

토크와 전류 평면에서 최대토크 운전을 위한 IPMSM의 순시 토크제어

論 文

52P-1-1

Instantaneous Torque Control of IPMSM for maximum Torque Drive in Torque and Current Plane

李 洪 鈞** · 李 廷 喆** · 鄭 東 和*

(Hong-Gyun Lee · Jung-Chul Lee · Dong-Hwa Chung)

Abstract - The paper proposes instantaneous torque control of IPMSM for maximum torque drive of torque and current plane. The control scheme is based on the mathematical model of the motor and is applicable to the constant torque and field weakening operations. The scheme allows the motor to be driven with maximum torque per ampere(MTPA) characteristic below base speed and it maintains the maximum voltage limit of the motor wide field weakening and the motor current limit under all conditions of operation accurately. 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 drive of wide speed range, the operating characteristics controlled that maximum torque control are examined in detail by simulation.

Key Words : IPMSM, MTPA, 순시 토크제어, 약계자 제어, 최대토크

1. 서 론

최근, IPMSM(Interior Permanent Magnet Motor)는 일정 토크동작이 요구되는 서보 드라이브 및 일정 출력동작이 요구되는 전기자동차와 스핀들 드라이브 등 산업용 드라이브 분야에 다양하게 적용되고 있다. IPMSM은 영구자석이 회전자 철심에 매입되어 기계적으로 강인한 회전자 구조로 되어 있다. 그리고 회전자는 돌극성이고 유효 공극은 작아 전기자반작용 효과가 현저한 장점이 있으나 자속의 직접제어가 불가능하다. 이러한 특성 때문에 일정 토크영역과 자속을 감소시켜 고속까지 운전할 수 있는 일정 출력영역에서 용이하게 동작할 수 없다. 그러나 공극자속을 d 축 전기자반작용에 의한 감자작용의 영향에 의해 약화시킬 수 있는 약계자 제어가 가능하다.[1]-[4]

고속과 과도동작에서 동작조건은 dq 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 제시하였

다.[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 악화될 수 있다. Krishnan은 약계자와 토크를 동시제어[6] 및 Zhu는 온라인으로 수행되는 최적 약계자 제어[7] 등을 제시하였다. 종래의 연구들은 dq 축 기준축에서 IPMSM의 수학적 모델링에 기초한 dq 축 전류평면의 관점에서 접근하였다. 동작조건은 dq 축 전류에 의하여 표현되며 기저속도 이하에서는 MTPA에 동작되고 기저속도 이상에서는 최대전압의 제한범위 내에서 동작할 수 있도록 전기자전류를 제어하였다. 그러나 이러한 연구에서는 토크와 q 축 사이에는 비선형 관계가 존재하며 역기전력과 전기자 인덕턴스에서 고조파를 무시하였다. 이 결과로 저속에서 전동기가 동작될 경우 토크와 속도의 맥동을 초래한다. 따라서 토크와 속도제어기의 출력인 q 축 전류 사이에 나타나는 비선형을 선형화하고 토크를 순시적으로 제어할 수 있는 방법이 필요하다.

본 논문에서는 토크와 q 축 전류평면에서 최대토크 운전을 위하여 IPMSM의 순시 토크제어를 제시한다. 토크와 속도 제어기의 출력 사이에 선형관계를 유지하는 동시에 순시 토크제어가 가능하다. 종래의 dq 축 전류평면을 변환하여 토크와 q 축 전류평면에서 토크의 최대조건을 구한다. 최대조건을 이용하여 NR(Newton-Raphson)법에 의하여 d 축 전류를 구한다. 본 논문에서 제시한 순시 토크제어로 IPMSM에 적용하여 다양한 응답성능을 분석하고 타당성을 입증한다.

* 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 教 授

** 正 會 員 : 順 川 大 工 大 電 氣 制 御 工 學 科 博 士 課 程

接 受 日 字 : 2002年 12月 2日

最 終 完 了 : 2003年 2月 19日

2. IPMSM의 모델링

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.[8]

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

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

식(1)-(2)를 상태 미분방정식 형태로 표시하면 다음과 같다.

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

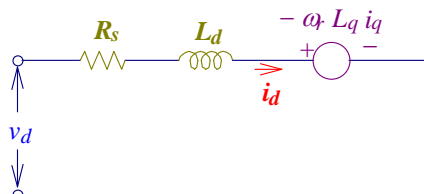
발생토크는 전류의 성분 i_d 와 i_q 에 비례한다.

