

ZVS를 이용한 공진 점등 저주파수 구형파 전자식 안정기 제어방법

김형배*, 유창규**, 이우철*
 한경대학교*, 인터파워**

Control of two-stage low-frequency square-wave electronic ballast with resonant ignition using a ZVS

Hyung-Bae Kim, Chang-Gyu Yoo, Woo-Cheol Lee,
 Hankyong National Univ., Interpower

ABSTRACT

본 논문은 램프 점등을 위한 공진회로와 정상상태에서의 저주파수 구형파(low frequency square-wave) 인버터 전류 제어를 실현하는 HID 전자식 안정기에 풀브리지 인버터(FB)와 LC필터를 제안한다. 점등은 LC필터의 공진주파수에서 풀브리지 인버터 제어에 의한 공진에 의해서 이루어지고, 점등 후에 회로는 풀브리지 제어에 의해 벽컨버터 저주파수 구형파 인버터로 동작한다. 점등이 일어나는 동안의 LC필터의 공진주파수는 ($f_0=120\text{kHz}$)이고, 고조파를 감소시키고 음향공명현상을 피하기 위한 벽컨버터스위칭 주파수($f_{sw}=50\text{kHz}$)를 선택하였다.

1. 서론

기존의 전력변환시스템에서 널리 사용되는 하드 스위칭 인버터는 스위칭 과정에서 발생하는 스위칭 주파수에 비례하는 스위칭 손실의 증가와 이에 따른 큰 스트레스로 인하여 스위칭 주파수를 높이는 데 제한을 받게 되고 전력 손실로 인해 시스템 전체 효율을 저감시킨다. 따라서 본 논문에서는 스위칭의 손실을 줄이기 위한 ZVS(Zero Voltage Switching)기법을 적용한 풀브리지 인버터를 실현하였다. 소프트 스위칭(ZVS)은 인덕터에 흐르는 전류가 0이 될 때 스위치를 켜는 CRM(Critical Conduction Mode) 방법이다. 인덕터에 흐르는 전류가 0이 되면 전류는 더 이상 거의 흐르지 못하지만 회로상에 존재하는 용량성 성분으로 인해 공진전압이 나타나면서 드레인-소스간 전압이 낮아지게 된다. 이 순간에 스위치를 켜게 되면 스위칭 손실과 노이즈를 줄일 수 있다.

또한 HID램프 점등방법에는 두가지 방법이 존재한다. 첫 번째는 방법은 pulse method를 이용하여 램프를 점등하는 방법이고, 두 번째 방법은 공진을 이용하여 램프를 점등하는 방법이다. 공진을 이용한 램프 점등은 pulse method에 비해 점등 전압의 피크의 크기가 더 작기 때문에 안전상의 이유로 전자식 고압 방전 램프 안정기에 널리 이용된다.

2. 저주파수 구형파 안정기

2.1 회로의 구성

그림 1은 제안된 저주파수 구형파 안정기의 풀브리지 인버터 제어회로를 나타낸다. 그림 1에서 벽 컨버터의 소자로 사용

되는 L_1 과 C_1 이 공진 소자로 쓰일 경우 CRM 벽 컨버터에 적합하게 설계하면 같은 공진으로 고전압 점등 과정을 만드는 과정에서 스위치 전류가 너무 커지는 문제가 발생할 수가 있다. 따라서 점등을 위한 공진용 C 용량을 줄여 공진 Q점을 나눈 L_2 , C_2 를 Q_3 , Q_4 쪽에 추가하였다. 제안된 인버터 회로는 두 가지 모드로 구동하게 되는데, 점등모드와 정상상태에서 저주파수 구형파의 일반적인 모드로 구동하게 된다.

