

속도검출기가 없는 유도전동기의 광범위 속도 제어

류형민, 하정익, 설승기
서울대학교 공과대학 전기공학부

Sensorless Speed Control of Induction Motor in Wide Speed Range

Hyung-Min Ryu, Jung-Ik Ha and Seung-Ki Sul
School of Electrical Engineering, Seoul National University

Abstract - This paper proposes a wide speed range sensorless vector control strategy. At low speed region, the difference of high frequency impedances is used in order to estimate the rotor flux angle. At high speed region this algorithm is combined with the adaptive observer. It enables the stable operation even at zero speed under the rated load condition. This is verified by experimental results.

1. 서 론

기존의 속도 검출기가 없는 벡터제어에 대한 연구는 크게 전동기의 상태방정식을 이용한 연구[1-3]와 전동기의 물리적 특성을 이용한 연구[4-9]로 나뉠 수 있다.

상태방정식을 이용한 연구는 전동기의 전류 모델과 전압 모델로부터 관측기를 구성하여 전동기의 자속각 및 속도를 얻는 방식이다. 기본적으로 전동기 정수값 설정에 영향을 받으며, 특히 저속 영역에서는 출력 전압이 매우 작기 때문에 인버터의 비선형적인 특성으로 인한 전압왜곡의 영향이 상대적으로 증가한다. 따라서 이러한 인버터 출력의 왜곡에 의해 관측기의 안정성이 크게 낮아진다.

전동기의 물리적인 특성을 이용한 연구로는 측정된 전류로부터 회전자 슬롯에 의한 고조파(slot harmonics)를 추출하여 속도정보를 얻는 방식[4-6]과 고주파 주입 시 나타나는 전동기의 돌극성을 이용하는 방식[7-9] 등이 있다. 회전자 슬롯에 의한 고조파를 이용하는 [4-6]의 경우, 범용 유도전동기는 토오크의 맥동성을 억제하기 위해 회전자가 스류(skew) 되어 있으므로, 일반적인 유도전동기에 적용하기 힘들다. 또한 상전압을 직접 측정하거나[5], 중성점 전압을 측정하여야 하므로[6] 부가적인 결선과 단자가 필요하다. [7-9]에서는 높은 주파수에서의 돌극성을 이용하지만, [7]의 경우 회전자 누설 자속의 차이를 이용하므로 폐슬롯(closed-slot) 형태의 유도전동기에는 적용하기 어렵다.

고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 방식은 일반적인 폐슬롯 형태의 유도전동기의 영속도 혹은 낮은 속도에서 뛰어난 제어 특성을 가지고 있다[8-9]. 하지만 이러한 방식은 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하므로, 전동기의 소음과 손실을 증가시키며 특히 PWM인버터의 전압 제한 때문에 높은 속도에서 적용하기 힘들다. 따라서 넓은 범위의 속도에서 안정된 운전이 이루어지기 위해서는 고주파 주입에 의한 제어 방식을 고속 영역에 적합한 다른 방법으로 보완하여야 한다. 상태 방정식을 이용한 방법 중에 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정 방법은 저속을 제외한 영역에서 뛰어난 성능을 보인다[2]. 본 논문에서는 기존의 방법[10]을 보완하여 고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 방법과 적응 관측기를 이용한 방법과

의 속도에 따른 절환 알고리즘을 제안한다. 이 경우 저속에서 기존의 속도 추정 방법을 사용하면 고속에서 저속으로의 절환시 상이한 추정방법으로 인해 연속성 보장이 어렵다. 따라서 본 논문에서는 새로운 속도 추정 방법을 제안한다.

