



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](#)

공학박사 학위논문

외부 자계의 영향을 고려한
정밀급 대전류 변류기의
최적 설계

Optimal Design of High Precision Class
Large Current Transformer
Considering External Magnetic Field

2020년 8월

서울대학교 대학원

전기·정보공학부

이 승 재

외부 자계의 영향을 고려한
정밀급 대전류 변류기의
최적 설계



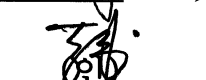


Optimal Design of High Precision Class
Large Current Transformer
Considering External Magnetic Field

지도 교수 정 현 교

이 논문을 공학박사 학위논문으로 제출함
2020년 8월

서울대학교 대학원
전기·정보공학부
이승재

이승재의 공학박사 학위논문을 인준함
2020년 6월

위원장	한 승 용	
부위원장	정 현 교	
위원	한 송 연	
위원	노 종 석	
위원	이 등 준	

국문 초록

4차 산업혁명과 사물 인터넷(internet of things, IoT) 기술의 발전으로 전력망 내의 보다 효율적인 정보 교환이 가능해졌고 사용 전류의 정확한 정보 전달을 위해 정밀도 높은 변류기에 대한 연구의 필요성이 높아졌다.

본 논문에서는 외부자계 영향을 고려한 대전류 변류기의 최적 설계를 위해 기존의 대전류 변류기의 개선 설계와 인쇄 회로 기판(printed circuit board, PCB)을 이용한 로고스키 코일의 설계를 제안하였고, 설계안을 토대로 제작한 변류기의 비오차 및 온도 시험을 통해 설계안의 유용성과 타당성을 검증하였다.

먼저 대전류 측정을 위해 기존에 사용하던 철심형 변류기의 개선 설계안을 제시하였다. 외부 자계 차단을 위해 쉴드 권선을 적용한 분할 권선 변류기에 소손이 발생하는 문제점이 있다는 것을 파악하였고 이를 해결하기 위하여 고압 변압기에 사용하는 transposition winding을 차용한 교차 권선 변류기를 제안하였다. 제안된 설계의 유용성을 검증하기 위해 유한요소법을 이용한 수치해석을 진행하였고 비오차 특성을 정밀급 범위 내에서 유지하면서 온도 저감 효과가 있다는 것을 확인하였다.

또한 자성 재료의 한계로 인해 크기와 안정성, 경제성 등에서 단점을 갖는 기존 변류기의 대안으로 철심을 사용하지 않는 로고스키 코일 기반의 변류기를 설계하였다. 로고스키 코일의 단점인 위치와 형상의 불균일성을 해소하기 위해 PCB를 이용하였고 외부 자계로 인한 오차를 저감하기 위해 리턴 코일을 추가하였다. 기존의 변류기를 대체할 수 있는 신뢰성을 얻기 위해 외부 자계 차폐가 가능한 정밀급 설계를 목표로 하였고 먼저 해석적 방법으로 로고스키 코일에 대한 외부 자계의 영향을 분석하였다. 분석한 결과를 수치해석을 통해 다시 한 번 검증하고 유전 알고리즘을 이용하여 기존의 대전류 사용 환경의 제한 조건을 만족하는 PCB 로고스키 코일의 최적 설계안을 도출하였다.

제안된 교차 권선 변류기와 PCB 로고스키 코일의 설계안을 토대로 시제품을 제작하였다. 교차 권선 변류기는 온도 및 대전류 비오차 시험을 통해 기존의 분할 권선 변류기와 특성을 비교하였고 PCB 로고스키 코일은 비오차 시험을 통해 기존 변류기의 대체 가능성을 확인하였다.

제안된 교차 권선 변류기는 외부 자계 영향 하에서 정밀급 비오차를 만족하면서 기존의 분할 권선 변류기에 비해 향상된 온도 특성을 보여줌으로써 보다 안정성 높은 대전류 변류기로서 활용 가능하다는 것을 검증하였다.

제안된 PCB 로고스키 코일은 외부 자계 영향 하에서 정밀급 비오차를 만족하였다. 기존의 변류기와 비교했을 때 대체 가능한 정밀급 비오차 특성과 소형화의 용이성, 측정의 광범위성과 제작의 경제성을 고려할 때 본 논문에서 제안한 PCB 로고스키 코일이 기술적, 경제적으로 유용함을 증명하였다.

주요어 : 변류기 (current transformer), 로고스키 코일(rogowski coil), PCB 로고스키 코일 (PCB rogowski coil), 외부 자계 (external magnetic field), 비오차 (ratio error)

학 번 : 2015-20967

목 차

국문 초록	i
목 차	iii
그림 목차	v
표 목차	viii
기호 및 약어 설명	ix
제 1 장 서 론	1
1.1 연구 배경과 목표	1
1.2 논문의 구성	6
제 2 장 대전류 변류기의 외부 자계 차폐 성능 향상 설계	7
2.1 정밀급 대전류 변류기	7
2.1.1 변류기	7
2.1.2 비오차	9
2.1.3 변류기의 분류와 계급	10
2.2 대전류 변류기에서의 외부 자계 영향	14
2.3 쉴드 권선	19
2.3.1 Flux equalizing winding	19
2.3.2 분할 권선 변류기의 해석	21
2.4 교차 권선을 차용한 대전류 변류기	28
2.4.1 Tranposition winding	28
2.4.2 변류기에서의 교차 권선	29
제 3 장 로고스키 코일의 외부 자계 차폐 성능 향상 설계	38
3.1 로고스키 코일	38
3.1.1 로고스키 코일의 기본 원리	38
3.1.2 적분기	40
3.1.3 로고스키 코일의 특징	42
3.2 비오차의 원인	43
3.3 Printed circuit board 로고스키 코일	46
3.4 PCB 로고스키 코일의 외부 자계 차폐 성능	48
3.4.1 Excursion	50
3.4.2 Eccentricity	53
3.4.3 1차 도체와 평행한 외부의 도체	55
3.4.4 1차 도체와 수직인 외부의 도체	57
3.4.5 리턴 코일과 외부 자계 영향의 상관 관계	61
제 4 장 PCB 로고스키 코일의 최적설계	66
4.1 PCB 로고스키 코일의 개념설계	66
4.1.1 PCB 로고스키 코일의 출력	66

4.1.2 리턴 코일과 위치	67
4.1.3 PCB 로고스키 코일 설계안	71
4.2 제한 조건과 설계 변수	74
4.2.1 제한 조건	74
4.2.2 설계 변수	75
4.3 목적 함수	78
4.3.1 출력 전압	78
4.3.2 비오차	79
4.4 최적화 알고리즘과 순서도	80
4.4.1 유전 알고리즘	80
4.4.2 설계 변수 범위	81
4.4.3 최적 설계 순서도	82
4.5 최적 설계 결과	83
제 5 장 교차 권선 변류기 및 PCB 로고스키 코일 제작과 시험	85
5.1 교차 권선 변류기 제작과 시험	85
5.1.1 시험용 교차 권선 변류기 제작	85
5.1.2 교차 권선 변류기 비오차 시험	87
5.1.3 교차 권선 변류기 온도 시험	89
5.1.4 교차 권선 변류기 시험 결과 및 분석	91
5.2 PCB 로고스키 코일 제작과 시험	94
5.2.1 시험용 PCB 로고스키 코일 제작	94
5.2.2 비오차 시험	95
5.2.3 PCB 로고스키 코일 시험 결과 및 분석	97
제 6 장 결론 및 향후 연구 계획	98
6.1 결론	98
6.2 향후 연구 계획	100
참고문헌	101
Abstract	115

그림 목차

그림 1.1. IEC 61850 표준문서 간의 관계	1
그림 1.2. 3상 버스바에 설치된 부상형 대전류 변류기	3
그림 2.1. 변류기의 동작 원리	7
그림 2.2. 자화를 고려한 변류기의 등가회로	8
그림 2.3. 변류기의 벡터도	9
그림 2.4. 표유 자속이 변류기 철심에 미치는 영향	14
그림 2.5. 변류기 철심 형상	16
그림 2.6. Case 1 (왼쪽), Case 2 (오른쪽)의 버스바 형상	16
그림 2.7. 수치해석으로 계산한 2차 전류	17
그림 2.8. Case 1 (왼쪽), case 2 (오른쪽)의 정격전류 시험	17
그림 2.9. Partial flux equalizing winding	19
그림 2.10. 모든 부분 권선을 병렬 연결한 flux equalizing winding	20
그림 2.11. 2차 권선과 분리된 flux equalizing winding	21
그림 2.12. flux equalizing winding을 2차 권선과 결합한 분할 권선	21
그림 2.13. 분할 권선 변류기 단면도	23
그림 2.14. 8분할 권선 배치도	24
그림 2.15. 분할 권선의 결선	24
그림 2.16. 변류기 해석 조건, 중앙 관통(왼쪽), 치우친 관통 (오른쪽)	25
그림 2.17. 중앙 관통시 분할 권선에 흐르는 전류	26
그림 2.18. 치우친 관통시 분할 권선에 흐르는 전류	26
그림 2.19. transposition winding 개념	28
그림 2.20. 철심에서의 자속 밀도 ($t=6\text{ms}$)	29
그림 2.21. 둘레 방향에 따른 자속밀도와 권선의 위치	30
그림 2.22. 제안된 교차 권선 변류기 결선	31
그림 2.23. 권선 연결의 단순화	32
그림 2.24. 중앙 관통시 교차 권선에 흐르는 전류	35
그림 2.25. 치우친 관통시 교차 권선에 흐르는 전류	35
그림 3.1. 로고스키 코일의 기본 형상	39
그림 3.2. 기본적인 적분기 회로도	41
그림 3.3. 차폐를 하지 않은 로고스키 코일의 출력 신호	43
그림 3.4. 구리 편조선으로 차폐한 로고스키 코일의 출력 신호	44
그림 3.5. 알루미늄 막으로 차폐한 로고스키 코일의 출력 신호	44

그림 3.6. PCB 로고스키 코일의 앞면과 뒷면, 비아 홀	46
그림 3.7. PCBRC의 형상 변수	48
그림 3.8. 치우친 수직 관통.....	50
그림 3.9. 치우친 누운 관통.....	53
그림 3.10. 1차 도체와 평행한 외부의 도체.....	55
그림 3.11. 1차 도체와 수직인 외부의 도체.....	57
그림 3.12. 외부 자속이 통과하는 전체 영역.....	58
그림 3.13. 외부 자속 통과 영역 중 원 부분.....	58
그림 3.14 리턴 코일과 권선의 차지하는 영역	61
그림 3.15. 평행한 외부 전류.....	62
그림 3.16. 외부 전류 수직	62
그림 3.17. 해석용 로고스키 코일의 기본 형상	63
그림 3.18. 리턴 코일이 없는 경우	64
그림 3.19. 리턴 코일이 있는 경우	64
그림 3.20. 리턴 코일의 반경에 따른 출력 전압.....	65
그림 4.1. 각도가 다른 두 코일 패턴	66
그림 4.2. 중앙 관통 리턴 코일.....	67
그림 4.3. 중앙 관통 리턴 코일의 단면도	68
그림 4.4. 측면 리턴 코일	68
그림 4.5. 측면 리턴 코일의 단면도.....	69
그림 4.6. 설계 방식에 따른 면적의 차이	69
그림 4.7. 제안된 PCB 로고스키 코일 설계안	71
그림 4.8. 제안된 PCBRC의 3D 모델.....	71
그림 4.9. 상·하부 코일의 면적 차이	72
그림 4.10. GIS 모형.....	74
그림 4.11. PCBRC 설계 변수	75
그림 4.12. 알루미늄 차폐 케이스.....	78
그림 4.13. 최적 설계 순서도.....	82
그림 4.14. 최적 설계 결과 도면	83
그림 5.1. 제작중인 시험용 교차 권선 변류기.....	85
그림 5.2. 권선이 끝난 시험용 교차 권선 변류기	86
그림 5.3. 허부하 발생기와 표준CT, 시험용 변류기	87
그림 5.4. 부담 박스와 비오차 측정기, 입력 컨트롤러.....	87
그림 5.5. 표준 CT의 명판	88
그림 5.6. 온도 시험 세트.....	89

그림 5.7. 변류기와 버스바의 온도 센서 위치.....	90
그림 5.8. 시간에 따른 온도 변화	91
그림 5.9. 시험용 PCBRC의 상부(좌)와 하부(우).....	94
그림 5.10. PCBRC 전압 측정 세트.....	95
그림 5.11. PCBRC 차폐 케이스와 표준 CT	96
그림 6.1. PCBRC와 기존의 변류기 크기 비교	99

표 목차

표 2.1. 절연물질에 따른 변류기 분류	10
표 2.2. 권선 형태에 따른 변류기 분류.....	11
표 2.3. ESB-145(한국)의 계기용 변류기 계급표	11
표 2.4. IEC 61689-2의 계기용 변류기 계급표.....	12
표 2.5. 일반적 변류기 계급표	13
표 2.6. 해석용 대전류 변류기 상세.....	15
표 2.7. 외부 전류원과의 거리에 따른 비오차와 위상차	18
표 2.8. 해석용 분할 권선 대전류 변류기 상세.....	22
표 2.9. 관통 위치에 따른 분할 권선 변류기의 비오차와 위상차.....	25
표 2.10. 제안된 교차 권선 대전류 변류기 상세.....	33
표 2.11. 관통 위치에 따른 권선별 비오차와 위상차.....	33
표 2.12. 권선의 저항(상대값)과 RMS 전류.....	36
표 4.1. GIS 전류 측정용 PCBRC의 제한 조건	75
표 4.2. 최적 설계 결과	83
표 5.1. 교차 권선 변류기 비오차 시험 결과.....	91
표 5.2. 온도시험 시작 온도와 최종 온도 (괄호 안이 시작 온도).....	92
표 5.3. PCB 로고스키 코일 비오차 시험 결과.....	97

기호 및 약어 설명

A	코일 1턴의 면적 [m^2]
\vec{A}	벡터 포텐셜 [Wb/m]
b	코일 중앙과 도체와의 수평 거리 [m]
B	자속 벡터 [Wb]
e_{out}	출력 전압 [V]
H	자기장 세기 [A/m]
h	코일 높이 [m]
i_1	1차 입력 전류 [A]
i_2	2차 출력 전류 [A]
I_L	라인 전류 [A]
I_M	여자 전류 [A]
I_P	1차 전류 [A]
I_L	라인 전류 [A]
K	측정 변류비
K_n	공칭 변류비
K_{ra}	정격 변환비
l_c	코일 가로 길이 [m]
L_{wire}	코일의 총 길이 [mm]
M_0	도체 정중앙 관통시 상호 인덕턴스 [H]
M_e	코일 외부 도체의 상호 인덕턴스 [H]
M_{ec}	치우친 누운 관통시 상호 인덕턴스 [H]
M_{ex}	치우친 수직 관통시 상호 인덕턴스 [H]
M_{in}	코일 내부 도체 관통시 상호 인덕턴스 [H]
M_{PA}	외부의 코일과 수평한 도체의 상호 인덕턴스 [H]
n	코일 턴 수
N_1	1차 권선의 턴 수
N_2	2차 권선의 턴 수
r	코일 내경 [m]

