

유도전동기의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기에 의한 속도제어에 관한 연구

황락훈^{1*}, 나승권², 최성식¹

¹세명대학교 전기공학과, ²한국폴리텍대학 의용공학과

A Study on Speed Control by means of voltage-current model complex flux estimator

Lark-Hoon Hwang^{1*}, Seung-kwon Na² and Song Shik Choi¹

¹Dept. of Electrical Engineering, Semyung University

²Dept. of Biomedical Engineering, Korea Polytechnics College

요 약 본 논문에서는 유도전동기의 저속운전영역에서 고속운전영역에 이르기까지 모든 영역에 걸친 안정된 속도제어를 목적으로 전압·전류 모델 합성 자속 추정기를 통해 저속영역에서와 고속영역에서 각각 다른 모델에 의한 자속을 추정하고 이로부터 자속각을 추정하는 알고리즘을 사용한다. 특히 저속영역에서 부하가변시의 전류의 변화와 자속의 변화를 실시간으로 추정하여 저속영역에서의 제어특성을 향상시켜 부하 가변 시에도 전 영역에서 보다 안정된 비례적분 전류 제어기, 비례적분자속 제어기에 의한 시뮬레이션 및 실험을 실시한 결과 우수한 속도제어특성을 얻을 수 있었다

Abstract This study uses the algorithm which estimates the magnetic flux using different models in the low speed driving area and the high speed driving area by the voltage-current model synthesis magnetic flux Estimator and, from this result, estimates the magnetic flux angle to achieve the stable speed control through all the areas from the low speed to the high speed drive.

In particular, the current change and the magnetic flux change under variable load were estimated in real time in the low speed area and this made the control characteristic improved in the low speed area. According to this, even under variable load, the more stable simulation and experiment could have been completed using PI current controller and PI flux controller in all the areas. As a result, the outstanding speed control characteristic has been achieved.

Key Words : flux estimator, flux angle, PI current controller, PI flux controller, voltage-current model synthesis

1. 서론

최근 유도 전동기 운전 시스템에 있어서 벡터제어 이론을 기초로 한 시스템은 구동 기술의 발전에 의해 그 적용 분야가 다양화 되고 산업 현장 전반에 적용되고 있다 [1][2].

전동기 제어 시스템은 전동기로 구동되는 동작기계,

운반설비, 크레인, 자동화 로봇 등 산업자동화의 필수 요소가 되었다. 뿐만 아니라 가정용 전기 제품에서부터 EV 자동차 및 하이브리드 자동차, 고속전철 등의 운송시스템, 엘리베이터, 자동문 등의 인텔리전트 빌딩 등에 이르기까지 여러 분야에서 사용된다. 전력전자 기술이 발달하지 못했던 19세기 중반 이전까지 유도전동기는 전원 주파수의 동기속도로만 구동되었기 때문에 가변속 전동력

*Corresponding Author : Lark-Hoon Hwang

Tel: +82-10-5487-5525 email: lhhwang@semyung.ac.kr

접수일 12년 08월 10일

수정일 12년 09월 06일

게재확정일 12년 11월 08일

이 필요한 곳은 주로 직류전동기가 사용되었다. 그러나 직류전동기는 정류자 및 브리시로 인하여 정기적인 유지보수가 필요한 문제가 있으므로, 설치 후 설치 환경의 제약 등으로 유지보수의 불편함이 따르는 등 많은 경제적, 기계 구조적인 단점을 내포하고 있어 이를 대체하기 위한 방법이 요구되었다[3][4].

유도전동기는 직류전동기에 비해 가격이 저렴하고, 간단하면서도 견고한 구조로 내구성이 좋아서 유지보수가 용이 하며, 보다 신뢰성이 높은 운전할 수 있는 등 직류전동기에 비해 많은 장점을 가지고 있다. 그러나 이런 장점에도 불구하고 유도전동기를 제어하는 일은 직류전동기를 비롯한 다른 전동기를 제어하는 것에 비해서 상대적으로 어려운 것으로 알려져 있다. 유도전동기를 제어함에 있어서 가장 대표적인 문제점은 고정자회로와 회전자 회로의 간섭성이 심하여 전동기모델의 비선형성이 아주 심하다는 것을 들 수 있다. 초기 유도전동기 구동에 스칼라제어인 V/F 방식을 채택하여 빠른 속도 응답이 필요하지 않는 전동기 제어분야에서 직류전동기 구동시스템을 대체하여 왔다. 그러나 이러한 스칼라 제어방식은 정확한 속도제어가 어렵고, 과도응답이나 저속 운전특성 등이 좋지 않아 응용분야 범위에 한계가 있었다.

마이크로프로세서와 전력전자 반도체 기술의 발달로 각종 제어 기술이 유도전동기에 적용되었고, 기계부하를 포함하는 전체시스템제어, 실시간 상수 조정 등도 가능하게 되어 고성능 제어시스템을 필요로 하는 응용분야에서 그 활용이 더욱 증대되고 있다[5].

고성능 유도전동기 벡터제어에는 자속의 회전각과 자속의 크기 정보가 필수적이다. 자속에 대한 정보를 얻기 위해서는 자속센서를 설치하거나 적절한 자속모델을 사용해야 하는데 홀소자 등의 자속센서에 의한 자속검출은 전동기에 기계적인 가공을 필요로 함으로 유도전동기 기계적인 구조를 약화 시킨다. 자속모델을 이용하는 방법은 고속에서 정확한 자속벡터를 추정할 수 있지만 저속영역에서는 전동기 파라미터 변동에 의한 영향이 크고, 작은 역기전력으로 신뢰성을 저하 시킨다. 이와 같은 문제점들을 해결하기 위해 전 속도영역에서 고성능 벡터제어가 가능하도록 하기 위한 연구가 진행되어 왔다[6].

19세기 중후반의 대부분의 연구는 정상상태만을 고려한 방법에 국한되어 있었다. 이 방법은 빠른 동특성을 필요로 하지 않는 저가의 구동시스템에 사용되었으며, 이러한 방법은 V/F 의 성능을 향상시키는 것에 지나지 않았다[7]-[9].

1980년대 이후에는 반도체와 전력전자 기술의 발달로 극저속, 저속, 저속이상의 전속도 영역에서 고른 성능을 보이는 벡터제어 방법들이 개발 되었다. 그러나 이러한

방법들은 많은 장단점을 가지고 있으나, 공통된 문제점은 무부하시에는 정상상태 오차가 영이지만 부하 시에는 오차가 발생되고, 이득행렬 계산을 위해 초기값을 필수적으로 알아야 한다는 어려움이 따르며, 센서리스의 경우 저속영역에서 많은 오차를 내포하고 있으며, 많은 정보량을 처리하기 위한 부가 주변회로가 필요하게 된다[10][11].

