

속도검출기없는 전압형 Inverter에 의한 유도전동기 속도제어

서영수*, 이춘상*, 황락훈**, 김주래**, 조문택***
명지대학교*, 세명대학교**, 대원과학대학***

Speed Control of Induction Motor Using the Voltage Type Inverter with Speed Sensorless

Young-Soo Seo* Chun-Sang Lee* Lak-Hoon Hwang** Ju-Rae Kim**
Moon-Tack Cho***

Electrical Engineering MyongJi University* Electrical Engineering Semyung University**
Electrical Engineering Dae-Won Science college***

ABSTRACT

When the vector control, which does not need a speed signal from a mechanical speed sensor, it is possible to reduce the cost of the control equipment and to improve the control performance in many industrial application.

This paper describes a rotor speed identification method of induction motor based on the theory of flux model reference adaptive system. The estimator execute the rotor speed identification so that the vector control of the induction motor may be achieved. The improved auxiliary variable of the two model are introduced to perform accurate rotor speed estimation.

The control system is composed of the PI controller for speed control and current controller using space voltage vector PWM technique. High speed calculation and processing for vector control is carried out by TMS320C31 digital signal processor. Validity of the proposed control method is verified through simulation and experimental result.

모델적응방식(flux model reference adaptive system) 을 사용하여 추정속도를 얻고자 하였다. 이 방식은 자속보 상기나, 추정속도를 발생시키기 위한 속도연산기가 불필 요하므로 속도연산 시간이 단축되어 응답의 속응성을 기 대할 수 있다. 또한 각 모델의 출력을 관계된 보조변수 로 대체할 수 있으므로 각 모델이 가지는 단점을 구현하 고자 하는 시스템에 타당하도록 적절히 보완하여 정확한 추정 값을 얻을 수가 있다.^{[1][2]}

위에서 설명한 장점을 이용해 자속기준모델과 자속조정 모델의 입력과 출력에 저역 및 고역통과필터를 인가해 보조변수로 대체하여 기준모델이 가지는 적분기의 문제 점을 해결하고 모델에 유입되는 잡음을 제거하였다. 이 로부터 자속추정의 정확도를 높이고 적용 매커니즘 입력 의 신뢰도를 향상시켜 정확한 추정속도를 얻도록 하였 다.

제안된 제어시스템의 타당성을 입증하기 위해 5[HP], 3.7[kW] 정격의 유도전동기에 대한 동작특성을 시뮬레 이션을 수행하여 검토하고 그에 의해 실험을 하였다. 그 결과 시스템 응답이 기준속도나 부하토크의 변동에 대해 응답특성이 우수함을 확인할 수 있었다.

2. 센서리스 벡터제어

1. 서 론

유도전동기 구동분야에서 효율적인 벡터제어 방식을 구현하기 위해 전동기에 부착된 디지털 엔코더로부터 속 도를 검출 받아 제어기법에 적용하는 방식이 사용되어 왔다. 그러나 이는 전기적인 노이즈, 센서와 제어기 사이 의 거리, 엔코더를 설치함에 따라 비용이 증가하는 등의 단점을 포함하게 된다. 따라서 이러한 문제의 해결을 위 해 센서리스 제어방식에 대한 연구가 진행되어 여러 속 도추정 방법이 제시되어 왔다.

이에 본 논문에서는 센서리스 제어방식 중 자속기준

2.1 유도전동기의 기본식

전압, 전류의 관계식은 식 (2-1), 식 (2-2)에 의 해 표시된다.

$$\mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + p \lambda_s^s \quad (2-1)$$

$$\mathbf{v}_r^s = R_r \mathbf{i}_r^s + (p - j\omega_r) \lambda_r^s \quad (2-2)$$

변수 \mathbf{v}_s^s , \mathbf{v}_r^s , \mathbf{i}_s^s , \mathbf{i}_r^s 등은 전부 고주파 맥동을 포함하 는 교류의 순시값 벡터량으로서 통상 정지 d-q 좌표축 성분으로 표시된다. 예를 들면 \mathbf{v}_s^s 은 d축성분 v_{ds}^s , q

