工 學 碩 士 學 位 論 文

PSCAD/EMTDC를 이용한 8.5 MVA급 Magnetic Power Supply의 전력공급 시스템 분석

指導敎授 曺 [illegible]

이 論文을 工學碩士 學位論文으로 提出함

2003年 2月

釜 慶 大 學 校 大 學 院

電 氣 工 學 科

鄭 鏞 煦

鄭鏞煦의 工學碩士 學位論文을 認准함

2002年 12月

主　　審　工學博士　金 千 德　(印)

委　　員　工學博士　張 允 碩　(印)

委　　員　工學博士　魯 義 哲　(印)

<목 차>

그림목차 i

표목차 ii

ABSTRACT iii

1. 서론 1

2. MPS 시스템 구성 및 동작 5

3. PSCAD/EMTDC를 이용한 MPS 시스템 시뮬레이션 9

4. MPS 전력공급시스템의 THD와 전압강하 특성 분석 29
   4-1. THD 분석 29
   4-2. 전압강하 분석 33

5. 결론 35

참고 문헌 37

감사의 글 38

<그 림 목 차>

그림 1. MPS 전체 회로도 5
그림 2. MPS용 PCR 기본 구성도 6
그림 3. PCR 출력전류 파형 7
그림 4. 입력단 인덕턴스를 고려한 PCR회로도 및 동작파형(α =60 °) 10
그림 5. MPS 전력공급 전력선 굵기 및 길이 14
그림 6. 일반화된 등가회로 15
그림 7. MPS 시뮬레이션의 기본 회로도 19
그림 8. MPS 전체 시뮬레이션 회로도 20
그림 9. MPS1 입력단 전압파형 21
그림 10. MPS2 입력단 전압파형 21
그림 11. MPS3 입력단 전압파형 22
그림 12. MPS4 입력단 전압파형 22
그림 13. MPS5 입력단 전압파형 23
그림 14. MPS8 입력단 전압파형 23
그림 15. MPS9 입력단 전압파형 24
그림 16. MPS10 입력단 전압파형 24
그림 17. MPS11 입력단 전압파형 25
그림 18. MPS12 입력단 전압파형 25
그림 19. MPS13 입력단 전압파형 26
그림 20. MPS1과 MPS3이 동시에 동작할 경우의 회로도 27
그림 21. MPS1과 MPS3의 각부분 전압파형 28
그림 22. PCR1의 V_{iN} , I_{iN}, V_o, I_o 파형 31
그림 23. 주변압기 T의 2차측 전압과 전류파형 32

<표 목 차>

표 1. 주변압기와 MPS용 변압기 사양 6
표 2. 각 PCR 출력전류 최대값과 각 코일 저항값 8
표 3. 각 MPS 입력 전원측 임피던스 parameter 17
표 4. 각 부분의 전압 THD 33
표 5. 각 부분 전압의 %전압강하 34

Analysis of Power Supply System for 8.5 MVA Magnetic Power Supply Using PSCAD/EMTDC

Yong-Hoo Jeong

Department of Electrical Engineering, Graduate School.
Pukyong National University

Abstract

The characteristics of voltage drop and THD for the parallel operating 11 PCRs (Phase Controlled Rectifiers) are analysed using PSCAD/EMTDC power systems simulation software. The PCRs are used to drive high current (1.6kA-3.7kADC) electromagnetic coils for electromagnets. All the PCRs operate simultaneously in pulsed mode, and the pulse shot occurs every 150 seconds. During the pulse operation the PCR output current ramps up for 4 seconds, and then keeps flat top state for 2 seconds, and finally ramps down for 4 seconds. For the flat top mode a severe voltage drop and distortion appear in the power system because transformers for the PCRs are designed considering pulsed mode operation. It is expected that the analysis method can be applied to improve the system performance including power factor and design of high power pulsed mode operating power supply systems.

1. 서 론

산업구조가 고도화, 전문화, 첨단화로 진행됨에 따라 시설과 장비의 첨단화가 필수적으로 수반되며 이에 부응하기 위하여 다양하고 특수한 사양의 전원이 요구된다. 따라서 전력반도체 소자를 이용한 스위칭 컨버터의 사용이 급증하고 있으며 이에 따라 Utility Line의 전원품질이 저하되는 문제가 대두되고 있다. 이미 과학기술 선진국에서는 Utility Line의 전원품질 규격을 제정하여 전력컨버터 사용에 따른 전원품질 저하를 개선하도록 유도하고 있다. 국내에서도 지하철 전동차, 방사광 가속기, 빌딩 공조용 팬모터 드라이브 시스템, 전기도금 장치, 가전기기, 컴퓨터 및 정보통신기기, 사무용기기 등 이루 헤아릴 수 없을 정도의 전력컨버터 이용장치 및 기기가 사용 중에 있으며 향후 고속전철, 전력저장 전지시스템, 자기부상열차, 고압직류전력전송. 핵융합발전 등 초대형 전력변환기를 요하는 시스템이 구축되어 가면 양질의 전원확보에 대한 필요성이 더욱 커지며 이에 따른 전원품질 규제 및 품질개선을 위한 비용이 급증할 것으로 예상된다. 기초과학지원연구원에 설치되어 가동 중에 있는 "한빛" 장치도 대용량 전력변환기를 사용하므로 전원품질을 저하하는 대표적인 경우라 할 수 있다. 따라서 "한빛" 장치의 대전력 공급계통의 전원품질을 분석하고 개선점을 모색해 보는 것은 중요한 의미가 있다.

"한빛" 장치의 전력공급계통은 22.9kV를 수전하여 9MVA 용량의 변압기에 의해 3.3kV로 강압되어 MPS(8.5MVA), RF P/S(1MVA), 스크류 냉동기 및 헬륨액화기(155kW) 부하의 전원을 공급하는 것으로 되어 있다. 그런데 이 경우는 일반적인 대전력 공급계통과 다른 점이 두 가지 있다.

첫째는, 대부분의 부하장치가 비선형이라는 것이며,

둘째는, 연속부하가 아닌 펄스부하이며 펄스부하 출력시 변압기는 과부하 상태로 된다는 것이다.

첫 번째 다른 점이 전력공급계통에 미치는 영향을 살펴보면 다음과 같다. 우선 선형 부하와 비선형 부하를 구분하면 스크류 냉동기와 헬륨액화기만 선형 부하이고 MPS와 RF P/S는 비선형 부하이다. 따라서 전체 부하전력 중 비선형 부하가 약 98%나 차지한다는 점이 문제가 된다. 더군다나 추후 200kW급 RF P/S와 570kW급 Gyro-Klystron 장치의 비선형 부하가 추가되면 비선형 부하의 비중은 더욱 증가하게 된다. 이와 같은 비선형 부하에 전력을 공급하면 전원에는 필연적으로 비정현파 교류전류가 흐른다. 이 비정현파 교류전류에 의해 선로 전압강하도 비정현파로 되어 결국 전원전압이 왜곡되어 버리는 문제가 발생한다. 왜곡된 전원전압이 시스템에 미치는 악영향을 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.

1) 왜곡된 전원에 접속된 전기장치 중 전원품질에 민감한 장치의 오동작을 유발한다.(IEEE Standard 519-1992에 의하면 일반 시스템의 경우 전원전압의 총고조파 왜율(THD)을 5% 이내로 규정함)

2) 계통 내의 역률개선용 콘덴서와 선로 인덕턴스에 의한 공진주파수와 일치하는 고조파 성분 전류는 증폭되어 선로전압의 왜곡을 심화시키며 과대한 공진전류에 의해 컨덴서가 과열되어 수명이 단축되고 심한 경우에는 컨덴서가 소손된다.

3) 고조파 전류가 기본파 성분 전류에 중첩되면 전류 실효치가 증가하지만 고조파 성분 전류는 유효전력 전달에는 아무런 기여가 없고 무효전력만 증가되므로 설비용량의 낭비 뿐 아니라 효율이 저하된다.

두 번째 다른 점이 전력공급계통에 미치는 영향은 다음과 같다. MPS, RF

P/S, 스크류 냉동기, 헬륨액화기가 동시에 동작할 경우 부하용량은 8.5MVA + 1MVA + 0.2MVA = 9.7MVA이며 추후 RF P/S와 Gyro-Klystron 장치가 추가되면 전체 부하용량은 11.25MVA로 되어 9MVA 변압기 정격용량의 125%가 된다. 따라서 9MVA 주 변압기는 펄스 출력시 과부하가 되어 주 변압기 2차측 3.3kV line의 전압강하가 심해진다. 예를 들어 주 변압기의 %Z가 5%이면, 부하역률이 1이고 정격 9MVA 부하일 경우 전압강하가 6% 발생하므로 부하역률이 지상이고 125% 과부하인 경우는 전압강하가 6% 이상으로 증가한다. 더군다나 수전전압 22.9kV의 전압변동 범위를 고려하면 3.3kV line의 전압강하는 심각한 정도로 발생할 수 있다. MPS, RF P/S, 스크류 냉동기, 헬륨액화기, Gyro-Klystron의 부하장치 전력공급 전원인 3.3kV line에서 전압강하가 심하게 발생할 경우 각 부하장치의 성능저하 뿐 아니라 오동작을 초래할 수 있다.

"한빛" 장치와 같은 대형 전력시스템에서는 무엇보다 중요시되는 점이 높은 신뢰도와 고효율을 확보하는 것이다. 그런데 앞에서 기술한 바와 같이 부하와 운전방식의 특수성으로 말미암아 전력공급 계통에 치명적인 문제를 일으킬 수 있으므로 수전전압의 최악조건, 각 부하장치의 최악부하조건에서 전력계통의 고조파 및 전압강하 특성을 면밀히 검토할 필요가 있다.

