

# PDP 유지전원단을 위한 넓은 영전압 스위칭 범위를 갖는 새로운 고효율 DC/DC 컨버터

朴起範<sup>†</sup>, 金正恩<sup>\*</sup>, 文建宇<sup>\*\*</sup>, 尹明重<sup>\*\*\*</sup>

## A New High Efficiency DC/DC Converter with Wide ZVS Range for PDP Sustain Power Module

Ki-Bum Park, Chong-Eun Kim, Gun-Woo Moon, and Myung-Joong Youn

### 요 약

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터로부터 변형된 새로운 고효율 DC/DC 컨버터를 제안한다. 제안된 컨버터는 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터와 비교하여 넓은 ZVS영역을 가지므로 넓은 부하 범위에 걸쳐서 높은 효율을 자랑한다. 본 논문에서는 기존의 하프브릿지 컨버터와 비교하여 제안된 컨버터의 기본동작 및 특성을 분석하였으며, PDP TV 유지전원단 사양의 425W, 385-170Vdc 시험모형을 제작하여 실험결과를 통하여 제안된 컨버터의 우수성을 입증하였다.

### ABSTRACT

A new high efficiency DC/DC converter is proposed, which is derived from the conventional asymmetric half-bridge converter. Because the proposed converter has better ZVS condition compared with the conventional asymmetric half-bridge converter, it shows a high efficiency along the wide load range. In this paper, the basic operations of the proposed converter is analyzed and 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, 385-170Vdc prototype of the power supply for PDP (Plasma Display Panel) Sustain Driver of PDP TV.

**Key word** : half-bridge converter, ZVS(Zero Voltage Switching), PDP(Plasma Display Panel)

### 1. 서 론

최근 PDP는 다른 디스플레이 소자들에 비하여, 우수한 화질, 빠른 응답속도, 넓은 시야각 및 대화면화의

용이성, 박형, 무게 등의 장점을 가지므로 차세대 디스플레이 소자로서 각광을 받고 있다. PDP TV는 영상을 표시하는 PDP패널, 영상을 처리하는 디지털 영상보드, PDP패널을 구동하는 X,Y 드라이버 및 PDP의 구동에 필요한 모든 전원을 공급하는 PDP전력모듈로 구성된다.

PDP전력모듈은 입력단에 역률 개선을 위한 승압형 컨버터가 위치하며, 승압형 컨버터의 출력으로부터 PDP구동에 필요한 다양한 전원들이 만들어지게 된다. 그 중에서도 PDP의 발광에 필요한 유지전원이 전체 PDP전력모듈 출력의 70%이상의 전력을 공급하므로,

<sup>†</sup>교신저자 : 학생회원, 한국과학기술원 전자전산학과 석사과정

E-mail : parky@rainbow.kaist.ac.kr

<sup>\*</sup>정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 박사과정

<sup>\*\*</sup>정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 부교수

<sup>\*\*\*</sup>정회원, 한국과학기술원 전자전산학과 교수

접수일자 : 2004. 9. 23 1차 심사 : 2004. 11. 5

심사완료 : 2004. 12. 13

PDP의 효율개선 및 슬림화를 위해서는 유지전원에 대한 최적화된 회로 기술이 필요하다.

## 2. 본 론

표 1 PDP 유지전원단 사양  
Table 1 Specification of PDP sustain power module

입력 전압 : $V_S$	385V
출력 전압 : $V_O$	170V
출력 전류 : $I_O$	2.5A
정격 전력 : $P_O$	425W

현재까지 유지전원 공급 장치로써 그림1에 나타난 비대칭 하프브릿지 컨버터가 주로 사용되어왔다. 이 회로는 중급용량 전력에 적합하며, 부가적인 회로 없이 변압기의 기생 인덕턴스를 이용하여 1차측 스위치의 영전압 스위칭을 이룰 수 있는 장점을 가지고 있으나 다음과 같은 단점도 가지고 있다<sup>[1,2]</sup>.

- 1) 비선형적인 입출력 관계식과 좁은 시비율 범위
- 2) 양 스위치 영전압 스위칭 조건의 불균형
- 3) 2차측 다이오드의 전압 스트레스의 불균형
- 4) 2차측 다이오드의 전류(commutation) 시, 전력 전달이 없는 환류전류
- 5) 시비율에 따른 자화전류의 크기 변화

이러한 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터가 가지는 단점을 보완하기 위하여 넓은 영전압 스위칭 범위를 가지는 새로운 DC/DC 컨버터를 제안한다

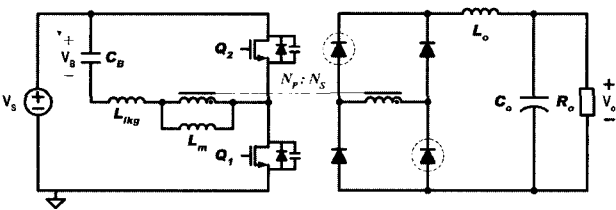


그림 1 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터  
Fig. 1 Conventional asymmetric half-bridge converter

