

오버슈트 없는 고속 디지털 전류제어기 설계

李 鎮 雨

Design of Fast and Overshoot Free Digital Current Controller

Jin-Woo Lee

요 약

전력변환시스템의 경제적인 설계를 위해서는 전력용 반도체소자의 전류정격을 모든 동작조건에서 최대한 이용하는 것이 매우 중요하다. 따라서 본 논문에서는 제어전압 한계의 변화, 연산지연시간, 시스템의 불확실성에 대해서도 오버슈트 없는 고속 전류제어 응답을 얻는 실용적인 디지털 전류제어기의 설계방법을 제안한다. 제안한 전류제어기는 수정된 시간지연보상기와 조건부 적분기를 갖는 고이득 PI제어기로 구성되어 있다. 제시된 시뮬레이션 및 실험 결과는 제안한 방법의 유효성을 보여준다.

ABSTRACT

From the viewpoint of the cost effective design of power conversion systems, it is very important to fully utilize the current capacity of power devices over all circumstances. Therefore this paper deals with the practical design of digital current controller to meet the requirements of fast and overshoot free control response over the varying control voltage bounds, the accompanied computational delay, and the system uncertainties. The proposed controller consists of high gain PI control schemes using both the conditional integrator and the modified delay compensator. The simulation and experimental results show the validity of the proposed controller.

Key Words : Digital Current Controller, PI Control, Conditional Integrator, Delay Compensator

1. 서 론

산업체에서 널리 사용되고 있는 3상 전력변환 장치인 PWM 인버터와 컨버터에 사용되는 전류제어기는 오버슈트 없는 빠른 응답특성이 요구된다. 특히 오버슈트 없는 응답특성은 고가인 전력용 반도체소자의 전류정격 이용률을 극대화하여 전력변환장치의 가격경쟁력을 확보하도록 하는 핵심요소이기 때문이다.

한편, 마이크로프로세서의 발전으로 전류제어기의 제어응답특성을 향상시키기 위한 디지털 전류제어기가 보편화되고 있다.^[1] 고조파 특성이 우수한 공간벡터 전압변조법을 이용하는 디지털 전류제어기로 동기좌표계

상에서 구현한 PI제어기, 단일변수 상태궤환 제어기, 다변수 상태궤환 제어기^[2] 및 D-Q 상호간섭을 이용한 PI제어기^[3]와 예측제어기^[4,5] 등이 연구되었다.

본 논문에서는 공간벡터 전압변조법을 이용한 디지털 전류제어기로서 오버슈트 없는 빠른 응답특성을 구현하고자 한다. 이러한 관점에서 직류링크 전압과 컨버터에서 발생 가능한 7가지 전압벡터로 결정되는 전압제한, 동작조건에 따라서 변하는 제어전압 한계의 변화, 디지털 제어기의 구현시 수반되는 지연시간 등의 비선형성과 시스템의 불확실성에 대한 사항을 제어기 설계에 반영하고자 한다.

먼저 기존 연구결과로서 예측제어기에서 발생하는

정상상태 오차를 제거하기 위하여 적분제어를 이용하는 제어기^[4]와 스위칭주기마다 리셋 하는 적분기를 이용하는 제어기^[5]는 각각 정지좌표계에서 전자회로로 구현하여 지연시간을 최소화하려 하였다. 앞의 경우는 적분기의 와인드업(windup)에 의한 제어불량이 발생할 수 있고, 후자는 제어주기의 5-10[%] 지연시간에 대응하여 리셋 적분기의 이득을 조정하고 있으나 리셋 동작 때문에 외란에 의한 정상상태 오차가 발생할 수 있으며, 각 논문에는 과도상태에 대한 실험결과가 나타나 있지 않다. 한편 동기좌표계상에서 D-Q 상호간섭을 이용한 PI제어기^[3]는 빠른 응답특성을 가지나 제어전압 한계의 변화에 따른 영향과 지연시간에 대한 고찰이 없고, 다변수 상태회환 제어기^[2]는 내부에 IP 제어 형태를 갖는 구조이나 전압제한 등의 비선형성에 대한 고찰이 나타나 있지 않다.

본 논문에서는 산업체에서 널리 이용되고 있는 PI 제어방법을 도입하고, 비선형 조건에서도 빠르고 오버슈트 없는 응답특성을 갖는 제어방법을 제안하고 이에 대한 설계방법을 제시하며, PWM 컨버터에 대한 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 전류제어 방법의 실용성과 유효성을 보이고자 한다.

