

# 넓은 범위의 선형 출력 제어를 위한 5kW 플라즈마 전원장치 설계 및 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘의 관한 연구

노현규<sup>1</sup>, 이준영<sup>†</sup>, 김민재<sup>2</sup>

## A Study on Reactor Capacitance Estimation Algorithm and 5kW Plasma Power Supply Design for Linear Output Control of Wide Range

Hyun-Kyu Noh<sup>1</sup>, Jun-Young Lee<sup>†</sup>, and Min-Jea Kim<sup>2</sup>

### Abstract

This work suggests a study on 5 kW plasma power supply design and reactor capacitance estimation algorithm for a wide range of linear output control to operate a plasma reactor. The suggested study is designed to use a two-stage circuit and control the full-bridge circuit of the two-stage circuit using the buck converter output voltage of the single-stage circuit. The switching frequency of the full-bridge circuit is designed to operate through high-frequency switching and obtain maximum output using LC parallel resonance. Soft switching technique(ZVS) is used to reduce the loss caused by high-frequency switching, and duty control of the buck converter is applied to control a wide range of linear output. The internal capacitance of the reactor cannot easily be extracted, and thus, the reactor cannot be operated in an optimized resonant state. To address this issue, this work designs the internal capacitance of the reactor such that estimations can be performed with the developed reactor capacitance estimation algorithm applied to the internal capacitance of the reactor. A 5 kW plasma power supply is designed for a wide range of linear output control, and the validity of the study on the reactor capacitance estimation algorithm is verified.

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

### 1. 서 론

본 논문에서는 CVD 공정에 따른 AC 플라즈마 전원장치를 개발하는 것을 목적으로 저압(진공상태)의 플라즈마 형성을 요구하는 넓은 범위의 출력 제어를 위한 5kW 플라즈마 전원장치 및 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘의 관한 연구를 진행한다. 현재 반도체 제조과정에서는 Diffusion, CVD(Chemical Vapor Deposition), Etching 공정 등으로 구현되며 공정부산물로

VOC(Volatile Organic Compound), 자연발화 기체, PM(Particulate Matters) 등의 다양한 오염물질들이 발생하는 문제가 있다.<sup>[1]</sup> 또한 반도체 공정에서 사용되는 전구체(특정 물질을 만들어 내기 이전에 선행하는 물질)의 대부분(공정에 따라 많은 경우 90% 이상)은 공정에서 사용되는 PFCs(Per Fluoro Compounds) 등과 함께 배기유체와 메인펌프 후단으로 배기관을 통하여 배출되고 있는데, 공정부산물과 미분해 전구체는 진공펌프 내부에 축적됨에 따라 진공펌프의 고장을 유발하여 수명

단축 및 공정사고를 야기하여 경제적인 문제를 일으키며, 불완전 처리 상태의 PFCs 등은 대기로 방출되어 지구온난화라는 환경적인 문제를 일으킨다. 본 논문에서는 CVD 공정에 따른 공정 부산물을 처리하기 위한 플라즈마 CVD 방식을 이용하는 것에, 플라즈마를 형성시키는 반응기를 도입하여 공정 중에 나오는 GAS 및 부산물을 효과적으로 제거하고 진공펌프의 수명 연장 및 환경 문제와 안전상의 문제를 완화 시킨다.<sup>[2]</sup> 이에 플라즈마 반

Paper number: TKPE-2016-21-6-8

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

<sup>2</sup> Dept. of R&D, Clean Factors

Manuscript received Jul. 8, 2016; revised Aug. 1, 2016;

accepted Nov. 2, 2016

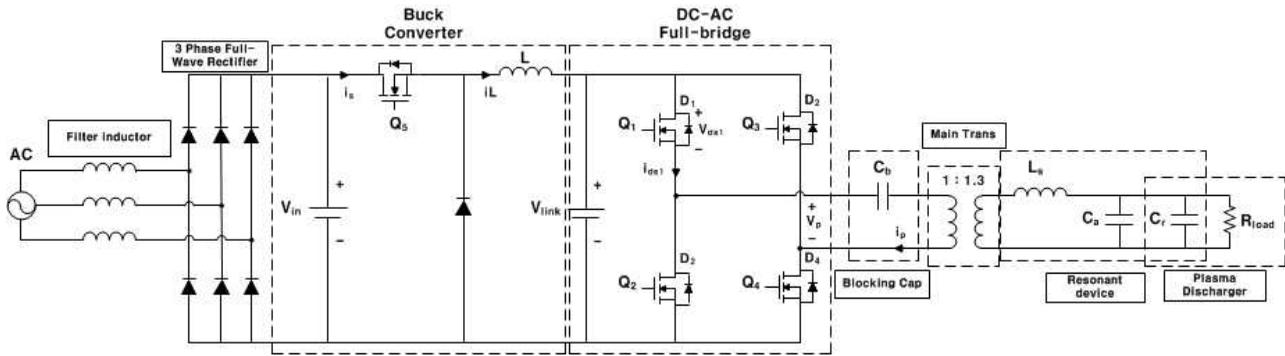


Fig. 1. System construction of plasma power supply.

응기를 구동시키기 위한 고전압, 고주파 플라즈마 전원장치가 요구된다.<sup>[3]</sup> 그리고 현재 국내에서 사용하고 있는 플라즈마 전원장치는 공정에 따른 다양한 전원장치가 국내에서 개발하여 사용하는 경우도 있지만, 아직까지 미국, 일본, 독일 등 해외에서 제작된 수입 제품을 주로 의존하고 있으며, 수입 플라즈마 전원장치의 대한 품질 격차뿐만 아니라 고객의 인식을 바꿔 나갈 수 있는 갖가지 해결책이 시급한 상황이다.<sup>[4]</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 전원장치가 최고급 사양일 필요는 없으나, 공인된 성능과 품질기준에 만족하고 목적에 따른 제품을 선보이며, 가격 경쟁력과 더불어 더욱 개선된 품질과 연구가 더욱 활발히 이루어진다면 수입제품 사용에 따른 문제와 국내 제품의 인식을 해결 할 수 있다.

또한 기존 1단 구성 AC 출력 Full-bridge회로만을 사용하는 플라즈마 전원장치의 경우, 주파수 제어를 통한 부하단(반응기)에 출력을 공급함에, 고주파수 스위칭으로 인한 넓은 범위의 정밀 출력 제어가 어렵고, 또한 반응기의 열 상승으로 인한 내부 부하 특성이 변화하게 되면, 공진 주파수가 변화됨에 출력 제어가 어려울 수 있다. 이는 2.4절에서 자세히 다룬다. 그리고 1단 구성 방식은 1차 측 AC 공진 전압으로 인하여 메인 변압기 사이즈가 큰 단점이 있다. 이를 해결하기 위한 본 논문에서는 2단 회로로 구성되어 있다. 1단 회로인 Buck 컨버터의 Duty 제어만을 이용하여 2단 회로 DC-AC Full-bridge회로의 출력을 제어하여 넓은 범위의 정밀한 출력을 부하(반응기)에 공급할 수 있게 된다. 그리고 2차 측에 보상 커패시터를 추가함에 반응기 내부 부하 특성이 변화더라도 5kV의 출력전압 이상의 설계 사양을 유지 할 수 있고, DC-AC Full-bridge회로는 2차 측 공진 특성을 이용하여 메인 변압기의 사이즈를 소형화시킬 수 있는 장점이 있다. 또한 공진 특성을 이용하여 소프트 스위칭(ZVS) 동작으로 회로가 갖는 스위칭 손실을

저감하고 회로를 분석하여 설계하는 것이 목적이다.<sup>[5]</sup> 이를 통해 안정적인 플라즈마 발생 효과를 나타내고, 입력 전력 제어 및 출력 전압 제어를 통해 넓은 범위의 선형 출력 제어를 위한 5kW 플라즈마 전원장치 설계 및 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘의 관한 연구를 제안하며, 시뮬레이션 및 실험을 통해 타당성을 검증한다.

