

영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전 점 추적 제어

李光雲[†]

Maximum Torque Per Ampere Operation Point Tracking Control for Permanent Magnet Synchronous Motors

Kwang-Woon Lee

요 약

영구자석 동기전동기를 단위 전류 당 최대 토크 운전 점에서 운전하기 위해서는 전동기의 상전류 및 온도에 따라 변화하는 인덕턴스 및 역기전력 상수와 같은 전동기의 파라미터들에 대한 정확한 값을 알고 있어야 한다. 전동기 파라미터의 온라인 추정을 위한 적응 추정 기법은 정확한 값을 추정하는 데 어려움이 있고 복잡한 수학 연산을 필요로 하기 때문에 실질적인 응용에는 적합하지 못하다. 본 논문의 목적은 느린 동적 부하를 가지는 벡터 제어 영구자석 동기전동기 구동장치를 위한 단순한 단위 전류 당 최대 토크 운전 점 추적 제어 전략을 제안하는 것이다. 제안된 방식은 전류 위상각을 조절하고 지령 전력의 변화를 관측함으로써 단위 전류 당 최대 토크 운전 점들을 찾아간다. 전류 위상각 조절 전략은 부하 변동이 지령 전력에 미치는 영향을 감지할 수 있도록 설계된다. 따라서, 제안된 방식은 부하 변동에 관계없이 영구자석 동기전동기의 단위 전류 당 최대 토크 운전 점들을 추적할 수 있다. 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 방식의 효용성을 보인다.

ABSTRACT

To operate a permanent magnet synchronous motor (PMSM) at a maximum torque per ampere (MTPA) operation point, the exact values of machine parameters such as inductances and back-EMF constant, which are sensitive to motor phase currents and temperature respectively, should be known. An adaptive estimation method for on-line estimation of the machine parameters is not suitable for practical applications since it has difficulties in estimating exact values and requires complex mathematical calculations. The purpose of this paper is to present a simple MTPA operation point tracking control strategy for vector controlled PMSM drives with slow dynamic loads. The proposed method searches MTPA operation points by modulating current phase angle and observing the variation in command power. The current angle modulation strategy is designed to sense the effect of load variations in the command power. Therefore, the proposed method can track the MTPA operation points of the PMSM regardless of load variations. Computer simulation and experimental study is also presented to show the effectiveness of the proposed method.

Key Words : Permanent magnet synchronous motor (PMSM), Maximum torque per ampere (MTPA), Current phase angle modulation, Vector control, Tracking control, Slow dynamic load.

1. 서 론

[†]교신저자 : 정희원, 고려대 BK21정보기술사업단 연구교수
E-mail : kwlee89@korea.ac.kr
접수일자 : 2007. 4. 28 1차 심사 : 2007. 6. 28
심사완료 : 2007. 7. 6

영구자석 동기전동기는 효율 및 토크 대 전류 비가 높은 특성으로 인하여 가전용에서 산업용 기기에 이르

기까지 널리 적용되어 왔다. 특히, 전력용 반도체 및 제어 기술의 발달과 더불어 에너지 자원 고갈 및 환경에 대한 관심이 증가되면서 그 적용 비율은 향후에도 지속적으로 크게 증가할 것으로 예상된다.^[1]

영구자석 동기전동기는 회전자에 영구자석이 부착되는 형상에 따라서 표면부착형과 매입형 영구자석 동기전동기로 분류된다. 매입형 영구자석 동기전동기의 경우 영구자석 토크와 릴럭턴스 토크를 모두 이용할 수 있기 때문에 단위 전류 당 최대 토크(MTPA: Maximum torque per ampere) 제어를 통해 전동기 및 구동 시스템의 효율을 증가시킬 수 있다.^[2-4]

영구자석 동기전동기의 MTPA 운전을 위한 d축 및 q축의 전류 지령을 구하기 위해서는 전동기의 인덕턴스 및 역기전력 상수에 대한 정보가 필수적으로 요구된다.^[5,6] 전동기의 인덕턴스 및 역기전력 상수는 각각 전류와 온도에 따라 변화하기 때문에, 진정한 MTPA 운전을 위해서는 인덕턴스 및 역기전력 상수에 대한 온라인 추정이 필요하다.^[5-7,9] 영구자석 동기전동기의 MTPA 운전을 위해 파라미터 변동을 온라인(또는 오프라인)으로 추정하여 MTPA 전류 계적을 구하는 방법에 대해 많은 연구 결과가 발표되어 왔다.

전류에 따라 변화하는 인덕턴스를 측정하여 look-up 테이블로 만들거나, 또는 전류의 함수로 모델링하는 방식^[5], 전동기의 전압 방정식 모델로부터 인덕턴스를 추정하는 방식^[6]의 경우 온도 변화에 따른 역기전력 상수 변화를 고려하지 못하고 있다. 또한, 적응 추정 기법을 사용하여 전동기의 파라미터를 추정하는 방식^[9]의 경우 부족한 추정 데이터로 인해 파라미터의 정확한 추정에 많은 어려움이 따른다.^[6] 영구자석 동기전동기에 온도센서를 직접 부착하여 온도 변화에 따른 역기전력 상수 변화를 보상하는 방식^[8]의 경우 별도의 센서 추가에 따른 비용 상승의 문제가 있다. 정상 상태에서 전환 시점을 조절해 가면서 전류가 최소화되는 점을 찾아가는 Search control 방식^[10]은 그 구성이 단순하다는 장점이 있으나, 약간의 부하 변동에도 정상 상태로 수렴이 실패하여 진동하는 응답을 보이게 되는 단점이 있다.

