

## 유도전동기 구동시스템을 위한 가변구조 전류제어기의 설계.

°차정화\*, 노영남\*, 전희종\*, 박종찬\*\*, 손진근\*\*\*

\*송실대 전기과, \*\*오산전문대 전기과, \*\*\*경원전문대 전기과

### Design of Variable Structure Current Controller for Induction Motor Drives

°Jung-Hwa Cha\*, Young-Nam Noh\*, Hee-Jong Jeon\*, Jong-Chan Park\*\*, Jin-Geun Son\*\*\*

\* Dept. of Electrical Eng., SoongSill University, \*\* Dept. of Electrical Eng., OSan Junior College, \*\*\* Dept. of Electrical Eng., KyungWon Junior College.

**Abstract** - In this paper, a variable structure current control scheme for field-oriented induction motor drive is presented. The current controller based on space voltage vector PWM scheme consists of feedforward, decouple, and variable structure control. The proposed current controller tracks reference value quickly, has robust property against parameter variation and disturbance, reduces switching frequency and improves performance of induction motor drive. Finally, the proposed current controller is verified by digital simulation

전류 제어기들의 단점을 보완할 수 있고, 유도전동기 구동 시스템의 전체적인 성능을 향상시킬 수 있다. 본 기법의 효용성은 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 검증한다.

#### 2. 본 론

##### 2.1 유도전동기의 벡터제어 모델링

d-q축 동기 회전좌표계에서 고정자 전류와 회전자 쇄교자속을 상태변수로 두었을 때, 3상 유도전동기의 고정자 전류와 회전자 쇄교자속의 관계식은 식(1)과 같이 나타내진다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{ds} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_s}\right) i_{ds} + \omega_e i_{qs} \\ &\quad + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_s} \psi_{dr} + \omega_r \frac{L_m}{L_r L_s} \psi_{qr} + \frac{1}{L_s} V_{ds} \\ \frac{d}{dt} i_{qs} &= -\left(\frac{R_s}{L_s} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_s}\right) i_{qs} - \omega_e i_{ds} \\ &\quad - \omega_r \frac{L_m}{L_r L_s} \psi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r^2 L_s} \psi_{qr} + \frac{1}{L_s} V_{qs} \\ \frac{d}{dt} \psi_{dr} &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_{dr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{ds} + \omega_s \psi_{qr} \\ \frac{d}{dt} \psi_{qr} &= -\frac{R_r}{L_r} \psi_{qr} + \frac{R_r L_m}{L_r} i_{qs} - \omega_s \psi_{dr} \end{aligned} \quad (1)$$

여기서

- $i_{ds}, i_{qs}$  : d, q축 고정자 전류
- $V_{ds}, V_{qs}$  : d, q축 고정자 전압
- $\psi_{dr}, \psi_{qr}$  : d, q축 회전자 쇄교자속
- $R_s, R_r$  : 고정자, 회전자 저항
- $L_s, L_r, L_m$  : 고정자, 회전자, 상호 인덕턴스
- $L_s \equiv L_s - L_m^2/L_r$ ,
- $\omega_e, \omega_r, \omega_s$  : 동기각속도, 회전자 각속도, 슬립 각속도 ( $\omega_e = \omega_r + \omega_s$ )

또한 토오크식은 식(2)와 같으며,

$$T_e = K_t (\psi_{dr} i_{qs} - \psi_{qr} i_{ds}) \quad (2)$$

여기서 토오크 상수  $K_t$ 는 아래와 같다.

#### 1. 서 론

벡터제어시 전류제어 PWM 인버터의 구동은 유도전동기의 동적성능 향상을 위해서 필수적이다. 이와같은 전류제어 기법에는 히스테리시스 전류 제어, 예측 전류 제어, 프로그램된 PWM 전류 제어, 선형 상태 제한 입출력 선형화 제어 등이 있다. 그러나 이들은 임의의 PWM 스위칭 패턴을 발생시키거나, 정확한 파라미터 값, 부가적인 하드웨어 등을 요구한다.

