

HID 램프용 Two-Stage 전자식 안정기의 과도 전류 제어

(Transient Current Control of Two-Stage Electronics Ballast for HID Lamps)

이우철*

(Woo-Cheol Lee)

Abstract

The conventional Three-Stage electronic ballast is stable, but Two-Stage electronic ballast has been researching because of efficiency. Three-Stage electronic ballast is consisted of PFC circuit, buck converter, and inverter circuit, but Two-stage is consisted of PFC circuit, Buck-Inverter full bridge circuit. The Buck-Inverter full bridge inverter consists of two half bridge inverters for low frequency switching, and high frequency switching. In the case of street lamp it is far from a lamp to a ballast, the conventional pulsed high voltage ignitor can not turn on the HID lamps because of reduction of ignition voltage. Therefore, it needs to do the research on a resonant ignition to turn on the HID lamps. Therefore, in the Two-Stage electronic ballast which has the resonant tank for ignition, the transient resonant current because of low frequency changing is analyzed, the novel algorithm is proposed to reduce the transient current.

Key Words : Electronic Ballast, Two-Stage, Efficiency, Resonant Tank

1. 서 론

고압 방전등인 메탈할라이드 램프용 전자식 안정기는 간단한 고주파 공진형 하프브리지 구성의 형광등용 전자식 안정기와는 달리 램프를 고주파로 구동할 경우 음향공명현상이 발생하므로 저주파 구동을

하여야 하고 이를 위해서는 복잡한 회로 구성이 필요하여 제품 가격을 낮추기 힘들고 효율을 높이기 힘든 문제가 있어 보급에 어려움이 있다. 따라서 저주파 구동 방식에서 3단 구성 회로를 2단 구성 회로로 단순화 하여 고효율 및 고신뢰성 제품에 대한 연구가 필요하다[1-4]. 효율향상을 위하여 2단 구성 회로는 저주파 스위칭을 위한 하프 브릿지부와 고주파 스위칭을 위한 하프 브릿지부가 결합된 풀 브릿지 구조를 갖고 있다. 안정기와 램프 사이의 배선 길이가 길어지면 그 사이에 커패시턴스 성분이 늘어나므로 펄스 구동시 진폭 감쇄로 인해 램프가 점등하기 위한 최소 전압 유지가 용이하지 않다. 그러나 공진기동형은 펄스 기동형에 비해 낮은 전압으로 점등을 할 수가 있고, 거리에 따른 전압 감쇄가 펄스

* 주저자 : 환경대학교 전기전자제어공학과
IT 융합연구소
* Main author : Hankyong National University Dept.
of Electrical Electronic & Control
Engineering Professor, Institute for
information technology convergence
Tel : 031-670-5323, Fax : 031-670-5329
E-mail : woocheol@hknu.ac.kr
접수일자 : 2013년 9월 25일
1차심사 : 2013년 10월 1일
심사완료 : 2013년 10월 25일

기동형에 비하여 작아 원활한 기동을 할 수가 있다. 공진 기동 기능을 내장한 Two-Stage 전자식 안정기의 경우 램프는 점등 후, 저주파수로 동작하여 극성 변환 시 버크용 LC, 공진용 LC에 의하여 공진으로 인한 과도 전류가 발생하게 된다. 이와 같은 과도 전류는 스위치의 파손, 램프의 수명이 줄어드는 등의 문제가 발생하게 되어 안정성에 문제가 발생하게 된다. 따라서 본 연구에서는 이와 같은 문제점을 해결하기 위해 마이크로 프로세서를 채용한 펄스 제어 방식의 디지털 안정기를 설계, 제작한다. 디지털 안정기는 Full-bridge LC 공진 인버터, 마이크로프로세서 및 회로구동용 Buck 전원부로 구성된다. 제안된 방식의 타당성은 시뮬레이션 및 실험결과로 증명된다[5-7].

2. 시스템 설계

2.1 안정기 구성

그림 1 (a)는 3단 구성의 안정기를 보여 주며 PFC (Power Factor Correction) 컨버터, 전류/전력을 일정하게 제어하기 위한 강압형 벡 컨버터, 저주파 구형파를 만드는 풀 브리지 인버터 와 고압 발생 이그니터로 구성된다. 외부 이그니터의 펄스는 공진 점등에 비해 고전압을 사용한다. 또한 펄스 점등 시 램프와 안정기 사이가 멀어질수록 전압의 감쇠가 일어난다[8-9]. 그림 1 (b)는 2단 구성의 안정기를 보여주며 본 연구에서 사용된 구조로 기존회로와 동일한 PFC, 벡 컨버터와 풀브리지 인버터를 하나로 통합한 인버터&벡 기능의 컨버터로 구성되어 있으며 공진을 이용한 내부 이그니터를 사용한다.

