

Operational Mode Analysis of the AT Flyback Multi-Resonant Converter

朴 貴 哲* · 金 昌 宣†
(Gwi-Cheol Park · Chang-sun Kim)

Abstract - The multi-resonant(MR) converter has a characteristics that the parasitic components existing in the converter are absorbed into the resonant circuits. The designed MR converter could be got a high efficiency and a high power density because the switching power losses are reduced effectively due to resonant switching circuit. However, the high resonant voltage stress of switching power devices leads to the conduction loss. In this paper, it is proposed the novel alternated(AT) flyback multi-resonant converter to overcome such a drawback. The suggested converter dc input is divided by two series input filter capacitors. The resonant stress voltage is reduced to 2-3 times the input voltage without any complexity and it provides the various circuit schemes in lots of applications. The proposed flyback MR converter is verified through simulation and experiment.

Key Words : multi resonant(MR) converter, resonant voltage stress, high power density

1. 서 론

최근에 존재하는 기생성분을 공진회로에 이용함으로써 기생발진을 최소화 시킬 수 있는 다중공진형 컨버터는 고효율 및 고주파 스위칭으로 응용이 가능하다. 따라서 소형 경량화의 지표인 고전력밀도를 실현할 수 있다. 다중공진형 컨버터는 기존의 하드스위칭 PWM 스위치에 직렬로 인덕터와 병렬로 커패시터를 연결한 다중공진 스위치를 이용하여 구성된다. 이러한 영전압 스위칭 다중공진형 스위치 개념은 전류를 공진시키는 영전류 스위칭보다 고주파화가 더 유리하다. 그러나 공진현상으로 인한 스위치 양단의 전압 스트레스는 입력전압의 4배에서 5배정도로 높아 스위치 정격을 높이는 결과를 초래한다. 이는 스위치의 도통저항 증가에 따른 전도손실로 나타나는 단점이 된다. 이를 해결하기 위하여 클램프 모드 다중공진형 컨버터의 형태가 제안 되었다.^[1]

본 논문에서는 이와 다른 회로방식으로 공진형 컨버터의 공진 전압 스트레스를 줄일 수 있는 교번으로 동작하는 플라이백 형태의 다중공진형 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 스위칭에서의 영전압 스위칭이 가능하며, 입력전압을 두 개의 커패시터를 직렬 연결하여 양분함으로써 공진 스트레스를 줄일 수 있도록 하였다.^{[2][4]} 즉 입력커패시터에 충전된 각각의 전압을 이용하여 공진회로가 구성되므로 공진전압 스트레스 또한 입력전압의 2배에서 3배정도로 감소될 수 있다. 회로를 구성하는 두 스위치는 서로 대칭적으로 동작하므로 제어회로는 간단하게 구성된다. 또한 제안된 AT 플

라이백 다중공진형 컨버터는 출력단의 주파수가 입력단 스위칭 주파수의 2배가 되어 출력 리플이 감소하는 특성이 있다. 제안한 회로의 동작원리를 살펴보기 위하여 PSpice를 이용한 시뮬레이션을 수행하였으며, 실험 회로를 제작하여 동작을 확인하였다.

2. AT 플라이백 다중공진형 컨버터

교번으로 동작하는 플라이백 다중공진형 컨버터(AT Flyback Multi-Resonant Converter)는 중소용량의 정격에 적합한 회로이다. 일반적인 다중공진형 컨버터와 마찬가지로 기생요소가 공진회로에 흡수되므로 고주파 스위칭이 가능하고 제어회로가 간단하기 때문에 온-보드(On-Board) 형태로 이용이 가능하다.

