論 文
37~9~2

자속 기준 제어에 의한 브러쉬 없는 직류 전동기의 위치 제어

Position Control of Brushless DC Motor by Field Oriented Control

趙 官 烈* · 愼 輝 範* · 韓 宰 元* · 尹 明 重**
(Kwan-Yeol Cho · Hwi-Beom Shin · Jae-Won Han · Myung-Joong Youn)

요 약

브러쉬 없는 직류 전동기의 구조는 영구 자석 동기기와 비슷하지만, 토오크-속도 특성은 영구 자석 직류 전동기와 비슷하다. 전류 제어형 전압원 인버터로 전동기를 구동하여 위치 제어를 수행하기 위해, 인버터를 포함한 전력 변환기, 회전자 위치 검출부와 제어기로 이루어진 브러쉬 없는 직류전동기의 구동 시스템에 대하여 연구 되어 왔다. 브러쉬 없는 직류 전동기를 타여자 직류 전동기로의 등가 변환은 벡터 제어(자속 기준 제어)기술로 가능하다. 본 연구에서는 브러쉬 없는 직류 전동기의 위치 제어가 q상 전류만으로 잘 수행됨을 보였다.

Abstract-Although the structure of brushless dc motor is similar to that of a Permanent magnet synchronous motor, its torque-speed characteristcis are the same as those of a permanent magmet dc motor. The brushless dc motor drive system composed of power converter including inverter, rotor positioning sensor and controller has been investigated for the purpose of position control when the motor is fed by a current controlled voltage source inverter. The equivalent transformation of a brushless dc motor into an separately exited dc motor has been possible with the vector control (field oriented control) technique. It is shown in this paper that the position control of a brushless dc motor can be done fairly accurately only using q-axis current.

1. 서 론

지금까지 산업계의 여러 부문에 널리 이용되어온 직류 전동기는 속도가 입력 전압에 비례하고, 토오크가 전류에 비례하므로 속도의 제어 범위가 넓고 가감속이 용이하며, 속도 및 위치 제어가 간편하다. 그러나 직류 전동기는 기계적 정류에 필요한 브러쉬(brush)와 정류자(commutator)의 정기적인 보수 문제, 정류시 발생하는 기계적인 충격, 전기적인 잡음 때문에 그 사용에 제한을 받게 된다.

브러쉬 없는 직류 변동기는 직류 전동기의 기계적 정류를 전기적 정류로 바꿈에 따라 브러쉬가 필요 없으므로 정기적인 보수 문제가 없고, 전기적인 잡음, 기계적인 충격이 적을 뿐 아니라 고속화가 용이하다. 반면 브러쉬 없는 직류 전동기는 회전자에 영구 자석(permanent magnet)을 사용하므로 저관성화에 제한이 있고, 영구 자석 직류 전동기와 비

*正 會 員 : 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 博士課程
**正 會 員 : 韓國科學技術院 電氣 및 電子工學科 副教授 · 工博
接受日字 : 1988年 5月16日
1次修正 : 1988年 7月18日

슷한 특성을 얻기 위해서는 제어기 설계가 복잡해지고 회전자의 절대 위치와 자화 특성을 알아야 할 필요가 있다.[1]

최근 반도체 기술의 향상과 더불어 전력용 소자의 가격이 저하되고, 회전자의 위치 검출기술 및제어 기술의 발전, 자석 물질의 개발등에 힘입어 전체적인 제어 시스템의 부피가 소형화, 경량화됨으로써, 보다 정도높은 제어와 저잡음을 필요로 하는 비디오, 오디오 등의 음향기기, 출력 토오크/회전자 관성비가 큰 것을 필요로 하는 로보트시스템, 폭발성 물질을 다루는 화학공장의 제어 시스템등에 널리 이용될 전망이다.

본 연구는 자속 기준 제어 방식(field oriented control)에 의한 브러쉬 없는 직류 전동기의 위치 제어로, d상 전류인 자화분 전류(i_{ds})를 0 (zero)으로 만들어 토오크가 q상 전류인 토오크분전류(i_{qs})에 비례하도록 제어기를 구성하여 위치 제어를 수행하였다.

