

고역률을 가지는 Single-Stage Half-Bridge 고주파 공진 인버터

원 재선, 김 동희, 서 철식, 조 규판, 오 승훈<sup>3</sup>, 정 도영<sup>3</sup>, 배 영호<sup>6</sup>  
 영남대학교, 구미1대학, 김천대학, 동해대학교<sup>5</sup>, 삼척대학교<sup>5</sup>, 경일대학교<sup>6</sup>

High Power-Factor Single-Stage Half-Bridge High Frequency Resonant Inver

Jae-Sun Won, Dong-Hee Kim, Cheol-Sik Seo, Gyu-Pan Cho, Seung-Hoon Oh<sup>3</sup>, Do-Young Jung<sup>3</sup>, You Yeungnam Univ., Gumi 1 College, Kimcheon College, Donghae Univ.<sup>5</sup>, Samchok National Univ.<sup>5</sup>, J

**Abstract** - A novel single-stage half-bridge high frequency resonant inverter using ZVS(Zero Voltage Switching) with high input power factor suitable for induction heating applications is presented in this paper. The proposed high frequency resonant inverter integrates half-bridge boost rectifier as power factor corrector(PFC) and half-bridge resonant inverter into a single stage. The input stage of the half-bridge boost rectifier is working in discontinuous conduction mode (DCM) with constant duty cycle and variable switching frequency. So that a high power factor is achieved naturally. Simulation results through the Pspice have demonstrated the feasibility of the proposed inverter. This proposed inverter will be able to be practically used as a power supply in various fields as induction heating applications, DC-DC converter etc.

검토하였다. wax-sealing을 유도가열부하로 상정하고 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 이론해석의 정당성을 검토하였다.

2. Single-stage half-bridge 고주파 공진 인버터

2.1 회로구성

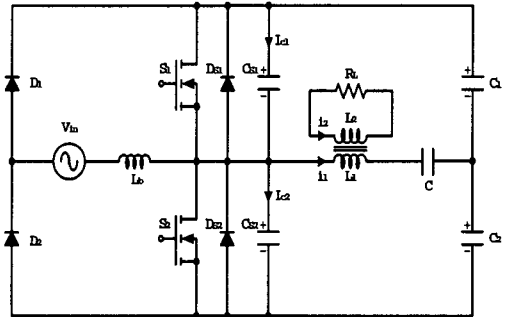


그림 1. Single-stage half-bridge 고주파 공진 인

1. 서 론

최근, 적은 구동전력으로 고속 스위칭이 가능한 IGBTs, Power-MOSFETs 및 SITs 등의 자기소호형 전력용 스위칭 반도체 소자가 실용화되어 고주파 유도가열용 전원, 통신용 전원장치 등의 소형 경량용 요하는 전력변환 장치에 관한 연구가 활발히 행해지고 있다.

전력변환회로에 ZVS, ZCS, E급스위칭 등의 소프트 스위칭 기법의 도입은 스위칭 주파수에 비례하여 발생하는 스위칭손실을 감소시킬 뿐만 아니라 출력주파수의 고주파화를 통해서 장치전체의 고효율화, 소형·경량화, 무소음화 등의 여러가지 장점을 가지게 한다<sup>[1-2]</sup>.

전력변환장치에 링컨전압을 제공하기 위해서는 대부분이 커패시터 입력형의 정류회로를 사용하며 이러한 정류회로의 사용은 상용전원의 피크치 부근의 짧은 기간동안만 정류기가 도통하여 폭이 좁은 펄스성 전류가 발생하게 하여 낮은 입력 역률과 심각한 고조파 왜곡을 발생하게 한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 역률보상(PFC) 회로를 전력변환회로의 입력단에 삽입시켜 역률보상을 이루어지도록 하고 있다. 그러나, 이러한 2개의 전력처리 단으로 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. 최근에 이러한 문제점을 해결하기 위하여 단일전력단을 갖는 전력변환장치에 관한 연구가 활발히 진행되고 있다<sup>[3-4]</sup>.

