

자속관측기에 의한 유도전동기 벡터제어 시스템 구성

홍순일, 이도걸, 조심재, 정승환
부경대학교 전기제어 계측공학부

Vector Control Scheme of Field Oriented type for Induction Machine Using Flux Observer

Soon-il Hong, Lee Do Geul, Sim-Jae Jo and Seoung-Hwan Jung
Pukyong National University

Abstract - 본 연구는 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초한 속도제어 시스템의 구성을 나타내었다. 제안한 속도제어 시스템은 전동기 모델이 자속기준 $\gamma-\delta$ 축 좌표변환 하여 선형제어 되고 관측기 이론에 기초하여 연산한 2차자속과 전류센스에서 검출한 전류값으로 속도제어 하는 알고리즘을 나타내었다. 그리고 제안한 방법이 자계방향 벡터제어 시스템의 실현에 유용성이 있음을 규명하였다.

1. 서 론

유도전동기의 벡터제어는 슬립 주파수형과 자계방향형 벡터제어가 있다. 슬립주파수형 벡터제어는 연산된 전원 각주파수를 적분하여 2차 자속벡터의 위상을 구하고 좌표 변환을 행하여 토오크를 제어하는 것으로 비교적 실현하기 쉽다. 그러나 이 방법은 전동기 운전시에 발생하는 은도 변화에 의해 변동하는 2차 저항에 대한 감도가 높고 2차 저항의 설정값과 실제 값이 다른 경우에는 회망하는 제어 성능을 얻을 수 없다[1,2].

자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 위상 θ_0 에서 자속 기준 $\gamma-\delta$ 좌표 변환을 행하여 제어한다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있기 때문에 본 연구에서는 자계방향형 벡터제어를 기본으로 벡터제어 시스템의 구성에 관하여 연구한다[3,4].

유도전동기가 가변속 구동용으로 사용될 때 일반적으로 벡터제어가 실용화 되어있다. 현재 속도추정 방법은 모델규범 시스템(MRAS: Model Reference Adaptive System)을 이용한 것이 있지만 이 방법은 벡터제어의 상태량에 기초하여 속도추정을 행하므로 이득정수의 조정이 필요하고 그것의 결정이 어려운 결점이 있다.

2. 본 론

2.1 자계방향 벡터제어

자계방향형 벡터제어는 2차자속 벡터를 검출하고 그 위상 θ_0 에서 좌표 변환을 행하여 제어하는 것이다. 이 방법은 전동기 파라미터의 변동에 대해서 감도가 낮은 특징이 있다.

유도전동기 $d-q$ 좌표상에서 상태방정식은 1차전류와 2차자속을 상태변수로 취하면 식 (1)이 된다.

$$\begin{pmatrix} i_s \\ \phi_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s$$

(1)

$$\begin{aligned} i_s &= (i_{dr} \ i_{qr})^T & \phi_s &= (\phi_{dr} \ \phi_{qr})^T & v_s &= (v_{ds} \ v_{qs})^T \\ A_{11} &= a_{r1} I & A_{12} &= a_{r1} I + a_{q1} J & B_1 &= b_1 I \\ A_{21} &= a_{q1} I & A_{22} &= a_{q1} I + a_{q2} J & \\ I &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} & J &= \begin{pmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix} & \\ a_{r1} &= \frac{M}{\tau_r} & a_{r2} &= -\frac{1}{\tau_r} & a_{q2} &= \omega_r & \rho &= -\frac{\sigma L_s L_r}{M} \\ \tau_r &: \left(\frac{L_r}{R_r} \right) & 2차 시정수, R_s, R_r ; 1,2차 저항, & \\ L_s, L_r ; 1,2차 자기인덕턴스, M ; 상호인덕턴스, & \\ \omega_r ; 회전각속도, \sigma = 1 - M^2 / (L_s L_r), & \\ \tau_r = L_r / R_r & \rho = -(\sigma L_s L_r) M & \end{aligned}$$

2.2. 2차자속 관측기 설계

식(1)의 전동기 모델에서 상태변수를 구하기 위한 동일차원 관측기에 대해서 식(2)와 같다.

$$p \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_s \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} A_{11} & A_{12} \\ A_{21} & A_{22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ \phi_s \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} B_1 \\ 0 \end{pmatrix} v_s + G(i_s - i_x) \quad (2)$$

여기서, G는 관측기 이득, *는 지령값, x는 상태 변수이다.

