

클램핑모드 부스트 인덕터를 이용한 고승압 디지털 제어 직류 전력변환기

정 강 룰*

High Step-up Digital-controlled DC Power Converter using the Clamping-mode Boost Inductor

Gang-Youl Jeong*

본 연구는 순천향대학교 학술연구비 지원으로 수행하였음

요 약

본 논문에서는 클램핑모드 부스트 인덕터를 이용한 고승압 디지털 제어 직류 전력변환기를 제안한다. 클램핑모드 부스트 인덕터는 자기적으로 결합한 인덕터와 간단한 클램핑 회로로 구성된다. 이를 이용한 제안한 전력변환기는 입출력 승압비가 매우 높으며, 스위치 전압스트레스는 저감된다. 제안한 전력변환기는 단일칩 마이크로컨트롤러를 이용하여 디지털 제어 기법에 의해 제어되므로 제어회로가 단순하다. 본 논문에서는 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작원리를 간략하게 설명하고 제어기에 적용된 디지털 제어 기법에 관해 간단하게 소개한다. 그리고 주어진 사양과 동작원리에 근거하여 설계된 시제품 전력변환기의 주요 전력회로 파라미터를 제시하고, 이 파라미터로 제작된 시제품의 실험 결과로써 제안한 전력변환기의 동작 특성을 입증한다. 제안한 전력변환기 시제품의 정격출력 시의 전체 입출력 효율은 약 92% 정도로 측정되었으며, 스위치 전압스트레스는 기존 방식에 비해 약 30% 정도 감소하였다.

Abstract

This paper presents the high step-up digital-controlled DC power converter using the clamping-mode boost inductor. The clamping-mode boost inductor consists of the magnetically coupled inductor and simple clamping circuit. The proposed power converter using this has a very high input-output step-up-ratio, and the switch voltage stress is reduced. The proposed power converter is controlled by the digital control method using the one-chip microcontroller, so the control circuit is simple. In this paper, the operation principle of the power circuit of proposed power converter is explained briefly, and the digital control method applied to its controller is introduced shortly. And the main power circuit parameters of prototype power converter designed based on the given specifications and the operation principle are shown, and the operation characteristics of proposed power converter are validated through the experimental results of the prototype implemented with these parameters. The total input/output efficiency at the rated output of the proposed power converter prototype was measured to be about 92%, and the switch voltage stress was reduced by about 30% compared to the conventional method.

Keywords

high step-up, power circuit, digital control, one-chip microcontroller, clamping-mode boost inductor, DC power converter

* 순천향대학교 전자정보공학과 교수
- ORCID: <http://orcid.org/0000-0003-1771-6526>

• Received: Apr. 07, 2022, Revised: Apr. 27, 2022, Accepted: Apr. 30, 2022
• Corresponding Author: Gang-Youl Jeong
Dept. of Electronic Information Engineering, Soonchunhyang University
22 Soonchunhyang-ro, Shinchang-myun, Asan-si, Choongnam-do, Korea
Tel.: +82-41-530-1337, Email: gangyoul@sch.ac.kr

1. 서 론

최근 들어, 신재생 에너지가 새로운 전원으로 큰 주목을 받고 있다. 신재생 에너지에 의한 전원의 대표적인 예로는 저전압 직류 출력의 연료전지나 태양광 어레이 또는 중간 저장 축전지 등이 있다. 이러한 전원은 통상적으로 다시 다른 전원공급장치의 직류 입력전원으로 이용되는데, 그 전압이 매우 낮은 편이다. 그러나 산업현장에는 입력 전원으로 고전압 직류를 필요로 하는 전원공급장치가 다수 있다[1]-[4]. 그래서 이를 위하여 전통적 방식의 승압 직류 전력변환기를 많이 이용하기도 하는데, 그럴 때 이 직류 전력변환기는 그 구조적 문제로 인하여 극단적으로 큰 듀티 사이클에서 동작하게 될 뿐만 아니라, 그 승압비가 회로의 기생요소에 의해 큰 영향을 받으며, 효율 저하와 다이오드의 역회복 및 전자유도장해(EMI, Electromagnetic Interference) 문제 등이 심화되는 경향이 있다[5]-[8].

그런데 이때 전통적 방식의 승압 전력변환회로를 직렬로 2개 이상 연결하여 캐스케이드 형태의 승압 직류 전력변환기를 사용하면, 듀티 사이클의 확대 없이 승압비를 간단하게 증가시킬 수 있다[9]. 하지만 이러한 방식에서는 전력반도체스위치(스위치) 역시 다수 개가 필요하며 전력처리단의 갯수가 증가하면서 전력변환기의 전체 효율이 저하되는 단점이 있다. 또한 1개의 스위치를 이용하는 N-단 캐스케이드 승압 전력변환기도 고승압비의 직류 전력변환기를 구현하기 위해 제안되기는 하였으나[10][11], 이 전력변환기 역시 스위치의 전압스트레스가 높을 뿐만 아니라, 낮은 전체 효율을 보였다.

그리하여 이러한 전통적 방식의 고승압 직류 전력변환기들의 단점을 극복하기 위하여 자기 결합 인덕터를 이용한 고승압 직류 전력변환기가 제안되었다[12][13]. 이 전력변환기는 캐스케이드 전력처리단 대신에 자기 결합 인덕터의 권선비를 이용하므로, 향상된 효율과 함께 고승압 입출력 전압전달비를 구현하고 캐스케이드 구조에 비해 더 낮은 스위치 전압스트레스가 가능하다. 하지만 이러한 방식의 고승압 전력변환기는 자기 결합 인덕터의 누설인덕턴스로 인하여 스위치 턴오프 시 발생하는 높은 스

위치 전압스트레스와 함께 출력 다이오드의 턴오프 시 발생하는 다이오드 역회복 문제 등이 해결되지 못했다[14].

한편 지금까지의 관련 연구에서는[1]-[14], 각 전력변환기의 동작원리와 설계방식 등에 대해서는 어느 정도 설명이 되었으나, 각 전력변환기의 실질적 제어기법이나 구현방식에 대해서는 거의 다루지 않았다. 또한 각 전력변환기의 제어회로에 있어서는 주제어기로 주로 상용 PWM 제어 IC를 이용하기 때문에 그 주변회로 등으로 인하여 전체 제어부가 다소 복잡한 단점이 있었다. 그러므로 전력변환기 제어부의 단순화와 제어기법 및 구현방식 등에 대한 구체적 제시는 산업현장의 실용적 전력변환기 응용 측면에서 핵심적이고 바람직하다.

본 논문에서는 클램핑모드 부스트 인덕터를 이용하여 고승압 입출력 전압전달비를 구현하는 새로운 디지털 제어 직류 전력변환기를 제안하고자 한다. 클램핑모드 부스트 인덕터는 자기 결합 인덕터와 더불어 간단한 클램핑 회로로 이루어진다. 그리하여 제안한 전력변환기는 고승압비를 쉽게 구현하면서도 기존 자기 결합 인덕터 방식의 고승압 전력변환기의 단점을 극복한다. 제안한 전력변환기는 단일칩 마이크로컨트롤러를 이용하여 디지털 제어 기법에 의해 제어되므로, 제어부가 단순한 장점이 있다.

