

전기자동차 구동을 위한 IPMSM의 최대 토크제어

李洪鈞^{**}, 李廷喆^{**}, 鄭東和^{*}

Maximum Torque Control of IPMSM for Electric Vehicle Drive

Hong-Gyun Lee, Jung-Chul Lee, and Dong-Hwa Chung

요 약

IPMSM은 고효율, 고성능으로 전동기로서 전기 자동차의 적용분야에 적용되고 있다. 본 논문에서는 전기자동차의 구동을 위하여 PMSM의 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. 제안한 IPMSM 최대 토크제어의 특성을 제시하고 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 electric vehicle 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 electric vehicle drive, the operating characteristics controlled by maximum torque control are examined in detail by simulation.

Key Words : IPMSM, MTPA, 최대 토크제어, 약계자 제어, 벡터제어

1. 서 론

최근에 와서 전력전자, 자성체 재료, 배터리, DSP 및 제어기법의 진보로 전기자동차는 신뢰성 있고 편리하며 환경면에서 우수하고 가격이 저렴한 시스템으로 개발되고 있다^[1]. 전기자동차는 환경정화라는 측면에

서 각광을 받고 있으며 미래의 중요한 교통수단으로 대두될 전망이다. 미국과 유럽은 대기보전법을 제정하여 무공해 자동차와 저공해 자동차의 보급을 의무화하고 있는 추세이다^[2]. 이러한 동향은 미국의 전역에 확산되고 있으며 전 세계적으로 관심을 갖고 있어 앞으로 전기자동차의 시장 규모는 매우 활발할 것으로 예측된다.

전기자동차에서 전동기 드라이브는 가장 중요한 핵심기이며 고속에서 고성능 및 고효율을 유지할 수 있는 전동기를 개발하기 위하여 많은 연구가 이루어졌다^[3]. IPMSM (Interior Permanent Magnet Synchronous Motor)은 높은 에너지를 가진 NdFeB의 자성재료를 사

* 정회원, 순천대학교 전기제어공학과 교수

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr

** 정회원, 순천대 대학원 정보통신공학부 박사과정

접수일자 : 2002.8.16

1차심사 : 2002.10. 8

3차심사 : 2003. 3.19

2차심사 : 2002.12. 6

심사완료 : 2003. 4.10

용하여 기어변속 없이 고속에서 양호한 성능을 발휘할 수 있다. 유도전동기와 비교하여 효율, 역률, 전력밀도 및 토크밀도가 높고 브러시 없는 동작과 회전자간 간단한 구조로 되어 있으며 안정성이 우수한 장점이 있으므로 전기자동차의 구동용 전동기로 호응을 받고 있다.

IPMSM은 NdFeB의 자성재료의 단가가 높고 자석 부식과 저온 내구력에 약한 단점은 있으나 전동기 드라이브의 기술의 발전으로 해결이 가능할 것으로 예측된다. IPMSM은 기계적으로 회전자 구조가 강인하고 돌극성을 가지고 있으며 효율적인 공극으로 되어 있지 않는 단점으로 일정 토크영역에서 일정 전력영역까지 운전하기가 어렵다^[4]. 특히, 종래의 고정 자속레벨을 사용할 경우 일정 전력영역에서 속도범위가 매우 낮으며 최대토크를 얻을 수 없다. 일정 출력영역에서 속도를 높이고 최대토크를 발휘할 수 있는 약계자 제어에 관한 연구가 많이 이루어지고 있다^{[5]-[10]}.

Bose는 마이크로컴퓨터에 기초하여 파라미터에 의존한 벡터제어 방법을 제시하였다^[3]. 그러나 일정 토크 영역에서 일정 출력영역까지 제어모드를 변경하기 위하여 자속정보가 필요하였다. Jahns는 약계자 동작을 얻기 위하여 전류와 전압 피드백 제어 알고리즘을 제시하였다^[6]. Macmin는 전동기 파라미터와 전압전압에 기초한 방법을 제시하였다^[7]. 또한, Bose는 일정 출력영역에서 6스텝 전압제어의 방법을 제시하였다^[8]. 이 방법에서는 전동기 파라미터에 무관하며 약계자 운전을 위하여 6스텝 전압을 인가하여 DC 링크전압의 이용률을 최대화시켰다. 그러나 일정 토크영역에서 일정 출력영역까지 제어모드를 변경시키기 위하여 자속의 정보가 필요하였다. MacMinn은 피드포워드 약계자 방법을 제시하였으나 약계자 영역에서 모든 전동기 파라미터는 전동기의 전류를 조절하여 얻었다^[9].

