

마이크로프로세서를 이용한 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어

최재영* · 김성환** · 권영안***

Microprocessor Based Sensorless Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor

J. Y. Choi · S. H. Kim · Y. A. Kwon

Key words : Permanent magnet synchronous motor(영구자석 동기전동기), Sensorless speed control(센서리스 속도제어), Microprocessor system(마이크로프로세서 시스템)

Abstract

Permanent magnet synchronous motor is widely used in industrial drive applications due to high efficiency, high power ratio, and easy maintenance. Position and speed detectors required in this motor increase the drive cost, and reduce the application range. Some papers present the speed control without position and speed detectors using DSP characterized by high processing performance. However, DSP increases the cost, and makes the implementation difficult. This study has performed the speed control without position and speed detector by means of the microprocessor system which can be easily accessed. The results of simulation and experiment showed comparatively good dynamics in spite of the sensorless system.

1. 서 론

영구자석 브러쉬리스 전동기는 그 구조 및 제어 방법에 따라 구형파형 브러쉬리스 전동기와 정현파형 브러쉬리스 전동기(영구자석 동기전동기)로 나누어지며, 효율 및 출력비가 높아 서보용에서 동

력용으로까지 사용범위가 매우 넓어지고 있다. 구형파형 브러쉬리스 전동기는 구조가 간단하고, 저가이며 역기전력 형태가 사다리꼴인 반면, 영구자석 동기전동기는 역기전력이 정현파 형태이므로 전류를 정확한 정현파로 인가해야 한다. 그리고 영구자석 전동기를 제어하기 위해서는 회전자의 위

* 정회원, 부산대학교 대학원 전기공학과

** 정회원, 한국해양대학교 기관공학과

*** 정회원, 부산대학교 전기공학과

치에 대한 정확한 정보가 필요하므로 위치검출기가 요구된다.

회전자의 위치 및 속도를 알기 위한 검출기로서는 엔코더, 레졸버 등이 있는데, 이들은 회전자의 위치 및 속도를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점은 있으나, 고가로 인한 경제적인 면, 부피증가로 인한 공간적인 면 등에 있어서의 문제를 초래할 수 있다. 또한, 주위 온도가 높거나 습기가 심한 곳 또는 진동이 심한 환경에서는 검출기의 정확성에 한계가 있다. 이상과 같은 이유들로 인해, 위치검출기가 없이 회전자의 위치를 검출하는 방법이 많이 연구되고 있다^{1,4-6)}.

1991년에 Ogasawara, Akagi에 의해서 제안된 방식은 구형과형 브러쉬리스 전동기의 위치검출기없는 제어방식(센서리스 제어법)으로써 인버터의 도통각을 120° 통전함으로써 3상 중 도통하지 않는 1상으로부터 60° 간격으로 위치정보를 얻는 방법으로서 이 방식은 간단하게 센서리스 제어를 수행할 수 있다는 장점이 있으나 영구자석 동기전동기에는 적용이 어렵다³⁾.

영구자석 동기전동기의 센서리스 제어방법은 회전자의 위치 및 속도정보를 얻기 위하여 전압 방정식을 사용하는 방식과 기계 방정식을 사용하는 방식이 있는데, 전자는 역기전력을 추정하여 적분함으로써 자속 및 회전자 각을 검출하는 방식이고, 후자는 부하토크 및 관성 등의 정보로부터 속도를 추정하고 이를 적분하여 위치정보를 얻는 방식이다.

1992년에 Matsui는 영구자석 동기전동기의 순시 전압방정식으로부터 속도와 위치를 추정하고, 실제 전압과 추정 전압의 오차는 위치오차와 비례관계가 있음을 이용하여 위치오차를 보상함으로써 위치 및 속도검출기없는 속도제어를 행하였다⁴⁾.

1994년에 Ertugrul 및 Acarnley는 전동기의 단자전압과 전류를 검출하여 전동기의 쇄교자속을

계산하였다. 그리고 2개의 전류루프 즉, 내부루프와 외부루프를 구성하는데, 내부루프에서는 추정자속을 보정하고, 외부루프에서는 회전자 위치를 추정하는 방법을 제안하였다⁵⁾. 그리고 여러 논문에서는 고속 프로세서인 DSP(Digital Signal Processor)를 이용한 센서리스 제어를 구현하고 있다^{4,9,10)}.

본 논문은 영구자석 동기전동기의 위치 및 속도 검출기없는 속도제어에 관한 연구로서 가상 권선전압과 실제측과의 위치오차는 가상 권선전압과 실제 권선전압과의 차이에 비례한다는 알고리즘⁴⁾을 기본으로 하여 DSP를 사용하지 않고 많은 사용자에게 익숙한 마이크로 프로세서(i80486) 시스템으로 위치 및 속도검출기없는 속도제어를 구현하였다.

