

AT 파워드 다중공진형 컨버터의 모델링 해석

(The Modeling Analysis of the AT Forward Multi-Resonant Converter)

김 창 선*

(Chang-Sun Kim)

요 약

고효율 다중공진형 컨버터는 스위칭 손실을 다중공진 회로를 이용하여 감소시킬 수 있기 때문에 고주파에서 동작이 가능하다. 이러한 고주파 스위칭 동작은 컨버터에 높은 전력 밀도를 제공한다. 그러나 공진 스위치에 걸리는 전압 스트레스는 입력전압의 4~5배 정도여서, 높은 정격의 소자를 필요로 하기 때문에 소자의 온-저항으로 인한 전도 손실을 증가시킨다. 본 논문에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 제안했던 전압 스트레스를 줄일 수 있는 AT 파워드 MRC의 모델링 해석과 이를 이용한 등가 모드 해석을 하였다. AT 파워드 MRC는 2개의 다중공진 스위치의 동작 순서에 따라 8개의 등가 모델링이 가능하다. 이 컨버터의 동작 원리는 입력 48[V], 출력 5[V]/50[W]의 실험세트와 PSpice 시뮬레이션을 통해 확인되었으며, 측정된 최대 전압 스트레스는 입력전압의 2.9배인 170[V]였고 최대 효율은 81.66%로 측정되었다.

Abstract

The high efficiency multi-resonant converter(MRC) is capable of operating at a high frequency because the losses are decreased due to the resonant tank circuit. Such a few MHz high frequency applications provide high power density[W/inch³] of the converter. However, the resonant voltage stress across the switch of the resonant tank circuit is 4 ~ 5 times input voltage. This high voltage stress increases the conduction losses because of on-resistance of a MOSFET with higher rating. In this paper, the modeling analysis for the AT Forward MRC suggested to solve these problems is discussed. The operational modes of the AT Forward MRC are divided to 8 equivalent modes according to the two switching sequences. Each mode analysis is covered using the equivalent circuits modeled over all of the paper. The operational principle of the resonant converter was verified through the experimental converter with 48[V] input voltage, 5[V]/50[W] output voltage/power and PSpice simulation. The measured maximum voltage stress is 170[V] of 2.9 times the input voltage and the maximum efficiency is measured to 81.66%.

1. 서 론

고효율을 실현할 수 있고 고주파 스위칭 응용이 가

* 정희원 : 목포대학교 전기계어공학부 전기공학전공
교수

접수일자 : 1999년 12월 10일

능한 파워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터 (Forward Zero Voltage Switching Multi - Resonant Converter : Forward ZVS MRC)는 PWM 컨버터에 비해 높은 효율을 갖고도 수 MHz 대의 고주파에서 동작이 가능하며 높은 전력밀도(Power Density [W/inch³])를 기대할 수 있다[1]. 그러나 공진 현상으

로 인한 스위치 양단의 높은 전압 스트레스는 입력 전압의 4배에서 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[2]~[4].

본 논문에서는 제안했던 전압 스트레스를 줄일 수 있는 AT 포워드 MRC의 모델링 해석과 이를 이용한 등가 모드 해석을 하였다. AT 포워드 MRC는 2개의 다중공진 스위치의 동작 순서에 따라 8개의 모드가 존재하며 등가 모델링 회로를 이용하여 모델링이 가능하다. 또한 모델링된 회로로부터 각 부분의 전류, 전압 식을 얻을 수 있다. 이 컨버터의 동작 원리는 입력 48[V], 출력 5[V]/50[W]의 실험세트와 PSpice 시뮬레이션을 통해 확인되었다.

2. AT 포워드 MRC

교번으로 동작하는 포워드 다중 공진형 컨버터(Alternated Forward Zero Voltage Switching Multi-Resonant Converter : AT Forward ZVS MRC)를 그림 1에 나타내었다.

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 4배에서 5배 정도가 되고, 입력 전압과 비교하면 2배에서 3배 정도가 된다. 입력 측에 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 있어서 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.

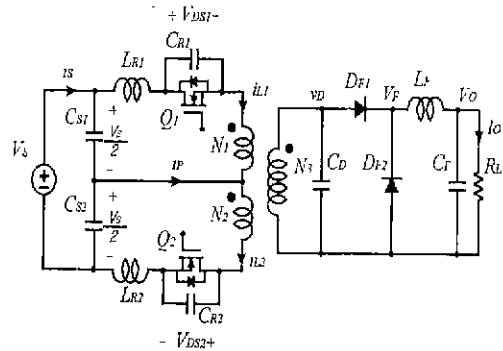


그림 1. AT 포워드 MRC
Fig. 1. AT Forward MRC.

