

# 자기동조 퍼지 제어를 이용한 스위치드 릴럭턴스 모터의 전류제어

이영수<sup>1</sup>, 김재혁<sup>\*</sup>, 오훈<sup>1</sup>  
<sup>1</sup>원광대학교 전기공학과

## Current Control of Switched Reluctance Motor Using Self-tuning Fuzzy Controller

Young-Soo Lee<sup>1</sup>, Jaehyuck Kim<sup>\*</sup>, Hun Oh<sup>1</sup>

<sup>1</sup>Department of Electrical Engineering, Wonkwang University

**요약** 본 논문은 가격이 저렴하고 친환경적이면서도 고성능, 고내구성, 구조적 단순함의 장점을 갖고 있어 최근에 폭넓은 관심을 받고 있는 스위치드 릴럭턴스 모터(SRM: Switched Reluctance Motor)의 보다 정확하고 안정적인 전류제어 방법에 대해 설명한다. 대부분의 전동기의 전류제어 방법에는 알고리즘과 제어 이득의 선정이 다른 제어기에 비해 상대적으로 간편한 PI 제어를 이용한 방법이 주로 사용되어 왔다. 그러나 일반적인 PI 제어기는 SRM과 같이 고정자 권선의 전류 및 회전자의 위치마다 비선형적으로 파라미터가 급변하는 시스템의 경우 변하는 동작 지점마다 제어 이득을 조정해 주어야 하는 어려움이 발생한다. 본 논문에서는 비선형적으로 특성이 변하는 SRM 드라이브 시스템에 제어 성능이 우수한 자기동조 퍼지 제어를 이용한 제어기법을 적용하여 비선형적인 파라미터의 변화에도 보다 안정적인 전류제어가 가능한 것을 보였다. 또한 Matlab/Simulink 시뮬레이션을 이용하여, SRM 드라이브의 전류제어에 PI 전류 제어기(PICC: PI Current Controller)와 자기동조 퍼지 전류 제어기(STFCC: Self-tuning Fuzzy Current Controller)를 각각 적용한 후 그 결과를 비교하였으며 제안한 자기동조 퍼지 제어기의 제어능력이 우수함을 확인하였다.

**Abstract** This paper describes an accurate and stable current control method of switched reluctance motors(SRMs), which have recently attracted considerable wide attention owing to their favorable features, such as high performance, high durability, structural simplicity, low cost, etc. In most cases, the PI controllers(PICC) have been used mostly for the current control of electric motors because their algorithm and selection of controller gain are relatively simpler compared to other controllers. On the other hand, the PI controller requires an adjustment of the controller gains for each operating point when nonlinear system parameters change rapidly. This paper presents a stable current control method of an SRM using self-tuning fuzzy current controller(STFCC) under nonlinear parameter variation. The performance of the considered method is validated via a dynamic simulation of the current controlled SRM drive using Matlab/Simulink program.

**Keywords :** Switched Reluctance Motor, Current Control, Self-tuning Fuzzy Controller

### 1. 서론

SRM은 가격이 저렴하고 친환경적이면서도 고성능, 고내구성, 구조적 단순함으로 인해 최근에 폭넓은 관심

을 받고 있고 직류직권전동기와 유사한 속도-토크 특성을 가지고 있어 다양한 분야에 적용되고 있다. 단점인 토크 리플과 소음문제는 지속적인 연구개발을 통하여 개선되고 있으며, 가전기기, 산업기기, 항공기, 선박뿐만 아

본 논문은 교육부 재원으로 한국연구재단의 기본연구 지원(2015R1D1A1A01059836)과 지역혁신창의인력양성사업 지원(2015H1C1A1035928)으로 수행되었음.

\*Corresponding Author : Jaehyuck Kim(Wonkwang Univ.)

