⊙ 研究論文

위치 및 속도검출기 없는 BLDC 전동기의 속도제어에 관한 연구

이홍락* · 김성환** · 권영안***

Speed Control of a Sensorless BLDC Motor

H. L. Lee · S. H. Kim · Y. A. Kwon

Key words : BLDC motor(영구자석 브러쉬리스전동기), Robust control(강인한 제어), Dynamics(동특성), d－q voltage equation(좌표축 변환 전압방정식)

Abstract

BLDC motor is widely used as a servo motor, because it has high efficiency, high power ratio, low inertia, and easy maintenance. However, position and speed sensors generally attached in BLDC motor increase motor cost, and limit environments of application.

This study describes a sensorless speed control of sinusoidal BLDC motor using the d－q transformed instantaneous voltage equation, and presents the result of computer simulation. The sensorless algorithm is applied to the case of a voltage controlled PWM inverter.

The result indicates good dynamics and a robust control in cases of a load change and a system parameter variation.

1. 서 론

직류전동기는 계자자속과 전기자기자력의 공간각이 정류자에 의해 물리적으로 고정되는 반면, 교류전동기는 계자자속과 전기자기자력의 공간각을 외부에서 조정하게 된다. 교류전동기의 속도제어에서 단순한 주파수변환 구동방식으로는 전기자기자력의 공간각이 부하변동에 따라 변경되므로 정밀제어가 곤란하다. 직류전동기와 같이 여자성분의 전류와 토오크성분의 전류를 독립적으로 제어함으로써 부하변동 및 속도지령의 변동에 대하여 신속한 응답특성을 갖는 구동방식으로 벡터제어가 있다. 벡터제어는 K. Hasse에 의해 이론적 근거가 제시되고, F. Blaschke가 자속축을 기준으로한 회전벡터 개념으로 제어원리를 발표한 후 많은 연구보고와 함께 전동기제어의 주요 방법의 하나이다.[1-3] 근래에는 전력소자의 가격이 떨어지고, 인버터기술 및 제어기술의 향상으로 교류전동기

* 쌍룡정유(주)
** 정회원, 한국해양대학교 기관공학과
*** 정회원, 부산대학교 전기공학과

에 벡터제어이론을 적용한 가변속 구동시스템의 구현이 용이하여졌다.

한편, 교류전동기의 벡터제어를 위하여 일반적으로 사용되는 위치 및 속도검출기는 가격상승 뿐만 아니라 사용범위를 상대적으로 축소시키고 있으므로 위치 및 속도검출기 없는 구동시스템 구현에 많은 연구가 이루어지고 있다.[4-7]

정밀 속응제어 교류전동기로서는 영구자석의 발달에 힘입어 영구자석을 계자로 사용하는 Brushless DC(BLDC) 전동기가 소형, 고효율, 저관성 등의 장점으로 인하여 많이 이용되고 있다.[8] 영구자석 브러쉬리스 전동기는 구조와 제어방식에 따라 정현파형 BLDC 전동기와 구형파형 BLDC 전동기로 분류되며 본 연구에서는 정현파형 BLDC 전동기의 속도제어방식으로서 위치 및 속도검출기가 없는 벡터제어에 관하여 연구한다. 구형파형 BLDC 전동기에 대한 위치 및 속도검출기가 없는 구동방식으로서 전형적인 방법은 전동기의 구동인버터 3상중 도통하는 2상은 제외하고 도통하지 않는 나머지 1상으로부터 역기전력을 검출하여 회전자의 위치를 알아내는 방법이다.[4] 그러나, PWM 인버터를 사용하여 정현파형 BLDC 전동기를 제어할 경우에는 인버터가 항상 온-오프동작을 하므로 위의 방식을 적용하기가 어렵다. 최근에는 검출전압과 전류로부터 쇄교자속을 계산하고 이를 통하여 위치를 알아내는, 정현파형 BLDC 전동기의 위치 및 속도검출기 없는, 구동방식이 제안되었다.[5] 그러나, 이와 같은 구동방식은 전동기의 파라메타를 기초로 하여 위치 및 속도를 추정하므로 파라메타가 변동할 경우에는 위치 및 속도의 추정에 문제가 있다.