## 2. 설 계

### 2.1 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치 구성

그림 1은 제안한 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치의 시스템 구성을 나타내었다. 구성은 3상 220V AC 교류전원과 고조파 (harmonics) 및 역 리플 (back ripple) 방지 및 잡음 제거 역할을 위한 입력 필터 부, 3상 교류파형을 전파 정류로 변환하는 3상 전파 정류기, 1단 회로에 Buck 컨버터 회로와 2단 회로에는 AC 출력 DC-AC Full-bridge회로로 구성 되어있다.

5kW 플라즈마 전원장치의 주 전력 회로는 Buck 컨버터와 LC 병렬 공진기법을 이용한 고주파 Full-bridge 인버터로서, 주파수 제어를 하지 않고, 고정 주파수를 이용하여 Buck 컨버터의 Duty 제어를 통해 Full-bridge의 출력을 정밀하게 제어하기위한 시스템으로 구성되어 있다. 현재 시중에서 스위치소자에 대해 IGBT를 사용하는 경우가 있는데 IGBT는 대용량의 전력회로 설치가 가능하나, 동작 주파수의 한계가 있고, 스위치 특성상 기존 FET보다 Tail current가 길기 때문에 손실이 크고 100kHz이상 고주파 스위칭이 불가능하다.<sup>[6]</sup> 그래서 본 논문에서는 고주파 고전압 플라즈마 전원장치가 요구된다. 플라즈마 공정 시에 산화물들을 더욱 세밀하게 분해하기 위한 고속 스위칭 소자인 FET를 사용하고, 고속 스위칭을 함으로서 플라즈마를 형성 시키는 반응기에 내부 산화물에 대한 분해율 또한 높일 수 있게 된다. DC-AC Full-bridge회로의 동작 주파수는 반응기의 종류나 가스의 종류, 유량에 따라 주파수를 조정하고, 본 시스템에서는 133kHz~137kHz의 주파수를 선택적 고정시켜 사용한다. 이에 스위칭 손실을 최소화하기 위한 소

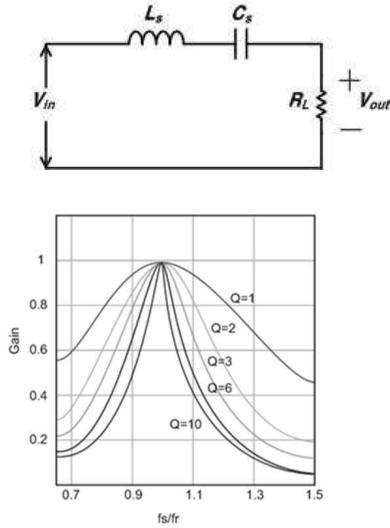


Fig. 2. The series resonant circuit and gain curve.

프트 스위칭 (ZVS)방식을 사용하고 손실에 대한 단점을 최소화한다.

## 2.2 직렬 공진과 병렬 공진의 구조와 이득곡선

공진이란, 공진 인덕터와 공진 커패시터가 서로 에너지를 주고받으며 에너지를 저장하고 있는 상태로, 서로 다른 에너지 및 특성의 주파수가 일치 할 때, 평형을 이룬 상태라고 말한다.<sup>[7]</sup> 이 때 특정 주파수에 대해 공진 인덕터  $L_s$ 와 공진 커패시터  $C_s$ 의 리액턴스 성분이 0이 되는 주파수를 공진 주파수라 말한다. 그리고 스위칭 주파수  $f_s$ 와 공진 주파수  $f_r$ 가 같을 때, 나눈 값이 1이 되는 지점에서 공진의 최대 이득을 낼 수 있게 된다.<sup>[8]</sup>

그림 2는 직렬 공진을 적용한 등가회로이다. 공진 인덕터  $L_s$ 와 공진 커패시터  $C_s$ 는 직렬로 연결되어 공진탱크를 구성하고, 공진탱크는 출력 부하와 직렬로 연결되기 때문에 공진탱크와 부하는 Voltage Divider 역할을 하게 된다. 부하 또는 입력 전압이 변할 때 부하에 걸리는 전압을 유지하기 위해 공진탱크의 임피던스가 변하게 된다. 즉 스위칭 주파수의 변화로 공진탱크 임피던스를 조절 할 수 있고, 출력 전압을 제어 할 수 있게 된다. 직렬 공진회로는 Voltage Divider로 동작하기 때문에 최대 이득은 1 이하가 된다. 공진 주파수에서 스위칭 동작 시 공진탱크의 임피던스가 최소가 되므로 모든 입력 전력이 부하로 전달되어 가장 큰 이득을 얻을 수 있다. 그림 2의 이득 곡선의  $Q$ 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.

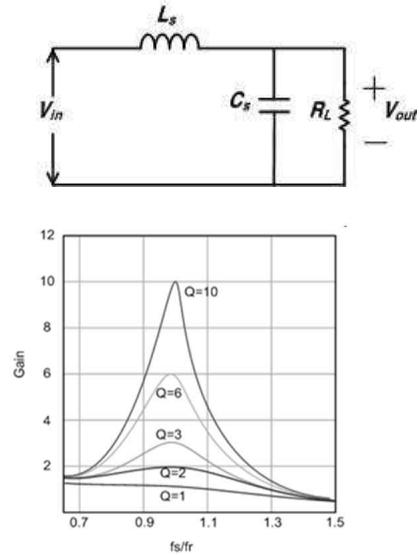


Fig. 3. The parallel resonant circuit and gain curve.

경 부하를 고려하면 출력 전압을 제어하기 위해 굉장히 높은 스위칭 주파수가 요구되는 문제가 생기는데 이는 직렬 공진의 단점으로 작용한다. 식 (1)은 직렬 공진 시 리액턴스의 저항에 대한 비를 나타내고, 식 (2)~(4)까지는 직렬 공진 시  $L_s$ 와  $C_s$ 에 걸리는 전압을 입력전압의  $Q$ 배 만큼 증폭되는 것을 유도하는 과정의 식이다.

