Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers (2020) 34(3) : 48～56
http://doi.org/10.5207/JIEIE.2020.34.3.048 ISSN 1229-4691(Print) ISSN 2287-5034(Online)
논문 34-3-7

개선된 LCC 공진형 컨버터 기반의 마그네트론 열음극 전원 설계

(Design of the Heater Power Supply Based on the Modified LCC Resonant Converter)

정우철* · 박수미* · 안재범* · 류홍제*
(Woo-Cheol Jeong · Su-Mi Park · Jae-Beom Ahn · Hong-Je Ryoo)

Abstract

To drive a magnetron used for microwave generation, a power supply which heats the cathode inside the magnetron is required. This paper describes a design and implementation of a heater power supply to heat the cathode of a magnetron. To reduce conduction loss and switching loss, the converter was designed based on the modified LCC resonant converter. To deal with the filament impedance that varies with temperature, a constant current constant voltage(CCCV) control was applied. Also, the starting peak current of the heater power supply, which is consideration to operate magnetron, was controlled by simple method. Through the PSPICE simulation and experimental results with a halogen lamp to simulate load condition, the operation of converter and CCCV and the starting peak current control were verified.

Key Words : Magnetron, Heater Power Supply, LCC Resonant Converter, CCCV Control, Starting Peak Current

1. 서 론

수 GHz의 마이크로파를 발생시키는 2극 진공관 전자부품들 중 하나인 마그네트론은 전자레인지, 조명기기, 입자 가속기 또는 레이더 등과 같이 가전 기기, 산업, 의료, 국방 등 다양한 응용분야에 적용되며, 마이크로파의 발생을 위해 마그네트론 내부의 열음극의 가열을 통해 방출된 열전자에 수십-kV의 전압을 인가하여 RF 전기장을 생성하는 과정을 거친다. 이 때 필요한 전원을 공급하기 위해 열음극 전원 장치와 고전압 펄스 전원 장치가 이용된다. 구조 상 열음극은 고전압 펄스 전원 장치의 출력 단에 위치하기 때문에 열음극 전원 장치는 수십-kV의 고전압 펄스 출력에 대한 절연 성능을 필요로 한다[1-4].

본 논문에서는 열음극 전원 장치의 고전압 절연을 위해서 1차측과 2차측 사이에 변압기가 있는 구조를 채택하였다. 하지만 1, 2차측 사이에 변압기가 있는 토폴로지를 사용하는 경우, 변압기로 인한 크기 및 무게의 증가로 인해 소형, 경량화 및 전력 밀도 향상에 대

† Corresponding Author : Professor, Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University
* Integrated M.S. and Ph.D course, Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University
Tel : 02-820-5178, Fax : 02-3280-5867
E-mail : hjryoo@cau.ac.kr
Received : 2020. 1. 3. / Revised : 2020. 1. 9.
Accepted : 2020. 1. 21.

Copyright ⓒ 2020 KIIEE All right's reserved
This is an Open-Access article distributed under the terms of the Creative Commons Attribution Non-Commercial License (http://creativecommons.org/licenses/by-nc/3.0/)which permits unrestricted non-commercial use, distribution, and reproduction in any medium, provided the original work is properly cited.

한 어려움이 있다. 이 때 컨버터의 동작 주파수를 증가시키면 변압기의 크기 및 무게를 비교적 줄일 수 있다. 하지만 동작 주파수를 증가시킬수록 컨버터의 스위칭 손실이 증가하기 때문에 이는 trade-off 관계에 있다. 또한 필라멘트를 가열하기 위해 도통되는 전류에 의한 도통 손실도 주요 고려 사항이다[5-6].

따라서 본 논문에서는 1차측과 2차측 사이에 변압기가 있는 토폴로지 중 개선된 LCC 공진형 컨버터를 채택하여 스위칭 손실과 도전 손실을 저감하였다. 개선된 LCC 공진형 컨버터는 각 스위치의 턴-온 시에 역병렬 다이오드로 전류가 흐르도록 설계되어 Zero voltage switching(ZVS) 조건을 만족하며, 스너버 커패시터를 이용하여 턴-오프 손실을 저감한다. 또한 특수한 설계로 Crest factor 및 전류 RMS 값을 줄임으로써 도전 손실을 줄였으며, 스너버 커패시터의 방전을 위한 에너지를 확보하여 더 큰 커패시턴스 값을 갖는 스너버 커패시터가 사용이 가능하다는 장점이 있다[7-12].

한편 열음극은 초기에는 매우 낮은 임피던스를 갖지만 온도가 올라갈수록 저항이 커지는 특성을 가지고 있다. 따라서 초기에는 비교적 큰 전류가 흐르고, 온도가 올라갈수록 임피던스가 커져서 비교적 큰 전압이 걸리게 된다. 따라서 이러한 부하 특성에서도 열음극 전원 장치가 요구되는 출력 범위 내에서 동작하도록 정전압, 정전류(Constant current constant voltage, CCCV) 제어가 적용되었다[13-14].

