

에너지 반환회로를 갖는 비대칭 펄스형 DC 플라즈마 전원장치에 관한 연구

추대혁¹, 유성환¹, 김준석[†], 한기준²

A Study on Asymmetric Pulsed DC Plasma Power Supply with Energy Recovery Circuit

Dae-Hyeok Choo¹, Sung-Hwan Yoo¹, Joohn-Sheok Kim[†], and Ki-Joon Han²

Abstract - The asymmetric pulsed DC reactive magnetron sputtering system is widely used for the high quality plasma sputtering process such as a thin film deposition. In asymmetric pulsed DC power supply a reverse voltage is applied to the target periodically to minimize arc discharging effect. When sputtering in the mid-frequency range (20-350 kHz), the periodic target voltage reversals suppress arc formation at the target and provide long-term process stability. Thus, high quality, defect-free coatings of these materials can now be deposited at competitive rates. In this paper, a new style asymmetric pulsed DC power supply including mid-transformer is presented. In the proposed, an energy recovery circuit is adopted to reduce the mutual inductance of the transformer. As a result, the system dynamics of the voltage control loop is increased highly and the non-linear voltage boosting effect of the conventional system is removed. This work was proved through simulation and laboratory based experimental study.

Keywords: plasma power supply, magnetron sputtering, asymmetric pulsed DC

1. 서 론

스퍼터링(sputtering)은 진공을 이용하여 이루어지는 대표적인 물리증착(Physical Vapor Deposition; PVD) 기술의 하나이며 재현성이 우수하며 사용이 편리하여 그 응용이 점차 확대되고 있다. 코팅막을 제작하기 위한 공정에는 CAD (Cathodic Arc Deposition), EB (Electron Beam)법과 반응성 스퍼터링 등의 다양한 방법이 있다^[1,2]. 그중 반응성 스퍼터링 방식은 높은 증착율을 가지면서 박막 특성을 우수하게 제어할 수 있기 때문에 반도체 및 전지분야에서의 응용에 많이 사용되고 있다. 이러한 기술로서 펄스 반응성 마그네트론 스퍼터링법이 크게 주목받고 있다. 반응성 스퍼터링법은 진공챔버 내에 반응성 기체를 유입하여 스퍼터된 전도성

타겟물질과 반응성 기체의 화합물을 기판 위에 증착시키는 방법으로 타겟에 가해지는 전원에 따라 DC 반응성 스퍼터링법과 RF 반응성 스퍼터링법으로 나뉘어진다. 이러한 방식의 한가지 문제점으로 진공 챔버 내에 유입된 반응성 기체가 타겟 표면과 반응하거나 스퍼터링 과정에서 생성된 화합물이 타겟 표면 위에 증착되어 전도성 타겟 표면 위에 국부적으로 절연막을 형성하게 되는 타겟 포이즈닝 효과 때문에 증착율 감소와 아킹과 같은 불안정한 성장거동이 나타날 수 있다^[1,2].

그림 1(a)에는 전형적인 반응성 플라즈마 박막코팅 설비의 구조도가 도시되어 있다. 플라즈마 스퍼터 시스템에서 아크가 발생할 경우 부하 측으로 과도한 아크에너지가 전가되며, 아크에너지가 클 경우 불필요한 불순물(Particle)을 발생시켜서 피코팅물(Substrate)에 증착됨으로써 박막제품의 불량을 발생시킨다. 특히, DC스퍼터링에서는 고전압 인가에 따른 코팅물에 대한 과충전 문제가 있으며, 이는 아크방전으로 이행될 가능성이 높다. 이를 해결하기 위한 하나의 방법이 비대칭 펄스형 DC 스퍼터링 방식으로 그림 1(b)에서와 같이 출력단의 (-)DC전압에 주기적으로 (+)의 역전압을 인가하는 방식이다. 비대칭 펄스 DC 스퍼터링법은 반응성 기체의 유

Paper number: TKPE-2013-18-6-12

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

[†] Corresponding author: jskim@incheon.ac.kr, Dept. of Electrical Eng., Incheon National University

Tel: +82-32-835-8435 Fax: +82-32-835-0773

¹ Dept. of Electrical Eng., Incheon National University

² Power-Soft Inc.

Manuscript received Sep. 13, 2013; accepted Oct. 23, 2013

입 또는 스퍼터링중에 타겟표면에 형성된 절연막의 절연과피를 막기 위해 타겟에 전압을 인가할 때 (+)펄스를 첨가하여 (-)전압에 의해 충전된 절연막의 표면을 방전시켜 아크의 발생을 억제한다^[3-7].

본 연구에서는 간단한 구조로 역전압을 부하에 인가할 수 있는 플라즈마 스퍼터용 트랜스포머형 비대칭 DC전원장치에 관한 연구를 진행하였다. 기존의 트랜스포머형 비대칭 전원장치는 트랜스포머에 축적된 자기 에너지의 순환으로 인하여 역전압이 인가되는 비율에 따라 출력전압이 승압되는 문제가 있으며 본 연구에서는 이러한 문제를 해결하기 위하여 자기 에너지 반환회로를 도입한 새로운 형태의 비대칭 DC전원 장치를 구성하였다. 새롭게 구성된 DC전원장치는 구조가 간단하고 출력전압의 제어가 용이한 장점이 있으며 특히 트랜스포머의 크기를 크게 줄일 수 있기 때문에 전원장치의 소형화가 가능하다.

2. 기존 비대칭 펄스형 DC전원장치

2.1 기존 전원장치의 동작 특성

플라즈마용 비대칭 DC전원장치를 구성하기 위해서는 원칙적으로 2개의 독립된 DC전원이 필요하며 일반적으로 800±250V의 가변 주전원과 약 200V의 보조전원으로 구성된다. 2개의 독립된 전원을 사용하면 주전원과 보조전원을 별도로 제어할 수 있기 때문에 보다 다양한 조건의 PVD장치를 구성할 수 있는 장점이 있는 반면, 구조가 복잡해지고 장치의 크기 증가 및 가격 상승이 수반되어 경제적인 이점이 크게 감소하는 문제가 발생한다.

