



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](#)

工學博士學位論文

새로운 誘導加熱方式을 利用한 複寫機  
定着用 高周波 인버터에 關한 研究



2017년 08월

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

尹 永 便

工學博士學位論文

새로운 誘導加熱方式을 利用한 複寫機  
定着用 高周波 인버터에 關한 研究

指導教授 朴 瀚 錫

이 論文을 工學博士學位論文으로 提出함.

2017년 08월

釜慶大學校 大學院

電氣工學科

尹 永 便

이 論文을 尹永便의 博士學位  
論文으로 認准함

2017 年 6 月

主審 工學博士 禹 炅 一 (印)

委員 工學博士 李 東 勳 (印)

委員 工學博士 朴 昶 炫 (印)

委員 工學博士 文 相 弼 (印)

委員 工學博士 朴 瀚 錫 (印)

# 目 次

目 次 .....	i
表 目 次 .....	ii
사 진 目 次 .....	ii
그 림 目 次 .....	iii
국문요약 .....	vii
제 I 장 서 론 .....	1
제 II 장 유도 가열의 기본적인 이론 해석 .....	4
2.1 유도 가열의 원리 .....	4
2.2 유도 가열의 특징 .....	8
2.3 유도 가열계부하의 등가회로모델 .....	8
2.4 복사기용 정착장치 .....	10
2.5 부하 매개 변수인 $k$ , $\tau$ 의 측정 .....	12
제 III 장 유도 가열용 부하 공진 고주파 인버터 .....	21
3.1 기존의 1석형 ZVS-PFM 고주파 인버터의 회로구성 및 동작원리 .....	21
3.2 하프 브리지 방식을 이용한 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터 .....	28
제 IV 장 제한한 새로운 액티브 전압 클램프 방식을 이용한 ZVS-PWM 고주파 인버터 .....	48
4.1 회로구성 및 동작원리 .....	48
4.2 시뮬레이션 결과 및 검토 .....	53
4.3 PWM제어특성 .....	58
4.4 입력 전력 일정하게 제어했을 때의 특성 .....	68
4.5 최적 파라미터의 설계법 .....	81
제 V 장 실험결과 및 검토 .....	85
제 VI 장 결 론 .....	102
참 고 문 헌 .....	104

ABSTRACT .....109

## 표 목 차

표 1	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 A) .....	16
표 2	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 B) .....	16
표 3	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 C) .....	16
표 4	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 A) .....	18
표 5	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 B) .....	18
표 6	정착 롤러의 워크 코일 $L_1$ (프로토 타입 코일 C) .....	19
표 7	제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성 .....	82
표 8	실험에 사용된 회로정수 .....	86
표 9	각 부의 입력 전력과 출력 전력의 측정값 .....	100
표 10	손실 분석 .....	100

## 사 진 목 차

사진 1	실험에 사용된 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템 .....	87
사진 2	실험에 사용된 고주파 인버터의 외관 .....	88
사진 3	실험에 사용된 복사기의 외관 .....	88
사진 4	실험에 사용된 워크 코일 $L_1$ 의 외관 및 구조 .....	89
사진 5	복사기 정착장치의 외관 .....	89

# 그림 목 차

그림 2.1 고주파 유도가열의 원리 .....	4
그림 2.2 와전류의 분포 .....	6
그림 2.3 표면의 전류와 전력 분포 .....	7
그림 2.4 변압기 등가회로 모델 .....	10
그림 2.5 RL 등가회로 모델 .....	10
그림 2.6 건식 토너의 정착 방식 .....	12
그림 2.7 복사기용 정착 롤러 .....	12
그림 2.8 정착장치의 내부구조 .....	13
그림 2.9 유도 가열계 변압기 모델과 등가 회로 .....	14
그림 2.10 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과 .....	17
그림 2.11 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과 .....	20
그림 3.1 1석형 ZVS-PWM 고주파 인버터 시스템 .....	22
그림 3.2 모드별 등가 회로 .....	23
그림 3.3 $P_{in}=1,300[W]$ , $f_0=23.6[kHz]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형 .....	26
그림 3.4 $P_{in}=150[W]$ , $f_0=44.2[kHz]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형 .....	27
그림 3.5 PWM 제어 특성 및 ZVS 영역 .....	27
그림 3.6 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type I) .....	29
그림 3.7 모드별 등가 회로(Type I) .....	31
그림 3.8 $D_{S1}=0.2$ , $P_{in}=2,000[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type I) .....	33
그림 3.9 $D_{S1}=0.4$ , $P_{in}=4,400[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type I) .....	34
그림 3.10 $D_1=0.2$ , $P_{in}=2,500[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type II) .....	39
그림 3.11 모드별 등가 회로(Type II) .....	37
그림 3.12 $D_1=0.2$ , $P_{in}=2,500[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type II) .....	39

그림 3.13 $D_1=0.4$ , $P_{in}=4,400[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type II)	·40
그림 3.14 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type III)	·41
그림 3.15 모드별 동작 회로(Type III)	·44
그림 3.16 $D_{S_1}=0.2$ , $P_{in}=1,150[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type III)	·46
그림 3.17 $D_{S_1}=0.4$ , $P_{in}=1,540[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type III)	·47
그림 4.1 제안한 새로운 액티브 전압 클램프 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터	·48
그림 4.2 각 모드별 동작 동작 회로	·49
그림 4.3 각 부의 동작 파형	·52
그림 4.4 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.1 & $P_{in}=337[W]$ 일 때)	·55
그림 4.5 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.2 & $P_{in}=560[W]$ 일 때)	·56
그림 4.6 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.3 & $P_{in}=940[W]$ 일 때)	·57
그림 4.7 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.4 & $P_{in}=1,440[W]$ 일 때)	·58
그림 4.8 PWM 제어특성	·59
그림 4.9 워크 코일 $L_1$ 을 변화시켰을 때의 특성	·61
그림 4.10 클램프 커패시터 $C_s$ 를 변화시켰을 때의 특성	·62
그림 4.11 공진 커패시터 $C_1$ 을 변화시켰을 때의 특성	·64
그림 4.12 부하 매개 변수 $\tau$ 를 변화시켰을 때의 특성	·65
그림 4.13 결합 계수 $k$ 를 변화시켰을 때의 특성	·66
그림 4.14 동작 주파수 $f$ 를 변화시켰을 때의 특성	·68
그림 4.15 워크 코일 $L_1$ 을 가변하고, $C_s=2.0[\mu F]$ , $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성	·69
그림 4.16 워크 코일 $L_1$ 을 가변하고, $C_s=2.0[\mu F]$ , $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의 특성	·71
그림 4.17 클램프 커패시터 $C_s$ 를 가변하고, $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의	

특성 .....	72
그림 4.18 클램프 커패시터 $C_s$ 를 가변하고, $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 ..	73
그림 4.19 공진 커패시터 $C_1$ 를 가변하고, $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 ..	75
그림 4.20 공진 커패시터 $C_1$ 를 가변하고, $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 ....	76
그림 4.21 부하 매개 변수 $\tau$ 를 가변하고, $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 .....	77
그림 4.22 부하 매개 변수 $\tau$ 를 가변하고, $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 .....	78
그림 4.23 결합계수 $k$ 를 가변하고, $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 .....	80
그림 4.24 결합계수 $k$ 를 가변하고, $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성 .....	81
그림 4.25 공진 커패시터 $C_1=0.1[\mu F]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 .....	82
그림 4.26 공진 커패시터 $C_1=0.2[\mu F]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 .....	83
그림 4.27 공진 커패시터 $C_1=0.3[\mu F]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 .....	83
그림 4.28 공진 커패시터 $C_1=0.4[\mu F]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역 .....	84
그림 5.1 제안한 ZVS-PWM 고주파 인버터의 실험 시스템 .....	85
그림 5.2 비대칭PWM 신호발생회로도 .....	87
그림 5.3 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18) .....	90
그림 5.4 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18) .....	90
그림 5.5 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18) .....	91
그림 5.6 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18) .....	91
그림 5.7 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18) .....	92
그림 5.8 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.328) .....	92
그림 5.9 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.328) .....	93
그림 5.10 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.328) ..	93
그림 5.11 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.328) .....	94
그림 5.12 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.328) .....	94

그림 5.13 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5) .....	95
그림 5.14 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5) .....	95
그림 5.15 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5) .....	96
그림 5.16 위크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5) .....	96
그림 5.17 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5) .....	97
그림 5.18 PWM 제어 특성 .....	98
그림 5.19 차동증폭기회로도 .....	99
그림 5.20 온도제어특성 .....	99
그림 5.21 손실 분석을 위한 인버터 시스템 .....	100



# 새로운 유도 가열 방식을 이용한 복사기 정착용 고주파 인버터에 관한 연구

## 운 영 변

釜慶大學校 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 복사기 정착형 유도 가열 소프트 스위칭 부분 공진형 ZVS-PWM 고주파 인버터 회로의 2가지 방식을 제안하였다. 그리고 제안 회로의 파라미터 최적 설계시 필수적인 요소인 복사기 정착 장치의 변압기 모델 등가 회로의 파라미터를 고주파 증폭기를 이용하여 구하고, 그 주파수 특성을 서술하였다. 기존의 1석형 싱글 엔드 ZVS-PFM 고주파 인버터에 비해 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 인버터는 전력 반도체 스위칭 장치의 전압과 전류 피크값을 억제 할 수 있어 스위칭 손실이 저감되었다. 그리고 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 인버터 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한 낮은 출력시에도 96[%]의 효율을 얻을 수 있어 제안한 고주파 인버터가 매우 고효율 인버터라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 인버터의 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 복사기에 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 반도체 소자(MOSFET, IGBT, MCT, MOS-SITH, IEGT)등으로 대표되는 저 게이트 구동 전력화 제어 파워 반도체 스위칭 소자의 고속화, 대용량화, 저 포화 전압 강하, 복합화, 모듈화, 인덕턴스 리스 패키지 고성능 지능화, 높은 파괴 내량화 등 전원 장치 관련 기술과 전력 반도체 장치의 최적 구동 회로 인터페이스 기술, 마이크로 전자 회로의 제어 장치 기술, 현대 제어·지능형 정보 제어 이론 및 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]-[10].

그 중에서도 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), ZVS & ZCS 하이브리드 스위칭 영전압 변환 스위치(ZVT : Zero Voltage Transition)등이 실현가능한 고주파 소프트 스위칭 모드 반도체 전력 변환 회로 기술이 각광을 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 부각되고 있다. 이 밖에도 무손실 액티브 스너버 및 스너버 에너지 회생 등의 스너버 회로 기술에 소프트 스위칭화나 MOS 게이트 구동 전압 파형 동작의 소프트 스위칭화에 의한 주 회로의 소프트 스위칭화 회로 기술도 주목 받고 있다[11]-[21].

이러한 스위칭 전력 변환 회로 시스템 기술은 트랜치 구조인 제4세대 IGBTs 및 MCTs에 새로운 구조와 재료를 적용한 파워 반도체 디바이스의 개

발과 고성능화될 뿐만 아니라 상용 전원 환경이나 전자 친환경 전기 에너지 변환 기기의 실현을 위해 활발히 연구가 추진되어 나갈 것으로 생각된다.

특히, 고주파 스위칭 전력 전자는 태양광 에어컨 구동용 인버터와 컨버터, 전자 밸러스트 조명 점등 장치, 전기밥솥, 전자 온수기, 전자 레인지용 스위칭 전원, 의료용 초음파 응용 기기 등 가전 소비 제품 및 업무 민생 기기에 고주파 전력 응용을 비롯해 컴퓨터, OA 기기 등의 전자 정보에 관련 시스템 기기, 통신 기기, X선 발생 장치 등의 의료 진단 시스템 장비, 특수 전자관으로서 마그네트론 드라이브 등의 산업용 고전압 전원 장치, 고주파 플라즈마 발생용 고주파 전원 UPS나 분산형 전원, 전기 자동차, 태양열 자동차 등의 자동차 구동용 전기 기기, 고주파 인버터를 이용한 비접촉 전력 공급 시스템에 의한 배터리 충전기, 리니어 반송용 픽업 코일, 통신 기기 응용, 20kHz급 전용 공간 시스템 장비 등 다양한 새로운 전력 전자 응용 기술 분야에 보듯이 차세대의 전력 변환 수단 및 전력 조정 제어 수단으로 폭넓게 활용되고 있다[21]–[30].

최근에는 소프트 스위칭 고주파 전력 전자 기술 중 현재 가전·민생 기기 응용을 비롯한 업무 민생 응용으로 고주파 전력 반도체 장치용 고주파 소프트 스위칭 전력 변환 기술이 도입되고 있다. 그 중에서도 전자 밥솥, 전자 플라이어, 국수 제조 장치, 전자 온수기, 전기 구이기 등의 유도 가열용 인버터와 마그네트론 구동용 인버터 제어 방식 컨버터에 의한 전자레인지 및 조명용 전자 안정기의 점등 장치, 전동 칫솔이나 전기면도기, 비접촉 전력 공급 시스템, 가정용 고주파 절연 링크 태양광 발전 시스템, RF 인버터에 의한 무전극 램프 시스템, 오존 발생용 인버터, 고주파 인버터 링크 UPS 등의 기술 개발이 활발하게 진행되고 있다[31]–[40].

일반적으로 전자 유도 요리 등에 적용되어지는 1석형 전압 공진 영전압 소프트 스위칭형 고주파 인버터는 저비용이면서 주파수 제어로 전력을 제어 할 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[41]–[47].

본 논문에서는 상용 계통 220[Vrms]에 적용한 영전압 소프트 스위칭 전압 공진형 고주파 인버터로 PWM 제어 기능을 가지는 부분 공진형 고주파 인버터를 채택한 복사기 정작형 유도 가열 소프트 스위칭 부분 공진형 ZVS-PWM 고주파 인버터 회로의 2가지 방식을 제안하여 그 회로의 동작 원리와 특징에 대해 서술하였다. 그리고 본 논문에서는 이러한 새로운 회로 토폴로지에 대한 제어 변수 회로 파라미터 부하계 매개 변수를 도입하여 유도 가열 시스템을 자속 모델로 나타낼 방법으로 컴퓨터 시뮬레이션 분석을 실시하여 회로 설계 전 단계에서 필요한 PWM 제어 특성, 전압과 전류의 피크 특성, ZVS 조건과 회로 매개 변수 및 제어 변수의 관계 등을 서술하였다.

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

## 제 II 장 유도 가열의 기본적인 이론 해석

### 2.1 유도 가열의 원리

유도가열(IH : Induction Heating)은 패러데이(Faraday)의 전자유도현상을 이용한 금속의 가열 방법의 일종이다. 금속과 같은 도체에 코일을 감고, 이 코일에 고주파 전류를 흘려주면 패러데이에 의해 밝혀진 전자유도 작용에 의해서 도체의 내부에는 유기기전력(EMF : Electro Motive Force)이 발생하게 되고, 이 유기기전력에 의해 도체의 내부에는 와전류(Eddy Current)가 발생하게 된다. 도체 내부를 흐르는 와전류는 표면부의 저항에 의해서 와전류 손실이 발생하게 되고 이 손실은 줄(Joule)의 법칙에 의해 열에너지로 변환하게 된다. 그림 2.1에 나타나는 것처럼 몇 번 감은 코일 속에 금속 막대를 넣어 이 코일에 교번전류(진동전류)  $i$  을 통했다고 하면 이 금속 막대 속에는 자속이 생긴다.

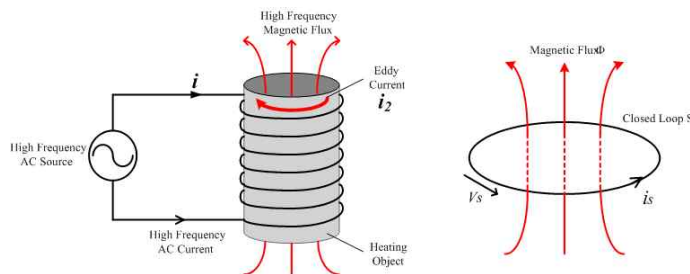
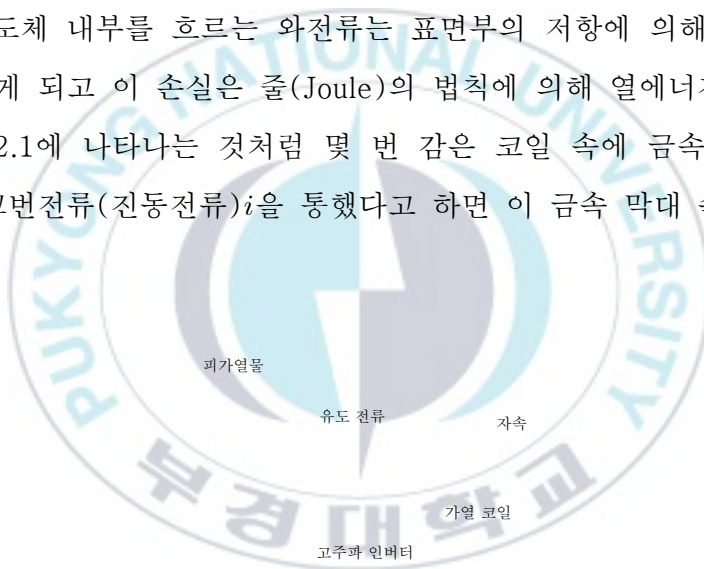


그림 2.1 고주파 유도 가열의 원리

Fig. 2.1 Principle of high frequency induction heating

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

$$P_h = \eta f B_m^{1.6} V \text{ [W]} \quad (2.1)$$

단,  $\eta$  : 히스테리시스 상수,  $f$  : 주파수[Hz]

$B_m$  : 최대자속밀도[Wb/m<sup>2</sup>],  $V$  : 철심체적[m<sup>3</sup>]

히스테리시스  $\eta$ 는 자성체의 재질에 따라 다른 것으로, 통상(보통)의 변압기의 경우에는 규소강판과 같이  $\eta$ 가 적은 재질을 선택할 필요가 있으나, 유도 가열의 경우에는 도리어  $\eta$ 가 큰 편이 가열하기 쉽다. 그러나 피 가열체가 철과 같은 자성체라도 일반적으로 유도 가열 때는 피 가열체가 변압기처럼 폐자로를 만들지 않는 편(쪽)이 많고, 자속밀도도 (1[Wb/m<sup>2</sup>]=10,000 가우스) 정도로 매우 크므로, 실효 투자율을 작고,  $\eta$ 도 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 작용에 의하여 코일내에 있는 금속은 변압기의 2차 권선에 기전력이 발생하는 것과 그림 2.1와 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.

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

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

$I_0$  : 원통형 금속체의 표면의 전류값[A]

$p$  : 전류값이 표면의  $1/\epsilon$ 로 감소하는 깊이[m] ( $\because \epsilon$ 는 자연대수의 값)

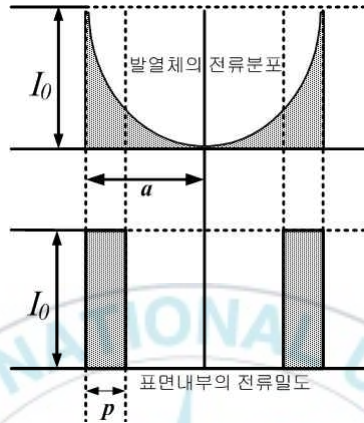


그림 2.2 와전류의 분포

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.

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

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

$\rho$  : 저항률[ $\Omega/m$ ],  $n$  : 코일의 턴-수[turn수/m],  $I$  : 전류[A]

식 (2.2)의  $p$ 는 고주파 전류의 침투 깊이라고 해서 식 (2.4)에 표시하는 바와 같이 재료의 비투자율 $\mu_r$ 나 저항률(고유저항) $\rho$ [ $\Omega/m$ ], 주파수 $f$ [Hz]에 의해서 정해지는 것이다.

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

여기서,  $\rho$  : 고유저항,  $f$  : 주파수,  $\mu_r$  : 비투자율(보통  $\mu_r=1$ 로 함)

식 (2.4)에서 고유저항  $\rho$ 를  $[\mu\Omega \cdot \text{cm}]$ 단위로 환산하면 식 (2.5)와 같다.

$$p = 5.033 \sqrt{\frac{\rho}{\mu_r f}} \quad [\text{cm}] \quad (2.5)$$

그림 2.3은 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.

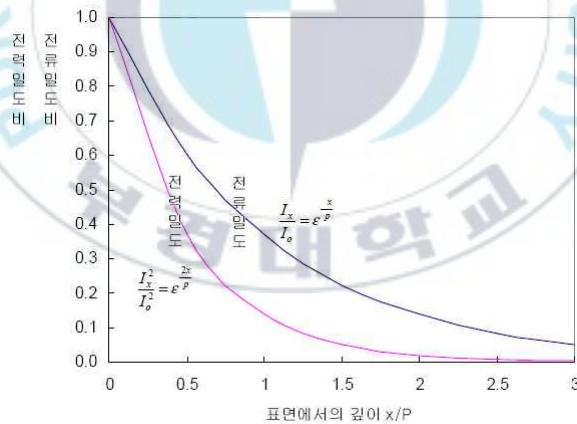


그림 2.3 표면의 전류와 전력 분포

Fig. 2.3 A Distribution of current and power at surface

## 2.2 유도가열의 특징

유도 가열의 특징으로 다음과 같다.

- (1) 간접 가열에 비해 가열 효율이 높기 때문에 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 배기 가스를 발생하지 않아 친환경적이다.
- (6) 공간을 최소화 할 수 있다.
- (7) 투입 에너지 밀도가 크고, 단시간 가열 있기 때문에 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 장애에 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 유도가열계부하의 등가회로모델

비접촉 가열인 유도가열 부하계와 일반적인 변압기의 등가모델은 거의 동일하므로 그림 2.4와 같이 나타낼 수 있다. 일반적으로 피가열물이 담긴 용기를 가열시키는 워킹코일(Working Coil)의 표피효과를 막기 위해서 리츠와이어(Litz Wire)를 이용하기 때문에 코일 저항성분  $R_L$ 을 충분히 작게하므로 본

연구에서는 무시하였으며, 유도 가열 부하에 있어 변압기 등가 회로 모델의 2차측 회로 정수인  $L_2$ 와  $R_2$ 는 측정하기 곤란하므로 식 (2.6)과 같이 새로운 파라미터  $k$ 와  $\tau$ 를 정의하였다.

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}}, \quad \tau = \frac{L_2}{R_2} \quad (2.6)$$

여기서,  $k$ 는 전자결합계수이며,  $\tau$ 는 부하 완화시간이다.

따라서, 식 (2.6)의 전자 결합 계수  $k$ , 부하 완화시간  $\tau$ , 워킹 코일의 저항  $R_{L1}$ , 자기 인덕턴스  $L_1$ 을 이용하여 변압기 등가 회로 모델을 나타낼 수 있다.

그림 2.4에 나타낸 변압기 등가 회로 모델의 상대 방정식을 세워  $v_{L1}$ 에 관하여 풀면 식 (2.7)과 같다.

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

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

$$R_0 = R_s + R_{L1} = \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + R_{L1} \quad (2.8)$$

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

식 (2.8)의 직렬 등가 저항  $R_0$ 와 직렬 등가 인덕턴스  $L_0$ 를 이용하여 그림 2.4의 변압기 등가 회로 모델은 그림 2.5의  $RL$  직렬 등가 회로 모델로 대치가

가능하다.

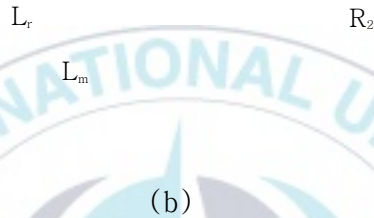
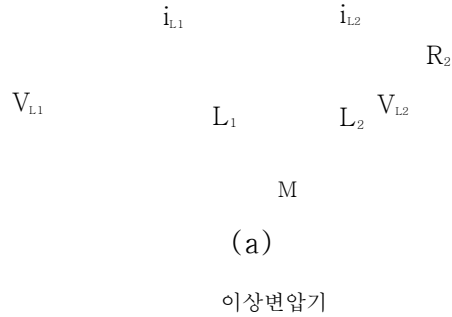


그림 2.4 변압기 등가회로 모델

Fig. 2.4 Transformer type equivalent circuit model

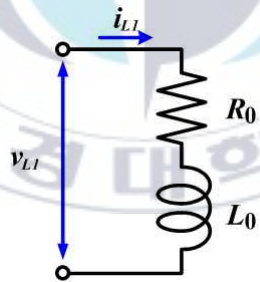


그림 2.5 RL 등가회로 모델

Fig. 2.5 RL series equivalent circuit model

## 2.4 복사기용 정착장치

전자 사진 방식에서 주류 건식 현상의 경우, 토너 입자끼리 또는 토너 입자와 전송용지를 열과 압력을 이용하여 정착시키고 있다. 이러한 열판 방식은

거슬러 올라 열관을 둔 고온 대기 중에 전송용지를 통과시키면 용지 걸림에 의한 증기 우려 때문에 현재로는 사용되지 않는다. 이 밖에 열 정착, 압력 정착, 용재 정착 등 다양하게 개발되고 있지만 모두 장·단점을 가지고 있다. 그 중 저속에서 고속 컬러 산업용 용도로 널리 보급되어있는 것은 열 정착 방식이다.

그림 2.6은 대표적인 열 정착 롤러 장치의 개념도를 나타낸 것이다. 열전도를 이용하여 열 롤러에서 토너 상에 직접 열에너지를 주고 프로세스 속도에 따라 정착 가압 롤러에 형성되는 니프(Nyph)폭을 선택하여 정착성을 유지하고 있다. 그리고 열효율이 높은 반송계와 가열대를 일체화하고 장치의 소형화에 기여하는 정착 롤러의 표면 온도가  $140[^\circ\text{C}] \sim 200[^\circ\text{C}]$ 로 비교적 낮기 때문에 안전성이 뛰어난다는 점이다. 또한 정착 장치는 정착 기능에 연계하여 전송용지의 박리 롤러 가압기구 등이 필요하다. 이 중 토너가 접촉제 역할을 해 버리는 전송용지의 박리 내용은 기존 열 롤러에 이형 재료(보통 실리콘 오일)를 도포하고 있었지만, 최근의 흑백 기기에서는 전혀 이형 재료를 사용하지 않는 오일 리스 타입이나 오일을 소량으로 도포하는 타입이 주류가 되고 있다.

한편, 컬러기기에서는 화질을 우선하고 토너를 설계하기 위해서는 토너는 이형제(離型劑)를 첨가하지 않는다. 대신에 정착 장치측에 이형제를 바른 수 밖에 없다. 실제로는 화질을 높일 수 있는 탄성체(실리콘 고무)실리콘 오일을 도포하고 있다. 그림 2.7와 같이 복사기용 정착 롤러는 전송용지에 토너를 밀착시키는 기능을 갖기 때문에 알루미늄이나 철 등의 금속표면에 이형층을 놓여지는 구조로 되어있다. 그림 2.7에서 이형층은 고무와 같은 탄성체를 사용하는 소프트 타입과 수지를 이용하는 하드 타입이 있으며, 전자는 풀 컬러 타입으로 후자는 흑백 기계를 포함 모노 컬러 타입으로 사용되어지고 있다.

하드 타입의 수지로 토너를 용해시키는 내열성( $200 \sim 240[^\circ\text{C}]$ )과 녹은 토너를 박리시키기 위한 비점착성이 필요함으로 일반적으로 불소 수지(Fluoroplastics)를 사용한다. 불소 수지에는 여러 종류가 있지만, 정착 롤의 이형층용에는 PTFE

(Polytetrafluoroethylene)와 PFA(Perfluoroalkoxy)를 사용한다.

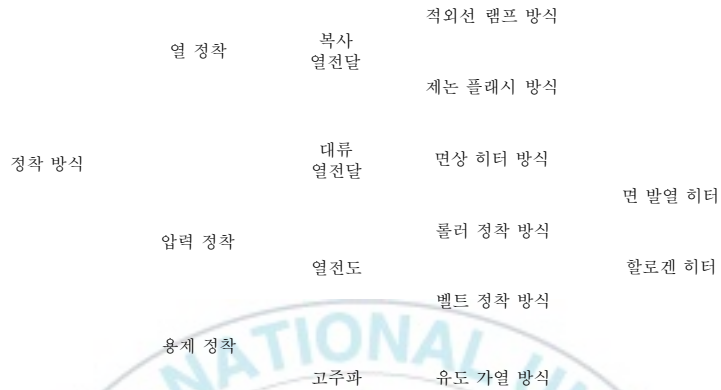


그림 2.6 건식 토너의 정착 방식  
Fig. 2.6 Fixing method of a dry toner

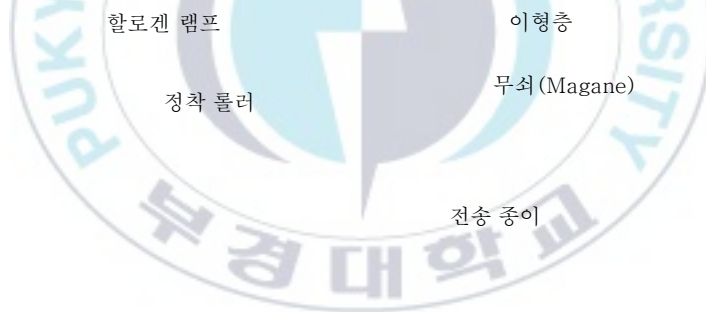


그림 2.7 복사기용 정착 롤러  
Fig. 2.7 Fixing roller for copier

## 2.5 부하 매개 변수인 $k$ , $\tau$ 의 측정

그림 2.8은 본 논문에서 사용하는 피가열체의 부하, 복사기 정착 장치의 형상이며, 재질은 sus410 두께 1[mm], 워크 코일에서 부하까지의 간격은 3[mm]이다. 그림 2.7과 같은 회로의 단자 AB에서 본 실효 저항  $R_0$  및 실효 리액턴

스  $X_0$ 를 구한다. 먼저 T형 등가 회로는 그림 2.9(b)와 같이 되고, 단자 AB에서 본 임피던스  $Z_0$ 는 단자 CD에서 바로 본 임피던스  $Z_{CD}$ 와 인덕턴스  $(L_1 - M)$ 의 합이다.

자성 스테인레스  
(SUS410) 또는  
티타늄 합금

보빈(수지)

스페이서  
(세라믹 등)

위크 코일  
(구리-리츠선)

고주파 인버터

그림 2.8 정착장치의 내부구조

$$\begin{aligned}
 Z_{CD} &= \frac{j\omega M\{R_2 + j\omega(L_2 - M)\}}{j\omega M + R_2 + j\omega M(L_2 - M)} \\
 &= \frac{-\omega^2 M(L_2 - M) + j\omega MR_2}{R_2 + j\omega L_2} \\
 &= \frac{\{-\omega^2 M(L_2 - M) + j\omega MR_2\} + (R_2 - j\omega L_2)}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\
 &= \frac{-\omega^2 MR_2(L_2 - M) + \omega^2 MR_2 L_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\
 &= \frac{\omega^2 M^2 R_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

$$\begin{aligned}
 Z_{AB} &= j\omega(L_1 - M) + \frac{\omega^2 M^2 R_2 + j\{\omega MR_2^2 + \omega^3 ML_2(L_2 - M)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\
 &= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} + j \frac{\omega\{L_1 R_2^2 + \omega^2 L_2(L_1 L_2 - M^2)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2}
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

따라서,

$$\left. \begin{aligned} R_0 &= \frac{\omega^2 M^2 R_2}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \\ X_0 &= \frac{\omega \{L_1 R_2^2 + \omega^2 L_2 (L_1 L_2 - M^2)\}}{R_2^2 + \omega^2 L_2^2} \end{aligned} \right\} \quad (2.13)$$

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

$$Z_a = R_a + j\omega L_a \quad (2.14)$$

여기서,  $\tau = \frac{L_2}{R_2}$ ,  $M = k\sqrt{L_1 L_2}$ 를 식 (2.13)을 고려하면,  $\tau$ 와  $k$ 는 다음과 같이 정리할 수 있다.

$$\tau = \frac{L_1 - L_2}{R_a} \quad (2.15)$$

$$k = \sqrt{\frac{R_a^2 + \omega^2 (L_1 - L_a)^2}{\omega^2 L_1 (L_1 - L_a)}} \quad (2.16)$$



그림 2.9 유도 가열계 변압기 모델과 등가 회로

Fig. 2.9 Induction heating system transformer model and equivalent circuit

### 2.5.1 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,  $L_1$ 은 부하인 2차측(정착 롤러)를 무한대에 배치한 경우의 인덕턴스 값(워크 코일의 인덕턴스 값),  $L_a$ 는 정착 롤러를 규정 격차에 배치한 경우의 인덕턴스 값, 등가 저항값은 1차측에서 본 경우의 순저항 성분, 부하 매개 변수  $\tau$ 와 결합계수  $k$ 는 식 (2.15)와 식 (2.16)의 방법으로 계산한 결과를 나타낸 것이다.

그림 2.10은 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과를 횡축을 주파수로 한 그래프를 나타낸 것이다. 그림 2.10에서 알 수 있듯이 결합 계수  $k$ 는 주파수에 의존하지 않는데 반해 부하 매개 변수인  $\tau$ 는 주파수를 크게 하면, 표피 효과에 따른 저항값이 증가하여 부하 매개 변수  $\tau$ 가 감소한다. 하지만 LCR 미터를 이용한 측정의 문제점은 측정시 부하에 흐르는 전류값에 제한이 있는 것이다. 일반적으로 LCR 미터에서 수십 mA 정도의 전류를 흘려 측정을 실시하므로, 유도 가열 시스템 부하에서 2차측으로 유도 전류를 흘리면서 측정이 곤란하다.

표 1 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 A)

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

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	78.0	78.3	78.3	78.3
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	55.1	52.1	50.9	49.9
등가저항값[ $\Omega$ ]	1.58	2.48	2.85	3.20
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	14.49	10.56	9.61	8.88
결합계수 $k$	0.618	0.647	0.654	0.66

표 2 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 B)

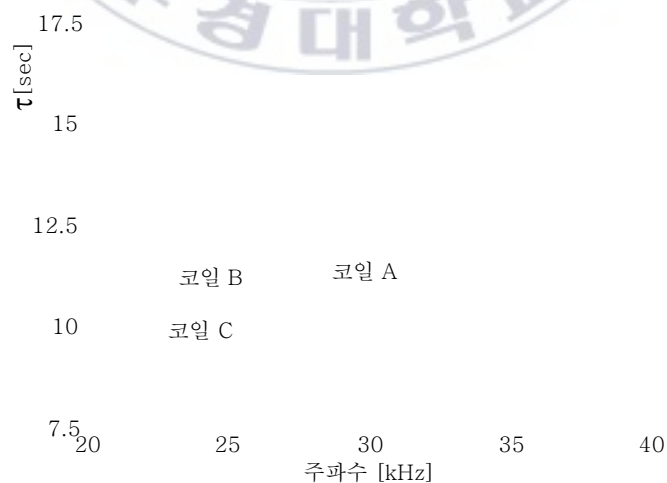
Table. 2 Work Coil  $L_1$  of Fixing Roller(Prototype Coil B)

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu$ H]	39.6	39.7	39.7	39.7
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu$ H]	28.6	28.6	28.1	27.6
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.745	1.160	1.327	1.494
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu$ sec]	14.77	14.77	8.742	8.10
결합계수 $k$	0.598	0.598	0.598	0.615

표 3 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 C)

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

구 분	주파수			
	20[kHz]	30[kHz]	35[kHz]	40[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu$ H]	33.0	33.0	33.0	33.1
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu$ H]	25.2	25.2	25.2	23.2
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.636	0.636	0.636	1.263
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu$ sec]	12.26	12.26	12.26	7.84
결합계수 $k$	0.580	0.580	0.580	0.613



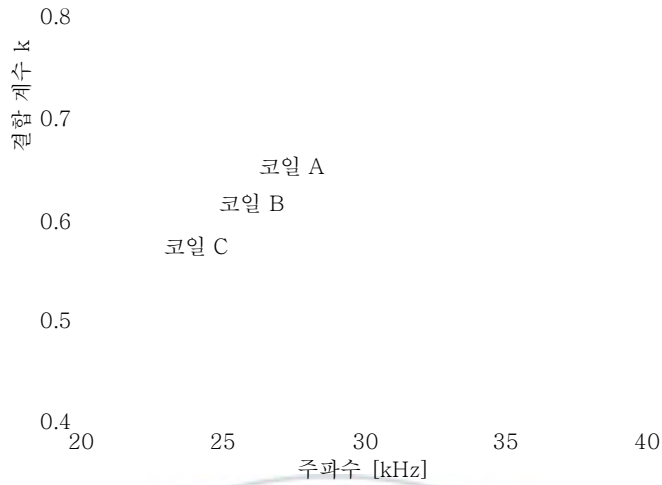


그림 2.10 LCR 미터를 이용한 경우의 측정 결과

Fig. 2.10 Measurement result when using LCR meter

### 2.5.2 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  $\tau$ 와 결합 계수  $k$ 를 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,  $L_1$ 은 부하인 2차측(정착 롤러)를 무한대에 배치한 경우의 인덕턴스 값(워크 코일의 인덕턴스 값),  $L_a$ 는 정착 롤러를 규정 격차에 배치한 경우의 인덕턴스 값, 등가 저항값은 1차측에서 본 경우의 순저항 성분, 부하 매개 변수  $\tau$ 와 결합계수  $k$ 는 식 (2.15)와 식 (2.16)의 방법으로 계산한 결과를 나타낸 것이다.

