

永久磁石 同期 電動機구동을 위한 自己 制御 시스템

論 文
4-3-4

(Self Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives)

尹 炳 道* · 金 一 煥** · 李 鎔 錫* · 金 明 龍**

(Byung-Do Yoon · Eel-Hwan Kim · Young-Suk Lee · Myung-Yong Kim)

요 약

전력 전자 공학의 발달에 의해 영구자석 동기전동기의 운전 분야가 대단히 진보되고 있음이 최근 논문을 통해서 보고 되고 있다.

영구자석 동기전동기는 크기와 중량의 감소, 저관성, 고효율 등의 장점이 있어 각종 분야의 응용에 유리하다.

본 연구는 마이크로프로세서와 전압원 인버터를 사용한 자기제어형 영구자석 동기전동기의 구동장치를 제안한다. 영구자석 동기전동기의 운전은 회전자 위치를 정확히 검출하여 회전자 속도와 운전주파수를 동기화 시킴으로서 자기제어를 가능하게 한다.

고 분해능의 인크리멘탈 엔코더를 사용하여 영구자석 동기전동기에 적합한 자기제어형 PWM 인버터 설계를 가능하게 하였다.

저속 영역에서 토오크 리플을 감소시키기 위해 펄스 수를 제어하였다.

Abstract

Recent study in AC servo motor drives have indicated that the permanent magnet synchronous motor(PMSM) drive techniques are considerably improved by the development of power electronics. The PMSM are favoured in many applications as there are advantages in size and weight reduction, and in efficiency due to elimination of the field copper losses.

This paper presents a self-controlled PMSM fed by voltage source inverter based on the microprocessor. The proper operation of the PMSM can be ensured only if the stator current is always synchronized with its back-EMF. The use of incremental encoder with high resolution makes it possible to design a self-controlled PWM inverter for a PMSM.

The pulse ratios are controlled to reduce the torque ripple in the low-speed drive region.

1. 서 론

교류 서어보 전동기는 직류 서어보 전동기가 갖고 있는 기계적 구조상의 문제점이 없으므로 使用環境에 따른 問題나 維持保修面 등에서 여러가지 장점을 가지고 있어서 사용상 유리하다는 것이 널리 알려져 있다.¹⁾²⁾

교류 서어보 전동기중 특히 永久磁石 同期 電動機(Permanent Magnet Synchronous Motro, PMSM)는 회전자가 영구자석이므로 동손이 없어 效率이 높고 出力比가 높아 크기와 重量面에서 有利하며[5], 또한 최근에 와서 영구자석 재료의 발달로 인해 높은 토크대 관성비를 가지고 고성능의 중소형 교류서어보 전동기로 注目을 받고 있다.

그러나 영구자석 동기전동기를 고성능 서어보 전동기로 사용하기 위해서는 起動特性이 우수해야 하고, 순간적인 過負荷時에도 탈조됨이 없이 일정한 토오크를 발생시켜야 한다. 따라서 회전자 位置를 정확히 검출하여 회전자 위상과 동기된 전류를 공급해야 한다. 또 영구자석 동기전동기의 역기전력은 정현파이므로 派動이 작은 토오크를 얻기 위해서는 全 운전구간에서 정현파에 가까운 상전류를 흘려야 한다.^{3)~7)}

本 研究에서는 인크리멘탈 엔코더(INCREMENTAL ENCODER)를 사용하여 회전자 위치를 정확히 검출하고 회전자 속도에 동기된 정현파 PWM전압을 공급하여 自己制御(SELF-CONTROL)를 실현한다. 이렇게 함으로서 자기제어형 영구자석 동기전동기는 직류 전동기로 취급할 수 있음을 알 수 있다. 또한 시스템구성을 簡單히 하기 위해서 인크리멘탈 엔코더를 사용한 디지털적인 位置 檢出 回路와 마이크로 프로세서를 사용한 제어 시스템을 設計하였고, 구동시 토오크 리플을 감소시키기 위해 PWM 펄스數를 1周期當 16개, 60개로 나누고 속도에 따른 시뮬레이션 및 실험을 통하여 檢討하였다.