트랜스포머를 도입한 비대칭 DC전원장치는 그림 2와 같이 트랜스포머 T1과 두 개의 스위치 Q1, Q2로 구성되어 있는 매우 간단한 구조를 지니고 있다. 스퍼터링 부하는 가장 단순한 RC부하로 모델링하였다.

다음 그림 3에 트랜스포머를 도입한 비대칭 펄스형 DC 플라즈마 전원장치의 에너지 흐름을 표시하였다.

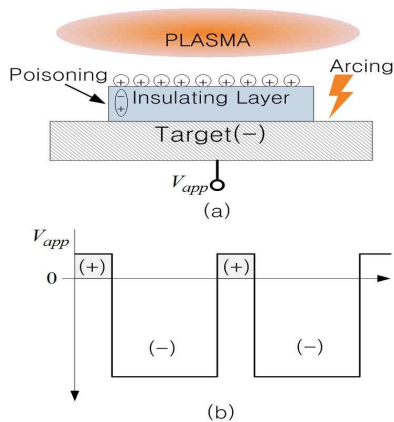


Fig. 1 Reactive Sputtering Process

그림에서 Q2는 항상 On상태를 유지하며 전원 Vs를 부하에 공급하며 플라즈마 부하에 아크(Arc)가 발생되었을 때 이를 감지한 경우에 전원을 차단하는 역할을 한다. 아크의 감지 및 차단 기법은 본 연구의 범위를 벗어나므로 더 이상 언급하지 않는다. Q1은 트랜스포머 1차측에 전원 Vs를 인가하여 2차측에 N1:N2의 비율로 전달된 역전압을 부하에 인가하는 역할을 한다. Q1이 오프(Off)되어 있을 때는 일반 DC전원장치와 같이 부하전류가 중간의 트랜스포머를 관통하여 흐르며 트랜스포머는 일종의 중간 탭이 있는 인덕터로 작용한다. Q1이 온(On)된 경우는 인덕터의 초입에서 중간탭까지가 1차측으로 동작하는 트랜스포머가 구성되며 1차측과 2차측의 권선 수를 N1, N2라고 하면 $-(N2/N1)V_s$ 의 전압이 플라즈마 부하에 연결되어 역전압이 인가된다.

이와 같은 트랜스포머방식 비대칭 DC전원장치는 인가되는 역전압이 고정되기 때문에 역전압의 크기를 임의로 조절하기 어려운 문제가 있지만 Q1의 온(On)구간과 오프(Off)구간의 비율인 통류율(Duty)을 적절히 조절하면 이러한 단점을 상당부분 극복할 수 있다. 또한 단일전원으로 구성된 매우 간단한 구조로 인하여 고장이 적고 저가격으로 제작하기 쉬운 장점이 있기 때문에 국내외의 박막코팅 현장에서 많이 사용되고 있다.

한편, 이러한 방식에서는 DC전원과 플라즈마 부하 사이에 비교적 큰 인덕턴스를 갖는 인덕터가 삽입된 것으로 나타나기 때문에 제어 속응성이 크게 떨어지고 트랜스포머로 인하여 DC전원장치의 무게 및 크기가 상당히 커지는 단점이 있다. 트랜스포머의 인덕턴스를 줄임으로써 속응성을 확보하고 무게 및 크기를 줄이는 방안이

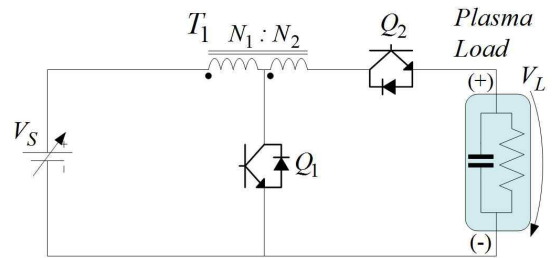


Fig. 2 Unbalanced pulsed DC power supply with transformer

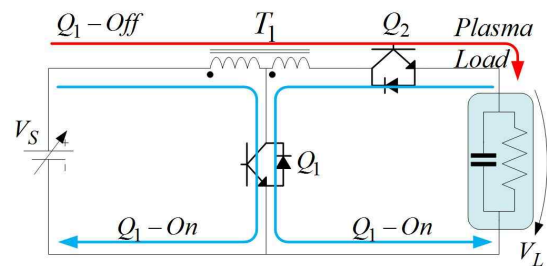


Fig. 3 Energy flow in DC power supply with transformer

있지만 인덕턴스를 줄이는 방법이 간단하지 않다. 800V 입력조건에서 5kW의 부하가 사용된다고 할 때 부하의 평균전류는 6.25A이다. 트랜스포머로 환산된 1차측의 상호 인덕턴스가 0.1mH라고 할 때 100kHz주기에 0.2의 통류율을 가정하면 인덕터의 전류 상승분은 다음의 식과 같다.

$$V_s = L_m \frac{\Delta I}{\Delta t} \quad (1)$$

$$\therefore \Delta I = V_s \frac{\Delta t}{L_m} = 800 \frac{2 \times 10^{-6}}{0.1 \times 10^{-3}} = 16[A]$$

따라서 Q1이 온(On)되어 있는 동안 최대 6.25 + 16 = 21.25A의 전류가 트랜스포머의 1차측에 흐르게 된다. 이때 상호 인덕턴스로 흐르는 전류는 트랜스포머의 여자분 전류에 해당하며 Q1이 오프(Off)되었을 때 증가된 자화전류가 2차측을 통하여 부하에 전달되므로 부하전압에 외곡을 일으키고 전압을 상승시키는 문제가 발생된다. 이러한 문제를 최소화하려면 자화전류의 상승분을 최대한 억제해야하며 유일한 해결책은 트랜스포머의 상호 인덕턴스를 일정 수준 이상으로 유지시키는 것 뿐이며 실용적으로 5kW급의 DC전원장치에서는 2~5mH의 상호 인덕턴스를 채택하고 있다. 또한, 트랜스포머방식 비대칭 DC전원장치 자체가 일종의 부스트(Boost)컨버터로 작용하기 때문에 통류율에 따라 출력 전압이 상승하는 것은 피할 수가 없다.

