

# LED 백라이팅을 위한 PWM 공진형 고승압 DC/DC 컨버터

조대연, 문건우

Dept. of EE, KAIST, Daejeon, Republic of Korea

## Abstract

본 논문에서 coupled inductor를 이용한 새로운 고승압비 컨버터를 제안한다. 제안하는 컨버터는 스위치 전압 스트레스를 낮게 가져갈 수 있고 출력 다이오드 전압 스트레스도 출력 전압으로 제한된다. 추가적으로 공진 탱크의 최적 설계를 통해 스위치 턴 오프 손실을 저감시킬 수 있다. 기본적인 동작원리 및 특성을 좀더 자세하게 다루고, 실험 결과를 통해 제안하는 컨버터의 효율성을 보인다.

## 1. 서론

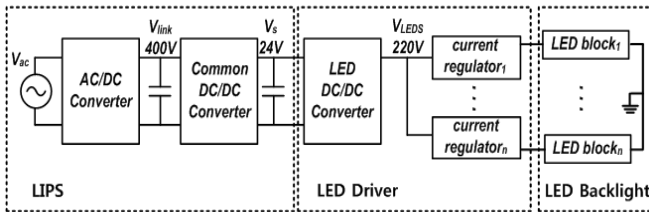


그림1. LED 백라이트 구동 시스템

LED 백라이트 LCD TV에서 LED 백라이트 구동부는 그림 1과 같다. LCD 파워 서플라이 (LIPS)와 LED 백라이트 드라이버로 구성된다. LIPS는 역률 개선을 할 수 있는 AC/DC 컨버터 및 24V 출력 DC/DC 컨버터를 가진다. LED 드라이버는 개별 LED 바의 전류 제어 레귤레이터와 LED 구동을 위한 DC/DC 컨버터 부로 구성된다.

최신 LED 백라이트 시스템의 추세는 원가 절감에 초점을 맞추고 있다. 원가 절감을 위해 전류 제어 레귤레이터 회로가 간단한 0차원 디밍(글로벌 디밍) 방법이 사용된다. 0차원 디밍의 LED 바의 전압은 180~250V 정도로 높다. 따라서 LED 드라이버의 DC/DC 컨버터는 높은 승압 특성이 요구된다.

부스트 컨버터는 기생 성분을 고려할 때, 제한적인 승압비를 얻는다. 좀더 높은 승압 특성을 얻기 위해서 coupled inductor를 고려한 여러 회로들이 제안되었다[1]-[3]. 스위치를 출력 전압보다 낮게 클램프 시키는 방법을 공통적으로 가져간다. [1]회로는 회로가 가장 간단하여 저전력 어플리케이션에 적합하지만 출력 다이오드 스너버 손실 문제가 있다. [2]-[3] 회로는 [1]회로의 문제점을 해결했지만, 고용량 전력 시스템에 적합하도록 설계하기 위해 많은 소자들이 추가되었고, 회로의 복잡도가 증가했다.

본 논문에서는 LED 백라이트처럼 고전압 저전류

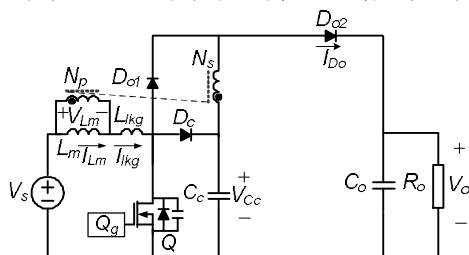


그림2. 제안하는 승압형 컨버터

어플리케이션에 적합한 간단한 회로를 제안한다. 그림 2에서와 같이 [1]회로와 비교할 때 추가 다이오드 1개가 더 있는 형태이다.

## 2. 제안하는 PWM resonant 고승압 DC/DC 컨버터

제안하는 회로는 기존 회로 [1]과 같이 스위치의 전압 스트레스는 intermediate capacitor voltage(=V<sub>Cc</sub>)로 제한된다. 추가 다이오드에 의해 출력 다이오드 전압 스트레스는 출력 전압(=V<sub>o</sub>)로 제한된다. 제안하는 회로는 스위치 턴 온 때 coupled inductor의 leakage inductor (L<sub>lk</sub>)와 intermediate capacitor (C<sub>c</sub>)는 공진하고 이 공진 전류는 C<sub>c</sub>를 충전한다. 공진 주기는 (1)과 같다.

$$T_R = D_R T = 2\pi \sqrt{L_{lk} C_c} / n^2 \quad (1)$$

만약 공진 전류가 스위치가 꺼지기 전에 L<sub>m</sub> 전류와 만나면, 컨버터는 below resonance region에서 동작한다고 할 수 있다. 공진 전류가 스위치가 꺼질 때까지 유지되면, 컨버터는 above resonance region에서 동작한다고 할 수 있다.

