

## 단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터의 특성해석에 관한 연구

(A Study on Characteristic Analysis of Single-Stage High Frequency Resonant Inverter  
Link Type DC-DC Converter)

원재선\* · 박재욱 · 서철식 · 조규판 · 정도영 · 김동희

(Jae-Sun Won · Jae-Wook Park · Cheol-Sik Seo · Gyu-Pan Cho · Do-Young Jung · Dong-Hee Kim)

### 요 약

본 논문에서는 고역률을 가지고 영전압 스위칭으로 동작되는 새로운 단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터 회로에 관하여 기술하고 있다. 제안된 토폴로지는 역률 교정기로서 하프 브리지형 부스트 컨버터와 하프 브리지 고주파 공진 컨버터를 단일 전력단으로 일체화 시켰다. 역률 보상용 부스트 컨버터의 부스트 인덕터 전류를 가변 스위칭 주파수와 일정 듀티비를 가지고 불연속 전류 모드(DCM)로 동작시킴으로써 부가적인 입력 전류제어기 없이 높은 입력 역률을 얻을 수 있다. 또 제한한 토폴로지의 이론해석을 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 하여 회로 설계 전단계에서 필요한 특성값을 도식적으로 표현한다. 첨가해, 제안한 토폴로지의 상용화 가능성과 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 스위칭 소자로 Power-MOSFET IRF 740을 제안회로 토폴로지의 스위칭 소자로 채용해 실험 장치를 구성하여 검토를 행하였다. 제안된 컨버터는 향후 통신용 DC/DC 컨버터의 전원 장치, 방전등용 전원장치 등의 전원시스템에 유용히 사용될 것으로 사료된다.

### Abstract

This paper presents a novel single-stage high frequency resonant inverter link type DC-DC converter using zero voltage switching with high power-factor. The proposed topology is integrated half-bridge boost rectifier as power factor corrector(PFC) and half-bridge high frequency resonant converter into a single-stage. The input stage of the half-bridge boost rectifier works in discontinuous conduction mode(DCM) with constant duty cycle and variable switching frequency. So that a boost converter makes the line current follow naturally the sinusoidal line voltage waveform. Simulation results have demonstrated the feasibility of the proposed high frequency resonant converter. Characteristics values based on characteristics analysis through circuit analysis is given as basis data in design procedure. Also, experimental results are presented to verify theoretical discussion. This proposed inverter will be able to be practically used as a power supply in various fields as induction heating applications, fluorescent lamp and DC-DC converter etc.

Key Words : Single-Stage, PFC, DCM, DC-DC Converter, Characteristic Analysis

\* 주저자 : HSL Electronics 전자설계팀 선임연구원

Tel : 053-850-8721, Fax : 053-850-8778, E-mail : jsuni@slcorp.co.kr

접수일자 : 2005년 10월 27일, 1차심사 : 2005년 10월 26일, 심사완료 : 2005년 11월 17일

## 1. 서 론

최근 적은 구동전력으로 고속 스위칭이 가능한 IGBTs, Power-MOSFETs 및 SITs 등의 자기소호 능력을 가진 전력용 스위칭 반도체 소자의 제조와 집적화 기술의 발달로 저전력 · 고주파 유도가열용 전원, 정보통신용 전원장치 등의 소형 · 경량화를 요구하는 전력변환 시스템에 관한 연구가 활발히 행해지고 있다. 공진형 전력변환회로에 ZVS, ZCS, E급 스위칭 등의 소프트 스위칭 기법의 도입은 스위칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭 손실을 감소시킬 뿐만 아니라 회로의 출력 주파수의 고주파화를 통해서 장치전체의 고효율화, 소형 · 경량화 등의 여러가지 장점을 가지게 한다[1-2]. 전력변환장치에 링크전압 또는 전류를 공급하기 위해서는 대부분이 커패시터 입력형의 정류회로를 사용하며 이러한 정류회로의 사용은 상용전원의 피크치 부근의 짧은 기간동안만 정류기가 도통하여 폭이 좁은 펄스성 전류가 흐르게 하며 이러한 펄스성 전류는 많은 고주파 성분을 함유하고 있을 뿐만 아니라 입력 역률의 저하를 초래하는 원인이 되고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 일반적으로 역률보상(PFC)회로를 전력변환회로의 입력단에 삽입시켜 역률보상을 하고 있다.

