

# 매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기 구동장치를 위한 전력이론 기반의 센서리스 기법

論 文

56-3-12

## Sensorless Control for Induction Motor Drives Fed By a Matrix Converter Using Power Theory

李 教 範<sup>\*</sup>  
(Kyo-Beum Lee)

**Abstract** - This paper presents a new and simple method for sensorless operation of matrix converter drives using a constant air-gap flux and the imaginary power flowing to the motor. To improve low-speed sensorless performance, the non-linearities of a matrix converter drive such as commutation delays, turn-on and turn-off times of switching devices, and on-state switching device voltage drop are modelled using PQR transformation and compensated using a reference power control scheme. The proposed compensation method is applied for high performance induction motor drives using a 3 kW matrix converter system. Experimental results are shown to illustrate the feasibility of the proposed strategy.

**Key Words** : induction motor, matrix converter, sensorless operation, power theory, PQR transformation

### 1. 서 론

매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기의 구동장치는 지난 10년 동안 꾸준히 발전해왔고, 최근에 에너지 효율 문제와 증가하는 전력품질의 중요성 때문에 기술적인 발전이 가속되고 있다[1]. 매트릭스 컨버터 구동장치는 양방향 전력흐름, 입/출력 전류의 정현파제어, 그리고 입력단의 역률조절이 가능할 뿐 아니라 구동장치의 수명 및 부피에 크게 영향을 미치는 직류단의 커패시터가 작다는 장점이 있다. 그러나 매트릭스 컨버터는 스위칭 소자수가 기존의 PWM 인버터에 비해 많고, 변조기술 및 스위칭 전환 기술이 기존의 PWM 인버터보다 복잡하다는 단점이 있다[1-8].

속도를 가변 할 수 있는 구동장치는 여러 산업분야에서 광범위하게 응용되고 있다. 넓은 속도범위에서 높은 동적수행능력과 정밀한 제어가 요구될 경우, 속도는 정확히 측정되어야만 한다. 반대로 고성능 수행능력이 필요 없는 경우는 전동기 속도측정을 하지 않는 센서리스 제어가 바람직하다. 센서리스 제어의 장점은 하드웨어 간략화, 낮은 가격, 구동기기 크기의 감소, 센서케이블의 제거, 소음의 감소, 신뢰성의 증가 등이 있다[9].

매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기 구동장치를 위한 속도 센서리스 제어 알고리즘을 구축하기 위해서 전동기 속도와 상수에 관한 정확한 정보가 요구된다. 특히 저속영역에서 구동 시, 기기모델을 기반으로 하는 관측기는 전동기 상수가 변동할 때 상수에 대한 적용 알고리즘 없이는 만족스러운 속도제어 성능을 기대할 수 없다[9]. 또한 센서리스 속도 제어를 위해 출력전압을 사용할 경우, 일반적으로 출력

전압을 직접 측정하지 않는 대신, 계산된 평균전압을 사용한다. 하지만 계산된 평균전압은 정류지연, 스위칭 소자의 턴-온과 턴-오프시간과 스위칭 소자의 온-상태 전압강하와 같은 매트릭스 컨버터의 비선형적인 특성 때문에 실제 출력전압과 다르다. 저속영역에서 이러한 문제를 해결하기 위해서 전류부호를 이용하여 오프라인 방법으로 비선형성을 보상하려는 기법이 제안되었다[6, 7]. 그러나 전류위상이 영으로 근접할 때 전류부호를 결정하는 것이 어렵고, 전류부호가 제대로 결정되지 않으면 매트릭스 컨버터의 비선형성 보상은 부적절하게 동작하게 된다. 또한 스위칭 소자의 턴-온 및 턴-오프 시간과 전압강하가 동작조건 따라서 변하기 때문에 오프라인 방법을 통해서 비선형성영향을 완벽하게 보상하기가 어렵다[8].

본 논문에서는 PQR 전력이론을 이용한 매트릭스 컨버터 구동장치를 위한 새로운 센서리스 방식을 제안한다. 그림 1은 제안하는 전력제어를 이용한 매트릭스 컨버터 구동장치의 전체적인 제어 블록을 나타낸다. 그림 2는 매트릭스 컨버터 구동장치의 구성을 나타낸다. 제안된 기법은 전동기로 유입되는 무효전력과 일정한 공극자속을 이용하여 유도전동기의 회전자 속도를 검출한다. PQR전력변환을 이용하여 매트릭스 컨버터 구동장치의 비선형성을 계산하고, 기준전력제어방식을 적용하여 저속영역에서 센서리스 성능을 향상시키기 위한 보상전류를 발생한다. 제안된 속도 관측기의 타당성을 검증하기 위하여 3 kW급의 매트릭스 컨버터 구동장치에 적용하였다.

### 2. 매트릭스 컨버터 구동장치의 전력제어

입력전류의 순시전력제어는 유도전동기에 유입되는 순시 무효전력과 실효전력을 각각 제어하는 것이다. 이는 유효전력이 전동기에서 생성된 토크를 제어하고, 무효전력이 자속을 제어한다는 사실로부터 알 수 있다.

