

약계자 제어에 의한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어

(Maximum Torque Control of IPMSM Drive with Field Weakening Control)

김종관 · 박기태 · 정동화* · 차영두

(Jong-Gwan Kim · Gi-Tae Park · Dong-Hwa Chung · Young-Doo Cha)

요 약

본 논문에서는 고속 드라이브를 위하여 IPMSM의 약계자 영역에서 최대 토크제어를 제시한다. 최대 토크동작을 위하여 최적 d 축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 최대 토크를 발생하기 위하여 전류 조절기의 출력인 인버터의 출력전압은 DC 링크전압을 최대로 이용한다. 제어모드의 원활한 전이는 지령신호에 기초하여 자동적으로 수행한다. 본 논문에서 제시한 최대 토크제어로 IPMSM 드라이브에 적용시험을 한다. 그리고 시험결과의 응답특성을 다양하게 분석하여 본 논문의 타당성을 입증한다.

Abstract

Interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) has become a popular choice in electric vehicle applications, due to their excellent power to weight ratio.

The paper is proposed maximum torque control of IPMSM for high speed drive. The control method is applicable over the entire speed range and considered the limits of the inverter's current and voltage rated value. For each control mode, a condition that determines the optimal d -axis current i_d for maximum torque operation is derived.

The proposed control algorithm is applied to IPMSM drive system for high speed drive, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail by experiment.

Key Words : IPMSM Drive, Maximum Torque Control, Field Weakening Control, High Speed

1. 서 론

최근 IPMSM(Interior Permanent Magnet Motor)는 일정 토크동작이 요구되는 서보 드라이브 및 일정 전력동작이 요구되는 전기자동차와 스피들 드라

이브 등 산업용 드라이브 분야에 다양하게 적용되고 있다. IPMSM은 영구자석을 회전자 철심에 매입하여 기계적으로 강인한 회전자 구조로 설계되어 있다. 그리고 회전자는 돌극성이고 유효 공극은 작아 전기자반작용 효과가 현저한 장점이 있으나 자속의 직접 제어가 불가능하다. 이러한 특성 때문에 일정 토크 영역과 자속을 감소시켜 고속까지 운전할 수 있는 일정 출력영역에서 용이하게 동작할 수 없다.

그러나 공극자속을 d 축 전기자반작용에 의한 감

* 주저자 : 순천대학교 정보통신공학부 교수
Tel : 061-750-3543, Fax : 061-750-3508
E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr
접수일자 : 2005년 8월 18일
1차심사 : 2005년 8월 19일
심사완료 : 2005년 9월 12일

약계자 제어에 의한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어

자작용의 영향에 의해 약화시킬 수 있는 약계자 제어가 가능하다[1-4].

고속과 과도동작에서 동작조건은 d, q 축 전류에 의존하며 이 전류의 조합을 적절하게 선정하여 제어하면 최대토크를 얻을 수 있다. 기저속도 이하에서는 MTPA(Maximum Torque per Ampere)에서 동작시키고 기저속도 이상이 되면 약계자 제어를 수행하며 최대 전압한계 내에서 최대 토크로 운전이 가능하다.

Morimoto는 피드포워드 비간섭 제어기에 의해 전압보상기와 전류제어기를 약계자 운전을 위하여 제시하였다[5]. 이 전압보상기는 동작조건을 동조할 경우 양호하게 동작할 수 있다. 그러나 온도의 상승과 DC 링크전압 등이 변화하여 영구자석의 자속이 약화되는 특별한 전압오차가 발생한다면 전압보상기의 부적절한 동작 때문에 드라이브 시스템의 성능이 약화될 수 있다. Krishnan은 약계자와 토크를 동시제어 [6] 및 Zhu는 온라인으로 수행되는 최적 약계자 제어 [7] 등을 제시하였으나 토크제어는 d, q 축 전류평면의 관점에서 접근하였다. 따라서 매우 고속인 확장된 속도영역의 운전을 효율적으로 할 수 있고 다양한 제어모드의 원활한 전이를 위한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 고속 드라이브를 위하여 IPMSM의 약계자 영역에서 최대 토크제어를 제시한다. 최대 토크동작을 위하여 최적 d 축 전류를 결정하고 이 전류를 각 제어모드에서 사용한다. 최대 토크를 발생하기 위하여 전류 조절기의 출력인 인버터의 출력 전압은 DC 링크전압을 최대로 이용한다. 제어모드의 원활한 전이는 지령신호에 기초하여 자동적으로 수행한다. 본 논문에서 제시한 최대 토크제어로 IPMSM 드라이브에 적용시험을 한다. 그리고 시험 결과의 응답특성을 다양하게 분석하여 본 논문의 타당성을 입증한다.

2. 모델링 및 동작상태

2.1 모델링

그림 1은 IPMSM의 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다.

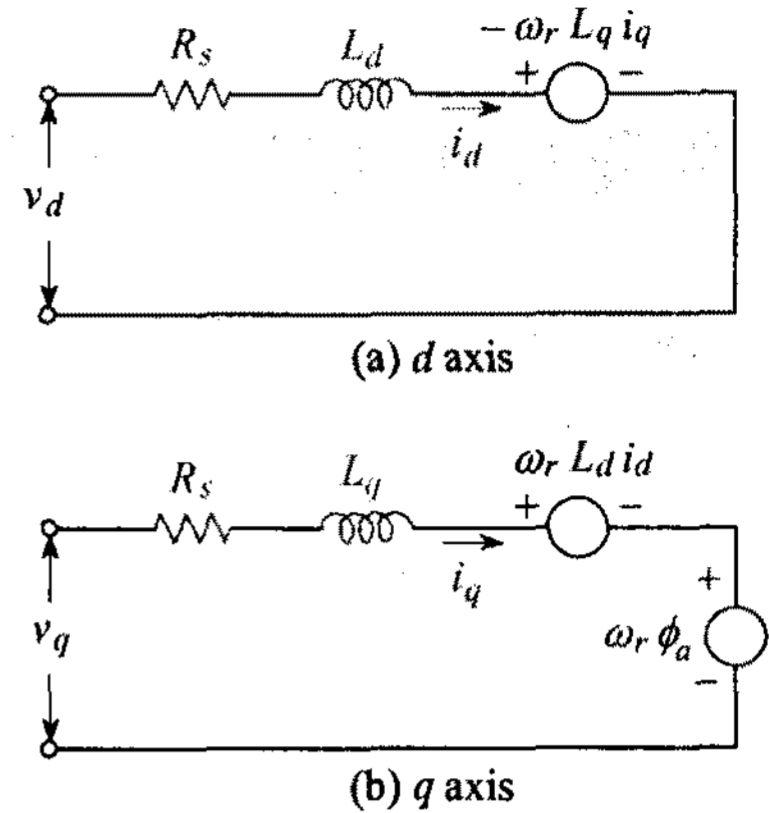


그림 1. IPMSM의 등가회로
Fig. 1. Equivalent circuit of IPMSM

동작특성을 분석하기 위한 IPMSM의 미분 방정식은 다음과 같다[8].

$$p i_d = (v_d - R i_d + \omega_r L_q i_q) / L_d \quad (1)$$

$$p i_q = (v_q - R i_q - \omega_r L_d i_d - \omega_r \phi_a) / L_q \quad (2)$$

$$p \omega_r = (T_e - T_L - B \omega_r) / J \quad (3)$$

식 (1)~(3)을 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_q} & -\frac{\phi_a}{L_q} \\ 0 & \frac{P_n}{J} & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_q \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} i_d \\ \frac{P_n(L_d - L_q)}{J} i_d i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{1}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ T_L \end{bmatrix} \quad (4)$$

여기서, 발생토크는 다음 식으로 표현된다.

$$T_e = \frac{3}{2} P [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \\ = P_n [\phi_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (5)$$

2.2 동작상태

그림 2는 전동기가 정방향으로 운전될 경우 토크-속도 곡선을 나타낸다.

