

HVC-고주파변압기 내장형 펄스전원장치를 이용한 Microwave Oven의 효율 향상

論 文

53B-3-7

Efficiency Improvement of Microwave Oven Using a Pulse Power Supply Embedded HVC-High Frequency Transformer

鄭柄煥* · 趙竣奭** · 姜秉熹*** · 睦亨洙§ · 崔圭夏§§

(Byung-Hwan Jeong · Jun-Seok Cho · Byung-Hee Kang · Hyung-Soo Mok · Gyu-Ha Choe)

Abstract - A conventional power supply of a microwave oven has a 60Hz transformer and high voltage capacitor(HVC). Though it is very simple and has low cost, it has several problems such as large size, heavy weight and low efficiency. To improve these problems, various high frequency inverter type power supply have been investigated and developed in recent years. But these cost is higher than the conventional one due to additional control circuit, fast switching devices. In this paper, a novel pulse power supply for microwave oven using high frequency transformer embedded HVC(High Voltage Capacitor) is proposed for down-sizing, cost reduction and efficient improvement. To verify the effectiveness of the proposed transformer, an equivalent circuit of transformer embedded HVC is derived and its characteristic is described. And the validity of the proposed pulse power supply embedded HVC-high frequency transformer is shown by simulations and experiments according to various operating conditions.

Key Words : High Frequency Transformer, Microwave Oven, Embedded HVC, Pulse Power Supply

1. 서 론

마그네트론은 일정한 고압의 직류전압을 인가하면 2450 [MHz]의 마이크로웨이를 발생하여 가열동작을 수행하는 원리를 가진다. 이런 마그네트론을 구동시키기 위한 장치로서 성층철심 변압기를 이용하여 60[Hz] 상용전압을 고압으로 승압하여 마그네트론에 인가하는 반파배전압 방식의 선형전력 변환장치가 주로 사용되어져 왔다. 선형방식은 성층철심 변압기의 큰 무게와 부피, 효율 및 전력밀도 면에서 단점이 지적되어 왔다. 이를 보완하고자 PWM 인버터 방식을 적용하여 성층철심 변압기를 고압고주파변압기로 대체한 방식의 연구가 가속화되고 있다. 인버터 방식은 변압기의 무게, 부피를 줄이고 전력밀도의 개선효과를 기대 할 수 있으나, 스위칭 소자와 구동회로의 추가로 인한 제조원가 상승의 문제점이 발생하였다. 따라서, 일부 고가 제품에만 적용되고 있는 실정이며 이에 따라 제조원가 저감대책이 필요하게 되었다[1][2]. 본 논문에서는 인버터 방식의 제조원가 저감대책으로 마그네트론 구동용 전원장치의 배전압회로에 필수적인 배전압용 고압커패시터를 고주파변압기 2차 권선에 내장하는 새로운 구조의 고압커패시터(HVC)를 제안하고, 이를 이

용한 새로운 회로 토폴로지를 갖는 펄스전원장치에 대하여 기술하였다. 제안한 방식은 기존 반파배전압 방식의 소자 구성으로 전파배전압 방식과 유사한 출력 특성을 나타냄으로써 제조원가를 저감하고, 효율 향상을 기대할 수 있다. 제안한 HVC(High Voltage Capacitor) 내장형 고주파변압기에 대하여 임피던스 측정결과로부터 권선파라미터를 추출하는 방법으로 모델링 하였으며, 커패시터 내장효과를 검증하였다. 이를 바탕으로 HVC 내장형 고주파변압기와 펄스전원장치를 설계, 제작하여 시뮬레이션 및 실험을 통하여 제안한 변압기를 이용한 마그네트론 구동용 펄스전원장치의 타당성을 입증하였다[3][4][5].

2. 마그네트론 구동용 전원 장치

2.1 기존의 마그네트론 구동용 전원장치

마그네트론 구동용 전원 장치는 전력변환방식에 따라 선형 방식과 인버터 방식으로, 고압변압기 2차측 회로 구성에 따라 반파배전압방식, 전파배전압방식, 전파정류방식으로 구분할 수 있다. 선형 방식은 성층철심변압기를 통하여 60[Hz] 상용전원을 고압으로 승압한 후 2차측 배압회로 또는 정류 회로를 거쳐 마그네트론에 인가하는 방식으로 특별한 제어 회로가 없고 저가인 반면 부피와 중량이 크고 전력 밀도가 낮은 단점이 있다. 인버터 방식은 선형 방식의 자기 누설 변압기를 고주파변압기로 대체하여 고주파스위칭을 통한 출력 밀도의 증가와 무게 및 부피의 저감 효과를 얻을 수 있지만, 반도체스위칭과 구동회로의 증가에 따른 제조원가 상승의 단점이 있으므로 원가 절감대책이 요구되고 있다. 그림 1의 반파배전압방식은 반주기동안 커패시터 전압을 충전하고 다른 반주기에 충전전압과 유기전압이 더해져서 마그네트론에

