

회전자 자속 관측기를 사용한 유도전동기의 센서리스 벡터 제어

김 준형[°], 안 성찬, 현 동석
한양 대학교 전기 공학과

Sensorless Vector Control for Induction Motor
with Rotor Flux Observer

Kim Jun-Hyung[°], Ahn Sung-Chan, Hyun Dong-Seok
Dept.of Electrical Engineering, Hanyang University

ABSTRACT - In order to implement the direct vector control type sensorless vector control, the rotor flux and the angular speed of the rotor can only be estimated through the measurement of the stationary voltage and current states. To estimate the rotor flux, the use of the rotor flux observer (RFO) has been proposed. It is known that the RFO is relatively insensitive to parameter variations. Using the rotor flux value obtained from the RFO, the rotor flux vector can be estimated. The angular speed of the rotor is estimated by the difference between the synchronous angular speed and the slip angular speed, both of which are derived from the rotor flux vector. However unwanted high order frequency waves become incorporated into the synchronous angular speed during calculations. Thus we propose the use of digital filters that will eliminate these high frequency waves. We have demonstrated through computer simulations that the use of filters results in stable system activity over a wide speed range and good response to load variations.

컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안한 방법이 넓은 속도 영역에서 안정적으로 동작하고 부하의 변동에도 좋은 응답특성을 나타낸다.

본론

1. 유도전동기 회전자 자속 관측기 모델.

고정자 전류와 회전자 자속을 상태변수로 하는 전자원 회전자 자속 관측기의 수식은 다음과 같다.

$$\begin{vmatrix} \dot{i}_s \\ \dot{\lambda}_r \end{vmatrix} = \begin{vmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{vmatrix} \begin{vmatrix} i_s \\ \lambda_r \end{vmatrix} + \begin{vmatrix} B_1 \\ 0 \end{vmatrix} v_s + G \begin{vmatrix} \dot{i}_s - i_s \\ \dot{\lambda}_r - \lambda_r \end{vmatrix} \quad (1)$$

$$i_s = |i_{as} \ i_{bs}|^T$$

$$\lambda_r = |\lambda_{as} \ \lambda_{bs}|^T$$

$$v_s = |v_{as} \ v_{bs}|^T$$

$$A_{11} = -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{1-\sigma}{\sigma T_r}\right)I = -aI$$

$$A_{12} = \frac{L_m L_r}{\sigma L_s} \left(\frac{1}{T_r} I - w_r J \right) = bI - cJ$$

$$A_{21} = \frac{L_m}{T_r} I = dI$$

$$A_{22} = -\frac{1}{T_r} I + w_r J = eI + fJ$$

$$B_1 = \frac{1}{\sigma L_s} I$$

$$I = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix}$$

$$J = \begin{vmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{vmatrix}$$

$$G = \begin{vmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \\ -g_2 & g_1 & -g_4 & g_3 \end{vmatrix}^T$$

$$g_1 = (k-1)*(a+e)$$

$$g_2 = (k-1)*f$$

$$g_3 = (k^2-1)*(a*a+d) - a*(k-1)*(a+e)$$

$$g_4 = -a*(k-1)*f$$

$$a = \frac{\sigma L_{slr}}{L_m}$$

g_n 은 회전자 속도에 따라 관측기의 극점을 조절하는 귀환

간접 벡터제어는 회전자 자속의 위치를 회전자 회전 각속도와 슬립 각속도에 의해서 얻지만, 직접 벡터제어는 직접적인 센싱을 통하여나 회전자 자속값을 추정하여 회전자 자속의 위치를 알아낸다.

본 논문에서는 회전자 자속 관측기를 사용하여 회전자 자속의 크기와 위상을 고정자 전류와 전압 전압 정보에서 얻어내는 직접 벡터제어 방식을 적용한다. 이 방식은 간접 벡터제어(슬립 주파수형 베터제어) 방법에 비하여 전동기 파라메타들의 변화에 대하여 강인한 특성을 나타내는데, 이는 추정 자속을 귀환하여 제어하기 때문이다.

본 논문에서는 회전자 자속 관측기를 사용하여 회전자 자속의 정지 2상에서의 값을 추정하고 이로부터 동기속도를 계산해낸다. 그리고 슬립 각속도를 피드 포워드하여 회전자 각속도를 추정한다. 추정 동기 각속도에는 많은 성분의 고조파성분이 포함되어 있다. 따라서 회전자 자속값을 이용한 동기 각속도 추정에는 적절한 필터가 필요하다. 또한 슬립 각속도 피드 포워드에도 회전자 각속도 추정을 향상시키기 위해 적절한 필터가 필요하다. 본 논문에서는 추정 동기 각속도와 추정 슬립 각속도에 각각 저역통과 필터를 장착하여 시스템을 제어한다.

이득값이고 이는 k 값에 의하여 결정된다. 회전자 관측기내의 V_{as}, V_{ds} 는 측정하지 않고, 제어기내의 전압 자령치를 사용한다.

