

매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 드라이브의 센서리스 전력제어

이교범, 심경훈  
전북대학교 전자정보공학부

Sensorless Power Based Control for Induction Motor Drives Driven by a Matrix Converter

Kyo-Beum Lee, Gyung-Hun Sim

Division of Electronics & Information Engineering, Chonbuk National University

**Abstract** - 본 논문은 전동기에 유입되는 전력을 사용한 매트릭스 컨버터 드라이브의 센서리스 제어에 대한 새롭고 간단한 방법을 소개한다. 제안하는 제어 알고리즘은 유도 전동기에 흐르는 순시 유효전력과 무효전력을 제어하는 것을 기반으로 한다. 저속의 센서리스 성능을 향상시키기 위해, 정류 지연, 스위칭 소자의 동작횟수, 그리고 온-상태에서의 스위칭 소자의 전압강하 등이 PQ-전력변환과 기준전력 제어기법을 이용하여 설계한다. 제안하는 센서리스 제어 방법은 3kW 매트릭스 컨버터 시스템 기반의 유도전동기 구동장치에 적용하고 제안한 제어 전력의 실현 가능성을 보여준다.

1. 서 론

매트릭스 컨버터로 구동되는 유도전동기 구동장치는 지난 수십 년간 개발되어왔다. 매트릭스 컨버터는 최근 산업용분야에서 많이 쓰이며 기술적인 발전 또한 전력품질과 에너지 효율의 중요성이 부각됨에 따라 보다 가속화 되어왔다[1].

유도전동기의 순시전력제어는 [2]에서 처음으로 제안되었다. 유도전동기의 순시 유효전력과 무효전력을 각각 제어하는 방식으로 상대적으로 높은 효율을 가진다. 이는 유효전력이 모터에서 발생된 토크를 제어하고 무효전력은 자속을 제어한다는 사실에 기인한다. 순시전력제어의 장점은 알고리즘의 간단함과 기초적인 물리적 이론에 기반을 두어 이해가 쉽고 제어에 있어서 변수에 대한 의존도가 적고 모든 정현파 교류기기에 적용이 가능하다는 것들이 있다. 순시전력제어기법은 벡터제어의 스위칭 주파수 예측과 직접토크제어기법의 고정좌표계 기반의 제어기법의 성격을 가지고 있기 때문에, 개념적으로 벡터제어와 직접토크제어의 중간쯤으로 설명할 수 있다.

본 논문에서는 전력이론을 이용한 매트릭스 컨버터 구동장치의 새로운 센서리스 전력제어방법을 제안한다. 제안한 전체 시스템의 블록도는 그림 1과 같으며, 여기에는 기준 전력 발생기, 속도 관측기, 비선형 보상, 입력전압 각의 감지, 그리고 간접공간 벡터 변조를 포함하고 있다. 제안하는 센서리스 기술은 일정 공극자속과 전동기에 유입되는 일정한 공극자속과 무효전력을 사용하여 유도전동기의 회전자 속도를 추정한다. 본 논문에서는 전력변환과 저속 영역에서의 속도 센서리스 동작을 향상시키기 위한 보상전류를 만드는 전력 제어방법을 적용한다. 실제 실험실 기반의 구동장치 시스템으로부터 얻은 결과는 제안하고자 하는 관측기의 타당성을 나타낸다.

2. 매트릭스 컨버터 구동장치의 전력 제어

순시전력제어는 유도전동기에 유입되는 순시 유효전력과 실효전력을 각각 제어하는 것이다. 이는 유효전력이 전동기에서 생성된 토크를 제어하고, 무효전력이 자속을 제어한다는 사실로부터 알 수 있다. 제안하고자 하는 전력제어 토폴로지는 그림 1에 나타내었다.

2.1 순시 유효전력과 무효전력

abc-좌표계에서의 3상 전압과 전류는  $\alpha, \beta$ -좌표계에서 다음과 같이 변환할 수 있다[2].

