



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](#)

공학석사학위논문

3상 3스위치 PWM 전류원 정류기를 이용한
고역률 단조용 유도가열 전원장치



2020년 2월

부경대학교 대학원

전기공학학과

고무석

공 학 석 사 학 위 논 문

3상 3스위치 PWM 전류원 정류기를 이용한
고역률 단조용 유도가열 전원장치

지도교수 김 인 동

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함.

2020년 2월

부 경 대 학 교 대 학 원

전 기 공 학 과

고 무 석

고무석의 공학석사 학위논문을 인준함

2020년 2월 21일



주 심 공학박사 노 의 철 (인)

위 원 공학박사 이 용 욱 (인)

위 원 공학박사 김 인 동 (인)

목차

목차	i
그림 목차	iii
표 목 차	v
Abstract	vi
I. 서 론	1
II. 본 론	8
1. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 원리	8
가. 시스템 구성	8
나. 부하특성	9
다. IGBT 인버터	11
라. 3상 3스위치 PWM 정류기	14
(1) 3상 3스위치 PWM 정류기 동작 원리	14
(2) SVPWM 스위칭 기법	15
2. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 설계	19
가. 전력회로 해석	20
나. DC Inductor Design	21
다. AC Filter Design	21
3. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 제어	24
가. SOGI	24
나. PCS	26
다. PLL&FLL	27
라. 계통 전원과 공진전압 위상 및 주파수 검출 루프	28
마. 제안하는 전원장치의 전체 제어도	29

4. 시뮬레이션 및 실험 결과	30
가. 파라미터 사양 및 실험 구성도	30
나. 입력 전원 전류의 필터 실험	32
다. 인버터 입력 전압과 직류 전류 실험	33
라. 입력 전원 전압과 전류 실험(10kW)	34
마. 입력 전원 전압과 전류 실험(40kW)	35
바. 공진 전압과 전류 실험(10kW)	36
사. 공진 전압과 전류 실험(10kW)	37
III. 결 론	38
참 고 문 헌	39



그림 차례

그림 1-1. 유도가열의 원리	1
그림 1-2. 유도가열 전원장치의 구성	1
그림 1-3. 공진회로 구성방식	2
그림 1-4. 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성	3
그림 1-5. 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 전력회로도	4
그림 1-6. 개선된 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성	5
그림 1-7. 3상 6스위치 PWM 정류기 + IGBT 인버터	5
그림 1-8. 3상 3스위치 PWM 정류기 + IGBT 인버터	6
그림 2-1. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 구성	8
그림 2-2. 공진 회로의 구성	9
그림 2-3. 공진 등가회로	10
그림 2-4. IGBT 인버터	11
그림 2-5. 제안된 회로의 스위치 입력 파형	12
그림 2-6. 인버터 동작 파형	13
그림 2-7 3상 3스위치 PWM 정류기 회로	14
그림 2-8 3상 3스위치 PWM 정류기의 동작원리	15
그림 2-9 Space Vector 다이어그램	16
그림 2-10 $\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_0$ 에 의한 \vec{I}_{ref} 의 합성	16
그림 2-11 유효 벡터의 위치에 따른 전류 THD 특성	17
그림 2-12. 섹터별 각 폴의 스위치 상태	18
그림 2-13. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 파라미터	19
그림 2-14. 입력 전원 AC Filter	21
그림 2-15. AC Filter 전달함수 보드선도	23
그림 2-16. SOGI 블록선도	24
그림 2-17. SOGI 전달함수 보드선도	25
그림 2-18. DSOGI PCS 블록선도	26
그림 2-19. FLL Loop	27
그림 2-20. PLL Loop	27

그림 2-21. 계통 전원 DSOGI PLL & FLL Loop	28
그림 2-22. 공진 전압 SOGI PLL & FLL Loop	28
그림 2-23. 제안하는 전원장치의 전체 제어도	29
그림 2-24. PSIM 시뮬레이션 회로도	31
그림 2-25. 유도가열 전원장치 실험 구성도	31
그림 2-26. I_a 와 I_{in} 파형 (Scales : 100 [A]/div, 5 [msec]/div)	32
그림 2-27. V_{inv} 와 I_{dc} 파형 (Scales : 200 [V]/div, 50 [A]/div, 50[μ sec]/div)	33
그림 2-28. V_a 와 I_a 파형 (Scales : 100 [V]/div, 50 [A]/div, 5[msec]/div)	34
그림 2-29. V_a 와 I_a 파형 (Scales : 100 [V]/div, 50 [A]/div, 5[msec]/div)	35
그림 2-30. V_o 와 I_o 파형 (Scales : 200 [V]/div, 100 [A]/div, 50[μ sec]/div)	36
그림 2-31. V_o 와 I_o 파형 (Scales : 200 [V]/div, 100 [A]/div, 50[μ sec]/div)	37

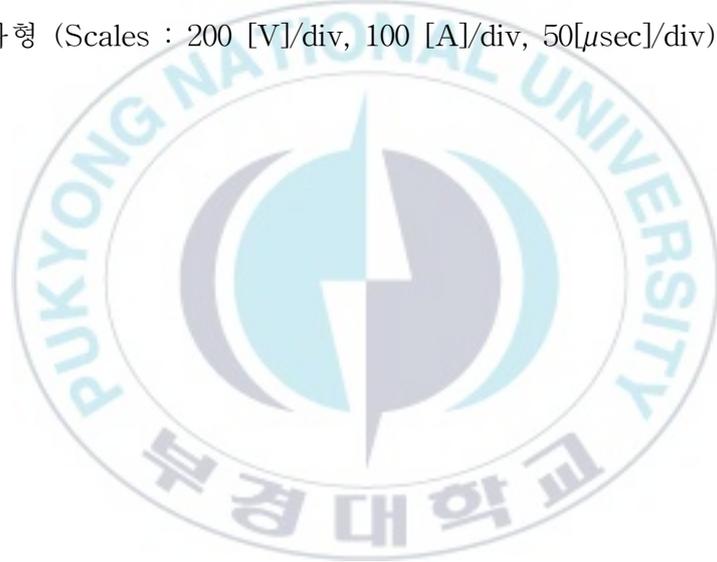


표 차례

표 1-1. 컨버터 토폴로지 특성 비교	7
표 2-1. 스위치 상태에 따른 Space Vector	15
표 2-2. 유도가열 전원장치의 설계 사양	19
표 2-3. 유도가열 전원장치의 실험 및 시뮬레이션 파라미터	30



High power factor induction heating power supply for forging applications using
3-phase 3-switch PWM current source rectifier

Moo Seok Goh

Department of Electrical Engineering, The Graduate School,
Pukyong National University

Abstract

Induction heating can convert electrical energy to thermal energy with high conversion efficiency and quick heating. Currently, a current source rectifier/inverter-fed parallel resonant circuit is widely used as an induction heating power supply for forging applications. However, the conventional induction heating power supplies composed of phase-controlled rectifier and SCR inverter have low efficiency and low power factor at input side, and require additional starting circuitry. Thus, many topologies have been studied for high power factor and low current THD characteristics. This paper proposes the new high power factor induction heating power supply using 3-phase, 3-switch PWM rectifier with power factor control and low cost and simple control. Also, this paper proposes a design method for the proposed power supply and verifies the validity of the proposed power supply through simulation and experiment.

I. 서론

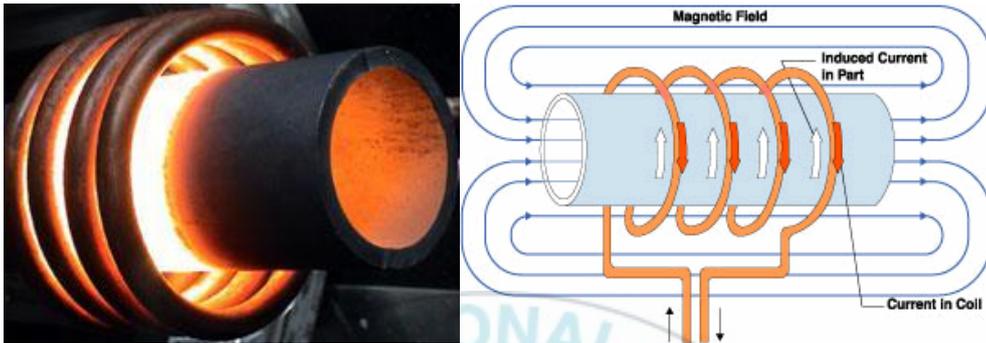


그림 1-1. 유도가열의 원리

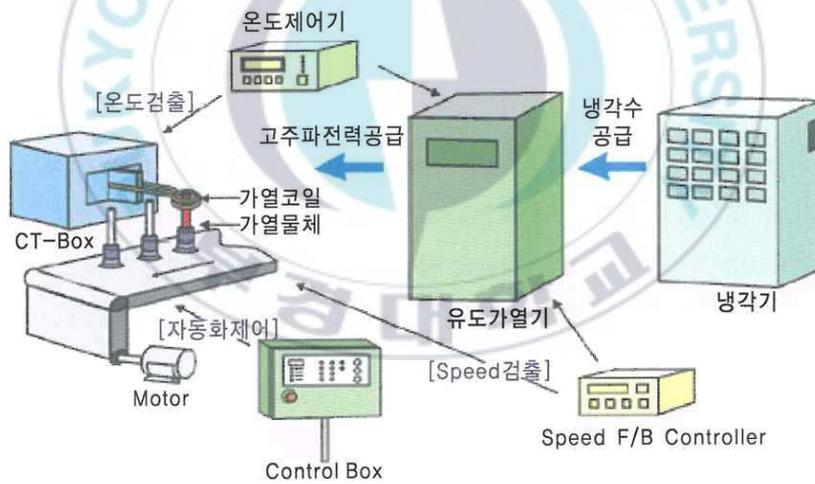


그림 1-2. 유도가열 전원장치의 구성

고주파 유도전류에 의한 금속 가열 방식은 현재 공업용 전열 장치에서 널리 사용되고 있는 방법이다. 유도가열은 그림 1-1과 같이 전자기 유도현상을 이용하여 전기에너지를 열에너지로 변환 시켜 금속체를 직접 가열하는

방식으로 도체인 피가열체에 유도되는 전류에 의해 발생하는 열을 이용한다. 열전달 매질을 이용하지 않기 때문에 변환 효율이 높고 짧은 시간 동안 피가열체에 많은 양의 에너지를 전달 할 수 있기 때문에 큰 용량의 피가열체를 급속가열 할 수 있다. 따라서, 금속의 가열, 단조, 용해, 표면경화, 용접 등 철강과 기계 산업에서 다양한 응용 분야에 적용되고 있다. 또한, 화석연료를 대체하여 전기에너지를 사용하므로 친환경적이며, 장치의 디지털화 및 정밀제어로 인해 품질관리가 용이하다. 유도가열 전원장치의 구성은 그림 1-2와 같다. 본 논문에서는 여러 가지 응용 분야 중에서 단조용 유도가열 전원장치를 제안한다.

유도가열 전원장치를 위해서 공진회로를 구성해야 한다. 공진회로의 구성 방식은 그림 1-3과 같이 직렬공진회로 방식과 병렬공진회로 방식이 있다. 직렬공진회로 방식은 전압원 인버터를 사용하기 때문에 구조가 간단하다.

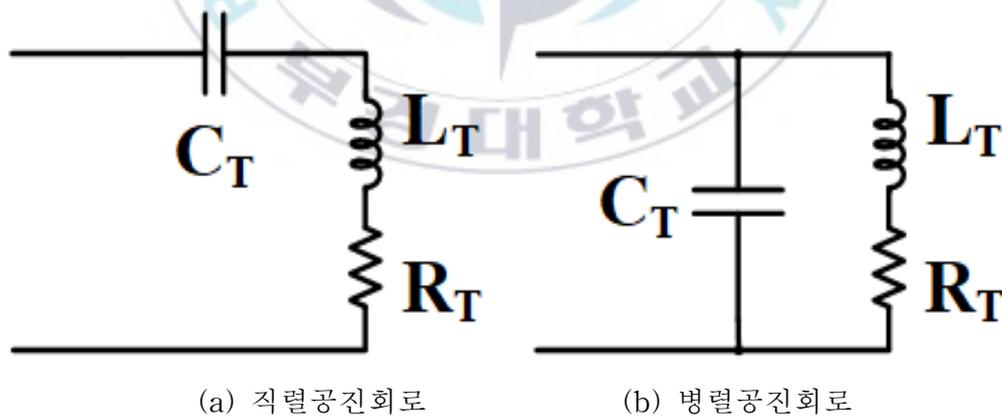


그림 1-3. 공진회로 구성방식

하지만 가열 코일에 흐르는 전류와 같은 전류가 인버터에 흐르기 때문에 저용량의 전원장치에 주로 사용된다. 반면, 병렬공진회로 방식은 전류원 인버터를 사용하여 구동하며 가열 코일에 인버터에 흐르는 전류의 Q배에 해당하는 큰 전류를 흘리므로 인버터 소자의 전류 용량이 줄어들어 대용량의 전원장치에서 유리하다. 따라서 대용량의 전원장치를 필요로 하는 대부분의 단조 전문회사는 병렬공진회로 방식의 유도 가열 전원장치를 대부분 채택하여 사용하고 있다.[1]

그림 1-4는 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성이다. 입력 전원을 다이오드 또는 SCR을 이용하여 정류하고 직류 전류원을 제어하기 위한 컨버터와 공진회로를 구동하기 위한 전류원 인버터로 구성된다. 그림 1-5-(a)는 기존의 단조용 유도가열 전원장치에서 대부분 사용하고 있는 위상제어 SCR 정류기이다. 직류 전류원을 제어하는 컨버터를 사용하지 않고 부하의 변동에 따라서 지연각을 가변하면서 직류 전류원을 얻을 수 있다. 하지만 부하의 변동에 따라 지연각이 가변하여 커질수록 역률 특성이 나빠지고 높은 전류 THD로 인하여 유도장해 현상을 발생시킨다.

