

ALM-FNN 및 FLC 제어기에 의한 SynRM 드라이브의 고성능 속도와 전류제어

논문

58P-3-3

High Performance Speed and Current Control of SynRM Drive with ALM-FNN and FLC Controller

최정식* · 고재섭* · 정동화†
(Jung-Sik Choi · Jae-Sub Ko · Dong-Hwa Chung)

Abstract - The widely used control theory based design of PI family controllers fails to perform satisfactorily under parameter variation, nonlinear or load disturbance. In high performance applications, it is useful to automatically extract the complex relation that represent the drive behaviour. The use of learning through example algorithms can be a powerful tool for automatic modelling variable speed drives. They can automatically extract a functional relationship representative of the drive behavior. These methods present some advantages over the classical ones since they do not rely on the precise knowledge of mathematical models and parameters.

The paper proposes high performance speed and current control of synchronous reluctance motor(SynRM) drive using adaptive learning mechanism-fuzzy neural network (ALM-FNN) and fuzzy logic control (FLC) controller. The proposed controller is developed to ensure accurate speed and current control of SynRM drive under system disturbances and estimation of speed using artificial neural network(ANN) controller. Also, this paper proposes the analysis results to verify the effectiveness of the ALM-FNN, FLC and ANN controller.

Key Words : Synchronous Reluctance Motor, ALM-FNN, FLC, ANN, Fuzzy Control

1. 서 론

최근, SynRM(Synchronous Reluctance Motor)은 간단하고 강인한 구조로 설계되어 있으며 슬립링과 영구자석이 없고 고효율과 저렴한 가격 때문에 고성능 드라이브의 적용에 각광을 받고 있다. 전동기 설계 및 전력전자 분야의 급속한 발전으로 SynRM의 드라이브와 제어에 관한 연구에 한층 박차를 가하게 되었다.[1-3] SynRM 드라이브는 냉장고, 에어컨등의 가전용에서 공작기계, 펌프, 전자동차 등 산업용에 이르기까지 핵심 전력전자 기기로 응용되고 있다.

백터제어를 이용한 SynRM 드라이브를 제어하기 위하여 아직도 산업현장에서는 일반적으로 고정 이득을 가진 PI 제어를 많이 사용하고 있다.[4] 이는 간단하게 구현할 수 있고 파라미터와 시스템의 응답설정 사이에 존재하는 관계가 명확하기 때문이다. 그러나 이 제어기는 일반적으로 비선형과 불확실한 모델에 의해 복잡하고 시변이며 비선형일 경우에는 문제점이 나타난다.[5][6] 특히 부하 외란, 속도 및 토크 등의 파라미터가 변동할 경우 고성능 및 강인성 제어를 실현하기 어렵다.

제어기의 파라미터는 자동적으로 적용되어 제어가 가능해야 한다. 이러한 문제는 다양한 적응제어 기법을 이용하여 해결하였다. 이 기법은 MRAC(Model Reference Adaptive

Control)[7], SMC(Sliding Mode Control)[8], VSC(Variable Structure Control)[9] and STPIC(Self Tuning PI Control)[10] 등이다. 이러한 제어기의 설계는 시스템의 정확한 수학적 모델링에 의존한다. 그러나 부하 변동, 포화, 온도변화 및 시스템 외란 등 파라미터의 변동 등에 의하여 시스템의 정확한 수학적 모델링을 개발하기가 어려운 경우가 있다. 산업 프로세서의 적용에는 부하 외란, 파라미터 변동 및 어떤 모델의 불확실성 등에 대하여 고성능과 강인성을 발휘할 수 있는 기법이 필요하다.

이러한 문제점을 해결하기 위하여 HBPI(Hybrid PI) 제어기[11], FNN(Fuzzy-Neural Network)[12], NNPI(Neural Network PI)[13] 및 하이브리드 인공지능제어[14] 등 다양한 연구가 활발하게 진행되었다. 이러한 연구들은 대부분 속도 제어에 중점을 두고 연구가 되었다. SynRM의 동기 기준축에서 전류제어기의 PI 이득은 매우 높다. 높은 이득은 노이즈 민감도가 높고 토크리플이 증가하게 된다. 그리고 전동기에서 공급되는 인버터의 고유의 데드타임 때문에 불안정을 유발시킨다.[15] 전류제어기의 높은 이득은 전류응답을 악화시켜 드라이브의 동적 성능의 저하를 초래한다. 따라서 전류제어기에도 고성능 제어가 반드시 필요하게 되었다.

본 논문에서는 인공지능제어 기법인 ALM-FNN (Adaptive Learning Mechanism -FNN) 및 FLC(Fuzzy Logic Controller) 설계하여 SynRM 드라이브의 고성능 및 강인성 제어를 구현한다. ALM-FNN 제어기는 속도를 제어하고 FLC 제어기는 전류 제어에 적용한다. 그리고 ANN을 이용하여 SynRM 드라이브의 속도 추정기법을 제시한다. 2층 구조를 가진 신경 회로망에 BPA(Back Propagation Algorithm)를 적용하여 SynRM 드라이브의 속도를 추정한다. 본 논문에서 제시한

* 정 회 원 : 순천대학교 전기공학과 박사과정

† 교신저자, 펠로우회원 : 순천대학교 전기공학과 정교수 · 공박

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

접수일자 : 2009년 5월 22일

최종완료 : 2009년 7월 2일

ALM-FNN, FLC 및 ANN 제어기의 제어특성과 추정성능을 분석하고 그 결과를 제시한다.

2. SynRM 드라이브 시스템

SynRM의 이상적인 등가회로는 그림 1과 같다.

