

# MICRO WAVE OVEN용 마그네트론 구동을 위한 전원장치개발에 관한 연구

吳 德 鎮, 金 熙 峻

## Development of Power Supply for driving high power Magnetron in a Microwave Oven

Duk-Jin Oh, Hee-Jun Kim

### 요 약

지금까지 통상적으로 사용되는 전자레인지의 마그네트론 구동용 전력변환 장치는 성층 철심형 HVT를 이용한 방식을 적용하고 있다. 이 방식은 상용 주파수를 사용하므로, 승압트랜스포머나 배전압용의 커패시터를 대형으로 하기 때문에 고중량, 저효율 및 출력 한계성 등의 단점을 지닌다. 이의 해결책으로 최근 인버터 방식의 전원장치를 전자레인지에 적용하고자 하는 연구가 활발하게 진행되고 있다.

본 논문에서는 전자레인지용 마그네트론 구동을 위한 고압전원 발생장치로써 기존의 스위칭 기술과 공진 기법을 적용하여 고속스위칭을 통한 시스템의 소형, 경량화 및 고 전력밀도를 가지는 전원장치를 개발하여 그 특성을 고찰하였다.

### ABSTRACT

HVT have been used to drive a magnetron in a microwave oven, but they have some problems such as heavy weight and low efficiency. This is caused by the use of power frequency. To solve such problems of microwave oven power source, voltage resonant ZVS-PFM inverters have been developed.

This paper presents a high-frequency high-voltage AC-DC converter incorporating high-frequency resonant ZVS-PFM inverter with three-winding transformer and voltage doubler type rectifier for driving high power magnetron. The new power supply makes it possible to realize light weight and high efficiency.

**Key Words :** Magnetron, Microwave Oven, ZVS-PFM Inverter

### 1. 서 론

전자레인은 마이크로파(Microwave)를 이용하여 음식물을 가열 요리하는 장치로 1990년 초반부터 확대 보급되어 현재는 어느 가정에서도 쉽게 접할 수 있는 전자제품으로 자리잡고 있다.

지금까지 통상적으로 사용되는 전자레인지의 마그네

트론 구동용 전력변환 장치는 성층 철심형 HVT(High Voltage Transformer)를 이용한 방식을 적용하고 있다. 그림 1에 이 방식의 회로도를 나타내었다. 이것은 상용전원 전압을 트랜스로 승압한 후, 배전압 회로로 마그네트론의 발진 전압까지 더욱 승압하여, 마이크로파를 발생시키는 방식이다. 그러나 고주파출력이 1,000W급 이상으로 대용량화 될수록 HVT와 배전압

용 고압 커패시터는 상용 주파수를 사용하므로 고출력, 저효율 및 출력 한계성 등의 단점을 지닌다. 이에 최근 전력용 반도체 소자 성능과 응용기술이 발달하여 인버터 방식의 전원장치를 전자레인지에 적용하고자 하는 연구가 활발하게 진행되고 있다.

한국과 세계시장을 50% 정도 점유하고 있는 일본의 경우, 마쓰시다, 도시바를 중심으로 하여 인버터 방식을 이용한 고전압 발생장치를 개발하여 현재 소량생산을 통해 소비자의 성향을 분석하고 있다. 현재 국내 가전 3사들은 대용량급 제품에 기존의 성층 철심을 이용한 HVT 방식을 채용하여 인버터 방식에 비해 성능과 가격 면에서 경쟁력을 잃어가고 있다. 이에 따라 국내 가전사도 대용량급 제품에 대해서는 인버터 방식 제품을 요구하고 있는 실정이다.

본 논문에서는 전자레인지용 마그네트론 구동을 위한 고압전원 발생장치로써 기존의 스위칭 기술과 공진기법을 적용하여 고속스위칭을 통한 시스템의 소형, 경량화 및 고 전력밀도를 가지는 전원장치를 개발하여 그 특성을 고찰하였다. 시험 제작된 전원장치는 입력 1.3 kW, 효율 54%(마그네트론 특성상 70%이상은 불가), 스위칭주파수 30~40kHz를 갖는다.

