

영구자석 동기전동기의 최대 토오크 감도운전

Permanent Magnet Synchronous Motor Drive based on
Maximum Torque Sensitivity

尹 炳 道*·金 基 勇**·李 炳 松***

(Byung-Do Yoon · Ki-Yong Kim · Byung-Song Lee)

요 약

본 연구는 최근 AC서보 구동용으로 각광을 받고있는 영구자석 동기전동기의 속도제어기를 자속 제어기법에 의한 PWM인버터로 구현하여 최대토오크 감도운전이 되도록 하는데 있다. 회전자의 위치 및 속도 검출기로서는 레졸버 및 레졸버-디지털변환기(RDC)를 통해 디지털값의 위치 및 속도정보로 변환한다. 이것을 정보로하여 자속 기준기법에 의한 토오크분 전류를 항상 영구자석의 자계에 직교가 되도록하여 최대토오크 운전이 되도록 하였다.

또한 제안한 제어이론으로 정현파 PWM인버터를 실현시키고 부하토오크에 대한 보상방법으로 고정자 전류를 제어기측에 계환시켜 정상상태 특성을 나타내었다. 위와같은 제어이론을 시뮬레이션과 실험을 통하여 얻은 고정자 전류 및 속도응답 특성 등 영구자석 동기전동기의 동 특성을 검토하여 정상상태하에서 운전특성이 개선된 결과를 제시하였다.

Abstract

In this paper, the variable speed control of permanent magnet synchronous motor driven by a sinusoidal PWM inverter based on maximum torque sensitivity is presented. The developed torque or speed control is achieved by the field orientation technique. For the field orientation, the resolver is used as the rotor positioning sensor mounted on the motor shaft without pull-out of the synchronism at any speed.

To show the validity of proposed control method, the simulation and experimental results are provided.

The advantages of the proposed control method are to achieve the fast current and speed responses.

*正會員 : 중앙대학교 전기공학과 교수

**正會員 : 서울산업대학 전기공학과 부교수

***正會員 : 중앙대학교 전기공학과 석사과정

1. 서 론

직류서보전동기는 우수한 제어성능을 가지고

있어 현재까지 서보시스템에 주류를 이루고 있으나 기계적인 브러쉬와 정류자를 사용하므로써 정기적인 보수 및 기계적인 정류시에 발생하는 전기적 잡음 등 사용상에 많은 문제점을 가지고 있다. 따라서 최근에는 직류 서보전동기에 대신하여 교류 전동기의 고성능 가변속제어가 다각적으로 연구되어 그 적용 분야도 급속히 확대되어 가고 있다. 1)~6), 13)

교류 서보전동기는 전동기의 구조 및 제어 방식에 따라 회전자에 영구자석을 사용한 동기전동기 구조의 영구자석형 브러쉬없는 동기전동기(SM형)와 일반적인 교류기 구조의 유도전동기(IM형)로 분류된다.

이들 가운데 영구자석형 브러쉬없는 전동기는 그 구조와 제어방법에 따라 브러쉬없는 직류전동기(Brushless DC Motor : BLDCM)와 영구자석 동기전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM)로 나뉜다. 3), 15) 이들 전동기는 자극의 위치를 연속적으로 검출하여 얻은 정보를 가지고 고정자에 구형파전류 또는 정현파전류가 인가될 수 있도록 인버터의 스위칭소자에 흐르는 전류를 순차적으로 전환하여 회전자계가 회전자의 위치에 동기 되도록 해주어야 한다. 11)~14)

특히, 최근에는 제어기술의 발전과 더불어 반도체 기술의 향상, 회전자 위치센서와 고성능 영구자석 재료의 개발 등에 힘입어 브러쉬가 없으면서도 직류전동기의 특성을 갖는 개념으로 개발된 영구자석 동기전동기가 소형, 고효율, 저관성 등의 장점으로 인해 로봇제어 및 공장자동화 등 고성능 서보계에 널리 사용되고 있으며 이에 따라 우수한 서보전동기로서의 영구자석 동기전동기의 특성 개선과 이것의 정밀속응제어 기법에 관한 연구가 활발히 이루어지고 있다. 1)~3), 7)~15)

본 논문은 영구자석 동기전동기를 우수한 제어성과 최대 토크감도 운전을 위해 PI제어기를 갖고, 자속기준(field orientation) 기법에 의한 방식으로 정현파 PWM방식을 제안하였다. 또 저속 및 고속영역에서도 고정자 전류에 의한 회전자계와 영구자석에 의한 자속의 직교관계가 실패하지 않도록 제어 알고리즘을 제안하였

다. 아울러 주파수 특성이 우수한 고속스위칭 소자 MOSFET를 사용하였다.

이와 같은 이론적 제안을 아나로그 회로 및 디지털 회로로 실험 장치를 구현하여 PMSM을 가변속 운전시키고 이때 나타나는 인버터의 선전류 및 속도응답 등을 분석 조사하였다.

이를 위하여 본 연구에서는 자속 기준제어가 적용될 수 있도록 영구자석 동기전동기의 수학적 모델을 세우고, 유도된 상태방정식을 적용하여 이를 기초로 시뮬레이션 및 실험 결과로 확인하였다. 또 속도 및 부하변동에 대응하는 q 축 토크 성분 전류만 제어하여 속도 및 토크를 제어하는 자속기준 제어-정현파 PWM방식의 제어 시스템을 제시하였다.

