

마그네트론 구동용 고역률 부스트 입력 방식의 공진형 전원장치

정진범
한양대 전자전기제어계측공학과

연재율
한양대 메카트로닉스 공학과

김희준
한양대 전자·컴퓨터공학부

Boost Input type High Power Factor Resonant Power Supply for driving Magnetron Device

Jin-Beom Jeong
Electronic, Electrical, control
and Instrumentation Engineering
Hanyang Univ.

Jae-Eul Yeon
Dept' of Mechatronics Engineering
Hanyang Univ.

Hee-Jun Kim
School of Electrical Engineering
& Computer Science
Hanyang Univ.

Abstract - This paper proposes the boost input type resonant power supply for driving the magnetron device of the high-capacity microwave oven.

Circuit topology of the proposed power supply is the boost input type resonant converter which uses the resonance between transformer leakage inductance and resonance capacitance. Proposed power supply obtains high power factor more than 98% through continuous current mode pulse width modulation.

To verify the validity of the proposed power supply, operation principle in the steady state is analyzed and experimental results are presented.

1. 서 론

최근 들어 전자렌지용 마그네트론 구동 전원장치로 중래의 고중량, 저효율 및 출력전력의 한계성을 지닌 성층철심형 HVT(High Voltage Transformer)를 대체하기 위해 고주파 인버터 방식의 전원장치에 대한 연구가 활발히 진행되고 있으며 일부 저용량 전자렌지를 대상으로 실용화 되고 있다.

그러나 현재 실용화된 전원장치의 경우, 대부분이 마그네트론 구동을 위한 인버터 회로와 입력측 역률개선 및 EMI 노이즈의 감소를 위한 별도의 하드 스위칭 방식의 역률개선회로(PFC)가 2단계로 조합된 형태를 갖는다. 이러한 2단계 전력변환 방식은 넓은 입력전압 범위에서 고역률을 유지할 수 있는 반면에 두개의 제어부를 갖추어야 하기 때문에 시스템 구성이 복잡해지고 전체적인 운전 효율이 감소하는 문제점을 갖는다.^[1]

본 논문에서는 대용량 전자렌지용 마그네트론 구동을 위한 부스트 입력방식의 공진형 전원장치를 제안하였다. 제안된 전원장치는 기존의 부스트 입력방식의 소프트 스위칭 DC-DC 컨버터가 갖는 EMI 저감 및 영전압 스위칭 등과 같은 장점을 유지할 수 있을 뿐만 아니라 입력전압을 추종하는 전류연속모드 펄스폭 변조(PWM) 방식을 통해 98% 이상의 고역률을 얻을 수 있다.^{[2][3]}

제안된 전원장치의 동작과 특성 고찰을 위해 입력전압 120V, 출력전력 1.1kW급 마그네트론 구동장치를 제작하였고 실제 전자렌지에 적용한 실험 결과를 제시함으로써 제안된 전원장치의 유효성을 입증하였다.

2. 본 론

2.1 회로구성

그림 1은 제안된 부스트 입력방식의 공진형 전원장치의 기본 회로구성 및 개략적인 역률개선회로의 구성도를 나타낸다.

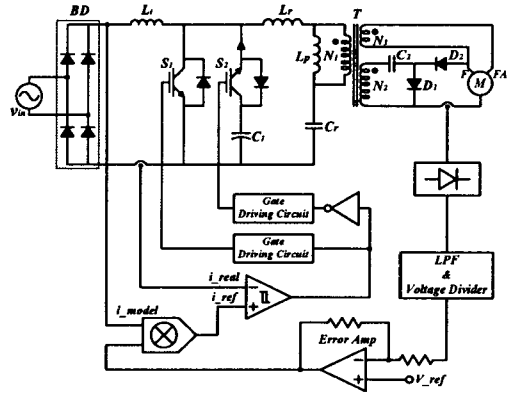


그림 1. 제안된 전원장치의 기본회로 및 제어 구성도

부스트 컨버터 형태의 역률개선 회로부는 입력측 인덕터 L_i 와 스위치 S_1 으로 구성되며 스위치 S_2 와 커패시터 C_r 은 능동 클램프 회로를 구성한다. 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 2차 권선은 커패시턴스 C_2 와 다이오드 D_1 을 통해 배전압 회로를 구성하여 마그네트론의 양극(Anode)와 음극(Cathode)에 고전압을 인가하는 역할을 한다. 변압기 3차 권선 N_3 는 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.

