

# 전류원 PWM 컨버터 / 인버터를 이용한 새로운 단조용 유도가열 전원장치의 설계

## Design of New Induction Heating Power Supply for Forging Applications Using Current-Source PWM Converter and Inverter

최 승 수\* · 이 창 우\* · 김 인 동†  
 (Seung-Soo Choi · Chang-Woo Lee · In-Dong Kim)

**Abstract** - Induction heating can convert electrical energy to thermal energy with high conversion efficiency and quick heating. Currently, a current source rectifier/inverter-fed parallel resonant circuit is widely used as an induction heating power supply for forging applications. However, the conventional induction heating power supplies composed of phase-controlled rectifier and SCR inverter have low efficiency and low power factor at input side, and require additional starting circuitry. So this paper proposes new induction heating power supply topologies for forging applications which have high power factor, high efficiency, and large output power. It also suggests detailed design guideline.

**Key Words** : Induction heating, Power factor, Current source converter, Current source inverter

### 1. 서 론

유도가열은 그림 1과 같이 전자기 유도현상을 이용하여 금속체를 직접 가열하는 방식이므로 높은 변환 효율로 전기에너지를 열에너지로 변환시킬 수 있다. 즉 열전달 매질을 이용하지 않고 많은 양의 에너지를 짧은 시간에 피가열체에 투여 가능하므로 큰 용량의 피가열체를 급속 가열할 수 있다. 이로 인해 철강 산업과 기계 산업의 발달과 더불어 금속의 단조, 용해, 표면경화, 풀림 등 주요 응용분야에 널리 사용되고 있다[1]. 유도가열 장치의 내부 구성도를 보면 그림 2와 같다.

특히 단조분야에 있어서 유도가열 장치는 급속가열을 통해 생산성을 향상시키며, 화석연료대신 전기에너지를 사용하므로 공해

문제를 해결하며, 장치의 디지털화 및 정밀제어로 인해 품질관리가 용이하다. 이로 인해 현재 널리 사용되고 있는 단조용 유도가열 전원장치는 그림 3과 같이 SCR과 같은 전력반도체를 사용한 전원장치로 병렬공진회로 방식을 압도적으로 많이 채택하고 있다 [2]-[3].

병렬공진회로방식은 직렬공진회로방식에 비해 가열코일에 흐르는 전류가 인버터 전류용량의 Q배(10배 이상)에 해당하는 큰 전류를 흘리므로 단조용 금속의 급속 가열을 용이하게 하는 장점을 갖고 있다. 더불어 전원설비의 전류용량이 작아도 되는 장점을 갖고 있다.

또한 전류원 인버터 사용으로 전원장치에서의 고장전류 발생 시 보호 동작이 용이한 장점을 갖고 있으므로 열악한 작업환경에

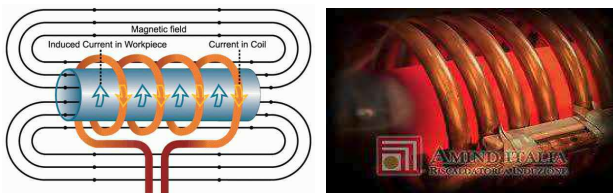


그림 1 유도가열의 원리  
 Fig. 1 Principle of induction heating

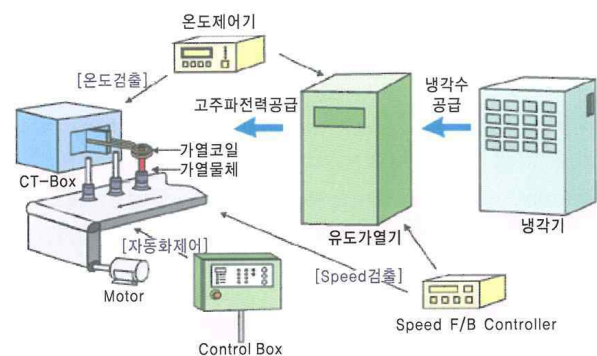


그림 2 고주파 유도가열 장치의 구성  
 Fig. 2 Configuration of high frequency induction heating device

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Pukyong Nat. University, Korea.  
 E-mail: idkim@pknu.ac.kr

\* Dept. of Electrical Engineering, Pukyong Nat. University, Korea.

Received : June 30, 2018; Accepted : November 27, 2018

서도 쉽게 고장이 나지 않는다. 이로 인해 많은 단조 전문회사는 전류원 인버터 구동방식의 병렬공진 유도 가열 전원장치를 선호한다.

하지만 기존의 단조용 유도가열 전원장치는 다음과 같은 큰 단점을 지니고 있다.

첫 번째로 기존의 유도가열 전원장치는 직류전원을 얻기 위해 위상제어 정류기(Phase-controlled rectifier)를 사용하며, 이로 인해 부하와 전원 변동에 따라 전원에서 본 입력 역률이 가변할 뿐만 아니라 현저히 낮으므로 전기료에서 역률 할증금을 내야 하는 큰 단점을 지니고 있다. 또한 전원에서의 전류 파형이 구형파이므로 큰 THD 특성을 지니며 유도장해 현상을 발생시킬 수 있다. 두 번째로 SCR 전류원 인버터를 사용하므로 10[kHz] 이상의 고주파 동작이 어려울 뿐만 아니라 Load commutation을 위해 부하탱크회로의 공진주파수보다 높은 주파수에서 동작하므로 큰 무효 전류에 의한 인버터 효율이 낮은 단점을 지니고 있다 [4]. 또한 탱크회로의 초기 공진을 시작하기 위해 별도의 기동회로(Starting circuit)를 필요로 하는 단점을 지니고 있다.

따라서 본 논문에서는 위에서 언급한 기존 방식의 단점들을 해결하는, 즉 부하변동에 관계없이 높은 역률 값을 가지며, 전원 전류 파형이 정현파와 유사한 낮은 THD 전원 전류를 가지며, 탱크회로의 공진주파수에서 인버터를 고주파 동작시킴으로 인해

고효율의 시스템 특성을 갖는 새로운 단조용 고역률, 고효율, 대 전력 유도가열 전원장치를 제안하며 그 설계 가이드 라인을 제시한다.

