

전압형 Inverter에 의한 속도검출기 없는 유도전동기 속도제어

황력훈*, 김종래*, 장병곤*, 이상웅*, 나승권*, 김주래*, 이춘상**, 조운택***
 세명대학교*, 명지대학교**, 대원과학대학***

A Study on the Torque Control of Induction Motor using Voltage Source Inverter without speed Sensor

LH Hwang*, JI Kim*, BG Jang*, SY. Lee*, SK Na*, JL Kim*, CS Lee**, MT. Cho***
 Semyung univ.*, Myongji univ.**, Daewon science college***

Abstract - In this paper, For Control of the speed sensorless induction motor propose the method which is controled the motor by operating two axis current in input current of the inverter. This method determines frequency of inverter in order to stator electromotive force and E/F ratio for the setting magnetic flux, drives for speed control using a voltage power converter of the induction motor by means of voltage fed converter with current control ability.

또한, $f_{dq} = [f_q f_d]' = S_{dq} f_{abc}$ 이다.

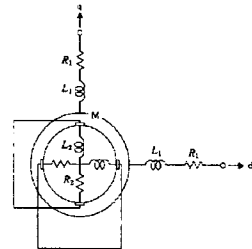


그림 1. 유도전동기 d-q 모델

1. 서 론

일반적으로 인버터에 의하여 구동하는 유도전동기의 속도제어장치는 단자전압과 주파수의 제어(전압형)과 고정자전류와 주파수 제어(전류형)의 두 가지가 대표적인 방법으로 알려져 있다.

이들 방법에 의하여 유도전동기는 고유의 장점과 특성을 응용하므로 써 토오크 특성과 운전효율을 향상시키며 산업 기기에 광범위하게 사용되고 있다.[1],[2]

유도전동기는 슬립의 좁은 범위에서 전동기의 내부상태가 크게 변화하며 전동기제어에 있어서 인가된 주파수와 전압에 대하여 회전속도는 전동기의 운전제어 형태를 결정하는 가장 큰 변수라고 할 수 있다. 따라서 유도전동기를 제어하기 위해서 정밀한 회전속도의 측정이 필연적으로 요구되고 있으나, 회전속도를 측정하기 위한 기계적 설비의 비용, 정밀도 및 설치방법 등에 많은 문제점을 가지고 있으므로 직접 회전속도를 검출하지 않는 제어방식이 요구되고 있다.[3],[4] 본 연구는 속도검출기가 없는 유도전동기의 속도제어에서 전압형 전력변환기를 사용하고 전압형 전력변환기는 별도의 회생회로를 필요로 하였으나 인버터 입력전류로 전동기전압에 대한 2축 전류성분을 연산하여 전류검출을 간단히 하여 설정자속에 대한 고정자 유효기전력과 E/F비로 인버터의 주파수를 결정하였고 전류제어능력을 가진 전압형 컨버터를 이용하여 전압형 전력변환기에 의한 유도전동기의 속도제어를 수행하고자 한다.[5],[6]

2. 본 론

2.1 유도전동기 d-q 모델

2.1.1 d-q 변환

3상 정지좌표계에서 유도전동기의 방정식은 식 (1)과 같이 된다.

$$v_{abc} = R_1 \cdot i_{abc} + P\Phi_{abc} \tag{1}$$

또한, $f_{abc} = [f_a f_b f_c]'$ 이다.

입력전압 a-b-c 축으로부터 d-q축으로 변환하기 위한 변환 행렬 S_{dq} 는 식 (2)와 같다.

$$S_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \tag{2}$$

2.1.2 회전자 입력

qs축을 전압축으로한 유도전동기는 회전좌표계에 대하여 다음 식으로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & \omega L_1 & -MP & \omega M \\ -\omega L_1 & R_1 + L_1 P & -\omega M & MP \\ MP & \omega M & R_2 + L_2 P & \omega L_2 \\ -\omega M & MP & -\omega L_2 & R_2 + L_2 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ i_{dr} \\ i_{qr} \end{bmatrix} \tag{3}$$

