

## 쇄교자속 추정에 의한 브러쉬없는 직접 구동용 전동기의 순시 토오크제어

김현수\*, 정세교, 김경화, 윤명중

한국과학기술원 전기 및 전자공학과

## Instantaneous Torque Control of Brushless Direct Drive Motor With Linkage Flux Estimation

Hyun-Soo Kim, Se-Kyo Chung, Kyeong-Hwa Kim, and Myung-Joong Youn

Department of Electrical Engineering, KAIST

**Abstract :** In order to reduce the torque pulsation caused by non-sinusoidal flux distribution of the brushless direct drive motor (BLDDM), a new torque control technique is proposed. The linkage flux of the BLDDM is first estimated by using the model reference adaptive system (MRAS) technique and the instantaneous torque of the BLDDM is then estimated from the mathematical model including this estimated linkage flux. By using the estimated instantaneous torque of the BLDDM, the minor torque control loop to suppress the undesirable torque pulsation is designed. To show the effectiveness of the proposed control scheme, the simulations and experiments are carried out for the DSP-based BLDDM drive system with a power rate of 120W. It is well demonstrated from these results that the torque and speed control performance of the BLDDM is much improved by employing the proposed control scheme.

### 1. 서론

브러쉬없는 직류 전동기는 빠른 속도와 작은 토오크의 특성을 가지는 반면 일반적인 기계적 부하(Mechanical Load)는 느린 속도와 큰 토오크를 요구한다. 직접 구동용 전동기(Direct Drive Motor; DDM)은 이러한 기계적 특성을 만족시키면서 백래쉬(Backlash), 큰 마찰력 그리고 느린 응답특성 등 감속기어에 의한 문제점을 해결한다[7]. 그러나 감속 기어가 없으므로 부하 토오크의 변화나 관성모멘트의 변화 등 외란의 영향이 기어에 의해 감쇄되지 않고 전동기 축에 바로 전달된다[3]. 공극자속의 고조파와 비정현적인 상전류와의 상호작용에 의한 토오크 맥동도 부하에 바로 전달되며 저속에서는 그 영향을 무시할 수 없게 된다[6][8]. 따라서 저속 동작에서는 토오크 맥동을 최소화하는 토오크 제어가 필요하다. 토오크 맥동을 줄이고자 역기전력과 상전류의 최적조합을 이용하거나[7][8], RLSM(Recursive Least Square Method)을 사용해 정확한 쇄교자속값을 찾아 이를 토오크제어에 이용하는 방법 등이 행하여졌다[4]~[6].

본 논문에서는 쇄교자속을 추정하고 추정된 쇄교자속값과 측정된 전류 값 그리고 측정된 위치 정보로 전동기에 유기되는 토오크를 계산하고 이를 이용해 전동기에 토오크 명령 값과 같은 토오크를 발생시킬 수 있는 전압 베티를 인버터(Inverter)에 가해 주는 토오크 제어기를 제안한다. 쇄교자속은 모델 기준 적용 제어기법(Model

Reference Adaptive Control)을 통해 추정하고 추정된 쇄교자속 값은 온라인(On-line)으로 전동기에 유기된 토오크 계산과 전압 베티의 계산에 사용된다. 제안된 토오크 제어기는 디지털 신호 처리 소자와 소프트웨어로 구현하였다. PI 동기형 전류제어기를 비교대상으로 제안한 토오크 제어기의 토오크제어와 속도제어의 성능을 시뮬레이션과 실험으로 토오크 제어와 속도 제어의 성능향상을 검증하였다.

### 2. 브러쉬없는 직류 전동기의 모델링

브러쉬없는 직류 전동기의 전압식은 다음과 같다[1].

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \mu_{abc} \quad (2.1)$$

여기서,  $v_{abc}$ ,  $i_{abc}$ ,  $\mu_{abc}$ , 그리고  $R_s$ 는 각각 고정자전압, 전류, 자속, 그리고 저항이다. 영구자석을 일정한 전류  $i_g$ 가 흐르는 가상의 권선이라고 가정을 하면 자속과 전류의 관계식은 다음과 같다:[6]

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ax} \\ \lambda_{bx} \\ \lambda_{cx} \\ \lambda_f \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & M_{ab} & M_{ac} & M_{af} \\ M_{ba} & L_{bb} & M_{bc} & M_{bf} \\ M_{ca} & M_{cb} & L_{cc} & M_{cf} \\ M_{fa} & M_{fb} & M_{fc} & L_{ff} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ax} \\ i_{bx} \\ i_{cx} \\ i_f \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