<sup>\*</sup> 교신저자, 正會員 : 전북대 공대 전기공학과 조교수 · 공박

E-mail : kyl@chonbuk.ac.kr

접수일자 : 2006년 7월 27일

완료일자 : 2006년 11월 1일

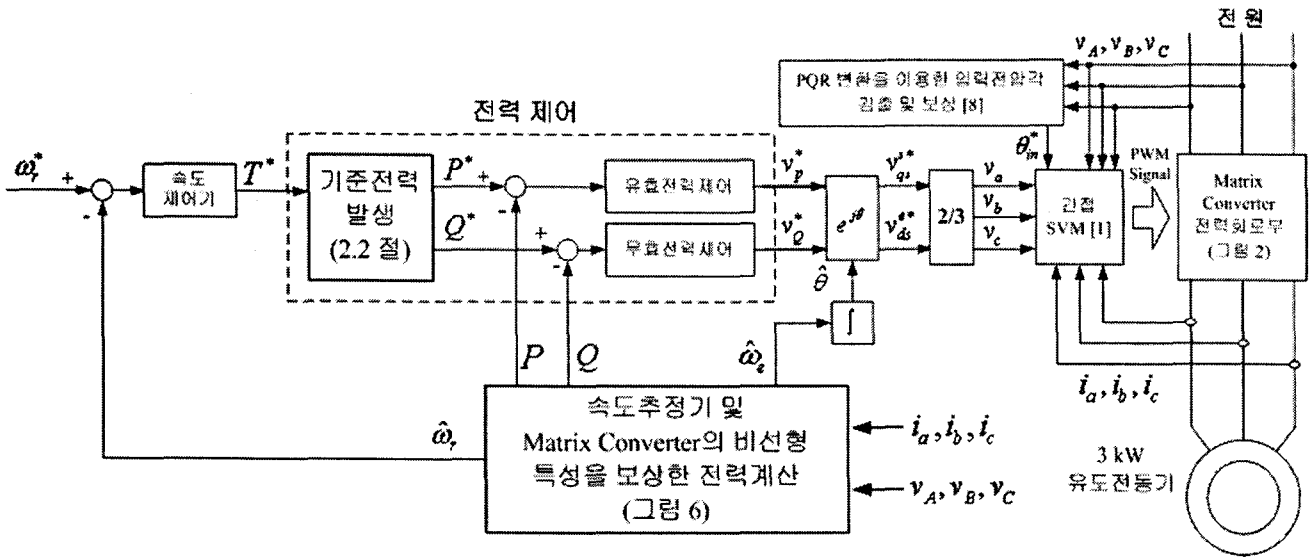


그림 1 제안하는 매트리스 컨버터 구동장치의 센서리스 전력제어  
 Fig. 1 The proposed sensorless power control for matrix converter drives.

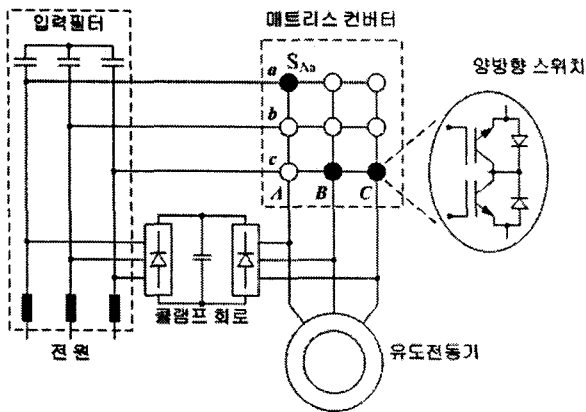


그림 2 매트리스 컨버터 구동장치의 구성  
 Fig. 2 The topology of a matrix converter drive.

2.1 순시 유효전력과 무효전력

abc-좌표계에서의 3상 전압과 전류는 α, β-좌표계에서 다음과 같이 변환할 수 있다[3].

$$\begin{bmatrix} v_o \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad \text{그리고}$$

$$\begin{bmatrix} i_o \\ i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

유효 전력과 무효전력은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} P \\ Q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \bar{P} \\ \bar{Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{P} \\ \tilde{Q} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha & v_\beta \\ -v_\beta & v_\alpha \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \tilde{i}_\alpha + \tilde{i}_\beta \\ \tilde{i}_\beta + \tilde{i}_\alpha \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기에서  $\bar{P}$ 와  $\bar{Q}$ 는 부하전류 ( $\tilde{i}_\alpha$ 와  $\tilde{i}_\beta$ )의 대칭 (symmetrical fundamental) 성분으로부터 얻은 평균 유효전력과 무효전력 직류성분이다.  $\bar{P}$ 는 부하에 전달되는 평균 유효전력,  $\bar{Q}$ 는 상 사이를 순환하는 평균 무효전력을 나타낸다.  $\tilde{P}$ 와  $\tilde{Q}$ 는 부하전류 ( $\tilde{i}_\alpha$ 와  $\tilde{i}_\beta$ )의 고조파와 비대칭성분(harmonic and asymmetrical fundamental)에 의해 발생된 유효와 무효 교류 맥동성분이다.  $\tilde{P}$ 는 부하와 소스사이에서 진동하는 전력에 대응되는 유효전력의 맥동,  $\tilde{Q}$ 는 상간의 전력진동에 해당하는 무효전력의 리플을 나타낸다.

