

고전압 용량성 결합 플라즈마 시스템의 개선된 전압 파형 출력을 위한 펄스 전류 발생장치 회로

채범석¹, 민주화¹, 서용석[†], 김현배²

Current Source Type Pulse Generator with Improved Output Voltage Waveform for High Voltage Capacitively Coupled Plasma System

Beomseok Chae¹, Juhwa Min¹, Yongsug Suh[†], and Hyunbae Kim²

Abstract

This study proposes a current source-type pulse generator to improve output voltage and current waveforms under a capacitively coupled plasma (CCP) system. The proposed circuit comprises two parallel-connected current source-type converters. These converters can satisfy the required output waveforms of plasma processing. The parallel-connected converters operate without reverse current fault by applying a time-delay control technique. Conventional voltage source converters based on pulse power supply exhibit drawbacks in short-circuit current, and problems occur when they are applied to a CCP system. The proposed pulse power supply based on a current source converter fundamentally solves the short-circuit current problem. Therefore, this topology can improve the voltage and current accuracy of a CCP system.

Key words: Capacitively coupled plasma, Current source converter, Pulse power generator, Plasma power supply

1. 서 론

플라즈마 응용 산업분야에서 최근 전력전자 기술의 도입이 활발하게 이루어지고 있다. 대표적으로 RF 발생장치나 펄스 전원장치 등에 반도체 스위치를 이용한 전력변환장치 및 제어 기법이 적용된다. 이를 통해 기존 제품 대비 전력전자 기술을 적용한 제품들은 효율 향상, 부피저감 및 에너지 밀도 증가 등의 이득을 얻고 있다. 반도체 식각 및 증착 공정에서 사용하는 펄스 전원장치는 수 kV의 전압과 100ns 미만의 전류 상승/하강 시간을 만족하는 고성능 전원장치를 요구한다. 이러한 고성능 펄스 전원장치를 개발함에 있어서 전력전자 기술은 기존의 증폭기방식 전원장치에 비해 성능 요구조건을

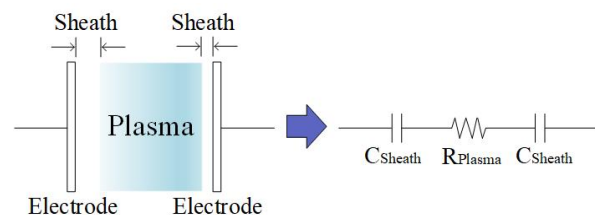


Fig. 1. Capacitively Coupled Plasma load and equivalent circuit.

충족시키기에 보다 유리한 특성을 가지고 있다^{[1]-[3]}.

펄스형 전원장치의 경우 일정한 전압원이나 전류원을 전원으로 하여 스위치의 온-오프 동작을 통해 부하쪽으로 펄스 형태의 전력을 전송하는 구조이다. 일반적으로는 전압형 컨버터를 이용하여 펄스 전원장치를 제작한다. 전압형 컨버터를 이용하는 이유는 스위치 소자의 종류가 다양하고 부하 전압을 제어하기가 용이하며 회로 및 제어기법이 범용적으로 많이 활용되고 있어서 시스템의 구성이 상대적으로 쉽다는 장점이 있다^{[4],[5]}.

하지만 전력 변환장치는 부하의 특성에 따라서 그 성능을 온전히 내기도 하고 또 본래 성능보다 나쁜 특성을 보이기도 한다. 전압형 컨버터의 경우 일반적으로 유도성 부하에 사용되거나 혹은 용량성 부하의 경우 중간에

Paper number: TKPE-2019-24-3-3

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

[†] Corresponding author: Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk Nat'l University

¹ Dept. of Electrical Engineering, Smart Grid Research Center, Chonbuk Nat'l University

² Manufacturing Technology Center, Samsung Electronics
Manuscript received Oct. 31, 2018; revised Nov. 21, 2018; accepted Dec. 11, 2018

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 우수추천논문임

— 본 논문은 2018년 전력전자학술대회 우수논문상 수상논문임

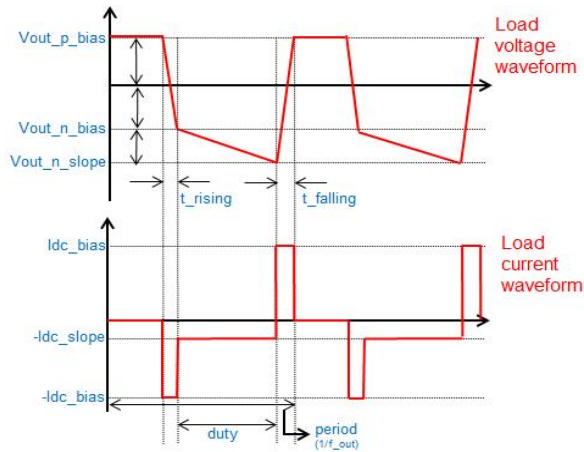


Fig. 2. Load voltage(upper, V_{load}) and current(lower, I_{load}) waveforms of capacitively coupled plasma system.

