

출력 인덕터와 변압기를 결합시킨 하프브리지 컨버터에 관한 연구

배진용^{*} · 김 용^{**} · 권순도^{***} · 백수현^{**} · 최근수[§]
^{*}특허청 · ^{**}동국대학교 · ^{***}대림대학 · [§]디지아이

A study on the Half-Bridge converter combine output inductor with transformer

Jin-Yong Bae^{*} · Yong Kim^{**} · Soon-Do Kwon^{***} · Soo-Hyun Baek^{**} · Geun-Soo Choi[§]
^{*}Korean Intellectual Property Office · ^{**}Dongguk University · ^{***}Daelim College · [§]DGI

Abstract - This paper present the Half-Bridge converter for low current output. In converter system, magnetic components are important devices used for energy storage, energy transfer, galvanic isolation and filtering. The proposed Half-Bridge converter is to reduce the number of magnetic components. The secondary rectification was discussed by comparison of center-tap type with primary center-core transformer winding and primary side-core transformer winding. A prototype featuring 400V input, 10V output, 400kHz switching frequency, and 100W output power.

축은 중간탭 정류방식으로 구성되어 있다. 다이오드(D₁, D₂)는 스위치(S₁, S₂)의 온·오프에 따라 교번하여 도통된다. 출력 필터는 출력 인덕터(L_o)와 출력 커패시터(C_o)로 구성되어 있다.

1. 서 론

전력용 반도체 소자의 발달과 제어 기술의 진보에 따라 전력 변환 기술은 종래의 선형 증폭기에 비하여 고효율, 소형·경량화의 장점 때문에 통신 및 산업 분야에서 폭넓게 이용되고 있다.[1-9] 여러 전력변환 기법 중 고속 스위칭 방식을 적용한 PWM(Pulse-Width-Modulation) 방식은 인덕터, 커패시터 및 변압기의 크기와 무게를 줄여 DC/DC 컨버터의 소형·경량화를 이룰 수 있으나 스위칭시 강제적인 온·오프로 인하여 스위칭 주파수에 비례하는 손실이 증가한다. 그 결과 스위칭 속도는 제한을 받게 되고, 이에 따른 전력변환 효율이 저하되어 결국 시스템의 소형·경량화를 이루는데 장애요소가 된다.[1-7]

본 논문에서는 소형·경량화의 한 방향으로 출력인덕터와 변압기를 결합시킨 하프브리지 컨버터를 제안하려고 한다. 제안된 컨버터는 출력 인덕터를 변압기와 결합하는 대신에 변압기 2차측 권선을 외부코어에 결선하였다.

또한, 변압기 1차측 권선은 중앙코어에 결선하거나 외부코어에 결선하는 각각의 결선법에 대하여 자기적인 릴럭턴스 모델을 분석하고, 변압기의 상호 인덕턴스가 출력 인덕터를 대체할 수 있는지에 관하여 실험적으로 확인하여 보았다.[1-5]

본 연구에서는 제안된 컨버터의 동작원리, 해석 및 특성에 대하여 논하였고 MOSFET를 사용하여 100W급 시스템을 제작했으며 400kHz에서 실험하였다.

2. 본 론

2.1 일반적인 하프브리지 컨버터

그림 1은 일반적인 하프브리지 컨버터를 나타낸다. 하프브리지 컨버터는 상·하의 스위치(S₁, S₂)가 교대로 온·오프하여 1차측 에너지를 2차측으로 전달하는 방식으로 변압기 2차측을 중간탭 방식으로 결선하며 일반적으로 변압기 코어로는 EE코어 또는 EI코어를 사용한다.

입력측은 변압기의 1차측 인덕턴스(L_p)와 스위치(S₁, S₂), 변압기의 누설 인덕턴스(L_{lk}) 등으로 구성되며, 출력

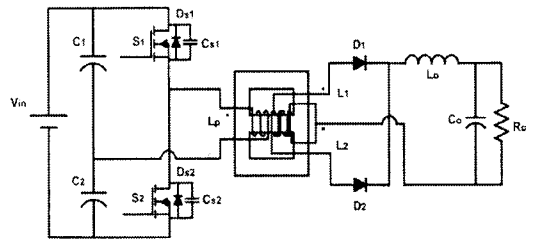


그림 1. 기존의 하프브리지 컨버터

2.2 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터

그림 2는 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터를 나타낸다. 중앙코어에 변압기의 1차측을 결선하고 양쪽 외부코어에 변압기 2차측을 결선한다.[1-5]

