

# 새로운 다이오드 클램프 정류기를 채용한 저가형 및 고효율 2-스위치 플라이백 컨버터

정영진, 한상규, 노정욱, 홍성수, 사공석진, 김종선\*, 최홍균\*, 조광승\*  
 국민대학교 전력전자연구소, \*삼성전기(주) P&M사업부

## Two Switch Flyback Converter with Low Cost and High Efficient Diode-Clamp Rectifier

Young-Jin Jung, Sang-kyoo Han, Chung-wook Roh, Sung-soo Hong, Suk-chin Sakong, Jong-Sun Kim\*, Heung-Kyun Choi\*, Kwang-Seung Cho\*

Kookmin Univ . Power Electronics Cener, \*Samsung Electro-Mechanics Co, LTD

### ABSTRACT

소비자의 요구와 기술력의 발달로 PDP시장은 42인치와 60인치등 대형PDP가 주류를 이루고 있으며 대형화에 따라서 PDP전원의 소모전력 또한 400W~600W 까지 증가 하고 있다. 기존 소용량 PDP전원으로 사용되던 Flyback의 경우 소모전력이 증가함에 따라 대형PDP에 적용하기에는 소자 내압 및 시스템 효율 측면에서 다소 무리가 있다. 따라서 대형PDP의 전원을 위해서 새로운 2 Switch 3 Diode를 채용한 고효율 DCR (Diode Clamping Rectifier) Flyback Converter를 제안하였으며 이를 42인치 PDP에 적용하여 회로의 타당성 및 우수성을 검증하였다.

### 1. 서론

기존 플라이백 컨버터(Flyback Converter : 이하 FC)는 벅부스트(Buck-Boost) 컨버터의 절연형으로서 그 구조가 매우 간단하여 PDP전원회로 및 저가형 전원에 많이 사용되고 있다. 기존 1 Switch 방식의 FC의 경우 스위치 양단 ringing전압을 제거하기 위해서 RCD스너버를 부가하며, 전압스트레스를 낮추기 위해서는 스너버 캐패시터 전압을 낮춰야 한다. 이를 위해 스너버 저항을 작게 설계해야 하므로 스너버에서 소모되는 전력이 과도하게 증가하기 때문에 시스템 효율이 낮아지는 단점이 있다. 따라서 기존 1 Switch 방식 FC의 단점을 보완하기 위해서 그림1과 같이 2 Switch 방식의 FC를 채용하였다. 또한 기존FC의 출력 다이오드의 턴 오프시 변압기 누설 인덕터와 출력 다이오드 접합 캐패시터와의 공진에 의해 다이오드 양단에는 심각한 전압 ringing이 발생되며, 이를 위해 RC스너버를 부가는 것 역시 필수적이다. 반면 그림 1.과 같이 제안된 회로의 출력 정류단은 3개의 정류다이오드와 4개의 클램프 다이오드를 이용하며, 손실스너버가 전혀 필요 없을 뿐만 아니라 전압스트레스를 기존대비 대폭 저감할 수 있다. 따라서 낮은 내압을 가진 고성능 저가형 다이오드의 사용이 가능하므로 고효율 및 가격 경쟁력을 확보 할 수 있다.