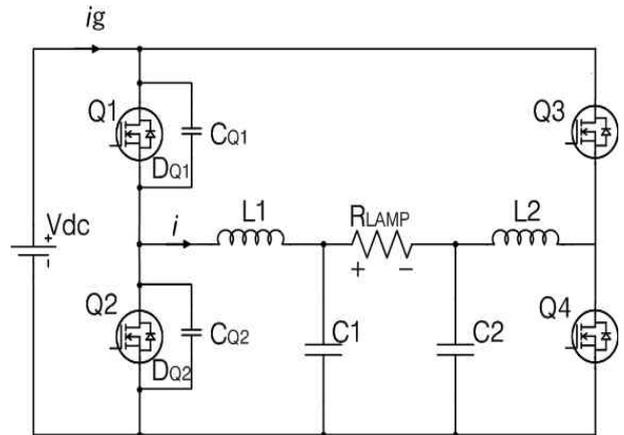


그림 1 제안된 공진 점등 풀브리지 인버터
 Fig. 2 FB inverter of the proposed resonant ignition

2.3 공진 점등 원리

제안된 인버터에서 인덕터 L_2 와 캐패시터 C_2 는 램프 점등 전에 병렬공진인버터를 형성하고 공진주파수로서의 주파수 sweep을 점등구간으로 정의한다. 점등구간 동안 공진 인버터 운전은 고주파수에서 실행되는 컨버터의 출력전압에 의해서 이루어진다. 이 주파수를 인버터 스위칭 주파수 f_{isw} 라고 하면, 이 모드에서 f_{isw} 는 (그림 1참조) L_2 와 C_2 에 의한 공진주파수 f_0 보다 더 높다. 램프가 꺼졌을 때 f_{isw} 는 점차 f_0 로 접근한다. 풀브리지 인버터는 고주파수의 스위칭 소자의 게이트 신호에 의해서 점등구간동안 공진 인버터로 동작하기 시작한다. 램프의 점등은 L_2 와 C_2 의 공진주파수 근처에서 일어난다. [1]

$$f_0 = 1/2\pi \sqrt{L_2 C_2}$$

2.3 LFSW 인버터 동작원리

그림 4와 5는 인버터 회로의 동작원리 및 각부 파형을 나타낸다. 스위칭의 한 사이클 동안 스위치 Q_4 가 on인 동안의 스위치 Q_1 이 on/off동작을 하는 반주기와 스위치 Q_3 가 on인 동안에 스위치 Q_2 가 on/off동작하는 다른 반주기가 존재한다. 각각의 반주기 동안에 파형 및 동작원리는 거의 같다. 본 논문에서는 스위치 Q_1, Q_4 에 따른 동작원리 및 주요 소자의 전압, 전류의 형태를 나타내었다.[2][3]

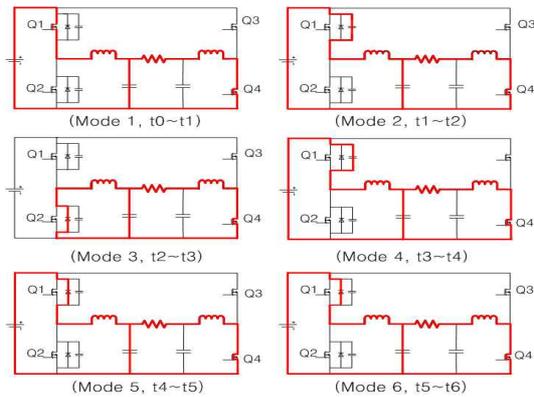


그림 2 반주기 동안의 인버터 동작회로

Fig.3 inverter operation circuits during half switching period

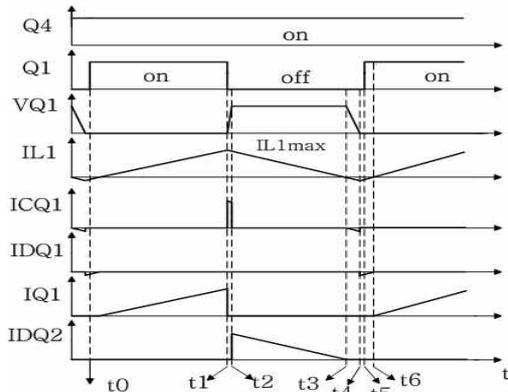


그림 3 정상상태 동작 파형

Fig. 3 waveforms of steady-state

Mode 1 ($t_0 \leq t \leq t_1$)

t_0 에서 스위치 Q_1 이 on되면, L_1 에 흐르는 전류는 선형적으로 증가하게 되고, I_{L1max} 에 도달하였을 때 스위치는 꺼지게 된다.

Mode 2 ($t_1 \leq t \leq t_2$)

t_1 에서 스위치 Q_1 이 off되는 순간, 스위치 Q_1 과 L_1 을 통해 흐르던 전류 I_{L1} 은 C_{Q1} 을 통해서 흐르게 된다. 이 때 C_{Q1} 이 충전되면서 스위치 Q_1 의 드레인-소스 전압은 서서히 증가하게 된다.

Mode 3 ($t_2 \leq t \leq t_3$)

t_2 에서 Q_2 의 바디 다이오드의 전압 V_{DQ2} 의 전압은 0V가 되어 C_{Q1} 을 통해 흐르던 전류 I_{L1} 은 바디 다이오드 D_{Q2} 를 통해 환류하며 I_{L1} 의 전류를 감소시킨다.