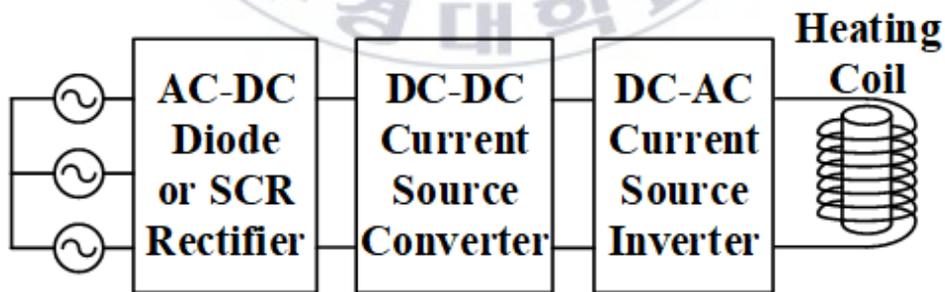
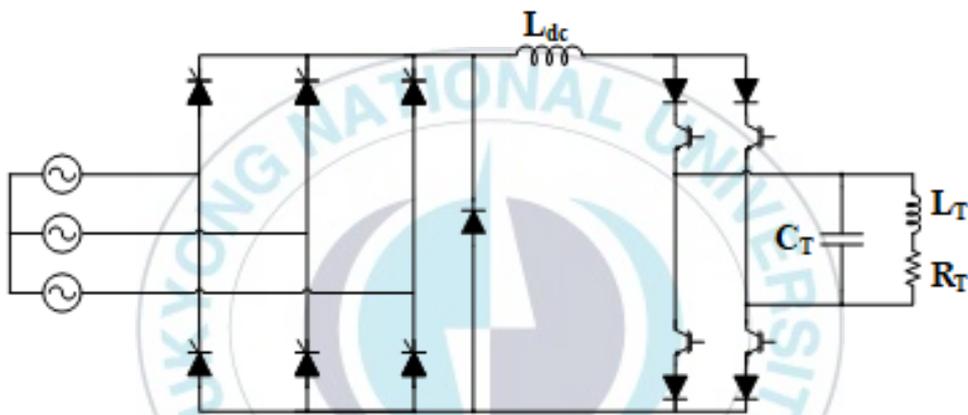
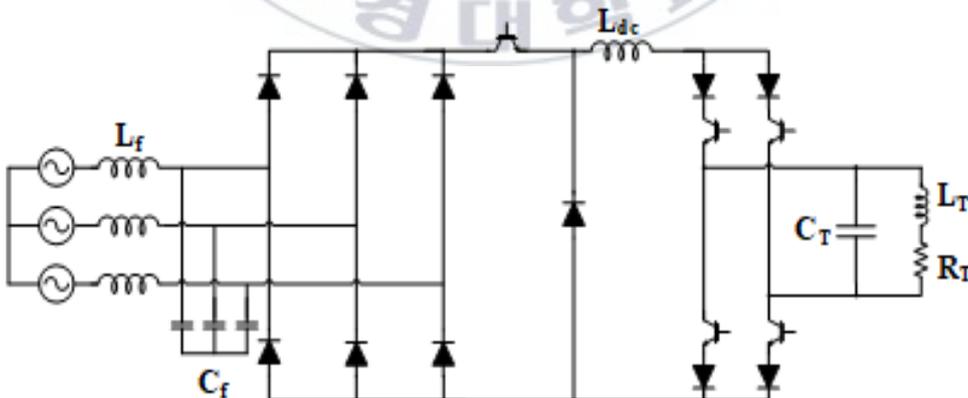


그림 1-4. 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성

그림 1-5-(b)는 다이오드 정류기와 초퍼를 이용한 회로이다. 초퍼를 이용하여 직류 전류를 제어하므로 위상제어를 사용하는 SCR 정류기에 비해 좋은 역률 특성을 가진다. 그리고 초퍼의 스위치만 제어하기 때문에 제어가 간단하다. 하지만 스위칭으로 인한 높은 입력 전류 THD 때문에 역률을 크게 개선하기 힘들다. THD를 개선하기 위해 입력 필터를 추가하면 출력 용량에 따라 입력 전압과 전류의 위상차가 생겨 역률이 변하게 된다.



(a) 위상제어 SCR 정류기 + IGBT 인버터



(b) 다이오드 정류기 + 초퍼 + IGBT 인버터

그림 1-5. 기존의 단조용 유도가열 전원장치의 전력회로도

그림 1-6은 기존의 전원장치의 단점을 보완하기 개선된 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성이다. 입력 전원을 IGBT를 이용하여 고속 스위칭하여 정류와 직류 전류제어를 동시에 할 수 있다.

그림 1-7은 6개의 스위치를 이용한 단방향 PWM 정류기를 이용한 회로이다. 전류 위상의 제어 가능 범위가 전원 상전압 기준으로 $\pm 90^\circ$ 이므로 역률 제어가 가능하다. 따라서, 입력 전원의 높은 역률과 낮은 입력 전류 THD 특성을 갖는 유도가열 전원장치이며 역률과 THD특성을 개선하였기 때문에 필터의 용량을 상당히 감소시킬 수 있다. 하지만 스위치 소자의 개수가 증가하여 비용이 대폭 증가하고 제어가 복잡해지는 단점이 있다. 또한 전류의 환류 루프가 없어 안정성이 낮다.

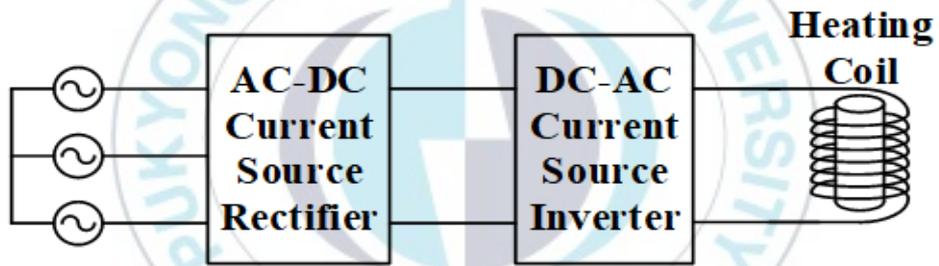


그림 1-6. 개선된 단조용 유도가열 전원장치의 기본 구성

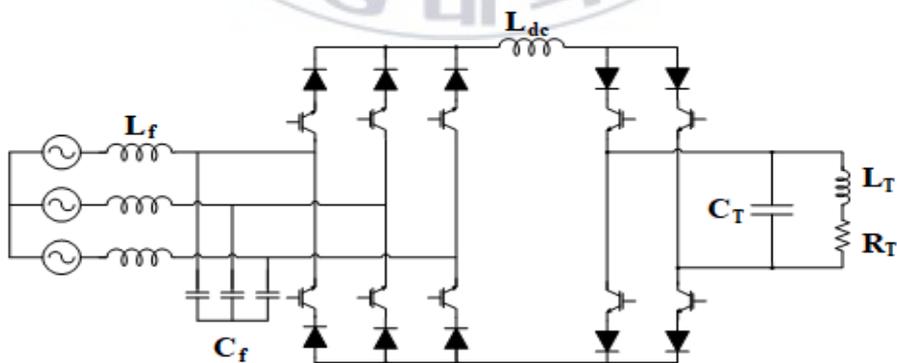


그림 1-7. 3상 6스위치 PWM 정류기 + IGBT 인버터

그림 1-8은 3개의 스위치를 이용한 단방향 PWM 정류기를 사용하였다. 3상 6스위치 정류기처럼 좋은 역률과 THD특성을 가진다. 하지만 전류위상의 제어 가능 범위가 전원 상전압 기준으로 $\pm 30^\circ$ 로 제한적이다.[2] 그렇지만 3상 6스위치 PWM 정류기와 비교하여 스위치 소자의 개수가 감소하여 설비 비용이 감소하고 제어가 비교적 간단하다. 또한 환류 다이오드의 추가로 소자의 도통 손실을 줄이고 사고로 인하여 제어 불능 상태에서 전류의 환류 루프를 확보하여 안정성을 높였다.

표 1-1은 유도가열 전원장치의 컨버터 토폴로지에 대한 특성을 비교하여 정리하였다. 전체적인 특성을 비교하였을 때 그림 1-8의 토폴로지 방식이 가장 적합한 것으로 나타난다. 따라서 본 논문에서는 기존의 유도가열 전원장치들의 단점을 보완하기 위해 그림 1-8 3상 3스위치 PWM 정류기를 이용한 새로운 고역률 유도가열 전원장치를 제안한다.

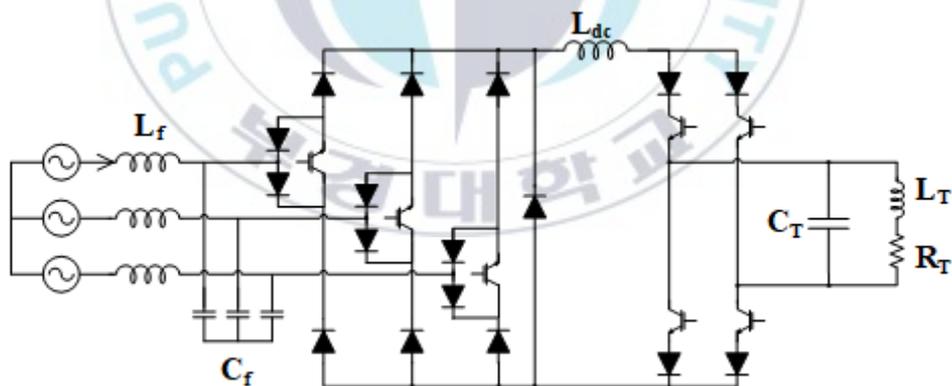


그림 1-8. 3상 3스위치 PWM 정류기 + IGBT 인버터

토폴로지	역률	입력 전류 THD	제어의 복잡성	가격
SCR 위상 제어 정류기	낮음	높음	중간	중간
다이오드 정류기 + 초퍼	중간	중간	낮음	낮음
3상 6스위치 PWM 정류기	높음	낮음	높음	높음
3상 3스위치 PWM 정류기	높음	낮음	중간	중간

표 1-1. 컨버터 토폴로지 특성 비교



II. 본 론

1. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 원리

가. 시스템 구성

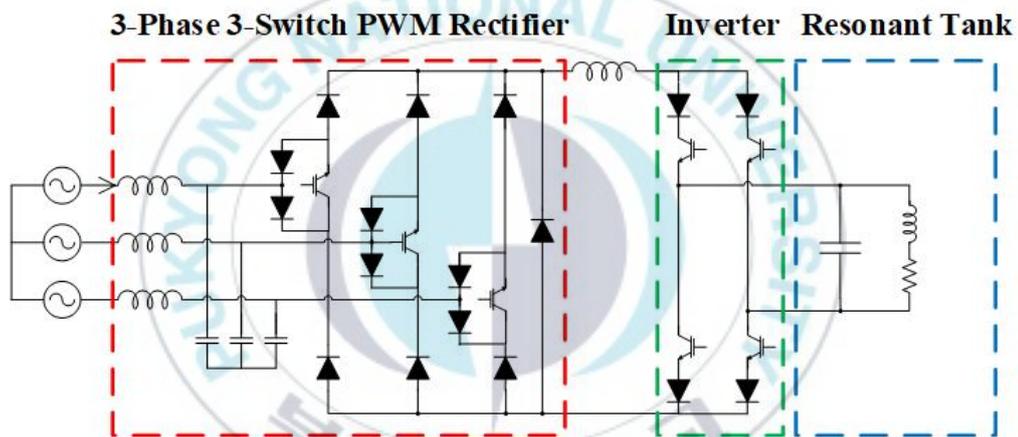


그림 2-1. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 구성

그림 2-1은 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 회로이다. 3상 3스위치 PWM정류기와 전류원 인버터, 공진회로로 구성된다. 3상 3스위치 PWM 정류기를 이용하여 입력 전압과 전류의 역률 및 일정한 직류 전류를 제어한다. 그리고 공진 전압의 위상과 주파수를 검출하여 전류원 인버터의 동작 주파수를 공진 주파수와 일치 시켜 공진 전압의 Zero point에서 인버터를 상보 스위칭하여 최적의 가열조건과 효율을 유지한다.

나. 부하특성

유도가열 부하는 그림 2-2와 같이 표현된다. 직렬 등가 저항 R_T 는 코일의 내부저항, 히스테리시스 손, 와전류손으로 인한 저항성분으로 표현되었으며 코일의 내부저항은 매우 작으므로 무시하였다. 직렬 등가 L_T 유도가열 코일이며 C_T 는 공진을 위한 커패시터로 공진주파수는 L_T, C_T 에 크게 영향을 받는다.

