

# 5kW급 플라즈마 방전장치 설계 최적화의 관한 연구

노현규<sup>1</sup>, 신철준<sup>1</sup>, 이준영<sup>†</sup>

## A Study on the Optimal Design of 5 kW Plasma Discharger

Hyun-Kyu Noh<sup>1</sup>, Chul-Jun Shin<sup>1</sup>, and Jun-Young Lee<sup>†</sup>

### Abstract

This paper presents a study on the design optimization of a 5 kW plasma discharger for driving plasma reactor. The proposed study is composed of a high-frequency inverter based on the full-bridge circuit using soft switching techniques for high-frequency switching. The switching frequency in the operating region is the area of 130 - 200 kHz. By applying the LC resonance technique and a variable switching frequency, control technique is designed to be stable under changes in the load characteristics of the plasma reactor. This paper presents a quantitative analysis technique for design optimization. Experiments are performed according to load characteristic variations depending on the vacuum of the plasma reactor. This paper has verified the topology and design method for the 5 kW plasma discharger design.

**Key words:** High frequency inverter, Plasma discharger, Plasma power supply, Plasma reactor, Resonant inverter

### 1. 서 론

최근 플라즈마 방전 장치로는 AC 고전압 공급 방식, 직류 펄스 전압 공급 방식, 마이크로웨이브 방식 등 각각의 목적에 따른 연구 및 개발이 현재까지 활발히 진행되고 있으며, 플라즈마에 대한 관심도 높아지고 있는 가운데, 다양한 응용 분야에서도 연구가 활발히 진행되고 있다.<sup>[1]</sup> 전원 공급 방식에 대해 직류 펄스 전압공급 방식은 회로 구조가 복잡하고, 장치의 크기 증가 및 가격 상승의 문제가 있고, 마이크로웨이브 방식은 장치의 가격이 싼 장점이 있고, 회로구성도 비교적 복잡하지 않으나, 상압 플라즈마를 이용하는 것에 적합하고 본 논문에서 플라즈마 반응기를 이용하여 진공상태의 저압 플라즈마의 형성을 요구하는 방전장치의 연구와는 거리가 있기 때문에, 본 논문에서는 AC 고전압 공급 방식을 적용한다. 현재 국내에서 사용하고 있는 플라즈마 방전장

치는 국내 개발 제품을 사용하는 경우도 있지만, 아직까지 미국, 일본, 독일 등 해외에서 제작된 수입 제품을 주로 의존하고 있으며, 수입 플라즈마 방전장치의 대한 품질 격차뿐만 아니라 고객의 인식을 바꿔 나갈 수 있는 갖가지 해결책이 시급한 상황이다.<sup>[2]</sup> 그러나 수입 제품 사용에 대해 고장이 발생할 경우, 고장 수리가 쉽지 않으며 수리비용이 많이 소요되는 단점이 있고, 해당 산업체는 가동률 저하를 초래하여 기업 경쟁력을 약화시키는 원인이 될 수 있다. 이에 국내 산업체 시장은 플라즈마 방전장치가 최고급 사양일 필요는 없으나, 공인된 성능과 품질 기준에 만족하고 목적에 따른 제품을 보이며, 가격 경쟁력과 더불어 더욱 개선된 품질과 연구가 더욱 활발히 이루어진다면 앞으로 수입제품 사용에 따른 문제와 국내 제품의 인식을 해결 할 수 있을 것이다.

본 5kW급 플라즈마 방전장치 설계 최적화의 대한 연구 목적은 일반적으로 반도체 공정 과정에서 반도체를 만들기 위해서는 여러 번 공정을 거치게 되는데, 공정 후에 나오는 부산물들은 진공펌프와 Scruber(GAS 처리장치)를 통해 배기로 빠져 나오는 과정을 거치게 된다. 그러나 반도체 공정에 따른 부산물들은 입자가 크기 때문에 진공 펌프의 수명은 보통 6~8개월 정도의 수명을 갖게 된다.

플라즈마 반응기는 저압의 중성 가스에 높은 전계를 인가하여 중성 가스의 일부분이 양전자와 전자로 분리

Paper number: TKPE-2016-21-2-8

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

<sup>†</sup> Corresponding author: pdpljy@mju.ac.kr,

Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

Tel: +82-31-330-6357 Fax: +82-31-330-6977

<sup>1</sup> Dept. of Electrical Engineering, Myongji University

Manuscript received Nov. 7, 2015; revised Dec. 2, 2015;

accepted Feb. 25, 2016

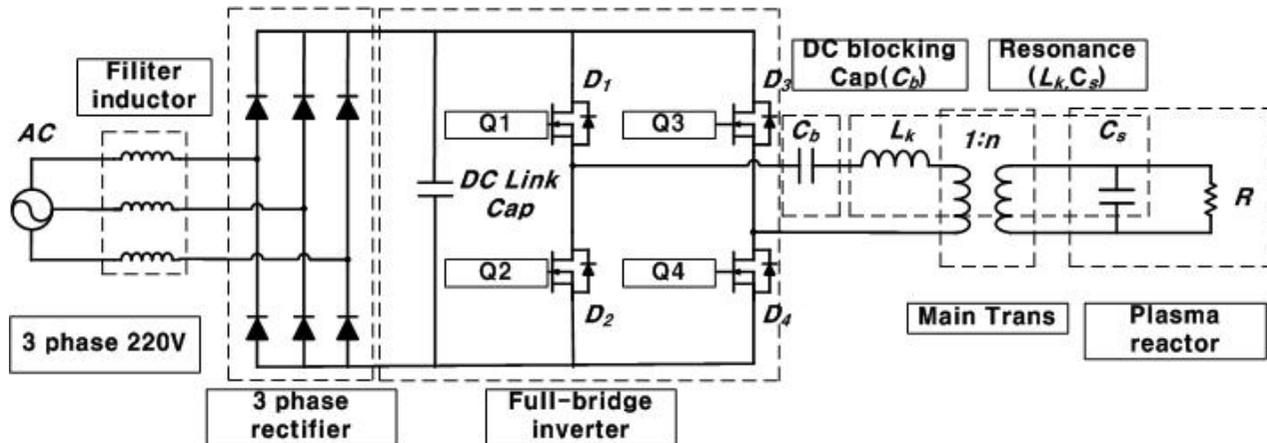


Fig. 1. System construction of plasma discharger.

되고, 전계의 에너지에 의해 중성 기체와 전자 및 양성자가 혼합된 플라즈마를 발생시키는 장비로서, 플라즈마를 이용하여 폴리머나 메탈 소재 표면의 미세 유기오염물 또는 산화물 등을 효과적으로 제거한다.<sup>[3]</sup> 이에 반도체 공정과 진공 펌프 사이에 플라즈마 반응기를 설치하게 되면, 반도체 공정 중에 나오는 GAS와 산화물을 더 효과적으로 제거할 수 있고, 진공 펌프의 수명 또한 1년 또는 그 이상의 수명을 늘려주는 역할을 하며, 환경 문제와 안전상 문제를 완화 시켜주는 역할을 한다. 이러한 플라즈마 반응기의 구동과 산화물들을 더욱 세밀하게 분해하기 위한 고전압, 고주파 인버터를 사용하는 플라즈마 방전장치가 필요하다.

