

## DSP를 이용한 영구자석형 동기전동기의 전 디지털 속도 제어

김경화, 박제우, 배정도, 정세교, 윤명중  
한국과학기술원 전기및전자공학과

### Full Digital Speed Control of Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Using DSP

Kyeong-Hwa Kim, Jae-Woo Park, Jung-Do Bae, Se-Kyo Chung and Myung-Joong Youn  
Department of Electrical Engineering  
Korea Advanced Institute of Science and Technology

**Abstract** In the high performance AC motor drive system, exact torque and speed control is required. For exact torque and speed control, good current controller is prerequisite. In this paper, predictive current control scheme for PMSM is presented and implemented using DSP. Full digital speed controller for PMSM is constructed. Its usefulness is verified.

#### I. 서론

최근에 교류 전동기를 이용한 가변 속도 구동 시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 그 중에서도 현재 산업용 로봇이나 공작기계 등과 같은 우수한 성능이 요구되는 다양한 응용 분야에서 이용되고 있는 영구 자석형 동기 전동기(Permanent Magnet Synchronous Motor : PMSM) 구동 시스템에 대한 연구가 활발하다. PMSM은 직류 전동기가 가지는 기계적 문제점들을 구조적으로 해결하지만 비선형 특성을 가지고, 상들이 서로 결합(Coupling)된 다입력 다출력(Multi Input Multi Output) 시스템으로 특성을 나타내므로 제어가 다소 복잡해진다. 이러한 단점은 벡터 제어(Vector Control)를 이용하여 토크와 자속 성분을 분리하여 제어함으로써 해결될 수 있으며, 이를 위해서는 펄스폭 변조형 인버터(PWM Inverter)의 정확하고 안정된 전류 제어가 필수적이다.

본 논문은 현재 가장 성능이 우수하고 안정된 예측형 전류 제어 및 이를 이용한 속도 제어를 디지털 신호 처리 소자인 TMS320C30을 사용하여 구현한다. 전력단을 제외한 전체의 제어 신호 처리를 디지털 방식으로 하여 전 디지털(Full Digital) 방식의 전동기 구동 시스템을 구현하고자 한다. 이러한 구동 시스템은 잡음 면역성이 뛰어나고 Offset, Drift등의 문제점을 일으키지 않아 우수한 서보 장치를 요구하는 여러 분야에서 적용될 수 있다. 또한 위치 및 속도 제어시 다른 고급 제어 알고리즘의 접목이 유리하며 제어 부분을 단일 소자(Single Chip)로 구현할 수 있어 경량화 및 신뢰성있는 구동 시스템을 구현할 수 있다.

#### II. PMSM의 모델링

PMSM은 구조적으로 일반 동기전동기와 동일하며 120° 간격으로 배치된 3상 고정자 권선과 영구자석으로 이루어진 회

전자로 구성되어 있다. 120°의 위상차를 가진 3상 변수를 dq 변환하면 다음의 전압 방정식을 얻을 수 있다.

$$v_{qs} = r i_{qs} + p(L_q i_{qs}) + \omega_r(L_d i_{ds} + \psi_f) \quad (1)$$

$$v_{ds} = r i_{ds} + p(L_d i_{ds} + \psi_f) - \omega_r(L_q i_{qs}) \quad (2)$$

여기서,  $v_{qs}$ 와  $v_{ds}$ 는 각각 q상 및 d상 전압,  $i_{qs}$ 와  $i_{ds}$ 는 q상 및 d상 전류 그리고  $L_q$ 와  $L_d$ 는 q상 및 d상 인덕턴스를 나타낸다. PMSM의 전자기적 토크 및 기계적 부하식은 다음과 같이 나타낸다.

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot [\psi_f i_{qs} + (L_d - L_q) i_{ds} i_{qs}] \quad (3)$$

$$T_e = J \left( \frac{2}{P} \right) \frac{d\omega_r}{dt} + B \left( \frac{2}{P} \right) \omega_r + T_L \quad (4)$$

여기서  $P$ ,  $\psi_f$ ,  $J$ ,  $B$ 와  $T_L$ 은 각각 극수, 쇠교 자속의 크기, 회전자 관성, 점성 마찰 계수 및 부하 토크를 나타낸다.

식 (1)-(4)로부터  $i_{qs}$ ,  $i_{ds}$ ,  $\omega_r$ 을 상태 변수로 사용하여 상태 방정식을 세우면, 다음과 같이 3차의 비선형 상태 방정식을 얻을 수 있다.