2. 자속 기준 제어 (Field Oriented Control)의 원리

2극, 브러쉬 없는 직류 전동기는 고정자가 3상 Y결선으로 되어 있고, 회전자는 영구 자석으로 구성되어 있다. 고정자의 각 상은 120°씩 위상차가있으며, 브러쉬 없는 직류 전동기는 구조적으로 동기전동기(Synchronous Motor)와 유사하다. 그림 1은 2극 3상 브러쉬 없는 직류 전동기를, 그림 2는 브러쉬 없는 직류 전동기의 고정자와 회전자의 자속 분포를 나타낸다.[2]

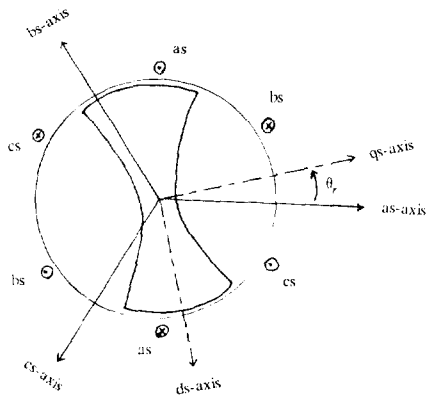


그림 1 2극, 3상 브러쉬 없는 직류 전동기
Fig. 1 2-pole, 3-phase brushless DC motor.

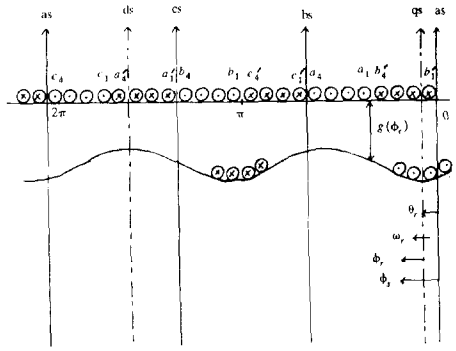


그림 2 브러쉬 없는 직류 전동기의 자속 분포
Fig. 2 Flux distribution of BLDCM.

그림 2에서 ϕ_s, ϕ_r은 각각 고정자와 회전자의 각 변위(Angular Displacement)이다. 이 때

$$\phi_r = \phi_s + \theta_r \tag{1}$$

이고, 고정자와 회전자 사이의 공극(Air Gap)은

$$g(\phi_r) = \frac{1}{\alpha_1 - \alpha_2 \cdot \cos(2\phi_r)} \tag{2}$$

과 같이 주어진다.

여기에서 α_1은 고정자와 회전자간의 공극 평균간격에 의해, α_2는 회전자의 돌출 효과(Saliency Effect)에 의해 그 크기가 결정된다.

브러쉬 없는 직류 전동기의 등가식은

$$V_{abcs} = \bar{r}_s i_{abcs} + p\lambda_{abcs} \tag{3}$$

로 주어진다. 식 (3)에서

$$\bar{r}_s = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{bmatrix}$$

이고, p는 미분 연산자 $\frac{d}{dt}$이다.

λ_{abcs}는 각 상의 코일에 유기되는 자속(Flux)이고, 다음과 같이 주어진다.

$$\lambda_{abcs} = \bar{L}_s i_{abcs} + \bar{\lambda}_m \tag{4}$$

이 때

$$\bar{\lambda}_m = \lambda_m \cdot \begin{bmatrix} \sin\theta_r \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \tag{5}$$

이고, λ_m은 회전자의 영구 자석에 의해 고정자측의 각 상에 유기되는 쇄교자속(Flux Linkage)의 크기이고, $\frac{d}{dt}\lambda_m$은 고정자의 각 상에 유기되는 개방

회로 전압(Open Circuit Voltage)의 크기이다.

또한, 식 (4)에서 $\overline{L}_s$는

$$\overline{L}_s=\begin{bmatrix} L_{ls}+L_A-L_B\cos 2\theta_r & -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2\left(\theta_r+\frac{\pi}{3}\right) \\ -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2\left(\theta_r-\frac{\pi}{3}\right) & L_{ls}+L_A-L_B\cos 2\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2(\theta_r+\pi) \\ -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2\left(\theta_r+\frac{\pi}{3}\right) & -\frac{L_A}{2}-L_B\cos 2(\theta_r+\pi) & L_{ls}+L_A-L_B\cos 2\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (6)$$

이다. 여기에서 L_{ls}는 고정자 각 상의 누설 인덕턴스(Leakage Inductance)이고, L_A, L_B는 각각

$$L_A=\left(\frac{N_s}{2}\right)^2\pi\mu_0\cdot r\cdot l\cdot\alpha_1 \quad (7)$$

$$L_B=\frac{1}{2}\left(\frac{N_s}{2}\right)^2\pi\mu_0\cdot r\cdot l\cdot\alpha_2 \quad (8)$$

N_s : 고정자의 턴수(Number of Turn)
r : 고정자의 평균 회전 반지름
l : 고정자의 축 방향 길이

로 주어진다.

