

# 새로운 무손실 스너버를 이용한 부분공진형 고효율 3 $\phi$ AC-DC 부스터 컨버터

## (A New Partial Resonant Switching 3 $\phi$ Boost Converter With High Efficiency Using Lossless Snubber)

田重槭\*, 徐基永\*\*, 李鉉雨\*\*

(Jung-Ham Chun, Ki-Young Suh, and Hyun-Woo Lee)

### 요 약

본 논문은 새로운 무손실 스너버를 이용한 부분공진형 고효율 3 $\phi$  AC-DC 부스터 컨버터에 대하여 제시한다. DCM의 제안된 컨버터는 입력전류가 불연속적으로 제어하므로써 제어회로가 간단하게되는 장점을 갖고 있다. 그러나, 스위칭 소자의 전류가 최대치에서 턴 오프하므로 스위칭 소자에 스트레스와 스위칭 손실이 발생한다. 먼저, PRS<sup>2</sup> 기법을 제시하고 이것을 3 $\phi$  AC-DC 부스터 컨버터에 적용시키므로 고효율과 단위역율을 달성한다. PRS<sup>2</sup> 는 스위칭 소자의 전류/전압 스트레스를 없애 준다. DCMPRS<sup>2</sup>M에 있어서의 회로동작에서의 전류와 전압 방정식으로 나타내고 실험으로 그 결과의 타당성을 입증하였다.

### Abstract

This paper proposed a new partial resonant 3 $\phi$  AC-DC boost converter of high efficiency using lossless snubber. The proposed converter, DCM (Discontinuous Current Mode) has a merit of simple controlled circuit because the input current control discontinuously. But turned off switching loss and stress of the switching device increase when the switch turned off at the peak of current. Therefore, the paper improves efficiency by adopting the PRS<sup>2</sup>(Partial Resonant Soft Switching) in 3 $\phi$  AC-DC boost converter and makes the unity power factor. The PRS<sup>2</sup> is reduced a current/voltage stresses of switching devices. Also, a DCMPRS<sup>2</sup>M(Discontinuous Conduction Mode Partial Resonant Soft Switching Method) appear the current and voltage equation of this circuit, The paper examine in a 3 $\phi$  AC-DC boost converter and show the result of that.

### I. 서 론

최근, 교류 직류 변환장치의 고효율·고역율 연구는

\* 正會員, 大邱保健專門大學 消防安全科

(Dept. of Fire Safety M., Daegu Health Junior College)

\*\* 正會員, 慶南大學校 電氣工學科

(Dept. of Electrical Eng., Kyungnam University)

※ 본 연구는 한국전력(No.95-03)의 연구비 지원으로 수행되었으며, 지원에 감사드립니다.

接受日字: 1997年7月3日, 수정완료일: 1997年9月2日

스위칭기술의 발달에 힘입어 활발히 진행되고 있으며, 고효율·고역율화를 위한 스위칭은 고속화로 발전되며, 이 스위칭 고속화는 필터를 소형화 할 수 있다.

스위칭 방식에 있어서는 리액터의 연속전류 모드와 불연속 전류 모드방식이 구분되어진다. 연속 전류 모드에서는 제어하려는 대상의 전류가 부하의 요구 전류와 전원전압에 추종해야 하므로 제어회로가 매우 복잡하게 된다. 이 방식을 3 $\phi$ 에 적용시킬 경우 더욱 복잡하게 된다. 그러나 불연속 전류 방식(DCM: Discontinuous Conduction Mode)방식은 그 스위칭회로의 전류평균값이 시비율에 종속되므로써 전류 검출 등을

필요로 하지 않고 부하에 대한 과전류 보호에서도 독립되므로 제어가 간단하다는 큰 장점을 가지고 있다. 이러한 DCM 방식을 3φ AC-DC 부스터 컨버터에 적용시키는 연구가 활발히 진행되고 있다. [1], [2], [3]

DCM방식의 컨버터에서 시비율은 부하에 따라 결정되어지고 전원전압에서 독립되므로서 펄스형의 전원전류는 그 펄스의 최대치가 전원 전압에 비례하고 전원전류의 평균값은 전원전압에 비례하므로서 저역 필터를 통과하므로서 입력을 단위역율에 달성시킬 수 있다. 그러나 스위칭동작의 턴 오프는 언제나 최대치에서 이루어진다. 이 최대치에서의 스위치 턴 오프는 스위칭소자에 많은 전압/전류 스트레스를 주고 전력손실을 유발한다.

