

## Minimum Time Current Control in 3-Phase Balanced Systems

崔 鐘 宇\* · 薛 承 基\*\*  
(Jong-Woo Choi · Seung-Ki Sul)

**Abstract** - In this paper, a new current controller with fast transient response is proposed. The basic concept is to find the optimal control voltage for tracking the reference current with minimum time under the voltage limit constraint. The generalized solution of the minimum time current control in the systems are presented in this paper. With the generalized solution, the minimum time current controller can be easily applied to all the 3-phase balanced system. Through the simulation and the experiment, it is observed that the proposed controller has much less transient time than the conventional synchronous PI regulator.

**Key Words** : Current Control, Minimum Time, Motor Drive, 3-Phase Balanced System, Transient Response

### 1. 서 론

가변속 교류전동기 구동시스템과 3상 PWM 승압형 컨버터와 같은, 대부분의 고성능 산업시스템에서 전류제어는 전체 제어시스템에서 필수적인 요소이다. 더욱이, 전류제어기의 성능이 전체시스템의 성능을 결정하므로, 빠른 과도응답 특성과 만족스러운 정상상태 특성을 가진 전류제어기가 요구된다. 근래에, 교류 전동기 구동을 중심으로 고성능 전류제어기 개발에 많은 노력이 기울여 졌는데, 히스테리시스 제어기[1], 정지좌표계 PI제어기[2], 예측제어기[3], 데드비트 제어기[4], 동기좌표계 PI 제어기[2], 동기좌표계 상태변수 전류제어기[5]와 다변수 상태궤환 제어기[6] 등이 있다. 이 중에서 고성능 구동시스템에 널리 사용되는 전류제어기는 제어되는 전류를 직류량으로 제어할 수 있는 d-q동기좌표계 제어기이다. 이러한 형태의 전류제어기는 동기좌표계에서 제어되는 예측제어기, 데드비트제어기, PI제어기, 다변수 상태궤환제어기 등이 있다.

부하변동이나 지령치 변경시에는 속응성이 고성능 시스템에서 가장 필수적인 요소이다. 전동기 구동시스템의 경우, 느린 과도응답특성은 속도제어기 성능의 저하를 가져와 속도오차의 과대 또는 느린 지령치 추종을 가져올 수 있다. 그러므로, 과도상태가 발생하면, 가능한 한 빨리 실제전류가 전류지령치에 추종할 수 있도록 하여야 한다. 동기좌표계 제어기는 정상상태에서는 만족스러운 성능을 보이지만, 과도상태에서는 최단시간에 전류지령치를 추종하는 것이 보장되지 않는다. 이 기법에서는 d축과 q축이 독립적으로 제어되

므로, 1차원적 해석만이 가능하고, 그 결과 실제전류를 전류지령치에 최단시간에 추종하게 하는 최적의 전압지령을 찾을 수 없다.

최단시간 전류제어알고리즘은 이러한 문제에 최적의 해법이 될 수 있다. 기본개념은 최적제어이론[7]을 이용하여, PWM기법과 직류전압에 의해 제한되는 제어전압의 제한조건하에서, 실제전류를 전류지령치에 최단시간에 추종할 수 있는 최적의 제어전압을 찾는 것이다. 최단시간 전류제어기는 이미 3상 AC/DC 승압형 컨버터에 적용되어 빠른 지령치 추종특성을 보였다[8]. 본 논문에서는 3상 평형시스템에서의 최단시간 전류제어의 일반해를 제시한다. 일반해를 바탕으로 최단시간 전류제어는 모든 3상 평형시스템에 쉽게 적용될 수 있다. 본 논문에서는, 산업에 널리 적용되고 있는 3가지 시스템(유도전동기, 영구자석동기전동기, 3상 PWM 승압형 컨버터)에 대한 예를 제시한다. 유도전동기에 대한 시뮬레이션과 실험결과를 제시하였고, 제안된 전류제어기의 타당성을 보였다.

### 2. 전압제어 제한

제어전압은 PWM기법과 직류전압에 의해 제한된다. 공간 벡터 PWM[9]이 사용된다고 가정하면, 제어전압의 경계는 6각형으로 주어진다. 6각형의 제어전압의 경계는 그림 1과 같이 6각형과 동일한 면적을 가지는 반지름이 약  $0.61V_d$  인 등가의 원으로 고려할 수 있다. 그러므로, 제어전압의 제한은 다음과 같이 수식화 할 수 있다.

$$(V_q^s)^2 + (V_d^s)^2 = (V_q^e)^2 + (V_d^e)^2 \leq V_{\max}^2 \quad (1)$$

\* 正 會 員 : 慶北大 電子電氣工學部 助教授 · 工博

\*\* 正 會 員 : 서울대 電氣컴퓨터工學部 教授 · 工博

接受日字 : 2002年 1月 3日

最終完了 : 2002年 5月 16日

$$V_{\max} = \sqrt{\frac{2}{\pi\sqrt{3}}} V_{dc} \quad (2)$$

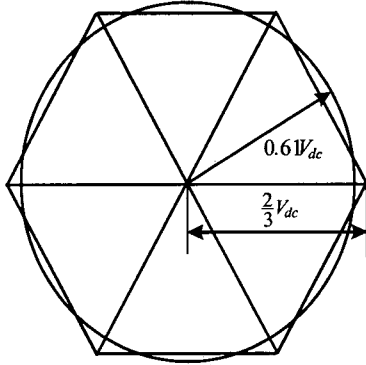


그림 1 제어전압 제한조건  
Fig. 1 Control voltage limit

### 3. 과도상태의 정의

전류가 어떤 양수  $\rho$  에 대해 다음과 같은 조건에 있으면, 과도상태에 있다고 정의 할 수 있다.

