

반도체 플라즈마 용융장치용 고출력 능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터 설계에 관한 연구

김준호*, 이우석*, 안정준*, 원충연*, 최대규**, 최상돈**
 성균관대학교*, (주)뉴파워플라즈마**

A Study on the Design of the High Power Active Clamp ZVS Flyback Converter for Semiconductor Plasma Etching System

Jun-ho Kim*, Woo-suk Lee*, Jung-jun Ahn*, Chung-yuen Won*,
 Dae-kyu Choi**, Sang-don Choi**
 Sungkyunkwan Univ.*, New Power Plasma CO. LTD**

ABSTRACT

This paper deals with the active clamp ZVS flyback converter for semiconductor plasma etching system. The proposed converter has the characteristics of the good power factor, low switching noise and efficiency improvement. The characteristics are verified through simulation results. Furthermore, the ringing effect due to output capacitance of the main switch can be eliminated by use of active clamp circuit.

1. 서론

산업현장에서 사용되는 고주파 전원장치는 그 목적에 따라서 수kHz ~ 수십MHz이며 용량은 수백 W ~ 수KW급으로 다양하다. 반도체 및 신소재 제작의 핵심 장비인 RF Generator는 주파수에 따라 일부 국산화가 이루어져 양산 장비로서 사용되고 있으나 대부분 주파수의 RF Generator는 수입에 의존하고 있는 실정이고 국산화가 시급하다.

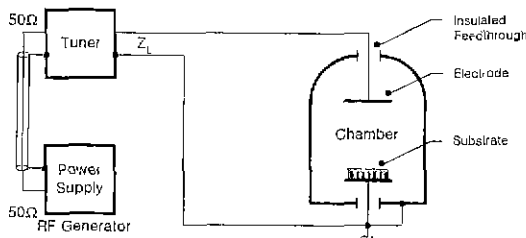


그림 1 Parallel 형 Plasma Etching 장비

직류 안정화 전원장치에 있어서 시스템의 크기를 줄이기 위해서는 고주파 스위칭이 필요하다. 하지만 고주파로 인한 스위칭 손실 증가, 높은 전압 스트레스, 그리고 EMI/EMC 발생 등의 이유로 그 적용에 제한을 받게 된다.

다. 이러한 이유로 최근 영전압 스위칭 기법을 이용한 PWM 컨버터를 구성하여 스위칭 손실을 줄이기 위한 연구가 활발히 진행되고 있다.[1][2][3] 전원공급장치에 에너지 축적용 소자인 인덕터와 캐패시터의 존재로 가해지는 만큼의 소형, 경량화가 이루어지지 못하고 있는데, 스위칭 모드의 전원장치에서는 스위칭 주파수를 증가시켜 소형화 경량화를 추구하고 있으나 스위칭 손실 인덕터 손실 등의 전력 손실이 주파수에 비례하여 증대되므로 한계가 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 소프트 스위칭 방식을 이용한 영전압 스위칭 방식의 여러 토폴로지의 컨버터들이 제안되고 있다.[4] 본 논문에서는 반도체의 플라즈마 용융장치에 고출력 능동 클램프 영전압 스위칭 PWM 플라이백 컨버터를 사용하려고 한다. 능동 클램프 기법은 기존의 PWM 방식에 비해 기생성분의 공진으로 전압 스트레스를 줄일 수 있고 영전압 스위칭을 가능하게 하여 스위칭 손실을 줄인다. 또한 1차측 권선의 누설 인덕턴스에 저장되어 있는 에너지를 재생하여 2차측으로 넘겨줌으로써 효율을 개선하고 2차측의 정류기(다이오드)에 영전류 스위칭을 가능하게 하여 출력측 노이즈를 줄이는 등의 전체적인 EMI/EMC 노이즈를 줄일 수 있다.[1][2] 스위칭 주파수가 100kHz, 입력전압 교류 90V ~ 250V에서 직류 50V의 500W 급의 플라이백 컨버터를 설계하였다.

2. 본론

2.1 Active clamp ZVS flyback 컨버터의 동작원리

기존의 PWM 컨버터에 능동 클램프 회로를 첨가함으로써 스위치의 스트레스를 절감할 뿐만 아니라, 주스위치와 보조 스위치 모두의 영전압 스위칭을 가능하게 한다. 이로 인해 스위칭 손실을 줄임으로써 고 효율을 얻을 수 있고 높은 주파수에서의 스위칭이 가능하다.

