
슬립추정 센서리스 벡터 제어기

한상수*

Slip Estimated Sensorless Vector Controller

Sang-soo Han*

이 논문은 2010년도 경원대학교 연구비를 지원받았음

요 약

유도 모터의 센서리스벡터 제어시스템은 모터의 시정수를 이용하여 자극의 위치를 추정하는 제어 시스템으로서 중·고속영역의 경우 벡터 제어가 잘 구현된다. 그러나 저속의 경우 모터로부터 얻는 전압정보가 너무 작아서 벡터 제어기의 구현이 어렵다. 본 논문에서는 슬립 주파수 추정을 이용하여 저속에서의 센서리스벡터제어 문제점을 개선시켜 광범위한 속도 영역에서 벡터제어가 가능한 센서리스 벡터제어기를 설계하였다. 제어기의 성능은 실험을 통하여 확인하였다.

ABSTRACT

A sensorless vector control of an induction motor provides a good performance in the middle and high speed region. However, in the low speed region, it is very difficult to implement the sensorless vector controller because the feeding voltage measured by the motor is very low. In this paper, we designed the sensorless vector controller of an induction motor using the estimate of the slip frequency. To verify the performance of the proposed controller, an experiment has been performed.

키워드

센서리스 벡터제어, 유도전동기, 슬립추정, 저속영역

Key word

sensorless vector control, induction motor, slip estimate, low speed region

* 경원대학교 정보통신공학과 (sshhan@kyungwon.ac.kr)

접수일자 : 2010. 05. 27

심사완료일자 : 2010. 07. 10

I. 서 론

오늘날 유도모터는 벡터제어 방식을 이용함으로써 토크의 순시성과 속응성이 우수해짐에 따라 모터의 가·변속 운전이 직류전동기를 대체하여 많이 사용되고 있다. 이러한 유도모터의 벡터제어 방식으로는 직접 벡터제어방식과 간접벡터제어방식이 있다. 유도모터의 직·간접 벡터 제어방식은 회전자의 자속을 검출할 수 있는 센서가 필요하다. 일반적으로 회전자 자속을 검출하기 위하여 사용되는 센서는 가격이 비싸고 센서의 신뢰성과 센서에서 발생하는 노이즈의 영향으로 인하여 제어시스템의 불안정성을 야기 시키는 단점이 있으며 수중이나 기름등의 센서를 적용할 수 없는 특수 환경 하에서는 적용이 어렵다.

이러한 단점은 센서가 없이 유도 모터를 제어할 수 있는 센서리스 벡터제어 방식에 의하여 해결할 수 있으며 많은 연구가 진행되어 오고 있다[1]. 센서리스 벡터제어를 구현하는 방법은 크게 선형제어기와 비선형제어기로 나눌 수 있다[2],[8]. 선형제어기를 이용한 방법으로는 슬립주파수 검출방법과 상태방정식을 이용한 속도추정방식, 자속과 토크를 직접 제어하는 직접자속제어 방식 등이 있다. 비선형제어기를 이용한 방식은 유도전동기의 모델을 기초로 한 MRAS방식, Neural Network을 이용한 방식 등이 있다[5]-[7]. 그러나 센서리스 벡터제어기는 선형 또는 비선형 제어기든 고속영역의 경우 벡터제어가 잘 구현 되나 저속영역의 경우 유도전동기의 낮은 전압 정보와 유도전동기의 시정수 변동으로 인한 제어시스템의 불안정성으로 인하여 실용상 많은 문제점을 야기 시킨다.

본 논문에서는 이러한 센서리스 벡터제어기의 저속 영역에서의 문제점을 해결함으로써 광범위영역에서 속도제어가 가능한 슬립주파수 추정 벡터 제어를 구현하였다. 센서리스 벡터제어를 위한 유도 모터의 회전자 시정수와 그 밖의 모터 정수는 DC시험, 무부하 시험 그리고 회전자 구속 시험을 통하여 구하였다. 인버터는 고속 스위칭이 가능한 IGBT를 이용하여 구성하였으며 센서리스 벡터제어기는 TMS320C30 DSP를 이용하여 구현하였다.

II. 슬립 추정 센서리스 벡터제어기

슬립 추정 센서리스 벡터제어기는 크게 3부분 즉, 속도 제어기, 전압제어기, 슬립 추정기로 구분할 수 있으며 그림1은 제어기의 전체 블록도를 보여준다.