3. AT 포워드 MRC의 모델링 해석

3.1 AT 포워드 MRC의 모델링

등가해석을 하기 위한 모델링 회로를 구하기 위해 다음과 같은 가정을 하였다.

- 출력필터 인덕터는 충분히 커서 부하전류원 IO의 일정 전류원으로 근사화 시킬 수 있다.
- 입력필터 커패시터가 충분히 커서 정전압원으로 근사화 시킬 수 있다.
- 모든 반도체 스위칭 소자는 이상적인 스위치로 한다. 즉 스위치의 기생저항, 전도손실이 모두 영이며 스위치의 지연시간은 무시한다.
- 변압기는 이상적이다. 즉, 철손 및 동손은 영이며, 누설 인덕턴스는 무시한다.

위와 같은 가정 하에 모델링한 회로도도 그림 2에 나타내었고 각 부분의 전류전압 파형의 기준은 그림과 같다. 두 개의 입력 필터 커패시터는 입력 전압을 양분하기 때문에 두 개의 양분된 전압원으로 나타낼 수 있다. 다중공진 스위치를 구성하기 위해 사용되는 MOSFET은 이상적인 스위치, S_1 과 바디 다이오드를 나타내는 D_{S1} 으로 나타낼 수 있다. 그리고 변압기 2차측 정류 다이오드는 이상적인 단극쌍투입식(SPDT) 스위치로 나타낼 수 있다. 또한 변압기 권수비는 다음과 같이 가정하였다.

$$n = n_1 = n_2 \tag{1}$$

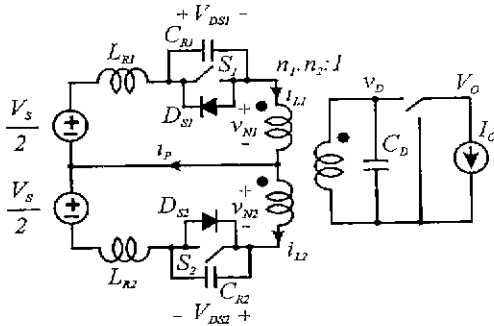


그림 2. AT 포워드 MRC의 모델링 회로
Fig. 2. The modeling circuit for the AT Forward MRC.

그림 3은 Pspice에 의해 시뮬레이션 한 결과로 부터 구한 AT 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터의 이론적인 파형을 나타낸다. S₁과 S₂는 MOSFET을 모델링한 스위치의 구동 파형을 나타내고, i_{L1}과 i_{L2}는 공진 인덕터에 흐르는 전류를 나타내며, 스위치가 오프 상태일 때 스위치에 걸리는 V_{DS1}, V_{DS2}의 공진 전압 파형으로 나타낸다. i_p는 변압기를 통하여 흐르는 전류를 나타내고 이 전류가 영전류일 때 V_{DS1}, V_{DS2}의 공진 전압은 최대 값에 도달한다. 그리고 v_D는 2차측 공진 커패시터 C_B에 걸리는 전압을 나타낸다. 일반적인 포워드 다중 공진형 컨버터의 전압 전류 파형과 유사한 형태이나 변압기 2차측은 1차측 주파수의 2배임을 알 수 있다.

3.2 AT 포워드 MRC의 모델링 등가회로 해석

AT 포워드 다중 공진형 컨버터는 그림 3의 정상 상태 시뮬레이션 파형에 있어서 전압, 전류 조건에 따라 한주기 동안 8개의 동작 모드로 동작한다. 각 모드별 등가회로와 초기 조건 그리고 상태 방정식은 아래와 같고 모드 1의 시간영역 해석은 부록에 첨가하였다.

t₀에서 스위치 S₂가 오프 상태에서 스위치 S₁이 온이 된다. 이 때 음의 초기값을 갖는 i_{L1}은 D_{S1}의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가한다. 스위치 S₂에서 공진 회로는 C_{R2}과 L_{R2}로 구성되어 S₂의 양단 전압 V_{DS2}는 공진을 한다. 변압기를 통하여 흐르는 전류 i_p가 영전류에 흐를 때 V_{DS2}는 최대 값에 도달한다. 변압기의 2차측 전압인 v_D는 양의 초기값이므로 부하단이 변압기 2차측에 연결된다.