2. 벡터제어를 위한 자속 추정기

2.1 간접 벡터제어시 회전자 저항 변동의 영향

간접 벡터제어는 식(1)과 식(2)와 같이 슬립 각속도를 회로정수, 자속분 전류, 토크분 전류로부터 계산하고 이 값에 유도전동기의 실제 회전 각속도를 가산하고 적분하여 동기속도로 회전하는 예측된 자속 각주파수를 추정하여 제어하는 방법이다. 이 방식은 전동기의 회전 속도 정보를 필요로 하며, 회전자 시정수 L_r/R_r 의 값에 민감하게 반응한다. 간접벡터제어가 알고리즘 구현이 상대적으로 간단하고 저속 운전에 장점을 가지고 있어서 많은 응용분야에서 사용되고 있다. 그러나 간접벡터제어 방식은 알고리즘 구현 시 많은 전동기 파라미터들을 사용하므로 이 값들이 온도, 자속의 포화, 출력 주파수에 따라 변화하여 제어기에서 사용하는 변수 값과 크게 달라지면 제어 특성이 심하게 변화하는 단점을 가지고 있어서 정밀제어를 위해서는 전동기 파라미터 추정 알고리즘을 필요로 한다. 따라서 본 절에서는 간접벡터제어방식을 구현하여 회전자 시정수 중 변화량이 가장 큰 회전자 저항을 임의로 변동하여 그에 따른 영향을 분석한다.

동기좌표계에서 ($\omega = \omega_e$)에서의 고정자와 회전자 전압방정식은 식(1)과 식(2)와 같다.

$$v_{dqs}^e = R_s i_{dqs}^e + p\lambda_{dqs}^e + j\omega_e \lambda_{dqs}^e \quad (1)$$

$$0 = R_r i_{dqr}^e + p\lambda_{dqr}^e + j\omega_{sl} \lambda_{dqr}^e \quad (2)$$

여기서, p =미분연산자, $\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r$ 이다.

고정자와 회전자의 쇄교자속은 식(3)과 식(4)와 같다.

$$\lambda_{dqs}^e = L_s i_{dqs}^e + L_m i_{dqr}^e \quad (3)$$

$$\lambda_{dqr}^e = L_m i_{dqs}^e + L_r i_{dqr}^e \quad (4)$$

유도전동기 제어시 완전한 벡터제어가 수행되고 있다고 가정하면 회전자 쇄교자속의 q 축 성분은 0이 되며 ($\lambda_{qr}^e = 0$), 식 (3), 식 (4)를 회전자자 전류와 고정자 자속으로 환산하면 식 (5)와 식 (6)과 같다.

$$i_{dr}^e = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{ds}^e) \quad (5)$$

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} (-L_m i_{qs}^e) = \sigma L_s i_{qs}^e \quad (6)$$

식 (5)와 식 (6)을 식 (2)에 대입하면 식 (7)과 식 (8)과 같은 결과를 얻을 수 있으며, 이때 식 (1)은 식 (9)과 식 (10)과 같다.

$$p\lambda_{dr}^e = -\frac{R_r}{L_r} (\lambda_{dr}^e - L_m i_{dr}^e) \quad (7)$$

$$\omega_{sl} = R_r \frac{L_m}{L_r} \frac{i_{qs}^e}{\lambda_{dr}^e} \quad (8)$$

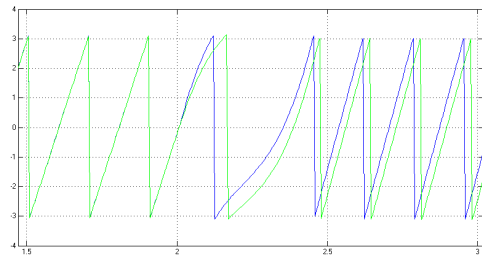
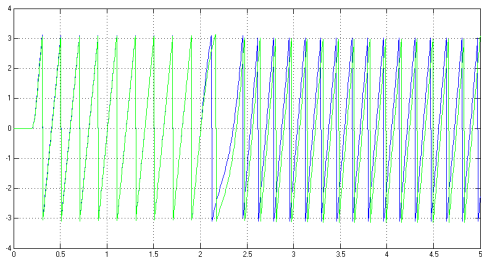
$$v_{ds}^e = \left(R_s + R_r \frac{L_m^2}{L_r^2} + \sigma L_s p \right) i_{ds}^e - \frac{L_m}{\tau_r L_r} \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e \quad (9)$$

$$v_{qs}^e = (R_s + \sigma L_s p) i_{qs}^e + \omega_e \left(\sigma L_s i_{qs}^e + \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \right) \quad (10)$$

여기서, $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$ 이다.

이상과 같은 결과로 자속각 θ_e 는 식 (11)과 같다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (11)$$



[그림 1] 회전자 저항 변동(50%)에 따른 자속각 응답
[Fig. 1] Flux angle response to rotor resistance variation (50%)

그림 1은 100[r/min]으로 지령 속도를 일정하게 유지한 상태에서 회전자 저항을 2[sec]에서 임의로 50%변동을 주었을 때의 실제 자속각과 동기좌표계로 변환된 자속, 토크측 전류로 계산된 자속을 서로 비교하였다. 그림

1에서와 같이 간접벡터제어는 시정수, 특히 회전자 저항의 변동에 의해 제어 특성이 저하된다. 간접벡터제어 방식은 알고리즘 구현 시 많은 전동기 파라미터들을 사용하므로 이 값들이 온도, 자속의 포화, 출력 주파수에 따라 변화하여 제어기에서 사용하는 변수 값과 크게 달라지면 제어특성이 심하게 변화하는 단점을 가지고 있어서 정밀 제어를 위해서는 전동기 파라미터 추정 알고리즘을 필요로 한다.