Morimoto는 피드포워드 비간섭 제어기에 의해 전압 보상기와 전류제어기를 약계자 운전을 위하여 제시하였다^[10]. 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 악화될 수 있다^{[11]-[12]}. 따라서 매우 고속인 확장된 속도영역의 운전을 효율적으로 할 수 있고 다양한 제어모드의 원활한 전이를 위한 연구가 필요하다.

본 논문에서는 전기자동차의 구동을 위하여 PMSM의 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 IPMSM의 다양한 응답성능을 분석하고 종래의 방법과 비교하여 본 논문의 타당성을 입증한다.

2. 시스템의 모델링과 동작

전기 각속도에 의해 동기회전 $d-q$ 기준축에서 전동기의 모델을 구할 수 있다. 그림 1은 IPMSM의 d 와 q 축의 등가회로를 나타낸다.

그림 1의 등가회로에서 전압방정식을 구하면 다음과 같다.

$$v_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \quad (1)$$

$$v_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (2)$$

식 (1)-(2)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

$$p \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & \omega_r \frac{L_q}{L_d} \\ -\omega_r \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R_s}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_r \phi_a \\ L_q \end{bmatrix} \quad (3)$$

발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

$$T_e = P_n [\phi_a i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (4)$$

여기서, $P_n = 3P/4$ 이다.

또한 발생토크는 부하토크와 관련한 관계식은 다음과 같다.

$$T_e = T_L + B\omega_r + Jp\omega_m \quad (5)$$

그림 2는 인버터로 구동되는 IPMSM 드라이브 시스템의 간단한 전력 회로도를 나타내며 전기자동차의 적용을 위하여 사용한다.

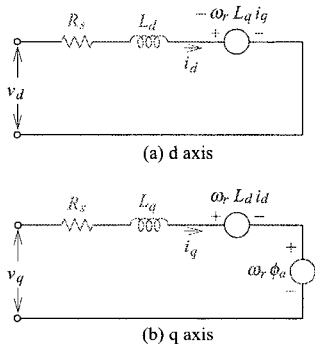


그림 1 IPMSM의 등가회로
Fig. 1 Equivalent circuit of IPMSM

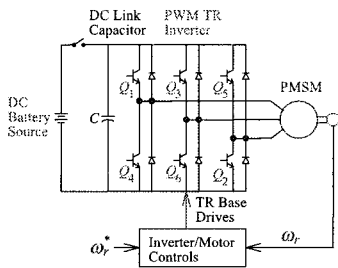


그림 2 드라이브 시스템을 위한 간단한 전력회로
Fig. 2 Simplified schematic of the drive system power circuit

그림 3은 전동기가 정방향으로 운전될 경우 토크-속도 곡선을 나타낸다.

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

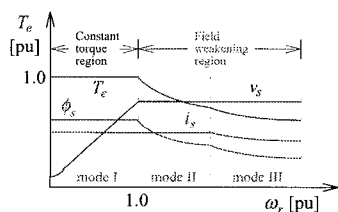


그림 3 정방향 전동기 동작에서 토크-속도 곡선
Fig. 3 Torque-speed curve in forward motoring

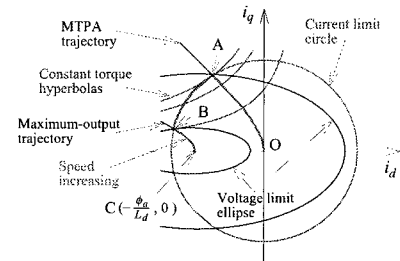


그림 4 $i_d - i_q$ 평면에서 전류궤적
Fig. 4 Current locus in $i_d - i_q$ plane

그림 4는 전류와 전압 한계조건에서 전류궤적을 $i_d - i_q$ 평면에 도시하면 성능을 파악할 수 있다.

