

디지털 제어 *LLC* 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기

정 강 루\*

Digital-Controlled *LLC* Series-Resonant Half-Bridge DC-DC Power Converter

Gang-Youl Jeong\*

본 연구는 순천향대학교 학술연구비 지원으로 수행하였음

## 요 약

본 논문에서는 디지털 제어 *LLC*(인덕터-인덕터-커패시터) 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기를 제안한다. 제안한 전력변환기는 기존의 하프브리지 직류-직류 전력변환기의 전력구조에 인덕터-인덕터-커패시터로 이루어진 *LLC* 직렬공진 회로를 적용하여 고효율 직류-직류 전력변환을 수행한다. 또한 제안한 전력변환기는 각 동작모드 별로 *LLC* 또는 *LC*(인덕터-커패시터) 직렬공진 회로를 형성하는 다중공진 방식으로 동작하며, 마이크로컨트롤러를 이용하여 전압과 전류를 디지털적으로 간단하게 제어한다. 본 논문에서는 먼저, 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작원리를 각 동작모드 별로 구분하여 설명한다. 그리고 출력전압과 전류의 피드백 기법 및 이들의 마이크로컨트롤러에 의한 디지털 제어방식과 전력반도체스위치의 구동기법에 관하여 설명한다. 또한 제안한 전력변환기 구현의 타당성과 동작특성을 프로토타입 전력변환기를 활용한 실험결과를 통하여 제시한다. 프로토타입 전력변환기의 최대 효율은 약 94%로 측정되었다.

## Abstract

This paper presents the digital-controlled *LLC*(Inductor-Inductor-Capacitor) series-resonant half-bridge DC-DC power converter. The proposed power converter performs high-efficiency DC-DC power conversion by applying the *LLC* series-resonant circuit consisting of the inductor-inductor-capacitor to the power topology of conventional half-bridge DC-DC power converter. In addition, the proposed converter operates in a multi-resonance method forming an *LLC* or *LC*(Inductor-Capacitor) series-resonant circuit for each operation mode, and digitally and simply controls voltage and current using a microcontroller. In this paper, first, the operation principle of the power circuit of proposed power converter is described separately for each operation mode. And the feedback technique and the digital control method by the microcontroller of the output voltage and current are explained, and then the driving technique of power semiconductor switch is described. Also, the feasibility and operation characteristics of the proposed converter are shown through the experimental results using a prototype converter. The maximum efficiency of the prototype converter was measured at about 94%.

## Keywords

digital control, *LLC* series-resonance, multi-resonance, half-bridge power topology, DC-DC power conversion

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

• Received: Mar. 29, 2023, Revised: Apr. 20, 2023, Accepted: Apr. 23, 2023  
• 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](mailto:gangyoul@sch.ac.kr)

### 1. 서 론

고주파수로 동작하는 전력변환기는 수동소자의 크기가 작아서 부피도 그만큼 작은 장점이 있다. 하지만 이 경우, 전력변환기의 스위칭 손실이 그만큼 커지는 단점도 생긴다. 따라서 이의 해결을 위해 전력변환기의 공진 스위칭 기법이 개발되었다. 공진 스위칭 기법은 전력을 정현파적으로 처리하고 전력 반도체스위치(스위치)를 소프트스위칭(Soft switching) 시킴으로써 스위칭 손실과 노이즈를 극적으로 감소시킨다[1]-[4].

공진 전력변환기 중에서는, 통상적으로 그림 1(a)의 LC(인덕터-커패시터) 직렬공진 하프브리지 전력변환기가 대중적이다. 이 전력변환기는 2차측의 정류기-부하 회로망이 1차측에 반영되어  $L_r$ - $C_r$  공진 회로망에 직렬 접속된 것처럼 동작한다[1],[3]. 따라서 하프브리지 풀전압  $v_p$ 의 주파수를 변화시켜 공진 회로망과 반영된 부하의 임피던스를 변화시킴으로써 주파수에 따라 입력전압  $V_i$ 가 각 임피던스에 분압 되도록 하여 출력전압을 제어한다. 그러므로 이 전력변환기는 직류이득(DC gain)이 항상 1보다 작으며, 경부하 시, 부하 임피던스가 공진 회로망의 임피던스에 비해 매우 크게 되어, 입력전압의 대부분이 부하에 걸리게 되므로 경부하 시 출력전압의 조정이 어려운 단점이 있다.

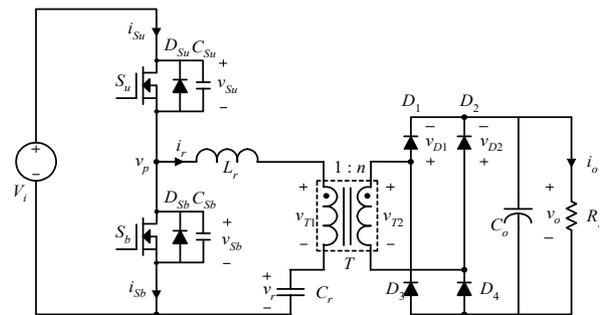
이러한 단점을 극복하고자 LLC(인덕터-인덕터-커패시터) 직렬공진 하프브리지 전력변환기가 제안되었다[5]-[11]. 이 전력변환기는 그림 1(b)에서 보는 바와 같이, 변압기 1차권선 양단에 셉트 인덕터( $L_m$ )를 접속하여 LC 공진 전력변환기를 약간 수정한 형태이다. 실제 설계에서는 변압기의 자화 인덕턴스를 셉트 인덕터로 주로 이용한다. 그리하여 이 전력변환기의 외양은 LC 직렬공진 전력변환기와 매우 유사하다. 자화 인덕턴스  $L_m$ 에 비해 상대적으로 작은 공진 인덕턴스  $L_r$ 은 통상적으로 변압기에 공극(Airgap)을 삽입하고 조정하여 구현한다. LLC 직렬공진 전력변환기는 LC 직렬공진 전력변환기에 비해, 동작주파수의 작은 변화로도 출력전압을 쉽게 조정할 수 있으며 회로의 모든 기생요소를 이용하여 전동작 영역에서 소프트스위칭이 가능한 장점이 있다.

한편, 지금까지의 LLC 직렬공진 전력변환기의

연구에서는, 그 이론적 측면인 동작원리나 설계방법 등에 관해서는 많이 다루었으나, 그 실질적 측면인 제어기법이나 구현방식에 대해서는 별로 다루지 않았다. 하지만 산업현장에서 이용되는 전력변환기는 무엇보다 전력회로가 그 기능에 적합하고 효과적인 것으로 선택/적용되어야 하며, 제어기법과 구현방식 역시 산업 친화적인 것이 바람직하다.

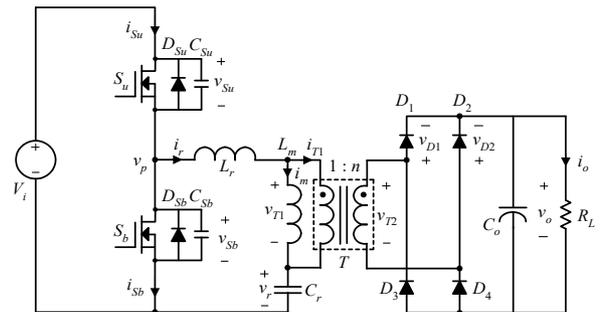
따라서 본 논문에서는 디지털 방식으로 제어되는 LLC 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기를 제안하고자 한다. 제안한 전력변환기는 각 동작모드 별로 LLC 또는 LC 직렬공진 회로를 형성하여 다중공진 방식으로 동작함으로써 고효율 직류-직류 전력변환을 수행한다. 또한 제안한 전력변환기는 마이크로컨트롤러를 이용하여 출력전압과 전류를 디지털 제어하므로 제어가 간편하다.

본 논문에서는 먼저, 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작원리를 각 동작모드 별로 구분하여 설명한다. 그리고 출력전압과 전류의 피드백 기법과 마이크로컨트롤러에 의한 전압, 전류의 디지털 제어 방식을 설명하고, 스위치의 구동기법에 관해 간략히 설명한다.



