



직병렬 변압기 인덕턴스와 직렬 커패시턴스를 이용한 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기

정 강 룰*

Multi-Resonant Half-Bridge DC Power Converter Using the Series-Parallel Transformer Inductances and Series Capacitance

Gang-Youl Jeong*

이 논문은 2017학년도 순천향대학교 교수 연구년제에 의하여 연구하였음.

요 약

본 논문에서는 직병렬 변압기 인덕턴스와 직렬 커패시턴스를 이용한 새로운 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기를 제안한다. 제안한 전력변환기는 직병렬 변압기를 이용하여, 동작모드에 따라 일차측의 에너지를 이차측으로 전달하거나 커패시턴스와 함께 직렬 멀티 공진회로를 형성한다. 이렇게 하여, 제안한 전력변환기는 효율을 향상하고 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 단점인 이차측 정류전류의 불균형 문제를 해결한다. 제안한 전력변환기는 펄스주파수변조(PFM) 기법을 이용하여 출력전압을 제어하고, 가변 출력전압의 능력과 넓은 부하범위에 걸친 소프트스위칭 특성을 가진다. 이렇게 함으로써 제안한 전력변환기는 최대 출력 전력 및 최대 출력전압의 조건 하에서 93%의 고효율 동작 특성을 보인다.

Abstract

This paper proposes a novel multi-resonant half-bridge DC power converter using the series-parallel transformer inductances and series capacitance. The proposed converter transfers the primary energy to the secondary or forms the series multi-resonant circuit with the capacitance using the series-parallel transformer, depending on the operation mode. Thus, the proposed converter improves its efficiency and resolves the unbalance problem of the secondary rectified current, which is a shortcoming of the conventional multi-resonant half-bridge DC power converter. The proposed converter controls the output voltage using the pulse frequency modulation (PFM) technique and has the capability of variable output voltage and the characteristic of soft switching over a wide load range. Thus, the proposed converter has shown the high efficiency characteristic of 93% under the conditions of maximum output power and maximum output voltage.

Keywords

half-bridge DC power converter, series-parallel transformer, series capacitance, series multi-resonant circuit

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

· Received: Jan. 17, 2018, Revised: Mar. 06, 2018, Accepted: Mar. 09, 2018
· 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

I. 서 론

최근 산업계의 각종 전기전자기기들은 안정적 직류전원의 공급과 부피의 최소화를 위하여 고주파 스위칭모드 전원공급장치를 그 전원장치로 주로 이용한다. 그러나 그 중에서 많은 부분을 차지하는 고주파 하드스위칭 기법의 전원공급장치는 스위칭 소자들의 스위칭 손실과 이로 인한 열손실이 많이 발생하는 단점을 가진다. 그러므로 이를 극복하기 위하여 공진회로망을 이용한 고주파 영전압스위칭(ZVS, Zero Voltage Switching)이나 영전류스위칭(ZCS, Zero Current Switching)의 소프트스위칭 기법이 제안되었다[1]-[3].

여러 공진형 전력변환기 중에서 인덕턴스-커패시턴스(LC) 직렬 공진회로망과 펄스주파수변조(PFM, Pulse Frequency Modulation) 제어기법에 의한 하프브리지 직렬 공진형 전력변환기는 가장 간단하고 대중적이긴 하나, 공진회로망과 변압기 일차측 반영부하를 전압분배기 형태로 동작시켜 강압형 출력특성만을 가지므로 경부하 조건 시 출력전압의 제어가 어려운 단점을 가진다[4]-[6].

그래서 이러한 단점을 극복하기 위하여, 기존 LC 직렬 공진회로망에 변압기 일차측 자화인덕턴스를 추가하여 인덕턴스-인덕턴스-커패시턴스(LLC)의 3개의 공진요소에 의한 직렬 멀티 공진회로망을 이용하는 개선된 형태의 멀티 공진형 하프브리지 전력변환기가 제안되었다[7][8]. 이 전력변환기는 출력전압의 승강압 기능을 동시에 가지며, 동작주파수(스위칭주파수)의 작은 변화로도 광범위 부하에 대한 출력전압 조정이 가능하고, 전부하 영역에서 각 스위치 및 정류다이오드의 소프트스위칭이 쉽게 구현되는 장점을 가진다[9][10].

그런데 산업계의 상업용 멀티 공진형 하프브리지 전력변환기는 통상적으로 변압기 권선의 도통 손실이 작을 뿐만 아니라, 이차측 정류다이오드의 부품수도 적어서 제작비용이 감소하기 때문에 전력전달용 변압기로 센터탭 방식의 변압기를 주로 이용한다. 그러나 이러한 장점에도 불구하고 센터탭 방식의 변압기는 이차측 권선의 물리적 위치 차이에 의한 누설인덕턴스의 불가피한 불균형 문제로 인하여

이차 정류전류의 불균형 현상이 발생하고, 그리하여 전력변환기의 전체 동작 효율이 저하되는 단점이 있다[11][12].

이러한 문제를 극복하기 위하여 본 논문에서는 직병렬 형태로 연결된 각 변압기의 인덕턴스와 커패시턴스로 구성된 직렬 멀티 공진회로망을 이용하는 새로운 형태의 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기를 제안하고자 한다. 제안한 전력변환기는 동작모드에 따라 각 변압기를 변압기 본래의 기능으로 이용하거나 직렬 멀티 공진을 위한 공진 인덕턴스로 이용한다. 이렇게 함으로써 제안한 전력변환기는 효율을 향상하고 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 이차측 정류전류의 불균형 문제를 개선한다. 또한 제안한 전력변환기는 가변 출력전압 능력과 광범위 부하에 걸친 소프트스위칭의 특성을 가지며 출력전압의 제어를 위해 PFM 제어기법을 이용한다. 그리하여 제안한 전력변환기는 최대 출력전력 및 최대 출력전압의 조건 하에서 93%의 고효율 동작 특성을 보인다.

