

위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터

김희일⁰, 김창선, 김희준
한양대학교 전기공학과 전력전자제어연구소

Phase Shift Controlled Clamp Mode Forward Multi-Resonant Converter

Hee-il Kim⁰, Chang-sun Kim, Hee-jun Kim
Power Electronics Control Lab., Dept. of Electrical Eng. Hanyang Univ.

요약

소프트 스위칭 능동 클램프 회로와 위상 변위 제어 회로를 이용하여 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 일정한 스위칭 주파수에서 동작하므로 설계가 용이하고 주 스위치의 전압 스트레스를 입력 전압의 2-3배로 줄일 수 있다.

컴퓨터 시뮬레이션을 통해 제안된 회로의 이론적인 동작 파형을 확인하였으며 타당성을 입증하기 위하여 1MHz, 5V, 50W 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터를 제작하여 실험한 결과 주 스위치의 최대 전압 스트레스는 입력전압의 3배로 저감하였고, 부하 전류가 증가함에 따라 주 스위치에 걸리는 전압 스트레스와 전류 스트레스가 감소하며, 최고 84.2%의 효율을 얻었다.

1. 서론

다중공진형 컨버터가 기생 리액턴스들을 공진회로에 흡수하고 스위칭 손실을 저감하여 고주파 스위칭을 가능하게함으로써 효율 향상 및 사이즈의 축소가 이루어 지기는 했으나, 공진현상에 의한 높은 전압 스트레스로 인하여 높은 정격의 소자를 사용함에 따라 전도 손실이 증가하고, 스위칭 주파수 가변 제어방식으로 인하여 출력 필터 리액턴스의 크기가 최소 스위칭 주파수에서 결정되므로 설계에 제약이 된다[1].

공진형 컨버터의 정상 상태 특성에 있어서 출력전압은 스위칭 주파수뿐만 아니라 공진 주파수의 함수로도 변화하므로, 스위칭 주파수를 고정하고 공진 주파수를 가변하여 출력전압을 제어할 수 있다[2][3]. 트랜스포머 2차측 공진 커패시터를 위상 변위 제어 회로를 통하여 동기적으로 가변시켜 공진 주파수를 가변함으로써 일정한 스위칭 주파수를 갖는 다중공진형 컨버터를 설계할 수 있다. 또한, 주 스위치에 소프트 스위칭 능동 클램프

회로를 부가하여 전압 스트레스를 입력 전압의 2-3배 정도로 줄일 수 있다[4][5].

본 논문에서는 이러한 특징을 이용하여 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터 (Phase Shift Controlled Clamp Mode Forward Multi Resonant Converter : PSC CM Forward MRC)를 제안하였으며, 실험을 통하여 타당성을 확인하였다.

2. 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터

제안된 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터는 그림 1과 같다.

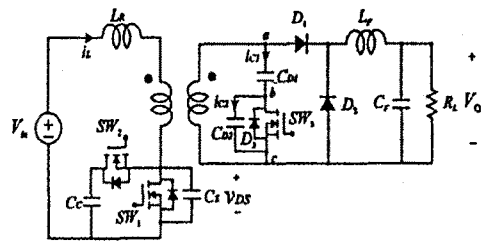


그림 1. 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드
다중공진형 컨버터

공진 소자로는 트랜스포머에 직렬로 연결된 공진 인덕터 L_r , 1차측 공진 커패시터 C_s , 직렬로 연결되어 위상 변위 제어 커패시터를 이루는 2차측의 공진 커패시터 C_{D1} 과 C_{D2} , 클램프 스위치 SW_2 와 직렬로 연결되어 클램프 회로를 이루는 클램프 커패시터 C_c 로 구성된다. 위상 변위 제어회로는 다이오드 D_3 와 위상 변위 제어 스위치 SW_3 가 양방향 스위치(bidirectional switch) 역

할을 하도록 C_{D2} 와 병렬로 연결하여 구성한다. 스위치로 MOSFET을 사용하면 출력 커패시턴스는 C_{D2} 에 흡수되고 바디다이오드가 D_3 의 역할을 하므로 외부 다이오드를 접속할 필요가 없다.