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{qs} \\ \dot{i}_{ds} \\ \dot{\omega}_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{r_s}{L_q} & -\frac{\omega_r L_d}{L_q} & -\frac{\psi_f}{L_q} \\ \frac{\omega_r L_q}{L_d} & -\frac{r_s}{L_d} & 0 \\ \frac{3}{2} \left( \frac{P}{2} \right)^2 \frac{\psi_f}{J} & 0 & -\frac{B}{J} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{qs} \\ i_{ds} \\ \omega_r \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{v_{qs}}{L_q} \\ \frac{v_{ds}}{L_d} \\ -\frac{P}{2J} T_L \end{pmatrix} \quad (5)$$

#### III. PMSM의 전류제어 및 전 디지털 속도제어

PMSM이 빠른 응답성을 가지기 위해서는 항상 최대 토크를 발생시킬 수 있어야 하며, 이는 고정자의 3상 전류를 토크 성분의 전류( $i_q$ )와 자속 성분의 전류( $i_d$ )로 변환하여 제어하는 벡터제어에 의해 이를 수 있다. 이 벡터제어는 Surface Mounted PMSM의 경우 자속 성분의 전류( $i_d$ )를 영이되도록 제어하면 된다. 따라서 벡터 제어를 구현하기 위해서는 과도 상태에서의 빠른 응답, 정상 상태에서의 작은 오차 그리고 부하 및 파라미터 변화시 안정된 성능을 갖는 전류 제어가 요구된다.

본 논문에서는 작은 전류 오차와 최적의 스위칭 패턴을 갖는 예측형 전류 제어(Predictive Current Control) 기법을 이용

하여 전류 제어를 구현하고자 한다. 예측형 전류제어는 회전자의 절대위치, 회전 속도 및 부하의 전류동을 측정하여 다음 샘플링 순간의 전류 오차를 영으로 만들기 위한 고정자의 전압 명령을 계산하여 PMSM에 인가하는 방법이다. 식 (1)과 (2)로부터 q축 및 d축의 전압 명령은 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$v_{qs}^*(k) = r i_{qs}^*(k) + \frac{L_s}{T} [i_{qs}^*(k+1) - i_{qs}^*(k)] + L_s \omega_r(k) i_{ds}^*(k) + \psi_s \omega_r(k) \quad (6)$$

$$v_{ds}^*(k) = r i_{ds}^*(k) + \frac{L_s}{T} [i_{ds}^*(k+1) - i_{ds}^*(k)] - L_s \omega_r(k) i_{qs}^*(k) \quad (7)$$

여기서,  $v_{qs}^*(k)$  및  $v_{ds}^*(k)$ 는 각각 q축 및 d축의 전압 명령, T는 샘플링 주기를 나타낸다. 위의 식 (6)과 (7)의 전압 명령은 PWM 인버터의 스위칭에 의해 PMSM에 인가되어야 한다. PWM 인버터는 6개의 Active 상태와 2개의 Free-Wheeling 상태를 가지며 복소 평면 상에 그림 1과 같이 8개의 상태로 나타난다. 이 8개의 스위칭 상태에 의해 PMSM이 한 샘플링 주기동안 평균 전압  $v_{qs}^*(k)$  및  $v_{ds}^*(k)$ 를 갖도록 전압을 제어해야 한다. 공간 벡터 변조(Space Vector Modulation) 방법에 의한 PWM 인버터의 펄스폭은 그림 2의 경우 다음과 같이 결정된다.

$$t_A = T \cdot \frac{\sqrt{3}|V_s^*|}{V_{DC}} \sin(60^\circ - \gamma) \quad (8)$$

$$t_B = T \cdot \frac{\sqrt{3}|V_s^*|}{V_{DC}} \sin \gamma \quad (9)$$

$$t_Z = T - t_A - t_B \quad (10)$$

여기서,  $V_{DC}$ 는 DC 링크 전압이며,  $|V_s^*|$ 와  $\gamma$ 는 다음과 같이 결정된다.

$$|V_s^*| = \sqrt{v_{ds}^{*2} + v_{qs}^{*2}} \quad (11)$$

$$\gamma = \theta_r - \tan^{-1}\left(\frac{v_{ds}^*}{v_{qs}^*}\right) \quad (12)$$

공간 벡터 변조 방법을 사용하는 경우  $t_A + t_B + t_Z = T$ 의 조건을 만족해야 하므로 전압 명령 벡터와 동일한 평균 전압을 부하에 인가할 수 있는 전압 벡터는 육각형(Hexagon)의 내부에 존재한다.

