

Regular-sampled PWM 方法에 의한 永久磁石 同期 電動機의 自己 制御 시스템

尹 炳道, 金 倫鎭, 金 一煥, 金 明龍
 中央大學教 電氣工學科

Self Control System for Permanent Magnet Synchronous Motor Drives Using Regular-Sampled PWM Method

Byung-Do Yoon, Yoon-Ho Kim, Eel-Hwan Kim, and Myung-Yong Kim
 Department of Electric Engineering, Chung-Ang University

Abstract

Self-controlled permanent magnet synchronous motor (PMSM) has similar operating characteristics as separately excited dc motor. It is favored in servo applications due to its improvement of efficiency and maintenance.

This paper presents completely digitalized controller using microprocessor and voltage fed inverter. The speed control system for PMSM is implemented.

To control the motor speed, the control system regulates the magnitude of inverter output voltage by regular-sampled PWM method to generate sinusoidal PWM wave with microprocessor. And to keep the range of inverter switching frequency, it varies the number of pulse train according to the speed.

1. 序 論

영구자석 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)는 구조상 냉각이 용이하며, 내 환경성이나 유지 보수면에서 유리한 장점을 가진다. 또한 순간 허용 최대 토크가 크며 효율이 높고, 큰 출력비와 토크대 관성비를 갖는 등 여러가지 장점을 가지고 있어 사용상 유리하며 특히 중소형 교류서보 전동기로 주목을 받고 있다.^[1]

자기제어(SELF-CONTROL)는 회전자 위치정보에 의하여 인버터 스위칭패턴을 결정하고 회전자 속도에 동기된 정현파 PWM 전압을 공급하여 주는 방식이다. 영구자석 동기 전동기를 자기제어로 운전하면 타여자 직류 전동기와 마찬가지로 인가 전압의 크기로 속도제어가 가능해지며 그 특성도 비슷해진다. 또한, 기동특성이 우수하고 순간적인 과부하에도 탈조힘이 없이 일정한 토크를 얻을 수 있다.^[2,3]

정현파 PWM파형을 발생시키는 방식으로 "NATURAL-SAMPLED PWM"과 "REGULAR-SAMPLED PWM" 방식이 있는데 "NATURAL-SAMPLED PWM"은 하드웨어 의존적이며

마이크로프로세서 혹은 디지털 시스템에서 구현이 곤란한 반면 "REGULAR-SAMPLED PWM"은 마이크로프로세서로 제어하는 시스템에서의 적용에 유리하며, 운전특성의 변화에도 쉽게 적용할 수 있다. 마이크로프로세서를 사용하여 정현파 PWM파형을 얻기 위한 방법으로 미리 계산된 인버터 스위칭 패턴을 메모리의 "LOOK-UP TABLE"에 저장해 놓았다가 적절한 번지의 값을 출력하는 방법이 주로 사용되고 있다. 그러나 이 방법은 큰 메모리 용량이 필요하며 또한 운전특성의 변화에 쉽게 대응하지 못하는 단점이 있다.

本 研究에서는 REGULAR-SAMPLED PWM을 이용하여 메모리 소비와 마이크로프로세서의 실행시간을 최소화한 펄스폭 변조기를 설계하고, 인버터 출력 전압의 제어로 영구자석 동기 전동기의 속도제어를 행하는 시스템을 제안하였다. 또한, 인버터의 스위칭 주파수가 일정한 범위에서 유지되도록 변조비를 속도에 반비례하여 변화시켜 주었으며 전체시스템을 시뮬레이션 및 실험을 통하여 검토하였다.

