

전류측정 데이터를 이용한 브러쉬 없는 직류전동기의 구동토크 예측

A Driving Torque Prediction of Brushless DC Motor by Using the Measured Current Data

변 영 철* 전 혁 수*
Byun, Young-Chul, Jeon, Hyuck-Soo

ABSTRACT

This paper presents an estimation scheme of the external torque applied on the motor by using measured motor input current when the IPM(Interior Permanent Magnet) rotor type BLDC motor operates with constant speed. In general, the BLDC motor is controlled by vector control method. If it could be operated at over critical speed, the control scheme must be modified to flux-weakening control method. The external torque applied on the motor using flux-weakening control method could not be calculated by conventional torque equation because the demagnetizing current I_d exists in the motor input current. In this paper, the commonly used flux-weakening control method is studied and the modified torque estimation scheme is suggested. The estimation scheme has been verified by the simulations and experimental results.

주요기술용어 : BLDC Motor(브러쉬 없는 직류전동기), IPM Motor(내심형 영구자석형 모터), Flux-weakening Control(약계자 제어)

1. 서 론

최근에 들어서 산업 현장에서 전기식 구동장치로 구동되는 기계구조물의 정밀 제어를 위하여 브러쉬 없는 직류전동기가 널리 사용되고 있다. 브러쉬 없는 직류전동기는 기존의 DC 서보 모터가 갖는 선형적인 속도 대 토크 출력특성을 갖고 있으며 구조적으로 DC 서보 모터가 갖는 단점을 보완할 수 있고 토크 대 관성비가 커서 상대적으로 협소한 공간에 설치가 용이

하다. 이러한 특성을 갖는 브러쉬 없는 직류전동기는 회전자로 영구자석을 사용하여 구조적으로 영구자석형 동기전동기와 유사하며 회전자의 형태에 따라 크게 내심형과 표면부착형 영구자석형 전동기로 나뉜다⁽¹⁾. 본 논문에서 연구한 전동기는 내심형 영구자석형으로 표면부착형 영구자석형 전동기에 비해 회전자에 부착된 영구자석이 기계적으로 강인한 구조를 갖고 있어서 고속운전이 가능하다⁽²⁾. 또한 최근 전력전자기술의 발달로 전력소자의 고용량화와 마이크로 제어기의 고성능화로 대용량, 고정밀도의 전기구동장치의 개발이

* 국방과학연구소

현실화되었다. 이러한 전기구동장치는 다양한 형태와 구동조건을 갖는 기계구조물에 적용할 수 있으며 부가적인 장치없이 기계구조물이 전기구동장치에 가하는 토크를 측정하여 전기구동장치의 운용성을 증대시킬 수 있다. 그러나 브러쉬 없는 직류전동기의 구동이 어렵고 드라이브의 운용 또한 복잡하여 기존의 토크 상수를 이용한 외부토크의 추정에는 많은 어려움이 따른다.

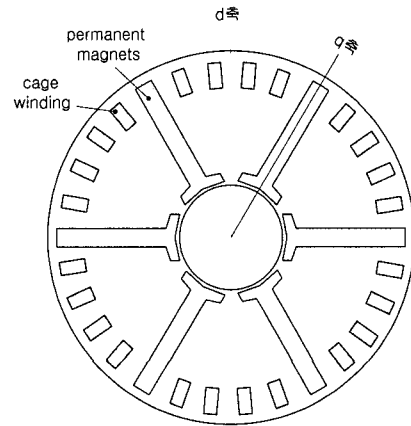
본 논문에서는 일정토크 제어 및 약계자 제어방식으로 구동되는 내심형 영구자석형 브러쉬 없는 직류전동기의 3상에 입력되는 정상상태 전류를 측정하여 전동기에 작용하는 정상상태에서의 외부토크를 이론적인 해석을 통하여 추정하였고 실험으로 검증하였다.