이는 3단 구성에 비해 원가 절감 효과가 있으며, 공진에 의한 점등은 펄스에 의한 점등에 비해 상대적으로 낮은 전압이 요구되며, 공진 점등시 램프와 안정기 사이가 멀어도 펄스 점등에 비해 전압의 감쇠가 거의 없다. 램프를 점등하기 위하여 인버터 내부 LC의 공진을 이용하여 램프의 점등에 필요한 고전압을 발생시킨다.

	3단 구성	2단 구성
토폴로지		
구성	-PFC (Power Factor Correction) 컨버터 전류/전력을 일정하게 제어하기 위한 강압형 벡 (Buck) 컨버터 -저주파 구형파를 만드는 풀 브리지 인버터(고압발생 이그니터 포함)	-기존 회로와 동일한 PFC 컨버터 -벡 컨버터와 풀 브리지 인버터를 하나로 통합한 인버터& 벡 기능의 컨버터
장단점	-외부 Igniter의 펄스는 공진 점등에 비해 고전압을 사용한다.(5kV) -펄스 점등 시 램프와 안정기 사이가 멀어 질수록 전압의 감쇠가 일어난다.	-3단 구성에 비해 원가 절감 효과. -공진에 의한 점등은 펄스에 의한 점등에 비해 상대적으로 낮은 전압이 요구.(3kV) -공진 점등 시 램프와 안정기 사이가 멀어도 펄스 점등에 비해 전압의 감쇠가 적다.

그림 1. 3-stage 안정기와 2-stage 안정기 비교
 Fig. 1. Comparison of 3-stage and 2-stage ballasts

2.2 2단 구성 안정기의 동작 원리

안정기의 구성은 상용 220V를 PFC를 거쳐 승압한 전압을 입력전압으로 이용하고 반도체 스위칭 MOSFET 4개와 정상상태용 벡컨버터 L,C 점화용 공진 L,C 탱크로 되어 있다. 기존의 점화기는 외부 펄스 점등 방식(5kV 필요)을 이용하였지만 제안하는 안정기는 내부 L,C 의 공진(3kV 필요)을 이용하여 좀 더 효율적인 점화 방식을 이용하였다. 공진기동시의 스위칭 방식은 Q_1, Q_4 와 Q_2, Q_3 를 서로 상호 교번적으로 스위칭하여 고주파수에서 천천히 SWEEP하여 점화 시 필요한 고전압을 얻는다[10-11]. 램프가 점등되고 정상상태에 이르면 저주파 점등방식의 스위칭 방식을 이용하였다. 램프 점등 후 정상상태에서 안정기는 Q_1, Q_2 는 170Hz의 저주파 스위칭을 하고 Q_3, Q_4 는 70~90kHz의 고주파 스위칭을 한다[12-13]. 그림 2 (a)는 정상 상태 기동에서 저주파수 high에서 low로 극성이 변환할 때의 동작 원리이고, 그림 2 (b)는 저주파수 low에서 high로 극성이 변환할 때의 동작 원리를 보여준다. 각 mode별로 전류의 흐름을 표시하였다. 또한 스위치의 On/Off에 따른 주요 전류, 전압 형태 파형 형태를 그림 3에 설명을 하였다. 각각의 단계별 설명은 다음과 같다.

[t0, t1] Q₂, Q₃ Turn on state

Q₃='On', D₄='Off'

t0 이전부터 스위치 Q₃은 On되었다고 가정한다.

L₁에는 $\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{1}{L} \times V_{L1}$ ($V_{L1} = V_{DC} - V_{LAMP}$)의 전류가 계속 증가하게 되고 일정 전류(I_{L1max})에 도달하게 되면 t1인 순간에 스위치 Q₃은 Turn-off 된다.

[t1, t2] C_{Q3} charging state

Q₃='On'→'Off', D₄='Off'→'On'

순간적인 변화를 일으킬 수 없는 I_{L1}는 Q₃에서 C_{Q3}로 경로를 변경하려 흐르게 된다. V_{CQ3}=V_{Q3}이므로 C_{Q3}에 흐르는 전류는 $I_{CQ3} = C \times \frac{dV_{Q3}}{dt}$ 만큼 흐르게 된다. 이 구간은 Q₃이 Turn-off되고 D₄은 Turn-on되는 과도 구간이다.

[t2, t3] Freewheeling state

Q₃='Off', D₄='On'

t2부터 환류 다이오드 D₄의 전압 V_{D1}는 0V가 되고 C_{Q3}을 통해 정방향으로 흐르던 전류 I_{L1}는 다이오드 D₄을 통해 감소하면서 흐르게 된다. t3에서 I_{L1}=0A가 되고 C_{Q3}과 L₁의 공진에 의해 역방향으로 전류가 흐르기 시작한다. (I_{L1} < 0)

[t3, t4] Dead time state

all switch ='Off'

모든 스위치가 턴 오프되는 구간으로 램프의 극성이 전환되기 시작하고, Q₁와 Q₄의 내부 다이오드를 통하여 인덕터의 전류가 빠르게 환류 되는 구간이다.