플라즈마 방전장치는 반응기 내의 상태에 따라(유입 가스의 압력 및 가스의 성분, 전극변화) 방전장치의 전압과 전류의 위상이 변화되어 반응기에 안정적인 전압공급이 어렵게 된다. 즉 임피던스의 부정합 및 플라즈마 반응기의 변경에도 정상적으로 동작될 수 있도록 설계되어야 한다. 그리고 기존 플라즈마 방전장치의 문제점은 빈번한 고장과 고주파 스위칭에 의한 손실, 높은 전압 스트레스, 저 효율 및 큰 무효 전력에 대한 회로 내부 손실 등의 문제점들이 있다.<sup>[4]</sup> 그래서 이러한 문제점들을 해결하기 위해, 본 논문에서는 Full-bridge 회로를 기반으로 한 고전압, 고주파 인버터를 구성하고, 고주파 스위칭을 위한 소프트 스위칭 기법 및 정량적 분석 설계 기법을 적용한다.<sup>[5]</sup> 이를 통해 안정적인 플라즈마 발생 효과를 나타내고, 입력 전력 제어 및 출력 전압 제어를 통해 5kW급 플라즈마 방전장치 설계의 최적화 연구를 제안하며, 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 검증한다.

## 2. 설 계

### 2.1 공진 기법을 이용한 고주파 풀 브릿지 인버터

그림 1은 제안한 5kW 플라즈마 방전장치의 구성도를 나타낸다. 구성은 3상 220V AC 교류 전원과 고조파

(harmonics) 및 역 리플(back ripple) 방지 및 잡음 제거 역할을 위한 입력 필터 부, 3상 교류 파형을 전파 정류로 변환하는 3상 정류기, DC 전압을 인가하기 위한 DC Link 커패시터로 구성되어 있다.

플라즈마 방전장치의 주 전력 회로는 LC 병렬 공진 기법을 이용한 Full-bridge PWM 인버터로서, 스위치 소자가 많은 단점에도 불구하고, 고압 및 대 용량 대 전력 변환기로 많이 사용되고 있다. 스위치 소자에 대해 IGBT를 사용하는 경우는 대 용량의 전력 회로 설계가 가능하나, 동작 주파수의 한계가 있고 스위칭 특성상 기존 FET보다 Tail Current가 길기 때문에 손실이 크고, 100kHz 이상 고주파 스위칭이 불가능 하다.<sup>[6]</sup> 그래서 본 논문의 목적은 IGBT보다 더 큰 고주파 스위칭이 요구되는 것으로, 플라즈마 공정 시에 산화물들을 더욱 세밀하게 분해하기 위한 고속 스위칭 소자인 FET를 사용한다. 또한, 고속 스위칭을 함으로서 Dead time을 줄여 전기적 리플 및 서지 감소가 가능하여 Back ripple을 보상하므로 입력 파형이 좋아진다. 동작 주파수는 135kHz ~ 200kHz 범위 내에서 주파수를 가변 시켜 동작시킨다.

이에 스위칭 손실을 최소화하기 위한 ZVS 스위칭 방식을 사용하여 손실에 대한 단점을 최소화한다. 그리고 DC Link 전압 거쳐, FET 소자의 상보 스위칭 신호를 통해 PWM 파형이 만들어지며 메인 트랜스에 통전된다. 또 1차 측에는 DC성분을 제거하기 위한 DC Blocking Cap( $C_b$ )과 공진을 위한 인덕터( $L_k$ ), 2차 측에는 플라즈마 반응기 내부 성분인 커패시터( $C_s$ ), 저항( $R_{load}$ )으로 구성되며, PWM 파형은 공진 조건에 의한 사인파가 출력 측으로 인가된다.

공진에 대해 잠깐 설명하면, 공진이란, 공진 인덕터와 공진 커패시터가 서로 에너지를 주고받으며 에너지를 저장하고 있는 상태로서, 서로 다른 에너지 및 특성의 주파수가 일치 할 때, 평형을 이룬 상태라고 말한다. 이 때 특정 주파수에 대해 공진 인덕터  $L_s$ 와 공진 커패시터  $C_s$ 의 리액턴스 성분이 0이 되는 주파수를 공진 주파수라 말한다.

$$j\left(\omega L_s - \frac{1}{\omega C_s}\right) = 0, \quad \omega = 2\pi f_r, \quad \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} = f_r \quad (1)$$

$$X_L = j\omega L_s, \quad X_C = \frac{1}{j\omega C_s}, \quad \frac{f_s}{f_r} = 1 \quad (2)$$

식 (1)과 (2)는 리액턴스 성분과 각 주파수, 일반적인 공진 주파수를 유도한 과정이다. 여기에 스위칭 주파수  $f_s$ 와 공진 주파수  $f_r$ 가 같을 때, 나눈 값이 1이 되는 지점에서 공진의 최대 이득을 낼 수 있게 된다.

## 2.2 직렬 공진과 병렬 공진의 구조와 이득곡선

그림 2는 직렬 공진을 적용한 등가회로이다.<sup>[7]</sup> 공진 인덕터  $L_s$ 와 공진 커패시터  $C_s$ 는 직렬로 연결되어 공진 탱크를 구성하고, 공진 탱크는 출력 부하와 직렬로 연결되기 때문에 공진 탱크와 부하는 Voltage Divider 역할을 하게 된다. 부하 또는 입력 전압이 변할 때 부하에 걸리는 전압을 유지하기 위해 공진 탱크의 임피던스가 변하게 된다. 즉 스위칭 주파수의 변화로 공진 탱크 임피던스를 조절할 수 있고, 출력 전압을 제어할 수 있게 된다. 직렬 공진회로는 Voltage Divider로 동작하기 때문에 최대 이득은 1 이하가 된다. 공진 주파수에서 스위칭 동작 시 공진 탱크의 임피던스가 최소가 되므로 모든 입력 전력이 부하로 전달되어 가장 큰 이득을 얻을 수 있다. 그림 2의 이득곡선의  $Q$ 는 Quality factor로서, 직렬 공진 시 리액턴스의 저항에 대한 비이다. 그림 2에 이득 곡선을 통해 경 부하 일 때( $Q$ 값이 낮아질수록) 스위칭 주파수는 더 높은 주파수가 요구된다는 것을 알 수 있다. 예를 들어 Gain=0.6에서  $Q=1$ 과  $Q=10$ 을 비교해보면  $f_s/f_r$  주파수가 1인 지점을 중심으로 오른쪽 영역에서 스위칭을 했을 때, 각각 1.35( $Q=1$ )와 1.05( $Q=10$ )가 된다. 경 부하를 고려하면 출력 전압을 제어하기 위해 굉장히 높은 스위칭 주파수가 요구되는 문제가 생기는데 이는 직렬 공진의 단점으로 작용한다.

$$Q = \frac{\omega L_s}{R} = \frac{1}{\omega C_s R} = \frac{1}{R} \sqrt{\frac{L_s}{C_s}} \quad (3)$$

$$V_L(\omega) = j\omega L_s I(\omega) = j\omega L_s \frac{V_{IN}}{R} = jQ V_{IN} \quad (4)$$

$$V_C(\omega) = \frac{I(\omega)}{j\omega C_s} = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{V_{IN}}{R} = -jQ V_{IN} \quad (5)$$

$$|V_L(\omega)| = |V_C(\omega)| = Q |V_{IN}| \quad (6)$$

식 (3)은 직렬 공진 시 리액턴스의 저항에 대한 비를 나타내고, 식 (4)~(6)까지는 직렬 공진 시  $L_s$ 와  $C_s$ 에 걸리는 전압을 입력전압의  $Q$ 배 만큼 증폭되는 것을 유도하는 과정의 식이다.