그리고 본 논문에서 적용된 공진 기법은 병렬 공진회로로서, 그림 3과 같다. 마찬가지로 병렬 공진회로의 등가회로로 표현한 것에 대해, 공진 인덕터와 공진 커패시터가 직렬로 공진탱크를 형성하였으나, 출력 부하와는 병렬로 연결되기 때문에 병렬 공진회로라 부른다.<sup>[9]</sup>

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

$$V_L(\omega) = j\omega L_s I(\omega) = j\omega L \frac{V_{in}}{R} = jQ V_{in} \quad (2)$$

$$V_C(\omega) = \frac{I(\omega)}{j\omega C_s} = \frac{1}{j\omega C_s} \frac{V_{in}}{R} = -jQ V_{in} \quad (3)$$

$$|V_L(\omega)| = |V_C(\omega)| = Q |V_{in}| \quad (4)$$

그림 3에서 이득 곡선을 보게 되면, 병렬 공진의 이득 특성 그래프로, 좁은 주파수 변동으로도 출력 전압을 제어 할 수 있다는 것을 알 수 있다. 이는 직렬 공진회로의 단점을 보완하는 역할을 하지만 높은 순환 전류로 인한 변압기 열 손실과 임피던스 매칭을 위한 추가적인 인덕터를 설계해야 하는 단점이 있다. 이러한 단점을 감안하고 부하 특성의 변화에도 안정적인 제어를 하기 위한 목적으로 병렬 공진회로를 적용한다. 식 (5)은 병렬 공진 시 리액턴스의 저항에 대한 비를 나타내고, 식 (6)

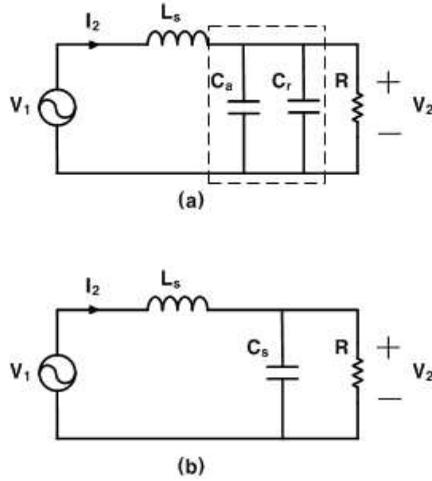


Fig. 4. Main transformer secondary side.

에서 (8)까지는 병렬 공진 시  $L_s$ 와  $C_s$ 에 흐르는 전류가 입력 전류의  $Q$ 배 만큼 증폭 되는 과정의 식이다.

$$Q = \frac{R}{\omega L_s} = \omega C_s R = R \sqrt{\frac{C_s}{L_s}} \quad (5)$$

$$I_L(\omega) = \frac{V(\omega)}{j\omega L_s} = \frac{I_{in} R}{j\omega L_s} = -jQ I_{in} \quad (6)$$

$$I_C(\omega) = j\omega C_s V(\omega) = j\omega C_s R I_{in} = jQ I_{in} \quad (7)$$

$$|I_L(\omega)| = |I_C(\omega)| = Q |I_{in}| \quad (8)$$

### 2.3 제안하는 DC-AC Full-bridge 회로 분석

그림 4는 그림 1을 2차 측 등가회로로 표현한 것이다. 그림 4(a)는 보상 커패시터( $C_a$ )와 반응기 내부 성분 커패시터( $C_r$ )와 저항( $R$ )을 나타낸 등가회로이다. 보상 커패시터와 반응기 내부 커패시터는 병렬이므로, 그림 4(b)와 같이  $C_s$ 로 표현하여 분석한다. 그림 1에서 1차 측 DC Blocking Cap( $C_b$ )의 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. 식 (9)은 공진 인덕턴스( $L_s$ )와 커패시턴스( $C_s$ )에 대한 공진 주파수 식과 그에 따른 각속도로 나타낼 수 있고, 식 (10)는 기본 고조파의 대한 2차 측 출력 전압을 나타내며 푸리에 식으로 표현 할 수 있다.

$$\frac{1}{2\pi \sqrt{L_s C_s}} = f_r \quad \omega = 2\pi f_r \quad (9)$$

$$V_1 = \frac{4V_{dc}}{\pi} \angle 0 \quad (10)$$

$$V_2(j\omega) = \frac{R}{(R - \omega^2 L_s C_s R) + j\omega L_s} \times V_1(j\omega) \quad (11)$$

$$I_2(j\omega) = \frac{1 + j\omega C_s R}{(R - \omega^2 L_s C_s R) + j\omega L_s} \times V_1(j\omega) \quad (12)$$

그리고 식 (11)와 식 (12)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.

$$\frac{V_2(s)}{V_1(s)} = \frac{(1/s C_s) // R}{s L_s + (1/s C_s) // R} = \frac{R}{s^2 L_s C_s R + s L_s + R} \quad (13)$$

$$\frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{R}{R - \omega^2 L_s C_s R + j\omega L_s} \quad (14)$$

$$\therefore \left| \frac{V_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \right| = \frac{R}{\sqrt{[R - \omega^2 L_s C_s R]^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (15)$$

여기서, 식 (13)~(15)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.

$$\frac{I_2(s)}{V_1(s)} = \frac{1}{s L_s + (1/s C_s) // R} = \frac{1 + s C_s R}{s^2 L_s C_s R + s L_s + R} \quad (16)$$

$$\frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = \frac{1 + j\omega C_s R}{R - \omega^2 L_s C_s R + j\omega L_s} \quad (17)$$

$$\therefore \left| \frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} \right| = \frac{\sqrt{1 + (\omega C_s R)^2}}{\sqrt{[R - \omega^2 L_s C_s R]^2 + (\omega L_s)^2}} \quad (18)$$

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

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

식 (16)부터 식 (20)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. 1차 측으로 환산된 공진 인덕턴스를 식 (21)인  $L_k$ 로 표시할 수 있다.

TABLE I  
DESIGN PARAMETER OF FULL-BRIDGE

Parameter	Value
DC link voltage( $V_{link}$ )	280V
Switching frequency( $f_s$ )	132kHz
Switching frequency( $\omega$ )	829000 rad/sec
theta( $\theta_{wanted}$ )	41°
Compensation capacitance( $C_a$ )	4nF
Reactor capacitance( $C_r$ )	2.85nF
Road resistor( $R_{load}$ )	2.5k $\Omega$

$$L_k = \frac{L_s}{n^2} \quad (21)$$

$$I_1(j\omega) = nI_2(j\omega) \quad (22)$$

$$= \frac{n\sqrt{1+(wC_sR)^2}}{\sqrt{[R-w^2n^2L_kC_sR]^2+(wn^2L_k)^2}} \times \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (23)$$

$$V_2(j\omega) = \frac{R}{\sqrt{[R-w^2n^2L_kC_sR]^2+(wn^2L_k)^2}} \times \frac{4V_{dc}}{\pi} \quad (24)$$

$$\angle \frac{I_2(j\omega)}{V_1(j\omega)} = -\tan^{-1}\left(\frac{w(n^2L_k - C_sR^2 + w^2C_s^2n^2L_kR^2)}{R}\right) \quad (25)$$

$$n = \sqrt{\frac{C_sR^2 + \frac{R}{w}\tan\theta_{wanted}}{L_k + w^2C_s^2R^2L_k}} \quad (26)$$

식 (25)을 지연 위상각  $\theta_{wanted}$ 라고 하면, 식 (26)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 수집 할 수 있게 된다.