2. 영구자석 동기전동기의 수학적 모델

Fig. 1에는 영구자석 동기전동기의 등가모델을 도시하였다. Fig.1에서 회전자는 영구자석이고 고정자 권선은 전기적으로 120° 간격으로 배치되어 있고, 각각 u, v, w 로 표시하고 있으며 3상 Y결선으로 이루어져 있다. 그리고 고정자 권선에 흐르는 전류(i_u, i_v, i_w)는 120° 위상차를 갖게 되고 영구자석의 기자력원을 일정 전류원으로 생각한다.

식(1)은 위와 같은 모델에서 영구자석 동기전동기의 실측 순시전압방정식을 나타내고 있다.

단, R_f, L_f, v_f, I_f : 회전자의 영구자석을 일정전류가 흐르는 권선으로 대체하였을 때의 저항, 자기 인덕턴스, 전압, 전류

R_a, L_a : 고정자권선의 저항, 자기 인덕턴스

M : 고정자 권선과 영구자석의 상호자속에 의한 상호 인덕턴스

v_u, v_v, v_w : 고정자 권선의 3상 전압

i_u, i_v, i_w : 고정자 권선의 3상 전류

$$\begin{bmatrix} v_f \\ v_u \\ v_v \\ v_w \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_f + pL_a & pM_3 \cos \theta & pM_3 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pM_3 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ pM_3 \cos \theta & R_a + pL_a & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & pL_a \cos \frac{2\pi}{3} \\ pM_3 \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & R_a + pL_a & pL_a \cos \frac{2\pi}{3} \\ pM_3 \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & pL_a \cos \frac{2\pi}{3} & pL_a \cos \frac{4\pi}{3} & R_a + pL_a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_f \\ i_u \\ i_v \\ i_w \end{bmatrix} \quad (1)$$

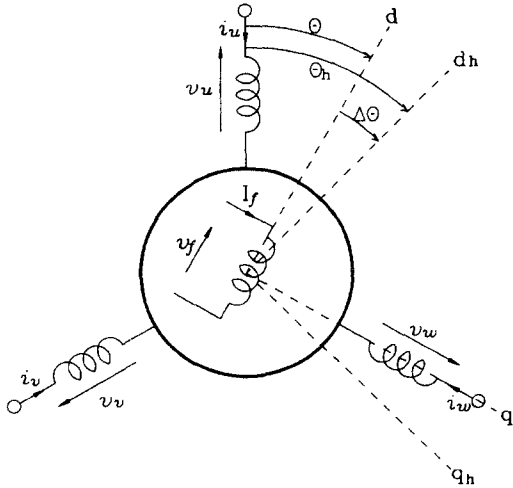


Fig. 1 Model of a permanent magnet synchronous motor

$$\omega = \frac{d\theta}{dt} : \text{전기적 각속도}$$

θ : 실제 회전자의 위치

$p = d/dt$ (미분연산자)

영구자석 동기전동기의 순시전압방정식인 식(1)을 전개하여 정리하면 식(2)와 같다.

$$\begin{aligned} L_a \frac{di_u}{dt} &= v_u - R_a i_u + \omega MI_f \sin \theta + \frac{1}{2} L_a \frac{di_v}{dt} + \\ &\quad \frac{1}{2} L_a \frac{di_w}{dt} \\ L_a \frac{di_v}{dt} &= v_v - R_a i_v + \omega MI_f \sin(\theta - \frac{3\pi}{2}) + \\ &\quad \frac{1}{2} L_a \frac{di_u}{dt} + \frac{1}{2} L_a \frac{di_w}{dt} \\ L_a \frac{di_w}{dt} &= v_w - R_a i_w + \omega MI_f \sin(\theta + \frac{3\pi}{2}) + \\ &\quad \frac{1}{2} L_a \frac{di_u}{dt} + \frac{1}{2} L_a \frac{di_v}{dt} \end{aligned} \quad (2)$$

여기에서 3상 상전류가 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면 식(2)는 식(3)과 같이 된다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_u &= \frac{2}{3L_a} (v_u - R_a i_u + \omega MI_f \sin \theta) \\ \frac{d}{dt} i_v &= \frac{2}{3L_a} \left\{ v_v - R_a i_v + \omega MI_f \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \right\} \\ \frac{d}{dt} i_w &= \frac{2}{3L_a} \left\{ v_w - R_a i_w + \omega MI_f \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \right\} \end{aligned} \quad (3)$$

그리고 영구자석 동기전동기의 발생토크는 임의의 순간에 입력되는 순시입력을 P_{in} 이라 하면 식(4)와 같다.

$$P_{in} = v_u i_u + v_v i_v + v_w i_w \quad (4)$$

식(4)에 식(1)을 대입하여 정리하면 식(5)와 같다.