이때 공진 회로의 어드미턴스 값은

$$Y = \frac{R_T}{R_T^2 + (wL_T)^2} + j\left(wC_T - \frac{wL_T}{R_T^2 + (wL_T)^2}\right) \dots\dots\dots \text{식(2-1)}$$

이때 어드미턴스 값을 통해 그림 2-2와 같이 등가 회로로 표현이 가능하다.

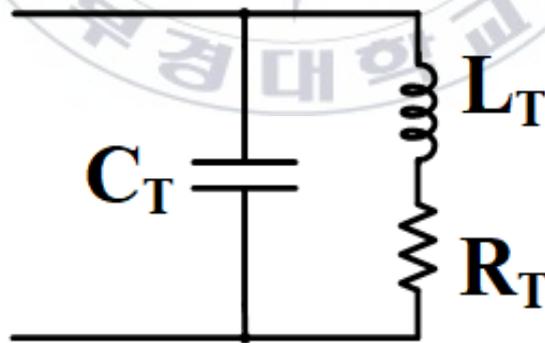


그림 2-2. 공진 회로의 구성

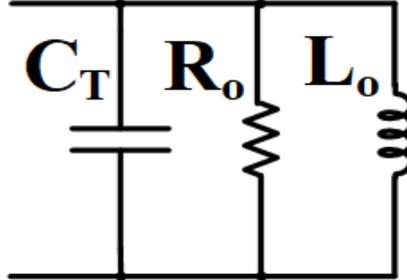


그림 2-3. 공진 등가회로

그림 2-3에서 각각의 L_o , R_o 는 식(2-2)로 나타난다.

$$R_o = \frac{R_T^2 + (\omega L_T)^2}{R_T}, L_o = \frac{R_T^2 + (\omega L_T)^2}{\omega^2 L_T} \dots\dots\dots \text{식(2-2)}$$

또한 공진주파수에서 허수부는 0이므로 다음 식(2-3)을 만족한다.

$$\omega_o C_T - \frac{\omega_o L_T}{R_T^2 + (\omega_o L_T)^2} = 0 \quad (\omega_o : \text{공진주파수}) \dots\dots\dots \text{식(2-3)}$$

식(2-3)을 통해 공진각주파수 ω_o 와 공진주파수 f_o 는 식(2-4),(2-5)와 같다.

$$\omega_o = \sqrt{\frac{1}{C_T L_T} - \frac{R_T^2}{L_T^2}} \dots\dots\dots \text{식(2-4)}$$

$$f_o = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_T C_T} - \frac{R_T^2}{L_T^2}} \dots\dots\dots \text{식(2-5)}$$

침투 깊이 및 피가열체 재료, 스위칭 반도체소자 특성에 맞게 공진주파수 대역을 선택하여 유도 가열기를 동작해야 한다. 본 논문에서는 피가열체의

침투 깊이를 고려하여 C_T, L_T 값을 가변하여 공진주파수 5kHz 내외에서 동작하게 설계한다. 이때 가열된 온도가 자기 변태점 범위 히스테리시스 손실이 가장 작아진 지점까지 R_T 는 거의 동손만 남게 되며 줄어진다.

다. IGBT 인버터

병렬 공진형 인버터는 전류가 연속적으로 제어되기 때문에 단락 회로를 만들어 보호 작용에 큰 장점을 가지고 있다. 또한 공진회로에 효율적으로 전류를 공급하기 위해 공진회로 부하에 따른 공진주파수를 추종하여 각각의 IGBT 스위치 (S_1, S_2, S_3, S_4)는 ON, OFF된다.

제안된 유도가열 시스템에서의 인버터는 그림 2-6과 같이 되어 있으며 전류형 풀 브리지 인버터 방식이다.

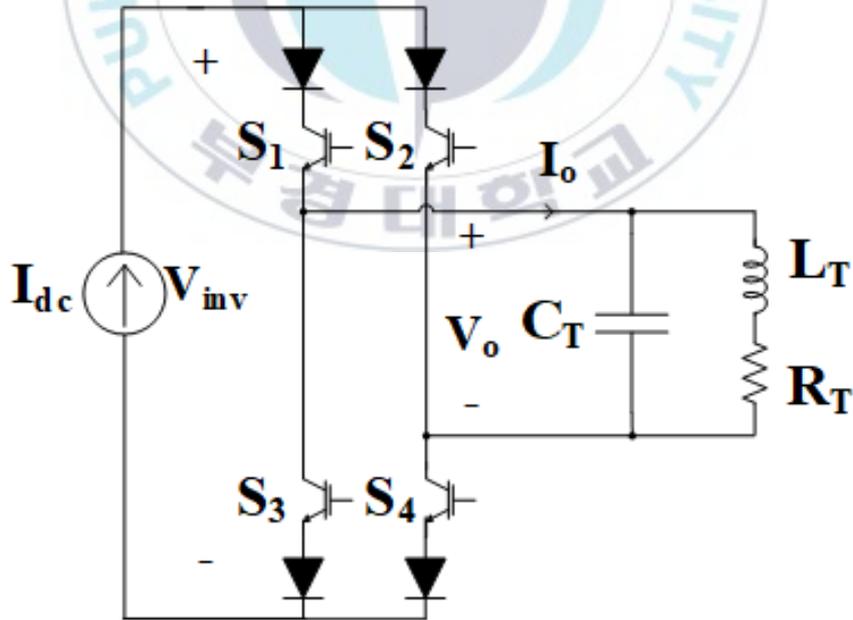


그림 2-4. IGBT 인버터

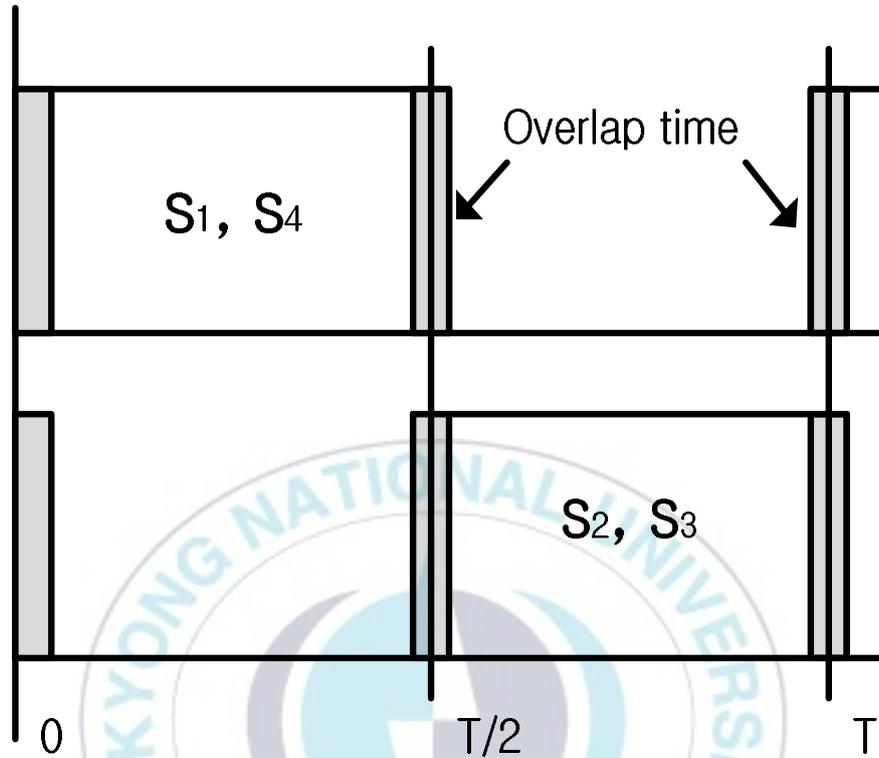


그림 2-5. 제안된 회로의 스위치 입력 파형

전류형 인버터 스위치 방식은 그림 2-5와 같이 S_1, S_4 와 S_2, S_3 는 서로 상보적으로 Turn ON, OFF하며 이때 스위칭 주파수는 공진주파수 f_o 와 같이 작동된다. 또한 전압형과 다르게 일정 overlap time을 주어 스위치를 통해 전류 패스가 이루어지게 동작하도록 하여 개방되지 않게 한다.[4]

또한 시동 시에는 짧은 시간동안 S_1, S_2 을 ON하여 일정 이상의 전류를 강제로 주입해야만 공진을 하여 Zero point가 나타난다. 이때 PLL과 FLL을 통해 공진주파수를 추종하고 Zero point에서 인버터를 작동되게 제어해야 한다.

이를 통해 각각의 I_{dc} , V_{inv} , I_o , V_o 는 그림 2-6과 같은 파형이 나온다.

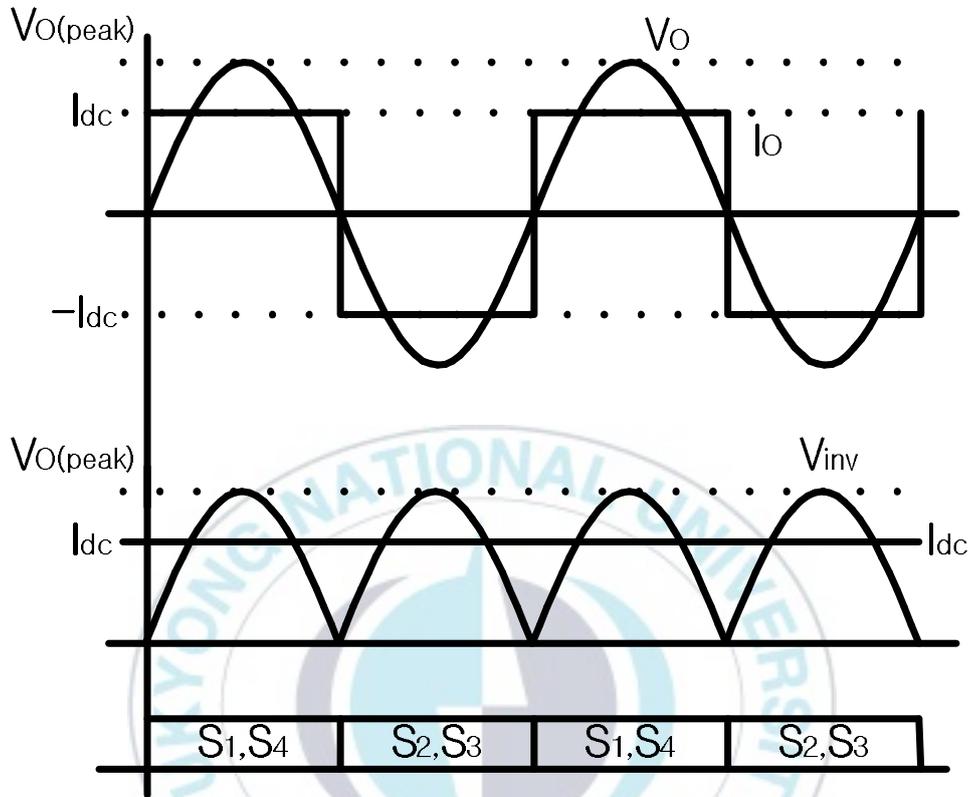


그림 2-6. 인버터 동작 파형

라. 3상 3스위치 PWM 정류기

(1) 3상 3스위치 PWM 정류기 동작 원리

그림 2-7은 제안하는 유도가열 전원장치에 사용되는 3상 3스위치 PWM 정류기의 전력 회로이다. 단방향의 강압형 PWM 정류기로 3상 6스위치 PWM 정류기와 마찬가지로 고역률의 낮은 THD특성으로 직류 전류를 제어할 수 있다. 역률을 제어하기 위한 위상 제어 범위는 상전압 기준으로 $\pm 30^\circ$ 까지 제어할 수 있다. 회로 동작은 그림 2-8과 같이 회로 동작은 2개 이상의 스위치가 on상태인 경우 선전류는 I_{dc} 또는 $-I_{dc}$ 가 흐르며 상전압의 크기 차이에 따라 극성이 결정된다. 반대로 2개 이상의 스위치가 off상태인 경우 선전류는 0이고 환류 다이오드를 통해 I_{dc} 전류가 흐른다.[5]