표 4 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 A)

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

구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	79.69	79.40	79.39	79.28
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	69.96	70.796	71.94	72.90
등가저항값[ $\Omega$ ]	1.359	1.145	0.928	0.731
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	7.16	7.51	8.03	8.73
결합계수 $k$	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)[ $\mu\text{H}$ ]	79.29	79.32	79.32	79.33
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	74.02	75.10	76.31	77.89
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.541	0.396	0.230	0.100
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	9.741	10.66	13.09	14.4
결합계수 $k$	0.493	0.501	0.512	0.611

표 5 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 B)

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

구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	41.29	41.21	41.21	41.22
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	37.34	37.62	37.90	38.30
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.879	0.451	0.421	0.332
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	4.494	7.96	7.862	8.795
결합계수 $k$	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)[ $\mu\text{H}$ ]	41.24	41.26	41.27	41.29
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	38.65	39.10	39.72	40.5
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.253	0.178	0.108	0.049
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	10.24	12.13	14.35	16.12
결합계수 $k$	0.463	0.460	0.471	0.563

표 6 정착 롤러의 워크 코일  $L_1$ (프로토 타입 코일 C)

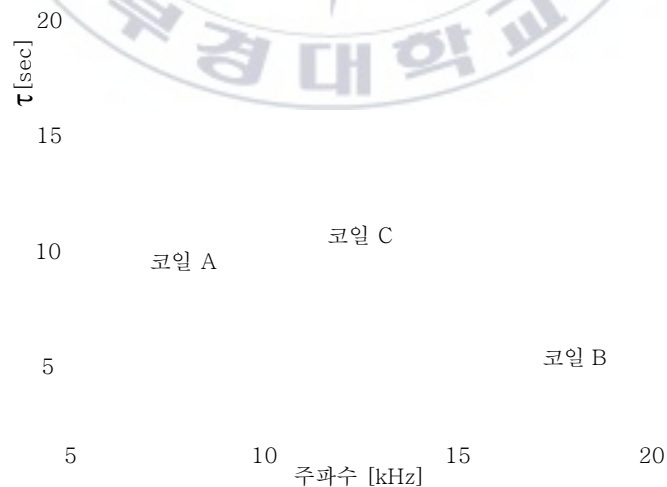
Table. 6 Work Coil  $L_1$  of Fixing Roller(Prototype Coil C)

구 분	주파수			
	20.0[kHz]	17.5[kHz]	15.0[kHz]	12.5[kHz]
$L_1$ (무(無)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	35.06	35.01	35.02	35.01
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	31.56	31.59	31.94	32.25
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.517	0.438	0.358	0.288
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	6.77	7.81	8.60	9.58
결합계수 $k$	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)[ $\mu\text{H}$ ]	35.02	35.04	35.06	35.02
$L_a$ (유(有)부하시)[ $\mu\text{H}$ ]	32.57	32.94	33.47	34.15
등가저항값[ $\Omega$ ]	0.218	0.157	0.095	0.043
부하 매개 변수 $\tau$ [ $\mu\text{sec}$ ]	11.24	13.38	16.73	20.08
결합계수 $k$	0.459	0.459	0.458	0.520

그림 2.11은 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과를 횡축을 주파수로 한 그래프를 나타낸 것이다.



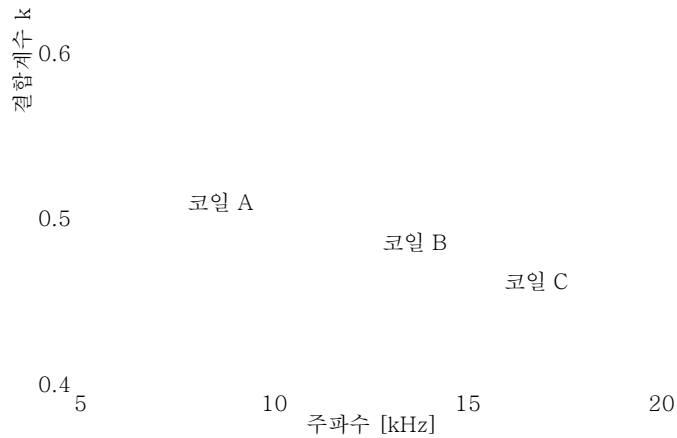


그림 2.11 고주파 증폭기를 이용한 경우의 측정 결과

Fig. 2.11 Measurement results when using a high-frequency amplifier

그림 2.11에서 알 수 있듯이 결합 계수  $k$ 는 주파수에 의존하지 않는데 반해 부하 매개 변수인  $\tau$ 는 주파수를 크게 하면, 표피 효과에 따른 저항값이 증가하여 부하 매개 변수  $\tau$ 가 감소한다.

그림 2.10과 그림 2.11에서 알 수 있듯이 부하 매개 변수  $\tau$ 의 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  $\tau$ 의 신뢰성은 실험에서 얻은 실측 파형과 시뮬레이션 파형을 비교하면 고주파 증폭기에서 얻어진 부하 매개 변수  $\tau$ 를 사용하여 실측 파형과 거의 같은 파형을 얻을 수 있는 것을 확인할 수 있다.

## 제Ⅲ장 유도 가열용 부하 공진 고주파 인버터

### 3.1 기존의 1석형 ZVS-PFM 고주파 인버터의 회로구성 및 동작원리

현재 널리 사용되고 있는 다양한 고주파 스위칭 모드 반도체 전력 변환 장치는 스위칭 전력 반도체 디바이스로서 IGBT, 파워 MOSFET, SI 사이리스터, MCT, MOSFET, SIT, MOS 게이트 SITH 등의 고주파 스위칭 반도체 장치의 적용 분야에 따라 고려되어진다. 이러한 반도체 전력 변환 장치의 고성능화, 소형, 경량화 측면에서 고주파 스위칭 모드 제어의 구현이 필수적이다. 그러나 이러한 스위칭 전력 반도체 장치는 이상적인 스위치와 달리 스위칭시에 턴-온 시간과 오프 시간이 존재하기 때문에 전력 반도체 디바이스의 전압과 전류의 과도한 교차로 인해 턴-온과 턴-오프시의 스위칭 손실이 생기게 된다. 또한 높은  $dv/dt$  스트레스와  $di/dt$  스트레스가 스위칭 전력 반도체의 서지 전압과 서지 전류의 발생에 따라 전도성 노이즈 방사성 노이즈가 발생한다. 게다가, 전압과 전류의 피크 스트레스를 억제하는 외부 스너버 회로를 필요로 하기 때문에 스너버 회로의 고주파 손실 및 EMI 노이즈의 발생도 새로운 문제가 되고 있다. 이러한 스위칭 손실, 서지 전압과 서지 전류 및 EMI 노이즈, RFI 노이즈는 스위칭 주파수의 증가와 함께 증폭되기 때문에 고성능화, 소형화, 고주파 스위칭화에 한계가 있고, 전력 변환 장치의 고성능화에 그 능력의 한계를 보이고 있다.

이러한 문제를 동시에 효과적으로 최소화하기 위해 스위칭 전력 반도체 장치 또는 모듈에 걸리는 전압이 0일 때 영전압 소프트 스위칭(ZVS : Zero Voltage Switching), 전력 반도체를 흐르는 전류가 0인 경우에 영전류 소프트 스위칭(ZCS : Zero Current Switching) 또는 이들 모두를 행하게 ZVS & ZCS 등 최적 소프트 스위칭 방식이 매우 효과적이다.

그림 3.1은 기존에 가전 민생 분야에서 많이 이용되고 있는 방식인 1석형

ZVS-PFM 인버터의 회로를 나타낸 것이다. 이 방식은 회로 부품 수를 줄여 저비용과 공간 절약하기 위하여 유도 가열은 물론 상용 200[V]계의 소용량 인버터로 적합하다. 그러나, 이 방식은 인버터의 동작 주파수를 가변하게 함으로써 전력 조절을 하는 방식으로 유도 가열과 같이 부하단에 흐르는 전류의 주파수에 따라 전류 관통거리가 변화되어 부하에 있어서 맞지 않는 경우가 많으며, 반도체 스위칭 장치에 인가되는 전압의 피크 스트레스가 매우 높아지는 단점이 있다.

일반적으로 부하는 다양하지만 본 논문에서는 기본적으로 유도 가열 부하를 선정하여 변압기 모델(결합계수  $k(=M/\sqrt{L_1L_2})$ , 부하 매개 변수  $\tau(=L_2/R_2)$ )로 표시하였다. 즉, 워크 코일  $L_1$ 과 피가열물체( $L_2+R_2$ )인 정착 롤러는 전기 회로인 변압기 모델로 나타내었다.

기존의 1석형 ZVS-PWM 고주파 인버터 시스템은 단상 60[Hz], 200[V]에 연결된 다이오드 브리지 정류 회로와 비평활 필터인 고역통과 커패시터  $C_d$ 와 고역통과 인덕터  $L_d$ , 노이즈 필터 등을 갖춘 전원부와 전자속 발생용 가열 코일  $L_1$ 과 피가열물체 공진 커패시터  $C_1$ , 스위칭 전원 장치  $Q_1$ 으로 갖춰진 고주파 인버터부로 구성되어져있다.

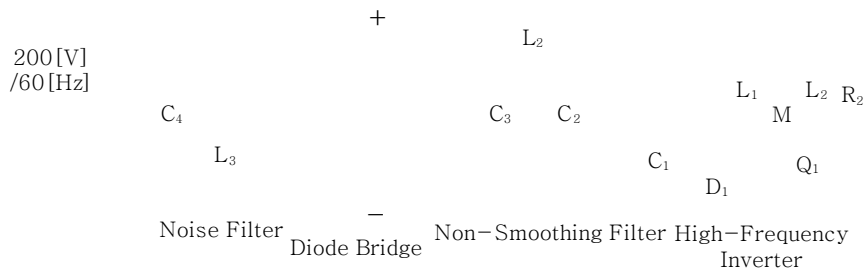


그림 3.1 1석형 ZVS-PWM 고주파 인버터 시스템

Fig. 3.1 1-staged ZVS-PWM high-frequency inverter system

그림 3.2은 기존의 ZVS-PFM 고주파 인버터의 동작 원리 및 모드 전환 등  
가 회로를 나타낸 것이며, 각 모드별 등가회로를 상세히 서술하면 다음과 같다.

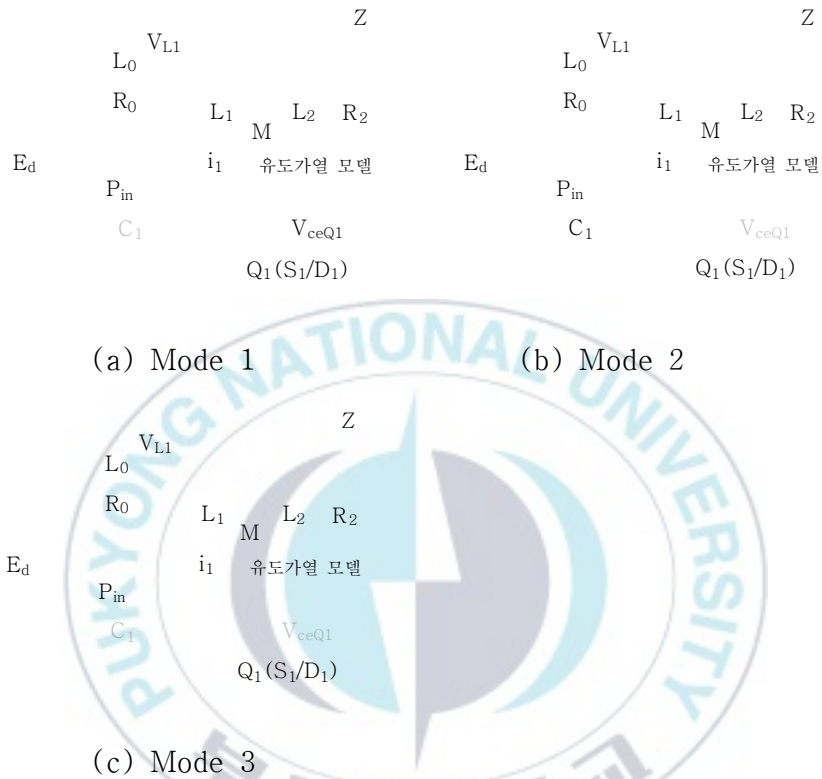


그림 3.2 모드별 등가 회로

Fig. 3.2 Equivalent circuit by mode

(1) Mode 1 : 전력 소비 및 비공진 모드

스위치  $S_1$ 이 온 모드에서 유도 가열계 부하  $Z$ (가열 코일  $L_1$ +피가열 물체)의  $R_2$ ( $L_1$  단자에서 본 저항분  $R_0$ )에 전력을 공급하는 모드이다. 이때,  $L_1$  단자에서 본 등가 인덕턴스분  $L_0$ 에 에너지를 축적하며, 상태 방정식은 다음과 같다.

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

(2) Mode 2 : 전력 소비 및 부분 공진 모드

스위치  $S_1$ 을  $t=t_1$ 에서 턴-오프하여 유도 가열계 부하  $Z(L_1+L_2+M+R_2)$ ,  $C_1$ ,  $E_d$ 를 포함한 폐루프 회로가 동작하여 부분 공진 모드가 된다. 이 구간 동안  $C_1$ 의 충·방전을 완료하여 스위치  $S_1$ 은 ZVS 턴-오프가 실현된다. 스위치  $S_1$ 은 전류 유효한값을 차단하더라도 ZVS 턴-오프를 위해 ZVS 턴-오프시의 스위칭 과도 손실은 작다. 이때의 상태 방정식은 다음과 같다.

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

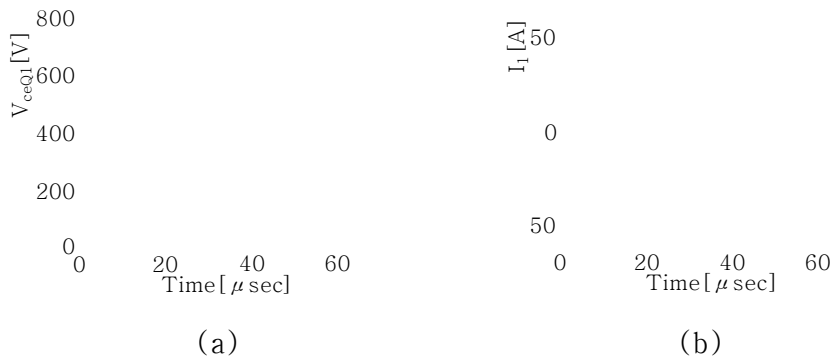
(3) Mode 3 : 전력 및 전력 회생 비공진 모드

스위치  $S_1$ 과 역병렬 다이오드  $D_1$ 이  $t=t_2$ 에서 ZVS 턴-온하는 모드이다. 이때, 점선 부분  $Z$ 의  $L_0$ 의 축적 에너지는  $R_2$ (또는  $R_0$ )에서 소비하면서 역병렬 다이오드  $D_1$ 을 통해  $E_d$ 가 일부 회생된다. 스위치  $S_1$ 은 역병렬 다이오드  $D_1$ 이 도통하는 동안 게이트 신호가 공급할 수 있도록 되어 있기 때문에 역병렬 다이오드  $D_1$ 의 턴-오프 시점  $t=t_0$ 에서 ZCS 및 ZVS 턴-온한다. 이때 스위치  $S_1$ 은 턴-온시의 스위칭 과도 손실은 0이다. 이때의 상태 방정식은 다음과 같다.

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

그림 3.3~그림 3.4는  $C_1=0.3[\mu\text{F}]$ ,  $L_1=70[\mu\text{H}]$ ,  $k=0.6$ ,  $\tau=10[\mu\text{sec}]$ 일 때 기존의 1석형 ZVS-PFM 고주파 인버터의 시뮬레이션 동작파형을 나타낸 것으로 다음과 같은 조건과 과정으로 시뮬레이션을 하였다.

- ① 전력 반도체 스위칭 시간일 때의 전압 강하는 0이상으로 스위칭한다.
- ②  $C_1$ ,  $C_s$ 는 ESR(등가 직렬 저항)과 ESL(등가 직렬 인덕턴스)을 0으로 기생 회로 파라미터는 없는 것으로 한다.
- ③ 유도 가열계는 자속 모델에 의한 변압기 모델로 나타낼 것으로 한다.
- ④ 직류 전원 전압측은 전압의 리플과 내부 저항이 0인 이상적인 직류 전압원  $E_d$ 로 한다.
- ⑤ 회로 배선의 기생 회로 파라미터는 없는 것으로 한다.
- ⑥ 스위치(IGBT)단자의 스트레인(Strain) 인덕턴스는 0으로 한다.
- ⑦ 스위치(IGBT)의 출력 용량은  $C_1$ 에 포함될 수 있다.



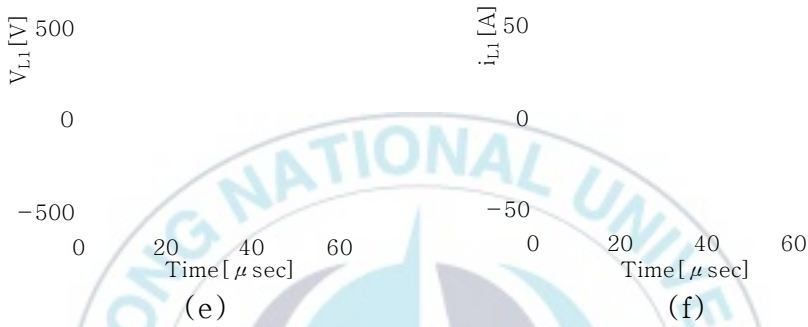
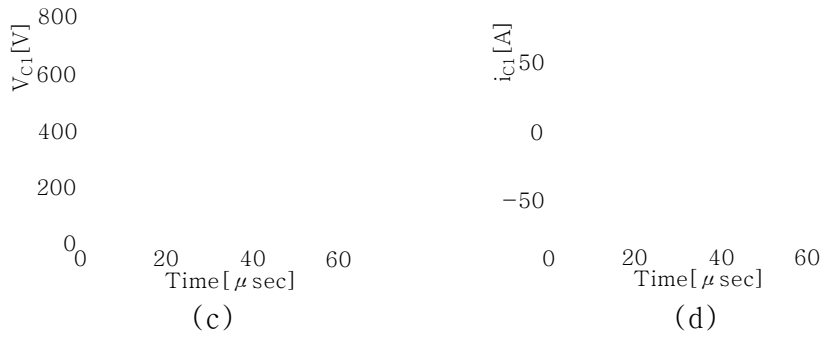
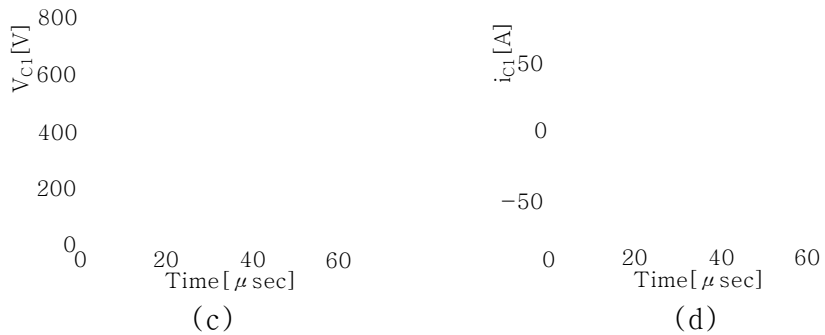


그림 3.3  $P_{in}=1,300$ [W],  $f_0=23.6$ [kHz]일 때 각 부 시뮬레이션 파형

Fig. 3.3 The each part simulation waveform when  $P_{in}=1,300$ [W],  $f_0=23.6$ [kHz]



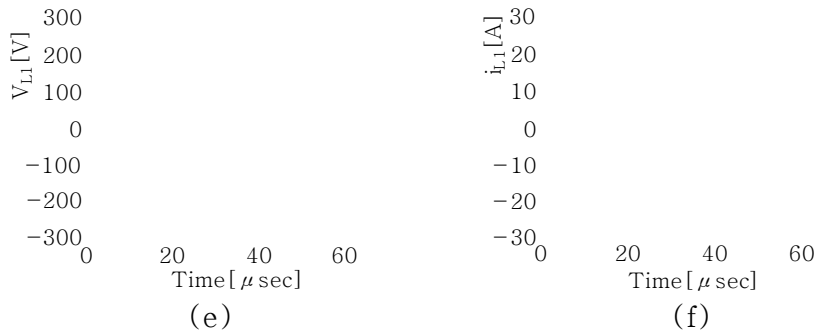


그림 3.4  $P_{in}=150[W]$ ,  $f_0=44.2[kHz]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형  
 Fig. 3.4 The each part simulation waveform when  $P_{in}=150[W]$ ,  $f_0=44.2[kHz]$

그림 3.2의 모드 2에서 E급 동작을 실현하기 위해서는 공진 커패시터  $C_1$ 의 충·방전을 할 필요가 있지만 회로의 파라미터 동작 조건에 따라 E급 동작을 할 수 없는 상태가 발생한다.



그림 3.5 PWM 제어 특성 및 ZVS 영역  
 Fig. 3.5 PWM control characteristic and ZVS area

이 상태에서의 스위칭 동작은 턴-온시 스위칭 전력 반도체 장치에 걸리는

전압이 0이 아니므로 그 전압을 단락해 버리는 단락 전류가 흐른다. 이 모드를 단락 동작(Hard Switching) 모드로 정의하고 스위칭 장치가 턴-온하기 직전의 공진 커패시터 전압(잔존 전압)을  $V_{on,S}$ 한다. 즉,  $V_{on,S}$ 이 0일 때 E급 동작 모드인 셈이다. 이 단락 전류는 주로 스위칭 전력 반도체  $Q$ 에 의해 제한되어 단락 모드시 턴-온 손실과 턴-오프 손실 외에 턴-온 손실이 발생한다. 그림 3.5는 PFM 제어 특성을 나타낸 것이다. 그림 3.5에서 알 수 있듯이 매우 ZVS 영역이 좁다는 것을 확인할 수 있다.

### 3.2 하프 브리지 방식을 이용한 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터

앞에서 서술한 1석형 고주파 인버터 방식에서 작동 주파수를 변화시키지 않아도 동작 주파수가 일정한 전력을 제어 할 수 있는 PWM 제어 기능을 가지는 하프 브릿지 방식을 이용한 고주파 인버터의 대표적인 3가지 방식의 작동 원리에 대해 서술하였다. 이 방식은 현재 단상 200[V]계 가전 기기에서 많이 이용된다.

#### 3.2.1 Type I 방식(역저지-역저지)의 회로 구성 및 동작원리

그림 3.6은 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type I)의 주 회로를 나타낸 것으로 다이오드 정류 컨버터, 고주파 전류 성분 제거용 필터 회로( $L_2-C_2$ ), 2석 싱글 엔디드 푸시 풀 인버터, 유도 가열의 부하 회로부로 구성되어 있다. 그리고 스위치  $Q_1(S_1/D_1)$ 과 스위치  $Q_s(S_s/D_s)$ 는 스위칭 전력 반도체 소자인 IGBT를 사용하였으며, 유도 가열계 부하인 가열 워크 코일( $L_2+R_2$ )과 피가열 물체( $L_1+M$ )은 변압기 모델의 전기 회로로 나타내었다. 고주파 인버터 본체의 구성 요소는 상용 교류 전원 200V계의 정류 회로부와 스위치  $Q_1$ 과  $Q_s$ , 다이오드  $D_1$ 과  $D_s$ , 가열 코일  $L_1$ , 고주파 인버터의 고주파 스위칭 동작에 따라 발생하는 고주파 전류 억제용  $L_2$  및 고주파 전류

성분을 환류시키는 환류 커패시터  $C_2$ 와  $C_3$ , 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ , 공진용 커패시터  $C_s$ 로 구성된다.

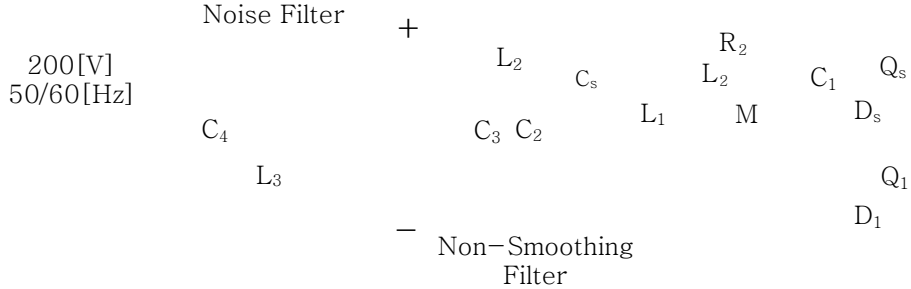


그림 3.6 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type I)  
 Fig. 3.6 ZVS partial resonance type high frequency inverter with PWM control function(Type I)

그림 3.6의 회로에서 입력측을 직류 전압  $E_d$ 로 가정한 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type I)의 동작 원리 및 모드 전환 등가 회로를 그림 3.7과 같으며, 각 모드별 등가회로를 상세히 서술하면 다음과 같다.

(1) Mode 1

스위치  $S_1$ 을 턴-온하는 모드이다. 이 때 워크 코일  $L_1$ 에 에너지가 축적되는 동시에 부하에서 에너지가 소비된다. 이때, 커패시터  $C_1$ 은 직류 전압  $E_d$ 가 충전되며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d - V_{C_1} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (E_d - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.4)$$

(2) Mode 2

모드 1에서 정해진 시간  $T_{on1}$ 만 스위치  $S_1$ 을 선택 후 해제하는 모드이다. 이 시간  $T_{on1}$ 동안 제어함으로써 인버터의 전력을 제어하는 것이 가능해진다. 이때, 커패시터  $C_1$ 의 전하가 방전되기 시작하며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_c - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.5)$$

(3) Mode 3

커패시터  $C_1$ 의 전압이  $V_{C_1}=0$ 이 되면, 보조 스위치  $S_s$ 가 도통하는 모드이다. 이때, ZVS 턴-온이 실현된다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( -V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (-V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

(4) Mode 4

인버터의 한주기 동안에 시간이 경과하면 스위치  $Q_s$ 의 게이트에 오프 신호를 준다. 이때, 회로에 흐르는 전류는 커패시터  $C_1$ 을 충전 커패시터  $C_s$ 가 방전되기 시작한다. 커패시터  $C_1$ 의 단자간 전압이 직류 전압  $E_d$ 가 될 때 스위치  $S_s$ 은 ZVS 턴-온이 가능해지며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_c - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.7)$$

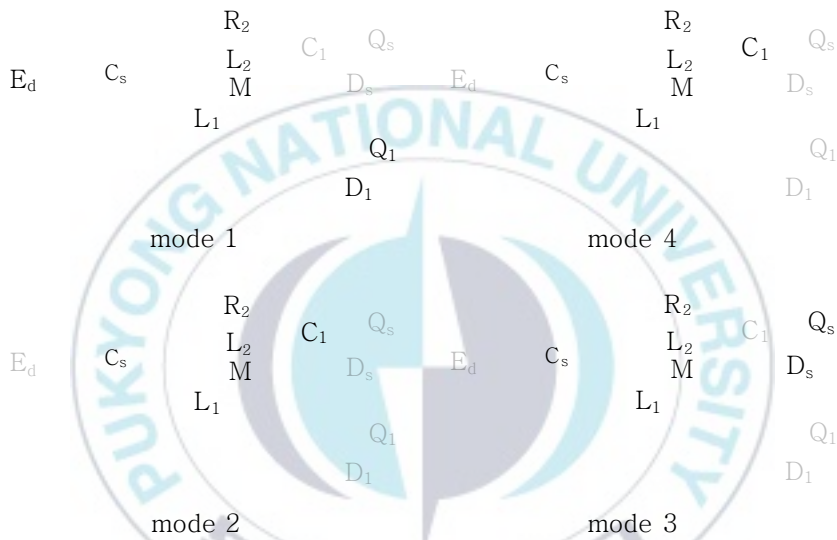


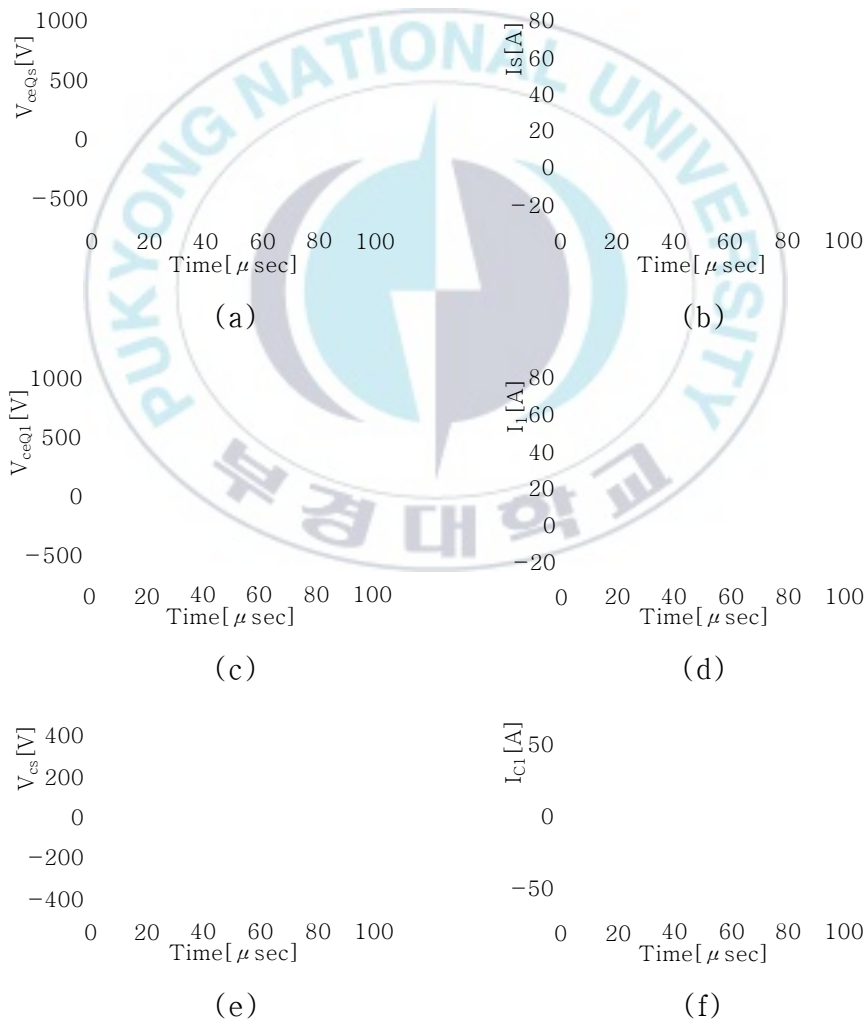
그림 3.7 모드별 등가 회로(Type I)

Fig. 3.7 Equivalent Circuit by Mode(Type I)

그림 3.8~그림 3.9는  $E=280[V]$ ,  $C_1=0.2[\mu F]$ ,  $C_s=3.0[\mu F]$ ,  $L_1=70[\mu F]$ ,  $k=0.65$ ,  $\tau=5.7[\mu sec]$ ,  $f=20[kHz]$ 일 때 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type I)의 시뮬레이션 동작과형을 나타낸 것이며, 이 회로 방식의 특징을 정리하면 다음과 같다.

- ① 일정 주파수에서 출력 전력 제어가 가능하기 때문에 여러 대의 인버터 운전시의 동작 주파수 차에 의한 상호 간섭음이 발생하기 어렵다.

- ② 스위치  $S_1$ 와  $S_3$ 는 턴-온과 턴 오프시에는 ZVS가 가능하므로 스위칭 손실이 적다.
- ③ 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 넓은 출력 전력 제어 범위와 넓은 부하 변화에 대응이 가능하다.
- ④ 스위치의 인가전압이 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 낮아지며, 직류 전원 전압에 클램프된다.
- ⑤ 사용하는 전력 반도체 스위치 IGBT의 정격 용량을 최대까지 사용 가능하다.



