

## Single Stage Resonant Power Supply for Driving Magnetron Device

鄭 鎮 範\* · 延 在 乙\*\* · 金 熙 峻†  
(Jin-Beom Jeong · Jae-Eul Yeon · Hee-Jun Kim)

**Abstract** - This paper proposed a boost input type single stage resonant power supply for driving magnetron device. The proposed power supply can control both input power factor and output power at the same time. Also, because ZVS is achieved using the resonance between leakage inductance and resonant capacitance, switching losses are drastically reduced. To prevent breakdown or moding phenomenon of the magnetron due to excessive starting voltage, variable frequency ignition method is also proposed. Experimental results for the prototype power supply are presented and discussed to verify the validity of the proposed power supply.

**Key Words** : Magnetron, Single Stage, Resonant Zero Voltage Switching, PFC, Boost Input Type

### 1. 서 론

강한 자기장을 이용해 극초단파를 발생시키는 3극관 구조의 마그네트론은 전자렌지의 유전자열장치로써 뿐만 아니라, 다중통신, 레이더, 의료기, 마이크로파 분광기, 박막 스퍼터링 장치 및 펄스 정화장치의 반응기 등의 용도로 널리 사용되고 있으며, 최근에는 우수한 연색성과 고효율, 고수명, 및 높은 조도를 갖는 새로운 광원인 플라즈마 방전램프의 안정기로서도 응용이 되고 있다.

마그네트론 구동용 전원장치는 통상 4[kV] 정도의 고전압을 발생시켜야 하고 초기 발진을 위해 마그네트론의 음극을 충분히 예열할 수 있는 기능을 갖추어야 한다. 전자렌지용 마그네트론의 경우 전력용 반도체의 스위칭을 이용한 전력 변환회로의 발전으로 인하여 고주파 인버터형 전원장치를 적용하고 있으며, 이는 이전의 저주파 선형 전원공급기가 가졌던 고중량, 저역율, 저효율 및 고정출력 등의 단점을 극복할 수 있게 하였다. 그러나 마그네트론의 사용분야 확대와 더불어 요구되는 출력 또한 증가되는 추세이다.

본 논문에서는 부스트 입력형태를 갖는 마그네트론용 단일단 공진형 전원장치를 제안하였다. 제안된 전원장치는 전류 연속모드 펄스폭 변조방식을 적용함으로써 간단한 하나의 제어회로를 이용하여 입력측 역률개선과 출력전력을 동시에 제어할 수 있도록 하였다. 또한 변압기 누설 인덕턴스와 공진 커패시터간의 직렬공진을 이용한 영전압 스위칭을 통해 스위칭 손실을 저감시킬 수 있도록 하였고, 마그네트론

발진초기의 과전압으로 인한 모딩(moding) 및 파괴를 방지할 수 있도록 주파수 가변기법을 적용한 기동방식을 제안하여 마그네트론 음극의 충분한 예열이 가능하도록 하였다. [1][2]

제안된 전원장치의 동작과 특성 고찰을 위해 입력전압 120[VAC] 마그네트론 출력 1.1[kW] 급의 프로토타입 전원장치의 제작을 통한 실험 결과를 제시함으로써 제안한 전원장치의 유효성을 입증하였다.

### 2. 마그네트론 구동용 전원방식

#### 2.1 마그네트론의 구조

마그네트론은 그림 1에 나타낸 것과 같이 음극(cathod)과 양극(anode)으로 구성된 2극관과 양극과 음극 사이의 자계가 직각이 되도록 자석이 장치된 구조를 지닌다. 음극은 산화토륨과 같은 화학 물질로 구성되어 있어서 가열되면 전자를 방출한다. 이 전자는 양극이 음극에 대하여 양전위가 될 때에만 음극으로부터 양극방향으로 흐르게 된다.

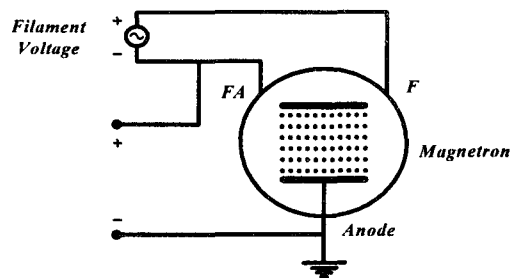


그림 1 마그네트론의 구조  
Fig. 1 Basic structure of magnetron device

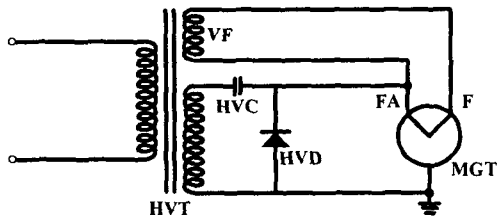
\* 正 會 員 : 漢陽大學校 電子電氣制御計測工學科 博士課程  
\*\* 正 會 員 : 漢陽大學校 메카트로닉스工學科 博士課程  
† 교신저자, 正會員 : 漢陽大學校 電子·컴퓨터工學部 教授·工博  
E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr

接受日字 : 2004年 7月 8日  
最終完了 : 2004年 8月 26日

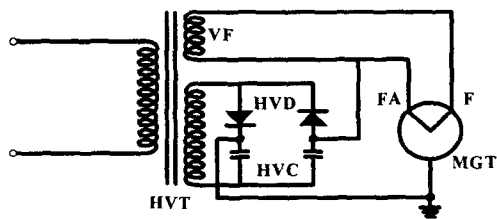
보통의 2극관 회로의 경우 음극이 음(negative) 전압에 연결되어 접지되어있고 양극은 같은 DC 전원의 양(positive) 전압단자에 연결되지만, 마그네트론의 경우 그림 1과 같이 DC 전원의 연결은 같으나 접지는 양극측에 연결된다. 필라멘트 전압을 인가한 후 음극전체가 열평형에 도달하기까지는 어느 정도의 시간이 필요하다. 특히 방열형 산화물인 음극은 이 시간이 길고 예열이 불충분한 상태에서 양극에 전압을 인가하면 스파크에 의한 음극과피를 일으키기 쉽다. 또한 열평형에 도달하는 과도기에 모딩을 일으켜 지속되는 경우가 있는데 이는 마그네트론의 수명을 단축시키거나 고전압을 전원회로에 유발시켜 회로소자를 파괴할 경우가 있기 때문에 충분한 예열이 필요하다.

