

# 고역률 초퍼-인버터 일체형 고주파 발생회로의 특성해석에 관한 연구

論 文

53B-10-4

## A Study on Characteristic Analysis of High Frequency Generating Circuit Integrated Chopper-Inverter with High Power-Factor

元載善\* · 朴宰煜\*\* · 南承植\*\*\* · 李奉燮<sup>§</sup> · 石 줄 기<sup>§§</sup> · 金東熙<sup>†</sup>

(Jae-Sun Won · Jae-Wook Park · Seung-Sik Nam · Bong-Seob Lee · Jul-Ki Seok · Dong-Hee Kim)

**Abstract** - This paper presents a novel high frequency generating circuit integrated chopper-inverter using ZVS with high power-factor. The proposed topology is integrated half-bridge boost rectifier as power factor corrector(PFC) and half-bridge high frequency resonant inverter 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 inverter. 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 Inverter, High Power-Factor, DCM, ZVS, Characteristic Analysis

### 1. 서 론

최근, 적은 구동전력으로 고속 스위칭이 가능한 IGBTs, Power-MOSFETs 및 SITs 등의 자기소호능력을 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 장점을 가지게 한다.[1][2]

전력변환장치에 링크전압을 제공하기 위해서는 대부분이 커패시터 입력형의 정류회로를 사용하며 이러한 정류회로의 사용은 상용전원의 피크치 부근의 짧은 기간동안만 정류기가 도통하여 폭이 좁은 펄스성 전류가 발생하게 하여 낮은 입력역률과 심각한 고주파 왜곡을 발생하게 하는 문제점을 가지고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 일반적으로 역률보상(PFC)회로를 전력변환회로의 입력단에 삽입시켜 역

률보상을 하고 있다. 그러나, 이러한 2개의 전력처리단으로 구성된 전력변환장치는 넓은 입력전압 범위 내에서 고역률을 유지할 수 있는 반면에 비용이 증가하고 신뢰성이 감소하며, 또한 시스템 구성이 복잡하게 되고, 시스템 효율이 낮아지게 되는 문제점이 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여 최근에는 단일전력단을 갖는 전력변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.[3][4][5]

본 논문에서는 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 컨버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 단일 전력단으로 구성된 하프 브리지형 고주파 공진 인버터 회로를 제안하고 기본 동작원리 및 제특성에 관하여 상세히 기술하였다. 또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 연구대상 회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용하여 실험을 통해 이론해석의 정당성도 검토하였다.

### 2. 본 론

#### 2.1 회로구성

그림 1은 종래부터 사용되어 온 2개의 전력 처리단으로 전력처리를 하는 초퍼와 인버터 회로를 보여주고 있다. 그림으로부터 제 1단 전력 처리단은 역률개선(Power Factor Correction : PFC) 회로기능을 갖는 부스트 컨버터 회로로 구성되어 있다. 제 2단은 제 1단에서 출력된 직류전압을 분할하여 전압원으로 동작되는 하프 브리지 고주파 인버터 회로를 나타내고 있다.

\* 正 會 員 : 嶺南大學校 大學院 電氣工學科 博士修了

\*\* 正 會 員 : 嶺南大學校 大學院 電氣工學科 博士修了

\*\*\* 正 會 員 : 慶一大學校 電氣工學科 兼任教授

§ 正 會 員 : 三陟大學校 컴퓨터制御計測工學科 副教授

§§ 正 會 員 : 嶺南大學校 工大 電子情報工學部 助教授

† 교신저자, 正 會 員 : 嶺南大學校 工大 電子情報工學部 教授

E-mail : dohkim@yu.ac.kr

接受日字 : 2004年 3月 1日

最終完了 : 2004年 8月 25日

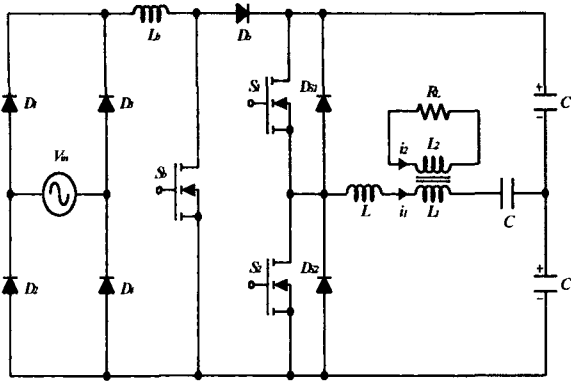


그림 1 기존의 초퍼-인버터  
Fig. 1 Conventional chopper-inverter

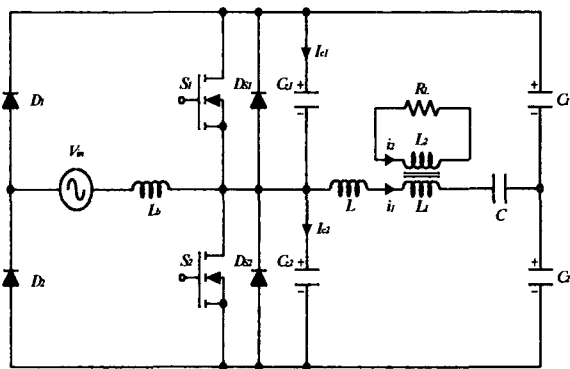


그림 2 단일 전력단 고역률 고주파 초퍼-인버터  
Fig. 2 Single-stage PFC high frequency chopper-inverter