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

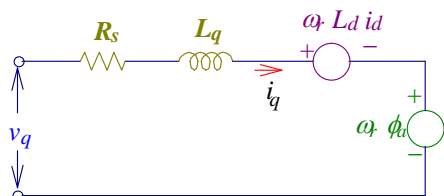
여기서, $P_n = 3P/4$ 이다.

또한 발생토크는 부하토크와 관련한 관계식은 다음과 같다.

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



(a) d axis



(b) q axis

그림 1 IPMSM의 등가회로

Fig. 1 Equivalent circuit of IPMSM

3. 전류평면에서 제어제적[9]

3.1 CTR에서 운전

기저속도 이하에서 전동기의 토크는 주로 최대의 인버터 전류에 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. CTR(Constant Torque Region) 영역에서는 MTPA를 발생하기 위하여 전류벡터를 제어한다.

IPMSM이 인버터에 의하여 구동될 경우 전기자 전류와 전압은 인버터 전류와 DC 링크전압의 정격을 초과하지 않는 범위에서 제어해야 한다. 따라서 전압과 전류조건은 다음 식과 같다.

$$I_a = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \leq I_{am} \quad (6)$$

$$V_a = \sqrt{v_d^2 + v_q^2} \leq V_{am} \quad (7)$$

여기서, I_{am} 과 V_{am} 은 전동기와 인버터에서 이용 가능한 최대 전류와 전압을 나타낸다.

발생토크는 돌극에 의해 발생하는 영구자석의 자속과 리플턴스 토크에 의한 전자기적 토크로 구성되어 있다. 이러한 토크의 두 성분은 고 토크와 고 효율을 위하여 적절하게 제어할 수 있다. 식(4)에서 MTPA 제어를 위한 i_d 와 i_q 사이의 관계를 구한다. 고정자전류는 i_s 는 i_d 와 i_q 로 표현하면 다음과 같다.

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (8)$$

식(8)에서 i_q 를 구하고 이를 식(4)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_e = P_n [\phi_a \sqrt{i_s^2 - i_d^2} + (L_d - L_q) i_d \cdot \sqrt{i_s^2 - i_d^2}] \quad (9)$$

최대토크가 되기 위한 조건은 토크 식을 d 축 전류로 한번 미분하여 영으로 두면 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_d} = 0 \quad (10)$$

이 식의 조건에서 다음 식을 얻는다.

$$-P_n \phi_a i_d + P_n (L_d - L_q) (i_q^2 - i_d^2) = 0 \quad (11)$$

식(11)에서 i_d 를 구하면 다음과 같다.

$$i_d = \frac{-\phi_a + \sqrt{\phi_a^2 + 4 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (12)$$

3.2 CPR에서 운전

전압제한 조건을 다시 표현한다.

$$V_0 = \sqrt{v_{d0}^2 + v_{q0}^2} \leq V_{0m} \quad (13)$$

식(13)의 조건을 이용하면 정상상태에서 전압방정식은 식(1)과 (2)에서 다음 식을 얻는다.

$$v_{d0} = -\omega_r L_q i_q \quad (14)$$

$$v_{q0} = \omega_r L_d i_d + \omega_r \phi_a \quad (15)$$

$$V_{0m} = V_{am} - R I_{am} \quad (16)$$

식(15)과 (16)을 식(13)에 대입하여 i_d 를 구한다.

$$i_d = \frac{1}{L_d} \left[-\phi_a + \sqrt{\frac{V_{0m}^2}{\omega_r^2} - (L_q i_q)^2} \right] \quad (17)$$

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

식(6)에서 i_q^* 를 구하면 다음과 같다.

$$i_q^* = \sqrt{I_{am}^2 - i_d^{*2}} \quad (18)$$

제어의 구현은 식(12), (17) 및 (18)로부터 지령전류의 실시간 계산에 기초한다. 기저속도 이하에서는 MTPA 제어에 의해 이용 가능한 최대 토크를 얻을 수 있으며 기저속도 이상에서는 최대 전압한계 내에서 CPR에서 동작한다.

4. 순시 토크제어

전기자전류의 제어에 의해 전동기 토크의 제어는 식(4)에 기초하며 이는 비선형이다. 따라서 속도 제어기의 출력과 토크 사이의 관계도 비선형이다.