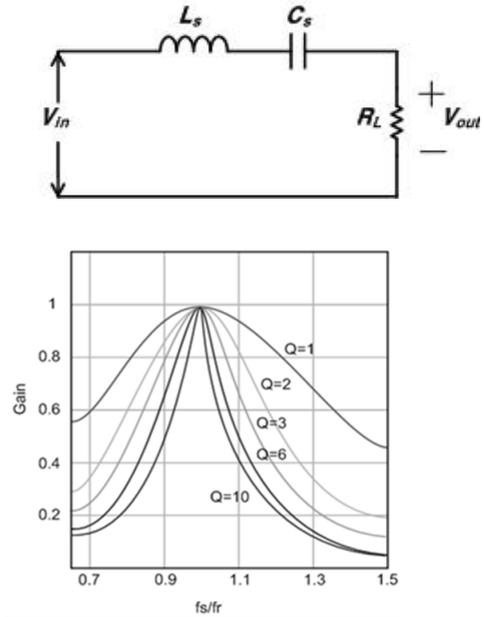


Fig. 2. The series resonant circuit and gain curve.

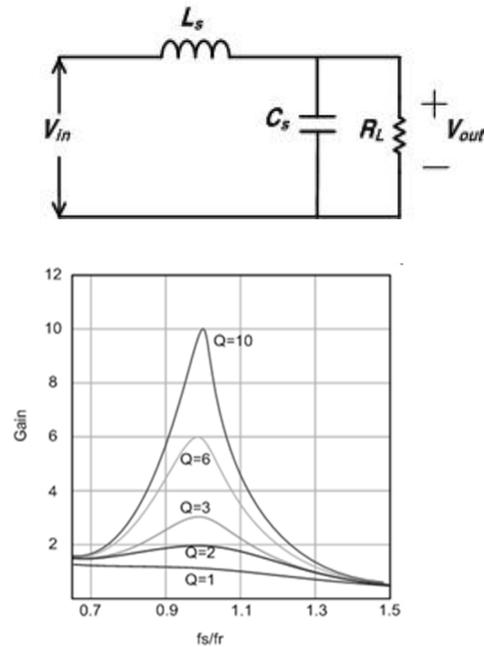


Fig. 3. The parallel resonant circuit and gain curve.

그리고 본 논문에서 적용된 공진 기법은 병렬 공진회로로서, 그림 3과 같다. 마찬가지로 병렬 공진회로의 등가회로로 표현한 것에 대해, 공진 인덕터와 공진 커패시터가 직렬로 공진 탱크를 형성하였으나, 출력 부하와는 병렬로 연결되기 때문에 병렬 공진회로라 부른다. 그림 3에서 이득 곡선을 보게 되면, 병렬 공진의 이득 특성 그래프로, 좁은 주파수 변동으로도 출력 전압을 제어할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이는 직렬 공진회로의 단점을 보완하는 역할을 하며, 부하 특성의 변화에도 안정적인 제어를 하기 위한 목적으로 병렬 공진회로를 적용한다.

$$Q = \frac{R}{\omega L_s} = \omega C_s R = R \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (7)$$

$$I_L(\omega) = \frac{V(\omega)}{j\omega L_s} = \frac{I_{IN}R}{j\omega L_s} = -jQ I_{IN} \quad (8)$$

$$I_C(\omega) = j\omega C_s V(\omega) = j\omega C_s R I_{IN} = jQ I_{IN} \quad (9)$$

$$|I_L(\omega)| = |I_C(\omega)| = Q |I_{IN}| \quad (10)$$

식 (7)은 병렬 공진 시 리액턴스의 저항에 대한 비를 나타내고, 식 (8)~(10)까지는 병렬 공진 시  $L_s$ 와  $C_s$ 에 흐르는 전류가 입력 전류의  $Q$ 배 만큼 증폭 되는 과정의 식이다.

### 2.3 ZVS의 소프트 스위칭 기법

공진 형 Inverter의 회로에 대한 스위칭 기법은 보통 ZCS 방식과 ZVS 방식을 많이 사용한다.<sup>[8]</sup> ZCS 방식은 Zero Current Switching으로 스위치 소자의 전류가 0인 상태에서 Turn-on, off를 하고, ZVS 방식은 Zero Voltage Switching으로 스위치 소자의 전압이 0인 상태에서 Turn-on, off로 동작하는 기법이다. 본 논문에서 적용된 스위칭 기법은 ZVS 방식으로  $L_s$ 와  $C_s$ 에 대한 공진 주파수 지점( $Q$  포인트 지점) 오른쪽 영역에서 스위칭 주파수를 사용하게 된다. 이러한 동작은  $f_r < f_s$ 이며, 공진 주파수보다 큰 스위칭 주파수로 동작함에  $L_s$ 의  $X_L$  임피던스 성분이  $C_s$ 의  $X_C$  임피던스 성분보다 크게 나타나고 임피던스 성분에 대한 위상 값은 Positive가 된다.

그림 4는 Full-bridge 인버터 회로에 대한 그림으로,  $X_L > X_C$  대한 조건이 되었을 때 그림 5(A)와 같이 입력전압  $V_g$ 를 인가했을 때, Leading leg와 Lagging leg의 양단 전압  $V_s(t)$ 가 1차 측에 흐르는 전류  $i_s(t)$ 의 관계에 대해서 전류는 전압보다 뒤지는 지상 전류가 흐르는 상태가 된다. 이에 대해, 그림 5에서 파형에 대한 동작 원리를 알아보면, 처음  $Q_1$ 과  $Q_4$ 가 Turn-on이 되는 구간은 스위치 측면에서 양의 전류로 흐르다가 스위치가 Turn-off가 될 때, 누설 인덕턴스에 저장된 에너지가 Dead-time 구간에서  $Q_1$ 과  $Q_4$ 의 내부 기생 커패시터로 전하가 충전이 되고, 동시에  $Q_2$ 와  $Q_3$ 의 내부 기생 커패시터의 전하는 방전이 이루어진다. 그리고 남아있는 누설 인덕턴스 에너지는  $D_2$ 와  $D_3$ 을 통해 Free-wheeling 동작 되어 소모 되고,  $Q_2$ 와  $Q_3$ 는  $V_{ds}$  전압이 0인 상태(내부 기생 커패시터가 방전된 상태)에서 Turn-on이 된다.