2. 영구자석 동기전동기의 해석

그림 1은 회전계자형 3상 2극 영구자석 동기전동기의 고정자 회로와 회전자를 나타낸 것이다. 영구자석형 동기전동기에서는 회전자 권선은 영구자석으로 대체된다.

2.1 전압 방정식

그림 1에서 고정자 각상에 대한 전압 방정식을 구하면 [5], [7]식(1)로 표현된다.

$$V_{abc} = r_s i_{abc} + p \lambda_{abc} \dots \dots \dots (1)$$

여기서

$$V_{abc} = [V_{as} \ V_{bs} \ V_{cs}]^T$$

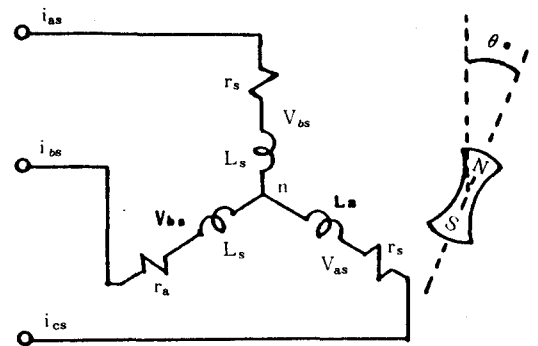


그림 1. PMSM의 고정자 회로와 회전자의 배치
Fig. 1. Stator circuit and rotor configuration of PMSM.

$$r_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s]$$

$$\lambda_{abc} = [\lambda_{as} \ \lambda_{bs} \ \lambda_{cs}]^T$$

이고, λ_{abc} 는 각상의 쇄교자속 벡터이다.

한편 λ_{abc} 는

$$\lambda_{abc} = L_s i_{abc} + \lambda_m \dots\dots\dots (2)$$

이고, λ_m 은 영구자석에 의한 쇄교자속 벡터이고 다음과 같다.

$$\lambda_m = \lambda_m \left[\sin\theta_e \ \sin\left(\theta_e - \frac{2}{3}\pi\right) \ \sin\left(\theta_e + \frac{2}{3}\pi\right) \right]^T \quad (3)$$

식(1)을 동기각속도 ω_e 로 회전하는 d-q좌표계에 의한 전압 방정식으로 표현하면 식(4)와 같다.

$$V_{qds} = r_s i_{qds} + \omega_e \lambda_{qds} + p \lambda_{qds} \dots\dots\dots (4)$$

여기서

$$\lambda_{qds} = [\lambda_{ds} \quad -\lambda_{qs}]^T$$

식(4)를 d-q성분별로 나타내면

$$\begin{aligned} V_{qs} &= r_s i_{qs} + \omega_e \lambda_{ds} + p \lambda_{qs} \\ V_{ds} &= r_s i_{ds} - \omega_e \lambda_{qs} + p \lambda_{ds} \dots\dots\dots (5) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} \lambda_{qs} &= L_{1q} i_{qs} + L_{qm} i_{qs} = L_q i_{qs} \\ \lambda_{ds} &= L_{1d} i_{ds} + L_{dm} (i_{ds} + I_f) \\ &= (L_{1d} + L_{dm}) i_{ds} + L_{dm} I_f \\ &= L_d i_{ds} + \lambda_m \dots\dots\dots (6) \end{aligned}$$

한편,

$$\begin{aligned} L_q &= L_{1q} + L_{qm} \\ L_d &= L_{1d} + L_{dm} \\ \lambda_m &= L_{dm} I_f \end{aligned}$$

이다.

여기서 L_d , L_q 는 d, q축 인덕턴스이다.

2.2 토오크 방정식

PMSM의 발생토오크 T_e 는

$$T_e = (3/2) (P/2) (\lambda_{ds} i_{qs} - \lambda_{qs} i_{ds}) \dots\dots\dots (7)$$

이다.

식(6)의 관계를 고려하면 토오크는 T_e 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$T_e = (3/2) (P/2) [\lambda_m i_{qs} + (L_d - L_q) i_{qs} i_{ds}] \quad (8)$$

한편 전동기의 역학적인 운동방정식은

$$T_e = J(d\omega_m/dt) + B \omega_m + T_L \dots\dots\dots (9)$$

이다.

여기서 J 는 관성모멘트, B 는 마찰계수이고, T_L 은 부하토오크, ω_m 은 각속도이고, $\omega_m = \frac{2}{P} \omega_e$

이다.

2.3 상태 방정식

i_{qs} , i_{ds} 및 ω_e 에 대하여 정리하여 [14] 이를 상태 방정식으로 표현하면 다음과 같다.

$$p i_{qs} = -\frac{r_s}{L_q} i_{qs} - \left[\frac{L_d}{L_q} i_{ds} + \frac{\lambda_m}{L_q} \right] \omega_e + \frac{V_{qs}}{L_q} \dots\dots\dots (10)$$

$$p i_{ds} = -\frac{r_s}{L_d} i_{ds} + \frac{L_q}{L_d} \omega_e i_{qs} + \frac{V_{ds}}{L_d} \dots\dots\dots (11)$$

$$\begin{aligned} P \omega_e &= \frac{3}{2} \left[\frac{P}{2} \right]^2 \frac{1}{J} [\lambda_m i_{qs} + L_d [1 - \frac{L_q}{L_d}] i_{ds} i_{qs}] \\ &\quad - \frac{B}{J} \omega_e - \frac{P}{2J} T_L \dots\dots\dots (12) \end{aligned}$$

3. 제어이론

그림 2는 PMSM의 고정자전류의 토오크분전류 i_{qs} 및 자속분전류 i_{ds} 와의 관계를 벡터도로 나타낸 것이다.