## 2. 본 론

### 2.1 새로운 유도가열 전원장치 회로도

서론에서 언급한 것처럼 현재 대부분의 단조용 유도가열 회사들은 그림 3의 전력회로도를 이용하고 있으며, 그 단점을 해결하기 위해 그림 4와 같은 전원장치 회로도들을 유도가열 시스템에

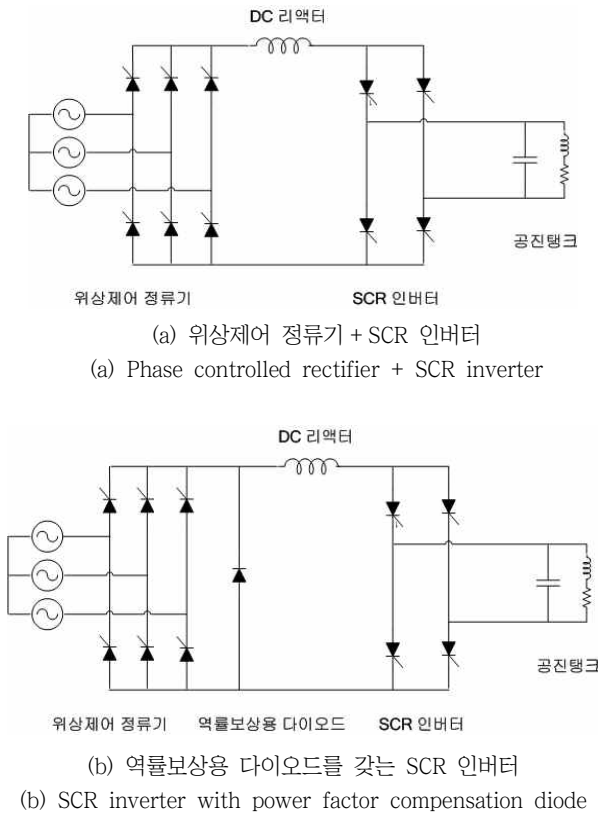


그림 3 기존의 단조용 유도가열 전원장치 전력회로도  
Fig. 3 Previous induction heating power supply for forging applications

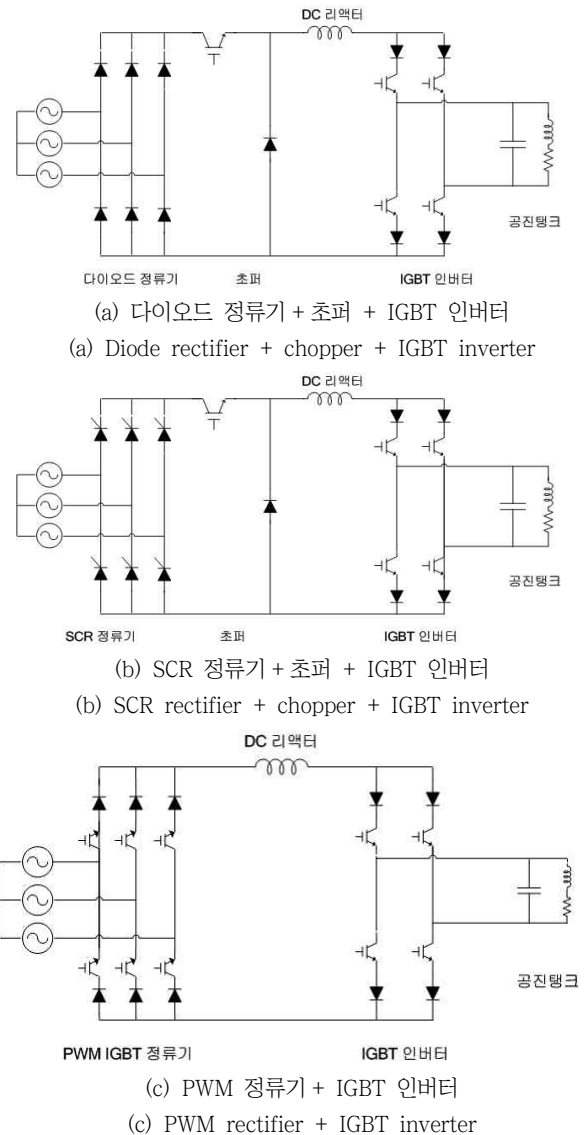


그림 4 단조용 유도가열 전원장치를 위한 역률개선 전력회로 topology  
Fig. 4 Power factor improvement power circuit topology for induction heating power supply for forging applications

적용하기 위해 연구되고 있다.

그림 4-(a)는 다이오드 정류기 + 초퍼 + IGBT 인버터로 구성된 회로이다[5]. 정류기의 출력전압을 조절하기 위해 위상제어를 사용하는 SCR 정류기와 달리 초퍼를 이용하여 출력전압을 제어하므로 위상제어 정류기에 비해 입력 역률이 높은 특성을 가진다. 하지만 초퍼의 스위칭으로 인해 입력전류의 THD가 낮아 역률을 크게 개선시키기 어렵고 또한 입력 전류의 THD를 낮추기 위하여 입력 필터를 추가한 경우 출력용량에 따라 입력전류와 입력전압의 위상차가 달라지므로 출력용량에 따라 입력단 역률이 달라진다.

그림 4-(b)는 SCR 정류기 + 초퍼 + IGBT 인버터로 구성된 회로이다[6]. 기존의 위상제어 SCR 정류기만 사용하여 정류기 출력전압을 조절하는 것이 아니라 초퍼를 추가하고 정류기부의 스위칭 알고리즘을 조절하여(참고문헌 6) 기존에 SCR 정류기에 비해 입력전류가 낮은 대역에서 고조파가 적고 변위 역률이 높고 THD가 낮은 특성을 가진다.

그림 4-(c)는 PWM 컨버터 + IGBT 인버터로 구성된 회로이다. 컨버터의 스위칭 알고리즘으로 공간 벡터 PWM을 사용하여 출력전압의 크기를 제어할 수 있으며 또한 입력전압과 입력전류의 위상을 동상으로 제어할 수 있으며 입력전류의 THD 또한 우수하여 매우 높은 입력단 역률을 가진다.

그림 4의 3가지 토폴로지에 대한 특성은 표 1에 나타나 있다. 표 1에 나타나 있듯이 입력단 역률, 입력전류 THD 특성, 필터설계 부분 등에서 그림 4-(c)의 PWM 정류기 방식이 가장 적합한 것으로 나타난다[7] - [8].

