

# 낮은 전압 스트레스를 갖는 새로운 다이오드 클램프 정류기 플라이백 컨버터

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

## A New Diode Clamp Rectifier Flyback Converter with Low Voltage Stress

Sang-Gab Park, Sang-Kyoo Han, Chung-Wook Roh, Sung-Soo Hong, Suk-Chin Sakong  
 \*Jong-Sun Kim, \*Heung-Kyun Choi, \*Kwang-Seung Cho  
 Kookmin University Power Electronics Center, Samsung Electro-Mechanics Co.,LTD.\*

### ABSTRACT

기존 플라이백 컨버터의 출력 정류 다이오드는 변압기 누설 인덕터와의 공진으로 소자의 전압 스트레스 부담이 크며 스너버의 부가가 필수적이다. 반면 제안된 다이오드 클램프 정류기를 채용한 플라이백 컨버터는 출력 다이오드가 출력전압의 절반 또는 출력전압으로 클램프 되어 전압 내압을 대폭 줄일 수 있고, 손실이 큰 스너버가 필요 없으며 저가형 및 고효율의 장점이 있다. 본 논문에서는 제안된 컨버터를 소개하고 동작원리 및 동작모드 해석과 시뮬레이션 및 실험을 통한 검증결과를 제시 한다.

### 1. 서 론

PDP TV의 성능 및 제작단가 개선을 달성하기 위해서는 Panel부 및 구동회로의 연구뿐만 아니라, PDP 전원회로가 전체 시스템에서 차지하는 가격적 및 성능적인 비중을 고려한다면 관련 연구개발이 절실한 실정이다. 특히, PDP 전원회로를 구성하는 각 컨버터의 최적 Topology에 관한 연구와 유지전원, 어드레스전원 등 여러 가지 전원들의 시스템적인 측면에서의 상호배열 및 계통에 대한 연구가 필요하며 이러한 연구의 결과로부터 저가형, 간단한 구조, 고효율, 고성능, 작은 크기의 PDP 전원시스템의 달성이 가능할 것이다. 최근 상기의 효과를 획득하기 위한 일환으로 많은 전원회로 업체에서는 PDP 전원회로의 구조 및 계통을 단순화하기 위한 연구를 다각적으로 진행해 오고 있다. 그 중 주목할 만한 사항은 그림 1 과 같이 PFC단을 포함한 유지 전원부와 로직회로 전원부를 제외한 다른 전원들을 PDP의 X-Y 구동보드로 옮김으로써 PDP 전원회로의 크기와 가격을 줄이고자 하고 있다.

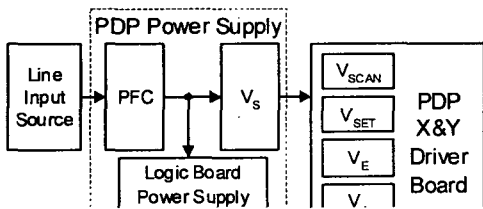


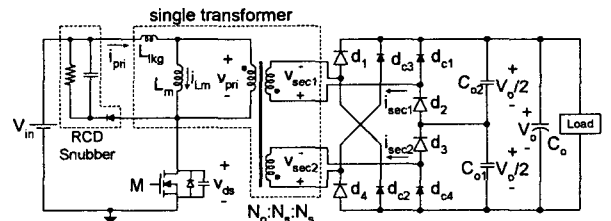
그림 1 최근 연구되고 있는 PDP 전원시스템의 계통도

본 논문에서는 110V 단전원용 PFC 없는 저 가격형, 고효율을 얻는 1 Switch DCR(Diode Clamp Rectifier) 플라이백 컨버터 PDP 전원회로를 제안하고 동작원리와 특징을 모의실험과 실험 결과를 통해 검증한다.