$$\begin{aligned} P_{in} &= R_a i_u^2 + \frac{3}{2} L_a i_u \frac{di_u}{dt} - \omega MI_f i_u \sin \theta \\ &\quad + R_a i_v^2 + \frac{3}{2} L_a i_v \frac{di_v}{dt} - \omega MI_f i_v \sin(\theta - \frac{3}{2}\pi) \\ &\quad + R_a i_w^2 + \frac{3}{2} L_a i_w \frac{di_w}{dt} - \omega MI_f i_w \sin(\theta + \frac{3}{2}\pi) \\ &= R_a (i_u^2 + i_v^2 + i_w^2) + \frac{3}{2} L_a (i_u \frac{di_u}{dt} + i_v \frac{di_v}{dt} \\ &\quad + i_w \frac{di_w}{dt}) - \omega MI_f (i_u \sin \theta + i_v \sin(\theta - \frac{3}{2}\pi) \\ &\quad + i_w \sin(\theta + \frac{3}{2}\pi)) \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)에서 첫번째항은 저항에 의한 동손이고 두번째항은 자계에너지변환율이며 세번째항은 기계적 출력이다. 따라서 기계적 출력(P_{out})은 식(6)과 같다.

$$\begin{aligned} P_{out} &= -\omega MI_f (i_u \sin \theta + i_v \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \\ &\quad + i_w \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi)) \end{aligned} \quad (6)$$

기계적 출력과 발생토크(T)의 관계를 나타내면 식(7)과 같다.

$$T = \frac{P_{out}}{\omega_m} \quad (7)$$

단, $\omega_m = \frac{\omega}{P}$: 기계적 각속도

P : number of pole pair

식(7)에 식(6)을 대입하여 정리하면 식(8)과 같다.

$$\begin{aligned} T &= -PMI_f \left\{ i_u \sin \theta + i_v \sin(\theta - \frac{2}{3}\pi) \right. \\ &\quad \left. - (i_u + i_v) \sin(\theta + \frac{2}{3}\pi) \right\} \end{aligned} \quad (8)$$

영구자석 동기전동기의 운동방정식은 식(9)와 같다.

$$T = J \frac{d\omega_m}{dt} + \omega_m D + T_L \quad (9)$$

단, T_L : 부하토크,

J : 관성계수,

D : 마찰계수

3상전압, 전류를 $d-q$ 축 전압, 전류로 변환하기 위한 관계식은 식(10)과 같다.

$$\begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin \theta & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} \quad (10)$$

$d-q$ 축 전압, 전류를 3상전압, 전류로 변환하기 위한 관계식은 식(11)과 같다.

$$\begin{bmatrix} u \\ v \\ w \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos \theta & -\sin \theta \\ \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta - \frac{2\pi}{3}) \\ \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d \\ q \end{bmatrix} \quad (11)$$

3. 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어 알고리즘

Fig. 1에서 실제 회전자 자속 방향을 기준으로 하는 $d-q$ 회전자좌표계와 제어기가 가상의 회전자 자속 방향을 기준으로 하는 d_h-q_h 회전자좌표계에서, 실제의 회전자의 위치를 θ , 가상의 회전자의 위치를 θ_h 라 하면 실제와 가상축과의 상차 $\Delta\theta$ 는 식(12)와 같다.

$$\Delta\theta = \theta_h - \theta \quad (12)$$

식(1),(10),(12)로부터 전압방정식은 식(13)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh} \\ v_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} + K_E \omega \begin{bmatrix} \sin \Delta\theta \\ \cos \Delta\theta \end{bmatrix} \quad (13)$$

단, $R=R_w$, $L=\frac{3}{2}L_a$,

$$K_E = \sqrt{\frac{3}{2}} M I_f : \text{역기전력 상수}$$

$$\omega_h = \frac{d\theta_h}{dt} : \text{가상의 전기적 각속도}$$

만약, 영구자석 동기전동기가 이상적으로 속도 및 위치를 추정하여 회전한다면 실제의 회전자의 위치와 가상의 회전자의 위치가 같아지는 경우로 $\theta = \theta_h$ 이므로 $\Delta\theta = 0$ 가 된다. 이 경우에 전압방정식은 식(13)에서 $\sin \Delta\theta = 0$, $\cos \Delta\theta = 1$ 이 되므로 가상전압을 v_{dh}' 와 v_{qh}' 라 하면, 식(14)와 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{dh}' \\ v_{qh}' \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R + L \frac{d}{dt} & -L\omega_h \\ L\omega_h & R + L \frac{d}{dt} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{dh}' \\ i_{qh}' \end{bmatrix} + K_E \omega \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (14)$$

실제 전압 v_{dh} 와 가상 전압 v_{dh}' 의 차이를 $\Delta v_{dh}'$ 라 하면, 식(13)과 식(14)의 차로부터 식(15)와 같은 결과를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \Delta v_{dh} &= v_{dh} - v_{dh}' = \omega K_E \sin \Delta\theta \\ \Delta v_{qh} &= v_{qh} - v_{qh}' = \omega K_E \cos \Delta\theta - K_E \omega_h \end{aligned} \quad (15)$$

실제 회전자의 위치와 가상 회전자의 위치가 거의 같은 경우 즉, $\Delta\theta \approx 0$ 이면 실제전압과 가상전압과의 차 Δv_{dh} 는 실제 회전자의 위치와 가상 회전자의 위치의 차 $\Delta\theta$ 에 비례한다. 따라서 가상축과 실제축과의 위치오차는 가상전압과 실제전압과의 차에 비례함을 알 수 있으며, 이 가상전압과 실제전압과의 차를 보상함으로써 추정위치의 오차를 보상할 수 있음을 알 수 있다. 이러한 추정속도(estimated speed) 및 위치에 대한 보상은 가상전압과 실제전압의 차에 대하여 비례적분(PI)제어기를 통한 속도차를 추정속도에 더함으로써 속도 보상을 한다.