Tel: +82-63-850-6733 email: jaehkim@wku.ac.kr

Received January 11, 2016

Accepted March 3, 2016

Revised (1st February 17, 2016, 2nd February 23, 2016, 3rd March 2, 2016)

Published March 31, 2016

니라 HEV(Hybrid Electric Vehicle), EV(Electric Vehicle)와 같은 전기자동차 등에 적용이 확대되고 있다[1][7].

대부분의 전동기 제어에 있어서 알고리즘이 간단하고 이득선정이 상대적으로 간편한 PI 제어를 사용하는 것이 일반적이다. 그러나 전동기의 파라미터가 급변하는 시스템의 경우 변하는 동작 지점마다 제어 이득을 조정해 주어야 하는 어려움이 발생한다. SRM의 경우 아래의 Fig. 1과 같이 고정자 권선의 전류 및 회전자의 위치마다 인덕턴스가 비선형적으로 변하는 특성을 가지고 있어 적절한 제어 이득을 얻는데 어려움이 있다[6].

본 논문에서는 비선형적으로 특성이 변하는 시스템의 경우 제어 성능이 우수한 자기동조 퍼지 전류 제어기(STFCC : Self-tuning Fuzzy Current Controller)[2]를 이용한 전류제어 결과와 기존의 PI 전류 제어기(PICC : PI Current Controller)를 이용한 전류제어 결과를 Matlab/Simulink 시뮬레이션을 통하여 비교분석하였다.

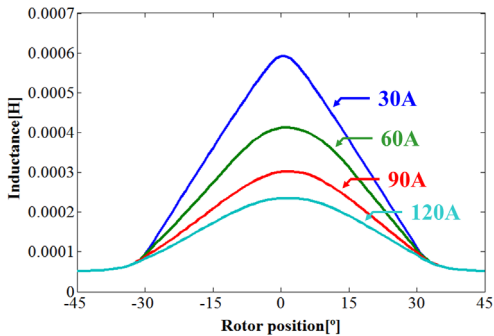


Fig. 1. Inductance waveforms of 460W three-phase 6/4 SRM

2. SRM의 수학적 모델링

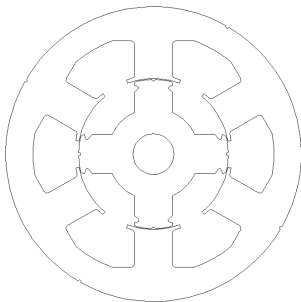


Fig. 2. Structure of 6/4 SRM

본 논문에서 사용된 460W 6/4 SRM의 형상은 Fig. 2와 같다. 고정자 및 회전자의 이중 돌극 구조와 여자방식에 따른 상간의 상호 인덕턴스를 무시하면, 각 상의 전압 방정식은 상저항의 전압강하와 쇄교자속의 변화율의 합으로 나타내며 다음 식(1)과 같다.

$$\begin{aligned} v &= Ri + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \\ &= Ri + \frac{d\{L(\theta, i)i\}}{dt} \\ &= Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\frac{dL(\theta, i)}{dt} \\ &= Ri + L(\theta, i)\frac{di}{dt} + i\left(\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \cdot \frac{\partial \theta}{\partial t} + \frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \cdot \frac{\partial i}{\partial t}\right) \\ &= Ri + \left(L(\theta, i) + i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i}\right)\frac{di}{dt} + i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}\omega_m \\ &= Ri + l\frac{di}{dt} + e \end{aligned} \tag{1}$$

$$\begin{aligned} l &= L(\theta, i) + i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial i} \\ e &= i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta} \frac{\partial \theta}{\partial t} = i\frac{\partial L(\theta, i)}{\partial \theta}\omega_m \end{aligned}$$

여기서  $v$ 는 상전압,  $R$ 는 상저항,  $i$ 는 상전류,  $\lambda$ 는 쇄교자속,  $\theta$ 는 회전자의 위치이며  $\omega_m$ 은 회전자의 각속도이다. 식 (1)의 최종에서  $l$ 은 증분 인덕턴스이고  $e$ 는 역기 전력이다.