본 논문에서는 일정 전류입력에서 최대토오크를 발생시키기 위해서는 회전자의 자속과 직각으로 고정자전류 벡터를 인가하여야 하므로 레졸버를 위치 검출기로 사용하여 회전자의 위치각을 정밀하게 얻어야 한다.

따라서 고정자 전류 I_s 가 q축의 토오크분 전

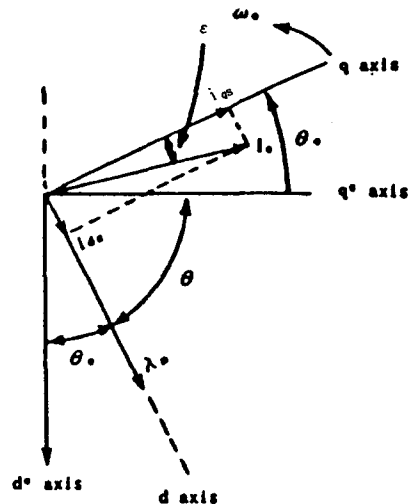


그림 2. 전동기의 전류 및 자속 벡터
Fig. 2. Vector Diagram of current and flux in PMSM.

여기부분, 각상 전류명령값 i_{as}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* 를 발생시키는 2상-3상 변환부분, 각상 기준전류명령치를 추종토록 하는 정현파 전류제어 부분, 자극의 위치를 검출하는 위치검출기 부분으로 구성하였다.

전력용 MOSFET구동회로는 정현파 PWM제어회로에서 출력된 고속 스위칭 신호를 증폭하고 전력회로와 제어회로를 분리 시켜주는 역할을 담당한다.

위치 검출기로는 Resolver를 사용하고 다시 RDC를 통해 디지털값으로 회전자의 위치를 얻도록하여 신뢰성과 안정성을 높였다.

본 연구에 이용된 RDC 각 분해능(Angular resolution)은 12bit이고 회전당 카운트가 0-1999/0°-360°인 분해능을 가졌으며 디지털 절대위치 정보를 출력한다.

그림 5는 레졸버, RDC변환기, 전류명령 발생기와와의 기능적 관계를 나타내보인 블록선도이다.

5. 디지털컴퓨터 시뮬레이션

디지털 컴퓨터 시뮬레이션을 하기 위하여 앞서 2장에서 영구자석 동기전동기를 d-q모델로 유도하고 전동기의 가변속 제어를 위해 제안된 속도제어 방법으로 전동기의 동적상태(Dynamics)가 제어 목적에 잘 부합하는가를 시뮬레이션을 통하여 고찰하였다.

5.1 컴퓨터 시뮬레이션 블록선도

영구자석 동기전동기의 시뮬레이션 제어시스

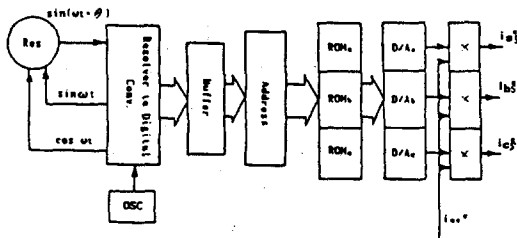


그림 5. 레졸버와 RDC와의 접속도

Fig. 5. Connection block diagram of Resolver and RDC.

템의 구성 블록은 크게 PI제어기, 주파수 제한기, 인버터, 전동기, 전류제어기, 2상-3상변환기, 위치검출기와 제어루프로 나눌수 있다.

여기서, 토오크제어는 자속 기준제어를 이용하였으며, 이를 위한 전류제어는 정현파 PWM 인버터를 사용하였다.

5.2 시뮬레이션 조건

그림6의 블록선도에서 기준전압 명령값의 시뮬레이션 조건은 제2장의 그림2 벡터도에서 전류명령값 i_s^* 가 모두 i_{qs}^* 가 되도록 하여 최대 토오크를 발생하기 위한 기준 명령 i_{qs}^* , i_{bs}^* , i_{cs}^* 를 PMSM의 제어 변수가 되도록 하는 알고리즘으로 캐리어 파형과 비교하여 인버터의 스위칭모드를 결정하여야 한다.

따라서 영구자석 동기전동기를 자속기준제어 하는 경우 고정자 직축분 전류명령치 $i_d^* \rightarrow 0$ 이므로 회전자의 위치각 θ 에 따른 토오크분 전류가 항상전류벡터 i_s 와 같도록 하기 위하여 고정자 전류를 발생하기 위한 명령은 2-3상 변환기에 의하여 변환된다.

이때 속도제어 샘플주기에서 기준속도 ω_e^* 와 전동기의 궤환속도 ω_e 와의 편차는 토오크명령 T_e^* 을 발생하도록 디지털 PI제어 알고리즘에 의해서 처리된다.

이때 $i_{qs}^*(t)$ 는

$$i_{qs}^*(t) = \frac{K_p \omega_d(t) + K_I \int \omega_d(t) dt}{K_I}$$

이다.

또 d-q좌표계에서 고정자에 인가되는 전압을 알고 있으므로 2장의 상태방정식으로 부터 영구자석 동기전동기의 동작을 해석할 수 있다.