2. 전동기의 수학적 모델링

브러쉬 없는 직류전동기의 고정자는 다상 교류 유도모터와 유사하며 회전자에 사용되는 영구자석은 타 여자 직류전동기의 고정자에 사용되는 영구자석과 기능이 유사하다. 6극 내심형 영구자석형 전동기의 형상은 그림 1과 같다. 브러쉬 없는 직류전동기의 전압식은 회전자에 동기된 d-q축으로 분리하여 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} v_{ds}^r &= r_s i_{ds}^r + p\lambda_{ds}^r - \omega_e \lambda_{qs}^r \\ v_{qs}^r &= r_s i_{qs}^r + p\lambda_{qs}^r + \omega_e \lambda_{ds}^r \end{aligned} \quad (1)$$

식 (1)에서 v_{ds}^r , v_{qs}^r 와 i_{ds}^r , i_{qs}^r 는 각각 d축과 q축에 대한 전압 및 전류성분을 나타내며, r_s 는 고정자의 저항성분이다. ω_e 는 회전자의 속도이며, p 는 미분연산자이다. d축과 q축에 대한 쇄교자속 λ_{ds}^r 와 λ_{qs}^r 은 식 (2)와 같다.



(Fig. 1) Rotor configuration of the interior type motor

$$\begin{aligned} \lambda_{ds}^r &= L_d i_{ds}^r + \lambda_m \\ \lambda_{qs}^r &= L_q i_{qs}^r \end{aligned} \quad (2)$$

여기서, L_d , L_q 는 d축과 q축에 대한 자기인덕턴스이며, λ_m 은 영구자석에 의한 쇄교자속 벡터이다. d-q변환된 전압식을 행렬식으로 나타내면 식 (3)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds} \\ v_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s + pL_d & -L_q \omega_e \\ L_d \omega_r & r_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \end{bmatrix} \quad (3)$$

브러쉬 없는 직류전동기의 전기적인 토크식은 식 (4)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \\ &= \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}] \end{aligned} \quad (4)$$

식 (4)에서 P 는 극수를 나타낸다. 전기적인 토크식인 식 (4)의 우측 식에서 첫째 항은 자속과 고정자 권

선에 흐르는 전류의 상호작용에 의해 발생하는 토크 향이고 두 번째항은 인덕턴스 차이에서 발생하는 릴럭턴스 토크 향으로 표면부착형 전동기인 경우 구조적으로 $L_d = L_q$ 이므로 무시할 수 있으나 내심형 전동기인 경우는 $L_d \neq L_q$ ($L_q > L_d$)이므로 릴럭턴스 토크의 발생으로 표면부착형보다 더 큰 전기적인 토크를 갖도록 전동기를 운전할 수 있다^(3,6). 전기적인 토크와 기계적인 토크 식의 관계식은 식 (5)와 같다.

$$T_e = J_m \ddot{\theta}_r + B_m \dot{\theta}_r + T_L \quad (5)$$

여기서 J_m : 회전자의 관성모멘트,

B_m : 마찰계수,

T_L : 부하토크 이다.

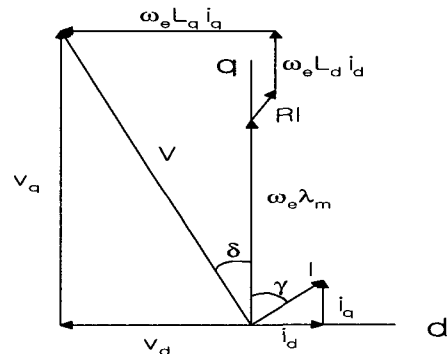
3. 약계자 제어 이론

브러쉬 없는 직류전동기의 구동은 역기전력의 파형에 따라 구형파 구동방식과 정현파 구동방식으로 나뉜다. 정현파 구동방식은 구형파 구동방식에 비해서 토크리플이 적어 부드러운 저속 운전특성과 전류대 최대토크의 발생이 가능하나 인버터의 PWM 제어에 의한 정현파 생성의 어려움과 각 상 전류를 독립적으로 제어하여야 하는 어려움이 따른다. 구동과 구동방식의 제어방식은 간단히 이루어 질 수 있으나 전동기 자체의 제작에 어려움이 따른다⁽³⁾. 전동기의 운전특성 전산모사를 위한 브러쉬 없는 전동기의 모델은 표 1과 같다.

