

HAI 제어기반 SV PWM 방식을 이용한 IPMSM의 고성능 제어

(High Performance Control of IPMSM using SV-PWM Method Based on HAI Controller)

최정식* · 고재섭 · 정동화

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

요 약

본 논문에서는 HAI(Hybrid Artificial Intelligent) 제어기반의 SV PWM 방식을 이용한 IPMSM의 고성능 제어를 제시한다. HAI 제어기는 적응 퍼지제어 및 신경회로망의 장점을 혼합 적용한다. SV PWM 방식은 지금까지 산업용 전동기 제어분야에 적용되고 있고 출력전류의 고조파 비율, 스위칭 주파수 및 응답특성을 향상시키는 수 있는 기법이다. HAI 제어기는 지령전압을 계산할 때 발생하는 문제점을 해결하기 위하여 종래의 PI 제어기를 대체하여 사용한다. HAI 제어기는 지령모델 기반의 적응제어, 퍼지제어 및 신경회로망으로 구성되어 속도 성능을 개선한다. 본 논문에서는 제시한 HAI 제어기를 적용하여 파라미터 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하고 종래의 FNN 제어기 및 PI 제어기의 응답특성과 비교한다. 따라서 본 논문에서는 HAI 제어기의 타당성을 입증한다.

Abstract

This paper presents the high performance control of interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) using space vector(SV) PWM method based on hybrid artificial intelligent(HAI) controller. The HAI controller combines the advantages between adaptive fuzzy control and neural network. The SV PWM method is applied to a speed control system of motor in the industry field until now and is feasible to improve harmonic rate of output current, switching frequency and response characteristics. This HAI controller is used instead of conventional PI controller in order to solve problems happening when calculating a reference voltage. The HAI controller improves speed performance by hybrid combination of reference model-based adaptive mechanism method, fuzzy control and neural network. This paper analyzes response characteristics of parameter variation, steady-state and transient-state using proposed HAI controller and this controller compares with conventional fuzzy neural network(FNN) and PI controller. Also, this paper proves validity of HAI controller.

Key Words : IPMSM, SV PWM, HAI, FNN, High Performance

* 주저자 : 순천대학교 전기제어공학과 박사과정

Tel : 061-750-3540, Fax : 061-752-1103

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2009년 2월 19일

1차심사 : 2009년 3월 2일, 2차심사 : 2009년 5월 20일

심사완료 : 2009년 6월 1일

1. 서 론

최근 전력용 반도체소자와 고성능 마이크로프로세서의 진보에 의해 전력전자기술이 급속도로 발전하고 있다. 이러한 추세에 부응하여 고도의 정밀도

를 요구하는 전동기 제어기술이 많은 호응을 얻고 있으며 고 정밀도의 PWM 기술에 관심이 집중되고 있다. 3상 인버터의 SV(Space Vector) PWM 기법이 Broeck에 의해 제시되어 최근에는 일반화되고 있다[1]. SV PWM의 내부 루프를 제어하기 위하여 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. 이는 PI 제어기가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다[2]. SV PWM 방식은 새로운 방식과 최적 방식 등 다양한 방식이 제시되었다[3-4]. 종래의 PI 제어기는 정상상태의 응답이 양호하게 나타나므로 IPMSM 드라이브에서 속도제어기로 많이 사용되었다. 그러나 PI 제어기는 IPMSM의 비선형 때문에 과도상태에서는 양호한 성능을 기대할 수 없으며 정확한 $d-q$ 축 리액턴스 파라미터를 얻기가 어렵다. 또한 고정된 이득을 가진 PI는 지령속도의 스텝변화와 부하외란 등 파라미터의 변화에 매우 민감하다[5-6]. 이러한 문제점을 해결하기 위해 퍼지제어 및 신경회로망 등을 이용한 인공지능제어 기법이 IPMSM 드라이브 시스템에 많이 적용되어 진가를 인정받고 있다[7-10]. 그러나 이러한 제어기의 특성만으로는 더욱 효능이 우수한 제어기를 구현하기에는 다소 미흡하다고 할 수 있다. 따라서 고성능 드라이브 시스템에 사용되는 IPMSM 드라이브를 위하여 각 제어기들을 확장하고 융합 및 결합하여 각 장점들을 혼합 적용한 하이브리드 형식의 제어기에 대한 연구가 반드시 필요하다고 할 수 있다.

