

FNPI 제어기에 의한 SynRM의 효율 최적화 제어

강성준*, 고재섭, 최정식, 장미금, 백정우, 정동화
 순천대학교 공과대학 정보통신공학부

Efficiency Optimization Control of SynRM with FNPI Controller

Sung-Jun Kang*·Jae-Sub Ko·Jung-Sik Choi·Mi-Geum Jang·Jung-Woo Back·Dong-Hwa Chung
 School of Information & Communication Engineering, Suncheon National Univ.

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 an efficiency optimization control for the SynRM which minimizes the copper and iron losses. The design of the speed controller based on fuzzy-neural networks(FN)-PI 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 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. It is shown that the current components which directly govern the torque production have been very well regulated by the efficiency optimization control scheme.

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 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

효율 최적화 제어기는 전동기의 실제적 구현할 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 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 유감없이 발휘될 전망이다.[1-4]

본 논문에서는 FNPI 및 MFRC(Model Reference Adaptive Fuzzy Control) 제어기를 이용하여 고성능 운전을 가능하게 하고 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 일정 제어와 비교하여 손실이 최소가 고성능 제어 및 토크 성능이 양호하게 나타난다. 본 연구의 효율 최적화 제어의 타당성을 입증하고 그 결과를 제시한다.

2. 효율 최적화 제어

효율최적화 제어를 위해 철손을 고려한 SynRM의 모델링을 이용한다.[5] 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.

SynRM의 모델링에서 전압과 전류방정식을 이용하여 철손과 동손을 구한다. 동손은 다음 식과 같다.

$$P_{cl} = \frac{3}{2} R_s i_s^2 = \frac{3}{2} R_s (i_{ds}^2 + i_{qs}^2) = \frac{3}{2} R_s \left\{ \left(i_{do} - \frac{\omega_r L_q i_{qo}}{r_c} \right)^2 + \left(i_{qo} + \frac{\omega_r L_d i_{do}}{r_c} \right)^2 \right\} \quad (1)$$

철손은 다음 식과 구할 수 있다.

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

따라서 전체 손실은 동손과 철손의 합으로 다음과 같다.

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

P_{total} 을 i_{do} 향으로 표현하기 위해 토크식을 변형하면 다음과 같다.

$$i_{qo} = \frac{T_e^*}{\frac{3}{2} P \frac{L_d - L_q}{2} i_{do}} = \frac{K}{i_{do}} \quad (4)$$

식 (4)을 식 (4)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = \frac{3}{2} (A i_{do}^2 + B i_{do}^{-2} + C) \quad (5)$$

여기서 계수는 다음과 같이 표현된다.

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

전동기의 효율의 최적화는 전체손실 P_{total} 을 최소화하여 얻을 수 있다. P_{total} 을 i_{do} 로 미분하여 영으로 놓는다.

$$\frac{dP_{total}}{di_{do}} = \frac{3}{2} (2A i_{do} - 2B i_{do}^{-3}) = 3A i_{do}^3 i_{do}^{-4} - B / A = 3A i_{do}^3 (i_{do}^2 + \sqrt{B/A}) \{ i_{do} + (B/A)^{1/4} \} \{ i_{do} - (B/A)^{1/4} \} = 0 \quad (6)$$

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

$$i_{do-min} = (B/A)^{1/4} \quad (7)$$

그림 1은 SynRM을 위한 효율 최적화 제어의 구성도를 나타낸다. 지령속도와 실제속도를 비교한 다음 속도 제어기에서 지령토크를 구한다. 속도제어기는 FNPI 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 구한다. 전

류 제어기는 MFC 제어기로 제어하여 v_{ω}^* 와 v_{ω}^* 를 구한 다음, SV PWM 인버터를 통하여 SynRM을 제어한다. ANN(Artificial Neural Network)를 이용하여 전동기의 속도를 추정한다.[5]

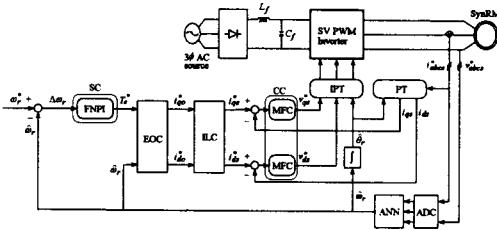


그림 1. SynRM의 효율 최적화 제어 시스템
Fig. 1 Efficiency optimization control system of SynRM

그림 1에서 약어의 표현은 다음과 같다.

