

유도전동기 간접벡터제어기의 자기동조에 관한연구

A Study on Self Tuning of Indirect Vector Controller of Induction motor

°임재우*, 한상수**, 한권상***, 전호인*

*경원대학교 전자공학과 (Tel: 0342-750-5321; Fax: 0342-751-6149; E-mail: hijeon@nownuri.nowcom.co.kr)

**경원전문대학교 사무자동화과 (Tel: 0342-750-5762; Fax: 0342-753-7711)

***국민대학교 전자공학과 (Tel: 02-918-7267; Fax: 0342-751-6149)

Abstracts In this paper, we analyzed the effect of the change of the rotor time constant on the performance of the indirect vector control system. By employing indirect field orientation technique, we have also suggested an optimal control algorithm that allows an induction motor to maintain the maximum torque under the changing environment of rotor time constant. A computer simulation on the transient response of the output torque was demonstrated. To verify the validity of the method that has been proposed in this paper, an experiment has been performed utilizing TMS320C31(40MHz) DSP chip which is capable of performing floating-point arithmetic in real time.

Keyword Induction Motor, Vector Control, Field Orientation, DSP, Slip, IPM

1. 서론

최근에 전력전자의 눈부신 발달로 산업계에서 널리 사용되고 있는 직류 전동기를 정류기(Commutator)를 가지고 있지 않은 유도전동기로 대체하기 위한 연구가 활발히 진행되어 왔다. 유도전동기는 타 전동기에 비하여 경제성, 신속성, 효율 및 무보수성 등의 많은 장점에도 불구하고 시스템이 고차이고, 자화 전류와 토오크 전류 사이에 커플링(Coupling) 효과와 같은 비선형 동특성을 갖기 때문에 정밀 가변속 제어나 위치 제어가 어려운 단점이 있다. 이러한 단점은 유도전동기의 자속과 토오크 사이의 결합효과(Coupling Effect)를 분리(Decoupling) 시킴으로써 개선될 수 있다.

간접벡터 제어는 저속영역에서 제어가 어려운 직접벡터 제어와는 달리 전 속도 영역에서 제어할 수 있지만, 슬립 계산시에 포함되는 회전자 시정수의 정확한 추정을 필요로 한다. 회전자 인덕턴스와 회전자 저항의 비로 주어지는 회전자 시정수는 고정자 전류로부터 전동기의 슬립 주파수를 결정하는데 사용되며, 제어성능에 직접적인 영향을 미치게 된다. 특히 농형 유도전동기의 회전자 저항은 직접 측정이 불가능하며 전류, 온도 등의 영향으로 비선형 시변 특성을 가진다. 최근까지 회전자 시정수의 추정, 보상 등에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 전동기의 회전자 시정수 변화가 벡터제어 시스템에 미치는 영향을 분석하고, Indirect Field Orientation 기법을

도입하여 시정수변동에도 최대 토오크를 유지할 수 있는 알고리즘을 수학적 검증을 통하여 연구하고자 한다. 그리고 유도전동기를 자기동조 시키는 방법에 대해서도 제안하고자 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위해 실험을 하였으며, 실험은 비교적 고속연산이 가능한 DSP칩인 TMS320C31(40MHz)로 구현하였다.

2. 슬립에 따른 유도전동기의 발생 토오크와 자속

간접 벡터제어시 자속의 위치를 추정하는 것은 슬립각을 정확히 추정하는 문제로 귀결되며 자속의 위치를 구현함에 있어서 유도전동기 벡터제어에서 회전자 시정수 ($T_r = L_r/R_r$)를 정확히 알고 있어야 한다. 간접 벡터제어에서 회전자 시정수가 정확히 알려져 있지 않거나 혹은 전동기의 발열, 자속 준위의 변화 및 기타 다른 조건에 의하여 회전자 시정수가 변화한다면, 회전자 자속각이 정확히 계산되지 않게 되고, d, q축 고정자 전류의 값이 제어기의 계산치와 같지 않아서 자속 준위가 적절히 유지되지 않는다. 이는 과도 상태에서 토오크 진동 및 과여자 혹은 부족여자 등을 일으키는 원인이 되며 간접 벡터 제어시 순시적인 토오크응답 특성을 저하시킨다.

