

HAI 기반의 SV-PWM을 이용한 IPMSM의 고성능 제어

김도연, 최정식, 고재섭, 정병진, 정동화
순천대학교

High Performance Control of IPMSM Using HAI based SV-PWM

Do-Yeon Kim, Jung-Sik Choi, Jae-Sub Ko, Byung-Jin Jung, Dong-Hwa Jung
Sunchon Nation University

ABSTRACT

This paper is proposed a high performance speed control of the Interior Permanent Magnet Synchronous Motor through the HAI based SV-PWM. SV-PWM is controlled using HAI control. SV-PWM can be maximum used maximum dc link voltage and is excellent control method due to characteristic to reducing harmonic more than others. The hybrid combination of fuzzy control and adaptive control will produce a powerful representation flexibility and numerical processing capability. Simulation results are presented to show the validity of the proposed algorithm.

1. 서론

최근 전력용 반도체소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 따라 전력전자기술이 진보하였다. 이에 따라 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어기술이 많은 호응을 얻고 있으며 고 정밀도의 PWM 기술에 관심이 집중되고 있다. 3상 인버터의 SV PWM 기법이 Broeck에 의해 제시되어 최근에는 일반화되고 있다.^[1] SV PWM을 제어하기 위하여 일반적으로 PI 제어기를 많이 사용하고 있다. 이는 PI 제어기가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답 설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다.^[2] SV PWM 방식은 기본적인 방식이며 새로운 방식과 최적 방식 등 많은 방식들이 제시되었다.^{[3][4]} 본 논문에서는 IPMSM의 고성능 제어를 위하여 퍼지제어와 적응제어를 혼합한 HAI 제어기법을 이용하여 SV PWM 인버터를 제어한다. 또한 속도변화 및 파라미터 변동에 대하여 종래의 PI 제어와 비교하여 그 타당성을 분석한다.

2. IPMSM의 모델링

그림 1은 IPMSM의 일반적인 벡터제어 블록도를 나타낸다. 이러한 시스템 구성은 로봇, 항공기 및 전기자동차 등의 드라이브와 같은 고성능 제어 시스템에 응용된다.

i_q^* 와 i_d^* 는 지령 토크 및 자속 성분의 전류를 나타내며 전류제어에 의해 v_a^*, v_b^*, v_c^* 를 얻는다. 이를 SV PWM 인버터에 의해 IPMSM을 제어한다. 회전자의 위치정보 θ_r 는 좌표변환에 이용한다.

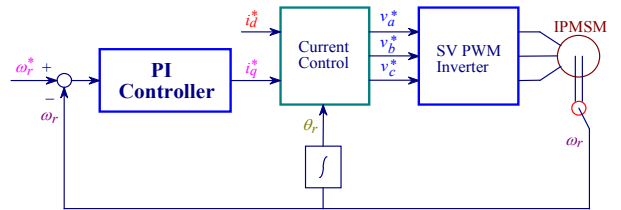


그림 1. 속도제어를 위한 벡터제어 IPMSM의 블록도
Fig. 1. Block diagram of vector control IPMSM for speed control

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다.

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \quad (1)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_{af}) / L_q \quad (2)$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \quad (3)$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

3. SV-PWM 제어

그림 2는 공간전압 벡터도를 나타낸다.

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

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

$$T_s \cdot V^* = (T_1 \cdot V_n + T_2 \cdot V_{n+1}) \quad (5)$$

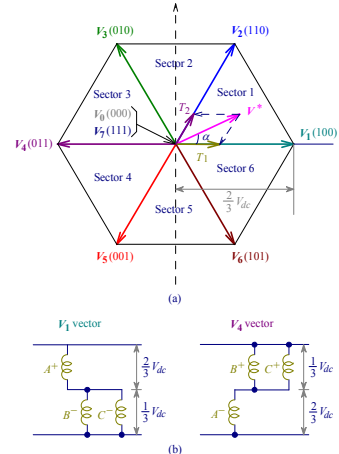


그림 2. 공간전압 벡터
Fig. 2. Vector of space voltage

기준벡터가 벡터 공간상에서 섹터 1에 주어진다고 가정에서 식(5)의 전압을 벡터성분으로 환산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot \mathbf{V}^* = T_1 \mathbf{V}_1 + T_2 \mathbf{V}_2 \quad (6)$$