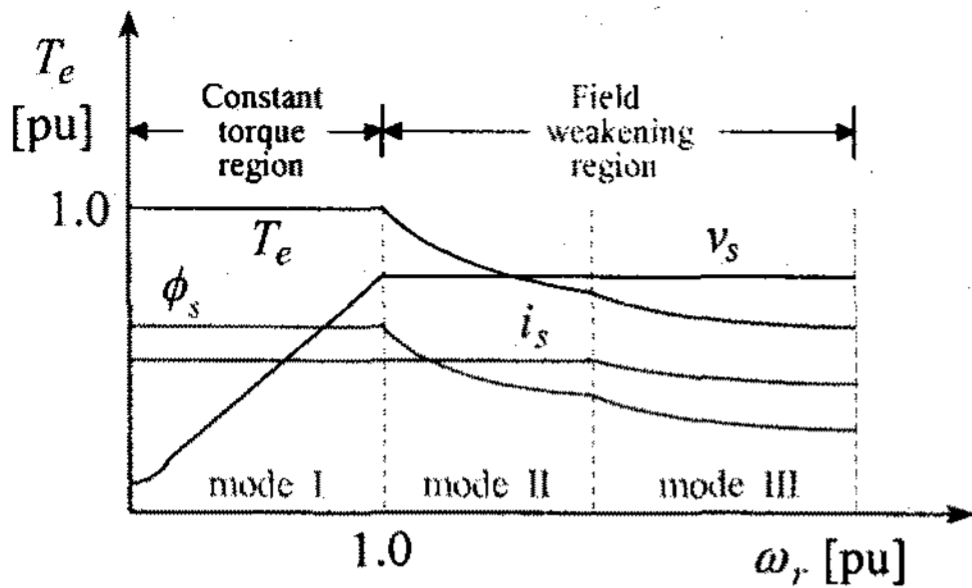


그림 2. 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선
Fig. 2. Torque-speed curve in forward motoring

정방향 전동기의 운전영역을 일정 토크영역(CTR : Constant Torque Region)과 약계자 영역(FWR : Field Weakening Region)으로 분류한다. CTR은 모드 I 구간으로 PWM으로 운전하고 고정자 자속과 전류도 일정하며 전압만 변화한다. FWR은 모드 구간이 두 영역으로 구분되며 모드 II는 일정 출력영역이며 전압과 전류가 일정하고 토크와 자속은 감소한다. 모드 III는 전압만 제한되는 영역이며 전압만 일정하고 고정자 전류, 토크와 자속은 감소한다.

그림 3은 전류와 전압 한계조건에서 전류궤적을 $i_d - i_q$ 평면에 도시하면 성능을 파악할 수 있다.

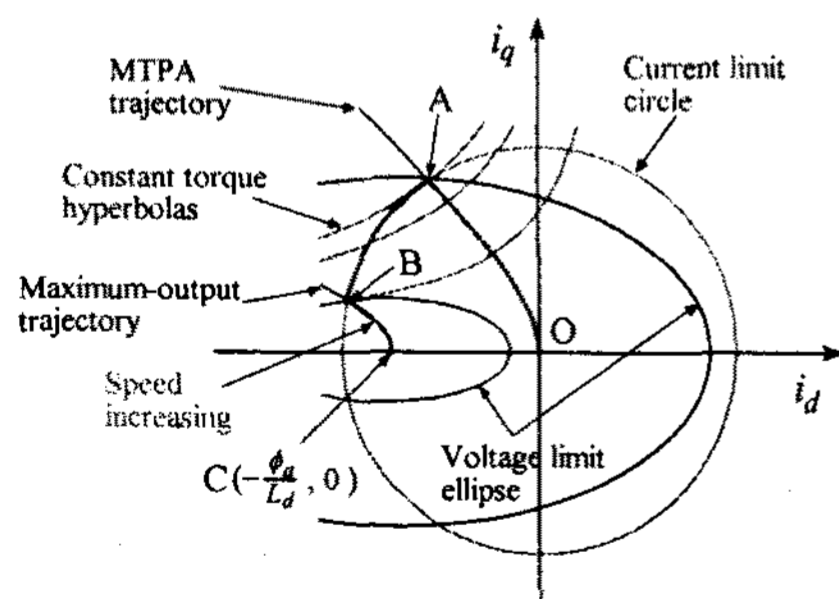


그림 3. $i_d - i_q$ 평면에서 전류궤적
Fig. 3. Current locus in $i_d - i_q$ plane

모드 I ($\omega_r < \omega_1$) : 일정 최대 토크에 의한 전류제한 영역

최대 토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 저속영역이다. 이는 $i_d - i_q$ 평면의 일정 토크궤적에서는 A점과 일치하며 토크궤적은 일정 전류원과 접하게 된다. 전압제한은 모드 I에서

최고의 속도로 정의한다. 이 영역에서는 MTPA (Maximum Torque Per Ampere) 제어를 수행한다.

모드 II ($\omega_1 < \omega_r < \omega_2$): 전류와 전압의 제한영역
전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

모드 III ($\omega_2 < \omega_r$): 전압제한 영역

속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되며 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여 일정 전압이 낮아지게 되어 전압을 충분히 낼 수 없다. 전동기는 일정 토크궤적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉 토크는 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

3. 최대토크 제어

3.1 CTR에서 운전

기저속도 이하에서 전동기의 토크는 주로 최대의 인버터전류에 의해 제한된다. 주어진 전류레벨에서 출력 토크를 최대화하는 방법이 중요하다. 전압과 전류의 제한에 도달하지 않을 경우에도 인버터와 전동기의 손실이 최소가 되는 점에서 요구되는 출력토크를 얻기 위하여 d 와 q 축 전류의 조합을 적절하게 선정하여 기준전류를 발생시켜야 한다.

CTR은 그림 3에서 모드 I에 해당하며 점 C에서 A까지 동작하고 속도는 영에서 인버터의 이용 가능한 최대 출력전압으로 정의된 기저속도까지 확장한다. IPMSM의 돌극성이 있는 전동기는 $L_d < L_q$ 의 조건을 만족하고 토크를 크게 발생하기 위하여 리럭턴스 토크를 이용한다. CTR 영역에서는 전류벡터를 제어하여 MTPA를 발생시킨다.

고정자 전류와 전압은 다음과 같이 나타낸다.

$$v_d^2 + v_q^2 = v_s^2 \tag{6}$$

$$i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \tag{7}$$

최대토크가 되기 위한 조건은 토크 식을 d 축 전

약계자 제어에 의한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어

류로 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0 \quad (8)$$

식 (8)의 조건에서 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{\phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \quad (9)$$

지령속도와 실제속도를 비교하여 그 오차속도를 PI 제어기와 전류 리미터를 이용하여 i_q^* 를 구한다. 식 (8)에서 i_q 는 i_q^* , i_d 는 i_d^* 로 대치하면 i_d^* 에 대한 결과 식을 계산할 수 있다. i_q^* 와 i_d^* 는 SV(Space Vector) PWM을 발생시키게 하며 이 PWM으로 인버터를 구동하여 IPMSM을 제어하게 된다.

