

主 題

소프트 스위칭 컨버터의 기술현황 및 향후과제

경남대학교 전기전자공학부 이 현 우

차 례

- I. 서론
- II. 소프트 스위칭 승강압 DC-DC 컨버터
- III. AC-DC 전력변환장치의 부분 공진 회로
- IV. 소프트 스위칭 DC-AC 전력변환장치
- V. 결론

I. 서론

통신전원으로의 스위칭모드 반도체전력변환장치나 그 응용 시스템의 고성능화, 저전자노이즈화, 고전력밀도화, 저손실화를 위해 스위칭 주파수의 고주파화는 불가피하다. 이 신기술은 MOS 게이트 제어의 전력용 반도체 소자기술, 그 구동 인터페이스인 하이브리드 회로기술, 신재료, 새로운 구조의 고주파 전력회로 컴포넌트기술 및 고주파 교류전력 유효전력을 대상으로한 통신기기의 진보에 따라 점점 활성화되고 있다.[1]

최근 반도체 제조기술의 발달로 고속 스위칭이 가능해지고 있으나, 하드 스위칭에 의한 손실은 줄일 수가 없으므로 공진회로부를 첨가한 소프트 스위칭 제로전압 스위칭(ZVS: Zero Voltage Switching)와 제로전류 스위칭(ZCS: Zero Current Switching)[2-4], ZCT(Zero Current Transition), ZVT(Zero Voltage Transition)[5-13], 제어기법들이 제안되었다. 공진형 소프트 스위칭 기술은 저손실, 저잡음의 고주파 스위칭 동작이 가능하게 되어 한층 높은 변

환 주파수를 채용함으로써 통신전원장치를 소형, 경량화 할 수 있다. 그러나 지속적인 공진에 의한 공진용 소자의 용량 분담이 크지며, 전력용 반도체 소자의 피크전압, 전류, 순환전류의 증대 등의 문제점이 나타난다. 이러한 결점을 부분적으로 개선한 부분공진형 PWM 컨버터 중에는 우수한 회로가 있지만, 추가한 부분공진형 회로의 전력용 반도체 소자들의 턴 온, 턴 오프가 하드 스위칭 동작이 되며 두개의 주스위칭 소자가 직렬로 되어 온 손실이 증가가 되는 등 향후 특성개선을 해야 할 점들이 있다.

본 논문에서는 소프트 스위칭화의 장점인 스위칭 손실의 저감, 고주파화가 가능, EMI 노이즈 레벨의 저감 등을 살리며 공진용 L·C나 보조 스위치 등의 회로부품이 증가하고 회로소자에 대한 전압 및 전류의 피크 스트레스가 증가하는 등의 결점의 경감이 가능한 고효율 고역율 부분공진형 DC-DC, AC-DC, DC-AC 전력변환장치^{*)}에 대한 해석 결과를 토대로 부분공진에 의한 ZVS, ZCS 동작 때의 소프트 스위칭 손실과 하드 스위칭 손실을 비

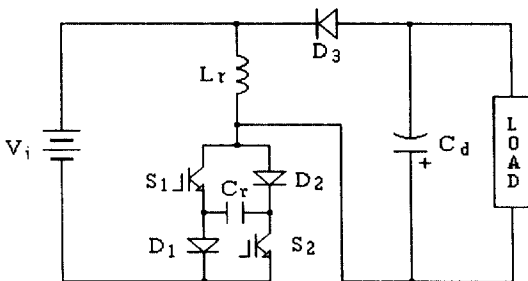
고 분석하였다.

I. 소프트 스위칭 승강압 DC-DC 컨버터[14-21]

1 회로구성

소프트 스위칭 승강압 DC-DC 컨버터를 그림 2.1에 나타낸다. 부분공진 회로부는 스위칭 소자 S_1 , S_2 와 승강압용 리액터 L_r 및 로스네스 스너버 콘덴서 C_r 로 구성되어 있으며, 스위치 턴-온시 리액터 L_r 의 전류는 제로가 되어 ZCS로 되며, 턴-오프시는 콘덴서 C_r 의 전압이 제로에서 동작되므로 스위치는 ZVS로 동작한다. 그리고 스위치 S_1 과 S_2 는 듀티율의 일정으로 같은 주파수로 스위칭 하기 때문에 제어회로가 매우 간단하며 리액터전류가 두회로로 분류되어 같은 용량일 때의 하드 스위칭 보다 배로 전류용량을 증가시킬 수 있다. 또한 스너버 콘덴서는 스위치들의 턴-온에 의해 부분공진 회로가 형성되어 축적된 에너지가 입력 전원측으로 회생되어 스너버 손실이 전혀 없으며, 충분히 큰 스너버 콘덴서를 사용해도 변환기의 효율은 저하하지 않는다. 제안한 컨버터는 스너버 콘덴서의 용량을 증가시킴에 의해 방전회생되는 전하량이 크게 되어 기존의 승강압 컨버터에 비해서 출력전압이 더욱 상승되므로 동일 출력전압하에 스위치의 듀티율을 다소 감소시킬 수 있어 컨버터의 효율이 더욱 증가되는 잇점이 주어진다.

(그림 2.1) 소프트 스위칭 승강압 DC-DC 컨버터



2 동작원리

출력측 부하 인덕턴스가 공진용 인덕턴스에 비해 충분히 큰 것으로 가정하면, 공진 1주기에 대해서 부하를 정전류원으로 볼 수 있으며, 초기조건으로 S_1 , S_2 는 오프, C에는 입력전압 V_i 와 평활용 콘덴서 전압 V_{cd} 의 합으로 충전되었다고 가정한다. 제안한 소프트 스위칭 승강압 컨버터를 스위칭 1주기에 대해 모드별로 나누어 보면 그림 2.2와 같다.