그러나 이러한 2개의 전력처리단으로 구성된 전력 변환장치는 넓은 입력전압 범위 내에서 고역률을 유지할 수 있는 반면에 비용이 증가하고 신뢰성이 감소하며, 또한 시스템 구성이 복잡하게 되고, 시스템 효율이 낮아지는 문제점이 있다. 최근에는 이러한 문제점을 해결하기 위해서 단일전력단을 갖는 전력 변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다[3-5].

본 논문에서는 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리징형 고주파 공진 컨버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 고주파 공진 DC-DC 인버터 링크형 컨버터 회로를 제안하고 그 기본 동작원리 및 특성에 관하여 검토하였다. 연구대상회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용해 실험을 통해 이론해석의 정당성을 검토하였다.

## 2. 단일 전력단 고주파 DC-DC 컨버터

### 2.1 주회로 구성

그림 1은 종래에 사용되어 온 2개단으로 전력처리를 하는 고주파 공진 컨버터를 보여주고 있다. 그림 2는 그림 1의 회로에서 2개의 전력처리단으로 구성된 고주파 공진 컨버터의 각 단을 일체화시켜 회로 내부에 역률개선 기능을 부여함과 동시에 한 단계만으로 전력처리를 하는 고주파 공진 컨버터의 토폴로지를 보여주고 있다.

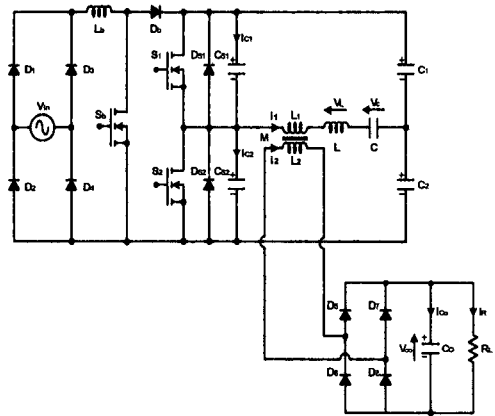


그림 1. 2개의 전력 처리단 고주파 DC-DC 컨버터  
Fig. 1. Conventional high frequency Converter

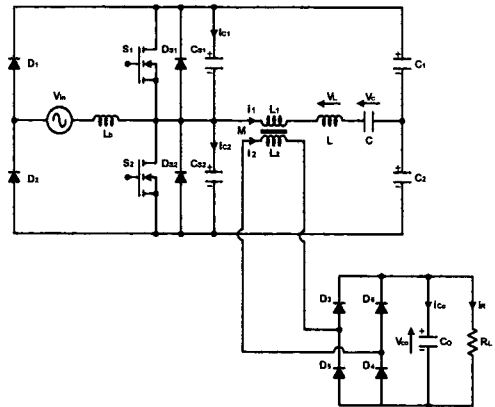


그림 2. 단일전력단 고역률 고주파 DC-DC 컨버터  
Fig. 2. Single-stage PFC high frequency converter

단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터의 특성분석에 관한 연구

제안된 컨버터 토폴로지는 AC/DC 변환을 브리지 정류회로의 한 래그(leg)를 사용하지 않는 대신에 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)로 대응하여 교류입력을 정류하는 다이오드의 역할과 고주파 공진 컨버터의 스위치 기능을 동시에 가지게 하였다. 따라서 종래에 사용하여 온 회로에서 스위치 개수를 감소시킬 수 있어 회로구성을 간략화 하였고, 스위칭 소자가 감소하였으므로 도통손실을 줄일 수 있어 높은 변환효율뿐만 아니라 부스트 컨버터를 불연속모드(DCM)로 동작시킴으로써 역률도 개선할 수 있다. 또한 커패시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 컨버터의 스위치 양단(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)에 병렬로 ZVS 커패시터(C<sub>S1</sub>, C<sub>S2</sub>)를 첨가하여 스위칭 시 소자에 발생하는 턴·오프 손실을 줄일 수 있는 회로구성으로 되어있다.

2.2 회로 해석

제안된 회로는 부스트 컨버터와 커패시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 인버터의 독립적인 두 개의 동작회로로 나누어 생각할 수 있다.

