creative commons
COMMONS DEED

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

dCollection

工 學 碩 士 學 位 論 文

유도가열 방식을 이용한 온풍기시스템용 전력변환장치에 관한 연구

2023년 2월

釜慶大學校 産業大學院

電氣工學科

田 東 訓

工 學 碩 士 學 位 論 文

유도가열 방식을 이용한 온풍기시스템용 전력변환장치에 관한 연구

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY
부경대학교

指導敎授 禹 炅 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 東 訓

이 論文을 田東訓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 ㊞

委員 工學博士 文 相 弼 ㊞

委員 工學博士 禹 炅 一 ㊞

目 次

目 次 ····· i
表 目 次 ····· ii
그 림 目 次 ····· iii
국문요약 ····· v
제 Ⅰ 장 서 론 ····· 1
제 Ⅱ 장 유도가열의 기본적인 이론 해석 ····· 3
2.1 유도가열의 원리 ····· 3
2.2 유도가열의 특징 ····· 7
2.3 유도가열계 부하의 등가회로 모델 ····· 7
2.4 부하 매개 변수인 k, τ의 측정 ····· 9
2.5 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과 ····· 12
2.6 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과 ····· 14
제 Ⅲ 장 온풍기 시스템용 전력변환장치 ····· 18
3.1 회로구성 및 동작원리 ····· 18
3.2 시뮬레이션 결과 및 검토 ····· 23
3.3 실험결과 및 검토 ····· 28
3.4 최적 파라미터의 설계법 ····· 41
제 Ⅳ 장 결 론 ····· 45
참 고 문 헌 ····· 47
ABSTRACT ····· 49

표 목 차

표 1 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 A) ····· 12
표 2 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 B) ····· 13
표 3 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 C) ····· 13
표 4 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 A) ····· 15
표 5 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 B) ····· 15
표 6 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 C) ····· 16
표 7 실험에 사용된 회로정수 ····· 29
표 8 각 부의 입력 전력과 출력 전력의 측정값 ····· 40
표 9 손실 분석 ····· 41
표 10 제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성 ····· 42

그 림 목 차

그림 2.1 고주파 유도가열의 원리 ····· 3
그림 2.2 와전류의 분포 ····· 5
그림 2.3 표면의 전류와 전력 분포 ····· 6
그림 2.4 변압기 등가회로 모델 ····· 9
그림 2.5 RL 등가회로 모델 ····· 9
그림 2.6 정착장치의 내부구조 ····· 10
그림 2.7 유도 가열계 변압기 모델과 등가회로 ····· 11
그림 2.8 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과 ····· 14
그림 2.9 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과 ····· 17
그림 3.1 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치 ····· 18
그림 3.2 각 모드별 동작 등가회로 ····· 19
그림 3.3 각 부의 동작 파형 ····· 22
그림 3.4 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.1 & P_{in}=337[W]일 때) ····· 24
그림 3.5 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.2 & P_{in}=560[W]일 때) ····· 25
그림 3.6 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.3 & P_{in}=940[W]일 때) ····· 26
그림 3.7 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.4 & P_{in}=1,440[W]일 때) ····· 27
그림 3.8 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치의 실험 장치 ····· 28
그림 3.9 비대칭PWM 신호발생회로도 ····· 30
그림 3.10 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18) ····· 31
그림 3.11 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18) ···· 31
그림 3.12 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18) 32
그림 3.13 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18) ···· 32

그림 3.14 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18) ····· 33
그림 3.15 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328) ····· 33
그림 3.16 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328) ·· 34
그림 3.17 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328) 34
그림 3.18 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328) ·· 35
그림 3.19 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328) ····· 35
그림 3.20 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5) ····· 36
그림 3.21 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5) ····· 36
그림 3.22 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5) ··· 37
그림 3.23 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5) ····· 37
그림 3.24 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5) ····· 38
그림 3.25 PWM 제어 특성 ····· 39
그림 3.26 온도제어특성 ····· 39
그림 3.27 손실 분석을 위한 온풍기 시스템용 전력변환장치 ····· 40
그림 3.28 공진 커패시터 C_1=0.1[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 · 42
그림 3.29 공진 커패시터C_1=0.2[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 ··· 43
그림 3.30 공진 커패시터 C_1=0.3[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 · 43
그림 3.31 공진 커패시터 C_1=0.4[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 · 44

유도가열 방식을 이용한 온풍기시스템용 전력변환장치에 관한 연구

田 東 訓

釜慶大學校 産業大學院 電氣工學科

요 약

본 논문에서는 상용 계통 220[Vrms]에 적용한 영전압 소프트 스위칭 전압 공진형 고주파 인버터로 PWM 제어 기능을 가지는 부분 공진형 고주파 인버터를 채택한 온풍기 장착형 고효율 전력변환장치를 제안하였다. 그리고 제안 회로의 파라미터 최적 설계시 필수적인 요소인 온풍기 정착 장치의 변압기 모델 등가회로의 파라미터를 고주파 증폭기를 이용하여 구하고, 그 주파수 특성을 서술하였다. 일반적인 고주파 인버터에 비해 제안한 온풍기 장착형 고효율 전력변환장치는 전력 반도체 스위칭 장치의 전압과 전류 피크값을 억제할 수 있어 스위칭 손실이 저감되었다. 그리고 제안한 온풍기 장착형 고효율 전력변환장치 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한, 낮은 출력시에도 96[%]의 효율을 얻을 수 있어 고효율 인버터라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 인버터의 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 온풍기 장착형 고효율 전력변환장치에 사용하기에는 효율적이라 판단된다. 또한, 시스템 전체의 효율 분포에서 보면 다이오드 브릿지의 손실이 가장 큰 비중을 차지하고 있다. 이에 비해 비평활 필터는 매우 손실이 적은 것을 알 수 있다.

제 I 장 서 론

최근에 전력 파워 반도체 소자(MOSFET, IGBT, MCT, MOS-SITH, IEGT)의 고속화, 대용량화, 복합화, 모듈화, 인덕턴스 리스 패키지 고성능 지능화, 높은 파괴 내량화 등 전원장치에 관련 기술과 전력 반도체 장치의 인터페이스 기술, 제어 장치 기술, 응용 기술 등의 자기 부품 소재와 새로운 구조 기술 등의 급속한 발달에 따라 스위칭 모드 반도체 전력 변환 회로 및 시스템 제어 응용 및 고주파 전력 전자는 다양한 응용 전개 분야에서 실로 눈부신 발전을 이루고 있다[1]-[5].

그중에서도 공진 스위치, 공진 AC 링크 부분 공진, 공진 DC 링크, 공진 AC 링크, 공진 보조 정류(轉流) 암 링크 등 회로 토폴로지의 공진 회로의 현상과 특성을 효과적으로 이용하여 영전압 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching), 영전류 스위칭(ZCS : Zero Current Switching), ZCZVS 하이브리드 스위칭 영전압 변환 스위치(ZVT : Zero Voltage Transition)등이 실현 가능한 고주파 소프트 스위칭 모드 반도체 전력 변환 회로 기술이 주목을 받고 있다. 그리고 장비 또는 시스템의 소형 · 경량화를 비롯해 고효율, 낮은 EMI 노이즈화, 제어 성능의 향상, 전력 반도체의 특성 능력의 향상, 심지어 부하에서의 에너지 변환 특성의 향상을 충족시킬 수 있는 차세대 고주파 스위칭 전원의 기반 기술로서 크게 주목받고 있다[6]-[11].

일반적으로 복사기, 온풍기, 요리기구 등에 적용되는 1석형 전압 공진 영전압 소프트 스위칭형 고주파 인버터는 저비용이면서 주파수 제어로 전력을 제어할 수 있으나 파워 반도체 장치의 내압이 높아져 실용에 견딜 수 없을 뿐만 아니라 멀티 버너 방식으로는 제어 방식이 주파수 제어이기 때문에 주파수 차이에 의한 잡음이 발생하며, 영전압 스위칭 영역이 좁아지는 등의 문제점이

발생한다[12]-[18].

본 논문에서는 상용 계통 220[Vrms]에 적용한 영전압 소프트 스위칭 전압 공진형 고주파 인버터로 PWM 제어 기능을 가지는 부분 공진형 고주파 인버터를 채택한 온풍기시스템에 적용 가능한 고효율 전력변환장치를 제안하여 그 회로의 동작 원리와 특징에 관해 서술하였다. 그리고 제안한 회로에 제어 변수 회로 파라미터 부하계 매개 변수를 도입하여 유도가열 시스템을 자속 모델로 나타낼 방법으로 컴퓨터 시뮬레이션 분석을 시행하여 회로 설계 전 단계에서 필요한 PWM 제어특성, 전압과 전류의 피크 특성, ZVS 조건과 회로 매개변수 및 제어 변수의 관계 등을 서술하였다.

이러한 모든 사항은 실험과 시뮬레이션을 통해 입증하고 그 타당성과 실용성을 증명하고자 한다.

PUKYONG NATIONAL UNIVERSITY 부경대학교

제 II 장 유도가열의 기본적인 이론 해석

2.1 유도가열의 원리

유도가열(IH : Induction Heating)은 패러데이(Faraday)의 전자 유도현상을 이용한 금속의 가열 방법의 일종이다. 금속과 같은 도체에 코일을 감고, 이 코일에 고주파 전류를 흘려주면 패러데이에 의해 밝혀진 전자유도 작용으로 도체의 내부에는 유기 기전력(EMF : Electro Motive Force)이 발생하게 되고, 이러한 유기 기전력에 의해 도체의 내부에는 와전류(Eddy Current)가 발생하게 된다. 도체 내부를 흐르는 와전류는 표면부의 저항 때문에 와전류 손실이 발생하게 되고 이 손실은 줄(Joule)의 법칙에 따라 열에너지로 변환하게 된다. 그림 2.1에 나타나는 것처럼 몇 번 감은 코일 속에 금속 막대를 넣어 이 코일에 교번전류(진동전류)i을 통했다고 하면 이 금속 막대 속에는 자속이 생긴다.

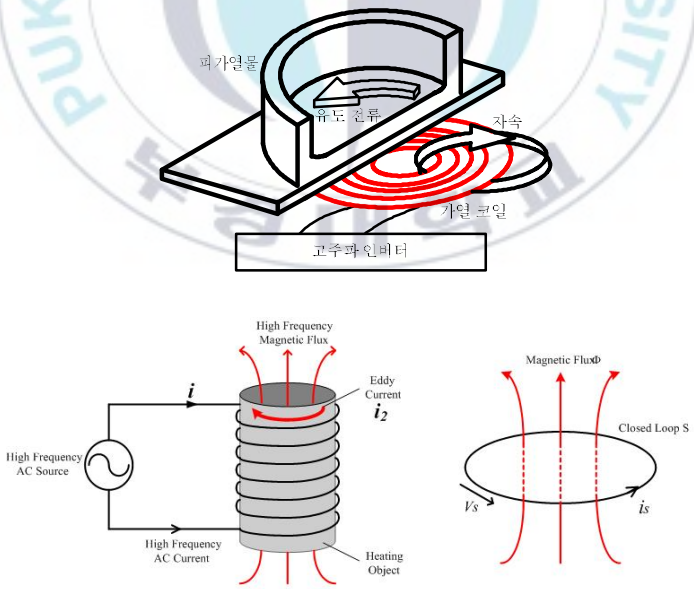


그림 2.1 고주파 유도가열의 원리

Fig. 2.1 Principle of high frequency induction heating

만일 이 금속체가 쇠와 같은 자성체일 것 같으면 그 자속은 전류의 교번에 대해서 히스테리시스 루프를 그린다. 이 루프가 둘러싸는 면적이 클수록 히스테리시스 손실(Hysteresis Loss)이 큰 것으로서 이 손실은 Steinmetz에 의해 실험적으로 구해져 식 (2.1)과 같은 값으로 된다.

$$P_h = \eta f B_m^{1.6} V \ [W] \tag{2.1}$$

단, η : 히스테리시스 상수, f : 주파수[Hz]

B_m : 최대자속밀도[Wb/㎡], V : 철심체적[㎥]

히스테리시스 η는 자성체의 재질에 따라 다른 것으로, 통상(보통)의 변압기의 경우에는 규소강판과 같이 η가 적은 재질을 선택할 필요가 있으나, 유도가열의 경우에는 도리어 η가 큰 편이 가열하기 쉽다. 그러나 피가열체가 철과 같은 자성체라도 일반적으로 유도가열 때는 피가열체가 변압기처럼 폐자로를 만들지 않는 편(쪽)이 많고, 자속밀도도 (1[Wb/㎡]=10,000 가우스)정도로 매우 크므로, 실효 투자율을 작고, η도 작다. 또, 상용 주파수가 수 10[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 와전류(Eddy Current)가 흐르게 되며, 이 와전류는 그림 2.2와 같이 금속체의 횡단면 각부에 균일하게 흐르는 것이 아니고, 식 (2.2)에 표시하는 바와 같이 금속의 표면에 집중적으로 흐르게 되며, 내부로 갈수록 지수 함수적으로 감소한다.

$$I_x = I_0 \epsilon^{-\left(\frac{x}{p}\right)} \epsilon^{j\left(\frac{x}{p}\right)} \tag{2.2}$$

여기서, I_x : 표면에서 중심으로 향해서 x[m]점의 전류의 값[A]

I_0 : 원통형 금속체의 표면의 전류값[A]

p : 전류값이 표면의 1/ε로 감소하는 깊이[m] (∵ε는 자연대수의 값)

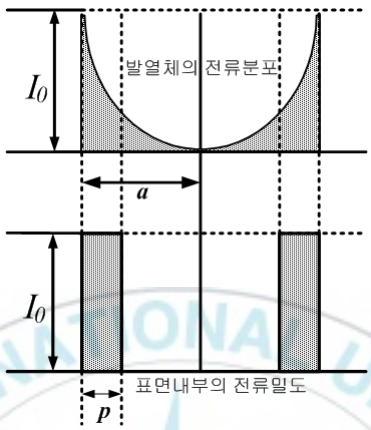


그림 2.2 와전류의 분포

Fig. 2.2 Eddy current distribution

이 와전류가 임의의 저항을 가진 도체내를 흐르면 그 도체내에 주울열이 발생하며, 이것을 와전류 손실(Eddy Current Loss)이라 하며, 식 (2.3)과 같다.

$$P_e = \frac{8\pi^5 \cdot a^4 \cdot f^2 \cdot \mu_r^2 \cdot n^2 \cdot I^2}{\rho} \times 10^{-14} \ [W/m] \qquad (2.3)$$

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 (2.2)의 p는 고주파 전류의 침투 깊이라고 해서 식 (2.4)에 표시하는 바와 같이 재료의 비투자율μ_r나 고유저항ρ[Ω/m], 주파수f[Hz]에 의해서 정해지는 것이다.

$$p = \frac{\sqrt{\rho \times 10^7}}{2\pi\sqrt{\mu_r f}} = 503\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad [\mathrm{m}] \tag{2.4}$$

여기서, ρ : 고유저항, f : 주파수, μ_r : 비투자율(보통μ_r=1로 함)

식 (2.4)에서 고유저항ρ를 [$\mu\Omega \cdot$ cm]단위로 환산하면 식 (2.5)와 같다.

$$p = 5.033\sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad [\mathrm{cm}] \tag{2.5}$$

그림 2.3은 표면에서부터의 전류 및 전력밀도의 분포를 나타내며, 표면으로부터 p까지의 깊이가 그 전체 발열의 약 90[%]까지 발생하므로, 실제 유도가열에 있어서 고주파 가열의 특성은 표면에 집중하는 현상이라고 할 수 있다.