< 모드 1 ; $T_1, t < t \leq t$ >

이 모드는 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 온하는 기간으로서 턴-온 직전의 인덕터 L_r 의 전류는 제로이므로 S_1 , S_2 는 ZCS 동작을 한다. 그리고 전원 전압 V_i 와 출력 전압 V_{cd} 와의 합이 L_r 에 인가되어 L_r 와 C_r 는 공진하고 C_r 가 방전한다. 이때 공진 리액터의 저항을 제로로 가정하면, 스너버 콘덴서의 전압 V_{cr} 는 식 (2.1)과 같이 방전하고, 리액터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (2.2)와 같이 증가한다. $V_{cr}=0$ 으로 완전방전이 될때 이 모드는 끝나며, 이 모드의 기간을 식 (2.3)으로 주어지고 이 시점에서의 리액터 전류는 식 (2.4)로 된다.

$$v_{cr} = (2V_i + V_{cd}) \cos \omega t - V_i \tag{2.1}$$

$$i_{Lr} = \frac{2V_i + V_{cd}}{X} \sin \omega t \tag{2.2}$$

$$T_1 = \sqrt{L_r C_r} \cos^{-1} \left(\frac{V_i}{2V_i + V_{cd}} \right) \tag{2.3}$$

$$I_1 = \frac{1}{X} \sqrt{(2V_i + V_{cd})^2 - V_i^2} \tag{2.4}$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}} \quad , \quad X = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$$

< 모드 2 ; $T_2, t < t \leq t$ >

모드 2는 $V_{cr}=0$ 로 되면 L_r 의 전류는 S_1 - D_1 , D_2 - S_2 의 두 회로로 분류한다. 이 기간중에 인덕터 L_r 는 에너지를 축적한다. 이 때의 리액터 전류는 식 (2.5)와 같이 직선적으로 증가한다.

$$i_{Lr} = \frac{V_i}{L_r} t + I_1 \quad (2.5)$$

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad (2.6)$$

$$I_2 = \frac{V_i}{L_r} T_2 + I_1 \quad (2.7)$$

식 (2.6)의 T_2 는 모드 2의 기간이며, 이 모드가 끝나는 시점에서의 리액터 전류는 I_2 는 식 (2.7)과 같다.

< 모드 3 ; $T_3, t < t \leq t_b$ >

이 모드는 S_1, S_2 를 오프하는 모드로서 리액터 L_r 의 전류는 D_1-C-D_2 를 통하여 흐르고 L_r 과 C_r 는 공진하며, 콘덴서 C_r 를 충전시킨다. 이때 스위치들은 ZVS 동작을 하고 이 모드에서의 스너버 콘덴서 전압은 식 (2.8)과 같으며, 리액터에 흐르는 전류는 식 (2.9)와 같다.

$$v_{cr} = V_i + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_a \cos(\omega t + \theta) \quad (2.8)$$

$$i_{Lr} = I_a \sin(\omega t + \theta) \quad (2.9)$$

콘덴서의 전압이 V_{cd} 로 될 때 이 모드는 끝나고, 이 모드의 기간 T_3 는 식 (2.10)이며, 이 모드가 끝나는 시점에서의 리액터 전류 I_3 는 식 (2.11)과 같다.

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \left\{ \cos^{-1} \left(\sqrt{\frac{V_{cd}}{V_i^2 + \frac{L_r}{C_r} I_2^2}} - \theta \right) \right\} \quad (2.10)$$

$$I_3 = I_2 \cos \omega T_3 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} V_i \sin \omega T_3 \quad (2.11)$$

여기서

$$I_a = \sqrt{\frac{C_r}{L_r} V_i^2 + I_2^2}, \quad \theta = \tan^{-1} \left(-\frac{\sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_2}{V_i} \right)$$

< 모드 4 ; $T_4, t_b < t \leq t_c$ >

모드 4는 리액터 L_r 에 흐르고 있는 전류가 부하 측으로 유입되고 직선적으로 감소한다. 이 모드는 $i_{Lr}=0$ 가 되면 끝난다.

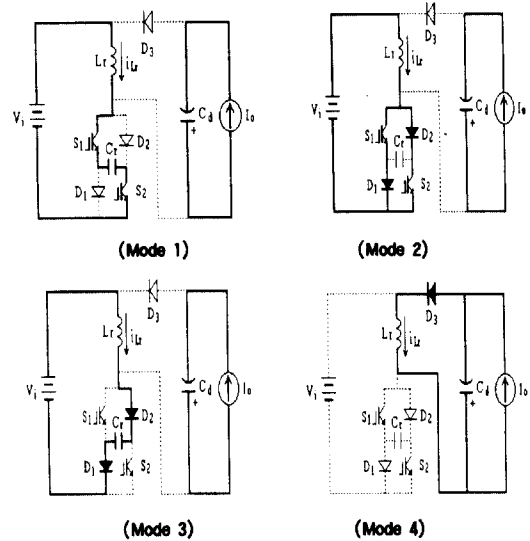
이 모드에서 전류 i_{Lr} 는 식 (2.12)과 같으며, 이

모드의 기간 T_4 는 식 (2.13)과 같다.

