

영구자석 동기 전동기의 토오크 각 제어

최욱돈* 정명길* 이현상* 김명찬*
 현대중전기기술연구소

A Torque Angle Control of Permanent Magnet Synchronous Motors

CHOI U.D., JUNG M.K., LEE H.S., KIM M.C

HYUNDAI ELECTRICAL ENGINEERING CO., LTD. R&D CENTER

ABSTRACT

The permanent magnet synchronous motor windings are energized by sinusoidal excitation current. The frequency of the winding excitation current is synchronous with motor movement and the phase is a function of the motor position with respect to the stator. The total operational speed range of the system is substantially increased by controlling the phase of the excitation currents at a function of the desired speed. This becomes the torque angle between stator rotating field and motor position.

In this paper, torque angle control method is described for surface permanent magnet synchronous motor (SPMSM). The control circuit for realizing control method is investigated and the system test is carried out.

1. 서론

최근 생산라인의 자동화기술은 급속히 진전되어 생산성향상 및 공정의 유연성(Flexibility)으로 인해 실제 산업계의 각 부분에 적용되고 있으며 특히, 고도의 정확성 및 고성능의 서어보제어 기술은 공작기계나 로봇 등에서의 응용이 활발히 추진되고 있는 실정이다. 그러나, 현재까지 이러한 서어보 시스템은 그 제어성능 및 경제성으로 인해 직류 서어보 시스템이 주류를 이루었으나 브러쉬형 직류 전동기는 기계적인 轉流로 인해 Kt(Nm/A), Ke(V/KRPM)가 브러쉬의 위치에 의해 고정되어 있으며 유지 보수면에서 어려움이 있다. 그러나 최근에는 전기적 전류로 바꾼 maintenance free의 교류서어보 전동기가 일반 산업계에 많이 적용되고 있으며, 더욱이 새로운 제어이론의 도입과 μ -processor 응용 기술의 발전으로 인해 그 제어성능이 한층 향상되어 교류 서어보 시스템에 대한 발전이 더욱 가속화되고 있다.

최근 발표된 자료에 의하면 직류 서어보 전동기에 비해 Torque-to-inertia ratio, Powerdensity, Peak torque capability 등의 서어보 성능이 뛰어난 것으로 알려져 있다. 본 연구에서는 리플버에서 회전자 위치를 검출하여 고정자 권선에 공급하는 정현파 여자전류의 주파수를 회전자 위치와 동기시키고, 속도와 부하의 함수관계를 가지는 고정자 회전자계와 회전자 사이의 위상각 즉 torque angle control에 의해 전동기 전류점(commutation point)을 변화시켜 Kt, Ke를 최적제어하여 고정자 전류가 대부분 토오크에 기여하도록 토오크의 순시제어를 행하여 Torque/Amp비 최적운전 하였고 SPMSM 전동기를 모델링하여 속도제어 시스템을 구성하였으며, Torque angle control 알고리즘을 제시하였다.

2. 본론

2.1 PMSM의 수학적 모델

다음의 가정을 할 경우 PMSM은 식(2-1)에서 식(2-11)으로 표현된다.

- (1) 자기회로가 포화되지 않는다.
- (2) 유기되는 역기전력의 파형이 정현적이다.
- (3) 철손(Hysteresis + Eddy Current)은 무시한다.

$$V_d = R i_d + L_d \frac{d i_d}{dt} - \omega_r \lambda_q \quad (2-1) \text{식}$$

$$V_q = R i_q + L_q \frac{d i_q}{dt} + \omega_r \lambda_d \quad (2-2) \text{식}$$

$$\lambda_d = L_d i_d + \lambda_{af} \quad (2-3) \text{식}$$

$$\lambda_q = L_q i_q \quad (2-4) \text{식}$$

$$T_e = \frac{P}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \{ \lambda_{af} i_q + (L_d - L_q) i_d \} \quad (2-5) \text{식}$$

$$i_d = \frac{P}{2} \{ i_a \cos \theta + i_b \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) + i_c \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \} \quad (2-6) \text{식}$$

$$i_q = \frac{P}{2} \{ -i_a \sin \theta - i_b \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_c \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \} \quad (2-7) \text{식}$$

$$i_a = \{ i_d \cos \theta - i_q \sin \theta \} \quad (2-8) \text{식}$$

$$i_b = \{ i_d \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \} \quad (2-9) \text{식}$$

$$i_c = \{ i_d \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) - i_q \sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \} \quad (2-10) \text{식}$$

$$P = V_a i_a + V_b i_b + V_c i_c = \frac{3}{2} \cdot (V_d i_d + V_q i_q) \quad (2-11) \text{식}$$