본 논문에서는 고 효율, 고 역률 및 고 토크밀도의 장점을 가지고 있는 IPMSM 드라이브의 고성능 제어를 위하여 HAI 제어를 이용한 SV PWM 방식을 제시한다. HAI 제어기는 FNN 제어기와 AFC (Adaptive Fuzzy Controller)를 혼합한 것으로서 적응제어, 퍼지제어 및 신경회로망이 혼합된 방식이다. IPMSM의 고성능 제어에 대한 효용성을 입증하기 위하여 시스템을 구성하여 제어특성을 분석한다. 또한 각 제어기의 응답특성과 본 논문에서 제시하는 HAI 제어기의 응답특성을 비교한다. 이로써 본 논문에서 제시한 HAI 제어 알고리즘의 타당성을 입증한다.

2. IPMSM 드라이브의 구성

IPMSM의 수학적 모델링은 권선형 회전자 동기전동기와 유사하며 본 논문에서는 IPMSM의 벡터제어 드라이브를 SV PWM 인버터에 의해 구동한다[11]. 그림 1 (a)는 IPMSM의 벡터제어를 위한 간단한 블록도를 나타낸다.

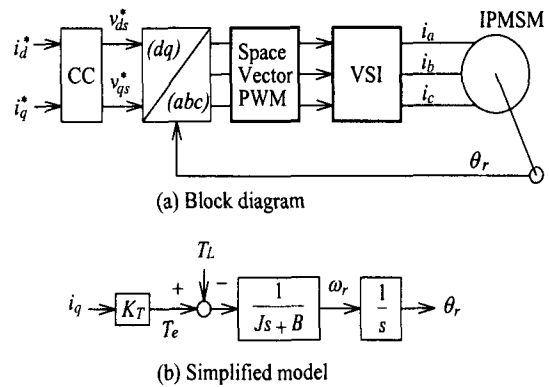


그림 1. 벡터제어 IPMSM 드라이브
Fig. 1. Vector controlled IPMSM drive

IPMSM은 6개의 전력 스위치로 구성된 SV PWM 인버터에 의해 구동된다. 고정자전류 i_a, i_b, i_c 는 좌표 변환에 의해 자속과 토크분 전류인 i_d, i_q 로 변환된다. 지령전류인 i_d^*, i_q^* 는 CC(Current Control)에 의해 v_d^*, v_q^* 로 변환한 다음, 동기좌표를 고정좌표로 변환하여 SV PWM 인버터를 제어한다. 회전자의 위치 정보는 좌표변환에 사용되며 위치제어를 위하여 고 분해능을 갖는 위치센서를 이용한다.

벡터제어 IPMSM의 동작은 $i_d = 0$ 일 경우에 타여자 직류전동기와 유사하며 다음과 같은 식으로 나타낼 수 있다.

$$T_e = K_T i_q \tag{1}$$

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + B\omega_r + T_L \tag{2}$$

여기서 T_e 는 발생토크, K_T 는 토크정수, J 는 관성계수, B 는 마찰계수 및 T_L 은 부하토크이다. 벡터제

어를 위한 간단한 IPMSM 드라이브의 모델은 그림 1 (b)와 같다.

3. SV(Space Vector)-PWM 방식

그림 2는 공간전압 벡터도를 나타낸다.