이들 식들은 비선형 방정식으로 고정자 전압

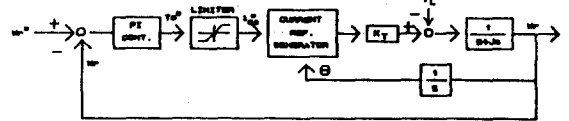


그림 6. 디지털 시뮬레이션시스템 블록도

Fig. 6. Block diagram of digital simulation control system

벡터 V_{ds} , V_{qs} 및 부하토크 T_L 을 알면 Runge-Kutta법을 이용하여 이들 상태방정식의 해를 구할 수 있다.

5.3 시뮬레이션 흐름도

영구자석 동기전동기의 동적응답에 대한 컴퓨터 시뮬레이션 과정은 제어알고리즘의 전류 제어 루프와 속도제어 루프에서 각기 다른 샘플링주기에서 컴퓨터연산 되었으며 한편, 인버

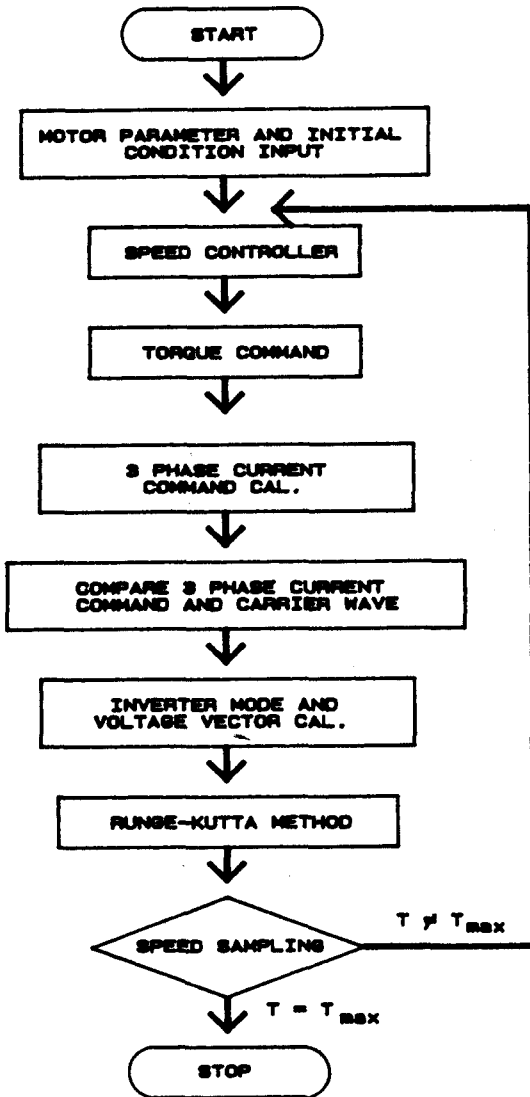


그림 7. 시뮬레이션 흐름도
Fig. 7. Simulation flow chart.

터, 전동기 및 부하방정식은 룬계-쿠타-질방법(Runge-Kutta-Gill routine)으로 처리하였다. 그림7은 시뮬레이션흐름도를 나타낸 것이다.

5.4 시뮬레이션 결과 및 검토

앞서 설명된 제어방식을 통해 시뮬레이션한 결과를 고찰하였다. 이때 영구자석 동기전동기의 파라미터는 다음과 같다.

| | | | |
|---------------|-----------|-----------|---------------------------|
| 정격출력 | 200[W] | 고정자 저항 | 2.6[Ω] |
| 정격속도 | 2000[rpm] | 고정자 인덕턴스 | 10.98[mH] |
| 정격전류(A_f) | 2.2[A] | 회전자 관성모멘트 | 5.96[kg-cm ²] |
| 정격전압(V_p) | 230[V] | 극수 | 4[Poles] |

그림 8은 무부하 상태에서 속도를 계단상으로 1000(rpm)까지 변화시켰을 때의 속도 응답 특성과 상전류를 나타낸 것이다. 빠른 응답 특성을 보이도록 설계된 속도제어시스템으로 부터 전동기는 약 20ms후에 기준속도에 도달함을 나타내 보였다. 이와같은 속응특성은 자속 기준제어와 속응성이 우수한 정현파 PWM제어기로 PMSM을 항상 최대 토크 감도로 운전될 수 있도록 설계되었음을 나타내 보인 것이다. 그림9는 정격부하 상태에서 속도를 계단상으로 1000(rpm)까지 변화시켰을 때의 속도 응답 특성과 상전류를 나타낸 것이다. 그림10은 무부하 상태에서 속도를 계단상으로 2000(rpm)까지 변화시켰을 때의 속도 응답 특성과 상전류변화를 나타낸 것이다. 그림 11은 정격부하 상태에서 속도를 계단상으로 2000(rpm)까지 변화시켰을 때의 속도 응답과 상전류변화를 나타낸 것이다. 그림8에서 그림9는 i_{qs} 전류 명령에 따라 속도응답 특성이 선형적으로 잘 추종하여 응답해 감을 알 수 있다.

위와같은 시뮬레이션 결과에서 부하전류가 3상 기준 전류명령에 잘 추종해 나감을 알수있어 자속기준 제어알고리즘과 정현파 PWM인버터 제어가 만족스럽게 설계되었음을 알수 있다.

