



저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

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

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



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

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

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

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

[Disclaimer](#)

工學碩士 學位論文

초전도 자기에너지 저장장치용
전력변환기에 관한 연구

A Study on the Power Converter for
Superconducting Magnetic Energy Storage System



2019年 2月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科

金 武 鉉

本 論 文 을 金 武 鉉 工 學 碩 士 學 位 論 文 으 로 認 准 함

委 員 長 : 工 學 博 士 李 成 根 ①

委 員 : 工 學 博 士 吉 暻 碩 ①

委 員 : 工 學 博 士 金 潤 植 ①



2018年 12月

韓國海洋大學校 大學院

電氣電子工學科

金 武 鉉

목 차

목 차	i
그림 목차	ii
Abstract	iv
제 1 장 서 론	01
제 2 장 관련이론	03
2.1 에너지 저장 장치	03
2.1.1 에너지 저장 장치의 필요성	03
2.1.2 각종 에너지 저장 장치	03
2.2 초전도체 (Superconductor)	05
2.2.1 특징	05
2.2.2 초전도 자기에너지 저장장치	07
2.3 초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기	10
2.3.1 다이오드 정류기와 PWM 인버터	10
2.3.2 6-pulse thyristor bridge	12
2.3.3 12-pulse thyristor bridge	22
2.3.4 비대칭 제어	24
제 3 장 본론	27
3.1 3상 6-pulse thyristor bridge 시뮬레이션	27
3.2 3상 12-pulse thyristor bridge 시뮬레이션	34
3.3 thyristor bridge feedback 제어	41
3.4 비대칭 제어	45
제 4 장 결론	50
참 고 문 헌	52

그림 목차

〈그림목차〉

그림 2.1	온도, 전류밀도, 자장의 세기에 따른 초전도 영역	05
그림 2.2	초전도 자기에너지 저장 장치 회로	08
그림 2.3	$T_0 \sim T_3$ 구간 전류변화	08
그림 2.4	다이오드 정류기와 전류원 PWM 인버터	10
그림 2.5	모드별 SMES 전압, 전류, Grid 전류 파형	11
그림 2.6	6-펄스 사이리스터 브리지 회로	12
그림 2.7	점호각 $\alpha = 30^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태	13
그림 2.8	점호각 $\alpha = 150^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태	14
그림 2.9	$\alpha = 90^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태	15
그림 2.10	점호각 $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 30^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태	17
그림 2.11	점호각 $\alpha_1 = 120^\circ, \alpha_2 = 150^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태	18
그림 2.12	12-펄스 사이리스터 브리지 회로	22
그림 2.13	대칭/비대칭 제어 시 유/무효전력 영역	24
그림 2.14	점호각에 따른 출력 전압	26
그림 3.1	3상 6-펄스 사이리스터 브리지 회로 구성 및 제어부	27
그림 3.2	6-펄스에서 점호각 $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ 변화에 따른 출력 파형 ...	28
그림 3.3	6-펄스에서 세부구간 출력전압 및 전류	31
그림 3.4	6-펄스 사이리스터 브리지를 이용한 SMES의 충전모드, 영구전류모드, 방전모드	33
그림 3.5	3상 12-펄스 사이리스터 브리지 회로 구성 및 제어부	34

그림 3.6 12-펄스에서 점호각 $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ 변화에 따른 출력 파형 · 35

그림 3.7 12-펄스에서 세부구간 출력전압 및 전류 38

그림 3.8 12-펄스 사이리스터 브리지를 이용한 SMES의 충전모드,
영구전류모드, 방전모드 40

그림 3.9 사이리스터 브리지 피드백 제어 회로 구성 및 제어부 41

그림 3.10 출력전압, 기준전압, 점호각, 출력전류 파형 42

그림 3.11 피드백 제어 세부구간 44

그림 3.12 대칭/비대칭 제어 시 역률, 전력, SMES 전류 그래프 47

그림 3.13 2000A 전류가 흐를 때 제어방법에 따른 전력비교 48



A Study on the power converter for superconducting magnetic energy storage system

Mu-Hyeon Kim

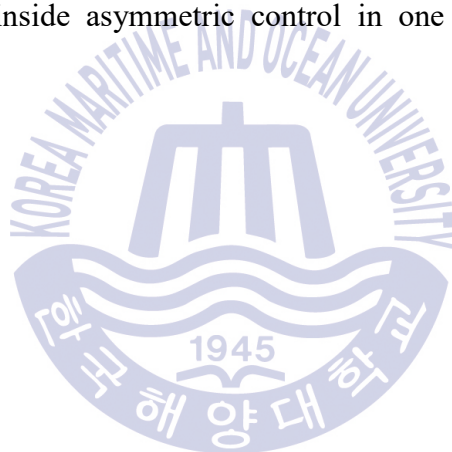
Department of Electrical & Electronics Engineering
The Graduate School of Korea Maritime Ocean University
Busan, Republic of Korea



Abstract

Energy storage technology is one the most important technology to improve stability and quality in the electric power distribution system. Superconducting Magnetic Energy Storage (SMES) technology is using superconducting material, which has zero electric resistance under a certain condition. SMES stores electric energy in the form of magnetic flux using superconducting coil. This system has fast response time and easy to charge or discharge electric energy and also has high conversion efficiency. Using thyristor bridge as power converter which has high voltage and current capacity, power converter for superconducting magnetic energy storage system has three operating mode, those are charging energy mode of 'AC-DC rectifier', discharging energy mode of 'DC-AC inverter' and

permanent current mode. With Psim simulation of these three operation mode. thyristor bridge power converter is proved to be a suitable SMES converter option. And also, simulation for SMES closed loop operation is carried out and obtained good result. For the purpose of reducing reactive power in charging and discharging the coil, asymmetric control analysis is carried out both inside one bridge and two bridge with different control angle. From these simulation result, asymmetric control method in two different bridges would be the best option for the SMES power converter operation rather than inside asymmetric control in one bridge.



초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기에 관한 연구

김 무 현

한국해양대학교 대학원
전기전자공학과

초록

에너지 저장 기술은 전력의 품질 및 공급에 있어서 안정성을 높이기 위한 중요한 기술이다. 그 중 초전도 자기에너지 저장 기술은 특정 조건에서 전기 저항이 Zero의 특징을 가지는 초전도 물질을 이용하여 코일의 형태로 저장 장치를 만들어 전류를 흐르게 하여 자기에너지를 저장하는 기술로, 시스템 응답시간이 빨라 충/방전에 용이하고 효율이 좋다. 이러한 초전도 자기에너지 저장 장치의 전력변환기를 고전압 대전류에 용이한 사이리스터 브리지를 이용하여 AC-DC 정류기로써의 충전모드, DC-AC 인버터로써의 방전모드, 충전된 에너지를 저장하고 있는 영구전류모드의 세 가지 작동 모드에서 Psim 시뮬레이션을 진행하였다. 출력전압을 피드백 받아 사용자가 원하는 기준전압에 대하여 사이리스터 점호각이 자동으로 변하는 펄스폭 제어 시스템을 구현하였다. 또한, 입력전류 및 출력전압의 고조파 왜율을 감소하기 위하여 6-pulse, 12-pulse에 대해

각각 시뮬레이션 하였다. 무효전력을 감소하기 위한 비대칭 제어의 두 가지 방식에 대해 비교 분석하고 용도에 따라 어떤 제어방법을 사용해야 적합한지 판단하였다.



제 1 장 서 론

오늘날 인류의 삶에 있어서 전기는 다양한 분야에서 사용되는 필수 에너지로써 많은 수요에 따라 원자력, 풍력, 태양광 등을 기반으로 한 신재생에너지 기술 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이러한 기술로부터 발전된 전기에너지는 전력의 수요에 따라 손실을 줄이고 더욱 효율적으로 소비하기 위한 에너지 저장 시스템을 필요로 한다.[1-2]

전기식, 기계식, 화학식 저장 시스템 등 다양한 에너지 저장 시스템 중 전기식 저장 시스템의 한 종류인 초전도 자기에너지 저장(Superconducting Magnetic Energy Storage, SMES)장치는 전기적 저항이 0 이라는 이상적인 특징을 가지고 있다. 초전도물질로 영하 $273^{\circ}C$, 절대온도 0K 정도에서 초전도 현상이 나타나는 경우인 저온 초전도물질과 저온 초전도물질보다 임계온도가 100K가량 높은 영하 $173^{\circ}C$ 이상의 온도에서 초전도 현상을 보이는 고온 초전도물질이 있다. 초전도 자기에너지 저장장치를 사용하기 위해 저온 초전도물질보다 고온 초전도물질을 사용하면 좋지만, 고온 초전도물질은 연성과 치성 때문에 아직까지는 저장장치에 사용하는 코일을 곡선으로 감아내기에 어려움이 있다. 따라서 온도의 영향을 많이 받는 초전도물질의 특성 상 냉각 시스템이 필수이므로 현재까지는 온도 유지에 많은 비용을 필요로 한다. 이로 인해 초전도 현상이 발견된 지 100년 이상 지난 현재 아직 많은 부분에서 실용화 되지 못하고 있으며 이에 따른 초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기에 관한 연구도 다소 부진하다. 이러한 상황에서도 초전도 현상을 이용한 다양한 응용분야에 대한 다양한 연구 개발이 활발히 이루어진다면 기존의 에너지 저장 시스템보다 더 우수한 시스템이 될 것으로 전망된다.[3-4]

본 논문에서는 초전도 자기에너지 저장장치의 전력변환장치를 사이리스터 브리지를 이용하여 점호각 α 를 제어하는 시스템을 제안한다. 제안한 시스템은

출력 전압을 조정하는 방법과 고조파 감소와 전력 품질의 개선을 위한 직렬 구조의 사이리스터 브리지를 구성하여 각 모드별 전압 전류를 비교하였고, 무효 전력을 감소시키기 위해 비대칭 제어했을 때 결과를 분석하였다. 제안한 시스템의 성능을 검증하기 위해 PSIM Program을 이용하여 시뮬레이션 하였다.



제 2 장 관 련 이 론

2.1 에너지 저장 장치

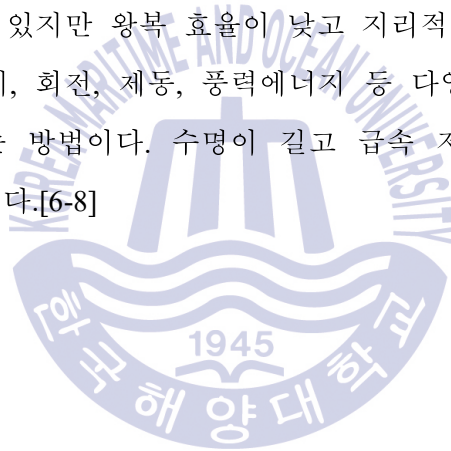
2.1.1 에너지 저장 장치의 필요성

에너지 저장 장치(Energy Storage System, ESS)는 각종 에너지 자원의 고갈로 인해 갑자기 늘어나는 수요를 감당하기 위해 사용되고 있는 신재생 에너지를 보다 효율적으로 사용하고 전력 품질을 개선하기 위한 중요한 역할을 한다. 전기 그리드를 보다 유연하고 안정적으로 사용하여 피크 타임의 수요에 대해 효율적인 대처 가능하며 초과 생성된 에너지의 관리 및 공급과 수요의 균형 유지에 도움이 된다. 또한 병원, 공장 및 Database System과 같은 전력 공급이 끊어져서는 안 되는 곳에 정전 대비용 UPS 장치로 사용 가능하다.[5]

2.1.2 각종 에너지 저장 장치

에너지 저장 장치로는 전기식 저장장치인 이중층 캐패시터(DLC), 초전도 자기에너지 저장장치(SMES)와 기계식 저장장치인 양수저장(PHS), 압축공기 에너지 저장(CAES), 플라이휠 에너지 저장(FES)과 화학식 저장장치인 2차전지, 합성 천연가스 등이 있다. 이중층 캐패시터(DLC)의 경우 기존 캐패시터보다 에너지 밀도가 높아 소형 설계가 가능하며 거의 무제한에 가까울 정도로 충/방전 주기의 안정성이 높고 다양한 환경에서 사용 가능하다. 약 90%의 효율성을 가지고 있으며 방전시간은 수 초 ~ 수 시간이 걸리며 짧은 충/방전 주기가 많은 UPS 혹은 회생제동의 버퍼시스템에 많이 사용된다. 초전도 자기에너지 저장장치는 초전도 코일에 흐르는 전류를 에너지로 저장하는 방식이다. 시스템 신뢰

도는 냉각 장치에 의존하지만 거의 즉각적인 반응시간과 90% 이상의 높은 전체 효율성 및 단시간 출력이 가장 큰 장점이다. 양수저장은 중력 에너지를 이용하여 상부 저수지에서 하부 저수지로 방류하여 발전기를 통해 터빈이 구동되어 전기가 생산되는 방식이다. 일반적으로 70~85%의 효율을 가지며 수백 MW ~ 수 GW급 대용량 전력저장이 가능하고 수명이 매우 길다. 방전 시간이 수 시간 ~ 수 일이 걸리며 저수지나 댐 같은 지형적 조건 및 환경문제, 초기 구축비용이 높다는 단점이 있다. 압축 공기 에너지 저장은 압력 기체 내부 에너지를 이용하는 방법이다. 공기를 압축하여 저장 하고 필요시 압축 공기를 천연 가스와 혼합하여 연소시켜 변형 가스 터빈 내에서 팽창시킨다. 대규모 에너지 저장이 가능하다는 장점이 있지만 왕복 효율이 낮고 지리적인 제한이 있다. 플라이휠 에너지 저장은 전기, 회전, 제동, 풍력에너지 등 다양한 에너지를 이용하여 전기에너지를 저장하는 방법이다. 수명이 길고 급속 저장이 가능하며 장기간 운용 시 효율이 낮아진다.[6-8]



2.2 초전도체 (Superconductor)

2.2.1 특징

어떠한 재료가 전기적 저항을 잃어 초전도 상태가 되는 온도를 임계온도라고 한다. 초전도상태가 되기 위해 온도 이외에 전류밀도(J)와 자장의 세기(H)가 초전도 상태를 결정한다. 그림 2.1에서와 같이 온도, 전류밀도, 자기장의 임계점 내부에서만 초전도 상태가 되고 이외에는 상전도 상태가 된다. 초전도 자기에너지 저장장치에서는 대부분 액체헬륨의 기화점이 4.2K인 저온 초전도 물질 재료로 나이오븀티타늄(NbTi)과 나이오븀산주석(Nb3Sn)을 사용하고 있다.[9-10]

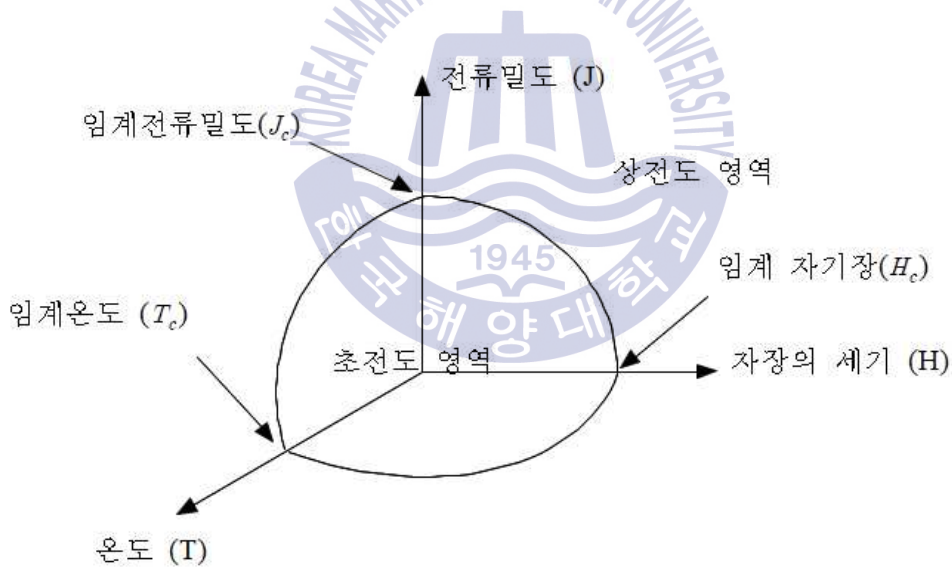


그림 2.1 온도, 전류밀도, 자장의 세기에 따른 초전도 영역

Fig. 2.1 Superconducting areas with temperature, current density and intensity of magnetic field