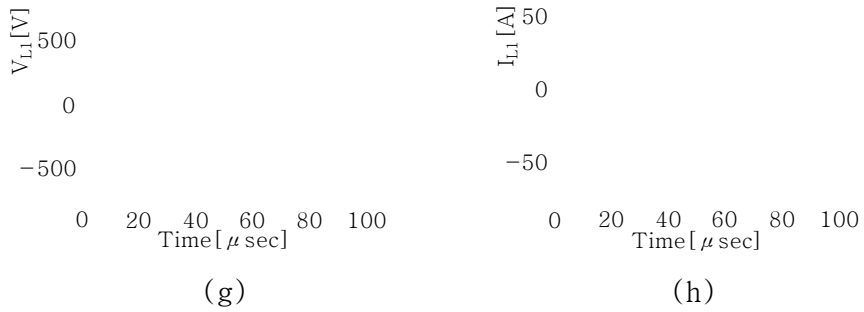
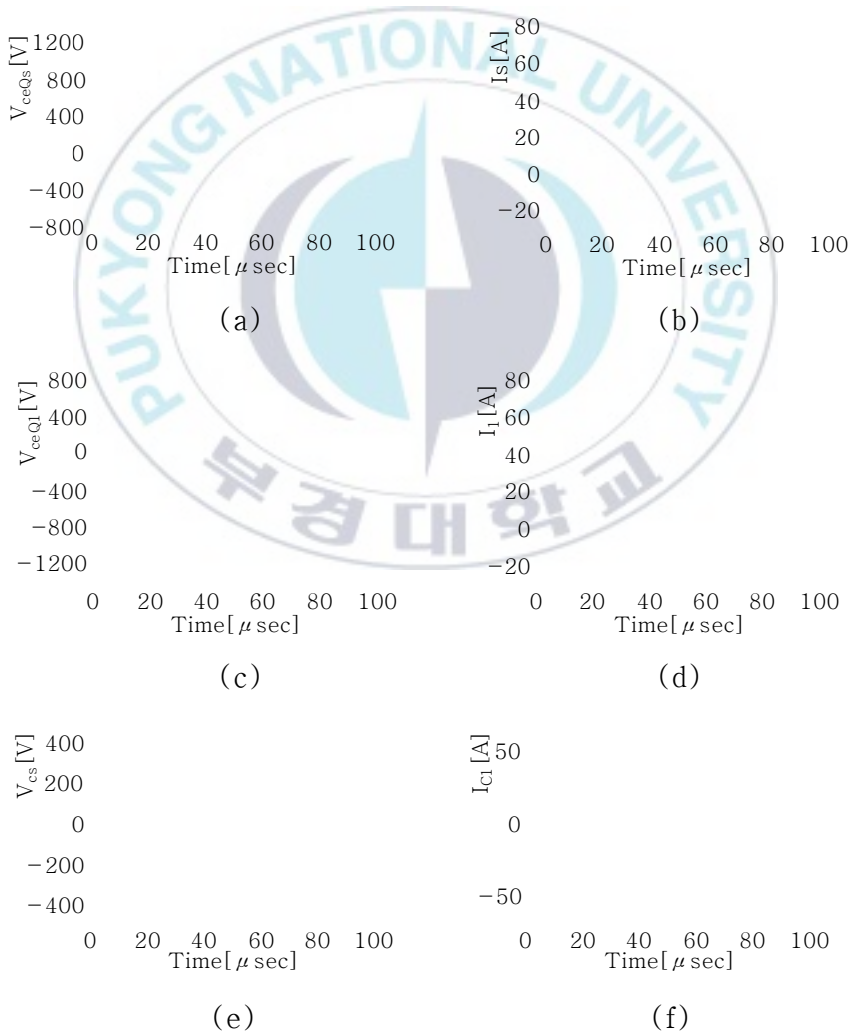


그림 3.8  $D_{S_1}=0.2$ ,  $P_{in}=2,000[W]$ 일 때 각 부 시플레이션 파형(Type I)

Fig. 3.8 The each part simulation waveform for  $D_{S_1}=0.2$ ,  $P_{in}=2,000[W]$



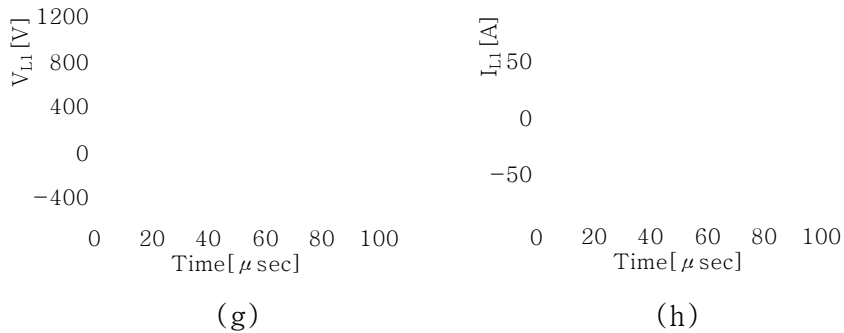


그림 3.9  $D_{S_1}=0.4$ ,  $P_{in}=4,400[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type I)

Fig. 3.9 The each part simulation waveform for  $D_{S_1}=0.4$ ,  $P_{in}=4,400[W]$

### 3.2.2 Type II 방식(역도통-역저지)의 회로 구성 및 동작원리

그림 3.10은 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터 (Type II)의 주 회로를 나타낸 것으로 다이오드 정류 컨버터, 고주파 전류 성분 제거용 필터 회로( $L_2-C_2$ ), 2석 싱글 엔디드 푸시 풀 인버터, 유도 가열의 부하 회로부로 구성되어 있다. 그리고 스위치  $Q_1(S_1/D_1)$ 과 스위치  $Q_s(S_s/D_s)$ 는 스위칭 전력 반도체 소자인 IGBT를 사용하였으며, 유도 가열계 부하인 가열 워크 코일( $L_2+R_2$ )과 피가열 물체( $L_1+M$ )은 변압기 모델의 전기 회로로 나타내었다. 고주파 인버터 본체의 구성 요소는 상용 교류 전원 200V계의 정류 회로부와 스위치  $Q_1$ 과  $Q_s$ , 다이오드  $D_1$ 과  $D_s$ , 가열 코일  $L_1$ , 고주파 인버터의 고주파 스위칭 동작에 따라 발생하는 고주파 전류 억제용  $L_2$  및 고주파 전류 성분을 환류시키는 환류 커패시터  $C_2$ 와  $C_3$ , 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ , 공진용 커패시터  $C_s$ 로 구성된다.

그림 3.10의 회로에서 입력측을 직류 전압  $E_d$ 로 가정한 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type II)의 동작 원리 및 모드 전환 등 회로를 그림 3.11과 같으며, 각 모드별 등가회로를 상세히 서술하면 다음

과 같다.

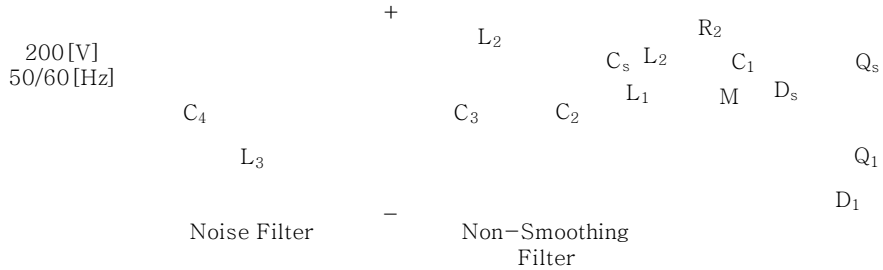


그림 3.10 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type II)

Fig. 3.10 ZVS partial resonance type high frequency inverter with PWM control function(Type II)

(1) Mode 1

스위치 \$S\_1\$을 턴-온하는 모드이다. 이 때 워크 코일 \$L\_1\$에 에너지가 축적되는 동시에 부하에서 에너지가 소비된다. 이때, 커패시터 \$C\_1\$은 직류 전압 \$E\_d\$가 충전되며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 \left( E_d - V_{C_s} \right) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.8)$$

(2) Mode 2

모드 1에서 정해진 시간 \$T\_{on1}\$만 스위치 \$S\_1\$을 선택 후 해제하는 모드이다. 이 시간 \$T\_{on1}\$동안 제어함으로써 인버터의 전력을 제어하는 것이 가능해진다. 이때, 커패시터 \$C\_1\$의 전하가 방전되기 시작하며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.9)$$

(3) Mode 3(a)

커패시터  $C_1$ 의 전압이  $V_{C_1}=0$ 이 되면, 보조 스위치  $S_s$ 의 역도통 다이오드가 순방향 바이어스 전압이 되므로 역도통 다이오드  $D_s$ 가 도통하는 모드이다. 또한 역도통 다이오드  $D_s$ 의 도통 기간 동안 보조 스위치  $S_s$ 의 구동 신호를 넣어 둔다.

(4) Mode 3(b)

$i_{D_s}=0$ 이 될 때 스위치  $Q_s$ 를 턴-온하는 모드이다. 이때, 스위치  $S_s$ 는 ZVS & ZCS 턴-온이 실현되며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( -V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (-V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1}
 \end{aligned} \right\} \quad (3.10)$$

(5) Mode 4

인버터의 한주기 동안에 시간이 경과하면 스위치  $Q_s$ 의 게이트에 오프 신호를 준다. 이때, 회로에 흐르는 전류는 커패시터  $C_1$ 을 충전 커패시터  $C_s$ 가 방

전되기 시작한다. 커패시터  $C_1$ 의 단자간 전압이 직류 전압  $E_d$ 가 될 때 스위치  $S_s$ 은 ZVS 턴-온이 가능해지며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.11)$$

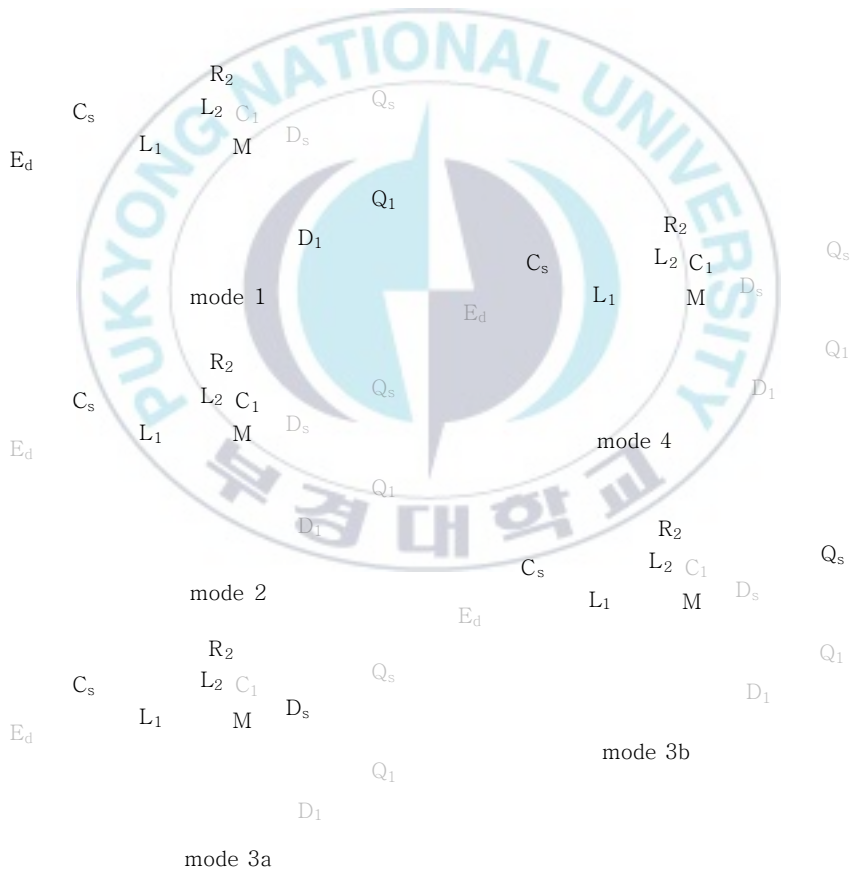


그림 3.11 모드별 등가 회로(Type II)

Fig. 3.11 Equivalent Circuit by Mode(Type II)

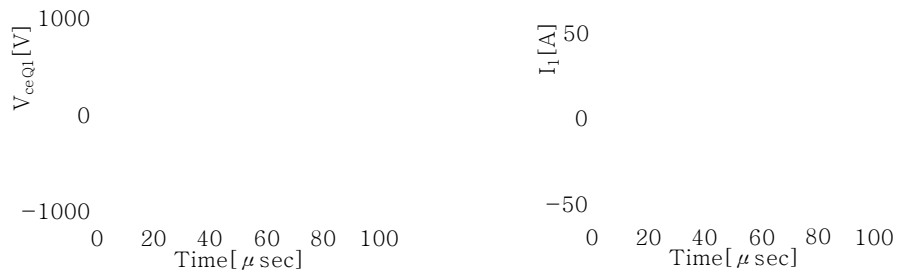
그림 3.12~그림 3.13는  $E=280[V]$ ,  $C_1=0.2[\mu F]$ ,  $C_s=3.0[\mu F]$ ,  $L_1=70[\mu F]$ ,  $k=0.65$ ,  $\tau=5.7[\mu sec]$ ,  $f=20[kHz]$ 일 때 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(Type II)의 시뮬레이션 동작파형을 나타낸 것이며, 이 회로 방식의 특징을 정리하면 다음과 같다.

- ① 일정 주파수에서 출력 전력 제어가 가능하기 때문에 여러 대의 인버터 운전시의 동작 주파수 차에 의한 상호 간섭음이 발생하기 어렵다.
- ② 스위치  $S_1$ 와  $S_2$ 는 턴-온과 턴 오프시에는 ZVS가 가능하므로 스위칭 손실이 적다.
- ③ 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 넓은 출력 전력 제어 범위와 넓은 부하 변화에 대응이 가능하다.
- ④ 스위치의 인가전압이 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 낮아진다.
- ⑤ 사용하는 전력 반도체 스위치 IGBT의 정격 용량을 최대까지 사용 가능하다.



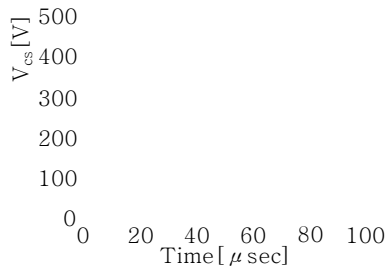
(a)

(b)

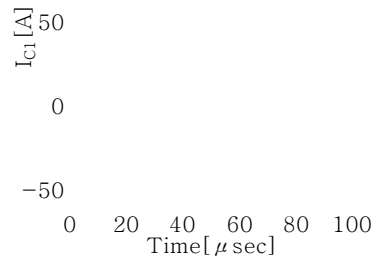


(c)

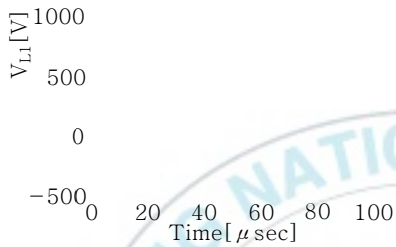
(d)



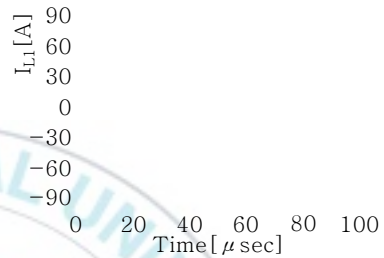
(e)



(f)



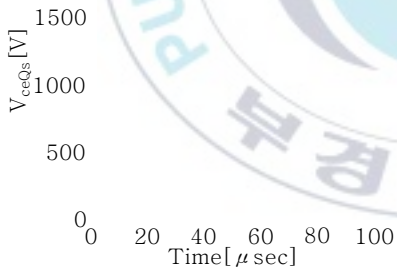
(g)



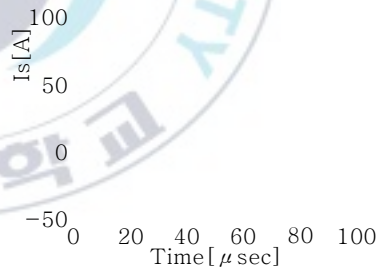
(h)

그림 3.12  $D_1=0.2$ ,  $P_{in}=2,500[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type II)

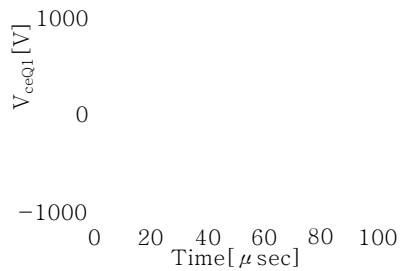
Fig. 3.12 The each part simulation waveform for  $D_1=0.2$ ,  $P_{in}=2,500[W]$



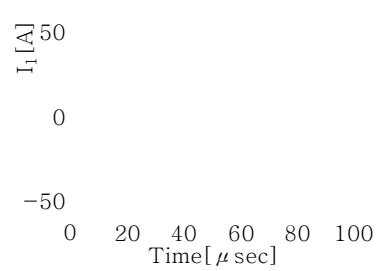
(a)



(b)



(c)



(d)

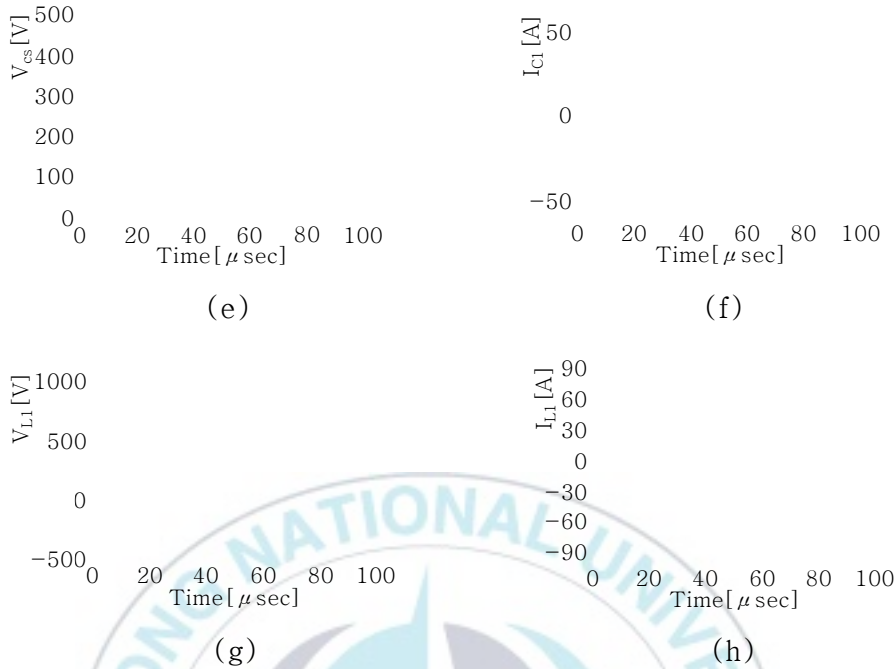


그림 3.13  $D_1=0.4$ ,  $P_{in}=4,400[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(Type II)

Fig. 3.13 The each part simulation waveform for  $D_1=0.2$ ,  $P_{in}=2,500[W]$

### 3.2.3 TypeIII 방식(역도통-역도통)의 회로구성 및 동작원리

그림 3.14은 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터 (TypeIII)의 주 회로를 나타낸 것으로 다이오드 정류 컨버터, 고주파 전류 성분 제거용 필터 회로( $L_2-C_2$ ), 2석 싱글 엔디드 푸시 풀 인버터, 유도 가열의 부하 회로부로 구성되어 있다. 그리고 스위치  $Q_1(S_1/D_1)$ 과 스위치  $Q_s(S_s/D_s)$ 는 스위칭 전력 반도체 소자인 IGBT를 사용하였으며, 유도 가열 부하인 가열 위크 코일( $L_2+R_2$ )과 피가열 물체( $L_1+M$ )은 변압기 모델의 전기 회로로 나타내었다. 고주파 인버터 본체의 구성 요소는 상용 교류 전원 200V계의 정류 회로부와 스위치  $Q_1$ 과  $Q_s$ , 다이오드  $D_1$ 과  $D_s$ , 가열 코일  $L_1$ , 고주파 인버터의 고주파 스위칭 동작에 따라 발생하는 고주파 전류 억제용  $L_2$  및 고주파 전류

성분을 환류시키는 환류 커패시터  $C_2$ 와  $C_3$ , 무손실 스너버 커패시터  $C_1$ , 공진용 커패시터  $C_s$ 로 구성된다.

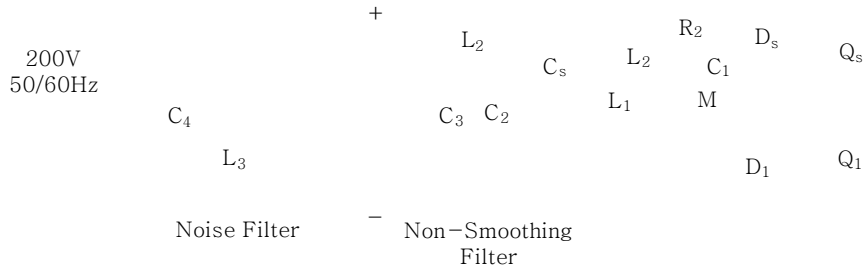


그림 3.14 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(TypeⅢ)  
 Fig. 3.14 ZVS partial resonance type high frequency inverter with PWM control function(TypeⅢ)

그림 3.14의 회로에서 입력측을 직류 전압  $E_d$ 로 가정한 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(TypeⅢ)의 동작 원리 및 모드 전환 등가 회로를 그림 3.15과 같으며, 각 모드별 등가회로를 상세히 서술하면 다음과 같다.

(1) Mode 1

스위치  $S_1$ 을 턴-온하는 모드이다. 이 때 워크 코일  $L_1$ 에 에너지가 축적되는 동시에 부하에서 에너지가 소비된다. 이때, 커패시터  $C_1$ 은 직류 전압  $E_d$ 가 충전되며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (E_d - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.12)$$

(2) Mode 2

모드 1에서 정해진 시간  $T_{on1}$ 만 스위치  $S_1$ 을 선택 후 해제하는 모드이다. 이 시간  $T_{on1}$ 동안 제어함으로써 인버터의 전력을 제어하는 것이 가능해진다. 이때, 커패시터  $C_1$ 의 전하가 방전되기 시작하며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.13)$$

(3) Mode 3(a)

커패시터  $C_1$ 의 전압이  $V_{C_1}=0$ 이 되면, 보조 스위치  $S_s$ 의 역도통 다이오드가 순방향 바이어스 전압이 되므로 역도통 다이오드  $D_s$ 가 도통하는 모드이다. 또한 역도통 다이오드  $D_s$ 의 도통 기간 동안 스위치  $S_s$ 의 구동 신호를 넣어 둔다.

(4) Mode 3(b)

$i_{D_s}=0$ 이 될 때 스위치  $Q_s$ 를 턴-온하는 모드이다. 이때, 스위치  $S_s$ 는 ZVS & ZCS 턴-온이 실현되며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( -V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (-V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.14)$$

(5) Mode 4

인버터의 한주기 동안에 시간이 경과하면 스위치  $Q_s$ 의 게이트에 오프 신호를 준다. 이때, 회로에 흐르는 전류는 커패시터  $C_1$ 을 충전 커패시터  $C_s$ 가 방전되기 시작한다. 커패시터  $C_1$ 의 단자간 전압이 직류 전압  $E_d$ 가 될 때 스위치  $S_s$ 은 ZVS 턴-온이 가능해지며, 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (V_{C_1} - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.15)$$

(6) Mode 5

커패시터  $C_1$ 의 전압  $V_{C_1} = E_d$ 되면, 주 스위치  $S_1$ 의 역도통 다이오드가 순방향 바이어스 전압이 되므로 역도통 다이오드  $D_1$ 이 도통하는 모드이다. 또한 역도통 다이오드  $D_1$ 의 도통 기간 동안 스위치  $S_1$ 의 구동 신호를 넣어 둔다. 역도통 다이오드  $D_1$ 의 전류가 감소하여 0가 되면 다시 모드 1로 된다. 이때의 상태 방정식은 다음과 같다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{1}{1-k^2} \left\{ k^2 (E_d - V_{C_s}) + \frac{\phi_2}{\tau} \right\} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (3.16)$$

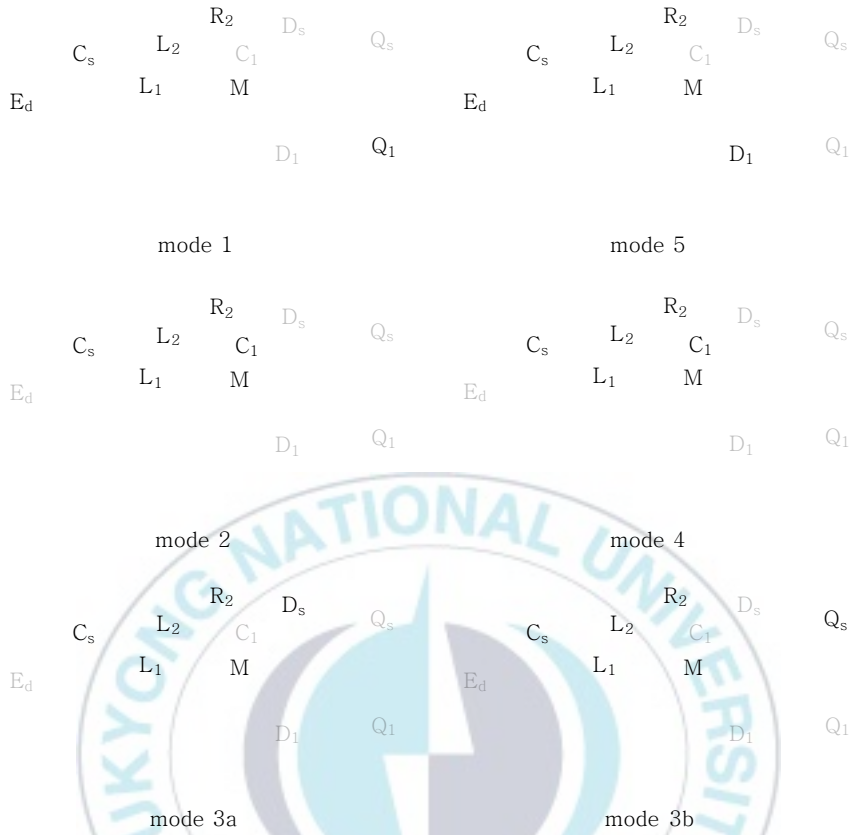


그림 3.15 모드별 등가 회로(TypeⅢ)

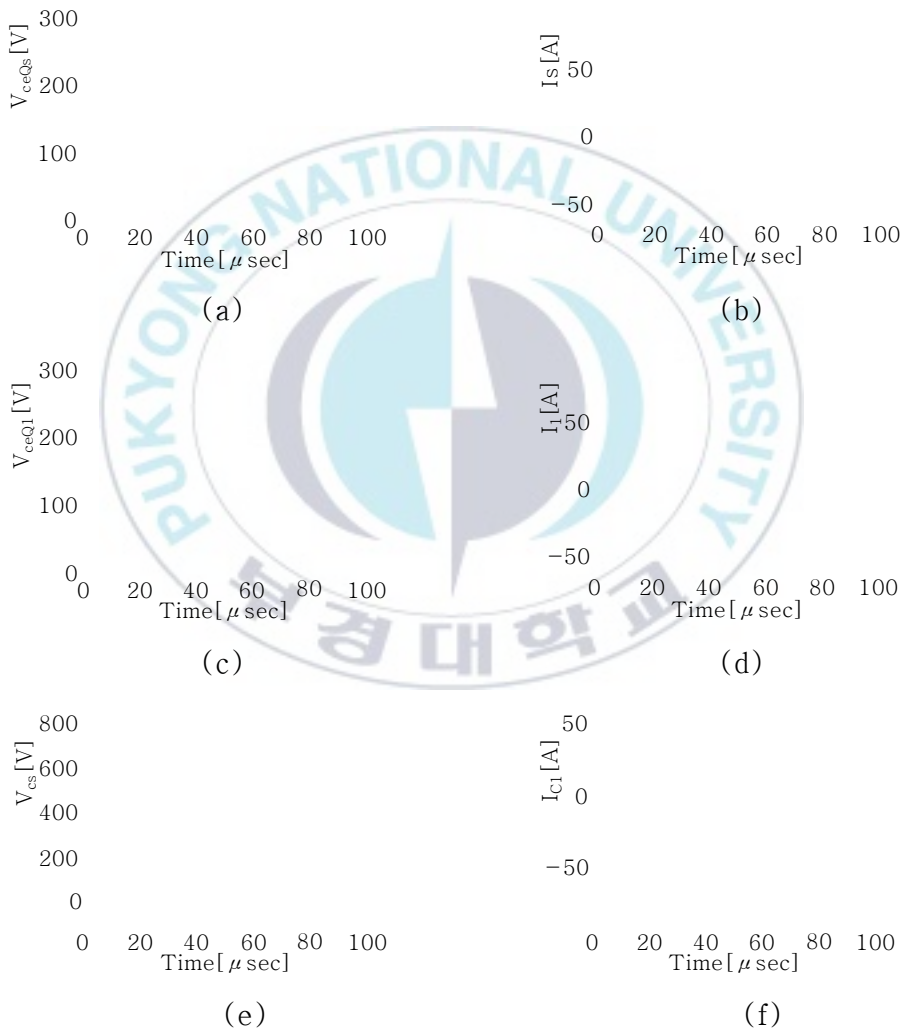
Fig. 3.15 Equivalent Circuit by Mode(TypeⅢ)

그림 3.16~그림 3.17는  $E=280[V]$ ,  $C_1=0.2[\mu F]$ ,  $C_s=3.0[\mu F]$ ,  $L_1=53[\mu F]$ ,  $k=0.65$ ,  $\tau=5.7[\mu sec]$ ,  $f=20[kHz]$ 일 때 PWM 제어 기능을 가진 ZVS 부분 공진형 고주파 인버터(TypeⅢ)의 시뮬레이션 동작파형을 나타낸 것이며, 이 회로 방식의 특징을 정리하면 다음과 같다.

- ① 각 스위치에 걸리는 전압 피크 스트레스는 직류 전압원  $E_d$ 을 넘지 않는다.
- ② 일정 주파수에서 출력 전력 제어가 가능하기 때문에 여러 대의 인버터 운전시의 동작 주파수 차에 의한 상호 간섭음이 발생하기 어렵다.
- ③ 스위치  $S_1$ 와  $S_s$ 는 턴-온과 턴 오프시에는 ZVS가 가능하므로 스위칭 손실이

적다.

- ④ 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 넓은 출력 전력 제어 범위와 넓은 부하 변화에 대응이 가능하다.
- ⑤ 스위치의 인가전압이 1석 싱글 엔디드 부분 공진 ZVS 인버터보다 낮아진다.
- ⑥ 사용하는 전력 반도체 스위치 IGBT의 정격 용량을 최대까지 사용 가능하다.



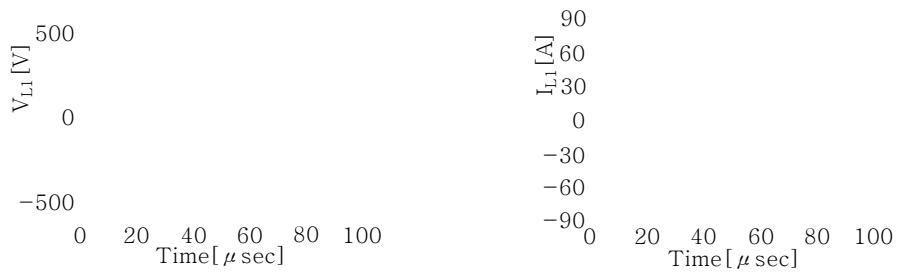
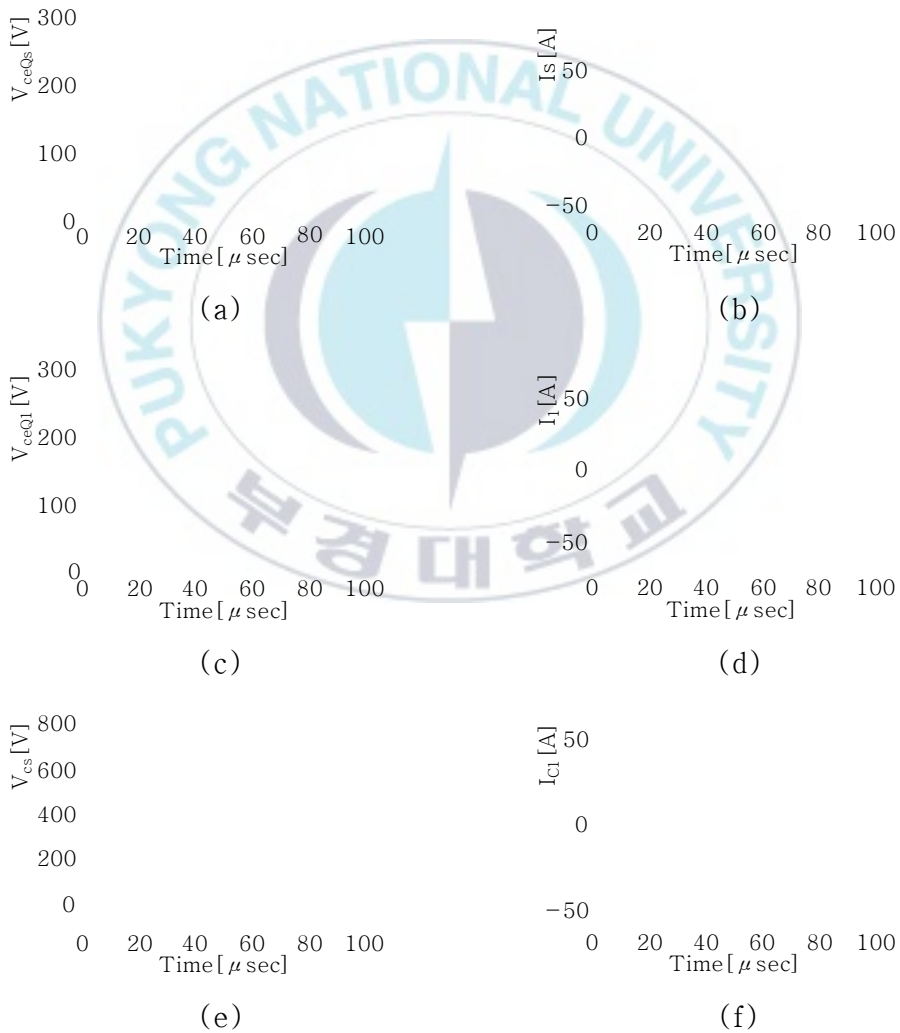


그림 3.16  $D_{S1}=0.2$ ,  $P_m=1,150[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(TypeⅢ)

Fig. 3.16 The each part simulation waveform for  $D_{S1}=0.2$ ,  $P_m=1,150[W]$



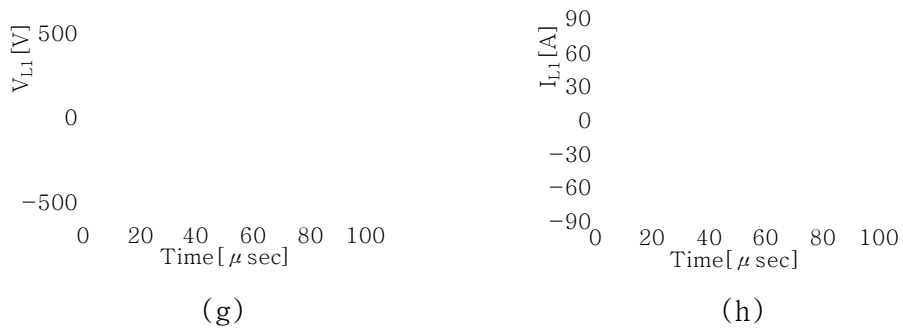


그림 3.17  $D_{S_1}=0.4$ ,  $P_{in}=1,540[W]$ 일 때 각 부 시뮬레이션 파형(TypeⅢ)

Fig. 3.17 The each part simulation waveform for  $D_{S_1}=0.4$ ,  $P_{in}=1,540[W]$



# 제 IV 장 제안한 새로운 액티브 전압 클램프 방식을 이용한 ZVS-PWM 고주파 인버터

## 4.1 회로구성 및 동작원리

그림 4.1은 본 논문에서 제안한 일정한 주파수에서 가변 전력 제어 기능을 가진 새로운 액티브 전압 클램프 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터를 나타낸 것이다. 제안한 고주파 인버터는 영전압 소프트 스위칭 동작이 가능하면서 저비용, 소형화, 전력 반도체 스위칭 소자에 걸리는 전압 피크 스트레스를 경감할 수 있다. 그림 4.1에서 제안한 고주파 인버터는 직류 전압원  $E_d$ , 유도 가열 부하계( $L_1+L_2+M+R_2$ ), 주 스위치  $S_1$ , 보조 스위치  $S_s$ , 제1공진 커패시터  $C_1$ , 제2공진 커패시터  $C_s$ 로 구성되어 있다.

그림 4.2는 제안한 액티브 전압 클램프 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터의 각 모드별 동작 등가회로를 나타낸 것이며, 이때의 각 부의 동작 파형을 그림 4.3과 같다.