식(11)에서 i_q 를 구한다.

$$i_q = \sqrt{i_d^2 + \frac{\phi_a i_d}{L_d - L_q}} \quad (19)$$

식(19)를 식(4)에 대입하여 $T_e \rightarrow T_e^*$, $i_d \rightarrow i_d^*$ 로 정리하면 다음과 같다.

$$T_e^* = P_n \sqrt{i_d^{*2} + \frac{\phi_a i_d^*}{L_d - L_q} [\phi_a + (L_d - L_q) i_d^*]} \quad (20)$$

식(17)을 식(4)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_e^* = P_n \sqrt{i_{am}^2 - i_d^{*2} [\phi_a + (L_d - L_q) i_d^*]} \quad (21)$$

식(13)에서 i_q 를 구한다.

$$i_q = \frac{1}{L_q} \sqrt{\left(\frac{V_{0m}^2}{\omega_r} \right)^2 - (L_d i_d^* + \phi_a)^2} \quad (22)$$

식(22)을 식(4)에 대입하여 정리하면 다음과 같다.

$$T_e^* = P_n \cdot \frac{1}{L_q} \sqrt{\left(\frac{V_{0m}^2}{\omega_r} \right)^2 - (L_d i_d^* + \phi_a)^2} \cdot [\phi_a + (L_d - L_q) i_d^*] \quad (23)$$

식(20)과 (23)는 i_d^* 에 대한 4차 방정식으로 나타난다.

$$a i_d^{*4} + b i_d^{*3} + c i_d^{*2} + d i_d^* + e = 0 \quad (24)$$

식(20)에서 계산한 파라미터는 다음과 같다.

$$a = (L_d - L_q)^2, \quad b = 3\phi_a(L_d - L_q), \quad c = 3\phi_a^2, \\ d = \frac{\phi_a^3}{(L_d - L_q)}, \quad e = -\left(\frac{T_e^*}{P_n} \right)^2$$

식(23)에서 계산한 파라미터는 다음과 같다.

$$a = L_d^2(L_d - L_q)^2, \quad b = 2L_d^2(L_d - L_q)\phi_a + 2L_d(L_d - L_q)^2\phi_a, \\ c = L_d^2\phi_a^2 + 4L_d(L_d - L_q)\phi_a^2 + \phi_a^2(L_d - L_q)^2 - (L_d - L_q)^2 \left(\frac{V_{0m}}{\omega_r} \right)^2, \\ d = 2L_d\phi_a^3 + 2(L_d - L_q)\phi_a^3 - 2\phi_a(L_d - L_q) \left(\frac{V_{0m}}{\omega_r} \right)^2 \\ e = \phi_a^4 + \left(\frac{T_e^* L_q}{P_n} \right)^2 - \phi_a^2 \left(\frac{V_{0m}}{\omega_r} \right)^2$$

식(24)는 식(20)과 (23)에서 구할 수 있으며 4차 NR(Newton-Raphson) 반복법을 사용하여 i_d^* 를 구한다. 식(20)은 CTR, 식(23)은 CPR에 적용한다.

그림 2는 본 논문에서 제시한 순시 토크제어를 위한

IPMSM 드라이브의 블록도를 나타낸다.

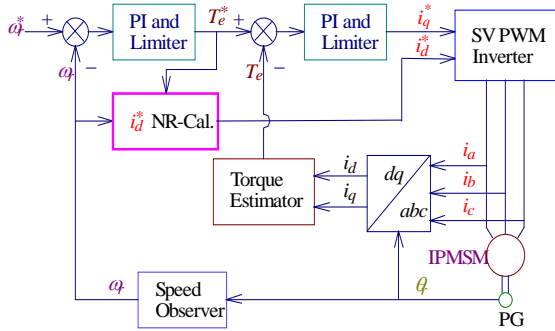


그림 2 제시한 드라이브 시스템의 블록도
Fig. 2 Block diagram of the proposed drive system

토크 추정자는 다음과 같다.

$$T_e = P_n (\phi_d i_d - \phi_q i_q) \quad (25)$$

$$\phi_d = L_d i_d + \phi_a \quad (26)$$

$$\phi_q = L_q i_q \quad (27)$$

5. 시스템 운전과 결과 분석

5.1 시스템 운전

본 논문에서 사용한 IPMSM의 파라미터는 표 1과 같다.

