

# DSP를 이용한 부스트 컨버터의 전류 제어기 설계 및 구현

이광운<sup>†</sup>

## Design and Implementation of a Current Controller for Boost Converters Using a DSP

Kwang-Woon Lee<sup>†</sup>

**Abstract** - This paper introduces a method for design and implementation of a current controller for boost converter operating in continuous conduction mode (CCM) using a digital signal processor (DSP). A Proportional-Integral (PI) type current controller outputs an average voltage command for inductor, used in the input side of the boost converter, and the duty-ratio of PWM (pulse width modulation) signal for switching device is directly calculated from the average voltage command. The gains of the PI current controller are selected such that the current response characteristics are the same as those of a first-order low-pass filter. The proposed current control scheme is implemented using a DSP based on fixed-point math operations and an experimental study has been performed to validate the proposed method.

**Keywords** : boost converter, current control, DSP

### 1. 서 론

DC-DC 컨버터의 제어기를 아날로그 방식으로 구현하는 경우 높은 대역폭을 갖는 제어기 구현이 가능한 장점이 있으나, 전기적인 잡음 및 주위의 온도 변화 등에 의해 제어 성능이 저하될 수 있고 주변 시스템과 통신을 통해 DC-DC 컨버터가 통합되는 경우 시스템 구성이 복잡해지고 비용 또한 상승하는 단점들도 있다. 이러한 문제점들을 개선할 목적으로 디지털 제어 방식이 DC-DC 컨버터에 적용되고 있으며, 특히 최근에는 반도체 기술의 발전에 힘입어 고성능의 DSP (digital signal processor)가 낮은 가격으로 시장에 공급되면서 디지털 제어의 적용이 크게 증가하고 있는 추세이다.<sup>[1-3]</sup>

부스트 컨버터의 디지털 제어기를 설계하는 일반적인 과정은 소신호 모델링을 통해 전달함수를 구하고, 이를 이용하여 아날로그 영역에서 보상 회로를 설계한 후에 z-domain으로 등가 변환하는 것이다.<sup>[4-7]</sup> 이러한 설계 방식은 컨버터의 스위칭 주파수가 변경되면 그에 따라 디지털 제어기의 이득을 다시 설정해 주어야 하고, 보드

선도를 통해 이득 및 위상 여유가 적절하게 설정되었는지 확인하고, 실험을 통해 다시 설계된 이득을 조정하는 번거로운 과정이 필요한 단점이 있다.

일반적으로 전동기의 전류 제어에서는 전동기 전압 방정식에서 역기전력 및 상호 결합되어 있는 전압 성분들을 전향보상을 통해 상쇄하고, 저항과 인덕턴스의 직렬회로에 대해 비례-적분 제어기를 구성하고, 전류 지령과 전류에 대한 전달함수가 1차 저역 통과 필터가 되도록 비례-적분 이득을 설정함으로써 원하는 대역폭의 전류 제어 성능을 구현하는 방식이 널리 사용되고 있다.<sup>[8]</sup> 이러한 전류 제어기 설계 방식은 비례-적분 이득을 설계하는 과정이 단순하고, 설계된 제어 이득을 디지털 제어에 직접 적용할 수 있으며, 별도의 실험을 통한 이득 조정을 거치지 않고서도 원하는 제어 성능이 구현되는 장점이 있다.

본 논문에서는 연속 도통 모드(continuous conduction mode)에서 동작하는 부스트 컨버터의 전류 제어기를 전동기의 전류 제어와 유사한 방식으로 설계하고 구현하는 방법에 대해 제안한다. 부스트 컨버터 입력 단에 사용되는 인덕터의 등가 직렬 저항(ESR)과 인덕턴스 값을 이용하여 비례-적분 전류 제어기의 이득을 설정하고, 전류 제어기의 출력과 동일한 전압이 인덕터에 인가되도록 PWM 시비율을 결정함으로써 설계된 대역폭과 동일한 응답 특성을 갖는 전류 제어 구현이 가능함을 컴퓨

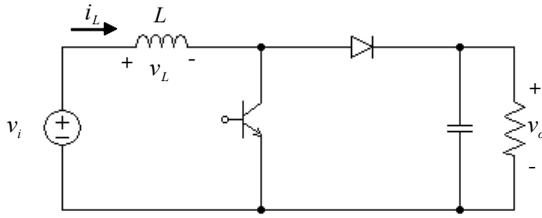


Fig. 1 Boost converter

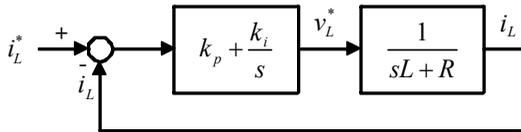


Fig. 2 Block diagram of current controller

터 모의 실험과 실험을 통해 입증하고자 한다. 또한, 하드웨어에 의한 부동 소수점 연산 기능을 지원하지 않는 저가의 DSP를 이용하는 경우를 고려하여 설계된 전류 제어기를 고정 소수점 연산으로 구현하는 방법에 대해 제안한다.