한 상에 대한 SRM의 등가회로는 Fig. 3과 같이 나타낼 수 있다.

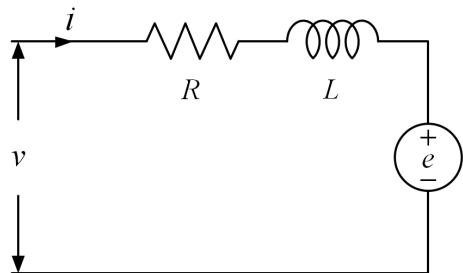


Fig. 3. Single-phase equivalent circuit of the SRM

토크·속도방정식은 다음과 같으며

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

$J$ 는 회전자 관성 모멘트,  $B$ 는 마찰계수,  $T_e$ 와  $T_L$ 은 각각 토크와 부하토크이다.

토크는 회전자의 위치에 대한 자계 에너지의 변화에 따라 표현되는 Co-energy의 편미분항으로 전류의 선형성을 가정하면 식(3)와 같이 표현된다.

$$T_e = \frac{\partial W(\theta, i)}{\partial \theta} \Big|_{i=constant} \cong \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (3)$$

여기서  $W$ 는 Co-energy,  $i$ 는 상전류,  $\theta$ 는 회전자의 위치,  $L$ 은 상전류와 회전자 위치에 따른 인덕턴스이다. 식(3)에서 토크 부호는 전류의 방향과는 무관하고 인덕턴스의 기울기에 따라 바뀌기 때문에 정 토크를 내기 위해서는 Fig. 4와 같이 인덕턴스가 상승하는 구간에서 여자될 수 있도록 스위칭 각을 조절해야 한다. 또한 상전류가 지령치에 도달하기까지의 지연을 고려하여야 한다.

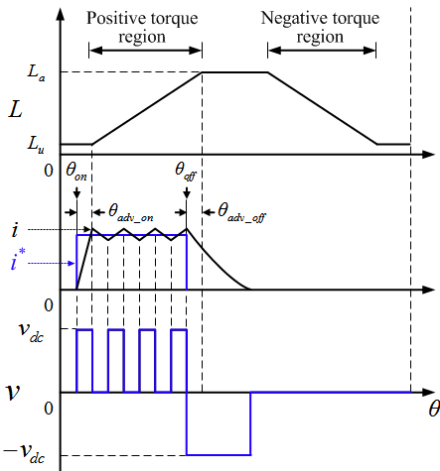


Fig. 4. Current controlled waveforms of torque-generating region

여기서  $L_u$ 는 회전자와 고정자의 위치가 겹치는 정렬구간(aligned position)에서의 인덕턴스이고  $L_a$ 는 회전자와 고정자의 위치가 겹치지 않는 비정렬구간(unaligned position)에서의 인덕턴스이며,  $\theta_{adv\_on}$ 은 턴-온 선행각,  $\theta_{adv\_off}$ 는 턴-오프 선행각,  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ 는 실제 스위칭이 이루어지는 턴-온 각, 턴-오프 각이다.  $i^*$ 는 상전류 지령치이며,  $i$ 는 상전류, 그리고  $v$ 는 상전압이다.

### 3. PI 제어를 이용한 방법

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

$$u(t) = K_I \int e(t) dt + K_P e(t) \quad (4)$$

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.

$$K_P = L_s \cdot \omega_{cc} \quad (5)$$

$$K_I = R_s \cdot \omega_{cc} \quad (6)$$

$$K_A = 1/K_P \quad (7)$$

여기서  $L_s$ 는 고정자 권선의 인덕턴스,  $R_s$ 는 고정자 권선의 저항,  $\omega_{cc}$ 는 전류 제어기의 대역폭이다.

전통적인 PI 전류 제어기의 블록도는 Fig. 5와 같다.