압축기, 팬 등과 같이 느린 동적 부하를 구동하는 영구자석 동기전동기 구동 시스템에서는 구현 비용 및 용이성 측면에서 Search control 기반의 MTPA 제어 방식이 유리하다. 본 논문에서는 기존의 Search control 방식의 단점인 수렴 실패로 인한 진동 응답 현상을 해결할 수 있는 새로운 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘을 제안하고자 한다. 또한, 컴퓨터 시뮬레

이션과 실험을 통하여 제안된 방식의 효용성을 입증하고자 한다.

2. 단위 전류 당 최대 토크 제어

공극에서의 자속 분포가 정현적이고, 자계 회로가 선형적이며, 전동기의 파라미터가 일정하다고 가정할 때 회전자 동기 좌표계에서의 영구자석 전동기의 전압 방정식 및 토크 방정식은 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \lambda_{PM} \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$T_e = \frac{3}{2} P (\lambda_{PM} \dot{i}_q + (L_d - L_q) i_d \dot{i}_q) \quad (2)$$

상기 식들에서,

- v_d, v_q : d축 및 q축 전압,
- i_d, i_q : d축 및 q축 전류,
- L_d, L_q : d축 및 q축 인덕턴스,
- ω : 전기 각속도,
- R_s : 전기자 권선 저항,
- P : Pole pair의 수,
- T_e : 전동기 출력 토크,
- λ_{PM} : 역기전력 상수이다.

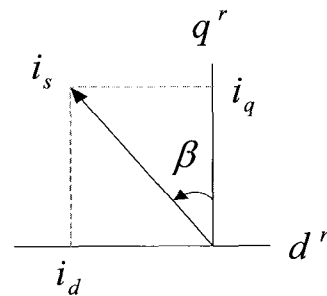


그림 1 전류 페이저 다이어그램
Fig. 1 Current phasor diagram

동기 좌표축에서 d, q축 전류를 고정자 전류 i_s 와 위상각 β 로 표현하면 그림 1과 같고, d축 및 q축 전류는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$i_d = -i_s \sin \beta, \quad i_q = i_s \cos \beta \quad (3)$$

영구자석 동기전동기에서 단위 전류 당 최대 토크를

발생시키기 위한 전류 위상각 β 는 다음과 같이 주어진다.^[3]

$$\beta = \sin^{-1} \left[\frac{-\lambda_{PM} + \sqrt{\lambda_{PM}^2 + 8(L_q - L_d)^2 i_s^2}}{4(L_q - L_d)i_s} \right] \quad (4)$$

식 (4)에 나타난 바와 같이, 영구자석 동기전동기의 MTPA 운전 점은 고정자 전류 i_s 와 전동기의 인덕턴스 및 역기전력 상수에 의해 결정된다. 전동기의 인덕턴스 및 역기전력 상수는 각각 전류와 온도에 따라 변화하기 때문에, 영구자석 동기 전동기를 항상 MTPA 운전 점에서 운전하기 위해서는 현재 운전 조건에서의 인덕턴스 및 역기전력 상수의 값을 알아야 한다. 서론에서도 언급한 바와 같이 적응 제어 기법을 통한 인덕턴스 및 역기전력 상수의 온라인 추정 방식의 경우 추정 정확도를 높이는 데 어려움이 있으며, 많은 수확 연산을 필요로 하기 때문에 저가 구현이 필요한 응용 분야에는 적합하지 못하다.

3. MTPA 운전 점 추적 제어

본 논문에서 제안하는 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘은 기존의 Search control 방식에 기반을 두고 있다. Search control 기반의 MTPA 제어 방식에서는 고정자 전류 i_s 가 최소화되는 상전환 시점 또는 d축 전류 i_d 를 적응적으로 찾아간다. 따라서, 전동기 파라미터에 대한 정보 없이도 MTPA 운전 점을 찾아갈 수 있다. 고정자 전류 i_s 의 크기 변화를 발생시키는 인자에는 전동기를 포함한 구동 시스템의 효율 변화 이외에 전동기에 의해 구동되는 부하의 변동도 포함된다. 기존의 Search control 방식에서는 부하 변동이 고정자 전류 i_s 에 미치는 영향을 고려하지 않았기 때문에, 실제 시스템에 적용해 보면 정상 상태에서도 진동적인 응답이 발생하게 된다. 본 논문에서는 전류의 위상각을 일정한 형태로 변화시키면서 동일 전류 위상각에서 고정자 전류 i_s 의 크기, 또는 지령 전력을 비교함으로써 전동기 구동 시스템에 인가되는 부하가 변동함에도 불구하고 진동 응답 없이 MTPA 운전 점으로 수렴할 수 있는 새로운 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘을 제안한다.