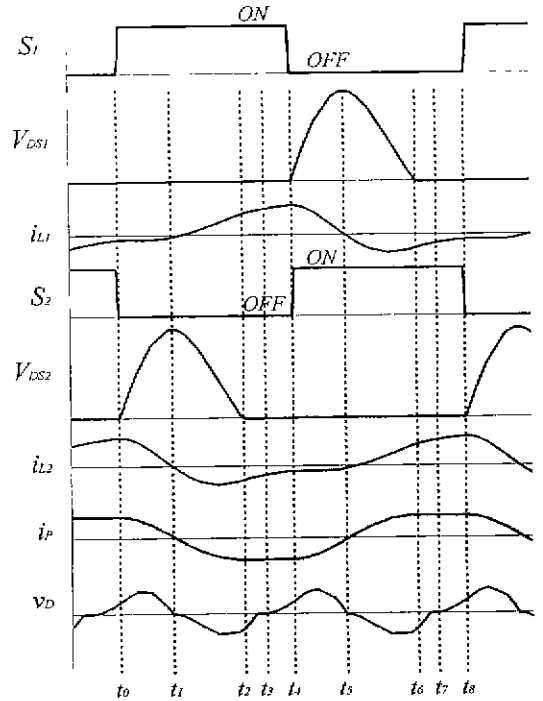


그림 3. AT 포워드 다중 공진형 컨버터의 이론적인 파형
Fig. 3. Theoretical waveforms of the AT forward MRC.

· 모드 1 (t₀ ~ t₁)

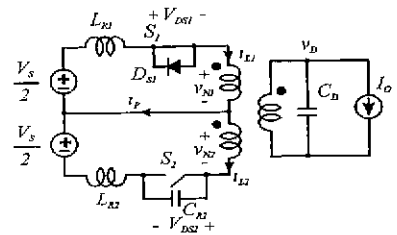


그림 4. 모드 1의 등가회로
Fig. 4. Equivalent circuit for Mode 1.

초기 조건

$$i_{L1}(t_0), v_D(t_0), i_{L2}(t_0)$$

$$v_{DS1}(t_0) = 0, v_{DS2}(t_0) = 0$$

상태 방정식

$$\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{di_{L1}(t)}{dt} + nv_D(t) \quad (2)$$

$$\frac{V_s}{2} = n v_D(t) + v_{DS2}(t) + L_{R2} \frac{d i_{L2}(t)}{dt} \quad (3)$$

$$i_{L2}(t) = C_{R2} \frac{d v_{DS2}(t)}{dt} \quad (4)$$

$$n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{d v_D(t)}{dt} + I_0 \quad (5)$$

· 모드 2 (t₁ ~ t₂)

스위치 S₁이 온이 되어 있는 상태에서 t₁부터 C_{R2}와 L_{R2}의 공진으로 인해 전류 i_{L2}가 음의 방향으로 증가하기 때문에 전압 스위치 S₂의 공진 전압 v_{DS2}는 공진하여 감소하게 된다. v_D는 공진하여 영전압에 도달하면 부하단은 환류하게 된다. 이 때 스위치의 채널을 통해 흐르던 입력 전류는 바디 다이오드를 통해 에너지를 입력측으로 회생하게 된다.

초기조건

$$i_{L1}(t_1), v_D(t_1) = 0, i_{L2}(t_1) = 0, \\ v_{DS1}(t_1) = 0, v_{DS2}(t_1)$$

시간영역해석

$$\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{d}{dt} i_{L1}(t) + n v_D(t) \quad (6)$$

$$\frac{V_s}{2} = n v_D(t) + v_{DS2}(t) + L_{R2} \frac{d i_{L2}(t)}{dt} \quad (7)$$

$$i_{L2}(t) = C_{R2} \frac{d v_{DS2}(t)}{dt} \quad (8)$$

$$n i_{L1}(t) + i_{L2}(t) = C_D \frac{d v_D(t)}{dt} \quad (9)$$

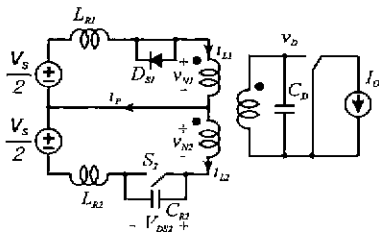


그림 5. 모드 2의 등가회로
Fig. 5. Equivalent circuit for Mode 2.

· 모드 3 (t₂ ~ t₃)

t₂에서 전압 v_{DS2}는 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R2}에 흐르는 음의 전류 i_{L2}는 스위치 S₂의

바디 다이오드인 D_{S2}를 통해 흐른다. 그리고 스위치 S₁의 바디 다이오드를 통해 흐르던 입력전류는 다시 채널을 통해 흐른다.