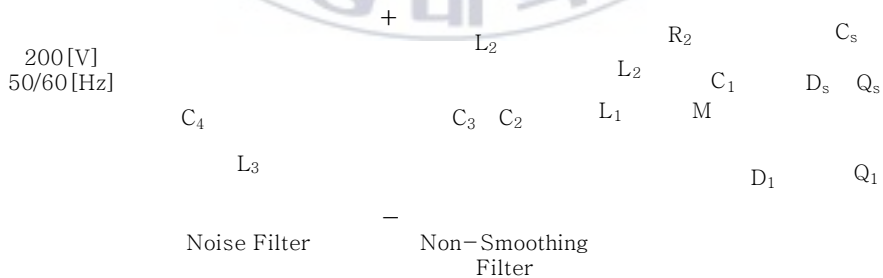


그림 4.1 제안한 새로운 액티브 전압 클램프 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터  
Fig. 4.1 The proposed new active voltage clamp ZVS-PWM resonant high-frequency inverter

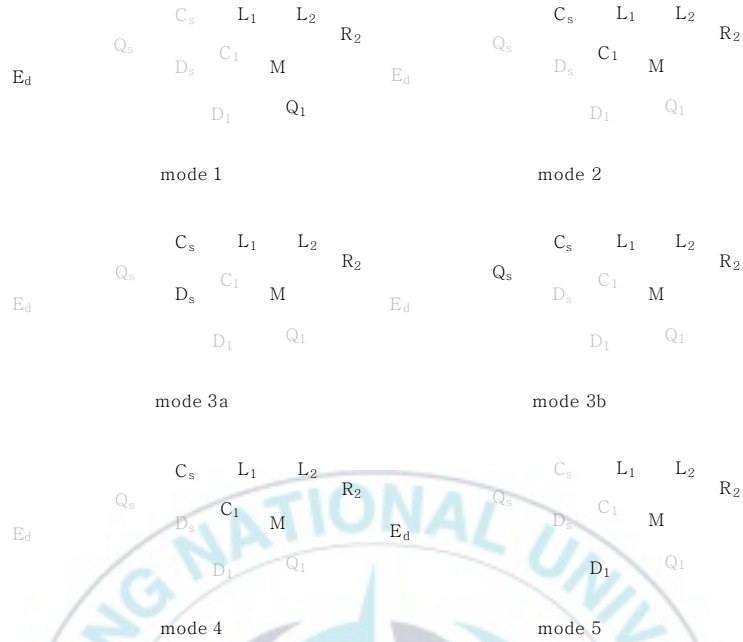


그림 4.2 각 모드별 동작 등가회로

Fig. 4.2 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  $S_1$ 을 턴-온하는 모드이다. 이때, 유도 가열계 부하에 전력을 공급하면서 워크 코일  $L_1$ 에 에너지를 축적한다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2} \left( E_d + \frac{\phi_2}{\tau} \right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.1)$$

(2) Mode 2(전력 소비+제1부분공진 모드)

$t=t_1$ 에서 주 스위치  $S_1$ 을 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  $C_1$ 과  $C_s$ 를 방전하게 함으로써 주 스위치  $S_1$ 의  $dv/dt$ 는 감소되어 ZVS 턴-오프가 실현된다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2} \left( V_{C_1} + V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (4.2)$$

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

$t=t_2$ 에서 제1공진 커패시터  $C_1$ 의 전압이 0가 되면 보조 스위치의 역도통 다이오드  $D_s$ 가 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  $Q_s$ 는 ZVS & ZCS 턴-온이 실현되는 모드이다. 이때, 이 모드에서 인버터의 동작이 한 사이클 구간 동안에 보조 스위치를 ON하면 주 스위치  $S_1$ 의 도통 시간을 가변하여도 일정한 동작 주파수에서 비대칭 PWM 제어가 가능해진다.

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2} \left( V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (4.3)$$

(5) Mode 4(전력 소비+제1부분공진 모드)

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

$$\left. \begin{aligned} \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( V_{C_1} - V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\ \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2} \left( V_{C_1} + V_{C_s} + \frac{\phi_2}{\tau} \right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\ \frac{dv_{C_1}}{dt} &= -\frac{\phi_1}{C_1 \times L_1} \\ \frac{dv_{C_s}}{dt} &= \frac{\phi_1}{C_s \times L_1} \end{aligned} \right\} \quad (4.4)$$

(6) Mode 5(전력 회생+비공진 모드)

$t=t_5$ 에서 공진 커패시터  $C_1$ 과  $C_s$ 의 전압의 합이 직류 전원 전압  $E_d$ 을 넘으려 할 때 주 스위치의 역도통 다이오드가 순방향 바이어스 되는 모드이다. 그리고  $t=t_0$ 에서 주 스위치  $S_1$ 에 흐르는 전류가 0가 되면 모드 1로 전환하는데, 이때, ZVS & ZCS 턴-온이 실현된다.

$$\left. \begin{aligned}
 \frac{d\phi_1}{dt} &= \frac{1}{1-k^2} \left( E_d + \frac{\phi_2}{\tau} \right) \\
 \frac{d\phi_2}{dt} &= -\frac{k^2}{1-k^2} \left( E_d + \frac{\phi_2}{\tau} \right) - \frac{\phi_2}{\tau} \\
 \frac{dv_{C_1}}{dt} &= 0 \\
 \frac{dv_{C_s}}{dt} &= 0
 \end{aligned} \right\} \quad (4.5)$$



그림 4.3 각 부의 동작 파형

Fig. 4.3 The operation waveform of each part

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

- ① 제2공진 커패시터  $C_s$ 를 이용함으로써 주 스위치  $S_1$ 에 걸리는 전압 피크 스트레스를 기존의 1석형 ZVS-PFM 방식보다 줄였다.
- ② 비대칭 PWM 제어함으로써 일정한 주파수에서 전력을 가변하였다.
- ③ ZVS 동작에 의해서 스위칭 손실과 EMI 노이즈를 저감하였다.
- ④ 주 스위치에서의  $dv/dt$ 는 공진 커패시터  $C_s$ 와  $C_1$ 의 매개 변수에 따라 결정되며, 보조 스위치에서의  $dv/dt$ 는 공진 커패시터  $C_1$ 의 매개 변수에 결정되는 것을 확인하였다.
- ⑤ 기존의 1석형 ZVS-PFM 방식보다 회로 부품 수를 줄여 저비용과 소형화가 가능하였다.

## 4.2 시뮬레이션 결과 및 검토

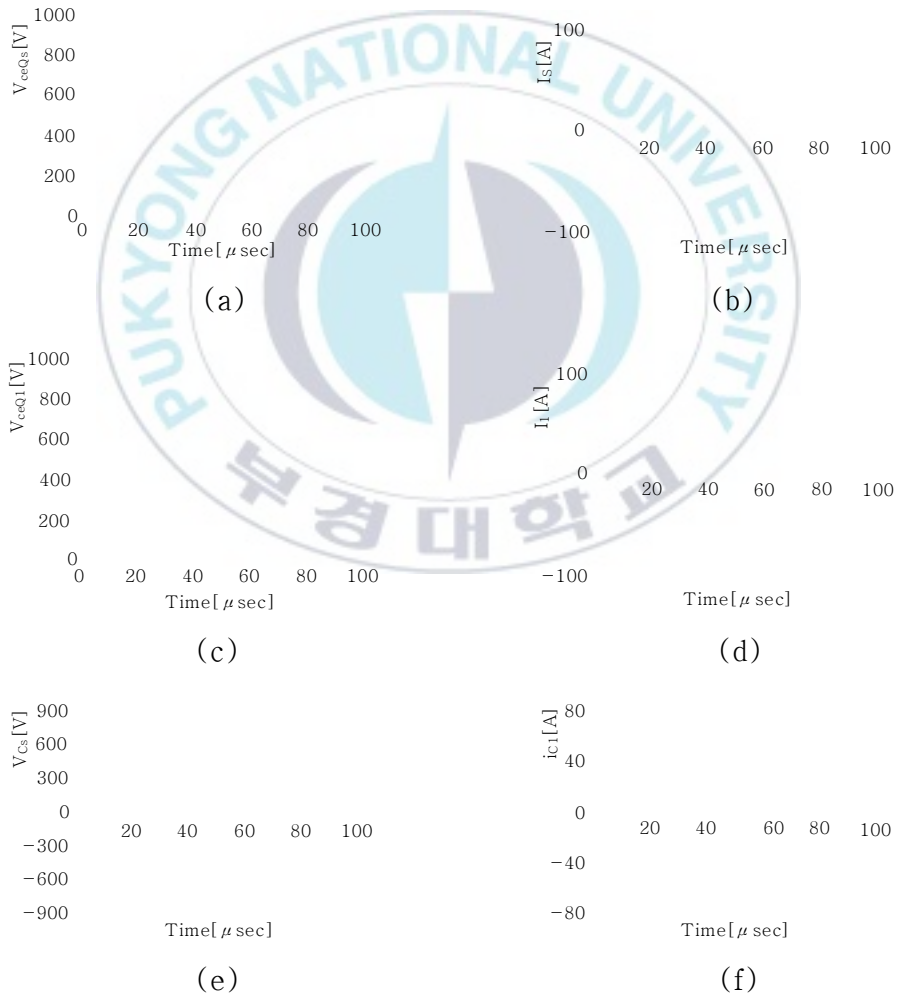
그림 4.4~그림 4.7은 제안한 새로운 액티브 전압 클램프 ZVS-PWM 공진 고주파 인버터의 각 부 시뮬레이션 파형을 나타낸 것으로  $E=282.8[V]$ ,  $C_1=0.1[\mu F]$ ,  $C_s=2.0[\mu F]$ ,  $L_1=80[\mu F]$ ,  $k=0.65$ ,  $\tau=6.0[\mu sec]$ ,  $f=20[kHz]$ ,  $duty=0.1 \sim 0.4$ 의 조건에서 시뮬레이션 결과를 도출하였다.

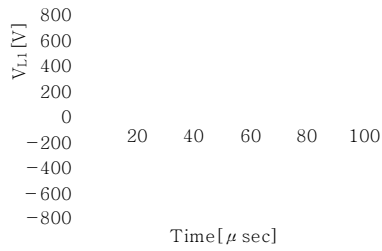
그림 4.4에서 주 스위치  $Q_1$ 의 턴-온시 ZVS가 실현되지 않은 것을 알 수 있다. 이것은 보조 스위치에 연결되어있는 제1공진 커패시터  $C_1$ 과  $C_s$ 의 충전이 완전히 이루어지지 않기 때문이며, 보조 스위치가 오프직전의 전류값이 부족하기 때문이다.

이러한 동작에 의해서 주 스위치  $Q_1$ 에 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

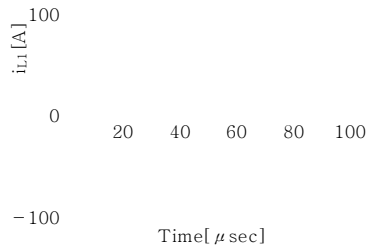
영역이 단락 모드가 발생하지 않는 영역이라 할 수 있다.

결과적으로 ZVS 실현이 가능하기 위해서는 공진 커패시터의 값을 작게 하거나 공진 초기 전류의 값을 크게 해야 한다. 그리고 ZVS가 실현 될 수 없는 영역에서도 잔존 전압이 작은 값을 가지는 경우에는 준 ZVS 영역으로 할 수 있으며, 완전 ZVS보다 손실이 크지만 하드 스위칭보다는 손실이 적기 때문에 실용면에서는 반도체 스위칭 소자의 방열 특성을 고려하여 잔존 전압을 설계할 필요가 있다.





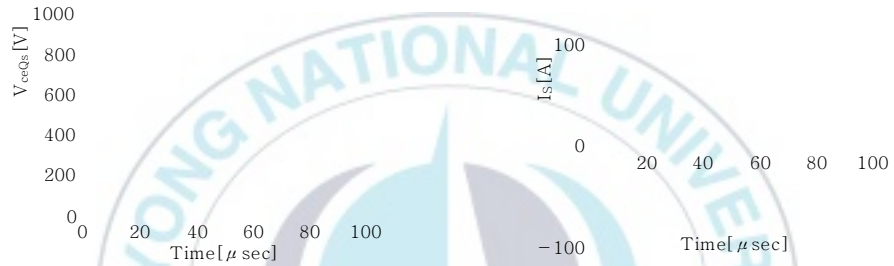
(g)



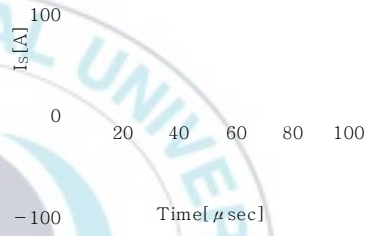
(h)

그림 4.4 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.1 &  $P_{in}=337[W]$ 일 때)

Fig. 4.4 The each part simulation waveform(Duty=0.1 &  $P_{in}=337[W]$ )



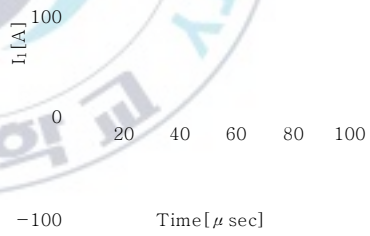
(a)



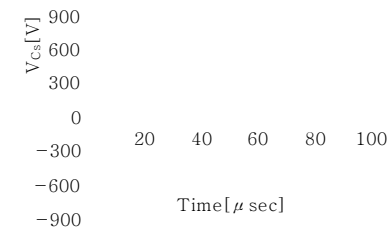
(b)



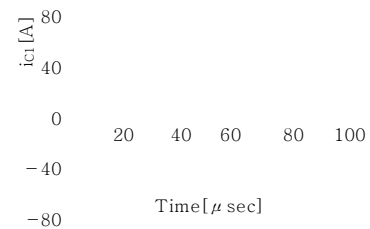
(c)



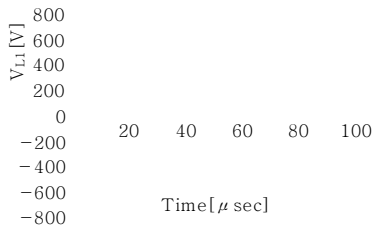
(d)



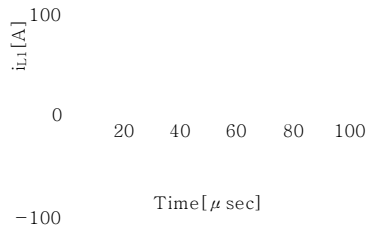
(e)



(f)



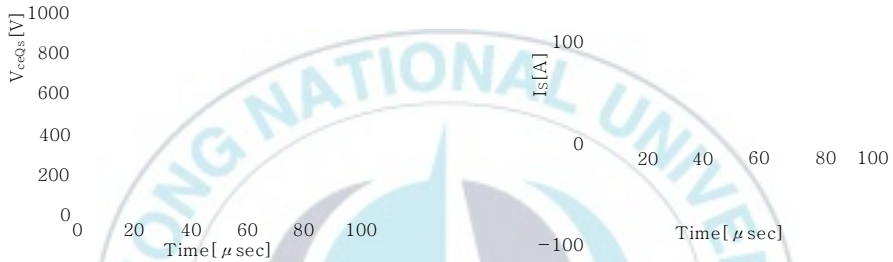
(g)



(h)

그림 4.5 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.2 &  $P_{in}=560[W]$ 일 때)

Fig. 4.5 The each part simulation waveform(Duty=0.2 &  $P_{in}=560[W]$ )



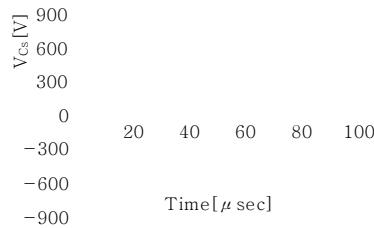
(a)

(b)

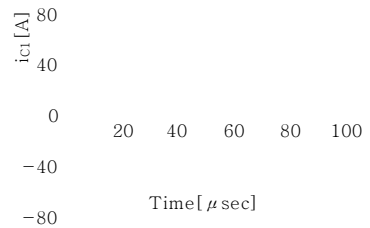


(c)

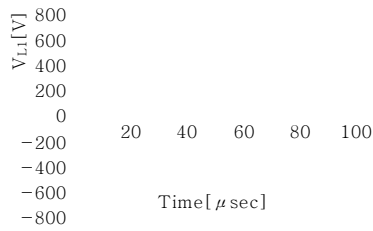
(d)



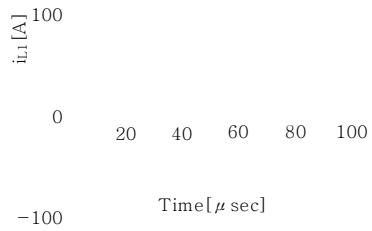
(e)



(f)



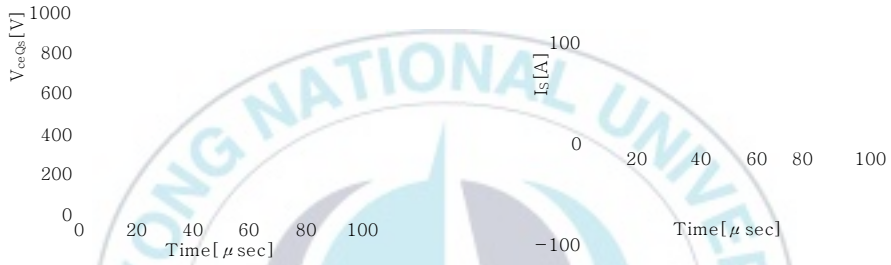
(g)



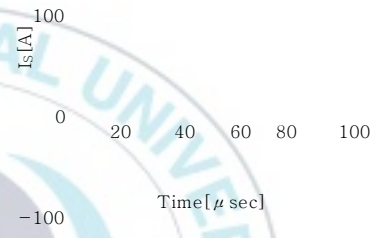
(h)

그림 4.6 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.3 &  $P_{in}=940[W]$ 일 때)

Fig. 4.6 The each part simulation waveform(Duty=0.3 &  $P_{in}=940[W]$ )



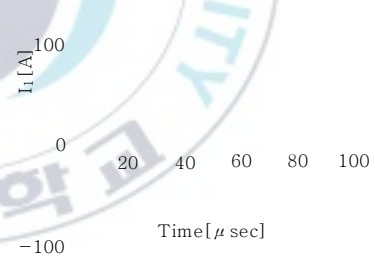
(a)



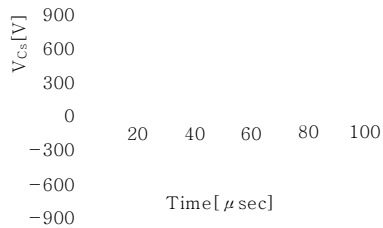
(b)



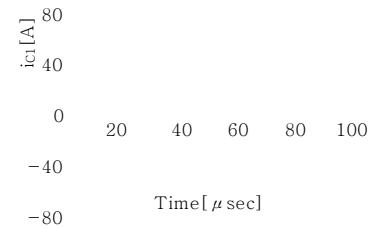
(c)



(d)



(e)



(f)

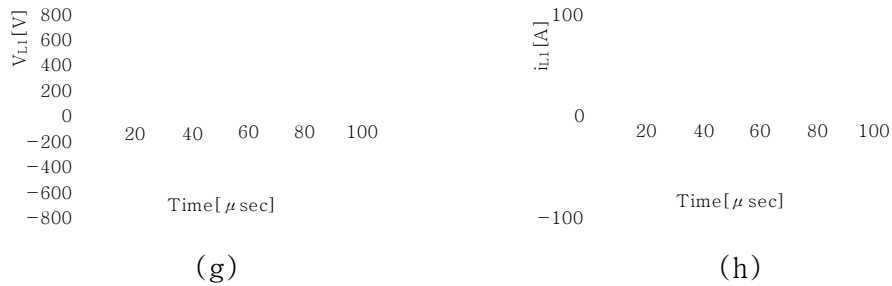


그림 4.7 각 부 시뮬레이션 파형(Duty=0.4 &  $P_{in}=1,440[W]$ 일 때)

Fig. 4.7 The each part simulation waveform(Duty=0.4 &  $P_{in}=1,440[W]$ )

그림 4.4~그림 4.7에서 가로축은 각 매개 변수를 변화시켰을 때의 특성이며, 세로축은 각각 주 스위치에 인가되는 전압 피크값  $V_{ceQ_{peak}}$ , 전류의 피크값  $I_{1peak}$ , 전류의 실효값  $i_{1rms}$ , 보조 스위치에 인가되는 전압 피크값  $V_{ceQ_{peak}}$ , 전류의 피크값  $i_{speak}$ , 전류의 실효치  $i_{srms}$ , 클램프 커패시터  $C_s$ 에 인가되는 전압의 피크값  $V_{C_{peak}}$ , 최소 전압값  $V_{C_{min}}$ , 공진 초기 전류  $i_r$ , 입력 전력  $P_{in}$ , 단락 모드의 잔존 전압값  $V_{Q_{on}}$ 을 나타낸 것이다.

### 4.3 PWM제어특성

그림 4.8은 시비율(Duty Factor)를 0.1~0.6까지 변화 시켰을 때의 PWM 제어 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.8에서 시비율을 연속적으로 변화시키면 거의 선형적으로 입력 전력을 가변할 수 있는 것을 알 수 있으며, 제어 방식에 비대칭 PWM을 이용하고 있기 때문에 항상 주파수 일정 제어하는 것이 가능하다. 주 스위치에 비해 보조 스위치 쪽이 항상 약 100[V] 피크 스트레스가 낮기 때문에, 내압이 작은 특성이 좋은 파워 반도체 스위칭 장치를 선정하는 것이 가능하다. 공진 초기의 전류값은 전력을 작게 할수록 감소하는 가능하다. 즉, 매개 변수의 최적 설계를 할 경우에는 전력 최소화 할 때 ZVS가 실현 될 수 있는지를 검토함으로써 모든 전력

가변 영역에서 ZVS가 실현 가능하다고 할 수 있다.

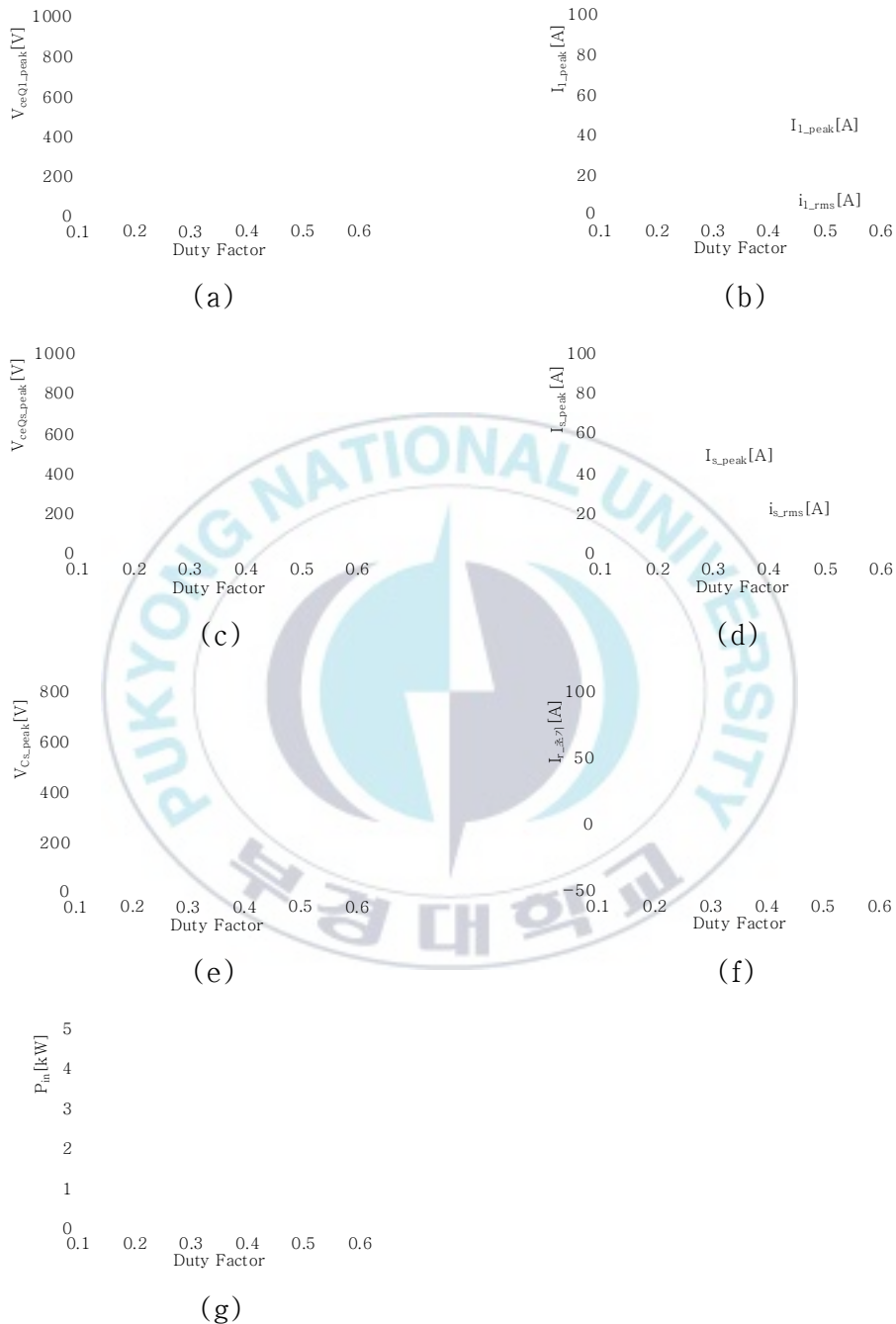
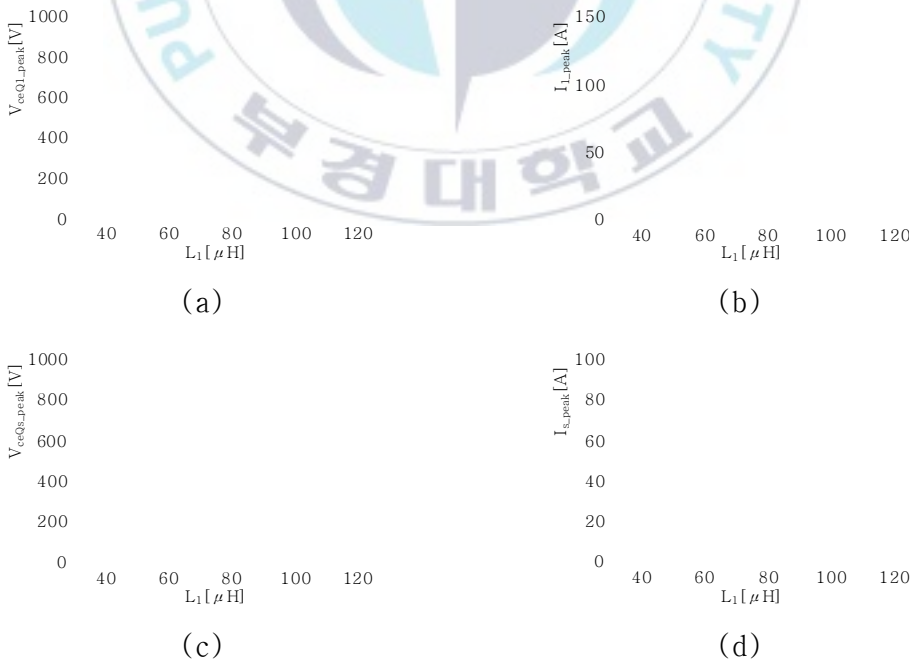


그림 4.8 PWM 제어특성

Fig. 4.8 PWM control characteristics

### 4.3.1 워크 코일 $L_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성

그림 4.9은 워크 코일의 인덕턴스  $L_1$ 을  $30[\mu\text{H}] \sim 120[\mu\text{H}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.9에서 알 수 있듯이 워크 코일의 인덕턴스  $L_1$ 이 증가함에 따라 입력 전력이 감소하는데 이는 Mode 1에서 서술한 것처럼 주 스위치 및 워크 코일  $L_1$ 에 흐르는 전류값은  $L_1$ 을 비례 상수로 단조증가함수(單調增加函數)을 영향을 주고 있다. 즉, 같은 시비율에서 큰 전력을 투입하려면 워크 코일의 인덕턴스  $L_1$ 의 값을 작게 하면 되지만 이 경우에 주의해야 할 점은 스위치에 흐르는 전류의 피크값이고, 사용되는 전력 반도체 스위칭 장치의 정격을 넘지 않도록 최대 전력을 얻을 수 워크 코일의 인덕턴스  $L_1$ 을 설정할 필요가 있다. 그리고 공진 초기의 전류값이  $L_1$ 을 확대함에 따라 감소하는 경향이 있는데 이러한 현상은 Mode 1에서 워크 코일에 축적된 에너지가 적은 경우나  $L_1$ 의 값이 큰 경우 또는 스위치를 턴-오프 할 때의 전류값이 작은 경우라 할 수 있다.



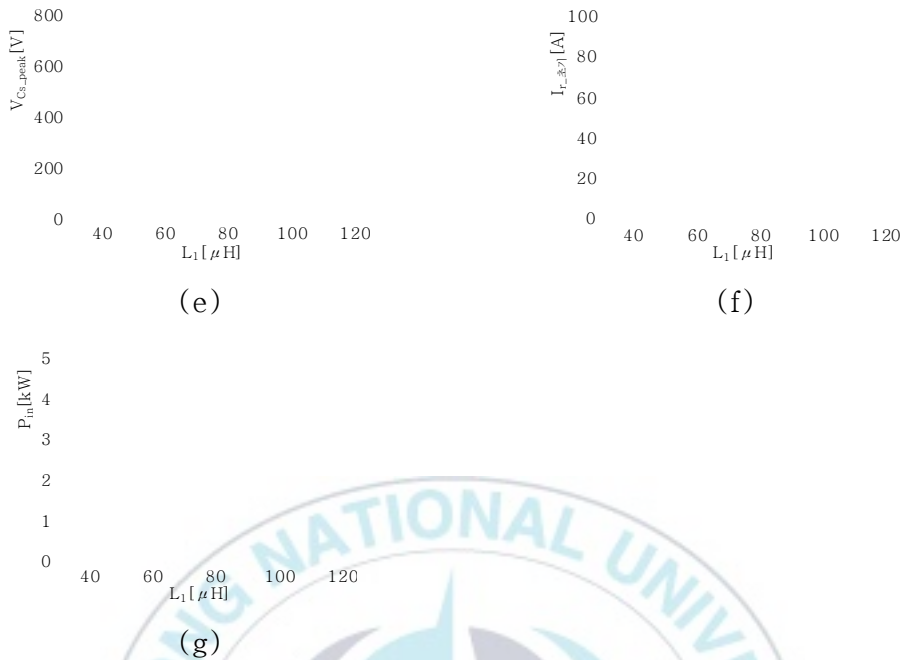


그림 4.9 워크 코일  $L_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성

Fig. 4.9 Characteristics when the work coil  $L_1$  is changed

### 4.3.2 클램프 커패시터 $C_s$ 를 변화시켰을 때의 특성

그림 4.10은 클램프 커패시터  $C_s$ 를  $1.0[\mu\text{F}] \sim 4.0[\mu\text{F}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.10에서 알 수 있듯이 클램프 커패시터  $C_s$ 가 증가함에 따라 주 스위치에 걸리는 최대 전압값이 감소하는데 이는 Mode 3(a)과 3(b)에서 서술한 것처럼 워크 코일  $L_1 \rightarrow$ 클램프 커패시터  $C_s \rightarrow$ 보조 스위치  $S_s \rightarrow$ 폐쇄 루프의 경로로 동작되는 회로에서  $C_s$ 의 값이 커짐에 따라 주 스위치에 걸리는 전압 클램프 정도가 커지고,  $V_{ccQ, \text{peak}}$ 가 작아 억제되기 때문이다. 이러한 이유로 매개 변수를 결정할 때에는 비용면에서 클램프 커패시터  $C_s$ 값은 가능한 한 작은 것이 바람직하므로 주 스위치의 내압과의 균형을 고려하여 결정해야한다.

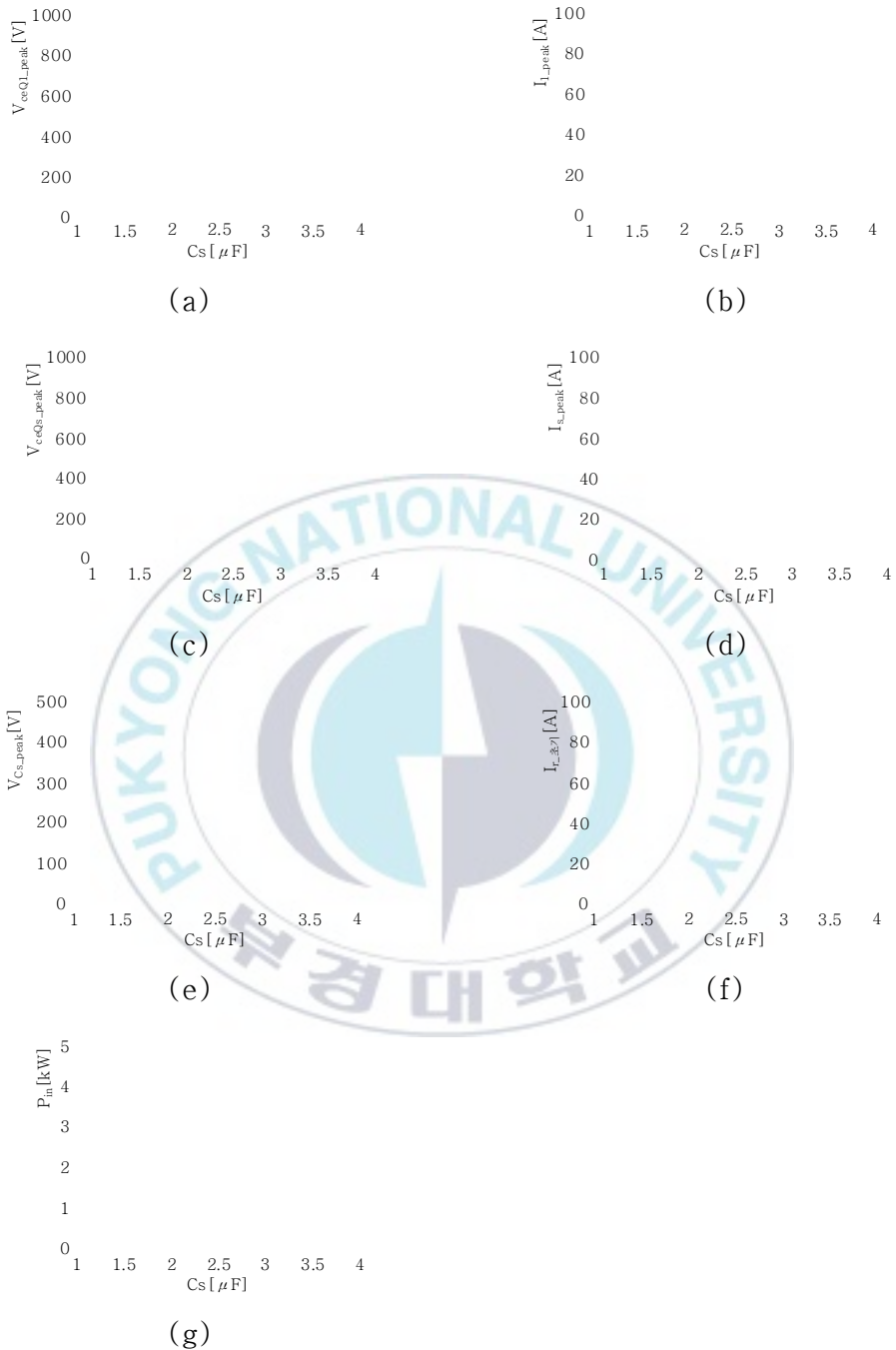
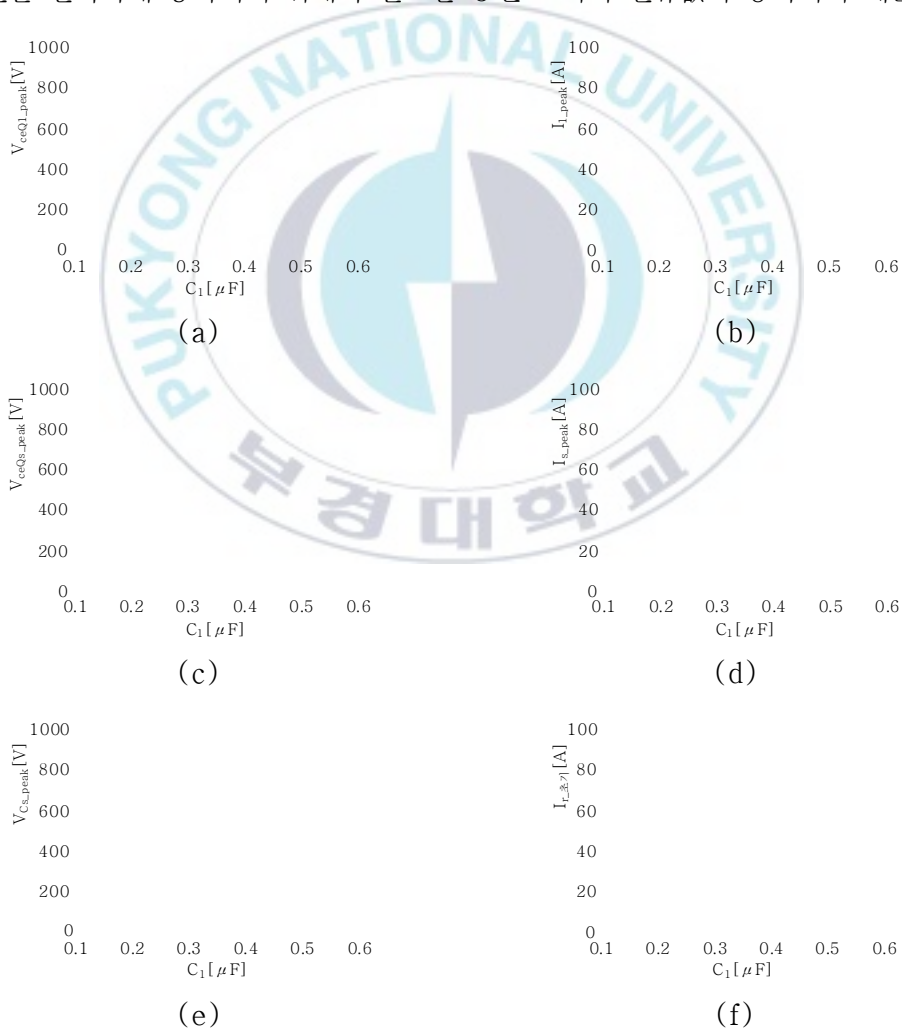


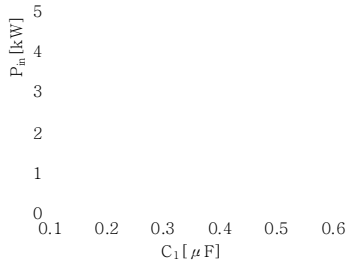
그림 4.10 클램프 커패시터  $C_s$ 를 변화시켰을 때의 특성

Fig. 4.10 Characteristics when the clamp capacitor  $C_s$  is changed

### 4.3.3 공진 커패시터 $C_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성

그림 4.11은 공진 커패시터  $C_1$ 을  $0.1[\mu\text{F}] \sim 0.6[\mu\text{F}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.11에서 알 수 있듯이 공진 커패시터  $C_1$ 의 값은 ZVS의 효과를 크게 좌우하는 파라미터이다. 이러한 공진 커패시터  $C_1$ 을 확대함으로써 전력 반도체 스위칭 디바이스의  $dv/dt$ 를 작게 할 수 있기 때문에 스위칭 손실과 EMI 노이즈의 감소로 이어진다. 그러나 ZVS 영역이 좁아지는 문제점이 생긴다. 공진 커패시터  $C_1$ 이 커지면 공진 커패시터에 저장된 에너지도 커지고, 공진 커패시터의 충방전을 완벽하게 동작되기 위해서 필요한 공진 초기의 전류값이 증가되기 때문이다.





