

IPMSM 드라이브의 성능향상을 위한 퍼지 기반 SV-PWM 제어

김도연, 고재섭, 최정식, 정병진, 정철호, 정동화
 순천대학교 공과대학 정보통신공학부

Fuzzy based SV-PWM control for Performance improvement of IPMSM Drive

Do-Yeon Kim, Jae-Sub Ko, Jung-Sik Choi, Chul-Ho Jung, Byung-Jin Jung, Dong-Hwa Chung
 School of Information & Communication Engineering, Suncheon National Univ.

Abstract - This paper is proposed a high performance speed control of the synchronous reluctance motor through the artificial intelligent SV-PWM. SV-PWM is controlled using fuzzy control that is artificial intelligent 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. Fuzzy control has a advantage which can be robustly controlled. Simulation results are presented to show the validity of the proposed algorithm

1. 서 론

최근 전력용 반도체소자와 고성능 마이크로프로세서의 발달에 따라 전력 전자기술이 진보하였다. 이에 따라 고도의 정밀도를 요구하는 전동기 제어 기술이 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 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다.[2] SV PWM 방식은 기본적인 방식이며 새로운 방식과 최적 방식 등 많은 방식들이 제시되었다[3]-[6]. 본 논문에서는 SynRM의 고성능 제어를 위하여 인공지능 제어기법인 퍼지제어를 이용하여 SV PWM 인버터를 제어한다. 지령속도, 부하변화, 관성 및 저항 등과 같은 파라미터 변동에 대하여 종래의 PI 제어와 비교하여 그 타당성을 분석한다.

2. 퍼지기반 SV PWM

2.1 SV PWM

그림 1은 공간전압 벡터를 나타낸다.

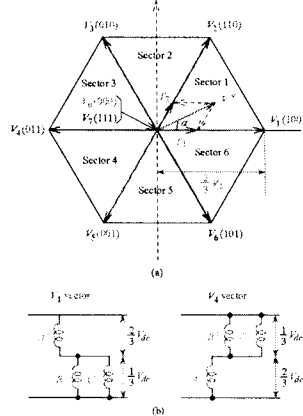


그림 1 공간전압 벡터

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

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

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

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

$$T_s \cdot V^* = T_1 V_1 + T_2 V_2 \tag{2}$$

여기서 V^* , V_2 를 복소수로 표현하면 다음과 같다.

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

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

$$V^* = |V^*|(X + jY) = |V^*|(\cos \alpha + j \sin \alpha) \tag{3}$$

식(3)을 식(2)에 대입하고 행렬로 표현하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \begin{bmatrix} \cos \alpha \\ \sin \alpha \end{bmatrix} = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \begin{bmatrix} \cos \frac{\pi}{3} \\ \sin \frac{\pi}{3} \end{bmatrix} \tag{4}$$

단, $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$

따라서 각 유효벡터가 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{3} \tag{5}$$

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \sin \alpha = T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \tag{6}$$

$$T_2 = \frac{T_s \cdot |V^*| \sin \alpha}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \tag{7}$$

식(7)을 식(5)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + \frac{T_s \cdot |V^*| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \tag{8}$$

식(8)을 T_1 에 대해 정리하면 다음과 같다.

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

$$= T_s \cdot |V^*| \left[\frac{\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \right] \tag{9}$$

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

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \tag{11}$$

식(9)-(11)을 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} T_1 = T_s \cdot \frac{|V^*| \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 = T_s \cdot \frac{|V^*| \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \end{cases} \tag{12}$$

2.2. 인공지능 SV PWM

그림 2는 인공지능 제어를 적용한 SV PWM의 전체 구성도를 나타낸다.