본 논문에서는 이러한 스위칭의 스위칭 스트레스를 감소시키고 손실 없는 무손실 스너버(L<sup>2</sup>S: Lossless Snubber)를 사용한 부분공진형 소프트 스위칭(PRS<sup>2</sup>: Partial Resonant Soft Switching) 기법을 소개하고 이 PRS<sup>2</sup>를 3φ AC-DC 부스터 컨버터에 적용 시켜서, 고효율, 고역율화를 실현하기 위한 실험으로 그 결과를 나타내었다.

## II. PRS<sup>2</sup>의 스위칭 기법

DCM에 사용되는 PRS<sup>2</sup>은 그림 1과같이 승압형(Boost Up), 강압형(Step Down), 승강압형(Buck Boost)에 적용된다. 소프트 스위치를 S<sub>s</sub>로 단일 스위치로 나타내어 표시하고, S<sub>s</sub>의 구성은 스위칭소자 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub> 와 절연다이오드 D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub> 그리고 무손실 스너버 콘덴서(L<sup>2</sup>SC: LossLess Snubber Condenser) Cr가 대칭 브릿지형으로 구성된다.

DCMPRS<sup>2</sup>M이 적용되는 컨버터는 스위치 ON 기간 동안 에너지를 저장시키는 인덕터(이 인덕터는 공진 콘덴서와 공진을 발생시킨다), 인덕터에 저장된 에너지를 환류시키는 다이오드 D<sub>f</sub>, 그리고 소프트 스위치 S<sub>s</sub>가 서로 위치를 바꾸어 가면서 구성되고 있다. 그림 2는 이들의 전압전류 파형을 나타낸다. 스위칭 기술에서 요구되어지는 영 전압 스위칭(ZVS: Zero Voltage Switching)과 영 전류 스위칭(ZCS: Zero Current Switching)을 달성하고 있다.

컨버터에 사용되는 스위치 S<sub>s</sub> 양단에 인가되는 역방향전압을 V<sub>ss</sub>라고 하면 V<sub>ss</sub>는 표 1에 나타낸바와 같이 V<sub>OFF+</sub>와 V<sub>ON-</sub>로 두가지의 Off State 역전압을

가지게 된다. 여기서 V<sub>OFF+</sub>는 스위칭 소자 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>가 턴 오프가 완료된 직후의 전압이다. V<sub>ON-</sub>는 스위칭 소자 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>가 턴 온되기 직전의 전압이다. I<sub>OFF-</sub>는 스위치 S<sub>s</sub>가 턴 오프되기 직전의 스위치 전류이다. I<sub>OFF-</sub>는 불연속 전류의 최대치가 된다. T는 예상 공진 주기를 나타낸다. PRS<sup>2</sup>M는 공진 주기의 1/4이하의 공진 전류를 흘린다.

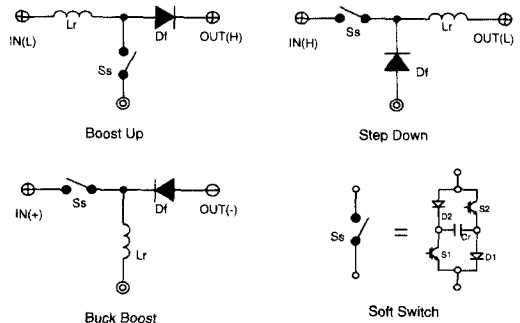


그림 1. PRS<sup>2</sup>M의 기법  
Fig. 1. Method of PRS<sup>2</sup>M.

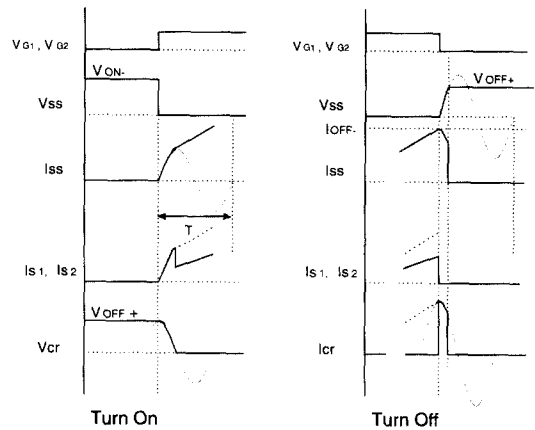


그림 2. PRS<sup>2</sup>M의 ZCS와 ZVS  
Fig. 2. ZVS and ZCS of PRS<sup>2</sup>M.