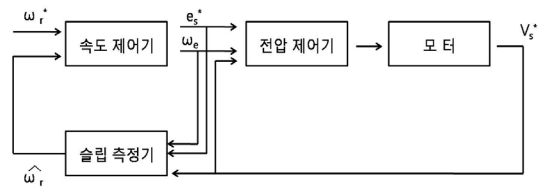


그림1. 슬립 추정 센서리스 벡터제어기 전체 구성도
Fig.1. Overall Block diagram of Slip Estimated Sensorless Vector controller

2.1 속도제어기

속도제어기는 그림2와 같이 PI속도 제어기와 V/F패턴 발생기의 두 부분으로 구성된다. PI제어기는 추정 속도와 기준 속도와의 차를 PI제어하여 슬립속도로 출력한다. 출력된 슬립 속도는 저속에서의 속도추정을 향상시키기 위하여 피드포워드 시킨(feed-forward) 기준 속도와 합쳐져 동기 각속도를 연산한다. 동기 각속도는 V/F 패턴 발생기에 의하여 자속을 일정하게 하기 위한 q 축 전압(e_{qs}^*)를 발생시킨다.

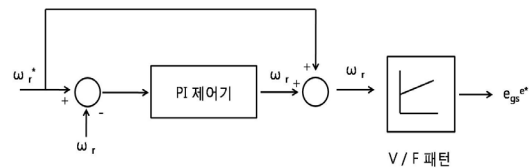


그림 2. 속도 제어기 블록도
Fig. 2. Block Diagram of speed controller

2.2 전압 제어기

그림3은 전압 제어기의 블록도를 나타낸다.

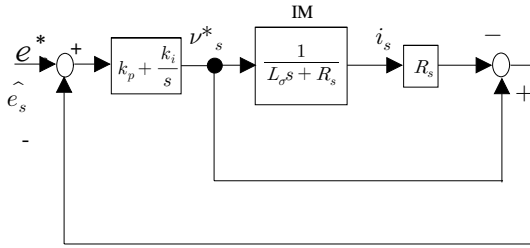


그림 3. 전압 제어기 블록도
Fig. 3. Block diagram of Voltage controller

전압 제어기는 q 축과 d 축으로 나뉘는데 q 축 기준 전압(e_{qs}^*)은 속도 제어기에서 결정 되고 d 축 기준 전압(e_{ds}^*)은 0으로 결정된다. 여기에 고정자 저항에 의한 전압 강하분을 보상하여 최종 dq 출력전압(ν_{ds}^*, ν_{qs}^*)을 결정한다. 전압 제어기를 정리하면 다음과 같다.

$$\nu_s^* = e_s^* + \frac{kp_e s + ki_e}{s} (e_s^* - \hat{e}_s) \quad (1)$$

$$\hat{e}_s = \frac{1}{\tau s + 1} (\nu_s^* - R_s i_s) \quad (2)$$

식 (1)와 (2)를 정리하면 다음과 같다.

$$\nu_s^* = \frac{\tau(kp_e + 1)s^2 + (kp_e + ki_e \tau + 1)s + ki_e}{\tau s^2 + (kp_e + 1)s + ki_e} e_s^* + \frac{kp_e s + ki_e}{\tau s^2 + (kp_e + 1)s + ki_e} R_s i_s \quad (3)$$

만약 $\tau \approx 0$ 이면 식 (3)은 다음과 같다.

$$\nu_s^* = e_s^* + \frac{kp_e s + ki_e}{(kp_e + 1)s + ki_e} R_s i_s \quad (4)$$

2.3 슬립추정

동기 좌표계에서 유도기의 전압식과 자속 식은 다음과 같다.

$$\nu_s = R_s i_s + p\lambda_s + j\omega_e \lambda_s \quad (5)$$

$$0 = R_r i_r + p\lambda_r + j\omega_{sl} \lambda_r \quad (6)$$

정상상태($p = 0$)를 가정하면 전압 식(5),(6)은 다음과 같이 주어진다.

$$\nu_s = R_s i_s + j\omega_e \lambda_s \quad (7)$$

$$0 = R_r i_r + j\omega_{sl} \lambda_r \quad (8)$$

식 (7)을 역기전력(e_s)을 정의하여 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$e_s = j\omega_e \lambda_s \quad (9)$$

$$\nu_s = R_s i_s + e_s \quad (10)$$

식 (9)에서 보면 자속을 전압으로 표현할 수 있음을 알 수 있다.

