

## PRS<sup>2</sup>를 사용한 3상 AC/DC 컨버터의 부하특성

\*강옥중 \*이현우 \*서기영 \*\*백수현 \*\*\*한경희 \*\*\*\*전 중함  
 \*경남대학교 \*\*동국대학교 \*\*\*명지대학교 \*\*\*\*대구보건전문대

### Load Characteristic of Three-phase AC/DC Boost Converter Using a PRS<sup>2</sup>.

\*Kang Wook-Jung, \*Lee Hyun-Woo, \*Suh Ki-Young, \*\*Beak Soo-Hyun, \*\*\*Han Kyung-Hee, \*\*\*\*Chun Jung-Ham  
 \*Kyungnam UNI., \*\*Dongguk UNI., \*\*\*Myongji UNI., \*\*\*\*Daeguhealth COLL.

**Abstract**-This paper proposed a partial resonant switching three-phase high power factor converter using a PRS<sup>2</sup>(Partial Resonant Soft Switch). The proposed converter has a merit of simple controlled circuit because the input current control DCM(Discontinuous Conduction Mode). And it is improve to input power factor that the snubber capacitor's energy regenerate to the AC source side. This topology is reduced a current/voltage stresses of resonant devices in addition to a partial resonant strategy. The result of simulations with the proposed topology included in this paper.

#### 1. 서론

불연속 모드(DCM) AC/DC 부스터 컨버터는 제어 가 간단하며, 고역율의 특성을 가진다. 그러나, 항상 최대값에서 오프 해야 하는 특성 때문에 하드 스위치에는 전압 전류의 스트레스를 유발한다. 근래에는 이러한 스위칭의 문제에 대한 연구가 활발하여 하드 스위치를 소프트 스위치로 진보시키게 되며 공진형 스위칭 기술로 다양한 방법이 제시된다.

본 논문에서는 정류 회로와 부분공진형 소프트 스위치(PRS<sup>2</sup>)를 이용한 부스터 업 초퍼로 구성된 3상 AC/DC 부스터 컨버터에 대하여 해석 결과를 토대로, 실험하여 고역율과 고효율을 확인한다.

#### 2. 3상 고역율 컨버터

DCM방식의 3상 고역율 컨버터는 그림 1.에 표시한 것과 같이 3개의 인덕터 Ls와 3상 다이오드 브리지, 그리고 부스터 업 초퍼로 구성된다.

이러한 회로 구성은 하나의 제어소자로 3상 고역율 컨버

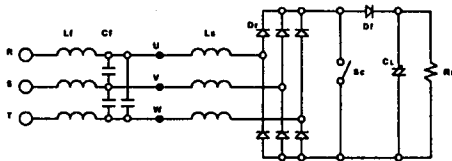


그림 1. 삼상 AC-DC 부스터 컨버터  
 Fig. 1. 삼상 AC-DC Boost Converter

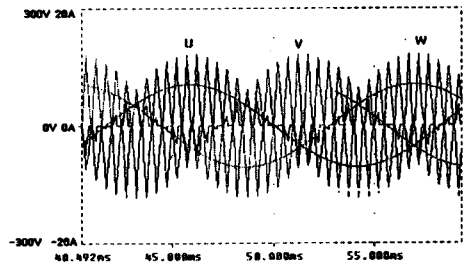


그림 2. DCM 삼상 AC-DC 부스터 컨버터의 상전압과 불연속 상전류

Fig. 2. Phase Voltage and Discontinuous Current of DCM Three Phase AC-DC Boost Converter

터를 구동할 수 있으며, 제어회로의 구성이 간단하다는 큰 장점을 가진다. 부스터 업 스위치 Sc는 일정 주파수로 스위칭 한다. Sc의 시비율은 부하에 따라서만 변화하고, 입력전류 한 주기 내에서는 불변이다. 인덕터 전류가 불연속이므로 부하와 독립적이다.

그림 2.는 3상 인덕터 Ls에 흐르는 전류 불연속 파형이다. 상전압과 상전류의 위상 관계를 나타내었고, 전원전압에 비례하는 불연속 펄스 전류는 지역 라인 필터를 통하여 정현파의 고역율의 입력전류가 얻어진다. 여기에 사용되어진 스위치Sc는 턴 온은 제로 전류 스위칭(ZCS)으로 무손실로 동작하지만, 턴 오프는 최대 전류에서 동작되어진다. 이것으로 인하여 스위칭 손실은 증가와 스위치의 전압 전류 스트레스를 유발한다.

