

매입형 영구자석 동기전동기의 일정 토크 영역에서 최대 토오크 운전에 관한 연구

論 文
49B-3-10

Study of Maximum Torque Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor in Constant Torque Region

金長睦* · 金守烈** · 柳皓善*** · 林翼憲[§]
(Jang-Mok Kim · Su-Yeol Kim · Ho-Seon Ryu · Ick-Hun Lim)

Abstract - In this paper a new controller is proposed to operate the interior permanent magnet synchronous motor(IPMSM) by the control method of the maximum torque per ampere in constant torque region. The implementation method of the conventional torque controller is explained and analyzed exactly. The proposed controller does not use the torque and q-axis current of the speed controller but the amplitude of the stator current in order to utilize not only the magnetic alignment torque but also the reluctance torque in the constant torque region, gurantees the linearity of the torque, and is easily implemented. These attractive features are verified through the experiment.

Key Words : IPMSM, Maximum torque per Ampere, Reluctance Torque, Magnetic Alignment Torque

1. 서 론

매입형 영구자석 동기전동기(Interior Permanent Magnet Synchronous Motor : IPMSM)는 철심으로 구성된 회전자기 있으며 철심 내부에 영구자석이 삽입되어 있다. 이 매입된 형상에 의하여 기계적으로는 좌우 대칭인 원통형이지만 전기적으로는 전통적인 돌극형 동기기와 반대의 전기적 특성인 q축 인덕턴스가 d축 인덕턴스보다 큰 전기적 돌극성이 생기고, 이 돌극성으로 인하여 영구자석에 의한 토크 뿐만 아니라 릴럭턴스 차이에 의한 토크가 존재한다. 이로 인해 릴럭턴스 토크가 존재하기 때문에 작은 체적의 회전자로 큰 토크를 발생할 수 있으며, 구조가 견고하고, 작은 유효공극으로 전기자 반작용이 강하므로 일정 토크 영역에서의 운전 뿐만 아니라 일정 출력 영역에서 고속운전도 가능하다[1]-[7].

일정 토크 영역에서 IPMSM의 운전은 표면 부착형 동기전동기(Surface mounted Permanent Magnet Synchronous Motor : SPMSM)와는 달리 일정 토크 영역에서 여러 가지 제어 알고리즘이 있을 수 있다. 일정 토크 영역에서의 제어 방법으로는 공극 자속기준 벡터제어, d축 전류를 영으로 하는 제어, 역률 1제어, 공극 자속 일정제어, 그리고 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 제어 등이 있다. 그러나 IPMSM의 적용 가능한 분야는 요즘 많은 관심의 대상이 되는 전기자동차, 공장에서 대량 생산을 위한 공장 자동화에 필수적인

로봇, 그리고 공작기계등에서 주축 구동용으로 사용 가능하기 때문에 빠른 응답성이 요구되고 이에 적합한 제어기법은 단위 전류당 최대 토크 제어이다. 따라서 본 논문에서는 IPMSM에 가장 많이 이용되는 단위 전류당 토크 제어기법에 관하여 주로 언급한다[3, 5].

기존의 단위 전류당 최대 토크를 발생하게 하는 제어기법으로는 크게 두가지 방법으로 나눌 수 있다. 첫째는 토크 값으로부터 4차 방정식을 근거로한 복잡한 계산식을 실시간으로 풀거나 아니면 테이블에 의한 d-q축 전류를 발생하게 하는 방법이 있다[1, 2]. 둘째는 속도 제어기의 출력이 q축 전류지령이 되며 이 q축 전류의 크기로부터 d축 전류를 결정하는 방법이 있다[3]. 첫 번째 방법은 속도와 토크의 선형성은 있지만 구현상 복잡하고 프로세스에 많은 계산 부담을 지우거나 테이블에 의한 처리는 IPMSM의 구동장치 설계자에게는 귀찮은 작업이 될 수 있다. 두 번째 방법은 구현상 간단하지만 속도 제어기의 출력이 q축 전류를 결정하고 d축 전류를 결정하기 때문에 구현은 쉬울 수 있지만 토크와 속도와의 선형성이 떨어지고 속도 제어기를 설계할 때 정격 전류에서 복잡한 수식의 계산이후에 q축 전류를 환산하여 속도 제어기의 출력값을 결정하는 전류제한 값을 결정해야 하는 번거로움도 있다.

본 논문에서는 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 새로운 제어기를 제안한다. 제안된 제어기는 구현이 간단하며 선형성이 충분히 보장되며 제안된 제어기의 유용성을 실험과형으로 확인하였다.

2. 본 론

2.1 IPMSM의 수학적 모델

본 논문에서 IPMSM의 d-q 동기 좌표계에서의 정상상태

* 正 會 員 : 韓 電 電 力 研 究 院 先 任 研 究 員 · 工 博
** 正 會 員 : 韓 電 電 力 研 究 院 先 任(補)研 究 員 · 工 碩
*** 正 會 員 : 韓 電 電 力 研 究 院 先 任(補)研 究 員 · 工 碩
§ 正 會 員 : 韓 電 電 力 研 究 院 責 任 研 究 員 · 工 碩
接受日字 : 1999年 10月 4日
最終完了 : 2000年 1月 25日

전압 방정식과 발생 토크에 관한 수식 T_e 는 아래와 같다:

$$\begin{bmatrix} V_{ds}^r \\ V_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s & -\omega_e L_{qs} \\ \omega_e L_{ds} & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \phi_f \end{bmatrix} \quad (1)$$

(첨자 'r'는 d-q 동기 좌표계의 변수이다)

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\phi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r] \quad (2)$$

- 여기서, V_{ds}^r, V_{qs}^r : d, q 축 단자 전압,
- i_{ds}^r, i_{qs}^r : d, q 축 고정자 전류,
- L_{ds}, L_{qs} : d-q 축 고정자 인덕턴스,
- R_s : 고정자 저항,
- ϕ_f : 영구자석에 의한 쇄교자속,
- ω_e : 전기 각속도, P : 극 수.

IPMSM은 d-q축의 돌극성($L_{qs} > L_{ds}$) 때문에 식 (2)에서도 알 수 있듯이 자석에 의한 토크 뿐만 아니라 릴럭턴스 토크 성분이 존재한다[1]-[9].

