

# 유도 가열에 적용되는 새로운 PWM 고주파 인버터의 특성

## Characteristics of New PWM High Frequency Inverter Applied to Induction Heating

유 의 정\* · 이 상 욱\*\* · 문 상 필\*\*\* · 박 한 석†  
(Yeoi-Joung Ryu · Sang-Wook Lee · Sang-Pil Mun · Han-Seok Park)

**Abstract** - In this paper, the operation principle of a bi-directional switch type resonant AC link snubber circuit was described, together with the practical design procedure, which employs in the proposed power module bridge package type resonant AC link snubber. The novel prototype of power module bridge package type resonant AC link snubber-assisted voltage type sinewave soft switching PWM inverter using IGBT power module was demonstrated herein. It was verified that both the auxiliary power switches in this resonant AC link snubber circuit and the main power switches commutate under the condition of soft switching commutation principle. In addition, the power losses of the new soft switching inverter treated here were analyzed by implementing the experimental data of the IGBT and diode  $v-i$  characteristics in addition to switching power loss characteristics into our original computer simulation software developed by the authors. Then, the voltage type sinewave soft switching PWM inverter was high efficiency than that of hard switching PWM inverter, along with performance operation waveforms. In the future, the comparative feasibility study of power module bridge type resonant AC link snubber and its related soft switching inverter in addition to the other types resonant snubber assisted soft switching inverter should be done from a practical point of view.

**Key Words** : Induction heating, Soft switching, Zero current soft switching, Bridge package type resonant AC link snubber, Bi-directional bwitch type resonant AC link snubber

### 1. 서 론

최근 파워 일렉트로닉스는 반도체 전력 변환 장치의 고주파 스위칭화 기술의 도입과 함께 기관 산업에서 전력 계통, 신에너지, 전철, 자동차, 통신, 정보 가전 민생까지 광대한 전기 에너지 고품질 공급 및 유효 변환 이용 분야에서 눈부신 발전을 이루고 있다. 고주파 전력 주파수 변환에 의한 전원 회로를 포함한 전력 시스템 기술은 고주파 인버터 회로 기술, 고주파 사이클로 컨버터 기술을 기반으로 전기압송, 고주파 점등 안정기, 전자렌지용 고주파 스위칭 전원 공급 장치, 고주파 링크 태양광 발전 시스템, 비접촉 전력 공급 시스템 등의 가전·가전 기기를 시작으로 의료용 X선 고전압 발생 장치, 인공 심장의 에너지 전송 시스템, MRI 경사 자장 전류 패턴 추종 스위칭 전원 등의 의료 기기, 무정전 전원장치(UPS), 분산전원 등의 전력 시스템에 이용되어 지고 있으며, 금속 및 플라스틱 용착 금속의 열처리·열 가공 용해용 등의 유도 가열 전원, 초음파 발생장치, 플라즈마 발생장치, 마이크로파 발생장치, 방전 램프 광원 조명, 무전극 램프 점등장치, 레이저 발생장치 등의 전원, 산업 시스템 기

기 등 다양한 분야에서 도입되고 있다[1-3].

이 전자 유도 가열은 산업용 전기 가열 방식의 금속 가공 공정과 열처리, 용해 과정 자성 합금 발열체를 이용한 자기 온도 기능을 가진 고주파 유도 가열 솔더링(Soldering)이나 폴리에틸렌관의 용착, 전기압송, 전기보일러, 전기온수기, 전기플라이어, 전기드라이어 등 다양한 응용 분야가 있다. 이러한 기술 배경하에 고주파 인버터의 소프트 스위칭 기술을 도입한 전자 유도 가열 전원의 회로 방식과 제어 방식의 연구 개발이 활발히 진행되고 있다[4-7].

따라서 본 논문에서는 일정주파수 위상 시프트 PWM 제어에 의한 풀-브리지 고주파 부하 공진 인버터와 이 고주파 인버터의 AC측에 새로운 ZVS 촉진용 양방향 액티브 스위칭 공진 인덕터 스너버 회로를 부가한 위상 시프트 PWM 제어 액티브 공진 스너버 링크 고주파 인버터의 작동 원리 및 특징, 특성의 분석 평가 검토를 시뮬레이션 분석과 측정 데이터 분석을 이용하여 하드웨어와 소프트웨어 모두의 측면에서 서술하였다. 그리고 위상차가 작은 대전력 설정시에는 기존 방식의 위상 시프트 PWM 고주파 인버터로 운전하고 위상차가 큰 저전력 설정시에는 제안한 액티브 보조 공진 스너버 회로를 작동시킬 수 있도록 소프트 스위칭 고주파 인버터를 채택하고 있다. 저전력 설정시 큰 위상차 각도에서도 ZVS에 필요한 공진 전류를 확보하기 때문에 넓은 출력 전력 제어 범위내에서 ZVS가 가능한 특징을 갖는 본 고주파 인버터의 프로토타입 실험에 의한 결과와 시뮬레이션과의 상호 비교, 검토를 실시하였다. 그리고 특수한 구조의 전자 유도 유체 발열체를 이용한 유체 가열 장치에의 응용에 대해 서술하였다. 있었다.