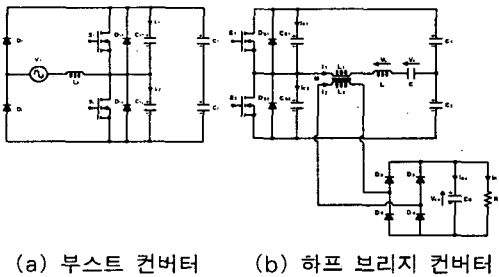


그림 3. 제안된 회로의 동작회로  
Fig. 3. Equivalent circuit of proposed Converter

회로의 스위칭 동작모드는 부스트 컨버터가 불연속 모드(DCM)로 동작할 때 교류전원전압의 반 사이클에 대해서 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>) 및 다이오드(D<sub>1</sub>~D<sub>6</sub>, D<sub>S1</sub>, D<sub>S2</sub>)의 온·오프 상태 그리고 ZVS 커패시터(C<sub>S1</sub>, C<sub>S2</sub>)의 충·방전에 의해서 7개의 모드로 분류된다. 그림 2는 각각의 스위칭 동작모드(a~g)에 대하여 스위칭 소자(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)에 인가되는 구동신호패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정상적인 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다. 그림 5는 제안회로의 각

동작모드에 대한 동작회로를 나타내고 있다[6].

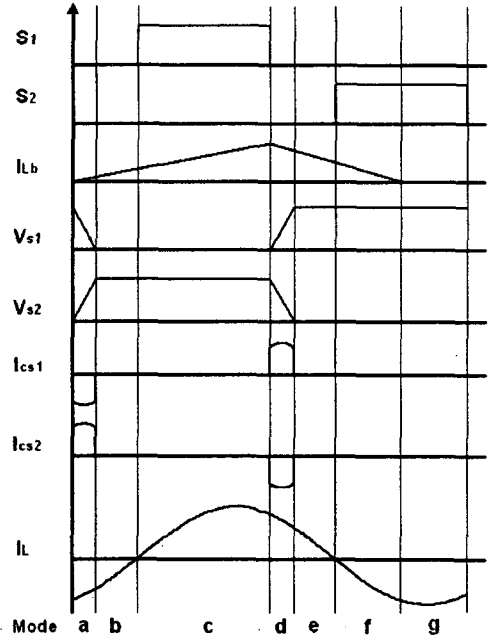


그림 4. 각 부의 정상적인 이론파형  
Fig. 4. Main theoretical waveforms in steady state

2.3 회로 해석

2.3.1 DCM 하프 브리지 부스트 컨버터

그림 1의 정현파 입력전압  $V_{in}(\Omega t) = V_m \sin(\Omega t)$  이라고 가정하면, 스위치 기간동안에 부스트 인덕터 ( $L_b$ )에 흐르는 피크전류( $i_{L_{b,max}}$ )는 다음과 같다.

$$i_{L_{b,max}} = \frac{V_m \cdot \sin(\Omega t)}{f_s \cdot L_b} D \tag{1}$$

방전시간은 입력전압에 의존하고 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$t_d = \frac{V_m}{V_o - V_m} t_{on} \tag{2}$$

여기서  $V_m$ : 입력전압의 피크값,  $V_o$ : DC링크전압 입력전류의 평균값은 다음과 같이 주어진다.