2.2 기준전력발생

전동기에 유입되는 순시 유효전력 P는 회전자와 고정자 저항에서 소비되는 전력, 전동기의 인덕턴스 성분에 저장되는 자기에너지의 시간변화율, 그리고 전력변환에서의 전력과 같은 3개의 성분으로 분리 될 수 있다. 이는 전동기에서 고정자, 회전자 저항 그리고 철손과 같은 곳에서 손실되는 전력을 의미하는 것이다. 회전자 저항 전력과 철손을 무시하여 생각하면, 슬립이 커질 수 있는 과부하 조건에서 회전자 저항은 생략될 수 없다. 본 논문에서는 이러한 손실들에 대한 간단한 보상기법에 대해 추후에 설명할 것이다. 전동기에 유입되는 순시 무효전력 Q는 전동기에서 자속벡터의 크기변화나 벡터 가속과 같은 것에 연관되어 있다. Q축에서 전동기의 슬립 주파수를 고려한 기본무효전력(imaginary power reference)은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$Q^* = i_m v_{cmf} = i_m \omega_e \lambda_m = i_m (P \omega_m + \omega_{sl}) \lambda_m \quad (3)$$

여기에서,  $i_m$ 은 자화 전류,  $v_{cmf}$ 은 역기전력,  $\omega_e$ 은 전기적인 주파수,  $\lambda_m$ 은 자속의 크기, P는 전동기의 극 수,  $\omega_m$ 은 기계적인 주파수,  $\omega_{sl}$ 은 슬립 주파수를 나타낸다.

전동기의 슬립 주파수는 토크와 밀접하게 연관되어 있다. 즉, 슬립주파수는 구하고자 하는 토크와 관련되어 있다는 것을 알 수 있다[4]. 관련된 토크관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\omega_{sl} = i_p / (T_r |i_m|) = T_e / \left( \frac{3}{2} \frac{L_m^2}{L_r} |i_m|^2 T_r \right) \quad (4)$$

(3)식 과 (4)식을 이용하면 슬립은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$s = \omega_{sl} / (\omega_r + \omega_{sl}) = 1 + \omega_r L_m i_m^2 / Q^* \quad (5)$$

유효전력 참조는 (5)로부터 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$P^* = P_{mech} / (1 - s) = -Q^* T^* / (p_p L_m i_m^2) \quad (6)$$

전동기의 누설인덕턴스가  $L_r$ 과 관련이 적다고 가정하면 Q축의 무효전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$Q^* = L_m i_m^2 \omega_r + 2T^* (3PT_r) \quad (7)$$

### 3. 일정한 공극자속과 PQR변환

#### 3.1 일정한 공극자속 제어

유도전동기는 동기좌표축 상에서 다음과 같이 표현되고 등가회로는 그림 4와 같다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{ds}^e - w_e \lambda_{qs}^e \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qs}^e + w_e \lambda_{ds}^e \\ 0 &= R_r i_{dr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dr}^e - (w_e - \omega_r) \lambda_{qr}^e \\ 0 &= R_r i_{qr}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qr}^e + (w_e - \omega_r) \lambda_{dr}^e \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 첨자 'e'는 회전좌표계,  $v_{ds}^e$ 와  $v_{qs}^e$ 는 고정자 d축과 q축 전압,  $i_{ds}^e$ 와  $i_{qs}^e$ 는 고정자 d축과 q축 전류,  $i_{dr}^e$ 와  $i_{qr}^e$ 는 회전자 d축과 q축 전류,  $\lambda_{ds}^e$ 와  $\lambda_{qs}^e$ 는 d축과 q축 고정자자속,  $\lambda_{dr}^e$ 와  $\lambda_{qr}^e$ 는 d축과 q축 회전자 자속,  $R_s$ 는 고정자저항,  $R_r$ 은 회전자저항,  $\omega_e$ 는 동기각주파수,  $\omega_r$ 은 회전각주파수이다.