### 2. 본론

#### 2.1 SW DCR 플라이백 컨버터의 구성 및 특징

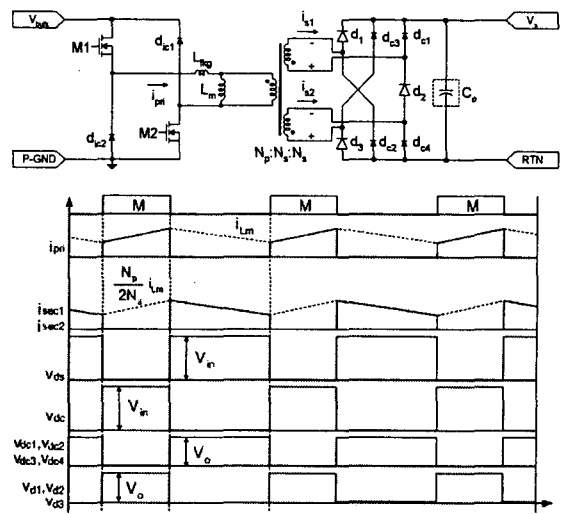


그림 1 제안된 2 SW DCR 플라이백 컨버터와 동작파형

1차측 2 Switch에 추가된 다이오드  $d_{c1}$ 과  $d_{c2}$ 는 스위치 양 단전압의 ringing성분을 클램프 시키기 위한 다이오드로서 순간적인 전류만 잠깐씩 흐르므로 1A 내외의 소용량 다이오드로 가능하다. 2차측의 클램프 정류기 다이오드에서 클램프 목적으로 부가되는  $d_{c1}$ ,  $d_{c2}$ ,  $d_{c3}$ ,  $d_{c4}$  또한 소용량 다이오드이며 전력 다이오드는  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ 로서 모든 출력 다이오드  $d_1-d_3$ 와  $d_{c1}-d_{c4}$ 가 출력 전압인  $V_o$ 에 클램프 되므로 기존 플라이 백 컨버터 대비 전압내압을 대폭 떨어뜨릴 수 있다. 스위치 양단전압 및 다이오드 양단전압의 ringing이 발생되지 않으므로 손실이 큰 스너버가 필요 없는 장점을 가지며 기존 FC의 턴 비가  $N_p:N_s$  이면 제안된 회로의 변압기 턴 비는  $N_p:N_s/2:N_s/2$ 로서 턴 수의 증가나 가닥수의 증가 없어 전체 가격은 기존에 비해 상당한 절감이 가능하다. 일례로 입력전압이 373V이며 출력전압이 215V인 사양을 고려할 때 모든 다이오드의 전압 스트레스는 최고 215V가 되므로 저가의 고성능 다이오드의 사용이 가능하며 높은 효율을 획득할 수 있다.

#### 2.2 모드별 동작해석

##### 모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ ) Energy Storage Mode

스위치 M1, M2가 턴 온 되면 그림3.(a)와 같은 도통경로를

형성하면서 입력전압은 변압기 1차측 Dot방향이 양(+)이 되도록 인가되므로 변압기 자화 인덕터에는 입력측 에너지가 자기 에너지 형태로 저장되며 이때의 변압기 1차측 및 2차측 전류는 다음 식과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 i_{pri}(t) &= i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_m}(t - t_0) \\
 i_{sec1}(t) &= i_{sec2}(t) = 0 \\
 \text{where } i_{Lm}(t_0) &= \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s
 \end{aligned} \quad (1)$$

여기서  $T_s$ 는 스위칭 주기를 뜻한다. 또한 변압기 2차측 전압은  $V_{sec1} = V_{sec2} = V_{in}(N_s/N_p)$  되며, 이때 전압  $V_{in}(N_s/N_p)$ 가 출력 전압  $V_o$  보다 작기 때문에 클램프 다이오드  $d_{c1}, d_{c2}, d_{c3}, d_{c4}$ 는 역 바이어스가 되어 도통하지 않고 다만 변압기 누설 인덕터  $L_{lk}$ 와 클램프 다이오드 접합캐패시터와의 공진에 의한 ringing 성분이  $V_o$  이상 될 경우 전압 클램프만 시켜주게 되며, 이로 인해 다이오드  $d_1, d_2, d_3$ 는 항상 출력전압  $V_o$  이하로 보장된다.

### 모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ ) Powering and Reset Mode

스위치 M1, M2가 턴 오프 되면 그림2. (b)와 같은 도통경로를 형성하면서 변압기 자화 인덕터에 저장된 에너지는 다이오드  $d_1, d_2, d_3$ 를 통해 출력측으로 전달되므로 변압기 자화 인덕터에는  $V_{pri} = -V_o(N_p/N_s)$ 의 전압이 인가되어 리셋 된다. 이때 변압기 1차측 및 2차측 전류는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 i_{Lm}(t) &= 0 \\
 i_{Lm}(t) &= \frac{N_s}{N_p} i_{sec1}(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{sec2}(t) = i_{Lm}(t_1) - \frac{N_p}{2N_s} \frac{V_o}{L_m}(t - t_1) \\
 \text{where } i_{Lm}(t_1) &= \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s
 \end{aligned} \quad (2)$$

또한 변압기 1차측 전압은  $V_{pri} = V_o(N_p/N_s)$  되며, 이때 전압  $V_o(N_p/N_s)$ 가 입력 전압  $V_{in}$  보다 작기 때문에 클램프 다이오드  $d_{c1}$  와  $d_{c2}$ 는 역 바이어스 되어 도통하지 않고 다만 변압기 누설 인덕터  $L_{lk}$ 와 스위치 출력 캐패시터와의 공진에 의한 ringing 성분이  $V_{in}$  이상 될 경우 전압 클램프만 시켜주게 되며, 이로 인해 스위치 M1, M2는 항상 입력전압  $V_{in}$  이하로 보장된다.