2.1 회로구성 및 동작 원리

제안된 컨버터를 그림 1에 나타내었다. 컨버터를 교번으로 동작시키기 위하여 일반적인 플라이백 형태의 다중공진형 컨버터가 변압기 1차측에 직렬로 연결된 형태이다. 그러나 변압기 1차측 전압은 두개의 커패시터 C_1 과 C_2 에 의하여 양분되어 있는 형태로 커패시터에 저장된 에너지가 공진에 이용되는 전압원이 된다. 커패시터를 이용한 입력전압의 양분으로 인하여 스위치 양단간 전압스트레스는 2-3배정도가 된다. 입력 단에 추가된 인덕터 L_{R1} 과 L_{R2} 는 공진 인덕터이며 스위치에 병렬로 연결된 공진 커패시터 C_{R1} , 및 C_{R2} 와 함께 주된 공진요소가 된다. 스위치 Q_1 과 Q_2 는 교번으로 동작하기 때문에 1차측 스위칭 주파수에 비해 변압기 2차측은 2배의 주파수를 갖게 된다. 따라서 변압기 2차측에 연결된 커패시터 C_D 에 걸리는 전압 주파수는 2배가 되며, C_D 에 나

* 正 會 員 : 木 浦 大 工 大 電 氣 工 學 科 博 士 課 程
† 교신저자, 正會員 : 木 浦 大 工 大 電 氣 工 學 科 副 教 授 · 工 博
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr
接受日字 : 2007年 5月 17日
最終完了 : 2007年 6月 11日

타나는 전압의 극성에 따라 출력단 다이오드 D_F 는 온, 오프가 된다. 제어회로는 일반적인 공진형 컨버터에 적용되는 PFM 방식을 이용하고, 스위치의 교번동작이 명확하도록 데드타임(dead-time)만 조정하면 되므로 기존방식과 유사하게 비교적 간단해진다. 그림 2는 AT 플라이백 다중공진형 컨버터 회로의 여러 가지 응용 가능한 형태를 제시하였다.

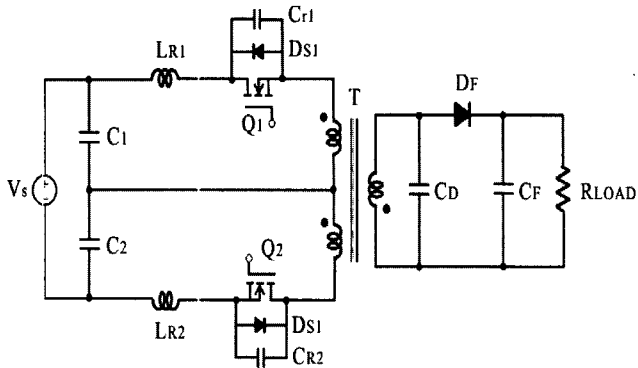
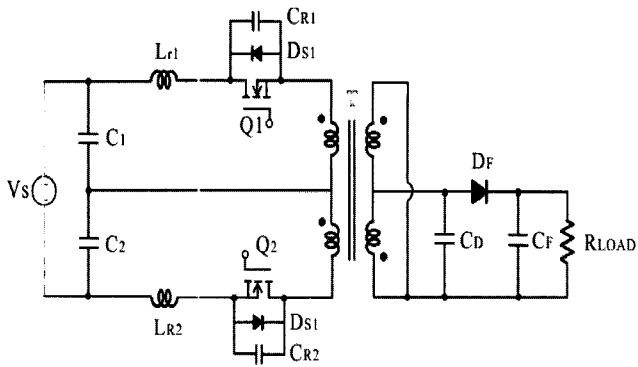
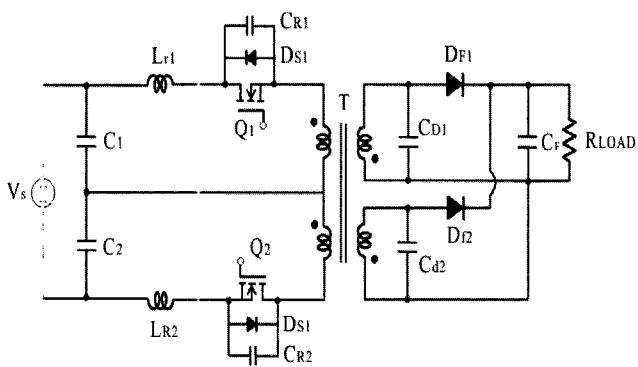


