

AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 동작 특성

(The operational characteristics of the AT Forward Multi-Resonant Converter)

김 창 선*

(Chang-Sun Kim)

요 약

다중 공진형 컨버터는 회로에 존재하는 기생 리액턴스 성분을 공진 회로에 이용함으로써 기생 발진을 최소화시킨다. 따라서 손실이 줄어들기 때문에 고효율과 고주파 스위칭이 가능하다. 이와 같은 수 MHz 대의 고주파 스위칭은 소형·경량화의 지표인 고전력 밀도를 실현할 수 있다. 그러나 다중 공진 스위치의 영전압 스위칭을 하기 위해 발생하는 공진 전압은 입력 전압의 4~5배 정도가 되고 이러한 높은 전압 스트레스는 스위치의 정격을 높임으로써 전도 손실을 증가시킨다. 따라서 본 논문에서는 클램프 모드 다중 공진형 컨버터와 다른 회로 방식인 교번으로 동작하는 다중 공진형 컨버터를 제안하였다. 그리고 제안된 컨버터의 회로 방식을 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터에 적용하였다. 컨버터는 입력 전압을 입력 필터 커패시터를 이용하여 양분함으로써 공진 전압 스트레스도 입력 전압의 2~3배 정도로 줄일 수 있다. 제어회로는 교번으로 동작하는 두 개의 스위치를 전압 제어 발진기의 출력을 이용하여 직접 구동이 가능하기 때문에 회로가 간단하다. PSpice를 통한 시뮬레이션과 입력 전압 48V, 출력 5V, 50W의 실험을 통하여 본 회로의 타당성을 입증하였다. 측정된 최대 전압 스트레스는 입력 전압의 2.9배인 170V이고, 최대 효율은 81.66%이다.

Abstract

The multi-resonant converter(MRC) minimizes a parasitic oscillation by using the resonant tank circuit absorbed parasitic reactances existing in a converter circuit. So it is possible that the converter operated at a high frequency has a high efficiency because the losses are reduced. Such a MHz high frequency applications provide a high power density[W/inch³] of the converter. But the resonant voltage stress across a switch of the resonant tank circuit is 4~5 times a input voltage. This high voltage stress increases the conduction loss because of on-resistance of a MOSFET with higher rating. Thus, in this paper we proposed the alternated multi-resonant converter (AT MRC) differ from the clamp mode multi-resonant converter and applicated it to the forward MRC. The AT forward MRC can reduce the voltage stress to 2~3 times a input voltage by using two series input capacitors. The control circuit is simple because two resonant switches are driven directly by the output pulse of the voltage controlled oscillator. This circuit type is verified through the experimental converter with 48V input voltage, 5V/50W output voltage/power and PSpice simulation. The measured maximum voltage stress is 170V of 2.9 times the input voltage and the maximum efficiency of 81.66% is measured.

1. 서 론

고효율을 실현할 수 있고 고주파 스위칭 응용이 가능한 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터 (Forward Zero Voltage Switching Multi - Resonant Converter : Forward ZVS MRC)는 기존의 하드 스위칭 되는 PWM (Pulse Width Modulation) 스위치에 직렬로 인덕터와 병렬로 커패시터를 연결하고, 수동 스위치인 정류 다이오드에 병렬로 커패시터를 연결한 다중공진 스위치를 이용하여 구성된다[1]. 이러한 회로 구조는 반도체 스위치에 존재하는 기생 리액턴스 성분인 접합 커패시턴스와 변압기에 존재하는 누설 인덕턴스 등을 회로에 흡수시킴으로써 기생 발진을 일으키지 않고 회로에 이용이 가능하다. 이러한 영전압 스위칭 다중 공진 스위치 (Multi-Resonant Switch:MRS) 개념은 전류를 공진시켜 스위칭 손실을 최소화한 영전류 스위칭 다중 공진 스위치 보다 고주파화가 더 유리하다. 그 결과, PWM 컨버터에 비해 다중 공진형 컨버터는 높은 효율을 갖고도 수 MHz 대의 고주파에서 동작이 가능하며, 이로 인해 소형화에 지표가 되는 높은 전력밀도 (Power Density [W/inch³])를 기대할 수 있게 되었다[2~3]. 그러나 공진 현상으로 인한 스위치 양단의 높은 전압 스트레스는 입력 전압의 4~5배 정도로 스위치의 정격을 높이는 결과를 초래하며, 이로 인한 스위치의 온-저항 (on-resistance)의 증가로 전도 손실이 증가하는 단점을 가지고 있다. 따라서 이러한 단점을 해결하기 위해 클램프 모드 다중 공진형 컨버터가 제안되기도 하였다[4~5].

본 논문에서는 이와 다른 회로 방식으로 공진 전압 스트레스를 줄일 수 있는 AT 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터를 제안하였다. 제안한 컨버터의 입력 전압은 두 개의 입력 필터 커패시터를 이용하여 양분된다. 그리고 커패시터에 충전되어 있는 각각의 전압을 이용하여 공진 회로에 이용함으로써 공진 전압 스트레스도 입력 전압의 2~3배 정도로 줄일 수 있다. 또한 공진 현상으로 인해 에너지가 입력측에 회생되고 변압기 2차측 커패시터를 통해 변압기의 자동 리셋트를 제공한다. 제어회로는 교번으로 동작하는 두 개의 스위치를 전압 제어 발진기의 출력을 이용하여 직접 구동이 가능하기 때문에 회로가 간단하다. PSpice를 통한 시뮬레이션과 입력

48[V], 출력 5[V], 50[W]의 실험을 통하여 본 회로의 타당성을 입증하였다. 측정된 최대 전압 스트레스는 입력 전압이 58[V]일 때 170[V]이고 최대 효율은 입력 전압이 38[V]일 때 81.66[%]로 측정되었다.