"한빛" 장치를 구성하는 MPS는 13개의 PCR(Phase Controlled Rectifier)로 이루어진다. MPS는 대형 전자석코일(1.6kA ~ 3.7kADC)을 여자하기 위해 사용된다. SCR 사이리스터로 구성되는 PCR의 입력교류전원의 전압파형은 SCR 사이리스터의 전류(commutation)시 발생하는 노치로 인하여 필연적으로 파형이 왜곡된다. 왜곡의 정도는 PCR의 지연각과 교류입력 전원부에 존재하는 인덕턴스 성분의 크기와 부하전류의 크기에 비례한다 [1]. 여러 대의

PCR을 동시에 동작시키는 경우에는 각 PCR 입력전압의 노치에 의한 영향이 매우 복잡하게 나타난다. PCR을 사용하는 대용량 전자석코일 구동용 전원장치에서 발생하는 저역률 및 심각한 전압 왜곡[2,3]을 해결하기 위해 PWM 컨버터를 사용하는 경우도 있다[4].

본 논문에서는 13대의 PCR로 구성되는 8.5MVA급 전원 시스템에서 전압파형의 왜곡정도와 전압강하 특성을 분석하고자 한다. 이러한 PCR들은 연속부하로 동작하지 않고 펄스모드로 동작함에 따라 MPS에 전력을 공급하기 위한 전원설비의 변압기 용량이 열적 온도상승 측면에서 정해진다[5]. 즉, 온도상승 측면에서의 용량과 전기적 출력용량을 동시에 고려하여 변압기 용량이 적절히 정해지기 때문에, 펄스모드 동작시 최대 출력이 전달되는 구간에서는 각 변압기가 과부하 상태로 동작된다. 따라서 전압강하가 심각히 발생하며 SCR 사이리스터의 전류시 발생하는 노치와 더불어 전력공급 계통의 분기점에서의 전압의 품질을 저하시킨다. 총 8.5MVA 용량에 해당하는 MPS가 동시에 운전중일 때 최악조건인 분기점에서의 전압강하와 THD (Total Harmonic Distortion)를 PSCAD/EMTDC[6-8]를 사용하여 분석하여 동일전원을 사용하는 타기기에서 요구하는 전원 공급의 충족조건을 파악하고자 한다.

2. MPS 시스템 구성 및 동작

그림 1은 전력공급계통에 13개 MPS가 접속된 전체 시스템 구성을 나타낸다. 수전전압은 3상 22.9kV이며 9MVA 용량의 변압기에 의해 3.3kV로 강압된다. 3.3kV 라인에서 역률보상용 컨덴서 뱅크, MPS시스템, RF P/S, Gyro Klystron 등 기타 장치가 접속된다. 주변압기 T와 MPS용 6개 변압기(T1 ~ T6)의 주요 사양은 표 1과 같다.

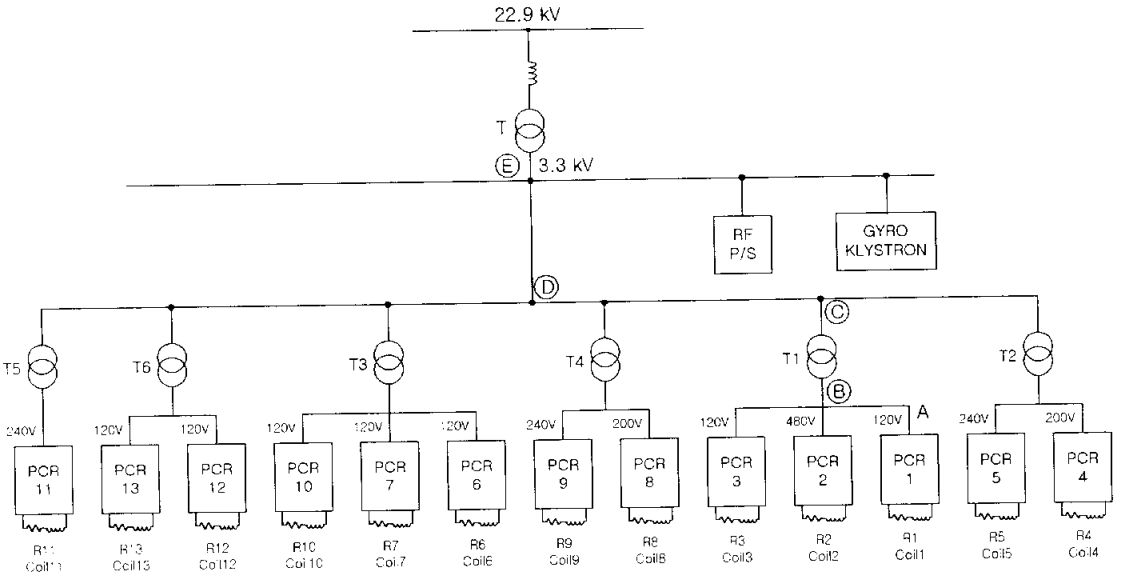


그림 1. MPS 전체 회로도

표 1. 주변압기와 MPS용 변압기 사양

Items	T	T1 ~ T6
Rated power [kVA]	9,000	750
Primary voltage [kV]	22.9	3.3
Secondary voltage [V]	3,300	480/240/200(180)/120
Efficiency [%]	99	98.5
No load current [%]	2.5	2.0
Percent impedance [%]	5.5	2.5
Voltage regulation [%]	1.1	0.8

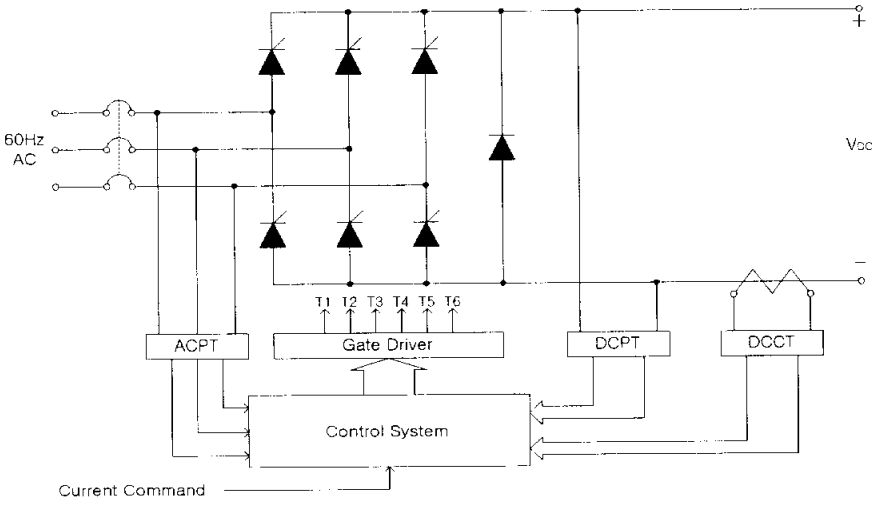
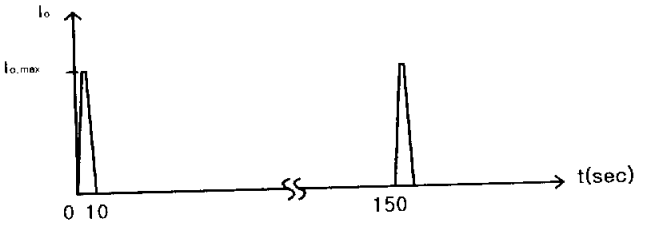
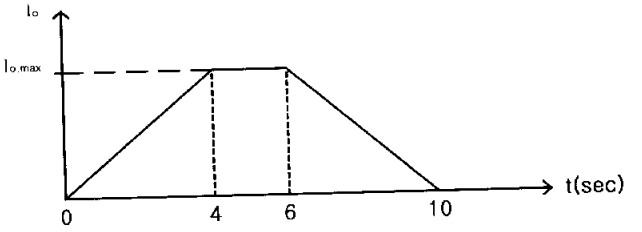


그림 2. MPS용 PCR 기본 구성도



(a)



(b)

그림 3. PCR 출력전류 파형

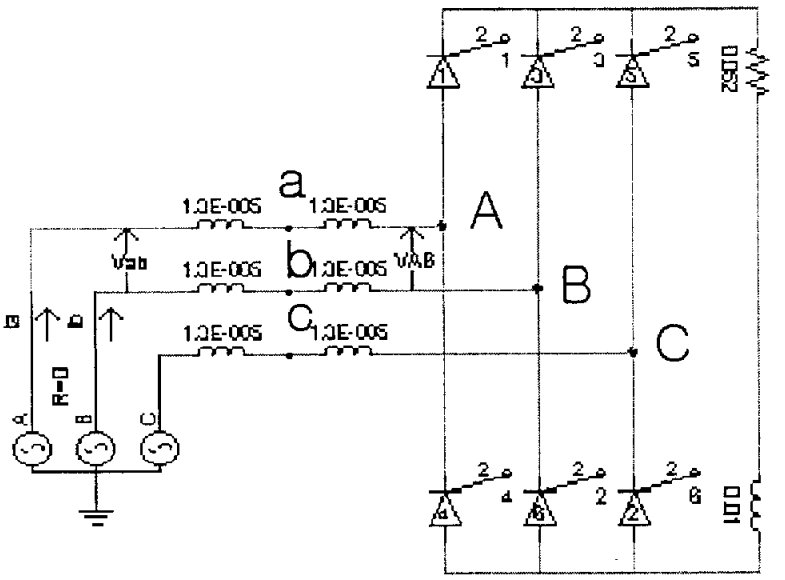
그림 2는 MPS 시스템을 구성하는 각 PCR의 기본 구성도를 나타낸다. 각 PCR의 전력변환부는 6개의 SCR 사이리스터와 1개의 환류 다이오드로 구성되고, 전류지령에 추종하는 부하 전류를 얻도록 제어된다. 변압기의 2차측 4개 탭 중에서 부하 코일 용량에 적합하도록 선택된 교류전압이 PCR에 인가된다. 전자석 코일이 요구하는 전류는 그림 3에 나타낸 바와 같은 펄스형태이다. 펄스는 150초마다 발생하며 그림 3(b)에서 PCR 출력전류는 4초간 선형으로 증가하고 난 후 2초간 최대값을 유지하고 다음 4초간 선형으로 감소한다. 이때 각 PCR 출력전류의 최대값과 각 코일의 저항값은 표 2와 같다.