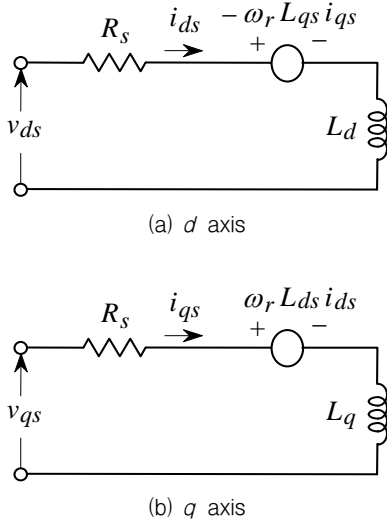


그림 1 SynRM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of SynRM

이 등가회로에 의한 전압방정식은 다음과 같다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_d \frac{d}{dt} i_{ds} - \omega_r L_q i_{qs} \quad (1)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + L_q \frac{d}{dt} i_{qs} + \omega_r L_d i_{ds} \quad (2)$$

SynRM의 토크는 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{2} (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs} \quad (3)$$

식 (3)을 다시 표현하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3P}{2} L_d (1 - L_q / L_d) i_{ds} i_{qs} \quad (4)$$

그림 2는 벡터제어에 의해 제어되는 SynRM 드라이브 시스템의 블록도를 나타낸다. 이 시스템은 두 개의 제어루프로 구성한다. 하나는 속도제어기이며 다른 하나는 전류제어기이다. 속도제어기는 속도 오차를 통하여 지령 q축 전류를 발생시킨다. 그리고 전류제어기는 속도제어기의 출력을 통하여 얻은 지령전류와 실제전류 사이의 오차전류에 의해 지령 q축 전압을 발생시킨다. SV-PWM은 전동기의 실제 전압을 발생시키기 위하여 3상 인버터의 전력용 반도체소자를 절호하여 PWM 신호를 발생시킨다. 그리고 속도와 위치의 추정은 ANN에 의하여 수행한다.

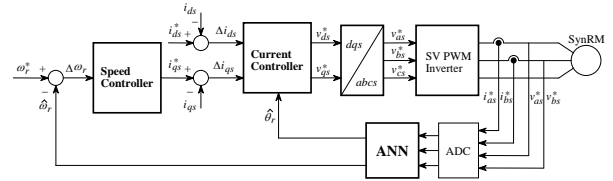


그림 2 벡터제어에 의한 SynRM 드라이브 시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of SynRM drive system with vector control

3. ALM-FNN에 의한 벡터제어 시스템

ALM-FNN에 제어되는 SynRM의 벡터제어 시스템은 그림 3과 같다. ALM-FNN은 학습 메카니즘을 이용한 퍼지와 신경회로망으로 구성한다. 속도제어기는 ALM-FNN으로 제어하고 전류제어기는 FLC로 제어하며 ANN으로 속도를 추정한다. 인공지능제어를 이용하여 SynRM 드라이브의 속도 제어 및 추정에 대한 시스템을 나타낸다.

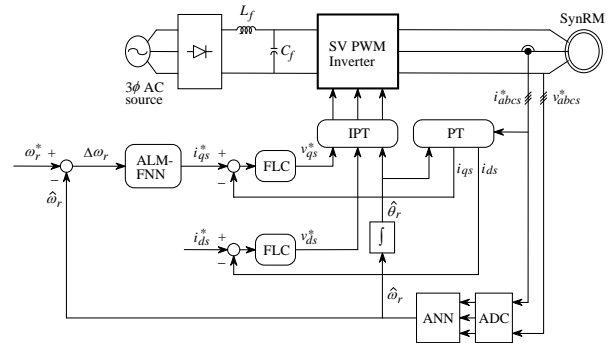


그림 3 ALM-FNN에 의한 SynRM의 벡터제어 시스템
Fig. 3 Vector control system of SynRM with ALM-FNN

그림 3에 대한 약자의 표현은 다음과 같다.

SV : Space Vector	FLC : Fuzzy Logic Controller
PWM : Pulse Width Modulation	SynRM : Synchronous Reluctance Motor
PT : Park Transformation	ANN : Artificial Neural Network
IPT : Inverse PT	ADC : Analog Digital Conversion
ALM-FNN : Adaptive Learning Mechanism-Fuzzy Neural Network	

SynRM 드라이브의 속도제어를 위한 ALM-FNN 제어기는 그림 4와 같다. 이 제어기를 속도제어기와 대체하여 사용한다. FNN 제어기는 드라이브 시스템의 동작을 관측하고 요구되는 지령치로 실제 성능을 비교한다. 학습 메카니즘은 요구되는 시스템 동작으로 거의 일치시키기 위하여 FNN 제어기를 수정한다. FNN의 입력은 오차 e 및 오차의 변화분 ce 이다. FNN의 출력 Δi_{qs}^* 는 중심 비퍼지화 방법에 의해 계산한다. Δi_{qs}^* 를 적분하여 i_{qs}^* 를 얻는다.

학습 메카니즘의 설계는 시스템 응답의 각 동적 측면이 그룹에 의해 주로 영향을 받는다는 사실에 기초하여 설정한다. 바로 평가되는 설정 룰에서 후반부의 변화는 시스템의 상승시간, 오버슈트, 정상상태 및 과도상태의 오차 등에 영향을 준다. 따라서 FNN 제어기에 학습 메카니즘을 적용하여 룰 베이스의 규칙을 수정한다. 학습 메카니즘은 퍼

지 역모델 및 지식베이스 수정자를 포함한다. 드라이브 시스템의 속도성능은 기준모델의 속도와 추정속도의 오차에 의해 좌우된다.

$$em(kT) = x(kT) - \hat{x}(kT) \quad (5)$$

$$cem(kT) = em(kT) - em(kT - T) \quad (6)$$

여기서 오차 $em(kT)$ 는 각 시간순시에서 얻어지는 필요한 속도성능의 측정 정도이다. 성능이 만족할 경우인 $em(kT) = 0$ 에서 학습 메카니즘은 FNN 제어기에서 수정할 필요가 없다. 그렇지 않으면 학습 메카니즘은 요구되는 속도성능을 얻기 위하여 FNN 제어기의 물 베이스를 동조시켜 수정을 해야 한다.