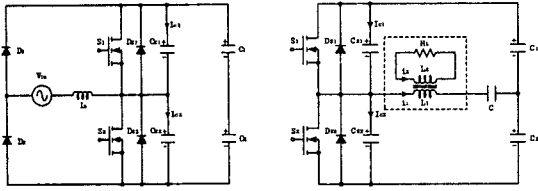
따라서 본 논문에서는 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 인버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 single-stage half-bridge 고주파 공진 인버터 회로를 제안하고 그 기본 동작원리 및 특성에 관하여

그림 1은 유도가열 부하를 고역률로 운전하기 위하여 종래의 두 개의 전력처리단을 갖는 고주파 전력변환장치의 각 단을 일체화시켜 회로내부에 역률개선기능을 가지고 단일전력단으로 구성된 single-stage half-bridge 고주파 공진 인버터 회로를 보여주고 있다. 본 회로의 장점은 입력단의 정류용 브리지 다이오드의 한 래그를 단일 스위치(S1, S2)로 사용함으로써 교류입력을 정류하는 다이오드의 역할과 고주파 인버터의 스위치 기능을 동시에 함으로써 사용되는 스위치의 개수를 저감하여 회로구성을 간략화 함으로써 상시 도통되는 반도체 소자의 숫자를 줄여 스위칭 소자의 도통손실로 인한 발열을 감소시킬 수 있을 뿐만 아니라 부스트 컨버터를 불연속모드(DCM)로 동작시킴으로써 역률을 개선할 수 있다. 또한, half-bridge 고주파 공진 인버터의 스위치 양단(S1, S2)에 병렬로 ZVS 커패시터(CS1, CS2)를 첨가하여 스위칭 시 소자에 발생하는 턴·오프 손실을 줄일 수 있는 회로구성으로 되어있다.

2.2 회로 해석

제안된 회로는 그림 2 (a),(b)와 같이 부스트 컨버터와 half-bridge 인버터의 독립적인 두 개의 등가회로로 나누어 생각할 수 있고 스위칭 동작모드는 부스트 컨버터가 불연속 모드(DCM)로 동작될 때 교류전원전압의 한 사이클에 대해서 스위칭 소자(S1, S2)와 다이오드(D1, D2, DS1, DS2)의 온·오프 동작과 직류 전원 분할용 커패시터(C1, C2), ZVS 커패시터(CS1, CS2) 충전·방전에 의해서 7 개의 동작모드로 분류된다. 각 모드의 회로동작에 따른 그림 3은 각각의 스위칭 동작모드에 대하여 스위칭 소자(S1, S2)에 인가되는 구동신호패턴과 이에 따른 각

소자에 나타나는 정성적인 전압 및 전류 파형을 나타내고 있다.



(a) 부스트 컨버터 (b) half-bridge 인버터  
그림 2. 제안된 회로의 등가회로

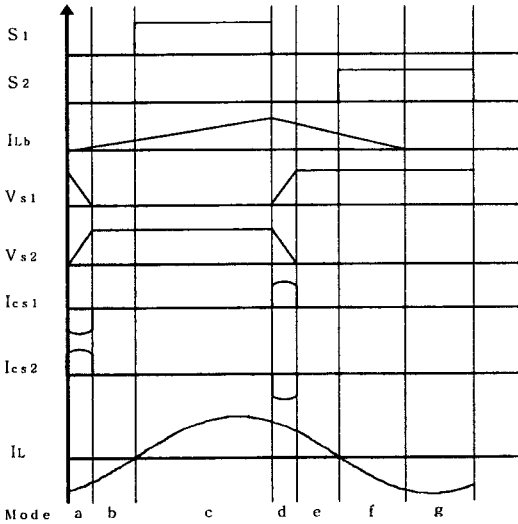


그림 3. 각 부의 이븐파형

### 2.2.1 부스트 컨버터

그림 2(a)의 정현파 입력전압을  $V_{in}(wt) = V_m \sin(wt)$  라고 가정하면, 스위치 기간동안에 부스트 인덕터( $L_b$ )에 흐르는 피크전류( $i_{L_{b,max}}$ )는 다음과 같다.

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

방전시간은 입력전압에 의존하고 다음과 같은 식으로 표현된다.

$$t_d = \frac{V_m}{V_o - V_m} t_{on} \quad (2)$$

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

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

여기서,  $\alpha = V_m/V_o$

한 주기동안에 입력전력의 평균치는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$P_{in} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi V_m(wt) \cdot I_{L_{avg}}(wt) d(wt) \quad (4)$$

식 (4)에 식 (3)을 대입하면,

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

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,

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

또한, 고주파 함유율(THD)은 식 (9)와 같이 표현된다.

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

그림 4는  $\alpha$ 의 변화에 따른 역률(Power Factor)과 고주파 함유율(THD)의 변화를 도식적으로 나타내고 있다.