또한 제안한 전력변환기의 우수성은 시제품의 실험 결과를 통하여 보인다. 제안한 전력변환기 시제품은 정격출력 시 약 92% 정도의 전체 입출력 효율을 보이는데, 이는 상용 PWM 제어 IC로 인하여 복잡한 제어부에 의해 제어되는 기존 방식과 비교하여 제어부가 간략화되었음에도 우수한 효율 특성을 보이는 것이다. 그리고 스위치의 전압스트레스도 기존 방식에 비해 약 30% 정도 감소하는 우수한 스위칭 동작 특성을 보인다.

II. 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작원리

2.1 전통적 승압 직류 전력변환기

그림 1은 전통적 방식의 승압 직류 전력변환기(Step-up DC power converter)와 기존 자기 결합 인

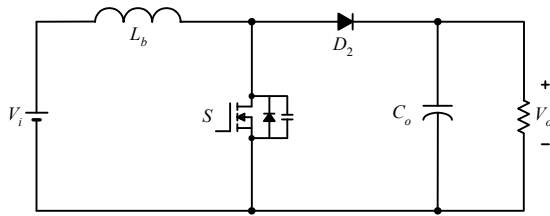
덕터 방식의 고승압 직류 전력변환기의 전력회로를 각각 보인다. 그림 1의 각 직류 전력변환기는 모두 전력회로의 동작에 의해 입력전압보다 출력전압이 더 크며 입력단과 출력단의 접지가 같은 비절연 직류 전력변환이 필요한 곳에 이용된다.

그림 1(a)의 전통적 승압 직류 전력변환기는 스위치가 턴온 되어 있는 동안 입력 직류전원이 부스트 인덕터 L_b 의 양단에 연결되어 에너지가 충전되고, 스위치가 턴오프 되면 충전된 에너지가 입력 에너지와 함께 출력단으로 전달되면서 승압 동작을 한다[15]. 이 전통적 승압 직류 전력변환기의 입출력 전압전달비 V_o/V_i 는 다음과 같다.

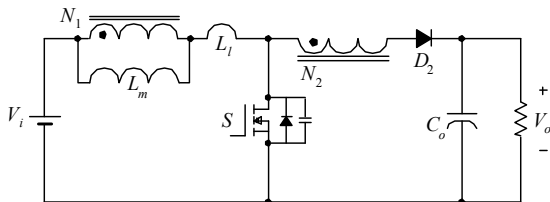
$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \quad (1)$$

여기서 D 는 스위치 S 의 듀티 사이클이다.

그림 1(b)의 기존 자기 결합 인덕터 방식의 고승압 직류 전력변환기는 그림 1(a)의 전통적 방식을 기본 구조로 하여 1, 2차 권선, N_1 과 N_2 로 이루어진 자기 결합 부스트 인덕터를 이용한다[16]. 여기서 L_m 과 L_l 은 각각 자기 결합 부스트 인덕터의 1차측 자화인덕턴스와 누설인덕턴스이다.



(a) 전통적 승압 직류 전력변환기
(a) Conventional step-up DC power converter



(b) 기존 자기 결합 인덕터 방식의 고승압 직류 전력변환기
(b) Conventional high step-up DC power converter of magnetically coupled inductor method

그림 1. 전통적 방식의 승압 직류 전력변환기들
Fig. 1. Conventional step-up DC power converter

계산의 편의상, 자기 결합 인덕터를 이상적이라 ($L_l = 0$) 가정하고 기존 방식의 고승압 직류 전력변환기의 전압전달비 V_o/V_i 를 구하면 다음과 같다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1+ND}{1-D} \quad (2)$$

여기서 $N = N_2/N_1$ 은 자기 결합 인덕터의 1, 2차 권선, N_1 과 N_2 의 권선비(Turn-ratio)이다.

식 (1)과 (2)로부터, 그림 1(a)의 전통적 승압 직류 전력변환기의 승압 전압전달비가 오직 턴온 듀티 사이클 D 에만 의존하던 것에 비해, 그림 1(b)의 고승압 직류 전력변환기는 자기 결합 인덕터의 권선비 N 과 듀티 사이클 D 에 의해 고승압 전압전달비가 보다 쉽게 구현됨을 알 수 있다.

2.2 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작

그림 2는 제안한 고승압비 디지털 제어 직류 전력변환기의 전력회로이다. 이 전력회로는 자기 결합 인덕터로만 이루어진 그림 1(b)의 기존의 고승압 직류 전력변환 방식을 기본 구조로 하여 클램핑 커패시터 C_c 와 클램핑 다이오드 D_c 로 이루어진 간단한 클램핑 회로가 포함된 클램핑모드 부스트 인덕터 L_{clamp} 로 수정/대체한 구조이다.

제안한 전력변환기의 전력회로의 정상상태 동작은 한 스위칭 주기 동안 주요 회로부의 전류의 도통 및 차단 상태에 따라 6개의 동작모드로 구분된다.

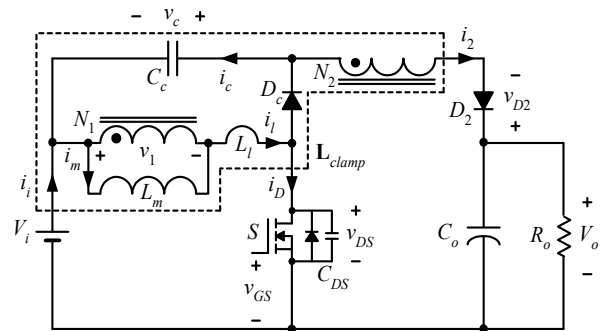


그림 2. 제안한 고승압비 디지털 제어 직류 전력변환기의 전력회로

Fig. 2. Power circuit of the proposed high step-up digital controlled DC power converter

그림 3과 4는 각각 제안한 전력변환기의 주요 회로부의 이론적 동작파형과 각 동작모드별 등가회로를 보인다. 다음은 각 동작모드의 간략한 동작설명이다.