여기서 \mathbf{V}^* , \mathbf{V}_2 를 복소수로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{V}_1 &= \frac{2}{3} V_{dc} \\ \mathbf{V}_2 &= X + jY = \frac{2}{3} V_{dc} (\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3}) \\ \mathbf{V}^* &= |\mathbf{V}^*| (X + jY) = |\mathbf{V}^*| (\cos \alpha + j \sin \alpha) \end{aligned} \quad (7)$$

식(7)을 식(6)에 대입하고 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \quad (8)$$

단, $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

따라서 각 유효벡터가 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{3} \quad (9)$$

$$T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \cdot \sin \alpha = T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (10)$$

$$T_2 = \frac{T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \sin \alpha}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \quad (11)$$

식(11)을 식(9)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

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

식(12)을 T_1 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} &= T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \cdot \cos \alpha - \frac{T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \\ &= T_s \cdot |\mathbf{V}^*| \left[\frac{\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \right] \end{aligned} \quad (13)$$

$$T_1 = T_s \cdot \frac{|\mathbf{V}^*| \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \quad (14)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (15)$$

식(13)-(15)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{|\mathbf{V}^*| \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 = T_s \cdot \frac{|\mathbf{V}^*| \cdot \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (16)$$

4. HAI 제어기 설계

적응 퍼지제어기는 그림 3에 나타난 특정 수학적 기준모델의 출력으로서 제어 시스템의 예측성능을 파악할 수 있다.

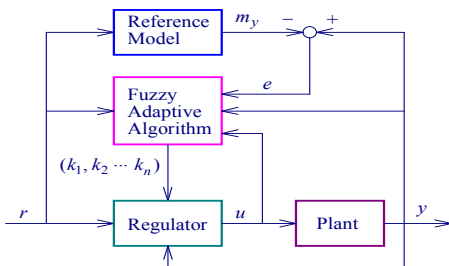


그림 3 적응 퍼지제어기의 블록도

Fig. 3 Block diagram of adaptive fuzzy controller

입력 r 는 지령 전류 $I_r^*(k)$ 이며 플랜트는 PWM 인버터와 IPMSM이다. 그리고 플랜트의 출력 y 는 $v_s^*(k)$ 이며 기준모델의 출력은 m_y 는 $I_m(k)$ 이다. MRAC 시스템의 적응과정은 2개의 퍼지제어기로 동작한다. 하나의 퍼지제어기는 그림 4의 종래의 직접 퍼지 제어기가 사용되며 퍼지적용 알고리즘에 의해 출력은 $\Delta v_{s1}^*(k)$ 이다. 다른 하나의 퍼지제어기는 기준모델을 사용하며 플랜트의 출력 y 는 기준모델의 출력 m_y 와 비교한 오차 e 는 퍼지적용 메카니즘을 수행하는데 사용된다. 기준모델은 안정화 시간 및 오버슈트와 같은 설계기준을 만족하는 요구성능을 충족시키기 위하여 사용하며 1차 지연 시스템을 사용한다. 동일한 지령입력인 r 이 종래의 퍼지제어기와 기준모델에 공급된다. 기준모델의 출력은 지령신호에 요구되는 응답인 y_m 이다. 이 출력은 적응신호를 발생하는 시스템의 실질적인 응답 y 와 비교하여 오차를 감소하는 방향으로 퍼지적용 메카니즘에 의해 동작된다.

