

ONE CHIP 마이크로 프로세서를 이용한 유도전동기 벡터제어

이동명^{*}, 이주환, 김창현, 홍석종, 김정철, 신휘범^{*}

LG전자 리빙시스템 연구소, * 경상대학교 전기공학과

Vector Control of Induction Motors using One chip Microprocessor

Dong-Myung Lee^{*}, Joo-Hwan Lee, Chang-Hyun Kim, Seok-Jong Hong,

Jung-Chul Kim, Hwi-Beom Shin^{*}

LG Electronics Co. Living System Lab., Gyeongsang National University

Abstract

Recently, as a result of the progress in power electronics and microelectronics, the inverter technology is quickly developing. Also, by using the fast microprocessor and small-sized switching devices, such as IPM, the Inverter becomes more compact and cheap.

This paper proposes an inexpensive and small-sized vector controller for induction motors using 87C196MC and IPM. The proposed inverter contributes further space-saving, and high performance features to motor drives system.

1. 서 론

유도전동기의 가변속 제어로 사용되는 인버터는 전력전자기술과 반도체 기술의 발전에 힘입어 그 성능이 급속히 향상되고 있다. 또한 고속의 마이크로 프로세서와 소형의 스위칭소자인 IPM(Intelligent Power Module)의 등장으로 소형화 및 저가격화가 진행되고 있다.

종래의 인버터는 V/F 제어를 통한 오픈 투프방식의 속도제어가 일반적이었으나, 최근에는 정밀한 속도제어 및 토크제어가 가능하도록 벡터제어방식을 채용한 인버터들이 출시되고 있다. 이러한 벡터제어 방식은 고정자의 전류를 자속분과 토오크 분으로 분리제어함으로써 고정밀의 제어가 가능한 제어 방식이다. 일반적으로 적용되는 제어방식은 간접 벡터제어법으로, 이 방식은 자속을 직접 검출하거나 전동기의 단자 전압과 전류를 이용하여 자속을 연산하는 직접 벡터제어법과는 달리 전동기의 매개변수와 고정자 입력전류를 이용하여 자속의 위치를 추정제어하는 방식으로 슬립주파수형 방식이라고도 한다. 따라서 직접법과는 달리 측정상의 오차를 감소시키는 방식이라 할 수 있다. 그러나, 간접 벡터제어 방식은 연산량의 증가로 인해 DSP와 같은 고속의 프로세서를 필요로 하며, HCT, 엔코더 등을 필요로하여 V/F 제어 방식에 비해 가격이 상승하며 구현에 어려움이 있다.

본 연구에서는 벡터제어 인버터를 16bit 마이크로프로세서인 87C196MC를 이용하여 간접 벡터제어방식과 공간전압 PWM 등의 제어회로를 디지

털화하였으며, IPM 소자를 이용하여 파워회로를 모듈화함으로써 소형화된 유도전동기 가변속 시스템의 개발을 가능하게 하였다.

2. 벡터제어시스템

농형 3상 유도전동기의 전압방정식을 동기속도 ω_r 로 회전하는 d-q 축으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} V_d \\ V_q \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d + pL_d & -\omega_e L_q & pL_m & -\omega_e L_m \\ \omega_e L_d & R_q + pL_q & \omega_e L_m & pL_m \\ pL_m & -(\omega_e - \omega_r)L_m & R_r + pL_r & -(\omega_e - \omega_r)L_r \\ (\omega_e - \omega_r)L_m & pL_m & (\omega_e - \omega_r)L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_m \\ i_r \end{bmatrix} \quad (1)$$

전동기의 발생토오크가 고정자 q 축 전류에 의해 제어되도록 회전자 자속축과 제어기의 d 축을 일치시키면 다음의 관계가 요구된다.

$$\lambda_{dr} = \lambda_r = \text{const.}, \lambda_{qr} = \frac{\lambda_{qr}}{dt} = \frac{\lambda_{dr}}{dt} = 0 \quad (2)$$

식(2)의 관계를 이용하여 슬립식과 자속식을 구하면 다음과 같다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \cdot \frac{i_{qs}}{i_{ds}}, \quad (3)$$

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds}, \text{ 여기서 } T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (4)$$

한편 고정자 전압방정식은 식(1)로부터 다음과 같이 나타난다 [1].

$$\begin{aligned} V_{ds} &= R_d i_{ds} + pL_d i_{ds} - \omega_e L_d i_{qs} + \frac{L_m}{L_r} (p\lambda_{dr} - \omega_e \lambda_{qr}) \\ V_{qs} &= R_q i_{qs} + pL_q i_{qs} + \omega_e L_d i_{ds} + \frac{L_m}{L_r} (p\lambda_{qr} + \omega_e \lambda_{dr}) \end{aligned} \quad (5)$$

식(5)에서 고정자 입력 전류의 두 성분을 독립적으로 제어하기 위해서 d 축 전압방정식에서 q 축

유기전압성분 $\omega_s L_{\sigma} i_{qs}$ 와 q 축 방정식에서 d 축 유기전압성분 $\omega_s L_{\sigma} i_{ds}$ 를 전향 보상하면 고정자 전류는 $R_s + pL_{\sigma}$ 의 선형회로가 되어 전류의 오차만으로 선형제어가 가능한 d-q 축 비간섭 전압식 식(6)과 같이 얻을 수 있다.