* 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程

** 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 博士課程

*** 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 工學博士

§ 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 副教授

§§ 正 會 員 : 建國大 工大 電氣工學科 教授

接受日字 : 2003年 8月 21日

最終完了 : 2003年 11月 19日

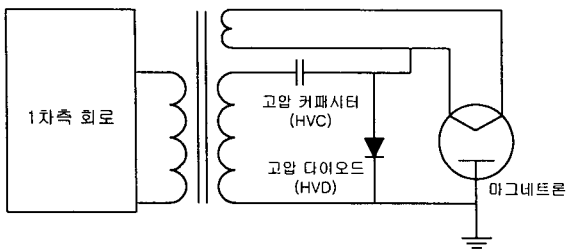


그림 1 반파배전압방식
Fig. 1 Halfwave Voltage Doubler Topology

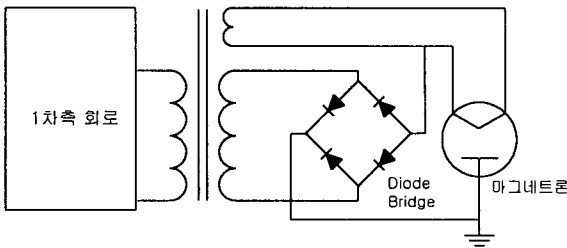


그림 2 전파정류방식
Fig. 2 Fullwave Rectifier Topology

배전압을 인가하는 방식으로 구성이 간단해 경제적인 이점이 있어 가장 많이 사용하고 있으나, 효율이 낮은 단점을 가지고 있다. 그림 2의 전파배전압방식은 출력변동이 작아지는 장점이 있으나 구성부품이 많아져 경제성이 가장 떨어지는 단점을 가지고 있으나 안정성과 성능분위의 산업용 마그네트론 구동용으로 많이 사용하고 있다. 그림 3의 전파정류방식은 고압변압기의 2차측 출력전압을 전파정류하여 마그네트론에 인가하는 방식으로 마그네트론 양극전류의 침투값이 낮으며 이상발전 현상을 저감하는 장점을 지니지만 변압기의 출력전압이 높은 단점을 가지고 있다.

2.2 HVC 내장형 고주파변압기를 이용한 펄스전원장치

본 논문에서는 선형 방식의 부피 및 무게, 저전력밀도의 단점을 개선하고, 인버터방식의 가격상승 부담을 저감하기 위해 고압고주파변압기의 2차측에 배전압용 고압커패시터를 내장하는 새로운 HVC내장형 고주파 변압기를 해석하고 설계하였으며 제안한 변압기를 이용하여 반파배전압방식의 소자구성으로 효율 향상을 기대 할 수 있는 새로운 구조의 마그네트론 구동용 펄스전원장치를 제안하였다.

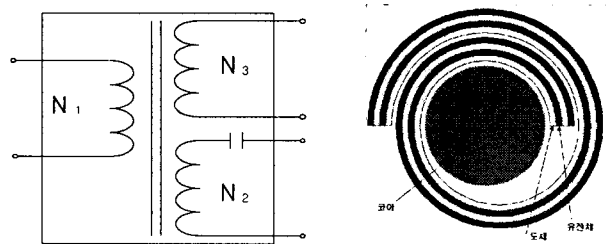


그림 3 HVC내장형 고주파변압기의 구조
Fig. 3 Structure of HVC Embedded Transformer

제안한 HVC내장형 고주파변압기는 그림 4와 같이 고주파 변압기 2차측의 2차권선 N_2 에 고압 커패시터 성분을 합성하는 구조로서 HVC 내장권선 N_2 는 폴리에틸렌유전체와 알루미늄(AL) Foil 도체를 2중적층하여 롤(Roll) 구조로 권선한 구조를 갖는다. 그 결과 두 알루미늄도체는 물리적으로 분리되어 있으나, 커패시터 성분에 의해서 회로적으로 연결되어 있으므로 등가적인 커패시터가 2차권선 N_2 에 첨가되는 효과를 가지며, 이를 마그네트론 구동용 전원 에 이용할 경우 배전압용 커패시터가 필요없는 구조가 가능해진다

