

Optimal Current Angle Control Method of Interior Permanent Magnet Synchronous Motors

金明贊* · 金鍾九** · 洪淳瓚***

(Myung-Chan Kim · Jong-Koo Kim · Soon-Chan Hong)

Abstract - Recently, Permanent Magnet Synchronous Motor(PMSM) drives are widely used for industrial applications due to its high efficiency and high power factor control strategy. PMSM generally have two classifications such as the SPMSM(Surface Permanent Magnet Synchronous Motors) and IPMSM(Interior Permanent Magnet Synchronous Motors). IPMSM has economical merits over SPMSM in higher speed range, mechanical robustness, and higher power rate by the geometric difference. The maximum torque operation in IPMSM is realized by the current angle control which is to utilize additional reluctance torque due to a rotor saliency. In traction, spindle and compressor drives, constant power operation with higher speed range are desirable. This is simply achieved in the DC motor drives by the reduction of the field current as the speed is increased. However, in the PMSM, direct control of the magnet flux is not available. The airgap flux can be weakened by the appropriate current angle control to demagnetize. In this paper, the control method of optimal current vector in IPMSM is described in order to obtain the maximum torque or maximum output with the speed and load variations. The applied algorithm is realized by the proto system with torque and speed control. Experimental results show that this approach is satisfied for the high performance servo applications.

Key words : IPMSM, Current angle, Voltage limit, Current limit, Maximum torque per ampere, Field weakening

1. 서 론

PMSM(Permanent Magnet Synchronous Motors)는 보수성, 내환경성이 직류전동기에 비해 우수하며, 특히 교류 서보시스템에 있어서는 토오크 대 관성비가 크므로 유도전동기보다 고효율, 고역률로 쉽게 제어할 수 있는 장점[1]이 있어 산업계에서 광범위하게 사용되고 있다. PMSM은 회전자 구조상 영구자석을 회전자 표면에 부착한 SPMSM(Surface PMSM)과 회전자 내부에 매입한 IPMSM(Interior PMSM)로 구분되며, 이러한 구조상의 차이점으로 PMSM의 기기정수와 동작특성은 양 기기에 있어 다르게 되고 각각의 특성에 대하여 적절한 제어방식을 선정할 필요가 있다[2].

IPMSM에 있어서의 토오크는 SPMSM에서의 전기적토오크에 회전자의 돌극성에 기인하는 리턴스토크를 얻을 수 있어 경제적으로 설계가능한 장점이 있으며, 또한 기계적 구조상 고속운전이 용이하여 고속운전을 요구하는 traction, spindle 및 compressor 구동등의 응용분야에 적합하다.

PMSM의 제어방법으로 $i_d=0$ 제어방법[3]이 일반적인데, 이 방식은 SPMSM에 있어 통상 적용되는 방식으로 토크가 전기자전류에 직접 비례하는 고성능 토크제어 특성을 가지나 전류

위상이 영구자석에 의한 계자속과 항상 직교하므로 고속운전시나 부하증가시 단자전압이 증가하고 역률이 감소하여 인버터 용량을 증가시켜야 하는 문제점이 있다. 그러나, 최근 자성재료의 발전으로 보자력(Coercivity)이 큰 희토류자석이 생산되고 있어 고전적인 $i_d=0$ 제어방식에 제약받을 필요 없이 전류벡터를 단위역률 또는 기자력 상차각이 일정하도록 제어하는 등, i_d 의 적극적 유입에 의한 제어방식[4]이 제안되고 있다. 또한, 고속운전시 인버터의 전압포화후에도 충분한 출력을 얻기 위한 여러방법이 제시되었다. 전압포화후 구형과 전압형태의 6 스텝으로 전환하여 구동하도록 제안된 방식[5]은 전기자전류의 직접적인 제어가 불가능하여 전류파형의 왜곡이 불가피하며, d축 전류오차로 부터 전압포화를 검출해 q축 전류 지령치를 보정하므로써 토크제어를 행하는 방식[6]은 제어계 구성이 복잡하며 무부하 유기전압이 전압제한치를 초과하는 고속운전영역과 전류제한에 대한 고려가 없다.

