

## 소프트 스위칭형 삼상 고역율 컨버터의 토폴로지

강옥중, 정상화, 김상돈, Kwak D.K., 전중함\*, 이현우\*\*  
 경남직업전문학교 거창기능대\* 경남대학교\*\*

### Novel Soft Switching Three - Phase High Power Factor converter

U.J. Kang, S.H.Chung, S.D. Kim, D.K. Kwak, J.H. Chun\*, H.W. LEE\*\*  
 Kyung-Nam Business Junior College, Kyung-Nam University\*\*

#### (Abstract)

The proposed converter has a merit of simple controlled circuit because the input current control discontinuously. And it is improve to input power factor that the snubber capacitor's energy regenerate to the AC source side. Specially using the discontinuous current mode in the reactor. This topology is reduced a current /voltage stresses of resonant devices in addition to a partial resonant strategy. The result of simulations of the proposed topology included in this paper.

#### 1. 서 론

최근 컨버터의 리액터 전류 불연속 모드제어에 의한 고역율 컨버터가 일정 스위칭 주파수, 일정 듀티가 사용되는 방식이 많이 응용되고 고안되어 지고 있다.

3상 컨버터의 경우에도 이와 같은 제어 방식을 이용하여 스위칭소자 하나로 구성되는 대단히 간단한 회로로 고역율 컨버터가 연구되어 왔다.

본 논문은 로스레스 스너버의 다른 방식의 스위칭 방안을 제안하고 삼상 부스터업 컨버터에 적용시켜 분석, 실험하여 그 결과를 비교 검토했다. 그러나 제로전압 스위칭을 달성하기 위하여 로스레스 스너버를 통상 삼상 고역율 컨버터의 스위치 부분에 도입하는 경우, 턴 오프시에 로스레스 스너버 콘덴서 단락을 야기하므로써 다이오드 브리지와 로스레스 스너버간에 리액터를 삽입하여 스너버

콘덴서에 축적된 전하를 인덕터로 회생시킴으로서 로스레스 스너버를 달성하는 회로를 제안 적용한다.

#### 2. 고역율 컨버터

턴 오프시의 제로전압 스위칭을 달성하기 위하여 일반적인 하드 스위칭을 로스레스 스너버로 치환한 경우 턴온시에 다이오드 브리지에 의하여 로스레스 스너버 콘덴서의 단락을 방지하기 위하여 리액터를 다이오드 브리지 사이에 삽입하여 리액터Lrg로 그림1와 같이 재구성 할 필요가 있다.

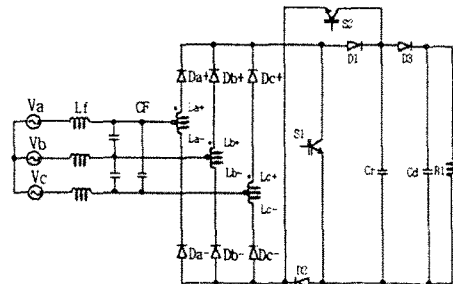


그림1 제안된 새로운 방식의 컨버터

#### 3. 컨버터의 동작모드 및 동작 해석

다이오드 브리지 사이에 삽입한 리액터Lrg 컨버터의 동작모드를 그림2에 나타낸다. 동작모드 그림에서 알수 있는바와 같이 한 스위칭 주기 내에 여섯개의 모드가 존재한다. 해석상 상전압의 대칭성을 이용하여 U상전압의 위상이  $0-\pi/6$  사이에 있는 것으로 가정한다. 이때 입력 상전압의 관계는 아래와 같게 된다.

$$|Vu| < |Vw| < |Vv|$$

### 3.1. 시뮬레이션 해석에 의한 회로 해석

리액터 Lrg를 사용한 컨버터의 동작 해석을 PSpice를 이용한 회로 시뮬레이션을 행한다. 회로 각 부분의 전류 전압 파형을 그림2에 나타낸다.