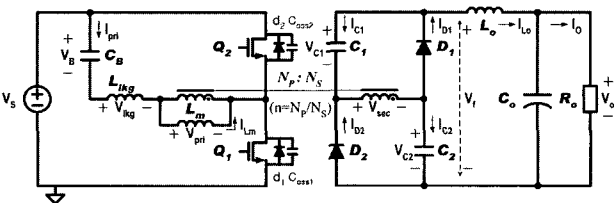


그림 2 제안된 컨버터  
Fig. 2 Proposed converter

### 2.1 제안된 컨버터의 회로 제시

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

$V_S$ 는 입력전압이고, 입력측은 블록킹(blocking) 캐패시터  $C_B$ , 스위치  $Q_1, Q_2$ 로 이루어진다. 출력측은 정류 캐패시터  $C_1, C_2$ , 정류다이오드  $D_1, D_2$ , 출력인덕터  $L_o$ , 출력캐패시터  $C_o$ 로 이루어진다. 입력측과 출력측은  $L_m, L_{kg}$ , 이상적인 변압기로 구성되어지는 변압기에 의해 연결되며,  $R_o$ 는 출력저항이다.

### 2.2 동작 모드 해석

제안된 컨버터의 동작 모드 해석과 특성 분석을 위해서 다음과 같이 가정한다.

- 1) 제안된 컨버터는 정상상태에서 동작한다.
- 2) 모든 소자는 이상적이며 변압기의 누설인덕터를 제외한 나머지 기생성분은 무시한다.
- 3)  $L_m$ 과  $L_o$ 의 인덕턴스는 무한히 커서,  $I_{Lm}$ 과  $I_o$ 는 정전류로 가정한다.
- 4) 다이오드의 접합(junction)캐패시턴스는 아주 작다.
- 5)  $C_B, C_1, C_2, C_o$ 의 캐패시턴스는 충분히 커서  $V_B, V_{C1}, V_{C2}, V_o$ 를 정전압원으로 가정한다.

제안된 컨버터의 동작은 5개의 모드로 나누어지며, 모드별 전류 도통 경로를 그림 3, 주요 동작 파형을 그림 4에 나타내었다.

$t_0$  이전에는  $I_{pri}$ 는 선형적으로 증가하고 있으며, 이와 맞추어  $I_{D1,2}$ 는 감소하고 있다. 출력 인덕터로는 정전류  $I_{L_o}$ 가 흐르고 있으므로, 감소한  $I_{D1,2}$ 만큼 출력 인덕터로 전류를 공급하기 위한  $C_{1,2}$ 로부터의 방전 전류는 증가하고 있다.

#### • 모드 M1 ( $t_0 \sim t_1$ )

$I_{D1,2}$ 이 감소하여 0A가 되어,  $D_1, D_2$ 가 꺼지면 모드 M1이 시작되고, 출력 인덕터로  $C_1, C_2$ 에 의해서만 전류를 공급한다.  $V_{pri}$ 에는  $V_S - V_B$ 의 전압이 걸리며 2차측 출력 LC filter의 입력전압  $V_f$ 에는 식(1)과 같은 전압이 걸린다.

$$V_f = \frac{1}{n_p}(V_S - V_B) + 2V_{C1,2} \approx \frac{1}{n_p}(1+D)V_S \quad (1)$$

#### • 모드 M2 ( $t_1 \sim t_2$ )

$Q_1$ 이 꺼지면 모드 M2가 시작된다.  $Q_1$ 의 영전압 스

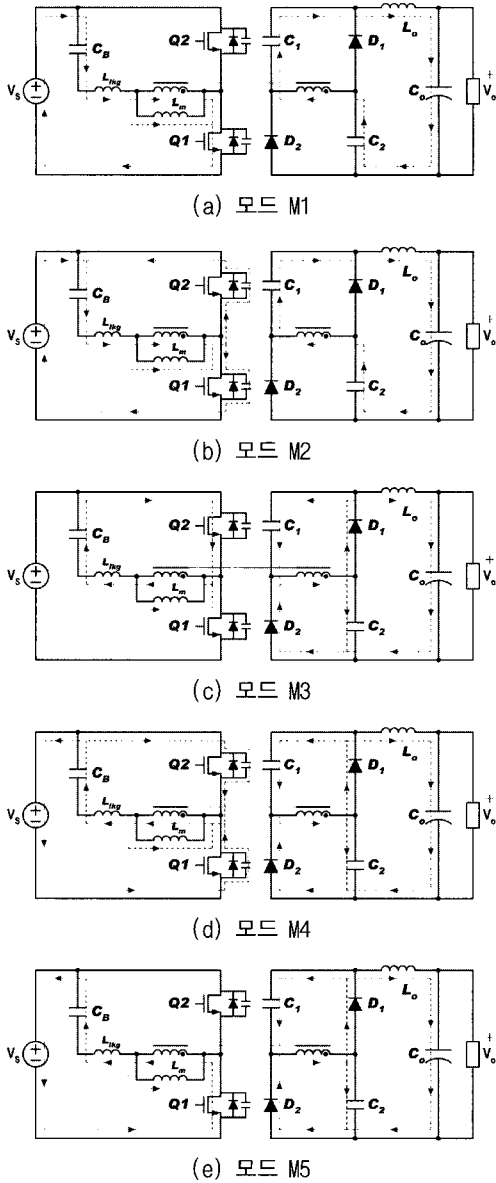


그림 3 동작 모드  
Fig. 3 Operation mode

위칭 초기전류,  $I_{pri}(t_1)$ 은 아래의 식 (2)와 같으며,  $Q_1$ 의 영전압 스위칭은 출력 전류에 의해서 이루어진다.