2. 디지털 전류제어기 설계

전원측에 입력 리액터를 갖는 PWM 컨버터의 교류측에 대한 동기좌표계 dq축 다변수 상태방정식은 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다^[6].

$$\begin{aligned} L \frac{di_d}{dt} &= -R \cdot i_d + \omega L \cdot i_q + v_{ds} - e_d \\ L \frac{di_q}{dt} &= -R \cdot i_q - \omega L \cdot i_d + v_{qs} - e_q \end{aligned} \quad (1)$$

여기서 dq축 변수인 e_d 및 e_q 는 컨버터 출력전압, v_{ds} 및 v_{qs} 는 전원전압, i_d 및 i_q 는 전원전류이며, ω 는 전원의 각주파수, 그리고 L 및 R 은 각각 입력 리액터의 인덕턴스 및 저항이다.

동기좌표계 비간섭 PI 전류제어기는 식 (2)와 같이 전원전압 및 dq축 상호간섭전압에 대한 전압보상전압과 PI제어기의 궤환제어전압으로 컨버터의 출력전압을 설계하며, 이를 식 (1)에 적용하면 식 (3)과 같이 미분

$$\begin{aligned} e_d &= \omega L \cdot i_q + v_{ds} - u_d \\ e_q &= -\omega L \cdot i_d + v_{qs} - u_q \end{aligned} \quad (2)$$

$$\begin{aligned} L \frac{d^2 i_d}{dt^2} &= -R \frac{di_d}{dt} + K_p \frac{d}{dt} (i_{d_ref} - i_d) + K_i \cdot (i_{d_ref} - i_d) \\ L \frac{d^2 i_q}{dt^2} &= -R \frac{di_q}{dt} + K_p \frac{d}{dt} (i_{q_ref} - i_q) + K_i \cdot (i_{q_ref} - i_q) \end{aligned} \quad (3)$$

방정식으로 나타낸 d축 및 q축의 독립된 단일변수 제어시스템을 얻는다.

여기서 u_d 및 u_q 는 각각 PI제어에 의한 d축 및 q축의 궤환제어전압이고, K_p 및 K_i 는 각각 비례제어기 및 적분제어기의 이득이며, i_{d_ref} 및 i_{q_ref} 는 각각 d축 및 q축의 기준전류이다.

디지털 비례제어기 이득은 빠른 전류응답을 얻도록 상태궤환제어에 사용되는 이산화 데드비트 제어기를 이용하여 설계하면 식 (4)와 같으며, 이는 예측제어기의 경우와 유사한 값이다. 그리고 적분기 이득은 식 (4)의 비례제어기 이득을 이용한 식 (3)에 대한 특성방정식과 일반적인 2차 시스템의 특성방정식을 비교하여 구하면 식 (5)와 같으며, 제동계수는 식 (4)와 식 (5)를 식 (3)에 대입하여 구한 전달함수의 보드선도를 이용하여 설계한다.^[6]

$$K_p = L/T_s - R \quad (4)$$

$$K_i = L \cdot (2 \cdot \zeta \cdot T_s)^{-2} \quad (5)$$

여기서 T_s 는 스위칭주기의 1/2인 샘플링주기, ζ 는 제동계수이다.

한편 PWM 컨버터의 출력전압벡터는 공간벡터 전압변조법을 이용하더라도 직류링크전압에 의해 크기가 정해지는 6개의 전압벡터들로 만들어지는 육각형내로 그 크기가 제한된다. 따라서 식 (4)와 식 (5)에 의한 PI제어기는 오차가 큰 과도상태 발생시 적분기의 와인드업에 의해 제어성능 저하가 발생하므로 이에 대한 적절한 대책이 요구된다. 더욱이 식 (2)에 나타낸 방정식에 의하면 궤환제어전압 크기의 한계가 동작조건에 따라 변화한다. 그런데, 저항성분이 없는 경우 식 (1)과 식 (2)에 의하면 전류는 제어전압의 적분으로 나타나므로 비례제어만으로도 정상상태오차 및 오버슈트 없는 빠른 제어응답을 얻을 수 있다. 실제의 경우에서도 손실 때문에 리액터의 저항은 매우 작게 설계되므로 식 (4)의 비례이득은 저항값 보다 매우 크게 되어 비례제어기에 의한 정상상태 제어오차는 매우 작게 된다. 그리고, 기존의 반와인드업(anti-windup)구조를 갖는 적분기는 궤환제어전압 크기의 한계가 변화하고 상하한치의 크기가 다른 경우에는 전압포화시 특성 저하를 피하기 어렵다.^[6] 이상의 특성을 고려하여 전류오차

