

하이브리드 인공지능 제어기에 의한 SynRM의 효율 최적화 제어

(Efficiency Optimization Control of SynRM with Hybrid Artificial Intelligent Controller)

최정식 · 고재섭 · 정동화*

(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

요 약

본 논문은 SynRM의 동손 및 철손을 최소화 하는 효율 최적화 제어를 제시한다. 퍼지와 신경회로망으로 구성된 적응 퍼지-신경회로망 제어기를 바탕으로 한 속도 제어기를 설계한다. 특정 전동기 토크를 발생하는 d-q축 전류 조합은 무수히 많이 존재한다. 효율 최적화 제어기의 목적은 정상상태에 확실한 동작점에서 d-q축 전류 조합을 찾는 것이다.

제시된 알고리즘은 양호한 동적 토크 제어를 유지하는 동안 속도 및 토크 변화를 감소시키기 위하여 전자기적 손실은 허용한다. HAI 제어기의 제어 성능은 다양한 동작 상태에서 평가된다. 결과 분석은 제시된 알고리즘의 타당성을 보여준다.

Abstract

This paper is proposed an efficiency optimization control algorithm for a synchronous reluctance motor which minimizes the copper and iron losses. The design of the speed controller based on adaptive fuzzy-neural networks(AFNN) controller that is implemented using fuzzy control and neural networks. There exists a variety of combinations of d and q -axis current which provide a specific motor torque. The objective of the efficiency optimization controller 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 proposed algorithm allows the electromagnetic losses in variable speed and torque drives to be reduced while keeping good torque control dynamics. The control performance of the hybrid artificial intelligent controller is evaluated by analysis for various operating conditions. Analysis results are presented to show the validity of the proposed algorithm

Key Words : Synchronous Reluctance Motor, Efficiency optimization control, Fuzzy control, Neural network, Hybrid Artificial Intelligent controller

* 주저자 : 순천대학교 정보통신공학부 교수
Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2006년 8월 21일
1차심사 : 2006년 8월 29일
심사완료 : 2006년 9월 26일

1. 서 론

최근 세계적으로 환경문제의 인식이 높아지고 에너지 및 자원의 절약이 요구되면서 가변속 드라이브

에 대한 관심이 고조되고 있다. 전력용 반도체의 진보, 마이크로프로세서 및 DSP의 응용으로 가변속 드라이브에 대한 연구는 한층 박차를 가하게 되었다. SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 냉장고, 에어컨 등의 가전용에서 공작기계, 펌프, 전기자동차 등 산업용에 이르기까지 핵심 전력전자기기로 응용되고 있다.

SynRM은 유도전동기 보다 회전자 손실이 작고 제어가 용이하며 단위 전류당 토크가 큰 장점을 가지고 있다. 또한 성능과 가격면에서도 유도전동기 보다 우수하다. PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motor) 보다 가격이 싸고 약계자 운전이 가능한 운전 등의 장점이 있다. SRM(Switched Reluctance Motor) 보다 백터제어의 구현이 용이하고 인버터의 토폴로지의 구성이 쉽다는 장점을 가지고 있다.

SynRM의 백터제어에서 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[1-5]. d 와 q 축 전류성분을 분해하여 특정 토크를 얻을 수 있으나 전동기의 효율은 매우 광범위하게 변화한다. 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.

효율 최적화 제어기는 전동기를 구동할 경우에 나타나는 인덕턴스 포화, 철손 계수, 온도 및 고조파 영향 등을 파라미터 값으로 하는 손실모델에 의해 얻을 수 있다. 어떠한 동작점에서 제어기는 효율 최적화 동작조건을 계산하고 최적치를 추적할 때까지 모델에서 하나 이상의 변수를 조절한다. 이러한 최적치는 드라이브 조절기의 지령치로 사용한다. 이러한 연구의 유용성은 정확한 손실모델에 의존하여 얻을 수 있다.