자속방정식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^e &= \lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e, \quad \lambda_{qs}^e = \lambda_{qm}^e + L_{ls} i_{qs}^e \\ \lambda_{dr}^e &= \lambda_{dm}^e + L_{lr} i_{dr}^e, \quad \lambda_{qr}^e = \lambda_{qm}^e + L_{lr} i_{qr}^e \\ \lambda_{dm}^e &= L_m (i_{ds}^e + i_{dr}^e) = L_m i_{dm}^e \\ \lambda_{qm}^e &= L_m (i_{qs}^e + i_{qr}^e) = L_m i_{qm}^e \end{aligned} \quad (9)$$

여기서  $\lambda_{dm}^e$ 와  $\lambda_{qm}^e$ 는 d축과 q축 공극자속,  $i_{dm}^e$ 와  $i_{qm}^e$ 는 d축과 q축 자화전류,  $L_s$ 와  $L_r$ 는 고정자와 회전자 누설인덕턴스,  $L_m$ 는 자화인덕턴스이다.

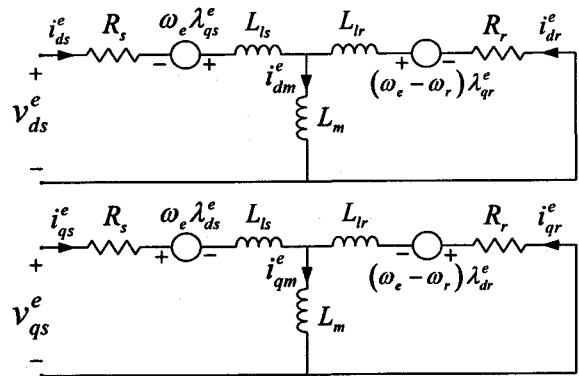


그림 3 유도전동기의 d, q축 등가회로  
Fig. 3 d-q equivalent circuit of an induction motor.

(8)은 (9)을 이용해서 다시 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} (\lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e) - w_e (\lambda_{qm}^e + L_{ls} i_{qs}^e) \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} (\lambda_{qm}^e + L_{ls} i_{qs}^e) + w_e (\lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e) \end{aligned} \quad (10)$$

만약 벡터제어가 적절히 수행되어 제어주기 동안에 회전좌표축상에서 d축과 q축 고정자전류의 시간변화율을 영으로 놓을 수 있다면, (10)은 다음과 같이 다시 쓰여 질 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{dm}^e - w_e (\lambda_{qm}^e + L_{ls} i_{qs}^e) \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + \frac{d}{dt} \lambda_{qm}^e + w_e (\lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e) \end{aligned} \quad (11)$$

공극자속  $\lambda_{dm}^e$ 와  $\lambda_{qm}^e$ 의 변화율과 관계하는 항목을 무시한다면 (11)은 다음과 같이 다시 정리될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^e &= R_s i_{ds}^e - w_e (\lambda_{qm}^e + L_{ls} i_{qs}^e) \\ v_{qs}^e &= R_s i_{qs}^e + w_e (\lambda_{dm}^e + L_{ls} i_{ds}^e) \end{aligned} \quad (12)$$

만약  $|\lambda_m| w_e \gg |(R_s + jw_e L_s) i_s|$ 와 같이 고정자 저항의 전압강하가 무시된다면

$$|v_s| \approx |v_{emf}| \approx |\lambda_m| w_e = L_m |i_m| w_e \quad (13)$$

여기서  $v_{emf}$ 는 역기전력이다.

자화전류크기  $|i_m|$ 의 동작점이 제어기에 의해서 적절히 결정된다고 가정하면, 크기  $|i_m|$ 은  $i_{mref} / L_m$ 으로 대체할 수 있다. 따라서 회전자축에서 공극자속과 고정자전류의 변화가 무시된다고 가정하면,  $w_e$ 는 자화전류와 공급전류로 계산될 수 있다.

#### 3.2 PQR변환

이번 장에서는 PQR전력변환에 관하여 설명한다. PQR변환을 통해 기존의 PQ변환과 곱벡터변환의 장점을 이용할

수 있다. 정의된 순시전력은 전력보존을 따르며, 각각의 전력성분들은 선형적으로 서로 독립적이다.

출력단의 평균 상전압 성분은 PQR좌표에서는 다음과 같이 정의된다.

$$\begin{bmatrix} v_p \\ v_q \\ v_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0dq}^s} \begin{bmatrix} v_0^s & v_{ds}^s & v_{qs}^s \\ 0 & -v_{0dq}^s v_{qs}^s / v_{dq}^s & v_{0dq}^s v_{ds}^s / v_{dq}^s \\ v_{dq}^s & -v_0^s v_{ds}^s / v_{dq}^s & -v_0^s v_{qs}^s / v_{dq}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_0^s \\ v_{ds}^s \\ v_{qs}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{0dq}^s \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (14)$$

여기서  $v_{dq}^s = \sqrt{v_{ds}^s{}^2 + v_{qs}^s{}^2}$  그리고  $v_{0dq}^s = \sqrt{v_0^s{}^2 + v_{ds}^s{}^2 + v_{qs}^s{}^2}$  를 의미한다.

abc좌표에서 출력전류들은 다음과 같이 PQR좌표로 변환된다.

