

## 푸시-풀형 고주파 공진 인버터에 관한 연구

김 해준\*, 서 철식\*, 이 봉섭\*\*, 심 광렬\*\*\*, 오 승훈\*\*\*

\* : 영남대학교 전기전자공학부, \*\* : 삼척 대학교, \*\*\* : 울산과학대학, \*\*\*\* : 동해대학교

### A study on the Push-Pull type high frequency resonant inverter

H.J.Kim\*, C.S.Seo\*, B.S.Lee\*\*, G.Y.Sim\*\*\*, S.H.Oh\*\*\*\*

\* : Yeungnam University, \*\* : Samchok University, \*\*\* : Ulsan College, \*\*\*\* : DonghaeUniversity

#### Abstract

This paper describes a Push-Pull type high frequency resonant inverter composed of consolidation of boost converter circuit and resonant circuit.

By using a boost converter circuit, the proposed inverter can obtain a twice input voltage of resonant circuit and reduce a secondary turn ratios. By using both boost-converter and switching device of resonant circuit, the number of switching device can be reduce by half. Also, the analysis of the proposed circuit was described by using normalized parameter and operating characteristics have been evaluated as to switching frequency and parameters. In the future, this proposed inverter shows that it can be practically used as a power source system for the lighting equipment of discharge lamp, induction heating applications.

#### 1. 서 론

최근, 전력 시스템에 있어서 고주파 전력용 스위칭 반도체 소자의 실용화로 인해서 전력변환 시스템의 고신뢰성, 고효율화 및 소형·경량화가 가능해졌고, 이로 인해 휴대용 정보통신 및 컴퓨터 기기 등을 필두로 한 산업용 전력변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다.

전력용 반도체 스위칭소자를 고속 스위칭 함에 따라 스위칭 소자 양단에 인가되는 전압·전류 스트레스로 인한 손실은 스위칭 주파수에 비례하여 증가하므로 회로의 출력주파수의 고주파화에 걸림돌로 지적되고 있다.

공진형 전력변환회로에 소프트 스위칭기법을 도입함으로써 영전압 혹은 영전류 스위칭을 실현할 수 있고, 이로 인해 스위칭 손실의 최소화 및 출력 주파수의 고주파화가 가능해져 장치전체의 고효율

화, 소형·경량화등의 장점을 가지고 있다.

따라서, 본 논문에서는 Boost-Converter와 Push-Pull형 고주파 공진 인버터로 구성된 DC-AC인버터 회로의 기본동작 원리 및 특성에 관해 기술하고 있다. 제안된 회로의 상태변수를 무차원화 함으로써 범용성있는 특성평가를 행하고, 상태변수에 따른 인버터의 동작특성을 도식적으로 제시하여 회로해석 결과를 기초로 한 회로 설계의 일 예도 제시하고 있다. 또한 범용 시뮬레이션 툴인 Pspise를 사용해서 이론해석의 정당성도 입증하고 있다.

### 2. Push-Pull형 고주파 공진 인버터

#### 2.1 회로구성

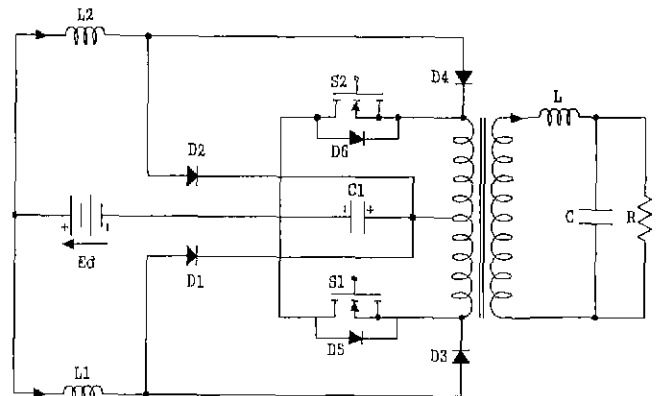


그림 1. 부스터-컨버터와 푸시-풀형 고주파 공진 인버터를 이용한 DC-AC인버터

Fig. 1. DC-AC inverter using boost-converter and Push-Pull high frequency inverter