표 1. PRS<sup>2</sup>M에서 Off State의 스위치 역전압 두상태

Table 1. Two State in V<sub>ss</sub> of PRS<sup>2</sup>M.

Mode	State 1	State 2
Boost Up	V <sub>IN</sub>	V <sub>OUT</sub>
Step Down	V <sub>IN</sub> - V <sub>OUT</sub>	V <sub>IN</sub>
Buck Boost	V <sub>IN</sub>	V <sub>OUT</sub> + V <sub>IN</sub>

턴 온동작에서 보면 먼저 Off상태에서 Cr은 V<sub>OFF+</sub>

로 충전되어 있어 인덕터  $L_r$ 를 통하여 정현적으로 전류가 상승하게되지만 공진 주기의 1/4인 점에서 전류는 최대치를 갖게되고 인덕터의 전류는 입력 전압에 비례하여 계속 상승한다. 이때 공진 콘덴서의 전류 전압 방정식을 보면 식(1)과 (2) 그리고 (3)으로 표현할 수 있다.

$$i_{cr} = (V_{ON-} + V_{OFF+})\sqrt{\frac{C_r}{L_r}} \sin \omega t \quad (1)$$

$$V_{cr} = (V_{ON-} + V_{OFF+})\cos \omega t - V_{ON-} \quad (2)$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} \quad (3)$$

턴 오프에서는 공진 콘덴서  $C_r$ 이 스위칭소자  $S_1, S_2$  그리고 절연 다이오드  $D_1, D_2$ 에 의하여 단락 되어 있다.  $S_1, S_2$ 를 턴 오프하면 인덕터 전류는  $C_r$ 을 충전하게 되므로  $V_{SS}$ 는 정현적으로 상승하게 되어 본 회로의 중요한 특성인 ZVS를 실현하게 된다.

이때 공진 콘덴서의 전류 전압방정식은 식 (4)과 (5) 그리고 (6)으로 표현할 수 있다.

$$i_{cr} = I_{OFF-} \cdot \cos(\omega t + \theta) \quad (4)$$

$$V_{cr} = V_{ON-} + \sqrt{\frac{L_r}{C_r}} I_{OFF-} \sin(\omega t + \theta) \quad (5)$$

$$\theta = \sin^{-1}\left(-\frac{V_{ON-}}{I_{OFF-}} \cdot \sqrt{\frac{C_r}{L_r}}\right) \quad (6)$$

인덕터에 축적된 에너지가  $D_f$ 를 통하여 방전을 완료하고 영전류상태가 되면 공진콘덴서는 (다이오드 순방향 전압강하를 무시하면)  $V_{cr} = V_{OFF-}$ 로 충전이 되어 있는 상태에서 턴 온을 기다린다.

### III. PRS<sup>2</sup>M 3φ AC-DC 부스터 컨버터

DCM 3φ AC-DC 부스터 컨버터는 그림 3에 나타난다. 기법에 사용한  $D_f$ 는 편의상  $D_b$ 로 치환 하면, 3φ 다이오드 브리지와 스위치  $S_c$ 에 의한 승압형으로 간단한 회로 구성으로 되어 있으며, 고정된 스위칭 주파수와 전원 전압으로부터 독립된 일정 시비율 운전으로 고효율을 달성하고 있다

본 연구에서는 턴 오프에서 ZVS를 달성하기 위하여 그림 3의 스위치  $S_c$ 을  $L^2S$ 로 치환한 경우 턴 온에서 다이오드 브리지에 의하여  $L^2SC$ 의 단락을 방지하기 위하여 인덕터를 3φ 다이오드 브리지 사이에 인

덕터  $L_{rg}$ 를 삽입하여 재구성할 필요가 있다. 그림 4는 이점을 보완한 새로운 PRS<sup>2</sup>을 제안한다.

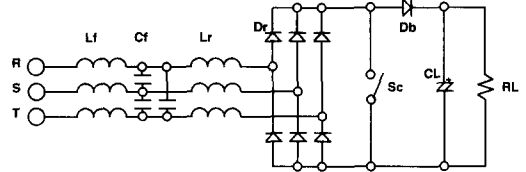


그림 3. 3φ AC-DC 부스터 컨버터  
Fig. 3. 3φ AC-DC Boost Converter.