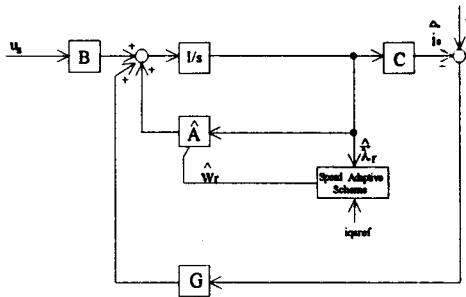


그림1. 회전자 자속 관측기 추정 블록.

2. 회전자 속도 추정

회전자 속도는 그림1에서와 같이 회전자 자속 관측기에서 얻은 정지 2상 축에서의 자속값을 사용하여 얻어낸다.

2.1 W_e 추정

동기속도는 추정한 자속 값을 가지고서 얻어낸다. 이 때에는 자속값의 정확한 추정이 이루어져야 동기속도를 정확하게 추정할 수 있다.

$$\widehat{W}_e = \frac{(\widehat{\lambda}_p \widehat{\lambda}_q - \widehat{\lambda}_q \widehat{\lambda}_p)}{(\widehat{\lambda}_q^2 + \widehat{\lambda}_p^2)} \quad (2)$$

그러나 식 (2)로 동기속도를 추정한 경우 그림2에서 보는 바와 같이 전이 상태에서 심한 고조파성분이 나타나게 된다. 따라서 올바른 회전자 각속도 추정을 할 수가 없게 된다. 여기서 그림 2는 실제 회전자 각속도로 제어할 경우 (1) 식으로 동기 각속도 추정을 보인 것이다. 따라서 실제 동기 각속도 추정성분에의 영향을 최소화 하면서, 고조파 성분의 차단을 극대화하는 필터를 인가한다. 식 (3).

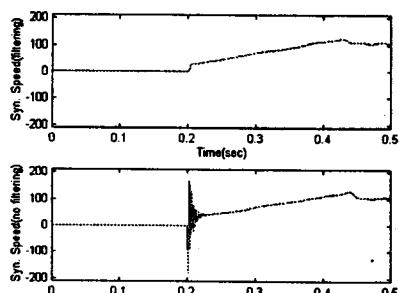


그림 2. 동기속도 추정(500rpm)

$$\widehat{W}_e = \frac{(\widehat{\lambda}_p \widehat{\lambda}_q - \widehat{\lambda}_q \widehat{\lambda}_p)}{(\widehat{\lambda}_q^2 + \widehat{\lambda}_p^2)} * (First order LPF) \quad (3)$$

2.2 Slip 각 주파수 추정

$$\widehat{W}_{slip} = \frac{(Rr * Lm * i_{qsrf})}{(L_r * f_d)} \quad (4)$$

$$f_d = \sqrt{(\lambda_q^2 + \lambda_p^2)}$$

식 (4)의 방법으로 슬립 각속도 추정 시 속도 변화시점에서 추정 회전자 각속도값이 실제값에 비해 큰 under spike가 생기게 된다. 이는 회전자 각속도의 추정이 동기 각속도와 슬립 각속도와의 차에 의한 것이기 때문이다. 따라서 이 문제를 해결하기 위하여 슬립 각속도 추정에 동기 각속도 추정의 변화에 적절하게 대응하도록 필터를 장착하여 회전자 속도 추정이 실제값을 잘 추정하도록 제어한다. 식(5)

$$\widehat{W}_{slip} = \frac{(Rr * Lm * i_{qsrf})}{(L_r * f_d)} * (Second order LPF) \quad (5)$$

2.3 회전자 회전 각속도 추정

$$\widehat{W}_r = \widehat{W}_e - \widehat{W}_{slip} \quad (6)$$

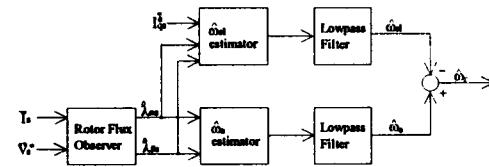


그림 3. 회전자 회전 각속도 추정 블록

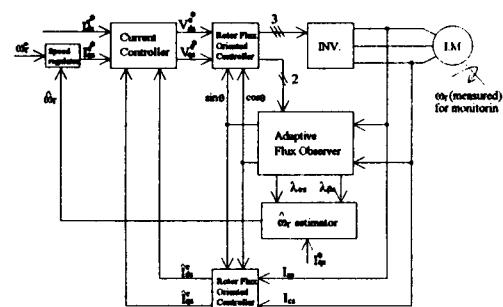


그림 4. 전체 시스템 블록 선도

3. 필터 설계

저역통과필터는 크게 MA(Moving Average)와 ES(Exponential Smoothing)으로 나눌 수 있겠다. 본 논문에서 사용한 저역통과필터는 구현이 간단한 일차 ARMA필터 즉 ES를 사용하였다. 이 필터는 다음과 같이 정의 된다.