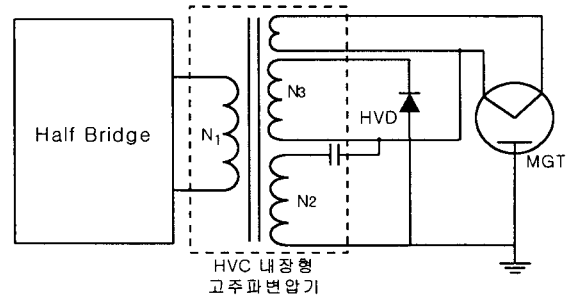


그림 4 제안한 펄스전원장치의 회로구성
Fig. 4 Circuit Topology of Proposed Pulse Power Supply

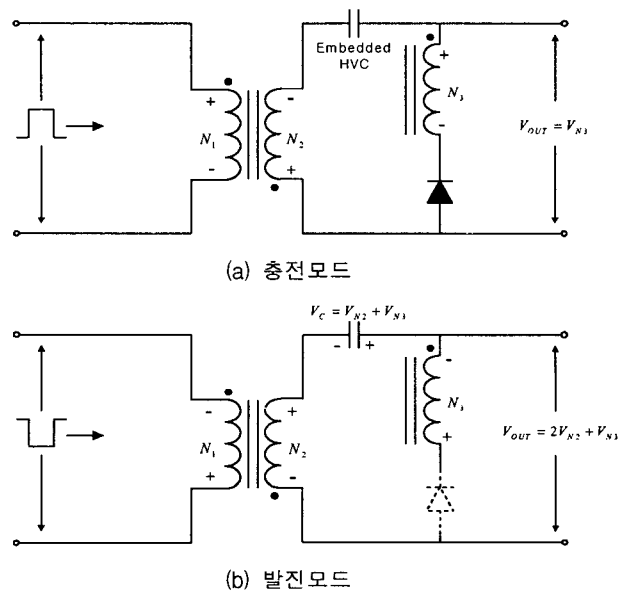


그림 5 제안한 펄스전원장치의 동작모드
Fig. 5 Circuit Topology of the Proposed Pulse Power Supply

본 논문에서는 HVC내장형 고주파변압기를 이용하여 반파배전압과 동일한 소자로 전파배전압방식과 유사한 출력전압을 냄으로써 저가, 절연의 용이성 및 구조의 단순성을 유지하면서 마그네트론의 효율향상을 꾀할 수 있는 새로운 펄스전원장치를 제안하였다. 그림 5는 제안한 HVC내장형 고주파 변압기를 이용한 펄스전원장치의 회로도도를 나타낸다. 제안한 펄스전원장치는 1차측 권선은 기본적으로 하프브릿지 인버터의 구조를 가지며 고압 고주파변압기 2차측은 고주파변압기권선 N_3 의 일단과 N_2 의 일단을 접속하고 나머지 양단을 고압다이오드로 접속한 형태를 갖는다 제안한 펄

스전원장치의 동작은 그림 6과 같이 충전모드와 발진모드로 동작한다. 충전모드에서는 그림 6(a)처럼 N_3 권선의 유기전압 V_3 가 부하단에 출력됨과 동시에 N_2 권선의 유기전압 V_2 와 V_3 가 더해져서 N_2 권선의 내장 커패시터를 충전하는 동작을 수행한다. 발진모드에서는 N_2 권선의 유기전압 V_2 와 충전모드에서 충전되었던 커패시터전압 $V_C = V_2 + V_3$ 가 더해져서 그림 6(b)와 같이 마그네트론에 $2V_2 + V_3$ 의 전압이 인가된다. 그 결과 마그네트론의 양극 전압은 그림 7(c)처럼 전파배전압방식과 유사한 형태를 가지게 되어 마그네트론의 발진구간을 증가시켜 동일한 소자구성으로 반파배전압 방식에 비해 마그네트론의 출력효율 향상을 기대 할 수 있다.

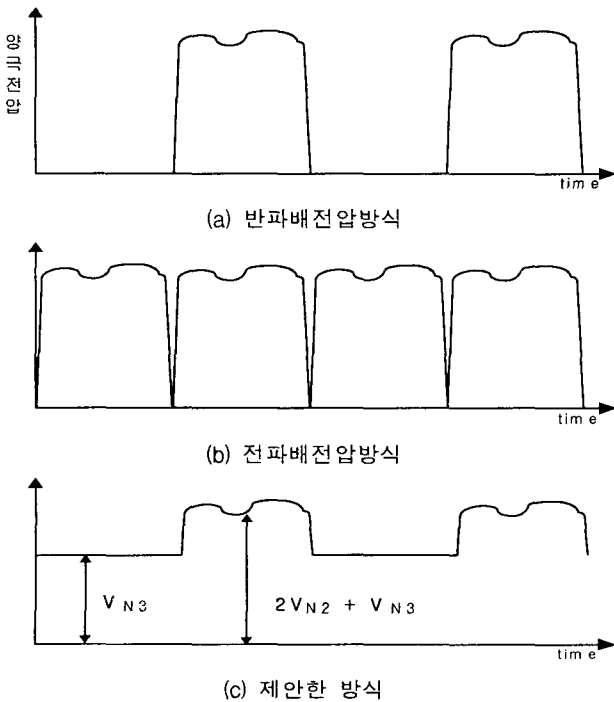


그림 6 제안한 펄스전원장치의 전압파형
Fig. 6 Voltage Waveform of the Proposed Power Supply

3. HVC내장형 고주파변압기 설계 및 모델링

제안한 HVC내장형 고주파변압기는 소형화를 위해 고주파 스위칭을 하므로 설계시 전원장치의 토폴로지와 코어의 재질 및 특성, 변압기출력과 정격전류, 권선수에 따른 Flux 변화율, 동작주파수와 전류용량, 표피효과, 권선손실 및 코어 손실 등의 파라미터를 고려하여야 한다[3]. 본 논문에서는 800[W]급 마그네트론에 적용하기 위하여 표 1과 같은 사양으로 HVC내장형 고주파변압기를 설계하였다. 그림 8은 실제 제작된 변압기를 나타낸다. 제안한 HVC내장형 고주파변압기의 커패시터 내장효과의 검증 및 특성해석을 위해서, 그리고 이를 이용한 새로운 방식의 펄스전원장치의 설계를 위해서는 HVC내장형 고주파변압기의 등가모델이 반드시 제시되어야 한다. 따라서 본 논문에서는 임피던스 측정결과로부터 권선 파라미터를 추출하는 방법으로 제안한 HVC내장형 고주파변압기의 등가모델을 구성하였다[4][5]. 이때, 측

표 1 HVC 내장형 고주파변압기 설계결과
Table 1 Design Result of HVC Embedded Transformer

설계항목	설 계 결 과		
Core	UVT 5177S, PM7		
1차권선	Litz Wire, AWG 30 - 33 Strands, 12[T]		
2차권선 N2	AL-PE Foil	AL : 16[mm]×15[μm]	80[T]
		PE : 23[mm]×50[μm]	
2차권선 N3	Single Wire, AWG 25, 300[T]		
필라멘트	Single Wire, AWG 15, 1[T]		