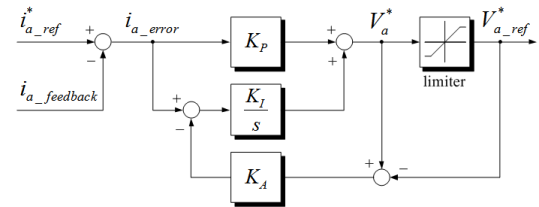


Fig. 5. Block diagram of conventional PI current controller

PI 제어를 이용한 방법으로 Matlab/Simulink를 통하여 모델링한 PI 전류 제어기는 Fig. 6과 같다.

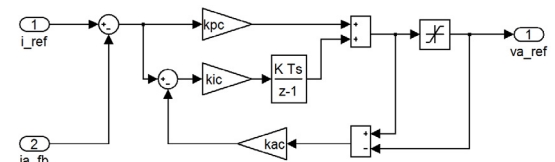


Fig. 6. Modeled PI current controller using Matlab/Simulink

### 4. 자기동조 퍼지 제어를 이용한 방법

퍼지 제어기는 오차와 오차의 변화량에 대해 퍼지 제어 법칙을 사용하며 앞의 수식(4)의 양변을 미분하고 디지털 제어로 표현하면 다음과 같다[3].

$$du(t) = K_f e(t) + K_p de(t) \tag{8}$$

$$\Delta u[k] = K_1 e[k] + K_2 \Delta e[k] \tag{9}$$

여기서  $K_1$ ,  $K_2$ 는 퍼지 제어 구간에 정규화하기 위한 Scale Factor이다.

식(9)의 우변을 차분 방정식으로 표현하면

$$\Delta u[k] = K_1 e[k] + K_2 (e[k] - e[k-1]) \tag{10}$$

여기서 식(10)의  $\Delta u[k]$ 와 자기동조 퍼지 제어기의 최종 출력  $u[k]$ 와의 관계는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \Delta u[k] &= u[k] - u[k-1] \\ u[k] &= u[k-1] + \Delta u[k] \end{aligned} \tag{11}$$

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

식(10), (11)과 Gain updating factor( $\alpha$ )로 이루어진 자기동조 퍼지 전류 제어기의 블록도는 Fig. 7과 같다.

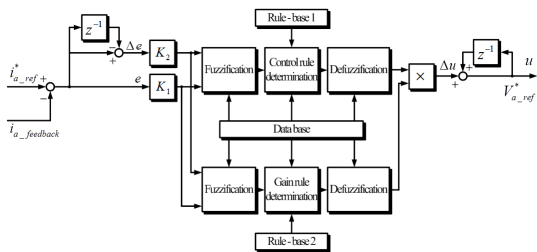


Fig. 7. Block diagram of self-tuning fuzzy current controller

Fig. 8, Table 1은 자기동조 퍼지 제어기에 사용된 멤버십 함수 및 룰 테이블로써 입력과 출력의 범위를 [-1, 1]로 정의하였다.

사용된 언어변수의 의미는 다음과 같다.

- NB : Negative Big
- NM : Negative Medium
- NS : Negative Small
- ZE : Zero
- PS : Positive Small
- PM : Positive Medium
- PB : Positive Big

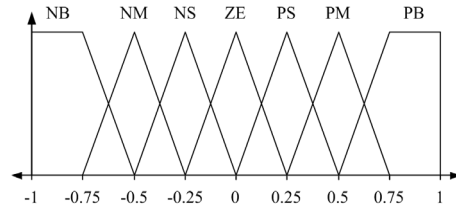


Fig. 8. Membership function of  $e$ ,  $\Delta e$ ,  $\Delta u$

Table 1. Rule table of  $\Delta u$

$\Delta e \backslash e$	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

Fig. 9, Table 2는 자기동조 퍼지 제어기에 사용된 Gain updating factor( $\alpha$ )의 멤버십 함수 및 룰 테이블로써 입력과 출력의 범위를 [0, 1]로 정의하였다. 사용된 언어변수의 의미는 다음과 같다.