초전도체는 특정 조건에서 전기적 저항이 0이 되는 특성이 있지만 이 조건이 깨지면 초전도체의 의미는 없어지게 된다. 또한 초전도 상태가 상전도 상태가 되면 즉, 그림 2.1에서 어떠한 값이라도 초전도영역을 벗어나게 되면 초전도 선재에 높은 열이 발생하여 온도를 유지하던 냉매가 증발하게 된다. 이런 현상을 Quench라고 부르며 초전도 자기에너지 저장용처럼 대형 초전도 선재에서는 이러한 Quench가 발생하면 초전도 코일에 열이 발생하여 탈 수도 있는 아주 큰 문제가 발생한다.[11] 따라서 Quench현상이 나타나면 초전도 코일의 에너지를 빠르게 방출시키는 방법이 Quench로부터 초전도 장치를 보호하는 방법이 된다. 초전도 코일에서 어떤 한 점에서 Quench가 발생하여 t_1 시간동안 T_m 까지 온도가 상승하였을 때 식 (2.1)이 성립한다.

$$\int_0^{t_1} \rho(T)J(t)^2 dt = \int_0^{T_m} \gamma C(T) dT \quad (2.1)$$

온도에 대해 정리하면 식 (2.2)와 같다.

$$\int_0^{t_1} J(t)^2 dt = \int_0^{T_m} \frac{\gamma C(T)}{\rho(T)} dT \quad (2.2)$$

여기서 Quench는 전류의 제곱을 시간에 따라 적분하면 그 값이 온도와 비하며 이 값을 MITTs (초전도 장치의 대부분의 전류가 10^6 이상이므로 M(mega), 전류의 제곱II, 시간에 따라 적분하여 Ts로 합쳐서 MITTs로 나타내며 식 (2.3)과 같다.

$$MITTs = \frac{1}{10^6} \int_0^{t_1} I(t)^2 dt \quad (2.3)$$

초전도 장치를 보호하려면 MIITs의 값을 최소화해야 한다. 이러한 초전도 장치의 불안정을 초래하는 것은 전류, 자장, 초전도 선재의 위치변동 등을 생각할 수 있다. 따라서 Quench의 발생을 조기에 검출하거나 냉각 조건을 지속적으로 맞춰준다면 안정된 초전도 장치를 사용할 수 있다.[12]

2.2.2 초전도 자기에너지 저장 장치

초전도 자기에너지 저장 장치는 어떠한 종류의 물질을 극저온으로 냉각시키면 어느 온도에서 저항이 0이 되는 초전도 현상을 이용한 저장장치이다. 극저온으로 냉각된 초전도 코일에 전류가 흘러 생성되는 자기장의 형태로 에너지를 저장하는 시스템이다. 저항이 없기 때문에 발생하는 열에너지의 손실이 없으며 전원을 제거 하였을 때 영구 전류 상태에서 지속적으로 코일 내에 전류가 흐르게 된다. 이러한 초전도 상태를 유지하기 위한 냉각장치, 충/방전 시 AC-DC 정류기와 DC-AC 인버터 전력변환장치가 필요하다. [13]

초전도 자기에너지 저장장치의 가장 큰 장점은 시스템 응답 시간이 빠르다는 것이다. 에너지의 충/방전 시간이 매우 빠르고 기존의 방식보다 에너지 저장 밀도 및 저장 효율이 높으며 거의 영구적으로 사용이 가능하다. 또한 전력변환기를 통해 유효전력과 무효전력을 제어할 수 있으며 친환경적으로 다양한 응용 분야에 적용될 수 있다.[14-15]

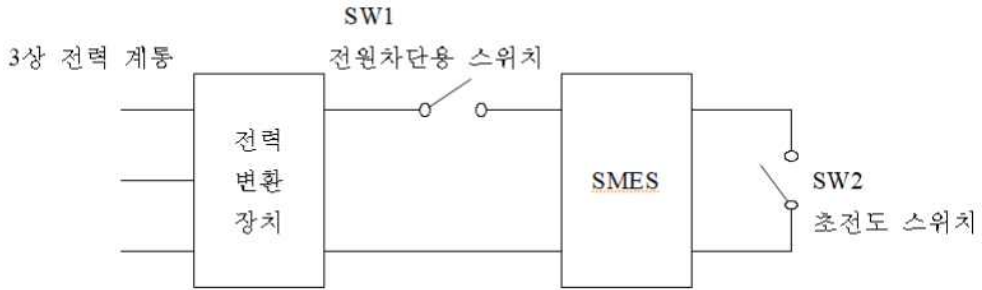


그림 2.2 초전도 자기에너지 저장 장치 회로

Fig. 2.2 Superconducting magnetic energy storage system circuit

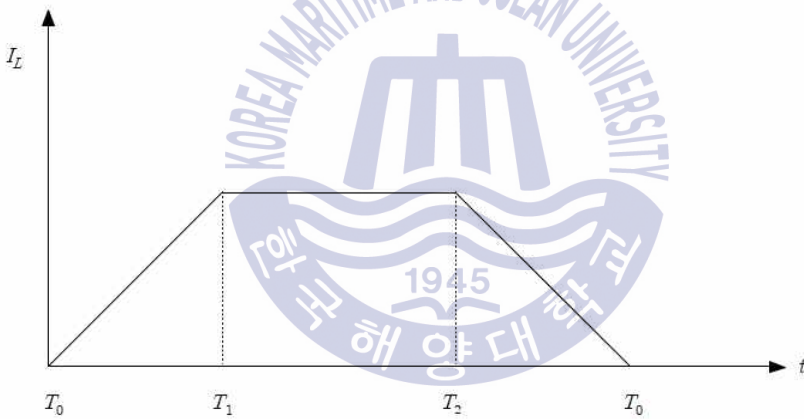


그림 2.3 $T_0 \sim T_3$ 구간 전류 변화

Fig. 2.3 current variation of $T_0 \sim T_3$ section

그림 2.2는 초전도 자기에너지 저장장치의 기본 회로를 나타내었으며 전력 변환장치는 충전 시 컨버터, 방전 시 인버터로 작동된다. 그림 2.3에서 $T_0 \sim T_1$ 구간 동안 SW1은 닫혀있고 SW2는 열려있으며 DC 전류는 초전도 자기에너지 저장장치에 충전 된다. 충전되는 동안은 DC 전류가 초전도 자기에너지 저장장

치에 Max 혹은 원하는 만큼 충전이 되면 SW1은 열고 SW2는 닫아 폐회로 상태로 $T_1 \sim T_2$ 구간인 영구전류 모드에 진입하게 된다. 이때, SW2는 초전도 스위치이며 저항이 0인 상태로 외부의 변화가 없다면 영구적으로 에너지를 저장하고 있게 된다. $T_2 \sim T_3$ 구간은 저장된 에너지를 필요한 수요에 공급하기 위해 방전하는 구간이다. $T_0 \sim T_1$ 구간과 동일하게 SW1은 닫고 SW2는 열어 방전하게 된다.[16]

에너지를 저장하는 초전도 코일에 축적된 에너지에 관한 수식은 식 (2.4)와 같다.

$$w_m = \frac{B^2}{2\mu_0} [wb/m^3] \quad (2.4)$$

여기서 w_m , B 는 자속 에너지 밀도, 자속밀도이며, 비투자율 μ_s 는 0이다. 초전도 코일에 축적된 에너지에 관한 수식은 식 (2.5)와 같다.

$$E = \int w_m dV = \frac{B^2 S l}{2\mu_0} \quad (2.5)$$

따라서 인덕턴스와 자속밀도에 관한 식을 식 (2.5)에 대입하면 식 (2.6)과 같다.

$$E = \frac{1}{2} L I^2 [J] \quad (2.6)$$

여기서 $L = (\mu_0 S N^2)/l$, $B = \mu_0 \times H = (\mu_0 N I)/l$ 이며, 초전도 코일에 흐르는 전류와 외부자장의 크기에 따라 저장 에너지를 조절할 수 있다.

2.3 초전도 자기에너지 저장 장치용 전력 변환기

초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기는 AC입력을 받아 DC로 초전도 코일에 저장하기 위한 AC-DC Converter와 저장된 에너지를 3상 그리드로 방전하기 위한 DC-AC inverter가 필요하다.[17]

2.3.1 다이오드 정류기와 PWM 인버터

3상 전력계통

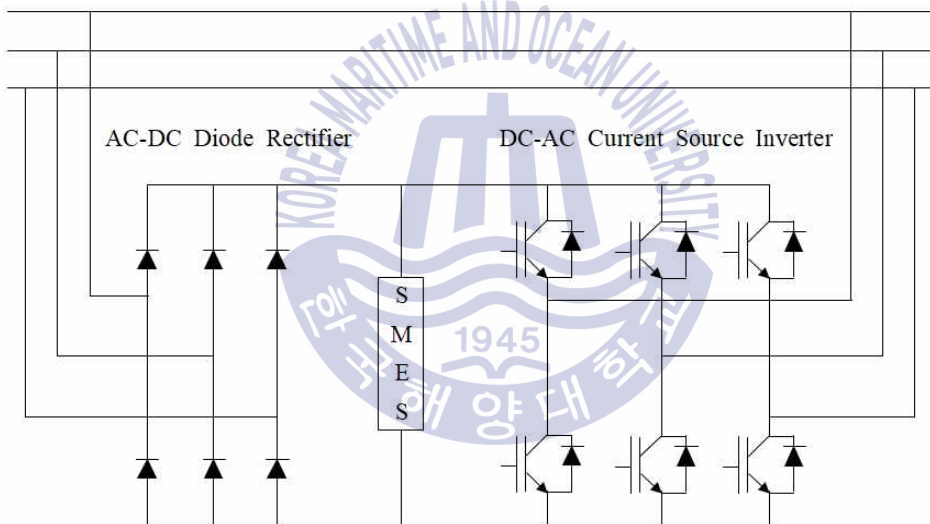


그림 2.4 다이오드 정류기와 전류원 PWM 인버터

Fig. 2.4 Diode Rectifier and Current Source PWM Inverter

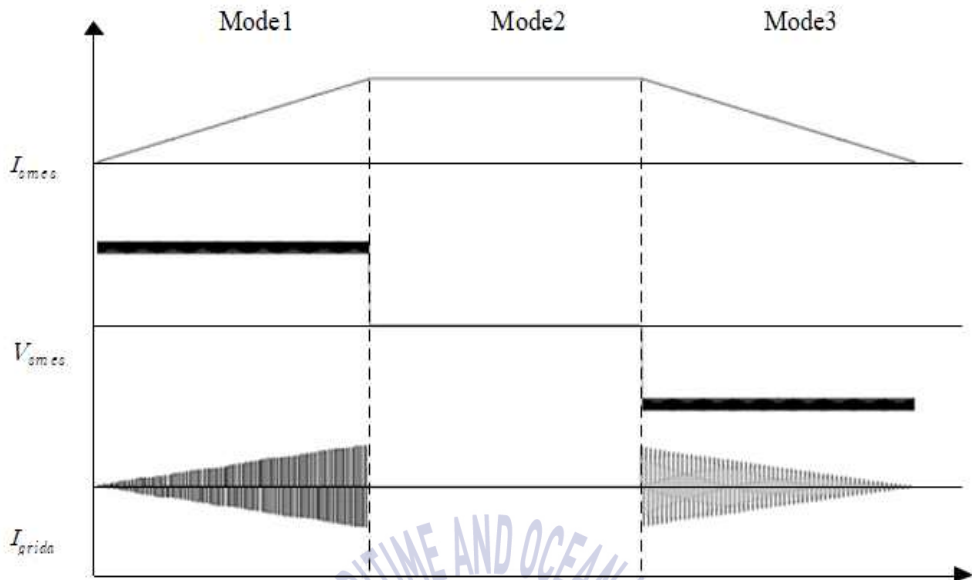


그림 2.5 모드별 SMES 전압, 전류 그리드 전류 파형

Fig. 2.5 SMES voltage, current, grid current waveform by mode

초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기의 예로 간단한 다이오드 브리지 정류기와 전류원 PWM인버터의 회로도는 그림 2.4와 같다. 초전도 코일에 전력을 저장하기 위해 다이오드 브리지를 통해 3상 Grid의 AC전류를 DC로 변환하여 저장하고, 저장된 에너지는 전류원 인버터를 통해 3상 Grid로 다시 방전된다. 그림 2.5에 나타난 파형에서 Mode1은 다이오드 정류기를 통해 초전도 에너지 자기에너지 저장장치에 전력이 충전되는 충전모드를 나타내고 Mode2는 초전도 스위치를 통해 3상 Grid와 연결을 OFF하여 초전도 코일 자체적으로 순환하여 영구전류모드를 나타낸다. Mode3은 초전도 스위치를 전류원 PWM 인버터 쪽으로 ON하여 충전된 전력을 3상 Grid로 방전하는 방전모드를 나타낸다. 이처럼 정류기와 인버터를 사용하여 초전도 코일에 에너지를 저장하는 방법은 이론상 가능하지만 전체적인 회로와 제어 시스템이 복잡하며, 충/방전 전력을 조정하지 못한다는 단점이 있다.

2.3.2 6-pulse thyristor bridge

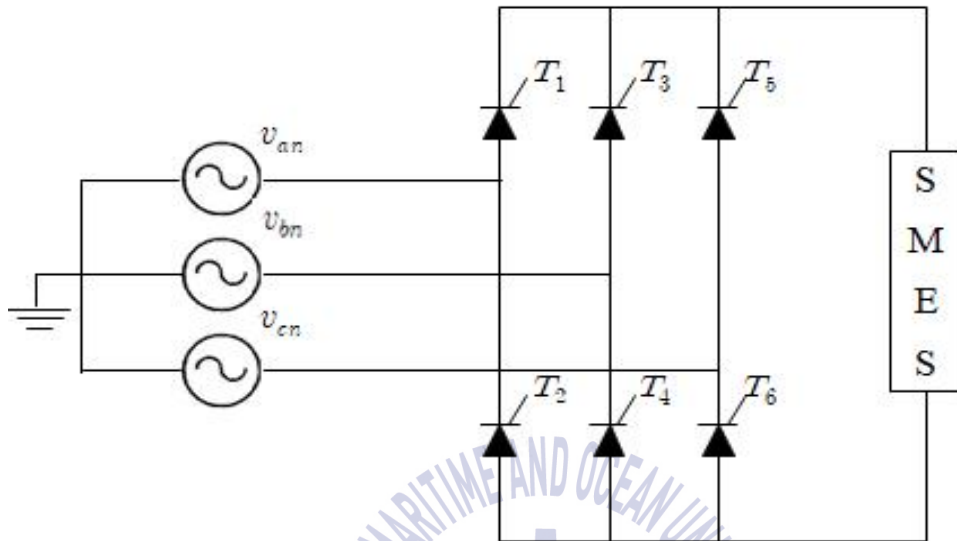


그림 2.6 6-펄스 사이리스터 브리지 회로

Fig. 2.6 6-pulse thyristor bridge circuit

브리지 내 상부 사이리스터 T_1, T_3, T_5 는 입력 전류가 Load로 흐르는 정측 (Positive group), 하부 사이리스터 T_2, T_4, T_6 는 Load를 거쳐 전류가 빠져 나가는 부측(Negative group)으로 각 3개의 사이리스터를 하나의 그룹으로 나타낼 수 있다. 브리지 회로 내 정측, 부측의 서로 연결된 사이리스터 즉, T_1T_2 or T_3T_4 or T_5T_6 는 동시에 점호될 수 없다. [18]

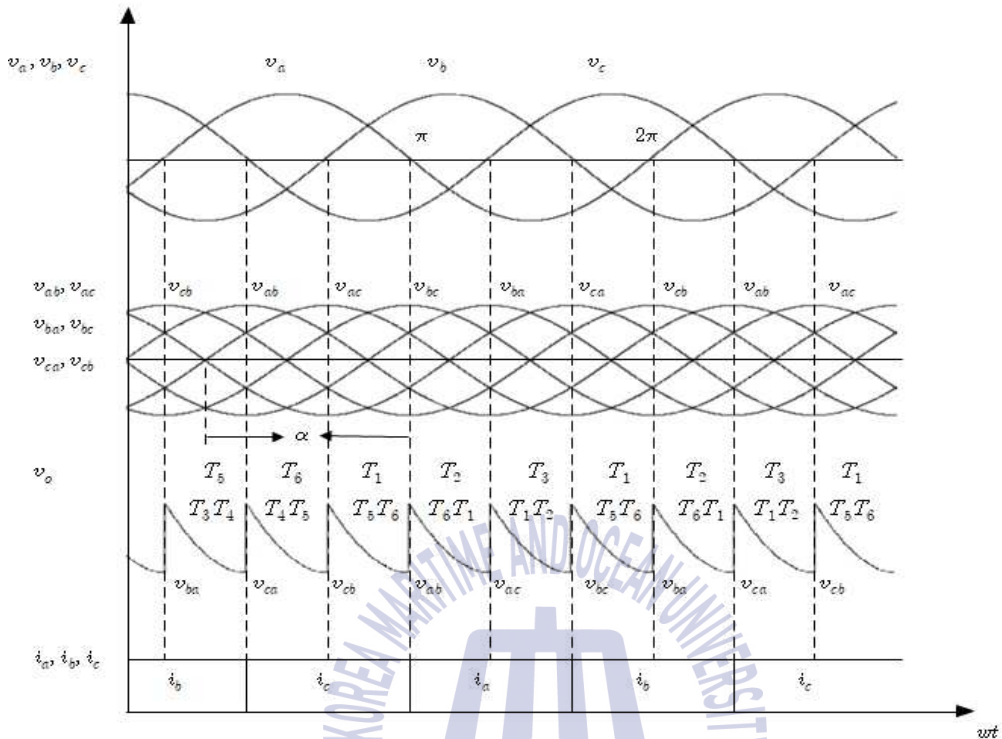


그림 2.7 점호각 $\alpha = 30^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태

Fig. 2.7 phase voltage, line voltage, output voltage and thyristor on/off state at control angle $\alpha = 30^\circ$

정측 점호각 α_1 과 부측 점호각 α_2 를 동일한 각도로 제어할 경우($\alpha_1 = \alpha_2$) 대칭 제어로 $0^\circ \sim 90^\circ$ 에서는 평균출력전압이 양의 값을 나타내는 컨버터 모드로 작동하며, 점호각이 0° 에 가까울수록 평균출력전압의 값이 높아진다. 그림 2.7 은 위상 점호각 $\alpha_1, \alpha_2 = 30^\circ$ 로 대칭제어 하였을 경우의 그래프이다. 선간전압 v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 지점에서 점호되는 다이오드 특성과 달리 $\alpha = 30^\circ$ 의 점호각으로 인해 v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 $\pi/3$ 에서 점호각 α 만큼 지연되어 점호되어 출력전압이 양의 값을 가지게 되어 출력전류가 증가하는 컨버터 모드로 작동 가능하다.

