

단상 컨버터의 부분공진 회로

이현우⁰곽동걸⁰
경남대학교

Single-Phase converter with partial resonant circuit

Hyun-Woo Lee⁰Dong-Kurl Kwak⁰
Kyung-Nam university

2. 부분공진 회로

Abstract

Power conversion system of high performance requires high switching frequency power converter. In order to minimize commutation stress and switching losses, in this paper, AC-DC converter is embedded a partial resonant DC-Link circuit with the object of ZVCS(zero voltage switching and zero current switching).

The partial resonant occurs just before converter switch operates. Thus, VA ratings of the elements and their dissipations due to effective series resistance (ESR) are very low.

Some simulative results on computer are included to confirm the validity of the analytical results.

1. 서론

공진형 소프트 스위칭 기술은 저손실, 저잡음으로써 고주파 스위칭 동작이 가능하고, 보다 높은 변환주파수를 채용함에 따라 컨버터를 포함한 전원장치의 소형·경량화를 초래하였으며 현재 실용화에 까지 이르렀다.⁽¹⁾⁻⁽⁴⁾ 또한 정류회로와 승압초퍼를 조합시킨 공진형 컨버터는 입력교류 전류의 파형, 역률 등을 동시에 개선할 수 있다.

그러나 공진형은 스위칭 손실의 저감은 가능하나 지속적인 공진에 의하여 전류(轉流)손실이 증가하고 공진소자의 전압, 전류의 스트레스가 높은 단점이 있다. 이러한 결점을 해소하기 위하여 주 스위치가 동작 될 때만 부분공진 회로부가 공진을 형성시켜 주 스위치를 보호하는 부분공진형 소프트 스위칭 회로가 연구되고 있다.⁽⁵⁾⁻⁽⁶⁾

따라서 저자들은 승압 초퍼 회로내에 부분공진 회로를 채용하여 ZVS, ZCS에 의하여 스위칭 손실을 저감한 새로운 회로를 제안하고, 그 동작에 대하여 설명하고 회로 시뮬레이션을 하였다.

제안한 소프트 스위칭 승압초퍼 회로를 그림 1에 표시한다. 이 회로는 L, Tr, D로 승압형 초퍼를 구성하고 있다. 그리고 주 스위치 Tr의 ZVS를 달성하기 위하여 보조 스위치 Tc1, Tc2와 다이오드 D1, D2, D3, 그리고 콘덴서 C1, C2, 인덕터 Lc 등을 부가한다.

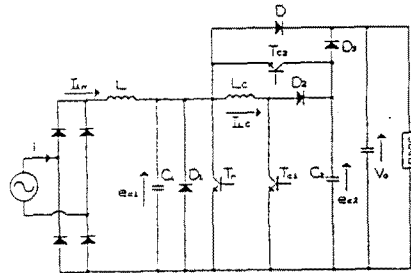


그림 1. 단상 컨버터의 부분공진 회로

Tr, Tc1, Tc2는 전부 ZVS 또는 ZCS 동작에 의하여 손실 없이 동작하며, 보조 스위치 Tc1, Tc2는 주 스위치 Tr와 같은 주파수로 동시에 일정 기간 스위칭하므로 보조 스위치의 제어는 간단하게 할 수 있다.

또한 부분공진의 방식이므로 전압, 전류 스트레스의 경감이나 필터의 설계가 용이한 등의 특징이 있다.

3. 회로동작

주 회로의 동작 모드를 9모드로 나누는 것을 그림 2에 표시한다.

다이오드 D에는 입력전류 I_{in} 이 흐르고 콘덴서 C1, C2는 출력전압 V_o 로 충전되어 있으며 Tc1과 Tc2가 동시에 턴온 되는 $t=t_0$ 에서 동작이 시작된다.

<모드 1 : $t_0 \leq t \leq t_1$ > 인덕터 전류 i_{Lc} 는 콘덴서 C1의 전압이 V_o 로 되도록 직선적으로 증가한다.