$$i_{Lr} = I_3 - \frac{V_{cd}}{L_r} t \quad (2.12)$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd}} I_3 \quad (2.13)$$

(그림 2.3) 회로 동작모드



3. 시뮬레이션 결과

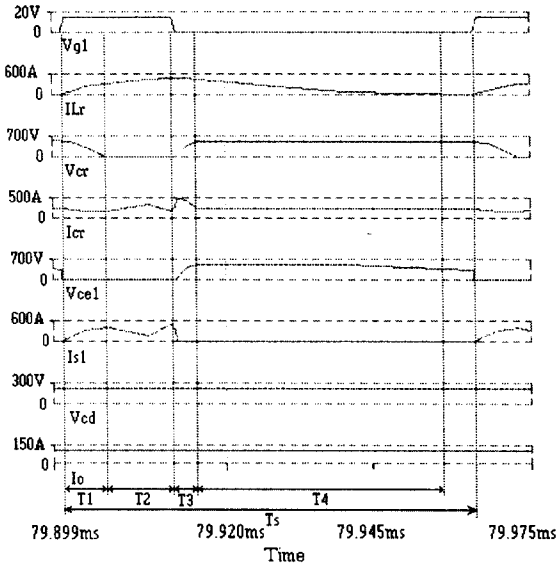
제안한 컨버터 회로에서 제어 스위치는 가변 저항 스위치로 가정하고 그의 소자는 이상적인 소자로 하여 PSpice에 의한 시뮬레이션을 하였다. 스위치 동작에 대한 각부 동작 파형은 그림 4에 나타낸다. 시뮬레이션 결과는 동작해석에서 얻어진 결과와 잘 일치한다.

그림 2.4에는 각 모드의 구간에 대하여 나타내고 있으며 t_b 에서 스위칭이 온하면 C_r 이 방전하고 t_c 에서 $V_{cr}=0$ 이 된다. t_c 에서 스위치를 오프하면 입력 전류에서 C_r 이 충전하여 t_c 에서 $V_{cr}=V_i+V_{cd}$ 로 된다. t_c 은 i_{Lr} 이 제로로 되는 시각이다. T_4 는 스위치 동작의 1주기로 나타낸다.

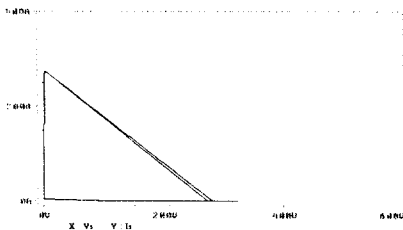
시뮬레이션 해석결과로 부터 제어소자의 전압-

전류특성은 그림 25와 같다. 그림 25(a)는 하드 스위칭 때이고, 그림 25(b)는 본 방식의 소프트 스위칭 때이다. 그림 25(a), (b)의 면적은 스위칭 손실과 비례하므로 서로 비교해 보면 소프트 스위칭의 손실이 대단히 적음을 알 수 있다.

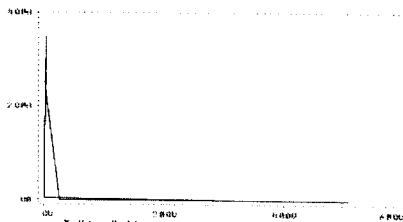
(그림 24) 각 모드의 동작파형



(그림 25) 스위치의 전압-전류 특성



(a) 하드 스위칭



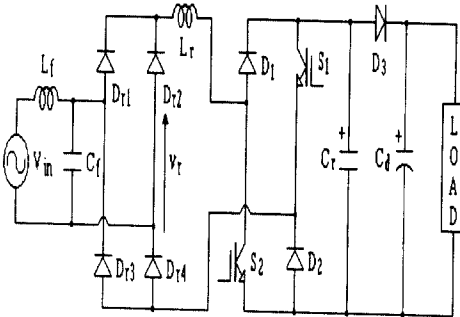
(b) 소프트 스위칭

II. AC-DC 전력변환장치의 부분 공진회로[22-27]

1 회로구성

부분공진 소프트 스위칭 모드 AC-DC 승압형 컨버터의 주 회로도를 그림 3.1에 나타낸다. 회로 구성은 기존의 AC-DC 승압형 컨버터의 입력측과 부하단 사이에 소프트 스위칭과 승압을 겸하는 공진 회로부를 접속한다.

(그림 3.1) 부분공진 소프트 스위칭 모드 AC-DC 승압형 컨버터



공진 회로부는 제어소자들과 승압용(&공진용) 인덕터 그리고 로스레스 스너버 콘덴서로 구성되며, 콘덴서에 축적된 에너지는 스위치 S₁, S₂의 턴-온 시에 전원측으로 회생되는 모드를 가진다. 스위치 S₁, S₂의 턴-온은 인덕터 L의 전류가 불연속적으로 제어되므로 영전류 스위칭 (ZCS)으로 되고, 턴-오프는 C의 전압이 영으로 될 때 동작하므로 영전압 스위칭 (ZVS)으로 된다. 입력단의 인덕터 L_r와 콘덴서 C_r는 입력전류를 평활하기 위한 필터로 동작한다.

2 동작원리

출력 부하측 인덕턴스가 공진용 인덕턴스와 비교하여 충분히 큰 것으로 가정하면, 공진 1주기 동안에는 부하를 정전류원 I_o로 보는 것이 가능하다.

