

# 비선형모델을 이용한 matrix converter로 구동되는 축소차원 확장 루엔버거 관측기 기반의 유도전동기 센서리스 벡터제어의 성능개선

李 敎 範<sup>†</sup>

Performance Improvement of Reduced Order Extended Luenberger Observer (ROELO) based Sensorless Vector Control Fed by Matrix Converter With Non-linearity Modeling

Kyo-Beum Lee

## 요 약

본 논문에서는 비선형 모델링 기법을 이용하여 matrix converter로 구동되는 유도전동기 구동장치의 성능개선을 위한 새로운 센서리스 기법을 제안한다. 각 스위치에서 발생하는 전환지연과 스위치 소자의 전압강하등과 같은 matrix converter의 비선형 특성을 모델링하여 보상함으로써 저속영역에서의 속도제어성능을 향상시킨다. 전속도 영역에서의 속도 센서리스 제어성능을 향상시키기 위해 축소차원 확장 루엔버거 관측기를 적용하고, 제안한 관측기 이득의 설정방법을 제안한다. 실험을 통해 제안한 제어 알고리즘의 타당성을 검증한다

## ABSTRACT

This paper presents an improved sensorless vector control system for high performance induction motor drives fed by a matrix converter with non-linearity compensation. The nonlinear voltage distortion that is caused by commutation delay and on-state voltage drop in switching devices is corrected by a new matrix converter model. A Reduced Order Extended Luenberger Observer (ROELO) is employed to bring better response in the whole speed operation range and a method to select the observer gain is presented. Experimental results are shown to illustrate the performance of the proposed system.

**Key Words** : Sensorless vector control, matrix converter, nonlinear voltage distortion, Reduced Order Extended Luenberger Observer (ROELO)

## 1. 서 론

Matrix converter로 구동되는 유도전동기 드라이버

는 기존의 인버터 드라이버에 비해, 부피가 크고 드라이버 수명 단축의 주요 원인이 되는 직류단의 커패시터가 없고, 양방향 전력 흐름이 가능하고, 입력전류와 출력전류의 정현파 구현이 가능하고, 입력단의 역률을 조절할 수 있다는 장점이 있다. 또한 높은 집약도와 반도체 스위칭 소자의 다양한 구성이 가능하다는 장점이 있어, 산업현장에서 요구되는 열악한 환경에서의 구동과 부피 및 무게가 제한되는 조건을 만족시킬 수

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, Aalborg Univ. Institute of Energy Technology Assistant Professor

E-mail : kyl@iet.aau.dk

접수일자 : 2004. 5. 18                      1차 심사 : 2004. 8. 3

2차 심사 : 2004. 9. 7                        3차 심사 : 2005. 3. 22

심사완료 : 2005. 7. 7

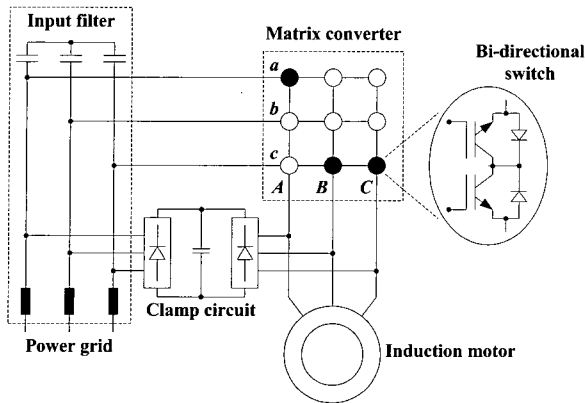


그림 1 Matrix converter 드라이브의 구성  
Fig. 1 The topology of a matrix converter drive

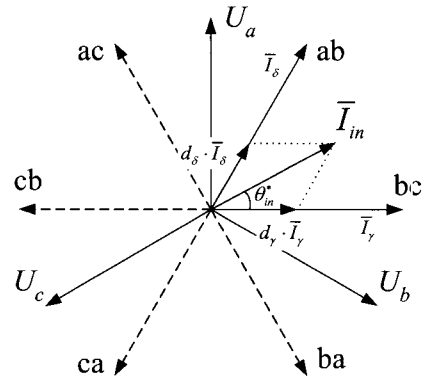
있는 대안으로 제시되어 지고 있다. 이러한 장점에도 불구하고, 스위칭 소자의 적용이 쉽지 않고, 변조기법과 전환구간에서의 제어기법이 기존의 인버터 드라이버에 비해 복잡하여 아직까지 실제 산업현장에서 사용하기 위해 제품화된 matrix converter 드라이버는 많지 않다<sup>[1-3]</sup>.

matrix converter로 구동되는 고성능의 유도전동기 드라이버를 구성하기 위해서 본 논문에서는 저속영역에서의 matrix converter 모델과 축소차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 속도 센서리스 기법을 제안한다. 지금까지 기존의 인버터 드라이버에 관한 저속영역에서의 모델링은 많이 제안되었던 것에 비해<sup>[4-7]</sup>, matrix converter 드라이버의 저속영역에서의 모델링 기법에 관한 연구결과는 거의 없다. 본 논문에서는 저속영역에서 발생하는 matrix converter의 비선형적인 전압왜곡을 모델링하고, 그 모델을 이용하여 온라인으로 보상함으로써 전압왜곡문제를 해결한다. 또한 저속영역 및 전속도 영역에서 센서리스 응답특성을 향상시키기 위해 축소차원 루엔버거 관측기를 적용하여 회전자 자속과 전동기 속도를 추정하고, 고정자 저항을 적응추정기법을 이용하여 추정한다<sup>[3, 8, 9]</sup>. 실험결과를 통해 제안한 제어 시스템의 타당성을 보인다.