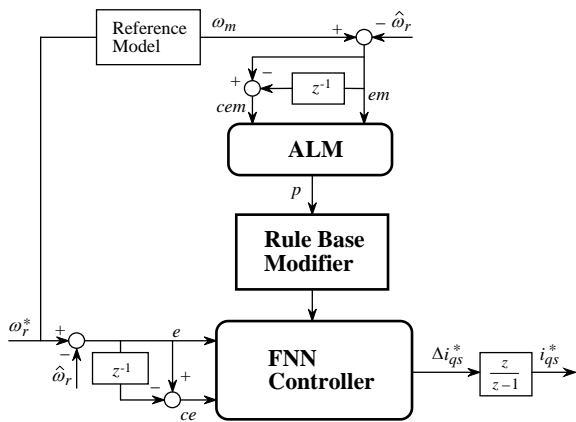


그림 4 속도제어를 위한 ALM-FNN 제어기
Fig. 4 ALM-FNN controller with speed control

퍼지 역모델은 오차 $em(kT)$ 를 사상하여 프로세서의 입력 $p(kT)$ 를 변화시키며 $em(kT)$ 를 영이 되도록 강제화 시킨다. 역모델의 입력은 식(5)과 식(6)과 같이 오차와 오차 변화분으로 정의한다. 퍼지의 수행과정은 FNN 제어기에서 사용한 방법과 유사하게 사용한다. 프로세서에서 변화 $p(kT)$ 는 입력오차 $em(kT)$ 에 기초하여 퍼지 역모델에 의해서 발생한다.

지식베이스의 수정자는 $p(kT)$ 에 따라서 FNN 제어기의 지식베이스를 변화시킨다. 이 변화는 FNN 제어기에서 출력의 멤버십 함수의 중앙을 수정하여 구현한다.

$$C_i(kT) = C_i(kT - T) + p(kT) \quad (7)$$

여기서 첨자 i 는 역 모델에 의해 동작하는 i 번째 멤버십 함수를 나타낸다. 여기서 각 부분 변화는 각 시간에서 이루어진다.

4. ANN에 의한 속도추정

ANN은 인간 두뇌의 간단한 모델에 의해 사고하는 구조로 된 컴퓨팅 시스템이다. ANN은 비선형 동적 시스템의 파라

미터를 추정 및 제어를 하는데 사용된다.

ANN을 위한 이상적인 적용은 비선형 시스템의 추정분야에 있다. 실질적으로 어떤 이산 비선형 시스템은 지연 입력·출력에서 시스템을 표현할 수 있는 NARMAX(Nonlinear AutoRegressive Moving Average with eXogenous inputs) 모델에 의해서 나타낼 수 있다. 일반적으로 NARMAX 모델은 다음과 같은 형태로 나타낼 수 있다.

$$\mathbf{y}(k+1) = \mathbf{f}(\mathbf{y}(k), \dots, \mathbf{y}(k-d_y), \mathbf{u}(k), \dots, \mathbf{u}(k-d_u)) \quad (8)$$

여기서 d_u 와 d_y 는 입력과 출력 벡터 \mathbf{u} 와 \mathbf{y} 에서 최대 지연을 나타낸다. 이 모델의 형태는 모델이 전적으로 기지 양으로 표현되기 때문에 시스템의 추정을 추구하는데 이상적이다. 그림 5는 ANN을 이용한 시스템의 추정을 나타낸다. ANN은 시스템의 NARMAX 모델을 추정하는데 사용하며 이를 위해 식(8)에서 필요한 입력과 예측 출력벡터 $\hat{\mathbf{y}}(k+1)$ 로서 ANN의 출력을 구성한다. 시간 $k+1$ 에서 예측 출력벡터를 실제 출력벡터와 비교하여 식(8)에서 함수 $\mathbf{f}(\cdot)$ 를 에뮬레이터하기 위하여 학습한다. 그리고 오차 역전파 알고리즘에 의해 ANN 하중을 새롭게 하기 위하여 오차를 사용한다.

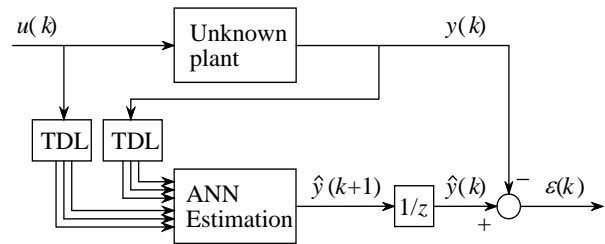


그림 5 ANN을 이용한 시스템 추정
Fig. 5 System estimation using ANN

ANN을 이용한 시스템의 추정에서 구한 최종 추정속도는 다음 식과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{\omega}_r(k+1) &= \hat{\omega}_r(k) + \Delta \hat{\omega}_r(k) \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\Delta W_2(k)}{T} \\ &= \hat{\omega}_r(k) - \frac{\eta}{T} \left\{ \frac{1}{c} [i_{qm}(k) - \hat{i}_{qm}(k)] \hat{i}_{dm}(k-1) \right. \\ &\quad \left. - c [i_{dm}(k) - \hat{i}_{dm}(k)] \hat{i}_{qm}(k-1) \right\} - \frac{\alpha}{T} \Delta W_2(k-1) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 T 는 샘플링 주기를 나타내며 η 는 학습계수이며 학습과정에서 학습율을 나타낸다. 이 계수가 크면 하중 변화가 크다. 실제 구현을 위하여 학습율은 진동이 유발되지 않는 범위에서 큰 값으로 선정한다. 계수 α 는 현재 하중에서 변동하는 과거 하중의 영향을 결정한다.