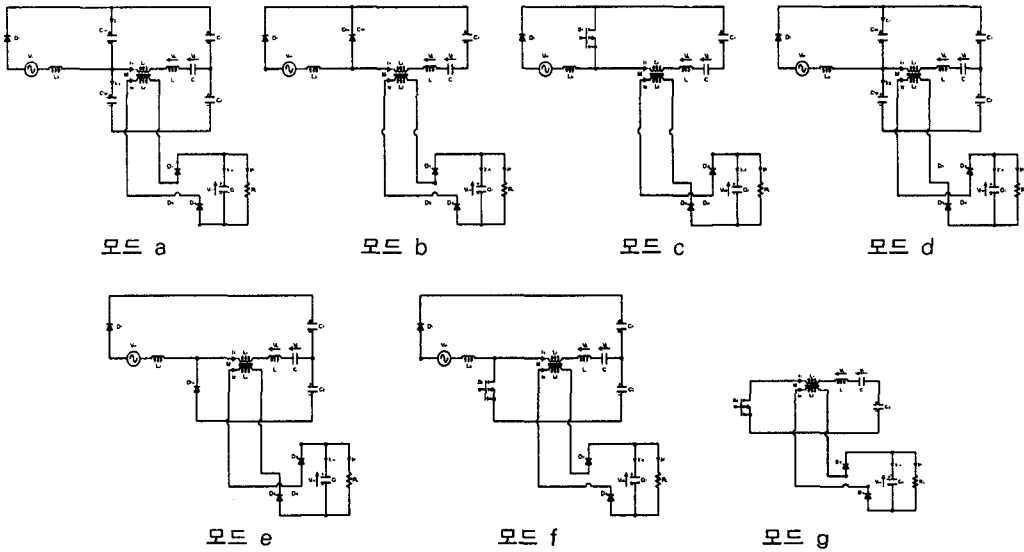


그림 5. 각 모드의 동작회로  
Fig. 5. Operating circuits in each mode

$$i_{L_{smv}} = \frac{D^2 \cdot V_o}{2 \cdot L_b \cdot f_s} \left( \frac{\alpha \cdot \sin(\Omega t)}{1 - \alpha \cdot \sin(\Omega t)} \right) \quad (3)$$

여기서  $\alpha = V_m / V_o$   
한 주기동안에 입력전력의 평균치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{in}(\Omega t) \cdot I_{L_{smv}}(\Omega t) d(\Omega t) \quad (4)$$

식 (4)에 식 (3)을 대입하면,

$$P_{in} = \frac{D^2 \cdot V_m^2}{2 \cdot \pi \cdot L_b \cdot f_s} \cdot y \quad (5)$$

여기서

$$y = -\frac{2}{\alpha} - \frac{\pi}{\alpha^2} + \frac{2}{\alpha^2 \sqrt{1-\alpha^2}} \left[ \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left( \frac{-\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right]$$

불연속 모드(DCM)로 동작시킴으로써 높은 역률을 얻을 수 있고 듀티비는 다음과 같은 조건을 만족해야 한다.

$$D_{max} \leq (1 - \alpha) \quad (6)$$

부스트 컨버터가 가변 스위칭 주파수와 일정 듀티비(D=0.47)로 동작한다고 한다면, 식 (6)은 다음과 같이 표현된다.

$$V_o \geq 1.89 V_m \quad (7)$$

역률은  $\alpha$ 의 함수로써 다음과 같이 표현된다.

$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{y}{\sqrt{z}} \quad (8)$$

여기서

$$z = \frac{2}{\alpha \cdot (1-\alpha^2)} + \frac{\pi}{\alpha^2} + \left( \frac{2\alpha^2-1}{\alpha^2(1-\alpha^2)} \cdot \frac{2}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \left( \frac{\pi}{2} - \tan^{-1} \left( \frac{-\alpha}{\sqrt{1-\alpha^2}} \right) \right)$$

고주파 함유율(THD)은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$THD = \frac{1}{PF} \cdot \sqrt{1 - PF^2} \quad (9)$$

단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터의 특성해석에 관한 연구

그림 5는  $\alpha$ 와  $P_{in}$ 의 변화에 따른 부스트 인덕터의 인덕턴스( $L_b$ )의 크기의 변화를 도식적으로 나타내고 있다.

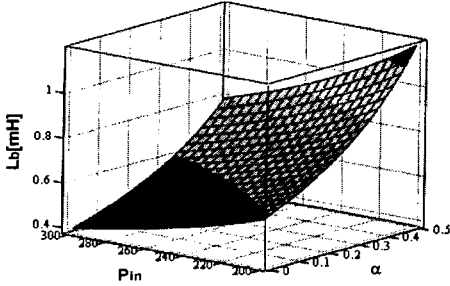


그림 5.  $\alpha$ 와  $P_{in}$ 의 변화에 따른  $L_b$ 의 변화  
Fig. 5. Variation of  $L_b$  as function of  $M$  and  $P_{in}$

2.3.2 하프 브리지 고주파 공진 컨버터

그림 2의 커패시터 분할형 하프브리지 고주파 공진 컨버터의 각모드는 7개의 모드로 분류되며, 수치 해석시 공진전류의 방향에 따라 각 모드를 판정하였다.