CTR에서 운전하는 IPMSM 드라이브 시스템의 블록도는 그림 4와 같다.

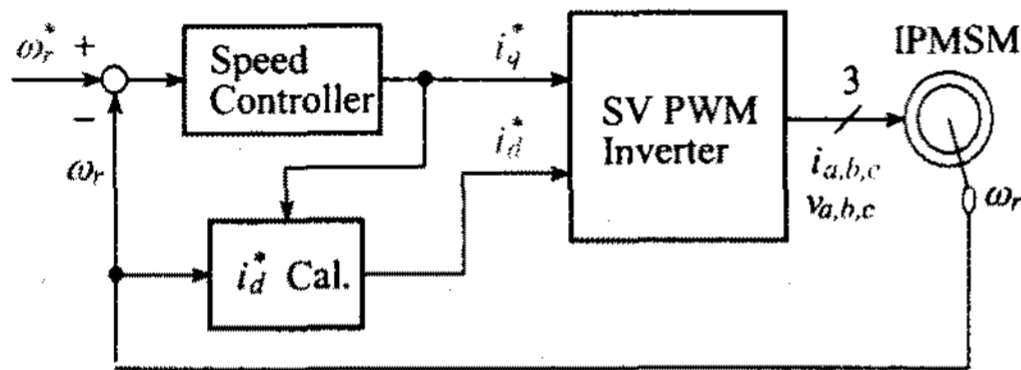


그림 4. CTR에서 드라이브 시스템의 제어 블록도
Fig. 4. Control block diagram of drive system in CTR

3.2 FWR에서 운전

최대 설정토크에서 전동기를 가속할 경우 기저속도 근방에서는 SV PWM 인버터에 의해 공급되지 않는 요구 전압에 도달한다. 고속으로 드라이브 시스템을 운전할 경우 출력전압을 제한해야 한다. 인버터에서 전동기에 공급되는 최대전압 V_{om} 는 배터리 전압과 PWM 방식에 의해 제한된다. 전압 공간 벡터에 기초한 PWM 방식을 사용하며 V_{om} 는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 을 사용한다. 전압제한을 방지하기 위하여 요구전압의 크기를 제한치 내에서 동작하도록 하고 기준전류의 발생은 d 축 전류를 감소시켜야 한다.

3.2.1 전압과 전류 한계영역($\omega_1 < \omega_r < \omega_2$)

이 영역은 모드 II에 해당하며 그림 3에서 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 제어 알고리즘을 간단하게 처리하기 위하여 전류와 전압조건은 다음과 같이 나타낸다.

$$V_0 = \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \leq V_{0m} \quad (10)$$

$$I_0 = \sqrt{i_{d0}^2 + i_{q0}^2} \leq I_{0m} \quad (11)$$

식 (10)의 조건을 이용하면 식 (1)과 (2)에서 다음 식을 얻는다.

$$v_{d0} = -\omega_r L_q i_q \quad (12)$$

$$v_{q0} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (13)$$

$$V_{0m} = V_{am} - RI_{am} \quad (14)$$

전류의 d 와 q 축 성분은 FWR 영역에서 V_0 가 V_{0m} 과 같은 값으로 유지하기 위하여 제어한다. FWR 영역에서 i_d 와 i_q 의 관계는 식 (12)-(14)을 식 (10)에 대입하여 유도할 수 있다.

$$i_d = -\frac{\phi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{0m}^2}{\omega_r^2} - (L_q i_q)^2} \quad (15)$$

여기서 $|i_q| \leq V_{0m} / (\omega_r L_q)$, i.e., $|v_{d0}| \leq V_{0m}$ 이다.

전류벡터가 식 (15)에 의해 제어되면 실제 단자전압 V_a 는 정상상태에서 V_{0m} 내에서 항상 유지되어야 한다. 기저속도를 초과하여 FWR 영역으로 진입하면 그림 4의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식 (15)을 사용하여 제어한다.

3.2.2 전압제한 영역($\omega_2 < \omega_r$)

이 영역은 그림 3의 모드 III에 해당하며 두 조건을 고려해야 한다. 그림 5는 전동기의 동작모드를 나타내며 그림 5 (a)는 $\phi_a < L_d I_{0m}$ 의 조건이 만족될 경우, 속도가 증가하여 ω_2 이상이 되면 점 B에서 점 C로

동작을 한다. 점 B에서 속도 ω_2 는 모드 III의 최소 속도가 되며 이 점에서 모드 III의 영역으로 진입하여 동작을 하게 된다. 그림 5 (b)는 $\phi_a > L_d I_{om}$ 의 조건에 해당하는 경우를 나타내며 전압제한 궤적이 일정 전류원의 외부에 존재한다. 이 영역의 동작은 수행할 수 없으며 모드 III의 영역은 존재하지 않는다.

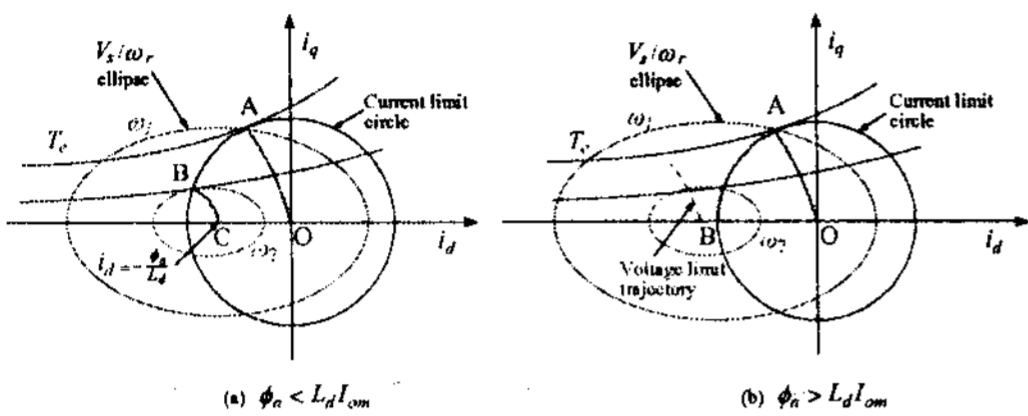


그림 5. 전동기의 동작 모드
Fig. 5. Operating mode of motor

그림 5 (a)의 조건이 만족할 경우, 정격전압은 일정 정격전류를 충분히 발생시킬 수 없으며 속도가 더욱 증가하면 전기자전류를 감소시킨다. 각 동작점에서 일정 최대토크는 V_{om}/ω_r 타원에 접선방향으로 궤적이 나타나며 다음 조건을 만족한다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0, \quad \frac{\partial (V_{om}/\omega_r)}{\partial i_d} = 0 \quad (16)$$

식 (16)의 조건을 이용하여 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{-(2L_d - L_q)\phi_a + L_q\sqrt{\phi_a^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (17)$$

FWR 영역에서 모드 III는 그림 5의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식 (17)을 사용하여 제어한다.