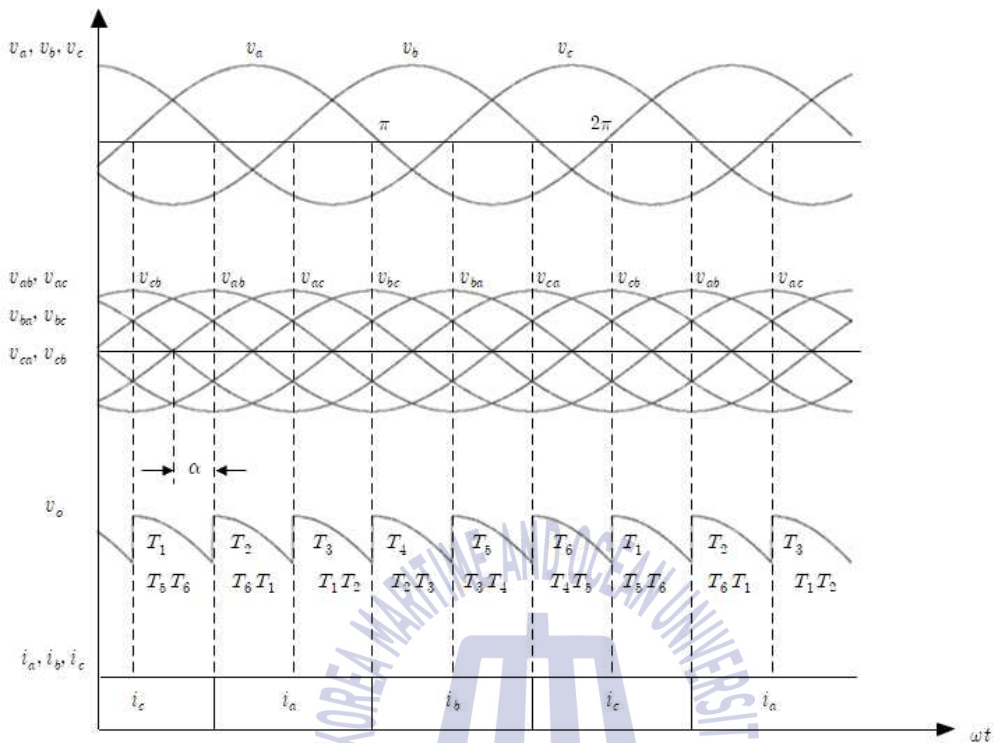


그림 2.8 점호각 $\alpha = 150^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태

Fig. 2.8 phase voltage, line voltage, output voltage and thyristor on/off state at control angle $\alpha = 150^\circ$

90° ~ 180° 에서 평균출력전압이 음의 값을 나타내는 인버터 모드로 작동하고, 점호각 180° 에 가까울수록 음의 평균출력전압 값이 높아진다. 그림 2.8은 위상 점호각 $\alpha_1, \alpha_2 = 150^\circ$ 로 대칭제어 하였을 경우의 그래프이다. 앞서 설명한 바와 같이 v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 $\pi/3$ 지점에서 점호각 $\alpha = 150^\circ$ 만큼 지연되어 점호 되어 출력전압이 음의 값을 가지게 되고 출력전류는 감소하는 인버터 모드로 작동할 수 있다. 이러한 사이리스터의 점호각을 조절하여 출력전압의 크기를 제어할 수 있다.

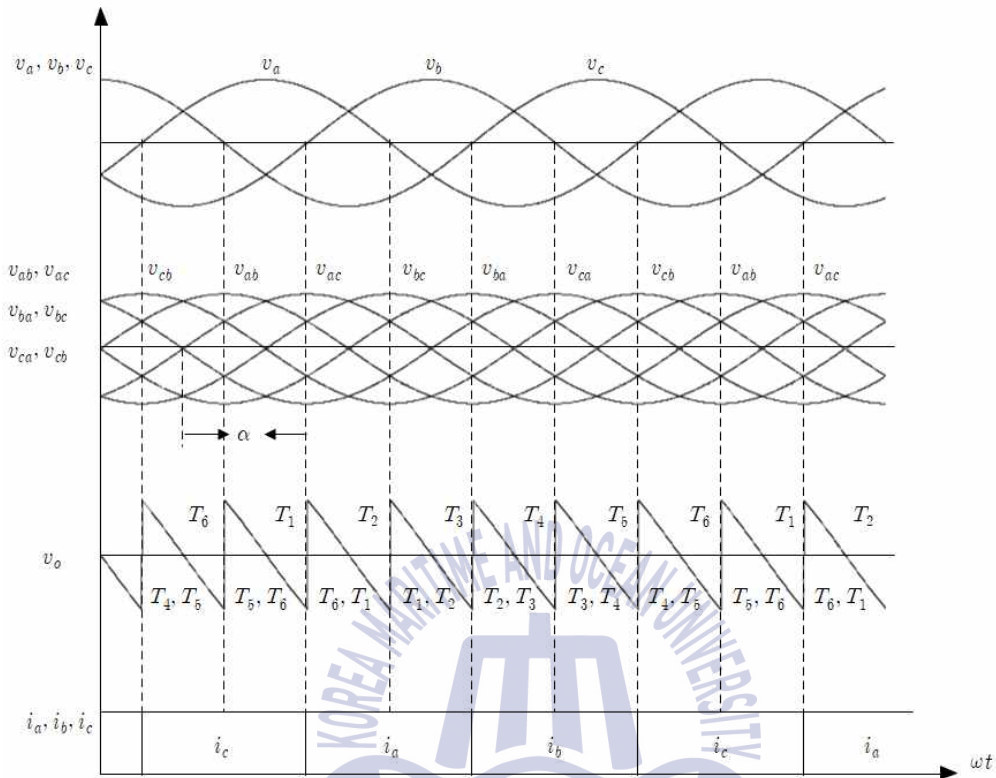


그림 2.9 $\alpha = 90^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태

Fig. 2.9 phase voltage, line voltage, output voltage and thyristor on/off state at control angle $\alpha = 90^\circ$

점호각 90° 에서는 양의 출력전압과 음의 출력전압이 상쇄되어 평균출력전압의 값이 $0V$ 가 되며, 그림 2.9는 위상 점호각 $\alpha_1, \alpha_2 = 90^\circ$ 로 제어 하였을 경우의 그래프이다. 앞서 설명한바와 같이 v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 $\pi/3$ 지점에서 점호각 $\alpha = 90^\circ$ 만큼 지연되어 점호되어 양의전압과 음의전압의 대칭으로 출력되어 평균출력전압은 $0V$ 가 되는 것을 확인할 수 있다.

정측 점호각 α_1 과 부측 점호각 α_2 를 서로 다른 각도로 제어할 경우($\alpha_1 \neq \alpha_2$) 비대칭 제어로 대칭 제어에 비교했을 때 출력평균전압은 줄어들지만 무효전력을 낮춰 역률을 향상시킬 수 있다. 비대칭 제어에서는 α_1 과 α_2 의 값이 같지 않기 때문에 대칭제어와 같이 $\alpha_1, \alpha_2 = 0^\circ \sim 90^\circ$ 의 범위가 아닌 $\alpha_1 + \alpha_2 < 180^\circ$ 범위로 해석하여 이 경우 양의 평균출력전압을 가지는 컨버터모드로 작동하고, 대칭제어에서 $\alpha_1, \alpha_2 = 90^\circ \sim 180^\circ$ 의 범위를 $\alpha_1 + \alpha_2 > 180^\circ$ 범위로 해석하여 이 경우에는 음의 평균출력전압을 가지는 인버터모드로 작동한다. 또한 $\alpha_1, \alpha_2 = 90^\circ$ 의 범위를 $\alpha_1 + \alpha_2 = 180^\circ$ 로 해석하여 양의 출력전압과 음의 출력전압이 상쇄되어 0V가 된다.



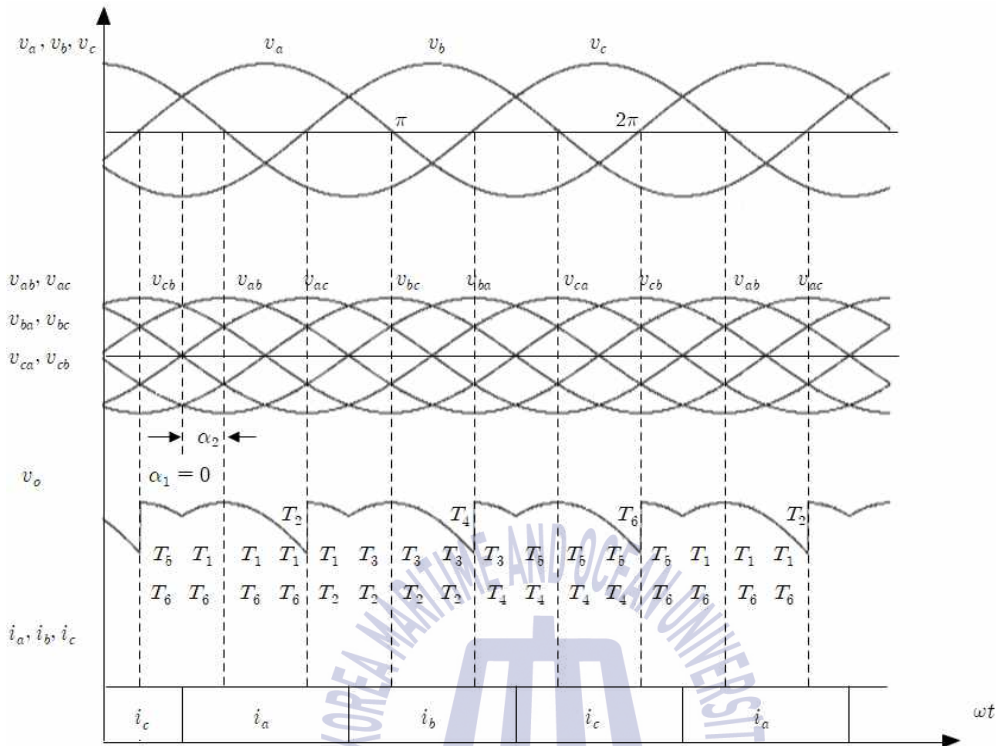


그림 2.10 점호각 $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 30^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태

Fig. 2.10 phase voltage, line voltage, output voltage and thyristor on/off state at control angle $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 30^\circ$

그림 2.10은 위상 점호각 $\alpha_1 = 0^\circ, \alpha_2 = 30^\circ$ 로 비대칭제어 하였을 경우의 그래프이다. v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 $\pi/3$ 지점에서 점호각 $\alpha_1 = 0^\circ$ 이므로 T_1 이 점호되고, T_6 는 $\alpha_2 = 30^\circ$ 이므로 30° 만큼 지연되어 출력된다. 여기서 앞선 선간전압 v_{cb} 의 부측 사이리스터 T_6 가 v_{ab} 의 점호각의 지연되는 부분까지 출력되고 있고, 출력전압 v_o 은 α_1 과 α_2 의 합이 30° 로 180° 보다 작으므로 양의 평균출력전압을 가지는 컨버터모드로 작동한다.

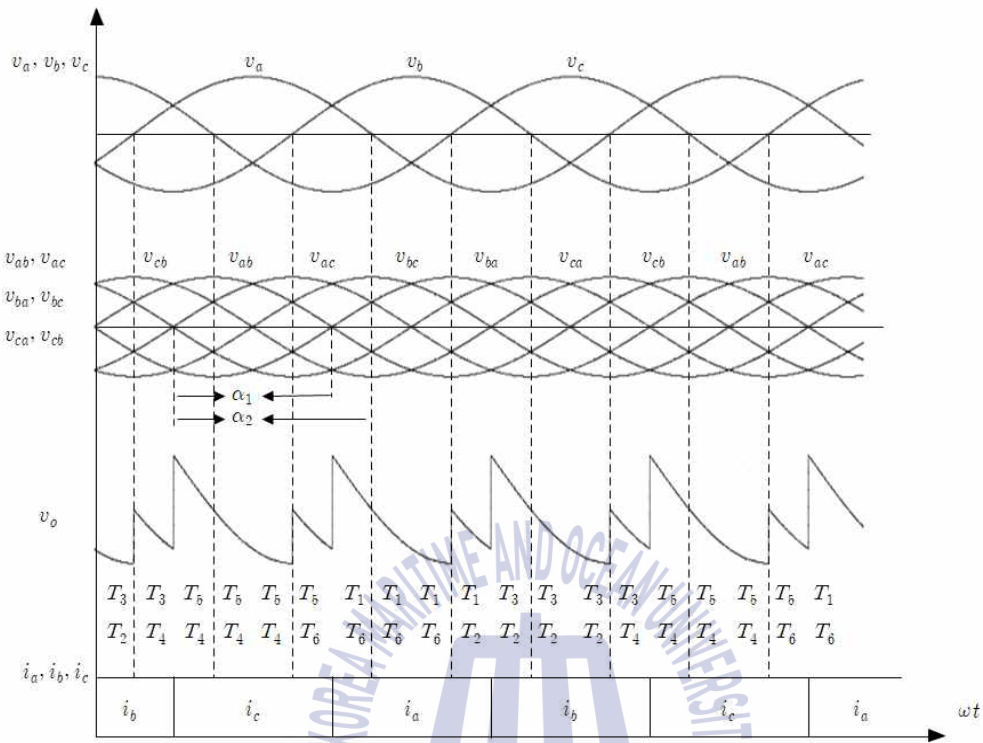


그림 2.11 점호각 $\alpha_1 = 120^\circ, \alpha_2 = 150^\circ$ 에서 상전압, 선간전압, 출력전압 및 사이리스터 On/Off 상태

Fig. 2.11 phase voltage, line voltage, output voltage and thyristor on/off state at control angle $\alpha_1 = 120^\circ, \alpha_2 = 150^\circ$

그림 2.11은 위상 점호각 비대칭제어 하였을 경우의 그래프이다. v_{cb} 와 v_{ab} 가 만나는 $\pi/3$ 지점에서 점호각 $\alpha_1 = 120^\circ$ 이므로 120° 지연되어 T_1 이 점호되고, T_6 는 $\alpha_2 = 150^\circ$ 이므로 150° 만큼 지연되어 출력된다. 출력전압 v_o 은 α_1 과 α_2 의 합이 270° 로 180° 보다 크기 때문에 음의 평균출력전압을 가지는 인버터모드로 작동한다.