최근 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘 등을 이용한 인공지능 제어는 전력전자 시스템의 성능을 향상시킬 수 있는 중요한 기법으로 인식되고 있다. 이러한 기법들은 적응제어 기법과 상호 혼합하여 적응 인공지능 제어기를 개발하고 있다. 그리

고 이들 기법간의 상호 혼합한 방식은 적응성 및 강인성이 요구되는 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감 없이 발휘될 전망이다[6-9].

본 논문에서는 하이브리드 인공지능 제어기를 이용하여 SynRM의 고성능 운전을 위하여 손실이 최소가 되는 효율 최적화 제어를 제시한다. 추정 토크는 동기 좌표계에서 전류와 전동기의 파라미터로부터 직접 계산하며 토크 제어기의 출력인 d 와 q 축 전류는 지령 토크를 추종한다. SynRM에서 철손 및 포화에 의해 토크의 비선형성을 해결하기 위하여 철손을 고려한 모델을 대상으로 해석한다. 철손을 고려한 모델을 이용하여 손실이 최소화되고 효율이 최적화된 d 축 전류의 조건을 구한다. 제시된 알고리즘에서는 간단한 철손 보상 루틴을 첨가하여 철손 때문에 야기되는 토크의 비선형성을 보상한다. 효율 최적화 제어는 종래의 d 축 전류의 일정제어와 비교하여 손실이 최소가 고성능 제어 및 토크 성능이 양호하게 나타난다. 본 연구의 효율 최적화 제어의 타당성을 입증하고 그 결과를 제시한다.

2. 철손을 고려한 SynRM의 모델링

그림 1은 SynRM의 철손저항을 고려한 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_c 는 속도 전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{do} 와 i_{qo} 이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 단자전류 i_{ds} 와 i_{qs} 와는 다르다.

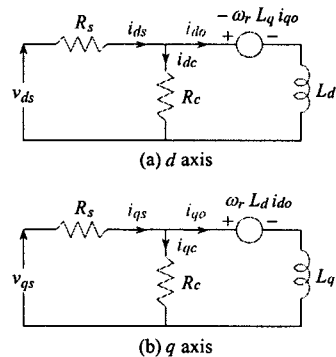


그림 1. SynRM의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of SynRM

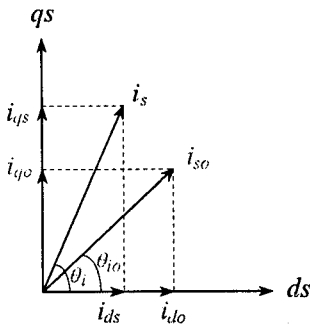


그림 2. SynRM의 전류 벡터도
Fig. 2. Current vector diagram of SynRM

그림 2는 철손을 고려한 경우의 SynRM의 전류 벡터도를 나타낸다. 그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{di_{do}}{dt} - \omega_r L_q i_{qo} \tag{1}$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{di_{qo}}{dt} + \omega_r L_d i_{do} \tag{2}$$

$$i_{ds} = i_{do} + i_{dc} = i_{do} + \frac{1}{R_c} (L_d \frac{d}{dt} i_{do} - \omega_r L_q i_{qo}) \tag{3}$$

$$i_{qs} = i_{qo} + i_{qc} = i_{qo} + \frac{1}{R_c} (L_q \frac{d}{dt} i_{qo} + \omega_r L_d i_{do}) \tag{4}$$

식 (1)~(4)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$P \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & \omega_r L_q \\ L_d(1+R_s/R_c) & -R_s \\ -\omega_r L_q & L_q(1+R_s/R_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{do} \\ i_{qo} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ L_q(1+R_s/R_c) & 1 \\ 0 & L_q(1+R_s/R_c) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} \tag{5}$$

발생 토크는 전류의 성분 i_{do} 와 i_{qo} 에 비례한다.

$$T_c = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{do} i_{qo} \tag{6}$$

3. 하이브리드 인공지능 제어기의 설계

SynRM 드라이브의 속도를 추종 및 제어를 위하여 PI, PID 및 적응제어 기법이 많이 사용되었다. 그

러나 이 기법들은 $d-q$ 축 리액턴스 파라미터를 구하는데 복잡하고 파라미터의 변동 및 부하변화에 매우 민감하였다.

