

## Soft-Switched-Inductor Module을 사용한 새로운 방식의 AC/DC/AC converter

o\*전성준, \*\*정동렬, \*\*이병우, \*\*조규형  
\* 부산공업대학교      \*\* 한국과학기술원

A new AC/DC/AC converter  
using Soft-Switched-Inductor Module

\*S. J. Jeon, \*\*D. L. Jeong, \*\*B. W. Lee, \*\*G. H. Cho  
\* PNU      \*\* KAIST

### Abstract

In this paper a new AC/DC/AC converter in which Soft-Switched-Inductor Module is used, is proposed. This new converter adopts ZVS(Zero-Voltage-Switching) for main switches. Therefore the switching loss is minimized and high frequency operation is possible. Operations principles, short analyses and computer simulation results are presented.

### 1. 서론

전력 변환 장치의 스위칭 주파수가 증가할수록 원하는 특성을 갖도록 설계하기가 쉬워진다. 그러나 스위칭 주파수를 높이면 있어서 큰 장애 요인은 스위칭 손실의 증가이다. 스위칭 손실은 동일한 조건하에서 스위칭 주파수에 비례한다고 볼 수 있다. 이 스위칭 손실을 줄이기 위하여 공진형 변환기 또는 소프트 스위칭 방식이 고안되었다. [1], [2], [3] 이 방식의 변환기에서는 스위칭이 영전압에서 일어나거나(Zero Voltage Switching: ZVS) 또는 영전류에서 일어나므로(Zero Current Switching: ZCS) 스위칭 손실이 극소화되어 효율이 높아지거나 스위칭 주파수를 높일 수 있다. 전압원형에 해당하는 병렬 공진형인 경우에는 주 스위칭 소자에 공진 전압이 인가되어 전압 stress가 증가하는 단점이 있으며 [1] 전류원형에 해당하는 직렬 공진형인 경우에는 주 스위칭 소자에 공진 전류가 흘러 전류 stress가 증가하는 단점이 있다. [2] 병렬 공진형에서는 active clamp회로를 사용하여 전압 stress를 저감할 수 있다. [4] 직렬 공진형에서는 링크 리액터에 free-wheeling회로를 부가하여 전류 stress를 감소시킬 수 있다. [5] [5]에서 전압 stress와 전류 stress가 부하나 전

원의 정격이내로 제한되는 이점이 있으나 동작 조건이 까다롭고 회생 모드에서 출력 전류의 duty가 심하게 바뀌는 단점이 있다. 본 논문에서는 전압과 전류 stress를 증가 시키지 않으면서 입출력의 전류 제어를 보다 자유롭게 할 수 있는 방식을 제안하였다.

### II. 제안된 AC/DC/AC 변환기

#### 1. 회로 구성 및 특징

제안된 회로는 그림1과 같이 기본적으로 전류원형 인버터이다. 링크 리액터는 공진을 위한  $L_r$  과 전류 평활을 위한  $L_f$ 로 나뉘어져 있으며 주 스위치의 스너버는 별도로 설치하지 않고  $C_{r1}, C_{r2}$ 로 묶여져 있다.  $L_r$ 는 필요에 따라 보조 스위치  $S_{aux}$ 로 단락될 수 있다. 공진은 轉流가 일어나는 짧은 구간에서만 일어난다.

#### 2. 기본 동작

##### 1) 선형 충전(Linear charging: LC)

전원측 스위치를 끄면  $C_{r1}$ 은  $I_{dc}$ 로 방전을 한다 이를 이용하면 전원측 전압이 낮아지도록 轉流가 일어나야할 경우는 스위치를 절체하기만하면 ZVS가 일어난다. 부하측 스위치를 끄면  $C_{r2}$ 은  $I_{dc}$ 로 충전을 한다 이를 이용하면 부하측 전압이 높아지도록 轉流가 일어나야할 경우는 절체하기만하면 ZVS가 일어난다.