$Q_2$ 와  $Q_3$ 는 다시 양의 전류가 흐르다가 스위치가 Turn-off 됨에 Dead time 구간에서  $Q_1$ 과  $Q_4$ 에 내부 기생 커패시터는 방전이 이루어지고, 동시에  $Q_2$ 과  $Q_3$ 는 다시 충전이 이루어진다. 그리고  $D_1$ 과  $D_4$ 를 통해 누설

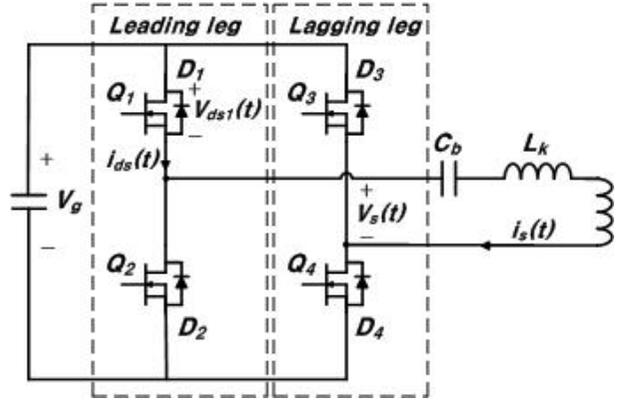


Fig. 4. Full-bridge inverter circuit.

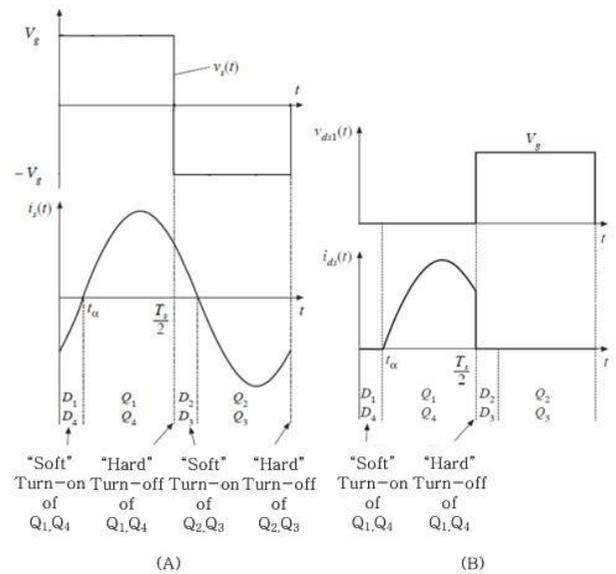


Fig. 5. Switch network wave forms of ZVS.

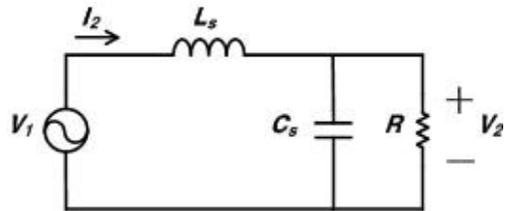


Fig. 6. Main transformer secondary side.

인덕턴스의 에너지가 소모되고,  $Q_1$ 과  $Q_4$ 가 Turn-on되는 동작 원리로 볼 수가 있다.

이 동작을 영 전압 스위칭이라고 하며, PWM의 상보 신호로 각 leg의 스위치는 같은 동작을 하기 때문에 그림 5 (B)와 같은 스위칭 파형과 같은 ZVS 소프트 스위칭이 이루어진다. 이에 스위칭 Turn-on 손실은 무시되며, 도통 손실과 Turn-off 되는 FET의 Dead time 구간에서만 약간의 손실이 있고 다른 FET는 손실이 없기 때문에 ZVS 방식의 소프트 스위칭 기법을 사용하여 스위칭 손실을 최소화 할 수 있다.

## 2.4 최적화 설계를 위한 분석

그림 6는 그림 1에서 1차 측 인덕터( $L_k$ )가 2차 측으로 환산 된 공진 인덕터( $L_s$ )와 플라즈마 반응기 내부 커패시터( $C_s$ )와 저항( $R$ )으로 구성된 2차 측 등가회로이다. 1차 측 DC Blocking Cap( $C_b$ )은 커패시턴스 값( $11\mu F$ )이 크기 때문에 공진 특성에 영향을 주지 않아, 2차 측 등가회로에 적용되지 않는다. 그래서 2차 측으로 환산한 회로에 대해,  $V_1$ 은 기본 고조파의 대한 변압기 2차 측 출력 전압이고,  $I_2$ 는 변압기 2차 측 전류,  $V_2$ 는 플라즈마 반응기에 인가되는 출력 전압을 나타낸다.

$$\frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}} = f_r \quad \omega = 2\pi f_r \quad (11)$$

$$V_1 = \frac{4nV_{dc}}{\pi} \angle 0 \quad (12)$$

$$V_2(j\omega) = \frac{R}{(R - \omega^2 L_s C_s R) + j\omega L_s} \times V_1(j\omega) \quad (13)$$

$$I_2(j\omega) = \frac{1 + j\omega C_s R}{(R - \omega^2 L_s C_s R) + j\omega L_s} \times V_1(j\omega) \quad (14)$$

식 (11)은 공진 인덕턴스( $L_s$ )와 커패시턴스( $C_s$ )에 대한 공진 주파수 식과 그에 따른 각속도로 나타낼 수 있고, 식 (12)는 기본 고조파의 대한 2차 측 출력 전압을 나타내며 푸리에 식으로 표현 할 수 있다. 그리고 식 (13),(14)는 주파수와 위상에 따른 복소 임피던스 식으로 나타낸 것으로  $V_2(j\omega)$ 와  $I_2(j\omega)$ 를 유도하여, 다음 유도 식으로 나타낼 수 있게 된다.

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/sC_s)//R}{sL_s + (1/sC_s)//R} = \frac{R}{s^2 L_s C_s R + sL_s + R} \quad (15)$$

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{R}{R - \omega^2 L_s C_s R + j\omega L_s} \quad (16)$$

$$\therefore \left| \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \right| = \frac{R}{\sqrt{[R - \omega^2 L_s C_s R]^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (17)$$

여기서, 식 (15)~(17)을 유도하여 2차 측 등가회로에서 주파수 변화에 따른 입력 전압  $V_1(j\omega)$ 과 출력 전압  $V_2(j\omega)$ 의 이득 값을 얻을 수 있다.

$$\frac{I_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{sL_s + (1/sC_s)//R} = \frac{1 + sC_s R}{s^2 L_s C_s R + sL_s + R} \quad (18)$$

$$\frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{1 + j\omega C_s R}{R - \omega^2 L_s C_s R + j\omega L_s} \quad (19)$$

TABLE I  
DESIGN PARAMETER OF PLASMA DISCHARGER

Parameter	Value
DC link voltage	312V
Switching frequency( $f_s$ )	140kHz
Switching frequency( $\omega$ )	879000 rad/sec
theta( $\theta_{wanted}$ )	41°
Reactor capacitance	2.85nF
Road resistor	2.5k $\Omega$

$$\therefore \left| \frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \right| = \frac{\sqrt{1 + (\omega C_s R)^2}}{\sqrt{[R - \omega^2 L_s C_s R]^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (20)$$

$$\frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{1 + (\omega C_s R)^2}{R + j\omega(L_s - C_s R^2 + \omega^2 C_s^2 L_s R^2)} \quad (21)$$

$$\therefore \angle \frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = -\tan^{-1} \left( \frac{\omega(L_s - C_s R^2 + \omega^2 C_s^2 L_s R^2)}{R} \right) \quad (22)$$

식 (18)부터 식(22)까지는 입력 전압  $V_1(j\omega)$ 에 대한 전류  $I_2(j\omega)$ 의 위상각 식으로 유도해 낸 과정으로, 최적화 설계에 대한 위상각의 정보를 수집 할 수 있다.