SynRM의 속도를 제어하기 위하여 퍼지제어기가 개발되었으며 ANN도 연구되었다. ANN은 파라미터 변동, 부하변화 및 시스템 외란 등에 강인한 특성을 발휘하였다. 이러한 제어를 위한 설계연구는 더욱 더 새로운 방법을 모색하게 되었다. 적응제어, 퍼지제어, 신경회로망 및 유전자 알고리즘을 상호 혼합하여 각 제어기의 장점을 공유하는 혼합제어가 유력한 기법으로 평가받고 있다.

그림 3은 하이브리드 인공지능 제어의 연구방향에 대하여 도식적으로 표현을 해 보았다. 각 제어기들은 화살표 방향으로 상호 공유하여 혼합제어를 형성할 수 있다. 본 논문에서는 적응제어, 퍼지제어와 신경회로망을 이용하여 하이브리드 인공지능 제어기를 구성하고 SynRM의 속도를 제어하는데 적용한다. 그리고 ANN을 이용하여 SynRM의 속도를 추정하는 시스템을 구성한다.

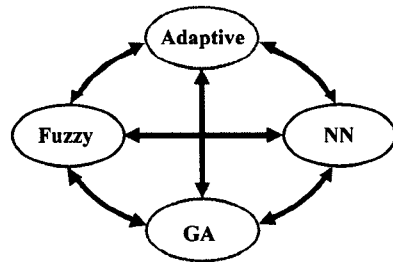


그림 3. 하이브리드 인공지능 제어의 연구
Fig. 3. Research of hybrid artificial intelligent control

SynRM 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추종능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. 하이브리드 인공지능 제어기는 FNN 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다.

그림 4은 FNN 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)를 병렬로 연결한다[10-11]. FNN에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려

한 적응 메카니즘을 나타낸다.

FNN 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다.

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 4에서 전동기의 출력 $\omega_r(k)$ 는 기준모델의 출력 $\omega_m(k)$ 와 비교하여 오차 $e\omega_m(k)$ 는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 그림 5는 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 FNN 루프와 병렬로 연결한다.

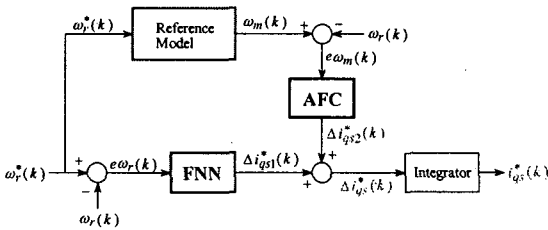


그림 4. 제시한 하이브리드 인공지능 제어기의 알고리즘
Fig. 4. Algorithm of proposed hybrid artificial intelligent controller

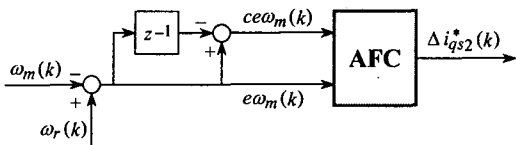


그림 5. 기준모델에 의한 AFC
Fig. 5. AFC with reference model

AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 과 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta i_{qs}^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해 $i_{qs}^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제속도의 오차 $e\omega_m(k)$ 와 오차의 변화분 $ce\omega_m(k)$ 을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \omega_r(k) \quad (7)$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \quad (8)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q 축 전류에 보상되는 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서 $\omega_m^*(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\omega_r(k)$ 는 실제 회전자 속도이다.

FNN의 출력에서 $\Delta i_{qs1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta i_{qs2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 q 축 전류를 얻을 수 있다.

$$i_{qs}^*(k) = i_{qs}^*(k-1) + [\Delta i_{qs1}^*(k) + \Delta i_{qs2}^*(k)] \quad (9)$$

4. 효율 최적화 제어

SynRM은 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.