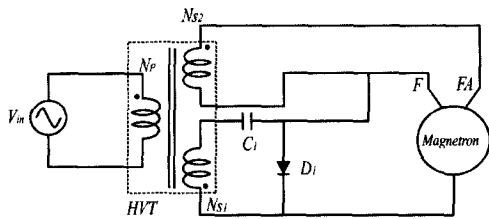
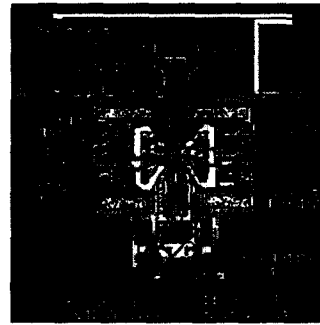


그림 1 HVT방식의 회로도  
Fig. 1 Main Circuit of HVT methode

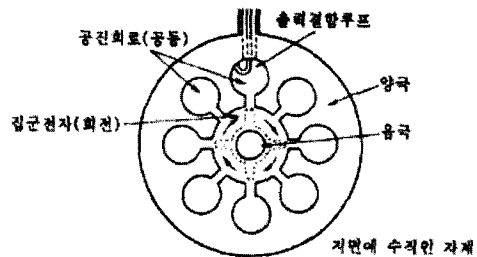
## 2. 마그네트론

### 2. 1 마그네트론의 특성

마그네트론은 2450 MHz의 microwave energy를 만드는 다이오드 타입의 전자관(electron tube)이다. 마그네트론은 그림 2의 (a)에 나타낸 것과 같이 양극(anode), 필라멘트/음극(filament/cathode), 영구자석 등으로 구성된다. 그림 2의 (b)와 같이 원통형 2극관의 양극측에 공진기(공진공간)를 두고 축방향으로 강자계를 인가하면, 음극에서 방출된 전자의 운동은 양극방향으로 가속됨과 동시에 자계에 의해 원주방향으로 회계된다. 이때 전자는 원주방향으로 속도가 변조되며 집진과 공진기에 의한 여진(勵振)을 되풀이하여 발진에 이른다.



(a) 수직단면



지면에 수직인 자계

(b) 수평단면

그림 2 마그네트론의 단면

Fig. 2 Sectional view of a typical Magnetron

그림 3에 마그네트론 양극 전류에 대한 전압, 평균 출력 전력 및 필라멘트 전압 특성들을 나타내었다. 통상 마그네트론의 Cutoff 전압은 3~5 kV에 달한다. 따라서 마이크로파의 발진을 위하여 Cutoff 전압 이상

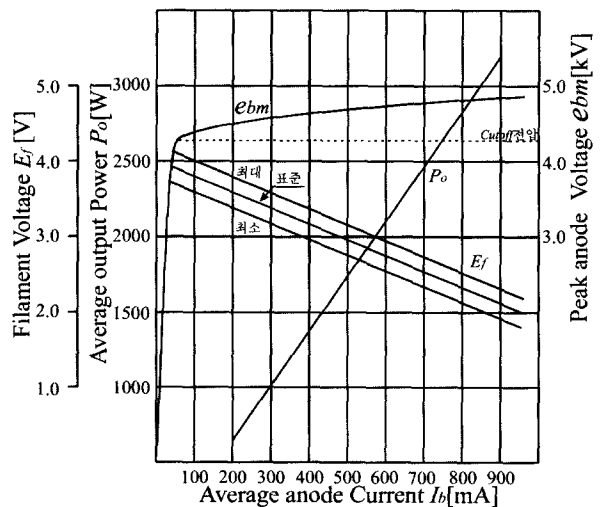


그림 3 마그네트론의 특성

Fig. 3 Characteristics of Magnetron

의 전압을 인가하여야 하므로 마그네트론용 전원은 고압 발생이 가능하고 전력제어가 용이해야 한다. 한편 음극의 전자방출을 위해서는 음극 필라멘트의 가열이 요구되므로 마그네트론용 전원은 이의 전력도 동시에 공급하여야 한다.<sup>[1]</sup>

그림 3에서 마그네트론의 출력은 양극(anode) 전류에 의해 결정됨을 알 수 있다. 필라멘트/음극에 인가되는 전압을 제어하여 양극(anode) 전류를 제어할 수 있다. 즉, 필라멘트/음극에 인가되는 전압을 제어하여 마그네트론의 출력을 제어한다.