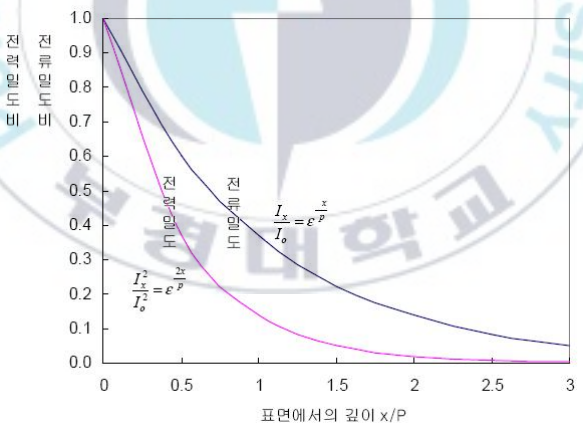


그림 2.3 표면의 전류와 전력 분포

Fig. 2.3 Current and power distribution on the surface

2.2 유도가열의 특징

유도가열의 특징으로 다음과 같다.

(1) 간접 가열보다 가열 효율이 높아서 경제적이다.

(2) 부하를 제거할 때 가열을 자동으로 정지시킬 수 있어 전력의 낭비가 적다.

(3) 급속 가열이 가능하다.

(4) 온도 제어가 용이하고, 고출력과 저출력의 제어가 간단하다.

(5) 이산화탄소 가스와 배기가스를 발생하지 않아 친환경적이다.

(6) 공간을 최소화할 수 있다.

(7) 투입 에너지 밀도가 크고, 단시간 가열 있으므로 방열 손실이 작다.

(8) 불꽃의 불완전 연소가 없어 안전하고 공기의 오염이 없다.

(9) 단선이 없다.

위와 같은 장점이 있는 반면 다음과 같은 문제점도 고려해야 한다.

(1) 가열 재료, 형상, 온도 등의 조건에 따라 전용 발열체의 개발이 필요하다.

(2) 정류 회로 방식으로 입력 계통에 대해 왜곡 고조파의 전류나 고조파 장애의 전류가 흘러 단자 잡음 전압에 의한 EMI 문제로 다른 입력 역률이 나빠져 전원 설비 용량도 커진다. 이러한 전력 계통의 장해에 대한 대책이 필요하다.

(3) 공진형 고주파 인버터에 LC 공진 현상에 의해서 고전압이 발생하는데, 특히 가열 코일은 수십 암페어의 전류가 흐르기 때문에 안전 대책이 필요하다.

2.3 유도가열계 부하의 등가회로 모델

비접촉 가열인 유도가열 부하계와 일반적인 변압기의 등가 모델은 거의 같으므로 그림 2.4와 같이 나타낼 수 있다. 일반적으로 피가열물이 담긴 용기를 가열시키는 워킹코일(Working Coil)의 표피 효과를 막기 위해서 리츠와이어(Litz Wire)를 이용하기 때문에 코일 저항성분 R_{L_1}을 충분히 작게하므로 본

연구에서는 무시하였으며, 유도가열 부하에 있어 변압기 등가회로 모델의 2차 측 회로 정수인 L_2와 R_2는 측정하기 곤란하므로 식 (2.6)과 같이 새로운 파라미터 k와 τ를 정의하였다.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \qquad \tau = \frac{L_2}{R_2} \tag{2.6}$$

여기서, k는 전자결합계수이며, τ는 부하 완화시간이다.

따라서, 식 (2.6)의 전자 결합 계수k, 부하 완화시간τ, 워킹 코일의 저항R_{L1}, 자기 인덕턴스L_1을 이용하여 변압기 등가회로 모델을 나타낼 수 있다.

그림 2.4에 나타낸 변압기 등가회로 모델의 상태 방정식을 세워 v_{L1}에 관하여 풀면 식 (2.7)과 같다.

$$v_{L1} = \left\{ \left(R_{L1} + \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \right) + j\omega \left(L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \right) \right\} i_{L1} \tag{2.7}$$

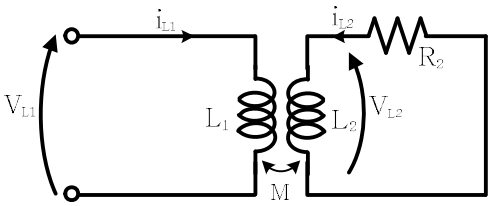
식 (2.7)의 실수부를 $R_0 = R_s + R_{L1}$, 허수부를 $L_0 = L_s$라고 한다면 직렬 등가 저항 R_0와 직렬 등가 인덕턴스 L_0는 식 (2.8)과 같이 결정된다.

$$R_0 = R_S + R_{L1} = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + R_{L1} \tag{2.8}$$

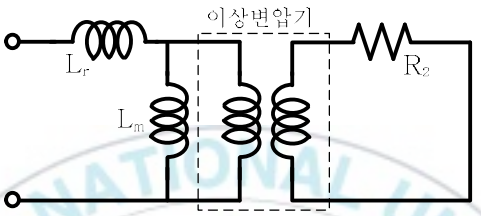
$$L_0 = L_S = \left(L_1 - \frac{\omega^2 M^2 L_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \right)$$

식 (2.8)의 직렬 등가 저항R_0와 직렬 등가 인덕턴스L_0를 이용하여 그림 2.4의 변압기 등가회로 모델은 그림 2.5의 RL 직렬 등가회로 모델로 대치가 가

능하다.



(a)



(b)

그림 2.4 변압기 등가회로 모델

Fig. 2.4 Transformer type equivalent circuit model

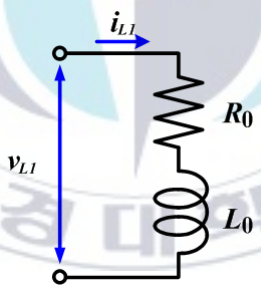


그림 2.5 RL 등가회로 모델

Fig. 2.5 RL series equivalent circuit model

2.4 부하 매개 변수인 k, τ의 측정

그림 2.6은 본 논문에서 사용하는 피가열체의 부하, 온풍기 정착장치의 형상이며, 재질은 sus410 두께 1[mm], 워크 코일에서 부하까지의 간격은 3[mm]이다. 그림 2.5과 같은 회로의 단자 AB에서 본 실효 저항 R_0 및 실효 리액턴

스 X_0을 구한다. 먼저 T형 등가회로는 그림 2.7(b)와 같이 되고, 단자 AB에서 본 임피던스 Z_0는 단자 CD에서 바로 본 임피던스 Z_{CD}와 인덕턴스 $(L_1 - M)$의 합이다.

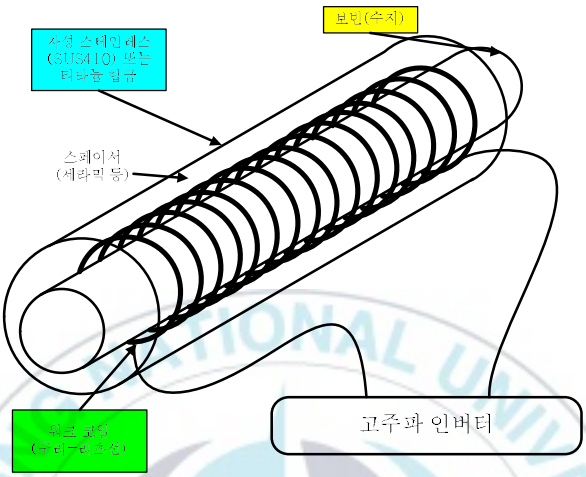


그림 2.6 정착장치의 내부구조

Fig. 2.6 Internal structure of fixing device

$$
\left.
\begin{aligned}
Z_{CD} &= \frac{j\omega M\{R_2 + j\omega(L_2 - M)\}}{j\omega M + R_2 + j\omega M(L_2 - M)} \\
&= \frac{-\omega^2 M(L_2 - M) + j\omega MR}{R_2 + j\omega L_2} \\
&= \frac{\{-\omega^2 M(L_2 - M) + j\omega MR_2\} + (R_2 - j\omega L_2)}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\
&= \frac{-\omega^2 MR_2(L_2 - M) + \omega^2 MR_2 L_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\
&= \frac{\omega^2 M^2 R_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}
\end{aligned}
\right\} \quad (2.9)
$$

$$
\left.
\begin{aligned}
Z_{AB} &= j\omega(L_1 - M) + \frac{\omega^2 M^2 R_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R^2 + \omega^2 L_2^2} \\
&= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R^2 + \omega^2 L_2^2} + j\frac{\omega\{L_1 R_2^2 + \omega^2 L_2(L_1 L_2 - M^2)\}}{R^2 + \omega^2 L_2^2}
\end{aligned}
\right\} \quad (2.10)
$$

따라서,

$$\left.\begin{aligned} R_0 &= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2+\omega^2 L_2^2} \\ X_0 &= \frac{\omega\left\{L_1 R_2^2+\omega^2 L_2(L_1 L_2-M^2)\right\}}{R_2^2+\omega^2 L_2^2} \end{aligned}\right\} \tag{2.11}$$

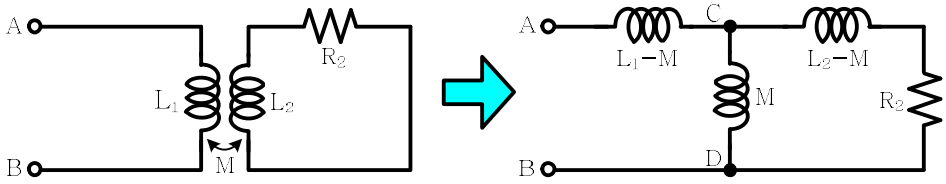
그리고, 가열 코일 전류$R_e\left\{I_L e^{j\omega t}\right\}$를 전압$R_e\left\{V_L e^{j\omega t}\right\}$으로 유도 가열계의 1차 측에서 본 교류 임피던스 Z_a는 다음 식과 같이 된다.

$$Z_a = R_a + j\omega L_a \tag{2.12}$$

여기서, $\tau=\frac{L_2}{R_2}$, $M=k\sqrt{L_1 L_2}$를 식 (2.11)을 고려하면, τ와 k는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\tau = \frac{L_1 - L_2}{R_a} \tag{2.13}$$

$$k = \sqrt{\frac{R_a^2+\omega^2(L_1-L_a)^2}{\omega^2 L_1(L_1-L_a)}} \tag{2.14}$$



(a) (b)

그림 2.7 유도 가열계 변압기 모델과 등가회로

Fig. 2.7 Induction heating system transformer model and equivalent circuit

2.5 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과

실제로 LCR 미터를 이용한 경우에 대해서 3개의 코일을 측정하고 그 결과를 표 1~표 3에 나타낸 것이다. 표 1~표 3에서 주파수는 측정시의 정현파의 주파수, L_1은 부하인 2차측(장착 롤러)를 무한대에 배치한 경우의 인덕턴스 값(워크 코일의 인덕턴스 값), L_a는 정착 롤러를 규정 격차에 배치한 경우의 인덕턴스 값, 등가 저항값은 1차측에서 본 경우의 순저항 성분, 부하 매개변수τ와 결합계수k는 식 (2.13)와 식 (2.14)의 방법으로 계산한 결과를 나타낸 것이다.

그림 2.8은 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과를 횡축을 주파수로 한 그래프를 나타낸 것이다. 그림 2.8에서 알 수 있듯이 결합 계수 k는 주파수에 의존하지 않는데 반해 부하 매개 변수인 τ는 주파수를 크게 하면, 표피 효과에 따른 저항값이 증가하여 부하 매개 변수 τ가 감소한다. 하지만 LCR 미터를 이용한 측정의 문제점은 측정시 부하에 흐르는 전류값에 제한이 있는 것이다. 일반적으로 LCR 미터에서 수십 mA 정도의 전류를 흘려 측정을 실시하므로, 유도가열 시스템 부하에서 2차측으로 유도전류를 흘리면서 측정이 곤란하다.