본 연구에서는 IPMSM의 회전속도 및 부하변화에 따라 전기자전류의 위상을 최적으로 제어하기 위한 방법을 제시하였다. 인버터의 전압 및 전류가 포화되기 전의 속도 및 부하상태에서는 전기자전류의 위상을 전류당 토크비가 최대가 되도록 선정하였으며, 전동기의 유기전압이 증가하여 인버터전압이 포화에 이른 후의 속도 및 부하상태에서는 최대출력운전이 가능하도록 전기자전류의 위상을 조정하여 전동기의 운전영역을 확대할 수 있도록 하였다. 제안된 알고리즘을 수행하기 위해 토크 및 속도제어가 가능한 서보시스템을 구성하였으며, 이를 통해 선형적 토오크 특성의 광범위한 속도제어가 가능한 고효율의 서보성능을 확인하였다.

* 正 會 員 : 現代重工業 重電機開發部門 메카트로닉스실 先任研究員

** 正 會 員 : 現代重工業 重電機開發部門 메카트로닉스실 室長

*** 正 會 員 : 檀國大 工大 電氣工學科 教授 · 工博

接受日字 : 1995年 11月 13日

最終完了 : 1996年 2月 7日

2. IPMSM의 수학적 모델

동기각속도 ω 로 회전하는 IPMSM의 정상상태 d,q축 전압방정식은 식(1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & -\omega L_q \\ \omega L_d & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \omega \psi_a \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (1)$$

단, i_d, i_q : 전기자전류의 d,q축 성분
 L_d, L_q : 전기자 자기인덕턴스의 d,q축 성분
 R : 상당 전기자저항
 ψ_a : 영구자석에 의한 전기자 쇄교자속

식(1)에 의한 IPMSM의 기본벡터도는 그림 1과 같고, 전류위상각 γ 를 고려한 전기자전류의 d,q축 성분은 식(2)와 같이 표시될 수 있다.

$$i_d = -I_a \sin \gamma, \quad i_q = I_a \cos \gamma \quad (2)$$

단, γ : q축으로부터 전기자전류의 위상각
 I_a : 전기자전류의 실효치

식(1)로부터 얻어지는 출력 및 토크 관계식은 식(3)과 같다.

$$P = \omega_m T = \frac{3}{2} (v_d i_d + v_q i_q)$$

$$T = \frac{3}{2} p (\psi_a + (L_d - L_q) i_d) i_q \quad (3)$$

단, p : 극쌍수,
 ω_m : 기계각속도

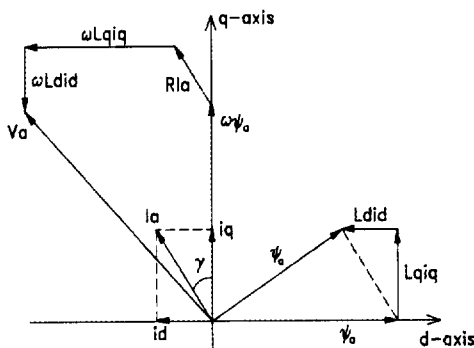


그림 1 IPMSM의 정상상태 벡터도
 Fig. 1 Steady state vector diagram of IPMSM

3. 전압·전류 및 감자제한

인버터로 구동되는 IPMSM의 단자전압 및 전기자전류의 최대치는 제한되며, 전기자반작용에 의한 영구자석의 감자에 대한 감자기자력 또한 제한된다. 이들 각각에 대한 제한치를 m

으로 표시하고 영구자석 쇄교자속에 대한 d축 전기자반작용의 비를 감자계수 ξ 로 표시하면 식(4)에서 식(6)으로 표현될 수 있다.

$$I_a \leq I_m \quad (4)$$

$$V_a \leq V_m \quad (5)$$

$$\xi \leq \xi_m \quad (6)$$

단, I_a : 전기자 전류의 실효치
 V_a : 선간전압 실효치
 ξ : 감자계수($L_d i_d / \psi_a$)

전류제한은 전동기의 정격전류 및 인버터의 최대출력전류로 결정되며 식(7)과 그림 2에서 보듯이 반경 I_m 인 원의 내부, 그리고 인버터의 직류링크단 전압에 의해 결정되는 전압제한은 식(8)로 표현되는 타원의 내부로 나타나며 속도증가에 따라 내측으로 이동하여 전기자 전류벡터가 취할 수 있는 범위를 축소시킨다.