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

최대 토크를 위한 최적 전류각과 전류제한에서 동작하는 최대토크를 발생하는 지속영역이다. 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 : 전류와 전압의 제한영역($\omega_1 < \omega_r < \omega_2$)

전동기는 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다. 이 영역에서는 일정 전압타원의 크기가 감소하므로 속도는 증가하게 된다.

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

속도를 더욱 증가시키면 전류가 감소하게 되고 이 경우에 전류제한에 있는 전류를 발생시키기 위하여 일정 전압이 불충분하다. 전동기는 일정 토크궤적이 일정 전압타원에 접해 있는 최적조건에서 동작한다. 즉, 토크는 B점 이상의 속도에 대한 각 값에서 최대화가 된다.

3. 최대 토크제어

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^[8].

CTR는 그림 4에서 모드 I에 해당하며 점 O에서 A까지 동작하고 속도는 영에서 인버터의 이용 가능한 최대 출력전압으로 정의된 기저속도까지 확장한다. IPMSM의 돌극성이 있는 전동기는 $L_d < L_q$ 의 조건이 있으므로 리럭턴스 토크를 이용한다. CTR 영역에서는 MTPA를 발생하기 위하여 전류벡터를 제어한다. 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 d축 전류로 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0 \tag{8}$$

식 (4)과 (8)에서 다음 식을 얻는다.

$$\frac{\partial i_q}{\partial i_d} = \frac{\partial T_e / \partial i_q}{\partial T_e / \partial i_d} = \frac{(L_d - L_q)i_q}{\phi_a + (L_d - L_q)i_d} \tag{9}$$

정상상태에서 i_d 에 대한 MTPA의 조건은 다음과 같다.

$$\frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_d} = 0 \tag{10}$$

식 (4), (7)과 (9) 그리고 조건 (10)에 의해 다음 식을 구할 수 있다.

$$\frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_q} = \frac{1}{i_d^2 + i_q^2} \left[\frac{\{\phi_a + (L_d - L_q)i_d\}i_d^2}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \right] \tag{11}$$

$$\frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_d} = \frac{1}{i_d^2 + i_q^2} \left[\frac{\{(L_d - L_q)i_q^2 - \phi_a i_d\}i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} \right] \tag{12}$$

식 (11)과 (12)에 의해 다음 식을 구한다.

$$\frac{\partial i_q}{\partial i_d} = \frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_d} / \frac{\partial(T_e / i_s)}{\partial i_q} = - \frac{\{\phi_a i_d - (L_d - L_q)i_q^2\}i_q}{\{\phi_a + (L_d - L_q)i_d\}i_d^2} \tag{13}$$

식 (9)와 (13)에서 i_d^* 를 구하면 다음과 같다^[10].

$$i_d = \frac{\phi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\phi_a^2}{4(L_d - L_q)^2} + i_q^2} \tag{14}$$

지령속도와 실제속도를 비교하여 그 오차속도를 PI 제어기와 전류 리미터를 이용하여 i_q^* 를 구한다. 식 (14)에서 i_q 는 i_q^* , i_d 는 i_d^* 로 대치하면 i_d^* 에 대한 결과식을 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 5와 같다.

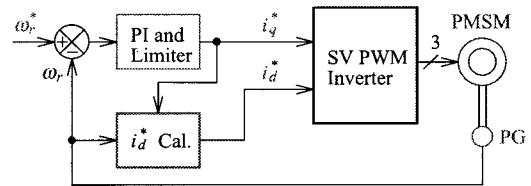


그림 5 CTR에서 드라이브 시스템의 제어 블록도
Fig. 5 Block diagram of drive system in CTR

3.2 FWR에서 운전

최대 설정토크에서 전동기를 가속할 경우 기저속도 근방에서는 SV PWM 인버터에 의해 공급되지 않는 요구 전압에 도달한다. 이러한 상태가 나타나는 정확한 점은 충전된 배터리 상태와 전력 설정점에 의해 결정된다. 낮은 출력 또는 음 출력에서는 배터리 전압은 높고 단지 d축 전류만 필요로 한다. 매우 큰 양 출력에서 배터리 전압은 더욱 작아져 악화되며 이와 같은 경우에는 매우 큰 d축 전류가 필요하다. 영 또는 저 출력에서 최적화로 구한 식 (14)는 기저속도의 2-3 배까지 사용할 수 있다.

