

최장관 차인수 박해암 이우선
 동신대학교 광주보건전문대학 조선대학교

A study on the Parallel Resonant Converter with Pulse Width Modulation Control

Jang-Guen Choi In-Su Cha Hae-Am Pak Woo-Sun Ree
 Dongshin Univ Kwang Ju Health Junior College Chosun Univ

Abstract

This paper deals with the operation analysis of the half-bridge parallel-resonant converter with P.W.M control. The converter operates at fixed frequency, in the continuous and discontinuous current mode. A simplified theoretical steady-state analysis is developed and the converter characteristics are presented.

1. 서론

산업 기술의 급속한 발전에 따라 전기, 전자기기의 구동에 보다 소형 경량이고 효율과 신뢰성이 높은 직류 안정화 제어 장치로 스위칭 제어 방식에 의한 L.C 공진 회로 전력 컨버터에 대해서 연구가 되어 지고 있으며 이 방식은 상용 전류를 직접 정류한 직류로 컨버터에 인가하고 고속도 스위칭 소자의 온·오프 비율 변화하며 출력 전압을 P.W.M 제어함으로써 전력 손실이 적으므로 고 효율을 얻을 수 있고 또한 고주파로 변환되므로 변압기를 내폭적으로 소형, 경량화 할 수 있다. <1> 공진 컨버터는 공진 소자 및 스위칭 소자와 부하의 직렬 공진 구성에 따라 직렬 공진형 컨버터와 병렬 공진형 컨버터로 나뉘어 지며 병렬 공진형 컨버터는 공진 임피던스 보다 훨씬 커야 한다. <2> 또한 공진 주파수 고역 부분에서 턴온되는 영전압이나 공진주파수 저역 부분에서 턴오프되는 영전류를 가지고서 작동하며 스위치의 턴온속은 턴오프 손실을 무시할 정도로 손실이 적기 때문에 내 전력과 주파수 동작에 적당하다. <3-4> 본 논문에서는 공진주파수에 대한 스위칭 소자의 비율에 의한 병렬 공진형 컨버터의 전류, 전압, 전달함수의 특성을 고찰하고자 한다.

2. 병렬 공진형 컨버터의 회로 구성 및 원리.

2.1 연속 모드에서 병렬 공진 컨버터

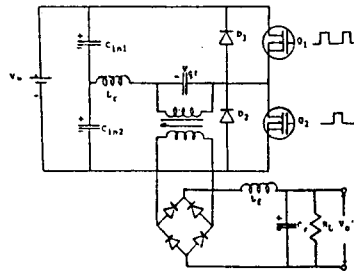


그림 1. 병렬 공진 컨버터 회로도

Fig 1. Parallel Resonant Converter Circuit

Half-bridge 병렬 공진 컨버터는 그림 1과 같으며 L_r 과 C_r 은 공진 인덕터와 공진 캐패시턴스를 나타내며 스위칭 소자 Q_1, Q_2 는 다이오드 D_1, D_2 와 양방향 스위치처럼 동작한다. 출력 직류 전압은 공진 캐패시터 C_r 의 의 양단 전압을 정류하여 얻는다. 부하 저항은 인덕터 L_r 와 직렬 연결된 상태가 되어서 부하가 차단 될 경우 회로에는 전류가 흐르지 않는다. 고주파 변압기는 보통 인버터와 정류기 사이에 위치하고 연결되어 있으며 권수비 1:1이다.

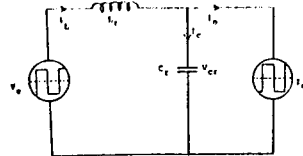


그림 2. 연속 모드에 있어서 병렬 공진 컨버터의 등가회로도

Fig 2. Equivalent circuit of Parallel Resonant Converter in C.C.M

연속 도통 모드 동작에서 컨버터 등가 회로는 그림 2와 같다. 스위칭 소자 Q_1 혹은 Q_2 가 항상 턴온이면 유효적인 입력 전압 V_c 는 $(+)V_{in}/2$ 값을 가지며 유효적인 전류 I_c 는 캐패시터 전압 v_{cr} 의 구성에 따라 $(+)I_o$ 혹은 $(-I_o)$ 값을 가진다.