II. 제안한 전력변환기의 동작 원리

그림 1은 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 전력회로도이다. 이 전력변환기는 PFM 기법에 의해 LLC 구조의 직렬 공진회로망의 임피던스를 조정함으로써 출력전압을 제어한다. 그리하여 출력전압의 승강압 전력변환 능력을 가지며, 전력변환기의 일차측 주스위치와 이차측 정류다이오드의 소프트스위칭 구현이 쉬운 장점을 가진다. 그러나 변압기 이차측의 센터탭 구조에서 이차측 권선 간의 물리적 위치 차이에 의한 누설인덕턴스 L_{k1} 과 L_{k2} 의 불가피한 불균형으로 인하여 이차측 정류전류의 불균형 현상이 발생하는 단점을 가진다.

그림 2는 제안하는 새로운 형태의 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 전력회로도이다. 제안하는 전력변환기는 한 개의 변압기만을 이용하던 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기 구조에 직병렬 형태로 한 개의 변압기를 더 추가하고 연결한 전력구조를 가진다.

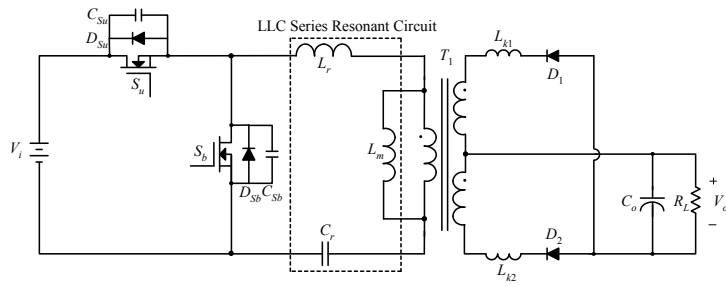


그림 1. 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 전력회로도

Fig. 1. Power circuit diagram of the conventional multi-resonant half-bridge DC power converter

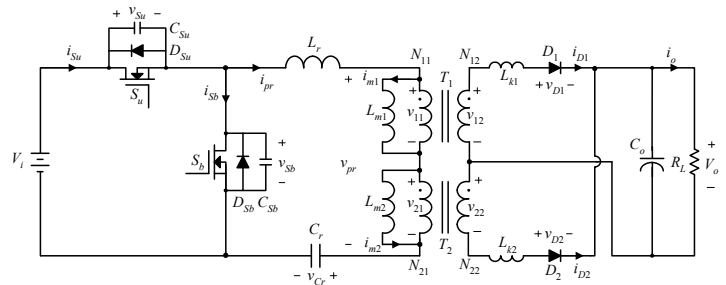


그림 2. 제안하는 새로운 형태의 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 전력회로도

Fig. 2. Power circuit diagram of the proposed novel multi-resonant half-bridge DC power converter

제안한 전력변환기의 각 변압기는 이상적인 변압기와 일차 권선에 병렬로 연결된 자화인덕턴스 (L_{m1} , L_{m2}) 및 각 권선의 누설인덕턴스(L_r , L_{k1} , L_{k2})에 의한 일반적인 변압기 회로 모델로 모델링된다. 다만, 각 변압기의 권선비는 $n(=N_{11}/N_{12}=N_{21}/N_{22})$ 으로 같고, 일차측의 각 누설인덕턴스는 설명과 해석의 편의상 합하여 전체 일차 등가 누설인덕턴스 L_r 로 표시한다. C_r 은 직렬 공진커패시턴스이다. 일차측 전력반도체스위치 MOSFET S_u 와 S_b 의 턴온듀티비는 각각 50%이며, 이들은 출력전압의 제어를 위해 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기처럼 PFM 기법으로 제어된다. 각 MOSFET 스위치의 병렬 다이오드와 커패시턴스는 MOSFET의 기생성분이다.

제안한 전력변환기의 동작은 6개의 동작모드로 구분된다. 그림 3은 제안한 전력변환기 회로 주요부의 한 스위칭주기 동안의 이상적인 파형이며, 그림 4는 동작모드별 등가회로들이다.

모드 1($t_1 \sim t_2$): 이 모드는 파워링(powering) 모드이다.

시간 $t = t_1$ 이 되기 전에 일차전류 i_{pr} 은 역방향으로 흐르고, MOSFET 스위치 S_u 의 전류 i_{Su} 역시 기생다이오드 D_{Su} 를 통하여 역방향으로 흐른다. 그리하여 시간 $t = t_1$ 에서 스위치 S_u 에 구동신호 v_{GSu} 를 인가함으로써 스위치 S_u 를 ZVS 턴온한다. 그러면 전력변환기 일차측에는 모드 1의 직렬 합성 공진인덕턴스 $L_1(=L_{m2}+L_r+n^2L_{k1})$ 과 직렬 공진커패시턴스 C_r 이 공진하여 일차전류 $i_{pr}(=i_{m2})$ 이 다음과 같이 흐른다.

$$i_{pr} = i_{m2} = i_{pr}(t_1)\cos\omega_1(t-t_1) + Y_1[V_i - v_{Cr}(t_1) - nV_o(1 - \frac{n^2L_{k1}}{L_{m1}})]\sin\omega_1(t-t_1) \quad (1)$$

여기서 $\omega_1 = \sqrt{L_1 C_r}^{-1}$ 와 Y_1 은 각각 모드 1의 공진 각주파수와 특성임피던스 $Z_1(=\sqrt{L_1/C_r})$ 의 역수이다. 이 때 변압기 T_2 는 변압기 본래의 기능을 하지 않고 자화인덕턴스 L_{m2} 에 의하여 다른 직렬 합성 인덕턴스($=L_r+n^2L_{k1}$)와 더불어 공진인덕턴스의 기

능을 한다.

이 때 이차측 정류다이오드 D_1 은 턴온 되어 이차 정류전류 i_{D1} 을 흘리고, 전력변환기 일차측의 에너지가 변압기 T_1 을 통하여 이차측으로 전달된다. 따라서 변압기의 일차측으로 반영된 출력전압 nV_o 가 근사적으로 변압기 T_1 의 자화인덕턴스 L_{m1} 에 인가되므로, 자화전류 i_{m1} 은 다음과 같이 선형증가 형태로 흐른다.

$$i_{m1} = i_{m1}(t_1) + \frac{nV_o}{L_{m1}}(t - t_1) \quad (2)$$

시간 $t = t_2$ 에서 일차전류 $i_{pr}(=i_{m2})$ 이 자화전류 i_{m1} 과 같아지고 이차 정류전류 i_{D1} 이 영(0)이 된다. 그러면 정류다이오드 D_1 은 ZCS 턴오프 되고 모드 1은 종료된다.

