

TMS320F240을 이용한 유도전동기의 간접 벡터제어에 관한 연구

윤홍민*, 김 용*, 백수현*, 이승일*, 이은영**
 *동국대학교, **대림대학.

A Study on indirect Vector Control of Induction motors using TMS320F240

Hong-Min Yun* . Yong Kim* . Soo-Hyun Baek* . Seung-Il Lee* . Eun-Young Lee**
 *Dongguk University. **Daelim College.

Abstract - This paper presents a study on the indirect FOC(field oriented control) of induction motor using TMS320F240. This DSP has become possible to design and implement a highly efficient and accurate AC induction drive control. This paper describes a pulse width modulator based on the voltage space vectors technique that accepts voltage demands in dq coordinates and generates three-phase PWM waveforms to drive a variable frequency voltage-source inverter. The Current Model block is added to generate the rotor flux angular speed.

1. 서 론

유도전동기는 기계적 구조가 간단하고 보수 및 유지가 용이하며 가격이 저렴한 장점이 있다. 그러나 토오크를 결정하는 자속과 전류가 항상 직교하지 않고 상호 간섭하므로 제어가 복잡하여 가변속 제어시스템에서는 잘 적용되지 않았다. 이를 개선하기 위해 1972년 Blaschke가 유도전동기에서 고정자전류를 제어하여 가변속 제어 시스템에 적합한 특성을 갖는 벡터제어 방법을 제안하였다.⁽¹⁾ 이 방법으로 유도전동기는 우수한 가변속 제어 성능을 가지게 되었다. 그러나 유도전동기의 벡터제어가 실제에 적용된 것은 최근 전력용 반도체 소자의 발달과 고성능 마이크로-프로세서가 등장했기에 가능해졌으며 그 결과 가변속 제어시스템에 적용하게 되었다.

본 논문에서는 고성능 원칩(one-chip) TMS320F240 DSP를 이용하여 유도전동기의 간접 벡터제어를 적용하였다. 정확한 자속 위치를 얻기 위해 전류모델 방식을 적용하였으며, 공간벡터 PWM(Pulse Width Modulation)방식을 사용하여 출력 신호를 생성하였다. 전류모델 방식과 공간벡터 PWM 방식은 다른 방식에 비해서 우수한 성능을 가지고 있지만 계산과정이 복잡하여 프로그램을 어렵게 하는 단점이 있다. 그러므로 슬립 각속도와 실제 각속도를 이용하는 전류모델 방식을 적용함으로써 프로그램을 간단히 하였다. 공간벡터 PWM방식도 유효 전압 인가시간의 관점에서 바라본 개선된 PWM방식을 적용함으로써 계산과정과 프로그램을 간단히 하였다. 그 결과 간접 벡터제어시 우수한 성능을 그대로 유지하면서 계산과정이 복잡하여 프로그램을 어렵게 하는 단점을 보완할 수 있었다.

2. 본 론

2.1 유도전동기 간접 벡터제어

유도전동기는 고정자전류(1차)로부터 회전자계와 회전자전류(2차)가 공급되므로 전기자전류가 자계와 직교하는 방향으로 흐르지 않는다. 벡터제어는 전동기에 항상

최대토오크가 발생하도록 1차전류를 동기회전좌표상에서 서로 독립인 자속성분전류(i_{ds})와 토오크성분전류(i_{qs})로 만들어 제어하는 것이다.⁽²⁾⁽³⁾ 벡터제어에서는 회전자 자속의 위치에 대한 정보가 필요조건이며, 회전자 자속의 위치를 결정하는 방법에 따라 F.Blaschke에 의해 제안된 직접 벡터제어와 K.Hasse에 의해 제안된 간접 벡터제어로 나뉜다. 간접 벡터제어는 슬립주파수형 벡터제어라고도 하는데 자속의 위치를 자극 검출 장치로부터 직접 검출하는 것이 아니라 계산에 의해 추정하는 방식이다. 그림 2.1은 간접 벡터제어의 블록선도를 간단히 나타낸 것이다

