

# IGBT 인버터-유도전동기 구동시스템을 위한 전류제어기의 특성 연구

論文  
43~2~5

## A Study on Performance of Current Regulations for IGBT Inverter-Fed Induction Motor Drive Systems

李 東 椿\* · 金 暎 烈\*\* · 薛 丞 基\*\*\*  
(Dong-Choon Lee · Young-Real Kim · Seung-Ki Sul)

**Abstract**—In this paper, a performance evaluation of different current regulators for induction motor drive systems fed by IGBT inverter is presented. The two parts of current regulation are considered : current error compensation part, voltage modulation part. The characteristics of hysteresis, synchronous PI, decoupled PI, predictive, deadbeat and state feedback controllers are analyzed and the steady-state performances and transient responses of current regulation are well compared through the simulation and experimental results.

**Key Words** : Induction Motor(유도전동기), IGBT Inverter(IGBT 인버터), Current Regulation(전류 제어), Voltage Modulation(전압변조).

### 1. 서 론

벡터제어의 적용으로 유도전동기의 응답특성이 직류전동기에 필적할 만큼 향상되었다. 벡터 제어는 유도전동기의 회전자 혹은 고정자 자속을 기준으로 수행됨으로, 자속을 발생하는 전류가 정밀하게 제어되어야 함은 지극히 당연하다. 또한, 빠른 속도응답을 요구하는 서보제어 시스템에서도 일반적으로 내부의 전류제어루프는 이상적이라는 가정하에 속도제어기가 설계되므로 고성능 전류제어는 필수적이다. 그리고 맥동 토크, 스위칭 소자의 열손실, 전동기 열손실 등의 관점에서도 전류제어는 중요한 문제가 된다.

중전압 전력용 트랜지스터와 정격전력이 대등하면서도 스위칭 주파수를 가청주파수 이상으로 높일 수 있는 IGBT(Insulated Gate Bipolar Transistor)가 개발되어, 소용량에서부터 수 백 kW 급의 중형 전동기 시스템에 대한 전류제어가 용

이하게 되었다. 또한 DSP(Digital Signal Processor) 같은 고속 마이크로프로세서의 개발로, 연산시간은 길지만 제어특성이 우수한 전류제어 알고리즘을 실현하는 것이 가능하게 되었다.

본 연구에서는 10kHz 스위칭 주파수의 IGBT 인버터로 제어되는 유도전동기 구동시스템을 대상으로, PI제어기를 비롯하여 이미 산업현장에서 많이 사용하고 있는 전류제어기와 최근에 개발된 전류제어기들의 특성을 시뮬레이션과 DSP를 이용한 실험을 통해 비교, 분석하고 유도전동기의 고성능 전류제어에 요구되는 핵심적인 사항들을 고찰한다.

### 2. 전류제어기의 특성 분석

#### 2.1 히스테리시스 제어기

상전류의 오차가 히스테리시스 밴드폭의 두 배 이내로 제한되고, 과도응답이 빠른 장점이 있다. 반면에, 스위칭 주파수가 전동기 정수, 직류링크 전압 및 동작점에 따라 크게 변하며, 특히 저속에서는 리미트 사이클이 발생하여 스위칭 주파수가 정격 운전시의 5~6배 까지 높아지는

\*正 會 員 : 서울대 工學研究所 特別研究員·工博  
\*\*正 會 員 : 航空宇宙研究所 先任研究員·工博  
\*\*\*正 會 員 : 서울대 工大 電氣工學科 助教授·工博  
接受日字 : 1993年 7月 7日  
1 次 修正 : 1993年 10月 28日

단점이 있다[1]. 가변 히스테리시스 폭을 사용하여 스위칭 주파수를 일정하게 유지할 수 있지만 [2], 얻어지는 특성의 향상에 비해 제어기법이 간단하다는 히스테리시스의 고유한 장점을 잃어버리는 손실이 더 크게 된다. 따라서, 히스테리시스 제어기는 저가실현을 위한 단순 제어 시스템에 적합하다.

## 2.2 PI제어기

### 2.2.1 정자좌표계 PI제어기[1]

고전적인 PI제어기로서 유도전동기의 상전류를 정자좌표계에서 제어한다. 그림 1은 PI제어기를 포함한 유도기의 주파수 영역모델이며,  $\tilde{I}_s^*$ 는 기준전류,  $\tilde{E}$ 는 역기전력,  $\tilde{K}$ 는 시스템 이득이며,  $\tilde{Z}$ 는 부하 임피던스로서

$$\tilde{Z} = R_s + j\omega_s \sigma L_s \quad (2.1)$$

이다. 여기서  $\tilde{\cdot}$ 는 복소수를 의미하고,  $R_s$ ,  $L_s$ 는 고정자 저항 및 자기 인덕턴스,  $\sigma(=1-L_m^2/L_s L_r)$ 는 누설계수이다. PI보상기의 전달함수를

$$G(s) = K_c \frac{1+sT_c}{s} \quad (2.2)$$

로 표시하고, 제어기의 시정수  $T_c$ 를 전동기의 과도 시정수  $T'_s(=\sigma L_s/R_s)$ 와 같게 설정하면, 출력전류는

$$\tilde{I}(s) = \frac{1}{1 + \frac{sR_s}{K_s K_c}} \tilde{I}^*(s) - \frac{\frac{s}{K_s K_c}}{(1+sT'_s)(1 + \frac{sR_s}{K_s K_c})} \tilde{E}(s) \quad (2.3)$$

으로 된다. 여기서,  $s$ 는 라플라스 연산자,  $K_c$ 는 보상기 이득,  $K_s$ 는 인버터의 이득이다.

