

넓은 영전압 스위칭 범위를 갖는 새로운 고효율 DC/DC 컨버터

박기범, 김정은, 문건우, 윤명중
한국과학기술원

A New High Efficiency DC/DC Converter with Wide ZVS Range

Ki-Bum Park, Chong-Eun Kim, Gun-Woo Moon, Myung-Joong Yoon
Korea Advanced Institute of Science and Technology

ABSTRACT

A new high efficiency DC/DC converter is proposed, which is derived from the conventional half-bridge converter. The proposed converter has good ZVS condition compared with the conventional half-bridge converter, and shows a high efficiency by solving the unbalance voltage stress and current stress problem of secondary rectifier diode of the conventional half-bridge converter. In this paper, the basic operations of the proposed converter is analyzed compared with that of the conventional half-bridge converter, and the excellent performance of the proposed converter is verified by the experimental results with the 425W prototype of the power supply for PDP Sustain Driver.

1. 서론

최근 PDP는 다른 디스플레이 소자들에 비하여, 우수한 화질, 빠른 응답속도, 넓은 시야각 및 대화면화의 용이성, 박형 등의 장점을 가지므로 차세대 디스플레이 소자로서 각광을 받고 있다. PDP TV는 영상을 표시하는 PDP panel, 영상을 처리하는 디지털 영상 보드, PDP panel을 구동하는 X,Y Driver 및 PDP 구동에 필요한 모든 전원을 공급하는 PDP Power Module로 구성된다.

PDP Power Module은 입력단에 역률 개선을 위한 Boost Converter가 위치하며, Boost Converter의 출력으로부터 PDP구동에 필요한 다양한 전원들이 만들어지게 된다. 그 중에서도 PDP의 발광에 필요한 유지 전원이 전체 PDP Power Module의

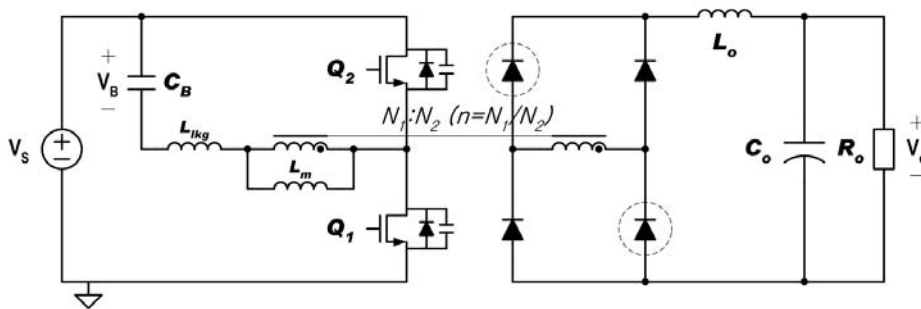


그림 1. 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터 [1,2]

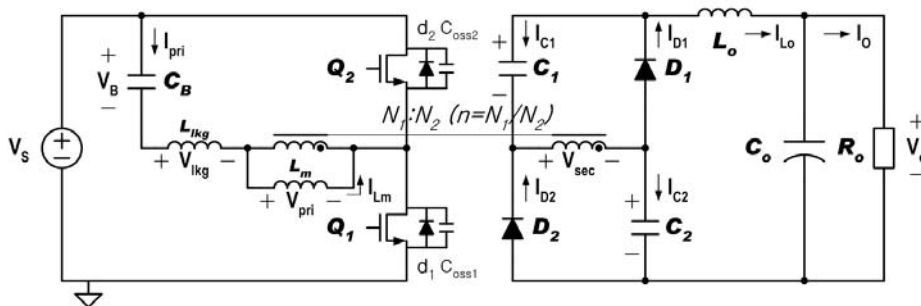


그림 2. 제안된 컨버터

출력의 70%이상의 전력을 공급하므로, PDP의 효율 및 슬림화를 위해서는 유지전원에 대한 최적화된 회로 기술이 필요하다.

현재까지 유지전원 공급 장치로써 그림1에 나타난 비대칭 하프브릿지 컨버터가 주로 사용되어왔으며, 부가적인 회로 없이 변압기의 기생 인덕턴스를 이용하여 1차측 스위치의 영전압 스위칭을 이룰 수 있는 장점을 가지고 있다. 하지만 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 경우, 영전압 스위칭 구간이 좁으며, 2차측 다이오드의 전압 및 전류 스트레스가 불균형하고, 시비율을 비선형적으로 0~0.5밖에 사용하지 못하는 여러 가지 단점을 가지고 있다. 이러한 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터가 가지는 단점을 보완하기 위하여 넓은 영전압 스위칭 범위를 가지는 새로운 DC/DC 컨버터를 제안한다.