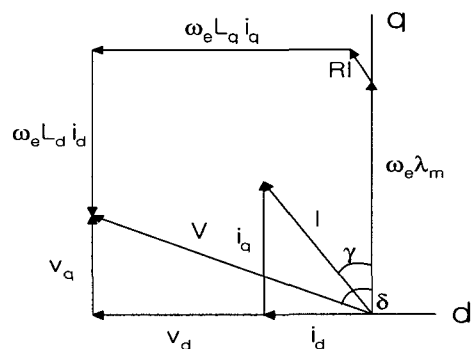
표 1의 브러쉬 없는 직류전동기의 역기전력 파형은 정현파형이며 극 수가 6개인 전동기이다. 내심형 전동기의 일반적인 벡터제어를 위한 벡터도는 그림 2와 그림 3에 나타냈다. 그림 2와 그림 3에서 γ 는 토크각(torque angle)고 δ 는 부하각(load angle) 이다.

(Table 1) Brushless DC Motor Parameters

Parameters	Value
Rated Speed	4150 [rpm]
Peak Line Current	164 [Arms]
Cont. Line Current	52 [Arms]
Rated Torque	24.4 [N·m]
Torque Sensitivity	0.818 [N·m/Arms]
Back EMF(line-line)	0.473 [v·s/rad]
Inductance(line-line)	2.1 [mh]
DC Res.(line-line)	0.076 [Ω]
Rotor Inertia	0.02117 [kg·m ²]
Viscous Damping	0.147 [N·m/krpm]



(Fig. 2) Magnetizing d-axis current phasor diagram ($i_d > 0$ 인 경우)



(Fig. 3) demagnetizing d-axis current phasor diagram ($i_d < 0$ 인 경우)

전류벡터 $\hat{I} = i_d + ji_q$ 이고 d축 성분 전류 $i_d = -I \sin \gamma$ 이고 q축 성분 전류 $i_q = I \cos \gamma$ 이고 토크 각 γ 는 식 (6)으로 나타낼 수 있다.

$$\gamma = \sin^{-1} \frac{-\lambda_m + \sqrt{\lambda_m^2 + 8(L_q - L_d)^2 I^2}}{4(L_q - L_d)I} \quad (6)$$

벡터도 그림 2의 $i_d > 0$ 인 경우 공극 주위에 MMF를 발생시키며 영구자석에 의한 d축 성분의 자속을 증가시키는 역할을 한다. 이 자속에 의해 발생된 q축 성분의 전압 $\omega_e L_d i_d$ 은 역기전력 전압성분 $\omega_e \lambda_m$ 에 더해진다. 벡터도 그림 3의 $i_d < 0$ 인 경우는 $i_d > 0$ 인 경우의 반대로 작용하여 속도가 증가함에 따른 역기전력의 증가를 억제시킬 수 있으므로 전동기의 고속운전이 가능하다. 또한 토크식 (4)에서 알 수 있듯이 킬러턴스 토크항에 의한 토크의 증가효과로 최대 토크운전을 할 수 있다. $i_d = 0$ 인 경우 전류벡터 \hat{I} 는 q축을 따라 움직이며 인버터의 포화전압에 의한 속도 제한으로 고속 운전을 할 수 없다. 따라서 인버터를 이용하여 브러쉬 없는 직류전동기를 최적으로 운전하기 위해서는 $i_d < 0$ 가 되도록 i_d 전류를 제어하여야 한다⁽⁷⁾. 브러쉬 없는 직류전동기의 고속운전시 인버터 전압의 포화에 따라 임계속도가 발생되며 임계속도 이상에서 전동기를 운전시키기 위해서는 그림 4와 같이 약계자(flux weakening) 제어방식을 사용하여야 한다. 따라서 브러쉬 없는 직류전동기의 운전영역은 킬러턴스 토크성분을 이용하는 일정토크영역과 고속운전영역인 일정전력영역으로 나눌 수 있다^(6,8,9).

그림 4의 전류벡터 상에서의 속도에 따른 전압 제한곡선은 식 (7)로 나타낼 수 있다.