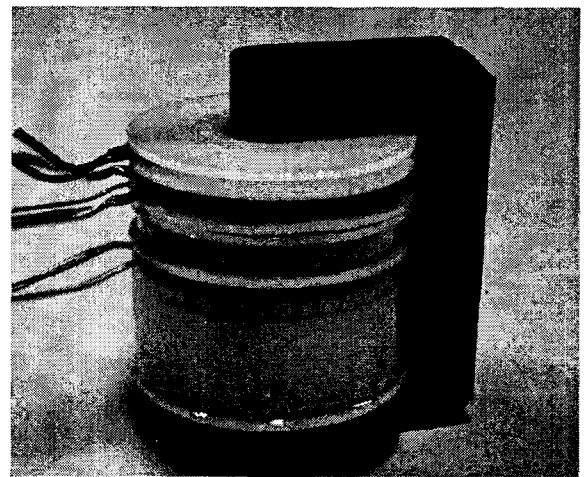
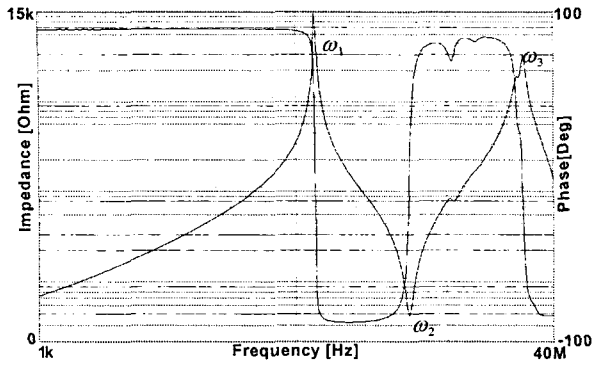


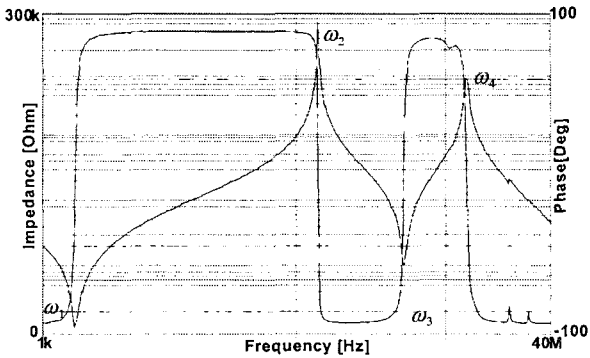
그림 7 HVC내장형 주파변압기
Fig. 7 External View of HVC Embedded Transformer

정된 권선 임피던스가 다중공진의 형태를 보이게 되는 경우 모든 파라미터를 동시에 추출하는 것은 매우 복잡한 계산이 필요하기 때문에 인접한 두 개의 공진, 즉, 인접한 두 쌍의 병렬RLC Tank회로만을 고려하여 순차적으로 파라미터 추출을 수행하였다. 그림 9는 측정된 각 권선의 개방임피던스를 나타낸다. 먼저 그림 9(a)의 1차권선에 대하여 권선파라미터 추출은 다음과 같은 방법으로 이루어진다. 그림 9(a)에서 임피던스의 크기가 최대인 1,3차공진점 ω_1, ω_3 에서 위상변화가 -180° 이므로 2중극점이 위치하고 있으며, 임피던스의 크기가 최소이고 위상변화가 180° 인 ω_2 에 2중극점이 위치하고 있음을 알 수 있다.

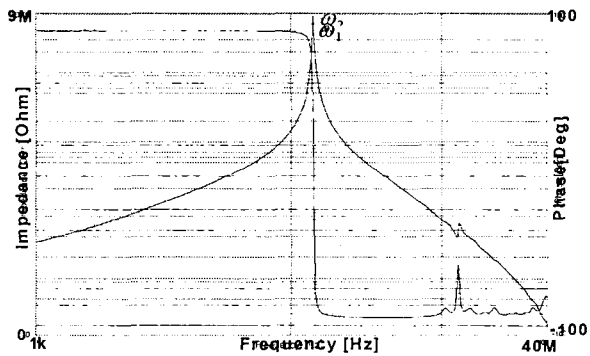
따라서 HVC내장형 고주파변압기의 1차권선은 ω_1, ω_3 의 공진주파수를 가지는 RLC병렬 Tank 회로가 직렬로 접속되어 직렬공진 ω_2 를 발생하는 그림 10(a)와 같은 형태임을 알 수 있다. 식 (1)은 그림 10(a)의 전체 임피던스 함수를 나타낸다.



(a) 1차측권선 N1



(b) 2차측권선 N2



(c) 2차측권선 N3

그림 8 개방 임피던스 측정 결과

Fig. 8 Measured Characteristics of Open Circuit Impedance

$$Z = Ks \frac{s^2 + as + \beta}{(s^2 + As + B)(s^2 + Cs + D)} [\Omega] \quad (1)$$

단, $K = \frac{C_{eq} + C_{s1}}{C_{eq}C_{s1}}$,

$$\alpha = \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left(\frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{s1}} \right)$$

$$\beta = \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} \right), \quad A = \frac{1}{R_c C_{eq}}$$

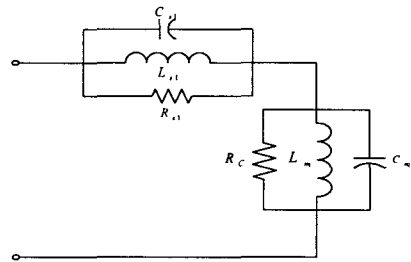
$$B = \frac{1}{L_m C_{eq}}, \quad C = \frac{1}{R_{s1} C_{s1}}, \quad D = \frac{1}{L_{s1} C_{s1}}$$

