

工學碩士 學位論文

마이크로프로세서를 이용한 전자렌지
구동용 마그네트론의 전력제어

A Study on the Power Control of Magnetron for Driving Microwave Oven
Using Microprocessor

指導教授 李 成 根

2 0 0 4 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 電 子 工 學 科

朴 愚 根

本 論 文 을 朴 愚 根 의 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 金 潤 植 ㉠

委 員 : 工 學 博 士 金 成 煥 ㉠

委 員 : 工 學 博 士 李 成 根 ㉠

2 0 0 4 年 2 月

韓 國 海 洋 大 學 校 大 學 院

電 氣 電 子 工 學 科

朴 愚 根

목 차

Abstract

1. 서 론	1
2. 마그네트론의 고역율 전력제어	3
2.1 마그네트론	3
2.2 기존의 마그네트론 인버터 제어기술	6
2.2.1 성층 철심형 HVT 인버터	6
2.2.2 트랜스 공진 ZVS 인버터	6
2.2.3 직렬 공진형 FB 인버터	8
2.3 전력제어 시스템의 구현 및 고찰	10
2.3.1 하드웨어	10
2.3.2 소프트웨어	26
3. 시뮬레이션 및 실험	29
3.1 시뮬레이션	29
3.2 실험 및 결과 고찰	32
4. 결 론	39
참 고 문 헌	40

A Study on the Power Control of Magnetron for Driving Microwave Oven Using Microprocessor

by Woo Kuen Park

Department of Electrical Engineering
Graduate School, Korea Maritime University
Busan, Republic of Korea

ABSTRACT

This paper describes a design of power supply to control electric power widely with keeping the high power factor.

Magnetrons have been used extensively for household microwave ovens and industry microwave heredity heating devices, and they are operated by 3,000[V] ~ 5,000[V] DC high voltage.

Power supply for driving magnetron is consisted of SMPS(switch mode power supply), HPFC(high power factor correction) circuit, microprocessor and interface, and HB(half bridge) DC-DC converter.

HPFC is composed of Boost converter, zero current detector,

output voltage and current comparator and it is controlled by PWM(pulse width modulation) for the optimum condition in which output voltage and current are consistent with reference values by PFC using MC34262.

Conventional inverters for driving magnetron are 60[Hz] HVT inverter, transformer resonant ZVS(zero voltage switching) inverter, series resonant HB inverter etc., These control electrical power quantity by ON-OFF time under the condition of constant electrical power. In this paper, it is controlled by variable frequency for HB DC-DC converter system.

HB DC-DC converter is composed of a step-up transformer, a heater coil and a full wave rectifier to supply DC magnetron anode voltage for the second step-up transformer.

The proposed system with 300[W] power consumption is built and it is confirmed that it can attain the 99.2[%] power factor and control input power of the magnetron up to 33.3[%] linearly by adjusting pulse duty ratio of the inverter through the experiment.

1. 서 론

가정용 전자렌지는 마그네트론에서 발생하는 마이크로파(microwave)를 피가열물인 음식물에 조사하여 가열 요리하는 장치로서 1990년대 초반부터 확대 보급되어 현재는 어느 가정에서도 쉽게 접할 수 있는 전자제품으로 자리잡고 있다.^[1]

마그네트론의 양, 음극 사이에 3,000[V] ~ 5,000[V] 범위의 직류 고전압을 가하면 2.45[GHz] 이상의 높은 마이크로파를 발생시키는데, 이러한 고전압은 승압용 변압기와 반파 또는 전파 배전압 정류회로로 구성되는 전력 변환장치에 의해 공급된다.^{[2][3]}

마그네트론을 구동하기 위한 전력 변환 장치로는 상용 주파수에서 동작하는 대형 배전압용 고압 캐패시터가 부가된 성층 철심형 HVT(High Voltage Transformer) 방식과 고주파 펄스로 구동되는 인버터 방식이 있다.

성층 철심형 HVT 방식은 상용 전압을 트랜스로 승압한 후 배전압 회로로 마그네트론의 발진 전압까지 승압하여 마이크로파를 발생시키는 방식으로 스위칭 기술을 이용한 인버터 방식에 비해 고중량, 저효율, 가격 상승 등의 단점을 지닌다. 특히 성층 철심형 HVT 방식은 1[kW] 급 이상으로 대용량화 될수록 경쟁력 확보에 많은 어려움을 안고 있다.

마그네트론 구동용 인버터 방식에는 HB(Half Bridge) 형 인버터, FB(Full Bridge) 형 인버터, FB 직렬 공진형 인버터, 트랜스 공진형 인버터 등이 있다.

브리지형 인버터는 절연형 인버터로서 출력 용량이 500[W]급 이상의 중대 전력용으로 많이 사용되며, 스위치의 전압 스트레스의 크기가 컨버터의 입력전압과 동일하며, 공진형 컨버터는 스위칭 손실이 거의 0이며,

고주파 스위칭이 가능하고, 잡음의 발생이 비교적 적다는 장점이 있다.

일반적인 마그네트론 구동용 전원장치는 제품경쟁력과 저가격화 실현을 위해 고전압 공급 및 전류제한의 기능과 단시간 제어의 기능만을 가지고 있으며, 고효율과 높은 주파수 범위의 제어특성을 얻을 수 있으나 일반적으로 사용되는 정류기와 평활 캐패시터로 인해 역율이 저하하는 경향이 있다.^[4]

따라서 마그네트론 구동을 위한 전원장치는 회로 구성이 간단하면서도 역율을 높일 수 있도록 설계되어야 한다.

본 연구에서는 인버터 전원장치에 안정적인 직류전압을 공급하고, 역율을 향상시킬 수 있는 역율개선(PFC: Power Factor Correction) 회로와 PIC 제어기, HB DC-DC 컨버터를 설계 제작하여 실험한 결과 99.2[%]의 역율과 33.3[%]의 선형적 출력 제어를 얻을 수 있었다.

본 논문의 구성은 2장에서 HB 인버터와 제어용 마이크로프로세서를 포함한 마그네트론 구동용 고역율 전력제어 시스템의 구현과 고찰에 대해 설명하고, 3장에서는 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 시스템의 타당성을 고찰하며, 4장에서 결론을 맺는다.

2. 마그네트론의 고역율 전력제어

2.1 마그네트론

마그네트론은 전자레인지의 구성하는 핵심부품 중의 하나로서 다이오드 타입의 진공관으로 구성되어 있으며, 주파수 2.45[GHz]의 마이크로파를 발생한다. 또한 마그네트론은 일정전압 이상에서는 전압을 클램프하는 기능이 있으므로 전기적으로 제너 다이오드와 등가회로로 볼 수 있고, 전자장과 자기장의 결합상태에서 전자가 고속으로 회전하는 원리에 바탕을 두고 있으며, 보통 3~4[V]의 전압이 필라멘트에 인가되어 필라멘트의 온도가 상승하게 된다. 필라멘트의 온도상승에 의해 음극내의 전자운동이 활발해지게 되는데 이는 물이 끓어 증기형태로 변환되는 원리와 유사하다. 활발한 전자는 영구자석에 의해 생성된 자기장에 의해 회전방향이 왜곡되어 resonant cavity내를 고속으로 회전하게 되어 마이크로파를 발생시키게 되는 것이다.

또한, 마그네트론을 구동시킬 때 유의해야 할 점은 인가전압 뿐 아니라 히터 코일이라는 일종의 기동회로에 정확한 전압, 전류를 인가하지 않을 경우, 구형파의 양쪽 모서리 부분이 깎이는 모딩현상이 발생하여 구형파 파형이 왜곡되어 잡음이 발생하므로 마그네트론의 기동을 기대할 수 없고 출력전력을 확보하는데 어려움이 따른다.

마그네트론은 초고주파를 발진시키는 양극(Anode) 부분, 열전자를 방출하는 음극(Cathode) 부분, 초고주파를 발사하는 안테나(Antena) 부분, 필터(Filter), 열전자를 제어하는 영구자석 및 외곽과 자기폐로를 형성하는 케이스(Case)로 나눌 수 있으며, 음극을 필라멘트(Filament)라고 부르고 방열형 음극의 경우는 히터(Heater)라고 부르는데 별도로

설치된 가열체의 복사에 의해 음극을 가열하게 된다. 전자레인지용 마그네트론에 사용되고 있는 음극은 주로 토륨-텅스텐 필라멘트(Filament)이다.

Fig. 2-1은 마그네트론의 양극과 음극사이에 존재하는 전기장에서의 전자의 이동 현상을 나타낸 그림으로서, 음극에 대해 양극에 양극전압을 가하게 되면 전자는 음극으로부터 양극으로 흡인되며, 흡인된 전자는 우측 그림에서와 같이 자극의 힘에 의해 회전을 하게 된다

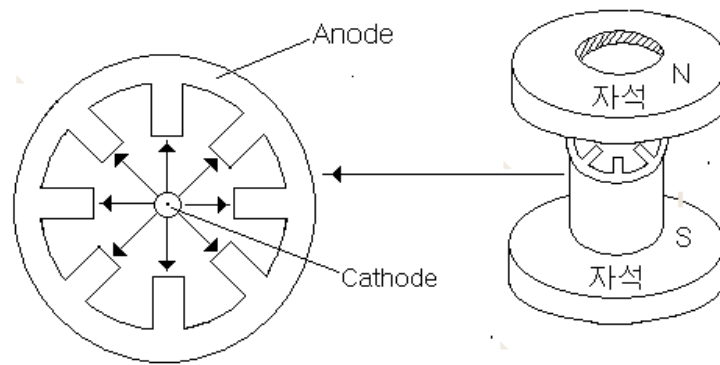


Fig. 2-1 마그네트론의 내부 구조

수 kV의 고전압이 인가되는 마그네트론의 양극은 짝수개의 공진공동(共振空洞)으로 나누어져 있으며 모든 공진공동은 발진 주파수와 동위상이 되도록 배열되어 있다. 또한 마그네트론의 발진 주파수는 양극에 구멍을 내놓은 공동의 크기와 모양에 따라 결정된다.

