

## 원거리 공진 기동시 과전압 방지 HID 안정기

(The Ballast for HID Lamps of Preventing the Overvoltage  
with a Long Distance Resonant Ignition)

이우철\*

(Woo-Cheol Lee)

### Abstract

The electronic ballast for HID lamps needs to ignite lamps even though the length from the ballast to lamp is far away. Therefore, it needs to do the research on a resonant ignition to turn on the HID lamps because the reduction of ignition voltage is not much depending on the distance. However, the parasitic capacitance is increased depending the length of the cable, and it affects the resonant frequency. The ignitor voltage can be increased drastically under the resonant ignition through frequency sweep, and it is the main reason of blowing up. Therefore, the clamping diode is proposed to suppress the voltage of the primary winding during resonant ignition.

Key Words : HID(High Intensity Discharge), Long Distance Ignition, Parasitic Capacitor, Over Voltage, Clamping Diode

### 1. 서 론

최근 가로등이나 경관 조명용등의 옥외 사용을 목적으로 개발된 고성능 고효율 250W급 세라믹 메탈할라이드 램프는 수명이 기존제품 대비 2배 이상 길고, 수명말기까지 광속이 초기상태의 80%를 유지하면서 광효율 또한 높아 그 수요가 증가하고 있다. 그러나 이

를 위한 적합한 전자식 안정기가 없어서 자기식 안정기와 조합되어 사용되고 있어 전자식 안정기의 개발이 시급한 상황이다[1-2]. 250W 램프처럼 실외에 설치되는 램프들은 안정기와 램프 사이의 거리가 멀리 떨어질 경우가 발생하게 되는데 이때 기존의 전통적인 펄스 형이 아닌 공진형 시동 방식을 채택하는 것이 좋다. 왜냐하면 펄스형 ignitor는 안정기와 램프 사이의 전선 길이가 길면 전선 사이의 정전 용량성분으로 인해 시동 펄스가 감쇄되어 초기 기동시 실패 확률이 커지기 때문이다[3]. 따라서 이를 보완하는 공진형 기동 방식에 대한 연구를 활발히 진행되고 있다. 그중에 하나인 공진형 기동 회로를 내장형으로 해서 정상상태시의 풀 브릿지 파워단 회로와 조합하여 구성하면

\* 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

Received : October 20, 2014

Accepted : November 17, 2014

회로 구성은 간단해지나 공진 회로가 정상상태 동작에 영향을 주어 극성 변환시 과도한 전류가 흐르게 되고 효율 향상에 걸림돌이 된다[4-5]. 따라서 이 문제를 해결하고 신뢰성을 확보를 위해 값비싼 스위칭소자와 커패시터를 사용하여야 해서 가격적인 경쟁력을 갖추기가 힘들었다. 따라서 본 연구에서는 풀 브릿지 파워 단 회로 내장형인 공진형 이그니터를 주 전력변환 회로 밖으로 빼내서 별도의 하프 브릿지 공진형으로 구성하여 공진 탱크가 램프 점등 후에 영향이 없도록 하고자 한다. 또한 원거리에서 점등 시 전선의 길이에 의해 달라지는 기생 커패시터와 이에 따라 달라지는 공진 주파수의 변동으로 주파수 sweep 시 이그니터 측의 전압이 과도하게 상승되는 문제가 발생하게 되어 소자 파손의 원인이 된다[6-8]. 따라서 이를 억제하기 위해 변압기 1차 측에 전압 클램핑 회로를 새롭게 제안하여 1차 측 전압을 억제할 수 있는 방법에 대하여 분석하고 연구하였다.

## 2. 본 론

### 2.1 기존의 공진형 이그니터

그림 1은 공진형 이그니터를 설명하기 위한 기본 회로로 공진용  $L, C$  값은  $L_r, C_r$ 이며  $C_o$ 는 선 길이에 따른 기생 커패시터 성분을 나타낸다. 이 경우 램프 측에 고전압을 만들 수 있지만 인버터 측에 전류가 많이 흐르게 되는 문제점이 발생된다[9]. 따라서 그림 2와 같이 변압기를 사용하고 2차 측에 공진 커패시터를 달아 공진함으로써 2차 측에 높은 전압을 만들어 내고 인버터 측의 전류는 감소를 시킬 수 있다. 가로등용 HID 램프 전자식 안정기는 램프까지의 거리가 일정하지 않아 점등 시 전선의 길이에 의해 달라지는 기생 커패시터와 이에 따라 달라지는 공진 주파수의 영향으로 주파수 sweep 범위의 변동 폭이 커지게 되어 램프 측과 변압기 1차 측 전압이 과도하게 상승되는 문제가 발생하게 되고 이는 소자 파손의 원인이 된다. 이를 보완하기 위하여 높은 정격의 스위칭 소자를 사용하게 되면 원가 상승의 원인이 된다.