추정속도를 이용하여 회전자 자극의 위치는 다음과 같다.

$$\hat{\theta}(k+1) = \hat{\theta}(k) + T \cdot \hat{\omega}_r(k) \quad (10)$$

5. 시스템의 성능결과

본 논문에서 사용한 3.75[kW]의 SynRM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1 SynRM의 파라미터

Table 1 Parameter of SynRM

정격 용량	3.75[kW]
정격 전압	250[V]
정격 토크	19.8[N·m]
정격 주파수	60[Hz]
극 수	4
고정자 저항 R_s	0.238[Ω]
d 축 인덕턴스 L_d	43[mH]
q 축 인덕턴스 L_q	3.5[mH]
관성계수	0.0026[kg·m ²]

그림 6은 0.2[sec]에서 스텝 지령속도를 1800[rpm]으로 운전 중, 0.6[sec]에서 0.8[sec]까지 부하토크를 6[N·m]로 증가하였을 경우의 PI, FNN 및 ALM-FNN 제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 6(a)은 지령속도와 추정속도, 6(b)은 d 축 전류 6(c)은 q 축 전류 및 6(d)은 a 상 전류를 나타낸다.

그림 7은 그림 6의 응답특성을 명확하게 분석하기 위하여 확대한 그림이다. 그림 7(a)은 초기 기동상태의 응답특성이며 ALM-FNN 제어기는 종래의 PI 및 FNN제어기 보다 응답특성이 양호하게 나타난다. 그림 7(b)은 부하인가에 따른 응답특성을 나타낸다. 이 경우에도 ALM-FNN 제어기가 PI 및 FNN 제어기 보다 오버슈트도 작고 빠르게 안정화하고 있다. 따라서 ALM-FNN 제어기의 성능이 종래의 PI 및 FNN제어기 보다 양호하게 나타난다.

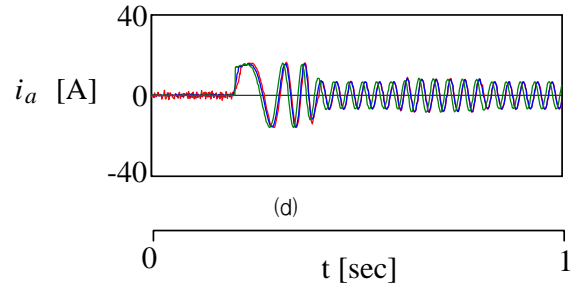
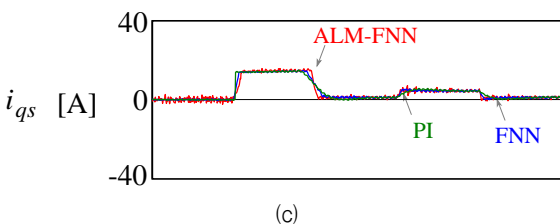
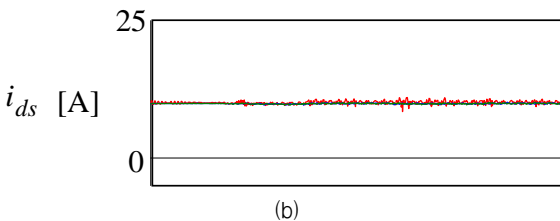
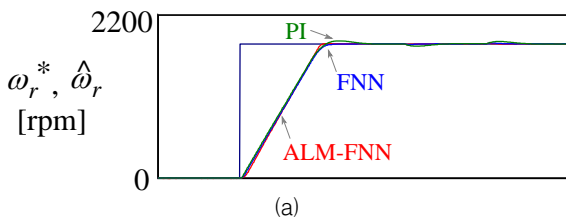


그림 6 지령속도와 부하토크 변화에 대한 응답특성
Fig. 6 Response characteristic with command speed and load torque variation

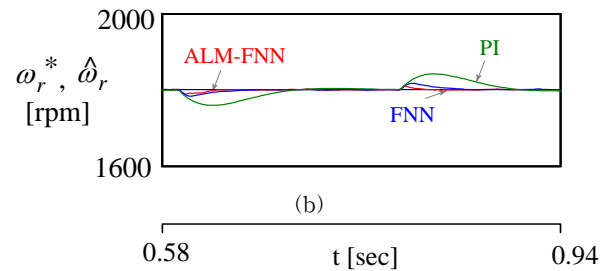
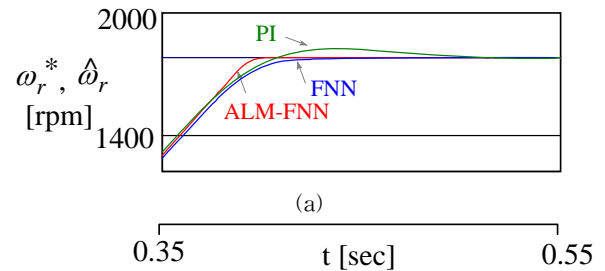
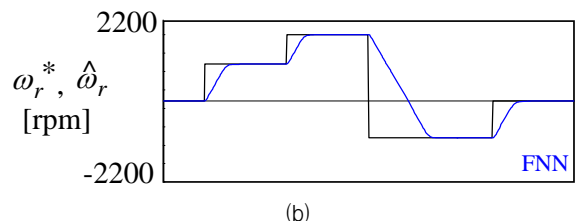
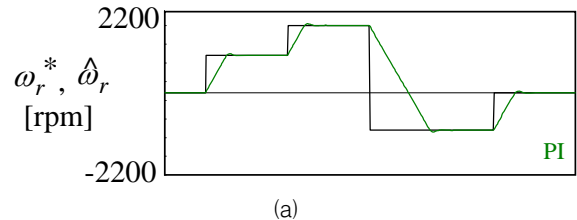


그림 7 지령속도 및 부하 토크변화에 대한 응답특성
Fig. 7 Response characteristic with command speed and load torque variation

그림 8은 0.2[sec]에 1000[rpm]으로 0.6[sec]에 1800[rpm]으로 1.0[sec]에 -1000[rpm]으로 1.6[sec]에 0[rpm]으로 지령속도를 다양하게 변화시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다.