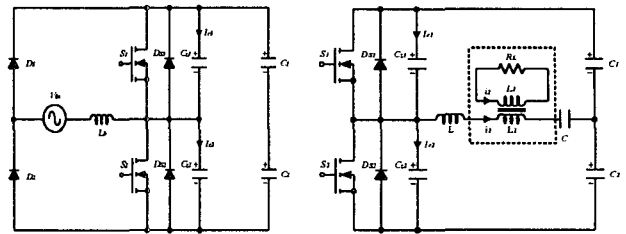
그림 2는 그림 1의 회로에서 두 개의 전력 처리단으로 구성된 고주파 공진 인버터의 각 단을 일체화시켜 회로내부에 역률 개선 기능을 부여함과 동시에 단일 전력단으로 구현된 새로운 고주파 공진 인버터 회로 토폴로지를 보여주고 있다. 제안된 고주파 공진 인버터 토폴로지는 AC/DC 변환을 풀 브리지 정류회로의 한 래그(leg)를 사용하지 않는 대신에 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)로 대응하여 교류입력을 정류하는 다이오드의 역할과 고주파 공진 인버터의 스위치 기능을 동시에 가지게 하였다. 따라서 그림 2는 종래 사용되어온 그림 1의 회로에서 스위치의 개수를 감소시킬 수 있어 회로구성을 간략화 하였고, 상시 도통되는 스위칭 소자의 숫자가 감소하였으므로 도통손실을 줄일 수 있어 높은 변환효율을 얻을 수 있다. 또한 부스트 컨버터를 불연속모드(DCM)로 동작시킴으로써 입력 역률도 개선할 수 있다. 더욱이, 하프 브리지 고주파 인버터의 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 (S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)를 ZVS로 구동시켜서 스위칭 소자에 발생하는 턴·오프 손실을 줄일 수 있도록 하였다.

결과적으로 그림 2의 제안된 고주파 공진 인버터 토폴로지는 그림 1에서 역률 개선용 승압용 컨버터 회로와 하프 브리지 고주파 공진 인버터 회로에서 독립적인 기능을 수행하기 위해 사용하던 스위칭 소자(S<sub>b</sub>, S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)를 통합기능을 가진 스위칭 소자(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)로 사용함으로써 회로구성의 부품

수가 감소하여 신뢰성이 증가되고 소형·경량화도 가능하여 제품화에 유리한 토폴로지라 말할 수 있다.

2.2 회로해석

제안된 회로는 그림 3(a),(b)와 같이 부스트 컨버터와 하프 브리지 고주파 공진 인버터의 독립적인 두 개의 등가회로로 나누어 생각할 수 있고 스위칭 동작모드는 부스트 컨버터가 불연속 모드(DCM)로 동작될 때 교류전원전압의 반사이클에 대해서 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)와 다이오드(D<sub>1</sub>, D<sub>2</sub>, D<sub>S1</sub>, D<sub>S2</sub>)의 온·오프 상태 그리고 직류 전원 분할용 커패시터(C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>)와 ZVS 커패시터(C<sub>S1</sub>, C<sub>S2</sub>) 충전·방전에 의해서 7 개의 동작모드로 분류된다. 그림 4는 각 모드의 회로동작에 따른 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.



(a) 부스트 컨버터 (b) 하프 브리지 고주파 인버터  
그림 3 제안된 인버터의 등가회로  
Fig. 3 Equivalent circuit of proposed inverter

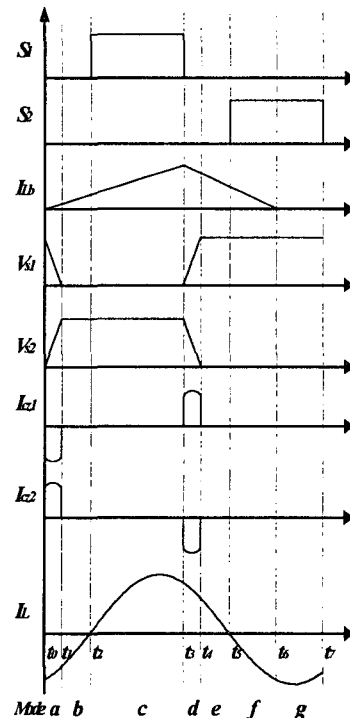


그림 4 정상상태 시의 각부의 이론 파형  
Fig. 4 Main theoretical waveforms in steady state

구동신호 패턴에 대한 제안 회로의 각 동작 모드는 다음과 같다.

<Mode a> 스위치 S<sub>2</sub>가 턴-오프 했을 때, 전원 전압으로부터 부스트 인덕터(L<sub>b</sub>)와 다이오드(D<sub>1</sub>)을 통해서 흐르는 전류가 영(zero)으로부터 선형적으로 증가하고, 주어진 데드타임 동안 ZVS용 커패시터 C<sub>S2</sub>가 0으로부터 E<sub>d</sub>만큼 충전되고 C<sub>S1</sub>는 E<sub>d</sub>에서 0만큼 방전하는 모드이다.

<Mode b> 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>의 전류는 계속 선형적으로 증가하고, 부하 전류는 공진용 리액터 L<sub>eq</sub>에 축적된 에너지에 의해서 스위치 S<sub>1</sub>의 역병렬 다이오드 D<sub>S1</sub>를 통해서 흘러 링크 커패시터 C<sub>1</sub>으로 에너지를 회생하는 모드이다.

<Mode c> 스위치 S<sub>1</sub>이 턴-온 됨에 따라 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>의 전류는 계속 선형적으로 증가하고, 부하전류는 링크 커패시터 C<sub>1</sub>에 의해서 스위치 S<sub>1</sub>을 통해서 흐르게 된다.