고속과 저 배터리 전압에서 고 전력으로 드라이브를 운전할 경우 출력전압을 제한해야 한다. 인버터에서 전동기에 공급되는 최대전압 V_{om} 는 배터리 전압과 PWM 방식에 의해 제한된다. 전압 공간벡터에 기초한 PWM 방식을 사용하며 V_{om} 는 $V_{dc}/\sqrt{3}$ 을 사용한다. 전압제한을 방지하기 위하여 요구전압의 크기를 제한치 내에서 동작하도록 하고 기준전류의 발생은 d축 전류를 감소시켜야 한다.

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

이 영역은 모드 II에 해당하며 그림 4에서 A점에서 B점까지 일정 전류원을 따라 동작한다^[10]. 제어 알고리즘을 간단하게 처리하기 위하여 전류와 전압조건은 다음과 같이 나타낸다.

$$V_0 = \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \leq V_{0m} \tag{15}$$

$$I_0 = \sqrt{i_{d0}^2 + i_{q0}^2} \leq I_{0m} \tag{16}$$

식 (15)의 조건을 이용하면 식 (1)과 (2)에서 다음 식을 얻는다.

$$v_{d0} = -\omega_r L_q i_q \tag{17}$$

$$v_{q0} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \tag{18}$$

$$V_{0m} = V_{am} - R I_{0m} \tag{19}$$

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 (17)-(19)를 식 (15)에 대입하여 유도할 수 있다^[10].

$$i_d = -\frac{\phi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{\frac{V_{0m}^2}{\omega_r^2} - (L_q i_q)^2} \tag{20}$$

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

전류벡터가 식 (20)에 의해 제어되면 실제 단자전압 V_a 는 정상상태에서 V_{0m} 내에서 항상 유지되어야 한다.

기저속도를 초과하여 FWR 영역으로 진입하면 그림 5의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식 (20)을 사용하여 제어한다.

3.2.2 전압제한 영역 ($\omega_2 < \omega_r$)

이 영역은 그림 4의 모드 III에 해당하며 두 조건을 고려해야 한다. 그림 6은 전동기의 동작모드를 나타내며 그림 (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

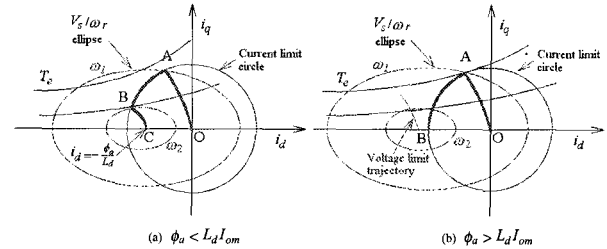


그림 6 전동기의 동작 모드
Fig. 6 Operating mode of motor

하게 된다. 그림 (b)는 $\phi_a > L_d I_{0m}$ 의 조건에 해당하는 경우를 나타내며 전압제한 궤적이 일정 전류원의 외부에 존재한다. 이 영역의 동작은 수행할 수 없으며 모드 III의 영역은 존재하지 않는다.

그림 (a)의 조건이 만족할 경우, 정격전압은 일정 정격전류를 충분히 발생시킬 수 없으며 속도가 더욱 증가하면 전기자전류를 감소시킨다. 각 동작점에서 일정 최대토크는 V_{0m} / ω_r 타원에 접선방향으로 궤적이 나타나며, 다음 조건을 만족한다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0, \quad \frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_d} = 0 \tag{21}$$

식 (17)과 (18)을 식 (15)에 대입하여 정리하면 다음 식과 같다.

$$V_{0m} / \omega_r = \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \phi_a)^2} \tag{22}$$

식 (22)를 i_d 와 i_q 로 미분하여 정리하면 다음 식을 얻는다.