그림 4는 적응 퍼지제어기의 구성도를 용이하게 이해하기 위하여 나타낸다. DFC(Direct Fuzzy Controller)에 의한 출력은 Δv_{s1}^* 이며 적분의 오차를 보상하기 위하여 기준모델을 사용한 AFC(Adaptive Fuzzy Controller)를 병렬로 사용한다. AFC의 출력은 Δv_{s2}^* 이며 이는 Δv_{s1}^* 와 합하여 Δv_s^* 를 얻는다.

그림 5는 AFC의 기법을 나타내며 기준모델의 출력인 I_m^* 와 실제전류 I_r 를 비교하여 오차분과 오차의 변화분을 입력으로 퍼지동작을 수행하며 출력은 Δv_{s2}^* 이다.

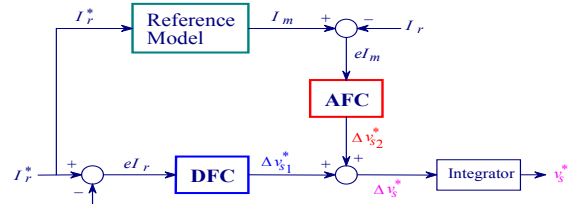


그림 4 적응 퍼지제어 기법

Fig. 4 Adaptive fuzzy control scheme

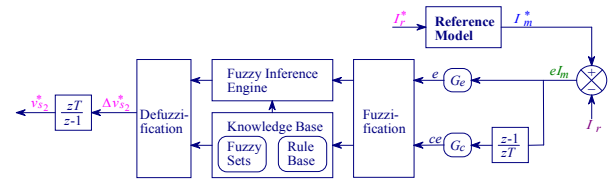


그림 5 AFC 방식

Fig. 5 AFC scheme

적용 메카니즘에 의한 출력은 $\Delta v_{s2}^*(k)$ 를 발생시킨다. $\Delta v_{s1}^*(k)$ 과 $\Delta v_{s2}^*(k)$ 를 합하여 $\Delta v_s^*(k)$ 를 구하고 이를 적분기를 통해 $v_s^*(k)$ 를 발생시켜 플랜트에 인가한다.

퍼지 적응 메카니즘의 입력은 기준모델의 출력과 실제전류의 오차($eI_m(k)$)와 오차의 변화분($ceI_m(k)$)을 사용한다. 오차와 오차의 변화분은 다음과 같다.

$$eI_m(k) = I_m(k) - I_r(k) \quad (2)$$

$$ceI_m(k) = eI_m(k) - eI_m(k-1) \quad (3)$$

위의 두 입력은 적응 퍼지의 룰 베이스에 의해 지령 q 축 전류에 보상되는 $\Delta v_{s2}^*(k)$ 가 발생되고 $\Delta v_{s1}^*(k)$ 에 추가된다. 그러므로 퍼지제어기의 지령 전압은 다음과 같다.

$$v_s^*(k) = v_s^*(k-1) + [\Delta v_{s1}^*(k) + \Delta v_{s2}^*(k)] \quad (4)$$

I_m, cI_m 및 $\Delta v_{s2}^*(k)$ 의 전체집합은 각각 $(-180, 180)$ [rad/s], $(-6, 6)$ [rad/s] 및 $(-1, 1)$ [A]로 설정한다.

5. 시스템의 성능결과

그림 5는 본 논문에서 제시한 HAI 제어 기반의 SV-PWM 방식을 이용한 IPMSM의 제어 시스템 구성도를 나타내고 있다.

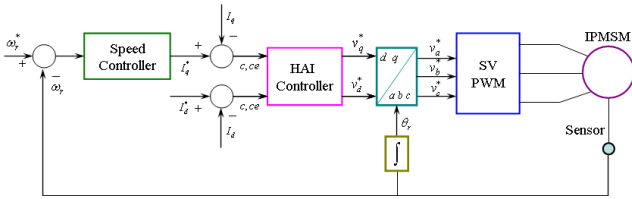


그림 5. HAI기반의 SV-PWM 제어를 이용한 IPMSM의 제어시스템
Fig. 5. Control system of IPMSM using HAI based SV-PWM control

그림 6은 0.2[sec]에 1800[rpm]으로 운전중 0.5[sec]에 -1800[rpm]으로 정역 운전 운전하였을 때 HAI 제어와 PI 제어기의 응답특성을 비교한 것이다. 정역 운전을 하였을 경우에도 HAI 제어가 PI 제어에 비하여 상승시간이 빠르고 빠르게 정상상태에 도달하는 것을 알 수 있다.