그림에서 알 수 있듯이 제안한 회로는 Boost-Converter 회로와 공진 인버터회로의 결합으로 구성되어 있다. 이 회로의 장점은 다음과 같다.

i) Boost-converter의 출력전압( $V_d$ )을 공진회로의 입력으로 사용함으로써 boost-converter 입력의 2배의 전압이 공진회로의 입력전압으로 인가되기

때문에 변압기 2차측 코일의 턴수를 줄일 수 있다.

ii) Switching 신호의 듀티비(0~0.5)를 변화시킴으로 출력전압을 제어할 수 있다.

iii) Boost-Converter회로의 스위칭 소자(S1, S2)와 공진회로의 스위칭 소자(S1, S2)를 같이 사용함으로써 스위칭 소자의 수를 반으로 줄일 수 있다.

iv) 변압기 자화전류의 전류에 의해서 ZVS기법의 효과를 얻을 수 있다.

스위칭 소자(S1, S2)는 Power-MOSFETs, IGBTs, SITs 등의 자기소호 기능을 가진 전력용 반도체 스위칭 소자가 사용될 수 있으며, 회로운전 특성상 나타나는 무효분 에너지 회생용으로 Power-MOSFET를 사용할 경우 내장된 다이오드를 이용함으로써 외부에 별도로 부가할 필요가 없다. 인덕터(L1, L2)는 승압용 인덕터로 사용되고, 커패시터(C1)은 boost-Converter용 커패시터이다. 인덕터(L)과 커패시터(C)는 공진용 L, C로 사용된다.

## 2.2 회로 해석

제안된 회로의 회로 해석을 위하여 다음과 같은 가정을 둔다.

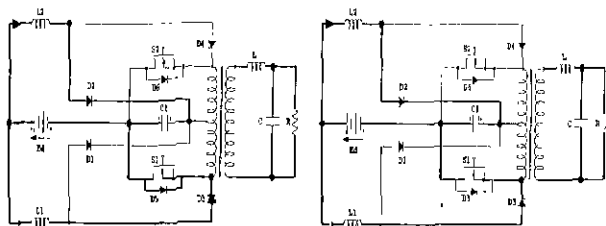
- i) 스위칭소자는 무손실의 이상적인 소자로 가정한다.
- ii) 회로 구성소자는 이상적인 소자이다.

그림 2는 각각의 동작모드를 나타내고있고, 그림 3은 각각의 동작모드에 관하여 스위칭소자(S1, S2)에 인가되는 구동신호 패턴과 이에 따른 각 소자에 나타나는 정성적인 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다.

**Mode a:** 스위칭 소자(S1)가 턴·온됨과 동시에  $I_{b1}$ 이 직선적으로 증가하고  $I_{b2}$ 는 다이오드(D2)를 통해 커패시터(C1)에 에너지를 충전한다. 또한, 회로특성상 나타나는 변압기 2차측의 무효분 에너지가 다이오드(D5)를 통해 커패시터(C1)으로 회생되는 모드이다.

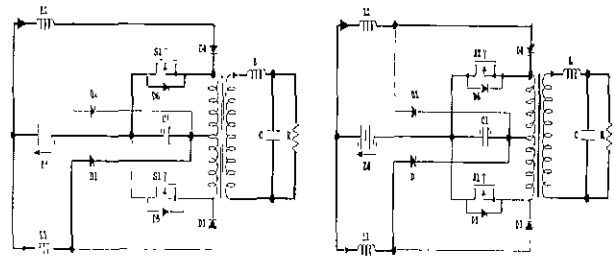
**Mode b:** 스위칭 소자(S1)을  $I_{b1}$ 이 직선적으로 증가하고  $I_{b2}$ 는 다이오드(D2)를 통해 커패시터(C1)에 에너지를 충전한다. 또한, 커패시터(C1)에 충전되어있는 에너지가 스위칭 소자(S1)를 통해 부하에 공진 전류를 흐르는 모드이다.