$$i_d^2 + i_q^2 = I_m^2 \quad (7)$$

$$(\psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2 = \left(\frac{V_m}{\omega}\right)^2 \quad (8)$$

감자제한은 식(6)으로부터 동작점에서의 자속밀도와 관련하여 식(9)로 유도되며, q축에 평행한 직선의 우반부에 해당한다. 감자한계의 설정시 영구자석재료의 선정과 자기회로의 적절한 설계는 매우 중요하게 된다. 그러나, 최근의 회로류 자석은 감자제한치가 상당히 커서 전동기 정격전류의 수 배에 이를 정도이다.

$$\left| L_d \frac{i_d}{\psi_a} \right| \leq \sigma \lambda \left\{ 1 + \left(\sigma - \frac{1}{\lambda} \right) \frac{P_u}{\mu_r} \right\} \quad (9)$$

단, λ : 기자력의 누설계수
 σ : 자속의 누설계수
 P_u : 공극의 퍼미언스
 μ_r : 비투자율(회로류의 경우 μ_o 와 거의 동일)

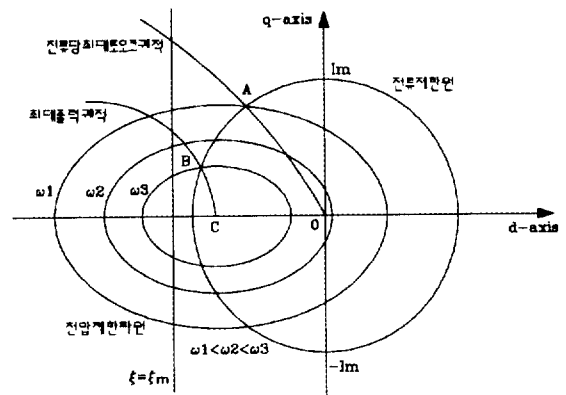


그림 2 전압,전류 및 감자제한
 Fig. 2 Limits of the voltage, current and demagnetization

4. 최적 전류벡터의 선정

4.1 최대토크 운전

전동기의 유기전압이 전압제한치를 넘지않는 속도 및 부하상태에서 동일전기자 전류에 대하여 최대토크를 얻기 위한 전류벡터의 관계식은 식(10)으로 표현된다.

$$i_d = \frac{\psi_a}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_a^2}{4(L_q - L_d)^2} + i_q^2} \quad (10)$$

여기서, 전류벡터가 취할 수 있는 범위는 그림 2의 OA제직상에 있고 최대 발생토크는 $I_a = I_m$ 인 경우에 얻어질 수 있으며, 따라서 전류벡터의 위치는 전류당 최대토크 운전제직과 전류제한원의 교점 A상에 존재하게 된다. 이 영역에서 운전가능한 한 최대속도를 식(8)로부터 구하면 다음과 같다.

$$\omega_1 = \frac{V_m}{\sqrt{(\psi_a + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}} \quad (11)$$

이 영역에서의 운전은 IPMSM의 리플턴스 토크를 유효하게 이용하여 전동기를 항시 최대토크로 운전할 수 있으며, 주어진 전류에서 전동기의 동손을 최소로 하여 고효율로 운전가능하다.

4.2 약계자운전

전동기의 유기전압이 전압제한치를 넘는 속도 및 부하상태에 있어서는 단자전압이 제한치내로 제한되도록 부가적인 d축전류를 흘려 d축 전기자반작용에 의한 감자작용을 이용한 약계자운전을 행하게 된다. 이때, 전류벡터는 전류제한원 및 전압제한타원의 교점을 따라 그림 2에서 곡선 AB상으로 식(12)로 표현되는 전류벡터 관계식을 가지고 이동하다가 전동기의 무부하