2. 自己制御의 理論的 考察

*正會員: 中央大 大學院 電氣工學科 教授·工博

**正會員: 中央大 大學院 電氣工學科 博士課程 修了

*正會員: 中央大 大學院 電氣工學科 碩士卒業

**正會員: 中央大 大學院 電氣工學 碩士課程

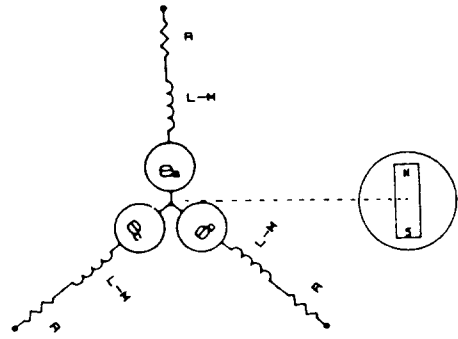


그림 1. 영구자석 동기전동기의 고정자 회로
Fig. 1. Stator circuit of PMSM.

2.1 永久磁石 同期電動機의 數學的 모델링

영구자석 동기전동기는 회전자가 영구자석으로 되어 있으므로 회전자에 誘導되는 전류를 無視하면 그림 1.의 영구자석 동기전동기의 고정자 회로에서 다음과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_a & 0 & 0 \\ 0 & R_b & 0 \\ 0 & 0 & R_c \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + p \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ca} \\ L_{ab} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

각 相의 저항과 인덕턴스가 同一하고 회전자의 위치에 따른 自己抵抗의 변화를 무시하면 다음식을 얻을 수 있다.

$$R=R_a=R_b=R_c, \quad L=L_{aa}=L_{bb}=L_{cc}, \quad M=L_{ab}=L_{bc}=L_{ca} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L & M & M \\ M & L & M \\ M & M & L \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (3)$$

그림 1.의 영구자석 동기전동기 고정자 회로에서 각 상전류는 다음과 같다.

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (4)$$

이것을 식(3)에 대입하면 다음과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L-M & 0 & 0 \\ 0 & L-M & 0 \\ 0 & 0 & L-M \end{bmatrix} \cdot p \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (5)$$

식(4)로부터 상태방정식을 구하면 다음과 같다.

$$p \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L-M} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L-M} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L-M} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} e_a \\ e_b \\ e_c \end{bmatrix} \quad (6)$$

2.2 토크 特性 解釋

그림 2.는 인버터 출력파형을 나타낸 것이다. 역기전력을 식(7)과 같이 나타내면 인버터 출력전압의 기본파는 식(8)과 같다.

$$e_a = K_e \omega_m \sin \omega t \quad (7)$$

$$v_a = (m \cdot v_s / 2) \cdot \sin(\omega t - \delta) \quad (8)$$

m : 변조도, δ : 부하각

전기자전류 i_a 는 식(9)와 같다.

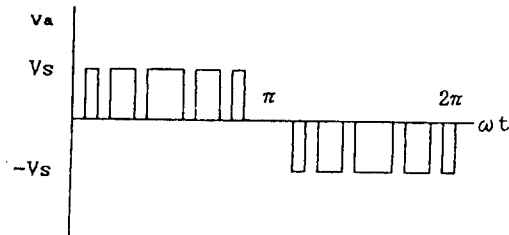


그림 2. 인버터 출력 파형

Fig. 2. Output Waveform of Inverter.

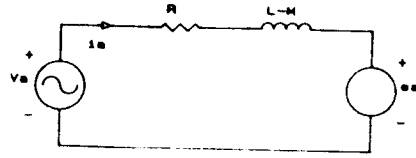


그림 3. 영구자석 동기 전동기의 상당 등가 회로
Fig. 3. Equivalent circuit per phase of PMSM.

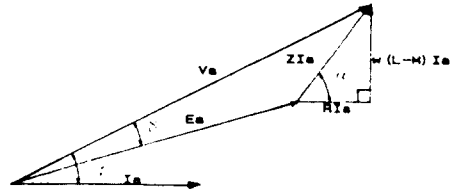


그림 4. 영구자석 동기전동기의 벡터도
Fig. 4. Vector diagram of PMSM.

$$i_a = \frac{(m/2) \cdot V_s \cdot \sin(\omega t - \alpha + \delta) - K_e \omega_m \sin(\omega t - \alpha)}{\sqrt{R^2 + \omega^2(L-M)^2}} \quad (9)$$

그림 3.은 영구자석 동기전동기의 상당 等價回路를 나타낸 것이고 그림 4.는 이의 벡터도를 나타낸 것이다.

여기서 α 는 임피던스 각을 나타낸다.