의 크기가 제한치 보다 작은 경우에만 전류오차를 통과시키는 전류오차 수정부를 갖는 조건부 적분기를 채택한다.⁶⁾ 그림 2 (a)에 이와 같은 PI 전류제어기를 나타내었으며, 전류오차 크기의 제한치는 비례제어시 발생할 수 있는 최대전류오차 보다 큰 크고 와인드업을 발생시키지 않도록 설계한다.

출력전압포화가 발생하는 과변조 영역에서 비간섭제어를 위하여 벡터 과변조방법⁸⁾을 채택하면 식 (2)의 컨버터 출력전압중 전향보상전압은 항상 구현되고 제한제어전압만 크기가 감소한다. 전류오차가 큰 경우에 전압포화현상이 발생하는 점과 상기 PI제어기의 동작특성을 고려하면 그림 2(c)에 나타낸 것과 같이 적분기의 제어전압은 전향보상전압과 같이 항상 구현되도록 하고 비례제어기의 제어전압만 과변조시 그 크기를 줄이도록 하는 것이 바람직하다. 이 경우 비레이득은 과도상태시 발생하는 과변조영역에서는 벡터 과변조방법에 의해서 비레이득이 자동적으로 작게 조정되고, 정상변조 영역에서는 설계 값으로 동작하게 되는 특성을 보인다. 한편 적절한 제어전압을 갖도록 시스템 설계를 하기 때문에 위와 같은 과변조에 의해서 비레이득이 음이 되어 시스템이 불안정하게 되는 문제는 발생하지 않는다. 한편 적분기는 선형영역에서 동작하는 기존의 적분기와 같이 시스템의 불확실성에 의한 정상상태 오차를 제거하는 제어특성을 유지한다.

빠른 제어응답을 얻기 위하여 식 (4)와 같이 비레이득을 크게 설계한 경우는 디지털 제어기의 구현시 수만되는 연산시간 등에 의한 지연시간에 의해서 제어특성이 떨어지기 때문에 적절한 대책이 필요하다. 그림 1은 단일변수 제어시스템에 지연시간(τ)을 보상하는 스미스 예측기⁹⁾를 나타낸 것으로 전달함수는 식 (6)과 같다. 따라서 지연시간이 없는 경우와 같이 제어기를 설계할 수 있으나 출력은 지연시간 만큼 늦게 된다.

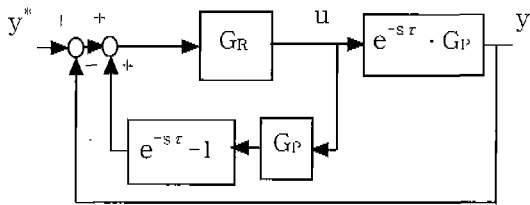
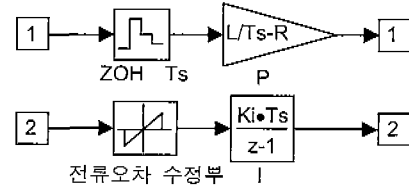


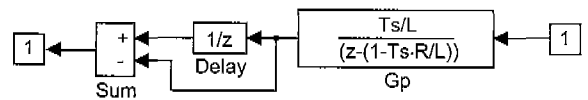
그림 1 스미스 예측기의 구성도
Fig. 1 Block diagram of Smith Predictor