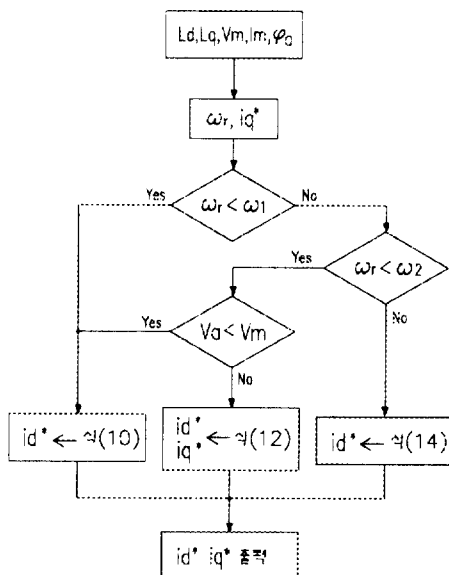


그림 3 최적 전류벡터 선정을 위한 순서도
Fig. 3 Flowchart for optimal current vector selection

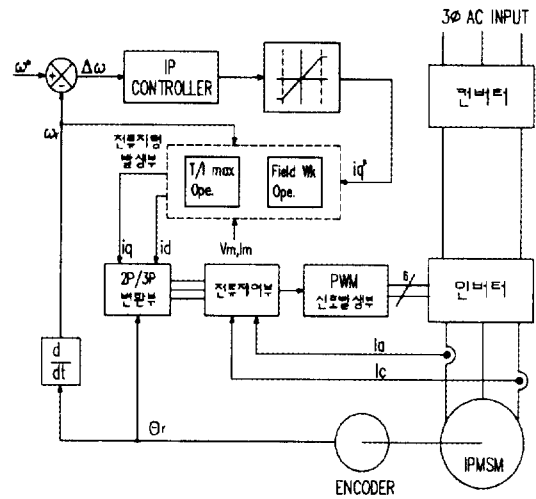


그림 4 속도/토크 제어시스템 구성도
Fig. 4 Block diagram of speed/torque control system

유기전압이 전압제한치에 이르는 속도($\omega = \omega_2$) 이상의 고속영역에서는 곡선 BC를 따라 최대출력운전을 하게 된다.

$$i_d = \frac{-\psi_a L_d + \sqrt{\psi_a^2 L_d^2 - (L_d^2 - L_q^2)(\psi_a^2 + L_q^2 i_q^2 - (\frac{V_m}{\omega})^2)}}{L_d^2 - L_q^2}$$

$$i_q = \sqrt{I_m^2 - i_d^2} \quad (12)$$

전동기의 무부하 유기전압이 전압제한치에 이르는 속도 ω_2 및 최대운전속도 ω_3 는 식(13)으로 주어지며, 곡선 BC상의 전류벡터 관계식은 식(14)와 같이 표현될 수 있다.

$$\omega_2 = \frac{V_m}{\psi_a}, \quad \omega_3 = \frac{V_m}{\psi_a - L_d I_m} \quad (13)$$

$$i_d = \frac{-\psi_a}{L_d} + \frac{1}{L_d} \sqrt{(\frac{V_m}{\omega})^2 - (L_q i_q)^2} \quad (14)$$

4.3 전류벡터의 선정순서도

그림 3은 전동기 회전속도 및 부하상태로부터 전압 및 전류제한을 고려하여 감자전류를 결정함으로써 운전상태에 따른 최적전류벡터를 선정하기 위한 순서도를 나타내고 있다.

5. 제어시스템 구성

제안된 알고리즘을 수행하기 위하여 그림 4와 같은 속도/토크 제어시스템을 구성하였다. 구성된 시스템은 각종 I/O interface 및 고밀도 IC가 실장되어 있으며 속도제어부의 샘플링 시간은 $300 \mu\text{sec}$ 이다.

먼저 속도지령이 주어지면 속도제어부에서는 지령속도와 실제속도와와의 오차로부터 IP제어를 통하여 전기자 전류의 진폭을 결정하여 전류지령발생부에 그 값을 주게 된다. 전류지령

발생부에서는 주어진 전기자전류의 크기로부터 그림 3과 같은 순서도에 따라 전기자전류의 위상을 결정하여 전기자전류의 d,q축 전류지령을 전류제어부에 주게 된다. 전류제어부는 전동기의 현재위치와 지령전류로부터 2상-3상 변환 후 3상 전기자전류 지령치를 발생하여 전류제어를 행하여 PWM 인버터를 구동하게 된다.

표 1에 본 연구에 사용된 전동기의 사양을 나타내었다.