† Corresponding Author : Dept. of Electrical Engineering, Pukyong National University, Korea

E-mail : phanseok@pknu.ac.kr

\* Busan Cultural Center, Korea

\*\* Korea Land & Housing Corporation all Reserved, Korea

\*\*\* Dept. of Electrical Engineering, Masan University, Korea

접수일자 : 2018년 2월 26일

최종완료 : 2018년 5월 24일

## 2. 유도 가열의 동작원리 및 가열 방식

전자유도 가열의 응용 분야중에서 특히 주목 받고 있는 하나가 전자유도유체가열이다. 이것은 전자유도 가열에 의해 금속 파이프 및 기타 특수 발열체를 발열시켜 파이프 라인에 흐르는 물 등의 액체와 공기나 증기 등 기체를 가열하는 기술이다. 이러한 전자유도유체가열은 순간 온수기 등 온수 시스템과 과열 증기에 의한 세정, 살균, 건조 등 깨끗한 환경 기기에 응용되며, 유체 가열 시스템은 이미 존재하는 시스템이지만, 기존의 온수 발생 방식은 가스 연소 방식에 의한 것이 대부분이다. 그러나 매우 큰 열량을 필요로 할뿐만 아니라 높은 압력을 가할 경우에 과열 증기를 발생시킬 수 없기 때문에 장치 전체가 대형화되어 버리거나 기동시간이 길어지는 문제점들이 발생한다. 이에 비해 유도 가열 방식은 전기 에너지를 사용하고 있기 때문에, 초기에 언급했듯이 안전하고 깨끗한 것이나 장치의 소형화 등의 가스 연소 방식에서 문제였던 것이 대부분 해결되었다. 최근에는 온도 제어성이나 응답성이 결합된 보일러 및 기타 분야에서 전자 유도에 의한 가열 방식이 도입되기 시작했다.

유체를 가열하는 방식으로는 전자 유도 가열 방식을 포함하여 세 가지 방식으로 분류할 수 있다. 이러한 세 가지 방식은 Fig. 1와 같이 나타낼 수 있다.

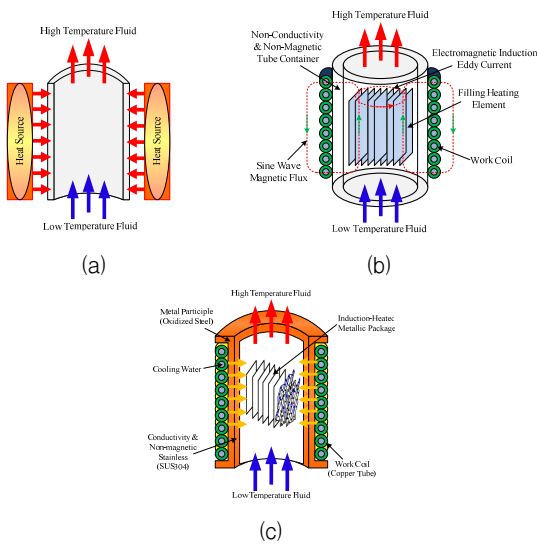


그림 1 유체가열방식의 종류

Fig. 1 Types of fluid heating system

Fig. 1(a)은 가스의 연소 등에 의한 열원을 이용하여 용기의 외부에서 유체를 가열하는 방식이며, 그림 1(b)는 용기 내부에 삽입된 특수 발열체를 유도 와전류에 의해 가열하는 내부발열방식이다. Fig. 1(c)는 용기 자체를 전자유도 가열하여 외부발열하는 방식이다. 본 연구에서는 Fig. 1(b)과 Fig. 1(c)에 대해 상세하게 서술하였다.

전자유도 유체 가열 시스템은 앞서 언급했듯이, 전자유도에 의해 발생하는 와전류에 금속 용기 등을 발열시켜 거기서 발생하는 열교환에 의해 유체를 가열한다. 내부발열방식과 외부발열방식은 발열 원리는 같지만, 그 구조나 특징이 다르고, 각각 장·단점이 존재한다.

Fig. 2는 발열체의 재료로 완전히 새로운 소재인 카본 세라믹을 이용한 것으로, 전열 면적을 늘리기 위해 수십 개의 구멍이 놓여져 있다. 그러나 적층 규칙 충전물에 비해 전열 면적은 현격히 떨어진다. 카본 세라믹 자성 금속체로서 자주 사용되는 sus304(72[mW · cm]), 자성 금속에서 자주 사용되는 sus410, sus430(60[mW · cm])등보다 전기비저항이 훨씬 높기 때문에 큰 고유 저항값을 취할 수 있다.

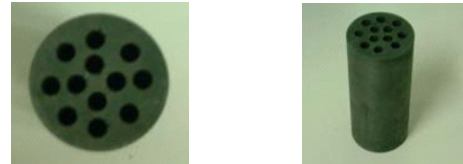


그림 2 카본 세라믹 발열체

Fig. 2 Carbon ceramic heating element

## 3. 전압형 풀-브리지 위상 시프트 PWM 고주파 인버터

Fig. 3는 전압형 풀-브리지 위상 시프트 PWM 고주파 인버터의 회로 구성을 나타낸 것이다. Fig. 3에서 회로의 구성 요소의 하나인 고주파 인버터는 단상 60[Hz], 100[V]계 교류 전원을 다이오드 정류 회로와 평활 필터는 직류 전원 전압 E를 입력한다. 또한 전력 제어용 IGBT 모듈(S<sub>1</sub>, S<sub>2</sub>, S<sub>3</sub>, S<sub>4</sub>)인 역방향 도통형 스위치 스너버 커패시터(C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub>), 역률 보상을 위한 공진 커패시터C, 유도 가열계 부하로 구성된다. IGBT는 역내압을 가지지 않기 때문에 다이오드를 역병렬로 연결한 복합 모듈을 사용하였다.