[t4, t5] Q₁, Q₄ Turn on state

Q₁='On', D₄='On'

t4에서 스위치 Q₁와 Q₄은 Turn-on되고, L₁에는

$\frac{dI_{L1}}{dt} = \frac{1}{L} \times V_{L1}$ ($V_{L1} = V_{DC} + V_{LAMP}$)의 전류가 증가하게 된다.

[t5, t6] Resonant state I

Q₄='On', D₁='On'

t5에서 스위치 Q₄와 D₁은 Turn-on되고, 인덕터 L₁과 커패시터 C₁는 직렬로 연결되어 공진이 일어난다. 극성이 변환하는 구간으로 커패시터 C₁의 전압이 방전을 하고 인덕터 L₁은 충전을 하는 모드로서 동작한다.

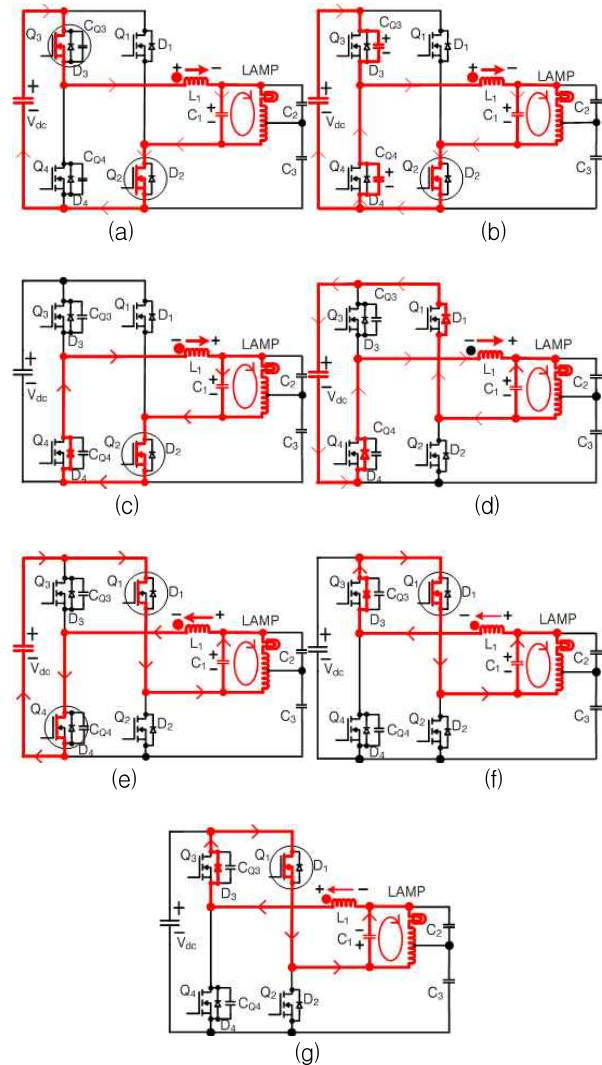


그림 2. 기존의 스위칭 동작 원리(모드 1)
 (a) (t0,t1) Q₂, Q₃ 턴온 상태 (b) (t1,t2) C_{Q3} 충전 상태 (c) (t2,t3) Freewheeling상태 (d) (t3,t4) 데드타임 상태 (e) (t4,t5) Q₁,Q₄ 턴온 상태 (f) (t5,t6) 공진상태 I (g) (t6,t7) 공진상태 II

Fig. 2. Conventional switching operation method (Mode I)

[t6, t7] Resonant state II

Q_4 ='On', D_1 ='On'

커패시터 C_1 의 전압이 방전이 다되면 음의 전압으로 충전되고 L_1 은 충전모드에서 방전모드로 공진상태가 계속된다. 이러한 공진으로 t4, t5 구간에서 충전된 초기전류 I_{L1} 에 정현파의 전류가 더해져서 과전류가 생성되어 반도체 소자에 전류 스트레스를 준다. 따라서 이와 같은 문제를 해결하기 위한 제어 방식이 필요하다[2]. 그림 4와 그림 5는 음의 주기일 때 과정을 보여주는 것으로 그림 2와 그림 3의 설명과 동일하다.