2.2 전압 모델 자속 추정기

전압모델 자속추정기를 설명하기 위하여 유도전동기 고정자 전압방정식과 자속방정식을 정좌표계에서 복소 벡터로 표현하면 식(13)과 식 (14), 식(15)와 같다.

$$v_{dqs}^s = R_s i_{dqs}^s + \frac{d}{dt} \lambda_{dqs}^s \quad (13)$$

$$\lambda_{dqs}^s = L_s i_{dqs}^s + L_m i_{dqr}^s \quad (14)$$

$$\lambda_{dqr}^s = L_m i_{dqs}^s + L_r i_{dqr}^s \quad (15)$$

유도 전동기 고정자 전압방정식 식 (13)을 통해 $d-q$ 축 고정자 자속은 식 (16)과 같다.

$$\lambda_{dqs}^s = \int (v_{dqs}^s - R_s i_{dqs}^s) dt \quad (16)$$

고정자 자속으로부터 회전자 자속을 구하기 위한 과정은 식 (15)에서 회전자 전류는 식 (17)과 같다.

$$i_{dqr}^s = \frac{\lambda_{dqr}^s - L_m i_{dqs}^s}{L_r} \quad (17)$$

식 (17)을 식 (14)에 대입하면 회전자 자속을 고정자 자속과 고정자 전류로 표현한 식 (18)을 얻을 수 있다.

$$\lambda_{dqr}^s = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{dqs}^s - \sigma L_s i_{dqs}^s) \quad (18)$$

여기서, 고정자 누설 인덕턴스는

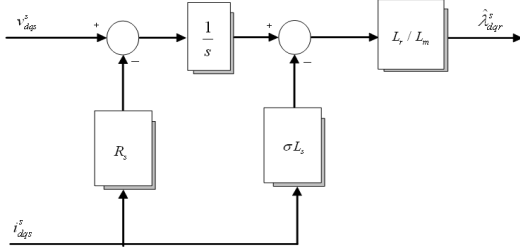
$$\sigma L_s = L_s - \frac{L_m^2}{L_r} \text{이다.}$$

식 (18)로 부터 회전자 자속을 추정하고, 식 (19)에 의해 자속각을 추정한다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\lambda_{qr}^s}{\lambda_{dr}^s} \quad (19)$$

이 방법은 역기전력이 작은 저속영역에서는 고정자 임피던스에 의한 전압강하 및 잡음의 영향으로 추정 값이 정확하지 않고, 또한 적분시 측정 변수들의 오프셋 때문에 적분기가 포화되기 쉽다. 따라서 순수 적분 대신 1차 고역통과 필터를 사용하여 주로 저속영역이 아닌 역기전력의 크기가 측정 잡음에 비해 충분히 큰 고속운전영역에서 사용한다[12].

전압 모델 자속 추정기의 블록도는 그림 2와 같다.



[그림 2] 전압모델 자속 추정기 블록도
[Fig. 2] Block diagram of voltage model flux estimator

2.3 전류모델 자속 추정기

저속운전영역에서는 회전자 속도와 고정자 전류로부터 자속을 연산하는 방법이 유용하다.

회전자좌표계 ($\omega = \omega_r$)에서의 고정자와 회전자 전압 방정식을 다시 쓰면 식 (20)과 식 (21)과 같다.

$$\frac{d\lambda_{dr}^r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{dr}^r + R_r\frac{L_m}{L_r}i_{ds}^r \quad (20)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}^r}{dt} = -\frac{R_r}{L_r}\lambda_{qr}^r + R_r\frac{L_m}{L_r}i_{qs}^r \quad (21)$$

여기서, i_{ds}^r 과 i_{qs}^r 은 회전자 좌표계에서의 고정자 전류 이고, $i_{dqr}^r = i_{dqr}^s e^{-j\theta_r}$ 에서 식 (22)와 식 (23)과 같다.

$$i_{ds}^r = i_{ds}^s \cos\theta_r + i_{qs}^s \sin\theta_r \quad (22)$$

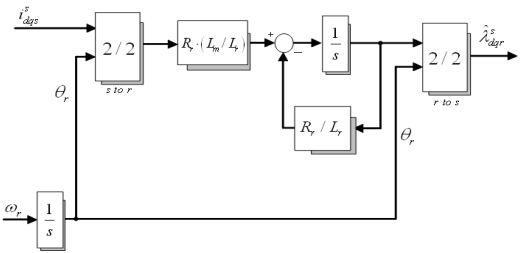
$$i_{qs}^r = i_{qs}^s \sin\theta_r + i_{ds}^s \cos\theta_r \quad (23)$$

식 (22)와 식 (23)의 1계 미분 방정식을 연산하면 회전자 좌표계의 회전자 자속을 구할 수 있고, 정지 좌표계의 회전자 자속은 $\lambda_{dqr}^s = \lambda_{dqr}^r e^{j\theta_r}$ 에서 식(24), 식(25)와 같다.

$$\lambda_{dr}^s = \lambda_{dr}^r \cos\theta_r - \lambda_{qr}^r \sin\theta_r \quad (24)$$

$$\lambda_{qr}^s = \lambda_{qr}^r \sin\theta_r + \lambda_{dr}^r \cos\theta_r \quad (25)$$

회전자 전류 모델에 의해 회전자 자속을 구하는 방법은 순수 적분기를 사용하지 않으므로 전압 모델 자속 추정기와 같이 적분기 포화 문제는 없으나 회전자 자속을 구하기 위해 회전자 저항이 포함된 회전자 시정수가 사용되기 때문에 이 값이 정확하지 않거나 변하면 자속 추정기가 이로 인한 오차가 발생하게 된다. 이러한 문제점을 분석하고자 간접벡터제어에서와 같이 회전자 시정수 중 가장 큰 변화를 가지는 회전자 저항 변동에 따른 특성을 확인 하였다. 그림 3은 전류 모델 자속 추정기 블록도 이다.

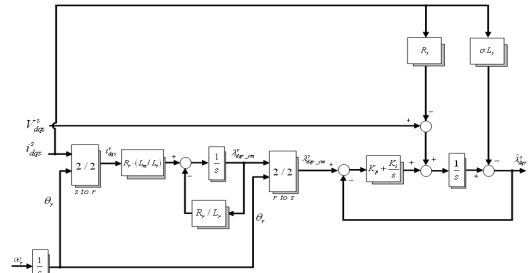


[그림 3] 전류 모델 자속 추정기 블록도
[Fig. 3] Block diagram of current model flux estimator

2.4 전압·전류 모델 합성 자속 추정기

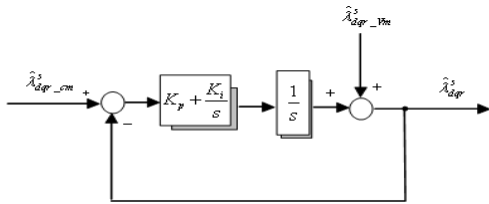
일반적으로 역기전력이 큰 고속운전영역에서는 고정자 전압을 적분하여 구한 전압모델이 전동기 제정수의 변동에 강인하여 자속 추정에 유리하고, 역기전력이 작은 저속운전영역에서는 회전자 회로를 이용한 전류 모델이 측정신호의 오차에 강인하여 추정 특성이 우수하다. 그러므로 저속운전영역에서는 전류 모델 자속 추정기를 사용하고, 고속운전영역에서는 전압 모델 자속 추정기를 사용하여 자속을 추정하는 것이 유리하다[13][14].