2. 본 론

2.1 고주파에서의 돌극성을 이용한 자속각 추정

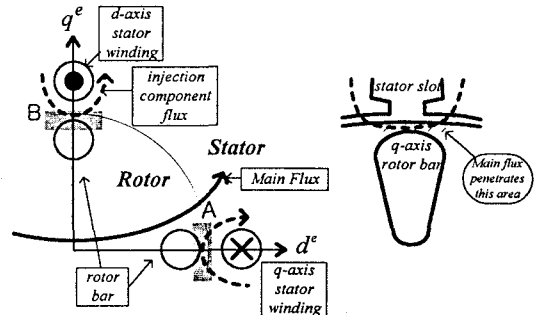


그림 1. 자기 포화현상에 의한 고주파 인덕턴스의 차이

그림 1은 동기좌표계 상에서 주자속과 고주파 주입에 의한 누설자속의 경로를 나타낸다. 폐슬롯의 경우 A부분은 회전자바와 공극 사이가 작아서 주자속에 의해 쉽게 포화된다. 다시 말해서 q축의 누설자속의 경로가 d축(B부분)보다 더 많이 포화된다. 따라서 q축의 고주파 인덕턴스가 d축보다 작아진다.

그림 2는 동기 좌표계 상에서 실제 자속의 위치 d^e 와 추정된 자속의 위치 d^i 사이의 관계를 나타낸다. 고주파 주입 시 나타나는 임피던스의 차이를 추정하기 위해 d^i 축에 맥동하는 고주파의 신호 $v_{ds}^i = v_D \sin \omega_s t$ 를 인가하고 d^i 축에서 $\pm 45^\circ$ 떨어진 $d^m - q^m$ 좌표축에서 고주파의 전류성분을 측정한다.

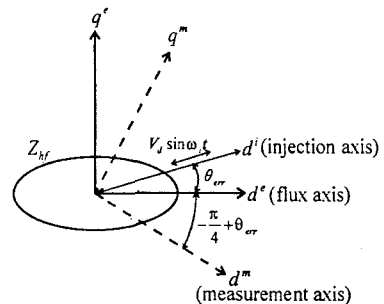


그림 2. 동기 좌표계 상의 좌표축

d^e 축과 d^i 축 사이의 추정 오차를 θ_{err} 라 할 때, d^m 축과 q^m 축에서 측정된 전류의 차이는 식(1)과 같다.

$$ErrIm = |i_d^m|^2 - |i_q^m|^2 = K \sin 2\theta_{err} \approx 2K\theta_{err} \quad (1)$$

이 전류의 차이로부터 자속각 추정오차에 비례하는 값을 얻을 수 있고 이로부터 그림 3과 같은 방법을 통해 자속각을 추정할 수 있다[8].

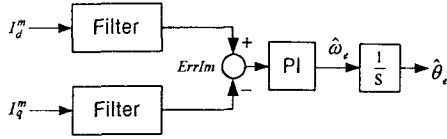


그림 3. 고주파 주입신호를 이용한 자속각 검출

그림 3에서 얻어진 자속각으로부터 전동기의 회전 속도는 그림 4와 같이 얻어질 수 있다.

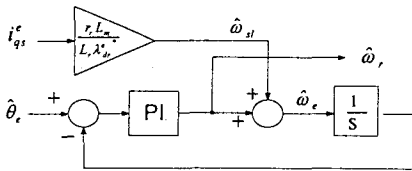


그림 4. 전동기 속도 추정

2.2 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정

유도 전동기는 정지 좌표계에서 고정자 전류와 회전자 자속을 상태 변수로 하는 식(2)와 같은 상태 방정식을 얻을 수 있다[2].

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\Phi}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_s \\ \Phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} v_s, \quad \dot{x} = Ax + Bu \quad (2)$$

$$i_s = [I \ 0]x : y = Cx$$

여기서,

$$i_s = [i_{ds}^e \ i_{qs}^e]^T, \quad \Phi_r = [\phi_{dr}^e \ \phi_{qr}^e]^T,$$

$$A_{11} = -\left\{ \frac{r_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma} \frac{1}{\tau_r} \right\} I,$$

$$A_{12} = \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \left\{ \frac{1}{\tau_r} I - \omega_r J \right\},$$

$$A_{21} = L_m \frac{1}{\tau_r} I, \quad A_{22} = -\frac{1}{\tau_r} I + \omega_r J,$$

$$B_1 = 1/\sigma L_s I, \quad I = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad J = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r), \quad \tau_r = L_r / r_r.$$

