

## 고역률 단일 전력단 고주파 공진 AC-DC 컨버터의 특성해석

南承植<sup>†</sup>, 元載善<sup>‡</sup>, 黃啓鎬<sup>§</sup>, 吳慶燮<sup>¶</sup>, 朴宰煜<sup>\*\*\*</sup>, 金東熙<sup>§</sup>, 吳昇勳<sup>§§</sup>

### A Characteristic Analysis of Single-Power-Stage High Frequency Resonant AC-DC Converter with High Power Factor

Seung-Sik Nam, Jae-Sun Won, Kye-Ho Hwang, Kyung-Sup Oh, Jae-Uk Park,  
Dong-Hee Kim, and Seung-Hoon Oh

#### 요 약

본 논문은 기존의 2개의 전력 처리단을 갖는 컨버터를 단일 전력단으로 구성하고, ZVS기법을 이용한 고역률 단일전력단 고주파 공진 AC-DC 컨버터를 제안하고 있다. 입력단에 승압형 역률개선 인덕터를 연결하여 일정 듀티비와 가변 스위칭 주파수로 입력전류를 불연속 모드로 제어함으로써 입력 역률을 개선하는 것이 가능하였다. 종래의 2개 전력 처리단을 가지는 컨버터의 경우 역률 제어용 스위치가 별도로 필요하지만 전력 처리단을 하나로 단일화시키므로써 컨버터의 구성이 간략화 되어져, 비용의 저감과 신뢰성을 증가 시킬 수 있는 등의 장점이 있다. 본 연구는 고역률 단일전력단 AC-DC 컨버터의 동작원리와 무차원화 파라미터를 이용한 특성평가를 범용성 있게 행하여, 특성평가에서 산출한 특성값을 기초로 하여 실험장치를 제작하였으며, 실험치와 이론치를 비교·검토하여 제안회로의 특성해석의 정당성을 입증하고 있다.

#### ABSTRACT

This paper proposes a single-power-stage high frequency resonant AC-DC converter with high power factor using ZVS(Zero Voltage Switching), and integrates a conventional converter with two stage into single stage converter. Input power factor is possible to be improved as a high power factor because inductor for power factor correction(PFC) is connected in input and converter is operated in discontinued current mode(DCM) with constant duty cycle and variable switching frequency. The conventional converter with two stage need to add a switch in order to control a power factor, but single stage converter have a advantage that system is simple and cost is down, confidence is improved, etc. This paper described a operation principle and characteristic analysis for single stage AC-DC converter with high power factor and have evaluated characteristic values by using normalized parameter. We make a experimental equipment using MOSFET as a switching device on the basis of characteristic values obtained from characteristic evaluations and we conform a rightfulness of theoretical analysis by comparing theoretical waveforms and experimental waveforms.

**Key Words** : input power factor improvement, single stage, ZVS(Zero Voltage Switching)function

#### 1. 서 론

자기소호형 고주파 전력용 반도체 스위칭 소자들은 고내압·대전류화·고속화 되고 있으며, 이들 소자들은 전자화 및 정보화 되어가는 직류전원장치에 적용되고 있다. 직류전원장치들은 소형·경량화가 요구되어

지며, 시스템의 안정화를 위한 속응성과 신뢰성이 있는 제어 등이 필수적으로 요구되고 있다. 이러한 요구를 만족시키기 위해 직류전원장치에는 영전압/영전류에서 스위칭 하도록 함으로써 하는 스위칭을 시킴으로써 스위칭 손실과 스위칭 스트레스를 감소 시킬 수 있어 고속화가 가능하다. 대부분의 직류전원장치는 커패

시터 필터 입력형 다이오드 정류기를 사용하므로써 상용전원의 피크치 부근의 짧은 시간동안만 정류기가 동작하여 폭이 매우 좁은 펄스성 전류로 인해 낮은 입력 역률과 심각한 고주파 왜곡을 발생시키는 문제점을 가지고 있다. 이 문제점을 해결하기 위해 역률보상회로인 승압형 컨버터를 전력변환회로의 입력단에 연결하여 사용하기도 한다. 이 경우, 두개의 전력 처리단으로 구성되므로 넓은 입력전압 범위에서 고역률을 개선할 수 있는 장점이 있으나, 시스템구성의 복잡성, 시스템 효율의 저하, 비용증가 등의 문제점이 있다.<sup>[1~3]</sup>

본 연구는 풀 브리지고주파 공진 DC-DC 컨버터를 기본으로 한 회로에 불연속 모드(이하 DCM으로 칭함)로 동작하는 역률개선용 승압형 컨버터 기능을 내장시키고 스위치 동작은 ZVS동작을 시켜 스위칭 손실을 감소 시킬 수 있는 단일전력처리가 가능한 고역률 고주파 공진 AC-DC 컨버터 회로를 제안 하고 있다. 회로의 특성평가는 무차원화 파라미터를 도입하여 설계 전 단계에서 요구되는 특성치를 일반성 있게 도식화 하였다.

특성평가를 통해 산출한 특성값을 기초로 하여 MOSFET를 스위칭 소자로 적용한 실험 장치를 제작하여 실험을 통해 얻은 실험치와 이론치를 비교해 특성평가의 정당성을 뒷받침하고 있다.