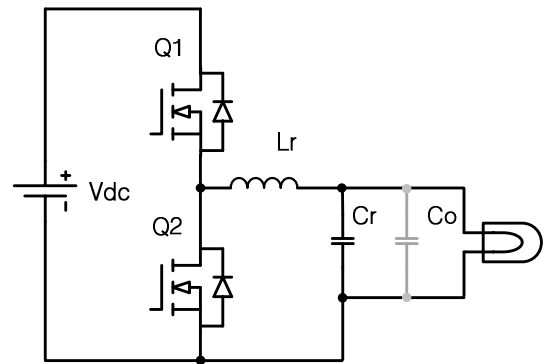


그림 1. L-C 공진을 이용한 회로  
Fig. 1. L-C resonant circuit

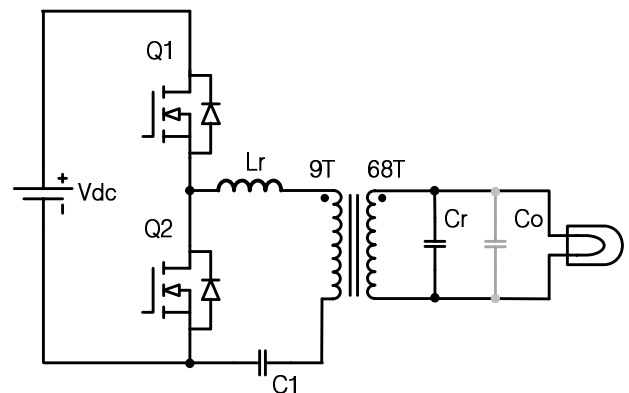


그림 2. 변압기를 추가한 회로  
Fig. 2. Circuit with transformer

그림 3은 그림 2의 시뮬레이션 결과로 공진 주파수에서의 공진형 이그니터 회로의 파형으로 각각  $V_g$ 는 게이트 전압,  $V_1$ 는 변압기 1차 측 전압,  $V_o$ 는 변압기 2차 측 전압으로 출력전압을 나타내며,  $I(C1)$ 은 1차 측 커패시터 전류로 변압기 1차 측 전류와 동일하다.

커패시터  $C1$ 은 DC 차단용 커패시터로 공진 커패시터에 비해 큰 값으로 설계가 되어 있어 공진에 영향을 주지는 않는다. 이때  $L_r = 8.9\mu\text{H}$ ,  $C_r = 2.2\text{nF}$ ,  $C1 = 0.22\mu\text{F}$ 으로 실제 시스템에서 사용된 파라미터를 이용하였다. 시뮬레이션에서는 DC 전압  $V_{dc}$ 는 500V로 하였다. 이는 일반적으로 안정기는 정상상태에서는 전원전압이 220V인 경우 입력부의 PFC(Power Factor Correction)에서는 출력전압을 400V로 승압하여 제어를 하고, 점등 시는 보다 높은 출력 전압을 얻기 위하여 500V로 승압을 하여 HID 램프용 인버터에 전압을

공급하게 된다. 그림 3에서 알 수 있듯이 공진 시 변압기 1차 측 전압은 약 600V<sub>peak</sub>가 되며, 출력전압은 약 5,000V<sub>peak</sub> 이상이 되는 것을 알 수가 있다.

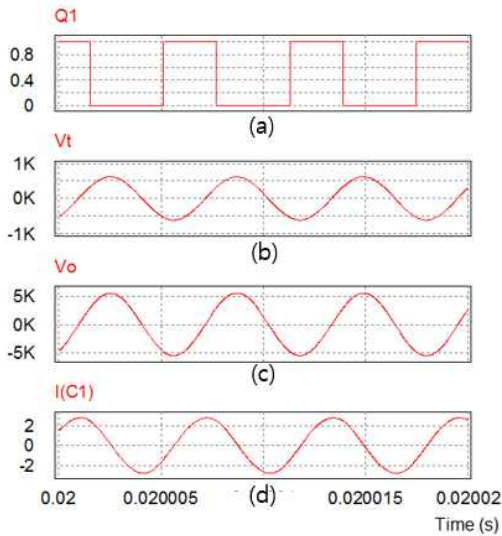


그림 3. 공진형 이그니션 회로의 시뮬레이션 결과 (공진주파수)  
 (a) Q1 게이트 파형 (b) 변압기 1차 측 전압  
 (c) 출력전압 (d) C1 전류

Fig. 3. Simulation of resonant ignition circuit (resonant frequency)

## 2.2 제안된 다이오드 클램핑 회로

그림 4는 턴수 비가 9 : 68인 변압기를 사용한 기존 회로에 다이오드 클램핑 회로를 새로이 추가하고 회로를 구성하였다.

그림 3의 시뮬레이션은 다이오드 D1, D2를 제거한 상태에서 하였고, 다이오드 D1, D2를 추가하여 그림 5의 시뮬레이션 파형과 비교하였다. 이때 공진 파라미터들은 동일하다.

그림 5의 시뮬레이션 파형을 보게 되면 Vt는 변압기 1차 측 전압, Vc1은 C1에 걸리는 전압, Vo는 변압기 2차 측 출력전압을 나타낸다.

I(D1), I(D2)는 각각 다이오드 D1, D2에 흐르는 전류를 나타내고, I(C1), I(Lr)은 각각 C1과 Lr에 흐르는 전류를 나타낸다. 공진 시 변압기 1차 측 전압은 클램핑 다이오드가 없는 그림 3과는 달리 Vdc의 절반인

±250V로 클램핑되고 이에 따라 출력전압은 약 2,500V<sub>peak</sub> 정도로 클램핑 되는 것을 알 수가 있다.