## 2. 부스트 컨버터의 전류 제어기 설계

그림 1의 부스트 컨버터가 연속 도통 모드에서 동작하고 있을 때 인덕터 L 양단에 걸리는 평균 전압( $v_{L,avg}$ )은 다음과 같다.

$$v_{L,avg} = v_i - v_o \left(1 - \frac{t_{on}}{T_s}\right) = v_i - v_o(1 - D) \quad (1)$$

식 (1)에서  $T_s$ 는 스위칭 주기,  $t_{on}$ 은 스위칭 소자의 통전 시간, D는 PWM (pulse width modulation) 시비율 (duty-ratio)을 의미한다. 비례-적분 제어기를 이용하여 전류 제어기를 구성하고, 전류 제어기의 출력을 그림 1의 인덕터 L에 대한 전압 지령( $v_L^*$ )이라고 가정할 때 전류 제어 블록 도는 그림 2와 같이 표현할 수 있다. 그림 2에서 R은 그림 1에서 L의 등가 직렬 저항 (ESR)을 의미한다. 인덕터에 인가되는 평균 전압( $v_{L,avg}$ )과 전압 지령( $v_L^*$ )이 동일하다고 가정할 때, PWM 시비율 D는 다음과 같이 주어진다.

$$D = \frac{(v_L^* - v_i + v_o)}{v_o} \quad (2)$$

즉, 식 (2)와 같이 PWM 시비율을 결정하면 연속 도통 모드에서 인덕터 L에 인가되는 평균 전압은 그림 2의 전류 제어기 출력인 전압 지령과 동일한 값을 가지고, 인덕터의 전류 지령과 전류 응답 사이의 전달함수는 다음과 같다.

$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{k_p s + k_i}{Ls^2 + (k_p + R)s + k_i} \quad (3)$$

인덕터의 인덕턴스 및 등가 직렬 저항의 추정값을 각각  $\hat{L}$ ,  $\hat{R}$  이라고 할 때, 비례-적분 제어기의 이득을 다음과 같이 설정하면

$$k_p = \hat{L}\omega_{cc}, k_i = \hat{R}\omega_{cc} \quad (4)$$

식 (3)은 다음과 같다.

$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{\omega_{cc}(\hat{L}s + \hat{R})}{Ls^2 + (\hat{L}\omega_{cc} + R)s + \hat{R}\omega_{cc}} \quad (5)$$

인덕턴스 및 등가 직렬 저항의 추정값  $\hat{L}$ ,  $\hat{R}$ 이 실제 값 L, R과 동일하다면 식 (5)는 다음과 같이 1차 저역 통과 필터의 전달함수로 간략화 된다.<sup>[8]</sup>

$$\frac{i_L}{i_L^*} = \frac{\omega_{cc}}{s + \omega_{cc}} \quad (6)$$

상기 식에서  $\omega_{cc}$ 는 전류 제어기의 대역폭으로, 일반적으로 최대 스위칭 주파수의 1/10까지의 값을 가지도록 설정할 수 있다.<sup>[8]</sup> 결과적으로 전류 제어기의 비례-적분 이득을 식 (4)와 같이 설정하고, PWM 시비율을 식 (2)와 같이 구함으로써 연속 도통 모드에서 동작하는 부스트 컨버터에 대해서 원하는 대역폭의 응답 특성을 가지는 전류 제어기를 단순한 설계 과정을 통해서 구현할 수 있다.

일반적으로 인덕터의 인덕턴스는 자기회로가 포화되면 그 값이 감소하고, 등가 직렬 저항은 온도에 비례하여 그 값이 증가한다. 인덕터의 제정수 변동이 전류 제어기에 미치는 영향을 살펴보기 위해,  $\hat{L}=2\text{mH}$ ,  $\hat{R}=0.05\Omega$ ,  $\omega_{cc}=2000\text{rad/sec}$ 로 설정하고 L과 R의 변동에 대해 식 (5)로 표현된 전류 제어기 전달함수의 보드 선도를 그림 3과 같이 구하였다. 그림 3을 보면 전류 제어기 이득 설정에 사용되는 인덕턴스 및 등가 직렬 저항( $\hat{L}$ ,  $\hat{R}$ )의 값이 인덕터의 인덕턴스 및 등가 직렬 저항(L, R)의 값과 동일한 경우 전류 제어기의 대역폭이 설계 목표 값인 2000rad/sec와 동일한 값을 가짐을 알 수 있다. 또한,  $\hat{L}$ 과 L 사이에 오차가 존재하는 경우 전류 제어기의 대역폭이 설계 목표 값과 차이를 가지게 되고, 등가 직렬 저항의 오차가 전류 제어기 대역폭에 미치는 영향은 거의 없음을 알 수 있다. 그림 3에서 자기 회로의 포화를 가정하여 L의 값을 1.5mH로 설정한 경우 전류 제어기의 대역폭은 대략 2700rad/sec로 증가하므로, 자기 회로 포화에 의해 인덕턴스 변동이 크게 발생하는 경우에는 그 변동 폭을 고려하여 전류 제어기의 대역폭을 설정할 필요가 있다.