$$v_{c1} = V_{c1} - \frac{1}{C} I_{dc} t \quad (1)$$

$$v_{c2} = V_{c1} + \frac{1}{C} I_{dc} t \quad (2)$$

### 2) 쏘공진(Full-Resonance:FR)

전원측과 부하측의 모든 스위치를 끄고 보조 스위치  $S_{aux}$ 를 켜면  $C_{r1}$ ,  $C_{r2}$ 와  $L_r$ 은 공진 회로를 형성하고 에너지 교환이 일어나  $C_{r1}$ 은 + 최대점에  $C_{r2}$ 는 - 최대점에 도달할 수 있다.

$$i_r = I_r \cos\omega_0 t - \frac{2V_r}{Z_0} \sin\omega_0 t$$

$$= I_p \cos(\omega_0 t + \psi) \quad (3)$$

$$v_r = V_{pp} \sin(\omega_0 t - \psi) \quad (4)$$

$$v_{c1} = V_{ned} - \frac{v_r}{2} \quad (5)$$

$$v_{c2} = V_{ned} + \frac{v_r}{2} \quad (6)$$

### 3) ㄴ공진(Half-Resonance:HR)

전원측 스위치를 끄고 보조 스위치를 켜면  $C_{r1}$ 과  $L_r$ 은 공진 회로를 형성하고 에너지 교환이 일어나  $C_{r1}$ 은 - 쪽으로 충전되고, 부하측 스위치를 끄고 보조 스위치를 켜면  $C_{r2}$ ,  $L_r$ 은 공진 회로를 형성하고 에너지 교환이 일어나  $C_{r2}$ 은 + 쪽으로 더욱 충전된다. HR은 넓은 영역에서 사용하지 않고  $i_r$ 가 +인 부분에서  $i_r$ 과  $v_{c1}$ (또는  $v_{c2}$ )을 동시에 변화시키기 위해 사용한다.

$$i_r = I_r \cos\omega_{0h} t - \frac{2V_r}{Z_{0h}} \sin\omega_{0h} t$$

$$= I_{hh} \cos(\omega_{0h} t + \psi_h) \quad (7)$$

$$v_r = V_{hh} \sin(\omega_{0h} t - \psi_h) \quad (8)$$

입력측 ㄴ공진시에는

$$v_{c1} = V_{3r} - v_r \quad (9)$$

출력측 ㄴ공진시에는

$$v_{c2} = V_{1r} + v_r \quad (10)$$

### 4) 선형 감소(Linear-decreasing:LD)

$v_{c1}$ 이  $v_{c2}$ 보다 작을 때 전원측 스위치와 부하측 스위치를 모두 켜둔 상태에서 보조 스위치  $S_{aux}$ 를 켜면  $L_r$ 은 매우 작은 값이므로 전류  $i_r$ 이 거의 직선적으로 감소한다.

이 네가지 동작이 서로 순차적으로 결합되어 주 스위치들이 ZVS 하도록 한다.

### III. 모드별 동작

제안된 변환장치에서 轉流가 일어나는 것은 4가지 모드로 설명할 수 있다. 각 모드는 앞에서

설명한 4가지 기본 동작의 조합에 의해 이루어진다. 轉流가 일어나기 직전의  $C_1, C_2$ 의 전압이 각기  $V_{c1}, V_{c2}$ 라 하고, 轉流후에 연결될 전원측과 부하측의 전압이  $V_{snxt}, V_{inxt}$ 라 하자. 모드 II - IV의 FR 구간에서의 + 최대 전압  $V_{px} = \max(V_{c2}, V_{snxt})$ , - 최대전압  $V_{pn} = \min(V_{c1}, V_{inxt})$ 로 결정한다.

$$V_{pp} = V_{px} - V_{pn}$$

$$V_{ned} = (V_{px} + V_{pn})/2 \text{로 두자.}$$

#### 1. 모드 I 동작

모드 I은 LC로만 이루어진다.  $V_{c1} \geq V_{snxt}$ ,  $V_{c2} \leq V_{inxt}$ 면 단순히 모드 I로만 동작시켜 ZVS를 얻을 수 있다. 대략 轉流의 50[%] 정도가 모드 I로 행해진다.