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

스위칭 주파수는 초기 설계사양으로 130kHz 이상의 고주파수로 동작하는 것에 동작 주파수는 132kHz의 주파수를 사용하고 플라즈마를 형성 시키는 공정에 따른 반응기 종류, 가스, 압력, 유량에 따른 적절한 주파수를 선택적 결정한다. 그리고 적절한 지연 위상각을 결정함에, 플라즈마 반응기의 부하 특성 변화에도 안정적으로 전압이 공급 될 수 있도록 설계해야한다.

그림 5는 표 1에서 선정한 파라미터 값으로 1차 측 공진 인덕턴스의 값에 따른 권선 비, 출력 전압, 1-2차 측 전류의 데이터를 수집하여 그래프로 나타낸 것이다. X축의 1차 측 공진 인덕턴스 값에 따른 Y축의 파라미

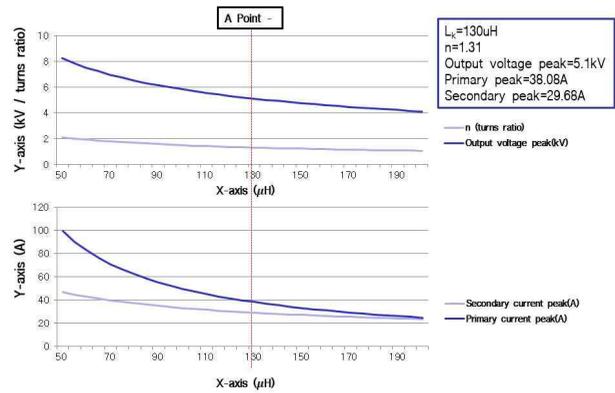


Fig. 5. Output specifications of plasma power supply.

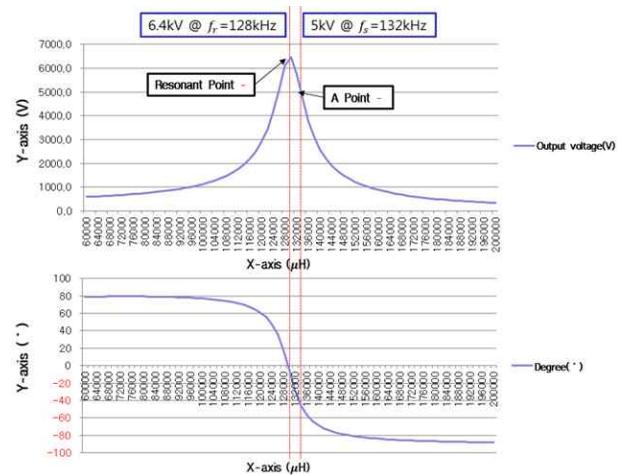


Fig. 6. Gain, Degree curve of plasma power supply.

터 값들을 수집한다. 여기서 5kW 출력을 위한 A 포인트 지점의 인덕턴스 값인 130 $\mu$ H를 선정하여 설계하였다. 그림 6는 위의 수식들을 이용하여 스위칭 주파수 변화에 따른 출력 전압 이득 곡선 및 변압기 입력 전압 대비 입력 전류의 위상곡선을 나타낸 그래프이다. 그림 6를 보면 일반적으로 공진 포인트 지점인 위상이 0인 지점에서 입력 전압과 전류가 동상이 되어 이상적인 동작이라고 생각 할 수도 있다. 하지만 사용할 수 있는 주파수 가변 범위가 좁고 스위칭 주파수가 조금만 낮아도 위상이 역으로 뒤집어져, 정상 동작에 영향을 미치게 된다.

그림 6에서 본 논문에서는 ZVS 소프트 스위칭 동작을 위한, 공진 포인트 오른쪽 부분인 A포인트 지점을 사용하여 적절한 위상여유를 설정하는 것에 대해, 40% 정도 위상여유를 두고 설계 하였다. 위상여유는 보통 10%~45% 정도가 적절 한데, 위상여유가 너무 클 경우 무효 전력 성분이 커져서 실질적인 유효 전력이 작아지고 회로 내부를 순환하면서 손실을 야기 시킬 수 있다. 이에 안정적으로 구동 되도록 5kW 플라즈마 전원장치의 정해진 범위 내의 고주파에 따른 최적화 된 출력전압 데이터를 얻도록 설계를 한다.

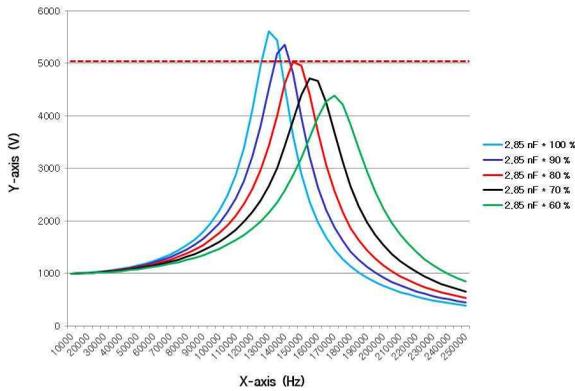


Fig. 7. Compensation capacitance is not added waveform.

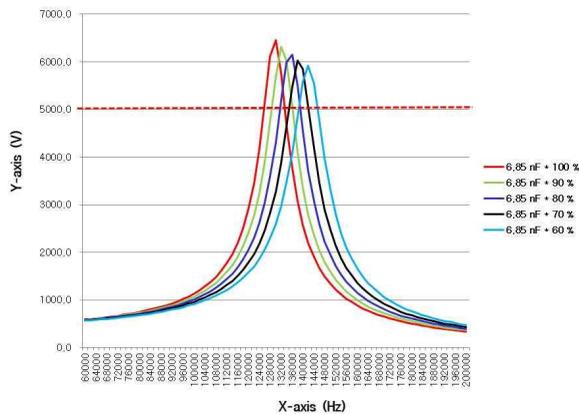


Fig. 8. Compensation capacitance is added waveform.

### 2.4 2차 측 보상 커패시터의 역할

2차 측에 보상 커패시터( $C_c$ )를 추가함에, 부하(반응기)의 열 상승 및 가스, 압력에 따른 내부 커패시턴스( $C_r$ ) 변화에 대한 대응책으로, 일반적인 가변 주파수 제어를 통한 1단 구성의 DC-AC Full-bridge 회로와 메인 트랜스를 거쳐 출력 부하에 연결 되는 시스템은 그림 7과 같이 부하(반응기)의 특성변화에 대하여 장시간 운전 시, 열 상승에 따른 반응기 내부 커패시턴스 값 변화에 따라 이득 곡선의 형태가 변동하고, 5kV 이상의 출력사양에 대응 할 수 없게 된다. 또한 주파수 제어에 따른 스위칭 주파수도 변함에, 불안정한 제어와 그에 따른 출력을 부하(반응기)에 공급하는 문제가 있을 수 있기 때문에, 본 논문에서 제안하는 보상 커패시터를 추가함으로써 반응기 내부 커패시턴스가 변해도 기준 되는 공진 보상 커패시터가 있기 때문에 공진 주파수가 크게 틀어지는 현상을 최소화할 수 있다.