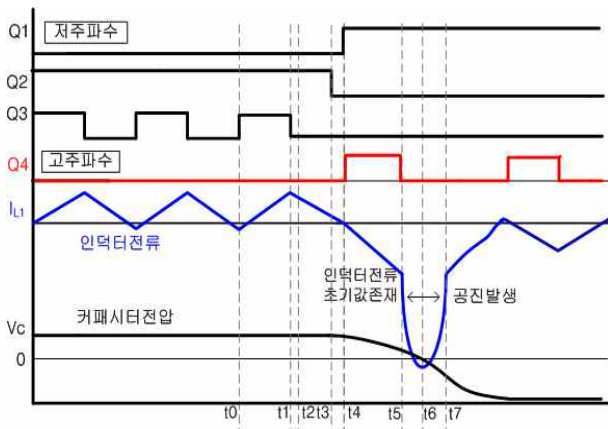


그림 3. 기존의 인버터 스위칭 동작 그래프(모드 I)
Fig. 3. Conventional Inverter switching graph (Mode I)

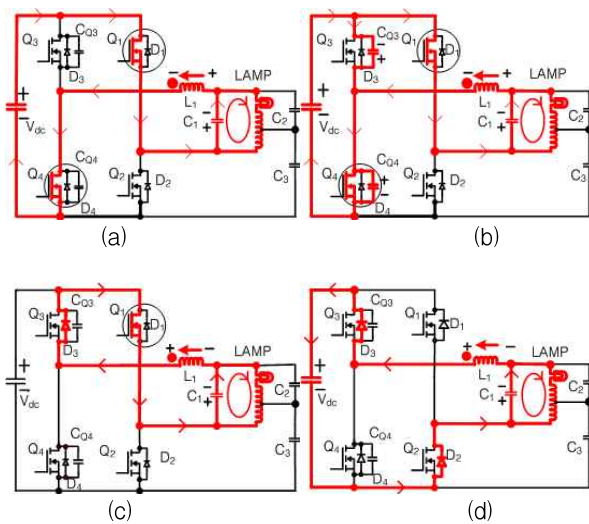


그림 4. 기존의 스위칭 동작 원리(모드 II)
(a) (t0,t1) Q_1, Q_4 턴온 상태 (b) (t1,t2) CQ_4 충전 상태 (c) (t2,t3) Freewheeling상태 (d) (t3,t4) 데드타임 상태 (e) (t4,t5) Q_2, Q_3 턴온 상태 (f) (t5,t6) 공진상태 I (g) (t6,t7) 공진상태 II

Fig. 4. switching operation method of Conventional (Mode II)

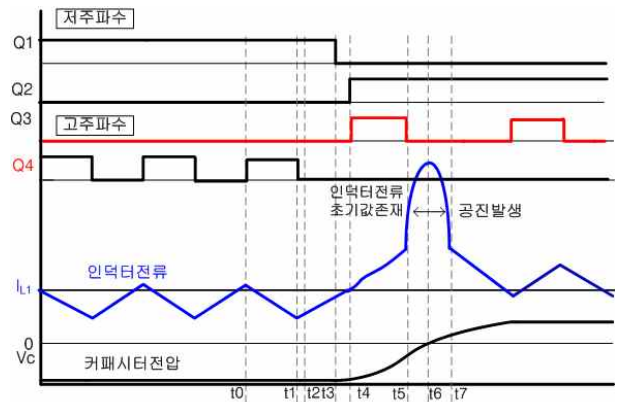


그림 5. 기존의 인버터 스위칭 동작 그래프(모드 II)
Fig. 5. Conventional Inverter switching graph (Mode II)

2.3 펄스 제어 방식의 과전류 제어

기존의 제어 방식은 데드타임 구간이 지나고 저주파 스위칭이 변하면서 인덕터의 전류가 충전되고, 충전된 전류가 초기 값으로 되어 공진이 진행되기 때문에 공진 회로가 형성되기 전에 초기 전류를 최대한 감소시켜서 제어하는 방식을 제안하였다. 기존 방식과 동일