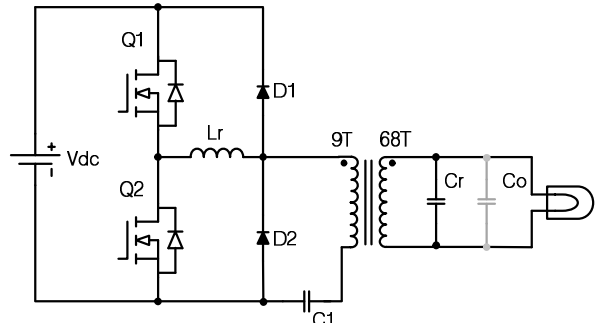


그림 4. 고전압 방지 다이오드 클램핑 회로를 추가한 회로도

Fig. 4. Circuit diagram to add a high voltage clamping circuit prevention

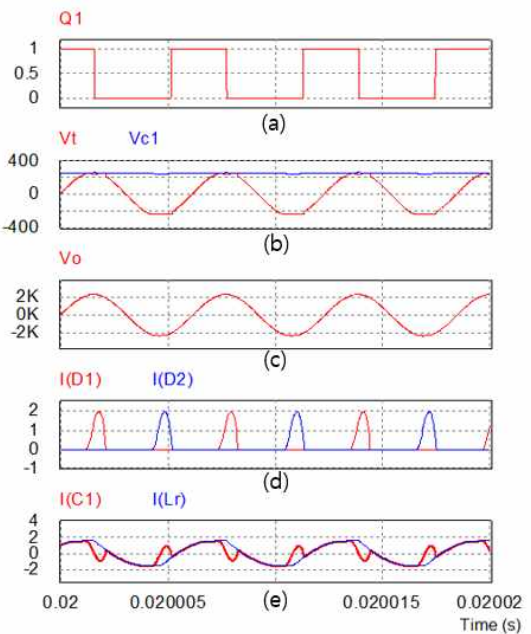


그림 5. 클램핑 다이오드를 추가한 시뮬레이션  
 (a) Q1 게이트 파형 (b) 변압기 1차측, C1 전압  
 (c) 출력전압 (d) 다이오드 전류 (e) C1, Lr 전류

Fig. 5. Simulation with clamping diode

다이오드를 추가한 회로의 전류흐름은 그림 6에 나타내었고, 그림 7은 구간별로 동작 파형을 나타내었다. 각 순서의 설명은 다음과 같다.

(a) : Q1이 on되면 전압이 인가되고 전류가 흐른다.

$V(T1)$ 의 전압이 상승하고, 전류  $I(in)$ 과  $I(Lr)$ 도 증가하는 것을 그림 7에서 확인할 수 있고, 이때 다이오드는 도통되지 않는다.  $V(T1)$ 의 전압이  $Vdc/2$ 보다 커지게 되면  $V(D2)$ 의 전압이  $Vdc$ 보다 커지게 되어 다이오드가 도통되게 되어  $V(T1)$ 은  $Vdc/2$ 로 클램핑 되게 되어 그림 (b)로 동작한다.

- (b) :  $V(D2)$ 의 전압이  $Vdc$ 보다 커지게 되면 다이오드  $D1$ 이 도통되어 전압  $V(T1)$ 가 더 이상 상승하지 않으나 공진으로 인하여 다이오드  $D1$ 의 전류  $I(D1)$ 은 증가된다.  $Q1$ 과  $D1$ 의 도통으로  $Lr$ 양단의 전압차가 0이 되어 전류의 변화량이 0이 되므로  $Lr$ 에 흐르는 전류  $I(Lr)$ 은 일정하게 유지된다. 따라서  $I(in)$ 은  $I(Lr)$ 과  $I(D1)$ 의 차로 나타나게 된다. 공진으로 인하여  $I(D1)$ 은 점점 커짐에 따라  $I(in)$ 은 감소하게 되고  $I(Lr)$ 보다 커지게 되면 그림 (c)로 동작하게 된다.
- (c) :  $I(D1) > I(Lr)$ 이 되면  $I(in)$ 의 방향이 반대가 되어 DC단을 충전하게 된다. 여전히  $I(Lr)$ 은 일정하고  $I(D1)$ 은 증가하게 되므로  $I(in)$ 의 크기는 커지게 된다.  $Q1$ 이 off되면 그림 (d)로 동작한다.
- (d) :  $Q1$ 이 off되어 테드 타임 동안  $Lr$ 에 충전된 에너지는  $Q2$ 의 다이오드를 통해 방전하게 된다. 다이오드  $D1$ 이 도통하는 한 변압기 전압  $V(T1)$ 은  $Vdc/2$  전압으로 클램핑 되며 공진으로 인한 변압기 전압이 DC 전압보다 작게 되면 더 이상  $Vdc/2$  전압으로 클램핑되지 않는다. 이 시점은 스위칭 주파수에 따라 다르지만 공진점에서는  $Q2$ 가 온 되는 시점과 거의 일치한다.
- (e) :  $Q2$ 가 on되면  $C1$ 이 방전하기 시작하고  $Lr$ 에는 반대방향으로 전류가 흘러 역으로 충전된다. 공진으로 인한 변압기 전압  $V(T1)$ 은 점차적으로 감소하여  $-Vdc/2$ 에 도달하면 다이오드  $D2$ 가 도통되어  $-Vdc/2$ 로 클램핑되어 그림 (f)와 같이 동작한다.
- (f) : 다이오드  $D2$ 가 턴 온 되면 공진으로 인하여  $I(D2)$ 는 증가하기 시작하고 그림 (b)에서와 마찬가지로  $I(Lr)$ 은 일정하게 되고 에너지를