본 연구에서는 정현파형 BLDC 전동기의 d-q 변환 순시전압방정식으로부터 속도 및 위치를 추정하고, 검출전류와 추정속도로부터 계산된 전압과 실제전압의 오차는 위치오차와 비례관계가 있음을 이용하여 위치오차를 보상함으로써, 모타정수와 부하변동에 강인한, 위치 및 속도검출기가 없는, 정현파형 BLDC 전동기의 속도제어를 할 수 있도록 한다. 구동인버터로서는 PWM 전압제어 인버터를 이용하는 경우에 대하여 본 속도제어 알고리즘을 적용한다.

2. 정현파형 BLDC 전동기의 모델

Fig. 1과 같은 정현파형 BLDC 전동기의 실축 순시전압방정식은 전동기의 영구자석을 일정전류가 흐르는 권선으로 대치하는 경우에 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + pL_f & pM\cos\theta \\ pM\cos\theta & R_a + pL_a \\ pM\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pL_a\cos\frac{4\pi}{3} \\ pM\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & pL_a\cos\frac{2\pi}{3} \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} pM\cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pM\cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ pL_a\cos\frac{4\pi}{3} & pL_a\cos\frac{2\pi}{3} \\ R_a + pL_a & pL_a\cos\frac{2\pi}{3} \\ pL_a\cos\frac{4\pi}{3} & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_f \\ i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

단,

R_f, L_f, v_f, I_f : 회전자의 영구자석을 일정전류가 흐르는 권선으로 대치하였을 때의 저항, 자기인덕턴스, 전압, 전류

R_a, L_a : 고정자권선의 저항, 자기인덕턴스

M : 고정자권선과 영구자석의 상호자속에 의한 상호인덕턴스

$$p = \frac{d}{dt}$$

또한, 전동기의 상전류는 식(1)에 의해 식(2)와

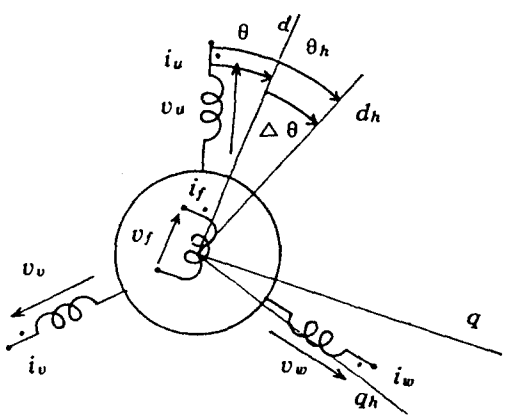

Fig. 1 Model of sinusoidal BLDC motor

같이 된다.

$$\frac{d}{dt}i_u = \frac{2}{3L_a}(v_u - R_a i_u + MI_f\omega\sin\theta)$$
$$\frac{d}{dt}i_v = \frac{2}{3L_a}\left\{(v_v - R_a i_v + MI_f\omega\sin(\theta - \frac{2\pi}{3})\right\} \quad (2)$$

단, $\omega = \frac{d\theta}{dt}$

전동기의 발생토오크 τ는 고정자권선에 직교로 쇄교하는 자속과 권선전류의 곱이므로 식(3)과 같고 운동방정식은 식(4)로 나타낼 수 있다.

$$\tau = PMI_f\left\{i_u\sin\theta + i_v\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - (i_u + i_v)\sin(\theta + \frac{2\pi}{3})\right\} \quad (3)$$

단, P : 쌍극수

$$\frac{d}{dt}\omega_m = \frac{1}{J}(\tau - T_L - D\omega_m) \quad (4)$$

단, $\omega_m = \frac{\omega}{P}$, T_L : 부하토오크, D : 점성마찰계수

3. 센서리스 알고리즘

Fig. 1에서 실제 회전자 자속방향을 기준으로하는 d-q 회전좌표계와 제어기가 가상하는 회전자 자속방향을 기준으로 하는 $d_h - q_h$ 회전좌표계에서, 실제의 회전자의 위치를 θ, 회전자의 가상 위치를 θ_h라 하면 실제와 가상축과의 상차 Δθ는 식(5)가 된다.