모드c, 모드d는 모드a, 모드b와 스위칭 패턴과 기준방향이 대칭이다



(1) mode a

(2) mode b



(3) mode c

(4) mode d

그림 2. 스위칭 동작 모드

Fig. 2. Switching operation Mode

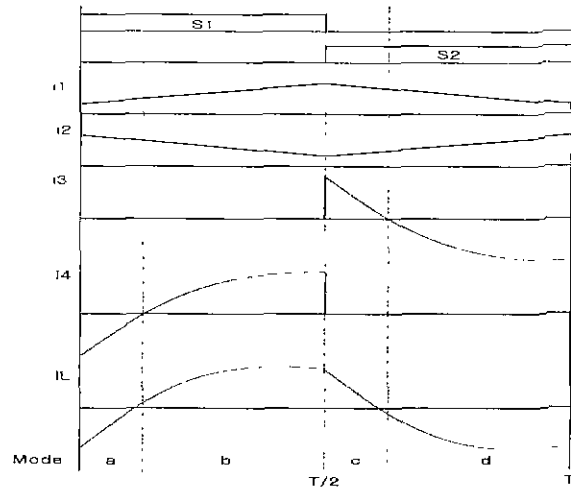


그림 3. 구동신호 패턴과 이론 파형

Fig. 3. Drive Signal & Theoretical Waveforms

표 2. 무차원화 파라미터

Table. 2. Normalized Parameters

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E = E_d$	$V^*(Z) = V(t)/E_d$
Current	$I = E_d/Z_s$	$i^*(Z) = i(t)/I$
Time	$T_o = 1/f_{sw}$	$Z = t/T_o$
Frequency	$f_r = 1/2\pi\sqrt{L_s C_s}$	$\mu = f_{sw}/f_r$
Impedence	$Z_s = 2\sqrt{L_s/C_s}$	$\lambda = R/Z_s$
Power	$P_s = E_d \cdot I$	$P^*(Z) = P(t)/P_s$
Remarks	$f_{sw}$ : Operating Frequency of Inverter $T_o$ : Operating Period of Inverter $L_s = L, C_s = C, \beta = \frac{C_1}{C}$ $\alpha = \frac{L_1}{L} = \frac{L_2}{L}, a = \frac{L_3}{L_5} = \frac{L_4}{L_5}$ $n = \frac{L_3}{L} = \frac{L_4}{L}, \frac{a}{n} = \frac{L_5}{L}$	

. 각 모드별 회로 상태 방정식을 회로 해석의 범용성을 부여하기 위해 표 1에서 나타낸 정규화 제어변수를 도입한 무차원화 상태방정식은 다

음과 같다.

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

$$Y^* = C^* \cdot X^*$$

여기서,

$$X^* = [i_1^*(z) \ i_2^*(z) \ i_3^*(z) \ i_4^*(z) \ i_L^*(z) \ v_c^*(z) \ v_d^*(z)]^T$$

$U^* = [0 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0]^T$  이고 각 모드별  $A^*$ ,  $B^*$ ,  $C^*$  는 다음과 같다.

### MODE 1

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu a} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu \sqrt{n}} & \frac{4\pi(n+a)}{\mu na} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} & \frac{4\pi}{\mu \sqrt{n}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu \lambda} & 0 \\ 0 & \frac{\pi}{\mu \beta} & 0 & -\frac{\pi}{\mu \beta} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu a} & \frac{4\pi}{\mu a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

### MODE 3

$$A^* = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu a} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu \sqrt{n}} & -\frac{4\pi(n+a)}{\mu na} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{4\pi}{\mu} & -\frac{4\pi}{\mu \sqrt{n}} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{\pi}{\mu} & -\frac{\pi}{\mu \lambda} & 0 \\ \frac{\pi}{\mu \beta} & 0 & \frac{\pi}{\mu \beta} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B^* = \begin{bmatrix} \frac{4\pi}{\mu a} & \frac{4\pi}{\mu a} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C^* = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

그림 4(a, b)은  $\alpha=2.3$ ,  $\mu=0.96$ 으로 하였을 경우, 인버터 각 부분의 정상운전시 이론파형과 Pspise를 보여주고 있다.