$$i_{Lc}(t) = \frac{V_o}{L_c} t \quad (1)$$

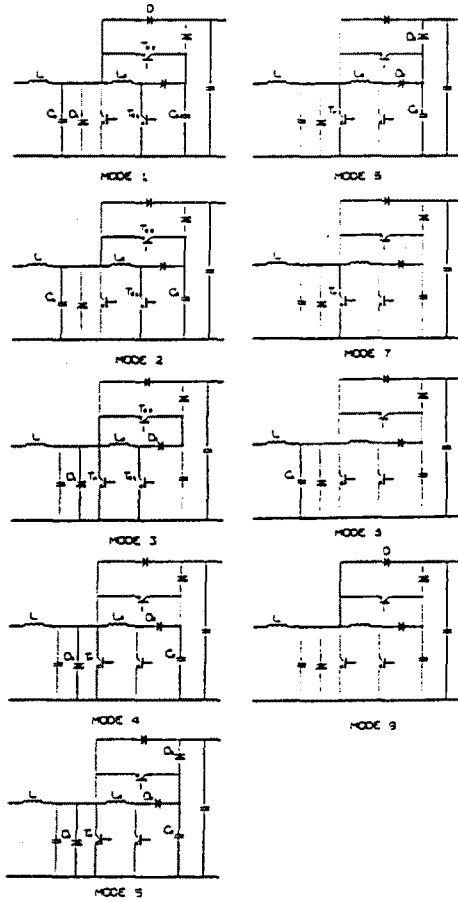


그림 2. 동작 동작회로

$$e_{c1}(t) = e_{c2}(t) = V_0 \quad (2)$$

$i_{Lc}(t)$ 가 I_{in} 으로 될때, D는 오프되고 이 모드는 끝난다. $i_{Lc}(T_1) = I_{in}$ 에서 이 모드의 기간 T_1 은 다음 식으로 주어진다.

$$T_1 = t_1 - t_0 = \frac{L_c I_{in}}{V_0} \quad (3)$$

<모드 2 : $t_1 \leq t \leq t_2$ > L_c 와 C_1 , C_2 는 다음 식과 같이 공진한다.

$$i_{Lc}(t) = I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \sin \omega_1 t \quad (4)$$

$$e_{c1}(t) = e_{c2}(t) = V_0 \cos \omega_1 t \quad (5)$$

여기서 X_1 , ω_1 은 다음 식으로 표현된다

$$X_1 = \frac{L_c}{C_1 + C_2} \quad \omega_1 = \frac{1}{L_c(C_1 + C_2)}$$

C_{c1} , C_{c2} 는 영으로 감소하고, D1이 온되어 이 모드는 끝난다. $e_{c1}(T_2) = e_{c2}(T_2) = 0$ 에서 T_2 의 기간은 다음 식으로 주어진다.

$$T_2 = \frac{\pi}{2} L_c(C_1 + C_2) \quad (6)$$

<모드 3 : $t_2 \leq t \leq t_3$ > I_{in} 이 모드 2에서 i_{Lc} 만큼 증가한 전류는 D1-Lc-Tc1, Lc-D2-Tc2로 순환한다. 이 모드에서 i_{Lc} 는 다음 식의 값을 유지한다.

$$i_{Lc}(t) = I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \quad (7)$$

또한 C_1 , C_2 의 전압은

$$e_{c1}(t) = e_{c2}(t) = 0 \quad (8)$$

로 표현된다. 이 모드에서 T_r 은 온 시키면 영전압 턴온이 실현된다. 또한 이 기간에서 Tc1, Tc2를 오프 시키면 영전압 스위칭이 가능하다. Tc1과 Tc2를 오프 하는 것에 의해서 이 모드는 끝난다.

<모드 4 : $t_3 \leq t \leq t_4$ > L_c 와 C_2 는 다음과 같이 공진한다.

$$i_{Lc}(t) = \left(I_{in} + \frac{V_0}{X_2} \right) \cos \omega_2 t \quad (9)$$

$$e_{c2}(t) = X_2 \left(I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \right) \sin \omega_2 t \quad (10)$$

여기서 X_2 , ω_2 는 다음 식으로 표현된다.

$$X_2 = \frac{L_c}{C_2} \quad \omega_2 = \frac{1}{L_c C_2}$$

e_{c2} 는 공진해서 증가한다. e_{c2} 가 V_0 로 될 때 이 모드는 끝나며, $e_{c2}(T_4) = V_0$ 에서 이 모드의 기간 T_4 는 아래 식으로 표현된다.

$$T_4 = \frac{L_c C_2 \sin^{-1} \frac{V_0}{X_2 \left(I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \right)}}{1} \quad (11)$$

<모드 5 : $t_4 \leq t \leq t_5$ > i_{Lc} 는 D2에서 D3를 통하여 출력측으로 흐르며 다음의 식과 같이 적선적으로 감소한다.

$$i_{Lc} = \frac{1}{X_2} \left[X_2 \left(I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \right) \right]^2 - V_0^2 - \frac{V_0}{L_c} t \quad (12)$$

이 모드는 i_{Lc} 가 I_{in} 와 같게 되면 끝난다. $i_{Lc}(T_5) = I_{in}$ 에서 이 모드의 기간 T_5 는 아래 식으로 표현된다.

$$T_5 = \frac{L_c}{V_0} \left(\frac{1}{X_2} \left[X_2 \left(I_{in} + \frac{V_0}{X_1} \right) \right]^2 - V_0^2 - I_{in} \right) \quad (13)$$

<모드 6 : $t_5 \leq t \leq t_6$ > i_{Lc} 는 계속 감소하여 식 14로 나타낸 여분이 주스위치 T_r 로 흐르기 시작한다.

$$i_{Lc} = I_{in} - \frac{V_0}{L_c} t \quad (14)$$

$$i_{Tr} = \frac{V_0}{L_c} t \quad (15)$$

이 모드는 i_{Lc} 가 0으로 되는 것에서 끝나며, $i_{Lc}(T_6)=0$ 에서 이 모드의 기간 T_6 는 다음 식으로 주어진다.

$$T_6 = \frac{L_c I_{in}}{V_0} \quad (16)$$

<모드 7 : $t_6 \leq t \leq t_7$ > 모드 7은 Tr 의 온 기간에서 오프 시키는 것으로 끝난다. 이 기간에서 $e_{c1}=0$ 으로 되므로 Tr 은 영전압 턴 오프가 달성된다.