$$\Delta\theta = \theta_h - \theta \quad (5)$$

3상 전압 및 전류 성분을 $d_h - q_h$ 회전좌표계로 변환하는 변환행렬은 아래 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} d_h \\ q_h \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_h & \cos(\theta_h - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_h + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin\theta_h & -\sin(\theta_h - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_h + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (6)$$

식(1), (5), (6)으로부터 $d_h - q_h$ 회전좌표계에서의 전압방정식은 식(7)이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + Lp & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + K_E\omega \begin{bmatrix} \sin\Delta\theta \\ \cos\Delta\theta \end{bmatrix} \quad (7)$$

단, $R = R_a$, $L = \frac{3}{2}L_a$, $K_E = \sqrt{\frac{3}{2}}MI_f$, $\omega_h = \frac{d\theta_h}{dt}$

만일, 이상적으로 속도 및 위치를 추정하여 동작한다면 $\theta_h = \theta$가 된다. 이 경우에 전압방정식은 식(8)과 같다. 여기서, v_{dh}'와 v_{qh}'는 가상의 전압이며, 이 값은 실제의 전류로 부터 계산된다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh}' \\ v_{qh}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + Lp & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + K_E\omega_h \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (8)$$

실제전압 v_{dh}와 가상전압 v_{dh}'와의 차이를 Δv_{dh}라 하면 식(7), (8)로 부터 식(9)와 같이 된다.

$$\Delta v_{dh} = v_{dh} - v_{dh}' = K_E\omega\sin\Delta\theta \quad (9)$$

식(9)에서 $\Delta\theta \simeq 0$이라 하면, Δv_{dh}는 Δθ와 비례관계를 가지게된다. 따라서, 가상축과 실제축과의 위치오차는 가상전압과 실제전압과의 차이에 비례하게 되며, 이 가상전압과 실제전압과의 차이를 보상함으로써 추정위치의 오차를 보상할 수 있게 된다. 그리고,추정속도 및 위치에 대한 보상은 PI알고리즘에 의해 수행된다. 식(7)에서 추정속도(ω')는 $\Delta\theta \simeq 0$, $\omega_h \simeq \omega \simeq \omega'$로 간주한 경우이므로 식(10)과 같이 쓸 수 있다.

$$\omega' = \frac{v_{qh} - (R + Lp)i_{qh}}{K_E + Li_{dh}} \quad (10)$$

Fig. 1과 같은 회전방향에서 $\Delta\theta > 0$이면 가상축이 실제축에 대하여 앞서게 되므로 이에 비례하는 보상속도에 의해 보상을 하게 된다. 따라서, 보상속도 ω_c는 식(11)이 된다.

$$\omega_c = \omega_h - \omega' \quad (11)$$

시계방향으로 회전할 때 $\Delta\theta \rightarrow 0$이 되기위해서는 식(12)를, 반시계방향으로 회전할 때 $\Delta\theta \rightarrow 0$이 되기위해서는 식(13)을 각각 만족해야한다.

$\Delta\theta > 0(\Delta v_{dh} > 0)$이면, $\omega_c < 0$
$\Delta\theta < 0(\Delta v_{dh} < 0)$이면, $\omega_c > 0$ (12)

$\Delta\theta > 0(\Delta v_{dh} > 0)$이면, $\omega_c > 0$
$\Delta\theta < 0(\Delta v_{dh} < 0)$이면, $\omega_c < 0$ (13)

이상에서 위치오차를 줄이기 위한 보상속도는 PI알고리즘을 사용하면 식(14)와 같다.

$$\omega_c = (K_{sp}\Delta v_{dh} + K_{si}\int \Delta v_{dh}dt)\, sgn(\omega_h) \quad (14)$$

상기한 알고리즘에 의해 추정속도 및 위치오차를 보상하고 지령속도와 보상된 추정속도의 차이에 비례하는 토오크를 발생하도록 하여 실제속도가 지령속도를 추종하게 한다. 전동기의 발생토오크는 식(3)으로부터 회전자의 자축방향을 기준으로 $d_h - q_h$회전좌표계로 변환한 식(15)를 이용한다.

$$\tau = PMI_f i_{qh} \quad (15)$$

4. PWM 전압제어 인버터에 의한 제어시스템 구성

3장에서 기술한 속도제어 알고리즘 및 PWM 전압제어 인버터로써 구성된 구동시스템의 블록선도는 Fig. 2와 같다.