표 1 단조용 유도가열 전원장치 전력회로 토폴로지 비교

Table 1 Comparison of power circuit topology of induction heating power supply for forging applications.

구분	위상제어 정류기	다이오드 정류기 + 초퍼	SCR 정류기 + 초퍼	PWM 컨버터
DPF	0~1	1	1	1
PF	낮음	낮음	중간	1
THD	중간	높음	높음	낮음
필터크기	큼	큼	중간	작음
필터설계	어려움	어려움	쉬움	쉬움

따라서 본 논문에서는 그림 4-(c) PWM 정류기 + IGBT 인버터 방식의 토폴로지방식을 채택하여 그 설계 가이드라인을 제시하며 시뮬레이션 및 실험을 통해 그 특성을 검증하였다.

2.2 새로운 유도가열 전원장치의 전체구성

그림 5는 본 논문에서 제안하는 단조용 고역률, 고효율, 대전력 유도가열 전원장치의 회로도를 나타내고 있다. 시스템은 입력전원단 역률 개선을 위한 고역률, 대전력 PWM 전류원 정류기 전력회로, 병렬공진탱크에 탱크공진주파수와 같은 교류전류를 공급하는 고효율, 고주파 전류원 인버터 전력회로, 정류기의 고역률 제어와 인버터의 공진주파수 추종제어를 위한 유도가열 전원장치의 제어회로, 피가열체에 유도가열에너지를 공급하는 가열코일을

포함하는 공진탱크회로로 크게 4개의 주요 회로부로 구성되어 있다. 표 2는 유도가열 전원장치의 기본 사양이다. 입력전압은  $V_{S, line} = 440 [V_{rms}]$ 이며  $S_0=40 [kVA]$ 의 정격 출력전력을 가진다.

2.3 소자 선정을 위한 전력회로 사양 해석

3상 PWM 정류기와 인버터에 사용되는 스위치 소자의 선정을 위해 컨버터와 인버터의 전압 및 전류를 계산해야 한다. 컨버터 회로의 스위칭 기법으로 전류원 공간 벡터 PWM 방식이 이용되며 따라서 컨버터의 최대출력 전압은 식 (1)과 같이 나타난다.

$$V_{rec,max} = 1.26 V_{s, line} = 1.26 \times 440 = 554 [V] \quad (1)$$

표 2 유도가열 전원장치의 기본 사양

Table 2 Basic specification of induction heating power supply

사양 항목	상세 규격
정격 용량( $S_0$ )	40 [kVA]
입력 전압( $V_{S, line}$ )	440 [ $V_{rms}$ ]
입력 주파수( $f_s$ )	60 [Hz]
공진 주파수( $f_0$ )	3~10 [kHz]
컨버터 스위칭 주파수( $f_{conv}$ )	5 [kHz]

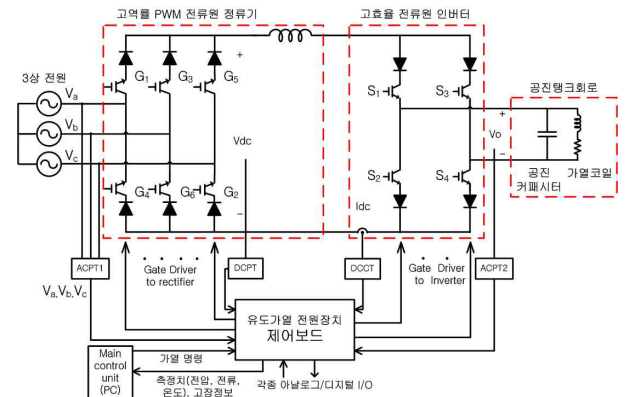


그림 5 유도가열 전원장치의 전체 구성도

Fig. 5 Overall configuration diagram of induction heating power supply

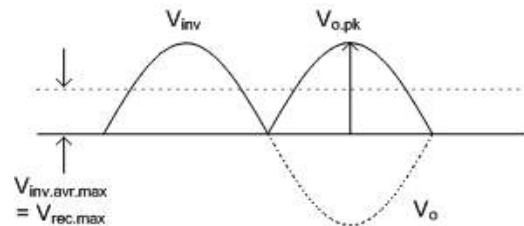


그림 6 3상 PWM 정류기의 출력평균전압과 인버터의 입력전압과 출력전압 파형

Fig. 6 The output average voltage of the PWM rectifier and the input voltage and output voltage of the inverter

그림 6은 정류기의 출력평균전압  $V_{rec}$ 와 인버터 입력전압  $V_{inv}$ 를 나타낸다. 그림 6에서 나타나듯이  $V_{rec}$ 전압은 식 (2)와 같이  $V_{inv}$  전압의 평균치이며  $V_{inv}$ 의 첨두치와 출력전압  $V_o$ 의 첨두치는 동일하며, 식 (3)과 같다.

$$V_{inv-avr-max} = V_{rec-max} = 554 [V] \quad (2)$$

$$V_{o-pk-max} = \frac{\pi}{2} V_{rec-max} = 870 [V] \quad (3)$$

그림 7은 인버터의 출력전압  $V_o$ 와 출력전류  $I_o$ , 그리고 인버터의 입력전류인 DC link 전류  $I_{dc}$ 의 파형을 나타낸다. 그림 7과 같이 기본파와 위상이 같다고 가정하면 출력역률  $DPF_{out} = 1$ 이 되고 이때 최대 출력전력은  $P_{o,max}=40[kW]$ 가 되며, 출력전류  $I_o$ 의 실효값은  $I_{dc}$ 와 같다. 따라서  $I_{dc}$ 는 식 (4)와 같이 구할 수 있으며, 이때 인버터의 효율을 0.95로 가정하면 정격출력전력 40[kW]를 출력할 때  $I_{dc}$ 의 최소값은 정류기의 출력전압이 최대일 때의 값이며 식 (5)와 같이 구할 수 있다.

$$I_{dc} = \frac{P_o/\eta_{inv}}{V_{rec}} \quad (4)$$

$$I_{dc-min} = \frac{P_{o,max}/\eta_{inv}}{V_{rec-max}} = \frac{40k/0.95}{554} = 76 [A] \quad (5)$$