회전자의 영구 자석에 의해 고정자측에 유기되는 전압이 정현적(Sinusoidal)이라고 가정할 때, 식(3)를 회전자 기준측(Rotor Reference Frame)에 의한 d-q 변환을 취하면, 변환식은 식 (9)와 같이 주어진다.

$$\begin{bmatrix} f_{qs} \\ f_{ds} \\ f_{os} \end{bmatrix} = \frac{2}{3}\begin{bmatrix} \cos\theta_r & \cos\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\theta_r & \sin\left(\theta_r-\frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta_r+\frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} f_{as} \\ f_{bs} \\ f_{cs} \end{bmatrix} \quad (9)$$

이 때 $p\lambda_m=0$ 이고, d-q 축으로 변환된 식은 식 (10)과 같다.

$$V_{qdos}=\overline{r}_s i_{qdos}+\omega_r\lambda_{qdos}^{*}+p\lambda_{qdos} \quad (10)$$

여기에서

$$\lambda_{qdos}^{*}=[\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs} \quad 0]^T \quad (11)$$

$$\lambda_{qdos}=\begin{bmatrix} L_{ls}+L_{mq} & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls}+L_{md} & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ i_{os} \end{bmatrix} + \lambda_m\begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (12)$$

이고,

$$L_{mq}=\frac{3}{2}(L_A-L_B)$$

$$L_{md}=\frac{3}{2}(L_A+L_B)$$

이다.

식 (10)~(12)에서 i_{qs}, i_{ds}에 대해 정리하면

$L_q=L_{ls}+L_{mq}$
$L_d=L_{ls}+L_{md}$ 일 때

$$\frac{d}{dt}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix}=\begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_r L_d}{L_q} \\ \frac{\omega_r L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \end{bmatrix}\begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix}-\begin{bmatrix} \frac{\lambda_m}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix}\omega_r \quad (13)$$

이다. 또한 브러쉬 없는 직류 전동기의 토오크는 다음과 같이 주어진다.

$$T_e=\frac{3}{2}\cdot\frac{p}{2}[\lambda_m i_{qs}+(L_d-L_q)i_{qs}i_{ds}] \quad (14)$$

$$=J\left(\frac{2}{p}\right)\frac{d\omega_r}{dt}+B_m\left(\frac{2}{p}\right)\omega_r+T_L \quad (15)$$

J : 회전자 관성(Rotor Inertia)
B_m : 마찰계수(Viscous Friction Coefficient)
T_L : 부하 토오크(Load Torque)
P : 극수(Number of pole)
ω_r : 회전자 각속도(Rotor angular speed)

식 (14)에서 i_{ds} ···> 0 (Zero)로 하면, 토오크는

$$T_e=\frac{3}{2}\cdot\frac{p}{2}\lambda_m i_{qs}$$
$$=K_t i_{qs} \quad (16)$$

로 주어지고, 이 경우에는 브러쉬 없는 직류 전동기도 일반 직류 전동기와 같이 토오크가 전류에 비례하게 된다.[3]

브러쉬 없는 직류 전동기의 위치를 제어하기 위해, 식 (13), (15)에서 i_{qs}, i_{ds}, θ_r, ω_r을 상태변수(State Variable)로 한 비선형 상태 방정식(Nonlinear State Equation)을 세우면

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{\theta}_r \\ \dot{\omega}_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & 0 \\ \frac{\omega_r L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} & 0 \\ \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)^2 \cdot \frac{\lambda_m}{J} & \frac{3}{2}\left(\frac{p}{2}\right)^2 \frac{(L_d - L_q) i_{qs}}{J} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \theta_r \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -\frac{\lambda_m}{L_q} \\ 0 \\ 1 \\ -\frac{B_m}{J} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{qs} \\ V_{ds} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ \frac{p}{2}\frac{1}{J} \end{bmatrix} T_L \tag{17}$$

과 같이 된다.

3. 위치제어를 위한 시스템 개요

브러쉬 없는 직류 전동기의 위치 제어를 위한 블럭 선도를 그림 3에 나타내었다.

전체 시스템은 그 기능에 따라 전력 변환부, 제어부, 위치 및 전류 검출부로 나누어진다.

3.1 전력 변환부

전력 변환부는 6개의 MOSFET과 그에 역병렬로 연결된 6개의 환류 다이오우드로 이루어진 전류 제어 방식의 전압원 인버터(Current Controlled Voltage Source Inverter)와 직류 전압을 공급하기 위한 전파 정류 회로로 이루어져 있다.

전력 변환기의 역할은 원하는 크기와 주파수의 전류를 고정자에 흐르게 하기 위해 입력 직류 전압을 펄스폭 변조(Current Reglated Pulse width Modulation:CRPWM)를 한다.