본 논문에서는 PWM 인버터 유도전동기 구동을 위해 가변구조 전류제어기를 제안한다. [3]에서 가변구조 전류제어기가 제안되었으나 간섭 성분까지 외란항으로 취급하므로 가변구조 제어기의 출력이 커지게되어 떨림이 크다는 단점을 가지고 있다. 본 논문은 전류 상태방정식을 세분화하고 비간섭 제어 기법을 적용하여 d-q축 전류 사이에 비간섭 제어를 행하며 측정 불가능한 외란만을 가변구조 제어기에 담당하도록 하므로써 가변구조 제어기의 출력을 작게할 수 있고 떨림을 보다 감소시킬 수 있다. 또한, 공간 전압벡터 PWM을 통하여 전류를 제어하므로 스위칭 주파수를 효과적으로 줄일 수 있다. 본 논문의 전류 제어 기법은 빠른 과도 응답과 정상상태에서 리플이 적은 전류를 얻음으로써 기존의

$$K_i = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r}$$

그리고 기계적 출력방정식은 식(3)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\frac{d}{dt} \omega_m = -\frac{B}{J} \omega_m - \frac{T_L}{J} + \frac{T_e}{J} \quad (3)$$

식(3)에서  $\omega_m$ 은 회전자의 기계적 각속도,  $T_L$ 은 외부 부하,  $B$ 는 점성 마찰력,  $J$ 는 회전자의 관성 모멘트를 나타내고, 극수  $P$ 에 대하여 기계적 회전 각속도  $\omega_m = 2\omega_r/P$ 인 관계를 가지고 있다.

이제, 동기속도로 회전하고 있는 회전자 자속 벡터와 d축을 일치시켜서 회전자 q축 쇠교자속을  $\Psi_{qr} = 0$ 으로 만들고,  $\Psi_{dr} = L_r i_{dr} + L_m i_{ds}$ 인 관계를 식(1)에 적용하면 다음의 식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = -\frac{R_s}{L_\sigma} i_{ds} + \frac{1}{L_\sigma} V_{ds} + \omega_e i_{qs} + \frac{R_r L_m}{L_r L_\sigma} i_{dr} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} i_{qs} = & -\left(\frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}\right) i_{qs} + \frac{1}{L_\sigma} V_{qs} - \omega_e i_{ds} \\ & - \frac{L_m^2}{L_r L_\sigma} \omega_r i_{ds} - \frac{L_m}{L_r} \omega_r i_{dr} \end{aligned} \quad (5)$$

여기서  $i_{dr}$ ,  $i_{qr}$ 은 d, q축 회전자 전류를 나타내며, 토오크는 식(6)과 같이 된다.

$$T_e = K_t \Psi_{dr} i_{qs} \quad (6)$$

## 2.2 가변구조 전류 제어기의 설계

본 연구에서는 정상상태 간섭성분을 제어기 출력에 더하여 제어하고, 측정할 수 없는 과도상태항에 대해서는 가변구조 제어 알고리즘을 이용함으로써 빠른 과도응답을 얻으며, 외란이나 파라메타 변동에도 강인한 가변구조 전류제어기를 제안한다. 또한 스위칭 주파수를 고려하여 공간 전압벡터 PWM 기법을 적용하였다.

식(4) 우변의 3번째, 4번째항과 식(5) 우변의 3번째, 4번째, 5번째 항을 외란으로 간주하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d}{dt} i_{ds} = -\alpha_d i_{ds} + \frac{1}{L_\sigma} (V_{ds} + D_{sd} + D_{id}) \quad (7)$$

$$\frac{d}{dt} i_{qs} = -\alpha_q i_{qs} + \frac{1}{L_\sigma} (V_{qs} + D_{sq} + D_{iq}) \quad (8)$$

여기서,

$$\alpha_d = \frac{R_s}{L_\sigma} \quad (9)$$

$$\alpha_q = \frac{R_s}{L_\sigma} + \frac{R_r L_m^2}{L_r^2 L_\sigma}$$

$$D_{sd} = L_\sigma \omega_e i_{qs} \quad (10)$$

$$D_{sq} = -L_\sigma \omega_e i_{ds} - \frac{L_m^2}{L_r} \omega_r i_{ds}$$

$$D_{id} = \frac{R_r L_m}{L_r} i_{dr} - L_\sigma \Delta \alpha_d \quad (11)$$

$$D_{iq} = -L_m \omega_r i_{dr} - L_\sigma \Delta \alpha_q$$

식(7)과 (8)에서  $D_{sd}$ 와  $D_{sq}$ 는 속도 기전력에 의해 d, q축 사이에 간섭되는 항이다. 또한  $D_{id}$ 와  $D_{iq}$ 는  $i_{ds}$ 을 실측하여 보상하기 어렵고 파라메타 변분을 포함하고 있으므로 시변외란으로 간주할 수 있다.