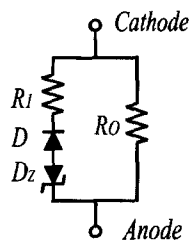


그림 4 마그네트론 등가회로  
Fig. 4 Equivalent circuit of Magnetron

2. 2 마그네트론의 등가회로

마그네트론의 음극에 Cutoff 전압이상의 고전압을 인가하여 전자의 방출에 의한 전류가 흐르게 될 때까지 마그네트론은 큰 저항부하( $R_o$ )로 취급되는 한편, 발진 후에는 Cutoff 전압을 갖으며 한 방향의 전류가 흐르는 저항부하( $R_l$ )가 된다. 그러므로 전류의 방향을 나타낸 다이오드  $D$ , 클램프전압을 표시한 제너다이오드  $D_z$ 와 저항  $R_l$ 로 등가화 할 수 있다. 필라멘트는 저항( $R_H$ )와 인덕터( $L_H$ )로 등가화 하였다. 마그네트론

의 전기적 등가회로를 그림 4에 나타내었다.<sup>[2]</sup>

3. 마그네트론 구동용 트랜스 공진 ZVS-PFM 인버터링크 AC-DC 컨버터

3. 1 회로구성<sup>[3-4]</sup>

그림 5에 마그네트론 구동용 트랜스 공진 ZVS(Zero Voltage Switching) - PFM(Pulse Frequency Modulation) 인버터링크 AC-DC 컨버터의 주회로 구성을 나타내었다. 입력 평활 필터( $L, C$ ), 정류 다이오드 브릿지, IGBT를 이용한 single-ended 고주파 인버터, 3권선 고주파 트랜스포머, 배전압 회로 및 마그네트론 음극의 필라멘트 온도를 가열시키기 위한 가열용 전원회로로 구성된다. 공진회로는 공진커패시터  $C_r$ 과 트랜스포머 자화인덕턴스  $L_m$ 으로 구성된다.

본 회로의 출력전력은 PFM방식으로 제어된다. 즉 스위치의 차단시간은 고정, 도통시간을 가변 시켜 스위칭 주파수를 가변 해 줌으로써 출력전압을 제어한다. 또한 트랜스포머 2차측 전류를 전파 정류하여 전압으로 변환한 후 feedback을 통한 필라멘트/음극의 전압을 제어하여 출력전력을 제어한다. 제어 회로부는 영전압 스위칭 공진형 컨버터 전용칩 ML4815를 사용하여 구성하였다.

3. 2 회로 동작

그림 6에 트랜스 공진 ZVS-PFM 인버터링크 AC-DC 컨버터 각부의 이론적 파형을 나타내었다. 여기서  $V_{ge}$ 는 게이트 구동파형,  $V_{ce}$ 는 컬렉터와 이미터 사이의 전압,  $i_s$ 는 컬렉터 전류,  $V_{D1}$ 은 다이오드  $D_1$  양단의 전압을 나타낸다. 각 시구간에 대한 컨버터의