그림 3. 4는 스위칭 한주기에서의 각 동작모드별 등가회로를 나타내고 있으며 네가지 동작모드로 구분된다. 공진회로부의 초기조건으로 스위치 S_1, S_2 는 오프, 공진용 콘덴서 C 에는 출력측 평활용 콘덴서 C_d 의 전압 V_{cd} 로 충전되어 있다.

또한 교류 입력전류 v_m 과 다이오드 브릿지 전파 정류기의 출력전압 v_r 을 다음 식으로 놓는다.

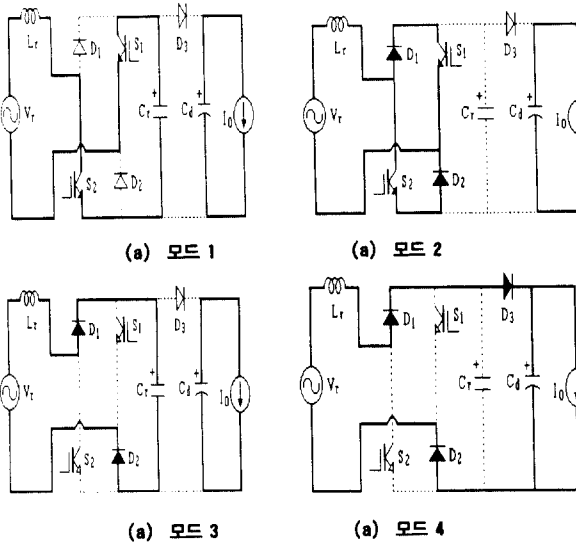
$$v_{in} = V_m \sin \omega_s t \quad (3.1)$$

$$v_r = |v_{in}| = |V_m \sin \omega_s t| \quad (3.2)$$

< 모드 1 ; $T_1, t_0 < t \leq t_1$ >

시간 t_0 에서 스위치 S_1 과 S_2 를 동시에 턴-온 하면, 회로 경로는 $v_r + L_r - S_2 - C - S_1 - v_r$ 의 직렬 회로가 형성된다. 턴-온 직전의 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 I_1 는 영이므로 S_1, S_2 는 ZCS로 동작을 한다.

(그림 3.4) 한주기의 동작모드



그리고 정류기 출력전압 v_r 과 콘덴서의 충전전압 V_{cd} (=출력전압 V_o)와의 합이 인덕터 L_r 에 인가되어 L_r 와 콘덴서 C 는 직렬공진을 하고 C 가 방전한다. 공진 인덕터의 저항을 무시하면, 스너버 콘덴서

의 전압 v_{cr} 는 식 (3.3)과 같이 방전하고, 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (3.4)와 같이 증가한다. 콘덴서 전압 v_{cr} 이 영으로 될 때 모드 1은 끝나며, 식 (3.5)는 이 모드의 기간이고, 식 (3.6)은 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$v_{cr} = (v_r + V_{cd}) \cos \omega_r t - v_r \quad (3.3)$$

$$i_{Lr} = \frac{v_r + V_{cd}}{X} \sin \omega_r t \quad (3.4)$$

$$T_1 = \sqrt{L_r C_r} \cos^{-1} \left(\frac{v_r}{v_r + V_{cd}} \right) \quad (3.5)$$

$$I_1 = \frac{1}{X} \sqrt{V_{cd}^2 + 2v_r V_{cd}} \quad (3.6)$$

여기서 $\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_r C_r}}$, $X = \sqrt{\frac{L_r}{C_r}}$ 이다.
 < 모드 2 ; $T_2, t_1 < t \leq t_2$ >

모드 2는 콘덴서 전압 v_{cr} 이 영으로 되어 다이오드 D_1, D_2 가 도통되는 모드이다. 제어 스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 $D_1 - S_1, S_2 - D_2$ 의 두 회로로 분류한다. 이 모드의 기간에서 인덕터 L_r 는 에너지를 축적한다. 이 때의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (3.7)과 같이 직선적으로 증가한다. T_2 는 스위치 S_1, S_2 를 오프하기까지의 시간으로 식 (3.8)과 같다.

식 (3.9)는 이 모드가 끝나는 시점의 인덕터 전류이다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r}{L_r} t + I_1 \quad (3.7)$$

$$T_2 = T_{on} - T_1 \quad (3.8)$$

$$I_2 = \frac{v_r}{L_r} T_2 + I_1 \quad (3.9)$$

< 모드 3 ; $T_3, t_2 < t \leq t_3$ >

시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 오프하면 인덕터 L_r 의 전류 i_{Lr} 는 D_1-C-D_2 를 통하여 흐르며 인덕터 L_r 와 콘덴서 C 는 다시 직렬공진을 하고 C 를 충전시킨다. 콘덴서 C 와 병렬로 배치된 스위치들의 턴-오프 동작은 공진 초기 콘덴서 C 의 전압이 영이므로 ZVS로 동작된다. 이 모드에서의 스너버 콘덴서의 전압 v_{cr} 은 식 (3.10)과 같으며, 인덕터 L_r 에 흐르는 전류 i_{Lr} 는 식 (3.11)과 같다.

$$v_{cr} = v_r + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_a \sin(\omega_r t + \theta) \quad (3.10)$$

$$i_{Lr} = I_a \cos(\omega_r t + \theta) \quad (3.11)$$

콘덴서의 전압 v_{cr} 이 출력전압 V_{cd} 로 될 때 이 모드는 끝나며, 이 모드의 기간 T_3 는 식 (3.12)이며, 인덕터의 최종전류 I_3 는 식 (3.13)과 같다.