마그네트론은 음극에서 양극쪽으로 열전자를 방출하면 전계와 수직으로 가해진 자계에 의해 전자는 곧바로 양극으로 향하지 못하고 자계 및 임계자속밀도에 따라 각각 다르게 운동하게 된다. 이때 양극과 음극사이

의 공간을 상호작용 공간이라 하고 이 공간에서 전자는 자계의 힘을 받아 회전운동을 하게 된다. 이렇게 움직이는 전자에서 이동하는 파로 에너지를 전달하여 공진공동중의 하나에 연결된 안테나를 통해서 도파관으로 초고주파가 인출되고 인출된 고주파에 의해 음식물이 조리되게 되는데 그 원리는 유전가열 방식에 따른다.

모든 음식물의 분자는 쌍극자로 구성되어 한쪽은 +, 다른쪽은 -전하를 띠고 있는데 여기에 2.45[GHz]의 마이크로파를 가하면 음식물의 극성이 1초에 약24억 5천만회에 걸쳐 전계의 방향을 바꾸어줌으로써 마찰열이 증가되어 음식물의 전부분이 가열되게 된다.

Fig. 2-2는 마그네트론의 전압-전류 특성을 나타내고 있으며, 마그네트론의 Cut-off 전압은 3,000[V]~5,000[V]에 달한다. 따라서 마이크로파의 발전을 위하여는 Cut-off 전압 이상의 전압을 인가하여야 하므로 마그네트론용 전원은 고압 발생이 가능함과 동시에 전력제어를 용이하게 행할 수 있어야 한다.

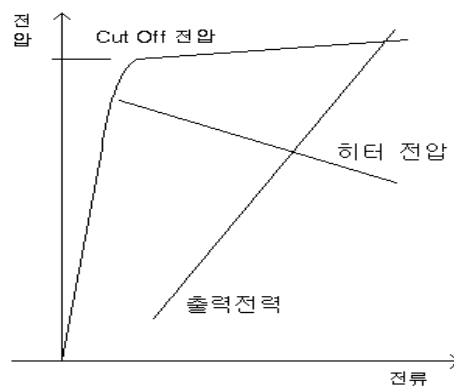


Fig. 2-2 마그네트론의 특성곡선

마그네트론에 Cut-off 전압 이상 인가시 급격한 상승 특성을 갖고 전원전압의 변화에 대해 마그네트론의 양극 전류와 거의 비례 관계에 있는 고주파 출력도 현저히 증가해 실용상 지장이 있다.^[5]

2.2 기존의 마그네트론 인버터 제어기술

2.2.1 성층 철심형 HVT 인버터

Fig. 2-3은 기존에 많이 사용해오던 성층 철심형 HVT(High Voltage Transformer)형 인버터 회로를 나타내고 있다. 이러한 방식은 상용 주파수에서 사용하기 때문에 변압기 권선이 많이 감겨있어 변압기 부피가 매우 크며, 역율이 비교적 좋지 않은 방식이다.

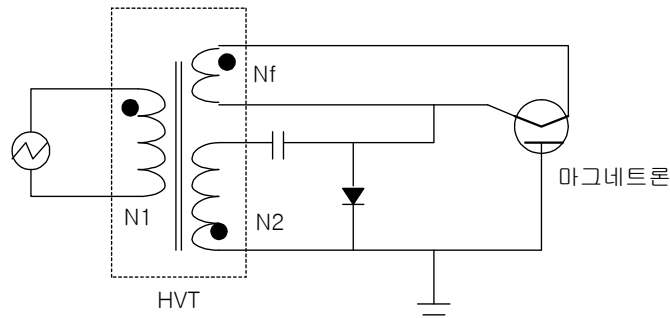
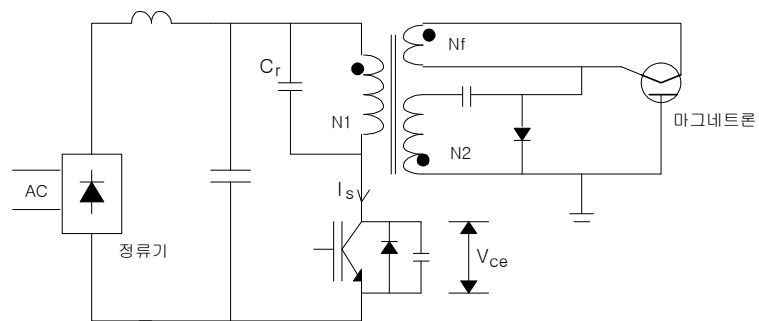


Fig. 2-3 성층 철심형 인버터

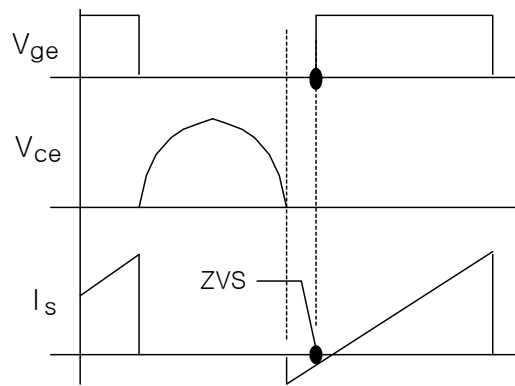
2.2.2 트랜스 공진 ZVS 인버터

Fig. 2-4는 트랜스 공진 ZVS 인버터이며, 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 열용 전원회로로 구성된다.



(a) 회로



(b) 각 부 파형

Fig.2-4 트랜스 공진형 인버터

공진회로는 공진 커패시터 C_r 과 트랜스포머 자화 인덕턴스 L_m 으로 구성되고, 출력 전압은 스위치의 차단시간을 고정하고, 도통시간을

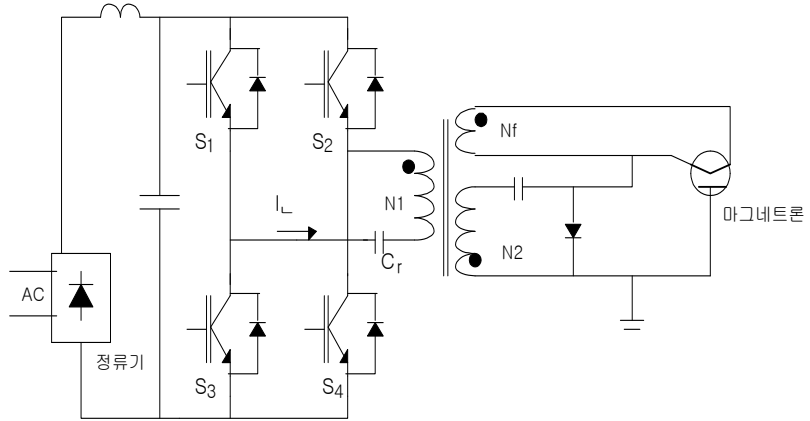
가변시켜 스위칭 주파수를 가변해 주는 방식으로 제어하며, 트랜스포머 2차측 전류를 전파 정류하여 전압으로 변환한 후 feedback하여 필라멘트/음극의 전압을 제어함으로써 출력 전력을 제어한다.

이 방식은 스위치 Off 후 공진 캐패시터 Cr이 방전할 때 스위칭 소자에 걸리는 높은 전압 상승으로 스위칭 소자의 전압 스트레스가 큰 단점이 있으나, 영 전압하에 스위칭이 이루어져 효율을 상승시킬 수 장점을 가지고 있다.

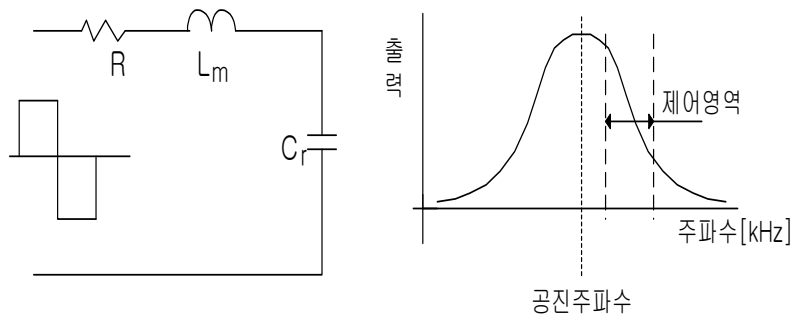
2.2.3 직렬 공진형 FB 인버터

Fig.2-5는 직렬 공진형 FB(Full bridge) 인버터이다.^{[6][7]}

이 방식은 공진 캐패시터 Cr과 변압기 인덕턴스의 직렬 공진을 이용한 것으로서 제어 영역은 공진 주파수 범위 이상 영역에서 주로 제어하게 되며, 출력은 주파수 가변에 의해 이루어진다.



(a) 회로



(b) 등가회로 및 공진특성

Fig.2-5 직렬 공진형 FB 인버터

2.3 전력제어 시스템의 구현 및 고찰

마이크로프로세서를 이용한 전자렌지 구동용 전력제어 시스템을 구현하기 위한 시스템은 크게 하드웨어와 소프트웨어로 나눌 수 있다.

2.3.1 하드웨어

Fig. 2-6은 본 연구에서 설계·제작한 하드웨어의 전체 구성도이며, 전력변환 및 PFC 회로, 마이크로프로세서 및 인터페이스 회로, 데드타임 및 게이트 구동회로, HB DC-DC 컨버터 회로로 구성된다.^[8]

정류기를 통하여 전파정류된 전압은 PFC 회로에 의해 400[V]의 직류전압으로 승압되어 HB(Half bridge) 인버터에 인가된다. 안정한 입력전원과 부하 유무를 판단하고 HB 인버터의 게이트 신호를 출력하여 주파수를 가변하면서 마그네트론을 구동한다.