여기서  $L_{xx}$ 는  $x$ 상의 자기 인덕턴스(self inductance)이고  $M_{xy}$ 는  $x$ 상과  $y$ 상 사이의 상호 인덕턴스(mutual inductance)이다. 전동기에 유기되는 토오크는 에너지보존법칙에 근거한 에너지 방법(Energy method)으로 다음과 같이 유도할 수 있다:[1][6]

$$T_e = P \left[ \frac{1}{2} \left( i_{ax}^2 \frac{dL_{aa}}{d\theta_r} + i_{bx}^2 \frac{dL_{bb}}{d\theta_r} + i_{cx}^2 \frac{dL_{cc}}{d\theta_r} \right) + \left( i_{ax} i_{bx} \frac{dM_{ab}}{d\theta_r} + i_{bx} i_{cx} \frac{dM_{bc}}{d\theta_r} + i_{cx} i_{ax} \frac{dM_{ca}}{d\theta_r} \right) + \left( i_{ax} i_f \frac{dM_{af}}{d\theta_r} + i_{bx} i_f \frac{dM_{bf}}{d\theta_r} + i_{cx} i_f \frac{dM_{cf}}{d\theta_r} \right) \right]. \quad (2.3)$$

여기서  $P$ 와  $\theta_r$ 은 각각 회전자의 자극수(number of pole pair)와 전기적 각변위이다. 전동기와 부하의 기계적 관계식은

$$T_e = J \left( \frac{1}{P} \frac{d}{dt} \omega_r + B_m \left( \frac{1}{P} \right) \omega_r + T_L \right) \quad (2.4)$$

이다. 여기서  $J$ ,  $B_m$ ,  $T_L$ , 그리고  $\omega_r$ 은 각각 관성모멘트, 점성마찰계수, 부하 토오크, 그리고 회전자의 전기적 각속도이다.

3상의 전압식을 회전자 기준축으로 변환하면 다음과 같다:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p \lambda_{ds} - \omega_r \lambda_m \quad (2.5a)$$

$$v_{m} = R_s i_{ds} + p \lambda_m + \omega_r \lambda_{ds}. \quad (2.5b)$$

여기서  $v_{ds}$  과  $v_m$ 은 d축과 q축의 전압,  $i_{ds}$  과  $i_m$ 은 d축과 q축의 전류,  $\lambda_{ds}$  과  $\lambda_m$ 은 d축과 q축의 쇄교자속이고 다음과 같다:

$$\lambda_{ds} = L_{dd} i_{ds} + M_{dq} i_{m} + M_{qd} i_{ds} \quad (2.6a)$$

$$\lambda_m = L_{m0} i_{m} + M_{md} i_{ds} + M_{qd} i_{ds}. \quad (2.6b)$$

여기서 고조파의 영향을 고려한 인덕턴스는 다음과 같이 나타난다.[6]

$$L_{dd} = L_{dd0} + L_{dd6} \cos 6\theta_r + L_{dd12} \cos 12\theta_r + \dots \quad (2.7a)$$

$$M_{dq} = M_{dq0} \sin 6\theta_r + M_{dq12} \sin 12\theta_r + \dots \quad (2.7b)$$

$$M_{qd} = M_{qd0} + M_{qd6} \cos 6\theta_r + M_{qd12} \cos 12\theta_r + \dots \quad (2.7c)$$

$$L_{m0} = L_{m00} + L_{m06} \cos 6\theta_r + L_{m012} \cos 12\theta_r + \dots \quad (2.7d)$$

$$M_{dd} = M_{dd0} \sin 6\theta_r + M_{dd12} \sin 12\theta_r + \dots \quad (2.7e)$$

$$M_{qd} = M_{qd0} \sin 6\theta_r + M_{qd12} \sin 12\theta_r + \dots \quad (2.7f)$$

3상 Y-결선회로에서는 3차와 그의 배수의 고조파가 내부적으로 상쇄되므로 1차, 5차, 7차, 11차, 13차, … 의 고조파 성분만 남는다. 따라서, 회전자 기준축에서의 인덕턴스는 식(2.7)처럼 6차와 그의 배수의 고조파만 남게 된다. 위 관계로부터 토오크식은 다음과 같이 얻어진다:

$$T_e = \frac{3}{2} P \left[ \left( \frac{dL_{dd}}{d\theta_r} i_{ds} + \frac{dM_{dq}}{d\theta_r} i_m + \frac{dM_{qd}}{d\theta_r} i_{ds} - \lambda_m \right) i_{ds} \right. \\ \left. + \left( \frac{dL_{m0}}{d\theta_r} i_m + \frac{dM_{dd}}{d\theta_r} i_{ds} + \frac{dM_{qd}}{d\theta_r} i_{ds} + \lambda_{ds} \right) i_m \right]. \quad (2.8)$$

