

# 전력변환회로의 디지털 전류모드제어기 설계

丁永錫<sup>†</sup>

## Design of Digital Current Mode Control for Power Converters

Young-Seok Jung

### 요약

본 논문에서는 전력변환회로를 위한 디지털 전류모드제어기를 소신호 모델식을 기반으로 하여 설계한다. 다양한 응용 가능성을 내포하고 있는 디지털 제어기를 전류모드제어를 사용하는 전력변환회로의 설계에 응용한다. 전력변환회로의 상태평균화 기법을 적용한 연속 시간 소신호 모델을 이용함으로써 부스트, 벡, 벡-부스트 컨버터에 모두 적용 가능한 디지털 전류모드제어기를 설계하고, 설계한 제어기는 모든 시비율 동작 조건에서 안정함을 확인한다. 16bit DSP 마이크로프로세서인 TMS320LF2406A를 사용하여 설계된 디지털 제어기를 구현하고, 아날로그제어기를 이용한 전류모드제어에서의 동작 조건에 따른 불안정성 문제를 해결할 수 있음을 실험을 통해 확인한다.

### ABSTRACT

In this paper, a digital current mode control is designed for the power converter applications. The designed digital current mode controller is derived analytically from the continuous time small signal model of the power converters. Due to the small signal model based derivations of the control law, the designed control method can be applicable to boost, buck, and buck-boost converters. It is also proven that the controlled power converter employing the designed digital current mode controller is always stable regardless of an operating conditions. In order to show the usefulness of a designed controller, experiments are carried out using a 16bit DSP micro-processor, TMS320LF2406A.

**Key Words** : Digital current mode control, Deadbeat control, Small signal model

## 1. 서론

전류를 제어 대상에 포함하여 제어하는 전류모드제어는 내재적 과전류보호기능, 출력전압제어 루프의 단순 모델화, 그리고 쉬운 병렬 운전기능 등의 이점이 있다. 그러나 전류모드제어를 사용하는 전력변환회로는 동작 조건 즉 시비율  $D$ 가 0.5 이상에서 일정 시비율을 유지하지 못하는 불안정성 문제 또한 가지고 있다<sup>[1,2]</sup>. 기존의 아날로그 제어 방식을 사용할 경우 이

런 문제를 해결하기 위해서는 외부에 추가적인 신호를 사용할 수 있으나, 회로 구성이 복잡해지는 문제가 있다<sup>[1,2]</sup>. 이런 문제를 해결할 수 있는 하나의 방법으로 마이크로프로세서를 응용한 디지털 전류모드제어를 구성할 수 있다. 최근에는 고성능이면서 저가적인 마이크로프로세서 응용이 가능해짐에 따라 디지털제어기의 응용은 전력변환회로 분야에서도 증가 추세에 있다. 특히 디지털 제어기는 부가적인 회로의 변경 없이 제어 알고리즘의 변경이 가능하며, 빠른 응답을 요하는 제어 시스템의 경우 데드비트(dead beat) 제어기를 구성할 수 있는 장점이 있다.

디지털 전류모드제어를 사용하는 기존의 컨버터 설계에서는 대상 컨버터의 동작 전류 파형을 해석하고

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 부경대 기계공학부 조교수

E-mail : yousjung@pknu.ac.kr

접수일자 : 2004. 7. 27

2차 심사 : 2004. 12. 23

1차 심사 : 2004. 10. 25

심사완료 : 2004. 12. 27

이로부터 요구되는 빠른 응답의 전류 제어기를 설계하였다<sup>[3,4]</sup>. 이 방법은 컨버터 동작 파형 분석을 기초로 하고 있으며, 설계자의 컨버터 특성 이해에 의존한 제어기 설계가 이루어지므로 모델식을 기초로 한 체계적인 제어기 설계가 이루어지지 못하였다. 체계적인 제어기 설계를 위해서는 제어 대상 시스템의 모델식을 이용할 필요가 있으며, 이미 기존의 컨버터 회로에 대한 연속시간 소신호 모델에 대한 연구는 많이 진행되어 있는 실정이므로 이를 바탕으로 한 디지털 제어기 설계가 요구된다. 기존의 아날로그 제어기 설계에 있어서는 소신호 모델을 이용하여 전력변환회로의 전달함수를 구하고 이를 바탕으로 제어 시스템의 우수한 제어특성을 위한 제어기의 전달함수를 정할 수 있다. 소신호 모델을 활용함으로써 비선형이면서 시변시스템인 전력변환회로의 모델을 간략히 표현할 수 있고 이를 바탕으로 제어기의 체계적인 설계가 가능하다<sup>[5,6]</sup>.