2. 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 다음과 같은 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$V = R \cdot I + L \cdot \dot{p}I + E \quad (1)$$

여기서,

$$V = [V_a \ V_b \ V_c]^t$$

$$R = R_a \cdot U$$

$$U = \text{Unity matrix}$$

$$L = \begin{bmatrix} L_a & L_{ba} & L_{ca} \\ L_{ba} & L_b & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{bc} & L_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$E = [e_a \ e_b \ e_c]^t \quad (3)$$

$$I = [i_a \ i_b \ i_c]^t \quad (4)$$

$$p = d/dt$$

위치검출기는 디지털 제어기와 인터페이스가 유리한 인크리멘탈 엔코더를 사용하였다. 자기제어를 하기 위하여 인버터스위치는 회전자 위치정보에 의하여 제어되며 이 정보는 궤환회로에서 위치검출기의 신호를 카운트하여 발생시키고 또, 속도제어에 필요한 속도궤환값도 만들어진다. 속도보상은 비례·적분 제어를 통하여 이루어지며 인버터의 출력전압을 제어하기 위해서 정한파 PWM의 주기를 회전자의 속도와 동기시킨 상태에서 각 펄스열의 폭을 제어하여 주면 된다. 속도보상이 펄스폭에 반영되도록 식(17,18,19)를 수정하여 식(23,24,25)과 같이 한다.

$$t_{wA} = 128 \cdot t_o \cdot \{1 + M' \cdot \phi_a\} \quad (20)$$

$$t_{wB} = 128 \cdot t_o \cdot \{1 + M' \cdot \phi_b\} \quad (21)$$

$$t_{wC} = 128 \cdot t_o \cdot \{1 + M' \cdot \phi_c\} \quad (22)$$

$$M' = M \cdot (V_o / V_{o\max})$$

단, ϕ_a, ϕ_b, ϕ_c : T_k 시간의 sin 값

V_o : 인가 전압

$V_{o\max}$: 최대 인가전압

이렇게하여 인버터의 출력전압을 제어하면 가변 직류링크 전압을 얻기위한 콘버터 혹은 Controlled Rectifier를 단순한 전파정류기로 대체할 수 있다.

제어에 사용된 마이크로프로세서는 NEC의 V40이며, 별도의 하드웨어로 궤환회로와 프로그램 가능한 다운 카운터를 사용하였고 영구자석 동기 전동기의 구동에 필요한 모든 제어는 소프트웨어로 처리하였다.

그림 3.는 소프트웨어의 알고리즘이다.

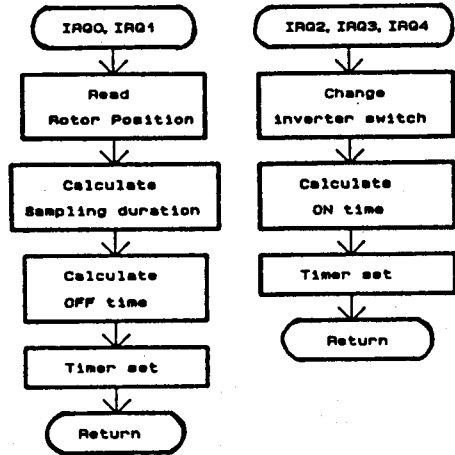
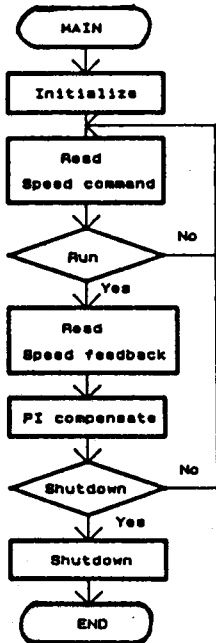


그림 3. 제어 프로그램의 알고리즘.

Fig. 3. Algorithm of control program.

이때 sine값은 look-up table을 이용하였으며 전체의 1/12 주기만의 table을 가지고 3상 전주기의 복구가 가능하여 메모리 용량을 절약할 수가 있다. 그 원리를 그림 4.에 나타내었다.