인덕터 필터를 적용하여 사용한다. 이는 전압형 컨버터와 용량성 부하가 직접 연결되는 경우 단락 전류가 발생하여 시스템을 손상시킬 수 있는 위험을 막기 위한 설계 기법이다. 마찬가지로 전류형 컨버터의 경우에는 유도성 부하를 피해서 사용을 하는게 일반적이다. 이를 기반으로 보았을 때 전압형 컨버터 기반의 펄스 전원장치는 유도성 결합 플라즈마(Inductively Coupled Plasma) 시스템에는 적합하게 적용될 수 있지만 용량성 결합 플라즈마(Capacitively Coupled Plasma) 시스템에는 사용하기 어렵다는 것을 알 수 있다.^{[6]-[8]}

이러한 문제를 해결하기 위해 본 연구에서는 용량성 결합 플라즈마 시스템을 위한 펄스 전류 발생장치 회로를 제안한다. 펄스 전류 발생장치는 DC전압을 입력받아 양방향 펄스 전류 및 단방향 펄스 전류를 부하로 출력하며 플라즈마 공정에서 요구하는 다양한 전력 형태에 대응할 수 있도록 설계되었다. 또한 시스템이 전류원을 전원으로 하며 용량성 부하로 전류를 공급하는 구조이기 때문에 입력 전압대비 출력 전압이 더 큰 Step-up 컨버터의 특성을 가지고 있다. 이로 인해 낮은 전압을 가지는 전원에서부터 높은 전압의 출력을 얻어낼 수 있다는 장점을 가지고 있다. 그리고 앞서 이야기한 것처럼 전류형 컨버터를 기반으로 설계하였기 때문에 전압형 컨버터에서 발생하는 단락 전류 문제를 원천적으로 해결할 수 있다. 본 논문은 용량성 결합 플라즈마 부하 조건에서 제안된 컨버터를 이용하여 높은 출력 전압을 얻고, 단락 전류 문제를 해결하는 것을 목표로 하였으며 이를 시뮬레이션 및 실험으로 검증하였다.

2. 용량성 결합 플라즈마 시스템

그림 1은 용량성 결합 플라즈마 시스템의 부하와 그 등가회로를 보여준다. 용량성 결합 플라즈마는 전극 두 개와 시스(sheath), 그리고 그 사이에 있는 플라즈마로 구성된다. 여기서 시스는 플라즈마가 존재하지 않는 구

간이고 실제로 이온이 존재하지 않는 영역이기 때문에 커패시터로 등가화 할 수 있다. 플라즈마는 그 상태에 따라서 커패시터, 인덕터, 저항 성분으로 자세하게 구분할 수 있다. 그 중에서 플라즈마가 정상적으로 점화된 이후의 플라즈마는 작은 값들을 무시하고 직렬 R로 등가회할 수 있다. 따라서 그림 1에 표현된 등가회로처럼 직렬 연결된 C와 R의 구조로 등가회로를 표현할 수 있다.

플라즈마는 기본적으로 이온화된 기체의 형태이고 플라즈마를 통해 전류가 계속 흐르기 때문에 시스 커패시턴스에는 전압이 충전된다. 따라서 플라즈마 시스템에 일정한 전압을 걸어줘도 시스 커패시턴스에 충전되는 전압만큼 플라즈마에 걸리는 전압은 감소하게 된다. 이를 보상하기 위해 플라즈마 전원장치는 전극 양단의 전압을 일정하게 증가시키는 동작을 필요로 하게 된다. 이는 그림 2에 표현되어 있다.

부하가 커패시터와 같은 특성을 가진다면 부하의 전압과 전류 사이에는 간단한 커패시터 전압-전류 등식이 성립한다.

$$i_c = C \frac{dv_c}{dt} \quad (1)$$

만약 커패시터로 일정한 DC전류가 공급된다면 커패시터의 전압은 선형적으로 증가하게 된다. 커패시터로 공급되는 전류가 펄스 형태의 전류라면 커패시터는 전류가 흐르는 시간 동안 선형적으로 충전을 하고, 전류가 흐르지 않는 동안에는 충전된 전압을 유지하게 된다. 따라서 커패시터 부하의 전압을 그림 2의 상단과 같이 만들기 위해서는 그림 2의 하단과 같은 전류를 부하로 공급해 주면 된다.

부하로 공급되는 펄스 전류는 두 가지로 나뉜다. I_{dc_bias} 크기를 갖는 양방향 전류는 크기가 크고 그 시간이 짧다. 이 전류가 부하로 공급되면 부하 전압은 순간적으로 큰 크기만큼 충전 또는 방전을 한다. 따라서 I_{dc_bias} 를 이용한 양방향 펄스는 부하 전압의 양방향 혹은 음방향 바이어스 전압을 형성한다. 또한 I_{dc_slope} 크기를 갖는 단방향 전류는 크기가 작고 시간이 길다. 이 전류가 부하에 흐르면 부하 전압은 선형적으로 긴 시간동안 충전을 한다. 앞서 설명한 것처럼 플라즈마 전원장치는 시스 커패시터의 충전 전압만큼 추가적으로 전압을 보상해야 하므로 I_{dc_slope} 을 이용하여 해당 전압을 보상하는 동작을 수행한다. 본 연구에서 제안하는 전원장치는 그림 2의 하단에 있는 양방향 및 단방향 전류를 부하로 출력할 수 있도록 설계하였다.

부하 전압의 크기 및 파형을 센싱하고 제어하기 위해서 부하 전압의 peak에 해당하는 값을 각각 그림 2 부하 전압에 $V_{out_p_bias}$ 와 $V_{out_n_bias}$ 로 표기하였다. 이 두 값의 차이가 V_{load} 의 peak-to-peak값에 해당한다. 또한 부하 전압은 $V_{out_p_bias}$ 의 값에 따라 펄스 전압이 그라운드

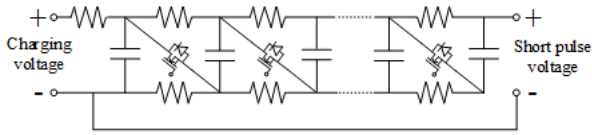


Fig. 3. Circuit diagram of marx generator.