표 1 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 A)

Table. 1 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil A)

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	78.0	78.3	78.3	78.3
L_a(유(有)부하시)[μH]	55.1	52.1	50.9	49.9
등가저항값[Ω]	1.58	2.48	2.85	3.20
부하 매개 변수τ[μsec]	14.49	10.56	9.61	8.88
결합계수k	0.618	0.647	0.654	0.66

표 2 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 B)

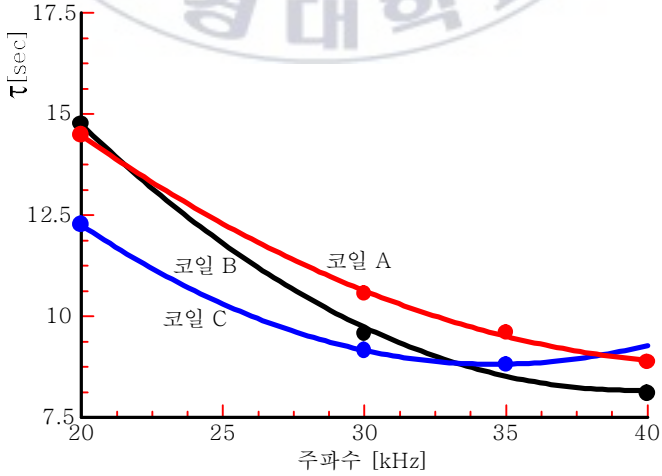
Table. 2 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil B)

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	39.6	39.7	39.7	39.7
L_a(유(有)부하시)[μH]	28.6	28.6	28.1	27.6
등가저항값[Ω]	0.745	1.160	1.327	1.494
부하 매개 변수τ[μsec]	14.77	14.77	8.742	8.10
결합계수k	0.598	0.598	0.598	0.615

표 3 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 C)

Table. 3 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil C)

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	33.0	33.0	33.0	33.1
L_a(유(有)부하시)[μH]	25.2	25.2	25.2	23.2
등가저항값[Ω]	0.636	0.636	0.636	1.263
부하 매개 변수τ[μsec]	12.26	12.26	12.26	7.84
결합계수k	0.580	0.580	0.580	0.613



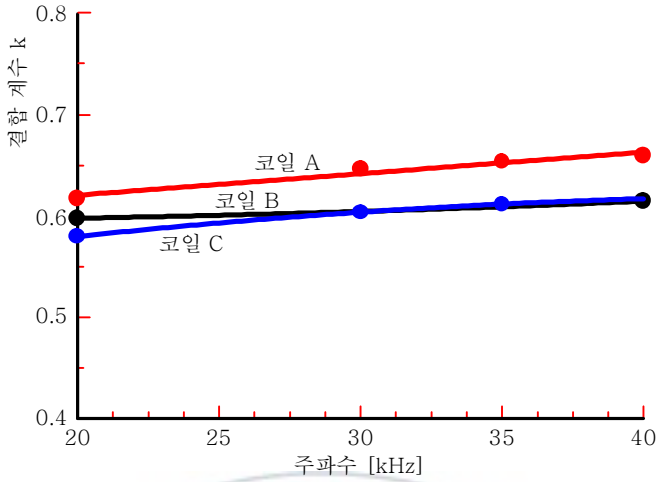


그림 2.8 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과

Fig. 2.8 Measurement result when using LCR meter

2.6 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과

본 논문에서는 실제로 회로가 동작하고 있는 상태에 가깝게 측정하기 위해 정밀 고주파 전력 증폭기 4520(NF 회로 설계 블록사)을 이용하여 측정하였다. 이 전력 증폭기를 이용하면 2[kVA]까지 전력을 투입하면서 측정 할 수 있기 때문에 부하 매개 변수 τ와 결합 계수 k를 측정하는 가장 좋다.

실제로 고주파 증폭기를 이용한 경우에 대해서 3개의 코일을 측정하고 그 결과를 표 4～표 6에 나타낸 것이다. 표 4～표 6에서 주파수는 측정시의 정현파의 주파수, L_1은 부하인 2차측(정착 롤러)를 무한대에 배치한 경우의 인덕턴스 값(워크 코일의 인덕턴스 값), L_a는 정착 롤러를 규정 격차에 배치한 경우의 인덕턴스 값, 등가 저항값은 1차측에서 본 경우의 순저항 성분, 부하 매개 변수 τ와 결합계수 k는 식 (2.15)와 식 (2.16)의 방법으로 계산한 결과를 나타낸 것이다.

표 4 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 A)

Table. 4 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil A)

구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	79.69	79.40	79.39	79.28
L_a(유(有)부하시)[μH]	69.96	70.796	71.94	72.90
등가저항값[Ω]	1.359	1.145	0.928	0.731
부하 매개 변수τ[μsec]	7.16	7.51	8.03	8.73
결합계수k	0.522	0.517	0.508	0.502
구 분	주파수			
	10.0[kHz]	7.5[kHz]	5.0[kHz]	2.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	79.29	79.32	79.32	79.33
L_a(유(有)부하시)[μH]	74.02	75.10	76.31	77.89
등가저항값[Ω]	0.541	0.396	0.230	0.100
부하 매개 변수τ[μsec]	9.741	10.66	13.09	14.4
결합계수k	0.493	0.501	0.512	0.611

표 5 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 B)

Table. 5 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil B)

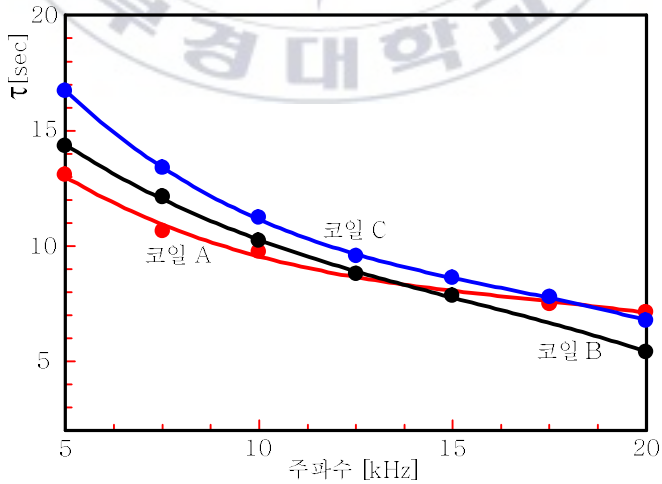
구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	41.29	41.21	41.21	41.22
L_a(유(有)부하시)[μH]	37.34	37.62	37.90	38.30
등가저항값[Ω]	0.879	0.451	0.421	0.332
부하 매개 변수τ[μsec]	4.494	7.96	7.862	8.795
결합계수k	0.629	0.448	0.476	0.468
구 분	주파수			
	10.0[kHz]	7.5[kHz]	5.0[kHz]	2.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	41.24	41.26	41.27	41.29
L_a(유(有)부하시)[μH]	38.65	39.10	39.72	40.5
등가저항값[Ω]	0.253	0.178	0.108	0.049
부하 매개 변수τ[μsec]	10.24	12.13	14.35	16.12
결합계수k	0.463	0.460	0.471	0.563

표 6 정착 롤러의 워크 코일 L_1(코일 C)

Table. 6 Work Coil $L_1$of Fixing Roller(Coil C)

구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	35.06	35.01	35.02	35.01
L_a(유(有)부하시)[μH]	31.56	31.59	31.94	32.25
등가저항값[Ω]	0.517	0.438	0.358	0.288
부하 매개 변수τ[μsec]	6.77	7.81	8.60	9.58
결합계수k	0.487	0.480	0.471	0.467
구 분	주파수			
	10.0[kHz]	7.5[kHz]	5.0[kHz]	2.5[kHz]
L_1(무(無)부하시)[μH]	35.02	35.04	35.06	35.02
L_a(유(有)부하시)[μH]	32.57	32.94	33.47	34.15
등가저항값[Ω]	0.218	0.157	0.095	0.043
부하 매개 변수τ[μsec]	11.24	13.38	16.73	20.08
결합계수k	0.459	0.459	0.458	0.520

그림 2.9는 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과를 횡축을 주파수로 한 그래프를 나타낸 것이다.



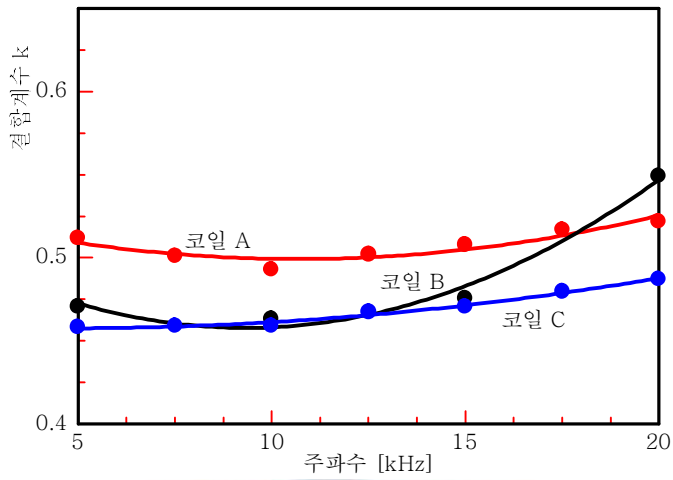


그림 2.9 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과

Fig. 2.9 Measurement results when using a high-frequency amplifier

그림 2.9에서 알 수 있듯이 결합 계수 k는 주파수에 의존하지 않는데 반해 부하 매개 변수인 τ는 주파수를 크게 하면, 표피 효과에 따른 저항값이 증가하여 부하 매개 변수 τ가 감소한다.

그림 2.8과 그림 2.9에서 알 수 있듯이 부하 매개 변수 τ의 값은 LCR 미터로 측정한 값과 크게 다른데 이는 측정 조건에서 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과가 더 신뢰성이 높다고 할 수 있다. 이러한 부하 매개 변수 τ의 신뢰성은 실험에서 얻은 실측 파형과 시뮬레이션 파형을 비교하면 고주파 증폭기에서 얻어진 부하 매개 변수 τ를 사용하여 실측 파형과 거의 같은 파형을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다.

제Ⅲ장 온풍기 시스템용 전력변환장치

3.1 회로구성 및 동작원리

그림 3.1은 본 논문에서 온풍기 시스템용 전력변환장치를 나타낸 것이다. 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치는 영전압 소프트 스위칭 동작이 가능하면서 저비용, 소형화, 전력 반도체 스위칭 소자에 걸리는 전압 피크 스트레스를 경감할 수 있다. 그림 4.1에서 제안한 전력변환장치는 직류 전압원 E_d, 유도가열 부하계($L_1+L_2+M+R_2$), 주 스위치 S_1, 보조 스위치 S_s, 제1공진 커패시터 C_1, 제2공진 커패시터 C_s로 구성되어져 있다.

그림 3.2는 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치의 각 모드별 동작 등가회로를 나타낸 것이며, 이때의 각 부의 동작 파형을 그림 3.3과 같다.

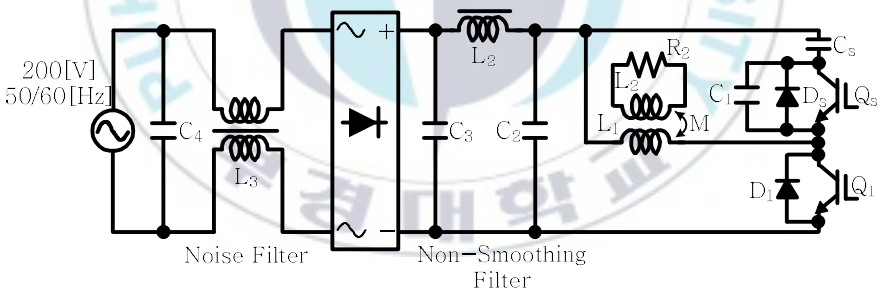
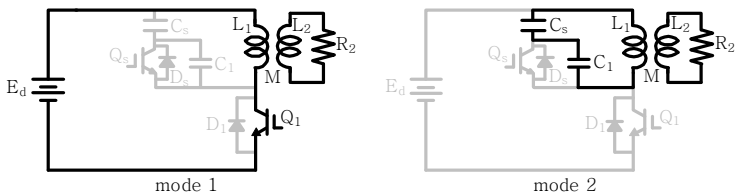


그림 3.1 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치

Fig. 3.1 The proposed power conversion device for hot air fan system



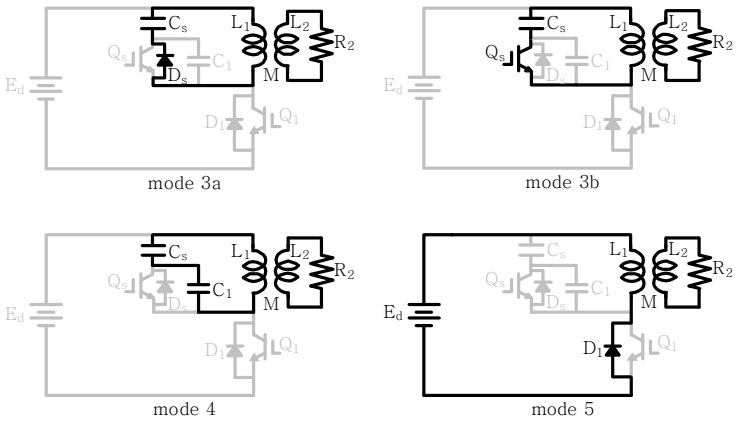


그림 3.2 각 모드별 동작 등가회로

Fig. 3.2 Operation equivalent circuit for each mode

각 모드별 동작 등가회로를 상세히 서술하면 다음과 같다.

(1) Mode 1(전력 소비+비공진 모드)

$t=t_0$에서 주 스위치 S_1을 턴-온하는 모드이다. 이때, 유도 가열계 부하에 전력을 공급하면서 워크 코일 L_1에 에너지를 축적한다.

$$\left.\begin{aligned}
\frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2}\left(E_d+\frac{\phi_2}{\tau}\right)\\
\frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2}\left(E_d+\frac{\phi_2}{\tau}\right)-\frac{\phi_2}{\tau}\\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0\\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= 0
\end{aligned}\right\} \qquad (3.1)$$

(2) Mode 2(전력 소비+제1부분공진 모드)

$t=t_1$에서 주 스위치 S_1을 턴-오프함으로써 유도 가열계 부하 $Z(L_1+L_2+M+$

R_2), 제1공진 커패시터 C_1, 제2공진 커패시터 C_s, 폐루프 회로의 동작을 통하여 제1부분공진 모드가 된다. 이 구간 동안에는 공진 커패시터 C_1과 C_s를 방전하게 함으로써 주 스위치 S_1의 dv/dt는 감소되어 ZVS 턴-오프가 실현된다.

$$\left.\begin{aligned}
\frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2}\left(V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau}\right) \\
\frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2}\left(V_{C_1} + V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau}\right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1}
\end{aligned}\right\} \qquad (3.2)$$

(3) Mode 3(a)(전력 소비+다이오드 D_s 도통+제2부분공진 모드)

$t = t_2$에서 제1공진 커패시터 C_1의 전압이 0가 되면 보조 스위치의 역도통 다이오드 D_s가 켜지고 유도 가열계 부하 $Z(L_1+L_2+M+R_2)$, 제2공진 커패시터 C_s, 다이오드 D_s, 폐루프 회로의 동작을 통하여 제2공진 모드에 들어간다.