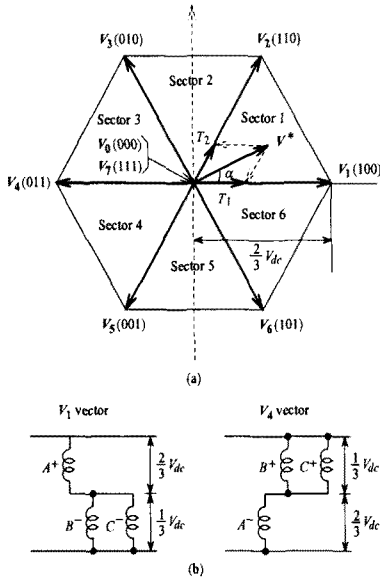


그림 2. 공간전압 벡터
Fig. 2. space voltage vector

전압에 대한 한 주기 내에서의 적분으로부터 인가 시간을 다음과 같이 결정할 수 있다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_0 dt$$

$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1}) \quad (3)$$

기준벡터가 벡터 공간상에서 섹터 1에 주어진다고 가정에서 식 (3)의 전압을 벡터성분으로 환산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot V^* = T_1 V_1 + T_2 V_2 \quad (4)$$

여기서 V^* , V_2 를 복소수로 표현하면 다음과 같다.

$$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$$

$$V_2 = X + jY = \frac{2}{3} V_{dc} \left(\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3} \right)$$

$$V^* = |V^*| (X + jY) = |V^*| (\cos \alpha + j \sin \alpha) \quad (5)$$

식 (5)을 식 (4)에 대입하고 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (6)$$

단, $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

따라서 각 유효벡터가 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{3} \quad (7)$$

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \sin \alpha = T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (8)$$

$$T_2 = \frac{T_s \cdot |V^*| \sin \alpha}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \quad (9)$$

식 (9)을 식 (7)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (10)$$

식 (10)을 T_1 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} = T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \alpha - \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}}$$

$$= T_s \cdot |V^*| \left[\frac{\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \right] \quad (11)$$

$$T_1 = T_s \frac{|V^*|}{\frac{2}{3} V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (12)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (13)$$

식 (10)~(12)를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 = T_s \cdot \frac{|V^*|}{\frac{2}{3}V_{dc}} \cdot \frac{\sin(\alpha)}{\sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (14)$$

4. HAI 제어기 설계

IPMSM 드라이브는 과도 특성에서 다양한 속도 추정능력, 부하 및 관성 등 파라미터의 변동에도 고성능 및 강인성이 요구된다. 또한 SV PWM의 기준 전압을 제어하기 위하여 동적 특성에서 다양한 전압 추정능력, 부하 변화에 적응하여 조절할 수 있는 양호한 응답특성이 요구된다. 따라서 일반적인 퍼지제어기에서는 이러한 요구에 만족할 수 없기 때문에 본 연구에서는 먼저 퍼지제어기와 신경회로망을 상호 혼합하여 FNN 제어기를 구성한다[12].

HAI 제어기는 FNN 제어기에 기준 모델을 설계하여 퍼지추론으로 구현할 수 있는 적응 메카니즘으로 구성한다. 그림 3은 FNN 제어기를 설계하고, 적응 퍼지제어기인 AFC를 병렬로 연결한 HAI 제어기를 나타낸다. FNN에서 나타나는 오차를 보상하기 위하여 AFC를 사용하며 AFC는 기준 모델을 고려한 적응 메카니즘을 나타낸다. 표 1은 AFC에 사용된 퍼지룰 표를 나타낸다.

