

전자레인지용 LLC 공진형 인버터의 디지털 출력 제어

강계룡¹, 김흥근[†], 차헌녕²

Digital Power Control of LLC Resonant Inverter for Microwave Oven

Kyelyong Kang¹, Heung-Geun Kim[†], and Honnyong Cha²

Abstract

This paper proposes a digital power control of the LLC resonant half-bridge inverter for high power microwave oven application. Conventional half-bridge inverter for driving a microwave oven uses a hardware-based power control method which varies the frequency according to the AC source voltage. In this case, it is difficult to control the output power according to the variation of the load status of magnetron. The proposed power control consists of an instantaneous current generator and a current controller. Instantaneous current generator makes an instantaneous current reference from power command using input voltage information. Current controller controls input current which has an information of status of magnetron. The proposed power control does not require any compensation algorithm for the change of the load status of the magnetron and change of input voltage. The validity of the proposed method for the control of the change of input voltage and frequency is verified by both simulation and experiment.

Key words: Digital power control, High frequency transformer, LLC resonant inverter, Magnetron

1. 서 론

일반적으로 가정에서 사용되는 전자레인지의 마그네트론 구동용 전력변환 장치는 성층 철심형 HVT(High Voltage Transformer)를 이용한 방식이 주로 사용되고 있다. 이 방식은 구조가 간단하고, 강인하다는 장점이 있으나, 전원 전압에 따라 출력이 변하고, 낮은 출력을 얻기 위해서는 릴레이를 이용하여 온/오프 제어를 하기 때문에 소음과 플리커, 릴레이 접점 용착 등의 문제점이 있다. 또한, 요리 성능을 최적화하기 위해 필요한 선형적이면서 정밀한 출력 제어를 하는 데에 한계가 있다. 그리고 60Hz 변압기의 특성상 규소 강판을 사용하게 되므로 출력이 높아질수록 변압기의 무게가 무거워지고, 재료비가 상승하는 단점이 있다^[1].

인버터를 이용한 전자레인지용 마그네트론 제어 기술은 높은 효율, 빠른 가열 속도, 넓은 출력 제어 범위 등의 장점으로 기존의 성층 철심형 HVT를 사용한 전력 변환 장치를 빠르게 대체해 가고 있다. 전자레인지용 인버터 기술은 주로 일본 가전 업체들 중심으로 E급 인버터(Class-E Inverter) 기반으로 개발되어 왔으나, 고출력 전자레인지에 적용시 고내압 IGBT를 사용해야 하며, 효율이 낮고, 저 출력 동작 시 하드스위칭으로 인해 출력 범위가 작은 한계를 갖고 있다^{[2]-[7]}. 이를 극복하기 위해 하프 브리지 인버터를 이용한 방식이 제안되었다^{[8]-[10]}. 이 방식은 고전압 변압기의 누설 인덕턴스를 이용하여 승강압이 가능한 LLC 공진형 하프 브리지 인버터로서 고전압 변압기의 권선 수를 줄이고, 전 영역에서 ZVS 동작이 가능하다는 장점이 있다. 그러나 부하에 따라 전압 이득이 변하기 때문에 제어가 까다롭다는 단점이 있다.

기존의 LLC 공진형 하프 브리지 인버터는 하드웨어 기반의 출력 제어 방식으로, 전원 전압에 따라 주파수를 가변하는 방식을 적용하고 있으나, 출력 레벨에 따라 사용 주파수 범위를 결정해야 하고, 마그네트론 부하의 상태에 따라 제어를 변경하기 어렵다는 단점이 있다. 본 논문에서는 마그네트론 제어를 위한 LLC 공진형 하프 브리지 인버터의 디지털 출력 제어 방법을 제안한다.

Paper number: TKPE-2017-22-5-11

Print ISSN: 1229-2214 Online ISSN: 2288-6281

[†] Corresponding author: kimhg@knu.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Kyungpook National University
Tel: +82-53-950-5605

¹ H&A Control R&D Lab., LG Electronics Inc.