$$T_3 = \sqrt{L_r C_r} \left\{ \sin^{-1} \left(\frac{V_{cd} - v_r}{\sqrt{v_r^2 + \frac{L_r}{C_r} I_2^2}} \right) - \theta \right\} \quad (3.12)$$

$$I_3 = I_2 \cos \omega_r T_3 + \sqrt{\frac{C_r}{L_r}} v_r \sin \omega_r T_3 \quad (3.13)$$

여기서 $I_a = \sqrt{\frac{C_r}{L_r} v_r^2 + I_2^2}$,

$$\theta = \sin^{-1} \left(-\frac{v_r}{\sqrt{v_r^2 + \frac{L_r}{C_r} I_2^2}} \right)$$

< 모드 4 : $T_4, t_4 < t \leq t_5$ >

모드 4는 인덕터 L_r 에 흐르는 전류가 부하측으로 유입되어 직선적으로 감소한다. 이 모드는 인덕터 전류 i_{Lr} 가 영이 되면 끝난다. 이 모드에서 인덕터 전류 i_{Lr} 는 식 (3.14)와 같으며, 이 모드의 기간 T_4 는 식 (3.15)와 같다.

$$i_{Lr} = \frac{v_r - V_{cd}}{L_r} t + I_3 \quad (3.14)$$

$$T_4 = \frac{L_r}{V_{cd} - v_r} I_3 \quad (3.15)$$

3. 시뮬레이션 결과

제안한 부분공진 소프트 스위칭 모드 AC-DC 승압형 컨버터의 스위치 동작에 대한 각부 동작 시뮬레이션 파형을 그림 3.5에 나타낸다.

(그림 3.5) 스위칭 동작에 대한 각부 시뮬레이션 파형

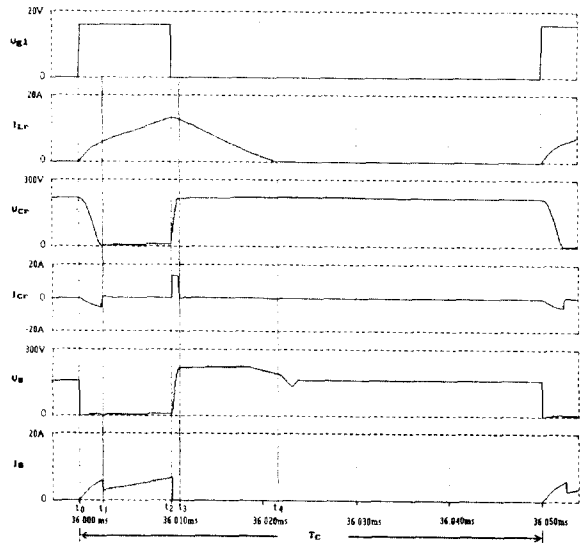


그림 3.5에는 각 모드의 구간에 대해서 나타내고 있으며, 시각 t_2 에서 스위치 S_1, S_2 를 턴-온하면, LC 직렬 공진회로에 의한 콘덴서 C 이 방전을 시작하고 인덕터 L_r 는 에너지를 축적하게 된다. 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 를 통하는 전류 i_s 는 인덕터 전류 i_{Lr} 와 같고, 스위치들은 ZCS로 동작을 한다. 시각 t_4 에서 콘덴서 전압 v_{cr} 이 영으로 되면, 제어 스위치들에 의한 단락회로가 형성되어 인덕터 L_r 의 전류는 직선적으로 증가하며 에너지를 축적한다. 이 시점의 인덕터 전류 i_{Lr} 는 스위치 S_1 와 S_2 로 분류 되므로 스위치의 도통 손실이 반으로 감소된다. 이것은 스위치 한개를 사용한 기존의 승압형 컨버

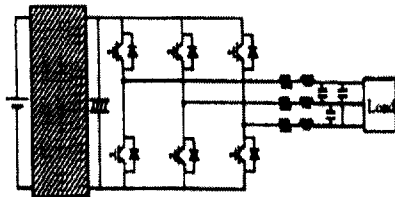
터와 비교하여 제안회로에서는 스위치의 수는 하나 더 증가 되었지만 도통손실은 거의 비슷하다고 할 수 있다. 시각 t_2 에서 스위치를 오프 하면, 다시 LC 직렬 공진회로에 의한 콘덴서 C이 충전을 시작한다. 그리고 이 시점에서의 스위치 S_1, S_2 양단 전압은 콘덴서 전압 v_c 와 같고, 스위치들은 ZVS로 동작을 한다. 시각 t_3 에서 콘덴서 전압 v_c 은 출력 전압 V_o 로 되고, 인덕터 L의 전류 I_L 는 부하측으로 유입되어 직선적으로 감소한다.

시각 t_3 는 I_L 이 영으로 되는 시각이다. 구간 T_c 는 스위치 동작의 1 주기를 나타낸다. 제안한 부분공진 소프트 스위칭 컨버터는 동일한 전력용량 하에서 기존의 하드 스위칭 승압형 컨버터 [그림 3.1]와 비교하여 스위칭의 듀티율을 적게해도 동일 출력을 낼 수 있다는 장점이 부여된다. 이것은 스위치의 턴온 동작에 의해 공진용으로 이용된 로스레스 스너버 콘덴서의 축적된 에너지가 입력측으로 회생되어 승압용 소자 즉 인덕터에 부가되기 때문이다.