### 2.1. Above resonance region

스위치 턴 온 동안 L<sub>lk</sub>와 C<sub>c</sub>의 반주기 공진이 끝나지 않기 때문에 스위치 턴 오프 때 턴 오프 손실이 크게 발생한다. 모드 분석은 다음과 같다.

Mode1[t<sub>0</sub>~t<sub>1</sub>]: 스위치 Q가 켜있는 동안 L<sub>lk</sub>와 C<sub>c</sub> 사이 공진 전류는 C<sub>c</sub>를 충전시킨다.

Mode2[t<sub>1</sub>~t<sub>2</sub>]: 스위치 Q가 꺼지면, L<sub>lk</sub>의 리셋 전류는 C<sub>c</sub>를 충전시킨다. 한편 D<sub>o2</sub>에는 L<sub>lk</sub>와 L<sub>m</sub> 전류의 차이가 턴 비에 의해 넘어간 전류가 흐른다.

Mode3[t<sub>2</sub>~t<sub>3</sub>]: L<sub>lk</sub>의 리셋 전류가 0이 되고, L<sub>m</sub>의 리셋 전류가 턴 비에 의해 넘어가 D<sub>o2</sub>를 따라 흐른다.

Mode4[t<sub>3</sub>~t<sub>4</sub>]: 스위치가 꺼질 때, L<sub>lk</sub>의 전류는 0이기

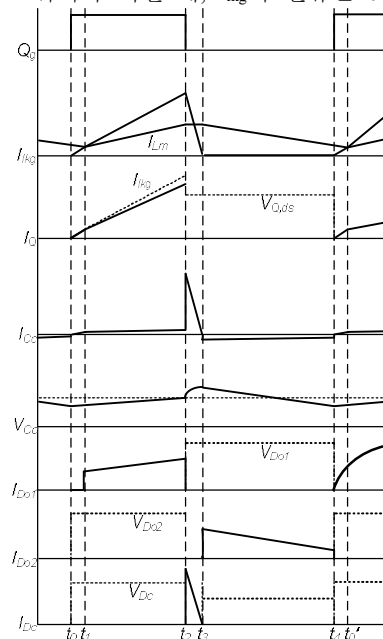


그림3. 중요 파형 (Above resonance region)

때문에,  $L_m$  전류와 같아질 때까지  $L_{lkg}$  전류는 증가한다.

### 2.2. below resonance region

동작 모드는 above resonance region 때와 유사하다. 모드 1과 모드 2 사이에 이미  $L_{lkg}$ 와  $C_c$ 의 공진이 끝나기 때문에 스위치 턴 오프 때  $L_{lkg}$ 에는  $L_m$  전류가 흐르는 상태이기 때문에 턴 오프 손실이 작다. 하지만, 스위치 rms 전류는 above resonance region 동작과 비교할 때 상대적으로 크다.

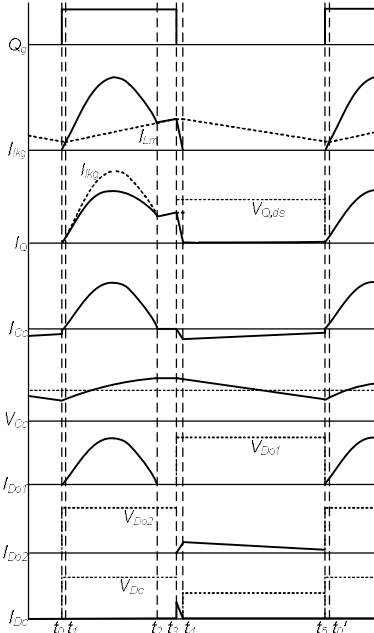


그림 4. 중요 파형 (Below resonance region)

## 3. 해석 및 특성

### 3.1. 입출력 전압 관계식

동작 설명에서 캐패시터  $C_c$ 는 스위치 턴 온 동안  $L_{lkg}$ 와의 공진 전류로 충전되기도 하고, 턴 오프 동안  $L_{lkg}$ 의 리셋 전류로도 충전된다. 공진 전류 성분이 우세하다고 가정한다.