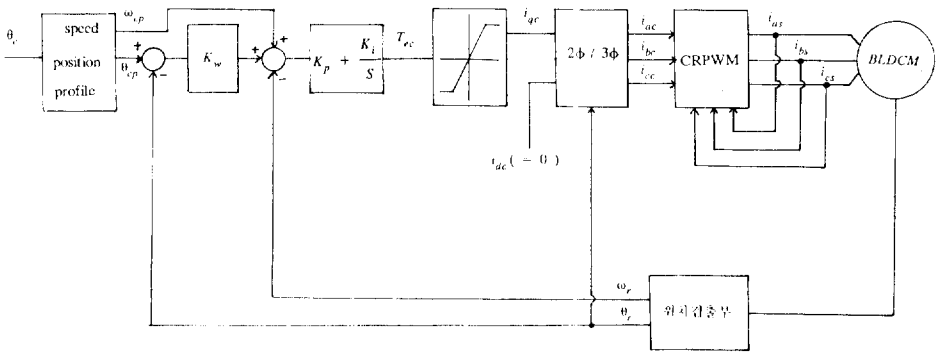
CRPWM의 원리는 원하는 형태의 전류를 얻기 위해, 표 1에서와 같이 전류 명령과 실제로 고정자 권선에 흐르는 전류를 비교하여, 전류 명령이 실제 전류보다 크면 MOSFET을 도통(ON)시키는게이팅 신호를 발생하여 전력을 더 공급하고, 전류명령이 실제 전류보다 작은 경우에는 MOSFET을 오프(OFF)시켜 전력공급을 중단하고 환류(Freewheeling)시킨다.

표 1 MOSFET의 온-오프 조건

Table 1 On-off condition of MOSFET.

i_{ac}	i_a	T_1	T_4	
>0	$i_a<(i_{ac}-\Delta i)$	ON	OFF	
>0	$i_a>(i_{ac}+\Delta i)$	OFF	OFF	D_4ON
<0	$i_a>(i_{ac}+\Delta i)$	OFF	ON	
<0	$i_a<(i_{ac}-\Delta i)$	OFF	OFF	D_1ON

전류 제어시 잡음(Noise)에 의한 오동작을 없애고 전력용 소자를 보호하기 위해 히스테리시스 루프(Hysteresis Loop)을 형성한다.[4],[5] Δi가 0에 가까울수록 전류 명령을 추종하는 고정자 전류의 리플은 작으나, 스위칭 소자가 온-오프 할 수 있는 한계가 있으므로 조건에 맞는 히스테리시스 밴드 폭을 구하여야 한다. 본 연구에서는 $\Delta i = 0.05$[A]의 히스테리시스 밴드 폭을 주었고, 스위칭 한계 주파



CRPWM : Current Regulated PWM
BLDCM : Brushless DC Motor
θ_c : Position Command

그림 3 전체 시스템의 블럭 선도

Fig. 3 Block diagram of the overall system.

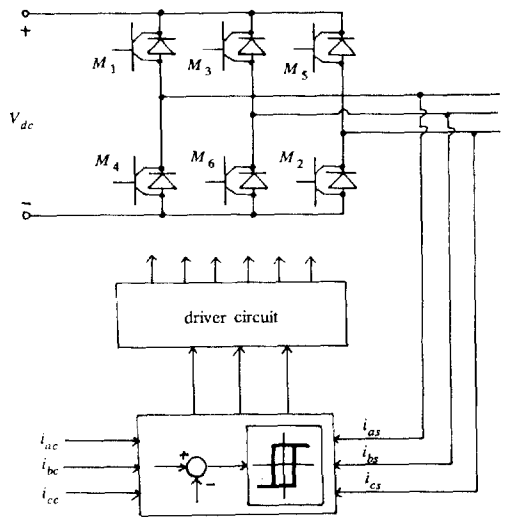


그림 4 전력 변환 회로
Fig. 4 Power conversion circuit.

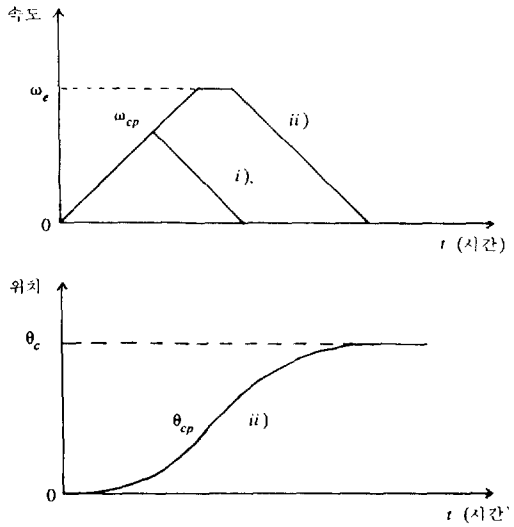


그림 5 속도, 위치 프로파일
Fig. 5 Speed, position profile.

수는 50KHz로 하였다.

그림 4은 전력 변환부의 회로를 나타낸다.