권선 파라미터를 추출하기 위해 식(2)에 의해 동작주파수에

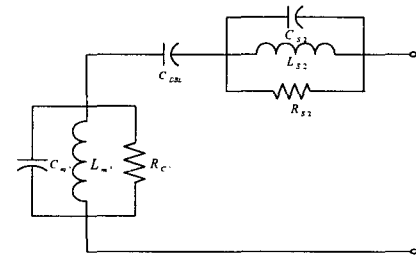
서의 자화인덕턴스 L_m 의 값을 얻을 수 있다. 이 때 식(1)에서 분모의 두 항 $s^2 + As + B$, $s^2 + Cs + D$ 은 각각 ω_1 , ω_3 의 병렬공진점 즉, 2중극점을 가지므로 식(3)에 의하여 ω_1 과 L_m 에 의해 C_{eq} 의 값을 얻을 수 있다. 코어저항 R_c 의 값은 ω_1 에서 측정된 임피던스의 값과 같다.

$$L_m = \frac{|Z|}{2\pi f} [\mu H] \quad (2)$$

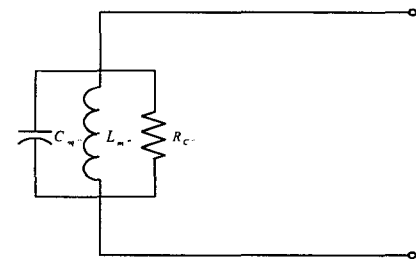
$$C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2 \cdot L_m} [nF] \quad (3)$$



(a) 1차측권선 N1



(b) 2차측권선 N2



(c) 2차측권선 N3

그림 9 추출된 각 권선의 등가모델

Fig. 9 Equivalent Circuit of Each Winding

또, 식(1)에서 직렬공진 ω_2 를 나타내는 분자항으로부터 식(4)를 얻을 수 있고, 이 때 ω_2 는 L_m , C_{eq} , L_{s1} , C_{s1} 의 영향을 동시에 받으므로 병렬공진 ω_1 , ω_3 로부터 얻어지는 식(5)를 식(4)에 대입하여 식(6)과 같이 ω_1 , ω_2 , ω_3 의 공진 주파수의 관계식으로 L_{s1} 의 값을 얻을 수 있다.

$$\omega_2^2 = \frac{1}{C_{eq} + C_{s1}} \left(\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{s1}} \right) = \frac{L_m + L_{s1}}{L_m C_{eq} L_{s1} + L_m L_{s1} C_{s1}} \quad (4)$$

$$L_m C_{eq} = \frac{1}{(2\pi f_1)^2}, \quad L_{s1} C_{s1} = \frac{1}{(2\pi f_3)^2} \quad (5)$$

$$L_{s1} = L_m \times \frac{f_1^2 (f_3^2 - f_2^2)}{f_3^2 (f_2^2 - f_1^2)} [\mu H] \quad (6)$$

L_{s1} 의 값을 얻으면 C_{s1} 의 값은 식(5)에 의하여 얻게 되고 R_{s1} 은 역시 ω_3 에서의 임피던스의 크기와 같다. 2차측 권선 N_2 와 N_3 에 대한 권선파라미터도 동일한 방법으로 추출하게 된다. 추출된 파라미터로 얻어진 HVC내장형 고주파변압기 등가모델의 타당성을 검증하기 위하여 주파수 특성 시뮬레이션을 통해 실측결과와 비교하였다. 시뮬레이션은 Pspice를 이용하였으며 시뮬레이션 파라미터는 추출된 표 2의 파라미터를 이용하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 12와 같고 실측결과와 비교하였을 때 제시된 등가모델의 타당성을 보여준다.

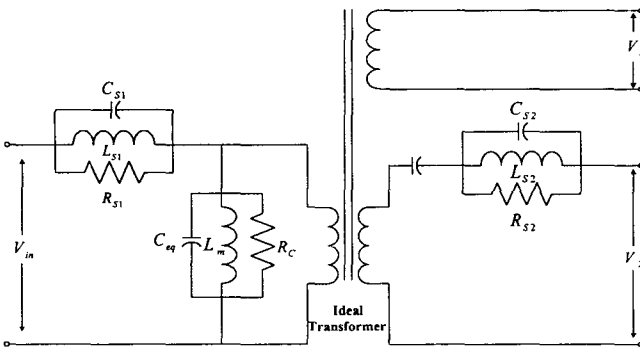
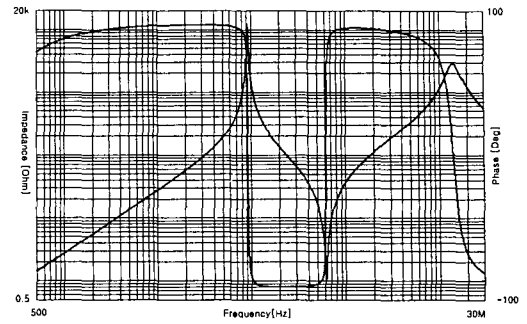


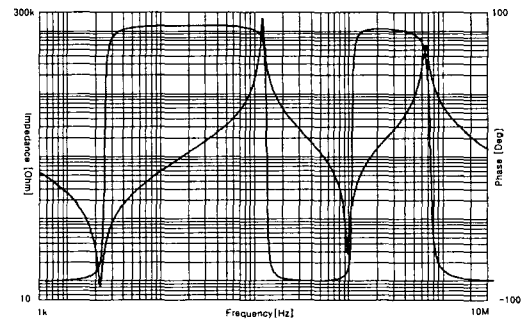
그림 10 HVC내장형 고주파변압기 최종 등가모델
Fig. 10 Equivalent Circuit of HVC Embedded Transformer