$$I_{pri}(t_1) = \frac{1}{n_p} \cdot 2I_o \quad (2)$$

• 모드 M3 ( $t_2 \sim t_3$ )

$Q_1$ 의 영전압 스위칭이 끝나고,  $V_{pri}$ 에  $-nV_{C1,2}$ 의 전압

이 걸리면 모드 M3이 시작되며,  $D_1, D_2$ 가 도통이 되고,  $I_{D1}, I_{D2}$ 는 증가한다.  $C_1, C_2$ 는 모드 M1에서  $DT_s$ 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  $C_B$  및  $L_{lk}$ 와 공진을 하면서  $C_B$ 로부터 전류를 공급받게 된다.  $V_f$ 에는 다음의 식 (3)과 같은 전압이 걸린다.

$$V_f = V_{C1,2} \approx \frac{1}{n_p} \cdot DV_s \quad (3)$$

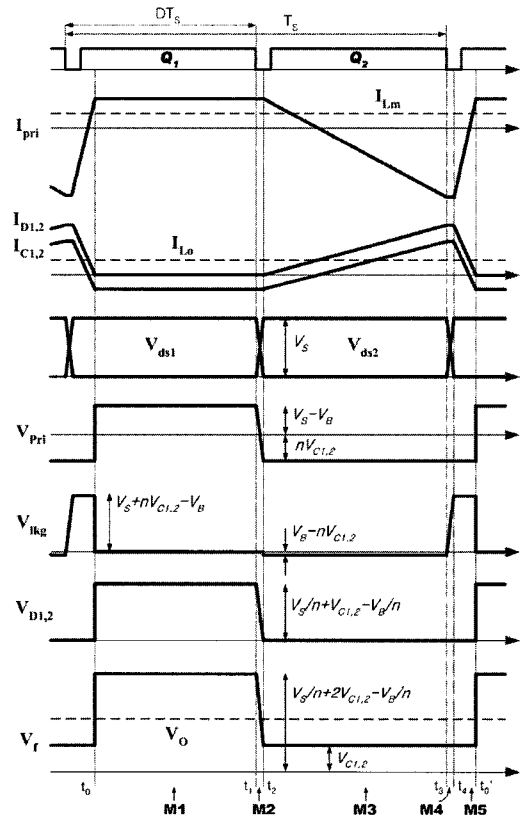


그림 4 주요 동작 파형  
Fig. 4 Key waveform

• 모드 M4 ( $t_3 \sim t_4$ )

$Q_2$ 가 꺼지면 모드 M4가 시작되며,  $I_{pri}$ 는  $C_{oss2}$ 를 충전시키면서  $C_{oss1}$ 을 방전시킨다. 이 때  $V_{sec}$ 는  $D_1, D_2$ 가 꺼져 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 유

지되면서  $L_{lk2}$ 와  $C_{oss2}$ 의 공진으로  $I_{pri}$ 가 감소한다.  $I_{pri}$ 의 에너지가 충분하다면  $I_{pri}$ 가 0A가 되기 전에  $V_{ds2}$ 를  $V_S$ 까지 충전시키고  $V_{ds1}$ 은 0V로 방전시켜 영전압 스위칭이 가능하게 된다.

• 모드 M5 ( $t_4 \sim t_0'$ )

$V_{ds2}$ 가  $V_S$ 로 충전되고  $V_{ds1}$ 이 0으로 방전되면 모드 M5가 시작한다.  $L_{lk2}$ 와  $C_{oss2}$ 의 공진이 끝나고  $V_{lk2}$ 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 0A가 되면 모드 M1이 다시 시작된다.

2.3 제안된 컨버터의 분석

그림 1에 나타난 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 비교분석을 위해 기존의 컨버터의 변압기의 턴비는  $n_c$ , 제안된 컨버터의 턴비는  $n_p$ 로 나타낸다.

2.3.1 입출력 전압 변환비

해석을 위해 모드 M3에서 변압기의 누설 인덕터에 걸리는 전압을  $V_k$ 라고 한다.

