

Current-Doubler 정류방식을 적용한 ZVS 비대칭 하프브리지 컨버터에 관한 연구

이대혁^{*}, 김 용^{*}, 배진용^{*}, 권순도^{**}, 이규훈^{***}, 조규만^{***}

^{*}동국대학교, ^{**}대림대학, ^{***}스마트비전텍, 청주기능대학

A study on asymmetric Half-Bridge converter with Current-Doubler rectifier

Dae-Hyuk Lee^{*}, Yong Kim^{*}, Jin-Yong Bae^{*}, Soon-Do Kwon^{**}, Kyu-Hoon Lee^{***}, Kyu-Man Cho^{***}

^{*}Dongguk University, ^{**}Daelim College, ^{***}Smartvision Tech, Chongju Polytechnic College

Abstract - This paper presents the Asymmetric Half-Bridge converter using current-doubler rectifier. Resonant conditions of the asymmetrical soft switching Half-Bridge converter is analyzed. Current-doubler converter has small voltage and current ripple. The comparison of topology compared to the secondary rectification for center-tap type and current-doubler type are discussed. Experimental result are obtained on a 5V, 20A DC/DC Half-Bridge converter MOSFET based prototype for the 100W.

1. 서 론

일반적인 대칭형 제어방식의 하프브리지 컨버터는 회로의 구성이 간단하며 경제적인 장점이 있으나, 주 스위치가 하드스위칭 동작을 하기 때문에 손실이 큰 단점을 지니고 있다[1]. 따라서 기존의 하프브리지 컨버터에 일정 주파수 제어를 하는 비대칭 제어방식을 적용하여 주 스위치의 ZVS(Zero-Voltage-Switching) 동작 및 고주파·고효율 동작을 가능하게 할 수 있다[2-4]. 또한, 2차단 정류방식으로 주로 사용하는 중간탭 정류방식은 다이오드의 도통 손실이 적어 대체적으로 우수한 효율특성을 보이나 경부하 영역에서의 효율 저하가 크고 고주파 변압기 2차측에 추가로 탭을 요구한다는 단점을 지니고 있다[5-6]. 따라서 최근 활발하게 연구가 되고 있는 Current-Doubler 정류방식을 적용함으로써 기존의 중간탭 정류방식에 비하여 정류기 손실을 저감하고, 효율 특성을 개선하며, 동시에 출력 전류를 Interleaving 함으로써 출력 전압·전류 리플을 저감시킨 ZVS 비대칭 하프브리지 컨버터를 제안하고자 한다. 본 연구에서는 제안된 컨버터의 특성과 동작원리를 기존의 컨버터와 비교·분석 하였으며, 100W급 시작품을 제작 및 실험하였다.

2. 본 론

2.1 기존의 대칭형 하프브리지 컨버터

그림 1은 기존의 대칭형 하프브리지 컨버터 회로를 나타낸다[1].

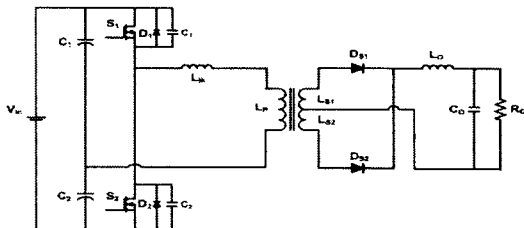


그림 1. 기존의 대칭형 하프브리지 컨버터 회로

기존의 컨버터는 상하의 스위치가 교대로 온·오프하여 1차측 에너지를 2차측으로 전달하는데, 2개의 스위치가 모두 오프일 때 변압기의 누설 인덕턴스(Llk)에 저장된 에너지가 소모될 경로가 없으므로, 스위치의 접합 커패시턴스와 공진을 일으키게 되어, 스위칭 소자의 전압 스트레스가 증가되는 결점을 지니고 있다.

2.2 제안된 컨버터

그림 2는 제안된 ZVS 비대칭 하프브리지 컨버터를 나타낸다.