3.2 제어부

제어부는 외부로 부터 위치명령을 받으면, 기준이 되는 속도 프로파일(Speed Profile)과 위치 프로파일(Position Profile)을 계산하여 메모리에 저장한다. 각 샘플링 시간마다 위치 프로파일의 위치명령과 실제 회전자의 위치와의 차이인 위치오차와 속도 프로파일의 속도 명령과 실제 회전자의 속도와의 차이인 속도오차를 계산하여 비례 적분 제어기(PI Controller)를 통과한 q상 전류의 크기 명령을 계산한다. 비례 적분 제어기의 이득 상수(Gain: K_p, K_i)는 선형화된 모델에서 시스템의 매개 변수(Parameter)와 샘플링 시간으로 부터 계산한다.[6]

q상, d상 전류 명령은 위치 센서부에서 얻은 회전자의 절대 위치와 식 (9)의 역변환식에 의해 3상 전류 명령(i_{ac}, i_{bc}, i_{cc})으로 변환된다.

그림 5는 위치 명령에 따른 속도 및 위치 프로파일의 형태를 나타 낸다. 그림 5에서 위치 명령이 5바퀴 보다 작은 경우는 i)의 프로파일을, 위치명령이 5바퀴 보다 큰 경우는 ii)의 프로파일을 선택한다. 속도 프로파일은 속도 명령이 정격속도에 도달할 때까지의 시간을 240[msec]로 하고, 가속 시간과 감속 시간은 같게 하였다.

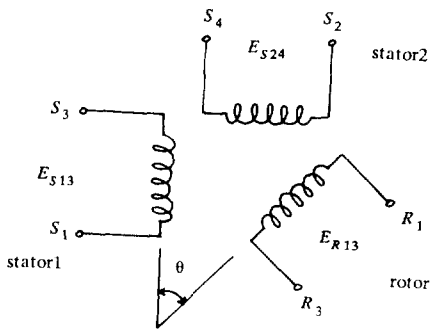


그림 6 레졸버…위상변조형
Fig. 6 Resolver…phase modulation type.

3.3 검출부

검출부는 위치 센서부와 전류 검출부로 이루어진다.

위치 센서부는 레졸버(Resolver)와 레졸버를 여자시키기 위한 여자 신호(4.5KHz) 및 레졸버의 출력 신호로부터 회전자의 위치를 디지탈 값으로 변환하는 레졸버/디지탈 변환기(RDC)로 이루어진다.

본 논문에 사용된 레졸버는 위상 변조형(phase modulation type)으로 전기적으로 90°의 위상차를 갖는 고정자 2상과 회전자 축에 연결되어 회전자와 같이 회전하는 회전자 1상으로 이루어지며, 여자 신호와 출력 신호와의 관계는 다음과 같다.[7]

$$E_{s13} = E \sin \omega_0 t \text{ (여자신호, } V_{exe}) \quad (18)$$

$$E_{s24} = E \cos \omega_0 t \quad \text{(여자신호)} \quad (19)$$

$$E_{R13} = KE_{s13} \cos \theta + KE_{s24} \sin \theta = KE \sin(\omega_0 t + \theta) \quad \text{(출력 신호, } V_{res}) \quad (20)$$

레졸버/디지탈 변환기는 식 (18), (20)에서 V_{exe} 와 V_{res}의 위상차가 회전자의 절대 위치이므로 그 값을 디지탈 변환기로 계수화 함으로써 회전자의 위치 정보를 디지탈 값으로 계산한다.

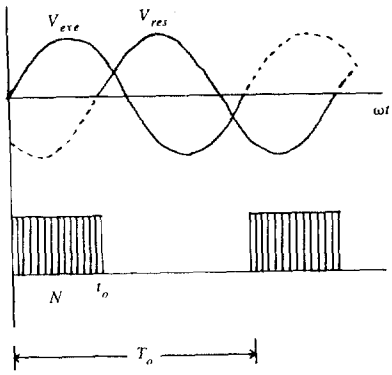


그림 7 회전자의 위치 검출
Fig. 7 Detection of rotor position.

V_{exe}가 0을 통과할 때 계수를 시작하고 V_{res} 가 0을 통과할 때 계수를 중지함으로써 회전자의 위치를 계산할 수 있다. 그림 7에서

$$\omega_0 t_0 + \theta(t_0) \quad \text{at } t = t_0$$

$$\theta(t_0) = -\omega_0 t_0 = -2\pi \cdot \frac{t_0}{T} = -\frac{N}{2^n} \times 2\pi \quad (21)$$

레졸바 여자 신호(V_{exe}, $\sin \omega_0 t$)와 출력 신호(V_{res}, $\sin(\omega_0 t + \theta)$)는 0점을 통과한 후 디지탈 필터(Digital Filter)에 의해 잡음에 의한 0점 통과 신호를 제거시킨다. 위상 검출기는(Phase Detector)는 PLL(MC 4044)을 사용하여 위상차의 크기에 비례하는 계수 신호와 계수기의 업/다운 계수 신호(Up/Down Count Signal)및 Clear 신호를 발생한다. 계수기의 출력은 Latch에 의해 일정기간 유지된다.

