

SRM의 강인제어를 위한 전류제어기법 비교

이영수, 김재혁, 정민창
원광대

Current Control Technique Comparison for Robust Control of Switched Reluctance Motor(SRM)

Young-Soo Lee, Jaehyuck Kim, Min-Chang Jeong
Wonkwang University

Abstract - 본 논문은 비선형적인 파라미터 특성을 갖는 Switched Reluctance Motor(SRM)의 강인제어를 위한 보다 정확하고 안정적인 전류제어 방법에 대해 설명한다. 기존의 전류제어 방법에는 이득설정이 간편한 PI 제어기를 이용한 방법이 주로 사용되어왔다. 본 논문에서는 자기동조 퍼지 제어기를 이용한 방법과 Dead-Beat 제어기를 이용한 방법을 통하여 파라미터의 변화에도 안정적인 전류제어가 가능한 것을 보였고 PI 전류 제어기와 자기동조 퍼지 전류 제어기, 그리고 Dead-Beat 전류 제어기를 각각 적용한 전류제어 SRM 드라이브의 Matlab/Simulink 시뮬레이션 결과를 통하여 제어성능을 비교분석하였다.

전류 제어기의 대역폭이다.

3. 자기동조 퍼지 제어기를 이용한 방법

퍼지 제어기는 오차와 오차의 변화량에 대해 퍼지 제어 법칙을 사용하여 앞의 수식(1)의 양변을 미분하고 디지털 제어로 표현하면 다음과 같다[2].

$$du(t) = K_I e(t) + K_P de(t) \quad (5)$$

$$\Delta u[k] = K_1 e[k] + K_2 \Delta e[k] \quad (6)$$

여기서 K_1, K_2 는 퍼지 제어 구간에 정규화하기 위한 Scale Factor이다. 식(6)의 우변을 차분 방정식으로 표현하면

$$\Delta u[k] = K_1 e[k] + K_2 (e[k] - e[k-1]) \quad (7)$$

여기서 식(7)의 $\Delta u[k]$ 와 자기동조 퍼지 제어기의 최종 출력 $u[k]$ 와의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta u[k] &= u[k] - u[k-1] \\ u[k] &= u[k-1] + \Delta u[k] \end{aligned} \quad (8)$$

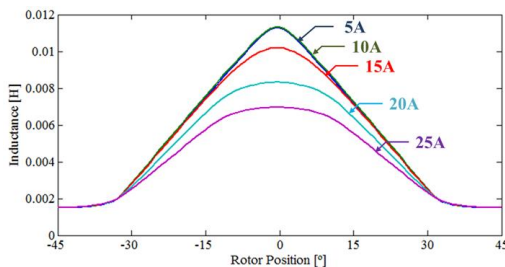
퍼지 제어기는 입력과 출력의 멤버십 함수와 그에 따른 룰 베이스로 구성되며 자기동조 퍼지 제어기의 경우 Gain updating factor(α)가 추가된다.

<그림 2>, <표 1>은 자기동조 퍼지 제어기에 사용된 멤버십 함수 및 룰 테이블로써 입력과 출력의 범위를 [-1, 1]로 정의하였다.

1. 서 론

대부분의 전동기 제어에 있어서 알고리즘이 간단하고 이득설정이 상대적으로 간편한 PI 제어기를 사용하는 것이 일반적이다. 그러나 파라미터가 변하는 시스템의 경우 파라미터가 변하는 지점마다 제어 이득을 조정해 주어야 하는 어려움이 발생한다. SRM의 경우 아래의 <그림 1>과 같이 고정자 권선의 전류 및 회전자 위치마다 인덕턴스가 비선형적으로 변하는 특성을 가지고 있어 적절한 제어 이득을 얻는데 어려움이 있다.

본 논문에서는 비선형적으로 특성이 변하는 시스템의 경우 제어 성능이 우수한 자기동조 퍼지 전류 제어기(STFCC : Self-tuning Fuzzy Current Controller)[1]를 이용한 전류제어 결과와 시스템 방정식을 이산 방정식의 형태로 변환하여 제어하는 방식인 Dead-Beat 전류 제어기(DBCC : Dead-Beat Current Controller)를 이용한 전류제어 결과, 그리고 기존의 PI 전류 제어기(PICC : PI Current Controller)를 이용한 전류제어 결과를 Matlab/Simulink 시뮬레이션을 통하여 비교분석하였다.



<그림 1> 3.5kW 3상 6/4 SRM의 인덕턴스 파형

2. PI 제어기를 이용한 방법

PI 제어기는 오차와 오차의 적분에 대하여 연산을 수행하며 PI 제어기의 입력과 출력의 관계를 수식으로 표현하면 다음과 같다.

$$u(t) = K_I \int e(t)dt + K_P e(t) \quad (1)$$

여기서 K_P 는 비례 이득, K_I 는 적분 이득이다.