전압 명령은 각 상에서 구하여 유니폴 샘플링 PWM 방법에 의하여 PMSM에 인가될 수 있으며 이 경우 공간 벡터 변조 방식의 복잡한 펄스폭 계산은 시스템 구현시 피할 수 있다. 이때의 전압 명령은 식 (13)과 같고 스위칭 파형은 그림 3과 같다.

$$v_{abc}^*(k) = r i_{abc}^*(k) + \frac{L_s}{T} [i_{abc}^*(k+1) - i_{abc}^*(k)] + e_{abc}(k) \quad (13)$$

이 방법은 공간 벡터 변조 방법의 영벡터 펄스폭을 분리하여 인가하므로 전류 Offset이 발생하지 않고 대칭의 스위칭 패턴을 이루며 전압 명령을 벡터 형태가 아닌 각 상에 대해 구하기 때문에 계산이 크게 줄어든다.

예측형 전류 제어를 이용한 PMSM의 속도 제어는 PMSM의 속도 명령과 실제 속도의 오차로부터 토오크 명령을 생성하고, 토오크 명령으로부터 전류 제한기(Current Limiter)에 의해 전류 명령을 생성하면 전류 제어에 의해 부하 전류가 전류 명령을 추종하도록 인버터의 스위칭 상태를 결정하는 것으로 구성된다. 속도 제어를 위해서는 다음의 디지털 PI 제어를 사용한다.

$$\frac{T_c^*(z)}{\Delta\omega(z)} = K_p + \frac{K_i}{1 - z^{-1}} \cdot T \quad (14)$$

여기서,  $\Delta\omega$ 는 속도 오차이며  $\Delta\omega = \omega_r^* - \omega_r$ 이다.

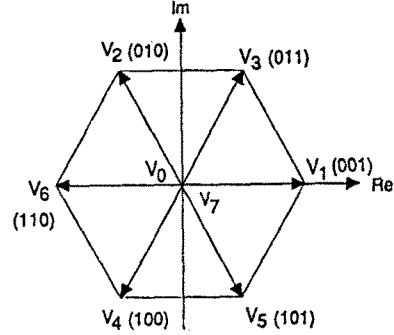


Figure 1 PWM Inverter (8 States)

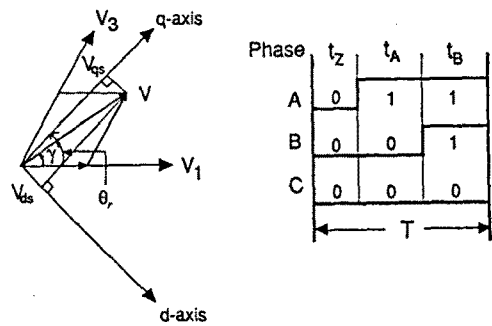


Figure 2 Pulse Width Calculation

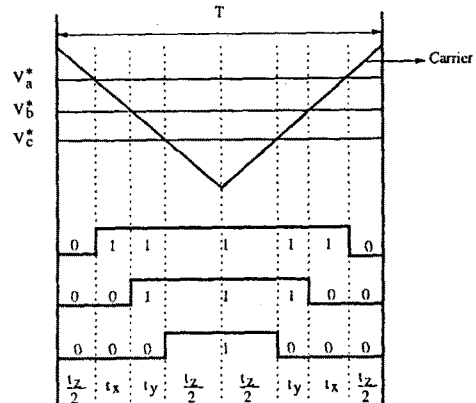
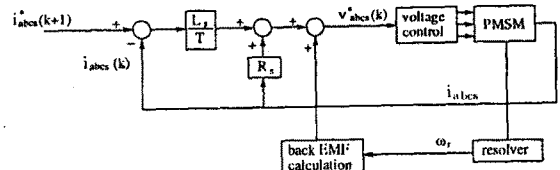


Figure 3 Voltage Command Generation

#### IV. 시스템 구현

전체 구동 시스템은 크게 IGBT로 구성된 PWM 인버터, PMSM, 디지털 제어기 및 인터페이스 회로 등으로 구성된다. 디지털 제어기는 16.7MIPS의 연산 속도와 40비트의 부동소수점 연산이 가능한 DSP (TMS 320C30)를 사용하였으니 전류 및 속도 제어 알고리즘은 이셈블리로 구현하였다. 인터페이스 회로는 DSP에 PMSM의 전류, 속도 및 위치 신호 입력을 위해 필요하며 고속의 신호 처리가 가능한 PAL(Programmable Array Logic)로 구현하였다.