위에 유도한 식들을 통해 다시 1차 측으로 환산한 메인 트랜스의 권선 비( $n$ )가 포함 된 유도 식들로 아래의 식들과 같이 나타낼 수 있다.

$$L_k = \frac{L_s}{n^2} \quad (23)$$

$$I_1(j\omega) = nI_2(j\omega) \quad (24)$$

$$= \frac{n\sqrt{1 + (\omega C_s R)^2}}{\sqrt{[R - \omega^2 n^2 L_k C_s R]^2 + (\omega n^2 L_k)^2}} \times \frac{4nV_{dc}}{\pi} \quad (25)$$

$$V_2(j\omega) = \frac{R}{\sqrt{[R - \omega^2 n^2 L_k C_s R]^2 + (\omega n^2 L_k)^2}} \times \frac{4nV_{dc}}{\pi} \quad (26)$$

$$\angle \frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = -\tan^{-1} \left( \frac{\omega(n^2 L_k - C_s R^2 + \omega^2 C_s^2 n^2 L_k R^2)}{R} \right) \quad (27)$$

$$n = \sqrt{\frac{C_s R^2 + \frac{R}{w} \tan \theta_{wanted}}{L_k + \omega^2 C_s^2 R^2 L_k}} \quad (28)$$

식 (27)을 지연 위상각  $\theta_{wanted}$ 라고 하면, 식 (28)에서 원하는 지연 위상각  $\theta_{wanted}$ 를 결정 하고, 반응기 커패시턴스 값에 대한 1차 측 공진 인덕터  $L_k$ 에 따른 권선 비가 결정 되어 계산된다. 그렇게 되면  $L_k$  값에 따른 권선 비, 출력전압 Peak, 1, 2차 측 전류에 대한 데이터를 수

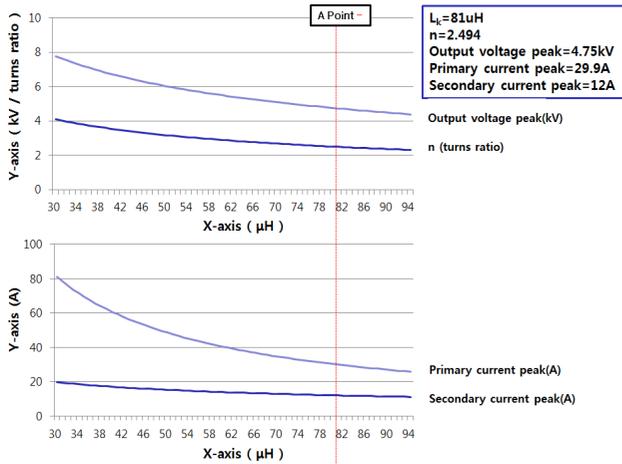


Fig. 7. Output specifications of plasma discharger.

집 할 수 있게 된다.

본 논문에서는 위의 수식들을 이용하여 5kW급 플라즈마 전원장치 설계에 대한 파라미터를 표 1과 같이 선정하였다.

동작 주파수의 범위는 135kHz~200kHz의 범위를 사용하고 5kW 최대 전력으로 부하에 인가되는 조건의 적절한 주파수를 결정한다. 그리고 적절한 지연 위상각을 결정함에, 플라즈마 반응기의 부하 특성 변화에도 안정적으로 전압이 공급 될 수 있도록 설계해야한다.

그림 7은 표 1에서 선정된 파라미터 값으로 1차 측 공진 인덕턴스의 값에 따른 권선 비, 출력 전압, 1, 2차 측 전류 값의 데이터를 수집하여 그래프로 나타낸 것이다. X축의 1차 측 공진 인덕턴스 값에 따른 Y축의 파라미터 값들을 수집한다. 여기서 5kW 출력을 위한 A 포인트 지점의 인덕턴스 값인 81μH를 선정하여 설계 하였다.

그림 8은 위의 수식들을 이용하여 스위칭 주파수 변화에 따른 출력 전압 이득 곡선 및 변압기 입력 전압 대비 입력 전류의 위상 곡선을 나타낸 그래프이다. 그림 8을 보면 일반적으로 공진 포인트 지점인 위상이 0인 지점에서 입력 전압과 전류가 동상이 되어 이상적인 동작이라고 생각 할 수도 있다. 하지만 사용 할 수 있는 주파수 가변 범위가 좁고 스위칭 주파수가 조금만 낮아도 위상이 역으로 뒤집어져, 정상 동작에 영향을 미치게 된다. 그림 8에서 본 논문에서는 ZVS 소프트 스위칭 동작을 위한, 공진 포인트 오른쪽 부분인 A포인트 지점을 사용하여 적절한 위상 여유를 설정하는 것에 대해, 40% 정도 위상 여유를 두고 설계 하였다. 위상 여유는 보통 10%~45% 정도가 적절 한데, 위상 여유가 너무 클 경우 무효 전력 성분이 커져서 실질적인 유효 전력이 작아지고 회로 내부를 순환하면서 손실을 야기 시킬 수 있다. 이에 안정적으로 구동 되도록 5kW급 플라즈마 방전장치의 정해진 범위 내의 고 주파수에 따른 최적화된 출력 전압 데이터를 얻도록 설계를 한다.

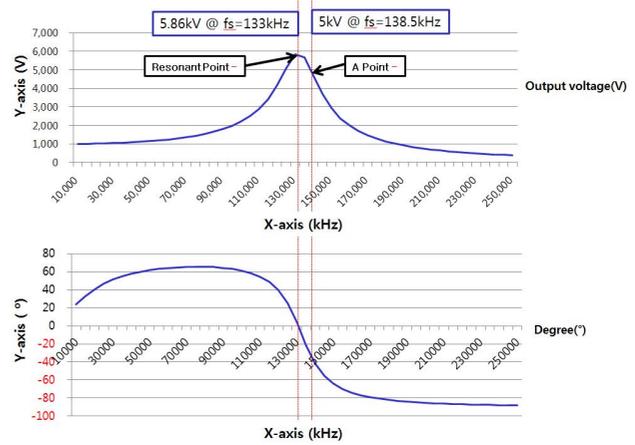


Fig. 8. Gain, Degree curve of plasma discharger.

TABLE II  
SIMULATION PARAMETER OF PLASMA DISCHARGER

Parameter	Value
DC link voltage( $V_g$ )	312V
Input current( $I_{IN}$ )	0~16A
Switching frequency( $f_s$ )	135kHz~200kHz
Resonant frequency( $f_r$ )	133kHz
n (turns ratio)	2.5
Primary leakage inductance	81μH
DC blocking cap	11μF
Reactor capacitance	2.85nF
Road resistor	2.5kΩ
Output voltage( $V_{peak}$ )	5kV

### 3. 모의실험

모의실험은 시뮬레이션 프로그램 PSIM을 사용하여 플라즈마 방전장치를 모델링 하고 Full-bridge 인버터 회로와 제어를 구성하여 모의실험을 진행 하였으며, 표 2을 통한 파라미터 값을 적용하여 시뮬레이션 하였다.

DC link 전압은 3상 220V가 정류된 312V 전압이 인가되고, 식 (28)에 따른 권선 비와 1차 측 공진 인덕턴스 값을 선정하여 부하에 대한 출력 전압을 시뮬레이션 한다.