(rpm)까지 변화시키고 정상 상태에 대한 3상 전류를 나타낸 것이다. 그림 15는 1/2정격 부하에서 속도를 2000(rpm)까지 변화시키고 정상 상태에 대한 3상 전류를 나타낸 것이다.

그림16은 정격부하에서 속도 지령을 0(rpm)에서 계단상으로 1000(rpm)인가하였을 때의

응답특성을 나타낸 것이다.

그림 17은 정격 부하에서 속도 지령을 0 (rpm)에서 계단상으로 2000(rpm)인가 하였을 때의 응답특성을 나타낸 것이다.

그림 18과 그림19에서 속도 상승시간은 각기 20(ms), 25(ms)이며 Over-shoot없이 거의

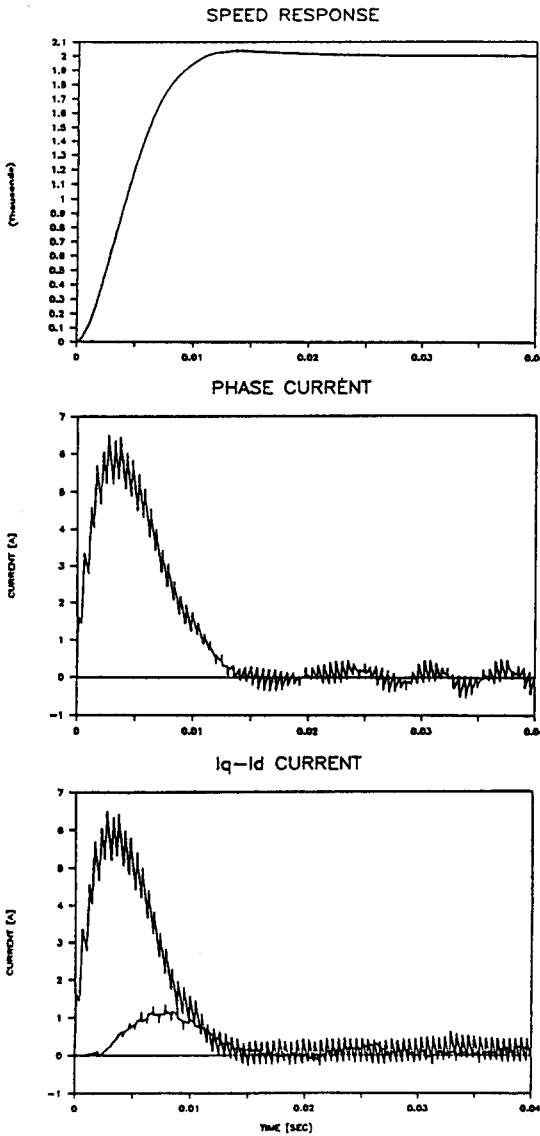


그림 10. 속도 응답에 따른 i_{qs} , i_{ds} 및 상전류와의 관계(무부하, 2000rpm)
 Fig. 10. Relation of phase current and i_{qs} , i_{ds} to speed response.(no load, 2000rpm)

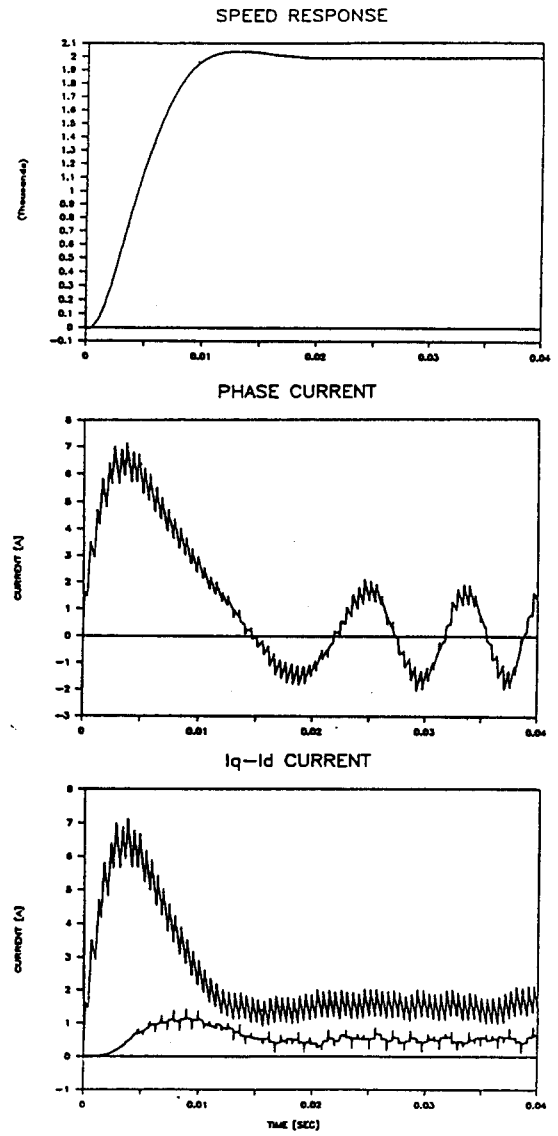


그림 11. 속도 응답에 따른 i_{qs} , i_{ds} 및 상전류와의 관계(전부하, 2000rpm)
 Fig. 11. Relation of phase current and i_{qs} , i_{ds} to speed response.(Rated load, 2000rpm)

6. 실험 및 결과 검토

본 논문에서 제안된 자속 기준제어에 의한 정현파 PWM인버터 시스템을 구현하여 영구자석 동기전동기(PMSM)의 최대 토크 감도 운전에 관하여 실험적 결과를 고찰하였다.