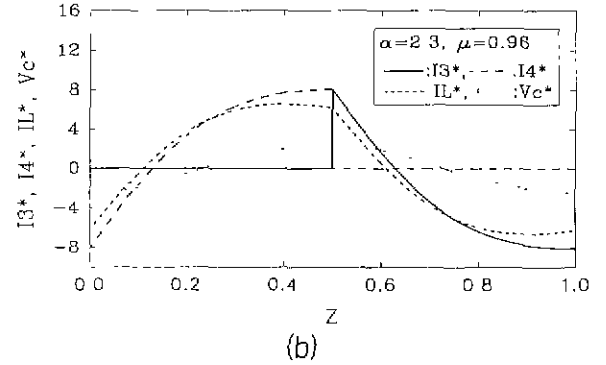
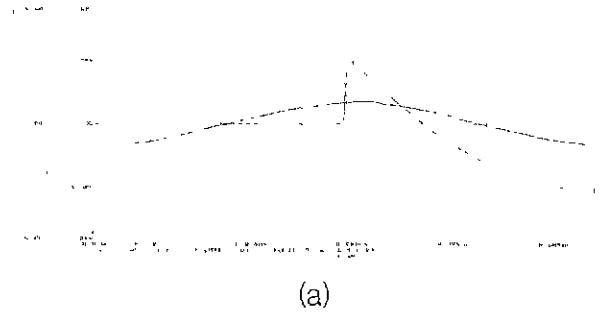


그림 4(a,b). Pspise파형 및 이론 파형

Fig. (a,b). Pspise & Theoretical Waveforms

그림 5는 스위치 양단의 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다. 그림에서 알 수 있듯이 변압기 자화전류의 전류에 의해서 ZVS기법의 효과를 얻을 수 있다.<sup>[1]</sup>

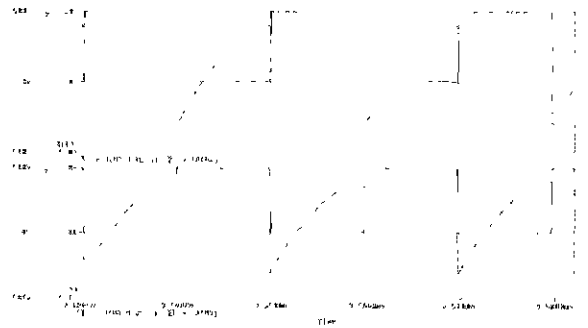


그림 5. 스위치 전압 및 전류 파형

Fig. 5. Switch voltage & Current Waveforms

### 3. 특성 평가

그림 6은  $\alpha=2.3$ ,  $\beta=100$ 으로 하였을 경우, 무차원화 주파수( $\mu$ )와 무차원화 부하저항( $\lambda$ )을 파라미터로 하였을 경우의 출력 전력 특성 ( $P^*_{max}$ )을 나타내고 있다. 특성도에서 알 수 있듯이,  $\lambda$ 가 작을 경우는 출력은 거의 나타나지 않는데 이는 부하의 단락상태로 볼 수 있으며,  $\lambda$ 가 증가함에 따라 출력도 증가함을 알 수 있다.