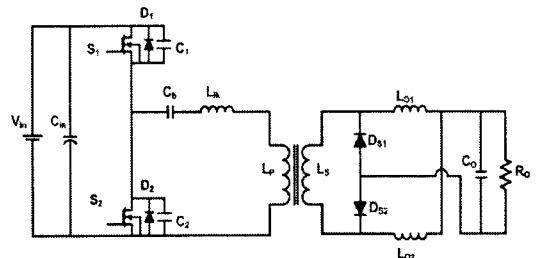


그림 2. 제안된 ZVS 비대칭 하프브리지 컨버터 회로

제안된 회로는 변압기 1차측에 저지커패시터(Cc)를 부가함으로써 입력전압과 변압기 사이의 자속변화에 불균형을 초래할 수 있는 변압기 전류의 직류 성분을 제거했다. 변압기에 인가되는 전압과 출력 전압은 듀티비를 가변함으로써 이루어진다. 제안된 컨버터는 ZVS를 위해서 비대칭 제어를 적용하여 하나의 스위치는 시비율 D로 다른 한 스위치는 1-D로 동작시킨다. 본 논문에서는 변압기 누설 인덕턴스와 스위칭소자에 발생하는 커패시터 성분의 상호 작용을 ZVS동작에 이용한다. 또한, 변압기 2차측에는 Current-Doubler 정류방식의 회로를 추가하여 출력 전압·전류 리플을 저감 할 수 있도록 하였다.

2.3 이론적 파형 및 동작특성

그림 3,4는 제안된 ZVS 비대칭 하프브리지 컨버터의 모드별 등가 회로 및 이론적인 각 부 파형을 나타내며, 모드별 정상상태 해석을 위해 다음과 같이 가정한다[5].

- 1) 모든 소자는 이상적이다.
- 2) 스위치 양단의 전압 리플은 무시한다.
- 3) 변압기 2차측의 누설 인덕턴스는 무시한다.
- 4) 출력인덕터(Lo)는 변압기 1차측 누설인덕터(Llk)보다 충분히 큰 값이고, Lo에 흐르는 전류는 항상 일정하다.
- 5) 출력커패시터(Co)는 충분히 커서 스위칭 기간 동안 출력 전압은 일정하다.

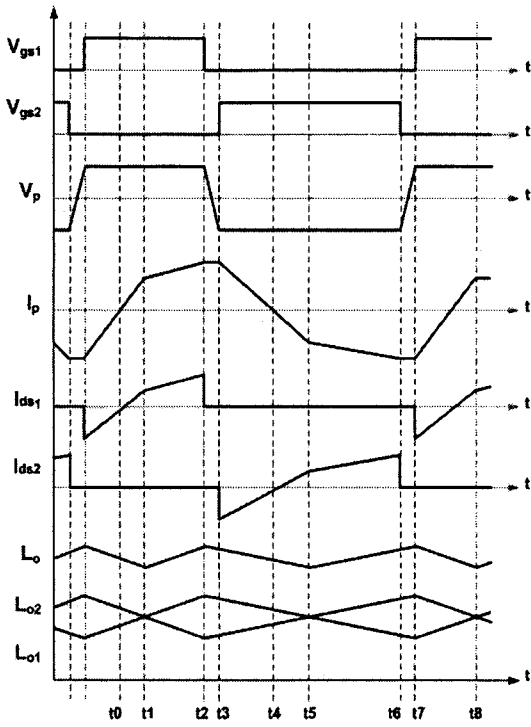
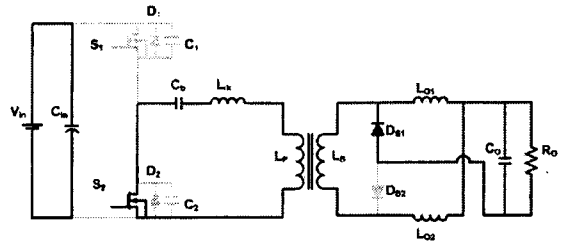
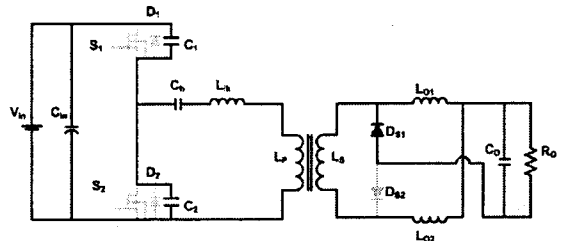