그림12는 무부하 상태에서 속도를 계단상으로 1000(rpm)까지 변화시키고 정상 상태에 대한 3상전류를 나타낸 것이다. 그림 13은 무부하 상태에서 속도를 2000(rpm)까지 변화시켰을 때 정상 상태에 대한 3상전류를 나타낸 것이다. 그림14는 1/2정격 부하에서 속도를 1000

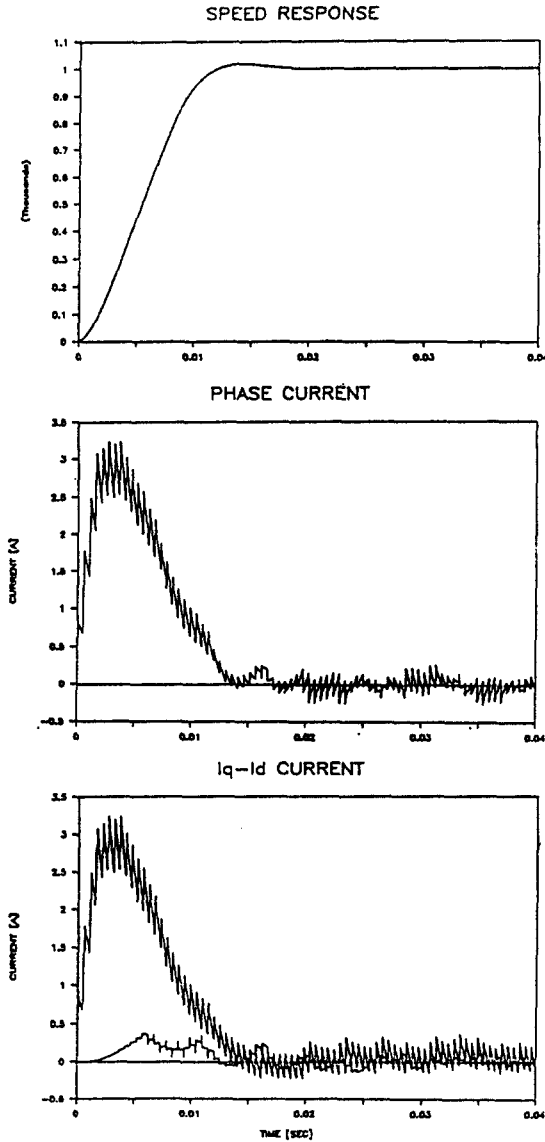


그림 8. 속도응답에 따른 i_{qs} , i_{ds} 및 상전류와의 관계(무부하, 1000rpm)

Fig. 8. Relation of phase current and i_{qs} , i_{ds} to speed response.(no load, 1000rpm)

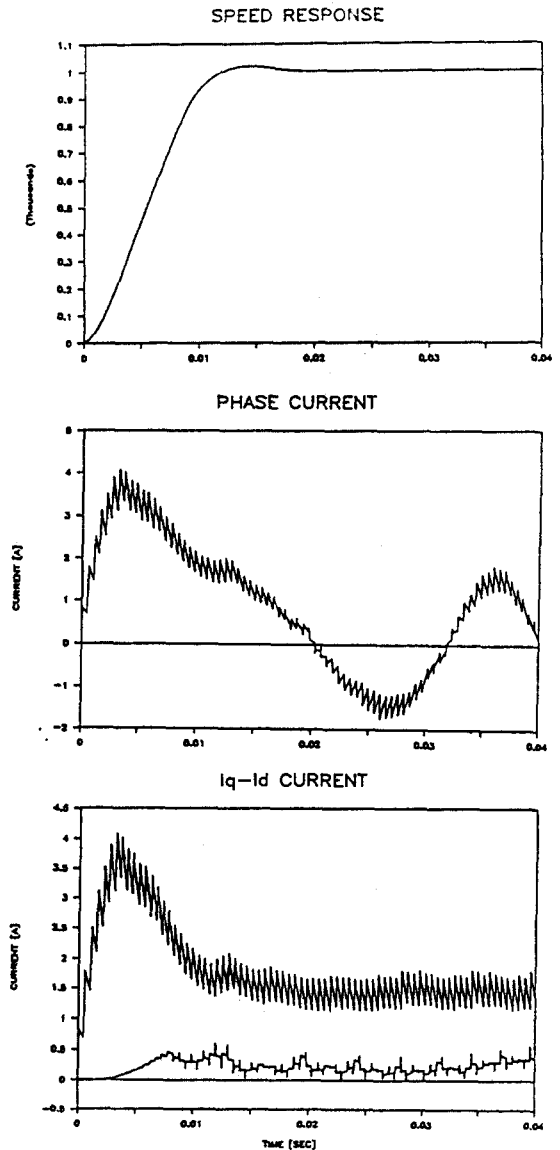


그림 9. 속도응답에 따른 i_{qs} , i_{ds} 및 상전류와의 관계(전부하, 1000rpm)

Fig. 9. Relation of phase current and i_{qs} , i_{ds} to speed response.(Rated load, 1000rpm)