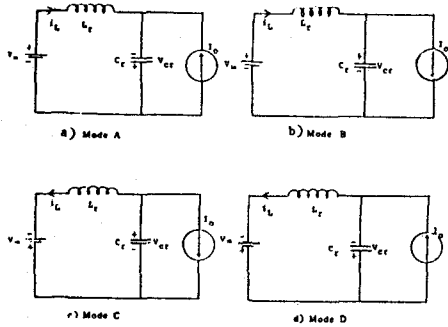


그림 3. 연속 모드에 있어서 동작의 모드
Fig 3. Topological modes of operation in C.C.M

그림 2에 대한 컨버터의 4개의 동작모드를 그림 3에 나타냈고 표1과 같은 의미를 갖는다.

Table 1. Modes in C.C.M

Mode	V_c	I_c
Mode A	+Vin	-Io
Mode B	+Vin	+Io
Mode C	-Vin	+Io
Mode D	-Vin	-Io

그림 1에 대한 컨버터 전압과 전류 파형은 그림 4와 같다.

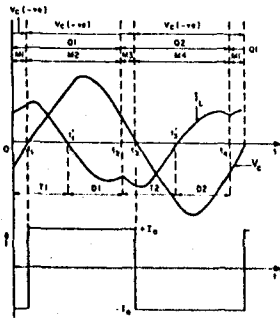


그림 4. 연속 모드 파형
Fig4. C.C.M mode waveforms

스위칭 소자 Q1은 그림 4에서 t=0 에서 도통을 한다. 공진인덕터 전류와 커패시터 전압은 연속 도통 모드에서 초기치가 영일 수 없다. 일반적으로 Vcr의 초기치는 (-)값이고 iL의 값은 (+)값이다. Vcr과 iL은 Vcr가 t1에서 영에 도달할 때 까지 그들의 초기값으로부터 증가하기 시작한다. 유도적 부하전류 Ic는 Vcr의 극전하 때문에 (+)값이고 iL은 t2에서 0에 도달 할 때 까지 그림 1의 스위칭 소자 Q1을 통하여 흐르게 되어 다이오우드 D1을 도통하기 시작한다. 이 모드 B는 다른 스위칭 소자 Q2가 트리거하는 t3까지 계속 동작한다. 이로서 첫번째 반주기 동작을 마치게 되며 다음 단계는 C와 D모드에 일치하는 것을 제외하고는 같은 방법으로 반복한다.

연속 도통 모드에 대한 전압 전류 방정식은 식 (1)-(3)으로 주어 진다.

$$V_c = Lr(diL/dt) + V_{cr} \quad (1)$$

$$V_{cr} = (1/Cr) \int (iL - I_c) dt \quad (2)$$

$$iL(t) = I_o + (iL(0^+) - I_c) \cos \omega_0 t + \omega_0 Cr (V_c - V_{cr}(0^+)) \sin \omega_0 t \quad (3)$$

직류출력전압 V_o' 와 직류변환율 $M (= V_o' / V_{in})$ 은 식 (4)-(5)로 주어진다.

$$V_o' = (2/T_a) [(1/\omega_0)(k_4 \cos \omega_0 t_1 - k_1 \cos \omega_0 t_{31} - k_2 + k_1 - k_1 \sin \omega_0 t_1 - V_{in} \sin \omega_0 t_{31}) + V_{in}(t_3 - 2t_1)] (t_{31} = t_3 - t_1) \quad (4)$$

$$M = (2/T_a) [(1/\omega_0 V_{in})(k_2 \cos \omega_0 t_1 - k_7 \cos \omega_0 t_{31} - k_2 + k_1 - k_1 \sin \omega_0 t_1 - V_{in} \sin \omega_0 t_{31}) + t_3 - 2t_1] (t_{31} = t_3 - t_1) \quad (5)$$

윗 식에서 $k_1 = V_{cr0} - V_{in}$ $k_2 = \omega_0 Lr(I_{L0} + I_o)$

$$k_3 = \omega_0 Lr(I_{L0} - I_o) \text{로 주어지며 } \omega_0 = 1/\sqrt{LrCr} \text{로 주어지며}$$

출력전류 I_o 는 식(6)으로 주어진다.

$$I_o = \frac{Mcp}{\tan^{-1} \frac{(Mcp + 1)^2 - 1}{1 - M^2}} \quad (6)$$

윗 식에서 $Mcp = V_{crp}/V_{in}$ 으로써 규정 철 커패시터 전압을 의미한다.

2.2 불연속 모드에서 공진형 컨버터

불연속 도통 모드에서의 병렬 공진 컨버터의 동작 회로도는 그림 5와 같다.

