

전자레인지용 LLC 공진형 인버터의 입력전류 고조파 억제

강계룡¹, 김흥근[†], 차헌녕²

Harmonic Suppression of the Input Current in Microwave Oven Using LLC Resonant Inverter

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

Abstract

This paper proposes a parametric design of an LLC resonant inverter used for a microwave oven. To improve the harmonic performance of the microwave oven, a current controller with a variable PI gain is proposed. Due to the recent strengthening of harmonics regulations, inverter control technology for microwave ovens is now required to satisfy harmonic performance. In an LLC resonant inverter, the voltage gain varies remarkably depending on the magnetron voltage, output power, and input voltage. To satisfy harmonic performance, a controller that can maintain operation in the zero-voltage switching (ZVS) region and control changes in voltage gain is required. The modified design of the LLC resonant inverter ensures ZVS operation even when the magnetron is heated. Application of the variable current controller improves harmonic control according to the instantaneous gain curve change. The validity of the proposed power control with a variable current controller is verified by experiments with a 1200 W microwave oven.

Key words: HFT(High Frequency Transformer), Magnetron, LLC resonant inverter, Variable current controller

1. 서 론

최근 인버터를 이용한 전자레인지용 마그네트론 구동 방식은 높은 효율, 빠른 가열 속도, 넓은 출력 제어 범위 등의 장점으로 기존의 성층 철심형 HVT(High Voltage Transformer)를 이용한 구동 방식을 빠르게 대체해 가고 있다^{[10]-[18]}. 가전 기기에 인버터 적용이 증가함에 따라 입력단 정류기에 의한 입력전류의 왜곡으로 전력품질 저하 문제가 발생하여 이를 규제하기 위해서 유럽 주요 국가의 경우 2005년부터 입력 전류에 대한 고조파 규제를 강화하고 있고, 따라서 고조파 규제를 만족하기 위한 추가적인 전자레인지 인버터 제어 기술이 필요하다.

기존의 전자레인지용 고조파 억제 방법으로는 E급 인버터(Class-E Inverter) 기반에 소용량의 필름 커패시터

를 DC 커패시터로 사용하고, 전원 전압에 따라 순시적으로 주파수를 가변하는 PFM(Pulse Frequency Modulation) 제어와 PWM(Pulse Width Modulation)을 복합적으로 제어하여 입력전류를 정현파로 만드는 기법이 제안되었다^{[1]-[4]}. 그러나 LLC 공진형 인버터를 기반으로 하는 전자레인지에 위의 방법을 적용하기 위해 PWM과 PFM을 동시에 변화시키는 경우 비대칭 공진 전류와 ZVS를 벗어나는 구간이 발생하여 하드스위칭에 의한 스위칭 소자 소손이 발생되기도 한다. 또한 마그네트론은 열적 변화에 의해 마그네트론 전압이 변하므로 마그네트론 전압, 마그네트론 출력, 입력 전압에 따라 전압 이득 곡선이 크게 변하여 고조파를 억제하기 위한 제어가 상당히 까다롭다.

본 논문은 전자레인지용 인버터의 고조파 억제 능력을 개선하기 위한 LLC 공진형 인버터의 파라미터 설계와 가변 PI 이득을 갖는 전류 제어를 제안한다. LLC 공진형 인버터의 파라미터 설계는 마그네트론이 가열된 상태에서도 ZVS 영역 확보가 가능하고, 가변 이득 전류 제어기는 순시 이득 곡선 변화에 따른 고조파 억제 능력을 개선한다. 제안된 제어기의 검증은 1200W 고주파 출력을 갖는 전자레인지에서 실험을 통해 그 타당성을 검증한다.