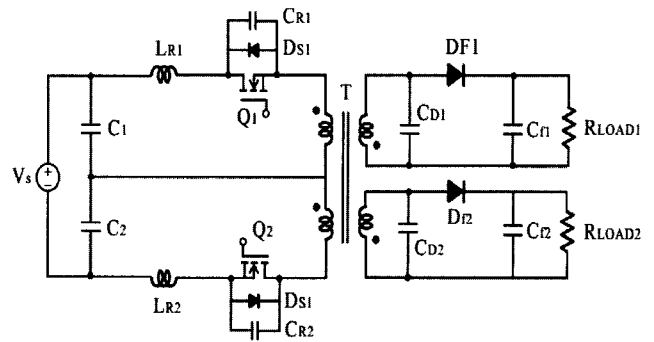
그림 1 AT 플라이백 다중공진형 컨버터
Fig. 1 AT Flyback: Multi-Resonant Converter



(a) Type 1



(b) Type 2



(c) Type 3

그림 2 AT 플라이백 다중공진형 컨버터 회로 형태
Fig. 2 AT Flyback Multi-Resonant Converter Circuit Form

2.1.1 모드별 동작 원리

그림 3은 PSpice에 의해 시뮬레이션한 AT 플라이백 영전압 스위칭 다중공진형 컨버터의 동작파형을 나타낸다. 전압, 전류 조건에 따라 한 주기 동안 8개의 모드로 동작한다.

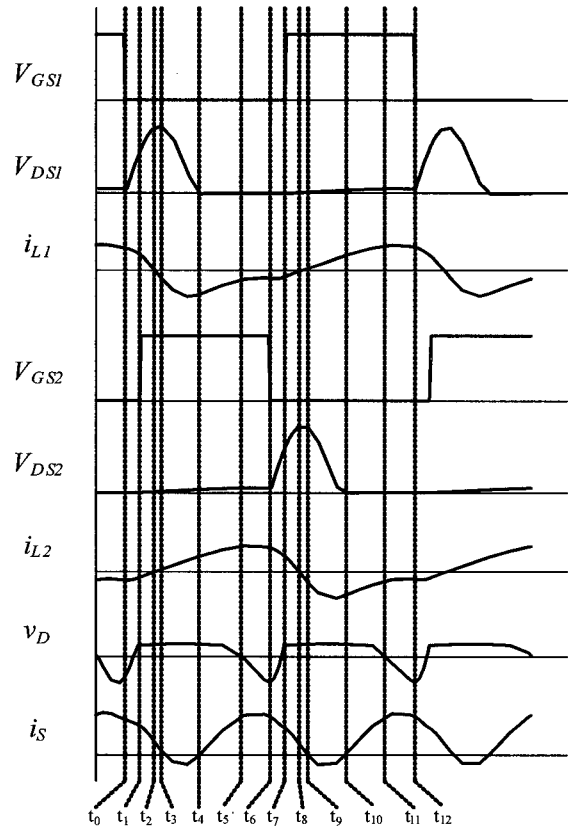


그림 3 AT 플라이백 다중공진형 컨버터 이론적 파형
Fig. 3 AT Flyback Multi-Resonant Converter waveform

V_{GS1} 과 V_{GS2} 는 MOSFET의 스위치인 Q_1 과 Q_2 의 구동 파형을 나타낸다. i_{L1} 과 i_{L2} 는 공진 인덕터 L_{R1} 과 L_{R2} 에 흐르는 전류를 나타내며 각 스위치에 흐르는 전류와 같다. 이 공진 전류는 흐르는 방향에 따라 스위치의 채널과 바디 다이오드를 통해서 흐르게 된다. 스위치 양단에 걸리는 공진전압 파형은 V_{DS2} 로 나타내었으며, 컨버터의 입력전류는 i_s 이다. 2차측 공진 커패시터 C_D 양단에 걸리는 전압은 V_D 는 로서 다이오드 D_1 가 도통 상태가 되면 출력전압으로 제한되어진다. 또한 1차측 주파수의 2배가 되는 전압이 나타남을 그림으로부터 알 수 있다. 이론파형에서 전압, 전류 조건에 따라 한주기 동안 크게 8개의 동작모드로 구분 되어진다. 각 모드별 해석은 다음과 같다.