표 2. 각 PCR 출력전류 최대값과 각 코일 저항값

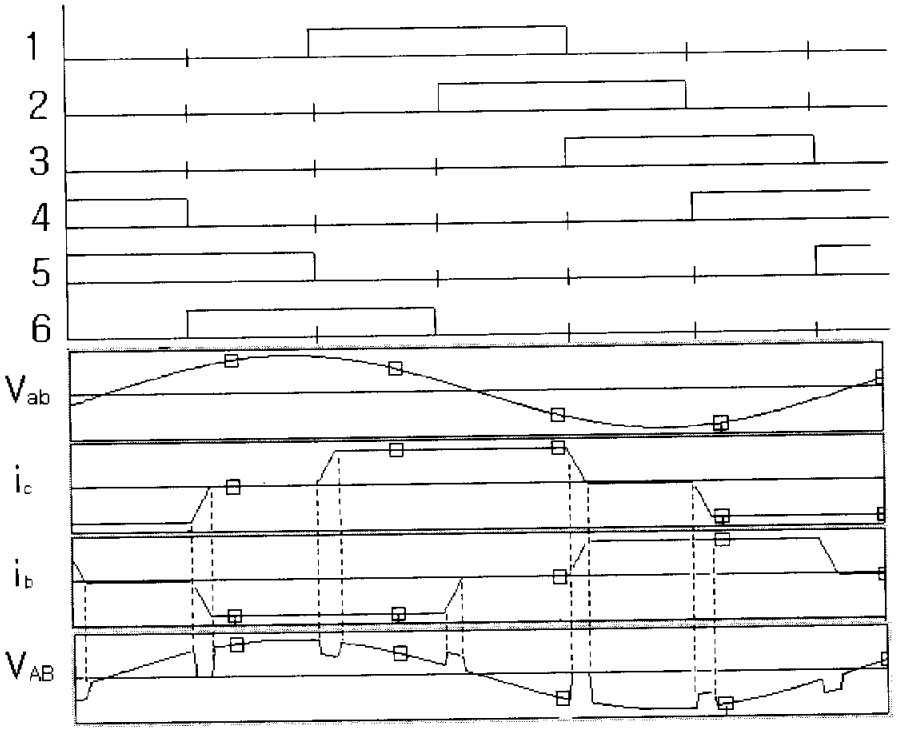
PCR #	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
$I_{o,max}$ [kA]	2.0	2.3	1.6	2.0	3.7	0	0	3.5	3.7	1.8	3.7	3.7	2.7
R_o [m Ω]	52	192	52	56	61	-	-	49	61	50	61	28	28

3. PSCAD/EMTDC를 이용한 MPS 시스템 시뮬레이션

T1 ~ T6의 6개 변압기는 각각 750kVA 용량을 갖는다. 각 변압기의 2차측은 120, 200(180), 240, 480V의 전압을 얻을 수 있도록 Tap이 설치되어 있다. 그림 4는 PCR 교류 입력단에 선로 임피던스가 존재하는 경우의 등가회로도와



(a) 회로도



(b) 각 부분의 파형

그림 4. 입력단 인덕턴스를 고려한 PCR 회로도 및 동작파형 (α = 60 °)

각 부분의 동작파형을 나타낸다. 그림 4(a)의 회로도에서 교류 입력단 선로의 저항성분은 무시되어 있다. 그림 4(b)의 각 파형은 SCR 사이리스터의 지연각 α가 60° 인 경우를 예로 들어 나타낸 것이다. ωt = 60 ° 인 시점에서 SCR 사이리스터 4는 오프되고 6은 온 되는데 4가 오프 되는 이유는 6을 턴온하였기 때문이다. SCR 사이리스터 4가 온 상태를 유지하고 있을 때 ωt = 60 °에서 SCR 사이리스터 6을 턴온하면 SCR 사이리스터 4에는 전원 선간전압 v_{ab}가 역방향으로 인가되기 때문에 4는 턴오프 되려고 한다. 그런데 교류 입력측 선로의 인덕턴스 L_{s1}과 L_{s2} 때문에 바로 턴오프되지 않고 4와 6

이 동시에 온 상태를 유지하면서 사이리스터 전류가 4에서 6으로 전환되는 일정기간 즉, 중복구간 u 후에 턴오프된다.

중복구간 ($\alpha \leq \omega t \leq \alpha + u$)에서는 다음 식이 성립한다.

$$v_{ab} = 2(L_{s1} + L_{s2}) \frac{di_a}{dt} \tag{3-1-1}$$

식 (3-1-1)의 양변에 각각 $d(\omega t)$를 곱하고 중복각 u동안 적분하면

$$\int_{\alpha}^{\alpha+u} v_{ab} d(\omega t) = 2\omega(L_{s1} + L_{s2}) \int_{0}^{I_o} di_a \tag{3-1-2}$$

식 (3-1-2)의 좌변 항을 전개하면

$$\int_{\alpha}^{\alpha+u} v_{ab} d(\omega t) = \int_{\alpha}^{\alpha+u} \sqrt{2}\, V \sin\omega t d(\omega t)$$

$$= \sqrt{2}\, V[\cos\alpha - \cos(\alpha + u)] \tag{3-1-3}$$

식 (3-1-3)의 우변 항은

$$2\omega(L_{s1} + L_{s2}) \int_{0}^{I_o} di_a = 2\omega(L_{s1} + L_{s2}) I_o \tag{3-1-4}$$

이므로 식 (3-1-3)과 (3-1-4)로부터 다음 식이 유도된다.

$$\cos(\alpha + u) = \cos\alpha - \frac{2\omega(L_{s1} + L_{s2}) I_o}{\sqrt{2}\, V} \tag{3-1-5}$$

식 (3-1-5)로부터 알 수 있듯이 중복각 u는 지연각 α, 전원측 인덕턴스 $(L_{s1} + L_{s2})$와 부하전류 I_o 및 전원전압 v에 의해 결정된다. SCR 전류의 중복구간에서는 PCR의 입력단이 단락된 상태이므로 A, B 사이의 전압 v_{AB}는 그림 4(b)에 나타난 것처럼 노치를 포함하게 된다. 이러한 노치의 면적 A_u는 식 (3-1-2)로부터

$$A_u = \int_{\alpha}^{\alpha+u} V_{ab} d(\omega t) = 2\omega(L_{s1} + L_{s2}) \int_0^{I_o} di_a \qquad (3\text{-}1\text{-}6)$$

그리고 노치폭 u는 식 (3-1-5)로부터 구할 수 있는데 u가 작은 경우에는 근사적으로 다음과 같이 구한다.

$$\text{노치의깊이} \cong \sqrt{2}\, V \sin \alpha \qquad (3\text{-}1\text{-}7)$$

식 (3-1-6)과 (3-1-7)로부터

$$\text{노치폭 } u = \frac{\text{노치 면적 } Au}{\text{노치 깊이}} \cong \frac{2\omega(L_{s1} + L_{s2}) I_o}{\sqrt{2}\, V \sin\alpha} \text{ [rad]} \qquad (3\text{-}1\text{-}8)$$

그런데 이러한 노치에 의한 영향이 타기기에 얼마나 나타나는가 하는 것이 중요하므로 부하 분기점에 해당하는 a_1, b_1, c_1에서의 전압파형을 살펴보는 것이 의미가 있다. 식 (3-1-6)으로 결정되는 노치 면적은 A, B간의 선간전압 v_{AB}에 나타나고 v_{a1b1}에 나타나는 전압파형의 노치 면적 Au_1은 다음과 같다.

$$Au_1 = Au \times \rho \qquad (3\text{-}1\text{-}9)$$

$$\rho = \frac{L_{s1}}{L_{s1} + L_{s2}} \qquad (3\text{-}1\text{-}10)$$

따라서 주어진 전력 계통에서 L_{s2}가 클수록 분기점에서의 노치 면적은 적어진다. 그림 4(b)의 v_{AB} 파형에서 $\omega t = 120$ °부터 나타나는 노치 면적은 $\omega t = 60$ °부터 나타나는 노치 면적의 1/2에 해당한다.

$120\ ^\circ \le \omega t \le 120\ ^\circ + u$, $180 \le \omega t \le 180\ ^\circ + u$ 구간에서의 전압의 크기는 각각

$$v_{AB} = \frac{v_a + v_c}{2} - v_b \qquad (3\text{-}1\text{-}11)$$

$$v_{AB} = v_a - \frac{v_b + v_c}{2} \qquad (3\text{-}1\text{-}12)$$

이다.

이러한 노치들은 분기점 선간전압의 크기를 감소시키는 결과를 초래할 뿐 아니라 선로전압에 고조파 성분을 유발시켜 전압의 quality를 떨어뜨린다.

그림 4(b)의 v_{AB} 파형에서 노치 면적은 식 (3-1-6)에서 알 수 있듯이 주어진 부하조건 하에서 전원측 인덕턴스 $L_{s1} + L_{s2}$에 의해 결정된다. 따라서 선로의 전압강하와 THD를 구하려면 부하조건과 전원측 임피던스를 알아야 한다.

전원측 임피던스를 계산하기 위하여 그림 5에 전력선의 굵기와 길이를 표시하였다. 3상 전력선이 수평 배치되어 트레이를 따라 포설되어 있으므로 반지름이 r[m]이고 수평 배치된 간격을 D[m]라고 하면 각 상 전선의 인덕턴스 값은 각각 다음과 같다.