높은 토오크를 내는 영구자석형 전동기에서는 고정자 권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스에 의해 유기되는 토오크는 영구자속에 의해 발생되는 토오크보다 훨씬 작다. 따라서, 고정자 권선의 자기 인덕턴스와 상호 인덕턴스는 다음과 같이 얻어진다.[10] 이 때 토오크와 전류의 관계는

$$T_e = \frac{3}{2} P [K_{dd} i_{ds} + K_{qd} i_{ds} + (L_{dd0} - L_{m00}) i_m i_{ds}] \quad (2.9)$$

으로 나타낼 수 있다. 여기서,

$$K_{dd} = K_{d0} + K_{d6} \cos 6\theta_r + K_{d12} \cos 12\theta_r + \dots \quad (2.10a)$$

$$K_{qd} = K_{q0} + K_{q6} \sin 6\theta_r + K_{q12} \sin 12\theta_r + \dots \quad (2.10b)$$

그리고

$$K_{dd} = M_{dd} i_{ds}, \quad K_{d0} = (6M_{d06} + M_{d00}) i_{ds}, \quad K_{d12} = (12M_{d012} + M_{d00}) i_{ds}, \dots$$

$$K_{qd} = 0, \quad K_{q0} = (6M_{q06} + M_{q00}) i_{ds}, \quad K_{q12} = (12M_{q012} + M_{q00}) i_{ds}, \dots$$

이다. 위의 관계식으로부터 회전자 기준축으로 변환된 전압식은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{dd0} \frac{di_{ds}}{dt} - L_{m00} i_m \omega_r + K_{qd} \omega_r, \quad (2.11a)$$

$$v_m = R_s i_m + L_{m00} \frac{di_m}{dt} + L_{dd0} i_{ds} \omega_r + K_{dd} \omega_r. \quad (2.11b)$$

### 3. 쇄교자속 추정에 의한 토오크 제어기 설계

#### 3.1 쇄교자속 추정 알고리즘

모델 기준 적용 제어시스템은 추정되어야 할 기준 모델(Reference Model)과 적용 메커니즘에 의해 추정된 파라메타로 구성된 가변모델(Adjustable Model) 또는 추정 모델(Estimation Model) 그리고 이들의 오차로 가변모델의 파라메타가 기준 모델의 파라메터를 추종하게 하는 적용 메커니즘 시스템으로 구성되어 있다.

제안한 알고리즘은 브러쉬없는 직류 전동기의 기준 모델로 하고 이의 nominal값을 초기치로 하는 외란이 없는 전동기의 모델을 가변모델로 했다. 벡터 제어에 의해서 선형

화된 브러쉬없는 직류 전동기의 모델은

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{dd0} \frac{di_{ds}}{dt} + K_{dd} \omega_r, \quad (3.1)$$

이다. 가변모델은 다음과 같이 설정했다:

$$u_{ds} = R_m i_{ds} + L_{m00} \frac{di_{ds}}{dt} + R_d \omega_r. \quad (3.2)$$

가변 모델의 입력을

$$u_{ds} = v_{ds} + g_1 (i_{ds} - \hat{i}_{ds})$$

라 둔다. 여기서  $g_1$ 은 추정 이득(Estimation Gain)이고 양의 상수이다. 식(3.1)과 식(3.2)으로부터 다음과 같은 식을 얻을 수 있다:

$$R_s e + L_{dd0} \frac{de}{dt} + \Delta R_s \hat{i}_{ds} + \Delta L_{dd0} \frac{d}{dt} \hat{i}_{ds} + \phi \omega_r = -g_1 e. \quad (3.3)$$

여기서,

$$e = i_{ds} - \hat{i}_{ds}, \quad \phi = K_{dd} - \hat{K}_{dd}$$

$$\Delta R_s = R_s - R_m, \quad \Delta L_{dd0} = L_{dd0} - L_{m00}$$

이다. 전동기의 저항과 인덕턴스가 nominal값과 차이가 없다고 가정하면 식(3.3)은

$$L_{dd0} \dot{e} + (R_s + g_1) e + \omega_r \phi = 0 \quad (3.4)$$

이 된다. Lyapunov function candidate를

$$V(e, \phi) = \frac{g_2 e^2 + \phi^2}{2} \quad (3.5)$$

라 두고 이를 시간  $t$ 에 대하여 미분을 하면

$$V(e, \phi) = g_2 e \dot{e} + \phi \dot{\phi}$$

$$= -g_2 \frac{R_s + g_1}{L_{dd0}} e^2 + \phi (\dot{\phi} - g_2 \frac{\omega_r}{L_{dd0}} e) \quad (3.6)$$