(ω_c - 회전자의 전기 각 속도.
 λ_{af} - 고정자와 영구자석과의 등가 쇠교 자속)

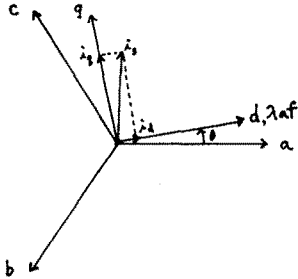


그림 1. 회전자 기준축에 대한 d,q축 벡터도

식(2-5)에서 알수 있듯이 고정자 전류성분중 i_d 는 토크를 발생시키지 못하며 고정자 전류당 토크비를 최대로 유지하기 위해서는 고정자 전류 i_s 가 i_q 성분만을 갖도록 제어해야한다. 따라서 전류당 토크비를 최대로 유지하면서 토크 리플이 없도록 하려면 아래의 조건을 만족시켜야 한다.

- (1) 공극자속이 정현적으로 분포되어야 한다.
- (2) 고정자 전류를 정현적으로 흘려야 한다.
- (3) 회전자의 위치를 정확히 검출하여 고정자 전류와 고정자 권선에 유기되는 역기전력의 위상을 일치시킨다. ($i_s=i_q$ 가 되도록 한다.)

2.2 시스템의 구성

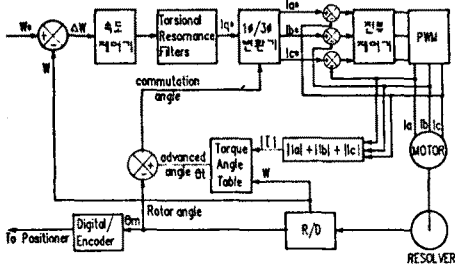


그림 2. 시스템 구성도

1) 속도제어기

모터축과 부하축의 비틀림으로 발생되는 Torsional Resonance 현상을 막고 안정도 및 settling 시간, overshoot 등을 보상하기 위하여 Lead-Lag Controller를 사용하였다.

그림3은 본 시스템에 적용된 Lead-Lag 속도제어기의 구성도이다.

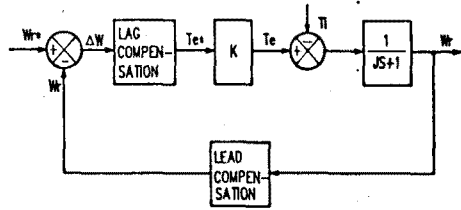


그림 3. 속도제어 루프

2) 전류제어기

전류제어기로는 회전자의 속도나 부하가 변동하여도 일정한 스위칭 주파수를 갖으며 저속 운전시 소음이 적은 삼각파 비교 전류제어 방식을 사용하였다. 그러나 이와 같은 제어기는 운전 주파수가 증가함에 따라 지령 전류와 부하전류간에 크기와 위상의 오차가 발생하는 단점이 있다. 이러한 오차는 PI 제어기의 이득을 높임으로써 어느정도 제거 할수 있으나 스위칭 주파수가 삼각파의 주파수를 넘지 않도록 유지하기 위하여 이득을 제한해야 한다. 특히 위상의 오차는 전류당 최대 토크비 운전이 되지 못하게 하는 중요한 요인이 된다. 위상오차를 미리 보상하여 전류당 최대 토크비 운전을 하기 위하여 Torque Advance Angle를 사용하였다.

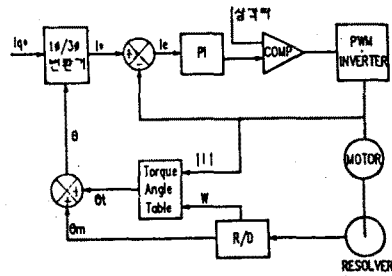


그림 4. 전류제어 루프

3) Torque Advance Angle

Torque Advance Angle은 운전 범위의 확대와 전류당 최대 토크비 운전을 위해 사용하며 이것은 주로 약계자 제어, 전류제어기에서 발생하는 위상오차 보상, micro processor등과 같은 hardware에서 발생하는 시간지연 보상의 역할을 한다.