식 (1)~(4)를 이용하여 철손과 동손을 구한다. 동손은 다음 식과 같다.

$$P_{cl} = \frac{3}{2} R_s i_s^2 = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) \\ = \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{do} - \frac{\omega_r L_q i_{qo}}{r_c} \right)^2 + \left(i_{qo} + \frac{\omega_r L_d i_{do}}{r_c} \right)^2 \right\} \quad (10)$$

철손은 다음 식과 구할 수 있다.

$$P_{ll} = \frac{3}{2} \frac{(\omega_r \lambda_m)^2}{R_c} = \frac{3}{2} \left\{ \frac{(\omega_r L_q i_{qo})^2}{R_c} + \frac{(\omega_r L_d i_{do})^2}{R_c} \right\} \quad (11)$$

따라서 전체 손실은 동손과 철손의 합으로 다음과 같다.

$$P_{total} = P_{cl} + P_{ll} = \frac{3}{2} \left\{ \left[R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_q)^2 \right] i_{qo}^2 \right. \\ \left. + \left[R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} + \frac{R_s}{R_c^2} (\omega_r L_d)^2 \right] i_{do}^2 + \frac{2R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q) i_{do} i_{qo} \right\} \quad (12)$$

P_{total} 을 i_{do} 향으로 표현하기 위해 식 (6)을 변형하면 다음과 같다.

$$i_{qo} = \frac{T_c^*}{\frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{do}} = \frac{K}{i_{do}} \quad (13)$$

식 (13)을 식 (12)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = \frac{3}{2} \{ A i_{do}^2 + B i_{do}^{-2} + C \} \quad (14)$$

여기서 계수는 다음과 같이 표현된다.

$$A = R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right)$$

$$B = K^2 \left\{ R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2}{R_c} \left(1 + \frac{R_s}{R_c} \right) \right\}$$

$$C = 2K \frac{R_s}{R_c} \omega_r (L_d - L_q)$$

전동기의 효율의 최적화는 전체손실 P_{total} 을 최소화하여 얻을 수 있다.

P_{total} 를 i_{do} 로 미분하여 영으로 놓는다.

$$\begin{aligned} \frac{dP_{total}}{di_{do}} &= \frac{3}{2} \{ 2A i_{do} - 2B i_{do}^{-3} \} = 3A i_{do}^{-3} \{ i_{do}^4 - B/A \} \\ &= 3A i_{do}^{-3} \{ i_{do}^2 + \sqrt{B/A} \} \{ i_{do} + (B/A)^{1/4} \} \{ i_{do} - (B/A)^{1/4} \} = 0 \end{aligned} \quad (15)$$

전체손실 P_{total} 이 최소가 되는 i_{do-min} 를 구하면 전체손실을 최소로 하는 조건을 구할 수 있다.

$$i_{do-min} = (B/A)^{1/4} \quad (16)$$

그림 6은 SynRM을 위한 효율 최적화 제어의 구성도를 나타낸다. 지령속도와 실제속도를 비교한 다음 속도제어기에서 지령토크를 구한다. 속도제어기는 적응 FNN 제어기를 사용하였으며 지령토크와 실제속도를 이용하여 효율 최적화 제어 알고리즘을 수행한다. 지령 d, q 축 전류를 구하고 철손을 보상한 다음 i_{ds}^* 와 i_{qs}^* 를 구하여 전류 제어기와 SV PWM 인

버터를 통하여 SynRM을 제어한다.

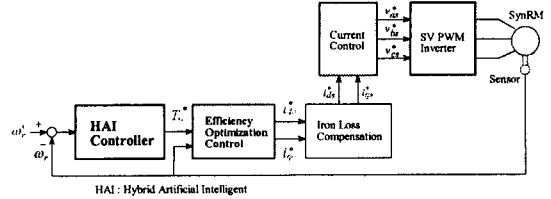


그림 6. SynRM을 위한 효율 최적화 제어
Fig. 6. An efficiency optimization control configuration for SynRM

5. 시스템의 성능결과

표 1은 3.75[kW] SynRM의 파라미터를 나타낸다.