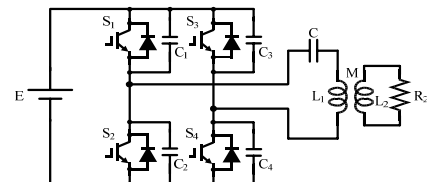


그림 3 전압형 풀-브리지 위상 시프트 PWM 고주파 인버터  
Fig. 3 Voltage-type full-bridge phase shift PWM frequency inverter

전압형 풀-브리지 직렬 공진 인버터의 시뮬레이션에 의한 결과 및 해석을 하기 위해서 다음과 같은 가정하에 실시하였다.

- (1) IGBT(파워 반도체 디바이스)는 이상적인 스위치로 한다.
- (2) 회로 배선 및 구현에 근거하는 기생 회로 파라미터는 없는 것으로 한다.
- (3) 직류 전원 전압 E는 전압의 리플과 내부 저항이 0인 이상 직류 전압으로 한다.
- (4) 커패시터는 등가 직렬 저항(ESR)과 등가 직렬 인덕턴스(ESL)를 0인 기생회로 파라미터는 없는 것으로 한다.
- (5) 고주파 인버터의 유도 가열계 부하는 변압기 모델로 나타낼 것으로 한다.

Fig. 3에 나타낸 회로의 사양과 파라미터를 Table 1에 나타내었다. 또한, 유도 가열계 부하에 관해서는 변압기 모델을 채택하고 있다.

표 1 회로에 사용된 사양과 파라미터

Table 1 Specifications and parameters used in the circuit

Classification	Parameters
DC power supply voltage(E)	140[V]
Operating frequency(f)	20.0[kHz]
Work coil(L <sub>1</sub> )	31.0[μH]
Reactor electron coupling coefficient(k)	0.632
Load time constant(τ)	8.1[μs]
Lossless snubber capacitor(C <sub>1</sub> , C <sub>2</sub> , C <sub>3</sub> , C <sub>4</sub> )	100[nF]
Resonance capacitor for power factor compensation(C)	2.9[μF]

Fig. 3에 나타난 회로는 정주파수 위상 시프트 PWM 제어에 의해서 출력 전력 조정을 실현할 수 있다. 또한 각 액티브 스위치(S<sub>1</sub>~S<sub>4</sub>)에 인가되는 전압이 직류 전원과 같으므로 AC 200[V]계에서도 전력 반도체 IGBT의 전압 정격에 문제가 생기지 않으면 낮은 포화 전압형 IGBT를 적용할 수 있다.

따라서 본 논문에서 고주파 인버터의 전력 제어는 왼쪽 레그(S<sub>1</sub> 및 S<sub>2</sub>)를 기준상 펄스로, 오른쪽 레그(S<sub>3</sub> 및 S<sub>4</sub>)를 제어상 펄스로 설정하여 위상차 φ를 이동함으로써 전력 제어를 수행할 수 있다. 즉, 위상차를 0°에서 180°까지 연속적으로 변화시킴으로써 전압형 풀-브리지 직렬 공진 인버터의 출력 전압을 0에서 부하 회로 정수와 인버터 주파수로 정해지는 최대 출력까지 연속적으로 변화시킬 수 있다. Fig. 4(a)는 위상차가 없을 때, 즉 위상차 0°의 타이밍 차트이며, Fig. 4(b)는 위상을 90°지상(遲相)했을 때의 타이밍 차트이다. 또한, 위상 시프트 PWM 게이트 전압 펄스 발생용 드라이버는 주파수 고정 위상 시프트 방식의 스위칭 레플레이터 컨트롤 IC( Micro Linear 제 ML4828CP)를 사용하였다.

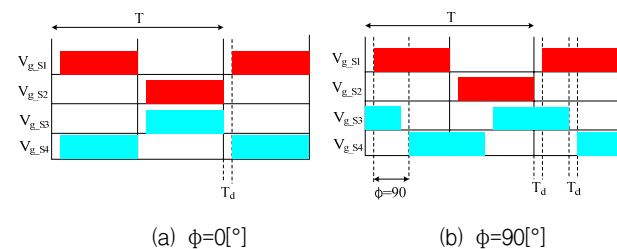


그림 4 위상 PWM 신호의 타이밍 차트  
Fig. 4 Timing chart of phase PWM signal

Fig. 5는 기존 회로에서 φ=0°일 때(Fig. 5(a))와 φ=120°일 때(Fig. 5(b))일 때의 스위치 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. Fig. 5(a)는 φ=0°일 때의 스위치S<sub>3</sub>의 전압과 전류 파형이지만, 턴-온시 전체 ZVS & ZCS 턴-온을 실현할 수 있다. 즉, 완전한 소프트 스위칭 동작을 한다. 반대로, Fig. 5(b)에서는 스위치S<sub>3</sub>에 잔류 전압이 남아있는 상태에서 강제로 스위치를 턴-온하고 있기 때문에 하드 스위칭되고, 예를 들면, 스위치S<sub>3</sub>의 전류가 다이오드를 도통하지 않기 때문에 하드 스위칭되고 있는 것이 분명하다. 또한, 잔존 전압의 상태에 따라 하드 스위칭 상태도 다르다고 할 수 있다.

Fig. 6은 위상차 φ=0°, φ=120°일 때의 각 부의 실험 파

형을 나타낸 것이다. Fig. 6에서 알 수 있듯이 Fig. 5의 시뮬레이션 파형과 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.