표 1. IPMSM의 파라미터
Table 1. Parameter of IPMSM

극수	4
전기자 저항 R_s	0.57[Ω]
영구자석 쇠교자속 ϕ_a	0.108[Wb]
정격 주파수	60[Hz]
전기자 최대전류 I_{am}	15[A]
전기자 최대전압 V_{am}	120[V]
d 축 인덕턴스 L_d	8.72[mH]
q 축 인덕턴스 L_q	22.8[mH]
정격 속도	1600[rpm]

IPMSM 드라이브 시스템의 최대 토크제어를 위한 제어 블록도는 그림 3과 같다.

IPMSM의 속도를 영에서 기저속도까지는 식(20)에서 i_d^* 를 구하여 운전한다. 이는 CTR의 운전으로 MTPA 제어가 수행된다. 기저속도 이상에서는 식(23)에서 i_d^* 를 구하여 운전하며 이 CPR에서는 최대 토크제어가 수행된다.

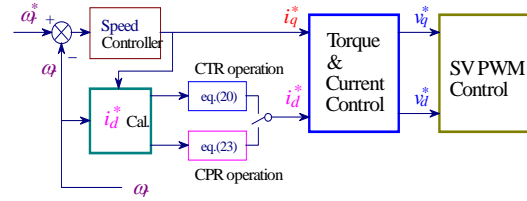


그림 3 시스템의 제어 블록도
Fig. 3 Control Block diagram of system

5.2 결과 분석

그림 4는 IPMSM의 토크와 d 축 전류평면에서 제어궤적을 나타낸다. CTR에서는 전압제약을 항상 만족하며 토크와 i_d 는 식(20)과 (21)에 의하여 제어된다. 이 경우에는 제어궤적이 MTPA 궤적을 경로로 **A**에서 **B**로 이동하는 곡선이다. 1600[rpm]인 기저속도 이상에서는 자석에 의해 발생한 역기전력은 V_{am} 과 같다. 토크와 i_d 는 식(21)와 (23)에 의해 제어되며 이 영역에서는 CPR를 위하여 운전된다. CTR에서는 i_d^* 는 주어진 지령토크를 위하여 식(20)에서 계산하고 CPR에서 식(23)를 계산하여 제어한다.

그림 5는 종래의 방식이며 0.2[s]에서 무부하 상태로 스텝 지령속도를 3800[rpm]으로 가속하여 운전한다. 1-1.3[s]에서 부하 토크를 2[N·m]로 인가하여 운전하다가 1.5[s]에서 지령속도를 3000[rpm]으로 감속한다. 그림 5(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 q 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다.

그림 6은 본 논문에서 제시한 최대 토크제어를 나타내며 그림5와 같은 조건에서 운전할 경우에 나타나는 속도에 대한 응답특성을 나타낸다. 그림 6(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 q 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다.

그림 7은 지령속도를 스텝으로 변화시켰을 경우에 나타나는 응답특성을 비교한다. T_{con} 은 종래의 방식이며 T_{max} 는 본 논문에서 제시한 최대 토크제어이다. 그림 7(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 발생토크를 나타낸다. 본 논문에서 제시한 방식이 종래의 방식보다 전 운전 영역에서 q 축 전류는 작게 나타나지만 d 축 전류의 변화로 토크가 매우 상승된다. 최대 토크제어는 종래의 방식보다 속도가 빠르게 정상상태에 추종하며 d 축 전류는 감소하며 정상상태에 도달할 때까지 토크는 매우 크게 나타난다. CTR에서 MTPA 제어가 수행되고 CPR에서는 전압과 전류의 조건을 고려하여 동작하는 속도에서 최대토크로 운전한 결과이다.

그림 8은 무부하 상태에서 3800[rpm]으로 운전 중 1.0-1.3[sec]에서 부하토크를 2[N·m]로 스텝으로 인가할 경우에 응답특성을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령속도와 실

제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 발생토크를 나타낸다. CPR 영역에서 토크를 변화시킬 경우에도 본 논문에서 제시한 최대 토크제어는 i_d 가 감소하여 약제자 제어를 효율적으로 수행하며 응답특성이 양호하게 나타난다.

그림 9는 무부하에서 3800[rpm]으로 운전 중 1.5[s]에서 3000[rpm]으로 속도를 감소시켰을 경우의 응답특성을 나타낸다. 그림 9(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 발생토크를 나타낸다. 속도의 변화에서도 최대 토크제어는 종래의 방식 보다 속도가 빠르게 정상상태에 추종한다. 또한, d 축 전류는 감소하며 정상상태에 도달할 때까지 토크는 크게 나타난다.