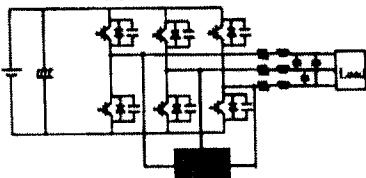
IV. 소프트 스위칭 DC-AC 전력변환장치

1. 일반적인 소프트 스위칭 DC-AC 전력변환 시스템 [28-29]

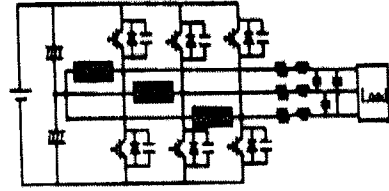
(그림 4.1) 소프트 스위칭 DC-AC 전력변환 시스템의 토폴로지
(□는 공진보조회로)



(a)공진보조 DC링크방식



(b)공진보조 DC링크방식



(c)공진보조 브릿지 아암링크방식

그림4.1은 소프트 스위칭 DC-AC 전력변환 시스템의 토폴로지를 표시한다.

공진보조 DC링크방식 그림4.1(a)는 주회로 DC 버스라인에 하나의 보조회로를 도입하는 방식으로 회로를 구성하는 수동소자수나 전력용 반도체 소자수가 비교적 적다. 또한 인버터 각상의 스위칭을 하나의 보조회로가 일괄하여 처리하므로 제어도 간단하다. 공진보조링크 방식으로서 초기는 정현파 PDA방식을 기본으로 개발되었지만 최근에서는 액티브 전압 클램프 PWM을 기본으로 하는 부분공진회로방식이 개발되고 있다. 그러나 보조회로내의 전력용 반도체소자에 걸리는 전류·전압 피크 스트레스가 크다. 전력공급라인에 보조회로가 직렬로 삽입되므로 시스템 효율의 관점에서 중·소용량의 응용분야에 이용된다. 제4세대 IGBT나 MCT는 이 종류의 응용에 최적이라 사료된다.

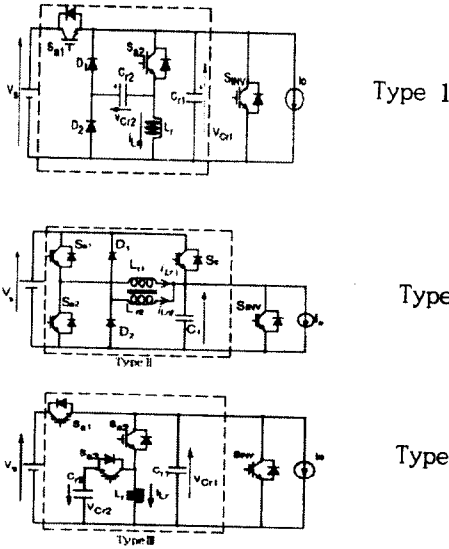
공진보조 AC링크방식 그림4.1(b), 공진보조 브릿지 아암링크방식 그림4.1(c)는 인버터 각상간 또는 각상간에 보조회로를 접속한 회로방식이다. 이것들은 각상·각상 마다 보조회로가 필요하므로 공진보조 DC링크방식에 비하여 수동소자수, 전력용 반도체소자수가 많아진다. 따라서 보조회로내의 전력용 반도체소자에 인가되는 전류·전압 피크 스트레스가 적으므로 대용량용이다.

2. 새로운 공진보조 DC링크 패밀리[29-34]

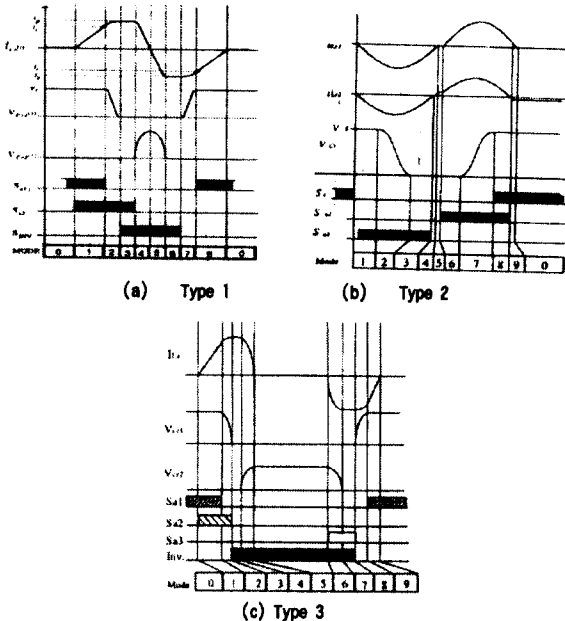
새로운 공진보조 DC링크 패밀리를 그림4.2에 표시한다. PWM 제어가 가능한 공진보조 DC링크 회로가 각종 제안되고 있지만 전력용 반도체 소자가 최저 3개를 필요로 하며 공진보조 DC링크 회로

의 전류분담도가 높기 때문에 스위칭 손실이나 도통손실이 크다는 결점이 있다. 이런 결점을 해결하는 수단으로서 그림4.2에 표시한 Type 1이 제안되고 있다.

(그림 4.2) 공진보조 DC링크 회로



(그림 4.3) 그림4.2의 각 동작파형



Type 1은 2개의 액티브 스위치로 전원전압 클램프 PWM 제어가 가능하다. 공진보조 콘덴서는 공진 인덕터 전류를 역방향으로 흘리기 위하여 사용된다. 그림4.3(a)에 회로의 각 부의 동작파형을 표시한다.