#### 2. 모드 II 동작

$V_{c1} < V_{snxt}$ 이거나  $V_{c2} > V_{inxt}$ 면 LC만으로는 ZVS를 얻을 수 없고 FR를 거쳐야 한다. 모드 II에서는 순차적으로 LC와 FR를 통하여 ZVS를 얻게 된다.

1) 전원측 또는 부하측 스위치를 꺼서  $v_{c2} - V_{ned} = V_{ned} - v_{c1}$ 이 되기까지 선형 충전시킨다(LC).

2) 양측 스위치 모두 꺼  $C_1$ 은  $V_{ned} - V_r$ ,  $C_2$ 는  $V_r - V_{ned}$  되기까지 선형 충전시킨다(LC).

3) FR를 통하여  $C_1$ 은  $V_{px}$ ,  $C_2$ 는  $V_{pn}$ 까지 변화시킨다.

#### 3. 모드 III

모드 III에서는 LC, HR와 FR를 순차적으로 통하여 ZVS를 얻게 된다.

1) LC를 통하여 먼저  $C_1$ 을  $V_{c2} - V_h$ 까지 충전시킨다. (또는  $C_2$ 를  $V_{c1} + V_h$ 까지 충전시킨다.)

2) HR를 통하여  $v_{c1}$ 을  $V_{ned} - V_r$ 까지(또는  $v_{c2}$ 을  $V_{ned} + V_r$ 까지) 변화시키면서  $i_r$ 을  $I_r$ 까지 동시에 변화시킨다.

3) FR를 통하여  $C_1$ 은  $V_{px}$ ,  $C_2$ 는  $V_{pn}$ 까지 변화시킨다.

$$V_r = \max(V_{c2} - V_{ned}, V_{ned} - V_{c1})$$

$$I_r = \sqrt{(V_{pp})^2 - (2V_r)^2} / Z_0$$

$$I_{hh} = \sqrt{((2V_r/Z_{0h})^2 + I_r^2)}$$

$$V_h = \sqrt{((I_{hh}Z_{0h})^2 - (I_{dc}Z_{0h})^2)} \text{이다.}$$

#### 3. 모드 IV 동작

모드 IV에서는 LD, HR와 FR를 순차적으로 통하여 ZVS를 얻게 된다.

1) LD를 통하여  $i_r$ 을  $I_h$ 까지 감소시킨다.

2) HR를 통하여  $v_{c1}$ 을  $V_{ned} - V_r$ 까지(또는  $v_{c2}$ 을  $V_{ned} + V_r$ 까지),  $i_r$ 을  $I_r$ 까지 동시에 변화시킨다.

3) FR를 통하여  $C_1$ 은  $V_{px}$ ,  $C_2$ 는  $V_{pn}$ 까지 변화시킨다.

$$V_f = \max(V_{c2} - V_{med}, V_{med} - V_{c1})$$

$$I_f = \sqrt{V_{pp}^2 - (2V_f)^2} / Z_0$$

$$V_h = V_{c2} - V_{c1}$$

$$V_{hh} = \sqrt{(2V_f)^2 - (I_f Z_{0h})^2}$$

$$I_h = (\sqrt{V_{hh}^2 - V_h^2}) / Z_{0h}$$

모드 II - IV에서  $C_1, C_2$ 는  $V_{px}, V_{pn}$ 에 이르러 새로운 주 스위치를 켜면 자연스럽게 HR, LD 또는 LC를 거쳐 ZVS가 일어난다.