간접 벡터 제어는 전류조절에 의한 제어이므로 전동기의 토오크 특성은 고정자 전류가 일정할 때 슬립 주파수에 대한 크기가 가장 중요하다. 회전자의 시정수를 사용하여 슬립 주파수에 대한 토오크 식을 유도하면

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} I_s^2 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{S\omega_e T_r}{1 + (S\omega_e T_r)^2} \quad (1)$$

이 된다. 여기서 중요한 점은 (a) 토오크가 모터의 실제 속도와는 상관없고 슬립 주파수만의 함수라는 것과, (b) $S\omega_e T_r = 1$ 을 만족하는 슬립 주파수에서 I_s 에 비례하여 첨두치를 가진다는 점, 그리고 (c) 낮은 슬립 주파수에서 강한 포화 효과를 보인다는 점이다.

이러한 토오크 특성은 정상상태에서의 자계 형성 방향의 제약 조건, 즉 슬립 관계식인 $S\omega_e T_r = \frac{I_{qs}}{I_{dk}}$ 와 크기 관계식인

$I_s^2 = I_{qs}^2 + I_{dk}^2$ 을 통해 파악할 수 있다. 이 관계식을 토오크 식에 대입하면

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} I_{qs}^2 \frac{L_m^2}{L_r} \left(1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{dk}}\right)^2\right) \frac{S\omega_e T_r}{1 + (S\omega_e T_r)^2} \quad (2)$$

이 된다. 또한 이 토오크는 동조 조건을 만족하면 슬립 관계식으로부터

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} I_{qs}^2 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{I_{qs}}{I_{dk}} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m^2}{L_r} I_{qs} I_{dk} \quad (3)$$

이 되어 토오크와 토오크 지령치 사이의 정확한 선형 관계식을 얻을 수 있다. 이 Field Orientation Line은 다른 자속값에 대해 다른 기울기를 나타내는 여러가지 직선이 되는데

$T_0 = \frac{3}{2} \frac{P}{2} I_s^2 \frac{L_m^2}{L_r}$ 로 정규화하면 하나의 직선으로 나타낼 수 있

다. 그 결과는 그림 1에 나타나 있다.

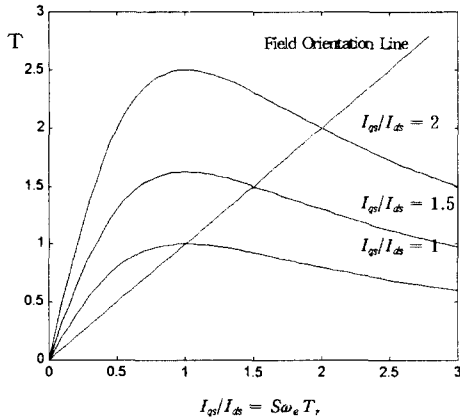


그림 1 일정한 고정자 전류에 대한 토오크 특성위에 중첩하여 그린 Field Orientation Line.

Fig. 1 Field Orientation Line Superimposed on Constant Stator Current Torque Characteristics.

3. 슬립 주파수 자기 동조 알고리즘

이제 제어기가 슬립을 계산하는 과정에서 오류로 인하여 T_r^* 의 값으로 잘못 추정했다면 Field Orientation Line은 직선이 아니고 곡선이 될 것이다. $\alpha = T_r / T_r^*$ 를 슬립 이득 오차라고 하고, T_r 을 실제 시정수, 그리고 T_r^* 을 슬립 이득 계산에 사용된 값이라고 하면

$$S\omega_e T_r = \alpha \frac{I_{qs}}{I_{dk}} \quad (4)$$

으로 쓸 수 있다. 이 식 (3)을 위의 토오크 식 (2)에 대입하면

$$T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} I_{qs}^2 \frac{L_m^2}{L_r} \frac{1 + \left(\frac{I_{qs}}{I_{dk}}\right)^2}{1 + \left(\alpha \frac{I_{qs}}{I_{dk}}\right)^2} \alpha \frac{I_{qs}}{I_{dk}} \quad (5)$$

가 된다.

α 가 1이 아니면, 즉 모터가 동조되지 않은 상태이면 i_{qs}/i_{dk} 의 함수는 직선이 아닌 곡선이 될 것이다. 이 비선형성은 토오크와 슬립주파수 사이의 비선형 관계로부터 기인한 것으로 직선이 아닌 Field Orientation Line은 바람직하지 않으며, 분석하기도 어렵다. β 를 I_{qs}/I_{dk} 으로 정의하면

$$\frac{T}{T_0} = \frac{1 + \beta^2}{1 + (\alpha\beta)^2} \alpha\beta \quad (6)$$

가 되어 T/T_0 를 다른 β 에 대해 α 의 함수로 나타내면 그림 2에서 보인 바와 같이 매우 편리한 결과를 얻게 된다. α 가 1이 아니면 동조되지 않은 상태를 쉽게 알 수 있다.