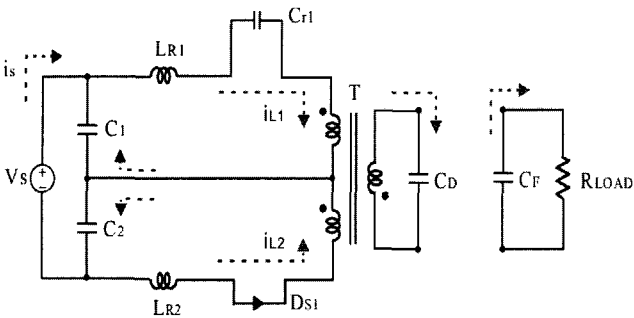


그림 4 모드 1
Fig. 4 Mode 1
· 모드 1 ($t_0 \sim t_1$)

스위치 Q_1 이 오프되고 스위치 Q_2 가 온 될 때까지 두 스위치가 모두 오프 상태인 데드타임 구간이다. Q_1 이 오프되면 Q_1 양단의 전압 V_{DS1} 은 C_{R1} 과 L_{R1} 으로 구성된 공진회로에 의해 상승하게 된다. 영의 값을 갖는 i_{L1} 은 C_{R1} 을 통해 흐르고 음의 값인 i_{L2} 는 스위치의 역병렬 다이오드를 통해 흐른다. 이 구간에서 2차측 전압인 V_D 는 음에서 양으로 변한다.

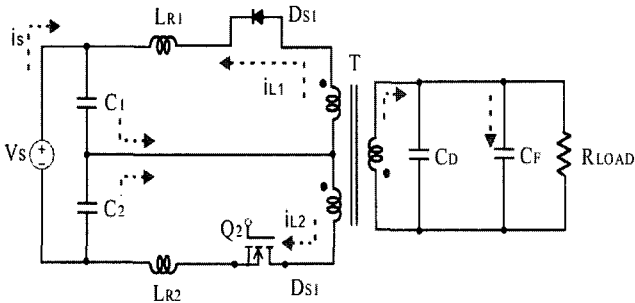


그림 5 모드 2
Fig. 5 Mode 2
· 모드 2 ($t_1 \sim t_3$)

스위치 Q_2 가 온이 되는 구간으로 V_{DS1} 은 공진에 의해 최고점까지 상승하게 되고 공진 전류는 i_{L1} 은 감소하여, 이후 방향이 바뀌어 음의 값을 갖게 된다. i_{L2} 또한 방향이 바뀌어 스위치의 채널을 통해 흐르게 되고 2차측 전압 V_D 는 D_F 가 도통됨에 따라 출력전압으로 고정된다.

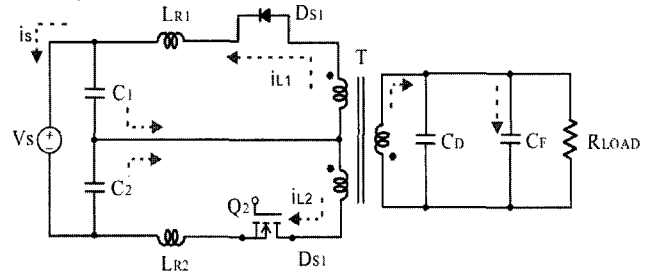


그림 6 모드 3
Fig. 6 Mode 3
· 모드 3 ($t_3 \sim t_5$)

스위치 Q_1 양단의 공급전압이 0으로 감소하게 되고 전류 i_{L1} 은 스위치의 역병렬 다이오드를 통해 흐르게 된다, 또한 이 구간 내에 컨버터 입력전류의 흐름이 역이 되는 즉, 입력측으로 에너지가 회생되는 구간이 존재하게 된다. 모드 2와 함께 변압기 2차측으로 부터 출력 측으로 에너지가 전달되는 구간으로써 C_D 양단전압은 출력전압으로 고정되어 있다.