사이리스터 브리지는 각각의 사이리스터의 점호각을 제어하여 출력 전압의 크기를 가변 할 수 있으며 점호각에 따라 컨버터모드 혹은 인버터모드로 사용할 수 있다. 3상 전원의 위상차는 120° 이고 상전압은 식(2.7)과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_a &= V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad [\text{V}] \\
 v_b &= V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad [\text{V}] \\
 v_c &= V_m \sin(\omega t + \frac{5\pi}{6}) \quad [\text{V}]
 \end{aligned} \tag{2.7}$$

선간전압은 상전압의 $\sqrt{3}$ 배이며, $\frac{\pi}{6}$ 만큼 앞선 위상의 전압이 $\frac{2\pi}{3}$ 의 위상차로 연속되며 식(2.8)과 같다.

$$\begin{aligned}
 v_{ab} &= \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \frac{\pi}{3}) \quad [\text{V}] \\
 v_{bc} &= \sqrt{3} V_m \sin(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad [\text{V}] \\
 v_{ca} &= \sqrt{3} V_m \sin(\omega t + \pi) \quad [\text{V}]
 \end{aligned} \tag{2.8}$$

출력전압 V_o 은 식 (2.9)와 같다.

$$V_o = V_d + \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \cos(n\omega t - \theta_n) \quad [\text{V}] \tag{2.9}$$

평균출력전압 V_d 는 식 (2.10)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_d &= \frac{3}{\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} V_m \sin(\omega t) d\omega t = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \cos \alpha \right. \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \times \cos \alpha \quad [\text{V}]
 \end{aligned} \tag{2.10}$$

실효값 V_{rms} 는 식 (2.11)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_{rms} &= \sqrt{\frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3} + \alpha}^{\frac{2\pi}{3} + \alpha} \sqrt{3} V_m^2 \sin^2(\omega t) d\omega t} \\
 &= \sqrt{3} V_m \sqrt{\frac{3}{\pi} \left[\frac{\pi}{6} - \frac{1}{4} \left\{ \sin 2\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) - \sin 2\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right\} \right]} \quad [\text{V}]
 \end{aligned} \tag{2.11}$$

출력전류 I_o 는 식 (2.12)와 같다.

$$\begin{aligned}
 I_o &= I_d \sum \frac{\sqrt{An^2 + B_n^2}}{|R^2 + (n\omega L)^2|^{\frac{1}{2}}} \cos(n\omega t - \theta_n - \phi_n) \quad [\text{A}] \\
 (\phi_n &= \tan^{-1}\left(\frac{n\omega L}{R}\right))
 \end{aligned} \tag{2.12}$$

평균출력전류 I_d 는 식 (2.13)과 같다.

$$I_d = \frac{V_d - V_C}{R} = \frac{\sqrt{3} V_m}{R} \left[\frac{3}{\pi} \cos \alpha - V_C \right] \tag{2.13}$$

부하에 걸리는 고조파 I_{nR} 과 실효값 I_{ro} 는 식 (2.14), (2.15)와 같다.

$$I_{nR} = \frac{C_n}{\sqrt{2}} \quad (2.14)$$

$$C_n = \frac{\sqrt{A_n^2 + B_n^2}}{[R^2 + (n\omega L)^2]^{\frac{1}{2}}}$$

$$I_{r_o} = \sqrt{\sum I_n R^2} \quad (2.15)$$

이를 유효전류의 실효값 I_{rms} 로 나타내면 식 (2.16)과 같다.

$$I_{rms} = \sqrt{I_d^2 + I_{r_o}^2} \quad (2.16)$$



2.3.3 12-pulse thyristor bridge

3상 전력계통

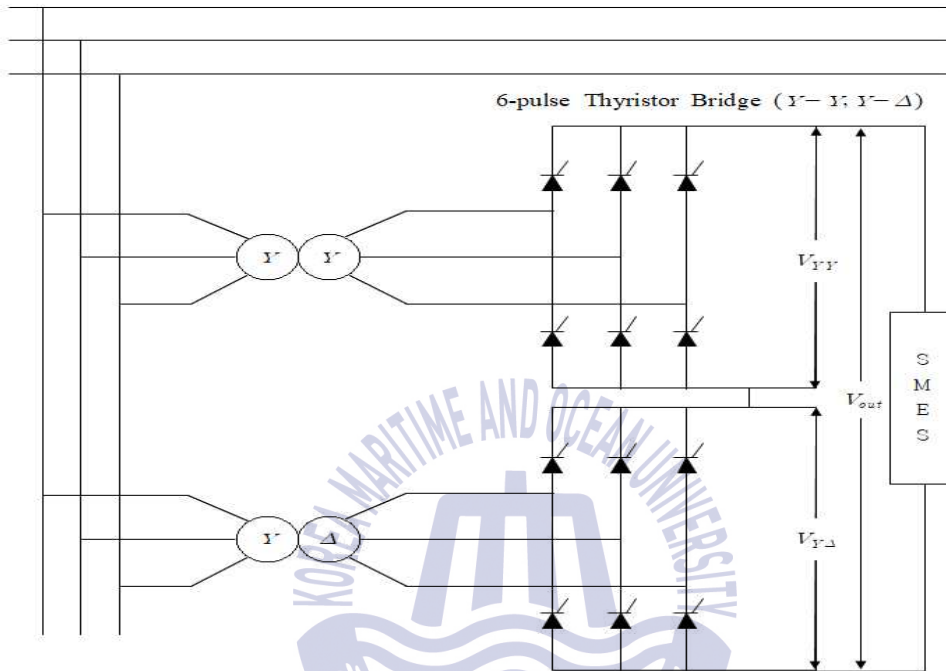


그림 2.12 12-펄스 사이리스터 브리지 회로

Fig. 2.12 12-pulse thyristor bridge circuit

12-pulse Thyristor Bridge는 6-pulse Thyristor Bridge 2개를 직렬로 연결하여 각각 다른 변압기 결선을 한 회로이다. 하나의 Bridge에는 Y-Y결선, 다른 하나의 Bridge에는 Y-Δ결선을 하여 제 5고조파 및 제 7고조파를 제거할 수 있다. Y-Δ결선은 1차 측과 2차 측에 30° 만큼의 위상차가 있다.

Y-Y결선 Bridge의 점호각을 α_1 , Y-Δ결선 Bridge의 점호각을 α_2 로 두었을 때 출력전압은 식 (2.17)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}
 V_{YY} &= V_{d0} \times \cos \alpha_1 \\
 V_{Y\Delta} &= V_{d0} \times \cos \alpha_2 \\
 V_{out} &= V_{YY} + V_{Y\Delta}
 \end{aligned}
 \tag{2.17}$$

여기서, V_{d0} 는 3상 사이리스터 브리지 무제어 출력전압으로 식 (2.18)과 같이 나타난다.

$$V_{d0} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} V_{LL} \text{ or } \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m
 \tag{2.18}$$

이때, 출력평균전압은 식 (2.19)와 같다.

$$V_{out} = V_{d0} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2)
 \tag{2.19}$$

출력전류는 식 (2.20)과 같이 표현된다.

$$I_{out} = \frac{\pi V_{d0}}{6X_c} (\cos \alpha_1 - \cos \alpha_2)
 \tag{2.20}$$

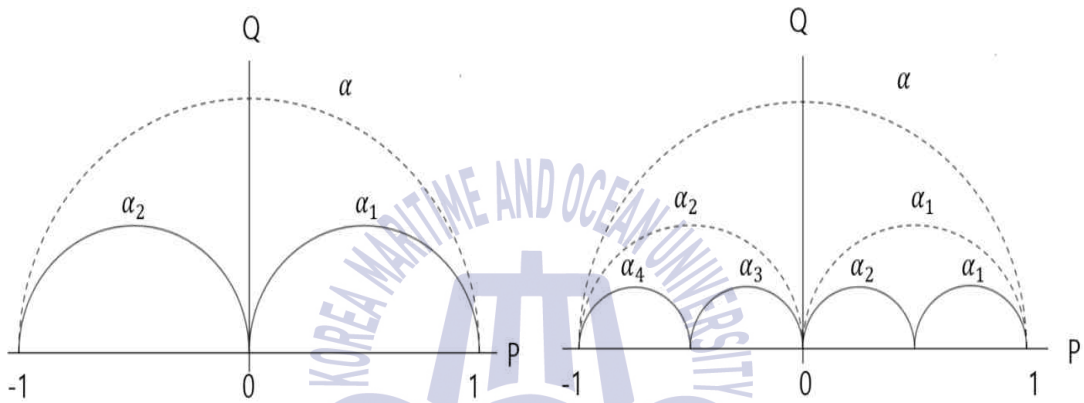
이때, 이상적인 회로에서는 변압기 누설 인덕턴스 X_c 는 무시 가능하다.

출력전압과 전류에 대한 유효전력과 무효전력은 식 (2.21)과 같다.

$$\begin{aligned}
 P &= V_{out} \times I_{out} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \times I_{out} (\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2) \\
 Q &= V_{out} \times I_{out} = \frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_m \times I_{out} (\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2)
 \end{aligned}
 \tag{2.21}$$

2.3.4 비대칭 제어

비대칭제어는 사이리스터의 제어방법 중 하나로 사이리스터 브리지 상부 3개로 구성된 정측의 점호각과 아래쪽 3개로 구성된 부측의 점호각 α 를 서로 다른 각으로 제어하여 유/무효전력을 동시에 제어할 수 있다.



(a) 두 개의 점호각 비대칭 제어 (b) 네 개의 점호각 비대칭 제어

그림 2.13 대칭/비대칭 제어 시 유/무효전력 영역

Fig. 2.13 effective/reactive power area for symmetric/asymmetric control

그림 2.13은 하나의 사이리스터 브리지를 이용한 대칭/비대칭 제어의 경우와 두 개의 사이리스터 브리지를 이용한 대칭/비대칭 제어의 유/무효전력의 영역을 나타낸다. 하나의 사이리스터 브리지를 이용하여 대칭제어를 한 경우 점호각 α 가 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화함에 따라 점호각이 90° 근처인 저출력시 무효전력이 굉장히 큰 값을 가지게 된다. 이러한 무효전력을 저감시키기 위해 비대칭 제어를 할 경우 정/부측으로 나누어 점호각 α_2 을 0° 로 고정시키고 α_1 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화시키고, α_1 를 180° 고정, α_2 을 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화시켰을 때 대칭제어의 경우 보다 무

효전력이 감소한다. 이때, 유효전력과 무효전력의 관계식은 식 (2.22)와 같다.[19]

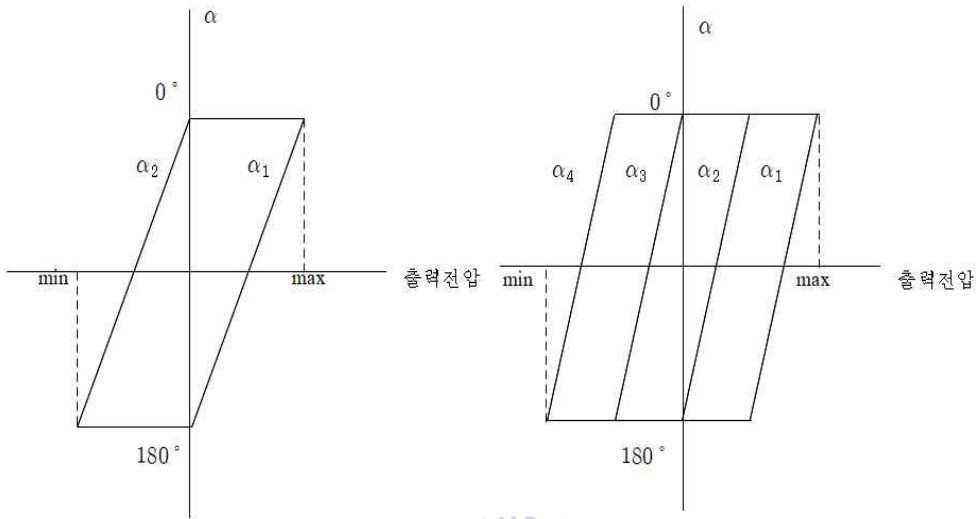
$$P = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2}{2}$$

$$Q = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2}{2} \quad (2.22)$$

또한 두 개의 사이리스터 브리지를 이용하여 비대칭 제어를 하였을 경우 4개의 점호각 중 $\alpha_2, \alpha_3, \alpha_4$ 를 0° 로 고정하고 α_1 을 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화, α_3, α_4 를 0° 로 α_1 을 180° 로 고정하고 α_2 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화, α_4 를 0° 로 α_1, α_2 를 180° 로 고정하고 α_3 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화, $\alpha_1, \alpha_2, \alpha_3$ 를 180° 로 고정하고 α_4 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 변화 하여 무효전력이 하나의 사이리스터 브리지를 비대칭 제어한 것에 비해 현저히 감소하게 된다. 이때, 유효전력과 무효전력의 관계식은 식 (2.23)과 같다.

$$P = \frac{\cos \alpha_1 + \cos \alpha_2 + \cos \alpha_3 + \cos \alpha_4}{4}$$

$$Q = \frac{\sin \alpha_1 + \sin \alpha_2 + \sin \alpha_3 + \sin \alpha_4}{4} \quad (2.23)$$



(a) 두 개의 점호각 비대칭 제어 (b) 네 개의 점호각 비대칭 제어

그림 2.14 점호각에 따른 출력 전압

Fig. 2.14 output voltage for control angle

비대칭 제어 시 점호각에 따른 출력전압은 그림 2.14와 같다. 두 개의 점호각을 이용한 비대칭 제어에서 α_2 를 0° 로 고정하고 α_1 을 $0^\circ \sim 180^\circ$ 로 변화하였을 때 양의 출력전압을 나타내며 α_1, α_2 가 모두 0° 일 때 최대 출력전압을 가지고 α_1 이 증가함에 따라 출력전압이 감소한다. α_1 을 180° 로 고정하고 α_2 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 로 변화시키면 음의 출력전압이 나타나며 α_2 가 증가함에 따라 음의 최대 출력전압에 가까워지고 α_1, α_2 가 모두 180° 일 때 음의 최대 출력전압이 된다.[20]

제 3 장 본 론

3.1 3상 6-pulse Thyristor bridge 시뮬레이션

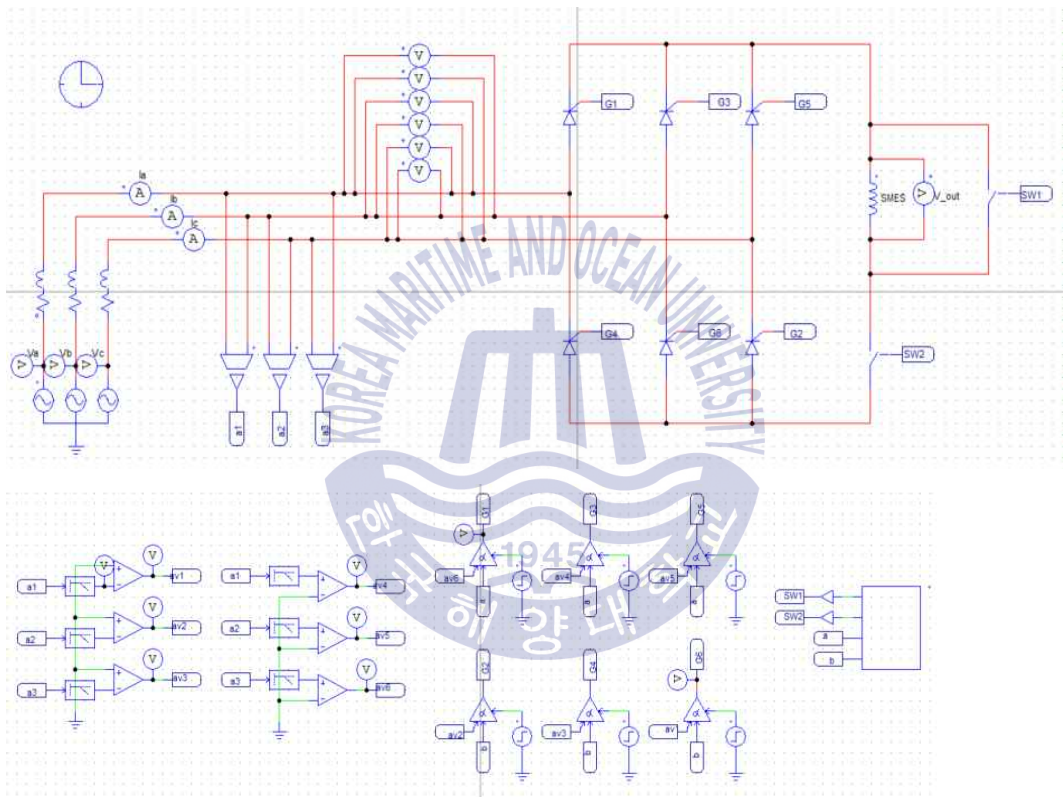


그림 3.1 3상 6-펄스 사이리스터 브리지 회로 구성 및 제어부

Fig. 3.1 3phase 6-pulse thyristor bridge circuit and control system

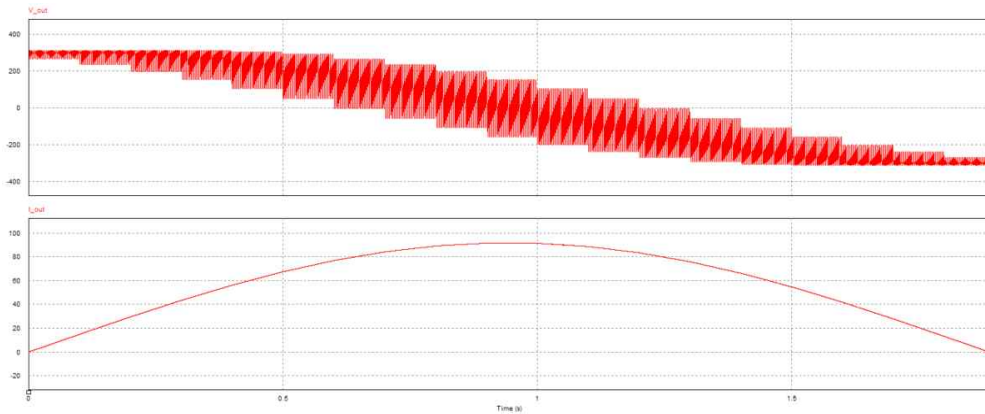
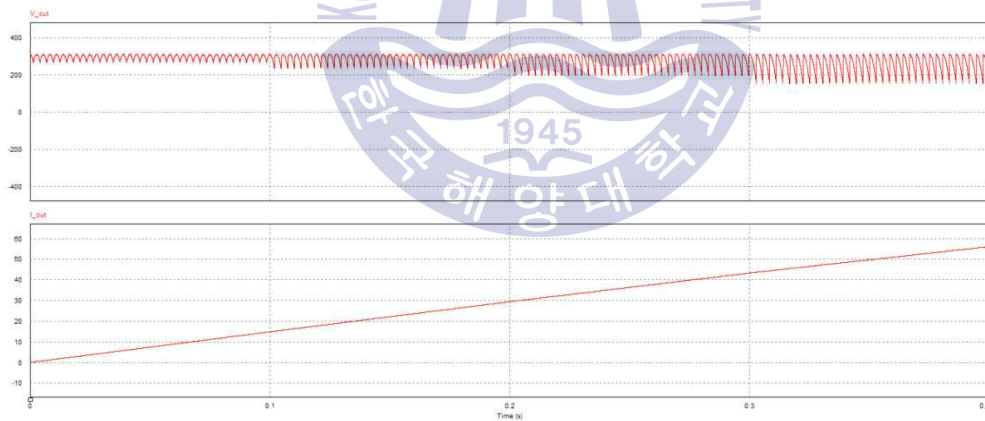