모드 1($t_a \sim t_b$): 이 모드 전에 이미 턴온 되어 있던 스위치 S 와 턴오프 되어 있던 출력 다이오드 D_2 는 시간 $t = t_a$ 에서 각 전류의 도통 상태와 차단 상태를 각각 계속 유지한다. 그래서 입력전류 i_i 와 자화전류 i_m 은 같고($i_i = i_m$), 출력 다이오드 D_2 의 전류는 $i_2 = 0$ 이다. 이때 입력전압 V_i 는 자화인덕턴스 L_m 과 누설인덕턴스 L_l 의 직렬 합성 인덕턴스 $L_m + L_l$ 을 충전하므로 자화전류 i_m 은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_m(t) = i_m(t_a) + \frac{V_i}{L_m + L_l}(t - t_a) \quad (3)$$

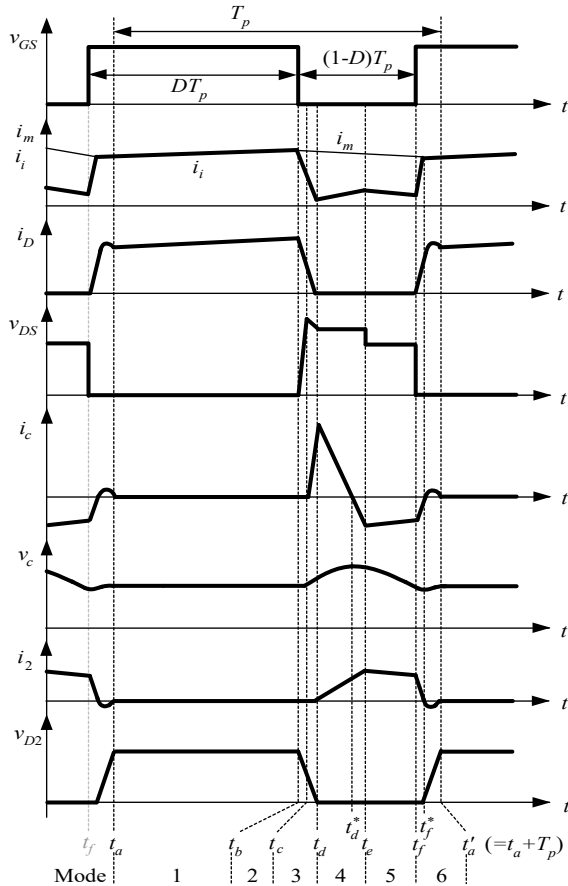


그림 3. 제안한 전력변환기 전력회로의 주요 회로부의 이론적 동작파형

Fig. 3. Theoretical waveforms of main circuit part of the power circuit of proposed power converter

모드 2($t_b \sim t_c$): 시간 $t = t_b$ 에서 스위치 구동신호 v_{GS} 를 제거하여 스위치 S 를 턴오프한다. 그러면 자화전류 i_m 이 스위치 커패시터 C_{DS} 를 선형적으로 충전한다. 그리고 이때 클램핑 다이오드 D_c 는 역바이어스 되어 있으므로 턴오프 상태이다.

모드 3($t_c \sim t_d$): 시간 $t = t_c$ 에서 자화전류 i_m 에 의해 충전된 스위치 전압 v_{DS} 로 인해 클램핑 다이오드 D_c 가 턴온하여 도통한다. 그러면 자화전류 i_m 은 클램핑 커패시터 C_c 를 충전하고 클램핑 커패시터 전압 v_c 는 이 모드 동안 다음과 같이 상승한다.

$$v_c(t) = \frac{1}{C_c} \int_{t_c}^t i_c(\tau) d\tau + v_c(t_c) \quad (4)$$

또한 클램핑 다이오드 D_c 의 턴온으로 스위치 전압 v_{DS} 도 클램핑 커패시터 C_c 쪽으로 방전한다.

모드 4($t_d \sim t_e$): 시간 $t = t_d$ 에서 클램핑 커패시터의 전압 v_c 가 충전되어 다음의 식을 만족하게 되면, 출력 다이오드 D_2 가 턴온하고 도통하여 출력 다이오드 전류 i_2 를 흘린다.

$$V_o = V_i + v_c(t_d) - NL_m \frac{di_m}{dt} \quad (5)$$

그러면 자기 결합 인덕터의 1차 권선 N_1 의 전압 v_1 은 2차 권선 N_2 로부터 반영된 다음의 전압으로 클램핑된다.

$$v_1 = (V_i + v_c - V_o) / N \quad (6)$$

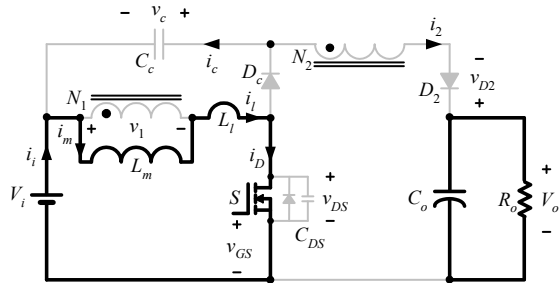
따라서 스위치 전압 $v_{DS}(= V_i + v_c)$ 도 클램핑된다. 그리고 누설인덕턴스 L_l 과 클램핑 커패시터 C_c 의 공진으로 인하여 시간 $t = t_d^*$ 에서 클램핑 커패시터 전류 i_c 가 방향을 바꾸고 클램핑 커패시터 C_c 를 방전하므로 클램핑 커패시터 전압 v_c 가 감소한다.

모드 5($t_e \sim t_f$): 시간 $t = t_e$ 에서 출력 다이오드 전류가 클램핑 커패시터 C_c 의 방전전류와 같아지면

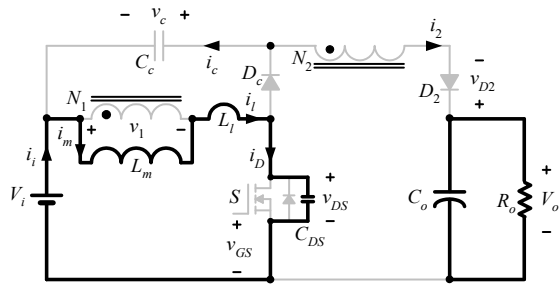
($i_2 = -i_c$), 클램핑 다이오드 D_c 가 턴오프하여 차단된다. 이 모드 동안 자화전류 i_m 은 자기 결합 인덕터의 권선 N_1 과 N_2 를 통하여 자화인덕턴스 L_m 에 충전된 에너지를 출력측으로 방전하고, 클램핑 커패시터 전압 v_c 도 출력 다이오드 D_2 를 통하여 출력 단으로 방전한다. 따라서 출력 다이오드 전류 i_2 는 다음과 같이 선형적으로 감소한다.

$$i_2(t) = \frac{1}{N} \left[\frac{v_1}{L_m}(t-t_e) + i_m(t_e) \right] \quad (7)$$

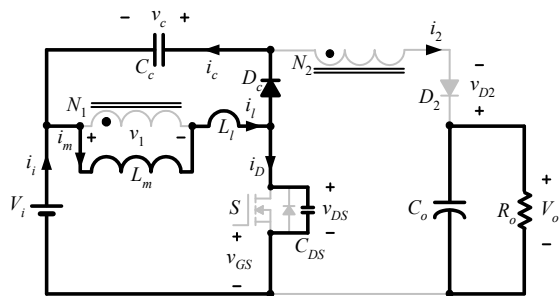
여기서 $v_1 = (V_i + v_c - V_o)/N$ 는 자기 결합 인덕터의 1차 권선 N_1 의 전압이다.