그림4.2 Type 2,3에 표시하는 보조공진 DC링크회로는 종래의 보조공진 DC링크회로와 같이 DC 전원전압 클램프 PWM이 가능한 부분공진 방식으로 DC 버스라인 전압의 제로전압 홀드시간을 자유로이 제어 가능한 2자유도 PWM 제어방식이다. 이 두 방식의 각 부의 동작파형을 그림4.3(a), (b)에 표시한다.

공진보조 AC 링크방식은 그림4.4에 표시한 와와 같이 유도성부하의 각상에 대하여 병렬로 접속된 각 쌍방향 스위치를 갖은 바이패스 인덕터회로 및 전압형 인버터의 전력용 반도체소자와 병렬로 접속된 보조부분공진 로스레스 스너버 콘덴서를 조합한 부분공진회로로 구성된다. 전압형 인버터의 스위칭 모드 권이때만 보조부분공진 회로를 동작시켜 로스레스 콘덴서를 유효하게 동작시킴에 따라 삼상전압형 인버터나 공진보조회로내의 전부의 전력용 반도체소자를 ZVS, ZCS 동작시킨다.

그림4.4 공진보조 AC 링크방식

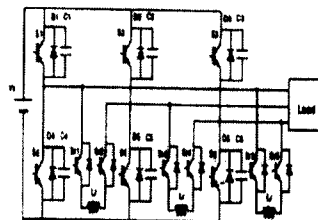


그림 4.5는 보조공진 전류(轉流) 브릿지 아암링크방식을 사용한 삼상전압형 ZVS-PWM 인버터를 표시한다. 이 방식은 인버터부 전력용 반도체소자와 병렬로 로스레스 스너버 콘덴서를 부가하고 각상마다 공진 인덕터와 쌍방향으로 되는 공진보조회로를 직류 버스라인의 중성점과 인버터의 각 아암간에 접속한 것이다. 인버터부의 스위칭시에 로

스레스 스너버 콘덴서를 충방전시킴으로서 ZVS 턴 오프, 또는 공진보조 아암링크회로의 동작에 의하여 ZVS, ZCS 턴 온이 가능하다. 그림 4.6에 보조공진 전류(轉流) 브릿지 아암링크 회로의 각부 파형을 표시한다.

그림 4.5 보조공진 전류(轉流) 브릿지 아암링크방식

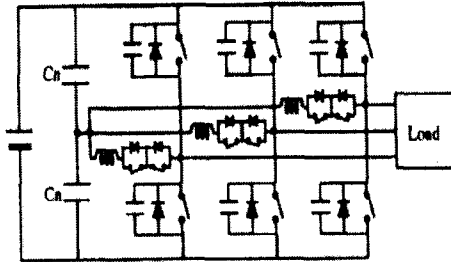
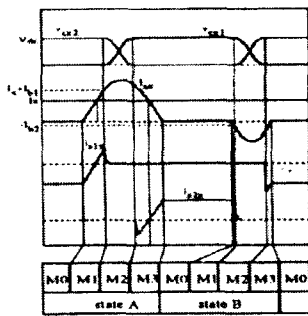


그림 4.6 보조공진 전류(轉流) 브릿지 아암링크회로의 각부 파형



IV. 결 론

통신시스템(위성통신, PCS, 등)전원으로 스위칭 모드 반도체 전력변환장치나 그 응용 시스템의 고성능화, 저전자노이즈화, 고전력 밀도화, 저손실화를 위해 스위칭 주파수의 고주파화는 불가피하다. 이러한 고속 스위칭에 의한 스위칭 손실은 전원장치의 크기, 효율, 역률 등에 제약을 가져온다.

이러한 문제를 해결하기 위하여 제한된 소프트 스위칭기술은 스위칭 손실의 저감, 고주파화가 가능, EMI 노이즈 레벨의 저감, 장치의 소형화 등을 이룰 수 있으므로 이러한 부분에 중점을 두고 회로소자에 대한 전압 및 전류의 피크 스트레스가 중

가하는 등의 결정을 경감 가능한 소프트 스위칭 DC-DC, AC-DC, DC-AC 전력변환장치에 대하여 비교, 분석하였다.

[참고 문헌]

- (1) 二官保, "전자통신용전원의 역률개선 · 고조파억제 기술논문 수록집의 발행에 있어", 일전자정보통신학회논문지, Vol.J78-B-I, No.11, PP.577-578, 1995.11
- (2) B.K. Bose, J.S. Lai, "An Improved Resonant DC Link Inverter for Induction Motor Drives", Conf. Rec. of IEEE/IAS Annu Meeting, pp. 742-748, 1988
- (3) R.Keller, G.Baker, "Unity power factor off line switching power supplies", in IEEE INTELEC Record, pp. 332-339, 1984
- (4) W.McMurray, "Modulation of the Chopping Frequency in DC Choppers and PWM Inverters having Current-hysteresis Controllers", IEEE Trans.Ind. Appl., Vol. 1A-20, No. 4, pp. 763-768, July/Aug. 1984
- (5) Zhang, F.C. Lee, "A Three-Phase ZVT Boost Rectifier with Improved Analog Controller," VPEC '95, PESC '96.
- (7) C.Y. Lin and F.C. Lee; "Design of a 5-kW, 48 V Output ZVZCS-PWM Converter," VPEC Seminar, September 1995.
- (8) R. Zhang and F.C. Lee; "Analysis, Design and Experimental Results of a Three-Phase ZVT Boost Rectifier," VPEC Seminar, September 1995.
- (9) Q. Li, Zunwei Zhou, "A Novel ZVT Three-Phase Rectifier/Inverter with Reduced Auxiliary Switch Stresses and Losses," PESC '96.
- (10) H. Mao, J. Zhang, "Zero-Voltage-Transition DC-Link Techniques for Three-Phase AC-DC-AC PWM Converters", APEC 97, VPEC Sem.96.
- (11) C.Y. Lin, D. Borjovic, R"Design Procedure and Modeling of High Power, High Performance,

Zero-Voltage Zero-Current Switched, Full-Bridge PWM Converter", APEC 97

(12) D.H. Lee & F.C. Lee "Novel Zero-Voltage-Transition and Zero-Current-Transition Pulse-Width-Modulation Converters", - To be presented at PESC 97, June 97.