(4) Mode 3(b)(전력 소비+보조 스위치 Q_s 도통+제2부분공진 모드)

$t = t_3$에서 보조 스위치에 흐르는 전류가 0되면 보조 스위치 Q_s는 ZVS & ZCS 턴-온이 실현되는 모드이다. 이때, 이 모드에서 인버터의 동작이 한 사이클 구간 동안에 보조 스위치를 ON하면 주 스위치 S_1의 도통 시간을 가변하여도 일정한 동작 주파수에서 비대칭 PWM 제어가 가능해진다.

$$\left.\begin{aligned}
\frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2}\left(V_{C_s}+\frac{\phi_2}{\tau}\right)\\
\frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2}\left(V_{C_s}+\frac{\phi_2}{\tau}\right)-\frac{\phi_2}{\tau}\\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0\\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_s\times L_1}
\end{aligned}\right\} \qquad (3.3)$$

(5) Mode 4(전력 소비+제1부분공진 모드)

$t=t_4$에서 보조 스위치 S_s를 턴-오프하는 모드이다. 이때, 유도 가열계 부하 $Z(L_1+L_2+M+R_2)$, 제1공진 커패시터 C_1, 제2공진 커패시터 C_s, 폐루프 회로의 동작을 통하여 다시 제1부분 공진 모드가 된다. 이 구간 동안에 커패시터 C_1을 충·방전하게 함으로써 보조 스위치 S_s의 dv/dt는 감소되어 ZVS 턴-오프가 실현된다.

$$\left.\begin{aligned}
\frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2}\left(V_{C_1}-V_{C_s}+\frac{\phi_2}{\tau}\right)\\
\frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2}\left(V_{C_1}+V_{C_s}+\frac{\phi_2}{\tau}\right)-\frac{\phi_2}{\tau}\\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1\times L_1}\\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s\times L_1}
\end{aligned}\right\} \qquad (3.4)$$

(6) Mode 5(전력 회생+비공진 모드)

$t=t_5$에서 공진 커패시터 C_1과 C_s의 전압의 합이 직류 전원 전압 E_d을 넘으려 할 때 주 스위치의 역도통 다이오드가 순방향 바이어스 되는 모드이다. 그리고 $t=t_0$에서 주 스위치 S_1에 흐르는 전류가 0가 되면 모드 1로 전환하는데, 이때, ZVS & ZCS 턴-온이 실현된다.

$$\left.\begin{aligned}
\frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2}\left(E_d + \frac{\phi_2}{\tau}\right) \\
\frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2}\left(E_d + \frac{\phi_2}{\tau}\right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\
\frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\
\frac{dv_{C_s}}{dt} &= 0
\end{aligned}\right\} \qquad (3.5)$$

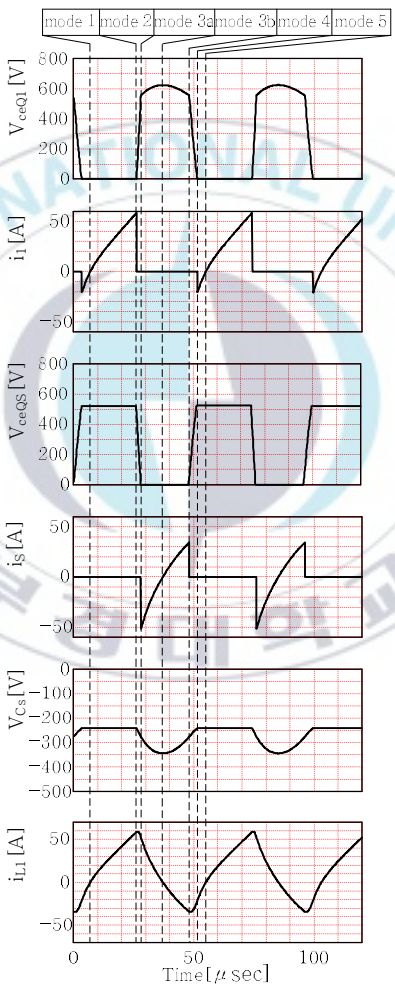


그림 3.3 각 부의 동작 파형

Fig. 3.3 The operation waveform of each part

이상의 동작은 주기적으로 반복되며, 제안한 회로 방식의 특징을 정리하면 다음과 같다.

① 제2공진 커패시터C_s를 이용함으로써 주 스위치 S_1에 걸리는 전압 피크 스트레스를 기존의 ZVS-PFM 방식보다 줄였다.

② 비대칭 PWM 제어함으로써 일정한 주파수에서 전력을 가변하였다.

③ ZVS 동작에 의해서 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 저감하였다.

④ 주 스위치에서의 dv/dt는 공진 커패시터C_s와 C_1의 매개 변수에 따라 결정되며, 보조 스위치에서의 dv/dt는 공진 커패시터C_1의 매개 변수에 결정되는 것을 확인하였다.

3.2 시뮬레이션 결과 및 검토

그림 3.4~그림 3.7은 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치의 각 부 시뮬레이션 파형을 나타낸 것으로 E=282.8[V], C_1=0.1[uF], C_s=2.0[uF], L_1=80[uF], k=0.65, τ=6.0[usec], f=20[kHz], duty=0.1 ~ 0.4의 조건에서 시뮬레이션 결과를 도출하였다. 그림 3.4에서 주 스위치 Q_1의 턴-온시 ZVS가 실현되지 않은 것을 알 수 있다. 이것은 보조 스위치에 연결되어있는 제1공진 커패시터 C_1과 C_s의 충·방전이 완전히 이루어지지 않기 때문이며, 보조 스위치가 오프직전의 전류값이 부족하기 때문이다. 이러한 동작에 의해서 주 스위치 Q_1에 잔존 전압이 남아 스위치가 턴-온되며, 스위치의 기생 커패시터의 전하를 단락시켜 턴-온 순간에 단락 전류가 흐르게 된다. 이 모드를 단락 모드(Paragraph Mode)라고 한다. 즉, 회로의 ZVS 영역이 단락 모드가 발생하지 않는 영역이라 할 수 있다.

결과적으로 ZVS 실현이 가능하기 위해서는 공진 커패시터의 값을 작게 하거나 공진 초기 전류의 값을 크게 해야 한다. 그리고 ZVS가 실현될 수 없는 영역에서도 잔존 전압이 작은 값을 가질 때에는 준 ZVS 영역으로 할 수 있으며, 완

전 ZVS보다 손실이 크지만, 하드 스위칭보다는 손실이 적기 때문에 실용면에서는 반도체 스위칭 소자의 방열 특성을 고려하여 잔존 전압을 설계할 필요가 있다.

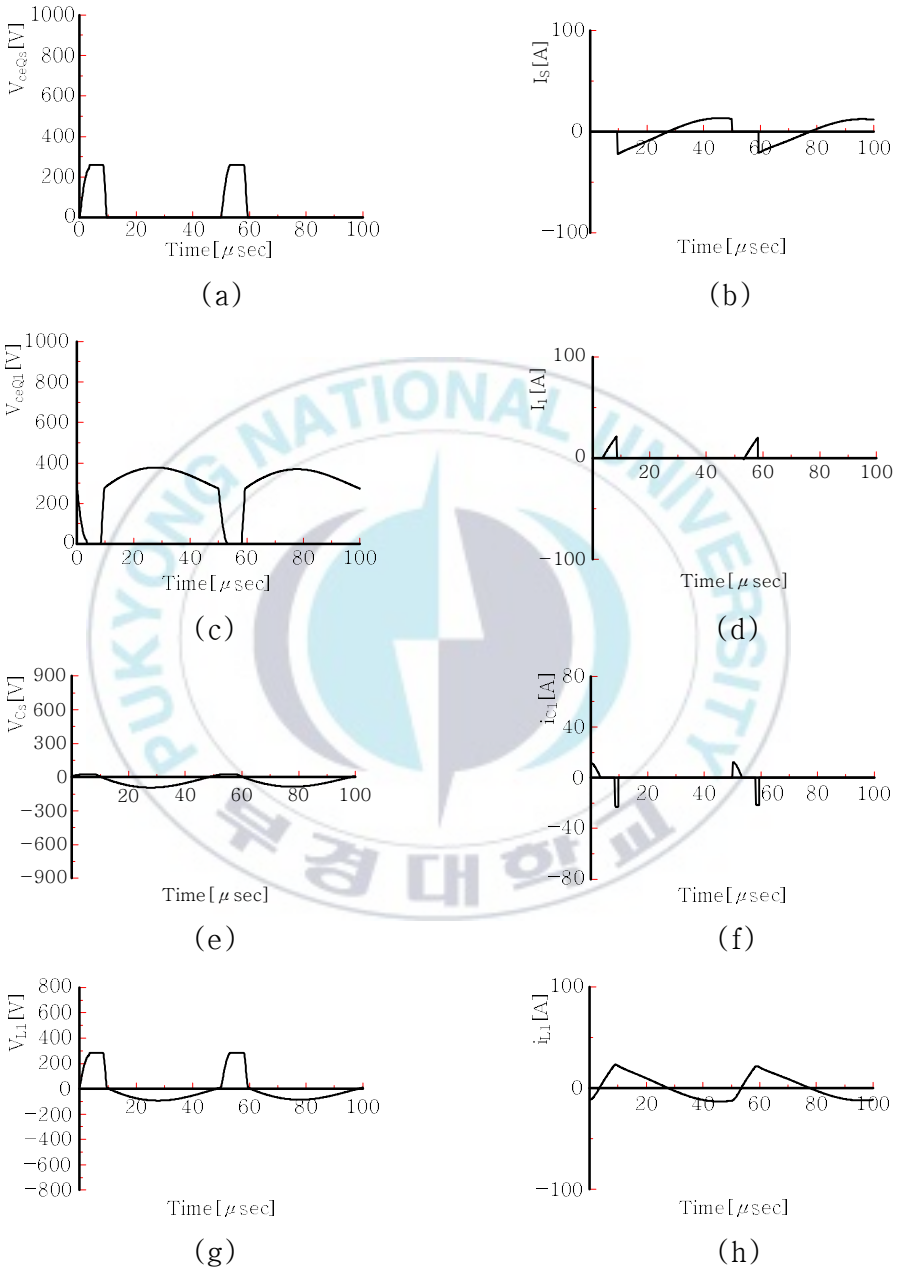


그림 3.4 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.1 & P_{in}=337[W]일 때)

Fig. 3.4 The each part simulation waveform(D=0.1 & P_{in}=337[W])

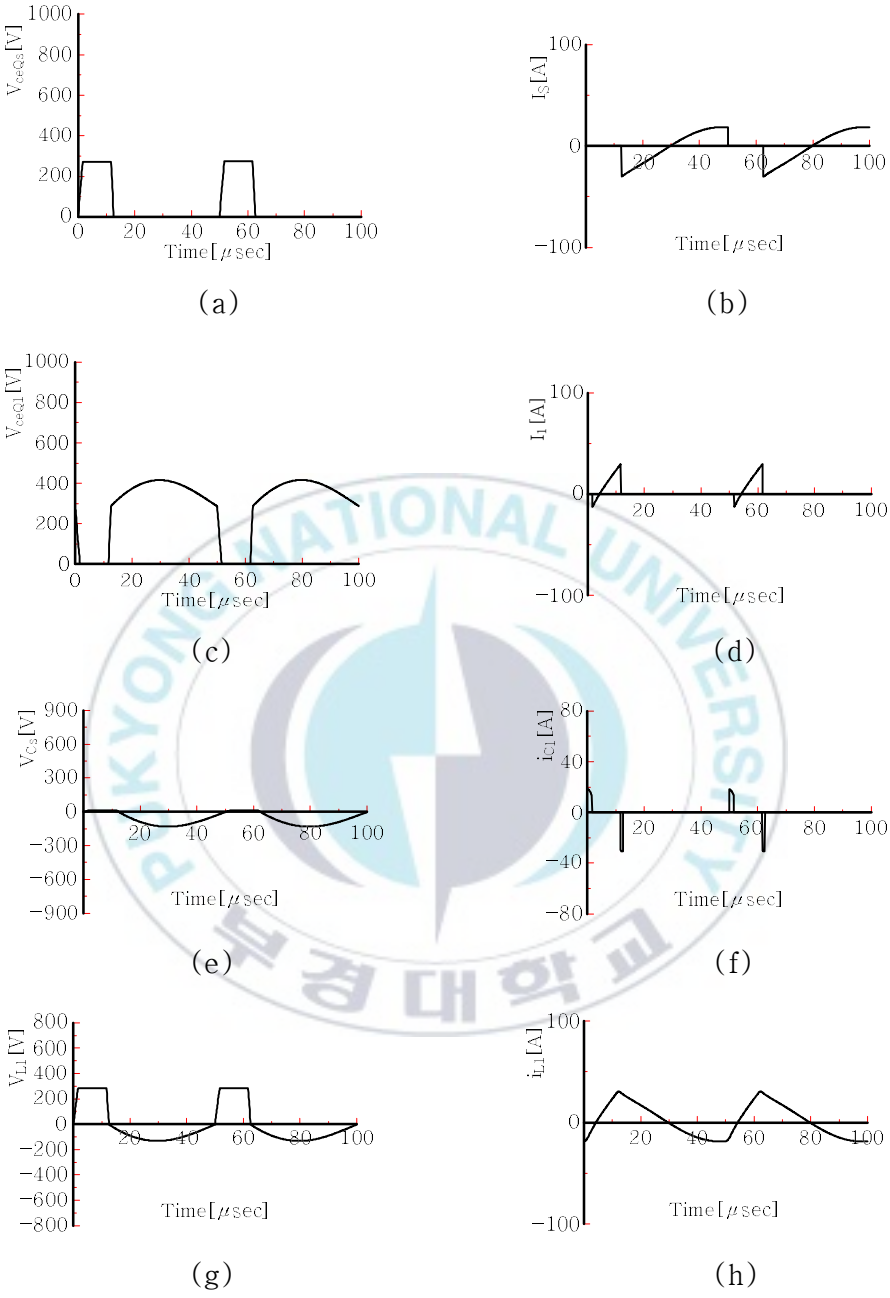


그림 3.5 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.2 & P_{in}=560[W]일 때)