2.2 마그네트론 구동 전원방식

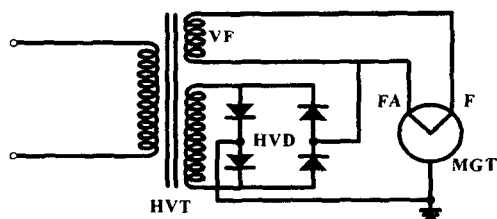
마그네트론에 사용하는 전원회로는 일종의 정전류 전원으로 반파 배전압 방식과 전파 배전압 방식, 전파 정류방식 등이 있다. 가정용 전자렌지에서는 저출력의 경우 주로 반파 배전압 방식이 사용되며 고출력이나 측정 장치에서는 전파 정류방식을 주로 사용한다.



(a) 반파 배전압 방식  
(a) Half-wave double voltage type



(b) 전파 배전압 방식  
(b) Full-wave double voltage type



(c) 전파 정류 방식  
(c) Full-wave rectification type

그림 2 마그네트론 구동 전원방식  
Fig. 2 Circuits for driving the magnetron

마그네트론을 구동하기 위한 전원회로는 서지(surge) 전압이 크게 발생하기 때문에 서지 전압을 흡수할 수 있는 바리스터 또는 ZNR 같은 소자를 부착하기도 하며, 전원 회로에 있는 커패시터는 고압이 충전되므로 정비시에 감전사고 방지를 위해 10[MΩ] 정도의 커패시터 방전용 저항을 삽입하기도 한다.

그림 2의 (a)에 나타난 반파 배전압 방식은 제작 원가가 적기 때문에 가장 많이 사용되고 있는 방식이다. 그러나 반파 배전압 방식은 양극전류의 최대치가 평균 양극전류의 3~3.5배 이상으로 높기 때문에 모딩현상이 쉽게 발생하는 단점이 있으므로 주의해야 한다.

전파 배전압 방식은 양극전류의 최대치가 평균전류의 2~2.5배로 비교적 낮기 때문에 고출력 전자렌지의 전원장치에 적합하지만, 음극이 충분히 예열되지 않으면 초기 모딩이 지속되는 단점이 있다. 전파 배전압 방식의 구성도를 그림 2의 (b)에 나타내었다.

그림 2의 (c)에 나타난 전파 정류 방식은 양극전류의 최대치가 평균전류의 1~1.5배로 상당히 낮으며 초기 모딩이 지속되지 않기 때문에 고출력 전자렌지에 적합하다. 그러나 이 방식은 배전압을 사용하지 않기 때문에 변압기 제작단가가 상승하므로 현재는 많이 사용되지 않는다.

2.3 마그네트론의 모딩(moding) 현상

모딩현상은 마그네트론 내부의 고주파전계가 부하로부터의 반사파등에 의해 발진모드를 유지할 수 없게 되어 다른 모드로 이동하는 현상으로, 마그네트론 음극온도가 너무 낮거나 관내가스의 영향에 의해 음극에서 에미션(emission) 공급이 부족해지면 발생한다. 이를 방지하기 위해서는 규정한 범위의 필라멘트(filament) 또는 히터(heater)전압을 가해줌으로써 음극이 충분히 예열되도록 하여야 한다.

모딩현상의 관측은 양극 전류파형을 측정하거나 양극 전압파형을 측정함으로써 판단할 수 있다. 특히 양극전압은 정상 발진시보다 높은 값을 나타내고 이로 인해 비 정상적인 서지가 발생하기도 하므로 모딩 확인시 측정장비에 과전압이 인가되지 않도록 주의가 필요하다. [1]

그림 3은 전파정류방식의 전원회로인 경우에서 정상적인 양극전류 파형과 모딩 발생시의 양극전류 파형을 나타낸 것이다. 그림 4는 양극전압과 전류를 모두 측정하여 오실로스코프의 X축과 Y축으로 설정한 양극전압-전류 곡선으로 이 곡선의 변화로부터 모딩 발생을 판단할 수 있다.

3. 마그네트론용 단일단 공진형 전원장치

3.1 회로구성

그림 5는 제안된 부스트 입력 방식의 마그네트론용 공진형 전원장치의 기본 회로와 역률개선기능 및 출력제어기능을 동시에 수행하는 제어회로의 개략적인 구성을 나타낸 것이다.

부스트 컨버터 형태의 역률개선 회로부는 입력측 인덕터  $L_1$ 와 스위치  $S_1$ 으로 구성되며 스위치  $S_2$ 와 커패시터  $C_1$ 은 능동 클램프 회로를 구성한다.

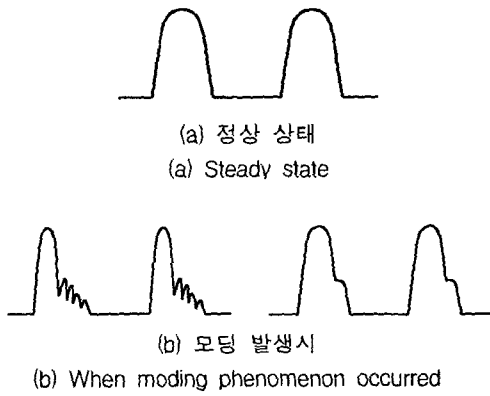


그림 3 정상 상태와 모딩 발생시의 양극전류 파형  
 Fig. 3 Anode current waveform of anode at steady state and when moding phenomenon occurred

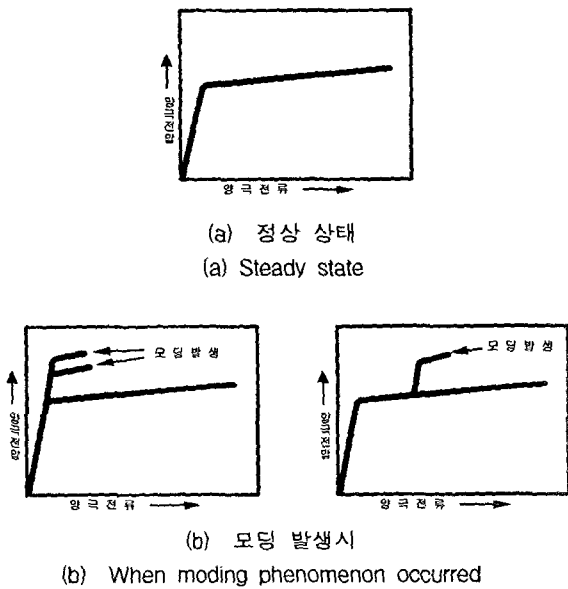


그림 4 정상 상태와 모딩 발생시의 양극전압-전류곡선  
 Fig. 4 Anode voltage-current curve at steady state and when moding phenomenon occurred