R	코일 외경 [m]
R_0	내부 저항 [m]
R_L	라인 저항 [Ω]
U_0	외부 자계 없을 때 로고스키 코일 출력 전압 [V]
U_S	로고스키 코일 출력 전압 [V]
v_1	1차 전압 [V]
v_2	2차 전압 [V]
V_{peak}	전압 피크 값 [V]
W_C	코일 두께 [m]
X_L	라인 리액턴스 [Ω]
X_M	여자 리액턴스 [Ω]
Z_B	부담 임피던스 [Ω]
Z_L	라인 임피던스 [Ω]
δ	도체 기울기 [rad]
ε	비오차
Φ_{I1}	1차 상쇄 자속 [Wb]
Φ_{I2}	2차 상쇄 자속 [Wb]
Φ_m	여자 자속 [Wb]
λ	측정 지점에서 도체까지의 거리 [m]
μ_0	진공 투자율 [H/m]
ρ	코일 중앙에서 측정 지점까지의 거리 [m]
ρ_c	코일의 비저항 [Ω]

CT	변류기 (current transformer)
RC	로고스키 코일 (rogowski coil)
PCB	인쇄 회로 기판 (printed circuit board)
PCBRC	인쇄 회로 기판 로고스키 코일
FEM	유한요소법 (finite element method)
OP-amp	연산 증폭기 (operational amplifier)
GA	유전 알고리즘 (genetic algorithm)

제 1 장 서 론

1.1 연구 배경과 목표

2016년 1월 세계에서 가장 권위 있는 경제 포럼인 '다보스 포럼'의 핵심 화두는 '4차 산업혁명'이었다. 포럼에서 설명하는 4차 산업혁명은 3차 산업혁명을 기반으로 한 디지털과 바이오 산업, 물리학 등의 경계를 최첨단 정보통신 기술을 통해 융합하는 기술 혁명으로서 모든 것이 상호 연결되고 보다 지능화된 사회로 변화하는 '초연결성 (Hyper-connected), '초 지능화 (Hyper-Intelligent)'의 특징을 가지고 있다 [1]. 그 핵심이 되는 기술 중 하나인 IoT (Internet of Things, 사물인터넷)는 각종 사물에 센서와 통신 기능을 내장하여 인터넷으로 연결하는 기술로서 IoT 기술의 발전에 따라 사물과 사물, 사람과 사람이 통신으로 실시간 데이터를 주고받을 수 있게 되었다 [2]. 전기 산업에서도 IoT기술을 전력 계통의 설비들과 접목시켜 전기 생산자로부터 소비자, 또는 중간 소비자 등 다양한 수요자들에게 양방향으로 정보를 전달할 수 있게 되었다. 이를 스마트그리드 기술이라고 하며 스마트그리드를 통하여 생산된 전기 에너지의 다양한 정보를 전달함으로써 이전보다 효율적인 생산과 소비가 가능해졌다.

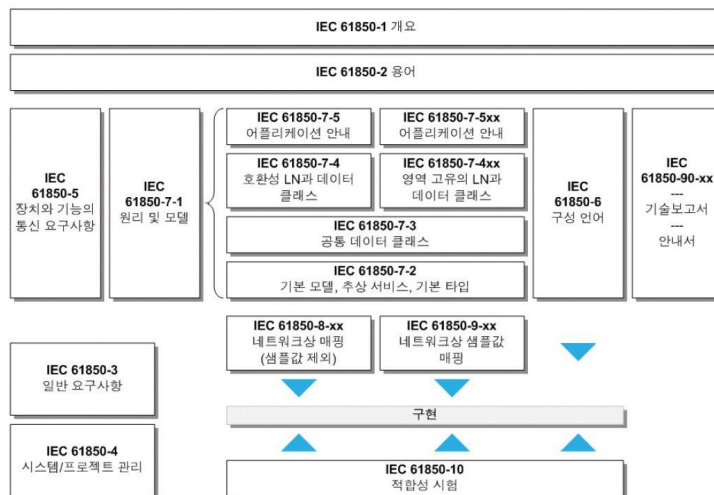


그림 1.1. IEC 61850 표준문서 간의 관계

Fig. 1.1. Relation between IEC 61850 standard documents

국제 전기기술 위원회 (International Electrotechnical Commission, IEC)에서는 1995년 변전소 내 통신의 표준화를 제안하였고 그에 따라 2002년에서 2005년에 걸쳐 통신 데이터의 규격을 설정한 IEC 61850 표준이 만들어졌다. 그 후 2009년에서 2013년에 걸쳐 변전소 내 통신을 규격화한 기존 IEC 61850 표준을 바탕으로 그림 1.1과 같이 변전소간, 변전소와 제어센터 간 통신 등 더 넓은 범위에서의 통신에 대한 표준 제정이 완료되었다 [3],[4].

IEC 61850 표준을 기반으로 전력망 지능화를 위해 변전소의 감시·보호 등의 기능을 하는 전력설비와 통신방식을 디지털화한 디지털 변전소가 구축되었다. 디지털 변전소를 통하여 전력 계통의 고장 진단, 분석이 빠르게 이루어져 전력 계통의 효율적이고 안정적인 운용이 가능해질 것이라 전망하고 있으며 한국전력공사는 2013년부터 2020년까지 전국에 약 60개의 디지털 변전소를 구축하여 운전 중이다 [5].

스마트 그리드 기술의 발전과 디지털 변전소 구축으로 전력 계통 내의 능동적인 정보 전달이 가능해짐에 따라 정보 전달과 처리, 분석의 기준이 되는 정확한 측정 데이터의 생산이 더욱 중요해졌다. 전력 계통과 기기에 흐르는 전류를 측정하기 위해 사용 전류를 측정 기기에 알맞은 크기의 작은 전류로 변환해주는 기기를 변류기 (Current transformer, CT)라 한다. 변류기는 암페어의 법칙 (Ampere's circuital law)과 패러데이의 법칙 (Faraday's law of electromagnetic induction)을 이용하여 입력된 전류의 크기를 일정한 비율로 변환하여 출력하는데 측정된 전류를 바탕으로 사용량을 실시간으로 측정함과 동시에 과전류 입력시 보호 계전기를 작동시켜 전력계통을 보호하는 스마트 그리드 기술에 있어서 가장 기본적인 장치라고 할 수 있다.

전력 계통에 흐르는 kA 단위의 대전류의 측정에는 주로 부상형 변류기(Bushing Type CT, BCT)를 사용하는데 그림 1.2와 같이 변압기 또는 차단기 등 전력기기의 부싱을 1차 권선으로 하여 변류기 중앙에 관통시켜 전류를 측정한다. 부상형 변류기의 경우 1차측 부싱의 크기로 인해 철심의 내경이 커져 자속이 흐르는 경로가 길어지게 되고 이를 보상하기 위해 철심의 단면적을 넓게 제작한다. 따라서 1차측에 대전류가 흐를 때 포화특성이 좋고 오차가 적은 특성을 가진다.



그림 1.2. 3상 버스바에 설치된 부싱형 대전류 변류기

Fig. 1.2. BCT installed in 3 phase bus bar

그런데 그림 1.2에서 알 수 있듯이 부싱형 변류기가 1차측 버스바 (bus bar)에 관통되어 설치될 때 버스바가 단상이 아닌 경우가 많아 가까운 버스바에 흐르는 전류로 발생하는 자기장의 영향을 받게 된다. 또한 설치 환경이 협소한 경우 버스바의 관통 위치가 중앙을 벗어나 자기장이 비대칭적으로 형성될 수 있다. 이러한 변류기 외부의 자계의 변화는 변류기 제작시 의도된 변류비를 벗어난 2차측 전류를 출력하여 정확한 1차 전류 측정을 방해하는 주요 원인이 된다 [6] - [9].

상기 언급한 문제점을 해결하기 위해 다양한 오차 보상 방법이 있는데 이 중 분할 권선은 변류기의 권선 방식을 바꿔 외부 자계의 영향을 직접적으로 줄이기 위한 쉴드 권선 (shield winding)의 한 종류로서 2차 권선을 철심의 둘레를 따라 4 또는 8개의 권선으로 분할하여 변류기의 중심을 기준으로 대칭되는 권선을 서로 병렬로 연결함으로써 자계의 변화를 상쇄하여 일정한 변류비를 유지하는 방식이다. 그러나 분할 권선 방식의 변류기는 외부 자계의 영향 하에서 원하는 변류비를 유지할 수는 있으나 변류기 내부에 급격한 온도 상승으로 인해 소손이 일어나 안정성에 문제가 생기는 경우가 발생하였다 [10] - [17].

따라서 본 논문에서는 위의 문제점을 해결할 수 있는 변류기를 설계하고자 교차 권선 (transposition winding) 방식을 차용한 변류기 설계를 제안하였다. 교차 권선은 변압기에서 철심을 기준으로 다층의

권선의 위치를 서로 교차시킴으로써 권선 간의 순환전류를 저감시켜 에너지 손실을 막는 권선 방식이다 [18]–[20]. 이를 변류기의 권선에 적용시킬 경우 권선 간의 위치 교차를 통해 대전류 변류기의 외부자계에 비대칭성이 발생할 때 권선이 받는 전자기적 영향의 차이를 줄일 수 있어 순환 전류를 저감할 수 있다. 또한 2차 권선에 열 발생시 위치 교차를 통해 전도, 대류로 인한 열 전달을 균등하게 함으로써 온도 저감 효과를 가져올 수 있다. 제안된 설계안을 토대로 분할 권선 변류기와 교차 권선 변류기를 제작하여 비오차 와 온도 시험을 통해 설계안의 타당성을 검증하였다.

또한 기존과는 다른 형태의 변류기를 통한 문제 해결 방법도 제시하였다. 자성체 철심에 구리 선을 감은 일반적 형태의 대전류 변류기는 앞서 언급하였듯이 1차측의 전류가 커짐에 따라 철심의 포화를 막기 위해 변류기의 크기도 따라서 커질 수밖에 없다. 이러한 제한 조건은 보다 큰 전류를 소화하면서 사이즈의 소형화를 추구하는 전기 계통 설비의 변화 추세에 맞지 않다고 할 수 있다. 또한 동손과 철손이 발생할 수밖에 없는 재료의 특성상 변류기 내부의 열 문제도 완벽하게 해결할 수는 없다.

본 논문에서는 그 대안으로서 공심(air-core) 변류기를 통한 전류 측정을 제안하였다. 공심 변류기는 자성체 철심을 대신하여 비자성체 코어에 권선을 감은 형태의 변류기로서 자성체를 사용하지 않기 때문에 철심의 포화가 일어나지 않아 전류의 크기와 주파수의 범위에 상관없이 출력 값의 선형성을 유지할 수 있다. 또한 철심이 차지하는 만큼의 부피와 무게, 재료의 가격까지 줄어들어 기기의 소형화와 경제성 모두 기존의 변류기에 비해 우월한 특성을 보여준다 [21]–[30].

로고스키 코일 (Rogowski coil)은 대표적인 공심형 변류기로서 1912년 독일의 물리학자 Walter Rogowski에 의해 제안되었다 [31]. 비자성체인 플라스틱 수지에 관통형 변류기와 같이 권선이 감겨 있으며 외부 자기장의 영향을 줄이기 위해 공심 중앙을 따라 한쪽 끝에서 시작점으로 돌아오는 리턴 코일이 있는 것이 특징이다. 암페어의 법칙에 따라 1차측 전류에 의해 발생하는 자속의 코일에의 쇄교량 변화로 유도되는 기전력을 측정하여 전류를 간접 측정하는 방식이다 [32]. 철심을 사용하지 않기 때문에 자기적으로 포화되지 않으며 전류의 크기와 주파수에 있어 넓은 영역에서 1차 전류와 2차 전류의 관계가 선형성이 유지된다. 그러나 단점으로는 철심이 없어 2차측의 출력이 낮아 외부 자계나 노이즈에 의한 영향이 크고 권선 간격의 균일성과

전체 권선 모양, 1차측의 전류 관통 위치에 매우 민감하다. 기존의 철심을 사용한 변류기의 대체로서 각광받았지만 실사용에서 신뢰성의 한계를 극복하지 못하고 현재는 펄스 전압의 측정이나 휴대용 측정기와 같은 한정적인 상황에서 사용되고 있다 [31]–[38]

이러한 로고스키 코일의 단점을 보완하기 위하여 기판 위에 로고스키 코일의 권선 형상을 재현한 PCB (printed circuit board) 형태의 로고스키 코일을 사용하기도 한다. 단단한 기판 위에 권선을 인쇄하기 때문에 권선의 균일성과 변류기 전체의 모양이 일정하게 유지되며 고정 설치되어 사용될 경우 1차 관통 위치에 따른 단점도 보완할 수 있다. 또한 자성체를 사용하는 변류기에 비해 재료의 단가가 낮고 프로그램을 이용한 설계와 인쇄로 제작 공정이 자동화가 가능하여 인력을 사용하는 기존의 변류기 생산에 비해 경제성이 뛰어나다. 크기 면에서도 지름이 수십 센티미터에 무게가 수십 킬로그램에 달하는 기존의 대전류 변류기에 비해 수 밀리미터의 두께를 가지는 플라스틱 기판의 PCB 로고스키 코일은 비교가 불가능하다고 할 수 있다 [39]–[42].

따라서 본 논문에서는 분할 권선 변류기의 개선 설계와 더불어 기존 방식의 변류기를 대체할 수 있는 PCB 로고스키 코일 (PCBRC)의 설계를 제안하였다. PCBRC의 약점인 외부 자계의 영향에 대하여 분석하고 비오차를 줄일 수 있는 개선안을 제시하여 유전 알고리즘(Genetic Algorithm)을 이용한 최적화를 진행하였다. 도출된 설계안으로 제작된 PCB 로고스키 코일의 비오차를 외부자계 영향 하에서 시험하여 설계안의 타당성을 검증하였다.

1.2 논문의 구성

본 논문은 총 6장으로 구성되어 있으며, 각 장의 연구 범위 및 내용은 다음과 같다.

제 1장에서는 연구 배경과 목표, 논문 구성에 대하여 설명하였다.

제 2장에서는 대전류 변류기의 외부 자계 차폐 성능 향상 설계 방법으로 교차 권선을 이용한 설계를 제안하였다. 먼저 기존에 사용되고 있는 분할 권선 변류기에 대하여 문제점을 짚어보고 수치해석을 통해 분할 권선과 비교해 교차 권선 변류기의 문제 해결 능력을 검증하였다.

제 3장에서는 기존 철심형 변류기의 대체로 로고스키 코일을 이용한 변류기 설계를 제안하였다. 로고스키 코일의 단점을 보완하기 위하여 PCB를 이용한 로고스키 코일과 외부 자계와의 상관 관계를 해석적 방법을 통해 살펴보았다. 외부 자계 영향을 줄이기 위한 방법으로 리턴 코일을 이용하였고 그 효과를 유한 요소법 해석을 통해 검증하였다.

제 4장에서는 3장에서 제시한 설계안을 기초로 유전 알고리즘을 이용하여 제한 조건에 맞는 최적설계안을 도출하였다.

제 5장에서는 제안된 교차 권선 대전류 변류기와 PCB 로고스키 코일의 설계안에 따라 제작을 진행하였다. 대전류 변류기의 비오차 시험과 온도 시험, PCB 로고스키 코일의 비오차 시험을 통해 설계안의 타당성을 검증하였다.

제 6장에서는 본 논문의 결론과 향후 연구 계획에 대하여 기술하였다.