$$\frac{Y(s)}{Y(s)^*} = \frac{G_R G_P}{1 + G_R G_P} \cdot e^{-s\tau} \quad (6)$$

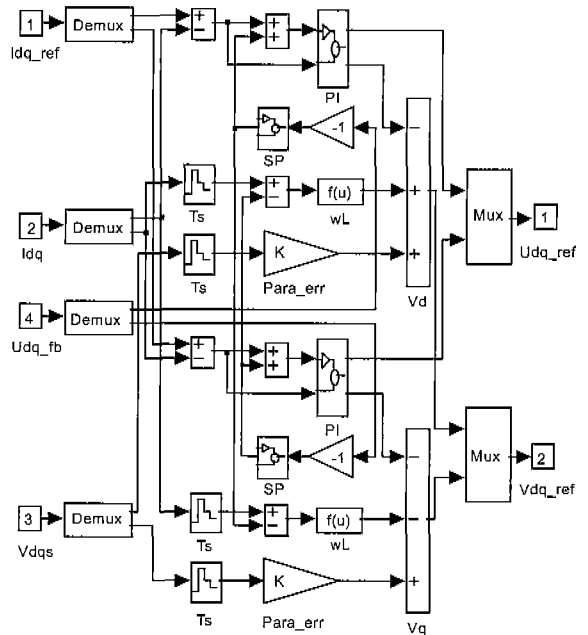
여기서 $Y(s)$ 는 시스템출력, $Y(s)^*$ 는 기준출력, G_R 은 제어기, G_P 는 시스템이고, s 는 라플라스 연산자이다.



(a) PI 블록의 내부 블록 선도
(a) Internal block diagram of PI block



(b) SP(스미스 예측기) 블록의 내부 블록 선도
(b) Internal block diagram of SP(Smith Predictor) block



(c) 전체 제어기 블록 선도
(c) Block diagram of the whole controller

그림 2 비선형성을 보정한 전류제어기 SIMULINK 블록 선도
Fig. 2 SIMULINK block diagram of the current controller with compensation on nonlinearities

식 (3)의 단일변수 제어시스템에 스미스 예측기를 그림 1과 같이 적용할 수 있다. 그림 2 (b)는 디지털 구현을 위한 스미스 예측기의 블록선도를 나타낸 것이

다. 여기서 지연시간은 PWM 컨버터의 디지털 전류제어기의 실제 구현 방법을 고려하면 그림 2 (b)에 나타난 것과 같이 한 샘플링주기의 연산지연시간으로 볼 수 있다. 이는 전류측정과 관련한 부분은 프로그램에서 샘플링시점을 적절히 선정하여 해결할 수 있고, 데드타임과 관련한 부분은 이에 대한 전향보상으로 해결할 수 있기 때문이다. 그림 2 (c)는 제안한 전체 제어기 구성도를 SIMULINK 블록 선도로 나타낸 것으로 과변조 영역에서는 제어기 출력인 기준 궤환제어전압이 아닌 과변조방식에 의해 조정된 궤환제어전압이 실제로 구현되므로 이를 이용하는 방식으로 스미스 예측기의 입력부분을 수정하여 적용한 부분을 나타내고 있다^[7]. 또한 스미스 예측기의 고주파 통과 필터와 같은 특성과 제안한 PI제어기의 동적특성을 고려하여 과도상태 제어특성을 지배하는 비례제어기에 대해서만 스미스 예측기를 적용하고 있다. PWM 컨버터의 경우 리액터를 포함한 입력회로의 시정수가 전류제어 응답시간과 비교하여 매우 크기 때문에 스미스 예측기의 출력이 상당기간 지속되므로 위와 같이 적용하는 것이 바람직하다. 한편 전류변화가 큰 과도상태에서 지연시간에 의한 영향을 줄이기 위하여 스미스 예측기의 출력을 이용하여 상호간섭전압을 계산하도록 하고 있다. 이상의 방법을 채택함으로써 비선형 요소인 지연시간을 적절히 보상할 수 있다.

3. 시뮬레이션 및 실험 결과

그림 3은 벡터 과변조방식의 공간벡터 전압변조법을 이용한 PWM 컨버터의 제어시스템을 MATLAB/

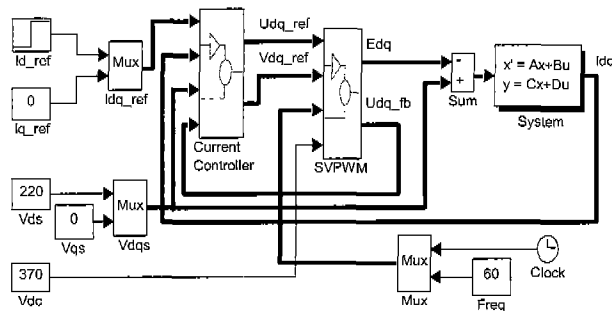


그림 3 PWM 컨버터 제어 시스템 구성도
Fig. 3 Control system of PWM converter

SIMULINK로 모델링한 전체시스템 구성도이며, 주요부는 전류제어부(Current Controller), 공간벡터 전압변

조부(SVPWM), 동기좌표계상에서 모델링한 교류측 회로부(System)의 세부분이고, 직류링크 부분은 전류제어 관점에서 이상적인 것으로 가정하였다. 그림 3의 공간벡터 전압변조부(SVPWM)에 표시한 궤환제어전압(Udq_fb)은 실제로 구현되는 제어전압을 스미스 예측기에 사용하기 위한 것이다.