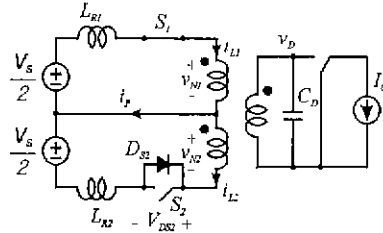


그림 6. 모드 3의 등가회로
Fig. 6. Equivalent circuit for Mode 3.

초기조건

$$i_{L2}(t_2), i_{L1}(t_2), v_D(t_2) \\ v_{DS1}(t_2) = 0, v_{DS2}(t_2) = 0$$

상태방정식

$$\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{d}{dt} i_{L1}(t) + n v_D(t) \quad (10)$$

$$\frac{V_s}{2} = L_{R2} \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + n v_D(t) \quad (11)$$

$$n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{d}{dt} v_D(t) \quad (12)$$

· 모드 4 (t₃ ~ t₄)

t₃에서 변압기 2차측 전압 v_D는 증가하는 방향으로 공진하여 양의 값으로 되고 부하단은 다시 변압기 2차측에 연결되어 에너지를 공급 받는다.

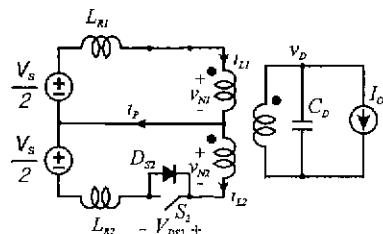


그림 7. 모드 4의 등가회로
Fig. 7. Equivalent circuit for Mode 4.

초기조건

$$i_{L1}(t_3), v_D(t_3) = 0, i_{L2}(t_3),$$

AT 포워드 다중공진형 컨버터의 모델링 해석

$$v_{DS1}(t_3)=0, v_{DS2}(t_3)=0$$

상태방정식

$$\frac{V_s}{2} = L_{R1} \frac{d}{dt} i_{L1}(t) + n v_D(t) \quad (13)$$

$$\frac{V_s}{2} = L_{R2} \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + n v_D(t) \quad (14)$$

$$n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{d}{dt} v_D(t) + I_0 \quad (15)$$

· 모드 5 ($t_4 \sim t_6$)

스위치 S_1 이 오프가 되고 스위치 S_2 가 온이 된다. 이 때 음의 값을 갖는 i_{L2} 은 DS_2 의 바디 다이오드를 통해 흐르면서 서서히 증가한다. 스위치 S_1 에서 공진 회로는 C_{R1} 과 L_{R1} 으로 구성되어 S_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 부하단에 에너지를 공급한다.

초기조건

$$i_{L1}(t_4), v_D(t_4), i_{L2}(t_4)$$

$$v_{DS1}(t_4) = 0, v_{DS2}(t_4) = 0$$

상태방정식

$$\frac{V_s}{2} = L_{R2} \frac{di_{L2}(t)}{dt} + n v_D(t) \quad (16)$$

$$\frac{V_s}{2} = n v_D(t) + v_{DS1}(t) + L_{R1} \frac{di_{L1}(t)}{dt} \quad (17)$$

$$i_{L1}(t) = C_{R1} \frac{dv_{DS1}(t)}{dt} \quad (18)$$

$$n i_{L1}(t) + n i_{L2}(t) = C_D \frac{dv_D(t)}{dt} + I_0 \quad (19)$$

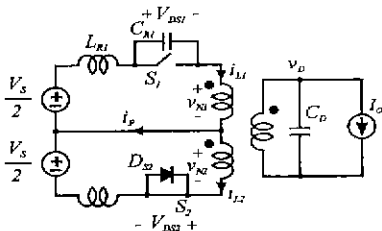


그림 8. 모드 5의 등가회로
Fig. 8. Equivalent circuit for Mode 5.

· 모드 6 ($t_5 \sim t_6$)

스위치 S_2 가 온이 되어 있는 상태에서 t_5 부터 C_{R2} 와 L_{R2} 의 공진으로 인해 전류 i_{L1} 가 음의 방향으로 증가하기 때문에 전압 스위치 S_1 의 공진 전압 V_{DS1} 은 공진하여 감소하게 된다. v_D 는 공진하여 영전압에 도달하면 부하단은 환류하게 된다. 이 때 스위치의 채널을 통해 흐르던 입력 전류는 바디 다이오드를 통해 에너지를 입력측으로 회생하게 된다.