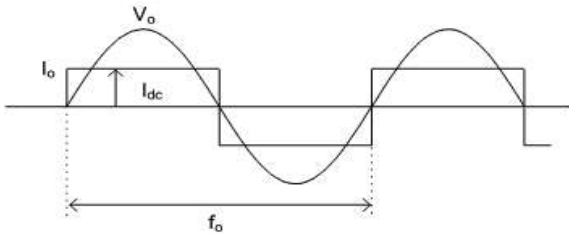


그림 7 인버터 출력전압, 출력전류 및 DC 링크 인덕터 전류  
Fig. 7 Inverter output voltage, output current and DC link inductor current

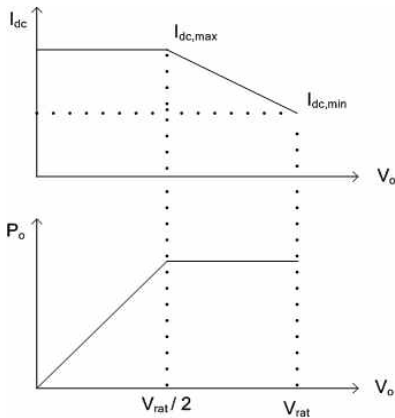


그림 8 부하 변동 시 40[kW]를 출력하는 전압/전류의 범위  
Fig. 8 Range of voltage and current that outputs 40[kW] under load fluctuation

그림 8은 부하가 변동하여 인버터의 출력전류가 증가할 때에도 40[kW]의 출력을 유지하기 위한 컨버터의 출력전압을 나타낸다. 그림 8과 같이 부하단의 임피던스 특성이 변화하여 전류가 증가할 경우 40[kW]의 출력을 유지하기 위하여 출력 전압은 줄어들어야 한다.

본 논문에서는 출력단의 전압이  $V_{rec-max}$ 의 1/2로 줄어드는 범위, 즉  $I_{dc}$ 가 152[A] 범위까지만 40[kW]의 출력을 유지하고, 출력전압이  $V_{rec-max}$ 의 1/2 이하로 줄어드는 범위에서는  $I_{dc,max}$ 값을 제한하기 위해  $V_{rec}$ 의 값을 더욱 낮추어 출력이 40[kW] 이하로 떨어지도록 설정하였다.

### 2.4 DC Link 인덕터 $L_{dc}$ 설계

그림 9는  $I_{dc}$ 의 리플 성분을 분석하기 위해 간략화한 등가회로이다. 그림 9 나타나있듯이  $I_{dc}$ 의 리플 성분은  $V_{rec}$ 와  $V_{inv}$ 에 의한 리플 성분이 중첩되어 나타난다. 따라서  $L_{dc}$ 를 설계하기 위해선  $V_{rec}$ 와  $V_{inv}$ 에 의한 전류의 리플을 각각 계산하여  $L_{dc}$ 를 선정해야 한다.

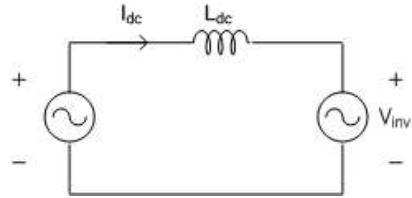


그림 9  $I_{dc}$  분석을 위해 간략화한 등가회로  
Fig. 9 Simplified equivalent circuit for  $I_{dc}$  analysis

#### 2.4.1 $V_{inv}$ 에 의한 DC link의 리플 전류 $I_{2h,pk}$

$V_{inv}$ 의 최저차 리플 성분은  $V_o$ 의 2차 고조파 성분( $2f_o$ )으로 식 (6)과 같이 구할 수 있으며, 또한 식 (7)과 같이 나타난다.

$$V_{inv-2h} = \frac{4V_{o,pk}}{3\pi} = \frac{4 \times 870}{3\pi} = 369 [V_{pk}] \quad (6)$$

$$V_{inv-2h} = \omega L_{dc} I_{2h,pk} \quad (7)$$

$I_{dc}$ 의 리플 값이 가장 큰 경우는 공진 주파수가 최소인 3[kHz]일 때이다. 이때 전류의 리플을 10%로 제한한다면  $L_{dc}$ 의 값은 식 (8)과 같이 구할 수 있다.

$$L_{dc} = \frac{V_{inv-2h}}{4\pi f_o \times I_{2h,pk}} = \frac{369}{4\pi \times 3000 \times 0.1 \times 76} = 1.3 [mH] \quad (8)$$

#### 2.4.2 $V_{rec}$ 에 의한 DC link의 리플 전류

그림 10은  $V_{rec}$ 의 리플 전압과 그에 따른  $I_{dc}$ 의 리플 전류를 나타낸다.  $V_{rec}$ 의 리플 전압 관점에서 최악의 조건은 Duty cycle 이 0.5이고 전원 선간전압 피크치가  $\sqrt{2} V_{stine}$ 인 조건이며, 전압

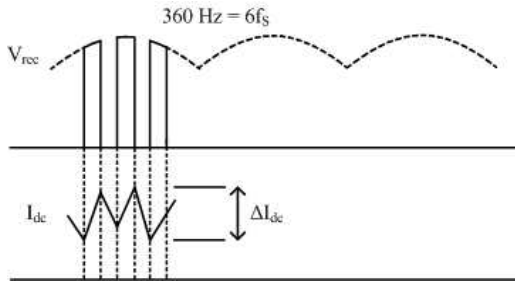


그림 10  $V_{rec}$ 의 리플전압과  $I_{dc}$ 의 리플전류  
**Fig. 10**  $V_{rec}$  ripple voltage and  $I_{dc}$  ripple current

방정식은 식 (9)와 같다.

$$\sqrt{2} V_{sline} = L_{dc} \frac{\Delta I_{dc}}{\Delta T} \quad (9)$$

$V_{rec}$ 의 주파수는 전원주파수의 6배인 360[Hz]이며, 컨버터의 스위칭 주파수는 5[kHz]이다. 이때  $I_{dc}$ 의 리플 전류를  $I_{dcmin}$ 의 20%로 제한한다면 DC링크 인덕터  $L_{dc}$ 는 식 (10)과 같이 구할 수 있다.

$$L_{dc} = \sqrt{2} V_{sline} \frac{\Delta T}{\Delta I_{dc}} = \sqrt{2} V_{sline} \times \frac{1/(2f_{conv})}{0.2 \times I_{dcmin}} = 4.1[mH] \quad (10)$$

$V_{rec}$ 에 의해 선정된 값과  $V_{inv}$ 에 의해 선정된 값 중에서 큰 값을 선정하면  $L_{dc} = 4.1[mH]$ 에서 여유분을 주어 최종적으로  $L_{dc}$ 는  $I_{dc,sat}$ 가 152[A]인 5[mH] 인덕터로 선정한다.