<Mode d> 스위치 S<sub>1</sub>이 턴-오프 했을 때 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>에 흐르는 전류는 다이오드 D<sub>1</sub>을 통해서 선형적으로 감소하기 시작하고, 주어진 데드타임 동안 ZVS용 커패시터 C<sub>S1</sub>는 전원전압 0에서 E<sub>d</sub>만큼 충전되고 C<sub>S2</sub>은 E<sub>d</sub>에서 0만큼 방전하는 모드이다.

<Mode e> 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>에 축적된 에너지에 의해서 스위치 S<sub>2</sub>의 역병렬 다이오드(D<sub>S2</sub>)를 통하여 직선적으로 감소하면서 C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>를 통해서 에너지를 축적하고, 부하전류는 스위치 S<sub>2</sub>의 역병렬 다이오드 D<sub>S2</sub>를 통해서 흘러 인덕터(L<sub>eq</sub>)에 축적된 에너지를 링크 커패시터 C<sub>2</sub>로 회생하는 모드이다.

<Mode f> 이 모드는 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>에 흐르는 전류는 직선적으로 감소하여 완전히 영(zero)이 될 때까지 C<sub>1</sub>를 통해서 에너지를 충전하고, 부하전류는 링크 커패시터 C<sub>2</sub>에 의해서 스위치 S<sub>2</sub>를 통해서 흐르게 된다.

<Mode g> 이 모드는 부스트 인덕터 L<sub>b</sub>의 전류가 완전히 영(zero)이 됨으로서 불연속 모드를 형성하게 되고, 부하 전류는 스위치 S<sub>2</sub>를 통해서 계속 흐르게 된다.

### 3. 특성 평가

#### 3.1 DCM 하프 브리지 부스트 컨버터의 특성

부스트 컨버터를 역률 보상기로 사용하면, DC 링크단 전압이 AC 입력전원보다 높게 되고 부스트 인덕터 전류를 불연속 모드로 동작시킴으로써 높은 입력 역률을 얻을 수 있다. 또한, 스위치(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>)가 턴-온 시에 영전압 스위칭(ZVS)을 하기 때문에 스위칭 손실을 줄일 수 있다.

그림 3(a)의 정현파 입력전압을  $V_{in} = V_m \sin(\omega t)$ 라고 가정하면, 스위칭 기간 동안에 부스트 인덕터(L<sub>b</sub>)에 흐르는 피크전류( $i_{Lb_{max}}$ )는 식 (1)과 같이 표현된다.

$$i_{Lb_{max}} = \frac{V_m \cdot \sin(\omega t)}{f_s \cdot L_b} D \quad (1)$$

여기서,  $f_s$  : 스위칭 주파수,  $D$  : 듀티비,  $\omega$  : 전원 각주파수

한 주기 동안의 입력전류의 평균값은 다음과 같다.

$$i_{L_{b_{avr}}} = \frac{D^2 \cdot E_d}{2 \cdot L_b \cdot f_s} \left( \frac{M \cdot \sin(\omega t)}{1 - M \cdot \sin(\omega t)} \right) \quad (2)$$

여기서,  $M = V_m / E_d$

한 주기동안에 입력전력의 평균값은 식 (3)과 같이 된다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_{in}(\omega t) \cdot I_{L_{b_{avr}}}(\omega t) d(\omega t) \\ = \frac{D^2 \cdot V_m^2}{2 \cdot \pi \cdot L_b \cdot f_s} \cdot y \quad (3)$$

여기서,

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

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

$$D_{max} \leq (1 - M) \quad (4)$$

부스트 컨버터가 가변 스위칭 주파수와 일정 듀티비(D=0.47)로 동작한다고 한다면, 식 (4)는 다음과 같이 표현된다.

$$E_d \geq 1.89 V_m \quad (5)$$

역률(PF)은 M의 함수로써 다음과 같이 표현된다.

$$PF = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \cdot \frac{y}{z} \quad (6)$$

$$z = \int_0^\pi \left[ \frac{\sin(\omega t)}{1 - M \cdot \sin(\omega t)} \right]^2 d(\omega t)$$

또한, 고주파 함유율(THD)은 식 (7)과 같이 표현된다.

$$THD = \frac{1}{PF} \cdot \sqrt{1 - PF^2} \quad (7)$$

그림 5는 M과 P<sub>in</sub>의 변화에 따른 부스트 인덕터의 인덕턴스(L<sub>b</sub>)의 크기의 변화를 도식적으로 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 임의의 M에서 P<sub>in</sub>이 증가함에 따라 L<sub>b</sub>의 값은 감소하고 있음을 알 수 있다.

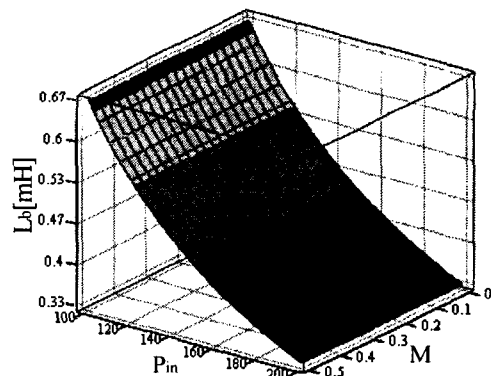


그림 5 M과 Pin의 변화에 따른 Lb의 변화  
Fig. 5 Variation of Lb as the function of M and Pin

### 3.2 하프 브리지 고주파 인버터의 특성

그림 3(b)의 하프 브리지 인버터의 점선으로 표시한 부분은 하나의 등가 인덕턴스( $L_{eq}$ )와 등가 저항( $R_{eq}$ )의 직렬 연결로 나타낼 수 있고 등가화 된  $R_{eq}$ 와  $L_{eq}$ 는 식 (8)과 식 (9)와 같이 표현 할 수 있다. 또한, 그림 3(b)의 회로에서 ZVS용 무손실 턴-오프 스너버 커패시터( $C_{z1}$ ,  $C_{z2}$ )의 값이 충분히 작아 입력 임피던스에 거의 영향을 미치지 않는다고 가정하면 그림 6과 같은 간략화된 모델로 나타낼 수 있다.