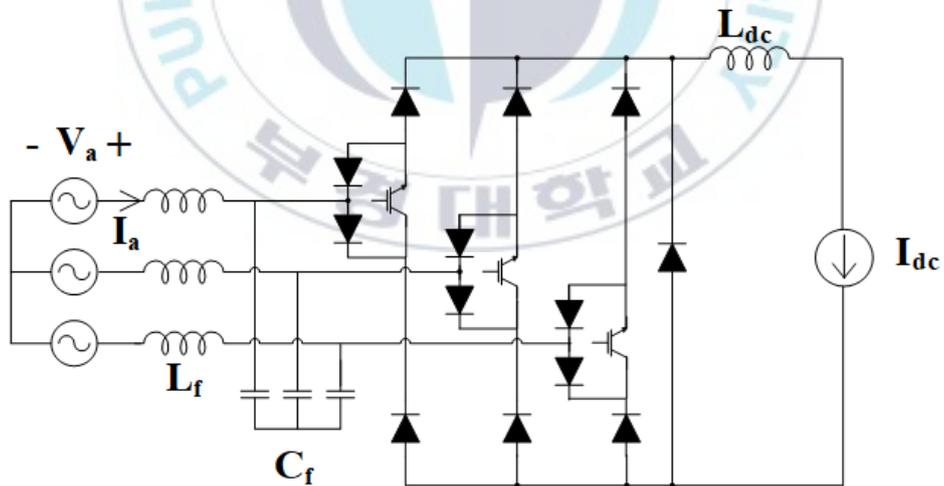


그림 2-7 3상 3스위치 PWM 정류기 회로

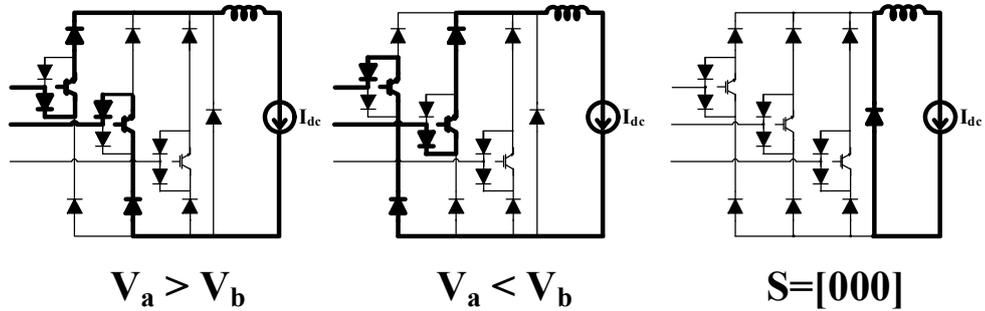


그림 2-8 3상 3스위치 PWM 정류기의 동작 원리

(2) SVPWM 스위칭 기법

3상 3스위치 PWM 정류기는 각 폴의 스위치 상태에 따라서 7가지의 스위칭 상태를 갖는다. 표 2-1은 7가지 스위치 상태를 0벡터인 경우와 유효 벡터를 갖는 스위치 상태로 분류 할 수 있다. 0벡터 상태는 모든 폴의 스위치가 off상태 이거나 단 하나의 폴의 스위치만 on상태일 경우이다. 표 2-1을 이용하여 그림 2-9와 같이 Space Vector 다이어그램을 나타낼 수 있다.

구 분	스위칭 상태 [S_a S_b S_c]	Space Vector
Zero State	[000]	0
	[001]	
	[010]	
	[100]	
Active State	[011]	I_1, I_4
	[101]	I_2, I_5
	[110]	I_3, I_6

표 2-1. 스위치 상태에 따른 Space Vector

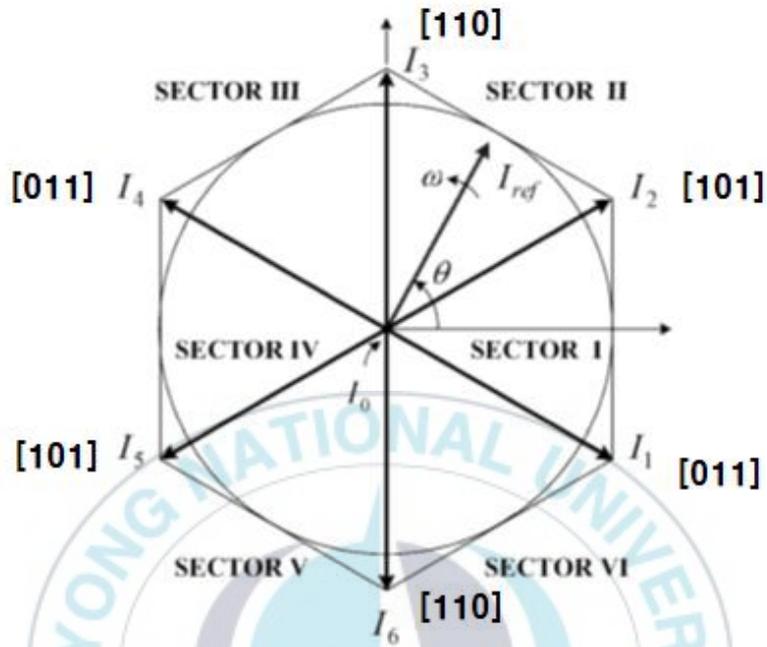


그림 2-9 Space Vector 다이어그램

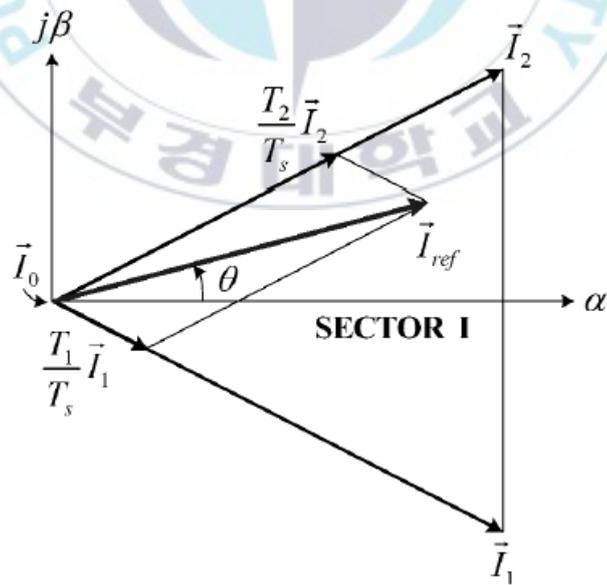


그림 2-10 \vec{I}_1 , \vec{I}_2 , \vec{I}_0 에 의한 \vec{I}_{ref} 의 합성

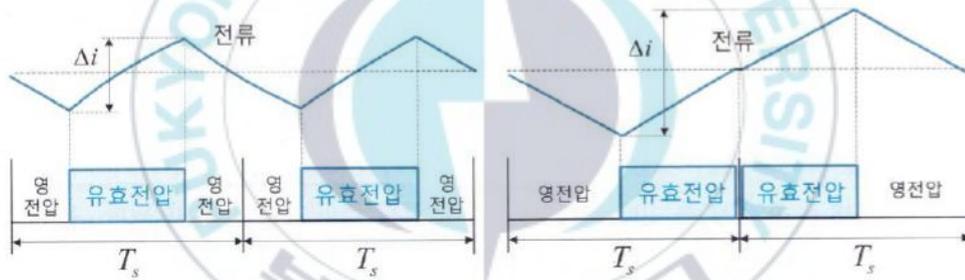
스위칭 주기 T_s 동안 2개의 인접 유효 벡터 및 0벡터의 합으로 나타낼 수 있다. 그림 2-10과 같이 섹터 1에 있는 경우 \vec{I}_{ref} 는 $\vec{I}_1, \vec{I}_2, \vec{I}_0$ 벡터로 합성할 수 있다. T_s 는 식 2-6과 같이 나타낸다.

$$\vec{I}_{ref} T_s = \vec{I}_1 T_1 + \vec{I}_2 T_2 + \vec{I}_0 T_0, \quad T_s = T_1 + T_2 + T_0 \dots\dots\dots \text{식(2-6)}$$

이때 T_1 과 T_2 를 변조지수 m_a 와 같이 나타내면 식 2-7과 같이 나타낸다.

$$m_a = \frac{I_{ref}}{I_{dc}}, \quad T_1 = m_a \sin(\pi/6 - \theta) T_s, \quad T_2 = m_a \sin(\pi/6 + \theta) T_s \dots\dots\dots \text{식(2-7)}$$

스위칭 패턴의 경우 스위칭 성분에 따른 고조파 특성을 좋게 하기 위해서 그림 2-11-(b)와 같이 유효벡터를 스위칭 주기의 정중앙에 위치시킨다.[6]



(a) 최적의 위치 (b) 최악의 위치
그림 2-11. 유효 벡터의 위치에 따른 전류 THD 특성

따라서 최종적인 SVPWM 스위칭 패턴은 그림 2-12와 같이 제어한다.

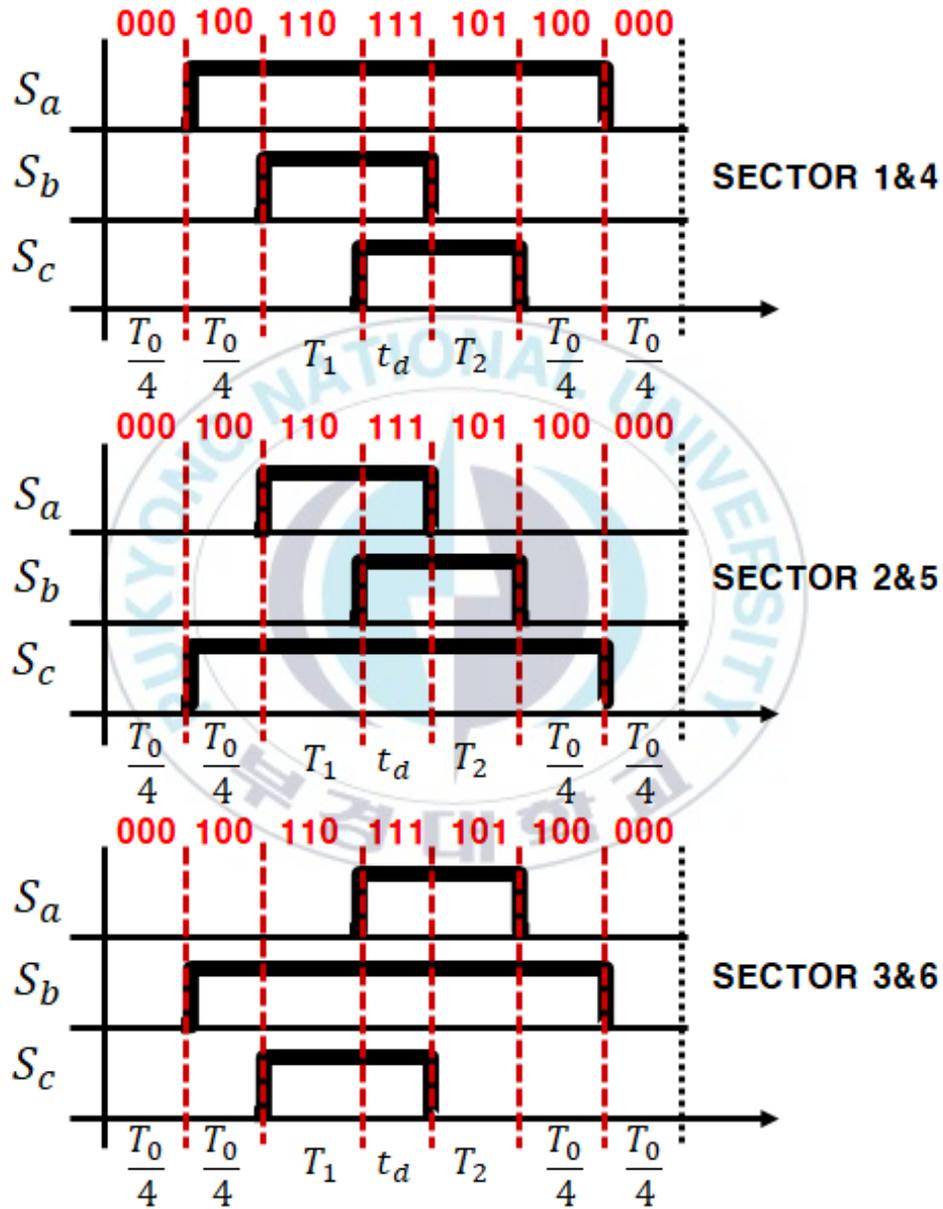


그림 2-12. 섹터별 각 폴의 스위치 상태

2. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 설계

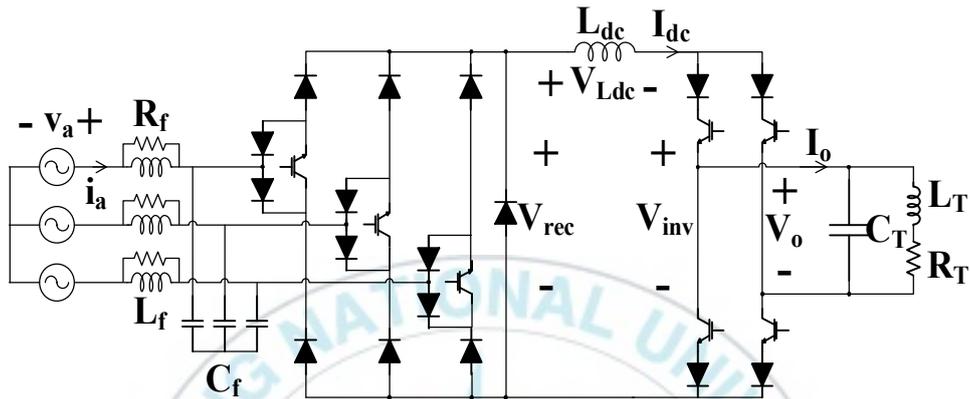


그림 2-13. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 파라미터

사양 항목	상세 규격
정격 전력 (P_o)	40 [kW]
입력 전압 ($V_{s,line}$)	380 [Vrms]
입력 주파수 (f_s)	60 [Hz]
공진 주파수 (f_o)	3 ~ 9 [kHz]
컨버터 스위칭 주파수 (f_{sw})	5 [kHz]

표 2-2. 유도가열 전원장치의 설계 사양

가. 전력회로 해석

그림 2-13은 설계를 위한 파라미터를 나타낸 제안한 전원장치 회로이다. 표 2는 전원장치의 설계 조건이다. 전원장치에 사용되는 소자의 선정을 위해 컨버터와 인버터의 전압 및 전류를 계산해야 한다. 계산을 하기 위해서 다음과 같은 가정이 필요하다.[7]

- 입력 전압은 순수 정현파이며 3상 평형이다.
- I_{dc} 는 일정하게 제어된다.
- 정확도를 높이기 위해서 스위칭 주파수를 주 입력 전원 주파수보다 매우 높게 설정한다.

