



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學碩士學位論文

유도 가열시스템에 적용되는 ARSL
SEPP ZVS 고주파 인버터에 관한 연구



2023년 2월

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

田 炳 泳

工學碩士學位論文

유도 가열시스템에 적용되는 ARSL
SEPP ZVS 고주파 인버터에 관한 연구



指導教授 禹 炘 一

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함.

2023년 2월

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

田 炳 泳

이 論文을 田炳泳의 碩士學位
論文으로 認准함

2023年 2月 17日

主審 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

委員 工學博士 文 相 弼 (印)

委員 工學博士 禹 炅 一 (印)

目 次

目 次	i
表 目 次	ii
그 림 目 次	ii
국문요약	iv
제 I 장 서 론	1
제 II 장 전자유도 유체가열 기술	3
2.1 전자유도 가열의 원리와 표피효과	3
2.2 유도 가열기의 장 · 단점	8
2.3 유도 가열의 동작원리 및 가열 방식	10
2.4 전자유도 가열 시스템	19
2.5 유도 가열 발열체의 등가회로	23
2.6 부하 매개 변수 측정법	25
제 III 장 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터의 특성해석	28
3.1 회로 구성 및 동작 원리	28
3.2 시뮬레이션 결과 및 고찰	29
제 IV 장 제안한 액티브 공진 스너버를 이용한 고주파 인버터의 특성 해석	38
4.1 회로 구성 및 동작 원리	38
4.2 시뮬레이션 결과 및 검토	41
제 V 장 결 론	51
참 고 문 헌	53
ABSTRACT	55

표 목 차

표 1	시뮬레이션에 사용된 회로정수	31
표 2	ARSL SEPP 인버터의 시뮬레이션에 사용된 회로정수	41

그 림 목 차

그림 2.1	전자유도의 법칙	3
그림 2.2	와전류의 분포	5
그림 2.3	유체가열방식의 종류	11
그림 2.4	충진물의 발열체	14
그림 2.5	적층형 규칙 충진물의 외관도	15
그림 2.6	내부발열방식과 외부발열방식	17
그림 2.7	전자유도 유체 가열시스템의 전체 시스템	19
그림 2.8	제작한 전자유체 가열시스템의 구성도	20
그림 2.9	과열 증기 챔버를 장착한 전체 시스템	22
그림 2.10	유도 가열계 부하의 회로 모델	23
그림 2.11	R_0-L_0 의 직렬등가회로	25
그림 2.12	내부가열발열 방식일 때 부하 매개 변수의 주파수 특성	27

그림 2.13 외부가열발열 방식일 때 부하 매개 변수의 주파수 특성	27
그림 3.1 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터	29
그림 3.2 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터의 정상동작천이	30
그림 3.3 $D=0.44$ 일 때 각 부의 동작 파형	32
그림 3.4 $D=0.16$ 일 때 각 부의 동작 파형	33
그림 3.5 P_{in} 와 D 의 특성 곡선과 V_{on1} 와 D 의 특성 곡선	34
그림 3.6 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터의 입력전력과 효율 특성 ...	35
그림 3.7 페루프 제어에 의한 과열 증기 온도의 특성	36
그림 3.8 간이 온도 제어 블록도	37
그림 4.1 제안한 액티브 공진 스너버 링크 ZVS 고주파 인버터	38
그림 4.2 ARSL 인버터의 모드	40
그림 4.3 $D=0.246$ 일 때 각 부의 동작 파형	42
그림 4.4 $D=0.066$ 일 때 각 부의 동작 파형	43
그림 4.5 ARSL SEPP 인버터의 전력특성	44
그림 4.6 전류 최대값의 특성	45
그림 4.7 공진 초기 전류값의 특성	47
그림 4.8 전 범위일 때 전력의 특성	49
그림 4.9 듀티율 D 가 작을 때 전력의 특성	50

유도 가열시스템에 적용되는 ARSL SEPP ZVS 고주파 인버터에 관한 연구

田 炳 泳

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

본 논문에서는 과열 증기를 발생시키는 시스템으로 사용되는 기존 SEPP ZVS 인버터의 단점인 도통 손실에 의한 효율 감소를 해결하기 위해서 새로운 액티브 공진 스너버 링크 ZVS 고주파(ARSL SEPP)인버터를 제안하였다. 제안한 ARSL SEPP 고주파 인버터를 시뮬레이션을 통하여 그 특성을 정리하여 서술하면 다음과 같다.

첫째로, 제안한 ARSL SEPP 인버터는 시비율 D 가 낮은 경우에도 ZVS에 필요한 공진 초기 전류가 충분히 확보할 수 있다.

둘째로, 기존의 회로에 비해 전자유도 가열시스템 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.

셋째로, 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.

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

제 I 장 서 론

산업에서 파워 일렉트로닉스 기술은 반도체 전력 변환 장치의 고주파 스위칭화 기술의 도입과 함께 전력 계통, 신에너지, 전철, 자동차, 통신, 정보 가전 민생까지 광범위한 분야에서 눈부신 발전을 이루고 있다. 그중에서도 고속 스위칭화, 저손실화, 저구동 전력화, 대용량화, 고기능 통합 등의 여러 가지 점에서 성능 개선이 진행되고 있는 첨단 MOS 게이트 파워 디바이스 기술이 전력변환 장치에 준 영향은 매우 크다. 그러나 고속 전력 제어 반도체 장치 적용시에도 하드 스위칭을 기반으로 한 고주파 스위칭 PWM 전력변환 장치기술은 스위칭 주파수, 직류 리플 주파수 또는 출력 주파수가 상승함에 따라 스위칭 손실의 증가, 스너버 에너지 처리, 냉각계의 대형화, 전자 노이즈의 증가, 초소형 전력변환 회로의 블록화의 전압과 전류의 균형 등 해결해야 할 점이 많다[1]~[4].

특히 소프트 스위칭 전력변환 방식은 액티브 보조 부분 공진 스너버 회로, 보조 공진 DC 링크 방식, 보조 공진 AC 링크 방식, 무손실 스너버 에너지 회생 방식 등의 회로가 검토되고 있다. 이로 인해 EMI / RFI 노이즈 감소 및 노이즈 필터의 소형화도 기대된다.

고주파 전력 주파수 변환에 의한 전원 회로를 포함한 전력 시스템 기술은 고주파 인버터 시스템 기술, 전자렌지용 고주파 스위칭 전원 공급 장치, 태양광 발전 시스템, 비접촉 전력 공급 시스템 등의 가전·통신 기기를 시작으로 의료용 X선 고전압 발생장치, 무정전 전원장치(UPS), 분산전원 등의 전력 시스템에 이용되고 있다. 그리고 유도 가열 전원, 초음파 발생장치, 플라즈마 발생장치, 마이크로파 발생장치, 방전 램프 광원 조명, 레이저 발생장치 등의 전원, 산업 시스템 기기 등 다양한 분야에서 도입되고 있다[5]~[9].

이러한 고주파 스위칭 모드 전력변환 회로 기술은 가정용 전력기기, 산업

응용 기기의 고성능화, 에너지 절약화, 편리성 등에 효과가 있다. 그중에서도 전자유도 가열은 산업용 전기 가열 방식의 금속 가공 공정과 열처리, 용해 과정 자성 합금 발열체를 이용한 자기 온도 기능을 가진 고주파 유도 가열 접착 (Soldering)이나 폴리에틸렌관의 용착, 전기밥솥, 전기보일러, 전기온수기, 전기 플라이, 전기 드라이어 등 다양한 응용 분야가 있다. 이러한 기술 배경하에 고주파 인버터의 소프트 스위칭 기술을 도입한 전자유도 가열 전원의 회로 방식과 제어 방식의 연구 개발이 활발히 진행되고 있다[10]–[15].

따라서 본 논문에서 전자유도 가열시스템은 전자기 유도 원리를 이용한 파이프 용기 내부의 특수 충전재 발열체를 발열시켜, 거기에 유체(액체·기체)를 통하면 열교환 작용으로 유체를 가열하였다. 이는 유체(물)를 100[℃]까지의 포화 증기, 100[℃] 이상의 과열 증기를 신속하게 생성할 수 있다. 또한, 효율적으로 증기를 발생시키기 위해 새로운 액티브 공진 스너버를 이용한 고주파 인버터를 제안하였다.

제안한 액티브 공진 스너버를 이용한 고주파 인버터는 기존의 전압형 SEPP ZVS 인버터, 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터와 비교하면 더욱 광범위한 ZVS 영역을 확보할 수 있는 토폴로지이며, 듀티율D가 작아진 경우에만 보조 회로를 동작시켜 공진 초기 전류를 보장한다. 그 작동 원리 및 특징은 시뮬레이션을 통하여 증명하고자 한다.

제 II 장 전자유도 유체가열 기술

2.1 전자유도 가열의 원리와 표피효과

일반적으로 가전기기·업무용 식품 가공, 조리 및 기타 물체의 열처리 방법으로 가스 연소 방식과 가열선에 의한 시즈히터(Sheath Heater)방식, 원적외선 가열 방식을 들 수 있지만, 그중에서 유도 가열 방식은 패러데이의 전자 유도현상을 이용한 비접촉 가열 방식이다. 이 코일에 고주파 전류를 흘려주면 패러데이에 의해 밝혀진 전자유도 작용으로 도체의 내부에는 유기 기전력이 발생하게 되고, 이러한 유기 기전력에 의해 도체의 내부에는 와전류가 발생하게 된다. 도체 내부를 흐르는 와전류는 표면부의 저항 때문에 와전류 손실이 발생하게 되고 이 손실은 줄의 법칙에 따라 열에너지로 변환하여 물체 자체를 자기 발열시키는 직접 가열 방식이다.

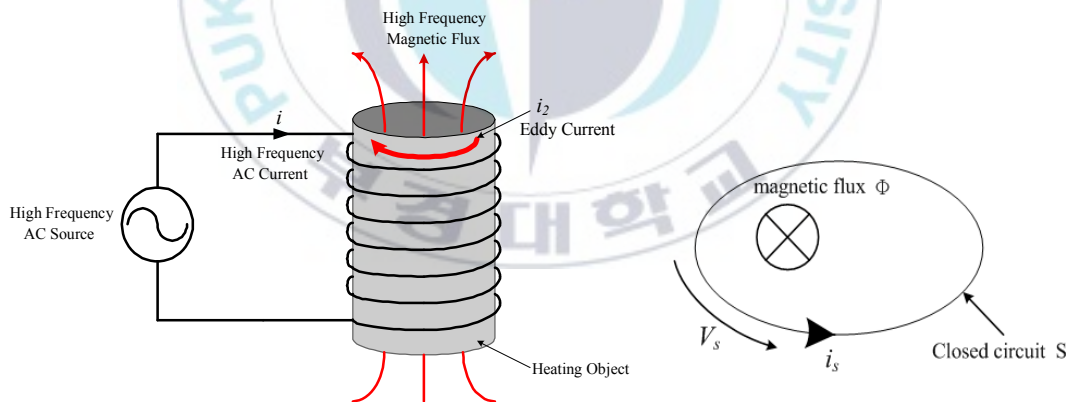


그림 2.1 전자유도의 법칙

Fig. 2.1 The law of electromagnetic induction

그림 2.1과 같이 자속(Magnetic Flux) Φ 가 폐회로(Closed Circuit) S 를 지면 위에서 아래로 통과 경우에 폐회로 S 는 식 (2.1)와 같이 유도 기전력

V_s 가 발생하며, 폐회로 S 에는 와전류 i_s 가 발생하게 된다.

$$V_s = \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.1)$$

그림 2.1에 나타나는 것처럼 몇 번 감은 코일 속에 금속 막대를 넣어 이 코일에 진동전류 i 을 통했다고 하면 이 금속 막대 속에는 자속이 생긴다.

만일 이 금속체가 쇠와 같은 자성체일 것 같으면 그 자속은 전류의 진동에 대해서 히스테리시스 루프를 그린다. 이 루프가 둘러싸는 면적이 클수록 히스테리시스 손실(Hysteresis Loss)이 큰 것으로서 이 손실은 독일 태생의 미국의 전기 기술자인 Steinmetz에 의해 실험적으로 구해져 식 (2.2)과 같은 값으로 된다.

$$P_h = \eta f B_m^{1.6} V \text{ [W]} \quad (2.2)$$

단, η : 히스테리시스 상수, f : 주파수[Hz]

B_m : 최대자속밀도[Wb/m²], V : 철심체적[m³]

히스테리시스 η 는 자성체의 재질에 따라 다른 것으로, 변압기의 경우에는 규소강판과 같이 η 가 적은 재질을 선택할 필요가 있으나, 유도 가열의 경우에는 η 가 큰 편이 가열하기 쉽다. 그러나 피 가열체가 철과 같은 자성체라도 일반적으로 유도가열 때는 피가열체가 변압기처럼 폐자로를 만들지 않는 편이 많고, 자속밀도도(1[Wb/m²]=10,000 가우스)정도로 매우 크므로, 실효 투자율을 작고, η 도 작다. 또, 상용 주파수가 수10[kHz]이상으로 높아지면, 주파수의 2제곱에 비례해서 증가하는 와전류손쪽이 훨씬 크게 되므로, 히스테리시스손은 거의 무시해도 지장 없다.

이러한 도체내에는 전자유도 작용으로 코일내에 있는 금속은 변압기의 2차

권선에 기전력이 발생하는 것과 그림 2.1과 같이 유도전류가 발생하여 와전류가 흐르게 되며, 이 와전류는 그림 2.2와 같이 금속체의 횡단면 각부에 균일하게 흐르는 것이 아니고, 식 (2.3)에 표시하는 바와 같이 금속의 표면에 집중적으로 흐르게 되며, 내부로 갈수록 지수 함수적으로 감소한다.

$$I_x = I_0 e^{-\left(\frac{x}{\delta}\right)} e^{j\left(\frac{x}{\delta}\right)} \quad (2.3)$$

여기서, I_x : 표면에서 중심을 향해 x [m]점의 전류값[A]

I_0 : 원통형 금속체의 표면의 전류값[A]

p : 전류값이 표면의 $1/e$ (약 0.37)으로 감소하는 깊이[m]

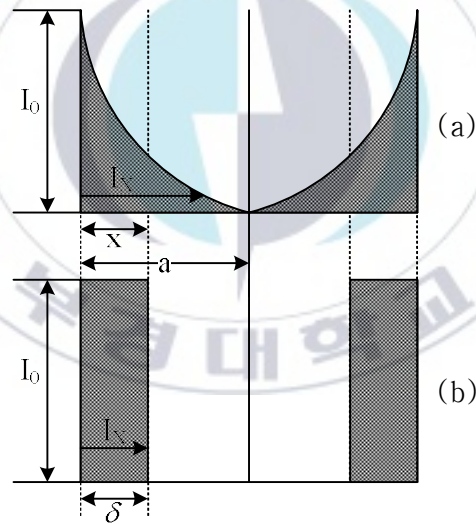


그림 2.2 와전류의 분포

Fig. 2.2 Eddy current distribution

이 와전류가 임의의 저항을 가진 도체내를 흐르면 그 도체내에 주열열이 발생하며, 이것을 와전류 손실이라 하며, 식 (2.4)과 같다.

$$P_e = \frac{8\pi^5 \cdot a^4 \cdot f^2 \cdot \mu_r^2 \cdot n^2 \cdot I^2}{\rho} \times 10^{-14} [W/m] \quad (2.4)$$

여기서, a : 철심의 반지름[m], f : 주파수[Hz], μ_r : 재료의 비투자율[H/m]

ρ : 저항률[Ω/m], n : 코일의 턴-수[turn수/m], I : 전류[A]

식 (2.3)의 p 는 고주파 전류의 침투 깊이라고 해서 식 (2.5)에 표시하는 바와 같이 재료의 비투자율 μ_r 나 저항율(고유저항) ρ [Ω/m], 주파수 f [Hz]에 의해서 정해지는 것이다.

$$\delta = \frac{\sqrt{\rho \times 10^7}}{2\pi \sqrt{\mu_r \times f}} = 503 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r \times f}} \quad (2.5)$$

여기서, δ : 전류 침투 깊이 [m], ρ : 금속의 고유 저항 [Ω·m]

μ_r : 비투자율(보통 $\mu_r=1$ 로 함), f : 주파수[Hz]

식 (2.5)에서 고유저항 ρ 를 [$\mu\Omega \cdot \text{cm}$]단위로 환산하면 식 (2.6)와 같다.

$$p = 5.033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} [\text{cm}] \quad (2.6)$$

그림 2.2은 표면에서 부터의 전류 및 전력밀도의 분포를 나타내며, 표면으로부터 p 까지의 깊이가 그 전체 발열의 약 90[%]까지 발생하므로, 실제 유도 가열에 있어서 고주파 가열의 특성은 표면에 집중하는 현상이라고 할 수 있다.