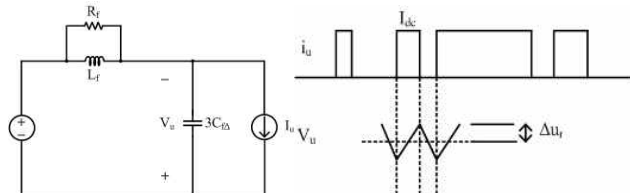


그림 11 PWM 정류기의 입력단 단상 등가회로와 각부 파형  
**Fig. 11** Input phase single-phase equivalent circuit of PWM rectifier and each part waveform

## 2.5 Input filter 설계

그림 11은 Input filter 설계를 위한 단상 등가회로와 각부 파형을 나타낸다. 입력 전원 주파수는  $f_s = 60[Hz]$ 이며,  $f_{cutoff} = 10f_s = 600[Hz]$ 로 설정하였으며 컨버터의 스위칭 주파수는  $f_{conv} = 5000[Hz]$ 이다.

### 2.5.1 $C_f$ 설계

그림 11(b)에서  $V_u$ 가 상승하는 구간동안 식  $I_{dc}$ 는 식 (11)과 같이 표현된다.

$$I_{dc} = 3C_{f\Delta} \frac{2\Delta u_r}{0.5T_{conv}} \quad (11)$$

또한  $\Delta u_r$ 은 식 (12)와 같이 표현될 수 있으며 식 (11)과 (12)를 정리하여  $C_{f\Delta}$ 를 식 (13)과 같이 표현할 수 있다.

$$\Delta u_r = \frac{\Delta u_{r,l-1}}{\sqrt{3}} \quad (12)$$

$$C_{f\Delta} = \frac{I_{dc} \sqrt{3}}{12f_{conv} u_{r,l-1}} \quad (13)$$

$V_u$ 의 리플 전압을 10%로 제한한다면 식 (13)으로부터  $C_{f\Delta}$ 는 식 (14)와 같이 계산되어진다.

$$C_{f\Delta} = \frac{I_{dc} \sqrt{3}}{12f_{conv} u_{r,l-1}} = \frac{76 \sqrt{3}}{12 \times 5000 \times 0.1 \times 440} = 50[\mu F] \quad (14)$$

### 2.5.2 $L_f$ 설계

$Q \gg 0.5$ 로 가정하면 차단주파수와 공진주파수는 거의 동일하다. 즉 차단 주파수는 식 (15)와 같이 표현될 수 있으며 식 (15)를 정리하고 선정된  $C_f$ 의 값을 대입하면  $L_f$ 를 식 (16)과 같이 구할 수 있다.

$$2\pi f_{cutoff} = \frac{1}{\sqrt{L_f 3C_f}} \quad (15)$$

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_{cutoff})^2 3C_f} = \frac{1}{(2\pi \times 600)^2 \times 150 \times 10^{-6}} = 470[\mu H] \quad (16)$$

### 2.5.3 $R_f$ 설계

출력단 인버터에서  $Q$ 는 식 (17)과 같다.  $Q = 8.3$ 으로 설정하고 (underdamping) 식 (17)을  $R_f$ 에 관한 식으로 정리하면  $R_f$ 는 식 (18)과 같이 구할 수 있다.

$$Q = R_f / \sqrt{\frac{L_f}{3C_f}} \quad (17)$$

$$R_f = Q \sqrt{\frac{L_f}{3C_f}} = 8.3 \sqrt{\frac{470 \times 10^{-6}}{3 \times 50 \times 10^{-6}}} = 14[\Omega] \quad (18)$$

## 2.6 유도가열 전원장치의 제어회로

그림 12는 유도가열 전원장치의 기동/정지 시퀀스를 나타낸다 [9]-[10]. 기동 시 가열명령이 내려지면 컨버터는 공간 벡터 PWM 동작을 수행하며 탱크회로의 초기공진을 위해 인버터는 모든 스위치를 ON시켜서  $I_{dc}$ 전류를 상승시키며  $I_{dc}$  전류가 일정 값을 가질 때 인버터는 공진을 위한 스위칭을 시작한다. 반대로 정지 시에는 컨버터 스위치 중 한 폴만 ON시켜서 입력단으로부터 전력이 공급되는 것을 막고 인버터는 정상적인 공진스위칭을 하

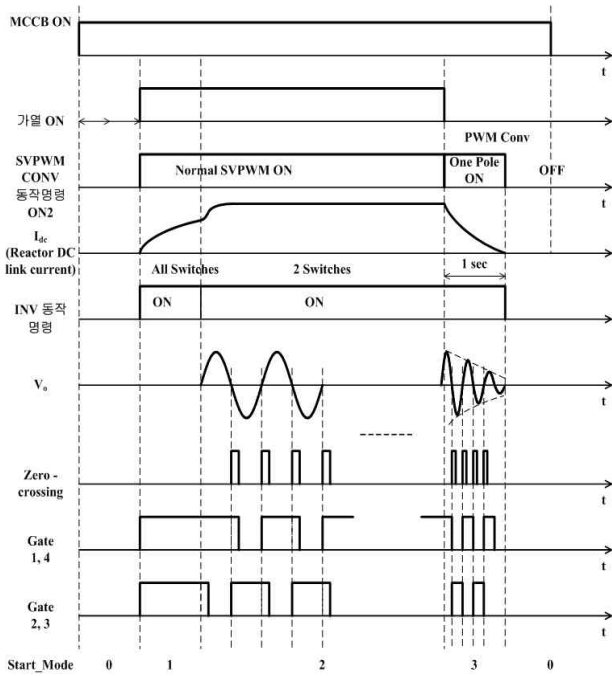


그림 12 단조용 유도가열 전원장치의 기동 / 정지 시퀀스

Fig. 12 Starting/stopping sequence of induction heating power supply for forging applications

