2차자속 추정에 의한 유도전동기의 벡타제어

김철우　박성준°　김원호
부산대학교　전기공학과

A SENSELESS FLUX ESTIMATION AND VECTOR CONTROL OF INDUCTION MOTOR

Cheul-U Kim · Sung-Joon Park° · Won-Ho Kim
Dept. of Electrical Eng. Pusan National Univ.

Abstract

A control method of constant flux which is one of the vector control of Induction Motor is discussed. We estimate and calculate the secondary flux from the state equations without a sensor for velocity or linkage flux. A design of the flux observer that minimizes the effect of variation of the secondary resistance is discussed. The compter simulation is compared with the experimental result.

1.서론

직류전동기의 경우, 계자전류와 전기자전류가 독립적으로 제어 가능하여 계자전류를 일정하게 할 때, 전기자전류의 순시값을 제어하여 직류전동기의 순시 토오크를 시간지연 없이 제어할 수 있어 각종 자동화가 요구되는 가변속 운전에 광범위하게 활용되고 있다. 그러나 정류와 보수 유지상 불리한 직류기 대신 전력변환장치와 조합시킨 교류기의 이용이 스위칭소자 및 제어회로의 발달과 더불어 급격히 증대되고 있다. 이는 유도전동기에 대한 벡타제어이론의 확립 [1),2)]과 더불어 이 분야의 연구가 활발히 진행되어 왔기 때문이다. 최근에 와서는 속도검출장치가 없는 속도 센스레스제어법에 관한 연구[3),4)]가 행해지고 있으며 경제적인 면에서 직류기 대신에 범용 유도기의 속도-토오크 제어에 널리 이용되고 있다.

본 논문에서는 유도 전동기의 1차측 전압과 전류를 검출하여 2차 저항의 변동에 대한 영향을 최소화 할 수 있는 자속관측기로부터 2차자속을 추정하고, 이를 토대로하여 회전자의 회전속도를 추정하여 전류추종형 PWM인버터를 이용하여 유도전동기를 제어하는 일정자속벡터제어의 한 방법을 제시하였다.

2.자속관측기의 설계와 속도 추정

고정자에서 바라본 유도 전동기의 전압 방정식을 복소수 형태의 2행 2열 행렬로 표시한면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_s \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Rs+PLs & PM \\ M(P+jWr) & Rr+Lr(P-jWr) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ I_r \end{bmatrix} \quad \cdots\cdots(1)$$

$$\phi r = M \times I_s + Lr \times I_r \quad \cdots\cdots\cdots\cdots\cdots\cdots(2)$$

단, $P = d/dt$: 미분 연산자
$V_s = V_{as} + jV_{bs}$: 1차 전압
$I_s = I_{as} + jI_{bs}$: 1차 전류
$I_r = I_{ar} + jI_{br}$: 2차 전류
$\phi_r = \phi_{ar} + j\phi_{br}$: 2차 자속

한편, 자속 오브졸버를 물출하기 위해 식(1),(2)에서 상태방정식으로 표현하면 다음 식과 같다.

$$P\begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_s \\ \phi_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B_1 \\ 0 \end{bmatrix} V_s \quad \cdots\cdots(3)$$

단, $A_{11} = -\{ (Rs/\sigma Ls) + Rr(1-\sigma)/\sigma Lr \}$
$A_{12} = -(M/\sigma LsLr) \{ -(Rr/Lr) + jWr \}$
$A_{21} = MRr/Lr$
$A_{22} = -(Rr/Lr) + jWr$
$B_1 = 1/\sigma Ls$
$\sigma = 1 - M^2/LsLr$

식(3)에서 $[I_s, \phi_r]^T$을 추정하기 위해서 자속 오보졸버를 다음 식과 같이 구성한다.

$$\begin{aligned} P\hat{\phi r} &= A_{21}I_s + A_{22}\hat{\phi r} + G[PI_s - A_{11}I_s \\ &\quad + A_{12}\phi_r^* + B_1V_s)] \\ &= (A_{22} - GA_{12})\hat{\phi_r} + (A_{21} - GA_{11})I_s \\ &\quad - GB_1V_s + GPI_s \end{aligned} \quad \cdots\cdots(4)$$

단, ^ 는 상태변수및 파라메타의 추정치를 나타내고 G는 자속 오보졸버 게인이며 블럭선도는 그림(1)과 같이 된다.