여기서, 지령전류 i_{dh}^*, i_{qh}^*에 대한 지령전압 v_{dh}^*, v_{qh}^*는 식(16)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh}^* \\ v_{qh}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + Lp & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh}^* \\ i_{qh}^* \end{bmatrix} + K_E\omega_h \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

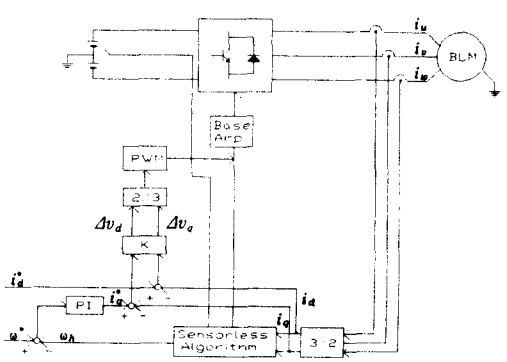

Fig. 2 Block diagram of drive system by PWM voltage control inverter

또한, 실제전류 i_{dh}, i_{qh}에 대한 실제전압 v_{dh}, v_{qh}는 식(17)과 같고 지령전압과 실제전압의 차이 Δv_d, Δv_q는 식(18)이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a + Lp & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + Lp \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + K_E\omega_h \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\Delta v_d = v_{dh}^* - v_{dh}$$
$$\Delta v_q = v_{qh}^* - v_{qh} \quad (18)$$

Δv_d, Δv_q를 Δv_u, Δv_v, Δv_w로 변환하는 관계식은 아래의 식(19)이다.

$$\begin{bmatrix} \Delta v_u \\ \Delta v_v \\ \Delta v_w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos\theta_h & -\sin\theta_h \\ \cos(\theta_h - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_h - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta_h + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_h + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta v_d \\ \Delta v_q \end{bmatrix} \quad (19)$$

식(19)로 부터 각 상의 지령전압은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{kn}^* = \Delta v_k + V_{kn} \quad (20)$$

단, k는 u 또는 v 또는 w이고 V_{kn}은 각 상의 평균전압

전동기에 인가되는 각 상전압을 Fig. 3과 같이 t_{koff}구간에는 $-\frac{1}{2}V_{dc}$, t_{kon}구간에는 $\frac{1}{2}V_{dc}$로 하면 각 상의 평균전압은 식(21)과 같이 된다.

$$V_{kn} = \frac{1}{2}V_{dc}\left(\frac{2t_{kon}}{T} - 1\right) \quad (21)$$

각 상에 인가되어야 하는 평균전압은 인버터 Tr

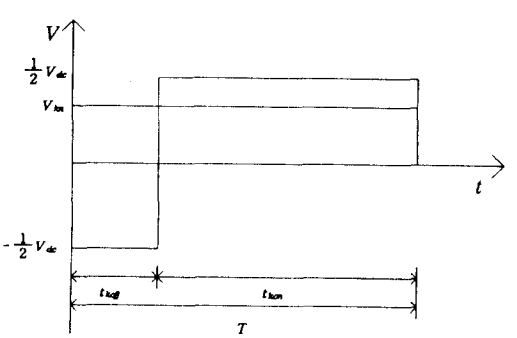

Fig. 3 Phase voltage waveform

의 온-오프 듀티비(duty ratio)에 의하여 정해지므로 식(21)의 V_{kn}항에 v_{kn}^*을 대입하여 식(22)를 얻을 수 있다.

$$t_{kon} = \frac{v_{kn}^* + \frac{1}{2}V_{dc}}{V_{dc}} T \qquad (22)$$

식(22)로 부터 각 상의 전압상태는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$v_{kn}^* > 0$의 경우

$$0 < t < t_{koff} \quad v_{kn} = -\frac{1}{2}V_{dc}$$
$$t_{koff} < t < T \quad v_{kn} = \frac{1}{2}V_{dc} \qquad (23)$$

$v_{kn}^* < 0$의 경우

$$0 < t < t_{koff} \quad v_{kn} = \frac{1}{2}V_{dc}$$
$$t_{koff} < t < T \quad v_{kn} = -\frac{1}{2}V_{dc} \qquad (24)$$

속도제어 시스템은 아래와 같은 과정을 반복 수행하도록 구성된다.

