

가변구조 벡터제어를 이용한 유도전동기의 위치제어

이 윤용, 김 희준, 손 영대, 권 완주*
한양대학교 전기공학과

Position Control of Induction Motor using Variable Structure Vector Control

Y. J. Lee, H. J. Kim, Y. D. Son, W. J. Kwon*
Department of Electrical Engineering, Hanyang Univ.

Abstract

This paper presents the three section sliding mode control algorithm based on variable structure current controller design in a synchronous frame and indirect field oriented control method, and applies it to the position control of induction motor. This control scheme solves the problem of robustness loss during the reaching phase that occurs in a conventional VSC strategy, and ensures the stable sliding mode and robustness enhancement throughout an entire response. As the performance of a VSI fed induction motor drives depends on the characteristics of inner loop current controller, it is desired that the current controller have the fast tracking and robust nature. Therefore, we introduced the voltage mapping table based on the concept of voltage space vector for variable structure current control, and implemented fully digital control system using 16-bit microcontroller with on-chip peripherals without additional processing circuits. Simulation and experimental results confirm the validity of this control scheme for robust AC servo drive system of VSI fed induction motor.

1. 서 론

최근 유도전동기에 의한 구동 제어기술의 고도화 및 정밀도가 점점 요구되고 있는데 이에 부응하여 벡터제어 이론을 적용한 인버터 구동 유도기 시스템이 고성능 동력원으로서 이미 산업계에 폭넓게 응용되고 있으며 이러한 비선형 시스템을 다루는 제어기로서 일반적으로 선형 제어기가 많이 채택되고 있다. 제어 시스템의 성능을 나타내는 평가지표의 하나인 강인성은 파라미터 변동과 비선형성, 그리고 외란에 민감한 반응을 보이는 이러한 고전적 제어기만으로는 얻기 곤란한 중요한 특성중의 하나이며 비선형 제어기의 직접적인 적용이 요망된다. 이에 따라 이 강인성을 증시한 비선형 제어방식으로서 가변구조계의 이론을 이용한 슬라이딩 모드 제어방식이 최근 주목을 받고 있으며 실제 전동기 위치제어 시스템에 적용한 논문이 다수 발표되고 있다. [1][3] 특히, 인버터 및 유도기 시스템과 같은 비선형 시스템을 AC 서보카 하기위한 한 방법으로서 적용 메커니즘의 안정도를 보증하고 불연속 제어입력에 그 기반을 둔 가변구조계 이론의 적용이 각광을 받고 있다. 1960년대 부터 소련에서 이론연구가 진행되어 온 이 제어이론은 실험의 곤란성 때문에 일시 연구가 중단되었다가 최근의 고속 스위칭 반도체 소자의 마이크로 프로세서의 발전으로 고속 연산 및 스위칭이 가능하게 되어 다시 주목을 받고 있는데 1977년 V. I. Utkin[1]의 논문이후 전 세계적으로 실제 시스템에의 적용이 보고되고 있다. [4] 일반적으로, 전역전자 시스템

의 제어를 위해서는 전력변환장치 스위칭 소자의 스위칭 동작이 반드시 따르며 불연속 제어입력을 가지는 가변구조계 이론을 인버터 및 유도기와 같은 시스템의 제어에 직접 적용하는 것이 타당하다. 현재까지 산업계에서 실용화되고 있는 유도기 벡터제어 시스템의 전류제어를 위한 PWM 파형 발생법으로서, 반송파와 정현 변조파를 비교하는 ramp-comparison법이나 일정 밴드폭을 가지는 히스테리시스 제어법이 주로 채택되고 있으며 근년들어 H.C. Skudeny 등이 제시한 공간 전압벡터 개념에 기초한 PWM 패턴 발생법이 주목을 받고 있다. 하드웨어의 단순화 도모나 마이크로 프로세서를 사용한 소프트웨어적 파형발생의 유연성을 감안한다면 공간 전압벡터 개념에 기초한 소프트웨어적 PWM 패턴 발생법이 더 효율적이나 제어입력의 연속적 보상을 위한 계산시간 지연과 전압벡터 발생시간 할당등으로 인해 고속 스위칭을 요구하는 가변구조 제어기에 적합하지 않으므로 구연의 간편성과 계산시간 저감을 고려하여 1 샘플링 시간당 한번의 스위칭만 하도록 하고 6개의 active 전압벡터만 사용하는게 바람직하다.