## 2. 풀 브리지 단일전력단 AC-DC 컨버터

### 2.1 기존의 2단 전력단 컨버터회로

그림 1은 승압형 컨버터를 이용한 2단 방식의 역률 개선용 컨버터의 블록도를 보여주고 있다. 그림에서 입력단에 역률개선용 부스터 컨버터를 연결 하므로써 컨버터의 입력 역률을 개선 하고있다. 컨버터의 입력 역률제어 방식은 연속 전류모드(이하 CCM으로 칭함)와 불연속 전류모드로 분류된다. 연속 전류모드는 일반적으로 대용량에 사용 되며, 입력전류와 전압을 검

출하여 전류가 전압의 위상을 따라가도록 두개의 제어 루프가 필요 하다. 또 스위칭 다이오드가 턴오프될 때 역회복현상 때문에 노이즈 및 효율의 문제점이 있다.

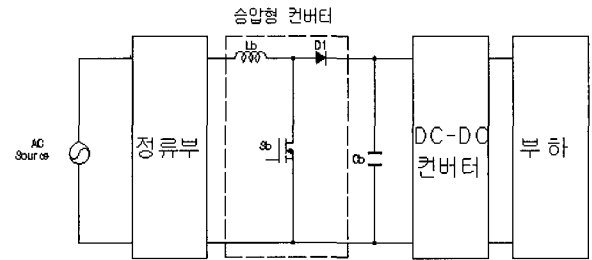


그림 1 승압형 컨버터를 이용한 2단 역률개선용 컨버터의 블록도

Fig. 1 Block diagram for two stage power factor correction converter using boost converter

그림 2의 불연속 전류모드는 영전류 시점에서 스위칭 하므로 스위칭 손실을 최소화 할 수 있는 장점 과 전압과 전류의 검출 없이 소자를 스위칭 하므로 입력 전류의 최대 값이 입력전압을 추종하게 되어 정현파 형태로 만들어 갈 수 있다. 그러나 이 방식은 주 소자에 인가되는 전압과 전류의 스트레스가 높으므로 대용량에는 적용이 힘들고 소용량 급에서 많이 사용된다.

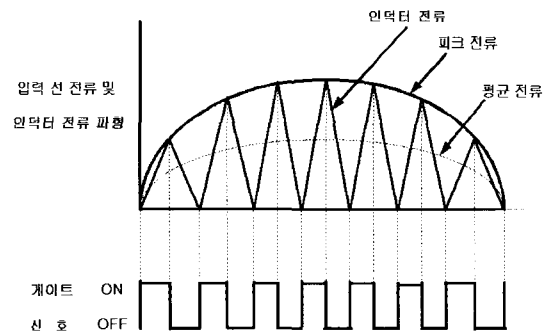


그림 2 불연속 전류모드 승압형 컨버터의 인덕터 전류파형  
Fig. 2 Waveforms for inductor current of DCM boost converter

그림 3은 종래의 역률개선(PFC)용 승압컨버터 회로와 커패시터 입력형 풀 브리지고주파 직렬공진 AC-DC 컨버터를 보여주고 있다. 이 컨버터 회로는 두개의 전력변환부에서 각각 전력처리를 하고 있는 컨버터 회로이다. 두 전력단에서 전력 처리를 하므로 회로 요소가 증가하여, 각 요소의 손실 증가의 요인으로 작용

<sup>†</sup>교신저자 : 정희원, 경일대 공대 전기공학과 겸임교수

E-mail : ss-nam@hanmail.net

<sup>\*</sup>정희원, 헬라삼립전자(주) 기술연구소 전자설계팀 연구원

<sup>\*\*</sup>정희원, (주)신성이엔지 기술연구소 선임연구원

<sup>\*\*\*</sup>정희원, 경일대 공대 제어계측공학과 초빙교수

<sup>\*\*\*\*</sup>정희원, (주)성안조명 차장

<sup>§</sup>정희원, 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수

<sup>§§</sup>정희원, 동해대 정보통신공학과 조교수

접수일자 : 2004. 2. 5 1차 심사 : 2004. 5. 6

2차 심사 : 2004. 5. 21 심사완료 : 2004. 5. 31

한다.<sup>[4]</sup>

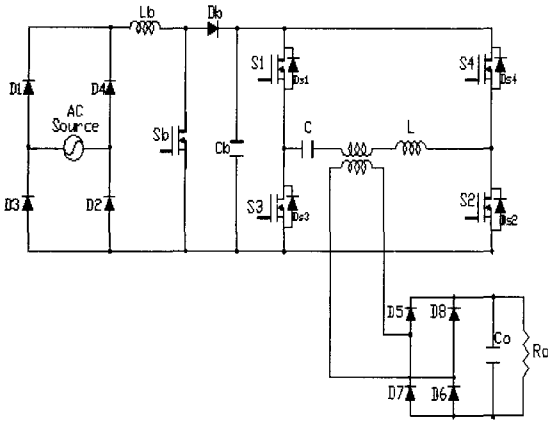


그림 3. 두개의 전력 처리단을 갖는 AC-DC 컨버터  
Fig. 3 Two stage AC-DC converter

## 2.2 풀 브리지만일 전력단 AC-DC 컨버터의 회로 해석

### 2.2.1 단일 전력단 AC-DC 컨버터 회로

그림 4의 제안 회로는 그림 3의 회로에서 두개의 전력 변환부를 일체화 시켜 회로내부에 역률개선 기능을 갖도록 하여, 단일 전력단으로 구성된 회로인 단일 전력단 AC-DC 컨버터 회로를 보여주고 있다. 그림 4에서 알 수 있듯이 기존의 2단계 전력 처리단을 갖는 AC-DC 컨버터의 각 단에서 역률개선용 승압 컨버터 회로와 풀 브리지만일 DC-DC 컨버터 회로에서 각각 동작하던 스위치  $S_b$ 와  $S_1, S_3$ 를 공유하여 하나의 스위치인  $S_{3b}$ 로 일체화하여 동작시키는 구조를 가짐으로써 단일 전력 처리단으로 구성이 가능하게 되었으며, 회로구성이 간단해지고 제어도 용이하게 되었다.