(13) R. Lin, Y. Zhao & F.C. Lee, "Improved Soft-Switching ZVT Converters Using Coupled Inductor Based Active Snubber Cell", - VPEC Sem. 97 & APEC 98

(14) D.K. Kwak, K.Y. Suh, S.K. Kwon, H.W. Lee, "Novel soft-switching DC-DC converter of high efficiency", International Conference on Power Electronics, '95 Proceeding, pp.730-735, 1995

(15) G.L. Skibinski and D.M. Divan, "Characterization of Power Transistors under Zero Voltage Switching", IEEE-IAS Annual Meeting, pp.493-503, Oct. 1987

(16) A.R. Prasad, P.D. Ziogas and Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE Trans. Vol. 6, No. 1, pp. 83-92, 1991

(17) D.K. Kwak, H.W. Lee, "Partial resonant PWM converter using snubber condenser", KIEE Spring the West & Kyungnam Local Conf. Rec, pp. 58-61, 1994

(18) D.K. Kwak, H.W. Lee, et al, "A high Efficiency DC-DC Boost Converter by Partial Resonant Switching Mode", KIEE, Vol. 45, No. 9, pp. 1272-1278, 1996

(19) 광동걸, 이현우 등 : "새로운 소프트 스위칭형 DC-DC 컨버터의 해석", '94 전기학회 추계 학술대회 논문집, pp.144-146, 1994.11

(20) 李鉉雨 등 : "PWM DC-DC 컨버터의 부분공진회로", 日本電氣學會全國大會論文集, p.4-167, 1995.3

(21) F.C. Lee, "Zero-Voltage Switching Techniques in DC/DC Converter" (Tutorial), HFPC,

1987, IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 5, No. 3, July 1990.

(22) D.K. Kwak, H.W. Lee, "Single-Phase converter with partial resonant circuit", KIEE Autumn Conf. Rec, pp.129-131, 1993

(23) H.L. Huy, J.P. Ferrieux and E. Toutain, "An AC-DC Converter with Low-Harmonics Input Current", EPE, pp. 1201-1207, 1987

(24) 李鉉雨 등 : "로스레스스나바를 이용한 고効率 부분공진 컨버터", 日本電子情報通信學會 電源技術研究會, Vol. PE93-60, pp.23-28, 1994.1.19.

(25) 신현식, 이현우 등 : "부분공진형 고역율 승강압 AC-DC 컨버터", 전기학회 하계 학술 논문집, pp.512-515, 1994.7.

(26) J. Qian, F.C. Lee, N. Onishi "New Charge Pump PFC Electronic Ballast with a Wide Range of Line Input Voltage", APEC 98

(27) 이현우 등 : "새로운 제로 전압 스위칭 PWM 인버터", 한국조명 전기설비학회 학술발표회 논문집, pp.47-50, 1992.11.28.

(28) V. Vorperian, and F.C. Lee, "DC to AC Inversion Using Quasi-Resonant Techniques," R. Tymerski, IEEE Trans. on Power Electronics, October 1989.

(29) G.H. Cho : "Soft Switching Space Vector Inverter Using a New Quasi-Parallel Resonant DC-Link", Proc. of IEEE PESC, Vol.2, pp.936-942, June, 1995

(30) S. Ohtsu, S. Muroyama, K. Yamamoto : "A Compact, High-Efficiency and High-Power-Factor Rectifier for Telecommunications Systems", Proc. of IEEE-APEC, Vol.2, pp.509-513, March, 1996

(31) H. Yonemori, M. Nakaoka : "Next Generation Space Voltage Vector ZVS-PWM AC-DC Active Power Converter With Auxiliary Transformer-Assisted Resonant DC Link", Proc. of IEEE PESC, Vol.1, pp.644-650, June, 1994

(32) G.H.Cho : "Low-Loss Quasi-parallel Resonant DC Link Inverter with Advanced PWM Capability", Int. J. Electronics, Vol.81, No.2, pp.219-234, 1996

(33) J.S.Lai : "A Delta-Configured Auxiliary Resonant Snubber Inverter", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.32, No.3, pp.518-525, May, 1996

(34) Q.Li, X.Zhou, F.C.Lee : "A Novel ZVT Three-phase Rectifier/Inverter with Reduced Auxiliary Switch Stresses and Losses", Proc. of IEEE PESC, Vol.1, pp.153-158, June, 1996



이 현 우

- 1953년 4월 28일생
- 1979년 동아대 전기공학과(학사)
- 1984년 영남대 대학원 전기공학과(석사)
- 1992년 동아대 대학원 전기공학과(박사)
- 1993-1994년 일본 오사카공대 Post-Doc.
- 1985-1998년 현 경나대학교 전기공학과 부교수
전력전자학회 학술이사