$L_m$ 의 전압\*시간평형조건(voltage\*second balance)에 의해 다음의 식을 구할 수 있으며,

$$D(V_S - V_B) = (1 - D)n_p V_C \tag{4}$$

모드 M3에서  $V_C$ 는 다음과 같다.

$$V_C = \frac{1}{n_p}(V_B - V_k) \tag{5}$$

식 (4), (5)로부터  $V_B$ 는 다음과 같이 구해진다.

$$V_B = DV_S + (1 - D)V_k \tag{6}$$

$L_o$ 의 전압\*시간 평형조건으로부터 다음의 식을 얻을 수 있으며,

$$D \left[ 2V_C + \frac{1}{n_p}(V_S - V_B) - V_o \right] = (1 - D)(V_o - V_C) \tag{7}$$

식 (4), (7)로부터 다음의 식을 구할 수 있다.

$$2V_C = V_o \tag{8}$$

식 (6)을 (5)에 대입하면 다음과 같다.

$$V_C = \frac{1}{n_p} D(V_S - V_k) \tag{9}$$

식 (9)를 (8)에 대입하면  $V_o$ 는 다음과 같다.

$$V_o = \frac{1}{n_p} \cdot 2D(V_S - V_k) \tag{10}$$

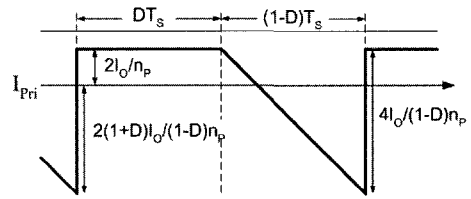


그림 5 근사된 변압기의 1차측 전류  
Fig. 5 Approximated primary current of transformer

해석을 위하여 모드 M2, M4, M5의 전류구간을 무시한 간략화 된 그림 5에서  $C_B$ 의 전류\*시간 평형조건을 이용해서  $I_{pri}$ 의 최고값을 구할 수 있으며, 이것으로부터 다음의 식 (11)을 구할 수 있다.

$$\frac{V_k}{L_{lk2}}(1 - D)T_s = \frac{1}{n_p} \cdot \frac{4}{1 - D} I_o \tag{11}$$

식 (11)의  $V_k$ 를 (10)에 대입하면 다음과 같이 제안된 컨버터의 입출력 관계식이 구해진다.

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{2D}{n_p \left[ 1 + \frac{8DL_{lk2}}{n_p^2(1 - D)^2 T_s R_o} \right]} \tag{12}$$

(  $T_s=1/f_s$   $f_s$  : 스위칭 주파수 )

여기서  $R_o$ ,  $L_{lk2}$ ,  $T_s$ 에 의한 영향이 아주 작으므로  $V_{C1}$ ,  $V_{C2}$ 와 입출력 전압 변환비는 다음과 같이 근사화될 수 있다.

$$V_{C1} = V_{C2} = \frac{1}{n_p} \cdot D \cdot V_S \tag{13}$$

$$\frac{V_o}{V_S} = \frac{1}{n_p} \cdot 2D \tag{14}$$

반면, 기존의 하프브릿지 컨버터의 입출력 전압 변환비는 다음과 같이 비선형적이며,

$$\frac{V_o}{V_s} = \frac{1}{n_c} \cdot 2D(1-D) \quad (15)$$

시비율을 0~0.5밖에 사용하지 못하므로 좁은 시비율로 인하여 비대칭 하프브릿지의 특성에 의한 여러 가지 단점을 유발하게 된다.

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터와 비교해보면 제안된 컨버터는 대략  $2D/n_p$ 의 입출력 관계식을 가지게 되므로 시비율을 0~1까지 선형적으로 사용할 수 있으며, 높은 입출력 전압 변환비 때문에 제안된 컨버터의 턴비는 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 턴비의 약 2배가 되므로 1차측 전류가 감소하여 효율면에서 유리해진다.

$$n_p \approx 2 \cdot n_c \quad (16)$$

### 2.3.2 영전압 스위칭 조건

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터  $Q_1$ ,  $Q_2$ 의 영전압 스위칭 조건은 시비율에 따라 그림 6에서와 같이 1차측 전류의 다른 초기전류와 서로 다른 스위치의 전압 조건에 의해서 다음과 같이 나타내어진다.

$Q_1$  conventional

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot [(1-D) \cdot V_s]^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot \left( \frac{2DI_o}{n_p} \right)^2 \quad (17)$$

$Q_2$  conventional

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot (DV_s)^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot \left[ \frac{2(1-D)I_o}{n_p} \right]^2 \quad (18)$$

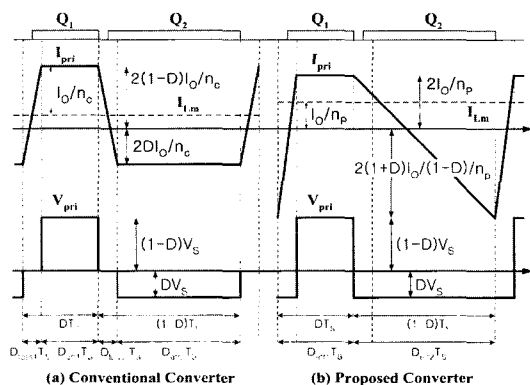


그림 6 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 변압기 1차측 전류와 전압 파형의 비교

Fig. 6 Comparison of primary current and voltage between conventional converter and proposed converter