유도전동기의 고정자측 자속은 고정자권선의 전류에 의한 자속과 회전자권선의 전류에 의해서 유기되는 자속의 합으로 고정자회로 전압방정식은 다음 식으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & P & \omega \\ 0 & R_1 & -\omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ \Phi_{ds} \\ i_{qs} \\ \Phi_{qs} \end{bmatrix} \tag{4}$$

$P\Phi_{ds}$ 는 v_{ms} 와 $R_1 i_{ms}$ 의 차가 되므로 i_{ms} 의 제어로 자속을 증감시킬 수 있고 정상상태에서는 전동기 인가전압의 자속축성분과 고정자 저항강하의 자속축성분과 고정자 저항강하의 자속축 성분이 같아지게 되며 그림 2의 벡터도가 도시되었다.

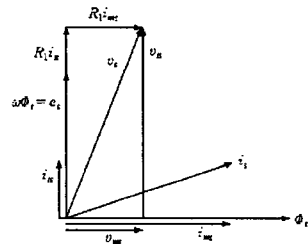


그림 2. 벡터도

2.1.3 인버터 주파수 추정

자속을 증가시킬 때는 $\omega \Phi_s$ 가 고정자의 유효기전력(e_s)이므로 $\Phi_s = e_s / \omega$ 가 되어 i_{ms} 의 증가와 ω 감소는 동시에 이루어져야 한다. ds-qs축에 대하여 그림 3에서와 같은 관계를 가지고 있고 i_{ms} 는 자속의 설정값에 비례하

여 e_s/ω 와도 비례하므로 다음과 같은 식이 성립된다.

$$\omega = \frac{K}{i_{ms}} \cdot e_s \quad (5)$$

(단, K는 비례상수)

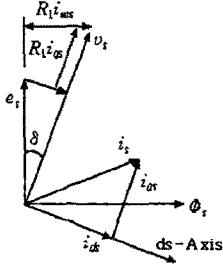


그림 3. 전압축에 의한 벡터도

그림 3에서 고정자 유기기전력은 식 (7)과 같이 나타낼 수 있으며 전압축에 대한 위상각과 크기를 알 수 있다.

$$\delta = \sin^{-1} \left(\frac{R_1 i_{ms}}{v_s} \right) \quad (6)$$

$$e_s = (v_s - R_1 i_{qs}) \sec \delta \quad (7)$$

식 (5), 식 (6) 및 식 (7)으로부터 그림 4와 같은 블록 다이어그램이 제안된다.

그림 2.5에 의하면 전동기는 인가된 v_s 로 부하상태에 따라 결정된 속도와 토오크로 운전을 하게 되며 v_s 에 대하여 i_{qs} 와 자속선정값에 해당하는 i_{ms} 로 ω 가 정해진다

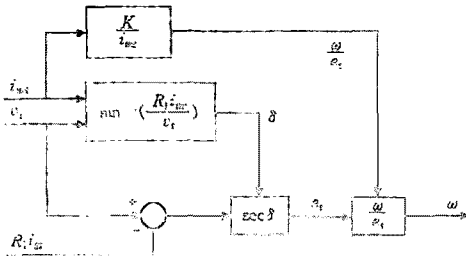


그림 4. 주파수 연산 블록 다이어그램

2.2 시스템 구성

2.2.1 전체시스템

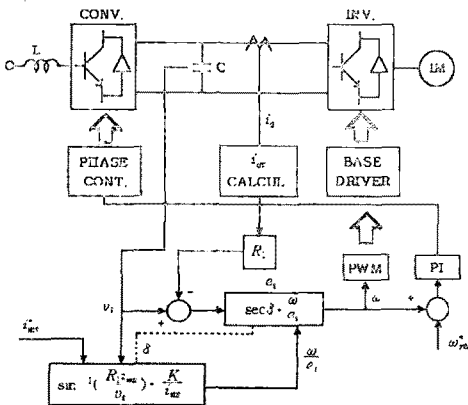


그림 5. 시스템 구성도

본 연구에서 사용된 시스템은 그림 5와 같은 컨버터와 인버터로 구성하였으며 검출한 i_s 를 이용하여 회전자 전류인 i_{qs} 를 연산하고 v_s 와 관계에서 고정자 유기기전력을 얻어냄으로써 이것과 E/F로부터 인버터의 주파수를 결정하여 제어하였다. 제어장치는 인텔 마이크로컴퓨터인 8085를 사용하였다. 외부에 8kbyte의 ROM, 병렬 인터페이스 8155를 2개까지 확장할 수 있도록 설계하였고 Clock은 12[MHz]의 수정진동자를 사용하였다.