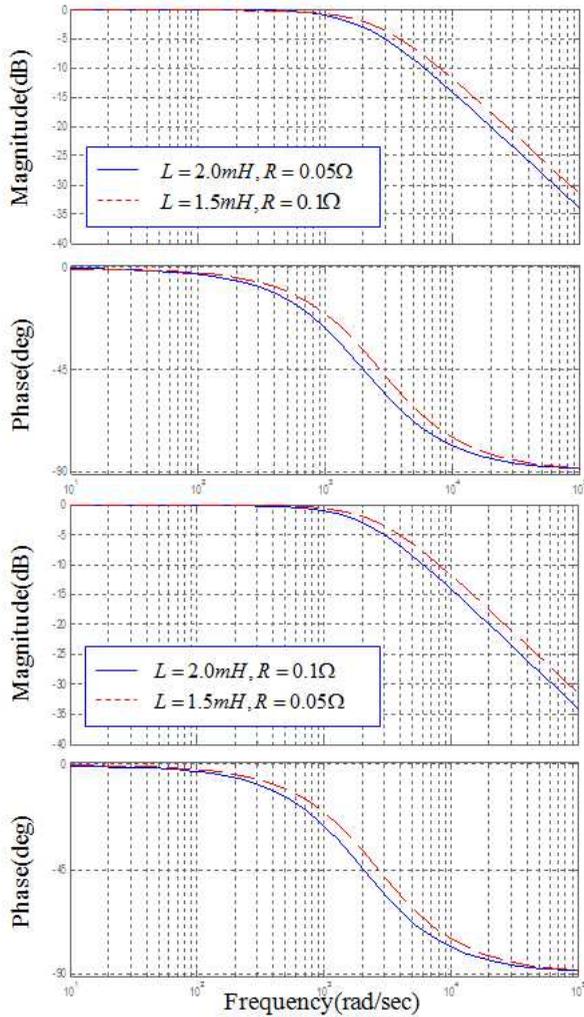


Fig. 3 Bode diagram of the transfer function of current controller

### 3. 고정 소수점 연산 기반의 디지털 전류 제어기 구현

일반적으로 전류 제어기의 설계된 이득은 부동 소수점으로 표현이 되므로 부동 소수점 연산을 하드웨어적으로 지원하는 DSP를 사용하는 경우 실시간 디지털 제어를 쉽게 구현할 수 있다. 그러나 고정 소수점 연산만을 지원하는 DSP를 사용하는 경우에는 정수로 선언된 변수들만을 이용하여 디지털 제어를 구현해야 하므로 제어 이득의 변환 등에 상대적으로 많은 어려움이 따른다. 따라서 본 절에서는 부동 소수점으로 표현된 제어 이득 값들을 사용하여 고정 소수점 연산 기반의 디지털 제어를 체계적으로 구현하는 방법에 대해서 제안하고자 한다. 제안된 방법을 이용하면 실험을 통한 별도의 이득 재조정 없이도 부동 소수점 연산 기반으로 구현된 디지털 제어와 동일한 동작 특성을 구현할 수 있는 장점이 있다.

그림 2의 전류 제어기에 안티 와인드업(anti-windup)

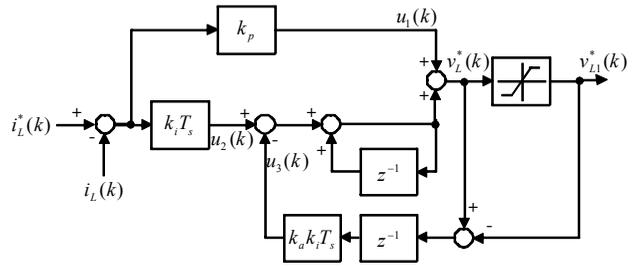


Fig. 4 Block diagram of digital current controller

제어기를 추가하여 디지털 방식으로 구현하면 그림 4와 같다. 그림 4에서 PWM 신호의 시비율은 식 (7)에 의해서 구해진다.