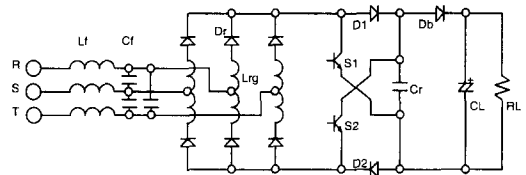


그림 4. 제안된 PRS<sup>2</sup>M방식의 컨버터  
Fig. 4. A New Boost Converter with PRS<sup>2</sup>M.

### IV. 컨버터의 동작모드 및 해석

제안된 PRS<sup>2</sup>M방식의 컨버터의 동작모드를 그림 5에 나타낸다. 동작모드 그림에서 알 수 있는 바와 같이 한 스위칭 주기내에 여섯 개의 모드가 존재한다. 해석상 상전압은 대칭성으로 하고 위상이 U상 전압의 0-π/6 사이에 있는 것으로 가정한다. 이때 입력 상전압의 관계는 아래와 같게 된다.

$$|Nu| < |Nv| < |Nw|$$

제안된 PRS<sup>2</sup>M 컨버터의 동작 해석을 표 2의 회로 정수를 사용하여 PSpice로 시뮬레이션을 하여 그림 6에 나타내었다.

표 2. 해석에 사용한 정수  
Table 2. Parameter of Simulation.

Source Voltage	Vu, Vv, Vw = 35 (Vrms) f = 60 (Hz)
Filter	Lf = 730 (μH) Cf = 1 (μF)
Inductor	Lrg = 67 (μH)
Snubber	Cr = 44 (nF)
Switching	D.F = 0 - 50 (%) f = 20 (kHz)
Load	RL = 25 (Ω) Resistance

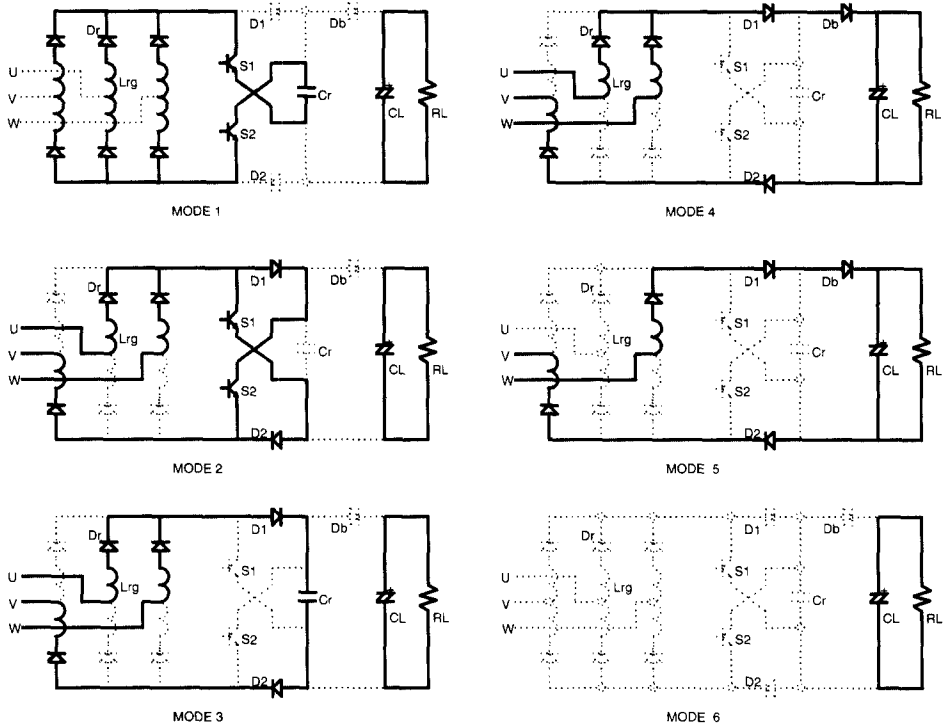


그림 5. 동작 모드  
Fig. 5. Modes of operation.

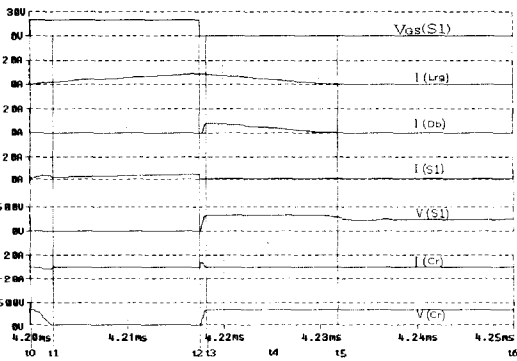


그림 6. 회로 각 부분의 전류 전압 파형  
Fig. 6. Simulated waveform of the proposed converter.