스위치  $S_1$  및  $S_2$ 의 역병렬 다이오드  $D_{S1}$  및  $D_{S2}$ 는 스위치 소자인 IGBT의 내장 다이오드이며 실제회로에서 스위치 소자  $S_1$  및  $S_2$ 는 각각  $C_{S1}$  및  $C_{S2}$ 로 표시되는 기생 커패시터 성분을 갖는다. 변압기 2차권선은 커패시턴스  $C_{O1}$ 과  $C_{O2}$ , 다이오드  $D_{O1}$ 과  $D_{O2}$ 를 통해 마그네트론의 양극과 음극에 고전압을 인가하는 역할을 한다. 변압기 3차 권선  $N_3$ 은 마그네트론의 출력을 결정하기 위한 필라멘트 코일의 전류원으로 작용된다. 한주기 동안 스위치  $S_1$  및  $S_2$ 는 각각 시비율  $D$  및  $1-D$ 로 도통되고 두개의 스위치 모두 턴-온 시에 영전압 스위칭이 이루어진다. 스위치  $S_2$ 의 게이트 구동신호는 스위치  $S_1$ 의 구동신호를 반전시킨 파형으로 두 신호 간에는 암단락 방지와 영전압 스위칭이 이루어지도록 데드타임을 부여해야 한다. [3][4]

변압기 누설 인덕턴스  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 간의 고유 공진 주파수  $f_0$ 는 식 (1)과 같다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_r C_r}} \quad (1)$$

3.2 모드별 회로 해석

제안된 전원장치의 해석을 위해 간단히 6개의 모드로 구분하였으며 해석에 필요한 주요 부분의 이론적 파형 및 각 모드별 전류경로를 각각 그림 6과 그림 7에 나타내었다.

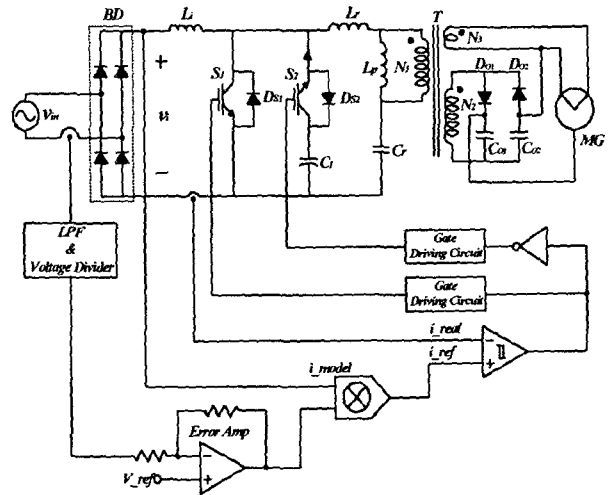


그림 5 제안된 전원장치의 기본회로 및 제어기 구성도  
 Fig. 5 Basic circuit and controller diagram of proposed power supply

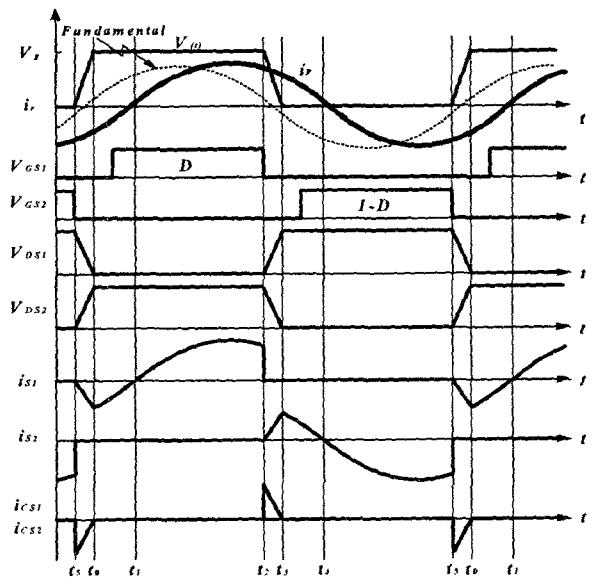


그림 6 주요 부분의 이론적 파형  
 Fig. 6 Theoretical waveform of main part

• 모드 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ )

$t = t_0$ 에서 스위치  $S_1$  및  $S_2$ 는 모두 오프 상태이다. 여기서, 변압기의 누설인덕턴스  $L_r$ 과 공진 커패시터  $C_r$ 간의 공진 전류  $i_c$ 은 스위치  $S_1$ 의 역병렬 다이오드  $D_{S1}$ 을 통해 공진탱크를 구성하며 순환하게 되고 스위치  $S_1$  양단은 영전압 상태가 된다.  $t_0 \leq t < t_1$  구간 사이에 스위치  $S_1$ 이 턴-온 됨으로써 자연스럽게 영전압 스위칭이 이루어진다. 변압기 2차권선  $N_2$ 의 전류는 커패시터  $C_{O1}$ 과 다이오드  $D_{O1}$ 으로 구성된 폐로를 따라 순환하게 되고 1차 측으로부터 전달된 에너지는 커패시터  $C_{O1}$ 에 축적되며, 마그네트론의 양극에 에너지를 전달한다.

• 모드 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ )

$t = t_1$ 에서 공진전류  $i_c$ 은 방향이 반전되고 변압기 2차측  $N_2$ 의 전류는 커패시터  $C_{O2}$ 와 다이오드  $D_{O2}$ 를 통해 흐르며 커패시터  $C_{O2}$ 의 충전과 마그네트론의 양극으로 전류를 유입시킨다.

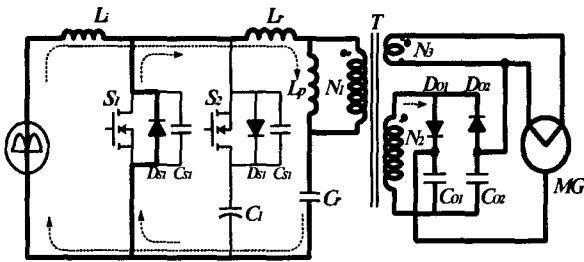
이때 마그네트론 음극과 양극 사이에 인가되는 전압은 커패시터에  $C_{O1}$ 과  $C_{O2}$ 에 충전되어 있던 전압  $V_{C1}$ 과  $V_{C2}$ 의 합이 되며, 마그네트론이 발진을 유지하는 정상상태에는 일정 전압으로 클램핑 된다.

• 모드 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ )

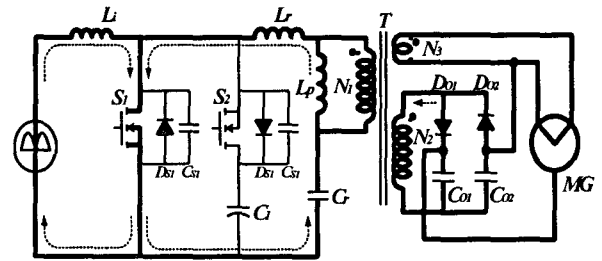
$t = t_2$ 에서 스위치  $S_1$ 이 턴-오프되면  $S_1$ 의 기생 커패시터  $C_{S1}$ 은  $V_c/(1-D)$ 의 전압으로 충전됨과 동시에  $-V_{C1}$ 으로 충전되어 있던 스위치  $S_2$ 의 기생 커패시터  $C_{S2}$ 는 급속히 방전하게 된다.