$$\sqrt{(i_q^{s*} - i_q^s)^2 + (i_d^{s*} - i_d^s)^2} = \sqrt{(i_q^{e*} - i_q^e)^2 + (i_d^{e*} - i_d^e)^2} > \rho \quad (3)$$

위 식은, 만약 전류지령치와 실제전류와의 거리가 어떤 수준이상이면 과도상태임을 의미한다. 즉, 과도상태는 1차원적 개념이 아닌 2차원적 개념으로 정의된다.

### 4. 일반화된 시스템의 모델링

대부분의 3상 평형시스템은 그림 2와 같이 R-L소자와 역기전력으로 표현될 수 있다. 여기서, 역기전력은 평형이며, 각주파수  $\omega$  를 가지는 정현파 3상 전압으로 가정한다.

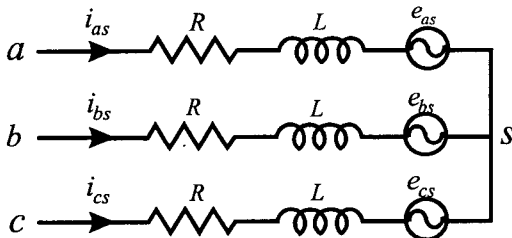


그림 2 3상 평형 시스템  
Fig. 2 3-phase balanced electric machine

다음 식은 각 상에서의 전압방정식을 나타낸다.

$$V_{as} = Ri_{as} + L \frac{di_{as}}{dt} + e_{as} \quad (4)$$

$$V_{bs} = Ri_{bs} + L \frac{di_{bs}}{dt} + e_{bs} \quad (5)$$

$$V_{cs} = Ri_{cs} + L \frac{di_{cs}}{dt} + e_{cs} \quad (6)$$

d-q 정좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같고,

$$V_{qs}^s = Ri_{qs}^s + L \frac{di_{qs}^s}{dt} + e_{qs}^s \quad (7)$$

$$V_{ds}^s = Ri_{ds}^s + L \frac{di_{ds}^s}{dt} + e_{ds}^s \quad (8)$$

d-q 동기좌표계에서의 전압방정식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$V_{qs}^e = Ri_{qs}^e + L \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega Li_{ds}^e + E_{qs}^e \quad (9)$$

$$V_{ds}^e = Ri_{ds}^e + L \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega Li_{qs}^e + E_{ds}^e \quad (10)$$

대부분의 전동기구동시스템에서, 동기좌표계 역기전력은 전동기속도와 자속에 밀접히 관련되어 있고, 각속도 역시 전동기 속도와 밀접한 관련이 있다. 동기좌표계 역기전력과 각속도는 전동기속도와 자속의 변화에 따라 매우 느리게 변화하므로, 대부분의 경우 아주 짧은 주기 즉 전류제어주기에서는 동기좌표계 역기전력과 각속도는 일정하다고 가정할 수 있다.

### 5. 일반적인 전기회로에 대한 최단시간 전류제어

t=0 이후의, d-q 동기좌표계에서의 역기전력은 다음 식과 같이 표현할 수 있다.

$$e_{qs}^e = E_{qs}^e \cos \theta + E_{ds}^e \sin \theta \quad (11)$$

$$e_{ds}^e = -E_{qs}^e \sin \theta + E_{ds}^e \cos \theta \quad (12)$$

$$\theta = \omega t + \theta_0 \quad (13)$$

여기서 ' $\theta_0$ ' 는 t=0에서의 초기각이다.

그러므로, 상태방정식은 식 (7), (8), (11)과 (12)를 이용하여 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\frac{di_{qs}^s}{dt} = \frac{-Ri_{qs}^s + E_{qs}^e \cos \theta - E_{ds}^e \sin \theta + V_{qs}^s}{L} \quad (14)$$

$$\frac{di_{ds}^s}{dt} = \frac{-Ri_{ds}^s + E_{qs}^e \sin \theta - E_{ds}^e \cos \theta + V_{ds}^s}{L} \quad (15)$$

만약, 동기좌표계 q축과 d축의 전류지령치가 일정하다면, t=0 이후의 정지좌표계에서의 전류지령치는 다음 식과 같이 주어진다.

$$i_{qs}^{s*} = I_{qs}^{e*} \cos \theta + I_{ds}^{e*} \sin \theta \quad (16)$$

$$i_{ds}^{s*} = -I_{qs}^{e*} \sin \theta + I_{ds}^{e*} \cos \theta \quad (17)$$

제어전압은 PWM기법과 직류링크 전압에 의해 다음과 같이 제한되어 있으므로,

$$(V_{qs}^s)^2 + (V_{ds}^s)^2 \leq V_{\max}^2 \quad (18)$$

최단시간 전류제어는, 식 (18)의 제한조건하에서, 식 (14)의 실제전류를 식 (16)의 지령전류에 최단시간에 추종할 수 있게 하는 제어전압을 결정하는 것이다.