① 3상 중 2상의 전류는 전류센서에 의해 검출하고 나머지 1상은 계산($i_u+i_v+i_w=0$)에 의해 구한다. DC 링크단 전압과 듀티비를 이용하여 식(21)에 의해 각 상전압을 계산한다.

② ①에서 구한 전류와 전압을 식(6)에 의해 $d_h - q_h$ 좌표계로 변환한다.

③ 식(10)을 이용하여 추정속도 ω'를 계산한다.

④ ②에서 구한 i_{dh}, i_{qh}를 식(8)에 대입하여 가상전압 v_{dh}'를 구한다.

⑤ ②와④에서 구한 v_{dh}, v_{dh}'값과 회전방향을 식(14)에 적용하여 보상속도 ω_c를 계산한다.

⑥ 식(11)에 의해 보상된 추정속도 ω_h를 구한다.

⑦ 속도지령치ω^*와 보상추정속도 ω_h의 오차를 PI제어기에 입력시켜 토오크전류지령치 i_{qh}^*를 구한다.

⑧ 전류지령치 i_{qh}^*, i_{dh}^*를 식(16)-(20)에 적용하여 각 상의 지령전압을 계산한 후 식(22)에 의해 듀티비(t_{kon}/T)를 새로이 결정한다.(회전자가 영구자석이므로 $i_{dh}^*=0$임)

⑨ ⑧에서 구한 듀티비를 식(23),(24)에 따라 PWM하여 인버터의 게이트를 제어한다.

5. 컴퓨터시뮬레이션 및 검토

이상에서 기술한 속도제어 알고리즘 및 구동시스템의 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 이용된 정현파형 BLDC 전동기의 사양은 Table 1과 같다.

Fig. 4는 0→1000rpm 스텝입력시의 실제속도, 보상된 추정속도, 상차각 및 상전류 응답을 나타내고 Fig. 5는 0→-1000→1000rpm 스텝입력시의 응답을 도시하고 있다. 실제회전축과 가상회전축의 위상차(상차각)는 초기시 0도, 부하는 0.2Nm로 가정했다.그림에서 보는 바와 같이 양호한 속도추종성능을 나타내고, 속도정역운전이 가능함을 보여주며, 속도가 제로 근처에서는 속도추정의 오차가 상대적으로 커져 회전자의 위치오차가 누적되나 곧 오차의 보상으로 정확한 회전자의 위치를 추정함을 알 수 있다.

Table 1. Motor parameters

극 수	8
정격전류	7.5A
정격전압	154V
정격속도	1000r/m
정격토오크	0.73kgm
점성마찰계수	0.0042kgm²/s
회전자 관성계수	0.048kgm²
고정자 저항	0.95Ω
고정자 인덕턴스	5.11mH
토오크상수	0.28Nm/A

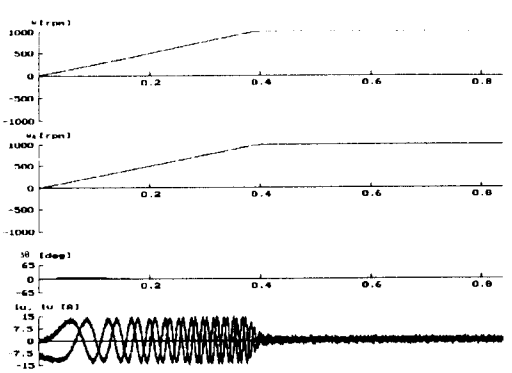

Fig. 4 Step responses(0→1000rpm) ; actual speed, estimated speed, phase difference and phase currents