SV : Space Vector	EOC : Efficiency Optimization Control
PWM : Pulse Width Modulation	ILC : Iron Loss Compensation
PT : Park Transformation	SynRM : Synchronous Reluctance Motor
IPT : Inverse PT	SC : Speed Control
FNPI : Fuzzy Neural Network PI	CC : Current Control
MFC : Model Reference Adaptive Fuzzy Control	ANN : Artificial Neural Network
	ADC : Analog Digital Conversion

3. 인공지능제어기의 설계

3.1 FNPI 제어기의 설계

간접 벡터제어로 구동되는 SynRM의 속도제어를 위한 FNPI 제어기의 설계는 그림 2와 같다. PI 제어기의 두 개의 이득이 잘 알려진 종래의 방법을 이용하여 초기화한다. 그러나 이 이득은 정적 동작조건에서 SynRM의 추정모델에 의존한다.

PI 제어기의 두 개의 이득을 동조하기 위한 퍼지 알고리즘은 파라미터가 변동할 경우에 양호한 성능을 유지하기 위하여 사용한다. 이는 ΔK_p 와 ΔK_i 를 발생시키기 위하여 퍼지 룰을 사용한다. 이 룰의 설계는 정량적인 지식에 기초하며 여러 동작조건에서 K_p 와 K_i 의 다양한 값을 위한 종래의 PI 제어기를 해석하여 구한다.

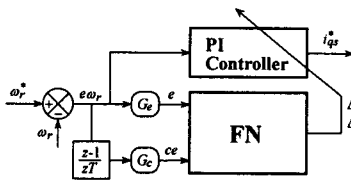


그림 2. FNPI 제어기의 구조
Fig. 2 The structure of FNPI controller

FN에서 입력은 속도 오차 e 와 속도 오차의 변화 ce 이고 출력은 두 개의 이득 K_p 와 K_i 이다. K_p 와 K_i 를 갱신하기 위한 퍼지 룰은 표 1에 나타난다. 퍼지집합은 같은 쪽으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

퍼지 동조기는 두 개의 출력 언어변수의 비퍼지화를 위하여 무게중심법을 사용하여 PI 제어기의 이득의 적절한 변화를 얻는다. 이 두 개의 이득은 다음과 같이 갱신한다.

$$K_p = K_p + K_{kp} f_1(e_n, \Delta e_n) \quad (8)$$

$$K_i = K_i + K_{ki} f_2(e_n, \Delta e_n) \quad (9)$$

드라이브의 안정화를 위하여 이득 K_p 와 K_i 는 정상상태에 도달하면 제한하고 지령속도가 변화할 경우에는 초기화한다.

첫 번째는 추론 룰 표에서 이득 K_i 는 속도오차를 정 방향으로 크게 하거나 부 방향으로 클 경우에는 더욱 증가시키고 속도의 오차변화를 정 방향으로 크게 하거나 부

방향일 경우에는 더욱 감소시킨다. 이는 속도의 상승시간이 개선되지만 오버슈트에 의한 속도응답이 지연된다.

두 번째는 이득 K_p 는 오차와 오차변화가 정 방향으로 클 경우에는 증가시키고 부 방향으로 작을 경우에는 감소시킨다. 이는 속도의 오버슈트와 정상상태의 오차를 감소시킨다.

표 1. 이득을 갱신하기 위한 룰 베이스
Table 1 Rule base to update gain

(가) K_i							(나) K_p								
속도 오차	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	속도 오차	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
속도 오차	NL	ZE	NS	NM	NL	NS	ZE	NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS	NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM	NS	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
ZE	PL	PM	PS	ZE	PS	PM	PL	ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM	PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS	PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	NS	NM	NL	NM	NS	ZE	PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

3.2 MFC 제어기의 설계

적용 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 그림 3은 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 DFC(Direct Fuzzy Controller)는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

DFC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta v_{qds1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta v_{qds2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q_d 축 전압을 얻는다.