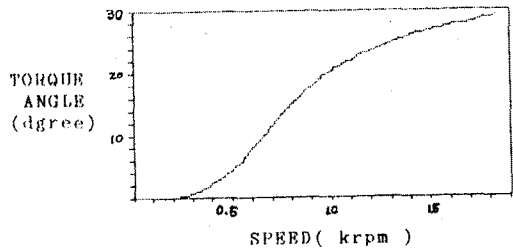


그림5. 속도에 따른 Torque Advance

4) System 동작 Program Flow Chart

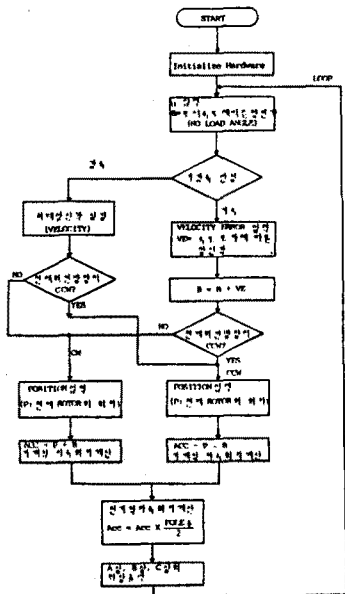


그림6. Program Flow Chart

정격속도(1450 rpm) 정격전류(14.7[A])일때 드라이브에서 출력되는 선간전압과 선전류를 보이는것이 그림7이고 지령전류와 실제전류 그리고 전류오차를 보이는 것이 그림8 이다.

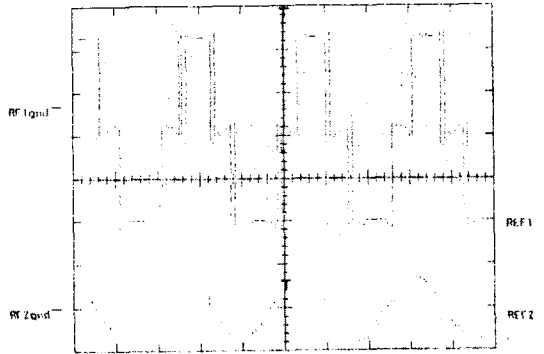


그림7. 선간전압과 선전류 (RF1-선간전압, RF2-선전류)

A 5ms -125mV VERT
-1.47 V VERT
RF1: 2.00 V 5ms

2.3 시험결과

본 연구에서는 정격출력이 4.8HP의 3상 6극 SPMSM TYPE 전동기를 사용하였으며 사용된 전동기의 상수는 표1과 같다.

| | | |
|---------------|--------|--------------------------|
| 출 력 | KV Rtd | 3.58KW |
| 정 격 속 도 | N.Rtd | 1450RPM |
| 최 대 속 도 | N.MAX | 1850RPM |
| 연속토크(STALL) | Tc | 31.2 N.M |
| 연속 선 전 류 | Ic | 14.7A RMS/φ |
| PEAK TORQUE | Tp | 112.5 N.M |
| PEAK 선 전 류 | Ip | 54A RMS/φ |
| 최 대 가 속 | αm | 8750RAD/SEC ² |
| ROTOR INERTIA | Jm | 0.0126kg.m ² |
| 권 선 저항 | R | 0.49Ω |
| d축 누설인덕턴스 | Ld | 2.10mH |
| q축 누설인덕턴스 | Lq | 2.10mH |
| 역 기 전 력 상 수 | Ke | 129V/Krpm |
| 토 오크 상 수 | Kt | 2.13N.M/RMS A |

<표1. 실험에 사용된 전동기 사양>

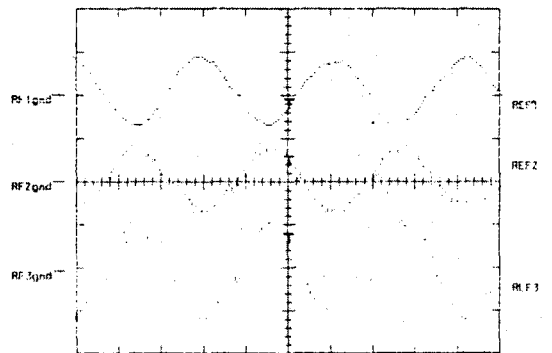


그림8. 지령전류와 실제전류 그리고 전류오차 (RF1-지령, RF2-실제, RF3-오차)

그림9는 정격전류 상태에서 운전속도에 따른 토오크 리플을 보이며 그림10은 속도 페루프 주파수 응답을 나타낸다.

