

고정자 자속 기준 제어 방식에 의한 속도검출기 없는 유도전동기 속도 제어 시스템

박민호, 김정서, 김희욱*

서울대학교

Induction motor sensor less speed control
by stator flux oriented method

Min-Ho Park, Kyoung-Seo Kim, Heui-Wook Kim*
Seoul National University

Abstract

To avoid the use of position sensor or flux sensor in a field oriented induction machine drive system, the terminal quantities are often used to estimate the rotor flux. Since the estimation involves the leakage inductance of the machine, the performance of such systems is sensitive to the variations of leakage. Since estimation of the stator flux is independent of the leakage, the steady state performance of the stator flux oriented system is insensitive to the leakage inductance.

In this paper, the torque response of stator flux oriented system is compared to that of rotor flux oriented system by digital simulation. And induction motor sensor less speed control by stator flux oriented method is developed. The performance of the speed estimation is showed by digital simulation.

1. 서 론

유도전동기는 직류전동기에 비하여 유지보수가 용이하고, 가격이 싸며 견고하다는 등의 장점 때문에 산업용으로 널리 사용되어 왔다. 주요 용도는 정속 운전용이며, 주파수 가변장치에 의한 가변속 운전도 널리 쓰이고 있다. 그러나 서어보 운전과 같은 정밀 토크 제어를 요구하는 곳에는 직류기가 주로 사용되고 있다. 유도기의 경우 토크와 자속 성분의 간섭(coupling) 때문에 정확한 토크 제어 및 제어의 속응성이 직류기에 미치지 못하기 때문이다. 이러한 문제는 벡터제어 방식의 도입으로 극복되었다. 즉

벡터제어 방식에 의하여 토크와 자속의 분리 제어가 가능하게 되었으며, 이에 의하여 유도기의 운전을 타어자 직류전동기와 유사하게 할 수 있게 되었다.

벡터제어시 토크와 자속을 분리하기 위하여 자속각에 대한 정보가 필요하며, 이를 얻는 방법에 따라 여러가지 방식으로 분류된다. 일반적으로 쓰이는 방법들은 회전자 위치를 얻기위하여 속도측정기 등을 사용하며, 실제 적용시 전동기 축에 측정기의 취부 문제와 제어기와 전동기 사이의 신호 전달 문제 등의 어려움이 있어, 최근에는 속도 측정기가 없는 Sensorless 방식들이 발표되고 있다.

본 논문에서는 고정자 자속 기준 제어 방식의 토크 제어 특성을 알아보고 고정자 자속 벡터 ϕ_{ds}^* , ϕ_{qs}^* 및 모터의 슬립주파수 ω_{sl} 을 이용하여 회전자 속도 ω_r 를 추정하여 속도 측정기 없이 유도 전동기의 속도 및 토크 제어를 구현하고자 한다.

2. 벡터 제어 방식의 비교

간접 벡터 제어 방식은 회전자의 위치를 측정하여 이에 슬립각을 더함으로써 자속각을 구한다. 회전자의 위치는 보통 펄스 발생기를 이용하여 측정한다. 이 방식은 넓은 속도 영역에서 안정적으로 동작하지만 회전자의 위치를 측정하기 위한 펄스 발생기의 사용에 따른 문제점이 있다. 즉 펄스 발생기의 가격이 비싸고 모터로부터 정보를 제어기까지 전송해와야 한다. 또한 회전자 저항에 따라 특성이 민감하게 변화한다. 따라서 회전자 저항의 온도 등에 따른 변화를 보상해 주어야 할 필요가 있다.

직접 벡터 제어 방식은 공극 자속의 $d-q$ 성분을 측정하여 자속각을 구한다.

$$|\varphi_m| = \sqrt{(\varphi_{dm}^*)^2 + (\varphi_{qm}^*)^2}$$

$$\cos(\omega_e t) = \frac{\varphi_{dm}^*}{|\varphi_m|} \quad (1)$$

$$\sin(\omega_e t) = \frac{\varphi_{qm}^*}{|\varphi_m|}$$

그러나 공극자속을 이용하는 경우 회전자 누설 자속의 영향을 무시할 수 없기 때문에 실제로는 공극자속 보다는 회전자 자속을 이용하고 있다.