$$D = \frac{(v_{L1}^*(k) - v_i(k) + v_o(k))}{v_o(k)} \quad (7)$$

식 (7)에서  $v_{L1}^*(k)$ 는  $v_i(k)$ 와  $v_i(k) - v_o(k)$  범위 내로 제한된  $v_L^*(k)$ 의 값을 가지고,  $v_i(k)$ 와  $v_o(k)$ 는 각각 현재 제어 스텝 k에서 검출된 부스트 컨버터의 입력, 출력 전압에 해당한다. 그림 4에서  $k_a$ 는 안티 와인드업 이득으로, 일반적으로 다음 조건을 만족하는 값을 갖도록 설정된다.<sup>[8]</sup>

$$\frac{1}{3k_p} \leq k_a \leq \frac{3}{k_p} \quad (8)$$

16비트 DSP를 사용하여 전류 제어기를 구현한다고 가정할 때, 덧셈 및 뺄셈 연산에 의한 오버플로우(overflow) 발생을 방지하면서 고정 소수점 표현의 분해능을 높이기 위해서는 부스트 컨버터에서 허용되는 전류 및 전압의 최대 값을  $2^{14}$ 에 대응시키고, 최대 값을 기준으로 정규화된 전류 및 전압 변수들을 Q14 형식으로 표현하는 것이 적절하다. Q14 형식이란 부동 소수점으로 표현된 수에  $2^{14}$ 을 곱하여 고정 소수점 형식으로 표현하는 것을 의미한다.<sup>[9]</sup> 전류의 최대 값( $i_{max}$ )으로 정규화되어 Q14 형식으로 표현된 인덕터 전류 지령( $i_{LQ}^*(k)$ ) 및 전류( $i_{LQ}(k)$ )는 다음과 같다.

$$i_{LQ}^*(k) = i_L^*(k) \times \frac{2^{14}}{i_{max}}, i_{LQ}(k) = i_L(k) \times \frac{2^{14}}{i_{max}} \quad (9)$$

마찬가지로, 전압의 최대 값( $v_{max}$ )으로 정규화되어 Q14 형식으로 표현된 인덕터 전압 지령( $v_{LQ}^*(k)$ )은 다음과 같다.

$$v_{LQ}^*(k) = v_L^*(k) \times \frac{2^{14}}{v_{max}}, v_{LQ}(k) = v_{L1}(k) \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \quad (10)$$

그림 4에서 비례-적분 제어기의 출력은 전압 지령을 생성하므로, 비례 이득( $k_p$ )과 전류 오차의 곱( $u_1(k)$ ) 및 적분 제어 변수들( $u_2(k), u_3(k)$ )의 단위는 전압이 된다. 비례-적분 전류 제어기의 출력을 전압의 최대 값( $v_{max}$ )으로 정규화 하여 Q14 형식으로 표현할 때, 고정 소수점 연산 기반의 비례 제어 이득( $k_{pQ}$ )은 다음과 같은 과정을 통해 구해진다.

$$\begin{aligned} u_{1Q}(k) &= u_1(k) \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \\ &= k_p \times (i_L^*(k) - i_L(k)) \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \\ &= k_p \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k)) \times \frac{i_{max}}{2^{14}} \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \end{aligned} \quad (11)$$

$$k_{pQ} = k_p \times \frac{i_{max}}{v_{max}} \times 2^{n1} \quad (12)$$

식 (11)에서  $u_{1Q}$ 는 그림 4에서  $u_1$ 의 고정 소수점 형식 표현을 의미한다. 식(11)에서 우측 마지막 항은 비례 이득과 전류 오차의 곱인  $u_1$ 의 값을 전압의 최대 값으로 정규화하고, 그 결과를 Q14 형식으로 표현하기 위해 사용하였다. 식 (12)에서 마지막 항( $2^{n1}$ )은 식 (12)의 우측 1항과 2항을 곱한 결과를 고정 소수점 형식으로 변환하는 역할을 하며, 실제로는  $u_{1Q}$ 의 값을 구하는 과정에서 다음과 같이 쉬프트(shift) 연산을 통해 다시 상쇄된다.

$$u_{1Q}(k) = (k_{pQ} \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k))) \gg n1 \quad (13)$$

마찬가지로, 고정 소수점 연산 기반의 적분 이득( $k_i T_s$ ) 및 anti-windup 이득과 적분 이득의 곱( $k_a k_i T_s$ )을 구하는 과정은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} u_{2Q}(k) &= k_i \times T_s \times (i_L^*(k) - i_L(k)) \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \\ &= k_i \times T_s \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k)) \times \frac{i_{max}}{v_{max}} \end{aligned} \quad (14)$$

$$k_{iQ} = k_i \times T_s \times \frac{i_{max}}{v_{max}} \times 2^{n2} \quad (15)$$

$$\begin{aligned} u_{3Q}(k) &= k_a \times k_i \times T_s \times (v_L^*(k-1) - v_{L1}^*(k-1)) \times \frac{2^{14}}{v_{max}} \\ &= k_a \times k_i \times T_s \times (v_{LQ}^*(k-1) - v_{L1Q}^*(k-1)) \end{aligned} \quad (16)$$

$$k_{aQ} = k_a \times k_i \times T_s \times 2^{n3} \quad (17)$$

식 (15), (17)에서  $k_{iQ}$ 와  $k_{aQ}$ 는 각각 고정 소수점 기반으로 표현된  $k_i T_s$  및  $k_a k_i T_s$ 에 해당하고, 마지막 항들