제안된 전원장치는 마그네트론 출력 제어를 위해 마그네트론 양극 전류를 CT(Current Transformer), 정류기 및 저역통과필터(LPF)를 이용해 직류 전압화 한 후 오차 증폭기를 이용해 기준전압(V_{ref})과 비교하는 피드백 회로를 구성하고, 이를 송신기를 통해 모델전류 즉 입력전압과 곱해지고 이는 기준전류가 된다. 히스테리시스 비교기는 기준전류와 실제전류를 비교하여 스위치 S_1 의 구동신호를 발생시킨다. 스위치 S_2 의 게이트 구동신호는 스위치 S_1 의 구동신호를 반전시킨 파형으로 두 신호 간에는 암단락 방식과 영전압 스위칭이 이루어지도록 충분한 데드타임을 부여해야 한다.

변압기 누설 인덕턴스 L_r 과 공진 커패시터 C_r 간의 고유 공진 주파수 f_0 는

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

이다.

2.2 모드별 회로 해석

제안된 전원장치의 해석을 위해 간단히 6개의 모드로 구분하였으며 해석에 필요한 주요 부분의 이론적 파형 및 각 모드별 전류경로를 각각 그림 2와 그림 3에 나타내었다.

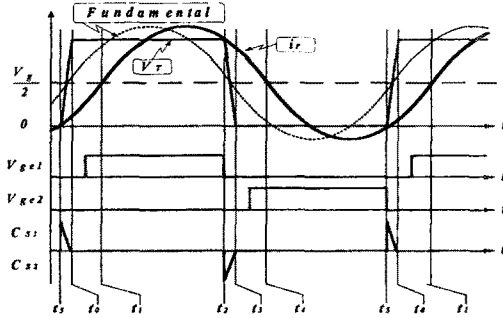


그림 2. 주요부분의 이론적 파형

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 과 공진 커패시터 C 간의 공진전류 i_r 은 스위치 S_1 의 역병렬 다이오드 DS_1 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 배전압 커패시터 C_2 와 다이오드 D_1 으로 구성된 폐로를 따라 순환하게 되고 1차 측으로부터 전달된 에너지는 모두 배전압 커패시터 C_2 에 축적된다.

모드 2 ($t_1 \leq t < t_2$)

$t = t_1$ 에서 공진전류 i_r 은 방향이 반전되고 변압기 2차 측 N_2 의 전류는 배전압 커패시터 C_2 와 다이오드 D_2 를 통해 마그네트론의 양극으로 유입된다. 이때 마그네트론 음극과 양극에 인가되는 전압은 배전압 커패시터에 충전되어 있던 전압 V_{C2} 와 변압기 2차측 권선전압의 합이 인가되지만, D_1 양단간 전압은 마그네트론에 의해서 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 $V/(1-D)$ 의 전압으로 충전됨과 동시에 $-V_{C2}$ 로 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 DS_1 의 순방향 전압강하와 같아지면 공진전류 i_r 과 입력측에서 유입되는 인덕터 전류 i_L 의 합과 같은 전류 i_{S2} 가 다이오드들 DS_2 를 통하여 흐르게 되고, 이 전류에 의하여 커패시터 C_1 은 $V/(1-D)$ 의 값까지 충전하게 되며, DS_1 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_r 은 방향이 반전되고 변압기 2차 측 N_2 의 전류는 배전압 커패시터 C_2 와 다이오드 D_1 을 통해 서만 흐르며 배전압 회로를 구성하게 되므로 마그네트론의 양극과 음극 간에 인가되는 전압 V_0 는 “영”이 된다.