2. 본 론

2.1 제안된 컨버터의 회로 제시

제안된 컨버터는 그림2에 나타난 바와 같이 기존의 하프브릿지 컨버터의 2차측 정류다이오드 2개를 캐패시터로 대체함으로써 얻어진다.

V_S 는 입력전압이고, 입력측은 blocking 캐패시터 C_B , 스위치 Q_1, Q_2 로 이루어진다. 출력측은 정류캐패시터 C_1, C_2 , 정류다이오드 D_1, D_2 , 출력인덕터 L_O , 출력캐패시터 C_O 로 이루어진다. 입력측과 출력측은 L_m, L_{lkg} , 이상적인 변압기로 구성되어지는 변압기에 의해 연결되며, R_O 는 출력저항이다.

2.2 모드 해석

모드해석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

1. 제안된 컨버터는 정상상태에서 동작한다.
2. 모든 소자는 이상적이다.
3. L_m 과 L_O 의 인덕턴스는 무한히 크다.
4. L_{lkg}, C_1, C_2, C_B 간의 공진형상을 선형화한다.

제안된 컨버터의 동작은 5개의 모드로 나누어지며, 주요 동작 파형을 그림3, 모드별 전류 도통 경로를 그림4에 나타내었다.

MODE 1 ($M_1: t_0 \sim t_1$)

D_1, D_2 가 꺼지면 mode 1이 시작되고, 출력인덕터로 C_1, C_2 에 의해서만 전류를 공급한다. V_{pri} 에는 $V_S - V_B$ 가 걸리게 되며, V_{lkg} 에는 2차측 출력인덕터 전류의 기울기를 공급하기 위한 전압이 걸린다.

MODE 2 ($M_2: t_1 \sim t_2$)

Q_1 이 꺼지면 mode 2가 시작된다. I_{pri} 는 C_{oss1} 을 충전시키면서 C_{oss2} 를 방전시킨다. 2차측의 D_1, D_2 는 V_{pri} 에 $-nV_{C1,2}$ 가 걸려야 도통하므로 V_{pri} 의 전압이 $-nV_{C1,2}$ 가 되어 D_1, D_2 가 도통할 때까지 출력 전

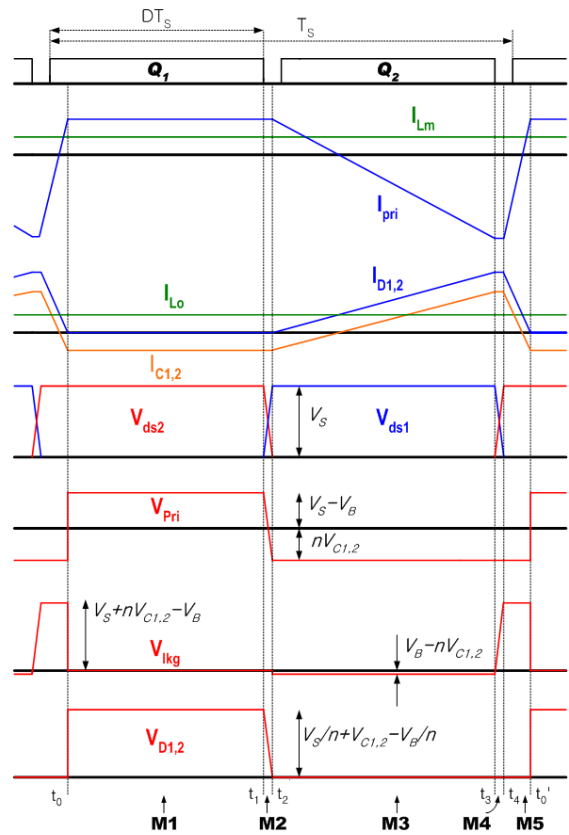


그림 3. 동작 파형

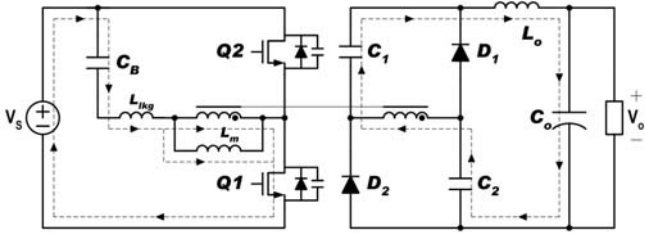
류에 의하여 V_{ds1} 은 충전하게 되며, V_{ds2} 는 방전하게 된다. 따라서 Q_2 의 영전압 스위칭은 출력전류에 의해서 이루어지므로 상당히 유리한 영전압 스위칭 조건을 가지게 된다.