표 2. 정규화 파라미터  
Table 2. Normalized parameter

	Reference values	Normalized values
Voltage	$E_s = E_d$	$v^*(z) = v_c(t) / E_s$
Current	$I_s = E_s / Z_s$	$i^*(z) = i(t) / I_s$
Power	$P_s = E_s \cdot I_s$	$P^*(z) = P(t) / P_s$
Impedance	$Z_s = 2\sqrt{L_s / C_s}$	$\lambda = R / Z_s$
Inductance	$L_s = L$	$a_o = L_o / L_s$
Capacitance	$C_s = C$	$b_o = C_o / C$
		$b_3 = C / C_3$
		$b_4 = C / C_4$
Frequency	$f_r = 1 / 2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_{sw} / f_r$
Time	$T_s = 1 / f_{sw}$	$z = t / T_s$ $dz = dt / T_s$
Remark) $f_{sw}$ : Operating frequency of converter $f_r$ : Resonant frequency of converter $T_s$ : Operating period of converter		

또한 각 모드의 상태방정식은 회로해석의 범용성을 부여하기 위해 표 2에 나타난 무차원화 파라미터를 도입하였다.

표 2에 나타난 정규화 제어변수를 도입한 각 모드별 정규화 회로 상태방정식은 표 2에서 나타난 정규화 제어변수를 도입하여 식 (10)~(13)과 같이 3개의 모드의 정규화 회로 상태방정식을 나타낼 수 있다.

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

$$Y^* = C \cdot X^* \tag{10}$$

여기서  $X = [i_1^*(z), v_c^*(z), v_{c1}(z), v_{c2}(z), v_{co}(z)]$ ,  $U = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]$ 이고 A, B, C는 다음과 같다.

Mode a, d

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 & -1 & 0 & -1 \\ \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{8b_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{8b_4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{4b_o} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4b_o\lambda} \end{bmatrix}$$

$$B^* = [\frac{1}{2} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \tag{11}$$

Mode b, c

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{4b_o} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4b_o\lambda} \end{bmatrix}$$

$$B^* = [\frac{1}{2} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \tag{12}$$

Mode e, f, g

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & -1 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{4} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{1}{4b_o} & 0 & 0 & 0 & \frac{1}{4b_o\lambda} \end{bmatrix}$$

$$B^* = [-\frac{1}{2} \ 0 \ 0 \ 0 \ 0]^T$$

$$C = [1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 0] \quad (13)$$

그림 6은  $b_o=100$ ,  $b_3=b_4=30$ 로 고정하고, 무차원화 주파수제어변수( $\mu$ )와 무차원화 부하제어변수( $\lambda$ )를 파라미터로 하였을 경우 평균출력전력특성( $P_o^*$ )을 나타내고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이,  $\lambda$ 가 커질수록 출력이 거의 나타나지 않는데 이는 부하의 임피던스가 증가하여 제동계수가 증가하기 때문이다. 또  $\mu$ 가 1.0으로 운전할 때 전력변환이 가장 효율 좋게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 따라서 그림 1의 회로를 운전시킬 경우 부하 파라미터  $\lambda$ 의 변화에 대해 스위칭 주파수  $\mu$ 를 가변시킴으로써 최대 출력전력제어를 실현시킬 수 있다.

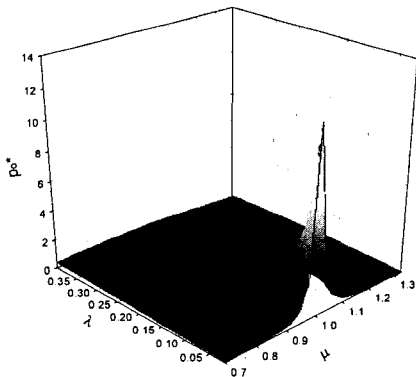


그림 6. 출력전력특성  
Fig. 6. Characteristics of output power

그림 7은  $\lambda=0.2$ ,  $b_3=b_4=30$ 로 고정하고, 무차원화

주파수제어변수( $\mu$ )와  $b_o$ 를 파라미터로 하였을 경우 출력전압의 리플특성( $V_o^* ripple[\%]$ )을 보여주고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이  $\mu$ 의 증가에 따른 리플특성은 큰 영향을 받지않고 출력 커패시터의 비인  $b_o=300$ 까지 증가시키면 리플률은 거의 0.15[%]이하로 감소함을 알 수 있다.