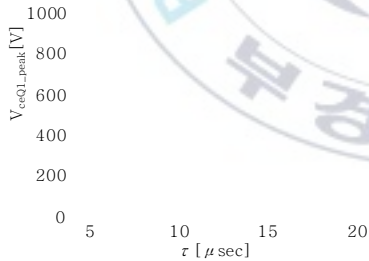
(g)

그림 4.11 공진 커패시터  $C_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성

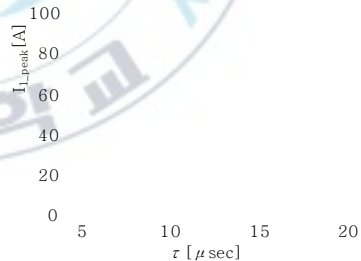
Fig. 4.11 Characteristics when resonant capacitor  $C_1$  is changed

#### 4.3.4 부하 매개 변수 $\tau$ 를 변화 시켰을 때의 특성

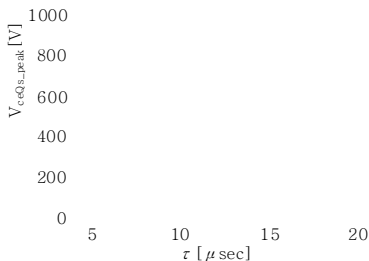
그림 4.12는 부하 매개 변수  $\tau$ 를  $4.0[\mu\text{sec}] \sim 20.0[\mu\text{sec}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.12에서 알 수 있듯이 부하 매개 변수  $\tau$ 의 변화에 따라 입력 전력이 크게 변화하는데 이는 부하 저항 성분이 변화되기 때문이다. 그리고 부하 매개 변수  $\tau$ 는 2차측의 도전체 재질을 나타내는 파라미터로써, 전기회로로  $L_2/R_2$ 로 나타낼 수 있다.



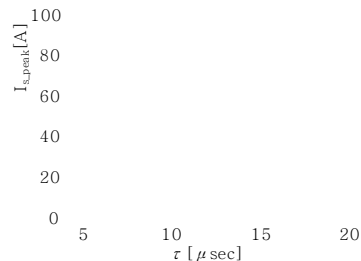
(a)



(b)



(c)



(d)

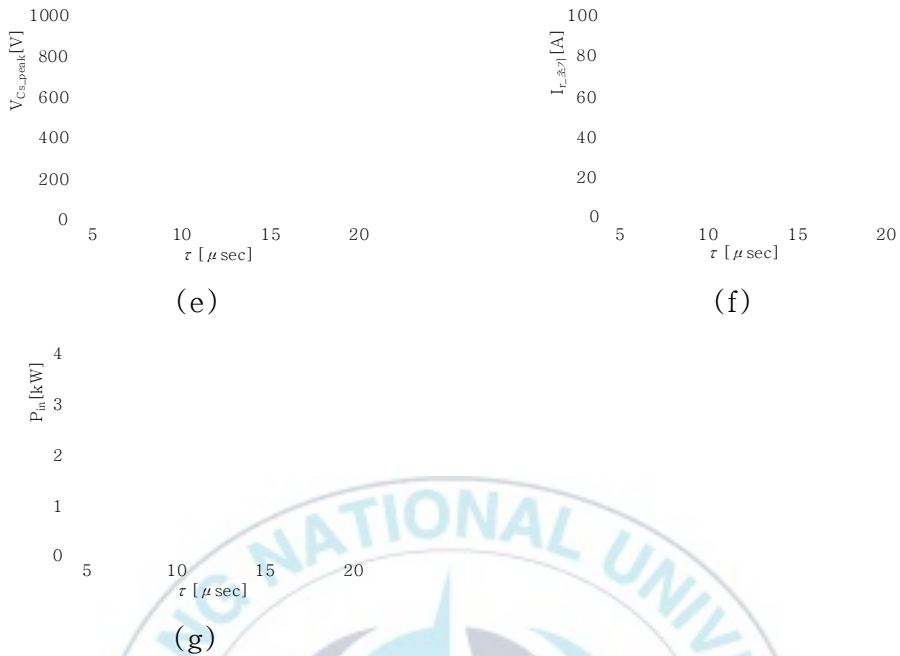
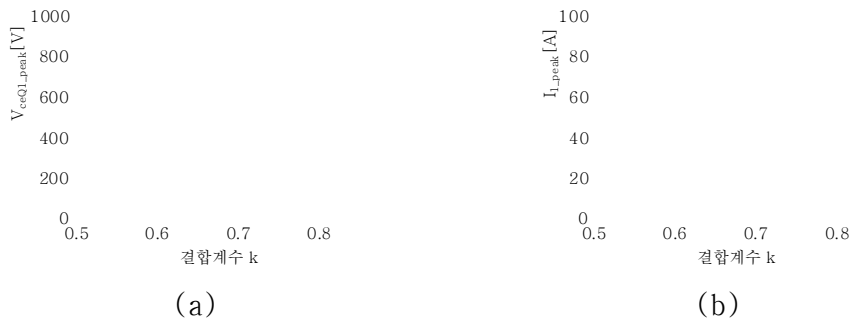


그림 4.12 부하 매개 변수  $\tau$ 를 변화 시켰을 때의 특성

Fig. 4.12 Characteristics when the load parameter  $\tau$  is changed

### 4.3.5 결합 계수 $k$ 를 변화 시켰을 때의 특성

그림 4.13은 결합 계수  $k$ 를 0.5~0.85까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.13에서 알 수 있듯이 결합 계수가 커지면 큰 입력 전력을 얻을 수 있다. 결합 계수의 물리적 의미는 워크 코일  $L_1$ 과 부하와의 격차이며, 투입 전력을 확대할 경우에는 이 격차를 작게 하면 된다.



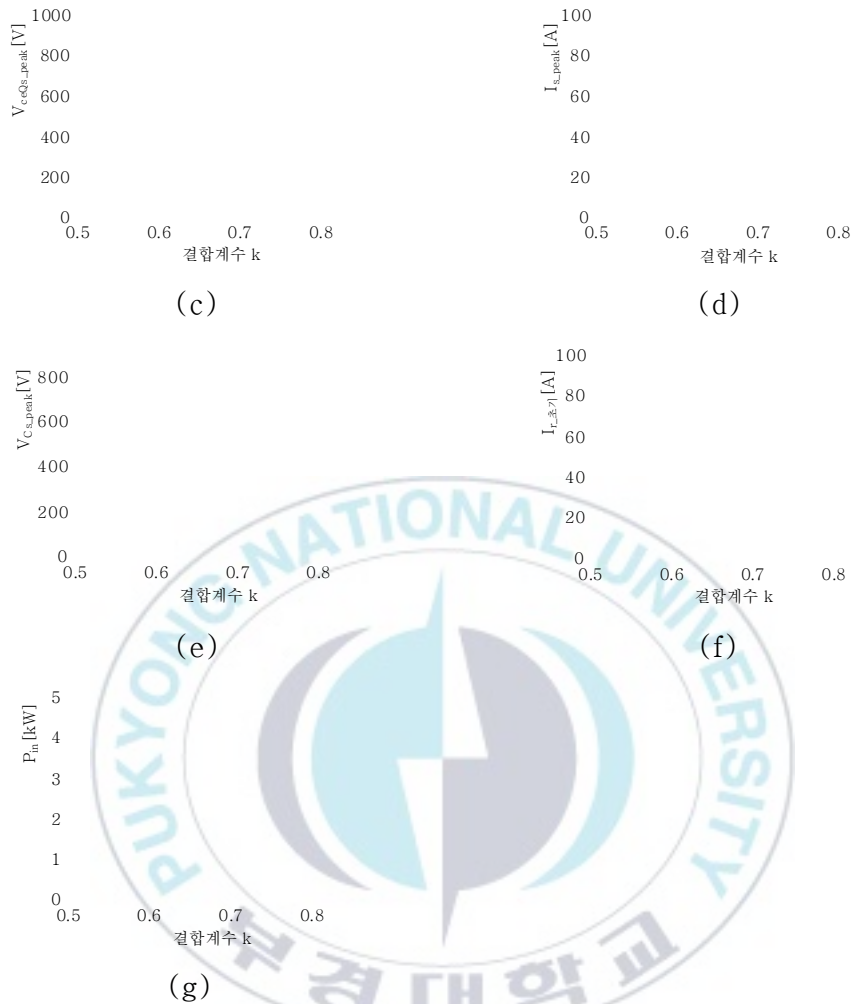


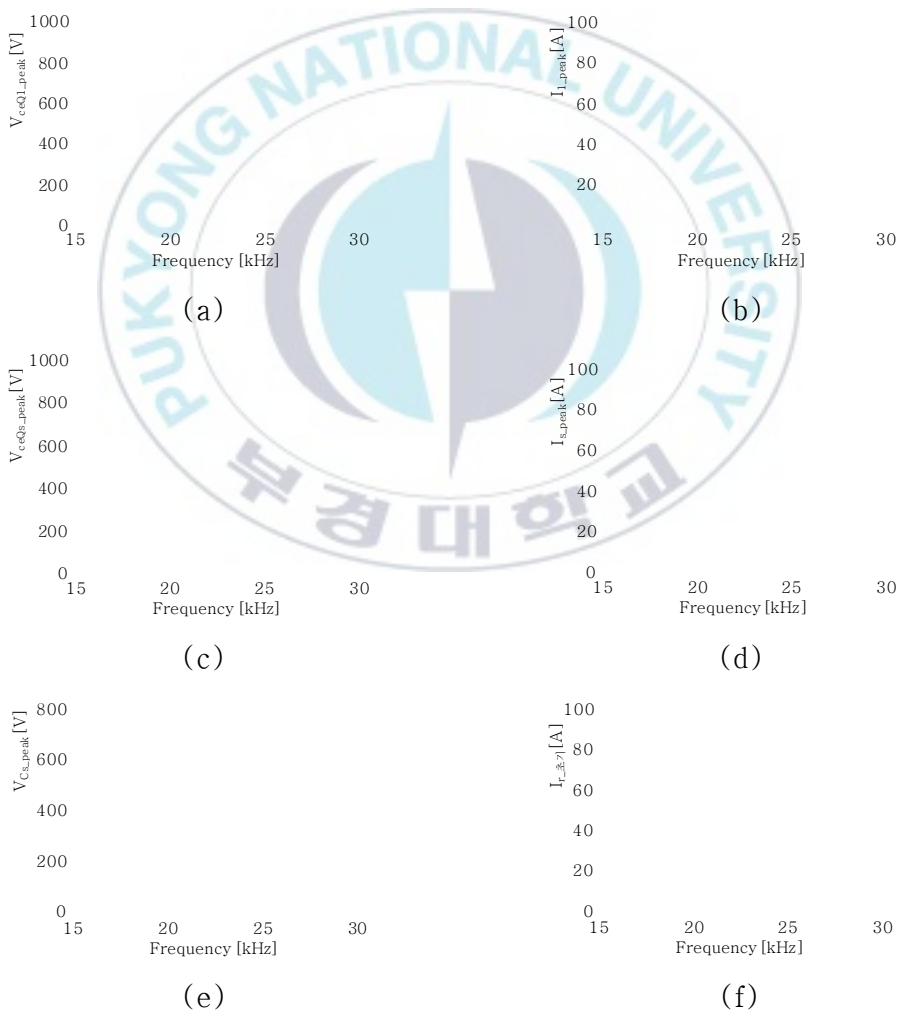
그림 4.13 결합 계수  $k$ 를 변화 시켰을 때의 특성

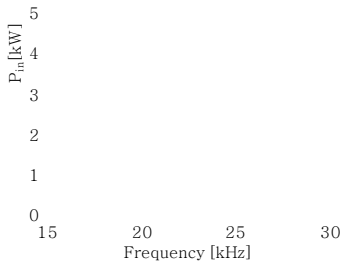
Fig. 4.13 The characteristic when the coupling coefficient  $k$  is changed

그러나 워크 코일의 누설 인덕턴스를 적극적으로 공진에 이용하는 본 논문 방식에서는 결합 계수  $k$ 를 너무 크게 하면 공진 초기의 전류를 충분히 얻을 수 없게 되어 소프트 스위칭이 어려워지는 문제점이 발생함으로 설계시 결합 계수  $k$ 를 주의해서 설정해야 한다.

### 4.3.6 동작 주파수 $f$ 를 변화시켰을 때의 특성

그림 4.14은 동작 주파수를 15[kHz]~30[kHz]까지 변화 시켰을 때의 PFM 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.14에서 알 수 있듯이 동작 주파수를 높게 하면 입력 전력을 줄일 수 있다. 그러나 그 변화는 매우 작고 실제로 PFM 제어를 이용한 전력 제어를 하려면 크게 동작 주파수를 가변할 필요가 있다. 이러한 이유로 본 논문에서는 전력 반도체 스위칭 소자인 IGBT를 사용하였으며, 동작 주파수를 50[kHz]로 비대칭 PWM 제어를 사용하였다.





(g)

그림 4.14 동작 주파수  $f$ 를 변화시켰을 때의 특성

Fig. 4.14 The Characteristics when the operating frequency  $f$  is changed

#### 4.4 입력 전력 일정하게 제어했을 때의 특성

4.3절에서는 어떤 단일 매개 변수만을 변화했을 때의 특성에 대해서 서술하였다. 하지만 실제 파라미터의 최적화를 위해 입력 전력을 일정 조건하에서 매개 변수를 변화할 경우에는 전력 반도체 스위칭 장치의 책무와 ZVS 영역 등의 검토가 어렵다. 이러한 이유로 본 논문에서는 임의의 단일 매개 변수를 변화시키고 그 변화에 따라 변동되는 입력 전원을 항상 목표값에 추종시키면서 특성 평가를 실시하였으며, 입력 전력을 조절하는 파라미터는 시비율(Duty Factor)를 사용하였다. 각 특성의 가로와 세로의 매개 변수를 변화시킬 때 다른 매개 변수 등은 4.3절과 동일하게 하였다.

##### 4.4.1 워크 코일 $L_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성(전력 일정 제어시)

그림 4.15와 그림 4.16은 전력을 일정하게 제어하면서 워크 코일  $L_1$ 을  $30[\mu\text{H}] \sim 110[\mu\text{H}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.15에서 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 복사 대기시 최소 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 워크 코일  $L_1$ 을  $80[\mu\text{H}]$ 이하로 설정하면 ZVS가 실현 될 수 없는 것을 알 수 있다. 이러한 원인은 공진 초기 전류  $i_r$ 의 부족이며,  $15[\text{A}]$ 보다 낮게 되었을 때 하드 스위칭되기 때문이다.

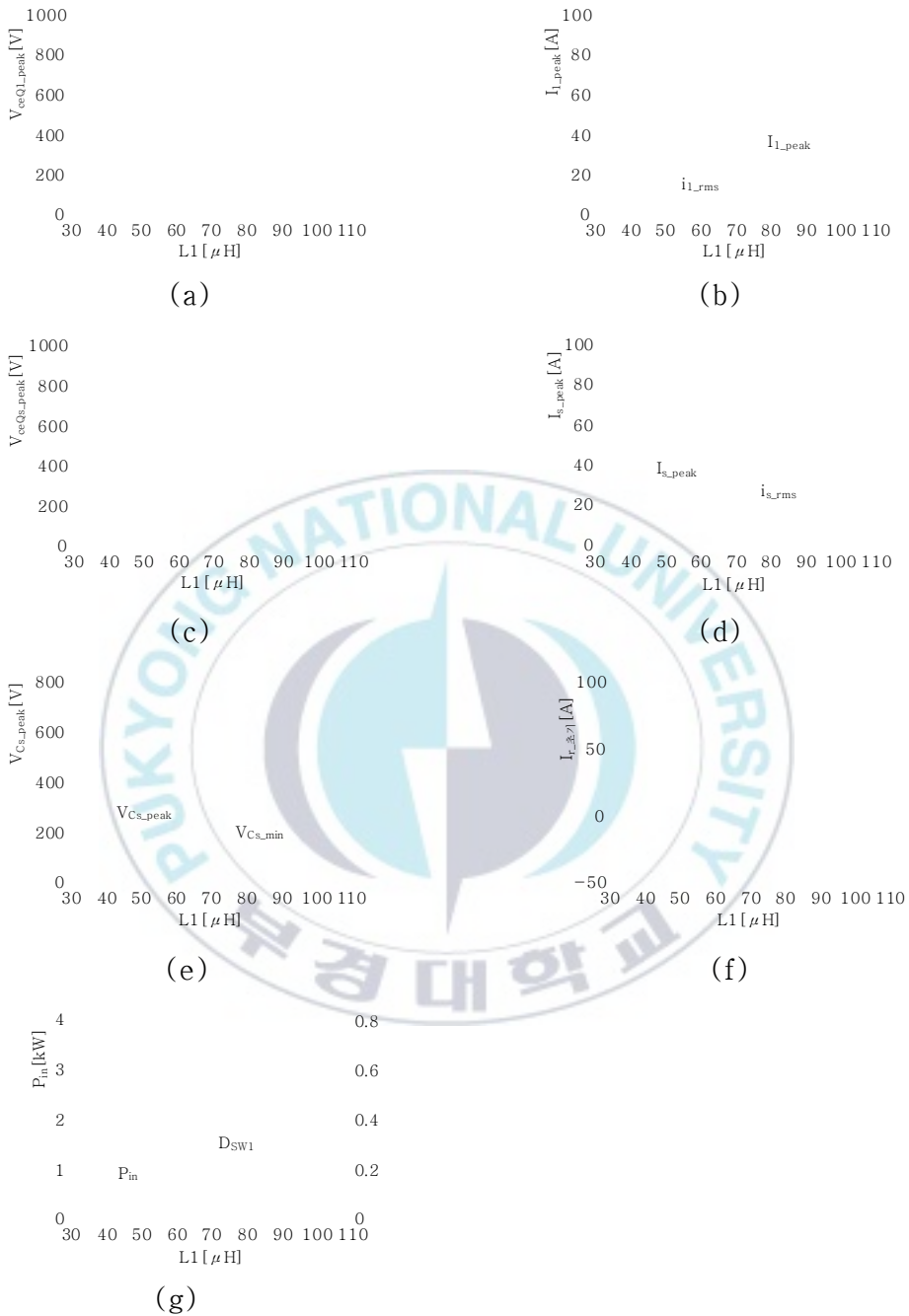
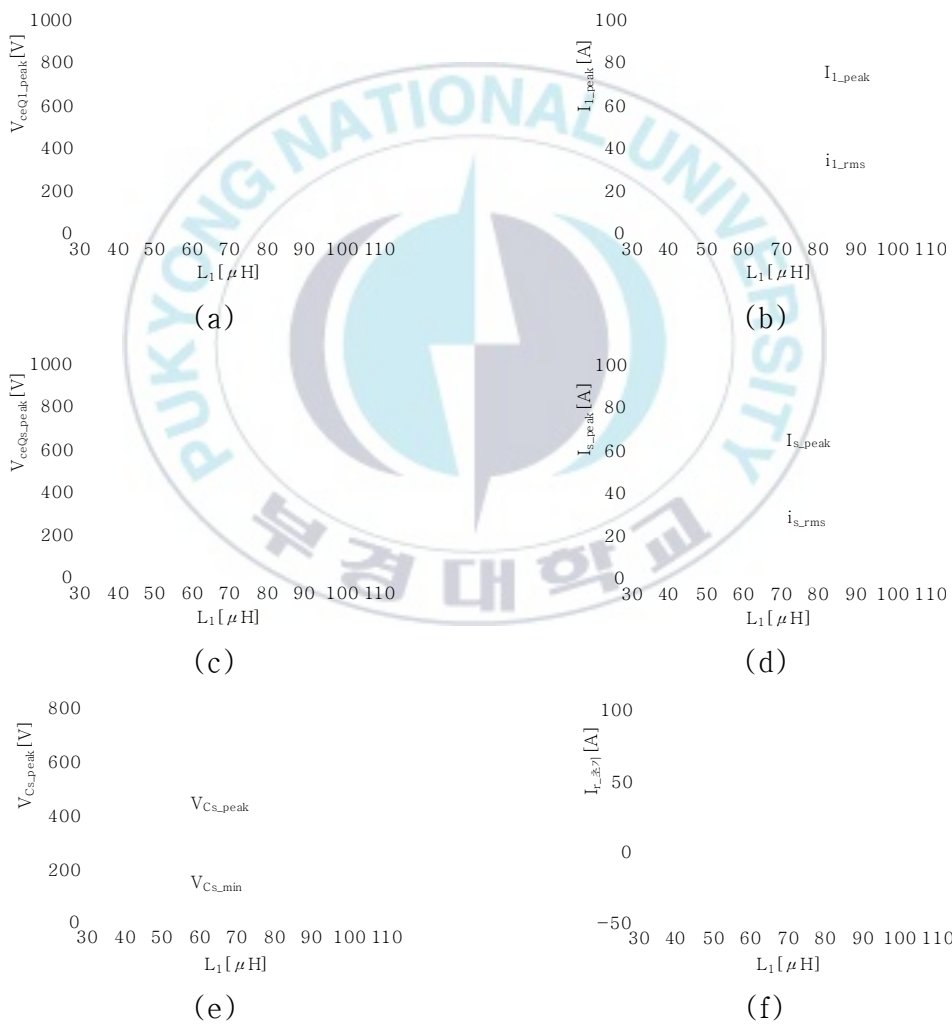
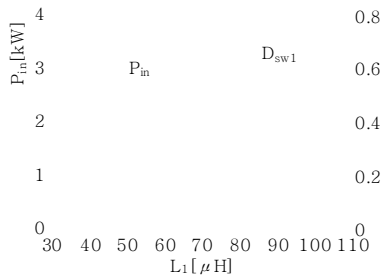


그림 4.15 워크 코일  $L_1$ 을 가변하고,  $C_s = 2.0[\mu\text{F}]$ ,  $P_{in} = 400[\text{W}]$ 로 일정할 경우의 특성  
 Fig. 4.15 The characteristics when the work coil  $L_1$  is varied and  $C_s = 2.0[\mu\text{F}]$  and  $P_{in} = 400[\text{W}]$  are constant

그림 4.16에서는 입력 전력을 2,400[W]는 복사기용 정착 장치의 최대 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을 2,400[W]로 고정한 상태에서 워크 코일  $L_1$ 을 증가하면 스위치에 흐르는 전류의 피크값은 감소하고, 스위치에 걸리는 전압의 피크값은 증가되는 상충 관계가 이루어지는 것을 알 수 있다. 따라서, 동일한 전력을 얻을 조건의 경우에 스위치의 내전압과 절연 내력 흐름과의 균형에서 워크 코일  $L_1$ 을 선택하면 좋을 것으로 판단된다.





(g)

그림 4.16 워크 코일  $L_1$ 을 가변하고,  $C_s=2.0[\mu\text{F}]$ ,  $P_{in}=2,400[\text{W}]$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.16 The characteristics when the work coil  $L_1$  is varied and  $C_s=2.0[\mu\text{F}]$  and  $P_{in}=2,400[\text{W}]$  are constant

#### 4.4.2 클램프 커패시터 $C_s$ 를 변화 시켰을 때의 특성(전력 일정 제어시)

그림 4.17과 그림 4.18은 전력을 일정하게 제어하면서 클램프 커패시터  $C_s$ 를  $1.0[\mu\text{F}]\sim 6.0[\mu\text{F}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다.

그림 4.17에서는 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 최대 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 클램프 커패시터  $C_s$ 를 증가하면 스위치에 걸리는 전압의 피크값은 감소한다. 따라서, 동일한 전력을 얻을 조건의 경우에 스위치의 내전압을 낮게 억제하기 위해서는 클램프 커패시터  $C_s$ 를 크게 설정하면 좋을 것으로 판단된다.

그림 4.18에서는 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 복사 대기시 최소 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 클램프 커패시터  $C_s$ 를  $2.0[\mu\text{F}]$ 이하로 설정하면 ZVS가 실현 될 수 없는 것을 알 수 있다. 이러한 원인은 공진 초기 전류  $i_r$ 의 부족이며,  $15[\text{A}]$ 보다 낮게 되었을 때 하드 스위칭되기 때문이다.

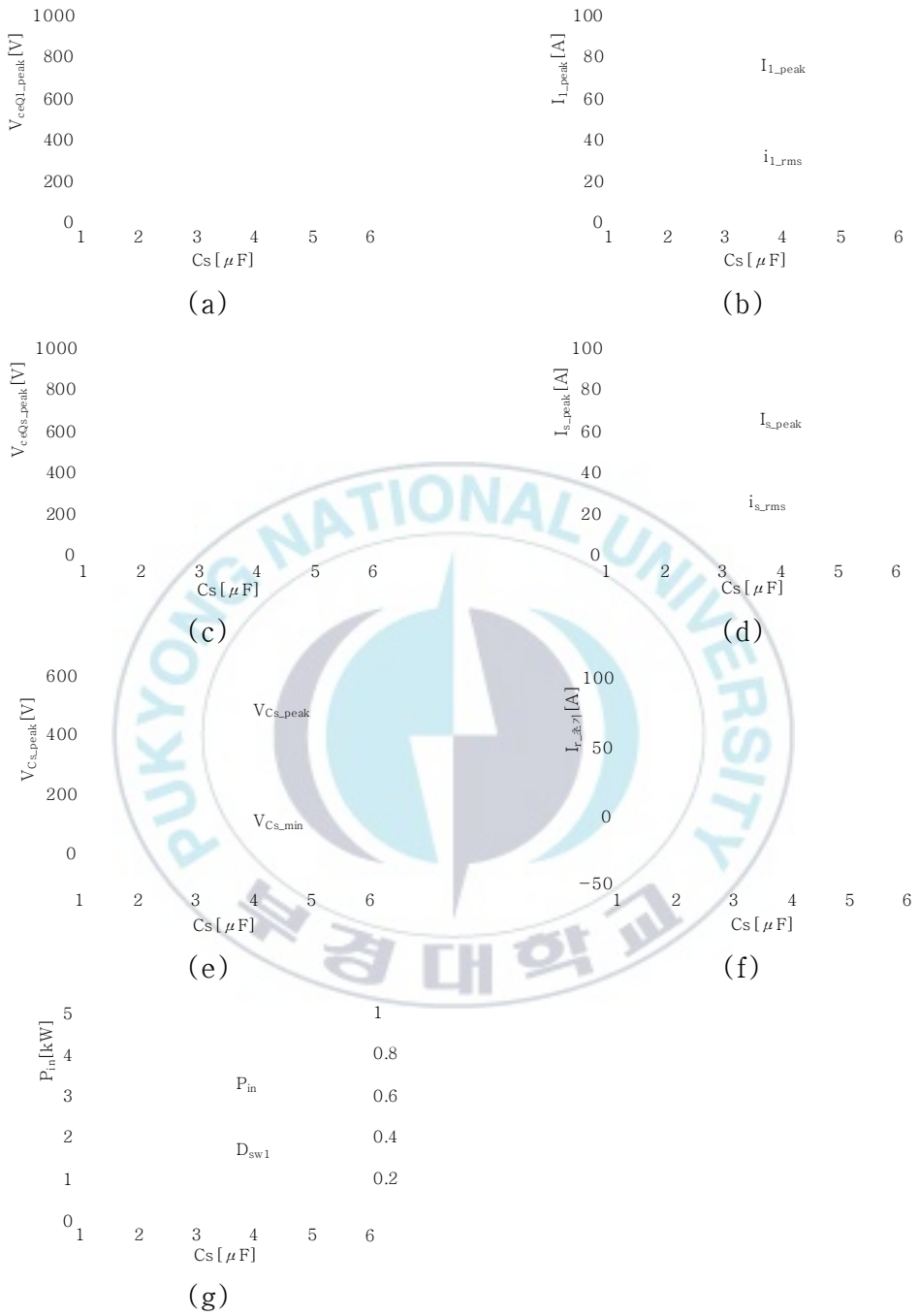


그림 4.17 클램프 커패시터  $C_s$ 를 가변하고,  $P_{in}=2,400$ [W]로 일정할 경우의 특성  
 Fig. 4.17 The characteristics when the clamp capacitor  $C_s$  is varied and  $P_{in}=2,400$ [W] is constant

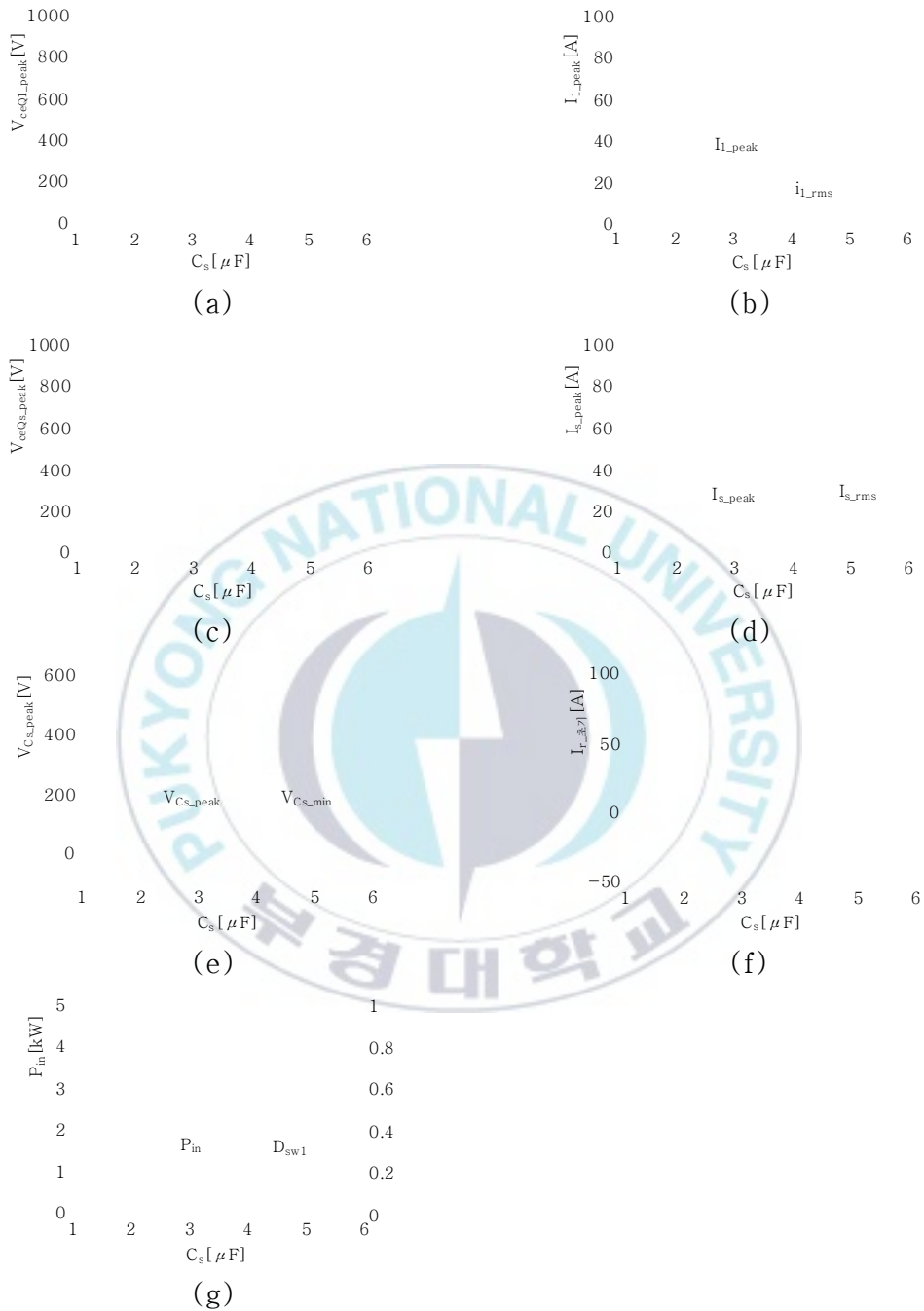


그림 4.18 클램프 커패시터  $C_s$ 를 가변하고,  $P_{in} = 400\text{W}$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.18 The characteristics when the clamp capacitor  $C_s$  is varied and

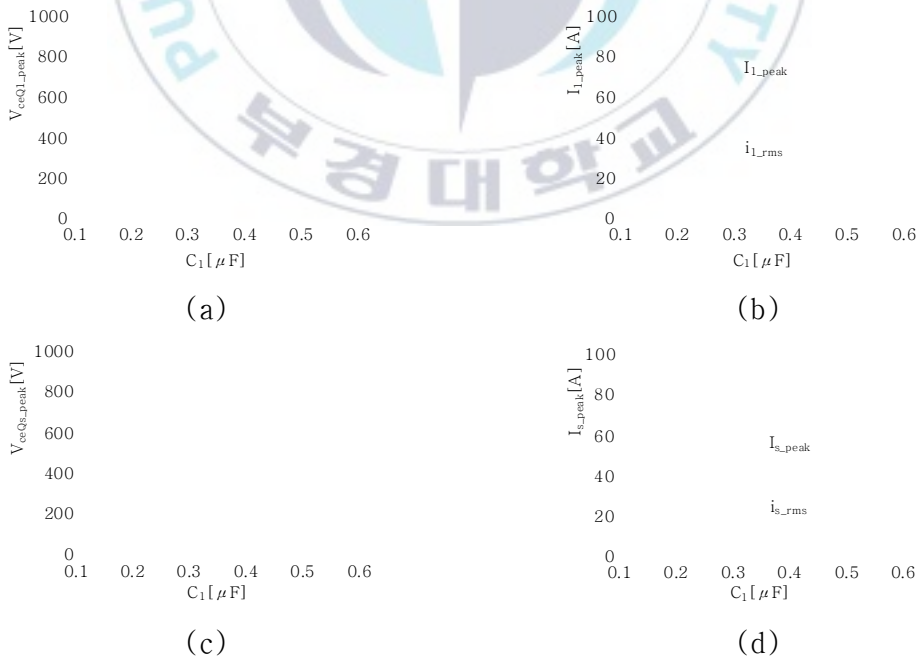
$P_{in} = 400\text{W}$  is constant

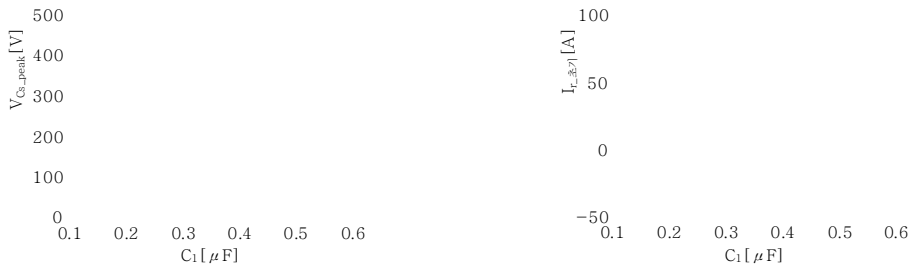
#### 4.4.3 공진 커패시터 $C_1$ 을 변화 시켰을 때의 특성(전력 일정 제어시)

그림 4.19와 그림 4.20은 전력을 일정하게 제어하면서 공진 커패시터  $C_1$ 을  $1.0[\mu\text{F}]$  ~  $6.0[\mu\text{F}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다.