$$R_{eq} = r + \frac{k^2 \tau}{A + \tau^2} L_1 \quad (8)$$

$$L_{eq} = L_1 \left( 1 - \frac{k^2 \tau^2}{A + \tau^2} \right) \quad (9)$$

여기에서,  $\tau = L_2 / R_L$ ,  $A = 1 / \omega^2$

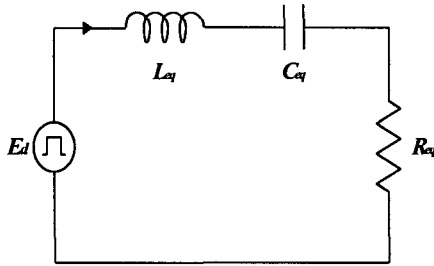


그림 6 하프 브리지 인버터의 간략화 된 모델  
Fig. 6 Simplified model of half-bridge inverter

그림 6의 하프 브리지 인버터의 간략화 된 모델의 회로 해석을 행하기 위하여 표 1과 같은 파라미터를 정의하였다.

표 1 무차원화 제어변수

Table 1 Normalized parameter

Parameter	Values
Resonant Frequency	$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C_{eq}}}$
Characteristic Impedance	$Z_s = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C_{eq}}} = \omega_r L_{eq} = \frac{1}{\omega_r C_{eq}}$
Normalized Frequency	$\mu = \frac{\omega_s}{\omega_r} = \omega_s \sqrt{L_{eq} C_{eq}}$
Normalized Load Resistance	$\lambda = \frac{1}{Q_L} = \frac{R_{eq}}{\omega_r L_{eq}} = \omega_r C_{eq} R_{eq} = \frac{R_{eq}}{Z_s}$
Remarks	<p><math>\omega_s</math> : Operating Frequency of Inverter</p> <p><math>Q_L</math> : Loaded Quality Factor</p> <p><math>C_{eq} = \frac{C \cdot C_s}{C + C_s}</math>, <math>C_s = C_1 = C_2</math>, <math>C_z = C_{z1} = C_{z2}</math></p> <p><math>\alpha = C_s / C</math>, <math>\beta = C / C_z</math></p>

그림 3(b) 회로의 입력 임피던스( $Z_i$ )는 저항분과 리액턴스분으로 나누어 표현할 수 있다.

$$Z_i = Z_s \left[ \lambda + j \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right) \right] = |Z_i| e^{j\phi} \quad (10)$$

따라서, 입력 임피던스의 크기와 위상은 다음과 같다.

$$|Z_i| = Z_s \sqrt{\lambda^2 + \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2} \quad (11)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left[ \frac{1}{\lambda} \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right) \right] \quad (12)$$

인버터의 출력전력( $P_o$ )을 구하기 위해 입력전압( $E_d$ )을 푸리에 전개하면,

$$E_d = \frac{E_d}{n \cdot \pi} (1 - \cos n\pi) \quad (\text{단, } n = 1, 3, 5, \dots)$$

입력전압의 기본파 성분을 구해보면,

$$E_{1m} = \frac{2E_d}{\pi} \approx 0.637 \cdot E_d \quad (13)$$

스위치를 통해서 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{s1} = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (14)$$

$$I_m = \frac{E_{1m}}{|Z_i|} = \frac{2E_d}{\pi Z_s \sqrt{\lambda^2 + \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2}}$$

여기서,

인버터의 출력  $P_o$ 는 식 (14)을 사용함으로써 식 (15)와 같이 주어진다

$$P_o = \frac{I_m^2 R_L}{2} = \frac{2E_d^2 \lambda}{\pi^2 Z_s^2 \left[ \lambda^2 + \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2 \right]} \quad (15)$$

식 (14)로부터  $C_{z1}$ 의 충·방전 전류  $I_{cz1}$ 는 식(16)과 같이 주어진다.

$$I_{cz1} = I_m \sin \phi = \frac{2E_d \frac{1}{\lambda} \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)}{\pi \lambda Z_s \left[ 1 + \frac{1}{\lambda^2} \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2 \right]} \quad (16)$$

그러므로,  $C_{s1}$ 의 충전시간은 식 (17)과 같이 주어진다.

$$t_c = \frac{2 \cdot E_d \cdot C_{z1}}{I_{cz1}} = \frac{2 \cdot E_d \cdot C_{z1}}{I_m \sin \phi} \quad (17)$$

식 (17)에 식 (16)를 대입하면  $C_{z1}$ 의 충전시간  $t_c$ 는 식 (18)과 같이 주어진다.

$$t_c = \frac{\pi C_{z1} Z_s \left\{ \lambda^2 + \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2 \right\}}{2 \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)} \quad (18)$$

제안한 회로의 상/하 스위치의 데드타임은 식 (18)보다 커야한다. 그렇지 않으면  $C_{z1}$ 에 충전된 전하가 다음에 턴-온 되어지는 스위치를 통해 스위치 내부의 손실로 발생하게 되어 스위치의 접합온도가 상승하게 된다.

공진 커패시터 C의 양단전압은 다음 식으로 주어진다.

$$V_c = \frac{I_m}{\omega C} = \frac{2E_d}{\pi \mu \sqrt{\lambda^2 + \left( \mu - \frac{1}{\mu} \right)^2}} \quad (19)$$

그림 7는 ( $\mu$ ,  $\lambda$ ,  $\alpha$ )를 파라미터로 하였을 경우, 제안된 인버터의 안전 동작 영역을 도식적으로 나타내고 있다.