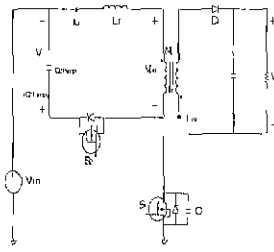


그림 2 간략화된 능동 클램프 플라이백 컨버터

또한 넓은 입력범위에서도 스위치의 전압 스트레스는 거의 일정하므로, 기존의 플라이백 컨버터는 입력 전압의 변동에 비례하여 스위칭 전압 스트레스가 변화하는 것에 비해 이것은 일정한 전압 스트레스를 얻을 수 있다.

2.1.1 모드별 해석

능동 클램프 영전압 스위칭 PWM 플라이백 컨버터의 기본 동작은 앞에서 설명한 PWM 플라이백 컨버터와 같으며, 상세한 동작 상태는 아래의 7개 모드로 구분한다.

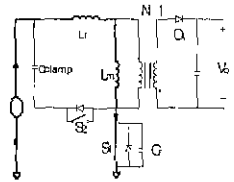


그림 3 구간 $t_0 - t_1$ 모드

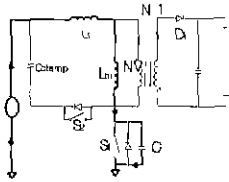


그림 4 구간 $t_1 - t_2$ 모드

$t_0 - t_1$ 구간 : t_0 에 스위치 S_1 은 온되고 보조스위치 S_2 는 오프상태이다. 출력 다이오드 D_1 은 스위치 S_2 의 바디 다이오드와 같이 역 바이어스 되어 있다. 공진 인덕터를 포함한 자화 인덕터는 일반적인 플라이백 컨버터의 동작처럼 선형적으로 충전된다.

$t_1 - t_2$ 구간 : S_1 이 t_1 에서 턴 오프되면, C_r 은 자화 전류에 의해 충전되어진다. 이 때 자화전류는 공진 인덕터에 흐르는 전류와 같다. C_r 은 실질적으로 공진하면서 충전되지만, 충전 시간은 매우 짧아 거의 선형적으로 충전되는 특성을 갖는다.

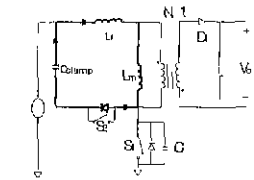


그림 5 구간 $t_2 - t_3$ 모드

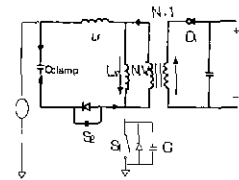


그림 6 구간 $t_3 - t_4$ 모드

$t_2 - t_3$ 구간 : t_2 에서 C_r 이 $V_{DS} = V_m + V_c$ 로 충전되어지면 S_2 의 바디다이오드가 도통되기 시작한다. (S_2 의 영전압 턴 온 조건). 즉, 이제 S_1 쪽으로는 거의 전류가 흐르지 않고 S_2 쪽에서만 흐르기 시작한다.

$t_3 - t_4$ 구간 : t_3 에서 2차측 권선 전압이 D_1 을 온 시킬 만큼 충분한 전압이 되면 V_{br} 는 매우 큰 출력 캐패시터에 의해 근사적으로 NV_o 로 클램프 되어진다. 이 때 L_r 과 C_{clamp} 는 공진을 시작한다. 여기서 S_2 가 영전압 턴 온을 하기 위해서는 I_{clamp} 의 방향이 반대가 되기에 턴 온 되어야 한다.

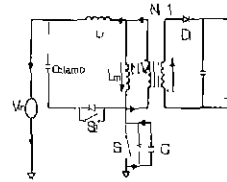


그림 7 구간 $t_4 - t_5$ 모드

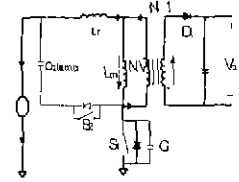


그림 8 구간 $t_5 - t_6$ 모드

$t_4 - t_5$ 구간 : t_4 에서 S_2 가 턴 오프되면, C_{clamp} 는 회로로부터 분리되고 새로운 공진 회로가 공진 인덕턴스와 MOSFET의 기생 캐패시터 사이에 형성된다.