그림 4.19에서는 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 최대 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 공진 커패시터  $C_1$ 의 값을 크게 함에 따라 전력이 들어가기 쉬운 경향을 알 수 있다. 파워 반도체 스위칭 소자의 내전압 · 절연 내력 흐름은 공진 커패시터  $C_1$ 에 덜 의존하지 않는 것을 알 수 있다.

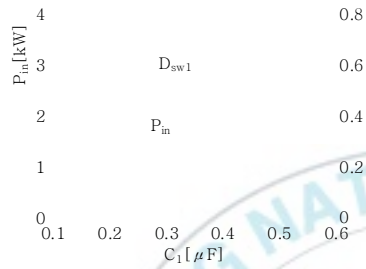
그림 4.20에서는 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 복사 대기시 최소 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 공진 커패시터  $C_1$ 의 값을 크게 함에 따라 공진 초기의 전류 값이 작아지고, 이것으로 인해 잔존 전압값이 커지고 있다. 즉, 스위칭 디바이스의  $dv/dt$  및 ZVS 영역과의 상충 관계를 충족하는 공진 커패시터  $C_1$ 을 선택할 필요가 있으며, 스위칭 손실도 공진 커패시터  $C_1$ 의 값에 크게 의존하는 것을 확인할 수 있다.





(e)

(f)



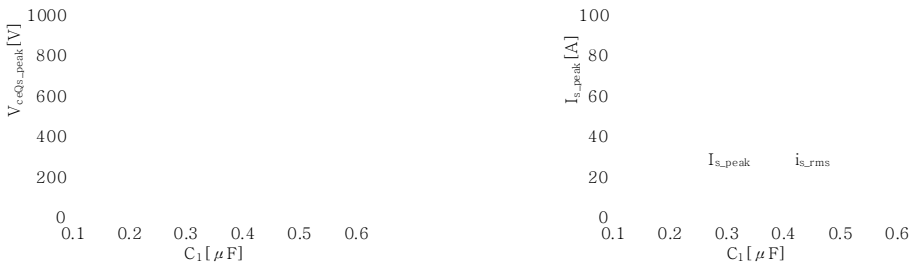
(g)

그림 4.19 공진 커패시터  $C_1$ 를 가변하고,  $P_{in}=2,400$ [W]로 일정할 경우의 특성  
 Fig. 4.19 The characteristic when the resonance capacitor  $C_1$  is varied and  $P_{in}=2,400$ [W] is constant



(a)

(b)



(c)

(d)

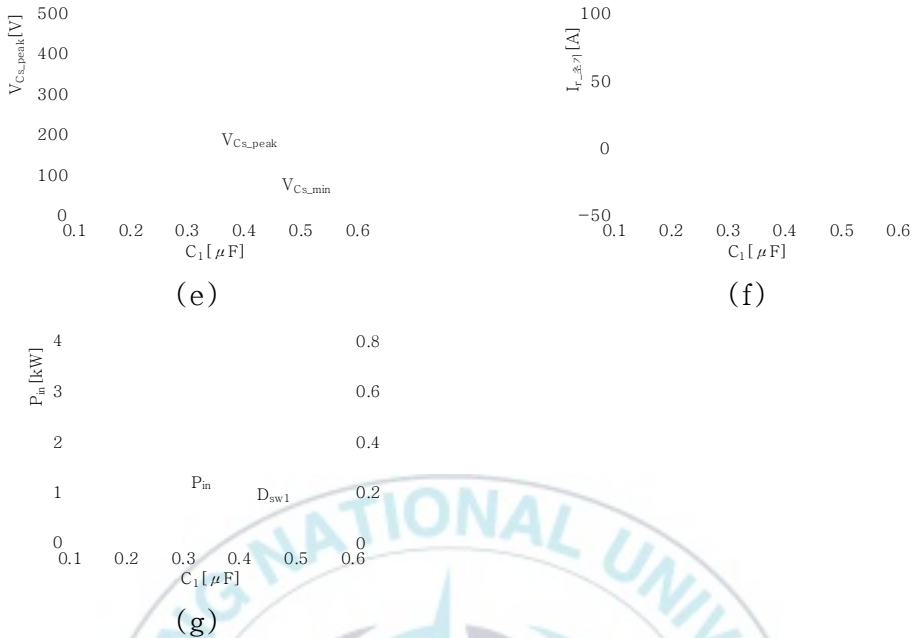


그림 4.20 공진 커패시터  $C_1$ 를 가변하고,  $P_{in}=400[\text{W}]$ 로 일정할 경우의 특성  
 Fig. 4.20 The characteristic when the resonance capacitor  $C_1$  is varied  
 and  $P_{in}=400[\text{W}]$  is constant

#### 4.4.4 부하 매개 변수 $\tau$ 를 변화 시켰을 때의 특성(전력 일정 제어시)

그림 4.21과 그림 4.22는 전력을 일정하게 제어하면서 부하 매개 변수  $\tau$ 를  $5.0[\mu\text{sec}] \sim 40[\mu\text{sec}]$ 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.21에서는 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 최대 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $2,400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서 부하 매개 변수  $\tau$ 를  $15[\mu\text{sec}]$ 로 했을 때 전력 반도체 스위칭 장치의 피크 전압값이 최소가 된다. 즉,  $\tau=15[\mu\text{sec}]$ 의 부하를 이용하는 것으로, 더 낮은 내전압 파워 반도체 스위칭 장치를 이용하는 것이 가능해져, 내전압면에서는 이상적인 부하셈이다.

그림 4.22에서는 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 는 복사기용 정착 장치의 복사 대기시 최소 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을  $400[\text{W}]$ 로 고정한 상태에서  $\tau=15[\mu\text{sec}]$  값을 사용하면 ZVS 영역면에서 이상적인 것은 아니다. 왜냐하면 공진 초기의 전류값이 작아지므로, 이 점을 고려하면  $5[\mu\text{sec}]$  혹은  $28[\mu\text{sec}]$ 이상의 부하가 적합하다.

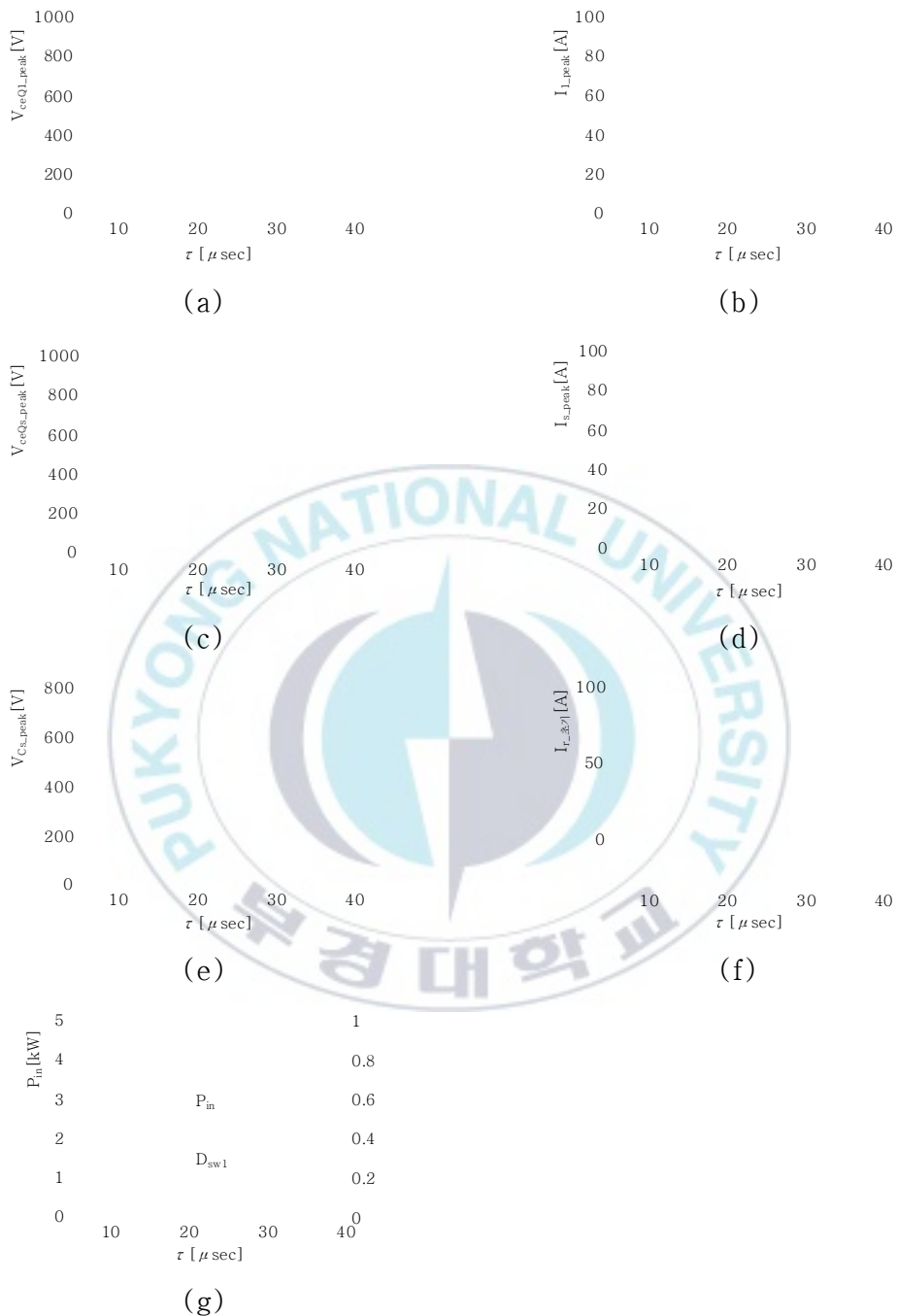


그림 4.21 부하 매개 변수  $\tau$ 를 가변하고,  $P_{in}=2,400[\text{W}]$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.21 The characteristics when the load parameter  $\tau$  is varied and  $P_{in}=2,400[\text{W}]$

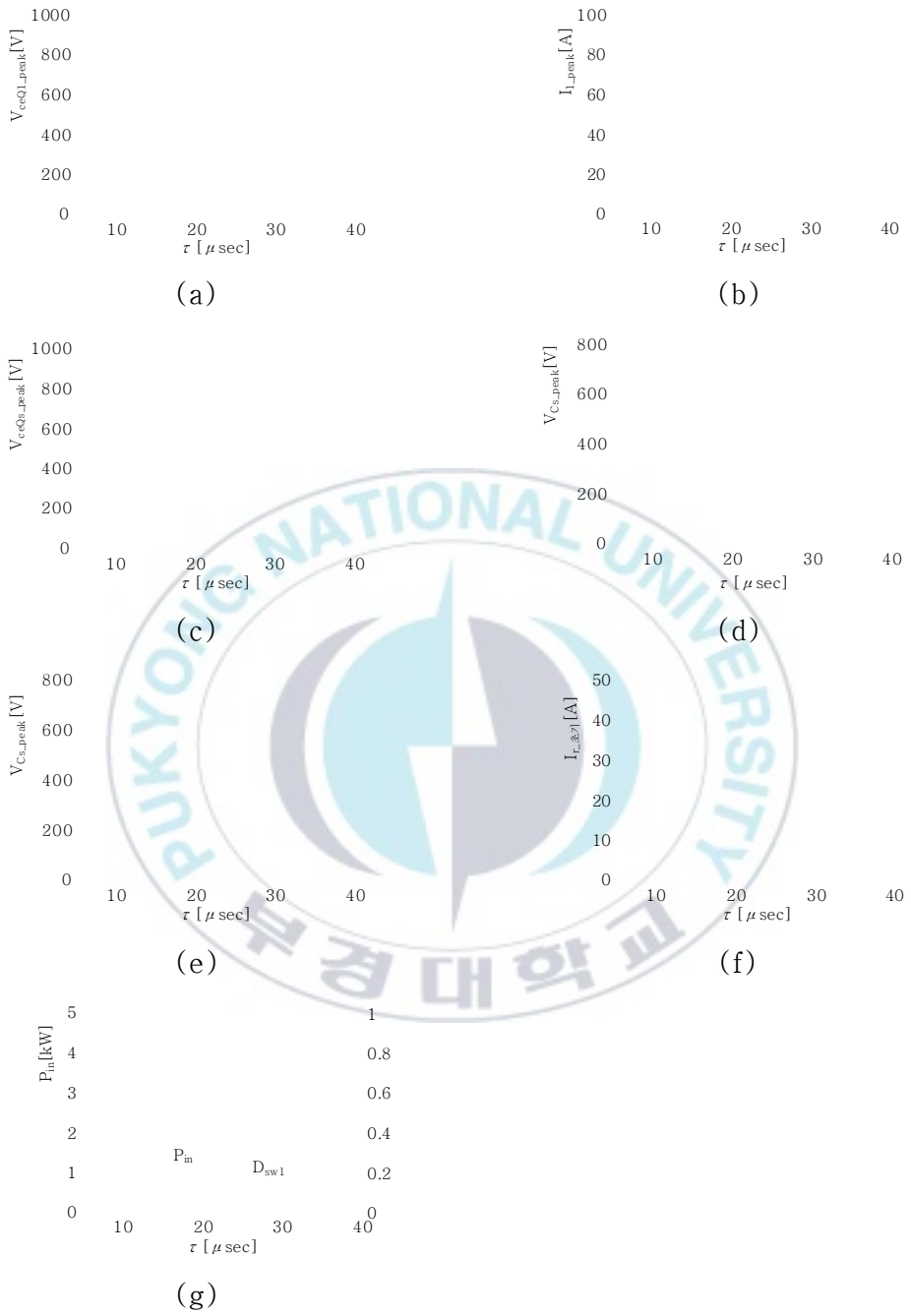
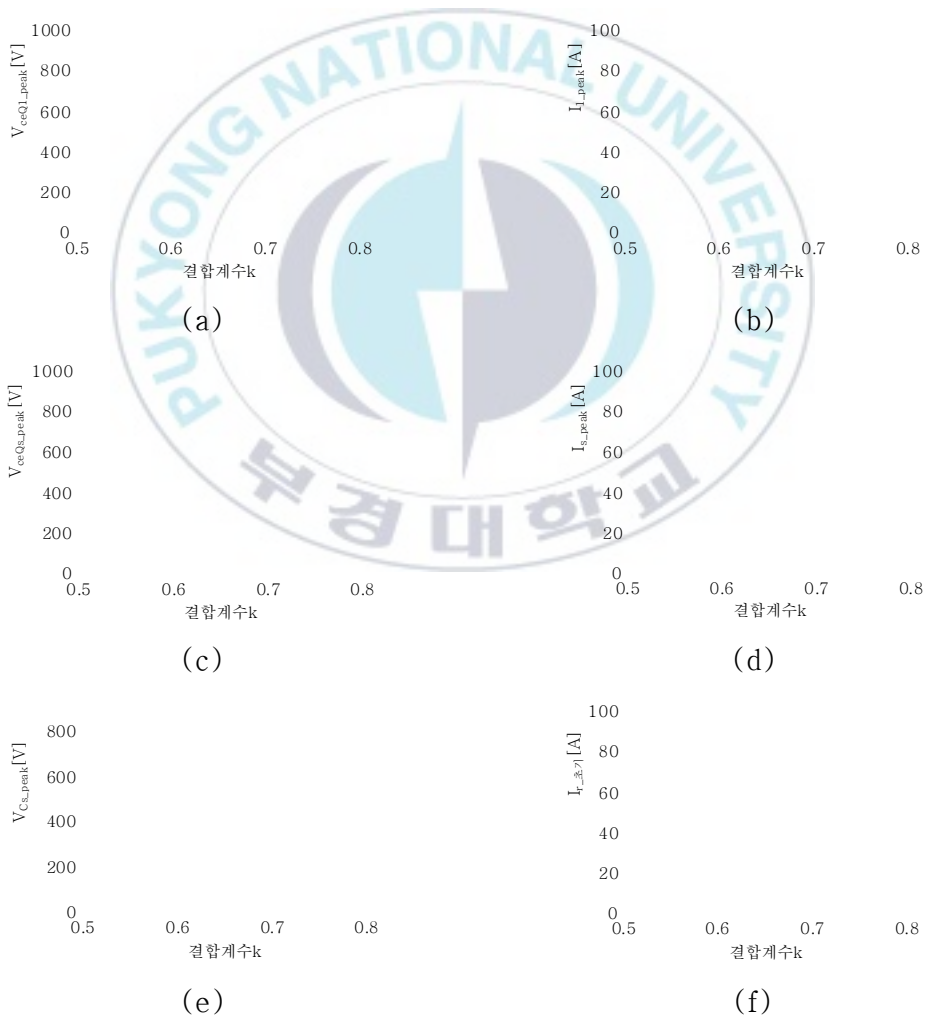


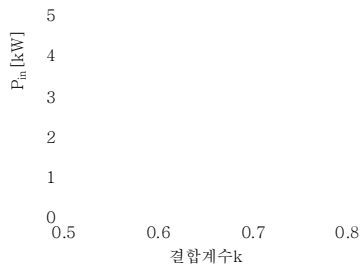
그림 4.22 부하 매개 변수  $\tau$ 를 가변하고,  $P_{in} = 400[W]$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.22 The characteristics when the load parameter  $\tau$  is varied and  $P_{in} = 400[W]$

#### 4.4.4 결합 계수 $k$ 를 변화 시켰을 때의 특성(전력 일정 제어시)

그림 4.23과 그림 4.24는 전력을 일정하게 제어하면서 결합 계수  $k$ 를 0.5~0.8 까지 변화 시켰을 때의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4.23에서는 입력 전력을 2,400[W]는 복사기용 정착 장치의 최대 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을 2,400[W]로 고정한 상태에서 결합 계수  $k$ 의 값을 크게 함에 따라 전력이 넣기 쉬운 것은 말할 필요도 없지만, 전력 반도체 스위칭 소자의 전압과 전류의 책무가 경감되는 것을 알 수 있다. 본 논문에서는 부하(정착 롤러)와 워크 코일  $L_1$ 과의 격차를 안전상의 문제로 3[mm]로 하였으며, 결합계수  $k$ 를 0.65로 하였다.

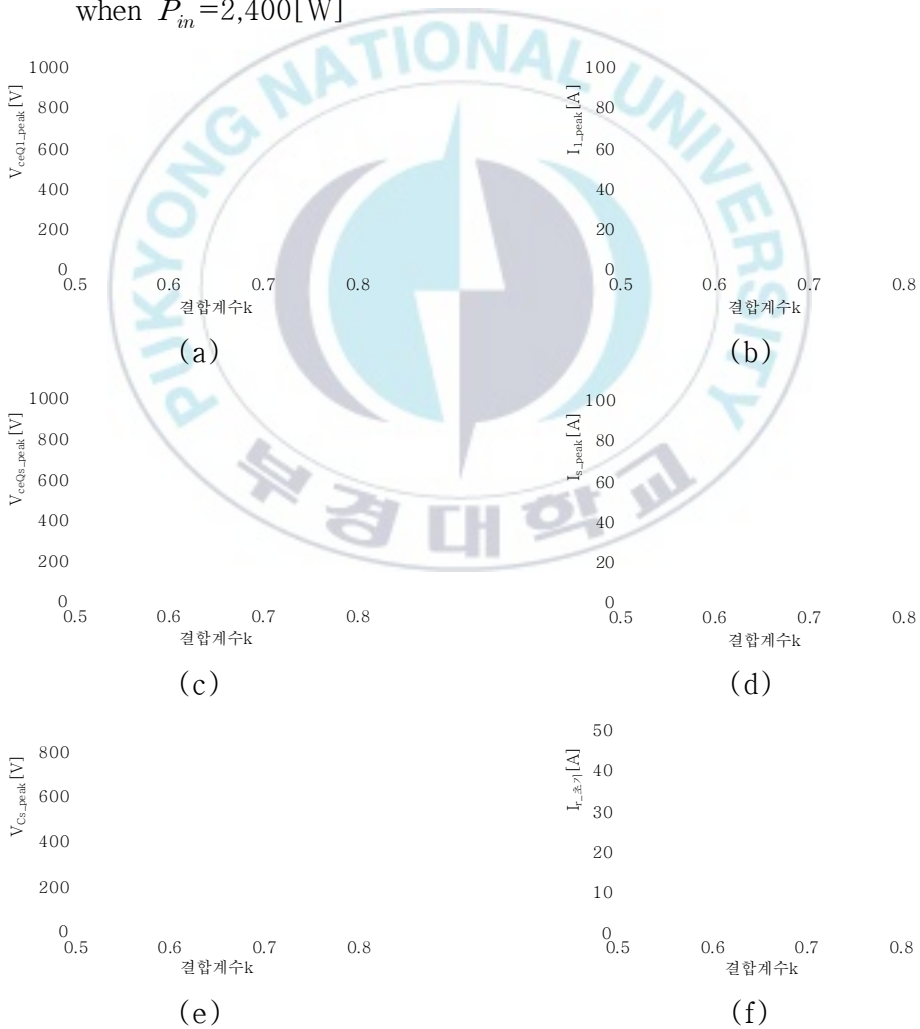


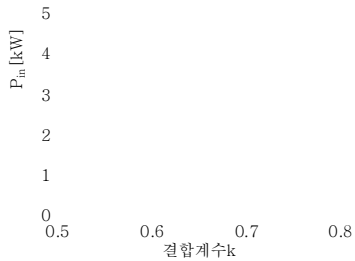


(g)

그림 4.23 결합계수  $k$ 를 가변하고,  $P_{in}=2,400[W]$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.23 The coupling coefficient  $k$  is varied, and the characteristic when  $P_{in}=2,400[W]$





(g)

그림 4.24 결합계수  $k$ 를 가변하고,  $P_{in}=400[W]$ 로 일정할 경우의 특성

Fig. 4.24 The coupling coefficient  $k$  is varied, and the characteristic when  $P_{in}=400[W]$

그림 4.24에서는 입력 전력을 400[W]는 복사기용 정착 장치의 복사 대기시 최소 전력으로 상정하였으며, 입력 전력을 400[W]로 고정한 상태에서 결합 계수  $k$ 의 값을 크게 함에 따라 공진 초기의 전류값이 작아지고, 이것으로 인해 잔존 전압값이 커지고 있다. 이 원인은 공진 모드에서 결합 계수  $k$ 가 높으면 ZVS에 필요한 에너지를 부하측에 공급하고 있는 것이다. 원래 결합 계수  $k$ 는 높은 편이 낮기 때문이지만, 워크 코일의 누설 인덕턴스를 적극적으로 ZVS에 이용하고 있는 본 논문에서는 ZVS 영역이라는 점에서 결합 계수  $k$ 가 작은 것이 좋다.

#### 4.5 최적 파라미터의 설계법

표 7은 제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성을 나타낸 것이다. 표 7에서 알 수 있듯이 전압 피크를 저감하기 위해서는 워크 코일  $L_1$ 와 공진 커패시  $C_1$ 는 작게 하고, 클램프 커패시터  $C_s$ 는 크게 하는 것이 좋으며, 전류 피크를 저감하기 위해서는 워크 코일  $L_1$ 와 공진 커패시  $C_1$ 는 크게 하고, 클램프 커패시터  $C_s$ 는 작게 하는 것이 좋다. 즉, 전압 피크 조건 및 전류 피크 조건은 상충 관계에 있는 것을 알 수 있다. 그림 4.25~그림 4.28은 표 7의 최적 매개 변수 조건을 모두 충족시키는 3개

의 매개 변수인  $L_1$ ,  $C_s$ ,  $C_1$ 을 시뮬레이션을 통하여 영역으로 알기 쉽게 나타낸 것이다.

표 7 제안한 회로의 파라미터에 따른 의존특성

Table. 7 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	
위크 코일 $L_1$	증가함	감소함	증가함	감소함	넓어짐
클램프 커패시터 $C_s$	감소함	변화 없음	증가함	증가함	넓어짐
공진 커패시터 $C_1$	증가함	감소함	감소함	감소함	좁아짐
동작 주파수 $f_0$	증가함	감소함	증가함	감소함	변화 없음



그림 4.25 공진 커패시터  $C_1=0.1[\mu\text{F}]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 4.25 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor  $C_1=0.1[\mu\text{F}]$

그림 4.25~그림 4.28에서 알 수 있듯이 공진 커패시터  $C_1$ 을  $0.1[\mu\text{F}] \sim 0.4[\mu\text{F}]$ 로 변화했을 경우에 ( $\Delta$ )플롯의 왼쪽 영역은 전력을 가변하여도 전압 피크 스트레스가  $700[\text{V}]$ 를 초과하지 않는 영역이며, ( $\square$ )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.

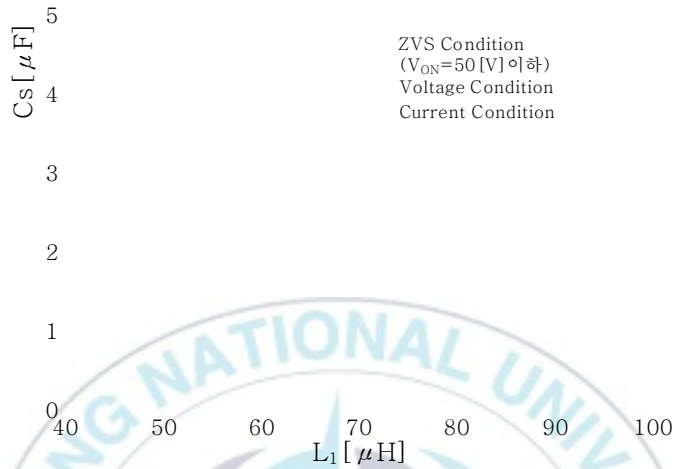


그림 4.26 공진 커패시터  $C_1=0.2[\mu\text{F}]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 4.26 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor  $C_1=0.2[\mu\text{F}]$

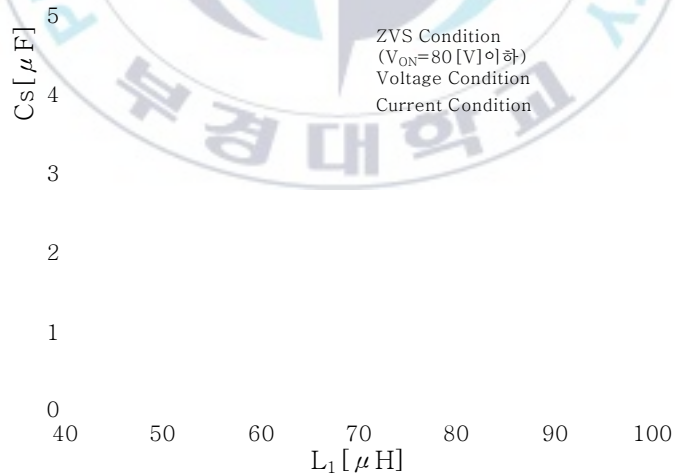


그림 4.27 공진 커패시터  $C_1=0.3[\mu\text{F}]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 4.27 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor  $C_1=0.3[\mu\text{F}]$

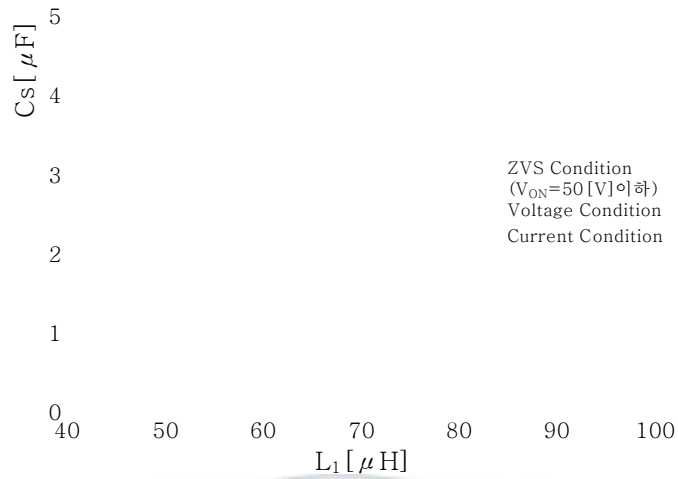


그림 4.28 공진 커패시터  $C_1=0.4[\mu\text{F}]$ 인 경우에 최적 조건을 만족하는 영역

Fig. 4.28 The region satisfying the optimum condition when the resonance capacitor  $C_1=0.4[\mu\text{F}]$

이러한 3개의 영역이 겹치는 위치인 매개 변수를 선택하여 구하면 최적 매개 변수인  $L_1=60[\mu\text{H}]$ ,  $C_s=2.0[\mu\text{F}]$ ,  $C_1=0.2[\mu\text{F}]$ 을 구할 수 있다.



표 8 실험에 사용된 회로정수

Table. 8. Circuit parameter using experiment

매개변수	값
전원전압 $V_{rms}$	200[V]
동작주파수 $f_0$	21[kHz]
워크코일 $L_1$	40[ $\mu$ H]~100[ $\mu$ H]
제1공진 커패시터 $C_1$	0.1[ $\mu$ F]~0.4[ $\mu$ F]
제2공진 커패시터 $C_s$	1.0[ $\mu$ F]~5.0[ $\mu$ F]
부하 매개 변수 $\tau$	6.0[ $\mu$ sec]
결합계수 $k$	0.65
고주파 전류 억제용 인덕터 $L_2$ [ $\mu$ H]	250
제1환류 커패시터 $C_2$ [ $\mu$ F]	2.0
제2환류 커패시터 $C_3$ [ $\mu$ F]	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 5.2는 스위치IGBT를 구동하는 데 사용하는 비대칭 PWM 신호 발생 회로를 나타낸 것이다. 그림 5.2에서 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 제어가 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.

사진 1은 비대칭 PWM 신호발생회로의 외관을 나타낸 것이고, 사진 2는 실험에 사용된 고주파 인버터의 외관을 나타낸 것이다. 그리고 사진 3은 실험에 사용된 복사기의 외관이며, 사진 4는 실험에 사용된 워크 코일  $L_1$ 의 외관과 구

성요소를 나타낸 것이다. 또한, 사진 5는 복사기 정착장치의 외관이다.