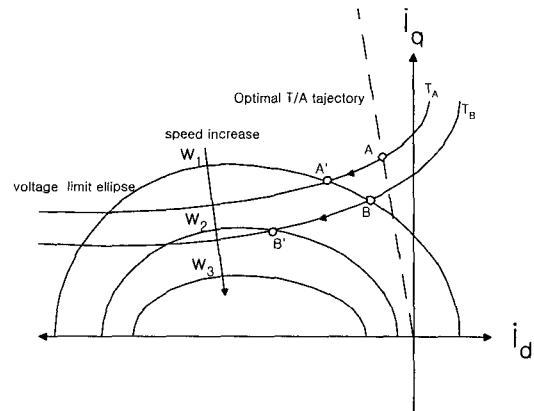
$$\left[\frac{V_o}{X_q} \right]^2 = i_q^2 + \left[\frac{X_d}{X_q} \right]^2 \left[i_d + \frac{\omega_e \lambda_m}{X_d} \right]^2 \quad (7)$$

여기서

$$V_o(\text{max. available voltage}) = (2/\pi) V_{dc}$$

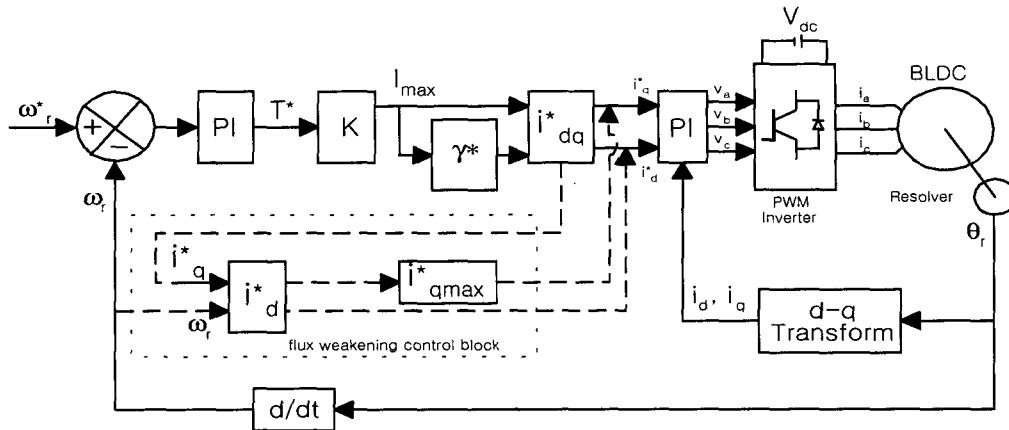
$$X_d (\text{d-axis stator reactance}) = \omega_e L_d$$

$$X_q (\text{q-axis stator reactance}) = \omega_e L_q$$



(Fig. 4) Voltage limit ellipse on $i_d - i_q$ plane imposed on optimal torque per ampere trajectory

그림 4에서 전동기를 일정토크 T_A 상에서 ω_1 운전을 할 경우 최적 토크명령은 전압 범위를 벗어나므로 최대 토크대 전류 운전을 할 수 없다. 그러므로 전류벡터를 A에서 A'로 이동시켜야 한다. 또한 일정토크 선도 T_B 상에서 전동기의 속도를 증가시키기 위하여 전류벡터를 B에서 B'으로 이동시켜야 한다. 이러한 제어 알고리즘은 약계자 제어방식에 의해서 구현될 수 있다. 일정토크 제어영역에서 약계자 제어로의 전환점은 회전자 영구자석에서 발생된 역기전력 상 전압 $\omega_e \lambda_m$ 이 인버터의 최대 유효 상 전압 V_o 와 같게되는 점이다.



(Fig. 5) Schematic of brushless DC motor drive system with flux weakening control

약계자 제어로의 전환은 인버터에 구성된 전력소자의 역기전력에 의한 보호측면에서 보통 $\omega_e \lambda_m < V_o$ 에서 이루어진다⁽⁸⁾. 구조적으로 내심형 영구자석의 돌극효과(salient effect)는 속도가 증가함에 따라 증가된 역기전력을 감소시키는 역할을 하므로 고속운전영역을 확대시킬 수 있다⁽²⁾. 전동기를 임계속도 이상으로 운전시키는 약계자 제어시 d축의 전류명령 i_d^* 를 결정하여야 한다. i_d^* 의 계산식은 식 (8)과 같다⁽¹⁰⁾. 또한 전류 i_d^* 가 결정되면 인버터 용량에 따라 토크성분의 전류 i_{qmax}^* 를 식 (9)와 같이 결정하여야 한다. 전동기의 일 정토크 및 약계자 제어를 위한 제어기 구성도는 그림 5와 같다.