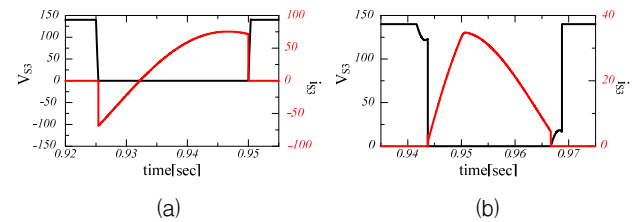


그림 5 기존 회로에서의 스위치 전압과 전류 파형  
Fig. 5 Switch voltage and current waveform in general circuit  
(a) Hard switching voltage and current waveforms when turned-on(φ=0°)  
(b) Soft switching voltage and current waveforms when turned-on(φ=120°)

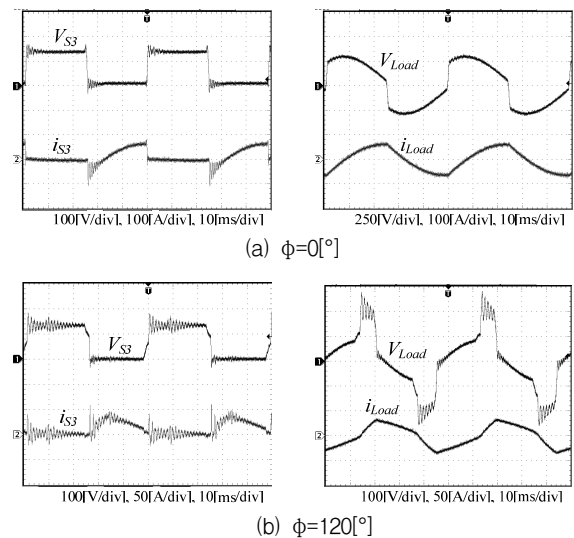


그림 6 기존 회로에서의 각 부의 동작 실험 파형  
Fig. 6 Experimental waveform operation of each part in general circuit

#### 4. 제안한 양방향 스위치형 보조 공진 스너버에 의한 위상 시프트 PWM 고주파 인버터

본 논문에서는 기존의 전압형 풀-브리지 위상 시프트 PWM 고주파 인버터에 보조 회로부(양방향 스위치와 보조 인덕터)를 더한 새로운 양방향 스위치형 보조 공진 스너버에 의한 위상 시프트 PWM 고주파 인버터를 Fig. 7와 같이 제안하였다. 제안한 새로운 양방향 스위치형 보조 공진 스너버에 의한 위상 시프트 PWM 고주파 인버터는 유도 가열계 부하에 병렬로 보조 인덕터의 직렬 회로를 추가한 구조를 하고 있으며, 이 보조 인덕터에 에너지를 축적하고 그 에너지를 공진 초기 전류로 이용하였다. 이는 앞장에서 다룬 회로의 문제점인 공진 초기 전류를 보충하여 보다 넓은 소프트 스위칭 영역을 실현할 수 있다. 또한 회로의 구성 요소의 하나인 고주파 인버터는 단상 60[Hz], 100[V]계 교류 전원을 다이오드 정류 회로와 평활 필터에 의한 직류 전압 E를 입력하였다. 또

한 전력 제어용 IGBT 모듈( $S_1, S_2, S_3, S_4, S_a, S_b$ )인 역방향 도통형 스위치 스너버 커패시터( $C_1, C_2, C_3, C_4$ ), 역률 보상용 직렬 공진 커패시터  $C$ , 유도 가열계 부하로 구성하였다. IGBT는 역내압을 가지지 않기 때문에 다이오드를 역병렬로 연결한 복합 모듈을 사용하였다.

Fig. 7에 나타난 회로는 기존 회로와 마찬가지로 정주파수 위상 시프트 PWM 제어에 의한 출력 전력 조절을 실현할 수 있다. 그러나 공진 초기 전류를 보충하기 위해 추가된 양방향 스위치의 신호 패턴을 추가 할 필요가 있다. 따라서 본 논문에서 고주파 인버터의 전력 제어는 왼쪽 레그( $S_1$  및  $S_2$ )를 기준상 펄스로, 오른쪽 레그( $S_3$  및  $S_4$ )를 제어상 펄스로 설정하여 위상차  $\phi$ 를 이동함으로써 전력 제어를 수행할 수 있다. 즉, 위상차를  $0^\circ$ 에서  $180^\circ$ 까지 연속적으로 변화시킴으로써 양방향 스위치형 보조 공진 스너버를 이용한 고주파 인버터의 출력 전압을 0에서 부하 회로 정수와 인버터 주파수로 정해지는 최대 출력까지 연속적으로 변화시킬 수 있다. 또한 양방향 스위치에 관해서는, 공진 초기 전류를 보충하기 위하여 충분한 시간  $T_{Sa1}$ 에서 온하도록 상태에 따라 설정하는 것이 가능하다. 즉, 보조 인덕터에 흐르는 전류가 많으면 많을수록 공진 초기 전류가 늘어나기 때문에 소프트 스위칭 영역도 확대된다. 그러나 보조 인덕터에 전류가 흘러 손실이 발생하여 효율의 저하를 야기하는 원인이 되기 때문에 각 상태에 적합한 타이밍으로 설정해야 한다.

