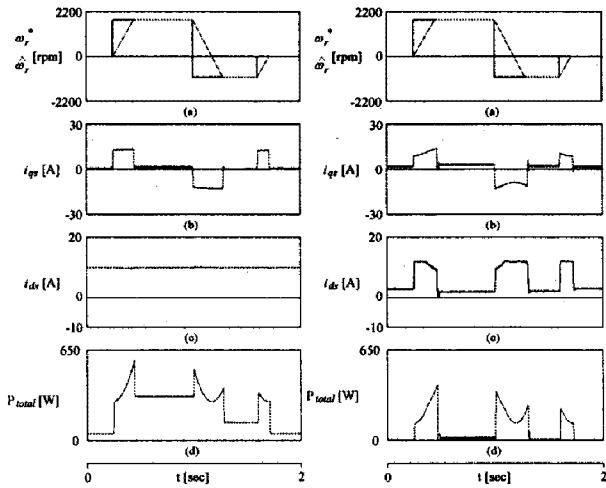


그림 4 AFLC 제어기에 의한 속도 응답 특성
Fig. 4 Response characteristics of speed with AFLC controller

그림 5는 정·역 운전에 대한 효율 최적화의 응답특성을 비교한 것이다. 그림 5(가)는 $i_{ds} = \text{constant}$ 의 응답특성, 그림 5(나)는 $i_{ds} = \text{optimal}$ 의 효율최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 5(가-c)와 그림 5(나-c)의 d 축 전류를 비교하면 효율 최적화 제어를 할 경우의 그림 5(나-c)의 d 축 전류가 운전 조건에 따라 제어가 수행됨을 알 수 있다. 또한 그림 5(가-d)와 그림 5(나-d)의 전체손실을 비교하면 효율 최적화 제어를 할 경우의 그림 5(나-d)의 손실이 매우 작게 나타남을 알 수 있다. 이로써 효율 최적화 제어가 양호하게 수행되고 있음을 알 수 있다.

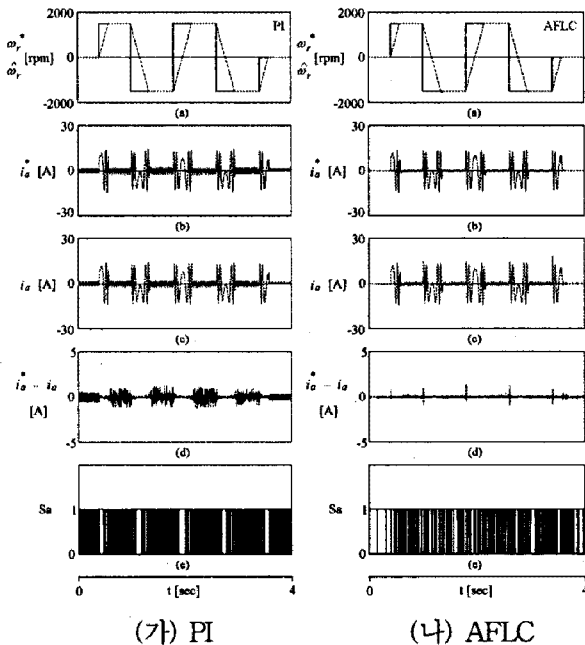
그림 6은 전류제어의 응답특성을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 6(가)은 PI 제어기의 응답특성, 그림 6(나)은 AFLC 제어기의 응답특성을 나타낸다. 또한 각 그림의 (a)는 다양한 속도 변화에 대한 속도응답, (b)는 a상 지령전류, (c)는 실제 전류, (d)는 전류오차 및 (e)는 스위칭 시간을 나타낸다. 그림 6(가-d)와 그림 6(나-d)을 비교하면 AFLC 제어기가 PI 제어

기에 비해 매우 작은 전류 오차를 나타내고 있으며 이로써 제시한 제어기의 양호한 응답특성을 확인할 수 있다.



(가) $i_{ds} = \text{constant}$ (나) $i_{ds} = \text{optimal}$

그림 5 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교
Fig. 5 The comparison of response characteristic with efficiency optimal control



(가) PI (나) AFLC

그림 6 전류제어에 의한 응답특성 비교
Fig. 6 The comparison of response characteristic with current control

그림 7은 ANN에 의한 속도추정에 대한 응답특성을 나타낸다. 지령속도를 1800[rpm] → -200[rpm] → 200[rpm] → -1800[rpm]으로 다양하게 변화시켰을 경우 응답특성이며, 그림 7(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 7(b)는 지령속도와 추정속도 및 그림 7(c)는 실제속도와 추정속도 오차를 나타낸다. 그림 7(c)에서 속도오차가 1% 내로 추정성능이 매우 우수하게 나타났다.

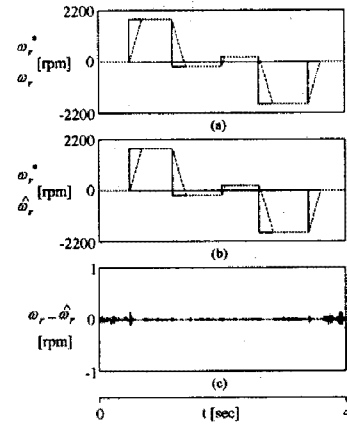


그림 7 속도추정에 대한 응답특성
Fig. 7 Response characteristic with speed estimation

6. 결론

본 논문에서는 다중 AFLC제어기를 이용하여 SynRM의 고성능 운전을 위하여 손실이 최소가 되는 효율 최적화 제어를 제시하였다. AFLC1은 속도제어, AFLC2와 AFLC3은 전류제어에 사용하였다. AFLC 제어기의 성능은 FLC 및 PI제어기 보다 고성능 및 강인성 제어가 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다.

SynRM에서 철손 및 포화에 의해 토크의 비선형성을 해결하기 위하여 철손을 고려한 모델을 대상으로 하였다. SynRM 드라이브의 정·역회전의 운전을 시켜 전류, 속도 및 손실의 응답특성을 구하였으며 제시된 알고리즘에서는 간단한 철손 보상 루틴을 첨가하여 철손 때문에 야기되는 토크의 비선형성을 보상하였다. 효율 최적화 제어는 종래의 일정 d 축 전류제어와 비교하여 대폭적으로 전체 손실이 감소되었다. 또한 ANN의 속도 추정 성능은 오차율이 1%로 이하로 만족할 만한 성능을 나타냈다. 따라서 효율은 매우 증가하는 결과를 얻었으며 본 논문에서 제시한 효율 최적화의 타당성을 입증할 수 있었다.

참고문헌

- (1) T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Proc. PESC, pp. 425-431, 1993.
- (2) E. S. Sergaki and G. S. Stavrakakis, "Online search based fuzzy optimum efficiency operation in steady and transient states for DC and AC vector controlled motors," 18th International Conference on IECM 2008, pp. 1-7, 2008.
- (3) D. de Almeida Souza, W. C. P. de Arago Filho and G. C. D. Sousa, "Adaptive fuzzy controller for efficiency optimization of induction motors," IEEE Transactions on IE, vol. 54, no. 4, 2007.
- (4) J. S. Ko, J. S. Choi, K. T. Park, B. S. Park and D. H. Chung, "Efficiency Optimization Control of SynRM Drive by LM-FNN Controller", ICPE'07, pp. 373-377, 2007.
- (5) J. S. Choi, J. S. Ko, and D. H. Chung, "Efficiency Optimization Control of SynRM with ANN Speed Estimation," KIEE, vol. 55P, no. 3, pp. 117-122, 2006.