• 모드 4 ( $t_3 \leq t < t_4$ )

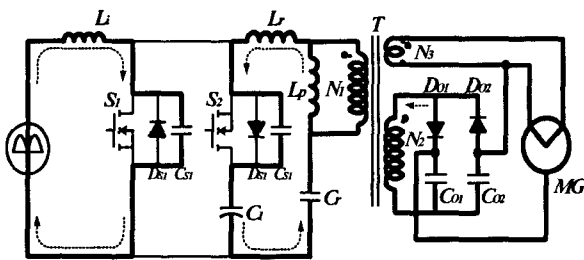
$t = t_3$ 에서 기생커패시터  $C_{S2}$ 의 충전전압이 역병렬 다이오드  $D_{S1}$ 의 순방향 전압강하와 같아지면 공진전류  $i_c$ 과 입력측에서 유입되는 인덕터 전류  $i_L$ 의 합과 같은 전류  $i_{S2}$ 가 다이오드  $D_{S2}$ 를 통하여 흐르게 되고, 이 전류에 의하여 커패시터  $C_1$ 은  $V_c/(1-D)$ 의 값까지 충전하게 된다.



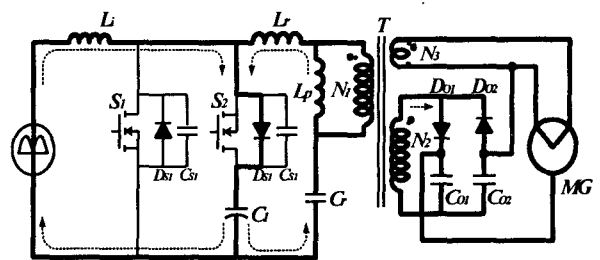
(a) Mode 1 ( $t_0 \leq t < t_1$ )



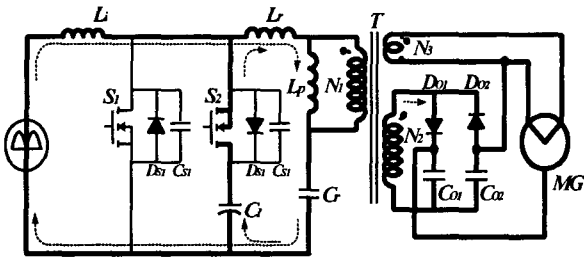
(b) Mode 2 ( $t_1 \leq t < t_2$ )



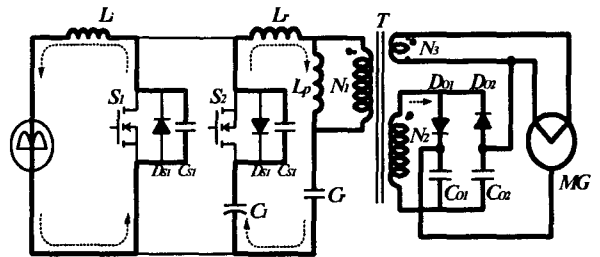
(c) Mode 3 ( $t_2 \leq t < t_3$ )



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



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



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

그림 7 모드별 전류 경로  
Fig. 7 Current path for each mode

$D_{S1}$ 이 도통됨으로써 스위치  $S_2$  양단은 영전압 상태가 되고  $t_3 \leq t < t_4$ 에서  $S_2$ 를 턴-온 시킴으로써 자연스럽게 영전압 스위칭이 이루어진다.

• 모드 5 ( $t_4 \leq t < t_5$ )

$t = t_4$ 에서 공진전류  $i_c$ 은 방향이 반전되고 변압기 2차측  $N_2$ 의 전류는 커패시터  $C_{O1}$ 과 다이오드  $D_{O1}$ 을 통해서 흐르며 마그네트론의 양극과 음극 간에 인가되는 전압은 커패시터에  $C_{O1}$ 과  $C_{O2}$ 에 충전되어 있던 전압  $V_{C1}$ 과  $V_{C2}$ 의 합이 유지되고 있는 상태이다. 초기 기동 이후 발전상태가 유지되는 정상상태에서는 마그네트론의 특성상 일정전압으로 클램핑 된다.

• 모드 6 ( $t_5 \leq t < t_6$ )

$t = t_5$ 에서 스위치  $S_2$ 가 턴-오프되면  $S_2$ 의 기생 커패시터  $C_{S2}$ 는  $V_i/(1-D)$ 의 전압으로 충전됨과 동시에  $V_{C1}$ 으로 충전되어 있던 스위치  $S_1$ 의 기생 커패시터  $C_{S1}$ 은 급속히 방전하게 됨으로써 한 주기가 끝난다.

3.3 정상 상태 해석

그림 5의 제안된 컨버터는 크게 입력측 인덕터  $L_i$ 와 주 스위치  $S_1$  및 클램핑 커패시터  $C_1$ 으로 구성된 승압형 컨버터와 보조 스위치  $S_2$ 와 변압기  $T$  및 공진 커패시터  $C_r$ 로 구성된 전력 전달부로 구분지어 해석할 수 있다.

주 스위치  $S_1$ 의 시비율을  $D$ 라고 하면, 승압형 컨버터부의 DC링크전압 형태이므로 커패시터  $C_1$ 의 전압  $V_{C1}$ 은 식 (2)로 구해진다. 그러므로 변압기의 1차권선과 2차권선간의 권수비  $N$ 을 고려한 마그네트론 양극간의 전압  $V_o$ 는 식 (3)과 같다.

$$V_{C1} = \frac{1}{1-D} V_i \tag{2}$$

$$V_o = NV_i + N \frac{D}{1-D} V_i = N \frac{1}{1-D} V_i \tag{3}$$

실제 회로에서는 인덕터  $L_i$  및 변압기  $T$ 의 권선저항을 포함한 기생저항 성분이 존재하게 된다. 1차측 기생 저항성분에 의한 영향을  $k$ 라고 하면

$$k = \frac{1}{1 + \frac{r}{(1-D)^2 R}} \tag{4}$$

이다. 여기서  $R$ 은 부하측 저항 성분이며,  $r$ 은 1차측의 합성 기생저항 성분이다.