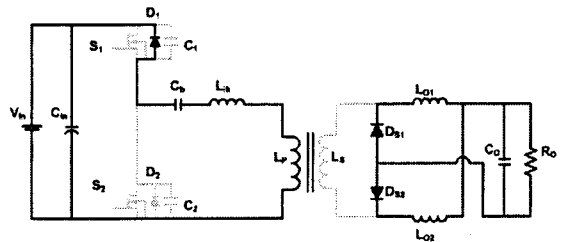
그림 3. 이론적인 회로 각부 파형



MODE 5,6 ($t_4 \sim t_6$)

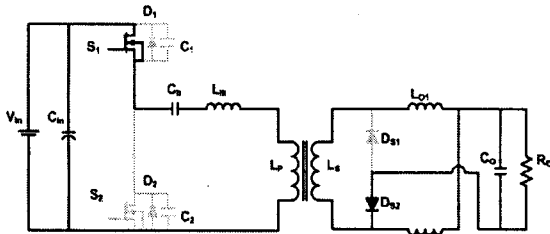


MODE 7 ($t_6 \sim t_7$)

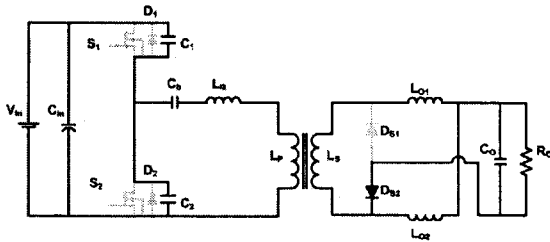


MODE 8 ($t_7 \sim t_8$)

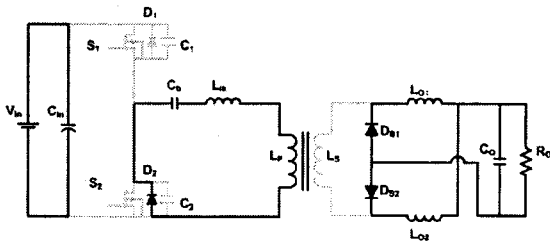
그림 4. 제안된 회로의 모드별 동작



MODE 1,2 ($t_0 \sim t_2$)



MODE 3 ($t_2 \sim t_3$)



MODE 4 ($t_3 \sim t_4$)

1) 모드 1 : $t_0 \sim t_1$
 스위치 S_1 이 턴온되어, 입력 전력이 출력측으로 전달되기 시작하는 구간이며, 동시에 출력 인덕터 L_{o1} 과 L_{o2} 에 저장된 에너지가 정류 다이오드 D_{s2} 를 통하여 계속적으로 환류하는 구간이다. 이 구간에서 스위치 전류의 기울기는 단지 누설 인덕터 L_{lk} 에 의해 제한되며, 식(1)로 나타낼 수 있다.

$$I_{S1} = \frac{V_{in}}{L_{lk}} t \quad (1)$$

$$V_{Cb}(t) = \frac{n I_o}{C_b} t - V_{Cbp} \quad (2)$$

여기서, n : 변압기 권선비(N_1/N_2)

V_{Cbp} : 저지 커패시터의 최대 전압

이 모드의 끝에서 1차측 전류를 I_1 이라고 정의한다.

2) 모드 2 : $t_1 \leq t \leq t_2$
 이 구간에서 스위치 전류의 기울기는 출력단 인덕터 L_{o1} 에 의해 제한되며, 식(3)으로 나타낼 수 있다.

$$I_{S1} = I_1 + \frac{V_{in}}{L_{o1}} t \quad (3)$$

이 모드의 끝에서 1차측 전류를 I_2 라고 정의한다.

3) 모드 3 : $t_2 \leq t \leq t_3$
 스위치 S_1 이 턴오프되면 1차측으로 흐르는 전류는 스위치 커패시터 C_1 을 충전시키고 동시에 누설 인덕터에 저장된 에너지에 의하여 변압기 전류는 지속적인 흐름을 유지하려고 스위치 커패시터 C_2 를 방전시킨다. 스위치 S_1 의 전압·전류는 식(4),(5)로 나타낼 수 있다.

$$V_{S1} = V_{in} \{1 - \cos(\omega_1 t)\} \quad (4)$$

$$I_S = I_2 - V_{in} \sqrt{\frac{C_t}{L_{lk}}} \sin(\omega_1 t) \quad (5)$$

여기서, $\omega_1 = \frac{1}{\sqrt{L_{lk} C_t}}$, $C_t = \frac{C_1 \cdot C_b}{C_1 + C_b}$
이 모드의 끝에서 1차측 전류를 I_3 라고 정의한다.