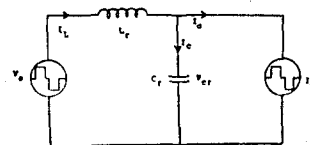
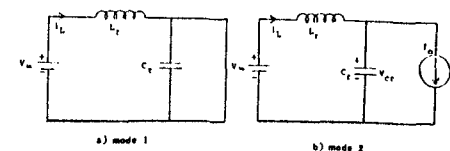


그림 5. 불연속 도통 모드에서 병렬 공진 컨버터의 동작 회로도

Fig 5. Equivalent circuit of Parallel Resonant Converter in D.C.M

그림 6은 병렬 공진 컨버터의 동작 모드를 나타냈고 이에 대한 커패시터 전압과 인덕터 전류 파형은 그림 7에 나타냈다.



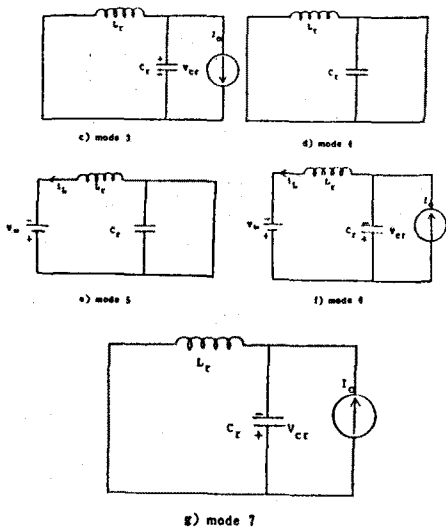


그림 6. 불연속 도통 모드에 있어서 토폴로지
Fig 6. Topological modes of operation in D.C.M

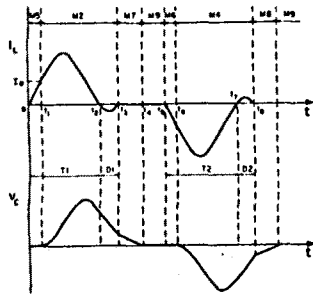


그림 7. 불연속 도통 모드에서 병렬 공진 컨버터의 파형
Fig 7. Waveforms of Parallel Resonant Converter in D.C.M

그림 7에서 보여준 것처럼 스위칭 소자 Q1이 처음 도통한다. i_L 이 I_0 의 값에 도달할 때 까지 공진인덕터를 충전하는데 t_1 은 전행이 된다. 이 기간은 Mode 1로 주어진다. Mode 1에서 공진캐패시터 Cr에 전류가 없기 때문에 캐패시터 전압은 증가하지 않는다. 각 동작 모드에 따른 인덕터 전류와 캐패시터 전압은 식 (7)-(9)로 주어진다.

모드 1 ($0 < t < t_1$)
 $V_{in} = Lr(di_L/dt)$
 $i_L(t) = (V_{in}/Lr)t$
 $V_{cr}(t) = 0$ (7)

모드 2 ($t_1 < t < t_2$)
 $V_{in} = Lr(di_L/dt) + V_{cr}$
 $i_L(t) = (V_{in}/\omega_0 Lr)\sin\omega_0(t - t_1) + I_0$
 $V_{cr}(t) = V_{in} [1 - \cos\omega_0(t - t_1)]$ (8)

모드 3 ($t_3 < t < t_4$)
 $i_L(t) = 0$
 $V_{cr} = (1/Cr) \int (-I_0) dt = V_{cr3} - I_0(t - t_3)/Cr$ (9)

모드 4 ($t_4 < t < t_5$) = $T_w/2$ 일때 스위칭 소자 Q1, Q2 둘다 턴오프되므로 i_L 과 V_{cr} 은 0 이된다. 불연속 도통 모드에서 출력 직류 전압 와 직류 변환율은 식 (10)-(11)로 주어진다.

$V_0' = (2/T_w)[V_{in}(t_{31} - (1/\omega_0)\sin\omega_0 t_{31} + V_{cr3}t_{43} - I_0 t^2_{43}/2Cr]$ (10)

$M (= V_0' / V_{in}) = (2/T_w)(t_{31} - (1/\omega_0)\sin\omega_0 t_{31} + V_{cr3}t_{43} - I_0 t^2_{43}/2Cr/V_{in})$ (11)

3. 시스템 설계

본 연구에서 설계 사작(試作)한 병렬 공진 DC-DC컨버터 전체 실험 회로를 그림 8에 나타냈다.