모드 I은 식 (9), 모드 II는 식 (15) 및 모드 III는 식 (17)을 사용하며 식 (9)의 i_d 를 i_{d1} 이라고 하고 식 (15)는 i_{d2} 및 식 (17)은 i_{d3} 라고 가정한다. 동작모드의 전이는 전동기로부터 전압과 전류의 피드백이 필요하지 않고 자동적으로 결정된다. 제어 알고리즘은 다음과 같다.

(1) 지령 q 축 전류 i_q^* 와 추정속도 $\hat{\omega}_r$ 를 입력받아 i_{d1} , i_{d2} 및 i_{d3} 는 각각 식 (9), 식 (15) 및 식 (17)

에 의하여 계산한다.

(2) 기저속도 이하에서는 요구되는 출력전압이 정격전압보다 작다. i_{d2} 가 정격전압과 일치하기 때문에 i_{d1} 은 i_{d2} 보다 작게 된다. 따라서 조건 $i_{d1} \leq i_{d2}$ 에서는 모드 I에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d1} 이 된다.

(3) 기저속도 이상으로 속도가 증가할 경우에는 전동기를 동작시키기 위하여 가능한 모드가 모드 II와 모드 III이다. i_{d2} 와 i_{d3} 가 조건 $i_{d3} \leq i_{d2}$ 을 만족한다면 전동기는 모드 II에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d2} 가 된다. 그러나 이와는 반대로 조건 $i_{d3} \leq i_{d2}$ 을 만족하지 않을 경우에는 전동기는 모드 III에서 동작하고 지령 d 축 전류 i_d^* 는 i_{d3} 가 된다.

4. 시스템의 성능결과

그림 6은 본 논문에서 제시한 최대토크 제어의 타당성을 입증하기 위하여 설계 제작한 IPMSM 드라이브 시스템의 전체 구성도를 나타낸다.

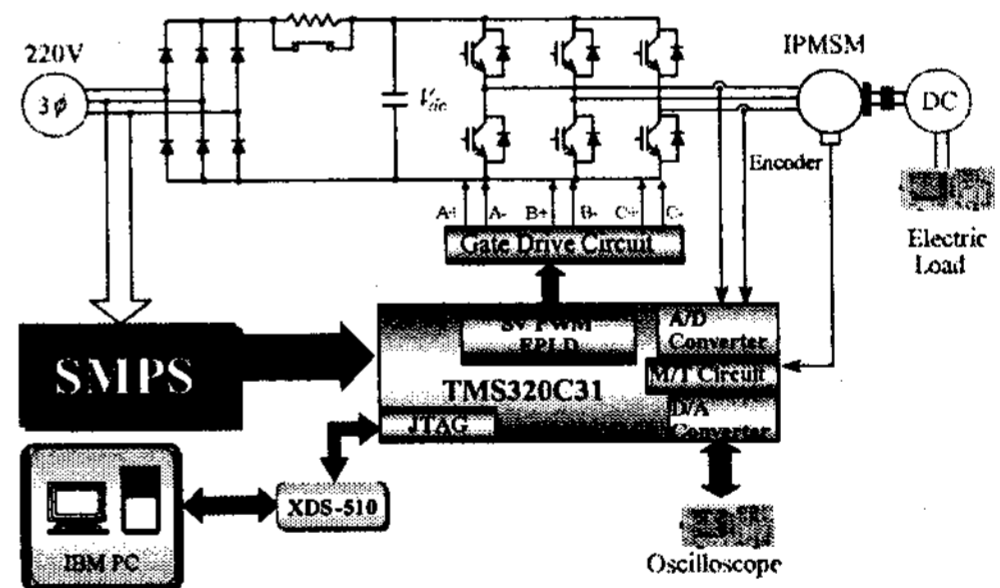


그림 6. IPMSM 드라이브 시스템의 구성도
Fig. 6. The configuration of IPMSM drive system

IPMSM 드라이브 시스템의 하드웨어 구성은 크게 디지털 제어부, 전력변환부로 구성한다. 디지털 제어부는 DSP를 이용한 고속의 연산처리부, 운전지령 및 전압·전류의 아날로그 값을 디지털로 변환하는 A/D 변환부, DSP에서 연산한 인버터 출력전압을 공간벡터 PWM 파형으로 변환하는 파형 발생부 등으로 구성한다. 그리고 공간벡터 PWM 파형으로 전력용 반도체인 IGBT를 온·오프하여 IPMSM을 구동하는 전력변환부로 구성하며 IPMSM과 직류전

약계자 제어에 의한 IPMSM 드라이브의 최대토크 제어

동기를 커플링하고 직류전동기에 전기부하를 연결한 부하시스템으로 구성한다.

그림 7과 그림 8은 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4000[rpm]으로 운전 중, 부하토크를 4[N·m]인 가시켰을 경우의 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다. 그림 7 (a)는 지령속도와 실제속도, 그림 (b)는 d 축 전류를 나타내고 그림 (c)는 발생토크를 나타낸다. 무부하 상태에서 스텝 지령속도에 대한 응답특성을 비교하면 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 오버슈트가 적고 상승 시간이 빠르며 정상상태에 빠르게 도달한다. 그리고 최대토크 제어는 토크도 $I_d=0$ 제어에 비해 크게 나타난다.

그림 9와 그림 10은 부하토크를 4[N·m]인 가한 상태에서 4000[rpm]으로 운전시켰을 경우의 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다. 부하를 인가한 경우에도 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 오버슈트가 적고 상승 시간이 빠르며 속도 추종이 양호하게 나타난다.

그림 11과 그림 12는 무부하 상태에서 4000[rpm]으로 운전 중, 3000[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다. 속도를 변화시켰을 경우에도 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 속도 변화의 폭이 감소하고 지령속도에 빠르게 도달하는 것을 알 수 있다.

그림 13과 그림 14는 2000[rpm]으로 운전 중, 1500[rpm]으로 운전속도를 변화시켰을 경우 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다.

그림 15와 그림 16은 무부하 상태에서 스텝 지령속도를 4000[rpm]과 -4000[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 경우의 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다. 무부하 상태에서 최대토크 제어의 속도가 빠르게 지령속도에 추종한다.

그림 17과 그림 18은 부하를 4[N·m]인 가한 상태에서 스텝 지령속도를 4000[rpm]과 -4000[rpm]으로 반복적으로 변화시켰을 경우의 최대토크 제어와 $I_d=0$ 제어의 응답특성을 나타낸다.

따라서 최대토크 제어는 $I_d=0$ 제어에 비해 응답특성이 양호하게 나타나고 토크도 크게 나타나는 결

과를 얻을 수 있었다.