표 1의 값은 각각 시뮬레이션에 사용한 PWM 컨버터의 시스템 상수와 식 (4) 및 식 (5)를 이용하여 구한 제어기 이득이며, 여기서 적분이득을 구하기 위하여 설계한 계동계수에 대한 보드선도는 그림 4와 같으며, 이 경우 대역폭은 약 5600[rad/sec]이다.

표 1 시스템 상수 및 제어기 이득
Table 1 System parameters and control gains

Vdc = 370 [V]	L = 1.135 [mH]	Kp = 5.6694
Vl1 = 220 [V]	R = 5.6 [mΩ]	Ki = 3546.9
fsw = 2.5 [kHz]	C = 1.17 [mF]	ζ = 1.414

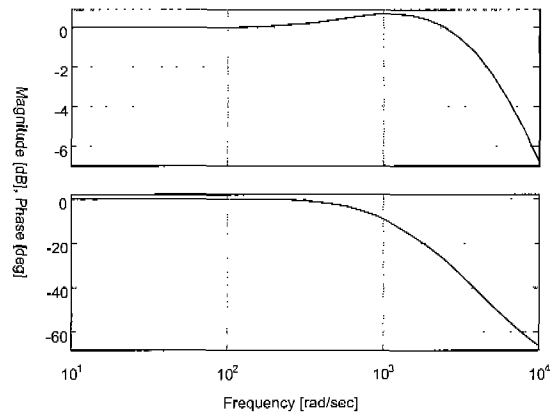
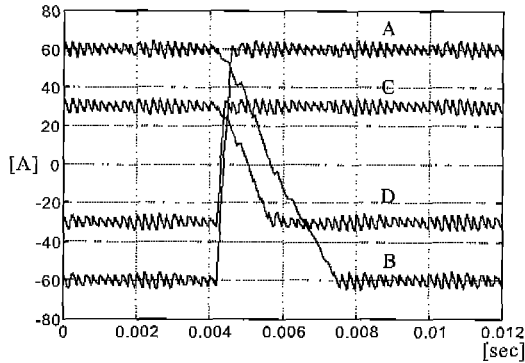


그림 4 전류제어시스템의 보드선도
Fig. 4 Bode diagram of current control system

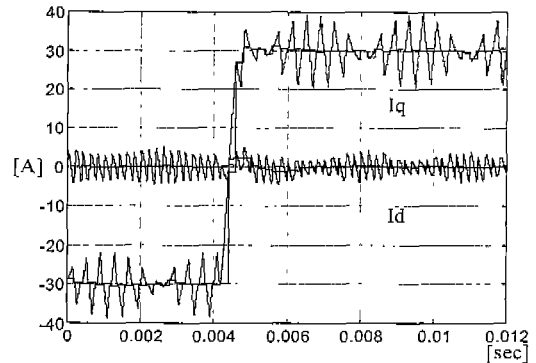
조건부 적분기의 전류 제한치는 표 1을 이용하여 비례제어기에 대한 오차해석을 통하여 설계할 수 있다. 계단기준전류에 대한 정상상태 오차는 기준전류의 약 0.1[%]이므로 무시할 만하다. 그리고 전원전압 측정오차 및 60[A] 전류에 대한 비간섭 전압오차가 각각 10[%]라고 할 경우 최악의 경우 전압오차는 각각 오차의 합으로 약 24.6[V]이며, 이에 대한 전류오차는 약 4.3[A]이다. 따라서 전류 제한치를 5[A]로 설계한다.

한편 시뮬레이션에서 측정전압은 전원전압보다 5[%] 더 큰 값을 가정하였다.

