

# 마그네트론 구동용 전원장치 설계에 관한 연구

°김일권 · 한주섭 · 조성훈 · 이성근 · 길경석

한국해양대학교 전기공학과

## A Study on the Development of a Power Supply for Driving Magnetron

°Il-Kwon Kim · ju-seop Han · sung-hun Cho · Sung-Keun Lee · Gyung-Suk Kil

Korea Maritime University

E-mail : kilgs@hhu.ac.kr

### 요 약

본 논문에서는 무전극 플라즈마 램프 구동용 연속펄스발진 마그네트론의 전원장치에 대하여 기술하였다. 제안한 전원장치는 역률개선회로, 직렬 공진형 ZVS 하프브리지 인버터, 고압누설변압기 및 IGBT 제어회로로 구성하였다. 시뮬레이션결과로부터 인버터 운전주파수 가변에 의해 마그네트론의 입력전력을 최대 33.3%까지 조절할 수 있었다.

### ABSTRACT

This paper describes a power supply of a CW magnetron for driving a electrodeless plasma lamp. The proposed power supply consists of a power factor controller, a series resonant ZVS half bridge inverter, a high voltage leakage transformer, and two IGBT drives. From the simulation results, it was confirmed that the proposed circuits can control the input power of the magnetron up to 33.3[%] linearly by adjust driving frequency of the inverter.

### 키워드

plasma lighting system, power supply, resonant ZVS half bridge inverter, high voltage transformer

## 1. 서 론

광원의 고효율, 고연색성, 장수명이란 산업적 요구에 의해 무전극 방전등이 출현하여 상용화가 급속히 진행되고 있으며, 수백 W급 이상의 무전극 방전등은 연속펄스발진 마그네트론에서 발생하는 마이크로파를 광원 구동장치로 이용하고 있다.

마그네트론은 가전기기는 물론 산업용 마이크로파 유전가열장치에도 광범위하게 적용되고 있으며, 마그네트론은 구동전원으로는 수 kV의 직류고전압과 동작시 전류제한이 요구된다. 이러한 특성은 일반적으로 고전압 누설 및 승압겸용 변압기를 이용하여 반파 또는 전파 배전압회로를 구성하여 정전력으로 사용하고 있으며, 피가열물에 조사되는 전력제어가 요구되는 곳에는 마그네트론의 on-off시간제어 또는 인버터에 의한 펄스폭 제어로 가변하고 있다.

본 연구에서 개발하고자하는 무전극 방전등 시스템(Plasma Lamp System, PLS)용 전원장치는 최근 상용화되어 전자렌지에 적용되는 일반적인 인버터방식 전원장치와 동작원리는 크게 다르지 않다. 그러나 사용조건에서 보면 전자렌지는 단시간 사용이 일반적이며, 제품 경쟁력 때문에 저가격화실현을 위해 최소한의 기능 즉, 마그네트론에 고전압공급 및 전류제한의 기본 기능만을 설계한다. 그러나 PLS용은 연속사용과 출력전력의 선형적 제어가 가능하고 안정한 직류전원을 공급해야 하는 특성이 있으므로 역률제어회로와 조광제어를 위한 고효율, 고역률형 인버터의 개발이 요구되어, 본 연구에서는 300W급 마그네트론 구동용 고효율 인버터를 개발하고자 한다.

## II. 회로설계

가전제품이나 조명용 전원장치의 소형화를 위해서는 고주파 스위칭 주파수로 수동소자를 제어한다. 그러나 스위칭 주파수를 높이면 스위칭 손실과 노이즈 발생을 초래하여 효율이 저하한다.

효율을 상승하기 위한 방안으로 공진 회로를 이용하고 있으며, 그 종류로는 능동 클램프 ZVS 공진형 컨버터, 공진형 ZVS FB 컨버터 등이 있다.

능동 클램프 컨버터는 주 스위치의 기생 캐패시터와 변압기의 누설 인덕턴스를 이용하여 영전압 스위칭을 가능하게 하여 고효율과 높은 주파수 범위의 제어를 얻을 수 있으나 일반적으로 사용되는 정류기와 평활 캐패시터로 인해 역률이 저하하는 경향이 있다[2]. 공진형 ZVS FB 컨버터는 주파수 제어에 의한 전력제어가 용이하나 스위칭 소자 수가 많으며, ZVS 조건이 매우 좁고, 1차측에 삽입되는 환류 구간으로 도통 손실이 많아지게 된다.