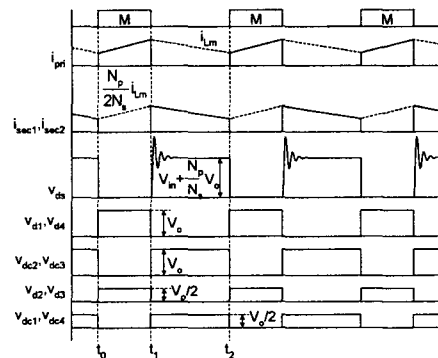
### 2. 제안된 DCR 플라이백 컨버터

#### 2.1 제안된 DCR 플라이백 컨버터 특징

기존 플라이백 컨버터의 출력 정류 다이오드는 변압기 누설 인덕터와의 공진에 의해 매우 심각한 전압 ringing이 존재한다. 반면 그림 2 (a)와 같이 제안된 다이오드 클램프 정류기(DCR: Diode Clamp Rectifier)를 채용한 플라이백 컨버터는 다이오드  $d_{c1}$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_{c4}$ 가 출력전압의 절반인  $V_o/2$ 로 클램프 되며  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_{c3}$ ,  $d_4$ 가 출력 전압인  $V_o$ 에 클램프 되므로 전압 내압을 대폭 떨어뜨릴 수 있으며 다이오드 양단 전압 ringing이 발생되지 않으므로 손실이 큰 스너버가 필요 없는 장점을 가진다. 150V~300V정도의 저압 다이오드의 경우 Common Anode, Common Cathode, Doubler 타입이 매우 일반적으로 출시되고 있어 소자수를 더욱 줄일 수 있는 장점을 가진다. 제안된 회로의 경우  $d_2$ 와  $d_3$ 를 Doubler 타입 하나의 다이오드로 대체 가능하므로 결국 사용되는 전력 다이오드는 3개만으로 구현이 가능하다. 또한 변압기의 경우 1개의 변압기로 구현이 가능하고 기존의 경우 턴비가  $N_p:N_s$ 이었다면 제안된 회로의 변압기 턴비는  $N_p:N_s/2:N_s/2$ 로서 턴수의 증가나 가닥수의 증가 없이 동일하다.



(a)



(b)

그림 2 제안된 DCR 플라이백 컨버터  
 (a) 제안된 컨버터의 회로도  
 (b) 제안된 컨버터의 주요 동작 파형

## 2.2 제안된 DCR 플라이백 컨버터 모드별 동작 해석

제안된 DCR 플라이백 컨버터의 모드 해석의 편의를 위해 그림 2 (a)에서 RCD 스너버 회로와 누설 인덕터  $L_{lk}$ 는 없는 것으로 가정하며 클램프 캐패시터  $C_{o1}$ 과  $C_{o2}$ 는  $V_o/2$ 의 전압원으로, 출력 캐패시터  $C_o$ 는  $V_o$ 의 전압원으로 가정한다.

• **모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ ) Energy Storage Mode:** 스위치 M이 턴 온 되면 그림 3 (a)와 같은 도통경로를 형성하면서 입력전압은 변압기 1차측 Dot방향이 양(+)이 되도록 인가되므로 변압기 자화 인덕터에는 입력측 에너지가 자기에너지 형태로 저장되며 이때의 변압기 1차측, 2차측 전류는 다음 식과 같이 표현된다.

$$i_{pri}(t) = i_{Lm}(t) = i_{Lm}(t_0) + \frac{V_{in}}{L_m}(t - t_0)$$

$$i_{sec1}(t) = i_{sec2}(t) = 0$$

$$\text{where } i_{Lm}(t_0) = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{(1-D)} - \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s \quad (1)$$

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 바이어스 되어 도통하지 않고 다만 변압기 누설 인덕터  $L_{lk}$ 와 클램프 다이오드 접합 캐패시터와의 공진에 의한 ringing 성분이  $V_o$ 이상 될 경우 전압 클램프만 시켜 주게 된다.

• **모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ ) Powering and Reset Mode:** 스위치 M이 턴 오프 되면 그림 3 (b)와 같은 도통경로를 형성하면서 변압기 자화 인덕터에 저장된 에너지는 다이오드  $d_1$ ,  $d_2$ ,  $d_3$ ,  $d_4$ 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.

$$i_{pri}(t) = 0$$

$$i_{Lm}(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{sec1}(t) = \frac{N_s}{N_p} i_{sec2}(t) = i_{Lm}(t_1) - \frac{N_p}{2N_s} \frac{V_o}{L_m}(t - t_1)$$

$$\text{where } i_{Lm}(t_1) = \frac{N_s}{N_p} \frac{I_o}{(1-D)} + \frac{V_{in}}{2L_m} DT_s \quad (2)$$

한편 스위치 M은 입력전압과 변압기 턴비를 고려한 출력 전압의 합인  $V_{in} + (N_p/N_s)V_o$ 의 전압 스트레스를 가지며, 1차측 누설 인덕터가 존재하고 스너버가 부가되어 있지 않은 경우 스위치 M이 턴 오프 되는 순간 누설 인덕터 전류의 도통 경로는 스위치 출력 캐패시터 밖에 존재하지 않으므로 누설 인덕터와 스위치 출력 캐패시터간의 공진에 의해 전압 ringing이 발생된다. 따라서 이를 흡수하기 위해 그림 2 (a)와 같이 RCD 스너버의 부가가 필수적이다.