표 1. 퍼지룰 표
Table 1. Fuzzy rule table

$\begin{matrix} e_w \\ ce_w \end{matrix}$	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
NL	NL	NL	NL	NL	NM	NS	ZE
NM	NL	NL	NL	NM	NS	ZE	PS
NS	NL	NL	NM	NS	ZE	PS	PM
ZE	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
PS	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL
PM	NS	ZE	PS	PM	PL	PL	PL
PL	ZE	PS	PM	PL	PL	PL	PL

FNN 알고리즘에 의한 출력은 $\Delta v_{d1}^*(k), \Delta v_{q1}^*(k)$ 이며 AFC에 의한 출력은 $\Delta v_{d2}^*(k), \Delta v_{q2}^*(k)$ 이다. 이 두 출력을 합하여 적분기를 통해 지령 $d-q$ 축 전압을 얻는다.

AFC는 기준모델을 사용하여 그림 3에서 전동기의 출력 i_d, i_q 는 기준모델의 출력 i_{dref}^*, i_{qref}^* 와 비교하여 오차는 AFC에 의해 수행된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구 성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 시스템을 사용한다. 그림 4는 기준모델에 의한 AFC를 나타낸다. AFC의 루프는 FNN 루프와 병렬로 연결한다.

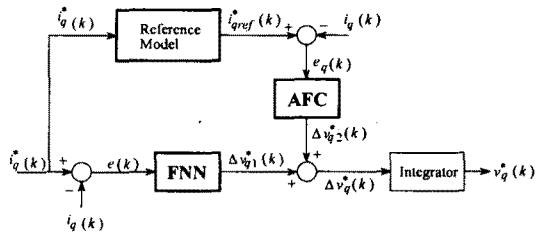


그림 3. 제시한 HAI 제어기의 알고리즘
Fig. 3. Algorithm of proposed HAI controller

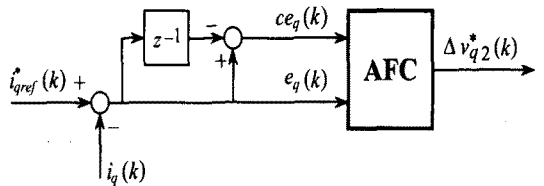


그림 4. 기준모델에 의한 AFC
Fig. 4. AFC with reference model

AFC에 의한 출력은 $v_{d2}^*(k), v_{q2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta v_{d1}^*(k)$ 과 $\Delta v_{d2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta v_d^*(k)$ 를 구하고 $\Delta v_{q1}^*(k)$ 과 $\Delta v_{q2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta v_q^*(k)$ 를 구하여 이를 적분기를 통해 $v_d^*(k), v_q^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

AFC의 입력은 기준모델의 출력과 실제 $d-q$ 전류의 오차와 오차(e_d, e_q)의 변화분(ce_d, ce_q)을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} e_d &= i_{d,ref}^*(k) - i_d(k) \\ e_q &= i_{q,ref}^*(k) - i_q(k) \end{aligned} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} ce_d(k) &= e_d(k) - e_d(k-1) \\ ce_q(k) &= e_q(k) - e_q(k-1) \end{aligned} \quad (16)$$

FNN의 출력에서 $\Delta v_{d1}^*(k), \Delta v_{q1}^*(k)$ 을 얻어 AFC에서 $\Delta v_{d2}^*(k), \Delta v_{q2}^*(k)$ 와 합하면 퍼지제어기의 지령 $d-q$ 축 전압을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_d^*(k) &= v_d^*(k-1) + [\Delta v_{d1}^*(k) + \Delta v_{d2}^*(k)] \\ v_q^*(k) &= v_q^*(k-1) + [\Delta v_{q1}^*(k) + \Delta v_{q2}^*(k)] \end{aligned} \quad (17)$$

HAI 제어기에 의해 제어되는 SV PWM을 이용한 IPMSM 드라이브 시스템은 그림 5와 같고 속도제어기는 PI 제어기를 사용한다.