그림에서 임의의  $\alpha$ 에 대하여,  $\mu$ 와  $\lambda$ 를 연결하는 선의 위쪽 부분이 유도성으로 동작하고 있는 부분으로써 제안된 인버터가 안전 동작이 이루어지고 있는 영역을 나타낸다.

그림에서 알 수 있듯이, 임의의  $\mu$ 와  $\lambda$ 에 대하여  $\alpha$ 가 적을수록 안전 동작 영역이 확장되는 경향을 나타낼 수 있다.

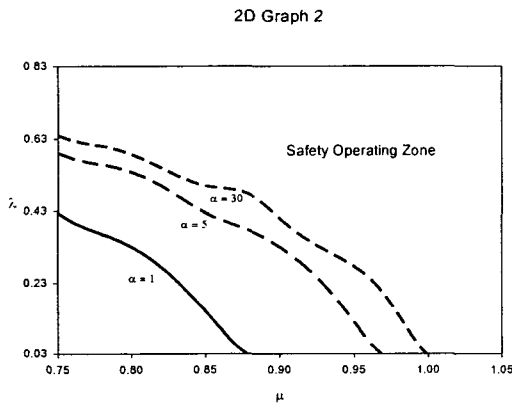


그림 7 하프 브리지 인버터의 간략화된 모델  
Fig. 7 Simplified model of half-bridge inverter

그림 8은  $\lambda=0.05$ ,  $\beta=30$ 으로 고정하고 ( $\mu$ ,  $\alpha$ )를 파라미터로 하였을 경우, 직류 링크 커패시터 전압( $V_{s,rip}$ )의 리플 특성을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 임의의  $\mu$ 와  $\lambda$ 에 대해서  $\alpha$ 가 작을 경우, 전원에서 보았을 때,  $C_s$ ( $C_1=C_2$ )는 직류 링크 커패시터의 역할보다는 부하 임피던스에 영향을 미치는 공진용 커패시터로 보이다가,  $\alpha$ 가 커짐에 따라 직류 링크 커패시터의 전압 기울기가 완만해져 교류성분 보다는 직류성분이 많이 포함되게 된다. 또한, 임의의  $\alpha$ 에 대해서  $\mu$ 가 증가함에 따라 리플률이 감소하고 있음을 알 수 있다. 따라서  $\alpha$ 가 30 이상이 되었을 경우, 리플률이 0.1[%]이하로 되므로  $C_s$ 는  $E_d/2$ 의 직류 전압을 가지는 전원 분할용 커패시터로 볼 수 있음을 나타낸다. 실제 인버터 설계 할 경우, 그림 9의 특성도를 기초로 한다면, 공진용 커패시터의 크기와 직류링크 커패시터의 크기의 비( $\alpha$ )를 최소화함으로써 소형, 경량화, 저 코스트화가 가능하다.

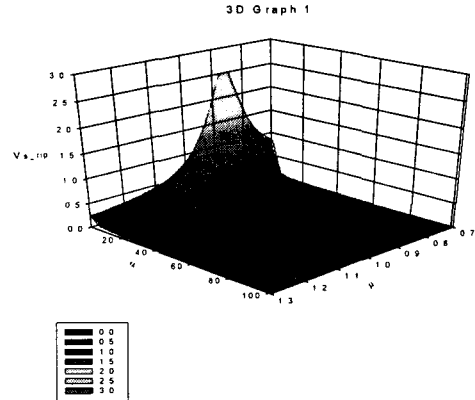


그림 8 입력 커패시터 전압의 리플특성  
Fig. 8 Ripple characteristics of input capacitor voltage

그림 9는  $\alpha=30$ ,  $\beta=30$ 로 고정하고, ( $\mu$ ,  $\lambda$ )를 파라미터로 하였을 경우, 출력 전력 특성( $P_o$ )을 나타내고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이, 임의의  $\mu$ 에 대해서,  $\lambda$ 가 커질수록 출력이 거의 나타나지 않는데 이는 부하의 임피던스가 증가하여 제동 계수가 증가하기 때문이다. 또, 임의의  $\lambda$ 에 대해서,  $\mu$ 가 1.0으로 운전할 때 전력변환이 가장 효율 좋게 이루어지고 있음을 알 수 있다. 하지만, ZVS 동작이 가능한 부하 운전 상태는 유도성 부하 상태이기 때문에 실제 인버터를 운전시킬 경우, 부하 파라미터  $\lambda$ 의 변화에 대해 유도성 부하상태 범위 내에서 구동 주파수  $\mu$ 를 증감시킴으로써 출력 전력의 제어 및 스위칭 시에 발생하는 턴-온/오프 손실을 최소화 할 수 있다.