2.2 단위 전류당 최대 토크 제어

식 (2)에서 알 수 있듯이 IPMSM에서는 d축의 인덕턴스가 q축의 인덕턴스보다 작으므로 ($L_{qs} > L_{ds}$) 릴럭턴스 토크와 회전자 영구자석에 의한 토크가 서로 더해지는 방향으로 작용하기 위해서는 d축 전류 i_{ds}^r 가 0보다 작아야 한다. 즉, 전동기 운전 영역에서 전통적인 동기 전동기는 큰 토크를 얻기 위하여 d축 전류가 양의 방향으로 증가하여야 하지만 IPMSM에서는 자석에 대한 감자 기자력이 작용해야 자기저항 토크가 자석 토크와 더해져서 토크가 증가한다. 식 (2)를 그림 1에서 보여지듯이 토크식에서 i_{ds}^r 와 i_{qs}^r 에 대하여 직각 좌표계에서 표시된 것을 전류 크기 I_s 와 전류 위상각 γ 의 원통 좌표계의 값으로 바꾸어 표시하면 식 (3)으로 표시되며 식 (3)에서 알 수 있듯이 토크 식은 자석에 의한 토크는 전류 위상각 함수인 $\cos \gamma$ 에 비례하며, 릴럭턴스 토크는 $\sin 2\gamma$ 에 비례함을 알 수 있다.

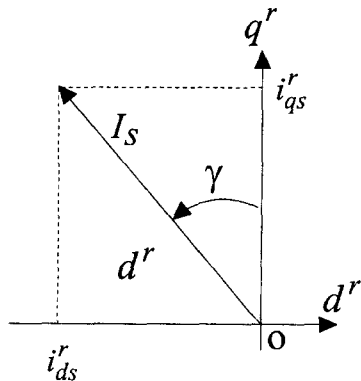


그림 1 동기좌표축상에서의 전류 페이서도
Fig. 1 Phasor diagram of current in the synchronous reference frame

정격 전류가 전동기에 흐른다고 가정하고 식 (3)에서 자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크를 전류 위상각 γ 에 대한 함수로 표현한 파형이 그림 2에 나타나 있다. 그림 2는 발생된 최대 토크를 1로 하여 정규화(Normalization)한 것으로 이 그림에서 알 수 있듯이 IPMSM에서 최대 토크가 발생될 때 회전자 영구자석에 의한 토크는 전체 토크의 약 70%가 되며, 릴럭턴스에 의한 토크는 전체 토크의 약 30%를 차지하므로 이 릴럭턴스 토크의 크기는 전체 토크에 크게 기여함을 알 수 있다. 그림 2에서 알 수 있는데 자석에 의한 토크는 전류 위상각 $\gamma = 0^\circ$ 에서 최대가 되며, 릴럭턴스 토크는 $\gamma = \pi/4$ 에서 최대가 되므로 자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크 합에 의한 최대 토크는 이들 두 각 사이에서 결정 됨을 그림 2에서 알 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\phi_f I_s \cos \gamma + \frac{1}{2} (L_{qs} - L_{ds}) I_s^2 \sin 2\gamma] \quad (3)$$

회전자의 영구자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크와의 합이 항상 최대가 되게 하는 이러한 제어 방법을 단위 전류당 최대 토크 제어(Maximum Torque Per Ampere Control)라 한다. 이 단위 전류당 최대 토크를 발생시키는 전류 궤적을 구하기 위하여 우선 토크의 수식을 d-q 동기 좌표계에 표시하기 위하여 식 (2)의 토크 식을 약간 변형하면 식 (4)와 같이 쓸 수 있다. 식 (4)로 알 수 있듯이 일정 토크 궤적은 식 (5)를 점근선으로 하는 쌍곡선이며 속도(주파수)와는 무관함을 알 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (L_{ds} - L_{qs}) i_{qs}^r \left(\frac{\phi_f}{L_{ds} - L_{qs}} + i_{ds}^r \right) \quad (4)$$

$$(i_{ds}^r, i_{qs}^r) = \left(-\frac{\phi_f}{L_{qs} - L_{ds}}, 0 \right) \quad (5)$$

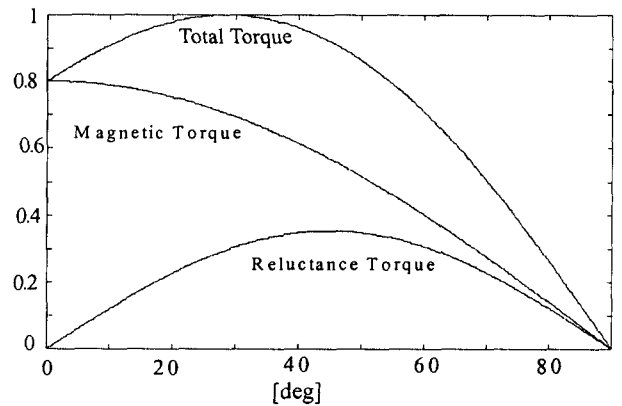


그림 2 토크 성분의 비교
Fig. 2 Comparison of the torque components

그림 3에서 알 수 있듯이 하나의 토크 곡선 T_{en} 에 대하여 같은 값을 갖는 토크를 발생하기 위한 크기가 다른 고정자 전류벡터 i_{s1}, i_{s2} 의 수는 무한히 많이 존재하게 되고, 토크가 변화함에 따라 최소의 고정자 전류값을 갖는 i_s 를 구하는 것이 단위 전류당 토크 제어이며 이러한 해를 구하는 것이 단위 전류당 최대 토크 제어를 하기위한 제어기 구현에

가장 중요한 부분이다. 이 것이 앞에서 언급된 자석에 의한 토크와 릴럭턴스 토크를 동시에 효율적으로 이용하게 하는 방법을 구하는 것과 같은 의미이다. 이 전류 궤적을 해석적으로 구하면 식 (2)를 T_{eb} 로 정규화한 토크 식 T_{en} 은 식 (6)과 같이 쓸 수 있으며 d, q축 전류를 정규화한 i_{dn} , i_{qn} 은 식 (7)과 같이 쓸 수 있으며 이 두 전류의 제곱의 합이 I_{sn}^2 이다.

$$T_{en} = \frac{T_e}{T_{eb}} = (i_{qn} - i_{qn}i_{dn}) \quad (6)$$

$$i_{qn} = \frac{i_{qs}^r}{i_b}, \quad i_{dn} = \frac{i_{ds}^r}{i_b} \quad (7)$$

$$I_{sn}^2 = i_{dn}^2 + i_{qn}^2 \quad (8)$$

$$\text{여기서, } T_{eb} = \frac{3}{2} P \phi_f i_b, \quad i_b = \frac{\phi_f}{L_{qs} - L_{ds}}$$

그림 3에서 알 수 있듯이 전류곡선과 토크 곡선이 만나는 점 i_{dn} , i_{qn} 의 궤적이 원점에서 가장 짧은 직선이 되며, 구하고자 하는 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 전류 궤적이 된다.