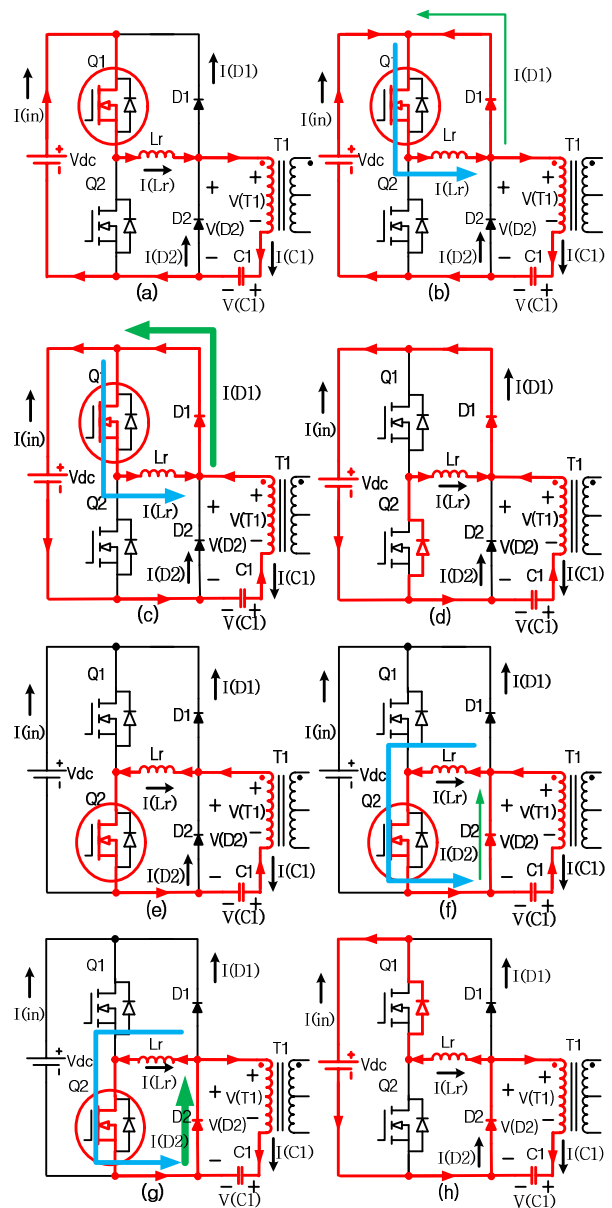


그림 6. 다이오드 추가 회로의 전류흐름  
Fig. 6. Current flow of circuit with diode

충전한다.  $I(D2)$ 가  $I(Lr)$ 에 도달하게 되면 그림 (g)로 동작한다.

- (g) : 공진으로 인한 변압기 전압이  $-Vdc/2$ 보다 큰 동안은 다이오드  $D2$ 에 의하여 클램핑 되며  $I(D2) > I(Lr)$ 가 되면 그 차이만큼 커패시터에 전류가 흘러 커패시터는 다시 충전하게 된