센스리스 속도제어를 행하는 경우 기동시에 회전자의 초기위치를 알 수 없다. Fig. 6에 의하면, 기동시 실제 회전자의 위치가 제어기의 기준위치와 65°떨어져도 곧 회전자의 정확한 위치를 찾는다는 것을 알 수 있다. 만약, 제어기의 기준위치와 실제 회전자의 위치가 65°이상 떨어졌을 경우에는 속도제어가 되지 않는다. 그러므로,고정자의 기준상에 수회의 펄스전류를 흘려 상차각이 65°이하가 된 후 기동시킨다.

BLDC 전동기는 장시간 연속운전등으로 인해 저항이 증가하거나 역기전력이 감소할 수 있다. Fig. 7, 8은 저항과 역기전력이 12% 변동하여도 실제속도가 지령속도를 잘 추적함을 나타내고 있다.

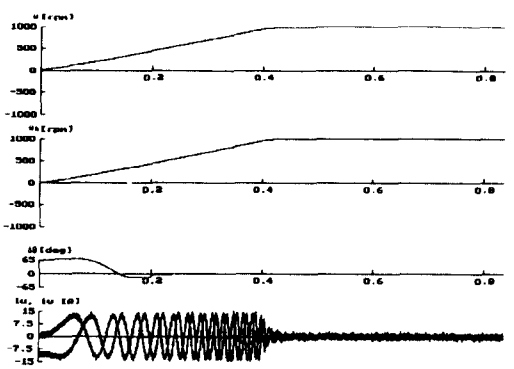

Fig. 6 Step responses(0→1000rpm) under initial condition Δθ=65° ; actual speed, estimated speed, phase difference and phase currents

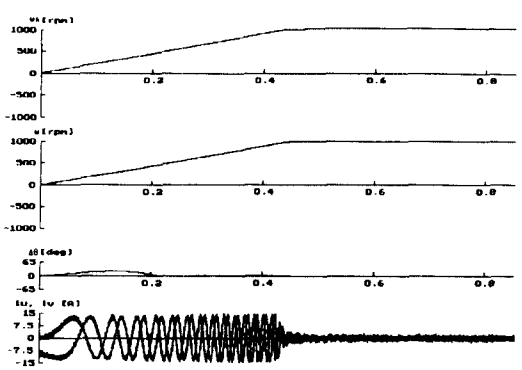

Fig. 8 tep responses(0→1000rpm) under emf constant decreased by 12% ;actual speed,estimated speed,phase difference and phase currents

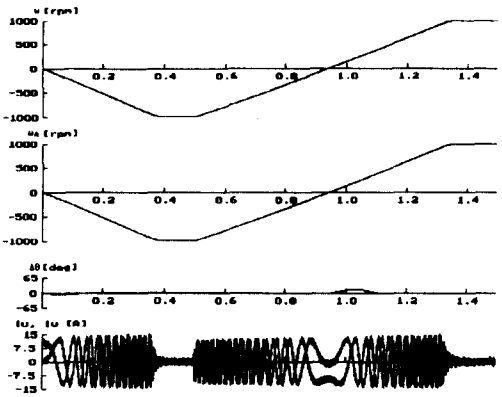

Fig. 5 Step responses(0→ - 1000rpm→1000rpm) ; actual speed, estimated speed, phase difference and phase currents

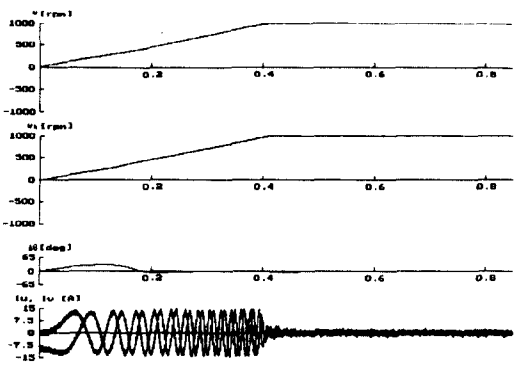

Fig. 7 Step responses(0→1000rpm) under resistance increased by 12% ; actual speed, estimated speed,phase difference and phase currents