고주파인 경우에는 위에 언급한 표피 효과에 대한 균일한 자기장을 고려할 수 없으므로 침투 깊이 δ 와 원통 반경 a [m]의 비를 $a/\delta > 7$ 으로 할 경우에 근사적으로 식 (2.7)와 같이 성립된다.

$$P = 4\pi^2 a n^2 I^2 \sqrt{(\mu_r \times f \times \rho)} \times 10^{-8} \quad (2.7)$$

여기서, I : 코일에 흐르는 전류[A], μ_r : 재료의 비투자율

ρ : 저항률(고유저항)[$\Omega \cdot \text{m}$], f : 주파수[Hz]

발생 전력은 주파수가 낮을 때는 주파수의 제곱에 비례하지만 주파수가 높아지면 식 (2.8)과 같이 주파수의 제곱근에 비례한다.

$$\frac{a}{\delta} = 2.25 \quad (2.8)$$

그 분기점을 유도 가열의 임계 주파수 f_c 는 식 (2.8)에 식 (2.5)의 δ 를 대입하면 식 (2.9)와 같이 된다.

$$f_c = 1.285 \times 10^6 \times \frac{\rho}{\mu_r \times a^2} \quad (2.9)$$

주파수 선정이 임계 주파수 f_c 이상으로 이루어 인버터 주파수를 결정하는 하나의 조건이 되고 있다. 또한, δ 가 일정하게 하려면 고정 주파수 PWM 제어 방식의 고주파 인버터 전원 시스템의 개발이 필요하다.

2.2 유도 가열기의 장·단점

일반적으로 유도 가열기의 장점으로 다음과 같다.

- ① 피가열 물체에 투입되는 에너지 밀도가 높다. 즉, 1개의 자속에 와전류의 비율이 많다. 또한 가열시 전력 밀도를 높일 수 있기 때문에 급속 가열이 쉽다.
- ② 가열 부분을 선택하고 싶은 경우에는 코일을 두는 위치를 한정하여 적정 코일을 사용함으로써 부분 가열이 가능하며, 가열 자유도가 높다고 할 수 있다.
- ③ 고주파를 사용하고 있기 때문에 표피 효과가 현저하게 나타나 표면 열처리 등에 응용할 수 있다.
- ④ 부하가 자기 발열하므로 기존의 가스 연소 방식처럼 열이 이동하는 방식으로 불필요한 에너지를 필요로 하지 않는다.
- ⑤ 기존의 시즈 히터 방식은 전열선 자체가 발열하므로 단선 할 수 있다. 그러나 유도 가열에 전력을 비접촉으로 공급하기 때문에 안전하다. 즉, 자기 가열 이면서 전도의 접점이 없기 때문에 접촉에 의한 피가열 물체에 영향이 없다.
- ⑥ 적열부가 없기 때문에 화재나 화상의 염려가 없고, 또한 불완전 연소가 없기 때문에 안전하다고 할 수 있다. 또한 주위에 여분의 열을 발산하지 않는 것이나, CO₂를 발생하지 않기 때문에 환경적으로 깨끗하다고 할 수 있다.
- ⑦ IGBT, MOSFET, SIT 등의 전력 반도체는 반도체 기술의 발전으로 소형화가 가능하며, 인버터를 소형화 할 수 있다.
- ⑧ 팬을 제거하면 가열이 자동으로 멈추기 때문에 불필요한 전력 소비가 없다.

위와 같은 장점에 대해 다음과 같은 단점도 들 수 있다.

① 피가열 물체는 전도체인 것이 전제 조건이다. 냄비에 세라믹과 같은 절연체를 사용하면 와전류가 흐르지 않아 가열할 수 없기 때문에, 흑연 등의 용기에 넣고 용기에 발생한 열을 간접적으로 가열하는 방식을 취해야한다. 알루미늄이나 구리처럼 저항이 낮은 부하도 가열하기 어렵다. 그러나 이들은 고주파 인버터의 전원 주파수를 높게 함으로써 해결할 수 있다. 또한, 직경이 작아진 피가열물을 동일한 코일로 가열하면 피가열물을 통하지 않는 자속이 많아지고, 가열 효율이 저하된다.

② 200[V]계에서는 문제가 없지만, 100[V]계에서는 화석에너지보다 단가가 높은 경우가 있다.

③ 가열 재료, 형태, 온도 등 다양한 조건에서 발열체의 개발이 필요하다.

④ 정류 회로를 사용하고 있기 때문에 입력 계통에 대해 지연 왜곡 고조파 전류와 고조파 장애 전류가 흐르고 단자 잡음 전압에 의한 EMI문제의 다른 입력 중합 변형과 역률도 나빠지고 전원 설비용량도 커진다.

⑤ 스위칭 전력 반도체 장치의 주변에서 발생하는 방사 노이즈로 인해 주변 장치가 오동작할 위험이 있다. 또한 dv/dt 가 높아지면 누설 대지 고주파 전류가 커진다. 또한 높은 di/dt 에 대해 워크 코일과 공진 커패시터, 전력 정합 변압기의 절연 파괴를 일으킬 가능성도 있다. 최근에는 제어 장치의 향상, 인버터의 스택으로 인한 배선의 최적화 등의 연구가 진행되어, 오동작은 억제할 수 있다.

2.3 유도 가열의 동작원리 및 가열 방식

앞에 언급한 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 그림 2.3와 같이 나타낼 수 있다. 그림 2.3(a)은 가스의 연소 등에 의한 열원을 이용하여 용기의 외부에서 유체를 가열하는 방식이며, 그림 2.3(b)는 용기 내부에 삽입된 특수 발열체를 유도 와전류에 의해 가열하는 내부발열방식이다. 그림 2.3(c)는 용기 자체를 전자유도 가열하여 외부발열하는 방식이다. 본 연구에서는 그림 2.3(b)과 그림 2.3(c)에 대해 상세하게 서술하였다.

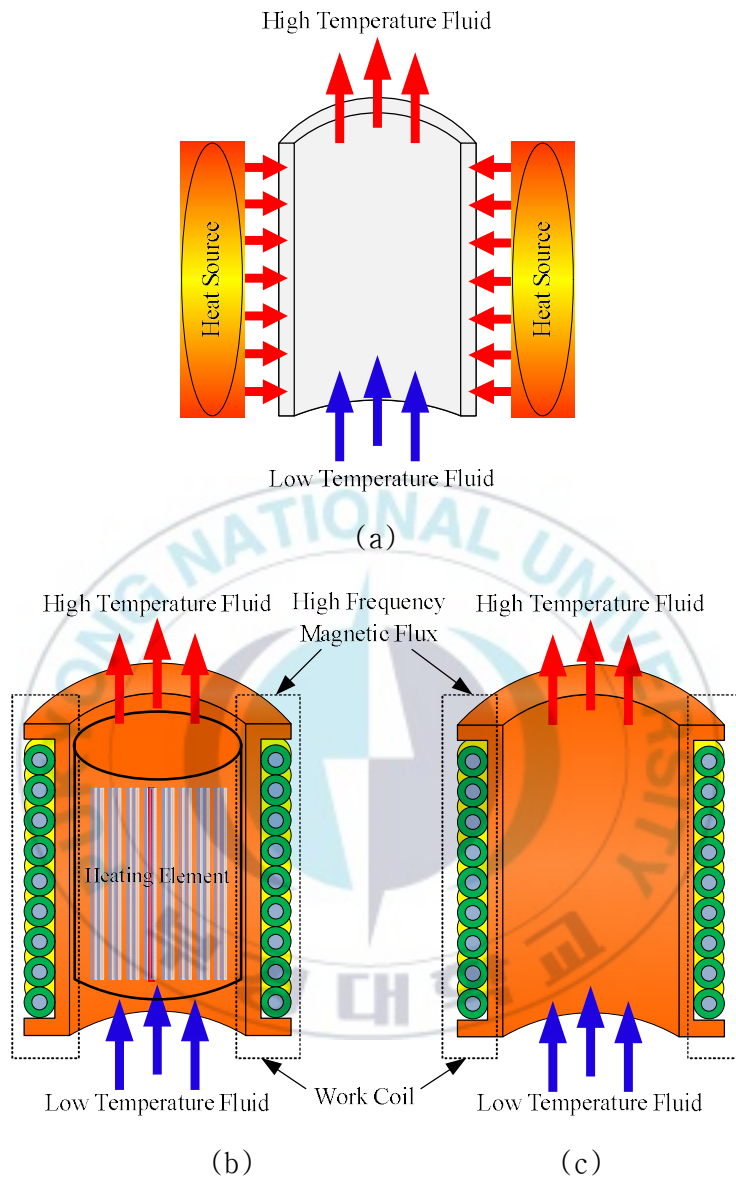


그림 2.3 유체가열방식의 종류

Fig. 2.3 Types of fluid heating system

전자유도 유체 가열 시스템은 앞서 언급했듯이, 전자유도에 의해 발생하는 와전류에 금속 용기 등을 발열시켜 거기서 발생하는 열교환에 의해 유체를 가

열한다. 내부발열방식과 외부발열방식은 발열 원리는 같지만, 그 구조나 특징이 다르고, 각각 장·단점이 존재한다.

내부발열방식 유체 가열장치는 불소계 수지 및 세라믹, 석영 유리 등의 비도전비자성의 파이프 용기와 전자유도 와전류 금속 충전물 발열체, 워크 코일(리츠 와이어, 구리 파이프)로 구성된다.

이와 같이, 내부발열방식은 이동 유체를 파이프 용기 내부에서 가열하는 방식이다. 내부발열방식의 발열체는 파이프 용기 내부에 삽입되는 충전물 발열체이다. 이 충전물 발열체는 그 형상, 재질 등의 차이에 따라 여러 가지가 있으며, 그림 2.4에 여러 가지 다양한 충전물 발열체를 나타낸다.

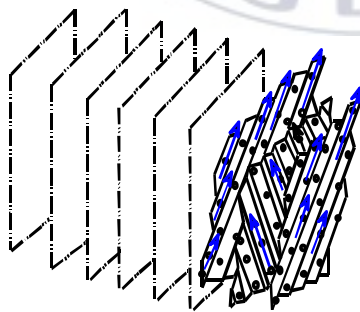
그림 2.4(a)는 적층형 규칙 충전물(Induction Heated Metallic Package)라고 불리는 것으로 sus304 등의 비자성 도전재료를 사용하였으며, 이 적층형 규칙 충전물은 한장 한장이 1[mm]도 안되는 얇은 극박판으로 이를 물결 모양으로 꺾어져 구부린 형태로 많은 구멍을 가지며, 이를 교대로 정렬하여, 한장 한장을 용접한 구조로 되어져 있다. 이 적층형 규칙 충전물의 특징은 규칙 충전물 한장 한장이 얇은 금속판을 몇 십 겹으로 되어 있기 때문에 전열 면적이 광대하면서도 열용량이 매우 작다. 따라서 열이 이동 유체에 전해져 쉽게 열교환 효율이 매우 높다. 또한 무수한 구멍이 뚫려 있기 때문에 이동 유체가 자연 난류를 일으켜 발열체의 열을 균일하게 전달 될 수 있다. 이 적층형 규칙 충전물의 외관도를 그림 2.5에 나타내었다.

일반적으로 금속 박판물 한장 한장을 용접하는 편이 하지 않는 경우보다 외관상의 저항값이 커 보여 전원부의 회로 설계 및 제작이 비교적 쉽다. 스폿 용접을 실시하지 않는 경우에는 적층 규칙 충전물의 외관상의 저항값에 의해서 인버터의 동작 주파수가 수십 kHz 정도로 매우 작아지고, 워크 코일의 손실 등이 더 커 보인다. 따라서, 100[kHz] 정도의 동작 주파수를 이용하여 표피 효과에 의한 외관상의 저항값을 크게 할 필요가 있다.

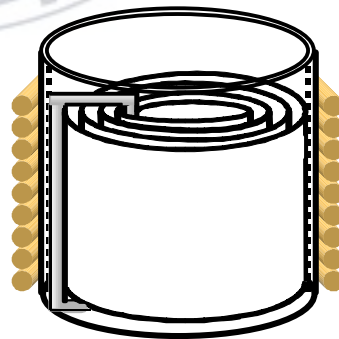
그림 2.4(b)는 두께 수 mm 정도의 직사각형 자성 스테인레스 판을 나선형

으로 감아 내부와 외부로 단락시킨 충진물을 나타낸 것이다. 적층형 규칙 충진물에 비해 전열 면적 및 이동 유체의 자연 난류의 유무 측면에서 다소 뒤떨어지지만 제조가 매우 용이하며 비용면에서 매우 뛰어나다. 이 충진물 발열체는 적층형 규칙 충진물뿐만 아니라 이미 실용화되어 그 유용성이 입증되고 있다.

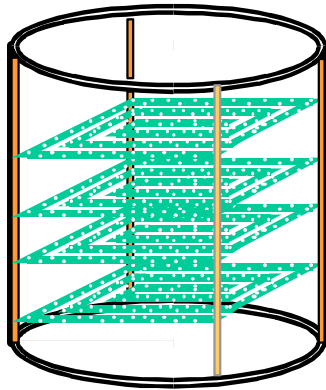
그림 2.4(c)는 원래 평판 워크 코일의 형상에서 개발한 것으로 위의 2개의 충진물 발열체와 마찬가지로 비자성 도전 재료를 사용하여 이를 평판 워크 코일 모양으로 하고 또한 자연 난류를 일으켜 시키기 위한 무수한 구멍을 뚫은 구조로 되어있다. 이 충진물 발열체는 발생하는 와전류의 방향면에서나 생산면에서도 매우 유용성이 높은 구조이다. 그림 2.4(d)는 발열체의 재질로 완전히 새로운 소재인 카본 세라믹을 이용한 것으로, 전열 면적을 늘리기 위해 수십 개의 구멍이 놓여져 있다. 그러나 적층 규칙 충진물에 비해 전열 면적은 현격히 떨어진다. 카본 세라믹 자성 금속체로서 자주 사용되는 sus304 ($72[\text{mW} \cdot \text{cm}]$), 자성 금속에서 자주 사용되는 sus410 , sus430 ($60[\text{mW} \cdot \text{cm}]$) 등보다 전기비저항(Electrical Resistivity)이 훨씬 높기 때문에 큰 고유 저항값을 취할 수 있다. 또한 카본 세라믹은 고온 산화성이 우수하고 고온 ($800[^\circ\text{C}]$ 이상)에서도 산화 체중 감소가 적다. 그림 2.9는 카본 세라믹의 외관도를 나타낸 것이다.



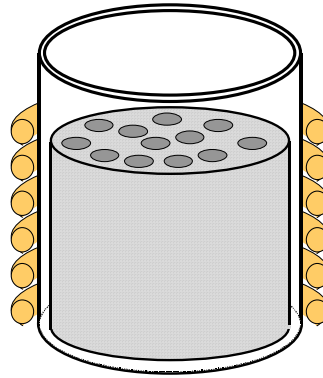
(a) 적층형 규칙 충진물



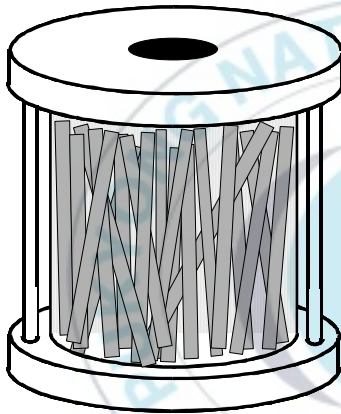
(b) 회오리형 충진물



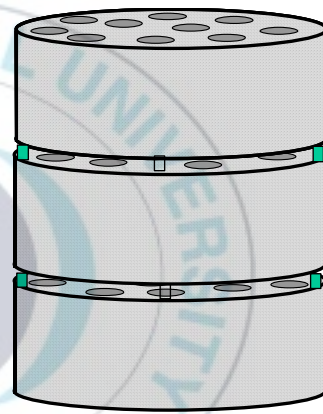
(c) 스파이럴형 충전물



(d) 카본 세라믹 충전물



(e) 스틱 스트립형 충전물



(f) 다단형 카본 세라믹 충전물

그림 2.4 충전물 발열체

Fig. 2.4 A filling heating element

그림 2.4(e)는 위의 비자성 전도성 금속이나 카본 세라믹을 각각 스트립 스틱 모양으로 한 것을 적당히 파이프내에 삽입한 구조를 나타내고 있어 이동 유체의 자연 난류, 전열 면적의 확대화를 꾀할 그림 2.4(b)와 그림 2.4(d)의 단점을 보완 할 수 있다. 그러나 그 반면, 금속 포일의 스트립 형상은 아무 문제도 없지만 카본 세라믹 스틱 모양이 되면 그 가공이 매우 곤란하다. 그림 2.4(f)는 그림 2.4(d)의 카본 세라믹을 다단한 것으로 구멍의 위치를 바꿈으로

써 자연 난류를 일으킬 수 있다.

