다중 HFC를 이용한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어

(Efficiency Optimization Control of IPMSM Drive using multi HFC)

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

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

Abstract

This paper proposes efficiency optimization control of IPMSM drive using multi hybrid fuzzy controller(HFC). The design of the speed controller based on fuzzy-neural network that is implemented using fuzzy control and neural network. The design of the current based on HFC using model reference and the estimation of the speed based on neural network using ANN controller. In order to maximize the efficiency in such applications, this paper proposes the optimal control method of the armature current. The controllable electrical loss which consists of the copper loss and the iron loss can be minimized by the optimal control of the armature current. The minimization of loss is possible to realize efficiency optimization control for the proposed IPMSM. The optimal current can be decided according to the operating speed and the load conditions.

This paper considers the design and implementation of novel technique of high performance speed control for IPMSM using multi HFC. Also, this paper proposes speed control of IPMSM using HFC1, current control of HFC2-HFC3 and estimation of speed using ANN controller. The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system controlled HFC, the operating characteristics controlled by efficiency optimization control are examined in detail.

1. 서 론

IPMSM의 효율 개선은 매우 중요하며 특히 축전지를 전원으로 하는 드라이브에서는 더욱 중요하다. 따라서 IPMSM의 구조가 다양하게 개발되었으며 최적의 회전자 구조를 설계하는데 주로 많은 노력을 기울였다.[1] 그러나 효율은 구조의 개선만으로는 한계가 있으므로 제어기법에 의한 전동기의 동작원리에 연계하여 개선될 수 있어야 한다.

전동기 손실은 기계손, 동손, 철손 및 표류손으로 구성되어 있다. 잘 알려진 최적제어 기법은 최대 토크를 찾기 위하여 전류각을 변수로서 이용하는 MTPA(Maximum Torque per Ampere)이다.[2] 전류조건에서 동손 최소화는 MTPA와 같은 결과를 가져온다. 그러나 손실 최소화는 간단하지 않으며 원천적으로 조건에 의한 비선형 최적화 문제이다. 계자 포화와 계자 간 간섭이 최적화 문제를 더욱 복잡하게 한다. 지령 d와 q축 전류의 2차 손실함수를 세우고 손실을 최소화하는 지령 d축 전류를 해석적으로 구했다.[3] IPMSM 드라이브에서 이러한 손실을 최소화하기 위한 연구가 다양하게 이루어졌다.[4]

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 유도전동기 드라이브에서 진가를 유감 없이 발휘될 전망이다.[5]

다중 HFC(Hybrid Fuzzy Controller)에 의한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시한다. IPMSM의 철손과 동손을 모델링하고 이 손실을 최소화하는 동작점에서 효율을 최대화할 수 있는 방법을 제시한다. HFC1 제어기는 IPMSM의 속도를 제어하고 출력성분인 지령토크를 이용하여 효율 최적화 제어를 수행한다. 최대 효율동작을 위하여 최적 d축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 그리고 HFC2-HFC3는 전류를 제어하고 ANN은 속도를 추정한다. 본 논문의 효용성을 입증하기 위하여 종래의 방식과 비교하고 결과를 제시한다.

2. 철손을 고려한 IPMSM의 모델링

전동기는 철손의 영향에 의하여 토크의 비선형성이 나타날 수 있다. 철손저항에 흐르는 전류로 인해 정회전, 회생 및 제동으로 운전할 경우 토크특성은 다르게 나타난다. 따라서 철손에 의한 토크의 비선형을 보상해야 하며 본 논문에서는 철손저항을 고려한다.

그림 1은 PMSM의 철손저항을 고려한 d와 q축의 등가회로를 나타낸다. 철손을 고려한 R_c는 속도전압과 병렬로 연결되어 있다. 토크를 발생하는 전류는 i_{dm}와 i_{qm}이며 이는 철손을 발생시키기 때문에 고정자전류 i_d와 i_q와는 다르다.