- ZE : Zero
- VS : Very Small
- S : Small
- SB : Small Big
- MB : Medium Big
- B : Big
- VB : Very Big

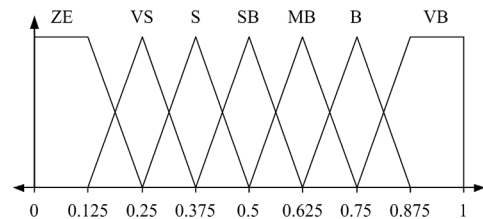
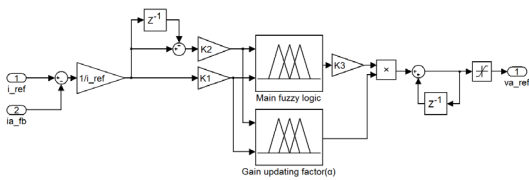


Fig. 9. Membership function of gain updating factor( $\alpha$ )

**Table 2.** Rule table of gain updating factor( $\alpha$ )

$\Delta_e \ \epsilon$	NB	NM	NS	ZE	PS	PM	PB
NB	VB	VB	VB	B	SB	S	ZE
NM	VB	VB	B	B	MB	S	VS
NS	VB	MB	B	VB	VS	S	VS
ZE	S	SB	MB	ZE	MB	SB	S
PS	VS	S	VS	VB	B	MB	VB
PM	VS	S	MB	B	B	VB	VB
PB	ZE	S	SB	B	VB	VB	VB

위의 자기동조 퍼지 제어를 이용한 방법으로 Matlab/Simulink를 통하여 모델링한 전류 제어기는 Fig. 10과 같다.



**Fig. 10.** Modeled self-tuning PI fuzzy current controller using Matlab/Simulink

위의 Fig. 10에서  $K_3$ 는 출력의 범위를  $[-1, 1]$ 로 정규화하기 위한 Scale Factor이며 전류 지령 값에 대한 Scale Factor( $1/\text{ref}$ )를 추가함으로써 전류 지령 값의 변화에도 항상 일정한 범위의 값이 입력되도록 하였다.

### 5. 시뮬레이션 결과

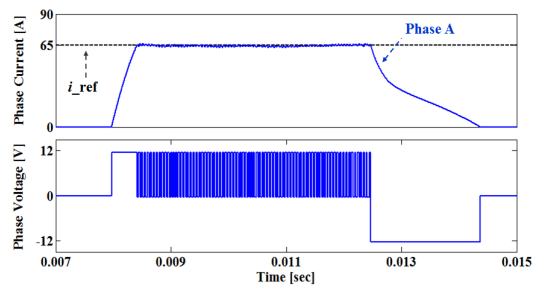
본 논문에서 소개된 PICC와 STFCC의 비교분석을 위해 Matlab/Simulink를 이용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 460W 3상 6/4 SRM의 정격 사양은 Table 3과 같으며 전류제어 시뮬레이션 모델의 턴-온 선행각, 턴-오프 선행각은 각각  $5^\circ$ ,  $4^\circ$ 으로 설정하였고 정격속도 1150rpm, 정격전류 65A를 기준으로 하여 내립차순으로 65A, 50A, 35A에서의 전류파형을 정확한 비교를 위하여 정상상태 도달 후 각각 비교하였다. PICC의 경우 유효요소해석을 통해 얻은 인덕턴스 룩-업 테이블의 정렬(aligned) 구간과 비정렬(unaligned) 구간 사이의 중간 인덕턴스 값을 이용하여 제어기의 이득을 선정하였고 STFCC의 경우 각각의 Scale Factor들을 이용하여 입력과 출력의 범위인  $[-1, 1]$ 로 정규화하였다.