그림 4는 전압 모델과 전류 모델을 함께 사용하는 자속 추정기의 블록도이다.



[그림 4] 전압·전류 모델 합성 자속 추정기
[Fig. 4] Block diagram of voltage-current model complex flux estimator

전압모델로 얻어진 자속을 외란으로 간주하여 주파수가 PI 제어기의 주파수 대역보다 낮은 영역(저속운전영역)에서는 추정된 자속이 전류모델 자속 추정기로 얻어진 자속을 따라가게 되고, 주파수가 PI 제어기의 주파수 대역보다 큰 영역(고속운전영역)에서는 추정된 자속은 전류모델 자속 추정기로 얻어진 자속을 추정하지 않고 주로 외란항(전압모델로 얻어진 자속)에 의하여 결정된다.



[그림 5] 간략화한 전압·전류 모델 합성 자속 추정기
 [Fig. 5] Simplified voltage-current model complex flux estimator

그림 5의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기는 저속운전 영역에서는 전류모델 자속 추정기를 활용하고, 고속운전 영역에서는 전압모델 자속 추정기를 이용하여 자속을 추정하는 기법이다.

그림 4의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기는 그림 5와 같이 간략화 하여 해석할 수 있다. 그림 5에서 추정된 자속은 전압모델 자속 추정기와 전류모델 자속 추정기로 구해진 회전자 자속으로 표현하면 식 (26)과 같은 전달함수를 얻을 수 있다.

$$\lambda_{dqr}^s = \frac{s^2}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr-Vm}^s + \frac{K_p s + K_i}{s^2 + K_p s + K_i} \lambda_{dqr-cm}^s \quad (26)$$

여기서, 전류 모델 자속 추정기로 추정된 자속은 λ_{dqr-cm}^s 이고, 전압 모델 자속 추정기로 추정된 자속은 λ_{dqr-Vm}^s 이다.

식 (26)의 우변의 첫 번째 항은 고주파 통과 필터의 전달함수이고, 두 번째 항은 저주파 통과 필터의 전달 함수이다. 따라서 전달함수는 전압모델로 구한 자속에 고주파 통과 필터가, 전류모델로 구한 자속에 저주파 통과 필터가 곱해진 형태로 재해석될 수 있다. 그러므로 추정된 자속은 저속운전 영역에서는 전류모델이 우세하고 고속운전 영역에서는 전압모델이 우세하게 된다.

전류모델에서 전압모델로 전이되는 주파수는 차단각 주파수 개념으로 다시 정의 할 수 있다. 이 경우 PI제어기의 이득에 따라 다양한 종류의 필터를 형성하는 것으로 이해될 수 있다. PI제어기의 이득을 2차 버터워스 필터의 개념에서 설계하면 식 (27)과 같다.

$$K_p = \sqrt{2} \omega_c \quad (27)$$

$$K_i = \omega_c^2$$

여기서, ω_c 는 2차 버터워스 필터의 차단각 주파수이다.

전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 전류모델에서 전압모델로의 전이시점에 대한 전이 주파수를 MATLAB/

Simulink LTI 뷰어를 이용하여 주파수 영역에서 보드(bode) 선도를 통해 전이 주파수를 선정한다.

전류 모델 자속 추정기로 추정된 자속 λ_{dqr-cm}^s 에는 저주파 통과 필터가 곱해진 형태로, 전압 모델 추정기로 추정된 자속 λ_{dqr-Vm}^s 은 고주파 통과 필터가 곱해진 형태로 재해석될 수 있다. 그러므로 추정된 자속은 저속운전 영역에서는 전류모델이 우세하고 고속운전영역에서는 전압모델이 우세하게 된다.

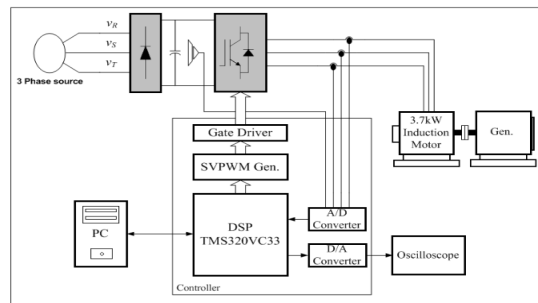
전류모델 자속 추정기에서 추정된 자속 λ_{dqr-cm}^s 과 PI 제어기 형태의 저주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인한 후 전압모델 자속 추정기에서 추정된 자속 λ_{dqr-Vm}^s 과 PI제어기 형태의 고주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인하여, 각 모델의 전이 시점을 선정한다.

3. 시뮬레이션 결과 및 고찰

3.1 시스템 구성 및 실험

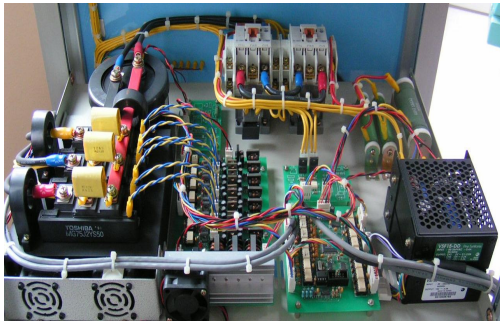
시스템의 구성은 크게 제어보드와 전력회로로 구분할 수 있다.

제어보드는 전력회로를 구동하고, 전력회로의 동작 상태를 나타내기 위한 프로그램을 구현하기 위한 회로로 마이크로프로세서와 인터페이스부로 구성되어 있다.