식 (3)을 식 (2)에 대입하면 영구자석 동기전동기의 토크 방정식은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} P \left\{ \lambda_{PM} i_s \cos \beta + \frac{1}{2} (L_q - L_d) i_s^2 \sin 2\beta \right\} \quad (5)$$

식 (5)로부터 전류 위상각 β 의 값이 동일한 조건에서 고정자 전류 i_s 의 크기를 관찰하면 전동기에 의해 구동되는 부하의 변화량을 감지할 수 있음을 알 수 있다. 단순히 고정자 전류 i_s 의 크기만을 관찰하면 속도 변동에 의한 영향을 받을 수 있기 때문에 본 논문에서는 식 (6)과 같이 지령 전력(Command power) P_{cmd} 을 정의하고, 지령 전력의 변화로부터 전동기의 효율 변동과 부하 변동을 구분하는 방식을 사용하였다.

$$P_{cmd} = \frac{3}{2} P \lambda_{PM} \sqrt{(i_d^{*2} + i_q^{*2})} \omega_m \quad (6)$$

식 (6)에서 i_d^* 와 i_q^* 는 각각 d축 및 q축의 전류 지령을, ω_m 은 기계 각속도를 의미한다.

본 논문에서 제안하는 MTPA 운전 점 추적 제어를 포함하는 영구자석 동기전동기 구동시스템의 구성은 그림 2와 같다. MTPA 운전 점 추적 제어기는 지령 속도와 실제 전동기 회전 속도 간의 오차(ω_{error})로부터 정상 상태 도달 여부를 판단한다. 전동기 회전 속도가 지령 속도에 도달하지 못한 과도 상태에서 전류 위상각 β 는 다음과 같이 전동기의 공칭 파라미터(Nominal parameter)를 이용하여 구한다.

$$\beta = \sin^{-1} \left[\frac{-\lambda_{PM,nom} + \sqrt{\lambda_{PM,nom}^2 + 8(L_{q,nom} - L_{d,nom})^2 i_s^2}}{4(L_{q,nom} - L_{d,nom})i_s} \right] \quad (7)$$

전동기 회전 속도가 지령 속도를 추종하고 있는 정상 상태에서 전류 위상각 β 는 다음과 같이 조절된다.

$$\beta = \beta_{base} + k_1 \alpha(t_i) \quad (8)$$

식 (8)에서 β_{base} 는 전류 위상각 조절의 기준이 되는 각도이다. 과도 상태에서 정상 상태로 전환되는 순간에서 β_{base} 의 초기 값은 식 (7)에 의해 결정된다.

식 (8)에서 $k_1 \alpha(t_i)$ 는 β_{base} 를 기준으로 변화되는 전류 위상각을 의미한다. k_1 은 β_{base} 를 기준으로 변화되는 전류 위상각의 변화 방향을 설정하며, +1 또는 -1의 값을 가진다. 전류 위상각 변화에 따른 전동기의 토크 변동을 부드럽게 하기 위하여 전류 위상각 변화 패턴을 다음과 같이 정현파 형태로 설정하였다.

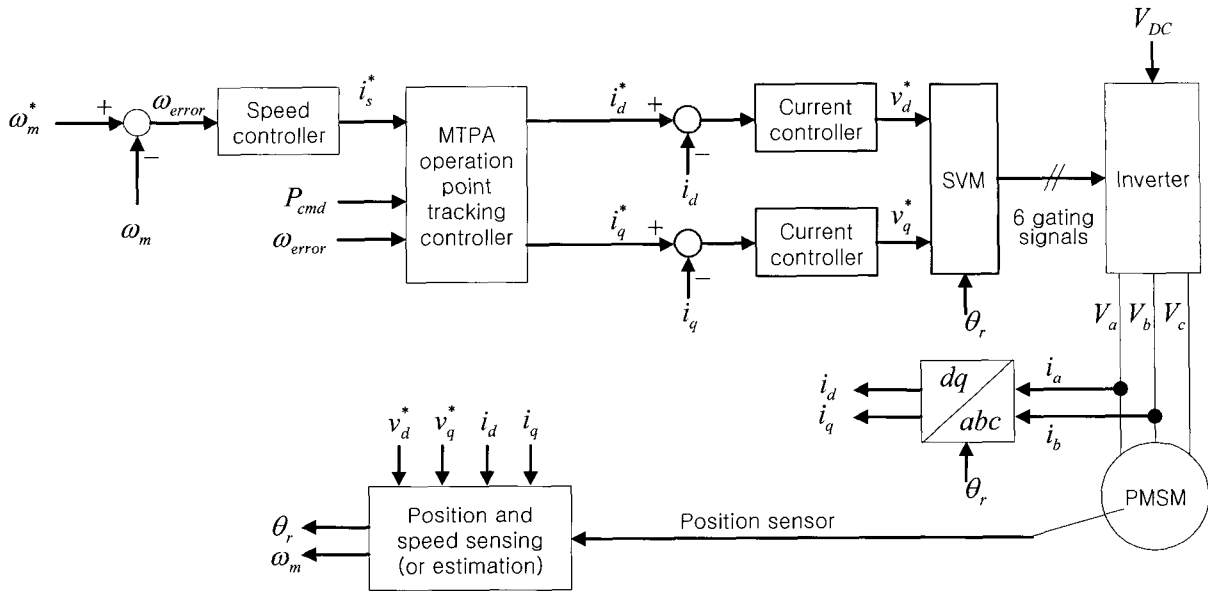


그림 2 MTPA 운전 점 추적 제어를 포함한 영구자석 동기전동기 구동 시스템
 Fig. 2 Permanent magnet synchronous motor drive system including MTPA operation point tracking controller

$$\alpha(t_i) = k_2 \sin\left(\pi \frac{(t_i - t_0)}{(t_{2m} - t_0)}\right), t_i = t_0, \dots, t_{2m} \quad (9)$$

식 (9)에서 k_2 를 너무 작게 설정하면 전류 위상각 조절에 따른 지령 전력의 변화를 감지하기가 어려우므로, 전류 위상각 조절에 따른 지령 전력의 변화 검출이 용이하도록 적절한 값을 실험을 통해 선정한다. 그림 3은 k_1 이 1인 경우 식 (8), (9)에 의해 변화되는 전류 위상각 패턴을 나타낸 것이다.