2.2 기존 전원장치의 동작 시뮬레이션

그림 4는 기존 비대칭 DC전원장치의 동작 특성을 관찰하기 위한 시뮬레이션 회로도이다. 회로에서 플라즈마 부하는 RC병렬 부하로 모델링하였으며 부하 커패시턴스에 의한 서브(sub)공진현상을 억제하기 위해 5uH의 인덕턴스 L1이 추가되어 있다. 트랜스포머는 6:2의 비율로 연결되어 있으며 스위칭 소자의 보호를 위한 C-R-D형의 서지전압 감쇄회로(스누버)가 트랜스포머 1차측에 설치되었다. 스위칭 주파수는 100kHz로 설정하였고 역전압 인가주기는 20%로 설정하였다. 스위치Q2는 부하에 아크가 발생되었을때 전원을 차단하는 역할을 하며 평시에는 항상 온(On)되어 있다.

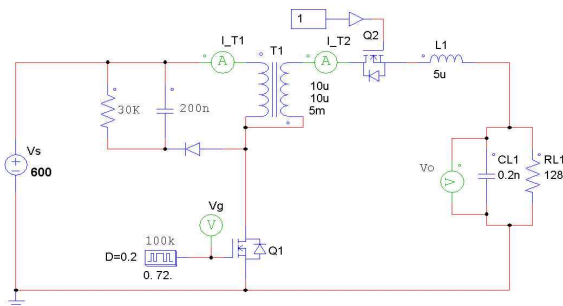


Fig. 4 Conventional DC power supply circuit for simulation

그림 5는 트랜스포머의 상호 인덕턴스를 5mH로 설정한 경우의 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 상단 파형은 출력전압(Vo[V])이며 두 번째 파형은 트랜스포머 1차측 전류(I_T1[A]) 및 2차측 전류(I_T2[A])를 나타낸다. 마지막 파형은 스위치 Q1의 전류 파형([A])이다. 600V DC입력을 역전압 인가주기 20%로 스위칭하기 때문에 승압동작으로 인하여 약 800V의 전압이 부하에 인가되는 것을 볼 수 있다. 출력전압이 750V가 아니고 800V로 승압되는 이유는 승압회로에서 불연속전류 동작을 하므로 유효 통류율(duty)이 약간 증가하는 현상이 발생하기 때문이다. 스위치가 온(On)된 구간동안에는 트랜스포머의 권선비(6:2)에 따라 -200V의 역전압이 부하에 인가되어 플라즈마 부하의 아크를 억제하는 기능을 한다.

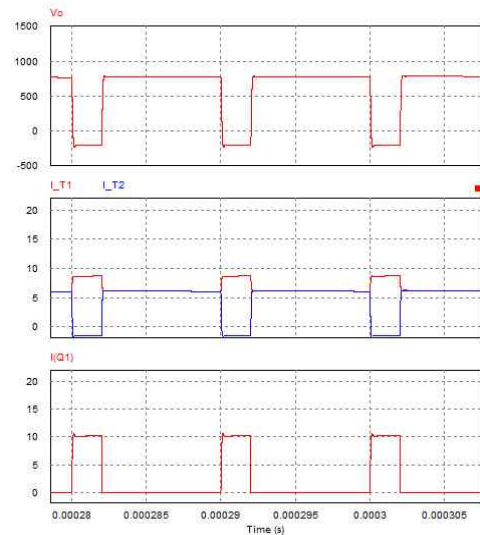


Fig. 5 Simulation result1 of the conventional circuit(Lm=5mH)

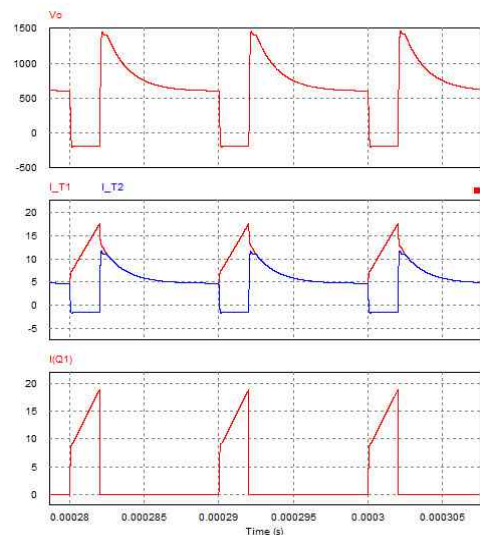


Fig. 6 Simulation result 2 of the conventional circuit(Lm=0.1mH)

이와 같이 트랜스포머방식 비대칭 펄스형 전원장치는 단일 입력 전원으로 역전압을 인가할 수 있기 때문에 증저가형 비대칭 전원 장치로 뛰어난 이점을 지니고 있다. 반면, 이 방식의 단점은 역전압의 크기를 임의로 조절하기 어렵다는 것과 출력전압이 역전압 인가주기에 따라 비선형적으로 증압된다는 점, 그리고 상당히 큰 상호 인덕턴스를 갖는 트랜스포머를 사용하므로 전원장치 전체의 크기 및 무게가 매우 커진다는 것이다. 역전압의 크기가 고정되는 문제는 역전압 인가주기를 조정함으로써 평균적인 개념에서 역전압의 크기를 조절할 수 있기 때문에 큰 문제가 되지 않는다. 그러나 비선형적인 증압 문제 및 트랜스포머 크기 문제는 회로 자체만으로 해결하기 어렵다. 다음 그림 6에는 트랜스포머의 크기를 줄이기 위해 상호 인덕턴스를 0.1mH로 작게 설계한 경우의 시뮬레이션 파형이 도시되어 있다. 그림의 파형 순서 및 의미는 그림 5의 경우와 동일하다.