식(13)에서 추정속도는 실제 회전자의 위치와 가상 회전자의 위치가 거의 같은 경우 즉, $\Delta\theta \approx 0$, $\omega_h \approx \omega$ 인 경우에는 식(16)과 같다.

$$\hat{\omega} = \frac{v_{qh} - (R + L \frac{d}{dt})i_{qh}}{K_E + Li_{dh}} \quad (16)$$

따라서 추정속도 $\hat{\omega}$ 는 측정전류, 전압을 이용하여 식(16)으로부터 구해진다. 그리고 영구자석 동기전동기가 시계방향으로 회전할 때 실제속도와

추정속도의 오차로 인해 가상 회전자의 위치가 실제 회전자의 위치보다 앞서거나($\Delta\theta > 0$) 뒤지게 되는 경우($\Delta\theta < 0$)가 발생하는데 이에 비례하는 만큼을 보상속도에 의해 보상을 하게 된다. 따라서, 가상 속도는 추정속도에 보상속도를 더한 값으로 식(17)과 같다.

$$\omega_h = \hat{\omega} + \omega_c \quad (17)$$

단, ω_c : 보상속도

그리고 영구자석 동기전동기가 시계방향으로 회전할 때 실제의 회전자위치와 가상의 회전자의 위치가 일치($\Delta\theta = 0$)하게 되기 위해서는 보상속도가 식(18)을 만족해야 한다.

$$\begin{aligned} \Delta\theta > 0 (\Delta v_{dh} > 0) \text{이면, } \omega_c > 0 \\ \Delta\theta < 0 (\Delta v_{dh} < 0) \text{이면, } \omega_c < 0 \end{aligned} \quad (18)$$

추정속도의 오차에 의한 위치오차를 줄이기 위한 보상속도는 PI 제어기를 통해 보상하면 식(19)와 같다.

$$\omega_c = (K_{sp} \Delta v_{dh} + K_{si} \int \Delta v_{dh} dt) \text{sgn}(\omega_h) \quad (19)$$

단, K_{sp} : 속도보상을 위한 비례계인

K_{si} : 속도보상을 위한 적분계인

$\text{sgn}(\omega_h)$: ±부호결정

영구자석 동기전동기의 발생토크를 제어하기 위해서는 식(8)을 $d_h - q_h$ 회전 좌표계로 변환한 식(20)을 이용한다.

$$\begin{aligned} T &= \sqrt{\frac{2}{3}} PMI_f i_{qh} \\ &= \sqrt{\frac{2}{3}} PK_T i_{qh} \end{aligned} \quad (20)$$

단, $K_T = MI_f$: 토크상수

영구자석 동기전동기는 회전자가 영구자석이므로 식(20)에서 여자성분의 전류는 회전자 권선에 흐르는 일정전류로 가정하였기 때문에 토크성분의 전류(i_{qh})는 고정자권선의 전류로서 영구자석 동기전동기의 토크를 제어한다.

4. 영구자석 동기전동기의 구동시스템

1) 시스템의 구성

3장에서 기술한 센서리스 알고리즘을 구현하는 전체 시스템은 Fig. 2와 같이 구성된다. 본 시스템에서 제어 흐름을 개략적으로 기술하면 다음과 같다.

1) 인버터의 스위칭 소자를 일정하게 통전하여 회전자가 특정한 위치에 정렬되도록 한다.

2) 영구자석 동기전동기에 흐르는 3상 전류를 전류센서(C.T)를 통해서 검출하여 3상 전류를 계산하고, 인버터의 스위칭 소자의 게이트 신호 정보와 DC 링크전압을 이용하여 3상 전압을 계산해 낸다.

3) 전류센서를 통해서 검출하여 계산된 3상 전류와 3상 전압을 변환매트릭스에 의해 2상 변환한다.

4) d-q축으로 변환된 순시전압방정식인 식(13)으로부터 속도를 추정(식(16))한다.

5) 추정속도의 오차로부터 기인하는 위치오차는 가상전압과 실제전압과의 차에 비례함(식(15))으로 이 전압차를 PI 제어기(비례적분계인 : K_{sp}, K_{si})로 보상(식(19))하고 보상속도를 추정속도에 더한 값과 지령속도의 차에 비례하는 만큼을 PI 제어기(비례적분계인 : K_{cpo}, K_{ci})로 토크성분의 전류지령(식(20))을 낸다.