따라서 본 논문에서는 소신호 모델을 이용한 디지털 전류모드제어기의 체계적인 설계 방법을 제시하고자 한다. 소신호 모델을 이용하여 디지털 제어기를 해석적으로 설계하였으며 설계한 제어기는 모든 동작조건에서 안정함을 확인한다. 컨버터의 소신호 모델식을 이용함으로써 여러 컨버터들에 대한 체계화된 디지털 전류모드제어기 구성이 가능하다. 설계된 디지털 전류모드제어기의 우수성을 확인하기 위하여 16bit DSP 마이크로프로세서인 TMS320LF2406A를 사용하여 설계된 디지털 제어기를 구현하였으며, 아날로그제어기를 이용한 전류모드제어에서의 동작 조건에 따른 불안정성 문제를 해결하였음을 실험을 통해 확인하였다.

### 2. 소신호 모델링

디지털 전류모드제어를 설계하기 위해 사용되는 컨버터의 연속시간 소신호 모델의 유도 과정을 간략히 소개한다. 그림 1은 회로 해석에 사용된 부스트 컨버터의 회로도이다. 스위치가 온될 경우 인덕터에 입력전압이 순방향으로 인가되어 전류가 증가하게 되고, 스위치가 오프되면 인덕터에는 역방향으로 출력전압과 입력전압의 차이에 해당하는 전압이 인가되어 전류는 감소하게 된다. 인덕터 전류가 연속모드로 동작할 때의 스위치 동작에 따른 전압과 전류에 관한 평균화기법을 적용한 상태 공간 모델식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{d\bar{i}_L}{dt} &= \bar{v}_s - (1-d) \cdot \bar{v}_o \\ C \frac{d\bar{v}_o}{dt} &= (1-d) \cdot \bar{i}_L - \frac{\bar{v}_o}{R} \end{aligned} \quad (1)$$

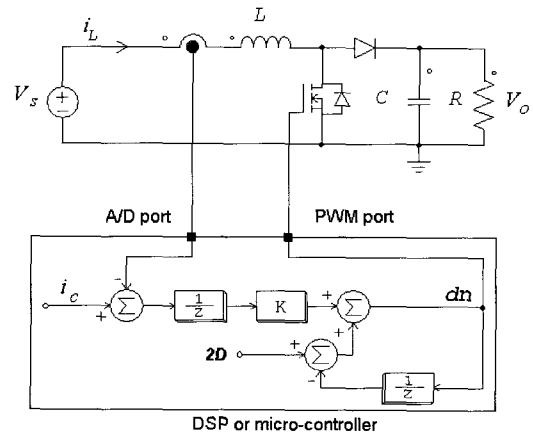


그림 1 디지털 데드비트 전류모드 제어기를 적용한 부스트 컨버터의 회로도

Fig. 1 Circuit diagram of a boost converter employing digitally controlled deadbeat current mode controller

여기서  $\bar{\phantom{x}}$ 는 평균값을 의미하며,  $d$ 는 동작 시비율 (duty ratio)이다. 식 (1)으로부터 소신호 모델식을 얻기 위해 전류, 전압, 그리고 시비율을 정상상태값과 작은 변동분으로 구분하여  $\bar{i}_L = \bar{I}_L + \tilde{i}_L$ ,  $\bar{v}_o = \bar{V}_o + \tilde{v}_o$ ,  $\bar{v}_s = \bar{V}_s + \tilde{v}_s$ ,  $d = D + \tilde{d}$  와 같이 표시하고 다시 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned} L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} &= \tilde{v}_s - (1-D) \tilde{v}_o + \bar{V}_o \tilde{d} \\ C \frac{d\tilde{v}_o}{dt} &= (1-D) \tilde{i}_L - \frac{\tilde{v}_o}{R} - I_L \tilde{d} \end{aligned} \quad (2)$$