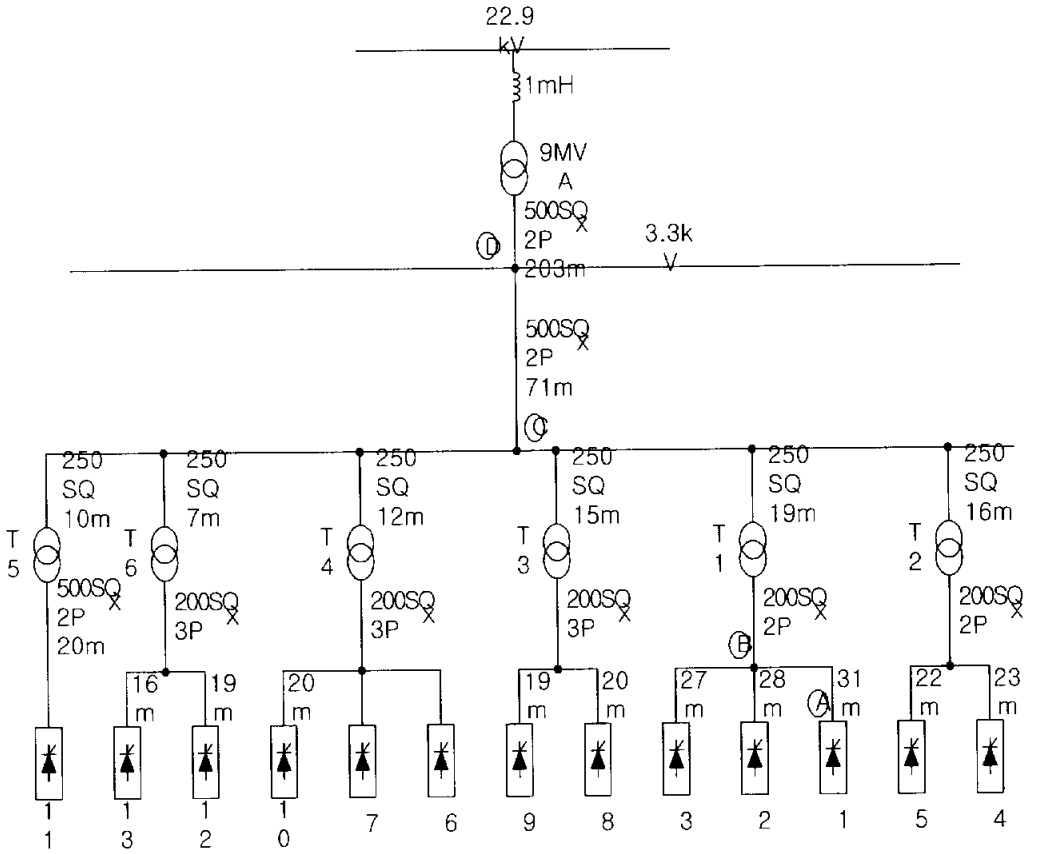


그림 5. MPS 전력공급 전력선 굵기 및 길이

$$L_a = 0.05\mu_s + 0.4605 \log_{10} \frac{\sqrt{2}D}{r} \ [\mu H/m] \quad (3\text{-}1\text{-}13)$$

$$L_b = 0.05\mu_s + 0.4605 \log_{10} \frac{D}{r} \ [\mu H/m] \quad (3\text{-}1\text{-}14)$$

$$L_c = 0.05\mu_s + 0.4605 \log_{10} \frac{\sqrt{2}D}{r} \ [\mu H/m] \quad (3\text{-}1\text{-}15)$$

여기서, μ_s는 도체의 비투자율이다. 그런데 3상이 완전 연가된 것으로 가정하여 각 선 인덕턴스를 평균하여 다음 식을 적용한다.

$$L = \frac{1}{3}(L_a + L_b + L_c) = 0.05\mu_s + 0.4605 \log_{10} \frac{\sqrt[3]{2}D}{r} \quad (3\text{-}1\text{-}16)$$

위와 같은 식을 이용하면 교류 전원측 임피던스를 계산할 수 있다. 그림 5의 교류 전원측 임피던스를 일반화된 등가회로로 나타내면 그림 6과 같이 나타낼 수 있다.

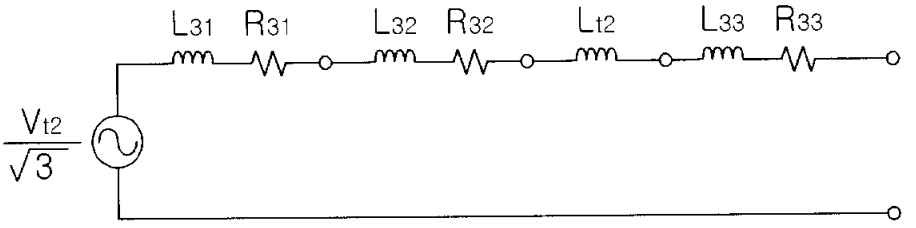


그림 6. 일반화된 등가회로

그림 6의 각 parameter는 다음과 같은 식을 이용해서 구해낼 수 있다.

$$L_{31} = [L_a (\frac{3.3kV}{22.9kV})^2 + L_{t1} + L_1](\frac{V_{t2}}{3.3kV})^2 \quad (3\text{-}1\text{-}17)$$

$$R_{31} = R_1 (\frac{V_{t2}}{3.3kV})^2 \quad (3\text{-}1\text{-}18)$$

$$L_{32} = L_2(\frac{V_{\ell 2}}{3.3kV})^2 \times l_1 \quad (3\text{-}1\text{-}19)$$

$$R_{32} = 1.78\times10^{-8}\times\frac{l_1}{250SQ}\times1.2\times(\frac{V_{\ell 2}}{3.3kV})^2 \quad (3\text{-}1\text{-}20)$$

$$L_{\ell 2} = \frac{(V_{\ell 2})^2}{750kVA}\times2.5\%\times\frac{1}{2\pi\times60} \quad (3\text{-}1\text{-}21)$$

$$L_{33} = \begin{pmatrix} 0.05+0.4605\log_{10}\frac{\sqrt[3]{2}\times60}{12}\times l_2[\mu H] & \text{for} \quad MPS1\sim5 \\ 0.05+0.4605\log_{10}\frac{\sqrt[3]{2}\times90}{14}\times l_2[\mu H] & \text{for} \quad MPS6\sim13 \end{pmatrix} \quad (3\text{-}1\text{-}22)$$

$$R_{33} = \begin{pmatrix} 1.78\times10^{-8}\times\frac{l_2}{400SQ}\times1.2 & \text{for} \quad MPS1\sim5 \\ 1.78\times10^{-8}\times\frac{l_2}{600SQ}\times1.2 & \text{for} \quad MPS6\sim13 \end{pmatrix} \quad (3\text{-}1\text{-}23)$$

여기서,

$V_{\ell 2}$ = 750kVA 변압기 2차측 전압

l_1 = 분기점 ⓓ와 750kVA 변압기 1차측 단자 ⓒ간 길이

l_2 = 750kVA 변압기 2차측 단자와 MPS 입력단자간 길이

식 (3-1-17) ~ (3-1-23)으로부터 그림 6의 각 MPS 입력 전원측 임피던스 parameter를 구하면 표 3과 같다.

표 3. 각 MPS 입력 전원측 임피던스 parameter

MPS	V_{ℓ} [V]	l_1 [m]	l_2 [m]	L_{31} [μH]	R_{31} [mΩ]	L_{32} [μH]	R_{32} [mΩ]	L_{ℓ} [μH]	L_{33} [μH]	R_{33} [mΩ]
1	120	31	19	0.412	0.008	0.01	1.342	1.273	12.96	1.66
2	480	28	19	0.596	0.124	0.168	21.47	20.372	11.7	1.50
3	120	27	19	0.412	0.008	0.01	1.342	1.273	11.29	1.44
4	200	23	16	1.145	0.021	0.025	3.138	3.537	9.61	1.23
5	240	22	16	1.649	0.031	0.035	4.52	5.093	9.20	1.17
6	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
7	-	-	-	-	-	-	-	-	-	-
8	200	20	15	1.145	0.021	0.023	2.942	3.537	9.36	0.71
9	240	19	15	1.649	0.031	0.033	4.237	5.093	8.89	0.68
10	120	20	12	0.412	0.008	0.007	0.847	1.273	9.36	0.71
11	240	20	10	1.649	0.031	0.022	2.824	5.093	9.36	0.71
12	120	19	7	0.412	0.008	0.004	0.494	1.273	8.89	0.68
13	120	16	7	0.412	0.008	0.004	0.494	1.273	7.49	0.57

그림 5에 나타나 있는 13개의 MPS를 각각 동작시켰을 경우 각 MPS 입력단 전압파형을 시뮬레이션을 통하여 구해본다. 식 (3-1-6)의 노치 면적을 구하려면 MPS 입력 전원측 임피던스와 부하전류에 대한 정보가 필요하다. 그런데 750kVA 변압기 2차측에서 각 MPS 입력단자까지의 길이도 다르고, MPS 입력전압도 120, 200, 240, 480V로 나뉘어져 있으므로 각 MPS 입력 전원측 임피던스가 다르다. 그림 6의 등가회로에 대하여 표 3의 parameter를 대입해서 시뮬레이션 하였으며 그림 9 ~ 18은 각 MPS 입력단 단자전압을 나타낸 것으로 그림 8의 MPS 전체를 시뮬레이션했을 때의 결과이다. 각 파형에 대한 지연각 α, 중복각 μ, THD, 전압강하를 우측에 나타내었다. 그림 7은 시뮬레이션시 사용된 기본 회로도를 나타낸다.