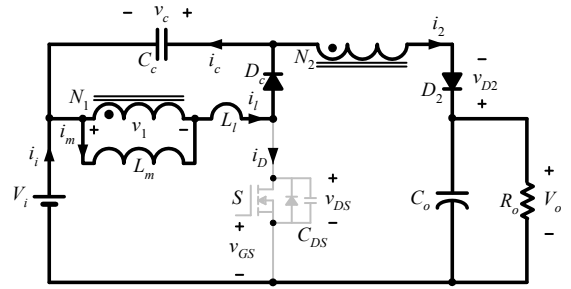
(a) 모드 1
(a) Mode 1



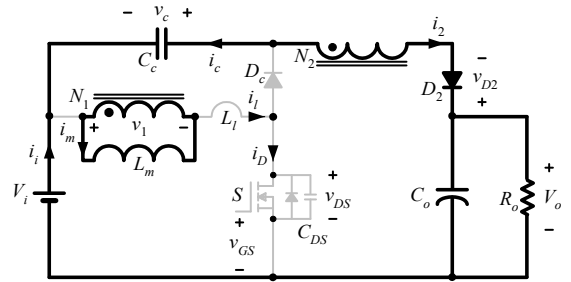
(b) 모드 2
(b) Mode 2



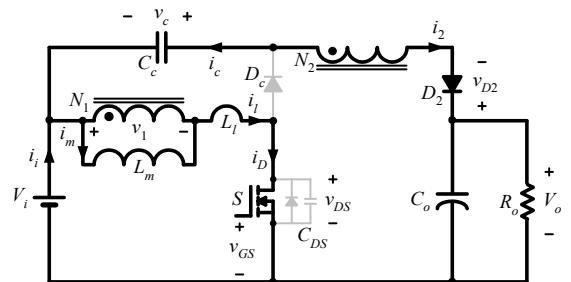
(c) 모드 3
(c) Mode 3



(d) 모드 4
(d) Mode 4



(e) 모드 5
(e) Mode 5



(f) 모드 6
(f) Mode 6

그림 4. 제안한 전력변환기 전력회로의 각 동작모드별 등가회로

Fig. 4. Equivalent circuits of each operation mode of the power circuit of proposed power converter

모드 6($t_f \sim t'_a$): 시간 $t = t_f$ 에서 스위치 구동신호 v_{GS} 를 인가하여 스위치 S 를 턴온한다. 그러면 누설인덕턴스 전류 i_l 은 다음의 식과 같이 선형적으로 증가하며 누설인덕턴스 L_l 을 충전한다.

$$i_l(t) = \frac{V_i - v_1}{L_l}(t - t_f) \quad (8)$$

여기서 $v_1 = (V_i + v_c - V_o)/N$ 은 자기 결합 인덕터의 1차 권선 N_1 의 전압이다. 이 모드 중 시간 $t = t_f^*$ 에서 누설인덕턴스 전류 i_l 이 자화전류 i_m 과

같아지고($i_l = i_m$), 출력 다이오드 전류는 이 모드 동안 급격히 감소하여 $i_2 = 0$ 이 되므로 출력 다이오드 D_2 는 턴오프하여 차단된다. 그런데 이때 출력 다이오드 D_2 는 턴오프 시 다이오드의 고유 특성으로 인하여 잠시 역회복 전류를 흘리는데, 이 전류는 작으며 무시할 만한 정도로 작게 클램핑 커패시터 C_c 를 충전한다. 이 모드의 끝부분인 시간 $t = t_a'$ 에서 클램핑 커패시터 전압은 충·방전이 완료되어 초기치 $v_c = v_c(t_a) = v_c(t_a')$ 가 되고 그 전류는 $i_c = 0$ 이 된다. 이후 다시 모드 1부터 다음 스위칭 주기의 동작이 시작된다.

이상의 동작에 근거하여 제안한 고승압 직류 전력변환기의 입출력 승압비 V_o/V_i 와 클램핑 커패시터 전압 대 입력전압의 평균 전압전달비 V_c/V_i 는 각각 다음과 같이 계산된다.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{1}{1-D} \left[1 + \frac{N(1+k) - (1-k)D}{2} \right] \quad (9)$$

$$\frac{V_c}{V_i} = \frac{D}{1-D} \cdot \frac{(1+k) + (1-k)N}{2} \quad (10)$$

여기서 $k = L_m/(L_m + L_l)$ 는 자기 결합 인덕터의 1, 2차 권선 N_1 과 N_2 의 결합계수이다.

III. 제안한 전력변환기의 전압과 전류 제어

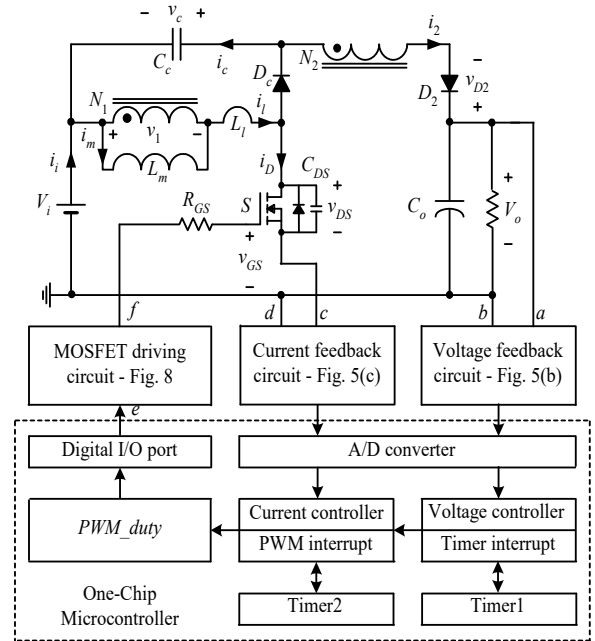
그림 5는 제안한 전력변환기의 전체 제어 개념을 보이는 블록다이어그램이고, 그림 6은 제안한 전력변환기의 소프트웨어 제어 알고리즘을 보이는 순서도이다. 제안한 전력변환기는 단일칩 마이크로컨트롤러를 이용하여 디지털 제어 기법에 의해 제어된다.

제안한 전력변환기의 출력전압 V_o 는 다음과 같은 비례-적분(PI; Proportional-Integral) 제어기를 이용하여 제어된다.