전위 기준에서 높거나 낮은 전위를 가질 수 있다. 따라서 $V_{load,p,bias}$ 와 $V_{load,n,bias}$ 의 값을 센싱하여 부하 전압의 크기 및 절대 전위를 세부적으로 제어할 수 있다.

3. 전압형 펄스 전원장치

3.1 전압형 펄스 전원장치의 종류

서론에서 언급한 전압형 펄스 발생장치는 다양한 종류가 개발되었고 또 시판되고 있다. 각 회로들은 펄스 전압의 크기, 펄스 지속 시간, 펄스의 극성 등으로 구분되어 사용된다. 그림 3은 막스 제네레이터 회로를 보여주고 있는데 이 회로는 짧은 순간 높은 전압을 발생시켜 부하로 전력을 공급하는 전원장치이다. 스위치의 동작에 따라 커패시터들이 직렬 또는 병렬로 연결이 되며 병렬로 연결이 된 상태에서는 DC전원이 커패시터들을 충전하는 동작을 수행하며 직렬로 연결이 된 상태에서는 커패시터들의 전압을 모두 합한 크기의 전압이 부하로 공급된다. 따라서 긴 시간동안 충전을 하고 짧은 순간 부하로 DC 전압을 출력하는 형태의 펄스 전원장치이다^[9].

보다 긴 시간 동안 펄스 출력을 내기 위해서 사용되는 회로는 그림 4의 하프브릿지 모듈러 멀티레벨 전원장치이다. 독립된 DC 전원들을 직렬로 연결하거나 바이패스 하도록 스위치 동작을 수행한다. 직렬 연결되는 스위치의 개수만큼 출력되는 전압의 크기를 조절할 수 있기 때문에 단순 펄스, 스텝형 증가 및 다양한 출력 전압 파형을 만들어 줄 수 있다는 장점이 있다. 또한 막스 제네레이터와는 달리 독립된 DC전원을 쓰기 때문에 펄스 출력의 시간을 길게 유지할 수 있다는 장점이 있다. 다만 절연된 DC전원이 다수 필요하기 때문에 비용이 다소 많이 들어가게 된다. 또한 DC전압을 그대로 사용하기 때문에 출력 전압이 단방향 극성을 가지는 한계가 있다^[10].

부하의 전압이 양방향이 필요한 경우는 위에서 언급한 하프브릿지 모듈러 멀티레벨 전원장치를 사용할 수 없다. 이런 한계를 극복하기 위해 사용되는 전원장치가 풀브릿지 모듈러 멀티레벨 전원장치이다. 그림 5에서 볼 수 있듯이 풀브릿지 모듈러 멀티레벨 전원장치는 절연된 DC전원을 사용한다는 점이 하프브릿지 모듈러 멀티레벨 전원장치와 동일하지만 부하단의 극성을 양방향으로 바꾸며 동작할 수 있도록 각 모듈마다 스위치 2개가 추가로 사용된다. 이 스위치의 동작에 따라 양방향, 음방향 전압 출력 및 바이패스 출력을 낼 수 있다. 따라서 출력 전압의 형태, 출력 전압의 극성, 펄스 지속 시간 등을 자유자재로 제어할 수 있다는 장점이 있다^[11].

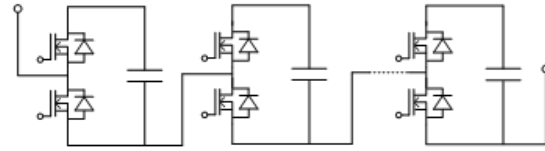


Fig. 4. Circuit diagram of half-bridge modular multi-level converter.

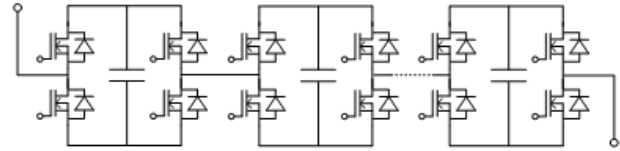


Fig. 5. Circuit diagram of full-bridge modular multi-level converter.

3.2 전압형 펄스 전원장치의 한계

전원장치와 부하를 연결할 경우 일반적으로 전압원-유도성 부하 또는 전류원-용량성 부하 형태로 캐스케이드 연결을 적용한다. 따라서 앞서서 언급한 전압형 펄스 전원장치의 경우 유도성 결합 플라즈마 시스템에 적합하게 사용할 수 있다. 만약 전압형 펄스 전원장치를 용량성 결합 플라즈마 시스템에 적용하게 된다면 서로 다른 크기의 전압을 가지는 전압원을 병렬로 연결하는 형태가 된다. 이 때 전원장치와 부하 사이의 도선이 이상적으로 0의 임피던스를 가진다고 가정하면 도선에 흐르는 전류는 무한대의 크기를 가지게 된다. 같은 원리로 전류형 펄스 전원장치를 유도성 부하에 직접 연결할 경우에는 도선에 무한대 크기의 전압이 걸린다. 캐스케이드 연결 기법은 이러한 문제를 사전에 예방한다.

전압형 펄스 전원장치의 경우 캐스케이드 연결 기법을 적용하기 위해서는 유도성 결합 플라즈마(ICP) 부하에 적용을 해야 한다. 실제로 ICP에 연결된 전압형 펄스 전원장치는 앞서 언급한 단락 전류 문제가 없이 동작을 수행한다. 하지만 용량성 결합 플라즈마(CCP)에 적용할 경우 단락 전류가 발생하는 것을 실제로 확인할 수 있다. 이것은 컨버터의 구조상 나타나는 한계이며 CCP 부하 조건에서 이러한 문제를 해결하기 위해서는 전류형 펄스 전원장치를 이용하여야 한다.