$$\varphi_{qr}^* = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{qm}^* - L_{lr} i_{qs}^*$$

$$\varphi_{dr}^* = \frac{L_r}{L_m} \varphi_{dm}^* - L_{lr} i_{ds}^* \quad (2)$$

여기서 공극자속 φ_m 을 모터에 자속 측정기기를 부착하여 직접 구하느냐, 아니면 고정자 전압과 전류로부터 연산하여 구하느냐에 따라 자속 측정형 및 자속 연산형으로 구분된다. [1]

자속 측정형의 경우 모터 내부에 자속 측정기를 설치해야하는 어려움이 있고 자속 연산형의 경우에는 자속이 모터의 단자 전압 및 전류로부터 구하여지므로 자속 측정기는 필요 없으나 식(2)에서와 같이 회전자 누설 인덕턴스가 포함되므로 이의 영향을 무시할 수 없다.

자속 기준 제어 방식에 있어서 자속 및 위치 측정기는 실용에 있어서 여러가지 어려움을 주고 있다. 따라서 특성의 손실없이 이러한 측정기 없이 벡터제어를 구현하고자 하는 연구가 진행되고 있다. [2], [3]

벡터제어의 직접 방식의 경우 앞에서 언급한 바와 같이 공극 자속을 구한 후 회전자 자속을 구하거나 고정자 자속을 구한 뒤 다음 식에 의해 회전자 자속을 구하게 된다.

$$\varphi_s = \int (V_s - R_s i_s) dt \quad (3)$$

$$\varphi_r = \frac{L_r}{L_m} (\varphi_s - \sigma L_s i_s) \quad (4)$$

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}$$

식(3)에서 알 수 있듯이 회전자 자속 연산값의 정확도는 R_s 의 정확도에 따라 변화된다. 일반적으로 고정자 저항은 비교적 정확히 구할 수 있고 온도에 따른 변화도 적다. 회전자 자속의 연산에는 식(4)에서 볼 수 있듯이 모터의 인덕턴스를 정확히 알아야 한다. 그러나 일반적으로 모터의 인덕턴스는 무부하 실험 및 구속 시험을 통해 구하여지나 정확한 값을 구하기란 매우 힘들다. [4]

따라서 회전자 자속을 연산하여 벡터제어를 하는 방식 보다는 고정자 자속을 이용하여 벡터 제어를 수행하면 좀더 정확한 벡터제어를 구현할 수 있다.

3. 고정자 자속 기준 제어 시스템 [5]

회전자 자속 기준 제어 시스템의 경우 모든 변수는 회전자 자속을 기준축으로 하여 표현된다.

$$(1+\sigma Trp)\varphi_{dr}^* = L_m i_{ds}^* + \omega_s i_{Tr} \varphi_{qr}^* \quad (5)$$

$$(1+\sigma Trp)\varphi_{qr}^* = L_m i_{qs}^* - \omega_s i_{Tr} \varphi_{dr}^* \quad (6)$$

$$\varphi_{qs}^* = \frac{L_m}{L_r} \varphi_{qr}^* + \sigma L_s i_{qs}^* \quad (7)$$

$$\varphi_{ds}^* = \frac{L_m}{L_r} \varphi_{dr}^* + \sigma L_s i_{ds}^* \quad (8)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\varphi_{dr}^* i_{qs}^* - \varphi_{qr}^* i_{ds}^*) \quad (9)$$

고정자 자속 기준 제어 시스템에서는 고정자 자속을 기준축으로하여 모든 변수를 표현하는 것이 보다 편리하다. 공간 상에서의 두 기준축의 관계는 그림 1과 같다. 고정자 자속 기준축 상의 유도기 표현식은 식(5)-(8)에서 회전자 자속을 소거하고 고정자 자속의 q축 성분 $\varphi_{qs}^* = 0$ 으로 놓음으로써 얻을 수 있다.

$$(1+\sigma Trp)L_s i_{qs}^* - \omega_s i_{Tr}(\varphi_{ds}^* - \sigma L_s i_{ds}^*) = 0 \quad (10)$$

$$(1+Trp)\varphi_{ds}^* = (1+\sigma Trp)L_s i_{ds}^* - \omega_s i_{Tr} \sigma L_s i_{qs}^* \quad (11)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \varphi_{ds}^* i_{qs}^* \quad (12)$$