그림에서와 같이 상호 인덕턴스를 작게 설계할 경우 트랜스포머 1차측 전류가 크게 큰 폭으로 상승하고 이때 축적된 에너지가 스위치Q2의 오프(off)시점에서 부하측에 유입되기 때문에 출력전압이 1500V까지 크게 증가하는 것을 볼 수 있다. 따라서, 1차측 전류의 상승폭을 작게 해야 할 필요가 있으며 이런 이유로 상호인덕턴스가 수 mH이상인 트랜스포머를 사용해야 한다. 한편 상호인덕턴스가 큰 트랜스포머가 사용되는 경우에 발생하는 또 다른 문제는 전원장치의 주 전류경로에 큰 인덕턴스가 존재하는 효과로 나타나므로 출력전압 제어에서 제어 동특성이 크게 감소한다는 것이다. 제어 동특성이 감소하면 아크방지를 위한 효율적인 전압 혹은 전류 제어가 어렵게 된다.

3. 제안된 비대칭 펄스형 DC전원장치

3.1 에너지 반환회로를 갖는 DC전원장치

위에서 언급한 바와 같이 트랜스포머의 상호인덕턴스를 작게 설계하는 경우에는 Q1의 도통구간 동안 1차측에 축적된 에너지를 회수하는 회로가 필수적으로 구성되어야 한다. 본 연구에서는 트랜스포머에 축적된 에너지를 전원에 반환함으로써 안정된 출력전압을 유지하고 증압 현상을 억제할 수 있는 새로운 형태의 비대칭 펄스형 DC전원장치를 제안한다.

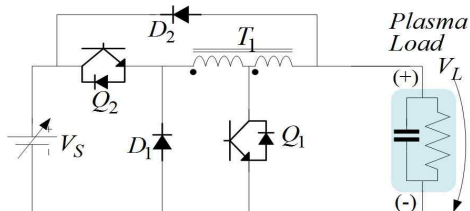


Fig. 7 Proposed unbalanced pulse DC power supply

그림 7에는 제안된 비대칭 펄스 전원 장치의 구조도가 도시되어 있다. 기존 회로에서 아크발생시 전원을 차단하는 Q2를 입력측으로 이동시키고 에너지 반환을 위한 다이오드 D1, D2를 그림과 같이 추가하였다. Q2는 단순한 아크발생시의 전원 차단 역할 이외에 에너지 반환이 필요할 때 오프되어 트랜스포머의 에너지를 전원에 반환하는 경로를 구성하는 역할이 추가되었다.

그림 8은 제안된 회로의 동작상태 및 에너지 흐름을 전류경로로 표시한 그림이다. 그림에서 (a)그림은 스위치Q2가 도통되어 부하에 전원이 인가되는 상태를 나타내며 '모드1'이라 부른다. 트랜스포머의 상호 인덕턴스를 100uH로 작게 설계했기 때문에 전원 V_S를 조작하여 출력전압을 매우 용이하게 제어할 수 있다. (b)그림은 Q2가 꺼진 상태에서 Q1을 온(On)시켜서 부하에 역전압을 인가하는 단계이며 '모드2'로 부른다. 이 단계까지는 기존의 DC전원장치와 동작상의 차이가 없으며 Q1이 켜지는 구간이 역전압 인가시간을 결정한다. (c)의 그림은 '모드2'에 이어서 Q1,Q2가 동시에 꺼지는 구간이며 이때 다이오드 D1과 D2의 전류패스를 따라 트랜스포머에 축적된 에너지가 전원으로 반환되는 '모드3' 및 '모드4' 구간이 이어진다. 이 구간 동안에는 트랜스포머 1차측에 전류형태로 축적된 에너지가 2차 부하측에 전달되며 부하전압이 입력전압보다 커지면 자연스럽게 D2가 도통하고 Q2가 꺼져있기 때문에 전류가 전원으로 흐르게 되어

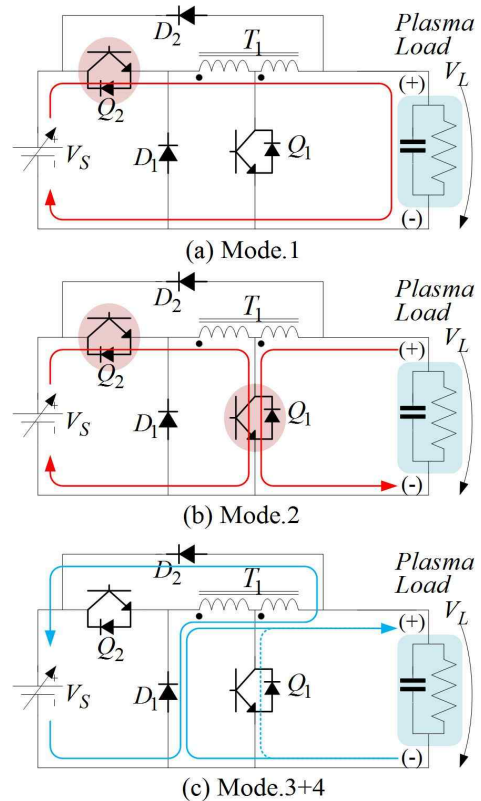


Fig. 8 Energy flow of the proposed DC power supply

에너지가 전원으로 반환된다. 반환되는 기간은 축적된 기간과 근사적으로 동일하다. 에너지 반환이 종료되면 다시 '모드1'부터 구간이 반복된다.

3.2 제안된 DC전원장치 분석

그림 9는 제안된 전원장치를 시뮬레이션하기 위한 회로도이다. 그림 7의 기본 회로도와 다른 점은 D2패스에 존재할 수 있는 순환(circulation)전류를 감쇄시키기 위한 1~5Ω의 작은 저항 R1이 추가된 것이다. 부하조건 및 Q1의 서지전압 억제에 위한 스누버회로, 공진억제용 인덕터스(LL1)는 그림 4의 기존 전원장치 시뮬레이션과 동일하며, 100kHz의 스위칭 주파수에서 역전압을 인가하는 기간이 전체주기의 20%인 것 또한 동일하다. 다만, 제안된 회로에서 승압현상이 없기 때문에 입력전원만 800V로 변경되었다.