제 2 장 대전류 변류기의 외부 자계 차폐 성능 향상 설계

2.1 정밀급 대전류 변류기

2.1.1 변류기

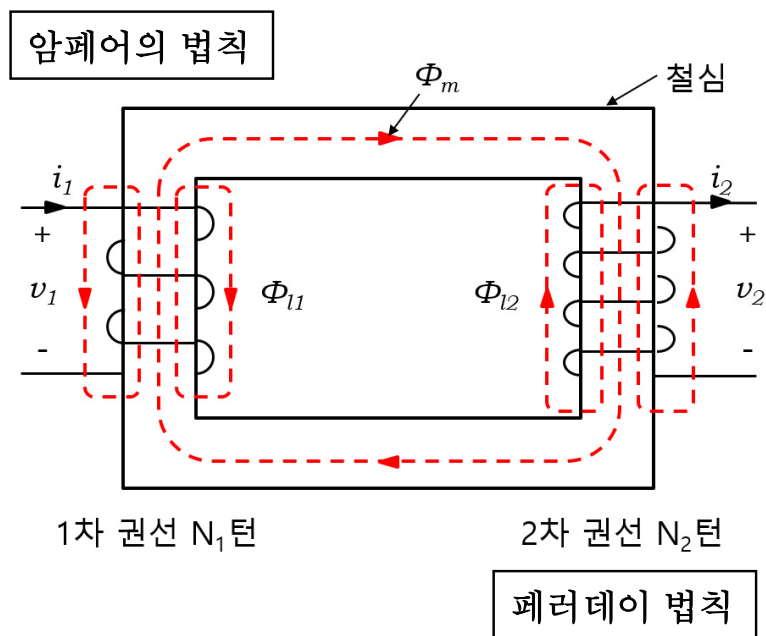


그림 2.1. 변류기의 동작 원리
Fig. 2.1. CT principle of operation

철심을 감은 1차 권선에 전류가 흐르면 암페어의 법칙에 의하여 철심을 따라 자속이 발생하고 발생한 자속은 패러데이 법칙에 의하여 2차측 권선에 기전력을 발생시킨다. 이상적인 경우 1차 권선에서 발생한 자속과 2차측에서 기전력을 유도하는 자속의 크기는 같으므로 권선의 수와 전류 사이에는 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$\frac{N_1}{N_2} = \frac{i_2}{i_1} \quad (2.1)$$

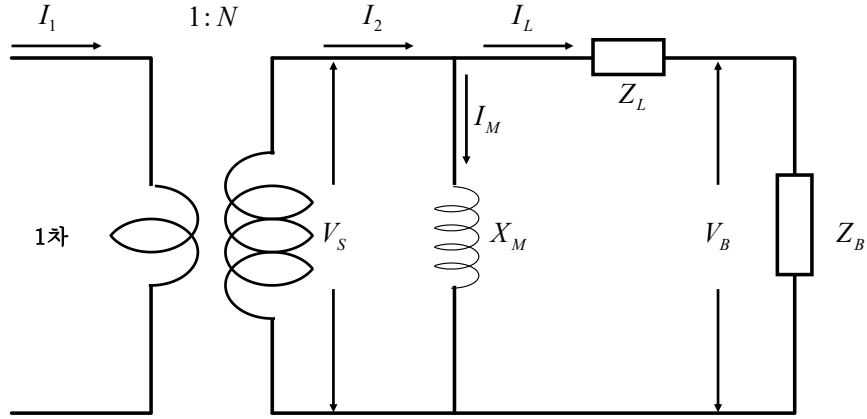


그림 2.2. 자화를 고려한 변류기의 등가회로

Fig. 2.2. Equivalent circuit of CT considering magnetization

하지만 자화를 고려한 실제 변류기의 등가회로는 그림 2.2와 같다. 2차 전류의 일부는 자화에 소모되고 나머지의 전류가 부하 쪽으로 흐르게 된다. 전류 간의 관계식은 다음과 같다

$$I_2 = \frac{I_1}{N} = I_M + I_L \quad (2.2)$$

$$I_1 = N(I_M + I_L) \quad (2.3)$$

$$I_M = \frac{V_S}{X_M} \quad (2.4)$$

$$V_S = V_B + I_L Z_L \quad (2.5)$$

관계식을 기반으로 그림 2.3의 벡터도를 그릴 수 있다.

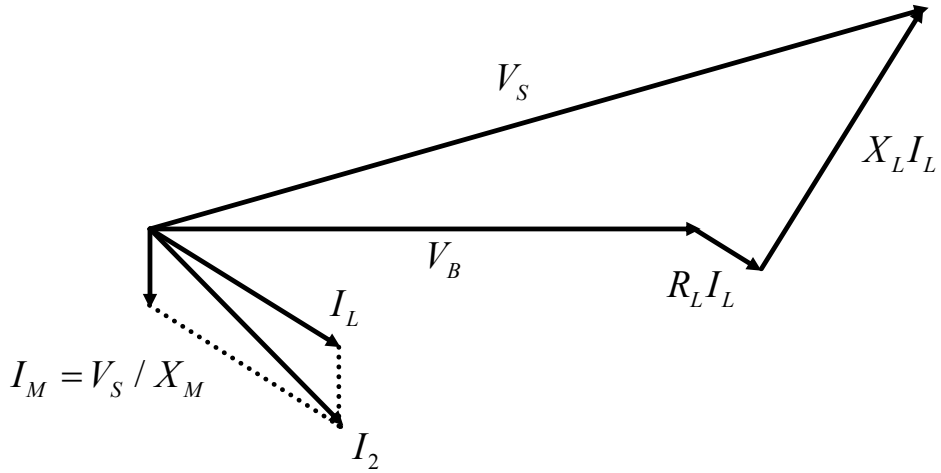


그림 2.3. 변류기의 벡터도

Fig. 2.3. Vector diagram of CT

등가회로의 벡터도에서 보듯이 자화에 소비되는 전류를 무시할 수 있는 이상적인 변류기에서는 1차 전류(I_1)가 권선비율에 의해 오차 없이 2차에 유도(I_2)되지만 실제의 변류기에서는 그림 2.2와 같이 2차 전류의 일부는 여자전류(excitation current, I_M)로 철심의 자화에 소비되고 나머지 전류(I_L)가 부하측으로 흐르게 된다. 따라서 I_S 와 I_L 사이의 크기 및 위상차가 발생하게 된다. 그러나 보통의 변류기의 2차 부담은 진상 역률이기 때문에 2차 전류와 여자전류의 위상차가 작아 실용상 크게 문제가 되지는 않는다.

2.1.2 비오차 (Current ratio)

변류기의 사양으로부터 계산되는 1차전류와 2차전류의 비율을 공칭 변류비(K_n)라 하고 공칭 변류비와 실제 측정된 변류비(K)의 차이를 비오차라 한다.

$$K_n = \frac{I_1}{I_2} \quad (2.6)$$

$$\varepsilon = \frac{K - K_n}{K} \times 100 \quad (2.7)$$

즉 비오차는 설계시 의도된 변류비와 다양한 실제 사용 환경에서의 변류비가 얼마나 달라지는지를 나타내는 척도이고 비오차가 적을수록 정확한 변류기라고 할 수 있다.

2.1.3 변류기의 분류와 계급

변류기는 그 사용 목적에 따라 크게 두 가지로 분류할 수 있는데 계통의 정상 작동 상태에서는 전류 측정을 수행하다 사고로 과전류가 흐를 시 포화되어 계통을 보호하는 특성을 지닌 계기용 변류기 (metering CT)와 사고 발생시 대응을 위하여 사고 전류까지 측정하기 위해 대전류 영역에서도 포화되지 않는 특성을 갖는 계전기용 변류기 (relaying CT)가 있다. 그 밖에도 절연 물질과 권선 방법에 따라 표 2.1과 표 2.2와 같이 분류할 수 있다.

표 2.1. 절연물질에 따른 변류기 분류
Table 2.1. CT classification according to insulation

분류	절연방법	사용분야
건식	종이, 면	저전압 옥내용
몰드형	합성수지 부틸고무	저전압 고압 (6.6kV) 특고압 (22.9kV)
유입형	절연유	22.9kV~345kV 옥외용
가스형	SF ₆ 가스	GIS 내장 설비

표 2.2. 권선 형태에 따른 변류기 분류

Table 2.2. CT classification according to winding form

분류	권선 형태	특징
권선형	1,2차 권선이 모두 한 철심에 감겨있는 구조	1차의 권선수가 2회 이상으로 저전류에서 특성 양호
관통형	고리 모양의 철심에 2차 권선이 균일하게 감긴 형태로 권선수가 1회인 1차 도체가 중앙을 관통	대전류 특성 양호, 1차에 다양한 형태의 도체를 이용
부싱형	관통형 변류기의 철심이 변압기, 차단기의 부싱에 설치되어 부싱을 1차권선으로 사용함	철심의 단면적을 넓혀 포화 특성이 좋아 대전류 특성이 양호하나 저전류에서 큰 오차

계기용 변류기의 경우 정상 작동 상태의 전류를 보다 정확하게 측정하기 위해 계전기용 변류기에 비해 작은 범위의 비오차를 요구하며 각 나라마다 변류기의 계급별로 비오차의 허용범위를 조금씩 다르게 규정하고 있다.

표 2.3. ESB-145(한국)의 계기용 변류기 계급표

Table 2.3. ESB-145 (Korea) CT class table

계급	부담	허용오차
1.2	B-0.5 (12.5VA)	$\pm 1.2\%$
1.2	B-0.9 (22.5VA)	$\pm 1.2\%$
1.2	B-1.8 (45VA)	$\pm 1.2\%$
1.0	전력수급용	$\pm 0.3\%$
0.5	전력수급용	$\pm 0.5\%$
0.3	전력수급용	$\pm 1.0\%$

표 2.4. IEC 61689-2의 계기용 변류기 계급표
 Table 2.4. IEC 61689-2 class table for metering CT

계급	%정격부담	한계 오차			용도
		%정격전류	비오차	위상오차(분)	
0.1	25-100%	5	0.4	15	연구목적
		20	0.2	8	
		100	0.1	5	
		120	0.1	5	
0.2	25-100% <15VA 1VA-100%	5	0.75	30	정밀 사용량 측정
		20	0.35	15	
		100	0.2	10	
		120	0.2	10	
0.5	25-100%	5	1.5	90	상업용 표준
		20	0.75	45	
		100	0.5	30	
		120	0.5	30	
1.0	25-100%	5	3.0	180	산업용 측정
		20	1.5	90	
		100	1.0	60	
		120	1.0	60	
3.0	50-100%	50	3.0		기기용 측정
		120	3.0		
5.0	50-100%	50	5.0		기기용 측정
		120	5.0		

표 2.3과 2.4는 계기용 변류기의 계급을 규정한 국내 규격 (ESB-145)와 국제 규격 (IEC 61689-2)이다. 표에서 부담은 변류기의 2차측에 연결된 계전기나 계기들의 소비 전력으로서 단위는 볼트암페어 (VA)이다. 일반적으로는 표 2.4의 IEC 61689-2의 기준을 차용하여 변류기를 표 2.5와 같이 분류하고 비오차 0.2% 이내를 뜻하는 0.2급 변류기를 정밀급, 0.1급 변류기를 초정밀급 변류기라 부른다. 본 논문에서는 외부자계 영향 하에서도 표준용으로 사용이 가능한 정밀급 변류기 설계를 목표로 하였다.

표 2.5. 일반적 변류기 계급표
Table 2.5. General class table of CT

계급	호칭	용도
0.1급	표준용	계기용 변성기 시험용 표준 특별 정밀 계측용
0.2급		
0.5급	일반 계기용	정밀계측용 보통계측용 배전반용
1.0급		
3.0급		

2.2 대전류 변류기에서의 외부 자계 영향

대전류 변류기의 철심을 흐르는 자속은 크게 두 가지로 분류할 수 있다. 하나는 2차 전류를 발생시키기 위해 1차와 2차 권선 간에 주고받는 상호 유도자속(mutual flux)이고 또 하나는 변류기 자체 또는 외부 전류원에 의해 발생하는 누설 자속(leakage flux)과 표유 자속(stray flux)이다. 누설 자속의 경우 권선 공정의 정밀화로 권선 간격을 균일하게 만들어 그 영향을 줄일 수 있으나 표유 자속의 경우 외부 요인에 의해 발생하기 때문에 1차적인 배제가 불가능하여 대전류 변류기 성능 저하의 주 원인이 된다 [43]–[44].

그림 2.4는 1차 전류와 수평하게 흐르는 외부 전류원에 의해 발생하는 표유 자속의 경로를 표시한 그림이다. 표유 자속은 철심 내부에서 정 반대의 원주 방향으로 흐르게 된다. 따라서 1차 전류에 의해 발생하는 자속은 표유 자속의 경로에 따라 자속이 증가하는 부분과 감소되는 부분이 발생하게 된다.

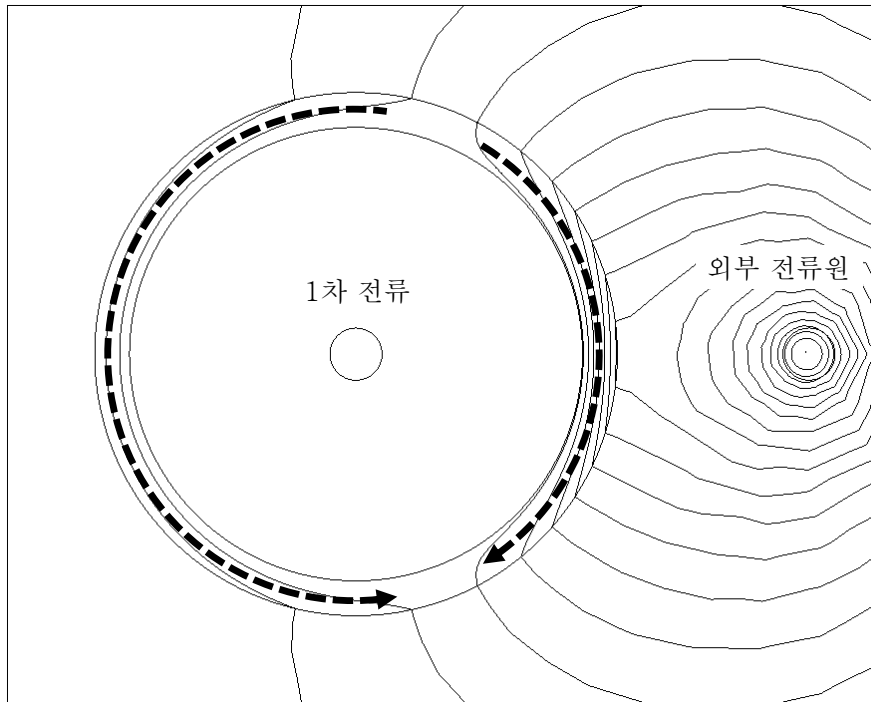


그림 2.4. 표유 자속이 변류기 철심에 미치는 영향

Fig. 2.4. influence of stray flux in CT core

표유 자속으로 인한 철심 내부 자속의 비대칭성은 비오차 발생의 주된 원인이 된다. 먼저 외부 전류원으로부터 발생하는 표유 자속의 영향을 파악하기 위해 일반적 변류기의 3차원 모델을 유한요소법(finite element method, FEM)을 이용한 수치해석으로 해석해 보았다. 그림 2.5와 2.6은 해석에 사용된 변류기와 버스바의 3차원 형상으로서 정사각형 단면을 가지는 고리 형태의 철심에 0.9mm의 구리 선을 1만회 감은 10000:1 변류기이다. 외부 전류원으로 인한 자계의 영향을 확인하기 위해 그림 2.6과 같이 직사각형 버스바의 한 쪽을 변류기의 중앙에 관통시키고 변류기 중심으로부터 다른 쪽 버스바의 거리를 조절하였다. 변류기의 상세 해석 조건은 표 2.6과 같다.