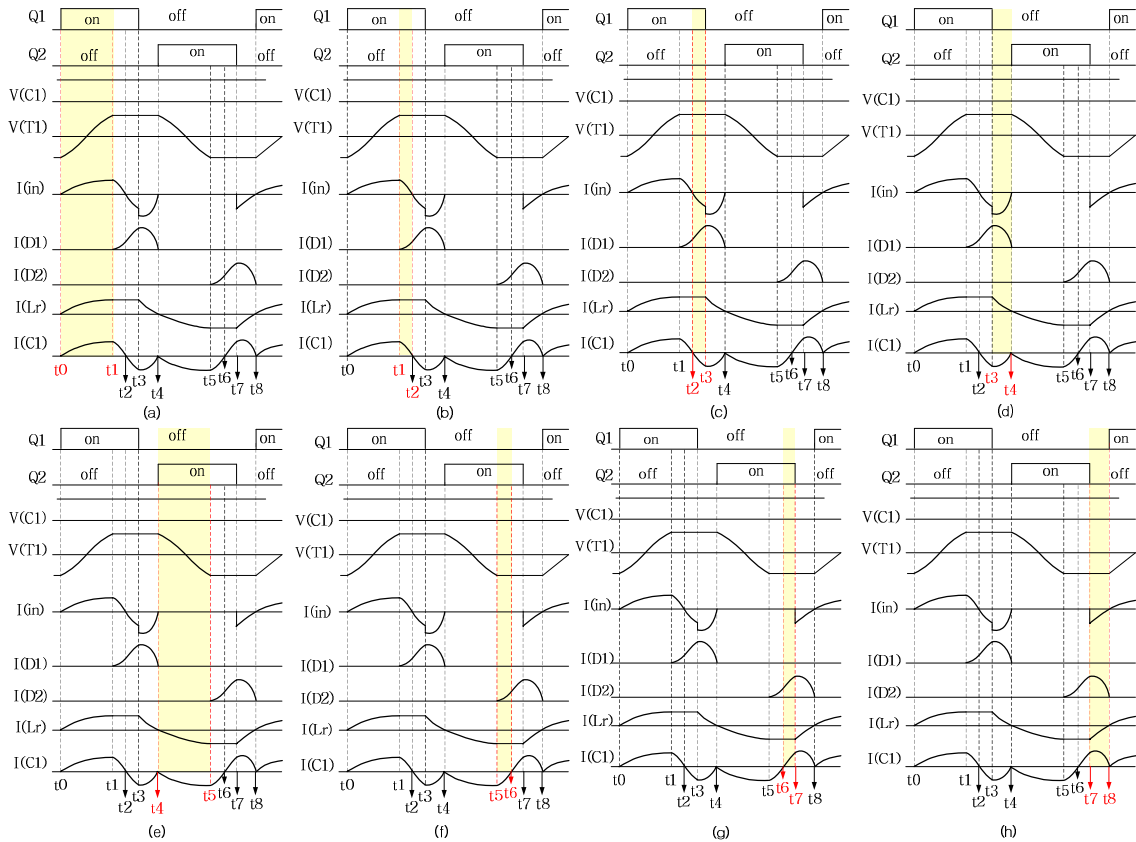


그림 7. 다이오드 추가 회로의 파형  
Fig. 7. Waveform of the circuit with diode

다.  $Q2$ 가 오프되어 데드타임 기간 동안은  $Q1$ 의 다이오드가 턴온 되어  $I(Lr)$ 에 흐르는 전류는 더 이상 일정하게 되지 않고 방전을 하게 그림 (h)로 동작하게 된다.

(h) :  $Q2$ 가 off되면  $Lr$ 에 충전된 에너지는  $Q1$ 의 다이오드를 통하여 방전하게 되고 이는 DC 입력단을 충전하게 되어  $I(in)$ 이 흐르게 된다. 공진으로 인한 변압기의 전압이  $-V_{dc}/2$ 보다 감소하게 되면 다이오드  $D2$ 는 차단되어  $I(D2)$ 는 흐르지 않게 되며 이는 공진주파수에서  $Q1$ 이 on이 되는 시점과 거의 일치한다.  $Q1$ 이 on이 되면 다시 그림 (a)와 같이 동작하게 된다.

그림 8 (a)에서 기생 커패시터인  $C_o$ 부분을 제외한 등가회로를 나타내었다. 그림 8 (b)는  $C_o$ 를 포함하여

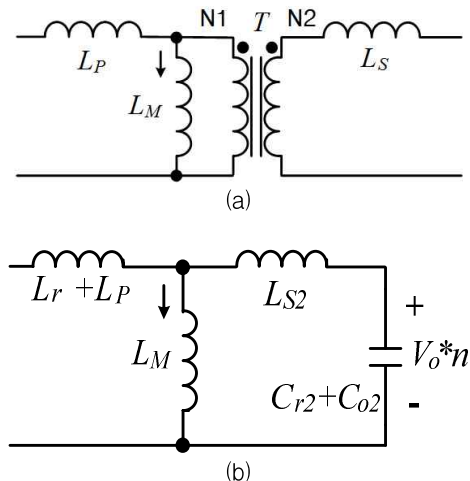


그림 8. 공진형 이그니션 변압기 등가회로  
(a) 변압기 자체 모델 (b)  $C_o$ 를 포함한 2차를 1차로 환산한 모델  
Fig. 8. Equivalent circuit of resonant igniton circuit

2차 측을 1차 측으로 환산한 등가회로를 보여준다.  $Ls2$ ,  $Cr2$ ,  $Co2$  값을 각각  $Ls$ ,  $Cr$ ,  $Co$  값을 1차 측으로 등가화한 값이다.

공진을 일으키는 부분은 그림 4에서  $Lr$ ,  $Cr$ ,  $Co$ 와 그림 8 (a)에서  $Lp$ ,  $Lm$ ,  $Ls$ 가 되며 이 파라미터들은 그림 8 (b)와 같이 등가화할 수 있다. 공진 주파수는 다음과 같이 유도가 된다.

$$Ls2 = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Ls \tag{1}$$

$$Cr2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 Cr, \quad Co2 = \left(\frac{N_2}{N_1}\right)^2 Co \tag{2}$$

$$C_{eq} = Cr2 + Co2 \tag{3}$$

$$L_{eq} = (Lr + Lp) // Lm + Ls2 \tag{4}$$

$$fo = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_{eq} \times C_{eq}}} \tag{5}$$

### 2.3 전자식 안정기의 동작 순서

그림 9는 공진 기동시 전자식 안정기의 동작 순서도를 보여준다. 가로등용 안정기의 경우는 0m에서 최대 20m까지의 원거리에서 점등하기 때문에 거리에 따라 전선 간 기생 커패시턴스 값이 차이가 발생하게 된다. 실험 결과 기존의 회로에서 0m일 때에는 153kHz에서 공진하였으며 20m 거리에서는 123kHz에서 공진하여 공진주파수가 약 26kHz정도 차이가 난다. 거리에 따라 공진점이 달라지기 때문에 넓은 범위에서 주파수를 sweep하여 공진기동을 하도록 하였다.