축성분 \mathbf{v}_{qs}^s 로 표시된다. 벡터연산시 각 성분을 계산하는데는 $\mathbf{v}_s^s = v_{ds} + jv_{qs}$ 와 같이 표시하고 복소수와 동일하게 취급한다. 순시 공간벡터제어는 전류, 전압 등의 상태변수를 순시값 벡터로서 표현하고 특성방정식에 입각해서 토크, 속도와 같은 상태변수를 연산하여 그 순시값을 제어하는 것을 특징으로 한다. 유도전동기의 토크는 후술하는 고정자 쇄교자속의 순시벡터와 고정자전류의 벡터 곱으로서 다음과 같이 나타낸다.

$$T = |\lambda_s \times i_s| \quad (2-3)$$

2.2 유도전동기의 자속연산

쇄교자속 벡터는 전류벡터 및 인덕턴스에 의해 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\begin{aligned} \lambda_s &= L_s i_s + L_m i_r \\ \lambda_r &= L_r i_r + L_m i_s \end{aligned} \quad (2-4)$$

여기서, L_m 은 고정자 권선과 회전자 권선사이의 상호 인덕턴스이고, L_s , L_r 은 고정자 및 회전자 각 상의 자기 인덕턴스이며 누설 인덕턴스와 상호 인덕턴스의 합이다.

이 제어방식은 식 (2-3)에 의해 고정자 쇄교자속을 사용하여 토크를 연산하고 이것을 토크의 검출값으로 보고 제어를 한다. 그런데 회전자 전류는 검출되지 않으므로 식 (2-4)에서 이것을 소거하면 고정자 쇄교자속 벡터는 다음과 같이 연산된다.

$$\lambda_s = \frac{L_m}{L_r} \lambda_r + (L_s - \frac{L_m^2}{L_r}) i_s \quad (2-5)$$

λ_r 로서는 식 (2-6)에 나타내듯이 고정자 전류 벡터와 후술하는 속도연산치에서 연산되는 회전자 쇄교자속 벡터로 사용할 수 있다

$$\begin{aligned} \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} &= 0 \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{R_r}{L_r} L_m i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} &= 0 \end{aligned} \quad (2-6)$$

여기서 타여자 직류전동기와 같은 제어특성을 얻기 위해서 회전자 쇄교자속을 d 축과 일치시켜

$$\lambda_{qr} = 0, \quad \frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2-7)$$

로 제어하는 것이 바람직하므로 이를 식(2-6)에 적용하면

$$\tau_r \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2-8)$$

이 된다. 단, $\tau_r = \frac{L_r}{R_r}$ 또한 정상상태에서는 회전자 쇄교자속이 일정하게 되어

$$\lambda_{dr} = \text{constant}, \quad \frac{d\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (2-9)$$

로 되므로 식 (2-8)은

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2-10)$$

로 된다.

위의 식 (2-7)~식 (2-10)의 결과를 식 (2-6)의 두 번째 식에 적용하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{\tau_r} \frac{L_m}{\lambda_{dr}} i_{qs} = \frac{1}{\tau_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2-11)$$

위의 식 (2-11)을 이용하면 자속각 θ_e 는

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2-12)$$

로 구한다.

이상에서 설명한 바와 같이 고정자전류 및 회전자 속도로부터 회전자의 자속각을 얻어내는 간접벡터제어 방식의 알고리즘을 식 (2-7)~식 (2-12)을 이용하여 나타내면 그림 1과 같다.

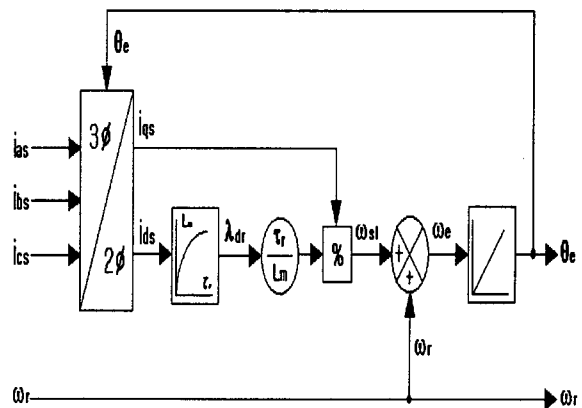


그림 1 자속각 연산 블록도

Fig. 1 Block diagram of flux angle calculation

한편, 전동기의 발생토크는

$$\begin{aligned} T &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} i_{ds} i_{qs} \end{aligned} \quad (2-13)$$

가 된다.

