

# 단일 전력단 능동 클램프형 고주파 공진 인버터에 관한 연구

( A Study On Single-Stage Active-Clamp Type High Frequency Resonant Inverter )

강 진욱 · 원 재선 · 김 동희 · 조 규판 · 김 경식\*\*

( Jin-Wook Kang · Jae-Sun Won · Dong-Hee Kim · Gyu-Pan Cho · Kyung-Sik Kim\*\* )

영남대학교 · 김천대학\* · 경북전문대학\*\*

( Yeungnam University · Kimcheon College\* · Kyungbook College\*\* )

## Abstract

This paper presents active-clamp class-E high frequency resonant inverter with single-stage. The proposed circuit is integrated active-clamp class-E circuit to boost converter with the function of power factor correction. Boost converter is operated in positive and negative half cycle respectively at line frequency(60Hz), Such a operating in discontinuous conduction mode(DCM) of boost converter performs high power factor. By adding active-clamp circuit in class-E inverter, main switch of inverter part is operated not only ZVS(Zero Voltage Switch) but also reduced the switching voltage stress of main switch. This paper shows that simulation result using Psim 4.1 prove the validity of theoretical analysis. 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.

## 1. 서론

IEC-1000-3-2와 같은 고조파에 대한 국제규제의 강화로 인해 고조파 저감과 역률보상회로(Power Factor Correction : PFC)에 대한 관심이 증가하여 고주파 전력변환장치의 입력단에 단위 역률보상회로의 사용이 일반화되고 있다[1]. 일반적으로, 고주파 인버터의 DC 링크단에 리플을 줄이기 위해 DC 링크 앞단에 브리지 정류기를 사용하여 입력단의 전원으로 사용한다[2~3].

그러나, 정류회로의 낮은 역률과 심각한 고조파 왜곡을 발생하는 높은 입력전류로 인해 브리지 정류기를 그대로 사용하기에는 많은 문제점이 있다. 일반적인 역률개선용 회로는 두 개의 전력처리단으로 구성됨으로 부품의 소자가 증가하여, 가격이 상승하고 신뢰성이 떨어지는 문제점 등이 있다[3]. 이러한 단점들을 해결하기 위해 역률개선용 컨버터와 고주파 공진 인버터에 각각 사용되는 스위칭 소자를 하나의 스위치로 줄일 수 있는 단일전력단의 회로구성은 고역률 회로로 만들 수 있다.

기존의 E급 고주파 전력변환장치는 공진주파수 이하에서 동작함으로써, 주 스위칭 소자가 영전압 스위칭을 이루어, 턴·오프 시 발생하는 스위칭 손실은 공진현상을 이용하여 현저히 감소시킬 수 있으나 주 스위치에 상당한 전압 스트레스를 인가하게 된다[4].

본 논문에서는 상기와 같은 문제점을 보완할 수 있는 회로로써 역률개선용 부스트 컨버터와 E급 고주파 인버터에서 독립적으로 사용하였던 스위칭 소자를 단일 스위칭 소자로 사용하여 회로구성이 간단하고 부스트 컨버터 회로를 불연속모드(Discontinuous Conduction Mode : DCM)로 동작시킴으로서 역률개선 및 저 비용의 장점을 가질뿐만 아니라 고주파 공진 인버터부에 보조 스위치와 클램프 커패시터로 구성된 능동 클램프 회로를 추가하여 주 스위치의 공진현상에 의한 전압 스트레스를 일정전압 이하로 제한하여 감소시킬 수 있는 단일전력단 능동 클램프 E급 고주파 인버터를 연구대상으로 하였다.

범용 시뮬레이션 툴인 PSIM 4.1을 통해 이론해석의 정당성을 입증하였으며 제안회로의 기본적인 동작원리와 특성을 통해서 고주파 전원으로의 실용화 가능성도 검토하였다.