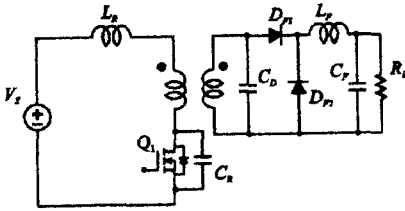
2. 교번으로 동작하는 포워드 다중 공진형 컨버터

교번으로 동작하는 포워드 다중 공진형 컨버터 (Alternated Forward Zero Voltage Switching Multi-Resonant Converter:AT Forward ZVS MRC)는 중소 용량의 정격에 적합하다. 일반적인 다중 공진형 컨버터와 마찬가지로 기생 리액턴스 성분을 공진 회로에 흡수함으로써 수 MHz 대의 고주파 스위칭이 가능하고, 또한 제어회로가 간단하기 때문에 온-보드(on-board) 형태로 분배 전원 시스템 (Distributed power system)의 부하 컨버터 모듈 (Load converter module)로 이용이 가능하다. 그리고 공진 전압 스트레스가 입력 전압의 2~3배 정도로 줄어들어 오프라인 전원 방식의 응용도 가능하다.

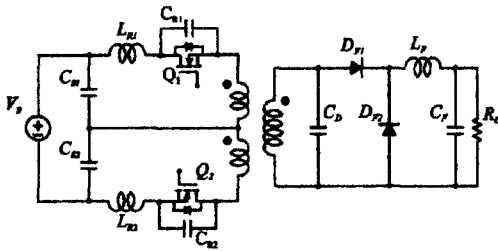
2.1 회로 동작

그림 1(b)의 제안된 컨버터는 교번으로 동작시키기 위하여 그림 1(a)의 기존 컨버터의 변압기 1차측이 직렬 형태로 구성된다. 이와 같은 회로 형태는 일반적인 다중 공진형 컨버터의 동작 특성과 유사한 장단점을 가지고 있다. 그러나 회로 형태에 있어서 변압기 1차측의 입력 전압은 두 개의 입력 필터 커패시터(C_{S1} , C_{S2})를 이용하여 양분되어 있다. 이 커패시터 전압원은 공진에 이용되는 전압원으로서 공진 전압 스트레스는 이 전압의 4~5배 정도가 되고, 입력 전압과 비교하면 스위치 양단간 전압은 2~3배 정도가 된다. 입력측에 구성된 두 개의 다중공진 스위치는 공진 인덕터(L_{R1} , L_{R2})와 공진 커패시터(C_{R1} , C_{R2}) 그리고 스위치(Q_1 , Q_2)로 구성이 된다. 이 두 개의 스위치는 교번으로 동작하기 때문에 변압기 2차측은 1차측 동작 주파수의 2배로 동작하게 된다. 따라서 변압기 2차측 커패시터(C_D)에 걸리는 전압의 주파수는 1차측의 2배가 된다. 반파 정류 회로를 구성하고 있는 다이오드 (D_{F1} , D_{F2})는 C_D 에 걸리는 전압의 극성에 따라 온, 오프가 된다. 클램프 모드 다중 공진형 컨버터와 비교하면 전압 스트레스에 있어

서 비슷한 특성을 나타내며, 제어회로에 있어서 교번으로 동작하는 스위치의 데드 타임(dead time)만을 조정하면 되기 때문에 일반적인 다중 공진형 컨버터와 유사하게 제어 회로를 간단하게 구성할 수 있다.



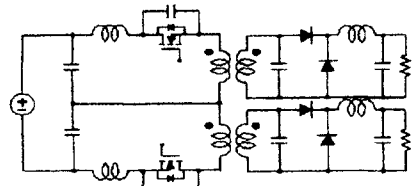
(a) Conventional Forward ZVS MRC



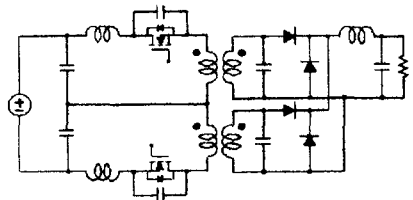
(b) proposed AT Forward ZVS MRC

그림 1. 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터
Fig. 1. Zero voltage switching multi-resonant converter

그림 2는 AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 이용 가능한 다른 회로 형태이다. 이 회로 구조는 다중 공진 스위치가 교번으로 동작하는 메커니즘을 이용하여 회로를 구성할 수 있다. 그림 2(a)는 스위칭이 교번으로 이루어질 때 각각의 변압기 1차측 권선으로부터 에너지를 전달받을 수 있기 때문에 다출력 회로가 용이하다. 제어회로를 포함한 폐루프를 구성할 때 케환되지 않는 변압기 2차측은 변압기의 자기회로로 인해 교차 안정화(cross regulation)된다. 그림 2(b)는 두 개의 변압기 출력단은 컨버터 출력단 중 반파 정류 회로의 출력단과 연결되어 있다. 이것은 변압기 병렬 구조 형태이며 정격을 높이는 것이 가능하다.