따라서, 시비율을 0.5이하로 동작시킬 경우, 기존의 컨버터는 그림 6에서 나타낸 것과 같이 시비율이 작아짐에 따라 양 스위치의 영전압 스위칭을 위한 1차측 전류값의 크기가 달라지며, 공진으로  $C_{oss}$ 를 충방전 시켜야 하는 전압도 달라지므로  $Q_1$ 의 영전압 스위칭 조건이  $Q_2$ 에 비하여 점점 불리하게 되어  $Q_1$ 의 영전압 스위칭이 잘 이루어지지 않게 된다. 반면, 제안된 컨버터는  $Q_1$ 의 경우,  $Q_1$ 의 영전압 스위칭을 위한 1차측 전류값은 다음과 같이 기존의 컨버터에 비하여 큰 값을 가진다.

$$I_{pri}(t_3) = \frac{1}{n_p} \cdot 2 \cdot \frac{1+D}{1-D} \cdot I_o \quad (19)$$

따라서  $Q_1$ 의 영전압 스위칭 조건은 다음과 같이 나타낼 수 있으며 기존의 하프브릿지 컨버터의  $Q_1$ 의 영전압 스위칭 조건에 비해 더욱 유리하다.

$Q_1$ -proposed

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_s^2 \leq \frac{1}{2} \cdot L_{lk} \cdot \left[ \frac{2(1+D)I_o}{(1-D)n_p} \right]^2 \quad (20)$$

$Q_2$ 의 경우, 제안된 컨버터의 영전압 스위칭 시의 등가회로를 변압기와  $I_{Lm}$ 을 무시하고 간략화하여 그림 7에 나타내었다.  $C_D = C_{D1} + C_{D2}$ 이며,  $C_{D1}$ ,  $C_{D2}$ 는 각각  $D_1$ ,  $D_2$ 의 접합캐패시턴스 값이다. 초기값으로  $V_{lkg} = 0V$ ,  $V_{Cd} = V_s$ ,  $V_{Coss1} = 0V$ ,  $V_{Coss2} = V_s$ ,  $I_{lkg} = I_{Lo}$ 을 가진다.

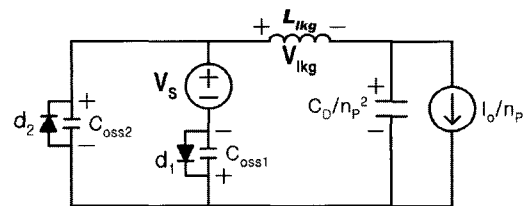


그림 7  $Q_2$ 의 영전압 스위칭 동작 시 등가회로  
Fig. 7 Equivalent circuit of ZVS of  $Q_2$

이 등가회로는 기존의 위상천이풀브릿지 컨버터의 리딩레그(leading leg) 영전압 스위칭 동작시의 등가회로와 동일하며, 이 경우  $Q_2$ 의 영전압 스위칭은 기존의 하프브릿지 컨버터처럼  $C_{oss}$ 와  $L_{lkg}$ 의 공진으로 영전압 스위칭이 이루어지는 것이 아니라, 2차측  $D_1$ ,  $D_2$ 의 접합캐패시턴스  $C_{D1}$ ,  $C_{D2}$ 의 값이 아주 작다고 가정했을 경우, 출력 전류에 의해서 이루어지게 된다. 실제 회로

는 출력 전류에  $I_{Lm}$ 까지 더해져서  $Q_2$ 를 영전압 스위칭을 하므로 상당히 유리한 영전압 스위칭 조건을 가지게 되며, 다음과 같이  $Q_2$ 의 영전압 스위칭 조건을 근사할 수 있다.

$Q_2$ -proposed

$$2 \cdot \frac{1}{2} \cdot C_{oss} \cdot V_s^2 \leq \frac{1}{2} \cdot (n_p^2 L_o) \cdot \left( \frac{I_o}{n_p} \right)^2 + \frac{1}{2} \cdot L_M \cdot I_{Lm}^2 \quad (21)$$

결론적으로 제안된 컨버터는 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터에 비해  $Q_1, Q_2$  모두 유리한 영전압 스위칭 조건을 가지게 된다.

### 2.3.3 환류에너지

그림 6에서와 같이, 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 경우 2차측의 정류 다이오드의 전류 시에 2차측 정류다이오드가 모두 켜지면서,  $V_{pri}$ 에 0V가 걸려  $L_{lk}$ 의 에너지를 2차측으로 전달하지 못한다. 이로 인한 1차측에서 2차측으로의 전력전달이 없는 환류에너지에 의해서 유효시비율의 손실과 함께 큰 전도손실을 가지게 된다.