모드 2($t_2 \sim t_3$): 이 모드는 프리휠링(freewheeling) 모드이다. 시간 $t = t_2$ 에서 이차측 정류다이오드 D_1 과 D_2 가 모두 턴오프 상태가 되고, 출력부하단은 변압기들로부터 분리된다. 그래서 변압기 T_1 도 변압기 로써의 본래 기능이 아닌 자화인덕턴스 L_{m1} 에 의한 공진인덕턴스 기능을 하게 된다. 따라서 이 모드의 전체 일차측 등가 직렬 공진인덕턴스는 $L_2 = L_r + L_{m1} + L_{m2}$ 가 되고 이것은 직렬 공진커패시턴스 C_r 과 함께 공진하여 다음과 같은 일차전류 i_{pr} 을 흘린다.

$$i_{pr} = i_{pr}(t_2)\cos\omega_2(t - t_2) + Y_2[V_i - v_{Cr}(t_2)] \cdot \sin\omega_2(t - t_2) \quad (3)$$

여기서 $\omega_2 = \sqrt{L_2 C_r}^{-1}$ 와 Y_2 는 각각 모드 2의 공진 각주파수와 특성임피던스 $Z_2(= \sqrt{L_2 / C_r})$ 의 역수이다.

모드 3($t_3 \sim t_4$): 시간 $t = t_3$ 에서 MOSFET 스위치 S_u 의 구동신호 v_{GSu} 를 소거하여 스위치 S_u 를 턴오프한다. 그러나 일차전류 i_{pr} 은 여전히 양(+)의 방향으로 흐르면서 일차측 MOSFET 스위치 S_u 와 S_b 의 기생커패시턴스 C_{Su} 와 C_{Sb} 를 각각 충전하고 방전한다. 이 때 기생커패시턴스 C_{Sb} 의 전압이 모두 방

전 되어 영전압이 되면 기생다이오드 D_{Sb} 가 턴온 되는데, 이것은 스위치 S_b 의 ZVS 턴온 조건을 제공하는 것이다. 따라서 스위치 S_b 의 ZVS 턴온을 위하여, 일차전류 i_{pr} 이 방향을 바꾸기 전에 스위치 S_b 의 구동신호 v_{GSb} 가 스위치 S_b 에 인가된다. 이 모드에서는 스위치 S_u 와 S_b 가 모두 턴오프 되므로, 이 모드는 데드타임(dead-time) 모드이다.

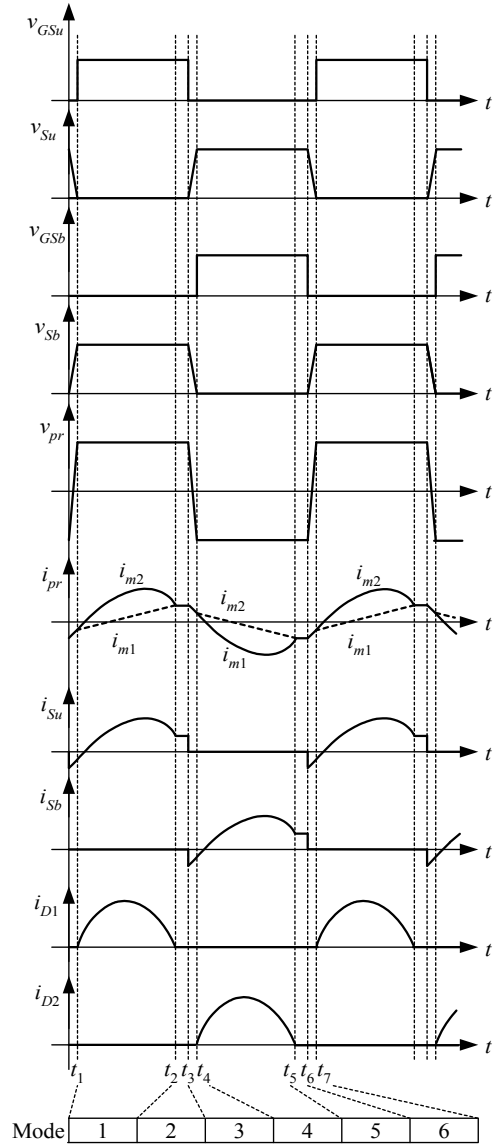
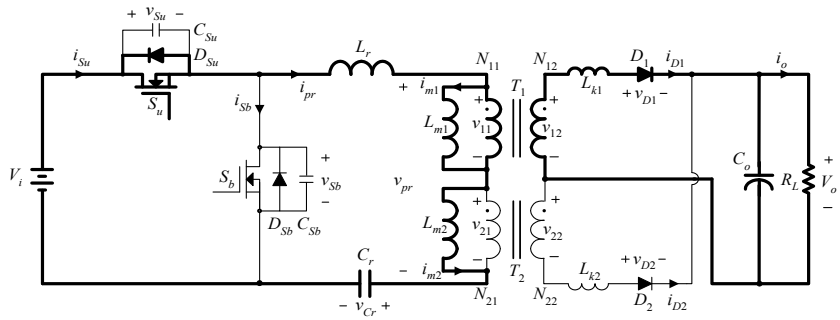
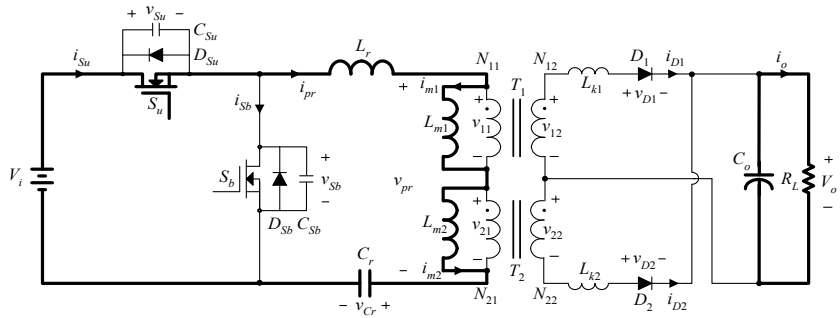