제어하려는 전류루프는 일반적으로 전압루프에 비해 동특성이 월등히 빠르므로 몇 번의 스위칭 주기 동안에는 입력전압 및 출력전압의 소신호 변동양은 무시 가능하다. 따라서 식 (2)를 시비율과 인덕터 전류에 관한 식으로 구하면 다음과 같이 간략히 표현할 수 있다.

$$L \frac{d\tilde{i}_L}{dt} = \bar{V}_o \tilde{d} \quad (3)$$

식 (3)은 전류모드제어를 다루는 여러 연구에서 일반적으로 전류 루프의 동특성을 나타내는 관계식으로 많이 사용되고 있다<sup>[1,2]</sup>. 식 (3)을 정상상태에서의 인덕터 전류의 상승 및 하강 기울기로 표시하면 다음과 같다.

$$\frac{d\tilde{i}_L}{dt} = (S_r + S_f)\tilde{\alpha} \quad (4)$$

여기서  $S_r$ 은 상승기울기를  $S_f$ 는 하강기울기를 나타낸다. 식 (4)는 부스트 컨버터의 관계식 만이 아니라 벽 그리고 벽-부스트 타입의 컨버터에도 동일하게 적용되는 관계식이며 식 (4)를 이용해 구하게 될 디지털 제어기는 이들 컨버터에 모두 적용가능하다. 표 1에는 각 컨버터에 대한 인덕터 전류의 기울기 관계식을 정리하였다.

표 1 각 컨버터에 대한 인덕터 전류기울기 관계식  
Table 1 Inductor current equations for several converters

	상승기울기( $S_r$ )	하강기울기( $S_f$ )	$S_r + S_f$
부스트 컨버터	$V_s/L$	$(V_o - V_s)/L$	$V_o/L$
벽 컨버터	$(V_s - V_o)/L$	$V_o/L$	$V_s/L$
벽-부스트 컨버터	$V_s/L$	$V_o/L$	$(V_s + V_o)/L$

### 3. 디지털 전류모드제어기

#### 3.1 제어기 설계

디지털 전류모드제어기를 적용한 컨버터의 빠른 전류 응답을 위해 디지털 데드비트 전류제어기를 2장에서 구한 컨버터의 소신호 모델을 기반으로 설계한다. 그림 2에는 전류모드로 제어되는 부스트 컨버터의 정상 상태 및 변동분이 포함된 인덕터 전류파형이 나타나 있다. 디지털 제어기 적용에 따른 제어 스위칭 순간을 구분하기 위하여 아래첨자를 사용하여 구분하여 표시하였으며, 정상상태에서의 전류파형  $I_L(t)$ 와 전류의 작은 변동분  $\tilde{i}_L(t)$ 의 관계가 나타나 있다. 그림 3에는 디지털 제어기를 설계하기위한 제어 시스템 블록도를 나타내었다. 전체 제어 시스템 블록은 그림 3에 나타난 것과 같이 컨버터 모델  $G(s)$ 와 디지털제어관련 전달함수  $G_{delay}(z)$ ,  $G_D(z)$ , 그리고  $G_{zoh}(s)$ 으로 구성되어 있다. 컨버터 모델  $G(s)$ 는 시비율  $\alpha$ 를 입력으로 하고 출력을 인덕터 전류  $\tilde{i}_L(t)$ 로 하였을 때의 전달함수로 식 (4)로 부터 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G(s) = \frac{\tilde{i}_L(s)}{\tilde{\alpha}(s)} = \frac{(S_r + S_f)}{s} \quad (5)$$

그리고 디지털제어기의 구현시 계산에 의한 시간 지연을 고려하기 위한 블록인  $G_{delay}(z)$ 와 한 스위칭 주기  $T_s$  동안 일정 시비율을 유지하기 위한 홀더 블록인  $G_{zoh}(s)$ 의 전달함수는 다음과 같다.