따라서, 본 논문에서는 유도 전동기의 AC 서보화를 위해 동기 프레임상의 가변구조 전류제어 방식과 간접 벡터제어 이론을 기본으로 하여 Reaching Phase를 없애고 구동 시스템의 토오크 이 용도를 높일 수 있는 가속 슬라이딩 라인을 도입한 전 영역 슬라이딩 모드 제어 알고리즘을 제시하였으며 이를 유도 전동기의 위치제어에 적용하였다. 시뮬레이션 및 80C196KC 마이크로 콘트롤러와 MOSFET 인버터를 사용한 시스템 구성과 실험결과, 상태공간 상의 상태궤적이 그리는 전 영역에서 안정한 슬라이딩 모드와 강인성 향상을 얻을 수 있었으며 가변구조 제어이론을 적용한 고성능 서보 구동 시스템의 개발에 유도 전동기를 사용할 수 있다는 타당성을 입증하였다.

2. 벡터제어 유도기의 모델링

인버터 출력 주파수와 동기속도로 회전하는 d-q 회전 기준축(이하, 동기 프레임으로 약칭)상에서의 3상 능형 유도전동기의 전압 방정식에서 회전자 전류성분 대신 회전자 쇠교자속성분을 도입하면 다음 식과 같이 고정자 전류와 회전자 자속에 대한 상태방정식을 구할 수 있다.

$$P \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}\right) \omega_e & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} & \frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} \\ -\omega_e & -\left(\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r(1-\sigma)}{\sigma L_r}\right) & -\frac{L_m \omega_r}{\sigma L_s L_r} & \frac{L_m R_r}{\sigma L_s L_r^2} \\ \frac{L_m R_r}{L_r} & 0 & -\frac{R_r}{L_r} & \omega_e - \omega \\ 0 & \frac{L_m R_r}{L_r} & -(\omega_e - \omega_r) & \frac{R_r}{L_r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix}$$

$$+ \frac{1}{\sigma Ls} \begin{bmatrix} Vds \\ Vqs \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\text{여기서, } \lambda_{dr} = Lr i_{dr} + Lm i_{ds} \quad (2)$$

$$\lambda_{qr} = Lr i_{qr} + Lm i_{qs} \quad (3)$$

단, p 는 미분연산자, $\sigma = (1 - \frac{Lm^2}{LsLr})$ 는 누설계수를 나타낸다.

유도기의 벡터제어시 완전한 벡터제어를 가정하면 회전자 채교자 속의 q 축 성분은 영이 되며 d 축 성분 역시 거의 일정하므로 토오크는 q 축 전류성분에 의해서만 제어되도록 하여 토오크 지령에 추종시키는 서보기능에 부합하도록 한다. 또한, 벡터제어시 회전자 저항 변동의 보상이 이상적이라면 유도전동기의 응답특성은 직류기와 유사하게 되어 제어변수로서 토오크를 취할 수 있으며, 과도상태에서의 회전자 자속의 변화는 매우 적으므로 상수로 취급할 수 있다. 따라서, $X1$ 을 위치오차, $X2$ 를 그 미분(속도오차)으로 두고 시스템의 상태 벡터를 식 (4)와 같이 두면

$$x = [\theta^* - \theta, -\omega_r]^T \quad (4)$$

이 때의 기계계 상태방정식은 다음 식과 같이 간단한 행렬식으로 표현된다.

$$p \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{K_T}{J} \end{bmatrix} i_{qs} + \begin{bmatrix} 0 \\ \frac{T_L}{J} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\text{여기서, } K_T = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{Lm}{Lr} \lambda_r$$

3. 가변구조 제어시스템

가변구조계(Variable Structure System) 이론은 제어구조를 미리 설정한 스위칭함수에 따라 불연속적으로 변화시킨다는 점에서 고전적인 제어이론과 다르며, 변화되는 각 구조에서는 없는 새로운 성질을 가지게 되는데 이를 슬라이딩 모드(Sliding Mode)라 한다. 상태가 슬라이딩 모드라는 새로운 형태의 동작상태에 머무는 때는 파라미터 변동과 한정된 외란에 거의 영향을 받지않게 되며 오버슈트가 없는 고속응답을 실현할 수 있다. 또한, 물리적 실현이 간단하여 실시간 제어에 유리한 장점을 가지고 있다

3-1. 기계계의 전영역 슬라이딩 모드

일반적으로 슬라이딩 모드 제어기 설계법으로서 두 가지 단계를 거치는데, 적절한 과도특성을 갖는 스위칭 평면을 설정하여 이 평면상에서 슬라이딩 모드가 존재하게끔 제어입력을 결정한다. 식 (5)에서 결정된 유도전동기 위치오차 및 속도오차의 상태 공간상에서, 상태궤적이 그리는 전 영역에서 안정한 슬라이딩 모드와 강인성 향상을 위해 그림 1과 같은 스위칭 궤적을 설정하며 각 영역별로 정가속 구간과 정속 및 감속구간으로 나누어진 다.