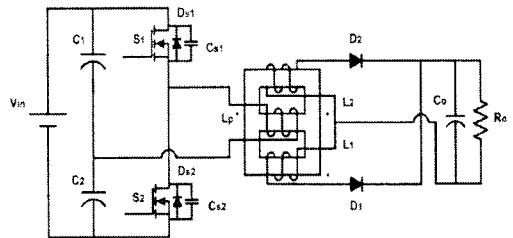


그림 2. 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터

그림 2로부터 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터는 출력 인덕터를 변압기와 결합함으로써 소자의 수를 줄였으며, 고주파 방식의 스위칭 주파수를 채택했기 때문에 시스템을 소형화시킬 수 있는 장점을 지니고 있다.

그러나 변압기의 1차측을 중앙코어에 결선하므로 변압기의 누설 인덕턴스(L_{lk})가 커지는 단점을 지니게 된다.

2.3 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터

그림 3은 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터를 나타낸다.[1-5]

그림 3.2로부터 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터 회로는 두 개의 스위칭 소자를 사용하며, 변압기의 1차측은 일반적인 하프브리지 컨버터 방식과 동일하게 하였고 누설 인덕턴스(L_{lk})의 크기를 조절하여 스위치의 영전압 스위칭 동작을 가능하게 하였다.

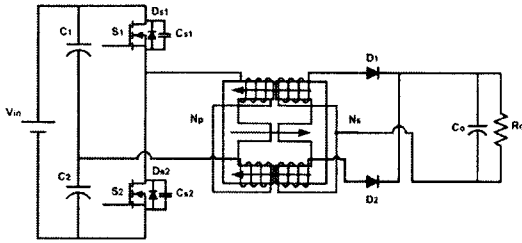


그림 3. 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터

또한 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 방식에 비교하여 변압기의 1차측 권선을 외부 코어에 분리하여 결선하므로 누설 인덕턴스(L_{lk})를 감소시킬 수 있다.

2.4 릴럭턴스 모델의 해석

2.4.1 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터

그림 4는 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터의 변압기 결선과 릴럭턴스 모델을 나타낸다.

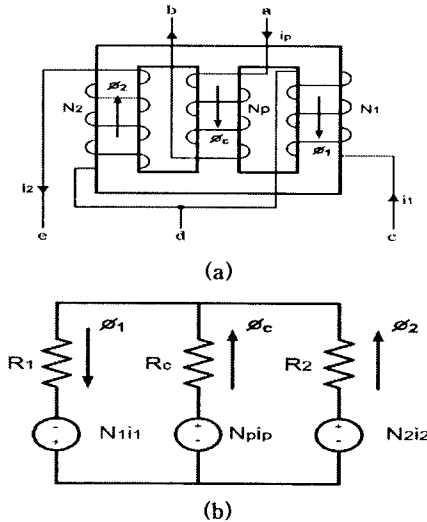


그림 4. 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터

(a) 변압기 결선 (b) 릴럭턴스 모델

릴럭턴스 모델의 해석을 위해 다음을 가정한다.

- 1) 공기 중의 누설 자속은 무시한다.
- 2) 입력전원에 의해서 1차측은 여자된다.

변압기에서 발생하는 자속은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_c = \phi_1 - \phi_2 \quad (1)$$

여기서,

- ϕ_c : 변압기 중앙 권선 N_p 에서 발생하는 자속
- ϕ_1, ϕ_2 : 변압기 외부 권선 N_1, N_2 에서 발생하는 자속

그림 4로부터 릴럭턴스 모델은 식(2),(3)으로 나타낼 수 있다.

$$N_1 i_1 - R_1 \phi_1 + N_p i_p - R_c \phi_c = 0 \quad (2)$$

$$-N_p i_p - R_2 \phi_2 - N_2 i_2 + R_c \phi_c = 0 \quad (3)$$

여기서, i_p : 변압기 1차권선의 전류

i_1, i_2 : 변압기 2차권선의 전류

N_p : 변압기 1차권선의 턴 수

N_1, N_2 : 변압기 2차권선의 턴 수

R_c : 중앙코어의 릴럭턴스

R_1, R_2 : 외부코어의 릴럭턴스

식(1)을 식(2)와 식(3)에 대입하면 식(4),(5)로 나타낼 수 있다.