정류기는 SVPWM방식의 스위칭 기법을 사용하며 최대 평균 출력 전압 $V_{rec.avg.max}$ 은 식 (2-8)과 같다.

$$V_{rec.avg.max} = \frac{\sqrt{3}}{2} V_{LL} = 329 [V] \dots\dots\dots \text{식(2-8)}$$

인버터 입력전압 V_{inv} 의 평균값과 정류기 출력 전압의 평균값은 같으므로 식 (2-9)로 나타내며

$$V_{inv.avg.max} = V_{rec.avg.max} = 329 [V] \dots\dots\dots \text{식(2-9)}$$

정격 출력 40kW일 때 직류 전류의 최솟값 $I_{dc.min}$ 은 식 (2-10)으로 계산한다.

$$I_{dc.min} = \frac{P_o}{V_{inv.avg.max}} = 121 [A] \dots\dots\dots \text{식(2-10)}$$

나. DC Inductor Design

I_{dc} 의 리플 성분 ΔI_{dc} 는 V_{inv} 에 의한 리플 성분이 주로 나타난다. V_{inv} 의 최저차 리플 성분은 공진 주파수 f_o 의 2차 고조파 성분이며 식 2-11, 2-12로 나타낸다.[8]

$$V_{inv.2h} = \frac{4V_{inv.peak}}{3\pi} = \frac{4}{3\pi} \times \frac{\pi}{2} V_{inv.avg} = 219 [V_{peak}] \dots\dots\dots \text{식(2-11)}$$

$$V_{inv.2h} = \omega L_{dc} I_{2h.peak} \dots\dots\dots \text{식(2-12)}$$

이때 전류의 리플을 공진 주파수가 3[kHz]일 때 $I_{dc.min}$ 의 5%로 제한한다면 L_{dc} 는 식(2-13)으로 계산한다.

$$L_{dc} = \frac{V_{inv.2h}}{4\pi f_o \times I_{2h.peak}} = \frac{219}{4\pi \times 3000 \times 0.05 \times 121} = 960 [\mu H] \dots\dots\dots \text{식(2-13)}$$

다. AC Filter Design

그림 2-14는 입력 AC Filter를 나타낸다. 입력 전원의 기본 주파수 f_s 는 60Hz이고 스위칭 주파수 f_{sw} 는 5kHz이다. 필터의 차단주파수 f_{cutoff} 를 기본 주파수의 15배인 900Hz로 선정하여 설계한다.

(a) C_f 설계

C_f 에 흐르는 무효전류로 인한 무효전력을 전체 유효전력의 10%로 설계하

여 식(2-14)로 계산한다.[6]

$$C_f = \frac{0.1 \times P_o}{2\pi f_s V_{LL}^2} = \frac{0.1 \times 40000}{2\pi \times 60 \times 380^2} = 73.5 [\mu F] \dots\dots\dots \text{식(2-14)}$$

(b) L_f 설계

선정한 C_f 를 이용하여 식(2-15)를 이용하여 L_f 를 선정한다.

$$L_f = \frac{1}{(2\pi f_{cutoff})^2 C_f} = 425 [\mu H] \dots\dots\dots \text{식(2-15)}$$

(c) R_f 설계

AC필터의 전달함수는 식(2-16)으로 나타내고 그림 2-15는 R_f 값에 따른 설계한 필터 전달함수의 보드선도이다.

$$\frac{i_s}{i_{in}} = \frac{R_f + L_f S}{R_f L_f C_f S^2 + L_f S + R_f} \dots\dots\dots \text{식(2-16)}$$

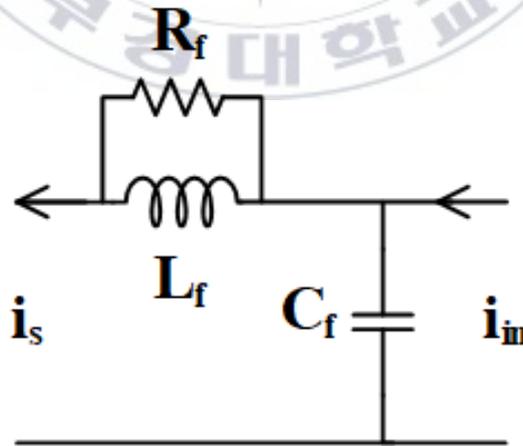


그림 2-14. 입력 전원 AC Filter

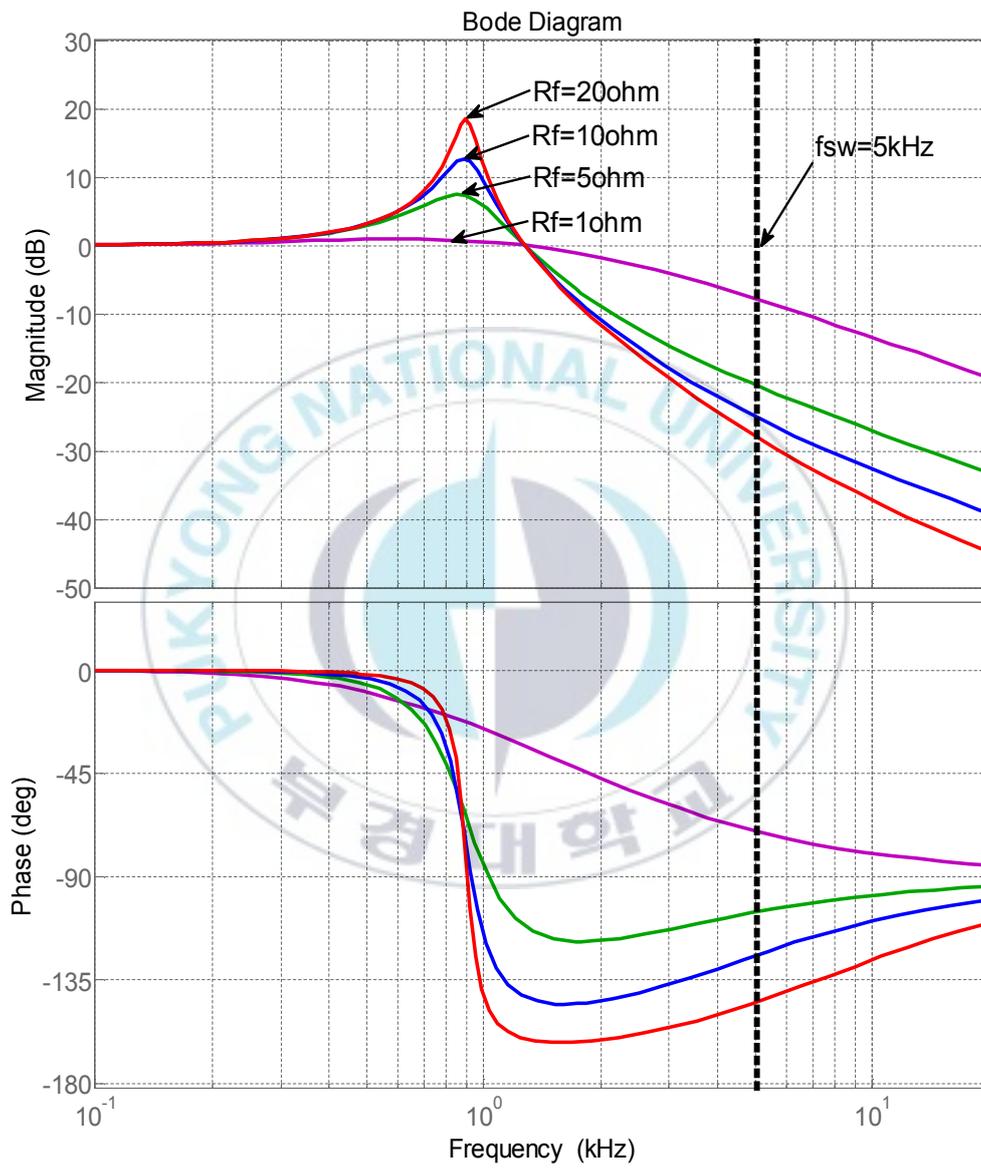


그림 2-15. AC Filter 전달함수 보드선도

3. 제안하는 단조용 유도가열 전원장치의 제어

가. SOGI

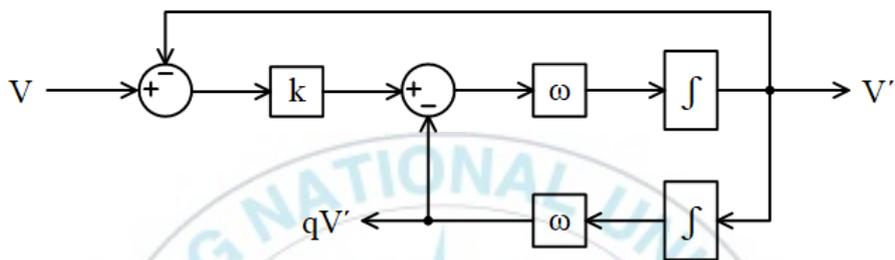


그림 2-16. SOGI 블록선도

본 논문에서는 SOGI를 계통 3상 전원의 전압과 전류의 정상분 추출기법인 PCS(Positive Sequence Components)와 주파수 추종을 위한 FLL, 그리고 위상 검출을 위한 PLL에 사용한다. 그리고 부하의 공진 전압의 주파수를 추종하고 위상을 검출하여 IGBT 인버터를 Zero Point에서 동작시킨다.

그림 2-16는 SOGI(Second order Generalized Integrator)의 블록선도이다. SOGI는 입출력 전달함수는 2차 대역통과 필터와 같은 특성을 가지는 식(2-17)과 90도 지연된 파형에 대해서 저역통과 필터와 같은 특성을 가지는 식(2-18)로 나타낸다.[9]

$$H_d(s) = \frac{v'}{v} = \frac{k\omega S}{S^2 + k\omega S + \omega^2} \dots\dots\dots \text{식(2-17)}$$

$$H_q(s) = \frac{v'}{v} = \frac{\omega^2}{S^2 + k\omega S + \omega^2} \dots\dots\dots \text{식(2-18)}$$

그림 2-17은 k값에 따른 SOGI 전달함수의 보드선도이다.

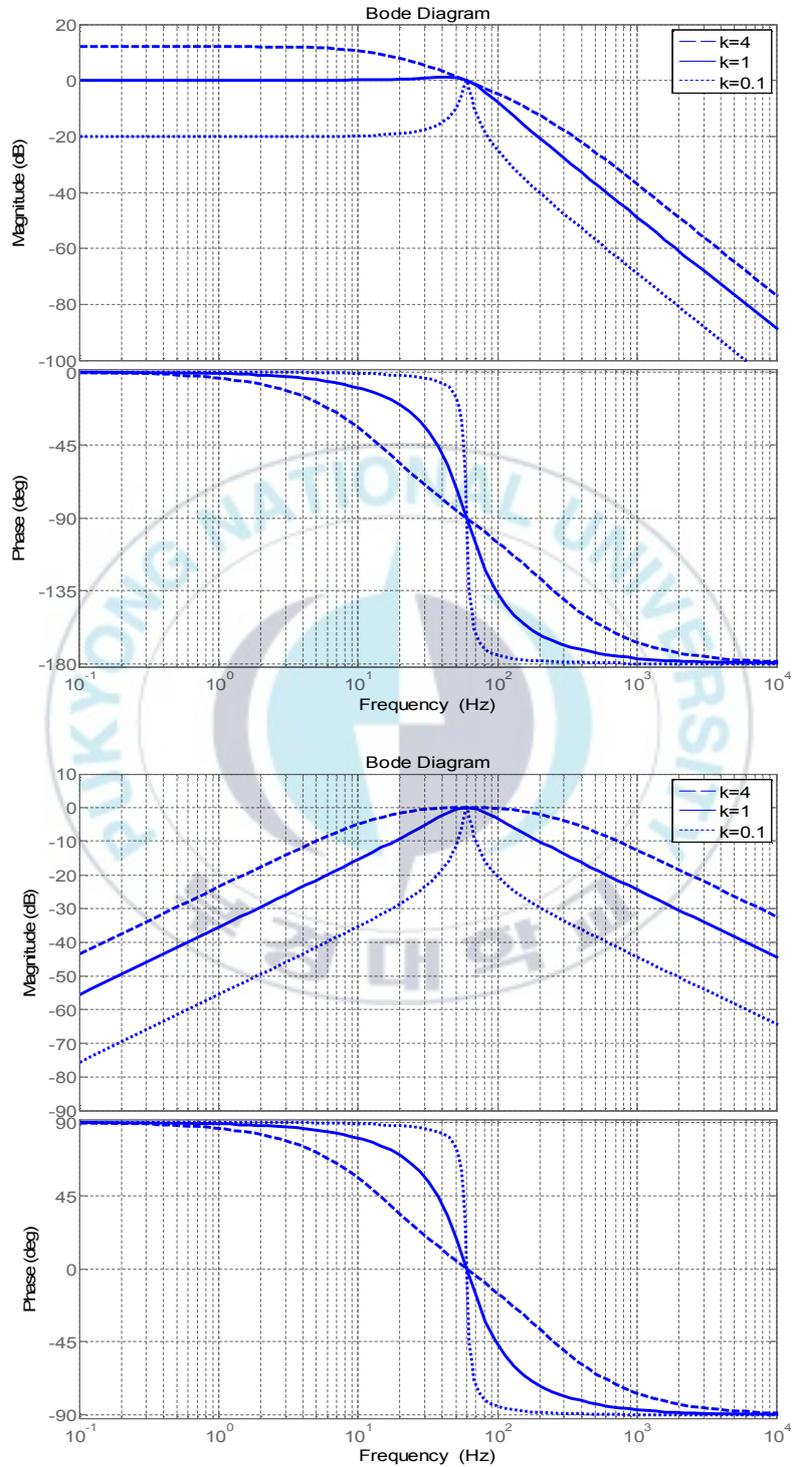


그림 2-17. SOGI 전달함수 보드선도

나. PCS

식(2-19)는 3상 정상분을 나타내고 식(2-20)은 알파 베타 역변환 식이다.