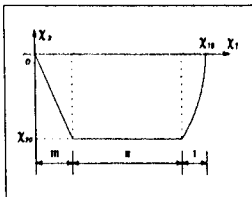


그림 1 슬라이딩 궤적의 선택

이 구간들은 목적과 용도에 따라 여러가지로 나뉘질 수 있으나 여기서는 전동기의 정방향 운전에 대해 다음과 같이 세 구간으로 나누며 역방향 운전에 대해서도 부호만을 바꿔 적용할 수 있다.

구간 I : 정가속 영역

$$S\theta_1 = x_2^2 / 2a + x_1 - x_{10} \quad (6)$$

여기서, x_{10} 는 전동기의 초기 위치오차, a 는 가속도를 의미한다.

구간 II : 정속 영역

$$S\theta_2 = x_2 + x_{20} \quad (7)$$

여기서, $x_{20} \leq x_{2max}$ 이며 x_{2max} 는 전동기의 최대속도를 나타낸다.

구간 III : 감속 영역

$$S\theta_3 = x_2 + Cx_1 \quad (8)$$

여기서, C 는 스위칭 라인의 기울기를 나타낸다.

또한, 잘 알려진 간접 벡터제어와 순시 전류제어 개념에 기초한 동기 회전 프레임상의 전류제어를 고려하여 다음과 같은 전류제어에 스위칭 함수를 설정한다.

$$Sd = ids^* - ids \quad (9)$$

$$Sq = iqs^* - iqs \quad (10)$$

그러므로, 시스템이 주어진 속도 패턴과 위치지령 및 전류지령에 따라 가능한 한 신속하고 정확하게 스위칭 평면을 따라 강인한 슬라이딩 응답을 가지도록 하기 위해서 다음과 같은 제어 입력을 고려한다.

$$Vds = Kd \operatorname{sgn}(Sd) \quad (11)$$

$$Vqs = Kq \operatorname{sgn}(Sq) \quad (12)$$

$$iqs^* = K\theta \operatorname{sgn}(S\theta) \quad (13)$$

위의 제어입력 형태는 하드웨어나 소프트웨어적인 PWM파형 발생의 부담없이 직접적인 스위칭 패턴발생을 고려한 형태로서 이것은 VSS 제어가 본질적으로 불연속 제어기 즉, 릴레이 형태의 제어기라는 특성에 그 의미를 두고 고려한 형태이며 또한, 2상/3상 변환의 계산 부담도 없앨수 있도록 한다. 그러므로, 슬라이딩 모드 존재조건을 만족하는 제어기 이득은 다음과 같이 구한다.

A) Kd 의 선정

$$Sd = -ids$$

$$= \left(\frac{Rs}{\sigma Ls} + \frac{Rr(1-\sigma)}{\sigma Lr} \right) ids - \omega_e iqs - \frac{LmRr}{\sigma LsLr^2} \lambda_{dr}$$

$$- \frac{Lm\omega_r}{\sigma LsLr} \lambda_{qr} - \frac{Vds}{\sigma Ls}$$

이 식에 식 (11)의 제어입력과 슬라이딩 모드 존재 조건을 적용한다면 다음과 같이 이득 Kd 의 조건식을 구할 수 있다.

$$Kd |Sd| > Sd \left\{ \left(Rs + \frac{LsRr}{Lr} (1-\sigma) \right) ids - \omega_e Ls iqs \right. \\ \left. - \frac{LmRr}{Lr^2} \lambda_{dr} - \frac{Lm\omega_r}{Lr} \lambda_{qr} \right\} \quad (15)$$

B) Kq 의 선정

Kd 의 선정과 마찬가지로 과정을 거치면 다음과 같은 Kq 의 조건식을 구할 수 있다.