일반적으로 역률개선용 승압 컨버터는 저전력 회로에서 DCM에서 동작시키고, 대전력 회로에서는 CCM에서 동작시키고 있다.

제안된 회로의 특징을 살펴보면 다음과 같다.

- i) DCM 동작에 의해 입력역률을 개선할 수 있다.
- ii) 제안된 회로에서는 정류용 브리지만일 다이오드 2개의 소자를 통해서 흐르므로 도통 손실을 감소시킬 수 있다.
- iii) 전원의 정(+)의 반주기 동안은 스위치  $S_{1b}$ 가 동작하고, 부(-)의 반주기 동안은 스위치  $S_{3b}$ 가 동작하므로써 그림 3 에서  $S_b$ 의 동작을 대신하게 되며, 스위칭 소자에서의 발열에 의한 손실도 줄일 수

있다.

- iv)  $S_{1b}(S_{3b})$  턴온시 영전류 스위칭을 하기 때문에 스위칭 손실을 줄일수 있고, 다이오드의 역회복 특성에 따른 손실도 저감된다.

그림 5는 각 동작 모드에서의 정성적인 전압 및 전류와 제어 신호 파형을 보여주고 있다.

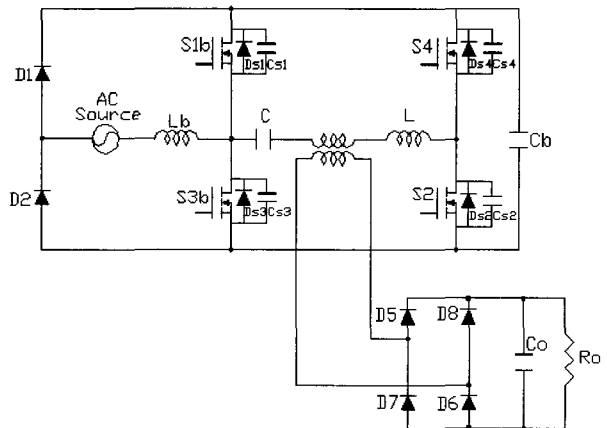


그림 4 제안된 풀 브리지만일 전력단 AC-DC 컨버터  
Fig. 4 Proposed full bridge single stage AC-DC converter

### 2.2.2 DCM 승압용 컨버터의 모드별 동작원리

정상상태에서의 회로해석을 위해 다음과 같은 몇가지 가정을 한다.

- i) 모든 소자들은 이상적인 것으로 한다.
- ii) 커패시터  $C_b$ 는 정전압으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 가진다.
- iii) 부하는 저항 부하로 가정한다.

그림 4의 제안된 역률 개선용 풀 브리지만일 AC-DC 컨버터에서 승압형 컨버터부를 전원전압의 정(+), 부(-)에 따라 각각 3개의 동작모드가 대칭으로 나타나므로 정(+)주기시의 모드만 나타내면 다음과 같다.

#### 1) 모드 1 ( $t_0 \sim t_1$ )

주 스위치  $S_{1b}$ 가 도통 되면서  $D_1$ 이 순바이어스 되어 입력전원에 의해 입력 인덕터 L에 에너지가 충전되며, L에 흐르는 전류는 서서히 증가한다.  $C_b$ 의 전압은  $S_{1b}, S_2$ 을 통해서 부하로 방전된다.

#### 2) 모드 2 ( $t_1 \sim t_2$ )

$S_{1b}$ 가 차단되면 인덕터의 축적된 에너지는 영이 될 때까지  $D_1$ 과  $D_3$ 를 통해서  $C_b$ 에 충전된다.

3) 모드 3(t<sub>2</sub>~t<sub>0</sub>)

입력 인덕터 전류가 영이 되면 C<sub>b</sub>에 축적된 에너지는 S<sub>3b</sub>, S<sub>4</sub>를 통해서 부하로 방전된다.

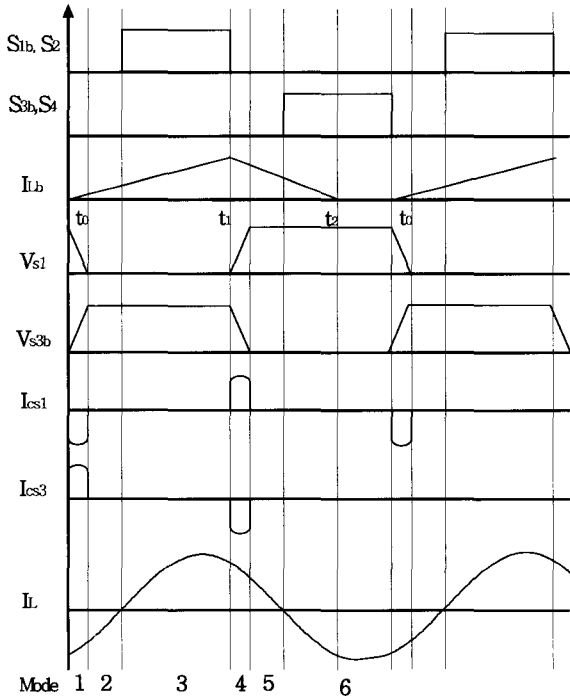


그림 5 제안된 컨버터의 게이트 신호와 동작 파형  
Fig. 5 Gating signal and operating waveforms for the proposed converter