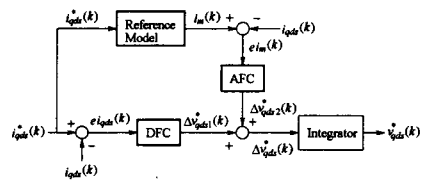


그림 3. MFC 제어기
Fig. 3 MFC controller

4. 시스템 성능 및 결과

그림 4는 0.25[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크를 $6(N \cdot m)$ 인가하고, 지령속도를 1.1[sec]에 -1000[rpm]으로 변화하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 4(가-a)는 지령속도와 추정속도, 그림 4(가-b)와 그림 4(가-c)는 FNPI 제어기에서 구한 이득 k_p , k_i 를 나타내고, 그림 4(d)는 q 축 전류를 나타낸다. 그림 4(나)는 명확하게 검토하기 위하여 그림 4(가)의 과도상태 및 부하인가에 따른 응답특성을 확대하여 해석한 결과를 나타낸다. 그림 4(나-a)는 속도상승에 따른 응답특성, 그림 4(나-b)는 부하인가에 따른 응답특성, 그림 4(나-c)는 속도하강에 따른 응답특성을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 FNPI 제어기는 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트도 작고 안정화 시간도 짧은 양호한 성능이 나타난다.

그림 5는 FNPI 제어기로 속도를 제어하고 지령속도를 다양하게 변화할 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 5(가)는 i_{ω} 일정제어를 나타내고 (나)는 효율최적화제어를 나타낸 것으로 각각 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축전류, (c)는 동손, (d)는 철손 및 (e)는 전체손실을 나타낸다. 그림 5(나)의 d 축전류를 그림 5(가)와 비교하면 속도에 따라 제어가 되고 있음을 알 수 있다. 이를 통하여 동손과 철손 및 전체손실이 현저히 적게 나타나고 있으므로 효율최적화 제어의 양호한 응답특성을 확인할 수 있다.

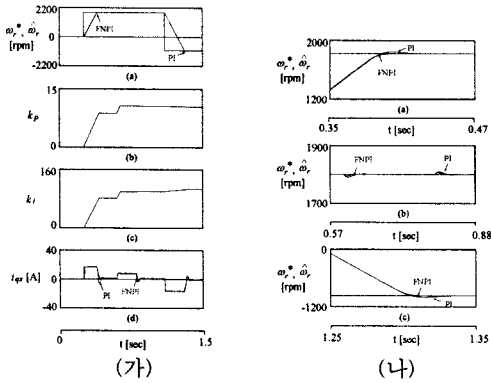


그림 4. 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
Fig. 4 Response characteristics with command speed and load torque variation.

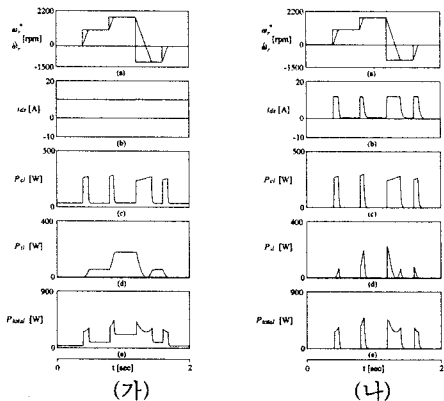


그림 5. 일정 i_{ds} 와 효율최적화 제어의 응답특성 비교
Fig. 5 Response characteristics comparison with constant i_{ds} and optimal efficiency control

그림 6은 전류제어의 응답특성 비교를 나타낸 것으로서 6(가)는 PI제어, 6(나)는 MFC 제어를 나타낸다. 각각 (a)는 부하변화에 대한 속도응답, (b)는 a상의 지령전류와 실제전류, (c)는 전류오차 및 (d)는 인버터의 스위칭시간을 나타낸다. 논문에서 제시한 MFC 제어는 종래의 PI 제어에 비해 전류오차 적게 나타나고 있다. 특히 부하가 인가된 시간에는 그 차이가 크게 나타나고 있으므로, MFC 제어의 양호한 응답특성을 확인할 수 있다.