$$\frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_d} = \frac{\{L_d i_d + \phi_a\} L_d}{\sqrt{(L_d i_d + \phi_a)^2 + (L_q i_q)^2}} \tag{23}$$

$$\frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_q} = \frac{L_q^2 i_q}{\sqrt{(L_d i_d + \phi_a)^2 + (L_q i_q)^2}} \tag{24}$$

식 (23)과 (24)에서 다음 식을 얻는다.

$$\frac{\partial i_q}{\partial i_d} = \frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_d} / \frac{\partial (V_{0m} / \omega_r)}{\partial i_q} = \frac{\{L_d i_d + \phi_a\} L_d}{L_q^2 i_q} \tag{25}$$

식 (9)와 (25)에서 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{-(2L_d - L_q)\phi_a + L_q\sqrt{\phi_a^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (26)$$

FWR 영역에서 모드 III는 그림 5의 시스템 블록도에서 i_d^* 는 식 (26)을 사용하여 제어한다.

모드 I은 식 (14), 모드 II는 식 (20) 및 모드 III는 식 (26)을 사용하며 식 (14)의 i_d 를 i_{d1} 이라고 하고 식 (20)은 i_{d2} 및 식 (26)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 실제속도 ω_r 를 입력받아 i_{d1} , i_{d2} 및 i_{d3} 는 각각 식 (14), 식 (20) 및 식 (26)에 의하여 계산한다.
- (2) 기저속도 이하에서는 요구되는 출력전압이 정격 전압보다 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. 시스템 운전과 성능 결과

4.1 시스템의 운전

본 논문에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

IPMSM 드라이브 시스템의 최대 토크제어를 위한 제어 블록도는 그림 7과 같다.

IPMSM의 속도를 영에서 기저속도까지 모드 I에서 식 (14)에서 i_d^* 를 구하여 운전한다.

표 1 IPMSM의 파라미터

Table 1 Parameter of IPMSM

극수	4
고정자 저항 R_s	0.43 [Ω]
영구자석 쇄교자속 ϕ_a	0.25 [Wb]
정격 주파수	60 [Hz]
고정자 최대전류 I_{am}	20 [A]
고정자 최대전압 V_{am}	120 [V]
d 축 인덕턴스 L_d	16.8 [mH]
q 축 인덕턴스 L_q	39.8 [mH]
정격 속도	1800 [rpm]

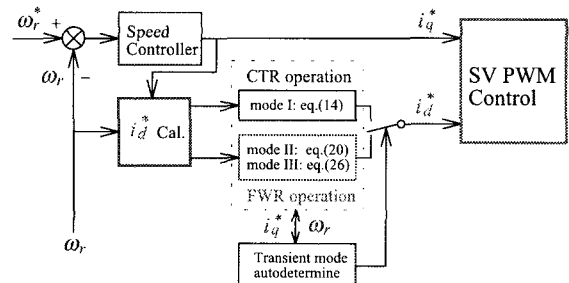


그림 7 시스템의 제어 블록도

Fig. 7 Control block diagram of system

이는 CTR 영역의 운전으로 MTPA 제어가 수행된다. 기저속도 이상에서 모드 II에서 식 (20)과 모드 III에서 식 (26)으로 i_d^* 를 구하여 운전하며 이 FWR 영역에서는 약계자 제어 및 MTPA가 수행된다.

4.2 결과 및 고찰

그림 8은 부하토크를 5 [N·m]로 인가한 상태에서 0.2[sec]에서 지령속도를 6300 [rpm]으로 상승하였을 경우 확장된 속도영역에서의 동작특성을 시뮬레이션 결과로 나타낸다. 그림 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 q 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다. 기저속도 이하인 CTR 영역에서는 MTPA로 운전하고 기저속도 이상인 FWR 영역에서는 최대토크 및 MTPA로 운전한 응답결과이다. FWR에서 모드 II는 실제 속도가 1800 [rpm] 이상에서 운전되며 d 축 전류가 감소하므로 약계자 제어가 수행되고 있다. 기저속도가 4500 [rpm] 이상에서는 FWR의 모드 III의 운전 영역으로 고정자전류를 감소시키기 위하여 d 축 전류

가 감소하고 있다. 기저속도의 3.5배 확장된 속도영역에서도 응답특성의 결과는 양호하게 나타난다.