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

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

유효 전력과 무효전력은 다음과 같이 정의 할 수 있다.

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

여기에서  $\bar{P}$ 와  $\bar{Q}$ 는 부하전류 ( $i_\alpha$ 와  $i_\beta$ )의 대칭(symmetrical fundamental) 성분으로부터 얻은 평균 유효전력과 무효전력 직류성분이다.  $\tilde{P}$ 는 부하에 전달되는 평균 유효전력,  $\tilde{Q}$ 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 성분에서 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.

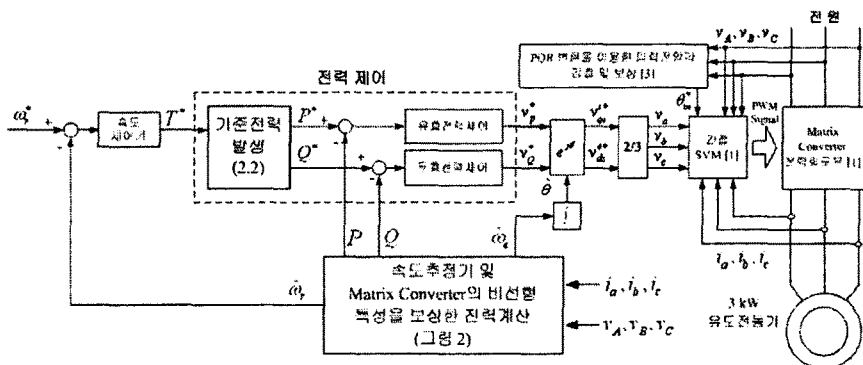
$$Q^* = i_m v_{emf} = i_m \omega_e \lambda_m = i_m (P\omega_m + \omega_{sl}) \lambda_m \quad (3)$$

여기에서,  $i_m$ 은 자화 전류,  $v_{emf}$ 은 역기전력,  $\omega_e$ 은 전기적인 주파수,  $\lambda_m$ 은 자속의 크기, P는 전동기의 극수,  $\omega_m$ 은 기계적인 주파수,  $\omega_{sl}$ 은 슬립 주파수를 나타낸다. 전동기의 슬립 주파수는 토크와 밀접하게 연관되어있다. 즉, 슬립주파수는 구하고자 하는 토크와 관련되어 있다는 것을 알 수 있다[4]. 관련된 토크관계식은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

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

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

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



〈그림 1〉 제안하는 매트릭스 컨버터 드라이브의 센서리스 벡터 제어

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  $Q$ 축의 무효전력은 다음과 같이 표현할 수 있다.

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

### 3. 전력 이론을 이용한 속도 관측기

#### 3.1 일정 공극자속 운전(Constant Air-gap Flux Operation)

유도전동기는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{Qs} - \omega_e \lambda_{Ds}, \quad v_{Ps} = R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} \lambda_{Ps} + \omega_e \lambda_{Qs} \\ 0 &= R_r i_{Qr} + \frac{d}{dt} \lambda_{Qr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{Pr}, \quad 0 = R_r i_{Pr} + \frac{d}{dt} \lambda_{Pr} - (\omega_e - \omega_r) \lambda_{Qr} \end{aligned} \quad (8)$$

여기에서  $v_{Ps}$ 와  $v_{Qs}$ 는 고정자의 P-와 Q-축 전압,  $i_{Ps}$ 와  $i_{Qs}$ 는 고정자의 P-와 Q-축의 전류,  $i_{Pr}$ 와  $i_{Qr}$ 는 회전자자의 P-와 Q-축 전류,  $R_s$ 는 고정자 저항,  $R_r$ 은 회전자 저항,  $\omega_e$ 은 동기 각 주파수, 그리고  $\omega_r$ 은 회전자 각 주파수를 나타낸다.