식(7)과 식(9)을 이용하여 영구자석 동기전동기의 전기적 토크를 구하면 다음과 같다.

$$T_e = \frac{3m/4 V_s K_e}{\sqrt{R^2 + \omega^2(L-M)^2}} \cos(\delta - \alpha) - \frac{3/2 K_e^2 \omega_m}{\sqrt{\alpha^2 + \omega^2(L-M)^2}} \quad (10)$$

여기서

$$\alpha = \tan^{-1} \frac{\omega(L-M)}{R}, \quad \omega_m = \frac{2}{P} \omega \quad (11)$$

토크가 최대로 운전하기 위해서는 식(10)은 다음 식을 만족해야 한다.

$$\frac{dT_e}{d\delta} = 0 \quad (12)$$

$\delta = \alpha$ 일때 최대 토크가 발생됨을 알 수 있다.

3. 制御 시스템

本 研究에서 自己制御를 하기 위한 시스템 구성도는 그림 5.와 같다. 自己制御를 하기 위해서는 영구자석 동기전동기 1회전에 필요한 정현파 PWM의 데이터를 ROM에 기억시키고 回轉자의 위치를 인크리멘탈 엔코더로 검출하여 이 位置情報에 해당하는 정현파 PWM신호로 電壓形 인버터를 동작시킨다. 전 운전 속도 범위에서 ROM에 기억된 정현파 PWM 데이터는 속도변화에 따라 PWM펄스수를 변화시켜 電流特性을 개선시키는 미리연산된 PWM패턴을 읽어내는 방식을 취하였

다.

이렇게 함으로써 제어 시스템은 회전자의 위치 변화나 순간적인 過負荷에 대해서도 항상 동기될 수 있다.

그림 6.은 自己制御의 주 기능도를 나타내었다. 영구자석 동기전동기가 1회전에 필요한 정현파 PWM 데이터를 ROM에 기억시키고 회전자의 위치를 검출하여 이 位置情報에 의해 회전자와 동기화된 정현파 PWM 信號를 얻을 수 있다. 따라서, 이 자기 제어 루프(SELF-CONTROL LOOP)는 회

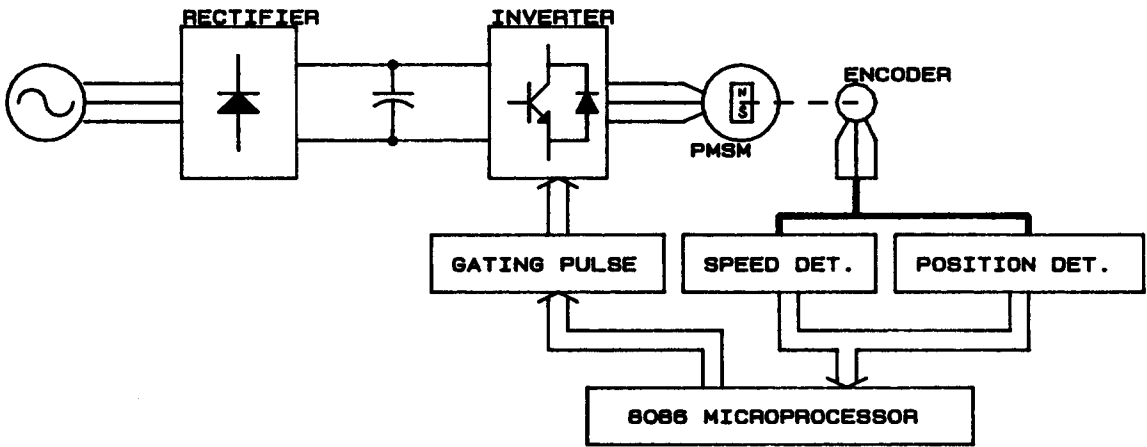


그림 5. 제어 시스템 구성도
Fig. 5. Block diagram of control system.