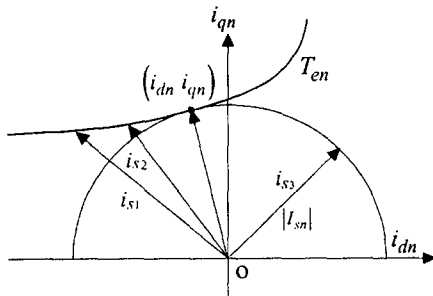


그림 3 임의의 토크 곡선과 전류 제한원
Fig. 3 Arbitrary torque curve and current limit circle

이러한 전류 궤적을 구하기 위해서 먼저 d축에 대하여 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 토크와 d축 전류와의 관계를 구한다. 이를 위하여 식 (8)에서 q축 전류 성분을 소거하기 위하여 식 (6)을 i_{qn} 에 대하여 정리하면 식 (9)와 같다. 식 (9)를 다시 식 (8)에 대입하면 식 (10)을 구할 수 있고, 이 식을 i_{dn} 에 대하여 미분하여 정리하면 식 (11)과 같이 토크 식 T_{en} 과 i_{dn} 의 관계식을 구할 수 있다. 이 식은 다시 정리하면 토크 T_{en} 이 정규화된 d축 전류 i_{dn} 의 4차식임을 식 (12)에서 알 수 있다.

$$i_{qn} = \frac{T_{en}}{1 - i_{dn}} \quad (9)$$

$$I_{sn}^2 = i_{dn}^2 + \left(\frac{T_{en}}{1 - i_{dn}}\right)^2 \quad (10)$$

$$2 i_{dn} + 2 T_{en}^2 \left(\frac{1}{1 - i_{dn}}\right)^3 = 0 \quad (11)$$

$$T_{en} = \sqrt{i_{dn}(1 - i_{dn})^3} \quad (12)$$

q축에 대해서 d축에서 구한 순서와 같이 구하여 보면 d축 전류 성분을 소거하기 위하여 식 (6)을 i_{qn} 에 대하여 정리하면 식 (13)과 같다. 이 식 (13)을 다시 식 (8)에 대입하면 식 (14)와 같고, 이 식을 i_{qn} 에 대하여 미분하여 정리하면 식 (15)와 같이 토크 T_{en} 과 i_{qn} 의 관계식을 구할 수 있다. 여기서 T_{en} 에 관하여 2차 방정식을 풀면 식 (16)과 같으며 이 식은 i_{qn} 에 관하여 의 4차 방정식임을 알 수 있다.

$$i_{dn} = 1 - \frac{T_{en}}{i_{qn}} \quad (13)$$

$$I_{sn}^2 = i_{dn}^2 + \left(\frac{T_{en}}{1 - i_{dn}}\right)^2 \quad (14)$$

$$T_{en}^4 - i_{qn} T_{en} + i_{qn}^4 = 0 \quad (15)$$

$$T_{en} = \frac{i_{qn}}{2} [1 + \sqrt{1 + 4i_{qn}^2}] \quad (16)$$

위의 식 (12), (16)을 정규화된 토크 T_{en} 과 정규화된 d-q축 전류 i_{dn} , i_{qn} 에 대하여 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 토크와 d-q축 전류와의 일반식 관계는 그림 4와 같다. 그리고, 식 (16)에서 알 수 있는 것은 q축 전류가 작으면 토크가 q축 전류에 비례하며, q축 전류가 클 경우에는 q축 전류의 제곱에 비례한다. 즉, 전류가 작을 때에는 자속에 의한 토크가 지배적이며, 전류가 클 경우에는 자기저항에 의한 토크가 지배적임을 식 (16)에서부터 알 수 있다. 이상과 같이 구하여진 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 토크와 전류에 관한 수식이 유도되었지만 식 (12), (16)에서 알 수 있듯이 토크는 q축 전류에 대해서도 4차 방정식이다.

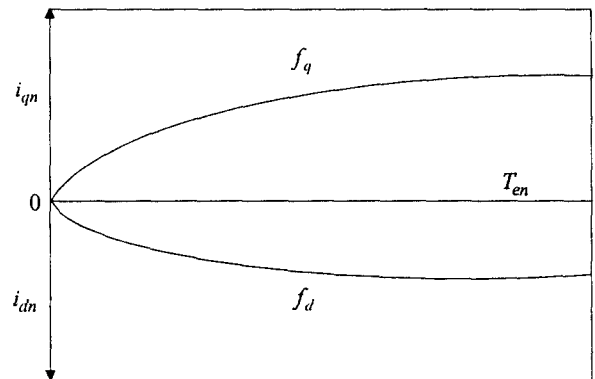


그림 4 단위 전류당 최대 토크를 발생하는 정규화된 토크에 대한 정규화된 전류성분

Fig. 4 Normalized stator current components as function of normalized torque for maximum torque/ampere trajectory

앞의 수식을 이용하여 IPMSM의 일정 토크 영역에서 단위 전류당 최대 토크 운전을 하기 위해서는 단위 전류당 최대 토크 제어기의 출력이 d-q 전류궤적의 형태로 출력되어야만 가변속 벡터 제어기의 구성이 쉽다. 이러한 벡터 제어를 가능하게 하기위해서 동기 좌표상의 d-q 축 전류를 구하는

방법에 따라서 구현의 쉽고 어려움과 제어기의 성능이 결정된다.

일정 토크 영역에서 단위전류당 최대 토크 운전을 구현하기 위한 기존 연구 방법 중 하나로써 전류에 관한 4차 방정식 (12), (16)의 해를 구하여 실제 시스템에 구현하기 위한 방법은 3가지가 있다.

첫째 이 4차 방정식의 일반 해를 구하는 방법인데, 4차식의 일반 해를 구하기 위해서는 이 4차 방정식을 고차 방정식을 구하는 전용 컴퓨터 S/W를 이용하여 일반 해를 식 (17)과 (18)과 같이 구할 수 있다. 이 4차식의 해는 4차 방정식이기 때문에 실제 전동기 영역에서는 전류계적이 2상한에 있기 때문에 유효한 근은 하나이다. 이 해는 전류의 부호를 보고 판단하면 쉽게 구할 수 있으며 그 해가 식 (17), (18)과 같다. 이 수식을 실제 시스템에 적용하기에는 쉽지 않으며, 고정 소숫점 연산을 하는 마이크로 프로세서에 의하여 구현하기에는 너무나 많은 계산량이 요구된다. 그리고, 지령 토크가 0이면 토크와 전류의 일반식 (17)와 (18)에 관계없이 i_{dn} , i_{qn} 은 각각 0이다.