모드 6 ($t_5 \leq t < t_6$)

$t = t_5$ 에서 스위치 S_2 가 턴-오프되면 S_2 의 기생 커패시터

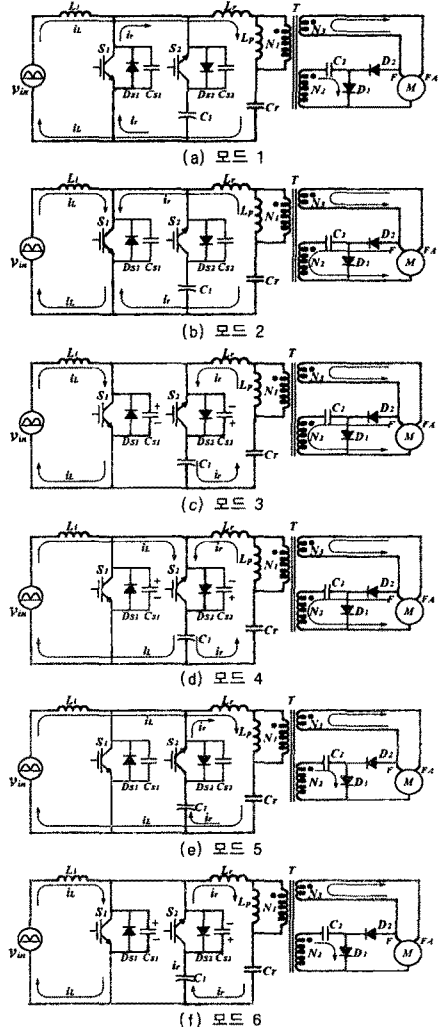


그림 3. 모드별 전류 경로

C_{S2} 는 $V/(1-D)$ 의 전압으로 충전됨과 동시에 V_{C1} 으로 충전되어 있던 스위치 S_1 의 기생 커패시터 C_{S1} 은 급속히 방전하게 됨으로써 한 주기가 끝난다.

2.3 정상상태 해석

정상상태 해석을 위해 두 스위치 간의 데드타임에 의한 영향은 무시하며, 스위치 S_1 오프시 컬렉터와 에미터 간의 전압 V_{CE1} 은 비교적 큰 값을 갖는 C_1 에 의해 $V_g = V_c(1-D_{avg})$ 의 일정한 값이 된다고 가정할 경우 V_{CE1} 을 푸리에 급수로 전개하면

$$v_{(t)} = a_0 + \sum_{n=1,2,3}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (2)$$

이다. 여기서, D_{avg} 는 시비율 D 의 평균값이다.

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

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

스위칭 주파수 ω_s 가 직렬 공진주파수 ω_r 에 근접하게 된다고 가정할 경우, $v_{(t)}$ 는 기본파 성분으로 근사화 되어 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$v_{(t)} = v_g(1-D) + \frac{v_g}{\pi} \{ (\cos 2\pi D - 1) \cdot \sin w_s t - \sin 2\pi D \cdot \cos w_s t \} \quad (3)$$

$$v_{(t)} = v_g(1-D) - \frac{\sqrt{2}}{\pi} v_g \cdot \sqrt{1 - \cos^2 \pi D} \cdot \sin(w_s t + \phi_n) \quad (4)$$

그림 4는 정상상태에서의 공진 전류 i_r 를 구하기 위해 회로의 등가저항 R 을 추가한 등가회로를 나타낸다.

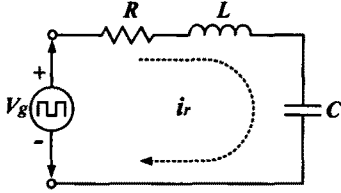


그림 4. 정상상태 해석을 위한 등가회로

이 등가회로로부터 임피던스 Z 를 구하면

$$\begin{aligned} Z &= R + j(wL - \frac{1}{wC}) = R(1 + j\frac{1}{R} (wL - \frac{1}{wC})) \\ &= R \left[1 + jQ_0 \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \right] = |Z| e^{j\phi} \end{aligned} \quad (5)$$

가 되며,

$$\begin{aligned} Q_0 &= \frac{w_0 L}{R} = \frac{1}{w_0 R C}, & Z &= R \sqrt{1 + Q_0^2 \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right)^2}, \\ \phi_0 &= \tan^{-1} \left[Q_0 \left(\frac{w}{w_0} - \frac{w_0}{w} \right) \right] \end{aligned}$$

이다. 또한 이때의 공진전류 i_r 은 다음과 같다.

$$i_{r(t)} = \frac{v_g(1-D)}{|Z|} e^{j\omega t} - \left(\frac{\sqrt{2}V_g}{\pi |Z|} \cdot \sqrt{1 - \cos 2\pi D} \right) \cdot \sin(w_s t + \phi_n - \phi_2) \quad (6)$$

3. 실험결과

제안된 마그네트론 구동용 전원장치의 유효성 검증을 위해 Prototype 전원장치를 제작하여 실험하였으며 표1에 정격 사양 및 주요 소자들의 파라미터 값을 나타내었다. 그림 5는 교류 입력전압 및 전류 파형으로 전류가 동상으로 나타남을 보여주고 있다.