4. 제안된 전류형 펄스 발생장치 구조

본 논문에서 제안하는 전류형 펄스 발생장치 회로는 그림 6에 나타난 것과 같다. 크게는 Bias stage와 Slope stage로 구분되는데 각각은 양방향 펄스 전류, 단방향 펄스 전류를 출력하여 부하에 바이어스 전압, 슬롭 전압을 형성시킨다. Bias stage는 다시 Bias Current Generator (BCG)와 Bias Current Modulator(BCM)로 구성된다. Slope stage 역시 Slope Current Generator(SCG)와 Slope Current Modulator(SCM)로 나뉜다. 제안하는 전

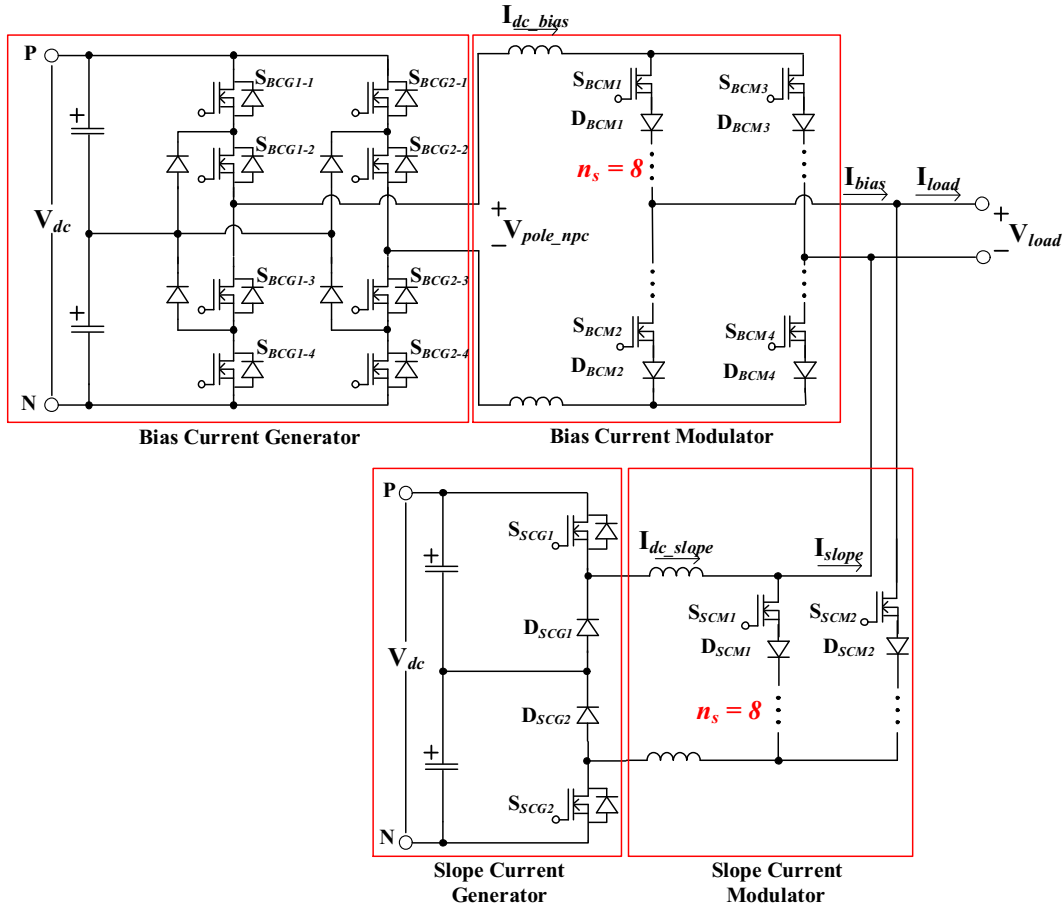


Fig. 6. Circuit diagram of proposed current source type pulse generator.

류형 펄스 발생장치 회로는 부하단으로 펄스 전류를 출력하기 위해 두 개의 DC전류 소스가 필요하다. 이를 만들어 주는 것이 BCG와 SCG이다. 각각의 컨버터는 I_{dc_bias} 와 I_{dc_slope} 의 크기를 갖는 DC전류를 만들어낸다. I_{dc_bias} 는 펄스 형태의 부하전압을 만들어야 하므로 상대적으로 큰 전류값을 가지며 I_{dc_slope} 은 비교적 작은 크기의 전류를 가진다.