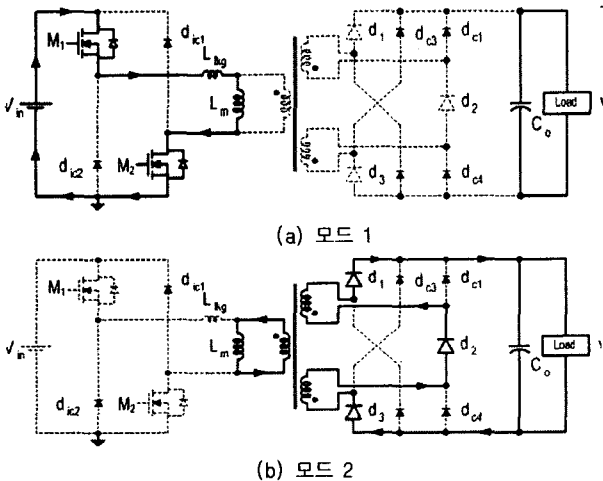


그림 2 각 모드별 도통 경로

### 2.3 동작조건

주 스위치 M1, M2가 도통하고 있는 구간에서는 2차측의 모든 정류 다이오드가 차단상태에 있어야만 변압기 자화 인덕터에는 입력에너지가 축적된다. 그렇지 못할 경우 단순히 클램프 목적으로 삽입된  $d_{c1}, d_{c2}, d_{c3}, d_{c4}$ 에는 큰 전류가 흐르므로 1A 내외의 작은 용량의 다이오드의 사용이 불가능 할 뿐만 아니라 더 이상 플라이 백 컨버터로서의 정상적인 동작이 이루어 지지 못하게 된다.

따라서 스위치 M1, M2가 도통하고 있을 때 그림 3과 같이 변압기 2차측의 최대 전압은 최소 출력 전압 보다 작아야 다이오드 클램프 동작이 정상적으로 이루어지며 이를 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$V_{in\_max} \frac{N_s}{N_p} < V_{o\_min} \equiv \frac{V_{in\_max}}{V_{o\_min}} < \frac{N_p}{N_s} \quad (3)$$

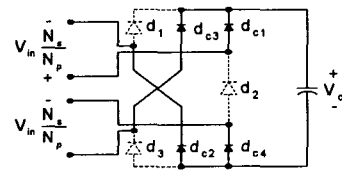


그림 3 다이오드 클램프 경로

한편, 주 스위치 M1, M2가 차단되어 있는 구간에서는 1차측의 모든 클램프 다이오드  $d_{c1}, d_{c2}$ 가 차단상태에 있어야만 변압기 자화 인덕터의 전류가 입력 전압원으로 빠져 나가지 않는다. 그렇지 못할 경우 단순히 클램프 목적으로 삽입된  $d_{c1}, d_{c2}$ 에는 변압기 자화전류 중 일부인 큰 전류가 흐르므로 1A 내외의 작은 용량의 다이오드의 사용이 불가능 할 뿐만 아니라 더 이상 플라이 백 컨버터로서의 정상적인 동작이 이루어 지지 못하게 된다. 따라서 스위치 M1, M2가 차단되어 있을 때 그림 4와 같이 변압기 1차측의 최대 전압은 최소 입력 전압 보다 작아야 다이오드 클램프 동작이 정상적으로 이루어지며 이를 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$V_{o\_max} \frac{N_p}{2N_s} < V_{in\_min} \equiv \frac{N_p}{N_s} < 2 \frac{V_{in\_min}}{V_{o\_max}} \quad (4)$$