$$\begin{bmatrix} V_a^+ \\ V_b^+ \\ V_c^+ \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 \\ a^2 & 1 & a \\ a & a^2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix}, \quad a = e^{\frac{j2}{3}\pi} \dots\dots\dots \text{식(2-19)}$$

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \\ -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ -\frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_\alpha \\ V_\beta \end{bmatrix} \dots\dots\dots \text{식(2-20)}$$

식(2-19)와 식(2-20)을 정리하면 식(2-21)로 정리할 수 있다.

$$V_\alpha^+ = V_\alpha - qV_\beta, \quad V_\beta^+ = qV_\alpha + V_\beta, \quad V'_\alpha = V_\alpha, \quad V'_\beta = V_\beta \dots\dots\dots \text{식(2-21)}$$

식(2-21)을 두 개의 SOGI를 적용하면 그림 2-18과 같은 블록선도를 구할 수 있다.[10]

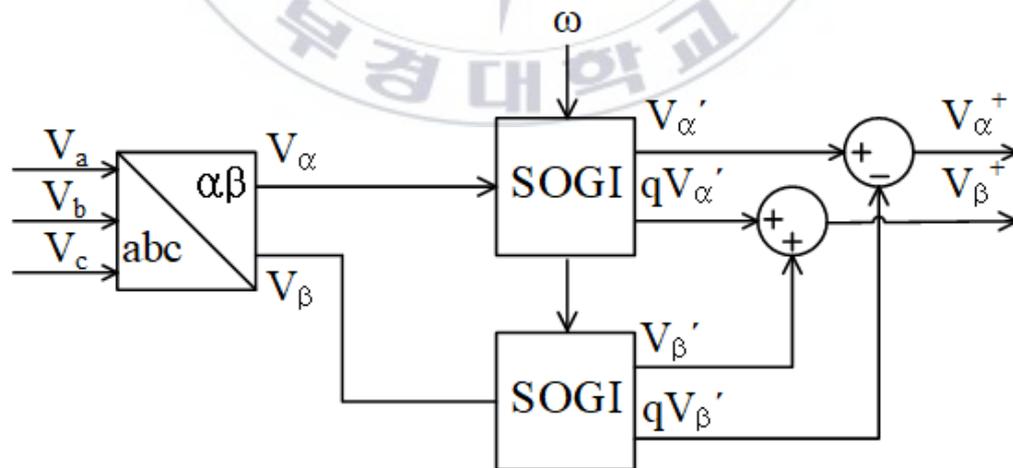


그림 2-18. DSOGI PCS 블록선도

다. PLL&FLL

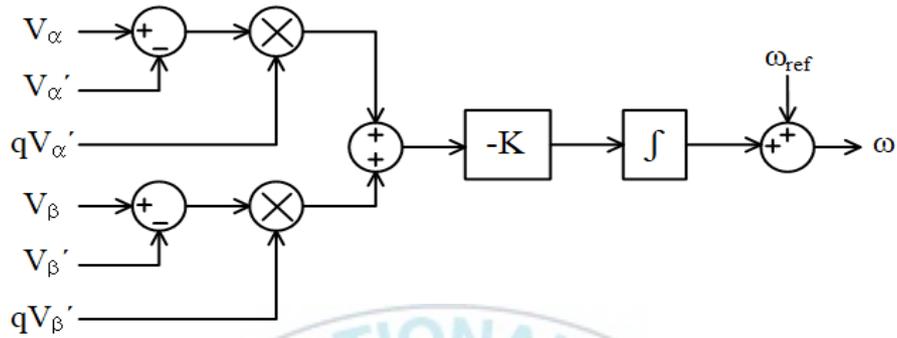


그림 2-19. FLL Loop

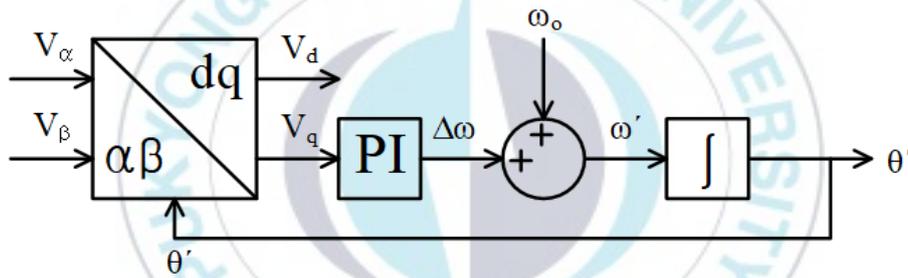


그림 2-20. PLL Loop

그림 2-19는 SOGI를 이용한 FLL 제어 블록선도이다. 기본이 되는 주파수 ω_{ref} 에서 변동하는 에러값을 SOGI Loop를 반복하며 적분기를 거쳐 주파수를 추종하게 된다.[11] 그림 2-20은 dq변환을 이용하여 위상을 검출하는 PLL 제어 블록선도이다.[12] 위상을 정확하게 검출하기 위해서는 dq변환을 하기 위한 V_a 와 V_β 가 고조파가 섞여 있지 않은 기본파 성분만 있어야 하고 V_β 가 V_a 보다 90도 뒤쳐진 파형이어야 한다. 또한 ω 가 V_a 의 주파수와 일치해야 한다. 따라서 90도 뒤쳐진 파형을 추출 하기위한 SOGI와 주파수를 추종 하기위한 FLL을 해야 한다.

라. 계통 전원과 공진전압 위상 및 주파수 검출 루프

그림 2-21과 2-22는 최종적인 SOGI를 이용한 PCS, PLL, FLL 제어 블록이다. 그림 2-21은 3상 계통 전원의 전압과 전류에 사용하여 3상 3스위치 PWM 정류기를 이용하여 위상제어를 하고 그림 2-22은 공진 전압에 사용하여 IGBT 인버터를 Zero Point에서 동작시킨다.

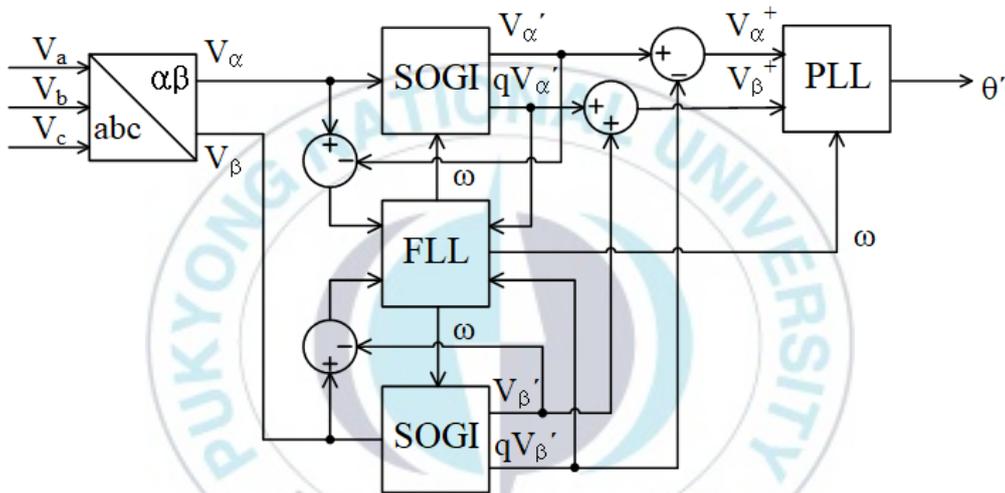


그림 2-21. 계통 전원 DSOGI PLL & FLL Loop

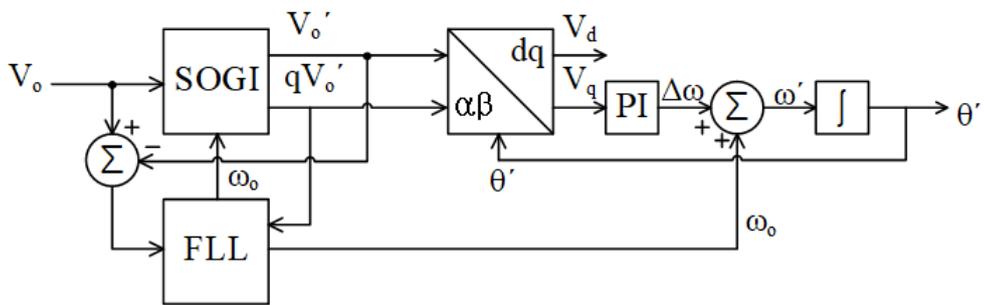


그림 2-22. 공진 전압 SOGI PLL & FLL Loop

마. 제안하는 전원장치의 전체 제어도

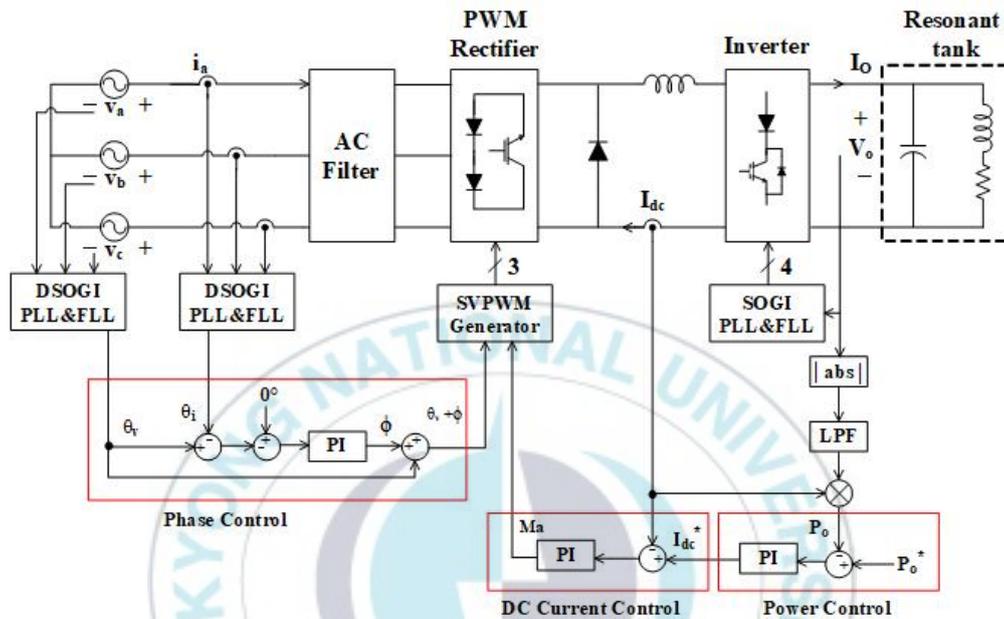


그림 2-23. 제안하는 전원장치의 전체 제어도

그림 2-23은 제안하는 전원장치의 전체 제어도이다. 3상 3스위치 PWM 정류기를 동작하기 위해서 3상 전압과 전류의 위상을 검출하여 제어기를 통해 SVPWM의 위상을 결정하고 공진 전압과 전류를 검지하여 외각의 전력 제어 루프를 통해 직류 전류 명령치를 결정하고 직류 전류 제어루프로 SVPWM의 M_a 를 결정한다. 그리고 출력 공진 전압의 위상과 주파수를 검출하여 공진 주파수의 변화에도 전압의 Zero Point에서 IGBT 인버터를 상보 스위칭하여 동작시킨다.