Fig. 3.5 The each part simulation waveform(D=0.2 & P_{in}=560[W])

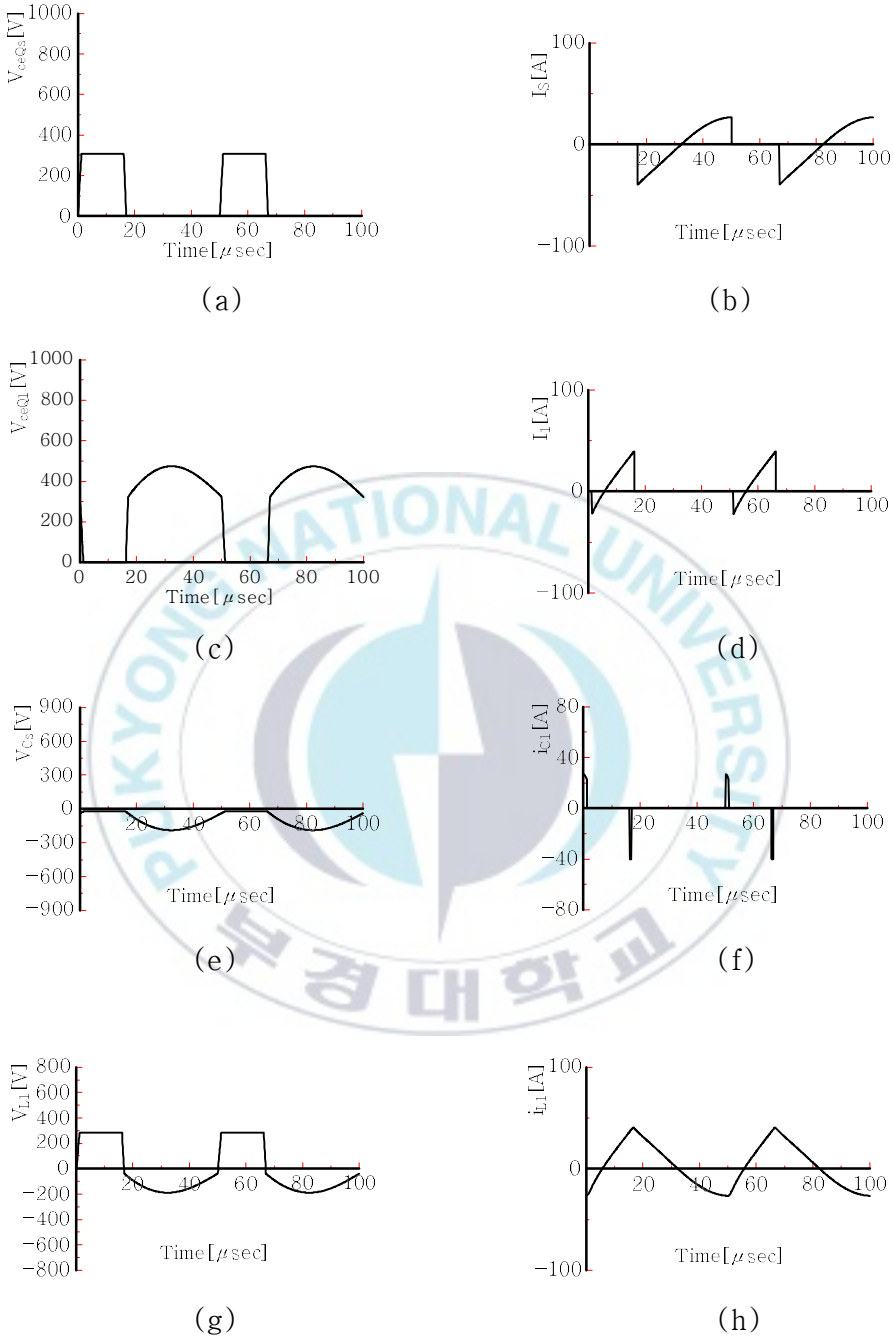


그림 3.6 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.3 & P_{in}=940[W]일 때)

Fig. 3.6 The each part simulation waveform(D=0.3 & P_{in}=940[W])

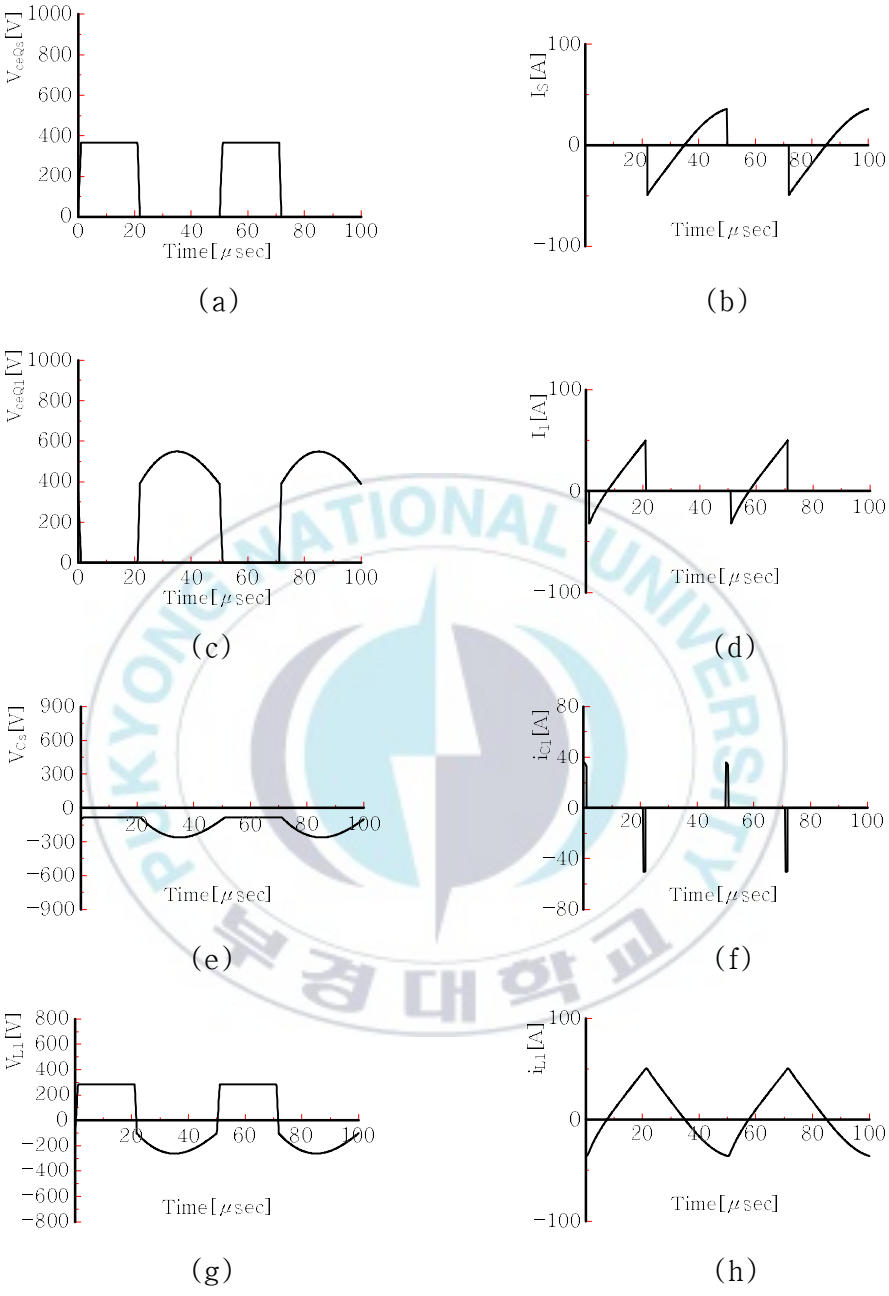


그림 3.7 각 부 시뮬레이션 파형(D=0.4 & P_{in}=1,440[W]일 때)

Fig. 3.7 The each part simulation waveform(D=0.4 & P_{in}=1,440[W])

그림 3.4~그림 3.7에서 가로축은 각 매개 변수를 변화시켰을 때의 특성이며, 세로축은 각각 주 스위치에 인가되는 전압 피크값 V_{ceQ_1peak}, 전류의 피크값 I_{1peak}, 전류의 실효값 i_{1rms}, 보조 스위치에 인가되는 전압 피크값 V_{ceQ_2peak}, 전류의 피크값 i_{speak}, 전류의 실효값 i_{srms}, 클램프 커패시터 C_s에 인가되는 전압의 피크값V_{C_speak}, 최소 전압값 $V_{C_s\min}$, 공진 초기 전류값i_r, 입력 전력 P_{in}, 단락 모드의 잔존 전압값 V_{Q_1on}을 나타낸 것이다.

3.3 실험 결과 및 검토

그림 3.8은 본 논문에서 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치의 실험 시스템을 나타낸 것이다. 제안한 고주파 인버터의 실험 시스템은 단상 200[V]계의 다이오드 정류 컨버터, 고주파 전류 성분 제거용 필터 회로(L_2+C_2+C_3), 액티브 전압 클램프 방식의 인버터, 유도가열 워크 코일 & 피 가열물체(정착 롤러)를 갖춰진 부하 회로로 이루어져 있다.

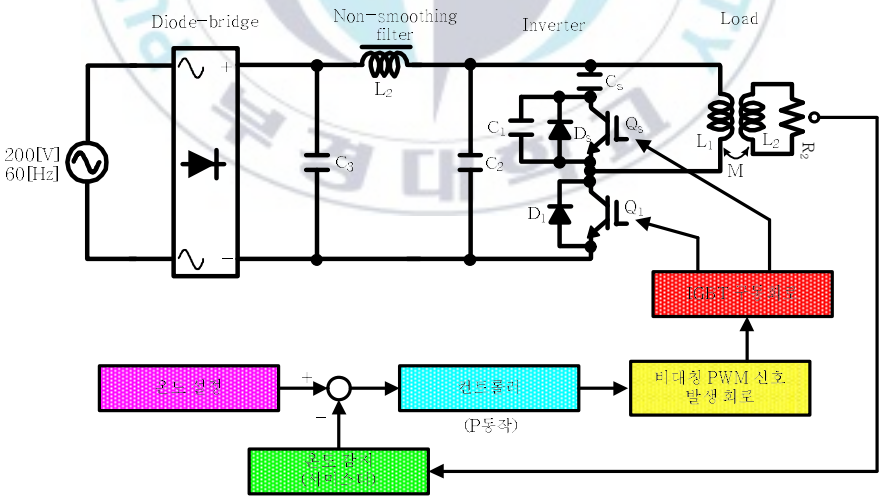


그림 3.8 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치의 실험 장치

Fig. 3.8 Experimental system of the proposed Power conversion device for hot air fan system

그리고 스위치(Q_1, Q_s), 역도통 다이오드(D_1, D_s), 가열 코일 L_1, 고주파 인버터의 고주파 스위칭 동작에 따라 발생하는 고주파 전류 억제용 인덕터(L_2), 고주파 전류 성분을 환류시키는 환류용 커패시터(C_2, C_3), 제1공진 커패시터(C_1), 전압 클램프를 실현하는 제2공진 커패시터(C_s)로 구성된다. 표 7은 제안한 고주파 인버터의 실험 시스템에 사용된 각 매개 변수를 나타낸 것이다.

표 7 실험에 사용된 회로정수

Table. 7 Circuit parameter using experiment

매개변수	값
전원전압V_{rms}	200[V]
동작주파수f_0	21[kHz]
워크코일L_1	40[μH]~100[μH]
제1공진 커패시터C_1	0.1[μF]~0.4[μF]
제2공진 커패시터C_s	1.0[μF]~5.0[μF]
부하 매개 변수τ	6.0[μsec]
결합계수k	0.65
고주파 전류 억제용 인덕터L_2[μH]	250
제1환류 커패시터C_2[μF]	2.0
제2환류 커패시터C_3[μF]	4.4
스위치에 걸리는 전압의 피크값$V_{\max}$	700[V]
스위치에 흐르는 전류의 피크값$I_{\max}$	70[A]
정격입력전력$P_{in-\max}$	1,200[W]
전력가변의 범위	200[W]~1,200[W]

그림 3.9는 스위치IGBT를 구동하는 데 사용하는 비대칭 PWM 신호 발생 회로를 나타낸 것이다. 그림 3.9에서 알 수 있듯이 PWM 신호를 발생하기 위해 IC는 스위칭 레귤레이터 컨트롤러 MB3759을 사용하였으며, 이 IC는 주파수 고정 PWM 방식의 스위칭 레귤레이터 컨트롤 IC로 차동 증폭기를 내장하고 제어

가 쉬운 이점이 있다. MB3759에서 발생한 PWM 신호의 인버트 신호를 얻기 위해 SN74HC75N을 사용하였으며, 74LS123을 통해 데드 타임을 만들어 버퍼(74356)을 통해 비대칭 PWM 신호를 생성하였다.