그런데, 식(10)에서 알 수 있듯이 고정자 전류 i_{qs}^* 와 고정자 자속 φ_{ds}^* 가 간섭되어 있다. 즉 토오르크 성분 전류의 변화에 따라 자속도 변화하게 된다. 따라서 과도 상태에서 i_{qs}^* 가 변화하면 i_{ds}^* 가 변화하지 않는데도 불구하고 자속이 변화하게 된다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 분리가 고안되었다.

$$i_{ds}^* = Gf(p)(\varphi_{ds}^* - \varphi_{ds}) + i_{dq}^* \quad (13)$$

식(13)을 식(11)에 대입하면,

$$(1+Trp)\varphi_{dr}^* = (1+\sigma Trp)L_s Gf(p)(\varphi_{ds}^* - \varphi_{ds}) + (1+\sigma Trp)L_s i_{dq}^* - \omega_s i_{Tr} \sigma L_s i_{qs}^* \quad (14)$$

φ_{ds}^* 와 i_{qs}^* 를 분리해 내기 위해 식(14)의 우변의 2항과 3항의 합이 0이 되면 된다.

$$(1+\sigma Trp)L_s i_{dq}^* - \omega_s i_{Tr} \sigma L_s i_{qs}^* = 0 \quad (15)$$

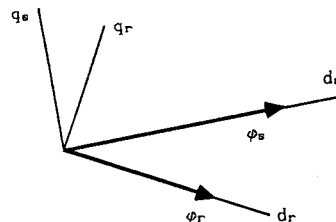


그림 1. 공간상에서의 두 기준축의 관계

즉,

$$i_{dq}^* = \frac{\omega_e i_{Tr} \sigma L_s i_{qs}^*}{(1 + \sigma T_r p) L_s} \quad (16)$$

또한 식(10)에서부터

$$\omega_e i = \frac{(1 + \sigma T_r p) L_s i_{qs}^*}{T_r (\varphi_{ds}^* - \sigma L_s i_{ds}^*)} \quad (17)$$

이므로 식(17)을 식(16)에 대입하면

$$i_{dq}^* = \frac{\sigma L_s (i_{qs}^*)^2}{\varphi_{ds}^* - \sigma L_s i_{ds}^*} \quad (18)$$

i_{qs}^* 의 변화에 따라 식(18)의 i_{dq}^* 를 식(13)과 같은 방법으로 i_{ds}^* 에 첨가하여 구하면 토오크의 변화에 따른 자속의 간섭 효과를 제거할 수 있다.

전류제어형 인버터를 이용한 고정자 자속 기준 제어 시스템의 블록 선도는 그림2와 같다.

4. 모터 속도의 연산

벡터제어의 직접 방식에서 단위 벡터 $\sin(\omega_e t)$, $\cos(\omega_e t)$ 가 다음 식과 같이 구해진다.

$$|\varphi_s| = \sqrt{(\varphi_{ds}^*)^2 + (\varphi_{qs}^*)^2} \quad (19)$$

$$\cos(\omega_e t) = \frac{\varphi_{ds}^*}{|\varphi_s|} \quad (20)$$

$$\sin(\omega_e t) = \frac{\varphi_{qs}^*}{|\varphi_s|} \quad (21)$$

이로부터 ω_e 를 계산할 수 있다.

$$\theta_e = \tan^{-1} \frac{\varphi_{qs}^*}{\varphi_{ds}^*} \quad (22)$$

$$\omega_e = \int \theta_e dt \quad (23)$$

또한 식(17)에 의해 $\omega_e i$ 를 계산하여 ω_m 을 다음과 같이 구한다.

$$\omega_r = \omega_e - \omega_e i \quad (24)$$

$$\omega_m = \frac{2}{p} \omega_r \quad (25)$$

따라서 단위벡터가 정확히 구해지면, 즉 φ_{ds}^* 와 φ_{qs}^* 가 정확히 얻어지고 슬립 주파수 $\omega_e i$ 가 구해지면 ω_m 을 속도 측정기 없이 구할 수 있게 되어 속도 측정기 없이 속도를 연산하여 벡터제어방식을 이용한 유도전동기의 속도제어가 가능해진다.

