

ZVS를 이용한 2단 저주파 구형파 전자식 안정기의 스파이크 전류 제어

정우진, 유창규*, 이우철
 한경대학교, *인터파워

Spike Current Control Circuit for Two-stage Low Frequency Square wave Electric Ballast with Zero-Voltage Switching

Woo-Jin Jung, Chang-Gyu Yoo*, Woo-Cheol Lee
 Hankyong National Univ., *Interpower

ABSTRACT

고압 방전 램프는 점등 후부터 정상상태에 이르기까지 방전관 내부의 온도 및 압력이 광범위하게 변화하는 복잡한 동작 특성으로 모델링이 어렵다. 이러한 특성은 램프를 구동하는 안정기의 설계에 어려움이 따른다.

램프의 구동에는 초기 점화 시 높은 점화용 전압 펄스를 필요로 한다. 점화 후에 정상상태에 다다르면 램프 전극의 소모를 줄이기 위해 교류로 구동되어야 한다. 하지만 램프를 교류로 구동하게 되면 음향 공진 현상이 발생할 수 있다. 음향 공진 현상은 램프 구동 전류의 맥동성분이 큰 경우에도 발생할 수 있으므로 구동 전류의 맥동 성분의 크기는 최소화 해야 한다. 램프의 수명시간을 길게 하려면, 안정기는 램프를 정격 전력으로 구동하여야 한다. 따라서 안정기에서는 정전력 제어가 필요하게 된다. 램프 전류의 극성이 변화할 때, 램프 전류는 spike 전류와 중첩이 된다. 본 논문에서는 spike 전류를 저주파 구형파 램프 전류의 포락범위 안에 유지하고, 고주파 스위칭시 손실을 줄이기 위해 소프트 스위칭 기법을 이용한 회로 설계를 제안했다. 제안된 방법은 시뮬레이션 및 이론적 수식적 방법으로 검증 했다.

1. 서 론

HID(high intensity lamp)램프는 우수한 연색성과 광효율로 각광을 받고 있다. 그러나 HID램프는 점등 후부터 정상상태에 이르기까지 방전관 내부의 온도 및 압력이 광범위하게 변화하는 복잡한 동작 특성을 가지는 단점이 있다. 이러한 특성 때문에 램프를 구동하는 안정기의 설계에 어려움이 따른다.

HID램프는 정상상태에서 램프 전극의 소모를 줄이기 위해 교류로 구동되어야 한다. 하지만 램프를 교류로 구동하게 되면 음향 공진(acoustic resonant)현상이 발생할 수 있다. 음향 공진 현상은 램프 구동 전류의 맥동 성분(ripple)이 큰 경우에도 발생할 수 있으므로 구동 전류의 맥동 성분의 크기는 최소화 되어야 한다. 정상상태에서 정격 전력(rated constant power)으로 구동되는 HID램프는 수명이 오래 지속 된다. spike 전류는 저주파 구형파 램프 전류의 극성 변화시 램프 전류에 중첩되어 나타난다. 이 때, 전류는 반도체 소자의 전압, 전류 동작 영역을 초과 하는 경우가 생긴다. 이 경우, 반도체 소자가 쉽게 파괴되는 영구적인 고장 상태에 빠지는 신뢰성의 문제가 존재하게 된다.

이 같은 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서는 새로운 방식의 인버터를 제안하였다. 이를 바탕으로 응용된 구조의 인버터를 Dual Buck Inverter(DBI)라 한다. 제안된 인버터는 저주파 극성 변화시 발생하는 spike 전류를 구형파 램프 전류의 포락곡선 안에 유지하고, 벅 필터 콘덴서에 저장된 높은 방전 전류를 줄임으로서 반도체 소자에 부담을 덜고, 영 전압 스위칭된 온 방식을 적용하여 스위칭 손실을 줄이고자 한다.

제안된 인버터의 타당성을 검증하기 위해, PSIM 6.1과 Visual C++를 이용하여 시뮬레이션으로 증명하였다.^[123]

2. 점등 회로를 포함한 DBI

그림 1은 Dual Buck Inverter를 나타낸다. 제안된 인버터는 Full-Bridge Inverter와 Buck Converter를 결합한 회로로, 소프트 스위칭을 함으로써 수동소자의 크기와 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

인버터는 구조는 그림 1과 같다. 각각의 스위치 Q1-Q4에 병렬 연결된 다이오드는 스위치가 Off 된 시간동안 L1에 흐르던 전류를 환류 시키도록 루프를 제공한다. C2는 점화 시 공진을 하기위한 점화 필터이고, C1, L1는 벅 필터 소자로 정상상태를 유지하기 위하여 스위치에 따른 고주파성분이 섞인 전압, 전류를 필터링하여 부하에 저주파의 전압, 전류를 공급하는 역할을 한다. 제어기는 각각의 스위칭 소자를 온/오프 함으로써, 램프 전압과 전류의 극성변화에 영향을 미친다. 스위치 Q5는 점화구간에서는 오프상태이고, 램프의 절연이 파괴 후에 온상태가 된다. .