따라서 출력측 DCR과 입력측 2 Switch 클램프 회로의 정상적 동작을 동시에 보장하기 위한 조건은 식(3)와 식(4)로부터 다음과 같이 유도될 수 있다.

$$\frac{V_{in\_max}}{V_{o\_min}} < \frac{N_p}{N_s} < 2 \frac{V_{in\_min}}{V_{o\_max}} \quad (5)$$

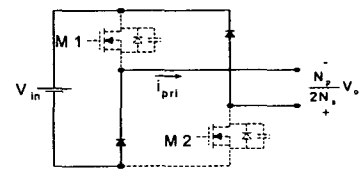


그림 4 Switch DCR 플라이 백 컨버터의 스위치 클램프 경로

### 2.4 최종 실험 결과

제안된 회로의 설계 및 분석의 타당성을 검증하기 위하여 42인치급 PDP에 적용하여 그 동작을 확인하였다.

표.1은 위에서부터 실험에 사용된 기존Flyback 컨버터 설계 사양이며 하단은 기존Flyback 컨버터 설계사양과 같은 입력과 출력 조건에서 설계된 DCR Flyback 컨버터 설계사양이다. 표.1 에서 알 수 있듯이 입력단에 하나의 1 Switch에서 2 Switch로 소자수는 증가하였으나 입력단 스위치 내압은 1/2로

줄어 들었으며 온전압 강하는 약 1/2정도 낮추 수 있다. 또한 출력단의 다이오드역시 개수는 증가하였으나 전압 내압을 현저히 줄일수 있어 고성능 저가형 다이오드를 사용해서 가격적인 면에서 대동소이 하며 온전압 강하를 줄일 수 있어 효율개선 및 방열판 사이즈도 줄이 수 있다.

표 1 실험에 사용된 기존 Flyback Specification과 DCR Flyback Specification

항목	기존 Flyback Parameter
입력전압 $V_{in}$	RMS voltage=AC 88V <sub>rms</sub> ~132V <sub>rms</sub> Peak voltage=AC 124.4V~186.6V
입력 캐패시터 전압 $V_{bulk}$	248.8V~373.3V (voltage doubler rectifier 사용)
출력전압 $V_s$	215V
Full load	1.4A
변압기 턴비 $N_p:N_s$	1:1.67
전력 스위치 M	SPW17N80C3 (800V, 17A, 0.29)
전력 다이오드 $d_o$	RHR15120 (1200V, 15A, $V_F=3.2V$ , $t_{rr}=75nsec$ )
출력 캐패시터 $C_o$	470uF/275V 2개
RCD 스너버	R=60k/9W, C=4.7nF/3kV, D=UF5408 (1000V/3A) 1개
RC 스너버	R=20/6W, C=100pF/1kV 2조
항목	DCR Flyback Parameter
변압기 턴비 $N_p:N_s:N_s$	33turns:17turns:17turns
전력 스위치 M1, M2	FQA18N50 ( $V_{ds}=500V$ , $I_t=20A$ , $R_{on}=0.265$ , $C_{oss}=76pF$ )
입력 클램프 다이오드 $d_{c1}, d_{c2}$	UF4007 (Max=1.5A)
전력 다이오드 $d_1, d_2, d_3$	FEP16GT
출력 클램프 다이오드 $d_{c1}, d_{c2}, d_{c3}, d_{c4}$	UF4007