$$N_1 i_1 + N_p i_p = (R_1 + R_c) \phi_1 - R_c \phi_2 \quad (4)$$

$$N_2 i_2 - N_p i_p = (R_2 + R_c) \phi_2 + R_c \phi_1 \quad (5)$$

식(4)와 식(5)로부터 Cramer 법칙을 이용하면 식(6)과 식(7)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{(N_1 R_2 + N_1 R_c) i_1 + N_2 R_c i_2 + N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c} \quad (6)$$

$$\phi_2 = \frac{N_1 R_c i_1 + (N_2 R_1 + N_2 R_c) i_2 - N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c} \quad (7)$$

여기서, $N_1 = N_2 = N$, $R = R_1 = R_2$ 라고 가정하면

식(6)과 식(7)은 식(8)과 식(9)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N(R + R_c) i_1 + N R_c i_2 + N_p R i_p}{R^2 + 2R R_c} \quad (8)$$

$$\phi_2 = \frac{N R_c i_1 + N(R + R_c) i_2 - N_p R i_p}{R^2 + 2R R_c} \quad (9)$$

식(8)과 식(9)에 턴수(N)를 곱하고 시간으로 미분한 후 정리하면 식(10)과-식(11)로 나타낼 수 있다.

$$N \phi_1 = \frac{N^2(R + R_c)}{R^2 + 2R R_c} i_1 + \frac{N^2 R_c}{R^2 + 2R R_c} i_2 + \frac{N \cdot N_p R}{R^2 + 2R R_c} i_p \quad (10)$$

$$N \phi_2 = \frac{N^2 R_c}{R^2 + 2R R_c} i_1 + \frac{N^2(R + R_c)}{R^2 + 2R R_c} i_2 - \frac{N \cdot N_p R}{R^2 + 2R R_c} i_p \quad (11)$$

식(10)과 식(11)로부터 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각 구하면 식(12)와-식(13)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{L_{o1}} = N \frac{d\phi_1}{dt} = N^2 \frac{(R + R_c)}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_2}{dt} + N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_p}{dt} \quad (12)$$

$$V_{L_{o2}} = N \frac{d\phi_2}{dt} = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \frac{di_p}{dt} \quad (13)$$

여기서,

$V_{L_{o1}}, V_{L_{o2}}$: 변압기 2차측에 발생하는 전압

식(12)와 식(13)으로부터 자기 인덕턴스(L_o), 상호 인덕턴스(M), 자화 인덕턴스(L_m)를 구하면 각각 식(14)-식(16)으로 나타낼 수 있다.

$$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R R_c} \quad (14)$$

$$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R R_c} \quad (15)$$

$$L_m = N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R R_c} \quad (16)$$

여기서, L_m : 변압기의 자화 인덕턴스
 L_{o1} , L_{o2} : 변압기의 2차측 인덕턴스
 M : 변압기의 상호 인덕턴스

식(14)~식(16)으로부터 V_{Lo1} 과 V_{Lo2} 은 식(17)과 식(18)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Lo1} = (L_o - M) \frac{di_1}{dt} + M \left(\frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) + L_m \frac{di_p}{dt} \quad (17)$$

$$V_{Lo2} = M \left(\frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) + (L_o - M) \frac{di_2}{dt} - L_m \frac{di_p}{dt} \quad (18)$$

그림 5는 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터의 전기적 등가회로를 나타낸다. 그림에서 상호 인덕턴스 (M)는 중간탭 정류방식의 출력 인덕터(L_o)를 대체한다.

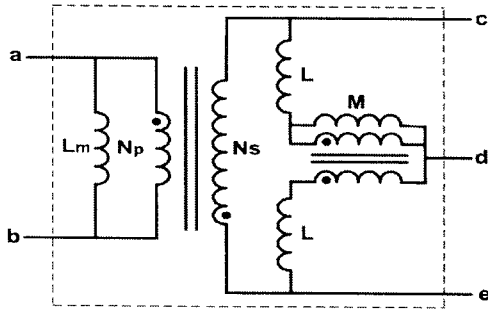


그림 5. 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터의 전기적 등가회로

2.4.2 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터

그림 6은 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 변압기 결선과 릴럭턴스 모델을 나타낸다.