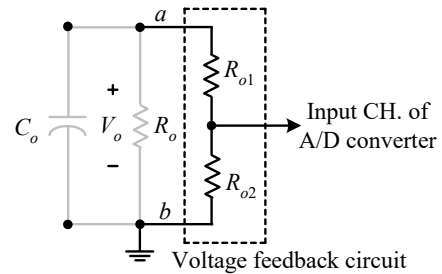
$$v_{ctr} = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (11)$$

여기서 v_{ctr} 은 출력전압 V_o 를 제어하기 위한 제어

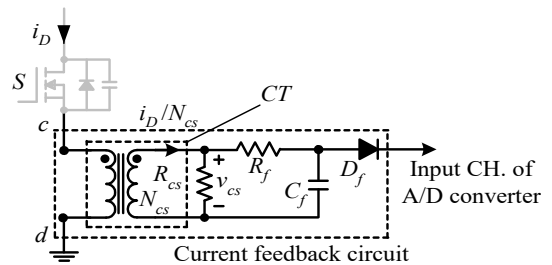
기의 출력값으로 스위치 S 의 듀티 사이클을 계산하는데 이용되며, K_p 와 K_i 는 각각 비례와 적분이득이다. 또한 $e(t) = V_o^* - V_o(t)$ 는 기준 출력전압 V_o^* 와 출력전압의 피드백 값 $V_o(t)$ 간의 오차신호이다.



(a) 블록다이어그램
(a) Block-diagram



(b) 전압 피드백 회로
(b) Voltage feedback circuit



(c) 전류 피드백 회로
(c) Current feedback circuit

그림 5. 제안한 전력변환기의 전체 제어개념 블록다이어그램

Fig. 5. Block-diagram of the overall control concept of proposed power converter

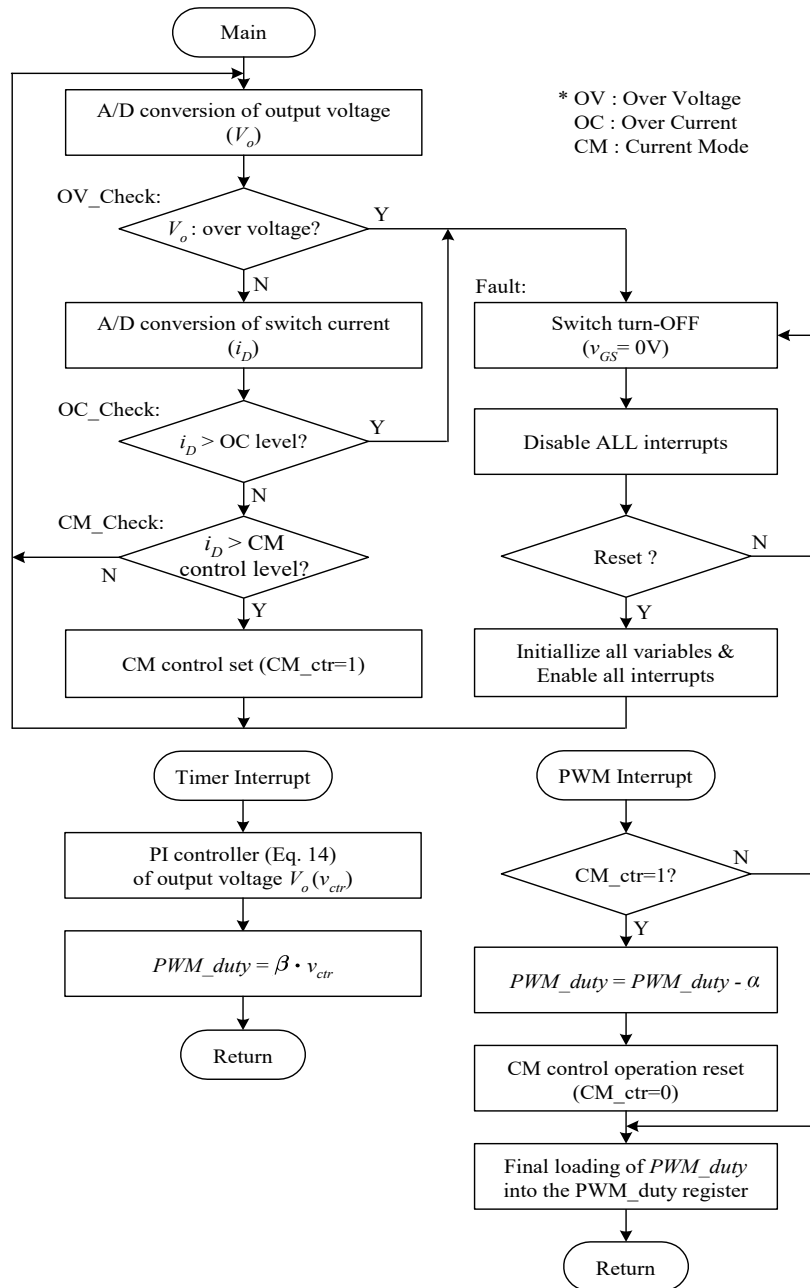


그림 6. 전체 제어 알고리즘의 대략적 순서도
Fig. 6. Schematic flowchart of the overall control algorithm

출력전압 V_o 는 그림 5(b)의 분압 저항 R_{o1} 과 R_{o2} 에 의한 전압 스케일링 회로를 이용하여 피드백되고 단일칩 마이크로컨트롤러에 내장된 아날로그-디지털(A/D; Analog-to-Digital) 변환기에 의해 디지털 수치화된다. 이러한 출력전압 피드백 값 $V_o(t)$ 는 그림 6에서 보듯이, 먼저 ‘OV_Check’ 부분에서 과전압(Over voltage) 여부가 체크된다. 그리하여 만약 과전압이 발생한 경우에는 폴트 상태(그림 6의

‘Fault’ 부분)로 들어가서 스위치 S 를 턴오프하고 ‘Fault’ 부분에서 리셋 신호가 입력될 때까지 기다리며 무한루프를 돌게 된다.

식 (11)의 아날로그 PI 출력전압 제어기는 다음의 디지털화 기법을 이용하여 PI 디지털 출력전압 제어기로 변환하여 단일칩 마이크로컨트롤러에 적용된다. 디지털화의 편의를 위하여, 식 (11)의 적분 부분을 다음과 같이 다시 표현한다.

$$\begin{aligned} x(t) &= \int e(t) dt \\ &= \int_{t_0}^t [V_o^* - V_o(\tau)] d\tau + x(t_0) \end{aligned} \quad (12)$$

여기서 t_0 는 초기 시간이고, $x(t_0)$ 는 $x(t)$ 의 초기치이며, $t = kT$ 그리고 $t_0 = (k-1)T$ 로 둔 다음, 사다리꼴 기법(Trapezoidal rule)을 이용하여 식 (12)의 적분항을 다음과 같이 근사화한다.

$$\begin{aligned} \int_{(k-1)T}^{kT} [V_o^* - V_o(\tau)] d\tau \cong \\ V_o^* T - \frac{T}{2} [V_o(kT) + V_o[(k-1)T]] \end{aligned} \quad (13)$$

여기서 $k=1, 2, \dots$ 이고 T 는 샘플링 주기이다. 한편, 식 (13)의 샘플링 주기 T 와 계산 지연시간이 같다고 가정하면, 제어기의 시간 $t = (k+1)T$ 에서의 식 (13)의 디지털 이산화 식은 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} x[(k+1)T] = V_o^* T - \frac{T}{2} [V_o(kT) \\ + V_o[(k-1)T]] + x(kT) \end{aligned} \quad (14)$$

그리하여 $x(t)$ 의 초기 상태로 $x[(k-1)T]$ 을 대신하여 $x(kT)$ 를 이용하고 식 (11)의 적분 부분을 식 (14)의 $x[(k+1)T]$ 로 대치하여 정리하면, 식 (11)의 디지털 이산화 식은 결국 다음과 같이 변환된다.

$$\begin{aligned} v_{cr}[(k+1)T] = K_p [V_o^* - V_o(kT)] \\ + K_i x[(k+1)T] \end{aligned} \quad (15)$$

여기서 샘플링 주기 T 는 상수이고, 이 제어기는 시간 $t = (k+1)T$, $k=0, 1, 2, \dots$ 에서 적용되어 매 샘플링 주기 T 마다 업데이트된다.