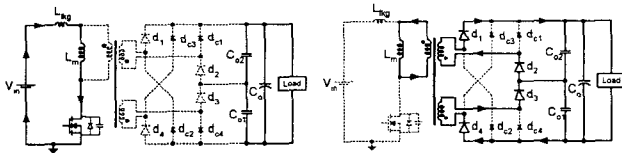


그림 3 제안된 회로의 동작 모드별 등가회로

## 2.3 제안된 DCR 플라이백 컨버터의 동작 조건

주 스위치 M이 도통하고 있는 구간에서는 2차측의 모든 정류 다이오드가 차단상태에 있어야만 변압기 자화 인덕터에는 입력 에너지가 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 플라이백 컨버터로서의 정상적인 동작이 이루어 지지 못하게 된다.

따라서 스위치 M이 도통하고 있을 때 그림 4 와 같이 변압기 2차측의 최대 전압은 최소 출력 전압 보다 작아야 다이오드 클램프 동작이 정상적으로 이루어지며 이를 위해서는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

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

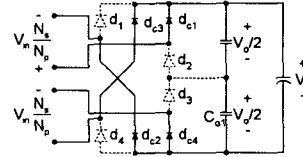


그림 4 다이오드 클램프 경로

## 2.4 제안된 컨버터의 전압 및 전류 스트레스

제안된 DCR의 전압 스트레스는 앞서 모드해석에서 고찰된 바와 같이 각 다이오드 별 전압 스트레스는 다음과 같다.

$$\text{Voltage Stress } (d_{c1}, d_{c2}, d_{c3}, d_{c4}) = \frac{V_o}{2}$$

$$\text{Voltage Stress } (d_1, d_{c2}, d_{c3}, d_4) = V_o \quad (4)$$

제안된 DCR의 전류 스트레스는 다음과 같이 구해진다.

$$\text{Current Stress } (d_1, d_2, d_3, d_4) = i_{p2} = \frac{N_p}{2N_s} \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (5)$$

이때 주목할 점은 스위치 M이 턴 오프 될 때 변압기 2차측 2개의 권선 각각으로 동시에 전류가 전달되므로 변압기 1차측 자화 인덕터 전류의 절반씩 2차측으로 흐르게 된다. 따라서 기존 플라이백 컨버터의 턴비가  $N_1:N_2$ 일 경우 2차측 다이오드의 전류 스트레스는 식 (6)과 같고, 이와 동일한 조건을 위해 제안된 DCR 플라이백 컨버터의 턴비가  $N_1:N_2/2:N_s/2$ 이 되므로 2차측 다이오드 전류 스트레스는 식 (5)로부터 식 (7)과 같이 계산되어 지므로 결과적으로 기존대비 변압기의 전체 턴수와 전류 스트레스에는 전혀 변화가 없음을 알 수 있다.

$$\text{Diode Current Stress} = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (6)$$

$$\text{Current Stress } (d_1, d_2, d_3, d_4) = \frac{N_p}{2N_s} \frac{V_{in}}{L_m} DT_s = \frac{N_1}{2(N_2/2)} \frac{V_{in}}{L_m} DT_s = \frac{N_1}{N_2} \frac{V_{in}}{L_m} DT_s \quad (7)$$

## 3. 실험 결과

표 1와 2에 각각 실험을 위한 조건과 실험에 사용된 소자들의 사양을 나타내었다.