그림 10은 제안된 전원장치의 시뮬레이션 결과를 보이고 있다. 그림의 상단부터 스위치의 게이팅파형(G1, G2), 입력전압 및 출력전압파형($V_s, V_o[V]$), 스위치Q1의 전류파형($I_{Q1}[A]$), 스위치Q1 전압파형($V_{Q1}[V]$)을 의미한다. 두 번째 파형에서 볼 수 있는 바와 같이 전원장치의 인덕터스가 100uH로 매우 작기 때문에 출력전압이 800V로 곧바로 상승하고 에너지 반환회로의 동작으로 승압현상 없이 출력전압이 입력전원과 동일한 전압을 유지하는 것을 볼 수 있다.

그림 11은 구간별 동작파형을 설명하기 위해 스위치가 동작하는 일부구간을 확대한 파형이다. 파형의 순서는 상단부터 순서대로 스위치의 게이팅파형(G1, G2), 출력전압파형($V_o[V]$), 트랜스포머 1차 및 2차전류($I_{T1}, I_{T2}[A]$), 다이오드 D1 및 D2전류($I_{D1}, I_{D2}[A]$), 트랜스포머 1차 및 2차전압($V_{T1}, V_{T2}[V]$), 스위치Q1의 전압($V_{Q1}[V]$) 및 전류파형($I_{Q1}[A]$) 순서이다. 스위치 전류파형은 관측을 쉽게 하기 위해 10배한 파형을 출력하였다.

3.2.1 일정전압 구간(모드1)

Q2만 켜져있는 '모드1'의 구간에서는 트랜스포머 1차

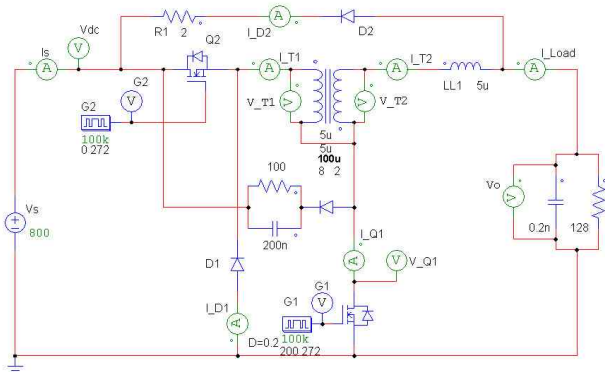


Fig. 9 Proposed asymmetric pulsed DC power supply circuit for simulation

및 2차 전류가 동일한 값을 갖는다. 이때 트랜스포머는 일차측회로 T1과 2차측회로 T2가 자속을 공유하며 직렬로 연결된 인덕턴스로 작용한다. 트랜스포머 전류는 다음으로 나타나는 부하전류 I_o 값을 갖는다.

$$I_o = V_s / R_{load} \quad (2)$$

3.2.2 전류 상승 구간(모드2)

Q1이 온되어 '모드2'가 시작되면 트랜스포머 1차 전류가 선형으로 증가하기 시작한다. 이때의 전압방정식은 다음과 같다.

$$V_{T1} = V_s = L_m \frac{di}{dt} \approx L_m \frac{\Delta I_m}{\Delta t_2} \quad (3)$$

$$I_{T1} = I_o + \Delta I_m = I_o + \frac{V_s}{L_m} \Delta t_2$$

식에서 L_m 은 트랜스포머 상호인덕턴스이며 t_2 는 '모드2'가 유지되는 시간이다. I_o 는 '모드1'에서 유지되는 일정 부하전류를 의미한다. V_{T1} 은 V_s 를 유지하며 2차전압은 권선비 $n = N_2/N_1$ 의 비율로 $-nV_s$ 가 출력되어 플라즈마 부하에 역전압을 인가한다. 이때 증가된 전류 ΔI_m 으로 인하여 트랜스포머에 에너지가 축적된다.

3.2.3 스누버 동작 구간(모드3)

역전압 인가기간 t_2 가 지난 후 Q1 및 Q2가 동시에 꺼지면서 '모드3'이 시작된다. 스위치가 모두 꺼지는 순간, D1이 먼저 도통되어 트랜스포머에 흐르던 전류를 이어받으며, (-)를 유지하던 출력전압이 상승하여 입력전압과 같아지는 순간부터 D2가 도통되어 에너지를 전원으로

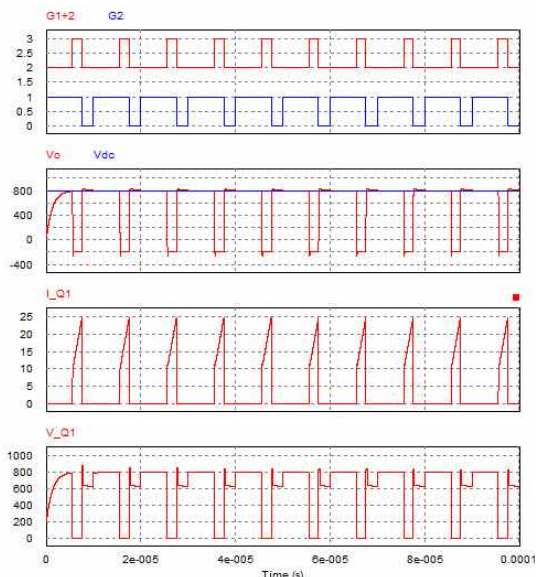


Fig. 10 Simulation results of the proposed DC power supply 1

로 반환하기 시작한다. D2가 도통되기 전까지 짧은 순간이지만 트랜스포머 2차측 전류가 급격하게 반대로 흐르는 기간이 발생하며 이때 스위치 Q1에 높은 서지(surg)전압이 발생하게 된다. 이를 억제하기 위해 스누버가 필요하며 스누버의 저항을 100Ω급으로 하여 서지 에너지를 빠른 시간 내에 소진시킨다.