표 1. 전원장치의 사양 및 소자 값 ($f_s=25$ kHz)

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

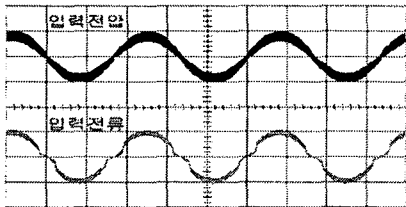


그림 5. 입력전압 및 전류(200V,20A,5ms/Div)- PF 0.98

그림 6은 스위치 S_1 에 대한 컬렉터 에미터 양단전압 V_{CE1} , 스위치 전류 i_r 및 게이트 구동전압, V_{GE} 의 측정 파형으로써, 턴온시 영전압 스위칭이 이루어짐을 보여준다.

고 있다. 변압기 1차측 전압과 공진에 의해 발생하는 전류는 그림 7에 나타내었다. 공진전류 파형은 Prototype으로 제작한 전원장치 실험시, C_r 값을 크게 선택함으로써 공진점을 벗어나 있음을 알 수 있다.

그림 8은 마그네트론의 양극과 음극간에 나타나는 전압으로써 1차측 클램핑 커패시터 C_c 의 영향으로 120Hz 성분의 리플이 거의 제거됨을 보여준다.

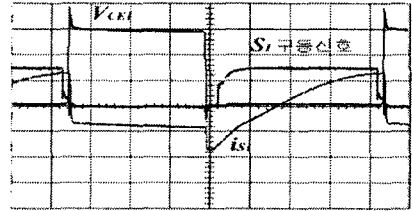


그림 6. 스위치에서의 영전압 스위칭 (5 μ s/Div)

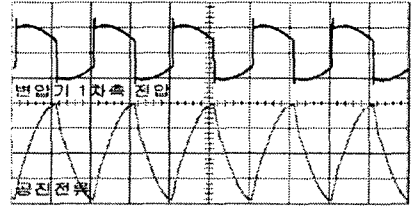


그림 7. 변압기 1차측 전압 및 공진전류 (200V,20A,20 μ s/Div)

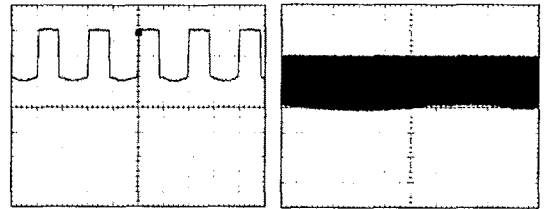


그림 8. 마그네트론 인가전압(2kV, 20 μ s(좌),1ms(우)/Div)

4. 결 론

본 논문에서는 전자렌지용 마그네트론 구동을 위해 Single Stage 형태의 부스트 입력방식 공진형 전원장치를 제안하였다. 각 모드별 전류경로의 분석과 정상상태 해석을 통하여 이론적으로 설명하였고, 1.1kW 출력의 전원장치를 제작하여 실제 전자렌지에 적용한 실험한 결과를 제시함으로써 유효성을 확인하였다..

[참 고 문 헌]

[1] M.Yasumasa, W.Masaki, T.Yasuo, S.Katsunori "Inverter Power supply for a Magnetron" Report of IEICE, PE95-19. pp17-22. 1995. 7
 [2] S. Cuk, "switching DC-DC converter with Zero input or Zero output current ripple", IEEE Industry Application Society Annual Meeting, 1978 Record, pp.1131-1146, Toronto, Ont, October 1-5,1978
 [3] 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
 [4] 엄재은 김희준 안태영, "능동 클램프 영전압 스위칭 PWM 파워드 컨버터에 관한 연구", 97 대한전기학회 춘계 전력전자 연구회 논문집