표 2.6. 해석용 대전류 변류기 상세
Table 2.6. Specification of CT for numerical analysis

명칭	계기용 변류기
계급	0.2급
최고전압	0.72kV
정격 1차 전류	10kA
정격 2차 전류	1A
정격 부담	15VA
정격 주파수	50/60Hz
상 및 선식	단상
철심 재질	27ph100 (POSCO)
권선, 버스바 재질	구리
권선 직경	0.9 mm
턴 수	10000 턴
권선 방식	일반 권선

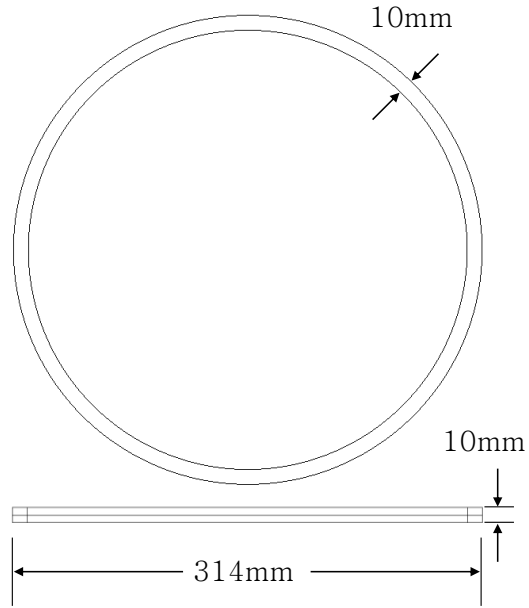


그림 2.5. 변류기 철심 형상

Fig. 2.5. CT core shape

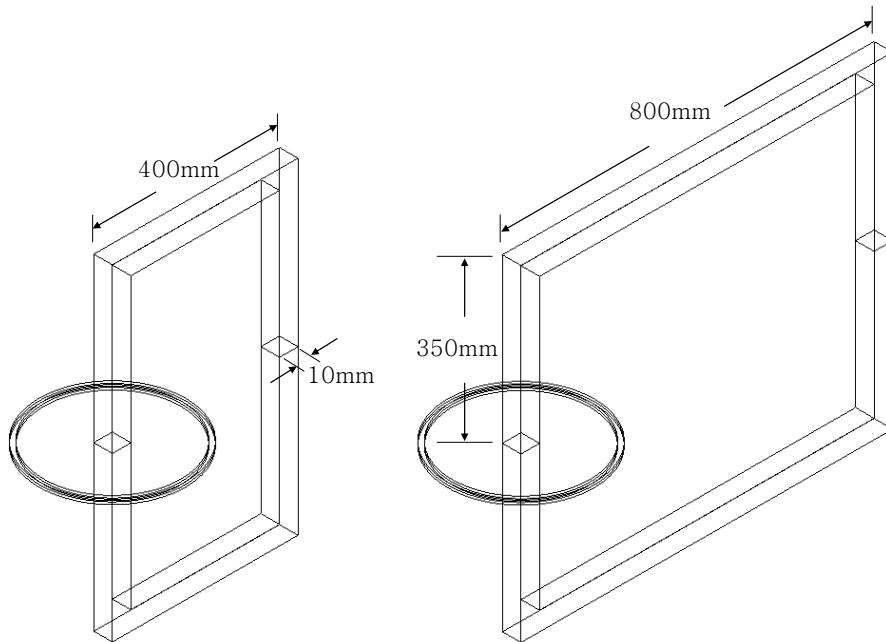


그림 2.6. Case 1 (왼쪽), Case 2 (오른쪽)의 버스바 형상

Fig. 2.6. Busbar shape in case 1 (left), case 2 (right)

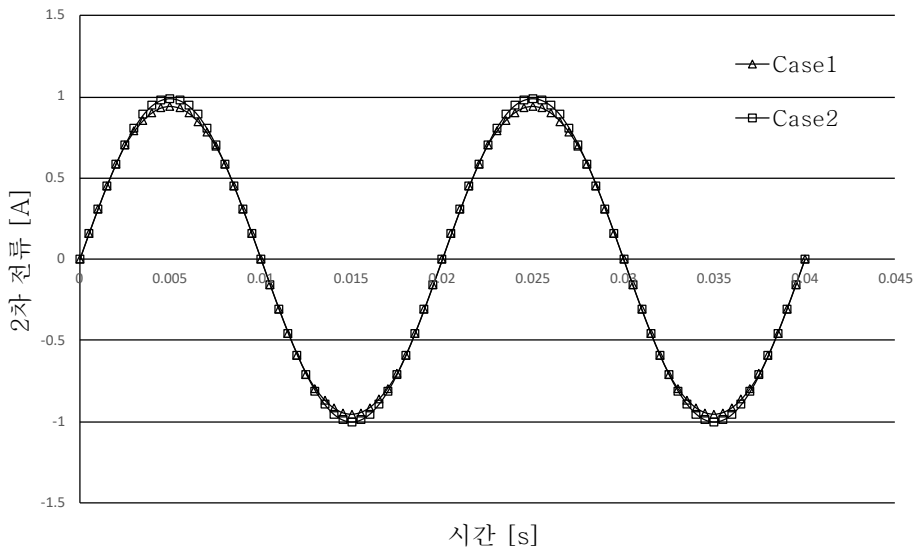


그림 2.7. 수치해석으로 계산한 2차 전류
 Fig. 2.7. Numerical analysis result of secondary current



그림 2.8. Case 1 (왼쪽), case 2 (오른쪽)의 정격전류 시험 결과
 (①:%정격전류 ②:비오차 ③:위상차)

Fig. 2.8. Results of rated current test for case 1 and 2
 (①:%rated current ②:ratio error ③:phase shift)

표 2.7. 외부 전류원의 거리에 따른 비오차와 위상차

Table 2.7. Ratio error and phase shift according to distance from external current source

	2차 전류 [A]	비오차 [%]		위상차 [분]	
		해석	시험	해석	시험
Case 1	0.97	-3.31	-2.94	4.4	1.0
Case 2	1.0	-0.200	-0.0150	0.66	0.24

그림 2.7은 수치해석적 방법을 통해 확인한 2차 전류이다. 버스바 사이의 간격이 좁아 변류기와 외부 전류원의 거리가 가까운 case 1의 경우 정격 2차 전류인 1A와의 차이가 더 크다는 것을 알 수 있다. 그림 2.8은 표 2.6의 상세를 갖는 실제 변류기의 시험 결과이다. 계기판의 ①번은 %정격전류로서 실제 시험의 경우 1차 입력 전류를 정확하게 조절하기 어렵기 때문에 정격 전류인 10kA의 몇%가 입력이 되었는지를 표시해준다. ②는 비오차로서 실제 2차 전류는 각종 손실로 인해 설계된 값보다 작기 때문에 식 2.7에 의하여 음수 값으로 표시된다. ③은 입력 전류와의 위상차이다. 단위는 1°를 60등분한 1분으로서 실제 사용의 경우 2.1.1장에서 언급하였듯이 크게 문제되지 않는다. 시험 방법과 시험 기기 구성에 대한 자세한 내용은 5장의 제작과 시험 부분에서 후술하겠다. 해석 결과와 시험 결과를 비교한 표 2.7에서 알 수 있듯이 바깥쪽 버스바와의 거리를 충분히 확보하여 표유 자속의 영향을 줄인 쪽이 정격 변류비에 가까운 결과가 나온다는 것을 알 수 있었다. 그러나 case2의 비오차 비교를 보면 시험 결과와 해석 결과가 상당한 차이를 보이는 것을 알 수 있는데 이는 변류비의 오차를 %로 계산한 비오차 식의 특성상 2차 전류의 미세한 변화로도 값이 크게 변하기 때문이다. 따라서 수치해석적 방법으로 도출한 비오차는 실제 변류기의 특성을 판단하는 데 방향성을 제시하는 정도의 근거가 될 것으로 생각한다.

2.3 쉴드 권선 (Shield winding)

2.3.1 Flux equalizing winding

외부 자계의 영향으로 발생한 표유 자속으로 인한 비오차를 줄이기 위해 다양한 설계가 시도되었다. 가장 처음 시도되었던 방식은 구리 판으로 변류기 전체를 감싸 외부 자계를 차폐하는 방법이었다 [45]–[47]. 그 후 권선 방식을 바꿔 외부 자계를 차폐하는 방법들이 제안되었는데 이를 쉴드 권선이라고 하며 1951년 제안된 flux equalizing winding 방식이 상황에 맞게 그 형태를 조금씩 바뀌가며 지금까지 사용되고 있다 [8],[48].

Flux equalizing winding의 기본적인 형태는 그림 2.9와 같다. 변류기의 가장 바깥쪽에 짝수개의 부분 권선을 일정한 간격으로 배치하고 서로 마주보는 권선을 병렬 연결한 형태이다. 병렬로 연결되지 않는 권선끼리는 독립적이며 변류기의 일반 권선들과도 연결되어 있지 않다.

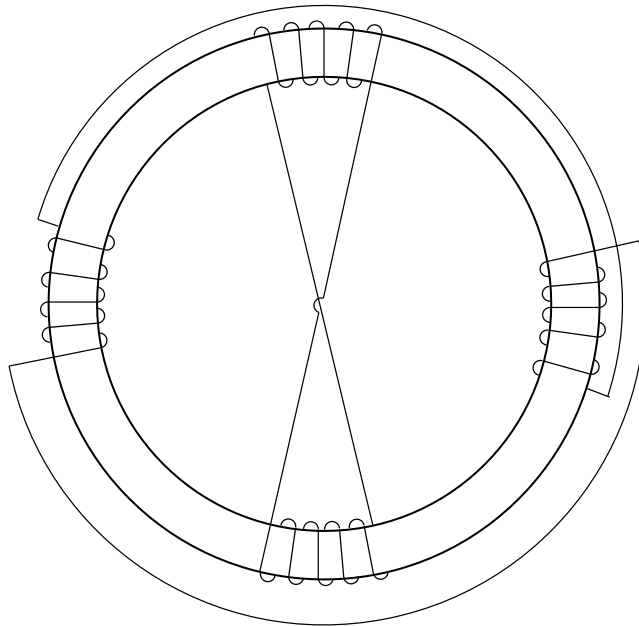


그림 2.9. Partial flux equalizing winding

Fig. 2.9. Partial flux equalizing winding

그 후 flux equalizing winding은 그림 2.10과 같이 부분분 권선을 모두 병렬로 연결하는 방식으로 발전하였고 필요에 따라 안정성을 더하기 위해 4분할이 아닌 더 많은 짝수 분할을 사용하는 경우도 있다 [49]–[51].

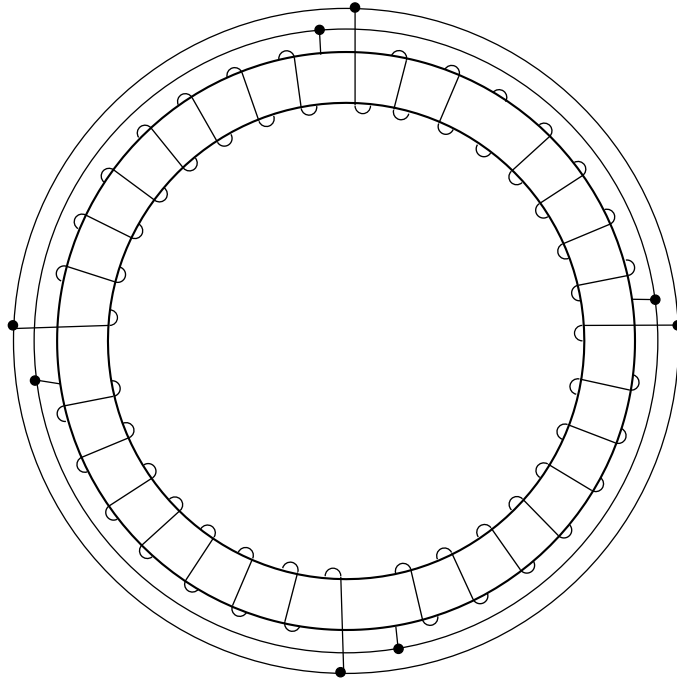


그림 2.10. 모든 부분 권선을 병렬 연결한 flux equalizing winding
 Fig. 2.10. Flux equalizing winding covering full range
 connected in parallel

첫번째 방식의 flux equalizing winding의 경우 철심을 따라 흐르는 표유 자속으로 인해 서로 마주보는 권선의 짝을 따라 순환 전류가 흐르게 되고 이 순환 전류는 표유 자속과 반대 방향의 자속을 생성하여 그 영향을 상쇄한다. 표유 자속이 흐르지 않는 정상 작동 상태의 경우 flux equalizing winding에 전류는 흐르지 않는다.

두번째 방식의 권선에서는 모든 부분 권선이 병렬로 연결되어 있기 때문에 순환 전류가 모든 권선을 통해 흐를 수 있게 되어 첫번째 방식의 flux equalizing winding보다 안정성이 높다. 이 방식 역시 정상 작동 상태의 경우 flux equalizing winding에는 전류가 흐르지 않는다 [48].

flux equalizing winding은 앞에서 언급했던 바와 같이 2차 권선을

정격 변류비를 맞출 수 있을 만큼 충분히 감은 후 그 위에 한 층에서 두 층 정도의 권선을 독립적으로 더하기 때문에 간단한 결선 변경으로 차폐 효과를 키고 끄도록 설계할 수 있다.

2.3.2 분할 권선 변류기의 해석

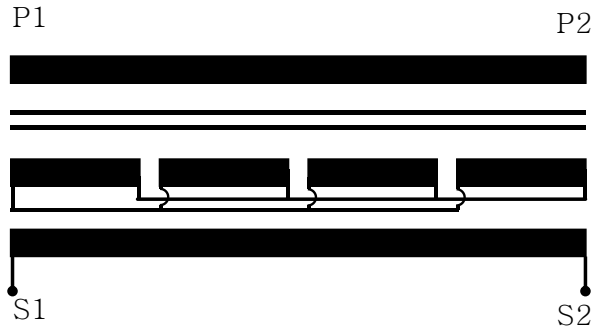


그림 2.11. 2차 권선과 분리된 flux equalizing winding
 Fig. 2.11. Flux equalizing winding separated from secondary winding

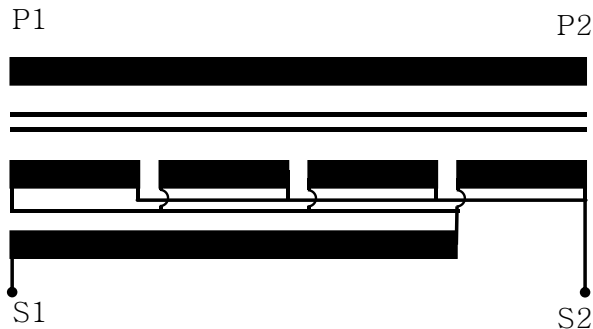


그림 2.12. flux equalizing winding을 2차 권선과 결합한 분할 권선
 Fig. 2.12. Flux equalizing winding combined with secondary winding

최근의 쉴드 권선은 flux equalizing winding 과 2 차 권선을 연결하여 사용한다 [52],[53]. 그림 2.11 은 그림 2.10 과 같은 형태의 flux equalizing winding 의 개념도이다. 두꺼운 선이 권선을 나타내며 가는 선은 그 결선 방식을 나타낸다. P1 과 P2 를 연결하는 것이 1 차 권선이고 S1, S2 를 연결하는 것이 2 차 권선이다. 2 차 권선 위의 4 개로

나뉜 부분 권선들이 그림 2.10 과 같이 병렬로 연결된 flux equalizing winding 을 나타내며 2 차 권선과 완전히 분리가 되어 있는 것을 알 수 있다. 하지만 그림 2.12 의 경우 flux equalizing winding 이 2 차 권선과 직렬로 연결되어 있는 것을 알 수 있는데 이 방식을 분할 권선이라 한다. 최근의 변류기 제작에는 분할 권선 방식이 주로 이용되며 보통의 쉘드 권선이라 함은 이 분할 권선을 지칭하는 경우가 많다. flux equalizing winding 과 일반 권선을 따로 분리하지 않는 분할 권선 방식은 정격 변류비를 맞추기 위한 권선의 수가 줄어들어 더 작은 크기의 변류기 제작이 가능하다는 장점이 있다. 그러나 대전류가 흐르고 주변 온도가 높으며 버스바의 간격이 협소한 상황에서 과도한 열 발생으로 인해 내부의 절연체가 소손되는 문제가 보고되기도 한다.