## 2. 본론

### 2.1. 회로구성

그림 1은 제안회로로 단일 전력단을 가지는 능동 클램프형 고주파 공진 인버터를 나타내고 있다. 제안한

회로는 역률개선용 부스트 컨버터 회로와 능동 클램프형 인버터 회로에서 독립적으로 사용하던 스위칭 소자를 단일 스위칭 소자로 사용함으로써 회로구성이 간단해지며 부스트 컨버터 회로를 불연속모드로 동작시킴으로써 입력역률의 개선 뿐만 아니라 인버터 회로에서는 능동 클램프 회로를 추가함으로써 주 스위치의 공진현상으로 인한 전압스트레스를 일정전압 이하로 제한할 수 있는 장점이 있다. 회로구성에서  $L_b$ 는 부스트용 인덕터,  $L_r$ 과  $C_r$ 은 공진용 리액터와 커패시터이고  $C_c$ 는 클램프용 커패시터이다.

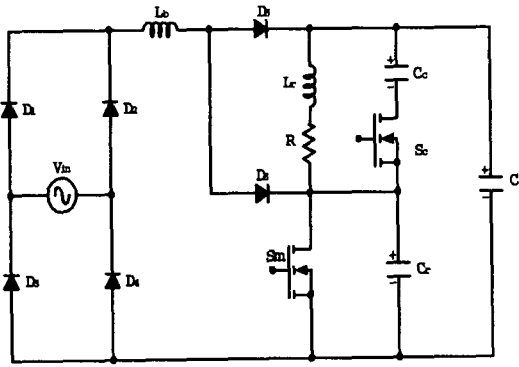


그림 1 단일 전력단 능동 클램프 고주파 인버터

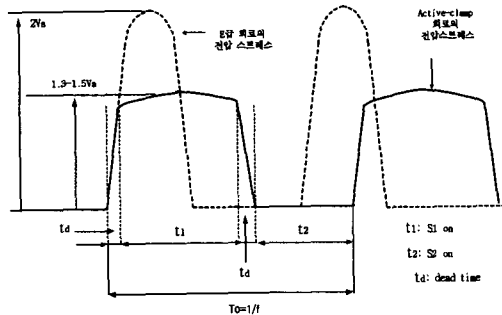


그림 2. E급회로의 스위치 전압과 보조회로 추가시 스위치 전압

그림 2는 E급 인버터회로의 스위치전압과 보조회로를 추가하였을 경우의 스위치전압을 비교하여 나타내었다. E급 인버터 회로에 보조스위치를 부가함으로써, E급 스위칭의  $2V_s$ 배의 전압 스트레스를  $1.3\sim 1.5V_s$ 배의 전압레벨로 전압스트레스를 줄일 수 있다[5]. 일반적인 E급 스위치에 걸리는 주 스위치의 전압 스트레스( $V_s$ )는 식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$V_s = \frac{(E_d \cdot T_{on})}{\sqrt{L_r \cdot C_r}} (V) \quad (1)$$

식 (1)에서 알 수 있듯이, 공진용 커패시터의 용량에 반비례하여 스위치 양단의 전압 스트레스가 상승하게 된다. 능동클램프 E급 회로에서는 보조회로( $S_c$ 와  $C_c$ )를

추가함으로써, 주 스위치의 양단에 걸리는 전압 스트레스( $V_{sm}$ )는 다음과 같다.

$$V_{sm} = \frac{(E_d \cdot T_{on})}{\sqrt{L_r (C_r + C_c)}} (V) \quad (2)$$

위 식에서 알 수 있듯 보조 커패시터( $C_c$ )의 추가로 인해서  $V_{sm}$ 의 전압스트레스는  $C_c$ 로 인한 주 스위치( $S_m$ )의 전압이 일정한 클램프 레벨( $KV_s$ )이 되었을 때, 보조 스위치( $S_c$ )의 역병렬 다이오드가 동작하게 되어, 나머지 공진 에너지가  $C_c$ 로 전달하게 되어  $S_m$ 의 전압을 일정전압레벨로 제한하게 한다.[4]