$$\lambda_{qs} = -\frac{e_{ds}}{\omega_e} \quad (11)$$

$$\lambda_{ds} = \frac{e_{qs}}{\omega_e} \quad (12)$$

식 (9), (10)을 사용하면 고정자 자속 기준 벡터제어를 위한 자속 조건을 전압 조건으로 치환하여 생각할 수 있다.

$$\lambda_{qs} = 0 \quad \leftrightarrow \quad e_{ds} = 0 \quad (13)$$

$$\lambda_{ds} = \text{일정} \quad \leftrightarrow \quad \frac{e_{qs}}{\omega_e} = \text{일정} \quad (14)$$

또한 슬립 식은 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_s i_{qs}}{T_r (\lambda_{ds} - \sigma L_s i_{ds})} \quad (15)$$

식 (15)에 $L_s = L_r$, $e_{qs} = \omega_e \lambda_{ds}$ 을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{R_r i_{qs}}{\lambda_{ds} - L_r i_{ds}} = \frac{\omega_e R_r i_{qs}}{e_{qs} - \omega_e L_r i_{ds}} \quad (16)$$

또한 자속 식은 식 (17)과 같다.

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds}}{L_s} + \omega_{sl} \sigma T_r i_{qs} \quad (17)$$

식 (17)에 $e_{qs} = \omega_e \lambda_{ds}$ 을 이용하여 정리하면 다음과 같다.

$$i_{ds} = \frac{e_{qs}}{L_s \omega_e} + \omega_{sl} \sigma T_r i_{qs} \quad (18)$$

슬립 추정은 식 (15)에 의하여 다음과 같이 계산된다.

$$\hat{\omega}_{sl} = \frac{\omega_e R_r i_{qs}^e}{e_{qs}^e - \omega_e L_\sigma i_{ds}^e} \quad (19)$$

속도 추정은 다음식과 같이 계산된다.

$$\hat{\omega}_r = \frac{1}{\tau_s + 1} (\omega_e - \hat{\omega}_{sl}) \quad (20)$$

그림 4는 슬립주파수 추정과정을 블록도로 나타낸 것이다.

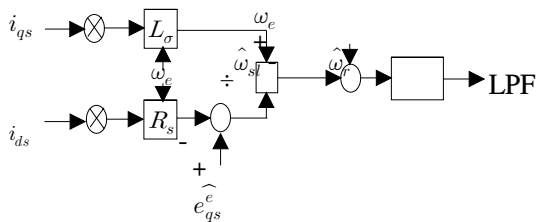


그림4. 슬립 주파수 추정
Fig. 4. Estimation of slip frequency

III. 실험 및 고찰

그림 5는 토크전류 q축 전류 지령치와 실제의 q축 전류를 나타내었다. ch3은 토크 전류 지령치이고 ch4는 실제 토크 전류 치이다. 전체적으로 깨끗하게 지령치를 추종하고 있으며 이로 보아 PI 토크 전류제어기가 잘 동작하고 있음을 알 수 있다.

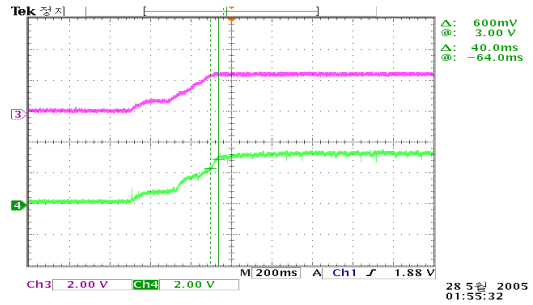


그림 5. 토크전류 지령치와 실제토크전류
ch3: 토크전류 지령치, ch4: 토크전류,(2V/2A)
Fig. 5. q-side current command and real current

그림 6은 센서리스 벡터제어시의 모터속도 지령치와 실제 모터속도를 나타낸 것이다. 0rpm에서 250rpm 까지 속도를 증가 시켰을 때 실제 모터 속도가 저속부분에서 약간의 딜레이를 가지나 전체적으로 지령치를 아주 잘 따라가고 있음을 알 수 있다. 이 과형으로 보아서 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어 알고리즘이 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