² Dept. of Energy Eng., Kyungpook National University
Manuscript received July 26, 2017; revised Aug. 7, 2017;
accepted Aug. 29, 2017

— 본 논문은 편집위원회에서 기술논문으로 추천됨

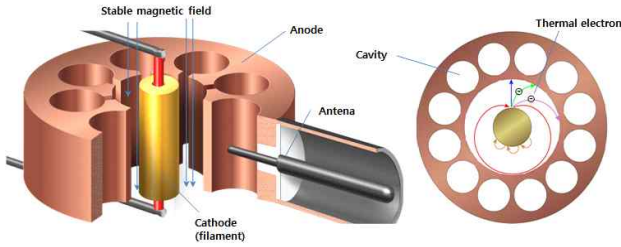


Fig. 1. Sectional view of a typical magnetron^[11].

제안된 출력 제어 방식은 입력 전압의 정보와 마그네트론의 부하 상태를 반영하는 전류 정보를 포함함으로써 별도의 전압 및 출력 레벨에 따른 보상 알고리즘을 필요로 하지 않는다. 제안된 출력 제어기의 검증에 위해 1200W 출력을 갖는 전자레인지에 적용하여 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 타당성을 검증하고, 전원 전압 및 주파수 변동에 강인함을 확인하고자 한다.

2. 마그네트론

마그네트론은 전자레인지의 열원이 되는 장치로써 일종의 2극 진공관이다. 마그네트론에서 발생하는 2.45GHz의 극초단파를 전자레인지의 내부에 전달하여 음식물 속의 물 분자 진동을 일으켜 열을 발생시키는 것이 전자레인지의 기본 원리이다.

마그네트론은 캐소드와 애노드로 된 2극관으로 구성되며, 애노드는 구리로 된 원통 내부에 다중공동구조로 되어있다. 캐소드는 원통 코일형으로 애노드의 중심부에 위치하며 필라멘트 가열을 통해 열전자를 방출한다.

애노드를 접지시키고, 캐소드에 음의 고전압 DC 펄스를 인가하면 캐소드 측에서 열전자가 발생된다. 캐소드에서 방출된 전자는 애노드 방향으로 가속됨과 동시에 영구자석에 의한 수직 자계의 영향으로 원주 방향으로 휘어지고, 공진기의 속도 변조 원리에 의해서 2.45GHz의 RF 출력의 형태로 안테나에 전달된다.

마그네트론은 캐소드의 필라멘트에 흐르는 전류에 의해 가열된 전자가 열전자 방사 현상에 의해 전자를 방출하므로, 필라멘트를 가열하는 전력을 필요로 한다(통상 필라멘트 정격은 3.3V, 10~12A 수준). 전자레인지에 사용되는 필라멘트는 토륨-텅스텐 계열로서, 동작 온도 1900~2100°K에서 전자 방사가 양호하고, 예열시간은 3~5초로 짧지만, 기계적 강도가 낮고, 산화를 막기 위해 진공도 10~7Torr 이하가 되도록 관리가 필요하다.

필라멘트 전류를 통해 필라멘트가 충분히 예열이 되고, 마그네트론의 영구자석에 의해 자계가 일정하게 된 상태에서 캐소드 전압이 문턱 전압 (약 -4kV)에 도달하게 되면 애노드 전류는 발진을 개시하게 된다.

그림 2(a)는 마그네트론의 특성곡선을 나타낸다. 그림에서 알 수 있듯이 마그네트론은 제너다이오드 특성을

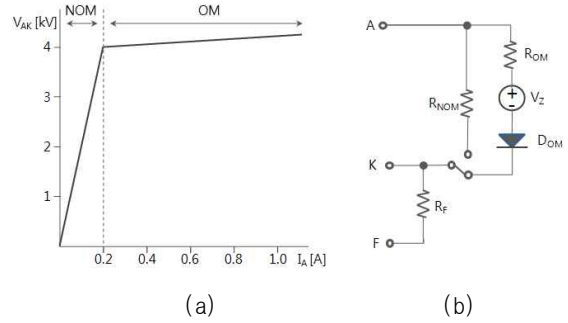


Fig. 2. (a) Magnetron characteristic curve
(b) Electrical equivalent circuit

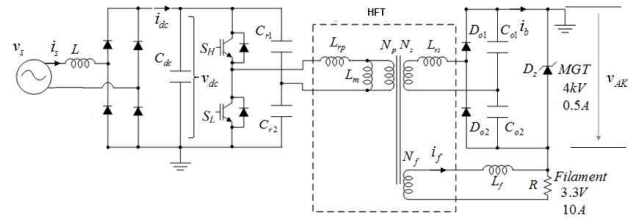


Fig. 3. Structure of LLC resonant inverter for magnetron.