분할 권선 변류기의 문제점을 해결하기 위해 수치해석적 방법을 통해 소손 발생 상황을 모의해보았다. 표 2.8은 해석 모델이 된 변류기의 상세로 표 2.6의 변류기의 권선 방식을 분할 권선으로 바꾼 모델이다.

표 2.8. 해석용 분할 권선 대전류 변류기 상세
Table 2.8. Specification of CT for numerical analysis

명칭	계기용 변류기
계급	0.2급
최고전압	0.72kV
정격 1차 전류	10000A
정격 2차 전류	1A
정격 부담	15VA
정격 주파수	50/60Hz
상 및 선식	단상
철심 재질	27ph100 (POSCO)
권선, 버스바 재질	구리
권선 직경	0.9 mm
권선 방식	분할 권선

해석에 사용된 변류기의 분할 권선은 4분할 권선을 두 층으로 쌓아 올린 8분할 권선 방식이다. 그림 2.13은 분할 권선 변류기의 중앙에 버스바를 관통시킨 형상으로서 단면도에서 보면 알 수 있듯이 일반 권선 위에 두 층에 걸쳐 분할 권선을 적용하였다.

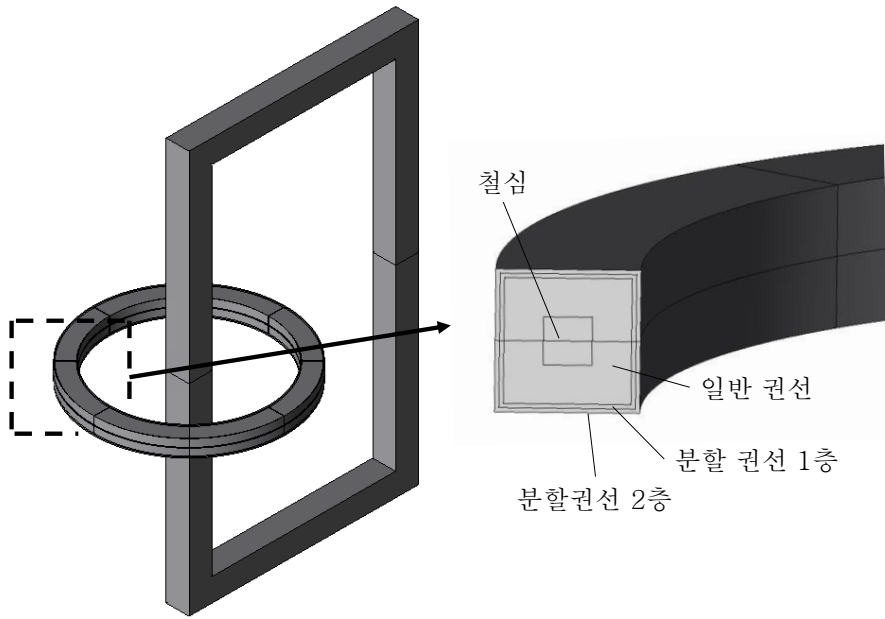


그림 2.13. 분할 권선 변류기 단면도

Fig. 2.13. Cross section of shield winding CT

그림 2.14에서는 결선 방식을 설명하기에 앞서 분할 권선마다 번호를 붙이고 상대적 위치를 표시하였다. 그림에서 12시 방향이 버스바의 가로 길이 방향이다. 일반 권선 층 위로 1~4번 권선이 철심의 둘레 방향을 1/4씩 분할하였고 그 위에 다시 5~8번 권선이 45° 엇갈려 감겨 있는 형태이다.

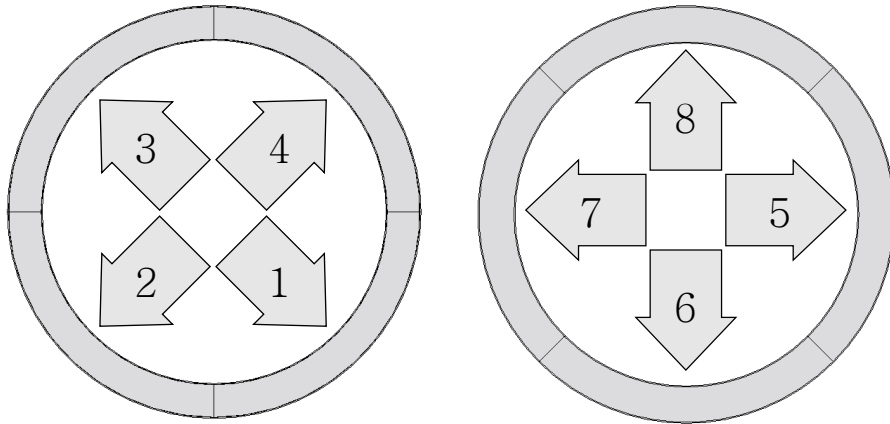


그림 2.14. 8분할 권선 배치도

Fig. 2.14. Layout of 8-segment shield winding

그림 2.15는 분할 권선의 결선 방식이다. 1번과 3번, 2번과 4번, 5번과 7번, 6번과 8번, 서로 마주보는 권선들이 병렬로 연결되어 있다. 하지만 모든 부분 권선이 병렬로 연결되는 기본 flux equalizing winding과는 다르게 병렬 연결 후 결선끼리 직렬로 연결되어 변류비에 기여하는 정도를 높이고 있다. 철심을 둘레를 따라 한 바퀴의 권선을 감았을 때 권선 수는 1000턴이므로 일반 권선을 9층 9천턴, 분할 권선에 250턴씩 2층 8분할로 이론상 1:10000의 변류비를 갖게 된다.

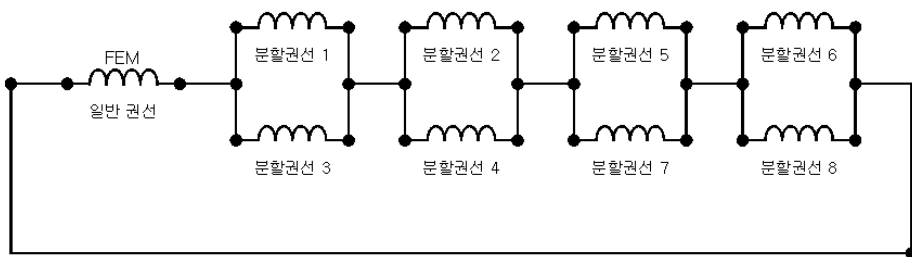


그림 2.15. 분할 권선의 결선

Fig. 2.15. Connection of shield winding

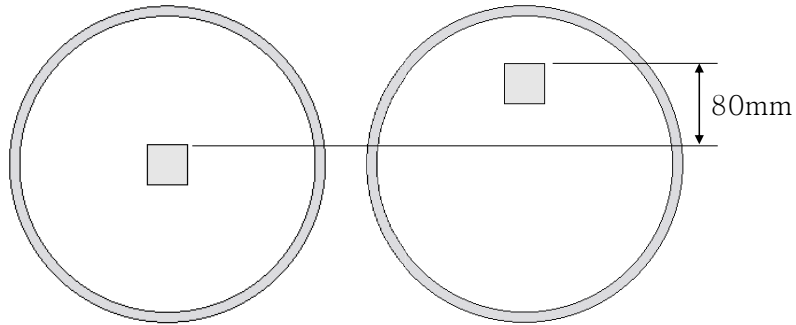


그림 2.16. 변류기 해석 조건. 중앙 관통(왼쪽), 치우친 관통 (오른쪽)
 Fig. 2.16. Analysis condition. Centered busbar (left),
 eccentric busbar (right)

해석 변수는 변류기의 중앙을 기준으로 상대적인 버스바의 위치이고 그림 2.16과 같이 1차측 버스바가 변류기의 중앙을 관통하는 경우와 한쪽으로 치우쳐 관통하는 경우 두 가지에 대해 각각 일반 권선과 분할 권선의 비오차와 각 분할 권선에 흐르는 전류를 비교하였다.

표 2.9. 관통 위치에 따른 분할 권선 변류기의 비오차와 위상차
 Table 2.9. Current ratio and phase shift of shield winding CT
 according to primary busbar position

		2차 전류 [A]	비오차 [%]	위상차 [분]
중앙 관통	일반 권선	0.97	-3.32	4.2
	분할 권선	1.0	-0.0200	2.5
치우친 관통	일반 권선	0.80	-24.9	23
	분할 권선	0.98	-1.78	44

표 2.9는 관통위치와 권선 방식 두 가지에 대한 총 네 가지 경우의 해석 결과를 나열한 표이다. 비오차의 경우 유효숫자 네 자리까지 구한 2차 전류의 값을 통해 계산하였다. 일반 권선의 경우 1차측 버스바의

관통 위치가 치우쳐 비대칭적 자계가 형성될 경우 비오차가 급격하게 증가하는데 반해 분할 권선은 비오차가 증가하였으나 일반 권선에 비해 외부 자계 변화의 영향이 현저히 적다는 것을 알 수 있다.

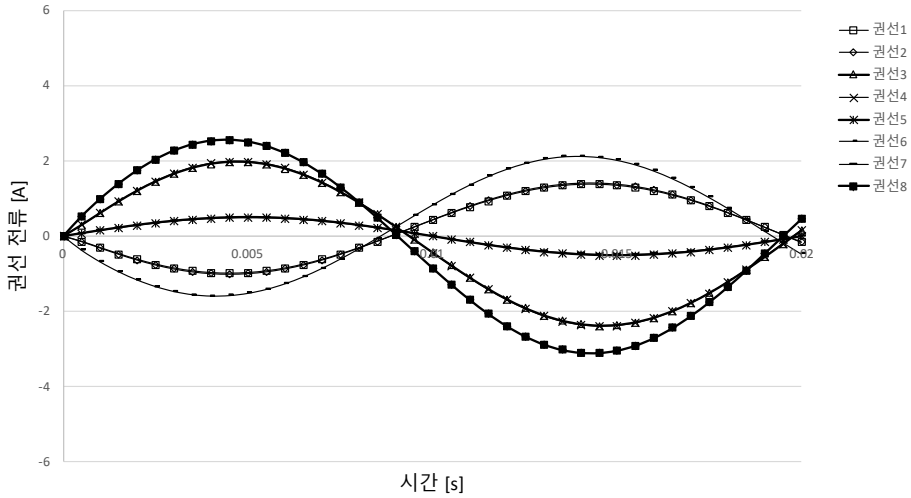


그림 2.17. 중앙 관통시 분할 권선에 흐르는 전류

Fig. 2.17. Centered busbar. Current in each winding segments

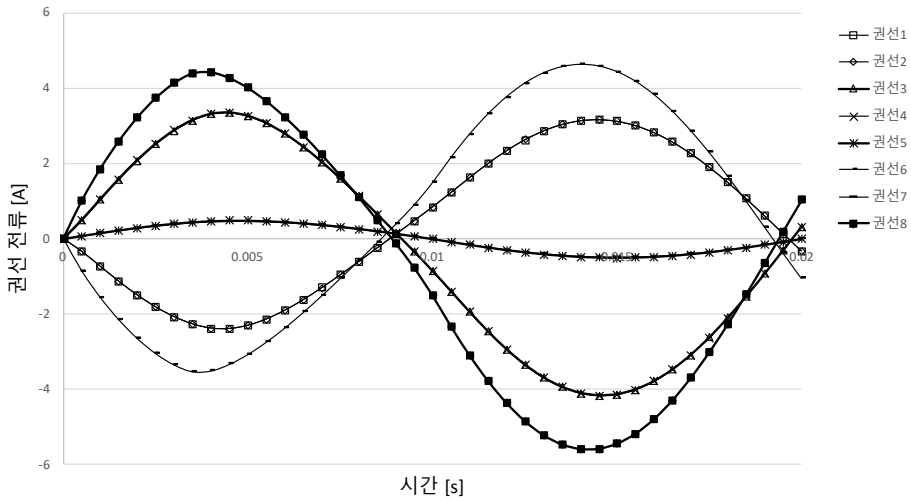


그림 2.18. 치우친 관통시 분할 권선에 흐르는 전류

Fig. 2.18. Eccentric busbar. Current in each winding segments

그림 2.17과 2.18은 버스바의 위치에 따라 분할 권선의 각 권선에 흐르는 전류의 변화를 나타낸 그래프이다. 중앙 관통의 경우 권선에 흐르는 최대 전류가 정격 전류인 1A의 약 3배 정도였으나 치우친 관통의 경우 정격 전류의 여섯 배에 가까운 전류가 흐르는 것을 알 수 있다. 변류기에서 발생하는 열은 권선의 동손(copper loss)이 주를 이루고 그 크기는 전류의 제곱에 비례하기 때문에 정격 전류가 흐를 때와 비교하여 30배 이상의 열이 발생하여 소손이 일어날 가능성이 매우 커진다는 것을 알 수 있다. 전류가 가장 높게 흐르는 8번과 6번 권선은 그림 2.14와 그림 2.15를 참고해 볼 때 각각 치우친 버스바의 위치와 가장 가까운 권선과 그와 병렬로 연결된 권선이라는 것을 알 수 있다. 병렬 연결된 권선에 서로 반대 방향의 전류가 흐름으로써 순환 전류가 형성되어 열을 발생시키는 것을 알 수 있다. 따라서 변류기의 안정적인 사용을 위해 분할 권선 변류기의 비오차 특성을 유지하면서 온도 상승을 방지할 수 있는 개선 설계가 필요하다.

2.4 교차 권선을 차용한 대전류 변류기

앞서 살펴본 바와 같이 기존의 분할 권선 대전류 변류기의 문제점을 해결하기 위해 열 발생을 저감하는 설계가 필요하다. 그러나 분할 권선을 사용하지 않을 경우 보상 회로와 같은 외부 기기의 도움을 받지 않으면 변류기 설계만으로 정밀급의 오차를 갖는 것이 어렵기 때문에 flux equalizing winding에서 분할 권선으로 발전한 것과 같이 분할 권선이라는 큰 틀 내에서 비오차를 유지하며 열 발생을 방지할 수 있는 설계를 찾는 것이 바람직하다고 생각된다.