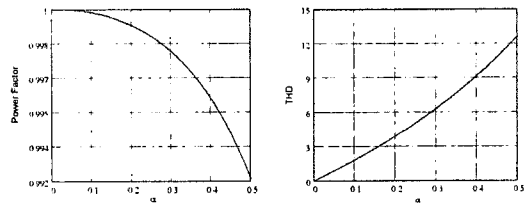


그림 4.  $\alpha$ 의 변화에 따른 역률과 THD의 변화

### 2.2.2 Half-bridge 고주파 공진 인버터

그림 2(b)의 half-bridge 인버터의 점선으로 표시한 분은 하나의 등가 인덕턴스( $L_{eq}$ )와 등가 저항( $R_{eq}$ )의 직렬연결로 나타낼 수 있고 등가회로  $R_{eq}$ 와  $L_{eq}$ 는 식 (10), 식 (11)와 같이 표현된다. 그림 2(b)에서  $C_{S1}$ ,  $C_{S2}$ 의 값이 작아서 입력임피던스에 거의 영향을 미치지 않는다고 가정한다면 그림 5의 간략화된 모델로 나타낼 수 있다.

$$R_{eq} = r + \frac{k^2 \tau}{A + \tau} L_1 \quad (10)$$

$$L_{eq} = L_1 \left( 1 - \frac{k^2 \tau^2}{A + \tau} \right) \quad (11)$$

여기서,  $\tau = L_2/R_L$ ,  $A = 1/w^2$ ,  $k$  : 결합계수

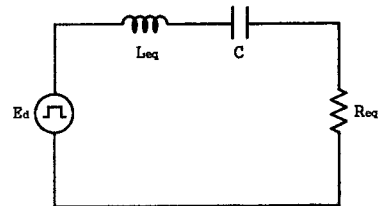


그림 5. Half-bridge 인버터의 간략화된 모델

회로 해석을 위하여 회로 파라메타를 다음과 같은 식으로 나타내었다.

$$\text{공진 주파수: } w_r = \frac{1}{\sqrt{L_{eq} C}} \quad (12)$$

$$\text{특성 임피던스: } Z_o = \sqrt{\frac{L_{eq}}{C}} = w_r L_{eq} = \frac{1}{w_r C} \quad (13)$$

$$\text{부하 첨레도: } Q_L = \frac{w_r L_{eq}}{R_{eq}} = \frac{1}{w_r C R_{eq}} = \frac{Z_o}{R_{eq}} \quad (14)$$

$$\text{부부하 첨레도: } Q_o = \frac{w_r L_{eq}}{r} = \frac{1}{w_r C r} = \frac{Z_o}{r} \quad (15)$$

그림 5 회로의 입력 임피던스  $Z_i$ 는 저항분과 리액턴스 분으로 나누어 표현할 수 있다.

$$Z_i = Z_o \left[ \lambda + j\left(\mu - \frac{1}{\mu}\right) \right] = |Z_i| e^{j\phi} \quad (16)$$

여기서,  $\lambda = R_{eq}/Z_o$ ,  $\mu = w/w_r$ ,

따라서, 입력 임피던스의 크기와 위상은 다음과 같다.

$$|Z_i| = Z_o \sqrt{\lambda^2 + \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2} \quad (17)$$

$$\phi = \tan^{-1} \left[ Q_L \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right) \right] \quad (18)$$

인버터의 출력( $P_o$ )을 구하기 위해 입력전압( $E_d$ )을 푸리에 전개를 하면,

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

입력전압의 기본파 성분을 구해보면,

$$E_{1m} = \frac{2E_d}{\pi} \approx 0.637 \cdot E_d \quad (19)$$

스위치를 통해서 흐르는 전류는 다음과 같다.

$$i_{s1} = I_m \sin(\omega t - \phi) \quad (20)$$

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

인버터의 출력  $P_o$ 는 식 (20)을 사용함으로써 식 (21)과 같이 주어진다

$$P_o = \frac{I_m^2 R_L}{2} = \frac{2E_d^2 \lambda}{\pi^2 Z_o \left[ \lambda^2 + \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2 \right]} \quad (21)$$

식 (20)로부터  $C_{s1}$ 의 충·방전 전류  $I_{cs1}$ 는 식(22)와 같이 주어진다.

$$I_{cs1} = I_m \sin \phi = \frac{2E_d Q_L \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)}{\pi \lambda Z_o \left(1 + Q_L^2 \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2\right)} \quad (22)$$

그러므로,  $C_{s1}$ 의 충전시간은 식 (23)로 주어진다.

$$t_c = \frac{2 \cdot E_d \cdot C_{s1}}{I_{cs1}} = \frac{2 \cdot E_d \cdot C_{s1}}{I_m \sin \phi} \quad (23)$$