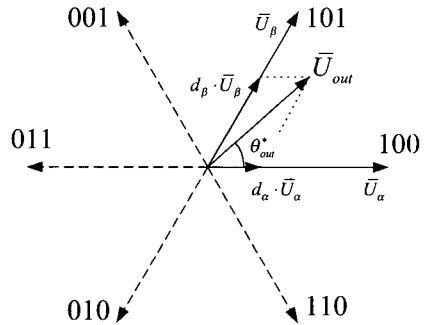
## 2. Matrix Converter로 구동되는 유도전동기의 센서리스 제어

### 2.1 Matrix converter의 제어

Matrix converter의 주요회로는 다음 그림 1과 같이 입력단의 필터부, 양방향 스위칭 소자로 구성된 입력의 3상 전원과 출력단의 3상을 연결하는 matrix



(a)



(b)

그림 2 ISVM을 이용한 전류 및 전압 지령값 생성;  
(a) 정류단, (b) 인버터단

Fig. 2 Generation of the reference voltage vectors using ISVM; (a) in the rectifier stage, (b) in the inverter stage

converter부, 클램프 (clamp) 회로부로 구성되어 있다. 입력단의 LC 필터는 입력전류의 고조파 리플을 저감시키기 위한 것으로 2차의 저역통과필터의 형태로 구성되어 있다. 클램프 회로는 전환시 발생할 수 있는 과전압 현상을 방지하기 위해 두개의 다이오드 브릿지와 클램프 커패시터로 구성되어 있다.

가장 보편적인 matrix converter의 변조 기법은 간접 공간전압벡터 변조기법 (Indirect Space Vector Modulation : ISVM)이다. ISVM은 matrix converter를 가상의 정류단과 인버터단으로 나누어 각각 제어하는 방식으로 한 스위칭 주기 동안 정류단에서는 가상의 DC 링크 전압을 유지하기 위한 전압을 공급하고, 인버터 단에서는 부하에 3상의 교류전압을 공급한다.

그림 2에 가상의 정류단과 관계된 입력전류벡터인  $I_{in}$  과 가상의 인버터단과 관련된  $U_{out}$  을 나타내었다.

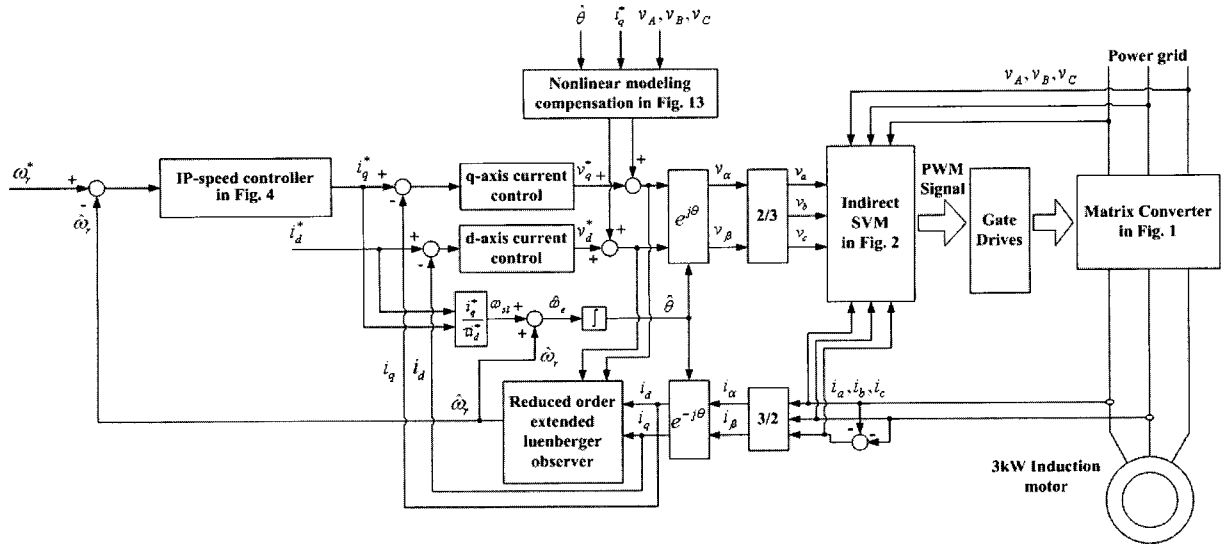


그림 3 제안된 센서리스 벡터기반의 Matrix converter 로 구동되는 유도전동기 드라이브의 구성  
 Fig. 3 The proposed sensorless vector control scheme for induction motor drives fed by matrix converter

ISVM은 두개인 인접한 벡터 및 영전압 벡터를 조합하여 지령벡터를 생성한다. 두 근접한 전압벡터의 듀티비는 지령전압벡터의 크기를 결정한다. 정류단에서 유효전류벡터,  $I_\gamma$ ,  $I_\delta$ 의 듀티비는 식 (1)과 같이 계산할 수 있고, 인버터단에서 유효전압벡터,  $U_\alpha$ ,  $U_\beta$ 의 듀티비는 식 (2)와 같이 계산할 수 있다.

$$d_\gamma = m_I \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{in}^*\right), d_\delta = m_I \sin\theta_{in}^* \quad (1)$$

$$d_\alpha = m_U \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta_{out}^*\right), d_\beta = m_U \sin\theta_{out}^* \quad (2)$$

여기서  $m_I$ 와  $m_U$ 는 정류단과 인버터단의 변조지수,  $\theta_{in}^*$ 와  $\theta_{out}^*$ 는 입력전류와 출력전압 지령치의 각 색터에서의 위상각.