$$\begin{bmatrix} i_p \\ i_q \\ i_r \end{bmatrix} = \frac{1}{v_{0dq}^s} \begin{bmatrix} v_0^s & v_{ds}^s & v_{qs}^s \\ 0 & -v_{0dq}^s v_{qs}^s / v_{dq}^s & v_{0dq}^s v_{ds}^s / v_{dq}^s \\ v_{dq}^s & -v_0^s v_{ds}^s / v_{dq}^s & -v_0^s v_{qs}^s / v_{dq}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_0^s \\ i_{ds}^s \\ i_{qs}^s \end{bmatrix} \quad (15)$$

순시유효전력 P는 전압과 전류의 스칼라 곱으로 정의된다.

$$P = v_p i_p \quad (16)$$

순시무효전력  $Q_r$ 와  $Q_q$ 는 전압과 전류벡터의 벡터곱으로 정의된다.

$$Q_q = -v_p i_r, \quad Q_r = v_p i_q \quad (17)$$

r축 전류  $i_r$ 은 q축 순시무효전력  $Q_q$ 에 기여하고 q축 전류  $i_q$ 는 r축 순시무효전력  $Q_r$ 에 기여한다. 3개의 전력들은 선형적으로 서로 독립적이다. 그러므로 3개의 전력성분들은 각각의 순시전력을 보상함으로써 독립적으로 제어될 수 있다.

그림 4는 PQR좌표에서의 전력흐름을 나타낸다. 3상 전압원은 직류성분  $v_{pdc}$ 와 교류성분  $v_{pac}$ 로 구성되는 하나의 단상 전압원  $v_p$ 으로 변형된다. 서로 완벽하게 분리되는 3개 회로들은 전압원  $v_p$ 와 병렬로 연결된다. 즉, 3상 시스템은 3개의 단상시스템으로 다뤄질 수 있다. p축의 회로에서 평균전력  $P_{dc}$ 는 유효전력이고 q축 회로의 평균전력  $Q_{r,dc}$ 는 기존의 무효전력이다. 'j'는 p축과 수직인 허수부분을 의미한다. 3개의

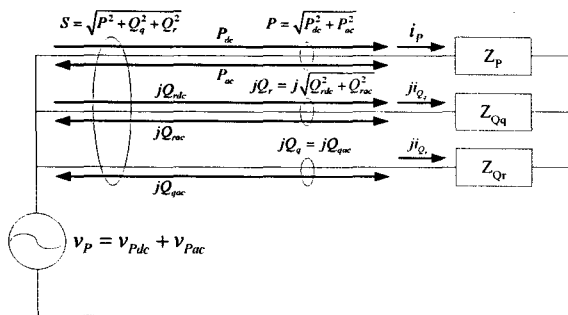


그림 4 PQR축에서 전력의 흐름[10]  
Fig. 4 Power flow in PQR coordinates [10].

전력  $P_{ac}$ ,  $Q_{rac}$ ,  $Q_q(Q_{qac})$ 는 불평형 전압과 불평형 부하, 왜곡된 시스템전압 그리고 비선형 부하와 같은 여러 가지 비이상적인 회로조건들로부터 야기되는 외란전력을 나타낸다 [10].

#### 4. 속도관측기의 설계

매트릭스 컨버터를 이용한 유도전동기구동을 위한 속도 센서리스 알고리즘을 설계하기 위해서는 전동기속도에 관해 보다 정확한 정보와 일정한 전동기 상수가 요구된다. 기기 모델을 기반으로 하는 관측기[7, 9]는 특히 저속영역에서 운전시에 전동기상수가 동작에 따라서 변할 때 상수적용계획 없이 만족스러운 수행능력을 달성하지 못한다. 본 논문에서는 일정한 공극자속과 전동기로 유입되는 무효전력을 이용하여 전동기상수에 둔감한 센서리스 기법을 제안한다. 무효전력은 주파수와 전동기의 자속과 직접적으로 관계가 있는 반면에 저항은 유효전력의 소비를 차지하는 전력과는 무관하기 때문에 무효전력의 사용을 기반으로 제안된 속도 관측기는 전동기의 저항에 둔감하다. 또한 제안한 속도 추정 알고리즘은 매우 간단하고 실시간으로 동작하는 산업용용분야에 적용하기 쉽다.

#### 4.1 속도관측기

그림 5는 전류, 전압과 자속 사이의 관계를 보이는 유도전동기에 대한 벡터 다이어그램에 대하여 설명한다. 무효전력은 반대축의 전류에 의해 곱해지는 전동기의 한 축의 전압이다.

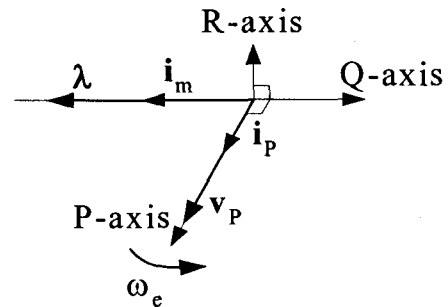


그림 5 근사화된 유도전동기의 벡터도  
Fig. 5 Approximate vector diagram for an induction motor.