다음과 같은 전류 오차 상태변수를 정의하자.

$$x_d = i_{ds} - i_{ds}^*, \quad x_q = i_{qs} - i_{qs}^* \quad (12)$$

여기서 첨자 \*는 지령치를 의미한다. 만약  $i_{ds}^*$ 와  $i_{qs}^*$ 가 부분적으로 연속인 상수라면 식(12)의 미분은 다음과 같이 쓸 수 있다.

$$\frac{d}{dt} x_d = \frac{d}{dt} i_{ds}, \quad \frac{d}{dt} x_q = \frac{d}{dt} i_{qs} \quad (13)$$

이제, 식(7)과 (8)을 (13)에 대입하면 다음과 같은 오차 다이내믹스를 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} x_d = & -\alpha_d x_d + \frac{1}{L_\sigma} (V_{ds} \\ & - L_\sigma \alpha_d i_{ds}^* + D_{sd} + D_{id}) \\ \frac{d}{dt} x_q = & -\alpha_q x_q + \frac{1}{L_\sigma} (V_{qs} \\ & - L_\sigma \alpha_q i_{qs}^* + D_{sq} + D_{iq}) \end{aligned} \quad (14)$$

위 식으로부터  $L_\sigma \alpha_d i_{ds}^*$ 와  $L_\sigma \alpha_q i_{qs}^*$ 는 피드포워드 제어를 통하여 제거하고, 역기전력 성분인  $D_{sd}$ 와  $D_{sq}$ 는 그 크기 만큼 입력에 가산하여 제거하는 비간섭 제어를 행하며,  $D_{id}$ 와  $D_{iq}$ 는 가변구조 제어기가 담당하여 제어하게 된다.

따라서 다음과 같은 제어기를 설계할 수 있다.

$$\begin{aligned} V_{ds}^* = & L_\sigma \alpha_d i_{ds}^* - D_{sd} - K_d \text{sgn}(x_d) \\ V_{qs}^* = & L_\sigma \alpha_q i_{qs}^* - D_{sq} - K_q \text{sgn}(x_q) \end{aligned} \quad (15)$$

여기서  $K_d$ 와  $K_q$ 는 다음과 같이 외란의 범위 보다 큰 특정한 상수를 나타낸다.

$$\begin{aligned} K_d & > |D_{id}| \\ K_q & > |D_{iq}| \end{aligned}$$

식(15)의 제어입력은 리야푸노프 정리로부터 안정하다는 것을 쉽게 증명할 수 있으며 지수적으로 수렴해 간다.

## 2.3 컴퓨터 시뮬레이션

시뮬레이션은 실제 시스템을 고려해서 속도제어 루프를  $500\mu s$ 로 하였고, 전류제어기의 샘플링 제어 루프는  $100\mu s$ 로 하였으며 인버터 및 공간벡터 PWM 기법 등을 모델링하였다. 가변구조 전류 제어기의 파라메타  $K_d$ 와  $K_q$ 는 각각 5.5와 21.0으로 하였으며, 속도제어기는 PI제어기를 사용하였는데  $K_p$ ,  $K_i$ 는 각각 0.4와 30.0으로 하였다.

그림1은 유도전동기 파라메타가 공칭값을 가질 때 속도지령 1000 [rpm]에 대한 응답들이고, 그림2는 1000[rpm]으로 운전 중에 10[Nm]의 부하를 인가했을 경우의 응답이다.