자속에 관한 식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \lambda_{Qs} &= \lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}, \quad \lambda_{Ps} = \lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps} \\ \lambda_{Qr} &= \lambda_{Qm} + L_{lr} i_{Qr}, \quad \lambda_{Pr} = \lambda_{Pm} + L_{lr} i_{Pr} \\ \lambda_{Qm} &= L_m i_{Qm}, \quad \lambda_{Pm} = L_m i_{Pm} \end{aligned} \quad (9)$$

여기에서  $\lambda_{Pm}$ 과  $\lambda_{Qm}$ 은 P-와 Q-축의 공극자속,  $L_{ls}$ 와  $L_{lr}$ 은 고정자와 회전자자의 누설 인덕턴스, 그리고  $L_m$ 은 자화 인덕턴스를 나타낸다.

(8)의 고정자 전압공식은 (9)를 사용하여 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}) - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) \\ v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}) \end{aligned} \quad (10)$$

만약 전력 제어, 제어 샘플링시간동안 동기좌표축에서 P-와 Q-축 고정자 전류의 시간변화율이 일정하다는 조건을 만족한다면 (10)은 다음과 같이 다시 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{Qs} &= R_s i_{Qs} + \frac{d}{dt} \lambda_{Qm} - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}) \\ v_{Ps} &= R_s i_{Ps} + \frac{d}{dt} \lambda_{Pm} + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}) \end{aligned} \quad (11)$$

공극자속  $\lambda_{Pm}$ 과  $\lambda_{Qm}$ 의 변화와 관련된 항목을 무시하면 (11)은 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{Qs} &= R_s i_{Qs} - \omega_e (\lambda_{Pm} + L_{ls} i_{Ps}), \quad v_{Ps} = R_s i_{Ps} + \omega_e (\lambda_{Qm} + L_{ls} i_{Qs}) \\ \text{만약 고정자 저항의 전압강하가 무시할 수 있을 정도로 비교적 작다고 하면 (12)는 다음과 같이 쓸 수 있다.} \end{aligned} \quad (12)$$

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

여기에서  $v_{emf}$ 는 역기전력의 전압 크기를 나타낸다. 만약 동기좌표축에서 공극자속과 고정자 전류의 변화가 일정하다면,  $\omega_e$ 는 자화전류와 공급전압의 값으로부터 계산될 수 있다.

일정 공극자속과 전동기에 유입되는 전력을 이용한 새로운 관측기는 무효전력을 기반으로 생성되었기 때문에 유효전력의 흐름으로 표시되는 저항에 대해서는 크게 영향을 받지 않는다. 또한 제안한 알고리즘은 간단하여 실제 산업현장에서 응용하기에 용이하다는 장점이 있다.

#### 3.2 속도 관측기의 설계

순시 유효전력  $P$ 는 전동기의 수평된 회전자 슬롯 저항과 자장에 저장된 에너지에서 소비되는 유효전력이고, 무효전력  $Q$ 는 동기에서 자속의 가속벡터 또는 순시 크기변화율과 관계가 있다. 정상상태에서  $Q$ 는 다음과 같이 정의될 수 있다.

$$Q \approx -i_m |v_{emf}| \quad (14)$$

(14)는 (13)을 이용하여 다음과 같이 다시 표현할 수 있다.

$$Q = -L_m i_m^2 (\omega_r + \omega_{sl}) \quad \text{여기에서 } \omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (15)$$

(2)을 이용하여 (15)식을  $\omega_r$ 로 다시 정리하면,

$$\omega_r = -(v_{\alpha} i_{\beta} - v_{\beta} i_{\alpha}) / (L_m i_m^2) - \omega_{sl} \quad (16)$$

여기에서  $\omega_{sl} = i_p / (\tau_r i_m)$ ,  $\tau_r = L_r / R_r$

그림 2는 비선형성을 고려한 매트릭스 컨버터로 구성되는 유도전동기의 저속영역에서의 속도관측기 응답특성을 나타낸다. 제안한 속도관측기는 매트릭스 컨버터의 비선형성에 민감하게 반응하여 저속영역에서 전류에 고조파성분이 있고 추정된 속도에서 비교적 큰 맥동이 있다. 매트릭스 컨버터의 비선형성의 보상을 포함한 제안한 속도 관측기의 블록도는  $PQ$ 전력 변환, 속도 관측 그리고 기준전력발생로 구성된다(그림 3 참조).