$$\begin{aligned}
 a &= T_{en}^2 \\
 k_1 &= -9a + \sqrt{3\sqrt{27a^2 + 256a^3}} \\
 a_1 &= \sqrt{-73728^{1/3}a + 3k_1^{1/3} + 96^{1/3}k_1^{2/3}} \\
 b_1 &= 4\sqrt{3}k_1^{1/6} \\
 c_1 &= \sqrt{3^{3/2}\sqrt{k_1 + 96^{2/3}aa_1 + 3k_1^{1/3}a_1 - 12^{1/3}k_1^{2/3}a_1}} \\
 d_1 &= \sqrt{2A}k_1^{1/6}\sqrt{a_1}
 \end{aligned}
 \tag{17}$$

$$\begin{aligned}
 i_{dn} &= \frac{3}{4} - \frac{a_1}{b_1} - \frac{c_1}{d_1} \\
 i_{qn} &= \frac{T_{en}}{1 - i_{dn}}
 \end{aligned}
 \tag{18}$$

둘째, q축에 대한 4차 방정식 식 (15)를 실시간 (Real-time)으로 직접 토크 제어에 필요한 전류 해를 구하여 실제 시스템에 적용하는 방법이 있다. 이것을 푸는 방법은 Bisection Algorithm 혹은 Notwon-Raphon Method를 사용할 수 있다[7]. 그러나 만족할 만한 정밀한 해를 구하기 위해서는 적어도 8번 이상 반복하여 계산하여야만 수렴을 하므로 이것은 식 (17), (18)을 직접 구하는 방법보다는 쉽고 연산량도 적지만 역시 많은 계산을 수행해야 한다. 그리고, 빠르지 않는 마이크로 프로세서에서는 계산량이 많으므로 마이크로 프로세서에 큰 부담이 될 수 있다.

세째, 가장 일반적인 방법으로 정규화된 단위 전류당 최대 토크에 대한 정규화된 전류 성분의 관계를 그림 4에서 보여진 것과 같이 식 (7)과 (6)에서 전류 i_{dn} , i_{qn} 와 토크 T_{en} 의 관계를 일반화된 룩-업 테이블(look-up table)화 해야하는 방법이 있지만 이것은 계산량은 줄일 수 있지만 테이블화 해야하는 단점이 있다.

위에서 4차 방정식의 해인 식 (17), (18)를 이용하여 토크

의 크기에 따라서 d-q축 상에 표시한 한 것이 그림 5이다. 그림 5에서 굵은 실선은 일정 토크 궤적 T_e 에 대하여 원점에서 가장 작은 고정자 전류벡터의 집합을 연결한 곡선으로 단위 전류당 최대 토크를 갖는 전류 궤적, 즉 단위전류당 최대 토크 운전을 하기위한 전류궤적이다. IPMSM이 전동기로 동작될 때 2상한에서 단위 전류당 최대 토크를 발생하며, 제동 운전(braking operation)시 3상한에서 단위 전류당 최대 토크를 발생함을 그림 5에서 알 수 있다[1].

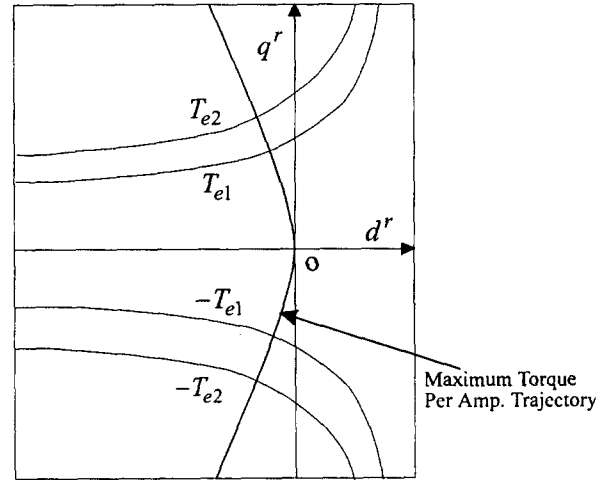


그림 5 평면상에서의 일정 토크 곡선과 단위 전류당 최대 토크 전류궤적

Fig. 5 Constant torque curve and maximum torque per ampere trajectory in the d-q plane

전류에 관한 4차 방정식 식 (12), (16)을 풀어 단위 전류당 최대 토크 제어를 구현한 위의 3가지 방법 이외의 기존 연구 방법으로는 속도제어의 출력이 q축 전류가 되며 이 q축 전류로부터 식 (19)와 같이 q축 전류를 결정하여 일정 토크 영역에서 제어하는 방법이 있다[3]. 이러한 방법은 구현은 간단하지만 토크와 제어기의 출력 사이에 선형성이 떨어지는 단점이 있다.

$$i_{ds}^r = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_{qs} - L_{ds})^2 i_{qs}^{r2}}}{4(L_{qs} - L_{ds})}
 \tag{19}$$

2.3 제안된 일정 토크 영역에서의 제어기

제안된 일정 토크 영역에서의 토크 제어기는 속도 제어기의 출력이 d축 전류 i_{ds}^r 와 q축 전류 i_{qs}^r 의 벡터 합인 i_s^r 이다. 토크 제어를 위한 전류 지령치의 발생은 아래와 같은 순서에 의하여 구할 수 있다. 식 (20)을 식 (21)에 대입하면 식 (22)와 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$i_s^{r2} = i_{ds}^{r2} + i_{qs}^{r2}
 \tag{20}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} [\psi_f i_{qs}^r + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r i_{qs}^r]
 \tag{21}$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left[\psi_f \sqrt{i_s^{r2} - i_{ds}^{r2}} + (L_{ds} - L_{qs}) i_{ds}^r \sqrt{i_s^{r2} - i_{ds}^{r2}} \right] \quad (22)$$

식 (22)를 i_{ds}^r 에 관하여 식 (23)과 같이 미분하여 극 값을 구하기 위하여 식을 정리하면 식 (24)와 같은 수식을 얻을 수 있다.

$$\frac{\partial T_e}{\partial i_{ds}^r} = 0 \quad (23)$$

$$2\sqrt{i_s^{r2} - i_{ds}^{r2}} i_{ds}^r + \psi_f i_{ds}^r - (L_{ds} - L_{qs}) i_s^{r2} = 0 \quad (24)$$

그리고, 위 식 (22)를 미분하여 i_{ds}^r 에 관하여 정리하면 i_{ds}^r 에 관한 2차인 식 (24)를 얻을 수 있다. 이 식은 2차 방정식이며 근의 공식을 이용하여 i_{ds}^r 에 관한 해를 구하면 식 (25)를 얻을 수 있다.

$$i_{ds}^r = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_{qs} - L_{ds})^2 i_s^{r2}}}{4(L_{qs} - L_{ds})} \quad (25)$$