$$i_d^* = \frac{-\lambda_m L_d + \sqrt{\lambda^2 L_d^2 - (L_d^2 - L_q^2)(\lambda_m^2 + L_q^2 i_q^{*2} - (V_o / \omega_e)^2)}}{L_d^2 - L_q^2} \quad (8)$$

$$i_{qmax}^* = \sqrt{I_{max}^2 - i_d^{*2}} \quad (9)$$

브러쉬 없는 직류전동기를 회전자와 동기시켜 운전시키기 위해서는 회전자의 위치에 따라 고정자에 전류를 인가해 주어야 한다. 인버터에서 전동기에 인가되

는 최종적인 전류벡터는 식 (10)으로 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} i_a^* &= I \sin(\theta_r + \gamma) \\ i_b^* &= I \sin(\theta_r + \gamma - 2\pi/3) \\ i_c^* &= I \sin(\theta_r + \gamma + 3\pi/3) \end{aligned} \quad (10)$$

여기서, $I = \sqrt{i_d^{*2} + i_q^{*2}}$ 이다.

4. 전동기의 토크 계산

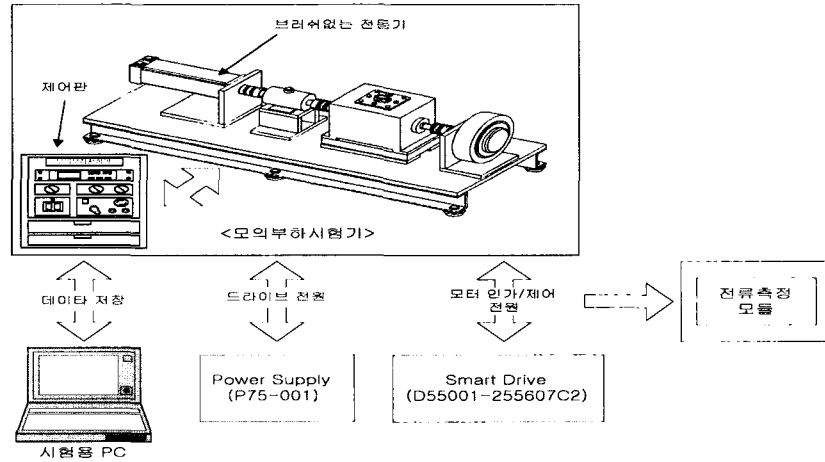
토크상수는 전동기의 전자기적인 특성을 이용하여 전동기의 토크특성을 나타낼 수 있도록 해준다. 직류 전동기인 경우 토크는 전동기에 입력되는 전류에 비례하며 일반적인 직류전동기의 토크 계산식은 식 (11)과 같다.

$$T = K_t \times I \quad (11)$$

여기서 K_t : 토크상수(Nm/A_{rms}),

I : 전동기 입력전류(A_{rms}) 이다.

따라서 전동기에 최종 입력되는 전류를 측정하여



(Fig. 6) Dynamometer system for motor performance testing

전동기에 전달되는 토크를 토크상수를 이용하여 식 (11)과 같이 계산할 수 있다. 식 11에서 알 수 있듯이 일반 벡터제어기법을 사용하는 브러쉬 없는 직류전동기의 토크 생성은 일반 직류전동기의 토크발생 원리와 같으므로 전동기 토크상수를 이용하여 식 (11)로부터 토크를 계산할 수 있다. 임계 속도 이상의 고속에서 운용되는 브러쉬 없는 직류전동기의 경우 앞 절에서 설명한 바와 같이 고속운용시 자속성분 전류 i_d 의 증가로 인하여 일반적인 토크식 식 (11)을 사용하여 토크를 추정할 경우 많은 오차가 발생하게 된다. 약제자 제어이론에 따르면 상전류에는 토크성분 전류 i_q 와 자속성분 전류 i_d 가 모두 포함되어 있으므로 전동기에 작용되는 외부토크는 측정된 상전류에서 자속성분 전류 i_d 를 뺀 토크성분 전류 i_q 에 토크상수를 곱하여 구할 수 있다. 자속성분 전류 i_d 는 속도에 따른 역기전력의 증가를 막아주는 역할을 하며 전동기 회전수에만 의존하는 특성을 갖고 있다. 즉 무부하시 측정된 전류로부터 쉽게 구할 수 있다. 무부하시 토크성분 전류 $(i_q)_n$ 는 무시할 수 있으므로 무부하시 전동기 전류는 $i_n = \sqrt{(i_d)_n^2 + (i_q)_n^2}$ 에서 자속성분의