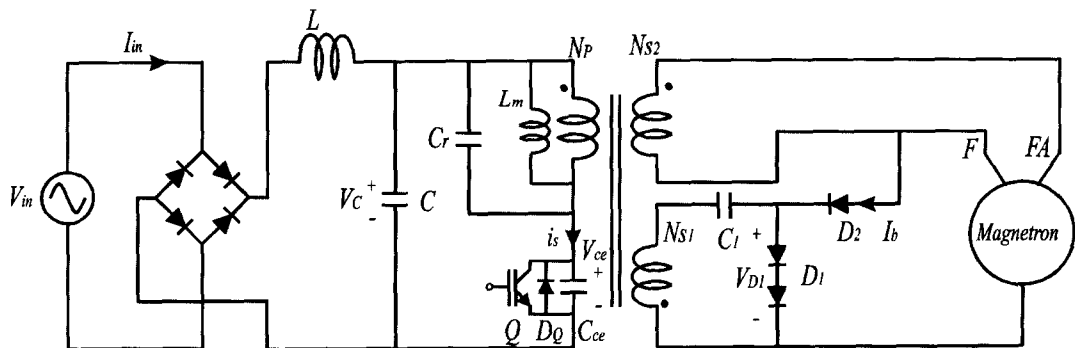


그림 5 전원장치 전체 주회로도  
Fig. 5 Main circuit of power supply system

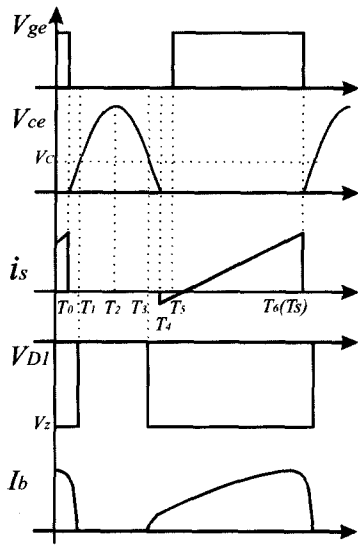


그림 6 AC-DC 컨버터의 동작파형  
Fig. 6 The operational waveforms of AC-DC converter

동작을 6개의 모드로 구분하여 구체적으로 살펴보면 다음과 같다. 각각의 모드 동작회로는 그림 7에 나타내었다.

1] ~T<sub>0</sub>

주스위치 Q가 ON인 상태로 주스위치의 채널을 통하여 전류가 흐르고 마그네트론은 발진하여 다이오드 D<sub>2</sub>를 통하여 전류가 흐른다.

2] Mode 1[T<sub>0</sub>~T<sub>1</sub>]

주스위치 Q가 OFF되면 주스위치의 기생성분인 출력 커패시터 C<sub>ce</sub>는 충전 시작한다. 이 구간은 공진 커패시터 C<sub>r</sub>과 자화인덕턴스 L<sub>m</sub>의 공진 전이가 이루어진다. C<sub>r</sub>에 축적된 에너지는 공진을 이루며 L<sub>m</sub>에 전류의 형태로 저장된다. 즉 C<sub>r</sub>에 충전된 전압 V<sub>C</sub>=V<sub>C</sub>가 V<sub>C</sub>=0V로 감소된다. D<sub>2</sub>는 ON 상태를 유지한다. 이 구간은 주스위치 양단의 전압 V<sub>CE</sub>가 V<sub>C</sub>로 될 때까지 유지된다.