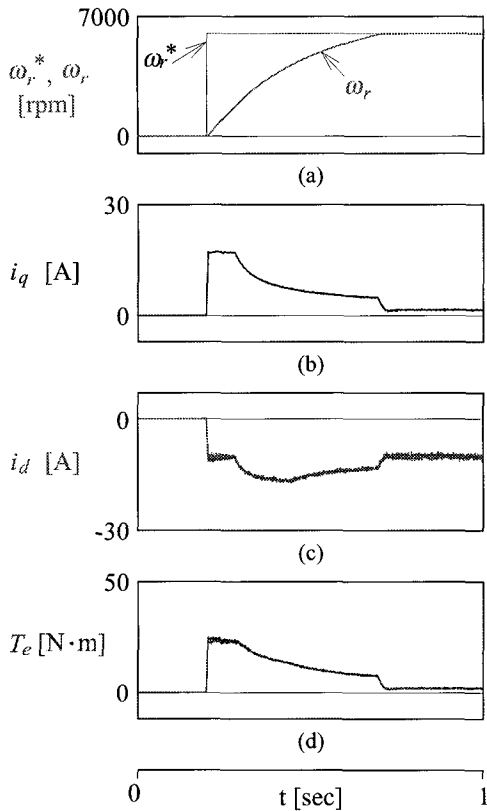


그림 8 스텝 지령속도에 대한 응답
Fig. 8 Response with step command speed

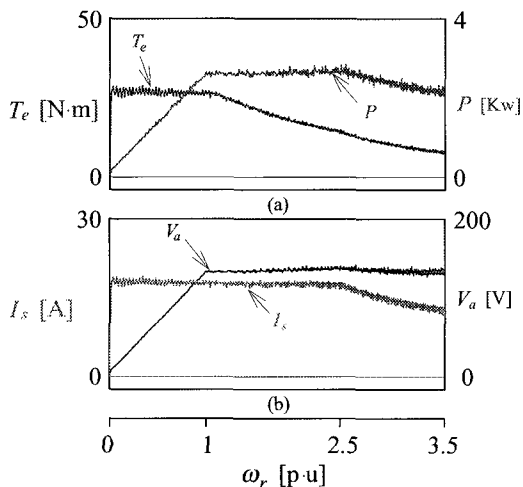


그림 9 토크, 출력, 고정자전압과 전류의 응답
Fig. 9 Response of torque, power, armature voltage and current

그림 9은 그림 8과 같은 조건에서 운전할 경우에 나타나는 속도에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 (a)는 발생 토크와 입출력, (b)는 고정자전류와 전압을 나타낸다. 기저속도 이하인 CTR 영역에서는 토크와 고정자전류가 일정하고 FWR의 모드 II는 토크가 감소하고 고정자전류, 전압 및 출력은 일정하다. 그리고 전압제한 영역인 모드 III에서는 고정자전압은 일정하고 고정자전류, 토크 및 출력은 감소하고 있다.

그림 10은 지령속도의 스텝변화에 대한 과도응답을 나타낸다. 0 [rpm]에서 기저속도인 1800 [rpm]까지 CTR 영역에서는 점 O에서 점 A로 이동하여 운전되고 FWR 영역에서 약계자 제어가 시작되면 속도가 증가하면 B로 이동한다. 이 경우 d와 q축 전류는 감소하게 된다. 4500 [rpm] 이상의 전압제한 영역에서는 C점으로 이동하므로 고정자전류는 감소한다.

그림 11은 본 논문에서 지령속도의 스텝 변화에 대한 제시한 최대 토크제어와 종래의 $i_d=0$ 제어방법의 응답 특성을 비교한 결과이다. 그림 (a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d축 전류, (c)는 q축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 방법이 종래의 방법보다 전 운전영역에서 q축 전류는 작게 나타나지만 d축 전류의 변화로 토크가 매우 상승된다. 최대 토크제어는 $i_d=0$ 방법보다 속도가 빠르게 정상상태에 추종하며 d축 전류는 감소하며 정상상태에 도달할 때까지 토크는 매우 크게 나타난다. CTR에서 MTPA 제어가 수행되고 FWR에서는 전압과 전류의 조건을 고려하여 동작하는 속도에서 최대토크 및 MTPA로 운전한 결과이다.