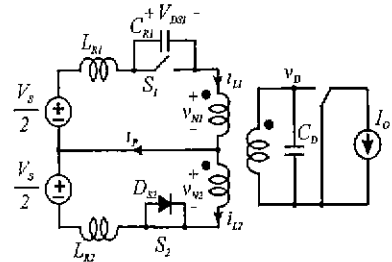


그림 9. 모드 6의 등가회로
Fig. 9. Equivalent circuit for Mode 6.

초기조건

$$i_{L1}(t_5), v_D(t_5)=0, i_{L2}(t_5)=0$$

$$v_{DS1}(t_5)=0, v_{DS2}(t_5)$$

상태방정식

$$\frac{V_s}{2} = L_{R2} \frac{d}{dt} i_{L2}(t) + n v_D(t) \quad (20)$$

$$\frac{V_s}{2} = n v_D(t) + v_{DS1}(t) + L_{R1} \frac{d}{dt} i_{L1}(t) \quad (21)$$

$$i_{L1}(t) = C_{R1} \frac{d}{dt} v_{DS1}(t) \quad (22)$$

$$n(i_{L1}(t) + i_{L2}(t)) = C_D \frac{d}{dt} v_D(t) \quad (23)$$

모드 7 ($t_6 \sim t_7$)

t_7 에서 전압 V_{DS1} 은 공진하여 영전압에 이르면 공진 인덕터 L_{R1} 에 흐르는 음의 전류 i_{L1} 는 스위치 S_1 의 바디 다이오드인 DS_1 을 통해 흐른다. 그리고 스위치 S_1 의 바디 다이오드를 통해 흐르던 입력전류는 다시 채널을 통해 흐른다. 이 모드의 상태 방정식 그리고 시간영역 해석은 모드 3과 같다. 그러나 이 모드에서 모드 3과 반대로 초기조건 $i_{L1}(0)$ 는 음의 값이고 $i_{L2}(0)$ 는 양의 값을 갖는다.

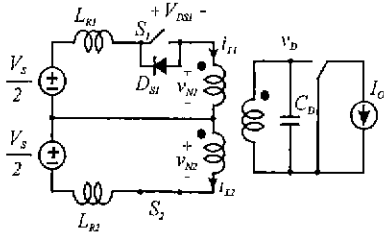


그림 10. 모드 7의 등가회로
Fig. 10. Equivalent circuit for Mode 7.

· 모드 8 ($t_7 \sim t_8$)

t_3 에서 변압기 2차측 전압 v_D 는 증가하는 방향으로 공진하여 양의 값으로 되고 스위치 S_1 이 도통될 때까지 부하단은 다시 변압기 2차측에 연결되어 에너지를 공급 받는다. 상태 방정식 그리고 시간영역 해석은 모드 4와 같지만 초기조건은 모드 7과 같이 $i_{L1}(0)$ 는 음의 값이고 $i_{L2}(0)$ 는 양의 값을 갖는다.

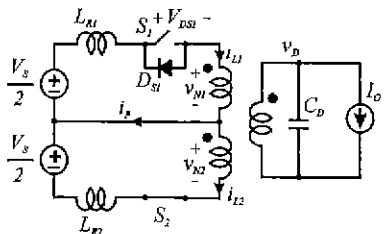


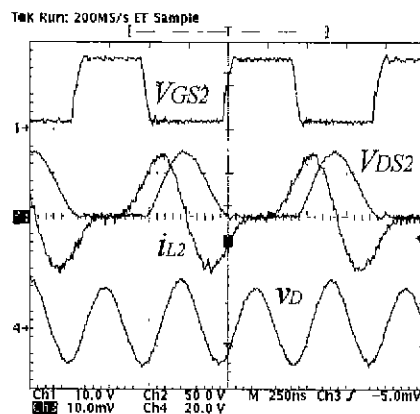
그림 11. 모드 8의 등가회로
Fig. 11. Equivalent circuit for Mode 8.

4. 실험 및 고찰

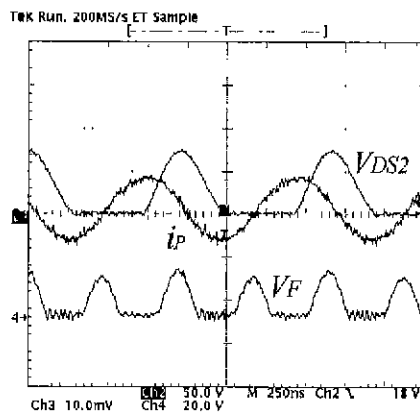
그림 12와 그림 13은 제안된 모델링한 컨버터에 있어서 출력은 5[V]/50[W]일 때 각각 정격 입력 48[V]일 때 경부하와 중부하에서의 실험 파형을 나타낸다.