즉, 식 (25)에서 알 수 있듯이 속도 제어기의 출력은 직접 토크 T_e 가 아니며, $i_s^r = \sqrt{i_{ds}^{r2} + i_{qs}^{r2}}$ 가 속도 제어기의 출력이 되어 토크 제어를 하게 된다. 위의 제어기를 i_{ds}^r, i_{qs}^r 에 관하여 새로이 정리하면 아래 식 (26), (27)과 같다.

$$i_{ds}^r = \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_{qs} - L_{ds})^2 i_s^{r2}}}{4(L_{qs} - L_{ds})} \quad (26)$$

$$i_{qs}^e = \text{sign}(i_s^e) \sqrt{i_s^{e2} - i_{ds}^{e2}} \quad (27)$$

여기서, $\begin{cases} \text{if } i_s^e \geq 0, \text{ sign}(i_s^e) = 1 \\ \text{if } i_s^e < 0, \text{ sign}(i_s^e) = -1 \end{cases}$

그림 6에서 f_{dk} 는 식 (26)을 언급하며, f_{qk} 는 식 (27)를 말한다. 따라서 이상과 같이 제안된 일정 토크 영역에서의 토크

제어기는 속도 제어기의 출력이 q축 전류 지령이 아니라 고정자 전류의 합 i_s^r 이 속도 제어기의 출력이므로 이 출력값을 식 (26), (27)에 대입하여 구하면 단위전류당 최대 토크 운전을 하는 전류궤적을 구할 수 있다. 실제 시스템에서 전류 i_s^r 를 제외하고 나머지 값은 상수이므로 프로그램을 초기화할 때 구해놓으면 모두 상수로 취급할 수 있기 때문에 제곱근 2개만 계산하면 결과를 얻을 수 있어 많은 계산 시간을 줄일 수 있다. 그리고 직접 속도 제어기의 출력제한 값이 전동기의 정격전류 제한값이므로 제어기의 설계가 무척 간단하고 용이하다. 그림 6에서 I_{smax} 값은 전동기의 열용량 정격과 관련되며 전동기에 공급할 수 있는 최대 전류제한 값이다. 본 논문에서는 정격전류의 3배 값으로 제한값을 설정하였다.

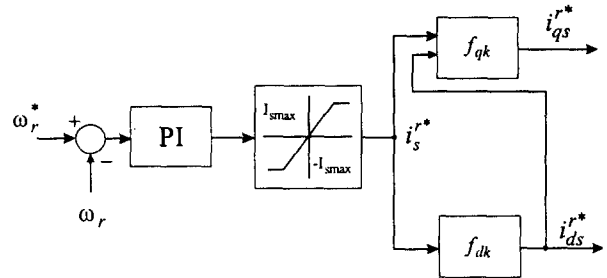


그림 6 개선된 일정 토크 영역에서의 토크 제어기
Fig. 6 Improved torque controller of constant torque region

3. 실험

실험에 사용된 전동기의 사양은 표1에 있는 바와 같이 900W IPMSM이다. 스위칭 주파수와 소자는 각각 5-KHz와 IGBT이다. 전동기 전체 시스템은 TMS320C31 DSP를 이용하여 전 디지털 시스템으로 구현되었으며 전체 블록도는 그림 7에 나타나져 있다. 전동기 제어에 사용된 전류 제어기의 샘플링 주기는 100 [μsec]이며, 속도제어기는 1 [msec]이다.

실험과형 그림 8과 9는 IPMSM에서 톨릭턴스 토크가 있음을 증명할 뿐만 아니라 톨릭턴스 토크를 이용했을 때의 유용성을 나타내기 위한 실험과형이다.

그림 8은 무부하 상태에서 전동기의 속도를 100[rpm]에서

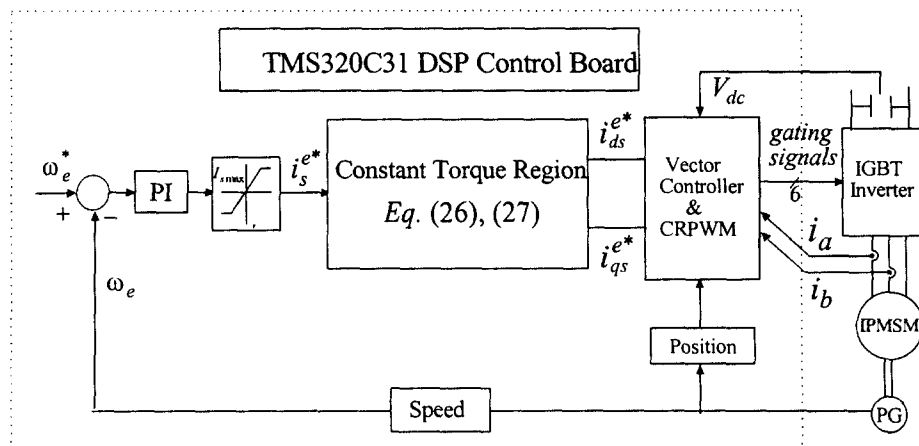


그림 7 전동기의 전체 구동 시스템
Fig. 7 Overall motor drive system

1100[rpm]으로 상승시켰을 때 $i_{ds}^* = 0$ 제어기, 즉 d축 전류를 0으로 하는 제어 운전 특성을 나타낸다. 그림 8(a)는 속도 지령 ω_{rpm}^* 와 전동기 실제속도 ω_{rpm} 를 나타내며, 8(b)는 q축 전류지령 i_{qs}^* 과 q축 실제 전류 i_{qs}^r 를 나타낸다. 그림 8에서 실제 속도가 계단형식으로 상승하는 것은 전동기의 속도가 1[ms] 마다 제어되기 때문이다. 그림 8(c)는 d축 전류 지령 i_{ds}^* 과 d축 실제 전류 i_{ds}^r 를 나타낸다. 여기서 알 수 있는 것은 d축 전류지령이 0이며 실제 전류도 0으로 제어되고 있음을 보여주고 있다. 그림 8(d)는 좌표 평면상에서 d-q축 전류 궤적을 나타낸 것으로 d축 전류는 영이며, 전류 궤적이 q축 상에 있음을 알 수 있다.