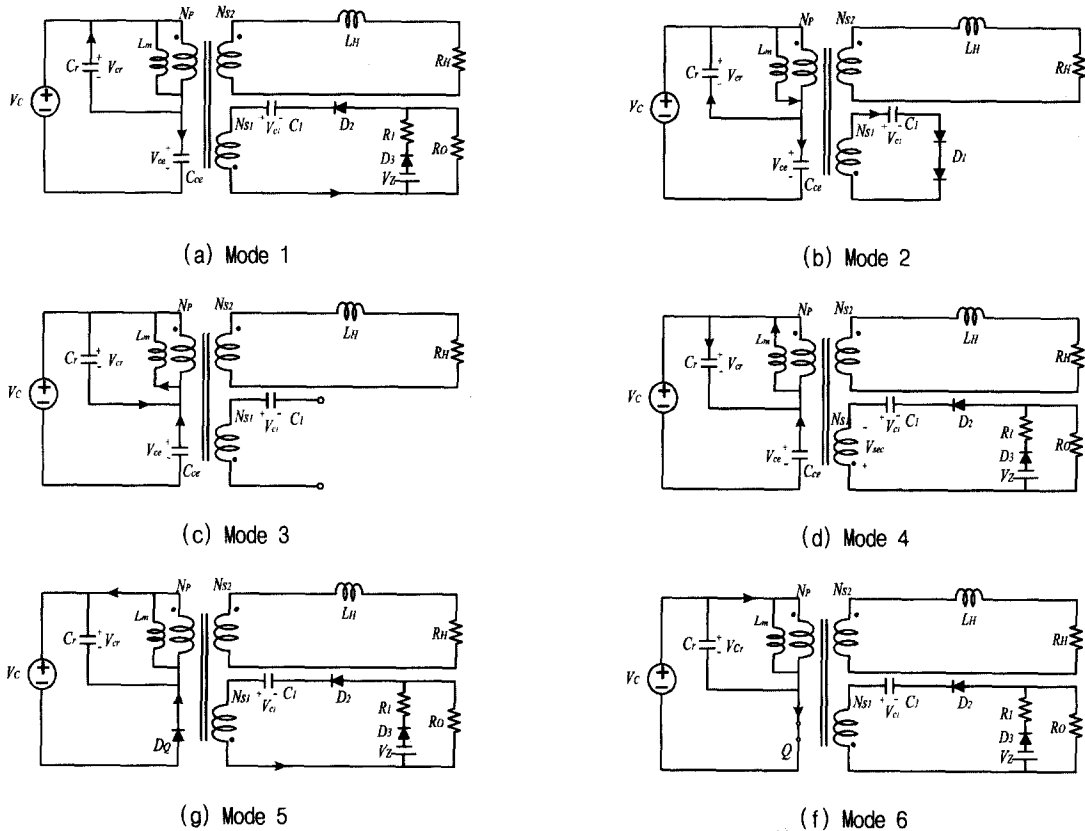


그림 7 동작구간별 동작회로  
Fig. 7 Equivalent circuit for each operation Mode

3] Mode 2[T<sub>1</sub>~T<sub>2</sub>]

$L_m$ 에 흐르는 전류 방향을 순간적으로 바꾸지 못하므로 전류는  $C_r$ 을 역으로 충전한다. 즉  $L_m$ 에 있던 에너지가  $C_r$ 로 이동되며 계속 공진상태를 유지한다. 이 모드에서  $V_{Cr}$  전압이 역방향으로 충전되어  $V_{ce} = V_C + V_{Cr}$ 이 되며  $L_m$ 에 저장된 에너지가 0이 될 때( $C_r$ 에 에너지의 저장이 완료될 때)  $V_{ce}$  및  $V_{Cr}$ 은 최대가 된다. 즉  $C_r$ 과  $L_m$ 의 값에 따라  $V_{ce}$ 의 피크 전압을 제한된 범위 내에서 조정 가능하다.

트랜스포머 1차측 전압이 음의 값이 되어 다이오드  $D_2$ 가 OFF되고, 다이오드  $D_1$ 이 ON되어 배압회로의 커패시터  $C_l$ 을 충전한다.

4] Mode 3[T<sub>2</sub>~T<sub>3</sub>]

$C_r$ 에 역으로 저장된 에너지가 전류의 방향을 바꾸어  $L_m$ 에 저장되기 시작한다.  $C_r$ 의 방전이 계속되어  $V_{Cr} = 0$ 인 순간에  $V_{ce} = V_C$ 가 되어  $C_r$ 의 방전이 완료된다.

트랜스포머 1차측 전압이 음의 최대값에서 감소하므로  $C_l$ 에 충전된 전압보다 트랜스포머 2차측 전압이 낮아져 다이오드  $D_1$ 은 OFF되어 2차측은 개방된 상태이다. 이 구간동안 다이오드  $D_2$ 는 커패시터  $C_l$ 이 저장부하  $R_0$ 를 통하여 방전하는 것을 막는다.