그림 10은 지령속도를 0-1200[rpm]과 0-3800[rpm]으로 스텝으로 변화시켰을 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 10(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 발생토크를 나타낸다. 전동기가 기동할 경우에 토크와 i_d 는 그림 4에서 최대토크와 일치하는 점 B에서 제어된다. 지령속도가 1200[rpm]일 경우, 토크와 i_d 벡터는 실제속도가 지령속도에 도달할 때까지 MTPA BA를 따라 이동한다. 지령속도가 3800[rpm]일 경우, 토크와 i_d 벡터는 점 B에서 시작하여 전류제한 궤적을 따라 점 C로 이동한다. 동작점 B에서 속도제어기의 제한 값은 MTPA와 전류제한 궤적의 교차점에서 결정된다. 동작 영역 BC에서 제한 값은 전류제한에 의해 결정된다.

그림 11은 종래의 방식으로 무부하 상태에서 0.2[s]에서 지령속도를 3000[rpm]으로 운전하다가 1.0[s]에서 -3000[rpm], 다시 2.1[s]에서 지령속도를 3000[rpm]주었을 때의 정·역회전으로 운전할 경우에 나타나는 응답특성이다. 그림 11(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 q 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다.

그림 12는 제시한 토크제어 방식으로 그림 11과 같은 조건에서 구한 응답특성을 나타낸다. 그림 12(a)는 지령속도와 실제속도, (b)는 d 축 전류, (c)는 q 축 전류 및 (d)는 발생토크를 나타낸다. 정·역회전 운전을 할 경우에도 제시한 최대 토크제어가 종래의 방식 보다 응답특성이 양호하게 나타난다.

그림 13은 정·역회전으로 운전할 경우에 응답특성을 비교한다. 이 경우에도 제시한 최대 토크제어가 종래의 방식 보다 성능이 우수하게 나타난다.

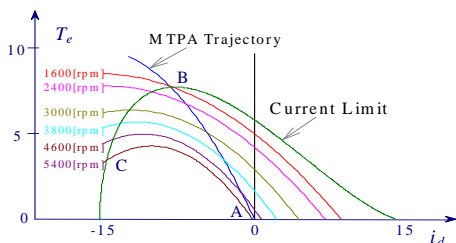


그림 4 IPMSM의 제어 궤적
Fig. 4 Control trajectories of IPMSM

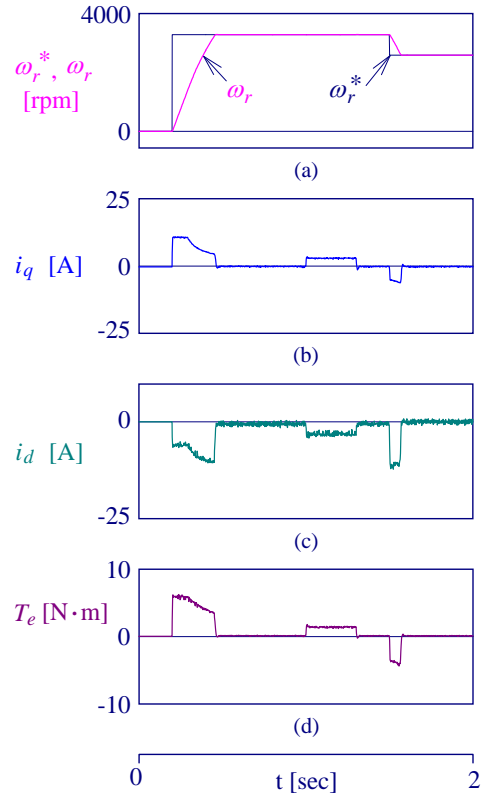


그림 5 종래의 토크제어에 의한 응답특성
Fig. 5 Response Characteristics with conventional torque control