또한 마그네트론의 요구 사항 중 하나인 열음극 전원 장치의 시동 시 피크 전류(Starting peak current) 제한을 만족시키기 위해 컨트롤러에 간단한 회로를 구성하여 시동 시에 전류가 급증하지 않고 천천히 목표 전류 값에 도달하도록 설계하였다.

본 논문에서는 PSPICE 시뮬레이션을 통하여서 설계된 컨버터의 출력 및 주요 파형들을 검증하였으며, 최대 15V, 15A 출력이 가능한 개선된 LCC 공진형 컨버터 기반의 열음극 전원 장치와 LCC 공진형 컨버터 제어용 집적회로(Intergrated Circuit,IC)를 중심으로 주변 회로를 구성한 컨트롤러를 제작하였다. 제작된 열음극 전원 장치를 저항 부하 조건에서의 실험하여 최대 출력을 검증하였으며, 마그네트론의 열음극 부하 조건을 모의하기 위해서 12V, 100W 정격의 차량용 필라멘트 램프를 병렬 연결한 모의 부하를 구성하고, 모의 부하 실험 결과를 통하여 10V, 10A CCCV 제어 및 시동 시 피크전류 제어를 검증하였다.

2. 개선된 LCC 공진형 컨버터 토폴로지의 분석

LCC 공진형 컨버터는 Fig. 1.와 같이 직렬 공진 인덕터(L_s)와 직렬 공진 커패시터(C_s)가 연결된 직렬 공진형 컨버터에 병렬 공진 커패시터(C_p)를 추가한 형태이다. 본 논문에서 분석을 위하여 이용한 토폴로지는 1차측에 스위치 4개($S1 \sim S4$)로 이루어진 풀브릿지 구조와 2차측에 4개의 다이오드로 이루어진 정류부 구조를 사용하였지만, 필요에 따라 다른 구조로도 구성이 가능하다. 구성 본 논문에서 이용한 개선된 LCC 공진형 컨버터는 직렬 공진 커패시턴스는 매우 크게, 병렬 공진 커패시턴스는 매우 작게 설계한 것을 특징으로 하며, 직렬 공진 인덕턴스는 변압기의 기생 인덕턴스를 이용한다. 이 때의 각 모드별(M1~6) 파형은 그림 2와 같으며, 위부터 차례로 풀브릿지 구조의 출력 전압(V_{FB}), 공진 전류(i_{Ls}), 2차측 병렬 공진 커패시터 전압(V_{Cp}), 1차측 직렬 공진 커패시터 전압(V_{Cs})의 파형을 나타낸다[12]. 그리고 개선된 LCC 공진형 컨버터 토폴로지의 각 구동 모드별 등가회로는 그림 3과 같다.

Mode 1(M1) : $t_1 \sim t_2$

M1이 시작하기 전에, t_0에서 S2와 S3가 턴-오프된다. 이 때 S1과 S4는 역병렬 다이오드가 도통되어 양단 전압이 0이기 때문에 Zero voltage switching (ZVS)의 조건을 만족한다. 따라서 t_0 이후에 S1과 S4는 ZVS 턴-온된다. t_1에서 i_{Ls}의 극성이 변하면 미리 턴-온되어있던 S1과 S4로 전류가 도통되며 이 때의 등가 회로는 그림 3-(a)와 같다.

M1은 C_p를 빠르게 충전하는 구간으로, 병렬 공진 주파수(f_{op})가 스위칭 주파수(f_s)에 비해 매우 큰 값을 갖도록 병렬 공진 커패시턴스 값을 충분히 작게 설계