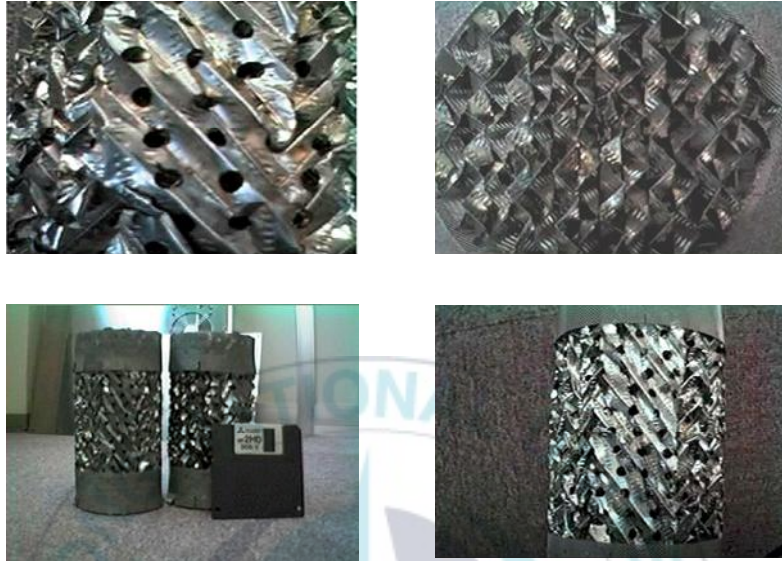


그림 2.5 적층형 규칙 충진물의 외관도

Fig. 2.5 Appearance of induction heated metallic package

내부 발열 방식은 구조에 따라 다음과 같은 장점을 가진다.

- ① 충진물 발열체의 전열 면적이 매우 넓어 이동 유체의 급속 가열이 가능하다.
- ② 자연 난류를 일으키므로 이동 유체의 온도를 균일하게 할 수 있어 온도 편차가 없다.
- ③ 발열체의 유지 보수가 쉽다.

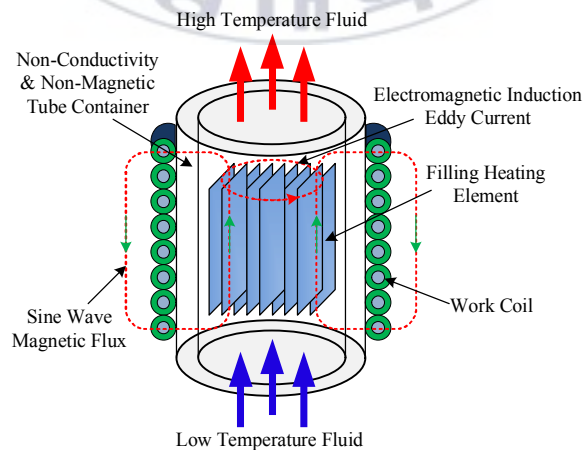
그러나 그 반면 다음과 같은 단점이 있다.

- ① 충진물 발열체가 고온이기 때문에 외부의 비도전성 파이프 용기내 온도 특성 및 단열 특성이 뛰어난 재질을 사용해야 하므로 불소계 수지가 아니라 비교적 비싼 석영 유리, 세라믹 용기를 사용하여야한다.
- ② 파이프 용기의 단열 특성이 나쁘면 워크 코일부(리츠 와이어)가 파이프

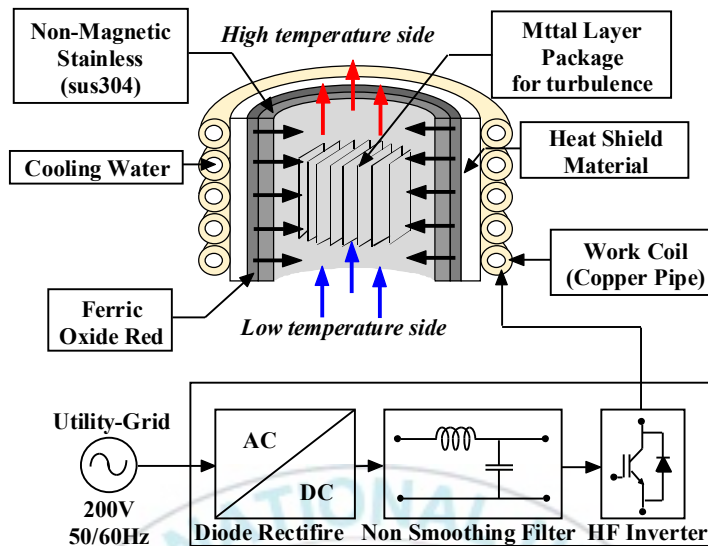
용기 내부에서의 복사열로 가열해 버려 워크 코일이 열에 의해 손상될 우려가 있다.

이에 반해 외부발열방식의 대표적인 유체 가열 장치는 sus304 등의 비자성 도전 재료와 그 외부에 산화철 등의 자성 금속을 분사한 2층 금속 파이프 용기, 단열재, 워크 코일(구리 파이프), 이동 유체 자연 교반용 적층형 규칙 충전물로 구성된다.

그 작동 원리는 내부발열방식과 거의 동일하지만 내부발열방식과 다른 점은 발열체가 파이프 용기 자신이라는 점과 워크 코일로 리츠 와이어가 아닌 구리 파이프를 사용하는 점이다. 워크 코일을 구리 파이프로 사용할 경우에는 구리 파이프의 발열 및 파이프 용기에서의 복사열에 의한 온도 상승이 완화된다고 한다. 그림 2.6은 내부발열방식(a)과 외부발열(b)방식의 원리를 나타낸 것이다. 그림 2.6에서 내부발열방식 유체 가열장치는 불소계 수지 및 세라믹, 석영 유리 등의 비도전비자성의 파이프 용기와 전자유도 와전류 금속 충전물 발열체, 워크 코일(리츠 와이어, 구리 파이프)로 구성되며, 외부발열방식의 유체 가열 장치는 sus304 등의 비자성 도전 재료와 그 외부에 산화철 등의 자성 금속을 분사한 2층 금속 파이프 용기, 단열재, 워크 코일(구리 파이프), 이동 유체 자연 교반용 적층형 규칙 충전물로 구성된다.



(a) 내부발열방식



(b) 외부발열방식

그림 2.6 내부발열방식과 외부발열방식

Fig. 2.6 External heating method and Internal heating method

워크 코일에 고주파 교류 전류를 흐르게 함으로써 발생한 교변 자계는 금속 파이프 용기의 비자성 금속 파이프 대신 자성 금속을 뿌려 놓은 부분에 쇄교 하여 금속 뿌려 놓은 부가 발열한다. 이때 발생한 열이 비자성 금속 파이프에 전달되어 파이프 용기 내부의 이동 유체로 열교환에 의해 가열된다.

일반적으로 sus304가 자주 사용되고, 800[℃]이상까지 가열할 수 있지만 열전도율이 그다지 좋지 않아 온도 상승까지 시간이 걸린다. 따라서 그만큼 온도를 높이지 않는다면(금속 파이프 용기 온도 : 200[℃])sus304 대신 열확산성이 높은 알루미늄을 사용하는 것이 좋다.

외부 발열체로 사용되는 금속은 자성 금속이거나 sus410, sus430 외에 티타늄 등도 있다. 특히, 티타늄 파이프 용기내의 온도 특성, 도전율 등의 물성적 특성과 전기적 특성이 모두 매우 우수하여 발열 성능이 매우 높다.

이 외부 가열 방식은 다음과 같은 장점이 있다.

- ① 발열체가 금속 파이프 용기이기 때문에 내온 성능이 높은 다른 강도면에서도 우수하다.(열에 의한 손상이 없고 안전하다.)
- ② 워크 코일을 냉각수에 의해 냉각 할 수 있으므로 작업 코일의 열 손상이 일어나기 어렵다.
- ③ 충전물 발열체를 필요로 하지 않고, 또한 구조가 간단하기 때문에 제조 비용이 억제된다.

그러나 한편, 파이프 용기 자체가 발열하는 데 따른 단점도 많다.

- ① 전열 면적이 그리 넓지 않기 때문에 열교환 효율을 내부 발열 방식보다 떨어진다.
- ② 단열을 완벽하게하지 않으면 외부에 열 누출이 일어나 더욱 열교환 효율이 나빠져 버린다.
- ③ 열용량이 크기 때문에 열전달에 시간이 걸려 버린다.

이상에서 언급한 바와 같이 내부발열방식과 외부발열방식은 용도에 따라 적절하게 선택할 필요가 있다 할 수 있다.

2.4 전자유도 가열시스템

그림 2.7은 전자유도 유체 가열시스템의 전체 시스템을 나타낸 것이다. 이러한 전자유도 유체 가열시스템은 유도 와전류 손실하여 충전물 발열체 또는 금속 용기를 발열시켜 이동 유체(액체, 기체, 분말)를 가열시키는 시스템이다. 그 응용 분야도 다양하지만, 본 논문에서는 물을 상온에서 $100[^\circ\text{C}]$ 이하의 온수를 발생시키는 온수기, 또한 $100[^\circ\text{C}]$ 정도의 포화 증기 $800[^\circ\text{C}]$ 이상의 과열 증기를 발생시키는 증기 발생기 그 주변도 다양한 기기 및 소자를 연결하였다.

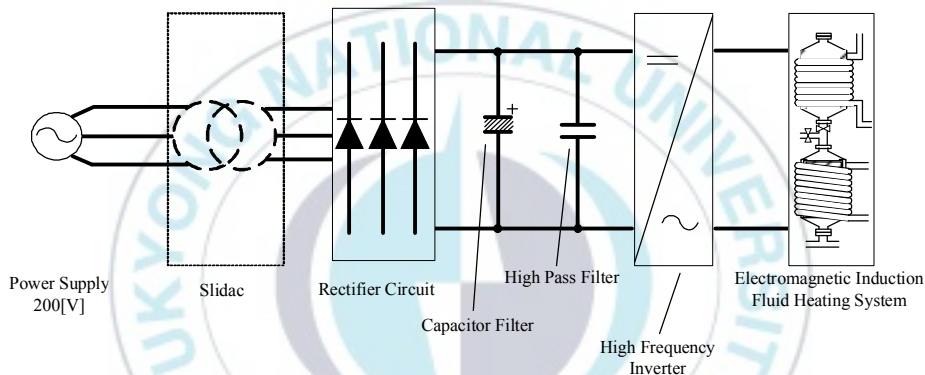


그림 2.7 전자유도 유체 가열시스템의 전체 시스템

Fig. 2.7 Complete system of electromagnetic induction fluid heating system

인버터부에 관해서는 상용 $220[\text{V}]/110[\text{V}]$ 전원을 3상 다이오드 브리지에 의해 전파 정류와 평활 커패시터 및 고역통과 커패시터를 통해 직류 전압으로 바뀌었다. 이 직류 전압을 고주파 인버터 전원과 전자유도 유체 가열장치에 고주파 교류를 공급하였다. 또한, 실험 단계에서 일어날 수 있는 시스템의 과전압과 과전류에 의한 과피를 고려하여 안전을 위해 입력측에 슬라이덱(Slidac)등의 가변 변압기를 삽입하였다. 또한, 실험장치에서 가전 민생 분야에의 응용, 고조파 대책, 전류 용량 등을 고려하여 입력 전원을 3상 $220[\text{V}]$ 로 했다.

그림 2.8은 제작한 전자유체 가열시스템의 전체 구성도를 나타낸 것이다. 그 구성은 100[℃]까지 이동 유체를 가열할 수 있는 전자유도 파이프 용기(고온측)와 100[℃]에서 300[℃] 정도의 과열 증기를 발생시키기 위한 전자유도 파이프 용기(초고온측), 수위 조절부에는 플로트 센서와 솔레노이드 밸브, 유량 측정용 유량계로 구성된다. 본 실험장치는 상온~100[℃]이하의 온수 또는 200[℃]이상의 과열 증기를 발생시키는 것을 목적으로 하지만, 결국은 1,000[℃]이상의 과열 증기를 발생시킨다.

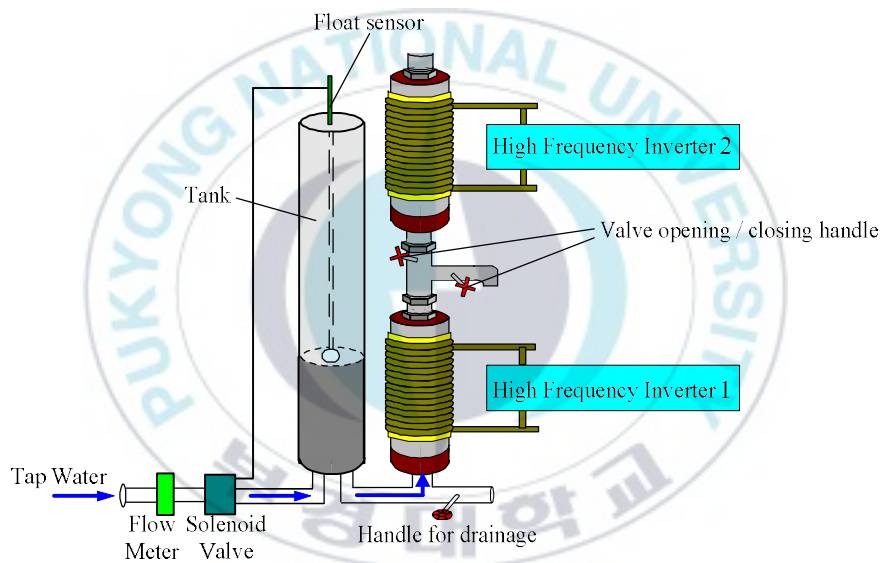


그림 2.8 제작한 전자유체 가열시스템의 구성도

Fig. 2.8 Construction of electronic fluid heating system

따라서, 전자유도 가열부를 고온측과 초고온측에 나누어 개폐 밸브에 의해 적절히 장치를 온수기나 과열 증기 발생기 중 하나로 전환한다. 또한, 고온측 및 초고온측 각각의 발열 방식은 고온측에서 내부발열방식, 초고온측에서 외부발열방식을 채택하는 것이 이상적이라고 생각되지만, 본 논문에서는 특수 발열체인 카본 세라믹을 사용하였다.

고온측에서는 온도 상승 특성 및 온도 상승 시간을 증시함과 동시에 이동 유체를 100[℃]정도까지 밖에 상승하지 않기 때문에 용기 강도를 그다지 필요로 하지 않는다. 따라서, 열교환 효율의 비교적 높은 내부발열방식을 사용하는 것이 최적이며, 초고온측은 200[℃]이상의 과열 증기를 발생시키기 위해 용기의 강도를 증시한다. 따라서 외부발열방식을 사용하는 것이 이상적이라고 할 수 있다.

고온측 가열 용기에 물에서 포화 증기를 발생시킨 경우 포화 증기 발생 직후에 전자 밸브가 작동하지 않는데 수위 조절 탱크의 수위가 상승했다. 전자 밸브가 작동하지 않았던 것으로부터 가열 용기내의 정지 유체인 물이 어떤 힘에 짊어져 수위 탱크에 물이 상승하는 것으로 보인다. 이것은 전자유도 유체 가열장치에 있어서, 가열 용기의 배출구의 직경은 용기의 직경에 비해 작으므로, 가열 용기내의 공기 및 포화 증기 온도의 상승으로 인해 열팽창을 했을 때, 위쪽으로 도망가는 기체가 출구가 작으므로 도망 어려워 결과적으로 가열 용기내의 물을 밀어낸다.

이 현상은 고온측의 가열에 용기에 시작할 때부터 포화 증기 발생 후까지 항상 정격 출력 전력을 투입한 경우 흔히 포화 증기 발생시 출력 전력을 약간 낮게 하면 이 현상은 다소 억제할 수 있었다. 즉 전력의 투입 방법(충진물 발열체의 온도)에 따라 이 현상은 변화할 수 있다. 그래도 포화 증기가 발생하고 있는 동안은 수위 조절 탱크의 수위가 많이 상승하고 있으므로 고온측과 초고온측의 가열 용기의 입구와 출구를 넓게 할 필요가 있다.

전자유도 유체 가열시스템에서 온수 및 증기(포화 증기 및 과열 증기)의 발생을 개폐 밸브에 의해 전환할 수 있다. 그런데 포화 증기 또는 과열 증기를 발생시키는 경우 고온측 가열 용기와 초고온측 가열 용기 사이의 연결 파이프가 길기 때문에 이 연결 파이프 부분에서 불필요한 열 방출이 일어난다. 온수를 발생시키는 경우에는 그다지 문제가 없지만, 이 열 방출 때문에 장치 상부 챔버로 배출되는 증기 온도가 효율적으로 상승하지 않는 다른 고주파 인

버터의 최대정격 전력공급시 한계 온도가 낮아져 버린다. 또한, 개폐 밸브의 개폐 손잡이는 수지 내열성이 나쁘므로 악화가 심해진다.