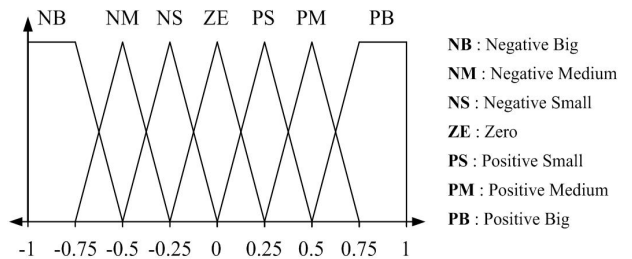
PI 전류 제어기의 비례 이득 및 적분 이득 그리고 적분기의 포화를 방지하기 위한 Anti-Windup 이득(K_A)은 아래의 식으로 선정할 수 있다.

$$K_P = L_s \cdot \omega_{cc} \quad (2)$$

$$K_I = R_s \cdot \omega_{cc} \quad (3)$$

$$K_A = 1/K_P \quad (4)$$

여기서 L_s 는 고정자 권선의 인덕턴스, R_s 는 고정자 권선의 저항, ω_{cc} 는

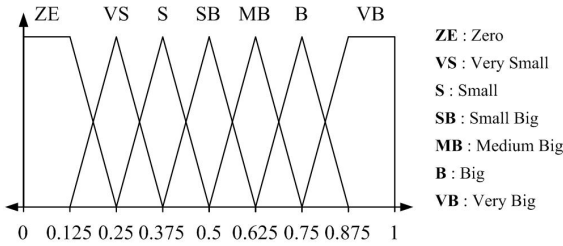


<그림 2> $e, \Delta e, \Delta u$ 의 멤버십 함수

<표 1> Δu 의 룰 테이블

$\Delta e \backslash e$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	NB	NB	NM	NS	NS	ZE
NM	NB	NM	NM	NM	NS	ZE	PS
NS	NB	NM	NS	NS	ZE	PS	PM
ZE	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
PS	NM	NS	ZE	PS	PS	PM	PB
PM	NS	ZE	PS	PM	PM	PM	PB
PB	ZE	PS	PS	PM	PB	PB	PB

<그림 3>, <표 2>는 자기동조 퍼지 제어기에 사용된 Gain updating factor(α)의 멤버십 함수 및 룰 테이블로써 입력과 출력의 범위를 [0, 1]로 정의하였다.



〈그림 3〉 Gain updating factor(α)의 멤버십 함수

〈표 2〉 Gain updating factor(α)의 룰 테이블

Δe	e	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	NB	VB	VB	VB	B	SB	S	ZE
NM	NB	VB	VB	B	B	MB	S	VS
NS	NB	VB	MB	B	VB	VS	S	VS
ZE	NB	S	SB	MB	ZE	MB	SB	S
PS	NB	VS	S	VS	VB	B	MB	VB
PM	NB	VS	S	MB	B	B	VB	VB
PB	NB	ZE	S	SB	B	VB	VB	VB

4. Dead-Beat 제어를 이용한 방법

본 논문에서는 샘플링 후 PWM 출력을 통해 모터에 전류가 흐르기까지의 지연 시간을 고려한 Two-Cycle 연산법을 사용하였다.

Dead-Beat제어 알고리즘을 적용할 SRM의 전압 방정식은 다음과 같다.

$$v = R\dot{i} + L(i, \theta) \frac{di}{dt} + i \frac{L(i, \theta)}{dt} \quad (9)$$

위 식에서 v 는 상전압, i 는 상전류, R 은 권선 저항, θ 는 회전자의 위치이고 L 은 상인덕턴스로서, $L(i, \theta)$ 은 상전류와 회전자 위치에 따라 정해진다. 여기서 식(9)을 $[k+0.5]$ 로부터 $[k+1]$ 까지 연산하여 $[k+0.5]$ 에서 평균전압 지령치를 구하는 방법인 Midpoint법으로 다음과 같이 변환한다.

$$v^*[k+0.5] = i[k+0.5] \left(R + \frac{L[k+1] - L[k]}{T} \right) + L[k+0.5] \frac{i^*[k+1] - i[k]}{T} \quad (10)$$

$$i[k+0.5] = \frac{i[k] + i^*[k+1]}{2} \quad (11)$$

$$L[k+0.5] = \frac{L[k] + L[k+1]}{2} \quad (12)$$

식(10)에서 $v^*[k+0.5]$ 는 $[k]$ 와 $[k+1]$ 사이의 중간 지점 $[k+0.5]$ 에서의 평균전압 지령치이다. 여기서 $[k]$ 와 $[k+1]$ 사이의 평균전압은 $[k+0.5]$ 와 $[k+1]$ 사이의 평균전압과 같기 때문에 $v^*[k]$ 와 $v^*[k+0.5]$ 는 같다고 가정한다. 식(10)에 식(11)과 식(12)를 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$v^*[k] = i[k] \left(\frac{R}{2} - \frac{L[k]}{T} \right) + i^*[k+1] \left(\frac{R}{2} + \frac{L[k+1]}{T} \right) \quad (13)$$

위의 식(13)을 변형하여 $i[k+1]$ 을 구하면 다음과 같다.

$$i[k+1] = \frac{v^*[k] + i[k](L[k]/T - R/2)}{L[k+1]/T + R/2} \quad (14)$$

또한, 식(13)에서 Two-Cycle 연산법을 적용하기 위하여 한 주기를 더하면 다음과 같다.