식 (2.3)에서 알 수 있듯이  $K_c$ 가 무한대가 아닌 이상,  $s=0$ 인 직류의 경우를 제외하고는 전류가 그 기준치를 정확히 추종할 수 없다. 특히 속도가 큰 영역에서는 역기전력이 높아지기 때문에, 식 (2.3)의 우변의 제2항이 상대적으로 커지

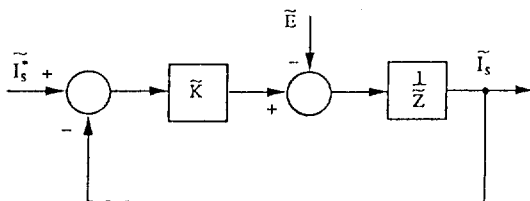


그림 1 PI 전류제어 블록도  
Fig. 1 Block diagram of PI current control.

게 되어, 제어기의 이득이 작게 설계된다면 더욱 전류제어가 어렵게 된다. 따라서, 정자좌표계의 PI제어기에서는 필연적으로 위상지연이 발생한다.

### 2.2.2 동기좌표계 PI 제어기[3]

정자좌표계의 상전류 및 역기전력을 동기좌표계로 변환하면 직류량이 되므로 식 (2.3)에서 주파수에 관계되는 항은 사라지게 된다. 따라서,

$$\frac{\tilde{I}_s^*(s)}{\tilde{I}_s(s)} = 1 \quad (2.4)$$

이 되어, 정자좌표계에서의 PI제어시 위상지연이 발생하는 문제점이 제거된다.

### 2.2.3 비간섭 PI제어기[4-5]

벡터제어시 q-축의 회전자 자속이 영으로 제어되므로 유도기의 전압방정식을

$$v_{ds} = (R_s + \sigma L_s P) i_{ds} - \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (2.5)$$

$$v_{qs} = (R_s + \sigma L_s P) i_{qs} + \omega_s L_s i_{ds} \quad (2.6)$$

로 간단히 쓸 수 있다. 단,  $\omega_s$ 는 동기각속도이다. 위 식에서 알 수 있듯이, 전류가 동기좌표계에서 제어되더라도 d-q축 간섭항의 영향을 받는다. 따라서, 단순히 전류를 PI제어하는 것만으로는 간섭성분이 외란으로 작용하여 제어 성능이 악화된다. 이에 대한 대책으로 전류 제어루프의 이득을 높여 외란의 간섭을 감소시키는 방법이 있으나, 실제 시스템에서 노이즈의 영향 때문에 이득을 과도하게 높일 수는 없다. 또다른 방법은 외란 성분을 추정하여 전향 보상함으로써 d-q축 비간섭 제어를 행하는 것이다. 즉, 역기전력을 외란으로 분리하면  $R_s - \sigma L_s$  선형회로의 전류제어 문제로 귀착되므로, 순수하게 전류 오차만을 제어하는 전압  $v'_{ds}$ ,  $v'_{qs}$ 를 다음과 같이 얻을 수 있다.

$$v'_{ds} = (R_s + \sigma L_s P) i_{ds} = v_{ds} + \omega_s \sigma L_s i_{qs} \quad (2.7)$$

$$v'_{qs} = (R_s + \sigma L_s P) i_{qs} = v_{qs} - \omega_s L_s i_{ds} \quad (2.8)$$

이  $v'_{ds}$ ,  $v'_{qs}$ 에 역기전력 성분을 더하여 최종 지

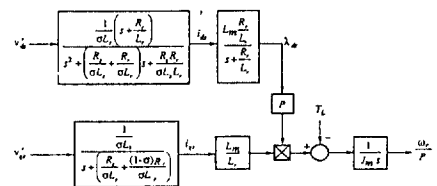


그림 2 비간섭 전류제어 블록도  
Fig. 2 Block diagram of decoupled current control.

령전압  $v_{ds}$ ,  $v_{qs}$ 를 얻는다. 그림 2에 d-q비간섭 제어 불려도틀을 보인다.

PI제어기는 제어비용에 비해 동작특성이 우수하여 실제 산업체에서 가장 많이 사용되지만, PI 이득의 선정은 대부분 시행착오(trial and error)법에 의존하고 있다. 참고문헌 [5]에 제시된 PI 이득 선정방법에 대해 설명한다.

d-q축 비간섭 제어시, 개루프 전달특성이

$$G_d(s) = \frac{i_{ds}}{v_{ds}} = \frac{1}{s^2 + (\frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{R_r}{\sigma L_r})s + \frac{R_s R_r}{\sigma L_s L_r}} \quad (2.9)$$

$$G_q(s) = \frac{i_{qs}}{v_{qs}} = \frac{1}{s + \frac{R_s}{\sigma L_s} + \frac{(1-\sigma)R_r}{\sigma L_r}} \quad (2.10)$$

