

## HVC내장형 고주파변압기를 이용한 Microwave Oven용 펄스전원장치에 관한 연구

박강희, 조준석, 정병환, 목형수, 박현빈\*  
건국대학교 전기공학과, 다성마그네틱\*

### A Study on Pulse Power Supply for Microwave Oven Using HVC Embedded High Frequency Transformer

K.H. Park, J.S. Cho, B.H. Jung, H.S. Mok, H.B. Park\*  
Dept. of Electrical Eng. Konkuk Univ., Dasung Magnetic Co.\*

#### ABSTRACT

A conventional power supply to drive a microwave oven has ferro-resonant transformer and high voltage Capacitor(HVC). Though it is simple, transformer is bulky, heavy and has low-efficiency. To improve this defect, a high frequency inverter type power supply has been investigated and developed in recent years.<sup>[1][2]</sup> But, because of additional control circuit and switching device, inverter-type power supply is more expensive than conventional one. In this study, A new pulse power supply for Microwave Oven using novel HVC embedded high frequency transformer is proposed for down-sizing, cost reduction, and efficiency improvement of Inverter type power supply. Also, equivalent circuit model is derived by impedance measurements. And the operation of proposed pulse power supply is verified by simulations and experimental results.

#### 1. 서 론

마그네트론은 일정한 고압의 직류전압을 인가하면 2450[MHz]의 마이크로웨이브를 발생하여 가열 동작을 수행하는 원리를 가진다. 성층철심 변압기를 이용하여 60[Hz] 상용전압을 고압으로 승압한 후 배압회로를 통하여 마그네트론에 인가하는 기존의 반파배전압 방식의 선형전력변환장치는 무게, 부피, 효율 및 전력밀도에서 큰 단점을 가지게 된다. 이에 미국, 일본을 중심으로 인버터방식을 이용한 펄스전원장치의 개발을 통한 소형, 경량화, 전력밀도 향상에 대한 연구가 가속화되고 있는 실정이다.<sup>[1][2]</sup> 그러나 인버터 방식 펄스전원장치는 스위칭소자 및 구동회로의 추가에 따른 제조원가 상승으로 인해 원가절감 대책이 필요하다. 본 논문에서는 배전압

용 고압커패시터를 변압기 2차권선에 내장한 HVC 내장형 고주파변압기를 이용하여 반파배전압과 동일한 소자구성으로 전파배전압과 유사한 출력을냄으로써 소형, 경량화의 장점을 유지하면서 원가절감 및 효율향상을 기대할수 있는 새로운 구조의 마그네트론 구동용 인버터전원장치를 설계하였다. 또한 시뮬레이션과 실험을 통해 제안된 Microwave Oven용 펄스전원장치의 타당성을 검증하였다.

#### 2. HVC내장형 고주파변압기를 이용한 펄스전원장치

##### 2.1 HVC내장형 고주파변압기의 원리

본 논문에서 사용한 HVC내장형 고주파변압기는 그림 1과 같이 고주파 변압기 2차권선  $N_2$ 에 고압 커패시터성분을 합성함과 동시에 2차권선  $N_2$ ,  $N_3$ 에서 권선비에 비례하는 전압을 출력하는 구조로서, HVC 내장권선  $N_2$ 는 폴리에틸렌유전체와 알루미늄 Foil 도체를 2중적층하여 Roll 구조로 권선한 구조를 가지며, 그 결과 두 AL도체는 물리적으로 분리되어 있으나, 커패시터 성분에 의해서 회로적으로 연결되어 있으므로 등가적인 커패시터가 2차권선  $N_2$ 에 첨가되는 효과를 가지며, 이를 마그네트론 구동용 전원에 이용할 경우 배전압용 커패시터가 필요없는 구조가 가능해진다.<sup>[3]</sup>

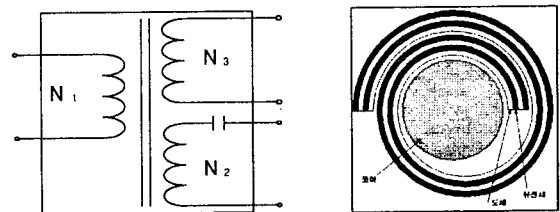


그림 1 HVC내장형 고주파변압기의 구조  
Fig. 1 Structure of HVC Embedded Transformer

## 2.2 제안된 마그네트론 구동용 펄스전원장치

기존의 마그네트론 구동용 전원장치는 고압변압기 2차측 회로구성에 따라 반파배전압방식, 전파배전압방식, 전파정류방식으로 구분된다.