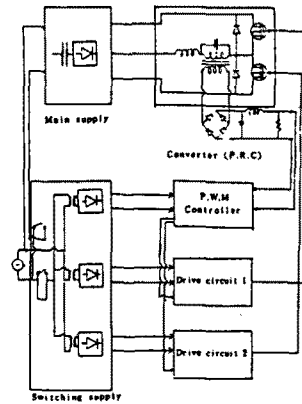


그림 8. 실험 회로도
Fig 8. Experimental Circuit

그림 8에서 적용한 P.W.M 제어 회로는 그림 9와 같으며 이에 대한 블록 선도는 그림 10과 같다.

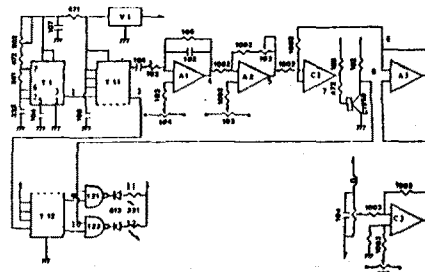


그림 9. P.W.M의 제어 회로
Fig 9. Control Circuit of P.W.M

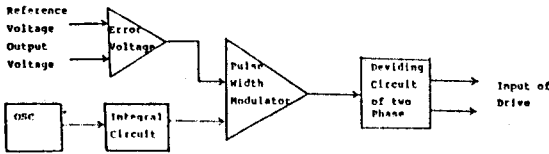


그림 10. P.W.M의 제어기의 블록 다이어그램
Fig 10. Block diagram of P.W.M Controller

그림 10에서는 기준 전압과 출력 전압이 서로 비교된 결과로 오차 전압이 발생하게 되는데 이 전압은 제어회로의 발진기의 출력이 적분기를 거쳐 형성된 삼각파와 서로 비교되어 펄스와 변조 한다음 2상 분주 회로를 거쳐서 스위칭 디바이스의 드라이브단의 입력 전압으로 공급된다. 본연구에서 사용한 Drive Circuit는 그림 11과 같다. 이 회로에서 비교기 C₂는 포토티랜지스터가 응답 지연 할때 P.W.M 듀티율을 보정키 위해서 사용되었다.

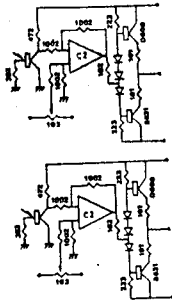
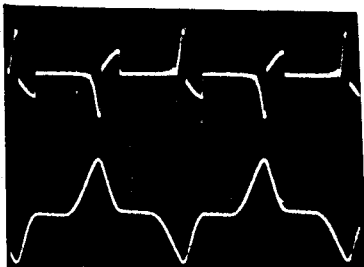


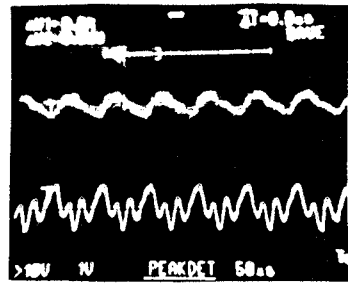
그림 11. 구동회로
Fig 11. Drive Circuit

4. 실험 및 결과 고찰

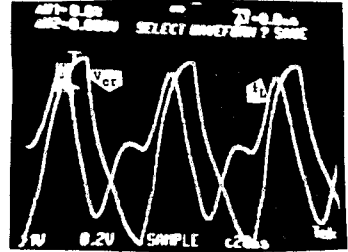
그림 12는 주파수 변환에 따른 연속 Mode와 불연속 Mode에 있어서 공진인덕터 전류와 커패시터 전압을 나타낸다. 이 때의 회로 파라미터는 Table 2에 주어졌다.



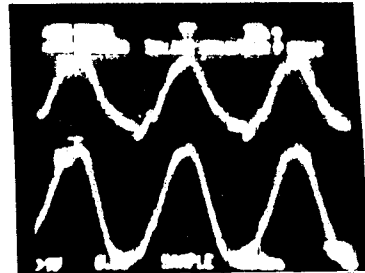
(a) D.C.M ($F_n = 5 \text{ kHz}$)
(2A/div, 10V/div, 20 μs /div)



(b) D.C.M ($F_n = 10 \text{ kHz}$)
(10A/div, 1V/div, 50 μs /div)



(c) C.C.M ($F_n = 15 \text{ kHz}$)
(1A/div, 0.2V/div, 20 μs /div)



(d) C.C.M ($F_n = 89 \text{ kHz}$)
(1A/div, 0.5V/div, 20 μs /div)