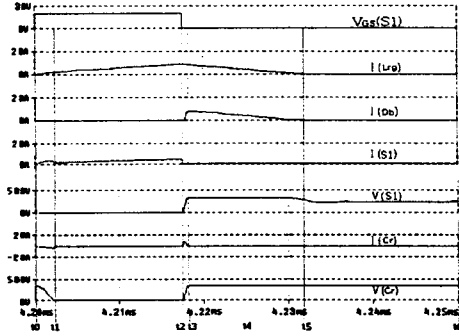


그림2 회로 각 부분의 전류 전압 파형

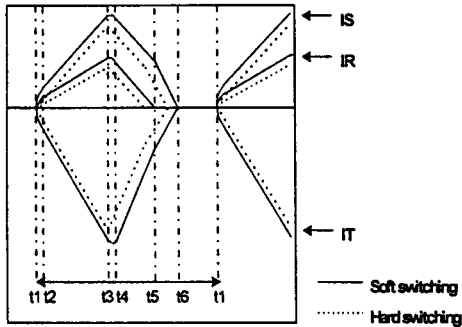


그림3 리액터Lrg의 전류 파형

또 다이오드 브리지 사이에 삽입한 리액터 Lrg의 입력전류는 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U \\ V_V \\ V_W \end{bmatrix}$$

### 4. 다이오드 브리지 사이에 삽입한 리액터 Lrg 컨버터의 동작모드 및 동작 해석

모드1 ( Cr의 방전 모드 ;  $t_0 \leq t < t_1$  )

모드6의 상태에서 스위치 S1, S2를 동시에 턴온한다. 스위칭 하는 순간 흐르는 전류는 0으로 있어서 제로 전류 스위칭을 달성한다. 콘덴서 Cr에 흐르는 전류 irc, 입력 순시치 전류 iu, iv, iw는 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t}{2L_{rg}} \begin{bmatrix} 2V_U + V_V \\ 0 \\ 2V_W + V_W \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2C_r}{3L_{rg}}} \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}(\frac{3}{2}V_V - E_d) \\ \frac{3}{2}V_V - E_d \\ -\frac{1}{2}(\frac{3}{2}V_V - E_d) \end{bmatrix} \sin \sqrt{\frac{2}{3L_{rg}}} C_r$$

$$, i_{rc} = -i_i$$

모드2 ( Lrg에너지 축적 모드 ;  $t_1 \leq t < t_2$  )  
 $t = t_1$ 에서 Cr의 전압이 0으로 되며  $t = t_1$  때의 입력전류  $i_{U1}$ ,  $i_{V1}$ ,  $i_{W1}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t-t_1}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U \\ V_V \\ V_W \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \\ i_{W1} \end{bmatrix}$$

모드3 ( Cr의 충전 모드 ;  $t_2 \leq t < t_3$  )

$t = t_2$ 에서 스위치 S1, S2를 턴오프 한다. 이때 스위치 S1, S2에 대하여 콘덴서 Cr이 병렬로 삽입되어 있어서 제로전압 스위칭이 달성된다. Cr의 충전 시간은 특별히 짧아 전류는 일정하다고 생각된다. 스위치 오프 때의  $i_v$ 를  $i_{v2}$ 라고 하면  $t_3 - t_2 = Cr E_d / i_{v2}$ 로 된다.

모드4 ( 출력 모드 ;  $t_3 \leq t < t_4$  )

Cr의 전압이 출력전압  $E_d$ 와 같아지게 되면 다이오드 Df가 도통된다.  $t = t_3$ 에서의 입력전류  $i_{U3}$ ,  $i_{V3}$ ,  $i_{W3}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t-t_3}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U - \frac{E_d}{3} \\ V_V + \frac{2E_d}{3} \\ V_W - \frac{E_d}{3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{U3} \\ i_{V3} \\ i_{W3} \end{bmatrix}$$

모드5 ( 출력 모드 ;  $t_4 \leq t < t_5$  )

$t = t_4$ 에서 삼상 전원 상전압의 절대값이 최소가 되는 상의 상전류 (여기서는  $i_v$ )가 0으로 되어 위아래의 한 개의 암씩 도통 된다.  $t = t_4$ 에서의 입력전류 0,  $i_{v4}$ ,  $i_{w4}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t-t_4}{2L_r} \begin{bmatrix} 0 \\ V_V + E_d - V_W \\ V_W - E_d - V_V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{v4} \\ i_{w4} \end{bmatrix}$$

모드6(리액터전류 불연속 구간 ;  $t_5 \leq t < t_6$  )

전상의 전류가 0으로 되는  $t=t_5$ 에서 다음 스위칭 주기의 턴온이 시작된다. 입력전류의 형태를 그림5에 나타낸다. 이 형태가 회로 시뮬레이션에 의한 해석 결과와 대부분 일치하는 것은 앞에서 기술했다.