6) 정격 속도이하 운전시 고정자권선의 감자를 위한 전류성분이 불필요하므로 d축 성분(여자성분)의 전류지령을 '영'으로 한다.

7) d축, q축성분의 지령전류와 실제전류 차를 2상-3상 변환하여 얻은 지령전류와 실제전류를 비교하여 크기에 따라 인버터 각 스위칭 소자의 게

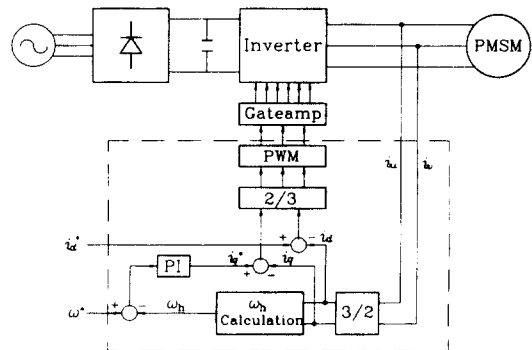


Fig. 2 Configuration of the System

이트 신호를 출력시킨다.

2) 주회로 구성

영구자석 동기전동기의 주회로는 직류변환을 위한 다이오드 정류기와 고속 스위칭이 가능한 MOSFET를 스위칭 소자로 하는 3상 PWM인버터로 구성된다. 그리고 영구자석 동기전동기를 등가화하기위해 역기전력 $e_u(t)$, $e_v(t)$, $e_w(t)$ 가 정현적이고 3상 평형을 이루고 있다고 가정하면, Fig. 3의 우측과 같이 나타낼 수 있다. 따라서, 인버터의 출력전압은 식(21)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{un} &= v_{uN} - v_{nN} \\ v_{vn} &= v_{vN} - v_{nN} \\ v_{wn} &= v_{wN} - v_{nN} \end{aligned} \tag{21}$$

단, N : 인버터 음의 출력단,

n : 전동기 고정자권선의 중성점
 각 상전압방정식은 식(22)와 같다.

$$\begin{aligned} v_{un} &= R_a i_u + L_a \frac{di_u}{dt} + e_{un} \\ v_{vn} &= R_a i_v + L_a \frac{di_v}{dt} + e_{vn} \\ v_{wn} &= R_a i_w + L_a \frac{di_w}{dt} + e_{wn} \end{aligned} \tag{22}$$

3상 Y결선 부하에서는 식(23)을 만족한다.

$$\begin{aligned} i_u + i_v + i_w &= 0 \\ \frac{d}{dt}(i_u + i_v + i_w) &= 0 \end{aligned} \tag{23}$$

영구자석 동기전동기의 정상운전시에는 역기전력이 3상평형을 이루므로 식(24)가 성립한다.

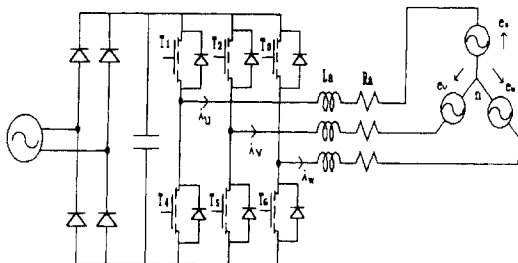


Fig. 3 Main circuit

$$e_{un} + e_{vn} + e_{wn} = 0 \tag{24}$$

식(21)~식(24)로부터 식(25)를 얻을 수 있다.

$$v_{uN} + v_{vN} + v_{wN} = 0 \tag{25}$$

식(25)에 식(21)을 대입하면 식(26)과 같다.

$$v_{nN} = \frac{1}{3}(v_{uN} + v_{vN} + v_{wN}) \tag{26}$$

식(26)에 식(21)을 대입하면 식(27)과 같다.

$$\begin{aligned} v_{un} &= \frac{2}{3}v_{uN} - \frac{1}{3}(v_{vN} + v_{wN}) \\ v_{vn} &= \frac{2}{3}v_{vN} - \frac{1}{3}(v_{wN} + v_{uN}) \\ v_{wn} &= \frac{2}{3}v_{wN} - \frac{1}{3}(v_{uN} + v_{vN}) \end{aligned} \tag{27}$$

식(27)로부터 인버터의 각 스위칭 소자의 온-오프상태, DC 링크단전압과 전류의 방향을 알면 전동기의 각 상전압을 알 수 있다.