D2가 도통한 이후에는 D1-T1-T2-LL1-D2의 전류패스를 통해 트랜스포머에 축적된 에너지가 전원 Vs로 반환되기 시작한다. 이때 출력전압의 안정화를 위해 D2를 LL1 출력단에 연결하였기 때문에 LL1의 인덕턴스로 인한 D2전류의 상승에 제한이 걸리게 되어 약간 복잡한 전류경로가 형성된다. D2전류가 D1전류와 동일하지 않은 구간 동안에는 D1전류와 D2전류의 차이에 해당하는 전류가 D1-T1-스누버-Vs의 경로를 통해 전원으로 흐르는 별도의 패스가 하나 더 나타난다. 이때 스누버 커패시터가 충분히 크다면 약 0.2us의 짧은 시간 동안 스누버 커패시터의 전압 상승분이 0이라고 가정할 수 있으므로 트랜스포머 중간점 전압은 Vs와 동일한 전압을 유지한다. 따라서 D1-T1-Vs의 전류 경로가 존재하며 다음의 전압 방정식을 따른다.

$$V_{T1} = -V_s = L_{T1}' \frac{dI_{D1}}{dt} \approx L_{T1}' \frac{\Delta I_{D1}}{t_3} \tag{4}$$

식에서 t_3 는 '모드3'이 유지되는 구간이며 L_{T1}' 는 1차측 유효 인덕턴스이다. 시뮬레이션 상에서 L_{T1}' 은 근사적으로 50uH로 나타난다. 한편, 트랜스포머 2차전압은 권선비 $n = N_2/N_1$ 에 따라 +200V의 전압이 나타나며 T2-LL1 -D2-Vs의 경로에서 다음 식을 만족하는 D2전류가 흐른다.

$$V_s + V_{T2} = L_{L1} \frac{dI_{D2}}{dt} \tag{5}$$

$$V_s + nV_s \approx L_{L1} \frac{\Delta I_{D2}}{t_3}$$

따라서 트랜스포머 1차측 전류 I_{D1} 는 감소하고 2차측 전류 I_{D2} 는 상승하게 되며, 두 전류가 같아져서 스누버로 전류가 흐르지 않을 때까지 '모드3'이 유지된다.

3.2.4 에너지 반환 구간(모드4)

트랜스포머 1차전류 I_{T1} 과 2차전류 I_{T2} 가 같아지면 D1-T1-T2-LL1-D2-Vs의 반환경로와 LL1-Vo의 부하전류경로만 구성된다. D2가 도통되어 있으므로 부하전압은 Vs로 유지되고 트랜스포머 2차전류에서 부하로 공급되는 전류 I_o 를 제외한 나머지 전류가 D2를 통해 전원으로 반환된다. 이때 트랜스포머는 1차+2차가 연결된 단일 인덕턴스로 보이게 되며 다음의 전압방정식을 따르게 된다.

$$-V_s = (L_T' + L_{L1}) \frac{dI_{D2}}{dt} \tag{6}$$

$$= (L_T' + L_{L1}) \frac{\Delta I_{D2}}{t_4}$$

식에서 L_T' 는 1-2차가 연결된 트랜스포머 유효 인덕턴스로서 약 150uH의 값을 갖는다. t_4 는 '모드4'가 유지되는 시간이다. '모드4'에서 작용하는 인덕턴스가 '모드2'에서 작용하는 인덕턴스 보다 50%이상 증가하지만 '모드3'의 구간동안 트랜스포머를 통해 흐르는 전류가 스누버를 통해 급격히 감소하기 때문에 '모드4'가 유지되는 시간은 '모드2'의 유지시간과 거의 같다. 이때, '모드3'이 동작하는 시간이 필요하므로 스위치 Q1,Q2를 모두 온시키는 구간('모드2') 보다는 모두 오프시키는 구간이 t_3 만큼 더 길어야 트랜스포머에 축적된 에너지가 완전히 전원으로 반환된다. 만일 D2의 전류가 0이 되기 전에 Q2가 도통하면 D2-Q2-T1-T2-LL1-D2를 거치는 순환전류가 발생하고 순환전류가 누적되면 자속포화를 일으킬 수 있다.

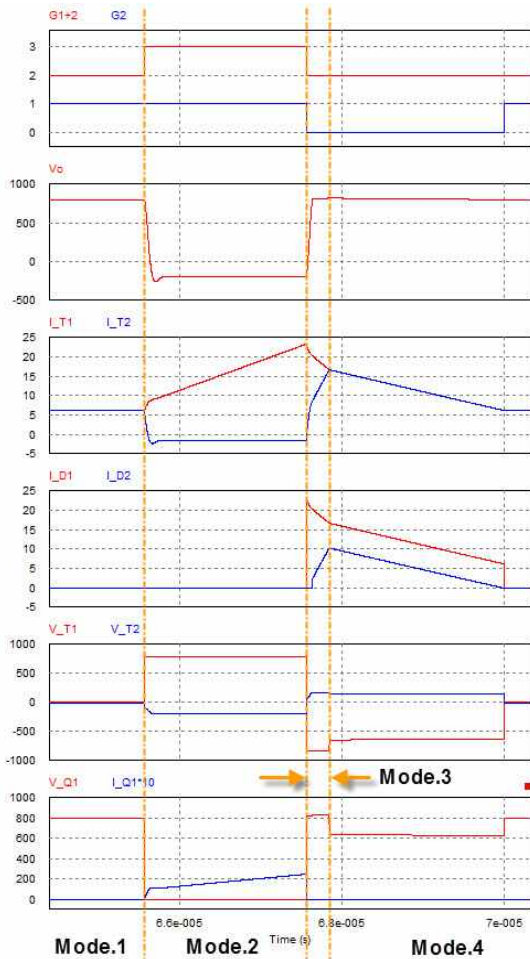


Fig. 11 Simulation results of the proposed DC power supply(Enlarged)

Table 1 Parameters of the experimental power supply

Parameter	Value
DC Input Voltage(V_{DC})	200 [V]
Output Voltage(V_o)	200/-50 [V]
Switching Frequency	100 [kHz]
Transformer Mutual-Inductance	100 [μ H]
Transformer Turn-Ratio	8 : 2
Load Resistance	50 [Ω]
Load Capacitor	200 [pF]

4. 실험 결과 및 검토

제안된 비대칭 펄스형 DC전원장치의 구현 가능성을 입증하기 위해 실험실 수준의 간이 실험장치가 구성되었다. 산업 현장의 실제 전원장치는 800V/5kW 전원장치가 일반적으로 사용되고 있으나 실험연구에서는 200V/800W 축소모델로 실험을 진행하였다. 트랜스포머는 TDK사의 N87재질 페라이트코어 및 리쯔(Ritz)와이어로 구성하였으며 전력용 반도체 스위치는 800V/150A 급 Mos-FET를 사용하였다. 부하 역시 플라즈마 부하를 직접 사용하지 않고 R-C 병렬회로로 구성하였다. 표1.에는 실험에 사용된 장치의 제정수가 요약되어 있다.