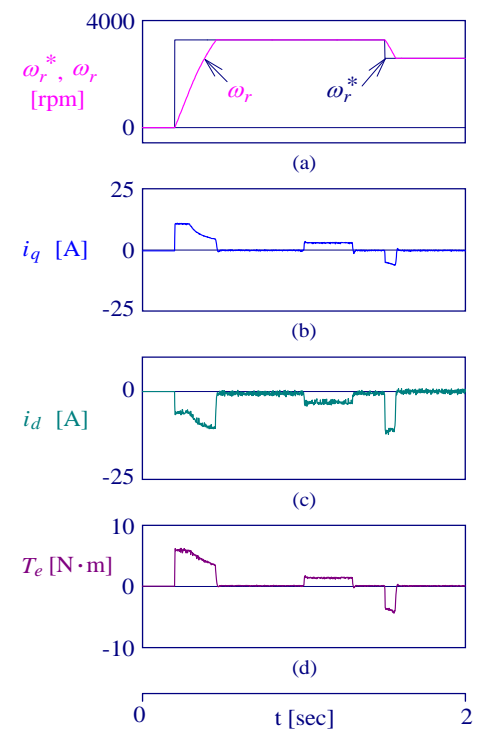


그림 6 제시한 토크제어에 의한 응답특성
Fig. 6 Response Characteristics with proposed torque control

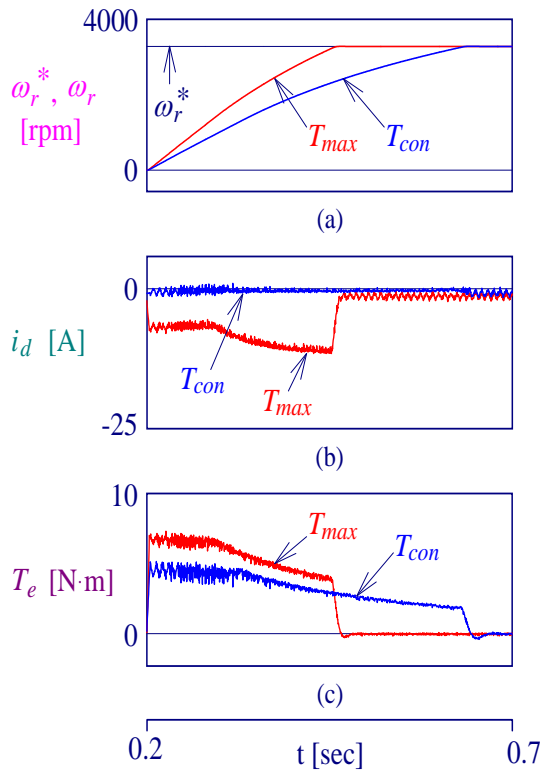


그림 7 지령 스텝 속도변화에 대한 응답 비교
 Fig. 7 Response comparisons with command step speed change