표 1 전동기 사양
Table 1 Specifications of motor

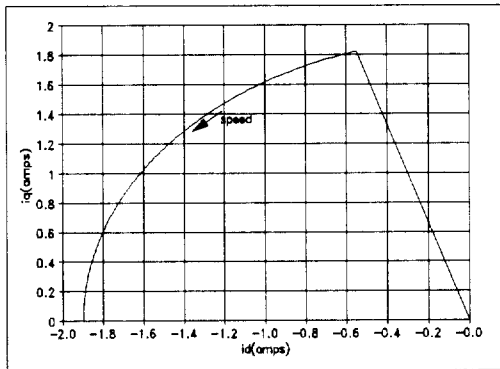
정격출력	500Watts
극수 및 상수	4극 3상
정격전류	1.9Arms
정격회전수	2,000rpm
선간 전기자저항	13.07Ω
유기전압정수	97.3V/krpm
회전자관성(GD ²)	5.775Kgcm ²
돌극비(Lq/Ld)	2.02

6. 시뮬레이션 및 실험결과

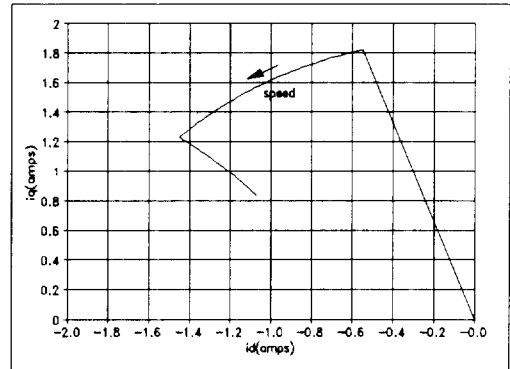
그림 5는 전부하시 전류 및 전압제한이 고려된 경우의 전류 당 최대토크운전 및 약계자제어 운전에서의 전류·전압벡터가 취할 수 있는 궤적을 시뮬레이션 한 결과로써, 제시한 최적전류각 제어방법으로 운전할 시 전류 및 전압벡터는 항상 전류 및 전압제한의 범위내로 제한되고 있음을 알 수 있다.

그림 6은 50%부하로 IPMSM을 2,500 rpm으로 가속할 때의 전압 및 전류벡터의 궤적을 시뮬레이션한 것으로 전압이 포화하기 이전의 초기속도에서는 최대토크로 가속되다가 전압제한에 이르게 되면 전류벡터는 전압 및 전류제한 곡선의 교점을 따라 이동하다가 가속종료시에 전압제한곡선을 따라 이동하고 있음을 알 수 있다.

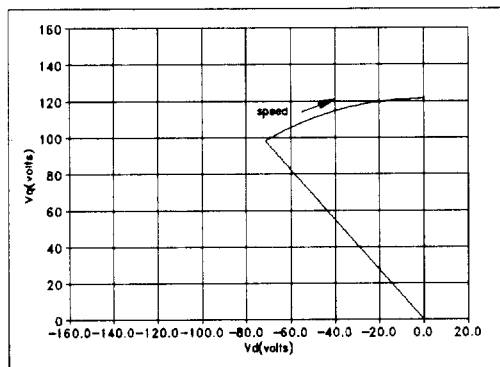
그림 7은 각 운전방식에 따른 속도-토크 특성곡선을 시뮬레이션한 결과이다. id=0 운전방식으로 운전할 경우, 토크가 31.2 kg·cm이며 약 1,780 rpm 에서 전압포화에 이르러 이 속도이상에서는 토크가 현저히 떨어진다. 여기서, 본 논문에서 제시한 방법을 사용하면, 전류당 최대토크 운전시에는 저속에서의 토크가 32.9 kg·cm로 증가한다. 그러나, 최대운전속도는 2,160 rpm 으로 동일하다. 또한 최적전류각 제어방식에 의한 약계자 운전방식을 행하면 약 1,940 rpm에서 전압포화에 이르며 약계자제어에 의해 운전범위가 3,260 rpm 으로 확대되면서 정출력 운전이 가능하다.