반파배전압 방식은 구성부품이 가장 적어 경제적인 이점이 있고 절연구조가 용이한 장점으로 인해 가장 많이 채용되고 있으나 마그네트론 출력효율이 낮은 단점을 지니며 전파배전압방식은 출력변동이 작고 효율이 높지만 구성부품이 많아 경제성이 떨어지는 단점을 가진다. 따라서 본 논문에서는 HVC 내장형 고주파변압기를 이용하여 반파배전압과 동일한 소자로 전파배전압방식과 유사한 출력전압을 냄으로써 저가, 절연의 용이성 및 구조의 단순성을 유지하면서 마그네트론의 효율향상을 꾀할수 있는 새로운 펄스전원장치를 제안하였다.

그림 2는 본 논문에서 제안한 HVC내장형 고주파 변압기를 이용한 펄스전원장치의 회로도를 나타낸다. 제안한 펄스전원장치는 1차권선측은 기본적으로 하프브릿지 인버터의 구조를 가지며 고압 고주파변압기 2차측은 2차권선  $N_3$ 의 일단과  $N_2$ 의 일단을 접속하고 나머지 양단을 고압다이오드로 접속한 형태를 가진다.

제안된 펄스전원장치의 동작은 그림 3과 같이 충전모드와 발진모드의 두가지 모드로 동작한다. 충전모드에서는 그림 3(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 3(b)와 같이 마그네트론에  $2V_2 + V_3$ 의 전압이 인가된다. 그 결과 마그네트론의 양극 전압은 그림 4(c)처럼 전파배전압방식과 유사한 형태를 가지게 되어 동일한 소자구성으로 반파배전압 방식에 비해 마그네트론의 출력효율 향상을 기대할수 있다.

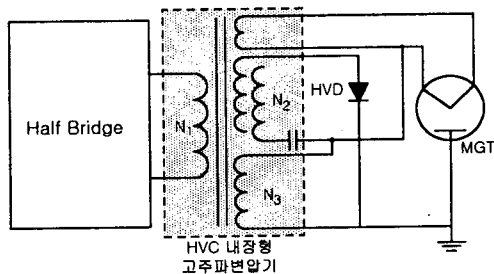


그림 2 제안한 펄스전원장치의 회로구성

Fig. 2 Circuit Topology of Proposed Pulse Power Supply

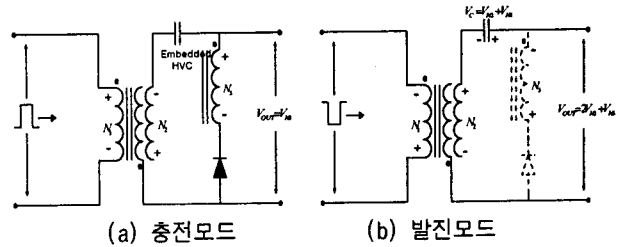


그림 3 제안한 펄스전원장치의 동작모드

Fig. 3 Circuit Topology of Proposed Pulse Power Supply

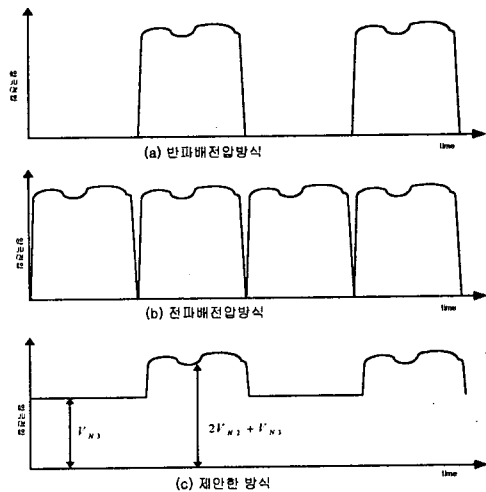


그림 4 제안한 펄스전원장치의 전압파형

Fig. 4 Voltage Waveform of Proposed Power Supply

## 3. HVC내장형 고주파변압기 설계

본 논문에서 제안한 HVC내장형 고주파변압기는 소형화를 위해 고주파 스위칭을 하므로 설계시 전원장치의 토폴로지와 코어의 재질 및 특성, 변압기 출력과 정격전류, 권선수에 따른 Flux 변화율, 동작주파수와 전류용량, 표피효과, 권선손실 및 코어손실 등의 파라미터를 고려하여야 한다.<sup>[3]</sup>

본 논문에서는 800[W]급 마그네트론에 적용하기 위하여 표 1과 같은 사양으로 HVC내장형 고주파 변압기를 설계하였다. 그림 4는 실제 제작된 변압기를 나타낸다.