#### IV. 컴퓨터 모의 실험

그림 2는 모드 II로 동작하여 轉流가 일어나는 것을 보여주고, 그림 3은 모드 III으로 동작하여 轉流가 일어나는 것을 보여주고, 그림 4는 모드 IV로 동작하여 轉流가 일어나는 것을 보여준다. 각 모드에서  $C_1, C_2$ 에 발생하는 전압은 입력 전압의 범위내로 제한된다. 또 공진 전류는 전원이거나 부하에 흐르지 않으므로 주 스위치의 전류 전압 정격은 입력 전류 입력 전압 전압의 범위내로 제한된다.

#### V. 결론

새로 제안된 회로가 전류 및 전압의 stress를 증가시키지 않으면서 ZVS를 행하는 것을 확인하였다. 입력 전압의 임의 전압 셀으로 轉流가 가능하므로 4상한 운전이 가능하다. 또한 스위칭 주파수를 높일 수 있으므로 적절한 PWM을 도입하여 입력 역률을 1로 유지하며 출력 전류를 정현파로 운전하는 것이 가능할 것으로 사료된다.

#### 참고 문헌

[1] D.M.Divan, "The Resonant DC Link Inverter-- A New Concept in Static Power Conversion", IEEE, IAS'86 Rec., pp.648-656, 1986

[2] Y.Murai and T.A.Lipo, "High Frequency Series Resonant DC Link Power Conversion", IEEE, IAS'88 Rec., pp.772-779, 1988

[3] M.Dehmlow, et al, "Resonant Inverter Systems for Drive Applications", EPE Journal, Vol.2, No.4, Dec., 1992

[4] D.M. Divan and G.Skibinski, "Zero Switching Loss Inverters for high Power Applications", IEEE, IAS'87 Rec., pp.627-634, 1987

[5] B.O.Woo and G.H.Cho, "Soft-switching AC/DC/AC Converter with Current Freewheeling Circuit", IEEE PESC '91 Rec., pp.31-38, 1991

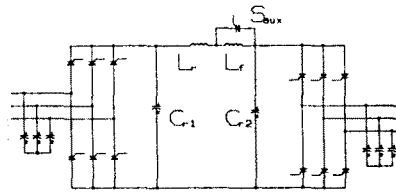


Fig.1 Circuit diagram

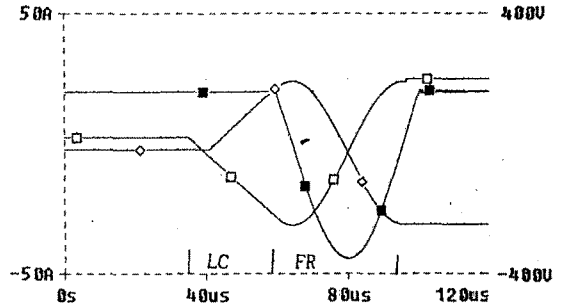


Fig. 2 mode II operation

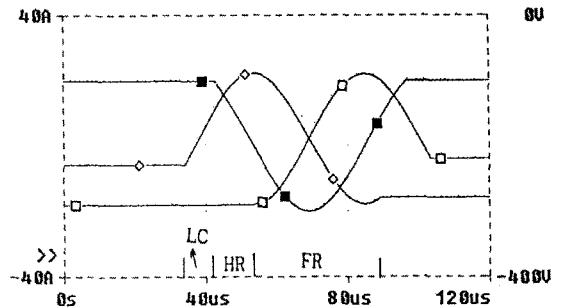


Fig. 3 mode III operation

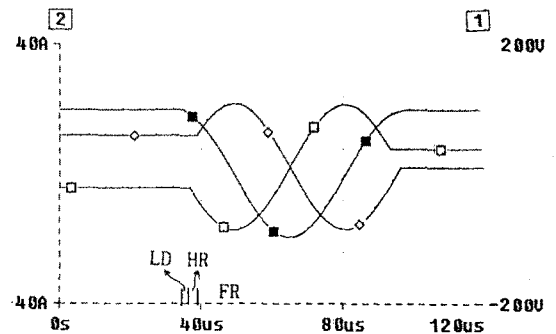


Fig. 4 mode IV operation

1 □ U(vc1) ◇ U(vc2) 2 ■ I(L4)