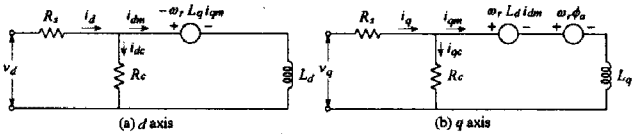


그림 1 PMSM의 철손을 고려한 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of PMSM with core loss resistance

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하고 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$p\begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-R_s}{L_d(1+R_s/R_c)} & \frac{\omega_r L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & \frac{-R_s}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dm} \\ i_{qm} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d(1+R_s/R_c)} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q(1+R_s/R_c)} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{\omega_r \phi_a}{L_q} \end{bmatrix} \quad (1)$$

발생토크는 전류의 성분 i_{dm} 와 i_{qm} 에 비례한다.

$$T_e = P_n[\phi_a i_{qm} + L_d(1-\rho) i_{dm} i_{qm}] \quad (2)$$

여기서, ρ 는 돌극계수 L_q / L_d 이며 P_n 은 쌍극수이다.

3. 효율 최적화 제어

가변속 드라이브 시스템의 효율은 제어방법과 함께 매우 중요한 요인이다. 효율은 정상상태에서 연속적으로 운전할 경우에 중요하므로 전압방정식은 미분 항을 무시하고 정상상태만 고려한다.

$$v_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_{qm} \quad (3)$$

$$v_q = R_s i_q + \omega_r L_d i_{dm} + \omega_r \phi_a \quad (4)$$

정상상태에서 전류와 동손 및 철손은 다음과 같다.

$$i_d = i_{dm} + i_{dc} = i_{dm} - \frac{\omega_r L_q i_{qm}}{R_c} \quad (5)$$

$$i_q = i_{qm} + i_{qc} = i_{qm} + \frac{\omega_r(\phi_a + L_d i_{dm})}{R_c} \quad (6)$$

$$P_{cu} = R_s(i_d^2 + i_q^2) \quad (7)$$

$$P_{fe} = R_c(i_{dc}^2 + i_{qc}^2) \quad (8)$$

식(5)와 (6)을 식(7)과 (8)에 대입하여 전체 손실을 구하면 다음과 같다.

$$P_{total} = P_{cu} + P_{fe} = Ai_{dm}^2 + Bi_{qm}^2 + Ci_{dm} i_{qm} + Di_{dm} + Ei_{qm} + F \quad (9)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$A = R_s + \frac{(\omega_r L_d)^2(R_c + R_s)}{R_c^2}, \quad B = R_s + \frac{(\omega_r L_q)^2(R_c + R_s)}{R_c^2}$$

$$C = \frac{2 \cdot R_s \omega_r L_d(1-\rho)}{R_c}, \quad D = \frac{2 \cdot \omega_r^2 \phi_a L_d(R_s + R_c)}{R_c^2}$$

$$E = \frac{2 \cdot R_s \omega_r \phi_a}{R_c}, \quad F = \frac{(\omega_r \phi_a)^2(R_c + R_s)}{R_c^2}$$

토크로 표현된 식(2)에서 i_{qm} 을 구하면 다음과 같다.

$$i_{qm} = \frac{T_e}{P_n\{\phi_a + X i_{dm}\}} = \frac{T}{K} \quad (10)$$

여기서, 지정한 계수는 다음과 같다.

$$T = \frac{T_e}{P_n}, X = L_d(1-\rho), K = \phi_a + X i_{dm} \quad (11)$$

식(10)을 식(9)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$P_{total} = Ai_{dm}^2 + B\left(\frac{T}{K}\right)^2 + Ci_{dm}\frac{T}{K} + Di_{dm} + E\frac{T}{K} + F$$

$$= A\left(\frac{K-\phi_a}{X}\right)^2 + B\left(\frac{T}{K}\right)^2 + \frac{CT(K-\phi_a)}{KX} + \frac{D(K-\phi_a)}{X} + \frac{ET}{K} + F \quad (12)$$