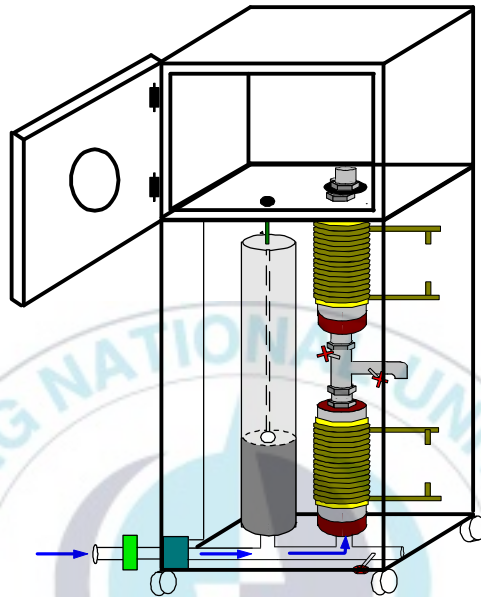


그림 2.9 과열 증기 챔버를 장착한 전체 시스템

Fig. 2.9 A total system with superheated steam chamber

이를 해결하기 위해서는 온수 시스템과 증기 발생 시스템을 완전히 별도의 장치를 제작하였다. 과열 증기 발생용 전자유도 유체가열 시스템으로 기능을 제한하여 연결 파이프 부분을 단축할 수 있어서 열 손실을 최소화할 수 있다. 또한, 이 연결부에도 단열재를 이용하면 더욱 억제 효과가 발휘된다.

2.5 유도 가열 발열체의 등가회로

유도 가열 부하에서 임피던스를 결정하는 것으로 전자 유도에 의한 자속의 쇄교수, 피가열 물체의 여러 가지 전기 특성, 표피 효과, 온도 등 다양한 요인을 생각할 수 있으며, 절대값을 설정하는 것은 매우 곤란하다. 유한 요소법이나 회로망 근사 방법을 이용한 전자계 해석에 의해 이론적인 값을 내는 것은 가능하지만 적층형 규칙 충전물 등 그 형상, 구조가 매우 복잡한 피가열 물체를 계산하는 데는 방대한 노력과 시간이 필요하다. 따라서, 이 유도 가열계 부하의 임피던스를 어느 정도 정량화하여 전기적인 등가 회로 모델로 대체하였다.

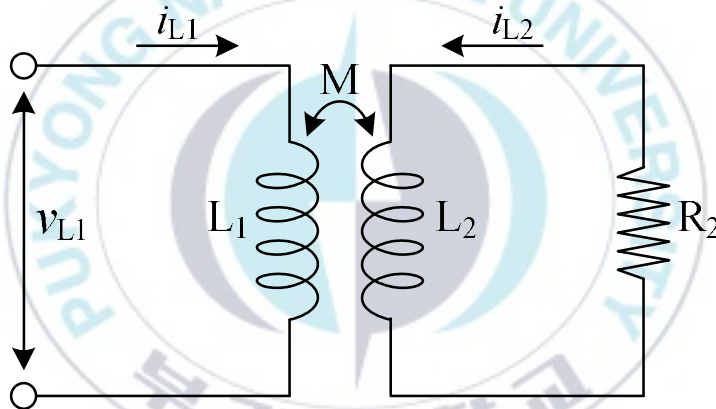


그림 2.10 유도 가열계 부하의 회로 모델

Fig. 2.10 Circuit model of induction heating system load

유도 가열계 부하는 워크 코일의 자기 인덕턴스, 피가열 물체의 자기 인덕턴스, 전기비저항, 도전율 등으로 결정한 등가 저항값, 추가 워크 코일에서 발생한 자속에 의한 상호 인덕턴스, 워크 코일-피가열 물체의 갭이 존재한다고 고려하면 그림 2.10과 같이 이상 변압기 모델로 표현할 수 있으며, 이를 수식적으로 나타내면 식 (2.10)과 같다.

$$\left. \begin{aligned} j\omega L_1 I_{L1} + j\omega M I_{L2} &= V_{L1} \\ j\omega M I_{L1} + (j\omega L_2 + R_2) I_{L2} &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (2.10)$$

여기서, L_1 : 워크 코일 자기 인덕턴스 L_2 : 피가열물체 자기인덕턴스

R_2 : 피가열 물체의 등가저항 M : 상호 인덕턴스

간단한 변환 후에 식 (2.11)을 얻을 수 있다.

$$\frac{V_{L1}}{I_{L1}} = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j\omega \frac{L_1 R_2^2 + \omega^2 L_2 (L_1 L_2 - M^2)}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \quad (2.11)$$

그러나, L_2 , R_2 , M 의 매개 변수는 피가열 물체 고유의 매개 변수에 대한 앞에서 설명한 바와 같이 알 수 없는 변수이다. 이를 수식적으로 표현하면 식 (2.12)와 같다.

$$\left. \begin{aligned} \tau &= \frac{L_2}{R_2} \\ k &= \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} \end{aligned} \right\} \quad (2.12)$$

여기서, τ 는 부하 상수이며, k 는 결합 계수이다.

그러나 전자유도 유체 가열 시스템에서 워크 코일의 자기 인덕턴스 L_1 을 측정하는 것이 매우 어렵기 때문에 결과적으로 유도 가열 부하의 변압기 모델은 그림 2.11와 같이 실험적으로 측정 할 수 있는 R_0-L_0 매개 변수로 변환하여 나타내었으며, 이를 수식적으로 표현하면 식 (2.13)과 같다.

$$\left. \begin{aligned} R_0 &= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\ L_0 &= L_1 - \frac{\omega^2 L_2 M^2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

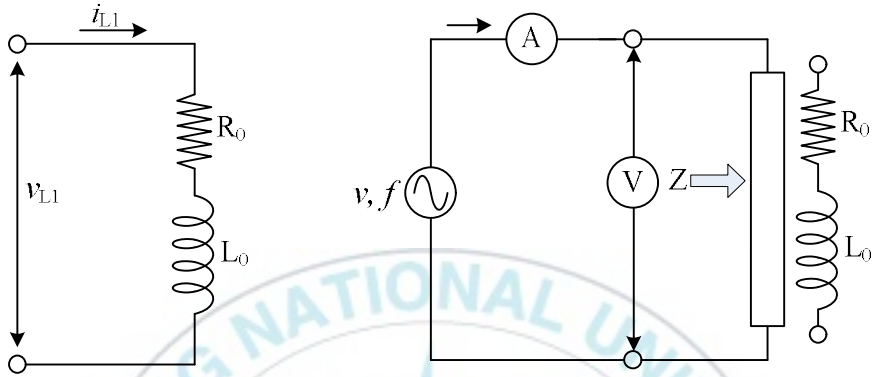


그림 2.11 R_0-L_0 의 직렬등가회로

Fig. 2.11 The series equivalent circuit of R_0-L_0

2.6 부하 매개 변수 측정법

유도 가열계 부하의 전기회로적인 부하 매개 변수는 앞에서 나타낸 바와 같이 완전히 불명확하다. 따라서 이 매개 변수를 알기 위해서 고주파 전력 증폭기를 이용하여 다음과 같이 간접적으로 구하였다.

고주파 전력 증폭기의 정격 출력 전류의 90[%]까지 전압을 유도 가열계 부하에 걸쳐가는 그 부하에 걸려있는 전압 실효값(V_{rms}), 부하에 흐르는 전류 실효값(I_{rms}), 투입 전력(P)을 각각 측정하였으며, 부하의 등가 저항, 등가 인덕턴스 R_0 , L_0 을 계산식으로 구하면 다음과 같다.

$$\cos\phi = \frac{P}{V \times I} \quad (2.14)$$

$$|Z| = \frac{V}{I} \quad (2.15)$$

여기서, 유도 가열계 부하의 임피던스 Z 는 유도성 부하로 나타내면 식 (2.16)과 같다.

$$Z = R_0 + j\omega L_0 \quad (3.16)$$

또한,

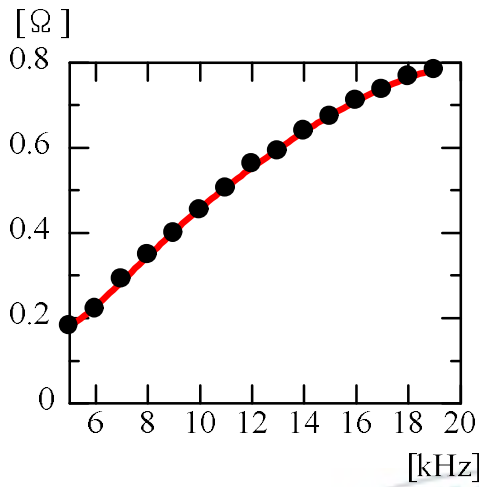
$$\omega L_0 = |Z| \times \sin\phi = |Z| \times \sqrt{1 - \cos^2\phi} \quad (2.17)$$

이를 R_0 와 L_0 로 변환하여 나타내면 다음과 같다.

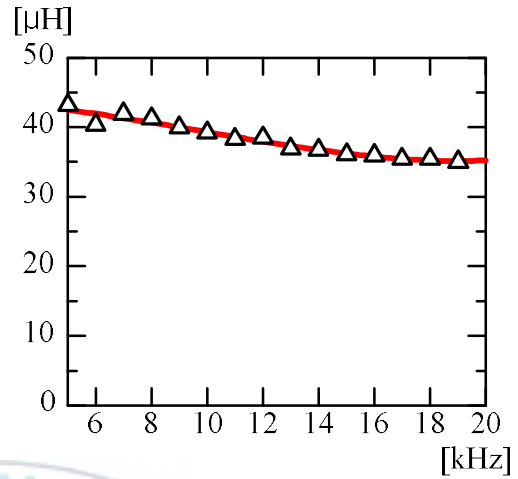
$$\left. \begin{aligned} R_0 &= |Z| \times \cos\phi \\ L_0 &= \frac{|Z| \times \sqrt{1 - \cos^2\phi}}{2\pi f} \end{aligned} \right\} \quad (2.18)$$

따라서 본 논문에서 유도 가열 시스템 부하에 대한 회로 분석 시스템 매개 변수로 피가열 물체는 k , τ 를 채용하고 이들을 유도 가열 시스템의 부하 매개 변수로 하였다.

이러한 단계에서 부하 매개 변수의 주파수 특성을 나타내면 그림 2.12와 그림 2.13과 같으며, 고주파 인버터의 동작 주파수를 결정하면 유도 가열계 부하의 등가 파라미터를 결정할 수 있다. 여기서 그림 2.12는 카본 세라믹과 석영 유리 용기, 그림 2.13는 sus304와 FeO 용기이다. 측정한 두 가열 용기를 비교하면 외부가열방식의 가열 용기쪽이 같은 등가 저항값을 얻으려고 하면 더 높은 주파수가 필요하게 되는 것을 알 수 있다.



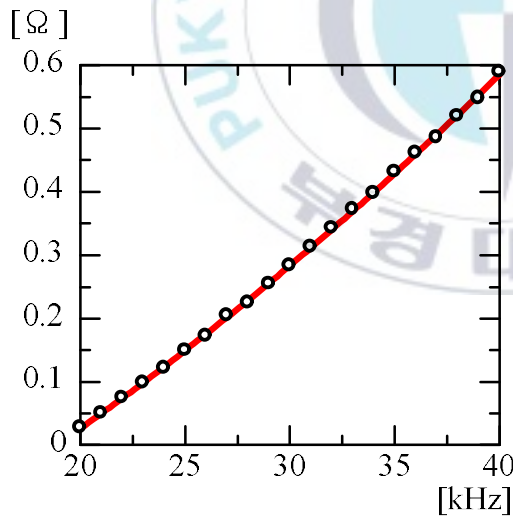
(a) 등가 저항값



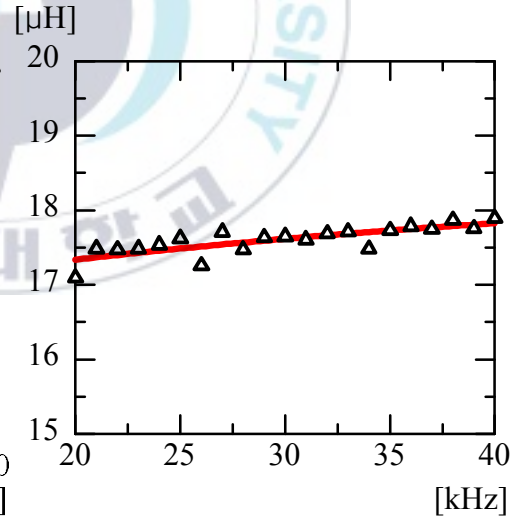
(b) 등가 인덕턴스

그림 2.12 내부가열발열 방식일 때 부하 매개 변수의 주파수 특성

Fig. 2.12 Frequency characteristics of load parameters when the Internal heating method



(a) 등가 저항값



(b) 등가 인덕턴스

그림 2.13 외부가열발열 방식일 때 부하 매개 변수의 주파수 특성

Fig. 2.13 Frequency characteristics of load parameters when the external heating method

제Ⅲ장 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터의 특성해석

3.1 회로 구성 및 동작 원리

전압형 SEPP-ZVS 고주파 인버터는 전력 반도체 스위칭 소자의 전압 책임이 항상 전원 전압으로 클램프되기 때문에 낮은 정격 전압과 전류의 IGBT를 사용하는 것이 가능하며, 인버터의 구성이 간단하고 소자의 수가 적은 것이 특징이 있지만 가장 큰 단점은 앞에서 서술한 바와 같이 소프트 스위칭 조건에서의 전력 제어 범위가 그리 넓지 않다는 것을 들 수 있다.

PWM 제어 고주파 인버터에서 소프트 스위칭 영역을 넓게 하기 위해서는 두 가지 방법이 있다. 하나는 ZVS 동작에 필요한 최소 공진 초기 전류를 낮추기 위한 다른 하나는 공진 초기 전류를 듀티율D가 작은 경우에도 ZVS가 가능한 경우의 공진 초기 전류와 동등 혹은 그 이상을 확보하는 방법이다. 전자의 방법은 구체적으로 예를 들면, 지금까지 ZVS 동작 시키는데 100[A]의 공진 초기 전류가 필요했던 것을 50[A]에서 할 수 있도록 한다는 방식이지만 이것은 무손실 커패시터 C_1 , C_2 의 용량을 작게 하면 가능해진다. 무손실 커패시터 C_1 , C_2 의 용량이 작아지면 그만큼 v_{C1} 의 기울기 dv_{C1}/dt 가 단시간에 충·방전이 완료되기 때문에 C_1 (C_2)가 작으면 i 가 작아도 충분히 dv_{C1}/dt 의 테드 타임 기간 동안에 충·방전을 완벽하게 할 수 있다.

$$\left. \begin{aligned} (C_1 + C_2) \frac{dv_{C1}}{dt} &= i \\ \therefore \frac{dv_{C1}}{dt} &= \frac{i}{(C_1 + C_2)} \end{aligned} \right\} \quad (3.1)$$

여기서, i 는 i_{C1} (i_{C2})는 공진 초기 전류에 의해 그 크기가 결정되므로 식

(3.1)의 i 는 공진 초기 전류와 근사적으로 생각할 수 있다.

그림 3.1은 ZVS 촉진용 인덕터를 추가한 고주파 인버터를 나타낸 것이다. 그림 3.1과 같이 SEPP ZVS 고주파 인버터의 유도 가열부에 병렬로 무손실 인덕터를 추가한 구조를 하고 있으며, 부하부에 병렬로 연결된 무손실 인덕터 L_a 에 의해 에너지를 축적하고 이 에너지를 스위치 S_1 의 턴-온시 이용한다.

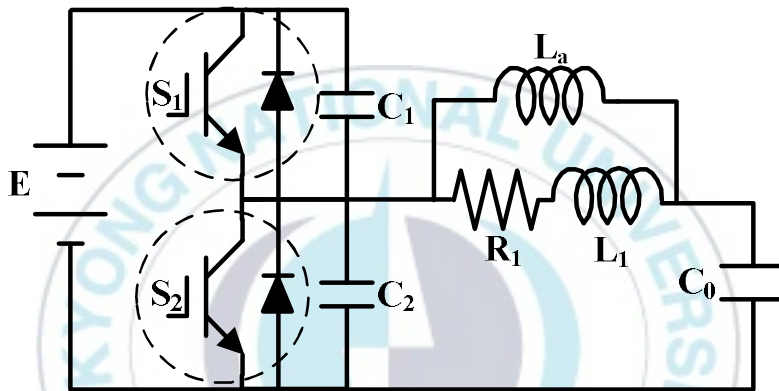


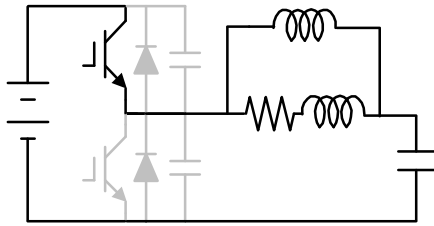
그림 3.1 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터

Fig. 3.1 ZVS high frequency inverter using lossless inductor snubber

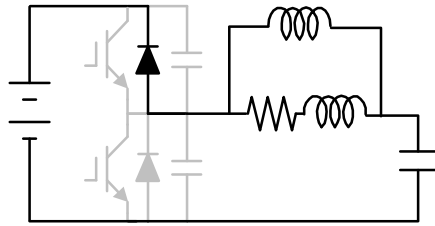
3.2 시뮬레이션 결과 및 검토

무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터의 정상 회로 동작은 그림 3.2와 같이 천이하며, 모드 전환은 SEPP ZVS와 거의 동일하기 때문에 여기에서는 생략한다. 다른 점은 모든 모드를 통해 무손실 인덕터 L_a 에서 전자에너지를 공급 회생하고, ZVS 영역의 확대를 촉진하고 있다.

