

속도센서리스 벡터제어에 의한 유도전동기 운전

서영수*, 이춘상*, 황락훈**, 김종래**, 이상용**, 김주래**, 조문택***
 명지대학교*, 세명대학교**, 대원과학대***

A study on vector control of induction motor drive using a speed sensorless

YS Seo*, CS Lee*, LH Hwang**, JL Kim**, SY Lee**, JL Kim**, MT Cho***
 Myongji Univ.*, Semyung Univ.**, Daewon science college***

ABSTRACT

In order to the torque control, the indirect flux control was performed by controlling the ratio of e/f, and the q-axis flux was estimated by the slip command and q-axis current in the rotor circuits. Also, the frequency was controlled to keep on the q-axis flux to be zero, and the constant torque characteristics could be obtained by generation the preset torque.

In the induction motor driven by voltage source inverter with the constant voltage and frequency, the speed variation is expressed as a slip. So, the speed control can be achieved by slip compensation. The slip was calculated with a q-flux current filtered by first-order filter, and, as the result, the error problem which may occur in current detection was eliminated.

1. 서론

최근 반도체 전력변환장치 및 제어기술의 발전에 따라 유도전동기의 고성능 속도제어는 벡터제어 이론에 의한 운전이 널리 활용되고 있다. 그러나 이러한 벡터제어 시스템은 전동기의 회전속도를 정확하게 검출할 수 있는 속도센서가 필요하게 된다.

따라서, 최근에는 속도센서리스 제어방법으로 전동기의 전압, 전류 등으로부터 회전속도를 추정하는 속도센서리스 벡터제어의 연구가 활발히 진행되고 있다.[1][2] 본 논문에서는 유도전동기의 MRAS를 기초로하여 회전자 속도를 추정하는 방식으로 전압형 전력변환기를 사용하고 인버터 입력전류로 전동기 전압에 대한 2축 전류성분을 연산하여 전류검출을 간단히 하였으며 또한, 회전자 자속에 의한 기준모델과 조절모델을 연산하여 적분기

가 가지는 문제점인 초기조건이나 드리프트 문제를 개선할 수 있는 방법을 제안하였으며 그 오차를 이용하여 회전자속도를 추정하게 된다. 설정자속에 대한 고정자 유기전력과 E/F비로 인버터의 주파수를 결정하였고 전류제어능력을 가진 전압형 컨버터를 이용하여 전압형 전력변환기에 의해 유도전동기의 속도제어를 수행하고자 한다.

2. 유도전동기 모델링 및 벡터제어

2.1 유도전동기의 모델링

유도전동기의 구동을 위한 제어시스템 설계는 정확한 동특성 모델을 필요로 하게 되며, 동특성은 고정자와 회전자 사이의 결합으로 인한 결합계수의 변화, 변수를 갖는 방정식으로 표현될 수 있다. 유도전동기와 인버터를 이용한 전력변환장치는 구동할 때에 정상상태는 물론 과도상태 특성까지 해석하기 위한 방법은 등가회로에 의해서는 불가능한 해석방법으로 고려할 수 있다. 이같은 동특성 모델링을 하기위한 방법은 공간벡터방법에 의한 고정자 좌표계변환으로 시스템 방정식을 유도할 수 있고 회전좌표계의 변환으로 토오크특성을 유도하여 유도전동기의 기본적인 모델을 나타낼 수 있다.[3][4]

2.1.1 고정 좌표계 모델링

유도전동기의 방정식은 다음 식과 같이 된다.

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

여기서, $f_{abc} = [f_{as} f_{bs} f_{cs}]^t$ 이다.

입력전압 a-b-c 축으로부터 d-q축으로 변환하기 위한 변환 행렬 S_{dq} 를 도입하면 식 (1)과 같이 된다.

$$S_{dq} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos \omega t & \cos(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \\ \sin \omega t & \sin(\omega t - \frac{2\pi}{3}) & \sin(\omega t + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (1)$$

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

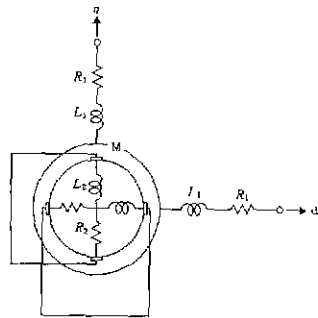


그림 1. 유도전동기 d-q모델

그림 1은 유도전동기의 해석을 위하여 3상 유도전동기를 d축과 q축으로 좌표변환한 상태를 나타내었다. 3상 유도전동기는 3상/2상 변환을 적용하여 2상 유도전동기로 변환할 수 있으므로 유도전동기를 2상 2극기로 가정한 고정자의 d-q 좌표계에서 본 수식은 위와 같이 나타낼 수 있다.