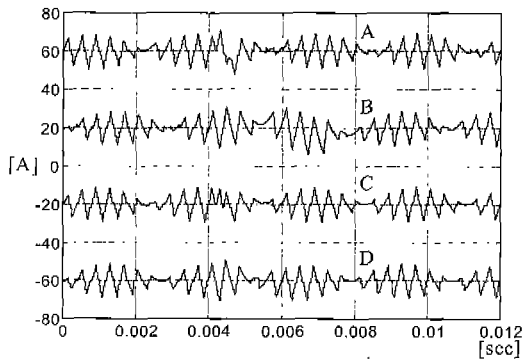
그림 5와 그림 6은 각각 d축 및 q축의 시뮬레이션



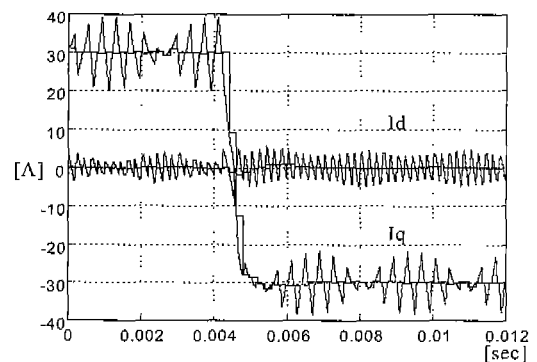
(a) d축 전류
(a) d-axis current



(a) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$
(a) Reference current of $I_d = 0[A]$, Reference current of $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$



(b) q축 전류(Offset:A,D:± 60[A], B,C:± 20[A])
(b) q-axis current(Offset:A,D:± 60[A], B,C:± 20[A])



(b) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$
(b) Reference current of $I_d = 0[A]$, Reference current of $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$

그림 5 dq축 전류응답 파형(기준전류 I_d :A,B:60 ~ -60[A], C,D:30[A] ~ -30[A], 기준전류 $I_q = 0[A]$)

그림 6 dq축 전류응답 파형

Fig. 5 dq-axis current response waveforms(Reference current of I_d :A,B:60[A] ~ -60[A], C,D: 30[A] ~ -30[A], Reference current of $I_q = 0[A]$)

Fig. 6 dq-axis current response waveforms

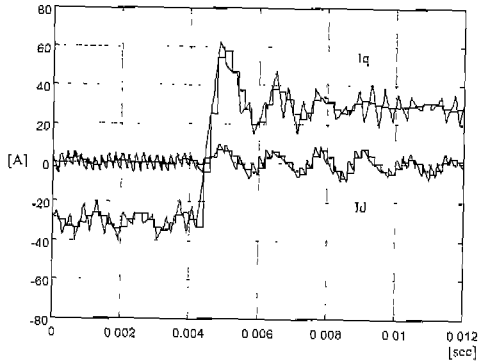
전류응답 파형으로 제안한 전류제어기가 한 샘플링주기의 지연시간 및 제한제어전압 한계의 변화와 같은 비선형성과 전원전압에 대한 불확실성에도 불구하고 오버슈트 없는 빠른응답특성을 보임을 나타내고 있다.

그림 7은 한 샘플링주기의 지연시간을 보상하지 않은 경우의 전류응답 파형으로 오버슈트 및 진동이 크게 발생함을 보이고 있다. 한편 그림 6과 그림 7에는 샘플링된 전류를 중첩해 나타내고 있다.

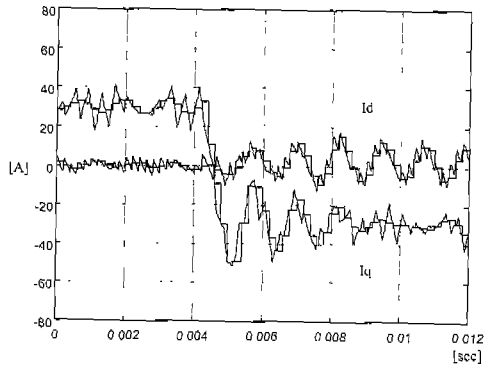
시뮬레이션을 통하여 보인 제안한 전류제어기의 유효성을 실험으로 검증하기 위한 실험장치의 전력용 반도체소자는 600[V], 150[A] 정격의 IGBT이고, 데드타임은 2.47[μsec]이며, CPU는 TI사의 DSP인 TMS

320C31이다. 시뮬레이션 결과와 적절한 비교를 위하여 기준직류전압은 데드타임을 고려하여 380[V]로 하고, 다른 시스템 상수 및 제어기 이득은 표 1과 같다. 직류전압을 제어하기 위한 전압제어기의 대역폭은 200[rad/sec]이고, d축 전류성분은 전압제어에 따라서 변동하게 된다. 그리고 직류링크부분이 콘덴서로만 구성되어 있어서 실험결과는 무효전력에 해당하는 q축 전류변화에 대한 전류응답을 보이도록 한다.