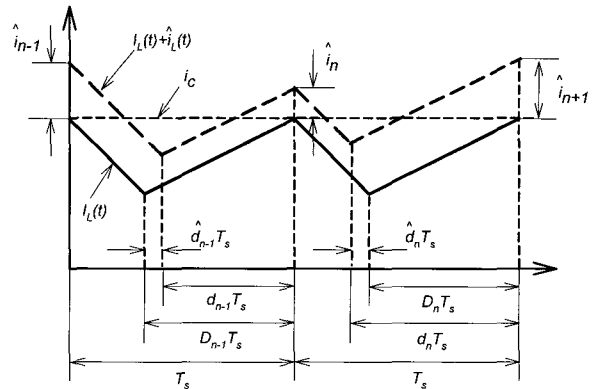


그림 2 전류모드로 제어되는 컨버터의 전형적인 전류 파형  
Fig. 2 Typical modulator waveforms employing current mode control

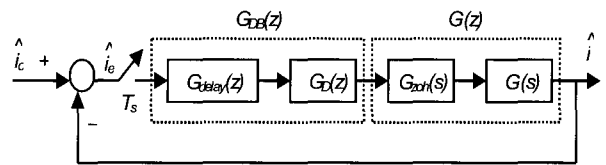


그림 3 데드비트 제어기를 설계하기위한 제어 시스템 블록도  
Fig. 3 Block diagram of controlled system

$$G_{delay}(z) = z^{-1}, G_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-sT_s}}{s} \quad (6)$$

디지털 제어기를 설계하기 위해서는 연속시간 함수로 표현된  $G(s)$ 와  $G_{zoh}(s)$ 를 이산시간 함수로 나타내어야 하며 이 관계적인  $G(z)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$G(z) = Z\{G_{zoh}(s) \cdot G(s)\} = \frac{1}{K} \cdot \frac{z^{-1}}{(1 - z^{-1})} \quad (7)$$

여기서  $K=1/(S_r + S_f)T_s$ 이다. 계산 시간 지연과  $G(z)$ 의 시간 지연요소를 고려한 최소 시간 응답을 위한 페루프 시스템의 전달함수  $T(z)$ 는 다음과 같다<sup>[7]</sup>.

$$T(z) = \frac{G_{DB}(z)G(z)}{1 + G_{DB}(z)G(z)} = a_0 z^{-2} \quad (8)$$

그리고 단위 계단 신호인 전류 명령과 인덕터 전류와의 차이는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\tilde{i}_e(z) = \tilde{i}_c(z) - \tilde{i}_L(z) = \frac{1 - T(z)}{1 - z^{-1}} \quad (9)$$

식 (9)로부터 정상상태에서의 에러 신호가 빠른 시간내에 영이 되기 위해서는 다음과 같은 식을 만족해야 한다.

$$1 - T(z) = (1 - z^{-1})N(z) \quad (10)$$

여기서  $N(z)$ 는 유한개의  $z^{-1}$ 의 항을 가진다. 식 (8)과 (10)으로부터  $a_0$ 와  $N(z)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

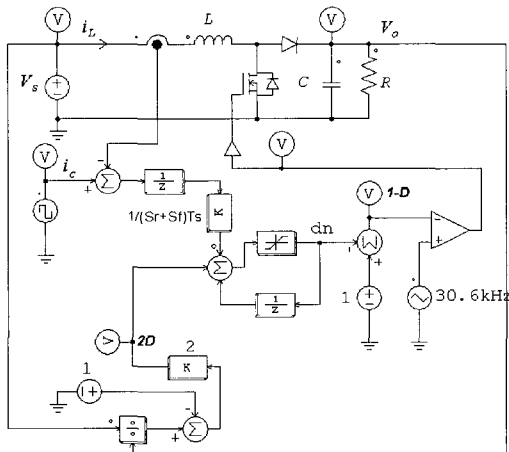


그림 4 PSIM 시뮬레이션을 위한 데드비트 전류모드 제어를 적용한 부스트 컨버터 구성도  
Fig. 4 PSIM circuit diagram of a boost converter employing deadbeat current mode control

$$a_0 = 1, N(z) = 1 + z^{-1} \quad (11)$$

따라서 식 (11)과 식 (8)로부터 디지털 데드비트 전류모드제어기를 구하면 다음과 같다.

$$G_{DB}(z) = K \frac{z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (12)$$

식 (8)에 표시된 폐루프 시스템의 전달함수로부터 구한 디지털 데드비트 전류모드제어기는 컨버터의 동작 조건과 관계없이 항상 안정함을 알 수 있다. 따라서 디지털 데드비트 전류모드제어는 기존의 아날로그제어기

를 이용한 전류모드제어에 비해 컨버터 동작 조건과 관계없이 항상 안정하다.