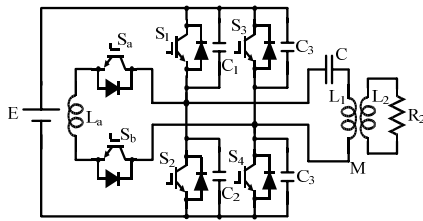


그림 7 양방향 스위치와 보조 인덕터에 의한 고주파 인버터  
Fig. 7 High-frequency inverter with bidirectional switch and auxiliary inductor

Fig. 8(a)는 위상차가 없을 때, 즉 위상차  $0^\circ$ 의 게이트 펄스 타이밍 차트이며, Fig. 8(b)는 위상을  $90^\circ$ 지상(遅相)했을 때의 게이트 펄스 타이밍 차트이다. 또한, 위상 시프트 PWM 게이트 전압 펄스 발생용 드라이버는 주파수 고정 위상 시프트 방식의 스위칭 레귤레이터 컨트롤 IC(ML4828CP)를 사용하였다.

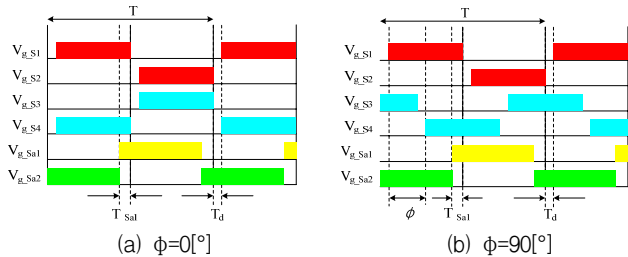


그림 8 양방향 스위치를 포함하는 위상 시프트 PWM 신호의 타이밍 차트  
Fig. 8 Timing chart of phase shift PWM signal including bidirectional switch

Fig. 7에 나타난 회로의 사양과 파라미터를 Table 2에 나타내었다. 또한, 유도 가열계 부하에 관해서는 변압기 모델을 채택하고 있다.

표 2 회로에 사용된 사양과 파라미터

Table 2 Specifications and parameters used in the circuit

Classification	Parameters
DC power supply voltage(E)	140[V]
Operating frequency(f)	20.0[kHz]
Work coil( $L_1$ )	31.0[ $\mu$ H]
Reactor electron coupling coefficient(k)	0.632
Load time constant( $\tau$ )	8.1[ $\mu$ s]
Lossless snubber capacitor( $C_1, C_2, C_3, C_4$ )	100[nF]
Auxiliary inductance( $L_a$ )	22.0[ $\mu$ H]
Resonance capacitor for power factor compensation(C)	2.9[ $\mu$ F]

Fig. 9는 단락 동작 모드일 때의 기존의 회로와 제안한 회로의 스위치 전압과 전류의 파형을 나타낸 것이다. Fig. 9(a)는 기존 회로의 스위치  $S_3$ 의 전압과 전류 파형이지만, 턴-온시 전체 ZVS & ZCS 턴-온이 실현 될 수 없다. 즉 소프트 스위칭 동작을 하지 않는다. 즉 스위치 잔존 전압이 남아있는 상태에서 강제로 스위치를 턴-온하고 있기 때문에 하드 스위칭이 스위치  $S_3$ 의 전류  $i_{S3}$ 가 다이오드를 도통하지 않으므로 하드 스위칭 동작을 한다고 할 수 있다.

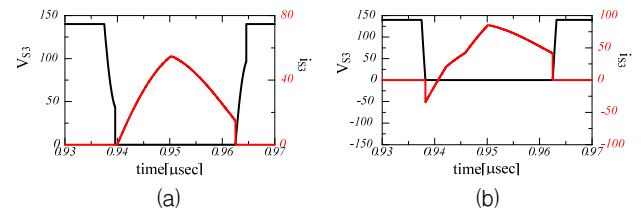


그림 9 단락 동작 모드의 개선

Fig. 9 Improvement of the short-circuit mode of operation

- (a) Hard switching voltage and current waveforms when turned-on( $\phi=90^\circ$ )
- (b) Soft switching voltage and current waveforms when turned-on( $\phi=90^\circ$ )

전자유도 유체 가열 시스템의 고주파 전원으로 두 방식의 소프트 스위칭 인버터에 대해 시뮬레이션 분석 및 실험에 의해 특성 평가를 실시하였다. 이 장에서는 2개의 고주파 인버터에 의한 전자유도 유체 가열 장치의 토탈 시스템으로 특성화를 실험을 통해 확인하였다.

Fig. 10은 제안한 전자유체 가열시스템의 전체 구성도를 나타낸 것이다. 그 구성은  $100^\circ\text{C}$ 까지 이동 유체를 가열할 수 있는 전자유도 파이프 용기(고온측)와  $100^\circ\text{C}$ 에서  $300^\circ\text{C}$  정도의 과열 증기를 발생시키기 위한 전자유도 파이프 용기(초고온측), 수위 조절부에는 플로트 센서와 솔레노이드 밸브, 유량 측정용 유량계로 구성된다. 본 실험 장치는 상온  $\sim 100^\circ\text{C}$  이하의 온수 또는  $200^\circ\text{C}$ 이상의 과열 증기를 발생시키는 것

을 목적으로 하지만, 결국은 1,000[°C]이상의 과열 증기를 발생시킨다.