$t_5 - t_6$ 구간 : L_r 에 저장된 에너지가 C_r 에 저장된 에너지 보다 크다는 가정하에서 t_5 에서 C_r 은 S_1 의 바디 다이오드가 도통하기 충분하게 방전을 할 것이다.

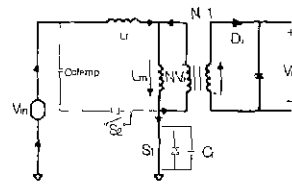


그림 9 구간 $t_6 - t_7$ 모드

$t_6 - t_7$ 구간 : S_1 이 온이 되고 공진 인덕턴스의 전류가 증가함에 따라 2차측 전류는 감소한다. t_7 에 2차측 전류는 영이 되고 (공진인덕턴스 전류와 자화전류가 같아짐), D_1 에 역바이어스가 걸리며 1차측 트랜스포머의 전압의 극성이 바뀐다. 자화 인덕턴스와 공진 인덕턴스는 다시 선형적으로 충전되면서 다음의 스위칭 사이클을 반복한다. ($t_7 = t_0$)

2.1.2 Dead Time 회로와 구동회로

적절한 듀티비를 가지고 주 스위치와 보조스위치가 영전압 스위칭을 하기 위해서는 최소한의 지연시간을 필요로 한다. 지연시간을 얻기 위해서는 제어회로의 출력에 저항과 캐패시터의 시정수를 이용한 데드타임 회로를 이용할 수 있다.

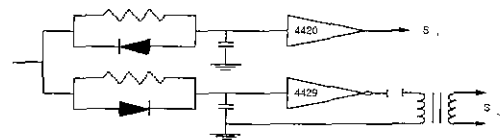


그림 10 시간 지연 회로와 드라이브

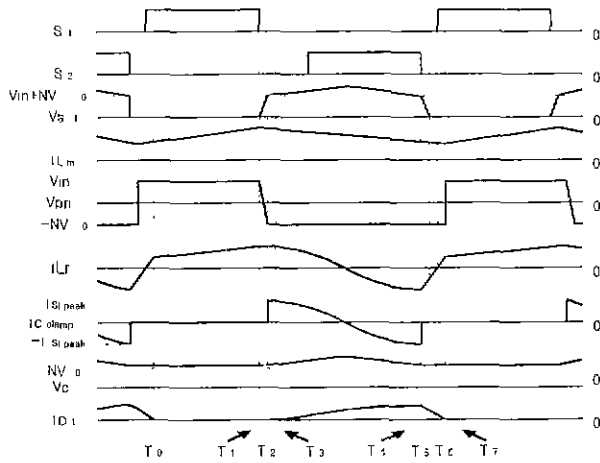


그림 11 능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터 각부 파형

2.2 영전압 스위칭 조건

S_1 이 ZVS가 되기 위해서 t_5 와 t_6 사이에 스위치가 턴 온 되어야 한다. 그렇지 않으면, 공진 인덕턴스 전류가 바뀌게 되어 C_r 이 다시 충전된다. 그러면 S_1 의 V_{DS} 이 다시 양으로 되어 ZVS 조건을 잃게 된다. 그러므로 S_2 의 오프와 S_1 의 온 사이의 지연 시간이 ZVS 동작의 임계시간이다. 이 지연시간의 최적값은 $L_r(L_{leakage} + L_r)$ 과 C_r 에 의한 공진 주기의 1/4이다.

$$T_{delay} = \frac{\pi}{2} \sqrt{L_r C_r} \quad (4)$$

S_1/S_2 의 스위칭 시간은 스위치 캐패시터가 완전하게 방전할 수 있도록 하기 위해 공진 인덕턴스 내에 에너지가 충분히 저장될 수 있는 시간이어야 한다. 이 조건은 t_4 에서 유용하다. (S_2 가 턴 오프 될 때)

$$E_{Lr} \geq E_{Cr} \quad (S_2 \text{가 턴 오프시}) \quad (5)$$

만약 스위치 캐패시터를 완전히 방전시킬 수 있는 에너지보다 L_r 에 저장되어 있는 에너지가 충분하지 못하다 라도 식 (4)에서 요구한 시간을 충족시키면 스위치에 주어진 동작 상태에서 가능한 한 작은 전압 스트레스가 보장된다. 식 (5)은 ZVS를 실현시키기 위한 적절한 공진 인덕턴스의 값을 결정하는데 사용되어질 수 있다.