4. 시뮬레이션 및 실험 결과

가. 파라미터 사양 및 실험 구성도

Parameter	Symbol	Value	Unit
입력 계통 전압	V_{LL}	380	V
정류기 스위칭 주파수	f_{sw}	5	kHz
공진회로 주파수	ω_o	3 ~ 7	kHz
AC필터 인덕터	L_f	470	μH
AC필터 커패시터	C_f	75	μF
AC필터 댐핑 저항	R_f	6	Ω
DC 인덕터	L_{dc}	1	mH
스너버 커패시터	$C_{snubber}$	160	pF
스너버 저항	$R_{snubber}$	3.3	mH
공진회로 커패시터	C_T	65	μF
공진회로 인덕터	L_T	26	μH
공진회로 저항	R_T	0.155	Ω

표 2-3. 유도가열 전원장치의 실험 및 시뮬레이션 파라미터

본 논문에서 설계한 파라미터 값과 비슷한 제품의 값으로 변경하여 시뮬레이션 및 실험을 진행하였으며 최종적으로 선정된 파라미터 값은 표 2-3과 같다.

시뮬레이션은 PSIM 시뮬레이션 소프트웨어를 사용하였다. 실험을 위한 제어보드의 MCU는 TI사의 TMS320F28075를 사용하였다. 그림 2-24는 시뮬레이션 회로도이고 그림 2-25는 제작한 유도가열 전원장치이다.

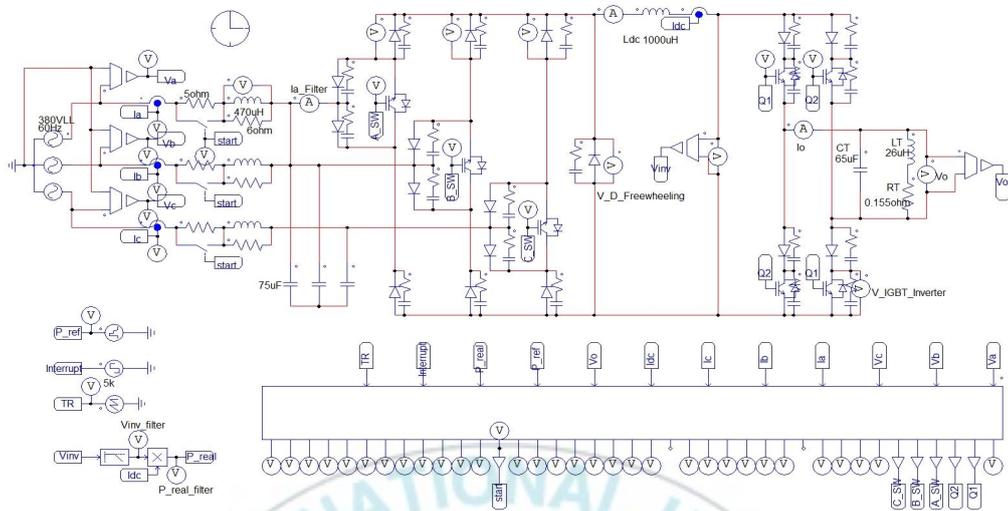


그림 2-24. PSIM 시뮬레이션 회로도



(a) 제어보드

(b) 3상 3스위치 PWM 정류기



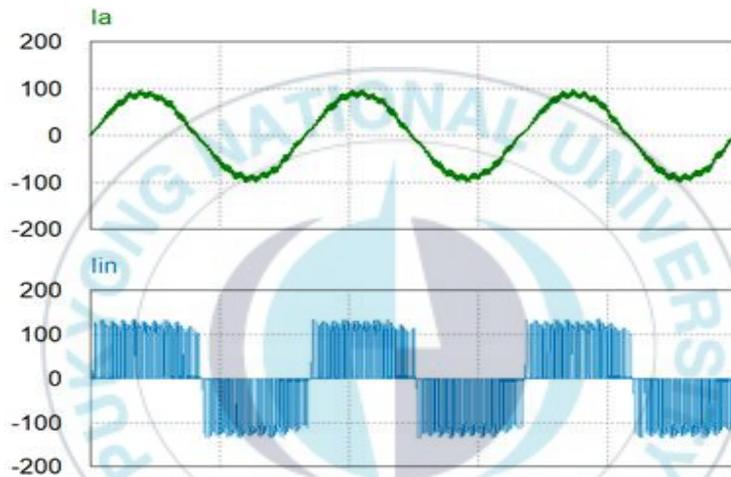
(c) IGBT인버터

(d) 공진 회로

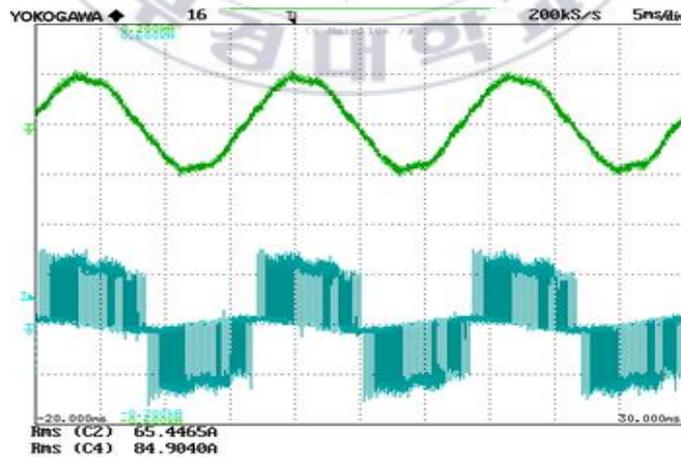
그림 2-25. 유도가열 전원장치 실험 구성도

나. 입력 전원 전류의 필터 실험

PWM 정류기의 스위칭 주파수로 인한 입력 전원 전류의 고조파 성분을 LC필터를 이용하여 차단하였다. 이때 LC필터의 차단주파수 f_{cutoff} 는 850Hz이다. 그림 2-26은 실험 및 시뮬레이션 결과이며 고조파 성분이 상당히 줄어들어 입력 전원 전류의 THD 특성이 개선됨을 확인 할 수 있다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형

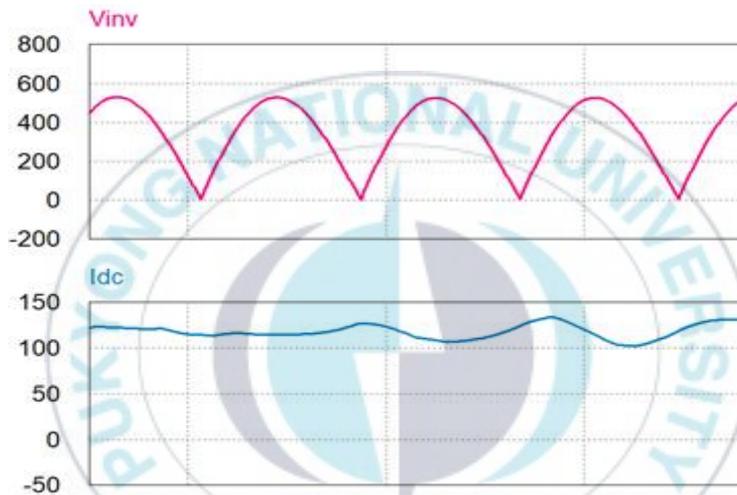


(b) 실험 파형

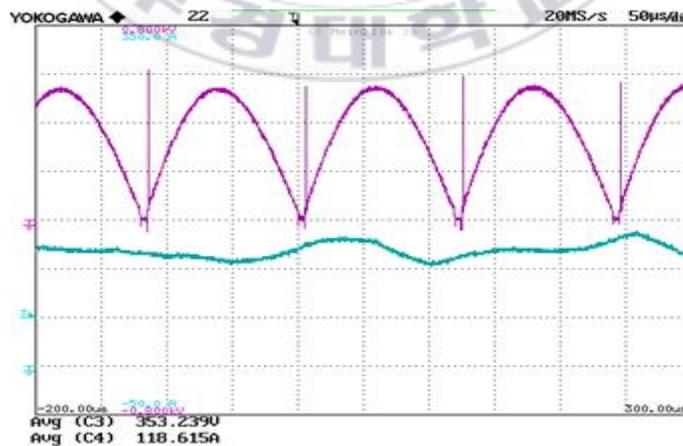
그림 2-26. I_a 와 I_{in} 파형 (Scales : 100 [A]/div, 5 [msec]/div)

다. 인버터 입력 전압과 직류 전류 실험

인버터 입력 전압은 공진회로의 공진 주파수의 2배 고조파 성분이 정류된 파형으로 값이 최고 전압에서 0전압까지 변동한다. 그림 2-27에서 인버터 입력 전압의 변동에도 직류 전류는 제어기를 통해 일정한 전류로 제어됨을 시뮬레이션과 실험을 통하여 확인 할 수 있다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형

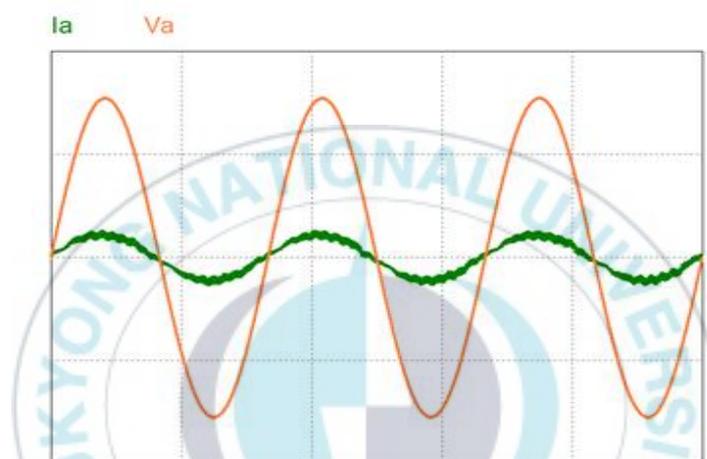


(b) 실험 파형

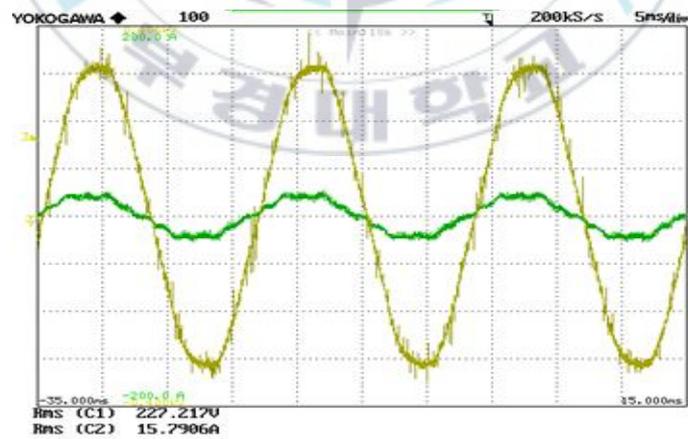
그림 2-27. V_{inv} 와 I_{dc} 파형 (Scale : 20 [V]/div, 50 [A]/div, 5[μsec]/div)

라. 입력 전원 전압과 전류 실험(10kW)

그림 2-28 입력 3상 전원 전압과 전류 파형이다. 부하 전력이 10kW일 때 위상제어를 통해 전압과 전류를 동상으로 제어했고 전류 또한 정현파에 가까운 파형으로 낮은 THD 특성을 확인 할 수 있다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형

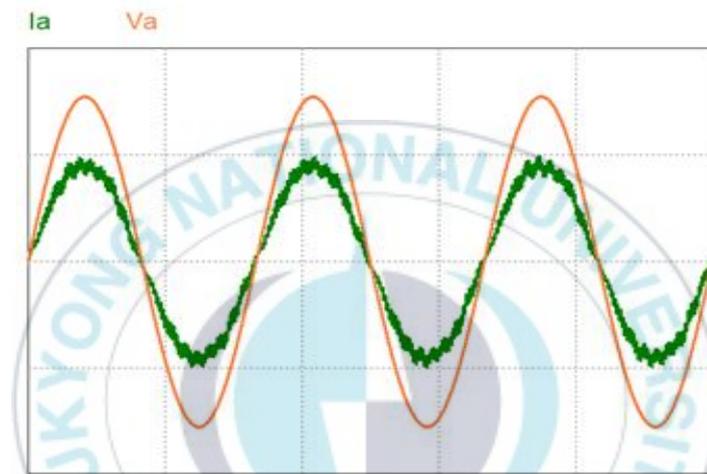


(b) 실험 파형

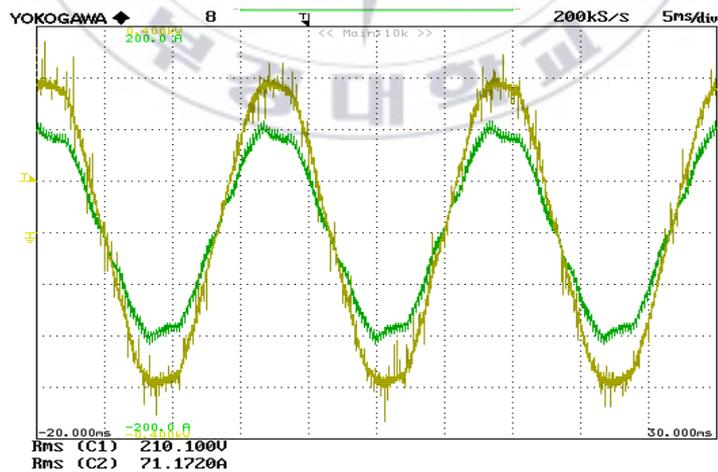
그림 2-28 V_a 와 I_a 파형 (Scale : 100 [V]/div, 50 [A]/div, 5[msec]/div)

마. 입력 전원 전압과 전류 실험(40kW)