## 3. 시뮬레이션 및 실험 결과

### 3.1 9 : 68턴 변압기를 사용한 실험

표 1은 선길이 따른 기생 커패시턴스( $Co$ )와 인덕턴스( $Lo$ )를 측정된 값과 변압기를 이용한 회로 구성에

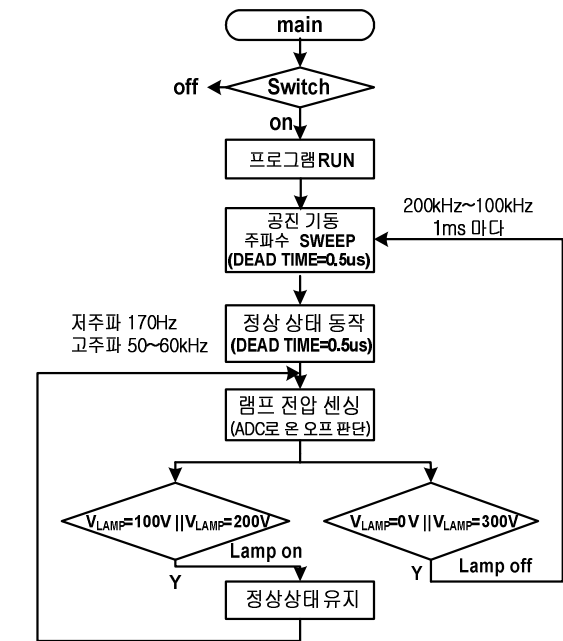


그림 9. HID 전자식안정기 흐름도  
Fig. 9. Flow chart of HID electronic ballast

따라 시뮬레이션을 통해 구한 공진 주파수를 보여준다. 즉 9 : 68턴인 변압기를 사용하고 변압기 2차 측에 2.2nF의  $Cr$ 를 사용하였을 경우이며 기생 인덕턴스  $Lo$ 를 1차 측으로 환산하였을 경우를  $Lo$ (1차 측으로 환산)으로 나타내었다. 기생 인덕턴스 값은 변압기의 다른 파라미터 값들과 비교하여 값이 매우 작기 때문에 계산이나 시뮬레이션 및 실험에서는  $Lo$  값을 포함하지 않고  $Co$ 만 포함하였다.

표 1. 회로구성방법과 거리에 따른 공진주파수 변화  
Table 1. Changing in the resonance frequency corresponding to the distance

턴수비 \ 거리	0m	5m	10m	15m	20m
$Co$	0	0.32nF	0.64nF	0.94nF	1.19nF
$Lo$	0	4.8uH	8.6uH	12uH	15uH
$Lo$ (1차측으로 환산)	0	84nF	150nF	210nF	262nF
9:68 (2.2nF)	153kHz	142kHz	135kHz	128kHz	123kHz

표 2는 제작한 변압기의 파라미터 값과 이를 이용한 계산식과 실험을 통한 공진주파수를 나타냈다. 계산 값과 실험값과의 차이가 생기는 이유는 보유한 RLC meter의 측정 최대 주파수가 1kHz이기 때문에 주파수가 커질수록 오차가 발생하게 됨을 추정할 수 있다.

표 2. 변압기 파라미터 값 (N1:N2 = 9:68)  
Table 2. Transformers parameter values (N1:N2 = 9:68)

Lm	Lp	Ls	공진 주파수	
			계산치	실험
7.38μH	3.37μF	83.7μH	153kHz	150kHz

다음은 9 : 68턴의 변압기와 변압기 2차 측에 2.2nF의 공진용 커패시터(Cr)를 사용하였을 때의 실험파형이다. 그림 10과 그림 11은 기생 커패시터 영향이 없는 점등거리가 0m에서 과전압 방지 다이오드 클램핑 회로를 사용하기 전과 사용 후 차이를 실험파형으로 비교하였다. 그림 10의 실험 파형은 9 : 68턴 인 변압기를 사용하고 과전압 방지 다이오드 클램핑 회로를 사용하지 않았을 때의 실험 파형이다. 이에 대한 회로는 그림 2에 나타나 있다.  $V_t$ 는 변압기 1차 측 전압을 나타내고,  $V_o$ 는 회로의 출력부분 즉 램프단의 전압을 나타내고,  $I(c1)$ 은 커패시터  $C1$ 의 전류를 나타낸다. 동작 주파수는 150kHz이며 이는 공진 주파수로 가장 큰 전압이 발생된다. 출력 전압  $V_o$ 를 보게 되면 3.6kV의 최대값이 걸리는 것을 알 수 있으며, 이때 변압기 1차 측 전압  $V_t$ 는 약 500V의 최대 값이 걸리는 것을 알 수가 있다. 또한 공진용 커패시터  $C_r$ 에는 출력전압 3.6kV가 걸리는 것을 알 수가 있다. 또한 1차 측에 인버터에 흐르는 전류  $I(c1)$ 은 시뮬레이션 결과인 그림 5와 같이 약 2.5A peak의 전류가 흐르는 것을 알 수가 있다.

그림 11은 과전압 방지 클램핑 회로를 추가한 경우의 실험파형이다. 변압기 1차 측 전압  $V_t$ 는 전압이 ±250V로 클램핑 되는 것을 확인할 수 있고, 클램핑될 때에 다이오드에 전류가 흐르는 것은 커패시터  $C1$ 에 흐르는 전류  $I(c1)$ 의 파형으로 확인할 수 있다. 그림 11의 실험파형에서는  $V_t$ 가 음인 구간에서는 클램핑