4) 모드 4 : $t_3 \leq t \leq t_4$

누설 인덕터 L_{lk} 에 저장된 에너지가 스위치 S_2 의 역병렬 다이오드 D_2 를 도통시키므로 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 만족시키게 된다. 또한, 변압기를 통한 2차측으로의 전력 전달이 없으므로 결합 인덕터에 저장된 에너지는 정류 다이오드(D_{S1} , D_{S2})를 통하여 부하측으로 방전한다.

5) 모드 5 : $t_4 \leq t \leq t_5$

스위치 S_2 가 영전압 스위칭(ZVS) 조건에서 턴온하며, 지지 커패시터 C_b 에 저장된 에너지에 의해 스위치 전류의 기울기는 누설 인덕터 L_{lk} 에 의해 제한되며 증가하게 된다.

이 때 스위치 커패시터 전류는 식(6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{S2} = \frac{V_{in}}{L_{lk}} t \quad (6)$$

이 모드 끝에서 1차측 전류를 I_4 라고 정의한다.

6) 모드 6 : $t_5 \leq t \leq t_6$

이 구간에서 스위치 전류의 기울기는 출력단 인덕터 L_{o2} 에 의해 제한되며, 지지 커패시터에 저장된 에너지는 변압기와 결합 인덕터를 거쳐서 부하로 전달되게 되며 스위치 S_2 의 전류는 식(7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$I_{S2} = I_4 + \frac{V_{in}}{L_{o2}} t \quad (7)$$

7) 모드 7 : $t_6 \leq t \leq t_7$

스위치 S_2 가 턴오프 하게 되면 1차측으로 흐르는 전류는 스위치 커패시터 C_2 를 충전시키고 동시에 누설 인덕터와 지지 커패시터에 저장된 에너지에 의하여 스위치 커패시터 C_1 을 방전하게 된다.

8) 모드 8 : $t_7 \leq t \leq t_8$

스위치 커패시터 C_1 이 완전 방전하면 스위치 S_1 의 역병렬 다이오드 D_1 이 도통하므로 스위치 S_1 의 영전압 스위칭(ZVS) 조건을 만족하게 되며 동시에 결합 인덕터에 저장된 에너지는 정류 다이오드(D_{S1} , D_{S2})를 통하여 부하측으로 지속적으로 방출한다.

2.4 제안된 Current-Doubler의 설계

그림 5는 제안된 Current-Doubler 정류방식의 회로도 를 나타낸다. 제안된 컨버터는 출력 필터에 역극성으로 결합된 인덕터를 사용하여 필터의 크기를 저감시키고 필터의 사용 효율을 향상시킨다[5].

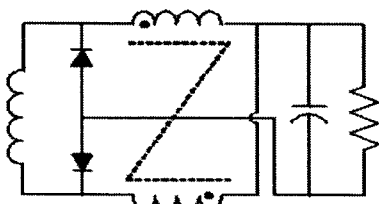


그림 5. 제안된 Current-Doubler

그림 6은 제안된 컨버터에 사용된 Current-Doubler의 실제 구조를 나타낸다[5].

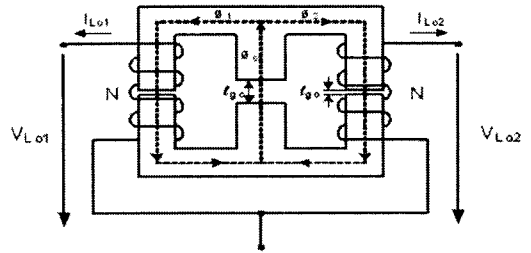


그림 6. Current-Doubler의 실제 모습

결합 인덕터의 턴수비는 1:1 이며, 코어의 중앙에 공극 l_{gc} , 코어 양쪽에 공극 l_{go} 를 가지고 있다. 그림 7은 등가 릴럭턴스 모델을 나타낸다[5].