전류만 남아 전류 $i_n \cong (i_d)_n$ 이 된다. 전동기 특성 및 제어방식을 고려할 때 $i_m = \sqrt{i_d^2 + i_q^2}$ 관계로부터 다음과 같이 외부 토크를 계산할 수 있다.

$$T_a = K_t \times \sqrt{(i_m^2 - i_n^2)} \quad (12)$$

여기서,

i_m : 전동기 입력전류 (A_{rms}),

i_n : 무부하 운전시 전동기 입력전류 (A_{rms})이다.

식 (12)에서 i_m 는 전동기에 입력되는 상전류를 측정하여 얻을 수 있고, 자속성분의 전류 i_n 은 전동기의 무부하 운전시 속도에 따라 발생된 상전류이다.

5. 전산모사 및 시험결과

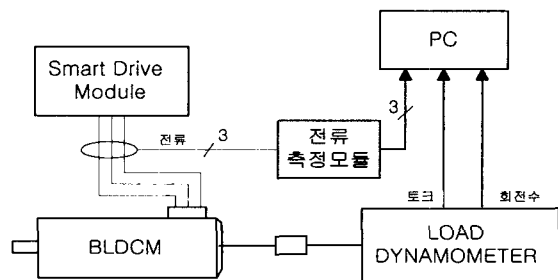
브러쉬 없는 직류전동기의 성능시험을 위하여 그림 6과 같이 모의부하시험기를 제작하였다. 제작된 모의부하시험기는 외부 부하를 얻기 위하여 파워더 브레

이크를 사용하였고, 토크 및 회전수를 측정하기 위하여 토크 미터를 사용하였다. 또한 전동기 각 상에 인가되는 전류를 측정하기 위하여 전류측정 모듈을 구성하였다. 전동기의 구동 및 시험 데이터의 획득은 PC를 이용하였다. 모의부하시험기의 각 구성요소에 대한 성능은 표 2에 나타나 있다. 토크, 회전수 및 전류에 대한 측정기 및 측정위치를 개략적으로 나타내면 그림 7과 같다. 또한 브러쉬 없는 전동기 구동을 위하여 시험에 사용한 서보 드라이브의 성능은 표 3과 같다.

무부하, 정상상태 영역에서 브러쉬 없는 전동기의 속도 변화에 따른 전류특성에 대한 전산모사 및 시험을 수행하였다. 그림 8은 토크성분 전류와 자속성분 전류의 속도에 따른 변화를 보여주고 있다.

(Table 2) Performance of dynamometer

Measurement	Performance
Torque	Capacity: 225 [N·m]
Speed	Max. speed: 10,000 [rpm]
Load	Capacity: 200 [N·m]
Current	Range: 0~±150 [A] Accuracy: ±1 % Linearity: 0.1 % more Response time: 1 [μsec]