제안한 전력변환기에서 제어 대상인 출력전압 V_o 는 매우 큰 출력 커패시턴스 C_o 로 인하여 비교적 느리게 변한다. 그리하여 식 (15)의 샘플링 주기 T 를 스위치의 PWM(Pulse-Width Modulation) 주기 T_p 의 5배 정도($T=5T_p$)로 하고 출력전압의 제어 주기로 설정한 후, 타이머 인터럽트를 이용하여 출력전압의 제어를 수행한다. 식 (15)의 출력전압 제어

기의 출력값 $v_{cr}[(k+1)T]$ 는 다음의 식에 의해 마이크로컨트롤러의 PWM 듀티 사이클 레지스터값인 PWM_duty 로 환산된다.

$$PWM_duty = \beta \cdot v_{cr}[(k+1)T] \quad (16)$$

여기서 β 는 마이크로컨트롤러의 PWM 듀티 사이클 레지스터에 로드되는 숫자로의 환산인자이다.

그림 5(c)는 전력변환기의 스위치 전류 i_D 의 센싱/피드백 회로로, i_D 는 전류센서 CT 와 피드백 저항 R_{cs} 에 의해 다음의 식과 같이 전압레벨로 스케일링된다.

$$v_{cs} = R_{cs} \cdot \frac{i_D}{N_{cs}} \quad (17)$$

여기서 N_{cs} 는 전류센서 CT 의 2차 권선수이다. 그리고 그림 5(c)의 회로에서 저항 R_f 와 커패시터 C_f 는 고주파 노이즈를 바이패스하는 필터회로이고, 다이오드 D_f 는 마이크로컨트롤러의 역전압 방지용 다이오드이다.

전류 피드백 전압 v_{cs} 는 주제어기인 마이크로컨트롤러의 A/D 변환기로 인가되어 전류제어를 위한 디지털 값으로 변환된다. 이렇게 변환된 스위치 전류 피드백 값은 그림 6에서 보듯이, ‘OC_Check’ 부분에서 과전류(Over current) 여부가 바로 체크된다. 그래서 이때 과전류 발생의 경우에는 폴트 상태인 ‘Fault’ 부분으로 들어가며 출력전압의 과전압 발생 시와 동일한 동작을 한다.

그림 7은 제안한 전력변환기에서 이용된 전류모드(Current mode) 제어에 의한 스위치 전류제어 기법의 개념을 보인다. 그림 6에서 보듯이, 스위치 전류 i_D 의 피드백 값이 과전류 레벨 이상이 아니면, ‘CM_Check’ 부분에서 그 크기가 전류모드 제어 레벨의 동작범위에 해당하는지 체크한다. 그래서 스위치 전류 i_D 가 전류모드 제어 레벨의 범위이면, 식 (16)에 의해 계산된 PWM 듀티 사이클 레지스터값 PWM_duty 를 그림 6의 ‘PWM Interrupt’ 부분에서 아래의 식과 같이 일정량 α 만큼 감소한 후 PWM 듀티 사이클 레지스터에 최종 로드한다.

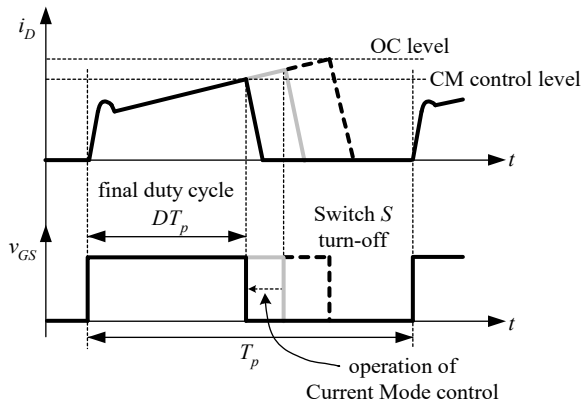


그림 7. 전류모드 제어에 의한 스위치 전류제어 기법의 개념

Fig. 7. Concept of switch current control method by the current mode control

$$PWM_duty = PWM_duty - \alpha \quad (18)$$

이렇게 하여 스위치 전류 i_D 의 첨두치를 감소시키고 흐르는 스위치 전류의 레벨을 조정함으로써 스위치를 보호한다. 전류모드 제어의 레벨은 사전에 초기치로 미리 설정해 둔다.

그림 8은 제안한 전력변환기의 스위치 구동회로와 그 개념 파형을 보인다. 단일칩 마이크로컨트롤러의 'HIGH' 레벨의 출력전압은 V_{cc} 레벨(5V)이므로, 이러한 레벨의 전압에 의해 MOSFET 스위치를 구동하기 위해 MOSFET 구동 IC인 PM8841을 이용하여 MOSFET 스위치의 턴온 구동전압 V_{drive} 의 레벨(15V)이 간단하게 출력되도록 한다[18].

IV. 실험 결과

제안한 전력변환기의 성능을 보이기 위해, II~III 절의 내용을 근거로 제안한 전력변환기의 시제품의 전력회로를 설계하고, 그 제어 알고리즘을 단일칩 마이크로컨트롤러인 PIC18F25K80 상에 소프트웨어적으로 구현하였다. 표 1은 시제품 전력변환기의 설계사양과 설계된 전력회로의 주요 회로 파라미터를 각각 보인다.