순시무효전력은 다음과 같이 정의된다.

$$Q_r \approx -i_m |v_{emf}| \quad (18)$$

(18)은 식(13)을 사용해서 다시 쓸 수 있다.

$$Q_r \approx -L_m i_m^2 (w_r + w_{sl}) \quad (19)$$

여기서  $w_e = w_r + w_{sl}$

$Q_r$ 이 (17)에 의해 결정된다고 할 때, (21)을  $w_r$ 에 대해서 다시 쓰면

$$w_r = -\frac{v_p^i q}{L_m \hat{i}_m^2} - w_{sl} \quad (20)$$

여기서,  $w_{sl} = \frac{i_p}{\tau_r \hat{i}_m}$ ,  $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ ,  $w_{sl}$ 은 슬립 주파수이고  $\tau_r$ 은 회전자 시정수이다.

p축 전압  $v_p$ 와 q축 전류  $i_q$ 는 (16)과 (17)로 계산될 수 있다. 그림 6은 PQR변환, 속도관측기와 기준전류제어로 구성된 제안한 속도 센서리스 기법의 블록도를 나타낸다. 그림 7은 이상적인 매트리스 컨버터를 이용했을 경우, 제안한 속도관측기에 대한 시물레이션 파형을 나타낸다. 추정된 속도는 제안된 관측기에 의해 실제 값으로 수렴하는 것을 알 수 있고, 무효전력 Q파형의 모양은 추정된 속도와 거의 같음을 볼 수 있다.

비선형 특성을 고려하여 매트리스 컨버터가 더 이상 이상적인 스위치가 아니라고 간주한다면 매트리스 컨버터의 비선형성은 특히 저속에서 심한 전압왜곡을 유발하게 되고, 이에 따른 무효전력 Q의 왜곡은 속도추정성능의 저하를 야기하게 된다. 그림 8은 저속영역에서 제안한 속도관측기의 추정성능을 보여준다. 시물레이션 결과를 통해, 실제 매트리스 컨버터를 이용한 구동장치의 경우 비선형성의 영향을 모델링하고 보상해야 저속영역에서 만족할 만한 성능을 보임을 알 수 있다.

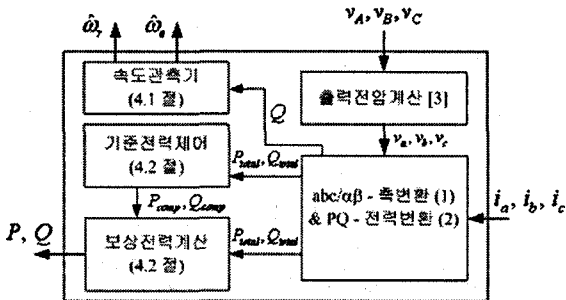


그림 6 속도관측기와 비선형보상 블록도  
Fig. 6 Speed observer and non-linearity compensation.

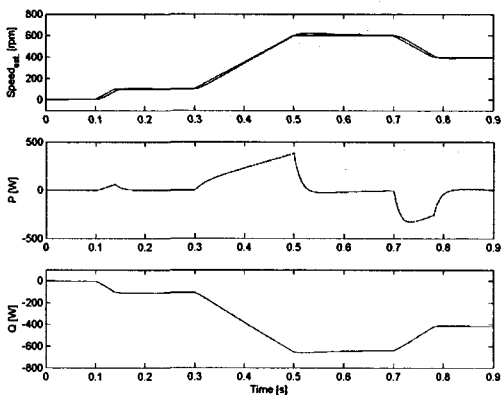
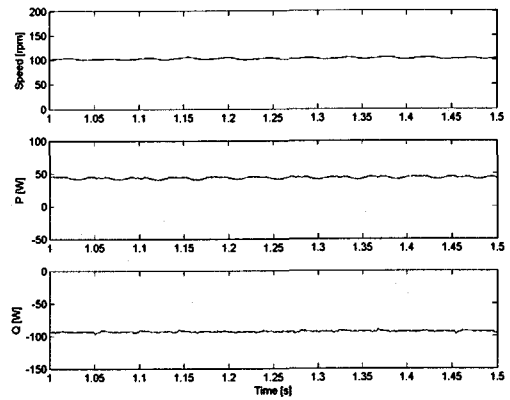
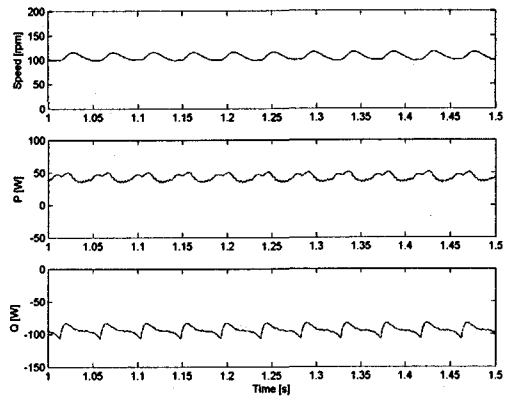


그림 7 제안한 관측기의 속도응답: 속도 지령값, 속도, 속도 추정오차, 무효전력 (시물레이션 결과)  
Fig. 7 Speed response of the proposed speed observer: speed reference and speed, speed error, and (Simulation result).