(a) Double output



(b) Single output

그림 2. 이용 가능한 다른 회로 형태
Fig. 2. Another circuit form of the AT forward ZVS multi-resonant converter

2.2 회로의 동작 모드 별 해석

그림 3은 AT 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터가 정상 상태일 때 PSpice에 의해 시뮬레이션한 결과로부터 구한 이론적인 파형이다. 시뮬레이션 파형에 있어서 전압, 전류 조건에 따라 한주기 동안 8개의 동작 모드로 동작한다. V_{GS1} 과 V_{GS2} 는 MOSFET을 이용한 반도체 스위치 Q_1 , Q_2 의 구동 파형이고, i_{L1} 과 i_{L2} 는 공진 인덕터에 흐르는 전류이며, 스위치가 오프 상태일 때 스위치에 걸리는 V_{DS1} , V_{DS2} 의 공진 전압 파형으로 나타난다. i_S 는 컨버터의 입력 전류이며, i_P 는 변압기를 통하여 흐르는 전류를 나타내고 이 전류가 영전류일 때 V_{DS1} , V_{DS2} 의 공진 전압은 최대 값에 도달한다. 그리고 v_D 는 2차측 공진 커패시터 C_D 에 걸리는 전압, V_F 는 환류 다이오드 D_{R2} 에 걸리는 전압으로 이 전압이 컨버터의 출력 전압으로 나타난다. 일반적인 포워드 다중 공진형 컨버터의 전압 전류 파형과 유사한 형태이나 변압기 2차측은 1차측 주파수의 2배임을 알 수 있다.

그림 4(a)는 각 부분의 전압과 기준이 되는 전류 방향을 표시한 AT 포워드 다중 공진형 컨버터이고, 그림 4(b)는 8 개의 모드 별 동작 회로이다. 모드 1에서 모드 4까지는 스위치 Q_1 이 온, Q_2 가 오프 상태

이고, 모드 5에서 모드 6까지는 스위치 Q_2 가 온, Q_1 이 오프 상태일 때이다.

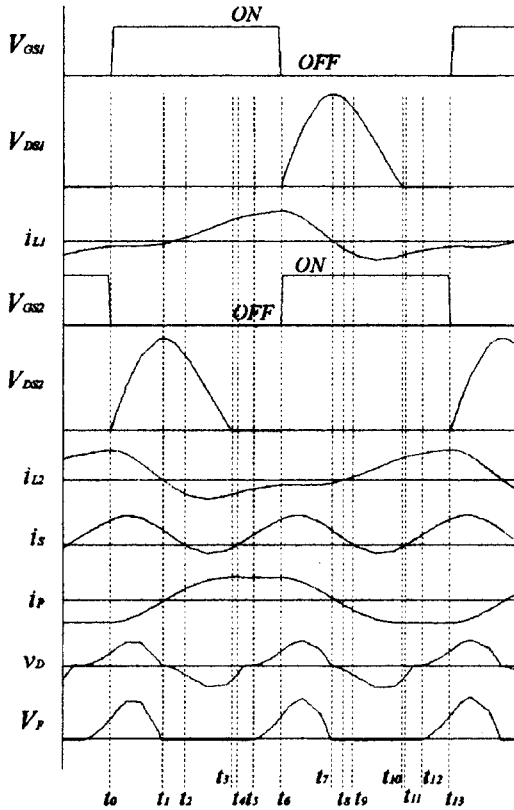


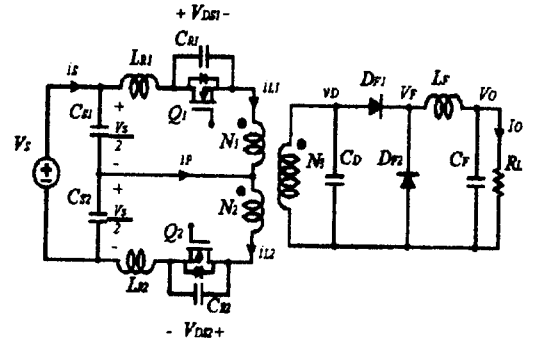
그림 3. AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 이론적인 파형
Fig. 3. Theoretical waveforms of the AT forward MRC

· 모드 1 ($t_0 \sim t_1 : M_1$)

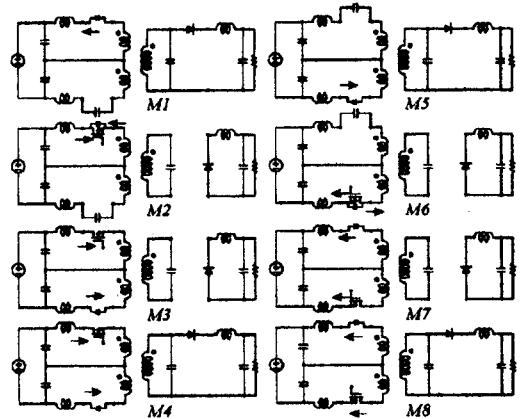
스위치 Q_2 가 오프 상태에서 스위치 Q_1 이 온이 된다. 이 때 음의 초기값을 갖는 i_{L1} 은 Q_1 의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가한다. 스위치 Q_2 에서 공진 회로는 C_{R2} 과 L_{R2} 로 구성되어 Q_2 의 양단 전압 V_{DS2} 는 공진을 한다. 변압기를 통하여 흐르는 전류 i_p 가 영전류에 흐를 때 V_{DS2} 는 최대 값에 도달한다. 변압기의 2차측 전압인 v_D 는 양의 초기값이므로 순방향 다이오드, D_{F1} 는 도통이 되어 부하단에 에너지를 공급한다.