따라서 소용량의 300[W]급 조명용 전원장치는 회로 구성이 간단하면서도 효율과 역률을 높일 수 있도록 설계되어야 한다.

본 연구에서는 고효율과 소형화를 위해서 역률 개선회로가 부가된 고주파 동작이 가능한 ZVS HB 공진형 DC-DC 컨버터를 구성하였다.

### 2.1 역률개선회로

직류전원을 사용하는 정류기의 입력전류 형태는 불연속이며, 이에 대한 영향으로 입력전압의 왜곡과 입력전류의 고조파에 의한 역률저하는 물론 주변기기의 영향을 줄 수가 있다. 총 고조파 왜형률(THD)과 역률(PF)이며 다음과 같은 수식으로 간략화 될 수 있다.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \quad (1)$$

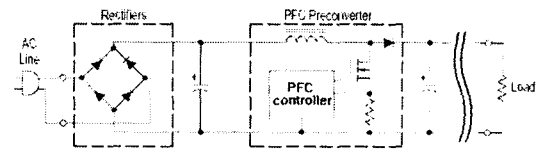
위 식으로부터 캐패시터 입력형 정류기인 경우, 총 고조파 왜형률이 낮아지면 역률이 좋아짐을 알 수가 있다. 즉, 역률 개선회로의 궁극적인 목표는 총 고조파 왜형률을 낮게 하는 것이며, 정류기 입력단에서 보면 마치 저항부하인 것처럼 스위칭 전원을 동작시키는 것이다.

일반적으로 스위칭 전원에서 전원의 역률을 개선하기 위한 회로방식은 수동필터의 평활콘덴서 대신에 인덕터 에너지축적형인 승압형 컨버터(Boost type converter)를 부가한 것이며, 출력전압은 입력전압보다 높게 된다.

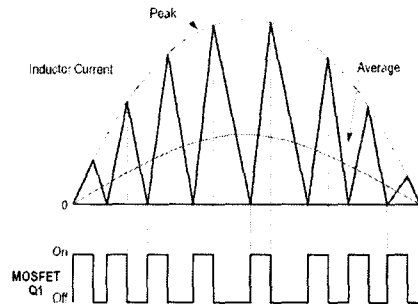
그림 1은 역률 개선회로의 구성과 인덕터에 흐르는 전류 파형을 나타낸다. 이 경우 컨버터의 입력전압은 앞단의 정류부에서 전파 정류된 전압이 인가되고, 출력전압은 비교적 안정된 직류전압이며, 스위치는 일정한 스위칭 주파수에서 제어된다. 출력전압을 안정화하기 위해 시비율로 스위치가 제어되며, 인덕터에 흐르는 전류의 최대치는 다음과 같다.

$$i_{in(pk)}^{rec} = \frac{v_{in}^{rec}}{L} = \frac{v_{in} |\sin \omega t|}{L} t_{on} \quad (2)$$

만약 정상상태에서 스위치의 온 시간이 시간에 따라 크게 변하지 않는다면 일정한 상수로 근사시킬 수가 있고, 이 때의 입력전류의 최대치는 입력전압과 주기가 같고 크기가 비례하는  $t_{on}$  형태이며, 결국 인덕터 전류의 평균치는 전압과 동상이다. 따라서 컨버터는 높은 역률을 낼 수가 있으며 그 만큼의 고조파 성분도 저감시킬 수가 있다.



(a) 역률 개선회로의 구성



(b) 인덕터에 흐르는 전류파형

그림 1. 역률 개선 회로의 개념도

본 연구에서는 역률제어전용 IC(MC34262)를 적용하여 400[W]급 역률제어장치를 설계하여 시제작하였다. 평균부하전력 300[W] 부하에 대해 입력전압 184[V]~276[V]범위에서 출력 400[V]±8[V], 역률 98 [%] 이상을 유지하였다.

### 2.2 ZVS HB DC-DC 컨버터 시스템

ZVS HB 컨버터 시스템은 PFC 회로, ZVS HB 컨

버터, 2 배압 정류회로로 구성된다.

ZVS HB 컨버터는 입력 전압 분할용 캐패시터  $C_1$  및  $C_3$ , 구동용 스위칭 소자  $g_2$  및  $g_4$ , 영전압(ZVS) 스위칭을 위한 캐패시터  $C_2$  및  $C_4$ , 주변압기  $T_1$  과 직렬 접속된 공진용 캐패시터  $C_r$ 로 구성된다.