이상 파형 해석에서 모드1과  $C_r$ 의 충전기간에 있어서 모드3 이외에는 하드스위칭형 삼상 고역울 컨버터와 같은 식으로 나타내어진다. 따라서 그림5의 점선 부분이 하드스위칭형 컨버터 전류로 다르게 된다. 특히 큰 차가 발생하는 모드1의  $i_v, i_w$ 에 대하여 생각할 경우  $V_{ut}/L_{rg}, V_{wt}/L_{rg}$ 의 향이 하드스위칭 때와 같으므로 증가분  $\Delta i_u, \Delta i_w$  공히 다음과 같이 된다.

$$\Delta i_u, \Delta i_w = \frac{V_V}{2L_{rg}} t_1 + \sqrt{\frac{C_r}{6L_{rg}}} \left( E_d - \frac{3}{2} V_V \right) \sin \sqrt{\frac{2}{3L_{rg}C_r}} t_1$$

$t_1$ 은 전압의 절대값이 제일 큰 것 (여기서는  $V_V$ )의 함수로 되어 U상의 위상  $0 \sim \pi/6$ 의 범위에서 대략  $V_V$ 가 변화하지 않는 것으로 생각하면 입력전류의 증가분은 전 위상 구간에서 대략 일정하다. 즉 하드스위칭형 컨버터의 입력전류에 구형파가 중첩되는 것으로 생각한다. 하드스위칭형 컨버터의 입력전류는  $0 \sim \pi/6, 5\pi/6 \sim 7\pi/6, 11\pi/6 \sim 2\pi$ 구간의 입력전류가 감소되는 점에 있다고 생각하면 입력역율의 개선이 기대 된다. 또 로스레스 스너버 콘덴서  $C_r$ 에 축적되어진 에너지가 입력전류의 증가를 담당하므로 같은 듀티에서 하드스위칭형 컨버터에 비하여 출력전압이 크게 됨을 알 수 있다.

그림5은 실험에서 보인 입력 선전류와 상전압이다. 시뮬레이션파형과 거의 일치하는 것을 볼수 있는 만족한 결과를 얻어었다.

그림6은 Hard switch와 Soft switch의 전력 손실을 비교하기 위한 실측 V-I locus of the switching devices 이다. 1상한과 3상한은 전력 손실로 보면 2상한과 4상한은 전력회생으로 보므로 Soft switch일 때가 Hard switch일 때 보다 전력회생이 많음을 비교할 수 있다.

( 참고 문헌 )

[1] Gerry Moschopoulos and Geza joos, "A novel soft-switched PWM current source rectifier/

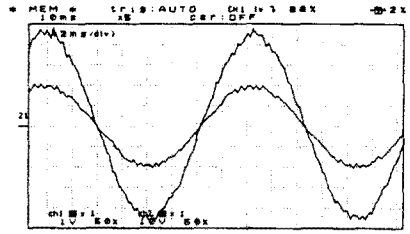
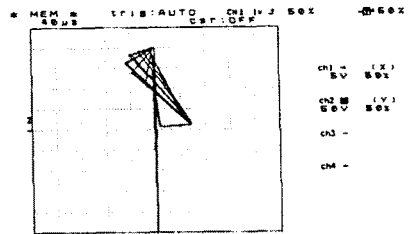
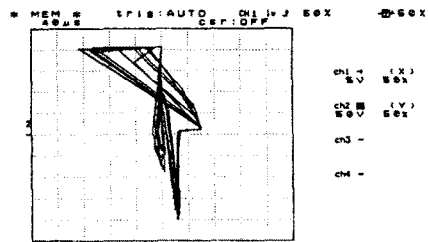


그림5 컨버터의 입력전류 형태



a) 하드 스위칭



b) 소프트 스위칭

그림6 V-I 스위치의 전압·전류궤적

5. 결 론

본 논문에서는 리액터 전류 불연속 모드제어에 의한 삼상 고역울 컨버터를 제안하고의 문제점인 하드스위칭을 사용하지 않고 새로운 로스레스 스너버를 사용하여 다이오드 브리지 사이에 리액터를 삽입한 컨버터를 구성하고 각부의 전압 전류 파형을 해석하고 특히 입력역율 특성에 있어서 검토했다.

inverter", IEEE PESC, pp.978-983(1994)  
 [2] J.W.Kolar, etel, "A novel single-switch three-phase AC/DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated DC output", INTELEC, pp.07-414(1993)  
 [3] H.W.LEE etel, "A Novel Quasi- Factor Resonant PWM Converter with High Power using Lossless Snubber", IEICE, Vol. PE93-60, pp.13-18(1994)