전류 위상각이 변화되면서 고정자 전류 i_s 가 감소하는 경우 지령 전력은 그림 4와 같이 감소되는 방향으로 변화한다. 그림 4에서 전류 위상각과 지령 전력 사이에는 전기적, 기계적 지연으로 인한 위상 차(δ)가 발생하게 된다.

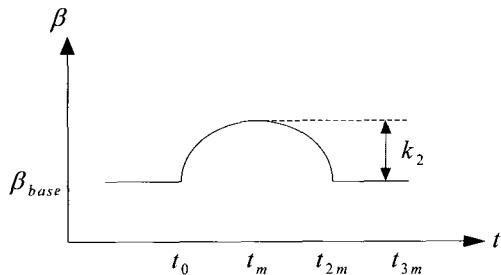


그림 3 전류 위상각 조절 패턴
 Fig. 3 Current phase angle modulation pattern

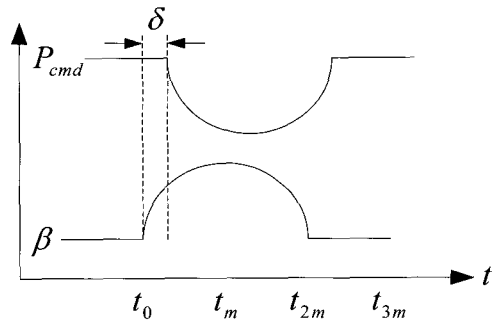


그림 4 전류 위상각 조절에 따른 지령 전력의 변화

Fig. 4 Command power variation due to the current phase angle modulation

본 논문에서는 전류 위상각 변화에 따른 지령 전력의 변화를 관찰하는 과정에서 위상 차에 의한 영향을 배제시키기 위해 전류 위상각 조절의 한 주기($t_{2m} - t_0$)가 완료되면 반 주기($t_{3m} - t_{2m}$)동안 전류 위상각을 일정하게 유지시키는 전류 위상각 조절 전략을 사용하였다.

그림 4에서 t_0 에서 t_{3m} 까지 지령 전력의 변화량 (ΔP_{cmd})을 구하면 다음과 같다.

$$\Delta P_{cmd} = \sum_{i=1}^{3m} P_{cmd}(t_i) - \frac{3m}{2} \{P_{cmd}(t_0) + P_{cmd}(t_{3m})\} \quad (10)$$

만약 지령 전력의 변화량이 0보다 작은 값을 가진다면 현재의 전류 위상각 조절 전략이 고정자 전류 i_s 의 크기를 감소시키는 방향으로 설정되어 있다고 볼 수 있다. 이러한 경우, 전류 위상각 조절의 기준이 되는 β_{base} 를 그림 5와 같이 정현적으로 변화시켜, 최종적으로 식 (11)와 같이 새로운 값으로 갱신하고 기존의 전류 위상각 조절 전략에 따라 전류 위상각을 계속 조절해 간다.

$$\beta_{base(new)} = \beta_{base(old)} + k_1 k_2 \quad (11)$$

그림 5에서 $\beta_{base}(t_0)$ 와 $\beta_{base}(t_{4m})$ 은 각각 식 (11)의 $\beta_{base(old)}$ 와 $\beta_{base(new)}$ 를 의미한다.

지령 전력의 변화량이 0보다 큰 값을 가진다면 현재의 전류 위상각 조절 전략이 고정자 전류 i_s 의 크기를 증가시키는 방향으로 설정되어 있다고 볼 수 있다. 이러한 경우에는 그림 6과 같이 k_1 의 부호를 바꾸어 전류 위상각의 조절 방향을 변경하여야 한다.

전류 위상각 조절 방향을 결정할 때, ΔP_{cmd} 의 값을 0과 비교하면 MTPA 운전 점에 도달했을 때 그림 6과 같이 전류 위상각의 조절 방향을 계속해서 바꾸는 진동 응답이 발생할 수 있다. 따라서, 본 논문에서는 ΔP_{cmd} 의 값을 임의의 값 Δ_B 와 비교하여 전류 위상각 조절 방향을 결정하였으며, 그 전략을 표 1에 정리하였다.

Δ_B 의 값은 전류 위상각 조절 진폭 k_2 의 영향을 받는다. Δ_B 를 너무 크게 설정하면 MTPA 운전 점으로 수렴하지 못하고, 반대로 너무 작게 설정하면 MTPA 운전 점 근처에서 진동 응답이 발생할 수 있으므로 실험을 통해 적절한 Δ_B 의 값을 결정해야 한다.

