

DTC를 이용한 유도전동기의 저속 영역운전

송 호 빈, 이 춘 상, 서 영 수
 명지대학교

Low Speed Drive of Induction Motor using Direct Torque Control

Ho-Bin Song, Chun-Sang Lee, Young-Soo Seo
 Myong-Ji Univ.

Abstract - A control technique which utilizes the stator flux components as control variables has been applied to a speed sensorless induction motor drive. The scheme may be regarded as a development of a DTC scheme, aimed achieve constant switching frequency operation. At each sampling period the required voltage vector is calculated on the basis of the error between the reference and the estimated stator flux vector. The problems related to the VSI dead time and the stator flux estimation at low speed have been analyzed, and an efficient solution has been proposed.

1. 서 론

벡터제어 알고리즘은 유도전동기의 제어를 개선하기 위해 제공되는데 자속의 위치각을 직접 검출하는 직접 벡터제어는 구현이 복잡하고, 구현이 간단한 슬립 적분형 간접 벡터제어는 파라미터의 변동에 민감한 단점이 있다.¹⁾

센서리스 제어는 고속 영역에서 높은 수행능력을 발휘하지만 저속영역에서는 2차 저항과 같은 파라미터의 변동에 매우 민감하게 영향을 받기 때문에 어려움이 따른다.²⁾ 만약 저속 영역에서의 안정된 속도 추정이 가능하다면, 센서리스 제어는 많은 응용에 적용될 수 있을 것이다.

직접토크제어(DTC)기술은 이러한 요구에 부합하는 유용한 방법을 얻을 수 있다. 유도 전동기의 DTC의 기본 개념은 유도전동기의 출력 측에서 검출되는 전류와 전압에 의한 직접적인 고정자 자속과 토크의 제어함에 의해 VSI에서 효과적인 전압벡터를 사용함으로써 원활한 제어가 이루어지도록 하는 것이다.^{3),4),5)}

본 논문에서는 속도센서 없이 출력전압과 전류에 의해 전동기 속도를 계산하는 센서리스 방법을 이용하고, 직접 토크 제어를 이용하여 유도전동기의 고속뿐만 아니라 저속영역에서도 원활한 속도추정이 되도록 구현하고자 한다.

이에 MATLAB/SIMULINK를 이용한 시뮬레이션을 수행하였고, TMS320C31 CPU를 이용하여 5[Hp] 전동기에 대해 시스템을 구성하여 이를 입증하고자 한다.

2. 본 론

2.1 기본 제어 원리

3상 농형유도전동기에 대한 등가회로를 이용하여 고정자측과 회전자측에 대한 전압방정식을 쓰면

$$v_s = R_s i_s + j\omega \lambda_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \quad (1)$$

$$0 = R_r i_r + j(\omega - \omega_m) \lambda_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (2)$$

자속에 관한 식은

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (3)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (4)$$

토크식은

$$T = -\frac{3}{2} P i_r \cdot j \lambda_r \quad (5)$$

여기서, P는 극 수이고, ω 는 회전자 자속 벡터의 각 주파수이고, ω_m 은 전기각의 회전각속도이다.

식 (4)를 i_s 에 대해 전개하면

$$i_s = \frac{\lambda_r - L_r i_r}{L_m} \quad (6)$$

식 (6)을 식 (3)에 대입하여 i_r 에 대해 정리하면

$$\begin{aligned} i_r &= \frac{\lambda_s}{L_m} - \frac{L_s \lambda_r - L_r i_r}{L_m} \\ &= \frac{L \lambda_r}{L_r L_r - L_m^2} - \frac{L_m \lambda_s}{L_r L_r - L_m^2} \\ &= \frac{\lambda_r}{\sigma L_r} - \frac{L_m \lambda_s}{\sigma L_r L_r} \end{aligned} \quad (7)$$

여기서, $\sigma L_s = \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r}$ 이다.