표 1 PSIM(Ver\_6.0)을 이용한 모의실험 조건

Condition	Value
$V_{in}$	AC 110V <sub>rms</sub> ( $\pm 20\%$ )
입력 Bulk 캐패시터 전압	248.8V <sub>peak</sub> ~ 373.3V <sub>peak</sub>
Nominal 입력 Bulk 캐패시터 전압	$V_{bulk\_norm} = 311V$
$V_o$	DC 215V
Load(Full Load)	1.4A

표 2 제안된 컨버터에 사용된 소자 값

Condition	Value
변압기 턴비	30:15:15 (2:1:1)
전력 스위치	SPW17N80C3(800V,17A,0.29Q)
전력 다이오드 $d_1, d_4$	FEP16FT(300V,16A)
전력 다이오드 $d_2, d_3$	FEP16CT(150V,16A)
소용량 클램프 다이오드 $d_{c1}, d_{c4}$	1N4935(200V,1A)
소용량 클램프 다이오드 $d_{c2}, d_{c3}$	1N4936(400V,1A)

### 3.1 CCM / DCM 동작하는 제안된 컨버터 모의실험

제안된 컨버터의 동작모드 해석의 편의를 위해 표 3의 사양

으로 모의실험 결과를 검증 하였다.

표 3 제안된 컨버터의 CCM/DCM 동작 모드 사양

Condition	Value
CCM	$L_m=500\mu\text{H}$ , $L_{lkg}=5\mu\text{H}$
DCM	$L_m=250\mu\text{H}$ , $L_{lkg}=5\mu\text{H}$

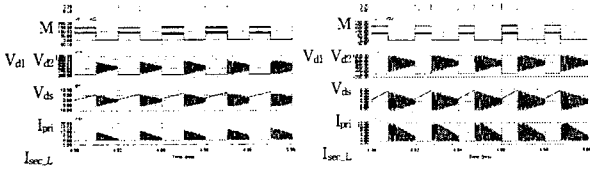


그림 5 CCM 동작하는 입력전압에 따른 각부 동작파형  
(a) 입력전압 248V 파형 (b) 입력전압 373V 파형

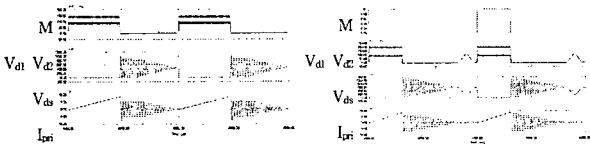


그림 6 DCM 동작하는 입력전압에 따른 각부 동작파형  
(a) 입력전압 248V 파형 (b) 입력전압 373V 파형  
(위에서부터 M: Gate 전압,  $V_{di}$ : 전력다이오드 전압,  $V_{ds}$ : 클램프 다이오드 전압,  $V_{ds}$ : 스위치 양단 전압,  $I_{pri}$ : 변압기 1차측 전류,  $I_{sec.L}$ : 변압기 2차측 전류)

### 3.2 제안된 DCR 플라이백 컨버터 실험결과

제안된 컨버터의 시작품은 DCM동작 이며  $L_m=262\mu\text{H}$ ,  $L_{lkg}=5\mu\text{H}$  소자값을 사용하였다.

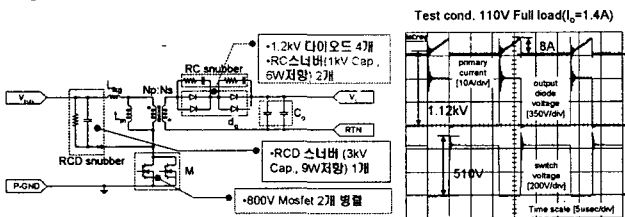


그림 7 기존 플라이백 컨버터 회로도 및 각부 실험 파형

그림 7은 기존 플라이백 컨버터 회로도에는 1.2kV 다이오드 2개를 직렬로 하여 2.4kV를 견딜 수 있도록 하였으며 각 다이오드마다 1kV내압의 고압 캐패시터와 3W 저항 2개로 구성된 스너버를 부가하고 있어 가격 및 성능에 있어 상당한 단점을 안고 있다.