그림 7은 인덕터의 전류를 하드 스위치와 PRS<sup>2</sup>를 비교한 그림이다.

\* 모드 1 ( Cr의 방전 모드 ;  $t_0 \leq t < t_1$  )

모드 6의 상태에서 스위치 S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>를 동시에 온한다.

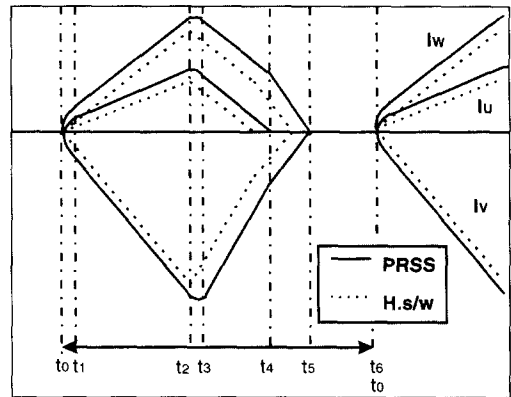


그림 7. 인덕터 Lrg의 전류 파형  
Fig. 7. Current of the Inductor Lrg.

이 순간 흐르는 전류는 0으로 있었으므로 ZCS를 달성한다. 콘덴서 Cr에 흐르는 전류 irc, 입력 순시치 전류 ic, iv, iw는 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_v \\ i_w \end{bmatrix} = \frac{t}{2L_x} \begin{bmatrix} 2V_v + V_v \\ 2V_w + V_w \end{bmatrix} + \sqrt{\frac{2C_r}{3L_x}} + \begin{bmatrix} -\frac{1}{2}(\frac{3}{2} V_v - E_d) \\ \frac{3}{2} V_v - E_d \\ -\frac{1}{2}(\frac{3}{2} V_v - E_d) \end{bmatrix} \text{Sin} \sqrt{\frac{2}{3L_x}} C_r t \quad (7)$$

$$i_{rc} = -i_t \tag{8}$$

\* 모드 2 ( Lrg에너지 축적 모드 ;  $t_1 \leq t < t_2$  )

t = t1에서 Cr의 전압이 0으로 되며 이 때의 입력 전류  $i_{u1}$ ,  $i_{v1}$ ,  $i_{w1}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{bmatrix} = \frac{t-t_1}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U \\ V_V \\ V_W \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{u1} \\ i_{v1} \\ i_{w1} \end{bmatrix} \tag{9}$$

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

\* 모드 3 ( Cr의 충전 모드 ;  $t_2 \leq t < t_3$  )

t=t2에서 스위치 S1, S2를 Off 한다. 이때 스위치 S1, S2에 대하여 콘덴서 Cr이 병렬로 삽입되어 있어서 ZVS이 달성된다. Cr의 충전 시간은 특별히 짧아 전류는 일정하다고 생각된다. 스위치 오프 때의  $i_v$ 를  $i_{v2}$ 라고 하면  $t_3-t_2 = Cr Ed/i_{v2}$ 로 된다.

\* 모드 4 ( 출력 모드 ;  $t_3 \leq t < t_4$  )

Cr의 전압이 출력전압 Ed와 같아지게 되면 다이오드 Db가 도통된다. t=t3에서의 입력전류  $i_{u3}$ ,  $i_{v3}$ ,  $i_{w3}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{u3} \\ i_{v3} \\ i_{w3} \end{bmatrix} = \frac{t-t_3}{L_{rg}} \begin{bmatrix} V_U - \frac{E_d}{3} \\ V_V + \frac{2E_d}{3} \\ V_W - \frac{E_d}{3} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} i_{u3} \\ i_{v3} \\ i_{w3} \end{bmatrix} \tag{10}$$

\* 모드 5 ( 출력 모드 ;  $t_4 \leq t < t_5$  )

t=t4에서 3φ 전원 상전압의 절댓값이 최소가 되는 상의 상전류 (여기서는  $i_u$ )가 0으로 되어 위아래의 한 개의 암씩 도통 된다. t=t4에서의 입력전류는 각각 0,  $i_{v4}$ ,  $i_{w4}$ 라고 하면 다음과 같이 된다.