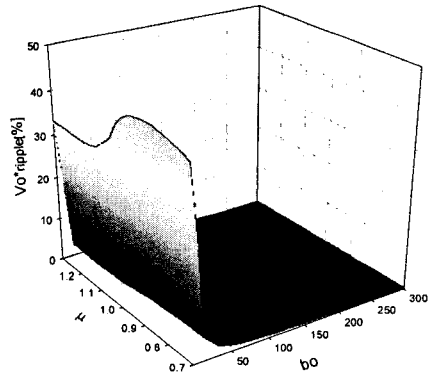


그림 7. 출력전압의 리플특성  
Fig. 7. Characteristics ripple in output voltage

### 3. 실험결과 및 고찰

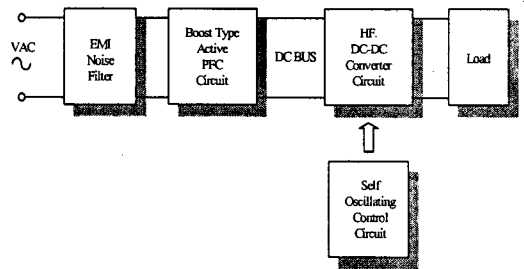


그림 8. 인버터 회로의 블록도  
Fig. 8. Block diagram of inverter

그림 8은 2절에서 설명한 특성평가를 기초로 한 회로 설계법에 의해서 설계된 회로정수에 MOSFET를 스위칭 소자로 사용하여 구성된 단일 전력단을 갖는 고역률 고주파 컨버터의 전체 시스템 블록도를 보여주고 있다. 시스템 구성은 고조파 성분을 제거하기 위한 필터(Filter), 교류 전원으로부터 직류 전원으로 만드는 AC-DC 정류부, 역률 개선을 위한 부스트 능동 역률 개선 회로(PFC)부, 직류전원으로부터

터 고주파 스위칭을 통해서 부하에 전력을 공급하는 하프 브리지 컨버터 회로부 그리고 전체 시스템을 제어하는 제어회로 등으로 구성되어 진다.

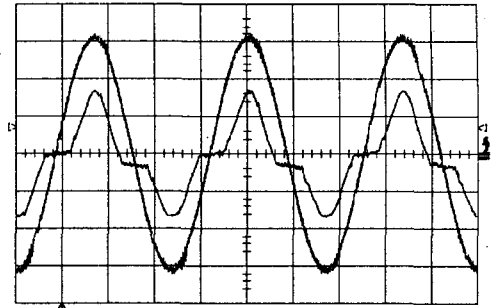
표 2. 사용한 소자와 정격  
Table 2. Circuit parameters

Circuit Parameter	Rating	Circuit Parameter	Rating
Input Voltage ( $V_{in}$ )	110[V]	DC Link Capacitor ( $C_1, C_2$ )	22[ $\mu$ F]
Switching Device	IRF740	ZVS Capacitor ( $C_{S1}, C_{S2}$ )	187[pF]
Input Reactor ( $L_b$ )	500[ $\mu$ H]	Filter Capacitor ( $C_o$ )	2200[ $\mu$ F]
Resonant Reactor(L)	2.6[mH]	Load Resistor	15[ $\Omega$ ]
Resonant Capacitor(C)	5.6[nF]	Resonant Frequency(fr)	45[kHz]

그림 9 (a)~(c)은 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 실험을 통해서 얻어진 입력전압과 전류, 확대된 부스트 인덕터 전류 그리고 출력전압의 실측파형을 보여주고 있다. 그림 7 (a), (b)에서 알 수 있듯이, 역률 보상용 부스트 컨버터를 불연속 전류모드(DCM)로 동작시킴으로써 부가적인 입력 전류제어 기 없이 고역률이 이루어짐을 알 수 있다.

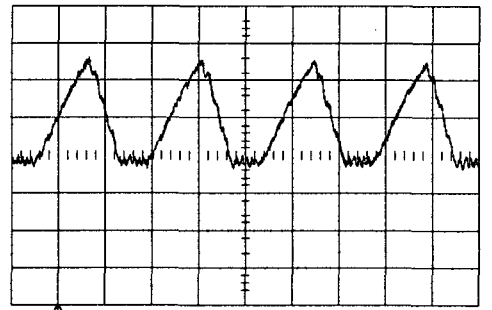
#### 4. 결 론

본 논문은 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 컨버터를 일체 화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터 회로를 연구대상으로 하고 그 기본 동작원리 및 제특성에 관하여 검토하였다. 제안된 회로의 해석은 부스트 컨버터부와 커패시터 분할형 하프 브리지 고주파 공진 컨버터의 독립적인