그림 12에 제안된 전원장치의 실험파형이 도시되어 있다. 파형(a)는 스위치Q1 게이트신호, (b)는 스위치Q2 게이트 신호, (c)는 전원전압 V_s (200V/div), (d)는 출력전압 V_o (200V/div)이다. x축은 5 μ s/div의 시간축이다. 역전압 인가주기를 20%로 설정한 경우의 실험파형으로 반도체 소자 및 스누버의 동작이 이상적이지 않기 때문에 '모드 3'에 해당하는 구간동안 전압이 약간 상승하는 것을 볼 수 있으나 시뮬레이션 결과와 거의 동일한 출력 파형이 발생하는 것을 확인할 수 있다. 본 실험을 통하여 트랜스포머의 상호인덕턴스를 100 μ H로 크게 줄여도 기존 회로와는 달리 출력이 안정적으로 제어됨을 보이고 있다.

그림 13~그림 15는 각각 역전압 인가주기를 10%, 20%, 30%로 설정한 경우의 실험파형이다. 각 그림의

(a)파형은 입력전원 전류(5A/div), (b)파형은 부하전류(5A/div), (c)파형은 출력전압 V_o (200V/div)을 나타낸다. 실험 결과를 자세히 관측하기 위해 시간축을 2 μ s/div로 설정하였다. 실험결과에서 보이는 바와 같이 부하전류 4[A]의 조건에서 역전압을 인가하는 주기가 바뀌어도 증압효과가 억제되므로 입력전압과 동일한 크기의 전압이 출력되며 안정된 역전압이 인가되는 것을 볼 수 있다. 단일 플라즈마 전원장치의 경우 전압이 800V 이상으로 비교적 높기 때문에 실제 부하전류는 4~6[A]로

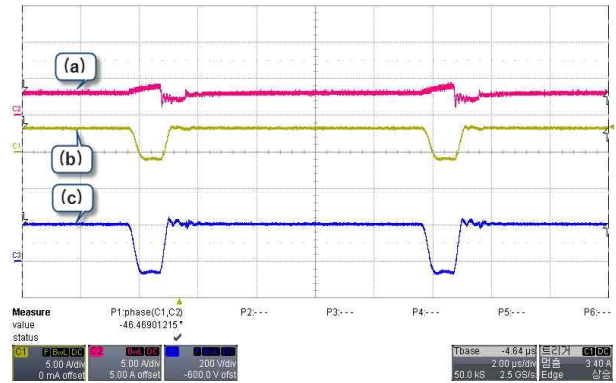


Fig. 13 Experimental results of the proposed DC power supply at 10% reverse voltage.(x-axis:2 μ s/div)

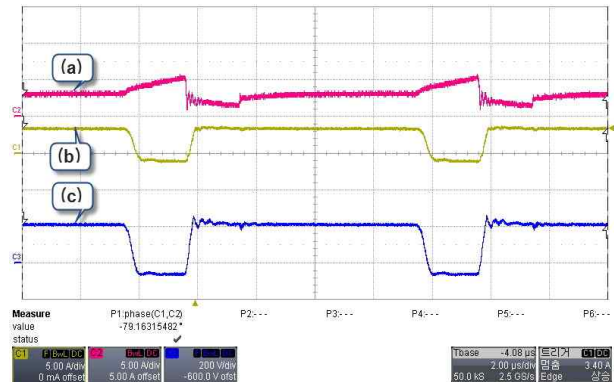


Fig. 14 Experimental results of the proposed DC power supply at 20% reverse voltage.(x-axis:2 μ s/div)

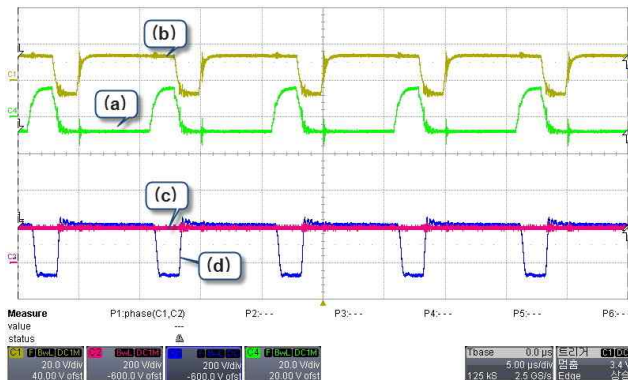


Fig. 12 Experimental results of the proposed DC power supply1.(x-axis:5 μ s/div)

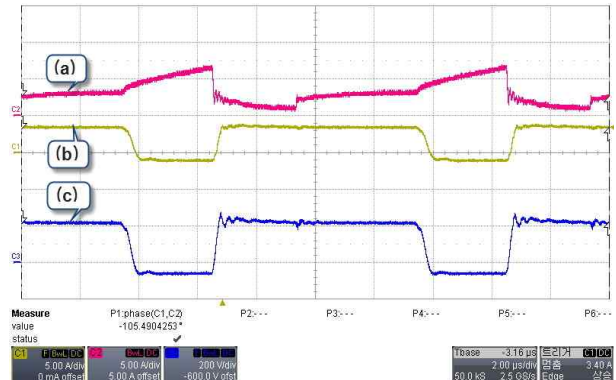


Fig. 15 Experimental results of the proposed DC power supply at 30% reverse voltage.(x-axis:2 μ s/div)

크지 않은 편이다. 다만 역전압 인가주기가 증가하면 스위치 Q1을 통해 증가하는 전류가 선형적으로 증가하므로 충분한 전류용량의 반도체 소자 및 트랜스포머를 사용할 필요가 있다. 그림 10의 시뮬레이션 결과에서와 같이 5kW급 용량의 부하에서 800V입력 기준으로 부하전류는 약 6[A]를 유지하지만 100uH의 상호인덕턴스를 갖는 제안된 시스템에서는 100kHz 스위칭 주파수로 20%의 역전압을 인가할 경우 스위치 전류가 약 25A까지 증가한다.