### 3.2 제어기 구현

소신호 모델을 이용해 설계된 디지털 전류모드제어기를 구현하기 위해서는 식 (12)를 다시 정리할 필요가 있다. 각 스위칭 순간에 인가할 시비율을 얻기 위해 식 (12)를 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\tilde{d}_n = K \cdot \tilde{i}_{e,n-1} - \tilde{d}_{n-1} \quad (13)$$

여기서  $\tilde{i}_{e,n-1}$ 는 (n-1)번째 스위칭 순간의 전류 명령  $\tilde{i}_c$ 과 인덕터 전류  $\tilde{i}_L$ 의 차이이다. 정상 상태의 전류 및 시비율 관계식  $\tilde{i}_{e,n-1} = i_{c,n-1} - i_{n-1}$ ,  $\tilde{d}_n = d_n - D$ 을 이용하여 디지털 데드비트 전류모드제어기의 제어 시비율을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$d_n = 2D - d_{n-1} + K \cdot (i_{c,n-1} - i_{n-1}) \quad (14)$$

표 2 각 컨버터에 대한 입출력 전압과 동작 시비율과의 관계식  
Table 2 Relation between operating duty ratio and input-output voltages

	동작시비율(D)
부스트 컨버터	$(V_o - V_s) / V_o$
벅 컨버터	$V_o / V_s$
벅-부스트 컨버터	$V_s / (V_o + V_s)$

디지털 제어기의 데이터 획득 시간 및 연산 시간 지연을 고려한 시간 지연 요소에 의해 식 (14)에는 현재의 시비율을 얻기 위해 필요한 전류 정보는 한 샘플링 주기 이전의 값을 알 수 있다. 동작 시비율  $D$ 는 각 컨버터의 입력전압과 출력전압의 관계식으로부터 구할 수 있으며 각 컨버터에 대한 관계식은 표 2에 정리하였다. 그리고 디지털 제어기내의  $K$ 는 표 1에 나타낸 각 컨버터의 전류기울기 관계식으로부터 구할 수 있다. 본 논문에서 사용한 부스트 컨버터에 대한 디지털 전류모드 제어기를 정리하며 다음과 같다.

$$d_n = 2 \cdot \left(1 - \frac{v_s}{v_o}\right) - d_{n-1} + \frac{L}{v_o T_s} \cdot (i_{c,n-1} - i_{n-1}) \quad (15)$$

여기서 인덕터 전류와 입력 및 출력 전압 정보는

AD변환기를 이용해 얻고 컨버터의 인덕턴스 및 스위칭 주기는 이미 알려진 값을 사용한다.

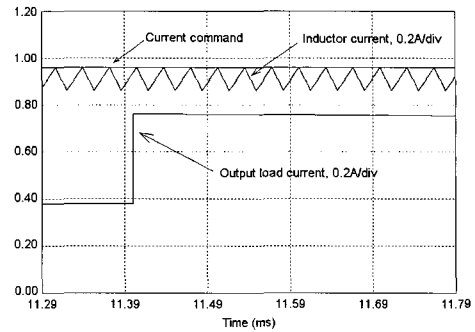
### 4. 실험 결과

이상의 결과의 정당성을 확인하기 위하여 PSIM을 이용한 회로 시뮬레이션과 실험을 행하였다. 그림 4에는 PSIM 시뮬레이션을 위한 디지털 데드비트 전류모드 제어를 이용하는 부스트 컨버터의 구성도를 나타내었다. PSIM은 시간을 분할하여 시뮬레이션을 행하므로 결과의 정확도를 높이기 위해서는 시간을 잘게 분할하여 행하여야 하며 본 비교 시뮬레이션에서는 6.5 [nsec]의 시간 단계를 사용하였다. 그리고 비교 대상 컨버터의 파라미터는 표 3에 정리하였다. 이 표의 스위칭 주파수 30.6kHz는 TMS320LF2406A를 이용한 디지털제어기 구현에 있어 신호값을 읽어들이는 A/D 변환과정 및 제어알고리즘을 계산하고 출력하기 위해 요구되는 시간을 반영하여 결정하였다.