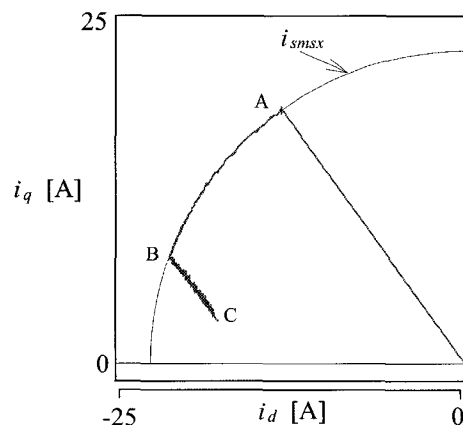


그림 10 지령속도의 스텝변화에 대한 과도응답
Fig. 10 Transient response with step change of command speed

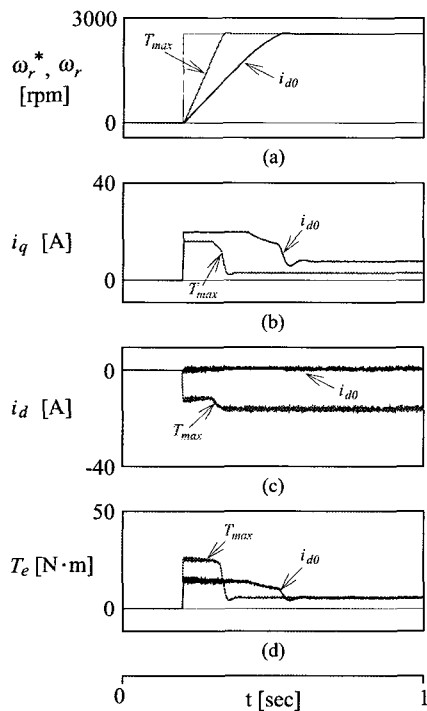


그림 11 T_{max} 와 I_{d0} 의 토크 비교
 Fig. 11 Torque comparison of T_{max} and I_{d0}

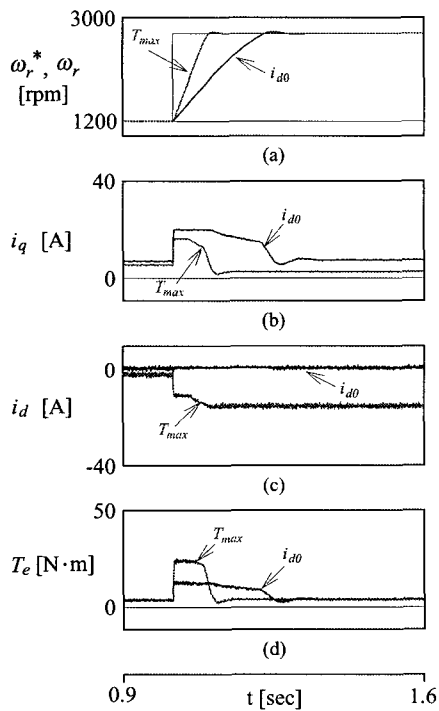


그림 12 속도변화에 대한 응답 비교
 Fig. 12 Comparison of response with speed variation

그림 12는 부하토크 5 [N·m]에서 1200 [rpm]으로 운전 중 1 [sec]에서 2400 [rpm]으로 속도를 증가하였을 때의 응답특성을 비교한 결과이다. 속도의 변화에서도 최대 토크제어는 $i_d=0$ 방법보다 속도가 빠르게 정상상태에 추종한다. 또한 d 축 전류는 감소하며 정상상태에 도달할 때까지 토크는 매우 크게 나타난다.

그림 13은 무부하 상태에서 3000 [rpm]으로 운전 중 1.0-1.5 [sec]에서 부하토크를 5 [N·m]로 스텝으로 인가할 경우에 응답특성을 비교한 결과이다. FWR 영역에서 토크를 변화시킬 경우에도 본 논문에서 제시한 최대 토크제어가 약계자 제어를 효율적으로 수행하며 응답특성이 양호하게 나타난다.