그림 2는 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터의 이론적인 파형이다. SW_1, SW_2, SW_3, D_3 의 스위칭에 따라 한주기 동안 9개 모드로 동작하며, t_5-t_8 구간에서 공진 전압이 클램프 됨을 볼 수 있다.

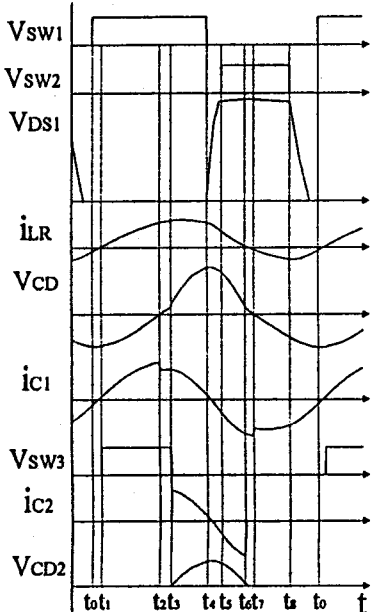


그림 2. 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터의 이론적인 파형

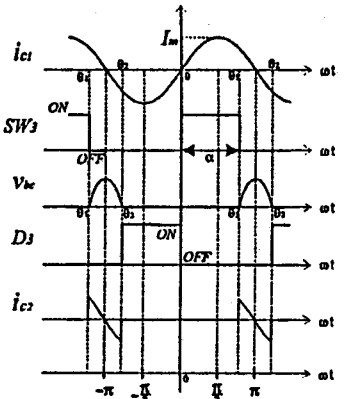


그림 3. 위상 변위 제어회로의 이론적인 파형

위상 변위 제어회로의 이론적인 동작 파형을 그림 2에 나타내었다. ic_1 은 2차측 공진 커패시터를 흐르는 정현파 전류이고 SW_3 은 ic_1 과 동기화된 구동신호에 의하여

스위칭 된다. 구동신호의 펄스폭을 위상 변위 α 로 정의하며 0에서 π 까지 변화한다. v_{bc} 는 C_{12} 에 흐르는 전류 ic_2 의 적분치로 주어지며 식(1)과 같다.

$$v_{bc}(t) = \frac{1}{C_{D2}} \int_{t_1}^t i_{c2}(t) dt \quad (\omega t_1 = \theta_1) \quad (1)$$

D_3 은 다이오드의 스위칭 상태를 나타낸다. C_{12} 이 충전방진을 끝냈을 때 ic_1 의 음의 전류가 다이오드를 통하여 흐르고 스위치 SW_3 가 온이된 다이오드는 역바이어스이므로 오프가 된다. 이러한 과정을 통하여 SW_3 에서 영전압 스위칭이 이루어지며 손실이 최소화 된다.

출력전압의 제어는 2차측 전류 ic_1 과 동기화된 신호에 의해서 0에서 π 까지 변화하는 위상 변위 α 에 의하여 구동되는 위상 변위 제어 스위치 SW_3 가 2차측 공진 커패시턴스 $C_{eq,ac}$ 의 값을 조절함으로써 가능하다.