· 모드 2 ($t_1 \sim t_3 : M_2$)

t_1 에서 C_{R2} 와 L_{R2} 의 공진으로 인해 전압 v_D 는 공진하여 영전압에 도달하면 D_{F1} 는 차단이 되고, 필터 인덕터 L_F 에 충전된 에너지는 환류 다이오드 D_{F2} 를 통해 환류하면서 부하단에 에너지를 공급한다. t_2 에서 입력 전류 i_s 는 공진하여 영전류를 지나 음의 방향으로 공진하면서 에너지를 입력측으로 회생한다.



(a) AT forward ZVS MRC with voltages and currents of each point



(b) Topological sequences of the AT forward ZVS MRC

그림 4. 모드 해석을 위한 AT 포워드 다중 공진형 컨버터
Fig. 4. AT forward ZVS MRC for mode analysis

· 모드 3 ($t_3 \sim t_5 : M_3$)

t_3 에서 전압 V_{DS2} 는 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R2} 에 흐르는 음의 전류 i_{L2} 는 Q_2 의 바디 다이오드를 통해 흐른다. t_4 에서 입력 전류 i_s 는 공진하여 영전류를 지나 양의 방향으로 공진한다.

· 모드 4 ($t_5 \sim t_6 : M_4$)

AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 동작 특성

변압기 2차측 전압 v_D 는 공진하여 양의 값으로 되면 순방향 다이오드 D_{F1} 이 다시 도통한다.

· 모드 5 ($t_6 \sim t_7$: M_5)

스위치 Q_1 이 오프가 되고 스위치 Q_2 가 온이 된다. 이 때 음의 값을 갖는 i_{L2} 은 Q_2 의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가한다. 스위치 Q_1 에서 공진 회로는 C_{R1} 과 L_{R1} 으로 구성되어 Q_1 의 양단 전압 V_{DS1} 은 공진을 한다. 변압기를 통하여 흐르는 전류 i_p 가 영전류에 흐를 때 V_{DS1} 은 최대 값에 도달한다. 변압기의 2차측 전압인 v_D 는 양의 값을 유지하면서 순방향 다이오드 D_{F1} 을 통해 부하단에 에너지를 공급한다.

· 모드 6 ($t_7 \sim t_{10}$: M_6)

t_7 에서 v_D 는 음의 값으로 순방향 다이오드 D_{F1} 은 차단이 되고 환류 다이오드 D_{F2} 를 통해 부하단에 에너지를 공급한다. t_8 에서 공진 인덕터 L_{R2} 에 흐르는 전류 i_{L2} 는 Q_2 의 스위치로 사용하는 MOSFET의 채널을 통해 흐르기 시작한다. t_9 에서 입력 전류 i_s 는 음의 값으로 공진을 하여 입력측으로 에너지를 회생한다.

· 모드 7 ($t_{10} \sim t_{12}$: M_7)

t_{10} 에서 전압 V_{DS1} 은 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R1} 에 흐르는 음의 전류 i_{L1} 는 스위치 Q_1

의 바디 다이오드를 통해 흐른다. t_{11} 에서 입력 전류 i_s 는 공진하여 영전류를 지나 양의 방향으로 공진한다.

· 모드 8 ($t_{12} \sim t_{13}$: M_8)

변압기 2차측 전압 v_D 는 공진하여 양의 값으로 되면 스위치 Q_1 이 도통될 때까지 순방향 다이오드 D_{F1} 이 다시 도통하여 에너지를 부하측에 공급한다.

3. 실험 및 고찰

컨버터의 정격 입력은 48[V]이고 출력은 5[V]/50[W]이다. 컨버터는 주파수 가변 제어 방식으로 제어되기 때문에 최소, 최대 주파수가 존재하며, 최소 스위칭 주파수는 500[KHz]이고 최대 스위칭 주파수는 1[MHz]이다. 따라서 변압기 2차측 동작 주파수는 1[MHz]에서 2[MHz]가 된다. 그리고 두 개의 스위치가 교번으로 동작하기 때문에 데드 타임을 갖고 시비율은 0.45에서 0.48로 고정되어 동작한다.

그림 5는 제어회로를 포함한 AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 제어 블록도이다. 제어회로는 공진형 컨버터의 제어 IC인 모토롤라사의 MC33067을 사용하였다. 제어 IC는 오차 증폭기와 주파수 가변 발진기 그리고 구동 회로로 구성되어 있다. 오차 증폭기는 컨버터의 출력 전압을 검출하여 기준 전압과 비교하며 그 오차분 만큼이 가변 주파수 발진기의 주