Table 1 Gains of Current Controller

Floating-point Gains	Fixed-point Gains
$k_p = 4$	$k_{pQ} = 1638$ (Q14 type)
$k_i = 100$	$k_{iQ} = 262$ (Q20 type)
$k_a = 0.25$	$k_{aQ} = 2621$ (Q20 type)

( $2^{n2}$ 과  $2^{n3}$ )은 연산 결과를 고정 소수점 형식으로 변환하는 역할을 한다. 전류 제어기에서 적분 값을 저장하는 변수를 S라고 할 때, 고정 소수점 연산 기반의 전류 제어기의 출력  $v_{LQ}^*(k)$ 는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} S+ &= (k_{iQ} \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k))) \gg n2 \\ &+ (k_{aQ} \times (v_{LQ}^*(k) - v_{L1Q}^*(k))) \gg n3 \end{aligned} \quad (18)$$

$$v_{LQ}^*(k) = (k_{pQ} \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k))) \gg n1 + S \quad (19)$$

#### 4. 시뮬레이션 및 실험 결과

본 논문에서 제안하는 연속 도통 모드에서 동작하는 부스트 컨버터의 비례-적분 전류 제어기 이득 설정 및 고정 소수점 연산 기반의 디지털 제어기 구현 방법에 대해 그 효용성을 검증하기 위하여 PSIM을 이용하여 시뮬레이션을 진행하였다. ESR이 0.05Ω인 2mH 인덕터에 대해 전류 제어기 대역폭을 2000rad/sec로 설정하고자 하는 경우 식 (4)에 의한 비례, 적분 및 안티 와인드업 이득과 식 (12), (15), (17)에 의해 고정 소수점 연산 기반으로 변환한 이득들의 값은 표 1과 같다. 표 1에서 제어 주기  $T_s$ 는 100us로,  $i_{max}$ 와  $v_{max}$ 는 각각 5A, 200V로 설정하였고, 안티 와인드업 이득은 비례 이득의 역수로 설정하였다.

표 1에서  $k_{iQ}$ 와  $k_{aQ}$ 의 경우 그 값이 쉬프트 연산에 의한 나눗셈( $2^{20}$ )보다 작기 때문에 식 (18)과 같이 적분 연산을 하는 경우 전류 오차( $i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k)$ ) 및 전압 지령과 제한된 전압 지령 사이의 오차( $v_{LQ}^*(k) - v_{L1Q}^*(k)$ )가 작은 값을 가질 때 쉬프트 연산에 의해 연산 결과가 0이 되고, 결과적으로 작은 오차를 적분하여 정상 상태 오차를 줄이는 적분 제어의 역할을 제대로 수행하지 못하게 된다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 적분 값을 저장하는 변수 S를 long 타입 변수로 선언하였고, 다음과 같이 전압 지령을 구하는 단계에서 쉬프트 연산을 하도록 하였다.

$$\begin{aligned} S &= S + (k_{iQ} \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k))) \\ &+ (k_{aQ} \times (v_{LQ}^*(k) - v_{L1Q}^*(k))) \end{aligned} \quad (20)$$

$$v_{LQ}^*(k) = (k_{pQ} \times (i_{LQ}^*(k) - i_{LQ}(k))) \gg 14 + (S) \gg 20 \quad (21)$$