5] Mode 4[T<sub>3</sub>~T<sub>4</sub>]

$L_m$ 이 에너지를 방출하여  $C_r$ 을 재충전한다. 트랜스포머 1차측의 전압이 역전되어  $D_1$ 이 OFF되고,  $D_2$ 가 ON된다. 그러므로 부하에는 배압 커패시터  $C_l$ 의 전압( $V_{Cl}$ )과 트랜스포머 2차측 유기전압( $V_{sec}$ )의 합인 부하전압( $V_o = V_{Cl} + V_{sec}$ )이 가해져 마그네트론을 발진시킨다. 이 구간은  $V_{ce}$ 가 0이 될 때까지 유지된다.

6] Mode 5[T<sub>4</sub>~T<sub>5</sub>]

$V_{Cr} = V_C$ ( $V_{ce} = 0$ ) 이후에도  $L_m$ 에 남아 있는 에너지가 IGBT 역병렬다이오드( $D_Q$ )를 통하여 프로휠링(free wheeling)을 하게된다. 이 구간동안  $V_{ce}$ 는 0V상태를 유지한다. 이 구간동안 스위치  $Q$ 를 ON 시키면 영전압 스위칭이 이루어진다. 마그네트론은 발진된 상태를 유지한다.

7] Mode 6[T<sub>5</sub>~T<sub>6</sub>]

주스위치의 역병렬 다이오드  $D_Q$ 가 도통된 상태에서 게이트 구동신호가 ON 상태로 되면 주스위치  $Q$ 가 ON이 되어 영전압 스위칭이 이루어진다. 트랜스포머

의 자화인덕턴스에 양의 전류가 흘러 에너지가 충전된다. 마그네트론은 발진된 상태를 유지한다.

4. 실험결과

4. 1 실험 파형

마그네트론 구동용 트랜스공진 ZVS-PFM 인버터링 AC-DC 컨버터의 설계사양을 표 1에 나타내었고, 출력가변 특성을 표 2에 나타내었다. 표 2에 나타낸 특성은 입력전압 100V<sub>AC</sub>에서 측정된 결과이다. 실험 파형을 그림 8 ~ 13에 나타내었다.

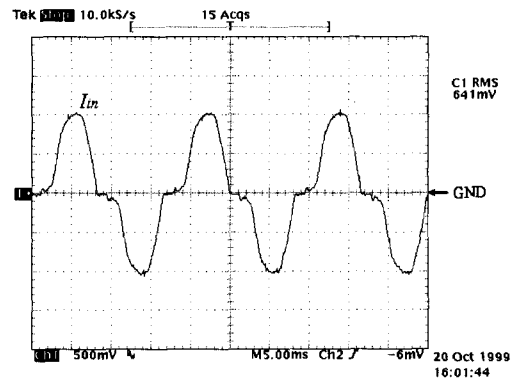


그림 8 AC line 입력 전류파형(10A/div)  
Fig. 8 Experimental waveform of AC line current(10A/div)

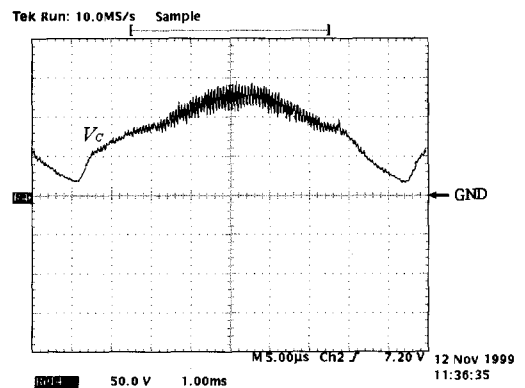


그림 9 입력 전압파형(50V/div)  
Fig. 9 Experimental waveform of Input Voltage (50V/div)

그림 8은 AC 입력전압( $V_{in}$ )이 100V<sub>AC</sub> 일 때 입력라인의 입력 전류파형( $I_{in}$ )을 나타낸다.