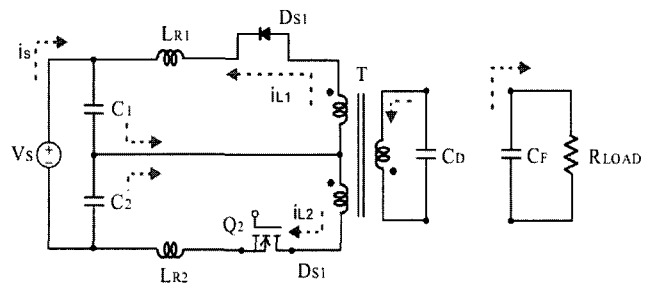


그림 7 모드 4
Fig. 7 Mode 4
· 모드 4 ($t_5 \sim t_6$)

C_D 양단 전압이 Q_2 스위치를 통해 구성된 공진회로의 영향에 의해 음으로 나타나는 구간으로서 Q_2 오프 되는 t_6 시점에서 최저 값이 된다.

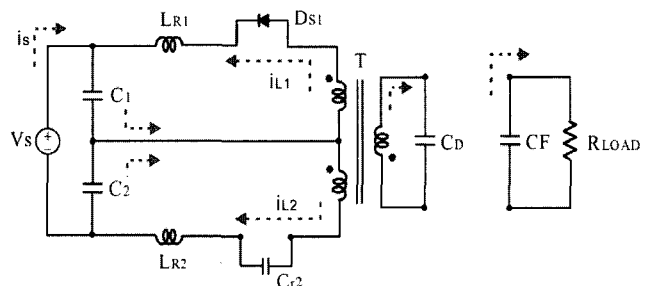


그림 8 모드 5
Fig. 8 Mode 5
· 모드 5 ($t_6 \sim t_7$)

스위치 Q_2 가 오프되고 스위치 Q_1 이 온 될 때까지 두 스위치가 모두 오프 상태인 데드타임 구간으로 Q_2 양단의 전압 V_{DS2} 은 C_{R2} 와 L_{R2} 로 구성된 공진회로에 의해 상승하게 된다. 이 구간에서 2차측 전압인 V_D 는 음에서 양으로 변한다.

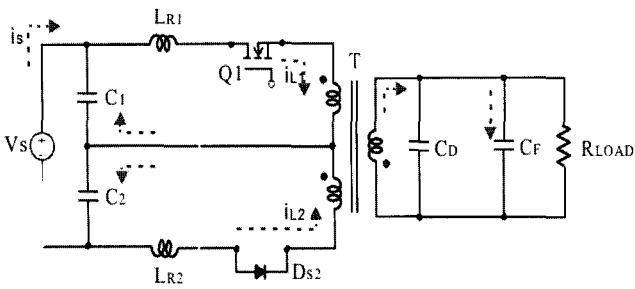


그림 9 모드 6
Fig. 9 Mode 6
· 모드 6 ($t_7 \sim t_9$)

스위치 Q_1 이 온이 되는 구간으로 V_{DS2} 는 공진에 의해 최고점까지 상승하게 된다. i_{L2} 는 감소하여 방향이 바뀌게 된다. i_{L1} 는 또한 방향이 바뀌어 스위치 채널을 통해서 흐르게 된다. 2차측 전압 V_D 는 다이오드 D_F 가 도통됨에 따라 출력 전압으로 고정된다.

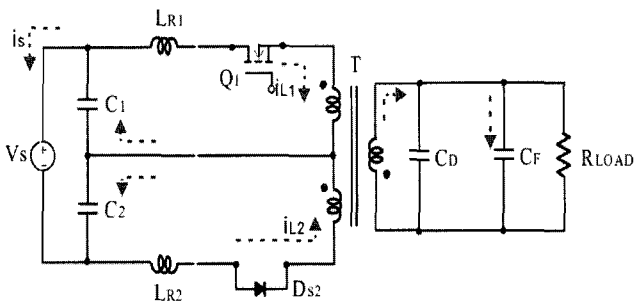


그림 10 모드 7
Fig. 10 Mode 7
· 모드 7 ($t_9 \sim t_{11}$)

스위치 Q_2 양단의 공진전압이 0으로 감소하게 된다. 이 구간내에 입력측으로 에너지가 회생되는 구간이 존재한다. 이 모드의 끝점에서 C_D 양단 전압은 음으로 바뀌게 된다.