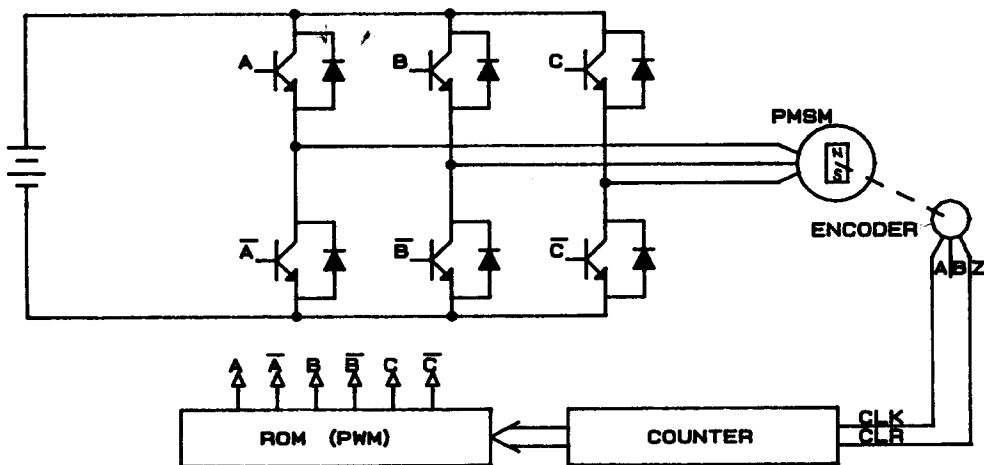


그림 6. 자기제어의 주기능도
Fig. 6. Main diagram of self-control system.

전자의 위치변화나 순간적인 過負荷에 대해서도 항상 동기화 및 부하각의 제어를 가능하게 하고 또한 일정한 토크를 얻을 수 있다.

自己制御 루프(SELF-CONTROL LOOP)의 주요 부분을 나누면 다음과 같다.

(1) 인크리멘탈 엔코더(INCREMENTAL ENCODER) : 영구자석 동기전동기의 축에 엔코더의 축을 直結하여 PMSM의 회전자 위치에 비례하는 펄스열을 출력시킨다. 따라서 엔코더의 分解能에 비례하는 정밀한 위치를 검출할 수 있다.

(2) 2진 카운터(BINARY COUNTER) : 엔코더 출력 펄스열을 카운트함으로써 회전자 위치에 해당하는 위치 데이터로 변환시킨다. 회전자의 기계적 위치각 0°에서 카운터 출력은 0이고 위치가 변화함에 따라 카운터의 출력은 비례하여 증가한다. 기준 위치로 부터 2π되는 순간 엔코더의 원점신호(Z출력)에 의해 카운터 출력은 0이 되고 다시 카운트를 시작한다.

(3) 메모리(MEMORY) : ROM을 사용하여 회전자 1회전시 필요한 인버터 PWM 전압패턴을 기억시켜 놓는다. 이때, 카운터의 출력이 ROM의 어드레스를 지정하므로 회전자 位置角에 따른 필요한 스위칭 패턴을 정확히 출력시킬 수 있다.

4. 시뮬레이션 및 實驗結果 考察

영구자석 동기전동기를 정현파 PWM을 사용하

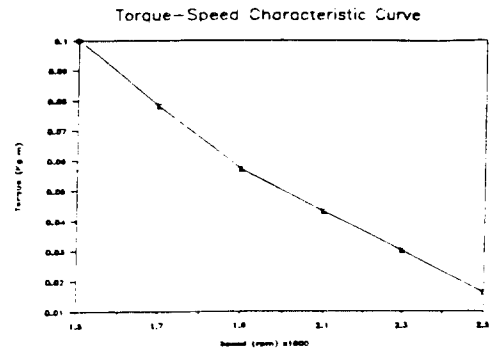
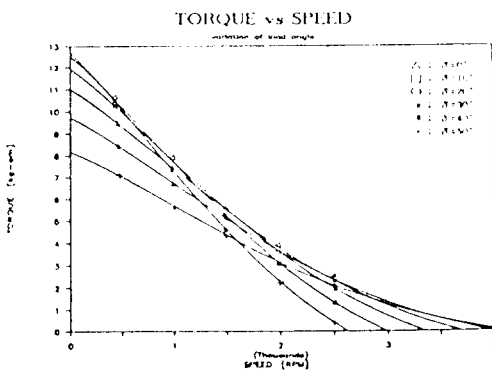


그림 7. 전압-속도 응답 특성(NS=16, δ=30°)
Fig. 7. Voltage-speed response curve.