표 1. 시제품의 설계 사양과 주요 회로 파라미터

Table 1. Design specifications and main circuit parameters of the prototype

Item		Value/component name
Design	Input voltage V_i	24V
	Output voltage V_o	400V
	Rating output power P_o	200W
	Nominal duty cycle D_n	0.75
	Switching frequency f_s	100kHz
Circuit parameters	Transformer turn-ratio N	6
	Magnetizing inductance L_m	60 μ H
	Leakage inductance L_l	3 μ H
	Transformer core	PC40 PQ3535
	Clamping capacitor C_c	10nF
	Clamping diode D_c	MBR10100
	MOSFET switch S	IRF640
	Output diode D_2	UF5408
Output capacitor C_o	150 μ F/450V \times 2(series)	

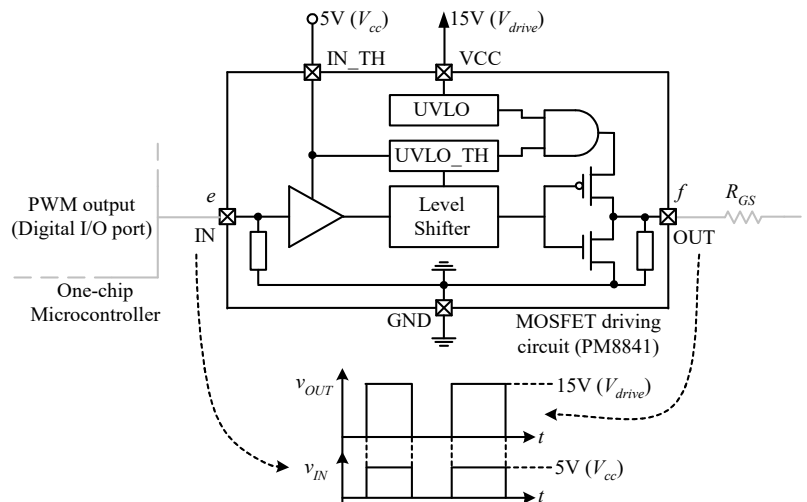
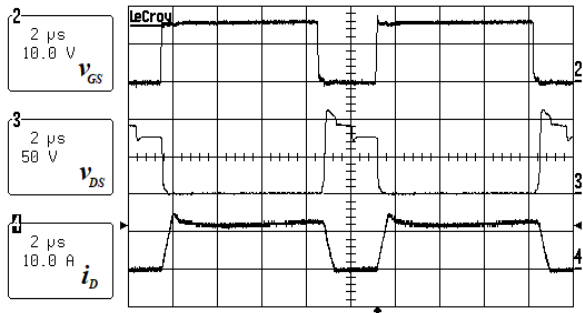


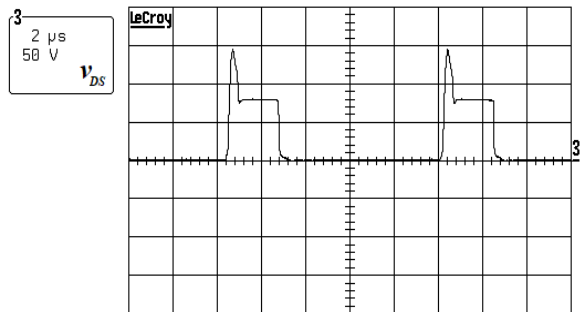
그림 8. 스위치 구동회로와 그 개념 파형

Fig. 8. Switch driving circuit and its conceptual waveform

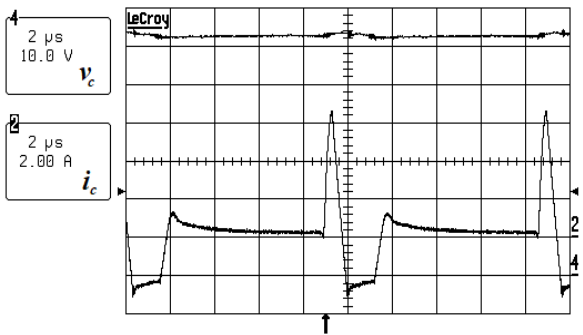
그림 9는 제안한 전력변환기가 정격출력 전력으로 동작할 때 전력회로 주요부의 각 실험파형을 보인다. 그림 9(a)는 스위치 S 의 구동신호 v_{GS} 와 전압 v_{DS} 및 전류 i_D 의 파형으로, 그림 3의 해당 이론 파형과 대체로 일치한다.



(a) 스위치 관련 전압과 전류
(a) Voltage and current related to the switch



(b) 기존 고승압 직류 전력변환기의 스위치 전압
(b) Switch voltage of conventional high step-up DC power converter



(c) 클램핑모드 부스트 인덕터 부분의 커패시터 전압과 전류
(c) Capacitor voltage and current of clamping-mode boost inductor part

그림 9. 제안한 전력변환기 전력회로 주요부의 전압과 전류 파형

Fig. 9. Voltage and current waveforms of the main part of power circuit of proposed power converter

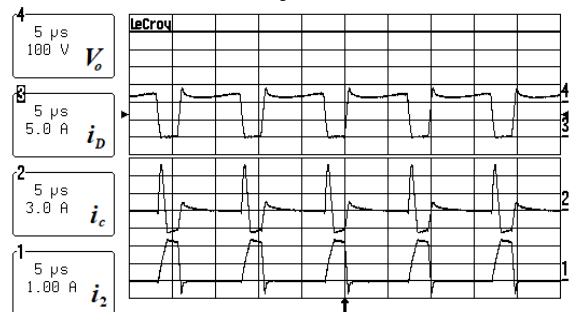
그런데 여기서 스위치 전압 v_{DS} 의 파형의 경우, 그림 9(b)의 기존 자기 결합 인덕터 방식의 고승압 직류 전력변환기의 스위치 전압 파형과 비교해 볼 때 침두 전압이 약 30% 정도 감소됐음을 확인할 수 있다.

그림 9(b)의 실험에 이용된 전력변환기는 제작된 제안한 전력변환기의 시제품에서 클램핑모드 부스트 인덕터를 그림 1(b)와 같이 단순 자기 결합 인덕터로 대체한 기존 방식의 고승압 직류 전력변환기이다. 그림 9(c)는 클램핑모드 부스트 인덕터 부분의 커패시터 전압 v_c 와 전류 i_c 를 보이는 파형이다. 이 파형에서는 커패시터 전류 i_c 가 그림 3의 해당 이론적 파형과 대체로 일치하며 II절의 설명대로 양(+)과 (-)으로 교대로 흐르면서 커패시터 전압 v_c 를 원활하게 충·방전하고 있음을 확인할 수 있다.

그림 10은 제안한 전력변환기의 출력전력 변화에 따른 출력전압 V_o , 스위치 전류 i_D , 클램핑 커패시터 전류 i_c 와 출력 다이오드 전류 i_2 의 실험파형을 각각 보인다.



(a) 경부하
(a) Light load



(b) 정격부하
(b) Rating load

그림 10. 제안한 전력변환기의 출력전력 변화에 따른 각부 파형

Fig. 10. Each part waveform of the proposed power converter according to the output power variation

그림 10(a)는 정격출력 전력 대비 약 5% 정도의 경부하 출력 시 파형이고, 그림 10(b)는 정격출력 부하 시의 파형이다. 이 파형으로부터 제안한 전력 변환기는 넓은 범위의 출력 부하 변화에 대해 양호하게 동작함을 알 수 있다. 한편 제안한 전력변환기 시제품의 그림 10(b)와 같은 정격출력 부하 시의 전력변환기 입력단에 대한 출력단의 전체 입출력 효율은 약 92% 정도로 측정되었다.