또한 펄스폭 변조를 위해서는 제어기에서 펄스폭을 계산한 후 Programmable Timer에 계산된 펄스폭을 입력하여 스위칭 상태를 결정하도록 하여 여러 PWM 기법들을 적용하는 것을 가능하게 하였다. 펄스폭 변조의 구성은 그림 4와 같다. 그림에서와 같이 Arm-Short 현상을 방지하기 위한 Dead Time은 실험에서 약 1 μsec 정도로 설정하였다. 실험에서 이셈블리에 의해 구현된 전체 알고리즘은 그림 5와 같다.

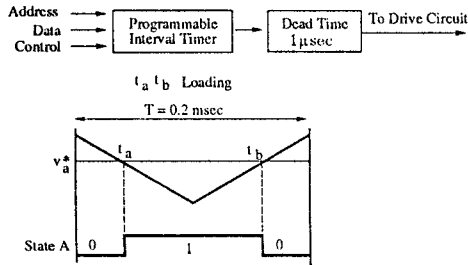


Figure 4 Pulse Width Modulation

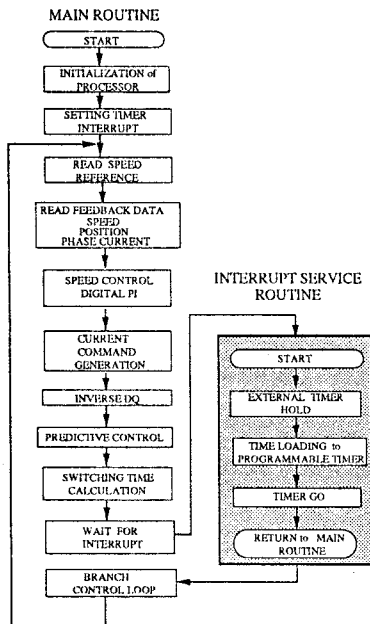


Figure 5 Algorithm Implementation

#### V. 시뮬레이션 및 실험결과

시뮬레이션 및 실험에 사용된 전동기의 파라미터는 다음과 같다.

정격 전력	1 hp	고정자 저항	2.14 Ω
정격 토크	2.35 Nm	고정자 인덕턴스	3.3 mH
정격 속도	3000 rpm	전압 상수	0.3 V/rad/s

그림 6은 전류 명령이 3[A]일 때의 디지털 방식으로 구현된 예측형 전류 제어기의 상전류, 상전압 및 전류 제에 대한 시뮬레이션 결과이다. 대칭적인 스위칭에 의해 전류 Offset이 없음을 볼 수 있다. 그림 7은 동일 조건의 실험 결과이다. 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 볼 수 있다. 그림 8은 전류 명령을 3[A]에서 2[A]로 Step 변화시킨 경우의 상전류에 대한 시뮬레이션 및 실험 결과이다. 우수한 전류 응답 특성을 확인할 수 있다. 그림 9는 구현된 시스템을 이용하여 디지털 PI 속도 제어를 한 경우의 실험 결과이다.

#### VI. 결론

PMSM의 정확한 속도 제어를 위해서는 정확한 토크 제어가 필요하며, 정확한 토크 제어를 위해 전류의 정밀 제어가 요구된다. 본 논문에서는 이러한 전류, 토크 및 속도의 정밀 제어를 위해 전 디지털 방식의 전동기 구동 시스템을 구현하였다. 특히 아날로그 방식으로 구현되는 구동 시스템을 펄스폭 변조 신호를 포함한 모든 제어 신호를 디지털, 방식으로 처리하여 Offset, Drift 등 아날로그 회로의 문제점들을 일으키지 않도록 하였다. 또한 구현된 시스템은 제어 알고리즘의 추가 및 새로운 적용이 용이하며 단일 소자(Single Chip) 구현이 가능하다.