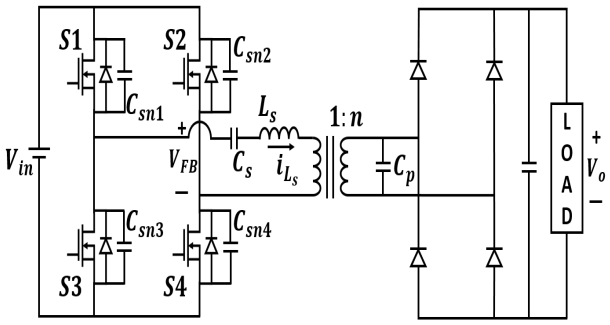

Fig. 1. Diagram of the LCC resonant converter

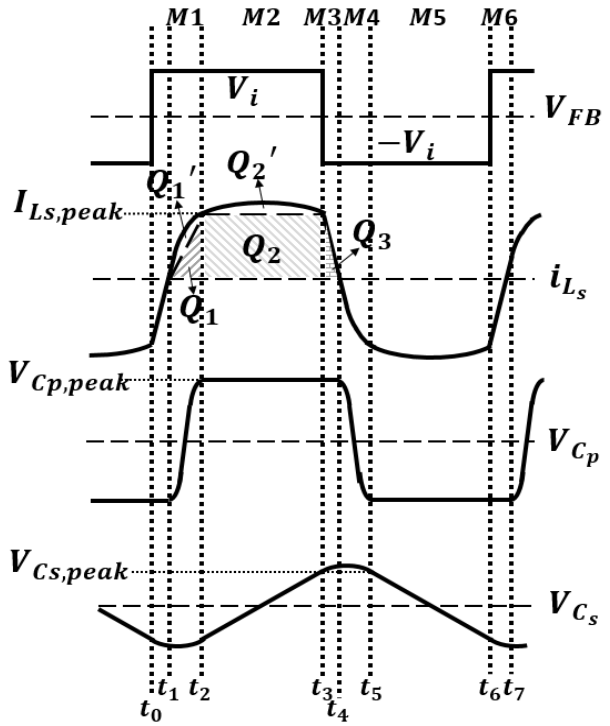

Fig. 2. Waveforms of the modified LCC resonant converter

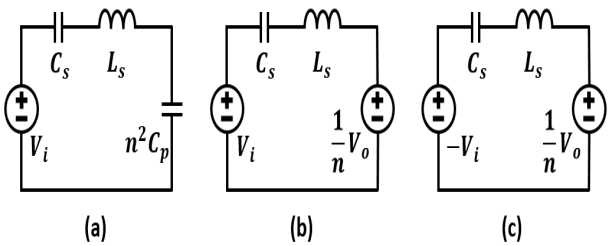

Fig. 3. Equivalent circuits of the operation mode (a) : M1 (b) : M2 (c) : M3

하여 C_p가 빠르게 충전되도록 한다. 이 때 i_{Ls}의 기울기가 매우 크기 때문에 Q_1'은 무시할 수 있으며, 정류부의 다이오드 때문에 V_{Cp}는 출력 전압(V_o)까지만 충전되므로 $V_{Cp,peak} = V_o$이다.

Mode 2(M2) : $t_2 \sim t_3$

$V_{Cp}(t) = V_o$까지 충전되면 정류부 다이오드가 도통되며 이 상태가 M2 내내 유지된다. 따라서 M2에서의 C_p는 그림 3-(b)처럼 전압원으로 등가할 수 있다. 한편 C_p가 전압원으로 등가되었기 때문에 이 구간에서는 직렬 공진 컨버터의 특성을 갖는다. 이 때 직렬 공진 주파수(f_{os})가 f_s보다 매우 작도록 C_s의 커패시턴스를 매우 크게 설계하면 직렬 공진 주기($T_{os} = 2\pi\sqrt{L_sC_s}$)가 스위칭 주기($T_s$)에 비해 매우 길어져서 공진 전류 파형의 변화가 매우 작다. 따라서 Q_2'를 무시할 수 있다.

또한 등가회로 상에서 L_s의 양단 중 한 쪽에는 입력 DC 전압, 반대 쪽에는 출력 DC 전압의 턴수비가 곱해진 전압이 걸리게 된다. 따라서 턴수비에 따라 L_s 양단 전압 크기가 달라져서 i_{Ls} 파형의 기울기가 달라지고 형태를 성형할 수 있음을 알 수 있다. 특히 $V_i = \frac{1}{n}V_o$가 되도록 턴수비를 설계하면 M2에서 L_s의 양단 전압이 0이 되므로 그림 2와 같이 사다리꼴의 공진 전류 파형을 얻을 수 있다.

Mode 3(M3) : $t_3 \sim t_4$

M3에서는 S1과 S4가 턴-오프되며, V_{FB}의 극성이 바뀌게 되며 이와 관련된 등가회로는 그림 3-(c)와 같다.

L_s의 양단에 걸리는 전압은 음의 값이 되어서 i_{Ls}가 감소하게 된다. i_{Ls}의 기울기는 음수가 되지만, 전류의 방향 자체는 바뀌지 않는다. 따라서 S2와 S3에 병렬로 연결되어 있는 스너버 커패시터(C_{sn2}, C_{sn3})를 방전시킨 뒤 역병렬 다이오드로 공진 전류가 흐르게 되어 S2와 S3의 양단 전압은 0이 되므로 M3에서 S2와 S3의 ZVS 턴-온이 가능하다. 반면 턴-오프된 S1, S4의 스너버 커패시터(C_{sn1}, C_{sn4})에는 입력 전압만큼의 전압이 충전된다.

Mode 4~6(M4~6) : $t_4 \sim t_7$

공진 전류의 감소가 지속되어 극성이 바뀌면 M4가 시작된다. M4~6는 M1~3의 분석과 같기 때문에 생략한다.

본 논문에서 적용한 개선된 LCC 공진형 컨버터는 f_{op}가 f_s에 비해 매우 크도록 병렬 공진 커패시턴스 값을 충분히 작게 설계하여 C_p가 빠르게 충전된 뒤 전압원으로 등가되기 때문에 스위칭 주기의 대부분은 직렬 공진 컨버터로 분석이 가능하다. 이 때 T_{os}가 T_s에 비해 매우 크도록 C_s 값을 설계하고 턴수비를 적절히 설계하여 공진 전류 파형을 사다리꼴로 만들 수 있다. 추가적으로, 동작 주파수 범위를 공진 주파수 이상의 영역을 이용하기 때문에 동작 주파수와 출력은 반비례의 관계다.