(a) 전통적인 LC 직렬공진 전력변환기

(a) Conventional LC series-resonant power converter



(b) LLC 직렬공진 전력변환기

(b) LLC series-resonant power converter

그림 1. 하프브리지 직렬공진 전력변환기

Fig. 1. Half-bridge series-resonant power converters

그다음 프로토타입 전력변환기의 실험결과를 통하여 제안한 전력변환기의 구현의 타당성과 동작특성을 입증하고, 마지막으로 결론을 맺는다.

## II. 제안한 전력변환기 전력회로의 동작

그림 2는 제안한 LLC 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기의 전력회로를 보인다. 이 전력회로는 그림 1(b)의 전력회로에서 변압기 2차측을 센터탭(Center tap) 형태로 권선하고 2차측에 정류 다이오드 2개를 사용한 구조로, 그림 1(b)의 전력변환기에 비해 간단하지만 그 동작은 거의 같은 장점이 있다[11]. 그림 2에서 인덕터  $L_r$ 와 커패시터  $C_r$ 은 공진 회로요소이며, 자화 인덕턴스  $L_m$ 도 때로 공진 인덕터로 활용된다. 그리고  $T$ 는 이상변압기(Ideal transformer)이고,  $n_1$ 과  $n_2$ 는 1차권선에 대한 2차권선 각각의 권선비이며,  $L_{k1}$ 과  $L_{k2}$ 는 각각 변압기 2차측 각 권선의 누설인덕턴스이다.

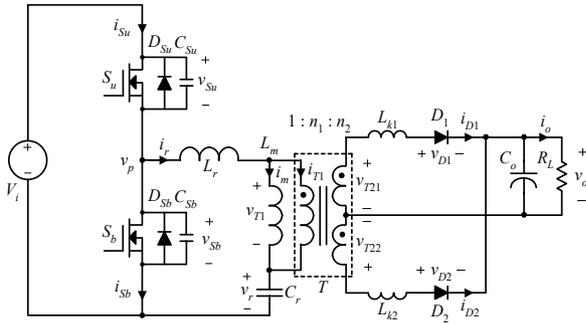
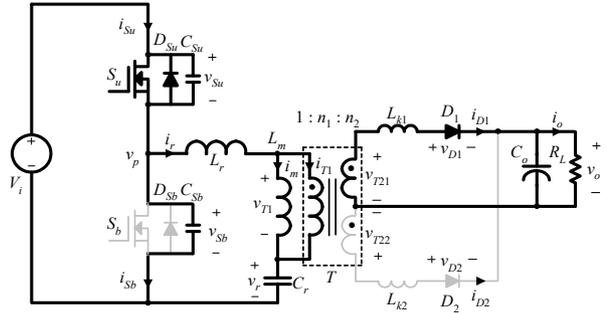


그림 2. 제안한 전력변환기의 전력회로  
Fig. 2. Power circuit of proposed power converter

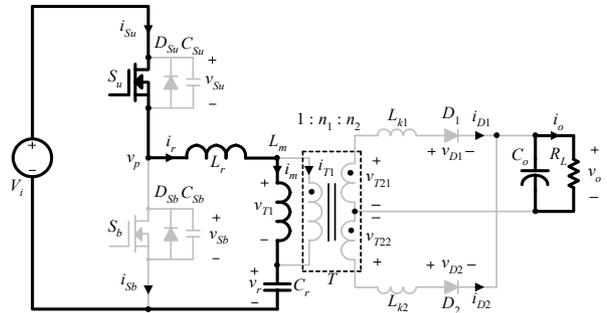
그림 2의 제안한 전력변환기 전력회로의 동작은 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 의 온/오프 상태에 따라 그림 3에 보이는 각 등가회로와 같이 4개의 동작모드로 구분하여 설명할 수 있다. 여기서 진한 표시는 전류가 도통하는 부분이고, 옅은 표시는 전류가 차단된 부분이다. 그림 4는 제안한 전력변환기 전력회로 주요부의 전압과 전류의 이론적 동작파형이다.

해석의 편의상, 그림 2의 출력전압은 출력 커패시턴스  $C_o$ 가 매우 커서  $v_o = V_o$ 로 일정하고, 제안한 전력변환기의 전력회로는 정상상태에서 동작하고 있으며 모드 1 동작 전에는, 그림 3(d)의 모드 4로 동작하고 있었다고 가정한다. 정상상태 한 주기

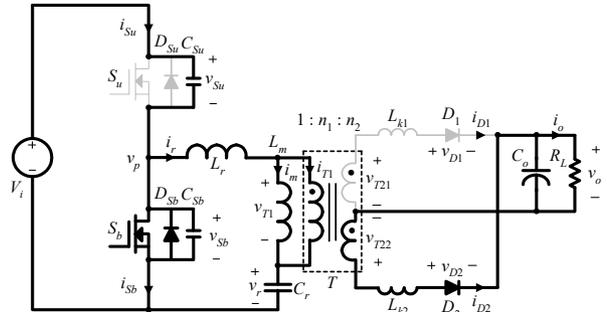
동안의 동작을 모드 1부터 각 동작모드별로 순서대로 설명하면 다음과 같다.



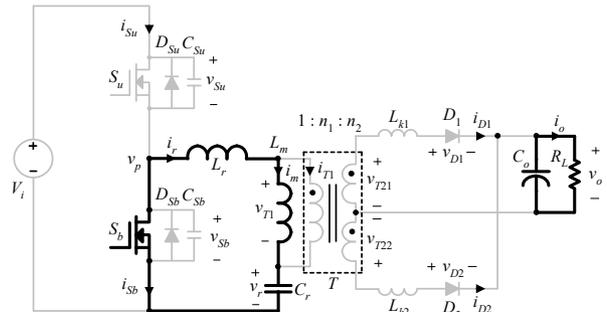
(a) 모드 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ )  
(a) Mode 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ )



(b) 모드 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ )  
(b) Mode 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ )



(c) 모드 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ )  
(c) Mode 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ )



(d) 모드 4 ( $t_3 \leq t < t_4$ )  
(d) Mode 4 ( $t_3 \leq t < t_4$ )

그림 3. 제안한 전력변환기의 각 동작모드의 등가회로  
Fig. 3. Equivalent circuits of each operation mode of the proposed power converter

**모드 1** ( $t_0 \leq t < t_1$ ): 시간  $t=t_0$ 에서 스위치  $S_b$ 를 턴오프하고 매우 짧은 시간의 데드타임(Deadtime) 후, 시간  $t=t_0'$ 에서 스위치  $S_u$ 를 턴온한다. 이 모드의 등가회로는 그림 3(a)와 같다. 데드타임 동안, 공진 인덕터 전류  $i_r$ 이 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 의 각 기생 커패시턴스를 각각 방전하고 충전한다. 그리하여 스위치  $S_u$ 의 역병렬 다이오드  $D_{Su}$ 가 턴온하며, 시간  $t=t_0'$ 에서 공진 인덕터 전류가  $i_r < 0$ 이므로 스위치  $S_u$ 는 영전압스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching)으로 턴온된다. 그러면 변압기  $T$ 의 1차전류  $i_{T1}$ 이 0에서 상승하면서 정류 다이오드  $D_1$ 이 턴온된다.

변압기 1차측의 자화전류  $i_m$ 은 다음과 같이 선형적으로 증가한다.

$$i_m = \frac{V_o}{n_1 L_m}(t-t_0) + I_m \quad (1)$$

여기서  $i_m(t_0) = I_m < 0$ 이고,  $V_o$ 는, 그림 3(a)에서 보듯이, 2차 직렬전압(=  $L_{k1}(di_{D1}/dt) + v_{D1} + v_o$ )에서  $v_o = V_o \gg L_{k1}(di_{D1}/dt) + v_{D1}$ 이므로, 2차 직렬전압을 근사화한 상수 출력전압 값이다.