마찬가지로, 식 (3)과 (4)를 이용하여 i_s 에 대해 정리하면 다음 식을 얻을 수 있다.

$$i_s = \frac{\lambda_s}{\sigma L_s} - \frac{L_m \lambda_r}{\sigma L_s L_r} \quad (8)$$

식 (7)과 (8)을 식 (2)와 (5)에 대입하여 자속에 관한 식으로 정리하면 전압방정식과 토크식을 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} v_s &= -\frac{R_s L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_r + \left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + j\omega \right) \lambda_s + \frac{d\lambda_s}{dt} \\ 0 &= -\left(\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r} \right) \lambda_s \end{aligned} \quad (9)$$

$$\begin{aligned} &+ \left[\frac{R_r}{\sigma L_r} + j(\omega - \omega_m) \right] \lambda_r + \frac{d\lambda_r}{dt} \\ T &= \frac{3}{2} P \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} [\lambda_s \cdot j \lambda_r] \end{aligned} \quad (10)$$

위 식으로부터 d-q 기준축에 대한 식은

$$\lambda_{sd} = \frac{L_s}{L_m} \lambda_r + \frac{\sigma L_s L_r}{R_r L_m} \frac{d\lambda_r}{dt} \quad (11)$$

$$\lambda_{sq} = \frac{2}{3} \frac{\sigma L_s L_r}{P L_m} \frac{T}{\lambda_r}$$

식 (11)에서 λ_{sd} 와 λ_{sq} 는 고정자자속 벡터의 d축과 q축 요소이다.

$$\lambda_s = \lambda_{sd} + j \lambda_{sq} \quad (12)$$

$$\lambda_r = \lambda_{rd} = |\lambda_r| \quad (13)$$

인버터는 8상태에 의해 고정자권선에 공급되는 전압 공간벡터가 결정되며, 공간 전압 벡터를 그림 1에 나타

내었다.

토크와 고정자자속을 조절하기 위하여, DTC 알고리즘은 최대 고정자전압 공간벡터를 선택한다. 기준 토크 값이 히스테리시스 밴드 안에 있을 때, 영 전압 벡터가 가장 작은 수의 브리지 변환이 선택됨에 의해 발생한다. 자속은 증가 또는 감소하기 위해 조절될 수 있고, 또한 토크기준을 맞추기 위해 시계방향 또는 반시계 방향으로 회전한다. DTC를 사용하면, 유도전동기의 강인한 속도와 위치제어가 가능하다. 즉, 추정된 토크와 자속에 의해 전압 값이 계산되고, 이에 의해서 공간전압벡터의 전압벡터가 결정되므로, 전 속도 영역에서 보다 안정된 제어가 가능하게 된다.

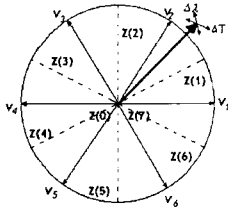


그림 1. 고정자의 전압공간벡터 사용에 의한 자속의 변화

2.2 자속 관측기

자속관측기 블록은 고정자 전류와 전압 측정치로부터 동적 고정자와 회전자 자속 벡터를 결정하기 위한 블록이다. 폐루프 관측기는 측정된 관측기 시스템의 출력과 추정된 출력 사이의 차이 값 피드백에 기초한다. 자속관측기의 경우에, 전동기 자속은 직접 측정될 수 없다. 그러나 폐루프 시스템에서 기준 회전자 자속 벡터와 추정된 회전자 자속벡터 사이의 차이가 폐환신호로 사용된다면 알 수 있다. 자속관측기의 동작은 다음 식으로 나타낼 수 있으며, 블록도를 그림 2에 나타내었다.

$$\frac{d\lambda_s^s}{dt} = v_s^s - R_s i_s^s + G(\lambda_r^s e^{j\theta} - \lambda_s^s) \quad (14)$$

$$\lambda_r^s = \frac{L_r}{L_m} \lambda_s^s - \frac{\sigma L_s L_r}{L_m} i_s^s \quad (15)$$

여기서, θ 는 회전자 자속 각이고, G 는 자속관측기의 이득이다.

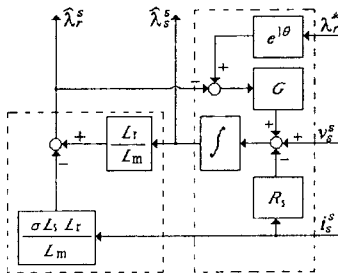


그림 2. 자속 관측기

2.3 고정자 자속조절기

자속조절기는 어느 순간에서 이것의 기준 값(λ_s^s)과 같은 고정자 자속벡터를 얻기 위하여 전동기에 전압벡터를 공급한다. 이것은 기준치와 추정된 자속 벡터 사이의 오차를 입력변수로 조절기에 사용함으로써 정확하게 얻을 수 있다.

$$\Delta \lambda_s^s = \lambda_s^{s*} - \hat{\lambda}_s^s \quad (16)$$

자속 조절기 식은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$v_s^s = R_s i_s^s + j\omega \lambda_s^s + K_p \Delta \lambda_s^s \quad (17)$$

이 식은 자속조절기가 식 (1)에 의한 고정자 역기전력과 고정자저항 전압강하를 보상하는 부가적 항을 갖는 비례제어기와 같은 동작을 하는 것을 보여준다. 식 (17)에서 K_p 는 조절기의 이득을 나타낸다.