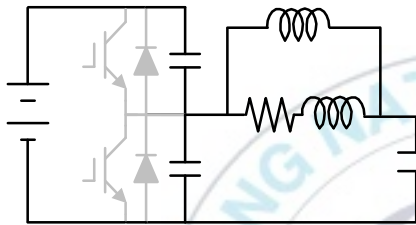
● Mode 1



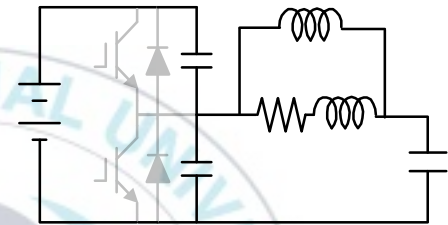
● Mode 6



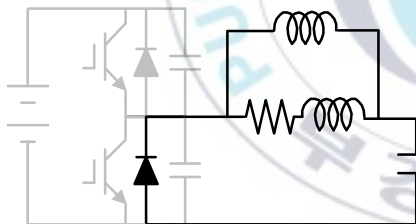
● Mode 2



● Mode 5



● Mode 3



● Mode 4

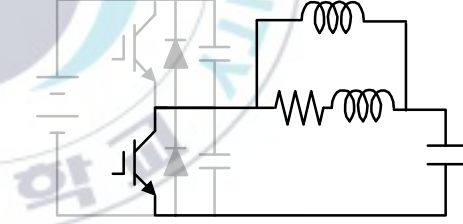


그림 3.2 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터의 정상동작천이

Fig. 3.2 Normal operation of ZVS high frequency inverter using lossless inductor snubber

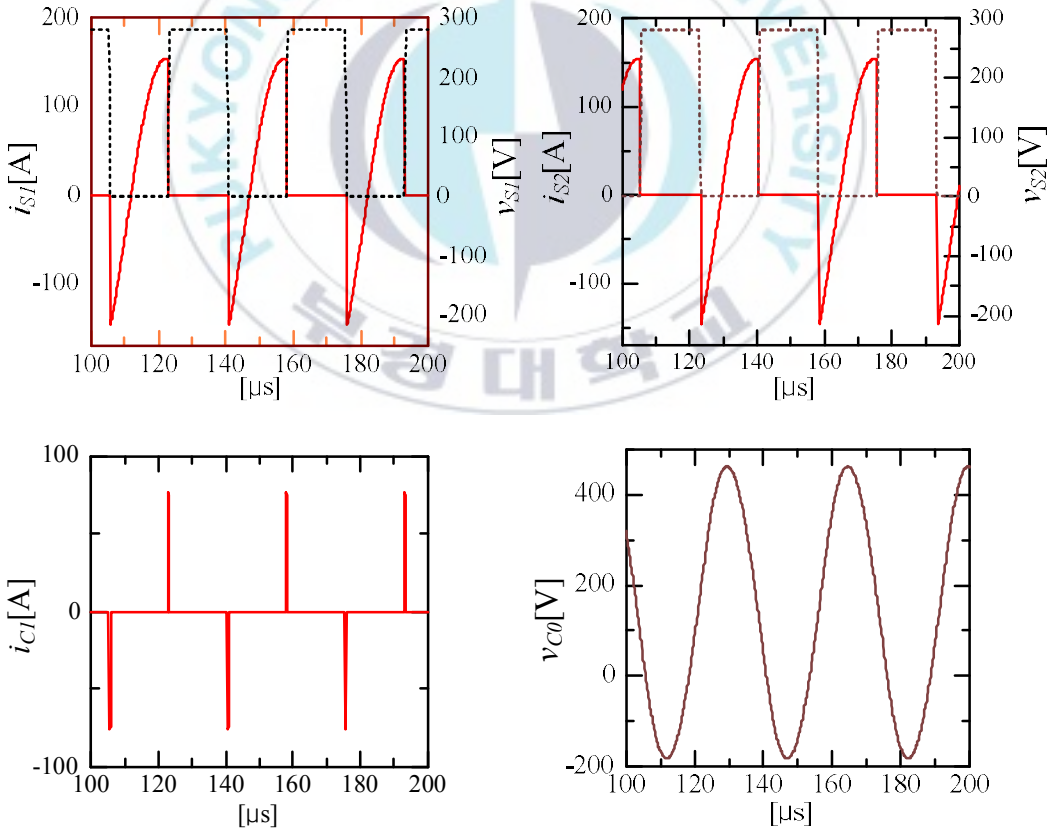
무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터의 이상적인 모델에서 동작 분석을 C++언어 프로그래밍과 ORCAD을 통해 시뮬레이션하여 그림 3.3 ~ 그림 3.4와 같이 각 부의 동작파형을 나타내었다. 표 1은 시뮬레이션에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 그림 3.3은 듀티율D가 0.44일 때 각 부의 동

작 파형을 나타낸 것이며, 그림 4.4는 듀티율D가 0.06일 때 각 부의 동작 파형을 나타낸 것이다.

표 1 시뮬레이션에 사용된 회로정수

Table. 1 Circuit constant used in simulation

직류전원전압	E	280[V]
무손실 커패시터	C_1, C_2	130[nF]
직렬 보상용 커패시터	C_0	2.6[μ F]
유도가열 부하계 등가 저항	R_1	1.3[Ω]
유도가열 부하계 등가 인덕턴스	L_1	30[μ H]
무손실 인덕터	L_a	44[μ H]
동작 주파수	f_0	28.5[kHz]
입력 정격전력	P_{in}	5.2[kW]



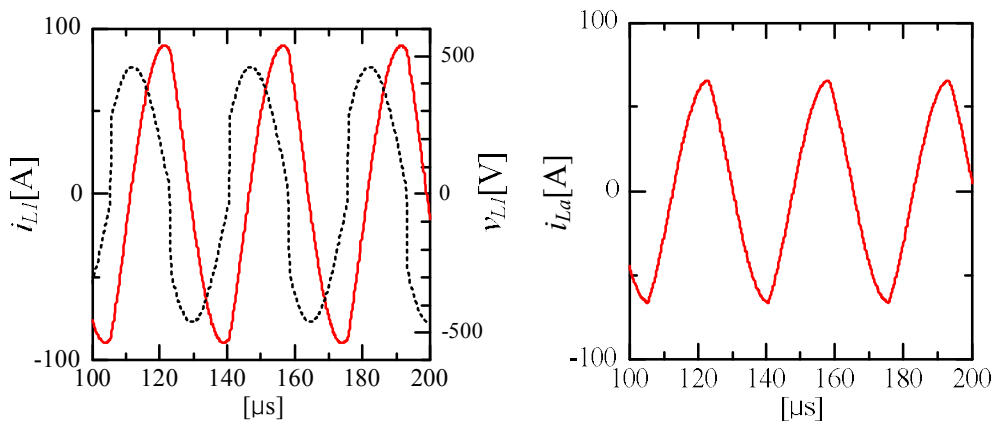
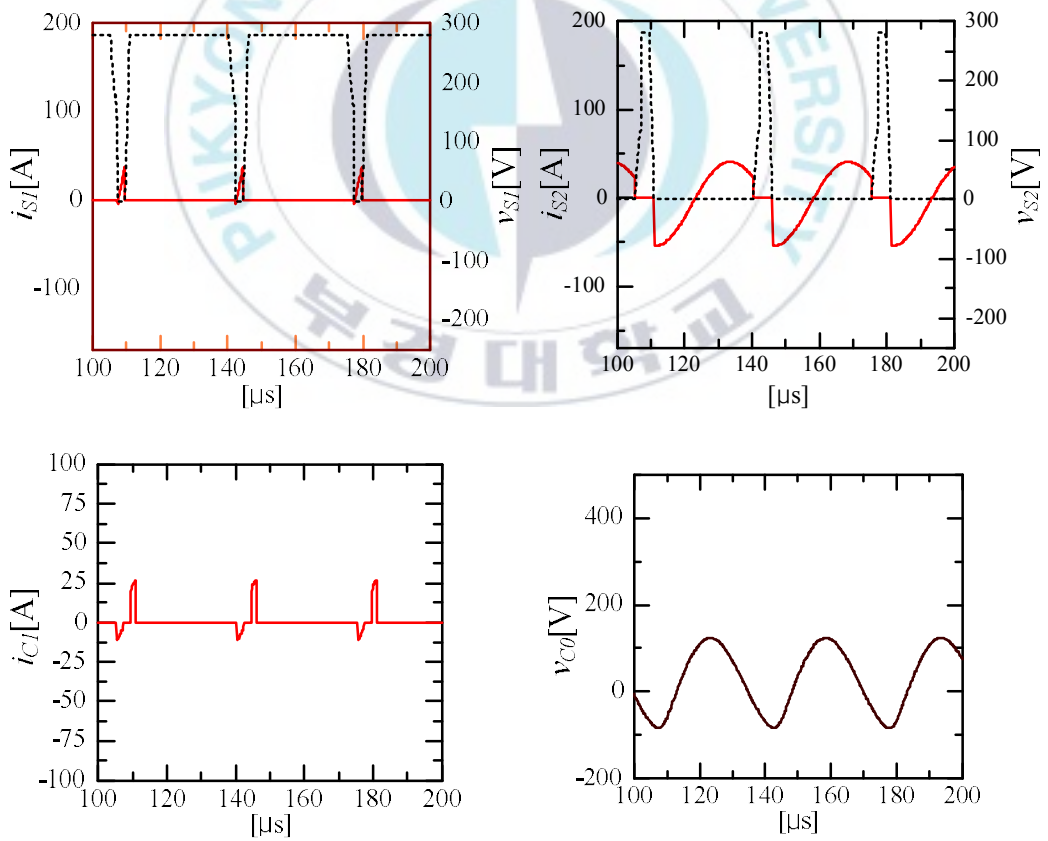


그림 3.3 D=0.44일 때 각 부의 동작 파형

Fig. 3.3 The operation waveform of each part(When D=0.44)



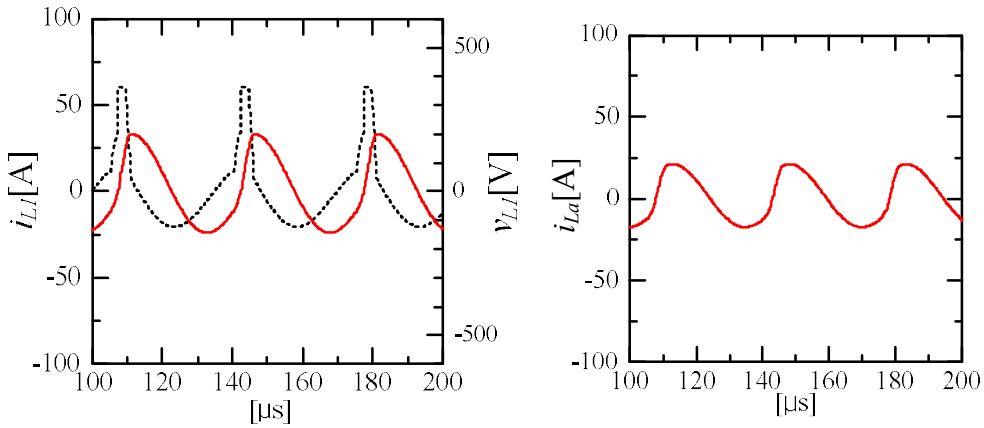


그림 3.4 D=0.16일 때 각 부의 동작 파형

Fig. 3.4 The operation waveform of each part(When D=0.06)

그림 3.3와 그림 3.4에서 SEPP ZVS 인버터의 파형과 비교하면 스위치 전류 i_{S_1} , i_{S_2} 의 피크값이 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터가 높아지고 있다. 이것은 무손실 인덕터 L_a 을 새롭게 추가하여 스위치 전류 i_{S_n} ($n = 1, 2$) = $i_{L_a} + i_{L_1}$ 되어 i_{L_a} 만큼 증가하기 때문이다. 이로 인해 전류 피크값이 약간 증가하기 때문에 전압형 SEPP ZVS 인버터에 사용되는 전력 반도체 스위칭 소자의 정격 전류 등급을 한 단계 올려야 한다.

그림 3.5는 Pin와 D의 특성 곡선과 Von1와 D의 특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림 3.5에서 알 수 있듯이 SEPP ZVS 인버터와 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터의 전력 잔존 전압 특성을 비교하면 SEPP ZVS 인버터는 전력이 ZVS 영역에서 4[kW] ~ 5.2[kW]만 제어 할 수 없었던 반면, 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터는 2[kW] ~ 5.2[kW]로 비교적 광범위하게 전력을 제어할 수 있다. 그리고, D의 범위도 0.06 ~ 0.44이다.

따라서 무손실 인덕터 스너버를 이용한 ZVS 고주파 인버터는 ZVS 영역 확

대 측면에서 충분히 유효하다고 할 수 있다. 그러나 무손실 인덕터는 공진 초기 전류 확보를 위해 항상 전류가 흐르고 있어 코일의 동손이 무시할 수 없게 되어 버린다. 또한, 스위치 전류 피크값이 증가하기 때문에 정격이 더 큰 IGBT를 사용하여야 한다. 따라서, L_a 매개 변수의 선정에 신중해야 한다.

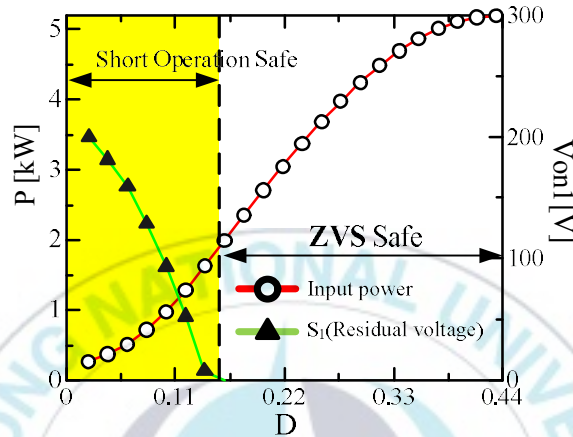


그림 3.5 P_{in} 와 D의 특성 곡선과 V_{on1} 와 D의 특성 곡선
Fig. 3.5 Characteristics curve of $P_{in}-D$ and $V_{on1}-D$

그림 3.6은 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터의 ZVS 영역에서의 입력전력과 효율을 나타낸 것이다.

입력전력은 그림 3.6과 같이 연속적으로 매끄럽게 변화하고, ZVS 영역도 SEPP ZVS 인버터보다 넓고, 약 500[W]~2.0[kW]까지 제어 할 수 있는 것을 알 수 있다. 따라서 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터는 유효하다고 할 수 있다. 그러나 그 반면, 효율이 낮아지고, 최고전력(2.0[kW])는 회로에 흐르는 전류가 100[A]에 가까이 되기 때문에, IGBT의 전도 손실과 배선의 동손이 무시할 수 없게 된다.

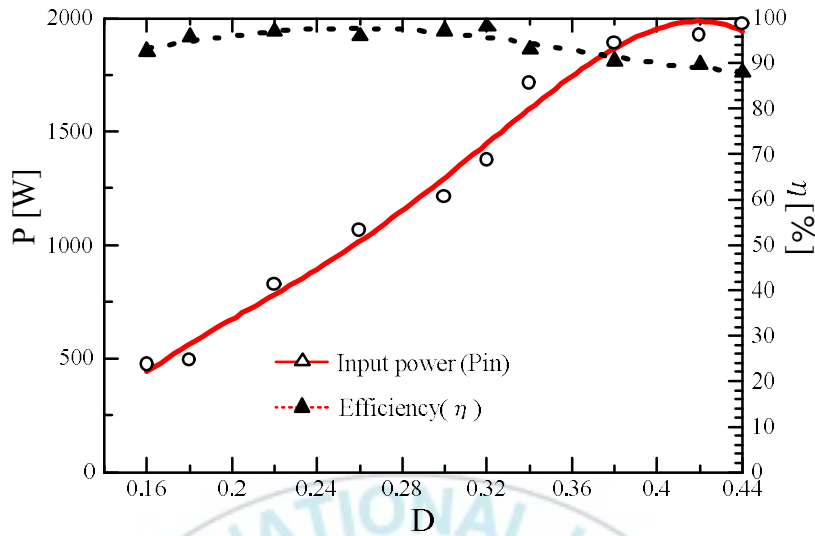


그림 3.6 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터의 입력전력과 효율 특성
 Fig. 3.6 Input Power and Efficiency Characteristics of Auxiliary Inductor Snubber ZVS PWM High Frequency Inverter

그림 3.7은 이 페루프 제어를 적용했을 때의 과열 증기의 온도 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.7에서 과열 증기의 발생 시작 시간에 대해 폐쇄 루프 제어를 적용하면 포화 증기 발생 후 약 40[초] 정도로 과열 증기가 발생하기 시작하는 반면, 개방 루프 제어의 경우에는 7[분] 정도 걸려있어서 페루프 제어의 효과를 입증할 수 있다. 그러나 포화 증기의 발생까지를 보면 PID 게인 파라미터에 따라 약간 개방 루프 제어시보다 느린 것을 알 수 있다. 이는 포화 증기까지를 발생시키는 경우에 시스템 시작 후 온도 상승 특성에서 개방 루프가 우수하다고 할 수 있다. 그러나 과열 증기를 발생시키는 경우에는 임의의 온도 설정을 가능하게 한다는 점을 포함하여 폐 루프 제어가 효과적이다.