2.2.3 ZVS를 이용한 풀 브리지 DC-DC 컨버터

그림 6은 6개의 동작 모드로 동작하는 고주파 직렬 공진형 DC-DC 컨버터 회로이다. S<sub>1b</sub>~S<sub>4</sub>는 자기소호형 반도체 소자이고 D<sub>s1</sub>~D<sub>s4</sub>는 회생용으로 사용되는 역병렬용 다이오드이다. L, C는 공진형 인덕터와 공진형 커패시터이며, C<sub>s1</sub>~C<sub>s4</sub>는 ZVS용 커패시터이다. 각 모드에 존재하는 미분방정식이 고차로 되기 때문에 직접 해를 구하는 것은 어렵다. 즉 MOSFET의 동작 상태는 외부에서 임의로 정할 수 있지만 다이오드의 동작상태는 예측하는 것이 불가능하다. 따라서 상태변수를 계산하면서 모드의 변화를 판정해야 한다. 제안 컨버터는 승압회로가 DCM으로 동작하게 되어정(+), 부(-)의 교류 전압에 대해서 반 사이클 동안 스위치(S<sub>1b</sub>~S<sub>4</sub>)와 다이오드(D<sub>5</sub>~D<sub>8</sub>)의 동작상태에 따라 표 1과 같이 각각 6개의 동작 모드로 분류 된다. 각 모드의 스위치 동작은 표 1과 같다.<sup>15~17</sup>

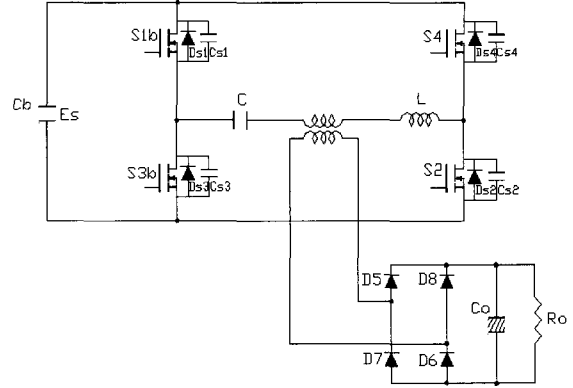


그림 6 고주파 공진 풀 브리지 DC-DC 컨버터  
Fig. 6 High frequency resonant full bridge DC-DC converter

표 1 동작모드  
Table 1 Operation mode

모드	S <sub>1b</sub>	S <sub>2</sub>	S <sub>3b</sub>	S <sub>4</sub>	D <sub>s1</sub>	D <sub>s2</sub>	D <sub>s3</sub>	D <sub>s4</sub>	D <sub>5</sub>	D <sub>6</sub>	D <sub>7</sub>	D <sub>8</sub>
1	off	off	off	off	off	off	off	off	off	off	on	on
2	off	off	off	off	on	on	off	off	off	off	on	on
3	on	on	off	off	off	off	off	off	on	on	off	off
4	off	off	off	off	off	off	off	off	on	on	off	off
5	off	off	off	off	off	off	on	on	on	on	off	off
6	off	off	on	on	off	off	off	off	off	off	on	on

각 모드의 상태방정식은 회로해석의 범용성을 주기 위해 표 2에 나타낸 무차원화 파라미터를 도입하여 각 특성값을 산출하였다. 각 모드별 방정식은 다음과 같으며, 표2의 무차원화 파라미터를 도입하여 회로방정식을 나타내면 다음과 같다.

$$\frac{dX^*}{dz} = \frac{4\pi}{\mu} \cdot A \cdot X^* + B \cdot U$$

$$X^* = [i_{L1}^*(z), v_c^*(z), v_{s1}^*(z), v_{s2}^*(z), v_{s3}^*(z), v_{s4}^*(z), v_{co}^*(z)]^T,$$

U=1이며 각 모드별 A, B는 다음과 같다.

$$k1 = \frac{1}{4}, k2 = \frac{1}{8b_1}, k3 = \frac{1}{8b_2}, k4 = \frac{-1}{8b_3}, k5 = \frac{-1}{8b_4},$$

$$k6 = \frac{1}{4b_0}, k7 = \frac{-1}{4b_0}$$

1) 모드 1, 모드 4

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 0 & 0 & 1 & -S \\ k1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k3 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k4 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k5 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k7 \end{bmatrix}$$

$$B = [0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

2) 모드 2, 모드 3

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -S \\ k1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k7 \end{bmatrix}$$

$$B = [\frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

3) 모드 5, 모드 6

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & 0 & 1 & -S \\ k1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ k6 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & k7 \end{bmatrix}$$

$$B = [-\frac{4\pi}{\mu}, 0, 0, 0, 0, 0, 0]^T$$

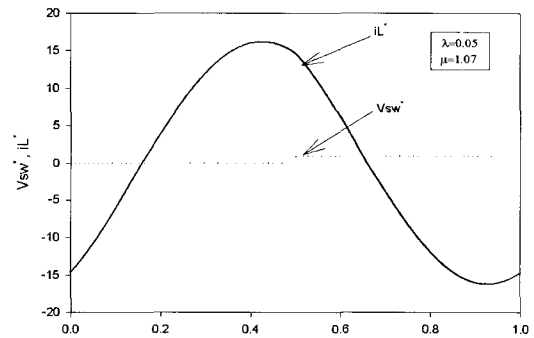
표 2 무차원화 파라미터  
Table 2 Normalized parameter