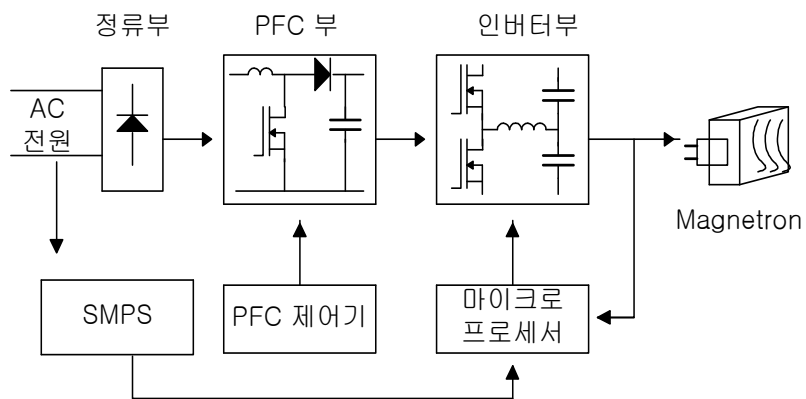


Fig. 2-6 고역율 HB DC-DC 컨버터 시스템 구성도

마그네트론은 3,000[V]~5,000[V]의 Cut-off 양극 전압이 되면 발진을 하게되고 이에 의해 고주파 펄스를 출력하게 된다.

1) 전원 및 PFC 회로

Fig. 2-7은 마이크로프로세서용 전원(+5[V]), 게이트 드라이브용 전원(+15[V]), 버퍼용 전원(-15[V]) 등에 사용하기 위한 20[W]용 Switch mode power supply(SMPS) 회로도이다. 1차측 권선 N_p , 제어권선 N_c , +5[V]용 권선 N_5 , +15[V] 및 -15[V]용 권선 N_{15} 와 게이트 제어용 IGBT, 보조 트랜지스터로 구성되어 있다.

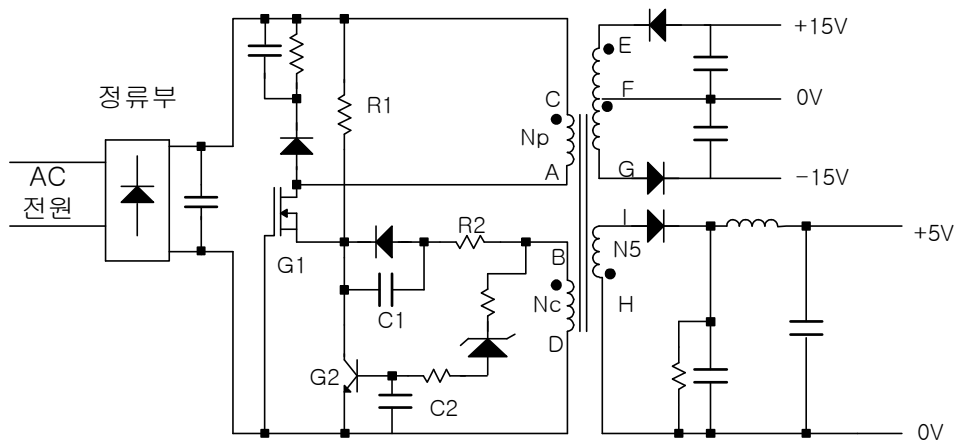


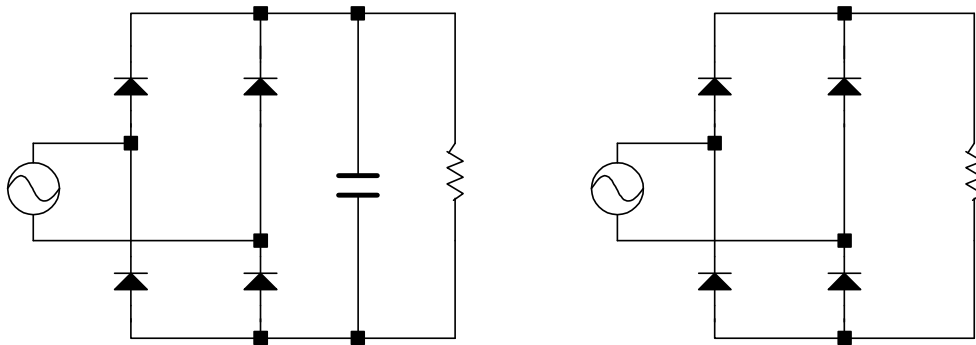
Fig. 2-7 SMPS 회로도

동작원리는 전원이 ON되면 저항 R_1 , C_1 , R_2 , N_c 를 거쳐 전류가 흐르고, C_1 에 충전된 전압으로 IGBT G_1 을 도통시킨다. IGBT G_1 의 도통으로 N_c 권선, 2 차측의 출력용 변압기에 전압이 유기되면서 ON 시간이 유지

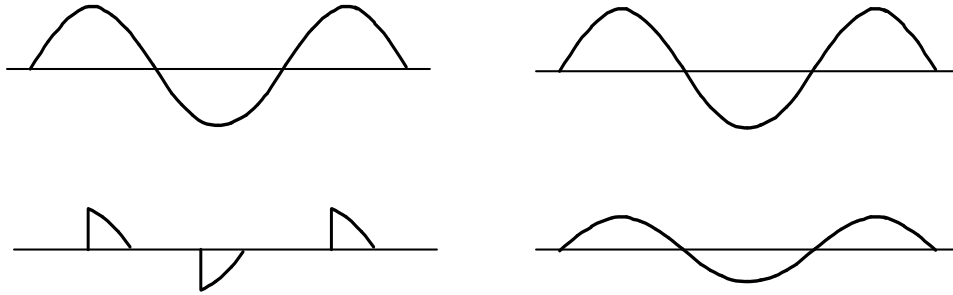
된다. ON 시간이 지나면서 N_c 권선의 전압이 제너다이오드의 항복전압 이상이 되면 C2를 충전하고, 충전된 전압에 의해 트랜지스터 G2가 ON되어 스위칭 OFF 시간이 시작된다.^{[9][10]}

Fig. 2-8(a)에 캐패시터 부하와 저항부하의 회로를 나타내었다. 일반적으로 스위칭 전원의 내부에는 교류 입력을 직류로 변환하는 정류부와 그 직류입력을 부하변동 및 입력전압의 변화에 대해 안정화시키기 위한 DC-DC 변환부로 나눌 수 있다.^{[11][12][13][14][15][16][17]}

Fig. 2-8(a)의 정류회로에서 순시정전에 대한 대응이나, DC-DC 변환부의 입력전압 변동을 억제시켜 소자의 부담을 줄이기 위해서는 큰 용량의 캐패시터가 필요하다. 그러나 캐패시터의 용량이 커질수록 Fig. 2-8(b)에서 보는 바와 같이 짧은 시간에 많은 양의 에너지를 충전하기 위해서 큰 전류가 흐르게 되며, 이때 피크치는 실효치의 5~10배 정도가 된다.



(a) 캐패시터 부하와 저항부하의 정류회로



(b) 입력전압(상)과 전류(하) 파형

Fig. 2-8 캐패시터 부하와 저항 부하의 전압 및 전류

대체로 정류기의 입력전류 형태는 불연속이며, 이로 인한 영향으로 입력전압의 왜곡과 입력전류의 고조파에 의해 주변기기가 영향을 받을 수가 있다.

고조파는 형태상 기본파의 기수배 고조파 성분이 대부분인 것을 알 수가 있다. 반면, 저항 부하 정류기의 경우 전압과 전류의 파형이 동상이며, 전류 파형은 전혀 왜곡되지 않는다.

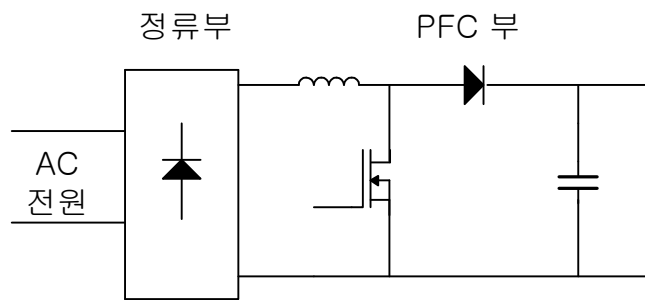
일반적으로 고조파성분이 얼마만큼 기본파에 포함이 되어 있는냐를 나타내는 지표는 크게 두 가지로 나눌 수가 있다. 총 고조파 왜율(Total harmonic distortion : THD)과 역률(Power Factor : PF)이며 다음과 같은 수식으로 간략화 될 수 있다.

$$PF = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD}{100}\right)^2}} \quad (2-1)$$

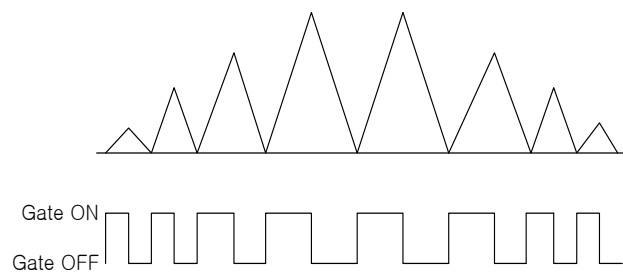
위 식으로부터 캐패시터 입력형 정류기인 경우, 총 고조파 왜율이 낮

아지면 역율이 좋아짐을 알 수가 있다. 다시 말해 역율 개선회로의 궁극적인 목표는 총 고조파 왜율을 낮게 하는 것이며, 정류기 입력단에서 보면 마치 저항부하인 것처럼 스위칭 전원을 동작시키는 것이다. 일반적으로 스위칭 전원에서 전원의 역율을 개선하기 위한 회로방식은 승압형 컨버터(Boost type converter)를 기본회로로 하고 있다.

역율 개선회로는 크게 두 부분으로 나눌 수가 있으며, 앞단은 기존의 스위칭 전원부의 정류 부분에 해당하며 큰 용량의 캐패시터 대신 승압형 컨버터가 추가되어 있다.