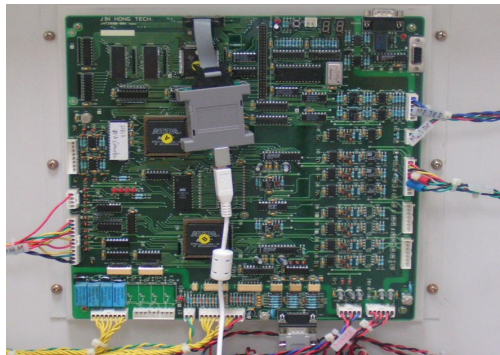


[그림 6] 시스템 블럭도
 [Fig. 6] System block diagram

전력회로는 제어보드의 신호를 받아 전력을 변환하는 회로로서 크게 교류전원을 직류전원으로 변환하는 컨버터부와 직류전원을 가변된 교류전원으로 변환하여 유도전동기에 공급하는 인버터부로 나누어지며, 전력회로를 보호하기 위한 각종 주변회로로 구성되어 있다. 본 연구에서 사용된 시스템 블럭도는 그림 6에 나타내었으며, 그림 7과 그림8은 전력회로 실제도와 시스템의 메인 컨트롤러를 나타내었다.



[그림 7] 전력회로
[Fig. 7] The power circuit



[그림 8] 시스템의 메인 컨트롤러
[fig. 8] The main controller of system

실험에 사용된 전동기 파라미터는 표 1, 주제어 보드 요소 구성은 표 2와 같다.

[표 1] 유도전동기 파라미터
[Table 1] Parameter of induction motor

항 목	기 호	값
정 격 출 력	kW	3.7[kW]
정 격 전 압	V	220[V]
정 격 전 류	I	12.9[A]
정 격 속 도	ω_{rpm}	1720[r/min]
극 수	P	4극
고 정 자 저 항	R_s	0.9210[Ω]
회 전 자 저 항	R_r	0.5830[Ω]
고정자 인덕턴스	L_s	0.0671[H]
회전자 인덕턴스	L_r	0.0671[H]
상 호 인덕턴스	L_m	0.0650[H]
관 성 모 멘 트	J	0.0418[kg · m ²]
마찰 계 수	B	0.0045[kg · m ² /s]

[표 2] 주제어 보드 구성 요소
[Table 2] Component of main control board

구 분	사 양	기 능
CPU	TMS320VC33	시스템 전체 제어, 연산
Memory	8[bit], 4[Mbit]	제어 프로그램 저장
AD conv DA conv	AD 7865AS DA 7725N	외부 인터페이스
정수 메모리	2[kbyte], 8[bit]	정수 데이터 저장
PWM 회로	ALTERA	PWM 회로 구현
Relay 접점 출력	24[V] relay	시퀀스 접점 출력
접점 입력	포토키플러 절연	다기능 접점 입력
Analog 입력	MAX232	8ch, analog 입력
표시기	7segment LED	고장표시, 알람 기능
직렬 통신	RS-232C	PC와 통신

하드웨어의 구성은 크게 3부분으로 나눌 수 있는데, 주 전원의 흐름이 되는 전력회로, 전력회로의 제어를 위한 마이크로프로세서, 전력회로와 마이크로프로세서의 상호 신호 전달을 위한 인터페이스 회로로 구성되어 있다. 전력회로 구성은 다이오드 정류기 및 IGBT를 이용한 전압형 인버터로 구성된다.

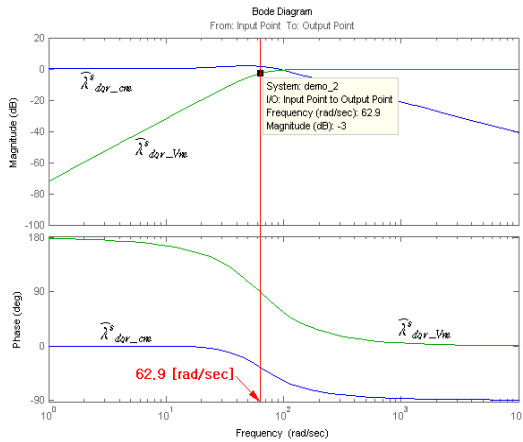
상용전원을 직류로 정류하는 정류부는 인버터 구동을 위한 전원으로써 6개의 다이오드로 구성된 다이오드 모듈(SKD 62/08) 과 평활용 콘덴서(4700[μF])로 구성하였으며, 전원 투입 시 평활용 콘덴서에 급속한 충전전류에 의한 정류다이오드의 파손을 방지하기 위한 충전저항과 전자 스위치로 구성되어 동작시킨다. PWM 인버터에 적용한 전력용 스위칭 소자는 정격 750[V], 50[A]인 IGBT를 사용하였다.

3.2 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 시물레이션

전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 전류모델에서 전압모델로의 전이시점에 대한 전이 주파수 영역에서 bode 선도를 통해 전이 주파수를 선정하는데 있어서 전류 모델 자속 추정기로 추정된 자속 $\hat{\lambda}_{dqr - cm}^s$ 에는 저주파 통과 필터가 곱해진 형태로, 전압 모델 추정기로 추정된 자속 $\hat{\lambda}_{dqr - vm}^s$ 은 고주파 통과 필터가 곱해진 형태로 재해석될 수 있습니다. 그러므로 추정된 자속은 저속운전

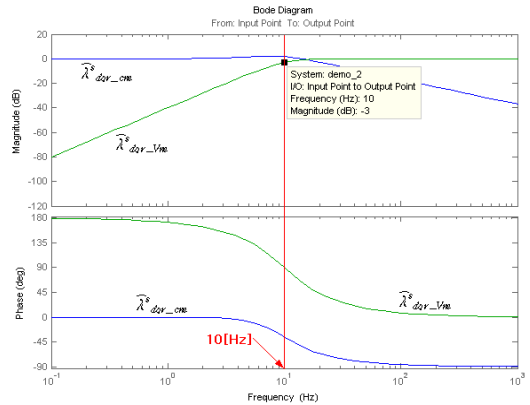
영역에서는 전류모델이 우세하고 고속운전영역에서는 전압모델이 우세하게 됩니다.

전류모델 자속 추정기에서 추정된 자속 $\hat{\lambda}_{dqr-cm}^s$ 과 PI제어기 형태의 저주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인한 후 전압모델 자속 추정기에서 추정된 자속 $\hat{\lambda}_{dqr-Vm}^s$ 과 PI제어기 형태의 고주파 통과 필터에 대한 주파수 응답을 확인하여, 각 모델의 전이 시점을 선정하여 각각의 파라미터에 의한 MATLAB/Simulink LTI Viewer를 이용한 에러 발생이 이 시점에서부터 안정화되었다. 따라서 그림 9는 식 (26)의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 PI제어기의 이득과 그림 5를 이용하여 Simulink 파일을 작성한 후 전류모델과 전압모델에서 추정된 자속을 입력 지점으로 하여 나타낸 주파수응답이다. 정격의 10[%]이상부터 전압모델 자속 추정기가 안정화되므로 본 연구에서는 전류모델에서 전압모델로의 전이 주파수를 약 62.9[rad/sec](10[Hz])로 설정하였으며, 이를 기준으로 하여 전류모델에서 전압모델로 전이 되게 된다.