3) 전류추종형 PWM

전류추종형 PWM인버터가 동작하는 패턴은 Fig. 4와 같다. 인버터의 출력전류를 검출하여 검출전류와 전류지령치를 비교하고 검출전류가 전류지령치보다 크면, u상권선인 경우 T₁의 게이트

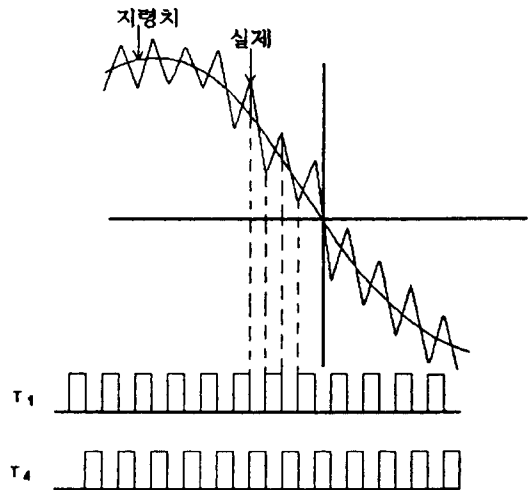


Fig. 4 Current controlled PWM

Table 1 Switching pattern and on, off state of switching device

	T1	T2	T3	T4	T5	T6
1	ON	ON	OFF	OFF	OFF	ON
2	ON	OFF	ON	OFF	ON	OFF
3	ON	OFF	OFF	OFF	ON	ON
4	OFF	ON	ON	ON	OFF	OFF
5	OFF	ON	OFF	ON	OFF	ON
6	OFF	OFF	ON	ON	ON	OFF
7	OFF	OFF	OFF	ON	ON	ON
8	ON	ON	ON	OFF	OFF	OFF

Table 2 Pattern of switching device and phase voltage

패턴1	$V_u=V_{dc}/3$	$V_v=V_{dc}/3$	$V_w=-2V_{dc}/3$
패턴2	$V_u=V_{dc}/3$	$V_v=-2V_{dc}/3$	$V_w=V_{dc}/3$
패턴3	$V_u=2V_{dc}/3$	$V_v=-V_{dc}/3$	$V_w=-V_{dc}/3$
패턴4	$V_u=-2V_{dc}/3$	$V_v=V_{dc}/3$	$V_w=V_{dc}/3$
패턴5	$V_u=-V_{dc}/3$	$V_v=2V_{dc}/3$	$V_w=-V_{dc}/3$
패턴6	$V_u=-V_{dc}/3$	$V_v=2V_{dc}/3$	$V_w=-V_{dc}/3$
패턴7	$V_u=0$	$V_v=0$	$V_w=0$
패턴8	$V_u=0$	$V_v=0$	$V_w=0$

신호를 OFF시키고, T₄의 게이트 신호를 ON시킨다. 반면, 검출전류가 전류지령치보다 작으면 T₁의 게이트 신호를 ON시키고 T₄의 게이트신호를 OFF시킨다. 그리고 u, v, w상 모두를 고려하는 경우에 T₁ - T₆의 스위칭은 Table 1의 스위칭 패턴 중의 하나가 된다. Table 1은 스위칭 패턴과 스위칭소자의 ON, OFF상태를 나타내고 있다. Table 2는 스위칭 소자의 ON, OFF와 DC 링크전압에 따른 상전압을 나타낸다.

4) 초기기동

영구자석 전동기의 초기기동은 크게 개루프방식과 폐루프방식으로 구별될 수 있다. 전동기에 임의의 전압을 인가하여 전동기 축이 특정한 방향으로 정렬되도록 하는 개루프방식과 전동기의 단자전압, 전류정보를 취득하여 이들로부터 초기 각에 대한 정보를 추정하는 폐루프방식이 있는데, 본 논문에서는 개루프 방식으로서 회전자가 특정한 위

치에 정렬되도록 한다. 이와 같이 함으로써 초기기동시에 실제위치와 추정위치가 일치되도록 한 후 기동한다.

5. 시뮬레이션 결과

영구자석 동기전동기의 시뮬레이션에 사용된 전동기의 정수 및 시스템 정수는 Table 3 및 Table 4와 같으며, 4장에서 나타낸 시스템 구성에 따라 시뮬레이션을 행하였다.

Fig. 5~Fig. 7은 무부하에서 지령속도가 각각 100, 500, 1000[rpm]인 경우의 시뮬레이션 결과이다. Fig. 8은 지령속도를 500에서 1000[rpm]으

Table 3 Motor Constants

역기전력상수(K _E)	0.131Kgm/A
고정자 권선저항(R _a)	1.475Ω
고정자 인덕턴스(L _a)	8.05mH
회전자관성(J)	0.0243Kgm ²
부하 토크(T _L)	0
마찰계수(D)	0.0042Kgm ² /s

Table 4 System constants

샘플링시간	150μS
K _{sp} /K _{si}	0.006/0.001
K _{cp} /K _{ci}	0.1/0.01

단, K_{sp} : 보상속도를 위한 비례게인
 K_{si} : 보상속도를 위한 적분게인
 K_{cp} : 속도제어를 위한 비례게인
 K_{ci} : 속도제어를 위한 적분게인

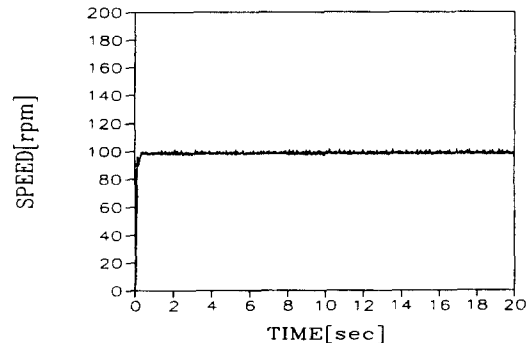


Fig. 5 Simulation result in the case of speed command 100[rpm]