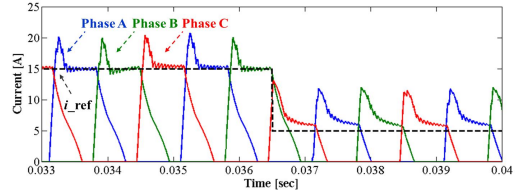
$$v^*[k+1] = i[k+1](R/2 - L[k+1]/T) + i^*[k+2](R/2 + L[k+2]/T) \quad (15)$$

식(15)를 식(14)에 대입한 최종식은 다음과 같다.

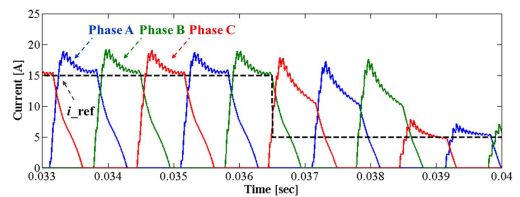
$$v^*[k+1] = \frac{v^*[k] + i[k](L[k]/T - R/2)}{L[k+1]/T + R/2} (R/2 - L[k+1]/T) + i^*[k+2](R/2 + L[k+2]/T) \quad (16)$$

5. 시뮬레이션 결과

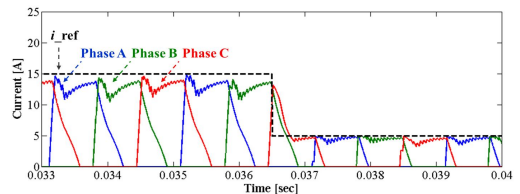
본 논문에서 소개된 PICC와 STFCC 및 DBCC의 비교분석을 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 비교분석을 위해 사용된 3.5kW 3상 6/4 SRM의 턴-온각, 턴-오프각은 각각 10°, 8°로 설정하였고 정격속도 7500rpm, 정격전류 15A에서 5A로 변하는 스텝 전류 지령치를 주었을 때의 응답 파형을 각각 비교하였다. PICC의 경우 유한요소해석을 통해 얻은 인덕턴스 룰업 테이블을 식(2)에 적용시켜 제어기의 이득을 선정하였고 STFCC의 경우 각각의 Scale Factor들을 이용하여 입력과 출력의 범위인 [-1, 1]로 정규화하였다. DBCC의 경우 인덕턴스 룰업 테이블을 사용하는 것 이외에 별도의 이득선정이 필요 없다.



〈그림 4〉 PICC의 15A, 5A 전류파형



〈그림 5〉 STFCC의 15A, 5A 전류파형



〈그림 6〉 DBCC의 15A, 5A 전류파형

6. 결론

본 논문에서는 SRM의 전류제어기법을 비교하기 위하여 위에서 제시한 세 가지 방법을 사용하였다. 세 가지 방법을 비교한 결과 PICC의 경우 속응성은 좋지만 지령치를 초과하는 오버슈트가 있고 지령치의 변화에 따른 정상상태 오차가 있는 반면에 STFCC는 속응성은 더디지만 지령치의 변화 후 정상상태 도달 시의 전류 파형이 일정한 것을 확인하였다. 마지막으로 DBCC의 경우 정상상태 오차는 존재하지만 지령치를 초과하는 오버슈트는 없으며 지령치의 변화에 대한 속응성이 좋은 것을 확인하였다.

본 논문은 미래창조과학부의 재원으로 한국연구재단의 지원(NRF-2012R1A1A1015767) 및 중소기업청 산학협력력 기술개발사업(No.C0219312)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

[참고 문헌]

- [1] R. K. Mudi and N. R. Pal, "A Robust Self-Tuning Scheme for PI and PD Type Fuzzy Controllers," IEEE Trans. on Fuzzy Systems, vol.7, no.1, pp.2-16, 1999.
- [2] Young-Real Kim, "A Study on the Gain Tuning of Fuzzy Logic Controller Superior to PI Controller in DC Motor Speed Control", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, vol.28, no.6, pp30-39, 2014.
- [3] Benjamin Rudolph, "NONLINEAR DEADBEAT CURRENT OF A SWITCHED RELUCTANCE MOTOR", Virginia Polytechnic Institute & State University, 2009