BCM과 SCM의 스위칭 동작에 따라 각 stage의 DC-link inductor는 V_{dc} (V_{in}), 0, $V_{dc} - V_{load}$ ($V_{in} - V_{out}$)의 전압 값을 가지게 된다. 이 DC-link inductor가 DCM (Discontinuous Current Mode)로 동작할 경우 펄스 전류를 정상적으로 출력할 수가 없기 때문에 CCM (Continuous Current Mode)로 동작할 수 있도록 전압과 전류의 비를 결정해줘야 한다. DC-link inductor가 CCM으로 동작하기 위해서는 아래의 식을 충족해야 한다.

$$V_{dc}(1 - D_{pulse}) \geq V_{load} \cdot D_{pulse} \quad (2)$$

$$V_L = L \frac{di_L}{dt} \quad (3)$$

식 (2)의 좌측 항이 더 클 경우 스위칭 한 주기의 평균 inductor 전압이 양의 값을 가지게 되고, inductor의

전류는 양의 기울기를 가지고 증가한다. 반대로 식 (2)의 우측 항이 더 클 경우 inductor 전류는 음의 기울기를 가지고 감소를 한다. 만약 식 (2)의 양 변이 같은 값을 가진다면 inductor의 평균 전류 변화율이 0이 되어 DC전류가 흐르게 된다. 따라서 식 (2)의 조건을 충족할 경우 inductor 전류는 DCM으로 동작하지 않고 CCM으로 동작하게 된다. 이 때 전류 펄스 폭(D_{pulse})은 공정에서 요구하는 값에 의하여 결정이 된다. 따라서 V_{load} 의 크기를 크게 하기 위해서는 V_{dc} 의 크기가 커져야 한다. 입력단의 전압 크기를 키우고 동시에 컨버터의 스위칭 전압 스트레스를 저감하기 위하여 3-level NPC converter와 3-level buck convert를 BCG, SCG에 각각 적용하였다.

BCG와 SCG에서 DC전류를 각각 만들게 되면 이를 펄스 전류로 출력하는 회로는 BCM와 SCM이다. BCM은 DC-link inductor에 충전된 DC전류(I_{dc_bias})를 부하에 양방향 펄스로 전달하기 위해 Full-bridge Current Source Converter(FBCSC)구조로 설계하였다. FBCSC의 스위치 S_{BCM1} , S_{BCM4} 가 turn-on 되는 경우 부하로 I_{dc_bias} 크기의 전류가 흐르고, S_{BCM2} , S_{BCM3} 가 turn-on 되는 경우 부하로는 $-I_{dc_bias}$ 크기의 전류가 흐른다. 그 외에 S_{BCM1} , S_{BCM2} 가 동시에 turn-on되거나 S_{BCM3} , S_{BCM4} 가

TABLE I
SIMULATION PARAMETER OF CURRENT SOURCE
TYPE PULSE GENERATOR SYSTEM

Parameters	Value
Input voltage (bias, slope)	1.2, 2 [kVdc]
Output voltage (bias, slope)	3, 1.5 [kVpp]
Output current (bias, slope)	±45, -1 [A]
DC-link inductor (bias, slope)	10, 100 [mH]
Load capacitor	1 [nF]
Load resistor	1 [Ω]

동시에 turn-on되는 경우는 전류가 부하로 흐르지 않고 free-wheeling mode로 동작한다. 총 4가지 스위칭 모드를 반복하면서 BCM는 부하로 양방향 펄스 전류를 전달한다.

SCM은 DC-link에 충전된 DC전류(I_{dc_slope})를 부하에 단방향 펄스로 전달하기 위해 Half-structure Current Source Converter 구조로 설계하였다. 이는 전류를 부하로 전달하는 스위칭 상태와 전류를 free-wheeling하는 스위칭 상태로 구분된다. 스위치 S_{SCM2} 가 turn-on 되고 S_{SCM1} 이 turn-off되는 경우 DC전류가 부하로 흐르게 되며 이 때 I_{dc_slope} 의 전류가 부하로 전달된다. 반면 스위치 S_{SCM1} 이 turn-on되고 S_{SCM2} 가 turn-off되는 경우 DC전류는 부하로 흐르지 않고 free-wheeling하게 된다. 따라서 S_{SCM1} 과 S_{SCM2} 의 스위칭 동작에 따라 부하쪽으로는 I_{dc_slope} 과 0의 값을 가지는 단방향 펄스 전류가 흐르게 된다.

본 논문에서는 앞서 언급한 BCG, SCG의 동작을 통해 DC전류를 발생시키는 것과 BCM, SCM의 동작을 통해 펄스 전류와 펄스 전압이 정상적으로 발생하는지를 확인하는 것으로 회로의 정상 동작을 검증하고자 한다.

5. 전류형 펄스 발생장치 시뮬레이션 및 실험

본 논문에서 제안하는 토폴로지의 성능 검증을 위해 시뮬레이션 및 실험을 수행하였다. 시뮬레이션에 적용하기 위한 시스템 스펙은 표 1에 표시하였다. 시뮬레이션 검증을 위해서 PLECS 툴을 사용하였다. 실험은 이보다 낮은 스펙 조건에서 수행되었으며 실험을 통한 성능 검증은 원하는 부하 전압, 전류 파형이 정격 조건의 시뮬레이션과 같은 패턴으로 발생하는지를 확인하는 것으로 하였다. 실험에서는 하드웨어 동작을 위해서 FPGA 기반의 NI-7935R 컨트롤러를 사용하였다.

플라즈마 부하의 시스 커패시턴스 및 내부 커패시턴스는 실제 플라즈마가 접화되어 유지되는 조건을 가정하여 1nF의 커패시터로 등가화 하였고, 플라즈마에서 소비되는 실제 파워는 1옴의 저항으로 등가화 하였다.