표 2 추출된 권선 파라미터
Table 2 Extracted Winding Parameter

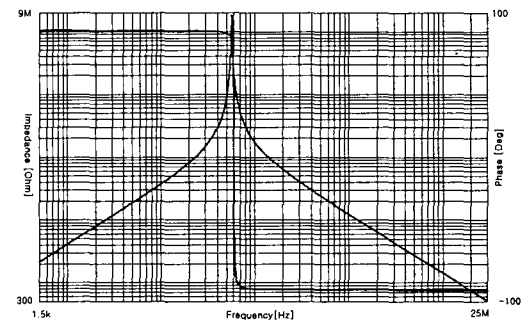
최종 등가모델 권선 파라미터			
Lm	445.789 [uH]	Ls2	385.834 [uH]
Ls1	10.126 [uH]	Cs2	8.668 [pF]
Ceq	6.551 [nF]	CDBL	165.62 [nF]
Cs1	12.315 [pF]	Rc''	8.908 [MΩ]
Rc	13.23 [kΩ]	Rs2	82.152 [kΩ]
Rs1	3.04 [kΩ]		



(a) 1차측권선 N1



(b) 2차측권선 N2



(c) 2차측권선 N3

그림 11 주파수 시뮬레이션 결과

Fig. 11 Frequency Simulation Result

표 3 시뮬레이션과 실측결과 비교

Table 3 Simulation Result and Measured Data

			주파수	임피던스
N1	ω_1	측정치	93.13 [kHz]	13.23 [kΩ]
		시뮬레이션	93.18 [kHz]	13.22 [kΩ]
	ω_2	측정치	624.30 [kHz]	3.77 [Ω]
		시뮬레이션	623.81 [kHz]	1.14 [Ω]
	ω_3	측정치	14.252 [MHz]	3.04 [kΩ]
		시뮬레이션	14.239 [MHz]	3.04 [kΩ]
N2	ω_1	측정치	3.471 [kHz]	15.169 [Ω]
		시뮬레이션	3.417 [kHz]	14.107 [Ω]
	ω_2	측정치	96.18 [kHz]	215.48 [kΩ]
		시뮬레이션	96.19 [kHz]	215.47 [kΩ]
	ω_3	측정치	548.75 [kHz]	100.39 [Ω]
		시뮬레이션	549.04 [kHz]	46.41 [Ω]
	ω_4	측정치	2.752 [MHz]	82.15 [kΩ]
		시뮬레이션	2.751 [MHz]	82.17 [kΩ]
N3	ω_1	측정치	100.68 [kHz]	8.908 [MΩ]
		시뮬레이션	100.69 [kHz]	8.907 [MΩ]

4. 실험 및 고찰

제안한 HVC 내장형 고주파변압기를 이용한 펄스 전원장치의 타당성을 검증하기 위하여 그림 13과 같이 HVC내장형 고주파 변압기를 이용한 펄스전원장치를 제작하여 저항부하]와 마그네트론 부하에 대하여 각각 실험하였다. 또한 제안한 펄스전원장치의 무게, 부피 저감효과와 마그네트론 출력효율 향상효과를 검증하기 위하여 선형 반파배전압방식과 인버터형 전파배전압방식과 부피, 무게, 효율을 비교하였다. 그림 14(a),(c)는 저항부하와 마그네트론 부하에 대한 부하전압을 나타내는데 충전모드에서는 N_3 권선의 전압 V_3 가 부하단에 출력되고, 발진모드에서는 N_2 권선의 유기전압 V_2 과 내장커패시터스에 충전된 V_c 가 더해져서 부하에 인가됨을 확인할 수 있다. 이때 충전구간에서의 출력전압은 누설 임피던스에 의한 전압강하의 영향으로 권선비보다 낮은 전압이 출력되는 것을 확인할 수 있다. 그림 14(a)에서 표유커패시터스와 누설리액턴스 성분에 의한 공진이 출력전압에 중첩되어 발생하고 있으나, 마그네트론 부하에서는 인입부의 공동공진기(Resonant cavity)에 의해 필터링 되어 그림 14(c)에서 보는 것과 같이 공진 현상이 큰 영향을 주지 않음을 알 수 있다. 출력효율은 $10\pm 0.5[^\circ\text{C}]$ 의 증류수 $1000\pm 5[\text{cc}]$ 를 시험부하로 하여 부하온도가 주변 대기온도의 $1[^\circ\text{C}]$ 이내로 접근할 때까지 가열하여 이때의 온도상승, 입력전력량, 가열시간을 측정하여 마그네트론의 고주파출력을 산출하여 입력전력과 비교하여 계산하였다. 식 (7), (8)은 각각 출력전력과 출력에너지를 구하는 식이며, 출력전력과 출력에너지 효율은 식 (9)와 (10)으로 얻을 수 있다.

$$P_T = [C_{pw} \cdot M_W \cdot (T_2 - T_1) + C_{pc} \cdot M_C \cdot (T_2 - T_0)]/t \quad (7)$$

$$E_T = [C_{pw} \cdot M_W \cdot (T_2 - T_1) + C_{pc} \cdot M_C \cdot (T_2 - T_0)]/H_e \quad (8)$$

여기서, P_T : 고주파출력, E_T : 출력에너지
 C_{pw} : 물의비열, C_{pc} : 용기의 비열
 T_2 : 최종수온, T_1 : 초기수온
 T_0 : 주변대기온도, t : 테스트시간
 H_e : 변환상수(3.6[kJ/Wh])