2.3 공진 인덕터 설계

L_m 값이 정해진 다음에 공진 인덕터가 설계될 수 있다. 앞에서 공진 인덕턴스 값은 자화인덕턴스 값에 비해 작은 값으로 가정하게 된다. 클램프 캐패시터 C_r 값과 주어진 컨버터 동작점에서 요구되

는 ZVS를 얻으려면 L_r 은 스위치의 기생 캐패시턴스를 완전하게 방전 시키기에 충분한 크기라야 한다. 실용적인 설계에서 T_4 에서 공진 인덕터 전압은 $(V_{in} - NV_0)$ 과 비하여 상대적으로 작고 식(5)로 ZVS를 가능하게 하기 위해 필요로 하는 L_r 의 근사적인 최소값을 얻을 수 있다. 작은 듀티 사이클 손실이라는 가정에서 스위칭 사이클의 클램핑 구간동안 $V_{Lr} \ll V_{in} + NV_0$ 이므로 S_1 에 대한 영전압 스위칭은

$$\frac{1}{2} L_r i_{Lr}^2 \geq \frac{1}{2} C_r V_{Cr}^2 \quad (S_2 \text{ OFF}) \quad (8)$$

$$L_{r,ZVS} \geq \frac{C_r (V_{in} + NV_0^2)}{I_{SL,peak}^2} \quad (V_{Cr} \approx V_{in} + NV_0) \quad (9)$$

2.3 클램프 캐패시터 선택

클램프 캐패시터 값을 선정하는 것은 L_r 의 설계에 기본을 둔다. 클램프 캐패시터와 공진 인덕터에 의해 형성되는 공진 주파수는 충분이 작아야 한다. 그래서 주 스위치가 오프 되었을 때 스위치 양단에 공진링 현상이 발생하지 않도록 하는데, 반면 너무 큰 값의 공진 캐패시턴스를 갖게 되면 큰 캐패시터에 대한 비용과 크기에 비해 클램핑 성능이 개선되지 않게 된다. 설계목표에 부합하는 좋은 절충은 클램프 캐패시터와 공진 인덕턴스에 의해 결정되는 공진 주기의 반이 S_1 스위치의 최대 OFF 시간을 초과하게 하는 캐패시터 값을 선택하는 것이다. S_1 의 최대 OFF 시간보다 공진 주기의 반을 크게 한다는 조건에서 다음의 식을 나타낼 수 있다.

$$\frac{T_{Lr,Clamp}}{2} = \pi \sqrt{L_r C_{clamp}} \gg (1-D) T_s \quad (10)$$

$$C_{clamp} \text{에 대해서 풀면 } C_{clamp} \gg \frac{(1-D)^2}{\pi^2 L_r F_s^2} \quad (11)$$

3.시뮬레이션 및 결과

제안된 능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터의 동작 해석 및 유효성을 검증하기 위해 시뮬레이션 (PSIM Ver.4.1 and PSPICE Ver.9.1) 을 수행하였다. 본 논문에서는 PSIM Ver 4.1을 통한 결과를 실었다. 각부 파형을 정확하게 관찰하고자 입력전압은 AC 110V에서 정류기를 거쳐 DC Link 단에 약 DC 150V가 걸린다고 가정하여 시뮬레이션을 수행하였다. 누설 인덕턴스는 위의 영전압공진 조건에 따라, 기생 캐패시턴스(IRF450의 경우 5uF, 병렬연결 10uF) 의 값과 자화인덕턴스의 5%에서

10%정도의 값인 7 μ H로 정하였다. 스위칭 주파수는 100kHz로 하였고 중부하를 걸어 ZVS와 클램핑이 되는 것을 확인하였다.