관측기 이득 행렬은 식(3)으로 나타낸다.

$$G = \begin{pmatrix} g_1 & g_2 & g_3 & g_4 \end{pmatrix}^T \quad (3)$$

$$g_1 = (k-1)(a_{r1} + a_{q2}) \quad g_2 = (k-1)a_{q2}$$

$$g_3 = (k^2-1)(a_{r1} - \rho a_{q2}) + \rho g_1 \quad g_4 = \rho g_2$$

dq 좌표계와 $\gamma\delta$ 좌표계 사이에 성립되는 변환행렬에 의해 회전자 자속은 식(4),(5)에 의해 결정할 수 있다.

$$|\phi_s| = \sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad (4)$$

$$\cos \theta_0 = \frac{\phi_{dr}}{\sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}}, \sin \theta_0 = \frac{\phi_{qr}}{\sqrt{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2}} \quad (5)$$

2.3 비간섭 제어

$\gamma\delta$ 좌표계로 나타낸 전동기 모델에서 δ 축에서 γ 축으로 2차자속 크기의 간섭분은 $\omega_0 \sigma L_s i_s$ 이기 때문에 이것을 피드백 보상하고 v_γ 를 다음과 같이 준다.

$$v_{rs} = v_{rs}' - \omega_0 \sigma L_s i_{ds} \quad (6)$$

여기서, v_{rs}' : r 축 1차전압의 비간섭분이고, r 축의 2차자속 크기 ϕ_{rs} 은 $\omega_0 \sigma L_s i_{ds}$ 을 피드백 보상하는 것에 의해 v_{rs}' 로 비간섭 제어 할 수 있다.

그리고 r 축에서 δ 축으로 1차전류크기의 간섭분은 r 축 1차자속에 의한 δ 축 속도 기전력 $-\omega_0 \phi_{rs}$ 이기 때문에 이것을 피드백 보상하고 v_{rs} 를 식(7)와 같이 준다.

$$v_{rs} = v_{rs}' + \omega_0 \phi_{rs} \quad (7)$$

여기서 v_{rs}' 는 δ 축 1차전압의 비간섭분이다. 결국 i_{ds} 은 v_{rs}' 으로 비간섭 제어 할 수 있는 것을 알 수 있다.

2.4. 속도 연산 알고리즘

자계방향 벡터제어는 직접 검출이 곤란한 2차자속을 관측기 이론을 이용해서 속도제어 한다. 전동기의 회전속도는 슬립주파수의 개념에 기초하여 가관측한 상태량 자속과 1차전류를 이용하여 연산한다. 자속 관측기에 의해 자속과 그 미분값에서 전원 각주파수 ω_0 가 식(8)같이 구해진다.

$$\omega_0 = \frac{d}{dt} \tan^{-1} \frac{\phi_{qr}}{\phi_{dr}} = \frac{\phi_{qr} \dot{\phi}_{dr} - \phi_{dr} \dot{\phi}_{qr}}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \quad (8)$$

또, 슬립 각주파수 ω_s 는 발생 토오크 T 에 비례하므로 식(9)같이 된다.

$$\omega_s = \frac{R_r}{|\phi_r|^2} T = \frac{R_r}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} T \quad (9)$$

발생 토오크는 식(10)이 된다.

$$T = \frac{M}{L_r} |\phi_r \times i_s| = \frac{M}{L_r} (\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}) \quad (10)$$

전원 각주파수는 $\omega_0 = \omega_r + \omega_s$, 회전 각주파수 ω_r 는 식(8), (9)에서 (11)이 된다.

$$\begin{aligned} \omega_r &= \omega_0 - \omega_s \\ &= \frac{\phi_{qr} \dot{\phi}_{dr} - \phi_{dr} \dot{\phi}_{qr}}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} - \frac{R_r M}{L_r} \frac{\phi_{dr} i_{qs} - \phi_{qr} i_{ds}}{\phi_{dr}^2 + \phi_{qr}^2} \end{aligned} \quad (11)$$

그림 1은 자속관측기를 이용한 속도연산 알고리즘을 나타낸다. 속도연산은 식 $d-q$ 축 2차자속과 검출한 $d-q$ 축 1차전류 및 전동기 정수만으로 행할 수 있기 때문에 관측기 이득의 조절이 필요하지 않는 이점이 있다.

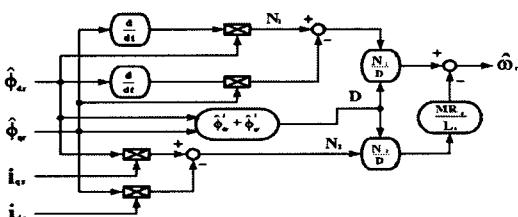


Fig. 1 proposed algorithm for speed control

그러나 식(11)의 제 2항에는 전동기 등가회로의 파라미터를 포함하고 있기 때문에 이 변동이 연산에 큰 영향을 줄 가능성이 있다.