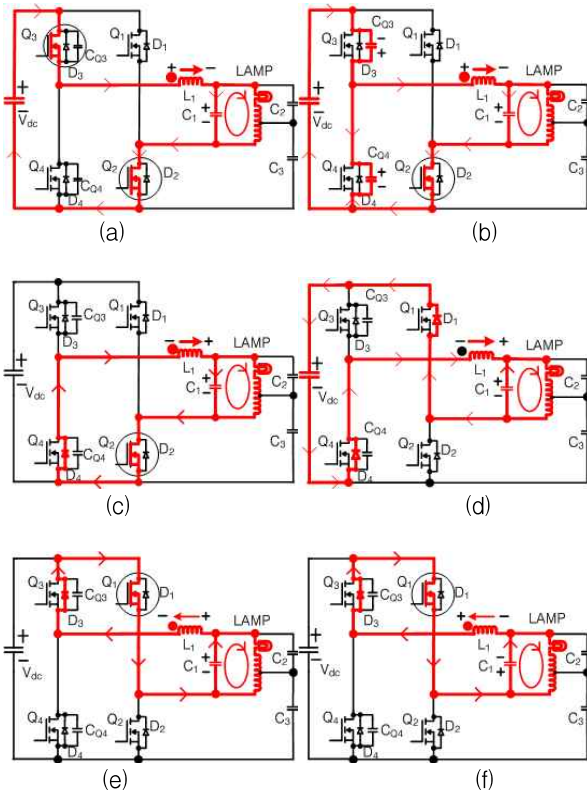


그림 6. 제안된 스위칭 동작 원리(모드 I)
 (a) (t0,t1) Q₂, Q₃ 턴온 상태 (b) (t1,t2) C₀₃ 충전 상태 (c) (t2,t3) Freewheeling상태 (d) (t3,t4) 데드타임 상태 (e) (t4,t5) 공진상태 I (f) (t5,t6) 공진상태 II

Fig. 6. Proposed switching operation method (Mode I)

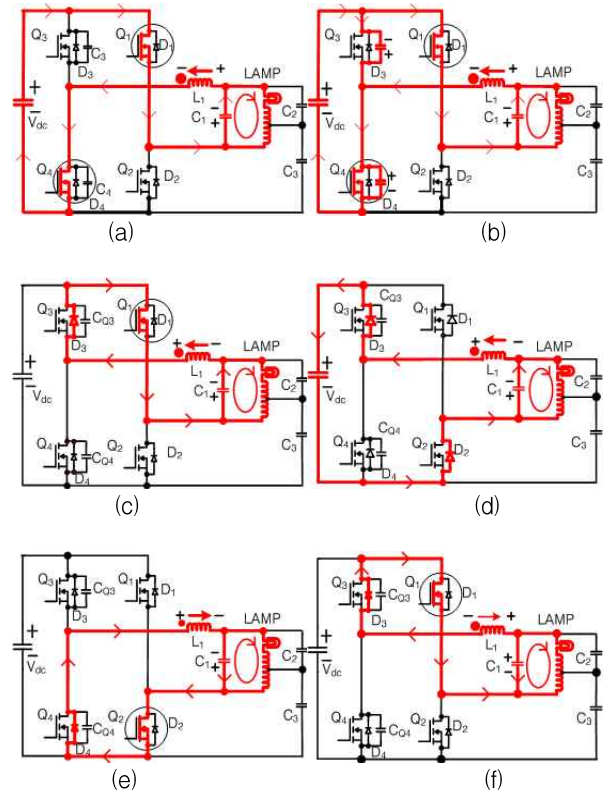


그림 8. 제안된 스위칭 동작 원리(모드 II)
 (a) (t0,t1) Q₁, Q₄ 턴온 상태 (b) (t1,t2) C₀₄ 충전 상태 (c) (t2,t3) Freewheeling 상태 (d) (t3,t4) 데드타임 상태 (e) (t4,t5) 공진상태 I (f) (t5,t6) 공진상태 II

Fig. 8. Proposed switching operation method (Mode II)

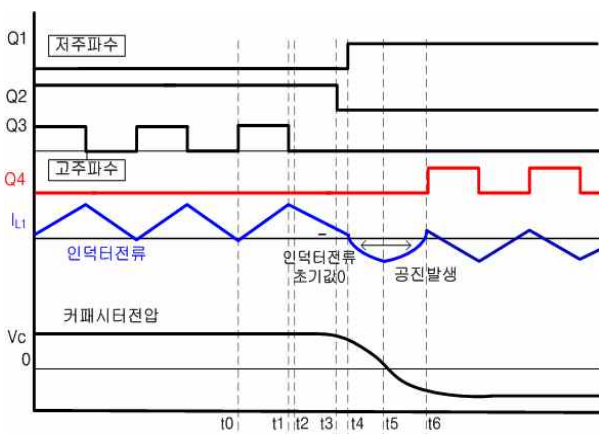


그림 7. 제안된 인버터 스위칭 동작 그래프(모드 I)
 Fig. 7. Proposed inverter switching graph (Mode I)

하게 구동하나 데드 타임 구간 후에 정상적인 스위칭 동작을 하게 될 경우 그림 2 (e)처럼 Q₁, Q₄ 스위치가 Turn-on 하게 되어 인덕터에 에너지가 축적되게 된다. 그 이후 곧바로 공진 구간이 발생되어 인덕터에 축적된 에너지가 더해져서 과도한 전류가 발생하게 된다. 따라서 데드 타임후 발생하는 스위칭 상태를 차단하여 공진 전 발생하는 에너지 축적을 막을 필요가 있다. 이를 위하여 u-프로세서를 이용하여 데드 타임후 Q₄ 스위치 게이트 신호를 블로킹하여 차단하였다. 그로 인해 공진 회로를 구성하는 과정에서 초기 값을 거의 제로 상태로 하여서 공진을 시켜 과전류가 현저히 줄어드는 것을 확인하였다. 회로 동작

에 대한 이해를 돕고자 스위치의 On/Off에 따른 주요 전류, 전압 형태 파형 형태를 그림 6, 그림 7에 표시하였다. 그림 8와 그림 9는 음의 전류 방향 일 때 파형을 보여주는 것으로 그림 6과 그림 7의 설명과 동일하다.