Paper number: TKPE-2018-23-3-10

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 Fax: +82-53-950-6600

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

² School of Energy Eng., Kyungpook National University
Manuscript received Apr. 1, 2018; revised Apr. 4, 2018;
accepted Apr. 25, 2018

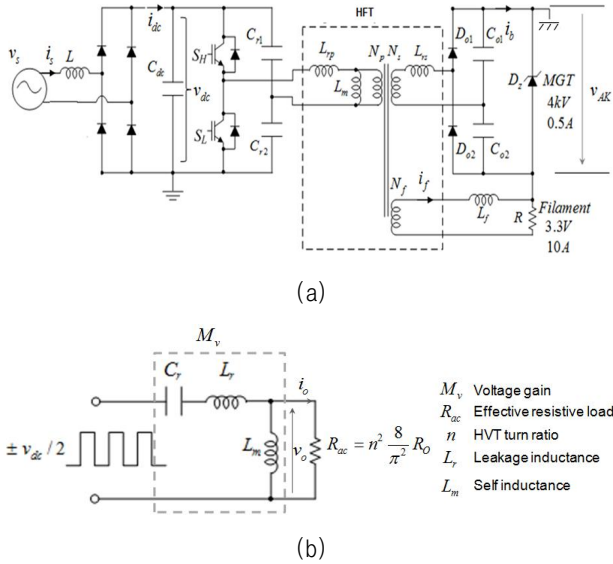


Fig. 1. (a) Structure of LLC resonant inverter for magnetron. (b) FHA equivalent model of LLC resonant inverter.

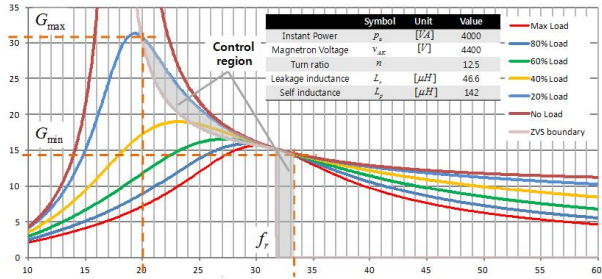


Fig. 2. Voltage gain of LLC resonant inverter at \$V_s = 218[V_{rms}]\$, \$v_{AK} = -4.4[kV]\$.

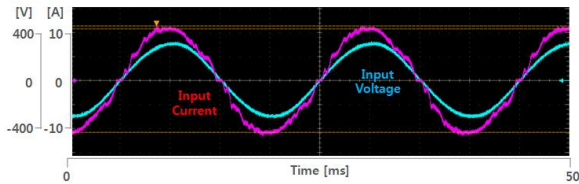


Fig. 3. Waveforms of input voltage and input current waveform at 1840[W], \$v_{AK} = -4.4[kV]\$, initial condition of magnetron.

2. LLC 공진형 인버터의 등가 모델(FHA 모델)

일반적인 마그네트론용 LLC 공진형 인버터의 구성은 그림 1(a)와 같이 나타낼 수 있다^{[5],[6]}.

LLC 공진형 인버터는 공진 네트워크의 순환 전류는 단일 주파수이고, 그 전류는 정현적이라는 가정을 바탕으로 FHA(First Harmonic Approximation) 기법을 이용하여 모델링하는데 등가 모델은 그림 1(b)와 같이 나타낼 수 있다^{[7]-[9]}.

FHA모델을 통해 LLC 공진형 컨버터의 전압 이득은 식 (1)과 같이 구할 수 있다.

$$M_v = \frac{1}{\sqrt{\left(1 + \lambda - \frac{\lambda}{f_n}\right)^2 + Q^2 \left(f_n - \frac{1}{f_n}\right)^2}} \quad (1)$$

$$\text{여기서 } \lambda = \frac{L_r}{L_m}, f_n = \frac{f_{sw}}{f_r},$$

$$Q = \frac{Z_o}{R_{ac}} = \frac{\pi^2 Z_o}{8n^2 R_o} = \frac{\pi^2 Z_o P_{out}}{8n^2 V_{out}^2} \text{ 로서}$$

각각 인덕턴스비, 정규화 주파수, Q 인자이고,

$$f_r = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_r C_r}}, Z_o = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}, f_{sw} = \frac{1}{T_s} \text{ 로서}$$

각각 공진주파수, 특성임피던스, 스위칭 주파수이다.