이 문제의 Hamiltonian  $H$ [7]는 다음과 같고,

$$H = 1 + (-Ri_{qs}^s - E_{qs}^e \cos(\omega t + \theta_0) - E_{ds}^e \sin(\omega t + \theta_0) + V_{qs}^s) \frac{P_q}{L} \\ + (-Ri_{ds}^s + E_{qs}^e \sin(\omega t + \theta_0) - E_{ds}^e \cos(\omega t + \theta_0) + V_{ds}^s) \frac{P_d}{L} \quad (19)$$

여기서,  $P_q$ 와  $P_d$ 는 상호상태변수(costate variables)이다. Hamiltonian을 최소화 하는 제어전압은 다음과 같이 주어진다[7].

$$V_{qs}^s = -V_{\max} \frac{P_q}{\sqrt{P_q^2 + P_d^2}} \quad (20)$$

$$V_{ds}^s = -V_{\max} \frac{P_d}{\sqrt{P_q^2 + P_d^2}} \quad (21)$$

즉, 위 식은, 다음과 같은 제어전압제한 조건을 만족함을 의미한다.

$$(V_{qs}^s)^2 + (V_{ds}^s)^2 = V_{\max}^2 \quad (22)$$

또, 상호상태변수는 다음과 같은 미분방정식의 해이므로

$$\frac{dp_q}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial i_{qs}^s} = \frac{R}{L} P_q \quad (23)$$

$$\frac{dp_d}{dt} = -\frac{\partial H}{\partial i_{ds}^s} = \frac{R}{L} P_d \quad (24)$$

상호상태변수는 다음과 같이 구해진다.

$$p_q = a_q e^{\frac{R}{L}t} \quad (25)$$

$$p_d = a_d e^{\frac{R}{L}t} \quad (26)$$

여기서,  $a_q$ 와  $a_d$ 는 상수이다.

위 식을, 식 (20)과 (21)의 제어전압식에 대입하면, q축과 d축의 제어전압은 일정함을 알 수 있다. 제어전압이 일정하다는 조건을 가지고, 식 (14)와 (15)를 풀면, 상태  $i_{qs}^s$ 와  $i_{ds}^s$ 는 다음 식과 같이 구할 수 있다.

$$i_{qs}^s = (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \frac{V_{qs}^s}{R} + (K_1 \cos \theta_0 + K_2 \sin \theta_0 + i_{qs0}^s) e^{-\frac{R}{L}t} \\ - K_1 \cos(\omega t + \theta_0) - K_2 \sin(\omega t + \theta_0) \quad (27)$$

$$i_{ds}^s = (1 - e^{-\frac{R}{L}t}) \frac{V_{ds}^s}{R} + (K_2 \cos \theta_0 - K_1 \sin \theta_0 + i_{ds0}^s) e^{-\frac{R}{L}t} \\ - K_2 \cos(\omega t + \theta_0) + K_1 \sin(\omega t + \theta_0) \quad (28)$$

여기서

$$K_1 = \frac{RE_{qs}^e - (\omega L)E_{ds}^e}{R^2 + (\omega L)^2} \quad (29)$$

$$K_2 = \frac{RE_{ds}^e + (\omega L)E_{qs}^e}{R^2 + (\omega L)^2} \quad (30)$$

이고,  $i_{qs0}^s$ 와  $i_{ds0}^s$ 는 t=0에서의 상태변수의 초기값이다.

$t^*$ 를 초기상태  $(i_{qs0}^s, i_{ds0}^s)$ 에서 지령상태  $(i_{qs}^{s*}(t^*), i_{ds}^{s*}(t^*))$ 로 전이시키는데 요구되는 최단시간이라 한다면 지령전류는 다음 식과 같이 주어진다.

$$i_{qs}^{s*}(t^*) = I_{qs}^{e*} \cos \theta^* + I_{ds}^{e*} \sin \theta^* \quad (31)$$

$$i_{ds}^{s*}(t^*) = -I_{qs}^{e*} \sin \theta^* + I_{ds}^{e*} \cos \theta^* \quad (32)$$

식 (31)과 (32)에서  $\theta^*$ 는 다음과 같이 정의된다.

$$\theta^* = \omega t^* + \theta_0 \quad (33)$$

식 (31)과 (32)를 식 (27)과 (28)에 대입함으로써, 제어전압을 결정할 수 있다.

$$V_{qs}^s = -\frac{R}{1 - e^{-\frac{R}{L}t^*}} (-K_1 \cos \theta_0 + K_2 \sin \theta_0 + i_{qs0}^s) e^{-\frac{R}{L}t^*} \\ + (K_1 + I_{qs}^{e*}) \cos(\omega t^* + \theta_0) + (K_2 + I_{ds}^{e*}) \sin(\omega t^* + \theta_0) \quad (34)$$

$$V_{ds}^s = -\frac{R}{1 - e^{-\frac{R}{L}t^*}} (-K_2 \cos \theta_0 - K_1 \sin \theta_0 + i_{ds0}^s) e^{-\frac{R}{L}t^*} \\ + (K_2 + I_{ds}^{e*}) \cos(\omega t^* + \theta_0) - (K_1 + I_{qs}^{e*}) \sin(\omega t^* + \theta_0) \quad (35)$$

최단시간  $t^*$ 는 식 (22), (34)와 (35)를 수치해석적 방법을 이용하면 구할 수 있다.