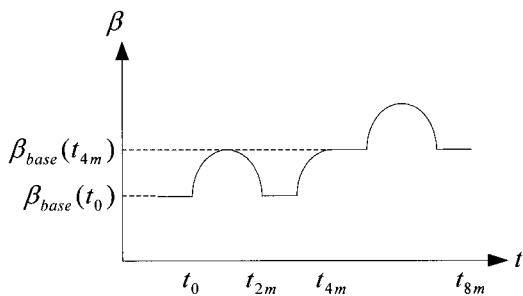


그림 5 전류 위상각 조절 패턴 ($P_{cmd} < -\Delta_B$)
Fig. 5 Current phase angle modulation pattern

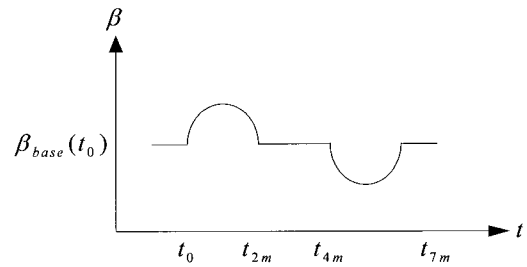


그림 6 전류 위상각 조절 패턴 ($P_{cmd} > \Delta_B$)
Fig. 6 Current phase angle modulation pattern

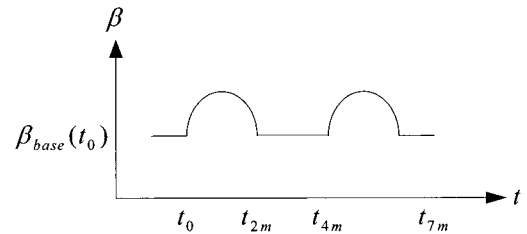


그림 7 전류 위상각 조절 패턴 ($|P_{cmd}| < |\Delta_B|$)
Fig. 7 Current phase angle modulation pattern

표 1 전류 위상각 조절 전략
Table 1 Current phase angle modulation strategy

조건	전류 위상각 조절 전략
$P_{cmd} < -\Delta_B$	β_{base} 의 값을 새로운 값으로 정현적으로 변화시킨 후, 현재의 전류 위상각 조절 방향을 유지한다.
$P_{cmd} > \Delta_B$	k_1 의 부호를 바꾸어 전류 위상각 조절 방향을 변경한다.
$ P_{cmd} < \Delta_B $	현재의 β_{base} 및 전류 위상각 조절 방향을 유지한다.

부하가 점진적으로 감소 또는 증가할 때 전류 위상각 조절에 따른 지령 전력 변화 패턴은 그림 8과 같으며, 이러한 경우에도 식 (10)에 의해 지령 전력의 변화량을 구할 수 있다. 본 논문에서 제안하는 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘은 전류 위상각을 한 주기 동안 정현적으로 변화시키면서 지령 전력의 변화량을 동일한 전류 위상각을 기준으로 계산하여 현재의 전류 위상각 조절 패턴이 고정자 전류 i_s 의 크기를 감소 또는 증가시키는가를 판단한다. 따라서 부하가 점진적으로 변화하는 경우에도 부하의 영향을 받지 않고 MTPA 운전 점으로 수렴이 가능하다.

본 논문에서 제안하는 MTPA 운전 점 추적 제어를 적용하는 데 있어서, 전류 위상각 조절로 인한 토크 변동에 따른 전동기 회전 속도 변동을 보상하기 위해서는 속도 제어기의 대역폭이 전류 위상각의 조절 주파수보다 커야 한다. 또한, 전류 위상각의 조절 주파수가 정상 상태에서의 부하 변동 주파수보다 크게 설정되어야 부하 변동에 관계없이 MTPA 운전 점으로 수렴이 가능하다.

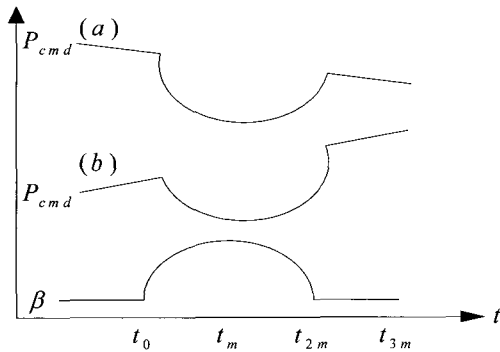


그림 8 전류 위상각 조절에 따른 지령 전력의 변화
 (a) 부하의 점진적 감소
 (b) 부하의 점진적 증가
 Fig. 8 Command power variation due to the current phase angle modulation
 (a) Gradual decrease of load
 (b) Gradual increase of load

4. 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서 제안한 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘의 특성을 평가하기 위하여 PSIM 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 사용된 전동기의 파라미터는 표 2와 같다.

표 2 시뮬레이션에 사용된 전동기 파라미터
 Table 2 Machine parameters for simulation

전동기 상 저항(R_s)	0.23 [Ω]
d축 인덕턴스(L_d)	8.27 [mH]
공칭 인덕턴스($L_{d,nom}$)	8.7 [mH]
q축 인덕턴스(L_q)	10.5 [mH]
공칭 인덕턴스($L_{q,nom}$)	12.35 [mH]
역기전력 상수(λ_{PM})	0.17 [V/rad/sec]
공칭 역기전력 상수($\lambda_{PM,nom}$)	0.19 [V/rad/sec]
극 수	4
부하 토크	4.19 [Nm]

그림 9는 지령 속도를 4000[rpm]으로 하고, 기존의 MTPA 제어를 적용했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 10은 전동기 파라미터를 그림 9의 조건과 동일하게 하고, MTPA 제어를 위한 전류 위상각 연산에는 표 2의 공칭 파라미터를 사용하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 9와 10으로부터 MTPA 전류 제적 계산에 사용되는 전동기 파라미터가 실제 값과 차이를 보이게 되면 실제 전류 제적도 MTPA 전류 제적을 벗어남을 확인할 수 있다.