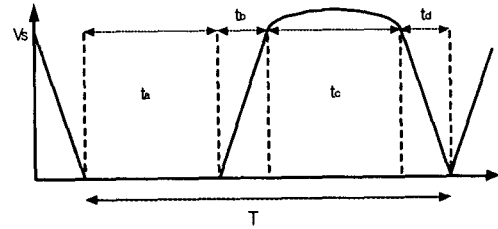


그림 3. 클램프 레벨

$$V_s \approx \frac{1}{2} t_b \times KV_s + t_c \times KV_s + \frac{1}{2} t_d \times KV_s$$

$$\therefore K \approx \frac{2}{2t_c + t_b + t_d}$$

## 2.2. 회로해석

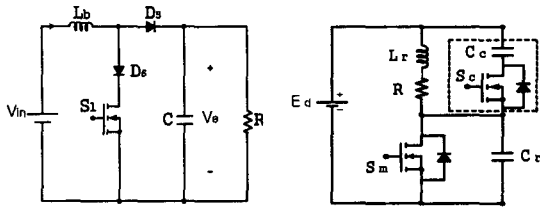
그림 1의 회로는 그림 4와 같이 간단한 2개의 독립된 등가회로로 볼 수 있다. 그림 4의 (a)는 전원전압의 정(+) 부(-)의 파형에 따른 부스터 컨버터 회로를 나타내고, 그림 (b)는 총 6개의 모드로 동작하는 능동 클램프형 E급 공진 인버터를 나타내고 있다. 그림 5는 구동신호 그리고 그에 따른 각 부의 전압, 전류의 이론파형을 나타내고 있다. 이론파형에서 알 수 있듯이, 부스터 컨버터가 불연속모드로 동작하는 하고 있으며, 또한 주회로( $V_{sm}$ )의 전압 파형은 클램프전압이 나타나고, 영전압 스위칭 동작이 이루어지고 있음을 알 수 있다.

그림 1의 스위칭 소자와 다이오드의 온·오프에 따라 부스터 컨버터는 3개의 동작모드로 동작하고 공진형 인버터 회로는 6개의 동작모드로 동작한다. 그림 6과 7은 부스터 컨버터와 공진형 인버터회로의 각 모드별 등가회로를 나타내고 있다

정상상태시의 회로해석을 위해 아래와 같은 조건하에서 행하였다.

1. 모든 소자는 이상적으로 생각한다.
2. MOSFETs  $S_m$  과  $S_c$ 는 듀티비 0.5로 동작하며, 주

- 파수는 고정되어 있다.
3. 커패시터 Cd는 전압원으로 고려할 정도로 충분히 큰 용량을 가지며, 회로해석 시에는 Ed로 본다.



(a) 부스트 컨버터 (b) 능동클램프 E급 인버터  
그림 4. 제안된 회로의 등가회로

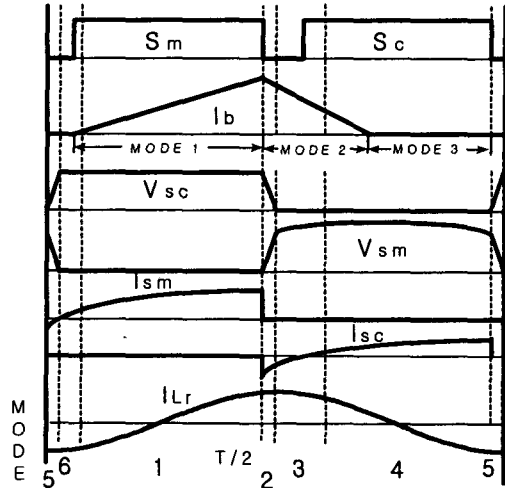


그림 5. 구동신호에 따른 이론파형

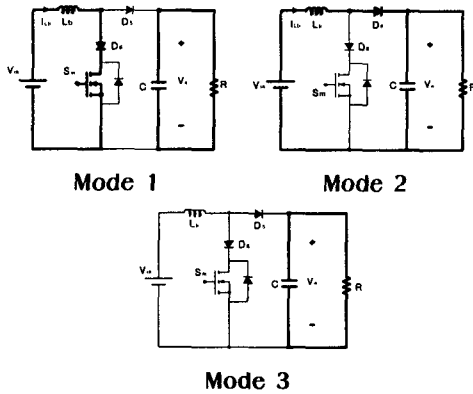


그림 6. 부스트 컨버터의 모드별 등가회로

(1) 부스트 컨버터의 동작 모드

<모드 1>

주 스위치(Sm)이 턴·온 시 입력전원 Vin이 인덕터(Lb)로 흐르기 시작하고, Lb의 에너지 축적이 시작된다.