공진 인덕터 전류  $i_r$ 과 공진 커패시터 전압  $v_r$ 은 각각 다음과 같이 계산된다.

$$i_r = \frac{V_i - v_r(t_0) - V_o/n_1}{Z_1} \sin\{\omega_{r1}(t-t_0)\} + I_m \cos\{\omega_{r1}(t-t_0)\} \quad (2)$$

$$v_r = [v_r(t_0) - V_i + V_o/n_1] \cos\{\omega_{r1}(t-t_0)\} + Z_1 I_m \sin\{\omega_{r1}(t-t_0)\} + V_i - V_o/n_1 \quad (3)$$

여기서  $v_r(t_0) = V_{r0}$ 는 시간  $t=t_0$ 에서 공진 커패시터 전압으로 대체로 음(-)의 값이고,  $Z_1$ 과  $\omega_{r1}$ 은 각각 모드 1의 특성 임피던스와 공진 각주파수로 다음의 식과 같다.

$$Z_1 = \sqrt{(L_r + L_{k1}/n_1^2)/C_r} \quad (4)$$

$$\omega_{r1} = 1/\sqrt{(L_r + L_{k1}/n_1^2)C_r} \quad (5)$$

그런데 변압기  $T$ 의 1차전류가  $i_{T1} > 0$ 이므로, 변

압기의 2차전류  $i_{D1}$ 이 정류 다이오드  $D_1$ 으로 흐르며, 이때 전류  $i_{T1}$ 과  $i_{D1}$ 은 식 (1)과 (2) 및 그림 3(a)로부터 각각 다음의 식으로 표현된다.

$$i_{T1} = i_r - i_m \quad (6)$$

$$i_{D1} = i_{T1}/n_1 \quad (7)$$

식 (1)의 자화전류  $i_m$ 은 선형적으로 증가하고 식 (2)의 공진 인덕터 전류  $i_r$ 은 정현파 함수(Sinusoidal function)로 증가한 후 다시 감소하므로, 식 (6)의 변압기 1차전류  $i_{T1}$ 은 그림 4에서 보듯이, 유사 정현파(Quasi-sinusoidal) 형태로 0까지 감소한다. 그리하여 정류 다이오드  $D_1$ 은 이때 영전류스위칭(ZCS, Zero Current Switching)으로 턴오프된다.

그림 4에서 보듯이, 시간  $t=t_1$ 에서 공진 인덕터 전류와 자화전류는  $i_r(t_1) = i_m(t_1) = I_{r1} \approx -I_m$ 이고, 공진 커패시터 전압은  $v_r(t_1) = V_{r1}$ 이 된다.

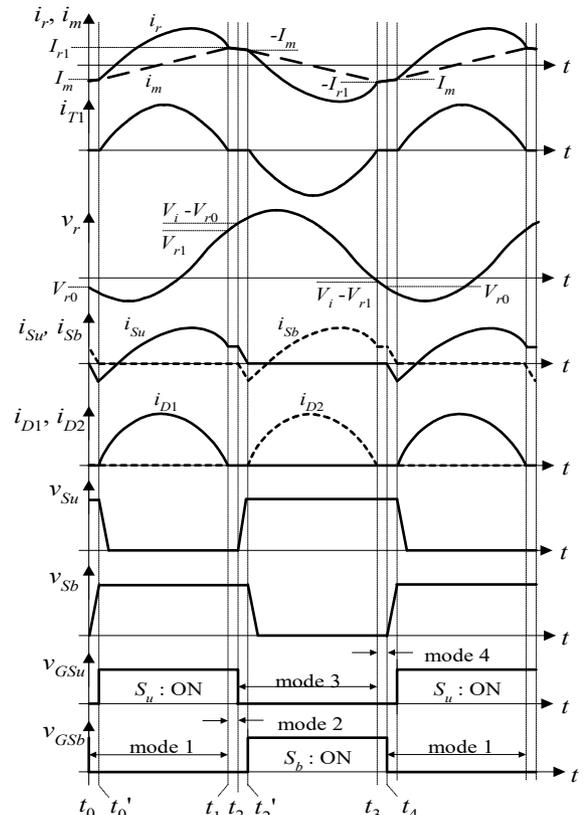


그림 4. 제안한 전력변환기 주요부의 전압과 전류의 이론적 동작파형

Fig. 4. Theoretical operation waveforms of the key parts of proposed power converter

**모드 2** ( $t_1 \leq t < t_2$ ): 시간  $t = t_1$ 에서 2차측의 모든 정류 다이오드가 오프 상태가 되고 변압기  $T$ 의 1차 전류는  $i_{T1}(t_1) = 0$ 이 된다.

그러면 등가 직렬 인덕턴스  $L_r + L_m$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 이 직렬공진 하면서 그림 3(b)의 등가회로가 형성된다. 이때 공진 인덕터 전류  $i_r$ 과 공진 커패시터 전압  $v_r$ 은 각각 다음의 식과 같이 계산되며, 이 모드의 공진주파수는 그림 4에서 보는 바와 같이, 모드 1보다 작아진다.

$$i_r = i_m = \frac{V_i - V_{r1}}{Z_2} \sin\{\omega_{r2}(t - t_1)\} + I_{r1} \cos\{\omega_{r2}(t - t_1)\} \quad (8)$$

$$v_r = (V_{r1} - V_i) \cos\{\omega_{r2}(t - t_1)\} + Z_2 I_{r1} \sin\{\omega_{r2}(t - t_1)\} + V_i \quad (9)$$

여기서  $Z_2$ 와  $\omega_{r2}$ 는 각각 다음의 식과 같은 모드 2의 특성 임피던스와 공진 각주파수이다.

$$Z_2 = \sqrt{(L_r + L_m)/C_r} \quad (10)$$

$$\omega_{r2} = 1/\sqrt{(L_r + L_m)C_r} \quad (11)$$

그림 4에서 보듯이, 시간  $t = t_2$ 에서 공진 인덕터 전류와 자화전류는  $i_r(t_2) = i_m(t_2) \approx -I_m > 0$ 이고 공진 커패시터 전압은 식 (8), (9)와 파형의 대칭성으로부터 그 절댓값이 초기전압  $V_{r0}$ 보다  $V_i$ 만큼 더 큰 값인  $v_r(t_2) = V_i - V_{r0}$ 가 된다.

**모드 3** ( $t_2 \leq t < t_3$ ): 시간  $t = t_2$ 에서 스위치  $S_u$ 를 턴오프하고 매우 짧은 시간의 데드타임 후, 시간  $t = t_2'$ 에서 스위치  $S_b$ 를 턴온한다. 이 모드의 등가회로는 그림 3(c)와 같다. 데드타임 동안, 공진 인덕터 전류  $i_r$ 이 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 의 각 기생 커패시턴스를 각각 충전하고 방전하므로  $S_b$ 의 역병렬 다이오드  $D_{sb}$ 가 턴온한다. 그러면 시간  $t = t_2'$ 에서 공진 인덕터 전류가  $i_r > 0$ 이므로 스위치  $S_b$ 는 ZVS로 턴온된다. 이때 그림 4의 모드 3 부분에서 보듯이, 변압기  $T$ 의 1차전류  $i_{T1}$ 이 0에서 하강하면서 정류 다이오드  $D_2$ 가 턴온된다.

변압기 1차측의 자화전류  $i_m$ 은 다음과 같이 선형적으로 감소한다.

$$i_m = -\frac{V_o}{n_2 L_m}(t - t_2) - I_m \quad (12)$$

여기서  $i_m(t_2) \approx -I_m > 0$ 이고,  $V_o$ 는, 그림 3(c)에서 보듯이, 2차 직렬전압( $= L_{k2}(di_{D2}/dt) + v_{D2} + v_o$ )에서  $v_o = V_o \gg L_{k2}(di_{D2}/dt) + v_{D2}$ 이므로, 2차 직렬전압을 근사화한 상수 출력전압 값이다.