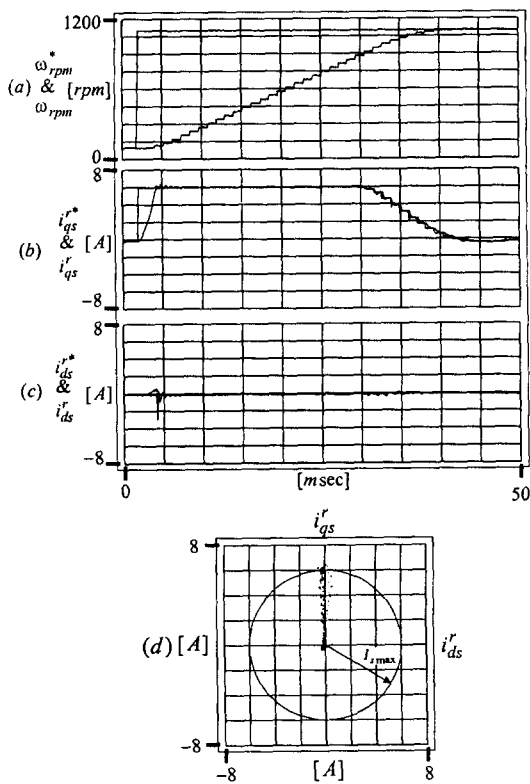


그림 8 $i_{ds}^* = 0$ 제어기의 운전 특성
Fig. 8 Operating characteristics of $i_{ds}^* = 0$ controller

그림 9는 단위 전류당 최대 토크 운전을 할 때의 제어기의 운전 특성을 나타낸다. 그림 9의 운전조건은 그림 8과 같다. 그림 8과 9의 차이는 d축 상에 전류가 있고 없고의 차이뿐만 아니라 속도의 응답성에도 많은 차이가 있다. 이를 자세히 나타내어 이들 두 제어기를 비교한 그림은 그림 10이다.

일정 토크 영역에서 단위 전류당 최대 토크 제어를 위한 기존의 방법으로 크게 두가지로 나눌 수 있음을 앞에서 언급되었다. 첫째는 토크와 전류의 관계가 4차 방정식임을 이용하여 이 해를 구하는 방법과 속도 제어기의 출력이 토크가 아니라 q축 전류지령이며 이 q축전류지령으로부터 d축 전류

지령을 구하여 단위전류당 최대 토크 제어하는 방법이 있음을 앞에서 언급되었다. 각각의 방법을 본 논문의 실험결과에서는 기존방법1, 기존방법2로 지칭하여 표시한다.

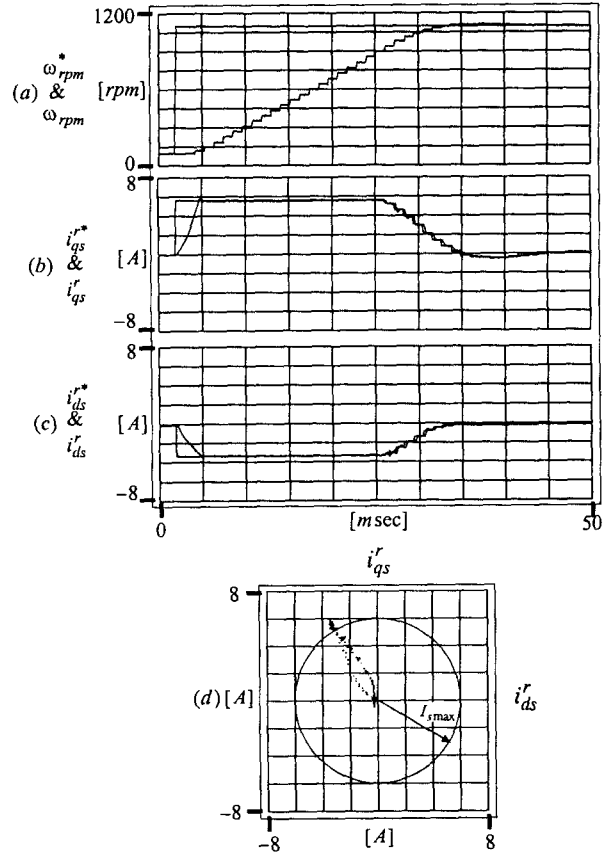


그림 9 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성
Fig. 9 Operating characteristics of maximum torque per ampere controller

그림 10에서 알 수 있는 것은 IPMSM은 SPMSM과는 달리 자석에 의한 토크 뿐만 아니라 자기저항 차에 의한 릴럭턴스 토크가 함께 존재하여 이 두 토크를 적절히 이용하면 자석에 의한 토크를 이용할 때 보다 훨씬 큰 토크를 발생시킬 수 있으며 이를 근거로 릴럭턴스 토크의 존재가 간접적으로 증명된다. 그래서 이 릴럭턴스 토크를 적절히 이용하면 전동기의 효율과 뛰어난 동특성이 얻어 지는 것을 그림 10의 실험 과형으로 알 수 있다.

그림 11은 무부하 상태에서 전동기의 속도를 -1000[rpm]에서 1000[rpm]으로 정역운전으로 상승시켰을 때 단위전류당 최대 토크를 발생하기 위한 4차 방정식의 해인 식 (17)을 직접 실시간으로 풀어 구현한 방식의 운전 특성을 나타낸다. 기존방법 1에 의한 속도 및 d-q 전류 응답성이 양호하며, 그림 11(d)는 IPMSM이 4상한 운전할 때 좌표 평면상에서 d-q축 전류 궤적을 나타낸 것이다. 전동기가 처음 가속할 때와 속도 지령이 바뀔 때를 제외하고는 단위 전류당 최대 토크 궤적을 따라서 운전되고 있음을 알 수 있다. 그림 11(e)는 속도 제어기의 출력을 추종하는 발생 토크와 실제 전동기의 토크와의 x-y 궤적을 나타낸 것이다. 전동기 속도 제어기의 출

력을 추종하는 토크와 발생 토크는 같은 토크 이기 때문에 x-y 축상에서 직선으로 나타난다. 이는 기존방법 1에 의한 토크의 선형성을 나타낸다. 그리고, 발생 토크는 실제 전동기 시스템에서 빠른 응답성을 보이고 있는 시스템에서 토크를 직접 측정하는 것은 매우 힘들며 여기서는 전동기의 모델에 의한 식 (2)을 이용하였고 비록 수식에 의한 토크를 표시하지만 토크 발생 추이를 아는데는 큰 문제가 없다.