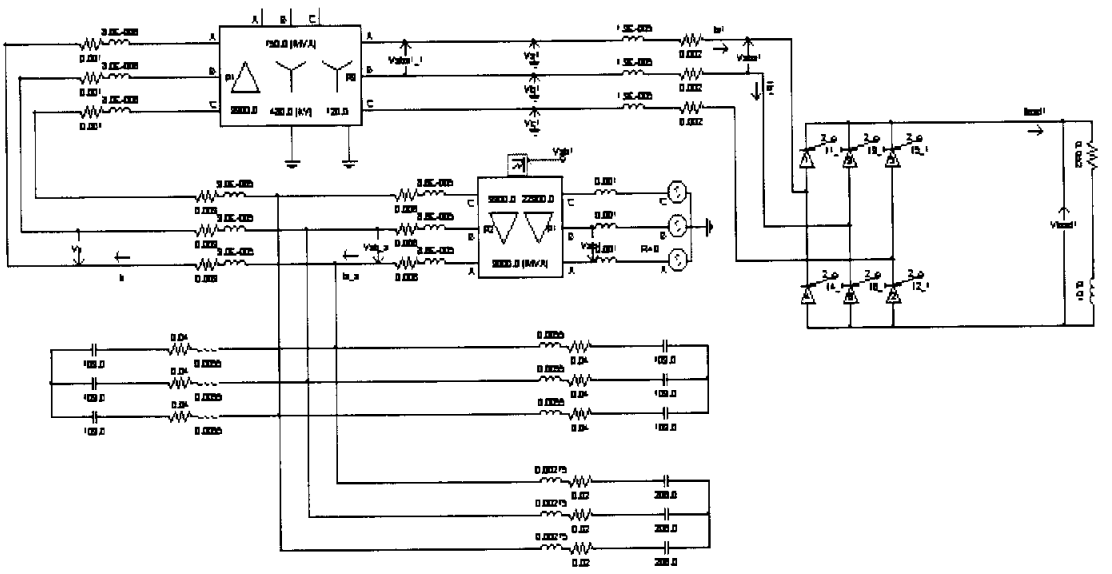


그림 7. MPS 시뮬레이션 기본 회로도

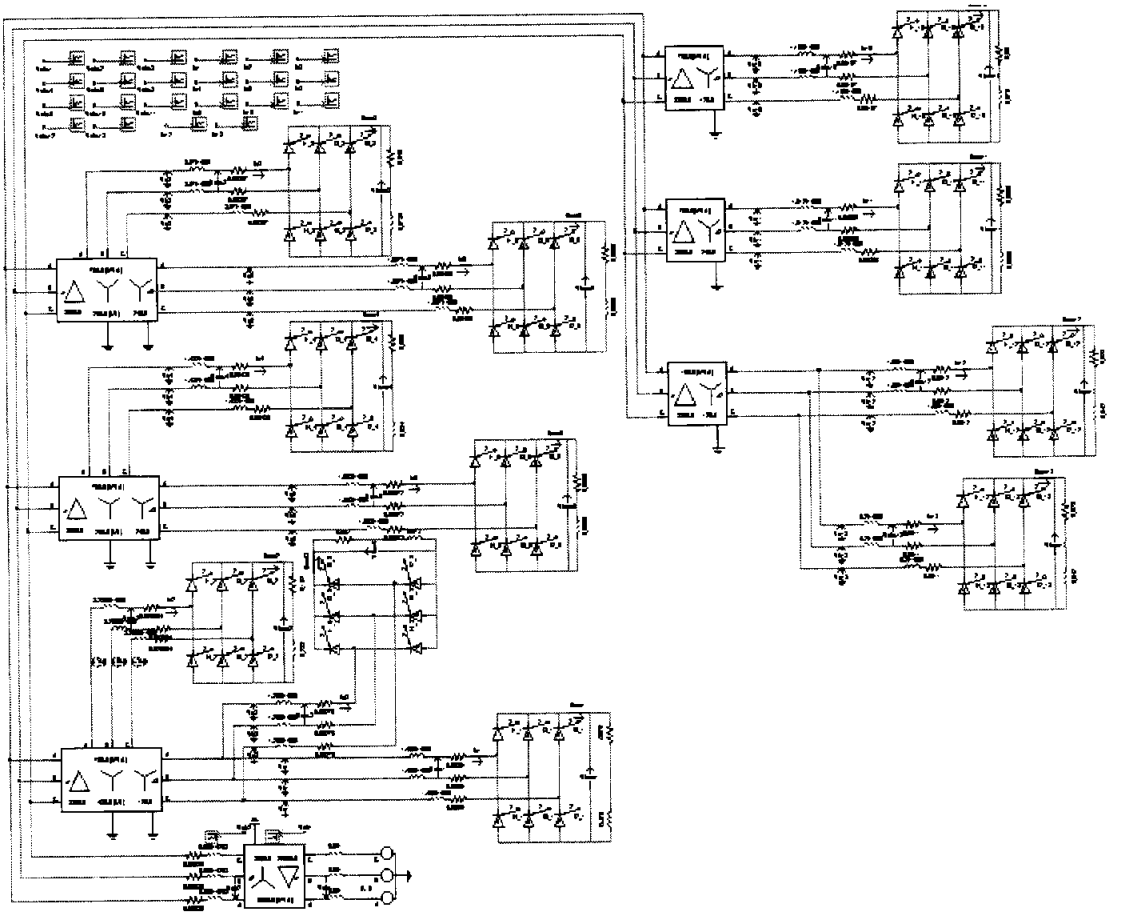


그림 8. MPS 전체 시뮬레이션 회로도

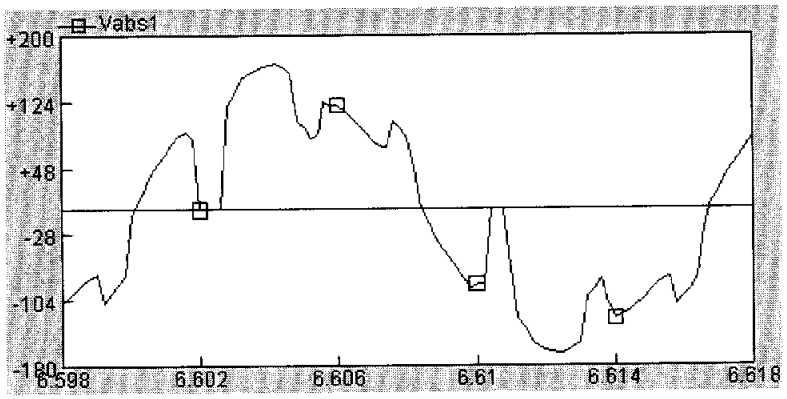


그림 9. MPS1 입력단 전압파형

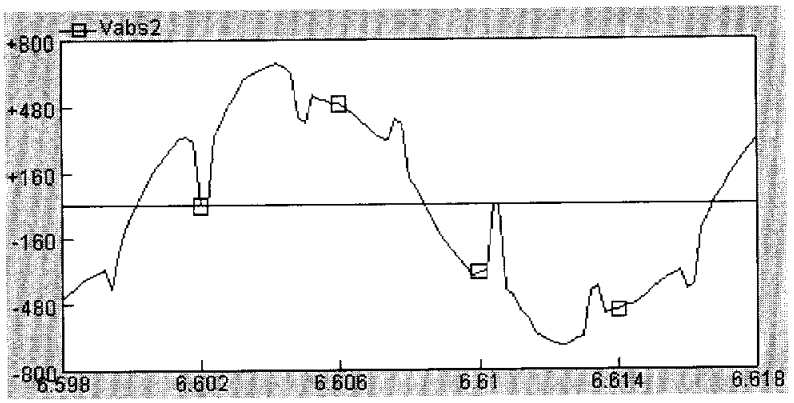


그림 10. MPS2 입력단 전압파형

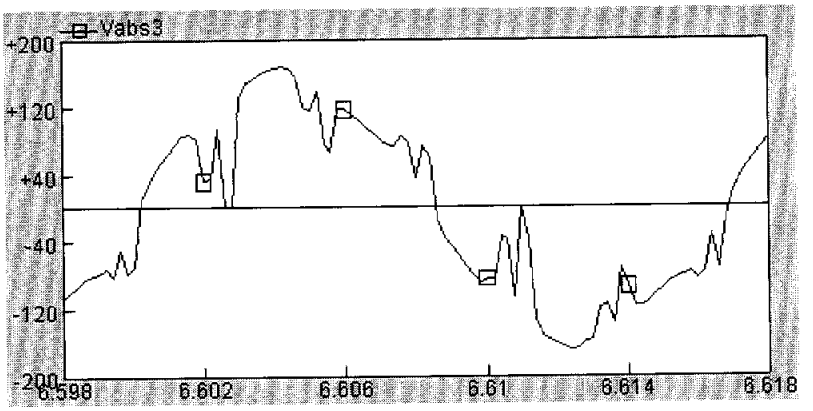


그림 11. MPS3 입력단 전압파형

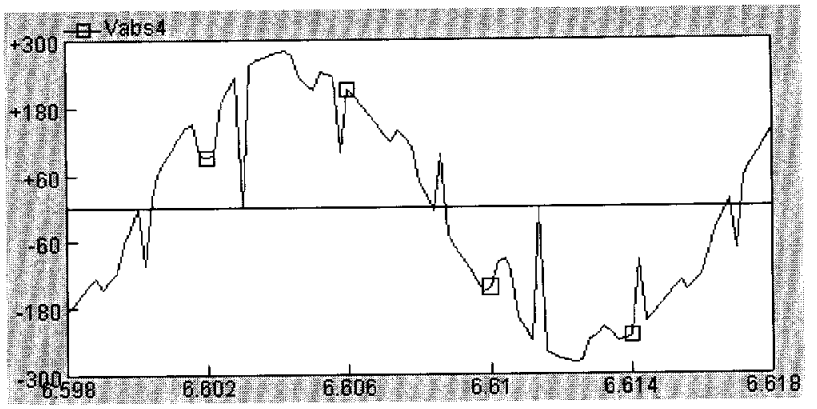


그림 12. MPS4 입력단 전압파형

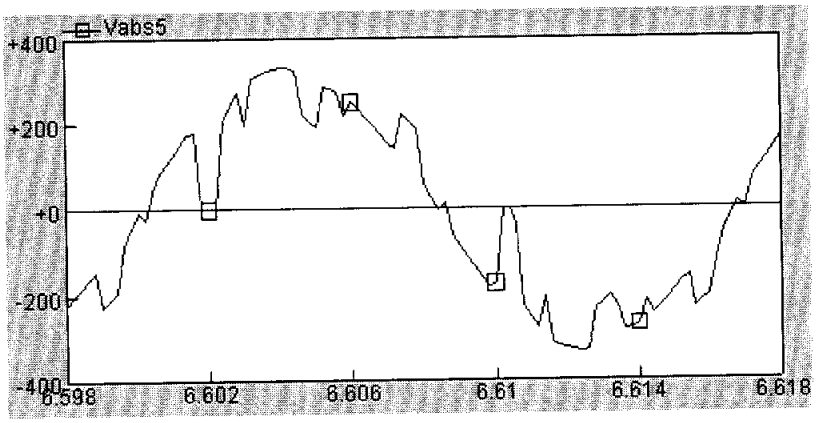


그림 13. MPS5 입력단 전압파형

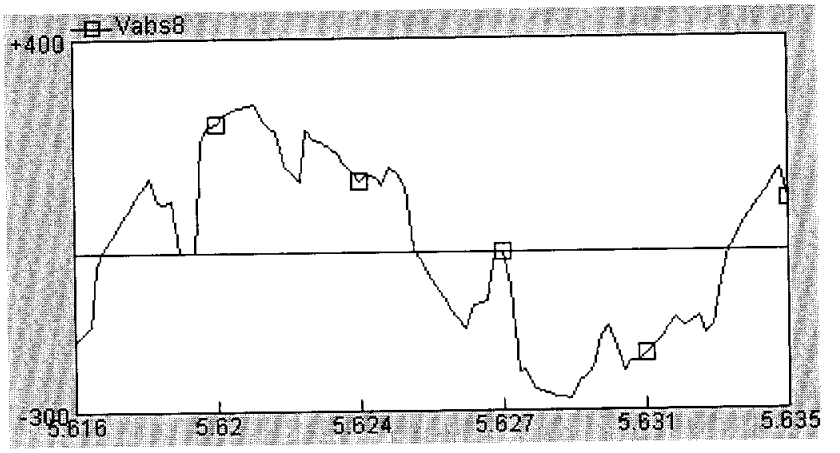


그림 14. MPS8 입력단 전압파형