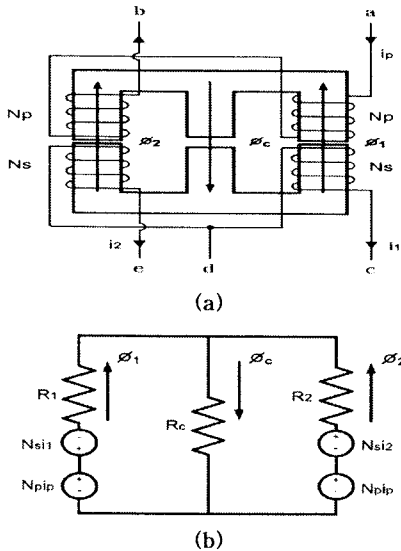


그림 6. 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터 (a) 변압기 결선 (b) 릴럭턴스 모델

그림 4의 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터와 비교하여 변압기의 1차측 결선과 2차측 결선을 동일한

외부코어에 결선하기 때문에 1차측 중앙코어 결선형에 비교하여 변압기 누설 인덕턴스가 감소되는 효과가 있다.

릴럭턴스 모델을 해석하기 위한 조건은 1차측 중앙코어 결선과 동일한 것으로 가정한다.

변압기에서 발생하는 자속은 식(19)와 같이 나타낼 수 있다.

$$\phi_c = \phi_1 + \phi_2 \quad (19)$$

그림 6으로부터 릴럭턴스 모델은 식(20)(21)로 나타낼 수 있다.

$$-N_s i_1 + R_1 \phi_1 + N_p i_p + R_c \phi_c = 0 \quad (20)$$

$$-N_p i_p - R_2 \phi_2 - N_s i_2 - R_c \phi_c = 0 \quad (21)$$

식(19)를 식(20)과 식(21)에 대입하면 식(22),(23)으로 나타낼 수 있다.

$$N_s i_1 - N_p i_p = (R_1 + R_c) \phi_1 - R_c \phi_2 \quad (22)$$

$$-N_s i_2 - N_p i_p = (R_2 + R_c) \phi_2 + R_c \phi_1 \quad (23)$$

식(22)와 식(23)으로부터 Cramer 법칙을 이용하면 식(24)와 식(25)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N_s (R_2 + R_c) i_1 + N_s R_c i_2 - N_p R_2 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c + 2R_c^2} \quad (24)$$

$$\phi_2 = \frac{-N_s R_c i_1 - N_s (R_1 + R_c) i_2 - N_p R_1 i_p}{R_1 R_2 + R_1 R_c + R_2 R_c + 2R_c^2} \quad (25)$$

여기서, $N_1 = N_2 = N$, $R = R_1 = R_2$ 라고 가정하면

식(24)와 식(25)는 식(26)과 식(27)로 나타낼 수 있다.

$$\phi_1 = \frac{N(R + R_c) i_1 + N R_c i_2 + N_p R i_p}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (26)$$

$$\phi_2 = \frac{-N R_c i_1 - N(R + R_c) i_2 - N_p R i_p}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (27)$$

식(26)과 식(27)에 턴수(N)를 곱하고 시간으로 미분한 후 정리하면 식(28)과-식(29)로 나타낼 수 있다.

$$N \phi_1 = \frac{N^2 (R + R_c)}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_1 + \frac{N^2 R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_2 - \frac{N \cdot N_p R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_p \quad (28)$$

$$N \phi_2 = \frac{-N^2 R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_1 + \frac{-N^2 (R + R_c)}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_2 - \frac{N \cdot N_p R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} i_p \quad (29)$$

식(28)과 식(29)로부터 변압기 2차측 권선에서 발생하는 전압을 각각 구하면 식(30)과-식(31)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Lo1} = N \frac{d\phi_1}{dt} = N^2 \frac{(R + R_c)}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_1}{dt} + N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_p}{dt} \quad (30)$$

$$V_{Lo2} = N \frac{d\phi_2}{dt} = -N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_1}{dt} - N^2 \frac{(R + R_c)}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_2}{dt} - N \cdot N_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \frac{di_p}{dt} \quad (31)$$