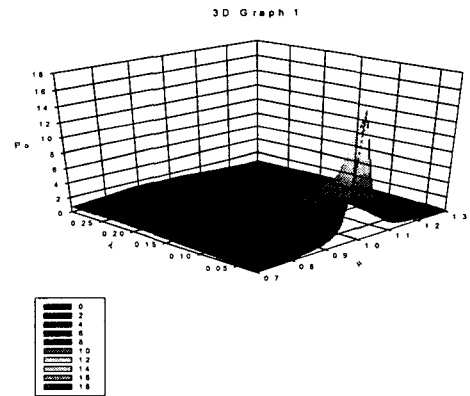


그림 9 출력 전력 특성  
Fig. 9 Characteristics of output power

그림 10은  $\lambda=0.05$ ,  $\alpha=30$ 으로 고정하고 ( $\mu$ ,  $\beta$ )를 파라미터로 하였을 경우, ZVS 커패시터 충·방전 시간( $Z_d$ ) 특성을 도식적으로 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 임의의  $\lambda$ 에 대해서,  $\mu$ 가 증가함에 따라  $Z_d$ 가 커진다는 것을 알 수 있는데, 이는 유도성 부하상태로 감에 따라 ZVS 커패시터의 충·방전 기울기가 완만해져서 부하측으로 흐르는 공진 전류의 크기가 작아지기 때문이다. 또한,  $\beta$ 가 커질수록  $Z_d$ 의 값이 감소한다는 것을 알 수 있는데, 이는  $\beta$ 가 커짐에 따라 ZVS용 무손실 커패시터의 용량이 작아져 충·방전하여야 할 시간이 짧아졌기 때문이다.

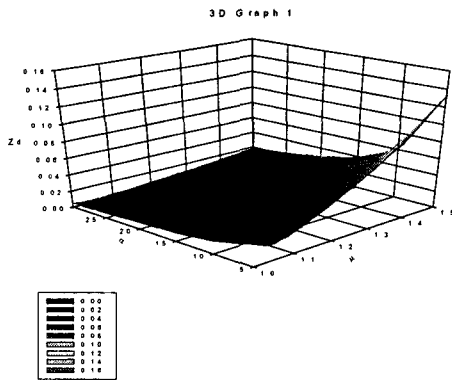


그림 10 ZVS 커패시터의 충전 시간 특성  
Fig. 10 Characteristics of charging time for ZVS capacitor

그림 11는  $\alpha=30$ ,  $\beta=30$ 로 고정하고,  $(\lambda, \mu)$ 를 파라미터로 하였을 경우, ZVS 커패시터 최대 전류 특성( $I_{cz}$ )을 나타내고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이, 임의의  $\lambda$ 에 대해서  $\mu$ 가 1.0 이하(용량성 부하상태)에서 운전할 경우에는  $\mu$ 가 1.0 이상(유도성 부하상태)일 경우의 스위치 양단의 ZVS 커패시터에 흐르는 전류가 약 10배 이상의 전류가 ZVS 커패시터에 흘러 스위치를 파괴시킬 수 있음을 알 수 있다.

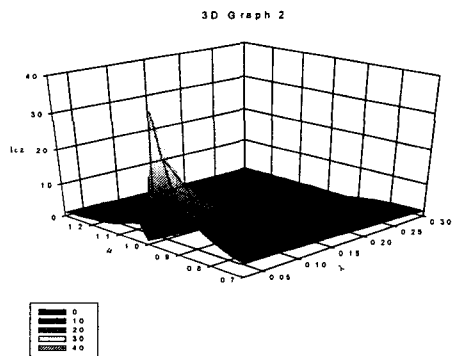


그림 11 ZVS 커패시터의 최대 전류 특성  
Fig. 11 Characteristics of peak current in ZVS capacitor

#### 4. 실험결과 및 고찰

3절에서 설명한 특성평가를 기초로 한 회로 설계법[6][7]에 의해서 설계된 회로정수를 바탕으로 하여 단일 전력단을 갖는 고역률 고주파 공진 인버터를 실제 제작하였다.

표 2 실험 정수값

Table 2 Experimental parameter.

Circuit Parameter	Rating	Circuit Parameter	Rating
Input Voltage ( $V_{in}$ )	110[V]	Resonant Capacitor(C)	50[nF]
Switching Device( $S_1, S_2$ )	IRFP 740	Resonant Reactor(L)	296[ $\mu$ H]
Input Reactor ( $L_b$ )	500[ $\mu$ H]	ZVS Capacitor ( $C_{z1}, C_{z2}$ )	1.7[nF]
Link capacitor ( $C_1, C_2$ )	22[ $\mu$ F]	Resonant Frequency	45[kHz]

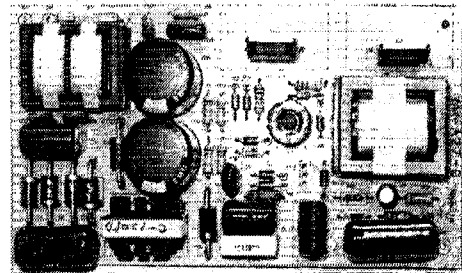


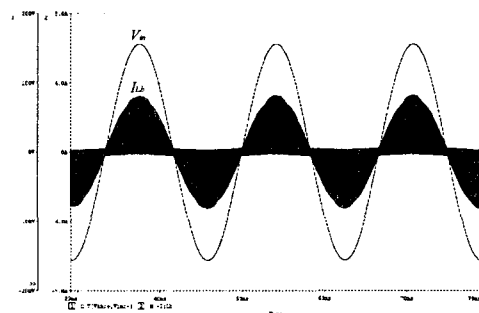
그림 12 제작한 인버터의 시작품  
Fig. 12 Photograph of manufactured inverter

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 고주파 스위칭을 통해서 부하에 전력을 공급하는 하프 브리지 인버터 회로부 그리고 전체 시스템을 제어하는 제어회로 등으로 구성되어 있다.

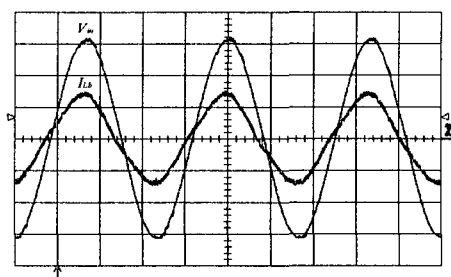
제안회로의 시작품에 사용한 소자의 정격은 표 2와 같고 그림 12는 실제 제작한 전원장치의 외관을 보여주고 있다.