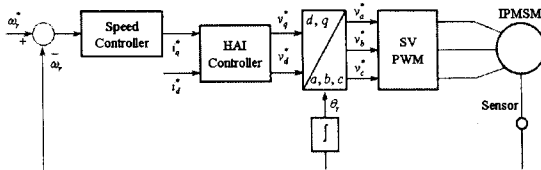


그림 5. IPMSM 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 5. Configuration diagram of IPMSM drive

5. 시스템 구성 및 결과

본 연구에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2. IPMSM의 파라미터
Table 2. Parameter of IPMSM

극 수	4
전기자 저항 R_a	1.96 [Ω]
영구자석 쇠교자속 ϕ_a	0.147 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
d 전기자 인덕턴스 L_d	9.1 [mH]
q 전기자 인덕턴스 L_q	18.8 [mH]
정격 토크	3.5 [$N \cdot m$]
정격 속도	1800 [rpm]

그림 6은 SV PWM 인버터에 의하여 구동되는 IPMSM 드라이브의 벡터제어 시스템을 나타낸다. 그림 6에서 지령전류 i_{qd}^* 는 PI 제어기를 수행하여 지령전압 v_{qd}^* 를 구한 다음, 좌표변환에 의해 2축 전압을 3상 전압 v_{abc}^* 으로 변환한다. SV PWM에 의해 인버터에 펄스신호를 가하여 IPMSM을 구동하는 블록이다.

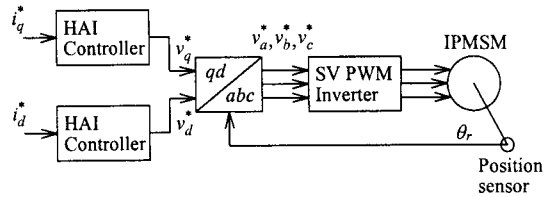


그림 6. IPMSM의 벡터제어 시스템
Fig. 6. Vector control system of IPMSM

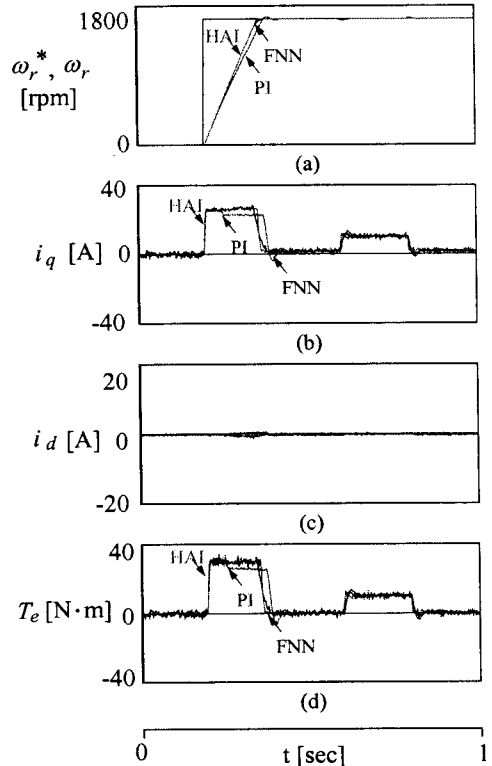


그림 7. 지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성
Fig. 7. Response characteristic about variation of command speed and load torque