기계적인 손실은 제어가 불가능하지만 전기적인 손실은 전류벡터 제어에 의하여 제어가 가능하다. 전기적인 손실을 최적 전류벡터 제어에 의하여 최소화할 수 있다면 효율은 최대가 된다. 따라서 손실을 최소화하는 조건은 i_{dm} 로 손실 P_{total} 을 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{dP_{total}}{di_{dm}} = 0 \quad (13)$$

전체손실인 식(13)을 편미분하여 얻은 결과는 다음과 같다.

$$\frac{\partial P_{total}}{\partial i_{dm}} = \frac{\partial P_{total}}{\partial K}\frac{\partial K}{\partial i_{dm}}$$

$$= \frac{1}{XK^3}\{2AK^4 + (XD - 2A\phi_a)K^3 - 2BX^2T^2\} = 0 \quad (14)$$

식(14)에서 K 를 구한 다음, i_{dm} 을 구하면 다음과 같다.

$$i_{dm} = \frac{-(2A\phi_a + XD) + \sqrt{(XD - 2A\phi_a)^2 + 16ABX^2 i_{qm}^2}}{4AX} \quad (15)$$

식(15)에서 구한 i_{dm} 이 전체손실을 최소화하는 최적 전류이며 이를 사용하면 효율을 최대화할 수 있다. 실제 제어할 수 있는 전류인 i_d 와 i_q 는 최적전류인 i_{dm} 과 i_{qm} 을 구한 후, 식(5)와 (6)에서 얻을 수 있다.

그림 2는 본 논문에서 제시한 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 위한 전체 시스템을 나타낸다. 지령속도 ω_r^* 와 ANN에서 추종한 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 비교하여 HFC1 제어기에 의해 i_{qm}^* 을 얻는다. 식(15)에서 i_{qm} 은 i_{qm}^*, i_{dm} 은 i_{dm}^* 로 설정하여 이용하며 효율 최적화 제어의 블록에서 i_{dm}^* 을 구한다. 실제 제어가 가능한 전류 i_d^* 와 i_q^* 는 그림 2에서 구한 최적전류인 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 을 이용한다. 식(5)와 (6)을 지령치로 설정하여 i_{qm}^* 과 i_{dm}^* 를 대입하면 i_d^* 와 i_q^* 를 구할 수 있다.

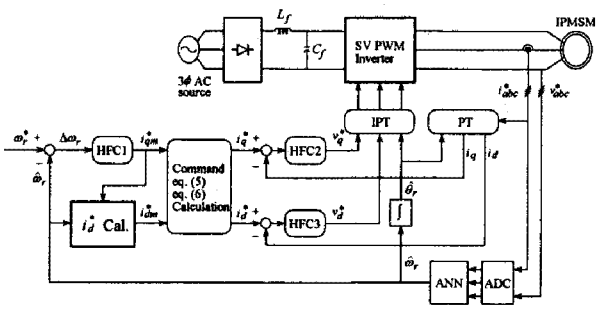


그림 2 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어 시스템
Fig. 2 Efficiency optimization control system of IPMSM drive

4. HFC 방식

종래의 FLC는 고정된 파라미터를 사용하므로 동작조건이 광범위하게 변화는 적용분야에는 만족할 만한 성능을 발휘할 수 없다. 다양한 동작조건의 변화에도 적용할 수 있는 AFC가 필요하다. AFC(Adaptive Fuzzy

Controller)는 퍼지추론을 사용하여 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성된다. 퍼지적응 알고리즘은 수학적인 처리가 필요하지 않으므로 매우 간단하다.

그림 3은 기준모델에 의한 AFM(Adaptive Fuzzy Mechanism)을 나타낸다. AFM을 포함하는 시스템은 AFC라고 한다.

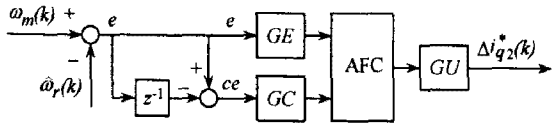


그림 3 기준모델에 의한 AFC
Fig. 3 AFC with reference model

그림 4는 두 개의 퍼지동작의 상호작용을 나타내며 FLC는 종래의 일반적인 퍼지제어기이고 AFC는 기준모델을 고려한 적응 퍼지제어기를 나타낸다.