### 6. 3상 평형시스템에서의 최단시간 전류제어

최단시간 전류제어기는 유도전동기 구동시스템, 동기전동기 구동시스템과 3상 승압형 PWM 컨버터 시스템과 같은 모든 3상 평형시스템에서, 각 시스템의 등가 시스템 파라미터를 구함으로써 간단히 적용될 수 있다. 이 절에서는 3가지의 예제 시스템 즉, 유도전동기, 영구자석 동기전동기, 3상 승압형 PWM 컨버터의 등가 시스템 파라미터를 유도한다.

#### 6.1. 유도전동기

d-q동기좌표계에서의 유도전동기의 고정자 전압방정식은 다음과 같고,

$$V_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + \frac{d\lambda_{qs}^e}{dt} + \omega_e \lambda_{ds}^e \quad (36)$$

$$V_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + \frac{d\lambda_{ds}^e}{dt} - \omega_e \lambda_{qs}^e \quad (37)$$

회전자 전압방정식은 다음과 같고,

$$0 = r_r i_{qr}^e + \frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} + \omega_{sl} \lambda_{dr}^e \quad (38)$$

$$0 = r_r i_{dr}^e + \frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} - \omega_{sl} \lambda_{qr}^e \quad (39)$$

고정자 자속쇄교는 다음과 같고,

$$\lambda_{qs}^e = L_s i_{qs}^e + L_m i_{qr}^e \quad (40)$$

$$\lambda_{ds}^e = L_s i_{ds}^e + L_m i_{dr}^e \quad (41)$$

회전자 자속쇄교는 다음과 같다.

$$\lambda_{qr}^e = L_m i_{qs}^e + L_r i_{qr}^e \quad (42)$$

$$\lambda_{dr}^e = L_m i_{ds}^e + L_r i_{dr}^e \quad (43)$$

회전자 자속기준 제어의 조건은 다음과 같으므로

$$\lambda_{qr}^e = 0 \quad (44)$$

윗 식을 회전자 전압방정식에 대입한 후 정리하면 다음과 같은 회전자 자속에 관한 상태방정식을 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{qr}^e}{dt} = r_r \frac{L_m}{L_r} i_{qs}^e - \omega_{sl} \lambda_{dr}^e \quad (45)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}^e}{dt} = \frac{r_r}{L_r} (-\lambda_{dr}^e + L_m i_{ds}^e) \quad (46)$$

식 (45)와 (46)을 고정자 전압방정식과 고정자 자속쇄교 방정식에 대입하면, 회전자 자속기준제어의 고정자 방정식을 얻을 수 있다.

$$V_{qs}^e = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{qs}^e + \sigma L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (47)$$

$$V_{ds}^e = (r_s + r_r \frac{L_m^2}{L_r^2}) i_{ds}^e + \sigma L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e \quad (48)$$

식 (9), (10)과 식 (47), (48)을 비교하면, 유도전동기의 등가시스템 파라미터를 구할 수 있다. 즉, 유도전동기의 경우, 저항은

$$R = r_s + r_r \frac{L_m}{L_r} \quad (49)$$

이고, 인덕턴스는

$$L = \sigma L_s \quad (50)$$

이고, 각속도는

$$\omega = \omega_e = \omega_r + \omega_{sl} \quad (51)$$

이고, d-q동기좌표계에서의 q축 역기전력은

$$E_q^e = \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (52)$$

이고, d-q동기좌표계에서의 d축 역기전력은

$$E_d^e = -r_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (53)$$

이다.

#### 6.2. 영구자석 동기전동기

d-q 동기좌표계에서의 영구자석 동기전동기의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{qs}^e = r_s i_{qs}^e + L_s \frac{di_{qs}^e}{dt} + \omega_e L_s i_{ds}^e + K_e \omega_e \quad (54)$$

$$V_{ds}^e = r_s i_{ds}^e + L_s \frac{di_{ds}^e}{dt} - \omega_e L_s i_{qs}^e \quad (55)$$

여기서,  $L_s$ 는 고정자 인덕턴스를,  $r_s$ 는 고정자 저항을 그리고  $K_e$ 는 역기전력 상수를 나타낸다. 역시 윗 식을 식 (9)와 (10)에 비교함으로써, 영구자석 동기전동기의 등가 시스템

템 파라미터를 구할 수 있다. 저항은

$$R = r_s \tag{56}$$

이고, 인덕턴스는

$$L = L_s \tag{57}$$

이고, 각속도는

$$\omega = \omega_e \tag{58}$$

이고, d-q동기좌표계에서의 q축 역기전력은

$$E_q^e = K_e \omega_e \tag{59}$$

이고, d-q동기좌표계에서의 d축 역기전력은

$$E_d^e = 0 \tag{60}$$

이다.