이 된다. 여기서  $g_2$ 는 양의 상수이다. 안정성을 보장하기 위하여

$$\dot{\phi} = g_2 \frac{\omega_r}{L_{dd0}} e \quad (3.7)$$

라 들 수 있다. 샘플링 주기  $T_s$ 가 128μsec로 매우 짧으므로 다음과 같이 이산화(discretize)할 수 있다:

$$\phi(k+1) = \phi(k) + g_2 \frac{\omega_r T_s}{L_{dd0}} e(k). \quad (3.8)$$

또한 한 샘플링 주기 동안의 쇄교자속의 변화는 거의 없다고 가정할 수가 있다.  $K_{dd}(k+1) = K_{dd}(k)$ 라고 가정을 하면 식(3.8)에서 다음과 같은 개선 법칙(Update law)을 구할 수 있다:

$$\hat{K}_{dd}(k+1) = \hat{K}_{dd}(k) - g_2 \frac{\omega_r T_s}{L_{dd0}} e(k). \quad (3.9)$$

여기서  $g_2$ 는 적응 이득이며 양의 상수이다. 적응 이득  $g_2$ 가 클수록 잘 추정할 수 있으나 실제 실무 시에는  $g_2$ 가 너무 크면 측정 시 생긴 잡음이나 정확하지 않은 파라메터의 영향이 너무 커져 오히려 발산해 버릴 수가 있다. 그러나 본 논문은 동작 속도가 느린 경우의 문제를 하기 위한 것이어서  $g_2$ 값이 그리 크지 않아도 잘 추정할 수 있다.  $g_2$ 값은 시행착오를 거쳐 적당한 값을 선정되어야 한다.

#### 3.2 토오크 제어기 설계

앞에서 설명하였듯이 예측형 전류제어기는 파라메터에 대한 정보가 정확하면 우수한 전류제어 성능을 지닌다. 본 절에서는 예측형 전류제어기를 응용한 토오크 제어기를 제안한다.

제 2장에서 구한 브러쉬없는 직류 전동기의 d-q 모델은 다음과 같다:

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + L_{dd0} \frac{di_{ds}}{dt} - \omega_r L_{dd0} i_m + K_{dd} \omega_r, \quad (3.10a)$$

$$v_m = R_s i_m + L_{m00} \frac{di_m}{dt} + \omega_r L_{dd0} i_{ds} + K_{dd} \omega_r, \quad (3.10b)$$

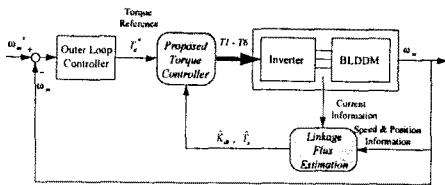


그림 1. 제안된 토오크제어기를 사용한 BLDDM의 속도 제어 시스템

이를 샘플링 주기  $T_s$ 가 충분히 작다고 가정을 하고 이산화 (discretizing)하면

$$v_{d\delta}(k) = R_s i_{d\delta}(k) + \frac{L_{d\delta}}{T_s} [i_{d\delta}(k+1) - i_{d\delta}(k)] \\ - \omega_r(k) L_{q\delta} i_{q\delta}(k) + K_q \omega_r(k) \quad (3.11a)$$

$$v_{q\delta}(k) = R_s i_{q\delta}(k) + \frac{L_{q\delta}}{T_s} [i_{q\delta}(k+1) - i_{q\delta}(k)] \\ + \omega_r(k) L_{d\delta} i_{d\delta}(k) + K_d \omega_r(k) \quad (3.11b)$$