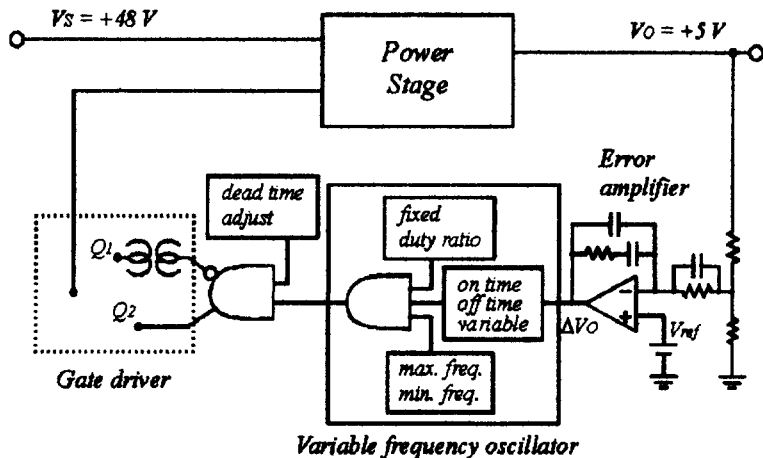


그림 5. AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 제어 블록도
Fig. 5. Control block diagram of the AT forward MRC

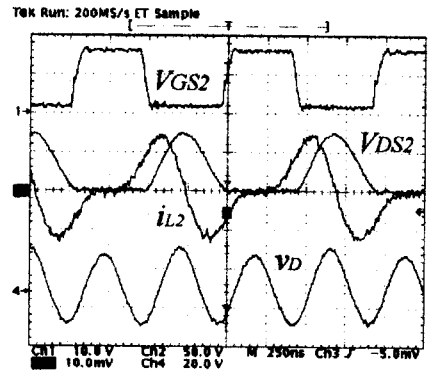
파수를 가변한다. 가변 주파수 발진기는 시비율과 최대, 최소 주파수가 결정되도록 프로그래밍할 수 있으며 온 타임과 오프 타임이 동시에 가변되면서 주파수가 가변된다. 데드 타임은 one-shot 발진기에서 결정되며 구동 회로를 통해 다중공진 스위치 Q_2 를 구동하고 Q_1 은 펄스 변압기를 통해 구동된다. 표 1은 실험에 사용된 소자들의 값과 종류를 정리하였다. 여기서 T는 변압기를 나타내고 N_1 , N_2 는 변압기 1차측 권수, N_3 는 2차측 권수이다.

표 1. 실험에 사용된 소자
Table 1. Components for experimental circuit

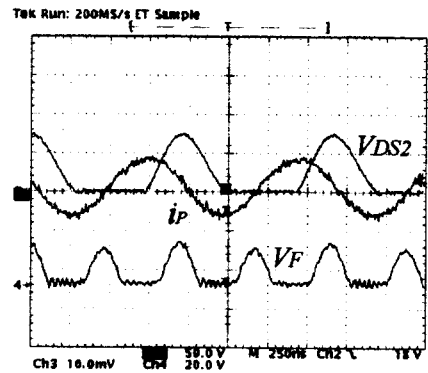
Circuit parameter	Component value	
Primary switch (Q_1 , Q_2)	IRF640	
T	Core	Mn-Zn ferrite core
	Turns ratio(N)	1.5
	N_1 , N_2	3 Ts, USTC
	N_3	2 Ts, Cu foil
	Leakage inductance	520 nH (500KHz) 490 nH (1MHz)
Resonant inductor (L_{R1} , L_{R2})	3 μ H	
Resonant capacitor (C_{R1} , C_{R2})	5.7 nF	
Rectifiers (D_{F1} , D_{F2})	60CNQ035	
Input filter cap. (C_{S1} , C_{S2})	22 μ F	
Output filter cap. (C_F)	22 μ F	
Output filter ind. (L_F)	24 μ H	

그림 6과 그림 7은 제안된 컨버터에 있어서 각각 정격 입력일 때 경부하와 중부하에서의 실험 파형이다. V_{GS2} 는 MOSFET 스위치 Q_2 의 구동파형이고 V_{DS2} 는 드레인과 소스 사이의 공진 전압 파형이다. 영전압에 도달한 후 스위치가 온이 되어 영전압 스위칭이 이루어지는 것을 관찰할 수 있다. i_{L2} 는 공진 인덕터를 통하여 흐르는 전류인데 영전류에서 공진 전압은 최대 값에 도달한다. v_D 는 변압기 2차측 공진 커패시터에 걸리는 전압으로 변압기 1차측 스위칭 주파수의 2 배임을 알 수 있고 교류 전압 형태로 변압기의 자동 리셋트가 된다. 그리고 i_P 는 변압기를 통한 전류로 스위치 Q_1 , Q_2 의 공진에 관여하는 전류로서 증가하여 영전류에 도달하거나 감소하여 영전류로 도달할 때 각각 Q_1 , Q_2 의 공진 전압은 최대 값

에 도달한다. 스위칭 주파수는 500[kHz]에서 1[MHz]까지 동작하고 있고 변압기 2차측은 1[MHz]에서 2[MHz]까지 동작하는 것을 확인할 수 있다. 경부하일 때 공진 전압 스트레스는 75[V], 중부하일 때는 140[V]로 입력 전압의 약 2.9배 정도이다. 그림 9와 그림 10은 정격 입력일 때 경부하와 중부하일 때의 각 부분의 PSpice를 이용한 시뮬레이션 파형이며 실험 파형과 일치한다.