그림 9은 PSIM을 이용한 시뮬레이션 결과 파형이다. 1차 측 전류  $I_p$ 와  $V_{ds}$ 파형을 확인하면 ZVS 스위칭 방식으로 동작을 하는 것을 알 수 있다. 스위칭 주파수는 공진 주파수보다 높은 주파수에서 동작되고, 공진 주파수보다 더 낮은 주파수로 동작 시 ZCS 스위칭 방식으로 동작되어 스위치에 큰 스트레스 데미지를 입히므로 안정적이 구동이 어렵다. 표 2와 같이 메인트랜스의 권선 비는 2.5(turns ratio)로서 변압기 1차 측 전압  $V_p$ 는 2kV의 전압이 걸리고, 스위칭 주파수 138kHz에서 변압기 2차 측 출력 전압  $V_s$ 는 약 5kV로 출력되어 부하에 전달됨을 확인 할 수 있었다. 그리고 그림 10과 같이

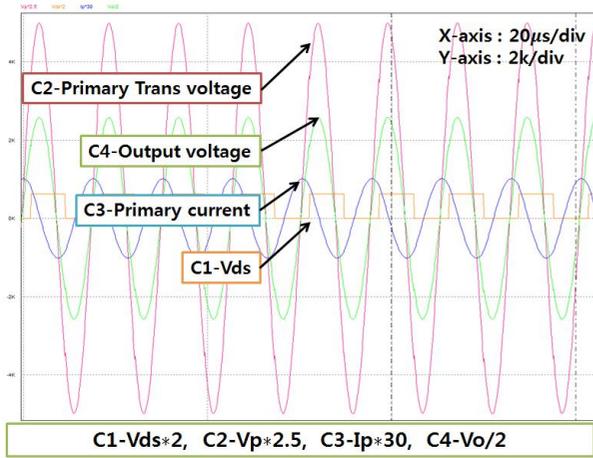


Fig. 9. Simulation waveform of high frequency inverter.

Full-bridge 인버터 회로에 대해 DSP(TMS320D28335)를 사용하여 입력 전력 제어와 출력 전압 제어를 수행한다. 제어기는 디지털 제어기를 이용하였으며 실제 연산에 사용되는  $V_g$ ,  $I_{IN}$ ,  $V_{peak}$ 의 값을 구하기 위해 각각의 ADC(Analog to Digital Converter)로 변환된 연산 결과를 이용하여 디지털 제어기를 통해 구현한다.

입력 전력 제어는 플라즈마 반응기의 부하 특성에 대한 Protection용 제어로서, 플라즈마 반응기 내부 커패시턴스나 저항 성분이 온도에 따라 변할 시를 고려한 제어 방법이다. 만약 플라즈마 반응기 내부 부하 성분 변화에 따라 공진 주파수가 점차 증가를 하게 된다면, 스위칭 주파수의 근처까지 도달하게 되어 큰 전력을 발생 시키게 된다. 그렇게 되면 급격한 전류량으로 인한 인덕터와 변압기의 과열로 인한 포화 및 회로 사양을 초과하게 되어, 회로는 견디지 못하고 파손 될 수 있다. 이에 입력 전력 제어를 통해 명령에 대한 스위칭 주파수를 가변시켜 그 이상 전력으로 올라가지 않게 제어하기 때문에 플라즈마 반응기를 안정적으로 구동시키고 보호 할 수 있게 된다.

출력 전압 제어는 지속적으로 출력 전압을 유지하여 플라즈마 반응기의 산화물들을 세밀하게 분해하기 위한 제어 방법이다. 물론 플라즈마 반응기 자체의 내부 부하 성분이 크게 변하지 않는다면 입력 전력 제어만으로도 충분히 세밀하게 분해가 가능하다. 그리고 플라즈마 반응기의 내부 커패시턴스나 저항 성분이 심하게 변한다면 출력 전압 제어는 권장 하지 않는다. 출력 전압 제어는 입력 전력 쪽을 제어하지 않기 때문에, 반응기 내부 부하 성분이 온도에 의해 변하게 되면 마찬가지로 공진 주파수가 변하게 될 것이다. 이에 출력 전압 제어는 내부 부하 성분이 크게 변하지 않는 조건하에서 제어를 수행 한다.

#### 4. 손실 분석

본 논문에서 시뮬레이션에 대한 손실과 효율 분석에

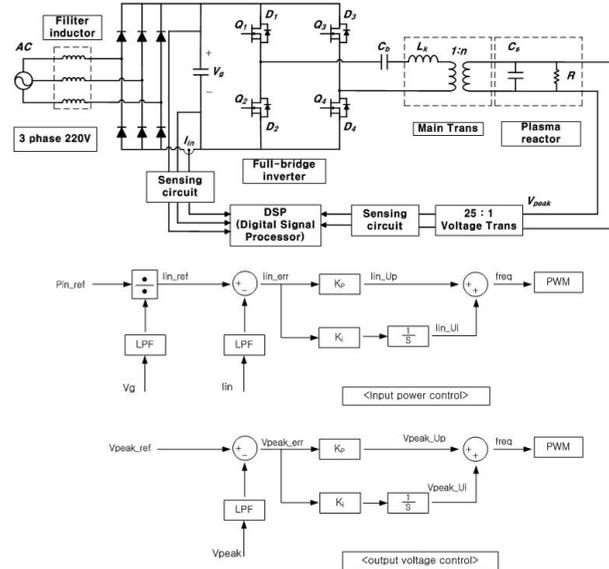


Fig. 10. Control block diagram of high frequency inverter.

TABLE III  
SWITCH LOSS PARAMETER OF PLASMA DISCHARGER

Parameter	Value
Drain-source voltage( $V_{ds}$ )	312V
Upper switch $I_{pk}$	14.34A
Upper switch $I_{swrms}$	7.99A
Lower switch $I_{pk}$	14.43A
Lower switch $I_{swrms}$	8.86A
IPW65R041CFD( $R_{ds}$ )	0.041 $\Omega$
IPW65R041CFD( $t_f$ )	40ns
Switch frequency( $f_s$ )	138kHz
Switch Loss(W)	110.769W

대해, Full-bridge 인버터 회로에서의 손실은 스위치와 공진 인덕터, 변압기의 손실로 나눌 수 있다. 우선 표 3을 보면 스위치 손실에서는 도통 손실과 Turn-off 스위칭 손실만을 고려한다. 기본 스위칭 방식에는 Turn-on 손실도 있지만 ZVS 방식의 소프트 스위칭 기법을 사용하기 때문에 Turn-on 손실은 적용되지 않는다.

$$P_c = I_{swrms}^2 R_{ds}, \quad P_{off} = \frac{1}{2} V_{ds} I_{offpk} t_f f_s \quad (29)$$

그래서 식 (29)와 마찬가지로 도통 손실  $P_c$ 와 Turn-off 손실  $P_{off}$ 만을 고려한다. 본 회로에서 스위치는 FET (IPW65R041CFD)를 2개씩 병렬로 총 8개의 FET를 사용하였다.

도통 손실  $P_c$ 는 FET 2개를 병렬 구조이기 때문에  $R_{ds}$ 는 1/2로 나눠 손실 계산을 하고, Turn-off 손실  $P_{off}$ 는 하나의 FET당 흐르는 스위치 전류 피크 값과 실험 치로 계산하여 손실을 구한다.