(a)



(b)

그림 8 저속영역에서 제안한 속도관측기의 속도응답 (a) 0.5 ms의 전환지연을 고려할 경우, (b) 2 ms의 전환지연을 고려할 경우: 속도지령, 속도, 속도오차, 무효전력  $Q_r$  (시물레이션 결과)

Fig. 8 Speed response of the proposed sensorless observer in the low speed operation, (a) with 0.5 ms commutation delay and (b) with 2 ms commutation delay: speed reference and speed, speed error, and  $Q_r$  (simulation result).

#### 4.2 저속영역에서 성능향상을 위한 비선형성 모델링

매트릭스 컨버터 구동장치의 비선형성으로 인한 전압은 매트릭스 컨버터 출력전압의 왜곡을 일으키고 무효전력 왜곡과 속도의 진동을 일으킨다. 본 논문에서는 저속영역에서 속도 센서리스 성능을 향상시키기 위해 전력변환을 이용한 온라인 비선형 보상방법을 적용한다[3]. 순시전력  $P$ ,  $Q$ 에서 각각의 교류성분인  $\tilde{P}$ 와  $\tilde{Q}$ 는 앞서 언급한 매트릭스 컨버터의 비선형성과 관련이 있다. 그러므로 대칭이고 정현적인 출력전압을 얻기 위해서는  $P$ 와  $Q$ 는 직류값으로 조정되어야 한다. 보상전력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_{comp} = \tilde{P}, Q_{comp} = \tilde{Q} \quad (21)$$

그림 2는 매트릭스 컨버터의 비선형 보상에 대한 시물레이션 파형이다. 전류와 속도에서 전기적 주파수의 6배에 해당하는 맥동이 있으나 보상 후 거의 제거된다.

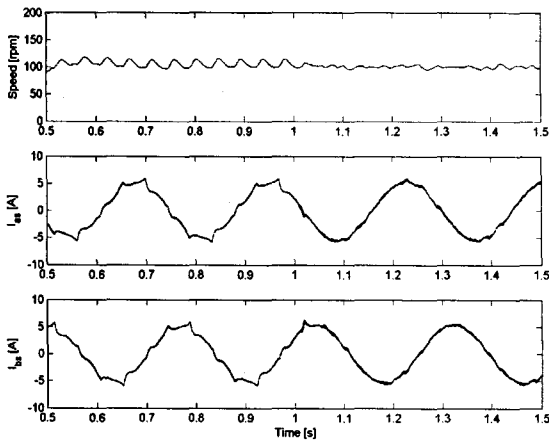


그림 9 100 rpm에서 적용한 비선형 보상 기법의 응답속도, a, b 상 전류 (1초부터 보상시작, 시뮬레이션 결과)  
 Fig. 9 Simulation results for the presented non-linearity compensation at 100 rpm: speed, a, and b - phase current (The compensation starts after 1 s).

그림 9는 제안한 비선형성 보상기법의 성능을 보기 위한 시뮬레이션 결과이다. 보상기법 수행 전에는 전기적인 주파수의 대략 6배의 원하지 않았던 속도맥동을 볼 수 있으나 보상 후, 이러한 속도맥동에 의한 오차는 거의 제거된다.

### 5. 실험

제안된 센서리스 제어 알고리즘의 타당성을 확인하기 위해서 실험을 수행하였다. 하드웨어는 3상 380V, 50Hz, 4극, 3kW 유도전동기와 매트릭스 컨버터의 전력회로로 구성된다. 유도전동기는 다음과 같은 전동기상수 값을 가진다:  $R_s=1.79 \Omega$ ,  $R_r=1.8 \Omega$ ,  $L_s=167 \text{ mH}$ ,  $L_r=174.4 \text{ mH}$ ,  $L_m=160 \text{ mH}$ . 12비트 A/D컨버터보드와 연결된 32비트 DSP(ADSP21062)와 16비트 마이크로 컨트롤러(80C167)로 구성된 제어기시스템은 매트릭스 컨버터를 제어하기 위해서 사용된다.

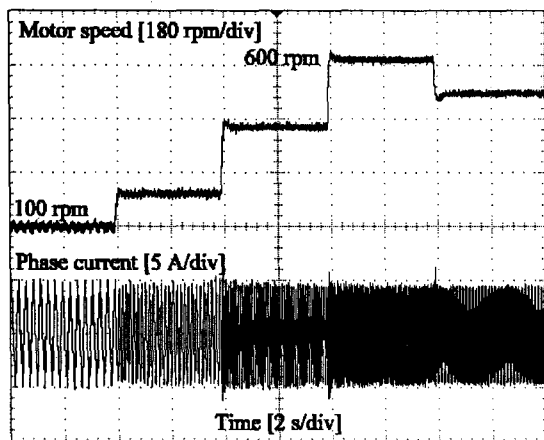


그림 10 40% 부하에서 센서리스 제어의 동적 응답특성: 속도, 상전류  
 Fig. 10 Dynamic response of speed sensorless control with 40% rated load: speed and phase current.