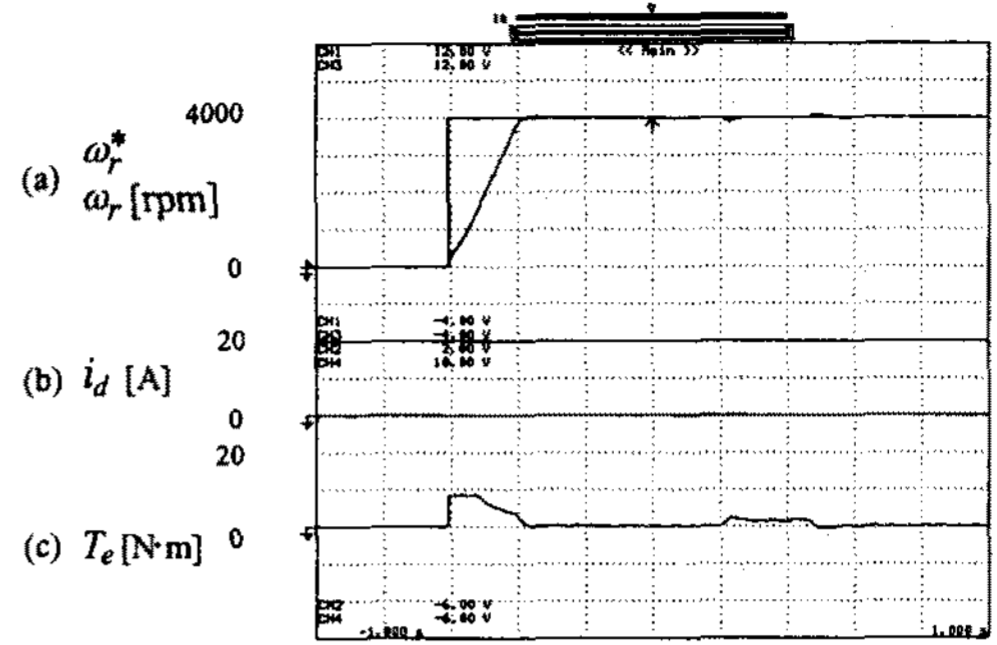


그림 7. 스텝 지령속도에 대한 $I_d=0$ 제어의 응답특성
Fig. 7. Response characteristics of $I_d=0$ with step command speed

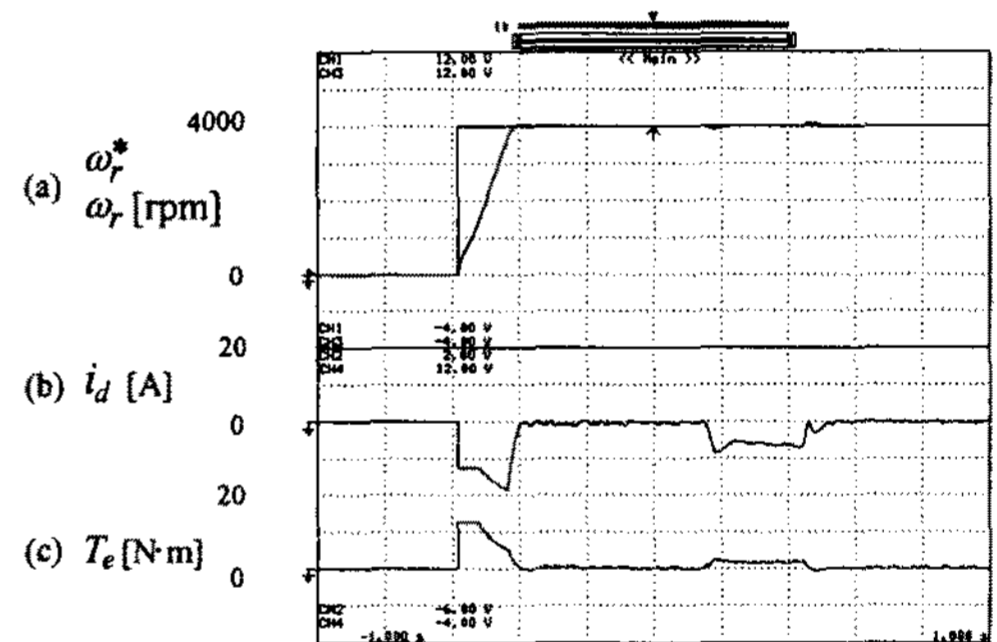


그림 8. 스텝 지령속도에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 8. Response characteristics of maximum torque control with step command speed

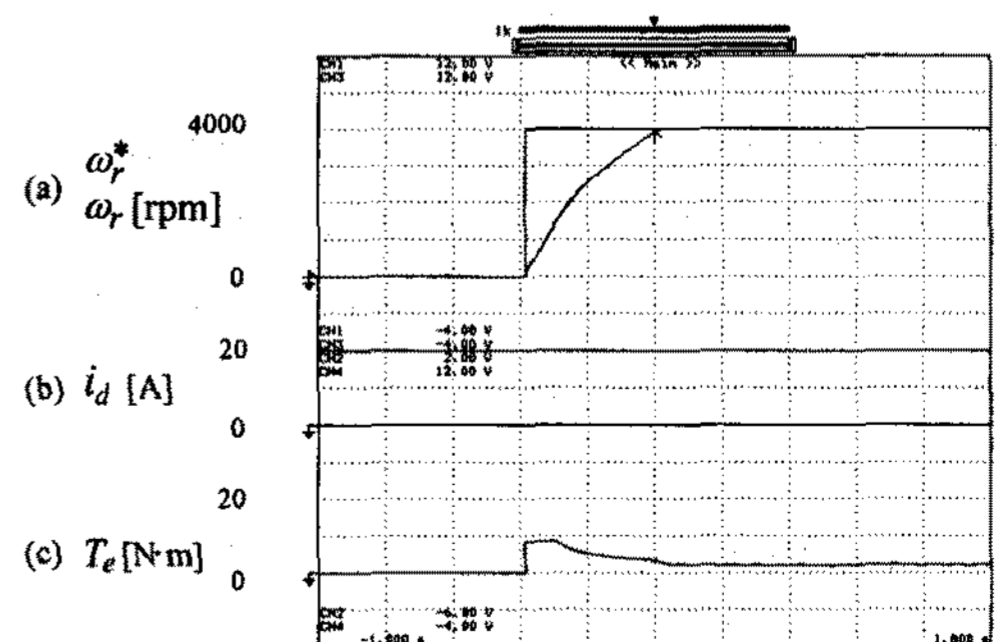


그림 9. 부하인가에 대한 $I_d=0$ 제어의 응답특성
Fig. 9. Response characteristics of $I_d=0$ control with load torque

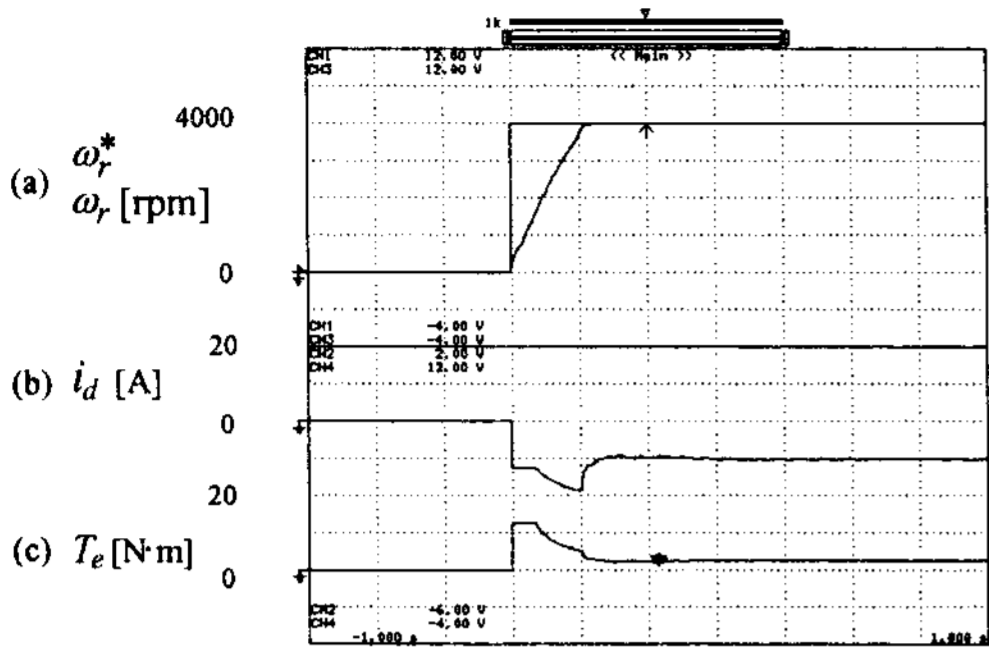


그림 10. 부하인가에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 10. Response characteristics of maximum torque control with load torque