V_{GS2} 는 스위치 S_2 의 구동파형을 나타내고 V_{DS2} 는 드레인과 소스 사이의 공진 전압 파형을 나타낸다. 영전압에 도달한 후 스위치가 온이 되어 영전압 스위칭이 이루어지는 것을 관찰할 수 있다. i_{L2} 는 공진 인덕터를 통하여 흐르는 전류를 나타내는데 영전류에서 공진 전압은 최대 값에 도달하는 것을 관찰할 수 있다. v_D 는 변압기 2차측 공진 커패시터에 걸리는 전압으로 변압기 1차측 스위칭 주파수의 2 배임을 알 수 있고 교류 전압 형태로 변압기의 자동 리셋트가 됨을

알 수 있다. 그리고 i_P 는 변압기를 통하는 전류로 스위치 S_1, S_2 의 공진에 관여하는 전류로서 증가하여 영전류에 도달하거나 감소하여 영전류로 도달할 때 각각 S_1, S_2 의 공진 전압은 최대 값에 도달하는 것을 알 수 있다. 스위칭 주파수는 500KHz에서 1MHz까지 동작하고 있고 변압기 2차측은 1MHz에서 2MHz까지 동작하는 것을 확인할 수 있다. 경부하일 때 공진 전압 스트레스는 75[V], 중부하일 때는 140[V]로 입력 전압의 약 2.9배 정도임을 알 수 있다.



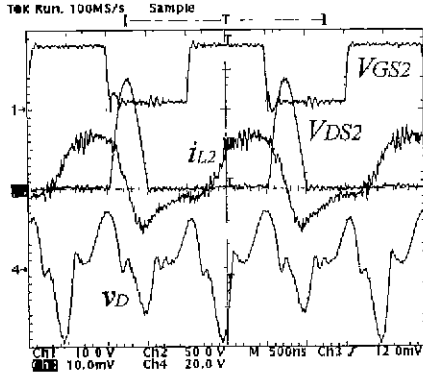
(a) $V_{GS2}(10V/div)$, $V_{DS2}(50V/div)$, $i_{L2}(2A/div)$, $v_D(20V/div)$



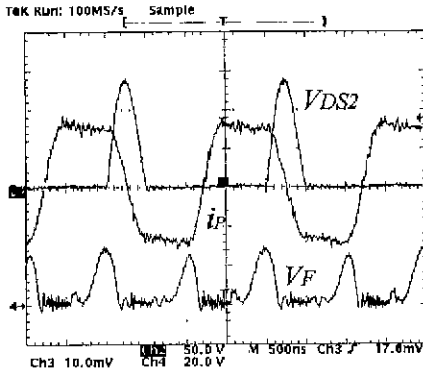
(b) $V_{DS2}(50V/div)$, $i_P(2A/div)$, $V_F(20V/div)$

그림 12. 정격 입력, 경부하일 때의 각 부분의 실험파형 ($V_s=48.1V$, $V_o/I_o=5.07V/0.5A$)
Fig. 12. Experimental waveforms at normal line, light load (250nS).

AT 포워드 다중공진형 컨버터의 모델링 해석



(a) $V_{GS2}(10V/div)$, $V_{DS2}(50V/div)$, $i_{L2}(5A/div)$, $V_D(20V/div)$



(b) $V_{DS2}(50V/div)$, $i_F(5A/div)$, $V_F(20V/div)$

그림 13. 정격 입력, 중부하일 때의 각 부분의 실험파형 ($V_S=48.1V$, $V_O/I_O=5.07V/10A$)
 Fig. 13. Experimental waveforms at normal line, full load (500ns).