가지고 있으며, 비발진 모드(NOM: Non Oscillation Mode)와 발진 모드(OM: Oscillation Mode)의 2가지 모드를 가지고 있다. 그림 2(b)는 마그네트론의 등가 회로를 나타낸다. 등가 회로에서 발진 모드는 전류의 방향을 결정하기 위한 다이오드 D_{OM} 과 마그네트론의 제너 특성을 나타내는 V_z , 부하 R_{OM} 으로 모델링할 수 있다. 비발진 모드는 R_{NOM} 으로 모델링되고, 전자레인지용 인버터에 사용되는 고압 다이오드는 정격전압 8kV 수준이므로, 비 발진 모드에서의 전압이 다이오드 정격 전압을 넘지 않도록 설계해야 한다^[12].

3. 마그네트론용 인버터 제어

일반적인 마그네트론용 LLC 공진형 인버터의 구성은 그림 3과 같다.

전체 구성은 전압 이득을 결정하는 공진형 인버터부와 마그네트론이 요구되는 전압으로 승압하기 위한 고주파 변압기, 그리고 2차측 배전압 회로로 구성된다.

직류 링크 커패시터는 정전용량이 큰 전해 커패시터를 사용할수록 전압 맥동률이 낮게 되지만, 가격 측면에서 정전용량(3.3μF)이 작은 필름 커패시터를 사용하므로 직류 링크 전압은 전파 정류의 형태의 파형을 갖게 된다. 마그네트론은 그림 2와 같이 4kV 이상의 전압에서 동작하는 제너 특성을 가지므로, 전파 정류 형태의 전압 전체 구간에서 4kV이상으로 동작시키기 위해서는 고주파 변압기의 승압비를 매우 높게 하고, 컨버터의 이득을 1이하로 가지고 가는 방법과 변압기의 승압비를 낮게 선정하고, 컨버터의 이득을 1이상으로 승압하여 제

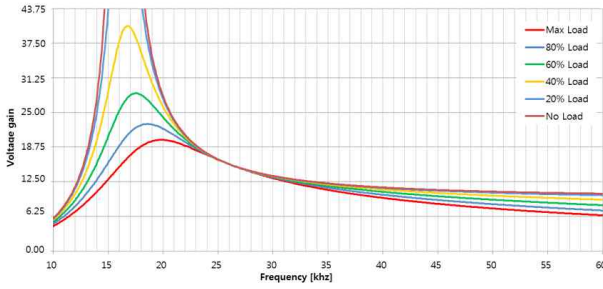


Fig. 4. Voltage gain $\frac{v_{AK}}{v_{dc}}$ of LLC resonant inverter according to the frequency.

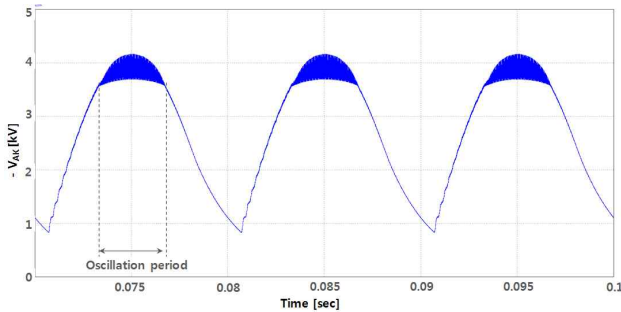


Fig. 5. Oscillation period of magnetron.

어하는 방법이 있다.

그림 4는 마그네트론 출력에 따른 LLC 공진형 인버터의 전압 이득을 나타낸다. LLC 공진형 인버터는 주파수에 따라 전압 이득을 가변할 수 있으므로 순시 전압에 대해 적절한 주파수로 제어하여 변압비의 승압비를 낮출 수 있다. 그러나 전체 승압비는 무한히 크게 가져갈 수 없으므로, 마그네트론은 특정 전압 이상이 되는 영역에서만 동작을 하게 되는데, 이를 발진 구간(Oscillation period)이라고 한다.