그림 6에서,  $D=D_{eff1}+D_{loss1}$ ,  $1-D=D_{eff2}+D_{loss2}$ 라고 하면,  $D_{eff1}$ ,  $D_{eff2}$ 는 변압기의 1차측에서 2차측으로의 전력전달이 이루어지는 유효시비율이며, 전력 전달이 없는 시비율의 손실분인  $D_{loss1}$ ,  $D_{loss2}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$D_{loss1} = \frac{2L_{lk}I_o}{n_c(1-D)T_sV_s} \quad (22)$$

$$D_{loss2} = \frac{2L_{lk}I_o}{n_cDT_sV_s} \quad (23)$$

기존의 하프브릿지 컨버터의 경우 넓은 범위의 영전압 스위칭을 변압기의 누설인덕터 값을 크게 사용하는데, 이 경우 위의 식에서와 같이 유효시비율의 손실이 심각해진다. 반면, 제안된 컨버터의 경우 그림 6에서와 같이 기존의 하프브릿지 컨버터처럼 전력전달이 없는 2차측 정류다이오드간의 전류 현상이 없으며,  $V_{pri}$ 에는  $V_s-V_B$ , 또는  $nV_{Cl2}$ 의 전압이 걸려  $L_{lk}$ 의 에너지를 2차측으로 항상 전달한다. 따라서 유효 시비율의 손실이 없으며, 환류 전류로 인한 전도 손실이 없다는 장점이 있다.

### 2.3.4 다이오드의 전압, 전류 스트레스

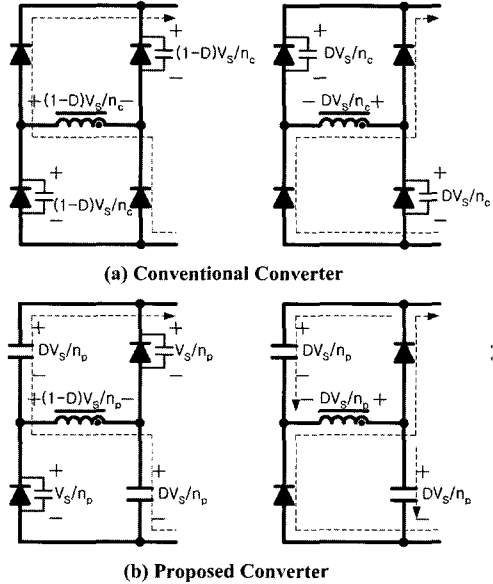


그림 8 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 2차측 다이오드의 전압 스트레스 비교

Fig. 8 Comparison of voltage stress of diode between conventional converter and proposed converter

기존의 컨버터의 다이오드의 전압 스트레스는  $DV_s/n_c$ ,  $(1-D)V_s/n_c$ 이며, 경부하에서 시비율이 줄어들게 되면 한 대각선상의 전압스트레스는 최고  $V_s/n_c$ 까지 상승하게 된다. 반면 제안된 컨버터의 다이오드의 전압스트레스는  $V_s/n_p$ 이며 식 (16)에서와 같이 제안된 컨버터의 턴비가 기존의 컨버터의 약 2배가 되므로, 결과적으로 제안된 컨버터의 다이오드의 전압스트레스는 기존의 컨버터의 반이 되므로 다이오드 전압스트레스 측면에서 상당히 유리해진다.

기존의 하프브릿지 컨버터의 경우 양 대각선상의 다이오드의 전압스트레스는 그림 8에서와 같이  $DV_s/n_c$ 와  $(1-D)V_s/n_c$ 로 불균형을 이루어 한쪽 다이오드에 열이 집중되는 현상이 있다. 반면, 제안된 컨버터는 한 대각선상에만 다이오드가 위치하여,  $D_1, D_2$ 의 전압 스트레스가 항상  $V_s/n_p$ 로 일정하며, 두 다이오드의 도통시간이 같으므로 열이 균등하게 분산되는 장점이 있다.

하지만 제안된 컨버터의 경우, 그림 9와 같이 다이오드를 통해서 출력인덕터 전류를 공급함과 동시에,  $C_1, C_2$ 로 충전되는 전류를 공급해야 하기 때문에 전류 스트레스는 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터에 비하여 커진다. 아래는 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 전류스트레스의 평균값이다.

$$\langle I_{D1,2} \rangle_{proposed} = I_o \quad (24)$$

$$\langle I_D \rangle_{conventional} = DI_o, (1-D)I_o \quad (25)$$

(<\*>는 \*의 한주기 동안의 평균값을 나타낸다)

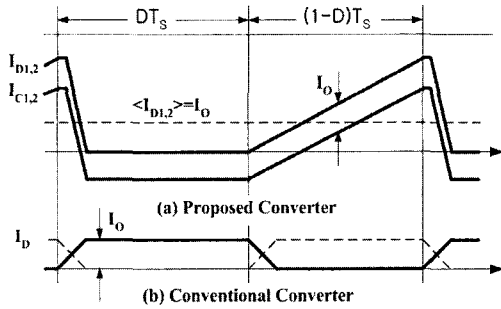


그림 9 기존의 컨버터와 제안된 컨버터의 2차측 다이오드의 전류 스트레스비교

Fig. 9 Comparison of current stress of diode between conventional converter and proposed converter

비록 제안된 컨버터의 다이오드의 전류스트레스가 기존의 컨버터에 비하여 크므로 방열판의 크기가 증가하게 되지만 PDP유지전원단과 같은 저전류 사양에서는 큰 부담이 되지 않는다. 또한 기존의 컨버터의 한쪽 대각선상의 다이오드를 제거하였기 때문에 결과적으로 2차측 정류 다이오드에서 생기는 도통손실은 거의 변화가 없다.