### 6.3. 3상 승압형 PWM 컨버터

d-q 동기좌표계에서의 3상 승압형 PWM 컨버터의 전압 방정식은 다음과 같다[8].

$$E = L_i \frac{di_q^e}{dt} + \omega_e L_i i_d^e + V_q^e \tag{61}$$

$$0 = L_i \frac{di_d^e}{dt} - \omega_e L_i i_q^e + V_d^e \tag{62}$$

여기서  $L_i$ 는 인터페이스 인덕터이다. 그러므로, 3상 승압형 PWM 컨버터의 경우, 저항은

$$R = 0 \tag{63}$$

이고, 인덕턴스는

$$L = -L_i \tag{64}$$

이고, 각속도는

$$\omega = \omega_e \tag{65}$$

이고, d-q동기좌표계에서의 q축 역기전력은

$$E_q^e = E \tag{66}$$

이고, d-q동기좌표계에서의 d축 역기전력은

$$E_d^e = 0 \tag{67}$$

이다. 여기서 식 (64)의 인덕턴스가 음수인 이유는, 전류의

방향을 전동기의 경우와 반대로 선정하였기 때문이다. 3상 승압형 PWM 컨버터의 경우 최단시간 전류제어의 해는 저항이 없으므로, 다른 시스템에 비해 간단하게 주어진다[8].

### 6.4 등가시스템 파라미터

유도전동기, 영구자석 동기전동기와 3상 승압형 PWM 컨버터의 등가 시스템 파라미터는 표 1에 정리되어 있다.

표 1 등가 시스템 파라미터

Table 1 Equivalent system parameters

	유도전동기	영구자석 동기전동기	3상 승압형 PWM 컨버터
저항 $R$	$r_s + r_r \frac{L_m}{L_r}$	$r_s$	0
인덕턴스 $L$	$\sigma L_s$	$L_s$	$-L_i$
각속도 $\omega$	$\omega_e = \omega_r + \omega_{sl}$	$\omega_e$	$\omega_e$
d축 역기전력 $E_q^e$	$\omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e$	$K_e \omega_e$	$E$
q축 역기전력 $E_d^e$	$-r_r \frac{L_m}{L_r^2} \lambda_{dr}^e$	0	0

### 7. 시뮬레이션과 실험

제안된 기법의 적용가능성을 검증하기 위하여 유도전동기를 대상으로한 시뮬레이션과 실험이 이루어졌다. 시뮬레이션과 실험에서 스위칭 주파수는 5[kHz], 샘플링 시간은 100 [ $\mu$ sec]이고, 표2의 파라미터를 가지는 22kW 유도전동기가 사용되었다.

표 2 유도전동기의 파라미터

Table 2 Parameters of induction motor

22[kW], 220V, 4pole, 60Hz, 1765rpm
$r_s : 0.0241[\Omega], r_r : 0.0413[\Omega]$
$L_{ls} : 0.37[mH], L_{lr} : 0.67[mH], L_m : 13.28[mH]$

시뮬레이션과 실험에서 제안된 최단시간 전류제어기는 그림 3에 설명되어 있는 역기전력성분을 전향보상항 동기좌표계 PI 전류제어기와 특성을 비교하였다.

동기좌표계 PI 전류제어기는 지령전류와 실제전류에 d-q 변환을 행하여, 제어되는 변수의 양이 직류가 되게 한다.  $i_{qs}^*$ 와  $i_{ds}^*$ 는 지령전류이고,  $i_{qs}^e$ 와  $i_{ds}^e$ 는 실제전류이며,  $V_{qs}^*$ 와  $V_{ds}^*$ 는 지령전압이다. 모든 변수는 d-q동기좌표계상에서의 변수이다.  $V_{qs}^*$ 와  $V_{ds}^*$ 를 3상좌표계로 변환함으로써, 3상좌표

계 지령전압( $V_{as}^*$ ,  $V_{bs}^*$ ,  $V_{cs}^*$ )을 얻을 수 있다. 정상상태에서 매우 높은 정밀도를 얻기 위하여 PI제어기를 사용하였고, 외란억제와 d-q 비간섭제어를 위하여 역기전력 전향보상 기법을 사용하였다.

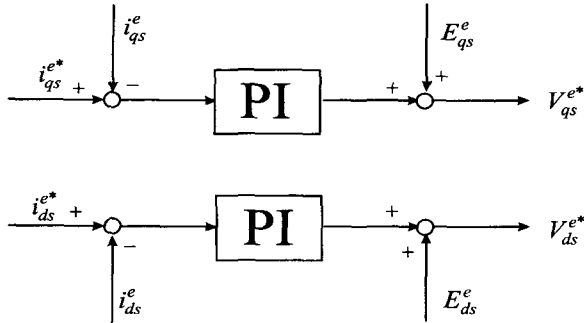


그림 3 역기전력을 전향보상한 동기좌표계 PI 전류제어기  
Fig. 3 Synchronous PI current regulator with back-emf compensation

만약 동기좌표계 d축 전류가 일정하다면, q축 역기전력 전향보상항은 다음과 같고,

$$E_{qs}^e = \omega_e \sigma L_s i_{ds}^e + \omega_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (68)$$

d축 역기전력 전향보상항은 다음과 같이 된다.