Mode 4 ($t_3 \leq t \leq t_4$)

t_3 에서 I_{L1} 은 0A가 되고, 공진에 의해 충전되었던 C_{Q1} 이 방전하면서 전류는 역방향으로 흐르게 된다. 이 때 스위치 Q_1 의 드레인-소스 전압이 0V로 서서히 감소하고, 바디 다이오드 D_{Q2} 는 off된다.

Mode 5 ($t_4 \leq t \leq t_5$)

t_4 에서 스위치 Q_1 의 양단 전압은 0V가 되고, 그 순간 스위치 Q_1 의 바디 다이오드 D_{Q1} 은 on되어 공진에 의해 역방향으로 흐르던 전류 I_{L1} 이 D_{Q1} 을 통해 흐르게 된다.

Mode 6 ($t_5 \leq t \leq t_6$)

다이오드 D_{Q1} 을 통해 역방향으로 흐르던 전류 I_{L1} 에 의해 스위치 Q_1 의 양단 전압 $V_{Q1}(=V_{DQ1})$ 은 0V($\cong 0.7V$)가 되고, 이 구간에서 스위치 Q_1 을 턴온시키면 Zero Voltage Switch turn on이 이루어진다.

2.4 LFSW 인버터 등가회로

램프의 점등 후 FB 인버터는 positive모드와 negative모드가 교대로 일어나는 벽컨버터로 동작하게 되고 저주파수 구형파 (low frequency square-wave)의 정상상태모드로 구동하게 된다. 저주파수 구형파 동작에서, L_1 과 C_1 (그림 1 참조)은 램프 전력의 교류 성분을 제한하는 컨버터의 low pass filter로 정의된다. 이 때 회로에 전류는 벽필터 인덕터 L_1 , 벽필터 캐패시터 C_1 , R과 공진인덕터 L_2 를 통해서 흐른다. 그림 4는 정상상태 동안의 풀브리지 인버터가 벽컨버터로 동작할 때의 등가회로를 나타낸다.

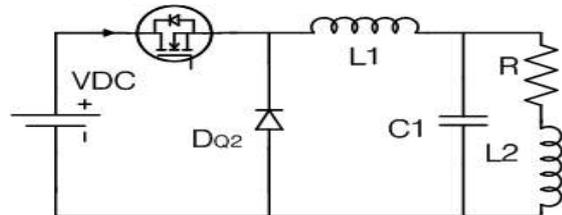


그림 4 정상상태 동안의 벽컨버터 등가 회로

Fig. 4 Equivalent circuit of buck converter during steady-state

벽컨버터로 동작할 때의 전달함수

$$G(s) = \frac{L_1 R C_1 S^2 + R^2 C_1 S + R}{L_1 L_2 C_1 S^3 + R L_1 C_1 S^2 + (L_1 + L_2) S + R}$$

L_2, C_2 의 공진회로의 전달함수와 L_1, C_1 벽필터의 전달함수

$$G_{f_o}(s) = \frac{1}{L_2 C_2 S^2 + 1}, \quad G_{f_b}(s) = \frac{1}{L_1 C_1 S^2 + 1}$$

그림 5와 같이 나타낸다.

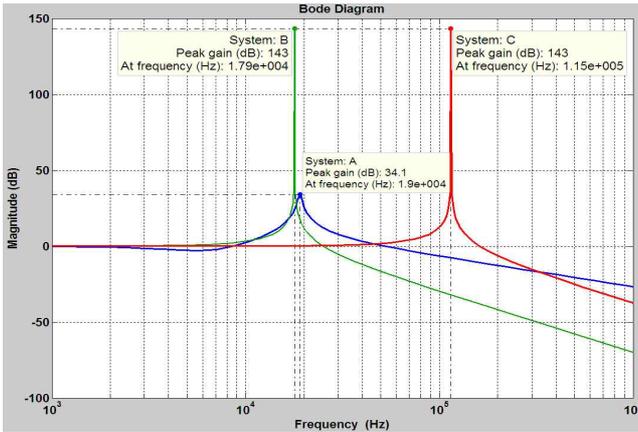


그림 5 보드선도
Fig. 5 bode diagram

3. 시뮬레이션 결과

본 논문에서는 PSIM 프로그램을 이용하여 공진의 의한 점등과 주파수 구형파모드의 정상상태를 시뮬레이션 하였다. 표 1은 실제 시뮬레이션 파라미터 값을 나타낸다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 파라미터 값
Table 1. Simulation parameters

입력전압	400V
인덕터(L1)	240uH
점등인덕터(L2)	1.6mH
캐패시터(C1)	0.33uF
점등캐패시터(C2)	1.2nF
공진캐패시터(CQ1,CQ2)	1nF