표 1 HVC 내장형 고주파변압기 설계결과

Table 1 Design Result of HVC Embedded Transformer

설계항목	설계결과	
Core	UVT 5177S, PM7	
1차권선	Litz Wire, AWG 30 - 33 Strands, 15[T]	
2차권선 $N_2$	AL-PE Foil	AL : 16[mm]×15[μm] PE : 23[mm]×50[μm] 80[T]
2차권선 $N_3$	Single Wire, AWG 25, 300[T]	
필라멘트	Single Wire, AWG 15, 1[T]	

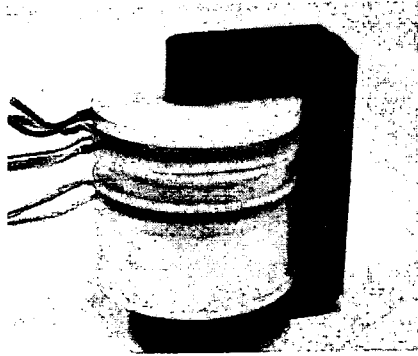


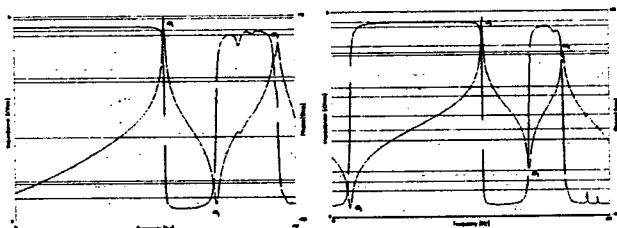
그림 4 HVC내장형 고주파변압기  
Fig. 4 External View of HVC Embedded Transformer

#### 4. HVC내장형 고주파변압기 모델링

##### 4.1 임피던스 측정을 통한 권선 파라미터 추출

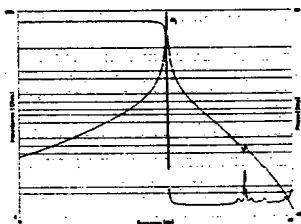
본 논문에서 제안한 HVC내장형 고주파변압기의 특성해석 및 펄스전원장치의 설계를 주파수대역에서의 임피던스특성을 측정하여 극,영점과 임피던스의 관계로부터 권선파라미터를 추출하는 방법으로 제안한 HVC내장형 고주파변압기의 등가모델을 구성하였다.<sup>[4][5]</sup>

이 때, 측정된 권선 임피던스가 다중공진의 형태를 보이게 되는 경우 모든 파라미터를 동시에 추출하는 것은 매우 복잡한 계산을 요하므로 인접한 두 개의 공진, 즉, 인접한 두 쌍의 병렬RLC Tank회로만을 고려하여 순차적으로 파라미터 추출을 수행하였다. 그림 5는 측정된 각 권선의 개방임피던스를 나타낸다. 먼저 5(a)의 1차권선에 대하여 권선파라미터 추출은 다음과 같은 방법으로 이루어진다.



(a) 1차권선

(b) 2차권선  $N_2$



(c) 2차권선  $N_3$

그림 5 개방 임피던스 측정 결과

Fig. 5 Measured Impedance characteristics

그림 5(a)에서 임피던스의 크기가 최대인 1,3차공진점  $\omega_1, \omega_3$ 에서 위상변화가  $-180^\circ$  이므로 2중극점이 위치하고 있으며, 임피던스의 크기가 최소이고 위상변화가  $180^\circ$  인  $\omega_2$ 에 2중영점이 위치하고 있음을 알 수 있다. 따라서 HVC내장형 고주파변압기의 1차권선은  $\omega_1, \omega_3$ 의 공진주파수를 가지는 RLC병렬 Tank 회로가 직렬로 접속되어 직렬공진  $\omega_2$ 를 발생하는 그림 6(a)와 같은 형태임을 알 수 있다. 식 (1)은 그림 6(a)의 전체 임피던스 함수를 나타낸다.