MODE 3 ($M_3: t_2 \sim t_3$)

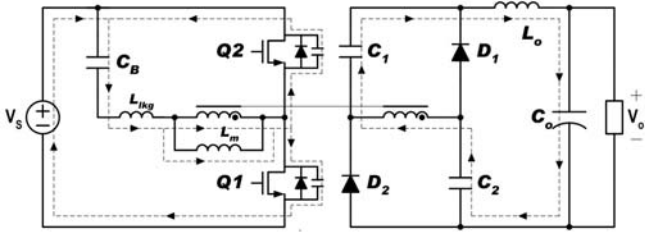
V_{pri} 에 $-nV_{C1,2}$ 의 전압이 걸리면 mode 3이 시작되며, D_1, D_2 가 도통이 되고, I_{D1}, I_{D2} 는 증가한다. C_1, C_2 는 mode 1에서 DT_S 동안 출력인덕터 전류를 공급하면서 방전하였으므로, 방전된 양만큼의 전하를 다시 충전시키기 위해 D_1, D_2 는 출력 인덕터의 전류를 공급함과 동시에 C_1, C_2 로 충전되는 전류를 공급하게 된다. 이 때 C_1, C_2 는 C_B 와 L_{lkg} 와 공진을 하면서 C_B 로부터 전류를 공급받게 된다.

MODE 4 ($M_4: t_3 \sim t_4$)

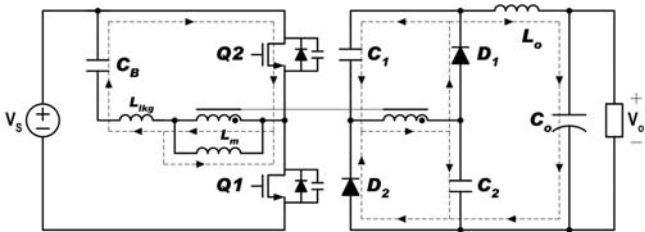
Q_2 가 꺼지면 mode 4가 시작되며, I_{pri} 는 C_{oss2} 를 충전시키면서 C_{oss1} 을 방전시킨다. 이 때 V_{sec} 는 D_1, D_2 가 켜져 있는 동안에는 C_1, C_2 에 의해 $-V_{C1,2}$ 의 전압으로 유지되므로 D_1, D_2 가 꺼질 때까지 V_{sec} 은 $-V_{C1,2}$ 로 일정하게 유지된다. 따라서 V_{pri} 는 $-nV_{C1,2}$ 로 일정하게 유지되면서 L_{lkg} 와 C_{oss2} 의 공진으로 I_{pri} 가 감소를 한다. I_{pri} 의 에너지가 충분하다면 I_{pri} 가 0이 되기 전에 V_{ds2} 를 V_S 까지 충전시키고 V_{ds1} 은 0V로 방전시켜 영전압 스위칭이 가능하게 된다.



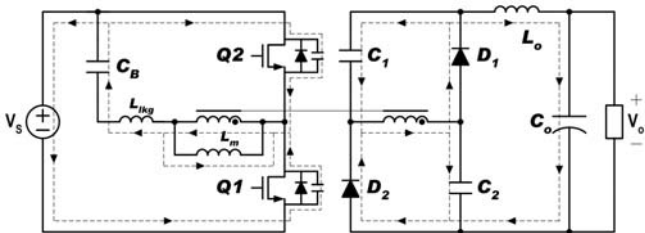
(a) MODE 1



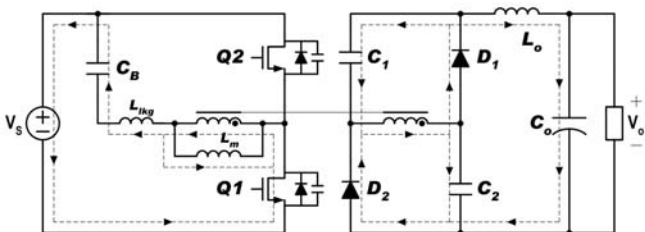
(b) MODE 2



(c) MODE 3



(d) MODE 4



(e) MODE 5

그림 4. 동작 모드

MODE 5 (M5: t4~t0')