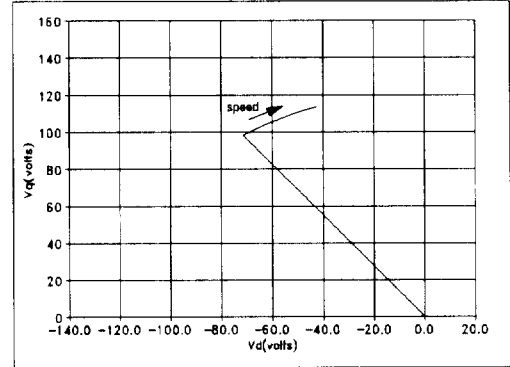
(a) 전류벡터궤적



(a) 전류벡터 궤적



(b) 전압벡터궤적



(b) 전압벡터 궤적

그림 5 전류 및 전압제한하의 전부하시 전류, 전압벡터궤적
Fig. 5 Current and Voltage trajectories under the limits of current and voltage at full load

그림 6 50%부하 가속시의 전류, 전압벡터궤적
Fig. 6 Current and Voltage trajectories at 50% load during acceleration

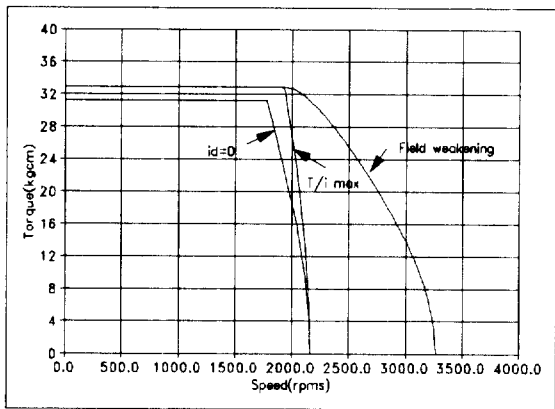


그림 7 운전방식에 따른 속도-토크 특성
Fig. 7 Speed-Torque characteristics by control methods

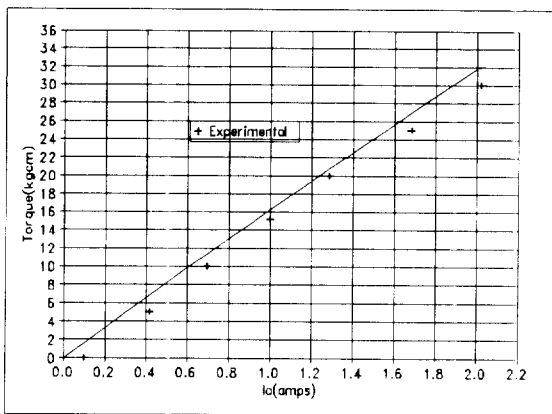


그림 8 전류당 최대토크 운전시의 전류-토크 특성
Fig. 8 Current-Torque characteristics in maximum torque / current operation

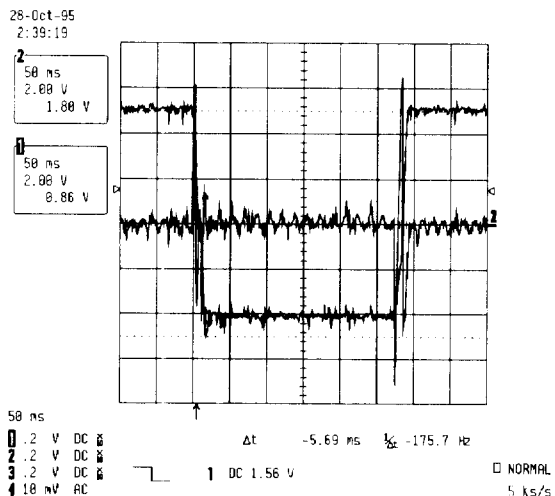


그림 9 계단변화시의 전류 및 속도응답특성
Fig. 9 Current and Speed responses with step change

그림 8은 일반 서보계 응용에 유용한 특성인 전류당 최대토크 운전시의 전류 대 토크 특성곡선으로 실선은 시뮬레이션

결과이며 (+)로 표시한 것이 실험결과이다. 이 그림으로 부터 전류당 최대토크 운전영역시의 발생토크는 선형적임을 알 수 있다.