(a) 역율 개선회로의 개념도



(b) 인덕터 전류

Fig. 2-9 역율개선회로 및 인덕터 전류

Fig. 2-9는 역율 개선회로와 인덕터에 흐르는 전류 파형을 나타낸다. 이 경우 컨버터의 입력전압은 앞단의 정류부에서 전파 정류된 전압이 인가되고, 스위치는 일정한 스위칭 주파수에서 제어된다. 출력전압을 안정화하기 위해 시비율로 스위치가 제어되며, 인덕터에 흐르는 전류의 최대치는 다음과 같다.

$$i_{in}^{rec} = \frac{v_{in}^{rec}}{L} = \frac{v_{in} \sin \omega t}{L} t_{on} \quad (2-2)$$

만약 정상상태에서 스위치의 온 시간이 시간에 따라 크게 변하지 않는다면 t_{on} 은 일정한 상수로 근사화시킬 수가 있고, 이 때의 입력전류의 최대치는 입력전압과 주기가 같고 크기가 비례하는 형태이며, 결국 인덕터 전류의 평균치는 전압과 동상이다. 따라서 컨버터는 높은 역율을 낼 수가 있으며 고조파성분도 저감시킬 수가 있다.

본 연구에서는 인버터 전원장치에 안정적인 직류전압을 공급하며, 역율을 개선하기 위하여 Fig. 2-10과 같이 능동성 역율 개선 회로(PFC : Power Factor Correction)를 구성하였다.

정류기를 거쳐 전파 정류된 전압은 다이오드를 통하여 PFC 제어기(controller) 및 HB 인버터에 인가되고, 무전극 램프가 점등되면 부하 전류를 공급하기 위하여 제어기는 IGBT에 게이트 신호를 출력한다.

이 때 제어기에서 발생하는 게이트 펄스는 인덕터 L에 가해지는 입력 전압과 같은 형태의 전류파형이 되도록 ON-OFF 제어된다.

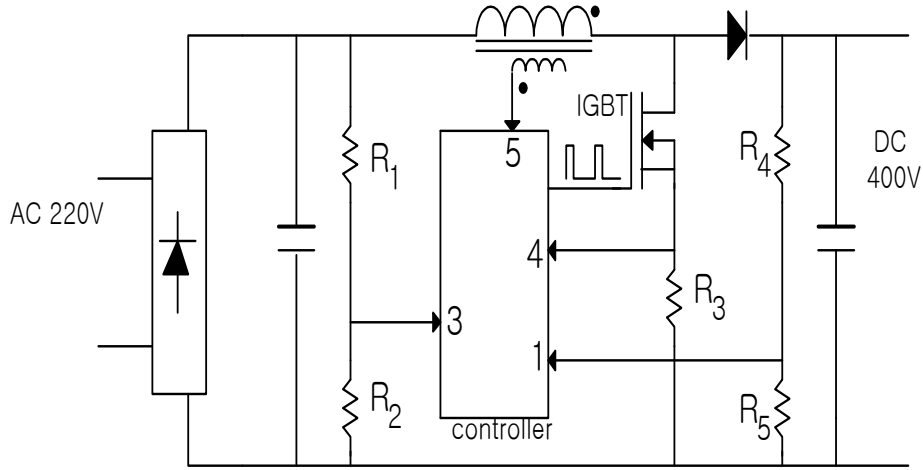


Fig. 2-10 역올 개선회로

R_4 와 R_5 에 의해서 분압된 출력전압이 1번핀으로 공급되면, 제어기의 내부에 PWM이 출력전압에 따라 시비율을 조절하므로써 PFC 회로의 최종 출력전압을 일정하게 유지한다. 또한 LPFC의 1차측에 유도된 전압은 5번핀에 공급되어 정류기를 통하여 인가되는 전압의 크기에 따라 듀티비 (Duty Ratio)를 조절함으로써 입력전압이 변하더라도 출력전압은 항상 일정하게 유지시킨다.

본 연구에서 사용한 역올개선회로는 승압형 컨버터형(boost type converter)으로서 전과정류된 입력전압을 승압하여 일정한 직류전압으로 유지시키는 역할을 한다. 따라서 컨버터의 적절한 용량과 회로정수를 선정해야하며, 계산하는 방법은 다음과 같다.

$$P_o = V_o I_o \quad (2-3)$$

설계조건은 184~268[V]의 멀티입력으로 선정하고 출력은 인버터의 손실을 감안하여 400[W]로 결정 하였다. 출력전압이 400[V]이라고 할 때 출력전류는 1[A]이 된다.

인덕터에 흐르는 최대전류 $I_{L(\phi)}$ 와 인덕터 L_{PFC} 는 다음 식과 같다

$$I_{L(\phi)} = \frac{2\sqrt{2}P_o}{\eta V_{ac(LL)}} \quad (2-4)$$

$$L_{PFC} = \frac{\left(\frac{V_o}{\sqrt{2}} - V_{ac(LL)}\right)\eta V_{ac(LL)}}{\sqrt{2} V_o P_o} \quad (2-5)$$

이 식에 $P_o=400[W]$, $\eta=0.92$, $V_{ac(LL)}=184[V]$, $t=40[\mu s]$, $V_o=400[V]$ 를 대입하면 인덕터의 최대전류와 인덕터의 값은 다음과 같다.

$$I_{L(\phi)} = 13.7[A], \quad L_{PFC} = 254[\mu H] \quad (2-6)$$

인덕터에 최대로 흐를 수 있는 전류가 13.7[A]이고, 허용전류를 4 [A/mm²]라고 가정하면 권선의 단면적 A는 다음과 같이 구할 수 있다.

$$A = \frac{I_{L(\phi)}}{4} = \frac{13.7}{4} = 3.425[\text{mm}^2] \quad (2-7)$$

이를 토대로 하여 직경 0.4[mm]의 에나멜선 스물 여섯 가닥을 이용한 Litz-Wire로 제작하여 사용하기로 하였다.

코어는 TDK사의 페라이트 EI 코어로 결정하고 재질은 PC40으로 선정하면 코어의 크기는 인덕터의 값과 권선의 굵기를 고려하여 EI50으로 선정한다. PC40코어의 재질 특성으로 에어갭을 2.3[mm]로 한다면 AL값은 대략 195[nH/N^2]이다. 따라서 권선수 N은 다음과 같다.

$$N = \sqrt{\frac{L}{AL - Value}} = \sqrt{\frac{254 \times 10^{-6}}{195 \times 10^{-9}}} \cong 36[Turns] \quad (2-8)$$

2) 마이크로프로세서 및 인터페이스

Fig. 2-11에 마이크로프로세서 및 인터페이스 회로를 나타내었다.

마이크로프로세서는 전체 시스템의 중추적인 역할을 하는 부분으로서 마그네트론의 양극전류를 검출하여 원하는 전력제어량에 알맞은 주파수의 게이트 신호를 만들어 게이트 드라이브 회로로 전송한다.

본 논문에서는 PIC 마이크로프로세서를 사용하였고, 비교적 연산 처리 속도가 빠른 20[MHz] 클럭을 사용하였으며, 내장된 A/D 컨버터는 8 bit 이다.

CPU 주변에는 클럭 발생회로, 1/2 주파수 변환용 카운터, 데드타임 회로, 게이트 드라이브 회로 등이 접속되어 있다.

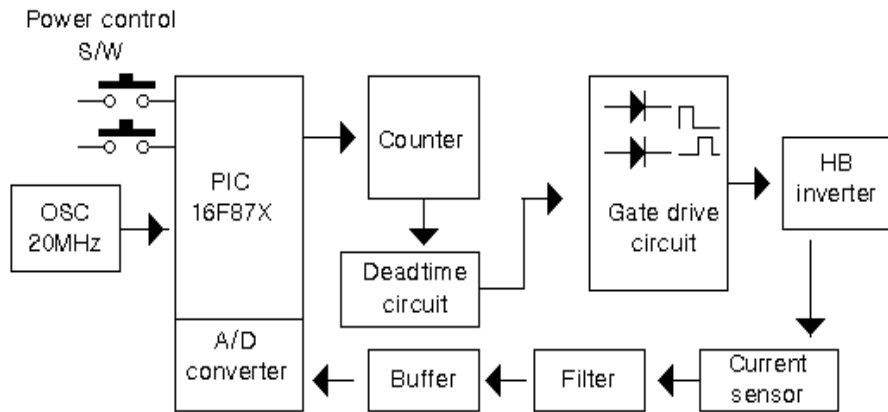
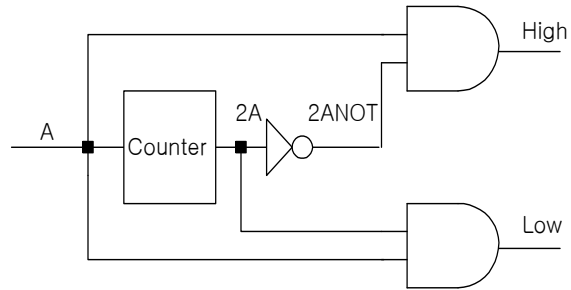


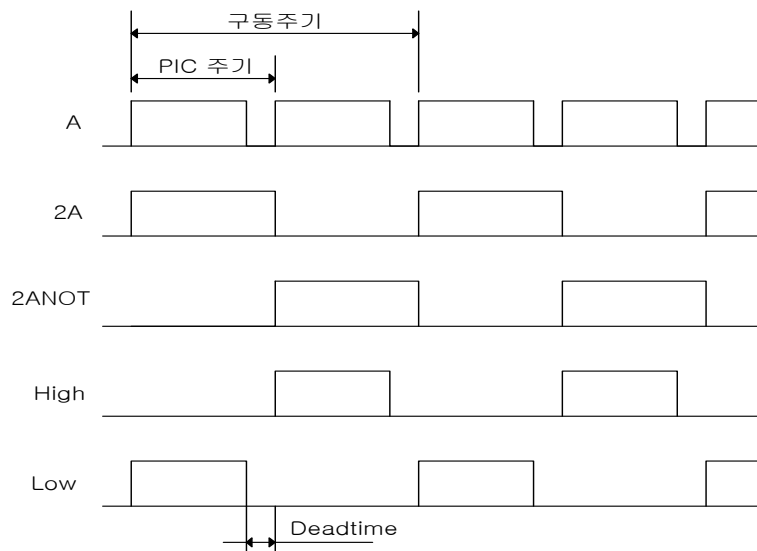
Fig. 2-11 마이크로프로세서 및 인터페이스 회로

인버터에서 상하 암(Arm)의 IGBT를 스위칭할 때 두 반도체 소자가 스위칭되는 동안에 한 소자가 완전히 OFF되지 않은 상태에서 다른 스위칭 소자가 ON되면 직류 링크가 단락되어 소자들이 손상을 받게 된다. 따라서 이를 방지하기 위해 데드타임의 확보가 필요하다. 단락현상을 방지하기 위한 데드타임이 너무 길면 경부하시 전류맥동의 원인이 된다.