그림 1에서 b단자와 c단자 사이의 등가 커패시턴스 $C_{eq,bc}$ 와 a단자와 c단자 사이의 등가 커패시턴스 $C_{eq,ac}$ 는 식(1)로부터 유도되어 각각 식(2)과 식(3)으로 구해지고, 위상 변위 α 에 의하여 제어가 가능함을 알 수 있다.

$$C_{eq, bc} = \frac{C_{12}}{1 - \left(\frac{2\alpha - \sin 2\alpha}{2\pi} \right)} \quad (2)$$

$$\frac{C_{D1} \cdot C_{D2}}{C_{D1} + C_{D2}} \leq C_{eq, ac} < \frac{C_{D1} \cdot C_{eq, bc}}{C_{D1} + C_{eq, bc}} \quad (3)$$

위상 변위와 등가 커패시턴스 $C_{eq,bc}$ 의 관계는 그림 4와 같다. 위상 변위가 $\pi/2$ 보다 작으면, $C_{eq,bc}$ 는 C_{12} 와 비슷한 값을 가지며, $3\pi/4$ 보다 크면 매우 큰 값을 가지게 된다.

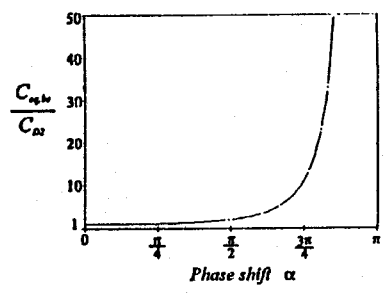


그림 4. 위상 변위와 등가 커패시턴스 $C_{eq,bc}$ 의 관계

소프트 스위칭 능동 클램프 회로는 클램핑 커패시터와 직렬로 연결된 클램프 스위치를 주스위치와 병렬로 구성되며 클램프 전압은 트랜스포머와 인덕터 사이의 플트-세컨드 평형 조건에 의해 식(4)와 같다[4][5].

$$V_{DS} = V_{in} \left(1 + \frac{D_{SW1} + \frac{\Delta d_1 + \Delta d_2}{4}}{D_{SW4} + \frac{\Delta d_1 + \Delta d_2}{4}} \right) \quad (4)$$

D_{sw1} 은 주 스위치 SW_1 의 스위칭 주기와 온타임의 비이고, D_{sw2} 는 보조스위치 SW_2 의 스위칭 주기와 온타임의 비이다. Δd_1 과 Δd_2 는 주스위치 SW_1 과 클램프 스위치 SW_2 의 데드타임으로 정의된다.

3. 실험 및 실험 결과

1) 실험 회로도

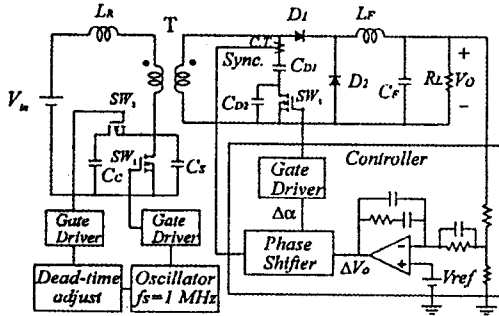


그림 5. 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터의 실험 회로도

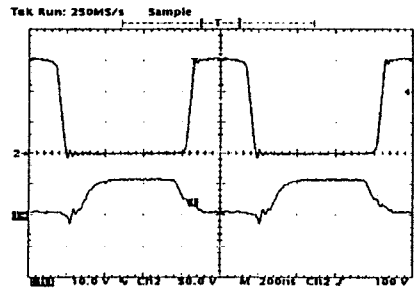
출력전압 48V, 출력전압 5V, 스위칭 주파수 1MHz인 50W 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터의 실험 회로도를 그림 5에 나타내었다.

1차측은 일정한 주파수를 발생시키기 위한 발진회로, 클램프 스위치의 구동 파형을 만들기 위한 데드타임 설정회로, 주스위치와 클램프 스위치의 구동하기 위한 구동회로로 구성되고, 2차측은 제어회로부로부터 출력전압의 오차를 검출하는 오차 증폭기, 위상 변화를 주기 위해 트랜스포머 2차측을 흐르는 전류의 위상을 검출하여 제어 신호를 만드는 위상 변위기, 그리고 위상 변위 제어 스위치 SW_3 을 구동하기 위한 구동회로 등으로 구성된다.