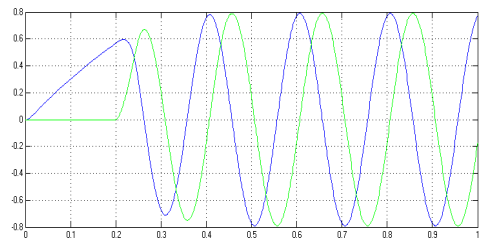
[그림 9] 전압·전류 합성 자속 추정기의 전이 주파수 [rad/sec]
 [Fig. 9] Voltage-current model mixed flux estimator of turnover frequency[rad/sec]

그림 10은 MATLAB/Simulink 상에서 각각의 제어기 파라미터 계산시 편의를 도모하고자 전이주파수 62.9[rad/sec]를 [Hz]단위로 변환하여 나타낸 전압·전류 합성 자속 추정기의 전이주파수에 대한 주파수 응답 특성이다.

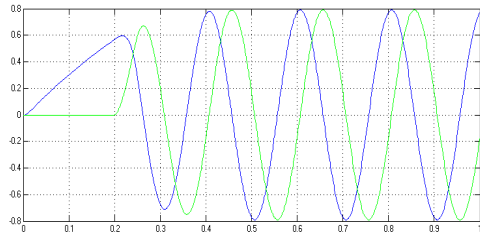


[그림 10] 전압·전류 합성 자속 추정기의 전이 주파수[Hz]
 [Fig. 10] Voltage-current model mixed flux estimator of turnover frequency[Hz]

그림 11은 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 응답을 나타낸다.



(a) 실제 자속, 100[r/min], 10[N·m]

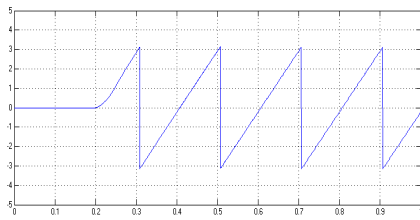


(b) 추정자속, 100[r/min], 10[N·m]

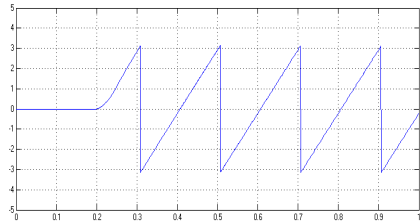
[그림 11] 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 자속응답 (50[%]부하)

[Fig. 11] Flux responses to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min], 50[%] Load)

속도를 100 [r/min]로 고정하고 0.4~0.7[sec] 사이에 반부하(10[N·m])를 투입 하였다. (a)의 실제 자속을 (b)의 자속 추정기가 정확히 추정하고 있음 알 수 있다. 정확히 추정된 자속으로부터 자속각을 추정한 결과 그림 12(a)의 실제 자속을 (b)의 자속 추정기가 정확히 추정하고 있음 알 수 있다.



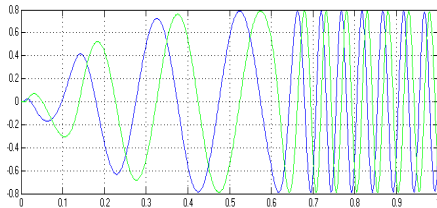
(a) 실제 자속, 100[r/min], 10[N · m]



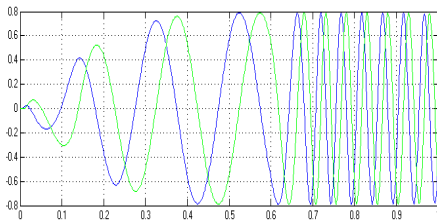
(b) 추정자속, 100[r/min], 10[N · m]

[그림 12] 전압 전류 모델 합성 자속 추정기의 자속각 응답(100[r/min], 50% 부하)

[Fig. 12] Flux angle responses to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min], 50% Load)



(a) 실제 자속, 100 [r/min], 10[N · m]



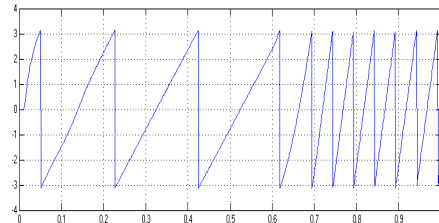
(b) 추정자속 100[r/min]~400[r/min], 10[N · m]

[그림 13] 전압-전류 모델 합성 자속 추정기의 자속응답 (50% 부하)

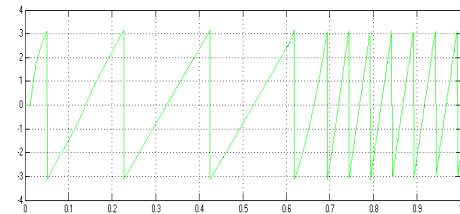
[Fig. 13] Flux responses to voltage-current model complex flux estimator (100[r/min]~400[r/min], 50% Load)

그림 13과 그림 14는 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 전류모델에서 전압모델로의 전이시점에 대한 응답을 확인하고자 속도를 100[r/min]에서 400[r/min]으로 스텝가변하고 0.8~1.4[sec] 사이에 반부하(10[N · m])를 투입 하였을 때의 응답이다. 정확히 추정된 자속으로부터 자속각을 추정한 결과 그림 13에서와 같이 정확한 자속

각 추정이 이루어진다. 이처럼 전압·전류 모델 합성 자속 추정기는 저속영역에서 전류 모델 자속 추정기가 저속이상영역에서는 전압 모델 자속 추정기로 전이주파수인 10[Hz], 즉 300[r/min]을 기준으로 양호하게 전이됨을 확인 할 수 있다.