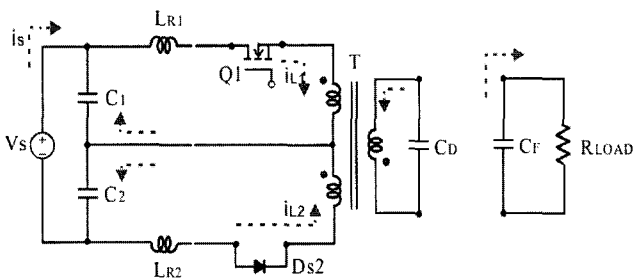
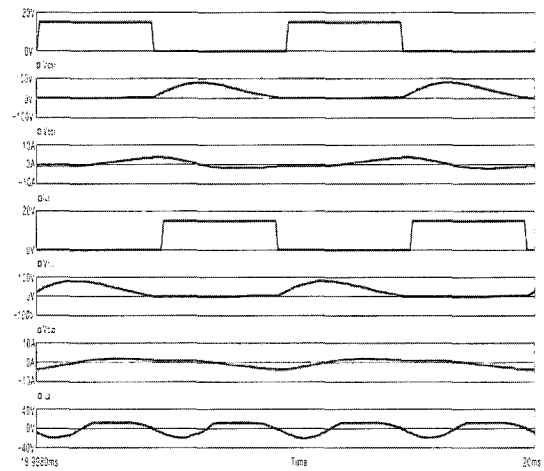


그림 11 모드 8
Fig. 11 Mode 8
· 모드 8 ($t_{11} \sim t_{12}$)

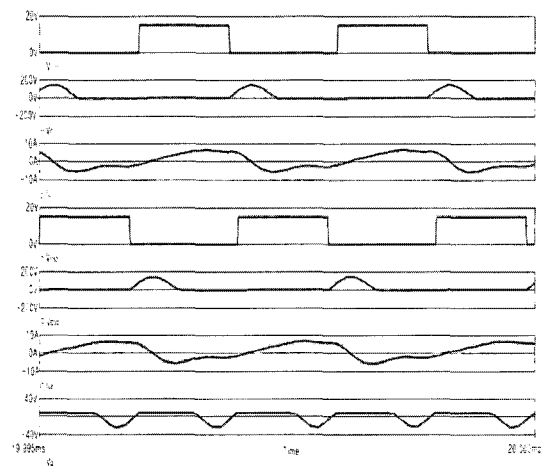
C_D 양단 전압이 Q_1 오프되는 t_{12} 시점에서 최저값이 된다. 이 구간에서 i_{L1} 은 스위치의 채널을 통하여 전류가 흐르고 i_{L2} 는 Q_2 의 역병렬 다이오드를 통해 전류가 흐르게 된다.

2.2 시뮬레이션 및 실험결과

그림 12는 시뮬레이션을 통하여 얻은 Q_2 스위치 양단의 전압 및 공진 인덕터 L_2 의 전류 등 각 부분 파형을 나타낸 것이다. 경부하(0.5A)와 중부하(10A) 조건에서의 시뮬레이션 결과로 스위치의 전압 스트레스가 약 145V 정도임을 알 수 있다. 또한 그림 13과 그림 14에서는 출력 전압은 출력 전류에 반비례 특성을 나타내며 주파수가 증가함에 따라 감소하나 비선형 구간도 있음을 나타내고 있고, 실제 설계에 있어서는 출력 특성이 안정한 영역에서 동작할 수 있도록 설계하여야 한다.



(a) $f_s=1\text{MHz}, I_{out}=0.5\text{A}$



(b) $f_s=500\text{KHz}, I_{out}=10\text{A}$

그림 12 각 부분의 시뮬레이션 파형
Fig. 12 Simulation waveform

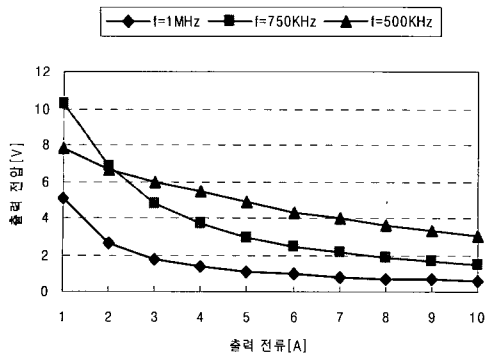


그림 13 출력 전류에 따른 출력 전압 특성
Fig. 13 The output voltage characteristic follows to the output current.