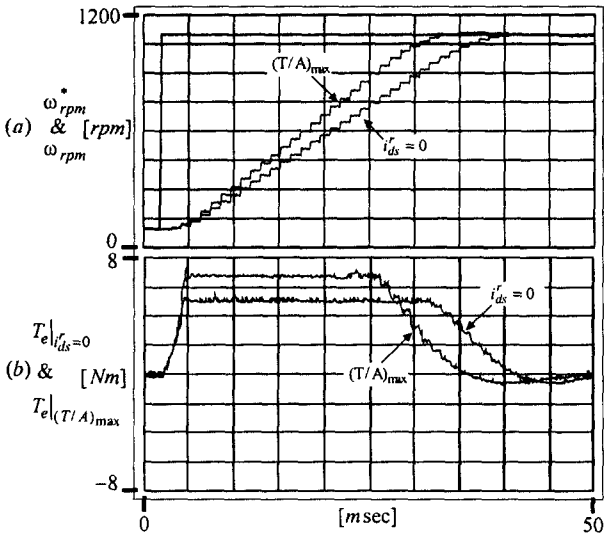


그림 10 $i_{ds}^r = 0$ 제어기와 단위 전류당 최대 토크 제어기의 비교

Fig. 10 Comparison of $i_{ds}^r = 0$ and maximum torque per ampere controller

그림 12는 기존방법 2에 의한 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성을 나타낸다. 그림 12의 운전 조건은 속도 제어기의 PI 제어기 이득은 다르지만 주파수 밴드폭은 같게 하여 공정한 비교가 되도록 하였다. 따라서 기존방법 2에 의한 속도 및 d-q 전류 응답성은 대체로 양호하며, 그림 12(d)는 IPMSM이 4상한 운전할 때 좌표 평면상에서 d-q축 전류 궤적을 나타낸 것이다. 전동기가 처음 가속할 때와 속도 지령이 바뀔 때를 제외하고는 그림 11(d)와 같이 단위 전류당 최대 토크 궤적을 따라서 운전되고 있음을 알 수 있다. 기존방법 2에 의한 속도 제어기의 출력은 q축 전류가 되며, 그림 12(e)는 실제 q축 전류에 대한 발생 토크의 x-y 궤적을 나타낸 것이다. 그림 12(e)에서 알 수 있듯이 기존방법 2에 의한 토크의 선형성은 그림에서 보듯이 직선이 아니며 대각 직선에 대하여 큰 S자이고, 토크의 선형성은 약간 떨어진다.

그림 13은 제한된 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성을 나타낸다. 그림 13의 운전 조건은 그림 11과 같다. 개선된 단위 전류당 최대 토크 제어기에 의한 속도 및 d-q 전류 응답성은 양호하며, 그림 13(d)는 IPMSM이 4상한 운전할 때 좌표 평면상에서 d-q축 전류 궤적을 나타낸 것이다. 전동기가 처음 가속할 때와 속도 지령이 바뀔 때를 제외하고는 그림 11(d)와 같이 단위 전류당 최대 토크 궤적을 따라서 운전되고 있음을 알 수 있다. 개선된 단위 전류당 최대 토크 제어기에 의한 속도 제어기의 출력은 d축 전류와 q축 전류 합인 크기이며, 그림 12(e)는 실제 q축 전류에 대한 발생 토크

크의 x-y 궤적을 나타 낸 것이다.

그림 13(e)에서 알 수 있듯이 개선된 단위 전류당 최대 토크 제어기에 의한 토크의 선형성은 그림에서 직선이 아니며 전향보상 1과 전향보상 2에 의한 토크 제어기의 중간 정도임을 알 수 있다.

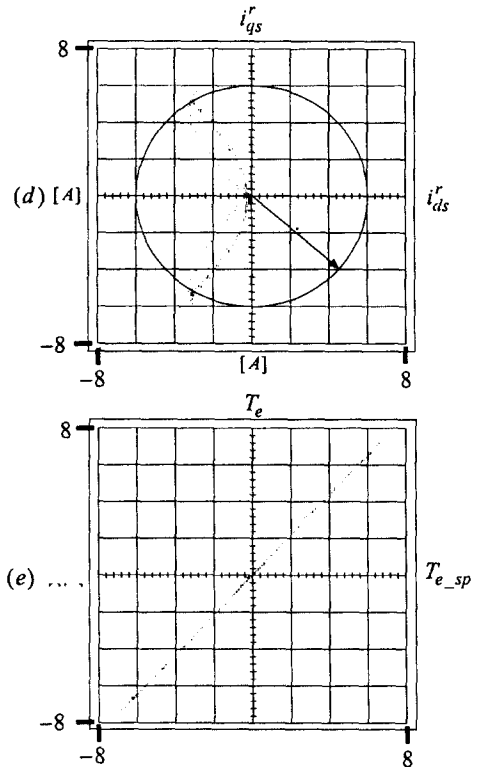
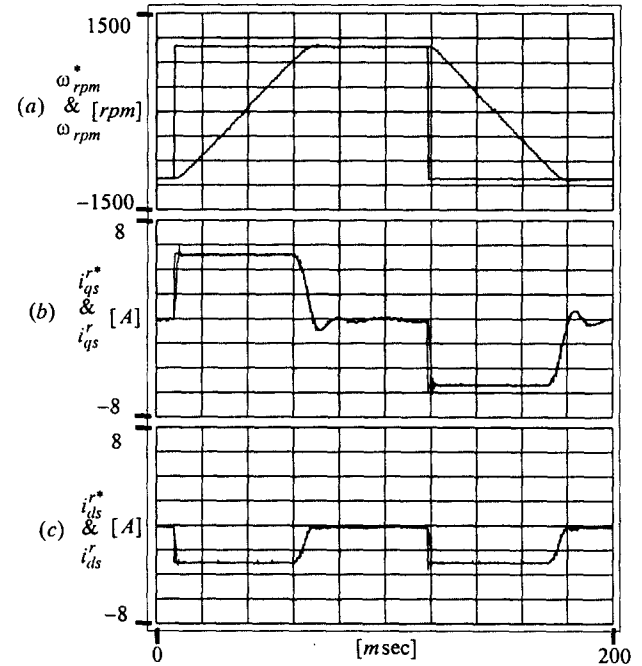


그림 11 기존방법 1에 의한 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성

Fig. 11 Operating characteristics of Maximum torque per ampere controller by conventional method 1

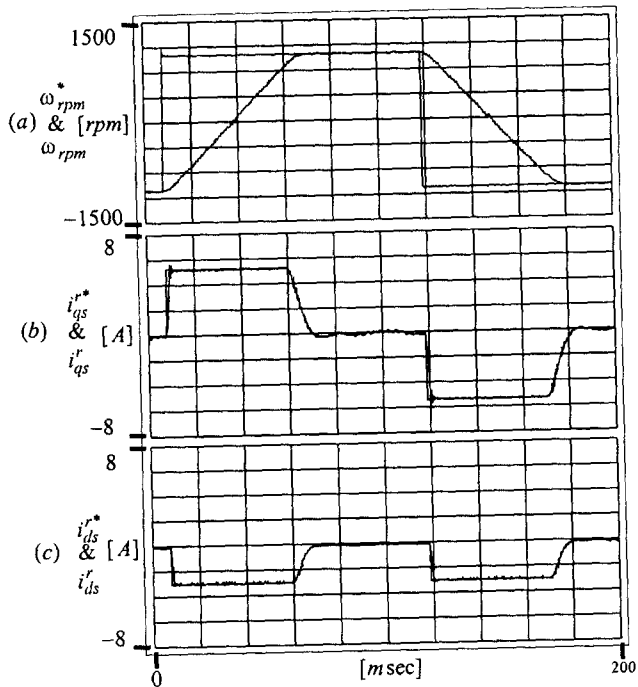


그림 12 전향 보상 2에 의한 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성
 Fig. 12 Operating characteristics of Maximum torque per ampere controller by conventional method 2