2.1.2 회전 좌표계 모델링

q축을 전압축으로한 유도전동기는 회전좌표계에 대하여 다음 식 (2)로 표현된다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 + L_1 P & \omega L_1 & MP & \omega M \\ -\omega L_1 & R_1 + L_1 P & -\omega M & MP \\ MP & \omega_s M & R_2 + L_2 P & \omega_s L_2 \\ -\omega_s M & MP & -\omega_s L_2 & R_2 + L_2 P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{qr} \\ i_{dr} \end{bmatrix} \quad (2)$$

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

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & P & \omega \\ 0 & R_1 & -\omega & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \Phi_{qs} \\ \Phi_{ds} \end{bmatrix} \quad (3)$$

Φ_{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.

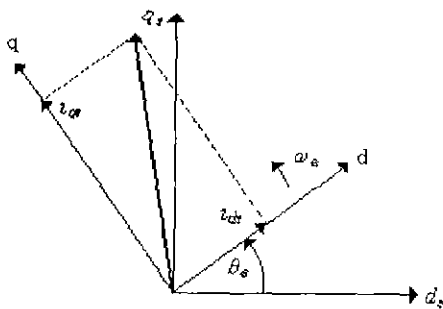


그림 2 고정좌표계의 회전좌표계 벡터도

전압, 전류, 자속 등과 같은 변수들을 2축 고정좌표계로 변환하면 독립변수의 감소로 인한 취급이 보다 간편해 지지만 제어 알고리즘 적용은 정현파인 경우 매우 어렵게 된다. 이를 동기속도로 회전하는 회전좌표계 d-q축으로 변환하면 직류성분과 같이 취급할 수 있는 제어 시스템의 형태를 쉽게 구현할 수 있다. 동기속도로 회전하는 회전자의 공간벡터를 동기속도로 회전하는 d-q축 좌표계로 변환하면 식 (2)와 같이 된다.

2.2 벡터제어

유도전동기의 회전자 속도를 제어하기 위해서는 토크를 제어하는 방법이 바람직하지만 고정자 입력전류를 제어하는데 고정자전류는 토크 성분과 여자전류성분에 의해서 유도전동기 발생토크의 영향을 미치므로 각각에 대한 제어가 바람직하게 된다. 따라서, 간접적인 벡터 제어를 위한 유도전동기는 토크 전류와 자속전류를 사용하여 슬립각속도를 계산하고 회전속도에 대한 간접적인 자속각속도를 구하므로써 제어하는 방법을 이용할 수 있다.

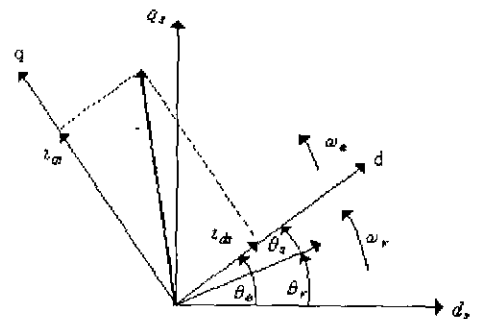


그림 3 회전자 자속 및 고정자 전류 벡터도

이와 같은 방법을 고정자에 고정된 d_s - q_s 좌표축, 회전자 기준축 및 동기속도로 회전하는 d-q축의 벡터도를 그림 3과 같이 나타낼 수 있다.

2.2.1 인버터의 주파수 추정

식 (3)을 자속축과 토크축 성분의 전압, 전류로 축변환 하고 자속축을 기준축으로 하여 표현하면 고정자회로의 전압방정식이 다음 식과 같이 변형되어 나타내어진다.

$$\begin{bmatrix} v_{is} \\ v_{ms} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_1 & 0 & \omega \\ 0 & R_1 & P \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{is} \\ i_{ms} \\ \Phi_s \end{bmatrix} \quad (4)$$

Φ_{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 식 (4)로 나타낼 수 있다.

자속을 증가시킬 때는 $\omega \Phi_s$ 가 고정자의 유기기전력

(e_s)이므로 $\phi_s = e_s/\omega$ 가 되어 i_{ms} 의 증가와 ω 감소는 동시에 이루어져야 한다.

그림 3의 벡터도는 ds-qs축에 대하여 i_{ms} 는 자속의 설정값에 비례하여 e_s/ω 와도 비례하므로 다음과 같은 식이 성립된다.