#### 3. 무손실 스위칭 3상 컨버터

그림 3.은 DCM 3상 AC-DC 부스터 컨버터에 적용시킨 새로운 부스터 업용 PRS<sup>2</sup>로서 인덕터 분할 삼입형 고역율 컨버터이다

이 컨버터의 공진형 콘덴서Cr은 부분공진으로 소프트 스위칭(ZVS, ZCS)을 달성하면서 동시에 손실이 없는 무손실 스너버의 역할을 다하게 된다. 두 개의 스위치가 동시에 온 하면 Lr과 Cr이 공진을 일으키고 전류는 정현적으로 상승하여 공진주기의 1/4에서 전류가 최대가 되며 이때부터

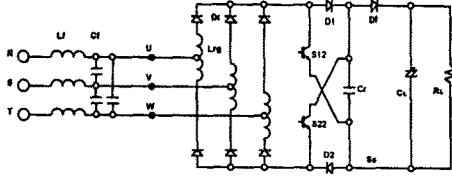


그림 3. 중간 삽입 Lrg를 사용한 삼상 AC-DC 부스터 컨버터  
Fig. 3. Three Phase AC-DC Boost Converter Using Lrg

인덕터 전류는 전원전압에 의해 직선적으로 상승하게 된다. 이렇게 하여 ZCS를 달성하게 되고, 새 입력 전류는 동시에 그 각상의 순시값에 비례하는 비율로 상승하므로 입력에 비례하는 전류 펄스가 발생하게 된다. 이 펄스형의 전류는 입력전압에 비례하므로 저역 라인 필터를 통하여 고역율을 달성하게 된다. 인덕터의 전류가 항상 영에서 시작한다는 의미는 그 전류의 평균값 역시 입력전압과 동일하게 정현적이라는 것이다.

턴 오프 시에는 스위치의 제로전압 상태에서 Cr을 충전하면서 S12, S22의 양단 전압이 정현적으로 서서히 상승하기 때문에 ZVDS가 달성되어 스위치 전압 스트레스를 없앤다. 또한 스위치에 흐르는 전류는 S12-D2와 D1-S22로 분할되어 흐르기 때문에 전류 부담과 온 상태 손실을 반으로 줄인다. Cr의 에너지는 스위치 턴 온 시에 S12, S22를 통하여

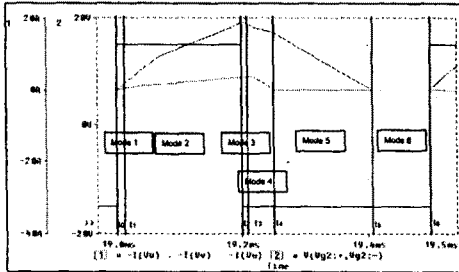


그림 4. 인덕터 Lrg의 전류파형  
Fig. 4. Current of the Inductor Lrg

6개의 정류 다이오드를 모두 온 시키고 공진 콘덴서 Cr의 에너지를 6개로 분리된 3상 분할 삽입 인덕터 Lrg에 전송되므로 손실발생을 없앤다.

#### 4. 동작 모드

PR<sup>2</sup>적용 DCM 3상 AC/DC 부스터 컨버터 토폴로지의 동작 모드를 그림 4.에 나타내었다. 동작 모드는 6개로 나누어지고 각각의 동작 모드의 파형을 시뮬레이션하여 자세히 나타내었다.

6개의 동작 모드는 스위칭 한 주기 동안 이루어진다. 해석상 상전압은 대칭성으로 하고 위상이 U상 전압의 0-π/6 사이에 있는 것으로 가정한다. 이때 입력 상전압의 관계는 아래와 같게 된다.

여기서 부스터 업 인덕터 Lrg에 축적된 전류는 0으로 그리고 스너버 콘덴서에는 출력전압(Ed) 만큼의 전압이 축적되어진 것을 초기 조건으로 가정한다.

#### \* 모드 1 ( Cr의 방전 모드 ; t<sub>0</sub> ≤ t < t<sub>1</sub> )

모드 6의 상태에서 스위치 S12, S22를 동시에 온 한다. 이 순간 흐르는 전류는 0으로 있었으므로 ZCS를 달성한다. 콘덴서 Cr에 흐르는 전류 irc, 입력 순시치 전류 i<sub>u</sub>, i<sub>v</sub>, i<sub>w</sub>는 다음과 같이 된다.

$$i_{rc} = -i_v \quad (1)$$

#### \* 모드 2 ( Lrg에너지 축적 모드 ; t<sub>1</sub> ≤ t < t<sub>2</sub> )

t = t<sub>1</sub>에서 Cr의 전압이 0으로 되며 이 때의 입력전류 i<sub>u1</sub>, i<sub>v1</sub>, i<sub>w1</sub>라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t-t_1}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U \\ V_V \\ V_W \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{U1} \\ i_{V1} \\ i_{W1} \end{bmatrix} \quad (2)$$

이 식에 따라 인덕터Lrg에 에너지를 축적하게 되며 온 시간의 대부분을 차지한다.