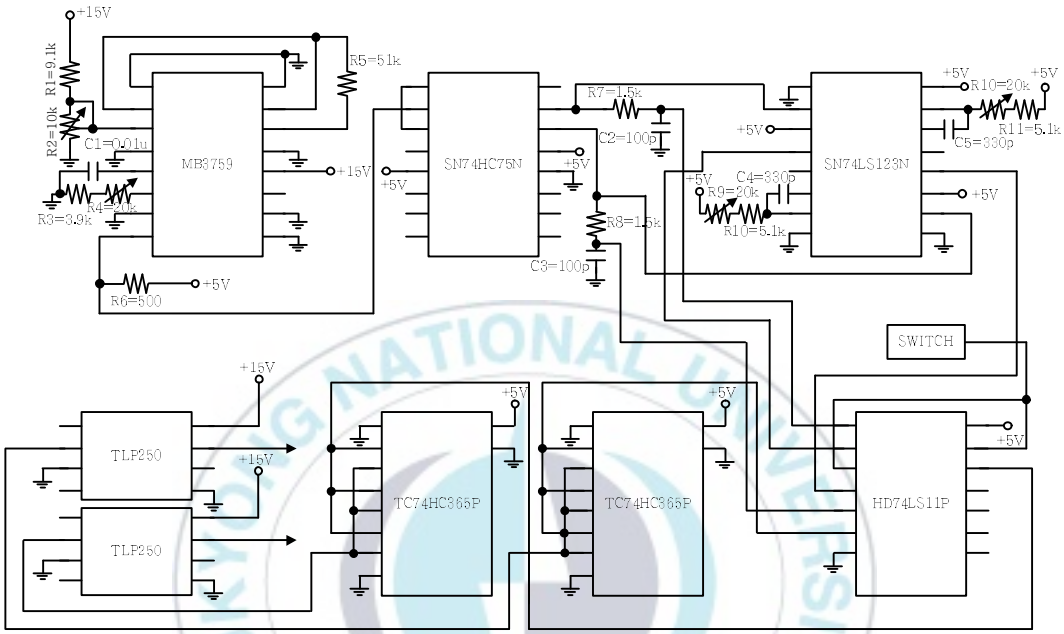
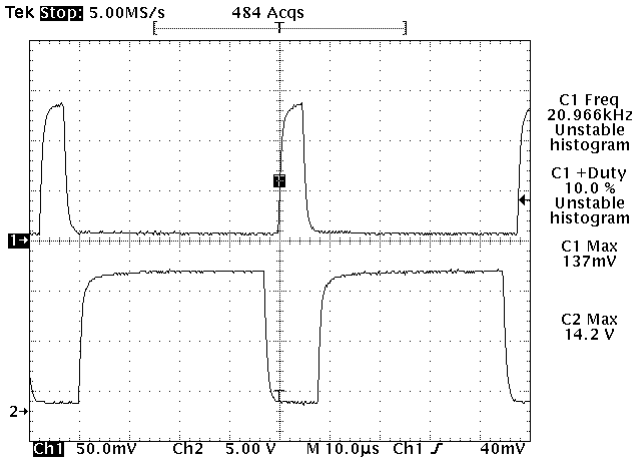


그림 3.9 비대칭PWM 신호발생회로도

Fig. 3.9 Asymmetric PWM signal generation circuit diagram

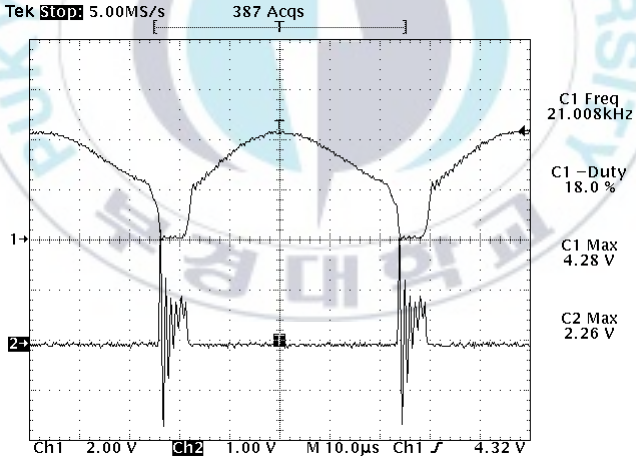
그림 3.10 ~ 3.14는 스위치 Q_1의 시비율($Duty-Q_1$)을 0.18로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이며, 그림 3.15 ~ 3.19는 스위치 Q_1의 시비율($Duty-Q_1$)을 0.328로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그리고 그림 3.20 ~ 3.24는 스위치 Q_1의 시비율($Duty-Q_1$)을 0.5로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이다. 실험 파형에서 알 수 있듯이 스위치 Q_1의 시비율을 변화했을 경우에 주 스위치 Q_1에 잔존 전압이 남아 스위치가 턴-온 되며, 스위치의 기생 커패시터의 전하를 단락시켜 턴-온 순간에 단락 전류가 흐르게 된다.



(상 : 주 스위치Q_1(5[V/div]), 하 : 보조 스위치Q_s(5[V/div]))

그림 3.10 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18)

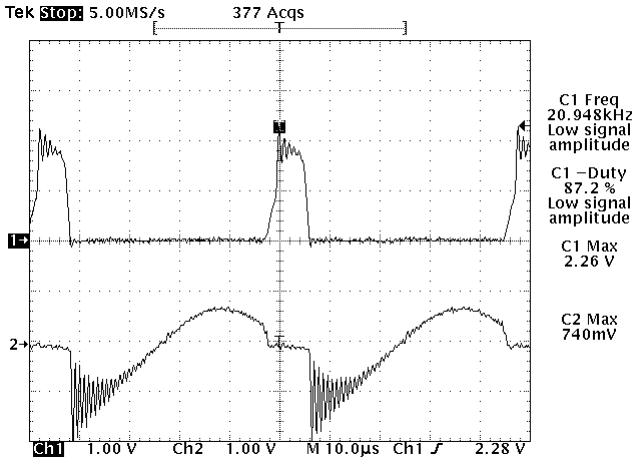
Fig. 3.10 Gate Signal Experiment Waveform of Switch($Duty-Q_1$=0.18)



(상 : 주 스위치의 전압V_{Q_1}(200[V/div]), 하 : 주 스위치의 전류I_{Q_1}(20[A/div]))

그림 3.11 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18)

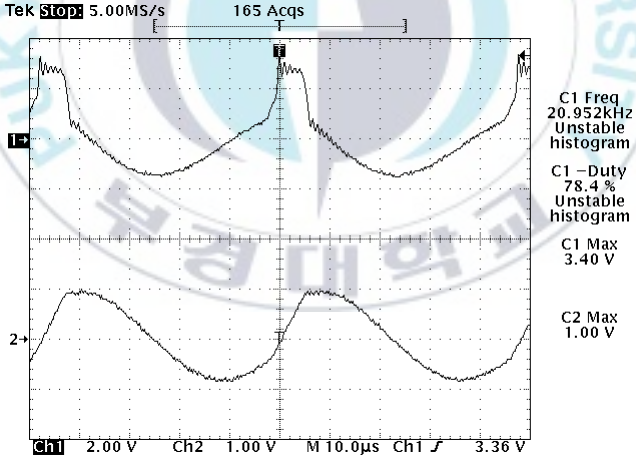
Fig. 3.11 Voltage and current test waveform of main switch($Duty-Q_1$=0.18)



(상 : 보조 스위치의 전압 V_{Q_s}(100[V/div]), 하 : 보조 스위치의 전류 I_{Q_s}(20[A/div]))

그림 3.12 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18)

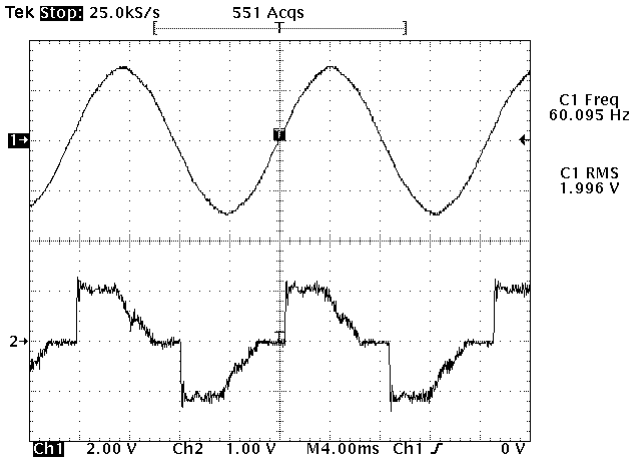
Fig. 3.12 Voltage and current test waveform of auxiliary switch($Duty-Q_1$=0.18)



(상 : 워크 코일의 전압 V_{L_1}(200[V/div]), 하 : 워크 코일의 전류 I_{L_1}(20[A/div]))

그림 3.13 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18)

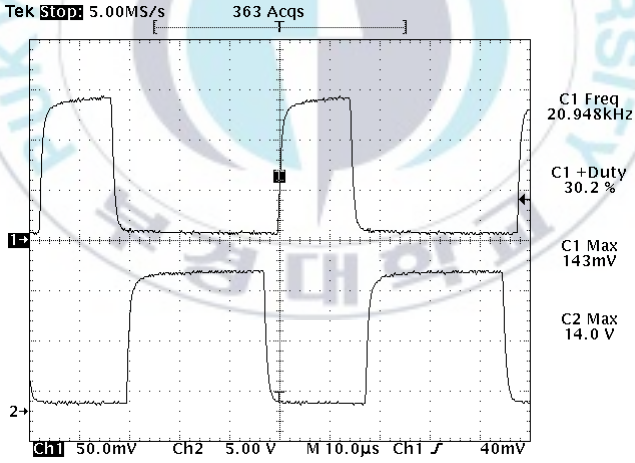
Fig. 3.13 Voltage and current test waveform of work coil($Duty-Q_1$=0.18)



(상 : 입력전압 V_{in}(200[V/div]), 하 : 입력전류 I_{in}(1[A/div]))

그림 3.14 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.18)

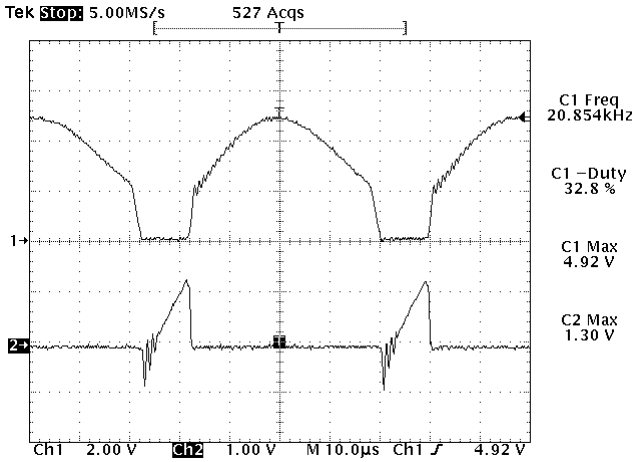
Fig. 3.14 Experimental waveform of input voltage and current($Duty-Q_1$=0.18)



(상 : 주 스위치 Q_1(5[V/div]), 하 : 보조 스위치 Q_s(5[V/div]))

그림 3.15 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328)

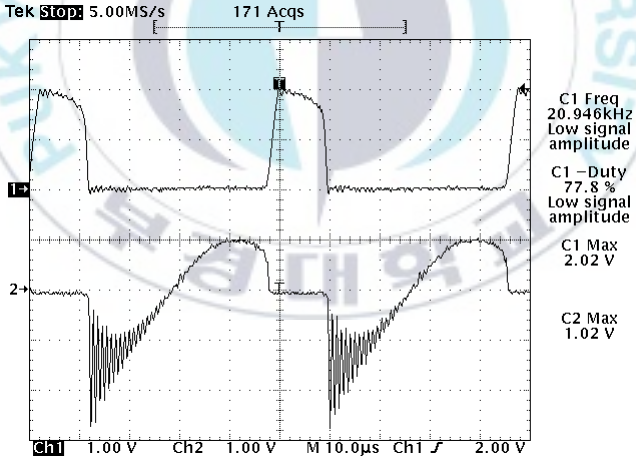
Fig. 3.15 Gate Signal Experiment Waveform of Switch($Duty-Q_1$=0.328)



(상 : 주 스위치의 전압 V_{Q_1}(200[V/div]), 하 : 주 스위치의 전류 I_{Q_1}(20[A/div]))

그림 3.16 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328)

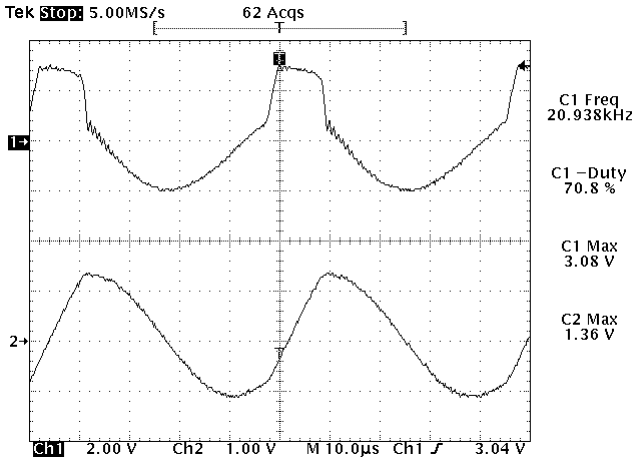
Fig. 3.16 Voltage and current test waveform of main switch($Duty-Q_1$=0.328)



(상 : 보조 스위치의 전압 V_{Q_S}(100[V/div]), 하 : 보조 스위치의 전류 I_{Q_S}(20[A/div]))

그림 3.17 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328)

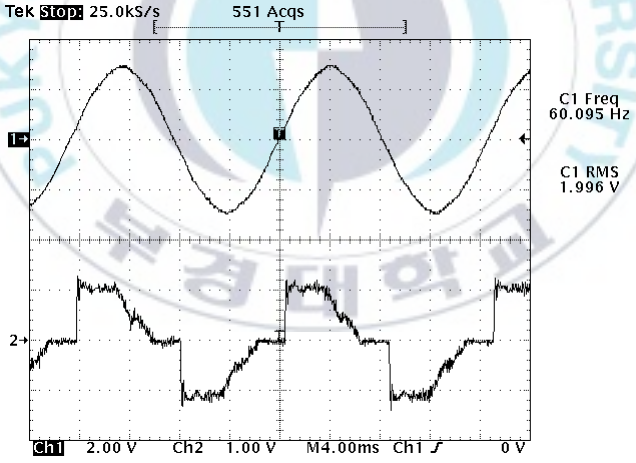
Fig. 3.17 Voltage and current test waveform of auxiliary switch($Duty-Q_1$=0.328)



(상 : 워크 코일의 전압 V_{L_1}(200[V/div]), 하 : 워크 코일의 전류 I_{L_1}(20[A/div]))

그림 3.18 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328)