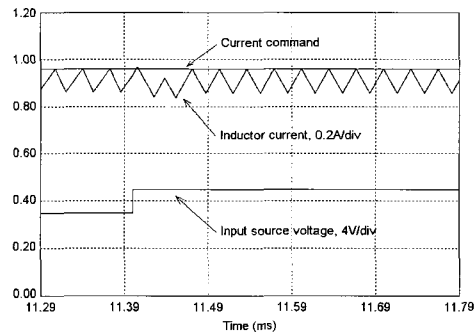
표 3 부스트 컨버터 파라미터  
Table 3 Parameters of Boost Converter

$f_s$ [kHz]	$L$ [mH]	$C$ [ $\mu$ F]	$R$ [ $\Omega$ ]	$D$	$V_s$ [V]	$V_o$ [V]
30.6	1.4	1000	47	0.6	7	17.5

그림 5에는 부하 저항 및 입력 전압 변동에 따른 전류 응답 파형을 나타내었다. 그림 5(a)에는 부하저항이 94[ $\Omega$ ]에서 47[ $\Omega$ ]으로 50%변동될 때의 부하전류와 인덕터 전류 파형을 나타내었으며, 그림 5(b)에는 입력 전압이 25%변동이 있을 때의 전류응답이다. 부하 저항 변동에 대해서는 기존의 아날로그 전류모드제어와 유사한 특성을 보이나, 입력전압 변동에 대해서는 전류 성분의 변동을 확인 할 수 있다. 이는 입력 전압 변동 시점과 디지털 제어가 이를 인식하는 시점간의 차이에 기인한 현상으로 빠른 마이크로프로세서 적용에 의한 빠른 제어기의 구현에 의해 개선할 될 수 있다. 그림 6에는 일정 듀티 제어 방식을 적용한 경우와 디지털 전류모드제어 방식을 적용한 경우의 입력 전원 전압의 변동에 따른 인덕터 전류 응답 파형을 나타내었다. 이 그림으로부터 디지털 전류모드제어를 적용할 경우 기존의 아날로그 전류모드제어를 적용한 경우와 같이 입력 전원 전압 변동에 대해서도 우수한 전류 응답 특성을 확인할 수 있다. 그림 7에는 시비율이 0.6으로 동작하고 있는 부스트 컨버터에 대한 전류 명령 변



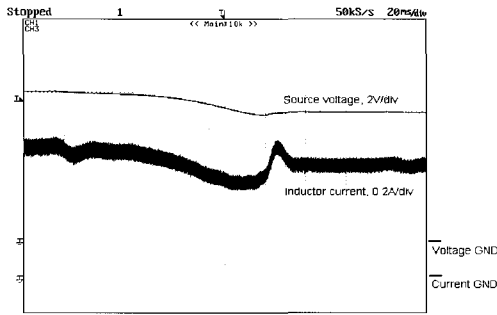
(a) 부하 저항 변화에 따른 전류 응답



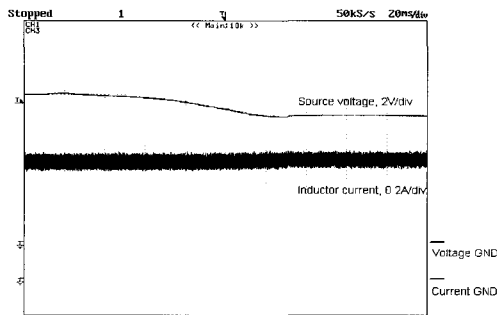
(b) 입력 전원 전압 변화에 따른 전류 응답

그림 5 부하 저항 및 입력 전압 변동에 따른 전류 응답 파형  
Fig. 5 Inductor current responses with the abrupt changes of output load resistance and input source voltage