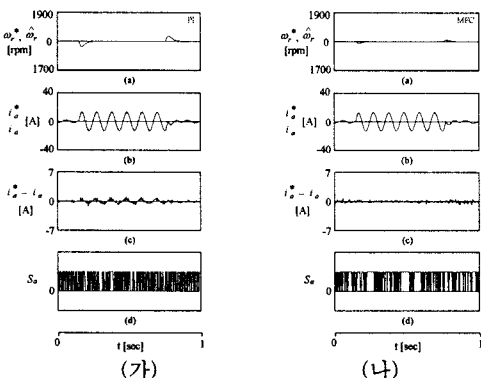


그림 6. 전류제어의 응답특성 비교
Fig. 6. Response characteristics comparison of current control

그림 7은 ANN에 의한 속도추정에 대한 응답특성을 나타

낸 것으로 (가)는 지령속도가 200[rpm]과 -200[rpm]의 저속일 경우의 응답특성을 나타내고, (나)는 4상한 운전의 고속일 경우 응답특성을 나타낸다. 각각 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 지령속도와 추정속도, (c)는 q축 전류, (d)는 실제속도와 추정속도 오차를 나타낸다. 그림 (d)에서 저속과 고속의 영역에서 속도오차가 1% 내로 추정정능이 매우 우수하다.

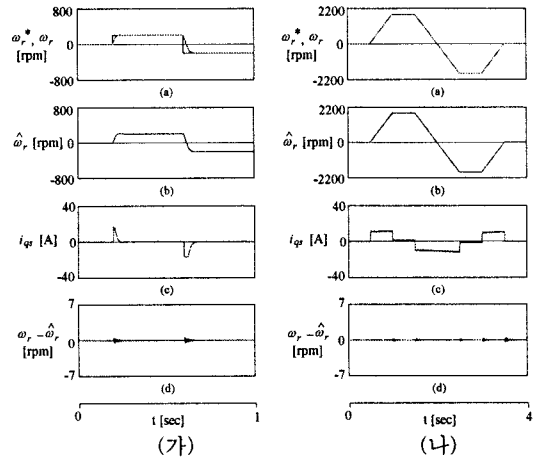


그림 7. 속도추정에 대한 응답특성
Fig. 7 Response characteristic with speed estimation

6. 결론

본 논문에서는 FNPI제어기를 이용하여 SynRM의 고성능운전을 위하여 손실이 최소가 되는 효율 최적화 제어를 제시하였다. FNPI 제어기의 성능은 PI 제어기 보다 고성능 및 강인성 제어가 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 효율 최적화 제어는 종래의 일정 d축 전류제어와 비교하여 대폭적으로 전체 손실이 감소되었다. 따라서 효율은 매우 증가하는 결과를 얻었다. 또한 속도변화에 대한 ANN에 의한 추종성능도 양호하게 나타났으며 속도 오차가 1% 이내로 매우 우수한 추정성능을 보여 주었다. 따라서 제시한 FNPI와 MFC 및 효율 최적화제어의 우수한 응답특성과 ANN의 추종성능도 만족할만한 결과를 얻었으므로 본 논문의 타당성을 입증할 수 있었다.

[참고 문헌]

- [1] M. A. Rahman and M. A. Hoque, "On-line self tuning ANN based speed control of a PM DC motor," IEEE/ASME Trans. on Mechatronics, vol. 2, no. 3, pp. 169-178, 1997.
- [2] J. S. Ko, J. S. Choi, J. H. Lee and D. H. Chung, "Maximum torque control of IPMSM drive with hybrid artificial intelligent controller," Proceeding of ICMATE'06, Session B1, pp. 177-182, 2006.
- [3] D. H. Chung, et al., "Maximum torque control of IPMSM drive with ALC-FNN controller," ICEE'06, pp. 101, 2006.
- [4] J. S. Choi, J. S. Ko and D. H. Chung, "Maximum torque control of IPMSM drive with LM-FNN controller," ICCAS'06, TPA-7, 2006.
- [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.