따라서 이를 고려했을 경우의 2차측 전압은 식(5)가 된다.

$$V_o = N \frac{1}{1-D} V_i \times \left\{ \frac{1}{1 + \frac{r}{(1-D)^2 R}} \right\} \tag{5}$$

이를 토대로 시비율  $D$ 에 대한 출력전압의 변화를 살펴보면 그림 8과 같이 나타난다. 그림 8에서 인덕터  $L_i$  및 변압기  $T$ 의 권선저항을 포함한 등가저항 성분에 의한 영향을 고려하지 않은 이상적인 경우의 전압 전달비와 등가저항성분의 영향을 고려한 경우의 전압 전달비를 비교하여 나타내었다.

제안된 컨버터 공진회로의 정상상태 해석을 위해 두 스위치 간의 데드타임에 의한 영향은 무시하며, 스위치  $S_1$  오프시 드레인과 소스간의 전압  $V_{DS1}$ 은 비교적 큰 값을 갖는  $C_1$ 에 의해  $V_{C1} = V_i/(1-D_{Avg})$ 의 일정한 값이 된다고 가정할 경우  $V_{DS1}$ 을 푸리에 급수로 전개하면 다음과 같다.  $D_{Avg}$ 는 시비율  $D$ 의 평균값을 의미한다.

$$V_{DS1} = v(t) = a_0 + \sum_{n=1,2,3,\dots}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \tag{6}$$

여기서

$$a_0 = V_{C1}(1-D), \quad a_n = -\frac{V_{C1}}{n\pi} \sin(2\pi nD)$$

$$b_n = \frac{V_{C1}}{n\pi} \{\cos(2\pi nD) - 1\}$$

이다.

스위칭 주파수  $\omega_s$ 가 직렬 공진주파수  $\omega_r$ 에 근접하게 된다고 가정할 경우,  $v(t)$ 는 기본파 성분으로 근사화 되어 다음과 같이 나타낼 수 있다. [3]

$$v(t) = V_{C1}(1-D) + \frac{V_{C1}}{\pi} \{(\cos 2\pi D - 1) \cdot \sin \omega_s t - \sin 2\pi D \cdot \cos \omega_s t\} \tag{7}$$

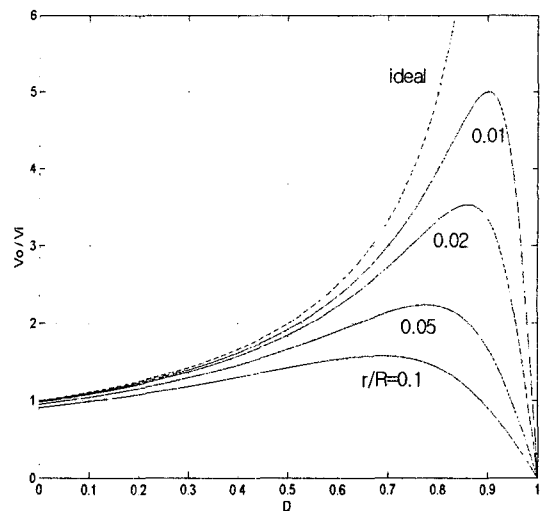


그림 8 입출력 전압 전달비 ( $N=1$ )  
Fig. 8 Conversion ratio of input and output voltage

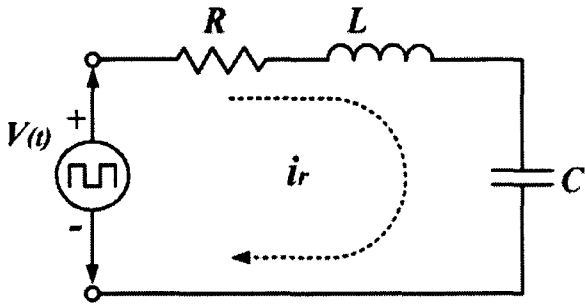


그림 9 공진부의 정상상태 해석을 위한 등가회로  
Fig. 9 Equivalent circuit for steady state analysis of resonant part

다시 정리하면,

$$v(t) = V_{C1}(1-D) - \frac{\sqrt{2}}{\pi} V_{C1} \cdot \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \cdot \sin(\omega_s t + \phi_n) \quad (8)$$

가 된다. 여기서  $\phi_n$  은 다음과 같다.

$$\phi_n = \tan^{-1} \frac{a_n}{b_n} = \tan^{-1} \frac{-\sin 2\pi D}{\cos 2\pi D - 1}$$

그림 9는 정상상태에서의 공진 전류  $i_r$ 을 구하기 위해 기 생성분들의 등가저항 R을 추가한 등가회로를 나타낸다. 이 등가회로로부터 임피던스 Z를 구하면 식 (9)와 같다.

$$\begin{aligned} \bar{Z} &= R + j(\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}) = R \left[ 1 + j \frac{1}{R} (\omega_s L - \frac{1}{\omega_s C}) \right] \\ &= R \left[ 1 + j Q_0 \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right] = |\bar{Z}| e^{j\phi_z} \quad (9) \end{aligned}$$

여기서

$$\begin{aligned} Q_0 &= \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC}, \\ \bar{Z} &= R \sqrt{1 + Q_0^2 \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right)^2}, \\ \phi_z &= \tan^{-1} \left[ Q_0 \left( \frac{\omega_s}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_s} \right) \right] \end{aligned}$$

이다.

또한 이때의 공진전류  $i_r(t)$ 는 다음과 같다.

$$i_r(t) = \frac{V_{C1}(1-D)}{|\bar{Z}|} e^{j\phi_z} - \left( \frac{\sqrt{2} V_{C1}}{\pi |\bar{Z}|} \cdot \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \right) \cdot \sin(\omega_s t + \phi_n - \phi_z) \quad (11)$$

#### 4. 제어회로 구성

##### 4.1 역률 개선 및 출력 제어

제안된 마그네트론용 단일단 공진형 전원장치는 그림 10에 나타낸 것과 같이, 마그네트론 출력 제어를 위해 AC 입력단의 전류를 CT(Current Transformer), 정류기 및 저역통과필터(LPF)를 이용해 직류 전압화 한 후 오차 증폭기를 이용해 기준전압( $V_{ref}$ )과 비교하는 피드포워드 회로를 구성한다. 이 결과 값을 승산기를 통해 모델전류 즉 입력전압과 곱해지고 이는 기준전류가 된다.

히스테리시스 비교기는 기준전류와 실제전류를 비교하여 스위치  $S_1$ 의 구동신호를 발생시킨다. 결과적으로 비교기에 입력된 기준 전류값을 참고값으로 하고 실제전류가 이를 추종하게끔 제어가 되는 전류 연속모드 펄스폭 변조 방식이 전원장치에 적용되어 역률개선의 효과와 출력제어가 동시에 가능하게 된다.