표 1. SynRM의 파라미터
Table 1. Parameters of SynRM

정격 용량	3.75[kW]
정격 전압	250[V]
정격 토크	19.8[N·m]
정격 주파수	60[Hz]
극 수	4
고정자 저항 R_s	0.238[Ω]
d 축 인덕턴스 L_d	43[mH]
q 축 인덕턴스 L_q	3.5[mH]
관성계수	0.026[kg·m ²]

그림 7은 i_{ds} 의 변화에 대하여 i_s, i_{qs} 및 P_{total} 의 변화를 나타낸다. 그림 7 (a)는 i_{ds} 의 변화에 따라서 i_s 의 최소점이 나타나며 최소 전류조건으로 주어지는 동작점이 존재한다. 그림 7 (b)는 i_{ds} 의 변화에 따라 전체 손실이 최소인 점이 나타나고 있다. 따라서 전체 손실이 최소가 되는 점을 찾아 운전을 하면 효율은 최대가 된다. 효율 최적화 제어는 손실이 최소가 나타나는 점을 최적제어로 추적하여 그 동작점에서 운전을 시킨다.

그림 8은 0.2[s]에서 지령속도를 1800[rpm]으로 상승시키고 0.5~0.7[s]까지 부하토크를 2[N·m]로 인가할 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 8 (a)는

하이브리드 인공지능 제어기에 의한 SynRM의 효율 최적화 제어

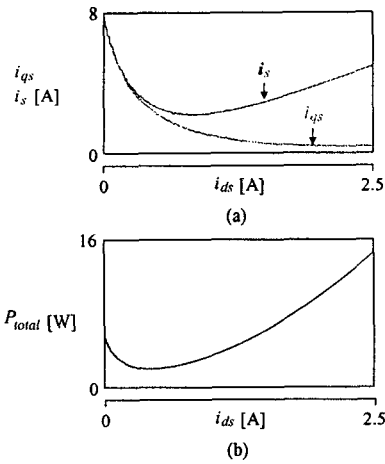


그림 7. i_{ds} 에 대한 i_s, i_{qs} 및 P_{total} 변화
 Fig. 7. Variation i_s, i_{qs} and P_{total} with i_{ds}

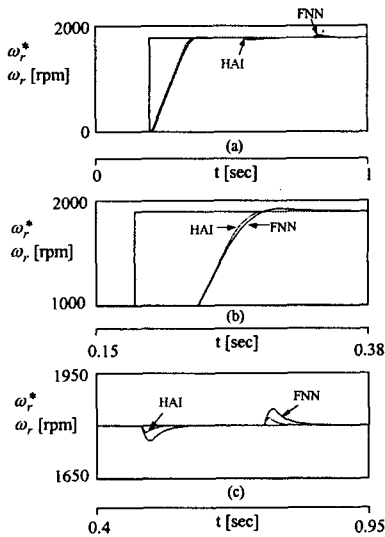


그림 8. 속도와 부하토크 변동에 의한 응답특성
 Fig. 8. Response characteristics with speed and load torque change

지령속도와 실제속도를 나타내며 더욱 명확하게 비교하기 위하여 그림 8 (b)와 (c)는 확대한 그림이다. 그림 8 (b)는 초기상태이며 본 논문에서 제시한 HAI 제어기가 FNN 제어기 보다 오버슈트가 작고 상승 시간이 빠르며 빠르게 안정화되고 있다. 그림 8 (c)는 부하토크를 인가할 경우의 응답특성이며 이 경우에도 HAI 제어기는 FNN 제어기 보다 고속 성능을

보이고 있다.