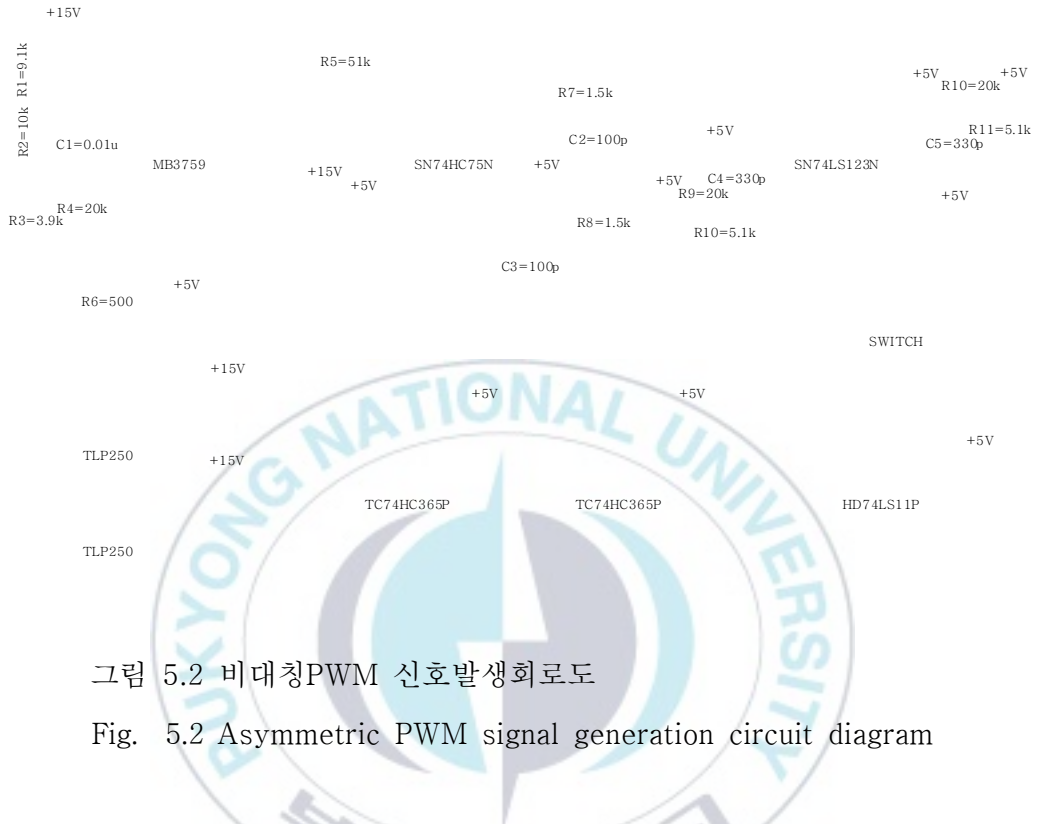


그림 5.2 비대칭PWM 신호발생회로도

Fig. 5.2 Asymmetric PWM signal generation circuit diagram



사진 1 실험에 사용된 태양광 발전용 SPWM 인버터 시스템

Photo. 1 Appearance of asymmetric PWM signal generating circuit

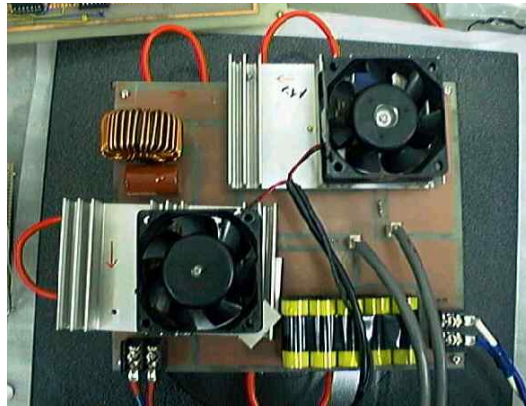


사진 2 실험에 사용된 고주파 인버터의 외관

Photo. 2 Appearance of high frequency inverter used in experiment



사진 3 실험에 사용된 복사기의 외관

Photo. 3 Appearance of copy machine used in experiment

보빈 (수지)

자성 스테인레스 (SUS410)  
&  
티타늄 합금

워크 코일  
(구리-리츠 선)

고주파 인버터

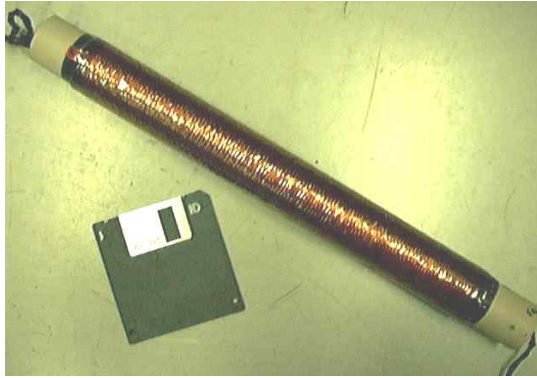


사진 4 실험에 사용된 워크 코일  $L_1$ 의 외관 및 구조

Photo. 4 Appearance and structure of work coil  $L_1$  used in the experiment

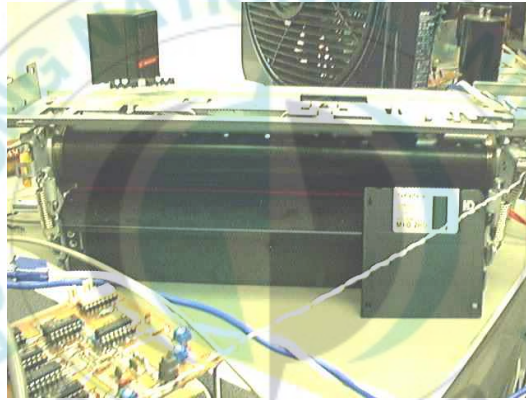
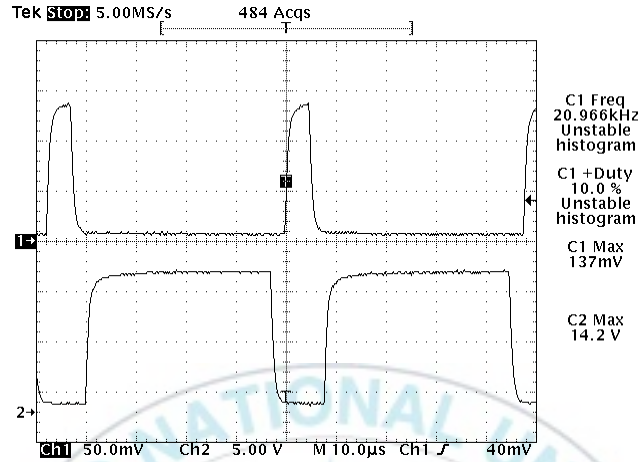


사진 5 복사기 정착장치의 외관

Photo. 5 Appearance of a copying machine fixing device

그림 5.3~5.7는 스위치  $Q_1$ 의 시비율( $Duty-Q_1$ )을 0.18로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이며, 그림 5.8~5.12는 스위치  $Q_1$ 의 시비율( $Duty-Q_1$ )을 0.328로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이다. 그리고 그림 5.13~5.17는 스위치  $Q_1$ 의 시비율( $Duty-Q_1$ )을 0.5로 했을 경우에 각 부의 실험 파형을 나타낸 것이다. 실험 파형에서 알 수 있듯이 스위치  $Q_1$ 의 시비율을 변화했을 경우에 주 스위치  $Q_1$ 에 잔존 전압이 남아 스위치가 턴-온

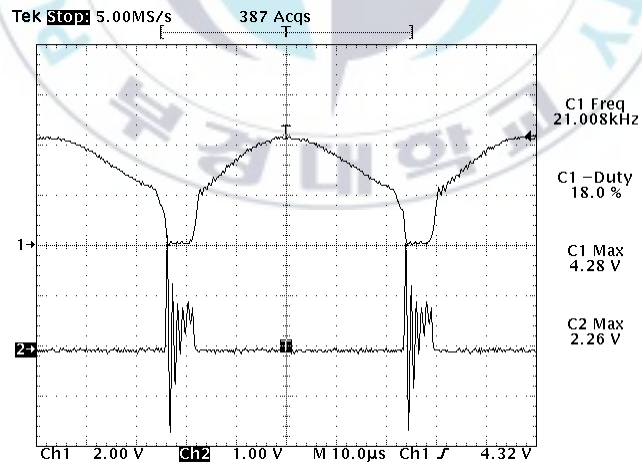
되며, 스위치의 기생 커패시터의 전하를 단락시켜 턴-온 순간에 단락 전류가 흐르게 된다.



(상 : 주 스위치  $Q_1$  (5[V/div]), 하 : 보조 스위치  $Q_2$  (5[V/div]))

그림 5.3 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18)

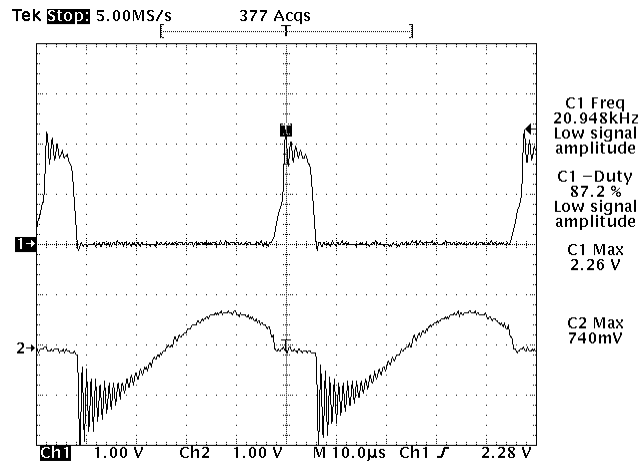
Fig. 5.3 Gate Signal Experiment Waveform of Switch( $Duty-Q_1=0.18$ )



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

그림 5.4 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18)

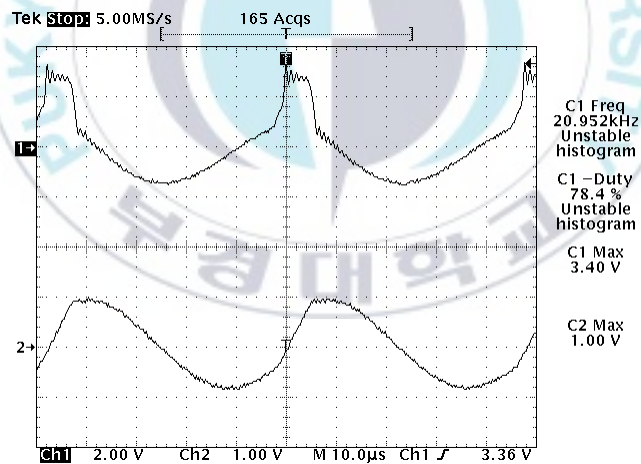
Fig. 5.4 Voltage and current test waveform of main switch( $Duty-Q_1=0.18$ )



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

그림 5.5 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18)

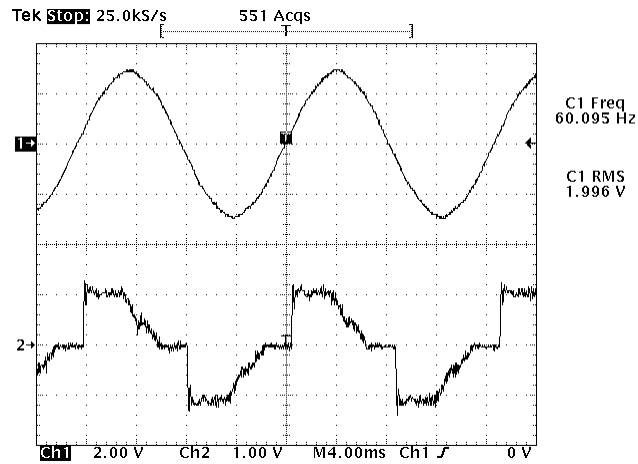
Fig. 5.5 Voltage and current test waveform of auxiliary switch( $Duty-Q_1=0.18$ )



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

그림 5.6 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.18)

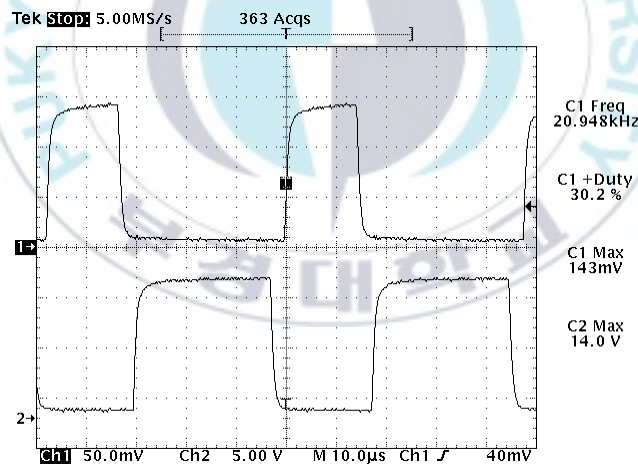
Fig. 5.6 Voltage and current test waveform of work coil( $Duty-Q_1=0.18$ )



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

그림 5.7 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.18)

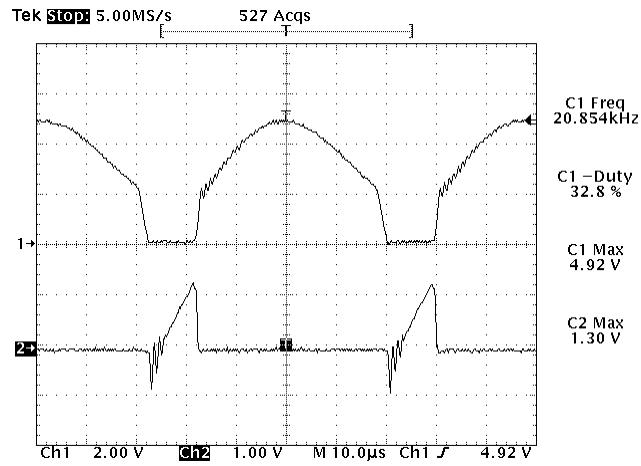
Fig. 5.7 Experimental waveform of input voltage and current( $Duty - Q_1=0.18$ )



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

그림 5.8 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.328)

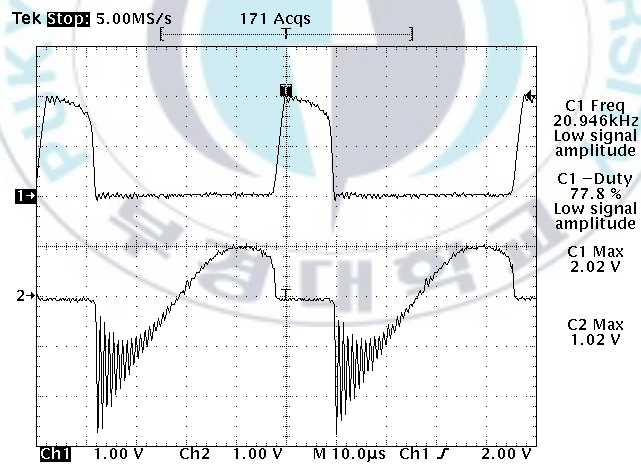
Fig. 5.8 Gate Signal Experiment Waveform of Switch( $Duty - Q_1=0.328$ )



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

그림 5.9 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.328)

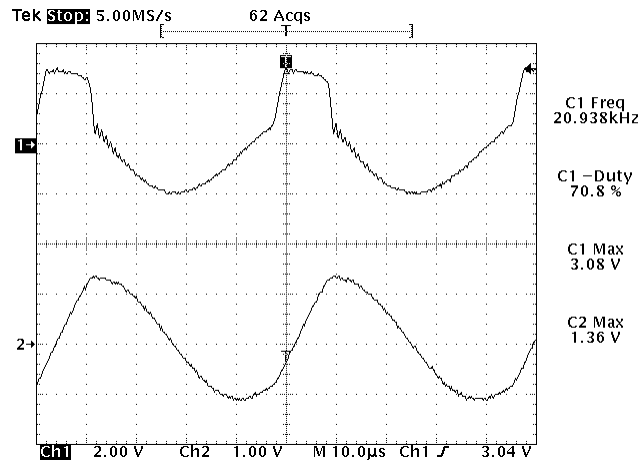
Fig. 5.9 Voltage and current test waveform of main switch( $Duty - Q_1=0.328$ )



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

그림 5.10 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.328)

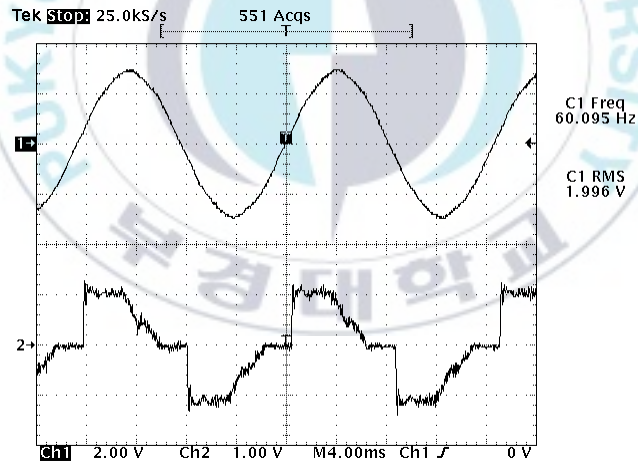
Fig. 5.10 Voltage and current test waveform of auxiliary switch( $Duty - Q_1=0.328$ )



(상 : 워크 코일의 전압  $V_L$  (200[V/div]), 하 : 워크 코일의 전류  $I_L$  (20[A/div]))

그림 5.11 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.328)

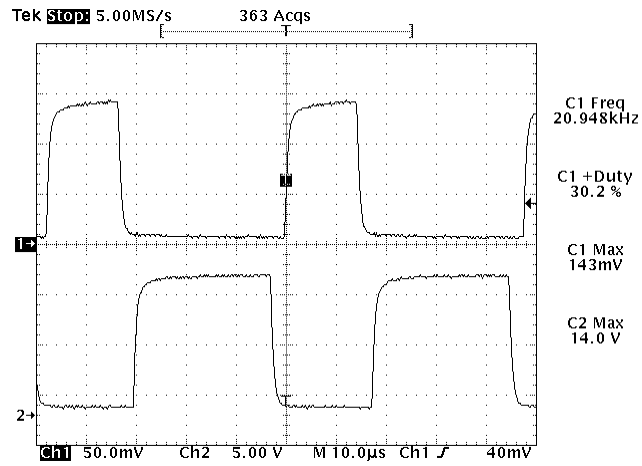
Fig. 5.11 Voltage and current test waveform of work coil( $Duty - Q_1=0.328$ )



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

그림 5.12 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.328)

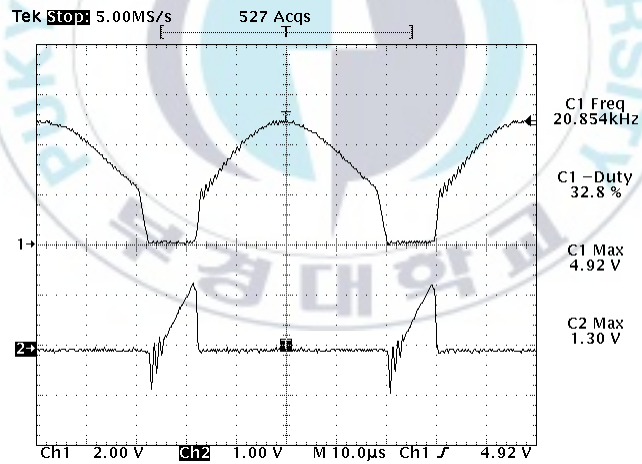
Fig. 5.12 Experimental waveform of input voltage and current( $Duty - Q_1=0.328$ )



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

그림 5.13 스위치의 게이트 신호 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5)

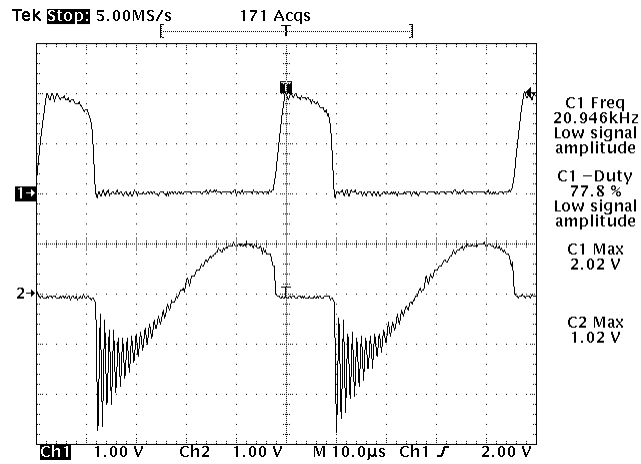
Fig. 5.13 Gate Signal Experiment Waveform of Switch( $Duty - Q_1=0.5$ )



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

그림 5.14 주 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5)

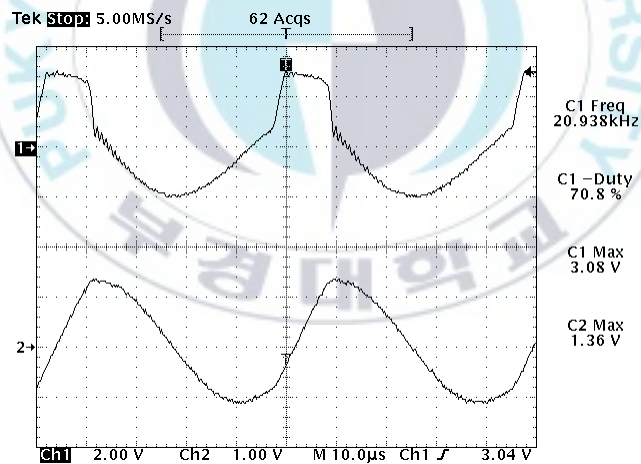
Fig. 5.14 Voltage and current test waveform of main switch( $Duty - Q_1=0.5$ )



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

그림 5.15 보조 스위치의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5)

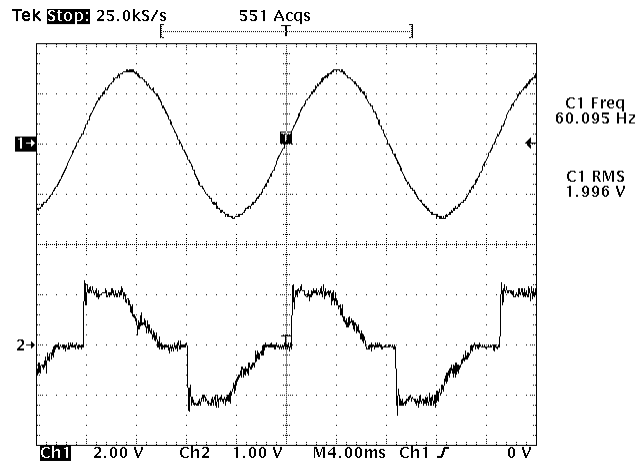
Fig. 5.15 Voltage and current test waveform of auxiliary switch( $Duty - Q_1=0.5$ )



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

그림 5.16 워크 코일의 전압과 전류 실험파형(시비율( $Duty - Q_1$ )=0.5)

Fig. 5.16 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 5.17 입력전압과 전류의 실험파형(시비율( $Duty-Q_1$ )=0.5)

Fig. 5.17 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 5.18는 가로축을 시비율(Duty Factor)로, 세로축을 입력 전력으로 한 PWM 제어 특성을 나타낸 것이다. 그림 5.18에서 알 수 있듯이 시비율을 변화시키면 입력 전력을 크게 가변하며, 시비율(Duty Factor)을 0.4로 일정하게 하면 PFM가 된다. 그때의 ZVS 영역이 그림 5.18과 같으며, 시뮬레이션 결과와 거의 일치하고 있다.

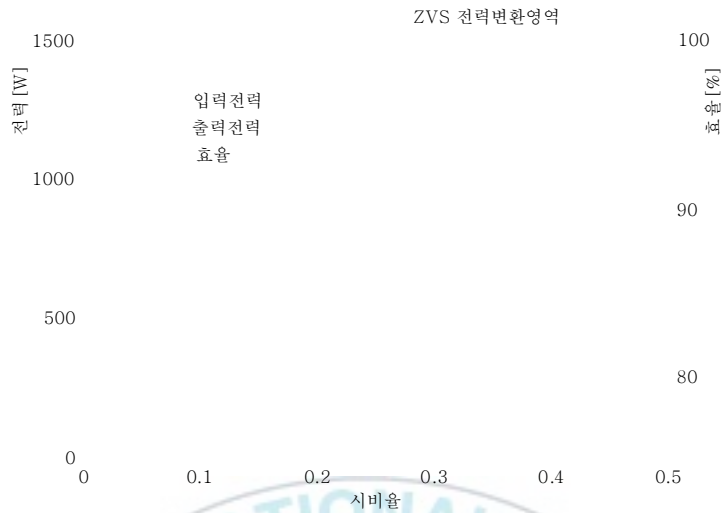


그림 5.18 PWM 제어 특성

Fig. 5.18 PWM control characteristics

그림 5.19는 비대칭 PWM 신호 발생용 IC에 연결하는 회로도를 나타낸 것이다. 본 논문에서 제안한 제어 방식은 설정 입력에 대한 오차에 비례한 출력 동작을 하는 비례 제어를 사용하였다.

정착 롤러 표면에 밀착되어있는 서미스터의 온도 값을 전압 신호로 변환하여 기준 전압의 오차에 적절한 이득(Gain)을 곱한 펄스 폭 조절용 신호를 사용하였으며, 상승시의 투입 전력은 1,200[W], 목표 시작 시간은 30[sec]이하로 하였다.

그림 5.20은 온도 제어를 실시한 결과를 나타낸 것이다. 그림 5.20에서 알 수 있듯이, 실온에서 180[°C]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.

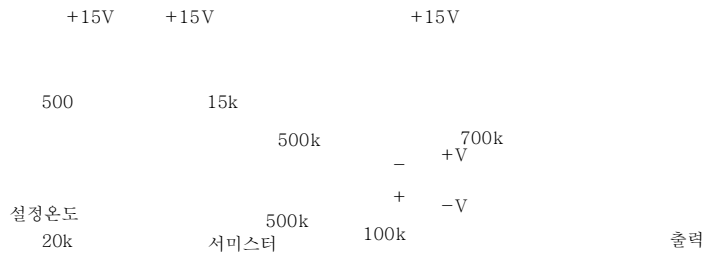


그림 5.19 차동증폭기회로도

Fig. 5.19 Differential amplifier circuit diagram



그림 5.20 온도제어특성

Fig. 5.20 Temperature Control Characteristics

본 논문에서 제안한 고주파 인버터에서의 손실 분포를 알기 위하여 그림 5.21에 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 9~표 10에 나타내었다.

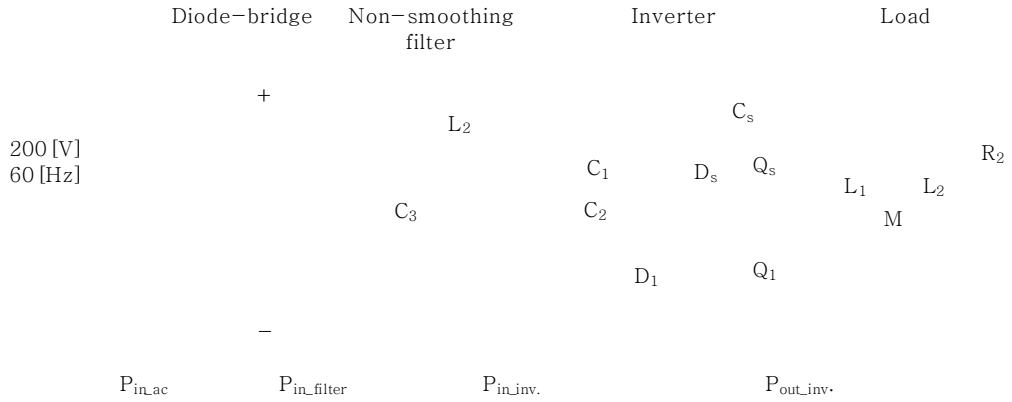


그림 5.21 손실 분석을 위한 인버터 시스템

Fig. 5.21 Inverter system for loss analysis

표 9 각 부의 입력 전력과 출력 전력의 측정값

Table. 9. 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 10 손실 분석

Table. 10. 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

표 10에서 알 수 있듯이, 인버터 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한 낮은 출력시에도 96[%]의 효율을 얻을 수 있어 제안한 고주파 인버터가 매우 고효율 인버터라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 인버터의 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 복사기에 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 VI 장 결 론

본 논문에서 얻어진 결과를 정리하여 서술하면 다음과 같다.

(1) 복사기 정착용 유도 가열계로 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진 형 고주파 인버터 시스템의 동작 원리 및 특징을 서술하였다. 컴퓨터 시뮬레이션 분석 한 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 복사기 정착 장치의 변압기 모델 등가 회로의 파라미터를 고주파 증폭기를 이용하여 구하고, 그 주파수 특성을 서술하였다.

(3) 기존의 1석형 싱글 엔디드 ZVS-PFM 고주파 인버터에 비해 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 인버터는 전력 반도체 스위칭 장치의 전압과 전류 피크값을 억제 할 수 있어 스위칭 손실이 저감되었다.

(4) 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 인버터의 정상 특성으로 정리하면 다음과 같다.

- ① 정주파수 PWM 제어 특성과 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계
- ② 가변 주파수 제어 특성과 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계
- ③ 부하 계의 회로 파라미터를 조정할 특성
- ④ 공진 회로 계의 회로 파라미터를 조정할 특성
- ⑤ 회로 소자의 전압 피크 전류 피크 값과 회로 제어 변수 및 회로 매개 변수와의 관계

⑥ 일정 입력 전력 조건에서의 회로 소자의 전압 피크 전류 피크값 및 회로 제어 변수 및 회로 파라미터와의 관계

이상의 제 특성을 서술하고 평가하고 회로 설계에 요구되는 특성을 보여 주었다.

(5) 제안한 일정 주파수 영전압 소프트 스위칭 ZVS-PWM 부분 공진형 고주파 인버터 자체의 효율은 정격 전력 출력시 98[%]의 높은 효율을 얻을 수 있다. 또한 낮은 출력시에도 96[%]의 효율을 얻을 수 있어 제안한 고주파 인버터가 매우 고효율 인버터라 할 수 있다. 그리고 상용 교류 입력에서 인버터의 출력까지의 종합 효율은 정격시 93[%]이므로 복사기에 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] 麻生 眞司, 古越 隆一, “電流共振型(SMZ方式)電源”, サンケン技報, Vol.26, No.1, pp.11 ~ 22, 1993
- [2] 横山 伸明, “通信機用共振型スイッチング電源”, サンケン技報, Vol.27, No.1, pp.64 ~ 69, 1994
- [3] 佐藤 伸二, “高効率DC/DCコンバータの開発”, サンケン技報, Vol.32, No.1, pp.32 ~ 35, 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. Harada, Y. Ishihara, “A Novel ZVS-PWM Half-Bridge Converter” , Proc. of IEEE INTELEC, 1994
- [7] J. G. Cho, J. A. Sabate, “Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter for High Power Applications” , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 11, No. 4, 1996
- [8] J. G. Cho, C. Y. Jeong, “Zero Voltage and Zero Current Switching Full Bridge PWM Converter Using Secondary Active Clamp” , IEEE Trans. on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 1998
- [9] Patterson and D. M. Divan, “Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter” , IEEE PESC Record, Vol. 2, pp.424 ~ 430, 1987
- [10] Jung G. Cho, Juan A. Sabate, “zero voltage and zero current switching full bridge PWM converter for high power applications” , Conf. Rec. of

- IEEE PESC, pp.102 ~ 108, 1994
- [11] 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
- [12] 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
- [13] T.Kawabata, T. Miyasita & Y.Yamamoto, “Dead beat Control of Three-Phase PWM Inverter” , IEEE. Trans. Power Elect, 5 no.1, 1990
- [14] Yan Zhu, “Soft Switched PWM Converters with Low Commutation Loss using an Active Snubber” , Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.589~595, 1999
- [15] F. Zhang, H. Qin, H. Wang, “Freewheeling Current in Push-Pull Forward Converter”, Conf. Rec. of IEEE PESC, pp.353~358, 2003
- [16] 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
- [17] 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
- [18] 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
- [19] Shengpei Wang, et al., “Induction-heating cooking appliance using new quasi-resonant ZVS-PWM inverter with power factor correction” ,IEEE Trans. on Industry Applications, vol.34, No.4, pp.705-712, 1998.
- [20] S.Moisseev, 中岡睦雄, “高周波絶縁形ソフトスイッチングDC-DCコンバータのタップ付インダクタフィルタの最適化設計” ,平成16年電気學會全國大

會講演論文集, Vol.4, p113, 2003.

- [22] K. W. Seok, B. H. Kwon, “An improved zero-voltage and zero current switching full-Bridge PWM converter using a simple resonant circuit” , IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol.48, No.6, pp.1205 ~ 1209, 2001
- [23] S. Moisseev, S. Hamada, “Double two-switch forward transformer linked soft switching PWM DC-DC converter using IGBTs” , IEE-UK Transaction Electr. Power Appl., Vol.150, No.1, pp.31~38, 2003
- [24] 原田 耕介, 顧 文建, “スイッチングコンバータの基礎” , コロナ社, 1993
- [25] S. Moissev and M. Nakaoka, “Novel soft commutation DC-DC power converter with high-frequency transformer secondary side phase-shifted PWM active rectifier” , IEE Proc. Electr. Power Appl., Vol.151, No.3, pp.260 ~ 267, 2004
- [26] Patterson and D. M. Divan, “Pseudo-resonant full bridge DC/DC converter” , IEEE PESC Record, Vol.6, pp.671 ~ 678, 1991
- [27] E.S.Kim, K.Y.Joe and 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
- [28] R. R. Boudreaux, R. M. Nelms, and J. Y. Hung, “Simulation and modeling of a dc-dc converter controlled by an 8 bits microcontroller” , Conf. Rec. of IEEE Applied Power Electronics Conference, Vol.2, pp.963~969, 1997
- [29] S. Bibian and H. Jin, “Time delay compensation of digital control for dc switch mode power supplies using prediction techniques” , IEEE Trans. Power Electron., vol.15, pp.835-842, 2000
- [30] Y. Jiang, G. Hua, E. Yang, and F. C. Lee, “Soft-switching of IGBTs with help of MOSFETs in bridge-type converters” , IEEE PESC Rec., pp.151 ~ 157, 1993
- [31] G. Venkataraman, D. M. Divan, “Pulse Width Modulation with Resonant DC

- Link Converters” , IEEE IAS,Vol2. pp.984 ~ 990, 1990
- [32] J. Holtz, “Pulse width Modulation-A Survey” Vol.1, Conf. Record of IEEE PESC, pp.11 ~ 18, 1992
- [33] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, “Programmed PWM techniques to eliminate harmonics a central evaluation“, IEEE Trans. App. vol. 26, Mar/Apr, 1990
- [34] S.P.Mun, J.Y.Kim, Y.M.Kim, H.W.Lee, K.Y.Suh, “Auxiliary resonant DC Link and power loss analysis of three phase voltage type inverter” , KIEE Summer Annual Conf. Rec., pp.1064-1066, 2002
- [35] D. M. Divan and G. L. Skibinski, “Zero switching loss inverters for high power applications” , IEEE IAS, Rec.,Vol.25. pp. 634-643, 1989
- [36] J. S. Lai and B. K. Bose, “An improved resonant DC-link inverter for induction motor drives” , IEEE IAS, Rec., pp. 742-748, 1988
- [37] 장석명, 이성호, 박희창, “전자기유도가열 및 그 응용” , 전기학회지, 제 50권 2호 pp.8-9, 2001.
- [38] 신대철, 권혁민, 김기환, 김용주, “유도가열용 고주파 공진형 인버터를 이용한 과열증기 발생장치 개발에 관한 연구” ,전력전자학회 논문집, pp.119-125, 2004.
- [39] 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.
- [40] 이종수, “고주파 유도가열용 병렬공진형 인버터의 구성과 동작특성에 관한 연구” , 부산대학교 산업대학원 석사학위 논문, pp.3-4, 2005.
- [41] 이봉섭, “고주파 유도가열용 전원장치의 개발에 관한 연구” , 한국산업응용 학회지, 제 5권, 제 3호, pp.179-186, 2002.
- [42] 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.

- [43] 임상길, “전류형 인버터에 의한 고역률 유도가열 시스템 : 단위역률을 위한”, 전남대학교 석사학위 논문, pp.8-10, 2010.
- [44] 김남수, “주파수 추종과 정전력 제어가 가능한 고주파 유도가열기병렬 공진형 인버터 설계”, 동아대학교 석사학위 논문, pp.2-6, 2002.
- [45] 박상민, “태양광 발전을 이용한 유도가열 시스템에 관한 연구”, 호서대학교 석사학위 논문, pp.8-10, 2010.
- [46] 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.
- [47] ISO Standard 226:2003



# A Study on High Frequency Inverter for Fixing Copier Using New Induction Heating Method

Young-Byeon Yoon

*Department of Electrical Engineering Graduate School  
Pukyong National University*

## **Abstract**

In this paper, a ZVS-PWM high-frequency inverter with a PWM control function is applied to commercial system 220 [Vrms], and a resonator type ZVS-PWM high-frequency inverter circuit with a fixed-Two methods were proposed.

The parameters of the transformer model equivalent circuit of a copier fixing device, which is an essential element in the parameter optimization of the proposed circuit, are obtained by using a high-frequency amplifier and its frequency characteristics are described. The proposed constant frequency soft switching ZVS-PWM partial resonance type high frequency inverter compared to the existing single-ended ZVS-PFM high frequency inverter can suppress the voltage and current peak value of the power semiconductor switching device and reduce the switching loss. The efficiency of the proposed constant frequency zero voltage soft switching ZVS-PWM partial resonance type high frequency inverter itself is 98 [%] at rated power output. Also, the efficiency of 96 [%] can be obtained even at low output, so that the proposed high frequency inverter is very efficient inverter.

The total efficiency from the commercial AC input to the inverter output is 93 [%] at rated, which is considered efficient

for use in copying machines. In addition, the diode bridge loss accounts for the largest portion of the overall system efficiency distribution. On the other hand, the nonparallel filter has a very low loss.