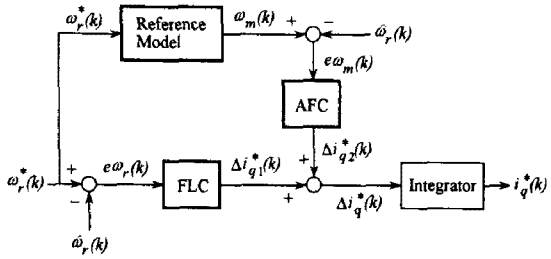


그림 4 HFC1의 설계
Fig. 4 Design of HFC1

FLC 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 q 축 전류를 얻는다. AFC는 기준모델을 사용하여 그림 4에서 속도의 출력 $\hat{\omega}_r(k)$ 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. AFC에 의한 출력은 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta i_{q1}^*(k)$ 과 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta i_q^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해 $i_q^*(k)$ 를 발생시켜 SV PWM 인버터에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 추정속도의 오차와 오차의 변화분을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$e\omega_m(k) = \omega_m(k) - \hat{\omega}_r(k) \tag{16}$$

$$ce\omega_m(k) = e\omega_m(k) - e\omega_m(k-1) \tag{17}$$

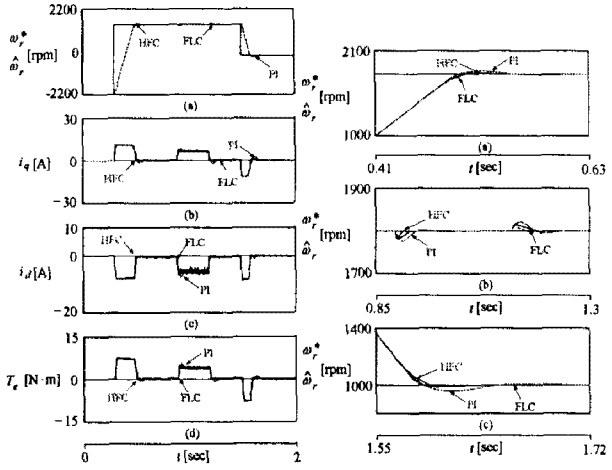
위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q 축 전류에 보상되는 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 가 발생된다. 여기서 $\omega_m(k)$ 는 기준모델에 의한 지령속도이며 $\hat{\omega}_r(k)$ 는 추정 속도이다.

FLC의 출력에서 $\Delta i_{q1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta i_{q2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 q 축 전류를 얻을 수 있다. 또한 IPMSM 드라이브의 속도 센서리스를 위하여 ANN 제어기를 구현하였다.[6]

$$i_q^*(k) = i_q^*(k-1) + [\Delta i_{q1}^*(k) + \Delta i_{q2}^*(k)] \tag{18}$$

5. 시스템의 성능결과

그림 5(가)는 0.3[sec]에 1800[rpm]으로 운전 중, 0.9[sec]에서 1.2[sec]까지 부하토크를 $5[N\cdot m]$ 인가하고, 지령속도를 1.5[sec] 1000[rpm]으로 변화하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 5(가-a)는 지령속도와 추정속도, 그림 5(가-b)는 q 축 전류, 그림 5(가-c)는 d 축 전류 및 그림 5(가-d)는 토크를 나타낸다. 그림 5(나)는 명확하게 검토하기 위하여 그림 5(가)의 과도상태 및 부하인가에 따른 응답특성을 확대하여 해석한 결과를 나타낸다. 그림 5(나-a)는 속도상승에 따른 응답특성, 그림 5(나-b)는 부하인가에 따른 응답특성, 그림 5(나-c)는 속도하강에 따른 응답특성을 나타낸다. 본 논문에서 제시한 HFC 제어기는 FLC 제어기 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트도 작고 안정화 시간도 짧은 양호한 성능이 나타난다.