부록(모드 1의 시간영역 해석의 해)

공진회로 변수는 다음과 같다.

$$w_{01} = \frac{1}{\sqrt{L_{R1}C_{R1}}}, \quad w_{02} = \frac{1}{\sqrt{L_{R2}C_{R2}}},$$

$$w_{D1} = \frac{1}{\sqrt{L_{R1}C_D}}, \quad w_{D2} = \frac{1}{\sqrt{L_{R2}C_D}}$$

$$Z_{D1} = \sqrt{\frac{L_{R1}}{C_{R1}}}, \quad Z_{D2} = \sqrt{\frac{L_{R2}}{C_{R2}}}$$

$$w_{RPD} = \frac{1}{\sqrt{L_{RP}C_D}} \Rightarrow L_{RP} = L_{R1}/L_{R2}$$

$$C_M = n^2 C_{D1} = n^2 \left(\frac{C_D}{C_{R1}} \right)$$

$$C_{N2} = n^2 C_{D2} = n^2 \left(\frac{C_D}{C_{R2}} \right)$$

$$w_1^2 + w_2^2 = n^2 w_{D2}^2 + w_{02}^2 + n^2 w_{D1}^2$$

$$= n^2 (w_{D1}^2 + w_{D2}^2) + w_{02}^2$$

$$w_1^2 w_2^2 = \frac{n^2}{L_{R1}L_{R2}C_D C_{R2}} = n^2 w_{D1}^2 w_{02}^2$$

$$w_3^2 = \frac{n^2(L_{R1} + L_{R2})}{L_{R1}L_{R2}C_D} = n^2 w_{RPD}^2$$

$$w_4^2 + w_5^2 = n^2 w_{D1}^2 + w_{01}^2 + n^2 w_{D2}^2$$

$$= n^2 (w_{D1}^2 + w_{D2}^2) + w_{01}^2$$

$$w_4^2 + w_5^2 = \frac{n^2}{L_{R1}^2 L_{R2}^2 C_D^2 C_{R1}^2} = n^2 w_{D2}^2 w_{01}^2$$

시간영역 해는 다음과 같다.

$$i_{L1}(t) = i_{L1}(0) [a_{11} + b_{11} \cos w_1 t + c_{11} \sin w_1 t + d_{11} \cos w_2 t + e_{11} \sin w_2 t] \quad (24)$$

$$a_{11} = \frac{I_o}{n i_{L1}(0)}$$

$$b_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - w_{02}^2 - n^2 w_{D2}^2 - \frac{n I_o w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} + \frac{n^2 i_{L2}(0) w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} + \frac{2n I_o w_{D1}^2 w_{02}^2}{(w_1^2 - w_2^2) i_{L1}(0)} \right]$$

$$c_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 \left(\frac{V_s}{2L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{n V_D(0)}{L_{R1} i_{L1}(0)} \right) + \frac{n V_D(0) w_{02}^2}{L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{V_s w_{02}^2}{2L_{R1} i_{L1}(0)} \right]$$

$$d_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + w_{02}^2 + n^2 w_{D2}^2 + \frac{n I_o w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} - \frac{n^2 i_{L2}(0) w_{D1}^2}{i_{L1}(0)} - \frac{n I_o w_{D1}^2 w_{02}^2}{w_2^2 i_{L1}(0)} \right]$$

$$e_{11} = \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{n V_D(0)}{L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{V_s}{2L_{R1} i_{L1}(0)} + \frac{V_s w_{02}^2}{2L_{R1} i_{L1}(0)} - \frac{n V_D(0) w_{02}^2}{L_{R1} i_{L1}(0)} \right]$$

$$i_{L2}(t) = i_{L1}(0) [a_{12} \cos w_1 t + b_{12} \sin w_1 t + c_{12} \cos w_2 t + d_{12} \sin w_2 t] \quad (25)$$