TABLE IV  
TRANSFORMER LOSS PARAMETER OF PLASMA  
DISCHARGER

Parameter	Value
Primary current RMS	24.2A
Secondary current RMS	10A
$A_p$	214.0127Cm <sup>4</sup>
Core total weight	2944g
Primary turn value	33turn
Secondary turn value	83turn
Primary cross-section area	4.4mm <sup>2</sup>
Secondary cross-section area	1.8mm <sup>2</sup>
$\Delta B$	0.153T
MLT	19.12405Cm
Primary wire register	0.029100438 $\Omega$
Secondary wire register	0.178913807 $\Omega$
$P_{copper}$	25.98807W
$P_{core}$	212.23377W

표 4는 메인트랜스<sup>[10]</sup>(UU120BC)의 손실 계산을 위한 파라미터 값을 표로 나타낸 것이다. 식 (30)부터는 페라이트 코어 변압기의 동손과 철손의 손실 계산식이다.

$$MLT = 5A_p^{0.25} \quad (30)$$

식 (30)은 1 Turn당 평균 권선 길이에 대한 식이고,

$$\begin{aligned} \text{권선저항} &= MLT \times \text{Turn수} \\ &\times [1.724 \times 10^{-6} (\Omega cm) / \text{권선단면적}(cm^2)] \quad (31) \\ &\times [1 + 0.00393 (T - 20^\circ C)] \end{aligned}$$

식 (31)는 1, 2차 측 단면적 및 턴 수, MLT에 대한 권선저항이다.

$$P_{copper} = I_{prms}^2 R_p + I_{srms}^2 R_s \quad (32)$$

식 (32)는 동손에 대한 손실로 Litz wire를 사용했기 때문에 Skin effect는 무시된다.

$$\begin{aligned} P_{core} &= 450(kW/m^3) \times \left( \frac{\text{사용주파수}}{100kHz} \right)^{1.3} \left( \frac{\text{Flux swing}}{0.2T} \right)^{2.5} \\ &/ 4.85 \times 10^3 (kg/m^3) \times \text{코어무게}(kg) \quad (33) \end{aligned}$$

식 (33)는 철손에 대한 손실 계산식으로 실제 코어의 무게와 변압기 설계 사양의 Flux swing값이 들어가고 사용 주파수는 시뮬레이션 상의 5kW 설계 사양으로 출력되는 스위칭 주파수로 계산식에 적용한다.

표 5는 인덕터(EE6565) 손실 파라미터를 정리한 표로 같은 페라이트 코어의 재질이기 때문에 위의 식들을 통해 계산할 수 있다. 1차 측 공진 인덕터는 2개로 나눠서 제작했기 때문에 손실도 2배로 계산해서 적용해야한다.

TABLE V  
INDUCTOR LOSS PARAMETER OF PLASMA  
DISCHARGER

Parameter	Value
Inductor current RMS	24.2A
$A_p$	28.9693mm <sup>4</sup>
Core total weight	780g
Turn value	9turn
Wire cross-section area	8.75mm <sup>2</sup>
$\Delta B$	0.125T
MLT	11.5999Cm
Wire register	0.029100438 $\Omega$
$P_{copper}$	1.4176802W
$P_{core}$	92.537957W

TABLE VI  
TOTAL LOSS PARAMETER OF PLASMA DISCHARGER

Parameter	Value
Switch total loss	110.769W
Transformer total loss	238.22184W
Inductor total loss	187.91127W
Total loss	536.9021W
Input power	5000W
Output power	5000W
Efficiency	90.3%

결과적으로 표 6을 보면 스위치 손실, 변압기 손실, 인덕터 손실에 대하여, 본 논문의 고주파 스위칭 인버터의 손실을 예측 하였고, 변압기와 인덕터에서의 손실이 크다는 것을 확인했다. 총 손실은 536.9W정도이고, 실제로 고 전력, 고 전압에서 효율을 측정 할 수 없기 때문에 이론적인 효율은 90.3%의 효율을 분석했다.

본 논문에서는 효율 면에 대한 최적화 설계가 아닌 플라즈마 반응기에 대한, 고 주파수에서도 안정적으로 높은 출력전압을 인가하는 것의 설계 방법에 최적화를 이루는 것이 목적이고, 위상 여유에 대한 중요성과 병렬 공진을 이용함에 최소의 주파수 가변으로도 출력 전압 및 입력 전력을 제어 할 수 있는 설계 방법을 제시했다.

## 5. 실험

제안한 알고리즘을 검증하기 위해 5kW 플라즈마 방전장치 설계 최적화 연구에 관한 실험은 그림 10와 같이 입력 전력 제어 기법과 출력 전압 제어 기법을 사용하여 안정된 출력 전압을 플라즈마 반응기에 인가하고, 메인트랜스 2차 측 전압이 고압이기 때문에 추가적인 변압기(25 : 1)를 설계해서 출력 전압 값을 강압하여 제어하고, 공진 특성에 따른 소프트 스위칭 및 불분명한 부하 조건에도 방전이 잘 이루어지는지 실험 한다.

플라즈마 반응기는 반도체 공정 처리 시 GAS의 종류 (N<sub>2</sub>, Ar, N<sub>2</sub>, SiH<sub>2</sub>Cl<sub>2</sub> 등)와 펌프에서 흡입하는 양이

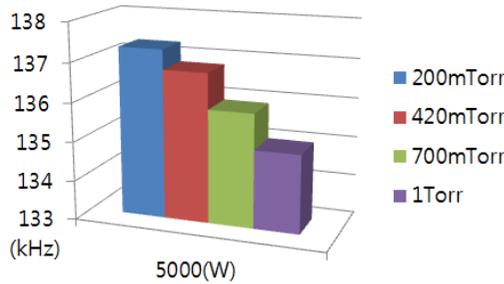


Fig. 11. Frequency analysis of reactor vacuum.

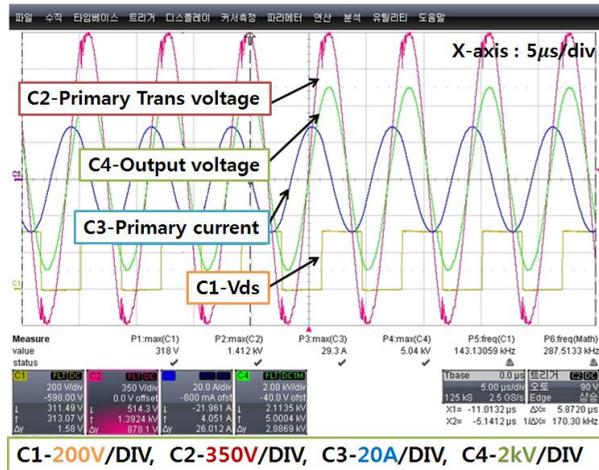


Fig. 12. Waveform of each part.

다르고, 플라즈마 반응기 내부 압력이 다르기 때문에 진공도 변화에 대한 플라즈마 형성이 잘 이루어지는지 실험을 진행하였다.