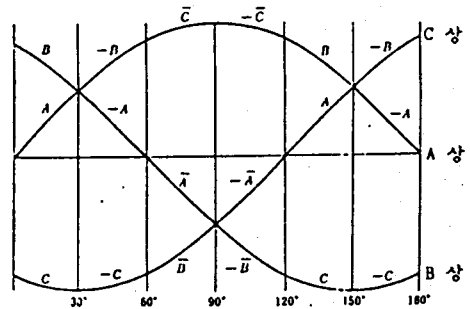


그림 4. sine 테이블.

Fig. 4. table of sine values.

그림 5.는 펄스폭 변조기의 블록도이다.

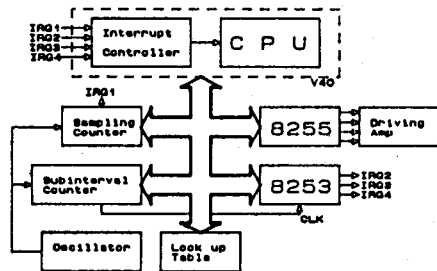


그림 5. 펄스폭 변조기의 블록도.

Fig. 5. Block diagram of pulse width modulator.

V는 전압벡터, I는 전류벡터, E는 유도 전압벡터이고, P는 저항행렬, L은 인덕턴스 행렬이다. R_s는 상당저항이다. 회전자 위치에 따른 인덕턴스 변화를 무시할 때 다음과 같이 다시 정의될 수 있다.

$$L_a = L_b = L_c = L_s \quad (5)$$

$$L_m = L_{ab} = L_{bc} = L_{ca} \quad (6)$$

단, L_m은 상호 인덕턴스, L_s는 상당 자기인덕턴스이며 인덕턴스 행렬은 다음과 같다.

$$L = \begin{bmatrix} L_s & L_m & L_m \\ L_m & L_s & L_m \\ L_m & L_m & L_s \end{bmatrix} \quad (7)$$

전기적인 모오르는

$$T_e = [e_{a1} + e_{b1} + e_{c1}] / \omega_m \quad (8)$$

여기서, ω_m은 회전자 속도이다.

운동방정식은 다음과 같다.

$$p\omega_m = [T_e - T_l - B \cdot \omega_m] / J \quad (13)$$

단, T_l는 부하토크, B는 마찰계수, J는 전동기와 부하의 관성모멘트이다.

3. PWM파형 발생 원리

정현파 PWM파형을 발생시키기 위한 방법으로 NATURAL-SAMPLED PWM이 있는데 이는 정현파의 변조파와 삼각파의 캐리어를 비교하여 정현파 PWM펄스를 얻는 방법이다. 펄스폭을 정확히 계산하기 위해서는 초월함수의 연산을 필요로 하며, 이때문에 실시간 연산이 곤란하고 디지털 제어기 혹은 마이크로프로세서에 의한 제어 시스템에서는 구현이 어려운 반면 본연구에서 사용된 REGULAR-SAMPLED PWM은 특히 디지털제어기에서 구현하는데 유리하다. [4]

그림 1.은 PWM 펄스의 발생원리를 나타낸다.

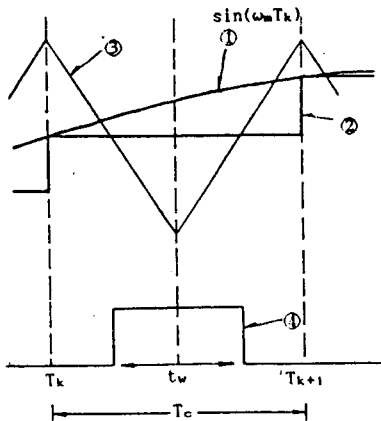


그림 1. REGULAR-SAMPLED PWM의 발생원리.

①:정현 변조파 ②:샘플-홀드된 파형

③:캐리어 신호 ④:PWM파형

Fig. 1. REGULAR-SAMPLED PWM.