그림 9는 지령속도를 1,800[rpm]과 -1,800[rpm]으로 반복적으로 정·역회전 운전을 하였을 경우에 나타나는 응답특성이다. 이 경우에도 HAI 제어기가 FNN 제어기 보다 양호한 성능이 나타난다.

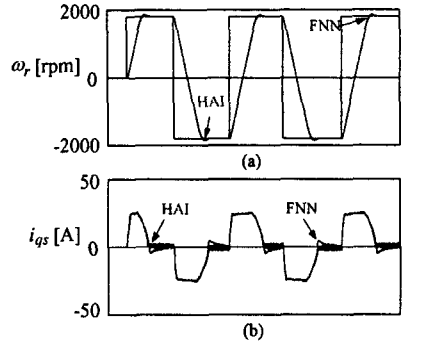


그림 9. 정·역회전 운전에 대한 응답특성
 Fig. 9. Response characteristics with forward and reverse operation

그림 10은 HAI 제어기로 속도를 제어하고 4상한 운전을 하였을 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 10 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 q 축 고정자 전류, (c)는 d 축 고정자 전류, (d)는 발생토크 및 (e)는 a 상 전류를 나타낸다. i_{ds} 가 일정하게 제어가 되고 있으며 발생토크는 i_{qs} 에 의해 제어가 되고 있다.

그림 11에서는 i_{ds} 는 효율 최적화 제어를 만족하는 조건으로 제어된다. 일정 i_{ds} 제어에서는 고정자 지령전류 i_{ds}^*, i_{qs}^* 는 토크 발생전류 i_{ds}^*, i_{qs}^* 를 같게 하여 철손을 보상하지만 정, 역회전 구간에서 약간의 토크의 비선형성이 나타난다. 그러나 효율 최적화 제어에서는 효율이 최적화가 되는 전류 i_{ds}^*, i_{qs}^* 를 계산하고 철손 보상에 의해 i_{ds}^*, i_{qs}^* 를 구하기 때문에 과도 토크 동작에서 비선형성은 나타나지 않는다.

그림 12는 종래의 일정 i_{ds} 제어에서 손실 결과이며 그림 13 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어에서 손실 결과이다. 그림 12과 13에서 (a)는 동손, (b)는 철손 및 (c)는 전체손실을 나타낸다. 그림 14는 일정 i_{ds} 제어와 효율 최적화 제어에서 전체 손실을 비

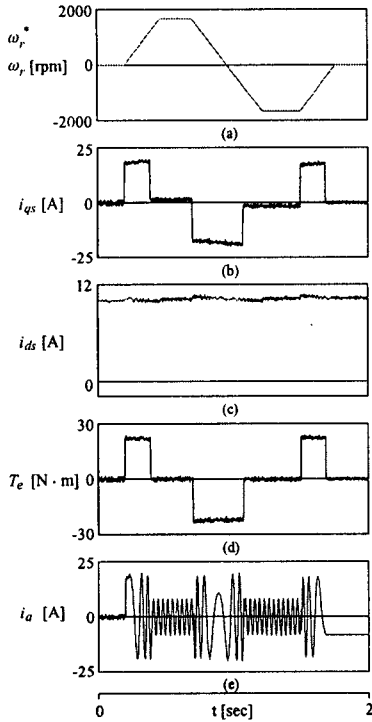


그림 10. 일정 i_{ds} 에 대한 응답특성
 Fig. 10. The response characteristics of constant i_{ds} control

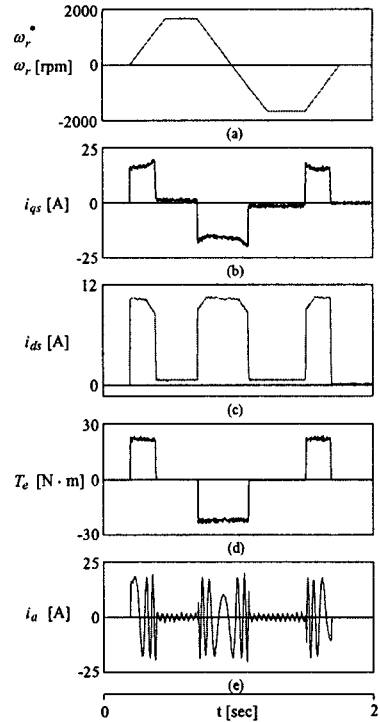


그림 11. 효율 최적화 제어에 대한 응답특성
 Fig. 11. The response characteristics of efficiency optimization control