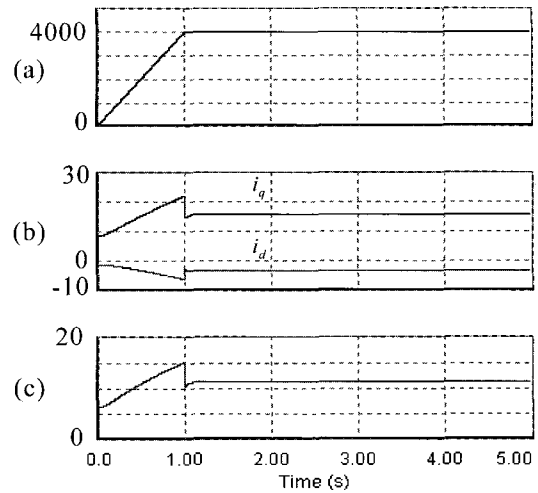


그림 9 MTPA 제어 적용한 시뮬레이션 결과
 (a)속도(rpm),(b) i_d, i_q (A),(c)전류 위상각 β (deg.)
 Fig. 9 Simulation result with the MTPA control
 (a)Speed,(b) i_d, i_q ,(c)Current phase angle

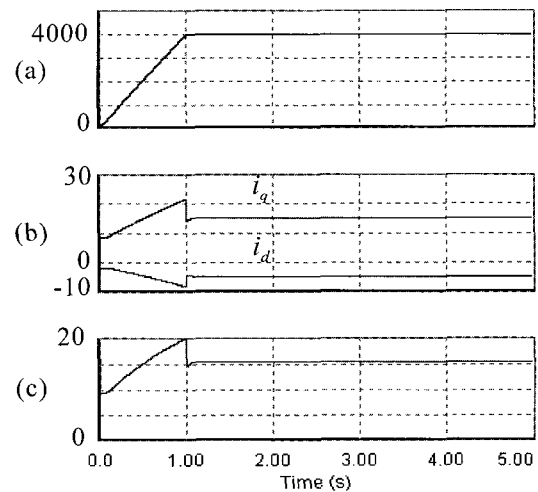


그림 10 MTPA 제어 적용한 시뮬레이션 결과
 (a)속도(rpm),(b) i_d, i_q (A),(c)전류 위상각 β (deg.)
 Fig. 10 Simulation result with the MTPA control
 (a)Speed,(b) i_d, i_q ,(c)Current phase angle

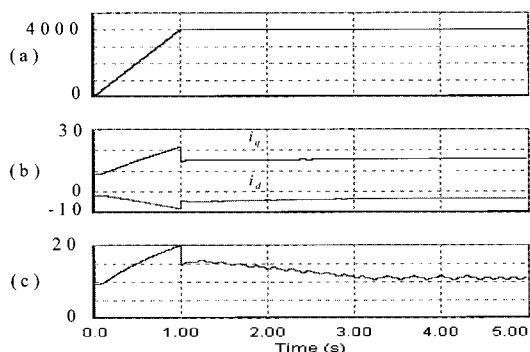


그림 11 MTPA 운전 점 추적 제어 시뮬레이션 결과
(a)속도(rpm), (b) i_d, i_q (A), (c)전류 위상각(β (deg.))

Fig. 11 Simulation result with the MTPA operation point tracking control
(a)Speed, (b) i_d, i_q , (c)Current phase angle

그림 11은 그림 10과 동일한 조건에서 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘(k_2 는 0.5, $(t_{2m} - t_0)$ 는 0.1초로 설정)을 적용하였을 때의 시뮬레이션 결과이다. 과도 상태에서는 공칭 파라미터를 사용하므로 MTPA 전류 궤적을 벗어나지만 정상 상태에서는 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘에 의해 MTPA 전류 궤적으로 수렴함을 확인할 수 있다.

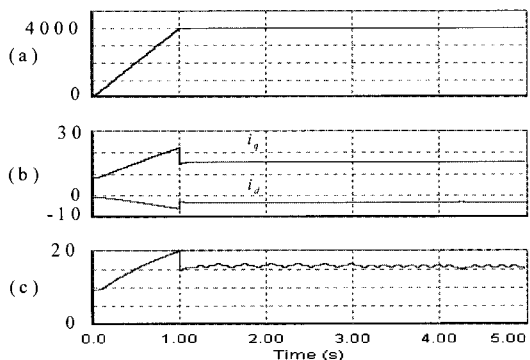


그림 12 회전자 위치 오차 조건에서 MTPA 운전 점 추적 제어 시뮬레이션 결과

(a)속도(rpm), (b) i_d, i_q (A), (c)전류 위상각(β (deg.))

Fig. 12 Simulation result with the MTPA operation point tracking control under rotor position error condition
(a)Speed, (b) i_d, i_q , (c)Current phase angle

그림 12는 그림 11과 동일한 조건에서 -5도의 회전자 위치 오차가 포함되었을 때의 시뮬레이션 결과로서, MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘에 의해 회전

자 위치 오차도 보상되고 있음을 그림 9와 그림 12의 전류 위상각을 비교함으로써 확인할 수 있다.

시뮬레이션을 통해 성능이 확인된 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘이 일정 운전 조건으로 수렴하는지를 검증할 목적으로 표 3과 같은 사양의 표면부착형 영구자석 동기전동기를 대상으로 실험을 진행하였다. 영구자석 동기전동기의 회전축에 150W급의 DC 서보 전동기를 부착하고, 일정한 부하 토크 조절을 위해 DC 서보 전동기의 출력을 전자 로드(1)에 연결하였다.