Fig. 11에서 Fig. 16까지의 시뮬레이션 결과에서 보여

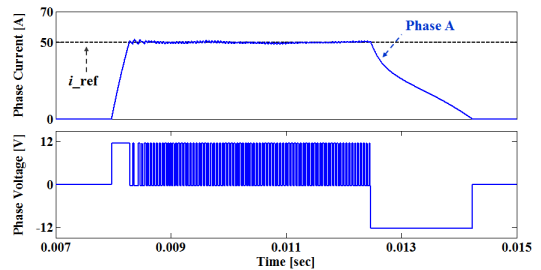
주는 바와 같이 PICC의 경우 정격전류에서는 안정적인 파형을 보여주지만 정격전류에서 멀어질수록 오버슈트가 커지는 것을 보여주는 반면 STFCC는 어느 전류구간에서나 동일한 파형을 나타내는 것을 볼 수 있다.

**Table 3.** Parameters of 6/4 SRM used in the simulation

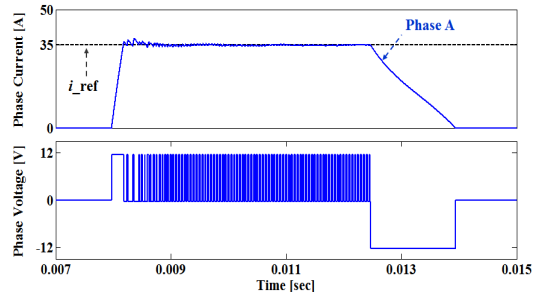
Parameters	Value	Unit
Rated Power	460	W
Rated Speed	1150	RPM
DC Link Voltage	12	V
Rated Current	65	A



**Fig. 11.** 65A Phase current and phase voltage waveforms of PICC



**Fig. 12.** 50A Phase current and phase voltage waveforms of PICC



**Fig. 13.** 35A Phase current and phase voltage waveforms of PICC

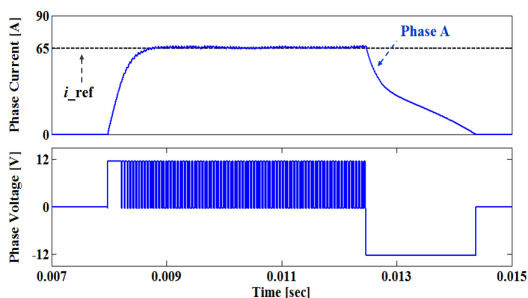


Fig. 14. 65A Phase current and phase voltage waveforms of STFCC

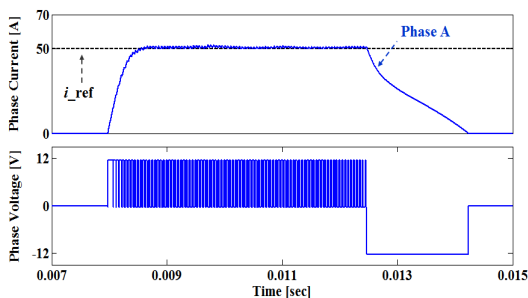


Fig. 15. 50A Phase current and phase voltage waveforms of STFCC

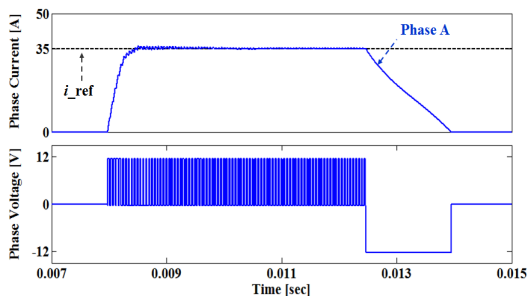


Fig. 16. 35A Phase current and phase voltage waveforms of STFCC

Table 4. Comparison result of simulation waveforms

Control method	Current	Initial overshoot	Ripple at steady state	First arrival time	Settling time
	[A]	[%]	[%]	[ms]	[ms]
PICC	65	2.31	1.24	0.430	0.830
	50	3.76	1.25	0.304	0.830
	35	8.57	0.88	0.200	0.830
STFCC	65	≈0	1.07	0.703	0.703
	50	≈0	0.82	0.633	0.633
	35	≈0	0.54	0.523	0.523