이상에서 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터는 무손실 인덕터에 의해 ZVS 촉진 효과가 있으므로 SEPP ZVS 인버터보다 전력을 줄일 수 있으며, 폐쇄 루프 제어를 도입하기 쉬운 것으로 나타났다. 그러나 그 반면, 무손실

인덕터에 항상 무효 전류가 흐르기 때문에 전력을 효율적으로 전달할 수 있는 다른 회로의 도통 손실이 무시할 수 없어 회로 효율이 낮아지는 단점이 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 단락 모드에서만 보조 회로를 동작시켜 ZVS 영역을 확대하는 회로를 다음 장에서 제안하고 그 특성을 서술하였다.

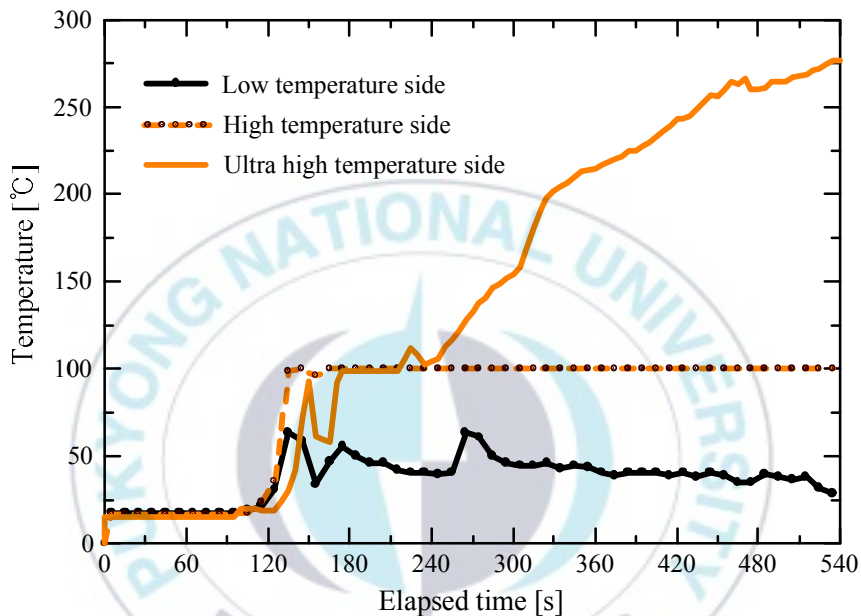


그림 3.7 폐루프 제어에 의한 과열 증기 온도의 특성

Fig. 3.7 Characteristics of superheated steam temperature by closed loop control

인버터의 제어로 전자유도 유체가열 시스템을 동작시켜 과열 증기를 발생시키는 경우, 개방 루프 전력 제어에서는 과열 증기 발생 시간이 필요하다. 이것은 1단의 가열장치에 항상 정격전력을 투입하기 때문에 포화 증기의 증발이 너무 많아서 2단의 가열장치에서 과열 증기를 낼 수 없다는 것이 원인이라고 생각된다. 이를 증명하기 위해 전자 온도제어기를 이용한 폐루프 전력 제어를 적용하였다.

또한, 제어 대상인 ‘유체의 온도’는 온도 측정 범위 1,200[℃]의 K형 열전대(크로멜(Chromel)-알루멜(Alumel))을 이용하고 있다. 그림 3.8은 시스템의 간이 온도 제어 시스템을 나타낸 것이다. 제어 대상은 인버터의 전력이지만 엄밀하게는 게이트 펄스 폭에 대응하고 있다. 이 게이트 펄스의 폭은 게이트 드라이버에서 톱니파와 지령 전압과의 비교에서 생성되어 있으므로 결론적으로는 이 지령 전압을 제어한다. 또한, 피드백하는 것은 유체의 온도이며, 이는 K형 열전대에 의해 열기 전력전자 온도제어기에 주어진다. 온도 제어기는 내부에 PID 게인 자동 튜닝을 실시하여 자동으로 PID 파라미터를 산출하고 적절한 지령 전압을 발생시킨다. 여기에서 전자유도 유체가열 시스템의 최대 정격 입력 전력은 개방 루프 제어시와 마찬가지로 2[kW]+2[kW]로 했다.

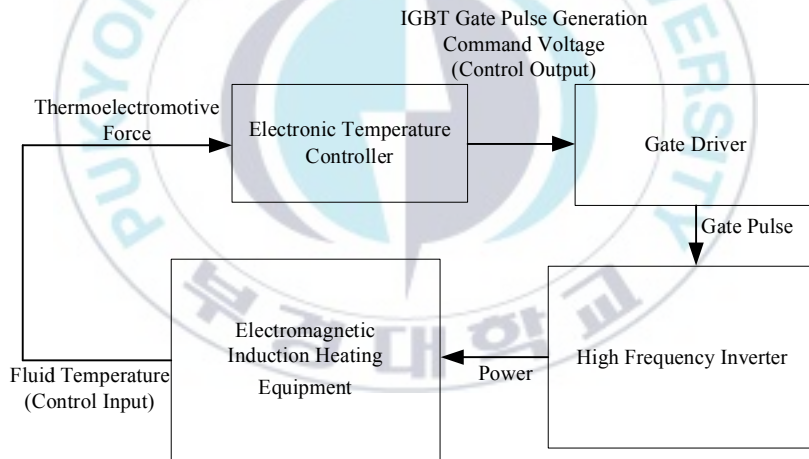


그림 3.8 간이 온도 제어 블록도

Fig. 3.8 Simplified temperature control block diagram

제Ⅳ장 제안한 액티브 공진 스너버를 이용한 고주파 인버터의 특성 해석

4.1 회로 구성 및 동작 원리

액티브 공진 스너버 링크 ZVS 고주파 인버터(이하 ARSL SEPP 인버터)는 앞에서 언급한 전압형 SEPP ZVS 인버터, 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터와 비교하면 더욱 광범위한 ZVS 영역을 확보 할 수 있는 토폴로지이다. 보조 인덕터 스너버 ZVS PWM 고주파 인버터에 의해 ZVS에 필요한 공진 초기 전류를 확보했지만, 항상 무효 전류가 L_a 에 흐르기 때문에 효율이 낮아진다. 이 회로는 듀티율D가 작아진 경우에만 보조 회로를 동작시켜 공진 초기 전류를 보장한다.

그림 4.1은 제안한 ARSL SEPP 인버터 회로 토폴로지를 나타낸 것이다. 제안한 회로는 SEPP ZVS 인버터의 아래쪽에 ZVS 촉진용 직렬 L_a - C_a 스너버 보조공진 회로를 연결하였으며, 보조 공진 회로를 활성화시키기 위해 전력 반도체 스위칭 소자를 직렬로 삽입하였다.

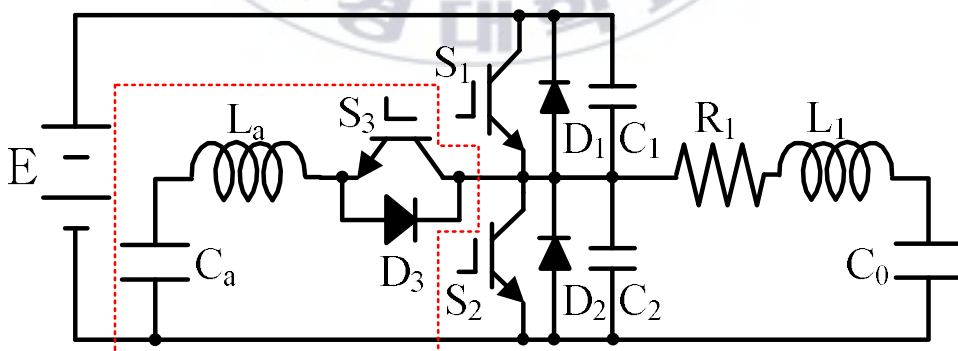


그림 4.1 제안한 액티브 공진 스너버 링크 ZVS 고주파 인버터

Fig. 4.1 The proposed active resonance snubber link ZVS high frequency inverter

ARSL SEPP 인버터는 듀티율D가 큰 경우에는 일반 SEPP ZVS 인버터와 동등한 회로 동작을 하기 때문에 듀티율D가 작아진 경우에 대해 ARSL SEPP 인버터의 동작 다이어그램을 그림 4.2에 나타내었다. 각 Mode별로 상세히 설명하면 다음과 같다.

(1) Mode 1

일정 기간 t_{on1} 까지 유도 가열계 부하에 전력을 공급인 동시에 공진 초기 전류를 보장하기 위해 L_a , C_a 에 공진 에너지를 축적한다.

(2) Mode 2

스위치 S_1 턴-오프 후 C_1 , C_2 에 충·방전이 일어나 스위치 S_1 에서 ZVS 턴-오프가 실현된다.

(3) Mode 3

C_2 의 전하가 완전히 방전되면 D_2 가 온한다.

(4) Mode 4

Mode 3의 시간 동안 스위치 S_2 에 게이트 신호를 넣으면 ZVS & ZCS 턴-온이 실현된다. 또한, Mode 3와 Mode 4에서 보조 회로에 흐르는 전류의 방향은 D 및 L_a , C_a 의 값으로 정(+), 부(-) 어느 쪽에도 될 수 있으므로 전류의 방향을 정의할 수 없다. 그러나 Mode 5로 전환하는 순간 스위치 S_1 을 ZCS 및 ZVS 턴-온시키기 위해서는 부가 진동할 필요가 있다.

(5) Mode 5

C_1 , C_2 에서 전하의 충·방전이 발생하여 스위치 S_1 의 전압을 공진적인 기울기로 하강시키는 모드이다. 보조 스너버 회로에 축적된 에너지와 유도 가열 부하

계의 에너지 모두 C_1 , C_2 의 충·방전을 위한 SEPP 인버터보다 더 ZVS 촉진 효과를 바랄 수 있다.

(6) Mode 6

충·방전이 완전히 이루어지면 D_1 이 켜지고 전원 회생 모드가 된다. 이때 보조 스너버 회로의 에너지도 전원에 회생하게 된다.

위의 모드 순서로 주기적으로 반복하게 된다.

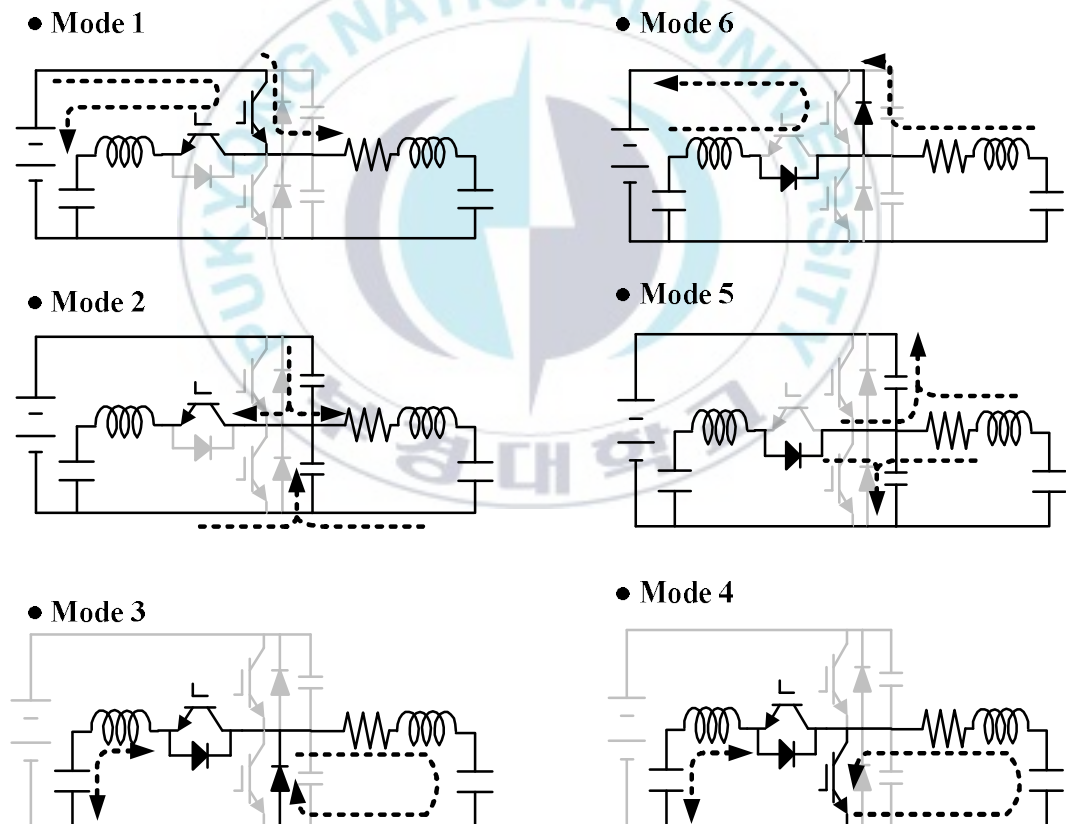


그림 4.2 ARSL 인버터의 모드

Fig. 4.2 Normal operation of ARSL inverter

4.2 시뮬레이션 결과 및 검토

ARSL SEPP 인버터는 공진 초기 전류가 충분히 확보할 수 있는 듀티율D에서는 스위치 S_3 을 해제하고 기존의 SEPP ZVS 인버터에서만 작동시킨다. 기본적으로 ARSL SEPP 인버터는 SEPP 인버터에 그대로 보조 회로를 연결하는 구성으로 되어있다. 따라서 정격 입력전력은 5.2[kW]이다.

C++언어 프로그래밍과 ORCAD를 통해 시뮬레이션하여 그림 4.3 ~ 그림 4.4와 같이 각 부의 동작 파형을 나타내었다. 표 2은 시뮬레이션에 사용된 회로정수를 나타낸 것이다. 그림 4.3은 듀티율D가 0.246일 때 각 부의 동작 파형을 나타낸 것이며, 그림 4.4는 듀티율D가 0.066일 때 각 부의 동작 파형을 나타낸 것이다.