$$\begin{bmatrix} i_{u4} \\ i_{v4} \\ i_{w4} \end{bmatrix} = \frac{t-t_4}{2L_r} \begin{bmatrix} 0 \\ V_V + E_d - V_W \\ V_W - E_d - V_V \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ i_{v4} \\ i_{w4} \end{bmatrix} \tag{11}$$

\* 모드 6 ( 인덕터 전류 불연속 구간 ;  $t_5 \leq t < t_6$  )

전상의 전류가 0으로 되는 t=t5에서 다음 스위칭 주기가 시작 될 때까지의 구간이다. t=t6은 다음 주기의 t=t0에 해당한다.

하드스위칭과 PRS<sup>2</sup>와 비교하는 그림 7에서 보면 둘의 스위칭 방식은 모드 1에서만 큰 차이를 낸다. 이

모드에서  $i_v$ ,  $i_w$ 에 대하여 생각해 보면  $V_{Ut}/Lrg$ ,  $V_{Wt}/Lrg$ 의 향이 하드스위칭 때와 같으므로 증가분  $\Delta i_u$ ,  $\Delta i_w$  공히 다음과 같이 된다.

$$\Delta i_u, \Delta i_w = \frac{V_V}{2L_{rg}} t_1 + \sqrt{\frac{C_r}{6L_{rg}}} (E_d - \frac{3}{2} V_V) \text{Sin} \sqrt{\frac{2}{3L_{rg}C_r}} t_1 \tag{12}$$

t1은 전압의 절댓값이 제일 큰 것 (여기서는  $V_V$ )의 함수로 되어 U상의 위상 0~π/6의 범위에서 대략  $V_V$ 가 변화하지 않는 것으로 생각하면 입력전류의 증가분은 전 위상 구간에서 대략 일정하다. 즉 하드 스위칭형 컨버터의 입력전류에 구형파가 중첩되는 것으로 생각할 수 있다.

또 L<sup>2</sup>SC인 Cr에 축적되어진 에너지가 입력전류의 증가를 담당하므로 같은 시비율에서 하드 스위칭형 컨버터에 비하여 출력전압이 크게 됨을 알 수 있다.

### V. 실험결과 및 고찰

표 3에서 실험 회로 설계 목표치로 두어 설계하여 전체의 실험 구성도를 블록 다이어그램으로 그림 8에 나타낸다. 제어부분의 회로도를 그림 9에 나타낸다.

표 3. 회로 설계 목표  
Table 3. Design of Circuit+.

Output Power	1 kW
Output Voltage	DC 200V
Input Phase Voltage	35V <sub>RMS</sub>
Max D.F.	50%
S/W Frequency	20kHz
Control Method	DC Output Voltage Constant

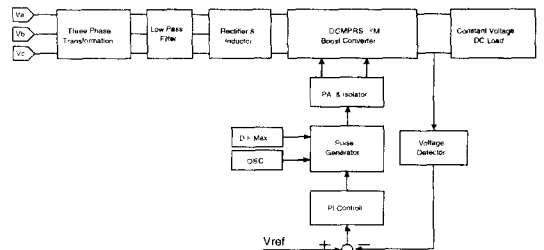


그림 8. 실험 구성도  
Fig. 8. Block Diagram of Experiment.

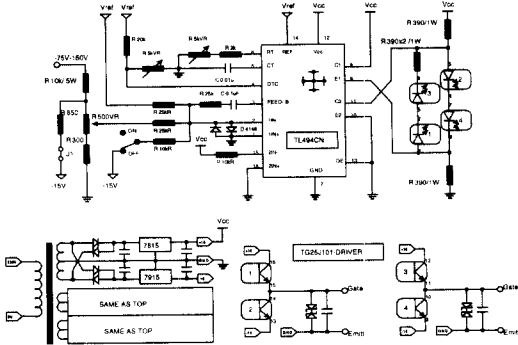


그림 9. 실험 제어 회로  
Fig. 9. Schematic of Control Circuit.

그림 10에서 출력전압에 따른 효율과 역율의 변화를 나타내는데 역율은 90V이후부터는 거의 100%에 가깝게 된다. 이 특성곡선은 부하를 일정상태에서 측정한 결과로서 부하전압과 부하전류가 비례하므로 전체 계통의 내부저항이 대부분의 영향력을 나타내는 것이다.