로 표현되고, PI제어기의 전달함수는

$$G_c(s) = K_p(1 + \frac{1}{T_i s}) \quad (2.11)$$

로 나타낼 수 있다. 제어기의 시정수를 전동기의 고정자 과도 시정수와 같게 설정하며,

$$T_c = \frac{\sigma L_s}{R_s} \quad (2.12)$$

q-축 제어기를 포함한 개루프 시스템의 보드선도에서 교차각주파수(cross-over angular frequency)를  $\omega_c$ 라 하면,  $20\log[G_c(s)G_q(s)] = 0$ 으로부터

$$K_p = \frac{1}{G_q(\omega_c)} \frac{1}{1 + \frac{1}{T_c \omega_c}} \quad (2.13)$$

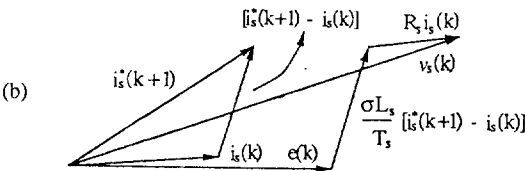
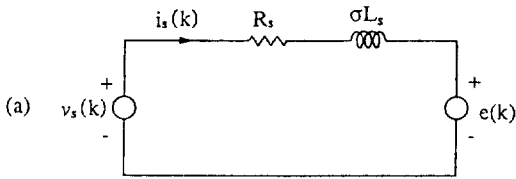


그림 3 유도전동기의 등가회로 및 벡터도

(a) 과도 모델 (b) 벡터도

Fig. 3 Equivalent circuit and vector diagram of induction motor.

(a) transient model (b) vector diagram

이 얻어진다. d-축 제어기에 대해서도 동일한 방법으로 이득을 구할 수 있으며, 일반적으로 q-축과 같게 선정한다.  $\omega_c$ 는 스위칭 주파수가 3kHz 일 때, 최대 6000[rad/sec]이내로 설정하며, 스위칭 주파수가 달라지면 이에 비례하여  $\omega_c$ 를 설정한다. 위 방법을 실시시스템에 적용한 경험에 의하면[6], 제어기의 시정수를 전동기 과도시정수의 1/3~1/2로, 교차각주파수를 최대치의 1/5~1/3로 설정하는 것이 가장 만족스런 응답을 준다.

### 2.3 예측 제어기[1] [7]

벡터제어시 유도전동기의 과도 동가회로와 벡터도가 그림 3에 보이고, 동가회로의 전압방정식이 다음과 같이 주어진다.

$$v_s = R_s i_s + \sigma L_s \frac{di_s}{dt} + e \quad (2.14)$$

여기서,  $e$ 는 역기전력이다. 한 샘플링 주기  $T_s$  동안 역기전력이 일정하다고 가정하고, 현 시점의 전류와 다음 스텝에 추종해야 할 기준전류가 주어지면 인가해야 할 지령전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$v_s^*(k) = R_s i_s^*(k) + \frac{\sigma L_s}{T_s} [i_s^*(k)] + e(k) \quad (2.15)$$

이 예측제어기는 과도 응답특성이 우수한 반면, 적분제어기가 없기 때문에 전동기정수가 변하면 정상상태 오차가 존재하게 된다. 그러나, PI제어기에서와 같은 이득 선정의 번거로움이 없고, 선형제어 전압영역이 넓은 공간벡터 변조법을 사용함으로써 삼각파 변조법을 이용하는 종래의 PI제어기에 비해 높은 속도까지 전류제어가 용이한 장점을 지닌다.

### 2.4 Deadbeat 제어기[8]

Deadbeat 제어기는 예측제어기와 마찬가지로 현재의 전류와 역기전력으로부터 전동기 모델을 이용하여 인가해줄 전압을 계산해내는 제어 방식이다. 입력전압의 인가시간이 식(2.16)으로 주어진다.

$$\Delta T(k) = (H_1)^{-1} [i_s^*(k+1) - F_{11}i_s(k) - F_{12}\lambda r(k)] \quad (2.16)$$

여기서,  $H_1$ ,  $F_{11}$ ,  $F_{12}$ 는 시스템행렬 요소이고,  $\lambda r$ 은 회전자 자속이다.

Deadbeat 제어기는 예측제어기와 같은 장단점을 지닌다. 그러나 선간전압 기준의 2상 대칭변조법을 사용했기 때문에, 같은 스위칭 주파수로 비교하면 샘플링 주기가 4/3배로 커지므로 예측

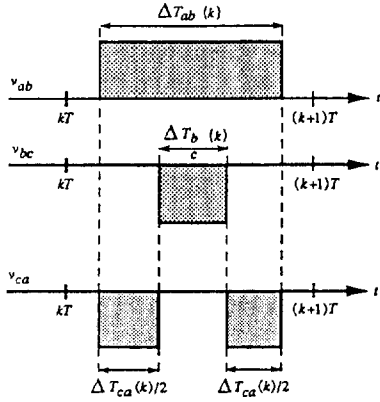


그림 4 Deadbeat 제어기의 펄스패턴  
**Fig. 4** Pulse patterns for deadbeat controller.

제어기보다 고속 영역을 제외하고는 전반적으로 전류리플이 크게 나타난다. 그림 4에 deadbeat 제어기에 적용된 변조법의 펄스형태를 보인다.