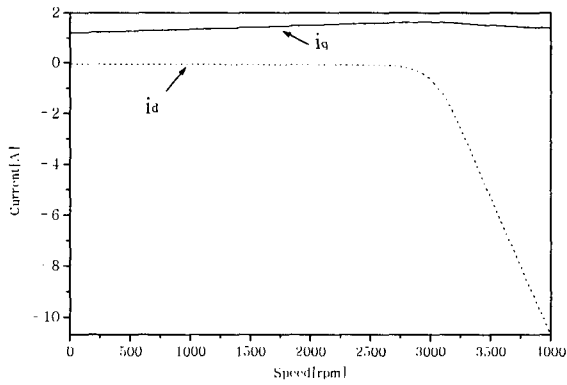


(Fig. 7) Measurement of current, torque and speed for motor testing

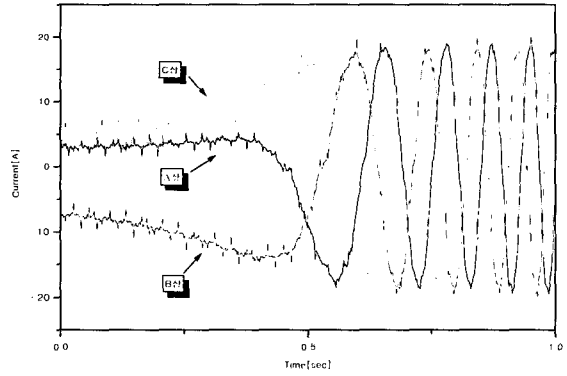
(Table 3) Performance of servo drive

Module	Performance
Amp.	Output volts: 310 [Vdc] Output current: 75 [A]
Controller	Rated current: 55 [A] Max. current: 110 [A] Switching freq.: 10 [kHz] Sinusoidal current control PID/PDF speed controller

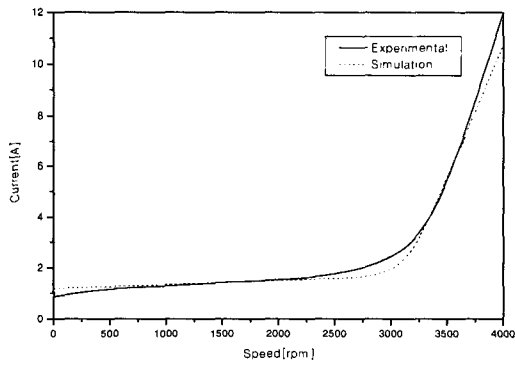
그림 8의 결과에서 알 수 있듯이 3000rpm 근처의 임계속도에서 전동기에 입력되는 자속성분 전류(i_d)가 크게 증가함을 알 수 있다. 이 현상은 임계속도에서 속도를 증가시키기 위하여 약계자 제어를 수행한 결과이다. 그림 9는 일정토크 제어와 약계자 제어 방식으로 전동기를 구동했을 때 상 전류의 측정값 전산모사 결과로서 본 논문에서 제시한 방법이 적절함을 보여주고 있다. 그림 9에서 해석 및 실험상에서 전류 오차는 고속에서 전동기의 인덕턴스 및 쇄교자속의 변화가 있음을 보여주고 있다. 그림 10은 전동기의 토크대 전류 특성을 나타낸 결과이다. 토크대 전류는 선형적인 특성을 나타내고 있으나 3000rpm 이상의 속도에서 속도 증가에 따른 토크대 전류 곡선의 오프셋 현상을 보여주고 있다. 그림 11은 모의부하시험기의 전류측정모듈로 측정된 3상의 전동기 입력 전류이다. 입력 전류의 위상차는 120°이며 각상에 인가되는 정상상태 전류의 rms값은 서로 차이가 없었다. 그림 12와 그림 13은 부하 토크를 각각 10Nm와 25Nm로 인가하였을 때 전속도 영역(0-4000rpm)에서 정상상태 토크이다. 측정토크 및 계산토크의 오차 범위는 ±10% 이내였다. 이 오차는 토크상수 오차 범위에 해당된다. 그림 12와 그림 13은 시험장치의 특성상 고속에서 파우더 브레이크 부하가 일정하게 유지되지 않고 있음을 보여주고 있다.



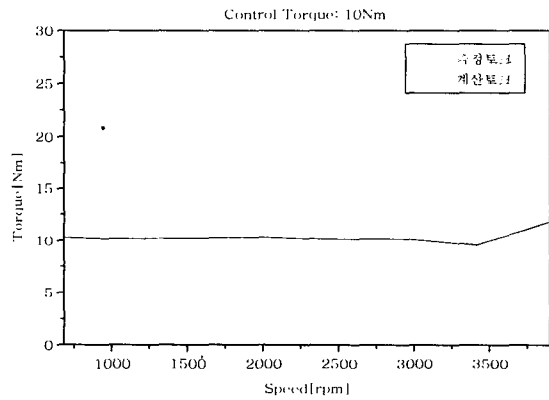
(Fig. 8) Simulation result of motor input current i_d and i_q (no-load)