$$E_{ds}^e = -\omega_e \sigma L_s i_{qs}^e - r_r \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr}^e \quad (69)$$

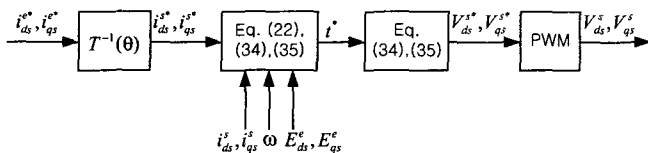


그림 4 최단시간 전류제어기의 제어블록도  
Fig. 4 Control block diagram for minimum time current controller

그림 4는 최단시간 전류제어기의 제어블록도를 나타낸다. 동기좌표계 전류지령치( $i_{ds}^*$ ,  $i_{qs}^*$ )를 정지좌표계 전류지령치( $i_{ds}^s$ ,  $i_{qs}^s$ )로 역변환하고, 현재전류( $i_{ds}^s$ ,  $i_{qs}^s$ )와 주파수( $\omega$ ) 그리고 동기좌표계 역기전력( $E_{ds}^e$ ,  $E_{qs}^e$ )의 값으로부터 식 (22), (34)와 (35)를 수치해석방법에 의해 최단시간( $t^*$ )을 구한다. 최단시간으로부터 다시 식 (34)와 (35)를 이용하여 전압지령치( $v_{ds}^*$ ,  $v_{qs}^*$ )를 구하고 PWM에 의하여 시스템에 인가한다.

시뮬레이션과 실험에서는, 제안된 기법의 빠른 지령치 추종특성을 확인하기 위하여, q축 전류지령이 0에서 양의 최대값으로 갑자기 변화할 경우의 과도응답특성을 관찰하였다.

### 7.1 시뮬레이션 결과

시뮬레이션에서는 직류링크 전압을 305[V]로 설정하였다. 그림 5와 그림 6는 각각 역기전력 전향보상을 가지는 동기좌표계 PI 제어기와 최단시간 전류제어기의 과도응답특성을 보여준다. PI제어기의 주파수대역폭은 시뮬레이션에서 5000[rad/s]로 설정하였다. 각 경우에 전동기의 지령속도를 무부하상태에서, 1700[rpm]에서 1800[rpm]으로 갑자기 변화시켰다. 그러므로, 이 순간에 q축 전류지령은 정격전류의 150%인 양의 최대값(135[A])으로 바뀌게 된다. 시뮬레이션에서 전류제어기를 제외한 모든 상황은 동일하다.

그림 5에서 전류의 과도응답시간은 약 4.1[msec]이고, 그림 6에서는 약 2.6[msec]이다. 그림 5의 마지막 파형(FLAGOM)은 과변조상태인 경우 "1"로 표현되는 과변조 플래그이다. 그림 5에서 동기좌표계 PI제어기는 과도상태에서 제어전압을 모두 사용함에도 불구하고, 과도응답이 느릴 수 있다. 그러므로, 과도상태에서 제어전압이 포화되어 있으므로, 동기좌표계 PI제어기의 과도응답특성은 PI제어기의 이득을 올려도 거의 개선되지 않는다.

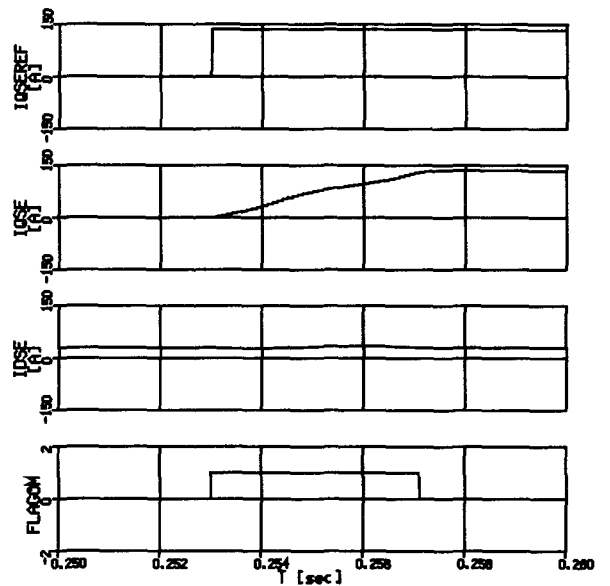


그림 5 역기전력 전향보상을 가지는 동기좌표계 PI 전류제어기 (위에서부터, q축 지령전류, q축 실제전류, d축 전류, 과변조 플래그)

Fig. 5 Synchronous PI regulator with back-emf feedforward compensation (From the top, q-axis reference current, q-axis current, d-axis current and overmodulation flag)

그림 6의 마지막 파형은 최단시간 추정치(TREF)를 보여준다. 최단시간 추정치는 0.253초에서 약 2.5ms의 값을 가지며, 시간이 증가하면서 감소하여, 0.2555초에서 '0'의 값을 가짐을 확인할 수 있다. 이것은 제어기가 0.253초에서 앞으로 과도상태가 약 2.5ms정도 지속된다는 것을 예측한 것으로 실제결과와 잘 일치한다.