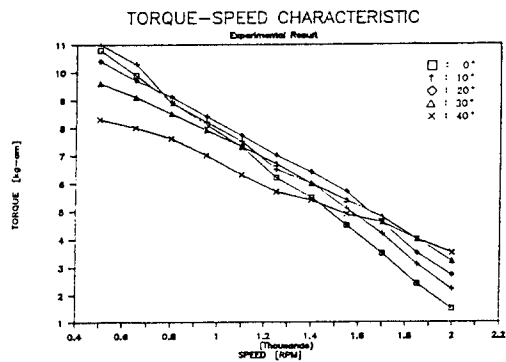
여 자기제어로 無負荷時 驅動시켰을때 전압-속도 應答特性은 다음 7.과 같다. 직류 전동기와 같이 인가전압에 따라 전동기의 速度가 선형적으로 변하고 있음을 알 수 있다.

그림 8.은 無負荷상태에서 負荷角 변화에 따른 토크 대 속도 특성변화를 나타낸 것으로 시뮬레이션 및 실험결과가 거의 일치하고 있다. 一定速度에서 부하각에 따라 토크가 변하고 있음을 알 수 있으며 직류기에서의 마찬가지로 속도와 토크는 反比例的인 관계를 나타내고 있다.

본 연구에서 부하각의 제어는 회전자 위치 검출기의 1회전당 출력펄스를 N개로 할때 메모리 1 어드레스당 회전자의 위치는 (360/N)°에 해당한다. 그러므로 부하각을 δ°로 제어하기 위해서는 현재의



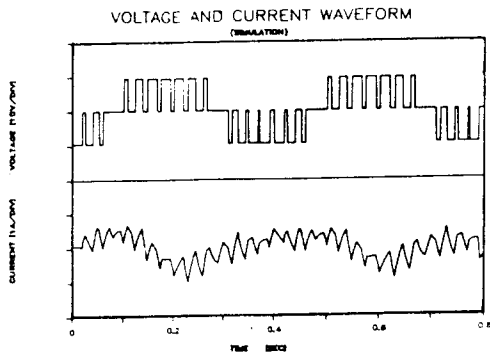
(a) 시뮬레이션



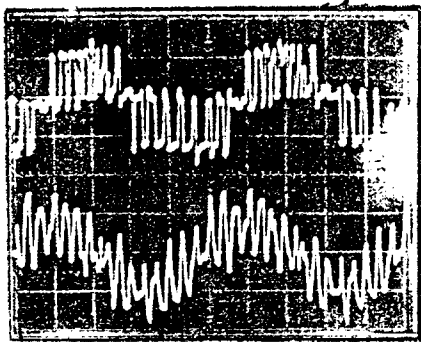
(b) 실험결과

그림 8. 토크-속도 특성

Fig. 8. Torque vs speed characteristic curve.



(a) 시뮬레이션



(b) 실험결과

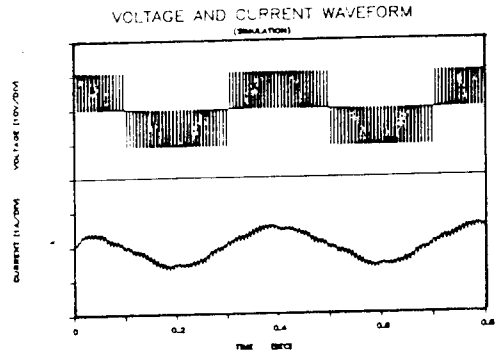
그림 9. 전압, 전류 파형 150rpm, NS=16, $\delta=30^\circ$

종축 : (上) 전압[10V/div]

(下) 전류[1A/div]

횡축 : TIME[100ms/div]

Fig. 9. Voltage and current waveform.



(a) 시뮬레이션



(b) 실험결과

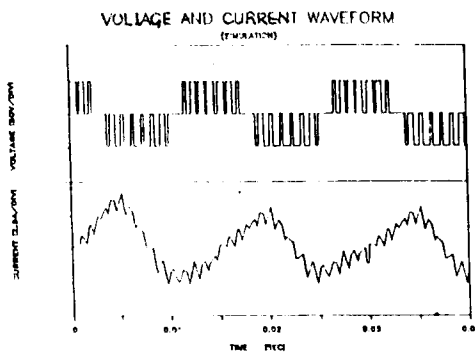
그림 10. 전압, 전류 파형 150rpm, NS=60, $\delta=30^\circ$

종축 : (上) 전압[10V/div]

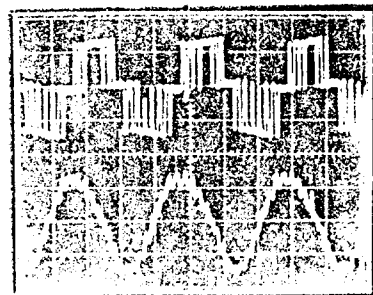
(下) 전류[1A/div]

횡축 : TIME[100ms/div]

Fig. 10. Voltage and current waveform



(a) 시뮬레이션



(b) 실험 결과

그림 11. 전압, 전류 파형 2000rpm, NS=60, $\delta=30^\circ$

종축 : (上) 전압[50V/div] (下) 전류[2.5A/div] 횡축 : TIME[10ms/div]

Fig. 11. Voltage and current waveform

위치정보에 ($N/360 \times \delta^\circ$)만큼 더하여진 어드레스의 정현파 PWM 펄스수를 인버터에 출력시킨다.