따라서, 전자유도 가열부를 고온측과 초고온측에 나누어 개폐 밸브에 의해 적절히 장치를 온수기나 과열 증기 발생기 중

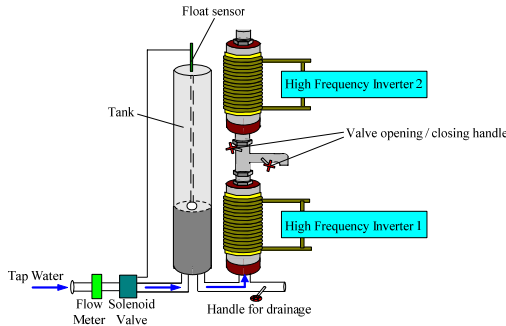


그림 10 제안한 전자유체 가열시스템의 전체 구성도  
 Fig. 10 The overall configuration of the proposed electronic fluid heating system

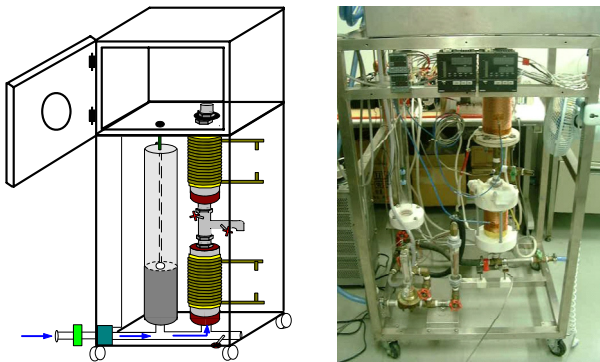


그림 11 유도 가열계 부하 실험장치  
 Fig. 11 Induction heating system load experimental apparatus

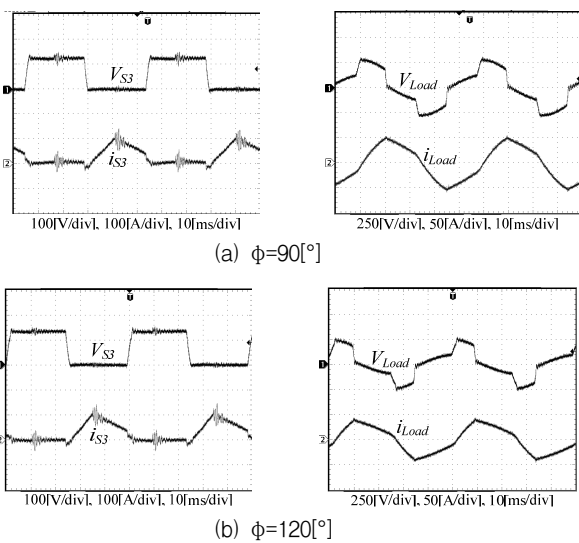


그림 12 제안한 회로에서의 각 부의 동작 실험 파형  
 Fig. 12 Experimental waveform operation of each part in proposed circuit

하나로 전환한다. 또한 고온측 및 초고온측 각각의 발열 방식은 고온측에서 내부발열방식, 초고온측에서 외부발열방식을 채택하는 것이 이상적이라고 생각되지만, 본 논문에서는 특수 발열체인 카본 세라믹을 사용하였다.

Fig. 12는 위상차  $\phi=90^\circ$ ,  $\phi=120^\circ$ 일 때의 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이다. Fig. 12에서 알 수 있듯이 시뮬레이션 파형과 거의 일치하는 것을 확인할 수 있다.

Fig. 13은 양방향 스위치형 보조 공진 스너버에 의한 위상 시프트 PWM 고주파 인버터의 전력 제어 특성 및 소프트 스위칭 동작 영역을 나타낸 것이다. 기본적인 전력 제어 특성은 기존 회로의 전력 제어 특성과 같지만, 소프트 스위칭 영역이 크게 향상되는 것을 알 수 있다. 제안된 회로는 무손실 스너버 커패시터가 완전히 방전을 수행하는 데 필요한 공진 초기 전류를 증가시키는 기능을 가진 것이고, 기존 회로와 제안한 회로의 전력 제어 특성 측면에서 거의 변화는 없다.

Fig. 13에서 위상차  $\phi$ 의 변화에 전력 P가 연속적이고 부드럽게 제어되는 것을 알 수 있다. 기존 회로에서는 3.8[kW] ~ 1.9[kW]의 범위에서만 전체 소프트 스위칭 제어를 할 수 없었지만, 제안 회로에서는 3.8[kW]~650[W]의 광범위한 영역에서 소프트 스위칭 동작을 할 수 있다. 즉, 대기 전력시 등과 같이 전력을 그다지 필요로 하지 않는 경우에도 소프트 스위칭 동작 할 수 있어 효율성면에서도 효과적인 회로라고 할 수 있다. 이를 바탕으로 Fig. 14는 제안한 회로의 효율 특성 및 소프트 스위칭 동작 영역을 나타낸 것이다.

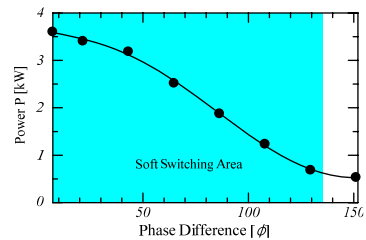


그림 13 제안한 고주파 인버터의 전력제어 특성  
 Fig. 13 Power control characteristics of proposed high frequency inverter

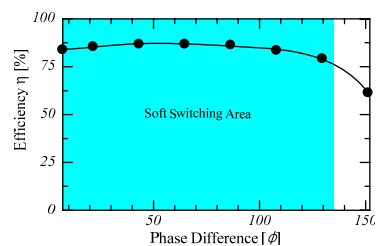


그림 14 제안한 고주파 인버터의 효율 특성  
 Fig. 14 Efficiency characteristics of proposed high frequency inverter

앞에서 검토한 기존 회로에서는 소프트 스위칭 영역(위상차  $0^\circ \sim 90^\circ$ )에서 90[%]이상으로 매우 높은 효율이었지만 제안된 고주파 인버터는 같은 위상차  $0^\circ \sim 90^\circ$ 의 범위에서는 85[%]전후까지 효율이 저하하고 있다. 이것은 양방향 스위치와 보조 인덕터가 새로 추가되었기 때문이다. 그러나 그 위상

차 영역에서 제안한 인버터를 동작시키는 것은 아니라 실제로 본 논문에서 제안 회로는 위상차 90° 이상인 90°~135°의 영역에서 사용한다. 그러므로 위상차가 90°~135°영역에서 기존 회로에 비해 효율이 3[%]정도 상승하기 때문에 제안한 회로가 유효한 회로임을 확인할 수 있다.