5. 시뮬레이션 결과

회전자 자속 기준제어 시스템과 고정자 자속 기준제어 시스템의 토오크 응답특성을 시뮬레이션을 통해 알아보았다.

시뮬레이션은 그림 2와 같이 구성된 시스템을 대상으로 하였다.

전류 제어형 PWM 인버터는 히스테리시스 방식으로 전류의 히스테리시스 밴드는 0.1[A]이고 DC 링크 전압은 100[V]로 하였다. 주 샘플링 시간은 1μsec 이고 히스테리시스 제어기의 샘플링 시간은 0.05msec이다.

그림 3에 회전자 자속 기준 제어 방식의 토오크 응답을 보였다. 이상적인 경우에는 자속이 토오크의 변화에 전혀 무관하여야 하나 실제로는 전류의 맥동본에 의해 다소 영향이 나타난다. 즉 전류가 히스테리시스 밴드의 2배 크기까지 오차가 발생되므로 식(4)에 의해 회전자 자속에도 그 영향이 있게되므로 자속이 변화하게 된다. 따라서 자속이 기준치에서 벗어나므로 자속 제어기의 동작으로 자속본 검류 i_d 가 변화하게된다. 이 때문에 토오크 응답이 기준값을 완전히 추종하지 못하고 있다.

그림 4는 고정자 자속 기준 제어 방식의 토오크 응답이다. 여기서도 자속이 과도 상태에서 다소 변화하나 이는 분리의 동작에 의한 일시적인 현상으로 보인다. 또한 i_d 가 토오크에 따라 변화한 것은 분리의 동작때문인데 i_d 가 늘어난 상태이지만 자속의 변화는 거의 없다.