같은 스위칭 주기에서 입력전류와 출력전압이 균형을 이루기 위해서 변조는 정류단의 스위칭 상태인  $(\gamma - \delta - 0)$ 와 인버터단의 스위칭 상태인  $(\alpha - \beta - 0)$ 의 모든 조합으로  $\alpha\gamma - \alpha\delta - \beta\delta - \beta\gamma - 0$ 와 같이 생성되어야 한다. 그러므로 각 스위칭 상태의 듀티비는 식 (3)과 같이 정류단과 인버터단의 듀티비의 외적으로 구하고, 영전압 벡터의 인가구간은 제어 주기에서 유효전압벡터 인가시간을 제외한 나머지 시간으로 정의한다.

$$d_{\alpha\gamma} = d_\alpha d_\gamma, d_{\alpha\delta} = d_\alpha d_\delta, d_{\beta\delta} = d_\beta d_\delta, d_{\beta\gamma} = d_\beta d_\gamma, \\ d_0 = 1 - (d_{\alpha\gamma} + d_{\alpha\delta} + d_{\beta\delta} + d_{\beta\gamma}) \quad (3)$$

제안하는 matrix converter로 구동되는 센서리스 벡터제어시스템은 그림 3과 같이 IP 속도제어기, 속도와 회전자 자속추정을 위한 축소차원 확장 루엔버거 관측기, 적응 고정자저항 추정기, matrix converter의 비선형 모델링으로 구성되어 있다.

## 2.2 IP 속도제어기

그림 4는 IP 제어기를 포함한 드라이버 시스템의 블록도를 나타낸다. IP 제어기는 그림 5의 PI 제어기에 비해 속도 및 부하외란에 대한 응답특성은 같으면서 계단응답의 오버슈트가 없다는 장점이 있다.

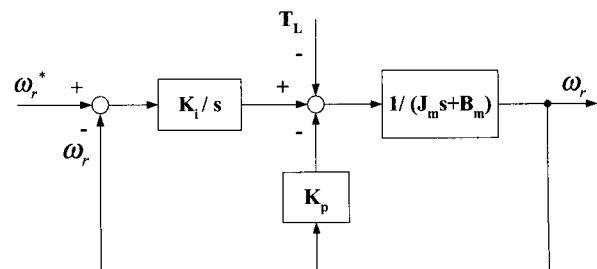


그림 4 IP 속도제어기  
 Fig. 4 IP controller for speed control

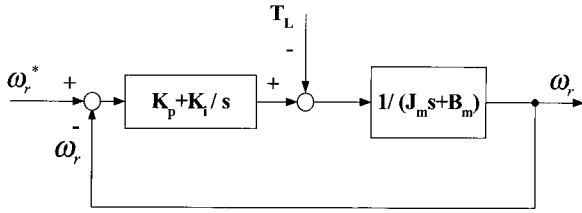


그림 5 PI 속도제어기  
Fig. 5 PI controller for speed control

실제전류와 기준전류사이의 전달함수가 1이 되도록 이상적인 전류제어를 가정하면, IP 및 PI 제어기에 대한 폐루프 전달함수를 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{w_r(s)}{w_r^*(s)} = \frac{K_t K_i}{J_m s^2 + (B_m + K_t K_p)s + K_i} \quad (4)$$

$$\frac{w_r(s)}{w_r^*(s)} = \frac{K_t (s K_p + K_i)}{J_m s^2 + (B_m + K_t K_p)s + K_p K_i} \quad (5)$$

여기서  $K_t$  는 토크상수,  $K_p, K_i$  는 제어기 이득

식 (4)와 (5)에서 보면, IP와 PI는 같은 특성방정식을 가지고, PI 제어기에서 존재하는 영점이 IP 제어기에서는 존재하지 않는 것을 알 수 있다. 이는 계단응답에 대한 오버슈트가 PI 제어기에 비해 IP 제어기에서 더 작지만 속도와 외란토크성분에 대한 전달함수는 식 (6)과 같이 서로 같아 외란토크성분에 대한 응답특성은 IP와 PI 제어기가 같다는 것을 알 수 있다.

$$\frac{w_r(s)}{T_L(s)} = \frac{s}{J_m s^2 + (B_m + K_t K_p)s + K_p K_i} \quad (6)$$

### 2.3 축소차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 센서리스 벡터

Matrix converter로 구동되는 고성능 유도전동기 센서리스 드라이버의 구성을 위해서는 전동기의 속도, 자속의 정확한 정보가 필요하다. 이를 위해 본 논문에서는 축소차원 확장 루엔버거 관측기 (Reduced Order Extended Luenberger Observer)를 적용하였다. 적용한 축소차원 확장 루엔버거 관측기는 회전자자속과 속도를 동시에 추정하기 위하여 자코비안 근사화 (jacobian approximation)를 이용한다. 자코비안 근사화를 통해 선형화된 전동기 시스템 모델은 전동기 전류로부터 회전자자속과 속도를 동시에 추정함으로써 기존의 관측

기에서 발생할 수 있는 자속추정의 오차가 속도추정에 영향을 미치는 문제를 해결할 수 있다.

일반적으로 기계적 파라미터는 전기적 파라미터보다 변화율이 매우 느리므로 이산 시간 시스템에 적용할 경우, 한 샘플링 주기 동안 상수로 보아도 무방하다. 따라서 기계적 파라미터인 유도전동기의 회전자속도 식 (7)과 같이 설정할 수 있다.

$$\dot{w}_r(t) = 0 \quad (7)$$

이 식을 포함하는 동기좌표계(synchronous frame)에서의 비선형 유도전동기 모델은 다음과 같은 상태방정식 형태로 쓸 수 있다. 여기서 상태변수  $x$  는 속도변수를 포함하며, 이러한 모델을 증가모델(augmented model)이라고 한다. 편의상 시간을 나타내는 변수  $t$  는 생략한다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + Bu \\ y &= Cx \end{aligned} \quad (8)$$