그림 3.2 6-펄스에서 점호각 $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ 변화에 따른 출력 파형

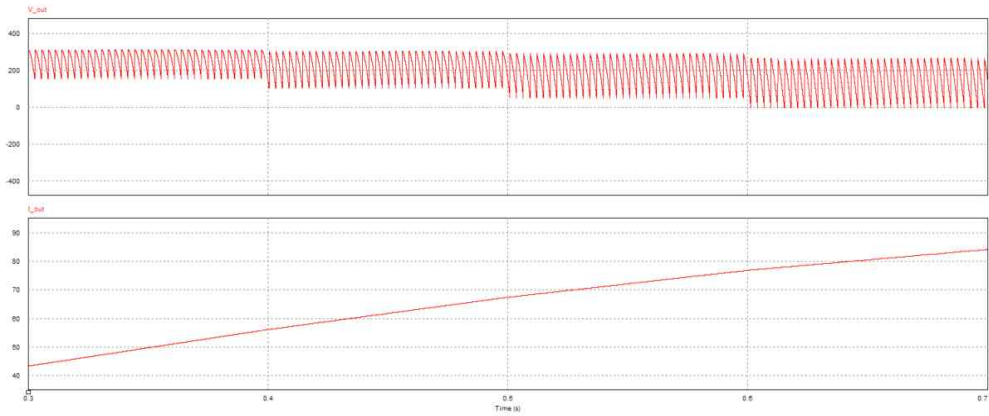
Fig 3.2 output waveform according to $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ change of control angle at 6-pulse

Subinterval 1.



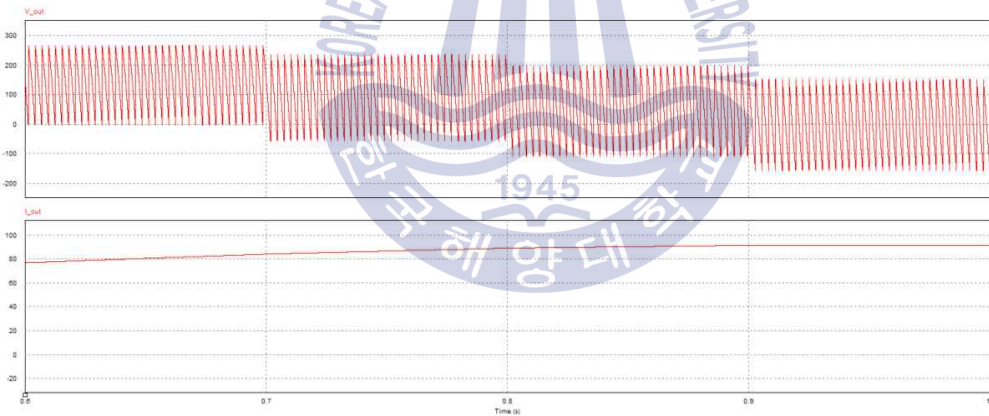
(a) $\alpha = 0^\circ \sim 30^\circ$

Subinterval 2.



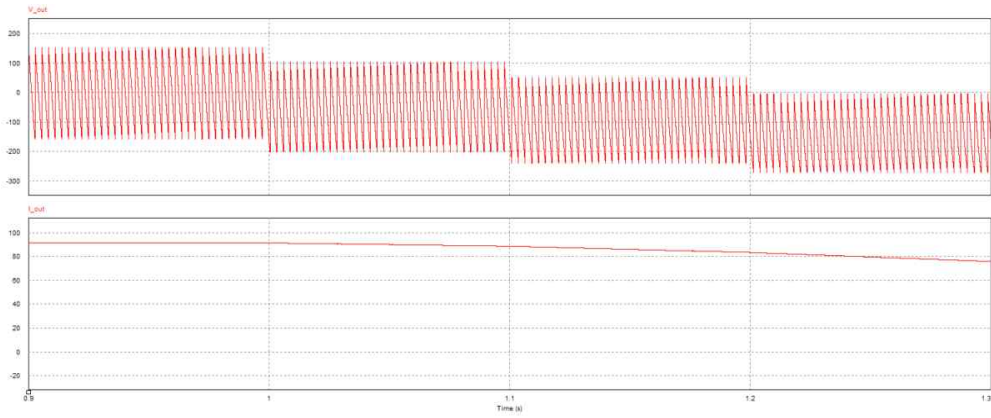
(b) $\alpha = 30^\circ \sim 60^\circ$

Subinterval 3.



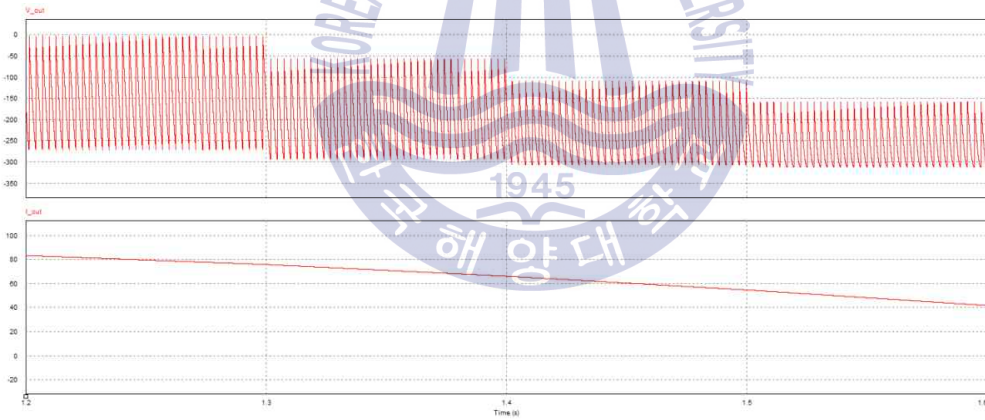
(c) $\alpha = 60^\circ \sim 90^\circ$

Subinterval 4.



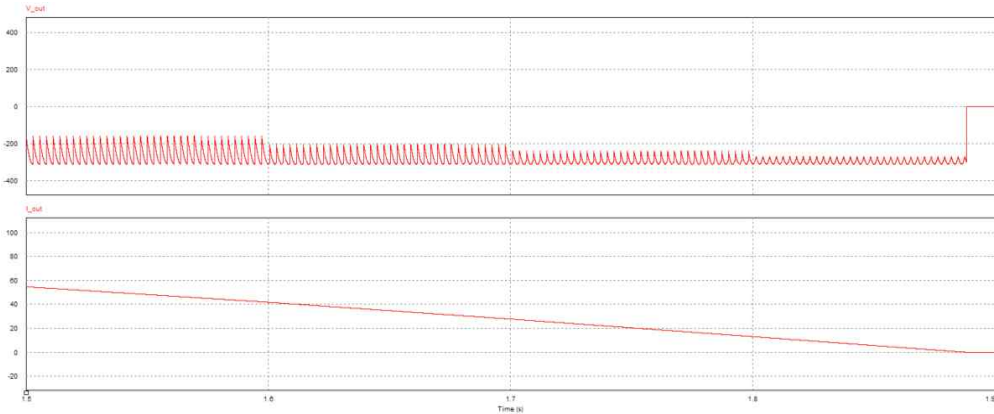
(d) $\alpha = 90^\circ \sim 120^\circ$

Subinterval 5.



(e) $\alpha = 120^\circ \sim 150^\circ$

Subinterval 6.



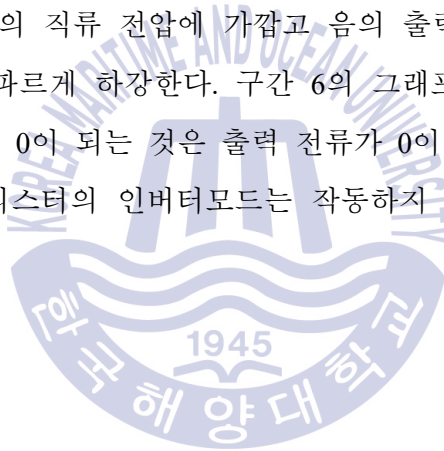
(f) $\alpha = 150^\circ \sim 180^\circ$

그림 3.3 6-펄스에서 세부구간 출력전압 및 전류

Fig. 3.3 subinterval for output voltage and current at 6-pulse

그림 3.3은 6-pulse Thyristor bridge에서 점호각 α 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 까지 0.1sec 당 10° 씩 증가시키며 출력전압 및 전류를 측정된 파형이다. 실제 SMES사용에 있어서는 수 sec가 아닌 수 hour나 day 단위가 되지만 시뮬레이션이므로 수 sec를 기준으로 측정 하였다. 점호각 α 각에 따른 자세한 출력을 관측하기 위해 $0^\circ \sim 30^\circ$, $30^\circ \sim 60^\circ$, $60^\circ \sim 90^\circ$, $90^\circ \sim 120^\circ$, $120^\circ \sim 150^\circ$, $150^\circ \sim 179^\circ$ 로 40° 간격의 6개의 세부구간으로 나누었다. 세부구간 1에서 출력전압은 점호각 α 가 증가함에 따라 출력평균전압은 서서히 감소하고 이것으로 인해 출력전류 또한 기울기가 줄어드는 파형을 확인할 수 있다. 세부구간 2, 3에서도 마찬가지로 점호각 α 의 증가에 따라 세부구간 1에서 최대에 가깝던 출력전압이 줄어들고 전류 기울기가 점점 더 줄어들어 $\alpha = 90^\circ$ 에서는 전류의 증가도 감소도 없는 영구전류모드와 비슷한 상태로 전류를 유지하게 된다. 세부구간 4, 5에서는 세부구간 3과 반대의 형태로 점호각 α 는 지속적으로 증가하지만 90° 가 넘어가면

서 인버터모드로 전환되어 출력평균전압은 음의 값을 가지기 시작하며 전류 또한 작은 기울기로 감소하기 시작한다. 세부구간 6에서는 점호각 α 가 최대인 180° 에 도달하면서 세부구간 1과 반대로 음의출력평균전압이 증가하고 출력전류의 기울기가 증가하는 파형을 확인할 수 있다. 따라서 세부구간 1, 2, 3에서는 3상 교류 전원을 받아 초전도 자기에너지 저장장치인 초전도 코일에 직류 전류를 흘려주는 컨버터 모드로 0° 에 가까울수록 출력전압이 직류에 가깝고 출력평균전압이 커지게 되며, 출력전류의 기울기가 가파르게 상승하고 90° 에 가까워질수록 출력 평균전압은 0에 수렴한다. 구간 4, 5, 6에서는 초전도 자기에너지 저장장치에 저장되어있는 전류를 3상 계통에 방출하는 인버터 모드로 180° 에 가까울수록 음의 직류 전압에 가깝고 음의 출력평균전압이 커지며, 출력전류의 기울기가 가파르게 하강한다. 구간 6의 그래프에서 180° 구간이 끝나는 지점에 출력 전압이 0이 되는 것은 출력 전류가 0이 되어 음의 전류가 흐를 수 없기 때문에 사이리스터의 인버터모드는 작동하지 않게 되므로 출력 전압 또한 0이 된다.



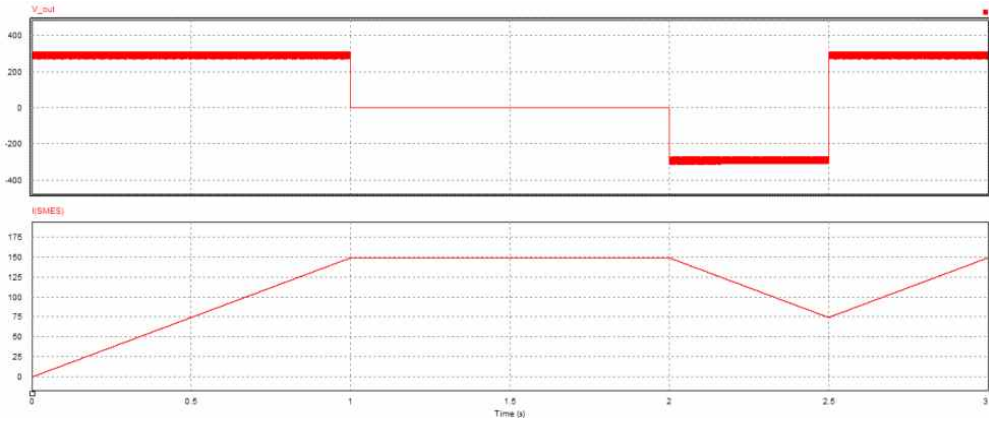


그림 3.4 6-펄스 사이리스터 브리지를 이용한 SMES의 충전모드,
영구전류모드, 방전모드

Fig. 3.4 charging mode, permanent current mode, discharging mode of
SMES using 6-pulse thyristor bridge

그림 3.4는 초전도 코일에 충전하는 충전모드, 원하는 충전상태가 되면 영구 전류모드, 충전된 전력을 소모하는 방전모드에 대해 시뮬레이션 한 결과이다. 그림 3.4에서 충전모드일 때 사이리스터는 가장 빨리 충전이 되는 점호각 $\alpha = 0^\circ$ 에서 초전도 스위치 SW1은 OFF 상태이며 회로 스위치 SW2는 ON 상태로 SMES에 충전이 된다. 원하는 만큼 충전이 되면 SW2는 OFF 되고 SW1은 ON 되어 초전도 코일 내에서 순환하는 영구전류모드에 돌입하게 된다. 이때, 초전도 상태로 저항이 0인 성질에 의해 이상적으로 전력손실은 없으므로 충전된 전류가 유지된다. 영구전류모드에서 외부로 전력을 공급할 필요가 있을 때 다시 SW1은 OFF되고 SW2가 ON되면서 회로가 연결된다. 사이리스터는 충전모드와 마찬가지로 가장 빠르게 방전되는 점호각 180° 로 제어되어 방전한다.