그림 5는 마그네트론에 인가되는 전압(v_{AK})에 따른 발진 구간을 나타내는 것이다. 그림 5와 같이 발진 구간이 좁으면, 입력 전류의 역류가 낮고, 피크 전류가 크게 되는 단점을 가지게 된다. 피크 전류가 크면, 스위칭 소자 및 공진 탱크 소자의 용량 증가와 EMI를 야기한다. 또한, 마그네트론 애노드 전류는 마그네트론 수명 관점에서 1.2[A]이상을 넘지 않아야 하므로, 이러한 단점을 극복하기 위해서는 직류 링크 전압의 순시치에 따라 주파수를 가변시켜 전압 이득을 조정하는 PFM(Pulse Frequency Modulation)을 적용하여 발진 구간을 넓혀야 한다^[7].

4. 제안한 디지털 출력 제어

발진 영역을 넓히기 위해 기존 연구에서는 하드웨어 기반의 전원 전압 순시치에 따른 PFM 제어 방식이 제안되었다^{[2][8]}. 전원 전압 순시치에 따른 PFM 방식은 다

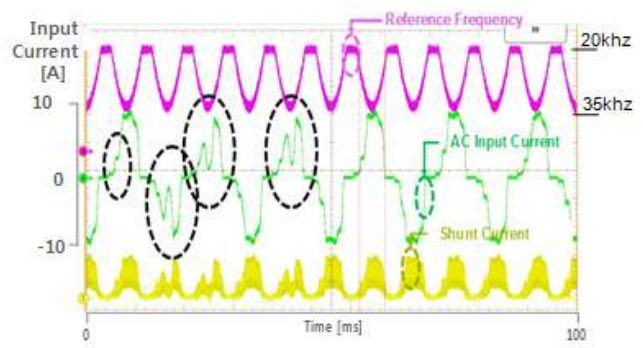


Fig. 6. Distortion of the input current at the magnetron heating status.

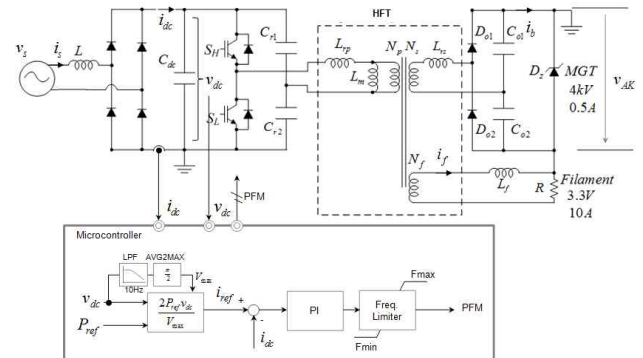


Fig. 7. Proposed digital power control block diagram.

음과 같은 문제점을 갖고 있다.

- 1) 부품 산포에 따른 출력 변동.
- 2) 출력 레벨에 따른 주파수 범위의 재선정.
- 3) 마그네트론의 열적 변화에 따른 제너 전압 변화.

그림 6은 마그네트론을 장시간 동작시킨 경우 전원 전압 순시치에 따른 PFM 방식의 입력 전류 왜곡을 보여준다. 기존 주파수의 최소 주파수는 20kHz이고, 전원 전압 순시치가 증가하면 기존 주파수도 증가하는데 최대 주파수는 35kHz가 되도록 구현하였다. 전류 왜곡의 주 요인은 마그네트론의 열적 변화에 따라 마그네트론의 제너 특성이 변하므로 초기에 설정한 주파수 범위와 가열 후의 주파수 범위가 다르기 때문이며 이를 개선하기 위해서는 출력 및 마그네트론 제너 전압에 따라 주파수 범위의 보정이 필요하다.

기존 문제점을 개선하기 위해 본 연구에서는 디지털 순시 전류 제어를 이용한 출력 제어를 제안하였다. 그림 7은 전체 제어기를 포함한 블록 다이어그램을 나타낸다.

제안된 출력 제어 방식은 출력 지령으로부터 순시 전류 지령을 발생시키는 순시 전류 지령 발생기와 실제 전류와의 오차로부터 PI 제어를 통해 PFM을 생성시키는 전류 제어기로 구성되며 입력 전압의 정보와 마그네트론의 부하 상태의 변화를 반영하는 전류 정보를 포함

함으로써 별도의 전압 및 출력 변경에 대한 보상 알고리즘을 필요로 하지 않는다.

