

FAM-PI의 공간벡터 PWM을 이용한 SynRM 드라이브의 고성능 제어

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

High Performance Control of SynRM Drive using Space Vector PWM of FAM-PI

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 SV-PWM(Space Vector Pulse Width Modulation) of FAM-PI(Fuzzy Adaptive Mechanism-PI). SV-PWM is controlled using FAM-PI 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. FAM-PI controller is changed fixed gain of PI controller using fuzzy adaptive mechanism(FAM) to match operating condition. The results on a speed controller of IPMSM are presented to show the effectiveness of the proposed gain tuner. And this controller is better than the fixed gains one in terms of robustness, even under great variations of operating conditions and load disturbance.

1. 서 론

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 공간벡터 PWM 기법이 Broeck에 의해 제시되어 최근에는 일반화되고 있다[1]. 공간벡터 PWM을 제어하기 위하여 일반적으로 PI 제어를 많이 사용하고 있다. 이는 PI 제어가 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다.[2] 그러나 PI 제어기의 고정된 이득값은 비선형과 불확실한 모델에 의해 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다[3]-[4]. 특히 외란, 속도 및 부하 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다[5]-[6]. 공간벡터 PWM 방식은 기본적인 방식이며 새로운 방식과 최적 방식 등 많은 방식등이 제시되었다[7]-[10]. 본 논문에서는 SynRM의 고성능 제어를 위하여 FAM(Fuzzy Adaptive Mechanism)을 이용하여 PI 제어기의 이득값을 갱신하는 FAM-PI제어기를 이용하여 공간벡터 PWM 인버터를 제어한다. 지령속도, 부하변화, 관성 및 저항 등과 같은 파라미터 변동에 대하여 종래의 PI 제어와 비교하여 그 타당성을 분석한다.

2. SynRM의 모델링

SynRM의 이상적인 등가회로는 그림 1과 같다.

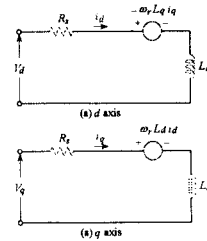


그림 1. SynRM의 등가회로

이 등가회로에 의한 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_d = R_d i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - \omega_r L_q i_q \tag{1}$$

$$V_q = R_q i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + \omega_r L_d i_d \tag{2}$$

SynRM의 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} P (L_d - L_q) i_d i_q \tag{3}$$

식(3)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3}{2} P L_d (1 - L_q / L_d) i_d i_q \tag{4}$$

3. 인공지능 공간벡터 PWM

3.1 공간벡터 PWM

그림 2는 공간전압 벡터도를 나타낸다.

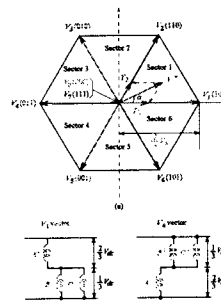


그림 2. 공간전압 벡터

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

$$\int_0^t v' dt = \int_0^t V_x dt + \int_{t_1}^{t_1+t_2} V_{x1} dt + \int_{t_1+t_2}^t V_x dt$$

$$T_1 \cdot v' = (T_1 \cdot v_x + T_2 \cdot v_{x1}) \quad (5)$$

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

$$T_1 \cdot v' = T_1 v_1 + T_2 v_2 \quad (6)$$

여기서  $v'$ ,  $v_1$ ,  $v_2$ 를 복소수로 표현하면 다음과 같다.

$$v_1 = \frac{2}{3} V_{dc}$$

$$v_2 = X' + jY' = \frac{2}{3} V_{dc} (\cos \frac{\pi}{3} + j \sin \frac{\pi}{3})$$

$$v' = |v'| (X + jY) = |v'| (\cos \alpha + j \sin \alpha) \quad (7)$$

식(7)을 식(6)에 대입하고 행렬로 표현하면 다음과 같다.