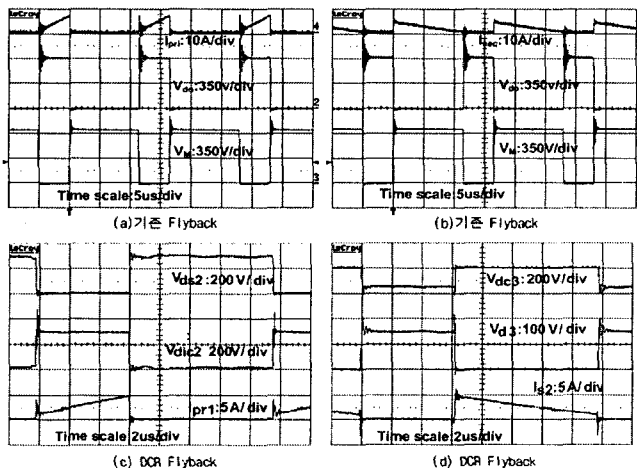


그림 5 기존 Flyback 회로와 DCR 플라이백 컨버터회로 측정파형

그림 5는 110V<sub>rms</sub>에서 각부 전압과 전류를 측정된 파형으로서 (a)는 기존FC 1차측 전류, 출력다이오드 전압, 스위치M 양단전압이며 (b)는 기존FC 2차측 전류, 출력다이오드 전압, 스위치M 양단전압이다. (c)는 제안된 DCR플라이백 회로의 스위치M2 양단전압, 입력클램프 다이오드  $d_{c2}$ 양단전압, 1차측 전류이다. (d)는 제안된 DCR플라이백 회로의 적력다이오드  $d_{c3}$ 양단전압, 출력클램프 다이오드  $d_{c3}$ 양단전압, 2차측  $I_{c2}$ 전류이다.

그림 6는  $V_s$ 단을 제외한 나머지 모든 전원이 무 부하로 동작되고 있는 상황 하에 DC 311V입력에서  $V_s$  출력까지의

DC/DC단 효율을 계측기로 측정된 data를 보이고 있으며 Load 별로 약간의 차이를 보이지만 full load 상황에서 기존 FC 대비 7.2%의 상당한 효율개선을 보이고 있다.

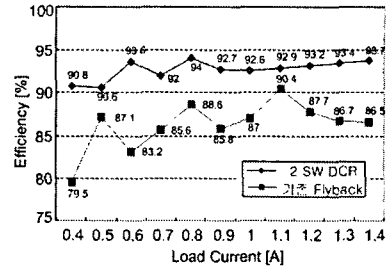


그림 6 부하별 DC/DC 효율비교

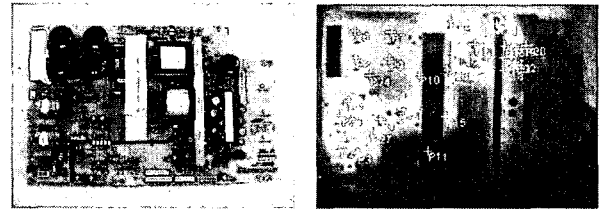


그림 7 DCR Flyback 시제품과 90Vac/Max load 조건에서 측정된 발열 온도 분포(열화상 장비)

그림 7.은 좌측부터 시제품과 발열온도 분포를 나타냈다. 열화상 장비를 이용한 측정을 통해서 방열판의 사이즈를 기존대비 2/3정도로 줄이고서도 효율개선을 통해서 우수한 열 특성을 보이는 것을 측정하였다

### 3. 결 론

실험 결과에서 보듯이 제안된 다이오드 클램프 정류기(DCR: Diode Clamp Rectifier)를 채용한 플라이 백 컨버터는 출력 다이오드가 출력 전압인  $V_o$ 에 클램프 되므로 전압 내압을 대폭 떨어뜨릴 수 있으며, 기존 Flyback에서 채용한 RCD스너버와 RC스너버를 제거하고도 다이오드 양단 전압 ringing이 거의 발생되지 않으므로 손실이 큰 스너버가 필요 없는 점을 측정과 형에서 볼 수 있었다. 또한 출력 단 정류다이오드의 전압스트레스가 5-10배 감소하므로 낮은 내압의 낮은 온 전압 강하를 가진 다이오드의 사용이 가능하므로 도통손실이 감소하고 출력 다이오드의 양단전압이 전압원에 의해 클램프 되므로 별도의 손실 스너버가 필요하지 않기 때문에 큰 효율개선을 볼 수 있었다. 따라서 상기와 같은 우수한 장점을 갖는 제안된 회로는 대형 PDP전원회로 구동에 매우 적합하게 적용될 수 있을 것으로 기대된다.

이 논문은 삼성전기(주)의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

### 참 고 문 헌

- [1] "Line ripple suppressed flyback-forward converters with power factor correction": Tsu-Hua Ai; Tsomng-Juu Liang; Jiann-Fuh Chen; 2001 4th IEEE International Conference on.
- [2] "Regenerative clamp as reset winding in flyback converters for EDM applications": Odulio, C.M.F.; Sison, L.G.; Escoto, M.T.;Industrial Technology, 2004. IEEE ICIT '04. 2004 IEEE International Conference on.