여기서  $x = [i_{ds}^e \ i_{qs}^e \ \lambda_{dr}^e \ \lambda_{qr}^e \ w_r]^T$ ,  $y = [i_{ds}^e \ i_{qs}^e]^T$ ,  $u = [v_{ds}^e \ v_{qs}^e]^T$ ,

$$f(x) = \begin{bmatrix} -\alpha i_{ds}^e + (w_r + w_{sl})i_{qs}^e + X\rho\lambda_{dr}^e + Xw_r\lambda_{qr}^e \\ -(w_r + w_{sl})i_{ds}^e - \alpha i_{qs}^e - Xw_r\lambda_{dr}^e + X\rho\lambda_{qr}^e \\ L_m\rho i_{ds}^e - \rho\lambda_{dr}^e + w_{sl}\lambda_{qr}^e \\ L_m\rho i_{qs}^e + w_{sl}\lambda_{dr}^e - \rho\lambda_{qr}^e \\ 0 \end{bmatrix},$$

$$B = \begin{bmatrix} \frac{1}{\sigma L_s} & 0 \\ 0 & \frac{1}{\sigma L_s} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix}, \quad C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

$i_s^e$  는 고정자전류이며,  $\lambda_r^e$  는 회전자자속,  $v_s^e$  는 고정자전압을 의미한다. 식 (7), (8)에서 사용된 상수는 다음과 같이 정의한다.

$$\begin{aligned} \sigma &= 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad \rho = \frac{R_r}{L_r}, \quad \alpha = \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1 - \sigma}{\sigma}, \\ X &= \frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad w_{sl} = \rho \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}. \end{aligned}$$

식 (8)의 비선형모델은 다음의 식 (9)와 같이 자코비

안 (Jacobian) 근사화를 통해 선형화 할 수 있다. 이 때,  $\bar{x}$  는  $\Delta t$  시간 전의 상태값,  $x(t - \Delta t)$  를 나타낸다.

$$\begin{aligned} \dot{x} &= f(x) + Bu \approx f(\bar{x}) + \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} (x - \bar{x}) + Bu \\ &= \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} x + Bu + f(\bar{x}) + \frac{\partial f(x)}{\partial x} \Big|_{x=\bar{x}} \bar{x} \\ &= A(\bar{x})x + Bu + g(\bar{x}) \end{aligned} \quad (9)$$

여기서,

$$A(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -\alpha & \bar{w}_r + w_{sl} & X\rho & X\bar{w}_r & i_{qs}^e + X\bar{\lambda}_{qr}^e \\ -\bar{w}_r - w_{sl} & -\alpha & -X\bar{w}_r & X\rho & -i_{ds}^e + X\bar{\lambda}_{dr}^e \\ L_m\rho & 0 & -\rho & w_{sl} & 0 \\ 0 & L_m\rho & -w_{sl} & -\rho & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$g(\bar{x}) = \begin{bmatrix} -(i_{qs}^e + X\bar{\lambda}_{qr}^e)\bar{w}_r \\ (i_{ds}^e + X\bar{\lambda}_{dr}^e)\bar{w}_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}.$$

전차원 확장 루엔버거 관측기는 선형화된 유도전동기 모델을 이용하여 다음과 같이 구성된다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}} &= A(\bar{x})\hat{x} + Bu + G(y - C\hat{x}) + g(\bar{x}) \\ &= \{A(\bar{x}) - GC\}\hat{x} + Bu + Gy + g(\bar{x}) \end{aligned} \quad (10)$$

전차원 확장 루엔버거 관측기는 5차로 이루어져 있으므로 관측기 이득행렬을 구하는 것이 일반적으로 어렵다. 따라서 차원을 줄여 이득행렬을 쉽게 할 필요가 있다. 식 (10)의 다섯 개의 상태변수 중, 전류는 알고 있으므로 3차로 줄일 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \dot{\hat{x}}_n \\ \dot{\hat{x}}_p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{x}_n \\ \hat{x}_p \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ B_2 \end{bmatrix} u + \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \end{bmatrix} \quad (11)$$

$$y = [I \ 0] \begin{bmatrix} \hat{x}_n \\ \hat{x}_p \end{bmatrix} = \hat{x}_n$$

이 시스템으로 다음과 같은 관측기를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{\hat{x}}_p &= A_{22}\hat{x}_p + G(w - A_{12}\hat{x}_p) + \bar{u} \\ &= (A_{22} - GA_{12})\hat{x}_p + G(\dot{y} - A_{11}y - B_1u - g_1) + A_{21}y + g_2 \end{aligned} \quad (12)$$

식 (12)에 포함된  $y$  의 미분치는 잡음증폭과 같은 악

영향을 줄 수 있으므로, 이를 제거하기 위하여 다음과 같이 벡터  $z$  를 정의한다.

$$z = \hat{x}_p - Gy \quad (13)$$

이 식을 식 (12)에 대입하면 다음과 같은 축소 차원 확장 루엔버거 관측기 (ROELO)를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \dot{z} &= (A_{22} - GA_{12})z + \{(A_{22} - GA_{12})G + (A_{21} - GA_{11})\}y \\ &\quad - G(B_1u + g_1) + g_2 \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)로부터 얻은  $z$  를 식 (13)의 역변환을 통하여 얻고자 하는 상태변수를 구한다. 이 방법은 계산량이 적다는 장점이 있으나, 관측기가 원하는 극점을 갖도록 이득행렬을 설계하기가 어렵다는 단점이 있다. 회전자속도추정에 관한 극점과 자속추정에 관한 극점을 분리하여 이득행렬을 설계하면 그림 6과 같이 속도에 따른 각각의 극점이 위치하게 된다<sup>[9]</sup>.