따라서 고역률을 실현하기 위하여 능동 역률개선회로와 마그네트론 구동용 전원장치가 다단으로 연결된 방식에 비해 제한한 마그네트론용 단일단 공진형 전원장치의 경우, 하나의 제어회로를 가진 단일단의 형태로 출력 전압과 입력측 역률을 동시에 제어하므로 전력변환 손실을 줄일 수 있을 뿐만 아니라 회로가 비교적 단순해지며 제조비용이 절감된다는 장점을 지니고 있다.

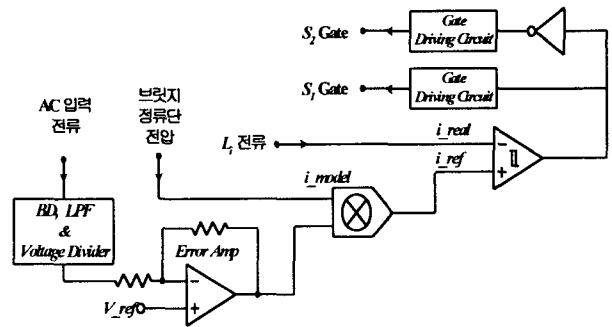


그림 10 제안된 전원장치의 제어 블록도  
Fig. 10 Block diagram of controller for the proposed power supply

##### 4.2 모딩현상 억제를 위한 발진 검출회로

마그네트론 구동용 전원장치는 모딩현상과 같은 이상발진을 억제하고 마그네트론의 정상발진을 확보하기 위해서는 필라멘트에 허용범위내의 전류가 흐르게 하여 음극이 충분히 예열되도록 하여야 한다. 그러나 초기 예열기간동안 마그네트론의 등가 임피던스는 거의 무한대에 가깝기 때문에 이 기간동안 인버터 출력전압은 마그네트론의 내압을 초과하게 될 우려가 있다. 마그네트론의 정격 내전압은 통상적으로 10[kV]정도이며, 마그네트론이 과전압에 의해 소손되는 것을 방지하기 위해서는 예열기간동안의 인버터 출력전압이 10[kV]를 초과하지 않도록 설계하여야 한다.

그림 11은 직렬 공진형 인버터의 주파수에 따른 전압 전달률을 나타낸다. 공진형 인버터에서 스위치 소자가 안정적

인 영전압 스위칭 동작을 하기 위해서는 고유 공진 주파수보다 높은 영역 즉, 유도성 부하 영역에서 동작함으로써 공진전류의 위상이 부하측 전압의 위상보다 지연되도록 하여야 한다. 특히 제안된 전원장치의 경우 입력전압에 따라 주 스위치 소자의 시비율이 크게 변하게 되므로 전 부하 범위에서 영전압 스위칭을 구현하기 위해서는 스위칭 주파수는 공진주파수보다 비교적 높아야 한다. 반면 공진회로의 전압 전달률은 고유 공진 주파수에서 최대가 되며 주파수에 따른 전압 전달률은 공진 첨예도에 의해 결정된다.

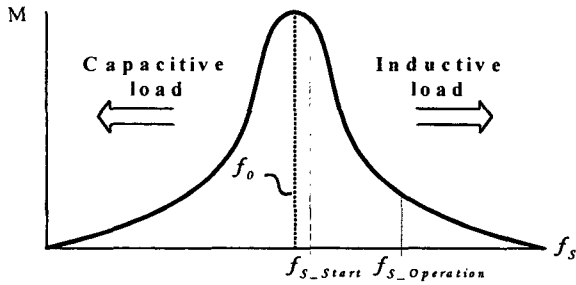


그림 11 공진형 인버터의 공진 특성  
Fig. 11 Resonant characteristic of the resonant inverter

초기 기동시 스위칭 주파수를 고유공진 주파수 영역에서 동작시킴으로써 소프트 스타팅 회로 동작에 의해 감소된 필라멘트 인가 전류를 크게 상승시켜 마그네트론의 예열시간을 단축시키고 마그네트론의 발진이 검출되면 정상 운전주파수로 상승시켜 원활한 영전압 스위칭을 구현하도록 하여야 한다.

본 논문에서는 인버터 출력전압이 음극을 충분히 예열시키면서도 마그네트론 정격 내전압보다 낮게 발생하도록 하기 위해 그림 12의 입력전류 및 마그네트론 발진 검출회로를 이용하여, 기동시 스위칭 주파수를 인버터 1차측 고유 공진 주파수 근처에서 동작하도록 하였으며 마그네트론이 발진하여 정상적인 부하로 작용하게 되면 안정적인 영전압 스위칭이 이루어지는 주파수로 상승시켜 운전하는 방식을 적용하였다.

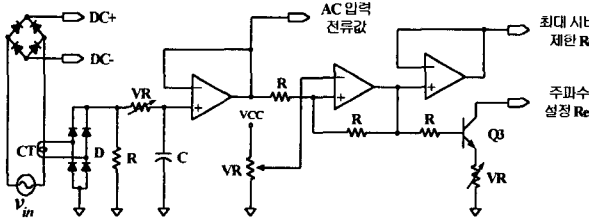


그림 12 입력전류 및 마그네트론 발진 검출 회로  
Fig. 12 Detection circuit for input current and magnetron oscillation

5. 실험 결과 및 고찰

제안된 마그네트론 구동용 전원장치의 유효성을 검증하기 위해 프로토타입의 전원장치를 제작하였으며 표 1에 정격 사양 및 주요소자들의 파라미터 값을 나타내었다.

표 1 전원장치의 사양 및 소자 값  
Table 1 Parameter of proposed power supply

마그네트론 최대출력 $P_o$		1100 [W]
교류 입력 전압 $V_i$		120 [V]
변압기	자화 인덕턴스	78.4 [ $\mu$ H]
	누설 인덕턴스	36.3 [ $\mu$ H]
	권수비 ( $N = N_1/N_2$ )	1 : 19
공진 커패시터 $C_r$		4.2 [[ $\mu$ F]
클램핑 커패시터 $C_1$		200 [[ $\mu$ F]

그림 13은 제작된 마그네트론 구동용 단일단 공진형 전원장치의 1차측 각 부분의 측정파형이다.  $V_{GS1}$ 과  $V_{DS1}$ 은 각각 스위치  $S_1$ 의 게이트 인가 전압신호와 스위치 양단 전압 파형을 나타낸다. 또한  $i_{S1}$ 은 스위치  $S_1$ 의 전류를 나타내고  $i_L$ 은 입력측 인덕터에 흐르는 전류로써 역률 개선 효과를 증가시키도록 전류 연속 모드가 정상적으로 유지되고 있음을 보여준다.