그림 10은 다양한 기준속도에서 제안된 센서리스 벡터제어의 속도와 상전류응답을 보여주며, 만족스러운 동적 속도 응답이 얻어지고 있다. 그림 11에서는 50rpm의 속도영역에서 만족할만한 속도추정성능과 정현파에 가까운 상전류 파형을 얻을 수 있다.

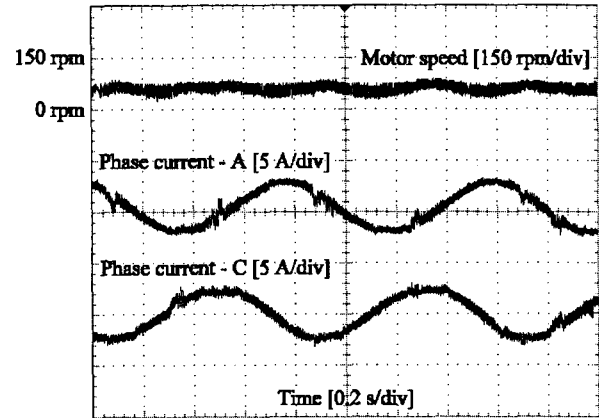


그림 11 20% 부하, 저속영역에서 센서리스 제어의 정적응답특성: 속도, 상전류  
 Fig. 11 Speed sensorless control at 50 rpm with 10% rated load: speed and phase currents.

### 6. 결론

본 논문에서는 전동기로 유입되는 무효전력과 일정한 공극자속을 사용한 매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기를 위한 새롭고 간단한 센서리스 기법을 제안했다. 제안된 센서리스 기법은 전동기 상수에 둔감할 뿐 아니라, PQR변환을 사용하여 매트릭스 컨버터의 비선형특성을 보상함으로써 저속영역에서 개선된 센서리스 속도제어성능을 보여준다.

### 참고 문헌

- [1] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Control in Power Electronics - selected problems, Academic press, ISBN 0-12-402772-5, 2002, Ch. 3.
- [2] P. Nielsen, F. Blaabjerg, and J. K. Pedersen, "New Protection Issues of a Matrix Converter: Design Considerations for Adjustable-Speed Drives," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 35, no. 5, pp. 1150-1161, Sept./Oct. 1999.
- [3] P. W. Wheeler, Jose Rodriguez, J. C. Clare, L. Empringham, and A. Weinstein, "Matrix Converter: A Technology Review," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 276-288, April 2002.
- [4] L. Huber and D. Borojovic, "Space Vector Modulated Three-Phase to Three-Phase Matrix Converter with Input Power Correction," IEEE Trans. Industry Applications, vol. 31, no. 6 pp. 1234-1246, Nov./Dec. 1995.

[5] C. Klumpner, P. Niesen, I. Boldea, and F. Blaabjerg, "A New Matrix Converter-Motor (MCM) for Industry Applications," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 49, no. 2, pp. 325-335, April 2002.

[6] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "A Nonlinearity Compensation Method for a Matrix Converter Drive," IEEE Power Electronics Letters, vol.3, no. 1, pp. 19-23, 2005.

[7] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "Reduced Order Extended Luenberger Observer Based Sensorless Vector Control Driven by Matrix Converter With Non-Linearity Compensation," IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 53, no. 1, pp. 66-75, Feb. 2006.

[8] K. B. Lee and F. Blaabjerg, "Performance Improvement of Sensorless Vector Control for matrix Converter Drives Using PQR Transformation," in Proc. PESC05, pp. 2403-2409, 2005.

[9] J. Holtz, "Sensorless Control of Induction Motor Drives," Proc. of The IEEE, vol. 90, no. 8, pp. 1359-1394, Aug. 2002.

[10] H. Kim, F. Blaabjerg, and B. Bak-Jensen, "Spectral Analysis of Instantaneous Powers in Single-Phase and Three-Phase Systems With Use of p-q-r

Theory," IEEE Trans. Power Electronics, vol. 17, no. 5, pp. 711-720, Sept. 2002.

[11] R. E. Betz and T. Summers, "Speed Estimation for Induction Machines using Imaginary Power," in Proc. IAS03, pp. 117-123, 2003.

## 저 자 소 개



### 이 교 범 (李 教 範)

1972년 1월 28일생. 1997년 아주대 전자공학부 졸업. 1997년~1999년 동 대학원 제어계측공학과 석사. 1999년~2003년 고려대 전기공학과 박사. 현재 전북대 전기공학과 조교수

Tei : 063-270-2392

Fax : 063-270-2394

E-mail : kyl@chonbuk.ac.kr