화에 따른 디지털 데드비트 전류모드제어의 전류 응답 특성을 나타내었다. 그림 7(a)에는 PSIM을 이용한 회로 시뮬레이션 결과를 나타내었고, 그림 7(b)에는 테스트 보드의 실험 결과를 나타내었다. 이 그림에서 알 수 있듯이 디지털 데드비트 전류모드제어를 이용하여 구현한 부스트 컨버터의 전류 응답은 빠른 응답을 보인다. 이 그림은 시비율이 0.6인 경우의 실험 및 시뮬레이션 결과로써 기존의 아날로그 전류모드제어를 적용한 경우에 일반적으로 알려진 시비율 0.5이상에서의 전류제어 루프의 불안정성은 나타나지 않고 있으며, 해석 결과에서 예견되었던 것과 같이 안정한 전류 응답을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 그림 8에는 삼각파로 변하는 전류 명령에 대해 응답하는 인덕터 전류 파형을 나타내었다. 이 그림으로부터 디지털 전류모드제어를 적용한 컨버터의 전류응답이 삼각파를 이루어 전류 명령을 잘 추종하고 있음을 알 수 있다. 그림 9에는 동작 시비율이 0.6에서의 아날로그 전류모드제어를



(a) 일정 듀티 제어 적용시 응답 파형



(b) 전류모드제어 적용시 응답 파형

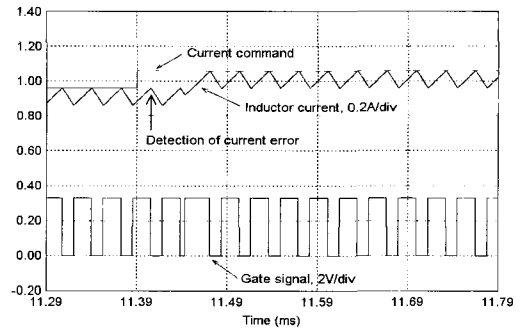
그림 6 입력전압 변동에 따른 일정 듀티 적용 및 디지털 전류모드제어 적용에 따른 전류 응답 파형

Fig. 6 Inductor current responses of the constant duty control and digital current mode control methods for the change of source voltage

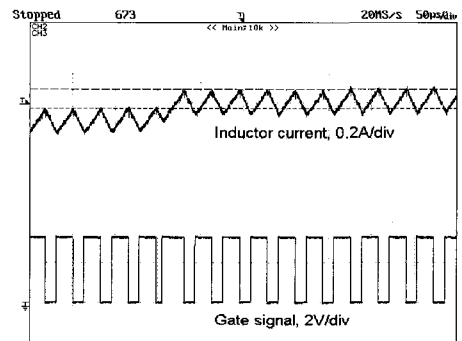
적용한 경우와 디지털 전류모드제어를 적용한 경우의 동작 특성을 확인하기 위한 비교 결과를 나타내었다. 아날로그 전류모드제어를 적용한 경우에는 시비율이 안정화되지 않아 인덕터 전류에 스위칭 주파수보다 낮은 주파수 성분이 발생함을 확인할 수 있으나, 디지털 전류모드제어를 적용한 경우에는 이와는 달리 안정한 동작을 보임을 알 수 있다.

### 5. 결 론

본 논문에서는 전력변환회로의 소신호 모델을 이용하여 디지털 전류모드제어기를 설계하였다. 소신호 모델을 이용하여 데드비트 제어기를 해석적으로 설계하였으며 설계한 제어기는 기존의 아날로그 전류모드제어기와는 달리 모든 시비율 동작 영역에서 안정함을 확인하였다. 해석적 결과를 얻기 위해 상태 평균화 기법을 적용한 컨버터의 소신호 모델을 활용하였으며, 이