그림 8과 같이 2차 측에 보상 커패시터를 추가 하게 되면 보상 커패시턴스 4nF과 반응기 내부 커패시턴스 약 2.85nF이 합쳐진 6.85nF일 때, 반응기 내부 특성 변화에 대하여 커패시턴스가 약 60%이하까지 떨어지더라도 충분히 5kV 이상 출력사양에 만족할 수 있게 된다.

또한 플라즈마 전원장치의 설계 시 장시간 운전에 대한 열 상승의 문제로 공진 주파수가 변하는 현상을 최

소화하기 위한 최적의 공진 인덕터 설계방식이 필요하며, 문제 될 수 있는 요인들을 줄여 설계하는 것이 중요하다. 본 논문에는 반응기 특성 변화에 대응하기 위한 반응기 커패시턴스 값 추정 알고리즘을 제안한다.

### 2.5 제어 및 반응기 커패시턴스 알고리즘 분석

DC-AC Full-bridge 회로에 대해 그림 9과 같이 DSP(TMS320F28335)를 사용하여 입력전력제어, 출력전압제어를 수행하였다. 제어기는 디지털 제어기를 이용하였으며, 실제 연산에 사용되는  $V_{link}$ ,  $I_L$ ,  $V_{peak}$ ,  $I_2$ 의 값을 구하기 위해 각각의 ADC(Analog to Digital Converter)로 변환된 연산 결과를 이용하여 디지털 제어기를 통해 구현한다. 입력전력제어는 플라즈마 반응기의 부하 특성 변화에 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, 포화 및 회로 사양을 초과하게 되어, 회로는 건디지 못하고 파손될 수 있다. 이에 입력전력제어를 통해 명령에 대한 그 이상 전력으로 올라가지 않게 제어하기 때문에 플라즈마 반응기를 안정적으로 구동시키고 보호 할 수 있게 된다.

출력전압제어는 지속적으로 출력전압을 유지하여 플라즈마 반응기의 산화물들을 세밀하게 분해하기 위한 제어 방법이다. 물론 플라즈마 반응기 자체의 내부 부하 성분이 크게 변하지 않는다면 입력전력제어만으로도 충분히 세밀하게 분해가 가능하다. 출력전압제어는 입력전력이나 Buck 출력전압 쪽을 제어하지 않기 때문에, 반응기 내부 부하 성분이 온도에 의해 특성이 변하게 되면 마찬가지로 공진 주파수가 변하게 될 것이다. 이에 출력전압제어는 내부 부하성분이 크게 변하지 않는 조건하에서 제어를 수행한다. 플라즈마 반응기 자체는 열 문제, 압력, 가스에 따른 특성변화에 따른 안정적인 제어를 해야 되기 때문에 사용자가 쉽게 다룰 수 있는 제어에 맞춰 사용하도록 하는 것이 목적이다.

반응기 커패시턴스 값을 추정하기 위한 알고리즘은 위의 그림 9의 회로도를 보게 되면, 커패시턴스 값을 추정하기 위한 변수는 설계 사양의 권선 비, 1차 측 공진 인덕턴스, 스위칭 주파수와 sensing 회로를 통한 출력전압, 입력전력, 2차 측 출력전류의 변수 값들이 요구된다. 요구된 변수는 Sensing 회로들을 통해 이론적으로 추정할 수 있는 알고리즘으로 구현할 수 있다.

$$R = \frac{V_{peak}^2/2}{P_{link}} \quad (27)$$

$$I_1 = nI_2 \quad (28)$$

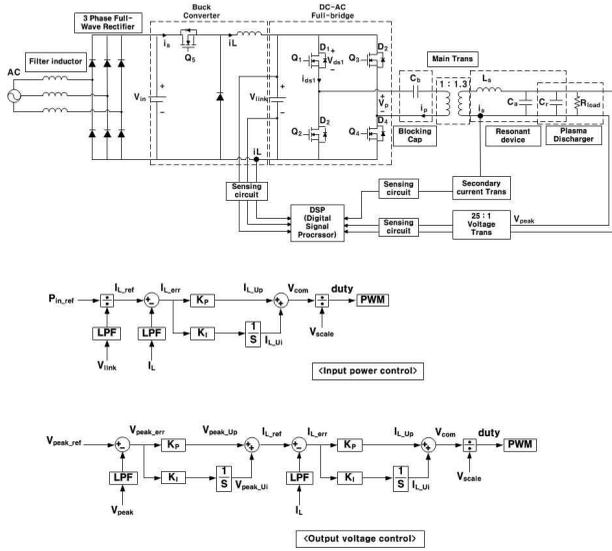


Fig. 9. Control block diagram and DC-AC full-bridge.

$$V_1 = \frac{4 V_{link}}{\pi} \quad (29)$$

$$\theta = \cos^{-1} \left( \frac{2 P_{link}}{I_1 V_1} \right) \quad (30)$$

$$\therefore C_s = \frac{R^2 \pm \sqrt{R^4 - 4n^2 \omega^2 R^2 L_k \left( n^2 L_k - \frac{R}{\omega} \tan \theta_{wanted} \right)}}{2n^2 \omega^2 R^2 L_k} \quad (31)$$

식 (26)에서 식 (30)까지의 식을 유도하여 2차 측의 total 커패시턴스 값을 추정하여 식 (31)처럼 공진 커패시턴스  $C_s$ 를 유도 할 수 있다. 여기서 1차 측 전류 값을 구하기 위하여 2차 측 전류 값을 sensing 받고 이를 위한 추가적인 sensing 변압기(CT)가 필요하다. sensing 받은 2차 측 전류 값을 식 (28)처럼 권선 비와 같이 이론적으로 계산하고 식 (30)로 초기 설계의 위상여유를 추정할 수 있다. 그리고 실제 반응기 내부 커패시턴스의 값을 알기 어렵기 때문에, 전원장치의 정량적 설계가 어렵고, 부하 특성 변화에 대한 대안이 필요한 단점이 있다. 이를 결과적으로  $C_s$ 를 유도하는 이론적인 수식을 DSP(TMS320F28335)의 프로그래밍 Coding을 통해 실시간  $C_s$ 값을 확인할 수 있고,  $C_s$ 값을 추정하는 알고리즘을 통해 반응기 내부 부하특성 변화를 확인 할 수 있으며, 이를 통해 전원장치의 Protection 및 제품 개선, 그리고 플라즈마 전원장치 개발을 정량적으로 설계할 수 있다.

### 3. 모의실험

모의실험은 시뮬레이션 프로그램 PSIM을 사용하여 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치를 모델링하여 Buck 컨

TABLE II  
SIMULATION PARAMETER OF PLASMA POWER SUPPLY

Parameter	Value
Buck Input voltage( $V_{in}$ )	312V
Buck switching frequency( $f_s$ )	47kHz
Buck inductance( $L$ )	300 $\mu$ H
FB DC link voltage( $V_{link}$ )	280V
FB Switching frequency( $f_s$ )	132kHz
FB Resonant frequency( $f_r$ )	128kHz
DC blocking cap( $C_b$ )	11 $\mu$ F
n (turns ratio)	1.3
Secondary leakage inductance( $L_s$ )	220 $\mu$ H
Compensation capacitance( $C_a$ )	4nF
Reactor capacitance( $C_r$ )	2.85nF
Road resistor( $R_{load}$ )	2.5k $\Omega$
Output voltage( $V_{peak}$ )	5kV

버터와 DC-AC Full-bridge 회로에서 표 2를 통한 파라미터 값을 적용하여 모의실험 하였다.