이 된다. 여기서  $k+1$  스텝에서 추종해야 할 전류 명령은  $i^*(k+1)$ 이므로 이를  $i(k+1)$  대신 사용하면  $k$  스텝에서의 이상적인 전압 명령을 구할 수 있다. 이러한 방법으로 구한 전압 명령은 다음과 같다:

$$v_{d\delta}^*(k) = R_s i_{d\delta}(k) + \frac{L_{d\delta}}{T_s} [i_{d\delta}^*(k+1) - i_{d\delta}(k)] \\ - \omega_r(k) L_{q\delta} i_{q\delta}(k) + K_q \omega_r(k) \quad (3.12a)$$

$$v_{q\delta}^*(k) = R_s i_{q\delta}(k) + \frac{L_{q\delta}}{T_s} [i_{q\delta}^*(k+1) - i_{q\delta}(k)] \\ + \omega_r(k) L_{d\delta} i_{d\delta}(k) + K_d \omega_r(k) \quad (3.12b)$$

(3.12b)

또 벡터 제어에 의해서 선형화된 모델의 q축 전류와 토크의 관계를 이용하여 전압 명령을 다음과 같이 구할 수 있다:

$$v_{d\delta}^*(k) = R_s i_{d\delta}(k) + \frac{L_{d\delta}}{T_s} [0 - i_{q\delta}(k)] \\ - \omega_r(k) \frac{L_{q\delta}}{3P/2 \hat{R}_d} \hat{T}_e(k) \quad (3.13a)$$

$$v_{q\delta}^*(k) = \frac{R_s}{3P/2 \hat{R}_d} \hat{T}_e(k) + \frac{L_{q\delta}}{3P/2P \hat{R}_d T_s} [T_e^*(k+1) - \hat{T}_e(k)] \\ + \omega_r(k) L_{d\delta} i_{d\delta}(k) + \hat{R}_{d\delta} \omega_r(k) \quad (3.13b)$$

여기서  $\hat{\cdot}$ 는 3.1절에서 추정한 값들이다.

#### 4. 실험 및 시뮬레이션

이 장에서는 3장에서 제안된 토오크 제어기를 사용한 시스템과 쇄교자속의 변화를 고려하지 않은 기존의 전류 제어기를 사용한 시스템을 시뮬레이션과 실험을 통해 비교해보았다. 시뮬레이션은 실험에 사용된 브러시없는 직접 구동용 직류 전동기의 파라미터 값으로 하였다. 쇄교자속의 고조파에 의한 영향을 살펴보기 위해 쇄교자속에 6차와 12차의 고조파 성분이 포함되도록 하였고 그 값은 각각 nominal 값의 5%와 0.25%로 하였다. 기존의 전류제어기는 PI 동기형 전류제어기를 사용하였다. 실험과 시뮬레이션 시 사용된 제어기의 샘플링 주파수는 7.84 KHz이고 DC Link의 전압은 80 V이다.

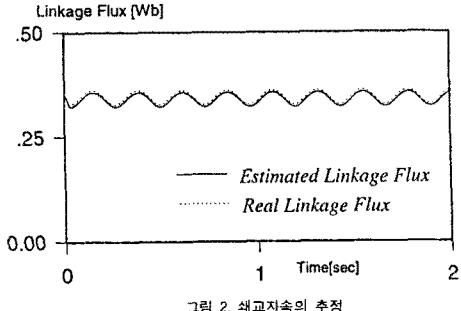


그림 2. 쇄교자속의 추정

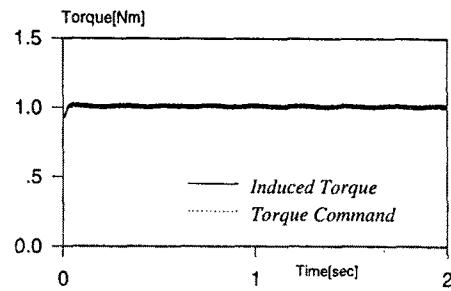


그림 3. 제안된 토오크제어기의 결과

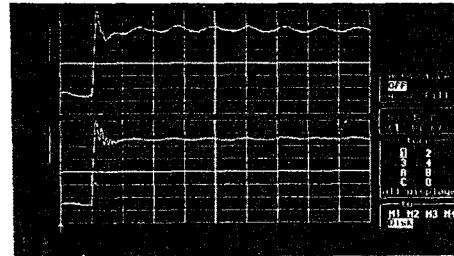


그림 4. 속도응답(위: PI 동기형 전류제어기 사용, 아래: 제안된 토오크제어기 사용, 속도명령 -5rpm → 5rpm)

#### 4.1 쇄교자속 추정 알고리즘의 결과

이 절에서는 모델기준 적용제어기법을 이용한 쇄교자속 추정 알고리즘의 결과를 시뮬레이션을 통해 검증한다. 그림(4.2)은 일정한 토오크 명령(1Nm)을 주었을 때 제안된 토오크제어기를 사용한 시스템에서 쇄교자속의 추정 성능을 본 그림이다. 그림(4.3)은 전동기에 유기되는 토오크의 그림으로써 토오크 명령(1Nm)을 정확히 따라감을 볼 수 있다.