### 2.3.5 변압기 자화전류의 크기

기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터의 경우, 변압기의 자화 전류의 크기는 시비율에 영향을 받는다. 시비율 0.5에서 자화전류의 크기는 0A이며, 시비율이 0.5에서 작아지거나 커질수록 자화전류의 크기는 커지게 되며 다음과 같다.

$$I_{Lm} = \frac{1}{n_c} \cdot (1 - 2D)I_o \quad (26)$$

반면, 제안된 컨버터의 경우, 변압기 자화 전류의 크기는 시비율에 무관하며, 다음의 식으로 나타내어진다.

$$I_{Lm} = \frac{1}{n_p} \cdot I_o \quad (27)$$

같은 입출력 사양에서 입력의 변화에 따른 자화전류 크기를 비교해보면, 기존의 하프브릿지 컨버터는 입력

의 변화에 따라 시비율이 변하여 자화전류의 크기가 변하게 되지만, 제안된 컨버터는 시비율이 변하더라도 자화전류의 크기는 변하지 않으므로 그림 10과 같은 그래프를 얻을 수 있다.

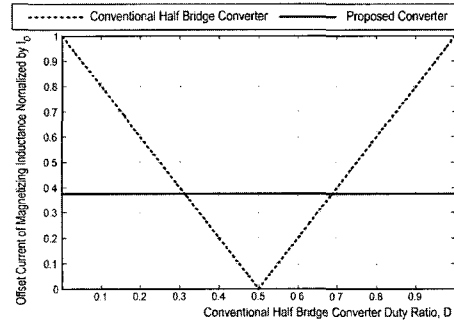


그림 10 기존의 하프브릿지 컨버터와 제안된 컨버터의 시비율 변화에 따른 자화전류 크기 비교

Fig. 10 Comparison of Lm offset current between conventional converter and proposed converter

0.5근처의 시비율에서는 기존의 하프브릿지 컨버터의 자화전류가 작지만, 0.5에서부터 시비율이 작아지거나 커질수록 기존의 하프브릿지 컨버터의 자화전류가 상대적으로 증가한다. 따라서 0.5 이하의 시비율에서 동작시킬 경우, 입력이 커질수록 시비율이 감소하여 제안된 컨버터에 비해 기존의 하프브릿지 컨버터의 자화전류의 크기가 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 385Vdc 사양의 컨버터를 시험용으로 제작하였다.

표 2 설계 소자  
Table 2 Design parameter

$N_p:N_s$	29:15
transformer	PQ4040
$Q_1, Q_2$	FQP13N50
$D_1, D_2$	STTH2003C
$L_m$	620uH
$L_{kg}$	18uH
$L_o$	700uH
$C_B, C_1, C_2$	2.2uF