$$\begin{aligned}
 a_{12} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} (w_1^2 - \frac{nI_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)}) \\
 b_{12} &= \frac{w_1^2}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_S}{2L_{R2} i_{L2}(0)} + \frac{nV_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right] \\
 c_{12} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + \frac{nI_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} - \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right. \\
 &\quad \left. + n^2 w_{D1}^2 \right] \\
 d_{12} &= \frac{-w_2^2}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_S}{2L_{R2} i_{L2}(0)} - \frac{n^2 i_{L2}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right. \\
 &\quad \left. - \frac{nV_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right] \\
 V_D(t) &= V_D(0) [a_{13} + b_{13} \cos w_1 t + c_{13} \sin w_1 t \\
 &\quad + d_{13} \cos w_2 t + e_{13} \sin w_2 t] \tag{26}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_{13} &= \frac{V_S}{2nV_D(0)} \\
 b_{13} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - w_{02}^2 - \frac{nV_S w_{D2}^2}{2V_D(0)} - \frac{nV_S w_{D1}^2}{2V_D(0)} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \frac{nV_S w_{02}^2 w_{D1}^2}{V_D(0)} \right] \\
 c_{13} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 \left(\frac{ni_{L2}(0)}{C_D V_D(0)} - \frac{I_0}{C_D V_D(0)} + \right. \right. \\
 &\quad \left. \left. \frac{ni_{L1}(0)}{C_D V_D(0)} \right) + \frac{I_0 w_{D2}^2}{C_{R1} V_D(0)} - \frac{ni_{L1}(0) w_{D2}^2}{C_D V_D(0)} \right] \\
 d_{13} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + w_{02}^2 + \frac{nV_S w_{D2}^2}{2V_D(0)} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{nV_S w_{D1}^2}{2V_D(0)} - \frac{1}{w_2^2} \cdot \frac{nV_S w_{D1}^2 w_{02}^2}{2V_D(0)} \right] \\
 e_{13} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-\frac{ni_{L2}(0)}{C_D V_D(0)} - \frac{ni_{L1}(0)}{C_D V_D(0)} \right. \\
 &\quad \left. + \frac{I_0}{C_D V_D(0)} - \frac{I_0 w_{D2}^2}{C_{R1} V_D(0)} + \frac{ni_{L1}(0) w_{D2}^2}{C_{R2} V_D(0)} \right]
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 V_{D2}(t) &= \frac{i_{L2}(0)}{C_{R2}} [a_{14} \cos w_1 t + b_{14} \sin w_1 t \\
 &\quad + c_{14} \cos w_2 t + d_{14} \sin w_2 t] \tag{27}
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 a_{14} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-\frac{V_S}{2L_{R2} i_{L2}(0)} + \frac{nV_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right] \\
 b_{14} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[w_1^2 - \frac{nI_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} - n^2 w_{D1}^2 \right. \\
 &\quad \left. + \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right] \\
 c_{14} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[\frac{V_S}{2L_{R2} i_{L2}(0)} - \frac{nV_D(0)}{L_{R2} i_{L2}(0)} \right] \\
 d_{14} &= \frac{1}{w_1^2 - w_2^2} \left[-w_2^2 + \frac{nI_0 w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} + n^2 w_{D1}^2 \right. \\
 &\quad \left. - \frac{n^2 i_{L1}(0) w_{D2}^2}{i_{L2}(0)} \right]
 \end{aligned}$$

4. 결 론

다중공진 스위치에 걸리는 높은 전압 스트레스는 입력 전압의 4배에서 5배 정도로 소자의 정격을 높임으로써 전도 손실을 증가시키고, 또한 오프라인 방식의 전원에 적용시킬 때 제약조건이 된다. 본 논문에서는 제안된 전압 스트레스를 감소시키기 위해 교번으로 동작하는 포워드 영전압 스위칭 다중 공진형 컨버터(Alternated Forward ZVS MRC)의 모델링 해석을 하였다. 컨버터는 입력 전압을 입력 필터 커패시터를 이용하여 공진을 일으키는 전압원을 양분하기 때문에 두 개의 전압으로 나타낼 수 있다. 그리고 스위치로 사용되는 MOSFET은 이상적인 스위치와 바디 다이오드로 구성할 수 있으며, 변압기 2 차측 정류 다이오드는 2차측 전압의 극성에 따라 부하 정전류원에 연결되기 때문에 이상적인 SPDT 스위치로 구성할 수 있다. 모델링한 컨버터는 스위칭 동작에 따라 한 주기 동안 8개의 모드로 동작하고 각 부분의 전압 전류 수식을 유도 하였다. 또한 입력 48[V], 출력 5[V]/50[W] 정격의 컨버터를 제작, 실험하여 동작 특성을 입증하였다. 컨버터의 페루프 특성에서 입력 전압 58[V]에서 최대 전압 스트레스는 입력 전압의 2.9배인 170[V]로 측정되었고 최대 효율은 81.66%로 측정되었다.

참 고 문 헌

(1) 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.

- [2] 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.
- [3] 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, pp321-325, Sep., 1993.
- [4] C. S. Kim, "The operational characteristics of the AT Forward Multi-Resonant Converter", KIEE, pp114-123, Vol.12, No.3, August 1998.

본 논문은 1999년도 목포대학교 기성회지원
연구소지원 과제로 지원되었음.

◇ 저자소개 ◇

김 창 선 (金昌宣)

1966년1월11일생. 1990년 한양대학교 전기공학과 졸업.
1992년 동대학원 전기공학과 졸업(공학석사). 1996년
동대학원 전기공학과 졸업(공학박사) 2000년 현재 목
포대학교 전기제어공학부 전기공학전공 조교수.