그림 3. 제안한 전력변환기 회로 주요부의 한 스위칭주기 동안의 이상적인 파형

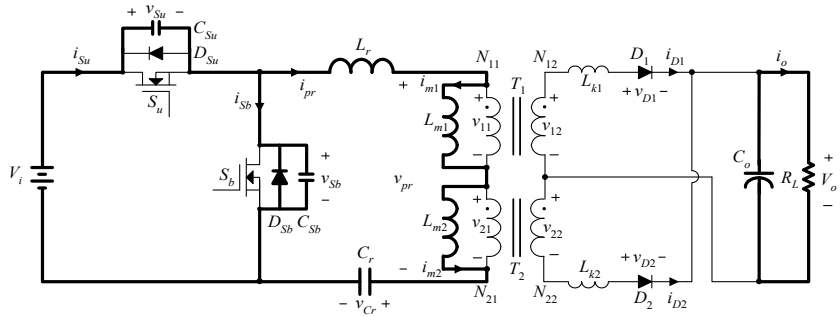
Fig. 3. Ideal waveforms of the key parts of the proposed power converter circuit during a switching period



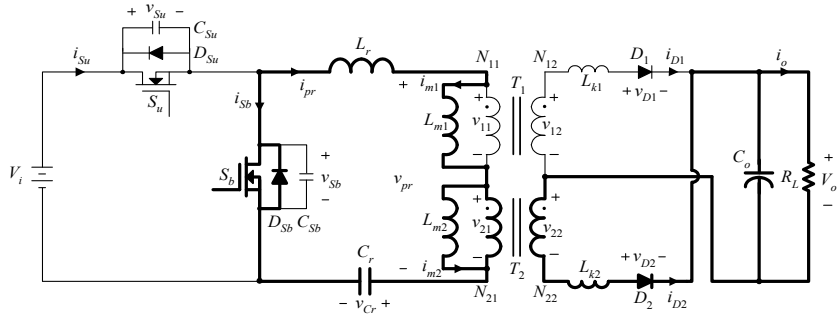
(a) 모드 1
(a) Mode 1



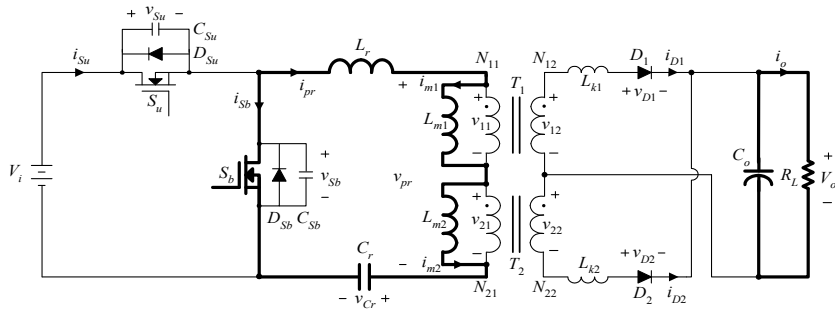
(b) 모드 2
(b) Mode 2



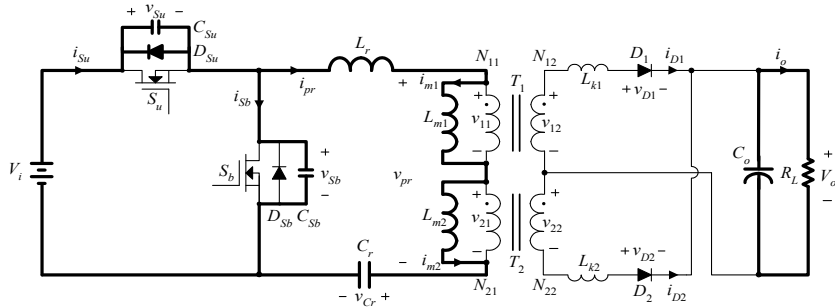
(c) 모드 3
(c) Mode 3



(d) 모드 4
(d) Mode 4



(e) 모드 5
(e) Mode 5



(f) 모드 6
(f) Mode 6

그림 4. 제안한 전력변환기의 동작모드별 등가회로

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

그 다음, 모드 4~6의 동작은 MOSFET 스위치 S_b 와 이차측 정류다이오드 D_2 의 전류와 전압의 관점으로 해석되는데, 전류와 전압의 방향만 다를 뿐 그 동작은 앞서 설명한 모드 1~3과 거의 유사하다. 따라서 설명의 간략화를 위하여 모드 4~6의 구체적 동작 원리 설명은 생략하기로 한다.

제안한 전력변환기에서는 그림 1의 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 이차 정류전류의 불균형 문제를 해결하기 위하여 권선비가 같고 직병렬 형태로 연결된 각 변압기의 자화인덕턴스 L_{m1} 과 L_{m2} 를 다음의 식을 만족하도록 설계하고 제작한다.

$$L_m = L_{m1} = L_{m2} \quad (4)$$

$$L_{m1} \gg L_r + n^2 L_{k2} \quad (5)$$

$$L_{m2} \gg L_r + n^2 L_{k1} \quad (6)$$

그러면 식 (4)~(6)으로부터, 모드 1과 4의 직렬 공진 인덕턴스들은 각각 모두 L_m 으로 근사화가 가능하여, 모드 1과 4의 일차전류 i_{pr} 은 각각 다음과 같이 표현된다.

$$i_{pr1} = i_{pr} \approx i_{pr}(t_1) \cos \omega_r(t-t_1) + Y_r \cdot [V_i - v_{Cr}(t_1) - nV_o] \cdot \sin \omega_r(t-t_1) \quad (7)$$

$$i_{pr4} = i_{pr} \approx i_{pr}(t_4) \cos \omega_r(t-t_4) - Y_r \cdot [v_{Cr}(t_4) + nV_o] \cdot \sin \omega_r(t-t_4) \quad (8)$$

여기서 $\omega_r = \sqrt{L_m C_r}^{-1}$ 와 Y_r 은 각각 제안한 전력변환기의 근사화 공진각주파수와 특성임피던스 $Z(= \sqrt{L_m/C_r})$ 의 역수이다.