그림 8은 q축 기준전류변화에 대한 제안한 전류제어기의 응답 파형으로 샘플링된 dq축 전류파형과 100[Hz] 저주파 통과 필터를 거친 직류전압 파형을 보이고 있으며, 아울러 과변조 발생표시 플래그를 나타내고 있다. 그림 9는 그림 8(b)에 대한 상전류 및 상전압 파형이다. 그림 10과 그림 11은 지연시간을 보상하



(a) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$
 (a) Reference current of $I_d = 0[A]$, Reference current of $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$



(b) 기준전류 $I_d = 0[A]$, 기준전류 $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$
 (b) Reference current of $I_d = 0[A]$, Reference current of $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$

그림 7 지연시간 보상 없는 경우의 dq축 전류응답 파형
 Fig. 7 dq-axis current response waveforms without time delay compensation

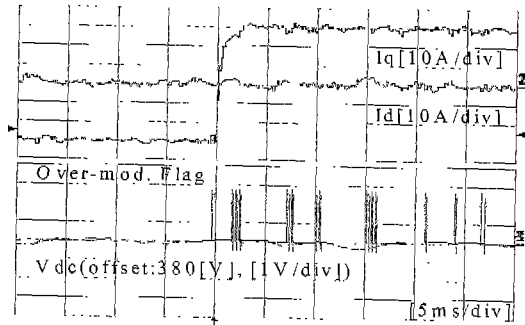
지 않은 경우에 대응하는 실험 파형으로 오버슈트 및 진동이 크게 발생함을 보이고 있으며, 그림 11은 상전류 파형의 오버슈트를 나타내고 있다.

이상의 실험 결과는 시뮬레이션 결과와 잘 일치함을 보인다. 따라서 제안한 전류제어기를 이용하면 동작조건에 관계없이 오버슈트 없는 고속전류제어가 가능하므로 고가인 전력용 반도체소자의 전류정격 이용률을 극대화할 수 있다.

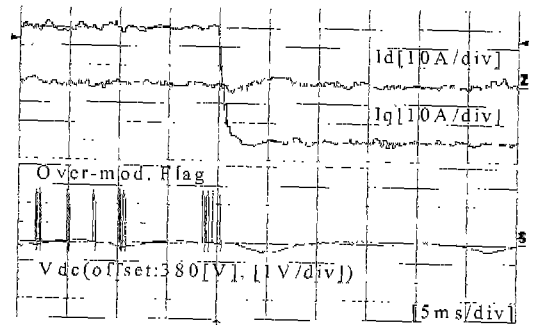
4. 결론

본 논문에서는 비선형성과 불확실성을 고려한 디지털 전류제어기를 제안하고 설계방법을 제시하였으며,

시뮬레이션과 실험을 통하여 제안한 전류제어기의 오버슈트 없는 빠른 전류제어 응답특성을 확인하였다. 따라서 제안한 제어기를 이용하면 동작조건에 관계없이 전력용 반도체 소자의 전류이용률을 100[%]로 할 수 있으므로 전력변환시스템의 경제적인 설계가 가능하다.



(a) 기준전류 $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$
 (a) Reference current of $I_q : -30[A] \rightarrow 30[A]$



(b) 기준전류 $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$
 (b) Reference current of $I_q : 30[A] \rightarrow -30[A]$

그림 8 dq축 전류응답 실험 파형
 Fig. 8 Experimental dq-axis current response waveforms

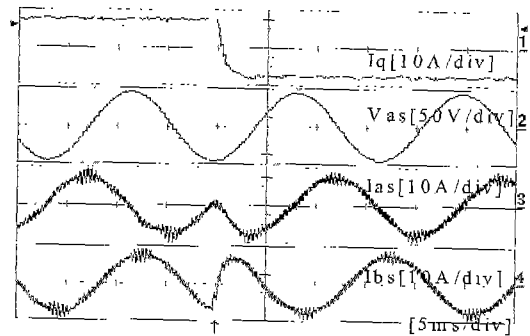
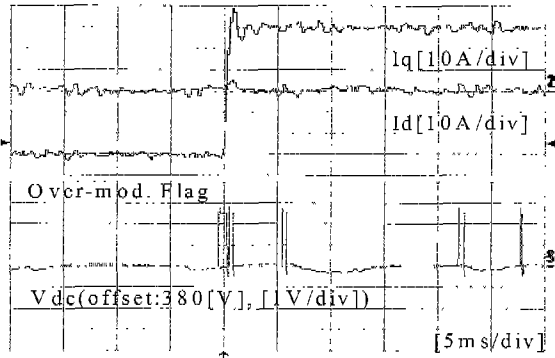