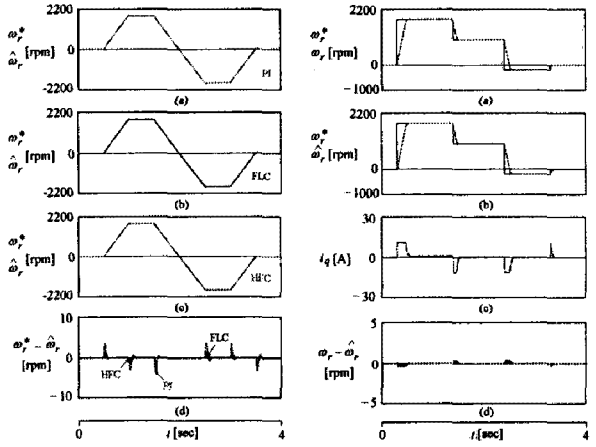
(가) (나)

그림 5 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
Fig. 5 Response characteristics with command speed and load torque variation

그림 6(가)은 부하토크를 $1[N\cdot m]$ 인가한 상태에서 4상한 운전을 하였을 경우의 속도 응답특성을 나타낸다. 그림 6(가-d)은 지령속도와 추정속도의 오차를 나타낸 것이다. 제시한 HFC 제어기의 속도 오차가 종래의 PI 및 FLC 제어기의 속도오차에 비해 매우 적게 나타나고 있다 따라서 4상한 운전에서도 HFC 제어기의 성능이 매우 우수하게 나타나고 있다. 그림 6(나)은 ANN에 의한 속도 추정에 대한 응답특성을 나타낸다. 지령속도를 1800[rpm] → 1000[rpm] → -200[rpm]으로 다양하게 변화시켰을 경우 응답특성이며, 그림 6(나-a)은 지령속도와 실제속도, 그림 6(나-b)은 지령속도와 추정속도, 그림 6(나-c)은 q 축 전류, 그림 6(나-d)은 실제속도와 추정속도 오차를 나타낸다. 그림 6(나-d)에서 속도 오차가 1% 내로 추정성능이 매우 우수하게 나타났다.

그림 7은 정·역 운전에 대한 효율 최적화의 응답특성을 비교한 것이다. 그림 7(가)은 $i_d = 0$ 의 응답특성, 그림

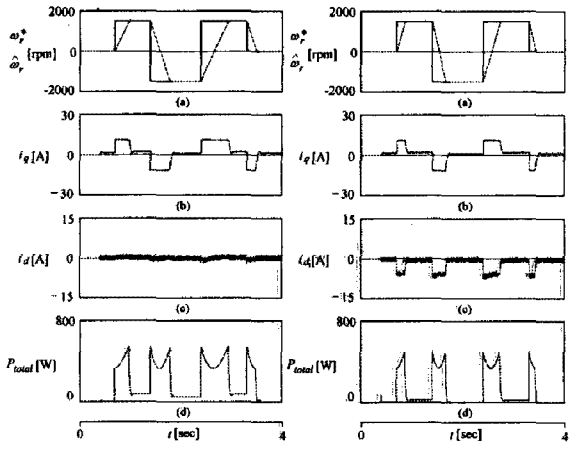
7(나)은 i_d = optimal 의 효율최적화 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 7(가-c)과 그림 7(나-c)의 d 축 전류을 비교하면 효율 최적화 제어를 할 경우의 그림 7(나-c)의 d 축 전류가 운전 조건에 따라 제어가 수행됨을 알 수 있다. 또한 그림 7(가-d)과 그림 7(나-d)의 전체손실을 비교하면 효율 최적화 제어를 할 경우의 그림 7(나-d)의 손실이 매우 작게 나타남을 알 수 있다. 이로써 효율 최적화 제어가 양호하게 수행되고 있음을 알 수 있다.