#### 4.2 제안된 토오크 제어기의 실험 결과

이 절에서는 제안된 토오크 제어기를 이용한 브러시 없는 직접 구동용 직류 전동기의 속도제어 결과를 기존의 것과 비교해 보았다. 정상 상태에서는 전동기에 유기되는 토오크는 속도와 거의 비례하므로 속도응답으로 토오크의 상태를 유추할 수 있다. 그림(4.4)은 기존의 제어기와 제안된 제어기로 속도 제어를 할 때 속도 응답이다. 이 때 속도 명령은 5rpm이다. 기존의 제어기를 사용한 시스템의 속도 응답에 나타나는 맥동은 6차 고조파의 토오크 맥동에 의한 것이라 볼 수 있다. 그러나 제안된 제어기를 사용한 시스템의 속도 응답에는 맥동이 거의 없다.

## 5. 결론 및 추후 과제

보려 쉬없는 직접 구동용 전동기 축이 감속 기어 없이 부하에 직접 연결되어 있어 부하 토오크의 변화나 관성모멘트의 변화 등의 외란에 민감하고 쇄교자속의 고조파에 의해 발생되는 토오크 맥동이 속도 응답에 직접 영향을 미친다. 고속에서는 토오크 맥동이 시스템의 관성에 의해 거의 나타나지 않지만 저속에서는 이러한 영향을 무시할 수 없다.

본 논문에서는 쇄교자속의 정확한 값을 추정하고 이를 이용해 토오크 맥동을 줄이는 토오크 제어기를 제안하였다. 모델기준 적응제어기법을 사용해 쇄교자속을 추정하고 추정된 쇄교자속값을 온라인으로 이용해 전동기에 일정한 토오크가 유기되게 하는 토오크 제어기를 사용하였다. 제안된 토오크 제어기를 이용한 시스템과 기존의 전류제어기를 사용한 시스템을 실험과 시뮬레이션을 통해 비교해 보았다. 쇄교자속에 고조파 성분이 포함되어 있을 경우 이를 고려하지 않은 기존의 시스템에서는 유기되는 토오크와 속도 응답에 맥동이 생기는데 반해 제안된 토오크 제어기를 사용한 시스템에서 유기되는 토오크와 속도 응답에 맥동이 거의 없다.

## 6. 참고문헌

- [1] P.C. Krause, *Analysis of Electric Machinery*, McGraw-Hill, New York, 1986.
- [2] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Simulation, and Analysis of Permanent-Magnet Motor Drives, Part I: The Permanent-Magnet Synchronous Motor Drive", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-25, No. 2, pp. 265-273, March/April 1989.
- [3] N. Matsui, T. Makino, and H. Satoh , "Autocompensation of Torque Ripple of Direct Drive Motor by Torque Observer", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-29, No. 1, pp. 187-194, Jan./Feb. 1993.
- [4] T.H. Lee, T.S. Low, K.J. Tseng, and H.K. Lim, "An Intelligent Indirect Dynamic Torque Sensor for Permanent Magnet Brushless DC Motor", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. IE-41, No. 2, pp. 191-200, April 1994
- [5] T.S. Low, T.H. Lee, K.J. Tseng, and K.S Lock, "Servo Performance of a BLDC Drive with Instantaneous Torque Control", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-28, No. 2, pp. 455-462, March/April 1992.
- [6] T.S. Low, K.J. Tseng, T.H. Lee, K.W. Lim, and K.S. Lock, "Strategy for The Instantaneous Torque Control of Permanent-Magnet Brushless DC Drives", IEE Proc. Vol. 137, Pt. B, No. 6, pp. 355-363, November 1990.
- [7] B.H. Ng, M.F. Rahman, T.S. Low, and K.W. Lim, "An Investigation into the Effects of Machine Parameters on Torque Pulsation in a Brushless DC Drive", IECON '88, pp. 749-754.
- [8] H. Le-Huy, R. Perret, and R. Feuillet, "Minimization of Torque Ripple in Brushless DC Motor Drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-22, No. 4, pp. 748-755, Jul/Aug. 1986.
- [9] G. Pfaff, A. Weschta, and A. Wick, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive", IEEE Trans. Ind. Appl. Vol. IA-20, No. 4, pp. 814-821, July/August 1984.