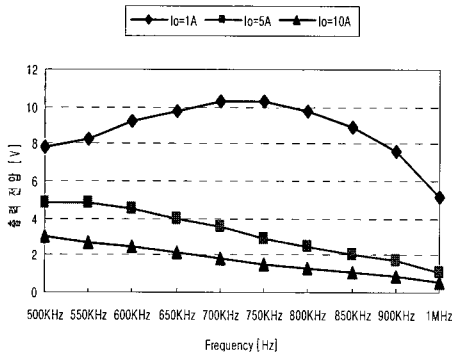


그림 14 주파수에 따른 출력 전압 특성
Fig. 14 The output voltage characteristic follows to the frequency.

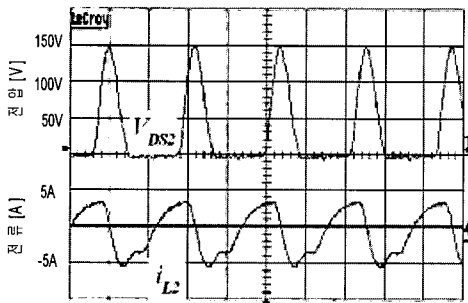


그림 15 V_{DS2} , i_{L2} 실험 파형 (1us/div)
Fig. 15 V_{DS2} , i_{L2} Experiment waveform

그림 15는 실험을 통하여 측정된 스위치 양단의 전압 V_{DS2} 와 공진 인덕터에 흐르는 전류 i_{L2} 이다. 입력전압 48V, 출력 5V로 설계되었으며 실험에 적용된 부하는 6[A]에서 측정하였다. 실험 결과로부터 시뮬레이션과 같은 결과를 나타내고 있다는 것을 알 수 있으며, 스위치의 공진 전압 스트레스는 약 150V 정도로 입력전압의 3배임을 확인할 수 있었다.

3. 결 론

다중공진형 컨버터의 전압스트레스를 줄이기 위하여, 입력 전압을 입력 필터 커패시터로 양분함으로써 전압스트레스를 줄일 수 있는 AT 플라이백 다중공진형 컨버터를 제안하였다. 제안한 회로는 적용 형태에 따라 재구성하여 동작시킬 수 있으며, 동작 해석을 위해 시뮬레이션과 실험을 통하여 타당성을 확인하였다. 시뮬레이션과 실험 결과, 공진전압 스트레스는 입력 전압 48V인 경우 3배 정도인 150V 정도로 약 50% 저감된 것을 확인하였다.

참 고 문 헌

- [1] H. J. Kim, C. S. Leu, R. Farrinton, F. C. LEE, "Clamp Mode Zero Voltage Switched Multi Resonant Converters" IEEE PESC, pp 78-84, 1992
- [2] C. S. Kim, "The operational characteristics of the AT Forward Multi-Resonant Converter", KIEE, pp 114-123, Vol.12, No3, 1998
- [3] 김희준, 오덕진, 김창선 "클램프모드 포워드 다중공진형 컨버터와 AT 포워드 다중공진형 컨버터의 스트레스 비교" 대한전기학회 하계학술대회 pp 2698-2700, 1999
- [4] 정진범, 김희준, 박우철, 우승훈, 김창선, "AT 플라이백 다중공진형 컨버터의 동작특성", 대한전기학회 하계학술대회 논문집(B), pp.1380-1382, 2005.7.18-20

감사의 글

본 연구는 목포대학교 교내 학술연구비 지원으로 수행되었음.

저 자 소 개



김 창 선 (金昌宣)

1990년 한양대 전기공학과 졸업.
1992년 동대학원 전기공학과 졸업(석사)
1996년 동대학원 전기공학과 졸업(박사).
1997년~현재 목포대학교 전기공학과 부교수

Tel : 061-450-2465, Fax : 061-450-6285
E-mail : cskim@mokpo.ac.kr



박 귀 철 (朴貴哲)

1989년 한양대 전기공학과 졸업.
1996년 동대학원 전기공학과 졸업(석사).
2007년 현재 목포대학교 대학원 박사과정.
Tel : 031-330-5640, Fax : 031-330-5532
E-mail : gcpark@dongahalecomm.co.kr