식 (2-13)에서 유도전동기의 발생토크는 고정자의 q축 전류 i_{qs} 와 회전자의 쇄교자속 λ_{dr} 만의 함수로 표현됨

을 알 수 있다. 그런데 λ_{dr} 은 고정자의 d축 전류 i_{ds} 에 대하여 1차 지연됨으로 λ_{dr} 을 일정한 값으로 유지하고 i_{qs} 을 제어하면 빠른 토크제어 특성을 얻을 수 있다.

2.3 FMRAS 회전자 속도추정기

식 (2-4), (2-5), (2-6)에서 고정자 자속을 소거하여 식 (3-1)을 구하고, 식 (2-6)을 식 (3-2)로 나타내었다.

$$p \lambda_{dr}^s = \frac{L_r}{L_m} (v_{ds}^s - (R_s + \sigma L_s p) i_{ds}^s) \quad (3-1)$$

$$p \lambda_{qr}^s = \frac{L_r}{L_m} (v_{qs}^s - (R_s + \sigma L_s p) i_{qs}^s)$$

$$p \lambda_{dr}^s = -\frac{1}{\tau_r} \lambda_{dr}^s - \omega_r \lambda_{qr}^s + \frac{1}{\tau_r} L_m i_{ds}^s$$

$$p \lambda_{qr}^s = -\frac{1}{\tau_r} \lambda_{qr}^s + \omega_r \lambda_{dr}^s + \frac{1}{\tau_r} L_m i_{qs}^s \quad (3-2)$$

식 (3-1)은 회전자 속도에 독립적인 고정자 방정식으로 기준모델로 이용하고, 식 (3-2)은 회전자 속도에 종속적인 회전자 방정식으로 조절 모델로 이용한다. 이 두모델의 출력으로서 오차신호를 구성하여 조절모델의 회전자 속도가 실제 회전자 속도를 추정하도록 적응 제어기법을 적용한다. 오차값은 기준모델 q축 자속과 조절모델 d축 자속의 곱과 기준모델d축 자속과 조절모델 q축 자속의 곱에 의한 차에 의해서 식 (3-3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\varepsilon = (\lambda_{qr}^{s''} \hat{\lambda}_{dr}^{s'} - \lambda_{dr}^{s''} \hat{\lambda}_{qr}^{s'}) \quad (3-3)$$

또한 회전자 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 은 위의 식(3-3)로 얻은 오차 값으로부터 PI제어기를 통해서 식(3-4)과 같이 얻어 낼 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = \left(K_1 + \frac{K_2}{s} \right) \cdot \varepsilon \quad (3-4)$$

단, K_1, K_2 는 제어기 이득

이출력을 다시 조절모델의 피드백 입력으로 구성하여 조절모델의 회전자 속도를 가변시켜 오차신호가 0이 되도록 하면 조절모델의 회전자 속도가 실제 회전자 속도와 일치한다.

그러나 적분기가 가지는 문제점인 초기 조건이나 드리프트 문제를 일으키기 때문에 정확한 자속정보를 기대하기가 어렵게 된다. 따라서 기준모델 적응방식의 장점인 각 모델의 출력을 그와 관계된 보조변수로 대체할 수 있다는 점을 이용해 적분기를 제거하고 자속이 역기전력과 직교한다는 사실로부터 이를 저역통과필터로 대체하여 적분기가 가지는 단점을 해결하고 좀더 정확한 자속 값을 추정하도록 하였다.^[8]

여기서 조절모델의 자속 값 $\hat{\lambda}_{dr}^s, \hat{\lambda}_{qr}^s$ 은 기준모델의 자속 값 $\lambda_{dr}^s, \lambda_{qr}^s$ 과 차이를 나타내기 위한 표시이다. 또한 $\hat{\omega}_r$ 은 본 논문에서 사용한 기준모델 적응방식

을 이용하여 추정된 회전자 속도의 피드백 입력을 나타낸다.