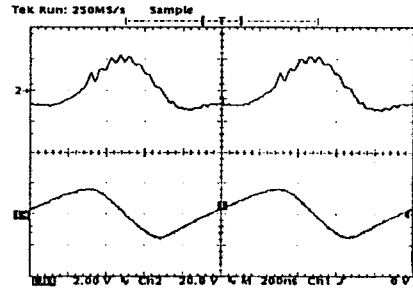
2) 실험 파형 및 동작 특성

그림 6와 그림 7은 각각 경부하시와 중부하시의 실험 파형을 나타낸다.

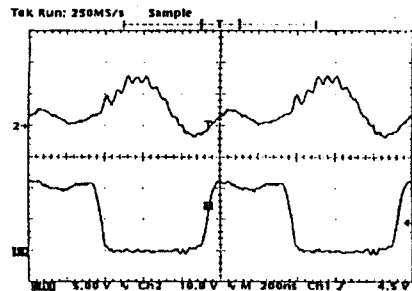
각각의 그림에서 스위칭 주파수는 1MHz로 일정하게 동작하며, (a)는 주스위치 SW_1 의 게이트 구동 전압과 드레인-소스간의 전압 파형으로 드레인-소스간의 전압이 클램프됨을 알 수 있으며 중부하시에 클램프 전압이 감소한다. 또한, 중부하시에 공진주파수가 경부하시보다 작아짐을 관찰 할 수 있다. (b)는 CD_1 에 흐르는 전류와 트랜스포머 2차측 전압을 나타내며 부하가 증가함에 따라 공진 전류의 크기가 작아진다. (c)는 SW_3 의 게이트 구동 전압과 드레인-소스간의 전압으로 중부하에서 게이트 구동전압의 폭인 위상 변위 α 가 작아지며, 드레인-소스간의 전압이 공진함을 확인 할 수 있다.



(a) CH1: V_{GS1} , CH2: V_{DS1}

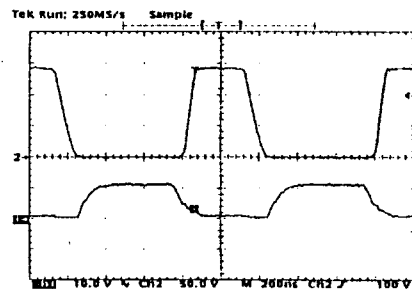


(b) CH1: i_{cD1} , (20A/div) CH2: V_{CD}

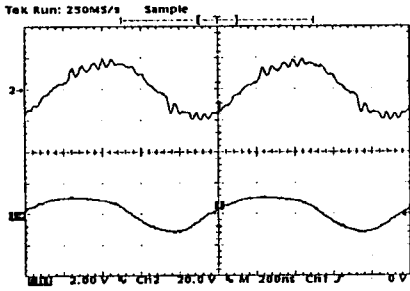


(c) CH1: V_{GS3} , CH2: V_{DS3}

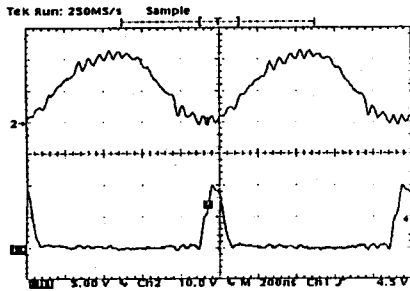
그림 6. 정격 입력, 경부하시의 실험 파형 (V_{in} : 48V, V_o : 5V, I_o : 0.5A, f_s : 1MHz)



(a) CH1: V_{GS1} , CH2: V_{DS1}



(b) CH1: i_{cd1} , (20A/div) CH2: V_{cd}



(c) CH1: V_{gs3} , CH2: V_{ds3}

그림 7. 정격 입력, 중부하시의 실험 파형
(V_{in} : 48V, V_o : 5V, I_o : 10.3A, f_s : 1MHz)

그림 8은 부하 전류와 위상 변위 α 의 관계를 나타낸 그림으로 부하가 증가함에 따라 위상 변위 α 가 점점 작아지며, 그림 9는 주스위치 SW₁의 전압스트레스를 나타낸 그림으로 부하가 증가함에 따라 전압 스트레스는 감소하며, 주스위치의 최대 전압 스트레스는 경부하시 148V로 입력전압 48V의 약 3배이다.