그림 7은 정격 조건에서 부하의 전압(V_{load})과 전류(I_{load})의 파형이다. 앞서 2장과 4장에서 설명했던 것처럼

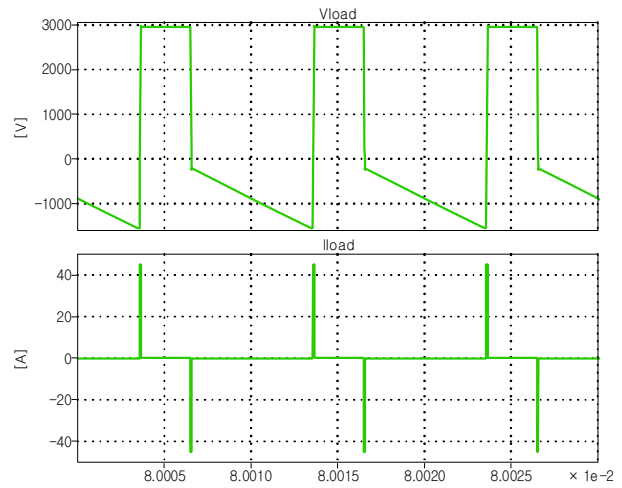


Fig. 7. Waveforms of load voltage(V_{load}) and load current (I_{load}); $V_{load_bias_ref}=-4500$, $V_{offset_ref}=3000$, $SCM_duty=0.7$.

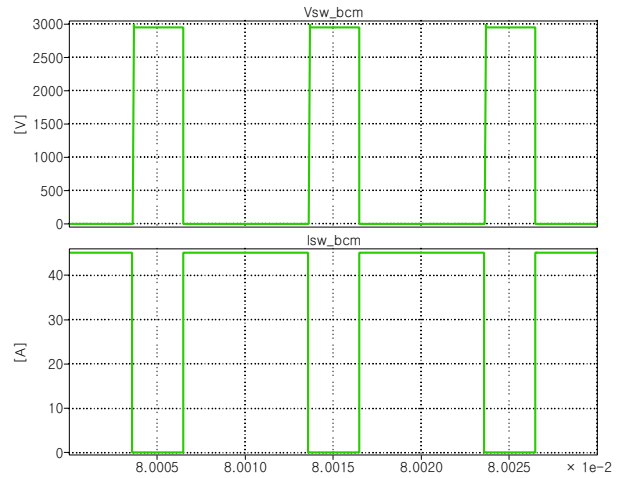


Fig. 8. Switch(S_{BCM1}) voltage and current waveforms of bias current modulator.

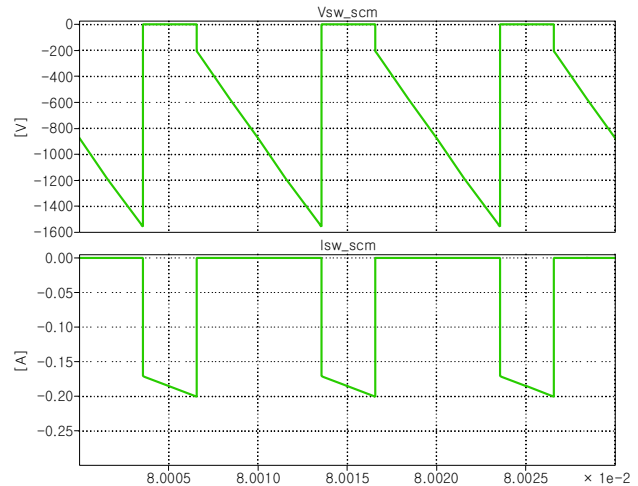


Fig. 9. Switch(S_{SCM1}) voltage and current waveforms of slope current modulator.



Fig. 10. Experimental setup of current source type pulse generator system.

부하 전압은 3kVpp 크기의 펄스 전압과 1.5kVpp 크기의 슬로프 전압이 형성되어 있다. 이는 그림 7의 하단에 있는 부하 전류가 커패시터를 충전하여 형성된 전압으로 이 때 부하 전류는 45A 양방향 펄스, 그리고 -0.18A의 단방향 펄스가 시간차를 두고 출력되고 있다. 앞서 설명한 것과 같이 I_{dc_bias} 전류의 크기만큼 펄스 전압의 크기를 결정하기 때문에 이 전류를 제어하여 펄스 전압의 크기를 바꿀 수 있다. 슬로프 전압의 경우 I_{dc_slope} 의 크기와 함께 SCM의 duty가 슬로프 전압의 크기 형성에 영향을 미치게 된다. duty가 0.7 조건에서는 -0.18A 크기의 I_{dc_slope} 을 가지지만 duty가 작아질수록 크기가 커져서 최대 1A까지 동작할 수 있도록 설계하였다.

이때 BCM과 SCM의 전압, 전류 파형을 확인하면 그림 8, 9와 같다. 그림 8은 BCM의 S_{BCM1} 의 전압과 전류 파형이다. BCM은 S_{BCM1} 과 S_{BCM4} 의 전압, 전류 파형이 크기는 같고 방향이 반대이다. 마찬가지로 S_{BCM2} 와 S_{BCM3} 의 전압, 전류 파형역시 크기가 같고 방향이 반대이다. 부하의 전압이 양방향과 음방향 전압을 가지기 때문에 BCM의 스위치는 양방향 전압 스트레스를 받는다. 따라서 양방향 전압 조건에서 Bias stage가 정상적으로 동작할 수 있도록 BCG와 BCM가 양방향 전압을 드라이브할 수 있도록 설계하였다. 이는 BCG가 Full-bridge 3-level NPC type converter 구조를 가지게 된 이유가

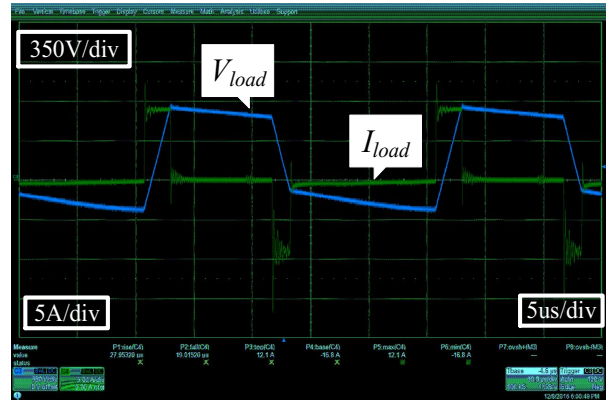


Fig. 11. Waveforms of load voltage and load current; $V_{load}=800V_{pp}$, $I_{bias}=8A$, $I_{slope}=1A$.