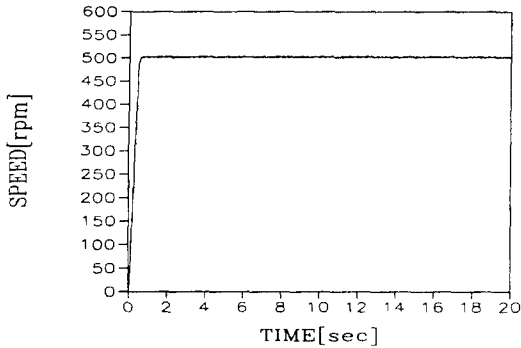


Fig. 6 Simulation result in the case of speed command 500 [rpm]

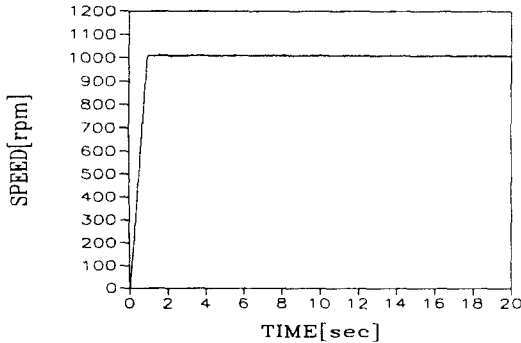


Fig. 7 Simulation result in the case of speed command 1000 [rpm]

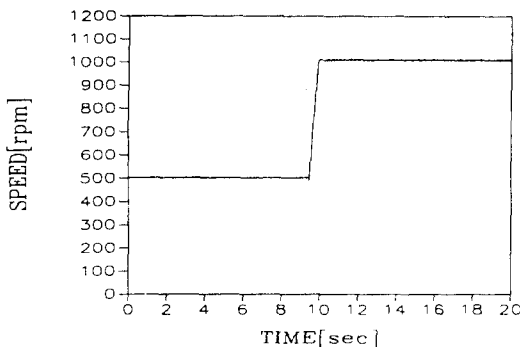


Fig. 8 Simulation result in the case of speed command 500 - 1000 [rpm]

로 가변하는 경우의 시뮬레이션 결과이다. 여기에서 보면 지령속도에 잘 추종하는 결과를 보이고 있다.

6. 실험결과

실험에 사용한 전동기의 사양과 시스템 정수는 Table 5, Table 6과 같다.

실험 데이터는 무부하 상태에서 얻어진 것이다. 스위칭소자는 MOSFET가 사용되었고, 스위칭 소자를 구동시키기 위한 신호는 마이크로 프로세서 시스템에 연결된 PCL-818 보드의 디지털 출력 포트가 이용된다. 전류검출은 12bit A/D converter에 의해 마이크로 프로세서 시스템으로 입력된다. 상전압은 DC 링크전압과 스위칭 소자의 게이트 신호에 의해서 계산으로 구했으며 제어기로서는 PC-486마이크로 프로세서 시스템이 사용되었다. 전류제어는 150 μ s간격으로 수행되고, 속도 제어는 1.5ms 간격으로 수행된다. dead time은 8 μ s이고 DC 링크전압은 100[V]이다. 속도응답 검출은 영구자석 동기전동기의 축에 부착한 2000 [pulse/rev : PPR]인 엔코더를 이용하였다. Fig. 9 ~ Fig. 11은 지령속도가 100, 500, 1000 [rpm]인 경우의 속도응답을 나타낸다. Fig. 12는 지령속도가 500에서 1000 [rpm]으로 가변하는 경우의 속도응답을 나타낸다. 시뮬레이션결과와 실험결과를 비교하면 실제실험의 경우 전류, 전압에의해 간접적으로 속도를 추정하고 보상하여 속도제어를 행하므로 전류와 전압검출에서의 오차와 실제의 전동기 제 정수를 완벽하게 알아낼 수 없기 때문에

Table 5 Motor specification

극수	8pole
정격출력	600W
정격전류	5.8A
토크상수(K_T)	0.107KgM/A
고정자 권선저항(R_a)	1.475 Ω
고정자 인덕턴스(L_a)	8.05mH
권선방식	Y결선
회전자관성(J)	0.0243KgM ²

Table 6 system constants

샘플링시간	150 μ S
K_{sp}/K_{si}	0.006/0.001
K_{cp}/K_{ci}	0.1/0.01

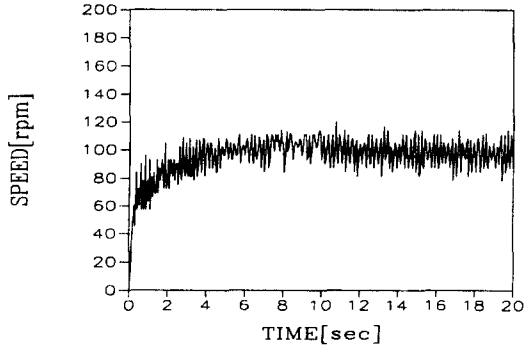


Fig. 9 Speed response in the case of speed command 100[rpm]