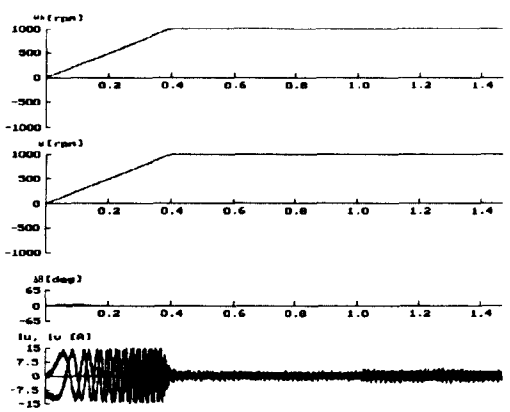

Fig. 9 Responses of the stepwise load change from 0.2Nm to 1Nm at 1sec after starting; actual speed, estimated speed,phase difference and phase currents

Fig. 9는 전동기의 기동 1초 후 부하가 0.2Nm에서 1.0Nm으로 변동되는 경우의 응답상태를 도시하고 있다. 즉, 부하변동이 발생하여도 강인한 속도제어가 이루어짐을 보여준다.

6. 결 론

최근에 전력소자의 가격이 저감되고, 인버터기술 및 제어기술의 향상으로 교류전동기에 벡터제어이론을 적용한 가변속 구동시스템의 사용이 증가하고 있다. 그러나, 교류전동기의 벡터제어를 위하여 일반적으로 사용되는 위치 및 속도검출기는 가격상승 뿐만 아니라 사용범위를 상대적으로 축소시키고 있다. 정밀 속응제어 교류전동기로서는 영구자석의 발달에 힘입어 영구자석을 계자로 사용하고 있는 BLDC 전동기가 소형, 고효율, 저관성등의 장점으로 많이 이용되고 있다.

본 연구에서는 정현파형 BLDC 전동기의 속도제어방식으로서 위치 및 속도검출기가 없는 벡터제어에 관하여 고찰하였다. 정현파형 BLDC 전동기의 d-q변환 순시전압방정식으로부터 속도 및 위치를 추정하고, 검출전류 및 추정속도로 부터 얻어진 전압과 실제전압과의 오차가 위치오차와 비례관계가 있음을 이용하여 위치오차를 보상하는 속도제어방식에 관하여 기술하였으며, 구동인버터로서는 PWM 전압제어 인버터를 이용하는 경우에 대하여 본 속도제어 알고리즘을 적용하여 시뮬레이션 해 보았다.

그 결과, 속도추종성능이 우수하였고 부하변동이나 시스템정수의 변동시에도 강인한 속도제어가 이루어졌다.

차후, 실험장치를 구성하여 실제 제어특성을 검토해 볼 예정이다.

참고문헌

1) Peter Vas, "Vector Control of AC Machines", Clarendon Press, 1990
2) K. Hasse, "Zur Dynamik drehzahlgerelter Antriebe mit Stromrichtergespeisten Asynchron - KurzschluBlaufermaschinen", Darmstadt Tech. Hochsch., Diss., 1969
3) F. Blaschke, "The Principle of Field Orientation as Applied to the New TRANSVEKTOR Closed Loop Control System for Rotating Field Machines", Siemens Review, Vol. 34, pp. 217-220, 1972
4) H. Le-Huy,et al., "A Self-Controlled Synchronous Motor Drive Using Terminal Voltage System", IEEE, IA-18, pp. 36-43, 1982.
5) R. Wu, "A Permanent Magnet Motor Drive without a Shaft Sensor", IEEE, IA Conf. Record, pp 553-558, 1990
6) R. B. Sepe and J. H. Lang, "Real-Time Observer-Based Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor without Mechanical Sensors", IEEE, IA-28, pp. 1345-1352, 1992
7) B. K. Bose, "Power Electronics and Motion Control-Technology Status and Recent Trends", IEEE, IA-29, pp. 902-909, 1993
8) Y. Dote and S. Kinoshita, "Brushless Servomotors", Clarendon Press, 1990