

# IGBT를 이용한 직·병렬 공진방식 인버터의 고주파화에 관한 연구

홍순일, 류민섭

부경대학교 전기공학과

## A Study on High-Frequency of Series-Parallel Resonant Inverter using the IGBT

Hong Soon-Il, Ryu Min-Seob

Dept. of Electrical Eng. Pukyong National Univ.

### Abstract

본 연구에서는 고주파 유도가열을 위한 전원장치에 사용되는 인버터 시스템의 대용량, 고주파화를 실현하기 위한 고주파화 기술을 제안하였다. 부하 공진 인버터는 H형 전-브리지(Full-Bridge)로 구성하고 각 암당 IGBT를 2병렬로 조합하여 구성하고 부하는 직병렬 공진회로로 구성한다. 스위칭 동작은 8개의 IGBT중 각 ARM당 2개씩 순차 제어하여 고속 대용량의 고주파 전력을 출력시킨다. 또한 스위칭은 스위치 턴온·오프시에 스위칭 손실을 줄이기 위해 ZVS(Zero-Voltage Switching) 기법을 도입한다. 제어는 고정주파수 PWM(Pulse Width Modulation) 제어를 하여 전력 변환 효율을 극대화한다.

1/2주기씩 반복 동작하므로 스위치 소자가 OFF되는 시간이 짧고 ON, OFF의 주기가 짧기 때문에 주파수 특성이 매우 불리하고 고주파화가 어렵다. 그러나 본 연구에서는 각 ARM의 스위치 소자가 항상 1/4주기씩 반복 동작되도록 회로와 제어알고리즘을 구성함으로써 소자의 한계주파수 특성보다 2배 이상의 주파수 발생이 가능하다.

### 2. PWM 공진인버터

Fig. 1은 본 연구에서 제안한 인버터, 고주파 변압기, 워킹 코일(Working coil)을 포함한 열처리 시스템의 주 회로이고 제안한 인버터는 고정 펄스폭 PWM제어이다.

### 1. 서론

고주파 전력변환기의 인버터 분야에서는 다양한 변환기술이 채택되고 있고 PWM(Pulse Width Modulation) 뿐만 아니라 공진기술 원리도 오랜 시간 동안 연구되고 발전되어 왔다.

개발대상 연구 목표는 변압기 코일단 처리용 Cu 합금의 용해 주조 및 비철금속 파이프 용접을 목적으로 한 산업용 용접기 연구의 일환으로 IGBT를 이용한 전압형 인버터 직·병렬 공진회로 방식의 유도가열 장치를 개발하는 것이다.

반도체 스위치에 의한 공진 전원회로는 브리지 형태로 거의 유사하게 되어 있고 그 동작은 각 ARM의 스위칭 소자는 병렬회로 2개가 동시에 ON, OFF한다. 따라서 각 ARM의 스위치 소자는 항상

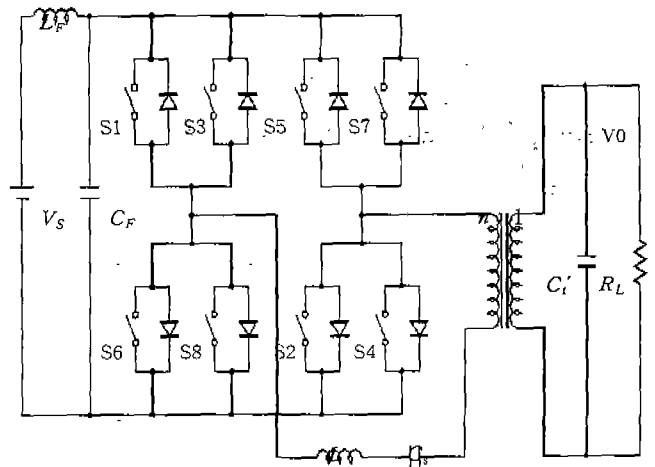


Fig.1 Proposed series-parallel resonant inverter

인버터의 PWM제어 기술을 이용한 스위칭 순서는 한 제어신호 주기 내에서 H형 브리지의 각 암에는 처음 1/2주기에 스위치 S1,S2(모드1) 및 S5,S6(모드2)가 다음 1/2주기에 스위치 S3,S4(모드3) 및 S7,S8(모드4)가 순차로 동작한다. 그리고 전력제어를 위한 각 스위치의 동작은 전압영점에서 스위칭하는 영전압 루프동작(Zero volt loop operation)을 채택한다.