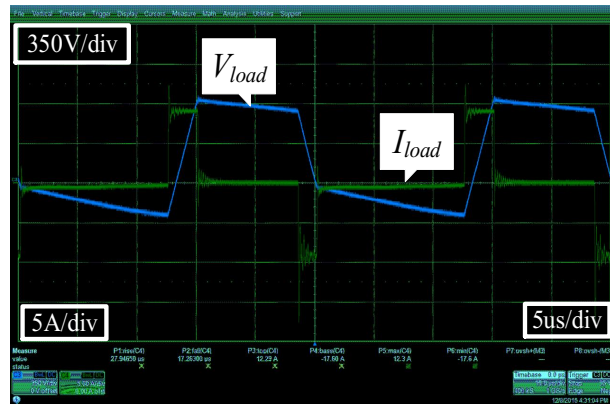


Fig. 12. Waveforms of load voltage and load current; $V_{load}=1kV_{pp}$, $I_{bias}=9A$, $I_{slope}=1A$.

된다. 반면 그림 9에서는 부하 전압이 음방향일때만 S_{SCM1} 이 전압 스트레스를 받기 때문에 Slope stage의 SCG는 단방향 전압 조건에서 동작만 고려하면 된다. 이런 이유로 SCG에는 3-level buck converter를 적용할 수 있다. 실험은 그림 10과 같이 시스템을 구성하여 진행되었다. 하드웨어 하단에 BCG, 중단에 BCM, 그리고 상단에 SCG와 SCM가 위치한다. 각 컨버터들은 BCG의 경우 W780 * D600 * H296, BCM의 경우 W850 * D263 * H460(2pcs), SCG의 경우 W500 * D350 * H175, SCM의 경우 W610 * D460 * H200의 크기를 갖는다. 이를 합한 전체 시스템은 W930 * D780 * H1140의 크기를 갖는다(단위 : mm). 그림 11과 그림 12는 Current Source Type Pulse Generator를 동작시켜 얻은 부하의 전압과 전류 파형이다. 앞서 시뮬레이션에서 확인했던 펄스 전압 및 슬로프 전압이 동일하게 발생하는 것을 각 파형에서 확인할 수 있다. 이를 통해 Bias stage와 Slope stage의 동작이 설계 목표를 달성하였음을 확인할 수 있었다. 또한 Bias stage를 이용하여 부하 전압의 rising과 falling이 100ns이내에 동작함을 검증하기 위해 추가적으로 시험을 수행하였다. I_{bias} 의 pulse 폭을 줄이며 부하 전압 V_{load} 의 rising과 falling을 체크한 결과 목표

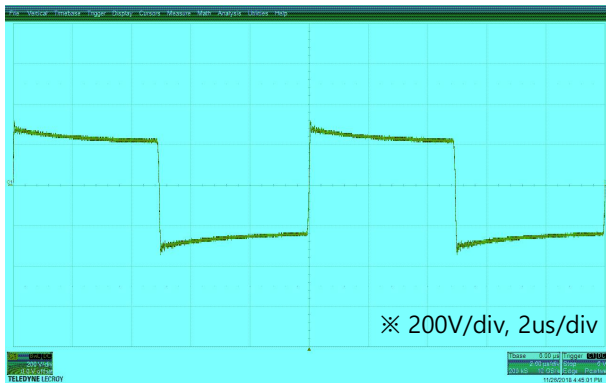


Fig. 13. Waveform of load voltage only using bias stage; $V_{load}=600V_{pp}$.

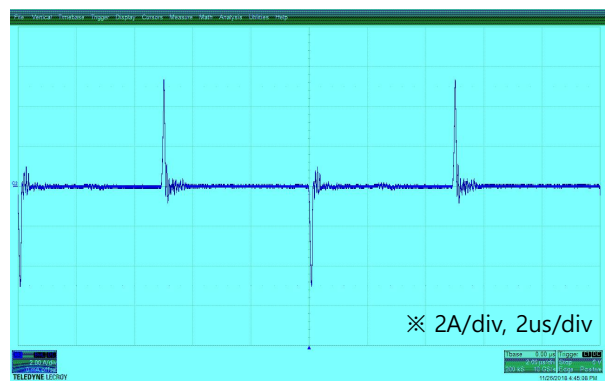


Fig. 14. Waveform of load current only using bias stage; $I_{load}=5A_{pulse}$.

로 하였던 100ns이내에 rising과 falling 동작이 정상적으로 이루어짐을 확인할 수 있었다. Figure 13과 14의 파형에서 각각 100ns rising과 falling 동작을 수행하는 부하 전압 파형 V_{load} 와 이를 충족시키기 위한 부하 전류 파형 I_{load} 를 확인할 수 있다. 이 때 부하 전압 V_{load} 는 600Vpp 조건으로 동작하였고, 부하 전류 I_{load} 는 5A크기의 양방향 펄스 조건으로 동작하였다. 따라서 본 실험을 통해 Current Source Type Pulse Generator 역시 목표로 하였던 동작 및 성능이 성공적으로 검증되었음을 확인하였다.