여기서 기준모델과 조절모델에 포함된 $s/(s+1/\tau)$ 항은 고역통과필터를 나타내며 저역통과필터로 인한 오프셋 값(offset value)을 보정해 주는 동시에 입력전류의 고주파 성분을 제거해주는 역할을 한다.

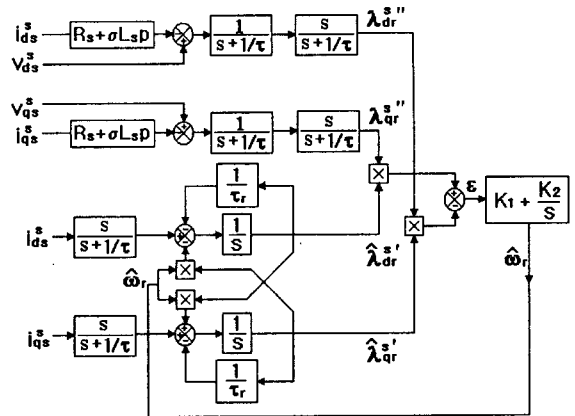


그림 2 회전자 속도추정기의 구성도
Fig. 2 Structure of rotor speed estimator

3. 시뮬레이션

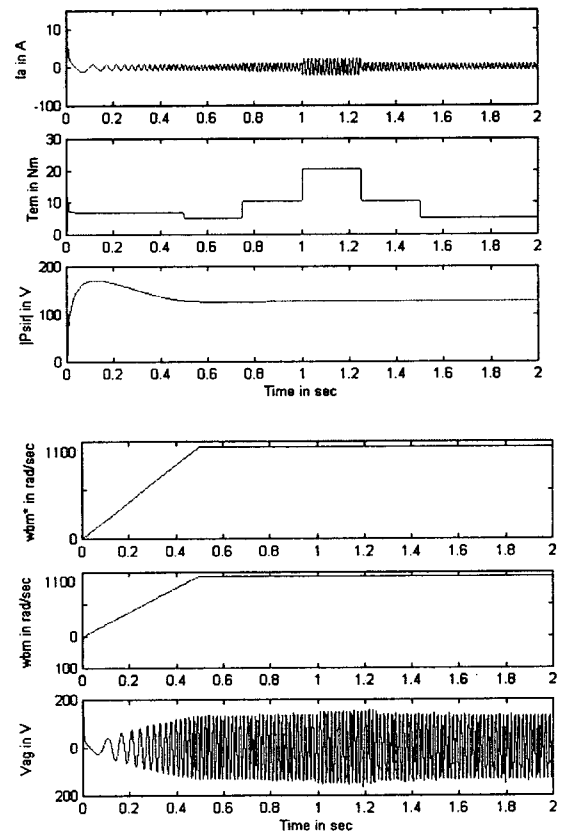


그림 3 부하가변시 응답특성
Fig. 3 Response characteristic of load variation

그림 3은 부하 변화에 따른 토오크, 속도, 전류, 전압, 자속의 응답을 측정하였다. 속도가 1100[rpm]일 때 부하가 60%~80%, 80%~120%, 120%~80%, 80%~60%로 증가, 감소시킬 경우의 응답특성을 나타내고 있다. 이때 토오크 응답은 20[ms]정도이고 전류는 2[A], 전압은 120[V]이다. 부하 변동 시에도 자속추정이 원활하게 이루어지며 이를 입력으로 발생하는 추정속도에도 거의 지연이 없는 빠른 응답특성을 확인하였다.