그리고 식 (21)에 따른 권선 비와 1차 측 공진 인덕턴스 값을 선정하여 2차 측 인덕턴스 값으로 환산 후, 부하에 대한 출력 전압을 시뮬레이션 한다. 표 2를 보면 1단 구성으로 되어있는 Buck회로는 312V의 입력전압을 인가 받고, Buck 인덕터 300 $\mu$ H로 구성되어 CCM 모드로 동작하며 PWM Duty 제어로 출력전압을 제어한다. Buck 컨버터의 스위칭 주파수는 47kHz로, 효율 면이나 인덕터의 사이즈를 고려하여 적절한 주파수를 선정하여 구성한다. 2단 구성은 DC-AC Full-bridge 회로로서, Buck 컨버터의 출력전압을 인가받고, ZVS 동작 스위칭이 이루어지며 1차 측에는 DC blocking cap을 추가하여 직류성분을 제거하는 구조로 되어있다. 메인 트랜스의 변압기는 권선 비는 1 : 1.3이고 2차 측 공진 인덕턴스와 보상 커패시턴스 및 반응기 내부 커패시턴스 값으로 공진회로로 구성되었다. 스위칭 주파수는 132kHz로, 130kHz이상의 초기 설계 사양에 따른 적절한 주파수를 선정한다. 그림 10과 그림 11는 시뮬레이션 결과 파형이다. Buck 컨버터와 DC-AC Full-bridge회로에 대한 파형으로 Buck 컨버터의 파형을 보면 인덕터 전류는 CCM 모드로 동작하는 것을 확인할 수 있고, DC-AC Full-bridge회로의 파형을 보면  $V_{ds}$ 전압 기준으로 전류 파형이 ZVS 동작이 이루어지는 것을 확인 할 수 있다.

### 4. 제안하는 Topology 손실 분석

본 논문에서 제안하는 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치의 손실 분석과 효율에 대해, Buck 컨버터의 스위치와 다이오드, 인덕터의 손실을 구할 수 있고, DC-AC Full-bridge회로에서의 손실은 스위치와 메인 트랜스, 인덕터의 손실로 나눌 수 있다.<sup>[10][11]</sup>

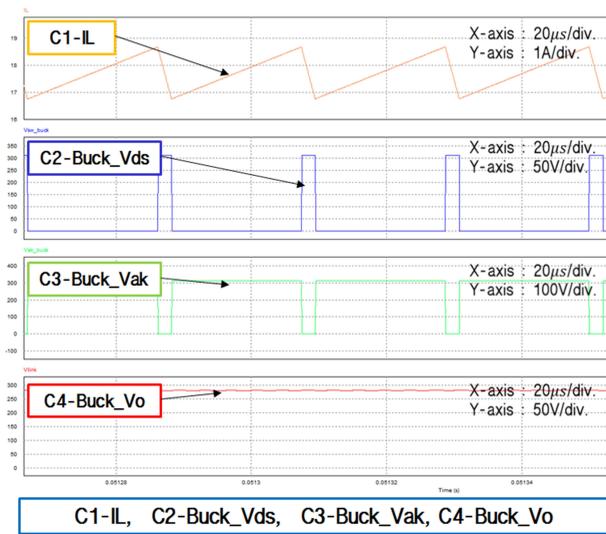


Fig. 10. Simulation waveform of buck converter.

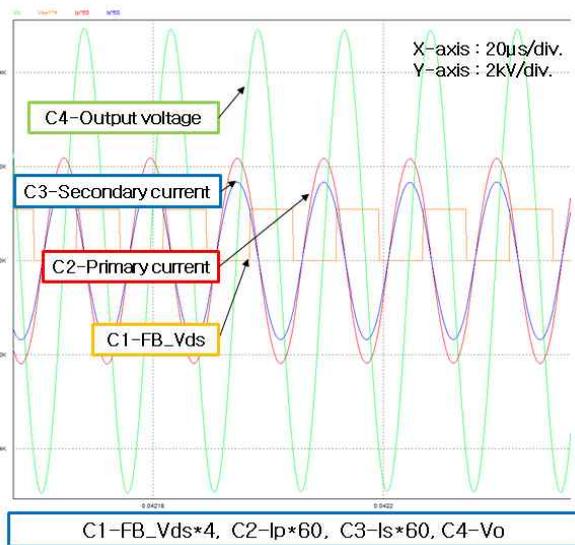


Fig. 11. Simulation waveform of DC-AC full-bridge.

보통 스위치는 Turn-on 손실도 있지만 소프트 스위칭 기법인 ZVS 모드로 동작하기 때문에 스위치 손실에서는 도통 손실과, Turn-off 스위칭 손실만을 고려한다. 표 3는 Buck 컨버터의 Total 손실을 나타내고 표 4는 DC-AC Full-bridge의 Total 손실을 나타낸다.

본 논문에서는 Buck 컨버터와 DC-AC Full-bridge 회로를 이용하여 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치를 설계함에 손실에 대해 이론적으로 해석하였다. Buck 컨버터는 총 손실이 121.55W이고 DC-AC Full-bridge 회로의 총 손실은 497.98W로 이론적으로 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치의 손실을 예측하였고, 실제로 고전력, 고전압에서 측정 장비 조건으로 효율을 측정할 수 없기 때문에 이론적인 효율은 89%의 효율을 분석하였다. 본 논문에서는 효율 면에 대한 최적화 설계가 아닌

TABLE III  
TOTAL LOSS PARAMETER OF BUCK CONVERTER

Parameter	Value
Switch loss	107.8W
Diode loss	2.053W
Inductor loss	11.684W
Total loss	121.55W

TABLE IV  
TOTAL LOSS PARAMETER OF FULL-BRIDGE

Parameter	Value
Switch loss	139.66W
Trans loss	55.3858W
Inductor loss	302.933W
Total loss	497.98W

TABLE V  
DESIGN PARAMETER OF PLASMA POWER SUPPLY

Parameter	Value
Input voltage( $V_{in}$ )	312V
Input current( $I_{in}$ )	0~16A
Buck Switching frequency( $f_s$ )	47kHz
DC link voltage( $V_{link}$ )	0~280V
Link current( $I_{link}$ )	0~17A
FB Switching frequency( $f_s$ )	132kHz
Output voltage( $V_{peak}$ )	5kV
DC blocking capacitance( $C_b$ )	11 μF
resonant inductor( $L_s$ )	220 μH
Compensation capacitance( $C_a$ )	4nF

플라즈마 반응기에 대한 고주파수에서도 안정적으로 높은 출력전압을 인가하는 것의 설계 방법이 목적이다.

## 5. 실험

본 논문에서 제안한 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치는 설계사양 기반으로 Prototype을 제작하였다.