변압기 2차측 2 배압 정류회로에 접속된 배압용 캐패시터  $C_0$ 를 이용하여 음의 반주기 동안 2차 전압을 충전하고, 양의 반주기 동안 충전된 전압과 합쳐져 마그네트론 양극 전압을 형성한다.

마그네트론 양극 cut-off 전압은 3[kV]~10[kV] 범위이며, cut-off 전압 이상을 양·음극 사이에 걸게 되면 전자 방출에 의한 전류가 흐를 때까지 마그네트론은 큰 저항 부하로 동작하며, 마이크로파 발진 후에는 순수 저항 부하가 된다.

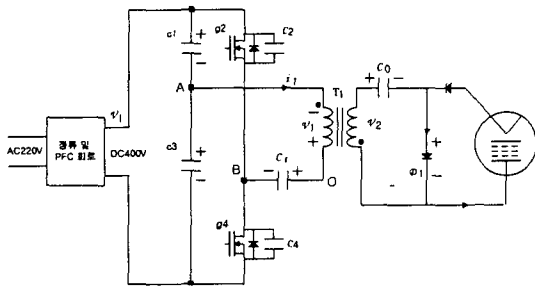


그림 2. ZVS HB DC-DC 컨버터 시스템

2.2.1 동작 모드별 설명

그림 3은 한 주기동안 5개의 동작 모드로 대별하여 각 부의 파형을 나타내었고, 그림 3에서 각 Mode 별 동작원리를 상세히 설명하였다. 위로부터 구동용 스위칭 소자의 게이트 펄스, 변압기 1차 전류, 분할용 캐패시터  $C_1$ 과  $C_3$  양단전압을 나타낸다.

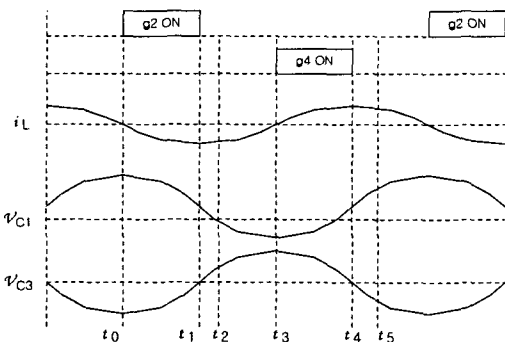


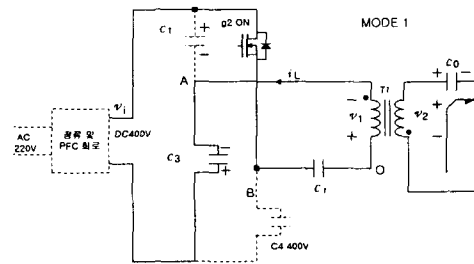
그림 3. 각 부의 파형

Mode 1 ( $t_0 \sim t_1$ )은  $g_2$ 의 turn on으로 시작되며, 변압기 주 전류  $i_L$ 이 음의 방향으로 증가하고, 2차측 전압은 음의 방향이 되어 2 배압 정류용 캐패시터  $C_0$ 가 공진 전압으로 충전된다.

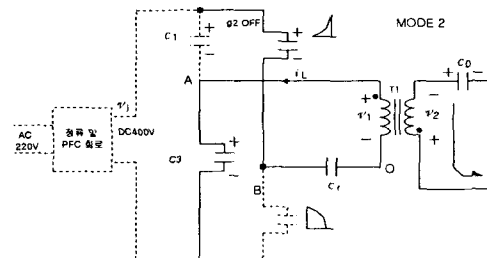
Mode 2 ( $t_1 \sim t_2$ )는  $g_2$ 가 turn off 되고,  $C_2$  양단전압  $V_{C2}$ 는 전원전압  $V_i$ 까지 충전되며,  $C_4$  양단전압  $V_{C4}$ 는 방전하게 된다. 변압기 1차 전류  $i_L$ 은 0으로 감소하게 되고, 2차측에 마그네트론 cutoff 전압이 걸려 마그네트론에 양극전류가 흐르고 발진을 하게 된다.

Mode 3 ( $t_2 \sim t_3$ )에서는 다이오드  $D_4$ 를 통해 전류  $i_L$ 이 환류하는 구간이며, 다음  $g_4$  스위칭 소자가 영전압하에서 turn on이 될 수 있는 조건을 만들어 준다.