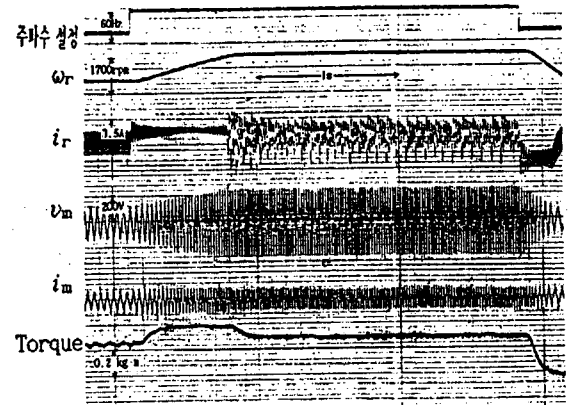


그림 5 구동시스템의 응답특성
Fig. 5 Response characteristic of drive system

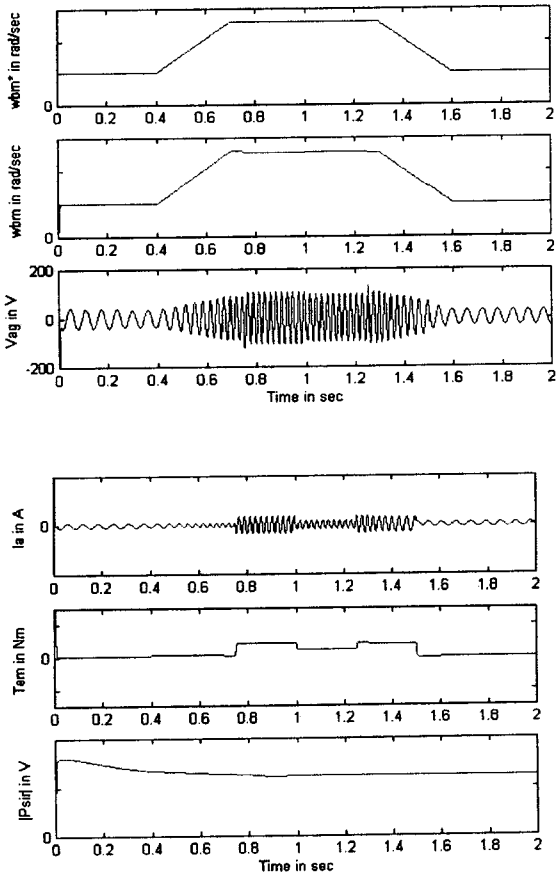


그림 4 속도가변시 응답특성
Fig. 4 Response characteristic of speed variation

그림 4는 정상상태에서 일정부하를 걸었을 때 기준속도를 400[rpm]에서 1700[rpm]으로 가변 하였을 경우 응답특성을 나타낸 것이다. 추정속도가 기준속도에 빠르게 추정하며 실제속도와 거의 일치하는 양호한 응답특성이 나타난다.

4. 실험 결과

기준속도 변화(400-1700[rpm])에 따른 실제속도의 응답을 나타낸 것으로 부하상태에서 양호한 속도추정 응답이 나타남을 알 수 있고 부하변동에도 양호한 응답을 확인할 수 있었다.

5. 결론

본 논문에서 속도검출기 없는 벡터제어 방식에 관하여 연구하였으며 유도전동기에 입력되는 전류와 전압에 대한 정보만을 이용하는 자속 기준모델 적응시스템을 적용해 시스템을 간단하게 구현하였다. 그 결과 정확한 자속값을 얻어낼 수 있었으며 그로부터 얻어진 추정속도를 이용하여 유도전동기의 간접벡터제어 방식을 구현하였고 시스템의 응답이 기준속도나 부하토크의 변동에 대해 응답특성이 우수함을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] Astrom, Karl J, "Adaptive Control", Addison-Wesely Publishing Company, pp. 185~260, 1995.
- [2] Hirokazu Tajima and Yoichi Hori, Member, IEEE "Speed sensorless field-orientation control of the induction machine", IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 29. pp. 175~180, January/February 1993.
- [3] Fang-Zheng Peng, Member, IEEE, and Tadashi Fukao, Fellow IEEE, "Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors", IEEE Trans. Indus. Appli., vol. 30 pp. 1234~1240, September/October 1994.
- [4] G.H.Tomlinson, "Electrical networks and filters", Prntice Hall, pp. 100~130, 1995
- [5] Chee-Mun Ong, "Dynamic simulation of electric machinery using Matlab/Simulink", Prentice Hall PTR, Prentice-Hall, Inc pp. 415~455, 1998.