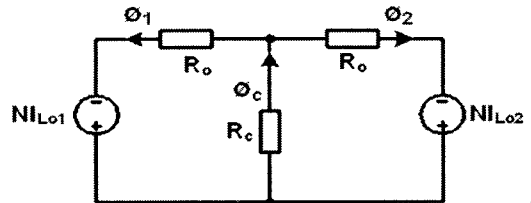


그림 7. Current-Doubler의 릴럭턴스 모델

Current-Doubler의 릴럭턴스 모델은 식(8),(9)로 나타낼 수 있다[5].

$$\phi_1 = \frac{R_c + R_o}{R_o(R_o + 2R_c)} \cdot N \cdot i_{Lo1} - \frac{R_c}{R_o(R_o + 2R_c)} \cdot N \cdot i_{Lo2} \quad (8)$$

$$\phi_2 = -\frac{R_c}{R_o(R_o + 2R_c)} \cdot N \cdot i_{Lo1} + \frac{R_c + R_o}{R_o(R_o + 2R_c)} \cdot N \cdot i_{Lo2} \quad (9)$$

여기서, R_c : 중앙공극 l_{gc} 의 자기저항
 R_o : 양측공극 l_{go} 의 자기저항

윗 식에 각각 턴수(N)를 곱하고 시간으로 미분한 후 정리하면 식(10),(11)을 얻을 수 있다.

$$V_{Lo1} = N \frac{d\phi_1}{dt} = I_o \frac{di_{Lo1}}{dt} - M \frac{di_{Lo2}}{dt} \quad (10)$$

$$V_{Lo2} = N \frac{d\phi_2}{dt} = -M \frac{di_{Lo1}}{dt} + L_o \frac{di_{Lo2}}{dt} \quad (11)$$

여기서,

$$L_o = N^2 \cdot \frac{R_c + R_o}{R_o(R_o + 2R_c)} \quad (12)$$

$$M = N^2 \cdot \frac{R_c}{R_o(R_o + 2R_c)} \quad (13)$$

$$L_{o1} = L_{o2} = L_o$$

식(11),(12)에 식(12),(13)을 대입하여 정리하면 식(14)와 식(15)로 나타낼 수 있다.

$$V_{Lo1} = (L_o - M) \frac{di_{Lo1}}{dt} - M \left(\frac{di_{Lo2}}{dt} - \frac{di_{Lo1}}{dt} \right) \quad (14)$$

$$V_{Lo2} = -M \left(\frac{di_{Lo1}}{dt} - \frac{di_{Lo2}}{dt} \right) + (L_o - M) \frac{di_{Lo2}}{dt} \quad (15)$$

식(14)와 식(15)는 턴수비가 1인 변압기의 모델과 같다.

2.5 실험 결과

제안된 방식은 100kHz, 100W의 시작품을 제작하여 실험하였다. 표 1은 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터 값을 나타낸다.

표 1. 하드웨어 제작에 사용된 소자와 회로 파라미터

입력 전압(V_{in})	DC 120 V
출력 전압(V_o)	DC 5 V
주 변압기	EI70, TDK 12 : 3.5, $L_{lk} = 12.26 \mu\text{H}$
주 스위치(S)	2SK1522, RENESAS
저지 커패시터(C_b)	10 μF
2차측 정류 다이오드(D_s)	DSSK 60-0045B, IXYS
2차측 출력 인덕터(L_o)	10 μH
출력단 커패시터(C_a)	1000 μF
스위칭 주파수(f)	100 kHz