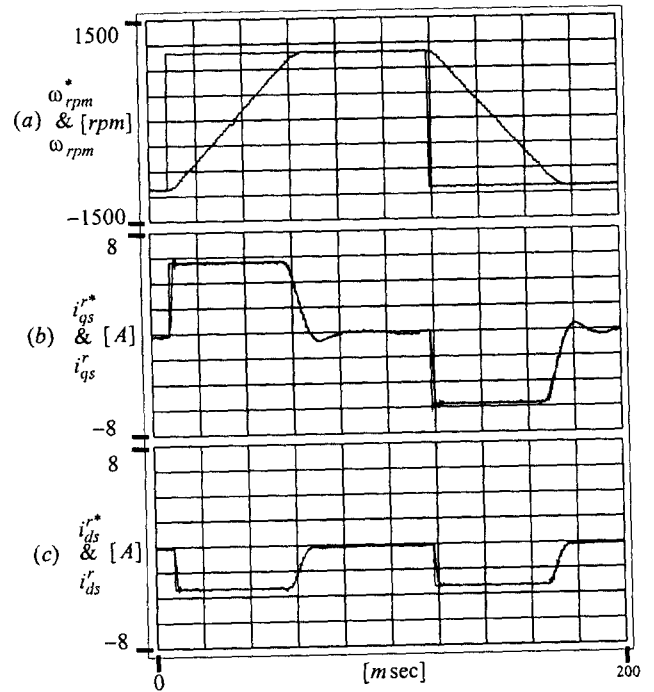


그림 13 개선된 단위 전류당 최대 토크 제어기의 운전 특성
 Fig. 13 Operating characteristics of the improved maximum torque per ampere controller

이상과 같이 그림 11, 12, 그리고 13에서 알 수 있는 것은, 토크의 선형성은 전항보상 1에 의한 토크 제어가 가장 뛰어나지만 앞에서 언급되었지만 실제 시스템에서 구현하기 힘들며, 전항보상 2에 의한 토크 제어는 선형성이 떨어지지만 구현은 가장 간단하지만 속도 제어기의 출력제한 값을 구하기 위하여 별도의 계산을 해야하는 번거로움이 있다. 개선된 토크 제어기는 토크의 선형성과 구현의 간단함이 전항보상 1과 전항보상 2에 의한 토크 제어기의 중간이다. 즉, 어느 정도 토크의 선형성을 보장하면서 구현도 간단하지만 실제 시스템을 구현하기 위하여 별도의 계산없이도 속도 제어를 쉽게 구현할 수 있는 장점이 있다.

4. 결론

본문에서는 일정 토크 영역에서 회전자에 영구자석에 의한 토크와 IPMSM의 특징인 릴럭턴스 토크를 동시에 효율적으로 이용할 수 있는 새로운 단위 전류당 최대 토크 운전할 수 있는 제어기를 제안하였다. 그리고 기존 제어기의 구현 방법에 관한 자세한 해석, 설명에 아울러 제안된 제어기의 토크 선형성이 높고 간단하게 구현할 수 있음을 실험을 통한 그 결과로부터 알 수 있었다.

표 1 실험에 사용된 전동기 사양

Table 1 Machine rating used in the experimentation

900[W], 220[V], 4[pole], 1700[rpm]
$R_s: 4.3[\Omega]$, $\phi_f: 0.272[\text{Wb}]$, $L_{\sigma s}: 27[\text{mH}]$,
$L_{\sigma r}: 67[\text{mH}]$, $V_{DC}: 300[\text{V}]$, $I_{rate}: 3[\text{A}]$, $I_{smax} = 2 I_{rate}$

참고 문헌

[1] T. M. Jahns, G. B. Kliman and T. W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drive," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-22, no.4, July/Aug., pp.738~747, 1986.

[2] S. R. MacMinn and T. M. Jahns, "Control Techniques for Improved High-Speed Performance of Interior PM Synchronous motor Drives," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-27, no. 4, Sep./Oct., pp.997~1004, 1991.

[3] S. Morimoto, M. Sanada and Y. Taketa, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, Vol. IA-30, No. 4, July/Aug., pp.920-926, 1994.

[4] Jang-Mok Kim and Seung-Ki Sul, "Speed Control of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive for the Flux Weakening Operation," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-33, no. 1, Jan./Feb., pp.156~160, 1997.

[5] 김 장목, "매입형 영구자석 동기전동기의 제어특성 개선," 서울대학교 대학원 전기공학부 공학 박사학위 논문, 1996년 8월.

[6] Jang-Mok Kim and Seung-Ki Sul, "Improved Dynamic Performance of Interior Permanent Magnet Synchronous Motor Drive in Flux-Weakening Operation," *IEEE-PESC Conf. Rec.*, pp.1562-1567, 1996.

[7] Richard L. Burden, J. Douglas Faires, "Numerical Analysis" from Prindle, Weber & Schmit, 1985

[8] 박현수, "최적치수설계에 의한 매입형 영구자석 동기전동기의 속도-출력영역 확장," 서울대학교 대학원 전기공학과 공학 박사학위 논문, 1993년 8월.

저 자 소 개



김 장 목 (金長睦)

1961년 8월 6일생. 1988년 부산대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1991년 2월 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 8월 서울대 대학원 전기공학부 졸업(공학박). 현재 한국전력 전력연구원 발전연구실 선임연구원

Tel : 042-865-5266

E-mail : kjm@kepri.re.kr



김 수 열 (金守烈)

1968년 2월 29일생. 1990년 중앙대 전기공학과 졸업. 1995년 중앙대 대학원 졸업. 1995년 한전 전력연구원 입사. 현재 한전 전력연구원 발전연구실 선임(보) 연구원

Tel : 042-865-5267

E-mail : sykim@kepri.re.kr



류 호 선 (柳皓善)

1970년 7월 21일생. 1993년 충남대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 졸업(석사). 1995년 한전 전력연구원 입사. 현재 한전 전력연구원 발전연구실 선임(보) 연구원

Tel : 042-865-5268

E-mail : hsryu@kepri.re.kr



임 익 헌 (林翼憲)

1958년 7월 25일생. 1980년 건국대 전기공학과 졸업. 1996년 홍익대 대학원 전기공학과 졸업(석사, 박사과정 수료). 1979년 한전 입사. 현재 한전 전력연구원 책임연구원 Tel : 042-865-5265

E-mail : ihlim@kepri.re.kr