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

$$\text{단, } K : \frac{C_{eq} + C_{sl}}{C_{eq}C_{sl}}, \quad a : \frac{1}{C_{eq} + C_{sl}} \left( \frac{1}{R_c} + \frac{1}{R_{sl}} \right)$$

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

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

권선 파라미터를 추출하기 위해 식 (2)에 의해 동작주파수에서의 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  $\omega_1, \omega_3$ 의 병렬공진점 즉, 2중극점을 가지므로 식 (3)에 의하여  $\omega_1$ 과  $L_m$ 에 의해  $C_{eq}$ 의 값을 얻을 수 있다. Core 저항  $R_c$ 의 값은  $\omega_1$ 에서 측정된 임피던스의 값과 같다.

$$L_m = \frac{|Z|}{2\pi f} \quad (2)$$

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

또, 식 (1)에서 직렬공진  $\omega_2$ 를 나타내는 분자항으로부터 식 (4)를 얻을 수 있고, 이 때  $\omega_2$ 는  $L_m, C_{eq}, L_{sl}, C_{sl}$ 의 영향을 동시에 받으므로 병렬공진  $\omega_1, \omega_3$ 로부터 얻어지는 식 (5)를 식 (4)에 대입하여 식 (6)과 같이  $\omega_1, \omega_2, \omega_3$ 의 공진주파수의 관계식으로  $L_{sl}$ 의 값을 얻을 수 있다.

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

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

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

$L_{s1}$ 의 값을 얻으면  $C_{s1}$ 의 값은 식(5)에 의하여 얻게 되고  $R_{s1}$ 은 역시  $\omega_3$ 에서의 임피던스의 크기와 같다. 2차측 권선  $N_2$ 와  $N_3$ 에 대한 권선파라미터도 동일한 방법으로 추출하게 된다.

그림 7은 이러한 파라미터 추출과정을 거쳐 얻어진 각 권선의 등가모형을 통합한 최종 등가모형을 나타낸다. 그림 7로부터 2중적층 Layer구조의 2차권선  $N_2$ 에 배전 압용 고압커패시턴스가 직렬로 내장됨을 확인할 수 있다. 이때 그림 6의 2차측 권선모델의 자화인덕턴스쪽의 병렬 RLC회로의 파라미터는 실제로는 1차측에서 환산된 값이므로 최종등가모형에서는 생략하게 된다.

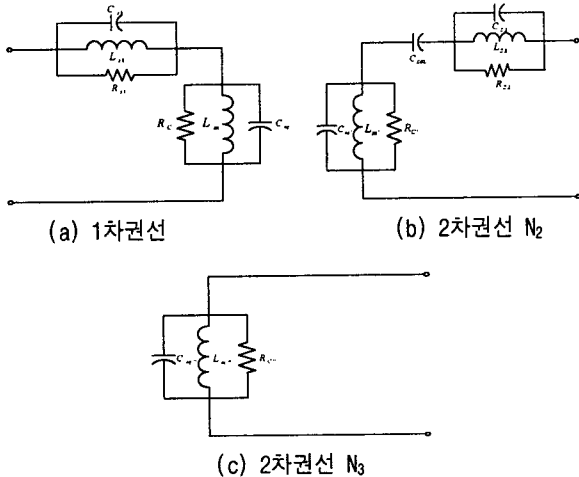


그림 6 추출된 각 권선의 등가모형  
Fig. 6 Equivalent Circuit of Each Winding

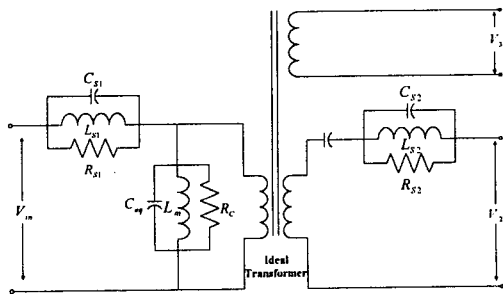


그림 7 HVC내장형 고주파변압기 최종 등가모형  
Fig. 7 Equivalent Circuit of HVC Embedded Transformer