3. 기존 LLC 공진형 인버터의 문제점

그림 2는 전원전압 218[V_{rms}], 마그네트론 초기 상태 (\$v_{AK} = -4.4[kV]\$)에서 부하가 최대인 1840[W]일 때 기존 LLC 공진형 인버터의 전압 이득을 나타낸다. 마그네트론의 최대 설계 출력은 2[kW]이므로 순시 출력은 4[kVA]로 설계되었고, HFT의 권선비는 12.5이다. 승압이 가능한 최소 전압을 100[V_{rms}]로 선정시 최대 승압비 \$G_{max}\$은 식 (2)와 같이 나타낼 수 있다.

$$G_{max} = \frac{v_{AK}}{v_{min}} = \frac{4400}{100 \times \sqrt{2}} = 31.2 \quad (2)$$

230[V_{rms}]-5%에서의 최소 승압비 \$G_{min}\$은 식 (3)과 같다.

$$G_{min} = \frac{v_{AK}}{v_{max}} = \frac{4400}{230 \times 0.95 \times \sqrt{2}} = 14.24 \quad (3)$$

마그네트론 초기 상태에서는 전원 전압이 100[V_{rms}]에서 218[V_{rms}]로 상승함에 따라 전류도 증가하지만 20% 부하 곡선에서 100% 부하 곡선으로 전압 이득이 변하더라도 ZVS내의 제어 영역이 확보되어 제어가 가능하다.

그림 3은 최대 출력 1840W, 마그네트론 초기 상태에서의 입력 전압과 전류 파형이다. 그림 2의 전압 이득 곡선에서 ZVS내의 제어 영역이 확보되므로 정현적인 전류 파형을 얻을 수 있다. 그러나 마그네트론을 장시간 사용하는 경우 온도에 따라 마그네트론 전압 \$v_{AK}\$는 낮아지므로 악조건을 고려하여 -3.4[kV]까지 ZVS 영역 확보가 필요하다.

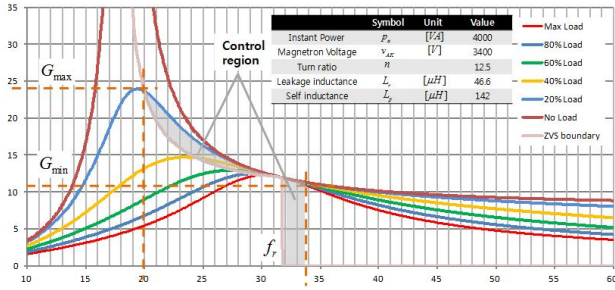


Fig. 4. Voltage gain of LLC resonant inverter at 218[Vrms], $v_{AK} = -3.4$ [kV].

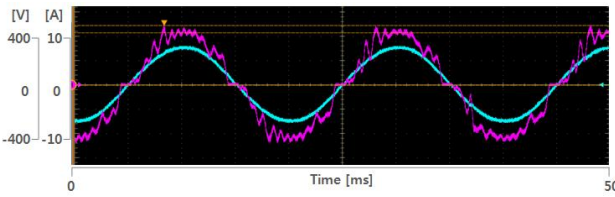


Fig. 5. Waveforms of input voltage and input current at 1840[W] $v_{AK} = -3.4$ [kV].

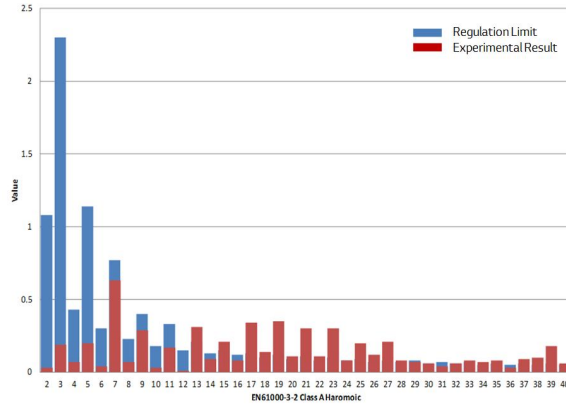


Fig. 6. Harmonic test EN61000-3-2 Class A result at magnetron heating condition.