본 논문에서는 데드타임 설정을 위해 Fig. 2-12와 같은 회로를 구성하였으며, 본 실험에서는 1[μ sec]로 설정하였다.



(a) Blockdiagrams



(b) Waveforms

Fig. 2-12 Deadtime principles

Fig. 2-12(b)는 데드타임이 형성되는 원리를 그린 것으로서, PIC 주기의 ON 시간이 실제 인버터 구동주기의 ON이 되며, PIC 주기의 OFF 시간

이 실제 구동주기의 데드타임이 되도록 설정하였다.

PIC 주기의 ON 타임은 구동주기의 약 40[%] 듀티비가 되도록 설정하였으며, 카운터를 이용하여 PIC 주파수를 1/2로 하고, 이 출력과 PIC 출력이 논리적으로 AND 조합되어 데드타임이 설정된다.

Fig. 2-13은 게이트 드라이브 회로이다. 드라이브용 소자로는 IR사의 IR2110을 사용하였고, 1번과 7번 단자로부터 증폭된 게이트 펄스가 출력되며, 출력된 드라이브 펄스의 안정성을 확보하기 위하여 15[V]용 제너다이오드와 저항을 병렬로 삽입하였다.

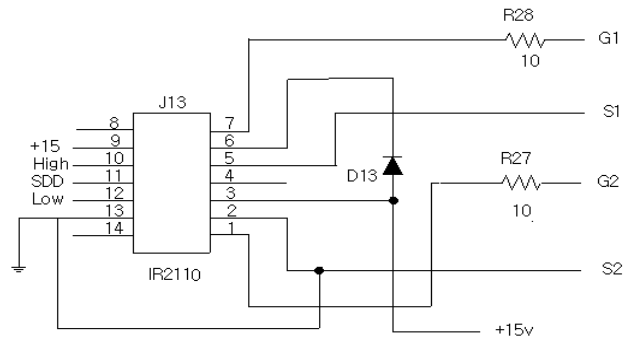
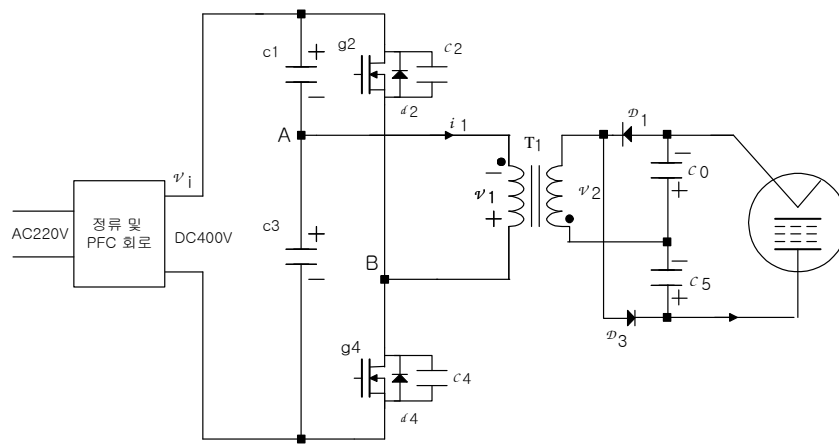


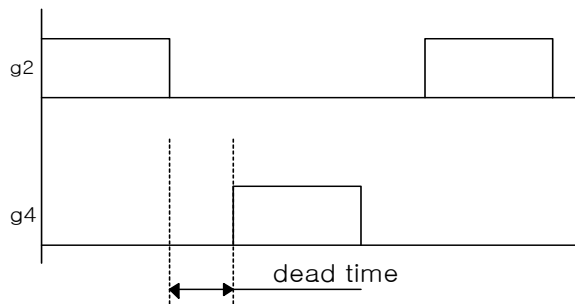
Fig. 2-13 게이트 드라이브 회로

3) HB DC-DC 컨버터 시스템

Fig. 2-14는 본 논문에서 제안한 HB DC-DC 컨버터 회로이며, PFC 회로, HB 인버터, 2 배압 정류회로로 구성된다.^{[9][10][11]}



(a) 회로



(b) 게이트 제어과형

Fig. 2-14 HB 인버터 및 2배압 정류회로

HB 인버터는 입력 전압 분할용 캐패시터 C_1 및 C_3 , 구동용 스위칭 소자 g2 및 g4, 승압용 변압기 T_1 으로 구성되고, 변압기 2차측에 나타난 양의 반주기와 음의 반주기 전압은 각각 2배압 정류회로의 C_0 와 C_5 에 충전하여 마그네트론 양극 전압을 형성한다.^[18]

마그네트론 양극 Cut-off 전압은 3,000[V] ~ 10,000[V] 범위이며, Cut-off 전압 이상을 양·음극 사이에 걸게되면 전자 방출에 의한 전류가 흐를 때까지 마그네트론은 큰 저항 부하로 동작하며, 마이크로파 발진 후에는 순수 저항 부하가 된다.^{[6][7]}

제안된 HB 컨버터 시스템을 동작 모드별로 설명하면 아래와 같다.

Mode 1($t_0 \sim t_1$) :

g2의 Turn on으로 시작되며, 변압기 주 전류 i_L 이 음의 방향으로 증가하고, 2차측 전압은 음의 방향이 되어 2 배압 정류용 캐패시터 C_0 가 충전된다.

Mode 2($t_1 \sim t_2$) :

g2가 Turn off 되고, C_2 양단전압 V_{C2} 는 전원전압 V_i 까지 충전되며, C_4 양단전압 V_{C4} 는 방전하게 된다. 변압기 1차 전류 i_L 은 0으로 감소하게 되고, 2차측에 마그네트론 Cut-off 전압이 걸려 발진 조건을 갖추게 된다.

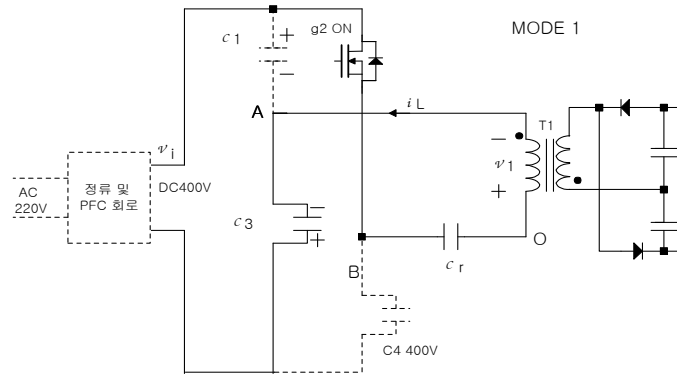
Mode 3($t_2 \sim t_3$):

다이오드 D_4 를 통해 전류 i_L 이 환류하는 구간이며, g4 스위칭 소자가

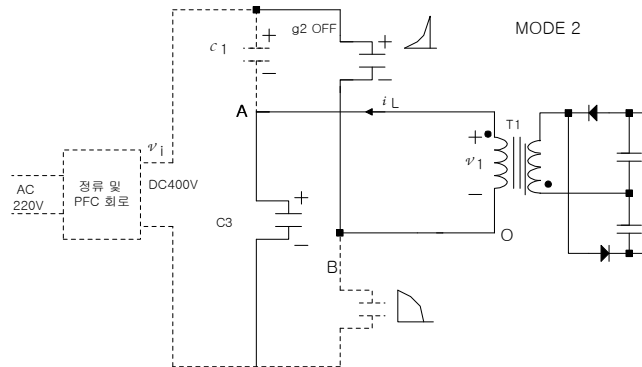
영 전압하에서 Turn on이 될 수 있는 조건을 만들어 준다.

Mode 4($t_3 \sim t_4$)

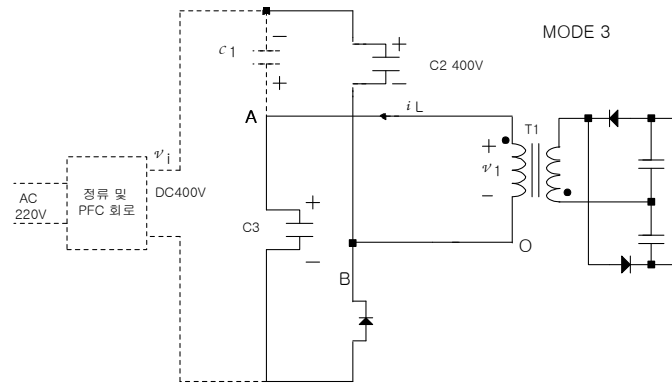
g4가 Turn on되고, 변압기 1차 전류는 양의 방향으로 상승하게 되고, 2차측 부하전류는 계속하여 흐르게 된다.