표 2 ARSL SEPP 인버터의 시뮬레이션에 사용된 회로정수

Table. 2 Circuit constant used in simulation of ARSL SEPP inverter

직류전원전압	E	280[V]
무손실 커패시터	C_1, C_2	130[nF]
직렬 보상용 커패시터	C_0	1.65[μ F]
유도가열 부하계 등가 저항	R_1	1.3[Ω]
유도가열 부하계 등가 인덕턴스	L_1	30[μ H]
무손실 인덕터	L_a	15[μ H]
무손실 커패시터	C_a	3.6[μ F]
동작 주파수	f_0	27.0[kHz]
입력 정격전력	P_{in}	5.2[kW]

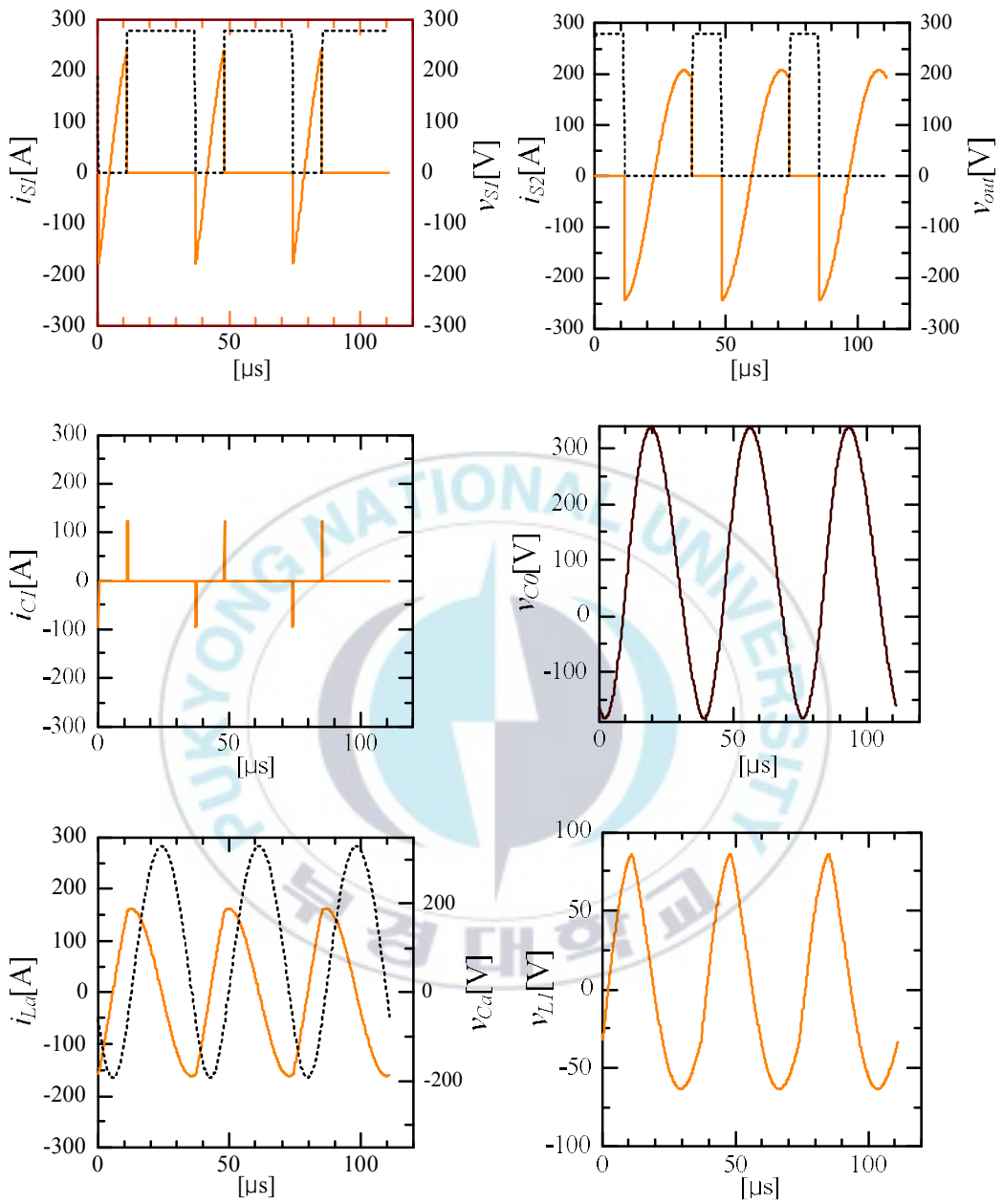


그림 4.3 $D=0.246$ 일 때 각 부의 동작 파형

Fig. 4.3 The operation waveform of each part(When $D=0.246$)

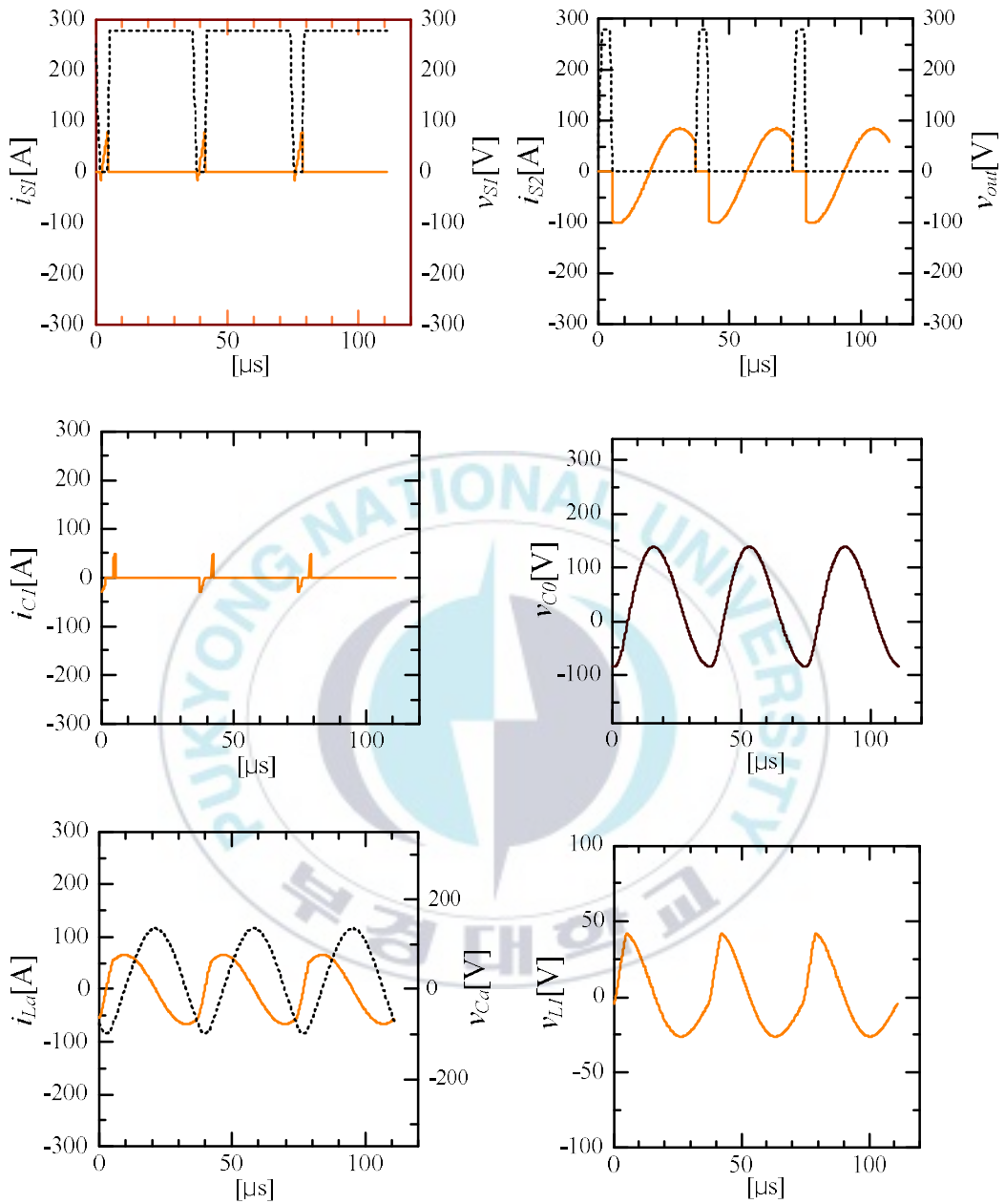


그림 4.4 D=0.066일 때 각 부의 동작 파형

Fig. 4.4 The operation waveform of each part(When D=0.066)

그림 4.3과 그림 4.4에 나타낸 바와 같이, 듀티율D가 매우 작은 경우에도

충분히 소프트 스위칭이 이루어지고 있다. 이것은 액티브 보조 LC 회로는 소프트 스위칭을 위해 필요한 공진 초기 전류를 확보할 수 있기 때문이다.

그림 4.5는 ARSL SEPP 인버터의 전력특성 곡선을 나타낸 것이다. 그림 5.5에서 알 수 있듯이 듀티율D가 0.067 부근까지 ZVS가 가능해지고 있으며, 전력으로 환산하면 600[W] ~ 5.2[kW]범위에서 제어가 가능하다. 그리고 SEPP ZVS 인버터, ALIS 인버터보다 더 ZVS 영역이 확산되고 있다.

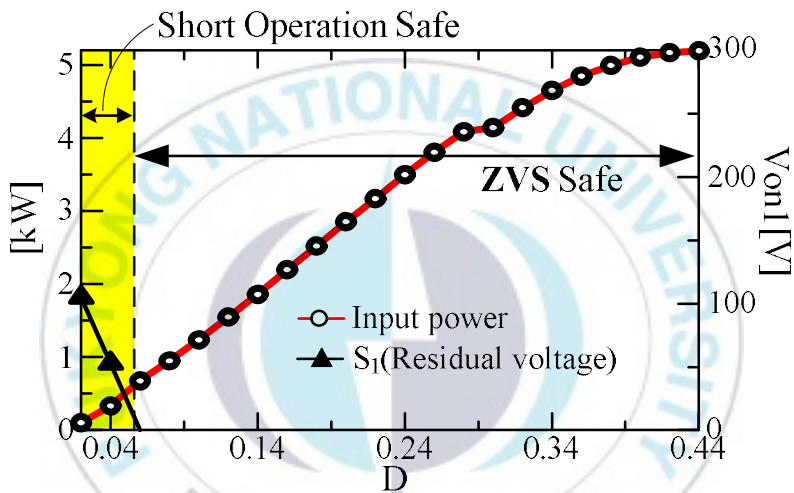


그림 4.5 ARSL SEPP 인버터의 전력특성

Fig. 4.5 Power Characteristics of ARSL SEPP Inverter

그러나 그 반면, 그림 4.6에 나타낸 바와 같이 보조 공진 스너버 회로에서 공진 에너지를 축적하기 때문에 스위치S 및 스위치S₂ 흐르는 전류가 보조 공진 스너버 회로 오프시에 비해 2배 이상 커져 사용하는 IGBT보다 큰 정격 IGBT이 필요하게 되는 결점이 있다. 각 스위치 소자의 피크 전류는 보조 공진 스너버 회로 동작 시작점에서 가장 큰 값을 취한 후 감소해 나간다. 이 보조 공진 스너버 회로 동작 시작점은 SEPP 회로에서만 작동시킬 경우 하드 스위칭이 된다. 그리고 듀티율D가 작을 때 공진 초기 전류가 부족해 하드 스위칭 모드가

된다. 즉, 보조 공진 스너버 회로가 켜지 때의 전류값에 따라 ZVS 영역의 넓이가 정해지게 된다.

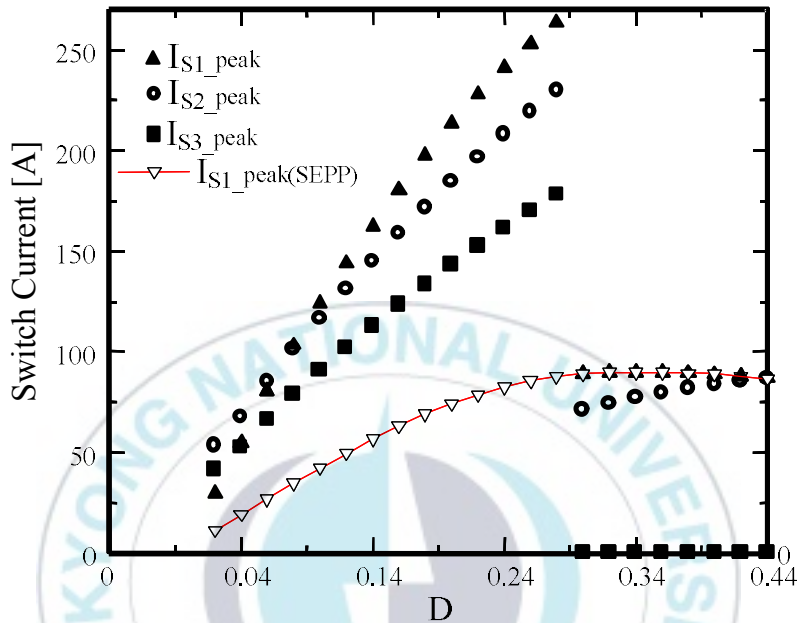


그림 4.6 전류 최대값의 특성

Fig. 4.6 Characteristics of current maximum value

원칙적으로 이 공진 초기 전류값이 높을수록 ZVS 범위가 넓어지게 되지만, 현실 문제로서 IGBT의 도통 손실이나 회로 배선의 동손이 현저하게 나타나 버리기 때문에 ALIS 인버터뿐만 아니라 전력 제어 대상에 따라 최적의 ZVS 범위와 전류 피크 값을 선택할 필요가 있다.

또한, SEPP 회로와 보조 회로를 동작시킨 회로의 스위칭 포인트를 줄이는 제어계가 필요하다. 본 연구의 전자유도 유체가열 시스템은 온도를 외부에서 임의로 변경할 수 있도록 전력 제어 범위는 넓으면 넓을수록 좋다. 또한, 전력 제어 대상이 온도이기 때문에 설정 온도에 추종하는 동작을 하므로 중부하 상태 또는 경부하 상태에 있는 시간이 비교적 길고 중간 부하 상태에 있는 시간

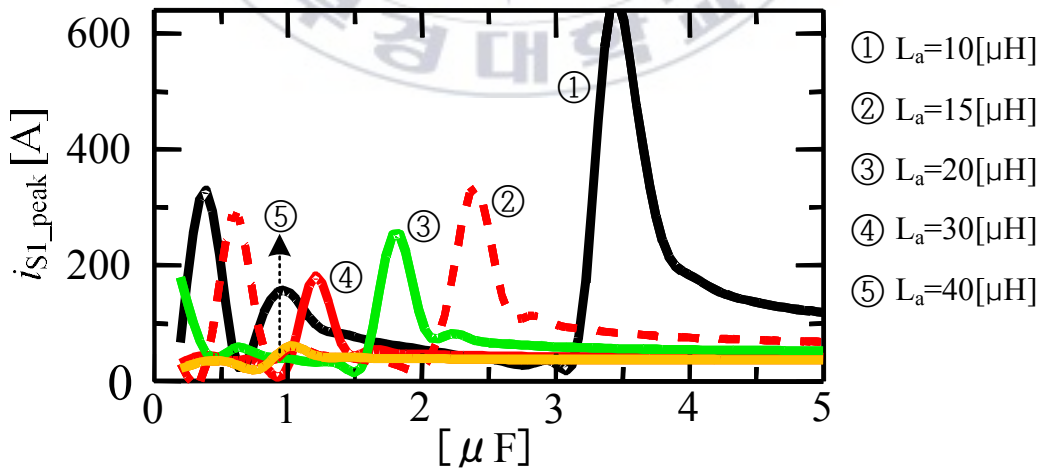
이 짧은 것으로 생각된다. 따라서 최적 파라미터 설계를 할 때 전류 피크값은 허용 범위내에서 조금이라도 ZVS 영역을 넓히는 방향으로 하였다.

전압형 SEPP ZVS 인버터에 부하로 LC 보조 공진 스너버 회로의 최적 파라미터를 설계할 때 고려해야 할 3가지 사항은 다음과 같다.

- 1) ZVS 범위를 어디까지 늘리거나
- 2) 최대 전류값을 어디까지 올릴 것인가?
- 3) IGBT의 도통 손실을 얼마나 줄일 수 있는지?

위의 3가지를 고려하여 보조 공진 스너버 회로의 L_a , C_a 의 매개 변수를 어느 정도 한정되어 설정할 수 있다.

그림 4.7은 듀티율D가 0.066이고 가로축의 매개 변수를 C_a , L_a 로 할 때의 스위치 S_1 , S_2 , S_3 각각의 전류 피크값 특성을 나타낸 것이다. 본 논문에서는 최적 L_a , C_a 파라미터 설계는 이 전류 피크값 특성 및 그림 4.7에 표시된 ZVS 가능한 공진 초기 전류값을 이용하여 실시하였다.