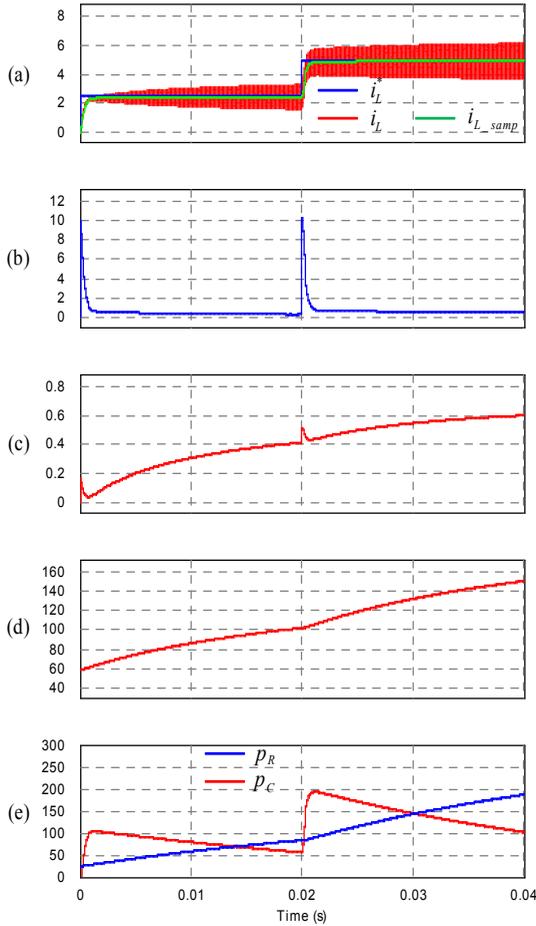


Fig. 5. Simulation results (a)Current response, (b)Inductor voltage command, (c)PWM duty ratio, (d)Output voltage, (e)Power of load resistor and capacitor

그림 5는 부스트 컨버터 출력단의 커패시터 및 부하 저항이 각각 470 $\mu$ F, 120 $\Omega$ 인 경우에 대해 인덕터 전류 지령을 0A에서 2.5A로, 다시 2.5A에서 5A로 변경했을 때의 시뮬레이션 결과이다.

그림 6은 그림 5에서 전류 지령이 2.5A에서 5A로 변경되는 과도 구간을 확대한 것이다. 시뮬레이션에서 스위칭 주파수는 10kHz로 설정하였고, 표 1에 제시된 고정 소수점 연산 기반의 제어 이득 값을 사용하였으며, PSIM의 C 블록 기능을 활용하여 고정 소수점 연산 기반으로 디지털 방식의 전류 제어기를 C언어로 구현하였다. 부스트 컨버터의 입력 전압은 60V로 설정하였다. 전류 제어기 대역폭을 2000rad/sec로 설정하였으므로 전류 응답의 시정수는 0.5ms가 된다. 그림 6에서 전류 응답 시정수는 0.5ms로 설계된 전류 제어기 대역폭과 동일한 응답을 보임을 알 수 있다.

그림 7은 L과 R의 값을 각각 1.5mH, 0.1 $\Omega$ 으로 설정하고, 전류 제어기의 비례 및 적분 이득을 구하는 데 사용되는  $\hat{L}$ 과  $\hat{R}$ 의 값을 각각 2mH, 0.05 $\Omega$ 으로 설정했을 때의 시뮬레이션 결과이다. 그림 6과 비교해 보면 전류 응답의 시정수가 0.5ms에서 0.37ms로 줄어들었음을 알

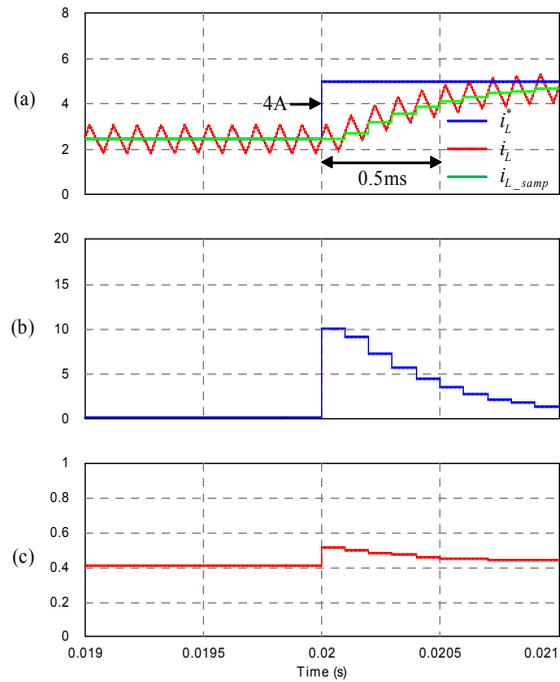


Fig. 6 Simulation results (a)Current response, (b)Inductor voltage command, (c)PWM duty ratio

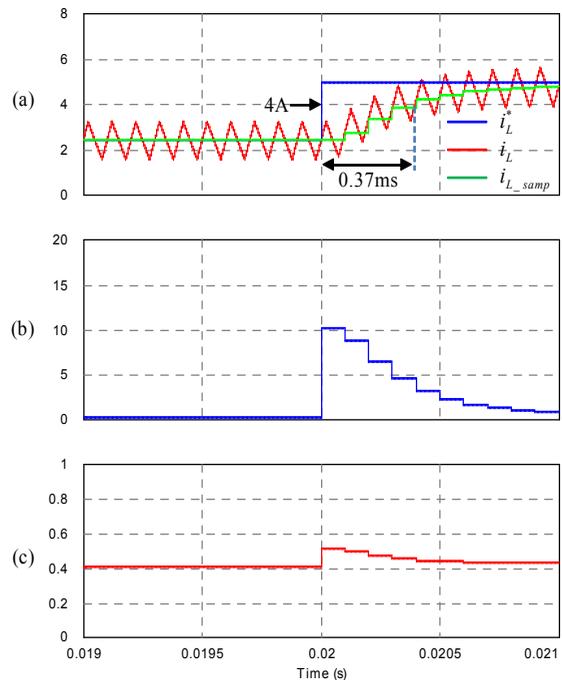


Fig. 7 Simulation results (a)Current response, (b)Inductor voltage command, (c)PWM duty ratio

수 있으며, 이것은 그림 3의 보드 선도를 통해 예측한 인덕터 제정수 변동의 영향과 일치한다.