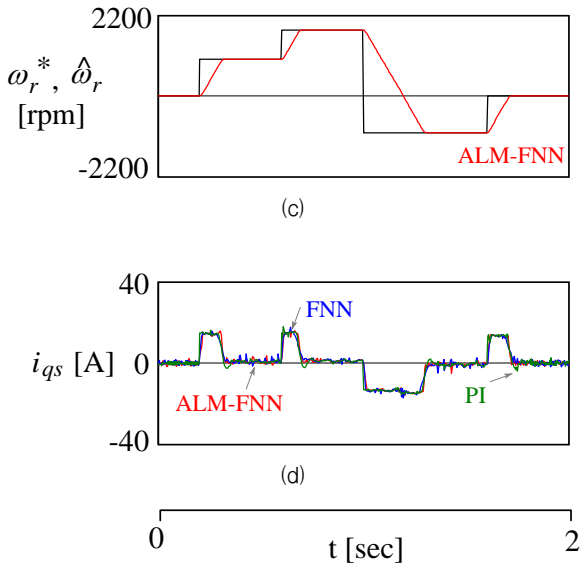


그림 8 스텝 지령속도 변화에 대한 응답특성
 Fig. 8 Response characteristic with step command speed variation

그림 8(a)은 PI제어기, 8(b)은 FNN제어기 및 8(c)은 ALM-FNN 제어기의 응답특성을 나타낸다. 다양한 지령속도의 변화에도 ALM-FNN 제어기의 성능은 양호하게 나타난다.

그림 9와 10은 파라미터 변동에 대한 4상한 운전의 응답 특성으로서 그림 9는 회전자 저항을 3배로 하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 10은 같은 조건에서 정격 관성을 3배로 하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. ALM-FNN 제어기는 회전자 저항 및 관성 등의 파라미터 변동에도 PI 및 FNN 제어기보다 고성능 및 강인성 성능을 얻을 수 있다.

그림 11과 12는 부하변화에 대한 전류제어 응답특성으로서 그림 11은 PI제어기의 응답특성, 그림 12는 FLC 제어기의 응답특성을 나타낸다. 그림 12(a)는 지령속도와 추정속도, 그림 12(b)는 a 상의 지령전류와 실제 전류, 그림 12(c)는 a 상의 지령전류와 실제전류의 오차 및 그림 12(d)는 스위칭 시간을 나타낸다. 그림 11(c)과 그림 12(c)에서 FLC 제어기는 종래의 PI 제어기에 비해 지령전류와 실제전류의 오차가 작게 나타남을 알 수 있다.

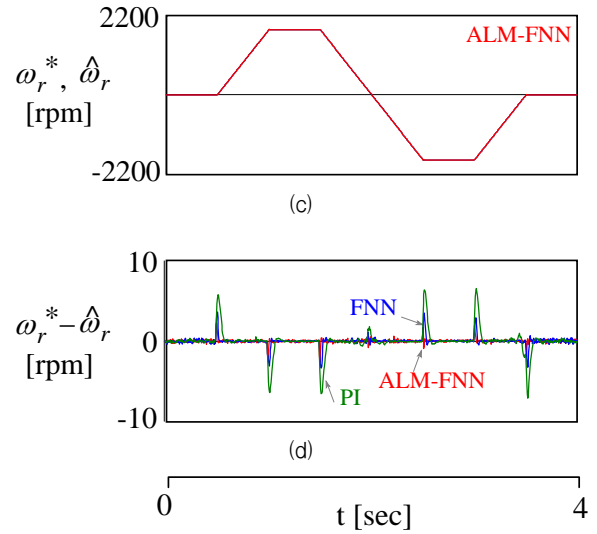
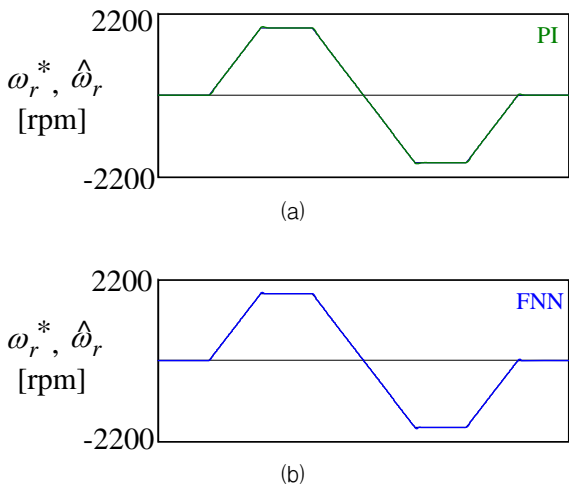


그림 9 4상한 운전에 대한 응답특성($R_a = 3R_a$)
 Fig. 9 Response characteristic with quadrant drive($R_a = 3R_a$)

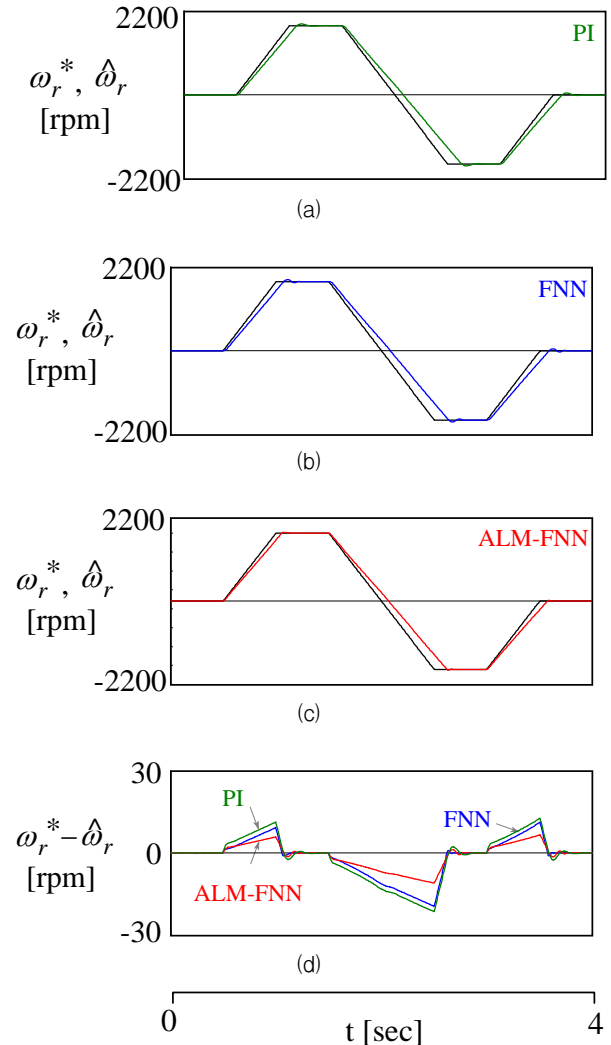


그림 10 4상한 운전에 대한 응답특성($J_n = 3J_n$)
 Fig. 10 Response characteristic with quadrant drive($J_n = 3J_n$)