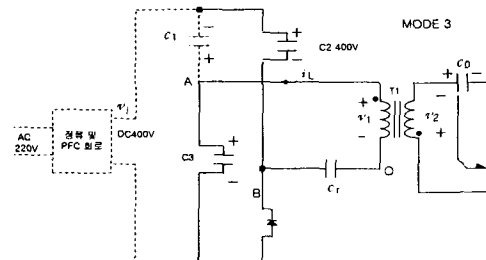
Mode 4 ( $t_3 \sim t_4$ )에서  $g_4$ 가 turn on되고, 변압기 1차 전류는 양의 방향으로 상승하게 되고, 2차측 부하 전류는 계속하여 흐르며, Mode 5 ( $t_4 \sim t_5$ )에서는 Mode 2 및 Mode 3과 같은 동작을 반복하게 된다.



(a)



(b)



(c)

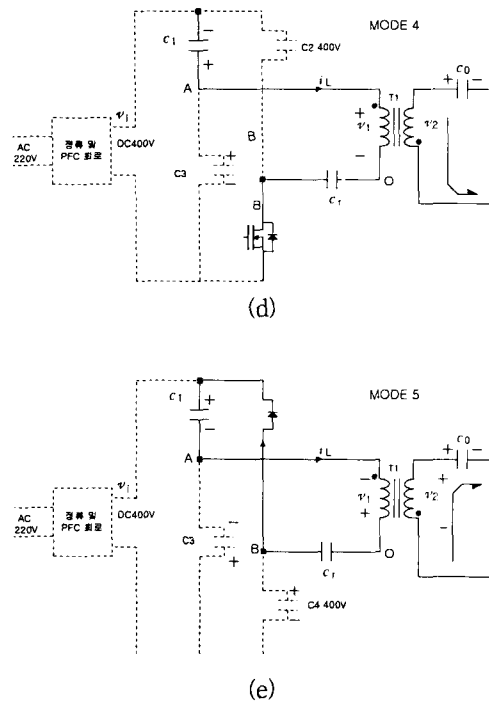


그림 4. 동작 모드

2.3 시뮬레이션 및 결과 고찰

표 1은 본 연구에 사용된 마그네트론 사양이다.

표 1. 마그네트론 사양(YJ1530P)

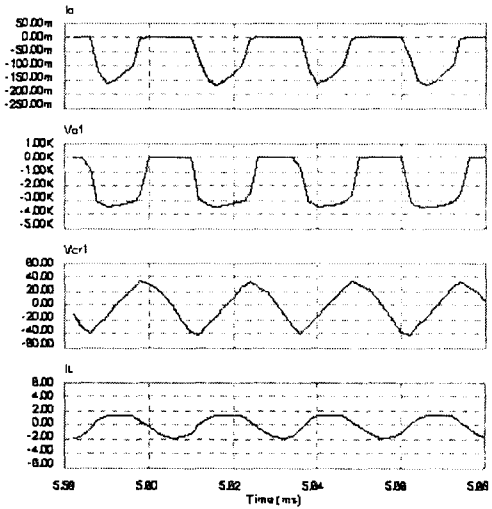
항 목		정 격
Frequency		2.46[GHz]
Output Power		310[W]
Anode Current(mean)	Mean	150[mA]
	Peak	900[mA]
Filament Current		11.5[A]
Anode voltage		3.0[kV]
Efficiency		68[%]

표 2는 주파수 변화에 따른 부하전력의 변화를 나타낸 것으로  $D_1$  양단 전압의 변동률은 약 3.1[%]이고, 부하 전력의 변동률은 약 33.3[%]를 보이고 있다.

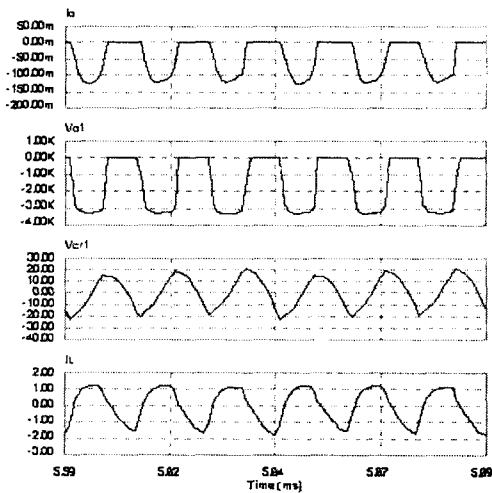
표 2. 주파수 변화에 따른 부하전력 변화

주파수 [kHz]	$D_1$ 양단 전압 [V]	부하전류 [mA]	부하전력 [W]
40	3,200	95.5	286.6
50	3,180	89.2	267.5
60	3,150	82.8	248.4
70	3,120	73.0	219.7
80	3,100	63.7	191.1