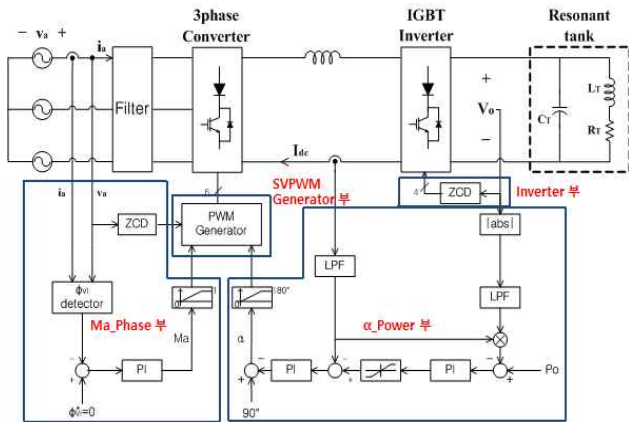


그림 13 단조용 유도가열 전원장치의 제어회로도

Fig. 13 Control circuit diagram of induction heating power supply for forging applications

여 공진전압이 서서히 줄어들게 된다.

그림 13은 단조용 유도가열 시스템의 전체적인 제어회로를 나타낸다. 제어부는 총 4가지 부분으로 구성되어 있다.

첫 번째는  $Ma\_Phase$  제어부로서 컨버터의 공간 벡터 PWM에 사용되는  $I_{ref}$ (전류명령치의 위상)을 구하고 또한 공간 벡터 PWM에서 Dwell Time을 계산하는데 이용되는  $Ma$ 를 제어하는데 사용되는 제어부이다. ZCD 부분은 입력전압의  $v_a$ 상을 검지하여 전압의 위상을 구하는 부분이다.  $\Phi_{vi}$  detector 부분은 전압과 전류의 위상차를 계산하는 부분이다. 일반적으로 입력단의 역률을 최대

로 만들기 위해 전압과 전류의 위상차 명령치는 0으로 설정되며 검지된 위상과 위상명령치의 오차 값을 PI제어기를 통해 공간 벡터 PWM에 사용되는 Modulation index  $Ma$ 를 제어한다.

두 번째는  $\alpha\_Power$ 부로서 공간 벡터 PWM의 Dwell Time을 계산하기 위한  $\alpha$ 를 구하는데 사용되는 부분이다.

탱크공진전압을 검지하여 평균값을 얻어내고 DC link 전류를 검지하여 두 값의 곱을 통해 전력을 계산한다. 계산되어진 값과 전력 명령치를 비교하여 그 오차 값을 이용하여 PI제어기를 통해  $I_{dc}$  전류의 명령치를 제어한다. 그 후 검지된  $I_{dc}$ 와 전력 오차 값을 통해 얻어진  $I_{dc}$  명령치를 비교하여 그 오차 값을 이용하여 PI제어기를 통해  $\alpha$ 를 결정한다.

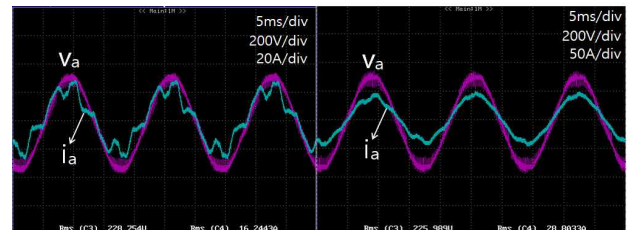
세 번째는 PWM Generator부로서  $Ma\_Phase$ 부와  $\alpha\_Power$ 부에서 결정된  $Ma$ 와  $\alpha$  그리고  $v_a$ 의 위상( $I_{ref}$ 의 위상)을 통해 컨버터의 스위칭을 결정한다.  $v_a$ 의 위상에 의해 섹션이 결정되어지고  $Ma$ 와  $\alpha$ 를 통해 스위치의 Dwell time을 계산하고 스위칭 신호를 출력하는 부분이다.

마지막은 인버터부로서  $v_o$ 전압을 검지하여 인버터의 스위칭을 결정하는 부분으로 인버터의 출력전압 즉 탱크회로의 공진전압과

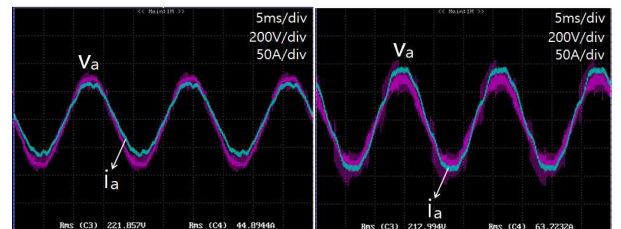
표 3 실험사양

Table 3 Experimental specifications

사양 항목	상세 규격
정격 용량( $S_0$ )	40 [kVA]
입력 전압( $V_{s,line}$ )	380 [Vrms]
입력 주파수( $f_s$ )	60 [Hz]
공진 주파수( $f_0$ )	3 ~ 10 [kHz]
컨버터 스위칭 주파수( $f_{conv}$ )	5 [kHz]



(a) 10[kW] 구동 시 (b) 20[kW] 구동 시  
(a) When driving 10[kW] (b) When driving 20[kW]



(c) 30[kW] 구동 시 (d) 40[kW] 구동 시  
(c) When driving 30[kW] (d) When driving 40[kW]

그림 14 출력용량에 따른  $v_a$ 와  $i_a$ 의 실험 파형

Fig. 14 Experimental waveform of  $v_a$  and  $i_a$  according to output capacity

인버터의 출력을 동상으로 제어한다.

### 2.7 실험결과

그림 14는 출력용량에 따른  $v_o$ 와  $i_a$ 의 측정 파형을 나타낸다. 그림 14에서 볼 수 있듯이 부하변동에 관계없이 전압과 전류의 위상이 동상임을 확인할 수 있으며  $i_a$ 전류 또한 정현파와 유사한 낮은 THD를 가짐을 확인할 수 있다.