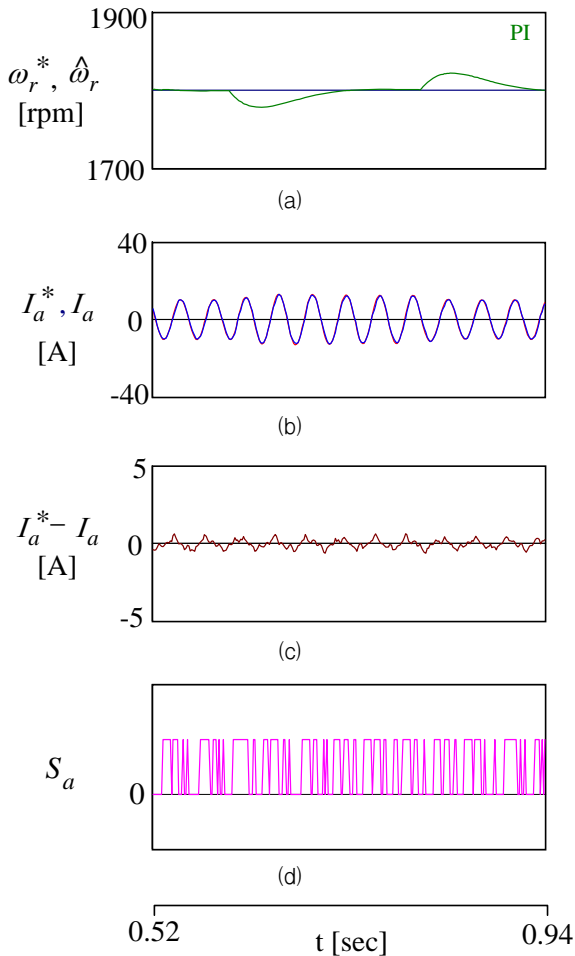


그림 11 부하변화에 대한 전류제어 응답특성(PI 제어)
 Fig. 11 Response characteristic of current control load torque variation(PI Control)

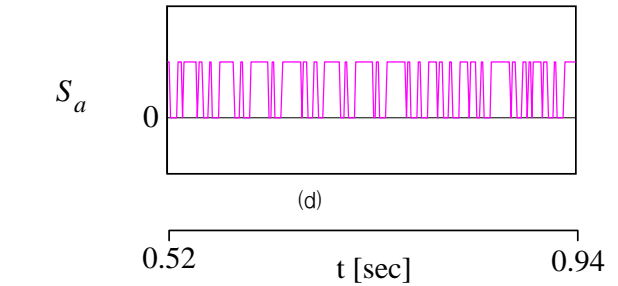
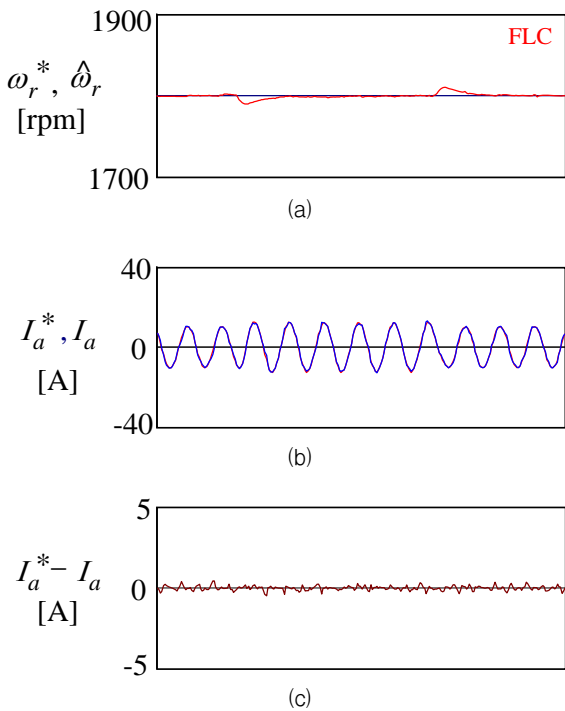


그림 12 부하변화에 대한 전류제어 응답특성(FLC)
 Fig. 12 Response characteristic of current control load torque variation(FLC)

그림 13과 그림 14는 4상한 운전에 대한 전류제어 응답특성으로서 그림 13은 PI 제어기, 그림 14는 FLC 제어기에 응답특성을 나타낸다. 4상한 운전에서도 FLC 제어기는 PI 제어기에 비해 전류오차 작게 나타남으로서 우수한 성능을 나타낸다.