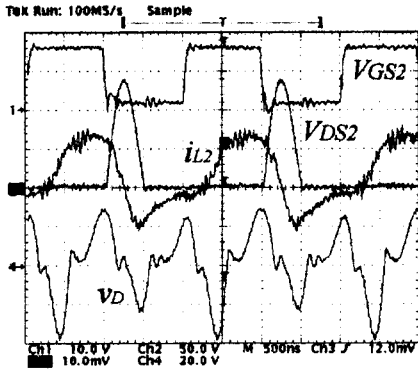
(a) V_{GS2} (10V/div), V_{DS2} (50V/div), i_{L2} (2A/div), v_D (20V/div)



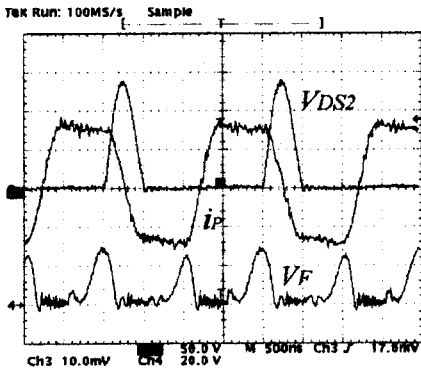
(b) V_{DS2} (50V/div), i_P (2A/div), V_F (20V/div)

그림 6. 정격 입력, 경부하일 때의 각 부분의 실험파형 ($V_S=48.1V$, $V_O/I_O=5.07V/0.5A$)
Fig. 6. Experimental waveforms at normal line, light load (250nS)

AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 동작 특성



(a) VGS2(10V/div), VDS2(50V/div), iL2(5A/div), vD(20V/div)



(b) VDS2(50V/div), iP(5A/div), VF(20V/div)

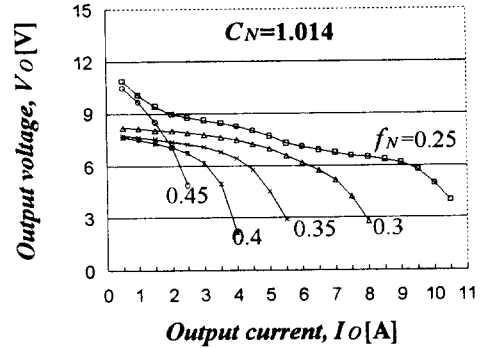
그림 7. 정격 입력, 중부하일 때의 각 부분의 실험파형 ($V_s=48.1V$, $V_o/I_o=5.07V/10A$)
 Fig. 7. Experimental waveforms at normal line, full load (500nS)

그림 8은 컨버터가 개루프일 때 부하 전류에 대한 출력 전압 특성이다. 특성 곡선에서 C_N 은 C_D 의 변화에 따른 특성을 나타내며, 변압기 1차측 공진 커패시터(C_{R1} , C_{R2})와 2차측 공진 커패시터(C_D)의 비로서 정의된다. 따라서 C_N 은 정규화된 값으로 식(1)과 같고 N 은 변압기의 권수비이다. 또한 f_N 은 스위칭 주파수 f_s 와 식(3)의 공진 주파수 f_0 의 비로 정규화시켜 식(2)와 같이 규정할 수 있다.

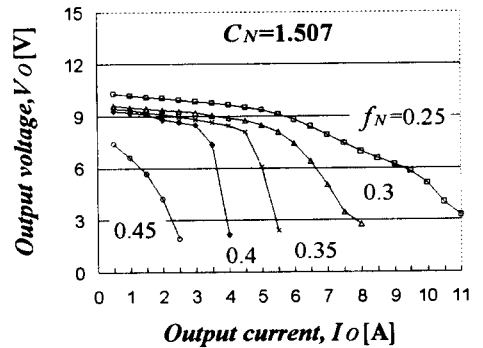
$$C_N = \frac{C_D}{N^2 C_R} \quad (C_R=C_{R1}=C_{R2}) \quad (1)$$

$$f_N = \frac{f_s}{f_0} \quad (2)$$

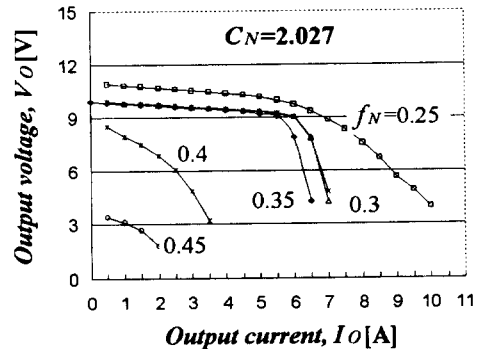
$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_R C_R}} \quad (L_R=L_{R1}=L_{R2}) \quad (3)$$



(a) $C_D=13nF$



(b) $C_D=19.33nF$



(c) $C_D=26nF$

그림 8. 부하 전류에 대한 출력 전압 특성
 Fig. 8. Characteristics of output voltage versus load current