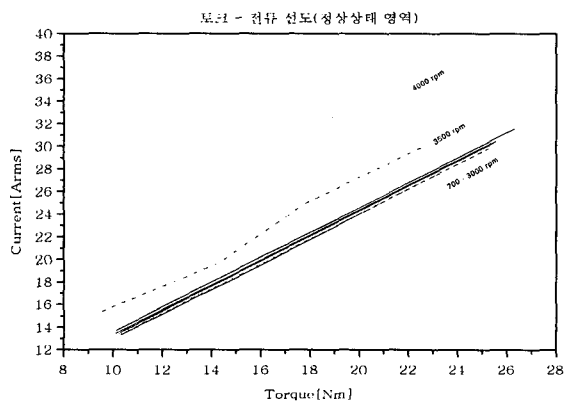
(Fig. 11) Measured current of motor input terminal



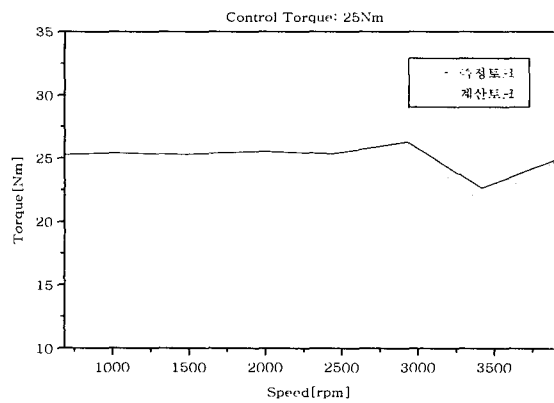
(Fig. 9) Simulation and experimental results of speed-current for brushless DC motor (no-load)



(Fig. 12) Comparing measurement torque with calculated torque for 10Nm load input



(Fig. 10) Experimental results of torque-current



(Fig. 13) Comparing measurement torque with calculated torque for 25Nm load input

6. 결 론

본 논문에서는 일반적인 벡터제어로 도달할 수 있는 최대 임계속도 이상으로 내심형 BLDC 모터를 구동하기 위한 약계자 제어 모델을 수립하고, 약계자 제어시 전동기에 인가되는 전류 특성을 전산모사 및 실험을 통하여 고찰하였다. 전동기 및 제어기 특성에 따라 전동기에 입력되는 전류성분이 토크성분(i_q)과 고속운전에 따른 자속성분(i_d)으로 구성되어 있음을 확인하였다. 정상상태에서 일정토크 제어 및 약계자 제어 방식으로 구동되는 브러쉬 없는 직류전동기에서 측정된 상전류로부터 전동기에 작용되는 외부 부하 토크를 예측하는 방법을 제시하였다. 실험 및 전산모사 해석을 통하여 제시된 방법이 $\pm 10\%$ 의 오차 범위내에서 토크를 예측할 수 있음을 확인하였다.

참 고 문 헌

1. T. J. E. Miller, "Brushless Permanent- Magnet and Reluctance Motor Drives", Oxford Press, 1989.
2. T.M. Jahns, G.B. Kliman and T.W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. IA-22, No. 4, 1986, pp. 738-747.
3. P. Pillay and R.Krishnan, "Application Characteristics of Permanent Magnet Synchronous and Brushless dc Motors for Servo Drives", IEEE Trans. on Ind. App., Vol 27, No. 5, 1991, pp. 986-996.
4. J.R. Hendershot Jr. and T.J.E. Miller, "Design of Brushless Permanent-Magnet Motors", Oxford Press, 1994.
5. S.A. Nasar and I. Boldea, "Electric Machines Dynamics and Control", CRC Press, 1993.
6. S.A. Nasar, I. Boldea and L.E. Unnewehr, "Permanent Magnet, Reluctance, and Self-Synchronous Motors", CRC Press, 1993.
7. S. Morimoto, Y. Tageda, T. Hirasa and K. Taniguchi, "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 26, No. 5, 1990, pp. 866-871.
8. T.M. Jahns "Flux-Weakening Regime Operation of an Interior Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. IA-23, No. 4, 1987, pp. 681-689.
9. S.R. Macmim and T.M. Jahns, "Control Techniques for Improved High-Speed Performance of Interior PM Synchronous Motor Drives", IEEE Trans. on Ind. App., Vol. 27, No. 5, 1991, pp. 997-1004.
10. 윤병도, 이윤호, 이병승, "내심형 영구자석 동기전동기의 약계자 제어에 의한 고속 운전", Trans. KIEE, Vol. 44, No. 8, 1995.