한편, 그림 3에 의하면, 이차측 정류전류 i_{D1} 과 i_{D2} 는 모드 1과 4에서만 각각 흐른다. 그런데 이 때 정류전류 i_{D1} 과 i_{D2} 는 각각 식 (7), (8)의 근사화 일차전류 i_{pr1} , i_{pr4} 와 모드 1과 4의 각 변압기 자화전류 i_{m1} ,

i_{m2} 의 차가 변압기의 권선비 n 으로 변환되는 전류이므로 다음과 같다.

$$i_{D1} = n(i_{pr1} - i_{m1}) \quad (9)$$

$$i_{D2} = n|i_{pr4} - i_{m2}| \quad (10)$$

여기서 모드 1과 4에서의 자화전류 i_{m1} 과 i_{m2} 는 식 (4)를 적용하여 각각 다음과 같이 표현된다.

$$i_{m1} = i_{m1}(t_1) + \frac{nV_o}{L_m}(t - t_1) \quad (11)$$

$$i_{m2} = i_{m2}(t_4) - \frac{nV_o}{L_m}(t - t_4) \quad (12)$$

그러므로 그림 3과 식 (9)와 (10)으로부터, 제안한 전력변환기의 이차 정류전류가 균형적으로 흘러, 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 이차 정류전류의 불균형 문제가 쉽게 해결됨을 알 수 있다.

III. 제안한 전력변환기의 설계예시

본 절에서는 제안한 전력변환기의 성능을 입증하기 위하여 시제품 전력변환기를 표 1과 같은 사양으로 설계한다.

표 1. 시제품 전력변환기의 설계 사양

Table 1. The design specifications of the prototype power converter

Item	Value
DC input voltage	$V_f=400V$
Output voltage range	$V_o=15\sim35V$
Switching frequency	$f_s=85\sim170kHz$
Maximum output power	$P_{o,max}=280W$

시제품 전력변환기의 직류 입력전압은 역률개선(PFC, Power Factor Correction) 회로에 의해서 항상 기준전압 $V_f=400V$ 로 조정되어 주어지며, 출력전압은 $V_o=15\sim35V$ 의 범위를 가지는 가변전압이다. 시제

품 전력변환기의 일차측 하프브리지 MOSFET 스위치는 각각 턴온듀티비가 $D=50\%$ 이고 $f_s=85\sim170kHz$ 의 스위칭주파수의 범위로 PFM 기법에 의해 제어된다. 시제품 전력변환기의 주제어기는 부품시장에서 쉽게 구입할 수 있는 하프브리지 PFM 제어 IC를 이용한다.

먼저, 각 변압기의 권선비 n 은 입력전압 전압전달비에 의한 다음의 식을 이용하여 결정된다.

$$n = \frac{2D(1-D)V_i}{V_o} \approx 5.712 \quad (13)$$

여기서 턴온듀티비 D 는 출력전압이 최대일 때 제어 IC에서 출력 가능한 최대 턴온듀티비 $D=D_{max}=0.49$ 로 설정한다. 그리하여 각 변압기의 권선비는 $n=5.712$ 로 계산된다. 그런데 변압기 설계에 있어서 최악의 조건은 최소 입력전압 시 최대 출력부하에서 발생하는 최소 스위칭주파수 조건이다. 이것을 고려하여 각 변압기의 일차권선수 $N_1(N_1=N_{11}=N_{21})$ 은 다음의 변압기 코어 특성에 의한 일차권선수의 관계식을 이용하여 계산된다.

$$N_1 = \frac{V_i}{2f_{s,min} \cdot \Delta B \cdot A} \approx 41.76T \quad (14)$$

여기서 $f_{s,min}$ 은 최소 스위칭주파수이고, ΔB 는 변압기 코어의 최소 자속 변동폭이며, A 는 변압기 코어의 유효 단면적이다. 시제품 전력변환기의 변압기 코어는 TDK사의 PC44 PQ3230을 이용하는데, 이것의 데이터시트에 있는 해당 수치를 식 (14)에 대입하고 계산하여 변압기 일차권선의 권선수를 $N_1=42T$ 로 결정하고 이차권선의 권선수를 식 (13)에 의해 $N_2=8T$ 로 결정한다.

또한 멀티 공진형 전력변환기는 높고 낮은 두 개의 공진주파수를 가지는데, 동작주파수가 높은 공진주파수보다 낮을 때, 승강압 출력전압의 특성을 가지며 일차측 주스위치와 이차측 정류다이오드가 각각 ZVS와 ZCS로 동작한다[12]. 따라서 일차측 주스위치에 ZVS 조건을 만족하는 최소한의 일차전류가 흐르고, 최대 스위칭주파수가 높은 공진주파수보다 낮을 때 이차측 정류다이오드가 ZCS로 동작하

도록 하기 위해서는, 자화인덕턴스 L_m 이 다음을 만족해야 한다.

$$L_m \leq \frac{t_{dt}}{16C_S f_{s,max}} \quad (15)$$

여기서 t_{dt} 는 일차측 MOSFET 스위치의 데드타임이고, C_S 는 스위치의 최대 기생커패시턴스이며, $f_{s,max}$ 는 최대 스위칭주파수이다. 그런데 전력변환기의 일차전류의 최대치 $I_{pr,max}$ 는 다음의 식과 같다.

$$I_{pr,max} = \frac{1}{n} I_{D1,max} \quad (16)$$

일차측 정류다이오드의 전류 i_{D1} 은 그림 3으로부터 반파 정현파로 근사화 되며, 이것과 최소 출력전압시의 최대 출력전력으로부터 일차측 정류다이오드의 최대 전류를 구하면 $I_{D1,max} \approx 15A$ 가 된다. 그리고 일차측 정류다이오드의 최대 내압은 주어진 사양과 제안한 전력변환기의 전력 회로구조에 의하여 70V이다. 따라서 일차측 정류다이오드로는 설계마진과 부품시장에서 쉽게 구할 수 있는 것을 고려하여 150V/30A급의 상용 다이오드를 선정한다.