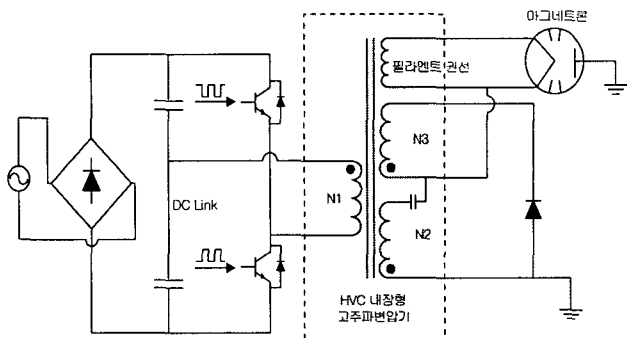
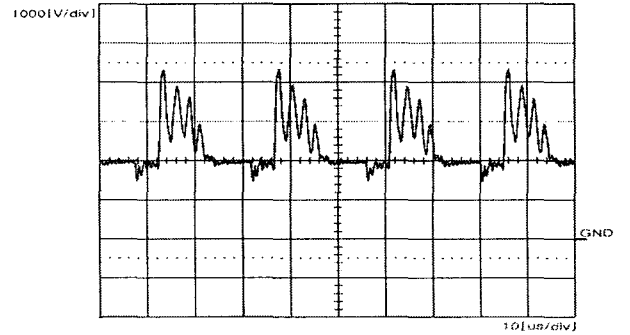


그림 12 제안한 펄스전원장치의 전력부
 Fig. 12 Power Circuit of the Proposed Pulse Power Supply

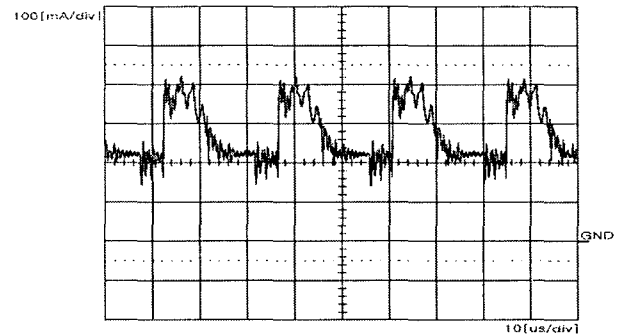
$$\eta = P_T/P_M \quad (9)$$

$$\eta_E = E_T/E_M \quad (10)$$

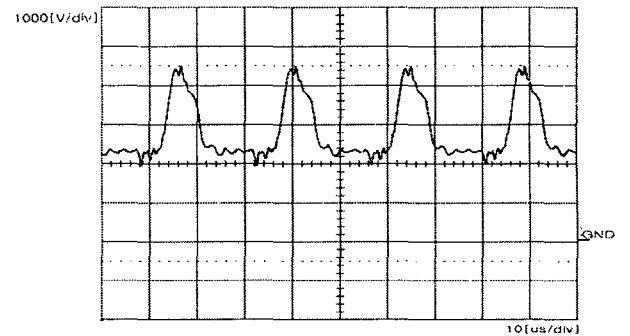
여기서, P_M : 입력전력(측정치), E_M : 입력전력량(측정치)



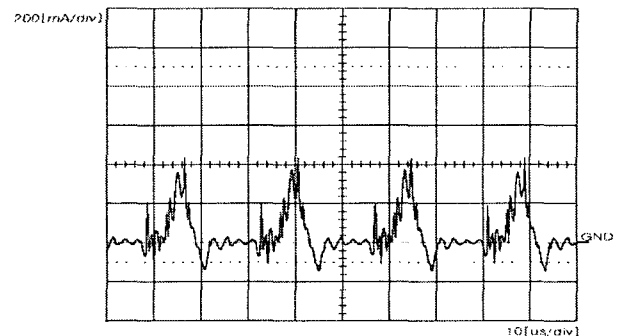
(a) 저항부하 전압



(b) 저항부하 전류



(c) 마그네트론 전압



(d) 마그네트론 전류

그림 13 실험파형
 Fig. 13 Experimental Waveform (Resistance 8[kΩ])

표 4 측정결과

Table 4 Measured Data

	선형 방식		인버터 방식		제안한 방식	
	1	2	1	2	1	2
시험용기 무게[g]	1038		1038		1038	
시험용수 무게[g]	1003	1000	1000	1001	1003	1002
주변온도 [°C]	20.0	20.2	23.4	24.8	23.0	23.2
시험용수 초기온도 [°C]	9.8	10.7	13.5	14.1	9.9	10.0
시험용수 최종온도 [°C]	18.4	19.4	23.6	24	18.9	19.9
가열시간 [sec]	59.4	62.1	63.8	64.24	57.8	57.8
입력전력 [W]	1150.4	1140.1	1304.0	1286.7	1083.1	1186.1
입력전력량 [Wh]	18.666	19.056	23.14	21.91	17.038	18.700

표 5 부피, 무게 및 효율비교

Table 5 Comparison of Volume, Weight and Efficiency

	선형 방식	인버터	제안한 방식
무 게	3,018[g]	408[g]	408[g]
부 피	560[cm ³]	135[cm ³]	135[cm ³]
입력 전력	1145.2[W]	1295.8[W]	1134.1[W]
출력 전력	579.8[W]	663.65[W]	629.05[W]
연간유효 에너지소비량	149.06 [kWh/yr]	153.3 [kWh/yr]	136.7 [kWh/yr]
정규화시효율	100[%]	101.2[%]	109.4[%]