식(30)과 식(31)로부터 자기 인덕턴스(L_o), 상호 인덕턴스(M), 자화 인덕턴스(L_m)를 구하면 각각 식(32)-식(34)로 나타낼 수 있다.

$$L_o = L_{o1} = L_{o2} = N^2 \frac{R + R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (32)$$

$$M = N^2 \frac{R_c}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (33)$$

$$L_m = NN_p \frac{R}{R^2 + 2R_c + 2R_c^2} \quad (34)$$

식(32)-식(34)로부터 V_{Lo1} 과 V_{Lo2} 은 식(35)와 식(36)으로 나타낼 수 있다.

$$V_{Lo1} = (L_o - M) \frac{di_1}{dt} + M \left(\frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) + L_m \frac{di_p}{dt} \quad (35)$$

$$V_{Lo2} = -M \left(\frac{di_2}{dt} - \frac{di_1}{dt} \right) - (L_o - M) \frac{di_2}{dt} - L_m \frac{di_p}{dt} \quad (36)$$

그림 7은 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 전기적 등가회로를 나타낸다. 그림에서 상호 인덕턴스(M)는 중간탭 정류방식의 출력 인덕터(L_o)를 대체한다.

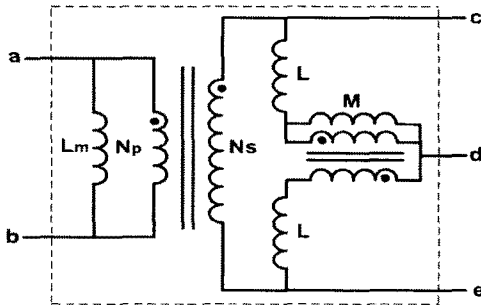


그림 7. 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 전기적 등가회로

2.5 실험결과 및 분석

제안된 방식의 특성파악을 위하여 400kHz, 100W급의 시작품을 제작하여 실험하였다. 표 1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터

| 변압기 결선방식 파라미터 | 1차측 중앙코어 결선형 | 1차측 외부코어 결선형 |
|------------------|--|--|
| 입력전압 | DC 400V | |
| 출력전압 | 10V | |
| 주 변압기 | PC40EE51. TDK. 26 : 12 $L_{lk} = 16.6 \mu\text{H}$ | PC40EE51. TDK. 26 : 12 $L_{lk} = 7.36 \mu\text{H}$ |
| 주 스위치 | IXFR 26N60Q. IXYS. | |
| 2차측 출력 인덕터 | 제거 | |
| 2차측 정류 다이오드 | DSSK 60-0045B. IXYS. | |
| 2차측 출력 커패시터 | 800 μF | |
| 스위칭 주파수 | 400 | |

그림 8, 9는 스위치(S_1)의 영전압 스위칭(ZVS)파형으로 턴온시 스위칭 손실이 저감됨을 알 수 있다.

그림 10, 11은 1차측 중앙코어 및 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 출력 전압 및 전류 파형을 나타내며, 전부하시, 1차측 중앙코어 결선형의 출력 전압 및 전류 리플은 2.4[V], 4.2[A]로 나뉘어 알 수 있으며,