$$V'_{ds} = V_{ds} - \omega_s L_{\sigma} i_{qs}, \quad V'_{qs} = V_{qs} + \omega_s L_{\sigma} i_{ds}$$

$$V'_{ds} = (R_s + pL_{\sigma}) i_{ds}, \quad V'_{qs} = (R_s + pL_{\sigma}) i_{qs} \quad (6)$$

3. 공간 전압 PWM

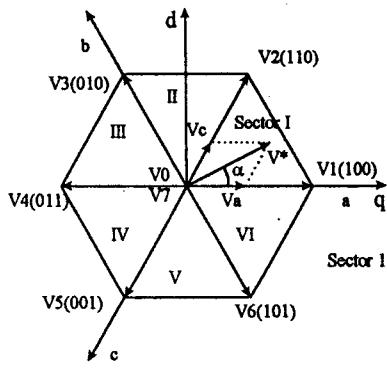


그림 1. 인버터 출력 전압 벡터

인버터의 8 가지 출력전압을 벡터도로 표시하면 그림 1과 같은 전압벡터로 표시할 수 있다 [2].

육각형의 꼭지점은 인버터의 최대 출력전압이 되며, DC 링크단전압이 V_{dc} 일 때 $\frac{2}{3}V_{dc}$ 가 된다.

지령치전압을 합성하기 위하여, 전압지령치가 육각형의 내부에 놓인 경우 인접한 두 전압벡터의 시간적 합으로 전압을 합성한다. 한편, 인접한 두 전압벡터의 인가시간의 합이 샘플링주기 보다 작으면 나머지 시간에는 영전압벡터를 인가한다. 각 전압 벡터를 인가할 시간은 다음 식으로 나타난다.

$$T_1 = \sqrt{3} T_s \left| \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \right| \left(\sin \frac{n\pi}{3} \cos \alpha - \cos \frac{n\pi}{3} \sin \alpha \right)$$

$$T_2 = \sqrt{3} T_s \left| \frac{V_{ref}}{V_{dc}} \right| \left(\cos \frac{n-1}{3} \pi \sin \alpha - \sin \frac{n-1}{3} \pi \cos \alpha \right)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (7)$$

T_s : 샘플링타임, α : q 축과의 각도, n : 섹터

지령치전압을 만들기 위한 인접한 두 벡터의 시간 합이 샘플링시간보다 클 경우인 과변조의 경우에는 육각형의 내접원으로 출력전압을 제한하여 과변조를 방지한다. 이 때 인가시간은 식(8)과 같다.

$$T'_1 = \frac{T_s}{T_1 + T_2} \cdot T_1, \quad T'_2 = \frac{T_s}{T_1 + T_2} \cdot T_2 \quad (8)$$

4. 제어기 구성

유도전동기의 속도제어기에는 PI 제어기가 광범위하게 사용되고 있다. 그러나 PI 제어기는 초기 전류에 의한 Overshoot 와 Wind-up 현상이 발생한다 [3]. 이러한 단점을 보완하기 위해 PI 제어기보다 장점을 가진 IP 제어기가 제시되었고, 본 벡터제어 시스템은 IP 제어기로 구성하였다.

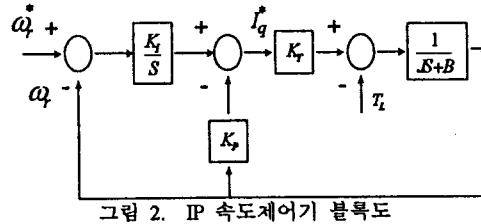


그림 2는 IP 속도제어기의 블록도를 나타낸다. 여기서 전류지령치는 다음 식으로 나타난다.

$$i_q^* = K_I \int e dt - K_P \omega_r, \quad e = \omega_r^* - \omega_r \quad (9)$$

식(9)에서 볼 수 있듯이 IP 제어기의 초기 지령치는 영이 되며, PI 제어기에서 나타나는 급속한 지령치 변화 및 이로 인한 Overshoot 현상이 발생하지 않는다. 한편 식(9)를 z 변환하면 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$i_{q(n)}^* = i_{q(n-1)}^* - K_P [\omega_{r(n)} - \omega_{r(n-1)}] + \frac{T_s}{2} K_I [e_{(n)} + e_{(n-1)}] \quad (10)$$

한편, 전체 제어기 블록도는 그림 3과 같다.