표 3 실험에 사용된 전동기 파라미터
Table 3 Machine parameters for experiment

전동기 상 저항(R_s)	0.43 [Ω]
공칭 인덕턴스($L_{d,nom}$)	3.3 [mH]
공칭 인덕턴스($L_{q,nom}$)	3.3 [mH]
공칭 역기전력 상수($\lambda_{PM,nom}$)	0.0742 [V/rad/sec]
극 수	8
정격 출력	750 [W]

그림 13은 영구자석 동기 전동기를 1000[rpm]의 속도로 제어하면서 k_2 를 1.5로 설정하여 전류 위상각을 0도에서 1.5도까지 정현적으로 변화시킬 때의 고정자 전류 및 지령 전력의 변화를 실험을 통해 얻은 결과이다. 전류 위상각 변동에 의한 토크 변동은 속도 변동을 유발할 수 있다. 그러나, 속도 제어기에 의해 지령 속도를 유지하기 위한 보상이 이루어지고, 이로 인해 고정자 전류 및 지령 전력이 변화하게 됨을 확인할 수 있다.

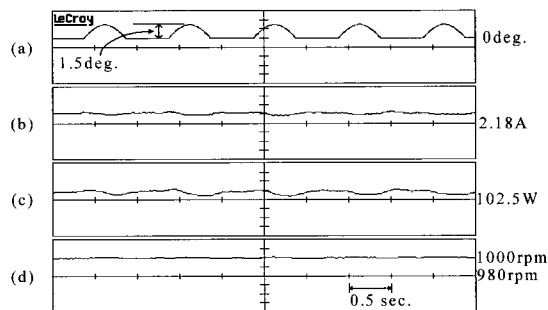


그림 13 전류 위상각과 지령 전력의 관계
(a) 전류 위상각, (b) 고정자 전류,
(c) 지령 전력, (d) 전동기 속도

Fig. 13 Relation between command power and current phase angle
(a) Current phase angle, (b) Stator current, (c) Command power, (d) Speed

그림 14는 일정 부하 (0.975Nm) 조건에서 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘(k_2 는 0.5, $(t_{2m} - t_0)$ 는 0.5초로 설정)을 적용하였을 때의 실험 결과이다. d축 전류를 일정하게 제어하여 회전자를 강제 정렬하면서 회전자 위치 측정을 위한 엔코더의 출력 펄스 카운터를 0으로 함으로써 회전자의 초기 위치를 설정하였다. 따라서, 회전자 초기 위치 설정 과정에서 실제 회전자 위치와 측정된 회전자 위치에는 오차가 발생될 여지가 있다.

그림 15와 그림 16은 0.975Nm의 부하를 40초 주기로 3%의 변동을 주었을 때 각각 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘과 기존의 Search control 알고리즘을 적용하였을 때의 실험 결과이다. 기존의 Search control 알고리즘에서는 부하 변동에 의한 영향을 고려하지 않고 있기 때문에, 그림 16에 나타난 바와 같이 부하가 변동하게 되면 일정한 운전 점으로 수렴하지 못함을 알 수 있다. 반면, 본 논문에서 제안한 MTPA 추적 제어 알고리즘은 부하가 변동하는 경우에도 일정한 운전 점으로 수렴이 가능함을 실험을 통해 확인하였다.

그림 17은 일정 속도(1000[rpm]), 일정 부하 조건에서 d축 전류를 변화시키면서 얻은 고정자 전류의 크기와 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘에 의해 얻어진 최소 고정자 전류 운전 점을 비교한 것으로, MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘의 정확성을 확인할 수 있다.

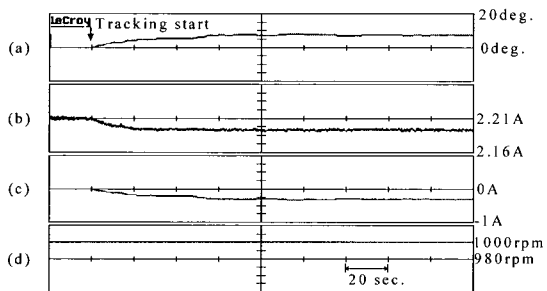


그림 14 일정 부하 조건에서 MTPA 운전 점 추적 제어를 적용한 실험 결과
(a) 전류 위상각, (b) 고정자 전류, (c) d축 전류, (d) 전동기 속도

Fig. 14 Experimental results with the MTPA operation point tracking control under constant load condition
(a) Current phase angle, (b) Stator current, (c) D-axis current, (d) Speed

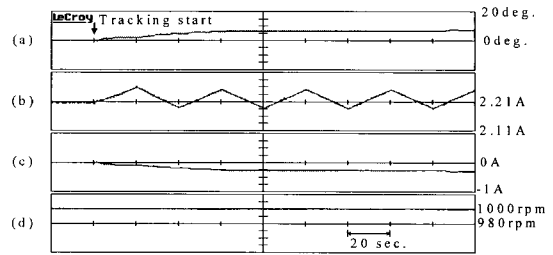


그림 15 변동 부하 조건에서 MTPA 운전 점 추적 제어를 적용한 실험 결과
(a) 전류 위상각, (b) 고정자 전류, (c) d축 전류, (d) 전동기 속도

Fig. 15 Experimental results with the MTPA operation point tracking control under varying load condition
(a) Current phase angle, (b) Stator current, (c) D-axis current, (d) Speed