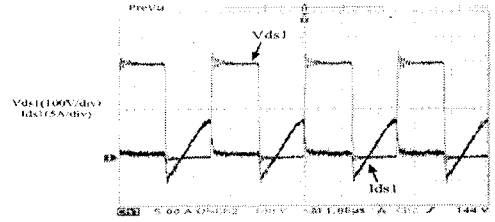


그림 8. 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터의 스위치 전압 및 전류 파형

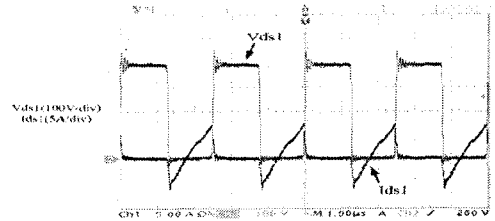


그림 9. 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 스위치 전압 및 전류 파형

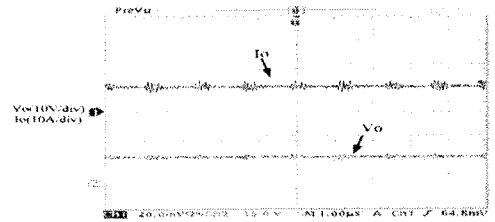


그림 10. 1차측 중앙코어 결선형 하프브리지 컨버터의 출력 전압 및 전류 파형

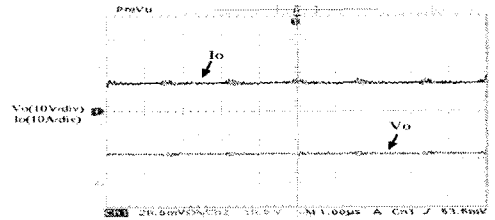


그림 11. 1차측 외부코어 결선형 하프브리지 컨버터의 출력 전압 및 전류 파형

전부하시, 1차측 외부코어 결선형의 출력 전압 및 전류 리플은 2.0[V], 2.1[A]로써 1차측 중앙코어 결선형 IM 정류방식에 비하여 저감됨을 알 수 있다.

3. 결 론

본 논문에서는 소형·경량화의 한 방향으로 출력인덕터와 변압기를 결합시킨 하프브리지 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 출력 인덕터를 변압기와 결합하는 대신에 변압기 2차측 권선을 외부코어에 결선하였다. 변압기 1차측 권선은 중앙코어에 결선하거나 외부코어에 결선하는 각각의 결선법에 대하여 자기적인 유효인덕턴스 모델을 해석하고, 변압기의 상호 인덕턴스가 출력 인덕터를 대체할 수 있는지에 관하여 실험적으로 확인하여 보았다.

출력 인덕터의 제거에 의한 변압기 2차단 결선의 간소화, 누설 인덕터의 저감 및 전체 시스템에서 자성체 소자의 수 감소 등의 장점을 지니고 있음을 확인할 수 있었다.

제한된 컨버터는 대전류를 요구하지 않는 부하에 적합 하리라 판단된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Peng Xu, Qiaoqiao Wu, Pit-Leong Wong, Lee, F.C, "A novel integrated current doubler rectifier," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. Fifteenth Annual IEEE, vol.2, pp.735~740, Feb 6-10, 2000.
- [2] Weiyun Chen; Peng Xu, and Lee. F.C, "The optimization of asymmetric half bridge converter," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2001. APEC 2001. vol 2, pp. 704~707, March. 2001.
- [3] Chen W, Hua G, Sable D and Lee F, "Design of high efficiency, low profile, low voltage converter with integrated magnetics," Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1997. APEC '97 Conference Proceedings 1997., Twelfth Annual, Vol 2, pp.911-917, Feb 23 ~ 27, 1997.
- [4] Jian Sun, Webb, K. F, Mehrotra, V, "Integrated magnetics for current-doubler rectifiers," Power Electronics, IEEE Transactions on Vol.19, Issue 3, pp.582~590, May, 2004.
- [5] Jian Sun and Rajasekaran. V, "DCM analysis and Modeling of Half-Bridge Converters with Current-Doubler Rectifier" Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, vol 1, pp. 384~389, June. 2001.
- [6] Ramesh Oruganti, "Soft-Switched DC/DC Converter with PWM Control," IEEE Transactions. on Power Electronics, Vol. 13, No. 1, pp.102~114, 1998.
- [7] Jiangtao Feng, Yuequan Hu, Wei Chen, and Chau-Chun. W, "ZVS analysis of asymmetrical half-bridge converter," Power Electronics Specialists Conference, PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, vol 1, pp. 243~247, June. 2001.
- [8] Korotkov, S; Meleshin, V. Miftahutdinov, and R. Fraidin, S. "Soft-Switched Asymmetrical Half-bridge DC/DC Converter: Steady-State Analysis. An Analysis Of Switching Processes." The Second International Telecommunications Energy Special Conference, April 22-24, 1997.
- [9] Cheng, D.K.-W, Leung-Pong Wong, Yim-Shu Lee, "Design, modeling, and analysis of integrated magnetics for power converters," Power Electronics Specialists Conference, 2000. PESC 00. 2000 IEEE 31st Annual, vol.1, pp.320~325, June 18-23, 2000.