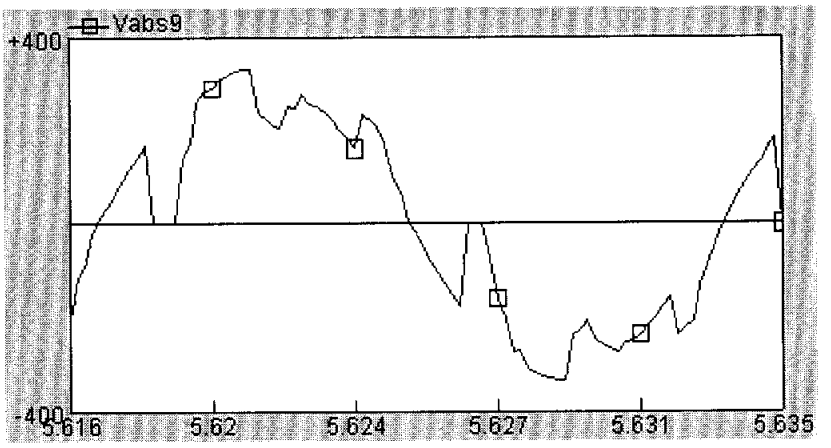


그림 15. MPS9 입력단 전압파형

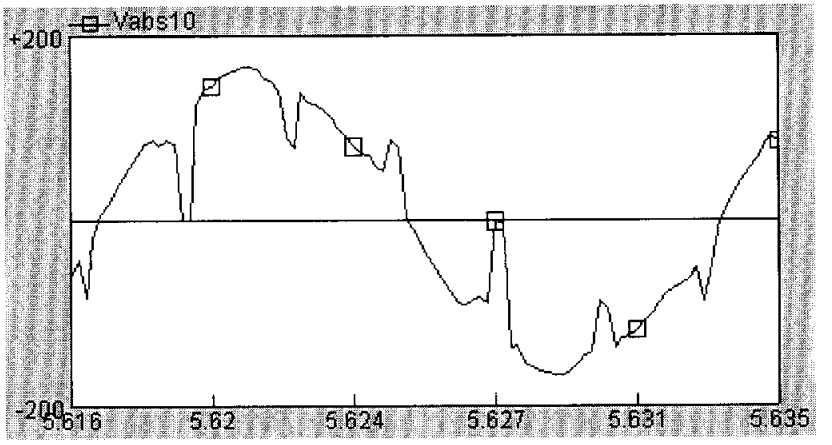


그림 16. MPS10 입력단 전압파형

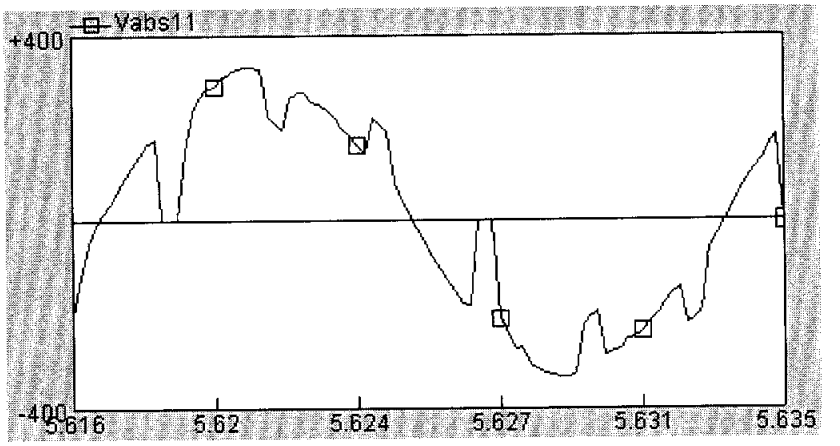


그림 17. MPS11 입력단 전압파형

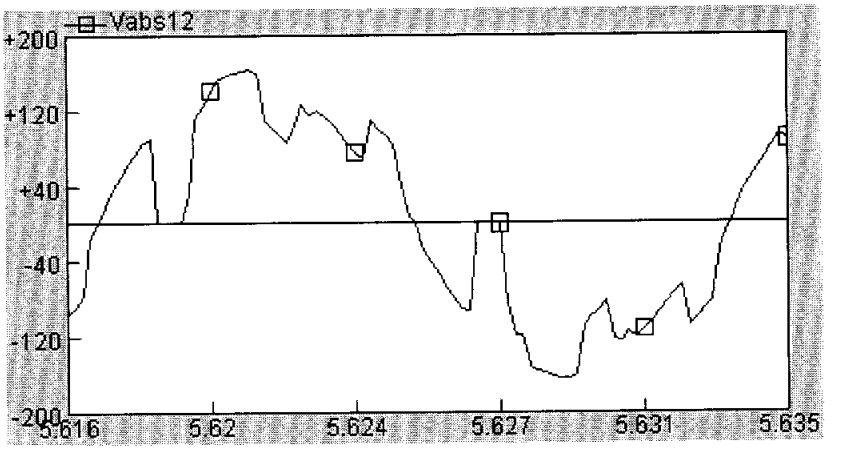


그림 18. MPS12 입력단 전압파형

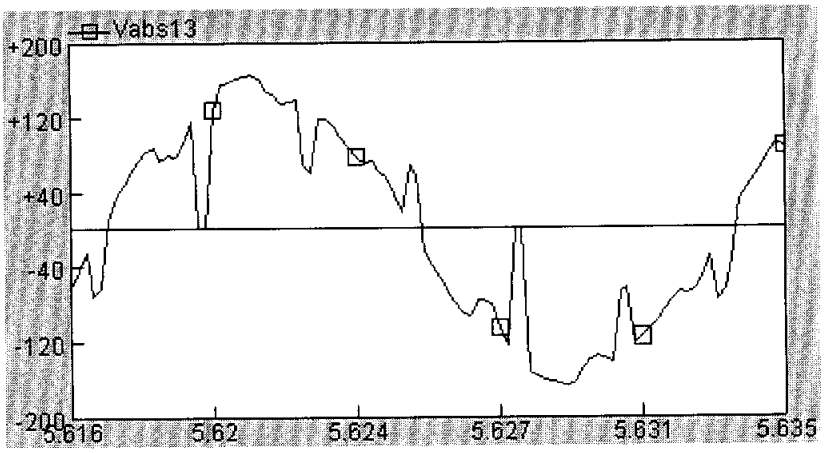


그림 19. MPS13 입력단 전압파형

그림 20은 MPS1과 MPS3이 동시에 동작한 경우를 시뮬레이션하기 위한 회로도이며 입력 전원측 임피던스 parameter는 표 3의 MPS1과 MPS3에 나타나 있다. 그림 21에서 V_{ab1}과 V_{ab2}는 각각 MPS1과 MPS3의 입력단자전압 파형이며 V_{ab}는 750kVA 변압기 T1의 2차측 120V 탭에서의 전압파형이다.