3.2 3상 12-pulse Thyristor bridge 시뮬레이션

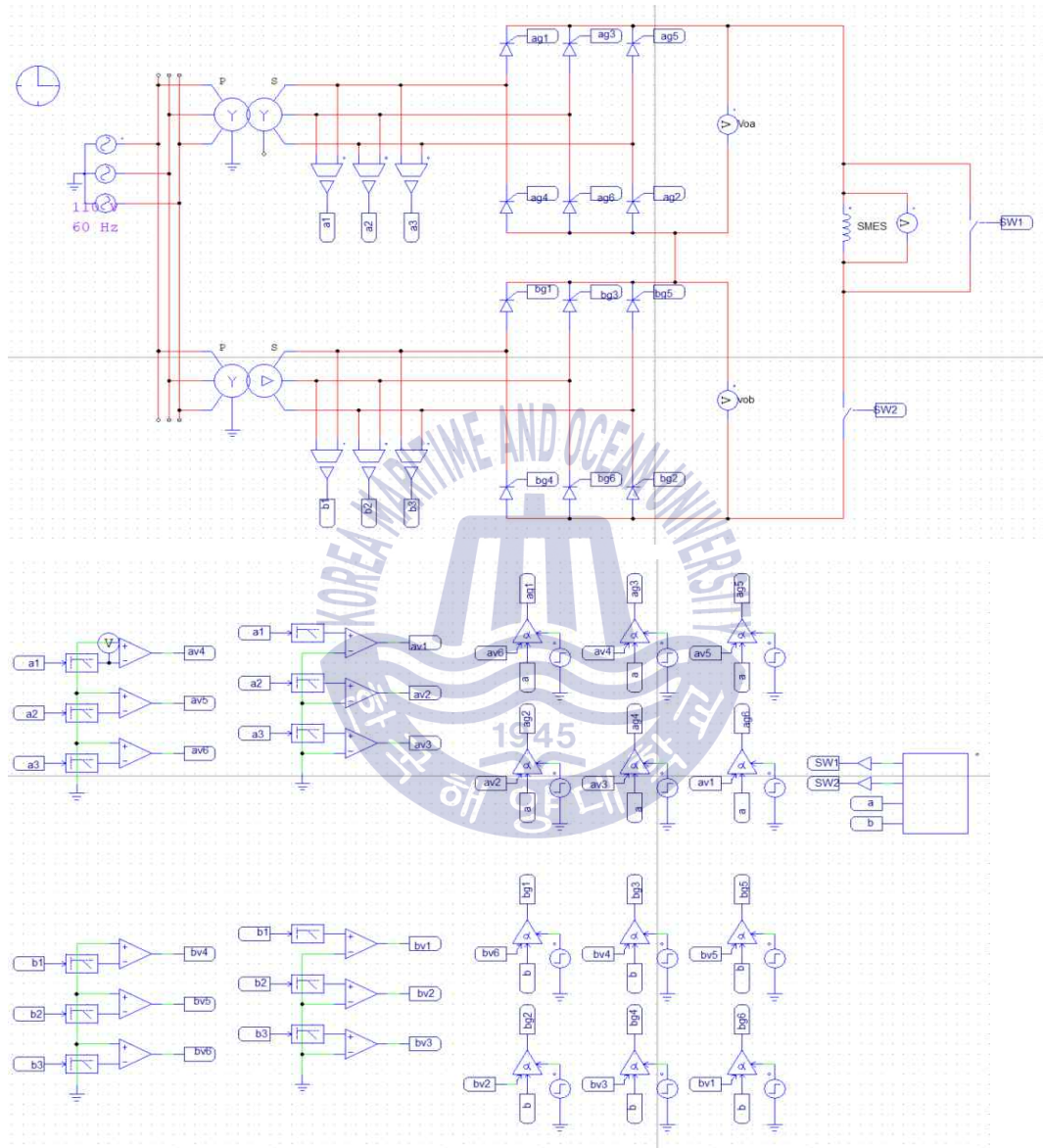


그림 3.5 3상 12-펄스 사이리스터 브리지 회로 구성 및 제어부

Fig. 3.5 12-pulse thyristor bridge circuit and control system

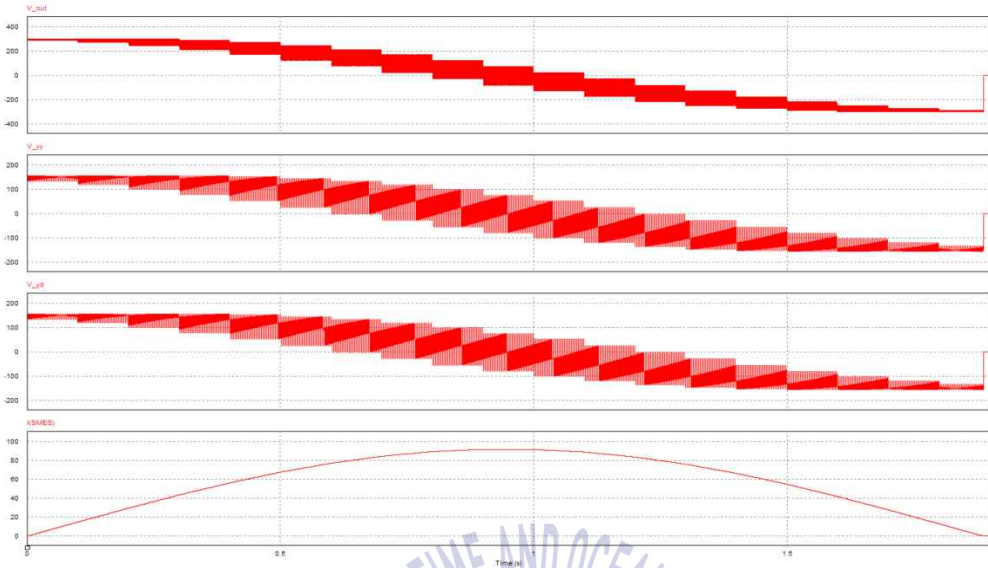
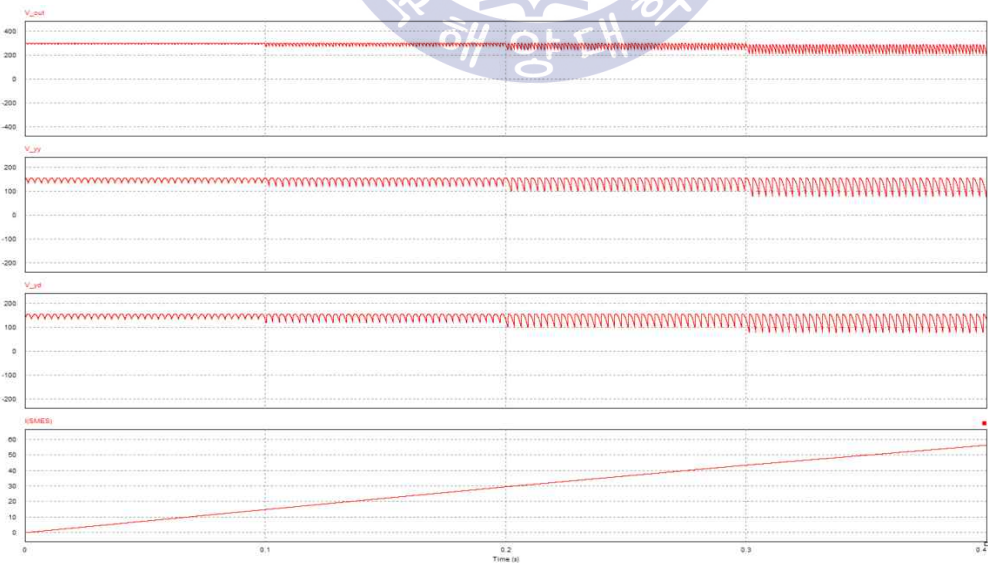


그림 3.6 12펄스에서 점호각 $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ 변화에 따른 출력 파형

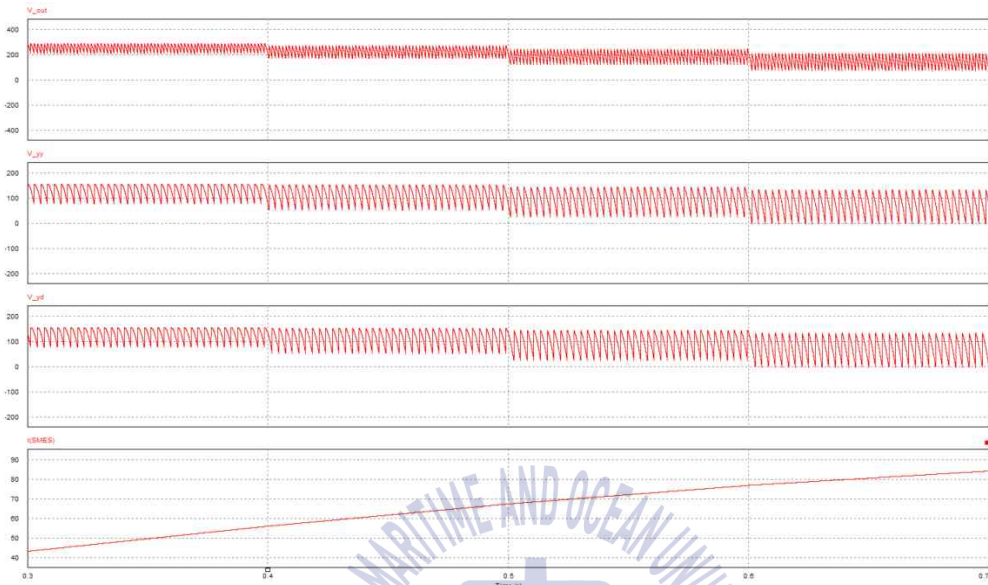
Fig 3.6 output waveform according to $\alpha = 0^\circ \sim 180^\circ$ change of control angle at 12-pulse

Subinterval 1.



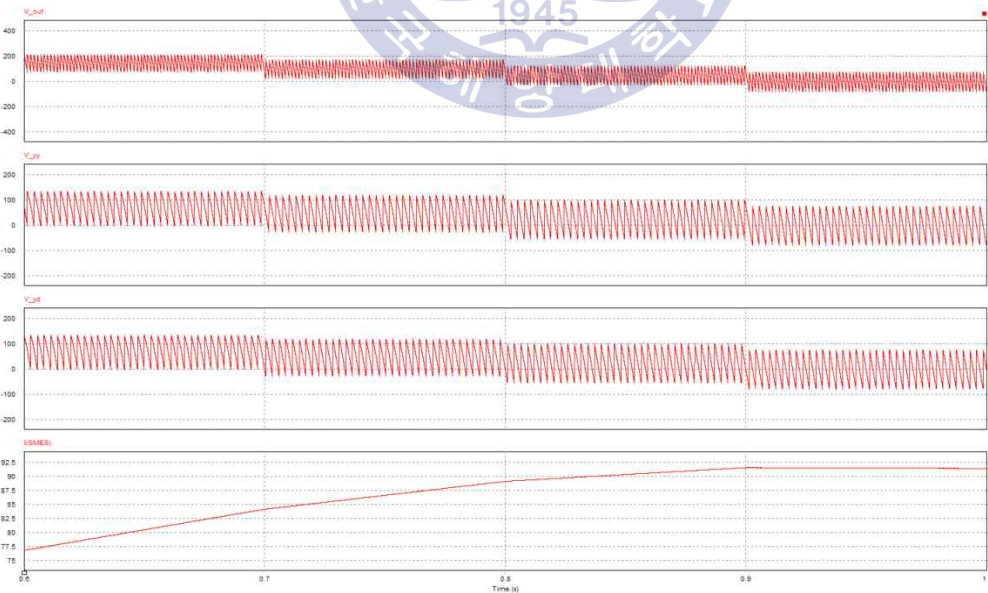
(a) $\alpha = 0^\circ \sim 30^\circ$

Subinterval 2.



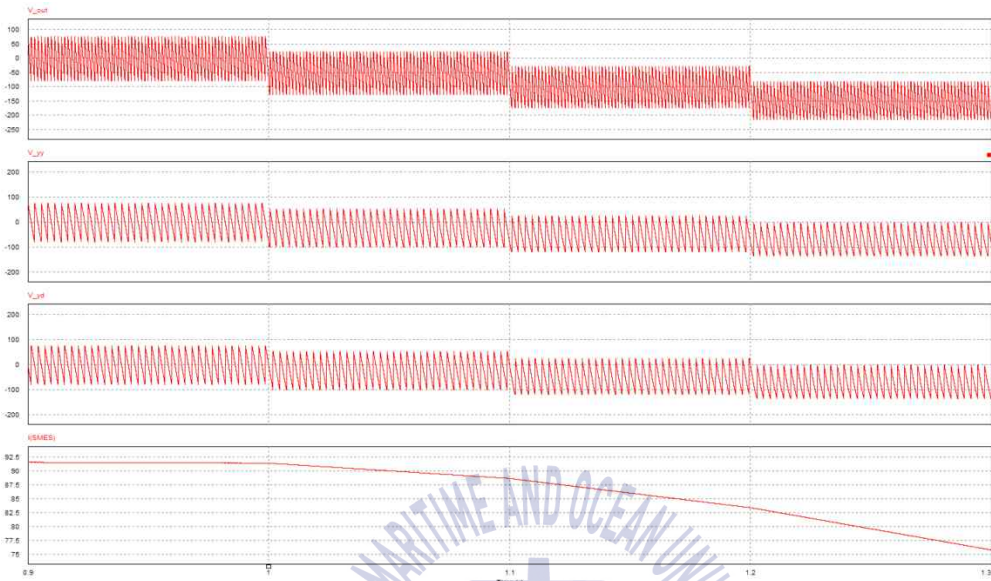
(b) $\alpha = 30^\circ \sim 60^\circ$

Subinterval 3.



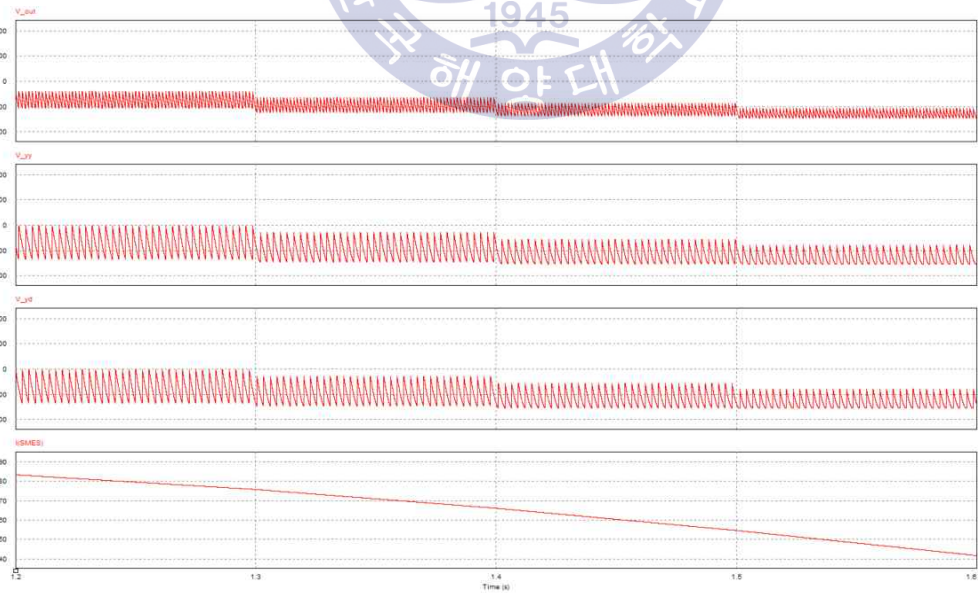
(c) $\alpha = 60^\circ \sim 90^\circ$

Subinterval 4.



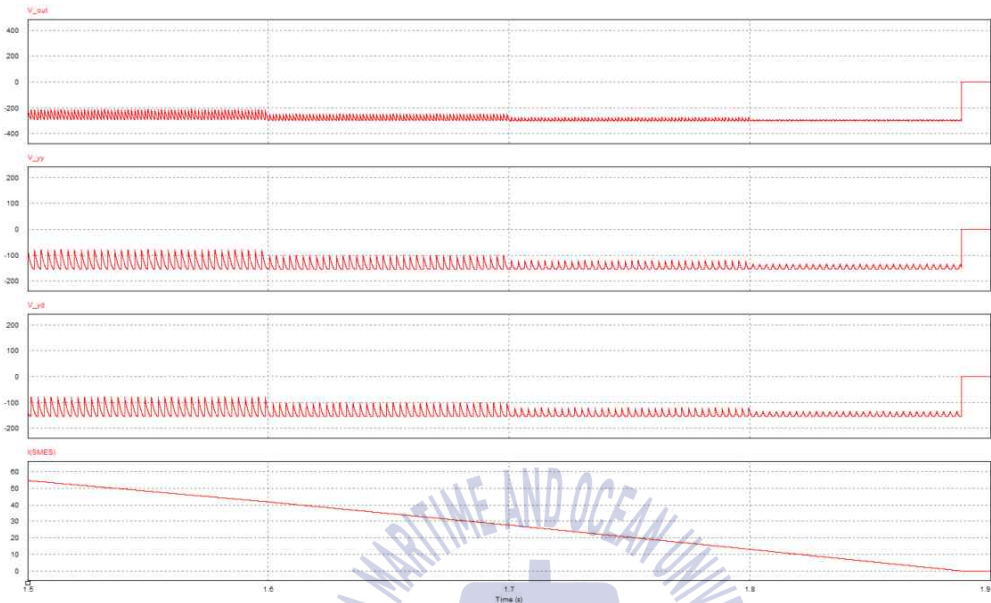
(d) $\alpha = 90^\circ \sim 120^\circ$

Subinterval 5.



(e) $\alpha = 120^\circ \sim 150^\circ$

Subinterval 6.