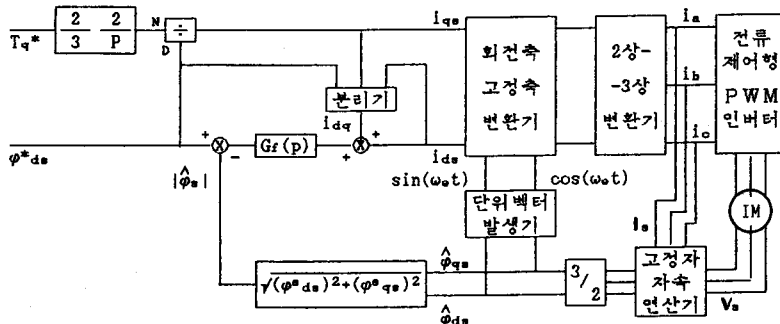


그림 2. 고정자 자속 기준 제어 시스템 블록 선도

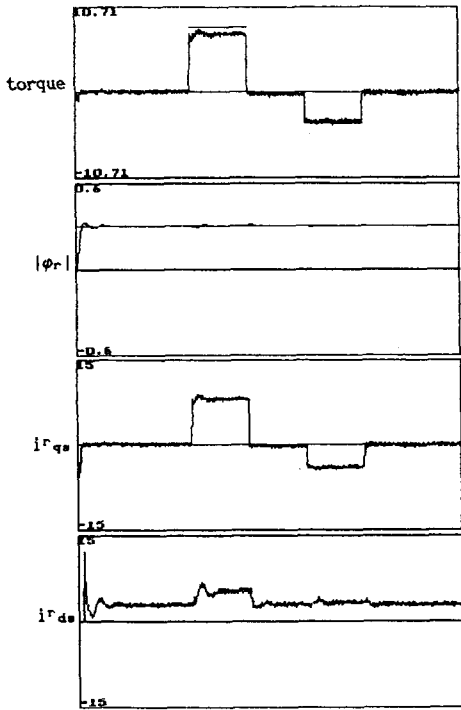


그림 3. 회전자 자속 기준 제어 방식의 토크 응답

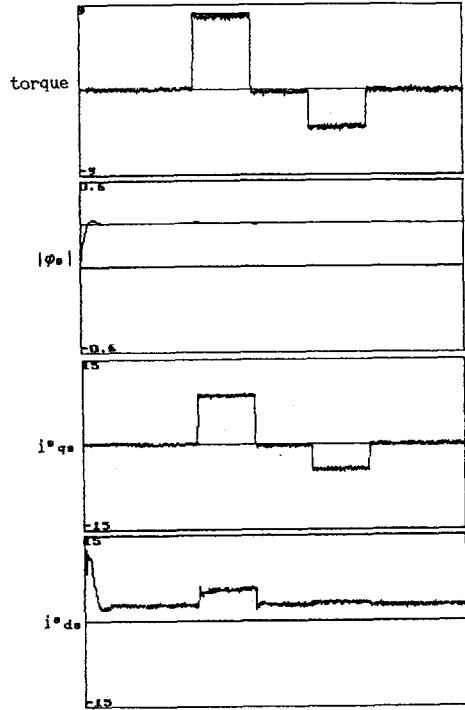


그림 4. 고정자 자속 기준 제어 방식의 토크 응답

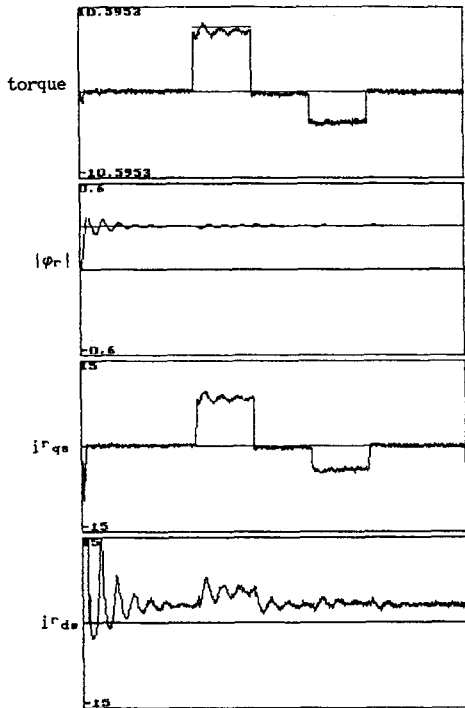


그림 5. 누설 자속 인덕턴스가 잘못 측정된 경우의 회전자 자속 기준 제어 방식의 토크 응답

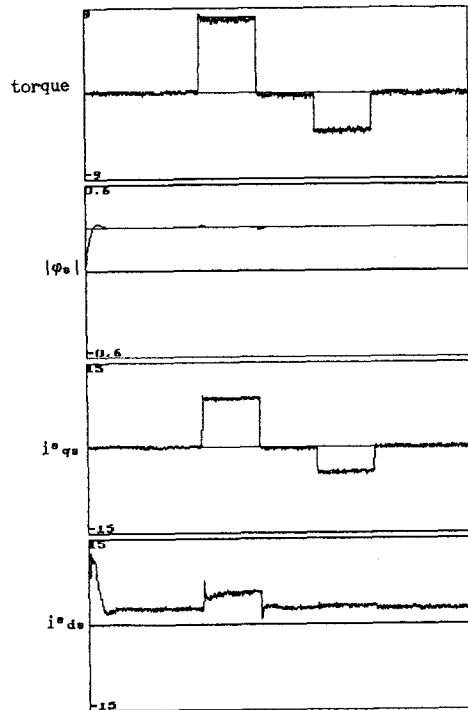


그림 6. 누설 자속 인덕턴스가 잘못 측정된 경우의 고정자 자속 기준 제어 방식의 토크 응답

그림 5와 그림 6은 누설 자속 인덕턴스가 실제값보다 30% 증가 된 값으로 측정된 경우의 시뮬레이션 결과를 나타내고 있다. 고정자 자속 기준 제어 방식의 경우에는

큰 영향이 나타나지 않았다. 그러나 회전자 자속 기준 제어 방식의 경우에는 자속이 크게 흔들림으로써 전체 시스템이 불안정한 상태를 보인다.

또한 누설 자속 인덕턴스가 50% 정도 증가된 값으로 측정된 경우, 고정자 자속 기준 제어 방식의 경우는 비교적 안정적으로 동작되나 회전자 자속 기준 제어 방식의 경우에는 자속이 크게 흔들리고 매우 불안정한 상태로 동작한다.