그림 15는 출력용량에 따라 측정된  $i_a$  전류의 THD 그래프를 나타낸다. 그림 15를 통해 알 수 있듯이, 출력용량이 적은 5kw 구동시를 제외한 범위에서 부하변동과 관계없이 6.34% 이하의 낮은 THD 특성을 가짐을 확인할 수 있다.

그림 16은 인버터 입력전압  $V_{inv}$ 와 인버터 스위칭 실험결과를 나타낸다. 그림 16에서 알 수 있듯이 인버터의 스위칭이 출력 공진주파수를 정확히 추종함을 알 수 있다.

그림 17은 출력 공진주파수에 따른 인버터 출력전압(탱크 공진전압)  $v_o$ 와 인버터 출력전류  $i_{inv}$  실험 파형을 나타낸다. 그림 17에서 나타난 것처럼 출력 공진 주파수에 관계없이  $v_o$ 와  $i_{inv}$  전류의 기본파 성분은 항상 동상을 유지하여 무효전력 성분이 최소화됨을 알 수 있다.

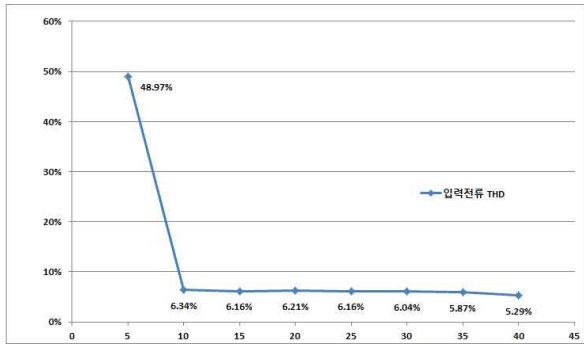


그림 15 출력 용량에 따라 측정된  $i_a$  전류의 THD  
Fig. 15 THD of  $i_a$  current according to output capacity

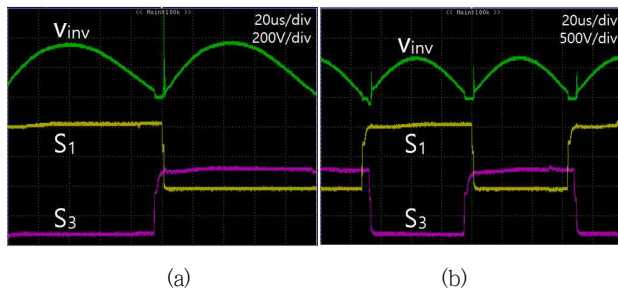


그림 16 인버터 입력전압  $V_{inv}$ 파형과 인버터 스위칭 실험파형  
(a) 동작 공진주파수가 4.84[kHz] 시  
(b) 동작 공진주파수가 7.35[kHz] 시

Fig. 16 Experimental waveform of inverter input voltage  $V_{inv}$  and inverter switching  
(a) When the resonance frequency is 4.84[kHz]  
(b) When the resonance frequency is 7.35[kHz]

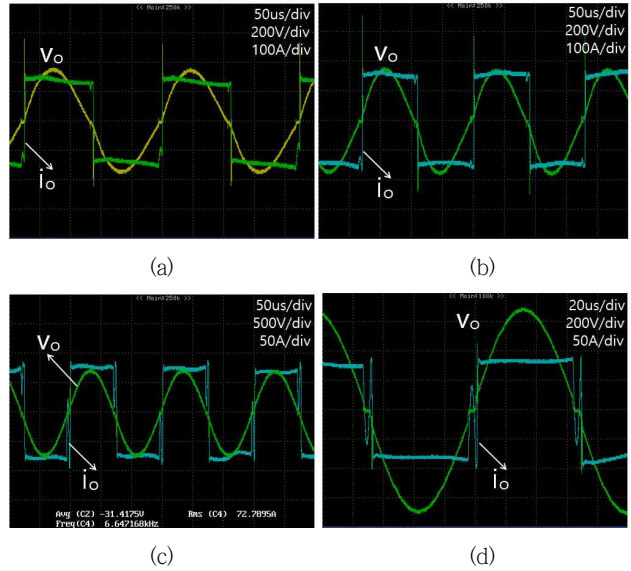


그림 17 인버터 출력전압(탱크 공진전압)  $v_o$ 와 인버터 출력전류  $i_{inv}$  측정 파형; (a) 공진주파수가 4.45[kHz] 시, (b) 공진주파수가 5.5[kHz] 시, (c) 공진주파수가 6.65[kHz] 시, (d) 공진주파수가 7.3[kHz] 시

Fig. 17 Measured waveform of inverter output voltage (tank resonance voltage)  $v_o$  and inverter output current  $i_{inv}$ ; (a) When the resonance frequency is 4.45[kHz] (b) When the resonance frequency is 5.5[kHz] (c) When the resonance frequency is 6.65[kHz] (d) When the resonance frequency is 7.3[kHz]

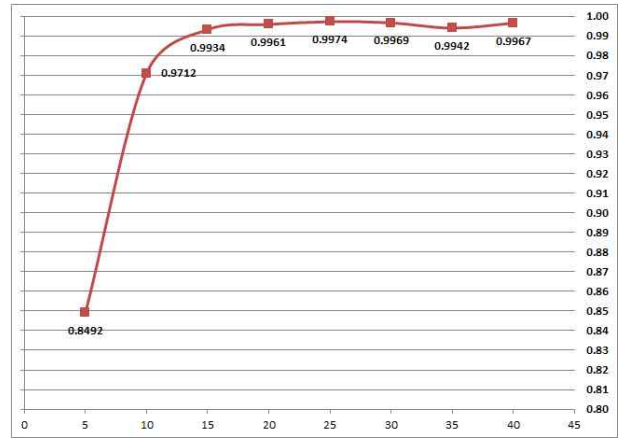


그림 18 출력 용량에 따라 측정된 입력단 역률  
Fig. 18 Input power factor depending on output capacity

그림 18은 출력 용량에 따라 측정된 역률 그래프를 나타낸다. 그림 18에서 나타나듯이 출력용량이 낮은 5[kW]구동시를 제외하면 부하변동과 관계없이 모든 출력 범위에서 역률이 0.97이상으로 매우 높은 역률을 유지함을 알 수 있다.