V_{ds2} 가 V_S 로 충전되고 V_{ds1} 이 0으로 방전되면 mode 5가 시작한다. L_{lk} 와 C_{oss2} 의 공진이 끝나고 V_{lk} 는 $V_S + nV_{C1,2} - V_B$ 의 값으로 고정되어 I_{pri} 는 선형적으로 증가하며, I_{pri} 의 증가와 함께 $I_{D1,2}$ 도 감소하게 되며, $I_{D1,2}$ 가 0이 되면 mode 1이 다시 시작한다.

2.3 제안된 컨버터의 장점 분석

1) 입출력 전압 변환비

1차측은 비대칭 하프브릿지 컨버터와 동일하므로, V_B 는 다음과 같으며,

$$V_B = D \cdot V_S \quad (1)$$

blocking 캐패시터 C_B 의 current • second equation을 이용하여 V_{C1} , V_{C2} 를 구할 수 있다.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{n} \cdot D \cdot V_S - \frac{1}{n^2} \cdot \frac{4L_{lk} V_o}{(1-D^2)T_s R_o} \quad (2)$$

($T_s = 1/f_s$ f_s : 스위칭 주파수)

V_{C1} , V_{C2} 의 값을 이용해 출력인덕터의 voltage • second equation을 사용하면 다음의 식과 같이 입출력 전압 변환비가 구해진다.

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{2D}{n \left[1 + \frac{4L_{lk}}{n^2(1-D)T_s R_o} \right]} \quad (3)$$

여기서 R_o , L_{lk} , T_s 에 의한 영향이 아주 작으므로 V_{C1} , V_{C2} 와 입출력 전압 변환비는 다음과 같이 근사화 할 수 있다.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{n} \cdot D \cdot V_S \quad (4)$$

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{1}{n} \cdot 2D \quad (5)$$

반면, 기존의 하프브릿지 컨버터의 입출력 전압 변환비는 다음과 같으므로,

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{1}{n} \cdot 2D(1-D) \quad (6)$$

시비율을 비선형적으로 0~0.5밖에 사용하지 못한 다. 따라서 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터와 달리 제안된 컨버터는 대략 $2D/n$ 의 입출력 관계식을 가지게 되므로 시비율을 0~1까지 선형적으로 사용할 수 있으며, 높은 출력전압을 낼 수 있다는 장점이 있다.

2) 영전압 스위칭 조건

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터 Q_1 , Q_2 의 영전압 스위칭 조건은 다음과 같다.

Q1-conventional

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot [(1-D) \cdot V_S]^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot \left(\frac{2DI_o}{n} \right)^2 \quad (7)$$

Q2-conventional

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot (DV_S)^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot \left[\frac{2(1-D)I_o}{n} \right]^2 \quad (8)$$

따라서, 시비율을 0.5이하로 동작시킬 경우, 시비

율이 작아짐에 따라 Q₁의 영전압 스위칭 조건이 Q₂에 비하여 점점 불리하게 되어 Q₁의 영전압 스위칭이 잘 이루어지지 않게 된다.

반면, 제안된 컨버터는 Q₁의 경우, Q₁을 영전압 스위칭 시키는 전류의 peak값은 다음과 같다.

$$I_{pri}(t_3) = \frac{1}{n} \cdot 2 \cdot \frac{1+D}{1-D} \cdot I_o \quad (9)$$

따라서 Q₁의 영전압스위칭 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있으며 기존의 하프브릿지 컨버터에 비해 더욱 유리한 영전압 스위칭 조건을 가진다.

Q1-proposed

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_s^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lkg} \cdot \left[\frac{2(1+D)I_o}{(1-D)n} \right]^2 \quad (10)$$

Q₂의 경우, 제안된 컨버터의 영전압 스위칭은 기존의 하프브릿지 컨버터처럼 C_{oss}와 L_{lkg}의 공진으로 영전압 스위칭이 이루어지는 것이 아니라, 출력 전류와 L_m 전류에 의해서 영전압 스위칭이 이루어지므로 상당히 유리한 영전압 스위칭 조건을 가지게 되며, 다음과 같이 Q₂의 영전압 스위칭 조건을 근사할 수 있다.