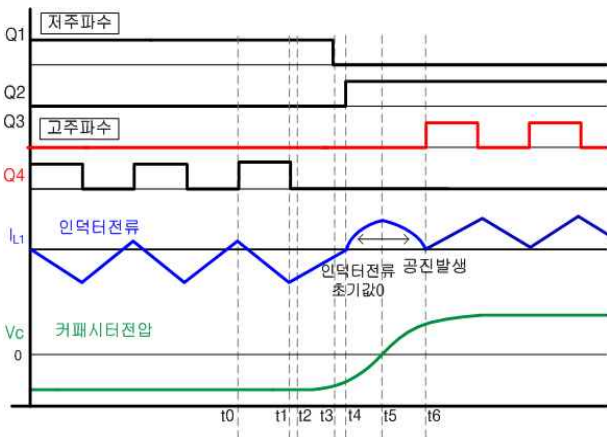


그림 9. 제안된 인버터 스위칭 동작 그래프(모드 II)
Fig. 9. Proposed inverter switching graph(Mode II)

3. 실험 결과

표 1. 시스템 파라미터
Table 1. System parameters

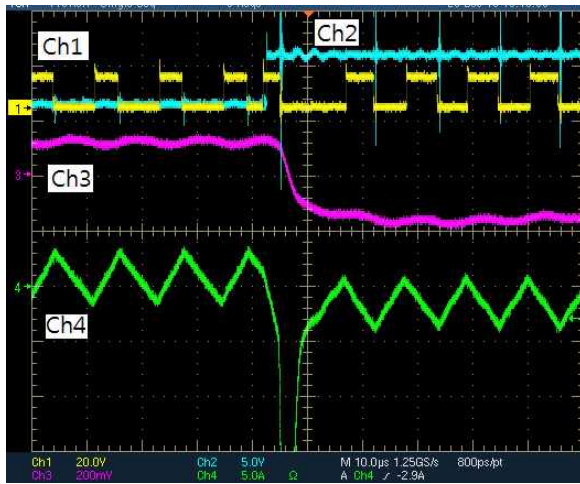
Parameters	Value
입력전압(Vdc)	300V
출력전압(Vout)	80~120V
필터커패시터/인덕터 (C ₁ /L ₁)	330nF/200uH
변압기(T1)	L _p =0.48mH, L _s =0.4mH, L _m =0.1mH
동작 주파수,벽컨버터 주파수	170Hz, 60kHz~100kHz

본 연구에 따라서 제안하는 방식의 HID Lamp를 위한 공진 기동 방식을 이용한 저주파 구형파 안정기는 저주파수 극성 변환 시 발생하는 스파이크 전류를 펄스 제어 방식을 이용하여 스파이크 전류값을 최소화

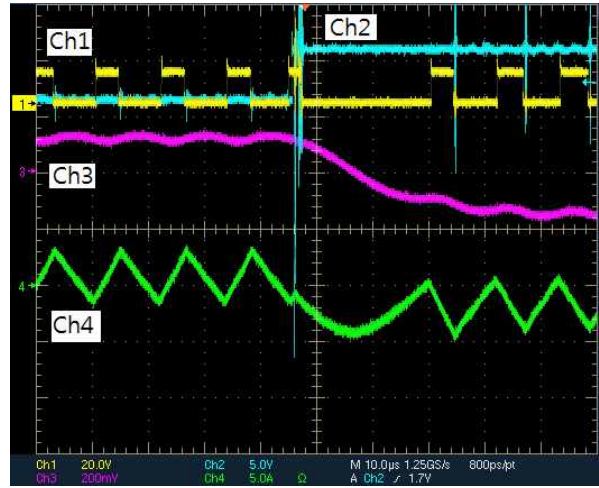
하여 소자들에 발생하는 전류 스트레스를 최소화 하였다. 표 1은 실험에 사용된 각각의 파라미터 값을 보여준다.