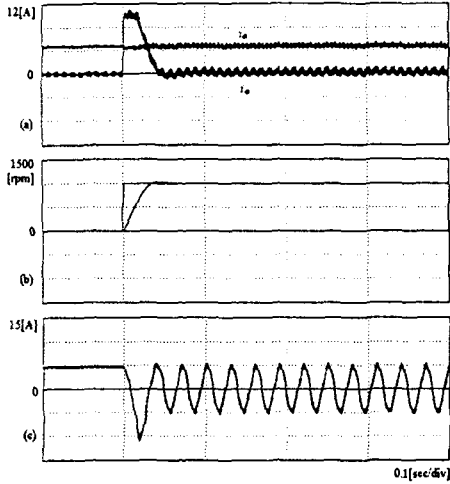


그림 1. 1000[rpm]의 속도 지령시 응답  
(a) d, q축 전류 파형 (b) 속도 응답 (c) 상전류 파형

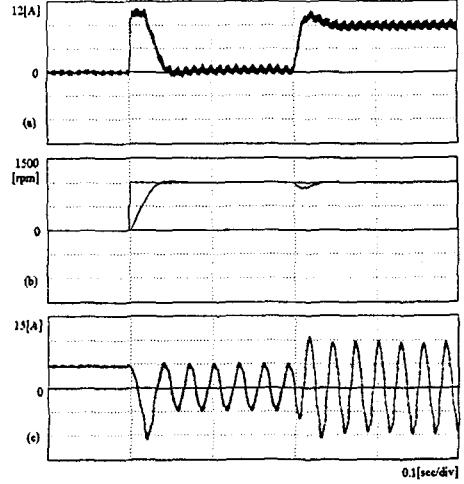


그림 3.  $R_s$ 가 150%로 변동했을 때의 응답  
(a) q축 전류, (b) 속도 응답 (c) 상전류

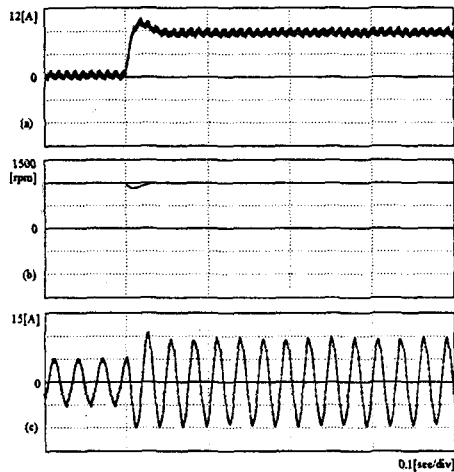


그림 2. 10[Nm]의 부하를 인가했을 때의 응답  
(a) q축 전류, (b) 속도 응답, (c) 상전류

그림3은 유도전동기의 파라메타  $R_s$ 가 150%로 변했을 경우에 다이내믹스를 보여주며 부하실험도 함께 수행되었다. 공칭값을 가질 때와 비교해서 거의 같은 특성을 보여줌으로써 파라메타 변동에 강인하다는 것을 알 수 있다.

다음은 시뮬레이션에 사용된 능형 유도전동기의 파라메타이다.

정격전압 250 [V]	정격전류 8.4 [A]
정격속도 1500 [rpm]	극수 4
정격출력 2.2 [kW]	정격부하 14[Nm]
$R_s=1.45 [\Omega]$	$R_r=0.925 [\Omega]$
$L_s=100.8 [mH]$	$L_r=100.2 [mH]$
$L_m=96.7 [mH]$	$J=0.0035 [kgm^2]$

### 3. 결 론

본 논문에서는, 유도전동기 구동 시스템의 성능 향상을 위해 슬라이딩 모드 전류제어기를 제안하였다. 본 기법은 가변구조 제어기의 출력을 줄이기 위해 비간섭 전류제어를 병행함으로써 떨림을 보다 작게할 수 있었고, 전류 리플을 억제할 수 있으며, 빠른 과도 응답과 외란에 강인한 특성을 지니고 있다. 또한 공간 전압벡터 PWM기법을 적용하여 인버터를 구동시키므로 스위칭 주파수 역시 줄일 수 있었다.

### (참 고 문 헌)

- [1] R. D. Lorenz, D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulator for Field-Oriented Induction Machine Controllers", IEEE, Trans. on Ind. App., vol IA-23, no. 4, Jul/Aug 1987.
- [2] V. J. Utkin, "Sliding Mode Control Design Principles and Applications to Electric Drives," IEEE Trans. on Ind. Electron. vol. 40, no. 1, February 1993.
- [3] K. K. H and H. J. Shieh, "Variable structure current control for induction motor drives by space voltage vector PWM," IEEE Trans. on Ind. Electron., vol. 42, no 6, Dec 1995.