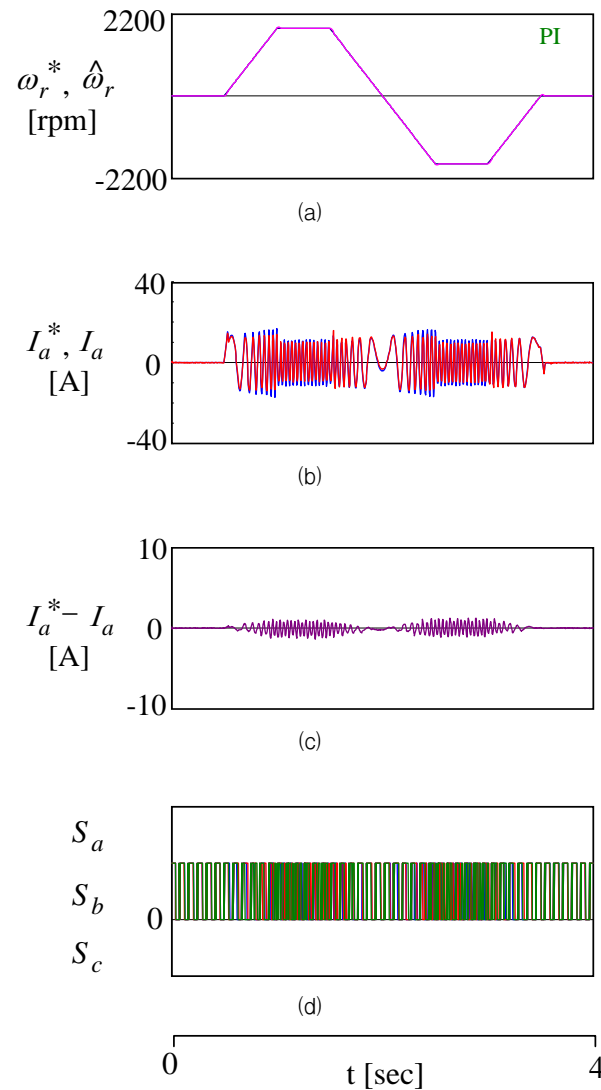


그림 13 4상한 운전에 대한 전류제어 응답특성(PI제어)
 Fig. 13 Response characteristic of current control with quadrant drive(PI control)

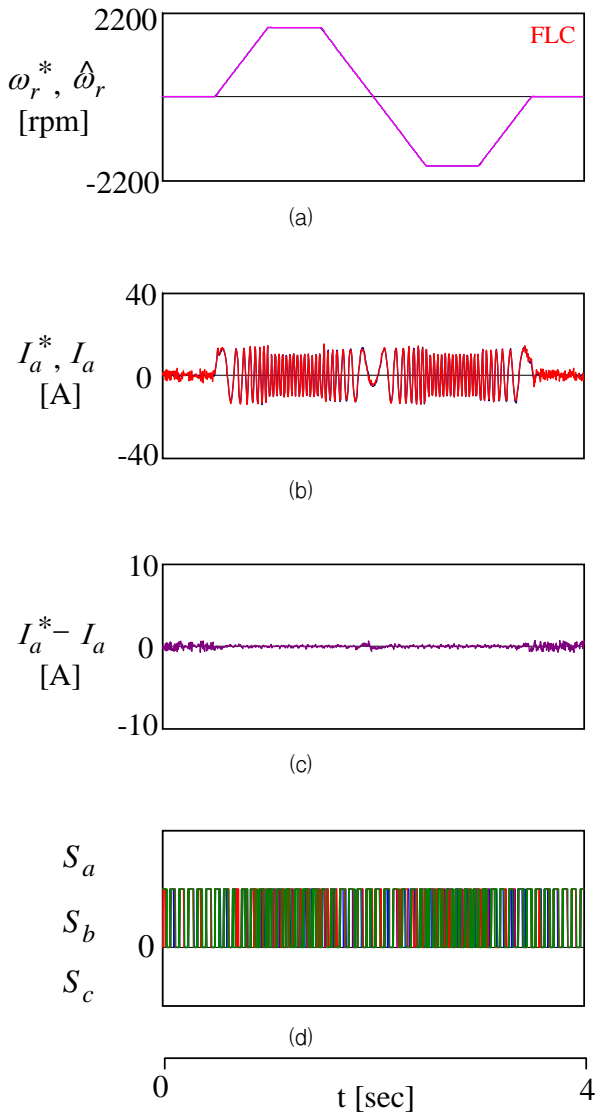


그림 14 4상한 운전에 대한 전류제어 응답특성(FLC)
 Fig. 14 Response characteristic of current control with quadrant drive(FLC)

그림 15는 지령속도를 0.2[sec]에 1000[rpm]으로, 0.6[sec]에 1800[rpm]으로, 1.0[sec]에 -200[rpm]으로, 1.6[sec]에 0[rpm]으로 변화할 경우의 속도 추정에 대한 응답을 나타낸다. 그림 15(a)는 지령속도와 실제속도, 그림 15(b)는 지령속도와 추정속도, 그림 15(c)는 q 축 전류 및 그림 15(d)는 실제속도와 추정속도의 속도오차를 나타낸다. 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하고 있으며 오차의 범위는 0.2[%] 내로 매우 우수한 추정 성능을 나타낸다.

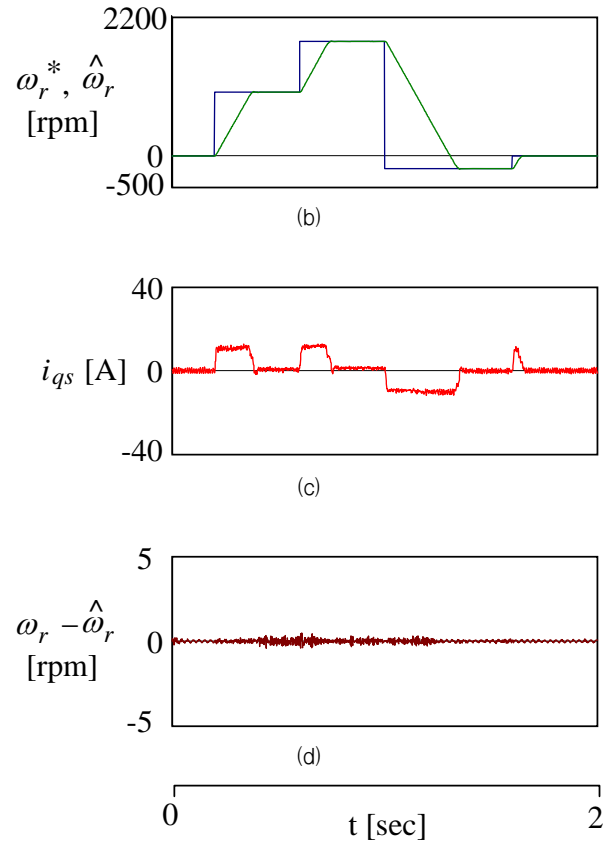
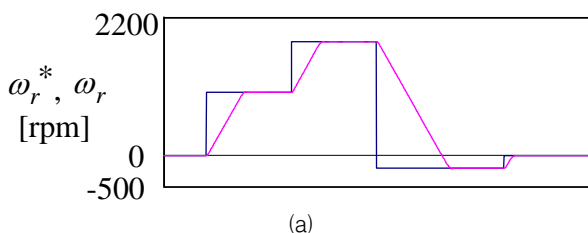