회전각 θ 를 적분함으로써 각주파수 ω 를 얻을 수 있으므로 식 (17)에서 각주파수 ω 는 다음 식으로 얻을 수 있다.

$$\omega = \left(\frac{d e^{j\theta}}{dt} \right) \cdot j e^{j\theta} \quad (18)$$

고정자 자속 조절기의 수행은 고정자 기준축에서 설명하기 위해 식 (17)이 필요하다.

$$v_s^{s*} = R_s i_s^{s*} + j\omega \lambda_s^{s*} + K_p (\lambda_s^{s*} - \lambda_s^s) \quad (19)$$

여기서, 기준 자속 벡터 λ_s^{s*} 는 다음과 같이 결정된다.

$$\lambda_s^{s*} = \lambda_s^s e^{j\theta} \quad (20)$$

2.4 토크 제어루프

자속조절기는 정확하지 않은 파라미터, 측정 오차, 인버터 dead-time 등의 영향으로 실제 토크는 기준토크와 정확하게 일치하는지를 확인할 수 없다. 그러므로 토크의 오차분 ΔT 는 다음 식에 의해 얻을 수 있다.

$$\Delta T = T_{ref} - \hat{T} = T_{ref} - \frac{3}{2} P i_s \cdot j \lambda_s^s \quad (21)$$

즉, 기준토크와 측정된 고정자전류와 추정된 고정자자속을 이용하여 계산된 토크와의 차에 의해 얻을 수 있다.

추정된 토크는 토크제어의 정확성을 위해 외부루프에 폐환신호로 사용되고, 이에 반해 내부 제어루프는 빠른 토크응답을 얻기 위해 사용된다.

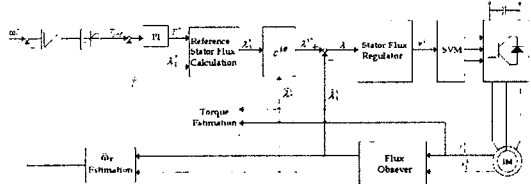


그림 3. 제어 블록도

2.5 속도 제어기

본 논문에서 속도제어 알고리즘은 센서리스 벡터제어를 이용하였으며, 고정자 전류와 추정된 자속값을 이용하여 회전자 속도는 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$\omega = \frac{(\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) p \lambda_{qr} - (\lambda_{qs} - L_s i_{qs}) p \lambda_{dr}}{(\lambda_{ds} - L_s i_{ds}) \lambda_{dr} - (\lambda_{qs} - L_s i_{qs}) \lambda_{qr}} \quad (22)$$

3. 시스템 모델링 및 시뮬레이션

표 1 유도전동기 파라미터

파라미터	단위	값
용량	[Hp]	5
정격	[V]/[A]	220/12.5
극수	[P]	4
고정자 인덕턴스	[H]	0.064
회전자 인덕턴스	[H]	0.064
상호 인덕턴스	[H]	0.06009
고정자 저항	[Ω]	1.2
회전자 저항	[Ω]	0.4
마찰계수	[N.m]	0.22
관성계수	[N.m]	0.088

주어진 시스템에 대해 타당성을 알아보기 위해 MATLAB/SIMULINK를 이용하여 시뮬레이션을 수행하고

자 한다. 시뮬레이션의 편의성을 위해 시스템과 제어기의 각 부분을 모델링화 하여 라이브러리로 만들어서 시뮬레이션을 수행하였다. 표 1은 시뮬레이션과 실험에 사용한 5[Hp] 유도전동기의 파라미터 값이다.

위에서 알아본 유도전동기에 대한 모델을 $d-q$ 변환 개념을 적용하여 벡터제어 등에 쉽게 적용할 수 있도록 모델링 하여, 본 논문의 시뮬레이션에 사용하였다. 그림 4는 모델링한 유도전동기의 내부 구성을 나타내고 있으며, 이를 바탕으로 본 논문에서 제안한 제어기를 부가하여 시뮬레이션을 수행하였다.