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

단,  $0 \leq \alpha \leq 60^\circ$   
따라서 각 유효벡터가 인가되는 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_1 \cdot |v'| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \cos \frac{\pi}{3} \quad (9)$$

$$T_1 \cdot |v'| \cdot \sin \alpha = T_2 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3} \quad (10)$$

$$T_2 = \frac{T_1 \cdot |v'| \sin \alpha}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \quad (11)$$

식(11)을 식(9)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_1 \cdot |v'| \cdot \cos \alpha = T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} + \frac{T_1 \cdot |v'| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \quad (12)$$

식(12)를  $T_1$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$T_1 \cdot \frac{2}{3} V_{dc} = T_1 \cdot |v'| \cdot \cos \alpha - \frac{T_1 \cdot |v'| \cdot \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}}$$

$$= T_1 \cdot |v'| \left[ \frac{\sin \frac{\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{\pi}{3} \sin \alpha}{\sin \frac{\pi}{3}} \right] \quad (13)$$

$$T_1 = T_1 \frac{|v'| \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \quad (14)$$

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

식(13)-(15)를 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{cases} T_1 = T_1 \frac{|v'| \cdot \sin(\frac{\pi}{3} - \alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_2 = T_1 \frac{|v'| \cdot \sin(\alpha)}{\frac{2}{3} V_{dc} \cdot \sin \frac{\pi}{3}} \\ T_0 = T_1 - (T_1 + T_2) \end{cases} \quad (16)$$

### 3.2 FAM-PI 제어기

공간벡터 PWM 제어를 위한 FAM-PI 제어기의 설계는 그림 3과 같다.

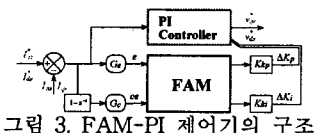


그림 3. FAM-PI 제어기의 구조

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  $\Delta K_p$ 와  $\Delta K_i$ 를 발생시키기 위하여 퍼지 룰을 사용한다. 이들의 설계는 정량적인 지식에 기초하며 여러 동작조건에서  $K_p$ 와  $K_i$ 의 다양한 값을 위한 종래의 PI 제어기를 해석하여 구한다.

FAM에서 입력은 속도 오차  $e$ 와 속도 오차의 변화  $\dot{e}$ 이고 출력은 두 개의 이득  $K_p$ 와  $K_i$ 이다.  $K_p$ 와  $K_i$ 를 경신하기 위한 퍼지 룰은 표 1과 표 2에 나타낸다. 퍼지 집합은 같은 쪽으로 중복된 삼각형 함수를 사용한다.

표 1. 이득  $K_p$ 를 경신하기 위한 룰 베이스

속도 오차	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL	
속도 오차의 변화	NL	ZE	NS	NM	NL	NM	NS	ZE
NM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS	
NS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM	
ZE	PL	PM	PS	ZE	PS	PM	PL	
PS	PM	PS	ZE	NS	ZE	PS	PM	
PM	PS	ZE	NS	NM	NS	ZE	PS	
PL	ZE	NS	NM	NL	NM	NS	ZE	

표 2. 이득  $K_i$ 를 경신하기 위한 룰 베이스

속도 오차	NL	NM	NS	ZE	PS	PM	PL
속도 오차의 변화	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

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

$$K_p = K_p + K_{kp} f_1(e_n, \Delta e_n) \quad (17)$$

$$K_i = K_i + K_{ki} f_2(e_n, \Delta e_n) \quad (18)$$

드라이브의 안정화를 위하여 이득  $K_p$ 와  $K_i$ 는 정상상태에 도달하면 제한하고 지령속도가 변화할 경우에는 초기화한다. 그림 4는 본 논문에서 제시한 FAM-PI의 공간벡터 PWM 제어를 이용한 SynRM의 제어시스템을 나타낸다.

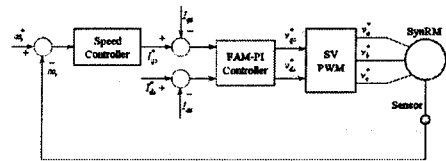


그림 4. FAM-PI의 공간벡터 PWM 제어를 이용한 SynRM의 제어시스템

### 4. 시스템의 성능결과

그림 5는 지령속도를 1800[rpm]으로 스텝으로 인가할 경우 종래의 PI 제어기와 본 논문에서 제시한 FAM-PI 제어기의 응답특성을 나타낸다. 과도상태에서  $K_i$ 와  $K_p$  값은 적응 동조하기 때문에 변화하고 있으며 FAM-PI 제어기는 종래의 PI제어기보다 오버슈트, 안정화 시간, 정상 및 과도상태 오차 등 응답특성이 양호하게 나타난다.