그림 13(a)와 14(a)는 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해서 얻은 부스트 컨버터부의 입력 라인 전압과 인덕터 전류 및 확대된 부스트 인덕터 전류의 이론 파형을 나타내고 그림 13(b)와 14(b)는 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 실험을 통해 얻어진 입력 라인 전압과 전류 및 확대된 부스트 인덕터 전류의 실측 파형을 보여주고 있다.

그림에서 알 수 있듯이, Pspice에 의한 이론 파형과 실측 파형의 결과는 거의 일치하는 것을 알 수 있다. 역률 보상용 부스트 컨버터를 불연속 전류 모드(DCM)로 동작시킴으로써 부가적인 입력 전류 제어 없이 고역률이 이루어짐을 알 수 있다. 제안된 단일 전력단 고주파 공진 인버터는 역률이 0.99, 고조파 함유율도 14.3[%] 그리고 파고율 1.6으로 한국표준산업규격인 KS C8100에서 규정한 전기적인 기준을 만족시켜 전반적으로 양호한 특성을 나타내는 것을 알 수 있다.



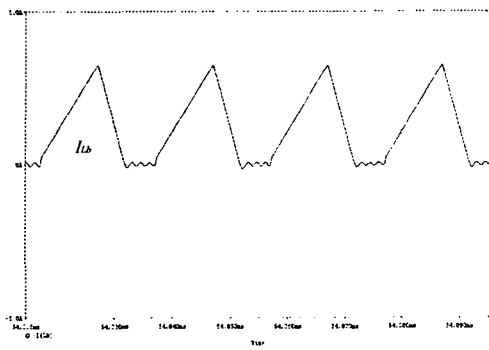
(a) Pspice 파형



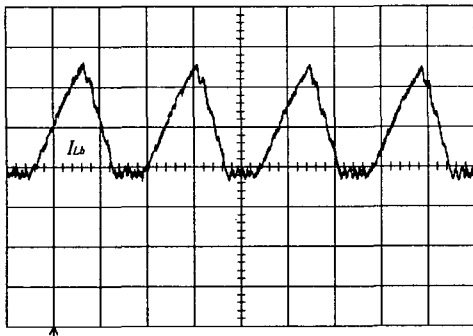
(b) 실측 파형

( $V_{in} : 50[V]/div, I_{Lb} : 2[A]/div, Time : 5[ms]/div$ )

그림 13. 입력 전압과 인덕터 전류  
Fig. 13 Input voltage and inductor current.



(a) Pspice 파형

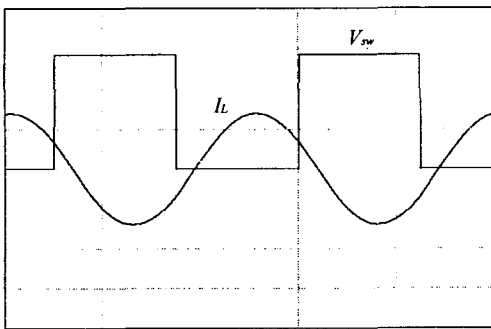


(b) 실측 파형

( $I_{Lb} : 1.25[A]/div$ , Time :  $10[\mu s]/div$ )

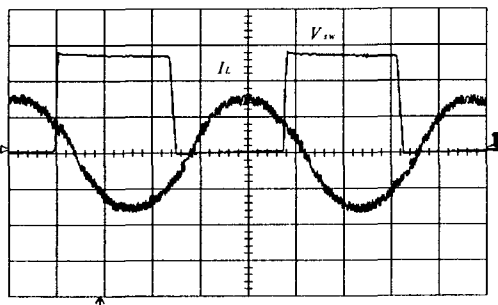
그림 14 확대된 인덕터 전류 파형

Fig. 14 Waveform of magnified inductor current



( $V_{sw} : 0.35/div$ ,  $I_L : 8/div$ , Time :  $0.4/div$ )

(a) 이론 파형



(b) 실측 파형

( $V_{sw} : 100[V]/div$ ,  $I_L : 1.25[A]/div$ , Time :  $5[\mu s]/div$ )

그림 15 스위치 양단 전압과 부하 전류

Fig. 15 Voltage across switch and load current

그림 15(a)(b)는  $\alpha=100$ ,  $\beta=30$ ,  $\mu=1.03$ , 그리고  $\lambda=0.05$ 일 경우 스위치 양단 전압( $V_{sw}$ )과 부하 전류( $I_{sw}$ )의 이론 파형과 실험을 통한 실측 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이, 이론 파형과 실측 파형의 결과가 거의 일치하였으며 부하 전류의 파형은 정현파 상으로 진동하고 있음을 보여주고 있다. 그림 15에서는 스위치 양단에 ZVS용 커패시터를 첨가하여 ZVS 동작을 시켜본 결과, 스위치 온-오프시에 고주파 스위칭으로 인해서 스위치 양단에 발생하는  $dv/dt$ 로 인한 고주파 링킹 현상의 감소로 스위칭 노이즈와 스트레스가 상당히 감소하였음을 알 수 있다.

### 5. 결 론

본 논문은 2단 전력처리 시스템으로 구성된 기존의 초퍼-인버터 회로를 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류 모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 컨버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 초퍼-인버터 일체형 고주파 발생회로를 제안하고 그 기본 동작원리 및 제 특성을 무차원화 파라미터를 도입하여 범용성 있게 정량적으로 평가하여 회로설계 시에 기초자료로 활용할 수 있도록 하였다. 또한, 이론해석의 정당성을 입증하기 위하여 제안회로의 스위칭 소자로 Power-MOSFET를 사용해 실험을 행한 결과 고주파 전원장치로서의 가능성도 확인하였다.