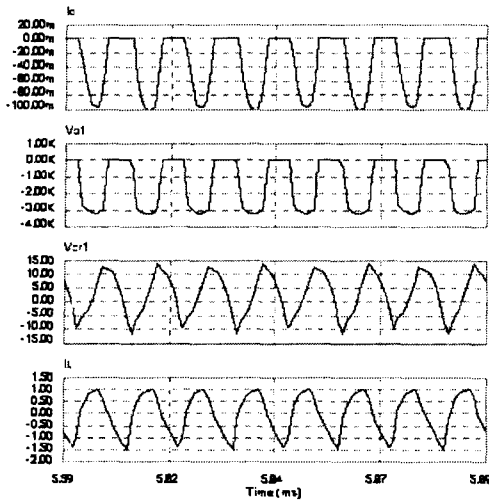
그림 5는 스위칭 주파수 변화에 따른 부하 전류 및 전압 파형을 분석하기 위하여 Psim을 이용하여 시뮬레이션 한 결과이다. 위로부터 부하전류, 다이오드  $D_1$  양단 전압, 공진용 캐패시터 전압, 변압기 1차 측 전류를 나타낸다.



(a) 출력 파형(40[kHz] 일 때)



(b) 출력 파형(60[kHz] 일 때)



(c) 출력 파형(80[kHz] 일 때)

그림 5 주파수 변화에 따른 출력 파형

그림 5(a)는 스위칭 주파수를 40[kHz]로 동작시켰을 때의 파형으로서 최대 출력 전류는 150[mA], 마그네트론 입력전압(다이오드  $D_1$ 의 양단 전압)은 약 3.2[kV]이다. 이 전압은 마그네트론 고주파 발진으로 인해 cut-off 전압으로 나타나게 된다. 그림 5(b)와 (c)는 각각 스위칭 주파수를 60[kHz], 80[kHz]로 동작시켰을 때의 파형이며, 최대 출력 전류는 각각 130[mA], 100[mA]이고, 최대 출력 전압은 3.15[kV], 3.1[kV]이다. 따라서 광범위한 주파수 변화에 대해서 매우 적은 출력 전압의 변동으로 큰 전류의 변동을 가져올 수 있어 넓은 주파수 변화에 대한 전력제어가 용이함을 알 수 있다.

### III. 결 론

본 연구에서는 PLS용 ZVS HB 공진형 DV-DC 컨버터를 구성하여 시뮬레이션을 수행함으로써 다음과 같은 특성을 확인할 수 있었다.

1) 스위칭 소자와 역병렬로 다이오드 및 캐패시터를 접속함으로써 스위칭 소자의 스트레스를 경감하고, 영전압 스위칭을 수행할 수 있어 스위칭시의 전력 손실을 감소할 수 있으며, 간편한 고역률 소자를 이용하여 브리지 정류기로 인해 경감된 역률을 높일 수 있었다.

2) 직렬공진 회로를 이용함으로써 변압기의 크기를 경감할 수 있고, HB 방식을 적용함으로써 스위칭 소자를 줄일 수 있어 시스템의 소형화를 기할 수 있다.

3) 광범위한 주파수 변화에 대해 출력 전압의 변동을 약 3[%] 범위로 유지하면서 부하전력을 30[%] 이상 제어할 수 있어 최적의 PLS용 전원 장치로 사용할 수 있는 가능성을 확인할 수 있었다.

### 참고문헌

- [1] 김희준, "SMPS 기본 설계, 공진형 컨버터", Technical Series, EP&C, pp.96-106, 2000.
- [2] J.G. Cho, J.A. Sabate, G. Hua and F.C. Lee, "Zero-voltage and Zero-Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications", IEEE, PESC, pp.102-108, 1994.
- [3] 오경섭, 남승식, 김경식, 김동희, 노채균, "소프트 스위칭 기법을 이용한 ZVS-HB형 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 설계 및 특성해석", 대한전기학회 논문지, 제50권 제4호, pp.179-187, 2001.
- [4] E. Miyata et al, "Quasi-resonant ZVS-PWM Inverter fed DC-DC Converter for Microwave Oven and Its Input Harmonic Current Evaluations", IEEE IECON Rec., Vol. 2, pp.773-778, 1999.