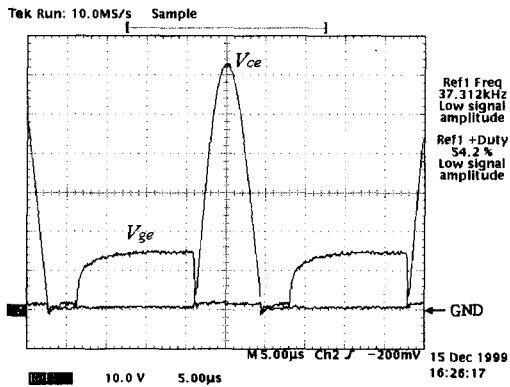


그림 10 주스위치 양단의 전압파형(100V/div)과 구동파형(10V/div)  
 Fig. 10 Collector to emitter voltage waveform (100V/div) and driving voltage waveform (10V/div)

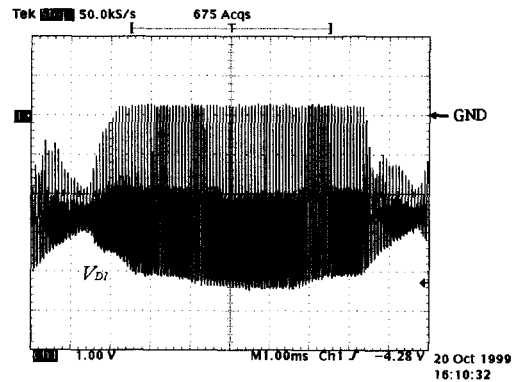


그림 12 다이오드 D<sub>1</sub> 양단의 전압파형(1kV/div)  
 Fig. 12 Cathode to anode voltage waveform (1kV/div)

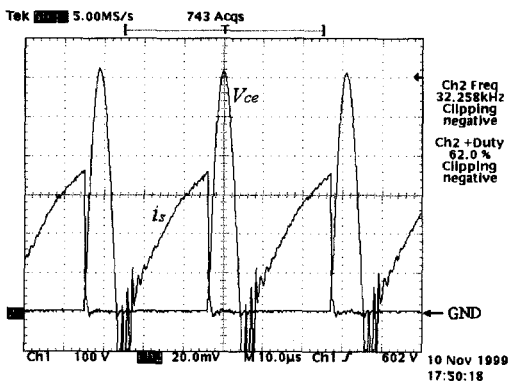


그림 11 주스위치양단의 전압파형(100V/div)과 전류파형(10A/div)  
 Fig. 11 Collector to emitter voltage waveform (100V/div) and Collector current waveform at the Main Switch(10A/ div)

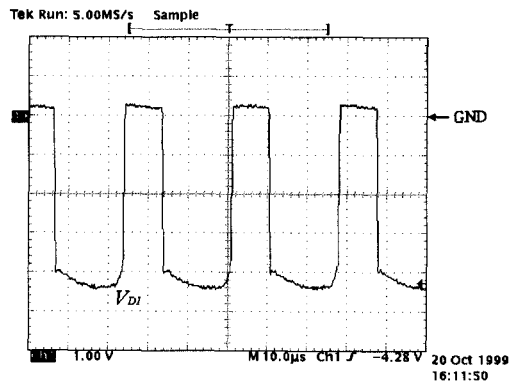


그림 13 확대한 다이오드 D<sub>1</sub> 양단의 전압파형(1kV/div)  
 Fig. 13 Amplified Cathode to anode voltage waveform (1kV/div)

입력 평활필터 커패시터(C)의 전압파형( $V_C$ )을 그림 9에 나타내었다. 필라멘트/음극 양단의 정격 전압(3~5V<sub>AC</sub>)을 맞추기 위해 DC로 평활 시키지 않은 전과정류전압 파형을 컨버터의 입력전압( $V_C$ )으로 사용하였다.