그 다음, 식 (16)으로부터 일차전류의 최대치 $I_{pr,max}$ 를 구하면 $I_{pr,max} \approx 2.7A$ 가 된다. 그리고 일차측 MOSFET 스위치의 최대 내압은 주어진 사양과 제안한 전력변환기의 전력 회로구조에 의해 400V이므로, 이로부터 설계마진과 부품시장에서 쉽게 구할 수 있는 것을 고려하여 800V/6A급의 상용 MOSFET을 시제품 전력변환기의 일차측 주스위치로 선정한다. 따라서 이렇게 하여 선정된 MOSFET의 기생커패시턴스는 $C_S=33pF$ 이고, 최대 스위칭주파수는 설계 사양에 의해 $f_{s,max}=170kHz$ 이며, MOSFET 스위치의 데드타임은 스위칭주파수를 고려한 설계 공칭값인 $t_{dt}=50ns$ 로 두어, 시제품 전력변환기의 자화인덕턴스를 식 (15)에 의하여 $L_m=500\mu H$ 로 정한다.

그리하여 각 변압기가 설계된 자화인덕턴스 값을 가지며 각 변압기의 누설인덕턴스들의 값이 식 (5)와 (6)을 만족하도록, 변압기 코어에 적절한 공극 (air-gap)을 삽입하고 선정된 권선수 대로 변압기를 권선하여 제작한다. 그런데 이 때 각 변압기는 개별

변압기로 제작되므로, 두 변압기의 코어의 공극과 권선수를 동일하게 하면, 각 변압기의 인덕턴스들은 식 (5)와 (6)을 만족하면서도 서로 거의 동일하게 쉽게 구현될 수 있다. 그러나 본 시제품 전력변환기에서는 각 변압기의 이차측 누설인덕턴스들을, 식 (5)와 (6)을 만족하는 값이긴 하나 각각 $L_{k1}=0.5\mu H$ 와 $L_{k2}=5\mu H$ 로 조정하여, 고의적으로 10배의 차이가 나도록 변압기를 제작하는데, 이것은 제안한 전력변환기의 성능 확인을 위한 것이다.

한편, 직렬 공진커패시턴스 C_r 은 지금까지 구해진 각 회로파라미터를 이용하여 공진각주파수 식을 변형한 다음의 식에 의해 구한다.

$$C_r = \frac{1}{2\pi f_r Z_r} \approx 6nF \quad (17)$$

여기서 f_r 과 Z_r 은 각각 전력변환기의 공진주파수와 특성임피던스이다. 따라서 직렬 공진커패시턴스는 상용 커패시턴스값인 $C_r=5.6nF$ 으로 정한다.

표 2는 본 설계예시에서 선정된 제안한 전력변환기 시제품의 각 회로파라미터를 정리한 것이다.

표 2. 선정된 각 회로파라미터
Table 2. Each selected circuit parameter

Circuit parameter	Value
$N_1=N_{11}=N_{21}$	42T
$N_2=N_{12}=N_{22}$	8T
L_m	500 μH
L_r	25 μH
L_{k1}	0.5 μH
L_{k2}	5 μH
C_r	5.6nF
S_a, S_b	SPP06N80C3
D_1, D_2	STP61150CW
Cores of T_1, T_2	PC44 PQ3230

IV. 실험 결과

제안한 전력변환기의 성능 입증을 위하여 표 2의 회로파라미터들에 의하여 시제품 전력변환기를 제작하여 다음과 같이 실험을 실시하였다.

그림 5는 제안한 전력변환기의 일차측 MOSFET 스위치의 구동신호 v_{GSu} 와 v_{GSb} , 그리고 스위치 전압 v_{Su} 와 v_{Sb} 및 스위치 전류 i_{Su} 와 i_{Sb} 를 보이는 실험 파형이다. 이 파형에서 스위치 전류 i_{Su} 와 i_{Sb} 가 각 스위치 S_u 와 S_b 가 턴온되기 전에 각각 음(-)의 방향으로 잠깐 동안 흐르는 것을 볼 수 있는데, 이것은 기생다이오드 D_{Su} 와 D_{Sb} 로 스위치 전류가 흐르는 것으로, 각 스위치가 ZVS로 턴온됨을 보이는 것이다. 이로부터 제안한 전력변환기의 일차측 스위치의 스위칭 손실이 최소화됨을 알 수 있다.

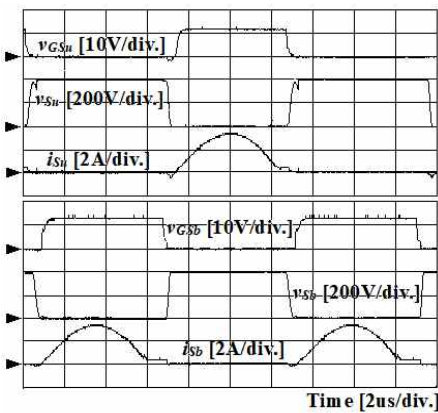


그림 5. 일차측 MOSFET 스위치의 구동신호, 스위치 전압 및 스위치 전류의 실험파형

Fig. 5. Experimental waveforms of the driving signals and the voltage and currents of the primary MOSFET switches

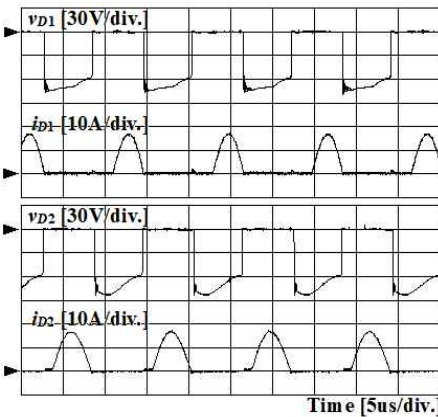
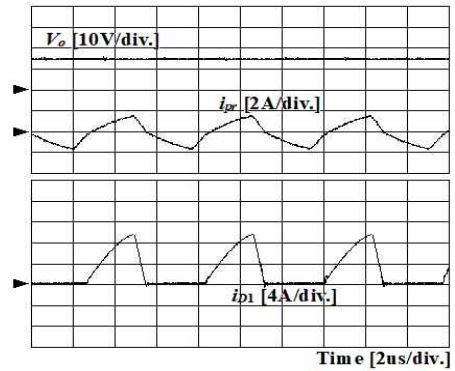