그림 8은 레졸버/디지탈 변환기의 전체적인 회로를 나타낸다.

전류 검출부는 그림 9와 같이 변류기(Current Transformer)를 이용하여 고정자 권선에 흐르는 3상 전류에 비례하는 전압을 발생시켜 전류의 크기를 검출한다. 변류기는 1차 권선을 회로와 직접 연결하고 2차 권선의 임피어던스를 작게 하면 2차

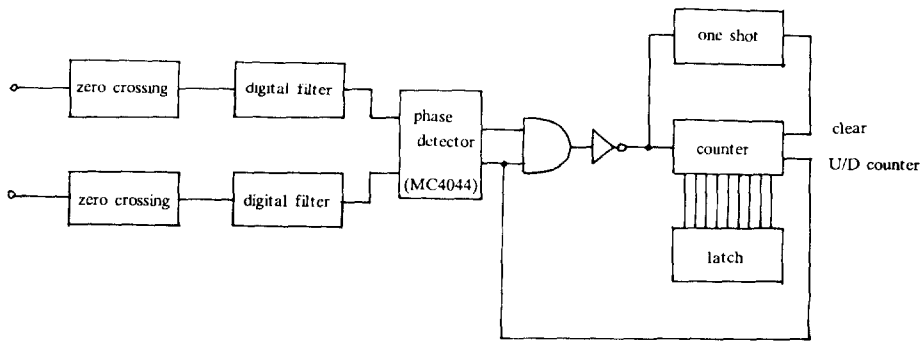


그림 8 레졸버/디지탈 변환기
Fig. 8 Resolver to digital converter(RDC).

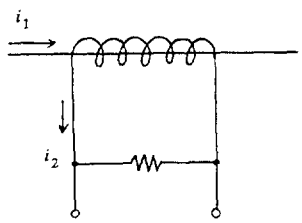


그림 9 변류기
Fig. 9 Current transformer.

전압도 낮으므로, 여자 전류는 극히 적고 1차 전류의 대부분이 부하 전류로 된다. 2차 회로가 개방 상태가 되면 1차 전류가 모두 여자 전류로 작용하고 철심의 자속 밀도가 높아져 철손이 커지고 2차 회로의 절연을 파괴하는 경우가 발생한다. 그러므로 2차 회로는 개방 상태에 두지 않아야 한다.[8,9]

4. 시뮬레이션 및 실험결과

본 연구의 시뮬레이션과 실험에 사용한 전동기는 120 Watt, 4 극의 브러쉬 없는 직류 전동기로 전동기 상수는 다음과 같다.

3 상 4 극, 120W 브러쉬 없는 직류 전동기
88[V], 1.5[A], 3000[rpm]
전기자 저항=7.5[Ω]
전기자 인덕턴스=5.3[mH]
$J=1.372*10^{-5}$[N·m·sec^2]
$B_m=2*10^{-4}$[N·m·sec]
전기적 시정수=0.70[m sec]
기계적 시정수=2.01[m sec]
샘플링 주기=3.45[m sec]

그림 10.a, 그림 10.b, 그림 10.c는 위치 명령이 1 회전일때의 각 샘플링 시간마다의 위치 명령과 회전자 위치의 시뮬레이션 결과 및 실험 결과를 각각 나타낸다. 그림 11.a, 그림 11.b, 그림 11. c, 그림 11.d는 각각 a 상 전류, q 상 전류, d 상 전류 및 전기적인 토오크의 시뮬레이션 결과를, 그림 12는 실험상의 a 상 전류 명령과 실제로 고정자 권선에 흐르는 a 상 전류를 나타낸다.

그림 11에서 토오크의 크기는 q 상 전류에 비례함을 알 수 있고 그림 12에서 고정자 권선에 흐르는 전류는 전류 명령에 잘 추종함을 알 수 있다. 그림 10에서 회전자가 1 바퀴의 위치 명령에 도달하기까지의 정정 시간(settling time)은 260[msec]이고, 오우버슈트(overshoot)는 없다. 정상 상태에서의 위치 오차는 0.5° 이내로 나타난다. 이는 위치 센서부인 레졸버/디지탈 변환기에서 계산된 회전자의 위치값이 10[bit]로 1 바퀴(360°)를 나타내기 때문이다. 보다 정확한 위치 제어를 하기 위해서는 위치 센서부의 정밀도를 높여야할 필요가 있다. 그림10, 그림 12에서 볼 수 있는 바와 같이, 실험 결과가 시뮬레이션 결과와 잘 일치하는 것을 알 수 있다.