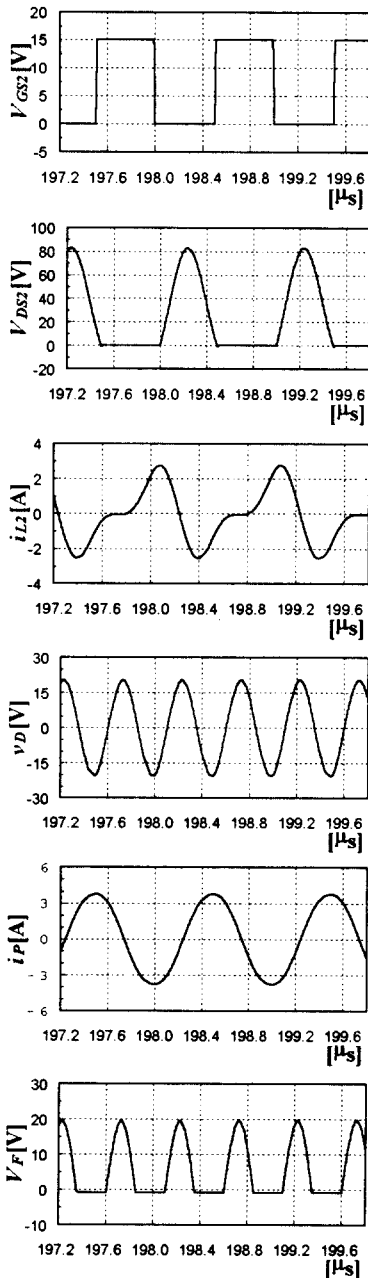


그림 9. 정격 입력, 경부하일 때의 각 부분의 시뮬레이션 파형
 (VS=48.1V, VO/IO=5.07V/0.5A)
 Fig. 9. Simulation waveforms at normal line, light load

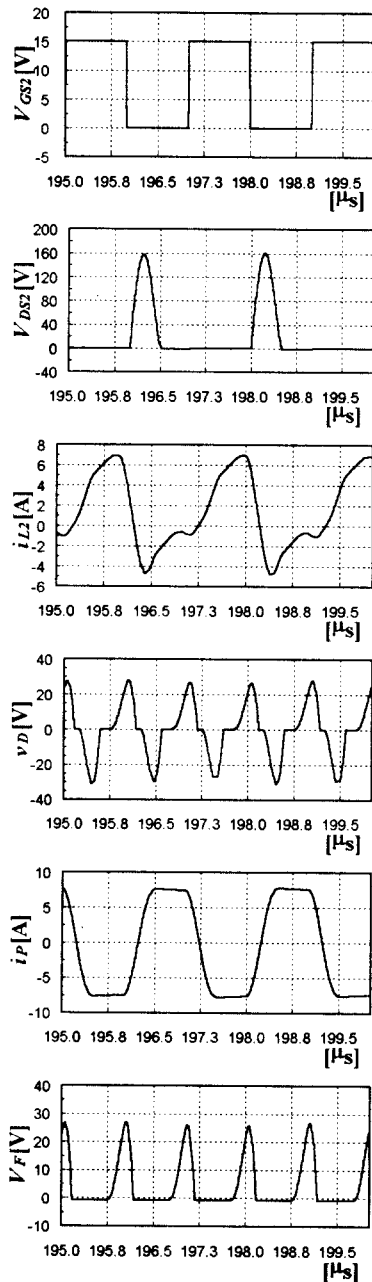


그림 10. 정격 입력, 중부하일 때의 각 부분의 시뮬레이션 파형
 (VS=48.1V, VO/IO=5.07V/10A)
 Fig. 10. Simulation waveforms at normal line, full load

AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 동작 특성

각각의 특성 곡선은 일정한 스위칭 주파수에서 C_N 값에 따른 출력 전압을 측정하였고, 스위칭 주파수는 500[kHz]에서부터 900[kHz]까지 변화시켰다. 공진 주파수 f_0 는 2[kHz]이므로 f_N 은 0.25에서 0.45이다. 그림 11은 C_N 에 따른 부하 전류에 대한 출력 전압 특성이다. 출력 전압은 8A까지 C_N 이 작을수록 낮게 나타나고 있고, 스위칭 주파수에 대한 출력 전압 특성을 나타내는 그림 12로부터 스위칭 주파수의 증가에 따라 출력전압이 낮아지는 것을 알 수 있다.

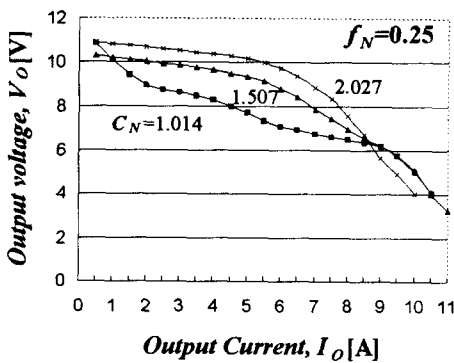


그림 11. C_N 에 따른 부하 전류에 대한 출력 전압 특성
Fig. 11. Characteristics of output voltage versus load current according to C_N

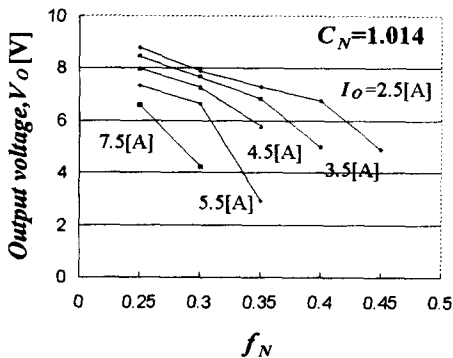


그림 12. 스위칭 주파수에 대한 출력 전압 특성
Fig. 12. Characteristics of output voltage versus switching frequency

그림 13과 그림 14는 각기 다른 C_N 에서 부하 전류에 대한 공진 스위치, Q_1 과 Q_2 의 전압 스트레스이다. 두 개의 스위치에 걸리는 전압 스트레스는 약 30[V]정도 Q_1 이 높게 나타나고 부하가 증가할수록