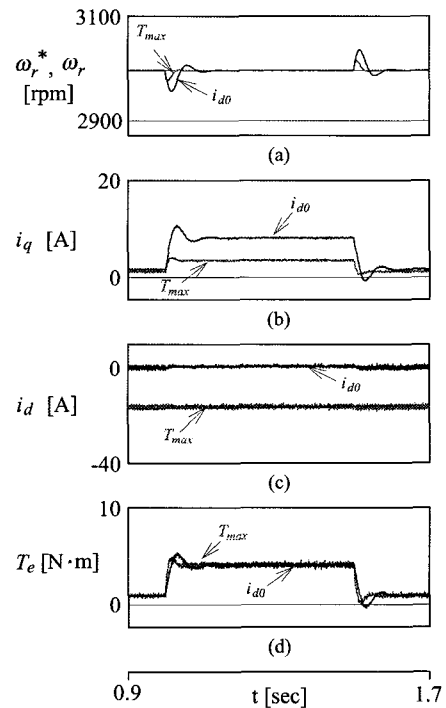


그림 13 스텝 부하변화에 대한 응답 비교
 Fig. 13 Comparison of response with step load torque

5. 결 론

본 논문에서는 전기자동차 구동을 위하여 IPMSM 드라이브의 최대토크를 제어하기 위하여 d 와 q 축 전류의 최적 구성을 선정하는 방법을 제시하였다. 기저 속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약계자제어 및 MTPA 제어가 가능하였다. 속도 및 부하토크가 변동할 경우에도 본 논문에서 제

시한 기법이 종래의 i_{d0} 방법보다 매우 양호한 응답특성을 얻을 수 있었다. 따라서 저속과 고속의 전 속도 영역에서 본 논문에서 제시한 방법이 우수한 응답특성의 결과를 얻을 수 있었다. 그리고 전압제한 영역인 모드 III까지 속도 영역을 확장함으로써 IPMSM의 고속운전을 가능하게 하였다.

본 논문에서 제시한 제어기법이 종래의 i_{d0} 제어보다 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 한국과학재단 목적기초연구 (R01-2001-000-00301-0(2002)) 지원으로 수행되었음

참 고 문 헌

[1] 민병덕 외, "전기자동차 제어시스템의 소프트웨어 구현". 전력전자학술대회 논문집, pp. 646~649, 2001.
 [2] M. Bilewski, et al., "Control of high performance interior PM synchronous drives", IEEE Trans. on IA, vol. 29, no. 2, pp. 328~337, 1993.
 [3] P. Pillay and R. Krishan, "Modeling, analysis and simulation of permanent magnet synchronous drives, Part I" IEEE IA, vol. 25, no. 2, pp. 265~273, 1989.
 [4] Mona N. Eskander, "Minimization of Losses in Permanent Magnet Synchronous Motors Using Neural Network", Journal of Power Electronics. vol. 2, no. 3, pp 220~229, 2002.
 [5] B.K. Bose and P.M. Szczesny, "A microcomputer-based control and simulation of an advanced IPM synchronous machines drive system for electric vehicle propulsion", IEEE Trans. IE, vol. 35, no. 4, pp. 547~559, 1988.
 [6] 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.
 [7] 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.
 [8] 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.

[9] S.R. MacMinn and T.M. Jahns, "Control techniques for improved high performance of interior PM synchronous motor drives", IEEE Trans. IA., vol. 27, pp. 997~1004, 1991.
 [10] 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.
 [11] J.M. Kim, S.K. Sul, "Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation", IEEE Trans. IA., vol. 33, pp. 43~48, 1997.
 [12] 조관열 외 "영구자석 동기전동기의 제동 알고리즘", 전력전자학회 논문지, 7권 4호, pp. 313~321, 2002.

저 자 소 개



이홍균(李洪鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 전기 제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정.



이정철(李廷喆)

1970년 2월 23일생. 1995년 순천대 전기 공학과 졸업. 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정.



정동화(鄭東和)

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