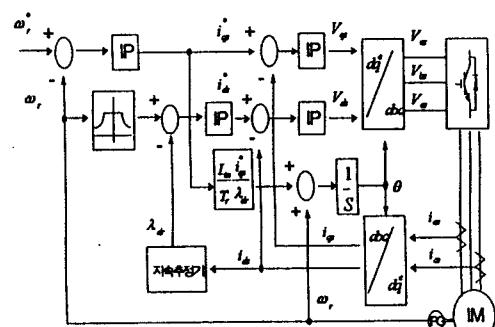


그림 3. 전체 제어기 블록도

본 인버터의 하드웨어는 크게 제어회로와 파워 회로로 구성되었다. 이 중 제어회로는 속도센싱 및 전류제어를 위한 공간전압 PWM을 수행한다. 본 연구는 고성능 인버터를 값싸고 소형으로 만드는 것에 목적이 있다. 따라서 소형화를 위하여 모터제어에 적합하도록 개발된 87C196MC를 이용하여 벡터제어를 실현하였다.

또한, 전류제어를 위한 전류검출기는 저가격이면서도 고속응답이 가능한 Small Size 의 Open Loop 타

입 Dual HCT 를 개발하여 사용하였다. 2 차 코일을 이용하여 자속보상원리에 의해 전류를 검출하는 Closed Loop 타입의 HCT 가 있지만 비싸고 Size 가 크다는 단점은 가지고 있기 때문이다.

한편, 파워회로부는 One Housing 에 절연회로를 내장한 IPM 을 개발하여 사용하였으며, 이로 인하여 인버터 파워부와 제어회로의 연결에 별도의 절연회로가 필요하지 않도록 하였다.

5. 실험 결과

전류 및 속도제어 샘플링시간은 각각 250 [usec], 2 [msec]이며, 무부하 상태에서 1500 [rpm]으로 정역 운전시켰다. 속도제어에는 M/T 방식을 사용하였다.

그림 4 는 속도와 회전좌표계 q 축 전류를 나타낸다. 정상상태 및 과도상태에서 속도 지령치를 잘 추종하고 있음을 볼 수 있다. 또한, 가감속시 q 축 전류는 IP 전류제어기로 인해 급격한 변화를 일으키지 않음을 볼 수 있다.

그림 5 는 정역운전시 회전좌표계 d 축, q 축 전류를 나타낸다. 과도상태에서 d 축 전류가 일정하게 유지됨을 볼 수 있다.

그림 6 은 정역운전시의 정지좌표계 q 축 전류를 나타낸다. 한편, 표 1 은 실험에 사용된 전동기 상수이다.

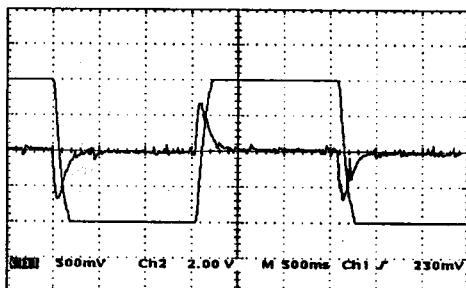


그림 4. 속도응답곡선 (750 RPM/Div. , 4.4 A/Div.)

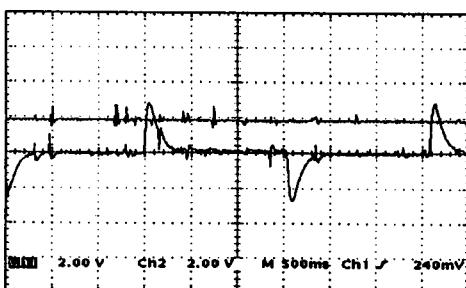


그림 5. q 축, d 축 전류 (회전좌표계, 4.4 A/Div.)

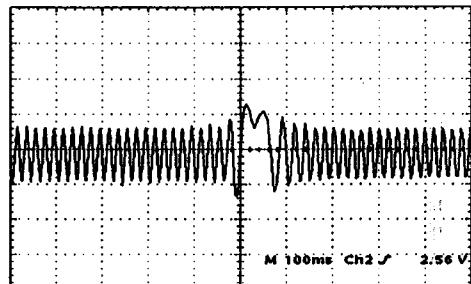


그림 6. q 축 전류 (정지좌표계, 5 A/Div.)

표 1. 실험에 사용된 전동기 상수

R_s	1.9 Ω	R_r	1.4 Ω
L_s	115 mH	L_r	117 mH
L_m	111 mH		

6. 결 론

본 논문에서는 87C196MC 를 사용하여 벡터제어 인버터를 개발하였다. 전류제어를 위하여 공간전 압변조법을 사용하였으며, 신뢰성을 높이기 위하여 제어회로를 디지털화하였다. 또한, IPM 을 사용하여 파워부를 모듈화함으로써 소형화된 유도전동기 가변속 시스템의 개발을 가능하게 하였다.

본 연구로 고기능의 벡터제어 인버터를 실용화 시킴으로써, 향후 국내 산업에 많은 기여를 하리라 생각된다.

참고문헌

- [1] B.K. Bose, Power Electronics and Drives, Prentice-Hall, 1986.
- [2] H. Van Der Broeck, et al., "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vectors," in IEEE Trans. Industrial Applications, Vol.24, No.1, Jan/Feb., 1988.
- [3] Pradeep K. Nanda and Paresh C. Sen, " Analog and Digital Speed Control for DC Drives Using Proportional- Integral and Integral- Proportional Control Techniques," IEEE Trans. on industrial electornics, vol. 34, No.2, May., 1987.