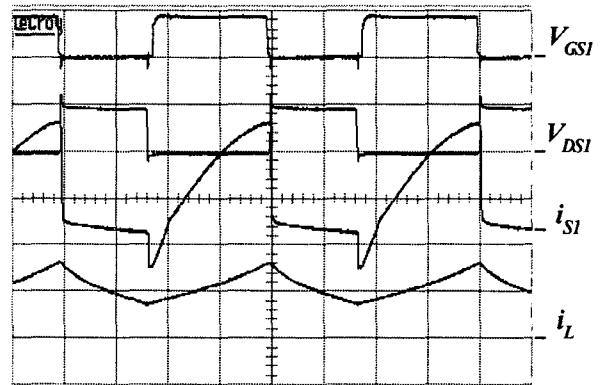


그림 13 제작된 전원장치의 1차측 전압 전류 파형 (20[V], 400[V], 20[A], 20[A/div], 10[ $\mu$ s/div])  
Fig. 13 Voltage and current waveforms of primary side of the power supply

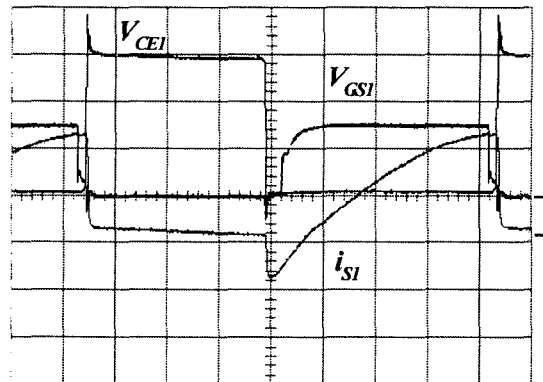


그림 14 스위치  $S_1$ 에서의 영전압 스위칭 (100[V], 10[V], 20[A/div], 5[ $\mu$ s/div])  
Fig. 14 Zero voltage switching at switch  $S_1$

그림 14는 스위치 턴 온 순간을 확대한 파형으로 스위치의 구동신호가 인가되기 이전에 스위치의 역병렬 다이오드를 통하여 역방향 전류가 흐르고 있음을 확인할 수 있다. 즉 스위치 양단간의 전압이 영전압이 이루어지는 영전압 스위칭 동작을 명확하게 보여준다.

제안된 회로는 입력측 역률개선을 위해 전류연속모드 펄스폭 변조 방식을 적용하였다. 따라서 그림 15에 나타난 것과 같이 입력 인덕터에 흐르는 전류  $i_L$ 은 일정한 밴드를 형성하면서 연속적으로 유지되는 형태를 지니게 되고 이는 일반적인 부스트형 능동 역률개선회로의 입력측 인덕터에서 측정되는 전류 파형과 동일하다. 즉, 적용된 전류연속모드 펄스폭 변조방식에 의해 입력측 역률이 크게 개선되었음을 짐작할 수 있다. 스위치 전류  $i_S$ 은 인덕터 전류  $i_L$ 과 공진전류  $i_C$ 의 합과 같음을 알 수 있다.

그림 16은 제작된 전원장치의 교류 입력단에서 측정된 입력 전압  $V_i$ 와 입력 전류  $i_i$ 의 파형으로, 전류가 전압의 형태를 추종함으로써 입력측 역률이 개선되었음을 보여준다. 계측장비를 이용하여 측정한 결과 98%이상의 고역률을 유지하는 것을 확인하였다. 입력전압과 전류파형에서 나타나는 스위칭 리플의 영향은 입력측 EMI 필터값을 적절히 함으로써 저감시킬 수 있다.

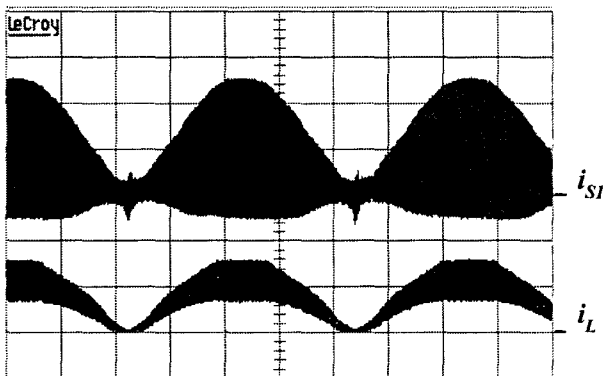


그림 15 스위치 전류 및 인덕터 전류  
(20[A], 20[A]/div, 2[ms]/div)  
Fig. 15 Switch current and inductor current

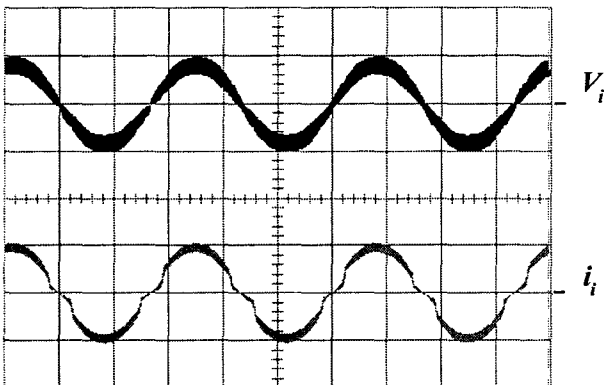
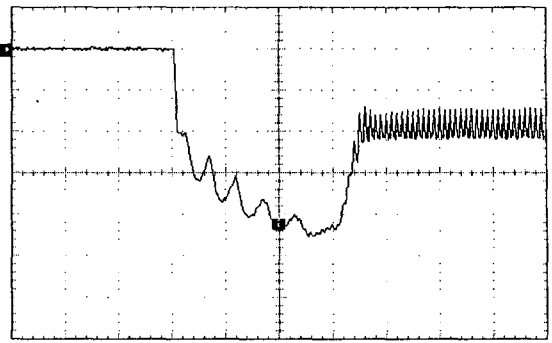
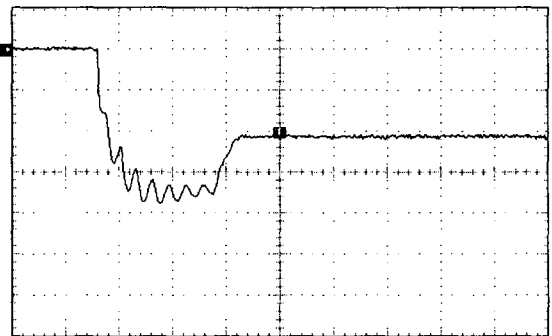


그림 16 교류단 입력전압 및 입력 전류  
(200[V], 20[A]/div, 5[ms]/div)  
Fig. 16 Input voltage and input current



(a) 이상 발전시 (모딩 현상)  
(a) Abnormal oscillation (moding phenomenon)



(b) 정상 발전시  
(b) normal oscillation

그림 17 이상 발전시와 정상 발전시의 양극전압 파형  
(2[kV]/div, 2[s]/div)