(f) $\alpha = 150^\circ \sim 180^\circ$

그림 3.7 12-펄스에서 세부구간 출력전압 및 전류

Fig. 3.7 subinterval for output voltage and current at 12-pulse

그림 3.6은 12-pulse Thyristor bridge에서 점호각 α 를 $0^\circ \sim 180^\circ$ 까지 0.1sec 당 10° 씩 증가시키며 출력전압 및 전류를 측정한 파형이다. 점호각 α 에 따른 자세한 출력을 관측하기 위해 $0^\circ \sim 30^\circ$, $30^\circ \sim 60^\circ$, $60^\circ \sim 90^\circ$, $90^\circ \sim 120^\circ$, $120^\circ \sim 150^\circ$, $150^\circ \sim 179^\circ$ 로 40° 간격의 6개의 세부구간으로 나누었다. 6-pulse와 다르게 Thyristor bridge를 두 개를 사용하여 각각 변압기 결선을 달리하여 위쪽이 Y-Y결선, 아래쪽이 Y- Δ 결선으로 연결하였다. Y-Y결선은 상전압이 선간전압의 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 배 이고 위상차가 없다. Y- Δ 결선은 전압에 차이가 없으므로 SMES 충전 전압을 더 DC에 가깝게 만들기 위해 1차와 2차 선간전압 사이에 위상차가 30° 만큼 있는 Y- Δ 결선을 사용하였으며, 권선비를 $1:\sqrt{3}$ 으로 두어

출력을 같게 하였다. 각 세부구간에서는 6-pulse와 동일하며, 세부구간 1, 2, 3에서 컨버터 모드로 작동하고 0° 에 가까울수록 출력전압이 직류에 가깝고 출력 평균전압이 커지게 된다. 이에 따른 각 결선에 대한 출력 전압은 그림 3.7에서 확인할 수 있다. 점호각이 90° 에 가까울수록 출력평균전압은 0에 수렴하며, 세부구간 4, 5, 6에서 보이는바와 같이 충전된 전력을 방전하는 인버터모드로 점호각이 180° 에 가까울수록 음의 직류전압에 가까워지고 음의 출력평균전압이 커지게 된다. 6-pulse와 비교하여 출력 전압 및 전류의 크기가 두 배가 되고, 12-pulse를 사용하면 AC-DC 변환 시 출력전압이 더욱 평활해지고 고조파가 감소하는 등 이점이 있지만, Thyristor bridge를 하나 더 사용해 회로 및 제어시스템이 복잡해진다는 단점도 있다.



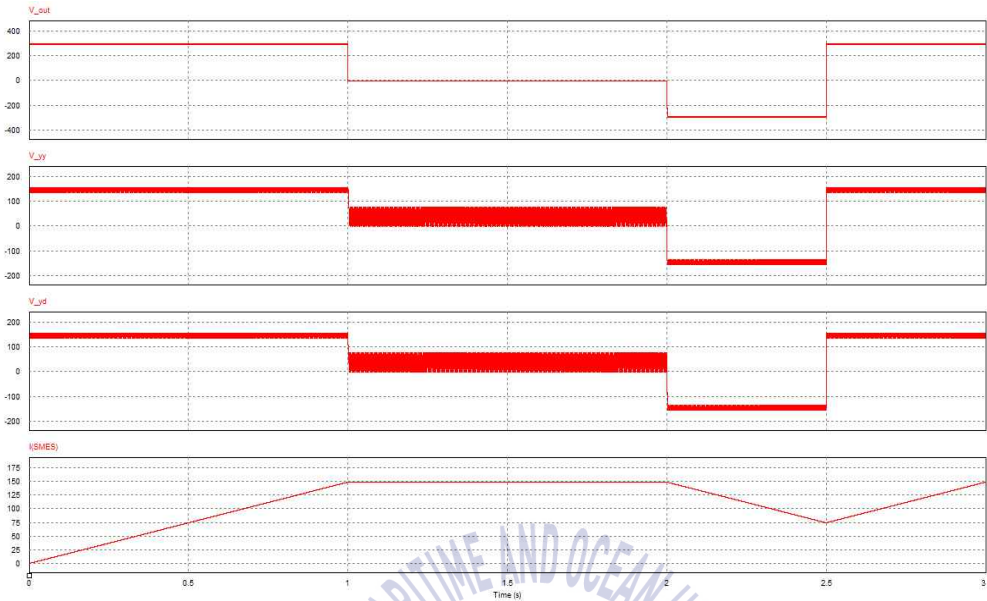


그림 3.8 12-펄스 사이리스터 브리지를 이용한 SMES의 충전모드, 영구전류모드, 방전모드

Fig. 3.8 charging mode, permanent current mode, discharging mode of SMES using 12-pulse thyristor bridge

그림 3.8은 그림 3.4와 같이 SMES에서의 충전모드, 영구전류모드, 방전모드를 나타낸다. 6-pulse와 유사하지만 앞서 확인한 그림3.4의 출력전압과 비교했을 때 12-pulse의 출력전압 파형이 더 DC에 가깝게 평활해졌음을 볼 수 있다.

3.3 Thyristor Bridge Feedback 제어

○ 회로 구성

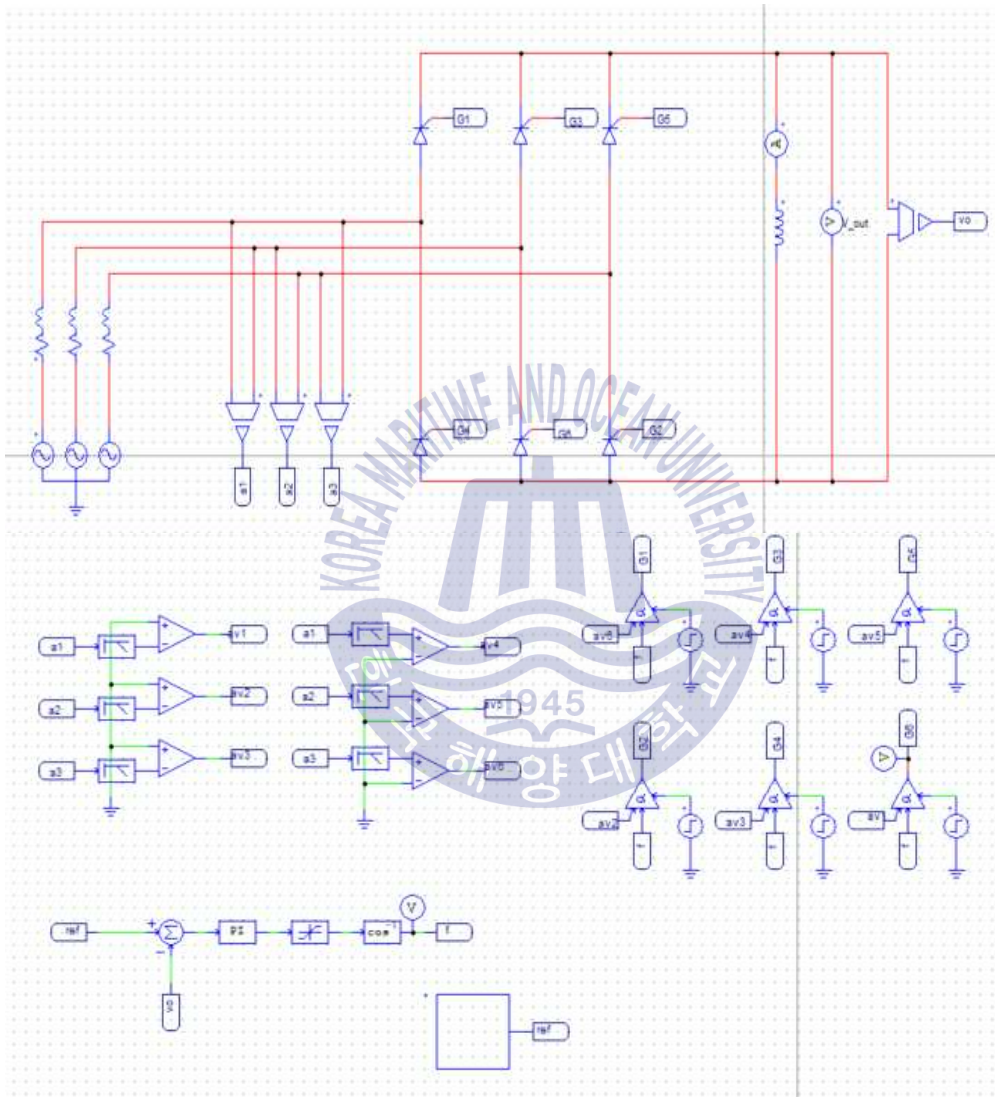


그림 3.9 사이리스터 브리지 피드백 제어 회로 구성 및 제어부

Fig. 3.9 thyristor bridge feedback control circuit and control system

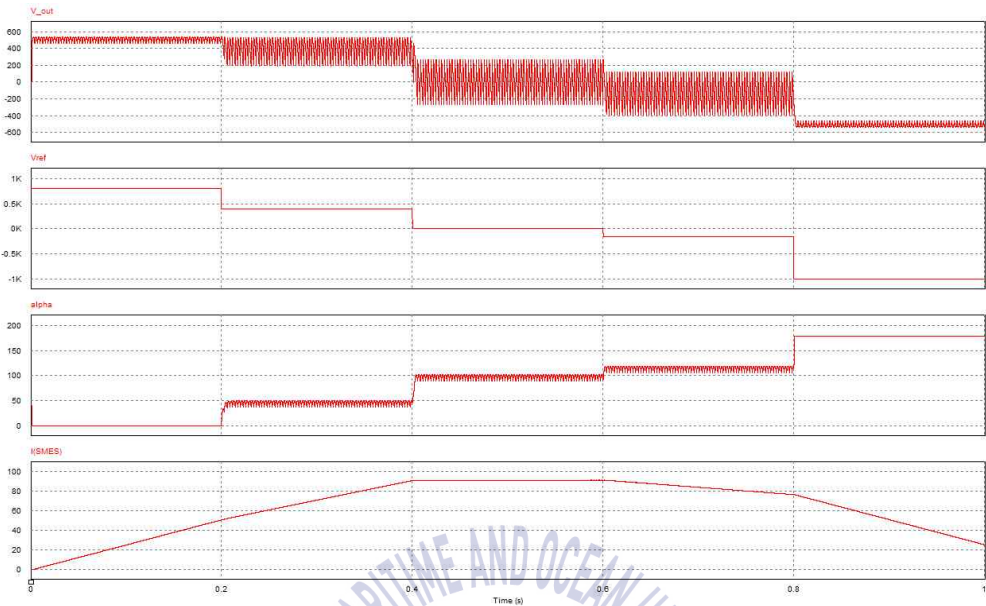


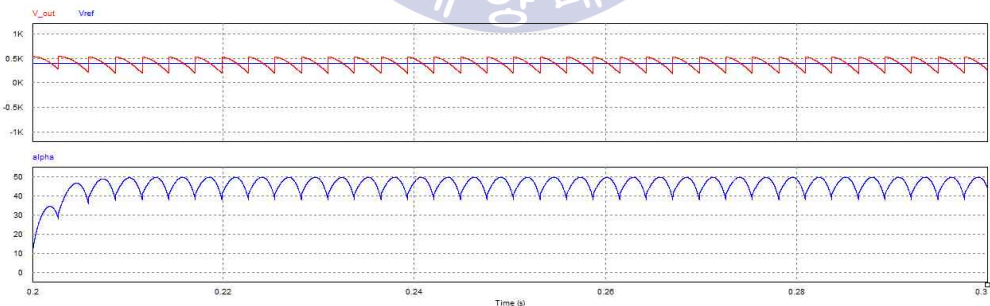
그림 3.10 출력전압, 기준전압, 점호각, 출력전류 파형

Fig. 3.10 output voltage, reference voltage, alpha degree, output current waveform

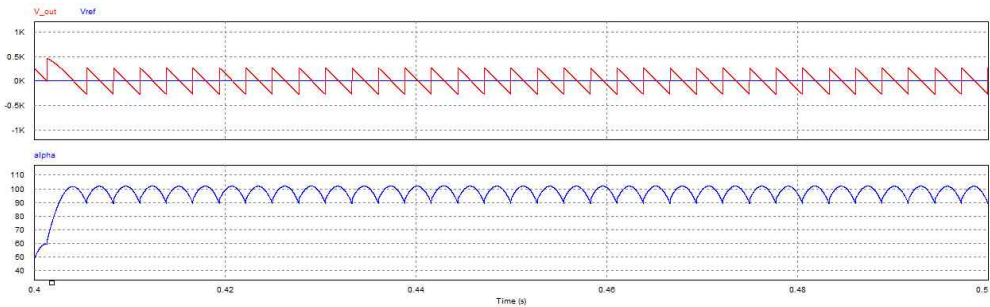
사이리스터 브리지의 점호각 α 를 직접 입력하여 제어하는 방식이 아닌 기준 전압에 따라 점호각 α 가 스스로 출력에 맞는 전압을 찾아가도록 설계된 Feedback 회로이다. 전반적인 회로 구성은 앞서 시뮬레이션 한 6-pulse, 12-pulse 와 유사하지만 사용자가 직접 점호각 α 의 값을 지정해 주는 것이 아니라 출력 전압을 받아와서 Feedback 제어부를 거쳐 점호각 α 가 변화하는 방식이다. 그림 3.10에서는 기준전압을 Maximum 이상으로 주었을 때, 400V로 적정전압을 줘야 했을 때, 0V로 충전을 하지 않을 때, -150V로 음의 전압을 주었을 때, Minimum 이하로 줬을 때 5가지에 대해 나타낸 파형이다. 기준전압이 Maximum 이상일 때 점호각 $\alpha = 0^\circ$ 으로 사이리스터 브리지가 낼 수 있는 최대 출력을 내도록 제어 되었다. 400V, 0V, -150V의 적정 기준전압을 주었을 때는 점호각 α 의 파형

이 높아지고 낮아지고를 반복하는 파형이 나타나지만 실제 점호각은 파형의 아랫부분에 대한 값이 α 각이 되어 출력전압이 나타난다. 또한 Minimum전압 이하의 기준전압을 주면 점호각 $\alpha = 180^\circ$ 로 음의 최대 출력전압이 나타난다. 이러한 방식을 사용하면 SMES의 충/방전량을 원하는 만큼 조절할 수 있다.

그림 3.11 (a)는 기준전압을 400V로 주었을 때 점호각 α 와 출력전압의 변화를 시뮬레이션 한 결과이다. 기준전압과 출력전압을 함께 나타낸 파형에서 확인할 수 있듯이 기준전압보다 출력평균전압이 높은 상태에서 출력평균전압이 400V에 맞도록 감소하는 것이 보인다. 또한 점호각 α 는 직선적인 값이 아니라 약간 흔들리게 나타나지만 실제 점호각 α 는 파형의 아래쪽 부분이 사이리스터를 점호하는 각도가 된다. 이 부분은 시뮬레이션 프로그램상의 문제로 평활한 DC 기준전압과 사이리스터 브리지의 출력전압과의 비교에서 프로그램 자체적으로 수 μsec 단위로 샘플링 하여 전압 주파수의 사이클 단위가 아닌 순간까지 샘플링하기 때문에 출력전압이 사이리스터를 통해 제어되어 맞춰지고 있는 상태에서도 α 각도를 변화시키므로 파형은 (a)과 같이 나오지만 실제 제어되는 α 각은 아래쪽 값이다. 따라서 높은 출력평균전압을 낮추기 위해 점호각 α 또한 서서히 증가하는 모습을 볼 수 있다.