2.4.1 Transposition winding

고압 변압기의 권선은 수십, 수백개의 도체가 병렬로 연결된 나선형의 권선으로 이루어져 있는데 저압부의 권선에는 수 kA의 큰 전류가 흐른다. 변압기의 철심에서 발생하는 누설자속이 병렬 연결된 권선 가닥과 쇄교할 때 철심으로부터 권선 까지의 거리 차이로 인해 누설 자속의 크기가 달라지고 이로 인해 권선 간에 순환 전류가 발생하게 된다. 이러한 순환 전류를 줄이고 그로 인해 발생하는 에너지 손실을 막기 위해 고압 변압기의 권선은 도체의 상대적인 위치를 주기적으로 바꿔주는 transposition winding을 이용한다.

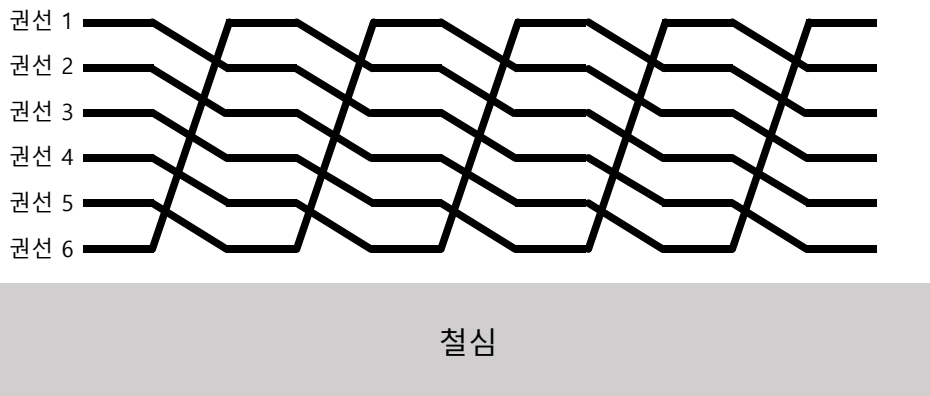


그림 2.19. transposition winding 개념
Fig. 2.19. Concept of transposition winding

그림 2.19는 transposition winding의 개념을 표현한 그림이다. 철심의 중심축을 기준으로 반경 방향으로 평행하게 배치된 권선들의 위치를 중심축을 따라 일정한 패턴으로 교차하게 만들어 철심에서 멀어진 권선과 가까운 권선 간에 쇄교하는 누설 자속을 평균화한다 [54] - [56].

2.4.2 변류기에서의 교차권선

2.3.2장에서 유한요소법을 이용한 수치해석을 통해 대전류 변류기의 비정상적 온도 상승의 원인이 정격의 여섯배에 달하는 순환 전류라는 것을 확인하였기 때문에 순환 전류의 저감이라는 같은 목적을 위해 변류기에서도 transposition winding을 차용할 수 있을 것으로 예상하였다.

또한 변류기를 제작할 때 권선의 각 층마다 테이프를 감아 절연을 하는데 이 경우 안쪽 권선에서 발생한 열이 바깥으로 빠져나가지 못해 정격을 초과하는 전류가 흐를 경우 변류기 안쪽의 열 축적으로 소손이 발생할 수 있다. 따라서 층간 교차를 통해 안쪽 권선에서 발생한 열을 외부로 전달할 수 있는 통로를 만들어 주는 것도 온도 저감에 도움을 줄 것으로 예상하였다.



그림 2.20. 철심에서의 자속 밀도 (t=6ms)

Fig. 2.20. Magnetic flux density of CT core (t=6ms)

그림 2.20은 2.3.2장의 해석 결과 중 버스바가 치우친 상황에서 분할 권선 변류기의 자속밀도 불균형이 가장 높았던 시점에서($t=6\text{ms}$) 철심에 발생한 자속밀도 해석 결과이다. 버스바는 자속밀도가 가장 높은 그림 2.20의 12시 방향으로 치우쳐 있다.

이 자속밀도 해석결과를 다시 둘레 방향을 따라 표현하면 그림 2.21과 같다. 그림 2.20의 검정색 실선을 기준으로 화살표 방향으로 자속밀도의 크기를 그래프로 나타내었으며 그림 2.21 상단의 권선 블록은 그림 2.14에서 번호를 매긴 권선들이 둘레 방향을 따라 분포되어 있는 순서를 나타낸다. 아래와 위는 각기 다른 두 층의 권선을 의미하고 둘레 방향을 따라 표현한 그래프이기 때문에 양 끝은 서로 연결되는 형태이다.

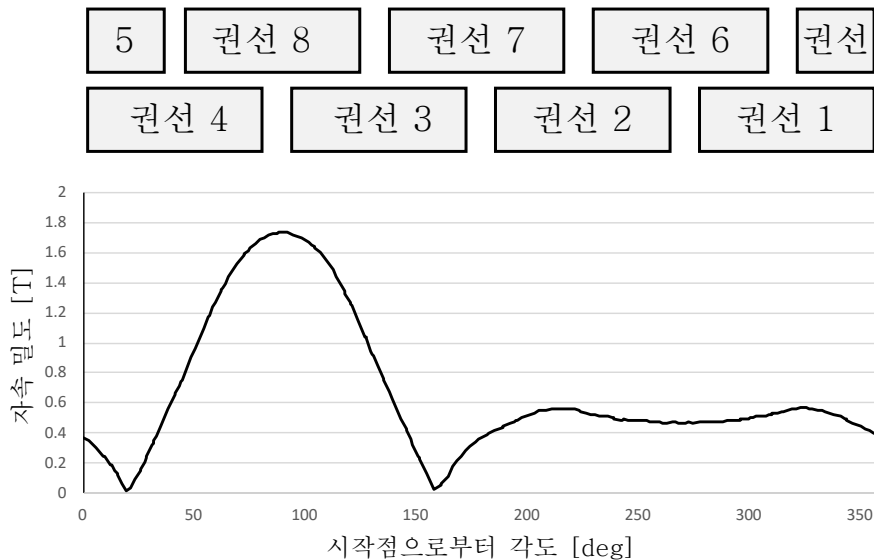


그림 2.21. 둘레 방향에 따른 자속밀도와 권선의 위치

Fig. 2.21. Magnetic flux density and position of winding segments along circumferential direction

그림 2.18과 그림 2.21을 통해 자속 밀도가 가장 높은 위치의 권선인 8번 권선에서 가장 많은 전류가 발생했다는 것을 알 수 있다. 따라서 자속 밀도가 집중되는 상황에서 전류의 상승을 막기 위하여 분할한 권선을 둘레 방향으로 넓은 범위에 걸쳐 직렬 연결하여 자속 집중을 줄일 수 있는 형태의 권선이 필요하다.

따라서 본 논문에서는 기존의 분할 권선 방식을 통해 비오차의

정밀성을 확보하고 교차 권선을 차용해 열 발생을 저감하며 둘레 방향의 권선 분포를 통해 자속 집중을 방지하는 형태로서 다음과 같은 교차 권선을 제안한다.

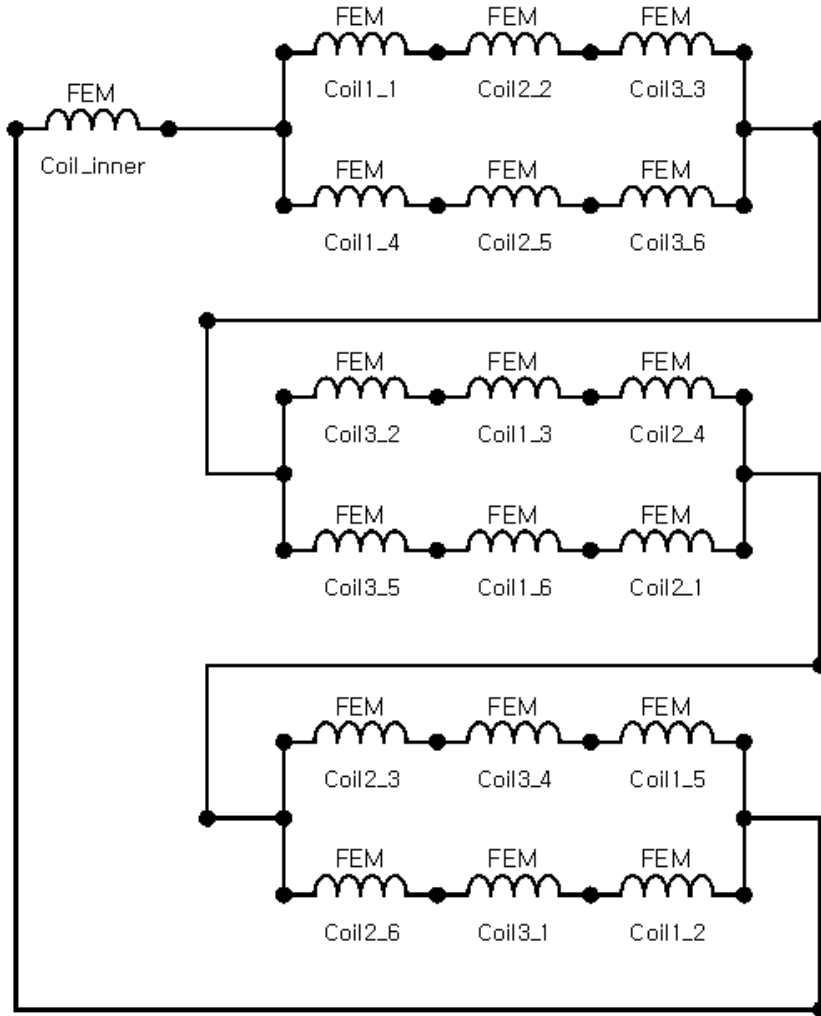


그림 2.22. 제안된 교차 권선 변류기 결선

Fig. 2.22. Proposed transposition winding connection

제안된 교차 권선은 3층에 걸쳐 각 층마다 6등분으로 분할된 분할 권선이 교차로 결합된 방식이다. 자세한 결선은 그림 2.22와 같으며 Coil_inner는 내부의 일반 권선을, Coil n_m은 일반 권선을 제외한 외곽

권선의 n층의 m번째 권선을 의미한다. 직렬로 연결된 세 개의 분할 권선이 다른 세 개의 직렬 연결된 분할 권선과 병렬로 연결되며 이러한 셋트의 병렬 권선이 총 세 셋트 직렬 연결되어 있다.

그림 2.23은 제안된 교차 권선을 철심의 위치를 단순하게 표현한 그림으로서 그림 2.22의 Coil n_m은 그림 2.23의 권선 n_m과 대응된다. 가로 방향은 철심의 둘레 방향으로 양끝은 서로 연결되어 있으며 세로 방향은 층 변화를 의미한다. 같은 무늬의 6개의 권선은 검은 점을 기준으로 좌우로 각각 세 개씩 직렬로 연결되며 직렬로 연결된 권선끼리 다시 병렬로 연결된다.

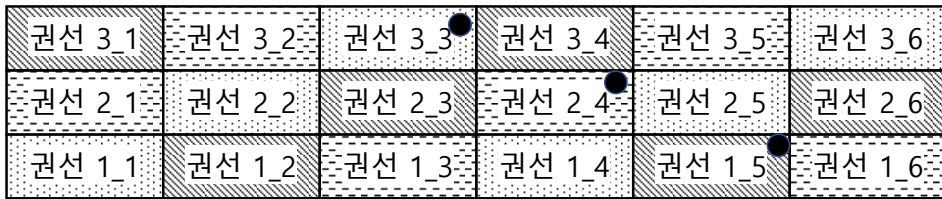


그림 2.23. 권선 연결의 단순화

Fig. 2.23. Simplification of winding connection

제안된 교차 권선 방식은 먼저 둘레를 따라 6개로 분할된 권선을 3개씩 층을 바꿔가며 직렬 연결함으로써 자속의 집중으로 인한 전류 상승을 막고 내부 권선의 열을 밖으로 배출하도록 하였다. 또한 마주보는 권선들을 병렬로 연결하여 분할 권선의 비오차 특성을 유지할 수 있도록 설계하였다.

1:10000의 변류비를 만족하기 위해 부분 권선 각각은 166턴, 일반 권선은 8506턴의 권선수를 갖는다. 분할 권선을 적용한 기존의 변류기보다 권선 한 층이 더 많지만 일반 권선의 층수가 상대적으로 많기 때문에 제작 단가와 크기 면에서 큰 변화가 없다고 할 수 있다.

제안된 교차 권선 변류기의 성능 예측을 위해 유한요소법을 이용한 수치해석을 진행하였다. 표 2.10은 제안된 교차 권선 변류기의 상세 사양이고 해석 조건은 그림 2.16과 같이 버스바 중앙 관통, 치우친 관통이다.

표 2.10. 제안된 교차 권선 변류기 상세

Table 2.10. Specification of proposed transposition winding CT

명칭	계기용 변류기
1차 전류	10000A
주파수	50Hz
상 및 선식	단상
철심 재질	27ph100 (POSCO)
권선, 버스바 재질	구리
권선 직경	0.9 mm
권선 방식	교차 권선

표 2.11. 관통 위치에 따른 권선별 비오차와 위상차

Table 2.11. Current ratio and phase shift of CTs according to primary busbar position

		2차 전류 (A)	비오차 (%)	위상차 (분)
중앙 관통	일반 권선	0.97	-3.32	4.2
	분할 권선	1.0	-0.0200	2.5
	교차 권선	1.0	-0.0100	0.63
치우친 관통	일반 권선	0.80	-24.9	23
	분할 권선	0.98	-1.78	44
	교차 권선	0.98	-2.01	44

해석 결과를 일반 권선과 분할 권선의 해석 결과와 함께 정리하면 표 2.11과 같다. 표 2.9와 같이 비오차의 경우 유효숫자 네 자리까지 구한 2차 전류의 값으로부터 계산하였다. 제안된 교차 권선 변류기의 치우친 관통에서의 비오차는 기존 분할 권선 변류기의 비오차에 비해 약 13% 증가하였다는 것을 알 수 있다. 철심의 둘레를 따라 권선을 두

층에 걸쳐 각 층마다 4등분하여 병렬 연결한 총 8등분 분할 권선과 달리 제안된 교차 권선은 세 층에 걸쳐 6등분 후 세 개씩 직렬 연결을 함으로써 사실상 6등분의 분할 권선 효과를 낼 수밖에 없다. 따라서 비오차가 상승한 것은 예상된 결과라고 할 수 있으며 13%의 비오차 상승을 갖는 해석 결과를 토대로 변류기를 제작할 시에 기존의 분할 권선 변류기와 같은 계급을 가질 수 있을 것으로 예상하였다.

제안의 원인이 되었던 온도 문제 해결 여부를 판단하기 위하여 그림 2.24, 2.25에서 각 분할 권선마다 흐르는 전류를 살펴보았다. 직렬 연결된 권선에서는 같은 전류가 흐르기 때문에 권선 1_1에서 1_6까지의 전류만을 그래프로 나타냈다.