되는 시간이 길고  $I(c1)$ 의 전류도 크게 변한다. 하지만  $V_t$ 가 양인 구간에서는 클램핑 되는 시간이 짧고 전류도 조금 변하게 된다. 이는 비록  $Q1$ 과  $Q2$ 에 같은 폭의 게이트 신호를 준다고 하더라도 Gate Driver에서의 출력파형인  $Q1$ 과  $Q2$ 를 on/off 시키는 시간이 다르기 때문이다.  $Q1$ 과  $Q2$ 의 게이트 신호는 FET 구동용 IC로 하프 브릿지 드라이버 IR2104를 사용하였으며 이는 하나의 입력 신호로 두 개의 FET  $Q1$ ,  $Q2$ 를 구동할 수가 있다. 이때 IC의 내장된 데드 타임은 520ns이다. 이론상으로는  $Q1$ 과  $Q2$ 의 온 시간을 같아야 하나 실험 파형에서 알 수 있듯이 실측 결과 데드 타임의 영향으로  $Q1$ 의 on 시간이 1.63μs이고  $Q2$ 의 on 시간은 1.84μs로  $Q2$ 의 on 시간이 길어  $V_t$ 가 음의 전압일 때 클램핑이 잘 되는 것을 알 수 있다. 그림 12는 거리가 20m일 때의 실험 파형이다. 동일하게 9 : 68턴인 변압기 사용하여 클램핑 다이오드 회로를 사용하여 실험하였다. 거리가 20m이기 때문에 선간 기생 커패시턴스가 존재하며 저항 또한 존재하여 Q값이 작아지게 되어 클램핑된 전압 크기는 동일하지만  $I(c1)$  전류를 보면 다이오드로 흐르는 전류가 줄어 든 것을 확인할 수 있다. 또한 기생 커패시턴스 값이 추가되었기 때문에 공진주파수도 작아져 122kHz 주파수로 동작함을 알 수 있다.

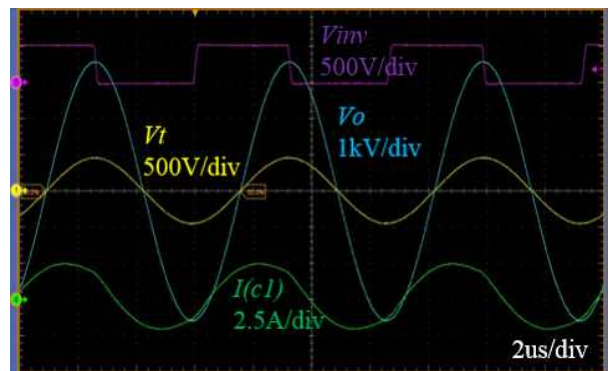


그림 10. (9:68)턴 변압기와 2차 측에 2.2nF의 커패시터와 출력측에 기생 커패시터 없을 시(0m) 실험 파형 (클램핑 다이오드 미사용)  
Fig. 10. Experimental waveform when the transformer of (9:68) turn and capacitor of 2.2nF and parasitic capacitor were not used (0m) (without clamping diodes)

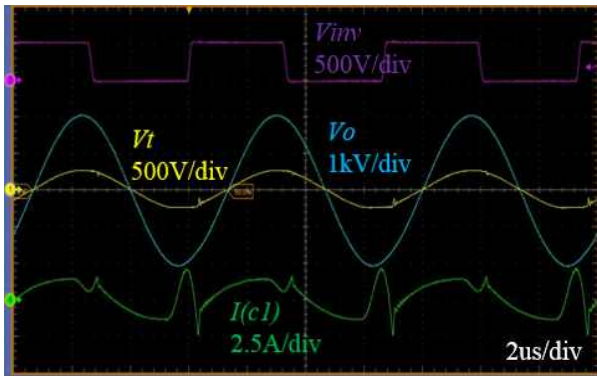


그림 11. (9:68)턴 변압기와 2차 측에 2.2nF의 커패시터와 출력측에 기생 커패시터 없을 시(0m) 실험 파형 (클램핑 다이오드 사용)

Fig. 11. Experimental waveform when the transformer of (9:68) turn and capacitor of 2.2nF and parasitic capacitor were used (0m) (with clamping diodes)

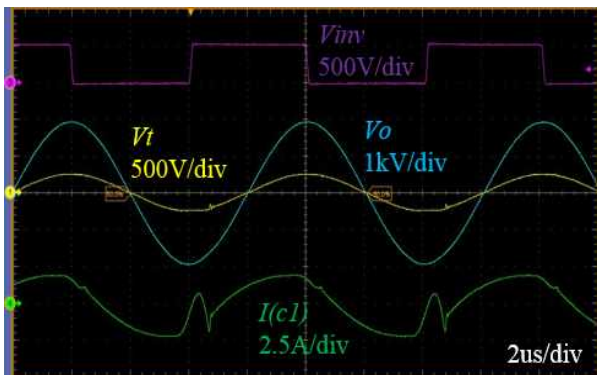


그림 12. (9:68)턴 변압기와 2차 측 일부에 2.2nF의 커패시터와 출력 측에 기생 커패시터 존재 시(20m) 실험 파형 (클램핑 다이오드 사용)

Fig. 12. Experimental waveform when the transformer of (9:68) turn, capacitor of 2.2nF and parasitic capacitor were used (20m)(with clamping diodes)

### 3.2 주파수 sweep에 따른 공진 기동

그림 13, 14는 클램핑 다이오드를 사용 전과 사용 후의 실험 파형을 보여준다. 선길이가 0m일 경우 공진 주파수가 150kHz가 되고, 20m일 경우 122kHz가 되어서 선 길이에 상관없이 기동하기 위하여 주파수를 200kHz에서 100kHz까지 sweep하여 실험하였다. 주

파수 sweep은 총 12ms가 한 주기로 동작으로 하게 되고, 0.1ms마다 약 0.8kHz씩 주파수를 변동시켰다.

선길이가 0m일 때의 이득이 가장 커서 출력전압의 최대 값이 약 3.5kV정도가 된다. 주파수 sweep 후 170Hz의 구형파를 한번 출력하고 램프가 점등되지 않은 것으로 판단하여 재 sweep하게 된다.