그림 10 (a)은 저주파수 극성이 Low에서 High로 전환될 때 파형으로 Ch1은 Q₃의 고주파수 게이트 파형이고, Ch2는 Q₁의 저주파 게이트 전압 파형, Ch3는 커패시터 C₁ 전압 V_{c1}, Ch4는 인덕터 L₁ 전류 I_{L1}파형이다. Ch2는 Low일 때는 Q₁은 턴오프, Q₂ 턴 온 이다. 또한 Q₁이 Low일 경우 Q₃가 고주파 스위칭을 하게 되고, Q₁이 High일 경우 Q₄가 고주파 스위칭을 하게 된다. 그림 10 (b)는 저주파수 극성이 High에서 Low로 전환될 때 파형으로 Ch1은 Q₁의 저주파수 게이트 파형, Ch2는 고주파수 게이트 파형, Ch3는 커패시터 C₁ 전압 V_{c1}, Ch4는 인덕터 L₁ 전류 I_{L1}파형이다. Ch1은 Low 일 때는 Q₁은 턴오프, Q₂ 턴 온 이다. 또한 Q₁이 Low 일 경우 Q₃가 고주파 스위칭을 하게 되고, Q₁이 High일 경우 Q₄가 고주파 스위칭을 하게 된다. 그림 10 (a)는 그림 10 (b)는 High에서 Low로 전환될 때의 실험파형이다. 각각의 파형들은 그림 3과 그림 5에서 설명한 결과와 동일한 파형을 보여준다. Q₁과 Q₂의 게이트 전압이 Turn-on되기 전, 1us는 모든 스위치가 Turn-off되는 데드타임 구간이다. Q₁ 또는 Q₂가 Turn-on 됨과 동시에 고주파수가 Turn-on이 되어 그 기간 동안 인덕터 L₁의 전류가 급격히 증가한다. 또한 고주파수가 Turn-Off 되면 공진 이 발생하여 비정상적인 파형으로 증가하여 과전류가 흐르는 것을 보여준다.

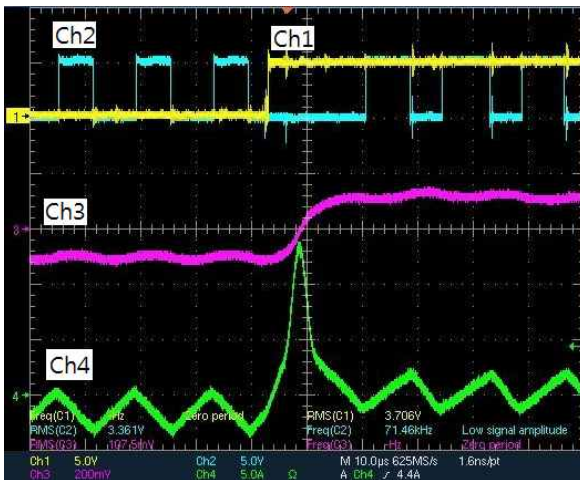
그림 11은 제안된 방식을 적용하였을 때 실험파형으로 각각의 Ch에 대한 설명은 이전 실험파형과 동일하다. 그림 10에서 발생된 문제점인 데드 타임 후 Q₁ 또는 Q₂가 Turn-on 됨과 동시에 고주파수가 Turn-on이 되고 Turn-off시 공진으로 인한 과전류를 u-프로세서를 이용하여 고주파수 펄스를 블로킹하는 펄스를 발생시켜 공진이 일어났을 때 초기값을 최소화하여 인덕터의 전류를 최소화한 실험 파형이다. 그림 11 (a)는 Q₄의 게이트 파형을 차단하였고, 그림 11 (b)에서는 Q₃의 게이트 파형을 차단하였다.



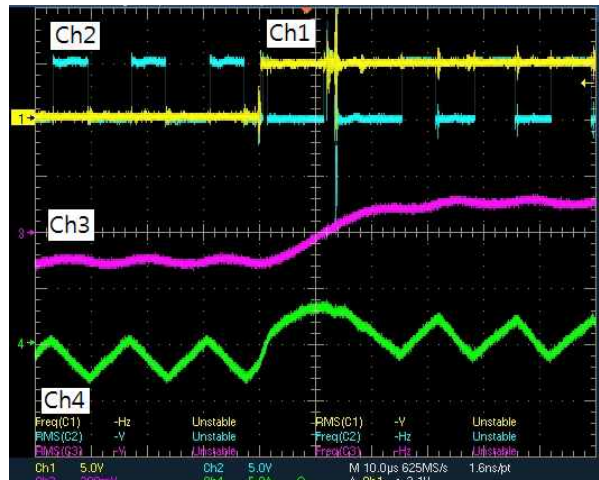
(a)



(a)



(b)



(b)

그림 10. 기존 방식의 실험 파형

(a) 모드1(양의 전류 방향에서 음의 전류 방향으로 절체 시) (b) 모드2(음의 전류 방향에서 양의 전류 방향으로 절체 시)
 Ch1 : 고주파 게이트 파형 Ch2 : 저주파 게이트 파형 Ch3 : Vc1 전압 Ch4 : L₁ 전류