$$Kq |Sq| > Sq \left\{ \omega_e Ls i_{ds} + \left(Rs + \frac{RrLs}{Lr} (1-\sigma) \right) iqs \right. \\ \left. + \frac{Lm\omega_r}{Lr} \lambda_{dr} - \frac{LmRr}{Lr^2} \lambda_{qr} \right\} \quad (16)$$

3-2. 가변구조 전류제어를 위한 인버터 스위칭법

일반적으로, 유도전동기 벡터제어 시스템의 성능은 전류제어기의 특성에 좌우되며, 전동기 전류를 지령치에 될수 있는 한 신속하고도 고정도로 추종하게 해야 하며, d 축 전류를 가능한 한 일정하게 유지하는 레귤레이터 기능, q 축 전류를 토오크 지령에 추종시키는 서보 기능이 요구된다. 본 논문에서는 비선형 제어기의 하나인 동기 프레임상에서 설계된 가변구조 전류제어기를 제안하여 본 시스템의 전류제어기로 채택하였는데, 동기 프레임 설계시 고정 프레임상의 설계보다 DC Link 전압 활용도가 높은 것으로 알려져 있다. 이를 위해 식 (9), (10)과 같이 정의되는 스위칭 함수와 식 (11), (12)와 같은 제어입력을 가지도록 한다. 유도전동기 구동을 위한 전압인 인버터의 개략도를 그림 2에 나

타내었다.

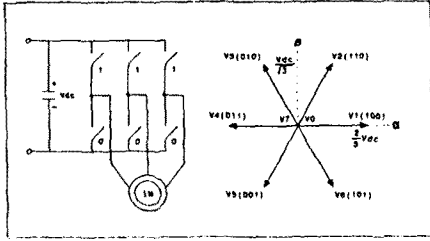


그림 2 전압원 인버터의 개략도와 가용 전압벡터
(a) 전압원 인버터의 개략도
(b) 가용 공간 전압벡터

이 그림에서 알 수 있듯이, 인버터 스위치 상태의 조합으로 8개의 전압벡터를 얻을 수 있는데 대응하는 스위치 상태에 따라 6개의 non-zero 및 2개의 zero 전압벡터를 보인다. 이 공간 전압벡터 개념을 이용한다면 고주파 삼각파와 정현 변조파를 비교하여 3상의 각각에 대해 독립적으로 스위칭 점을 알아내는 PWM 방식과는 달리 2차원적인 기준 프레임내에서 3상에 대해 동시에 파형을 발생시킬 수 있으므로 계산부담면에서 훨씬 간단하다. 그림 3은 동기 프레임상의 전류오차벡터 즉 스위칭 함수 S_d , S_q 가 가질 수 있는 4개의 상한에 대해 이를 레귤레이션 하기 위한 전압벡터의 선정법을 보여준다.

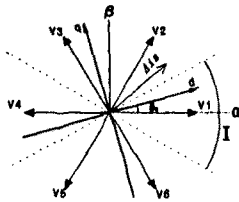


그림 3 d-q 동기 프레임에서의 전류오차벡터와 전압벡터 선정

인버터의 스위칭 패턴은 스위칭 함수 S_d , S_q 즉 제어입력 V_{ds} , V_{qs} 의 4개의 조합을 6개의 공간 전압벡터에 부여하여 결정되는데 이를 위해 회전자 지속의 위치를 고려해야 한다. 예를 들어, 그림에서 보듯이 d축이 섹터 I에 존재한다고 할 때 $S_d > 0$, $S_q > 0$ 이라면 I_{ds} 와 I_{qs} 를 증가시키는 방향의 공간 전압벡터가 전동기에 인가 되어야 하는데 이 경우에 V2가 이에 해당한다. 마찬가지로, 다른 상안에서도 위의 과정이 적용된다. 표 1은 이 작업에서 선택된 전압 mapping표인데 이를 이용하여 인버터의 스위칭 테이블을 간단히 구할 수 있다.