2.5. 시스템의 구성

Fig. 2는 전동기 속도제어 시스템을 나타내고 각 블

록의 계산은 DSP(Digital signal process)에 의해서 행 한다. DSP는 외부에서 주어지는 자속지령 ϕ_{r*} , 속도 지령 ω_{r*} , A/D 컨버터를 통하여 디지털 양으로 변환 한 전동기 1차전류 i_{rs} , i_{qs} 그리고 속도검출기에서 출력되는 전동기 속도 ω_r 를 입력으로 v_{us} , v_{qs} , v_{ws} 를 연산한다. 이것을 D-A변환기를 통하여 인버터에 조작량으로 출력한다. 이 경우 PWM 반송파는 3[kHz]이고 샘플링 주기는 50[μs]이다.

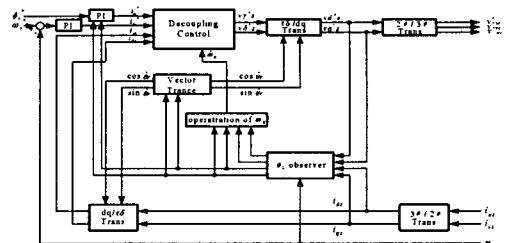


Fig.2 Configuration of speed control system

전류제어는 고속응답을 얻기 위해서는 전류를 식(12) 및 식(13)와 같이 피드백 제어한다.

$$v_{rs}^* = R_s i_{rs}^* + K_{rs} (i_{rs}^* - i_{rs}) \quad (12)$$

$$v_{qs}^* = R_s i_{qs}^* + K_{qs} (i_{qs}^* - i_{qs}) \quad (13)$$

여기서 K_{rs} , K_{qs} 는 전류 피드백 이득이다.

자속제어는 자속을 고속으로 입상시킴에 의해서 전원 투입후의 부하 구동을 빠르게 할 필요가 있다. 자속제어는 자속지령 $|\phi_r|^*$ 과 자속과의 오차를 PI제어하고 식 (14)에서 자속 전류지령 i_{rs}^* 을 결정한다.

$$i_{rs}^* = K_{\phi\phi} (|\phi_r|^* - |\phi_r|) + K_{i\phi} \int (|\phi_r|^* - |\phi_r|) dt \quad (14)$$

$K_{\phi\phi}$, $K_{i\phi}$: 자속 피드백 이득

이 제어는 전원 투입시의 자속의 입상 외에, 정출력 특성을 갖게 할 때에도 유효하다.

속도제어는 속도지령 ω_r^* 과 속도와의 오차를 PI제어하고 식(15)에서 토오크 전류지령 i_{rs}^* 를 결정한다.

$$i_{rs}^* = K_p (\omega_r^* - \omega_r) + K_i \int (\omega_r^* - \omega_r) dt \quad (15)$$

K_p , K_i : 속도 피드백 이득

또, 토오크 전류지령의 최대치를 제한하게 되고 급한 가감속시에 전동기에 공급되는 전류의 최대치를 제한하고 파전류에 대한 인버터와 전동기를 보호한다.

3. 시뮬레이션과 실험결과

표1 전동기 정수

정격속도	정격전류	R_s	R_r	L_s	L_r	M
3000[rpm]	2.0[A]	5.86[Ω]	5.30[Ω]	0.146[Ω]	0.164[Ω]	0.134[Ω]

Fig. 3은 속도제어 시스템에서 $\omega_r^* = 1200[\text{rpm}]$, 자속 전류지령 $i_{rs}^* = 1[A]$, 토오크 전류지령 i_{rs}^* 의 제한은 $\pm 1[A]$ 로 하여 벡터제어 한 것과 벡터제어 하지 않은 것의 시뮬레이션 한 결과를 나타내고 Fig. 4는 실험결과이다. 구성한 벡터제어 시스템은 양호하게 동작하고 있고 실용성이 있음을 알 수 있다.