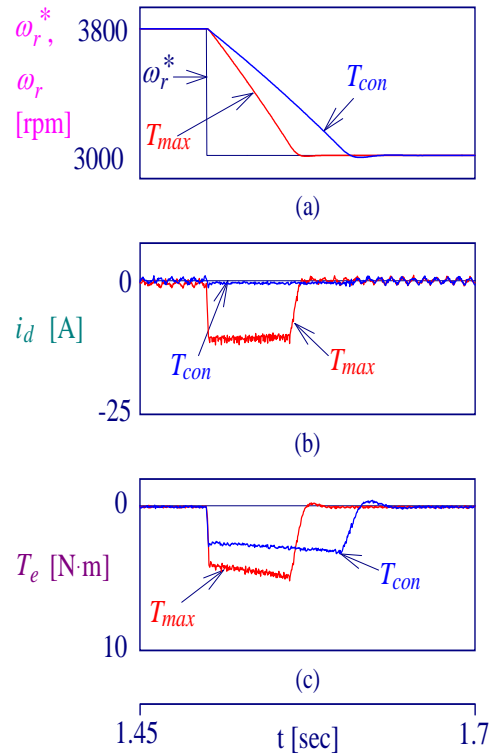


그림 9 속도 변화에 대한 응답 비교
 Fig. 9 Response comparisons with speed change

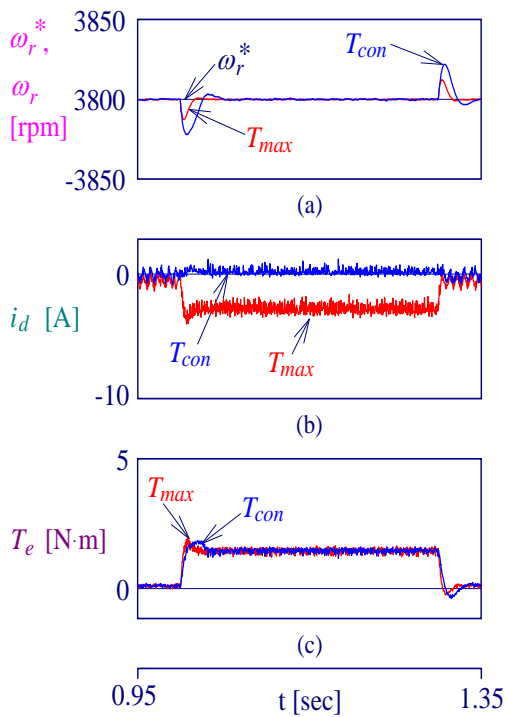


그림 8 부하 변화에 대한 응답 비교
 Fig. 8 Response comparisons with load change

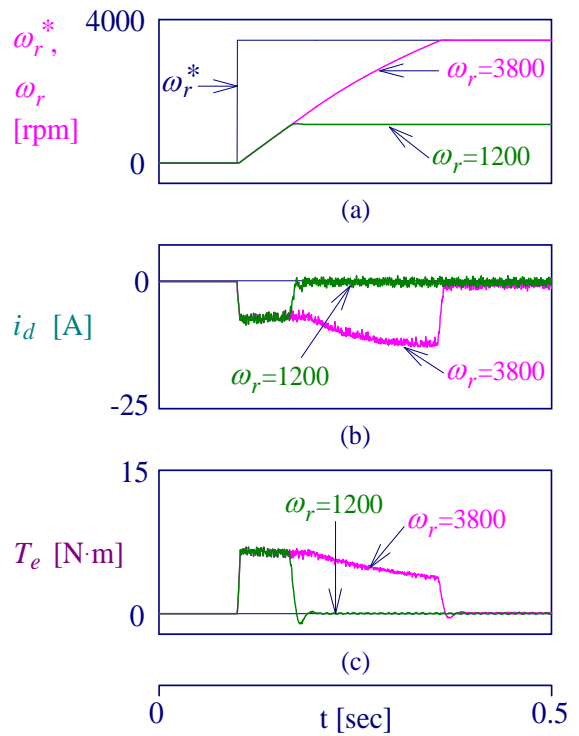


그림 10 속도 변화 응답 비교
 Fig. 10 Response comparisons with speed change

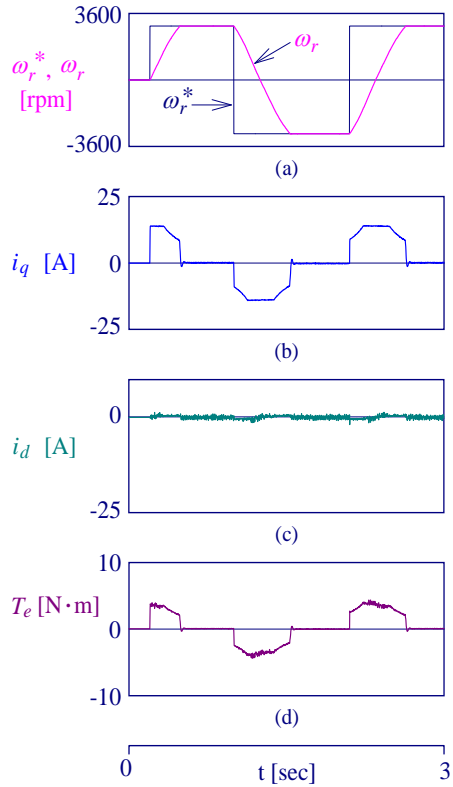


그림 11 종래의 방식에서 정·역회전 운전
 Fig. 11 Forward and reverse drive at conventional method

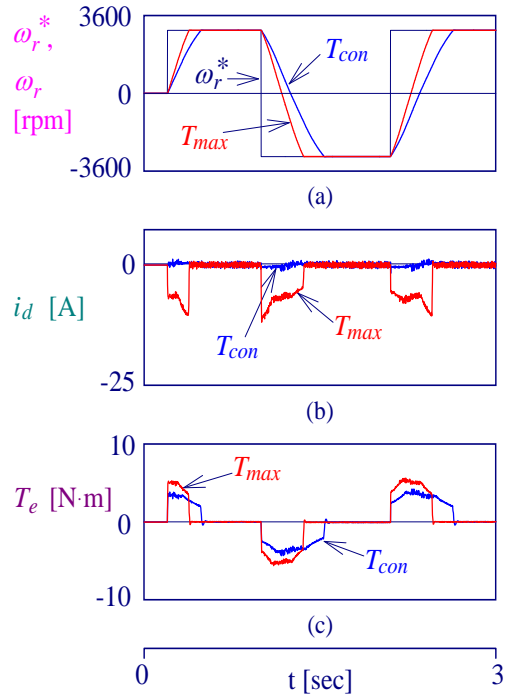


그림 13 정·역회전 운전에서 응답의 비교
 Fig. 13 The comparisons of response at Forward and reverse drive