표 1 공간 전압벡터 mapping 표

스위칭 함수		지속각 섹터					
S_d	S_q	I	II	III	IV	V	VI
+	+	V2	V3	V4	V5	V6	V1
-	+	V3	V4	V5	V6	V1	V2
-	-	V5	V6	V1	V2	V3	V4
+	-	V6	V1	V2	V3	V4	V5

4. 제어시스템 구성

4-1. 하드웨어 구성

본 실험을 수행하기 위한 주 제어기로서는 16MHz의 외부 clock을 가지는 Intel 80C196KC 16비트 μ -controller^[10]를 사용하였다. 이 단일 칩 컨트롤러는 6개의 high speed output(HSO)과 8채널을 가지는 10비트 A/D 변환기, 그리고 2개의 타이머가 내장되어 있다. 본 실험에서는 3개의 HSO를 MOSFET 인버터의 게이트 구동신호 입력으로 이용하며, 내장 A/D 변환기는 상전류의 샘플링

을 위해 이용한다. 제어기의 개략적인 구성도는 그림 4와 같다.

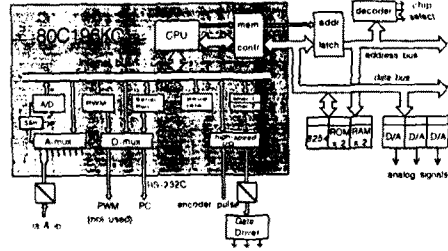


그림 4 제어기 하드웨어 구성도

4-2. 소프트웨어의 구성

제어 프로그램은 크게 2개의 루틴으로 나누어진다. 첫 번째는 주 루틴으로서 전류와 위치 샘플링, 속도 변환, VSS 알고리즘, 전압 mapping과 게이트 신호 scheduling이 매 200 μ sec마다 소프트웨어 타이머 인터럽트에 의해 실행된다. 두 번째는 속도 계산 루틴으로서 HSI 인터럽트에 의해 실행되며 여기서 계산된 속도 데이터를 주 루틴에서 읽어오게 된다.

5. 시뮬레이션 및 구현

본 연구의 시뮬레이션 및 실험에 사용한 전동기 정수와 제어기 파라미터는 표 2와 같다. 그림5는 4 π rad의 전동기 위치지령 및 원위치 지령시의 시스템 응답을 보인다.

표 2. 전동기와 제어기 파라미터

3.7kW 4극, 60Hz, 180V, 1750rpm	$T_B = 200 \mu s$
정격전류 = 14.9 A	$C = 20 \text{ sec}^{-1}$
정격토크 = 20.12 Nm	$a = 400 \text{ rad/sec}^2$
토크상수 $K_T = 0.958 \text{ Nm/A}$	$X_{20} = 50 \text{ rad/sec}$
$R_s = 0.375 \Omega$	$K_{01} = -15$
$R_r = 0.1767 \Omega$	$K_{02} = 5$
$L_s = 52.805 \text{ mH}$	$K_{03} = 15$
$L_r = 52.805 \text{ mH}$	$K_{04} = 15$
$L_m = 51.1 \text{ mH}$	
$J = 0.013 \text{ Kg m}^2$	

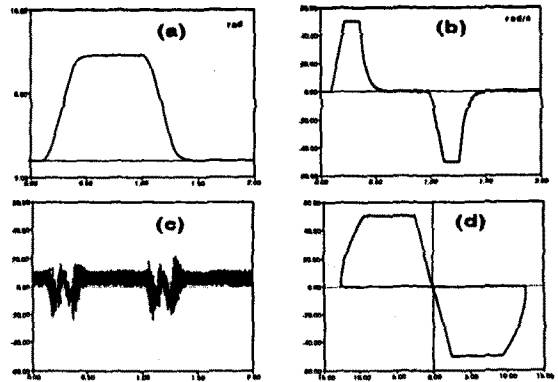


그림 5 시스템 응답 (a) 위치 응답 (b) 속도 응답 (c) 상 전류 (d) 위상 응답

6. 결론

본 논문에서는 기존의 벡터 제어 시스템에 유도전동기 위치제어를 위한 가변구조 제어이론을 적용하여 시스템 특성을 파악하였으며 양호한 제어특성을 얻을 수 있었다.

참고 문헌

- [1] V.I.Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-22, No.2, pp.212~222, April, 1977.
- [2] A.Sabanovic and D.B.Izosimov, "Application of Sliding Modes to Induction Motor Control", IEEE Trans. on Industry Applications, Vol.IA-17, No.1, pp.41~49, 1981.
- [3] F.Harashima, H.Hashimoto and S.Kondo, "MOSFET Converter-Fed Position Servo System with Sliding Mode Control", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol.IE-32, No.3, pp.238~244, 1985.
- [4] B.K.Bose, "Sliding Mode Control of Induction Motor", IEEE/IAS Ann. Meeting, pp.479~486, 1985.