**2.5 상태궤환 제어기[9~11]**

다변수 상태궤환 제어이론에 근거한 이 제어기는 적분제어가 포함되어 있으므로 정상상태 오차를 제거할 수 있고, 회전자 자속을 외란으로 취급하여 역기전력을 전향 보상함으로써 d-q 비간섭 제어를 꾀할 수 있다. 뿐만 아니라, 기준전류에 대한 입력을 전향적으로 인가해줌으로써, 적분제어기의 대역폭에 관계없이 빠른 과도응답 특성을 얻을 수 있다. 이러한 구조의 상태궤환 전류제어의 블록도가 그림 5에 보이고, 제어 입력전압을 다음 식으로 표시할 수 있다.

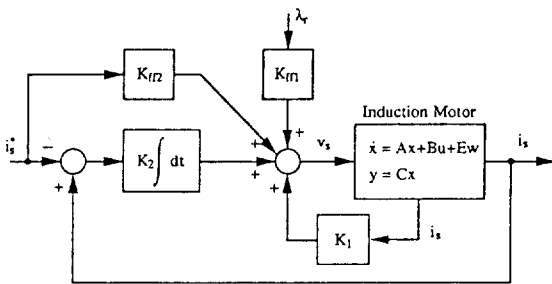


그림 5 상태궤환 제어기의 블록도  
**Fig. 5** Block diagram of state feedback controller.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = K_1 \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} + K_2 \left[ \int_0^t (i_{ds}^* - i_{ds}) dt \right] + K_3 \begin{bmatrix} \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \end{bmatrix} + K_{12} \begin{bmatrix} i_{ds}^* \\ i_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

우변의 첫 두 항은 IP제어에 해당하고, 세번째 항은 d-q 비간섭 제어를 위한 역기전력의 보상성분에 해당된다. 스위칭 주파수가 높아 전류제어 및 벡터제어가 원활히 수행되므로, 회전자 자속 λ<sub>dr</sub>, λ<sub>qr</sub>을 그 기준치 λ<sub>dr</sub><sup>\*</sup>, λ<sub>qr</sub><sup>\*</sup>로 대체하여도 큰 오차는 발생하지 않는다[11]. 마지막 항은 과도응답을 개선하기 위해 도입된 기준입력에 대한 전향보상 성분이다. 식(2.17)에서 K<sub>1</sub>, K<sub>2</sub>는 극점 배치기법에 의해 결정되는 상태궤환 이득행렬 K의 부분행렬로서 다음과 같이 주어진다.

$$K = \frac{1}{b} \begin{bmatrix} 2a - a_{11} & -a_{12} & -(a^2 + \omega_n^2) & 0 \\ -a_{21} & p_1 + p_2 - a_{22} & 0 & -p_1 p_2 \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

$$= [K_1 \ K_2]$$

또한 K<sub>11</sub>, K<sub>12</sub>는 다음의 전향행렬 K<sub>11</sub>로부터 구해진다.

$$K_{11} = -\frac{1}{b} \begin{bmatrix} a_{13} & a_{14} & b k_{11} + a_{11} & b k_{12} + a_{12} \\ a_{23} & a_{24} & b k_{21} + a_{21} & b k_{22} + a_{22} \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

$$= [K_{11} \ K_{12}]$$

위 행렬에서 α, ω<sub>n</sub>, p<sub>1</sub>, p<sub>2</sub>는 원하는 응답을 주는 페루프 시스템의 극점이고, a<sub>ij</sub>(i=1~4, j=1~4)는 전동기 정수, 동기속도 및 전동기의 회전속도로부터 결정되는 시스템행렬의 요소이며, b = 1/σL<sub>s</sub>이다.

**3. 전압 변조법**

유도전동기의 가변속 운전을 위해 일반적으로 PWM을 행한다. 펄스폭 변조는 크게 패턴 변조법, 삼각파 비교법, 공간벡터법 등의 세 가지로 나누어지며, IGBT 인버터의 스위칭 주파수를 고려할 때 패턴 변조법은 적용하기 곤란하다. 삼각파 비교법은 하드웨어 및 소프트웨어로 쉽게 구현될 수 있는 장점이 있지만, 선형제어 가능한 출력전압이 구형파 제어시의 기본파의 78.5%로 제한되어 역기전력이 높아지는 고속영역에서 전류제어가 원활히 이루어지지 않는다.

공간 전압벡터 변조법은 상전압을 기준으로 변조하는 삼각파 비교법과는 달리, 3상의 기준전압을 벡터적으로 변환하여 변조한다[12]. 그림 6에 보인 바와 같이 기준전압 V\*(k)이 영역 I에 위치해 있을 때, 인접해 있는 유효벡터 V(1), V(2)로부터 V\*(k)를 합성한다. 이 공간 벡터법은 삼각파 변조법에 비해 15.5% 높은 출력전압을

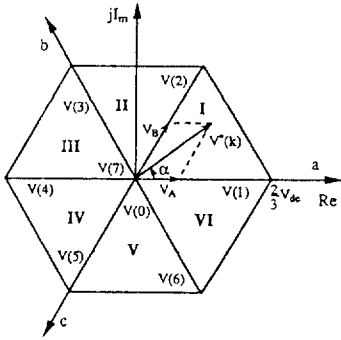


그림 6 공간 전압벡터도  
Fig. 6 Representation of space voltage vectors.