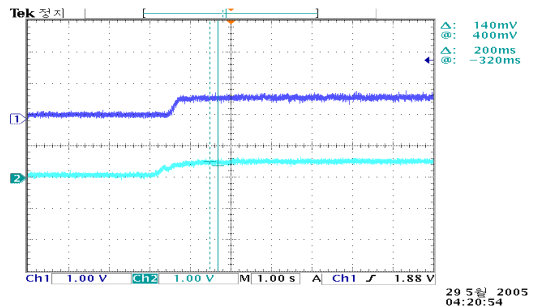


그림 6. 센서리스 벡터제어시의 모터속도 지령치와 실제모터속도(0rpm->250rpm)
ch1:모터속도 지령치, ch2:실제 모터속도,(1V/500rpm).
Fig. 6. Motor speed command and real speed in Sensorless vector control(0rpm->250rpm)

그림 7은 센서리스 벡터제어시의 모터속도 지령치와 실제 모터속도를 나타낸 것이다. 250rpm에서 1250rpm 까지 속도를 증가 시켰을 때 실제 모터 속도가 전체적으로 지령치를 아주 잘 따라가고 있음을 알 수 있다. 이 과형으로 보아서 본 논문에서 제시한 센서리스 벡터제어 알고리즘이 잘 제어되고 있음을 알 수 있다.

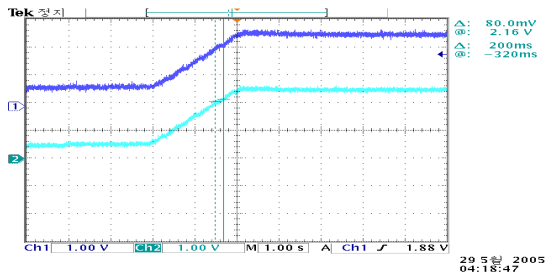


그림 7. 센서리스 벡터제어시의 모터속도 지령치와 실제모터속도(250rpm→1250rpm)
ch3:모터속도 지령치, ch4:실제 모터속도,(1V/500rpm)
Fig. 7. Motor speed command and real speed in Sensorless vector control(250rpm→1250rpm)

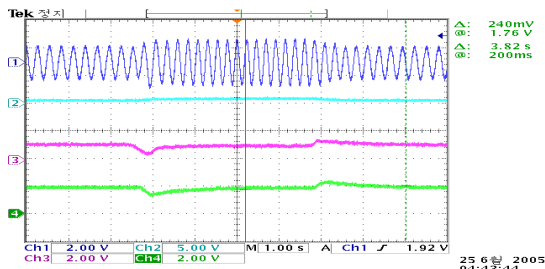


그림 8. 센서리스 벡터제어시의 부하인가시의 속도변화(86rpm), ch1: 실제전류(2V/10A), ch2: 토크전류지령(2V/10A), ch3:모터속도지령치(2V/90rpm), ch4:실제모터속도,(2V/90rpm)
Fig. 8. Motor speed change in Sensorless vector control with load change(86rpm)

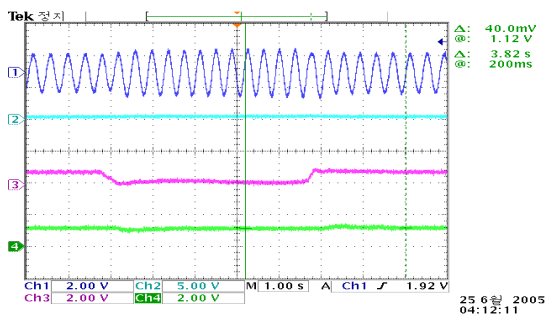


그림 9. 센서리스 벡터제어시의 부하인가시의 속도변화(51rpm)
ch1: 실제전류(2V/10A), ch2: 토크전류지령(2V/10A), ch3:모터속도 지령치(2V/90rpm), ch4:실제 모터속도,(2V/90rpm)
Fig. 9. Motor speed change in Sensorless vector control with load change(51rpm)

일반적으로 센서리스 벡터제어에서 3Hz(90rpm) 이하의 속도에서는 센서리스 벡터제어가 제대로 제어되지 않는다는 것이 알려져 있어서 본 실험에서는 3Hz(90rpm)이하의 속도로 실험을 진행하였다.