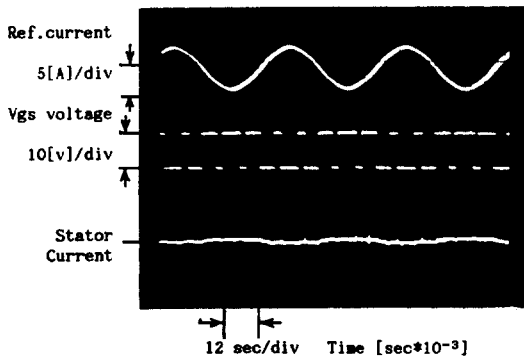


그림 12. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(무부하, 1000rpm)

Fig. 12. Vgs of switching device and phas current to Ref. current command(no load, 1000rpm)

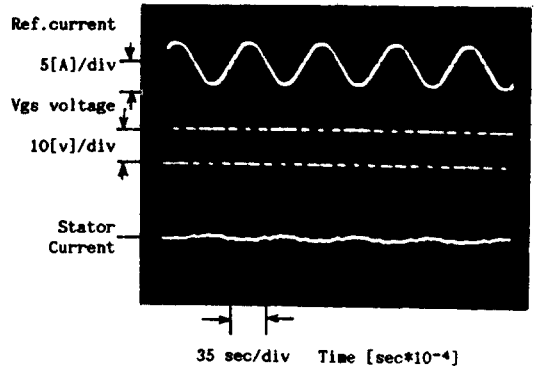


그림 13. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(무부하, 2000rpm)

Fig. 13. Vgs of switching device and phas current to Ref. current command(no load, 2000rpm)

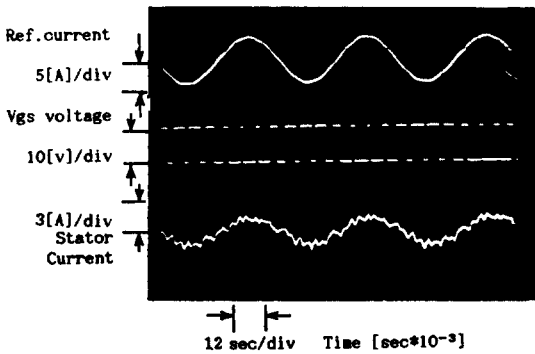


그림 14. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(1/2정격부하, 1000rpm)

Fig. 14. Vgs of switching device and phas current to Ref. current command(1/2 rated load, 1000rpm)

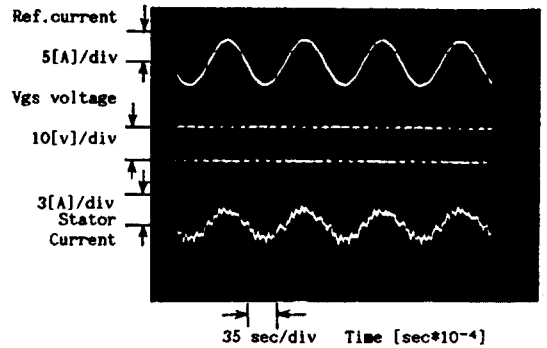


그림 15. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(1/2 정격부하, 2000rpm)

Fig. 15. Vgs of switching device and phas current ro Ref. current command(1/2 rated load, 2000rpm)

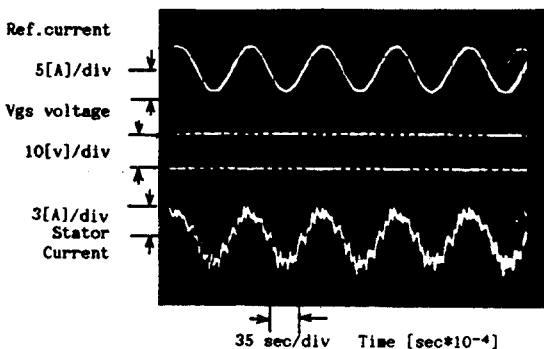


그림 16. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(정격부하, 1000rpm)

Fig. 16. Vgs of switching device and phas current to Ref. current command(rated load, 1000rpm)

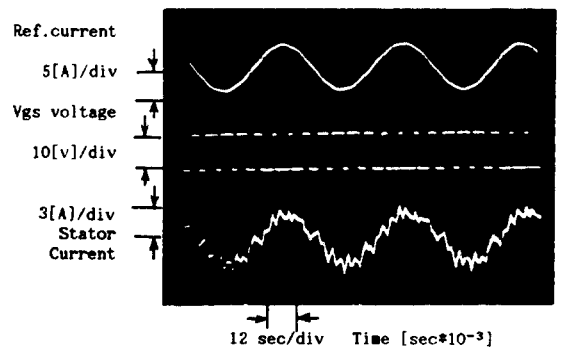


그림 17. 기준전류 명령에 따른 스위칭소자의 Vgs 및 상전류(정격부하, 2000rpm)

Fig. 17. Vgs of switching device and phas current to Ref. current commed(rated load, 2000rpm)

참고문헌

- 1) 片岡 昭應, “制御用 小形電動機の 制御の 動向”, 電氣學會誌. 106卷 4號 pp.289-295, 1986
- 2) W. Leonhard, “Adjustable-Speed AC Drives”, Proceedings of the IEEE, vol.76, No.4, Apr., pp.223-231, 1988.
- 3) GERHARD PFAFF, A, WESCHTA. “Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive”, IEEE Tran. on Ind. Appl., vol, IA-20, No.4, Julg/August, pp.814-821, 1984.
- 4) Eike Richter, et al., “The Ferrite Permanent Magnet AC Motor a Technical and Economical Assesment”, IEEE Tran on Ind. Appl., Vol, IA-21, No.4, May/June, pp.267-278, 1985
- 5) 윤병도, “마이크로 프로세서에 의한 영구자석 동기전동기의 구동”, 전기학회 논문지, pp.541-554, 1986.12
- 6) A. Consoli & A. Abela, “Transient Performance of Permanent Magent AC Motor Drives”, IEE trans. on Ind. Appl., Vol. IA-22, No.1, Jan/Feb, pp.32-41, 1986.
- 7) S. Ogasawara, M.Nishimura, H.Akagi & Y.