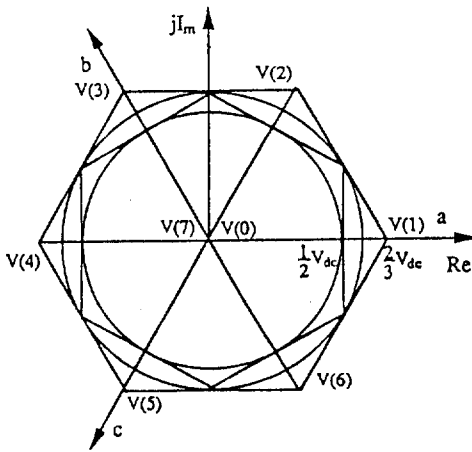
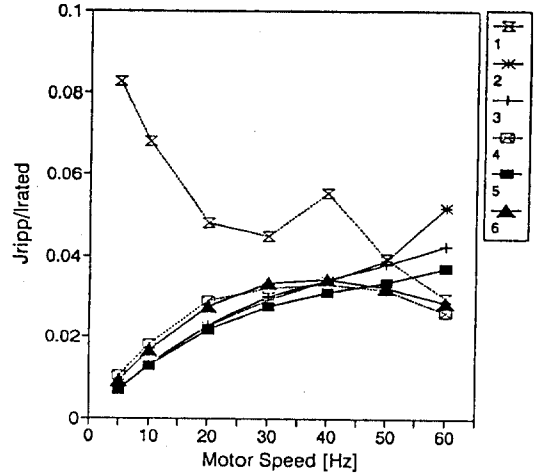


그림 7 최대 선형제어 전압 표시도  
Fig. 7 Representation of maximum linear control voltage.

발생할 수 있으므로, 고속영역에서의 전류제어기 사용이 가능하게 된다. 그림 7에 인버터에서 선형제어 가능한 최대 출력전압의 영역을 보인다. 안쪽 원이 삼각파 변조법의 경우이고, 바깥 원이 공간벡터 변조법의 경우이다.

#### 4. 시뮬레이션 결과 및 검토

2장에서 서술된 전류제어기들의 정상상태 특성을 비교하기 위해, 부록의 표 1에 주어진 5Hp의 유도기의 과도 등가모델을 이용하여 시뮬레이션을 행하였다. IGBT 인버터의 스위칭 주파수



1. Hysteresis Cont
2. Synchronous PI Cont.
3. Predictive Cont.
4. Deadbeat Cont.
5. State Feedback Cont. (3ph. mod.)
6. State Feedback Cont. (2ph. mod.)

그림 8 전류제어기들의 정상상태 특성 비교(시뮬레이션)

Fig. 8 Comparison of steady-state performance of different current regulators(simulation).

를 10kHz로 설정하였고, 평가함수는 식(4.1)로 표시되는 전류오차의 실효치를 선정하였다.

$$J_{ripp} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} [(i_a^* - i_a)^2 + (i_b^* - i_b)^2 + (i_c^* - i_c)^2] d\theta} \quad (4.1)$$

그림 8은 전동기 속도에 대한  $J_{ripp}$ 를 정격전류로 단위화한 값을 나타낸 그래프이다. 여기서, 각 제어기에 대한 파라미터가 부록의 표 2에 주어져 있다. 히스테리시스 제어기에서는 전반적으로 전류리플이 크게 나타난다. 동기좌표계 PI제어기에서 40Hz까지는 리플이 작게 되지만 50Hz 이상에서는 선형제어 영역이 작은 삼각파 변조법에 기인하는 오차 때문에 리플이 크게 된다. 예측제어기는 공간벡터법을 사용했지만 고속영역에서 샘플링 오차의 효과가 크게 나타나  $J_{ripp}$ 이 증가한다. Deadbeat 제어기는 예측제어기와 유사한 오차보상부를 갖지만, PWM 방법으로 2상 변조법을 사용하기 때문에 40Hz 까지는 전류리플이 예측제어기보다 크고, 그 이상에서는 작게 나타난다. 라인-5와 6은 상태채환 제어기의 데이터이며 전자는 3상 변조법, 후자는 2상 변조법을 사용하였다. 동일한 전류제어 알고리즘에 대해서

도 변조법에 따라 전류리플이 달라짐을 알 수 있으며, 전반적으로 3상 변조법을 사용한 상태케환 전류제어기의 특성이 가장 만족스럽게 보인다.

5. 실험 결과 및 검토

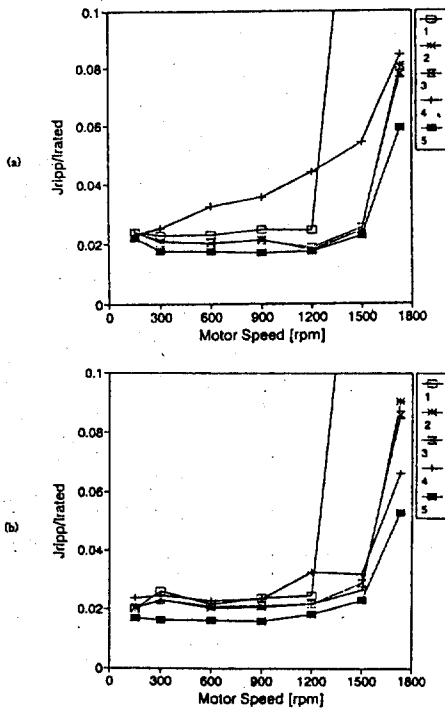
시뮬레이션에 사용된 모델과 동일한 5Hp 유도기, 10kHz 스위칭 주파수의 IGBT 인버터, TMS320C30 DSP 등으로 구성된 시스템으로 실험을 행하였다.