공진 인덕터 전류  $i_r$ 과 공진 커패시터 전압  $v_r$ 은 각각 다음과 같이 계산된다.

$$i_r = \frac{-v_r(t_2) + V_o/n_2}{Z_3} \sin\{\omega_{r3}(t - t_2)\} - I_m \cos\{\omega_{r3}(t - t_2)\} \quad (13)$$

$$v_r = [v_r(t_2) - V_o/n_2] \cos\{\omega_{r3}(t - t_2)\} - Z_3 I_m \sin\{\omega_{r3}(t - t_2)\} + V_o/n_2 \quad (14)$$

여기서  $v_r(t_2) = V_i - V_{r0} > 0$ 는 시간  $t = t_2$ 에서 공진 커패시터 전압이고,  $Z_3$ 와  $\omega_{r3}$ 는 각각 모드 3의 특성 임피던스와 공진 각주파수로 다음과 같다.

$$Z_3 = \sqrt{(L_r + L_{k2}/n_2^2)/C_r} \quad (15)$$

$$\omega_{r3} = 1/\sqrt{(L_r + L_{k2}/n_2^2)C_r} \quad (16)$$

변압기  $T$ 의 1차전류  $i_{T1}$ 과 2차 정류 다이오드  $D_2$ 의 전류  $i_{D2}$ 는 식 (12)와 (13) 및 그림 3(c)로부터 각각 다음의 식과 같이 주어진다.

$$i_{T1} = i_r - i_m \quad (17)$$

$$i_{D2} = -i_{T1}/n_2 \quad (18)$$

식 (12)의 자화전류  $i_m$ 은 선형적으로 감소하고 식 (13)의 공진 인덕터 전류  $i_r$ 은 정현파 함수로 감소한 후 다시 증가한다. 그러므로 식 (17)의 변압기 1차전류  $i_{T1}$ 은 그림 4에서 보듯이, 유사 정현파로 0까지 증가하고, 이때 정류 다이오드  $D_2$ 는 ZCS로 턴오프된다. 그림 4로부터 시간  $t = t_3$ 에서 공진 인덕터 전류와 자화전류는  $i_r(t_3) = i_m(t_3) = -I_{r1} \approx I_m$ 이며, 공진 커패시터 전압은  $v_r(t_3) = V_i - V_{r1}$ 이다.

**모드 4** ( $t_3 \leq t < t_4$ ): 시간  $t = t_3$ 에서 2차측의 모든 정류 다이오드가 오프 상태가 되고 변압기  $T$ 의 1차전류는  $i_{T1}(t_3) = 0$ 이 된다.

그러면 등가 직렬 인덕턴스  $L_r + L_m$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 이 직렬공진 하면서 그림 3(d)의 등가회로를 형성한다. 이때 공진 인덕터 전류  $i_r$ 과 공진 커패시터 전압  $v_r$ 은 각각 다음과 같이 계산된다.

$$i_r = i_m = \frac{V_{r1} - V_i}{Z_4} \sin\{\omega_{r4}(t - t_3)\} - I_{r1} \cos\{\omega_{r4}(t - t_3)\} \quad (19)$$

$$v_r = (V_i - V_{r1}) \cos\{\omega_{r4}(t - t_3)\} - Z_4 I_{r1} \sin\{\omega_{r4}(t - t_3)\} \quad (20)$$

여기서  $Z_4 = Z_2$ 와  $\omega_{r4} = \omega_{r2}$ 는 각각 모드 4의 특성 임피던스와 공진 각주파수이다.

또한 그림 4에서 보듯이, 파형의 대칭성에 의해, 시간  $t = t_4$ 에서의 공진 인덕터 전류와 자화전류는  $i_r(t_4) = i_m(t_4) \approx I_m$ 이고, 공진 커패시터 전압은  $v_r(t_4) = V_{r0}$ 이 된다. 이렇게 하여, 제안한 전력변환기는 한 주기 동작을 종료하고 모드 1부터 동작을 다시 반복한다.

### III. 제안한 전력변환기의 제어와 구동

그림 5는 제안한 LLC 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기의 전체 제어 블록다이어그램이고, 그림 6(a)와 (b)는 각각 출력전압  $v_o$ 와 공진 인덕터 전류  $i_r$ 의 피드백 회로이다. 제안한 전력변환기는 그림 7에 보인 소프트웨어 제어 알고리즘에 의해 마이크로컨트롤러를 이용하여 디지털 방식으로 제어된다.

#### 3.1 출력전압 피드백과 제어

제안한 전력변환기의 출력전압  $v_o$ 는 마이크로컨트롤러를 이용하여 PFM(Pulse Frequency Modulation) 방식으로 제어된다. 그림 6(a)는 이를 위한 전압 피드백 회로이다. 여기서  $v_o$ 는 전력변환기의 출력전압이고,  $R_o$ 는 전류제한 저항이며,  $Z_o$ 는 정밀 셉트

레귤레이터이다. 그리고  $C_{vf}$ 는 고주파 노이즈 제거용 필터 커패시터이며,  $R_1$ 과  $R_2$ 는  $Z_o$ 의 기준전압 생성용 분압저항이다.

그림 6(a)의 회로는 출력전압  $v_o$ 에 의한 전류  $i_{R_o}$ 가 저항  $R_o$ 와 옴토크플러 1차측을 통하여 흐를 때, 전류  $i_{R_o}$ 의 크기에 따라 전압  $v_{R_o}$ 가 저항  $R_o$ 에 생성되게 하여,  $v_o$ 를 전력변환기의 주제어기인 마이크로컨트롤러로 피드백한다. 그리고 저항  $R_o$ 의 전압  $v_{R_o}$ 를, 마이크로컨트롤러 상에서 A/D 변환기(Analog-to-Digital converter)에 의해 해당 디지털 값으로 변환하고, 출력전압  $v_o$ 의 값으로 환산하여 다음과 같은 비례적분(PI, Proportional-Integral) 제어기에 적용함으로써 출력전압을 제어한다.

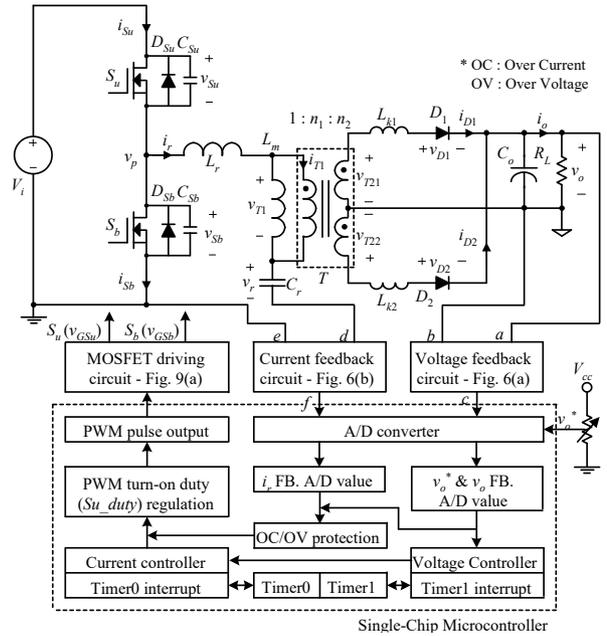


그림 5. 제안한 전력변환기의 전체 제어 블록다이어그램  
Fig. 5. Overall control block-diagram of proposed power converter

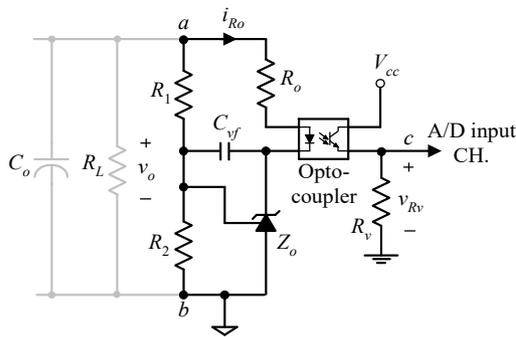
$$v_{o,ctrl} = K_p(v_o^* - v_o) + K_i \int (v_o^* - v_o) dt \quad (21)$$

여기서  $v_o^*$ 는 출력전압의 지령치(기준치)이고,  $K_p$ 와  $K_i$ 는 각각 제어기의 비례와 적분 이득이다. 식 (21)은 디지털 제어의 사다리꼴 방법(Trapezoidal method)에 의해 디지털 이산화하여 다음의 식으로 마이크로컨트롤러에 적용된다[12].