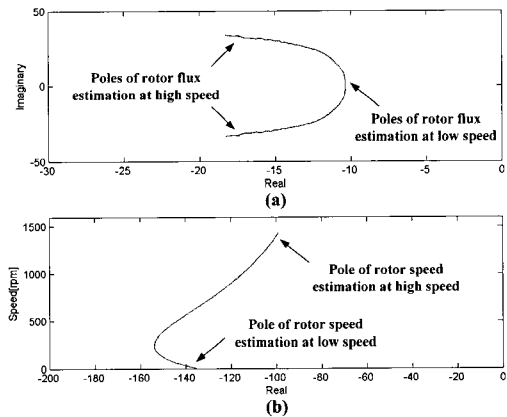


그림 6 전동기속도에 따른 극점의 이동; (a) 회전자자속에 관련된 극점, (b) 회전자속도에 관련된 극점  
Fig. 6 The variation of pole location for different speed; (a)rotor flux poles, (b)rotor speed pole

관측기 및 전체 제어성능에 영향을 미치는 중요한 파라미터 중 하나인 고정자저항은 그림 7과 같이 적응기법을 사용하여 추정한다<sup>[3]</sup>.

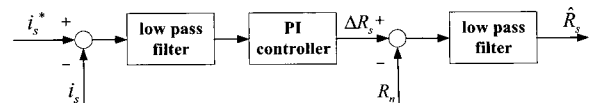


그림 7 고정자저항 추정 블록도  
Fig. 7 Block diagram of stator resistance estimation

### 3. Matrix Converter의 비선형 모델링

그림 3에서보면 제안하는 제어시스템은 입력단의 전압과 출력전류를 사용한다. 시스템의 응답특성은 출력전압에 따라 크게 영향을 받게 되므로 고성능의 제어 시스템을 구축하기 위해서는 matrix converter의 입력 전압과 출력전압의 관계에 대한 정확한 정보가 필요하다. 전환지연과 스위칭 소자의 전압강하에 의하여 비선형적인 입출력 전압관계를 나타내는 matrix converter를 각각 모델링하여 응답특성을 향상시킨다.

#### 3.1 전환지연 (Commutation delay)

Matrix converter를 제어하는데 있어서 스위칭의 전환 (commutation)은 상당히 중요한 부분 중의 하나이다. 스위칭 상태가 하나의 스위치로부터 다른 스위치로 전환할 때 전류도 같이 전환하여야 한다. 전류전환시에 발생하는 순환전류 (circulating current)를 방지하기 위해 그림 8과 같이 4단계 스위칭 전환기법이 보편적으로 사용되고 있다<sup>[1]</sup>. 이 기법은 스위치가 도통하는 동안 두개의 스위칭 트랜지스터가 동시에 온-상태를 유지하도록 하는 기법이다. 이 방식은 순환전류발생을 방지하기 위한 추가적인 논리회로가 필요하지 않게 된다. 전류의 부호에 따라 도통하는 다이오드의 자연적 소호 (turn-off)와 강제적 소호가 결정된다.

그림 8은 두 순차적인 스위칭의 전환을 나타낸다. 출력전압이 4단계 스위칭 전환기법을 위한 제어 신호와 같이 도시되어 있다. 두 상태 모두 부하전류는 양이라 하고 입력전압은  $V_2$ 가  $V_1$ 보다 크다고 가정한다. 도통되는 트랜지스터를 1c와 2c로 나타내고 도통되지 않는 트랜지스터는 1nc와 2nc으로 표기한다.

그림 8의 전환구간 1에서 보면, 전환이 시작되기 전에 출력전압은  $V_2$ 이고, 전환이 끝나고 나면 출력전압은  $V_1$ 이 된다.  $V_2 > V_1$  이라면, 전환이 시작되고 지연시간  $T_d$  지난 후에도 스위치 1의 도통되어 있는 트랜지스터와 연결되어 있는 다이오드는 역방향 바이어스이고, 지연시간,  $2T_d$  이후에 도통하고 있는 스위치 2를 강제로 소호 (turn-off) 시키지 전에는 전환이 일어나지 않게 된다. 이러한 경우를 강제 스위칭 전환 (hard switched commutation) 이라 하고 이 때에는 그림 8에서처럼  $2T_d$  만큼의 지연시간이 발생하게 된다. 전환구간 2에서 보면 입력전압의 부호가 전환구간 1에 비해 반대의 부호를 가진다. 전환이 시작되고 지연시간  $T_d$  지난 후, 도통되어 있는 트랜지스터와 연결되어 있는 다이오드는 순방향 바이어스가 되어 자연적 전환이

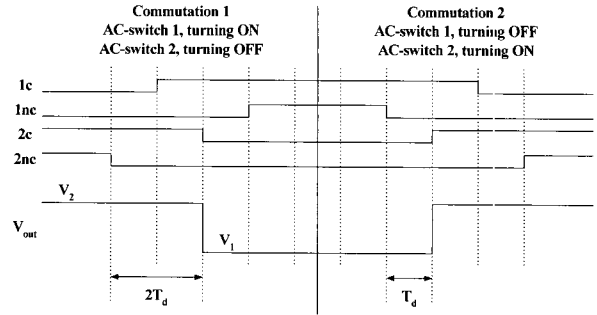


그림 8 Matrix converter의 4단계 스위칭 전환 기법  
Fig. 8 Four-step commutation strategy in a matrix converter

일어나게 된다. 이 경우  $T_d$  만큼 지연시간이 발생하게 된다.

a상의 상전류  $i_{as}$ 가 양의 값을 가질 때 앞서 설명한 전환지연에 의한 j오차는 그림 8로부터 계산하면 다음과 같다.

$$T_{a, err} = T_d + T_f - T_r \quad (15)$$

여기서  $T_r$ 은 스위칭 소자의 상승시간,  $T_f$ 는 스위칭 소자의 하강시간을 나타낸다.