그림 10, 11에 주스위치(Q)의 컬렉터와 이미터사이의 전압파형( $V_{ce}$ ), 게이트와 이미터사이의 전압파형( $V_{ge}$ )과 컬렉터 전류파형( $i_s$ )을 나타내었다.  $V_{ce}$  파형에서 영전압 스위칭이 이루어지는 것을 알 수 있다.

그림 12는  $D_1$ 의 양단의 전압으로 4~4.4kV에서 클램프 되는 것을 볼 수 있다. 그림 13은 그림 12의 확

대한 파형을 나타낸다.

표 1 설계변수의 사양  
 Table 1 Specifications of design parameter

$V_{in}$	90~110V <sub>AC</sub>
$V_{in,nom}$	100V <sub>AC</sub>
$P_o$	600~700W
$f_s$	30~40kHz

표 2 출력가변 특성  
Table 2 Characteristics of Variable output Power

$P_o$ [W]	Duty	주파수 [kHz]	$P_{in}$ [kW]	효율 [%]
600	0.538	38.5	1.111	54
620	0.546	37.1	1.148	54
640	0.556	37.0	1.163	55
660	0.560	36.8	1.200	55
680	0.565	36.0	1.214	56
700	0.571	35.7	1.250	56

### 5. 결 론

본 연구에서는 가전 전자레인지의 마그네트론 구동용 전원으로 트랜스포머 공진 ZVS-PFM 인버터링크 AC-DC 컨버터를 제안하고 이의 주회로 및 제어 회로를 개발한 결과로써 다음과 같은 결론을 얻었다.

- 1) 입력전압 100V<sub>AC</sub>, 출력 600~700W, 스위칭 주파수 30~40kHz 정격의 컨버터를 제작, 실험하였다. 컨버터 전체효율은 54%(인버터 효율 85~90%)로 측정되었다.
- 2) 전원중량은 HVT(High Voltage Transformer)를 사용한 전원장치(약 5.2kg)와 비교하여 약 1/4(약 1.3kg)의 경량화를 달성하였다.

이 논문은 코오롱 엔지니어링 기술연구소의 연구비 지원에 의하여 연구되었음

### 참 고 문 헌

[1] M.Yasumasa, W.Masaki, T.Yasuo, S.Katsunori "Inverter Power Supply for a Magnetron," Technical Report of IEICE, PE95-19, pp. 17-22, 1995, 7.  
[2] H.Ishiwatari, M.Nakaoka, D.Bessho, K.Yasui, H.Oori "A Novel Soft-switched DC-DC Converter using ZVS-PWM Control-based High-Frequency Transformer Resonant Inverter For Magnetron Drive," Technical

Report of IEICE, PE96-19, pp. 15-22, 1996, 7.

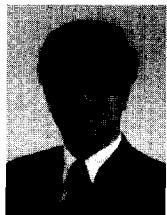
[3] K. H. Liu, F. C. Lee "Zero-Voltage-Switched Techniques in DC/DC Converter Circuits," Proceedings of PESC, pp. 58-70, 1986.  
[4] W. A. Tabisz, P. Gradzki, F. C. Lee "Zero-Voltage-Switched Quasi-Resonant Buck and Flyback converter," Proceedings of PESC, pp. 404-413, 1987.

### 저 자 소 개



#### 오덕진(吳德鎭)

1970년 3월 15일생. 1997년 한양대 전기공학과 졸업. 1999년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 현재 한양대 대학원 전기공학과 박사과정.



#### 김희준(金熙峻)

1976년 한양대 공대 전자공학과 졸업. 1978년 동 대학원 전자공학과(석사). 1986년 3월 일본 큐슈대 대학원 전자공학과(공학박사). 1987년~현재 한양대학교 전자·컴퓨터 공학부 교수. 1991년~1992년 미국 버지니아공대 방문교수. 현재 대한전기학회 평의원. 1988년~현재 (주)동아일렉콤 기술고문.