앞선 구동 모드별 분석에서도 알 수 있듯이, LCC 공진형 컨버터는 스위치들의 역병렬 다이오드로 전류가 흐를 때 턴-온되기 때문에 ZVS 스위칭이 가능하여 턴-온 손실을 줄일 수 있다는 장점이 있다. 또한 공진 전류 파형을 사다리꼴로 만들어 Crest factor를 낮추고, RMS 값을 낮춰서 도전 손실을 줄일 수 있는 장점이 있다. 또한 스위치가 교번하는 시점의 공진 전류 값이 비교적 커서 스너버 커패시터를 효과적으로 방전시킬 수 있기 때문에 비교적 큰 커패시턴스를 갖는 스너버 커패시터를 사용하여 턴-오프 손실을 줄일 수 있다.

결론적으로 개선된 LCC 공진형 컨버터로의 적절한 설계를 통한 도전 손실과 스위칭 손실의 저감으로, 컨버터의 효율을 증대시킬 수 있다.

3. Filament power supply의 설계 및 제작

본 논문에서 목표로 하는 열음극 전원 장치의 설계 요구 조건은 Table 1에 도시한 것처럼 44V DC 입력을 통해 최대 15V, 15A의 출력이 가능해야 하며, 출력 전압과 전류의 주요 동작 범위는 (~10V, ~10A)이다. 이를 위해 정전압, 정전류 제어가 가능해야 하며, 시동시 피크 전류는 17A보다 작아야한다.

Table 1. Specification of the filament power supply

Input voltage	$44\,V_{DC}$
Maximum output voltage	$15\,V$
Maximum output current	$15\,A$
Operating output voltage range	~ $10\,V$
Operating output current range	~ $10\,A$
Starting peak current limit	$17\,A_{peak}$

3.1 개선된 LCC 공진형 컨버터의 설계

구동 모드 분석 시에 참조한 논문에서 제공한 수식을 참고하여 설계된 열음극 전원 장치용 개선된 LCC 공진형 컨버터의 설계 변수들은 Table 2와 같다. 이는 부하 조건에 따라 상당한 경부하까지 출력이 가능해야함을 고려하여 설계되었다. 본 논문에서는 2차측이 고압 음극에 결선되는 필라멘트 전원장치의 효과적인 절연을 위하여 일체의 오일 함침 등을 사용하지 않고 변압기 2차측이 단일턴으로 구성되는 60kV 고전압 절연케이블을 이용하고 2차측 정류부가 고압단에 위치하는 형태로 설계되었으며, 향후 절연과 관련된 실증 시험이 수행될 예정이다.

Table 2의 설계 변수를 이용한 PSPICE 시뮬레이션 회로는 Fig. 4.에 도시하였으며, 최대 15V, 15A 출력 조건 관찰을 위해 1Ω 부하 저항을 이용하였다.

시뮬레이션 결과 파형은 Fig. 5.와 같으며, 위부터 차례로 Fig. 1.에서의 V_{FB}, $i_{Ls}(t)$, V_o를 나타낸다.

PSPICE 시뮬레이션을 통하여서 설계한 컨버터가 목표한 최대 15V, 최대 15A 전압, 전류 조건을 만족함을 확인하였다. 또한 공진 전류 파형이 사다리꼴에 근접한 형태를 갖는 것을 확인하였으며, 이 때의 V_{FB}의 극성 변화로 알 수 있는 스위칭 타이밍에 각 스위치의 역병렬 다이오드로 전류가 흐르며 ZVS 턴-온이 가능한 것을 확인할 수 있다.

Table 2. Designed specification of the modified LCC resonant converter for filament power supply

V_i	V_o	N_1	N_2	$f_{s,\min}$	C_s	C_p	C_{sn}
44V	15V	3	1	275kHz	33uF	1uF	3nF

3.2 컨트롤러의 주요 구성

컨트롤러는 LCC 공진형 컨버터 구동을 위한 IC 중 TI 사의 NCP1395를 이용하였으며, IC를 기준으로 주변 회로 구성을 통해 설계되었다. 본 논문에서 설명하고자 하는 주변 회로에 관해 요약된 회로도는 Fig. 6.과 같다. 먼저 CCCV 제어 회로는 두 개의 PI 제어기와 두 개의 다이오드로 이루어져있다. PI 제어기는 각각 인가된 전압, 전류 센싱 값이 엔지니어가 설계한 지령 값을 추종하도록 한다. 이 때 각 PI 제어기 출력단에 달린 다이오드 때문에, 두 출력 값 중 큰 값만이 제어기 출력이 되어 컨트롤러 IC의 fb 단자로 인가되며 fb 단자로 들어온 전압 값(v_{fb})에 따라 컨트롤러 IC에서 출력되는 동작 주파수 크기가 조절되며, 동작 주파수 크기에 대한 정보가 게이트 드라이버로 전달되어 컨버터의 동작 주파수를 조절하게 된다.