(가) (나)

그림 6 속도 제어 및 속도 추정 응답특성

Fig. 6 Response characteristic with speed control and estimation

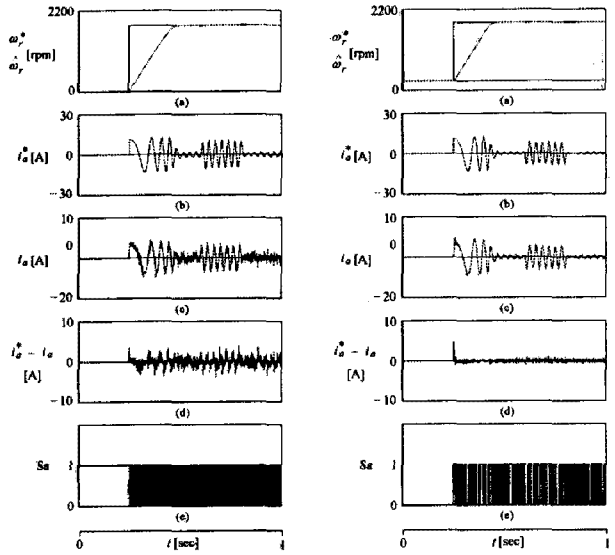


(가) $i_d = 0$ (나) i_d = optimal

그림 7 효율 최적화 제어에 대한 응답특성 비교

Fig. 7 The comparison of response characteristic with efficiency optiamal control

그림 8은 전류제어의 응답특성을 비교하여 나타낸 것이다. 그림 8(가)은 PI 제어기의 응답특성, 그림 8(나)은 HFC 제어기의 응답특성을 나타낸다. 또한 각 그림의 (a)는 부하변화에 대한 속도응답, (b)는 a상 지령전류, (c)는 실제전류, (d)는 전류오차 및 (e)는 스위칭 시간을 나타낸다. 그림 8(가-d)과 그림 8(나-d)을 비교하면 HFC 제어기가 PI 제어기에 비해 매우 작은 전류 오차를 나타내고 있으며 이로써 제시한 제어기의 양호한 응답특성을 확인할 수 있다.



(가) PI (나) HFC

그림 8 전류제어에 의한 응답특성 비교

Fig. 8 The comparison of response characteristic with current control

6. 결 론

본 논문에서는 다중 HFC제어기를 이용하여 IPMSM 드라이브의 효율 최적화 제어를 제시하였다. 손실 최소화는 효율 최대화를 이룩할 수 있었으며 효율 최적화 제어를 적용하여 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 또한, HFC1을 이용하여 IPMSM의 고성능 속도를 제어하였고, HFC2와 HFC3을 이용하여 전류를 제어하였으며, ANN을 이용하여 속도를 추정하였다.

제시한 HFC 제어기는 종래의 PI 및 FLC 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. ANN을 이용하여 지령속도의 변화에 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 따라서 본 논문에서 제시한 제어 기법의 타당성을 입증할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] B. Stumberger, G. Stumberger, M. Hadziselimovic, T. Marcic, P. Virtic, M. Trlep and V. Corican, "Design and finite-element analysis of interior permanent magnet synchronous motor with flux barriers," IEEE Transactions on Magnetics, vol. 44, no. 11, pp. 4389-4392, 2008.

[2] S. Morimoto, Y. Tong, Y. Takeda and T. Hirasa, "Loss minimization control of permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IA, vol. 41, no. 5, pp. 511-517, 1994.

[3] C. Mademlis, J. Xypteras and N. Margaris, "Loss minimization in surface permanent magnet synchronous motor drives," IEEE Trans. on IE, vol. 47, no. 1, pp. 115-122, 2000.

[4] C. Cavallaro, A. O. D. Tommaso, R. Miceli, A. Raciti, G. R. Galluzzo and M. Trapanese, "Analysis a DSP implementation and experimental validation of a loss minimization algorithm applied to permanent magnet synchronous motor drives," IECON '03. The 29th Annual Conference of the IEEE, vol. 1, pp. 312-317, 2003.

[5] J. S. Choi, J. S. Ko, J. H. Lee and D. H. Chung, "Speed control of IPMSM drive using neural network PI controller," ICEE'06, pp. 102, 2006.

[6] 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.