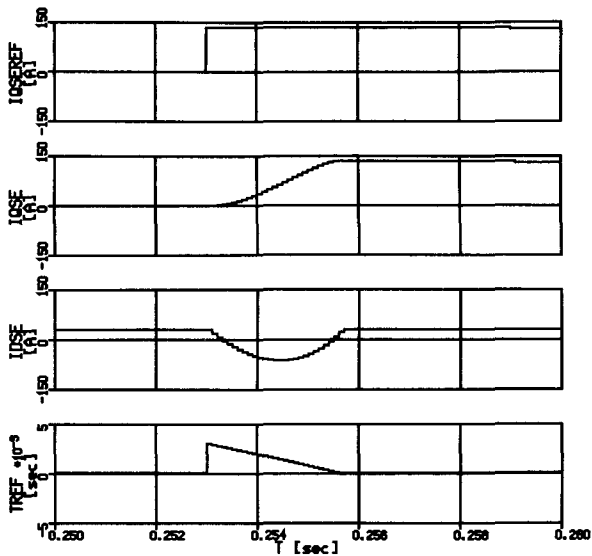


그림 6 최단시간 전류제어기(위에서부터, q축 지령전류, q축 실제전류, d축 전류, 최단시간 추정치)  
 Fig. 6 Minimum time current controller (From the top, q-axis reference current, q-axis current, d-axis current and minimum time estimation)

시뮬레이션에서는 제안된 최단시간 제어기가 잘 튜닝된 동기좌표계 PI제어기에 비해 상당히 작은 과도응답시간을 보여준다.

7.2. 실험결과

실험시스템의 구성은 그림 7과 같다. 전력회로부는 전류 정격이 300[A]이고, 전압정격이 600[V]인 IPM(Intelligent Power Modules)으로 구성되었다. 33.33MHz 클럭에 동작하고, 32비트 실수연산이 가능한 TMS320C31 DSP가 주제어기로 사용되었다. 직류링크전압은 약 305[V]이다.

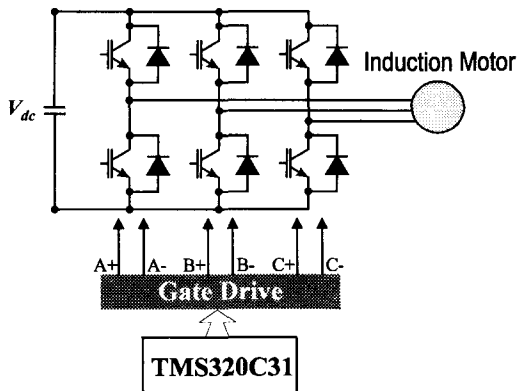


그림 7 실험 시스템의 구성  
 Fig. 7 Experimental set-up

그림 8과 그림 9는 각각 역기전력 전향보상을 가지는 동기좌표계 PI제어기와 최단시간 전류제어기의 과도응답 특성을 보여준다. 동기좌표계 PI제어기의 주파수 대역폭은 4000[rad/sec]로 설정하였다. 시뮬레이션과 비슷하게 유도전동기의 지령속도를 무부하상태에서, 1600[rpm]에서 1700[rpm]으로 갑자기 변경시켰다. 이때, q축 전류지령은 양의 최대값인 135[A]로 갑자기 변화하게 된다. 전류제어기를 제외한 모든 실험 상황은 동일하다.

그림 8에서 전류의 과도응답시간은 3[msec]보다 크며, 그림 9에서는 2[msec]보다 작다. 그림 8(d)는 과변조상태에서 "1"로 표현되는 과변조 플래그를 보여준다. 그림 8에서 지령전류 추종은 상당히 느리고, 과도상태동안 flag는 1이다. 즉, 동기좌표계 PI제어기는 과도상태동안에 제어전압을 모두 사용함에도 불구하고 과도응답이 느리며, 제어전압이 과도상태에서 포화되어 있으므로, PI제어기의 이득을 올려도 과도응답특성은 크게 영향을 받지 않는다. 그림 8과 그림 9에서 제한된 최단시간 제어기는 잘 튜닝된 동기좌표계 PI제어기보다 상당히 빠른 과도응답특성을 보임을 알 수 있다. 그림 9(d)는 최단시간 추정을 보여준다. 최단시간 추정치는 3ms에서 약 2ms의 값을 가지며, 시간에 따라 점차 줄어들어, 5ms에서는 '0'의 값을 가진다. 이것은 최단시간 전류제어기가 3ms에서 앞으로 과도상태가 약 2ms정도 지속된다는 것을 예측한 것으로 실제결과와 잘 일치하고 있다.