그림 6은 정격속도 1800[rpm]으로 운전 중, -1800[rpm]으로 역회전 시켰을 경우에 나타나는 응답특성을 나타낸다. 속도의 변화에도 FAM-PI가 종래의 PI

보다 응답특성이 양호하다.

그림 7은 정격속도 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6-0.8[sec] 동안 부하토크 5[Nm]를 인가 할 경우 응답 특성을 나타낸다. 동일한 조건에서 부하토크의 변동에도 하이브리드 PI가 PI보다 속도변화가 적게 나타나며 응답 특성이 양호하다는 것을 알 수 있다.

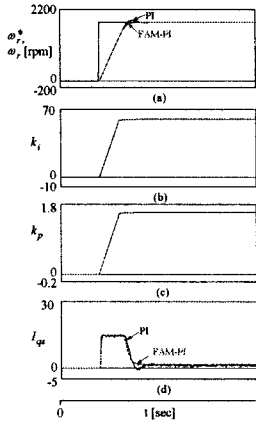


그림 5. PI와 FAM-PI 제어기의 응답특성의 비교

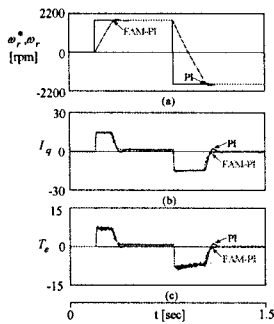


그림 6. 스텝 지령속도의 변화에 대한 응답비교

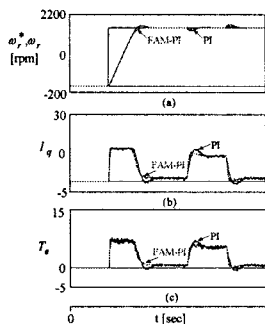


그림 7. 부하토크의 변화에 대한 응답비교

그림 8은 파라미터 변동에 대한 응답 특성을 나타낸다. 그림 8(a)는  $J_s$ 의 정격치, 그림 8(b)는  $J_s$  정격의 1.5 배일 경우의 응답특성을 나타낸다. 파라미터가 변동하더라도 FAM-PI 제어기가 종래의 PI 제어기보다 양호한 응답특성이 나타난다.

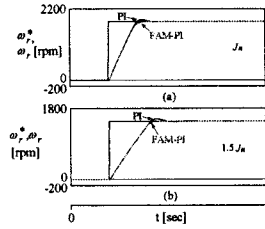


그림 8 파라미터 변동에 대한 응답비교( $J_s$  변화)

## 5. 결 론

본 논문에서는 SynRM의 고성능 제어를 위하여 FAM을 이용하여 퍼지제어기의 이득값을 갱신하는 FAM-PI 제어기를 적용한 공간벡터 PWM 제어를 제시하였다.

SynRM 드라이브의 속도 및 부하변화와 회전자 저항 및 관성변화등과 같은 파라미터 변동에 대하여 응답특성을 구하였으며, FAM-PI 제어와 PI 제어기를 비교하였다. 종래에는 지령  $d, q$  축 전압을 PI 제어기를 사용하여 구하였으나 본 논문에서는 운전 상태에 따라 PI 제어기의 이득값을 갱신하는 FAM-PI 제어기를 이용하여 지령  $d, q$  축 전압을 구하였다.

FAM-PI제어를 적용한 공간벡터 PWM 제어는 종래의 PI 제어기에 비하여 오버슈트 및 상승시간이 작게 나타났으며, 빠르게 안정화되는 것을 알 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 FAM-PI의 공간벡터 PWM 제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

## [참 고 문 헌]

- [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. Ali Unar, D. J. Murray-Smith and S. F. Ali Shah, "Design and tuning of fixed structure PID controller - A survey," Technical Report CSC-96016, Faculty of Engineering, Glasgow University, Scotland, 1996.
- [4] 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.
- [5] C. M. Ong, "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/simulink," Upper Saddle River, NJ: Prentice-Hall, 1998.
- [6] M. A. Rahman and M. A. Hoque, "On-line adaptive artificial neural network based vector control of permanent magnet synchronous motors," IEEE Trans. EC, vol. 13, pp. 311-318, 1998.
- [7] M. C. Ficarra, et al., "Adaptive predictive speed controller for induction motor drive," IEEE IECON'99, Conf. Rec., vol. 2, pp. 630-635, 1999.
- [8] 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.
- [9] 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.
- [10] 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.