시뮬레이션에서 자화분 전류 i_{ds}는 d상 전류 명령이 0인데 대해 대체로 0.1 [A]의 최대 리플(peak to peak ripple)을 나타내고 있다. 토오크분 전류 i_{qs}도 자화분 전류 i_{ds}와 비슷한 정도의 최대 리플을 나타낸다. 이는 전류의 리플이 히스테리시스 밴드폭(hysteresis band withd)과 인버터의 스위칭 주파수에 의해 크기가 그 결정되기 때문이다.

토오크가 q상 전류만으로 제어되기 위해서는 d상 전류가 0 (zero)이 되어야 하므로 d상 전류의 리플을 줄여야 한다. 전류 리플을 줄이기 위해서는 인버터의 스위칭 주파수를 증가시키면 되지만, 이는 스위칭 소자의 한계성 때문에 제한이 있다. 그러므로 스위칭 소자에 의한 방법이 아닌 다른 이론적으

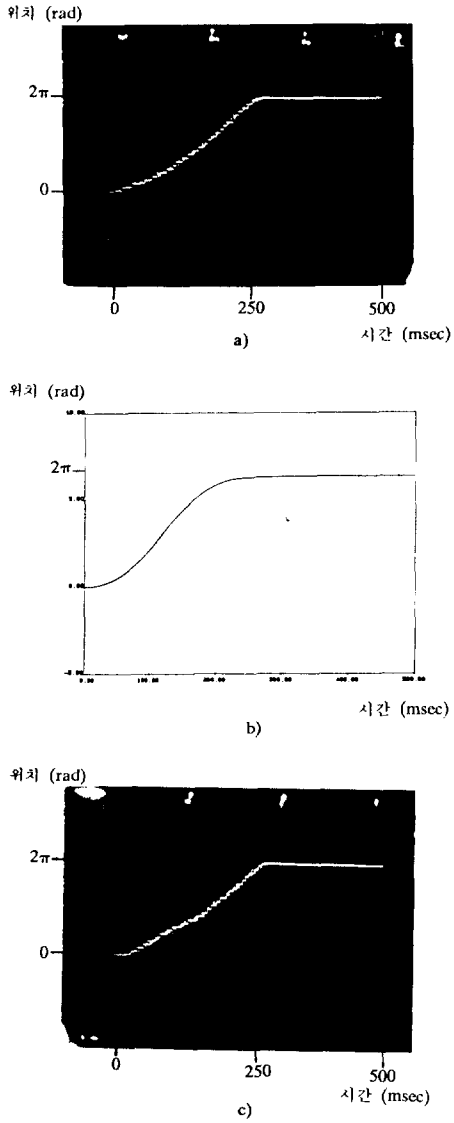


그림 10 a) 위치명령= 1 회전일 때의 샘플링 시간마다의 위치명령
b) 회전자의 위치(θ_r) : 시뮬레이션 결과
c) 회전자의 위치(θ_r) : 실험결과

Fig. 10 a) position command at sampling time when $\theta_c=1$ turn b) rotor position(θ_r) : simulation result c) rotor position(θ_r) : experimental result.