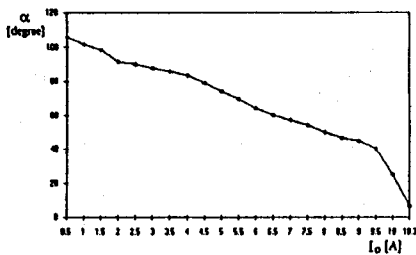


그림 8. 위상 변위각의 변화

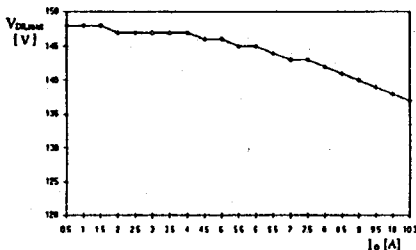


그림 9. 주스위치의 전압 스트레스

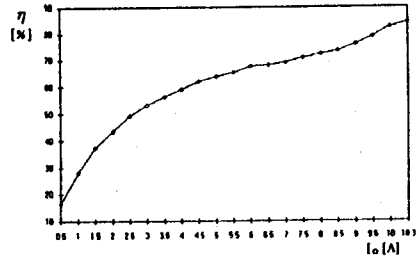


그림 10. PSC CM MRC의 효율

그림 10에서 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중 공진형 컨버터의 효율은 최고 84.2%이다.

4. 결론

일반적인 다중공진형 컨버터에 비하여 낮은 전압 스트레스를 가지면서 일정한 스위칭 주파수에서 동작하는 위상 변위 제어 클램프 모드 포워드 다중공진형 컨버터를 제안하였다. 제안된 컨버터는 소프트 스위칭 능동 클램프 회로를 주스위치에 병렬로 구성하여 전압 스트레스를 입력전압의 2-3배로 낮추었으며, 2차측 공진 커패시터를 위상 변위 제어 스위치로 구성하여 일정한 스위칭 주파수에서 공진 주파수를 변화시킴으로써 출력전압을 제어한다.

제안된 회로의 타당성을 입증하기 위하여 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 동작 파형을 확인하고, 1MHz, 5V, 50W의 실험 컨버터를 실험한 결과 부하 전류가 증가함에 따라 주스위치의 전압 스트레스와 공진 전류가 감소함에 따라 중부하시 효율이 증가함을 확인하였으며, 주스위치의 최대 전압 스트레스는 입력전압의 3배인 148V, 최고 효율은 84.2%를 얻었다.

참고 문헌

1. Wei Tang, W.A.Tabisz, F.C.Lee and V.Voperian, "DC Analysis and Design of Forward Multi Resonant Converter.", IEEE PESC, pp.862-869, 1990
2. Koosuke Harada, Wen Jian Gu, Katsuaki Murada, "A New Method to Regulate Resonant Converters." IEEE Transactions on Power Electronics Vol.3, No.4 pp430-439, Oct.1988
3. H.J.Kim, T.Y.Ahn, C.S.Kim, "Phase Shifted Controlled Forward ZVS MRC with Fixed Switching Frequency." JTC-CSCC, Proc. pp121-126, July, 1991
4. H.J.KIM, C.S.Leu, R.Farrington, F.C.Lee " Clamp Mode Zero Voltage Switched Multi Resonant Converters", IEEE. PESC, pp.78-84, 1992.
5. H.J.Kim, C.S.Kim, I.H.Lee, "A Development of the 2MHz Clamp Mode Forward ZVS-MRC On-board Power Module for Telecommunication Application", INTELEC, pp.321-325, 1993.