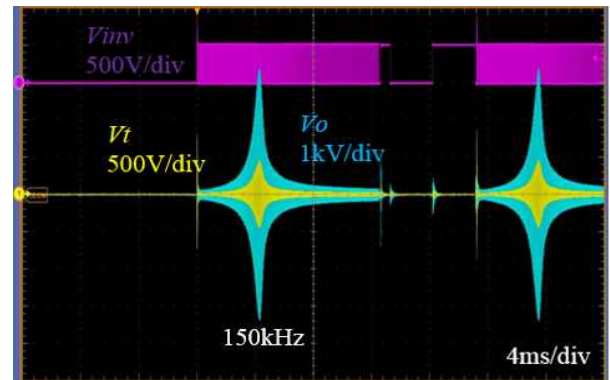


그림 13. (9:68)턴 변압기 사용하고 선길이가 0m일 때 주파수 sweep 실험 파형(클램핑 다이오드 미 사용)

Fig. 13. Experimental result of the frequency sweep when the length of the wire is 0m and (9:68)turn transformer

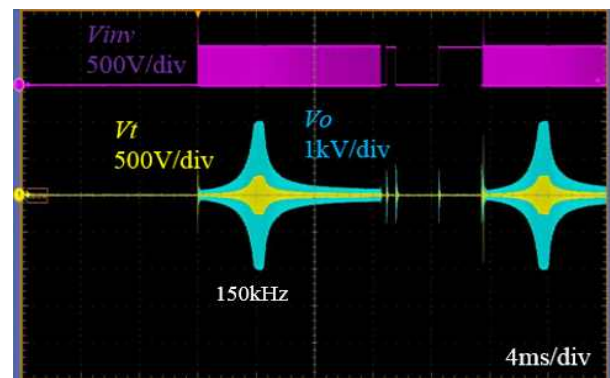


그림 14. (9:68)턴 변압기 사용하고 선길이가 0m일 때 주파수 sweep 실험 파형(클램핑 다이오드 사용)

Fig. 14. Experimental result of the frequency sweep when the length of the wire is 0m and (9:68)turn transformer

그림 14 실험파형은 과전압 방지 클램핑 다이오드 회로를 추가하였을 때의 주파수 sweep 실험파형이다. 변압기 1차 측 전압인  $V_t$ 는  $\pm 250V$ 로 클램핑 되는 것



을 알 수가 있으며 이에 따라 출력 전압  $V_o$  역시 감소하여 약 2kV가 걸리게 된다. 제안된 클램핑 다이오드의 영향으로 변압기 1, 2차측 전압이 제한되는 것을 알 수가 있다.

#### 4. 결 론

가로등용 HID 램프 전자식 안정기는 램프까지의 거리가 길더라도 점등시 문제 없이 사용할 수 있어야 한다. 그래서 거리에 따른 감쇠가 적은 원거리 기동 방식 중에 하나인 공진형 이그니터 회로에 대한 연구를 하였다. 그중에 하나인 공진형 기동 회로를 내장형으로 해서 정상상태시의 폴 브릿지 파워단 회로와 조합하여 구성하면 회로 구성은 간단해지나 공진 회로가 정상상태 동작에 영향을 주어 극성 변환시 과도한 전류가 흐르게 되고 효율 향상에 걸림돌이 되었다. 따라서 본 연구에서는 폴 브릿지 파워단 회로 내장형인 공진형 이그니터를 주 전력변환 회로 밖으로 빼내서 별도의 하프 브릿지 공진형으로 구성하여 공진 탱크가 램프 점등 후에 영향이 없도록 하였다. 또한 원거리에서 점등 시 전선의 길이에 의해 달라지는 기생 커패시터와 이에 따라 달라지는 공진 주파수의 영향으로 주파수 sweep 시 변압기 1차 측 전압이 과도하게 상승되는 문제가 발생하게 되어 이를 억제하기 위해 변압기 1차 측에 전압 클램핑 회로를 새롭게 제안하여 회로 분석을 하였다. 이는 시뮬레이션과 실험 결과를 통하여 검증하였다.

본 연구는 경기도의 경기도지역협력연구센터(GRRC) 사업의 일환으로 수행하였음.  
 [(GRRC환경2011-B04), 클린 및 농식품 물류센터를 위한 에너지 절약형 전력변환장치 상용화 개발]

#### References

[1] 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.  
 [2] 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.  
 [3] D. Shmilovitz, S. Singer, "Pulsed Power Generation by Means of Transmission Lines", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 18, No. 1, pp. 221-230, Jan. 2003.  
 [4] W. C. Lee, "Transient Current Control of Two-Stage Electronics Ballast for HID Lamps", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 28, No. 1, pp. 1-8, Jan. 2014.  
 [5] 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. 1-8, Feb. 2013.  
 [6] R. Watson, G. C. Hua, and F. C. Lee, "Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications" IEEE Transactions on power electronics, Vol. 11, No. 1, pp. 191-198, Jan., 1996.  
 [7] G. Y. Jeong, K. H. Yoo, "Characteristics Analysis of the Ballast for HID Lamps According to Cable Length", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 20, No. 6, pp. 9-17, July. 2006.  
 [8] 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.  
 [9] G. Y. Jeong, D. H. Yoo, "High Efficiency Resonant Asymmetrical Half-Bridge Flyback Converter", Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers, Vol. 24, No. 4, pp. 81-94, Apr. 2010.

#### ◇ 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.