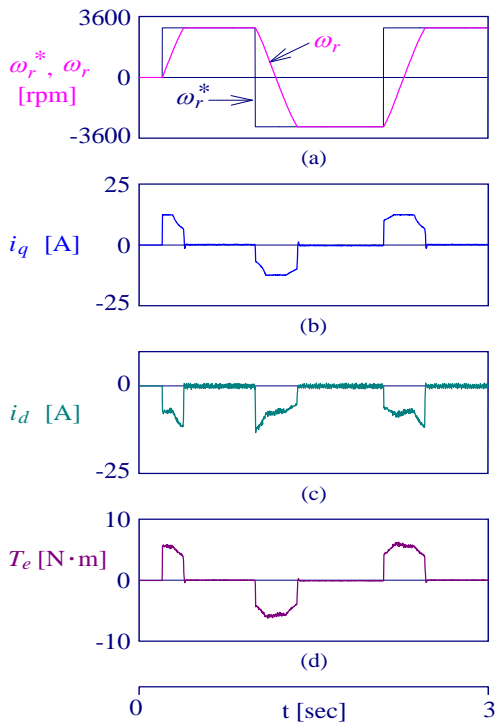


그림 12 제시한 방식에서 정·역회전 운전
 Fig. 12 Forward and reverse drive at proposed method

6. 결 론

본 논문에서는 토크와 전류 평면에서 최대토크 운전을 위한 IPMSM의 순시 토크제어를 제시하였다. 토크로 제어하기 위하여 토크와 i_d 평면에서 최대토크를 구하였다. 기저속도 이하인 저속에서는 MTPA 제어가 가능하였고 고속에서는 약계자 제어가 가능하였으며 응답특성에 대하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

- (1) 지령속도를 스텝으로 인가하였을 때 CTR와 CPR의 응답특성이 양호하게 나타났으며 약계자 제어가 양호하게 수행되었다.
- (2) 속도에 따른 토크는 본 논문에서 제시한 방식이 종래의 방식보다 매우 크게 상승된 결과로 나타났다.
- (3) CTR에서 MTPA 제어가 가능하였으며 CPR에서는 전압과 전류의 조건을 고려하여 동작하는 속도에서 최대토크를 얻을 수 있었다.
- (4) 속도 및 부하토크의 변동에도 응답특성은 양호하게 나타났다.
- (5) 정·역회전 운전의 결과에서도 응답특성은 양호하게 나타났다.

본 논문에서 제시한 제어방식이 종래의 방식 보다 토크를 상승시킬 수 있었으며 CTR에서 MTPA 제어와 CPR에서 약계자 제어가 양호하게 수행하여 최대토크를 얻을 수 있었다. 따라서 본 논문에서 제시한 방식의 타당성을 입증할 수 있었다.

감사의 글

본 연구는 한국과학재단 목적기초연구
(R01-2001-000-00301-0(2002)) 지원으로 수행되었음.

참 고 문 헌

- [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, "Fuzzy control for high performance vector control of PMSM drive system," The Trans. of KIEE, vol. 47, no. 12, pp. 2171-2180, 1998.
- [9] D. H. Chung, et al., "Instantaneous torque of IPMSM for drive of wide speed rang," Proc. of KIEE EMECS Ann. Meet., pp. 183-186, 2002.

저 자 소 개



정 동 화 (鄭 東 和)

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

Tel : 061-750-3543

Fax : 061-752-9841

E-mail : hwa777@sunchon.ac.kr



이 정 철 (李 廷 喆)

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

E-mail : jclee0123@hanmail.net



이 흥 균 (李 洪 鈞)

1973년 7월 15일생. 1999년 순천대 공대 전기제어공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년~현재 동 대학원 정보통신공학부 박사과정

E-mail : phoenix5@sunchon.ac.kr