또한 컨트롤러 IC는 5V 전원과 연결된 토글 스위치의 개폐 여부에 따라 ON/OFF가 결정된다. 이 때 ON/OFF 단자와 fb 단자 사이에 시동 시 피크 전류 제

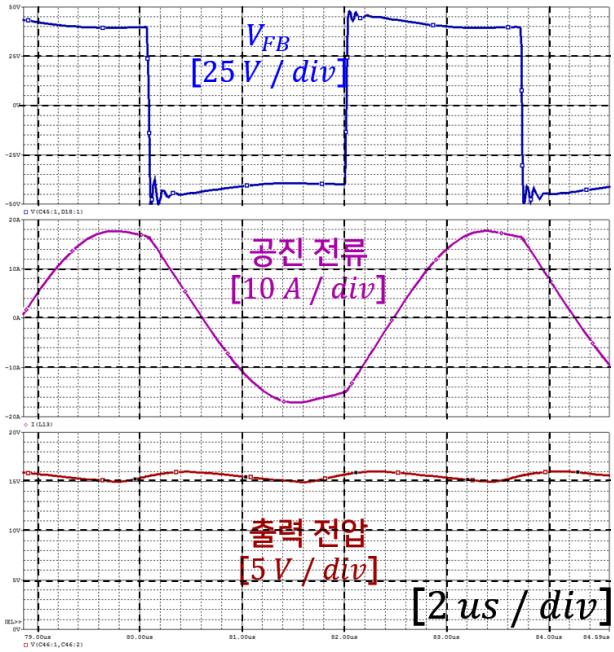

Fig. 5. Waveforms of the PSPICE simulation

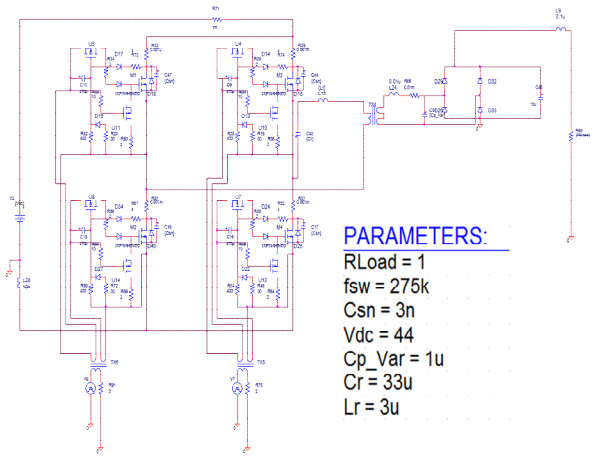

Fig. 4. Schematic circuit for simulation of the designed modified converter using PSPICE

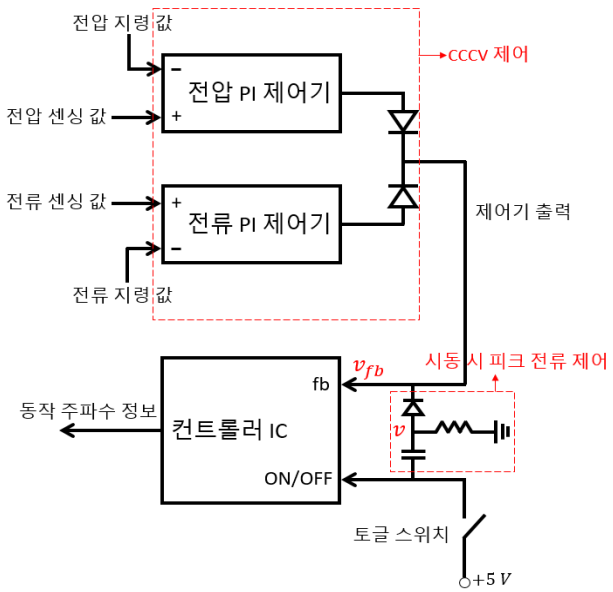

Fig. 6. Diagram of the controller IC and peripheral circuit

어를 위한 회로를 구성하였다. 열음극 전원 장치의 동작 시작을 위하여 토글 스위치를 닫으면, 5V의 전압이 ON/OFF 단자로 인가됨과 동시에 fb 단자로 들어간다. 본 논문에서 이용한 컨트롤러 IC는 v_{fb}와 동작 주파수 크기가 비례 관계이고, 5V의 전압 크기는 v_{fb}는 범위 중 큰 편에 속하기 때문에 매우 큰 동작 주파수로 동작하게 된다. 또한 개선된 LCC 공진형 컨버터가 공진 주파수 이상의 주파수 영역에서 동작하므로 매우 큰 동작 주파수는 곧 컨버터의 아주 낮은 출력을 의미한다. 따라서 열음극 전원 장치의 시동 시 출력은 매우 낮은 값을 갖는다. 하지만 초기에는 단락 회로로 등가할 수 있는 시동 시 피크 전류제어 회로 내부의 커패시터가 RC 시정수를 따라 충전되면 Fig. 6. 상의 전압 v는 점차 감소하게 되며 제어기 출력 v_{fb}보다 작아지는 시점부터는 시동 시 피크 전류 제어 회로 내부의 다이오드가 개방되기 때문에 v_{fb} 값에 의한 정상적인 제어가 이루어지게 된다. 본 논문에서는 컨트롤러 IC가 fb 단자 전압과 동작 주파수가 비례 관계이며 동작 주파수와 컨버터 출력이 반비례 관계인 구성이지만, 시동 시 피크 전류 제어 회로의 변형을 통해 다른 관계의 구성에서도 응용할 수 있을 것으로 예상된다.