HAI 제어기반 SV PWM 방식을 이용한 IPMSM의 고성능 제어

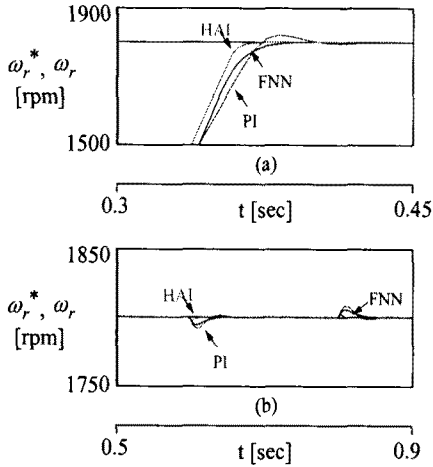


그림 8. 과도상태 부분 확대 해석 결과
Fig. 8. Enlargement analysis result of transient state

그림 7은 0.2[sec]에 지령속도를 1,800[rpm]으로 인가한 후 0.6[sec]에서 0.8[sec] 사이에 부하토크를 5[N·m] 인가하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 7 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 q 축전류, (c)는 d 축전류, (d)는 발생토크를 나타낸다. 그림 8은 그림 7을 보다 명확하게 분석하기 위하여 부분적으로 확대한 그림이다. 그림 8 (a)은 0.3[sec]에서 0.45[sec] 사이에 속도상승 부분에 대하여 확대한 그림이며, 8 (b)는 0.5[sec]에서 0.9[sec] 사이에 부하인가에 대한 부분을 확대한 그림이다. 그림 8의 속도 및 부하변화에도 HAI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기보다 오버슈트가 작고 상승시간이 빠르며 더욱 빠르게 안정화되고 있다.

그림 9는 회전자 저항을 2배로 하고 4상한 운전을 하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 9 (a)는 PI 제어기, (b)는 FNN 제어기, (c)는 HAI 제어기, (d)는

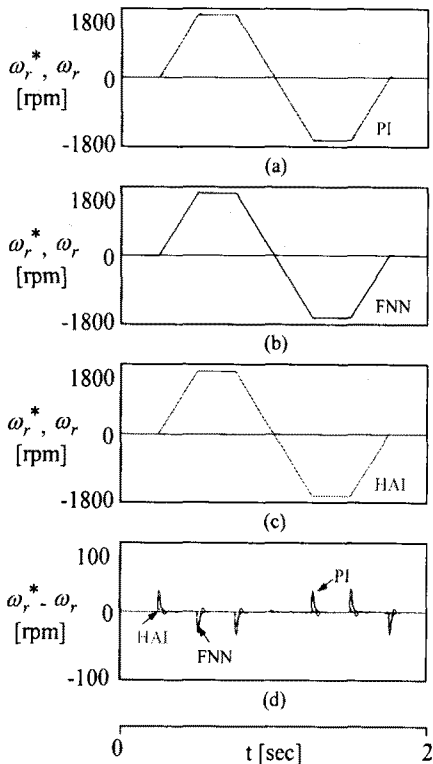


그림 9. 4상한 운전에 대한 응답특성($2R_n$)
Fig. 9. Response characteristic about quadrant operation($2R_n$)

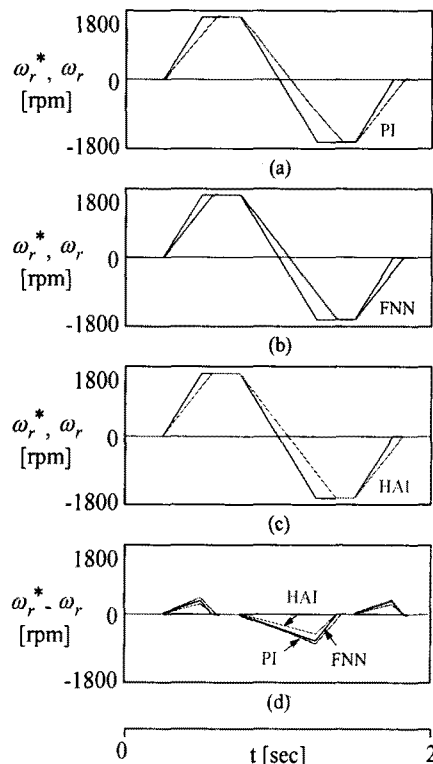


그림 10. 4상한 운전에 대한 응답특성($2J_n$)
Fig. 10. Response characteristic about quadrant operation($2J_n$)