(a) 기준전압이 400V일 때



(b) 기준전압이 0V일 때

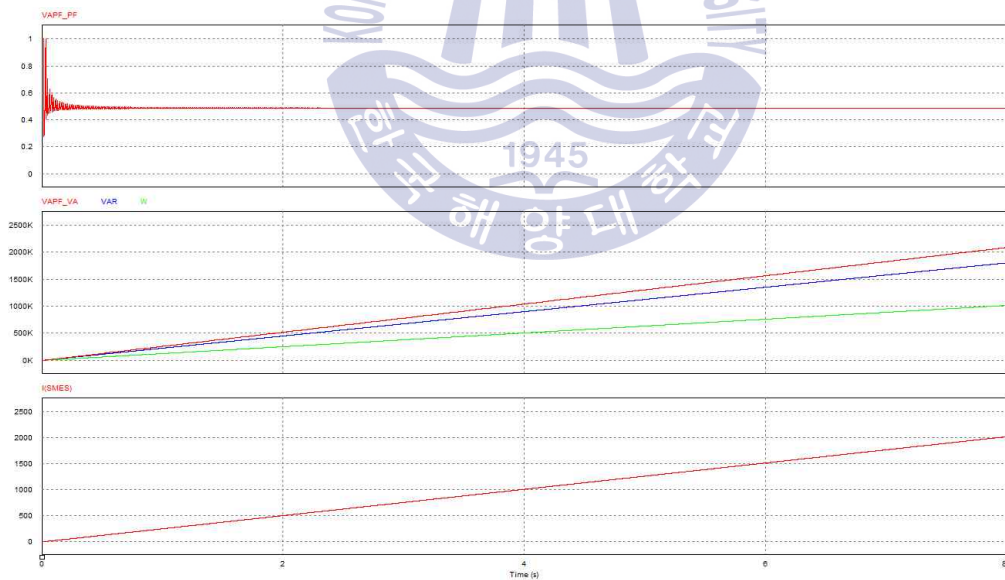
그림 3.11 피드백 제어 세부구간

Fig. 3.11 subinterval for feedback control

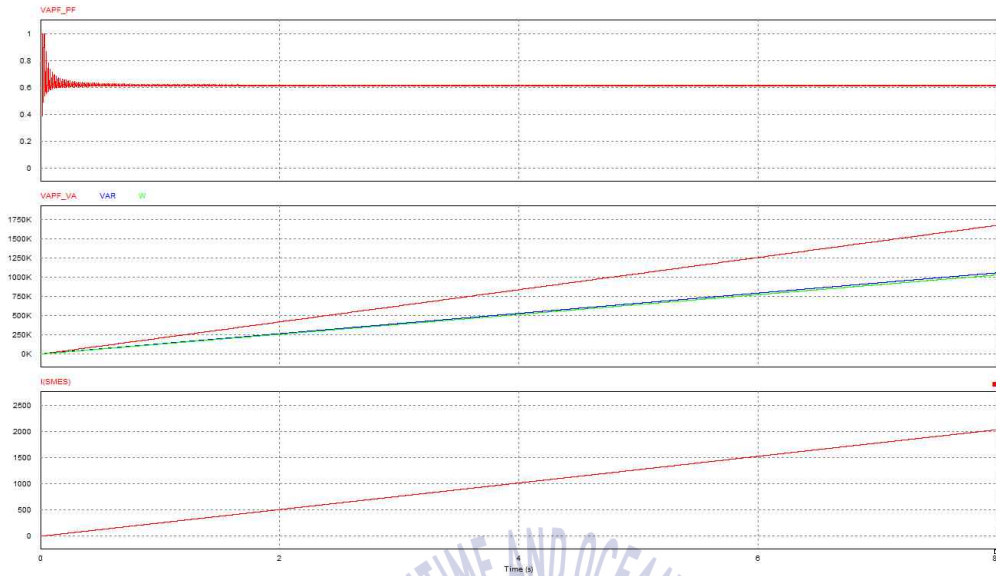
그림 3.11 (b)는 기준전압이 0V 즉, 출력평균전압이 0V로 SMES에 더 이상 전류가 충전되지도 방전되지도 않는 상태이다. 기준전압과 출력전압의 파형에서 초기에는 출력평균전압이 조금 더 높은 상태로 시간이 지남에 따라 출력평균전압이 0에 수렴하는 것을 볼 수 있다. 앞서 설명한바와 같이 점호각 α 는 파형의 아래쪽 값이 점호되는 각도를 나타내며 아주 조금이지만 서서히 증가하여 $\alpha = 90^\circ$ 에 도달함을 확인할 수 있다.

3.4 비대칭 제어

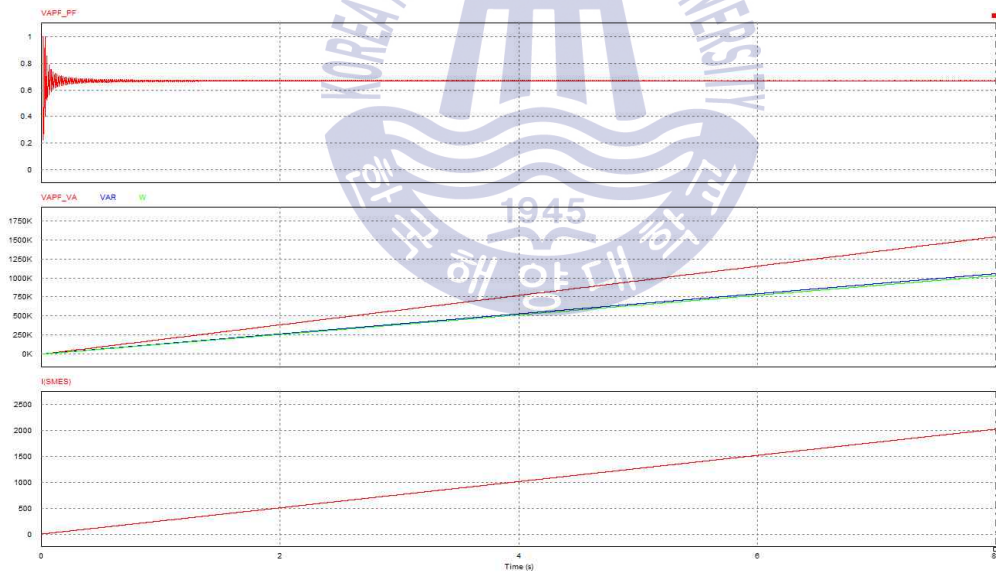
6-pulse, 12-pulse에서 사용한 회로를 이용하여 대칭제어의 경우, 정/부측에 대한 점호각을 달리하는 비대칭 제어 방법과 본 논문에서 제안하는 사이리스터 브리지 두 개를 이용한 각각의 브리지 비대칭 제어 방식에서 유효전력과 무효전력, 역률에 대해 비교하였다. 12-pulse 사이리스터 브리지를 이용하여 동일한 조건에서 점호각만 바꾸어 시뮬레이션을 진행하였다. 대칭제어 60° 와 비슷한 유효전력 값을 가지는 $0^\circ, 90^\circ$ 비대칭 제어를 비교한 그래프이다. 정/부측 비대칭 제어의 경우 두 개의 사이리스터 브리지 모두 정/부측으로 나누어 $0^\circ, 90^\circ$ 비대칭 제어 하였고 브리지 각각 비대칭 제어의 경우 하나의 브리지는 0° , 또 다른 하나의 브리지를 90° 로 비대칭 제어하였다.



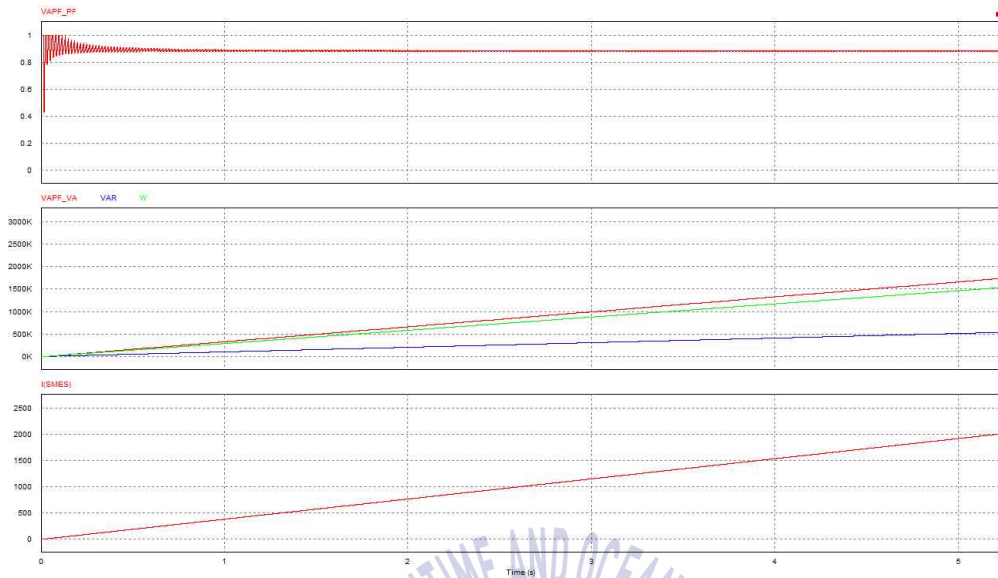
(a) 대칭 60°



(b) 정/부측 $0^\circ, 90^\circ$ 비대칭



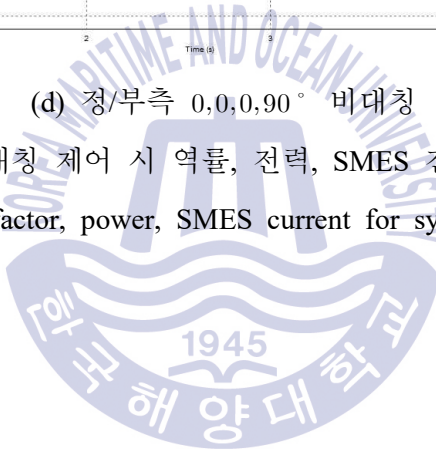
(c) 브리지 각각 $0^\circ, 90^\circ$ 비대칭



(d) 정/부족 0,0,0,90° 비대칭

그림 3.12 대칭/비대칭 제어 시 역률, 전력, SMES 전류 그래프

Fig. 3.12 power factor, power, SMES current for symmetric/asymmetric control



Measure	
Time	8.0000000e+000
VAPF_PF	4.8766776e-001
VAPF_VA	2.0855666e+006
VAR	1.8045645e+006
W	1.0164513e+006
I(SMES)	2.0145524e+003

(a) 대칭 60°

Measure	
Time	8.0000000e+000
VAPF_PF	6.1571923e-001
VAPF_VA	1.6735240e+006
VAR	1.0566801e+006
W	1.0286014e+006
I(SMES)	2.0302500e+003

(b) 정/부측 0°, 90° 비대칭

Measure	
Time	8.0000000e+000
VAPF_PF	6.6944910e-001
VAPF_VA	1.5387448e+006
VAR	1.0562361e+006
W	1.0300949e+006
I(SMES)	2.0293250e+003

(c) 브리지 각각 0°, 90° 비대칭

Measure	
Time	5.2300050e+000
VAPF_PF	8.8409672e-001
VAPF_VA	1.7347170e+006
VAR	5.3662632e+005
W	1.5327283e+006
I(SMES)	2.0035557e+003

(d) 정/부측 0,0,0,90° 비대칭

그림 3.13 2000A 전류가 흐를 때 제어방법에 따른 전력비교

Fig. 3.13 Power comparison according to control method when 2000A current flows

그림 3.12와 그림 3.13는 (b), (c)에서 점호각을 무효전력이 가장 높게 나타나는 0°, 90°로 제어하고 (a)의 경우 앞선 비대칭 제어와 비슷한 유효전력 값을 얻을 수 있는 60°로 대칭 제어한 결과이다. 대칭 제어 시 같은 유효전력과 전류를 얻을 수 있지만 무효전력이 약 2배 정도 차이가 나게 되는 것을 확인할 수 있다.

두 개의 사이리스터 브리지를 사용할 경우 정/부측 비대칭 제어는 각 브리지마다 두 개의 점호각을 비대칭 제어 할 수 있으므로 총 네 개의 점호각 비대칭 제어가 가능하다. 네 개의 점호각을 비대칭 제어하였을 경우 가장 무효전력이 큰 경우는 네 가지 경우가 있지만 그 중 (d)의 경우 무효전력이 최대임에도 불

구하고 두 개의 점호각 비대칭 제어보다 빠르게 2000A에 도달하며 무효전력 또한 절반에 가까워진다. 이상적인 사이리스터 브리지 전력변환기에서는 이러한 네 개의 점호각을 비대칭 제어하는 것이 12-pulse 사이리스터 브리지에서 무효전력을 줄이면서 출력전압을 조정하는데 가장 유용하지만 실제 사이리스터의 점호각은 $5^{\circ} \sim 150^{\circ}$ 사이에서 작동되며 비대칭 제어 시 두 개 이상의 점호각 차이가 많이 날수록 전류의 겹침 현상이 발생하고, 입력 측 리액턴스에 의한 전환각의 지연이 생겨 전류(轉流)실패가 발생 할 수 있다는 단점이 있다. 비대칭 제어에 대한 SMES의 모델로 초전도 코일의 인덕턴스 $L=2 [H]$, 전류 $I=2000 [A]$ 의 에너지용량이 4MJ급인 소형 SMES로 가정하고 시뮬레이션을 진행하였다.



제 4 장 결 론

초전도 자기에너지 저장장치는 특정 조건하에서 전기저항이 영이 되는 초전도 현상을 이용한 저장장치로 극저온 상태의 초전도 코일에 직류전류를 흘려 생성되는 자기장의 형태로 에너지를 저장하는 방식이다. 이러한 초전도 자기에너지 저장장치에는 3상 계통으로부터 직류전류를 흘리기 위한 AC-DC 정류기와 저장된 에너지를 3상 계통으로 다시 공급하기 위한 DC-AC 인버터가 필요하다.

본 논문에서는 초전도 자기에너지 저장장치용 전력변환기로 인버터, 컨버터 동작이 모두 가능한 3상 Thyristor Bridge의 점호각을 제어하여 에너지를 충/방전하는 전력변환기에 대해 시뮬레이션을 통하여 그 특성을 분석 및 확인하여 다음과 같은 결론을 얻었다.

첫째, Psim을 이용한 thyristor bridge의 충전, 방전, 영구전류모드의 시뮬레이션을 통하여 안정적인 운전이 가능함을 확인하였다.

둘째, SMES용 전력변환기의 Feedback 제어 시뮬레이션을 통하여 임의의 전압으로 충/방전이 가능함을 확인하였다.

셋째, 전력 변환 시 무효전력을 저감하기 위한 방법으로 α_1 과 α_2 를 동시에 사용하는 비대칭 제어법을 제안하였다.

넷째, 브리지 내의 비대칭 제어 시 전류(轉流)실패가 발생할 가능성이 있음을 확인하였다.

다섯째, 브리지 내의 정측과 부측의 비대칭제어법과 직렬 연결된 두 개의 브리지를 각각 비대칭 제어하는 방법을 제안하여 시뮬레이션을 통해 두 방법의 장단점을 비교 분석하여 두 대의 사이리스터를 각각 비대칭 제어하는 방법이 SMES용 전력변환기 제어에 적합함을 확인하였다.



참 고 문 헌

- [1] 에너지경제연구원, “에너지저장시스템 시장조성 방안”, 정책 이슈페이퍼 14-16, 2015.
- [2] H. Y. Jung, A. R. Kim, J. H. Kim, M. Park, I. K. Yu, S. H. Kim, K. Sim, H. J. Kim, K. C. Seong, T. Asao, J. Tamura, "A Study on the Operating Characteristics SMES for the Dispersed Power Generation System", IEEE Trans. Appl. Supercond, Vol. 19, No.3, pp2028-2031, 2009.
- [3] Kumar, Nishant. "Superconducting Magnetic Energy storage (SMES) System" IEEE Technical Report, February 2015.
- [4] 한국과학기술정보연구원, “고온 초전도 재료” pp 13-20, 2002
- [5] Rashmi V.Holla "Energy Storage Methods - Superconducting Magnetic Energy Storage - A Review" Journal of Undergraduate Research 5,1 (2015)
- [6] IEC, "Electrical Energy Storage" White paper, pp31-53, 2018.
- [7] 연구성과실용화진흥원, “에너지저장장치 시장 동향 분석 보고서”, S&T Market Report, Vol. 48, 2017.
- [8] Valentin A. Boicea “Energy storage technologies : The past and the present” Proceedings of the IEEE. Vol. 102, No.11, pp1774-1794, 2014.
- [9] W. Hassenzahl "Will Superconducting Magnetic Energy Storage be used on Electric utility System?", IEEE Trans. on Mag. Vol. 11, No.2, pp482-488, 1975.
- [10] M. Rabinowitz "Superconducting Power Generation" IEEE Power Engineering Review, June 2000.
- [11] B. Wei, Y. Yang, M. Qiu, H. Zhang, J. Zhu P. Chen, D. Zhu “The Quench Detection System for YBCO Superconducting Magnets” IEEE Trans. on App. Supercond. Vol. 29, No. 3, pp1369-1372, 2010.
- [12] 김석환, 한송엽 “초전도 공학 개론” 대영사, 2004
- [13] Clive Shaw "Superconducting Magnetic Energy Storage System - Commercialization and Marketing Challenges." Final Report
- [14] T. Ise, Y. Murakami, K. Tsuji "Simultaneous Active and Reactive Power Control of Superconducting Magnet Energy Storage Using GTO Converter" IEEE Trans. on Power Delivery. Vol. 1, No.1, pp143-150, 1986.

- [15] D. Sutanto, K. W. E. Cheng "Superconducting magnetic energy storage systems for power system applications" IEEE Int. conf. on Applied Superconductivity and Electromagnetic Devices, pp377-380, 2009
- [16] P.Tixador "Superconducting magnetic energy storage : status and perspective" IEEE/CSC & ESAS european superconductivity news forum. No3. 2008.
- [17] Rintu Khanna, Gurnam Singh, T. K. Nagsarkar "Power system stability enhancement with SMES", IEEE Int. conf. on power, signal, controls and computation, pp1-6, 2012.
- [18] CHEN Zhong-xiao, LI Yan-fang "Three-phase bridge type all control of rectifying sequence phase automatic identification." IEEE 2012 Spring Congress on Engineering and Technology, May 2012
- [19] 한석진, 한송엽, 이승원 " 12 펄스 시리즈 브릿지 컨버터의 비대칭제어에 의한 초전도 에너지 저장장치의 P, Q 동시제어" 대한전기학회 학술대회 논문집, No.11, 1988.
- [20] 金潤植 "超電導 에너지 貯藏裝置의 電力變換器에 關한 研究" 韓國海洋大學 船舶工學研究所 論文集 第 4 輯, 1985.