그림 19는 출력 용량에 따른 전원장치의 입출력 효율 그래프

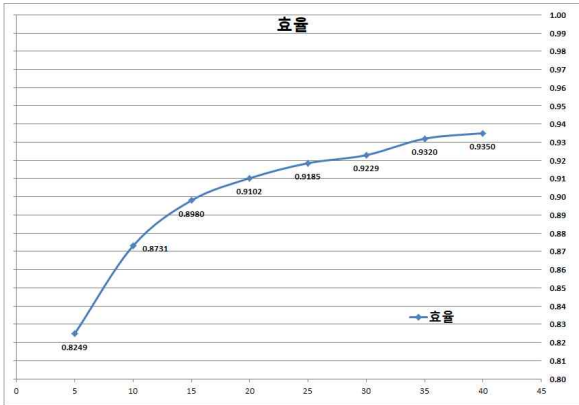


그림 19 출력 용량에 따라 측정된 전원장치의 효율  
 Fig. 19 Measured efficiency of power supply depending on output capacity



그림 20 가열된 소재  
 Fig. 20 Heated material



그림 21 제작된 단조용 유도가열 전원장치  
 Fig. 21 Manufactured induction heating power supply

를 나타낸다. 그림 19에서 알 수 있듯이 같이 40[kW] 정격 구동 시 0.93 이상의 높은 효율로 동작함을 알 수 있다.

그림 20은 인덕터 가열로에서 소재가 가열된 모습을 나타내며, 그림 21은 제작된 단조용 유도가열 전원장치이다.

### 3. 결 론

본 논문에서는 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 단점들을 해결하는 새로운 단조용 고역률 고효율 대전력 유도가열 전원장치를 제안하였다. 제시한 전원장치의 전력회로는 입력단의 역률을 높이기 위한 IGBT를 사용한 PWM 전류원 컨버터 정류기와 출력단의 고효율을 위한 IGBT를 이용한 인버터로 구성되어 있다. 또한 전력회로의 사양을 해석하여 그에 따른 전력회로 및 필터의 설계 가이드라인을 제시하였으며 시뮬레이션과 실험을 통해 그 성능을 검증하였다. 본 논문에서 개발된 장치는 부하 및 전원변동과 관계없이 대부분의 용량에서 0.97~1의 역률을 가지며 전원 전류 파형이 정현파와 유사한 낮은 THD(6.34%이하) 전원 전류를 가지며 탱크회로의 공진주파수에서 인버터를 고주파 동작시킴으로 인해 고효율의 시스템 특성을 갖는다. 따라서 본 과제에서 제안한 유도가열 전원장치는 넓은 출력범위를 갖는 단조용 유도가열 전원장치 시스템에 널리 사용될 것으로 예상된다.

### 감사의 글

본 논문은 중소기업청에서 지원하는 2016년도 산학연협력 기술개발사업(No.C0442428)의 연구수행으로 인한 결과물임을 밝힙니다.

### References

- [1] Oscar Lucía, Pascal Maussion, Enrique J. Dede and José M. Burdío, "Induction Heating Technology and Its Applications : Past Developments, Current Technology, and Future Challenges", *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 61, pp. 2509-2520, May, 2014
- [2] Francis P. Dawson and Praveen K. Jain, "A Comparison of Load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 6, pp. 430-441. JULY, 1991
- [3] A. R. Namadmalan, B. Abdi and J. S. Moghani, "A Current-Fed Parallel Resonant Push-Pull Inverter with a New Cascaded Coil Flux Control for Induction Heating Applications", *JPE*, Vol. 11, September 2011
- [4] K. B. Zhao, Paresh C. Sen and G. Premchandran, "A Thyristor Inverter for Medium-Frequency Induction Heating", *IEEE Trans. Ind. Electronics*, vol. IE-31, pp.



34-36, Feb., 1984

- [5] R. Fuentes, J. Juliet, J. Estrada, F. Ahumada and F. Campaña, "Design Aspects and Experimental Results of a High Power Factor Induction Heating System", *2009 35th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, pp. 373-377, 2009
- [6] I. Wallace, A. Bendre, J. Nord and G. Venkataramanan, "A Unity-Power-Factor Three-Phase PWM SCR Rectifier for High-Power Applications in the Metal Industry", *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 38, pp. 898- 908, Jul./Aug. 2002
- [7] Kaushik Basu, Ashish Kumar Sahoo, Visweshwar Chandrasekaran and Ned Mohan. "Grid-Side AC Line Filter Design of a Current Source Rectifier With Analytical Estimation of Input Current Ripple", *IEEE Trans. Power Electron*, vol. 29, pp. 6394-6405. Dec., 2014
- [8] N. R. Zargari, G. Joos and P. D. Ziogas, "Input filter design for PWM current-source rectifiers", *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 30, pp. 1573-1579, Dec., 1994
- [9] Bong-Hwan Kwon and Byung-duk Min, "A Fully Software-Controlled PWM Rectifier with Current Link", *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 40, pp. 355-363, June, 1993
- [10] Y. Xiao, B. Wu, S. Rizzo and R. Sotodeh, "A Novel Power Factor Control Scheme for High-Power GTO Current-Source Converter", *IEEE Trans. Ind. Applicant*, vol. 34, pp. 1278-1283, Nov./Dec., 1998



**이창우 (Chang-Woo Lee)**

1989년 9월 2일생. 2015년 동명대 공대 메카트로닉스공학과 졸업. 2018년 부경대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2018년~현재 부경대 공대 대학원 전기공학과 박사과정.



**김인동 (In-Dong Kim)**

1960년 8월 27일생. 1984년 서울대 공대 전기공학과 졸업. 1987년 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 졸업(석사). 1991년 동 대학원 졸업(공학박사). 1991년~1996년 대우중공업 철도차량연구소 책임연구원. 1997년~1998년 미국 Univ. of Tennessee Post Doc.. 2004년~2005년 미국 Virginia Tech 방문교수. 2012년~2013년 미국 North Carolina State University 방문 교수. 1996년~현재 부경대 전기공학과 교수.

E-mail: idkim@pknu.ac.kr

저 자 소 개



**최승수 (Seung-Soo Choi)**

1982년 3월 26일생. 2103년 부경대 공대 전기공학과 졸업. 2015년 부경대 공대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2017년 부경대 공대 대학원 전기공학과 박사과정 수료. 2017년~현재 부경대 대학원 수료 후 연구생.