<모드 8 : $t_7 \leq t \leq t_8$ > Tr 을 오프시키면 I_{in} 은 $C1$ 을 식 (17)과 같이 충전하기 시작한다.

$$e_{c1} = \frac{I_{in}}{C_1} t \quad (17)$$

이 모드는 e_{c1} 이 V_0 로 되는 것에서 끝난다. $e_{c1}=V_0$ 에서 이 모드의 기간 T_8 은 아래 식과 같다.

$$T_8 = \frac{C_1 V_0}{I_{in}} \quad (18)$$

<모드 9 : $t_8 \leq t \leq t_9$ > 이 모드에서는 보조회로의 제어 동작은 이루어지지 않지만, I_{in} 은 D 를 통해서 흐른다.

$Tc1$, $Tc2$ 는 영전류인 상태에서 동시에 온하여 이 모드는 끝난다. 1 사이클의 스위칭 주기는 이 모드를 끝으로 완성된다. 그리고 $Tc1$, $Tc2$ 를 다시 온하는 것에서 다음의 스위칭 주기가 시작된다.

4. PSPICE에 의한 시뮬레이션

제안한 그림 1의 동작 시뮬레이션을 PSPICE를 사용하여 동작모드 및 동작파형을 확인하였다. 다이오드는 이상적인 다이오드, 스위치는 저항 스위치 다이오드를 사용했다. 시뮬레이션결과로 얻어진 파형이 그림 3에 나타난다. 각 동작모드 및 그 모드에 대한 파형이 동작해석에서 얻어진 결과와 잘 일치하고 있다.

5. 결 론

단상 컨버터의 새로운 부분공진 회로를 제안하고 가제어 소자가 ZVS ZCS로 스위칭 되는 것을 본문의 동작해석 및 PSPICE의 시뮬레이션에 의하여 확인하였다. 시뮬레이션 결과는 동작해석에 잘 일치함을 확인할 수 있었다. 또한 부분공진 방식이므로 공진형에 비하여 전압, 전류, 스트레스의 경감이나 필터의 설계가 용이한 특징을 갖는다.

앞으로 실험을 통하여 하드 스위칭과 부분공진 스위칭에 대해서 효율, 역률 등을 비교 분석 하고자 한다.

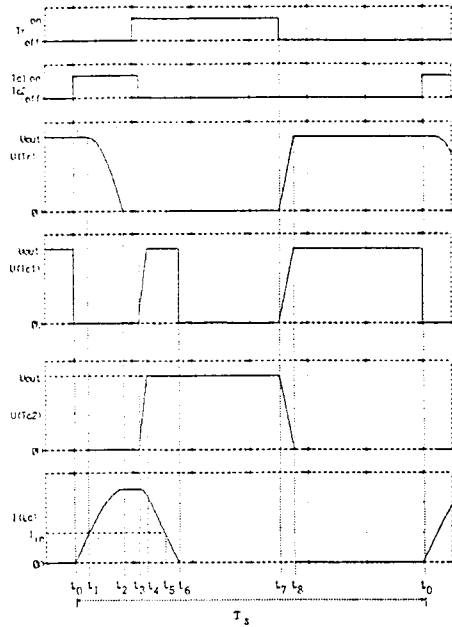


그림 3. 주 동작 시뮬레이션

참 고 문 헌

- (1) H. Irie, "Resonant Switches in Common Equivalent Circuit of DC/DC Converter", IPEC-Tokyo (1990)
- (2) F. C. Lee, "High-Frequency Quasi-Resonant Converter Technologies", Proc. IEEE, 76, 377 (1988)
- (3) T. Nino miya, et al, "A Unified Analysis of Resonant Converter", IEEE, Trans, PE-6, 260 (1991)
- (4) B. K. Bose, "Recent Advances in Power Electronics", IEEE, Trans, PE-7, NO-1, P2 (1990)
- (5) Robert, Streit, et al, "High Efficiency telecom Rectifier using novel Soft-Switched Boost-Based input Current Shaper", INTELEC '91, pp. 720-726 (1991)
- (6) Gyu H. Cho, et al, "New Group of ZVS PWM Converters Operable on Constant Frequency and Its application to Power Factor Correction Circuit", PESC '92, pp. 1441-1446 (1992)