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_s$	$v^* = v / E_s$
Current	$I_s = E_s / Z_s$	$i^* = i / I_s$
Power	$P_s = E_s \times I_s$	$P^* = P / P_s$
Impedance	$Z_s = 2 \sqrt{(L/C)}$	$\lambda = R_o / Z_s$
Inductance	$L_s = L$	$a = L_b / L_s$
Capacitance	$C_s = C$	$b_1 = C_{s1} / C_s, b_2 = C_{s2} / C_s$
		$b_3 = C_{s3} / C_s, b_4 = C_{s4} / C_s$
		$b_5 = C_o / C_s$
Frequency	$f_s = 1 / 2\pi \sqrt{(LC)}$	$\mu = f_o / f_s$ $= f_o \times 2\pi \sqrt{(LC)}$
Time	$T_s = 1 / f_o$	$z = t / T_s,$ $dz = dt / T_s$
Remark) $f_o$ : Operating frequency of converter $f_s$ : Resonant frequency of converter $T_s$ : Operating period of converter		

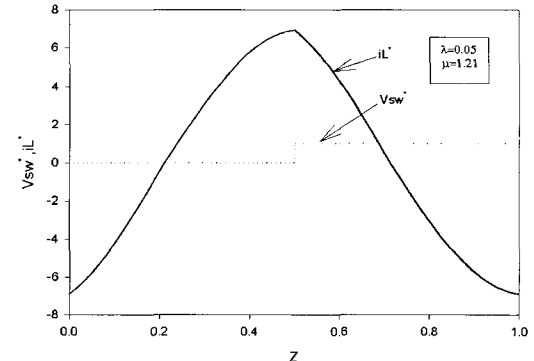
3. 시뮬레이션 파형

무차원화 회로상태방정식의 해를 수치해석에 의해

특성값을 산출 하였다. 그림 7의 (a)와 (b)는  $\lambda=0.05$ ,  $b_1=b_2=b_3=b_4=3.33$ ,  $b_5=100$ 인 경우, 무차원화 주파수 제어변수의 변화( $\mu=1.07$ ,  $\mu=1.21$ )에 따른 공진 인덕터전류 ( $i_L^*$ )와 스위치 양단전압의 시뮬레이션 파형을 보여주고 있다. 그림 7 (a)와 (b)에서  $\mu=1.07$ 인 경우가  $\mu=1.21$ 인 경우 보다 공진인덕터의 전류 파형이 정현파에 가까우며, 공진 인덕터에 흐르는 전류 값이 더 크다는 것을 알 수 있다. 입력역률 개선형 컨버터는 스위치에 흐르는 전류가 유도성으로 작용 하도록 스위칭 시켜야 한다. 그림 8과 9는 PSPICE를 이용한 시뮬레이션 파형이며 조건은  $L_B=92[\mu H]$ ,  $V_{in}=30[V]$ ,  $C=31[nF]$ ,  $L=0.51[mH]$ ,  $C_B=47[\mu F]$ ,  $C_o=300[\mu F]$ ,  $R_o=82[\Omega]$ 이고, 역률개선 전과 역률개선 후의 승압용 컨버터부의 입력전압과 전류, 승압용 컨버터부의 확대된 전류파형을 보여주고 있으며, 그림 8은 입력역률이 매우 낮음을 알 수 있고, 그림 9는 입력전류가 DCM에서 동작하므로 입력역률이 개선됨을 알 수 있다.



(a)  $\mu = 1.07$



(b)  $\mu = 1.21$

그림 7 수치해석을 이용한 정상상태시의 이론파형  
Fig. 7 Theoretical waveforms of steady state with numerical analysis

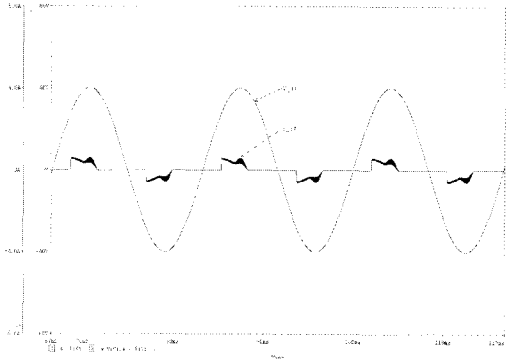
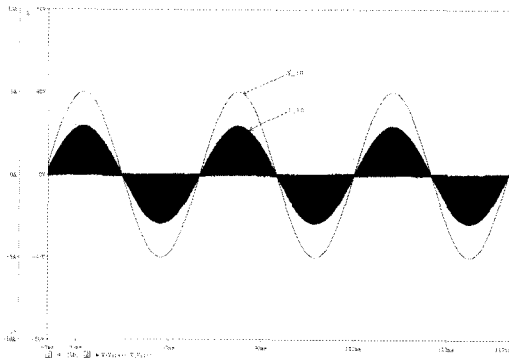
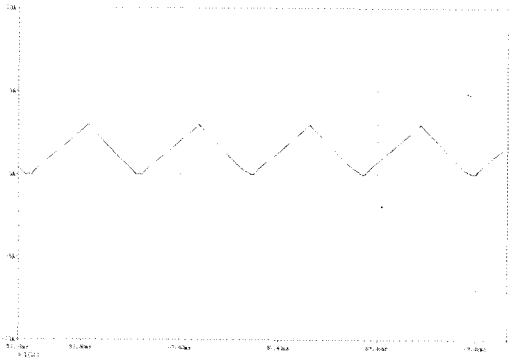