실험은 실제 플라즈마를 형성시키는 반응기에 대해 진행하며, 제품은 PT-06, PT-04 반응기 제품이 있고, 최대 5kW 이상 테스트가 가능한 PT-06 반응기의 실험과형만 언급한다. PT-04 반응기는 최대 3.5kW까지 테스트가 가능하다. 설계 사양에 따른 제어는 입력전력 제어, 출력전압제어 기법을 사용하여 안정된 출력 전압을 플라즈마 반응기에 인가한다. 실험은 공진 특성이 적용되고, 소프트 스위칭 및 부하(반응기)의 불분명한 조건에도 플라즈마 형성이 잘 이루어지는지 실험한다. 표 5은 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치 회로의 설계 사양이고, 그림 12은 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치 세트 사진이다. 실험은 그림 13의 PT-06이라는 플라즈마 반응기로 실험하였다. 실험조건은 압력 400mTorr, 가스는



Fig. 12. 2-stage 5kW plasma power supply prototype.



Fig. 13. Plasma reactor PT-06.

질소( $N_2$ ), 유량은 0.7L를 설정하고, 실험은 입력전력 제어, 출력전압제어로 스위칭 주파수는 133kHz로 고정시켜 실험을 진행하였다.

그림 14는 입력전력 5kW 제어를 테스트한 파형이다. 그림 14(a)는 1단 회로 Buck 컨버터의 5kW 출력 파형이고, 그림 14(b)는 2단 회로의 DC-AC Full bridge 회로 파형이다. 그림 14(b)를 보면 스위치 양단 전압  $V_{ds}$ 와 전류파형을 비교하면 위상여유를 알 수 있다.

최종 측정된 위상여유는  $41.2^\circ$ 로 초기 설계  $40^\circ$  정도의 설계함에 근접하게 측정되는 것을 확인하였다. 그리고 플라즈마 반응기는 일정 출력전압이 인가되어야 플라즈마가 형성이 이루어지고, 초기 플라즈마가 형성되기 전에는 내부 커패시턴스 값이 거의 없기 때문에 초기 하드 스위칭이 이루어진다. 그러나 플라즈마가 형성되면 내부 커패시턴스 값에 따라 소프트 스위칭 조건(ZVS)이 이루어진다. 내부 커패시턴스 값은 출력량이 커짐에 따라 점차 증가 된다. 출력전압제어의 파형은 입력전력제

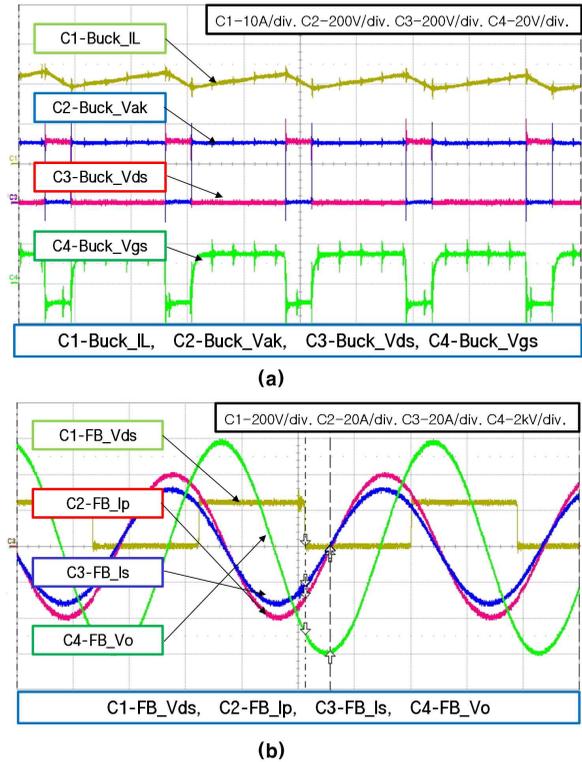


Fig. 14. Waveform of 5kW buck converter and full-bridge.

TABLE VI  
CAPACITANCE ESTIMATION VALUE OF LABORATORY

Parameter	Value
FB Switching frequency( $f_s$ )	132kHz
resonant inductor( $L_s$ )	$220\mu\text{H}$
Compensation capacitance( $C_a$ )	$4\text{nF}$
Reactor capacitance( $C_r$ )	$3\text{nF}$
Resonant frequency	128.3kHz

어 파형과 동일함으로 본 논문에서는 입력전력제어만을 다룬다. 실제 플라즈마 반응기에 최종 출력전압은 반응기 내부 부하특성에 따른 변화에, 출력전압은 6kV로서 초기 설계 5kV의 예상 값보다 높게 출력됨을 알 수 있다.

### 5.1 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘

본 논문에서는 플라즈마 반응기의 내부 커패시턴스 값을 추정하기 위한 알고리즘 실험을 하기위해 자체 테스트를 먼저 진행하고, 실제 플라즈마를 형성시키는 제품 PT-06과 PT-04 반응기를 실험하였다. 먼저 자체 테스트를 진행함에, 표 6에서 보면 반응기 대체 커패시턴스는  $3\text{nF}$ 으로 구성하고 테스트를 진행하였다. 그림 15를 보면 계산 값과 추정 값의 초기오차는 2.81% 정도의 차이가 있고, 최종적으로는 계산 값과 추정되는 값은 오차가 거의 줄어들어서 약 0.2% 차이로 거의 근접하게 추정되는 것을 확인 하였다.

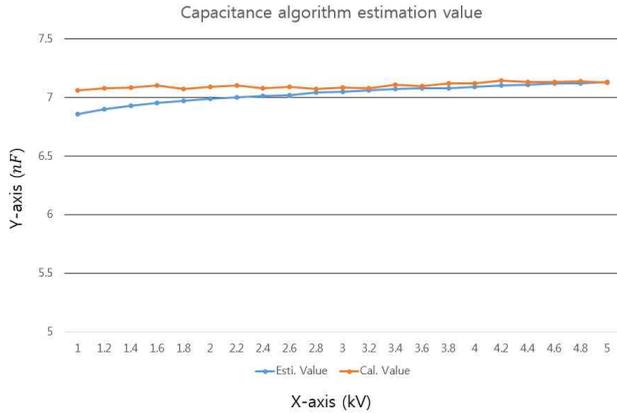


Fig. 15. Capacitance estimation value of laboratory.

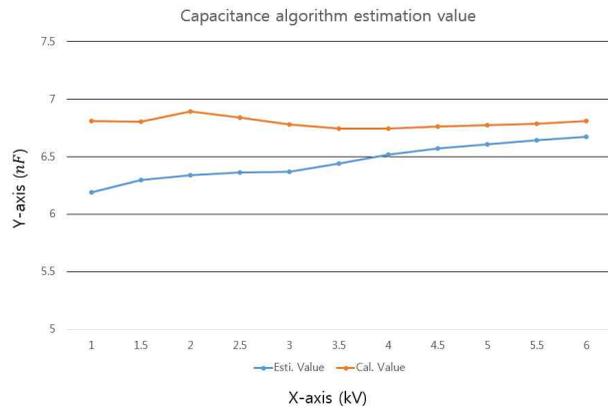


Fig. 16. Capacitance estimation value of PT-06.