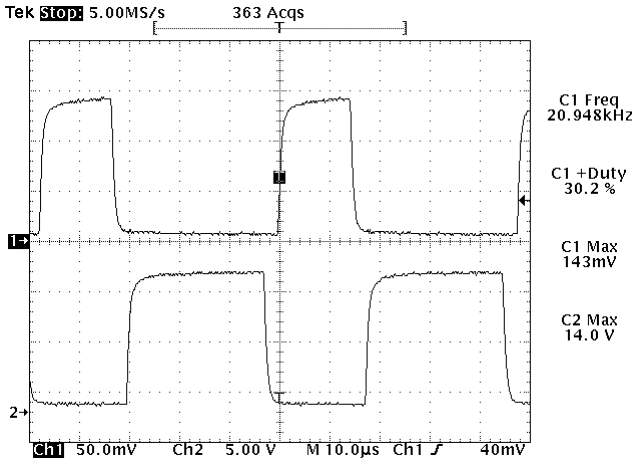
Fig. 3.18 Voltage and current test waveform of work coil($Duty-Q_1$ =0.328)



(상 : 입력전압 V_{in}(200[V/div]), 하 : 입력전류 I_{in}(1[A/div]))

그림 3.19 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.328)

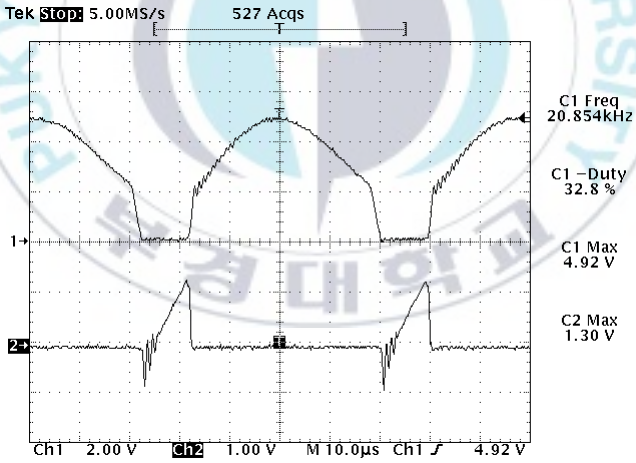
Fig. 3.19 Experimental waveform of input voltage and current($Duty-Q_1$ =0.328)



(상 : 주 스위치Q_1(5[V/div]), 하 : 보조 스위치Q_s(5[V/div]))

그림 3.20 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5)

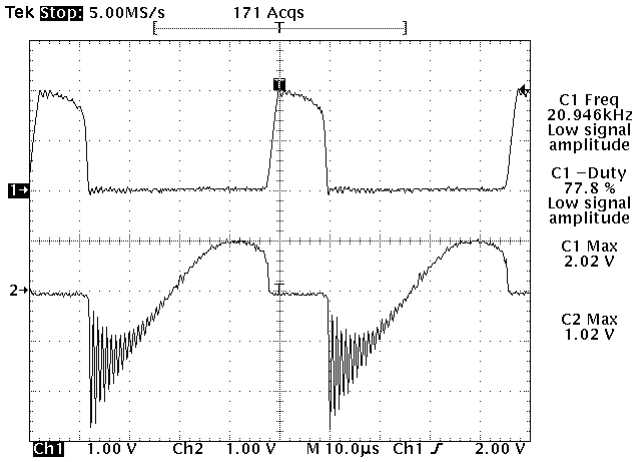
Fig. 3.20 Gate Signal Experiment Waveform of Switch($Duty-Q_1$=0.5)



(상 : 주 스위치의 전압V_{Q_1}(200[V/div]), 하 : 주 스위치의 전류I_{Q_1}(20[A/div]))

그림 3.21 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5)

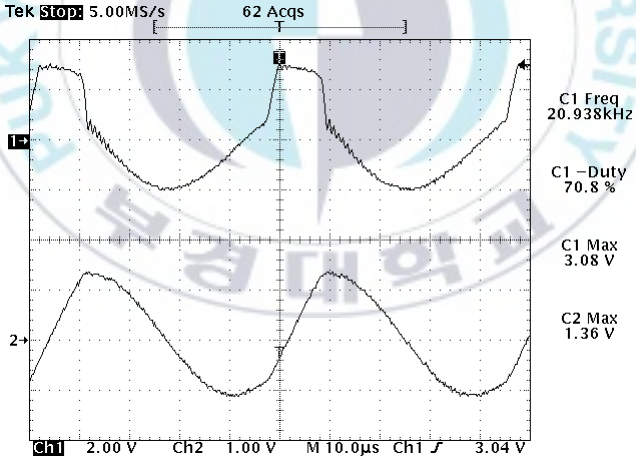
Fig. 3.21 Voltage and current test waveform of main switch($Duty-Q_1$=0.5)



(상 : 보조 스위치의 전압 V_{Qs}(100[V/div]), 하 : 보조 스위치의 전류 I_{Qs}(20[A/div]))

그림 3.22 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5)

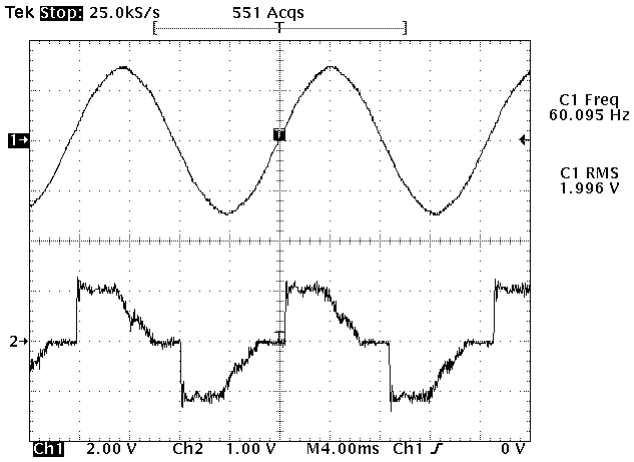
Fig. 3.22 Voltage and current test waveform of auxiliary switch($Duty-Q_1$=0.5)



(상 : 워크 코일의 전압 V_{L_1}(200[V/div]), 하 : 워크 코일의 전류 I_{L_1}(20[A/div]))

그림 3.23 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5)

Fig. 3.23 Voltage and current test waveform of work coil($Duty-Q_1$=0.5)



(상 : 입력전압 V_{in}(200[V/div]), 하 : 입력전류 I_{in}(1[A/div]))

그림 3.24 입력전압과 전류의 실험파형(시비율($Duty-Q_1$)=0.5)

Fig. 3.24 Experimental waveform of input voltage and current($Duty-Q_1$=0.5)

그리고 ZVS 실현이 가능하기 위해서는 공진 커패시터의 값이 작거나 공진 초기 전류의 값이 크며, 다이오드 브릿지를 통해 비평활 필터를 사용하고 있기 때문에 역률이 거의 1이 된다. 또한, 주 스위치에 비해 보조 스위치 쪽이 항상 약 100[V] 피크 스트레스가 낮기 때문에, 내압이 작으며, 공진 초기의 전류값은 전력을 작게 할수록 감소한다.

그림 3.25는 가로축을 시비율(Duty Factor)로, 세로축을 입력 전력으로 한 PWM 제어 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.25에서 알 수 있듯이 시비율을 변화시키면 입력 전력을 크게 가변하며, 시비율(Duty Factor)을 0.4로 일정하게 하면 PFM가 된다. 그때의 ZVS 영역이 그림 3.25과 같으며, 시뮬레이션 결과와 거의 일치하고 있다.

그림 3.26은 온도 제어를 실시한 결과를 나타낸 것이다. 그림 3.26에서 알 수 있듯이, 실온에서 180[℃]가 될 때까지의 시간인 24[sec] 이후의 오버 슈트도 없다. 그리고 시작 후 1분 경과 후에, 복사기 본체의 복사 버튼을 눌러 실제로

정착 롤러에 종이를 통하게 한 결과, 급격히 온도가 내려간다. 이에 따라, 입력 전력이 증가하고 온도를 유지하고 있는 것을 알 수 있다.

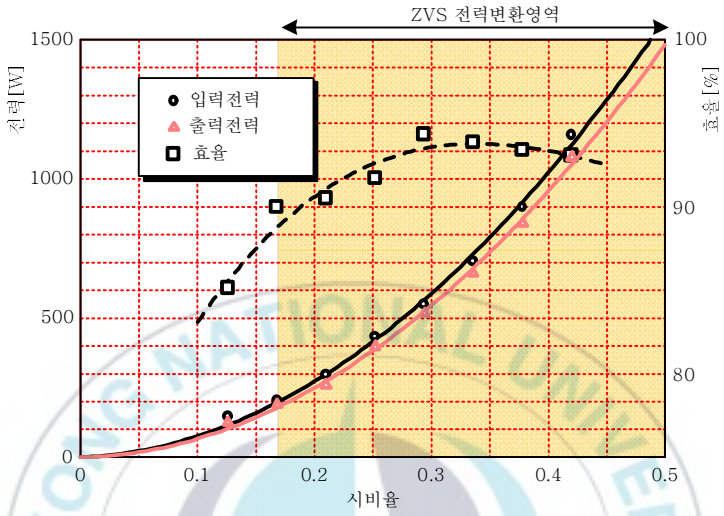


그림 3.25 PWM 제어 특성

Fig. 3.25 PWM control characteristics

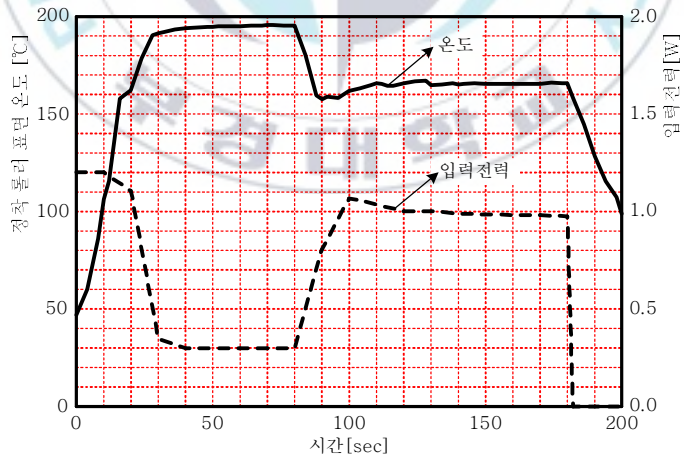


그림 3.26 온도제어특성

Fig. 3.26 Temperature Control Characteristics

본 논문에서 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치에서의 손실 분포를 알기 위하여 그림 3.27에 표시된 3곳의 손실을 조사하였다. 입력 전력은 디지털 파워 미터로 측정 회로 내의 각 부의 전력은 디지털 오실로스코프의 파형 연산 기능을 사용하여 측정하였다. 그 측정 결과를 표 8 ~ 표 9에 나타내었다.

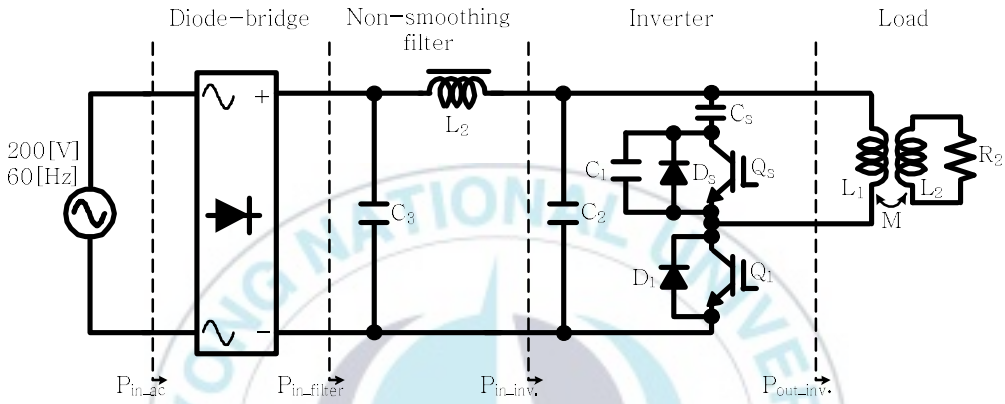


그림 3.27 손실 분석을 위한 온풍기 시스템용 전력변환장치

Fig. 3.27 Power conversion device for hot air fan system for loss analysis

표 8 각 부의 입력 전력과 출력 전력의 측정값

Table. 8 Measured values of input power and output power of each part

Duty	P_{in_ac}[W]	P_{in_filter}[W]	$P_{in_inv.}$[W]	$P_{out_inv.}$[W]
0.42	1,050	1,000	997	978
0.35	820	774	767	762
0.30	600	577	569	558
0.16	200	191	187	180

표 9에서 알 수 있듯이, 온풍기 시스템용 전력변환장치 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한, 낮은 출력시에도 96[%]

의 효율을 얻을 수 있어 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치가 매우 고효율 전력변환장치라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 온풍기 시스템의 전력변환장치에 사용하기에는 효율적이라 판단된다. 또한, 시스템 전체의 효율 분포에서 보면 다이오드 브릿지의 손실이 가장 큰 비중을 차지하고 있다. 이에 비해 비평활 필터는 매우 손실이 적은 것을 알 수 있다.

표 9 손실 분석

Table. 9 Loss analysis

Duty		Diode	Filter	Inverter	Synthesis
0.42	손실[W]	50	3	19	72
	효율[%]	95.23	99.70	98.09	93.14
0.35	손실[W]	46	7	5	58
	효율[%]	94.39	99.10	99.35	92.93
0.30	손실[W]	23	8	11	42
	효율[%]	96.17	98.61	98.07	93.00
0.16	손실[W]	9	4	7	20
	효율[%]	95.50	97.91	96.26	90.00

3.4 최적 파라미터의 설계법

표 10은 제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성을 나타낸 것이다. 표 6에서 알 수 있듯이 전압 피크를 저감하기 위해서는 워크 코일 L_1와 공진 커패시 C_1는 작게 하고, 클램프 커패시터 C_s는 크게 하는 것이 좋으며, 전류 피크를 저감하기 위해서는 워크 코일 L_1와 공진 커패시 C_1는 크게 하고, 클램프 커패시터 C_s는 작게 하는 것이 좋다. 즉, 전압 피크 조건 및 전류 피크 조건은 상충 관계에 있는 것을 알 수 있다. 그림 3.28 ~ 그림 3.31은 표 6의 최적 매개 변수 조건을 모두 충

족시키는 3개의 매개 변수인 L_1, C_s, C_1을 시뮬레이션을 통하여 영역으로 알기 쉽게 나타낸 것이다.