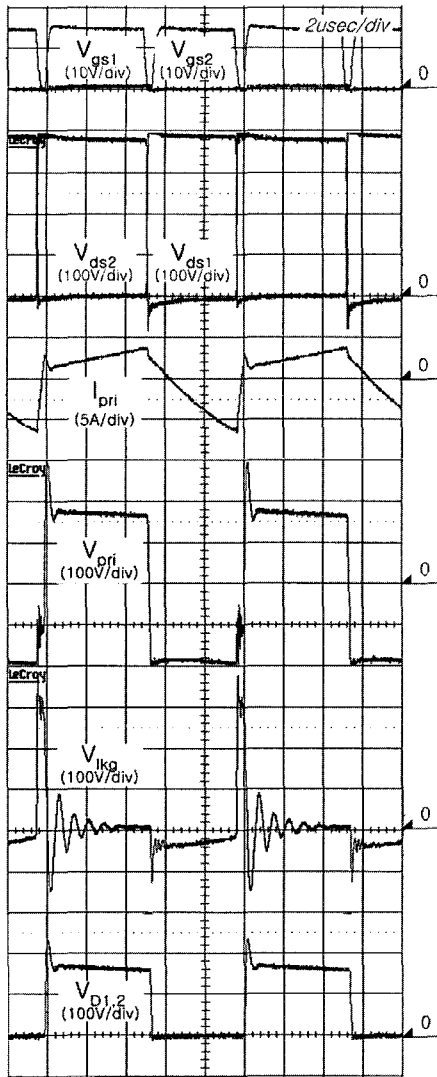


그림 11 주요 동작 실험파형  
Fig. 11 Experimental key waveform

그림 11은 주요 동작 파형으로 이론적인 파형과 일치하며 2차측 다이오드가 200V이하의 낮은 전압스트레스를 가짐을 확인할 수 있다. 그림 12는 Q1과 Q2의 영전압 스위칭 파형으로 양 스위치의 영전압 스위칭이 잘 이루어짐을 확인할 수 있다. 실험 시 변압기의  $L_{lkg}$  값을 조정하기 위하여 외부에 추가적인  $L_{lkg}$ 를 달아주었다. 전체 18uH의  $L_{lkg}$  값에서 Q2의 경우는 출력 인덕터 전류에 의한 영전압 스위칭동작이므로 출력 전류의 10%까지 영전압 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있었으며, Q1의 경우 20%까지 영전압 스위칭이 이루어짐을 확인할 수 있었다. 제어회로의 소비전력을 포함하지 않고 효율을 측정했으며, 제안된 컨버터는 중부하

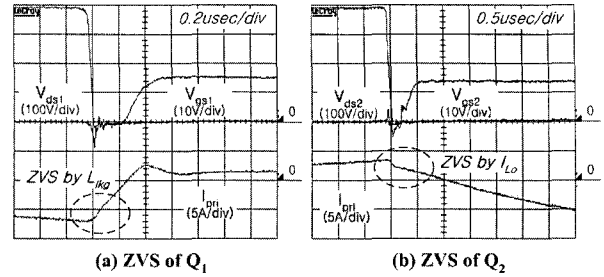


그림 12 Q1과 Q2의 영전압 스위칭 파형  
Fig. 12 Experimental waveform of ZVS of Q1 and Q2

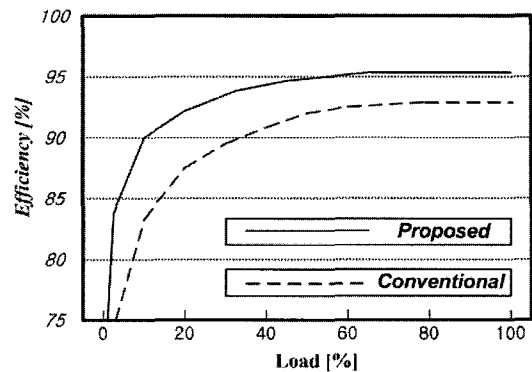


그림 13 측정된 효율  
Fig. 13 Measured efficiency

에서 95%이상의 높은 효율을 보여주며 넓은 영전압 스위칭 영역에 의한 스위칭손실의 저감으로 경부하에서도 90%가 넘는 높은 효율을 보여준다.

#### 4. 결 론

PDP 유지전원의 경우, PDP TV의 동영상 정보에 따라 출력 전류가 전부하에서 경부하까지 크게 변동하므로 부하변화에 따른 유지전원단의 효율이 중요해진다. 따라서 경부하에서도 영전압 스위칭이 잘 이루어지는 토폴로지가 필요하다. 기존의 비대칭 하프브릿지 컨버터는 좁은 영전압 스위칭 조건으로 인하여, 소비율이 작아지거나, 출력 전류가 작아질 경우, 영전압 스위칭이 어려워지게 되어 스위칭 손실로 인하여 효율의 저하를 가져온다. 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 넓은 범위의 영전압 스위칭 동작과 높은 효율을 확인하였다.



이 논문은 한국과학기술원 인공위성연구센터 (SATREC)의 연구비 지원에 의하여 연구되었습.

### 참 고 문 헌

- [1] Xinyu Xu, Khambadkone, "Analysis and design of an optimized asymmetrical half-bridge DC-DC converter," Power Electronics and Drive Systems, 2003, pp. 120-125 Vol, 1, Nov. 2003.
- [2] Jiangtao Feng, Yuequan Hu, Wei Chen, "ZVS analysis of asymmetrical half bridge converter," Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual, Vol. 1, 17-21, June, 2001, pp. 243-247.

### 저 자 소 개



#### 박기범(朴起範)

1981년 5월 7일생. 2003년 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 졸업. 2003년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 석사과정.



#### 김정은(金正恩)

1978년 4월 7일생. 2001년 경북대 전자전기공학부 졸업. 2003년 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 졸업(석사). 2003년~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 박사과정.



#### 문건우(文建宇)

1966년 10월 3일생. 1990년 한양대 전자공학과 졸업. 1992년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기 및 전자공학과 졸업(공학박). 1996년~1998년 한국전력연구원 전력계통연구실 선임연구원. 1998년~2000년 (주)키테크놀러지 대표이사. 2000년 3월~2000년 8월 세종대 전자공학과 조교수. 2000년 9월~현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 부교수.



#### 윤명중(尹明重)

1946년 11월 26일생. 1970년 서울대 졸업. 1974년 University of Missouri-Columbia 졸업(석사). 1978년 동 대학원 졸업(공학박). 1978년부터 General Electric Columbia에서 Individual Contributor on Aerospace Electrical Engineering으로 재직. 현재 한국과학기술원 전자전산학과 전기 및 전자공학전공 교수. 1999년 당 학회 회장.