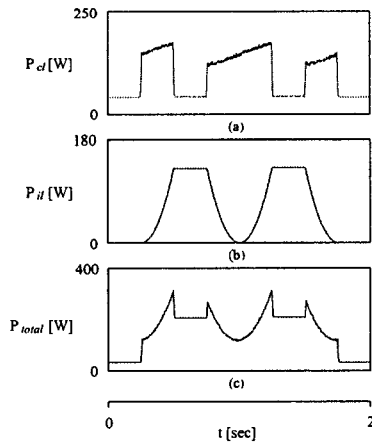


그림 12. 일정 i_{ds} 의 손실 응답
 Fig. 12. Loss response of constant i_{ds} control

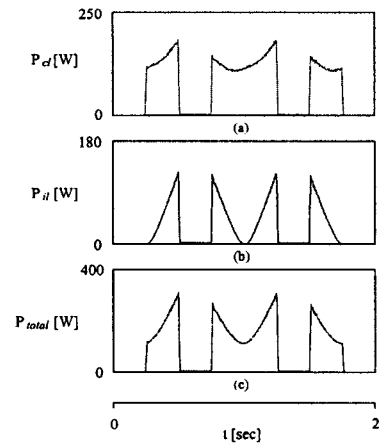


그림 13. 효율 최적화 제어의 손실 응답
 Fig. 13. Loss response of efficiency optimization control

교하였다. 그림에서 A는 일정 i_{ds} 제어이며 B는 효율 최적화 제어에서 전체 손실을 나타낸다. 두 경우의

손실을 비교하면 속도가 변동하는 구간에서는 속도 제어를 위하여 거의 같은 손실이 발생하지만 정상상

태에서는 효율 최적화 제어는 일정 i_{ds} 제어보다 손실이 매우 감소된다. 손실 최소화는 효율 최대화를 이룩할 수 있다.

그림 15는 정상상태에서 일정 i_{ds} 제어와 효율 최적화 제어할 경우 부하토크에 대한 효율의 변화를 나타낸다. 그림 15(a)는 일정 i_{ds} 제어의 효율을 나타내고 (b)는 효율 최적화 제어의 효율을 나타낸다. 효율 최적화 제어에서는 효율이 향상되며 특히 경부하에서 효율이 대폭적으로 증가한다. 이는 효율 최적화 제어는 정상상태의 손실이 매우 감소되며 효율은 대폭적으로 증가한다. 따라서 본 논문에서 제시한 효율 최적화 제어의 타당성을 입증할 수 있다.

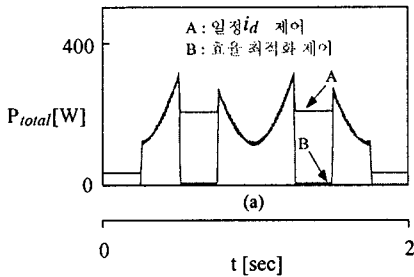


그림 14. 전체 손실의 비교
Fig. 14. Total loss comparison

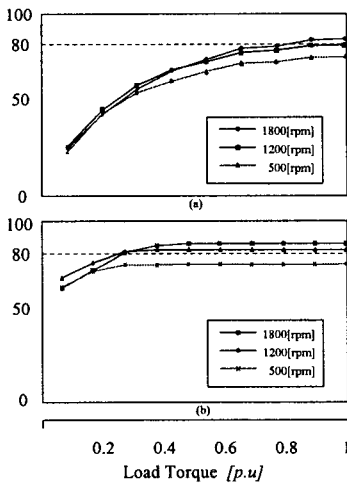


그림 15. 부하 변화에 대한 효율 비교
(a) 일정 i_{ds} 제어 (b) 효율 최적화 제어
Fig. 15. Efficiency comparison of load variation
(a) Constant i_{ds} control
(b) Efficiency optimization control