그림 4는 마그네트론 전압 $v_{AK} = -3.4$ [kV]에서의 전압 이득 곡선을 나타낸다. 최대 승압비 $G_{max} = 24.11$, 최소 승압비 $G_{min} = 11$ 이고, 마그네트론 초기 상태에서의 전압 이득 곡선에 비해 낮은 승압 기울기와 60% 이상의 부하의 경우 ZVS내의 제어 영역이 매우 작으므로, 출력 제어를 위해서는 빠른 주파수 이동을 위한 큰 값의 PI 전류 제어기의 이득이 필요하다.

그림 5는 최대 출력 1840W, 마그네트론 전압 $v_{AK} = -3.4$ [kV]에서의 입력 전압과 전류 파형이다. 큰 값의 PI 전류 제어기의 이득으로 인해 전류의 리플이 커지게 되어 그림 6과 같이 13차 이상의 고조파에 대해 고조파 규제를 만족하기 어렵다.

고조파 성능을 개선하기 위해서는 전류 제어기의 제어 성능 개선과 동시에 마그네트론의 가열상태에서의 ZVS내의 제어 가능 영역의 확보가 필요하다.

TABLE I
LLC RESONANT PARAMETER FOR HARMONIC SUPPRESSION

	Symbol	Unit	Value
Instant Power	p_a	[VA]	4000
Magnetron Voltage	v_{AK}	[V]	3400 ~ 4400
Turn ratio	n		9.8
Leakage inductance	L_r	[μH]	41.37
Self inductance	L_p	[μH]	131
Resonant Capacitor	C_r	[μF]	0.78
Min. Frequency	f_{min}	[kHz]	20
Max. Frequency	f_{max}	[kHz]	70

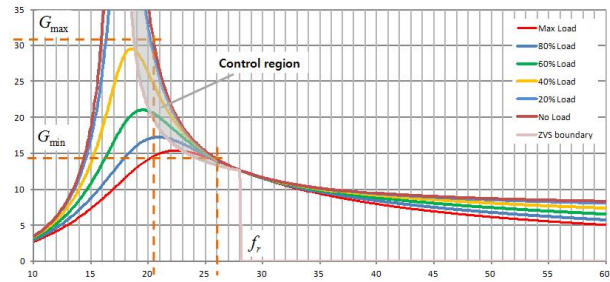


Fig. 7. Voltage gain of LLC resonant inverter at $V_s = 218$ [Vrms], $v_{AK} = -4.4$ [kV] with modified parameters for harmonic suppression.

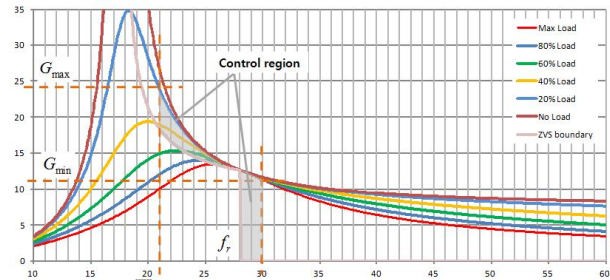


Fig. 8. Voltage gain of LLC resonant inverter at $V_s = 218$ [Vrms], $v_{AK} = -3.4$ [kV] with modified parameters.

4. 전류 고조파 억제를 위한 LLC 공진 설계

전류 고조파 억제를 위해 본 연구에서는 마그네트론 전압과 공진 파라미터에 따른 이득 곡선 시뮬레이션을 통해 HFT의 권선비를 낮추고, LLC 전압 이득을 높여서 마그네트론의 가열상태에서의 ZVS내 제어 가능 영역을 확보하였다. 변경된 공진설계 변수는 표 1과 같다.

그림 7은 전원전압 218[V], 마그네트론 초기 상태 ($v_{AK} = -4.4$ [kV])에서 부하가 최대인 경우 개선된 LLC 공진형 인버터의 전압 이득을 나타낸다. 최대 승압비 $G_{max} = 31.2$, 최소 승압비 $G_{min} = 14.24$ 이고, ZVS내의 제어 영역이 충분히 확보되나 주파수 범위가 21~26[kHz]의 좁은 제어 범위를 갖고 있으므로 전류 제어의 성능에 대한 고려가 필요하다.