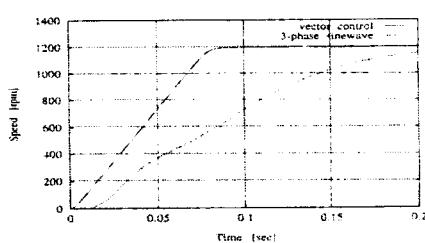


Fig. 3 Speed response by simulation

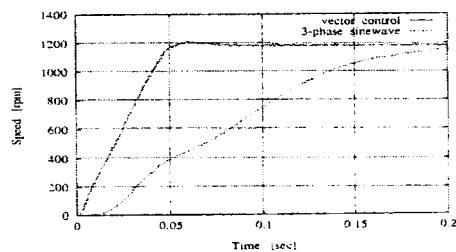


Fig. 4 实验结果

Fig. 5는 관측기 극 k 를 $k = 0.5 \sim 2.5$ 까지 변화시킬 때의 속도응답 변화의 시뮬레이션 결과이다. 그 결과, $k = 1.2 \sim 1.6$ 까지는 속도응답은 미소하게 변화하지만 k 가 이 범위 안에서는 안정되고 있는 것을 알 수 있다.

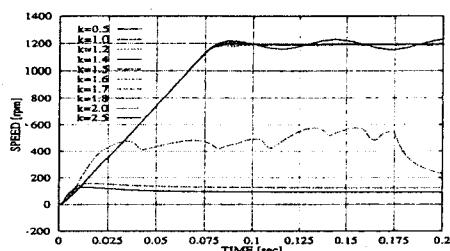


Fig. 5 Speed response as parameter with $k = 0.5 \sim 2.5$

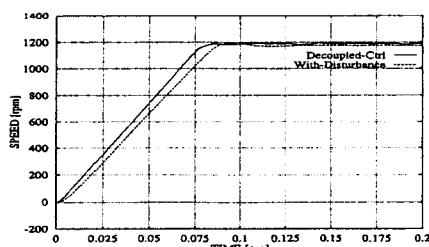


Fig. 6 Speed response as parameter decoupled control

Fig. 6은 비간섭 제어의 유무에 대한 조건에서 시뮬레이션한 속도 응답 결과를 나타낸다. 비간섭 제어를 행한 것이 비간섭 제어를 행하지 않는 것보다 외란의 영향을 받을 때, 임상시간이 빠르게 되고 설정값에 가깝게 되는 것을 알 수 있다.

Fig. 7은 관성모멘트 $J = 5.000 \times 10^{-5} [Nm^2]$ 일 때, u 상의 고정자 전류의 실측치, 시뮬레이션 치, 계산오차를 나타낸다. 두 경우 모두 시뮬레이션 값과 실측값에 대단히 차이가 있는 것을 알 수 있다. 이는 때문에 슬립 주파수연산에 오차를 가져온다. 속도제어에서 검출한 전류를 피드백 하는 것이므로 전류검출기의 신뢰성이 절대조건이다. 전류센서의 자기 히스테리시스 특성에 따라 보상을 해주어야 되지만 현실적으로 매우 어렵기 때문에 전류센서 자신을 개선할 필요가 있다.

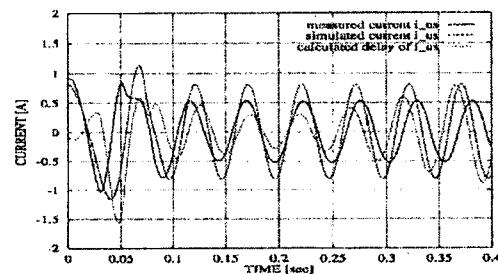


Fig. 7 Measured current and simulated current and calculated delay of u-phase stator current

4. 결 론

본 연구는 자계방향 기준 벡터제어 이론에 기초하여 속도 센서리스 벡터제어를 구현한다. 관측기 이론에 기초하여 2차자속 관측기와 전류센서에서 검출한 전류값으로 속도추정을 행하는 새로운 속도 추정법을 제안한다.

- 1) 2차자속 관측기를 설계하였다.
- 2) 자속 비간섭 제어를 실행하였다.
- 3) 제안한 방법은 자계방향 벡터제어 시스템의 실현에 유용함을 확인하였다.

[참 고 문 헌]

- [1] Kubo, Juen and Migui, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Flux Observer" JIEE, Vol.D, No. 111, pp. 954 ~ 960, 1998.
- [2] Yeng kuem, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using Slip Frequency", JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 945 ~ 953, 1998
- [3] Yeng kuem and Dong hae, "Sensorless Vector Control of Induction Machine Using MRAS with Rotor Resistance Estimation" JIEE, Vol. D, No. 111, pp. 945 ~ 950, 1997.
- [4] S. I. Hong, D. H. Kang, J. P. Hong, "Speed sensorless Vector Control for Induction Machines using Flux Observer", Proceeding of 1999 International Conference, Mechatronic Technology, 1999.