자화 인덕터의 voltage second balance에 의해 식(2)가 성립된다.

$$V_{Cc} = V_o(1-D) \quad (2)$$

캐패시터  $C_c$ 의 charge balance에 의해 식(3)이 성립한다.

$$\frac{V_o}{V_s} = \begin{cases} \frac{1}{n(1-D) + \frac{nT}{R_o C_c} \left( \frac{1}{1 - \cos(D\pi / D_R)} - \frac{1}{2} \right)}, & D \leq D_R \\ \frac{1}{n(1-D)}, & D > D_R \end{cases} \quad (3)$$

### 3.2. 다이오드의 전압 전류 스트레스

스위치 Q 및 다이오드  $D_c$ 의 전압 스트레스는  $V_{Cc}$ 에 의해 제한된다.  $V_{Cc}$ 는 식(4)로 표현된다.

$$V_{Cc} = \begin{cases} \frac{V_s}{n + \frac{nT}{R_o C_c (1-D)} \left( \frac{1}{1 - \cos(D\pi / D_R)} - \frac{1}{2} \right)}, & D \leq D_R \\ \frac{V_s}{n}, & D > D_R \end{cases} \quad (4)$$

다이오드  $D_{o1}$ ,  $D_{o2}$ 의 전압 스트레스는 출력 전압  $V_o$ 로 제한된다. 한편 전류 소자들의 전류 스트레스를 분석하기 쉽도록  $D=D_R$ 이라 가정한다.

다이오드  $D_{o1}$ ,  $D_{o2}$ 의 전류 첨두치는 식 (5), (6)과 같다.

$$I_{Do1,pk} = \frac{\pi I_o}{2D} \quad (5) \quad I_{Do2,pk} = \frac{I_o}{1-D} + \frac{V_s D T}{2L_m} \quad (6)$$

스위치 Q의 전류 첨두치는 식 (7)과 같다.

$$I_{Q,pk} = \left(1 + \frac{\pi(1-D)}{2D}\right) I_{in,avg} \quad (7)$$

## 4. 실험

그림 5는 입력 전압 24V, 출력 전압 220V (=LED 바의 전압), 50W 용량, 동작 주파수 70kHz 조건에서 Above resonance region의 주요 실험 파형을 나타낸다. 스위치 내압은 intermediate capacitor 전압으로 제한되고, 출력 다이오드도 출력 전압으로 제한되는 것을 확인하였다. 또한 동일 턴 비에 대해 효율도 개선됨을 확인하였다.

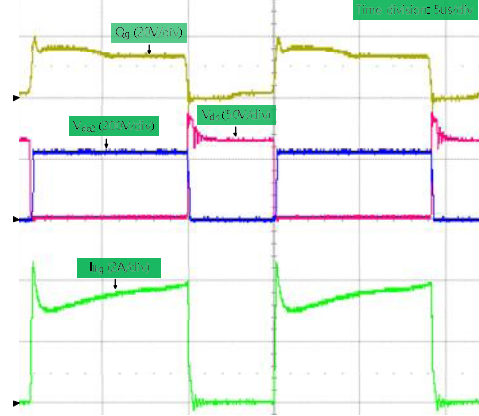


그림 5. 실험 파형 ( $n=1/3.5$ ,  $L_m=200\mu H$ ,  $L_{lkg}=3\mu H$ ,  $C_c=1\mu F$ )

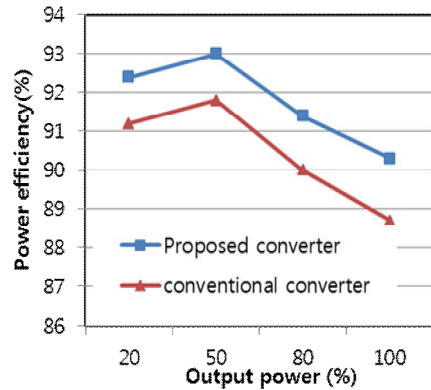


그림 6. 효율 그래프 비교

## 4. 결론

본 논문에서는 고전압 소용량 어플리케이션에 적합한 기존의 간단한 구조의 승압형 DC/DC 컨버터에 한 개의 다이오드 추가를 통해 출력 다이오드 스너버 손실 문제를 해결했다. 또한 공진 탱크 설계를 통해 스위치 턴 오프 손실을 저감시켰다. LED 백라이팅을 위한 220V LED 바의 구동 실험을 통해 제안된 회로의 타당성을 검증하였다.

## References

- [1] Q. Zhao, F. C. Lee, "High Efficiency, High Step-Up DC-DC Converters", IEEE Trans. Power Electron., vol. 18, no. 1, pp.65-73, Jan. 2003
- [2] R. J. Wai, R. Y. Duan, "High Step-Up Converter With Coupled Inductor", IEEE Trans. Power Electron., vol. 20, no. 5, pp.1025-1035, Sep. 2005
- [3] R. J. Wai, L. W. Liu, R. Y. Duan, "High Efficiency Voltage Clamped DC-DC Converter with Reduced Reverse Recovery Current and Switch Voltage Stress", IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 53, no. 1, pp.272-280, Feb. 2006