식 (23)에 식 (22)을 대입하면  $C_{s1}$ 의 충전시간  $t_c$ 는 식 (24)로 주어진다.

$$t_c = \frac{\pi C_{s1} Z_o \left\{ \lambda^2 + \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2 \right\}}{2 \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)} \quad (24)$$

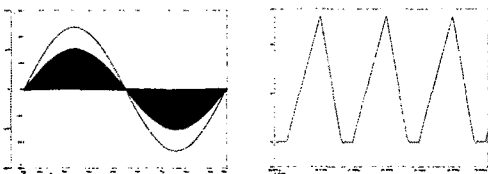
본 회로의 상/하 스위치의 데드타임은 식 (24)보다 커야한다. 그렇지 않으면  $C_{s1}$ 에 충전된 전하가 다음에 온 되어지는 스위치를 통해 스위치 내부의 손실로 발생하게 되어 스위치의 접합온도가 상승하게 된다.

공진 콘덴서 C의 양단전압은 다음 식으로 주어진다.

$$V_c = \frac{I_m}{\omega C} = \frac{2E_d}{\pi \mu \sqrt{\lambda^2 + \left(\mu - \frac{1}{\mu}\right)^2}} \quad (25)$$

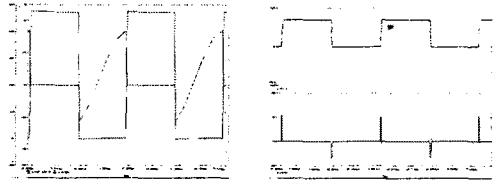
### 3. 시뮬레이션 및 고찰

그림 6은 제안된 회로의 이론해석의 정당성을 입증하기 위해서 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 통해서 얻은 이론 파형을 보여주고 있다. 그림 6(a)는 시뮬레이션에 사용한 정수는 표 1과 같다.



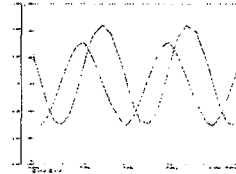
(a) 입력전압과 전류

(b) 부스트 컨버터 전류



(c) 스위치 전압과 전류

(d) 스위치 전압과 ZVS 커패시터 전



(e) 공진용 커패시터 전압과 부하전류

그림 6. 이론 파형

표 1. 실험 정수

Circuit Parameter	Rating	Circuit Parameter	Rating
Input Voltage ( $V_{in}$ )	110[V]	Resonant Reactor(L)	233[ $\mu$ H]
Power-MOSFET (IRFP 250)	400[V] 28[A]	Resonant Capacitor(C)	50[nF]
Input Reactor ( $L_b$ )	236[ $\mu$ H]	ZVS Capacitor ( $C_{s1}, C_{s2}$ )	5[nF]
Source Separation Capacitor ( $C_1, C_2$ )	22[ $\mu$ F]	Switching Frequency ( $f_{sw}$ )	50[kHz]

### 4. 결 론

본 논문은 단일 전력처리단을 기초로 하여 불연속 전류모드(DCM)에서 동작하는 역률 보상용 부스트 컨버터와 하프 브리지형 고주파 공진 인버터를 일체화시켜 단일회로 내에서 전력처리 기능을 갖도록 한 새로운 고역률 single-stage half-bridge 고주파 공진 인버터 회로를 제안하고 그 기본 동작원리 및 특성에 관하여 검토하였다. 이론해석의 정당성을 입증하기 위해 Power-MOSFET를 스위칭 소자로 사용한 회로를 구성하여 범용 시뮬레이션 툴인 Pspice를 사용하여 이론해석의 정당성을 검토하였다. 본 회로는 Wax-Sealing용 전원장치, 방전동용 전원장치, DC-DC 컨버터 등의 소형·경량화가 요구되는 전원시스템에 응용이 기대된다.

#### (참 고 문 헌)

- [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. Sae, 1992.
- [2] Y. S. Kwan, S. B. Yoo and D. S. Hyun., "Half-Bridge Resonant Inverter for Induction Heating Application Load-Adaptive PFM Control Strategy," IEEE APEC Con pp.575~581, 1999.
- [3] K.-H. Liu, and Y. -L. Lin, "Current waveform distortion power factor correction circuits employing discontinuous boost converters," in IEEE Power Electronics Specialists 1989, pp.825~829, 1989.
- [4] 박 재욱, 서 철식, 노 채균, 김 동희, 이 경호, 서 진우, "고역률 단일 전력단을 갖는 형광등용 전자식 안정기에 관한 연구", 대한전기학회 하계학술대회 논문집, pp.1129~1131, 2001.