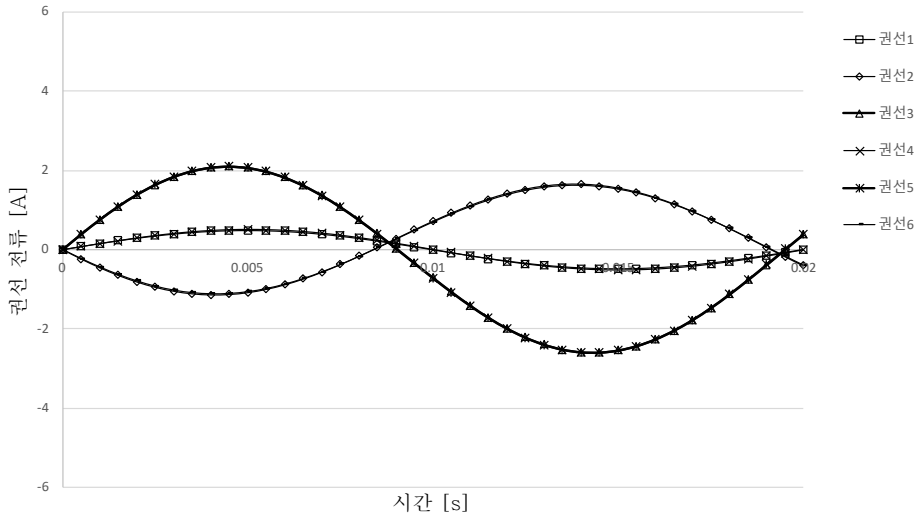


그림 2.24. 중앙 관통시 교차 권선에 흐르는 전류

Fig. 2.24. Centered busbar. Current in each winding segments

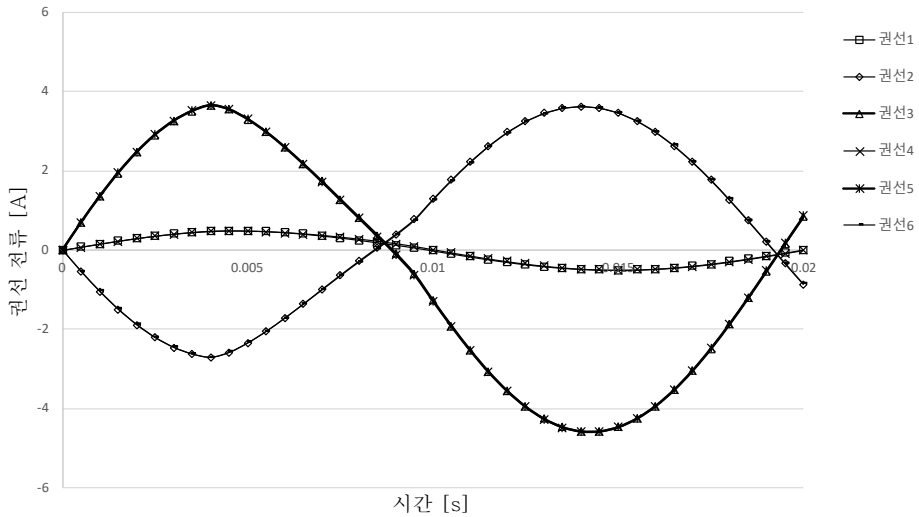


그림 2.25. 치우친 관통시 교차 권선에 흐르는 전류

Fig. 2.25. Eccentric busbar. Current in each winding segments

그림 2.17, 2.18의 경우 권선에 흐르는 최대 전류가 약 3배에서 6배로 상승한 반면 그림 2.24와 2.25를 비교해 봤을 때 각 권선에서 발생하는 전류의 크기는 약 2.5배에서 4.5배로 상승하였다. 보다 상세한 예측을 위해 간략한 동손 계산을 하였다. 동손은 전류의 제곱과 저항의 곱으로 표현되고 저항은 권선의 길이에 비례하고 단면적에 반비례한다. 분할 권선과 제안된 교차 권선의 경우 모두 9층의 일반 권선 위에 권선을 진행하기 때문에 각 권선의 턴수별 길이 차이는 없다고 가정하면 6분할 권선 하나의 저항을 1이라 하면 4분할의 경우 1.5의 상대적인 저항 값을 갖는다. 따라서 그림 2.18과 그림 2.25를 토대로 모든 권선의 상대적 저항 값과 전류의 RMS(root mean square) 값을 계산하면 표 2.12과 같다. 제안된 교차 권선의 동손은 세 개의 권선이 직렬로 연결되어 있으므로 전류의 제곱과 저항의 곱에 3배의 값을 갖는다.

표 2.12. 권선의 저항(상대값)과 RMS 전류
 Table 2.12. Relative resistance value and RMS current
 of CT windings

분할 권선			제안된 교차 권선		
권선	저항 (상대값)	전류(rms) [A]	권선	저항	전류(rms) [A]
1	1.5	2.2	1_1	1	0.34
2	1.5	2.2	1_2	1	2
3	1.5	3.2	1_3	1	2.8
4	1.5	3.2	1_4	1	0.34
5	1.5	0.34	1_5	1	2.8
6	1.5	2.8	1_6	1	2
7	1.5	0.34			
8	1.5	3.6			
동손 (상대값)					
77			72		

표 2.12의 계산 결과에서 알 수 있듯이 제안된 교차 권선의 동손은 분할 권선에 비해 약 7% 적다는 것을 알 수 있었다. 또한 해석을 통하여 확인할 수는 없지만 내부 권선과 외부 권선의 교차로 인한 열 배출 효과가 더해져 분할 권선의 온도 상승 문제를 해결할 수 있을 것으로 예상하였다.

제 3 장 로고스키 코일의 외부 자계 차폐 성능 향상 설계

3.1 로고스키 코일

앞서 살펴본 철심을 이용한 대전류 변류기는 현재까지 널리 사용되고 있는 기기이지만 철심의 재료로 사용된 자성체의 포화현상으로 전류 측정 범위가 한정되는 문제점이 있다. 특히 전자식 차단기나 계전기의 경우 정격전류의 수십배에 달하는 단락 사고 전류까지 측정하여 사고전류에 적당한 차단시간을 결정하고 있으며, 넓은 범위의 전류를 소정의 오차범위 이내로 측정하여야 하는데, 기존의 변류기를 이용한다면 전 전류 범위를 다시 세분하여 다수의 변류기를 사용할 필요성이 있어 단가가 상승되는 단점이 있다.

로고스키 코일 (Rogowski Coil)은 보다 넓은 측정 범위를 갖는 대표적인 공심형 전류 센서 (air-core current sensor)이다. 로고스키 코일은 자속밀도를 측정하기 위한 센서로 제안되어 주로 사용되어 오다가 최근 광범위한 대전류 측정용 센서로 사용되고 있다 [57].

3.1.1 로고스키 코일의 기본 원리

로고스키 코일은 1912년 독일의 물리학자 Rogowski와 Steinhaus가 자기포텐셜을 측정하기 위해 고안한 이래 여러 과학자에 의해 펄스전류 측정에 응용되었다 [31].

로고스키 코일은 그림 3.1에서와 같이 주로 비자성체 코어를 따라 코일이 감겨 있는 형태로 제작된다. 코일이 끝나는 코어의 끝을 시작점으로 코어 중앙을 관통하여 돌아오는 리턴 코일이 있는 것이 특징이다. 리턴 코일은 표류 자속에 의한 오차를 줄이기 위해 코일과 반대 방향의 전류 루프를 생성하여 외부 자속을 상쇄시키는 장치로서 자세한 효과에 대한 내용은 3.4장에서 후술하겠다.

출력이 전압 형태이기 때문에 엄밀하게 정의하는 변류기라는 분류에 들어가지 않을 수도 있지만 로고스키 코일은 출력 전압의 파형을 전류 형태로 변환해주는 적분기와 항상 같이 사용하기 때문에 넓은 범위의

변류기의 한 종류라고 볼 수 있다.

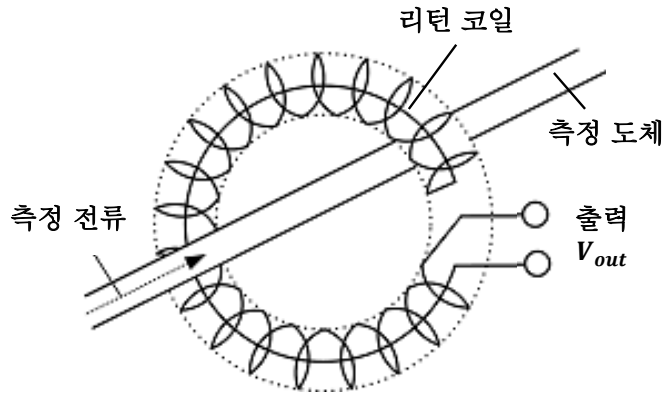


그림 3.1. 로고스키 코일의 기본 형상
Fig. 3.1. Basic shape of rogowski coil

로고스키 코일은 그 형상에 따라 rigid형과 flexible형으로 나눌 수 있다. Rigid형은 일정한 형태의 단면적을 갖는 코어를 원형으로 미리 제작하고 여기에 코일을 감는 형태를 말한다.

이와 반대로 flexible형은 직선 형태의 코어에 코일을 감고 이것을 다시 원형으로 휘어 만든 것을 말한다. 자성체 철심을 사용하지 않고 리턴 코일로 인해 코일의 입력 단자와 출력 단자가 한 쪽으로 몰려 있기 때문에 닫힌 고리 형태가 아닌 자유롭게 여단을 수 있는 측정기기를 만들 수 있는 것도 큰 장점이다.

Rigid형은 코어의 형태가 일정하게 유지되어 있으므로 측정오차가 작고 코어의 단면적을 크게 하여 비교적 작은 전류를 측정하는 것이 가능하나 자유로운 설치가 가능한 flexible형 로고스키 코일에 비해 사용환경에 따라 어려움이 있다. flexible형은 사용 장소에 맞게 형태를 변형하여 사용할 수 있으므로 편리하지만 사용할 때마다 형태가 약간씩 달라질 수 있으므로 코일 형태에 따른 오차가 상대적으로 크고 유연성을 위해 단면적이 작아져 전류 측정에 한계가 있다.

암페어의 주회 법칙에 따라 로고스키 코일 내에 흐르는 전류 i 와 자기장 H 의 관계식은 다음과 같다.

$$\oint H \cos \alpha dl = i \quad (3.1)$$

여기서 α 는 미소길이 dl 성분과 자기장이 이루는 각도이다.

도체를 둘러싸고 있는 페루프가 단위길이당 n 회, 단면적이 A 인 길고 가는 코일일 때 여기에 쇄교하는 자속은

$$d\Phi = \mu_0 H A n dl \cos \alpha \quad (3.2)$$

전체 코일에 쇄교하는 자속은 적분을 통해 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\Phi = \mu_0 n A \int H \cos \alpha dl = \mu_0 n A i \quad (3.3)$$

도체에 흐르는 전류가 교류일 때 코일에 유기되는 기전력은 자속의 변화율과 같으므로

$$e_{out} = -\frac{d\Phi}{dt} = -\mu_0 n A \frac{di}{dt} \quad (3.4)$$

여기서 $M = \mu_0 n A$ 을 상호 인덕턴스라 하며 코일의 입출력비를 나타낸다. 로고스키 코일의 경우 상호 인덕턴스를 기존 변류기의 변류비처럼 고려할 수 있다. 암페어의 법칙에서 선적분 경로가 체적을 갖지 않아야 적분경로, 모양, 페루프의 위치 등과 무관하게 출력전압이 일정하지만 실제 코일은 큰 체적을 갖게 되어 코일의 형상 및 위치에 따라 오차가 발생하는 원인이 된다 [58] - [60].

3.1.2 적분기

로고스키 코일의 출력은 전류의 미분 형태인 전압이고 그 크기 또한 매우 작기 때문에 적분을 통해 1차 전류와 비례하는 출력을 얻음과 동시에 출력 신호를 증폭하기 위해 적분기 회로를 사용한다. 적분기의 기본적인 회로도도 그림 3.2와 같다.

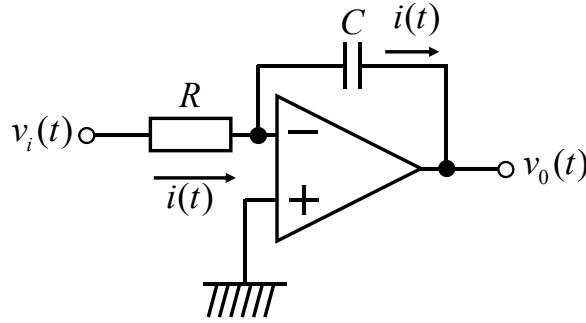


그림 3.2. 기본적인 적분기 회로도

Fig. 3.2. Basic integrator diagram

$v_i(t)$ 가 입력되면 그 적분형태인 $v_o(t)$ 가 출력된다. OP-amp (연산 증폭기)의 성질로부터 +단자와 -단자의 전압은 동일하고 +단자가 접지와 연결되어 있으므로 그 전압은 0이고 -단자에서의 전압도 0이다. 또한 -단자로 전류가 흐르지 않으므로 입력과 출력간에 동일한 전류가 흐르게 된다. 이때 커패시터의 전압과 전류의 관계에 의해

$$i(t) = -C \frac{dv_o(t)}{dt} \quad (3.5)$$

이므로

$$v_o(t) = -\frac{1}{C} \int_0^t i(\tau) d\tau + v_o(0) \quad (3.6)$$

이고, 옴의 법칙에 의해

$$i(t) = \frac{v_i(t)}{R} \quad (3.7)$$

이므로 $v_o(0) = 0$ 이라고 하면 $v_o(t)$ 와 $v_i(t)$ 의 관계는 다음과 같다.

$$v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t v_i(\tau) d\tau \quad (3.8)$$

기본적인 적분기 회로를 통한 신호의 변환 외에도 오차의 보상, 노이즈의 제거 등의 목적을 위해 다양한 회로를 구성할 수 있지만 본 논문에서는 적분기 회로를 제외한 로고스키 코일의 일차적인 설계에 대해서 연구를 진행하였다.

3.1.3 로고스키 코일의 특징

로고스키 코일의 대부분의 장점은 자성체 철심이 아닌 공심 또는 비자성체 코어의 사용으로부터 기인한다. 철심이 없어 자기 포화가 일어나지 않아 광범위한 전류 영역에서도 선형성을 유지할 수 있어 대전류나 펄스 전류, 다양한 주파수 범위에서 높은 정확도의 전류 측정이 가능하다. 무거운 자성체 철심을 사용하지 않기 때문에 소형화, 경량화가 가능하며 생산 비용이 저렴하고 안정성이 높아 경제적이다.

기존의 변류기에서는 2차측 개방시 높은 전압 발생으로 사고를 일으킬 수 있었지만 로고스키 코일은 출력 전압이 매우 낮아 그러한 위험이 없다.

장점이 많은 기기이지만 치명적인 단점도 또한 존재한다. 이상적인 로고스키 코일은 코일 내부를 관통하는 1차측 도체의 상대적 위치에 따라 출력 전압이 변하지 않는다. 그러나 실제 로고스키 코일은 그 코일의 형상이나 권선 등에 균일성이 보장되지 않으면 오차가 발생하게 된다. 그로 인해 형상과 권선의 품질을 확인하는 작업이 필요하게 되고 결과적으로 가격 상승 요인이 되기도 한다. 온도에 따라 변하는 권선의 단면적이나 길이 등에도 민감하다. 또한 출력 전압이 낮기 때문에 외부 자계에 대해서도 매우 민감한데 로고스키 코일의 정밀도는 외부 자계의 영향을 얼마나 배제할 수 있는가에 달려있다고 볼 수 있다.