4.1 순시 전류 지령 발생기

출력 제어를 위한 제어 가능 인자는 전류이므로, 출력 지령 P_{ref} 으로부터 순시 전류 지령 i_{ref} 을 발생시키기 위한 변환이 요구된다.

출력 지령 P_{ref} 은 식(1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{ref} = \frac{V_{max} I_{max} \cos\phi}{2} \quad (1)$$

마그네트론 제어 시 역률은 95% 이상이므로, $\cos\phi \approx 1$ 라고 가정하면, 식 (2)를 얻을 수 있다.

$$I_{max} = \frac{2P_{ref}}{V_{max}} \quad (2)$$

PFM 제어를 위해서는 교류 형태의 전류 지령이 필요하므로, 입력 전압이 정현적이라고 가정하면 식 (3)과 같이 순시 전류 지령 i_{ref} 을 얻을 수 있다.

$$i_{ref} = I_{max} \sin\theta = \frac{2P_{ref}}{V_{max}} \frac{v_{dc}}{V_{max}} = \frac{2P_{ref} v_{dc}}{V_{max}^2} \quad (3)$$

여기서, $V_{max} = \frac{\pi}{2} \frac{\omega_c}{s + \omega_c} v_{dc}$, $f_c = 10Hz$

전류 지령 i_{ref} 에는 입력 전압의 크기 정보가 포함된 V_{max} 와 입력 주파수 정보가 포함된 v_{dc} 를 포함하고 있어서 별도의 전압 및 주파수에 대한 보상이 필요 없게 된다.

4.2 전류 제어기

전류 제어기는 순시 전류 지령 발생기에 의해 생성되는 순시 전류 지령과 입력 전류와의 오차를 PI 제어를 통해 PFM을 위한 기준 주파수로 발생시킨다. 주파수 제한기는 LLC 공진형 인버터의 ZVS를 확보하기 위하여 최소 주파수를 20kHz로 선정하였고, 최대 주파수는 IGBT 스위칭 발열을 고려하여 70kHz로 선정하였다.

그림 8은 1200W 출력 제어를 하는 경우 전류 제어기의 시뮬레이션 파형이다. 전류 지령 i_{ref}^* 에 대해 실제 전류 i_{dc} 가 잘 추종하는 것을 알 수 있다.

그림 9는 1200W 출력 지령에 대한 디지털 출력 제어의 각 부 파형이다. 순시 전류 지령 발생기를 통해 입력 전압 v_{dc} 와 출력 지령에 대응하는 순시 전류 지령 i_{ref} 을 만들고, PI 전류 제어기를 통해 PFM 제어 주파수를 생성하였다. 그림 9(b)는 PFM 제어 주파수가 입력 전압

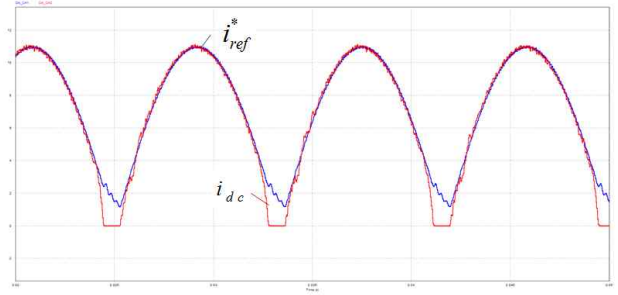


Fig. 8. Simulation result of current controller.