(a)

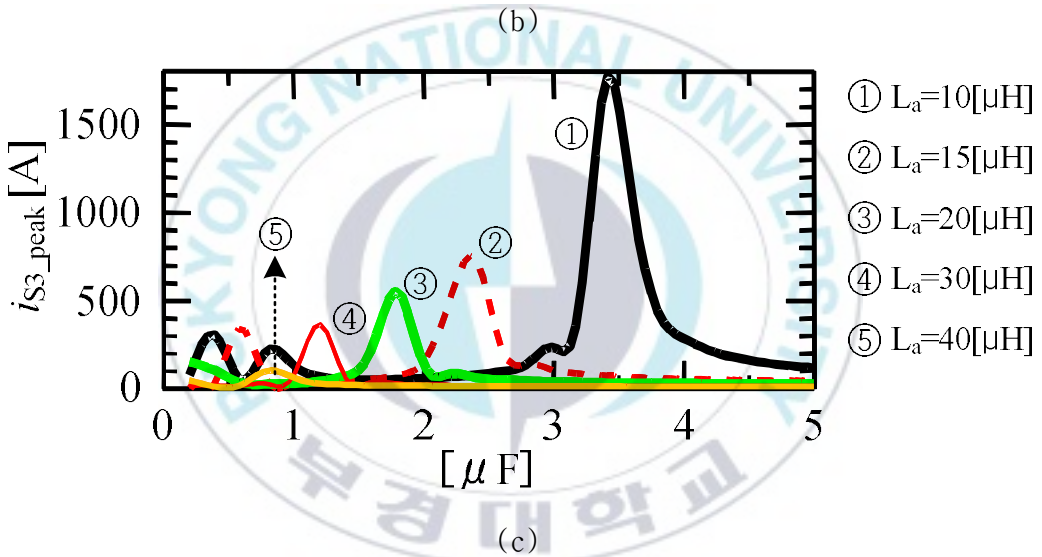
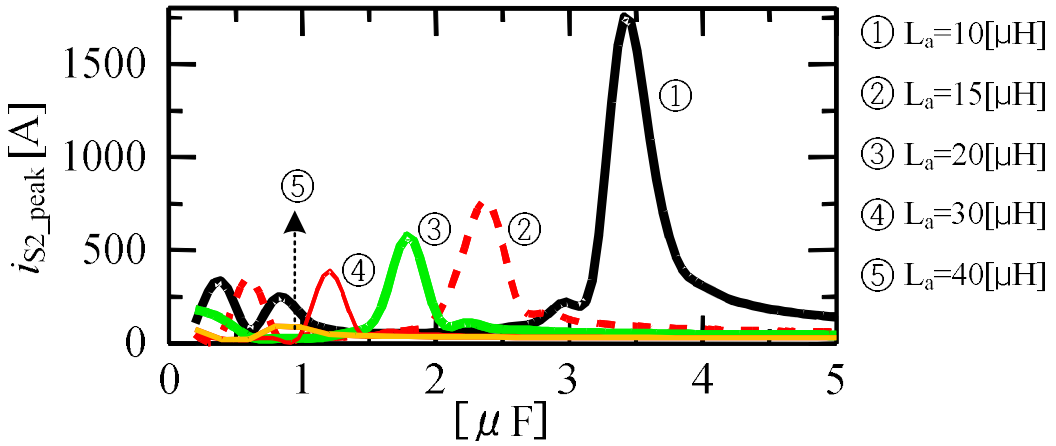


그림 4.7 공진 초기 전류값의 특성

Fig. 4.7 Characteristics of resonance initial current value

그림 4.7에 의해 본 논문의 ARSL SEPP 인버터의 보조 공진 스너버 회로가 작동하기 직전의 듀티율D의 공진 초기 전류값은 약 90[A]임을 알 수 있다. 즉, 듀티율D가 작아도 이 공진 초기 전류, 즉 90[A]를 확보할 수 있으면 듀티율D가 낮은 경우에도 소프트 스위칭이 가능해진다.

그림 4.7에서 어떤 L_a 에 대해서 돌출된 전류가 보인다. 이것은 SEPP 회로의

동작 주파수(27[kHz])부근이며, SEPP 회로와 공진하고 있기 때문이다. 또한, 이 돌출 전류값의 오른쪽 영역이 SEPP 회로의 동작 주파수보다 낮은 영역에서 왼쪽 영역이 동작 주파수보다 높은 영역이다. 예를 들면 $L_a=10[\mu\text{H}]$ 의 경우에 $C_a=3.4[\mu\text{F}]$ 이상에서 동작 주파수보다 보조 공진 스너버 회로의 고유 주파수가 낮아지는 영역이 된다. 동작 주파수보다 높은 영역의 L_a 및 C_a 을 선정하면 스위치 S_3 의 전류가 보조 회로를 정류하는 횟수를 증가시키므로 IGBT의 도통 손실이 커져 버린다.

게다가 스위치 S_3 의 전류로 인해 ZVS에 필요한 전류를 확보할 필요가 있다. 이것은 스위치 S_2 에 흐르는 전류는 $-(i_{s3}+i_{L1})$ 로 표시되기 때문에 ZVS를 완벽하게 하기 위해서는 그림 4.2의 Mode 3 및 Mode 4에서 i_{s3} 와 i_{L1} 가 같은 부호의 전류값이 아니면 전류값이 확보되지 않는다. 따라서 동작 주파수에 대해 낮은 주파수 대역에서 매개 변수의 선정을 하는 것이 적절하다. 또한, 앞서 언급했듯이, 이 회로에서 ZVS에 필요한 공진 초기 전류는 약 90[A]이다. 낮은 듀티율D에서 피크 전류값이 그대로 공진 초기 전류값이 되기 때문에 90[A]이상을 확보할 수 있는 L_a , C_a 값을 선택하였다. 시뮬레이션에서는 인덕터의 동손 커패시터의 증대 및 IGBT의 도통 손실 정격 등을 고려하여 $L_a=15[\mu\text{H}]$, $C_a=3.6[\mu\text{F}]$ 에서 시뮬레이션을 시행하였다. 여기에서 듀티율D가 비교적 큰 경우의 공진 초기 전류값의 증가를 고려하여 듀티율D가 0.066까지 ZVS시키는 것을 목적으로 하므로 듀티율D가 0.12에서 전류 피크값의 특성을 보여 주었다. 그러나 듀티율D가 0.29 부근에서의 전류값이 더 증가해 버리므로 주의할 필요가 있다.

이 ARSL SEPP 인버터는 L_a , C_a 매개 변수의 선정 방법에 따라 이론적으로 거의 모든 듀티율D의 범위 내에서 ZVS가 가능하다. 그러나 중간 부하 전류 증가에 의한 도통 손실 등이 현저하게 나타나기 때문에 앞서 언급한 바와 같이 중간 부하 상태를 별로 이용하지 않는 제어계를 이용하는 것 외에 전류가 증가하여도 그다지 문제가 되지 않는 정격 전력, 최대 전류 20[A]정도의 작은 전력용으로 사용이 적절하다고 생각한다.

그림 4.8은 전 범위일 때 전력의 특성을 나타낸 것이며, 그림 4.9는 듀티율 D가 작을 때 전력의 특성을 나타낸 것이다.

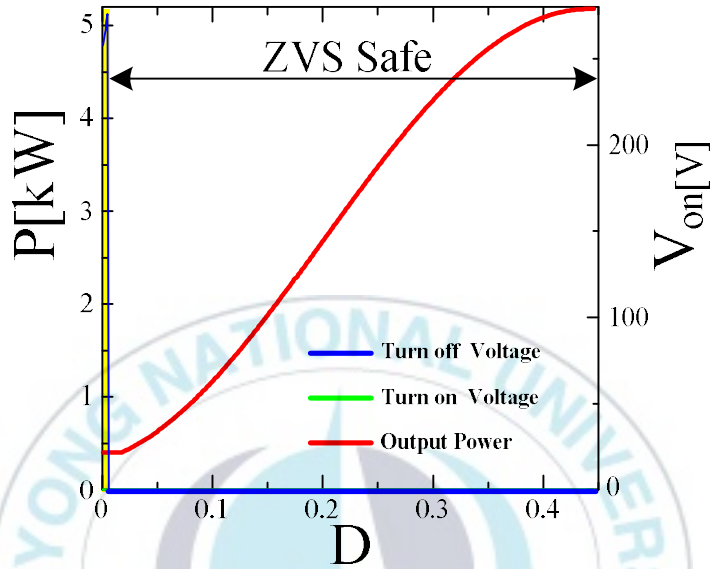


그림 4.8 전 범위일 때 전력의 특성

Fig. 4.8 Characteristics of power when full range

그림 4.8과 그림 4.9에서 알 수 있듯이 정격 전력을 5.2[kW]로 했을 때 SEPP ZVS 고주파 인버터와 LIS ZVS 고주파 인버터, ARSL SEPP ZVS 고주파 인버터에 비해 더 넓은 ZVS 영역에서 전력을 제어할 수 있다. 그리고 듀티율 D의 범위는 0.006 ~ 0.44으로, 전력은 460[W] ~ 5.2[kW]의 범위를 가진다. 또한, 잔존 전압 V_{on1} 는 그림 4.8과 4.9에서 ‘Turn-on 전압’이며 새롭게 스위치 S_1 이 턴-오프 한 후 스위치 S_1 전압의 상승 최종값(즉, 스위치 S_2 의 잔존 전압)인 V_{on2} 는, ‘Turn-off 전압’이다.

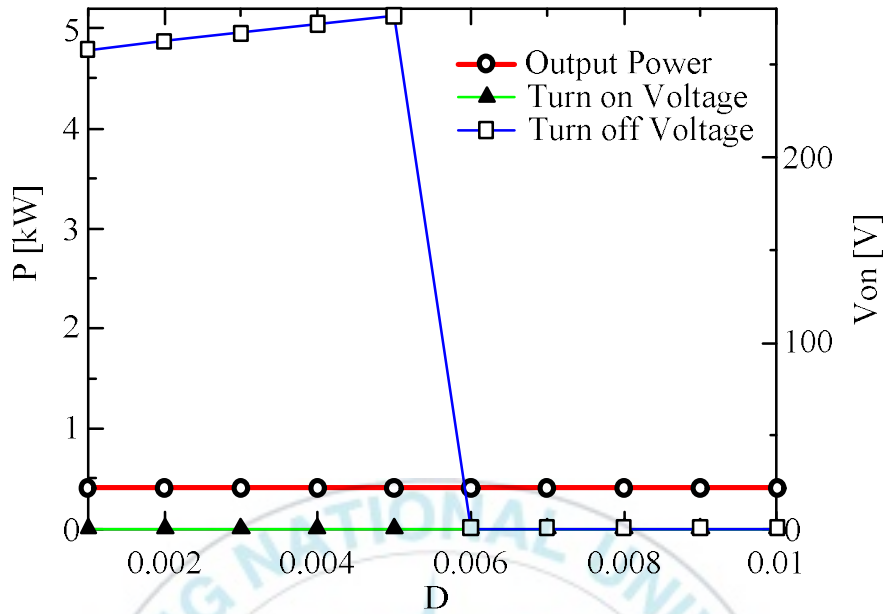


그림 4.9 듀티율D가 작을 때 전력의 특성

Fig. 4.9 Characteristics of power when D is small

Turn-on 전압은 듀티율D가 0.001이 되는 시점에서는 볼 수 없고, 대신에 Turn-off 전압은 듀티율D가 0.006에서 발생하고 있는 것을 알 수 있다. 여기서 처음 스위치 S_1 턴-오프 직전에 보조 인덕터 전류를 주입할 필요성이 나온다. 즉, 본 논문에서 제안한 회로의 파라미터를 이용할 때 듀티율D는 0.006 이상에서 작동하므로 양방향 스위치는 필요 없다는 것을 알 수 있다.

제 V 장 결 론

일반적으로 전자유도 유체가열 시스템은 에너지 밀도가 매우 높으므로 온도 상승 특성이 매우 뛰어나 200[℃]이상의 과열 증기를 발생시킬 수 있다. 이러한 전자유도 유체 가열체 시스템 속에서 중심적인 요소가 되는 것이 각종 발열체이다. 전자유도에 의한 유체 가열 방법으로 내부발열방식과 외부발열방식이 있다. 특히 내부 발열 방식에서 파이프 용기에 삽입 충전재 발열체는 형상, 재질에 따라 여러 가지가 있다. 그중에서도 주목받고 있는 것이 카본 세라믹이다. 카본 세라믹은 내온 특성이 1,200[℃]이상의 과열 증기를 발생시킬 수 있다. 과열 증기는 최근 쓰레기 처리·세정·살균·건조·가공 식품 등 다양한 분야에서 이용되고 있으며, 장래성이 있는 증기 할 수 있다. 본 논문에서는 이 과열 증기를 발생시키는 시스템의 실험 장치를 새롭게 제안하고 그 특성을 평가했다.

기존의 비대칭 PWM 제어를 적용한 전압형 SEPP ZVS 고주파 인버터는 전력 반도체 스위칭 소자에 걸리는 전압이 항상 직류 전원 전압이며, 전압에 의한 스트레스가 없다. 또한, 소자의 개수 면에서도 매우 간단한 회로이다. 그러나 듀티율D가 작아지면 공진 초기 전류가 부족하여 무손실 스너버 커패시터의 전하가 잔존하고, 일부 IGBT 턴-온시에는 단락 상태가 되는 하드 스위칭 모드로 되어 버리기 때문에, ZVS 영역이 넓지 않다. 따라서 전력을 많이 줄일 수 없어 저전력이 필요한 제어 대상에서는 적합하지 않다.

먼저 본 논문에서는 과열 증기를 발생시키는 시스템을 새롭게 제안하고 그 특성을 평가하였으며, 기존 SEPP ZVS 인버터의 단점인 ZVS 영역을 확장하기 위해 전자유도 가열 시스템 부하에 병렬로 무손실 인덕터를 추가하여 SEPP ZVS보다 더 넓은 ZVS 영역이 실현 될 수 있다. 또한, 전력 제어 범위가 넓기 때문에 폐쇄 루프 전력 제어시에도 과열 증기가 발생할 시간이 SEPP ZVS 인

버터보다 단축 할 수 있었다. 그러나 이 무손실 인덕터에 항상 전류가 흐르는 외에도 IGBT에 부하 전류와 무손실 인덕터 전류의 2가지가 흐르게 되기 때문에 도통 손실이 무시할 수 없이 회로 효율면에서 문제가 남는다.

위 두 회로의 장점을 살리기 위해 액티브 공진 스너버 링크 ZVS 고주파 (ARSL SEPP)인버터를 제안하였다. 제안한 ARSL SEPP 인버터는 시비율 D가 낮은 경우에도 ZVS에 필요한 공진 초기 전류가 충분히 확보할 수 있으며, 보조 공진 스너버 회로의 온/오프는 액티브 스위치로 전환시키기 위해 항상 보조 회로에 전류가 흐르는 것은 아니다. 그러나 보조 회로를 온했을 때의 공진 전류가 커지므로 도통 손실이 현저하게 나타난다. 그리고 기존의 회로에 비해 전자 유도 가열시스템 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. 또한, 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. 마지막으로 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 향상했다. 이러한 결과를 바탕으로 비교적 소용량 전력 시스템에 적용할 경우 탁월한 효과를 가질 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [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. Ogiwara, M. Hayakawa, T. Nishimura, "High Frequency Induction Heating Inverter with Multi Resonant Mode Using Newly Developed Normally Off Type Static Induction Transistor" , PESC record, Vol.3, 1993
- [3] 신대철, 김용주, 권혁민, "DPH(Dual Packs Heating : 전자유도 가열)시스템의 기술 및 응용," 전기산업, 제14권, 제7호, pp.25-45, 2003
- [4] 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
- [5] 정용채, 박병욱, 조관열, "가전제품의 유도가열 기술현황", 전기학회지, 제 50권, 2호, pp.15-20, 2003
- [6] 권혁민, 신대철, 김기환, 김용주, "간접유도가열용 고주파 공진형 인버터 시스템에 관한 연구", 전력전자학술대회 논문집, pp.322-325, 2002
- [7] 임상길, "전류형 인버터에 의한 고역률 유도가열 시스템 : 단위역률을 위한", 전남대학교 석사학위 논문, pp.8-10, 2010
- [8] 오흥석, "유한요소법에 의한 IH-cooker의 열해석에 관한 연구", 조명·전기설비학회, 제17권, 제1호, pp.80-85, 2003
- [9] 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

- [10] 이봉섭, “고주파 유도가열용 전원장치의 개발에 관한 연구”, 한국산업응용 학회지, 제5권, 제3호, pp.179-186, 2002
- [11] 장석명, 이성호, 박희창, “전자기유도가열 및 그 응용”, 전기학회지, 제50권, 2호, pp.8-9, 2001
- [12] 신대철, 권혁민, 김기환, 김용주, “유도가열용 고주파 공진형 인버터를 이용한 과열증기 발생장치 개발에 관한 연구”, 전력전자학회 논문집, pp.119-125, 2004
- [13] 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
- [14] 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
- [15] 김남수, “주파수 추종과 정전력 제어가 가능한 고주파 유도가열기병렬 공진형 인버터 설계”, 동아대학교 석사학위 논문, pp.2-6, 2002

Study on active auxiliary resonance snubber type SEPP ZVS high frequency inverter applied to induction heating system

Byung-Young Chun

*Department of Electrical Engineering Graduate School of Industry
Pukyong National University*

Abstract

In this paper, a new active resonance snubber link ZVS high frequency(ARSL SEPP)inverter is proposed to solve the efficiency decrease due to conduction loss, which is a disadvantage of the existing SEPP ZVS inverter used as a system for generating superheated steam. The characteristics of the proposed ARSL SEPP high-frequency inverter through simulation are summarized and described as follows.

First, the proposed ARSL SEPP inverter can sufficiently secure the initial resonance current required for ZVS even when the duty ratio D is low.

Second, compared to the conventional circuit, the proposed circuit using a series circuit of a bidirectional switch and auxiliary inductor added in parallel to the electromagnetic induction heating system load could realize a very wide soft switching area compared to the existing circuit. Also, it can be said that the proposed circuit is effective in terms of efficiency at low power.

Third, power control by constant frequency phase shift

PWM control is possible for the proposed circuit, and for this reason, heating with a constant and uniform depth of current penetration of the object to be heated of the induction heating system load is obtained.

Fourth, since the ceramic fiber, the insulating material used in this paper, is generally used for packing used in a temperature range of up to 1,600 [°C], the thermal insulation performance was somewhat improved by using this ceramic fiber as an insulator.