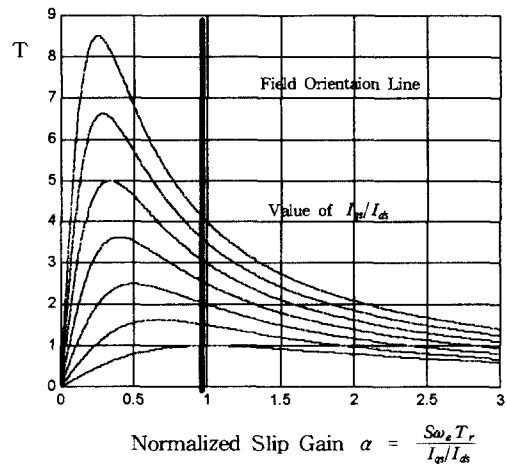


그림 2 Field Orientation 토오크 특성.

Fig. 2. Field Orientation Torque Characteristics

비동조에 의해 Field Orientation을 잃어버리면 정상상태에서 오차가 발생함은 물론, 과도응답 특성도 변화하게 된다. 특히 토오크 지령치의 변화에 대한 순시 토오크 응답도 맞지 않게 된다. 이러한 상황을 파악하기 위하여 토오크 지령치의 변화에 대한 토오크 응답을 나타내는 과도 응답 방정식을 유도하고 이를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 이를 위해 필요한 가정은 다음과 같다.

[1] 나타나는 오차는 L_r^*/R_r^* 이며 이는 L_r/R_r 와는 다르다.

[2] 자속 지령치 $i_d^{e*} = I_d^{e*}$ 는 상수이다.

[3] 오차 변수는 다음과 같이 정의된다.

$$\Delta \Psi_{qr}^e = \Psi_{qr}^e - \Psi_{qr}^{e*} = q\text{-축 자속 오차} \quad (7-a)$$

$$\Delta \Psi_{dr}^e = \Psi_{dr}^e - \Psi_{dr}^{e*} = d\text{-축 자속 오차} \quad (7-b)$$

$$\omega_s^* = \text{슬립 주파수 지령}$$

회전자 전압 방정식으로부터 회전자 전류를 제거하고 이를 정리하면

$$\frac{d\Delta \Psi_{qr}^e}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Delta \Psi_{qr}^e - \omega_s (\Psi_{dr}^{e*} + \Delta \Psi_{dr}^e) + L_m \frac{I_{qs}^{e*}}{T_r} \quad (8-a)$$

$$\frac{d\Delta \Psi_{dr}^e}{dt} = -\frac{1}{T_r} (\Psi_{dr}^{e*} + \Delta \Psi_{dr}^e) + \omega_s \Delta \Psi_{qr}^e + L_m \frac{I_{ds}^{e*}}{T_r} \quad (8-b)$$

가 된다. 슬립관계식과 정상상태 자속 방정식을 이용하면

$$\omega_s^* = \frac{L_m I_{qs}^{e*}}{\Psi_{dr}^{e*}} \frac{1}{T_r} \quad (9)$$

$$\Psi_{dr}^{e*} = L_m I_{ds}^{e*} \quad (10)$$

와 같은 제어 방정식을 얻을 수 있으며, 이로부터 Ψ_{dr}^e 을 제거하면

$$\frac{d\Delta \Psi_{qr}^e}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Delta \Psi_{qr}^e - \omega_s^* \Delta \Psi_{dr}^e + \frac{L_m I_{qs}^{e*}}{T_r} \frac{\Delta T_r}{T_r^*} \quad (11)$$

$$\frac{d\Delta \Psi_{dr}^e}{dt} = -\frac{1}{T_r} \Delta \Psi_{dr}^e + \omega_s^* \Delta \Psi_{qr}^e \quad (12)$$

를 얻게되어 오차 자속에 대한 최종 오차 방정식이 되고, 오차 토오크는

$$\begin{aligned} \Delta T &= T - T^* \\ &= -\frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} (\Delta \Psi_{dr}^e I_{qs}^{e*} - \Delta \Psi_{qr}^e I_{ds}^{e*}) \end{aligned} \quad (13)$$

로 주어진다. 오차 자속에 대한 위의 두 방정식은 두 개의 선형 1차 미분 방정식이므로 진동 응답으로 나타난다.