4. 실험 결과

열음극 전원 장치를 위한 개선된 LCC 공진형 컨버터 동작과 관련 제어의 검증을 위해 제작한 회로 구성은 Fig. 7.과 같다. 컨버터의 풀브릿지 회로 스위치는 IRFI540N(100V/20A MOSFET)로 구성되었으며, 출력 정류부의 다이오드는 VT4045BP-M3(45V/40A Diode)로 구성되었다. 1차측, 2차측 사이에서 전력을 전달하기 위한 파워 변압기는 PC47/EI30 코어를 이용하였다. 컨버터의 최대 출력 전압, 전류 검증을 위하여 1옴 부하 저항을 구성하여 실험하였으며, 추후 모의 부하로 대체하여 실험을 진행하였다. 모의 부하는 온도에 따라 임피던스가 변화하는 열음극의 특성을 모의하기 위해서 12V, 100W 정격의 차량용 필라멘트 램프를 사용하였다. 차량용 필라멘트 램프 역시나 초기 저항은 낮고 온도가 상승함에 따라 부하 저항이 증가하는 특성을 갖고 있으며, 차량용 필라멘트의 정격 조건을 고려하여 2직2병 구조로 램프를 연결하여 모의 부하로 이용하였다.

Fig. 8.은 1옴 부하 저항 조건에서의 파형이다. (a)는 최소 주파수로 구동한 최대 출력 조건이고, 목표한 최대 출력 전압을 확인할 수 있으며 전류 또한 최대 출력 전류인 15A임을 검증하였다. 이 때 출력 전압의 리플 성분이 5V 정도로 계측되었으며, 이는 시뮬레이션 때보다 작은 출력 커패시터를 부착한 것이 원인이다. 그러나 열적 시정수가 리플의 시정수보다 굉장히 느리기 때문에 이러한 리플은 필라멘트의 열 발생에 있어 영향을 주지 않는다[15].

또한 1차측 스위치 드레인-소스 전압을 통해 스위칭 타이밍을 알 수 있으며 이와 공진 전류 파형을 비교해보면 구동 모드 분석과 동일하게 ZVS 조건을 만족하며 턴-온되는 것이 검증되었다. (b)는 최대 주파수로 구동한 최소 출력 조건이고, 거의 0 출력까지 가능하기 때문에 시동 시에 피크 전류 값을 0부터 시작할 수 있다.

Fig. 9.는 모의 부하 조건에서의 실험 파형이며 (a)는 시동 시 피크 전류 제어 회로를 구성하기 전의 파형이다. 1s 시점에서 열음극 전원 장치가 시동되며 이때 피크 전류가 약 17.5A까지 상승하는 것을 확인할 수 있다. 이를 해결하기 위해 시동 시 피크 전류 제어 회로를 구성한 뒤의 파형은 (b)에 도시되었다. 역시나 1s 시점에서 열음극 전원 장치가 시동되지만 전류가 급격하게 상승하지 않고 0에서부터 시작하여 천천히



Fig. 7. Photographs of the filament power supply

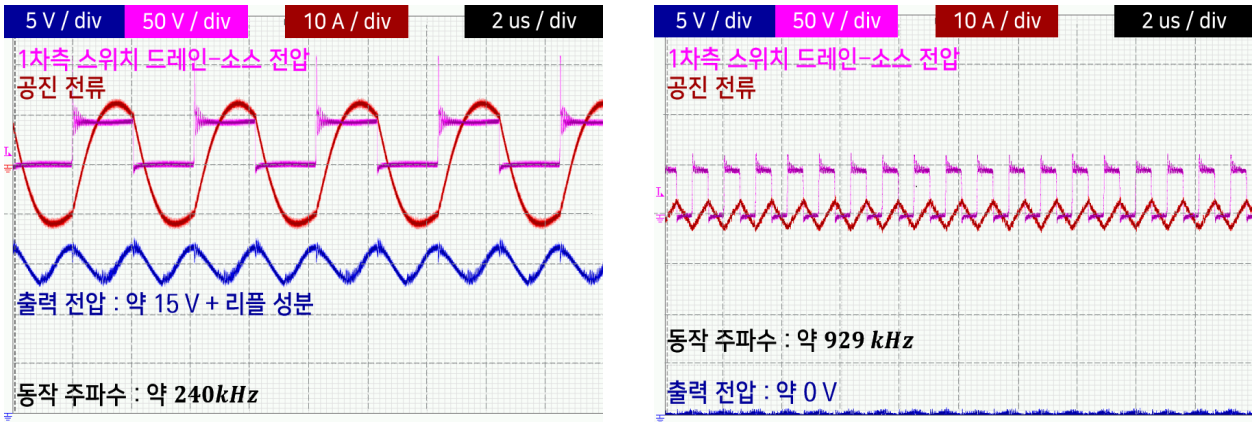

Fig. 8. Experimental waveforms with 1Ω resistor load (a) Maximum output (b) Minimum output