고정자 전류와 회전자 자속을 함께 추정하는 전차원 관측기는 식(3)과 같다.

$$\frac{d}{dt} \hat{x} = \hat{A} \hat{x} + Bu + G(\hat{i}_s - i_s) \quad (3)$$

여기서 \hat{x} 는 추정값을 의미하고 G 는 관측기 이득행렬이다. 이때 적응제어이론에 의해 상태변수와 \hat{A} 의 전동기 속도를 동시에 추정할 수 있다.

Lyapunov stability 조건에 의해 다음과 같은 방법으로 속도 추정식을 얻을 수 있다. 먼저 상태변수 오차에 대해 아래 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} e = (A + GC)e - \Delta A \hat{x} \quad (4)$$

여기서,

$$e = x - \hat{x}, \quad \Delta A = \hat{A} - A = \begin{bmatrix} 0 & -\Delta \omega_r J / c \\ 0 & \Delta \omega_r J \end{bmatrix},$$

$$c = (\sigma L_s L_r) / M, \quad \Delta \omega_r = \hat{\omega}_r - \omega_r.$$

Lyapunov 함수를 다음과 같이 정의한다.

$$V = e^T e + (\hat{\omega}_r - \omega_r)^2 / \lambda \quad (5)$$

여기서 λ 는 양의 상수이다.

Lyapunov 함수의 미분은 식(4)를 이용해서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} V = e^T \{ (A + GC)^T + (A + GC) \} e \\ - 2\Delta \omega_r (e_{ids} \hat{\phi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\phi}_{dr}) / c \\ + 2\Delta \omega_r \frac{d}{dt} \hat{\omega}_r / \lambda \end{aligned} \quad (6)$$

첫 번째 항은 negative-semidefinite이 되도록 관측기 이득행렬 G 를 선택할 수 있으므로 나머지 항이 영이 되는 조건에서 다음과 같은 속도 추정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \hat{\omega}_r = \lambda (e_{ids} \hat{\phi}_{qr} - e_{iqs} \hat{\phi}_{dr}) / c \quad (7)$$

이를 블록도로 구현하면 그림 5와 같다.

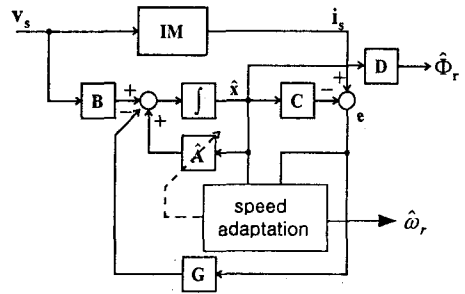


그림 5. 적응 관측기에 의한 자속 및 속도 추정

2.3 전동기 속도에 따른 추정 알고리즘 절환

2.1절에서 언급한 자속 추정방식은 다음과 같은 제 조건을 가진다. 우선 자속각 검출을 위해 주입하는 신호로 인한 부가적인 손실이 발생한다. 또한 주입되는 고주파 전압 신호에 의해 낮은 주파수의 기본파 전류제어가 영향을 받지 않아야 하므로 이에 따라 전류제어의 대역폭이 제한을 받게 된다. 무엇보다도, 전동기의 속도가 증가하거나 급격한 가속으로 인해 기본파 전압이 상승할 경우, 고주파 전압 신호 주입을 위한 전압 마진이 줄어들게 된다. 따라서 전동기 속도상승에 따른 추정 알고리즘의 절환이 필요하다.