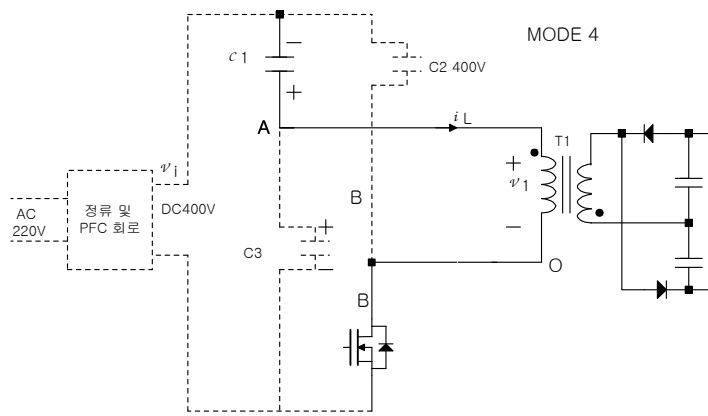
(a)



(b)



(c)



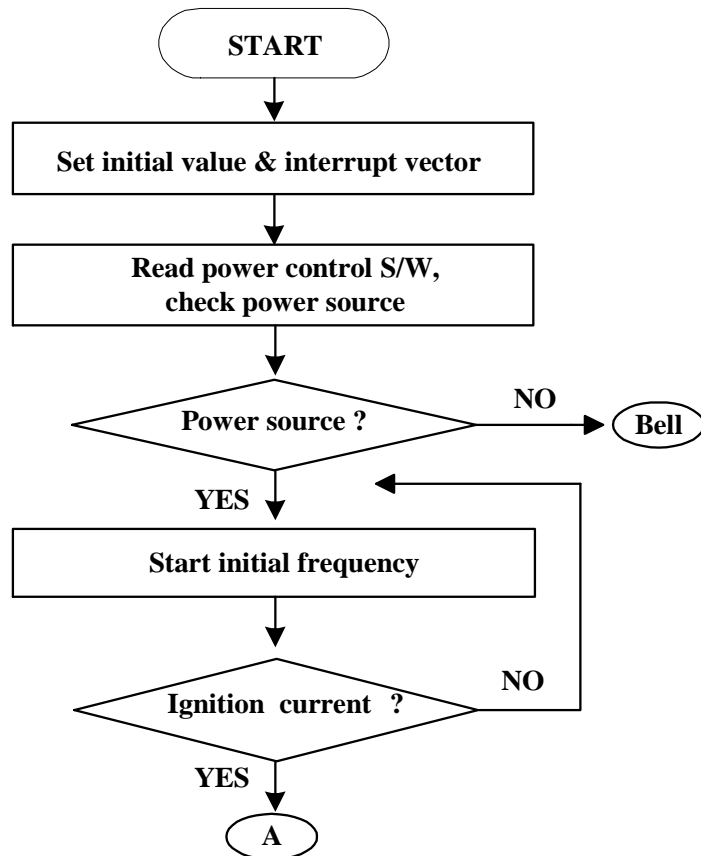
(d)

Fig. 2-15 모드별 동작

2.3.2 소프트웨어

본 연구에서 제안한 마그네트론의 전력제어를 위한 제어 프로그램은 C 언어를 이용하였다.

Fig. 2-16은 주 프로그램의 순서도를 보인 것이다. 먼저 CPU의 여러 가지 내부 제어레지스터 및 각종 변수들을 초기화 한다.



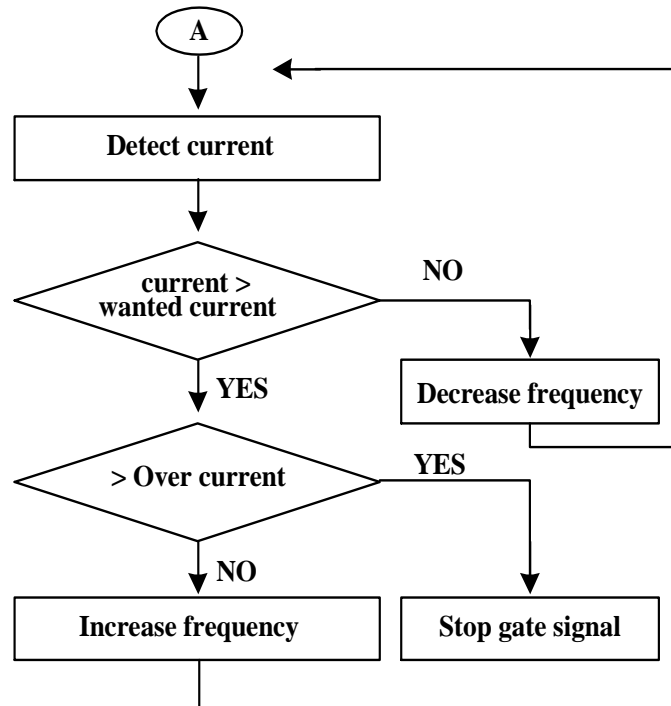


Fig. 2-16 주 프로그램 흐름도

마그네트론의 양극전류를 일정시간 간격으로 검출하기 위하여 마이크로프로세서 내부 타이머 인터럽터 0을 10[μ sec]로 설정하고, 전력 제어용 스위치의 세트된 값과 사용전원이 일정 전압이상이라는 것이 검출되는지를 확인하면 초기 주파수를 PWM 펄스로 출력한다.

PWM 출력이 되면 마그네트론의 발진이 개시되고, 전류가 원하는 값이 되면 초기 주파수를 감소해 나가면서 마그네트론 양극전류를 검출한다.

양극전류가 전력제어용 스위치에서 세트된 값이면 주파수를 고정하나, 세트된 값 이하로 떨어지면 주파수를 감소시키고, 이상이 되면 주파수를

증가시킨다. 만일 제어장치의 이상으로 갑자기 출력전류가 과전류가 되면 출력되는 PWM 펄스를 정지시키게 된다.

주 프로그램이 실행되는 중에도 매 10[μ sec]마다 양극전류를 검출하고, 검출된 데이터는 주 프로그램으로 되돌려 주며, 주 프로그램에서는 이 값이 원하는 제어 값인지를 비교하여 원하는 주파수를 출력하게 된다.

3. 시뮬레이션 및 실험

3.1 시뮬레이션

Table 3-1는 본 연구에 사용된 마그네트론 사양이다

Table 3-1 마그네트론의 정격

항 목	정 격
Frequency	3.46[GHz]
Out Power	176[W]
Filament Current	8.7[A]
Anode Voltage	3.84[kV]
Efficiency	70[%]

Fig. 3-1은 스위칭 주파수 변화에 따른 부하 전류 및 전압 파형을 분석하기 위하여 Psim을 이용하여 시뮬레이션 한 결과이다.^[19] 게이트 펄스, 변압기 1차측 전류, 출력 전압 및 출력 전류를 나타낸다.

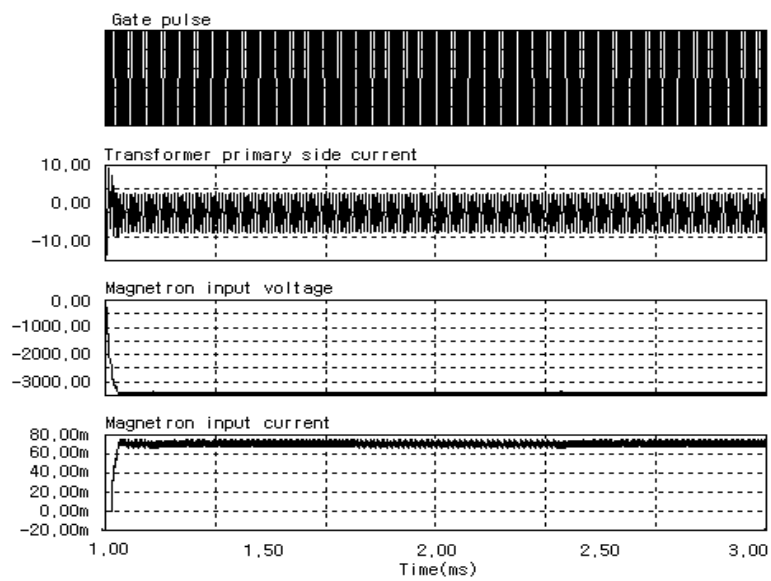
Fig. 3-1(a)는 스위칭 주파수 61[kHz], 듀티비 40[%]로 제어한 결과 마그네트론 입력전압 및 전류의 피크값은 각각 3,450[V]와 72[mA]로 나타나고 있다.

Fig. 3-1(b)는 스위칭 주파수 63[kHz], 듀티비 40[%] 일 때의 출력 파형으로서 마그네트론 입력전압 및 전류의 피크 값은 각각 3,480[V]와 65[mA]로 나타나고 있다.

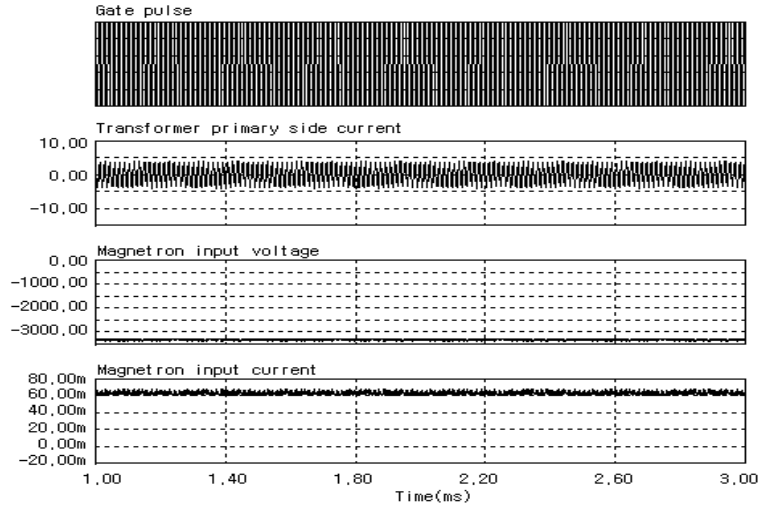
Fig. 3-1(c)는 스위칭 주파수 66[kHz], 듀티비 40[%] 일 때의 출력

파형으로서 마그네트론 입력전압 및 전류의 피크 값은 각각 3,520[V]와 60[mA]로 나타나고 있다.