이 식들로부터 출력토오크와 토오크 지령치를 연관지어주는 소신호 전달 함수를 구해 보면

$$\frac{\Delta T}{\Delta I_{qs}^*} = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \left(\frac{a_1 s^2 + a_2 s + (a_3 + a_4)}{s^2 + a_5 s + a_6} \right) \quad (14)$$

가 된다. 여기서

$$a_1 = \Psi_{dr}^e$$

$$a_2 = \frac{1}{T_r} (2\Psi_{dr}^e + \Psi_{qr}^e \omega_s T_r - L_m I_{ds}^e + \Psi_{dr}^e b)$$

$$a_3 = \frac{\omega_s}{T_r} (I_{qs}^e L_m + \Psi_{qr}^e + \Psi_{qr}^e b)$$

$$a_4 = \frac{2}{T_r}$$

$$a_5 = \frac{1}{T_r^2} + \omega_s^2 a_4 = \frac{1}{T_r^2} (\Psi_{dr}^e - L_m I_{ds}^e + \Psi_{dr}^e b)$$

$$b = \frac{T_r}{T_r^*}$$

이고, 위첨자 0는 선형화가 실행되는 동작점을 나타낸다. 이 전달 함수의 제로점의 위치에 따라 자기동조 벡터제어의 특성이 결정되며 이의 컴퓨터 시뮬레이션을 5장에서 다루었다.

4. 토오크 특성과 시뮬레이션

식 (14)에 주어진 전달함수에 대해 입력 토오크 지령치 함수를 단위 계단함수인 토오크 지령치 함수를 입력하면 그 결과는 동기되었을 때와 그렇지 않을 경우에 따라 다른 응답 특성이 나타나게 된다. 이 결과를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 그림 3에 나타내었다.

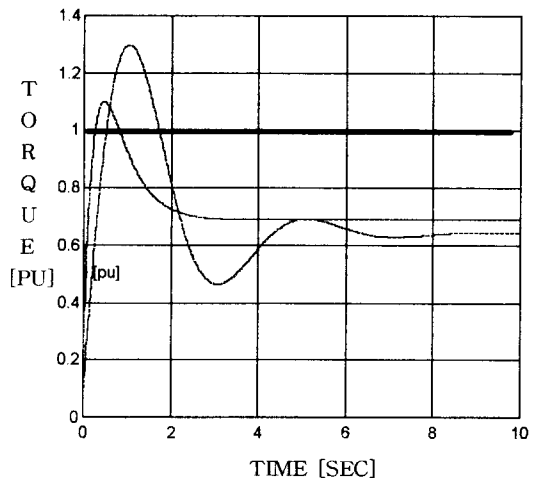


그림 3. Field Oriented 제어의 개루프 동작에 대한 토오크 계단 응답

Fig. 3. Torque Step Response for Open Loop Operation of Field Oriented Control

이 결과로부터 알 수 있는 것은 모터가 동조되었을 경우 출력 토오크는 토오크 지령치에 정확하게 반응하여 토오크 값을 나타내어주는 반면, 동조되지 않았을 경우 매우 불안정한 오버슈트 현상이 나타난다는 것이다. 이로부터 최적제어 기준은 모터의 동조를 위하여 α 값이 가능한한 1에 가깝도록 알고리즘을 구성해야 됨을 알 수 있다.

5장 하드웨어 설계 및 제작

제안한 알고리즘을 구현하기 위하여 그림4와 같이 하드웨어를 구성하였다. 주 MPU는 유동소수점 처리가 가능한 DSP(TMS320C31 40Mhz) CPU를 사용하였으며, PC 슬롯 타입이 아닌 Stand Alone 타입으로 PC(Intel Pentium120)에서 작성한 C 코드를 TI사의 C-Compiler로 Compile한 다음 이를 PC의 페러렐 포트를 통하여 DSP Target Board에 다운로드시켜 동작하게끔 하였다. DSP Target Board 설계시 비교적 빠른 계산 수행을 위해 Memory Access에서 Wait가 없도록 설계하였으며, 이를 실현하고 주변 회로의 간소화를 위하여 Lattice사의 ISPLSI타입인 EPLD를 사용하여 설계, 제작하였다. 모터의 회전자의 속도추정은 512[ppr]의 엔코더를 사용하였으며, 이 출력을 4채배 시켰다. 속도추정방식은 16비트 Up-Down Counter (8254)로 구현된 M/T기법을 채택하였으며 샘플링 주기는 2[ms]이다. 또한 제어기의 샘플링주기는 100[μ s]이며, 전압발생은 공간 전압벡터 변조법을 사용하였다. HCT(Hall Current Transducer)를 통하여 상전류(I_a, I_b)를 측정하여 아날로그값을 12비트 A/D변환기 AD7874(Analog Devices사)를 사용하여 제어기에 입력하였다. 제어기의 모든 변수($I_g, I_d, \omega_k, I_{as}, I_b, I_{cs}$ 등)는 12비트 D/A 변환기 AD7226(Analog Device사)를 통하여 출력하여 Memory Hi Corder(Hioki사 8850)로 측정 가능하도록 하였다.