#### REFERENCE

- [1] P. C. Krause, Analysis of electric machinery, New York, McGraw Hill Book Company, 1986.
- [2] B. K. Bose, Adjustable Speed AC Drive Systems, IEEE Press, 1980.
- [3] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current control of VSI PWM inverters," IEEE Trans. IA, Vol. IA-20, No. 3, pp. 769-775, May/June 1985.
- [4] H. L. Huy and L. A. Dessaint, "An adaptive current control scheme for PWM synchronous motor," IEEE Trans. PE, Vol. PE-4, No. 4, pp. 486-495, Oct. 1989.
- [5] P. Pillay and R. Krishnan, "Control characteristics and controller design for a high performance permanent magnet synchronous motor drive," IEEE Trans. PE, Vol. PE-5, No. 2, pp. 151-159, 1990.
- [6] T. H. Liu, C. M. Young, and C. H. Liu, "Microprocessor based controller design and simulation for a permanent magnet synchronous motor drive" IEEE Trans. IE, Vol. IE-35, No. 4, pp. 516-523, 1988.
- [7] TMS 320C3X user guide, Texas Instrument Company, 1990.

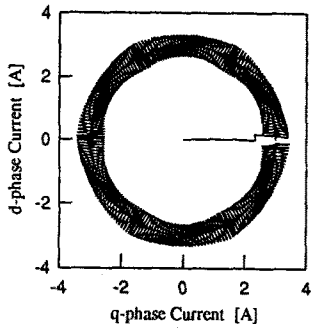
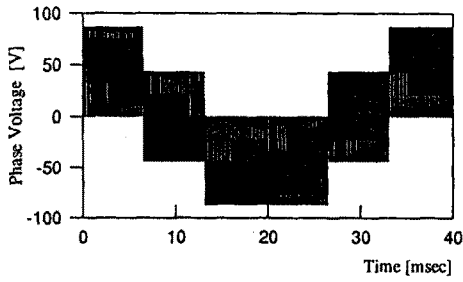
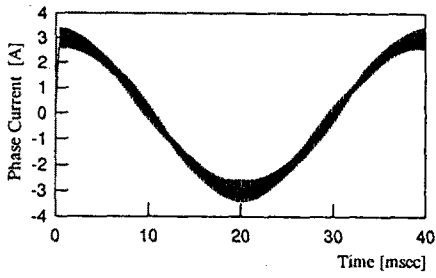


Figure 6 Simulation Results

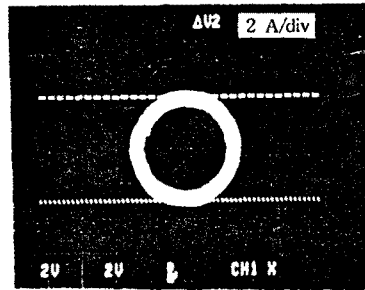


Figure 7 Experimental Results

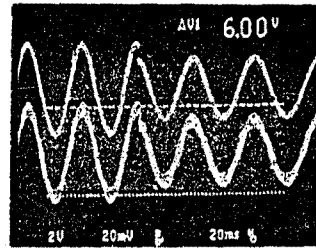
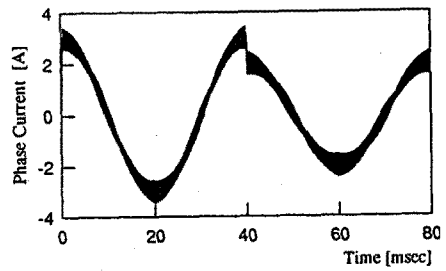
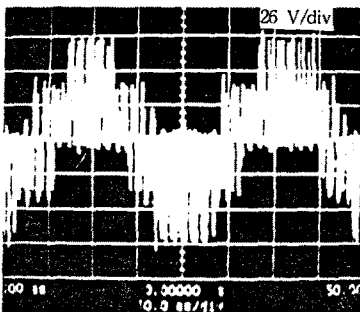
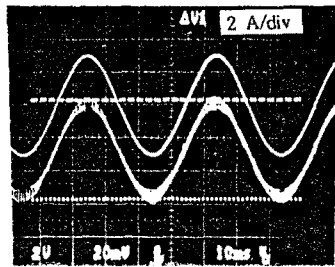


Figure 8 Step Change in Current



860 RPM/div

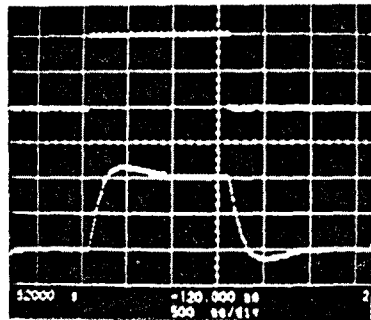


Figure 9 Speed Response