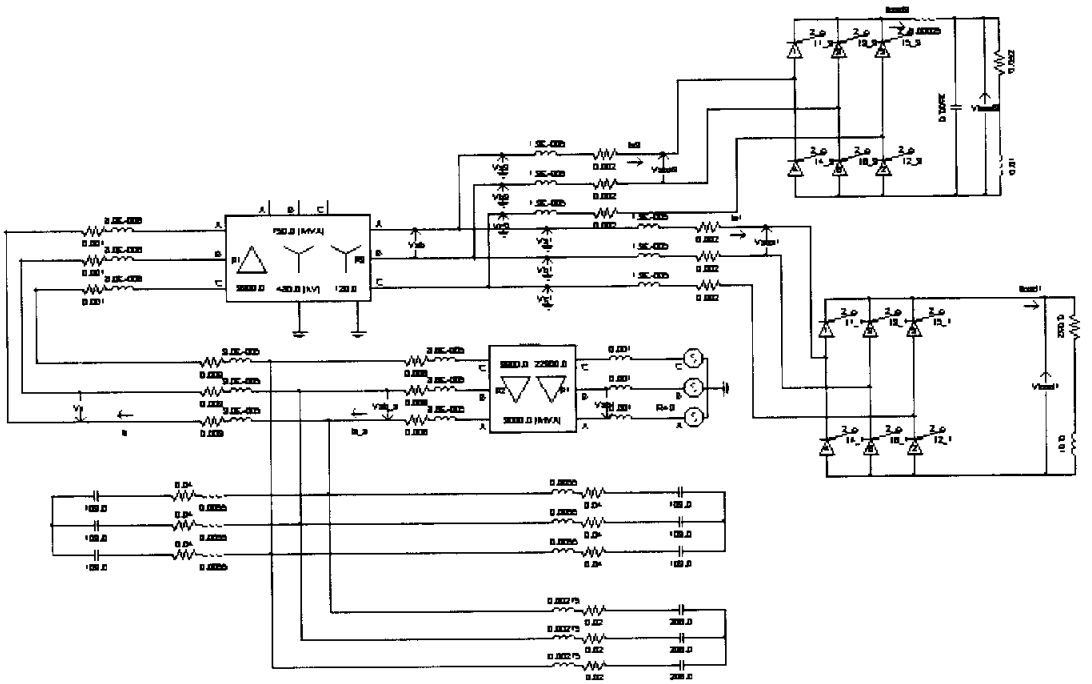


그림 20. MPS1과 MPS3이 동시에 동작할 경우의 회로도

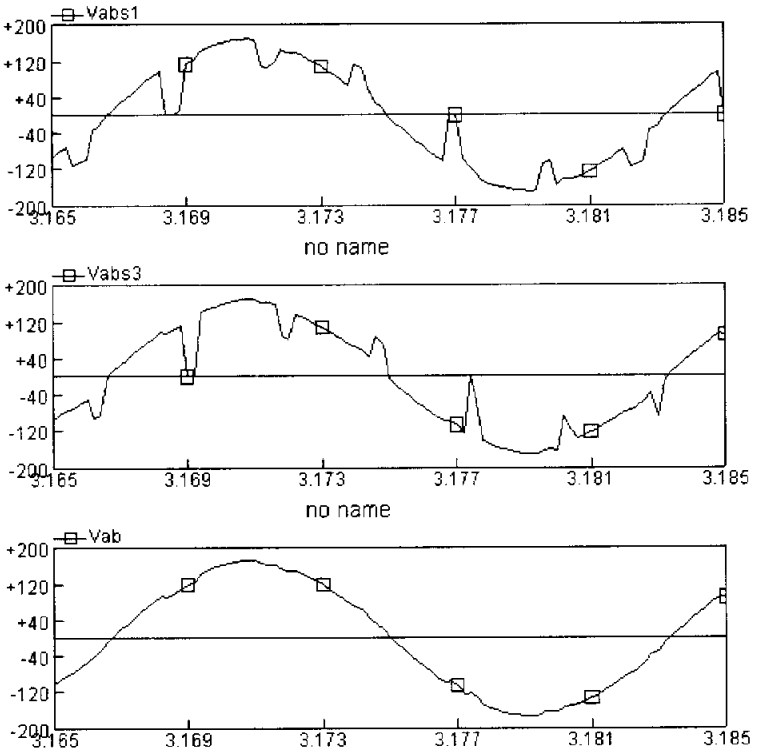
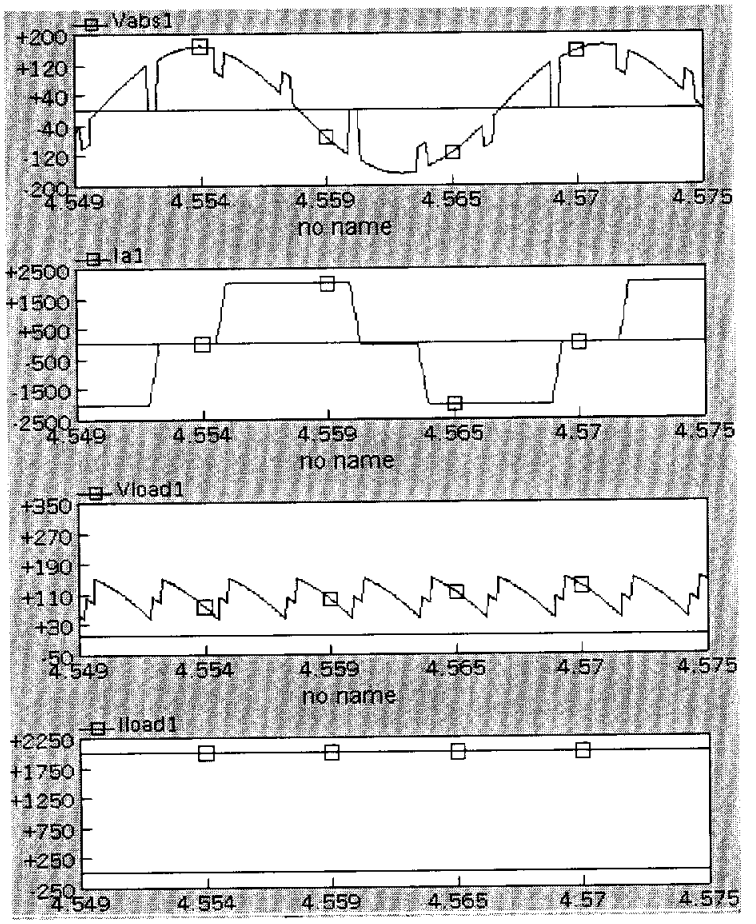


그림 21. MPS1과 MPS3의 각 부분 전압파형

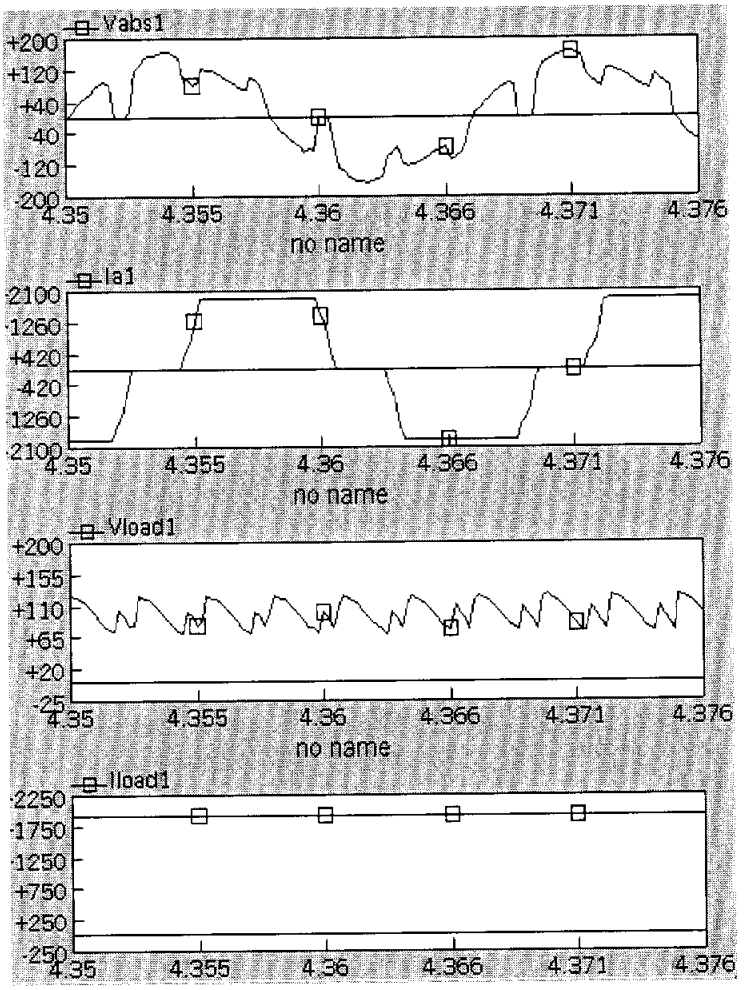
4. MPS 전력공급시스템의 THD와 전압강하 특성 분석

4-1. THD 분석

그림 2(b)에서 PCR 출력전류 최대값 $I_{O_{ax}}$이 출력되는 구간에서 THD를 해석한다. 그림 22는 PCR1의 입출력 전압과 전류를 PSCAD/EMTDC로 시뮬레이션해서 나타낸 것이다. 그림 22(a)는 13대의 PCR 중에서 PCR1만 단독으로 동작하는 경우이고, 그림 22(b)는 13대의 PCR을 모두 동작시킨 경우로써, 그림 22(b)의 경우가 그림 22(a)의 경우보다 PCR 입력전압 파형이 복잡하게 나타남을 알 수 있다. 그림 23은 주변압기 T의 2차측 (3.3 kV) 선간전압과 선전류 파형을 나타낸다. 그림 23(a)와 23(b)의 조건은 각각 그림 22(a)와 22(b)에 해당된다. 표 4에 각 경우의 THD를 나타내었다.

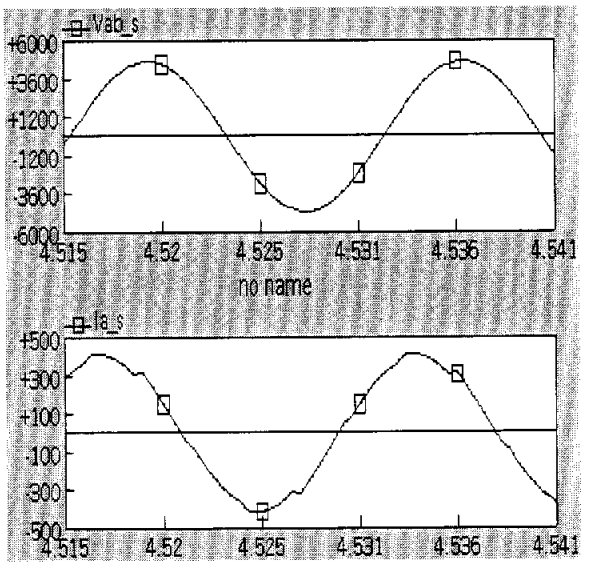

Vab$1
+200
+120
+40
-40
-120
-200
4.549
4.554
4.559
4.565
4.57
4.575
no name
Ia1
+2500
+1500
+500
-500
-1500
-2500
4.549
4.554
4.559
4.565
4.57
4.575
no name
Vload1
+350
+270
+190
+110
+30
-50
4.549
4.554
4.559
4.565
4.57
4.575
no name
Iload1
+2250
+1750
+1250
+750
+250
-250
4.549
4.554
4.559
4.565
4.57
4.575