제안한 플라즈마 방전장치는 그림 11에서 보는 것과 같이 플라즈마 반응기의 진공도에 따라 동일한 입력 전력 5kW로 제어함에 스위칭 주파수 값의 변화가 있음을 알 수 있다. 즉 진공도에 따라 반응기 내부 커패시턴스 성분이나 저항 성분의 값이 달라지는 것에, 5kW까지 도달되는 스위칭 주파수의 값이 다르다는 것이다. 그에 따른 주파수 변화를 그림 11로 확인할 수 있다. 그림 11은 진공도 (200mTorr, 420mTorr, 700mTorr, 1Torr)에 따라 X축은 입력 전력(W), Y축은 주파수(kHz)를 나타낸다. 5kW로 제어 시, 각 진공도 실험에 대한 공진주파수 포인트가 미세하게 변화되고, 입력 전력 제어에 대한, 해당 전력 명령에 대해 스위칭 주파수는 가변된다. 또한, 각 실험에서 반응기의 커패시턴스 값은 크게 변화되지 않고, 저 전력에서 고 전력까지 방전이 충분히 잘 이루어짐에 고 주파수에서 안정적인 출력 전압이 인가됨에 최적화 설계 연구에 대한 타당성을 입증하였다.

그림 12은 출력 전압 제어를 통한 파형으로 변압기 1차 측 양단 전압과 출력전압, 1차 측 전류, Vds를 나타낸 파형이다. 출력전압제어는 5kV로 제어하고, 진공도는 420mTorr로 실험하였다. PSIM 시뮬레이션의 부하저항

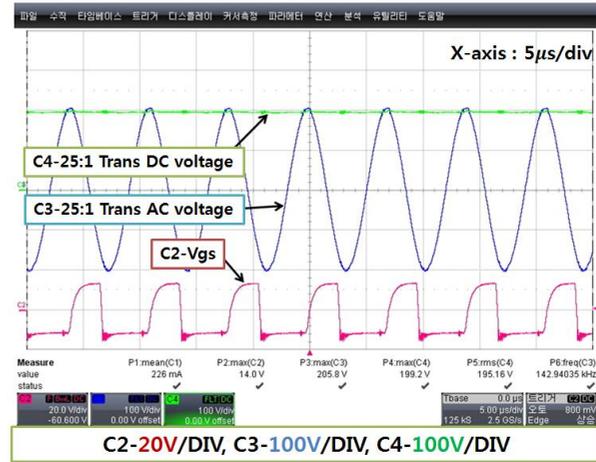


Fig. 13. Waveform of each part.



Fig. 14. Test of plasma discharger.

과 실제 플라즈마 반응기의 부하성분이 약간 다르기 때문에 출력전압 5kV에서의 주파수 차이가 있음을 알 수 있다. 플라즈마 반응기는 사용하는 횟수에 따라서도 내부 부하성분이 약간씩 달라질 수 있기 때문에, 위상여유가 고려된 적절한 설계 사양이 요구된다. 출력 전압 제어 실험에 실제 플라즈마 반응기에서는 143kHz에서 출력전압이 5kV정도 출력됨을 확인하였다.

그림 13는 메인트랜스 2차 측 전압을 25:1로 강압하는 추가적인 변압기의 2차 측 파형과 DC로 정류된 파형, 그리고  $V_{gs}$  파형을 나타낸다. 메인트랜스 2차 측 전압은 5kV의 고압으로 Voltage Trans로 강압시킨 전압 값을 ADC(Analog to Digital Converter)로 변환된 연산 결과를 이용하여 디지털 제어를 통해 제어됨을 확인하였다. 그림 14는 실제 5kW 플라즈마 방전장치를 구성하여 테스트한 사진이다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 플라즈마 반응기 구동을 위한 5kW급 플라즈마 방전장치 설계 최적화의 관한 연구를 제안 했

고, 풀 브릿지 회로를 기반으로 고주파 인버터를 구성하여 고주파 스위칭을 위한 소프트 스위칭 기법(ZVS)을 사용했다. 공진 기법은 LC 병렬 공진기법을 적용하고 가변스위칭 주파수 기법을 적용하여 플라즈마 반응기의 부하 특성의 변화에도 안정적으로 제어가 가능하도록 설계했다. 또한 최적화 설계를 하기 위한 분석 과정 및 시뮬레이션을 진행함에, 실제 실험에 입력 전력과 출력 전압을 제어하여, 진공도에 따른 불분명한 부하조건의 플라즈마 반응기 방전 실험을 진행하는 연구 결과를 보임으로 타당성을 검증했다.

## References

- [1] W. H. Shin, K. P. Yun, H. M. Jeoung, and J. H. Choi, "AC plasma power supply with variable voltage and variable frequency," *The Korean Institute of Electrical Engineers*, pp. 1205-1207, July 2004.
- [2] B. H. Lee and I. S. Lee, "Development of a high-capacity power supply using IGBT for plasma devices," *Journal of Korean Institute of Information Technology*, Vol. 11, No. 6, pp. 25-32, June 2013.
- [3] W. C. Lee and T. K. Lee, "The study on reactor parameters of atmosphere plasma power supply," *The Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, Vol. 26, No. 6, pp. 59-65, June 2012.
- [4] J. H. Kim, W. S. Lee, J. J. Ahn, C. Y. Won, D. K. Choi, and S. D. Choi, "A study on the design of the high power active clamp ZVS flyback converter for semiconductor plasma etching system," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 400-403, Jul. 2000.
- [5] M. Y. Kim, K. D. Seo, H. M. Han, B. J. Choi, and J. S. Kim, "A study on soft switching boost type power supply using load resonance for atmospheric pressure plasma generation," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 25-28, Oct. 2008.
- [6] S. I. Hong and M. S. Ryu, "A study on high-frequency of series-parallel resonant inverter using the IGBT," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 110-113, Jul. 1999.
- [7] C. Y. Oh, J. S. Kim, and B. K. Lee, "Design of optimal resonant frequency for series-loaded resonant DC-DC converter in EVs on-board battery charger application," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 17, No. 1, pp. 77-84, Feb. 2012.
- [8] S. K. Kwon and S. P. Mun, "Development of arc welding machines DC-DC converter using a novel full-bridge soft switching PWM inverter," *Journal of the Korean Institute of Illuminating and Electrical Installation Engineers*, Vol. 22, No. 6, pp. 26-33, Jun. 2008.
- [9] S. T. Jou, H. G. Jeong, and K. B. Lee, "Design of a power system with variable voltage and frequency for a plasma discharger," *Power Electronics Annual Conference*, pp. 386-387, July 2011.
- [10] J. Y. Lee, K. S. Choi, and S. C. Hahn, "Eddy current loss analysis of power transformer using finite element method," *The Korean Institute of Electrical Engineers*, pp. 71-73, Oct. 2008.



### 노현규(魯賢圭)

1988년 5월 8일생. 2014년 한경대 전기공학과 졸업. 2014년~현재 명지대 대학원 전기공학과 석사과정.



### 신철준(申徹準)

1981년 5월 26일생. 2008년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2016년 동 대학원 졸업(공박).



### 이준영(李竣榮)

1970년 10월 3일생. 1993년 고려대 전기공학과 졸업. 1996년 KAIST 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 졸업(공박). 2001년~2005년 삼성 SDI PDP사업부 과장. 2005년~2008년 단국대 전기공학과 조교수. 2008년 현재 명지대 전기공학과 교수. 당 학회 편집위원.