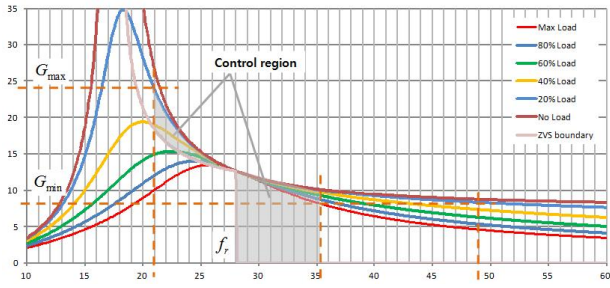


Fig. 9. Voltage gain of LLC resonant inverter at $V_s = 290[\text{Vrms}]$ $v_{AK} = -3.4[\text{kV}]$ with modified parameters.

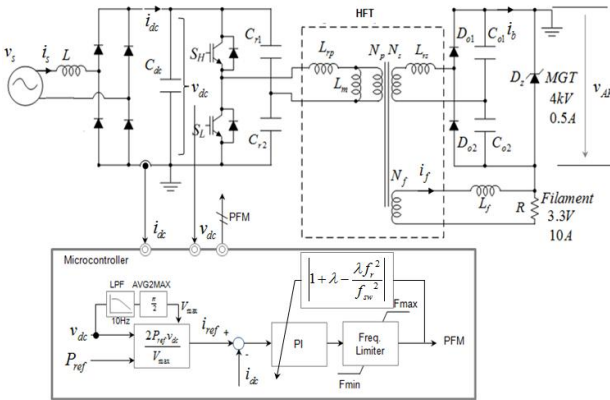


Fig. 10. Proposed digital power control block diagram.

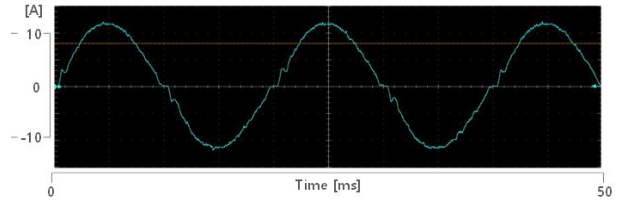
그림 8은 마그네트론 전압 $v_{AK} = -3.4[\text{kV}]$ 에서의 전압 이득 곡선을 나타낸다. 최대 승압비 $G_{\text{max}} = 24.11$, 최소 승압비 $G_{\text{min}} = 11$ 이고, 마그네트론 초기 상태에서의 전압 이득 곡선에 비해 낮은 승압 기울기를 갖고 있으나 ZVS내의 제어 영역이 확보되어 제어가 가능하다.

그림 9는 최대 주파수 범위를 판단하기 위해 최대 주파수 조건인 전원 전압 $290[\text{Vrms}]$, $v_{AK} = -3.4[\text{kV}]$ 에서의 전압 이득 곡선이다. 최대 승압비 $G_{\text{max}} = 24.11$, 최소 승압비 $G_{\text{min}} = 8.29$ 이고, 20% 부하에서의 최대 주파수는 $49[\text{kHz}]$ 로 $60[\text{kHz}]$ 이하의 설계 사양을 만족한다.

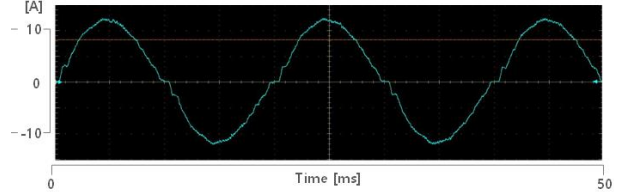
5. 제안한 가변 출력 제어

고조파 성능을 개선하기 위해 ZVS내 제어 가능 영역의 확보와 함께 부하에 따른 전압 이득의 순시 변화에 대응하는 출력 제어기의 성능 개선이 요구된다.

본 연구에서는 부하에 따라 가변되는 전압 이득에 대해 가변 PI 이득을 갖는 전류 제어기를 이용하여 순시 부하 변화에 따른 고조파 성능을 개선한다. 그림 10은 전체 제어기의 블록 다이어그램을 나타낸다. 제안된 출력 제어 방식은 출력 지령으로부터 순시 전류 지령을 발생시키는 순시 전류 지령 발생기와 전류 제어기, 지령 주파수에 따라 PI 제어기의 이득을 가변하는 가변 제어 이득 발생기로 구성된다.