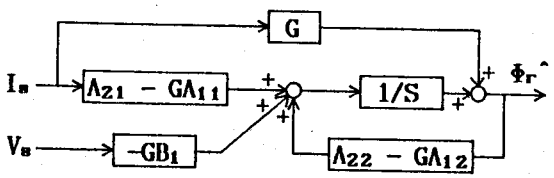


그림 1. 자속 오보쥴버의 구성

추정 오차는 다음과 같이 정의한다.

$$E = \theta r^{\wedge} - \theta r \qquad \cdots\cdots(5)$$

여기서, 오차에 대한 상태방정식을 표현하면 다음과 같이 된다.

$$P\,E = (A_{22} - GA_{12})E = -HE \qquad \cdots\cdots(6)$$

자속 오보쥴버 계인은 $G = g_1 + Jg_2$로서 두 개의 구을 임의로 정할 수 있으며 유도전동기의 정수 추정이 실제의 정수와 차이가 있을 시, 자속 추정 오차는 다음과 같다.

$$A_{ij} = A_{ij} + \Delta A_{ij}$$

$$PE = -HE + D_1\theta r + D_2 Is \qquad \cdots\cdots(7)$$

단, $D_1 = [\,(A_{22} + H)/A_{12}\,]\,\Delta A_{12} - \Delta A_{22}$

$D_2 = [\,(A_{22} + H)/A_{12}\,]\,\Delta A_{12} - \Delta A_{21}$

여기서, 유도전동기의 파라메타 중 전동기의 운전과 함께 변동이 심한 것이 2차 저항이므로 파라메타 중에서 측정오차가 2차 저항에만 존재한다면 D_1, D_2는 다음과 같이 된다.

$$D_1 = (H/A_{12})\Delta A_{12}$$
$$D2 = (H/A_{12})\Delta A_{11}$$

위 식에서 D_1, D_2 항을 외란으로 취급하여 이 항을 최소화하는 방법으로 두 항의 공통 인자인 $||H/A_{12}||$를 최소화 하는 방법을 생각할 수 있다. H의 실수부, 허수부를 h_1, h_2라고 하면 $||H/A_{12}||^2$는 다음과 같이 된다.

$$||H/A_{12}||^2 = (\sigma LsLr/M)[(h_1^2+h_2^2)/\{(Rr/Lr)^2+Wr^2\}] \qquad \cdots(8)$$

식(8)에서 보는바와 같이 자속추정오차는 로타의 속도인 Wr이 저속일수록 크진다는 것을 알 수 있다.

여기서, 고속 및 저속에서의 자속추정이 Wr의 영향을 적게 받기 위해서 $h_1^2+h_2^2 = K^2\{(Rr/Lr)^2 + Wr^2\}$이 되게하는 방법 중에서 $h_1^2 = K^2\{(Rr+Lr)^2 + Wr^2\}$, $h_2^2 = 0$로 취하면 구이 실수축상에 놓이므로 오실레이숀 없이 자속을 추정할 수 있다.

여기서, 자속추정이 발산하지않을 조건은 $K<(1+Rr/\Delta Rr)$ 가 되어야 한다.

강인한 자속 추정을 위한 최종적인 행렬은 다음과 같이 된다.

$$P\begin{bmatrix} Is \\ \theta r \\ \theta r^{\wedge} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_{11} & A_{12} & 0 \\ A_{21} & A_{22} & 0 \\ A_{31} & A_{32} & -H \end{bmatrix}\begin{bmatrix} Is \\ \theta r \\ \theta r^{\wedge} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} B1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} Vs \qquad \cdots\cdots(9)$$

단, $A_{31} = A_{12} + D_2$

$A_{32} = A_{22} + D_1 + H$

한편, 속도를 추정하기 위해서 2차자속과 추정전류와 실제전류의 차의 벡터 곱에 의한 방법으로 다음과 같은 P-I추정을 하였다.

$$Wr^{*} = (Kp + K_I/P)\,||\,\theta r^{\wedge} \times E1\,|| \qquad \cdots\cdots(10)$$

단, $E1 = I_e^{\wedge} - I_e$ (I_e : 실제 전류)

한편, 제어관계식을 얻기 위하여 회전 좌표계(d,q)로 변환시켜 1차측 전원주파수를 식(12)과 같이 제어하면 $\theta qr = 0$가 되고 $\theta r = \theta dr$ 가 되며 이를 일정하게 제어하기위해서 자속분 전류를 일정(Ids = Ko)하게 제어하여야 한다.

$$Wo = \frac{Rr}{LrKo} Iqs + Wr + Wr \qquad \cdots\cdots(12)$$

단, $Wr = \frac{d}{dt}[\,\tan^{-1}(Iqs/Ids)\,]$

1차전류 벡타 I_e의 U상,V상,W상으로 표현하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Ius &= 2/3\ I_e \cos(Wot) \\ Ivs &= 2/3\ I_e \cos(Wot - 2\pi/3) \\ Iws &= 2/3\ I_e \cos(Wot - 4\pi/3) \end{aligned} \qquad \cdots\cdots(13)$$

단, $I_e = \sqrt{Ids^2 + Iqs^2}$

위의 일정자속 벡타제어의 이론을 근거로 한 속도제어 시스템구성도는 그림(2)와 같다.

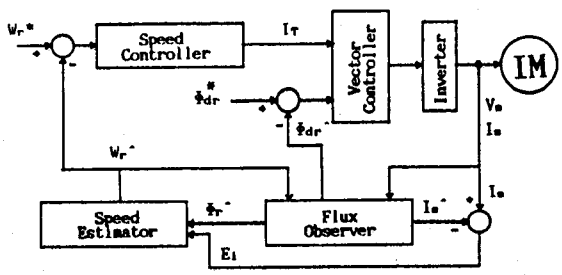


그림 2. 시스템 구성도

3. 시뮬레이숀 및 실험결과.