V. 결 론

본 논문에서는 클램핑모드 부스트 인덕터를 이용하여 고승압 입출력 전달비를 구현한 디지털 제어 직류 전력변환기를 제안하였다. 클램핑모드 부스트 인덕터는 자기적으로 결합한 인덕터에 커패시터와 다이오드로 간단하게 구성된 클램핑 회로를 포함하여 이루어진다. 따라서 제안한 전력변환기는 높은 입출력 승압비가 가능하면서도 스위치의 전압스트레스는 낮은 장점이 있다.

또한 제안한 전력변환기는 단일칩 마이크로컨트롤러를 이용하여 디지털 제어 기법에 의해 제어되므로 제어회로가 단순하다. 또한 본 논문의 실험 결과에서는, 주어진 사양과 동작원리에 의해 설계된 시제품 전력변환기의 주요 전력회로 파라미터를 제시하고, 이것으로 제작된 제안한 전력변환기의 시제품이, 상용 PWM 제어 IC의 복잡한 제어부에 의해 제어되는 기존 방식과 비교하여, 제어부가 간략화되었음에도 정격출력 시 약 92% 정도의 우수한 전체 입출력 효율 특성을 보이고, 스위치의 전압스트레스도 기존 방식에 비해 약 30% 정도 감소하여 우수한 스위칭 동작 특성을 보임을 확인하였다.

References

- [1] Nam-Ju Park and Dong-Seok Hyun, "N Interleaved Boost Converter with a Novel ZVT Cell Using a Single Resonant Inductor for High Power Applications", in Conf. Rec. of the 2006 IEEE Ind. Appl. Soc. Conf., Vol. 5, pp. 2157-2161, Oct. 2006. <https://doi.org/10.1109/ias.2006.256841>.
- [2] Wuhua Li, Weichen Li, Xin Xiang, Yihua Hu, and Xiangning He, "High Step-Up Interleaved Converter With Built-In Transformer Voltage Multiplier Cells for Sustainable Energy Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 29, No. 6, pp. 2829-2836, Jun. 2014. <https://doi.org/10.1109/tpel.2013.2273977>.
- [3] Charoula G. Zogogianni, Emmanuel C. Tatakis, and Vlado Porobic, "Investigation of a Non-isolated Reduced Redundant Power Processing DC/DC Converter for High-Power High Step-Up Applications", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 34, No. 6, pp. 5229-5242, Jun. 2018. <https://doi.org/10.1109/tpel.2018.2868165>.
- [4] Yun Zhang, Yongping Gao, Lei Zhou, and Mark Sumner, "A Switched-Capacitor Bidirectional DC-DC Converter With Wide Voltage Gain Range for Electric Vehicles With Hybrid Energy Sources", IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 33, No. 11, pp. 9459-9469, Nov. 2018. <https://doi.org/10.1109/tpel.2017.2788436>.
- [5] Aydin Boyar and Ersan Kabalci, "Comparison of a Two-Phase Interleaved Boost Converter and Flyback Converter", IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference (PEMC), Hungary, pp. 352-356, Aug. 2018. <https://doi.org/10.1109/epepmc.2018.8521891>.
- [6] J. Clerk Maxwell, "A Treatise on Electricity and Magnetism", 3rd Ed., vol. 2, Oxford: Clarendon, pp. 31-34, 1892. <https://doi.org/10.1017/cbo97805117.09333.002>.
- [7] I. S. Jacobs and C. P. Bean, "Fine particles, thin films and exchange anisotropy", in Magnetism, vol. III, G. T. Rado and H. Suhl, Eds. New York: Academic, pp. 271-350, 1963. <https://doi.org/10.1016/b978-0-12-575303-6.50013-0>.
- [8] Jian Ai and Mingyao Lin, "High step-up DC-DC converter with low power device voltage stress for a distributed generation system", IET Proc. Power Electronics, Vol. 11, No. 12, pp. 1955-1963, Dec. 2018. <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2017.0526>.

[9] L. Huber and M. M. Jovanović, "A Design Approach for Server Power Supplies for Networking Applications", in *Proceeding of APEC*, pp. 1163-1169, Feb. 2000. <https://doi.org/10.1109/apec.2000.822834>.

[10] F. L. Luo and H. Ye, "Positive Output Cascade Boost Converters", *IEE Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 151, No.5, pp. 590-606, Sep. 2004. <https://doi.org/10.1049/ip-epa:20040511>.

[11] J. A. M. Saldaña, R. G. Quirino, J. L. Ramos, E. E. C. Gutiérrez, and M. G. O. Lopez, "Multiloop Controller Design for A Quadratic Boost Converter", *IET Proc. Electr. Power Appl.*, Vol. 1, No. 3, pp. 362-367, Jan. 2007. <https://doi.org/10.1049/iet-epa:20060426>.

[12] M. N. Gitau, F. M. Mwaniki, and I. W. Hofsjager, "Analysis and Design of Single-Phase Tapped-Coupled-Inductor Boost DC-DC Converter", *Journal of Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, pp. 636-646, Jul. 2013. <https://doi.org/10.6113/jpe.2013.13.4.636>.

[13] K. Tattiwong and C. Bunlaksananusorn, "Design and Implementation of An Integrated Boost-Flyback Converter", in *Proceeding of IECON*, Yokohama, pp. 3491-3496, Nov. 2015. <https://doi.org/10.1109/iecon.2015.7392641>.

[14] M. P. Shreelakshmi, D. Moumita, and A. Vivek, "Design and Development of a Novel High Voltage Gain, High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter for Storage Interface", *IEEE Trans. on Industrial Electronics*, Vol. 66, No. 6, pp. 4490-4501, Jun. 2019. <https://doi.org/10.1109/tie.2018.2860539>.

[15] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, "Power Electronics", Wiley, pp. 172-173, 2003.

[16] Q. Zhao, F. Tao, and F. C. Lee, "A Front-end DC/DC Converter for Network Server Applications", 2001 IEEE 32nd Annual Power Elec. Spec. Conf.(PESC 2001), Vol. 3, pp. 1535-1539, Jun. 2001. <https://doi.org/10.1109/pesc.2001.954337>.

[17] B. C. Kuo, "Digital Control Systems", Saunders College Publishing/A Harcourt Brace Jovanovic College Publisher, pp. 694-696, 1995.

[18] www.alldatasheet.com, PM8841 Datasheet. [accessed: Dec. 1, 2021]

저자소개

정 강 루 (Gang-Youl Jeong)



1999년 2월 : POSTECH
전자전기공학(공학석사)
2002년 8월 : POSTECH
전자전기공학(공학박사)
2003년 2월 : POSTECH
전자전기공학(BK21 박사후
연구원)

2003년 3월 ~ 현재 : 순천향대학교 전자정보공학과 교수
관심분야 : 전력변환시스템, 전동기제어, 전력품질제어