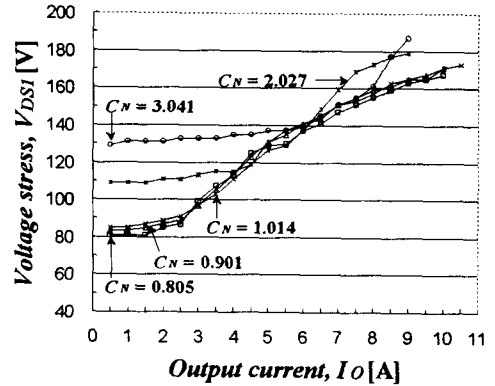


그림 13. 부하 전류에 대한 Q_1 의 전압 스트레스
Fig. 13. Voltage stress of Q_1 versus load current

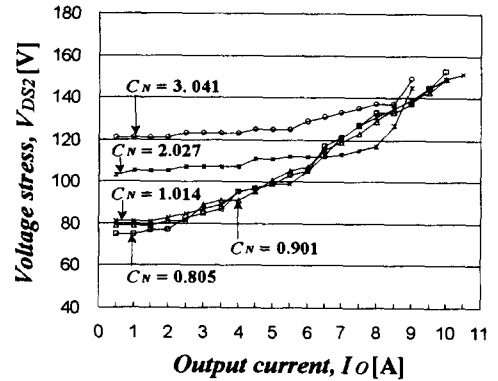


그림 14. 부하 전류에 대한 Q_2 의 전압 스트레스
Fig. 14. Voltage stress of Q_2 versus load current

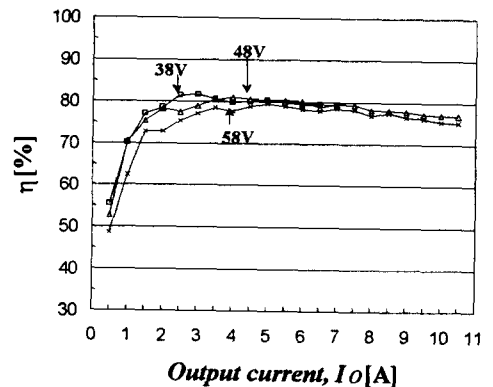


그림 15. 입력 전압에 따른 부하전류에 대한 컨버터의 효율
Fig. 15. Efficiency of the converter with different input voltage versus load current

그리고 C_N 이 증가할수록 증가한다는 것을 알 수 있다. C_N 이 1.014인 경우 입력 전압이 58[V]일 때 Q_1 의 최대 전압 스트레스는 입력 전압의 2.9배인 170[V]로 측정되었다. 그림 15는 부하 변동에 따른 컨버터의 효율이다. 최대 효율은 입력 전압이 38[V]일 때 81.66[%]로 측정되었다.

4. 결 론

분배 전원 시스템의 부하 컨버터 모듈로 응용이 적합한 다중 공진형 컨버터의 스위치에 걸리는 높은 전압 스트레스는 입력 전압의 4~5배 정도로 소자의 정격을 높임으로써 전도 손실을 증가시키고, 또한 오프라인 방식의 전원에 적용시킬 때 제약 조건이 된다. 따라서 본 논문에서는 전압 스트레스를 감소시키기 위해 교변으로 동작하는 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터(Alternated Forward ZVS MRC)를 제안하였다. 제안된 컨버터는 입력 전압을 입력 필터 커패시터를 이용하여 공진을 일으키는 전압원을 양분함으로써 공진 전압 스트레스도 입력 전압의 2~3배로 줄어든다. 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 다중 공진 스위치 Q_1 , Q_2 의 스위칭 동작에 따라 한 주기 동안 8개의 모드로 동작함을 확인하였다. 또한 입력 48[V], 출력 5[V]/50[W] 정격의 컨버터를 제작, 실험하여 입력 전압 58[V]에서 최대 전압 스트레스는 입력 전압의 2.9배인 170[V]로 측정되었고 최대 효율은 81.66[%]로 측정되었다. 제안된 컨버터 회로 기술은 조명 설비에 있어서 전압 공급원과 전자식 안정기 회로에 응용이 가능하다.

참 고 문 헌

- [1] K. H. Liu, R Oruganti, F. C. Lee, "Resonant switch Topologies and characteristics", IEEE PESC, pp.106~116, 1985.
- [2] W. A. Tabisz, F. C. Lee, "Zero voltage switching multi-resonant technique-A novel approach to improved performance of high frequency quasi-resonant converters", IEEE PESC, pp.9~17, 1988.
- [3] F. M. Magalhaes, F. T. Dickens, G. R. Westerman, N. G. Ziesse, "Zero voltage switched resonant half bridge high voltage DC-DC converter", IEEE HFPC, pp.332~343, May, 1988
- [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, S. H. Lee, I. H. Lee., "A development of the 2MHz clamp mode forward ZVS MRC on board power module for telecommunication application", IEEE INTELEC, pp.321~325, Sep., 1993.

◇ 著 者 紹 介 ◇



김 창 선 (金昌宣)

1966년 1월 11일생. 1990년 한양대학교 전기공학과 졸업. 1992년 한양대 대학원 전기공학과 졸업 (석사). 1996년 한양대 대학원 전기공학과 졸업 (박사). 1998년 현재 목포대학교 전기공학과 전임강사.