이때, 인덕터 전류(Ib)는 0으로부터 선형적으로 서서히 증가하기 시작한다.

<모드 2>

주 스위치(Sm)가 턴·온 시간 후에 턴·오프되면, 축적된 에너지는 Ds를 통하여 인덕터 전류(Ib)가 0으로 감소하기 시작하고, 이때 에너지는 C로 충전된다.

<모드 3>

Ib가 0이 된 후 C에 충전된 에너지는 부하로 방전하기 시작한다. 커패시터 C에 충전된 에너지가 부하로 방전되고 있는 상태이다.

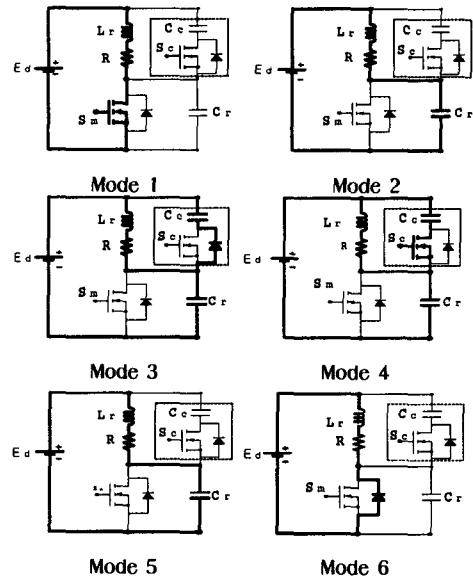


그림 7. 인버터 회로의 모드별 등가회로

(2) 능동 클램프 인버터의 동작 모드

<모드 1>

모드 1은 Sm이 턴·온 된 상태이며, 회로구성은 Ed-Lr-R-Sm을 통해서 이루어지고 있다. 이때, 인덕터 Lr에 에너지가 축적되고 있는 상태이고, 부하전류(IL)은 Sm을 통해 흐르고 있다. 이 때, Lr에 저장되고 있는 에너지는 식 (3)과 같다.

$$W_L = \frac{(E_d \cdot T_{on})^2}{2L} (J) \quad (3)$$

<모드 2>

모드 2는 Sm이 턴·오프가 되고, Sm과 병렬로 접속된 공진용 커패시터 Cr이 서서히 충전되기 시작한다. 이때, Cr에 충전되고 있는 에너지는

$$W_C = \frac{C_r}{2} V^2 s_n (J) \quad (4)$$

$S_m$ 이 턴-오프 되면서,  $W_L$ 의 에너지가  $W_C$ 로 전달되고, 주 스위치 전압( $V_{sm}$ )은 점차적으로 증가하기 시작한다.

<모드 3>

모드3은 주 스위치 전압( $V_{sm}$ )이 증가하여 일정전압이 되었을 때, 전압차에 의해서 전압이 낮은 보조 스위치( $S_c$ )의 역병렬 다이오드( $D_{sc}$ )가 도통하게 되며, 영전압이 유지되는 구간 내에서 ZVS(영전압 스위칭) 동작을 가능하게 한다. 또한,  $C_r$ 에는 에너지가 계속 충전하고 있는 상태를 나타내고 있다.

<모드 4>

모드 4는 ZVS(영전압 스위칭)에 의해 보조 스위치( $S_c$ )가 턴·온된 상태이며,  $I_{sc}$ 는  $S_c$ 를 통해 회생하는 모드이며,  $S_c$ 의 턴-온 시간 후  $S_c$ 는 턴-오프가 된다.

<모드 5>

모드 2의 역동작이며, 주 스위치 전압( $V_{sm}$ )은  $C_r$ 의 방전으로 인해 전압이 감소하기 시작하고, 인덕터( $L_r$ )에 에너지를 전달하면서, 보조 스위치 전압( $V_{sc}$ )은 점차 증가하기 시작한다.