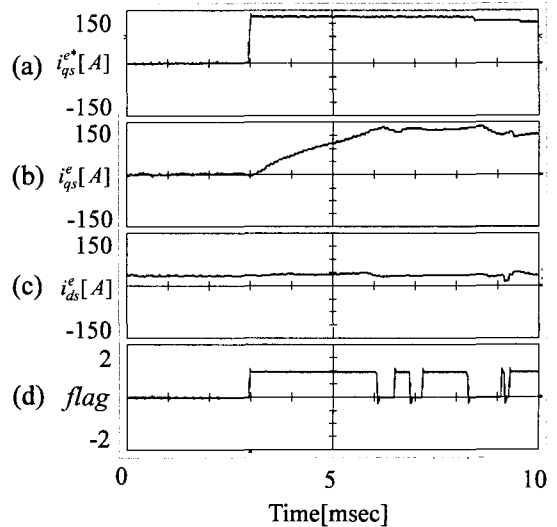


그림 8 역기전력 전향보상을 가지는 동기좌표계 PI 전류제어기((a) q축 지령전류, (b) q축 실제전류, (c) d축 전류, (d) 과변조 플래그)

Fig. 8 Synchronous PI regulator with back-emf feedforward compensation((a) q-axis reference current, (b) q-axis current, (c) d-axis current, (d) overmodulation flag)

그림 6와 그림 9(c)에서 볼 수 있듯이, 최단시간 전류제어기의 경우, 동기좌표계 d축 전류가 과도상태에서 지령치를 벗어남을 확인할 수 있다. 그러나, 회전자 자속은 짧은 구간 동안에서는 동기좌표계 d축 전류에 의해 거의 영향을 받지 않는다. 본 연구에서 사용된 전동기의 경우, 회전자 시정수

는 약 580[msec]이다. 그러므로 수 msec동안의 d축의 과도 상태는 회전자 자속에 거의 영향이 없다. 즉, 짧은 구간동안의 d축의 과도상태는 시스템 성능에 영향을 미치지 않고, 이러한 d축의 과도상태가 q축의 전류제어특성을 향상시킬 수 있다. 시뮬레이션과 실험결과로부터, 제안된 최단시간 전류제어기의 빠른 지령치 추종특성과 실현가능성은 확인하였다.

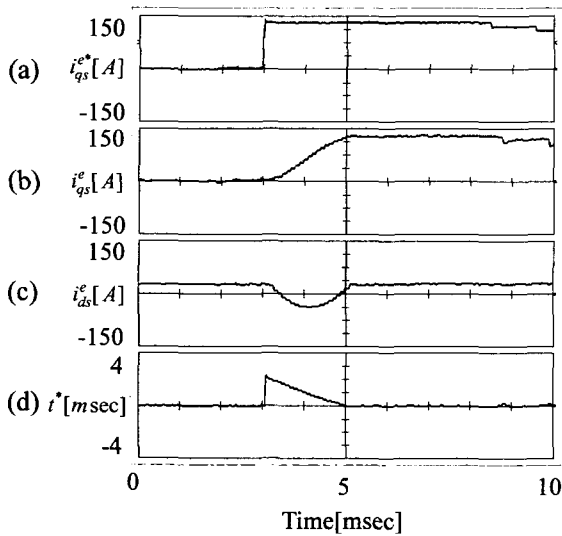


그림 9 최단시간 전류제어기((a) q축 지령전류, (b) q축 실제 전류, (c) d축 전류, (d) 최단시간 추정치 )

Fig. 9 Minimum time current controller ( (a) q-axis reference current, (b) q-axis current,(c) d-axis current, (d) minimum time estimation )

참 고 문 헌

[1] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-21, no. 4, May/June, pp.562~570, 1985.7  
 [2] T. M. Rowan and R. J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current-Regulated PWM Inverters," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-22, no. 4, July/Aug., pp.678~690, 1986.  
 [3] G. Pfaff, A. Weschta and A. F. Wick, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-20, no. 4, July/Aug., pp.814~821, 1984.  
 [4] L. B. Brahim and A. Kawamura, "Digital Current Regulation of Field-Oriented Controlled Induction Motor Based on Predictive Flux Observer," IEEE Ind. Applicat. Soc. Annu. Meet., pp.607~612, 1990.

[5] R. D. Lorenz and D. B. Lawson, "Performance of Feedforward Current Regulators for Field-Oriented Induction Machine Controllers," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. IA-23, no. 4, July/Aug., pp.597~602, 1987.  
 [6] D. C. Lee, S. K. Sul and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive," IEEE Trans. Ind. Applicat., vol. 30, Sept./Oct., pp.1247~1257, 1994.  
 [7] M. Athans and P. L. Falb, Optimal Control : An Introduction to the Theory and Its Application, New York: McGraw-Hill, 1966, pp.815~856.  
 [8] 최중우, 설승기, "3상 AC/DC 승압형 컨버터의 최단시간 전류제어기," 전기학회 논문지, 47권 6호, 1998, pp.794~779.  
 [9] H. W. van der Broeck, H. C. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Based on Voltage Space Vector", IEEE Trans. Ind. Applicat., vol.24, no.1, Jan./Feb., 1988, pp.142~150.

저 자 소 개



최 중 우 (崔 鐘 宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 2001년~현재 경북대학교 전자전기공학부 조교수.

Tel : 053-950-5515  
 E-mail : cjw@knu.ac.kr



설 승 기 (薛 承 基)

1958년 3월 25일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1983년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1986년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1991년~현재 서울대학교 전기,컴퓨터공학부 교수.

Tel : 02-880-7243  
 E-mail : sulsk@plaza.snu.ac.kr