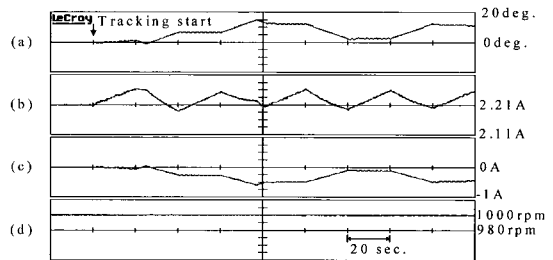


그림 16 변동 부하 조건에서 기존의 Search 제어를 적용한 실험 결과
(a) 전류 위상각, (b) 고정자 전류, (c) d축 전류, (d) 전동기 속도

Fig. 16 Experimental results with the conventional search control under varying load condition
(a) Current phase angle, (b) Stator current, (c) D-axis current, (d) Speed

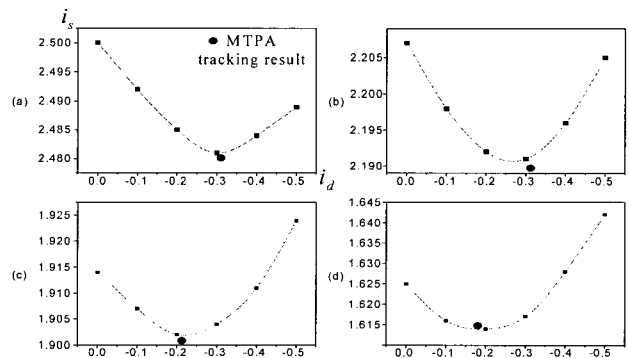


그림 17 D축 전류 및 고정자 전류의 관계
(a) 부하 토크 1.1Nm, (b) 부하 토크 0.975Nm, (c) 부하 토크 0.846Nm, (d) 부하 토크 0.719Nm

Fig. 17 Relation between d-axis current and stator current
(a) Load torque 1.1Nm, (b) Load torque 0.975Nm, (c) Load torque 0.846Nm, (d) Load torque 0.719Nm

5. 결 론

본 논문에서는 부하 변동에 관계없이 MTPA 운전 점으로 수렴이 가능한 새로운 MTPA 운전 점 추적 제어 알고리즘을 제안하고, 시뮬레이션과 실험을 통해 기존의 Search control 방식에 대한 기술적 차별성과 우월성을 입증하였다. 본 논문에서 제안한 MTPA 운전 점 추적 알고리즘은 팬, 압축기 구동과 같은 느린 동적 부하를 구동하는 영구자석 동기전동기 구동 시스템에 적합하며, 알고리즘 구성이 단순하기 때문에 기존의 전동기 구동 시스템에 용이하게 적용할 수 있다.

참 고 문 헌

- [1] Industrial Environment Research Report for Small Motor, KETI, 2002.
- [2] T.M. Jahns, G.B. Kliman, T.W. Neumann, "Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors for Adjustable-Speed Drives", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. IA-22, No. 4, pp. 738-747, Jul./Aug. 1986.
- [3] S. Motorimoto, Y. Taketa, T. Hirasu, K. Taniguchi, "Expansion of Operating Limits for Permanent Magnet Motor by Current Vector Control Considering Inverter Capacity", IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 26, No. 5, pp. 866-871, Sep./Oct. 1990.
- [4] S. Motorimoto, M. Sanada, Y. Taketa, "Wide-Speed Operation of Interior Permanent-Magnet Synchronous Motors with High-Performance Current Regulator", IEEE Trans. on Ind. Elec., vol. 30, pp. 920-926, Jul./Aug. 1994.
- [5] S. Morimoto, T. Ueno, M. Sanada, A. Yamagiwa, "Effects and Compensation of Magnetic Saturation in Permanent Magnet Synchronous Motor Drives", Rec. of IEEE Ind. Appl. Society Conf., pp.59-64, 1993.
- [6] H. Kim, J. Hartwig, R.D. Lorenz, "Using On-Line Parameter Estimation to Improve Efficiency of IPM Machine Drives", Rec. of IEEE Power Elec. Spec. Conf., vol. 2, pp. 815-820, June 2002.
- [7] T. Sebastian, "Temperature Effects on Torque Production and Efficiency of PM Motors using NdFeB Magnets", Rec. of IEEE Ind. Appl. Society Conf., pp. 78-83, 1993.
- [8] G. Kang et al., "A MTPA Control Scheme for an IPM Synchronous Motor Considering Magnet Flux Variation Caused by Temperature", Rec. of IEEE Appl. Power Elec. Conf., vol. 3, pp. 1617-1621, 2004.
- [9] Y.A.I. Mohamed, T.K. Lee, "Adaptive Self-Tuning MTPA Vector Controller for IPMSM Drive System", IEEE Trans. on Energy Conversion, vol. 21, pp. 636-644, Sep. 2006.
- [10] C.C.Liaw et al., "Robust Current Control and Commutation Tuning for an IPMSM Drive", Rec. of IEEE Appl. Power Elec. Conf., vol. 2, pp. 1045-1051, 2003.

저 자 소 개



이광운(李光雲)

1971년 1월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1999년~2000년 고려대 공학기술연구소 (Post Doc.). 2000년~2002년 삼성종합기술원 MEMS Lab. 전문연구원. 2002년~2007년 삼성전자 생활가전총괄 책임연구원. 2007년 3월~현재 고려대 BK21정보 기술사업단 연구교수.