위 축소 실험을 통하여 시뮬레이션과 동일한 형태의 전압이 출력됨을 확인할 수 있다. 축소모델로 실험한 이유는 무엇보다 800V급의 고압을 학교 실험실에서 다루기 어렵기 때문에 그 구현 가능성만을 확인하고자 함이었다. 공칭전압이 800V인 실제 전원장치에서는 부하에 일정한 전력을 공급하고 아크를 억제하기 위하여 약 600~1000V범위의 가변전압이 출력된다. 따라서 실제 제작을 위해서는 1000V 이상의 내압을 갖는 고압 트랜스포머 및 스위칭소자, 고속 다이오드 등이 필요하다. 스위칭소자의 경우 1500V급 전력용 Mos-FET를 사용하여 하며 1000V 이상의 내압을 갖는 게이팅 보드가 구비되어야 한다. 다이오드 역시 이론적인 최대 역전압이 1200V 이상이므로 1500~1800V급의 고속 스위칭 다이오드가 사용되어야 한다. 고압의 고주파 노이즈를 차단할 수 있는 고성능 제어기가 구비되어야함은 물론이다.

800V의 고압 시스템에서 가장 문제가 되는 것은 출력단의 공진문제이다. 그림 4의 시뮬레이션용 회로를 보면 출력단에 공진 저감용 L1 인덕터가 설치된 것을 볼 수 있다. 플라즈마 부하는 직병렬 R-C회로로 모델링되며 L1이 없는 경우 전원장치와 스퍼터를 연결하는 전선에 내재된 부유 인덕턴스로 인한 LC공진이 발생하여 스위칭시에 다량의 고압 고조파 공진이 발생한다. 현장에 적용되는 실제 전원장치에서는 부하의 등가커패시터에 맞추어 미세조정된 공진 저감용 인덕터를 추가하며 공진을 억제하고 있다.

5. 결 론

본 연구에서는 스퍼터용 플라즈마 증착장비의 아크방지를 위한 비대칭 펄스형 DC전원장치에 대하여 연구를 진행하였으며, 단일전원으로 비대칭 펄스를 발생시킬 수 있는 새로운 트랜스포머형 전원장치를 제안하였다. 제안된 전원장치에서 에너지 반환회로를 부가하여 주 회로의 인덕턴스를 크게 줄임으로써 제어 동특성을 높이고 안정적인 전압 제어가 가능하도록 하였으며 역전압 인가시간에 따른 비선형적인 승압 효과를 억제하였다. 또한, 상호 인덕턴스가 작은 트랜스포머를 사용하기 때문에 플라즈마 전원장치의 경량화 및 소형화가 가능한 부가적인 장점을 얻을 수 있다.

기존 비대칭 펄스 전원장치와 제안된 전원장치의 시뮬레이션을 통해 장단점을 비교 분석 하였으며, 실험실 수준의 실험을 통해 실제 구현이 가능함을 입증하였다.

본 연구는 2010년도 인천대학교 교내연구비 지원사업으로 수행되었음을 알립니다.

References

- [1] Y. S. Kim, H. Jone, and Y. D. Kim, "Atomic Layer Chemical Vapor Deposition of TiN Thin Films on Si(100) and Si(111)," *Journal of the Korea Physics Society*, Vol. 37, No. 6, pp. 1045-1050, 2000.
- [2] M.G Han and S.Y. Chun, "Growing Behavior of Nanocrystalline TiN Films by Asymmetric Pulsed DC Reactive Magnetron Sputtering," *Journal of the Korean Ceramic Society*, Vol. 48, No. 5, pp. 342-347, 2011.
- [3] C. Corbella, "Plasma Parameters of Pulsed-dc discharges in methane used to deposit diamondlike carbon films," *Journal of Applied Physics*, Vol. 106, 03302, 2009.
- [4] Jeff C. Sellers, "Etch Process Employing Asymmetric Bipolar Pulsed DC," *U.S. Patent*, 5,770,023, Jun. 23, 1998.
- [5] Geoffrey N. Drummond, Richard A.Scholl, "Enhanced Reactive DC Sputtering System," *U.S. Patent*, 5,718,813, Feb. 17, 1998.
- [6] Noborn Kuriyama, Yutaka Yatsu, "Power Supply Unit For Sputtering Device," *U.S. Patent*, 6,416,638 B1, Jul. 9, 2002.
- [7] J. Sellers, "Asymmetric bipolar pulsed DC: Theenabling technology for reactive PVD," *Surface and Coatings Technology*, Vol. 98, No. 1, pp. 1245-1250, 1998.



추대혁(秋大赫)

1987년 3월 18일생. 2013년 인천대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2013년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



유성환(柳成奐)

1985년 5월 21일생. 2012년 인천대 공대 전기공학과 졸업. 2012년~현재 동 대학원 전기공학과 석사과정.



김준석(金峻奐)

1965년 12월 12일생. 1989년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1995년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박). 1996년~현재 인천대 교수.



한기준(韓基俊)

1962년 9월 8일생. 1984년 전북대 전자공학과 졸업. 1986년 동 대학원 전자공학과 졸업(석사). 2012년~현재 인천대 전기공학과 박사과정. 1989년~2011년 현대중공업 연구소 수석연구원. 2012년~현재 파워소프트 연구소장.