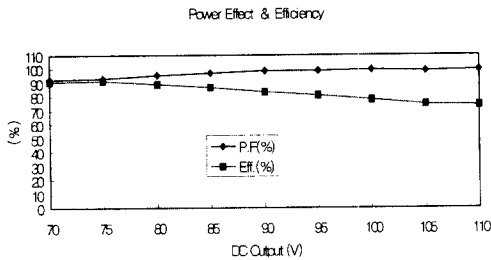


그림 10. 출력전압에 따른 효율과 역율의 변화  
Fig. 10. P.F and Eff. on DC Output Voltage.

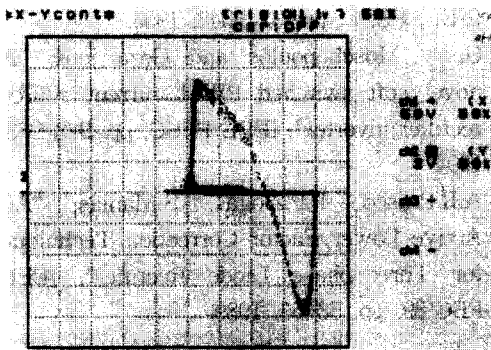


그림 11.  $L^2SC$  1nF일 때의 Sc의 전류/전압 궤적  
Fig. 11. I/V Locus in Sc at  $L^2SC$  1nF.

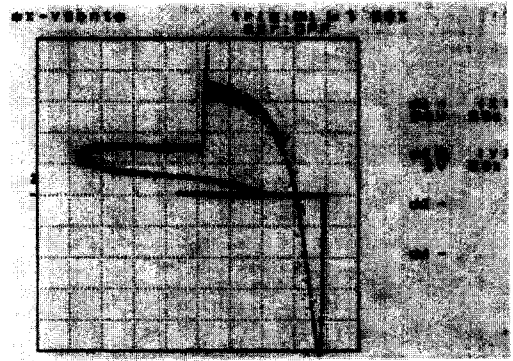


그림 12.  $L^2SC$  11nF일 때의 Sc의 전류/전압 궤적  
Fig. 12. I/V Locus in Sc at  $L^2SC$  11nF.

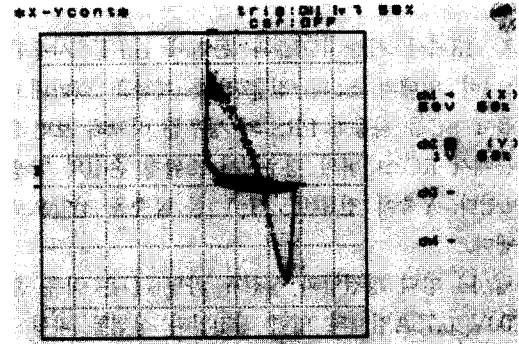


그림 13. RC스너버 일때의 Sc의 전류/전압 궤적  
Fig. 13. I/V Locus in Sc at RC Snubber.

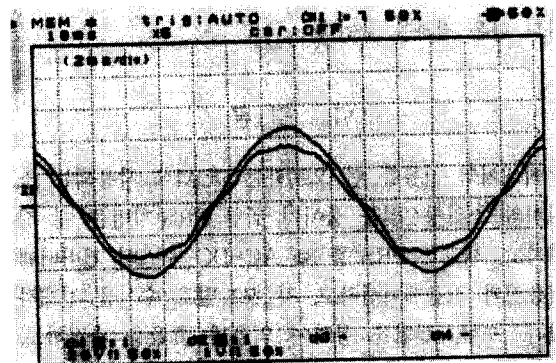


그림 14. 입력 상전압과 상전류 파형 (1)  
Fig. 14. Phase Voltage and Current in 3φ Input (1).

그림 11, 그림 12는  $L^2SC$ 이 1nF일때와 11nF일때의 Sc의 전류/전압 궤적을 나타내고 있다. 여기서  $L^2SC$ 의 크기에 비례하여 회생되는 양(2상한)이 늘어나는 것을 볼 수 있다.

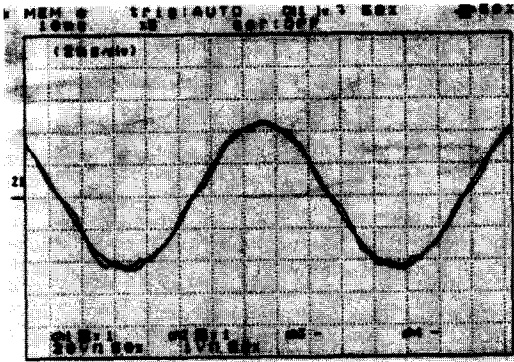


그림 15. 입력 상전압과 상전류 파형 (2)  
Fig. 15. Phase Voltage and Current in 3 $\phi$  Input(2).