Q2-proposed

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_s^2 \leq \frac{1}{2} \cdot (n^2 L_o) \cdot \left(\frac{I_o}{n} \right)^2 + \frac{1}{2} \cdot L_M \cdot I_{Lm}^2 \quad (11)$$

결론적으로 제안된 컨버터는 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터에 비해 Q₁, Q₂ 모두 유리한 영전압 스위칭 조건을 가지게 된다.

3) 환류에너지

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 경우 2차측의 정류다이오드가 커뮤테이션 할 때 V_{pri}에 0V가 걸려서 L_{lkg}의 에너지를 2차측으로 전달하지 못하지만, 제안된 컨버터의 경우 기존의 하프브릿지 컨버터와 같은 2차측 다이오드간의 커뮤테이션 현상이 없으므로, V_{pri}에는 V_S-V_B, 또는 nV_{Cl,2}의 전압이 걸려 L_{lkg}의 에너지를 2차측으로 항상 전달하는 장점이 있다.

4) 일정한 다이오드 전압, 전류 스트레스

기존의 하프브릿지 컨버터의 경우 양 대각선상의 다이오드의 전압스트레스는 DV_S/n와 (1-D)V_S/n로 불균형을 이루며, 전류 스트레스도 양 대각선상의 다이오드의 도통 시간이 DT_S와 (1-D)T_S로 다르므로 불균형을 이루어 한쪽 다이오드에 열이 집중되는 현상이 있다. 반면, 제안된 컨버터는 D₁, D₂의 전압 스트레스가 항상 V_S/n로 일정하며, 두 다이오드의 도통시간이 같으므로 열이 균등하게 분산되는 장점이 있다.

5) I_{Lm}의 offset 전류

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 경우, L_m offset 전류는 다음과 같다.

$$I_{Lm} = \frac{1}{n} \cdot (1 - 2D) I_o \quad (12)$$

반면, 제안된 컨버터의 경우에는 L_m offset 전류는 다음의 식으로 나타내어진다.

$$I_{Lm} = \frac{1}{n} \cdot I_o \quad (13)$$

같은 입출력 사양에서 입력의 변화에 따른 I_{Lm}의 offset 전류의 크기를 비교해보면, 입력의 변화에 따라 기존의 하프브릿지 컨버터는 시비율이 변하여 L_m offset 전류의 크기가 변하게 되지만, 제안된 컨버터는 시비율이 변하더라도 L_m offset 전류의 크기는 변하지 않으므로 다음과 같은 그래프를 얻을 수 있다.

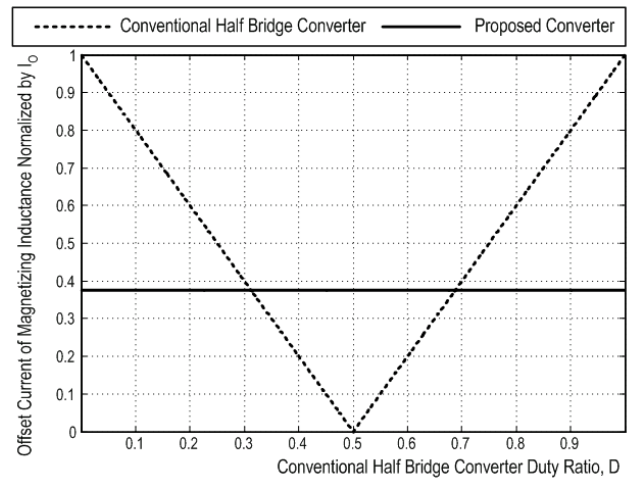


그림 5. 기존의 하프브릿지 컨버터와 제안된 컨버터의 입력 변화에 따른 L_m offset 전류 비교

0.5근처의 시비율에서는 기존의 하프브릿지 컨버터의 offset 전류가 작지만, 0.5에서부터 시비율이 작아지거나 커질수록 기존의 하프브릿지 컨버터의 offset 전류가 상대적으로 증가한다. 따라서 0.5 이하의 시비율에서 동작시킬 경우, 입력이 커질수록 시비율이 감소하여 제안된 컨버터에 비해 기존의 하프브릿지 컨버터의 offset 전류가 커지므로 변압기의 설계와 효율면에서 제안된 컨버터가 유리해지는 장점이 있다.