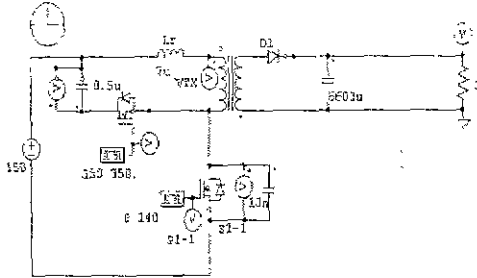


그림 12 능동 클램프 ZVS 플라이백 컨버터

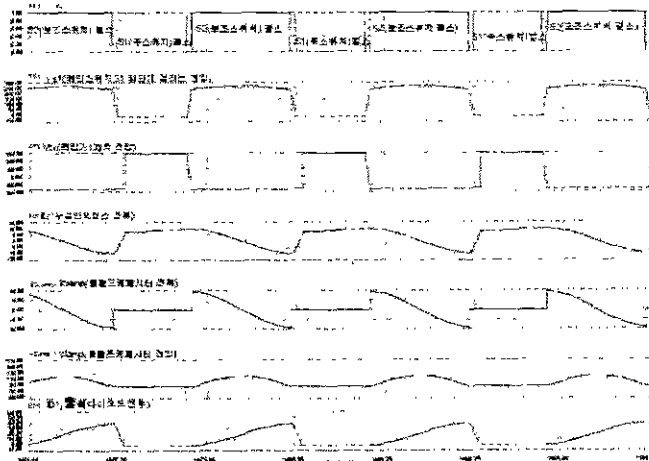


그림 13 시뮬레이션 결과의 각부 파형

시뮬레이션 결과에서 클램핑과 스위치의 영전압 스위칭이 이루어지고 있음을 알 수 있고 정류기도 영전류 스위칭이 되고 있다.

3. 결론

반도체 플라즈마 용융 장치에 플라이백 컨버터를 능동 클램프 ZVS 기법으로 효율을 개선하고 출력을 높이며 스위칭 노이즈를 감소시킬 수 있다. 현재는 출력이 500W 입력 전압이 110V 스위칭 주파수 100kHz의 플라이백 컨버터에 대한 설계 및 시뮬레이션을 수행하였다.

향후 반도체 플라즈마 용융 장치에 적용하기 위한 것으로 이를 기본으로 하여 2KW급의 RF Generator의 주 전원장치로 응용 하고자 한다.

이 논문은 에너지관리공단의 에너지 절약과제 지원에 의하여 연구 되었음 (2000.5 ~ 2002.4)

참고 문헌

- [1] Robert Watson, Guichao C. Hua, and Fred C. Lee, "Characterization of an Active Clamp Flyback Topology for Power Factor Correction Applications" IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No.1, January, 1996.
- [2] R.Watson, F.C. Lee and G.C Hua, "Utilization of an Active-Clamp Circuit to Achieve Soft Switching in Flyback Converters" IEEE Transactions on Power Electronics, VOL.11, NO.1, January, 1996.
- [3] C.T. CHOI, C.K. LI and S.K. KOK, "Modelling of An Active Clamp Discontinuous Conduction Mode Flyback Converter under Variation of Operating Conditions", IEEE International Conference on Power Electronics and Drive System, PEDS'99, July, 1999, Hong Kong.
- [4] Linear Integrated Circuits Data and Applications Handbook, UNITRODE Company, Merrimack, NH, 1990.
- [5] C.Henze, H.Martin and D.Parsley, "Zero-voltage switching in high frequency power converters using pulse width modulation" in Proc. 3rd Ann. Appl. Power Electronics. Conf., pp. 33-40, 1988.
- [6] W.Tang, Y.M Jiang, G.hua, and F.C. Lee, "Power factor correction with flyback converter employing charge control" in VPEC Power Electron, Sem.Proc, pp.91-96, 1992.
- [7] Gun-Woo Moon, "Design of high efficiency interleaved active clamp zero voltage switching forward converter", INT.J. Electronics, Vol.86, NO.7, 875-889, 1999.
- [8] Akira Takeuchi, Satoshi Ohtsu and Seichi Muroyama, "A Zero-Voltage-Switching Controlled High-Power-Factor Converter with Energy Storage on Secondary Side", IEEE PESC'96, June, 1996.
- [9] Henry Chung, S.Y. Hui and W.H. Wang "An Isolated ZVS/ZCS Flyback Converter Using the Leakage Inductance of the Coupled Inductor", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, NO.4, Aug, 1998.