구형과 전압이 공진회로에 인가된다. 해석을 간단히 하기 위해 모든 수치는 퍼유니트(PU)로 표시하고  $C_1$  1차측 환산 콘덴스,  $V_s$ 는 B점기준 기준전압,  $R'_L$ 는 1차측 환산 기준 임피던스이다.

인버터 출력단의 기본과 입력전압의 실효값은  $E_{IN} = V_s \cdot \sin \delta/2$  이고 입출력 전압비는 식(1)이 얻어진다.

$$\frac{V_0}{E_{in}} = \frac{RC_s}{RL_{eq}C_sC_s s^3 + L_{eq}C_s s^2 + (RC_s + RC_s)s + 1} \quad (1)$$

식 (1)의 분모를 실수부와 허수부로 분리하고 무차원 스위칭 주파수  $y$ 를 도입하여 정리하면 식 (2)이 된다.

$$V_0 / E_{IN} = 1 / (D_1 + j D_2) \quad (2)$$

$$\begin{aligned} \text{여기서 } D_1 &= 1 + (C_1 / C_s)(1 - y^2), \\ D_2 &= Q_s [y - (1/y)] \text{ 이고} \end{aligned}$$

$$Q_s = (\omega_s L_{eq}) / R'_L = \sqrt{L_{eq} / C_s} / R'_L \quad (3)$$

이다.  $\omega_s = 1 / \sqrt{L_{eq} C_s}$  rad/s이므로 등가합성 인덕턴스는  $L_{eq} = L + L_p + L_s$ 이다. 그리고 무차원화한 스위칭 주파수는  $y = f_0 / f_s = \omega_0 / \omega_s$ 이 된다. 여기서  $f_0$ 는 출력주파수이다. 식(2)에서 변환되는 출력전압은

$$V_{0pu} = \frac{\sin(\delta/2)}{[D_1^2 + D_2^2]^{1/2}} \text{ p.u.} \quad (4)$$

이고  $\delta = \pi$  일 때 부하전류는 최대이고 출력전압도 최대로 된다. 이것을  $V_{0mpu}$ 라고 하면 식 (4)에서 식(5)가 된다.

$$V_{0pu} = V_{0mpu} \cdot \sin(\delta/2) \text{ p.u.} \quad (5)$$

식(6)에서 부하의 변화에 따라 요구되는 출력전압  $V_0$ 는  $\delta$ 를 제어하여 얻을 수 있다. 단자 A, B에서 본 직·병렬 공진회로의 합성 임피던스는 다음과 같이 유도된다.

$$Z = \frac{a_2 \omega^4 + b_2 \omega^2 + c_2 + j(a_3 \omega^3 + b_3 \omega)}{a_1 \omega^4 + b_1 \omega^2 + c_1} \quad (6)$$

합성 임피던스의 허수부를 “0”이라 하면  $a_3 \omega^3 + b_3 \omega = 0$ 이고  $\omega = \pm \frac{b_3}{a_3}$ 에서 공진 한다. 이 경우 등가 합성저항은 식(8)에서 다음 식이 된다

단자 A, B에서 본 PU 단위의 등가 임피던스는 식 (7)와 같이 놓고 식 (6)에서 다음과 같이 구할 수 있다.

$$Z_{eqpu} = \frac{B_1 + j B_2}{B_3} \text{ p.u.} \quad (7)$$

$$\text{여기서 } B_1 = [(Q_s/y)(C_s/C_1)]^2$$

$$B_2 = Q_s [y - (1/y)] B_3 - (Q_s/y)(C_s/C_1)$$

$$B_3 = 1 + [(Q_s/y)(C_s/C_1)]^2 \text{ 이다.}$$

무차원 PU로 표시한 최대인버터 출력전류는 스위칭 소자로 흐르는 전류와 같고 다음이 된다.