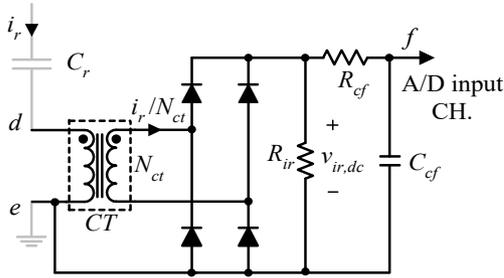
$$v_{o,ctrl}[(k+1)T_{vc}] = K_p [v_o^* - v_o(kT_{vc})] + K_i x[(k+1)T_{vc}] \quad (22)$$

여기서  $k(=0, 1, 2, \dots)$ 는 디지털 제어를 위한 이산 정수이고,  $T_{vc}$ 는 전압제어 주기이며,  $x[(k+1)T_{vc}]$ 는 다음과 같다.

$$x[(k+1)T_{vc}] = v_o^* T_{vc} - \frac{T_{vc}}{2} [v_o(kT_{vc}) + v_o((k-1)T_{vc})] + x(kT_{vc}) \quad (23)$$



(a) 출력전압 vo  
(a) Output voltage vo



(b) 공진 인덕터 전류 ir  
(b) Resonant inductor current ir

그림 6. 피드백 회로  
Fig. 6. Feedback circuits

그리고 식 (22)의 PI 제어기의 출력값  $v_{o,ctrl}$ 을 다음의 식에 적용하여 출력전압을 제어하기 위한 PWM (Pulse Width Modulation) 펄스의 주파수(스위칭주기)  $f_{control}$ 을 환산하고 마이크로컨트롤러 상의 PWM 주기 레지스터에 로드함으로써 제안한 전력변환기의 출력전압  $v_o$ 를 PFM 방식으로 제어한다.

$$f_{control} = \beta \cdot v_{o,ctrl} \quad (24)$$

여기서  $\beta$ 는 PWM 주기 레지스터의 숫자 스케일로 환산하는 환산상수이다. 이때 발생시키는 PWM 펄스의 턴온 듀티는 스위치  $S_u$ 를 기준으로 하고 그 턴온 듀티비는 50%에 해당하는 공칭값으로 환산하여 턴온 듀티 레지스터  $Su\_duty$ 에 로드한다( $Su\_duty = 50\%$  nominal turn on duty).

### 3.2 전류 피드백과 제어

1차 공진 인덕터 전류  $i_r$ 은 그림 6(b)의 회로에서 보듯이, 전류센서 CT(Current Transducer)와 풀브리지 정류기를 거쳐 직류 전류로 변환되고 저항  $R_{ir}$ 에 의해 다음과 같이 적절한 크기의 직류 전압레벨  $v_{ir,dc}$ 로 변환된다.

$$v_{ir,dc} = R_{ir} \cdot \frac{|i_r|}{N_{ct}} \quad (25)$$

여기서  $N_{ct}$ 는 CT의 2차 권선수이다. 이렇게 하는 이유는 공진 인덕터 전류  $i_r$ 을 직류전압  $V_{cc} = 5V$  레벨로 동작하는 마이크로컨트롤러의 전압 레벨로 맞추기 위해서이다. 전류 피드백 전압  $v_{ir,dc}$ 는 마이크로컨트롤러의 A/D 변환기로 입력되어 디지털 수치화되고 과전류 체크와 전류 제어에 이용된다. 그림 6(b)의 회로에서  $R_{cf} - C_{cf}$ 는 고주파 노이즈 필터이다.

그림 2의 제안한 전력변환기는 그림 1(b)의 2차측 풀브리지 구조보다 간단하고 제작비용이 적은 장점이 있다. 그러나 변압기를 그림 2의 T와 같은 센터탭 구조로 제작하고 2차권선의 각 권선비를 같게 할 경우, 각 권선 간의 물리적 위치 차이로 인해 필연적으로, 1차측으로 반영된 각 권선의 2차측 누설 인덕턴스의 회로 파라미터 간에 불일치가 생기게 된다. 그리하여 식 (2)와 (13)의 공진 인덕터 전류의 크기에 차이가 발생하게 되며, 이것은 2차 정류 다이오드 전류의 불균형에 주요 원인이 된다.

그러므로 이를 개선하기 위하여 먼저, 변압기의 권선비를 고려하고 공극(Airgap)의 적절한 조정 및 삽입을 통하여 다음의 식을 만족하도록 2차 누설 인덕턴스의 크기를 조절한다.

$$n_2^2 L_{k1} = n_1^2 L_{k2} \quad (26)$$

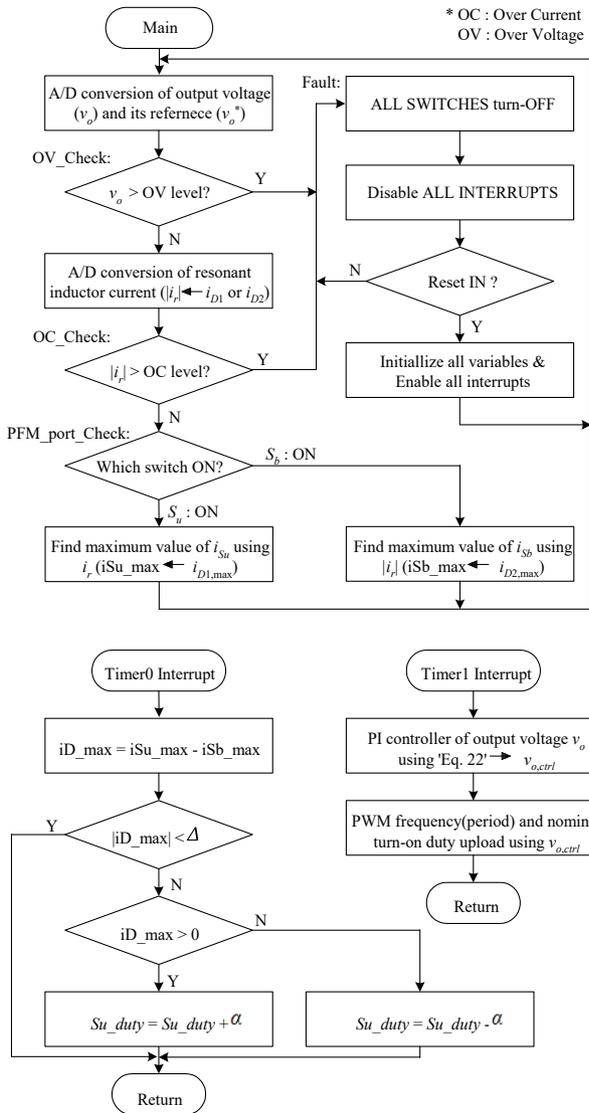
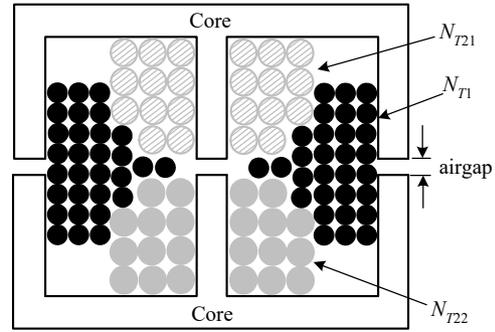