(a) 실제 자속, 100[r/min]~400[r/min], 10[N · m]

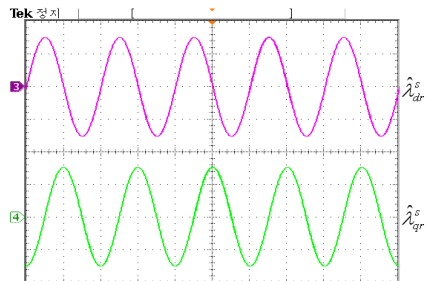


(b)추정자속, 100[r/min]~400[r/min], 10[N · m]

[그림 14] 전압-전류 모델 합성 자속 추정기의 자속각 응답(50% 부하)

[Fig. 14] Flux angle responses to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min]~400[r/min], 50% Load)

그림 15는 반부하(10[N · m])상태에서 기준속도를 100[r/min]으로 일정하게 하였을 때의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기에 의해 추정된 d 축, q 축의 추정자속 파형이다. 차단 주파수 10[Hz]이하인 100[r/min]의 저속 영역에서도 원활하게 자속 추정이 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다.

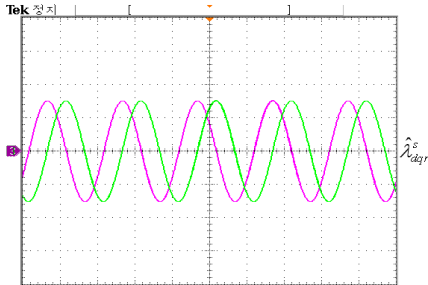


Flux:0.5[wb/div], Time:100[msec/div]

[그림 15] 전압-전류 모델 합성 자속 추정기의 자속응답 (100[r/min])

[Fig. 15] Flux responses to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min])

그림 16은 반부하(10[N·m])상태에서 기준속도를 100[r/min]으로 일정하게 하였을 때의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기에 의해 추정된 d 축과 q 축의 위상차를 알아보기 위한 $d-q$ 축의 추정자속 파형이다. 차단 주파수 10[Hz]이하인 100[r/min]의 속도에서도 90°의 위상차로 정확하게 자속 추정이 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다.

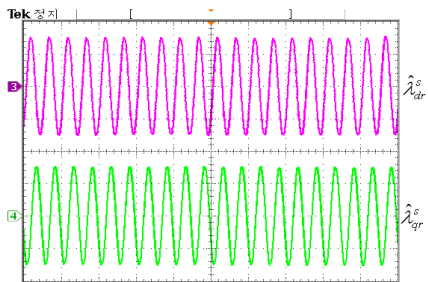


Flux:0.5[wb]/div, Time:100[msec]/div

[그림 16] 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 d-q 자속 응답(100[r/min])

[Fig. 16] Flux responses d-q to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min])

그림 17은 반부하(10[N·m])상태에서 기준속도를 400[r/min]으로 일정하게 하였을 때의 전압·전류 모델 합성 자속 추정기에 의해 추정된 d 축, q 축의 추정자속 파형이다. 차단 주파수 10[Hz]이상인 400[r/min]의 저속 이상영역에서도 원활하게 자속 추정이 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다.



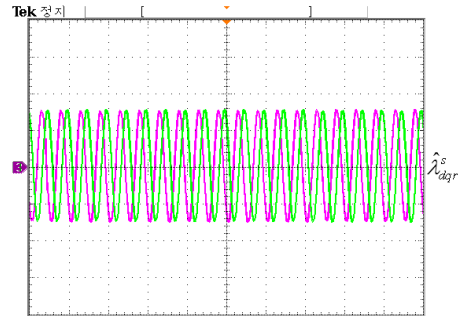
Flux:0.5[wb]/div, Time:100[msec]/div

[그림 17] 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 자속 응답(400[r/min])

[Fig. 17] Flux responses to voltage-current model complex flux estimator(400[r/min])

그림 18은 반부하(10[N·m])상태에서 기준속도를 400[r/min]으로 일정하게 하였을 자속 추정기에 의해 추

정된 d 축과 q 축의 위상차를 알아보기 위한 $d-q$ 축의 추정자속 파형이다. 차단 주파수 10[Hz]이상인 400[r/min]의 저속 이상영역에서도 90°의 위상차로 정확하게 자속 추정이 이루어지고 있음을 확인 할 수 있다.

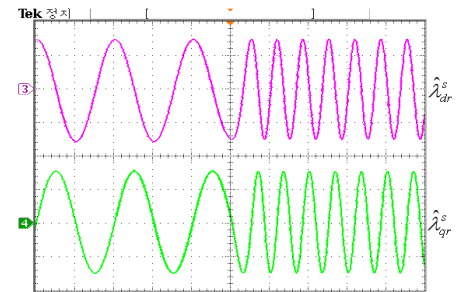


Flux:0.5[wb]/div, Time:100[msec]/div

[그림 18] 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 d-q 자속 응답(100[r/min])

[Fig. 18] Flux responses d-q to voltage-current model complex flux estimator(100[r/min])

그림 19는 기준속도를 100[r/min]에서 400[r/min]으로 가변 하여 저속영역에서 저속이상영역으로의 속도가변시 저속영역에서 전류모델 자속 추정기, 전이 주파수 (10[Hz]: 무부하시 약 300 [r/min]) 이상에서 전압모델 자속 추정기의 추정성능을 알아보기 위한 실험이다. 저속영역에서 저속이상영역으로 속도 가변시 에도 전압·전류 모델 합성 자속 추정기의 저속영역과 저속이상영역 모두에서 정확하게 자속을 추정하고 있음을 확인 할 수 있다.



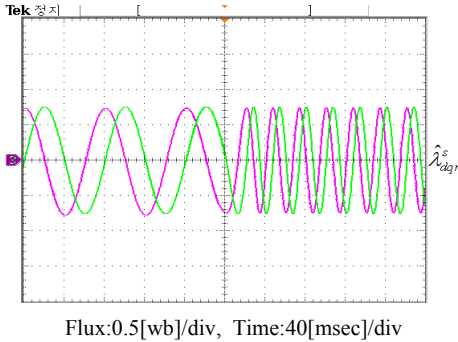
Flux:0.5[wb]/div, Time:100[msec]/div

[그림 19] 기준속도 변화시 추정자속 파형(100~400[r/min])

[Fig. 19] Estimated flux waveforms at reference speed variation(100~400[r/min])

그림 20은 그림 18과 같은 조건에서 d 축과 q 축의 위상차를 알아보기 위한 $d-q$ 축의 추정자속 파형이다. 100[r/min]에서 400[r/min]으로 속도 가변 시에도 90°의

위상차로 정확하게 자속 추정이 이루어지고 있음을 확인할 수 있다.