그림 8 역률개선 전의 PSPICE를 이용한 승압형 컨버터부 이론파형  
 Fig. 8 Theoretical waveforms of boost converter without PFC using PSPICE



(a) Input voltage and input current



(b) Magnified boost current

그림 9 역률개선후의 PSPICE를 이용한 승압형 컨버터부 이론파형  
 Fig. 9 Theoretical waveforms of boost converter with PFC using PSPICE

4. 특성평가

그림 10은  $b_o=100$ 인 경우의 부하제어변수( $\lambda$ )와 주파

수제어변수( $\mu$ )를 변화시킬 경우의 출력전력( $p_o^*$ ) 특성을 보여주고 있다.  $\mu=1.0$ 의 경우에 출력전력이 최대이고, 이 최대점을 중심으로 하여  $\mu$ 가 증가하거나 감소하면 출력도 감소함을 알 수 있다.  $\mu=1.0$ 에서 최대 전력이 발생하는 것은 전원에서 본 부하상태가 저항성으로 동작하기 때문이다. 그림 11은 주파수제어변수( $\mu$ )와 무차원화 출력 커패시터비( $b_o$ )를 변화시킬 경우의 출력전압의 리플 특성을 보여주고 있다. 출력 커패시터의 비가 낮을 경우 최대 50[%]까지 리플이 나타나지만, 출력커패시터 비를  $b_o=500$ 까지 증가 시키면 리플율은 0.39[%]까지 감소함을 알 수 있다.

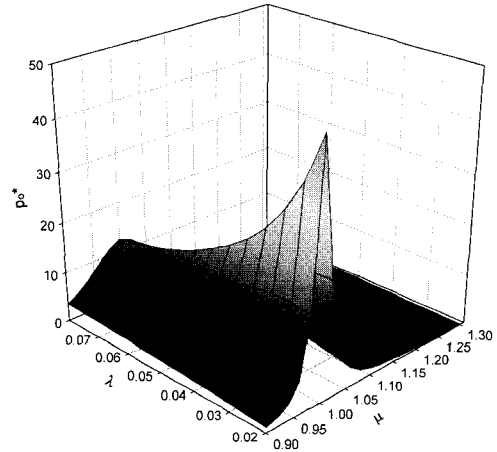


그림 10 출력전력특성  
 Fig. 10 Characteristics for output power

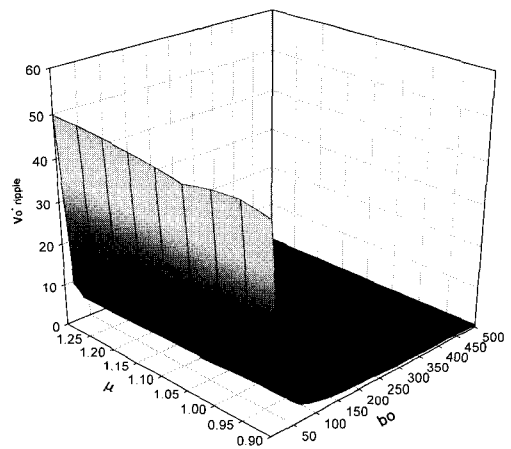


그림 11 출력전압의 리플 특성  
 Fig. 11 Characteristics for ripple of output voltage

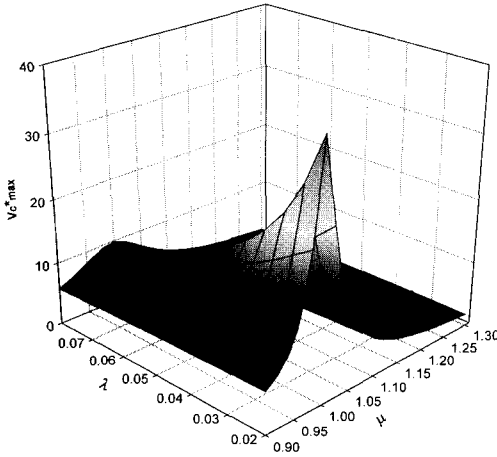


그림 12 공진커패시터의 최대전압 특성  
Fig. 12 Characteristics for maximum voltage of resonant capacitor

그림 12는 부하제어변수( $\lambda$ ) 와 주파수제어변수( $\mu$ )를 변화시킬 때의 공진 커패시터 양단 전압의 최대치를 보여주고 있으며, 역시  $\mu=1.0$ 에서 최대의 전압이 나타남을 알 수 있다.

### 5. 실험결과

표 3은 그림 1의 제안회로에 대한 이론해석의 정당성을 뒷받침 하기위해 실험회로 구성시 사용한 회로정수를 보여주고 있다.