$$I_{ppu} = \sin(\delta/2) / |Z_{eqpu}| \text{ p.u.} \quad (8)$$

여기서  $I_{ppu}$ 는  $Q_s$  및  $y$ 의 함수임을 알 수 있고 최대부하 전류에 상응하는 첨두전류로(Peak current)이다. 또 초기값 전류  $I_{0pu}$ 는 식 (8)에서

$$I_{0pu} = I_{ppu} \sin(-\theta) \text{ p.u.} \quad (9)$$

이 되고 여기서,  $\theta = \phi - (\pi - \delta)/2$  이고 또  $\phi = \tan^{-1}[B_2/B_1]$  [rad]이다. 식(9)에서  $I_{opt}$ 가 음이면 강제전류 (Forced commutation)가 필요하고 인버터는 공진모드로 동작하며 지상역률 상태이다. 여기서  $C_s$ 는 직렬공진 콘덴서이고  $C_t$ 는 병렬공진 콘덴서이다.

이상 공진 인버터 설계에 필요한 식을 유도하였고 인버터는 공진 상태에서 최고 출력이 나오도록 각 파라미터를 설계할 수 있다.

### 3. 시뮬레이션 실험

시뮬레이션은 시스템 등가모델에서 설계한 사양에 의해 파라미터값을 변화시키면서 PSpice 프로그램으로 행한다. 실험은 정전용량 비  $C_s/C_t$ 와 스위칭 주파수를 변화하면서 입력 구형파 전압, 부하전류 및 부하전압 파형을 관측하였다.

Fig.2는 정전용량비  $C_s/C_t = 2$ , 부하저항  $R_l = 18 \Omega$ ,  $C_s = 0.0527 \mu F$ ,  $C_t = 0.0276 \mu F$  일 때 인버터 출력주파수 40, 30[KHz]로 변화시키면서 입력전압, 출력전압 및 출력전류를 측정하는 것이다. 인버터 출력 주파수가 40 [KHz]에서는 공진 상태로 되므로 출력이 최대로 되고 부하전압 및 전류가 동위상이 됨을 알 수 있다. 그러나 주파수가 30[KHz]에서는 공진 상태를 벗어나서 부하전류와 전압이 급격히 감소하고 있다.

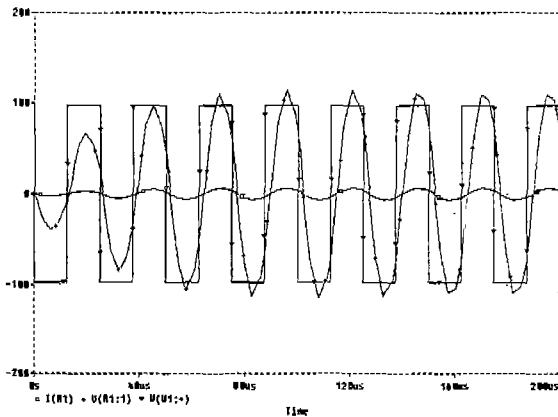


Fig. 2(a) Working frequency 40KHz

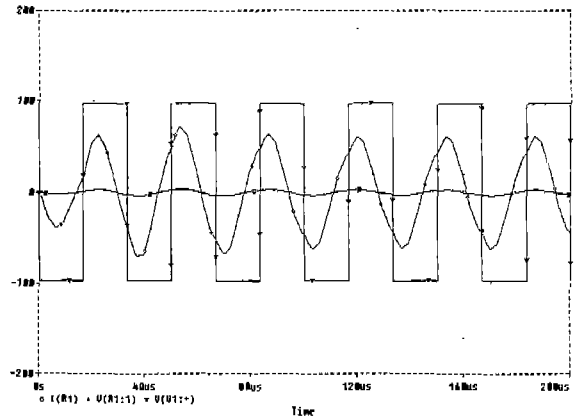


Fig. 2(b) Working frequency 30KHz

Fig.3은 정전용량비  $C_s/C_t = 1$ , 부하저항  $R_l = 18 \Omega$ ,  $C_s = 0.0276 \mu F$ ,  $C_t = 0.0276 \mu F$  일 때 인버터 출력주파수 40, 30[KHz]로 변화시키면서 입력전압, 출력전압 및 출력전류를 측정하는 것이다.