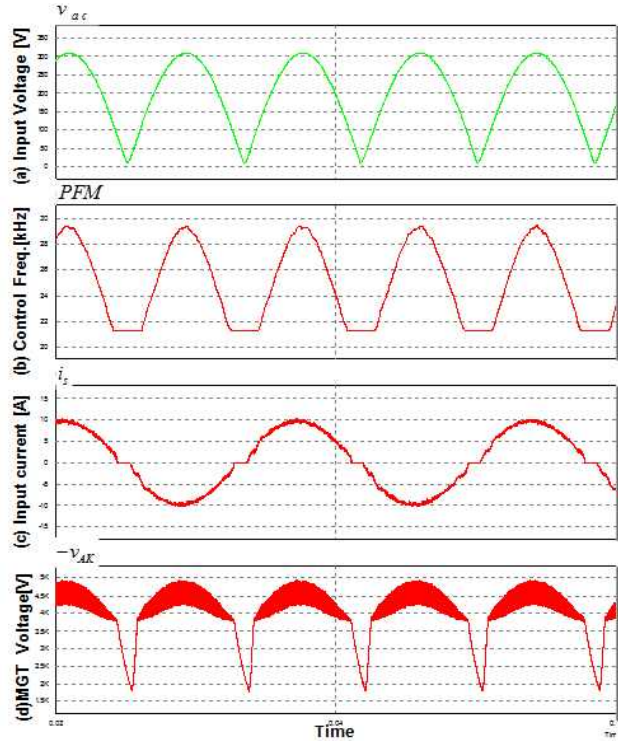


Fig. 9. Simulation result of digital power control.

(a) Input voltage (b) Control frequency (c) Input current (d) Magnetron voltage

및 출력 지령에 따라 순시적으로 가변됨을 알 수 있다. 그림 9(d)에서 마그네트론 애노드 전압은 순시적으로 가변된 PFM에 의해서 LLC 공진형 인버터의 전압 이득을 가변시켜 넓은 발진 구간을 갖는 것을 확인할 수 있다.

5. 실험

표 1은 본 논문에 사용된 마그네트론의 사양이다. 실험에 사용된 마그네트론은 LG전자의 인버터용 마그네트론 2M286이며, 출력 주파수는 2.45[GHz], 최대출력은 1200W, 발진 개시시의 애노드 전압은 4.15[kV]이다. 표 2는 시뮬레이션 및 실험에 적용된 설계 변수들이다.

TABLE I
MAGNETRON SPECIFICATION : 2M-286, LG

	Symbol	Unit	Value
Filament Voltage	E_f	[V]	3.15
Peak Anode Voltage	e_{bm}	[kV]	4.15
Average Output Power	P_o	[W]	1040
Frequency	f_o	[Mhz]	2450

TABLE II
PARAMETERS OF SIMULATION AND EXPERIMENT

Parameter	Symbol	Unit	Value
Maximum power	P	[W]	Max. 1840
Input voltage	v	[V _{rms}]	180 ~ 280
Input frequency	f	[Hz]	30 ~ 80
Magnetron voltage	v_z	[kV]	4.4 ~ 3.4
Load (Oscillation Mode)	R_{OM}	[k Ω]	1.3
Load (Non Oscillation Mode)	R_{NOM}	[k Ω]	380
Filament resistor	R_f	[Ω]	0.075
N _p :N _s :N ₁ turn		[turn]	24:300:1
Primary leakage inductance	L_{rp}	[μ H]	16.5
Secondary leakage inductance	L_{rz}	[μ H]	30
Magnetizing inductance	L_m	[μ H]	125
Filament coil inductance	L_f	[μ H]	1.9
Resonant capacitor	C_{r1}, C_{r2}	[μ F]	0.27
High voltage capacitor	C_{o1}, C_{o2}	[nF]	8.2
DC capacitor	C_{dc}	[μ F]	3.3



Fig. 10. Photographs of experimental set-up.

그림 10은 전자레인지 구동용 실험 장치이다. 실험 장치는 LG전자의 1200W 인버터용 전자레인지를 대상으로 하였고, 마그네트론 애노드 전압을 측정하기 위해서 Tektronix사의 P6015(20kV DC) 고전압 프로브를 사용하였으며, 애노드 전류 및 필라멘트 전류, 입력 전류의 측정을 위해 Tektronix사의 TCP0030(30A)전류 프로브를 사용하였다. 출력 및 역률 측정은 Yokogawa사의 WT310HC 전력분석기를 사용하였다.

제한된 디지털 제어기를 갖는 LLC 공진형 인버터의 마이크로프로세서는 Reneass사의 16bit 마이컴 RL78을 사용하였고, 제어 샘플링 타임은 50 μ s로 하였다.

그림 11은 최대 출력 1200W(입력 1840W)시 입력 전압과 입력 전류의 파형이다. 순시 PI 전류 제어를 통해 정현적으로 전류가 제어되며 역률은 0.987이다.