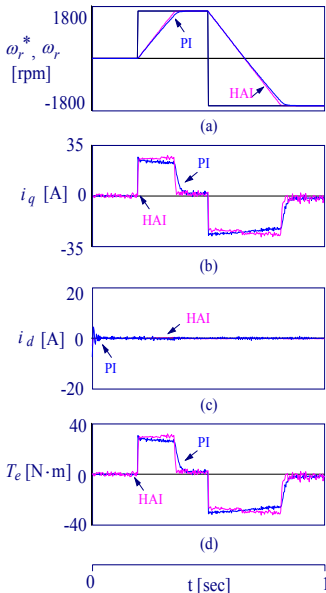


그림 6 정역 운전에 대한 응답특성 비교
Fig. 6. Comparison of response characteristic with forward and reverse operation

그림 7은 회전자 저항이 2배로 변화하였을 때 응답특성을 보여준다. 회전자 저항이 2배로 변화하였을 경우에도 HAI 제어가 PI 제어에 비하여 속도오차가 작게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 8은 관성이 2배로 변화하였을 때 응답특성을 비교한 것으로서 HAI 제어가 PI 제어에 비하여 속도오차 작게 나타나며 양호한 성능을 나타내

는 것을 알 수 있다.

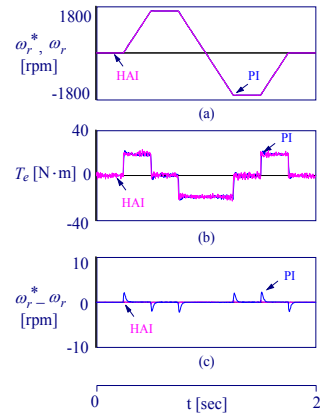


그림 7. 4상한 운전에 대한 응답특성 비교[R = 2R_n]
Fig. 7. Comparison of response characteristic with quadrant operation[R = 2R_n]

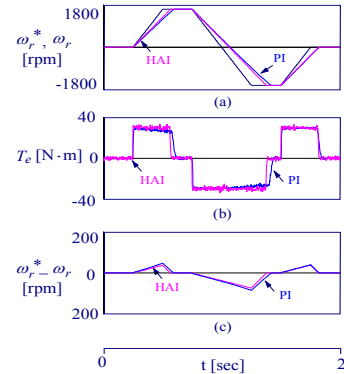


그림 8. 4상한 운전에 대한 응답특성 비교[J = 2J_n]
Fig. 8. Comparison of response characteristic with quadrant operation[J = 2J_n]

6. 결론

본 논문에서는 IPMSM의 고성능 제어를 위하여 신경회로망 제어를 적용한 SV-PWM 제어를 제시하였다. IPMSM 드라이브의 속도 및 파라미터 변동에 대하여 응답특성을 구하였으며, HAI 제어와 PI 제어를 비교하였다. 종래에는 지령 d, q 축 지령 전압을 PI 제어를 사용하여 구하였으나 본 논문에서는 HAI 제어를 이용하여 지령 d, q 축 전압을 구하였다.

HAI 제어를 적용한 SV-PWM 제어는 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트 및 상승시간이 작게 나타났으며, 빠르게 안정화되는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 HAI 기반의 SV-PWM 제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

참고 문헌

- [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] M. C. Ficarra, et al., "Adaptive predictive speed controller for induction motor drive," IEEE IECON'99, Conf. Rec., vol. 2, pp. 630-635, 1999.
- [4] 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.