표 2 추출된 권선 파라미터  
Table 2 Extracted Winding Parameter

최종 등가모형 권선 파라미터			
$L_m$	445.789 [uH]	$L_{s2}$	385.834 [uH]
$L_{s1}$	10.126 [uH]	$C_{s2}$	8.668 [pF]
$C_{eq}$	6.551 [nF]	$C_{db1}$	165.62 [nF]
$C_{s1}$	12.315 [pF]	$R_{c''}$	8.908 [MΩ]
$R_c$	13.23 [kΩ]	$R_{s2}$	82.152 [kΩ]
$R_{s1}$	3.04 [kΩ]		

## 4.2 시뮬레이션

얻어진 HVC내장형 고주파변압기 등가모형의 타당성을 검증하기 위하여 주파수 특성 시뮬레이션을 통해 실측결과와 비교하였다. 시뮬레이션은 Pspice를 이용하였으며 시뮬레이션 파라미터는 추출된 표 2의 파라미터를 이용하였다. 시뮬레이션 결과는 그림 8과 같고 실측결과와 비교하였을 때 제시된 등가모형의 타당성을 보여준다.

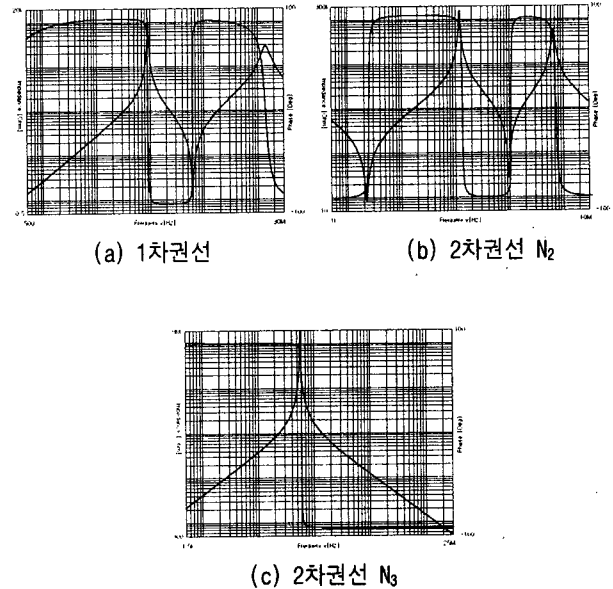


그림 8 주파수 시뮬레이션 결과  
Fig. 8 Simulation Result

표 3 시뮬레이션과 실측결과 비교  
Table 3 Simulation Result and Measured Data

		주파수		임피던스
$N_1$	$\omega_1$	측정치	93.13 [kHz]	13.23 [kΩ]
		시뮬레이션	93.18 [kHz]	13.22 [kΩ]
	$\omega_2$	측정치	624.30 [kHz]	3.77 [Ω]
		시뮬레이션	623.81 [kHz]	1.14 [Ω]
$\omega_3$	측정치	14.252 [MHz]	3.04 [kΩ]	
	시뮬레이션	14.239 [MHz]	3.04 [kΩ]	
$N_2$	$\omega_1$	측정치	3.471 [kHz]	15.169 [Ω]
		시뮬레이션	3.417 [kHz]	14.107 [Ω]
	$\omega_2$	측정치	96.18 [kHz]	215.48 [kΩ]
		시뮬레이션	96.19 [kHz]	215.47 [kΩ]
	$\omega_3$	측정치	548.75 [kHz]	100.39 [Ω]
		시뮬레이션	549.04 [kHz]	46.41 [Ω]
	$\omega_4$	측정치	2.752 [MHz]	82.15 [kΩ]
		시뮬레이션	2.751 [MHz]	82.17 [kΩ]
$N_3$	$\omega_1$	측정치	100.68 [kHz]	8.908 [MΩ]
		시뮬레이션	100.69 [kHz]	8.907 [MΩ]