표 3 회로 실험 정수  
Table 3 Circuit parameter for experimental

전원전압	AC 30[V]
스위칭 소자의정격	MOSFET(IRFP240) : 200[V], 20[A] Diode(IR30MFG50) : 450[V], 47[A], $t_{tr}=0.07[\mu s]$
공진 커패시터(C)	31 [nF]
공진 인덕터(L)	0.5 [mH]
입력 인덕터( $L_b$ )	92 [ $\mu H$ ]
출력평활커패시터( $C_o$ )	2000[ $\mu F$ ]
부하저항(R)	82[ $\Omega$ ]
스위칭 주파수 ( $f_o$ )	44[kHz]

그림 13은 역률개선 후의 입력전압과 입력 선전류의 실험파형을 보여주고 있다. 실측파형으로부터 선전류는 입력 전압의 위상과 거의 같고, 파형은 정현파상으로 주어지며 역률은 거의 단위역률인 1에 근접함을 알 수 있다. 그림 14는  $f_{sw}=44[kHz](\mu=1.07)$ 인 경우의 스위치( $S_{1b}$ ) 양단전압과 입력 부스터 인덕터의 불연속 전류를 보여주고 있으며,  $S_{1b}$ 와  $S_{3b}$ 는 상호 보완적으로 동작하므로  $S_{1b}$ 가 턴·온 되면 입력 부스터 인덕터에 에너지가 축적되고,  $S_{1b}$ 가 턴·오프 되면 입력 부스터 인덕터의 축적된 에너지가 방전하여 불연속으로 동작함을 알 수 있다.

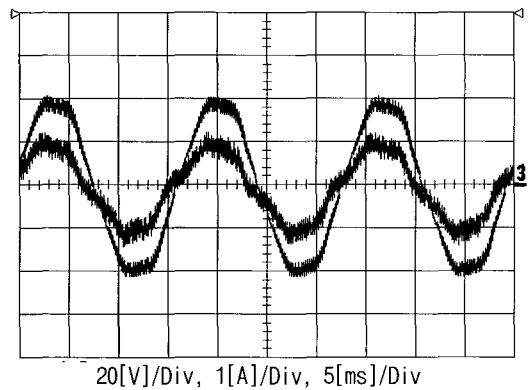


그림 13 역률개선후의 입력전압과 입력 선전류의 실험파형  
Fig. 13 Experimental waveform of input voltage and input current with PFC

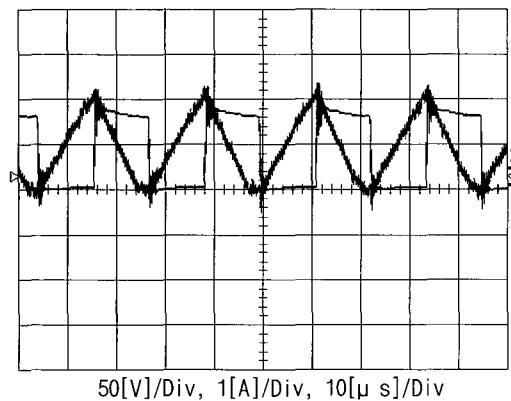


그림 14 스위치 전압( $S_1$ )과 승압형 컨버터 전류의 실험파형  
Fig. 14 Experimental waveforms of switch voltage and magnified boost current

그림 15는  $f_{sw}=50[kHz](\mu=1.21)$ 인 경우의 불연속 모드에서 동작하는 확대된 입력 부스터 인덕터 전류의 실험파형을 보여주고 있으며, 그림 14 보다는 스위칭

주파수가 증가하여 공진점에서 벗어나 유도성으로 동작하므로 전류의 크기가 감소하였음을 알 수 있다.

그림 9 (b)에서 이론파형과 경향이 거의 유사함을 알 수 있다. 그림 16은 스위치 ( $S_{3b}$ )양단의 전압과 공진 전류의 실측파형을 보여주고 있다. 실측파형과 그림7의 이론파형을 비교하면 그 경향이 거의 유사함을 알 수 있다.

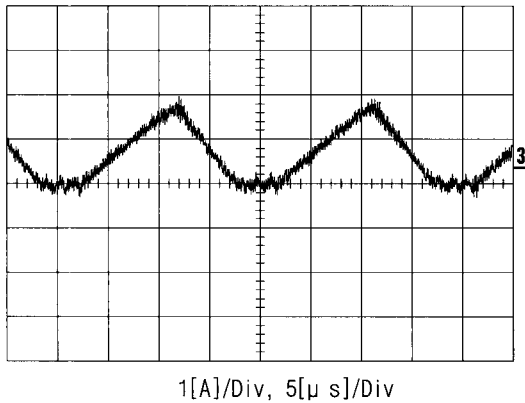


그림 15 승압형 컨버터의 확대된 전류의 실험파형  
Fig. 15 Experimental waveforms of magnified current for boost converter

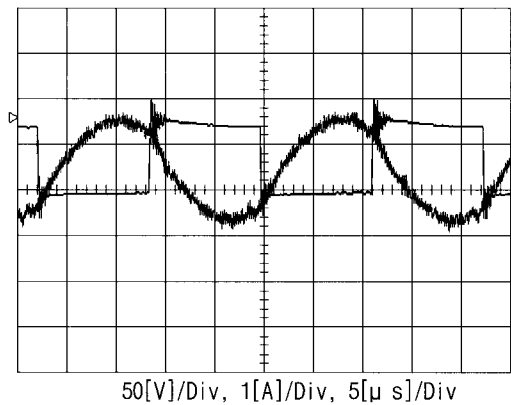


그림 16 스위치 전압( $S_{3b}$ )과 공진전류의 실험파형  
Fig. 16 Experimental waveforms of switch voltage and Resonant current

표 4는 PSPICE를 이용한 경우에 역률개선을 하지 않은 컨버터와 역률개선을 한 제안 컨버터 회로에서의 입력전류의 기수 고조파의 크기를 나타낸 것이다.