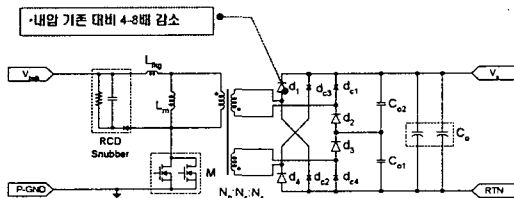


그림 8 제안된 DCR 플라이백 컨버터 회로도

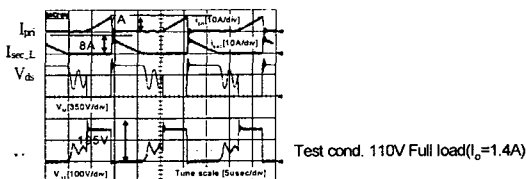


그림 9 100% Full Load에서의 각부 실험 파형  
(위에서부터 변압기 1차측 전류, 변압기 2차측 전류, 스위치 양단 전압, 고압 다이오드 전압)

그림 8 회로도의 출력사양을 고려할 때  $d_1, d_2, d_3, d_4$ 의 전압 스트레스는 최고 107.5V이며  $d_1, d_2, d_3, d_4$ 는 최고 215V가 되므로 저가의 고성능 다이오드의 사용이 가능하며 높은 효율을 획득할 수 있다. 특히 회로도 상으로 보기에 다이오드 소자 수가 많아 보이지만 실제 클램프 목적으로 부가되는  $d_1, d_2, d_3, d_4$ 는 1A내외의 소용량 다이오드이며 전력 다이오드는  $d_1, d_2, d_3, d_4$ 로서 4개만이 요구되므로 스너버가 없는 점을 감안할 경우 전체 가격은 기존에 비해 상당한 절감이 가능하며 항상 출력전압 또는 그 절반 이다.

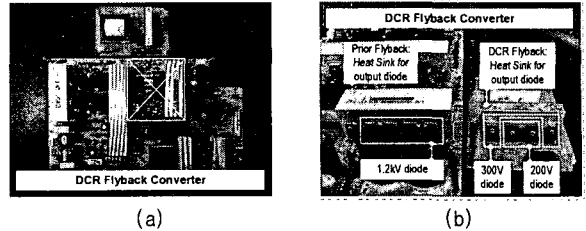


그림 10 기존 및 제안된 컨버터의 시작품  
(a) 실험적 검증을 위한 제안된 DCR 플라이백 컨버터  
(b) 기존 컨버터와 제안된 컨버터 방열판 크기 비교

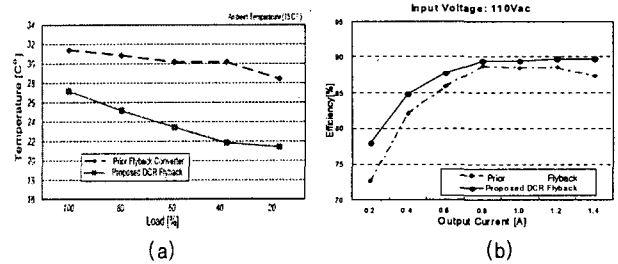


그림 11 기존 및 제안된 컨버터의 소자 발열량 및 효율 비교  
(a) 각 컨버터별 부하에 따른 출력 다이오드 발열량  
(b) AC110V<sub>rms</sub>에서 측정된 부하별 효율비교

그림 11 (b)은  $V_s$  단을 제외한 나머지 모든 전원이 무 부하로 동작되고 있는 상황 하에 AC110V<sub>rms</sub> 입력에서  $V_s$  출력까지의 DC/DC단 효율을 YOKOGAWA WT1600 계측기로 측정한 Data를 보이고 있으며 Full Load 상황에서 기존 플라이백 컨버터 대비 상당한 효율 개선을 보이고 있다.

## 4. 결론

제안된 DCR 플라이백 컨버터가 기존 플라이백 컨버터에 비해 상당한 효율 개선을 가져옴을 확인 할 수 있었다. 이는 앞서 고찰했던 바와 같이 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 때문인 것으로 분석된다. 또한 그림 10 (b) 같이 DCR을 채용한 제안된 플라이백 컨버터 출력 다이오드의 방열판 크기의 경우 종래방식에 비해 상당히 작아졌음에도 불구하고 제안된 DCR의 발열량은 현저히 떨어짐을 확인하였다.

이 논문은 삼성전기의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

## 참고 문헌

- [1] Panov, Y. Jovanovic, M.M., "Adaptive off-time control for variable-frequency, soft-switched flyback converter at light loads", Volume 17, Issue 4, July 2002 Page(s) :596 - 603.
- [2] Irving, B.T. Panov, Y. Jovanovic, M.M.; Small-signal model of variable-frequency flyback converter, Volume 2, 6-10 Feb. 2000 Page(s):979 - 985 vol.2.