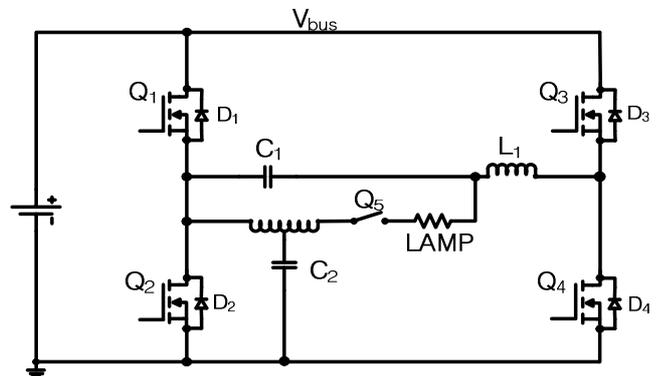


그림 1 제안된 DBI 회로
 FIG. 1 Circuit of the proposed Dual Buck Inverter

3. 인버터 제어 방식

3.1 기존 제어 방식

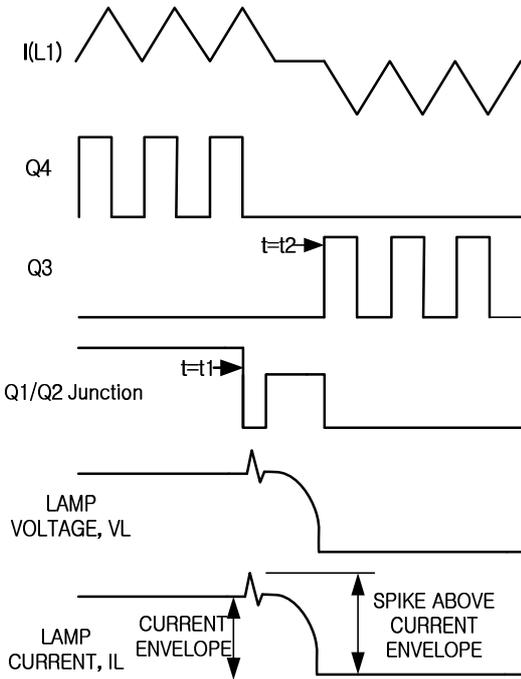


그림 3 기존의 제어 파형
Fig. 3 Conventional control waveform

기존 제어 방식의 동작 원리는 그림3에서와 같이 첫 번째 저주파 반주기에서는 Q1, Q4가 동작을 한다. Q1이 On상태를 유지하는 동안, Q4가 On상태에서는 Q1, C1, Lamp, L1, Q1을 통한 (전력 공급 모드)전류의 흐름을 보이고, Q4가 OFF 상태가 되면, L1, Q3의 내부다이오드 D3, Q1, C1, Lamp를 통해 (환류 모드)전류가 흐른다. 첫 번째 구간이 끝나는 지점, t=t1일 때, 모든 스위치가 OFF되는 '데드 타임'이 시작된다. 이 동작구간에는 Q2와 Q3의 내부 다이오드 D2, D3과 벽 필터 소자 C1, L1을 통해서 벽 필터 에너지 저장 소자에 저장된 에너지로 DC 전압원에 다음과 같이 환류 한다.

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{bus} - V_{C1}}{L} \quad (1)$$

데드 타임이 끝나는 t=t2인 지점에서 Q2, Q3이 동작하게 된다. 이 때 부하전류는 첫 번째 저주파 반주기에서와 반대 방향으로 흐르게 된다. t=t1인 지점에서 Q1/Q2 Junction 전압이 HIGH에서 LOW로 급격히 변화하는 것을 볼 수 있다. (대략, 수백 nsec) 이 전압의 급격한 변화로 인해 점화 콘덴서 C2로 spike 전류가 흐르게 되고, 램프의 오른 쪽에서 왼쪽으로, 벽 필터 콘덴서 C1의 왼쪽에서 오른쪽으로 전류의 흐름을 볼 수 있다. 이 spike 전류는 램프 전류와 같은 방향으로 중첩이 된다. 이 같은 이유로, 저주파 구형과 램프 전류의 전류 포락범위 보다 더 높은 범위를 갖게 된다. 이는 정격 전력으로 구동되어야 하는 램프 특성에 위배가 된다. 따라서 다음과 같은 새로운 제어 방식을 제안하였다.