(a) 시뮬레이션 파형



(b) 실험 파형

그림 7 전류 명령 변화에 따른 인덕터 전류 파형

Fig. 7 Inductor current responses with abrupt change of current command

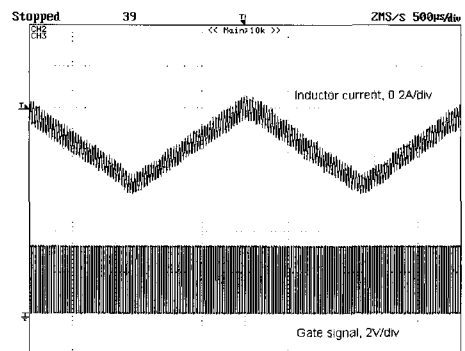


그림 8 삼각파 전류 명령에 따른 인덕터 전류 응답 파형

Fig. 8 Inductor current responses for an triangular waveform of the current command

소신호 모델을 바탕으로 부스트, 벡, 벡-부스트 컨버터에 모두 적용 가능한 디지털 제어기를 설계하였다. 특히 부스트 컨버터에 대해서는 설계된 제어기의 제어 특성을 실험 및 시뮬레이션을 통하여 확인하였다. 일

반적으로 아날로그 전류모드제어를 적용한 컨버터 시스템에서 예상되는 부하특성 변화 및 입력 전압 변동에 대한 인덕터 전류의 우수한 응답 특성을 디지털 전류모드제어를 적용한 컨버터에서도 기대할 수 있음을 확인하였으며, 마이크로프로세서를 응용한 실험을 통해 전류 명령 변화에 따른 빠른 전류 응답이 가능함을 확인하였다.

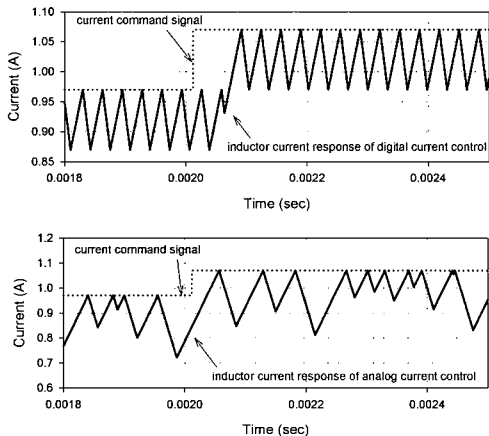


그림 9 시비율 0.6에서의 디지털 전류모드제어(위)와 아날로그 전류모드제어(아래)의 응답비교파형

Fig. 9 Comparisons of inductor current responses between digital(upper) and analog(lower) current mode controls when operating duty cycle is 0.6

이 논문은 2005년도 두뇌한국21사업에 의하여 일부 지원되었음.

### 참 고 문 헌

[1] Tan, F. D., and Middlebrook, R. D., "A Unified Model for Current-Programmed Converters", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 10, No. 4, pp. 397-408, 1995.  
 [2] Ridley, R. B., "A New, Continuous-Time Model for Current-Mode Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 6, No. 2, pp. 271-280, 1991.  
 [3] Bibian, Stephane, and Jin, Hua, "High Performance Predictive Dead-Beat Digital Controller for DC Power Supplies", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp. 67-73, 2001.  
 [4] Chen, J., Prodic, A., Erickson, R. W. and Maksimovic, D., "Predictive Digital Current Programmed Control", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp.

411-419, 2003.

[5] R. D. Middlebrook and S. Cuk, "A general unified approach to modeling switching-converter power stages", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 18-34, 1976.  
 [6] R. W. Erickson, S. Cuk, and R. D. Middlebrook, "Large-signal modelling and analysis of switching regulators", IEEE PESC Conf. Rec., pp. 240-250, 1982.  
 [7] K. Ogata, "Discrete-Time Control Systems", 2nd ed. Prentice-Hall, pp. 242-257, 1995.  
 [8] 정영석, 강정일, 최현칠, 윤명중, "Small Signal Modeling of Current Mode Control", 전력전자학회 논문지, pp. 338-345, 1998.

### 저 자 소 개



#### 정영석(丁永錫)

1970년 3월 15일생. 1992년 한국과학기술원 전기및전자공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 전기및전자공학과 졸업(공학박). 1999년~2002년 현대오토넷 선임연구원. 2002년~현재 부경대 기계공학부(메카트로닉스 자동화정보 전공) 조교수.