마찬가지 방법으로 a상의 상전류  $i_{as}$ 가 음의 값을 가질 때 전환지연에 의한 스위칭 시간의 오차는 다음과 같이 계산할 수 있다.

$$T_{a, err} = -(T_d + T_f - T_r) \quad (16)$$

(15)와 (16)을 다음 식 (17)과 같이 나타낼 수 있고 이를 이용하여 전환지연에 의한 전압오차를 식 (18)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_{e, err} = (T_d + T_f - T_r) \text{sgn}(i_{as}) \quad (17)$$

$$v_{a, cd} = \frac{T_{a, err}}{T_{sp}} v_{l-l} = v_{cd} \text{sgn}(i_{as}) \quad (18)$$

여기서  $T_{sp}$ 는 스위칭 주기,  $v_{l-l}$ 은 선간전압,  $v_{cd} = \frac{T_d + T_f - T_r}{T_{sp}} v_{l-l}$ 을 나타낸다.

각상에 대한 전환지연에 의한 전압오차를 동기좌표계에서 d 축과 q 축의 값으로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{q,cd}^e \\ v_{d,cd}^e \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\hat{\theta} \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{2}{3} v_{cd} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\hat{\theta} \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{as}) \\ \text{sgn}(i_{bs}) \\ \text{sgn}(i_{cs}) \end{bmatrix} \\
 &= \frac{2}{3} v_{cd} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\hat{\theta} \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 &\quad \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^e \cos\hat{\theta} + i_{ds}^e \sin\hat{\theta}) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (19)
 \end{aligned}$$

### 3.2 스위칭 소자의 전압강하 (Voltage drop in power devices)

Matrix converter는 그림 1의 양방향 스위칭 구조에서 보면, 스위치가 온-상태일때 항상 두개의 스위칭 소자가 도통됨을 알 수 있다. 따라서 기존의 PWM 인버터에 비해 온-상태일 때 사용되는 스위칭 소자의 개수가 2배 더 많으므로 스위칭 소자의 전압강하도 기존의 PWM 인버터에 비해 2배 크게 됨을 알 수 있다. 따라서 저속 영역에서 제어 특성에 크게 영향을 미치는 스위칭 소자의 전압강하에 관한 영향이 기존의 PWM 인버터에 비해 크고, 그에 대한 영향을 고려해 주어야 저속영역에서의 좋은 제어특성을 기대할 수 있게 된다. 그림 1에서 사용된 스위칭 소자의 온-상태 전압강하특성이 거의 같다고 가정하면, 전압강하는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_d = R_d i_c + v_{th} \quad (20)$$

여기서  $R_d$  는 스위칭소자의 저항,  $v_{th}$  는 스위칭소자의 임계전압을 나타낸다.

스위칭소자의 저항,  $R_d$  는 흐르는 전류와 인버터 전압과의 선형적인 관계로 근사화할 수 있고 이를 그림으로 나타내면 그림 9와 같다. 그림에서 보면 스위칭 소자의 저항은 전동기 구동시 고정자의 저항성분에 포함시킬 수 있고 그 값은 그림 7의 고정자추정을 통해 동시에 추정될 수 있다.

온-상태의 스위칭에 의한 전압강하는 상전류의 방향에 따라 결정이 되며, 그림 10은 이러한 전압강하가 출력전압에 미치는 영향을 나타낸다.

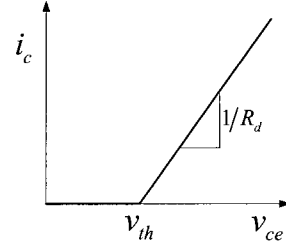


그림 9 전력소자의 간략화한 on-상태의 전압, 전류특성곡선  
Fig. 9 Simplified forward on-state characteristics of the power devices

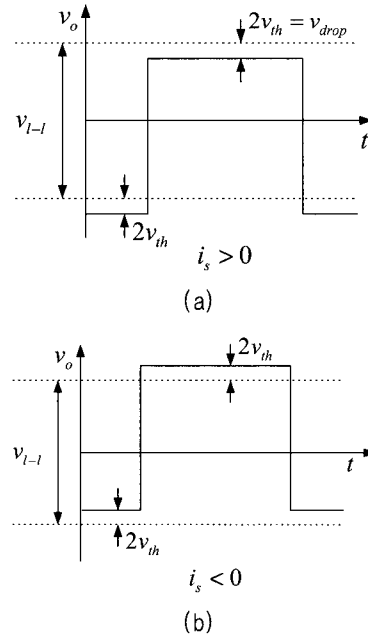


그림 10 전력소자의 전압강하로 인한 matrix converter의 출력전압 (a)  $i_s > 0$ , (b)  $i_s < 0$   
Fig. 10 Output voltage in matrix converter due to voltage drop across the power devices (a)  $i_s > 0$ , (b)  $i_s < 0$

각 상의 전압강하는 벡터제어기법을 이용하여 동기 좌표계에서 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \begin{bmatrix} v_{q,drop}^e \\ v_{d,drop}^e \end{bmatrix} &= \frac{2}{3} v_{drop} \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\hat{\theta} \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \\
 &\quad \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^e \cos\hat{\theta} + i_{ds}^e \sin\hat{\theta}) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (21)
 \end{aligned}$$

여기서  $v_{drop} = v_{th}$ .

식 (19)과 (21)로부터 전환지연과 스위칭 소자의 전압강하에 의한 총 전압왜곡을 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{q,total}^e \\ v_{d,total}^e \end{bmatrix} = \frac{2}{3} (v_{cd} + v_{drop}) \begin{bmatrix} \cos\hat{\theta} \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\hat{\theta} \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \text{sgn}(i_{qs}^e \cos\hat{\theta} + i_{ds}^e \sin\hat{\theta}) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \sin\left(\hat{\theta} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ \text{sgn}\left(i_{qs}^e \cos\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right) + i_{ds}^e \sin\left(\hat{\theta} + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{bmatrix} \quad (22)$$

식 (22)와 같이 동기좌표계에서 표현된 전압왜곡을 그림 3에서처럼 벡터제어의 전압 지령값에 더해주어 matrix converter의 비선형성을 보상한다.