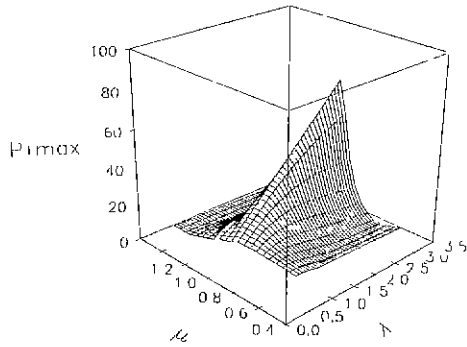


그림 6. 출력 전력

Fig. 6. Output power characteristics

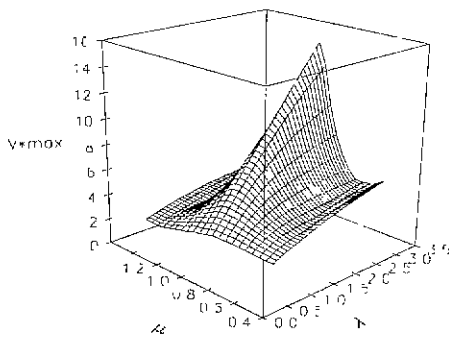


그림 7. 공진 커패시터 전압 특성

Fig. 7. Resonant capacitor Voltage characteristics

그림(7)은  $\alpha=2.3$ ,  $\beta=100$ 으로 하였을 경우,  $\mu$ 와  $\lambda$ 를 파라미터로 하였을 경우 공진용 커패시터에 발생하는 전압 최대치 ( $V_{cmax}^*$ ) 특성을 나타내고 있다.

공진용 커패시터의 최대전압은 인버터 부하의 최대전류를 적분한 값으로 주어진다. 그림7와 특성은 공진용 커패시터의 설계시 정격을 결정하는데 중요한 자료로 사용된다.

#### 4. 회로 설계

회로 특성평가에서 얻은 결과를 기초로 하여 입력전압  $E_d[V]$ , 출력전력  $P[KHz]$ , 출력 주파수  $f_{sw}[KHz]$ 가 설계사양으로 주어진 경우 회로 설계법의 일 예는 다음과 같다.

**Step. 1**  $(\mu, \lambda, P_{max}^*)$ 를 결정 [그림 6 참조]

**Step. 2** 기준 임피던스 산출

$$P^*(Z) = \frac{P}{P_s} = \frac{P}{E_d^2 / Z_s}$$

$$Z_s = \frac{E_d^2 \cdot P^*(Z)}{P} = 2\sqrt{\frac{L_s}{C_s}}$$

**Step. 3** 회로 고유 주파수  $f_n(kHz)$  산출

$$f_r = \frac{f_{sw}}{\mu} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_s C_s}}$$

**Step 4**  $L_s, C_s$  산정

**Step. 5** 커패시터 전압 및 부하전류 산출

$V_{c1max}^*$  : [그림 7 참조]

< 설계 예 >

STEP에 의해서 설계된 회로 설계 수치 예는 표 3과 같다.

표 3. 설계 수치 예

Circuit Parameter	$E_d = 100[V], P = 0.5[kW]$
$L_s$	735 [ $\mu H$ ]
$C_s$	15 [nF]
$I_{swmax}^*$	2.5 [A]
$V_{c1max}^*$	500 [V]

#### 5. 결론

본 연구는 Boost-Converter와 Push-Pull형 고주파 공진 인버터로 구성된 DC-AC인버터회로를 연구 대상회로로 하여 회로 동작과 특성을 이론적으로 검토하였다. 고주파 공진 인버터에 저항 부하를 선정하여 설계 전 단계에 필요한 특성평가를 무차원화 파라미터( $\mu, \lambda$ )를 도입하여 범용성 있게 기술하였다.

특성 평가를 기초로 한 회로설계기법의 일 예도 제시하여 실제응용에 유효하게 사용될 수 있도록 하였다.

#### 참고 문헌

- [1] Michael J. Ryan, William E: "A New ZVS LCL-Resonant Push-Pull DC-DC Converter Topology", IEE E Trans. INDUSTRY APPLICATIONS, VOL. 34, 1998
- [2] Jorge A. Sieera, Wakter Kaiser "Comparison of Fluorescent Lamp Stabilization Methods in Current-Fed Push-Pull Inverter", IEEE Trans. 2000
- [3] N. Vazquez : "Analysis and Experimental Study of the Buck, Boost and Buck-Boost Inverters", 1999. IEEE