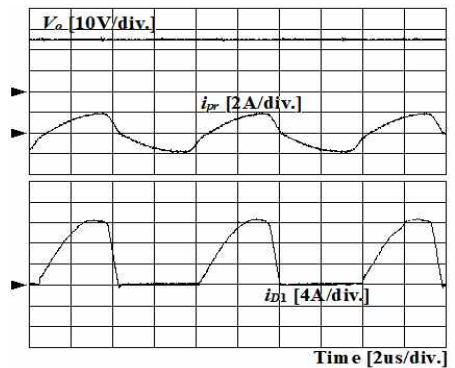
그림 6. 이차측 정류다이오드의 전압과 전류의 실험파형

Fig. 6. Experimental waveforms of the voltages and currents of the secondary rectifier diodes

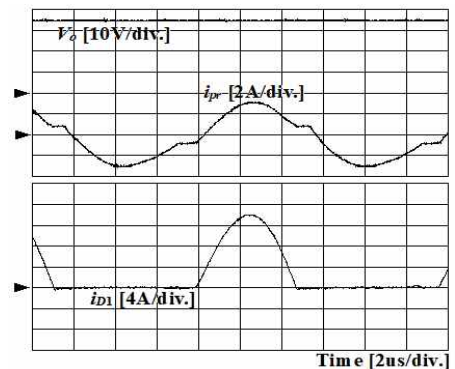
그림 6은 제안한 전력변환기의 이차측 정류다이오드의 전압 v_{D1} 과 v_{D2} , 그리고 정류다이오드 전류 i_{D1} 과 i_{D2} 의 실험파형을 보인다. 이 파형에서 각 다이오드가 ZCS로 턴온/턴오프함을 볼 수 있다.



(a) $V_o=15V$



(b) $V_o=25V$



(c) $V_o=35V$

그림 7. 최대 출력전력 조건 하에서 출력전압 변동 시의 각 실험파형

Fig. 7. Each experimental waveform when the output voltage is varied under the maximum output power

또한 이차측 누설인덕턴스들의 큰 차이에도 불구하고 정류다이오드 전류 i_{D1} 과 i_{D2} 가 거의 같은 크기로 흐르고 있음도 볼 수 있다. 그리하여 제안한 전력변환기는 그림 1의 기존 전력변환기에 비해 동작조건에 따라 약 7~9W 정도의 전력손실이 감소하였다. 이로부터 제안한 전력변환기가 이차측 정류다이오드의 스위칭 손실을 최소화하면서 이차측 정류 전류의 불균형 문제도 쉽게 해결함을 확인할 수 있다.

그림 7은 최대 출력전력의 조건($P_o=P_{o,max}=280W$) 하에서 출력전압 설정치를 변경하여 출력전압을 변화할 때의 각 출력전압 V_o , 일차전류 i_{pr} 및 이차측 정류다이오드 전류 i_{D1} 의 실험 파형을 각각 보인다. 이 파형으로부터 제안한 전력변환기는 출력전압의 변화 시에 그 설정치에 따라 각 출력전압을 정확하게 출력하며 양호하게 동작함을 확인할 수 있다.

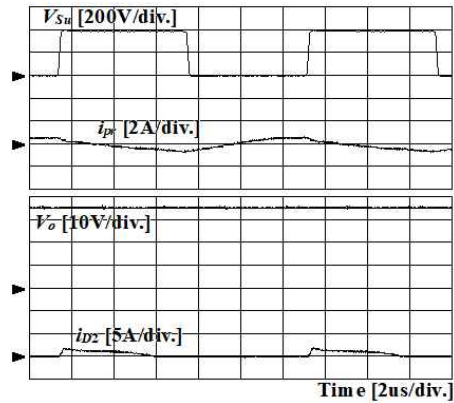
그림 8은 최대 출력전압의 조건($V_o=V_{o,max}=35V$) 하에서 전력변환기의 부하 변동에 따른 일차측 MOSFET 스위치의 전압 V_{Su} , 일차전류 i_{pr} , 출력전압 V_o 및 이차측 정류다이오드 전류 i_{D2} 의 실험 파형을 보인다. 이 파형으로부터 제안한 전력변환기는 각 부하 조건에서 부하가 필요로 하는 전력을 정확하게 출력하며 안정적으로 동작함을 확인할 수 있다.

또한 그림 7과 8로부터, 제안한 전력변환기가 출력전압과 출력전력에 따라 그 제어를 위하여 PFM 기법에 의하여 스위칭주파수를 적절하게 조정함도 확인할 수 있다.

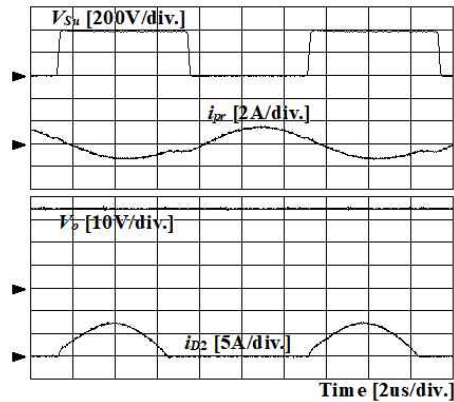
그림 9는 제안한 전력변환기와 기존 멀티 공진형 직류 전력변환기의 효율 비교 그래프를 보인다. 그림 9(a)는 최대 출력전력 조건 하에서의 출력전압 변동 시의 효율 그래프이며, 그림 9(b)는 최대 출력전압 조건 하에서의 출력전력 변동 시의 효율 그래프이다. 제안한 전력변환기는 기존 전력변환기에 비해 동작조건에 따라 약 2.5~3.2% 정도의 동작효율이 향상되었다.