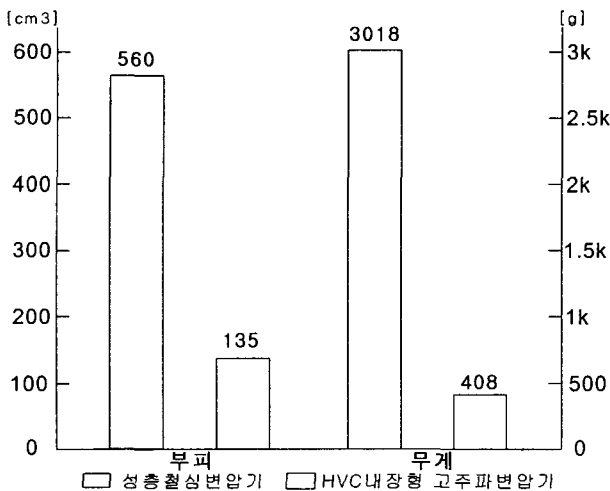


그림 14 무게 및 부피 비교

Fig. 14 Comparison of Weight and Volume

실험은 총 5회에 걸쳐 수행하였으며, 그중 실험 조건에 가장 부합하는 2회의 측정결과를 이용하여 효율을 산출하였다. 측정결과는 표 4와 같고, 표 5와 그림 15는 선형 반파배전압방식과 인버터형 전파배전압방식과 제안한 HVC내장형 고주파변압기를 이용한 펄스전원장치에 대한 무게, 부피, 효율 등을 비교한 값을 나타낸다. 표 5로부터 제안한 방식을 적용시, 기존의 반파배전압방식에 비하여 무게 86.5[%], 부피 76[%]의 저감효과가 있었다. 또한 정규화시 효율 향상이 선형방식보다 9.4[%], 인버터 방식보다 7.5[%] 높게 나타났다.

5. 결 론

본 논문에서는 기존의 선형방식의 성층철심 변압기의 큰 무게와 부피 및 저전력밀도의 단점과 인버터 방식의 가격상승의 부담을 경감하기 위하여 배전압용 고압커패시터를 변압기에 내장하여, 마그네트론의 출력효율 향상을 위한 새로운 펄스전원장치를 제안하였다. 변압기의 임피던스특성을 통하여 권선 파라미터를 추출하여 제안한 고주파변압기의 등가모델의 타당성을 확인하였다. 제안한 펄스전원장치를 이용한 마그네트론 구동실험을 통하여 Microwave Oven용 전원장치로 사용하기 적합한 출력 특성을 보였으며 또한 기존 방식보다 정규화시 9.4[%] 향상된 효율을 확인할 수 있었다. 그러나, 제안한 HVC 내장형 고주파변압기는 일반 고주파변압기에 비해 내열용량이 낮은 단점을 보완하여야 하며, 누설임피던스성분을 최소화하여 전압강하를 최소화할 수 있는 방법에 대한 연구가 필요하다.

감사의 글

본 논문은 산업자원부에서 시행한 전력산업 인프라구축지원사업으로 수행된 논문입니다.

참 고 문 헌

- [1] Hidenori Kako, "Development of Compact Inverter Power Supply for Microwave Oven", IEEE Trans. on Consumer Electronics, Vol.37, No.3, pp.611-616, 1991, August.
- [2] Takahiro Matsumoto, "Inverter Power Supply for Magnetron", National Technical Report, Vol. 35. No. 5, Oct. 1989
- [3] 조준석 외, "Microwave Oven용 커패시터내장형 고주파변압기의 해석 및 설계에 관한 연구", 2000 전력전자 학술대회 논문집, pp.90-94, 2000, July.
- [4] R. W. Michelet, "Developing Simulation Models for Real Transformers", Cadence, Power Supply Seminar, 1992
- [5] 김영웅 외, "EMI 해석을 위한 트랜스포머 권선모델", 2000 전력전자학회 학술대회 논문집, pp.82-85, 2000, July.

저 자 소 개



정 병 환 (鄭 柄 煥)

1978년 11월 1일생. 2001년 경성대 전기 전자컴퓨터공학부 졸업 2003년 건국대 공대 전기공학과 대학원 졸업(석사). 현재, 동 대학원 전기공학과 박사과정
E-mail : ksjbh@konkuk.ac.kr



조 준 석 (趙 竣 奭)

1974년 5월 4일생. 1997년 건국대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2002 동 대학원 전기공학과 박사수료. 현재 (주)엔시스 기술연구소 연구원.
E-mail : macron@empal.com



강 병 희 (姜 秉 熹)

1966년 9월 19일생. 1993년 건국대 전기공학과 졸업. 1995년 동 대학원 졸업(석사). 1995년~1998년 삼성종합기술원 전문연구원. 1999년~2002년 동 대학원 졸업(박사). 2002~현재 (주)케이팩신기술 연구소장.
E-mail : soju2me@alumni.konkuk.ac.kr



목 형 수 (睦 亨 洙)

1963년 10월 31일생. 1986년 서울대 전기공학과 졸업. 1988년 동 대학원(석사). 1993년 동 대학원 졸업(박사). 1992년~1996년 서울산업대 제어계측공학과 조교수. 1997년~현재 건국대학교 전기공학과 부교수.
E-mail : hsmok@konkuk.ac.kr



최 규 하 (崔 圭 夏)

1978년 서울대 전기공학과 졸업. 1980년 동 대학원 졸업(석사). 1986년 동 대학원 졸업(박사). 1987년~1988년 미국 오레곤 주립대 Post-Doc. 1997년~1998년 건국대 연구처장. 현재 건국대학교 전기공학과 교수 및 전력전자기술연구센터 소장. 건국대학교 교무처장
E-mail : ghchoe@konkuk.ac.kr