본 연구를 통해서 얻어진 결과를 요약해보면 다음의 내용과 같다.

1. 전원측의 정류용 풀 브리지 다이오드의 한 래그( $D_3, S_4$ )를 제거하고 역률 개선용 부스트 컨버터 회로와 하프 브리지 고주파 공진 인버터 회로에서 독립적으로 사용하던 스위칭 소자( $S_b, S_1, S_2$ )를 통합기능을 가진 스위칭 소자( $S_1, S_2$ )로 사용하여 회로구성을 간략화한 초퍼-인버터 일체형 고주파 발생회로를 제안하였다.
2. 부스트 컨버터 회로부에 유입되는 전류를 불연속전류 모드로 동작시킴으로써 거의 단위 입력 역률을 얻을 수 있었다.
3. 주 스위치( $S_1, S_2$ )를 스위칭 시 영전압 스위칭으로 구동시킴으로써 스위칭 손실 및 다이오드의 역회복 특성에 의한 손실을 줄일 수 있도록 하였다.

제안된 회로는 향후 통신용 DC/DC 컨버터의 전원장치 또는 전자식 안정기 등의 전원회로에 응용이 기대된다.

### 참 고 문 헌

[1] D. M. Divan, and G. Skibinski, "Zero-switching-loss Inverters for high-power applications" IEEE Trans. on Industry Applications, Vol. 25, No. 4, pp. 634-643, July-Aug, 1989.  
 [2] 권영섭, 유상봉, 현동석, "유도가열 시스템의 성능과 안전성 향상에 관한 연구", 대한전기학회논문지, 제48B권, 제8호, pp. 417-425, 8. 1999.

- [3] Yim-Shu Lee, and Bo-Tao Lin, "Adding active clamping and soft-switching to boost-flyback single-stage isolated power-factor-corrected power supplies", IEEE Trans On Power Electronics, Vol. 12, No. 6, pp. 1017-1027, Nov, 1997.
- [4] Chongming Qiao, and Keyue Ma Smedley, "A topology survey of single-stage power factor corrector with a boost type input-current-shaper", IEEE Trans On Power Electronics, Vol. 16, No. 3, pp. 360-368, May, 2001.
- [5] K.-H. Liu and Y.-L. Lin, "Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous-mode boost converter", in IEEE PESC '89 Record, Vol. 2, pp. 825-829, 1989.
- [6] 김 동희, 원 재선, "Wax-Sealing용 전류형 고주파 공진 인버터의 특성해석에 관한 연구", 전기학회논문지, Vol. 50B, No. 11, pp. 568-574, NOV, 2001.
- [7] 원 재선, 김 동희, 서 철식, 조 규판, 오 승훈, 정 도영, 배 영호, "고역률을 가지는 Single-Stage Half-Bridge 고주파 공진 인버터", 2002년도 대한전기학회 하계학술대회논문집, Vol. B, pp. 1196-1198, 7, 2002.

## 저 자 소 개



### 원 재 선 (元 載 善)

1973년 2월 20일생. 1995년 삼척대 공대 제어계측공학과 졸업. 1999년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2001년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재, 헬라삼립전자(주) 기술연구소 전자설계팀 연구원.  
Tel : 053-850-8721, Fax : 053-850-8700  
E-mail : jsuni@samlip.co.kr



### 박 재 욱 (朴 宰 煜)

1967년 8월 24일생. 1994년 경북대 공대 전자공학과 졸업. 2002년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2004년 영남대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 현재, (주)성안조명 차장.  
Tel : 053-810-2488, Fax : 053-813-8230  
E-mail : pjw1472@dreamwiz.com



### 남 승 식 (南 承 植)

1964년 11월 20일생. 1990년 경일대 공대 전기공학과 졸업. 1992년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1997년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 1992년~1994년 (주)포스콘 근무. 현재 경일대학교 공대 전기공학과 겸임교수.  
Tel : 053-810-2488, Fax : 053-813-8230  
E-mail : ss-nam@hanmail.net



### 이 봉 섭 (李 奉 燮)

1965년 9월 19일생. 1991년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1993년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 영남대 대학원 전기공학과 졸업(박사). 현재 삼척대학교 컴퓨터어계측공학과 부교수.  
Tel : 033-570-6385, Fax : 033-570-6389  
E-mail : mirine@samcheok.ac.kr



### 석 줄 기 (石 洙 基)

1969년 3월 29일생. 1992년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1994년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1998년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학박사). 1998년~2001년 삼성전자 생산기술센터 자동화 연구소 책임연구원. 현재 영남대학교 전자정보공학부 조교수.  
Tel : 053-810-2484, Fax : 053-570-6389  
E-mail : doljk@yu.ac.kr



### 김 동 희 (金 東 熙)

1950년 11월 20일생. 1973년 영남대 공대 전기공학과 졸업. 1975년 영남대 대학원 졸업(석사). 1987년 국립 Kobe대학 졸업(공학박사). 1987년~1989년 한국전기연구소 전력전자 연구부장. 1999년 5월~2000년 4월 대한전기학회 전력전자 연구회 간사장. 2000년 9월~2001년 2월 국립 Kyushu대 교환교수. 현재, 영남대 공대 전자정보공학부 전기공학전공 교수, 전력전자학회 경상지부장.  
Tel : 053-810-2488, Fax : 053-813-8230  
E-mail : dohkim@yu.ac.kr