선형적으로 속도가 명령값에 따라감을 알수있다.

시뮬레이션에서 언급했듯이 만약 샘플링 주기를 줄여 실시간 제어를 행한다면 만족할 만한 결과를 얻을 것이다. 이상의 실험결과에서 알 수 있는 바와 같이 고정자의 상전류가 기준 전류명령에 만족스럽게 추종해 가는 특성을 잘 보여 주고있고 실험 결과와 시뮬레이션 결과가 거의 일치함을 나타내고 있어 본 논문에서 제안된 제어방법이 서보 제어에 효과적으로 적용 될 수 있음을 나타내고 있다.

7. 결 론

영구자석 동기전동기의 가변속 제어를 위하여 레졸버 및 레졸버-디지털 변환기를 속도 및 위치 검출기로하여 자속 기준제어에 의한 최대 토오크 감도운전을 제안하였다.

본 연구의 특징을 요약하면 다음과 같다.

1. 레졸버와 레졸버/디지털 변환기를 이용하여 회전자의 자속 위치를 정확히 검출하여 전 전류가 토오크분 전류로 되도록 하므로서 최대 토오크 감도운전이 되도록 하였다.
2. 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 제어 알고리즘이 잘 일치하고 동특성이 우수함을 시뮬레이션과 실험으로 입증하였다.

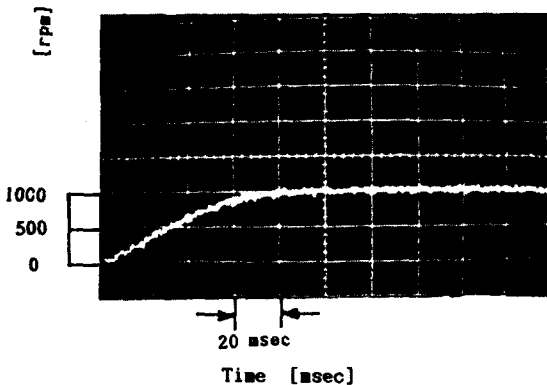


그림 18. 속도응답 특성곡선(정격부하, 1000rpm)
Fig. 18. Speed response characteristics(rated load, 1000rpm)

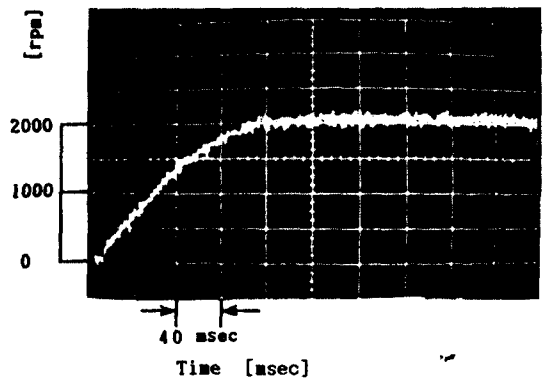


그림 19. 속도응답 특성곡선(정격부하, 2000rpm)
Fig. 19. Speed response characteristics(rated load, 2000rpm)

- Nakanishi, "A High Performance AC Servo System with Permanent Magnet Synchronous Motor", Proceedings IECON, 84, pp.1111-1116, 1984.
- 8) It Bau Huang, et al, "Harmonic Reduction in Inverter by use of Sinusoidal Pulsewidth Modulation", IEEE Trans., Vol. IECI-27, No. 3, August, pp 201-207, 1980.
 - 9) G. Pfaff, A. Weschta and A. Wice, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive," IEEE Trans. Ind. Appl. Soc Conf. Rec., pp.814-821, 1982.
 - 10) D. W. Novotny and R. D. Lorentz, Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives, Univ. of Wisconsin-Madison, 1985.
 - 11) Dr. Japoslav Tomasek, "Integrated Resolver-Based Position Position And Velocity Feedback Modules," Proceedings of the Motor-con 85 Conference, Hanover, West Germany, pp.121-126, 1985.
 - 12) A. Weschta, "Design Consideration and Performance of Brushless Permanent Magnet Servo Motors," IEEE IAS Annual Meeting, pp.469-475, 1984.
 - 13) Edward Hopper, MACCON GmbH, "Choosing the Right Brushless drive for your application," MOTOR-CON, proceedings, pp.361-370, April, 1985.
 - 14) P. Pillay and R. Krishnan, "Control characteristics And Speed Controller design for a High Performance Permanent Magnet Synchronous Motor Drive," IEEE, 0275-9306/87/0000-0563, pp.598-606, 1987.
 - 15) P. Pillay and R. Krishnan, "Modeling, Analysis and Simulation of A High Performance, vector controlled, permanent Magnet Synchronous Motor drive", IEEE, CH 2499-2/87/0000-0253, pp.253-261, 1987.