그림 2-29는 부하 전력이 정격 전력인 40kW일 때 입력 3상 전원 전압과 전류파형이다. 부하 전력이 10kW일 때 같이 전압과 전류를 동상으로 제어했고 더 낮은 THD 특성을 확인 할 수 있다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형

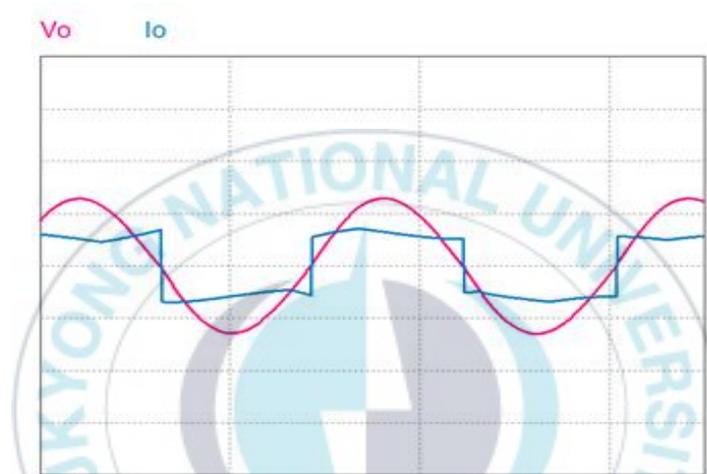


(b) 실험 파형

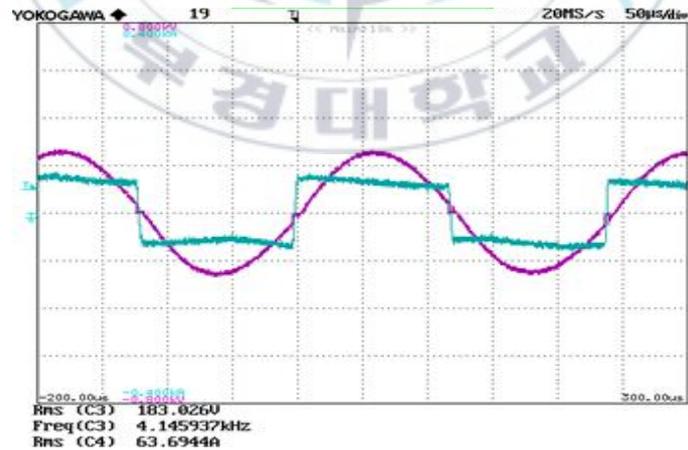
그림 2-29 V_a 와 I_a 파형 (Scales : 100 [V]/div, 50 [A]/div, 5[ms]/div)

바. 공진 전압과 전류 실험(10kW)

그림 2-30은 공진 회로의 전압과 전류를 측정한 파형이다. 이때 부하 전력은 10kW이며 공진전압의 Zero Point에서 IGBT 인버터를 동작 시켜 전압과 전류를 동상으로 동작 시켜 효율을 극대화했다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형

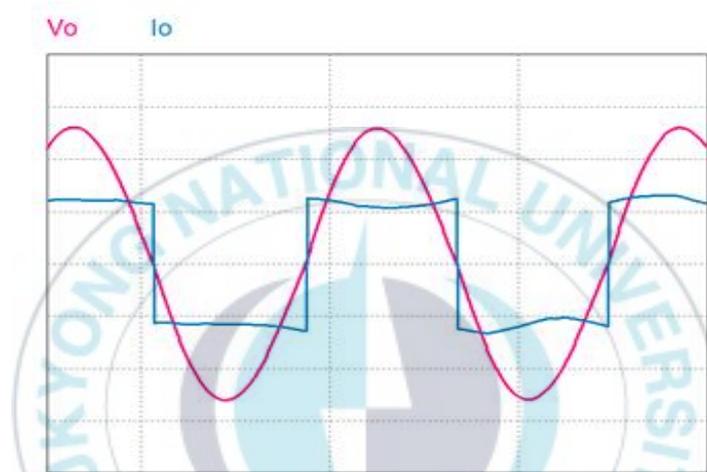


(b) 실험 파형

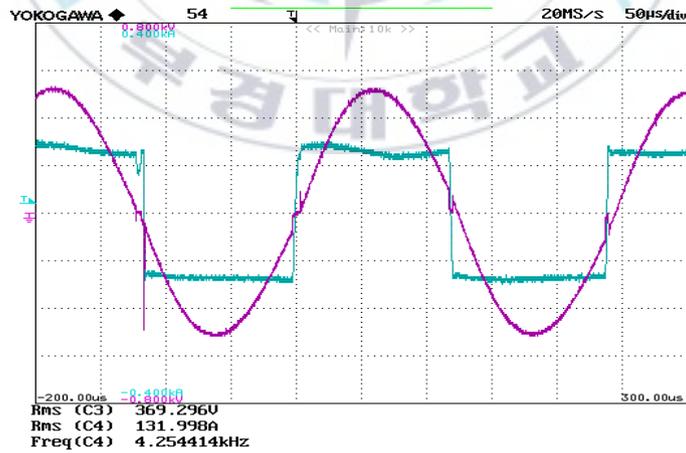
그림 2-30 V_o 와 I_o 파형 (Scale : 20 [V/div], 100 [A/div], 5[μ s/div])

사. 공진 전압과 전류 실험(10kW)

그림 2-31은 정격 전력인 40kW일 때 부하 공진 전압과 전류 파형이다. 부하 전력이 10kW일 때 같이 공진 전압의 주파수와 위상을 추종하여 IGBT 인버터가 동작함을 확인 할 수 있다.



(a) PSIM 시뮬레이션 파형



(b) 실험 파형

그림 2-31. V_o 와 I_o 파형 (Scale : 20 [V]/div, 100 [A]/div, 5[µsec]/div)

III. 결 론

기존의 SCR 위상제어 정류기와 다이오드 정류기를 사용한 유도가열 전원장치는 낮은 역률 특성과 높은 입력 전류 전류 THD 특성을 가진다. 이러한 기존의 유도가열 전원장치를 개선한 3상 6스위치 PWM 정류기를 사용한 유도가열 전원장치는 높은 역률 특성과 낮은 전류 THD 특성을 가지지만 제어가 복잡하고 가격이 많이 증가하였다.

본 논문에서는 이러한 단점을 보완하기 위해 3상 3스위치 PWM 정류기를 사용하여 유도가열 전원장치를 제안하였고 3상 6스위치 PWM 정류기와 비교하여 제어가 간단하고 가격 또한 감소하여 가장 합리적인 유도가열 전원장치이다. 정격 전력 40kW를 기준으로 유도가열 전원장치를 설계하였다. 시뮬레이션과 실험을 통해 입력 전원의 역률이 1에 가깝게 유지하며 부하 전압의 변동에도 일정한 직류 전류로 제어됨을 확인하였다. 또한 부하 공진 전압의 주파수와 위상을 추종하여 IGBT 인버터를 효율적으로 동작시킴을 검증하였다.

따라서 본 논문에서 제안하는 3상 3스위치 PWM 정류기를 이용한 유도가열 전원장치는 단조 분야에서 높은 기대치를 갖고 널리 사용될 것으로 예상된다.

참 고 문 헌

- [1] Francis P. Dawson and Praveen K. Jain, "A Comparison of Load Commutated Inverter Systems for Induction Heating and Melting Applications", IEEE Trans. Power Electron, vol. 6, pp. 430-441. JULY, 1991
- [2] M. Salo, "A three-switch current-source PWM rectifier with active filter function," in Proc. 36th IEEE Power Electron. Spec. Conf., Jun. 12, 2005, pp. 2230 - 2236.
- [3] L. Malesani and P. Tenti, "Three-phase AC/DC PWM converter with sinusoidal AC currents and minimum filter requirements," IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-23, no. 1, pp. 71 - 77, Jan./Feb. 1987.
- [4] A.P. Hu, G.A. Covic and J.T. Boys, "Direct ZVS start-up of a current-fed resonant inverter," IEEE Transactions on Power Electronics. vol.21, pp. 809 - 812, May 2006 .
- [5] T. Nussbaumer and J. W. Kolar, "Advanced modulation scheme for three-phase three-switch buck-type PWM rectifier preventing mains current distortion originating from sliding input filter capacitor voltage intersections," in Proc. 34th IEEE Power Electron. Spec. Conf., Acapulco, Mexico, Jun. 15 - 19, 2003, vol. 3, pp. 1086 - 1091.
- [6] 김상훈 "모터제어", 2018, 북두출판사

- [7] Thomas Nussbaumer, Martina Baumann, Johann W. Kolar, "Comprehensive Design of a Three-Phase Three-Switch Buck-Type PWM Rectifier", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 22, 551 - 562, March. 2
- [8] Seung-Soo Choi, Chang-Woo Lee and In-Dong Kim, "Design of New Induction Heating Power Supply for Forging Applications Using Current-Source PWM Converter and Inverter" The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers KIEE Vol. 67, No. 12, pp. 1602-1610, DEC. 2018
- [9] Kamil Mozdzyński, Krzysztof Rafał, "Application of the second order generalized integrator in digital control systems", ARCHIVES OF ELECTRICAL ENGINEERING, VOL. 63(3), pp. 423-437 (2014)
- [10] P. Rodriguez, R. Teodorescu, I. Candela, A. V. Timbus, M. Liserre, F. Blaabjerg, "New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions", 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 18-22 June 2006, Papers (229)
- [11] Qingzeng Yan, Rende Zhao, Xibo Yuan, Wenzhong Ma, Jinkui He, "A DSOGI-FLL-Based Dead-Time Elimination PWM for Three-Phase Power Converters", IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 34 , Issue: 3 , March 2019, pp. 2805 - 2818
- [12] Mihai Ciobotaru, Remus Teodorescu, Frede Blaabjerg, "A new single-phase PLL structure based on second order generalized integrator", 2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference, 18-22 June 2006

감사의 글

짧고도 길었던 2년이 벌써 지나고 대학원을 졸업할 시기가 왔습니다. 대학교에 진학하고 학과 동아리 활동을 하면서 전기라는 학문에 처음 관심을 가지게 되었습니다. 그리고 전력전자 수업을 수강하면서 관련 내용의 캡스톤 디자인을 진행해보니 조금 더 공부해야겠다는 생각이 들었습니다. 이러한 결심에 믿고 저를 지지해준 부모님과 가족들에게 항상 감사합니다. 앞으로 믿음에 보답하고 걱정 끼치지 않겠습니다.

졸업논문 준비하면서 항상 좋은 말씀 아끼지 않고 도움 주시고 힘내라 격려해주신 이용욱 교수님께 감사드립니다. 그리고 저에게 전력전자의 길로 인도해주시고 대학원 수업 시간마다 부족한 점을 채워주신 노의철 교수님께 감사드립니다.

2년을 넘는 시간 동안 학문에 대한 기초부터 앞으로 사회에 나가서 필요한 마음가짐을 가르쳐주신 김인동 교수님께 진심으로 감사드립니다. 교수님의 관심과 가르침이 없었다면 순탄하게 대학원 생활을 보내지 못했을 거로 생각합니다. 실험실에서 동고동락했던 선배님들도 큰 다툼 없이 잘 챙겨주셔서 항상 감사하게 생각합니다. 저와 가장 많은 실험을 같이하고 기초를 가르쳐주시면서 실험실의 가장 역할을 해주신 최승수 선배님, 캡스톤 디자인부터 지금까지 전공에 대해 마음껏 물어볼 수 있도록 옆에서 많은 도움을 주신 송승민 선배님께 감사드립니다. 남은 실험실 생활 무사히 마무리하시고 좋은 일만 생기시길 바랍니다. 그리고 오랫동안 실험실 막내로 지내면서 굿은일 도맡아서 해주고 항상 든든하게 위로가 되어준 김준태 후배님, 아직 부족한 점이 많지만, 열심히 배우려는 모습이 기특한 박성현 후배님 모두 감사하고 항상 응원합니다.

같은 실험실은 아니지만, 학부생 때부터 직언을 아끼지 않으시며 올바른 길을 제시해주신 김학수 선배님 감사합니다. 안일한 생각이 들 때 다시 한번 되돌아볼 수 있었습니다. 그리고 나이는 가장 어리지만, 항상 열심히 하고 도움을 요청하면 군말 없이 도와준 허진용 후배님 감사합니다.

마지막으로 좋거나 힘들 때 항상 같이 옆에서 끝까지 함께한 유진열 군과 조광래 군에게 그동안의 수고와 노력이 결실을 보아 축하드리고 함께 해주어 감사합니다. 먼저 사회로 나가 걱정해주었던 최희창 군도 고맙고 감사합니다. 또, 먼 르완다에서 온 Zacharie도 타지에서 많이 힘들었을 텐데 항상 스스로 짐이 되지 않기 위해 노력한다고 고생 많았습니다. 그리고 신한호 선배님 같은 학과는 아니지만, 프로젝트를 하면서 모르는 것을 많이 배웠습니다. 앞으로 좋은 일만 생기길 바랍니다.

여기에 적지 못한 분들이 많지만, 모두에게 연락하고 감사의 인사 전하겠습니다. 응원해주신 모든 분들에게 다시 한번 감사드리며 곧 좋은 소식으로 보답하겠습니다.

2020년 2월
고무석 올림