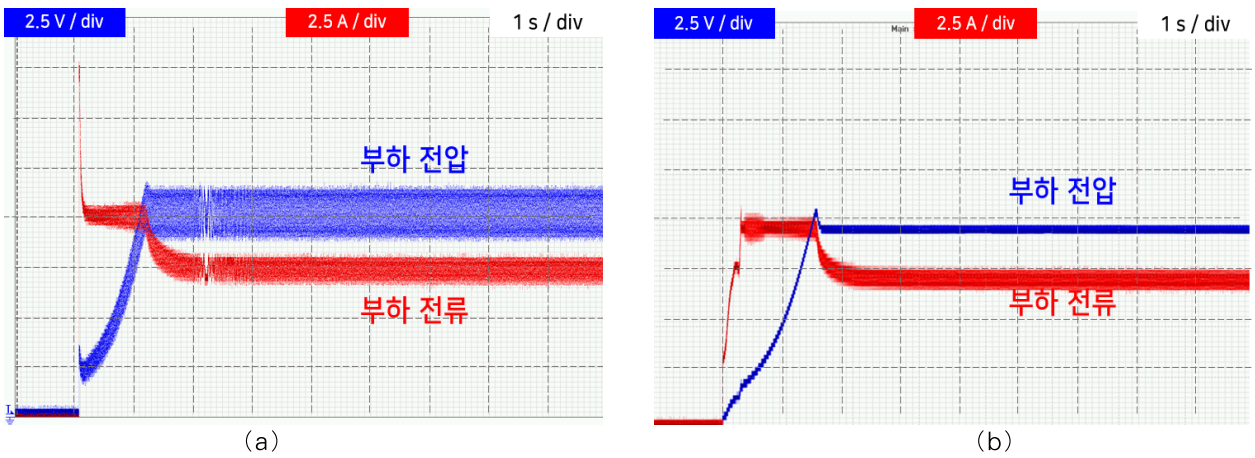

Fig. 9. Experimental waveforms with simulated load
(a) without starting peak current control (b) with starting peak current control

상승하는 것을 확인할 수 있다. 또한 초기에는 열음극 모의 부하의 저항 값이 낮아서 비교적 큰 전류가 흐르지만 CCCV 제어에 의해 10A 이상으로는 증가하지 않으며, 모의 부하의 온도가 상승함에 따라 저항이 커지면 비교적 높은 전압이 걸려야 하지만 역시나 CCCV 제어에 의하여 10V로 제한되는 것을 검증하였다.

5. 결 론

마그네트론 구동을 위한 최대 15V, 15A 출력의 열음극 전원 장치를 개선된 LCC 공진형 컨버터 토폴로지를 적용하여 설계하였으며, 시뮬레이션과 실험 결과를 토대로 최대 출력 전압, 전류 조건을 만족하고 ZVS 턴-온이 가능하며 원하는 전류 파형을 얻을 수 있음을 검증하였다. 이로서 스위칭 손실과 도전 손실의 저감 및 효율 증가의 효과를 기대할 수 있다. 또한 마그네트론의 열음극 부하의 특성을 모의한 부하를 이용한 실험을 통하여 변동하는 부하 조건에서도 CCCV 제어를 통해 출력 전압과 출력 전류가 10V/10A 범위를 벗어나지 않음을 확인하였으며, 마그네트론의 요구 사항을 만족시키기 위해 시동 시 피크 전류 문제를 해결하였음을 검증하였다.

Acknowledgement

이 성과는 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 연구임.
(No.NRF-2017R1A2B3004855)