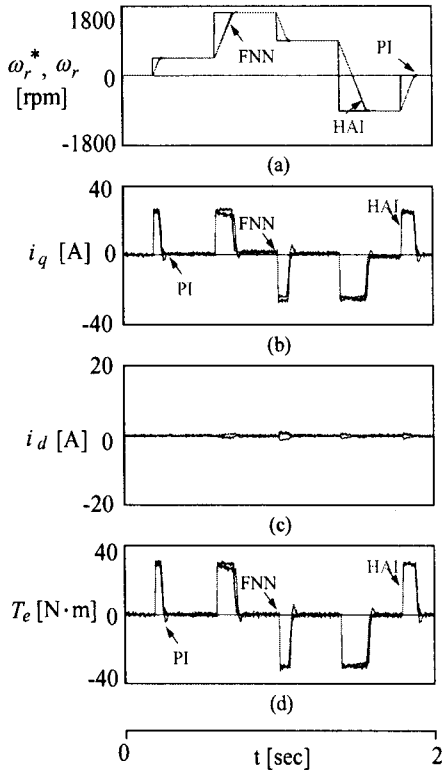


그림 11. 스텝 지령속도 변화에 대한 응답특성
 Fig. 11. Response characteristic about variation of step command speed

속도오차를 나타낸다. 그림 (d)를 보면 회전자 저항이 2배로 증가하였을 경우에도 HAI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기보다 더욱 우수한 속도추종 성능을 나타내고 있다.

그림 10은 관성을 2배로 증가시키고 4상한 운전을 하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 10 (d)의 속도오차에서 나타난 것과 같이 관성이 변화 하였을 경우에도 HAI 제어기의 속도오차가 FNN 제어기 및 PI 제어기의 속도오차보다 작게 나타난다.

그림 11은 지령속도를 500[rpm]→1,800[rpm]→1,000[rpm]→500[rpm]로 다양하게 변화시켰을 경우 응답특성을 나타낸다. 그림 11 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 q 축 전류, (c)는 d 축 전류, (d)는 발생토크를 나타낸다. 다양한 속도변화에 대해서도 HAI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기보다 더욱 우수한 성능을 나타내고 있다.

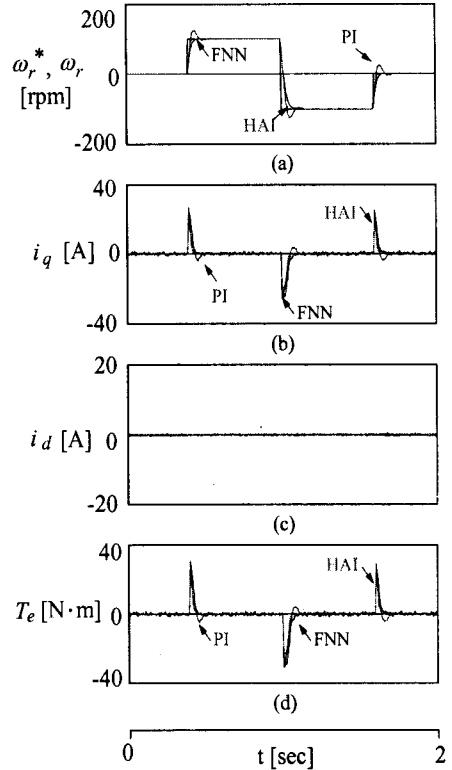


그림 12. 저속영역에 대한 응답특성
 Fig. 12. Response characteristic about low speed part

그림 12는 저속영역에 대한 결과이며 0.2[sec]에 100[rpm], 0.5[sec]에 -100[rpm]으로 운전하였을 경우 응답특성을 나타낸다. 저속영역에 대한 응답특성에서도 HAI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트가 작으며, 상승시간이 빠르고, 안정화가 빠르게 이루어지고 있으며, 더욱 우수한 속도 추종을 하고 있음을 알 수 있다.