표 10 제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성

Table. 10 Dependent characteristics of the proposed circuit by parameters

매개 변수	주 스위치$S_1(Q_1)$		보조 스위치$S_s(Q_s)$		ZVS영역
	전압피크	전류피크	전압피크	전류피크	
워크 코일L_1	증가함	감소함	증가함	감소함	넓어짐
클램프 커패시터C_s	감소함	변화 없음	증가함	증가함	넓어짐
공진 커패시C_1	증가함	감소함	감소함	감소함	좁아짐
동작 주파수f_0	증가함	감소함	증가함	감소함	변화 없음

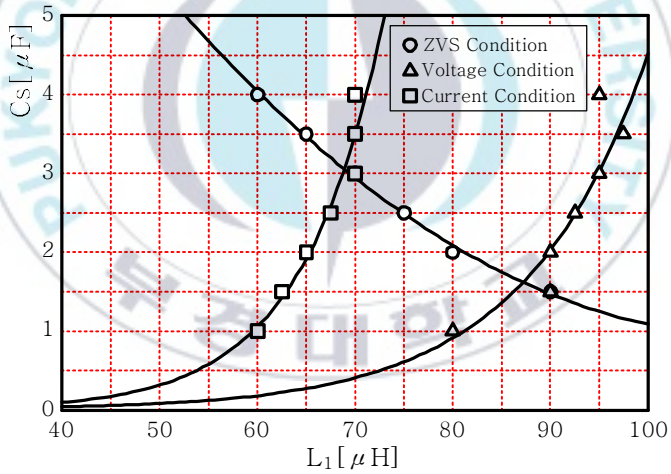


그림 3.28 공진 커패시터 C_1=0.1[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 3.28 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor C_1=0.1[μF]

그림 3.28 ~ 그림 3.31에서 알 수 있듯이 공진 커패시터 C_1을 0.1[μF]~0.4[μF]로 변화했을 경우에 (△)플롯의 왼쪽 영역은 전력을 가변하여도 전압 피크 스트레

스가 700[V]를 초과하지 않는 영역이며, (□)플롯의 오른쪽 영역은 전력을 가변하여도 전류 피크 값이 70[A]를 넘지 않는 영역이다. 그리고 (○)플롯의 상단 영역은 전력을 가변하여도 모든 영역에서 ZVS이 실현 가능한 영역이라고 할 수 있다.

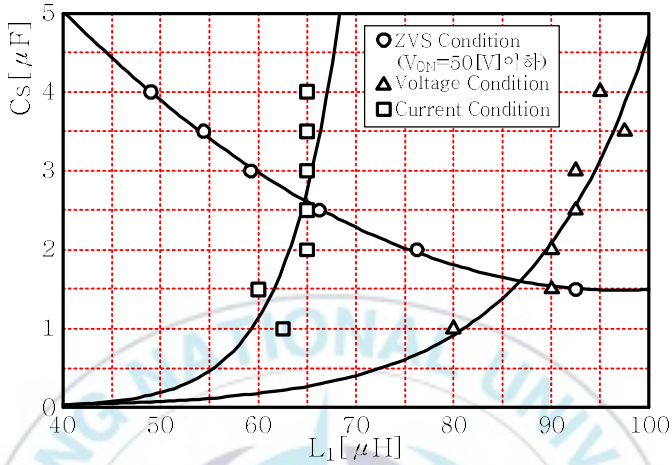


그림 3.29 공진 커패시터 C_1=0.2[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 3.29 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor C_1=0.2[μF]

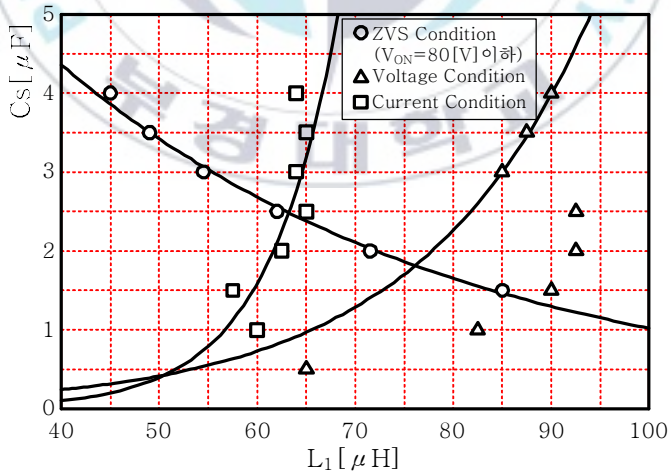


그림 3.30 공진 커패시터 C_1=0.3[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 3.30 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor C_1=0.3[μF]

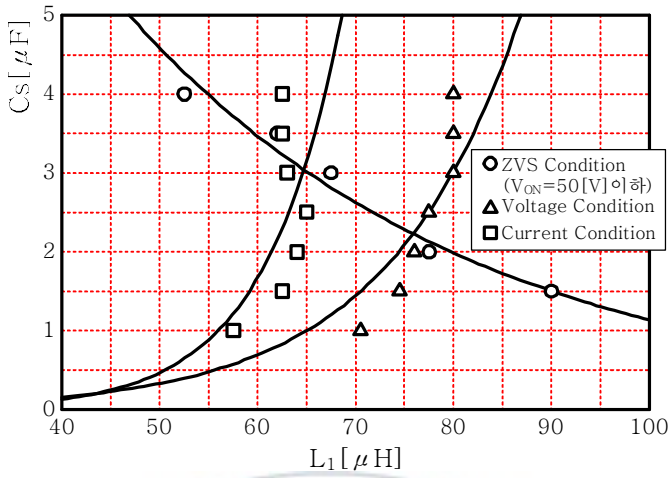


그림 3.31 공진 커패시터 C_1=0.4[μF]인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 3.31 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor C_1=0.4[μF]

이러한 3개의 영역이 겹치는 위치인 매개 변수를 선택하여 구하면 최적 매개 변수인 L_1=60[μH], C_s=2.0[μF], C_1=0.2[μF]을 구할 수 있다.

제Ⅳ장 결 론

일반적으로 복사기, 온풍기, 요리기구 등에 적용되는 1석형 전압 공진 영전압 소프트 스위칭형 고주파 인버터는 저비용이면서 주파수 제어로 전력을 제어할 수 있으나 파워 반도체 장치의 내압이 높아져 실용에 견딜 수 없을 뿐만 아니라 멀티 버너 방식으로는 제어 방식이 주파수 제어이기 때문에 주파수 차이에 의한 잡음이 발생하며, 영전압 스위칭 영역이 좁아지는 등의 문제점이 발생한다. 본 논문에서 이러한 문제점을 해결하는 새로운 전력변환장치를 제안하였으며, 얻어진 결과를 정리하여 서술하면 다음과 같다.

(1) 온풍기 시스템용 유도 가열계로 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 전력변환장치의 동작 원리 및 특징을 서술하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 분석한 후 정상 상태에서 각 부 이론 분석 파형을 나타내었으며, 다양한 회로 파라미터, 제어 방식, 부하 매개 변수와의 관계를 밝혔다.

(2) 제안 회로의 파라미터 최적 설계시 필수적인 요소인 온풍기 정착장치의 변압기 모델 등가회로의 파라미터를 고주파 증폭기를 이용하여 구하고, 그 주파수 특성을 서술하였다.

(3) 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치는 전력 반도체 스위칭 장치의 전압과 전류 피크값을 억제 할 수 있어 스위칭 손실이 저감되었다.

(4) 제안한 온풍기 시스템용 전력변환장치 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한, 낮은 출력시에도 96[%]의 효율을 얻을 수 있어 제안한 고주파 전력변환장치가 매우 고효율 전력변환장치라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 인버터의 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 온풍기 시스템에 사용하기에는 효율적이라 판단된다. 또한, 시스템 전체의 효율 분포에서 보면 다이오드 브릿지의 손실이 가장 큰 비중을 차지하고 있다. 이에 비해 비평활 필터는 매우 손실이 적은 것을 알 수 있다.

참 고 문 헌

[1] J.G. Cho, and K.Y. Joe, “Novel zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter using transformer auxiliary winding”, IEEE Trans., Vol.15, No.2, pp.250 ~ 257, 2000

[2] S.J. Jeon, G. H. Cho, “A zero-voltage and zero-current switching full bridge DC-DC converter with transformer isolation”, IEEE Trans., Vol. 16, No.5, pp.573 ~ 580, 2001

[3] Shengpei Wang, etal., “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.

[4] 佐藤 伸二,“高効率部分共振形DC/DCコンバータ”,日本能率協會主催 第11次スイッチング電源テクニカルフォーラム, セッション2, pp.1 ~ 10, 1999

[5] B.H Choo, D.Y Lee, S.B Yoo, D.S Hyun, “A Novel Full-Bridge ZVZCS PWM DC/DC Converter with a Secondary Clamping Circuit,” Proceedings of IEEE Power Electronics Specialists Conference(PESC), Vol.2, pp.936 ~ 941, 1998

[6] K. S. Ma, J. D. Lee, Y. M. Kim, “New ZVS-PWM converters with zero current switched auxiliary switch for low power applications”, IEEE-PESC, Rec., Vol.3, pp.1744 ~ 1748, 2004

[7] O.Miyashita, Y.Nishida, “High Power Factor PWM Rectifiers with an Analog Pulse-Width Predictor”, Proc.of IEEE APEC, Vol.2, pp.563 ~ 568, 1994

[8] T. Kawabata, T. Miyasita & Y.Yamamoto, “Dead beat Control of Three-Phase PWM Inverter”, IEEE. Trane. Power Elect, 5 no.1, 1990

[9] Yan Zhu, “Soft Switched PWM Converters with Low Commutation Loss using an Active Snubber”, Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.589 ~ 595, 1999

[10] F. Zhang, H. Qin, H. Wang, “Freewheeing Current in Push-Pull Forward Converter”, Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.353 ~ 358, 2003

[11] E.S.Kim, B.D.Yoon, “An improved soft-switching PWM FB DC/DC converter for reducing conduction losses”, IEEE Trans., Vol.14, No.2, pp. 258 ~ 263, 1999

[12] 장석명, 이성호, 박희창, “전자기유도가열 및 그 응용”, 전기학회지, 제 50권 2호 pp.8-9, 2001.

[13] 신대철, 권혁민, 김기환, 김용주, “유도가열용 고주파 공진형 인버터를 이용한 과열증기 발생장치 개발에 관한 연구”,전력전자학회 논문집, pp.119-125, 2004.

[14] Y.J.KIM, K.H.KIM, D.C.SHIN, “Electromagnetic Indirect Induction Fluid Heating System using Series Resonant PWM Inverter and Its Performance Evaluations”, The Transactions of KIPE, vol.7, No.1, pp.48-53, 2002.

[15] 이종수, “고주파 유도가열용 병렬공진형 인버터의 구성과 동작특성에 관한 연구”, 부산대학교 산업대학원 석사학위 논문, pp.3-4, 2005.

[16] 이봉섭, “고주파 유도가열용 전원장치의 개발에 관한 연구”, 한국산업응용학회지, 제 5권, 제 3호, pp.179-186, 2002.

[17] 임상길, “전류형 인버터에 의한 고역률 유도가열 시스템 : 단위역률을 위한”, 전남대학교 석사학위 논문, pp.8-10, 2010.

[18] 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, March 2002.

A Study on Power Conversion Device for Warm Air System Using Induction Heating Method

Dong-Hoon Jeon

Department of Electrical Engineering Graduate School of Industry

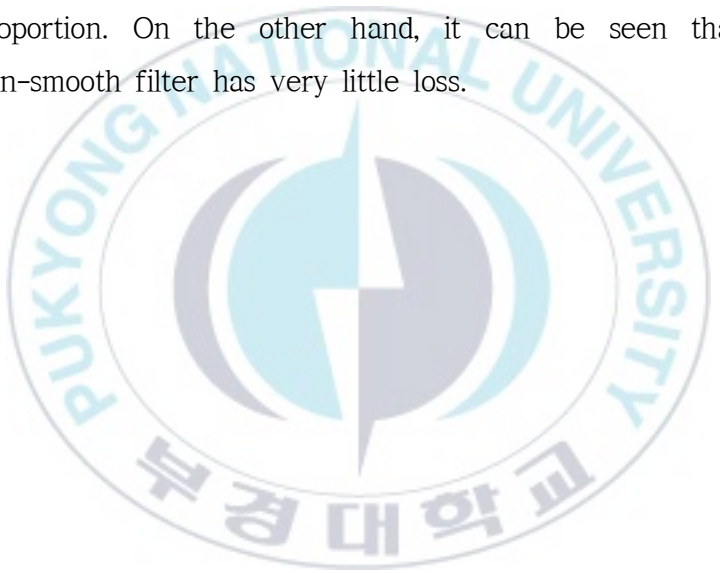
Pukyong National University

Abstract

In this paper, as a zero voltage soft switching voltage resonance high frequency inverter applied to a commercial grid 220[Vrms], a high efficiency power converter equipped with a hot air fan that adopts a partial resonance high frequency inverter with PWM control function is proposed. And the parameters of the transformer model equivalent circuit of the hot air blower fixing device, which are essential elements in the optimal design of the parameters of the proposed circuit, were obtained using a high-frequency amplifier, and the frequency characteristics were described. Compared to the general high frequency inverter, the proposed high efficiency power converter equipped with a hot air fan can suppress the peak voltage and current values of the power semiconductor switching device, thereby reducing the switching loss.

In addition, the efficiency of the proposed high-efficiency power converter equipped with a hot air fan can be obtained

with a high efficiency of 98 [%] at the rated power output.

In addition, 96 [%] of efficiency can be obtained even at low output, so it can be called a high-efficiency inverter. And since the overall efficiency from commercial AC input to inverter output is 93 [%] at the rated value, it is judged to be efficient for use in a high-efficiency power converter equipped with a heater.

In addition, in the efficiency distribution of the entire system, the loss of the diode bridge occupies the largest proportion. On the other hand, it can be seen that the non-smooth filter has very little loss.