(a) PCR1 단독운전시

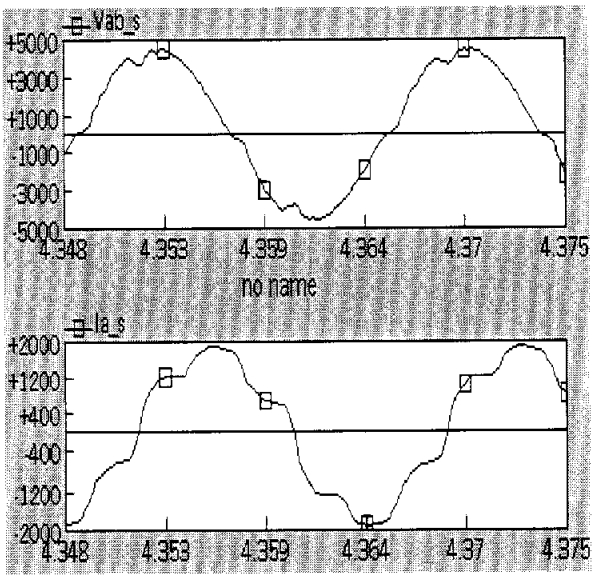


(b)13개 PCR 동시 운전시

그림 22. PCR1의 V_{IN}, I_{IN}, Vo, Io 파형



(a)PCR1 단독운전시



(b) 13개 PCR 동시 운전시

그림 23. 주변압기 T의 2차측 전압과 전류 파형

표 4. 각 부분의 전압 THD

Voltage in Fig.	22(a)	22(b)	23(a)	23(b)
THD (%)	28.6	34.2	1.95	6.2

4-2. 전압강하 분석

그림 1에서 6개 변압기 (T1 ~ T6)의 정격용량은 750 kVA이지만 PCR의 펄스모드 동작을 감안하여 정해진 것이다. PCR의 최대 출력전류는 3.7 kA이므로 변압기의 순시전력은 근사적으로 식(4-2-1)과 같다.

$$S=\sqrt{3}\,VI=\sqrt{3}\times 480\,V\times 3700A\times\sqrt{\frac{2}{3}}$$

$$=2.5MVA \qquad (4\text{-}2\text{-}1)$$

따라서 변압기 정격용량 750kVA는 PCR 최대 출력의 약 30% 밖에 안된다. 그러므로 펄스전류의 최대값이 출력되는 구간에서 변압기는 과부하 상태로 동작하게 되어 심각한 전압강하가 발생한다. 그림 22와 23의 각 전압에 대한 실효값을 계산하여 전압강하의 정도를 분석하였다. 전압강하를 정량적으로 나타내기 위하여 식 (4-2-1) % 전압강하를 사용하였다.

$$\%\text{전압강하}=\frac{V_{\text{무부하}}-V_{\text{전부하}}}{V_{\text{전부하}}}[\%] \qquad (4\text{-}2\text{-}2)$$

표 5는 그림 22와 23의 전압에 대한 %전압강하를 나타낸다.

표 5. 각 부분 전압의 %전압강하

Voltage in Fig.	22(a)	22(b)	23(a)	23(b)
% Volt Drop [%]	7.2	22.1	3.2	8.9

5. 결론

PSCAD/EMTDC를 사용하여 펄스모드로 동작하는 8.5 MVA급 MPS 시스템의 THD와 전압강하 특성을 분석하였다. 8.5MVA급 MPS는 플라즈마 생성 및 구속실험을 위한 13개의 대형 전자석코일 (1.6kA-3.7kADC)을 여자하기 위해 사용되며 총 13개의 PCR (Phase Controlled Rectifier)로 구성된다. 즉, 전자석코일 각각은 하나의 PCR로 구동된다. 각 PCR은 출력전류를 펄스형태로 발생하며 펄스폭은 10초이고 주기는 150초 정도이다. 10초 동안 발생하는 펄스의 모양은 사다리꼴이며 처음 4초간 영에서 정격전류까지 선형으로 증가하고난 후 2초간 정격전류를 유지하며 다시 나머지 4초간 영으로 감소하는 형태이다. 따라서 최대부하가 발생하는 구간은 정격전류가 흐르는 2초간이다. 본 논문에서는 최악의 부하조건에서 특성을 파악하기 위해 펄스형태인 MPS 출력전류의 최대값 구간에서 THD와 전압강하 특성을 분석하였다.

THD는 13개 PCR이 모두 동작하는 경우 PCR 입력단에서 34.2%, 주변압기 (22.9kV/3.3kV) 2차측 3.3kV 라인에서 6.2%이다. %전압강하는 PCR 입력단에서 22.1%, 주변압기 2차측에서 8.9% 발생한다. THD는 IEEE standard 519-1992에서 규정하는 5% 이내를 초과함을 알 수 있으며, 전압강하는 통상 허용 전압변동 범위인 ±10%를 벗어날 확률이 높다는 것을 알 수 있다. 왜냐하면 주변압기 1차측 인입전원의 전압변동 범위가 ±10%이므로 이를 고려하면 2차측 전압은 최대 -18.9%까지 강하하기 때문이다. 일반적으로 대용량 전원장치의 경우 하드웨어적 제약이 커서 설계변경에 따른 수정 및 증설 등이 용이하지 않다. 따라서 시뮬레이션 결과를 효과적으로 활용하면 설계변경

및 운전조건 변경시 발생하는 막대한 시간적, 경제적 손실을 최소화 할 수 있다. 추후 본 논문에서 시뮬레이션한 결과를 실험 결과와 비교 분석하여 미비점을 보완함으로써 유용하게 활용될 수 있도록 입증하는 연구가 더 필요하다.

참고문헌

[1] Mohan, Underland, and Robbins, "Power Electronics Converters, Applications, and Design", Wiley, 1995.

[2] Chikaraish. Ho, Yamada S., Tanahshi S., Kitagawas., Satow T., Yamamoto J., Motojma O., "DC Power System for Superconducting Magnets of LHD", proc. of IPEC, pp. 904-909, 1995.

[3] M. P. J. Gandrean, M. S. Shuster, V. J. Berkman, P. Thomas, "The TARA 24 MVA Magnet System", proc. of the 14th Symp. on Fusion Tech. Vol.2, pp. 1749-1758, 1986.

[4] Toshifumi Ise, James J. Skiles, Robert L. Kustom, and Ju Wang, "Circuit Configuration of the GTO Converter for Superconducting Magnetic Energy Storage", PESC, pp.108-115, 1998.

[5] E. C. Nho, G. B. Joung, Y. J. Kim, and J. W. Choi, "Design Considerations and Characteristics Analysis of a 4.2 MW (600V, 7 kA) DC Pulsed Power Supply", PESC, Vol.2, pp. 828-834, 1997.

[6] *EMTDC V3 user's manual*, Manitoba HVDC Research Center, 1988.

[7] *PSCAD/EMTDC Installations and Administration Manual*, Manitoba HVDC Research Center, 1994.

[8] Dennis Woodford, *Introduction to PSCAD V3*, Manitoba HVDC Research Center, 2001.

감사의 글

대학원 입학 후 논문의 마지막에 감사의 글을 쓰는데 까지는 대부분 2년이 걸리는데, 저의 경우는 4년이란 세월이 걸렸습니다. 먼 길을 돌아온 듯하지만 저에게는 대학원 2년의 생활과 1년 4개월의 휴학기간이 학문적으로나 정신적으로 한층 더 성숙할 수 있었던 소중한 시간이었고, 앞으로의 인생에 밑거름이 될 수 있는 시간이었습니다. 평생학습의 인생에서 학문적으로 '석사'라는 칭호를 갖는다는 것이 별 대수롭지 않을 수도 있지만, 저에게는 형언하기가 힘들만큼 기쁜 일입니다.

논문이 완성될 수 있도록 지도해 주시고 많은 학문적인 지식을 전해 주시는데 그치지 않으시고, 인생의 선배로서 나침반 역할을 해주시고, 전폭적으로 신뢰를 아끼지 않으신 노의철 교수님께 머리 조아려 감사의 마음을 드립니다. 학문적으로 많은 가르침과 석사 생활에서 힘들 때마다 아낌없는 조언을 주신 김인동 교수님께도 감사의 마음을 드립니다. 학과를 만드시고 과 발전에 헌신적 노력을 아끼시지 않고, 전공 지식을 제자들에게 하나라도 더 전달하시기 위해 열강을 하고 계시는 김천덕 교수님께도 감사의 마음을 드리며 평소 많은 지도를 해 주시고 바쁘신 가운데도 논문심사를 해주신 장윤석 교수님께도 감사드립니다. 또한 전기공학과 모든 교수님께 감사드립니다.

같이 입학을 했지만 저보다 빨리 졸업을 해 현장에서 자신의 능력을 마음껏 발휘하고 있는 동기 이민수, 성현제 학형, 그리고 권영원 학형, 회사 생활을 하다 대학원에 와서 실무 지식을 많이 주신 강성관 학형, 정상적으로 졸업을 했더라면 같이 연구실 생활을 못해 볼 뻔한 후배 문상호, 김보경 학형 그리고 누구보다도 저의 논문에 대한 잔무를 해 주신 안종수 학형께 심심한

사의를 표합니다.

그동안 고마움을 주신 분들께 찾아뵙고 인사를 드려야 함이 지극히 당연한 일인데 이렇게 글로써 보답을 하는 저의 무례함을 넓은 아량으로 이해를 부탁드립니다.

논문을 쓸 수 있게 저를 낳아 주시고 길러 주시고 능력을 주신 부모님, 열렬한 성원을 아껴 주시지 않은 형님 내외분들, 누님 내외분 그리고 힘들 때 물질적인 도움을 아낌없이 주신 막내 고모부 내외분께 진심으로 감사를 드립니다. 모든 분께 감사의 마음을 전하며, 항상 감사하는 마음을 잊지 않을 것이며, W. L. 게리슨의 말로 앞으로 나의 삶을 다짐해 봅니다.

'나는 진지한 삶의 태도를 갖겠다. 애매한 말을 하지 않으며, 변명하지 않으며, 절대로 물러서지 않으며, 다른 사람의 말을 경청하겠다.'