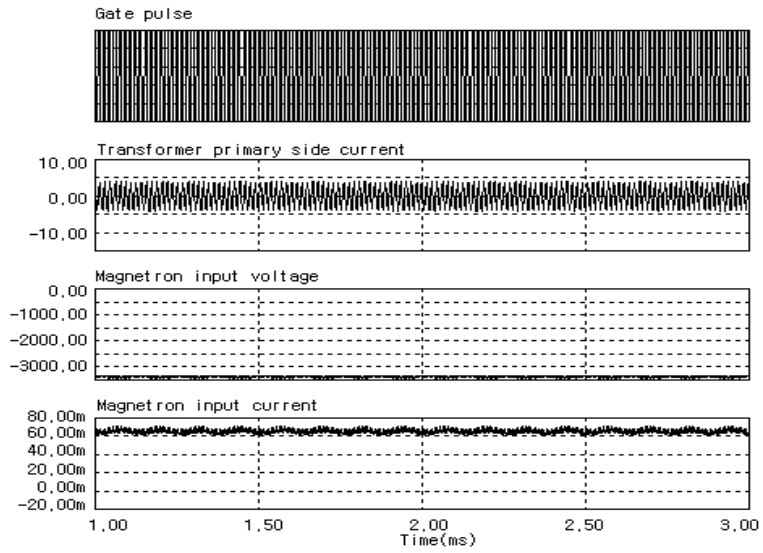
Fig. 3-1에서 듀티비를 고정하고, 주파수를 증가시키면 출력전류의 변화와 전력이 변화되는 것을 알 수 있다.^[20]



(a) $f=61$ [kHz], $D=40$ [%]



(b) $f=63[\text{kHz}]$, $D=40[\%]$



(c) $f=66\text{kHz}$, $D=40[\%]$

Fig. 3-1 주파수 변화에 대한 마그네트론 입력 전압 및 전류

3.2 실험 및 결과 고찰

Fig. 3-2는 전자렌지에 적용한 부하실험 화면이다.

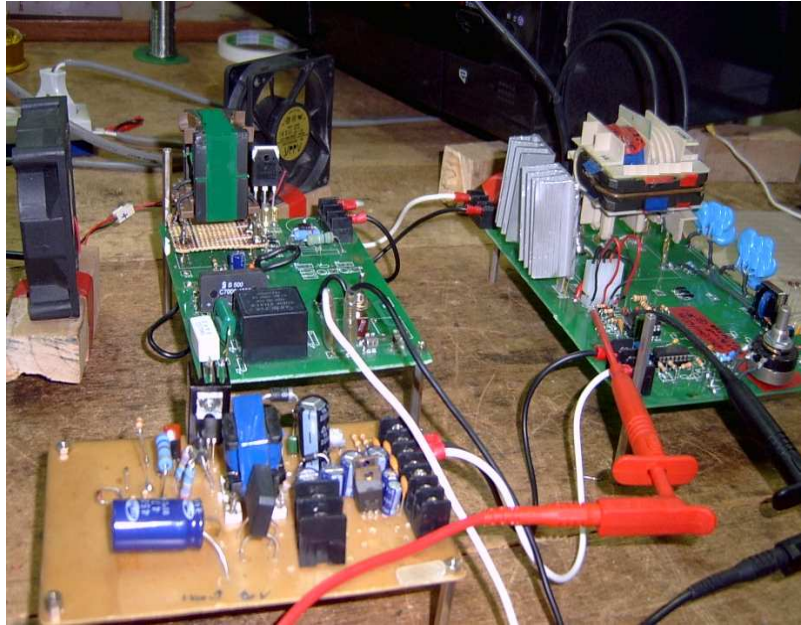
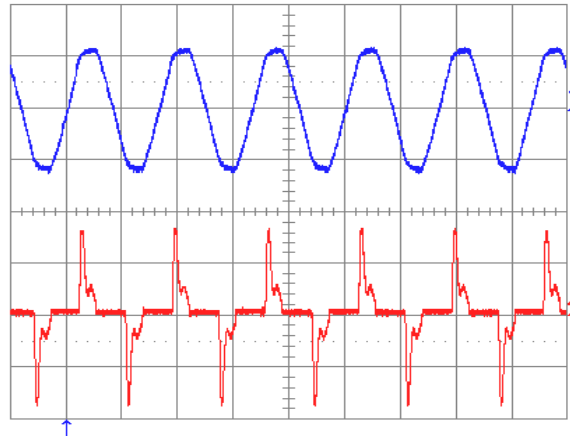


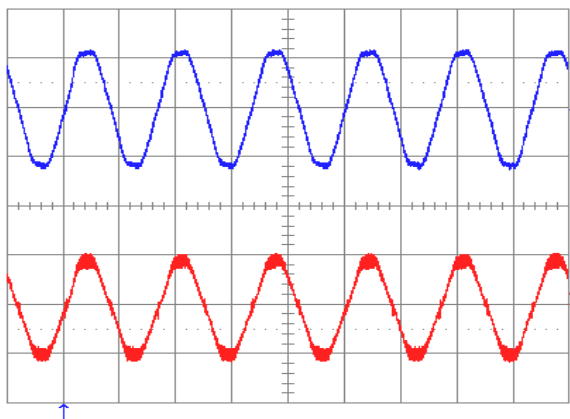
Fig. 3-2 전자렌지 구동용 실험장치

실험용 보드는 전원 및 PFC 회로부, 마이크로프로세서 및 인터페이스 부, HB DC-DC 컨버터 부로 구성되어 있으며, 부하실험에 사용한 마그네트론은 LG전자 제품인 2M213(550W)이며, 사용 장비로는 고전압 프로브(N2771A, DC30kVp-p), 전류 프로브(TM503A), 오실로스코프 등이 있다.

Fig. 3-3은 본 연구에서 제작한 300[W]급 PFC에 대한 실험파형을 나타내고 있다.



(a) PFC가 동작하지 않을 때



(a) PFC가 동작할 때

Fig. 3-3 입력전압(100[V]/div) 및 전류(1[A]/div) 파형

Fig. 3-3(a)는 PFC 회로가 동작하지 않을 때이며, Fig. 3-3(b)는 PFC

회로가 동작할 때의 파형이다.

이 PFC 회로는 입력전압 184[V] ~ 276[V] 범위에서 출력 400[V] ± 8[V], 역률 98.4[%] 이상을 유지하였다.

Fig. 3-4는 PFC 회로의 출력전압을 나타내고 있다. 다소 리플이 함유되어 있으나 DC400[V]를 유지하고 있다.

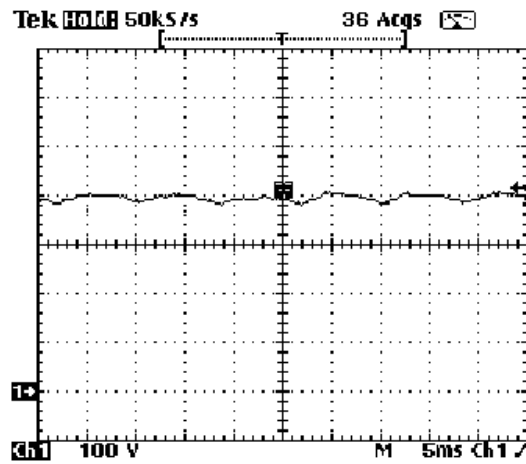
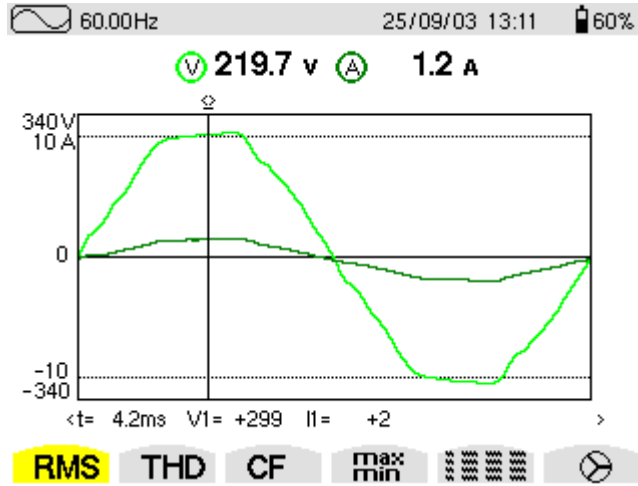


Fig. 3-4 PFC 출력 파형(100[V]/div)

Fig. 3-5는 스위칭 주파수 63[kHz]로 구동될 때, 전력분석기로부터 측정한 입력전압 및 전류파형과 분석된 데이터를 나타내고 있다.

이 때의 입력전력은 262.2[W], 무효전력 0.8[var], 피상전력 264.3[W]이며, 역율은 99.2[%]이다.