먼저, 정상상태 특성을 관찰하기 위해 식(4.1)을 이산영역 등가로 표시하면 다음과 같다.

$$J_{rip0} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N \frac{3}{2} [(i_{qs}^*(k) - i_{qs}(k))^2 + (i_{ds}^*(k) - i_{ds}(k))^2]} \tag{5.1}$$

식(5.1)이 식(4.1)와 완전한 등가는 아니지만, 매 샘플링 시점에서 실제전류가 얼마나 정확하게 기준전류와 일치하는가를 나타내는 척도가 된다.

그림9(a)에 무부하시의 실험 데이터가 보인다. 선-1은 삼각파 변조법을 사용한 동기좌표계 PI



1. Syn. PI Cont. (Sinusoidal PWM)
2. Syn. PI Cont. (Space vector PWM)
3. Decoupled PI Cont.
4. Predictive Cont.
5. State Feedback Cont.

그림 9 전류제어기들의 정상상태 특성 비교(실험). (a) 무부하 (b) 전부하

Fig. 9 Comparison of steady-state performance of different current regulators(experiment).

- (a) no load condition
- (b) full load condition

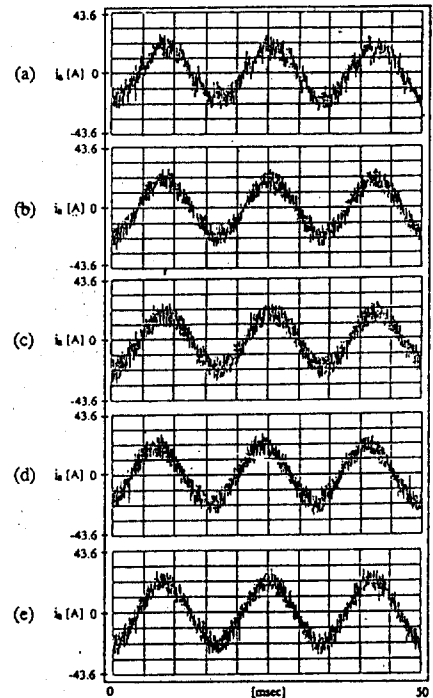


그림 10 상전류 파형(정격속도, 정격부하).

- (a) 동기좌표계 PI제어기(삼각파 변조법)
- (b) 동기좌표계 PI제어기(공간 벡터법)
- (c) 비간섭 PI제어기
- (d) 예측제어기
- (e) 상태케환 제어기

Fig. 10 Phase current waveforms(at rated speed and rated load).

- (a) PI controller(SPWM)
- (b) PI controller(space vector PWM)
- (c) decoupled PI controller
- (d) predictive controller
- (e) state feedback controller

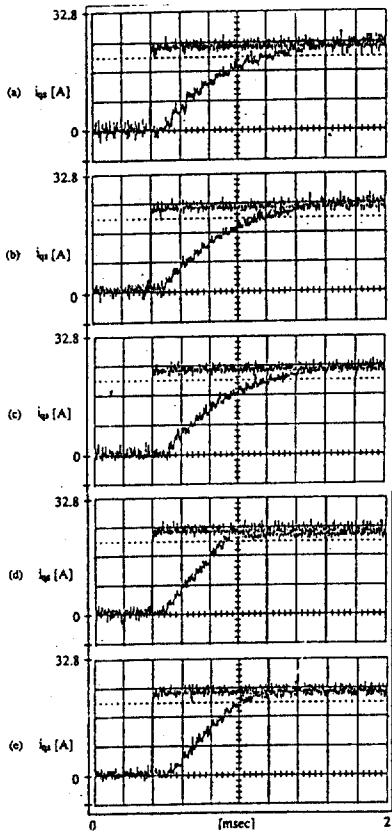


그림 11 기준속도 스텝 변화에 대한  $i_{qs}$ 의 과도 응답

- (a) PI제어기(삼각파 변조법)
- (b) PI제어기(공간 벡터법)
- (c) 비간섭 PI제어기
- (d) 예측제어기
- (e) 상태회환 제어기

Fig. 11 Transient responses of  $i_{qs}$  for step change of speed reference.

- (a) PI controller(SPWM)
- (b) PI controller(space vector PWM)
- (c) decoupled PI controller
- (d) predictive controller
- (e) state feedback controller

제어기의 경우로서, 고속영역에서 전류제어가 잘 이루어지지 않음을 보인다. 선-2와 3은 각각 공간벡터법을 사용한 PI제어기와 비간섭 PI제어기의 결과이며, 적분제어기의 작용으로 정상상태 특성은 거의 일치함을 알 수 있다. 예측제어기의