(a) Initial operation, $v_{AK} = -4.4[\text{kV}]$



(b) heated condition, $v_{AK} = -3.4[\text{kV}]$

Fig. 11. Input current waveform at 1840W.

5.1 가변 제어 이득 발생기를 갖는 PI 제어기

LLC 공진형 인버터의 전압 이득 M_v 는 식 (1)에서 보는 바와 같이 Q 인자와 스위칭 주파수에 따라 가변됨을 알 수 있다^{[7]-[9]}. 따라서 고정 이득을 갖는 PI제어기를 적용하는 경우 주파수 영역에 따라 제어 성능이 달라지게 되어 고조파 리플을 발생시킨다^[5]. 동일한 제어 성능을 구현하기 위해서는 전압 이득 M_v 의 역수 항을 피드백 전류에 보상하는 방법이 있으나, $50\mu\text{s}$ 전류 제어기내에서 순시적으로 M_v 의 역수 항을 연산해야 하고, 임피던스 산포에 따른 오차, 공진 전압을 감지해야 하는 문제를 가지고 있어 적용하기가 어렵다. 본 연구에서는 연산이 간단한 무부하에서의 전압 이득의 역수 항을 이용하여 PI 제어기의 가변 이득을 제안한다.

무부하에서의 전압이득 M_v 의 역수 항은 식 (1)에서 $Q = 0$ 으로 두면 식 (4)과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

$$\frac{1}{M_v} = 1 + \lambda - \frac{\lambda f_r^2}{f_{sw}^2} \quad (4)$$

식 (4)를 이용하여 스위칭 주파수 f_{sw} 에 따라 PI제어기의 이득을 가변함으로써 전류 제어기 성능을 개선한다.

6. 실험

그림 11은 개선된 공진 설계와 제안된 가변 이득을 적용한 전류 제어기에서 마그네트론 초기 상태와 30분 가열한 상태에서의 입력 전류 파형이다. 마그네트론이 가열이 되어 마그네트론 전압이 변화하더라도 전류 리플이 개선됨을 알 수 있다.

그림 12는 고조파 시험 규격 EN61000-3-2 Class A 시험 결과이다. 최대 출력은 1850W, 역률은 99.7%이고, 전체 고조파 규격에 대해 만족하고 있으며 정현적으로 전류 제어되고 있음을 확인하였다.

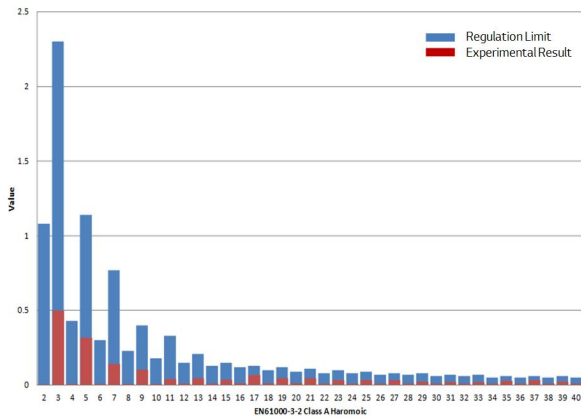


Fig. 12. Harmonic test EN61000-3-2 Class A result.