시뮬레이션을 통해 평가한 전류 제어 특성을 실험적으로 확인할 목적으로 그림 8과 같은 실험 시스템을 구성하여 시뮬레이션과 동일한 조건으로 실험을 진행하였

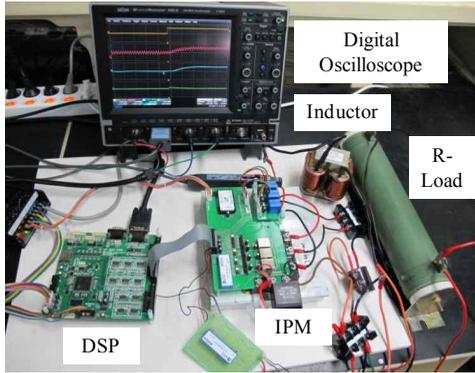


Fig. 8 Experimental test setup

다. ESR이  $0.05\Omega$ 인  $2\text{mH}$ 의 인덕터를 사용하였고, 부하 측에  $120\Omega$ 의 저항 부하와  $470\mu\text{F}$ 의 전해 커패시터를 병렬로 부착하였다. DSP는 TI사의 TMS320F28335를 이용하였고, PSIM을 이용한 시뮬레이션에서 사용된 고정 소수점 연산 기반의 C 언어로 구현된 전류 제어기를 사용하였다. 스위칭 소자는  $600\text{V}$ ,  $100\text{A}$ 급의 IPM(Intelligent Power Module)을 사용하였고, LEM사의 전류 센서 HX-03P를 사용하여 인덕터 전류를 검출하였다. 스위칭 주파수는  $10\text{kHz}$ 로 설정하였고, PWM 신호에 동기하여 인덕터의 평균 전류를 샘플링하였으며, 제어 변수들을 스크로프를 이용하여 관찰할 목적으로 D/A 컨버터를 DSP에 연결하였다.

그림 9는 부스트 컨버터의 인덕터 전류 지령이  $2.5\text{A}$ 에서  $5\text{A}$ 로 변경되는 과도 구간에 대한 실험 파형으로, 전류 응답의 시정수는 대략  $0.5\text{ms}$ 의 값을 가짐을 알 수 있다. 이것은 그림 6의 시뮬레이션 결과와 동일한 것이며, 결과적으로 본 논문에서 제안한 부스트 컨버터의 전류 제어 방식이 효과적으로 동작함을 확인할 수 있다. 그림 9에서 전류 지령 및 PWM 시비율과 실제 전류 응답 사이에는  $100\mu\text{s}$ 의 지연이 있는 데, 이것은 DSP의 PWM 모듈에 새로운 duty 값이 설정되었을 때 PWM 한 주기만큼 지연되어 로딩(load)되도록 PWM 동작 모드를 설정하였기 때문이다. 그림 10은 전류 제어기 이득에 설정되는 인덕턴스( $\hat{L}$ )의 값을  $2.5\text{mH}$ 로 설정하였을 때의 실험 결과로 그림 9에 비해 시정수가 짧아진 것을 확인할 수 있다. 이것은 보드 선도 및 시뮬레이션을 통해 예측한 인덕터 제정수 변동의 영향과 일치한다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 연속 도통 모드에서 동작하는 부스트 컨버터의 전류 제어기를 DSP를 이용하여 디지털 방식으로 구현하는 방법에 대해 제안하였다. 제안된 방식에서는 전류 제어기의 출력을 인덕터 평균 전압 지령으로 가정하고, 비례-적분 항목들이 인덕터 전류에 대한 전달 함수에서 극점을 상쇄하도록 이득을 설정함으로써 1차 지역 통과 필터와 동일한 응답 특성을 갖는 전류 제어