인버터 출력 주파수가 40[KHz]에서는 공진 상태로 되므로 출력이 최대로 되고 부하전압 및 전류가 동위상이 됨을 알 수 있다. 그러나 주파수가 30[KHz]에서는 공진 상태를 벗어나서 부하전류와 전압이 급격히 감소하고 있다. 정전용량비  $C_s/C_t = 2$ 인 Fig. 2와 정전용량비가  $C_s/C_t = 1$ 인 Fig. 3을 비교해 보면 정전용량비가 적은 경우 출력전압에 공진점이 2개가 나타나고 파형의 외형이 많이 생긴다.

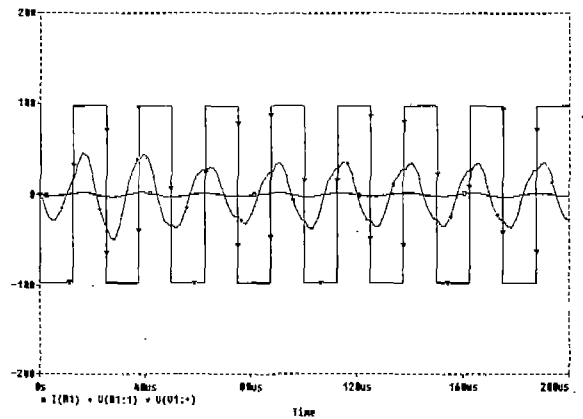


Fig. 3(a) Working frequency 40KHz

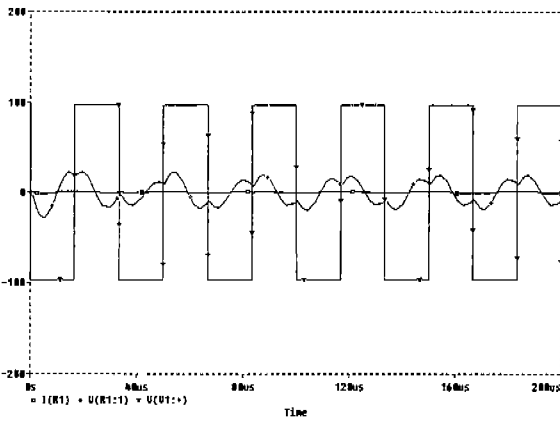


Fig. 3(b) Working frequency 30KHz

#### 4. 결론

제안한 인버터는 전력용 반도체 스위치 IGBT를 이용한 2병렬 브리지회로 방식의 전압형이고 고주파화가 용이하다.

1) 직렬공진 콘덴서와 병렬공진 콘덴서의 정전용량비  $C_s/C_l = 2$ 인 경우 각부의 동작 파형을 관측한 결과에서 알 수 있는 것과 같이 양호하게 동작하고 안정한 출력을 얻을 수 있음을 확인하였다.

2) 인버터는 일정 PWM 제어방식을 채택함으로 전력변환 효율이 98%로 양호하고 공진 부하에서 최대효율을 전달하는 것이 가능함을 실험으로 확인하였다.

#### 참고문헌

- [1] S.Bottari, L.Malesani & P.Tenity, " High Frequency 200KHz Inverter for Induction Heating Applications", IEEE PESC, pp. 308-309, 1985.
- [2] 難波江, " STIお용いた 電流形インバータ 並列共振回路 方式の 高周波誘導加熱裝置 電學論 D, 107, 906 소회62-7
- [3] R.L Steigerwald, " A comparison of half bridge resonant converter topologies, " IEEE Power. Electron., vol. 3, pp. 174-182, Apr. 1988.