2.2.2 회전속도 추정 모델

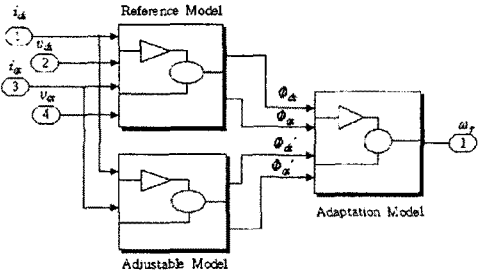


그림 6. ω_r 의 추정을 위한 블록도

2.3 실험결과 및 고찰

그림 6은 기준모델, 설정모델 및 적용모델로 구성된 블록 다이어그램으로 i_{ds} , i_{qs} , v_{ds} 및 v_{qs} 를 입력값으로 하여 고정자의 d, q축의 자속값과 고정자 설정자속값을 적용모델의 입력값으로 하여 이를 연산하여 ω_r 를 추종하는 블록 다이어그램을 나타내고 있고, 시뮬레이션 결과 그림 8과 같이 추종됨을 나타내고 있다.

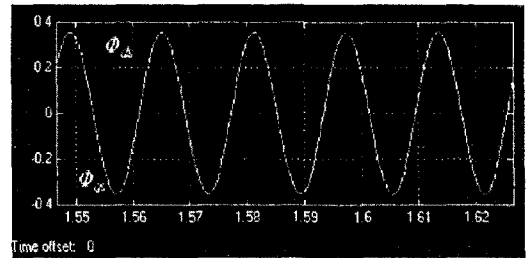


그림 7. 고정자 자속 파형

그림 7은 시뮬레이션을 통한 기준모델의 출력값 즉, 유도전동기의 고정자 자속인 ϕ_{ds} 와 ϕ_{qs} 의 파형을 나타내고 있다.

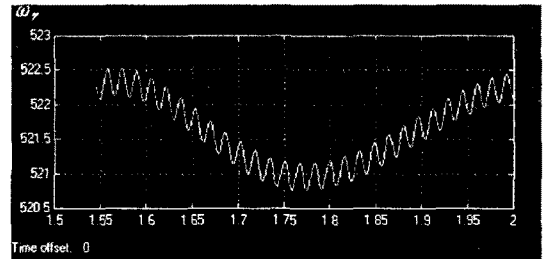


그림 8. 회전자 각속도 파형

본 시스템에 의하여 구동한 결과 그림 9와 같이 토오크 및 회전수는 알고리즘화 되어있는 마이크로 프로세서에 의해 양호한 추정상태를 나타내고 있다.

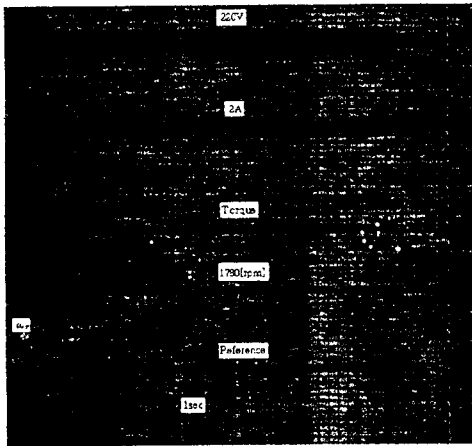


그림 9. 유도전동기 응답상태

그림 10은 60[Hz]의 주파수 출력시 무부하시의 인버터 출력 전압, 전류파형을 나타내었고, 그림 11은 60[Hz]의 주파수 출력시에 360[W] 부하시의 인버터 출력전압 및 전류의 파형을 보여주고 있는 것으로서 부하의 변화에 관계없이 일정한 출력전압을 유지하고 있음을 보여주고 있는 것으로 안정된 유도전동기의 전압원으로서의 인버터의 특성을 잘 나타내고 있다.