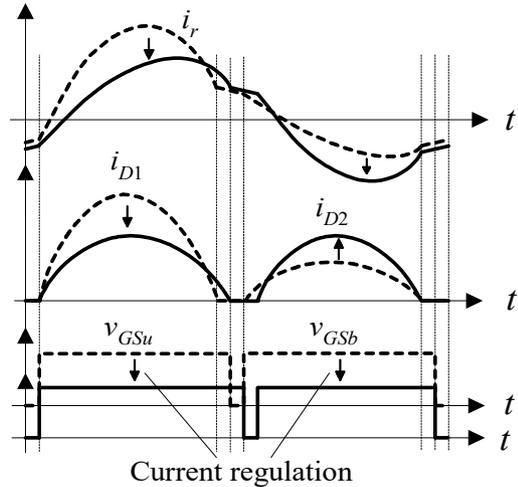
그림 7. 제안한 전력변환기의 소프트웨어 제어 알고리즘의 순서도

Fig. 7. Software control algorithm of proposed power converter

변압기 권선의 전체 구조를 가급적 대칭적으로 만들고 공극을 적절히 삽입하기 위하여, 변압기를 그림 8(a)와 같이 권선한다. 그러나 그러함에도 불구하고 필연적인 제작상의 물리적 한계와 2차권선 수의 약간의 차이로 인하여 어느 정도 2차 정류 다이오드 전류의 불균형은 불가피하다. 그래서 이러한 불균형은 다음과 같은 소프트웨어적인 방법을 이용하여 개선한다.



(a) 변압기 권선법  
(a) Transformer winding method



(b) 전류 불균형의 소프트웨어적 개선의 개념  
(b) Concept of software improvement of the current unbalance

그림 8. 2차 정류 다이오드 전류의 불균형 개선  
Fig. 8. Unbalance improvement of secondary diode currents

그림 8(b)는 2차 정류 다이오드 전류 불균형의 소프트웨어적 개선의 개념을 보인다. 2차 다이오드 전류의 크기는 1차측으로 반영된 공진 인덕터 전류  $i_r$ 에 의한 식 (25)의  $v_{ir,dc}$ 를 이용하여 검출한다. 그리고 이 값을 이용하여, 그림 5와 7에 보인 바와 같이, 전압제어 주기에 비해 매우 짧은 시간 동안(약 1/20 정도) 각 다이오드 전류값의 최대값을 검출한다. 그다음 각 최대값의 크기를 서로 비교한 후, 그 결과에 따라 스위치의 턴온 듀티비를 다음의 식에 의해  $\alpha$  만큼 소량 조절한다.

$$Su\_duty = Su\_duty \pm \alpha \quad (27)$$

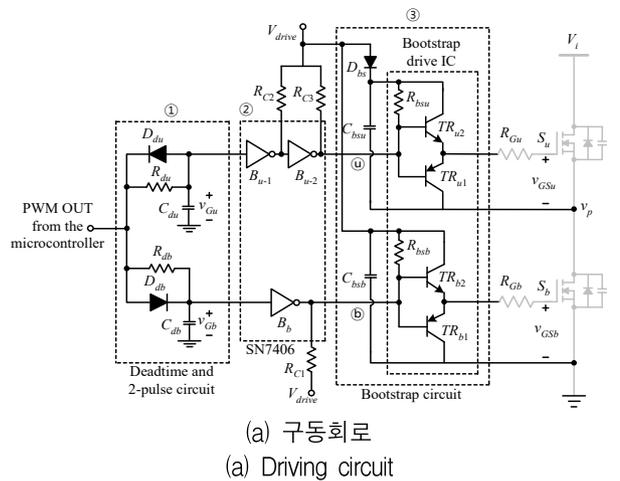
여기서  $Su\_duty$ 는 마이크로컨트롤러의 턴온 듀티 레지스터이며, '+'는  $i_{D1,max} = i_{r,max}/n_1 > i_{D2,max} = |i_{r,max}|/n_2$ 일 때 적용하고 '-'는 그 반대의 경우에 적용한다. 그리하여 양(+)과 음(-)의 각 반주기 동안의 1차 공진 인덕터 전류  $i_r$ 의 크기를 각각 조정함으로써 궁극적으로 그 반영된 전류인 2차 정류 다이오드의 전류 크기를 균형화한다. 그런데 하프브리지의 각 스위치는 상보적(相補的,  $S_b = \overline{S_u}$ )으로 동작하므로, 한쪽 스위치의 턴온 듀티비가 증가하거나 감소하면, 나머지 스위치의 턴온 듀티비는 같은 비율로 감소하거나 증가하게 된다. 따라서 각 스위칭 반주기마다 1차측 공진회로에 인가되는 전압의 크기가 소폭 변동되므로 스위칭주기마다 1차전류의 크기가 레귤레이션 되어, 이것이 반영된 각 2차 정류 다이오드의 전류의 크기도 균형화된다. 이때 너무 잦은 레귤레이션으로 인한 출력전류의 채터링성 불안정화를 피하기 위하여 어느 정도의 오차 허용범위  $\Delta$ 를 두어 일정값 이상의 크기가 차이날 때만 식 (27)을 적용하도록 한다.

### 3.3 스위치 구동 기법

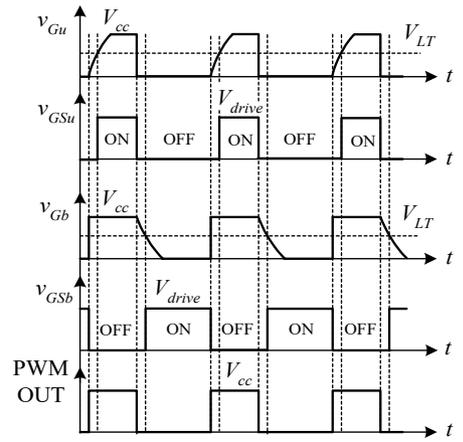
그림 9는 제안한 전력변환기의 스위치 구동회로와 그 동작을 보인다. 그림 9(a)의 ① 부분에서는 각 회로요소를 이용하여 각 스위치의 구동신호인 커패시터 전압  $v_{Gu}$ 와  $v_{Gu}$ 의 충전 시간을 조절함으로써 논리 문턱전압(Logic threshold voltage)  $V_{LT}$ 에 대해, 데드타임 정도의 매우 짧은 지연시간을 가진 2개의 PWM 펄스를 생성한다. 그리고 그림 9(a)의 ② 부분에서는 TTL(Transistor-Transistor Logic) 개방 컬렉터 반전 버퍼 게이트(SN7406)를 이용하여 ① 부분에서 생성된 2개의 PWM 신호를 각각 상보적 신호가 되게 한다. 또한 그림 9(a)의 ③ 부분은 제안한 전력변환기의 부트스트랩 방식의 스위치 구동회로이다. 이 회로는 각 스위치의 구동을 위해 별도의 절연 구동회로 및 전원이 필요하지 않아 전체 구동회로가 간단해지는 장점이 있다. 그림 9(b)는 이 회로의 이론적 동작 파형을 보인다.

그림 9(a) 회로의 동작은 다음과 같다. 만약 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 의 턴오프 상태에서, 만약 PWM 출력신호에 의한 하위 스위치  $S_b$ 의 구동신호  $v_{Gb}$ 가 '논리

저전압(Logical LOW)'으로 출력된다고 하면, 반전 버퍼 게이트  $B_b$ 를 통하여 부트스트랩 구동(Bootstrap drive) IC의 ② 부분에 구동전압  $V_{drive}$ 가 출력되어 인가된다. 그러면 이 전압이 게이트 저항  $R_{Gb}$ 를 거쳐 스위치  $S_b$ 의 게이트-소스 단에 인가되어( $v_{GSb} = V_{drive}$ )  $S_b$ 가 턴온된다. 이때 구동전압  $V_{drive}$ 가 부트스트랩 다이오드  $D_{bs}$ 와 스위치  $S_b$ 를 통하여 구동전압 충전용 커패시터  $C_{bsu}$ 에 충전된다. 반면, 구동신호  $v_{Gb}$ 가 '논리 고전압(Logical HIGH)'으로 출력되면, ② 부분에서 0V를 출력하게 되므로, 스위치  $S_b$ 의 게이트-소스에 충전된 구동전압이 부트스트랩 구동회로와 반전 버퍼 게이트  $B_b$ 를 통하여 방전되어  $S_b$ 는 턴오프된다. 이때 풀전압  $v_p$ 는 직류 입력전압  $V_i$ 와 같아진다( $v_p = V_i$ ).