3.2 제안된 제어 방식

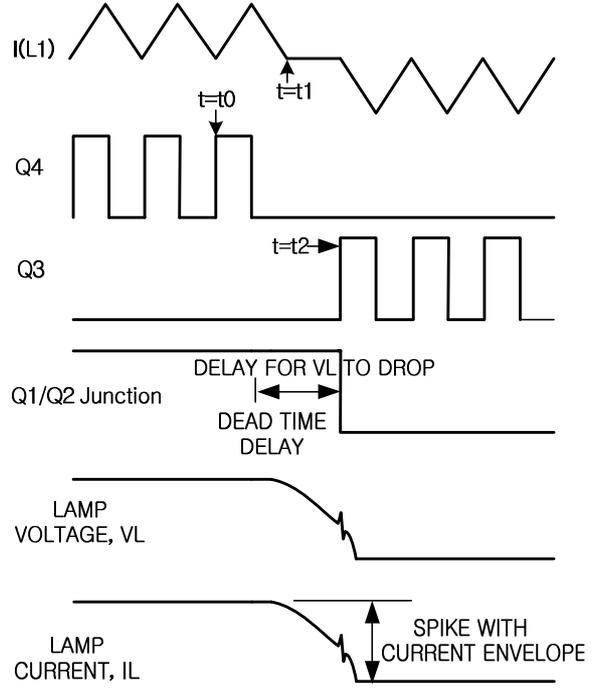


그림 4 제안한 제어 파형
Fig. 4 proposed control waveform

제안된 제어 파형 그림4에서 동작 원리는 t=t0에서 Q1, Q4는 ON상태이고, Q2, Q3은 OFF상태이다. Q1이 On상태를 유지하는 첫 번째 반주기 동안, 인덕터 전류 I(L1)이 피크치에 도달하게 되는 지점에서 Q4를 OFF시키고, Q1은 계속 ON상태를 유지한다. t가 t1에 도달할 때까지 벽 필터 L1, C1와 램프와 Q1, Q3의 내부 다이오드 D3을 통해서 환류 전류가 흐르기 시작한다. t=t1이 되면, Q1은 아직 ON상태를 유지하지만, 환류 전류는 제로가 된다. 그리고 Q1/Q2 Junction 전압은 t2까지 HIGH를 유지한다. t=t2가 되면, Q1은 OFF되고, Q2, Q3은 활성화되고 새로운 반주기가 시작된다. t1~t2동안에 램프 전류는 제로를 향해서 감소한다. t2에서, Q1/Q2 Junction 전압은 HIGH에서 LOW로 바뀌고, 램프와 점화 콘덴서 C2를 통해서 spike 전류가 흐른다. 이 전류는 제로를 지나는 지점근처에서 램프 전류와 중첩이 된다. 이 때 spike의 피크는 저주파 램프 전류의 포락 범위 안에 존재하게 되어 램프 구동에 영향을 미치지 못한다.

제안된 회로에서 영 전압 스위칭을 위하여 인덕터를 DCM에서 동작하게 하도록 하였다. 인덕터의 전류의 경계조건을 선정하기 위한 인덕터 전류의 최소값을 수하는 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} I_{Lmin} &= I_{Lavg} - \frac{V_o \times (1-D) \times T}{2L} \\ &= I_{Lavg} - \frac{V_i \times D(1-D) \times T}{2L} \end{aligned} \quad (2)$$

수식 (1)에서 인덕터 전류의 최소값이 음의 구간이 나오도록 하면 DCM으로 동작하므로 이를 이용하여 인덕터를 설계하도록 하였다.

4. 시뮬레이션 및 결과 파형

표 1. 시뮬레이션에 사용된 파라미터
Table 1. Parameter used in simulation

입력 전압	Vdc	400 [V]
출력 전압	Vout	210 [V]
스위칭 주파수	fs	50 [kHz]
벽 필터 커패시터	C1	330 [nF]
벽 필터 인덕터	L1	300 [uH]
공진 커패시터	C2	1.2 [nF]
변 압 기	Lp	0.48 [mH]
	Ls	0.4 [mH]

표1은 시뮬레이션 사용된 각 파라미터 값으로 본 논문에서는 전력전자분야 전용으로 개발된 PSIM6.0 소프트웨어를 사용하여 시뮬레이션을 구현하였다.

HID램프를 구동하기 위해 DC/DC 벽 컨버터와 풀 브리지 인버터를 결합하였고, 부하부에는 램프 점화를 위한 공진 콘덴서 C2와 정상상태 유지를 위해 벽 필터 콘덴서 C1, 벽 필터 인덕터 L1, 램프는 저항으로 모델링하였다. 스위칭 소자로는 내부 다이오드가 있는 MOSFET를 사용하였다.