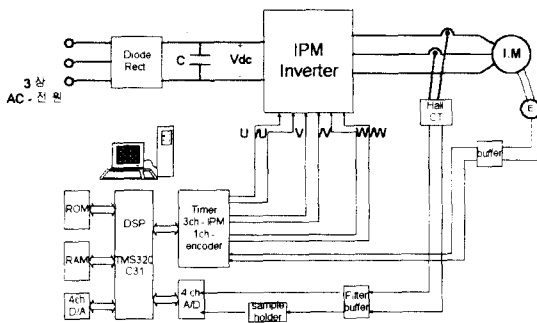


그림 4. 유도 전동기를 제어하기 위한 하드웨어 구성도
Fig. 4. Hardware Schematic Diagram to Control for Induction Motor

인버터를 구성하는 데에 사용된 IPM(Intelligent Power Modules)은 PM50RHA120 FLAT-BASE형(Mitsubishi Electric co.)으로, 용량 7.5kW의 3상 50A, 1200V의 정격을 가지는 IGBT 타입이다. 이 모듈은 파워 부분 외에도 모노리틱 게이트

구동회로와 보호 로직(과전류, 단락, 고온, 저전압 검출)이 내장되어 있는 파워 모듈로서, 인버터를 보다 간단하고 손쉽게 설계할 수 있는 장점이 있다. 모터는 3상의 유도전동기로 정격 전압 380Volt, 출력 300Watt의 소형 농형 유도전동기를 사용하였다.

6장 결론

간접벡터 제어는 유도 전동기의 전 속도 영역에서 사용할 수 있지만, 슬립 계산시에 포함되는 회전자 시정수의 정확한 설정이 필수적이다. 회전자 인덕턴스와 회전자 저항의 비로 주어지는 회전자 시정수는 고정자 전류로부터 전동기의 슬립 주파수를 결정하는데 사용되며, 제어성능에 직접적인 영향을 미치게 된다. 특히 농형 유도전동기의 회전자 저항은 직접 측정이 불가능하며 전류, 온도 등의 영향으로 비선형 시변 특성을 가진다. 최근까지 회전자 시정수의 추정, 보상 등에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

본 논문에서는 전동기의 회전자 시정수 변화가 벡터제어 시스템에 미치는 영향을 분석하고, Indirect Field Orientation 기법을 도입하여 시정수변동에도 최대 토오크를 유지할 수 있는 알고리즘을 수학적 검증을 통하여 연구하였다. 또한 어떤 모터가 동조되었을 때와 동조되지 않았을 때의 과도 응답 특성을 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 확인함으로써 자기 동조에 의한 유도 전동기의 최적 제어 알고리즘으로 제시하였다. 제안된 방법의 타당성을 입증하기 위해 실험을 행하였으며, 실험은 비교적 고속연산이 가능한 DSP칩인 TMS320C31(40Mhz)로 구현하였다.

참고문헌

- [1] B. K. Bose. *Power Electronics and AC Drives*, Prentice Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1986.
- [2] Thomas A. Lipo, "Motion Control with Induction Motors," *Proceedings of The IEEE*, Vol. 82, No. 8, August 1994.
- [3] T. M. Rowan, et al., "A Simple On-Line Adaptation for Indirect Field Orientation of an Induction Machine," *IAS*, pp. 579-587, 1989.
- [4] L. Ben-Brahim, A. Kawamura, "A Fully Digitized Field Oriented Controlled Induction Motor Drive Using Only Current Sensors," *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 39, No. 3, pp. 241-249, June 1992.
- [5] X. Xu, D. W. Novotny, "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on Versatile DSP-Based System," *Conf. Record of the IEEE IAS 1990 Annual Meeting, Seattle(WA)*, pp. 404-409, October 7-12, 1990.
- [6] R. D. Lorenz, D. W. Novotny, "Saturation Effects in Field Oriented Induction Motor Drives," *IAS*, pp. 219-224, 1989.
- [7] E. Levi, et al., "Study of Main Saturation Effects in Field Oriented Induction Motor Drives," *IAS*, pp. 219-224, 1989.