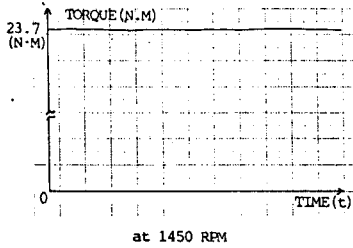
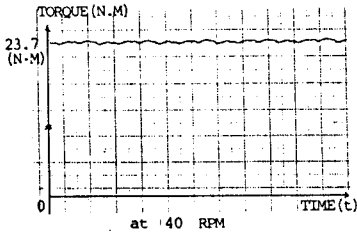


그림 9. 로오크 리플 파형

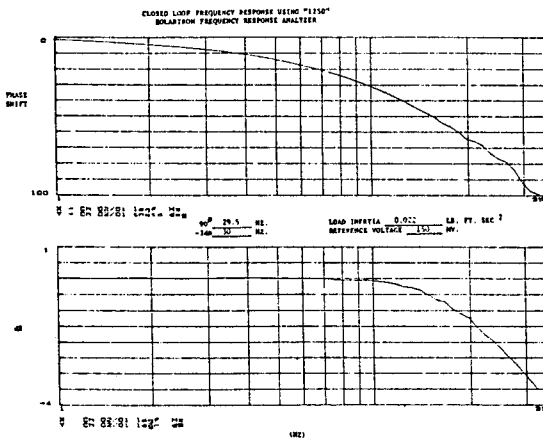


그림 10. 속도 페루프 주 파수 응답특성

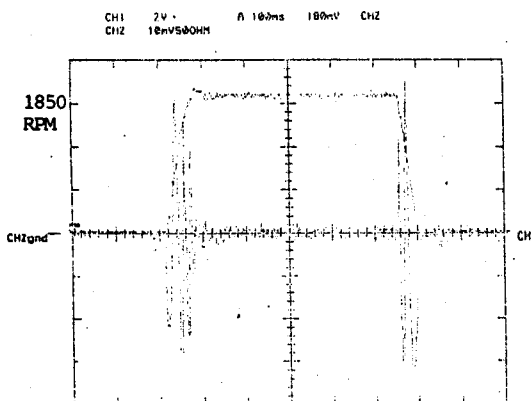


그림 11. 가속속 운전시 응답특성 (CH1-속도응답, CH2-선전류) 1850 rpm

그림11은 0.063kg.㎡²의 INERTIA WHEEL을 사용하였을 때의 가속속 특성을 보이는 것으로 0rpm에서 1850rpm 까지 응답시간이 50mSEC 이내였다.

3. 결 론

본 연구에서는 영구자석형 동기 전동기의 회전자의 위치와 부하전류 및 속도를 각각 검출하여 Torque Angle Profile에 의해 인버터의 최적 스위칭을 정하여 주므로 주어진 속도와 부하에 대해 단위전류당 최대 Torque 운전이 가능하였으며, Torque Angle Control을하므로서 다음과같은 결론을얻었다.

- 1) Inverter의 DC link 전압과 Back EMF가 같아지는 점인 Base Speed 이상에서는 Ke를 감속시켜 고속운전이 가능하였다.
- 2) 저속에서 최적 Kt로 최대 Torque를 낼수 있었다.
- 3) 저속에서의 Torque Ripple이 적고 부드러운 Torque 운전이 가능하였다.
- 4) 부하 및 속도변화에 대해서 최대효율로 운전이 가능하였다.
- 5) 40rpm에서 정격부하를 인가할 경우 시스템의 Torque Ripple이 5% 이내였다.

앞으로의 연구과제는 DC link단의 전압변동을 고려한 Torque Angle Control Algorithm이 적용된다면 입력단의 전압변동에 무관한 보다 우수한 서어보 시스템이 실현될 것으로 예상된다.

4. 참고문헌

1. GEOFFREY S. BOYES "SYNCHRO AND RESOLVER CONVERSION"
2. S. MESHKAT "A NEW MICROPROCESSOR BASED BRUSHLESS SERVO AMPLIFIER FOR OPTIMUM CURRENT VECTOR CONTROL"
3. P. PILLAY AND R. KRISHNAN "CONTROL CHARACTERISTICS AND SPEED CONTROLLER DESIGN FOR A HIGH PERFORMANCE PERMANENT SYNCHRONOUS MOTOR DRIVE"
4. ROGER C. BECERRA, MEHRDAD EHSANI "HIGH SPEED TORQUE CONTROL OF BRUSHLESS PERMANENT MAGNET MOTORS"
5. W. SCHUMACHER "MICROPROCESSOR CONTROLLED AC SERVO DRIVE"