$$\hat{y}(kh) = \alpha \hat{y}((k-1)h) + (1-\alpha)y(kh) \quad (7)$$

$$\alpha = \frac{1}{1+T*\omega}$$

$$T(\text{sampling time}), \quad \omega = 2\pi*f$$

고차 저역통과필터는 ES필터를 직렬연결하여 얻을 수 있다. 슬립 각주파수에 사용한 필터는 이차필터이다.

$$\begin{aligned} \hat{y}_1(kh) &= \alpha * \hat{y}_1((k-1)h) + (1-\alpha)y(kh) \\ \hat{y}_2(kh) &= \alpha * \hat{y}_2((k-1)h) + (1-\alpha)\hat{y}_1(kh) \end{aligned} \quad (8)$$

식 (8)에서 \hat{y}_1 을 제거하면,

$$\hat{y}_2(kh) = 2\alpha \hat{y}_2((k-1)h) - \alpha^2 \hat{y}_2((k-2)h) + (1-\alpha)^2 y(kh) \quad (9)$$

로 나타난다.

같은 신호를 필터링할 때 그 응답은 필터의 차수와 필터의 차단 주파수에 의하여 결정된다. 따라서 적절한 차수와 차단 주파수의 결정이 시스템의 성능을 결정짓게 된다.

시뮬레이션

| |
|-----------------------------|
| Rs=2.27195, Rr=1.55642, |
| Lm=0.22043, Llr=Lls=0.00829 |
| 5마력, 4극기 |

그림 1. 유도 전동기 파라메타.

그림 5에서는 무부하 상태에서 전동기를 1000(RPM)으로 운전할 때의 추정 속도와 실제 속도이다.

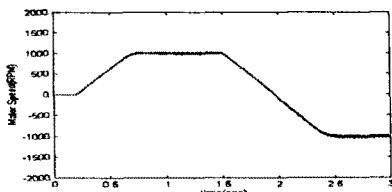


그림 5. 무부하 정역운전(1000rpm)

그림 6은 시간 0.5초에서 10Nm의 부하를 인가했을 경우의 속도와 그때의 동기파표제 q축전류를 나타낸 그림이다.

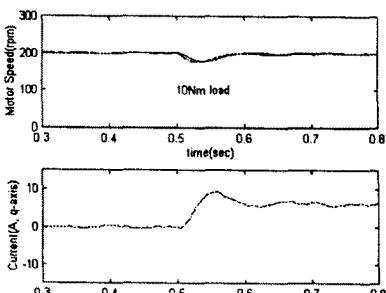


그림 6. 계단부하 인가시 시뮬레이션 과정(200rpm)

그림 7은 속도 지령치를 스텝으로 변화시켰을 경우의 응답 과정이다.

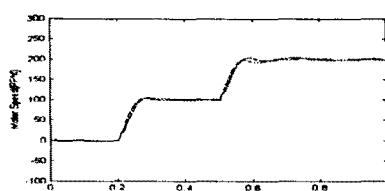


그림 7. 계단 속도지령시 응답과정(100 -> 200 rpm)

그림 8는 30(RPM)의 저속에서의 정역운전을 보이고 있다. 저속영역에서도 잘 제어가 되고 있음을 보여준다.

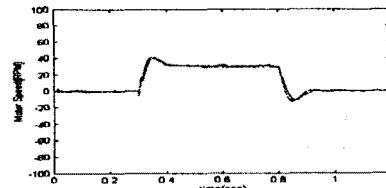


그림 8. 저속영역에서의 무부하 정역 운전(30rpm)

결론

본 논문에서는 회전자 자속 관측기를 이용하여 회전자 자속을 추정하고, 이 정보로부터 회전자의 회전 각속도를 추정하였다. 이때 동기 각속도와 슬립 각속도의 연산에 필터를 장착하여 넓은 속도 영역에서 그리고 부하인가시에도 성공적으로 벡터제어가 이루어짐을 시뮬레이션을 통해 입증하였다.

회전자 저항의 온도에 의한 변동이 생길 경우 슬립 각속도의 추정에서 오차가 나게 된다. 따라서 회전자 저항 변동에 대한 연구가 계속되어야 하겠다.

참고문헌

1. Hisao Kubota, Kouki Maususe, Takayoshi Nakano, "DSP-Based Speed Adaptive Flux Observer of Induction Motor" IEEE Trans. IA, vol. 29, NO. 2, pp.344-348, 1993
2. Gustaf Olsson, Gianguidio Piani, "Computer Systems for Automation and Control," Prentice Hall, 1992 pp.126-154
3. 이동명, 김남준, 문희성, 현동석 "회전자 시정수 변동을 보상한 유도전동기 벡터제어" 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.353-356
4. Takji Umeno, Yoichi Hori, Hiroyuki Suzuki, "Design of the Flux Observer Based Vector Control System of Induction Machines Taking Robust Stability into Consideration. T.IEE Japen, Vol. 110-D, No. 4 1990
5. Katsuhiko Ogata, "Modern Control Engineering" Prentice Hall, 1990, pp.677-771.
6. C.Illas, A.Bettini, L.Ferraris, G.Griva, F.Profumo, "Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field Oriented Control Drives" IEEE-ICON 1994, PP.1579-1588