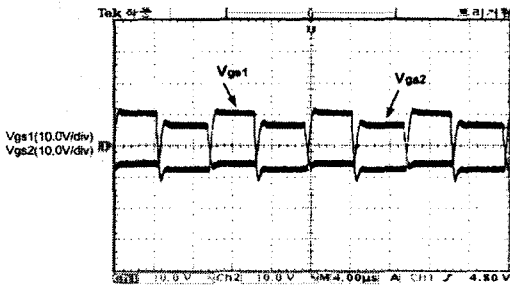


그림 8. 제안된 회로의 게이트(V_{gs1}, V_{gs2})구동 파형

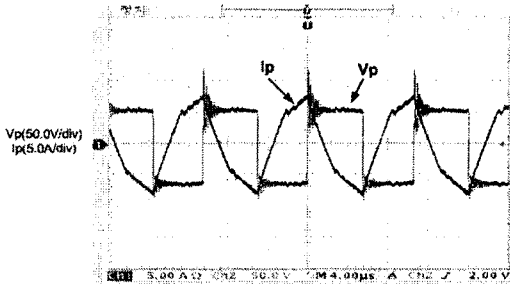


그림 9. 제안된 회로의 변압기 1차측 전압(V_p) 전류(I_p) 파형

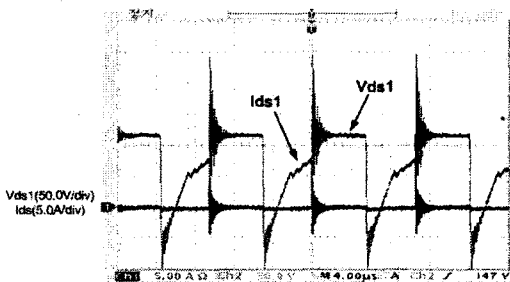


그림 10. 스위치 S_1 의 영전압 스위칭(ZVS) 파형

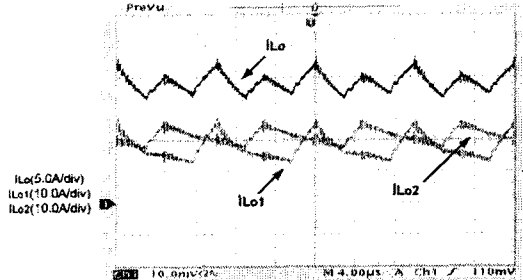


그림 11. 결합 인덕터의 전류 파형

그림 8은 비대칭 하프브리지의 스위칭을 위한 구동펄스 파형을 나타내며, 스위칭 주파수가 100[kHz]임을 알 수 있다. 그림 9는 제안된 회로의 변압기 1차측의 전압·전류 파형을 나타내며 비대칭 방식으로 동작함을 알 수 있다. 그림 10은 스위치 S_1 의 영전압 스위칭(ZVS)파형으로 턴온시 스위칭 손실이 저감됨을 알 수 있으나 턴오프시에는 누설 인덕터(L_{lk})와 스위치 기생 커패시터(C_i) 사이의 공진으로 인하여 스위치 전압 스트레스가 증가됨을 알 수 있다. 그림 11은 결합 인덕터의 전류 파형으로 출력단 전류가 Interleaving 됨으로써 리플이 저감됨을 알 수 있다. 제안된 컨버터에서 전부하에서 효율은 72%로 기존의 비대칭 하프브리지 컨버터에 비해서 3%정도 감소함을 확인하였다. 이러한 이유는 비대칭 제어에 의해 출력단 결합 인덕터(L_{o1})에서 포화 현상이 발생하기 때문이며, 이에 의해 스위치 턴오프시 전압·전류 스트레스가 증가함을 관측하였다.

3. 결 론

본 논문에서는 Current-Doubler 정류방식을 적용한 비대칭 하프브리지 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 일반적인 대칭형 하프브리지 컨버터에 비해서는 우수한 특성을 보였으나 기존의 비대칭 하프브리지 컨버터에 비해서는 효율, 리플특성이 감소됨을 확인할 수 있었다. 이러한 이유는 비대칭 제어에 의한 출력 인덕터(L_{o1})의 자속 포화 문제에 기인하며, 향후 결합 인덕터의 턴수비의 조정 및 공극 설계에 대하여 중점적으로 연구가 진행되어야 할 것으로 판단된다.

[참 고 문 헌]

- [1] Ramesh Oruganti, "Soft-Switched DC/DC Converter with PWM Control," IEEE Trans. on PE, Vol. 13, No. 1, 1998.
- [2] 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.
- [3] Korotkov, S; Meleshin, V. Miftahutdinov, and R. Fraidlin, 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.
- [4] 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.
- [5] 배진용, 김 용, 이동현, 이은영, 최근수, "Three-Level 컨버터의 2차단 정류 방식에 따른 특성비교에 관한 연구," 대한 전기학회 하계학술대회 논문집, pp. 1176 1180, KIEE 2004 하계학술대회, 2004.
- [6] 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.