고속 영역에선 2.2절의 적응 관측기를 이용한 자속 및 속도 추정방법을 사용한다. 저속 영역에서 고속 영역으로 절환하는 경우, 적응 관측기의 초기화가 필요하다. 고정자 전류와 회전자 자속은 각각 측정 전류와 지령값으로 초기화한다. 전동기 속도는 저속 영역에서의 추정값으로 속도 추정식의 적분항을 초기화하면 절환시 연속성이 보장된다. 고속 영역에서 저속 영역으로의 절환시에는 자속 추정을 위한 신호처리를 위해 충분히 앞서 고주파 신호가 주입된다. 자속각과 자속각속도 추정식의 적분항은 적응관측기에 의한 추정값으로 초기화된다. 전동기 속도의 경우도 PI제어기 적분항을 적응관측기에 의한 추정값으로 초기화하면 절환시 연속성이 보장된다. 하지만 실제로는 상이한 알고리즘으로 인해 약간의 과도상태가 발생한다. 또한

저속에서 고속영역으로 전환하는 경우도 초기값 오차로 인해 과도 상태가 발생한다. 따라서 부드러운 전이를 위해 선형 결합(linear mixing)으로 전환한다. 그림 6은 속도에 따른 자속 및 속도 추정 알고리즘의 전환을 나타내는 블록 다이어그램이다.

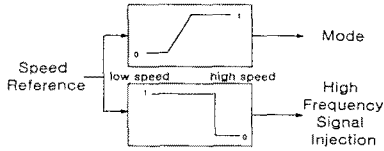


그림 6. 속도에 따른 자속 및 속도 추정 알고리즘의 전환 방식

2.4 실험 결과

실험은 PWM IGBT인버터로 구동되는 3.7kW 범용 유도전동기를 대상으로 하였다. 사용된 전동기의 사양은 다음과 같다.

표 1. 전동기 사양

전기적 사양	220V, 3.7kW, 3상, 4극, 60Hz, 1730rpm $r_s = 0.53\Omega$, $r_r = 0.36\Omega$, $L_m = 59mH$ $L_\sigma = 3.6mH$, $J_m = 0.02kg \cdot m^2$
기계적 사양	Frame : 112M, 회전자 형상 : Squirrel Cage/Closed Slot

제안된 알고리즘은 Texas Instrument사의 TMS320C31 DSP로 구현되었다. 전동기는 정격 자속하에서 운전되며 저속 모델에서 자속각 추정을 위해 주입되는 전압 신호의 크기는 최대 60V이며 주파수는 500Hz이다. 인버터의 스위칭 주파수는 5kHz, 전류 샘플링 주파수는 10kHz이다. 전류제어기의 대역폭은 1000rad/sec, 속도제어기의 대역폭은 30rad/sec이다. 안정된 속도 및 자속 추정 알고리즘의 전환을 위해 2.3절에서 제안한 알고리즘이 사용되었다. 전동기의 실제 회전 속도를 관찰하기 위하여 1,024ppr의 엔코더를 사용하였다.

그림 7은 속도 0rpm에서 1500rpm으로 무부하 정역 운전시의 파형이다. 추정된 속도 및 자속각의 전환은 100rpm과 200rpm사이에서 선형적으로 이루어지며, 저속 영역에서의 신호 처리를 위해 고주파 전압신호는 300rpm이하에서 주입된다. 그림 8은 속도 0rpm에서 500rpm으로 100% 정격 부하 상황에서 정역 운전시의 파형이다. 추정된 속도와 자속각, 토오크의 파형으로부터 부하 상황에서 저속과 고속 영역에서 양호한 속도 제어 성능과 부드러운 추정 알고리즘의 전환이 이루어지는 것을 알 수 있다.