#### 4. 실험

제안한 알고리즘의 성능을 확인하기 위하여 실험을 수행하였으며, 본 논문에서는 주로 저속 영역에서의 제안한 관측기와 matrix converter 모델링에 따른 응답 특성 향상에 초점을 맞추고 있다. 실험에는 정격용량 3 kW, 정격속도 50 Hz, 선간전압 380 V, 4극의 유도전동기와 matrix converter를 이용한 전력회로를 사용하였다. 제어기로는 2중 구조로 32비트 DSP (ADSP 21062) 보드와 16비트의 마이크로 컨트롤러 (80C167)가 사용되었으며, 12비트의 AD 변환기가 선간전압 및 출력 전류, 속도 정보의 제어기 입력을 위해 사용되었다.

그림 11과 그림 12는 제안한 알고리즘을 적용한 센서리스 제어의 정격속도, 정역운전 응답특성을 나타낸다. 그림 12는 그림 11의 응답파형 중에서 영 속도 부근의 파형을 확대한 것이다. 전속도 영역 및 정, 역 전환영역에서는 만족할만한 센서리스 성능을 보이고 있다. 그림 13은 동기좌표계에서 나타낸 matrix converter의 비선형 요소에 의한 전압 왜곡을 나타냈다. 그림 14와 그림 15는 전동기를 100 rpm으로 운전하면서 그림 13의 비선형 요소 모델링을 이용한 보상을 적용하지 않았을 때와 하였을 때의 상전류 파형과 스펙트럼 분석결과이다. 실험결과로부터 제안한 모델링을 통하여 상전류의 5차,

7차 고조파의 저감을 확인할 수 있다.

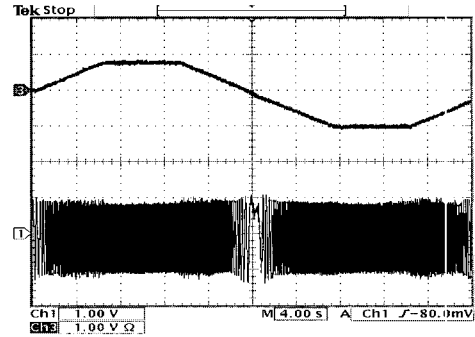


그림 11 정, 역 센서리스 운전 (4 s/div); 속도 (1500 rpm/div), 상전류 (5 A/div)  
Fig. 11 Forward and reverse operation (4 s/div); speed (1500 rpm/div) and phase current (5 A/div).

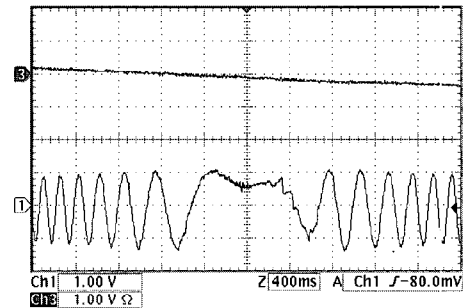


그림 12 그림 11에서 상전류의 영 교차점 부근 확대파형 (0.4 s/div); 속도 (1500 rpm/div), 상전류 (5 A/div)  
Fig. 12 A zoom of the zero crossing in Fig. 11 (0.4 s/div); speed (1500 rpm/div) and phase current (5 A/div).

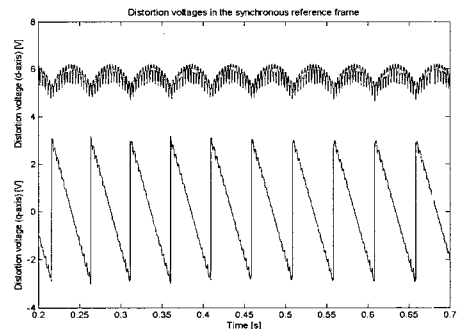


그림 13 100 rpm, 동기좌표축에서 나타낸 전압왜곡; q축과 d축 전압  
Fig. 13 Distortion voltage in the synchronous reference frame at 100 rpm; q-and d-axis distortion voltage



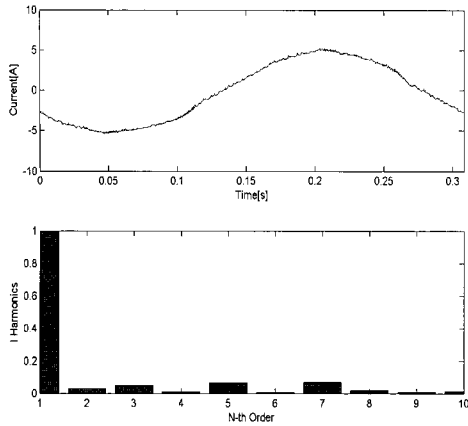


그림 14 100 rpm에서 비선형 보상을 하지 않은 경우 상 전류파형과 고조파 스펙트럼  
 Fig. 14 Current control without non-linearities compensation at 100 rpm; phase current and Fourier analysis of phase current(magnitude)