그림 15 속도추정에 대한 응답특성
 Fig. 15 Response characteristic with speed estimation

6. 결 론

본 논문에서는 ALM-FNN 및 FLC에 의한 SynRM의 ANN 센서리스를 제시하여 고성능 속도제어, 전류제어 및 속도추정을 얻을 수 있었다. ALM-FNN 제어를 이용하여 SynRM의 속도를 제어하였고 FLC 제어기는 전류제어에 이용하였으며 ANN을 이용하여 속도를 추정하였다. 제시한 ALM-FNN 제어기는 종래의 PI 및 FNN 제어기 보다 성능이 우수한 결과를 얻을 수 있었다. 특히, 속도, 부하토크, 관성 및 저항 등 파라미터 변동에도 양호한 응답특성을 얻을 수 있었으며 고성능 및 강인성 제어를 확인할 수 있었다. 또한 FLC 제어기는 과도상태 및 4상한 운전 등에서 종래의 PI 제어기에 비해 지령전류와 실제전류의 오차가 매우 작게 나타남으로서 우수한 성능을 확인하였다. ANN을 이용하여 다양한 지령속도의 변화에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 지령속도를 정·역회전 운전 및 저속 운전시켰을 경우에도 추정속도는 실제속도에 양호하게 추정하였다. 그리고 추정 오차는 2[%] 이내로서 만족할 만한 성능을 나타냈다. 따라서 본 논문에서 제시한 ALM-FNN, FLC 및 ANN 제어기의 타당성을 입증할 수 있었다.

참 고 문 헌

[1] T. H. Liu and H. H. Hsu, "Adaptive controller design for a synchronous reluctance motor drive

system with direct torque control," *IET-EPA*, vol. 1, no. 5, pp. 815-824, 2007.

[2] C. A. Chen, H. K. Chiang and B. R. Lin, "The novel adaptive sliding mode control for current sensorless synchronous reluctance motor speed drive," *International Conference on IEEE ICIT 2008*, pp. 1-6, 2008.

[3] J. Soltani, H. A. Zarchi, G. R. A. Markadeh and H. W. Ping, "Adaptive speed tracking control of three-phase synchronous reluctance motor taking the iron loss resistance into account," *International Conference on ICEMS*, pp. 625-630, 2007.

[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] J. C. Lee and D. H. Chung, "MRAC fuzzy control for high performance of induction motor drive," *The Trans. of KIPE*, vol. 7, no. 3, pp. 215-223, 2002.

[6] H. G. Lee, J. C. Lee and D. H. Chung, "Design of fuzzy controller induction drive considering parameter change," *The Trans. of KIEE*, vol. 51P, no. 3, pp. 111-119, 2002.

[7] S. Maiti, C. Chakraborty, Y. Hori and M. C. Ta, "Model reference adaptive controller-based rotor resistance and speed estimation techniques for vector controlled induction motor drive utilizing reactive power," *IEEE Transactions on IE*, vol. 55, no. 2, pp. 594-601, 2008.

[8] Y. C. Zhang and Z. M. Zhao, "Comparative study of PI, sliding mode and fuzzy logic controller for rotor field oriented controlled induction motor drives," *International Conference on ICEMS 2008*, pp. 1089-1094, 2008.

[9] H. K. Chiang and C. H. Tseng, "Integral variable structure controller with grey prediction for synchronous reluctance motor drive," *IEE Proceedings EPA*, vol. 151, no. 3, pp. 349-358, 2004.

[10] S. Yaacob and F. A. Mohamed, "Real time self tuning controller for induction motor based on PI method," *Annual Conference Proceedings of the SICE*, pp. 909-914, 1999.

[11] J. S. Ko, J. S. Choi, K. T. Park, B. S. Park and D. H. Chung, "Development of HBPI Controller for High Performance Control of IPMSM Drive", *ICPE'07*, pp. 368-372, 2007.

[12] H. G. Lee, S. M. Nam, J. S. Ko, J. S. Choi, J. C. Lee and D. H. Chung, "The speed control and estimation of IPMSM using adaptive FNN and ANN," *ICCAS 2005*, p. 134, 2005.

[13] J. S. Ko, J. S. Choi and D. H. Chung, "Speed control of IPMSM drive using neural network PI controller," *ICEE'06*, pp. 102, 2006.

[14] J. S. Choi, J. S. Ko and D. H. Chung, "Hybrid artificial intelligent control for speed control of induction motor," *ICCAS'06*, TPA-6, 2006.

[15] F. J. Lin and C. M. Liaw, "Control of indirect field oriented induction motor drives considering the effects of dead-time and parameter variation," *IEEE Trans. on IE*, vol. 40, no. 5, pp. 486-495, 1993.

저 자 소 개



최정식 (崔正植)

2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사과정
 Tel : 061-750-3543
 Fax : 061-752-1103
 E-mail : cjs1108@scnu.ac.kr



고재섭 (高在涉)

2005년 순천대학교 공대 전기제어공학과 졸업. 2007년 2월 순천대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2007년 3월 동 대학원 전기공학과 박사과정
 Tel : 061-750-3543
 Fax : 061-752-1103
 E-mail : kokos22@naver.com



정동화 (鄭東和)

1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988년~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대학교 정보통신공학부 교수.
 Tel : 061-750-3543
 Fax : 061-752-1103
 E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
 WebPage: <http://pelab.sunchon.ac.kr/~hwa777>