Fig. 17 Anode voltage waveform at steady state and when moding phenomenon occurred

마그네트론의 양극 전압을 측정된 파형을 그림 17에 나타내었다. 실험 파형은 마그네트론에 인가되는 음전압의 형태로 측정하였다. (a)는 음극의 충분한 예열이 이루어지지 않아 이상발전이 발생한 경우로서 발전이후에 양극 전압이 일정하게 유지되지 못하고 약 1kV 정도의 전압변동이 지속적으로 발생하는 모딩현상이 관찰된다. 이 경우 초기 기동시 서지전압이 정격 내전압에 근접하게 상승하게 되므로 마그네트론의 소손이 우려된다. 그림 17의 (b)는 정상 발전시의 양극전압 파형으로서 발전 검출회로를 이용하여 스위칭 주파수를 가변시켜 줌으로써 초기 기동시의 서지 전압을 낮추고 음극을 충분히 예열 시킨 경우이다. 정상 발전시 양극전압이 일정하게 유지 되고 있음을 알 수 있다.

마그네트론 전원장치의 출력을 측정하는 방법은 마그네트론에서 발생하는 마이크로웨이브를 고주파 측정장비나 도파관등을 이용하여 직접적으로 측정하는 방법과 전자레인지의 마그네트론과 같이 물을 이용하여, 물이 흡수한 열량으로부터 출력을 계산하는 IEC 법이 있다. 본 논문에서는 마그네트론의 정확한 출력이 실시간으로 확인 가능한 도파관을 이용하여 측정하였으며 결과값의 평균으로부터 효율을 계산하였다. 최종 출력에 따른 효율 그래프를 그림 18에 나타내었다. 500[W]의 출력에서 최대 71%, 1100[W]의 전부하에서



약 66%의 결과를 나타내었으며, 전체 부하 영역에서 양호한 결과를 보임을 확인 할 수 있었다.

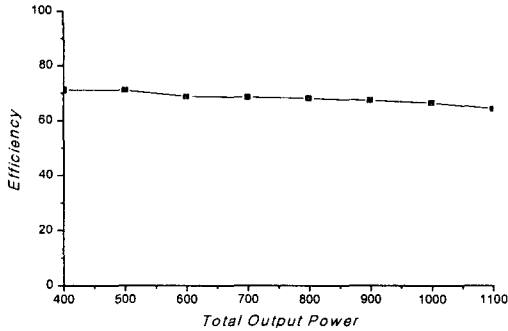


그림 18 제안된 전원장치의 효율 곡선  
Fig 18 Measured efficiency of the proposed power supply

### 6. 결 론

본 논문에서는 부스트 입력 형태를 갖는 새로운 마그네트론 구동용 단일단 공진형 전원장치를 제안하였다. 제안된 전원장치는 입력측 역률개선과 출력전력을 동시에 제어하는 하나의 제어회로를 지닌 단일단 구조로서, 프로토타입 제작을 통한 실험으로부터 98%이상의 고역률과 약 71%의 최대 효율을 달성할 수 있었다. 또한 변압기 누설인덕턴스와 공진 커패시터의 공진을 이용하여 각 스위치에서 영전압 스위칭 동작이 가능하도록 하였으며 이를 통한 스위칭 손실의 저감으로 전체 효율이 개선됨을 확인하였다. 마그네트론의 초기 기동시 발생할 수 있는 과전압 및 모딩현상의 억제를 위해 주파수 가변기법을 적용함으로써 안정적인 동작을 확보하였다.

최근 다양한 분야로 마그네트론의 적용이 확대되고 있음을 고려할 때, 비교적 간단한 단일단 구조로 고역률을 유지하고 안정적인 동작이 확보된 제안한 전원장치는, 대용량 마그네트론 구동용 전원장치 등과 같은 산업용 분야에서 보다 효과적이고 실용적인 적용이 가능 할 것으로 사료된다.

### 참 고 문 헌

[1] M.Yasumasa, W.Masaki, T.Yasuo, S.Katsunori "Inverter Power supply for a Magnetron" Report of IEICEPE 95-19, pp.77-22. 1995. 7.  
[2] S.P. Wang et al., "Soft-Switched PWM High Frequency Load Resonant Inverter with Power Factor Correction for Induction Heating Cooking Appliance," EPE Conf. Rec., Vol. 2, pp. 244-249, 1997.  
[3] N. Mohan and P. Imbertson, "Asymmetrical duty cycle permits zero switching loss in PWM circuit with no conduction loss penalty" IEEE-IAS ANN MEETING'91 Conference Vol 1, 1066-1067, 1991.  
[4] Claudio M.C.Duarte and Ivo Barbi, "A new family of ZVS-PWM active clamping DC-DC boost converters:

analysis, design, and experimentation", IEEE INTELEC '96, pp. 305-312, 1996.

[5] Ishitobi M., Matsushige T., Moisseev S., Abdullah Al M., Nakaoka M., Terai H., Bessyo D., Omori H., "A novel type soft switching PWM DC-DC converter with high voltage transformer link for magnetron drive", IECON 2000, Vol. 1, pp. 356-361, 2000.  
[6] Ishitobi M., Gamage L., Moisseev S., Soshin K., Nakaoka M., "Transformer parasitic parameters and lossless inductive snubber assisted zero current soft switching DC-DC converter for high power magnetron drive", PESC 03, Vol. 4, pp. 1821-1825.  
[7] Shirai H., Nakaoka M., Yasui K., Kitaizumi T., Yamashita H., Omori H., "Direct high frequency soft switching inverter type AC-DC power converter with boost function for consumer magnetron drive", PEDS 2003, Vol. 1, pp. 601-606, 2003.

## 저 자 소 개



### 정진범(鄭鎭範)

1976년 4월 20일생. 2001년 한양대 전기공학과 졸업(학사). 2003년 동 대학원 전자전기제어계측공학과 졸업(석사). 현재 한양대학교 공과대학 전자전기제어계측공학과 박사과정.

Tel : 031-406-2325, Fax : 031-400-3799

E-mail : talkmania@ihanyang.ac.kr



### 연재을(延在乙)

1973년 10월 24일생. 2000년 호서대 전기공학과 졸업(학사). 2002년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대학교 공과대학 메카트로닉스공학과 박사과정

E-mail : dionisus@ihanyang.ac.kr



### 김희준(金熙峻)

1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 1986년 3월 일본 규슈대 대학원 전자공학과 졸업(공학박사). 1987년~현재 한양대학교 전자·컴퓨터 공학부 교수. 1991년~1992년 미국 버지니아 공대 방문교수.

E-mail : hjkim@hanyang.ac.kr