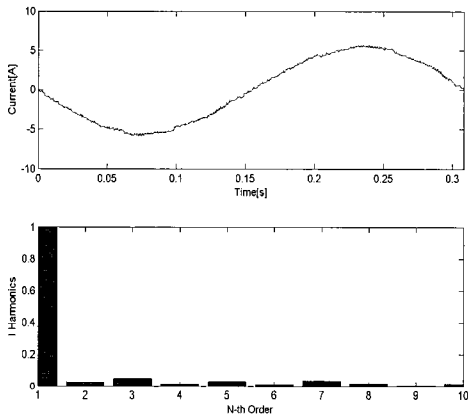
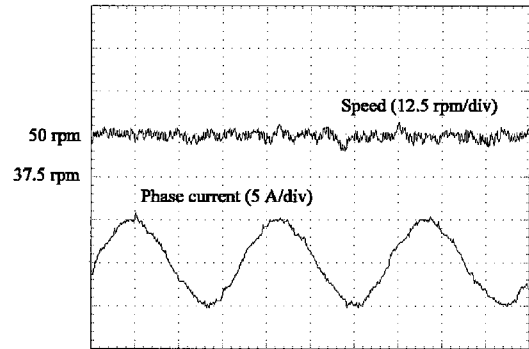
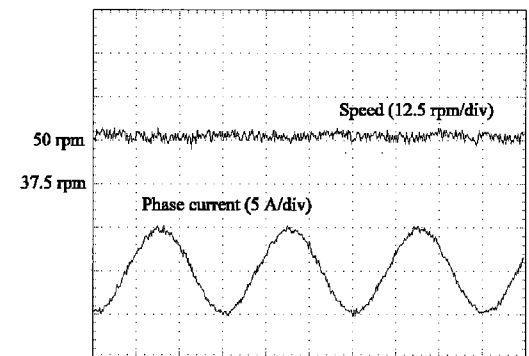


그림 15 100 rpm에서 비선형 보상을 한 경우 상전류파형과 고조파 스펙트럼  
 Fig. 15 Current control with non-linearities compensation at 100 rpm; phase current and Fourier analysis of phase current(magnitude)

그림 16의 파형은 제안한 모델링 기법을 이용하였을 경우, 속도 및 전류응답특성을 나타내었다. 제안한 기법을 사용하지 않았을 경우 속도응답에서 볼 수 있는 전기적 주파수의 6배가 되는 속도맥동이 제안한 기법을 적용하여 보상함으로써 저감되었음을 볼 수 있다. 그에 따라 속도제어특성이 향상되어 그림 17에서처럼 정격부하의 20%의 조건하에서 5 rpm 저속영역의 센서리스 운전이 가능함을 알 수 있다.



(a)



(b)

그림 16 50 rpm에서 속도 및 전류응답 (0.2 s/div) (a) 보상알고리즘을 적용하지 않았을 경우, (b) 보상알고리즘을 적용하였을 경우

Fig. 16 Speed sensorless control at 50rpm (0.2s/div) with 80 % of rated load; speed and phase current (a) without nonlinearities compensation, (b) with nonlinearities compensation

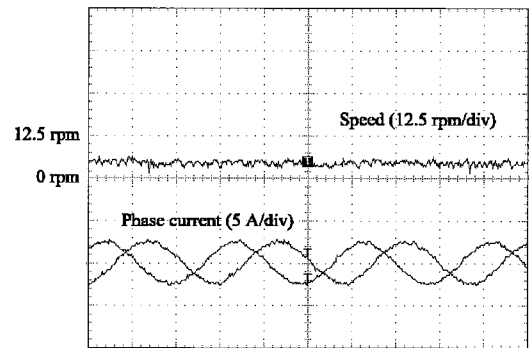


그림 17 5 rpm, 정격부하의 20%의 조건에서 전동기 속도와 상전류 파형 (1 s/div)  
 Fig. 17 Constant speed operation at 5 rpm with 20 % of rated load torque (1 s/div); speed and phase current

## 5. 결 론

본 논문에서는 3 kW급의 matrix converter로 구동되는 유도전동기 센서리스 백터의 성능개선에 관한 새로운 제어시스템을 제안하였다. 고성능의 제어시스템의 구성을 위해 새로운 matrix converter 모델을 이용한 축소차원 확장 루엔버거 관측기를 적용하였다. 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 적용한 센서리스 시스템은 회전자자속과 속도를 동시에 추정함으로써 각각의 오차가 증폭되는 것을 피할 수 있다. 저속영역에서 발생하는 전압왜곡을 전환자연과 스위칭 소자의 전압강하성분으로 나누어 모델링하고 그 모델을 이용하여 저속영역에서 제어성능을 향상시켰다. 실험을 통해 제안한 제어시스템의 타당성을 입증하였다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter," *IEEE Trans. Industry Applications*, Vol. 35, No. 5, Sep./Oct. 1999, pp. 1150-1161.
- [2] C. Klumpner, P. Nielsen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 49, No. 2, April 2002, pp. 325-335.
- [3] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, *Control in power electronics - selected problems*, Academic press, 2002, ISBN 0-12-402772-5, ch.3 and ch. 9.
- [4] J. W. Choi and S. K. Sul, "Inverter Output Voltage Synthesis Using Dead Time Compensation," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 11, No. 2, March 1996, pp. 221-227.
- [5] F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thøgersen, "Improved Modulation Techniques for PWM-VSI Drives," *IEEE Trans. Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 1, Feb. 1997, pp. 87-95.
- [6] A. R. Munoz and T. A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives," *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, July 1999, pp. 683-689.
- [7] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor Drives," *Proc. of the IEEE*, Vol. 90, No.8, Aug. 2002, pp. 1359-1394.
- [8] K. B. Lee, J. Y. Yoo, J. H. Song, and I. Choy, "Improvement of low speed operation of electric machine with an inertia identification using ROELO," *IEE Proc. - Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No. 1, Jan. 2004, pp. 116-120.
- [9] 이교범, 송주호, 송중호, 최익, "새로운 축소 차원 확장 루엔버거 관측기를 이용한 유도 전동기의 센서리스 백터 제어," *전기학회논문지*, 53B권, 3호, 2004년 3월, pp. 173-179.

## 저 자 소 개



### 이교범(李教範)

1972년 6월 30일생. 1997년 아주대 공대 전자공학부 졸업. 1999년 동 대학원 제어계측공학과 졸업(석사). 2003년 고려대 전기공학과 졸업(공학박). 2003년~현재 The Institute of Energy Technology, Aalborg University in Denmark.