그림 9.와 그림 10.은 PWM 펄스수를 16개와 60개로 하고 운전속도를 150[RPM]으로 하였을 때 시뮬레이션 및 실험결과를 나타내고 있다.

그림 11.은 각각 시뮬레이션 및 實驗에 의한 2000[RPM]에서의 電壓, 電流波形을 나타낸다.

低速 運轉時 PWM 펄스수가 많아질수록 전동기의 相電流는 정현파에 가깝게 되며 동일한 PWM 펄스 수에서 저속으로 접근할수록 상전류의 왜형이 심하여짐을 알 수 있다. 이것은 저속으로 갈수록 PWM 펄스열의 주파수 감소로 인한 전동기의 리액턴스 감소에 기인한다. 따라서, PWM 펄스수를 증가 시키므로써 아주 低速에서도 정현파에 가까운 상전류를 공급할 수 있다.

5. 結 論

本 研究에서는 회전자 위치 및 속도 검출에 대한 自己制御를 디지털적으로 實現하고 정현파 PWM 인버터로 구동되는 永久磁石 同期 電動機 驅動 시스템을 設計하였다. 인크리멘탈 엔코더를 사용한 위치검출과 마이크로프로세서에 의한 제어기의 구성으로 全體시스템을 比較的 간단하게 하였다. 그리고 다음과 같은 내용을 시뮬레이션과 실험결과를 통해 입증하였다.

(1) 正弦波 PWM을 사용한 자기제어에 의해 영구자석 동기전동기를 直流 전동기화 하였다. 따라서 인가전압에 따라 전동기 速度는 선형적으로 變化하므로 속도제어기나 위치제어기의 설계가 편리하고 전기적 특성도 직류기처럼 高性能을 維持하며 構造的인 면에서도 信賴性이 있어 서어보용 전동기로서 適合하다.

(2) 低速에서 PWM 펄스 수의 增加 制御로 토오크 리플을 減少시켰다. 따라서, 150[rpm] 이하

에서도 원활한 운전이 可能하였다.

(3) 운전속도를 증가시킬수록 리액턴스의 증가와 회전자 영구자석에 의한 역기전력의 증가로 인해 토오크 속도 특성이 저하된다. 시뮬레이션을 통하여 PWSM의 속도에 따른 최저 부하각을 제어하여 속도 토오크 특성을 개선시킬 수 있음을 보였다.

(4) 인크리멘탈 엔코더에 의한 회전자 위치 검출 회로를 설계하였고, 이것은 레졸바를 센서로 사용한 경우와 比較하면 하드웨어적으로 상당히 간결하고 디지털적인 방법이므로 마이크로 프로세서와의 인터페이스가 유리하였다.

참고 문헌

- 1) 윤병도, “마이크로 프로세서에 의한 영구자석 동기전동기의 구동”, 대한전기학회 논문지 VOL 35 DEC/1986.
- 2) 윤병도, 정재륜 공저, “최신 전력전자 공학”, 김영 출판사.
- 3) AC サーボモータとマイコン制御, 綜合電子出版社.
- 4) Tahany. E. Attia, A Razek F. Piriou, “Complete study for the performance of self controlled permanent magnet synchronous motor”, IEEE IECON'87/1987.
- 5) P. Pillay, R. Krishnan, “Modeling of permanent Magnet Motor Drives”, IEEE IECON'87/1987.
- 6) Robert H. Comstok, “TRENDS IN BRUSHLESS PM DRIVE AND MOTOR TECHNOLOGY OVERVIEW”, PROCEEDINGS MOTORCON OCT/1986.
- 7) W.R. REARSON, PARESH C. SEN, “Brushless DC Motor Propulsion Using Synchronous Motors for Transit Systems” IEEE Trans, Ind. Elec. VOL. IE-31 NOV/1984.