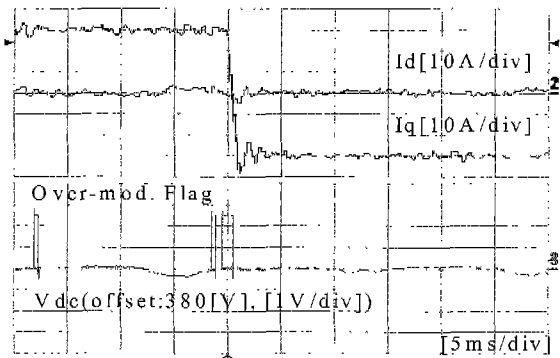
그림 9 전류응답 실험 파형
 Fig. 9 Experimental current response waveforms

참고 문헌

- [1] M. P. Kazmierkowski and M. A. Dzieniakowski, "Review of Current Regulation Techniques For Threc-Phase PWM Inverters", Proceedings of the IEEE IECON, pp. 567-575, 1994.
- [2] D. C. Lee, S. K. Sul, and M. H. Park, "High Performance Current Regulator for a Field- Oriented Controlled Induction Motor Drives", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 538-544, 1992.
- [3] J. W. Choi and S. K. Sul, "Fast Current Controller in 3-Phase AC/DC Boost Converter Using d q Axis Cross-Coupling", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 177-182, 1996.
- [4] Hoang Le-Huy, K. Slimani, and P. Viarouge, "Analysis and implementation of a real-time predictive current controller for permanent- magnet synchronous servo drives", IEEE Trans. on IE, vo. 41, no. 1, pp. 110-117, 1994.
- [5] S. Bhattacharya, D. G. Holmes, and D. M. Divan, "Optimizing Three Phase Current Regulators For Low Inductance Loads", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 2357-2364, 1995.
- [6] J. W. Lee, "A Novel Decoupled Current Controller without Overshoot for PWM Converters", IEEE IAS Conf. Rec., pp. 1080-1084, 1996.
- [7] 이진우, 강병희, 백상기, 민종진, "제어전압제한을 이용한 지연시간보상 전류제어기", 전력전자 학술대회 논문집, pp. 341-344, 1997.
- [8] J. K. Scok and S. K. Sul, "A New Over-modulation Strategy for Induction Motor Drive Using Space Vector PWM", The Trans. of The Korean Institute of Electrical Engineers, vol. 44, no. 6, pp.762-766, 1995.
- [9] O.J.M. Smith, "Closer Control of Loops with Dead Time", Chemical Engineering Progress, vol. 53, no.5, pp. 217-219, 1957.



(a) 기준전류 I_q : -30[A] → 30[A]
 (a) Reference current of I_q : -30[A] → 30[A]



(b) 기준전류 I_q : 30[A] → -30[A]
 (b) Reference current of I_q : 30[A] → -30[A]

그림 10 지연시간 보상 없는 경우의 dq축 전류응답 실험파형
 Fig. 10 Experimental dq-axis current response waveforms without time delay compensation

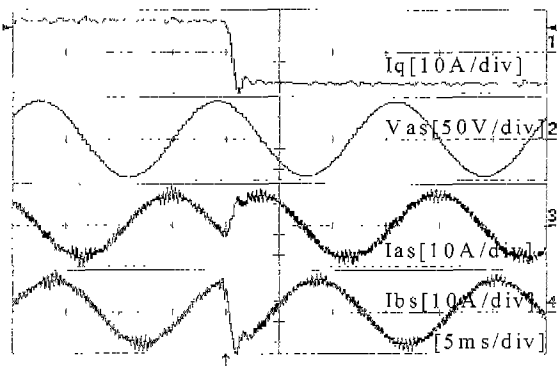


그림 11 지연시간 보상 없는 경우의 전류응답 실험 파형
 Fig. 11 Experimental current response waveforms without time delay compensation



이진우(李鎭雨)

1963년 1월 26일생. 1985년 충남대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1991년 - 1999년 삼성종합기술원 수석연구원. 1999년 - 현재 두원공과대학 공장자동화과 전임강사.