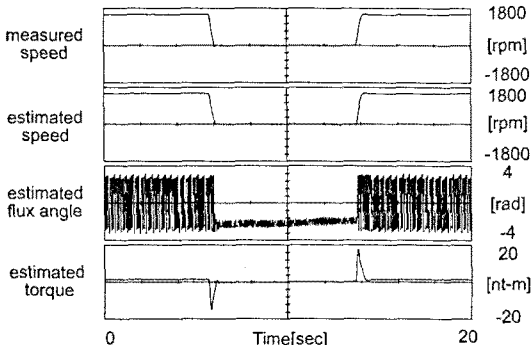


그림 7. $\omega_{rpm} = 0[rpm] \rightarrow 1500[rpm]$ 으로 무부하 정역 운전시 전동기의 실제 속도, 추정된 속도, 자속각, 토오크

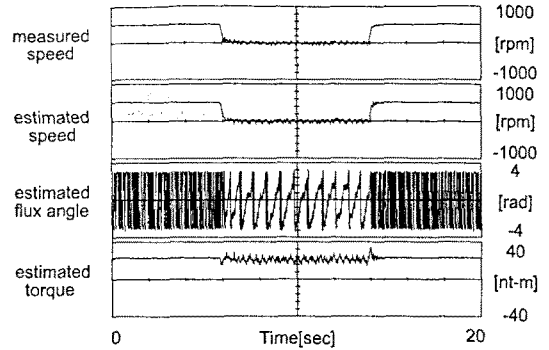


그림 8. $\omega_{rpm} = 0[rpm] \rightarrow 500[rpm]$ 으로 100% 정격 부하 상황에서 정역 운전시 전동기 실제 속도, 추정된 속도, 자속각, 토오크

3. 결 론

고주파에서 전동기의 돌극성을 이용한 방식은 일반적인 폐슬롯 형태의 유도전동기의 영속도 혹은 낮은 속도에서 뛰어난 제어 특성을 가지지만 돌극성을 측정하기 위해 고주파 신호를 주입하기 때문에 전압 여분이 부족한 고속 영역에서는 다른 방법으로 보완되어야 한다. 이에 적용 관측기를 이용한 방법과의 전환 알고리즘이 제안되었다. 제안된 방법은 속도 검출기가 없이 전 속도 영역에서 속도 제어를 가능하게 하며 저속 모델과 고속 모델의 부드러운 전이를 보장한다. 본 알고리즘의 타당성은 실험을 통해 확인되었다.

[참 고 문 헌]

- [1] C.Schauder, "Adaptive speed identification for vector control of induction motors without rotational transducers", *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 5, pp.1054-1061, Sep/Oct 1992
- [2] H.Kubota, K.Matsuse and T.Nakano, "DSP-based speed adaptive flux observer of induction motor", *IEEE Trans. on IA*, vol. 29, no. 2, pp.344-348, Mar/Apr 1993
- [3] T.Ohtani, N.Takada and K.Tanaka, "Vector control of induction motor without shaft encoder", *IEEE Trans. on IA*, vol. 28, no. 1, pp.157, 164, 1992
- [4] K.D.Hurst, T.G.Habetler, G.Griva and F.Profumo, "Speed sensorless field-oriented control of induction machines using current harmonic spectral estimation", *Conf. Rec. IEEE Ann. Mtg.*, pp.601-607, 1994
- [5] M.Ishida and K.Iwata, "A new slip frequency detector of an induction motor utilizing rotor slot harmonics", *IEEE Trans. on IA*, vol. 20, no. 3, May/June 1984
- [6] J.Holtz, "Sensorless position control of induction motors - an emerging technology", *Conf. Rec. IEEE IECON Ann. Mtg.*, pp.11-112, 1998
- [7] P.L.Jansen and R.D.Lorenz, "Transducerless field orientation concepts employing saturation-induced saliencies in induction machines", *Conf. Rec. IEEE IAS Ann. Mtg.*, pp.174-181, 1995
- [8] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control of an induction machine by high frequency signal injection", *Conf. Rec. IAS Ann. Mtg.*, pp.426-423, 1997
- [9] J.I.Ha and S.K.Sul, "Sensorless field orientation control by high frequency injection for overall frequency range induction machine drives", *Conf. Rec. ICEE*, pp.71-74, 1998
- [10] 손요찬, 하정익, 설승기, "고주파 전압 신호주입을 이용한 속도검출기가 없는 유도전동기의 광범위 속도 제어", 대한전기학회 추계학술대회 논문집, p.182-185, 1998