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

(단, K는 비례상수)

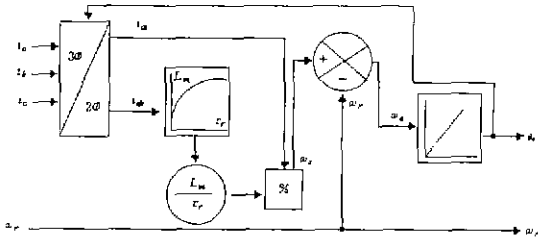


그림 4 자속연산 블록도

고정자 전류 및 회전자 속도로부터 얻을 수 있는 간접 벡터제어 방식의 알고리즘을 식 (1)~(4)를 이용하여 나타내면 그림 4와 같이 되고, 그림 5에 의하면 전동기는 인가된 v_s 로 부하상태에 따라 결정된 속도와 토크로 운전하게 되며 v_s 에 대하여 i_{qs} 와 자속설정값에 해당하는 i_{ms} 로 ω 가 정해진다.

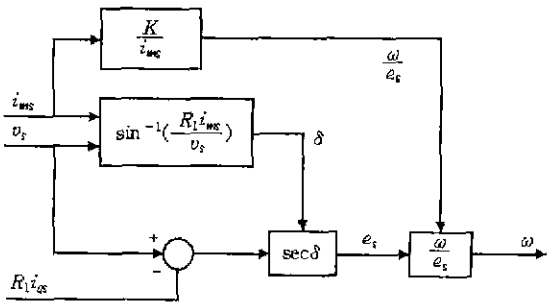


그림 5 주파수 연산 블록 다이어그램

2.3 시스템 구성

2.3.1 전체시스템 구성

그림 6은 전체 회로도의 하드웨어 구성을 나타내고 있으며 전류검출, 직류전압검출을 하여 one chip 마이크로프로세서에 입력되어 룬으로부터 데이터화된 값과 비교하여 PWM발생회로로 입력하게 된다. 기준 속도지령에 의한 PI제어는 비교된 값이 역시 마이크로프로세서로 입력되어 전력변환기 및 인버터 부분의 제어신호발생을 비교 검출하게 된다. 전류검출, 직류전압검출은 프로그램의 샘플 & 홀드 회로를 거쳐 제어기의 외부에 저항변화

에 의한 기준지령값과 비교된 전압 및 전류 이득을 결정하며 이들은 마이크로프로세서 내부의 A/D 포트를 통하여 동작하게 된다.

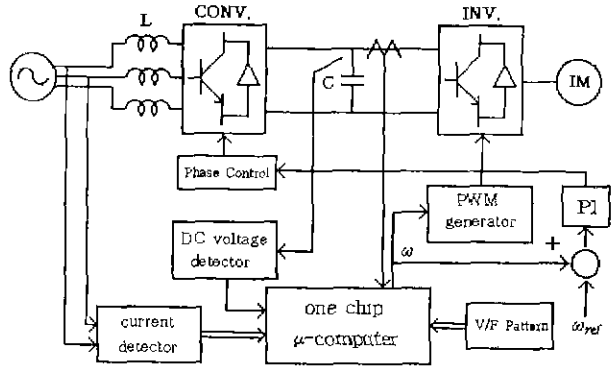


그림 6 전체 회로도

2.3.2 회전속도 추정모델

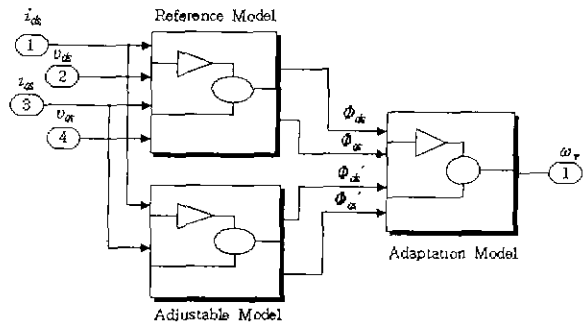


그림 7. ω_r 의 추정을 위한 블록도

3. 실험결과 및 고찰

그림 7의 기준모델, 설정모델 및 적응모델로 구성된 블록 다이어그램으로 i_{ds} , i_{qs} , v_{ds} 및 v_{qs} 를 입력값으로 하여 고정자의 d, q축의 자속값과 고정자 설정자속값을 적응모델의 입력값으로 하여 이를 연산하여 ω 를 추종하는 블록 다이어그램을 나타내고 있고, 그림 8은 시뮬레이션을 통한 기준모델의 출력값 즉, 유도전동기의 고정자 자속인 ϕ_{ds} 와 ϕ_{qs} 의 파형을 나타내고 있다.