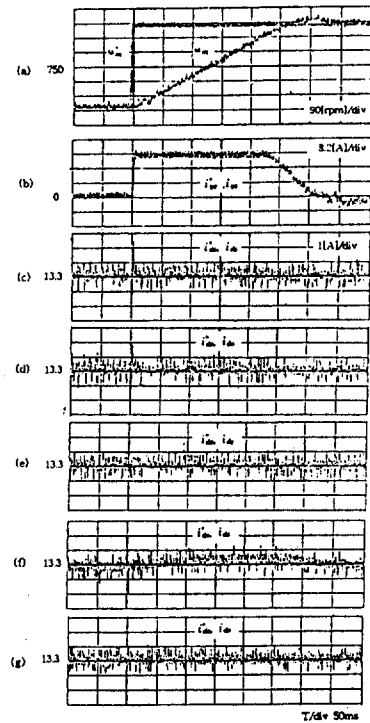


그림 12  $i_{qs}$  변동에 대한  $i_{ds}$ 의 응답

- (a) 전동기 속도
- (b)  $i_{qs}$
- (c) PI제어기(삼각파 변조법)
- (d) PI제어기(공간 벡터법)
- (e) 비간섭 PI제어기
- (f) 예측제어기
- (g) 상태회환 제어기

Fig. 12 Responses of  $i_{ds}$  for vaciation of  $i_{qs}$

- (a) motor speed
- (b)  $i_{qs}$
- (c) PI controller(SPWM)
- (d) PI controller(space vector PWM)
- (e) decoupled PI controller
- (f) predictive controller
- (g) state feedback controller

디지털 실험을 위해서는 반드시 한 샘플링 앞선 시점의 전류를 예측해야 한다. 즉 현재의 전류  $i(k)$ 와 전압  $v(k)$ 로부터 다음 스텝의 전류  $i(k+1)$ 를 예측하고, 그 값을 식(2.15)의  $i(k)$ 대신에 사용하여 지령전압을 생성해야 한다. 전류 예측시, 일반적으로 실제의 전압을 측정하지 않고  $v^*(k)$ 를 대신 사용하기 때문에 데드타임이 정확히 보상되지 않으면 예측전류  $i(k+1)$ 에 오차가 발

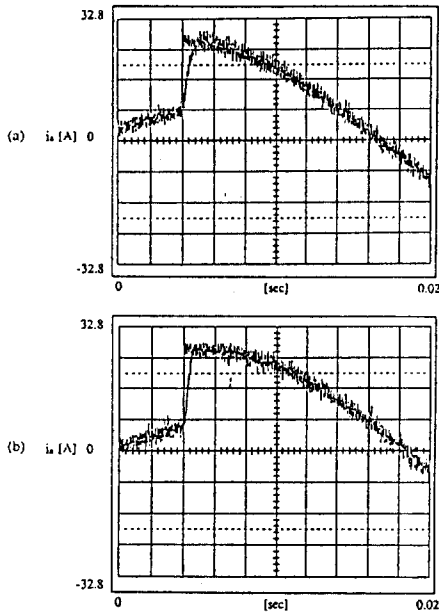


그림 13 기준속도 세팅 변화에 대한 상전류의 과도응답

- (a) PI제어기  
(b) 상태제환 제어기

Fig. 13 Transient responses of phase current for step change of speed reference.

- (a) PI controller  
(b) state feedback controller

생하여 전류제어 특성이 악화된다. 또한, 실제 전동기 정수는 100% 정확하게 측정하기도 어렵고, 운전 중에도 변하므로 전류예측에 오차가 발생하여 선-4 처럼  $J_{\text{ip}}$ 이 크게 나타난다. 그림 9 (b)는 전부하시의 데이터이며, (a)와 유사한 추이를 보인다. 전반적으로 상태제환 제어기가 가장 우수한 특성을 보인다.

그림 10은 정격속도(1730[rpm]), 정격부하시의 상전류의 파형을 보인다. PI제어기의 이득은 2장에 설명된 방법으로 결정되었으며, (a)~(c)에서 동일하게 설정되었다. 삼각파 변조법을 사용한 제어기 (a)의 전류파형이 많이 왜형되고, 비간섭 제어기 (c)에서는 리플이 다소 크게 나타난다. 스위칭 주파수가 높아 전류제어기가 잘 이루어지므로 상전류 파형간에 큰 차이는 보이지 않는다.

그림 11은 무부하시 500[rpm]에서 1000[rpm]으로 기준속도를 스텝 변화한 직후의  $i_{\text{qs}}$ 의 상승

시간(rising time)에 초점을 둔 과도응답이며, 그림 12는 속도가 1000[rpm]으로 상승할 때까지,  $i_{\text{qs}}$ 의 변화가  $i_{\text{ds}}$ 에 미치는 간섭정도를 보이는 파형이다. 그림 11에서 (a)~(c)의 PI제어기는 상승시간이 느리고, (d)와 (e)제어기에서 빠르다. (d)의 예측제어기에서는 예측전류의 오차때문에 안정화 시간(settling time)이 (e)에서보다 길게 나타난다. 그림 12에서 (a)는 전동기 속도, (b)는 상태제환 제어기의  $i_{\text{qs}}$  응답이다. 역기전력을 보상하지 않은 PI제어기 (c)와 (d)의  $i_{\text{ds}}$  응답에는 펄스가 나타나고, 예측제어기 (f)에서는  $i_{\text{ds}}$ 에 오프셋(offset)이 나타난다. 비간섭 PI제어기 (e)와 상태제환제어기 (g)에서는  $i_{\text{ds}}$ 가  $i_{\text{qs}}$ 의 변화에 영향을 받지 않음을 알 수 있다. 그림 13(a)와 (b)는 각각 PI제어기와 상태제환 제어기의 상전류 과도응답을 보인다. (a)에서 오버슈트가 나타나며, 비간섭 PI제어기에서도 마찬가지이다. 상태제환 제어기는 오버슈트 없이 빠른 응답을 보이며, 예측제어기도 유사한 응답을 보인다.