6. 결론

본 논문에서는 하이브리드 인공지능 제어기를 이용하여 SynRM의 고성능 운전을 위하여 손실이 최소가 되는 효율 최적화 제어기법을 제시하였다. 하이브리드 인공지능 제어기의 성능은 FNN 제어기보다 고성능 및 강인성 제어가 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 추정 토크는 동기좌표계에서 전류와 전동기의 파라미터로부터 직접 계산하며 토크 제어기의 출력인 d, q 축 전류는 지령 토크를 추종한다. SynRM에서 철손 및 포화에 의해 토크의 비선형성을 해결하기 위하여 철손을 고려한 모델을 대상으로 하였다.

SynRM 드라이브의 정·역회전의 운전을 시켜 전류, 토크, 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 전류 제어와 비교하여 대폭적으로 전체 손실이 감소되었다. 따라서 효율은 매우 증가하는 결과를 얻었으며 본 논문에서 제시한 효율 최적화의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 과제(결과물)는 교육인적자원부·산업자원부 출연금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구결과물입니다.

References

- [1] T. Matsuo and T. A. Lipo, "Field oriented control of synchronous reluctance machine," in Proc. PESC, pp. 425-431, 1993.
- [2] A. Fratta, A. Vagati and F. Villata, "Control of a reluctance synchronous motor for spindle application," in Proc. IPEC-Tokyo, pp. 708-715, 1990.
- [3] R. E. Betz, et al., "Control of synchronous reluctance machines," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 29, no. 6, pp.1110-1121, 1993.
- [4] L. Xu and J. Yao, "A compensated vector control scheme of a synchronous reluctance motor considering saturation and iron losses," IEEE Transaction on Industry Applications, Vol. 1A-28, no. 6, pp. 1330-1338, 1992.
- [5] A. Vagati, T. A. Lipo, et al., "Synchronous reluctance motors and drives - A New Alternative," IEEE IAS Annu. Meet. Tutorial Course Note, 1994.

- [6] R. E. Betz, et al., "Control of synchronous reluctance machines," IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 6, pp. 1110-1121, 1993.
- [7] A. Chiba, M. Pastorelli and G. Franceschini, "High performance control of synchronous reluctance motors," IEEE Trans. on IA, vol.28, no. 3, pp.600-606, 1993.
- [8] R. E. Betz, et al., Apects of the control of synchronous reluctance machines including saturation and iron loss, "IEEE IAS Annu. Meet., pp. 456-463, 1992.
- [9] J. E. Fletcher, B. W. Williams and T. C. Green, "Loss reduction in a synchronous reluctance drive system using DSP control," IEEE IAS Annu. Meet., pp. 402-407, 1995.
- [10] D. H. Chung, J. C. Lee, H. G. Lee, Y. S. Lee and S. M. Nam, "Speed estimation and control of induction motor drive using hybrid intelligent control," International Conference ICPE'04, no. 3, pp. 181-185, 2004.
- [11] D. H. Chung, J. C. Lee, H. G. Lee and S. M. Nam, "Speed control of induction motor drive using adaptive FNN controller," International Conference ICEMS'04, Conference no. PI-5(430-M09-052), 2004. (CD no. 2)

◇ 저자소개 ◇

최정식(崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)750-3508

E-mail : 1108cjs@daum.net

고재섭(高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2005년 3월 순천대학교 대학원 전기공학과 석사과정.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)750-3508

E-mail : kokos22@naver.com

정동화(鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.

Tel : (061)750-3543

Fax : (061)750-3508

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>