## 부 록( I ) PROGRAM

### 1. Sample program for MWPE-INV2-3L(DSP)

\*\*\*\*\*

Title : Sample program for MWPE-INV2-3L

MWPE-M, MWPE-C32, MWPE-INV2-3L

\*\*\*\*\*

```
#include <mwmath.h>
```

```
#include <mwio.h>
```

```
#include <math.h>
```

```
#define V0 0x3F /*(WVU)=(000) ---->111111*/
```

```
#define V1 0x3D /*(WVU)=(001) ---->111101*/
```

```
#define V2 0x37 /*(WVU)=(010) ---->110111*/
```

```
#define V3 0x35 /*(WVU)=(011) ---->110101*/
```

```
#define V4 0x1F /*(WVU)=(100) ---->011111*/
```

```
#define V5 0x1D /*(WVU)=(101) ---->011101*/
```

```
#define V6 0x17 /*(WVU)=(110) ---->010111*/
```

```
#define V7 0x15 /*(WVU)=(111) ---->010101*/
```

```
#define TWOPI 2.0*3.14159265358979
```

```
#define FREQ (60.0/1.0)
```

```
#define FS 10000
```

```
#define Vdcom 0.0
```

```
#define Vqcom 0.5
```

```
double wdt, wt;
```

```
double Uv, Vv, Wv;
```

```
int pat_flag;
```

```
void c_int10( void )
```

```
{
```

```

static double ta, tb, tz;
double t1, t2, t3;
double Varef, Vbref;
static int area;
int OVV1, OVV2, OVV3, OVV4;
double r;
double va,vb;
double ta1, tb1;
ta1 = tb1 = 0.0;
wt = wt + wdt;
if ( wt >= (TWOPI/1.0 )) { wt = wt - (TWOPI/1.0); }
dq2ab(Vdcom,Vqcom,wt,&va,&vb);
ab2uvw(va,vb,&Uv,&Vv,&Wv);
r=mwsqrt2(va,vb);
if(r>0.866){ /* (r>(sqrt(3.0))/2.0 */
    va=0.866*va/r;
    vb=0.866*vb/r;
}

```

/\*\*\*\*\*\*

```

if(vb>=0.0){
    if(va>=0.5773503*vb){
        area=1;
    }
    else if(va<-0.5773503*vb){
        area=3;
    }
    else{
        area=2;
    }
}

```

```

    }
}
else{
    if(va<0.5773503*vb){
        area=4;
    }
    else if(va>=-0.5773503*vb){
        area=6;
    }
    else{
        area=5;
    }
}
if(pat_flag==1){
    switch(area){
    case 1: Voref=va-vb*0.577350269;
            Vbref=1.154701*vb;
            OVV1=V7; OVV2=V1; OVV3=V3; OVV4=V7;
            break;
    case 2: Voref=va+vb*0.577350269;
            Vbref=-va+vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V2; OVV3=V3; OVV4=V7;
            break;
    case 3: Voref=1.154701*vb;
            Vbref=-va-vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V2; OVV3=V6; OVV4=V7;
            break;
    case 4: Voref=-va+vb*0.577350269;
            Vbref=-1.154701*vb;

```

```

        OVV1=V7; OVV2=V4; OVV3=V6; OVV4=V7;
        break;
    case 5: Veref=-va-vb*0.577350269;
        Vbref=va-vb*0.577350269;
        OVV1=V7; OVV2=V4; OVV3=V5; OVV4=V7;
        break;
    case 6: Veref=-1.154701*vb;
        Vbref=va+vb*0.577350269;
        OVV1=V7; OVV2=V1; OVV3=V5; OVV4=V7;
        break;
    }
}
if(pat_flag==1){
    switch(area){
    case 1: Veref=va-vb*0.577350269;
        Vbref=1.154701*vb;
        OVV1=V7; OVV2=V3; OVV3=V1; OVV4=V7;
        break;
    case 2: Veref=va+vb*0.577350269;
        Vbref=-va+vb*0.577350269;
        OVV1=V7; OVV2=V3; OVV3=V2; OVV4=V7;
        break;
    case 3: Veref=1.154701*vb;
        Vbref=-va-vb*0.577350269;
        OVV1=V7; OVV2=V6; OVV3=V2; OVV4=V7;
        break;
    case 4: Veref=-va+vb*0.577350269;
        Vbref=-1.154701*vb;
        OVV1=V7; OVV2=V6; OVV3=V4; OVV4=V7;

```

```

        break;
    case 5: Voref=-va-vb*0.577350269;
            Vbref=va-vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V5; OVV3=V4; OVV4=V7;
            break;
    case 6: Voref=-1.154701*vb;
            Vbref=va+vb*0.577350269;
            OVV1=V7; OVV2=V5; OVV3=V1; OVV4=V7;
            break;
    }
}
ta=Voref*1.0e-4; /* ta=Voref/FS */
tb=Vbref*1.0e-4; /* tb=Vbref/FS */
if(area==2 || area==4 || area==6){
    ta=Vbref*1.0e-4; /* ta=Vbref/FS */
    tb=Voref*1.0e-4; /* tb=Voref/FS */
}
if((ta+tb)<(98.0e-6)){ /* if((ta+tb)<((1.0/FS)-2.0e-6)){ */
    ta=ta+1.0e-6;
    tb=tb+1.0e-6;
}
if(ta<=5.0e-6){
    ta=0.0e-6;
}
if(tb<=5.0e-6){
    tb=0.0e-6;
}
if(ta>5.0e-6&&ta<=10.0e-6){
    ta=10.0e-6;
}

```

```

}
if(tb>5.0e-6&&tb<=10.0e-6){
    tb=10.0e-6;
}
tz=(1.0e-4)-(ta+tb);          /* tz=(1.0/FS)-(ta+tb) */
if(tz<=10.0e-6){
    ta1=ta;
    tb1=tb;
    if((ta1>5.0e-6&&ta1<100.0e-6)&&(tb1>5.0e-6&&tb1<100.0e-6)){
        ta=ta+tz/2.0;
        tb=tb+tz/2.0;
        tz=0.0e-6;
    }
    else if((ta1>5.0e-6&&ta1<100.0e-6)&&tb1<=5.0e-6){
        ta=ta+tz;
        tz=0.0e-6;
    }
    else if((tb1>5.0e-6&&tb1<100.0e-6)&&ta1<=5.0e-6){
        tb=tb+tz;
        tz=0.0e-6;
    }
    else{
//        tz=0.0e-6;
    }
}
if(pat_flag==1){
    t1=0.0;
    t2=ta*1.0e6;
    t3=(ta+tb)*1.0e6;
}

```

```

        if(tz<=0.0e-6){
            t3=100.0;                /* t3=(1.0/FS)*1.0e6 */
        }
    }
    if(pat_flag==--1){
        t1=tz*1.0e6;
        t2=(tb+tz)*1.0e6;
        t3=100.0;                /* t3=(1.0/FS)*1.0e6 */
    }
    inv2_set_3pwm(t1,t2,t3,OVV1,OVV2,OVV3,OVV4);
    pat_flag=-pat_flag;
}
void main( void )
{
    set_board( BD0 );
    inv2_init( 8, FS ); /* 1st param = 8:3-level 2nd param carr freq (kHz)
*/
    Uv = Vv = Wv = 0.0;
    pat_flag = 1;
    wdt = TWOPI/FS*FREQ;
    wt = 0;
    init_int1( c_int10 );
    inv2_start_pwm();
    inv2_set_syncint( 10.0 ); /* Interrupt before 10us */
    inv2_start_int();
    ei_int10;                /* int0 */
    for(;;) {
        watch_data();
    }
}

```

## 2. Hard switching Inverter Simulation Program

```
/*-----  
Hard switchinng Inverter Simulation Program  
By 2016.10.29  
-----*/  
  
#include <stdio.h>  
#include <math.h>  
#define Vs 160/*160*/  
#define Rfu 0.127  
#define Rfv 0.127  
#define Rfw 0.127  
#define Cfuv 20.00e-6  
#define Cfvw 20.00e-6  
#define Cfwu 20.00e-6  
#define Lfu 780.0e-6  
#define Lfv 780.0e-6  
#define Lfw 780.0e-6  
#define Rlu 50.0  
#define Rlv 50.0  
#define Rlw 50.0  
#define Llu 0.0941  
#define Llv 0.0941  
#define Llw 0.0941  
#define M_PI 3.1415  
#define d_time 1.5e-6  
#define We (2.0*M_PI*60.0)  
#define Ts (1.0/16.0e3)  
#define JO 12
```

```

#define tend      (Ts*1500)
#define DATstart  (Ts*1000)
#define MA       100
double iloadu=0.0;
double iloadv=0.0;
double H=Ts/500.0;
double Eas=100.0;
double Ebs=0.0;
FILE *fp1,*fp2,*fp3;
void file_open(void);
void file_close(void);
void file_recording(double[],double);
void digital_control(double[],double,int[],double[]);
int area_judgment(double,double);
void switching_vector(int,double,double,int[],double[]);
void switch_pattern(int,int[]);
void dt_pattern(double,double,int,int,int[]);
void runge(double[],int[],int);
void defeq(double[],double[],int[],int);
void ab_trans(double,double,double,double *,double *);
void uvw_trans(double,double,double *,double *,double*);
void dq_ab_trans(double,double,double *,double *,double);
void ab_dq_trans(double,double,double *,double *,double);
void main(void)
{
    static double time=0.0;
    static double x[12];
    static double o_time[5];
    static double count[5];

```

```

static double d_count;
static int Vsw=0;
static int Vswprov=0;
static int S[4]={0,0,0,0};
int OVV[5];
int ma=0;
int it=0;
int i,j,k;
x[1]=0.0; /*Iu*/
x[2]=0.0; /*Iv*/
x[3]=0.0; /*uv*/
x[4]=0.0; /*vw*/
x[5]=0.0; /*loadU*/
x[6]=0.0; /*loadV*/
for(i=0;i<=5;i=i+1)
{
OVV[i]=0.0;
o_time[i]=0.0;
count[i]=1.0;
}
d_count=1.0;
file_open();
printf;
for(time=0.0;time<=tend;time=time+H)
{
//if(time>=600*Ts) {Eas=105.0/sqrt(2.0);Ebs=105.0/sqrt(2.0);}
Eas=100.0;Ebs=0.0;
//else if(time>=500*Ts) {Eas=60.0;Ebs=60.0;}
//else if(time>=400*Ts) {Eas=50.0;Ebs=50.0;}

```

```

//else if(time>=300*Ts)  {Eas=40.0;Ebs=40.0;}
//else if(time>=200*Ts)  {Eas=30.0;Ebs=30.0;}
//else if(time>=100*Ts)  {Eas=20.0;Ebs=20.0;}
//else                    {Eas=10.0;Ebs=10.0;}
        if(time>=it*Ts)          /*start of sampling time*/
    {
        digital_control(x,time,OVV,o_time);
        it++;
        count[0]=0.0;
    }
for(k=0;k<=3;k++)
{
if(count[k]<=0.0)
    {
        Vswprov=OVV[k+1];
        count[k+1]=o_time[k+1];
        count[k]=1.0;
        d_count=d_time;
        dt_pattern(x[1],x[2],Vsw,Vswprov,S);
    }
}
if(d_count<=0.0)
{
    Vsw=Vswprov;
    d_count=1.0;
    switch_pattern(Vsw,S);
}
for(j=1;j<=4;j++)
{

```

```

        count[j]-=H;
    }
    d_count-=H;
    if(time>=DATstart)
    {
        if(ma>=MA)
        {
            file_recording(x,time);
            ma=0;
        }
    }

    runge(x,S,Vsw);
    ma++;
    }
    printf;
//    file_close();
    }

/*-----
        Digital Controller(Vector calculation)
-----*/

void digital_control(double x[],double time,int OVV[],double o_time[])
{
    static double Vdref0=0.0;        /* (1sample before) */
    static double Vqref0=0.0;        /* (1sample before) */
    static double Zalfa=0.0;         /* (axis) */
    static double Zbeta=0.0;         /* (axis) */
    double Valfa,Vbeta;              /* (axis) */

```

```

double Vdref,Vqref;          /* (d-q axis ) */
double Vcd,Vcq;             /* (d-q axis ) */
double Vcalfa,Vcbeta;      /* (axis) */
double Iad,Iaq;            /* Inductor current(d-q axis) */
double Iaalfa,Iabeta;     /* Inductor current(rotating) */
double Vcu,Vcv,Vcw;
int area;                  /* Area Nummer */
double G[3][9];
Vcu=(2*x[3]+x[4])/3.0;
Vcv=(x[4]-x[3])/3.0;
Vcw=(-x[3]-2*x[4])/3.0;
/*three phase to */
ab_trans(x[1],x[2],(-x[1]-x[2]),&Iaalfa,&Iabeta);
ab_trans(Vcu,Vcv,Vcw,&Vcalfa,&Vcbeta);
ab_dq_trans(Iaalfa,Iabeta,&Iad,&Iaq,time);
ab_dq_trans(Vcalfa,Vcbeta,&Vcd,&Vcq,time);
G[1][1]=21.355618;
G[1][2]=0.26619429;
G[1][3]=6.0835251;
G[1][4]=-0.3033412;
G[1][5]=1.0306289;
G[1][6]=-0.1419936;
G[1][7]=1.4862007;
G[1][8]=0.011270438;
G[2][1]=-0.26619429;
G[2][2]=21.355618;
G[2][3]=0.3033412;
G[2][4]=6.0835251;
G[2][5]=0.14199036;

```

```

G[2][6]=1.0306289;
G[2][7]=-0.011270438;
G[2][8]=1.4862007;
Vdref=Vdref0;
Vqref=Vqref0;

Vdref0=(-G[1][1]*Iad-G[1][2]*Iaq-G[1][3]*Vcd-G[1][4]*Vcq+G[1][5]*Zalfa);
Vdref0=Vdref0+G[1][6]*Zbeta-G[1][7]*Vdref-G[1][8]*Vqref;

Vqref0=(-G[2][1]*Iad-G[2][2]*Iaq-G[2][3]*Vcd-G[2][4]*Vcq+G[2][5]*Zalfa);
Vqref0=Vqref0+G[2][6]*Zbeta-G[2][7]*Vdref-G[2][8]*Vqref;
Zalfa=Zalfa-Vcd+Eas;
Zbeta=Zbeta-Vcq+Ebs;
/*d-q*/
dq_ab_trans(Vdref,Vqref,&Valfa,&Vbeta,time);
area=area_judgment(Valfa,Vbeta);
switching_vector(area,Valfa,Vbeta,OVV,o_time);
}
int area_judgment(double Valfa,double Vbeta)
{
    if (Vbeta>=0.0)
    {
        if (Valfa>=Vbeta/sqrt(3.0)) return(1);
        else if (Valfa<=-Vbeta/sqrt(3.0)) return(3);
        else return(2);
    }
    else
    {
        if (Valfa<Vbeta/sqrt(3.0)) return(4);

```

```

        else if (Valfa>=(-Vbeta/sqrt(3.0)))        return(6);
        else                                        return(5);
    }
}

void switching_vector(int area,double Valfa,double Vbeta,int OVV[],double
o_time[])
{
    double Varef,Vbref;        /* Vector */
    double ta,tb,tz;          /* output time of each vector */
    static int f=1;
    if(f==1)    {f=2;}
    else        {f=1;}
    if(f==1)
    {
        switch(area)
        {
            case 1:OVV[1]=0; OVV[2]=1; OVV[3]=3; OVV[4]=7;
                    Varef=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
                    Vbref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
                    break;

            case 2:OVV[1]=0; OVV[2]=2; OVV[3]=3; OVV[4]=7;
                    Varef=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
                    Vbref=Vbeta/sqrt(3.0)-Valfa;
                    break;

            case 3:OVV[1]=0; OVV[2]=2; OVV[3]=6; OVV[4]=7;
                    Varef=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
                    Vbref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
                    break;

            case 4:OVV[1]=0; OVV[2]=4; OVV[3]=6; OVV[4]=7;

```

```

        Voref=(-Valfa)+Vbeta/sqrt(3.0);
        Vbref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    case 5:OVV[1]=0; OVV[2]=4; OVV[3]=5; OVV[4]=7;
        Voref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
        Vbref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    case 6:OVV[1]=0; OVV[2]=1; OVV[3]=5; OVV[4]=7;
        Voref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
        Vbref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
        break;
    }
}
if(f==2)
{
    switch(area)
    {
        case 1:OVV[1]=7; OVV[2]=3; OVV[3]=1; OVV[4]=0;
            Voref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
            Vbref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
            break;
        case 2:OVV[1]=7; OVV[2]=3; OVV[3]=2; OVV[4]=0;
            Voref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
            Vbref=Vbeta/sqrt(3.0)-Valfa;
            break;
        case 3:OVV[1]=7; OVV[2]=6; OVV[3]=2; OVV[4]=0;
            Voref=2.0*Vbeta/sqrt(3.0);
            Vbref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
            break;
    }
}

```

```

case 4:OVV[1]=7; OVV[2]=6; OVV[3]=4; OVV[4]=0;
    Voref=(-Valfa)+Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
case 5:OVV[1]=7; OVV[2]=5; OVV[3]=4; OVV[4]=0;
    Voref=(-Vbeta)/sqrt(3.0)-Valfa;
    Vbref=Valfa-Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
case 6:OVV[1]=7; OVV[2]=5; OVV[3]=1; OVV[4]=0;
    Voref=(-2.0)*Vbeta/sqrt(3.0);
    Vbref=Valfa+Vbeta/sqrt(3.0);
    break;
}
}
ta=Voref/sqrt(2.0/3.0)/Vs*Ts;
tb=Vbref/sqrt(2.0/3.0)/Vs*Ts;
tz=(Ts-(ta+tb))/2.0;
if(f==1)
{
    if(area==1 || area==3 || area==5)
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=ta;
        o_time[3]=tb;
        o_time[4]=tz;
    }
else
{

```

```

        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=tb;
        o_time[3]=ta;
        o_time[4]=tz;
    }
}
if(f==2)
{
    if(area==1 || area==3 || area==5)
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=tb;
        o_time[3]=ta;
        o_time[4]=tz;
    }
    else
    {
        o_time[0]=0.0;
        o_time[1]=tz;
        o_time[2]=ta;
        o_time[3]=tb;
        o_time[4]=tz;
    }
}
}
void switch_pattern(int Vsw,int S[])
{

```

```

switch(Vsw)
{
    case 0: S[1]=0; S[2]=0; S[3]=0;break;
    case 1: S[1]=1; S[2]=0; S[3]=0;break;
    case 2: S[1]=0; S[2]=1; S[3]=0;break;
    case 3: S[1]=1; S[2]=1; S[3]=0;break;
    case 4: S[1]=0; S[2]=0; S[3]=1;break;
    case 5: S[1]=1; S[2]=0; S[3]=1;break;
    case 6: S[1]=0; S[2]=1; S[3]=1;break;
    case 7: S[1]=1; S[2]=1; S[3]=1;break;
}
}
void dt_pattern(double Iu,double Iv,int Vsw,int Vswprov,int S[])
{
    int SS[4];
    switch_pattern(Vsw,S);
    switch_pattern(Vswprov,SS);
    if (S[1]!=SS[1]) {if(Iu>=0) S[1]=1; else S[1]=0;}
    if (S[2]!=SS[2]) {if(Iv>=0) S[2]=1; else S[2]=0;}
    if (S[3]!=SS[3]) {if(-Iu-Iv>=0) S[3]=1; else S[3]=0;}
}
/*runge kutta*/
void runge(double x[],int S[],int Vsw)
{
    int i;
    double k[12][12],b[12],fn[12];
    defeq(fn,x,S,Vsw);
    for (i=1;i<JO;i++) k[1][i]=H*fn[i];
    for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[1][i]/2.0;
}

```

```

defeq(fn,b,S,Vsw);
for (i=1;i<JO;i++) k[2][i]=H*fn[i];
for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[2][i]/2.0;
defeq(fn,b,S,Vsw);
for (i=1;i<JO;i++) k[3][i]=H*fn[i];
for (i=1;i<JO;i++) b[i]=x[i]+k[3][i];
defeq(fn,b,S,Vsw);
for (i=1;i<JO;i++) k[4][i]=H*fn[i];
for (i=1;i<JO;i++)
{
    x[i]=x[i]+1.0/6.0*(k[1][i]+2.0*(k[2][i]+k[3][i])+k[4][i]);
}
}
void defeq(double fn[],double x[],int S[],int Vsw)
{
    double Vuv,Vvw;
    double Lfuvw; /* =Lfa*Lfb+Lfb*Lfc+Lfc*Lfa */
    double Cfuvw; /* =Cfa*Cfb+Cfb*Cfc+Cfc*Cfa */
    double Lluvw; /* =Lla*Llb+Llb*Llc+Llc*Lla */
    switch_pattern(Vsw,S);
    Vuv=Vs*(S[1]-S[2]);
    Vvw=Vs*(S[2]-S[3]);
    Lluvw=(Llu*Llv+Llv*Llw+Llw*Llu);

fn[5]=((Llv+Llw)*x[3]+Llv*x[4]-(Llv*Rlu+Llw*Rlu+Llv*Rlw)*x[5]-(Llv*Rlw-Llw*Rlv)
)*x[6])/Lluvw;
    iloadu=x[5];

fn[6]=(-Llw*x[3]+Llu*x[4]+(Llw*Rlu-Llu*Rlw)*x[5]-(Llw*Rlv+Llu*Rlv+Llu*Rlw)*x[6

```

```

    ]/Luvw;
    iloadv=x[6];
/*
    Lluv=Llu*Llv+Llv*Llw+Llw*Llu;

fn[5]=x[3]*(Llv+Llw)+x[4]*Llv-x[5]*(Rlu*Llv+Rlu*Llw+Rlw*Llv)+x[6]*(Rlv*Llw-Rlw
*Llv);
    fn[5]=fn[5]/Luvw;

fn[6]=(-x[3]*Llw+x[4]*Llu+x[5]*(Rlu*Llw-Rlw*Llu)-x[6]*(Rlu*Llu+Rlw*Llu+Rlv*Llw
));
    fn[6]=fn[6]/Luvw;
    iloadu=x[5];
    iloadv=x[6];
*/
    Lfuvw=Lfu*Lfv+Lfv*Lfw+Lfw*Lfu;
    Cfuvw=Cfuv*Cfvw+Cfvw*Cfwu+Cfwu*Cfuv;

fn[1]=(-(Rfu*Lfv+Rfu*Lfw+Rfw*Lfv)*x[1]-(Rfw*Lfv-Rfv*Lfw)*x[2]-Lfv*(x[3]+x[4
]-Vuv-Vvw)-Lfw*(x[3]-Vuv));
    fn[1]=fn[1]/Lfuvw;

fn[2]=(Rfu*Lfw-Rfw*Lfu)*x[1]-(Lfu*Rfv+Lfu*Rfw+Lfw*Rfv)*x[2]+Lfw*(x[3]-Vuv)
+Lfu*(Vvw-x[4]);
    fn[2]=fn[2]/Lfuvw;
    fn[3]=(x[1]*Cfvw-Cfwu*x[2]-Cfvw*iloadu+Cfwu*iloadv)/Cfuvw;

fn[4]=(Cfuv*x[1]-Cfuv*iloadu+Cfwu*x[2]-Cfwu*iloadv+Cfuv*x[2]-Cfuv*iloadv)/Cf
uvw;

```

```

}
void ab_trans(double Xu,double Xv,double Xw,double *Xa,double *Xb)
{
    *Xa=sqrt(2.0/3.0)*(Xu-Xv/2-Xw/2);
    *Xb=(Xv-Xw)/sqrt(2.0);
}
void uvw_trans(double Xa,double Xb,double *Xu,double *Xv,double *Xw)
{
    *Xu=sqrt(2.0/3.0)*Xa;
    *Xv=(-Xa/sqrt(6.0)+Xb/sqrt(2.0));
    *Xw=(-Xa/sqrt(6.0)-Xb/sqrt(2.0));
}
void ab_dq_trans(double Xa,double Xb,double *Xd,double *Xq,double time)
{
    *Xd=cos(We*time)*Xa+sin(We*time)*Xb;
    *Xq=(-sin(We*time)*Xa+cos(We*time)*Xb);
}
void dq_ab_trans(double Xd,double Xq,double *Xa,double *Xb,double time)
{
    *Xa=cos(We*time)*Xd-sin(We*time)*Xq;
    *Xb=sin(We*time)*Xd+cos(We*time)*Xq;
}
void file_open()
{
    fp1=fopen("HSTPI data1.txt","w");
    fp2=fopen("HSTPI data2.txt","w");
    fp3=fopen("HSTPI data3.txt","w");
    fprintf(fp1,"Time[sec] IAu[A] IAv[A] IAw[A] Vcuv[V] Vcvw[V] Vcwu[V]
Valfa[V] Vbeta[V] Vcd[v] Vcq[V] Vruv[V] Vrvw[V] Vrwu[V] iloadu[A] iloadv[A]

```

```

iloadw[A]\n");
    fprintf(fp3, "Ifu Ifv Ifw Iu Iv Iw Vuv Vvw Vwu \n");
}
void file_close()
{
    fclose(fp1);
    fclose(fp2);
    fclose(fp3);
}
void file_recording(double x[],double time)
{
    double Vd,Vq,Va,Vb,ia,ib,Vcu,Vcv,Vcw,Vruv,Vrvw,Vrwu;
    Vcu=(2*x[3]+x[4])/3.0;
    Vcv=(x[4]-x[3])/3.0;
    Vcw=(-x[3]-2*x[4])/3.0;
    ab_trans(Vcu,Vcv,Vcw,&Va,&Vb);
    ab_dq_trans(Va,Vb,&Vd,&Vq,time);
    ab_trans(x[1],x[2],(-x[1]-x[2]),&ia,&ib);
    fprintf(fp1, "%10.3e ",time);
    fprintf(fp1, "%10.3e %10.3e %10.3e %10.3e ",x[1],x[2],-x[1]-x[2],x[3]);
    fprintf(fp1, "%10.3e %10.3e %10.3e %10.3e %10.3e %10.3e
",x[4],-x[3]-x[4],Vd,Vq,Va,Vb);
    fprintf(fp2, "%10.3e %10.3e %10.3e %10.3e\n",time,x[3],x[4],-x[3]-x[4]);
    dq_ab_trans(Eas,Ebs,&Va,&Vb,time);
    uvw_trans(Va,Vb,&Vcu,&Vcv,&Vcw);
    Vruv=Vcu-Vcv;
    Vrvw=Vcv-Vcw;
    Vrwu=Vcw-Vcu;
    fprintf(fp1, "%10.3e %10.3e %10.3e ",Vruv,Vrvw,Vrwu );
}

```

```

fprintf(fp1,"%10.3e %10.3e %10.3e\n",iloadu,iloadv,-iloadu-iloadv );
fprintf(fp3,"%10.3e          %10.3e          %10.3e          %10.3e
,time,iloadu,iloadv,-iloadu-iloadv );
fprintf(fp3,"%10.3e %10.3e %10.3e ",Rlu*iloadu, Rlv*iloadv,
-Rlw*iloadu-Rlw*iloadv );
fprintf(fp3,"%10.3e %10.3e %10.3e\n",x[3],x[4],-x[3]-x[4] );
}

```



## 부 록(II) 인버터 구동용 PWM신호발생회로

### 1. 스위칭 레귤레이터용 컨트롤러

본 논문에서 제안한 인버터는 비대칭 PWM 제어 방식을 새로운 PWM 방식에 의해 전력 제어를 실행한 것이다. 현재, 스위칭 레귤레이터용 컨트롤러 IC에 MB3759를 사용하는데, 이러한 MB3759는 다음과 같은 특징을 가지고 있다.

- (1) 스위칭 레귤레이터의 제어 회로가 필요하다.
- (2) 부품의 수와 공정의 수가 적다.
- (3) 200[mA]의 부하 구동이 가능하다.
- (4) 푸시풀(Push-pull)이나 싱글 엔드형(Single-Ended) 출력 선택이 가능하다.
- (5) 더블 펄스(Double Pulses)가 방지되어 있다
- (6) 데드 타임(Dead Time)의 조정이 가능하다.
- (7) 오차증폭기의 동위상 입력 범위가 넓다.
- (8) 저전압시의 출력 오류 운전 방지 회로가 내장되어 있다.

그림 1은 MB3759의 패키지를 나타낸 것이며, 그림 2는 MB3759의 핀 배열과 블록 다이어그램을 나타낸 것이다.

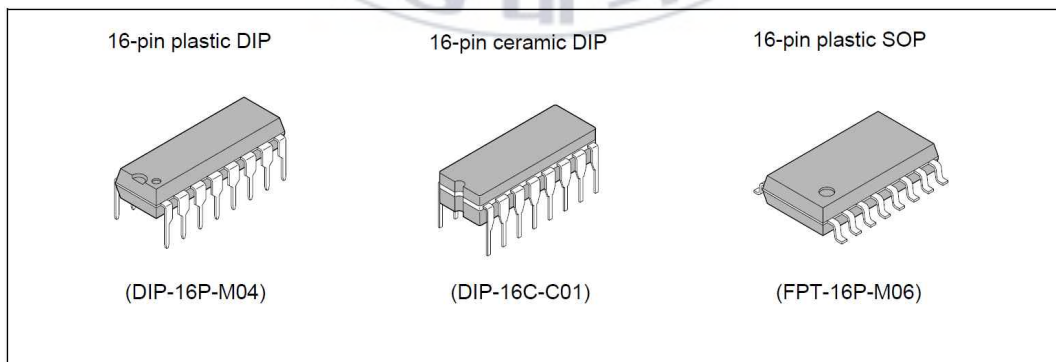


Fig. 1 MB3759 of Packages

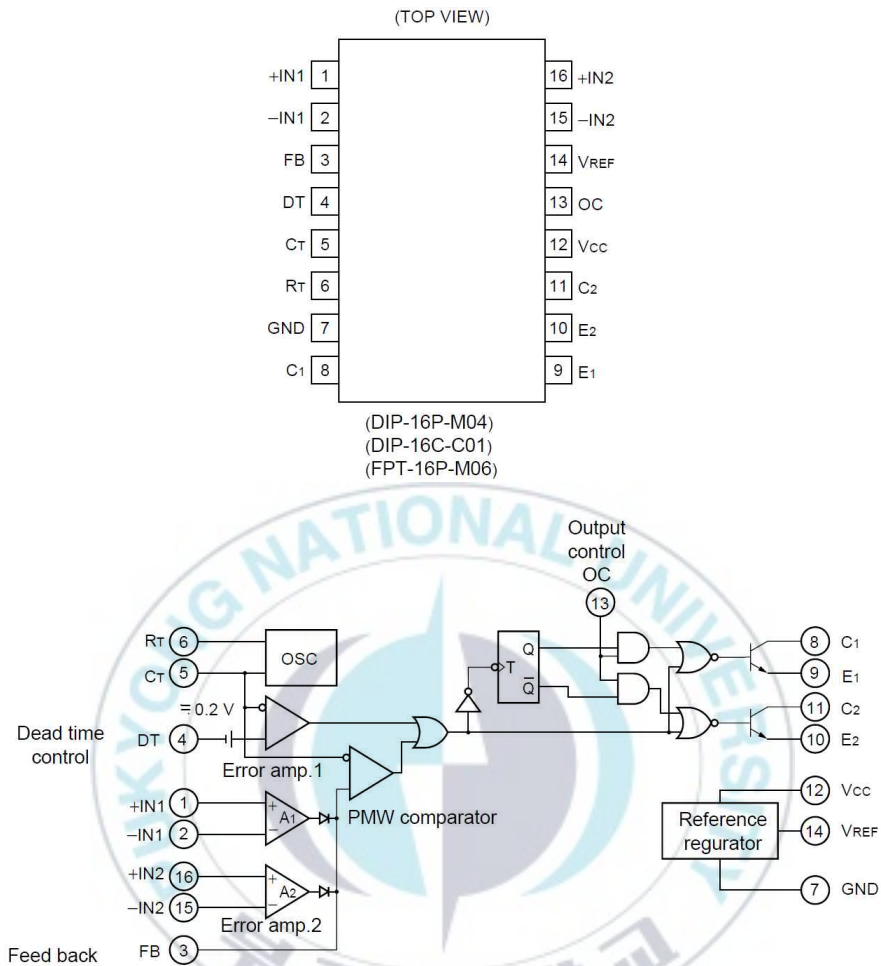


Fig. 2 PIN ASSIGNMENT & BLOCK DIAGRAM

## 2. PWM신호발생회로

그림 3과 그림 4는 PWM신호발생회로의 Open loop drive circuit와 Feedback loop drive circuit를 나타낸 것이다.

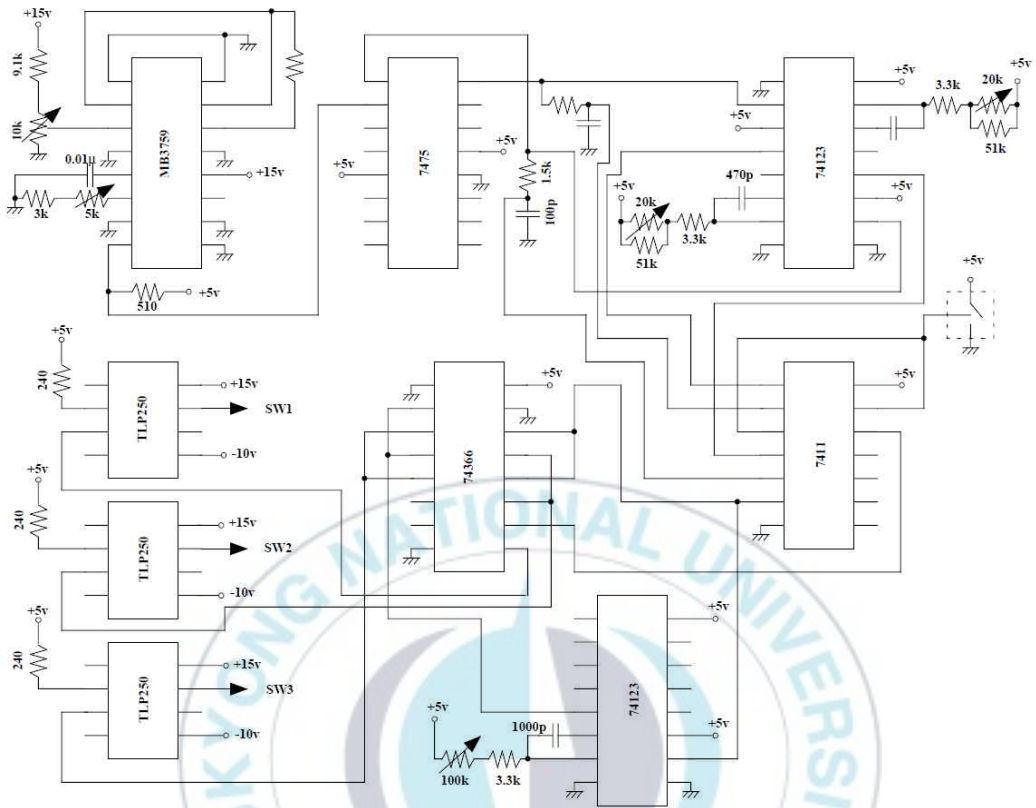


Fig. 3 Open loop drive circuit

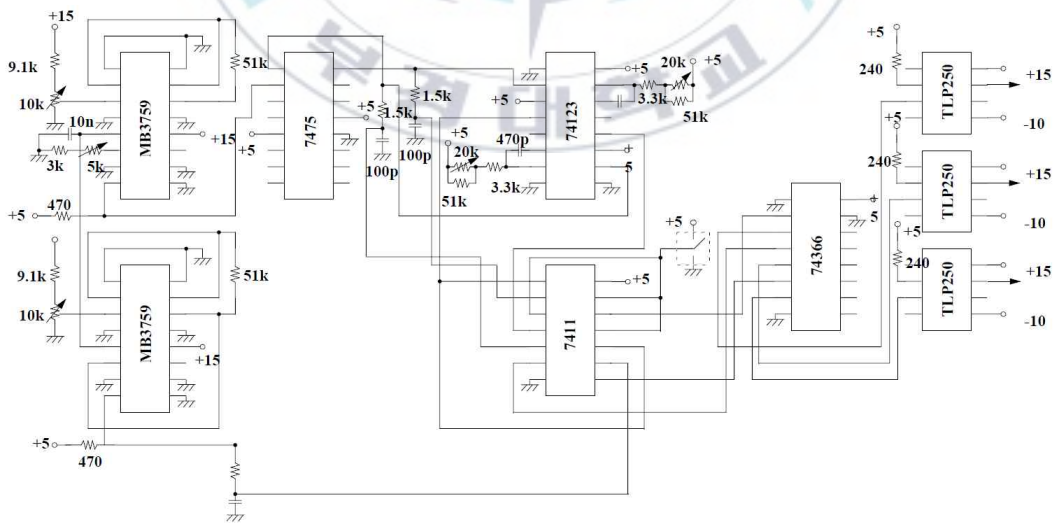


Fig. 4 Feedback loop drive circuit