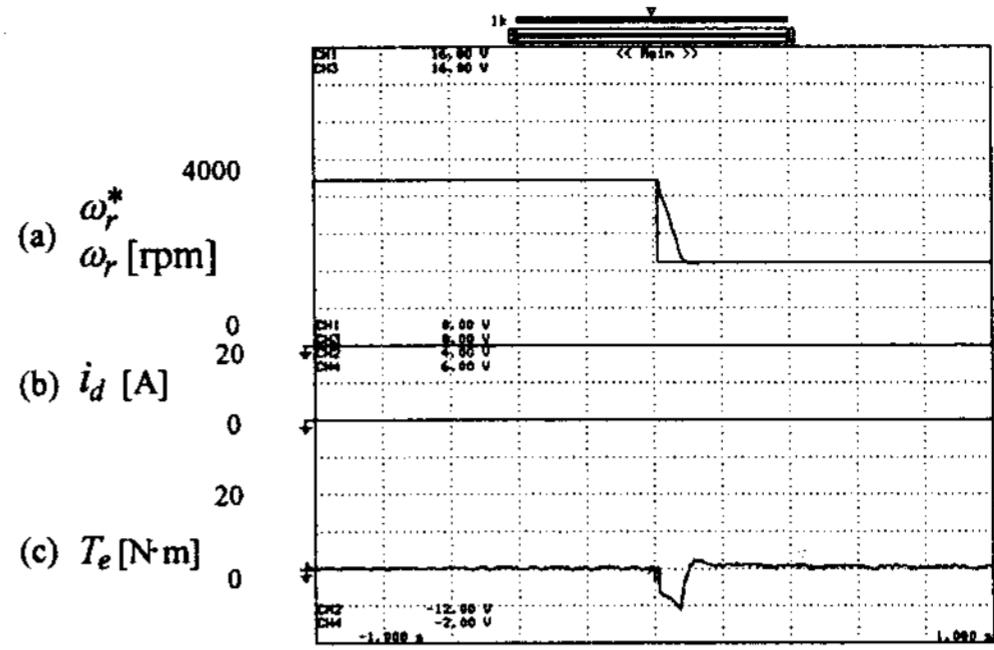


그림 13. 무부하에서 지령속도 변화에 대한 $I_d = 0$ 제어의 응답특성
Fig. 13. Response characteristics of $I_d = 0$ control in command speed change

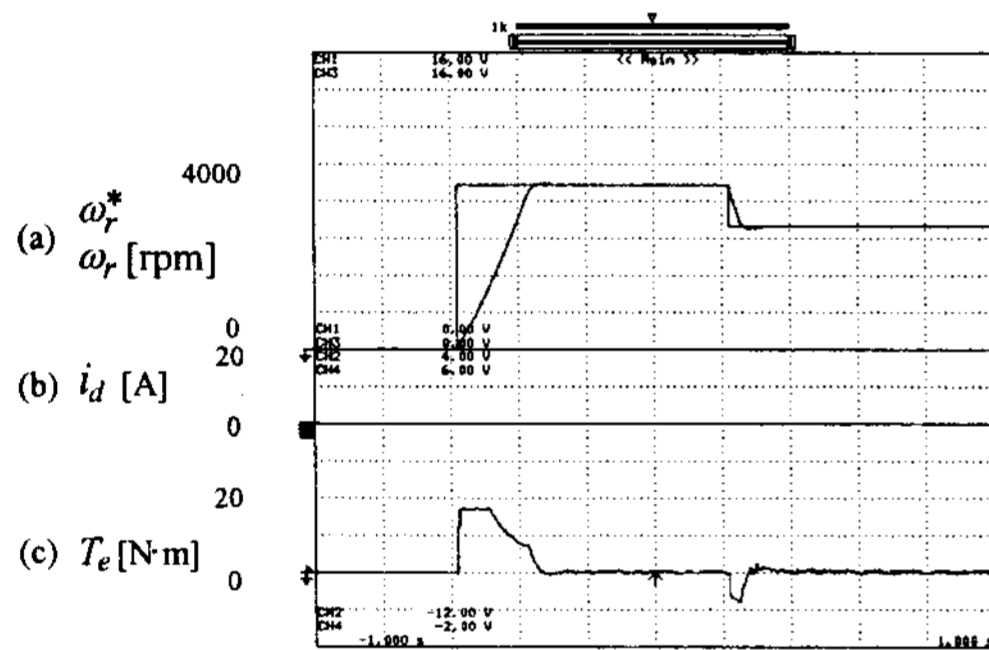


그림 11. 지령속도 변화에 대한 $I_d = 0$ 제어의 응답특성
Fig. 11. Response characteristics of $I_d = 0$ control in command speed change

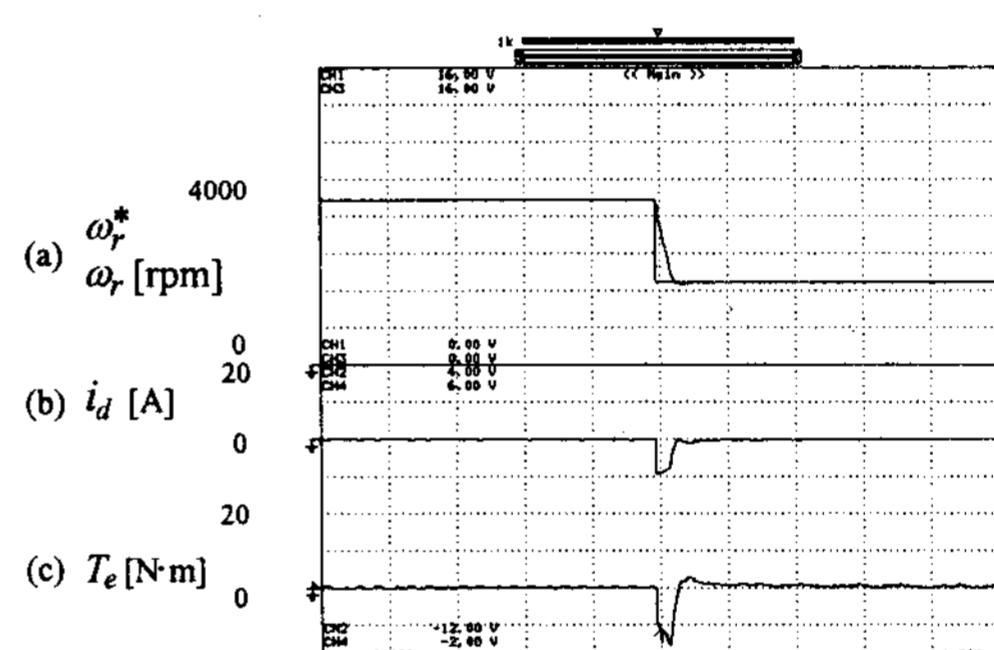


그림 14. 무부하에서 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 14. Response characteristics of maximum torque control in command speed change