## 6. 결 론

10kHz 스위칭 주파수의 IGBT인버터 구동 유도전동기 시스템에 대하여 여러가지 전류제어기의 정특성 및 동특성을 시뮬레이션과 실험을 통하여 고찰하였다. 히스테리시스 제어기는 특성이 좋지 않지만 제어비용이 낮아 단순 저가시스템에 적용하기 좋다. 순수 PI제어기는 응답특성이 좋지 않고, 역기전력을 보충한 비간섭 PI제어기는 d-q축 간의 간섭은 제거할 수 있으나 과도응답특성이 불만족스럽다. 예측제어기는 과도응답이 빠르나 시스템 정수 변동에 영향을 받기 쉽다. 상태제환 제어기는 정상상태 및 과도상태에서 제어특성이 가장 우수하지만, PI제어기에 비해 연산시간이 길기 때문에 고속연산의 마이크로프로세서가 요구되는 단점이 있다.

이상의 연구 결과, 유도전동기의 고성능 전류제어를 위하여 다음과 같은 요건이 필요함을 알 수 있다.

- ① d-q축 전류의 간섭을 방지하기 위해 역기전력 성분을 전향 보상해야 한다.
- ② 정상상태 오차를 제거하기 위해 적분제어를 포함해야 한다.
- ③ 빠른 과도응답을 위해 기준전류에 대한 입력전압을 전향 인가해야 한다.
- ④ 삼각파 변조법 대신, 공간 벡터 변조법을



표 1 유도전동기의 정격 및 정수

Table 1 Ratings and parameters of induction motor.

5Hp, 220V, 4Poles, 60Hz	
$R_s : 0.241\Omega$	$R_r : 0.317\Omega$
$L_s : 37.3mH$	$L_r : 37.3mH$
$L_m : 36mH$	

표 2 제어기 파라미터

Table 2 Controller parameters

주파수 파라미터	5Hz	10Hz	20Hz	30Hz	40Hz	50Hz	60Hz
	히스테리시스 폭 [A]	1.00	0.82	0.60	0.57	0.78	0.50
PI제어기 이득	제어기 시정수=0.00525sec, 대역폭=4000rad/svc 비레이득=9.68, 적분이득=1844						
상태회환 제어기 페루프 극점	-1200 ± j1200, -2500, --2500, (s-평면상)						

사용해야 한다.

- ⑤ 인버터의 데드타임을 정확히 보상해야 한다.
- 위의 요건들은 모두 제어비용과 관계가 깊으므로, 원하는 특성과 제어비용과의 관계를 고려하여 가장 합리적인 제어기를 선택해야 한다.

참고 문헌

[ 1 ] D. M. Brod and D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-21, no. 4, pp. 562~570, 1985.

[ 2 ] L. Malesani and P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current-Controlled VSI PWM Inverters with Constant Modulation Frequency." *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 851~855, 1987.

[ 3 ] T. W. Rowan and R. J. Kerkman, "A New

Synchronous Current Regulator and Analysis of Current Regulated PWM Inverters," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 4, July/Aug., pp. 678~690, 1986.

[ 4 ] D. W. Novotny and R. D. Lorenz, "Principle of Vector Control and Field Orientation," in Tutorial Course Record, "Introduction to Field Orientation and High Performance AC Drives," as part of 1985 *Annu. Meet. IEEE-IAS*, pp. 6~1 to 6~17.

[ 5 ] 杉本英彦, 小山正人, 玉井伸三, AC サーボ 시스템의 이론과 설계의 실제, 総合電子出版社, 1990.

[ 6 ] 이 동춘, 설 승기, 박 민호, "IGBT 인버터-유도전동기 구동시스템을 위한 전류제어기의 특성연구," 대한 전기학회 제 14회 전력 전자 연구회, pp. 20~23, 1993.

[ 7 ] G. Pfaff, A. Weschta, and A. Wich, "Design and Experimental Results of a Brushless AC Servo Drive," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. IA-22, no. 4., pp. 814~821, 1984.

[ 8 ] L. Ben-Brahim and A. Kawamura, "Digital Current Regulation of Field-Oriented Controlled Induction Motor Based on Predictive Flux Observer," *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 607~612, 1990.

[ 9 ] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field-Oriented Controlled Induction Motor Drive," *IEEE IAS Conf. Rec.*, pp. 538~544, 1992.

[10] 이 동춘, 설 승기, 박 민호, "GTO 인버터 구동 유도전동기의 상태회환 전류제어," 대한 전기학회 논문지, 제 42권, 6호, pp. 28~40, 1993.

[11] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. park, "Comparison of AC Current Regulators for IGBT Inverter," *PCC proc., Yokohama*, pp. 206~212, 1993.

[12] H. V. D. Broeck and H. C. Skudelny, "Analysis and Realization of a Pulse Width Modulator Based on Voltage Space Vectors," *IEEE Trans. on Ind. Appl.*, vol. 24, no. 1, pp. 142~150, 1988.