Fig. 10. Experiment Waveform of Conventional

그림 11. 제안된 방식의 실험 파형

(a) 모드1(양의 전류 방향에서 양의 전류 방향으로 절체 시) (b) 모드2(음의 전류 방향에서 양의 전류 방향으로 절체 시)
 Ch1 : 고주파 게이트 파형 Ch2 : 저주파 게이트 파형 Ch3 : Vc1 전압 Ch4 : L₁ 전류

Fig. 11. Proposed experiment waveform

4. 결 론

본 논문에서는 내부 공진기동 기능을 갖춘 Two-Stage 전자식 안정기의 과도전류 제어에 관한 알고리즘을 제안하였다. 기존의 Three-Stage와는 달리 벽 컨버터와 인버터부가 결합이 되어 있고, 효율향

상을 위하여 저주파 스위칭을 위한 하프 브릿지부와 고주파 스위칭을 위한 하프 브릿지부가 결합된 풀 브릿지 구조를 갖고, 공진기동을 위한 공진 탱크부가 존재하게 됨에 따라 저주파 절체시 공진으로 인한 과도전류가 발생하게 된다. 제안한 디지털 안정기의 제어 방식은 정상 상태에서 저주파 구형파 램프의 극성 변

화 시 나타나는 과전류를 고주파 게이트의 파형을 억제하여 공진발생을 최소화 함으로써 과도 전류를 최대한 감소시켰다. 그로 인해 소자들에 발생되었던 전류 스트레스를 현저히 감소 시켜 회로의 안정성을 높였다.

이 논문은 2013년도 정부(교육부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임
[No.2013R1A1A2064271].

References

- [1] M. Shen, Z. Qian and F. Z. Peng, "A novel two-stage acousticresonance free electronic ballast for HID lamps," Conf. Rec.IEEE-IAS Annu. Meeting, 2002, pp. 1869-1874.
- [2] T. J. Liang, C. M. Huang and J. F. Chen, "Two-stage High-Power-Factor Electronic Ballast for Metal-Halide Lamps," IEEE Trans. Power Electron., vol. 24, no. 12, Dec. 2009, pp. 2959-2966.
- [3] C. S. Moo, S. Y. Tang, W. T. Tsai and H. L. Cheng, "Acceleration scenarios of metal halide lamps," IEEE Trans. Plasma Science, vol. 36, no. 4, Aug. 2008, pp. 1907-1912.
- [4] F. Javier Diaz, F. J. Azcondo, Ch. Brafias, R. Casanueva Regan Zane, "Control of low-frequency square-wave electronic ballast with resonant ignition using a dsPIC30F2010", Industrial Electronics, 2007. ISIE 2007. IEEE International Symposium on, pp. 3019-3024 June 2007.
- [5] Byoung-Chol Cho, Sung-jin Moon, In-Kyu Lee and B.H.Cho, "A New HID Lamp Ballast using Internal LC Resonance and Coupled Inductor Filter", Proceedings ICPE'01, Seoul.
- [6] 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.
- [7] Zhuang Zuo, Dianguo Xu, Xiangjun Zhang, Hankui Liu, "Design of a Novel Low-Frequency Square-Wave Digital Electronic Ballast for HID Lamps", IEEE Power Electronics Specialists Conf, PESC 2007, pp.3112-3116, June. 2007.
- [8] B-J Lee, K-N Kim, C-Y Park. "Protection Circuit Design of Electronic Ballast for MHD Lamps", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 22, No. 6, pp. 1-6 June 2008.
- [9] T-W Um, Y-H Kim, "Design of an Automotive HID Ballast using Variable Frequency Switching Flyback Converter", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 22, No. 4, pp. 166-171 April 2008.
- [10] C-Y Park, K-N Kim, "Ignition Characteristics Analysis According to the Cable Length Between the Ignition and Lamp", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 23, No. 6, pp. 24-30 June 2009.
- [11] D.H.J. van Casteren, M.A.M. Hendrix, "Improved current control for HID lamp drivers", IEEE IAS Annual Meeting, Vol.2, pp.1182-1187, Oct. 2005.
- [12] W. C. Lee, "Digital Control of Low-Frequency Square-Wave Two-Stage Electronic Ballast for HID Lamps with Resonant Ignition and High Efficiency", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 27, No. 2, pp. 69-76 Feb. 2013.
- [13] H. J. Lee, J. W. Yoo, C. Y. Park, "Development of Dimmable Magnetic Ballast for HID-Lamps by Zero Current Switching on SCRs", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 24, No. 12, pp. 9-16, Feb. 2013.

◆ 저자소개 ◆



이우철 (李雨哲)

1964년 3월 24일생. 1987년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1989년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업. 1988~1998년 효성중공업 기술연구소 책임연구원. 1995~2001년 한양대학교 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2007~2009년 Virginia Polytechnic Institute and State University USA Visiting Professor. 현재 한경대학교 전기전자제어공학과 교수. 2011년~현재 전력전자학회 학술위원.