7. 결 론

본 논문은 전자레인지용 인버터의 고조파 성능을 개선하기 위해 LLC 공진형 인버터의 파라미터 개선과 가변 PI 이득을 갖는 전류 제어기를 제안하였다. LLC 공진형 인버터는 마그네트론 전압, 출력, 입력 전압에 따라 이득 곡선이 크게 변하므로 고조파 성능을 만족시키기 위해서는 ZVS 영역의 확보와 이득 곡선의 변화를 추종하는 제어기가 요구된다. LLC 공진형 인버터의 파라미터 개선은 마그네트론이 가열된 상태에서도 ZVS 영역을 확보하였고, 가변 PI 이득을 갖는 전류 제어기는 순시 이득 곡선 변화에 따른 고조파 억제 성능을 개선하였다. 제안된 제어기의 검증을 위해 1200W 고조파 출력을 갖는 전자레인지에서 실험을 통해 그 타당성을 검증하였다. 기존의 성층 철심형 HVT를 적용한 전자레인은 국가별 전원 전압, 주파수, 전자레인지 출력에 대해 각각 다른 HVT를 적용해야 하므로 여러 모델이 개발되어야 하는 단점이 있으나 인버터 방식 전자레인은 전원환경 및 출력에 대해 가변할 수 있고, 제안된 고조파 억제 성능 기술을 통해 유럽과 같은 고조파 규제 지역 및 향후 규제 지역에 대해서도 동일 인버터로의 적용을 가능하게 하였다.

References

- [1] 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.
- [2] Y. Defuchi, S. Moiseev, 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.
- [3] H. Kako, T. Nakagawa, and R. Narita, "Development of compact inverter power supply for microwave oven," *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, pp. 611-616, 1991.
- [4] 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*, 2000.
- [5] K. Kang, H. G. Kim, and H. Cha, "Digital power control of LLC resonant inverter for microwave oven," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, Oct. 2017.
- [6] K. Kang, H. G. Kim, and H. Cha, "Start-up control of LLC resonant inverter for microwave oven application," *The Transactions of the Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 22, No. 5, Oct. 2017.
- [7] S. D. Simone, C. Adragna, C. Spini, and G. Gattavari, "Design oriented steady state analysis of LLC resonant converter based on FHA," *SPEEDAM 2006*, pp. 200-207, 2006.
- [8] H. Choi, "Analysis and design of LLC resonant converter with integrated transformer," in *APEC 2007*, pp. 1630-1635, 2007.
- [9] B. Lu, W. Liu, Y. Lian, F. C. Lee, and J. D. van Wyk, "Optimal design methodology for LLC resonant converter," in *APEC 2006*, pp. 533-538, 2006.
- [10] 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, Jun. 2000.
- [11] W. Y. Lee, G. B. Chung, and P. S. Shin, "A design of phase-shifted FB-ZVS PWM converter for driving magnetron and its average anode current controller," in *ICPE 2001*, pp. 140-145, 2001.
- [12] T. Miyauchi, I. Hirota, H. Omori, H. Terai, M. Abdullah Al, and M. Nakaoka, "Constant frequency adjustable power active voltage clamped soft switching high frequency inverter using the 4th-generation trench-gate IGBTs," in *International Conference on Power Electronics*, pp. 236-241, 2001.
- [13] J. B. Jeong, J. E. Yeon, and H. J. Kim, "Single stage resonant power supply for driving magnetron device," *The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers B*, Vol. 53, No. 10, pp. 625-633, 2004.
- [14] L. P. Pietta, et al., "Modelling and control of a high-frequency magnetron power supply for microwave heating applications," in *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)*, 2015 IEEE 13th Brazilian, IEEE, 2015.
- [15] 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.
- [16] M. Pahlevaninezhad, H. Farzanefard, R. Motahari, H. Pahlevaninezhad, A. R. Jeyhani, and H. Askaripoor,

“Analysis and implementation of a LLC resonant converter for magnetron modulator,” in *ICIT 2006*, pp. 998–1003, 2006.

- [17] B. Yang, F. C. Lee, A. J. Zhang, and G. Huang, “LLC resonant converter for front-end DC to DC conversion,” in *APEC 2003*, pp. 605–609, 2003.
- [18] D. Huang, S. Ji, and F. C. Lee, “LLC resonant converter with matrix transformer,” *IEEE Trans. PE*, Vol. 29, No. 8, pp. 464–469, 2014.



강계룡(姜桂龍)

1973년 12월 5일생. 1999년 경남대 전기공학과 졸업. 2002년 부산대 전기공학과 졸업(석사). 2017년 현재 경북대 전자공학부 제어시스템전공 박사과정. 2003년~현재 LG 전자 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. 당 학회 국제이사.

국전기연구원 스마트그리드연구본부 선임연구원. 현재 경북대 에너지공학부 부교수. 당 학회 국제이사.