그림 9는 모터관성의 5배가 되는 관성부하로 모터 속도의 스텝리ಂಗ(정방향 2,500 rpm, 역방향 2,000 rpm)에 대한 전류 및 속도응답특성을 측정된 것으로, 구성된 시스템은 제시한 최적 전류각 제어 방식에 의해 운전할 시 속도루프의 응답특성은 20msec 이내로 제한되는 고속응성을 가짐을 알 수 있다.

7. 결 론

IPMSM의 운전은 SPMSM에 일반적으로 적용되는 $i_d = 0$ 운전방법과는 달리 i_d 의 적극적 유입에 의한 전기자반작용을 이용하는 것이 유효한 방법이다. IPMSM의 운전조건에 따른 최적전류 벡터의 선정으로 최대토크 운전 및 운전영역의 확대를 도모할 수 있다. 구성된 속도제어시스템으로 다음의 결론을 얻었다.

- IPMSM의 운전시 주어진 인버터 용량에서 저속운전시의 고출력 토크를 위해서는 모터의 돌극성에 의한 리턴스 토크를 이용하는 것이 유리하다.
- 전동기의 유기전압이 포화전압을 넘지 않는 운전조건에 있어서는 전류당 최대토크 운전방식이 IPMSM을 최대토크로 고효율 운전할 수 있는 적절한 방법이다.
- 전동기의 유기전압이 포화전압을 넘을 경우에는 전압 및 전류제한을 고려한 전류벡터를 선정하여야 하며 적절한 전류 벡터의 선정으로 운전영역을 확대할 수 있다.
- 전류당 최대토크 운전시 전류 대 토크비는 거의 선형적이며 고성능의 토크제어 특성을 가져 일반 서보계 응용에 적합하다.
- 구성된 시스템은 속도응답특성이 20msec이내의 빠른 속응특성을 보여주며, 급격한 가감속 운전이 요구되는 서보시스템에 적합하다.

참 고 문 헌

- [1] R. Krishnan, "Selection criteria for servo motor drives", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, pp. 270-275, March / April. 1987.
- [2] R. S. Colby, "Classification of inverter driven permanent magnet synchronous motors", IEEE IAS Annual Meeting Proc., pp. 1-6, 1988.
- [3] P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling of permanent magnet motor drives", IEEE Trans. Ind. Elec., Vol. 35, No. 4, pp. 537-541, Nov. 1988.
- [4] S. Morimoto, Y. Takeda, and T. hirasa, "Current phase control methods for permanent magnet synchronous motors", IEEE Trans. Power Elec., Vol. 5, No. 2, pp. 133-139, April. 1990.
- [5] B. K. Bose, "A high performance inverter-fed drive system of an interior permanent magnet synchronous machine", IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-24, pp. 987-997, Nov./Dec. 1988.

[6] T. M. Jahns, "Flux-weakening regime operation of an interior permanent magnet synchronous motor drive",

IEEE Trans. Ind. Appl., Vol. IA-23, pp. 681-689, July/Aug. 1987.

저 자 소 개



김 명 찬 (金 明 贊)

1962년 2월 1일생. 1985년 한양대 공대 전기 공학과 졸업. 1987년 한양대 대학원 전기공 학과 졸업(석사). 현재 현대중공업(주) 중전 기개발부문 메카트로닉스실 선임연구원



홍 순 찬 (洪 淳 瓚)

1950년 2월 24일생. 1973년 서울대 공대 전 기공학과 졸업. 1975년 서울대 대학원 전기 공학과 졸업(석사). 1985년 서울대 대학원 전 기공학과 졸업(공박). 1975년~1978년 해군사 관학교 교수부 전기공학과 전임강사. 1986년 ~1987년 Texas A&M University 방문교수. 1978년~1996년 현재 단국대 공대 전기공학과 교수



김 종 구 (金 鍾 九)

1948년 6월 3일생. 1971년 홍익대 공대 전기 공학과 졸업. 1973년 한양대 대학원 전기공 학과 졸업(석사). 1982년 전주공업전문대 조 교수, 1983년~1984년 독일 SIEGEN 대학교 유학, 1994년 단국대 대학원 전기공학과 박 사과정수료. 1989년 상공부 장관상. 1994년 대한전기학회 기술 상. 1996년 과학기술처 장관상(장영실상). 현재 현대중공업(주) 중전기개발부문 메카트로닉스 실장