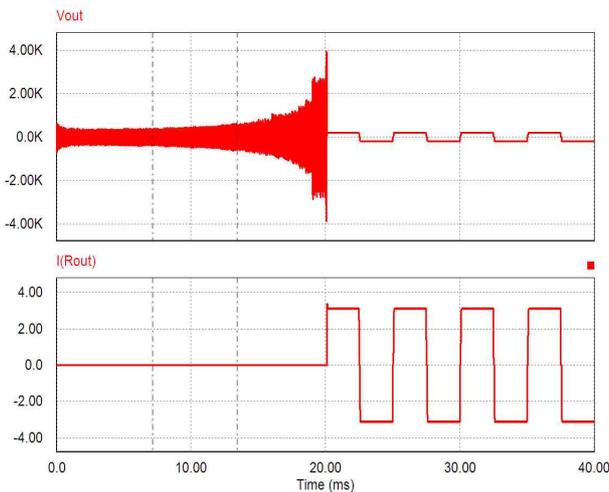


그림 6 공진 점등 동안의 램프 전압, 전류 파형
Fig. 6 waveforms of Lamp voltage and current during resonant ignition

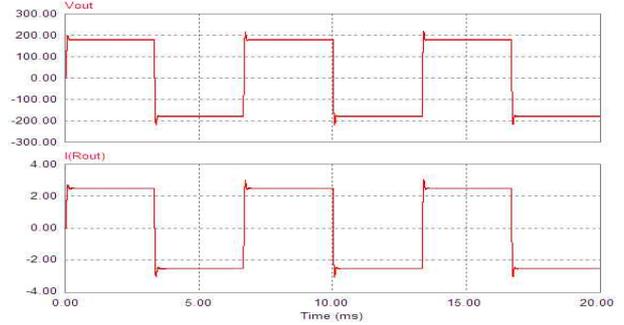
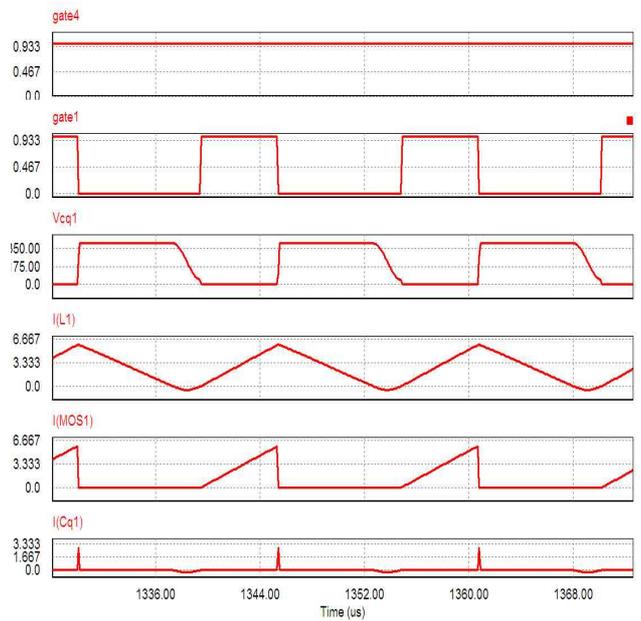


그림 9 정상상태 동안의 램프 전압과 전류 파형
Fig. 9 waveforms of Lamp voltage and current during steady-state



4. 결론

본 논문에서는 ZVS를 이용한 공진점등에 의한 저주파수 구형파 안정기에 대하여 제안하였다.

시뮬레이션 과정을 통하여, ZVS FB 인버터의 벅필터 인덕터와 캐패시터, 그리고 스위치와 다이오드를 통하여 ZVS 동작이 이루어짐을 확인하였다. 그러나 스위칭 소자의 바디 다이오드는 특성이 나쁘므로 별도의 외부다이오드를 필요로 하나 향후 싱크로너스 동작을 하게 되면 추가 다이오드 없이도 좋은 결과를 기대할 수 있으며 이를 토대로 저주파수 구형파 안정기의 시제품을 제작하여 실험을 진행할 것이다.

참고 문헌

- [1] Francisco J. Azcondo, F. Javier Díaz, Rosario Casanueva "Low-frequency square-wave electronic ballast with resonant ignition using digital mode and power control"
- [2] 박중연, 임기승, 신동석, 최현희, "ZVS를 이용한 DB하프브리지 인버터 구현 방법"
- [3] 최광수, 정두용, 김재형, 이수원, 원충연, 정용채 "새로운 ZVS 소프트 스위칭 H-Bridge 인버터", 전력전자학회 2008년 추계학술대회 논문집 pp130~132