이는 제안한 전력변환기가 기존 전력변환기와 비교하여 각 부하 조건과 각 출력 전압의 조건 하에서 효율이 향상되었으며 고효율로 동작하는 향상된 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기임을 보이는 것이다. 여기에서 기존 전력변환기의 효율은 본

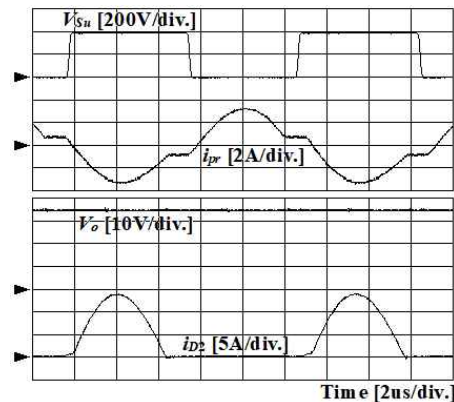
시제품과 같은 사양으로 제작된 그림 1의 기존 전력변환기의 효율 실험 결과를 이용하였다.



(a) 10% load



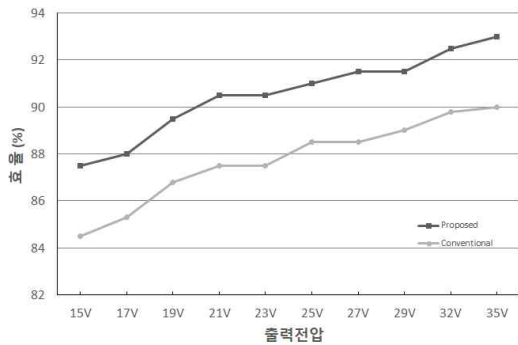
(b) 50% load



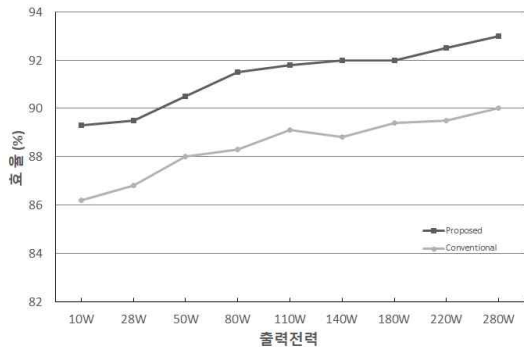
(c) 100% load

그림 8. 최대 출력전압 조건 하에서 부하 변동 시의 각 실험 파형

Fig. 8. Each experimental waveform of when the load is varied under the maximum output voltage



(a) 최대 출력전력 조건 하에서의 출력전압 변동 시
(a) At the output voltage variation under the maximum output power



(b) 최대 출력전압 조건 하에서의 출력전력 변동 시
(b) At the output power variation under the maximum output voltage

그림 9. 제안한 전력변환기와 기존 전력변환기의 효율 비교 그래프

Fig. 9. Efficiency comparison graphs between the proposed converter and conventional converter

V. 결 론

본 논문에서는 직병렬 변압기 인덕턴스와 직렬 커패시턴스를 이용한 새로운 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기가 제안되었다. 제안한 전력변환기는 직병렬 형태로 연결된 각 변압기를 이용하여 이차측 정류전류의 불균형 문제를 가진 기존 멀티 공진형 하프브리지 직류 전력변환기의 단점을 극복함으로써 동작효율을 전체적으로 약 3% 정도 향상한다. 제안한 전력변환기는 LLC 구조의 직렬 공진 회로망과 PFM 제어 기법을 이용하여 출력전압을 설정치에 따라 직류 15~35V 범위에서 가변하며 안정적으로 제어할 수 있고, 10~280W 정도의 광범위

출력부하 영역에서 소프트스위칭 특성을 가진다. 이로써 제안한 전력변환기는 출력전압과 출력전력의 정밀 제어가 가능하므로, 고성능 디스플레이 생산공정에서 고성능, 고효율 디스플레이 모듈 검사장비의 전원공급장치 등에 직접적인 응용이 가능하다.

References

- [1] S. Johnson and R. Erickson, "Steady-state analysis and design of the parallel resonant converter", IEEE Trans. Power Elec., Vol. 13, No. 1, pp. 93-104, Jan. 1988.
- [2] M. M. Jovanović, R. Farrington, and F. C. Lee, "Comparison of half-bridge off-line ZCS-QRC and ZVS-MRC", IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst., Vol. 26, No. 1, pp. 326-336, Jan. 1990.
- [3] S. Junming, S. Hamada, J. Yoshitsugu, G. Bin, and M. Nakaoka, "Zero voltage soft-commutation PWM DC-DC converter with saturable reactor switched-cascaded diode rectifier", IEEE Trans. Circuit Cyst. I, Fund. Theory Appl., Vol. 45, No. 4, pp. 348-354, Apr. 1998.
- [4] B. Yang, R. Chen, and F. C. Lee, "Integrate magnetic for LLC resonant converter", 17th IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo., Vol. 1, pp. 346-351, Mar. 2002.
- [5] B. Lu, W. Liu, Y. Liang, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter", 21st IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo., pp. 533-538, Mar. 2006.
- [6] Application Note (AN-151), Half-bridge LLC resonant converter FSFR-series Fairchild power switch, www.fairchildsemi.com, 2007. [Accessed: Nov. 01, 2017]
- [7] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front end DC/DC conversion", 17th IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo., Vol. 2, pp. 1108-1112, Mar. 2002.
- [8] B. Yang, F. C. Lee, and M. Concannon, "Over

- current protection methods for LLC resonant converter", 18th IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo., Vol. 1, pp. 605-609, Feb. 2003.
- [9] Y. Gu, Z. Lu, L. Hang, Z. Qian, and G. Huang, "Three-level LLC series resonant DC-DC converter", IEEE Trans. on Power Elec., Vol. 20, No. 4, pp. 781-789, Jul. 2005.
- [10] C. Adragna, S. D. Simone, and C. Spini, "A design methodology for LLC resonant converters based on inspection of tank currents", 23rd IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo. pp. 1361-1367, Feb. 2008.
- [11] Y. Gu, L. Hang, H. Chen, Z. Lu, Z. Qian, and J. Li, "A simple structure of LLC resonant DC-DC converter for multi-output applications", 20th IEEE Appl. Power Elec. Conf. and Expo., Vol. 3, pp. 1485-1490, Mar. 2005.
- [12] J. H. Jung and J. G. Kwon, "Theoretical analysis and optimal design methodology for LLC resonant converter", European Power Electronics and Application EPE'07, pp. 1-10, Sep. 2007.

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