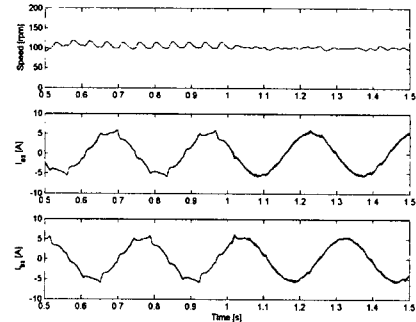
#### 3.3 저속 동작에서의 비선형 보상

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 각

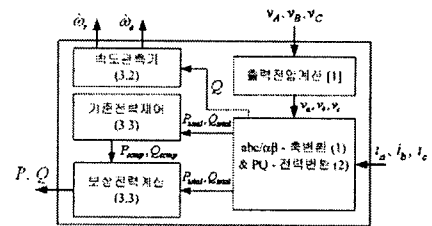
각의 교류성분인  $\tilde{P}$ 와  $\tilde{Q}$ 는 앞서 언급한 매트릭스 컨버터의 비선형성과 관련이 있다. 그러므로 대칭이고 정현적인 출력전압을 얻기 위해서는  $P$ 와  $Q$ 는 직류값으로 조정되어야 한다. 보상전력은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$P_{comp} = \tilde{P}, \quad Q_{comp} = \tilde{Q} \quad (17)$$

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



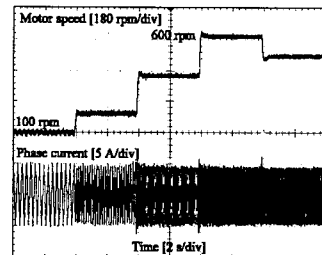
<그림 2> 100rpm에서의 비선형 보상 시뮬레이션 결과 : 실제 속도와 상전류(보상은 1초 후 동작)



<그림 3> 비선형 보상을 한 속도 관측기와 전력 계산

## 4. 실험

제안된 제어 알고리즘의 실현 가능성을 확인하기 위해 실험을 수행하였다. 하드웨어는 3상, 380V, 50Hz, 4극, 3kW 유도전동기, 매트릭스 컨버터를 이용한 전력회로로 구성하였다. 그림 4는 여러 속도 지령값에 대한 센서리스 전력 제어의 속도와 상전류 응답을 보여준다.



<그림 4> 40%의 부하에서의 속도 센서리스 제어의 동적 응답: 속도와 상전류

## 5. 결론

본 논문에서는 일정공극자속과 전동기에 유입되는 유효전력을 사용하는 매트릭스 컨버터로 구성되는 유도전동기의 센서리스 전력제어를 제안하였다. 전력이론을 이용한 매트릭스 컨버터의 비선형 보상기법을 적용하여 저속영역에서의 제안한 속도관측기의 속도응답특성을 향상시켰다.

### [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] F. Z. Peng, G. W. Ott, Jr., and D. J. Adams, "Harmonic and Reactive Power Compensation Based on the Generalized Instantaneous Reactive Power Theory for Three-Phase Four-Wire Systems," *IEEE Trans. Power Electronics*, vol. 13, no. 6, pp. 1174-1181, Nov. 1998.
- [3] 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.
- [4] R. E. Betz and T. Summers, "Instantaneous Power Control - an Alternative to Vector and Direct Torque Control?," in *Proc. IAS00*, pp. 1640-1647, 2000.