(a) 입력전압 및 전류



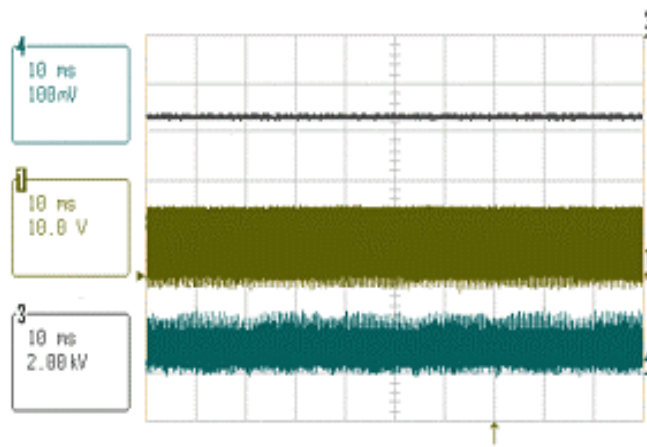
(b) 분석 데이터

Fig. 3-5 입력전압 및 전류와 분석 데이터

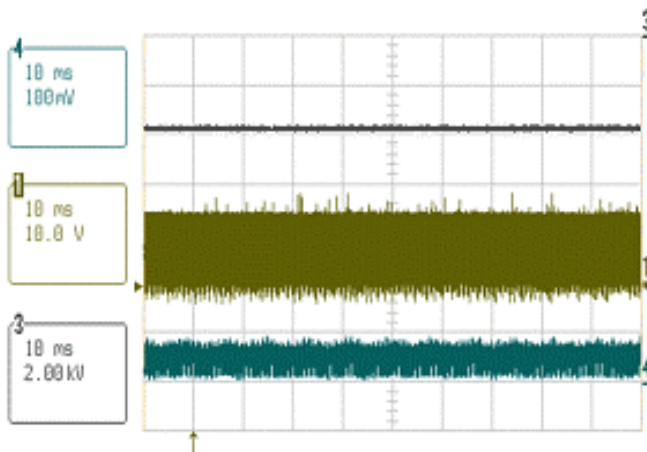
Fig. 3-6은 듀티비 39.5[%]하에서 주파수 제어에 의한 마그네트론 입력 전압 및 전류파형을 나타내고 있다.

그림(a)는 주파수 61[kHz]일 때의 파형으로서 마그네트론 입력전압은 3,420[V]이며, 전류는 77[mA]이다.

그림(b)는 주파수 69[kHz]일 때의 파형으로서 마그네트론 입력전압은 3,780[V]이며, 전류는 48[mA]이다.



(a) $f=61[\text{kHz}]$, $D=39.5[\%]$



(b) $f=69[\text{kHz}]$, $D=39.5[\%]$

Fig. 3-6 주파수 변화에 따른 마그네트론 입력 전압 및 전류

Table 3-2는 주파수를 61[kHz]에서 69[kHz]까지 조정하면서 전원 입력전력, MGT 입력전류, MGT 입력전압, MGT 입력전력 및 역율을 측정하여 표로 정리한 것이고, Fig. 3-7은 이를 도식화한 것이다.

입력전력을 기준으로 할 때 최대 전력에 대한 최소전력의 제어범위는 약 33.3[%]이고, MGT 입력전력의 제어범위는 29.3[%]이다. 또한, 역율은 전 범위에 걸쳐서 크게 변하지 않으나 대전력보다 저전력 범위에서 비교적 낮게 나타나고 있으며, 전 범위에 걸쳐서 98[%] 이상을 유지하였다.

Table 3-2 주파수 변화에 따른 전력특성 표

주파수 [kHz]	전원 입력전력	MGT 입력			역율
		전압[V]	전류[mA]	전력[W]	
61.0	285	3,420	77.0	257.3	0.992
62.5	280	3,430	75.0	246.8	0.992
64.1	252	3,580	67.0	239.9	0.991
65.8	220	3,731	57.0	221.0	0.989
67.2	205	3,762	52.0	195.0	0.985
69.0	190	3,780	48.0	181.8	0.984

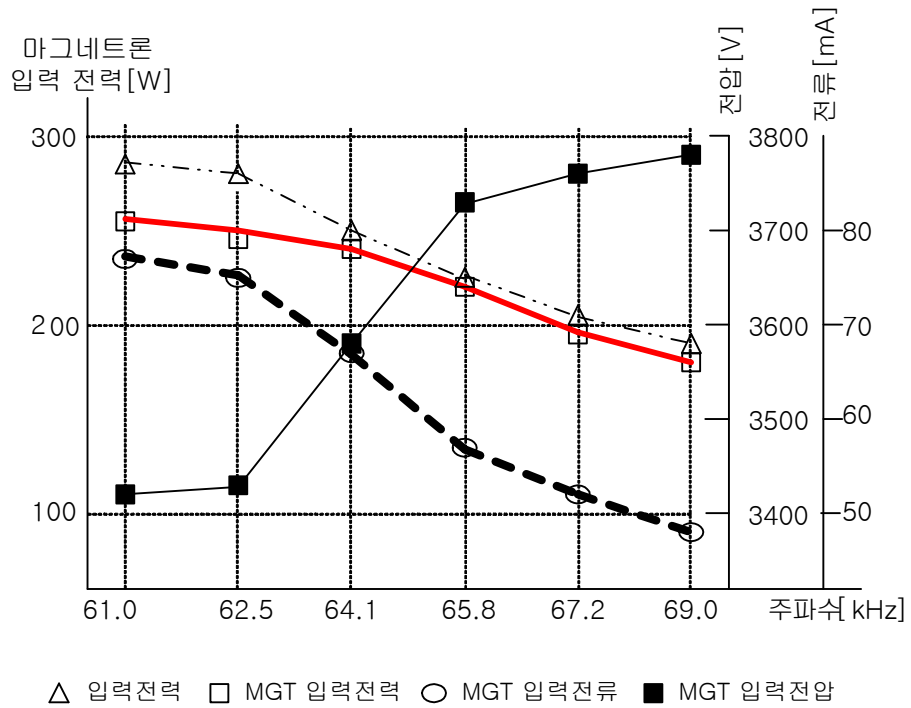


Fig. 3-7 주파수 변화에 따른 전력특성도

4. 결론

본 연구에서 제안한 전체 시스템은 입력 고역율 회로 , 마이크로프로세서 및 인터페이스 회로 및 HB DC-DC 컨버터로 대별되며, 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

(1) HB 인버터의 고속 스위칭 현상에 의해 발생된 역율 저감을 해소하기 위하여 HB 인버터의 전단에 HPFC용 Boost 컨버터를 구성하였으며, 본 시스템에서는 입력전력을 기준으로 33.3[%] 부하 가변시에도 역율 99.2[%]에서 98.4[%]까지 우수한 특성을 보였다.

(2) 인버터의 구동용 소자의 전압 스트레스를 경감하고, 소형·경량화에 부합하기 위하여 HB(Half bridge) 인버터로 구성하였고, 광범위하에서도 일정한 주파수 출력을 위하여 PIC 마이크로프로세서를 사용하였다.

(4) 주파수 변화에 의해 마그네트론 입력전압 변동을 약 9.5[%] 이내로 유지하면서 MGT 입력전력을 35.5[%]까지 제어할 수 있으므로 피가열물의 특성에 맞는 전력제어를 행할 수 있고, 향후 PLS용 전원 장치로 사용할 수 있는 가능성을 확인할 수 있었다.

[참고문헌]

- [1] 오덕진, 김희준, “MICRO WAVE OVEN용 마그네트론 구동을 위한 전원장치 개발에 관한 연구”, 전력전자 학회 논문지 Vol.5 NO.3 pp.300~302, 2002. 6.
- [2] 김일권, 한주섭, 조성훈, 이성근, 길경석, "마그네트론 구동용 전원장치 설계에 관한 연구", 한국 해양 정보 통신학회 Vol. 6 NO.2 pp744, 2002.
- [3] 이완윤, 정교범, 신판석, “phase-shifted FB-ZVS PWM 스위칭을 이용한 Microwave oven 구동회로 설계”, 전력전자 학회 논문지 Vol.6 NO.3 pp.266, 2001. 6.
- [4] 이성근, 한주섭, 김일권, 조성훈, 길경석, “PLS용 최적 전원장치 개발에 관한 연구”, 2002년도 대한전기학회 하계학술대회 초고주파 방전 신광원 전문 세션 논문집, pp 52~56, 2002.7.
- [5] 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.
- [6] 정용채, 한성진, “배터리 구동 전자레인지용 직렬 공진형 풀브릿지 인버터”, 전력전자 학회 논문지 Vol.7 NO.2 pp.166, 2002. 4.
- [7] 김의성, 이동윤, 현동석, “저 도통손실 특성을 갖는 향상된 영전압 부분 직렬공진형 DC/DC 컨버터”, 전력전자 학회 논문지 Vol. 5 NO.4 pp.386~388, 2000. 8.
- [8] 정영석, 권순재, “전류모드로 제어되는 영전압 스위칭 하프 브리지 PWM 컨버터의 해석”, 전력 전자 학회 논문지 Vol.8 NO.1 pp.65, 2003. 2.

- [9] 김희준, “스위치모드 파워 서플라이”, 성안당, pp.35~36, 1993.
- [10] 戸川治朗, “전원회로 설계 마스터”, 문운당, pp.320~330.
- [11] 노의철, 정규범, 최남섭, “전력전자공학”, 문운당, pp.325~360.
- [12] 백수현, 김희준, 김영석, 홍순찬, “전력전자공학”, 교보문고, pp. 401~404.
- [13] 김희준, “SMPS 기본설계, PWM 제어회로 모듈”, Technical Series, EP&C, pp.132~137, 2000.
- [14] 이성룡, 전철환, 권순신, “ZVT스위칭 기법을 적용한 PFC-인버터”, 전력전자 학회 논문지 Vol.5 No.6 pp.560~561, 2002. 12.
- [15] 김학원, 문건우, 조관열, 윤명중, “90-260Vrms 입력범위를 갖는 단일 전력단 고역률 컨버터”, 전력전자 학회 논문지 Vol.7 NO.1 pp.18~20, 2002. 2.
- [16] R.W Erickson, Fundamentals of Power Electronics, Chpman and Hall, 1997.
- [17] John G. Kassakian, "Principles of Power Electronics", Addison-Wesley Publishing Co., 1991.
- [18] 김홍길, 이공희, “전기기계”, 연학사, pp. 106.
- [19] PSIM Users Manual, Powersim Technologies Ine, 2001.
- [20] 장도현, 차귀수, 신대철, 홍선기, “전기기기공학”, (주)사이텍미디어, pp.41~86.