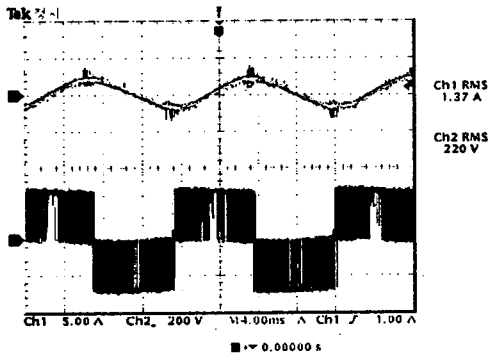


그림 8. 무부하시 인버터 출력 전압, 전류 파형

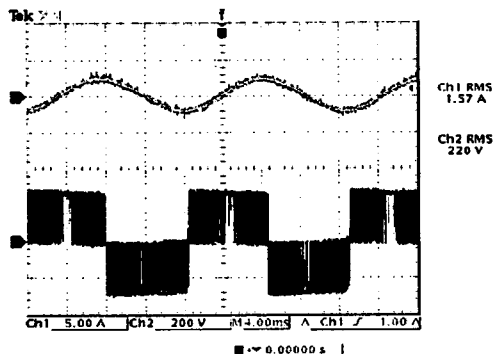


그림 9. 부하시 인버터 출력 전압, 전류파형

3. 결 론

본 연구는 전압형 컨버터-전압형 인버터를 이용하여 유도전동기를 구동하고 그 이론적 배경과 제어계통도를 구성하여 실험을 한 결과 다음과 같은 결론을 얻을 수

있었다.

- 1) 8085 one chip Microprocessor에 의한 프로그램의 간략화에 의해 유도전동기의 속도제어 및 토오크 제어를 수행할 수 있었다.
- 2) 전압형 전력변환기에 의한 유도전동기의 구동에 있어서 전압형 컨버터에 의한 추종제어가 가능하였다.
- 3) 인버터 입력 전류에서 전동기의 2축 전류를 연산하여 검출회로를 간단하게 하고 속도검출 없이 전동기 토오크 및 속도제어를 할 수 있었다.

본 시스템의 전류검출방법은 전동기의 입력측에서 전류를 직접검출하는 방법에 비하여 검출장치와 신호처리가 매우 간단하므로 산업응用に 실용적인 장점이 있고 DSP소자를 이용한 다연산 및 고속연산 방식의 고성능제어가 실현될 수 있을 것으로 생각되며 산업기기 등에 좀더 정밀하고 폭넓은 응용을 할 수 있을 것으로 사료된다.

(참 고 문 헌)

- [1] T. Okuyama et. al., "A high Performance Speed Control Scheme of Induction Motor Without speed and Voltage Sensors," IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 106- 111, 1986.
- [2] S. Tamai et. al., "Speed Sensorless Vector control of Induction Motor with Model Reference Adaptive system," IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 189-195, 1987.
- [3] T. Sukegawa et. al., "Fully Digital Vector-Control of Induction Motor PWM VSI-Fed ac Drives with an Inverter Dead-Time Compensation Strategy," IEEE Trans. Ind. Appl. pp. 552-559, 1991.
- [4] B. K. Bose Power Electronics and AC Drives pp. 264-280.
- [5] 황락훈 외 2인, "3상 PWM 전압형 컨버터의 전류제어기에 의한 고역율 제어에 관한 연구" 전력전자학회 추계학술대회, pp236-239, 1999. 11. 27.
- [6] 황락훈 외 3인, "자속제어법에 의한 유도전동기 고효율 운전에 관한 연구" 전력전자학회 추계학술대회, pp56-50, 1999. 11. 27.