References

[1] Jang. S. R., Ahn. S. H., Ryoo. H. J., and Kim. J. S., "Design of High-efficiency Soft-switching Converters for High-power Microwave Generation," Journal of the Korean Physical Society, Vol. 59, No. 6, December 2011, pp. 3688 ~3693.
[2] Jang. S. R., Ryoo. H. J., Ahn. S. H., Kim. J. S., and Rim. G. H., "Development and optimization of high-voltage power supply system for industrial magnetron," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, VOL. 59, NO. 3, MARCH 2012.
[3] Woo. Y. J., Lee. M. C., Lee. K. C., and Cho. G. H., "One-chip class-E inverter controller for driving a magnetron," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 56, no. 2, pp. 400 - 407, Feb. 2009.
[4] M. Nakaoka, B. Saha, H. Sugimura, Moon. S. P., E. Hiraki, and H. Omori, "Direct high frequency soft switching inverter type ac - dc power converter with boost function for consumer magnetron drive," in Proc. 33rd Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc., Nov. 2007, pp. 1336 - 1341.
[5] Witulski. A. F. and Ericson. R. W., "Steady-state analysis of the series resonant converter," in IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. AES-21, NO. 6 NOVEMBER 1985.
[6] Witulski. A. F. and Ericson. R. W., "Design of the series resonant converter for minimum component stress," in IEEE TRANSACTIONS ON AEROSPACE AND ELECTRONIC SYSTEMS VOL. AES-22, NO. 4 JULY 1986.
[7] A. J. Gilbert, C. M. Bingham, D. A. Stone, and M. P. Foster, "Normalized analysis and design of LCC resonant converters," IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 6, pp. 2386 - 2402, Nov. 2007.
[8] T. B. Soeiro, J. Muhlethaler, J. Linn " er, P. Ranstad, and J. W. Kolar, "Automated design of a high-power high-frequency LCC resonant converter for electrostatic precipitators," IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 60, no. 11, pp. 4805 - 4819, Nov. 2013.
[9] M. C. Tsai, "Analysis and implementation of a full-bridge constantfrequency LCC-type parallel resonant converter," Proc. IEE Electric Power Appl., vol. 141, no. 3, pp. 121 - 128, May 1994.
[10] H. I. Sewell, M. P. Foster, C. M. Bingham, D. A. Stone, D. Hente, and D. Howe, "Analysis of voltage output LCC resonant converters, including boost mode operation," Proc. IEE Electric Power Appl., vol. 150, no. 6, pp. 673 - 679, Nov. 7, 2003.
[11] A. J. Gilbert, D. A. Stone, and C. M. Bingham, "Rapid design of LCC current-output resonant converters with reduced electrical stresses," Electron. Lett., vol. 41, no. 6, pp. 365 - 366, Mar. 17, 2005.
[12] Jang. S. R., Yu. C. H., and Ryoo. H. J., "Trapezoidal approxiation of LCC resonant converter and design of a multistage capacitor charger for a solid-state marx modulator," in IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS, VOL. 33, NO. 5, MAY 2018.
[13] Malesani. L. and Tenti. P., "A novel hysteresis control method for current-controlled voltage-source PWM inverters with constant modulation frequency," in IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 26. NO. I, JANUARYIFEBRUARY 1990.
[14] Elwell. R., Cherry. J., Fagan. S., and Fish. S., "Current and voltage controlled capacitor charging schemes," in IEEE TRANSACTIONS ON MAGNETICS, VOL. 31, NO. I. JANUARY 1995.
[15] Zhang. L., Yang. L., Yang. J., Huang. J., Liu. K., and Zuo. C., "Power supply design for the filament of the high-voltage electron accelerator," in Nuclear Instruments and Methods in Physics Research A804, 94 - 98, 2015.

Biography



Woo-Cheol Jeong

He received ~~received~~ the B.S. degree in energy systems engineering from Chung-Ang University, Seoul, South Korea, in 2019, where he is currently pursuing the integrated M.S. and Ph.D degrees with the Department of Energy System Engineering. His current research interests include soft-switched resonant converter applications and high-voltage pulsed-power supply systems.



Su-Mi Park

She received the B.S. degree in energy systems engineering from Chung-Ang University, Seoul, South Korea, in 2017, where she is currently working toward the M.S. degree with the Department of Energy Engineering. Her research interests include high-voltage dc-dc converters and solid state pulsed power modulators.



Jae-Beom Ahn

He received the B.S. degree in electronic engineering from Kook-min University, Seoul, South Korea, in 2019. He is currently pursuing the integrated M.S. and Ph.D degrees at

the Department of Energy System Engineering, Chung-Ang University, Seoul. His current research interests include power electronics and high-voltage pulse power systems.



Hong-Je Ryoo (M'17)

He received the B.S., M.S., and Ph.D. degrees in electrical engineering from Sungkyunkwan University, Seoul, South Korea, in 1991, 1995, and 2001, respectively. From 2004 to 2005, he was a Visiting Scholar with WEMPEC, University of Wisconsin-Madison, Madison, WI, USA. From 1996 to 2015, he joined the Electric Propulsion Research Division as a Principal Research Engineer, the Korea Electrotechnology Research Institute, Changwon, South Korea, where he was a Leader with the Pulsed Power World Class Laboratory, a director of Electric Propulsion Research Center. From 2005 to 2015, he was a Professor with the Department of Energy Conversion Technology, University of Science and Technology, Deajeon, South Korea. In 2015, he joined the School of Energy Systems Engineering, Chung-Ang University, Seoul, where he is currently a Professor. His current research interests include pulsed-power systems and their applications, as well as high-power and high-voltage conversions.

Prof. Ryoo is a Senior Member of the Institute of Electrical and Electronics Engineers, an Academic Director of the Korean Institute of Power Electronics, a Planning Director of the Korean Institute of Electrical Engineers, and the Vice President of the Korean Institute of Illuminating & Electrical Installation Engineers.