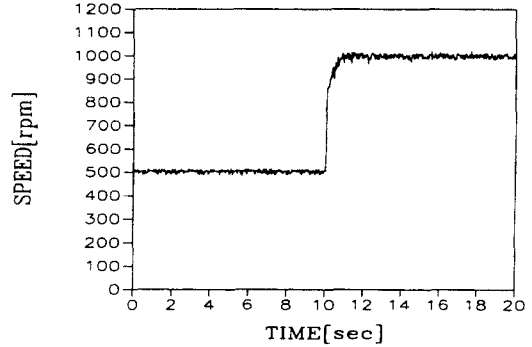


Fig. 12 Speed response in the case of speed command from 500[rpm] to 1000[rpm]

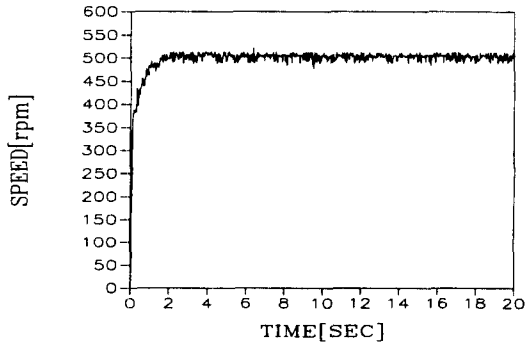


Fig. 10 Speed response in the case of speed command 500[rpm]

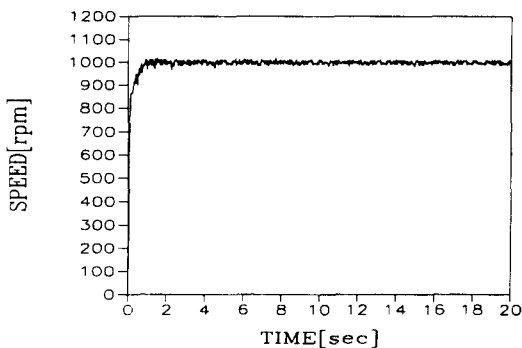


Fig. 11 Speed response in the case of speed command 1000[rpm]

시뮬레이션보다도 제어성능이 저하된 것을 알 수 있다. 그리고 실험결과에서 보면 저속에서 역기전력의 감소로 인해 고속보다 제어의 불안정성을 보인다.

7. 결 론

영구자석 동기전동기의 속도제어를 위해서 일반적으로 사용되는 속도 및 위치 센서는 가격상승 뿐만 아니라 사용범위를 상대적으로 축소시키고 있다. 본 연구는 영구자석 동기전동기의 센서리스 속도제어에 관한 연구로서 가상속과 실제속과의 위치오차는 가상 권선전압과 실제 권선전압과의 차이에 비례한다는 알고리즘을 기본으로 하여 많은 사용자에게 익숙한 마이크로 프로세서(i80486) 시스템으로 위치센서없는 속도제어를 구현하였으며 실험결과에서 제시된 바와 같이 DSP를 사용하지 않는 시스템에서도 비교적 양호한 속도응답 및 처리능력을 나타내었다.

참고문헌

- 1) 土手康彦, "Fundamental and Application of Brushless Servomotor" 機電出版社, 1992
- 2) Rashid, "Power electronics", Prentice Hall, 1988
- 3) S. Ogasawara, H. Akagi, "An Approach to Position Sensorless Drive for Brushless dc Motor", IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. IA - 27, No.5, pp. 928 - 933, 1991.
- 4) Nobuyuki Matsui, "Brushless dc Motor Control Without Position and Speed Sensors", IEEE Trans. On Ind. Appl., Vol. 28, No.1, January/February 1992.
- 5) N. Ertugrul, P. Acarnley, "A New Algorithm Mag-

- net for Sensorless Operation of Permanent Magnet Motor", IEEE Trans. On Ind. Appl., January/February 1994.
- 6) J. S. Kim, S. G. Sul, "New Approach for High Performance PMSM Drives Without Rotational Position Sensors", IEEE Trans. On Ind. Appl., 1995.
 - 7) Paul C. Krause, "Analysis of electric machinery", McGraw - Hill Book Company
 - 8) T. Miller, "Brushless Permanent Magnet and Reluctance Motor Drives, Clarendon Press Oxford, 1989.
 - 9) Y. Dote, "Servo motor and motion control using digital signal processor", Prentice Hall, 1990
 - 10) H. Bausch, K. Kanelis, B. Lange, and W. Zeng, "Torque control of synchronous and asynchronous drives without mechanical sensors", Proc ICEM, vol 3, p.324, 1994