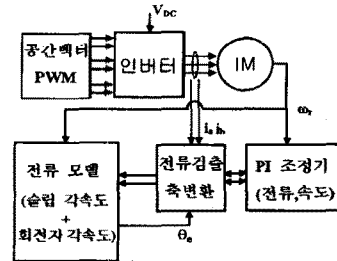


그림 2.1 간접 벡터제어
 Fig. 2.1 Indirect vector control

그림 2.1의 전류모델은 슬립 각속도와 실제 회전자 각속도를 구하는 부분으로 구성되어 있다. 먼저 슬립각속도는 다음과 같은 방법을 통해서 구할 수 있다. 전동기의 입력전류를 측정하여 자속성분전류와 토오크성분전류로 분리한다. 이때 전동기의 전류검출은 TMS320F240 내에 내장된 10비트 A/D 컨버터를 이용하였다. A/D 컨버터의 2채널이 동시에 동작될 수 있으므로 한번의 검출로 전동기의 슬립 각속도 계산을 위한 전류값을 알 수 있다. 이제 전동기 정수와 서로 독립인 전류 벡터성분들을 식(2.1)에 대입하여 슬립 각속도를 구한다.

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad , \quad T_r = \frac{L_r}{R_r} \quad (2.1)$$

T_r : 전기적 시상수

다음으로 회전자의 실제 각속도는 전동기에 부착된 엔코더를 이용하여 얻어진다. 엔코더의 출력은 DSP에 내장된 2개의 QEP(Quadrature Encoder Pulse)로 입력된다. QEP는 TMS320F240에 엔코더펄스를 입력할 수 있는 모듈로서 이것을 이용하면 4채배된 엔코더의 펄스를 얻을 수 있다. 얻어진 펄스로부터 회전자의 실제 각속도를 얻을 수 있다. 이로부터 계산된 두 값은 전류 모델에 입력이 된다. 사용된 전류모델은 식(2.2)를 기

본으로 전동기 회전자 자속 위치를 계산하였다. 그러므로 회전자 자속의 위치는 계산된 슬립 각속도와 실제 각속도를 더한 후 적분하면 알 수 있다.

$$\theta_e = \int_0^t \omega_e dt = \int_0^t (\omega_{sl} + \omega_r) dt \quad (2.2)$$

ω_r : 회전자 실제 각속도

ω_{sl} : 슬립각속도,

ω_e : 회전자각속도

본 논문에 사용된 전류모델은 슬립 각속도와 실제 각속도를 구하고 식(2.2)와 같이 자속 위치를 계산하는 방식이다. 계산 시 나눗셈이 사용되는데 고정소수점 DSP를 사용하므로 계산을 간단히 하기 위해서 직접적인 나눗셈 계산을 피하고 소프트웨어적으로 처리하였다. 그러므로 사용된 전류모델 방식은 DSP에 내장된 모듈을 이용함으로써 하드웨어의 구성과 프로그램 구현이 간단하고 쉬워졌다. 또한 전류모델 방법은 자속 검출 소자보다 분해능이 높은 엔코더를 기본으로 자속을 연산하므로 영속도 근방에서도 자속을 연산할 수 있는 장점이 있다.

2.2 공간 전압벡터 펄스폭변조(SV PWM)

공간벡터(Space Vector) PWM은 전압을 벡터로 취급하여 벡터공간상에서 해석을 시도하므로 스위칭 시간을 계산하기 위해서는 여러 단계의 과정을 거쳐야 한다. 즉, 전압벡터에 의해 섹터를 선정해야하고, 각 섹터에 따라 유효 인가벡터와 유효 시간을 계산해야 한다. 그 후에 인버터의 스위칭이 가능한 실제 스위칭 시간을 계산한다. 이와 같이 이중으로 스위칭 시간을 계산해야만 하는 이유는 전압벡터에 기준을 두고 스위칭 시간을 알아내기 때문이다. 반면 실제 인버터로 전달되는 스위칭 시간은 세 개의 폴(pole)전압 상태에 의해 결정된다. 즉, 상전압 상태에 따른 유효벡터의 스위칭 시간은 전동기 각 상전압의 스위칭 상태가 변하는 시간 차이를 나타낸다는 것을 쉽게 알 수 있다. 그러므로 시간상의 해석이 SV PWM의 복잡성을 덜어 줄 수 있다. 식(2.3)은 전동기 기준 상전압을 나타낸다.