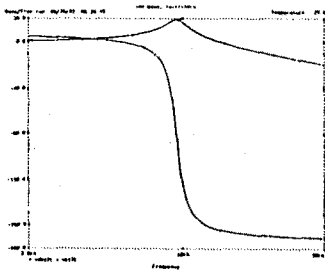
그림 12. 연속 및 불연속 도동 모드에서 인덕터 전류 (上) 커패시터 전압(下) 파형

Fig 12. Inductor Current (Top) and Capacitor Voltage(bottom) Waveform in C.C.M and D.C.M

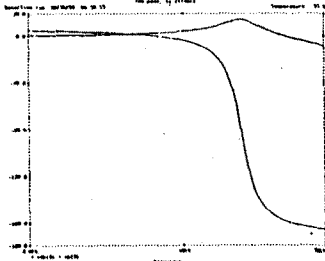
Table 2 Values of Parameter

Supply Voltage	35(V)
Resonant Frequency	15(kHz)
Output Capacitance	470(μF)
Transient maximum Power Output	100(W)
Transient turns ratio	1

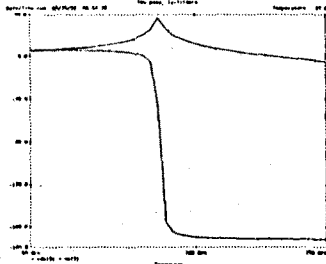
그림 13은 그림 12의 각 주파수에 따른 전달함수에 대한 Bode선도를 나타내주고 있다. 이때 스위칭 주파수가 증가 할수록 이득여유가 적음을 볼수있다



(a) D.C.M ($F_n = 10\text{kHz}$)



(b) C.C.M ($F_n = 15\text{kHz}$)



(c) CCM ($F_n = 89\text{kHz}$)

그림 13. 주파수 응답 곡선

Fig 13. Frequency Responce Curve

병렬 공진 컨버터의 공진주파수와 스위칭주파수의 출력 특성을 그림 14에 나타냈다. 스위칭 주파수와 공진 주파수가 같을때 ($f_s/f_r=1$ 일때) 최대 직류 변환율을 나타냈다.

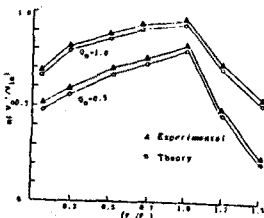


그림 14. 스위칭 주파수와 공진주파수에 따른 전압 변환율

Fig 14. Voltage Conversion ratio Vs Switching frequency and resonant frequency

그림 15는 부하 변동시 출력 전류에 따른 출력 전압의 효율 특성을 나타냈다. 효율은 LC공진 및 부하 저항 양단의 전압 전류를 측정하여서 전력을 산출한 후 이를 상호간에 비율 비교하여 결정하였다.

직렬공진컨버터보다 병렬공진컨버터의 효율이 조금 높게 나타났는데 이는 스위칭 특성에 기인 한것으로 생각된다.

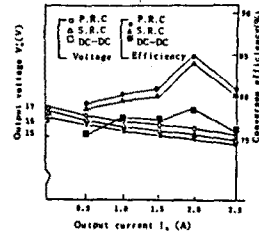


그림 15. 변환 효율 특성

Fig 15. Conversion Efficiency Characteristic

5. 결론

본 논문의 결론은 다음과 같다.

1. P.W.M 제어기에 의한 병렬 공진 컨버터 방식을 제안하였다.
2. 공진 주파수 f_r 와 스위칭 주파수 f_s 변화에 따른 직류 전압 변화율은 $f_s/f_r=1$ 일때 최대를 나타냈다.
3. 공진회로의 부하시 출력 전압에 대한 출력 전류의 관계에서 공진회로 출력 전류가 0~2.5 [A]까지만 할때 보상 범위는 2[V]였다.

참고 문헌

- (1) R.L. Steigerwald, "High Frequency resonant transistor DC-DC converter," IEEE Trans. Industrial Electronics Vol IE-31, NO 2 pp 181~191 May 1984
- (2) Frederick E. Sykes, "Resonant Mode Power supplies : a primer," IEEE Spectrum pp 36-39 May 1989
- (3) S, Deb, A, Joshi and S.R Doradia, "A novel frequency -domain model for a parallel resonant converter," IEEE Trans, Power Electronics Vol13 NO.2 pp 208-215 April 1988
- (4) A.K.S 'Bhat and M.M Swamy, "Loss calculation in transistorized parallel resonant converter operating above resonance," IEEE Trans Power Electronics Specif Conf 19th Vol 2, pp 583-590, 1988