#### \* 모드 3 ( Cr의 충전 모드 ; t<sub>2</sub> ≤ t < t<sub>3</sub> )

t=t<sub>2</sub>에서 스위치 S12, S22를 오프 한다. 이때 스위치 S12, S22에 대하여 콘덴서 Cr이 병렬로 삽입되어 있어서 ZVS이 달성된다. Cr의 충전 시간은 특별히 짧아 전류는 일정하다고 생각된다. 스위치 오프 때의 i<sub>v</sub>를 i<sub>v2</sub>라고 하면 t<sub>3</sub>-t<sub>2</sub> = C<sub>r</sub> · E<sub>d</sub>/i<sub>v2</sub>로 된다.

#### \* 모드 4 ( 출력 모드 ; t<sub>3</sub> ≤ t < t<sub>4</sub> )

Cr의 전압이 출력전압 Ed와 같아지게 되면 다이오드 Db가 도통된다. t=t<sub>3</sub>에서의 입력전류 i<sub>u3</sub>, i<sub>v3</sub>, i<sub>w3</sub>라고 하면 다음과 같이 된다.

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

#### \* 모드 5 ( 출력 모드 ; t<sub>4</sub> ≤ t < t<sub>5</sub> )

t=t<sub>4</sub>에서 삼상 전원 상전압의 절대값이 최소가 되는 상의 상전류 (여기서는 i<sub>v</sub>)가 0으로 되어 위아래의 한 개의 암석 도통 된다. t=t<sub>4</sub>에서의 입력전류는 각각 0, i<sub>v4</sub>, i<sub>w4</sub>라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_U \\ i_V \\ i_W \end{bmatrix} = \frac{t-t_4}{2L_r} \begin{bmatrix} 0 \\ V_V + E_d - V_W \\ V_W - E_d - V_V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{V4} \\ i_{W4} \end{bmatrix} \quad (4)$$

#### \* 모드 6 ( 인덕터 전류 불연속 구간 ; t<sub>5</sub> ≤ t < t<sub>6</sub> )

전상의 전류가 0으로 되는 t=t<sub>5</sub>에서 다음 스위칭 주기가 시작 될 때까지의 구간이다. t=t<sub>6</sub>은 다음 주기의 t=t<sub>0</sub>에 해당 한다.

#### 5. 실험과 결과

표 1.과 같은 회로정수를 사용하여 일정 부하전압 200(V)으로 일정하게 구동하여 데이터를 얻었다. 이때 사용한 제어도의 구성을 그림 5.에 나타내고 있다. 실험회로를 구성하여 그 결과를 보여준다. 그림 6.은 입력 전력과 시비율의 관계를 보여 준다. 여기서는 입력 전력과 시비율이 서로 비례해서 증가하는 것을 볼 수 있다. 그림 7.은 입력 전력과 역율을 측정 한 것이다. 여기서는 역율이 422(W)부근에서 가장

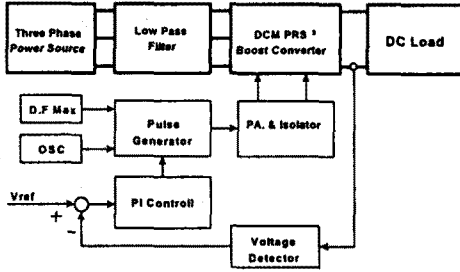


그림 5. 실험 구성도  
Fig. 5. Block Diagram of Experiment

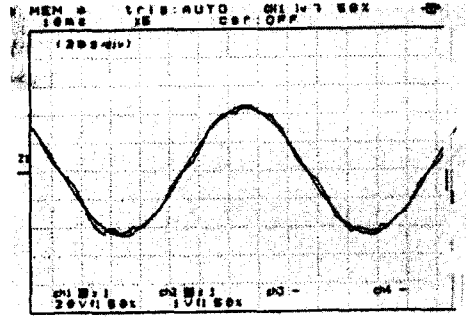


그림 9. 입력 상전압과 상전류 파형  
Fig. 9. Phase Voltage and Current in a Phase

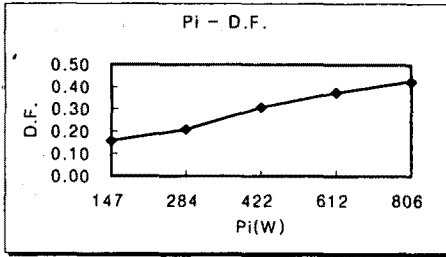


그림 6. 입력 전력에 따른 시비율의 변화  
Fig. 6. Input Power(Pi) Vs Duty Ratio(D.F.)