역률개선 후의 실험장치로부터 얻은 결과는 역률 =0.997, THD=7.8[%] 이며 표 4에서 역률개선 전 보다는 역률개선 후의 경우에 고조파 함유률이 많이 감소하였음을 알 수 있다.

표 4 역률개선 전·후의 고조파 함유률

Table 4 The comparable table for harmonics factor

회로종류 \ 고조파	3차 [%]	5차 [%]	7차 [%]	9차 [%]	11차 [%]
역률개선 전의 종래의 컨버터 (Pspice 이용)	47	8.54	16	18.8	11.9
역률개선 후의 컨버터 (Pspice 이용)	1.69	0.84	0	0	0
역률개선 후의 컨버터 (실험장치에서 측정)	2	1.0	0	0	0

## 6. 결 론

본 연구는 풀 브리지고주파 공진 DC-DC 컨버터를 기본으로 한 회로에 불연속 모드(이하 DCM으로 칭함)로 동작하는 역률개선용 승압형 컨버터 기능을 내장시키고 스위치 동작은 ZVS동작을 시켜 스위칭 손실을 감소시킬 수 있는 단일전력처리가 가능한 고역률 고주파 공진 AC-DC 컨버터 회로의 동작원리와 특성에 대해서 기술 하였다. 또한 승압용 컨버터 부의 전류가 불연속으로 흐르므로 입력전압과 입력 선전류가 거의 동상으로 동작 하므로써 입력 역률이 상당히 개선 되었음을 알 수 있었다.

이론해석을 위한 수치해석에는 무차원화 파라미터를 사용하였으며, 수치 해석으로부터의 특성평가를 통해 산출한 특성값을 기초로 하여 MOSFET를 적용한 실험장치를 제작하여 실험을 통해 얻은 실험파형이 PSPICE 결과와 잘 일치함을 확인 할 수 있었다. 향후 제안 회로가 고밀도 정전압원회로에 응용되기를 기대한다.

## 참 고 문 헌

[1] Francisco Javier Frrero, Cecilio Blanco Viejo, Juan Carlos Alvarez Anton, "Analysis and Design of a High Power Factor, Single-Stage Electronic Ballast for High-Intensity Discharge Lamps", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 18, No. 2, March 2003., pp. 558~569, 2003.

[2] Feel-Soon Kang, Sung-Jun Park, Cheul U Kim, "ZVZCS Single-Stage PFC AC-to-DC Half-Bridge Converter", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 49, No. 1, February 2002., pp. 206~216, 2002.

[3] 윤신용,백수현,김용,김철진,이창진, "능동 클램프 모드로



동작하는 단일 전력단 AC/DC 컨버터에 의한 역률개선", *Trans. KIEE*. Vol. 50B, No. 8, Aug. 2001., pp. 392~401, 2001.

- [4] Marinus van der Berg and Jan A. Ferreira, "A Family of Low EMI Unity Power Factor Converters", *IEEE Transaction on Power Electronics*, Vol. 13, No. 3, May 1998., pp.547~555, 1998.
- [5] 원재선, 박재욱, 남승식, 심광렬, 이봉섭, 김동희, "단일 전력단 고주파 공진 DC-DC 컨버터의 특성평가에 관한연구", *2003년 대한전기학회 춘계학술 대회 논문집*, April 24~26, pp. 11~ , 2003
- [6] Tsai-Fu Wu, Te-Hung Yu, "Unified Approach to Developing Single-Stage Power Converters", *IEEE Transaction on Aerospace and Electronics Systems*, Vol. 34, No. 1, January 1998, pp.211~223, 1998.
- [7] Michael T. Madigan, Rober W. Erickson, Esam Hamid Ismail, "Integrated High-Quality Rectifier Regulators", *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 4, August 1999, pp. 749~758, 1999.

## 저 자 소 개



### 남승식(南承植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 1997년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1992년~1994년 (주)포스콘 근무. 현재 경일대 공대 전기공학과 겸임교수.



### 원재선(元載善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재, 헬라삼립전자(주) 기술연구소 전자설계팀 연구원.



### 황계호(黃啓鎬)

1972년 4월 7일생. 1977년 삼척대 공대 제어 계측공학과 졸업. 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2003년 9월~현재 (주)신성이엔지 기술연구소 선임연구원.



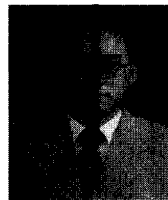
### 오경섭(吳慶燮)

1962년 1월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1991년~2001년 한국전력근무. 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2001년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 경일대 공대 제어계측공학과 초빙교수.



### 박재욱(朴宰煜)

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2004년 동 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재 (주)성안 조명 차장.



### 김동희(金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1987년 Kobe 대학 졸업(공학). 1987년~1989년 한국전기연구원 전력전자 연구부장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재 영남대 공대 전자·정보 공학부 교수.



### 오승훈(吳昇勳)

1962년 10월 1일생. 1989년 2월 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1991년 2월 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 8월 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1994년~현재 동해대 정보통신공학과 조교수.