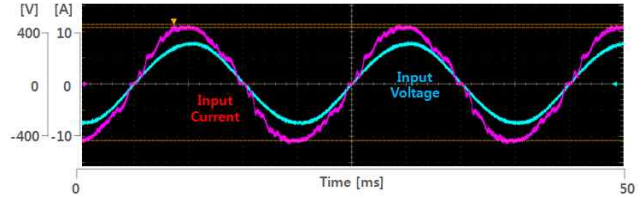


Fig. 11. Waveforms of the input voltage and input current at 1840W.

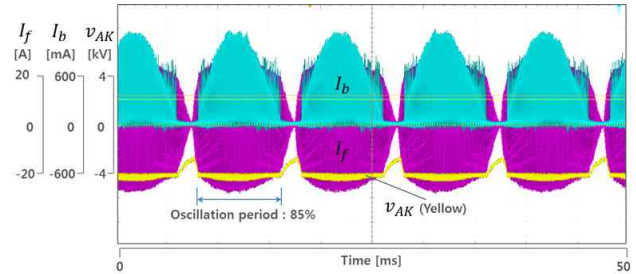


Fig. 12. Waveforms of the magnetron parameters (i_f , i_b , v_{AK}) at 1840W.

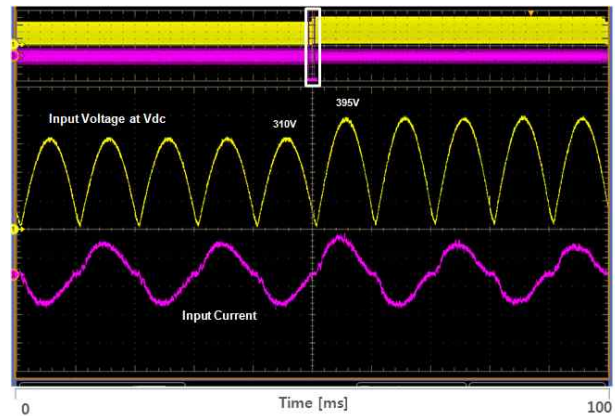


Fig. 13. Input voltage and current waveforms for a voltage step increase from 220Vrms to 280Vrms.

그림 12는 최대 출력 시 마그네트론 특성 파라미터의 파형이다. 필라멘트 전류 i_f 는 실효치 11[A]로 필라멘트 정격 10~12[A]를 만족한다. 마그네트론 애노드 전류 i_b 는 PFM을 통한 발진 구간 확대로 인해 최대 1[A]로서 허용 전류 1.2A이하로 제어되며 평균 전류는 370[mA]이다. 마그네트론 양단전압 v_{AK} 는 제안된 출력 제어에 의해 85%의 넓은 발진 구간을 갖는다.

그림 13은 입력전압을 정격전압 220V에서 최대 전압 280V로 순간적으로 증가시키는 경우 동특성 파형이다. 입력 전압의 변화에 대해 순시 전류가 빠르게 제어됨을 알 수 있다.

그림 14는 입력 전원의 주파수를 50Hz에서 80Hz로 순간적으로 증가시키는 경우의 동특성 파형이다. 제안한 출력 제어기는 전원 전압의 정보를 이용하므로 순간적인 주파수 변화에 대해 빠르게 제어됨을 알 수 있다.

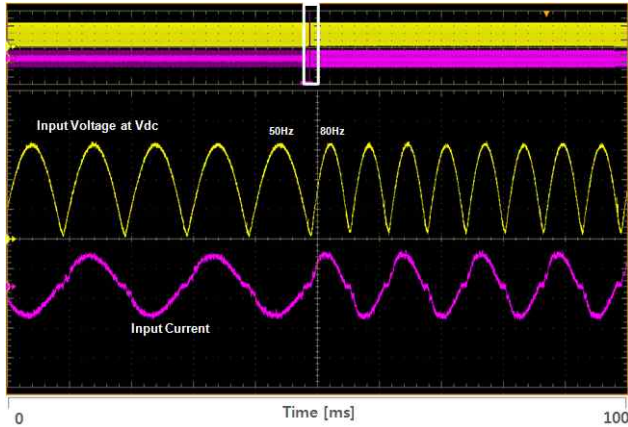


Fig. 14. Input voltage and current waveforms for a frequency step increase from 50Hz to 80Hz.