<모드 6>

모드 6은 주 스위치 전압( $V_{sm}$ )이 감소하여 0 이되고, 영전압이 유지되고 있는 구간 내에서 주 스위치( $S_m$ )의 역병렬 다이오드( $D_{sm}$ )가 도통하게 되어,  $S_m$ 의 ZVS(영전압 스위칭)동작을 가능하게 한다.

그림 7의 각 모드별 회로 상태 방정식은 표 1에서 나타낸 정규화 제어변수를 도입하여 식 (6)~(8)와 같이 대표적으로 8개의 정규화 회로 상태 방정식으로 나타낼 수 있다.

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

$$Y^* = C \cdot X^* \quad (5)$$

여기서,  $X=[i_{Lr}^*, v_{Cc}^*, v_{Cr}^*]^T$ ,  $U = [1 \ 0 \ 0]$  이다.

표 1. 정규화 파라미터  
Table 1. Normalized parameter

	Reference Values	Normalized Values
Voltage	$E_d$	$v_c'(z)=v_c(t)/E_d$
Current	$I_b=E_d/Z_b$	$i'(z)=i(t)/I_b$
Time	$T_{sw}=1/f_{sw}$	$z=t/T_{sw}$
Frequency	$f_r=1/2\pi\sqrt{L_b C_b}$	$\mu=f_{sw}/f_r$
Impedance	$Z_b=2\sqrt{L_b/C_b}$	$\lambda=R_L/Z_b$
Power	$P_b=E_d \cdot I_b$	$P'(z)=P(t)/P_b$
<Remarks>		
$f_{sw}$ : Operating Frequency of Inverter		
$T_{sw}$ : Operating Period of Inverter		
$L_b=L_r, C_b=C_r, C_{Cc}/C_{Cr}=a$		

<모드 1, 6>

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

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

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad (6)$$

<Mode 2, 5>

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

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

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad (7)$$

<Mode 3, 4>

$$A^* = \begin{bmatrix} -\frac{4\pi\lambda}{\mu} & 0 & -\frac{4\pi\lambda}{\mu} \\ \frac{\pi}{\mu} \frac{a}{(1+a)} & 0 & 0 \\ \frac{\pi}{\mu} \frac{a}{(1+a)} & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

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

$$C = [1 \ 0 \ 0] \quad (8)$$

### 3. 시뮬레이션 및 검토

본 논문에서 제안한 단일 전력단으로 구성된 능동 클램프형 E급 고주파 공진 인버터에 대해 Psim 4.1로 시뮬레이션을 행하였고, 회로정수는 아래와 같다. 그림 8은 입력 전압, 전류의 파형을 나타내고 있고, 그림 9는 불연속모드(DCM)으로 동작하는 인덕터 전류를 나타내고 있다. 부스터 컨버터에서 나타나는 이론 파형에서와 같이 인덕터 전류가 불연속모드(DCM)로 동작하게 되어, 역률 개선이 이루어진다. 그림 10과 11은 주 스위치( $S_m$ )와 보조 스위치( $S_c$ )의 전압, 전류를 나타내고 있다. 보조회로의 동작에 의해, 주 스위치의 전압을 일정전압이하로 제한하고 있다는 것을 알 수 있다. 그림 12는 출력전압, 전류를 나타내고 있다. 그림 8~12에서 알 수 있듯이 부스터 컨버터로

인한 역률개선과 공진현상에 의한 주 스위치의 전압 스트레스를 보조회로 동작으로 인해 주 스위치의 전압 스트레스가 감소한다는 것을 이론 파형과 시뮬레이션 파형에서 거의 일치함을 알 수 있다.