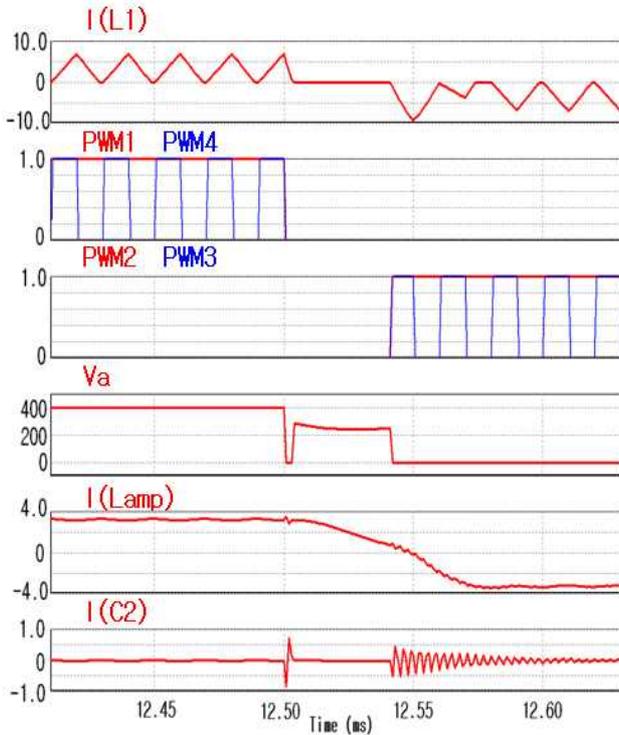


그림 5 기존 제어방식의 동작 파형
Fig. 5 Operating waveform of conventional control way

그림 5에서 인덕터 전류가 제로에서 스위치를 Turn-on 함으로써 영 전압 스위칭을 하는 것을 볼 수 있고, 기존 제어 방식의 동작 파형에서 램프에 흐르는 전류가 포락 범위보다 더 높은 범위에 있는 것을 알 수 있다. 이 문제를 제안한 제어 방식으로 동작시키면 spike전류가 제거된 것을 그림 6에서 확인할 수 있다. 이 spike전류를 제거함으로써 반도체 소자에 주는 부담을 줄일 수 있다.

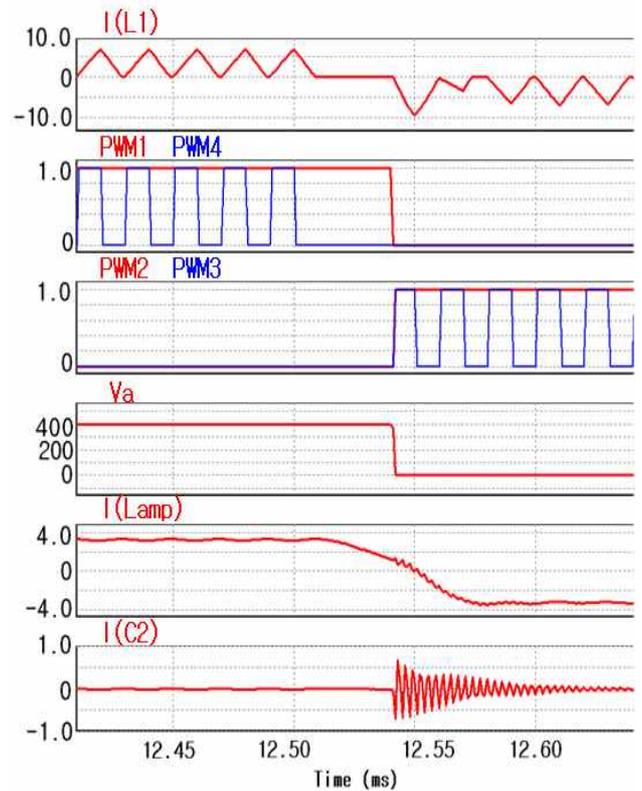


그림 6 제안한 제어 방식의 동작 파형
Fig. 6 Operating waveform of proposed control way

5. 결론

본 논문에서는 인버터의 고주파 방식을 사용할 경우 나타나는 음향 공진 현상 문제 때문에, 저주파 구동방식을 사용하였다. 제안한 회로의 제어 방식은 정상 상태에서 저주파 구동과 램프의 극성 변화시 나타나는 spike전류를 램프 전류의 포락범위 안에 유지하였다. 실험을 통하여 회로 설계를 최적화하여 제안된 회로의 신뢰성을 입증하였다.

참고 문헌

- [1] N. Fukumori, H.Nishimura, K.Uchihashi, and M.Fukuhara, "A Study of HID Lamp Life when Operated by Electronic Ballast," JOURNAL of the Illuminating Engineering Society, pp.41-47, Winter 1995.
- [2] Azcondo, F.J.; Diaz, F.J.; Casanueva, R.; Branas, C.; Zane, R.; "Low-frequency square-wave electronic ballast with resonant ignition using digital mode and power control" Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. Apec '06.
- [3] 박종연, 임병노, 장목순, "HID램프용 점화기의 모델링 기법", 대한전기학회 2007년도 제38회 하계학술대회.