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1/2 & -\sqrt{3}/2 \\ -1/2 & \sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_q^* \\ V_d^* \end{bmatrix} \quad (2.3)$$

식(2.3)의 기준상전압을 이용하면, SV PWM의 기본 개념으로부터 직접 스위칭 시간을 구할 수 있다. 상전압에 의해 스위칭 상태를 결정하게 되면 섹터를 판별하고 조합하는 번거로움이 없어진다. 이때 상전압의 상태가 전이되는 시간(T_{as} , T_{bs} , T_{cs})은 식(2.4)과 같다.

$$\begin{aligned} T_{as} &\equiv T_s \cdot \frac{V_{as}^*}{V_{dc}} \\ T_{bs} &\equiv T_s \cdot \frac{V_{bs}^*}{V_{dc}} \\ T_{cs} &\equiv T_s \cdot \frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} \end{aligned} \quad (2.4)$$

$$\text{단, } \begin{cases} V_{as}^* + V_{bs}^* + V_{cs}^* = 0 \\ T_{as} + T_{bs} + T_{cs} = 0 \end{cases}$$

그러므로 식(2.4)에 인가되는 유효시간(effective time

)의 개념을 도입하면 게이트 스위칭 시간은 식(2.5)와 같다.

$$\begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_{offset} \\ T_{gb} &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{gc} &= T_{cs} + T_{offset} \\ T_{offset} &= \frac{T_{zero}}{2} - T_{min} \end{aligned} \quad (2.5)$$

이때 유효시간이 한 샘플링 주기(T_s)의 중간에 위치해야 한다는 조건으로부터 식(2.6)을 얻을 수 있다.

$$T_{eff} = T_{max} - T_{min}, \quad T_{zero} = T_s - T_{eff} \quad (2.6)$$

이상의 해석을 통하여 본 논문에 사용된 SV PWM방식은 전압 벡터가 위치한 섹터를 판별할 필요가 없고 인가 벡터를 선정할 필요도 없다. 또 유효 인가시간을 계산하고 다시 합성할 필요도 없다. 단지 전동기에 인가될 상전압을 계산하고 식(2.6)에 의해 계산된 유효시간을 적용하면 식(2.5)과 같은 스위칭 시간을 얻을 수 있다. 구현된 스위칭 시간은 SV PWM의 유효한 값으로써 T_{offset} 에 따라 시간을 이동시킴으로써 구할 수 있다. 결국 SV PWM방식의 장점을 그대로 유지하면서 기존의 방식에 비해 계산시간과 프로그램을 줄일 수 있다. 개선된 SV PWM은 연산구조가 매우 간단하기 때문에 구현이 용이하게 된다.

3. 시스템 구성

3.1 DSP 구성

본 논문에서는 사용한 TMS320F240은 20MHz의 명령어 사이클을 가지며 내부에 플래시 메모리(16K워드), 램(544워드), A/D 변환기(2개, 16채널), 3상 모터 구동이 가능한 PWM 모듈, 엔코더 신호 입력 등 전동기 제어시 필요로 되는 대부분의 주변 장치를 내장하고 있다. 전류 검출시 2채널을 동시에 이용함으로써 한번에 두 개의 전류값을 얻을 수 있다. SV PWM에서 연산된 스위칭 시간은 PWM 모듈을 이용하여 3상 인버터에 게이트 신호로 보낼 수 있다. 결국 DSP는 내장된 모듈을 이용하므로 보드 구성이 간단하며 TMS320F240만으로 전동기 구동기를 제어할 수 있도록 설계되어 있다.

3.2 프로그램

프로그램은 시스템이 시작될 때 하드웨어를 초기화하는 부분과 타이머의 언더플로에 의해서 수행되는 인터럽트 서비스루틴으로 구성된다. 스위칭 주파수는 5kHz로 했으며, 인터럽트루틴은 다섯 가지 기능을 수행한다. 첫째는 전류를 검출하는 것이다. 전류의 검출은 홀효과를 이용한 Hall-CT로부터 10bit의 분해능을 가진 A/D컨버터로 이뤄진다. 둘째는 검출된 전류를 벡터제어에 이용하기 위해 축변환한다. 즉 검출된 전류를 고정좌표계로 변환하고 다시 회전좌표계로 변환한다. 세째는 변환된 전류와 속도로 회전자 자속을 구하는 전류모델이다. 네째는 속도와 전류의 오차를 조절하는 PI조절이다. 여섯째는 전류오차를 보상하고 1msec마다 속도오차도 보상한다. 다섯째는 인버터의 스위칭 신호를 만드는 공간벡터 PWM을 처리한다. 이상의 기능은 인터럽트 서비스루틴의 주기인 0.2msec안에 수행된다.

그림 3.1은 인터럽트 서비스루틴의 플로차트이다.