3. 실험 결과

제안된 컨버터의 타당성을 검증하기 위해 스위칭 주파수 100kHz, 최대 출력 전력 425W, 출력 전압 170Vdc, 입력 전압 380Vdc 사양의 컨버터를 시험용으로 제작하였다. 그림6은 주요 동작 파형으

로 이론적인 파형과 일치한다. 그림7은 Q₁과 Q₂의 영전압 스위칭 파형으로 양 스위치의 영전압 스위칭이 잘 동작하고 있음을 나타낸다. 실험 시 L_{lkg}값을 조정하기 위하여 외부에 추가적인 L_{lkg}를 달아 주었으며, 12uH의 L_{lkg}값에서 출력 전류의 10%까지 영전압 스위칭이 잘 이루어짐을 확인할 수 있었다.

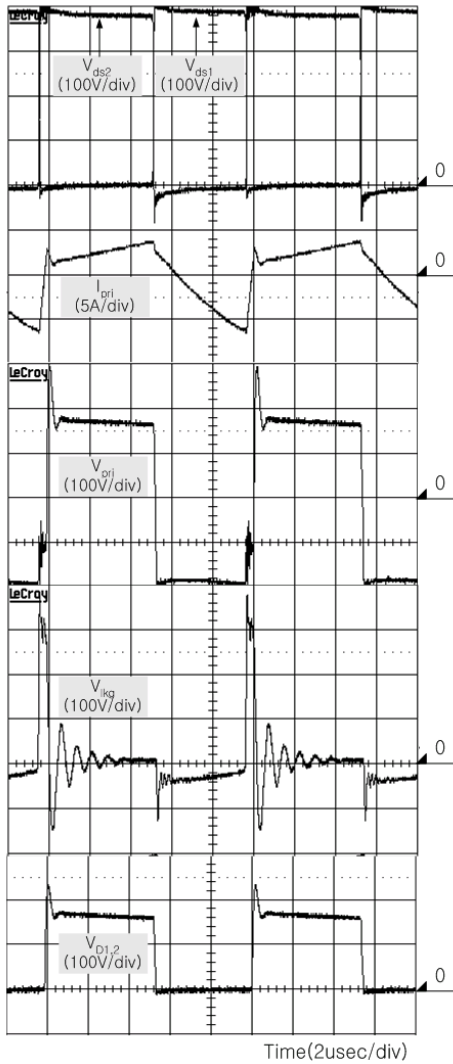


그림 6. 주요 동작 파형

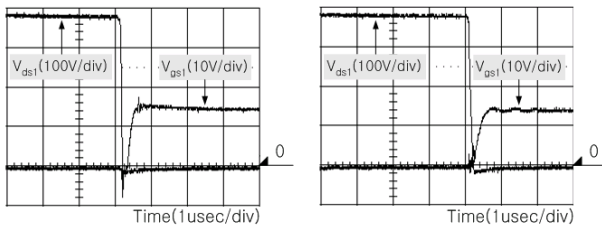


그림 7. Q₁과 Q₂의 영전압 스위칭 파형

4. 결 론

PDP 유지전원의 경우, 출력 전류가 전부하에서 경부하까지 크게 변동하므로 부하변화에 따른 유지 전원단의 효율이 중요해진다. 따라서 경부하에서도 영전압 스위칭이 잘 이루어지는 토폴로지가 필요하다. 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터는 좁은 영전압 스위칭 조건으로 인하여, 시비율이 작아지거나, 출력 전류가 작아질 경우, 영전압 스위칭이 어려워지게 된다. 본 논문은 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터를 기초로 하여 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖는 고효율 DC/DC 컨버터를 제안하고, 그 기본 동작 원리 및 장점을 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터와 비교, 분석하였으며, 실험을 통하여 전부하에서 10%부하까지 영전압 스위칭이 잘 이루어짐을 확인하였다.

이 논문은 한국과학기술원 인간친화복지로봇센터 (HWRS-ERC)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

참 고 문 헌

- [1] Xinyu Xu; Khambadkone, A.M.; Oruganti, R.; "Analysis and design of an optimized asymmetrical half-bridge DC-DC converter", Power Electronics and Drive Systems, 2003. PEDS 2003. The Fifth International Conference on , Volume: 1 , 17-20 Pages: 120 - 125 Vol.1 ,Nov. 2003
- [2] Jiangtao Feng; Yuequan Hu; Wei Chen; Chau-Chun, W.; "ZVS analysis of asymmetrical half-bridge converter" Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual , Volume: 1 , 17-21 June 2001 Pages: 243 - 247 vol. 1