6. 결 론

본 논문에서는 용량성 결합 플라즈마 응용 시스템을 위한 새로운 전력 변환장치 솔루션을 제안하였다. 제안된 컨버터 시스템은 4.5kV의 출력 전압과 45A의 출력 전류를 100ns 미만의 상승/하강 시간을 충족하기 위해 설계하였으며 이러한 동작 특성 및 성능을 시뮬레이션 및 실험을 통해 확인하였다. 서로 다른 기율기의 부하 전압을 형성하기 위해 설계된 두 전류 발생장치는 정교하게 제어된 전류를 출력하였고 이를 이용하여 목표로 한 전압 파형을 얻을 수 있었다. 또한 제안된 회로를 통해

얻은 전압 파형은 스파이크 전압 및 전류 리플을 억제하여 출력 파형의 정밀성 확보를 달성하였다. 결과적으로 시뮬레이션 및 실험 검증을 통해 제안된 회로의 우수성을 확인할 수 있었다.

본 연구는 한국전력공사의 2018년 착수 에너지 거점대학 클러스터 사업에 의해 지원되었음 (과제 번호:R18XA04)

References

- [1] B. W. Koo, Z. Fang, L. Godet, S. B. Radovanov, C. Cardinaud, G. Cartry, A. Grouillet, and D. Lenoble, "Plasma diagnostics in pulsed plasma doping(P2LAD) system," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 32, No. 2, pp. 456-463, Apr. 2004.
- [2] D. Wang, M. Matsuda, T. Matsumoto, T. Namihira, and H. Akiyama, "Energy transfer efficiency of nanoseconds pulsed power generator for nonthermal plasma processing technique," *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, Vol. 18, No. 4, pp. 1091-1096, Aug. 2011.
- [3] I. V. Grekhov, "Pulse power generation in nano- and subnanosecond range by means of ionizing fronts in semiconductors: The state of the art and future prospects," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 38, No. 5, pp. 1118-1123, May 2010.
- [4] W. Shin, J. Choi, and T. Kim, "Bidirectional pulse plasma power supply for treatment of air pollution," *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pp. 1-6, Jun. 2006.
- [5] X. Bonnin, J. Brandelero, N. Videau, H. Piquet, and T. Meynard, "A high voltage high frequency resonant inverter for supplying DBD devices with short discharge current pulses," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 29, No. 8, pp. 4261-4269, Aug. 2014.
- [6] M. D. G. Evans, P. Versailles, F. P. Saint, J. Bergthorson, and S. Coulombe, "Increased flame reactivity of a lean premixed flame through the use of a custom-built high-voltage pulsed plasma source," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 42, No. 10, pp. 2844-2845, Oct. 2014.
- [7] P. Diomede, D. J. Economou, and V. M. Donnelly, "Instabilities in capacitively coupled plasmas driven by asymmetric trapezoidal voltage pulses," *IEEE Transactions on Plasma Science*, Vol. 42, No. 10, pp. 2822-2823, Oct. 2014.
- [8] D. Akbar, "Investigation of single and dual RF capacitively coupled nitrogen plasma discharges using optical emission spectroscopy," *IEEE Transactions on*

Plasma Science., Vol. 42, No. 8, pp. 2058-2064, Aug. 2014.

- [9] T. Heeren, T. Ueno, D. Wang, T. Namihira, S. Katsuki, and H. Akiyama, "Novel dual marx generator for microplasma applications," *IEEE Transactions on Plasma Science.*, Vol. 33, No. 4, pp. 1205-1209, Aug. 2005.
- [10] M. A. Elgenedy, A. Darwish, S. Ahmed, and B. W. Williams, "A modular multilevel generic pulse-waveform generator for pulsed electric field applications," *IEEE Transactions on Plasma Science.*, Vol. 45, No. 9, pp. 2527-2535, Sep. 2017.
- [11] I. Abdelsalam, M. A. Elgenedy, S. Ahmed, and B. W. Williams, "Full-bridge modular multilevel submodule-based high-voltage bipolar pulse generator with low-voltage DC, input for pulsed electric field applications," *IEEE Transactions on Plasma Science.*, Vol. 45, No. 10, pp. 2857-2864, Oct. 2017.



채범석(蔡範錫)

1985년 8월 13일생. 2013년 전북대 전기공학과 졸업. 2016년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년~현재 동 대학원 전기공학과 박사과정.



민주화(閔滄華)

1991년 10월 6일생. 2017년 전북대 전기공학과 졸업. 2017년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



서용석(徐庸碩)

1968년 10월 20일생. 1991년 연세대 전기공학과 졸업. 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 미 위스콘신 주립대 전기컴퓨터공학과 졸업(박사). 1993년~1998년 삼성전자 반도체 총괄 전력전자 사업부 시스템 어플리케이션 엔지니어. 2004년~2008년 스위스 ABB 고압 드라이브 및 전력전자 부문 수석 엔지니어. 2008년~현재 전북대 전기공학과 교수. 당 학회 국제이사.



김현배(金鉉培)

1971년 2월 24일생. 1996년 군산대 기계설계 졸업. 1999년 미 위스콘신 주립대 기계공학과 졸업(석사). 2004년 미 위스콘신 주립대 기계공학과 졸업(공학박사). 2004년~2011년 삼성전자 가전사업부 수석연구원. 2011년~2012년 삼성전자 종합기술원 전문연구원. 2012~현재 삼성전자 생산기술연구소 수석연구원.