## 5. 실험

제안된 HVC 내장형 고주파변압기를 이용한 펄스 전원장치의 타당성을 검증하기 위하여 그림 9와 같이 HVC내장형 고주파 변압기를 이용한 펄스전원장치를 제작하여 저항부하와 마그네트론 부하에 대하여 각각 실험하였다. 또한 제안된 펄스전원장치의 무게, 부피 저감효과와 마그네트론 출력효율 향상효과를 검증하기 위하여 반파배전압방식과 무게, 부피, 및 효율을 비교하였다. 그림 10은 8[k $\Omega$ ] 저항부하와 마그네트론 부하에 대한 부하전압을 나타내는데 충전모드에서는  $N_3$  권선의 전압  $V_3$ 가 부하단에 출력되고, 발진모드에서는  $N_2$  권선의 유기 전압  $V_2$ 과 내장커패시터스에 충전된  $V_c$ 가 더해져서 부하에 인가됨을 확인할 수 있다. 이때 충전구간에서의 출력전압은 누설임피던스에 의한 전압강하의 영향으로 권선비보다 낮은 전압이 출력되는 것을 확인할 수 있다.

표 4는 반파배전압방식과 제안한 HVC내장형 고주파변압기를 이용한 펄스전원장치에 대한 무게, 부피, 효율을 비교한 값을 나타낸다. 표 4로부터 제안한 방식을 적용시, 기존의 반파배전압방식에 비하여 무게 86.5%, 부피 76%의 저감효과와 정규화시 6.7%의 효율향상을 가짐을 확인할 수 있다.

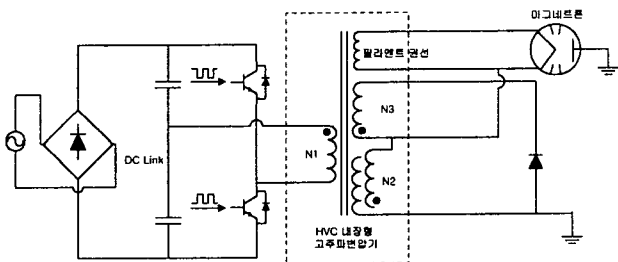
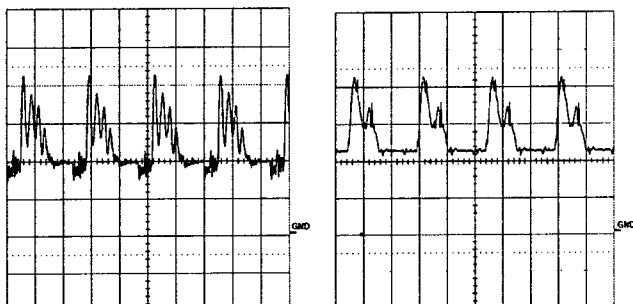


그림 9 제안한 펄스전원장치의 전력부  
Fig. 9 Power Circuit of Proposed Pulse Power Supply



(a) 저항부하 1000[V/div] (b) 마그네트론 부하 1000[V/div]

그림 10 실험파형  
Fig. 10 Experimental Waveform

표 4 부피, 무게 및 효율비교

Table 4 Comparison of Volume, Weight and Efficiency

	무 게	부 피	정규화효율
선형반파배전압	3,018[g]	560[cm <sup>3</sup> ]	100 [%]
제안한 방식	408[g]	135[cm <sup>3</sup> ]	106.7 [%]

## 6. 결 론

본 논문에서는 기존의 마그네트론 구동용 선형 방식의 부피, 무게의 단점과 인버터방식의 가격부담을 저감하기 위한 커패시터 내장형 고주파변압기와 마그네트론 출력효율향상을 위한 새로운 펄스전원장치에 대하여 기술하였다. 임피던스측정을 통한 파라메타 추출을 통해 제안한 고주파변압기를 모델링 하였으며 시뮬레이션을 통해 제시된 변압기 등가모델의 타당성을 확인하였다. 또한 제안된 펄스전원장치를 마그네트론에 적용하여 구동실험을 통한 Microwave Oven 전원장치에의 적용가능성 및 효율향상 효과를 검증하였다.

이 논문은 산업자원부에서 시행하는 에너지기술개발사업의 연구비 지원에 의하여 연구되었음.

## 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 外, "Microwave Oven용 커패시터내장형 고주파변압기의 해석 및 설계에 관한 연구", 2000 전력전자학술대회 논문집, pp. 90~94, 2000, July.
- [4] R. W. Michelet, "Developing Simulation Models for Real Transformers", Cadence, Power Supply Seminar, 1992
- [5] 김영웅 外, "EMI 해석을 위한 트랜스포머 권선모델", 2000 전력전자학술대회 논문집, pp. 82~85, 2000, July.