[그림 20] 기준속도 변화시 추정자속 파형 $d-q(100 \rightarrow 400[r/min])$

[Fig. 20] Estimated flux $d-q$ waveforms at reference speed variation(100→400[r/min])

4. 결론

본 논문에서는 유도전동기의 저속영역에서 저속 이상 영역에 이르기까지 모든 영역에 걸친 안정된 속도제어를 목적으로 전압·전류 합성 자속 추정기를 통해 저속영역과 저속 이상영역에서 각각 다른 모델에 의한 자속을 추정하고 이로부터 자속각을 추정하는 알고리즘을 사용하는 직접벡터제어 시스템을 구현하였으며 제어 특성을 확인하였다. 제시한 알고리즘을 5[HP]유도전동기 시스템에 적용하여 시뮬레이션과 실험을 통해 다음과 같은 결론을 얻을 수 있었다.

- [1] 저속영역에서 전류모델 자속 추정기, 저속이상영역에서 전압모델 자속추정기의 모델을 구현 하였다.
- [2] 전압모델과 전류모델의 장점을 살린 전압·전류 모델 합성 자속 추정기 알고리즘을 사용함으로써 모든 속도영역에서 양호한 자속 추정이 이루어짐을 확인 하였다.
- [3] 저속영역에서 전압, 전류모델 자속추정기의 추정이 우수한 특성을 나타냄을 확인하였다.
- [4] 전류모델과 전압모델의 출력이 같아지는 시점인 400[r/min]에서의 우수한 추정 특성을 확인 하였다.

제시한 추정기 시스템을 더욱 보완하기 위해서는 추정기 시스템의 파라미터 변동에 따른 영향 분석과 웁셋과 잡음에 대한 반응을 분석함과 동시에 과도상태 해석을

통해 신뢰성 보다 높이는 연구가 필요하며, 2차유도 속도 제어기에서는 관성체가 큰 부하에서도 제어기의 특성을 유지할 수 있는 연구가 수행되어야 할 것으로 사료된다.

References

- [1] B. P. McGrath and D. G. Holmes, "Analytical modelling of voltage balance dynamics for a flying capacitor multilevel converter," *Power Electronics, IEEE Transactions on*, vol. 23, no. 2, pp. 543-550, 2008.
- [2] A. Tripathi, A. M. Khambadkone, and Sanjib K. Panda, "Dynamic control of torque in overmodulation and in the field weakening region," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 21, no. 4, pp. 1091-1098, Jul. 2006.
- [3] L. Hurne fors, "Design and analysis of general rotor-flux-orientation vactor control system", *IEEE Trans*, vol. 48 no. 2 April 2001
- [4] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsnl, "Improvement of a stator flux-oriented speed sensorless control of an induction motor" *IEEE PCC*. vol. 23, no. 1, pp. 31-40, Jan. 2008.
- [5] Peter Vas, "Vector control of AC machines", Clarendon Press Oxford, pp. 20~45, 1990
- [6] D. M. Vilathgamuwa, S. D. G. Jayasinghe, and U. K. Madawala, "Space vector modulated cascade multi-level inverter for PMSG wind generation systems," in *Proc. Industrial Electronics Conference, 2009. IECON '09*. pp. 4600-4605, 3-5 Nov. 2009.
- [7] Lindlau, J.D., Knospe, C.R., "Feedback linearization of an active magnetic bearing with voltage control" *Control Systems Technology, IEEE Transactions on* Volume: 10, Issue: 1, Publication PP 21-31, 2002.
- [8] I. Boldea and S. A. Nasar, *Vector Control of AC Drives*, CRC Press Inc., Boca Raton, 1992.
- [9] Chih-Yuan Chen, Ming-Hwei Perng, "An optimal anti-windup scheme for saturating MIMO systems", *Decision and Control, Proceedings of the 35th IEEE*, Volume: 3, pp. 2832-2837, 1996.
- [10] Frederik M. L. De Belie, Peter Sergeant, and Jan A. Melke beek, "Sensorless Drive by Applying Test Pulses Without Affecting the Average-Current Samples," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 25, No. 4, pp. 875-888, April 2010.
- [11] O. Lopez, J. Alvarze, J. Doval-Gandoy and F. D. Freijedo, "ultilevel multiphase space vector PWM algorithm," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, vol. 55,

pp. 1933-1942, May 2008.

- [12] Seol Seunggi, "Control theory, electrical equipment", Chapter 5., Hongrueng Science, 2005
- [13] Yen-Shin Lai, "Machine Modeling and Universal Controller for Vector-Controlled Induction Motor Drives", IEEE Trans. VOL. 18 NO1, 23~32, 2003.
- [14] Rosario Carbone, Francesco De Rosa, "Modelling of AC/DC/AC Conversion Systems with PWM Inverter", IEEE 2002, pp. 1004~1009, 2002.

황 락 훈(Lark-Hoon Hwang) [정회원]



- 1981년 2월 : 명지대학교 전기공학 (공학사)
- 1983년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학석사)
- 1989년 8월 : 명지대학교 대학원 전기공학과 (공학박사)
- 1988년 3월 ~ 1991년 2월 : 충남 전문대학(현 대덕대학) 전기과 조교수

• 1991년 3월 ~ 현재 : 세명대학교 전기공학과 교수

<관심분야>

에너지 변환, 전동기 제어, 전력전자 응용분야, 반도체 시뮬레이션 등

나 승 권(Seung-Kwon Na) [정회원]



- 1999년 2월 : 세명대학교 전기공학과 (공학사)
- 2001년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학석사)
- 2008년 2월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (공학박사)
- 1981년 7월 ~ 1988년 4월 : 부산위생 (한방) 병원

• 1988년 5월 ~ 1994년 8월 : 한국수자원공사

• 1994년 8월 ~ 현재 : 한국 폴리텍대학 원주캠퍼스 의용공학과 교수

<관심분야>

의용공학 및 에너지 변환, 전력전자 응용 분야, 전동기 제어 등

최 성 식(Song - Shik Choi) [정회원]



- 1990년 2월 : 한국방송통신대학교 전자계산학과 (공학사)
- 1996년 2월 : 서울산업대학교 대학원 전자계산학과 (공학석사)
- 2012년 6월 : 세명대학교 대학원 전기전자공학과 (박사과정)
- 1979년 6월 ~ 1992년 7월 : 인천직업훈련원 전자과 교사

• 1992년 7월 ~ 1995년 3월 : 흥천직업훈련원 사무자동화과 교사

• 1994년 8월 ~ 현재 : 인력개발사업단 능력개발실 글로벌 사업팀부장

<관심분야>

태양과 및 풍력발전, 정보통신, IT 전력전자, 전동기 제어