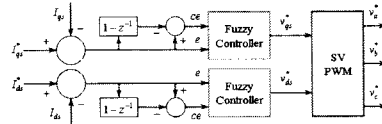


그림 2 인공지능 제어에 의한 SV-PWM 전체 구성도

퍼지제어기의 입력은 d, q 축 전류의 오차와 오차 변화분이며, V_{q*}, V_{d*} 를 출력한다. SV PWM은 V_{q*}, V_{d*} 를 입력받아 전동기 구동을 위한 V_a, V_b, V_c 를 출력한다. 퍼지제어기에 사용된 퍼지물은 표 1과 같다. 퍼지집합은 같은 쪽으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

표 1 퍼지물 베이스

e_{dq}	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
Δe_{dq}	NS	NI	NI	NI	NS	NS	ZE
V_{dq}	NL	NL	ZE	NM	NS	ZE	PS
ΔV_{dq}	NS	NI	NL	NI	NS	ZE	PS
V_{dq}	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
ΔV_{dq}	NS	NS	NI	NI	NS	PS	PL
V_{dq}	NS	PS	PM	PL	PL	PL	PL
ΔV_{dq}	PS	PS	PM	PL	PL	PL	PL

그림 3은 본 논문에서 제시한 인공지능 SV-PWM 제어를 이용한 SynRM의 제어시스템을 나타낸다.

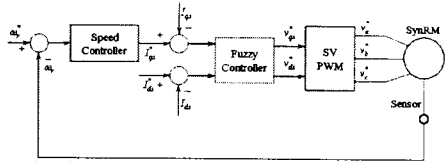


그림 3 인공지능 SV-PWM 제어용 SynRM의 제어시스템

3. 시스템의 성능결과

그림 4는 0.2[sec]에 1800[rpm]으로 운전중 0.6[sec]초에서 0.8[sec]사이에서 부하토크 5[N·m]를 인가하였을 때 인공지능 제어와 PI 제어의 비교를 나타낸다. (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 q 축 전류, (c)는 d 축전류 (d)는 발생 토크를 나타낸다.

그림 5는 인공지능 제어와 PI 제어의 응답특성을 자세히 비교하기 위하여 그림 4를 확대해석한 것으로서, (a)는 초기상태 속도변화, (b)는 q 축 전류를 나타낸다. 인공지능 제어가 PI 제어에 비하여 상승시간이 짧고, 정상상태에 빠르게 도달하는 것을 알 수 있다. (c)는 부하토크를 인가하였을 때 속도변화이며, (d)는 q 축 전류를 나타낸다. 부하변화에 대해서도 인공지능 제어가 PI 제어에 비하여 오버슈트가 작고 빠르게 안정화되고 있다.

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

그림 7은 4상한 운전에 대하여 응답특성을 비교한 것으로, (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 발생토크, (c)는 속도오차를 나타낸다. 그림 (c)에 나타난것과 같이 인공지능 제어가 PI 제어에 비하여 속도오차가 매우 작게 나타나는 것을 보여준다.