Table 4에서 보이는 바와 같이 PICC는 오버슈트가 존재하는 반면 STFCC는 오버슈트가 거의 발생하지 않았다. 정상상태 도달 후 리플은 STFCC의 경우가 PICC 보다 상대적으로 적게 나왔으며 전류 지령치에 최초로 도달하는 시간은 PICC의 경우가 STFCC보다 상대적으로 빨랐다. 반면에 정착시간의 경우 PICC는 오버슈트의 영향으로 STFCC보다 더딘 결과를 보였다.

## 6. 결론

본 논문에서는 SRM의 최적 전류제어를 위하여 위에서 제시한 두 가지 방법을 사용하였다. 두 가지 방법을 비교한 결과 전류 지령 값이 정격 전류에서 멀어질수록 제어 이득이 최적화 되지 않아 오버슈트가 커지는 PICC와는 달리 STFCC는 어느 전류 지령 값에서나 자동적으로 제어 이득이 설정되어 최적의 전류제어가 되는 결과를 확인하였다.

## References

- [1] Bimal K. Bose, "Power Electronics and Motor Drives Recent Progress and Perspective", IEEE Trans. Ind. Electron., Vol. 56, No. 2, pp. 581-588, Feb 2009. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TIE.2008.2002726>
- [2] 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. DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/91.746295>
- [3] 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. DOI: <http://dx.doi.org/10.5207/JIEIE.2014.28.6.030>
- [4] R. Krishnan, "Switched Reluctance Motor Drives", CRC, 2001. DOI: <http://dx.doi.org/10.1201/9781420041644>
- [5] Gene Franklin, J.D. Powell, and Abbas Emami-Naeini, "Feedback Control of Dynamic Systems, 4th Edition, Prentice Hall, 2003.
- [6] I.K. Park, W.B. Lee, "Development of Current Control System Appropriate to a Big-Capacity LED Lamp using Microprocessor," The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication (IIBC), Vol. 15, No. 4, pp. 191-198, Aug. 31, 2015. DOI: <http://dx.doi.org/10.7236/IIBC.2015.15.4.191>
- [7] J.-M. Kwon, K.-J. Lee, H.-S. Ahn, "Controller Scheduling and Performance Analysis for Multi-Motor

Control,” *The Journal of The Institute of Internet, Broadcasting and Communication (IIBC)*, Vol. 15, No. 6, pp. 71-77, Dec. 31, 2015.  
DOI: <http://dx.doi.org/10.7236/IIBC.2015.15.6.71>

**이 영 수(Young-Soo Lee)**

**[준회원]**



- 2014년 2월 : 원광대학교 공과대학 전기공학과 졸업
- 2014년 2월 : 원광대학교 대학원 전기공학과 석사과정 재학중

<관심분야>

전력전자, 제어 알고리즘 개발, 전력변환장치 개발

**김 재 혁(Jaehyuck Kim)**

**[정회원]**



- 1998년 11월 ~ 2000년 6월 : UL Korea, Engineer
- 2004년 8월 : Univ. of Wisconsin at Madison (공학석사)
- 2010년 5월 : Virginia Tech(공학박사)
- 2010년 1월 ~ 2010년 6월 : Ramu Inc. Senior Engineer

• 2010년 9월 ~ 현재 : 원광대학교 전기공학과 부교수

<관심분야>

전력전자, 전동기 설계 및 제어, 전동력 응용 및 에너지변환

**오 훈(Hun Oh)**

**[정회원]**



- 1993년 2월 : 원광대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1997년 2월 : 원광대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
- 2011년 10월 ~ 현재 : 원광대학교 전기공학과 조교수

<관심분야>

재생에너지, 전기안전 진단, 계측기 개발