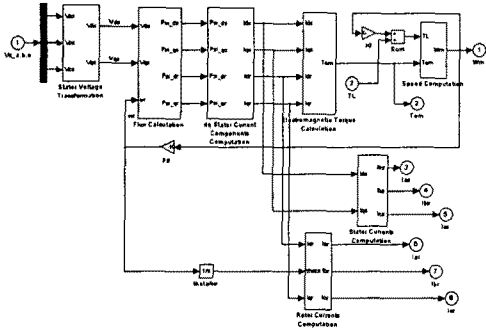


그림 4 $d-q$ 축 유도전동기 모델링(내부)

그림 5는 속도명령 값을 0[rpm]→10[rpm]→-10[rpm]으로 정역운전시의 파형으로 속도 파형이 원활이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

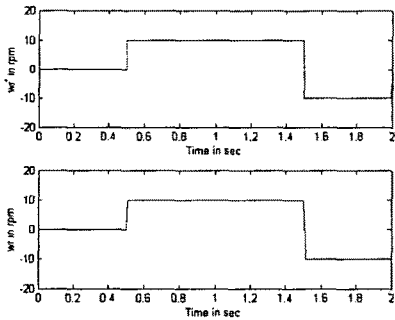


그림 5 속도 정역운전(0→10→-10[rpm])

4. 실험

시뮬레이션을 바탕으로 실제 타당성을 확인하기 위하여 실험을 수행 하였다. 주회로는 IPM을 사용하여 구성하였고, 유도전동기는 시뮬레이션에 나타난 것과 같이 5[Hp] 용량의 전동기를 사용하였다. 제어기의 CPU는 TMS320C31을 사용하여 10[kHz]의 스위칭 주파수를 구현하였으며, 공간전압 벡터 PWM 회로와 속도 검출 등의 회로는 EPLD 로 구현하여 제어 회로의 간략화를 꾀하였다.

그림 6은 기준속도 ω^* 을 1000[rpm]에서 500[rpm]으로, 다음으로 50[rpm]으로 가변시의 속도 파형이고, 그림 7은 기준속도 ω^* 을 +25[rpm]에서 -25[rpm]으로 정역 운전시의 속도 파형으로 저속에서도 양호한 속도 응답을 보여주고 있다.

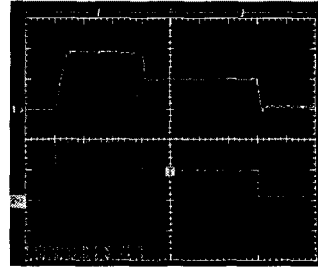


그림 6 기준속도(ω^*)과 실제속도(ω) 파형 (500[rpm]/div)

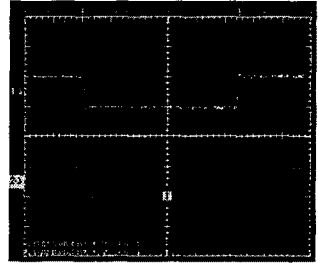


그림 7 속도 정역 운전시 속도 파형 (25[rpm] → -25[rpm])

5. 결 론

본 논문은 유도전동기의 제어에 있어 속도 센서가 없는 센서리스 벡터 제어를 적용하여 구현하였고, 출력측 전류와 전압의 피드백에 의한 자속과 토크 관측기를 부가한 직접토크 제어 방식을 적용하여 저속에서 고속 영역까지 원활한 제어가 이루어 지도록 하였다. 이의 입증 을 위해 시뮬레이션과 실험을 수행하였으며, 시뮬레이션을 편리하게 하기 위하여 MATLAB을 이용하여 각 부분을 라이브러리화 하여 수행하였으며, 간단하게 제어기를 구성하여 시뮬레이션이 가능하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 확인한 결과 저속에서도 원활한 제어가 가능 하였다.

나아가 파라미터 추정을 통한 좀더 정확하고, 강인한 제어기를 구성 하고자 한다.

(참 고 문 헌)

- [1] Ned Mohan, "Power Electronics", 1995
- [2] Ju-Suk Lee, "Stator-Flux-Oriented Sensorless IM Drive for Optimum Low-Speed Performance", IEEE, 1997
- [3] D. Casadei, G. Serra, "Performance Analysis of a Speed Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant Switching Frequency DTC Scheme", IEEE, 2000
- [4] Jose M. Aller, Jose A. Restrepo, "Sensorless Speed Control of the Induction Motor Combining Field Oriented Method and DTC", IEEE, 2000
- [5] Li Yongdong, "Direct Torque Control of Induction Motor for Low Speed Drives Considering Discrete Effects of Control and Dead-Time of Inverter", IEEE, 1997