Fig. 15는 기존의 전압형 풀-브리지 고주파 인버터와 제안한 양방향 스위치형 보조 공진 스너버에 의한 고주파 인버터의 효율 특성을 비교하여 나타낸 것이다. Fig. 15에서 알 수 있듯이 기존 회로의 소프트 스위칭 범위(위상차 0°~90°)에서는 효율 90[%]이상으로 매우 높은 효율이었지만 제안된 고주파 인버터는 같은 위상차 0°~90°범위에서는 85[%]전후까지 효율이 저하하고 있다. 이것은 양방향 스위치와 보조 인덕터가 새로 추가되기 때문이다. 그러나 그 위상차 범위에서 제안한 인버터를 동작시키는 것은 아니라 실제로 위상차 90°~135°의 범위에서 사용한다. 이러한 위상차 범위에서는 기존 회로에 비해 효율이 3[%]정도 상승한다. 즉, 전자유도 유체 가열 시스템의 경우에 정격 고주파 인버터를 동작시키면 발생하는 증기의 온도가 상승하며, 일정 온도에서 증기를 발생시키고 있는 동안에는 그만큼 전력은 필요로 하지 않는다. 즉, 낮은 출력 전력으로 동작하는 기간이 길어지므로, 그 영역에서의 전력변환 효율이 높은 양방향 스위치형 보조 공진 고주파 인버터가 유리하다고 할 수 있다. 즉 본 논문에서 제안한 고주파 인버터를 포함한 전체 시스템에서 일정한 온도 유지 전력은 위상차 90°~135°의 범위내이기 때문에 고주파 인버터로써 유용하다고 할 수 있다.

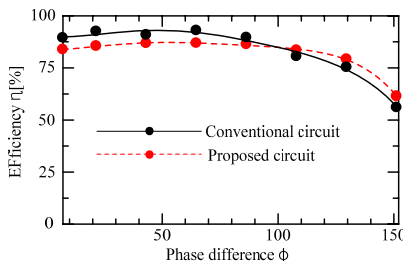


그림 15 효율 특성의 비교  
Fig. 15 Comparison of the efficiency characteristic

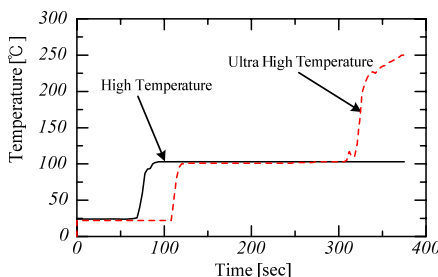


그림 16 과열증기의 온도 특성  
Fig. 16 Temperature characteristics of superheated steam

Fig. 16에 나타내는 특성은 고온측 입력 전력 P=2[kW], 초고온측 입력 전력 P=3.5[kW]때의 과열 증기 온도 특성이다. 또한, 온도는 k형 열전대에 의해 측정했다.

Fig. 16의 결과를 보면, 고주파 인버터를 시작하고 약 90초

에서 고온측에서 100[°C]의 포화 증기가 발생하고, 약 30초 후에 초고온측에서 100[°C]의 포화 증기가 발생한다. 먼저 시스템을 시작하고 실제로 증기가 발생하기까지 주위의 용기 등에 열이 전해 정상 상태가 된 뒤 고온측에서 100[°C]의 포화 증기가 발생한다. 또한, 고온측에서 100[°C]의 증기가 발생한 후 초고온측에서 100[°C]의 포화 증기가 발생할 때까지 30초 동안 초고온측의 공기를 외부로 방출하고, 250[°C]의 증기를 발생하기까지 약 6분 경과하고 있다. 그 후에도 더욱 전력을 투입 계속되면 당연히 과열 증기 온도는 상승한다. 그러나 가열을 계속됨에 따라 문제가 생기게 된다.

일반적으로 리츠 와이어는 70~80[°C]정도까지 밖에 절연 피막이 그 성능을 유지할 수 없기 때문에 이 온도 상승은 심각한 문제가 된다. 이러한 리츠 와이어 표면의 온도 상승은 가열 용기에서의 복사열이 원인이라고 생각된다. 이것은 리츠 와이어의 표면 온도가 코일로 사용하는 부분만 온도가 높아 인버터와의 접속부는 상온 정도이기 때문이다. 이는 리츠 와이어에 전류가 발생하는 동손보다 발열부에서의 열 누출이 주요 원인인 것으로 생각된다. 실험 장치에서 특히 문제가 되는 것은 2단의 과열 증기를 발생시키기 위한 가열부이다.

증기 온도를 300[°C]와 400[°C] 이상으로 하는 것은 발열체는 600[°C]이상까지 되어있는 것으로 보인다. 게다가 1단 가열 용기처럼 물에서 포화 증기를 발생시키는 것은 아니기 때문에 유체에 의한 온도 상승의 제한이 없고 온도가 올라가게 된다. 따라서 외부 용기(세라믹 용기)에 열이 전해지기 쉬워진다. 이 충전물 발열체에서의 열전도를 억제하기 위해서는 파이프 용기는 열 절연성이 높은 재질의 것을 사용하는 것이 바람직하다. 그러나 현실적으로 완전히 열을 절연하는 것은 불가능하기 때문에 대신에 단열재를 이용할 수는 있지만 단열 성능은 보충할 수 없다.