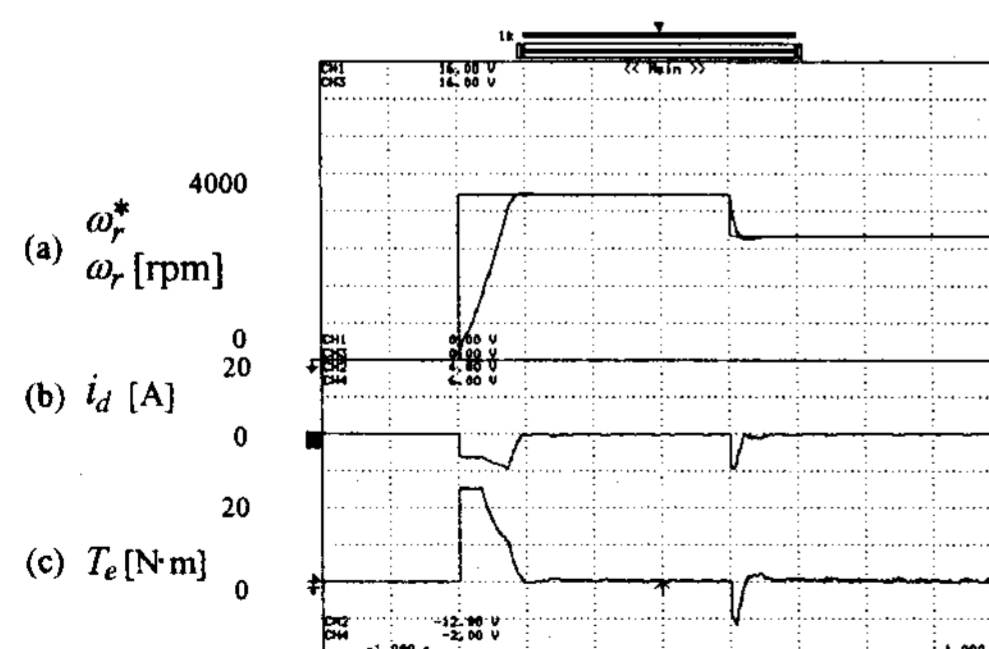


그림 12. 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 12. Response characteristics of maximum torque control in command speed change

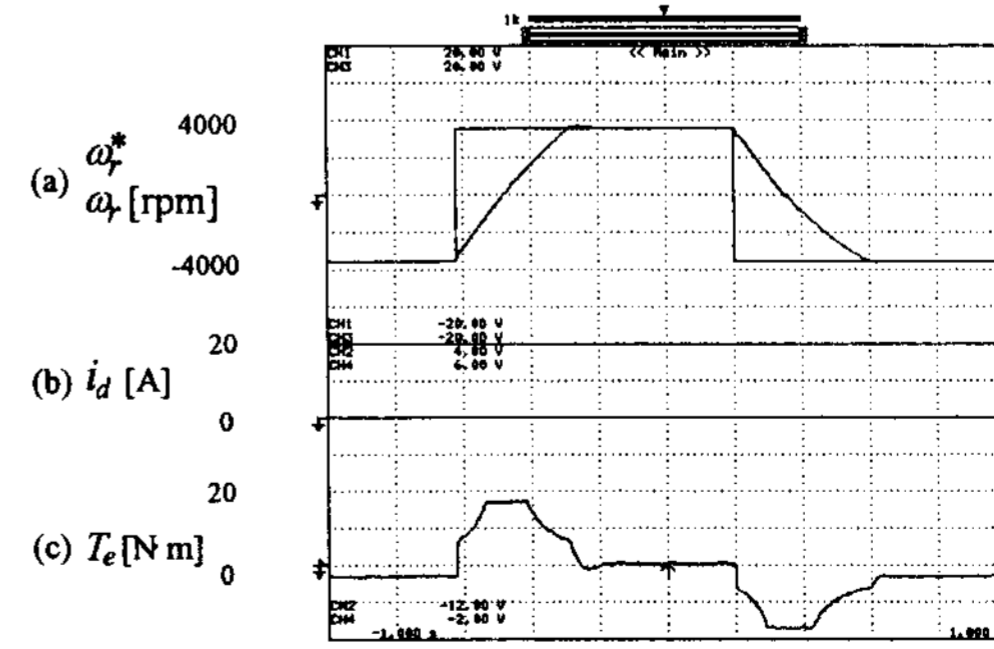


그림 15. 스텝 지령속도 변화에 대한 $I_d = 0$ 제어의 응답특성
Fig. 15. Response characteristics of $I_d = 0$ control with no load torque

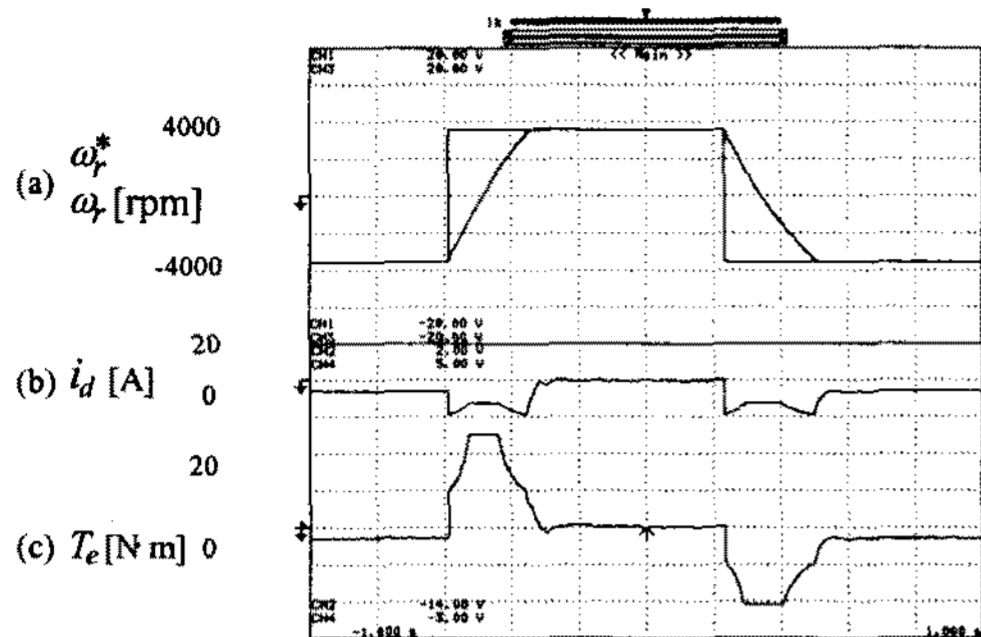


그림 16. 스텝 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 16. Response characteristics of maximum torque control with no load torque