정현 변조파①는 T_k시점에서 샘플-홀드되어 T_c시간동안 일정한 값을 갖게 되며 결국 ②의 파형과 같이된다. 이 파형을 ③의 캐리어 신호와 비교하여 ④의 펄스가 만들어진다. 이때의 펄스폭 t_w는 식(14) 과 같이 구할 수 있다.

$$t_w = T_c / 2 \{1 + M \sin(\omega_m T_k)\} \quad (14)$$

$$\omega_m = 2\pi \cdot F_m$$

단, T_c: 샘플링 주기

M: 변조비

F_m: 변조파의 각주파수

T_k: k번째 샘플링 시간

t_w: PWM 펄스 폭

이 수식을 이용하여 매 샘플링 순간마다 펄스폭을 직접 계산하여 파형을 구할 수도 있지만 본 연구에서는 마이크로프로세서의 연산시간을 절약하기 위하여 5개의 프로그램 가능한 다운 카운터를 사용하여 펄스를 발생시키는 방법을 사용하였으며 각 카운터에서 카운팅하는 시간은 다음 식과 같다.

$$T_{c0} = 1 / (M \cdot F_m) \quad (15)$$

$$t_{c0} = 1 / (M \cdot F_m \cdot 256) \quad (16)$$

$$t_{cA} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 + M \cdot \sin \omega_m T_k) \quad (17)$$

$$t_{cB} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega_m T_k + 2\pi/3)) \quad (18)$$

$$t_{cC} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 + M \cdot \sin(\omega_m T_k - 2\pi/3)) \quad (19)$$

$$t_{dA} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 - t_{cA}) \quad (20)$$

$$t_{dB} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 - t_{cB}) \quad (21)$$

$$t_{dC} = 128 \cdot t_{c0} \cdot (1 - t_{cC}) \quad (22)$$

단, t_{cA}, t_{cB}, t_{cC}: A, B, C 각 상의 ON 시간

t_{dA}, t_{dB}, t_{dC}: A, B, C 각 상의 OFF 시간

이 식으로 결정되는 시간을 16진수로 계산하여 각 카운터에 셋팅하여 주면 카운터에서는 셋팅된 값을 다운카운트하여 0이 되는 순간 마이크로프로세서에 인터럽트로 알려오며 그때마다 카운터의 값을 갱신하여 줌으로써 정현파의 PWM파형을 얻을 수 있다.

4. 制御 시스템

본 연구에서 영구자석 동기전동기의 속도 제어를 하기위한 시스템 구성도는 그림 2. 와 같다.

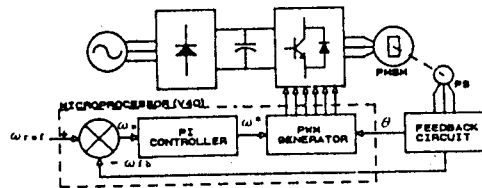


그림 2. 자기제어시스템의 블록선도.

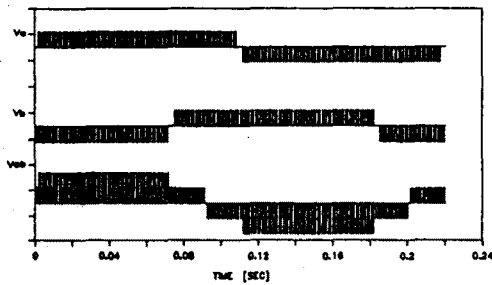
Fig. 2. Block diagram of self-controlled system.

5. 결과

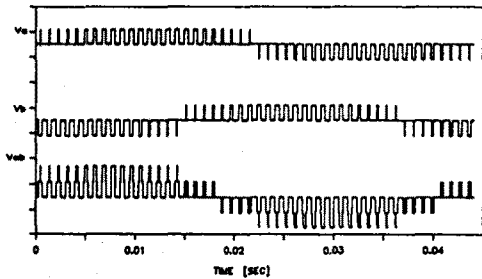
실험에 사용된 영구자석 동기 전동기의 정격 및 파라미터는 다음과 같다.