(a) 구동회로  
(a) Driving circuit



(b) 이론적 동작파형  
(b) Theoretical operation waveforms

그림 9. 제안한 전력변환기의 스위치 구동회로와 그 동작  
Fig. 9. Switch driving circuit and its operation of the proposed power converter

또한, 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 의 턴오프 상태에서 PWM 출력신호에 의한 상위 스위치  $S_u$ 의 구동신호  $v_{Gu}$ 가 ‘논리 고전압’으로 출력되어 2개의 직렬 반전 버퍼 게이트  $B_{u-1}$ 과  $B_{u-2}$ 의 부분을 통하여 부트스트랩 구동 IC의 ① 부분에 인가되면, 접지 대비  $V_i + V_{drive}$ 의 전압이 게이트 저항  $R_{Gu}$ 를 거쳐 스위치  $S_u$ 의 게이트 단에 인가된다. 그러면 스위치  $S_u$ 의 게이트-소스 전압이 부트스트랩 되어 결국  $v_{GSu} = V_{drive}$ 가 되므로  $S_u$ 가 턴온된다. 한편, 스위치  $S_u$ 의 턴오프는, 구동신호  $v_{Gu}$ 를 ‘논리 저전압’으로 출력하면, ② 부분에서 0V가 출력되므로 스위치  $S_b$ 의 턴오프 동작과 같은 방식으로 이루어진다.

#### IV. 실험 결과

제안한 전력변환기의 이론적 타당성과 동작특성을 입증하기 위하여, 먼저 주어진 사양을 따라, II 절의 내용을 근거로, 그림 2의 전력회로의 각 회로 파라미터를 설계하여 표 1과 같이 선정하였다. 그리고 III 절의 내용에 의해, 각 피드백 회로와 변압기 및 스위치 구동회로를 구현하여 프로토타입 전력변환기의 전체 각 회로 부분을 제작하였다. 또한 그림 7의 제어 알고리즘을 마이크로컨트롤러 상에 소프트웨어적으로 프로그램하여 제안한 전력변환기의 제어기를 구현하였다[13]. 그리고 이렇게 제작된 프로토타입 전력변환기를 이용하여 실험을 수행하여 다음과 같은 결과를 얻었다.

표 1. 프로토타입 전력변환기의 각 전력회로 파라미터  
Table 1. Each circuit parameter of the power circuit of prototype power converter

Circuit parameter	Value
$V_i$	380V
$v_o$	15~35V
$P_{o, rating}$	280W
$n_1, n_2$	0.2, 0.225
$L_m$	500 $\mu$ H
$L_r$	20 $\mu$ H
$n_1^2 L_{k1}, n_2^2 L_{k2}$	80 $\mu$ H, 78.8 $\mu$ H
$C_r$	40nF
$S_{u}, S_b$	STP12NM50
$D_1, D_2$	MBRF20150
$C_o$	100 $\mu$ F
$f_s = 1/T_s$	85~170kHz

그림 10은 프로토타입 전력변환기가 정격 출력전력과 최대 출력전압 조건으로 동작할 때 입력전압  $V_i$ 와 하프브리지 스위치 MOSFET의 전압  $v_{Su}, v_{Sb}$ 와 전류  $i_{Su}, i_{Sb}$  및 구동전압  $v_{GSu}$ 와  $v_{GSb}$ 의 실험파형을 각각 보인다. 이로부터 제안한 전력변환기의 부트스트랩 스위치 구동회로가 양호하게 동작함을 확인할 수 있으며, 스위치  $S_u$ 와  $S_b$ 가 각각 ZVS로 턴온되는 것도 확인할 수 있는데, 이는 제안한 전력변환기의 하프브리지 스위치의 스위칭 손실이 최소화됨을 의미한다.

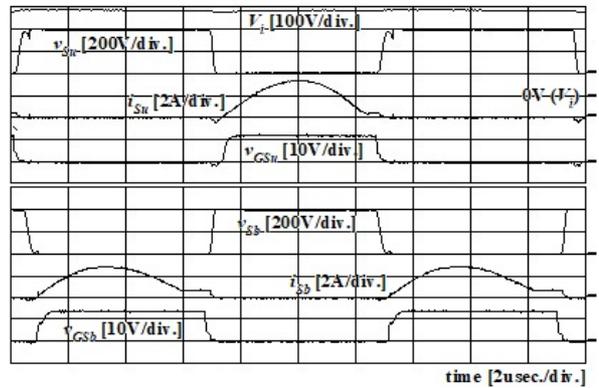


그림 10. 입력전압과 스위치 전압, 전류 및 구동전압의 실험파형

Fig. 10. Experimental waveforms of input voltage, switch voltages and currents, and driving voltages

그림 11은 프로토타입 전력변환기가 그림 10과 같은 조건으로 동작할 때 2차 정류 다이오드의 전압  $v_{D1}$ 과  $v_{D2}$ , 그리고 전류  $i_{D1}$ 과  $i_{D2}$ 의 실험파형을 각각 보인다. 이로부터 제안한 전력변환기의 각 정류 다이오드가 ZCS로 동작하여 다이오드의 스위칭 손실이 최소화됨을 확인할 수 있으며, 또한 각 전류가 균형적으로 흘러 첨두값이 거의 같으므로 각 다이오드의 전류스트레스가 동일함을 확인할 수 있다.

그림 12는 프로토타입 전력변환기가 정격부하 조건에서 출력전압 지령치  $v_o^*$ 의 변화에 따른 공진 인덕터 전류  $i_r$ , 출력전압  $v_o$ , 2차 정류 다이오드 전류  $i_{D1}$  또는  $i_{D2}$ 의 실험파형을 보인다. 이로부터 제안한 전력변환기가 출력전압의 지령치에 따라 출력전압을 정확하고 안정적으로 제어함을 확인할 수 있다. 이때 출력전압의 지령치  $v_o^*$ 는 그림 5와 7에서 보듯이, 마이크로컨트롤러 상에서 A/D 변환기에 의해 디지털 값으로 변환되어 식 (22)의 전압제어기에 주어진다.

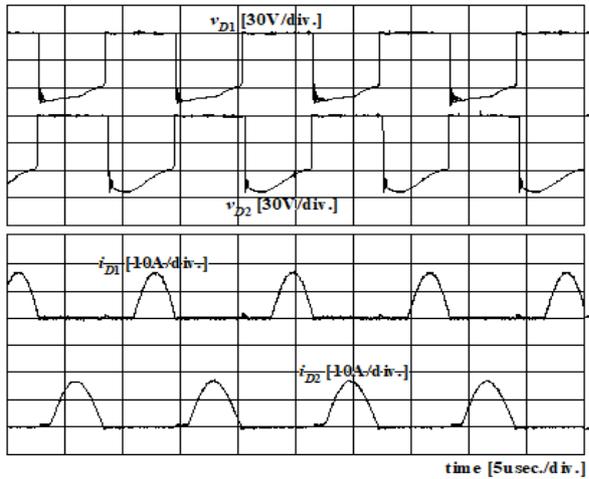
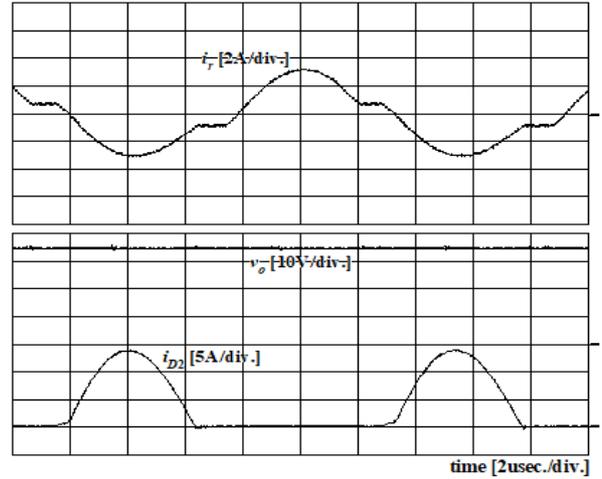
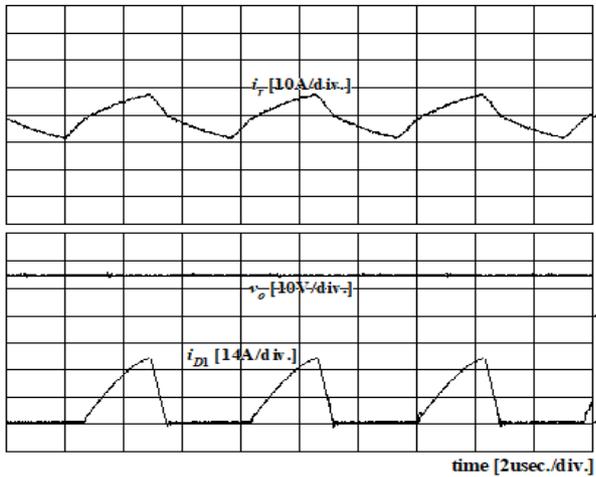