표 1. 회로 정수

Parameter	Rating	Parameter	Rating
$V_{in}$	110(V)	D	0.5
$f_{sw}$	40(kHz)	$L_b$	1mH
$L_r$	2.7mH	$C_r$	4.7nF
$C_c$	25nF	C	10uF

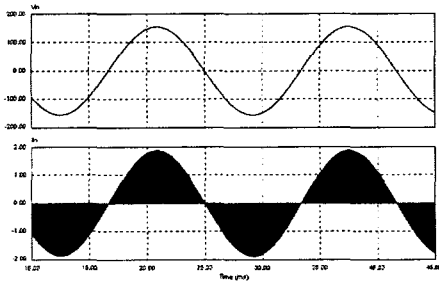


그림 8. 입력 전압, 전류

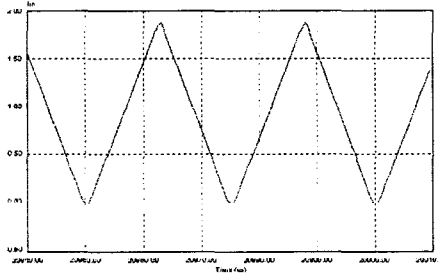


그림 9. 부스터 컨버터의 전류

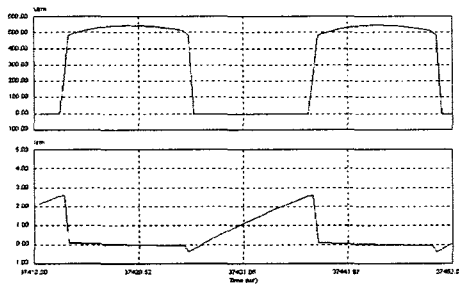


그림 10. 주 스위치의 전압, 전류

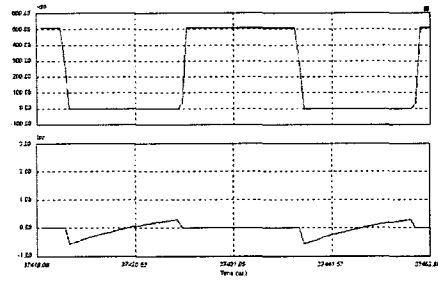


그림 11. 보조 스위치의 전압, 전류

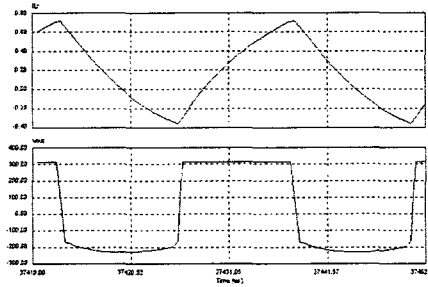


그림 12. 출력 전압, 전류

#### 4. 결론

본 논문에서는 단일 전력단으로 구성된 새로운 고역률을 갖는 능동 클램프형 E급 고주파 공진 인버터회로를 연구 대상으로 하여 역률개선용(PFC)회로와 능동 클램프형 E급 고주파 공진 인버터를 단일 전력단으로써 구성하여, 역률 개선용 부스터 컨버터의 스위치와 E급 공진 스위치를 하나로 사용함으로써, 회로구성이 간단해졌다. 또한, PFC회로를 불연속 모드(DCM)로 동작하여, 역률개선이 가능하고 기존의 E급 인버터가 가지는 단점들을 보조회로를 사용함으로써, 주 스위치에 전압 스트레스를 일정 전압 이하로 제한할 수 있게 되었다. 제안된 회로는 향후 유도가열용 전원장치나 DC/DC 컨버터의 전원장치 등에 사용하여 고 역률 및 저 비용의 효과가 가능하리라 생각된다.

#### 참고 문헌

- [1] 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, November 1997. pp. 1017 - 1027.
- [2] 김태선, "단상 단위역률 Single-Stage AC/DC Forward 컨버터." 99, 한국전기연구소 기술이전자료집 VI.
- [3] Khan, A., Batarseh, I., Siri, K., and Elias, J. "Boost Power Factor Correction Circuits." Southcon/94.Conference Record, 1994. pp. 552 -559.
- [4] Dong-Yun Lee, Dong-Seok Hyun and Ick Choy., "A new Hybrid control scheme using Active-clamped Class-E inverter with Induction Heating Jar for High-power Applications." Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2002. APEC 2002. Seven tenth Annual IEEE, pp.1148 -1153 vol.2, 2002
- [5] Divan, D.M, and Skibinski, G. "Zero-Switching-Loss inverters for High-power Applications." IEEE TRANS ON Industry Applications. Vol.25, No.4. July/August 1989.