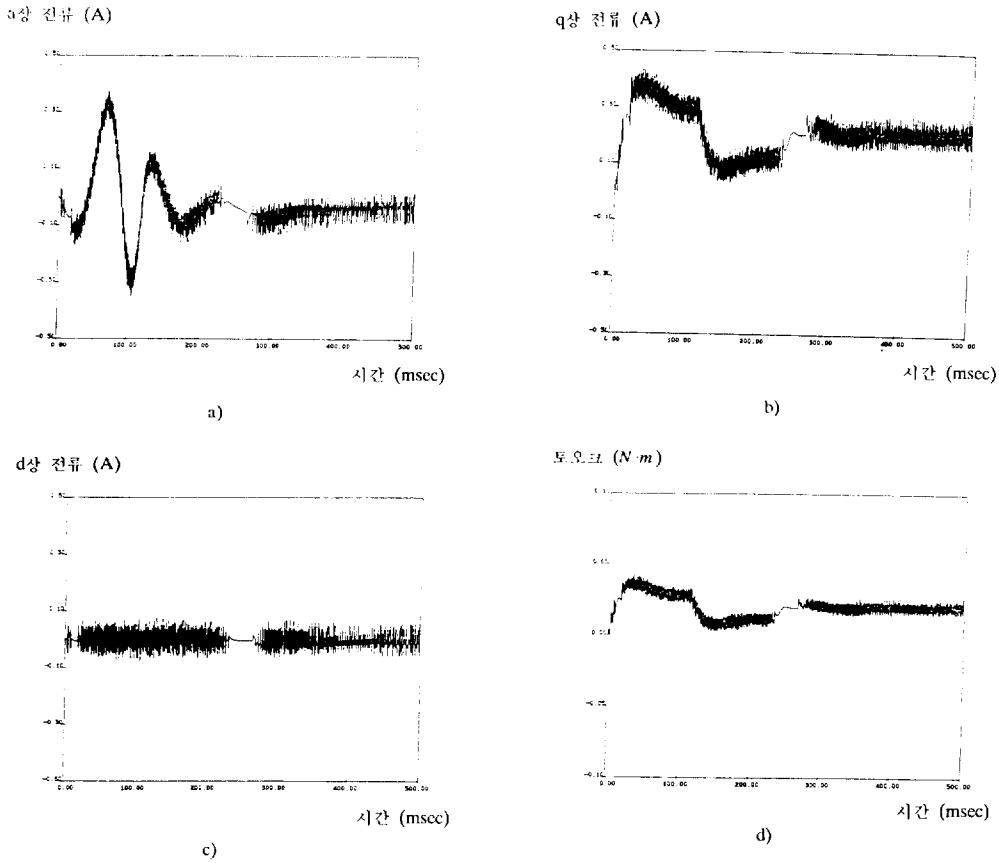


그림 11 a) a상 전류(i_{as}), b) q상 전류(i_{qs}) c) d상 전류(i_{ds}) d) 토오크 : 시뮬레이션 결과

Fig. 11 a) a-axis current (i_{as}), b) q-axis current (i_{qs}) c) d-axis current (i_{ds}) d) Torque (T_e) : simulation result.

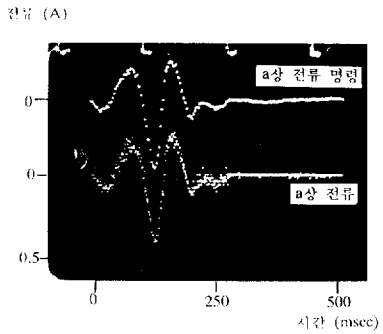


그림 12 a상 전류 명령(i_{ac})과 a상 전류(i_{as}) : 실험결과

Fig. 12 a-axis current command (i_{ac}) & a-axis current (i_{as}) : experimental result.

로 d상 전류의 리플을 줄이는 방법은 앞으로 더 연구할 필요가 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 자화분 전류(i_{ds})를 0 (zero)으로 만들어, 토오크가 토오크분 전류(i_{qs})에만 비례하도록 하여 직류 전동기와 비슷한 특성을 갖도록 하였다.

전류 제어기는 전류 제어시 잡음에 의한 오동작을 없애기 위해 0.05[A]의 히스테리시스 밴드 폭(hysteresis band width)을 주었다. 정상 상태에서의 위치 오차는 회전자의 절대 위치를 나타내는 값의 오차 크기에 좌우되므로, 위치제어의 정밀도를 높이기 위해서는 위치 센서부의 분해능(resolution)을 높여야 한다.

토오크가 토오크분 전류(q상 전류)의 크기 만에 의해 제어되기 위해서는 자화분 전류(d상 전류)를 0으로 만들어야 하는데, 본 시뮬레이션 에서는 0.1[A]의 최대 리플(peak to peak ripple)을 나타내었다. 자화분 전류를 0으로 만들거나, 리플을 줄이는 방법에 대해서는 앞으로 더 연구가 되어져야 할 필요가 있다. 또한 본 연구에서는 q상 전류의 크기만을 조절함으로써 위치 제어를 수행하였는데, q상 전류의 크기와 d상 전류의 크기도 함께 제어한다면 보다 정밀도가 높고 안정화된 위치 제어를 수행할 수 있을 것으로 본다.

참 고 문 헌

1) T. Kenjo & S. Nagamori, Permanent Magnet and Brushless DC Motors, 1984.

2) Paul C. Krause, Analysis of Electric Machinary, 1986, pp 499-534.

3) D.W. Novctny & R.D. Lorentz, Introduciton to Field Orientation and High Performance AC Drives, Turtorial course.

4) P. Pillay & R. Krishnan, "Modeling, Analysis and Simulation of a High Performance, Vector Controlled, Permannent Mahnet Synchronous Motor Drive", IEEE. IAS, 1987, pp 253-261.

5) P. Pillay & R. Krishnan, "Modelling, Simulation and Analysis of a Permanent Magnet Brushless DC Motor Drive", IEEE. IAS, 1987. pp 7-14.

6) Tian-Hua Liu & Chang-Huan Liu, "Microprocessor-Based Motion Control of a Permanent Magnet Synchronous Motor", IECON, 1986, pp 563-568

7) 조 병림, "마이크로 프로세서를 이용한 브러쉬 없는 직류 전동기의 스텝 및 연속 동작 제어", KAIST, 1987.

8) 박민호, 유도 기기, 동명사, 1983. pp 281-284.

9) C.R. Slemon & A. Straughen, Electric Machines, pp 159-161.