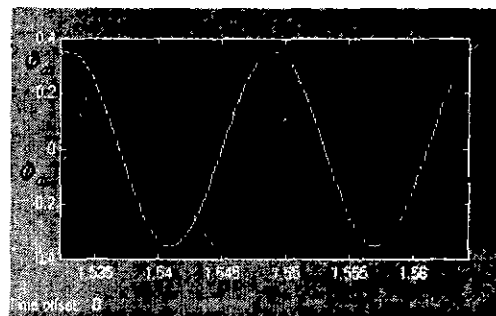


그림 8. 고정자 자속 파형

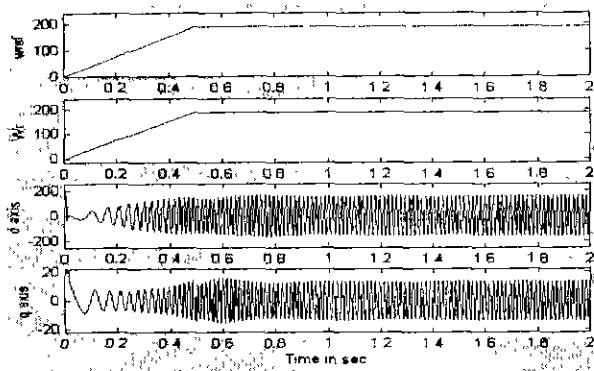


그림 9. 시뮬레이션 응답파형

그림 7의 시뮬레이션 결과 설정값에 대한 추정값과 d 축과 q축에 전류값을 그림 9에 나타낼 수 있다.

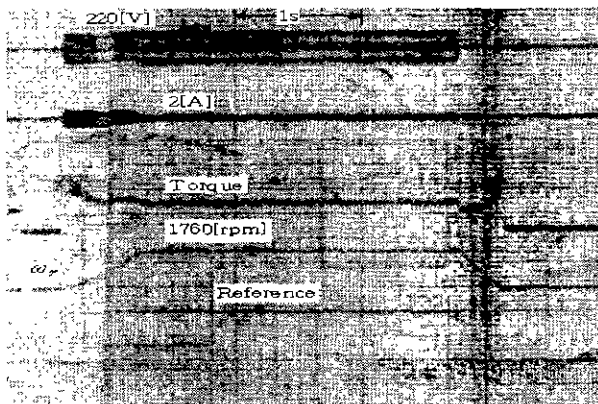


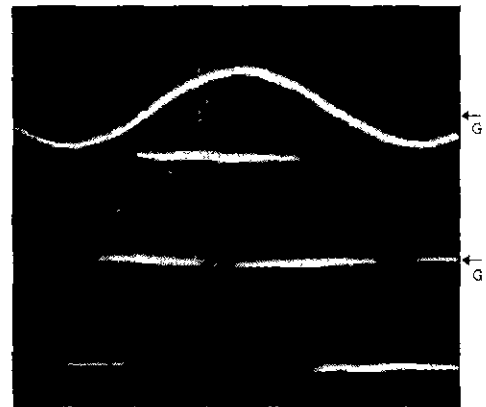
그림 10 시스템 응답파형

그림 10은 전력변환기의 순변환시 출력전류를 감소시켰을 때 토오크가 negative부분으로 떨어지는 것을 알 수 있으며 전류와 토오크 파형 부분에 의한 것이 회생을 나타내고 있음을 의미하는 것이다. 따라서, 본 시스템은 기기적 관성이 큰 전동기에 적용되는 것이 적합하다고 생각된다.



50[V/DIV]1[A/DIV] 1[ms/]

그림 11. 무부하시 인버터의 출력전압 및 전류



50[V/DIV]1[A/DIV] 1[ms/]

그림 12. 부하시 인버터의 출력전압 및 전류

4. 결론

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

- 1) one chip 마이크로 프로세서에 의한 프로그램의 간략화에 의해 유도전동기의 속도제어 및 토오크 제어를 수행할 수 있었다.
- 2) 전원측 검출회로를 간단하게 하고 인버터 입력 전류에서 전동기의 2축 전류를 연산하여 속도검출 없이 전동기 토오크 및 속도제어를 할 수 있었다.
- 3) 전압형 인버터에 의한 유도전동기의 구동에 있어서 one chip마이크로 프로세서로 벡터제어에 의한 추종제어가 가능하였다.

본 시스템은 검출장치가 없는 프로그램에 의한 신호처리가 매우 간단하므로 산업응用に 실용적인 장점이 있고 DSP소자를 이용한 다연산 및 고속연산 방식의 고성능 제어가 실현될 수 있어 산업기기 등에 좀더 정밀하고 폭넓은 응용을 할 수 있을 것으로 사료된다.

[참 고 문 헌]

- [1] S. Tamai et. al., "Speed Sensorless Vector control of Induction Motor with Model Reference Adaptive system,"IEEE/IAS Annual Meeting, pp. 189-195, 1987.
- [2] 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.m pp. 552-559, 1991.
- [3] 황락훈 외 2인, "3상 PWM 전압형 컨버터의 전류제어에 의한 고효율 제어에 관한 연구" 전력전자학회 추계학술대회, pp236-239, 1999. 11. 27.
- [4] 황락훈 외 3인, "자속제어법에 의한 유도전동기 고효율 운전에 관한 연구" 전력전자학회 추계학술대회, pp56-50, 1999. 11. 27.