TABLE VII  
CAPACITANCE ESTIMATION VALUE OF PT-06

Parameter	Value
FB Switching frequency( $f_s$ )	133kHz
resonant inductor( $L_s$ )	220 $\mu$ H
Compensation capacitance( $C_a$ )	4nF
Reactor capacitance( $C_r$ )	2.81nF
Resonant frequency	130kHz

PT-06 반응기의 커패시턴스 추정 알고리즘 테스트는 표 7의 값으로, 반응기 내부 커패시턴스 값에 따른 그래프를 그림 16를 통해 나타내었다. 초기 계산 값과 추정되는 값의 오차는 9.08%정도의 차이가 있고, 최종적으로는 계산 값과 추정되는 값은 오차가 거의 줄어들고 약 2.06% 차이로 근접하게 추정되는 것을 확인 하였다.

마지막으로 PT-04 반응기의 커패시턴스 추정 알고리즘 테스트를 진행하였다. 표 8은 반응기 내부 커패시턴스 값에 따른 그래프를 그림 17를 통해 나타내었다. 초기 계산 값과 추정되는 값의 오차는 9.08%정도의 차이가 있고, 최종적으로는 계산 값과 추정되는 값은 오차가 거의 줄어들고 약 2.06% 차이로 근접하게 추정되는 것을 확인 하였다.

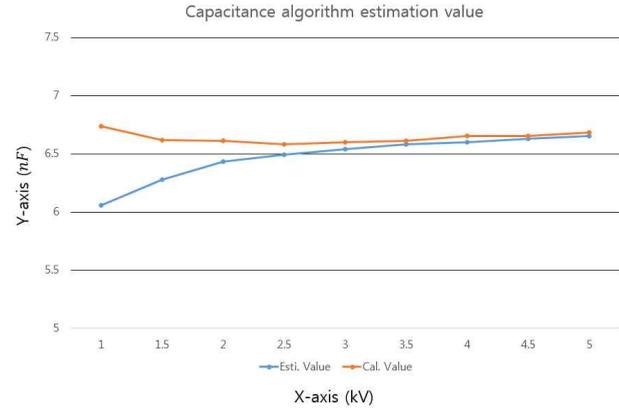


Fig. 17. Capacitance estimation value of PT-04.

TABLE VIII  
CAPACITANCE ESTIMATION VALUE OF PT-04

Parameter	Value
FB Switching frequency( $f_s$ )	136kHz
resonant inductor( $L_s$ )	220 $\mu$ H
Compensation capacitance( $C_a$ )	4nF
Reactor capacitance( $C_r$ )	2.68nF
Resonant frequency	131.3kHz

TABLE IX  
3.5W DECOMPOSITION RATIO OF PT-04

Pressure	Decomposition ratio
70mtorr	75.5%
300mtorr	88.37%
500mtorr	91.16%

본 논문에서 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘을 개발하여 실제 반응기 내부 부하 특성에 따른 정확한 커패시턴스 값을 알기 어려운 문제를 해결할 수 있는 실험을 검증하였다. 또한 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘을 활용하여 플라즈마 전원장치의 상향화 된 제품 개발에 적용이 가능하며, 정량적 설계 분석이 가능하다.

표 9는 PT-04 반응기의 대한 분해율을 나타낸 표로, 3.5kW일 때의 압력별에 따른 분해율을 나타낸다. 표를 보는 것과 같이 압력이 올라감에 따라 분해율은 증가하는 것을 알 수 있다. 그래서 PT-04 반응기는 90%이상 높은 분해율을 나타내고, PT-06 반응기는 여건상 분해율 테스트를 진행하지 못하였지만, 최대 5kW이상 테스트가 가능하고, 압력별로 높여 테스트를 진행한다면 90%이상 높은 분해율을 나타낼 것이다.

## 6. 결 론

본 논문에서는 넓은 범위의 선형 출력 제어를 위한 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치 설계 및 반응기 커패시턴스 추정 알고리즘의 관한 연구를 제안하였으며 고

전압, 고주파수 동작을 위한 공진 기법 및 소프트 스위칭 기법을 사용하였다. 1단 회로는 Buck 컨버터로 설계하여 Duty 제어를 통한 출력전압을 제어하고 2단 회로는 DC-AC Full-bridge 회로의 고정된 동작 주파수와 고정 시비율로 동작함에 제어가 간단하고 저전압부터 고전압까지 넓은 범위의 출력제어가 가능하다. 고주파수 제어는 정밀한 제어가 어렵기 때문에, Buck 컨버터의 출력전압만을 제어함에 정밀 제어가 가능하다. 또한 본 논문에서는 반응기를 안정적으로 구동 할 수 있도록 정량적 설계 방법을 제시 하였으며, 구동 조건에 따른 제어방법도 제안하였다. 제어는 입력전력제어와 출력전압 제어를 하였고 반응기의 분해율은 90%이상을 목적으로 하며 PT-04 반응기를 기준으로, 300mtorr일때는 88.3%의 분해율을 보였고, 500mtorr일 때, 분해율은 91.16%로 압력이 높을수록 분해율이 높아지는 것을 확인하였다. 그리고 실제 반응기 테스트를 진행함에, 반응기 내부 커패시턴스 추정 알고리즘의 결과는 모두 2%내의 근접하게 추정되었다. 2단 구성 5kW 플라즈마 전원장치는 이론적인 효율이 89%을 나타내었고, 반응기의 불분명한 부하 특성 변화에 안정적으로 출력을 인가하고 넓은 범위의 출력제어를 위한 설계와 반응기 내부 커패시턴스 추정 알고리즘의 유용성을 검증하였다.

본 연구는 2015년도 중소기업청의 재원으로 중소기업기술정보진흥원의 지원을 받아 수행한 연구 과제입니다. (No. 2015-0249)

본 연구는 (주)Clean Factors의 연구비 지원을 받아 수행한 과제입니다.

## References

- [1] J. Y. Yun, Y. H. Shin, and K. H. Chung, "Study on a real time quantitative diagnostic technique for measuring CVD precursors," *The Korean Vacuum Society*, Vol. 14, No. 3, pp. 110-114, Sep. 2005.
- [2] 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.
- [3] 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.
- [4] H. K. Noh, C. J. Shin, and J. Y. Lee, "A study on the optimal design of 5kW plasma discharger," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 21, No. 2, pp. 150-159, Apr. 2016.

- [5] 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.
- [6] 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.
- [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. 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.
- [9] Y. H. Kim, J. K. Eom, J. H. Kim, C. Y. Won, and Y. C. Jung, "Photovoltaic soft switching inverter using parallel resonant DC-link," *The Transactions of Korean Institute of Power Electronics*, Vol. 14, No. 3, pp. 75-78, July 2009.
- [10] T. G. Kim and J. W. Kim, "Optimal design of a transformer core using DEAS," *The Transaction of the Korean Institute of Electrical Engineers*, Vol. 56 No. 6, pp. 1055-1063, June 2007.
- [11] 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. 2016년 명지대 대학원 전기공학과 졸업(석사).



**이준영(李竣榮)**

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



**김민재(金珉濊)**

1990년 5월 4일생. 2015년 명지대 전기공학과 졸업. 현재 (주)Clean Factors 재직 중.