그림 7에 속도검출기가 없는 속도 제어 시스템의 속도 응답을 보였다.

제어기는 PI제어기를 사용하였다. 그림 (a)는 실제 속도이고 그림 (b)는 자속각으로부터 계산된 속도값이다. 제어는 연산된 속도를 이용하여 수행하였다. 과도 상태에서는 연산된 속도값이 실제 속도보다 다소 뒤지게 나타나는데 이는 속도 연산에서 필터가 사용되었기 때문에 나타나는 현상으로 정상 상태에서는 거의 영향이 없이 안정되게 수렴된다.

6. 결론

고정자 자속 기준 제어 방식이 회전자 자속 기준 제어 방식보다 토오크 특성이 우수하다는 것이 시뮬레이션을 통하여 확인되었다. 또한 고정자 자속각을 이용한 속도 연산에 의해 속도 검출기 없는 유도전동기 벡터제어가 간단한 방법으로 구현될 수 있음을 확인하였다.

참고 문헌

- [1] B.K.Bose, Power electronics and ac drives, Prentice-Hall, 1986
- [2] H.Nakano, I.Takahashi, "Sensor less field oriented control of and induction motor using an instantaneous slip frequency estimation method," PESC'88 Record, pp 847-854, 1988
- [3] S.Tamai, H.Sugimoto, M.Yano, "Speed sensorless vector control of induction motor with model reference adaptive system," IAS'87, pp 189-195, 1987
- [4] M.Koyama, H.Sugimoto, M.Mimura and K.Kawasaki, "Effect of parameter change on coordinate control system of induction motor," IPEC-Tokyo'83, 1983
- [5] X.Xu, R.D.Doncker and D.W.Novotny, "A stator flux oriented induction machine drive," PESC'88 Record, pp 437-443, 1988

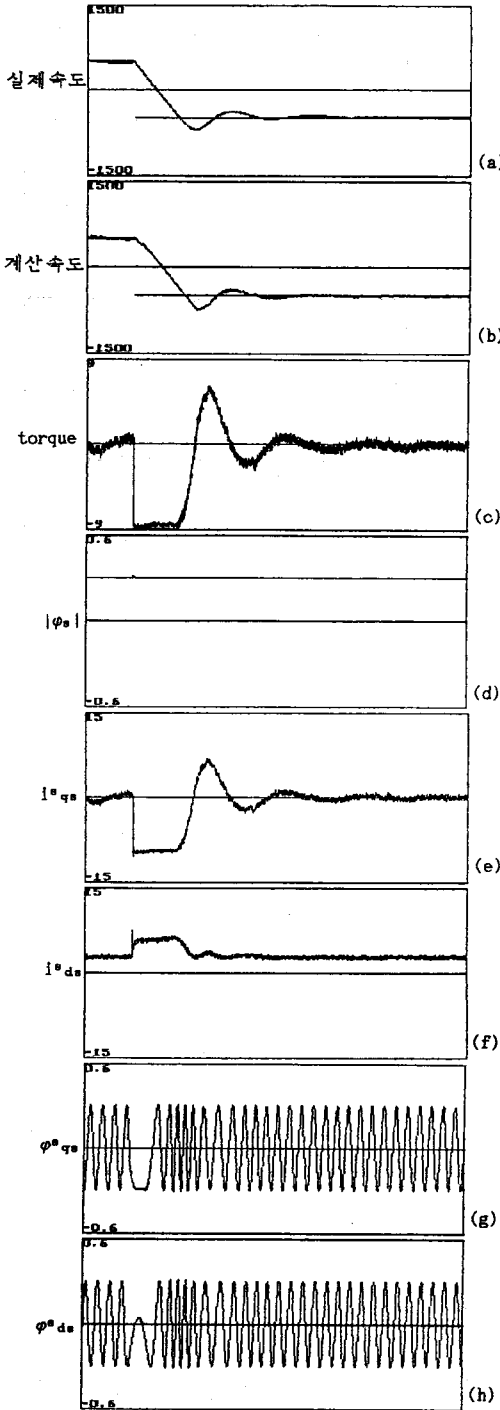


그림 7. 고정자 자속 기준 제어 방식을 이용한 속도 검출기 없는 속도 제어 시스템의 속도 응답