그림 8는 모터의 지령 속도가 86rpm인 경우 부하를 인가하였다 제거한 경우의 파형을 나타내었다. 그림8에서 보면 ch1의 전류는 부하가 인가된 순간에서부터 제거된 순간까지 전류가 증가하는 것을 알 수 있으며 ch2는 역시 부하인가 시 출력력이 커지는 것을 알 수 있다. ch3은 부하인가 시에 속도가 급격하게 감소하였다가 다시 회복되는 것을 알 수 있다. ch4는 추정된 모터의 속도이며 부하인가 시에 약간 떨어졌다가 이내 다시 원상태로 회복되었음을 보여준다. 그림9는 모터의 지령속도가 51rpm인 경우에서 부하를 인가하였다가 제거한 경우에 센서리스 벡터제어의 파형을 나타낸다. 그림 9의 파형에서 부하인가 시에 ch4의 파형을 보면 거의 변화가 없다. 이는 모터로부터 피드백 되는 정보가 워낙 작기 때문에 제어가 인식하지 못하기 때문에 생기는 문제이다. 실제로는 부하가 인가되었기 때문에 모터는 완전정지하게 된다. 그러나 본 논문에서 제안한 방식은 작지만 제어기가 모터의 속도가 감소되었음을 인식하여 제어출력을 높임으로서 모터의 속도가 부하 인가전의 상태로 회복하게 된다. 그러므로 ch1의 전류파형이 부하가 인가되면 증가하게 된다. 따라서 본 논문에서 제안한 슬립추정 센서리스 벡터 제어기가 저속 영역(50rpm)에서 까지 성공적으로 잘 제어되고 있음을 확인할 수 있었다. 따라서 일반적인 센서리스 벡터 제어기에 비하여 광범위의 속도 제어가 가능하다.

IV. 결론

센서리스벡터제어는 제어시스템이 모터의 시정수를 가지고 연산으로 자극의 위치를 추정하는 시스템이므로 모터의 시정수에 많은 영향을 받는다. 때문에 시스템이 불안정한 요소를 내포하고 있다. 또 하나의 문제점은 저속에서는 모터로부터 얻는 전압정보가 너무 작아서 제어가 되지 않는다. 이러한 저속에서의 센서리스벡터제어가 되지 않는 것을 개선하기 위하여 슬립추과수를 이용한 센서리스 벡터제어를 설계하였으

며 극 저속(50rpm이하)을 제외한 전 영역에서 성공적으로 제어가 잘 되고 있음을 실제 실험을 통하여 확인할 수 있었다.

참고문헌

- [1] Elloumi M, Ben-Brahim L, Al-Hamadi MA “Survey of speed sensorless controls for IM drives”. IEEE Industrial Electronics Society . IECON 98. Proceedings of the 24th annual conference of the IEEE, pp 1018-1023, 1998.
- [2] Inanc N “Implementation of a closed loop sliding mode observer for speed sensorless control of an indirect field oriented induction motor drives”. Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), vol 90, N^or 2 December, 2007.
- [3] Arab Markadeh GR, Soltani J, “Robust direct torque and flux control of adjustable speed sensorless induction machine drive based on space vector modulation using a PI predictive controller”. Electrical Engineering (Archiv fur Elektrotechnik), vol 88, N^or 6 August, 2007.
- [4] Rashed M, Stronach F, Vas P “A stable MRAS-based sensorless vector control induction motor drive at low speeds”, Industry Application Conference, 38th IAS annual meeting conference record 12-16 Oct, vol 2, pp 1181-1188, 2003.
- [5] Tamai S, Sugimoto H, Yano M, “Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system”. Proceedings of IEEE Industry Application Society (IAS) annual meeting, Atlanta, GA, pp 189-195, 1987.
- [6] Jansen PL, Lorenz RD, “Accuracy limitations of velocity and flux estimation in direct field oriented induction machines” Conference On power electronics and applications, fifth European conference on 13-16 September, vol 4, pp 312-318, 1993.
- [7] Schauder C “Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers”. IEEE Transactions on Industrial

Applications, vol 28, n^o5, October/November, pp 1054-1061, 1992.

- [8] Carmeli MS, Castelli Dezza F, Iacchetti M, Perini R, “Effect of the inverter non-linearities compensation on a MRAS speed estimator in a double fed induction motor drive”. Electr Eng (Archiv fur Elektrotechnik) 90(4):283-291, 2008.

저자소개

한상수(Sang Soo Han)



1982년 명지대학교 전자공학과 학사

1985년 명지대학교 전자공학과 공학석사

1995년 홍익대학교 전자공학과 공학박사

현재: 경원대학교 정보통신공학과 교수

※관심분야: 지능 및 퍼지제어, 전력전자제어, 로봇제어