본 논문에서 사용한 절연 재료인 세라믹 섬유는 일반적으로 최고 1,600[°C]정도의 온도 영역에서 사용되는 패키징에 사용되기 때문에 이 세라믹 섬유를 단열재로 사용하여 단열 성능을 다소 향상시켰다.

## 5. 결 론

본 논문에서는 이러한 기존 고주파 인버터의 단점인 ZVS 영역을 확장하기 위해 전자유도 가열 시스템 부하에 병렬로 무손실 인덕터 및 양방향 스위치를 추가하여 새로운 고주파 소프트 스위칭 PWM 인버터를 제안하였다. 제안한 새로운 고주파 소프트 스위칭 PWM 인버터를 시뮬레이션과 실험을 통하여 그 특성을 정리하여 서술하면 다음과 같다.

첫째로, 기존의 회로에 비해 전자유도 가열 시스템 부하에 병렬로 추가된 양방향 스위치와 보조 인덕터의 직렬 회로를 이용한 제안 회로는 기존 회로에 비해 매우 넓은 소프트 스위칭 영역을 실현할 수 있었다. 또한 저전력시에 효율의 관점에서 제안 회로는 유효하다고 할 수 있다.

둘째로, 제안 회로에 대해 일정한 주파수 위상 시프트 PWM 제어에 의한 전력 제어가 가능하며, 이 때문에 유도 가열계 부하의 피가열 물체 전류 침투 깊이가 일정하게 균일한 가열이 얻어졌다.

셋째로, 위상차 90°~135°의 범위에서는 기존 회로에 비해 효율이 3[%]정도 상승하였다. 즉, 전자유도 유체 가열

시스템의 경우에 정격 고주파 인버터를 동작시키면 발생하는 증기의 온도가 상승하며, 일정 온도에서 증기를 발생시키고 있는 동안에는 그만큼 전력은 필요로 하지 않는다. 즉, 낮은 출력 전력으로 동작하는 기간이 길어지므로, 그 영역에서의 전력변환 효율이 높은 양방향 스위치형 보조 공진 고주파 인버터가 유리하다고 할 수 있다.

넷째로, 본 논문에서 사용한 절연 재료인 세라믹 섬유는 일반적으로 최고 1,600[°C]정도의 온도 영역에서 사용되는 패키징에 사용되기 때문에 이 세라믹 섬유를 단열재로 사용하여 단열 성능을 다소 향상시켰다.

## References

- [1] R. C. Alkire, T. W. Chapman, "Induction Heating Equipment: Advancements in induction heating technology allow many processes to take advantage of the economical benefits of induction heating," *SCOPUS*, vol. 70, no. 12, 2003.
- [2] H. Oka, H. Fujita, K. Seki, "Composition and Heating Efficiency of Magnetic Wood by Induction Heating," *IEEE transactions on magnetics*, vol. 36, no. 5-1, 2000.
- [3] S. M. Jang, S. H. Lee, H. C. Park, "Electromagnetic Induction Heating and Its Application," *Proceedings of KIEE*, vol. 50, no. 2, pp. 22, 2001.
- [4] Shengpei Wang et al., "Induction-heating cooking appliance using new quasi-resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction," *IEEE Trans. on Industry Applications*, vol. 34, no. 4, pp. 705-712, 1998.
- [5] Y. J. Kim, D. C. Shin, K. H. Kim, Y. Uchihori, Y. Kawamura, "Fluid Heating System using High-Frequency Inverter Based on Electromagnetic Indirect Induction Heating," *ICPE'01*, pp. 69-74, 2001.
- [6] J. M. Ho, M .T. LEE, "A novel PWM inverter control circuitry for induction heating," *IEEE International Power Electronics Congress*, vol. 10, pp. 113-119, 1996.
- [7] S. Llorente, F. Monterde, J. M. Burdio, and J. Acero, "A comparative study of resonant inverter topologies used in induction cookers," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*, vol. 2, pp. 1168-1174, 2002.

## 저 자 소 개



### 유 의 정 (Yeoi-Joung Ryu)

2015년 부경대학교 산업대학원 전기공학과 졸업(석사). 2018년 부경대학교 대학원 전기공학과 박사수료. 1994년 ~ 2018년 현재 부산문화회관 근무. 현 본학회 정회원



### 이 상 옥 (Sang-Wook Lee)

1989년 부경대 전기공학과 졸업. 2002년 부경대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2017년 동 대학원 전기공학과 박사과정. 1990년~2017년 현재 한국토지주택공사 근무. 현 본 학회 산업전기위원회 정회원



### 문 상 필 (Sang-Pil Mun)

1997년 부경대 전기공학과 졸업. 1999년 경남대 대학원 전기공학과 졸업(석사). 2003년 동 대학원 전기공학과 졸업(박사). 2010년 8월~현재 마산대학교 전기과 조교수. 2009년 7월 IEEE ISIE Bsst Paper Award 수상. 2010년 12월 한국조명전기설비학회 학술상 수상. 현 본 학회 산업전기위원회 편집위원 겸 정회원



### 박 한 석 (Han-Seok Park)

1981년 중앙대학교 전기공학과 졸업. 1983년 중앙대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 한국해양대학교 대학원 졸업(박사). 1986년 3월~현재 부경대학교 공과대학 전기공학과 교수. 현 본 학회 정회원