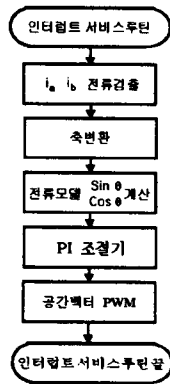


그림 3.1 인터럽트 서비스 루틴 플로차트
Fig. 3.1 Interrupt Service Routine flow chart

4. 실험결과

실험에 사용된 3상 유도전동기는 4극, 220V, 750W급의 용량을 가지고 있다. 인버터는 IGBT 모듈을 사용한 전압형을 사용하였다. 그림 4.1은 인버터 게이트 신호로 입력되는 개선된 SV PWM의 파형을 나타낸 것이다. 각각의 파형은 삼각파와 비교되어 인버터의 PWM 신호로 생성된다.

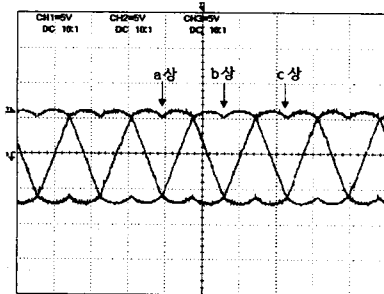


그림 4.1 SVPWM 모듈의 출력
Fig. 4.1 Output of SVPWM Module

그림 4.2는 전동기 인가되는 선간전압 (V_{ab})의 PWM파형과 a상에 흐르는 전류를 나타내고 있다.

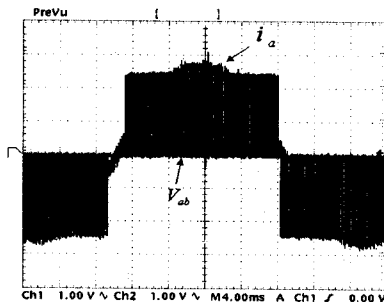


그림 4.2 PWM 파형과 a상 전류
Fig. 4.2 PWM Waveform and i_a Current

그림 4.2는 전동기가 1000rpm으로 회전하고 있을 때 Hall-CT로 3상 전류를 검출한 것이다. 그림 4.3은 전동기를 1000rpm으로 기동시켰을 때 a상 전류와 실제 회전 속도를 나타낸 것이다. 기동 시 전류는 정상상태 전류에 비해서 약 3배가 흐르며, 정상상태에 도달하기까지 50ms의 시간이 소요된다.

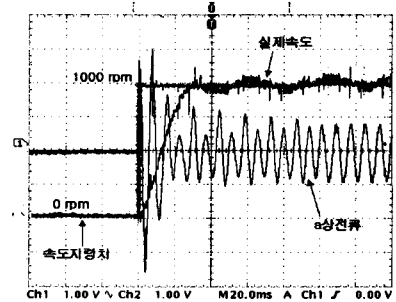


그림 4.3 전류 i_a 와 속도
Fig. 4.3 Current i_a and Speed

5. 결 론

본 논문에서는 TMS320F240을 이용한 유도전동기 간접벡터제어(Field Oriented Control)를 행하였으며, 고신뢰성, 고효율의 실시간 제어를 구성할 수 있었다. 간접 벡터제어에 사용되는 기존의 전류모델이 지니는 복잡한 계산과정을 간략히 함으로써 프로그램의 구성을 간단히 할 수 있었다. SV PWM방식에서도 여러 단계를 통해 스위칭 시간을 계산하지 않고 유효시간(effective time)의 개념에서 스위칭 시간을 계산하는 방식을 적용하였다. 이로 인해서 간접 벡터제어기는 구성이 간단해지고 계산의 양이 적어지게 되었다. 결국 계산과정과 제어기 구성이 복잡했던 간접 벡터제어는 원칩(one-chip) DSP인 TMS320F240을 이용함으로써 단일 구성의 하드웨어로 수행되었고, 프로그램을 간단히 함으로써 보다 구현을 용이하게 할 수 있다.

[참 고 문 헌]

- [1] B. K. Bose, "Power Electronics and AC Drives", Prentice-Hall, 1986.
- [2] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, 1986.
- [3] B. K. Bose, "Technology trends in microcomputer control of electrical machines", IEEE Trans. IE-35, 1988.
- [4] Texas Instruments, "Space-Vector PWM With TMS320C24x/F24x Using Hardware and Software Determined Switching Patterns Application Report", SPRA524, 1999.
- [5] Graca Minas, "A Microcontroller Based Voltage Space Vector Modulator Suitable for Induction Motor Drives", IEEE, 1999.
- [6] D. W. Novotny and T. A. Lipo, "Vector Control and Dynamics of AC Drives", OXFORD, 1997.