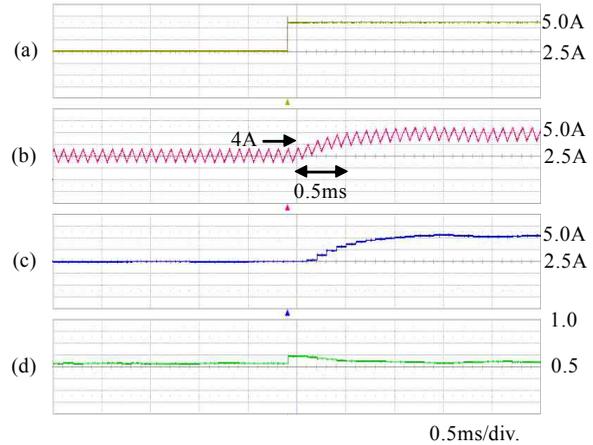


Fig. 9 Experimental results (a)Current command, (b)Inductor current, (c)Sampled inductor current, (d)PWM duty ratio

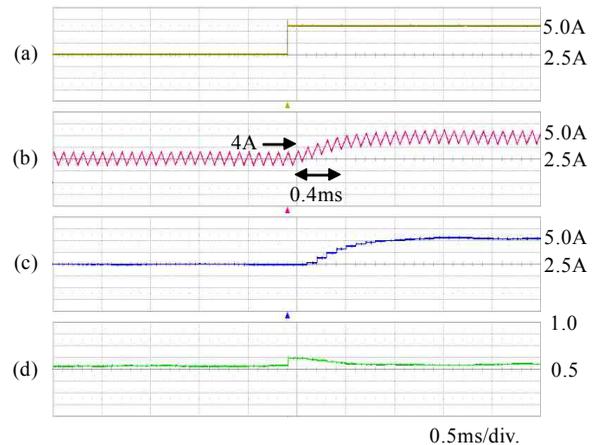


Fig. 10 Experimental results (a)Current command, (b)Inductor current, (c)Sampled inductor current, (d)PWM duty ratio

특성을 얻을 수 있으며, 전류 제어기의 이득 설계 과정이 단순해지는 특징이 있다. 또한, 설계된 제어 이득 값을 고정 소수점 연산 기반으로 변환하여 구현하는 방법에 대해 제안하였고, 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 방식의 효과를 입증하였다.

제안된 전류 제어 방식은 인덕터의 평균 전압을 제어 수단으로 사용한다. 따라서 인덕터의 평균 전압이 0이 되는 불연속 도통 모드(discontinuous conduction mode)에서 부스트 컨버터가 동작하는 경우에는 제안된 전류 제어 방식으로 원하는 제어 특성을 얻을 수 없는 단점이 있으며, 앞으로 이에 대한 추가적인 연구가 필요하다.

## 참 고 문 헌

- [1] P. Mattavelli, "Digital Control of DC-DC Boost Converters with Inductor Current Estimation," *IEEE*

*Applied Power Electronics Conference 2004*, pp. 74-80, 2004.

- [2] D.S. Padimiti and M. Ferdowsi, "Review of Digital Control Techniques for Automotive DC-DC Converters," *IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, pp. 653-657, 2005.
- [3] Jingquan Chen, A. Prodic, R.W. Eriksen, and D. Maksimovic, "Predictive digital current programmed control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 18, No. 1, pp. 411-419, Jan. 2003.
- [4] S. Choudhury, "Digital Control Design and Implementation of a DSP Based High-Frequency DC-DC Switching Power Converter," Texas Instruments Inc., 2004.
- [5] Jung-Im Lee, Jong-Hyun Lee, An-Yeol Jung, Choon-Ho Lee, Jung-Hu Park, Hee-Jong Jeon, "Bidirectional Charging/Discharging Digital Control System for Eco-friendly Capacitor Energy Storage Device Implemented by TMS320F28335 chip", *Transactions of the KIPE*, Vol. 15, No. 3, pp. 188-198, 2010.
- [6] Byeong Cheol Hyeon, Jae Ho Lee, Bo H. Cho, "Design and Implementation of the LLC resonant converter using digital controller", *Proceeding of the KIPE Annual Autumn Conference*, pp. 74-76, 2008.
- [7] O. Ellabban, O. Hegazy, J.V. Mierlo, and P. Lataire, "Dual Loop Digital Control Design and Implementation of a DSP Based High Power Boost Converter in Fuel Cell Electric Vehicle," *12th International Conference on Optimization of Electrical and Electronic Equipment 2010*, pp. 610-617, 2010.
- [8] Seung-Ki Sul, Control of Electric Machine Drive Systems, John Wiley & Sons, New Jersey, 2011.
- [9] Fixed-point Arithmetic, [http://en.wikipedia.org/wiki/Fixed-point\\_arithmetic](http://en.wikipedia.org/wiki/Fixed-point_arithmetic).



### **이광운(李光雲)**

1971년 1월 16일생. 1993년 고려대 공대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1999년 동 대학원 졸업(공학박사). 2000년~2007년 삼성전자 책임연구원. 2007년~2008년 고려대 BK21 연구교수. 2008년~현재 목포해양대 전자공학과 조교수. 당 학회 편집위원.