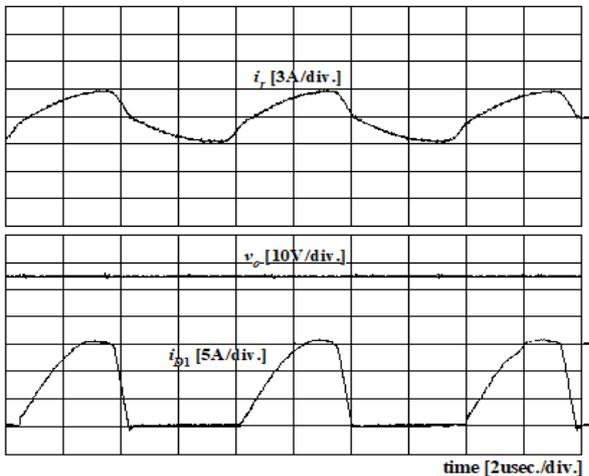
그림 11. 2차 정류 다이오드 전압 및 전류의 실험 파형  
 Fig. 11. Experimental waveforms of voltages and currents of the secondary rectification diodes



(c) 출력전압  $v_o^*=35V$   
 (c) Output voltage  $v_o^*=35V$   
 그림 12. 출력전압 지령치의 변화에 따른 각 전류, 전압의 실험파형  
 Fig. 12. Experimental waveform of each voltage and current according to change of output voltage command



(a) 출력전압  $v_o^*=15V$   
 (a) Output voltage  $v_o^*=15V$



(b) 출력전압  $v_o^*=25V$   
 (b) Output voltage  $v_o^*=25V$

## V. 결 론

본 논문에서는 디지털 제어 LLC 직렬공진 하프브리지 직류-직류 전력변환기를 제안하였다. 제안한 전력변환기는 LLC로 이루어진 직렬공진 회로를 적용한 하프브리지 구조이며, 각 동작모드 별로 LLC 또는 LC 직렬공진 회로를 형성하여 다중공진 방식으로 동작함으로써 고효율 직류-직류 전력변환을 수행한다. 제안한 전력변환기의 출력전압과 전류는 각각 마이크로컨트롤러에 의해 간편하게 디지털 제어된다. 본 논문에서는 먼저, 제안한 전력변환기의 전력회로의 동작원리를 각 동작모드 별로 구분하여 설명하였다. 그리고 출력전압과 전류의 피드백 및 디지털 제어방식에 관하여 간략히 설명하고 하프브리지 스위치의 구동기법에 관하여 간단히 설명하였다. 이후 프로토타입 전력변환기의 실험결과를 통하여 제안한 전력변환기의 구현 타당성과 동작특성의 우수성을 입증하였다. 프로토타입 전력변환기의 최대 효율(=출력전력/입력전력×100%)은 약 94% 정도로 측정되었는데, 이것은 기존 유사 사양/구조의 전력변환기[14] 대비 약 3% 정도 향상된 것이다.

## References

- [1] H. Kim, S. Lee, and W. S. Chung, "A Voltage-Mode 5-1.8V DC-DC Buck Converter IC for LCOS Panels", Journal of KIIT, Vol. 10, No. 4, pp. 7-17, Apr. 2012.
- [2] Y. M. Kim, S. W. Choi, K. W. Lee, H. H. Bang, and B. C. Ahn, "A High-Efficiency Wireless Charger Having the Optimum Tx/Rx Coils", Journal of KIIT, Vol. 13, No. 5, pp. 11-18, May 2015. <http://dx.doi.org/10.14801/jkiit.2015.13.5.11>.
- [3] D. O. Neacșu, M. N. Cirstea, and D. Bunticnu, "Comparative Reliability Analysis for Resonant Converter Operation Under Component Ageing", IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Industrial Electronics, Vol. 2, No. 2, pp. 142-154, Apr. 2021. <https://doi.org/10.1109/jestie.2020.3044515>.
- [4] J. Xu, Y. Sun, G. Xu, and M. Su, "Coupled Inductor Based Bidirectional Resonant Converter With Sine Wave Modulation in Wide Voltage Range", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 37, No. 4, pp. 3713-3718, Apr. 2022. <https://doi.org/10.1109/tpel.2021.3120740>.
- [5] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion", APEC. Seventeenth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, Dallas, TX, USA, pp. 1108-1112, Mar. 2002. <https://doi.org/10.1109/apec.2002.989382>.
- [6] B. Yang, F. C. Lee, and M. Concannon, "Over Current Protection Methods for LLC Resonant Converter", APEC 2003, Miami Beach, FL, USA, pp. 605-609, Feb. 2003. <https://doi.org/10.1109/apec.2003.1179276>.
- [7] Y. Liang, W. Liu, B. Lu, and J. D. V. Wyk, "Design of Integrated Passive Component for a 1 MHz 1 kW Half-Bridge LLC Resonant Converter", IAS 2005, Hong Kong, China, pp. 2223-2228, Oct. 2005. <https://doi.org/10.1109/ias.2005.1518757>.
- [8] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-Level LLC Series Resonant DC/DC Converter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 20, No. 4, pp. 781-789, Jul. 2005. <https://doi.org/10.1109/apec.2004.1296086>.
- [9] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. V. Wyk, "Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", APEC 2006, Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter, pp. 533-538, Mar. 2006. <https://doi.org/10.1109/apec.2006.1620590>.
- [10] J. H. Jung and J. G. Kwon, "Theoretical Analysis and Optimal Design Methodology for LLC Resonant Converter", 2007 European Conference on Power Electronics and Applications, Aalborg, Denmark, pp. 1-10, Sep. 2007. <https://doi.org/10.1109/epe.2007.4417639>.
- [11] G. Y. Jeong, "High-Efficiency DC-DC Converter using the Multi-Resonant-Circuit", Journal of IKEEE, Vol. 25, No. 1, pp. 218-228, Mar. 2021. <https://doi.org/10.7471/IKEEE.2021.25.1.218>.
- [12] B. C. Kuo, "Digital Control Systems", Saunders College Publishing/A Harcourt Brace Jovanovic College Publisher, pp. 694-696, 1995.
- [13] PIC16C7X Datasheet, [www.alldatasheet.com](http://www.alldatasheet.com), [accessed: Apr. 05, 2022]
- [14] D. H. Yoo and G. Y. Jeong, "Current Unbalance Improved Half-Bridge LLC Resonant Converter using the Two Transformers", Journal of KAIS, Vol. 11, No. 2, pp. 497-507, Feb. 2010. <https://doi.org/10.5762/KAIS.2010.11.2.497>.

## 저자소개

## 정 강 룰 (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