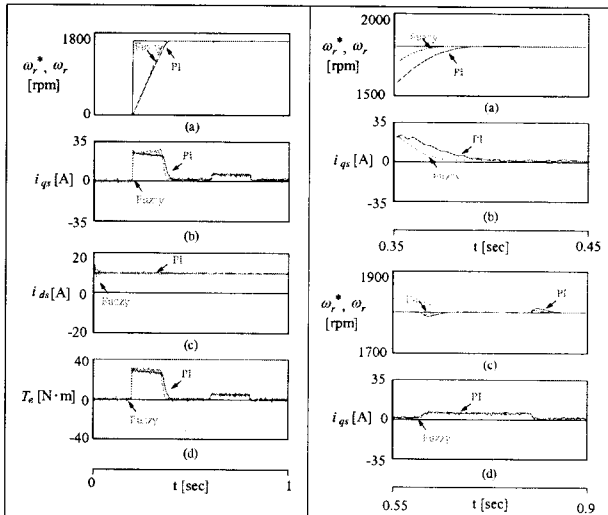


그림 4 스텝지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 비교

그림 5 스텝지령속도 및 부하변화에 대한 응답특성 비교

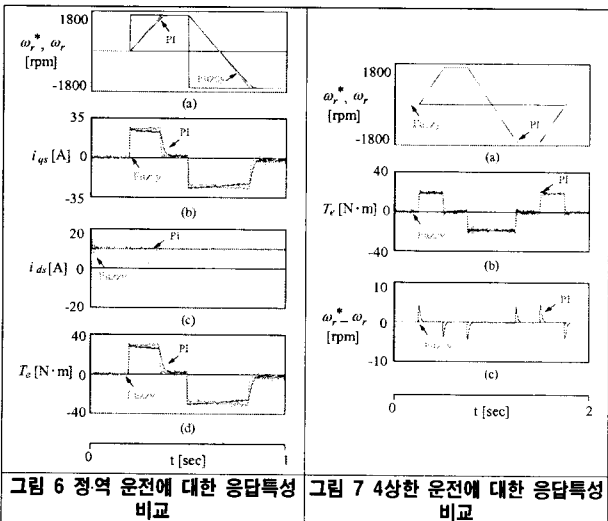


그림 6 정·역 운전에 대한 응답특성 비교

그림 7 4상한 운전에 대한 응답특성 비교

그림 8은 회전자 저항이 2배로 변화하였을 때 응답특성을 보여준다. 회전자 저항이 2배로 변화하였을 경우에도 인공지능 제어가 PI 제어에 비하여

속도오차가 작게 나타나는 것을 알 수 있다. 그림 9는 관성이 2배로 변화하였을 때 응답특성을 비교한 것으로서 인공지능제어가 PI 제어에 비하여 속도오차 작게 나타나며 양호한 성능을 나타내는 것을 알 수 있다.

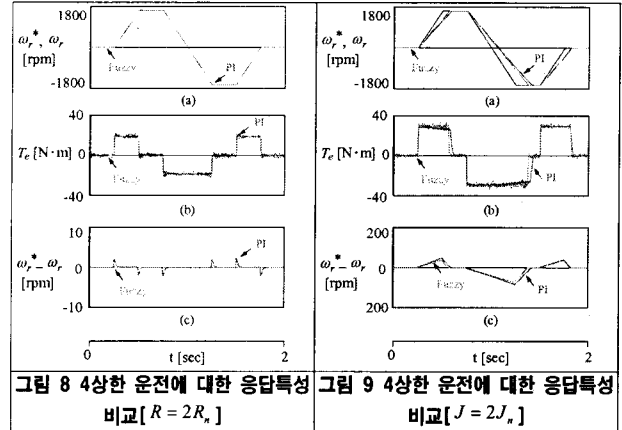


그림 8 4상한 운전에 대한 응답특성 비교 [R = 2R_s]

그림 9 4상한 운전에 대한 응답특성 비교 [J = 2J_s]

4. 결론

본 논문에서는 SynRM의 고성능 제어를 위하여 인공지능 제어인 퍼지 제어를 적용한 SV-PWM 제어를 제시하였다.

SynRM 드라이브의 속도 및 부하변화와 회전자 저항 및 관성변화등과 같은 파라미터 변동에 대하여 응답특성을 구하였으며, 인공지능 제어와 PI 제어를 비교하였다. 종래에는 지령 d, q 축 전압을 PI 제어를 사용하여 구하였으나 본 논문에서는 인공지능 제어인 퍼지제어를 이용하여 지령 d, q 축 전압을 구하였다.

인공지능 제어를 적용한 SV-PWM 제어는 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트 및 상승시간이 작게 나타났으며, 빠르게 안정화되는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 인공지능 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.
- [5] J. Chen and Y. Li, "Virtual vector based predictive control of torque and flux of induction motor and speed sensorless drives," IEEE IAS Annu. Mtg., vol. 4, pp. 2606-2613.
- [6] 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.