정격전압	: 120 [V]
정격전류	: 3.1 [A]
상 인덕턴스	: 16 [mH]
상 저항	: 3.61 [ohm]
관성 모멘트	: 0.0043 [kg-cm-s ²]
역기전력 상수	: 0.021 [V/rpm]
정격 회전수	: 2500 [rpm]
정격 출력	: 200 [W]
정격 토크	: 7.25 [kg-cm]
극수	: 2극

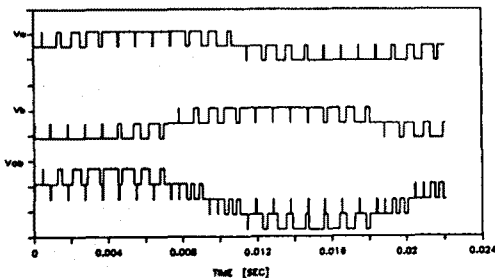
그림 6. 은 각각 속도지령을 최대값의 10%, 50%, 100%로 하였을 때의 상전압과 선간전압의 파형이다.



(a) speed command = 0.1 p.u.



(b) speed command = 0.5 p.u.



(c) speed command = 1 p.u.

그림 6. 속도지령에 따른 상전압과 선간전압.

종축 : 전압 [100V/div]

횡축 : TIME

Fig. 6. Neutral to line and line to line Voltage.

저속에서 변조비를 높게 해주면 리플을 감소시킬 수가 있으며 고속에서 변조비를 낮게 해주면 그만큼 스위칭 손실을 감소시킬 수가 있으므로 회전속도에 반비례하도록 변조비를 변화시켜서 인버터의 스위칭 주파수가 일정한 범위안에 있도록 하였다.

6. 결론

본 논문에서는 영구자석 동기 전동기를 운전하기 위해 완전히 디지털화된 제어기를 구성, 검토한 결과를 나타내었다. 자기제어로 구동되는 영구자석 동기 전동기는 타여자 직류 전동기처럼 PI제어기를 이용하여 속도제어를 행할 수 있다. 또한, 마이크로프로세서와 REGULAR-SAMPLED 펄스폭 변조기를 이용한 디지털 제어기를 구성하여 전체 시스템을 간단히 하였다. 특별히 REGULAR-SAMPLED PWM이 영구자석 동기 전동기에 미치는 영향에 대해서는 현재 연구가 진행중이다.

참 고 문 헌

- [1]. 윤 병 도, "마이크로 프로세서에 의한 영구자석 동기전동기의 구동", 대한전기학회 논문지, VOL.35, DEC/1986.
- [2]. 이 용 석, "마이크로 프로세서에 의한 자기제어형 영구자석 동기 전동기의 구동 및 운전특성의 개선", 중앙대학교 석사학위 논문, 1989.
- [3]. Tahany.E.Attia, A Razek F.Piriou, "Complete study for the performance of self controlled permanent magnet synchronous motor", IEEE IECON'87/1987.
- [4]. S.R.Bowes, M.I.Mech.E., M.J.Mount, "Microprocessor control of PWM inverters", IEE PROC Vol.128, Pt.B, No.6, NOVEMBER, pp.293-305, 1981.
- [5]. B.K.Bose, H.A. Sutherland, "A High-Performance Pulsewidth Modulator for an Inverter-Fed Drive System Using a Microcomputer", IEEE Trans, IA., Appl., Vol. IA-19, NO.2, MARCH/APRIL 1983, pp 235 - 243
- [6]. Shoji Fukuda, Yuzo Itoh, Akio Nii, "A Microprocessor-Controlled Speed Regulator for Commutatorless Motor Drives" IPEC Conf. Rec., Tokyo, pp.938 - 947, 1983.
- [7]. AC サーボモータ マイコン制御, 綜合電子出版社.