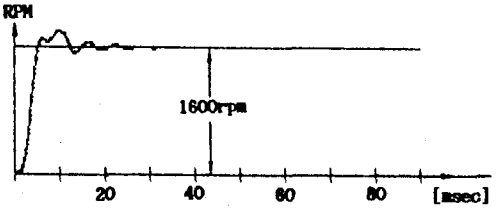
앞에서 언급한 제어시스템을 3상/220V,3HP의 유도전동기를 사용하여 로타속도 추정에 대하여 시뮬레이숀하고, 실운전을 통하여 그 결과를 조사하였다.

표 1은 시험전동기의 각 정수들을 실측한 값이다.

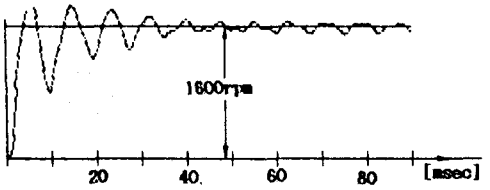
정 격	3 (HP)	입력 전압	220 (V)
1 차 저항	2.502 (Ω)	1차 인덕턴스	19.294(mH)
2 차 저항	1.448 (Ω)	2차 인덕턴스	19.294(mH)
상호인덕턴	18.348(mH)	관성 모우멘트	0.035(Kgm2)

• 표 1. 공시 전동기의 정수

그림 (3)은 2차 저항의 오차가 없는 경우와 10% 있는 경우의 시뮬레이숀 결과이다. 회전자의 실제속도와 추정속도의 파형이며 2차 저항의 오차가 없는 경우에는 속도를 양호하게 추정하며 10% 오차가 있는 경우에도 속도추정이 제어상의 허용가는한 범위내에서 진동한다.

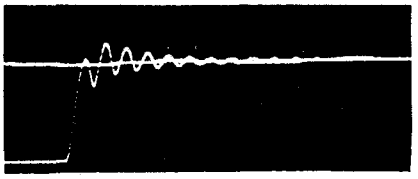


(a) 2차저항 오차 (없을 때)



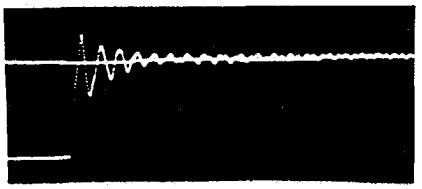
(b) 2차저항 오차 (10 % 때)

그림 3. 속도추정 특성의 시뮬레이숀 파형



2V/div , 20ms/div

(a) 2차저항 오차 (없을 때)



2V/div , 20ms/div

(b) 2차저항 오차 (10 % 때)

그림 4. 속도추정 특성의 실험 파형

그림 (4)는 2차 저항의 오차가 없는 경우와 10% 있을 경우의 실험결과이다. 회전자 속도가 1600 RPM 일때 속도추정 실험파형이며 실제에서도 2차저항의 오차가 있어도 속도추정이 가능하였다.

4) 결론

본 연구에서는 자속 관측기(Flux Observer)를 도입하여 전동기의 정수와 1차측 전압전류 순시치만으로 2차저항변동을 보상할 수 있는 유도전동기의 Senseless 벡터제어계를 80286 마이크로프로세스로 구성하고 실험한 결과는 다음과 같다.

1) 자속관측기의 게인을 속도변수로 변화시키므로써 강인한 속도추정이 가능하였다.
2) 속도 지령에 대한 속도추정특성이 시뮬레이숀 결과와 거의 일치하였다.
3) 본 시스템에서는 제어연산 주기가 150 (μ-Sec)를 넘지 않아야 하며 이를 넘을시 속도추정이 발산하게 된다.
4) 2차저항의 오차가 있을시 정상상태에서도 속도추정량이 미소한 리플분이 포함되기 때문에 제어를 하는 동시에 2차저항의 설정오차분을 수정하는 방법에 관한 연구가 행해져야 할 것으로 본다.

참고 문헌

1) F.Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVECTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, May 1972, pp.217-220
2) A. Abbendanti & M.B. Brennen, "Variable Induction Motor Device Use Electronic Slip Calculator Based on Motor Voltages and Current",IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. IA - 11, No.5, 1975, pp.483
3) H. Nakano & I. Takahashi,"Sensorless Field Oriented Control of an Instantaneous Slip Frequency Estimation Method", Conference Record PESC'88, Vol. 2, pp.847-854
4) I. Miyashita & Y. Ohmori,"Speed Sensorless High Speed Torque and Speed Control Based on Instantaneous Spatial Vector Theory",IPEC-Tokyo'90, pp. 1144-1151
5) A. Naeba, K. Otsuke, H. Uchino & R. Kusawa,"An Approach to Flux Control of Induction Motors Operated with Variable-Frequency Power Supply", Vol. IA-16, No.3, May/June 1980, pp.342-349
6) A. Nabae, I. Takahashi & H. Akagi,"A New Neutral Point Clamped PWM Inverter", IEEE Trans. on Indust. Applic, Vol. IA-17, No.5, Sept/Oct 1981, pp.518-523