6. 결 론

본 논문에서는 HAI 제어 기반 SV PWM 방식을 이용하여 IPMSM의 고성능 제어를 제시하였다. HAI 제어기는 적응제어, 퍼지제어 및 신경회로망을 혼합한 형태이며 퍼지제어와 신경회로망을 혼합한 FNN 제어기와 적응제어와 퍼지제어를 혼합한 AFC를 이용하였다. 그리고 d, q 축 지령전압의 변화 분을

출력하고 이 변화 분은 적분기를 통해 지령 d, q 축 전압을 출력하여 축 변환을 통해 얻어진 3상 전압은 SV PWM 인버터를 통해 IPMSM을 제어하였다. FNN 제어기와 AFC를 혼합한 HAI 기반 SV PWM 방식을 IPMSM 드라이브 시스템에 적용하여 파라미터 변동, 정상상태 및 과도상태 등의 응답특성을 분석하였다. 속도 및 부하토크 변화에서 HAI 제어기는 FNN 제어기 및 PI 제어기에 비하여 오버슈트, 상승시간 및 안정화 시간이 양호하게 나타났다. 그리고 회전자 저항 및 관성 등과 같은 파라미터 변동에도 강인성 및 고성능이 나타났으며 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 HAI 제어기의 제어성능이 매우 양호하게 나타났으며 본 연구의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 과제(결과물)는 교육과학기술부·지식경제부·노동부의 출연금으로 수행한 산학협력중심대학육성사업의 연구 결과입니다.

References

- [1] van der Broeck, Skudelny, Stanke, "Analysis and realization of a pulse width modulator based on voltage space vectors," IEEE Trans, vol. 24, no. 1, pp. 142-150, 1998.
- [2] Z. Ibrahim and E. Levi, "Comparative analysis of fuzzy logic and PI speed control in high performance AC drives using experimental approach," Proc. of IEEE IAS'2000, Rome, Italy, CD-ROM paper 46-3, 2000.
- [3] Y. Li, et al., "Predictive control of torque and flux of induction motor with an improved stator flux estimator," IEEE PESC Conf. Rec., vol. 3, pp. 1464-1469, 2001.
- [4] I. Takahashi and T. Noguchi, "A new quick response and high efficiency control strategy of an induction motor," IEEE Trans. on IA, vol. 22, 1986.
- [5] M. R. Emami, et al., "Development of a systematic methodology of fuzzy logic modeling," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 6, pp. 346-361, 1998.
- [6] S. Y. Yi and M. J. Chung, "Robustness of fuzzy logic control for an uncertain dynamic system," IEEE Trans. Fuzzy Syst., vol. 6, pp. 216-224, 1998.

- [7] D. H. Chung, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [8] D. H. Chung, "Fuzzy control for robust control of induction motor drive system," Journal of KIIIS, vol. 14, no. 4, pp. 108-113, 1999.
- [9] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance control of induction motor drive," KIPE Trans., vol. 7, no. 4, pp. 215-223, 2002.
- [10] J. C. Lee, D. H. Chung, et al., "Sensorless control of IPMSM using neural network," The Journal of KASBIR, vol. 3, no. 3, pp. 75-82, 2003.
- [11] J. C. Lee, D. H. Chung, et al., "Sensorless Vector Control for High performance Drive of IPMSM," The Journal of KIEE, vol. 51P, no. 3, pp. 126-131, 2002.
- [12] J. K Kim, K. T, Park, D. H. Chung et al., "Maximum Torque Control of Induction Motor Drive Using FNN Controller" The Journal of KIEE, vol. 19, no. 6, pp. 33-39, 2006.

◆ 저자소개 ◆

최정식 (崔正植)

1980년 2월 9일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사 과정.
Tel : (061)750-3543,
Fax : (061)752-9841
E-mail : cjs1108@scnu.ac.kr

고재섭 (高在涉)

1980년 2월 2일생. 2005년 순천대학교 공대 전기제어 공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월~동 대학원 전기공학과 박사 과정.
Tel : (061)750-3543,
Fax : (061)752-9841
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)752-9841
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>