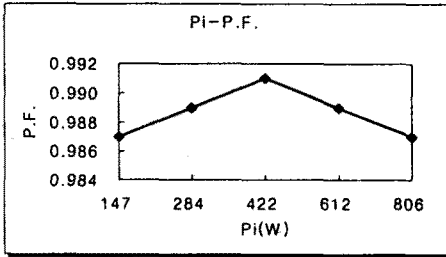


그림 7. 입력 전력에 따른 역율의 변화  
Fig. 7. Input Power(Pi) Vs Power Factor(P.F.)

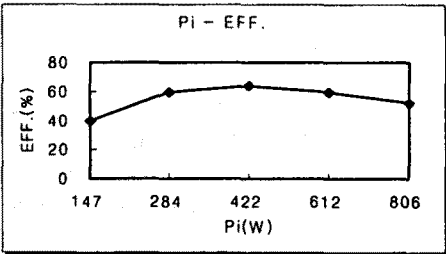


그림 8. 입력 전력에 따른 효율의 변화  
Fig. 8. Input Power(Pi) Vs Efficiency (Eff.)

좋은 결과를 나타낸다. 그림 8.은 입력 전력과 효율을 표시한 것으로 효율 또한 역율과 비슷한 모양을 가지는 것을 볼 수 있지만 예민하지 않은 완만한 곡선을 볼 수 있다.

그림 9.는 입력 상전압과 상전류 파형으로 직류 출력 200V 1A일 때의 입력 상전압과 상전류 파형을 나타내고 있다.

## 6. 결 론

본 논문은 고역율 3상 부스터 컨버터에서의 PRS<sup>2</sup> 동작을 분석하였다. 전류 불연속 모드 동작과 턴 온 시에 제로 전류 스위칭 (ZCS), 턴 오프 시에는 제로전압 스위칭 (ZVS)을 실현하고, 손실없는 스위칭이 되어 무손실 스너버의 역할을 확인하였다.

실험결과 효율과 역율을 측정하여 그 성능을 확인하였다. 고역율 3상 컨버터의 단위역율에 가까운 역율임을 보였다. 또, 소프트 스위치의 왜형률이 보다 적다는 것을 확인했다.

## 참고문헌

- (1) Hyun-woo Lee, et al "A Novel Quasi-Resonant PWM Converter with high power factor using lossless snubber", IEICE, PE 33-60, pp.23-28, 1994.
- (2) C.S.Kim, J.H.Chun, K. TANIGUCHI, HYUN -WOO LEE "Using a Lossless Snubber for Soft-Switching Three-Phase High Power Factor Converter ", ICPE '95 INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, pp.355-360, 1995.10.10-14.
- (3) Jung-Ham CHUN, Hyun-Woo LEE, Ki-young Suh, Young-Chul KIM, Katsunori TANIGUCHI, "A Study on Power Factor and Efficiency Correction of AC-DC Boost Converter by Partial Resonant Type Using a L2SC", POWER CONVERSION CONFERENCE-NAGAOKA (PCC) Aug 3-6, 013-1, 1997
- (4) Alexandre Ferrari de Souza and Ivo barbi, "A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses" IEEE, pp.324- 348, 1994.
- (5) Keming Chen, Ahmed Elasser, David A. Torrey, " A Soft Switching Active Optimized for IGBTs in Single Switch Unity Power Factor Three-Phase Diode Rectifiers", IEEE, pp. 280 - 286, 1994
- (6) 田重斌, 徐基永, 李鈺雨, 대한전자공학회의논문지, 제34권 제9호, "새로운 무손실 스너버를 이용한 부분공진형 고효율 3φ AC-DC 부스터 컨버터", pp. 1-8, 1997
- (7) Johann W.KOLAR, H.Ertl & F.C.Zach, "A comprehensive design approach for a three-phase high-frequency single-switch discontinuous- mode boost power factor corrector based on analytically derived normalized converter component ratings", IEEE, pp.931-938, 1993.