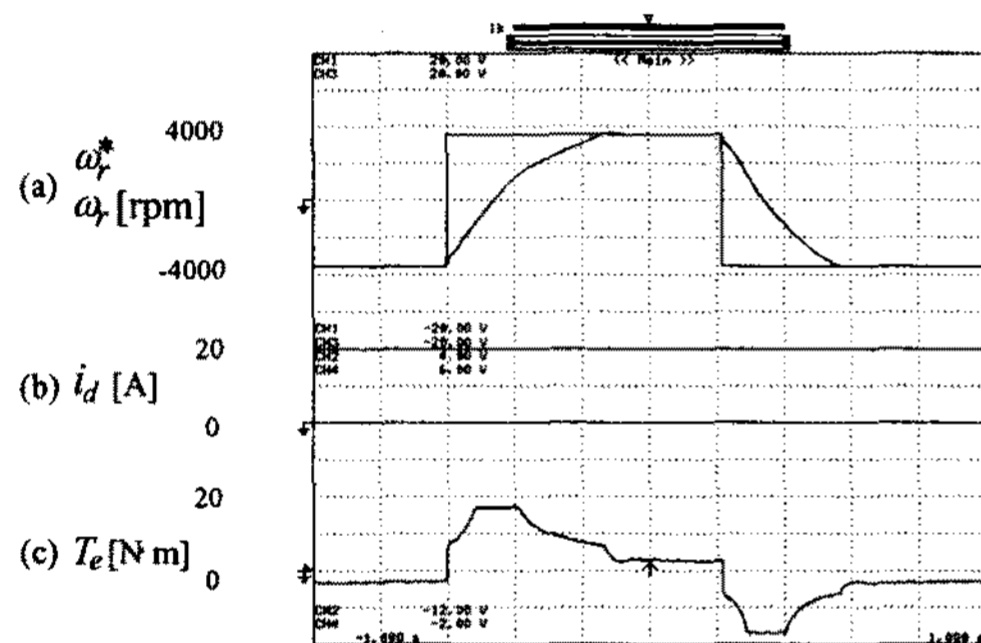


그림 17. 스텝 지령속도 변화에 대한 $I_d = 0$ 제어의 응답특성
Fig. 17. Response characteristics of $I_d = 0$ control with load torque

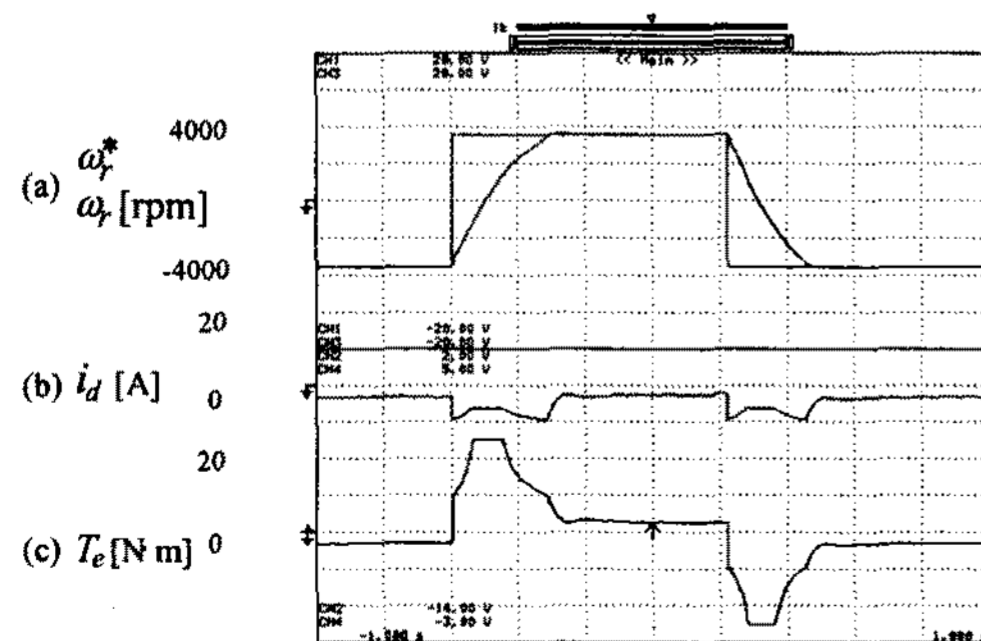


그림 18. 스텝 지령속도 변화에 대한 최대토크 제어의 응답특성
Fig. 18. Response characteristics of maximum torque control with load torque

5. 결 론

본 논문에서는 고속 드라이브를 위하여 IPMSM 드라이브의 최대토크를 제어하기 위하여 d 와 q 축 전류의 최적 구성을 선정하는 방법을 제시하였다. 기저속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약계자 제어 및 MTPA 제어가 가능하였다. 속도 및 부하토크가 변동할 경우에도 본 논문에서 제시한 기법이 종래의 i_{d0} 방식 보다 매우 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 전 속도 영역에서 본 논문에서 제시한 방법이 우수한 응답특성의 결과를 얻을 수 있었다.

본 논문에서 제시한 최대토크 제어를 제작 설계된 IPMSM 드라이브에 적용하여 실험 결과를 검토한 결과, 속도와 토크 등 파라미터의 변동에도 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 최대토크 제어가 종래의 i_{d0} 제어 보다 토크를 상승시킬 수 있었으며 CTR에서 MTPA 제어와 FWR에서 약계자 제어 및 MTPA가 양호하게 수행하여 최대토크를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 최대 토크제어의 타당성을 입증할 수 있었다.

본 연구는 2005년도 순천대학교 산·학·연 컨소시엄 사업에 의해 수행되었으며 이에 감사드립니다.

References

- [1] B. Sneyers, D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Field weakening in buried permanent magnet ac motor drives," IEEE Trans. on IA, vol. 21, pp. 398-407, 1985.
- [2] T. M. Jahns, "Flux weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. IA, vol. 23, no. 4, pp. 681-689, 1987.
- [3] B. K. Bose, "A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machines," IEEE Trans. IA, vol. 24, pp. 142-150, 1988.
- [4] S. R. Macmin and T. M. Jahns, "Control technique for interior high speed performance of interior PM synchronous motor drives," IEEE Trans. IA, vol. 27, no. 5, pp. 997-1004, 1991.
- [5] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Taketa, "Wide speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high performance current regulator," IEEE Trans. IA, vol. 30, pp. 920-926, 1994.
- [6] R. Monajemy and R. Krishnan, "Implementation strategies

for concurrent flux weakening and torque control of the PM synchronous motor," in Conf. Rec. IEEE IAS Annu. Meet., vol. 1, pp. 238-245, 1995.

- [7] Z. Q. Zhu, Y. S. Chen and D. Howe, "Online optimal flux weakening control of permanent magnet brushless AC drives," IEEE Trans. on IA vol. 36, no. 6, pp. 1661-1668, 2000.
- [8] D. H. Chung, "Power electronics and motor control," Interscience Press, 2005.

◇ 저자소개 ◇

김종관 (金鍾官)

1958년 5월 24일생. 1999년 한려대학교 건축설비학과 졸업. 2001년 순천대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 박사과정 수료.

박기태 (朴基泰)

1974년 2월 9일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 동 대학원 박사과정.

정동화 (鄭東和)

1955년 8월 15일생. 1979년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1981년 한양대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1988~1989년 현대중전기(주) 기술연구소 책임연구원. 1989년~현재 순천대 정보통신공학부 교수.

차영두 (車永斗)

1951년 5월 6일생. 1972년 조선대 공업전문대학 졸업. 1993년 연세대 산업대학원 수료. 1992년~현재 (주)태성계전 대표이사.