그림 13에서 저항 170 $\Omega$ 과 콘덴서 1nF를 사용한 RC스너버 일때의  $S_c$ 의 전류/전압 궤적을 나타내고 이것을  $L^2SC$ 를 사용한 PRS<sup>2</sup>의 경우를 비교해 보면 0점부근에서 RC스너버의 경우에서 스위칭 손실의 발생을 보인다. Y축이 전류( $0.5 \times I = V$ )를 X축을 전압으로 나타낸다.

그림 14 입력 상전압과 상전류 파형 (1)은 직류 출력 200V 0.75A일때의 입력 상전압과 상전류 파형이고, 그림 15 입력 상전압과 상전류 파형 (2)는 직류 출력 200V 1A일때의 입력 상전압과 상전류 파형을 나타내고 있다. 부하가 작아질수록 전류파형의 왜곡을 보이는 것을 볼 수 있는데, 이것은 그림 10의 그래프와도 같은 결과를 보인다.

## VI. 결 론

최대치의 전류를 턴 오프하는 DCM에 사용되는 스위치의 스위칭손실을 줄이기 위한 PRS<sup>2</sup>기법을 재 정의하고, 새로운 PRS<sup>2</sup>를 3 $\phi$  AC-DC 부스터 컨버터에 적용시켜 시뮬레이션하고, 각 모드별로 수식을 전개하였다. 또한, 실험을 통하여 역율과 효율을 측정하고, 고역율 고효율화로 동작함을 확인하였다.

그 결과 ZVS, ZCS를 실현하는 것을 보였으며, 역율면에서는 거의 단위역율에 가까우며, 효율면에서는 실험 구성회로의 요소와 계측장비등의 오차를 감안해 볼 때 좋은 결과를 나타내었다.

본 연구의 인덕터  $L_{rg}$ 를 이용한 방법은 인덕터 수가 많은 것이 결점으로 생각 되어 지나 탭을 이용하거나, 절연 변압기 구상, 링크 인덕터 삽입등의 방법으로

장점으로 유도 할 수 있어 이러한 회로개선의 연구에 많은 기대가 된다.

## 참 고 문 헌

- [1] Toshimitsu. Morizane, Noriyuki. Kimura and Katsunori. Taniguchi, "Influence of the Reactors Used in Three-Phase Converter with High Power Factor Soft-switched with Lossless Snubber", spc-96-61, pp. 81-90, 1996.
- [2] J.W.Kolar, H.Ertl & F.C.Zach, "A novel single-switch three-phase AC/DC buck-boost converter with high-quality input current waveforms and isolated DC output", INTELEC, pp. 407-414, 1993.
- [3] 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 IAS, pp. 931-938, 1993.
- [4] H.W.LEE, Y.YOSIGAWA, K.TANIGUCHI, "A Novel Quasi-Resonant PWM Converter with High Power Factor using Lossless Snubber", IEICE, Vol. PE93-60, pp. 13-18, 1994.
- [5] Alexandre Ferrari de Souza and Ivo barbi, "A new ZVS-PWM unity power factor rectifier with reduced conduction losses" IEEE, PESC, pp. 324-348, 1994.
- [6] Gerry Moschopoulos and Geza joos, "A novel soft-switched PWM current source rectifier/inverter", IEEE PESC, pp. 978-983, 1994.
- [7] A.R.Prased, P.P.Ziogas, S.Manias, "An Active Power Factor Correction Technique for Three-phase Diode Rectifier", IEEE PEC'89, pp. 58-66, 1989.

저 자 소 개



田 重 械(正會員)

1955년 5월 13일생. 1979년 명지  
대 공대 전기공학과 졸업. 1984년  
동대학원 전기공학과 졸업(석사).  
1997년 경남대학교 대학원 전기공  
학과 수료(박사). 1993-현재 대구  
보건전문대학 소방안전관리과 조교

수. 관심분야: 전력변환, 고역율 컨버터, 전류형인버터,  
DSP제어등임

徐 基 永(正會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照

李 鉉 雨(正會員) 第 33卷 B編 第 10號 參照