6. 결 론

본 논문에서는 마그네트론 구동을 위한 LLC 공진형 인버터의 디지털 출력 제어를 제안하였다. 제안된 출력 제어 방식은 출력 지령으로부터 순시 전류 지령을 발생시키는 순시 전류 지령 발생기와 PFM 신호를 발생시키는 전류 제어기로 구성되어 있으며 입력 전압의 정보와 마그네트론의 부하 상태를 반영하는 전류 정보를 포함함으로써 별도의 전압 및 출력 레벨에 따른 보상 알고리즘을 필요로 하지 않는다. 1200W 출력을 갖는 전자레인지에서 적용하여 실험을 통해 그 타당성을 검증하였고, 전원 전압 및 주파수 변동에 강인함을 확인하였다.

References

- [1] D. J. Oh and H. J. Kim, "Development of power supply for driving high power magnetron in a microwave oven," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 5, No. 3, pp. 300-306, 2000.
- [2] E. Miyata, S. Hishikawa, K. Matsumoto, M. Nakaoka, D. Bessyo, K. Yasui, I. Hirota, and H. Omori, "Quasi-resonant ZVS-PWM inverter-fed DC-DC converter for microwave oven and its input harmonic current evaluations," *IEEE IECON Rec.*, Vol. 2, pp. 773-778, 1999.
- [3] Y. Defuchi, S. Moisseev, M. Nakaoka, I. Hirota, H. Yamashita, H. Omori, and H. Terai, "New current topology of single-ended soft-switching PWM high frequency inverter and its performance evaluations," *International Conference on Power Electronics*, pp. 247-250, 2001.
- [4] T. Miyauchi, I. Hirota, H. Omori, H. Terai, M. A. Al, and M. Nakaoka, "Constant frequency adjustable power active voltage clamped soft switching high frequency inverter using the 4th-generation trench-gate IGBTs," *International Conference on Power Electronics*, pp. 236-241, 2001.

- [5] Y. J. Woo, et al, "One-chip class-E inverter controller for driving a magnetron," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 56, No. 2, pp. 400-407, 2009.
- [6] M. Ishitobi, et al, "A novel type soft switching PWM DC-DC converter with high voltage transformer link for magnetron drive," *Industrial Electronics Society, IECON*, 2000.
- [7] H. Kako, T. Nakagawa, R. Narita, "Development of compact inverter power supply for microwave oven," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pp. 611-616, 1991.
- [8] M. K. Lee, K. H. Koh, H. W. Lee, "A study on constant power control of half bridge inverter for microwave oven," *KIEE International Transactions of Electrical Machinery and Energy Conversation Systems*, 4-B(2), pp. 73-79, June 2004.
- [9] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, "LLC resonant converter for front-end DC to DC conversion," *APEC 2003*, pp. 605-609.
- [10] B. Lu., W. Liu., Y. Lian., F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," *APEC 2006*, pp. 533-538.
- [11] www.radartutorial.eu, "Book 5 : "Velocity-modulated Tubes," 2011.
- [12] Pietta, Luiz P., et al, "Modelling and control of a high-frequency magnetron power supply for microwave heating applications," *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC), 2015 IEEE 13th Brazilian. IEEE*, 2015.



강계룡(姜桂龍)

1973년 12월 5일생. 1999년 경남대 전기공학 학과 졸업. 2002년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 2017년 현재 경북대 전자공학부 제어시스템전공 박사과정. 2003년~현재 LG전자 H&A제어연구소 책임연구원.



김흥근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 전기공학과 졸업. 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1990년~1991년 미국 Univ. of Wisconsin-Madison 방문교수. 2006년~2007년 미국 Michigan State University 방문교수. 경북대 IT대학 전기공학과 교수. 당 학회 명예회장.



차헌녕(車憲寧)

1972년 10월 17일생. 1999년 경북대 전자공학과 졸업. 2001년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2001년~2003년 (주)피에스텍 근무. 2004년~2005년 한국전기연구원 근무. 2009년 미국 Michigan State University 전기공학과 졸업(공학박사). 2010년~2011년 한국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 현재 경북대 에너지공학부 부교수.