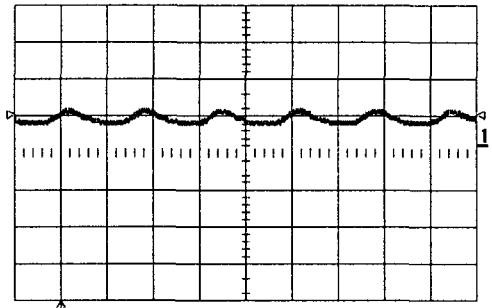
Voltage : 50(V)/div, Time : 5(ms)/div  
Current : 1.5(A)/div, Time : 5(ms)/div

(a) 입력전압과 전류



Current : 1.0(A)/div, Time : 10( $\mu$ s)/div

(b) 확대된 부스트 인덕터 전류



Voltage : 25(V)/div, Time : 5(ms)/div

(c) 출력 전압

그림 9. 실측 파형  
Fig. 9. Experimental waveforms

두 개의 등가회로로 나누어 행하였으며 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 제안회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용해 실험을 행한 결과 고

주파 전원장치로서의 가능성도 확인하였다.

향후 본 회로는 Wax-Sealing용 전원장치, 방전등용 전원장치, DC-DC 컨버터 등의 소형·경량화가 요구되는 전원시스템에 응용이 기대된다.

### References

[1] M. K. Kazimierzuk, et al., "Class-D Zero-Voltage Switching Inverter with only One Shunt Capacitor," IEEE Proc., Vol. 139, No. 5, pp.449~456. Sep. 1992.

[2] Y. S. Kwan, S. B. Yoo and D. S. Hyun, Half-Bridge Series Resonant Inverter for Induction Heating Applications with Load Adaptive PFM Control Strategy, IEEE APEC Conf. Rec., pp.575-581, 1999.

[3] K.-H. Liu, and Y. -L. Lin, Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converter", in IEEE PESC'89, pp. 825-829, 1989.

[4] Hengchun Mao, Fred. C. Lee, Yimin Jiang, and Dusan Borjevic, Review of Power Factor Correction Technique," IPVMC'99 Conf. Rec., pp.9~19. 1999.

[5] 김동희, 원재선, "Wax-Sealing용 전류형 고주파 공진 인버터의 특성해석에 관한 연구", 전기학회논문지, Vol. 50B, No. 11, pp. 568~574, NOV, 2001.

[6] 원재선, 김해준, 박재욱, 김동희, 남승식, 서철식, "단일 전력단 고주파 공진 인버터 링크형 DC-DC 컨버터의 특성평가", 2003년도 대한전기학회 하계기술대회 논문집, pp. 1190~1192, 7, 2003.

[7] 원재선, 강산욱, 김동희, "단일 전력단 능동 클램프형 고주파 공진 인버터의 특성평가", 전기학회논문지, Vol. 53B, No. 2, pp. 114~122, FEB, 2004.

### 박재욱 (朴宰煜)

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 영진전문대 인터넷전자정보계열 겸임교수. 누리기술 이사.

### 서철식 (徐喆植)

1968년 4월 19일생. 1993년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 1998년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2000년 8월 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2001년 3월~2005년 2월 구미1대학 정보미디어계열 전임강사. 현재 이프리트그 기술이사.

### 조규판 (曹圭判)

1956년 12월 15일생. 1983년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1998년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2002년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 1984~1991년 동아건설 전기과장. 1992~1996년 대백건설 전기부 부서장. 현재 영남대 공대 전기공학과 시간강사.

### 정도영 (鄭道永)

1956년 8월 13일생. 1981년 영남대 대학원 전기공학과 졸업. 1984년 서울대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1989년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1997~1998년 Ohio State University 연구교수. 현재 삼척대 컴퓨터응용계어공학과 교수.

### 김동희 (金東熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 졸업(석사). 1987년 국립 Kobe대학 졸업(박사). 1987~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자 연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재, 영남대 공대 전기공학과 교수.

## ◇ 저자소개 ◇

### 원재선 (元載善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 공대 전기공학과 졸업(석사). 2005년 영남대 공대 전기공학과 졸업(박사). 현재 HSL Electronics 기술연구소 전자설계팀 선임연구원.