크기가 작은 출력 전압을 전류로 변환함과 동시에 증폭시켜줄 적분기가 필요하다. 적분기의 필요성은 로고스키 코일 상용화의 걸림돌 중 하나였지만 최근에는 질 좋고 저렴한 소자들이 생산되어 적분기의 필요성 자체가 단점이 되지는 않는다. 하지만 온도 상승으로 인한 소자의 성능저하와 같은 적분기 자체의 문제점으로 인해 오차가 발생하기도 한다.

3.2 비오차의 원인

로고스키 코일의 출력은 전압이고 측정 전류와 출력 전압의 단순 크기 비교 만으로는 정확한 측정을 담보할 수 없다. 적분기에 의하여 증폭되는 출력값은 그 회로의 특성에 따라 변류비가 달라질 수 있어 로고스키 코일에서의 비오차는 변류기에서의 그것과 조금 의미가 다르다고 할 수 있다. 하지만 로고스키 코일의 성능을 따질 때에도 변류기의 계급과 같은 비오차 기준을 적용하는데 보통은 상호 인덕턴스나 출력 전압의 변화를 기준으로 비오차를 계산한다.

로고스키 코일의 비오차의 주된 원인은 외부 자계와 로고스키 코일 자체의 형상이다. 로고스키 코일의 출력은 적분기의 입력에 따라 정해지며 적분기에 사용되는 OP-amp의 입력값은 최대 10V 정도이므로 최대측정전류에서 코일의 출력은 10V 이하로 제한할 필요가 있다. 보호용 센서의 경우 단락전류를 검출하여 계통을 보호할 필요가 있으므로 10%의 여유분을 고려하여 단락전류에서의 출력을 9V로 하고 단락전류가 정격전류의 20배라 가정하면 정격전류에서의 출력 값은 $0.45 V_{peak}$ 가 된다. 또한 IEC 60044-8에서는 정격전류에서 코일의 출력을 0.15V로 규정하고 있으며 최소 측정전류인 5%전류에서의 출력값은 7mV정도의 대단히 미약한 전압이 된다. 이에 따라 노이즈에 대한 대책이 필요하게 된다. 그림 3.3에서 3.5는 1차측 시험 전류가 20A일 때 차폐에 따른 로고스키 코일 출력 신호의 변화를 보여준다. y축의 눈금은 mV단위이다.

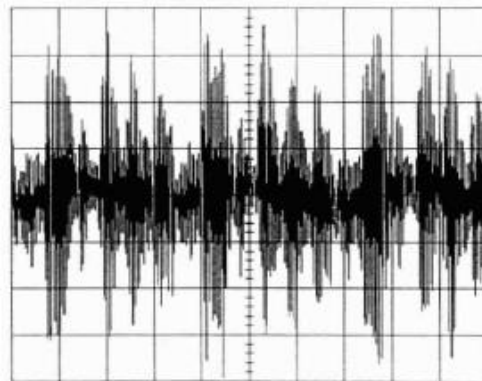


그림 3.3. 차폐를 하지 않은 로고스키 코일의 출력 신호

Fig. 3.3. Signal output of RC without shield

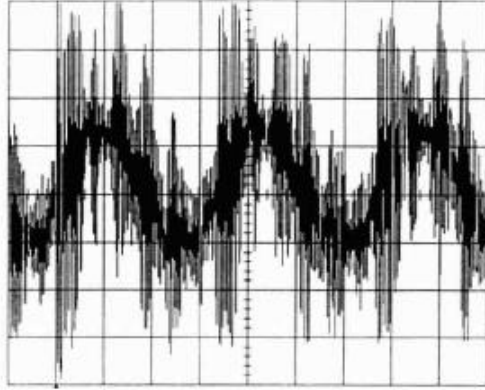


그림 3.4. 구리 편조선으로 차폐한 로고스키 코일의 출력 신호
 Fig. 3.4. Signal output of RC with flexible copper braid shield

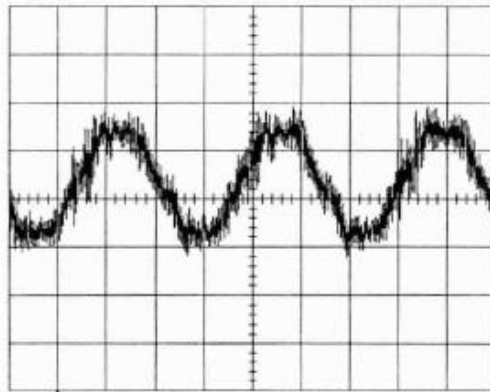


그림 3.5. 알루미늄 박으로 차폐한 로고스키 코일의 출력 신호
 Fig. 3.5. Signal output of RC with aluminum shield

그림 3.3의 차폐를 하지 않은 로고스키 코일의 출력신호는 사인파의 형태가 보이지 않을 정도로서 그 크기와 위상을 가늠할 수가 없다. 그림 3.4의 구리 편조선으로 권선만을 차폐한 경우 출력신호의 파형이 보이는 정도이고 그림 3.5의 알루미늄 박으로 로고스키 코일 전체를 차폐한 후에 파형을 측정할 수 있을 정도의 출력을 얻을 수 있다. 자계가 발생하는 일반 가정용 전기기기부터 공장의 모든 설비들이 노이즈의 원인이 될 수 있으며 대전류가 흐르는 환경에서 사용하는 로고스키 코일은 알루미늄 박이나 케이스 등으로 차폐를 하여 사용한다.

또한 로고스키 코일 자체의 형상이 원형을 유지하지 못할 경우,

로고스키 코일의 권선이 균일하지 못할 경우와 같은 기기 자체의 비대칭성과 측정하는 도체의 구부러짐이나 관통 위치가 중앙으로부터 틀어지는 외부 환경의 비대칭성도 혼한 비오차의 원인이 된다 [61]–[64].

3.3 PCB 로고스키 코일 (PCBRC)

PCB (printed circuit board) 로고스키 코일은 비자성체 코어를 회로 기판이 대신하고 그 위에 코일 패턴을 인쇄한 로고스키 코일이다. 위에 설명한 rigid형 로고스키 코일 하나로서 상부, 하부, 두 면의 기판에 인쇄된 패턴과 기판 사이를 잇는 비아 홀로 코일을 구성한다.

이렇게 인쇄된 PCBRC는 일반 로고스키 코일의 형상에서 오는 문제점을 대부분 해결할 수 있다. 코일의 패턴이 일정하기 때문에 제작 과정에서 생긴 코일의 불균일성으로 오차가 발생하지 않고 flexible형 로고스키 코일이 원형을 유지하지 못해 발생하는 오차도 배제할 수 있다 [65]–[74].

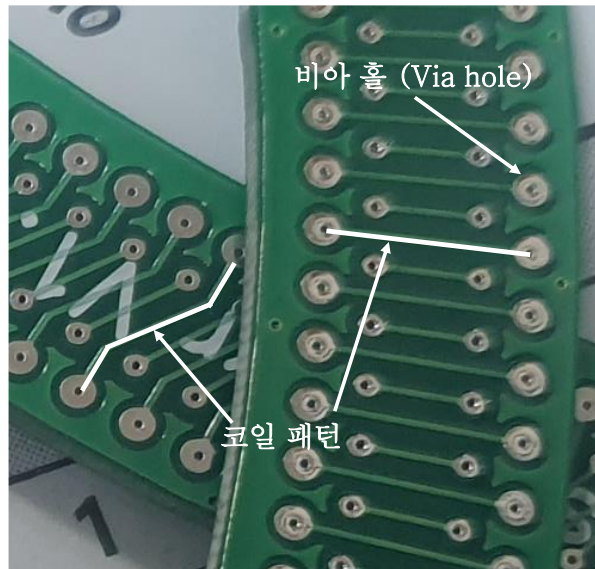


그림 3.6. PCB 로고스키 코일의 앞면과 뒷면, 비아 홀
Fig. 3.6. front, back, and via hole of PCBRC

그림 3.6는 기판에 인쇄된 로고스키 코일의 앞면과 뒷면이다. 직사각 형태의 권선 1턴을 기판 상부와 하부의 코일 형태로 나눠 구리 박을 입힌 에폭시 절연판에 에칭 공정을 통해 인쇄하고 상부 코일과 하부 코일을 기판을 관통하는 구멍에 도체를 입힌 비아 홀로 연결함으로써 권선 한 턴을 이루게 된다. PCB 디자인 프로그램을 이용하여 패턴을 그리고 기판에 인쇄하기 때문에 그림에서와 같이

코일의 패턴이 단순 직선에 한정되지 않고 꺾인 선과 곡선까지 가능하여 설계의 자유도가 굉장히 높다. 기관 또한 원형 평면에 국한되지 않고 각형, 스탠드형, 분리형 등 다양한 형상이 가능하고 대량 생산이 용이하다. 단단한 기관 위에 제작이 되기 때문에 휴대성과 유연성은 떨어지지만 소형 제작이 가능하여 기기 내에 설치되어 전류 측정의 역할을 하는 차단기나 수배전반 등에서 사용을 기대할 수 있다.

따라서 PCBRC는 로고스키 코일의 단점을 극복하여 기존의 대전류 변류기를 대체할 수 있는 가장 적합한 기기라고 할 수 있다.

그러나 PCBRC도 로고스키 코일의 기본적인 단점을 해결하지는 못하였다. 비자성체 코어에 코일을 감는 형태의 flexible 로고스키 코일에 비해 코어 단면적이 작고 비아 홀의 크기로 인해 코일 간에 최소한의 이격 거리가 발생해 턴수가 줄어들어 출력 전압은 더욱 낮아진다. 따라서 외부 자계의 영향이나 노이즈에 취약하여 금속 케이스에 넣고 사용하거나 알루미늄 또는 구리 박을 이용하여 차폐를 한다 [75].

3.4 PCBRC의 외부 자계 차폐 성능

대전류 변류기의 용도를 대체할 변류기로서 PCBRC 설계의 가장 중요한 점은 외부 자계의 영향을 저감하여 정밀도를 향상시켜 신뢰성을 확보하는 것이다. PCBRC의 신뢰성 판단을 위해 외부 자계에 따라 달라지는 상호 인덕턴스 값을 변류비 대신 사용하여 최종적으로 비오차를 계산하였다.

먼저 최적설계에 앞서 PCBRC의 전자기적 성질을 기존 논문을 참고하여 해석적 방법을 통해 풀어보고 차폐 성능을 검증하였다 [66].

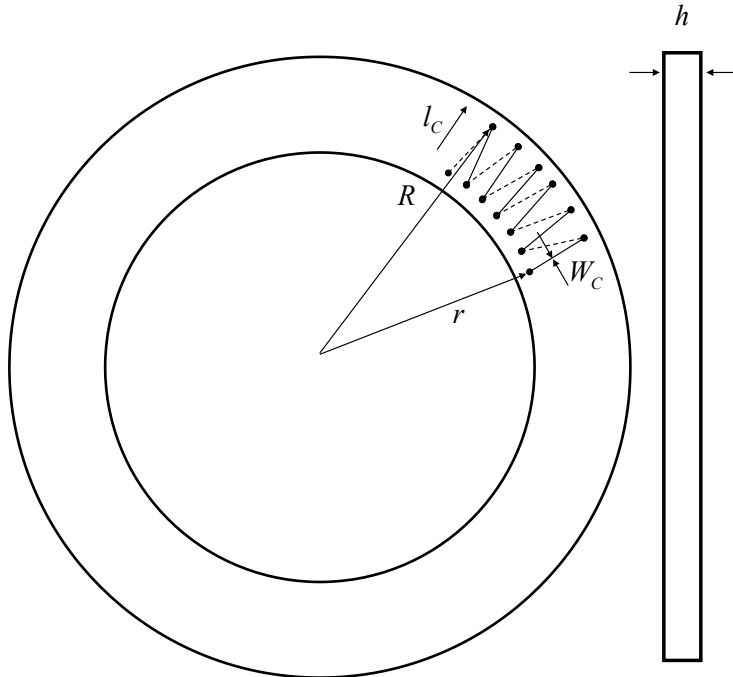


그림 3.7. PCBRC의 형상 변수

Fig. 3.7. Design variables of PCBRC

그림 3.7은 기본적인 형태의 PCBRC와 형상 변수이다. 상부와 하부 코일은 지그재그로 엇갈리는 톱니 형태를 이루고 있다. R 과 r 은 각각 코일의 외경과 내경, l_c 는 상부와 하부 코일의 길이, W_c 는 코일의 두께, h 는 기판의 두께이다.

PCBRC의 코일 한 턴을 직사각형의 단면적을 가진 고리형

코일이라고 할 때 코일의 전체 저항은 다음과 같다

$$R_0 = \frac{\rho_C \cdot L_{wire}}{W_C h_C} \quad (3.9)$$

구리 코일의 비저항 $\rho_C = 1.68 \times 10^{-8} \Omega$, L_{wire} 는 코일의 총 길이로 $L_{wire} = 2Nl_c$ 이다.

1차 도체가 PCBRC의 정중앙을 관통한다고 할 때 상호 인덕턴스는 다음과 같이 계산된다 [61].

$$M_0 = \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) \quad (3.10)$$

PCBRC가 전류원으로부터 받는 자계의 영향을 계산하기 위해 다음의 네 가지 상황을 가정하여 상호 인덕턴스를 도출해냈다 [66],[76] - [78]

- Excursion (치우친 수직 관통)
- Eccentricity (치우친 누운 관통)
- 1차 도체와 평행한 외부의 도체
- 1차 도체와 수직인 외부의 도체

3.4.1 Excursion

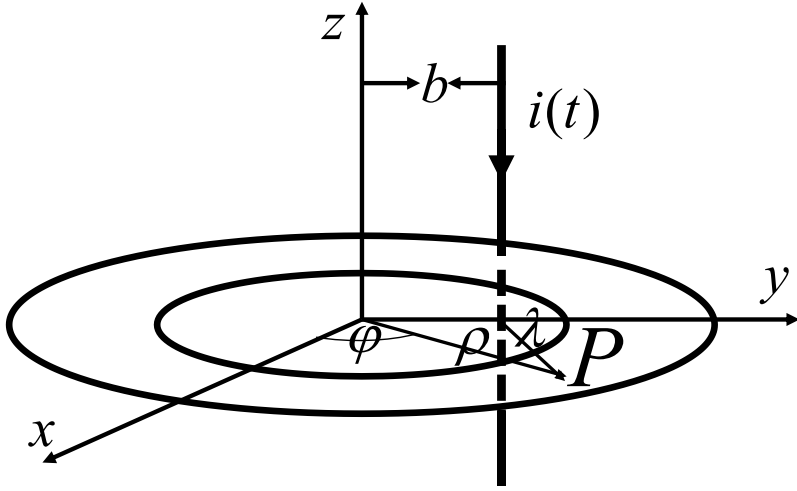


그림 3.8. 치우친 수직 관통
Fig. 3.8. Excursion

로고스키 코일을 사용하는 보통의 경우 그림 3.8과 같이 1차 축의 도체가 로고스키 코일의 정중앙에 위치하지 않는 경우가 많다. 이런 경우를 excursion이라고 하며 로고스키 코일의 j 번째 턴에 있는 점 P 에서 접선 방향으로의 벡터 포텐셜은 다음과 같다

$$\vec{A}_{ex}^j = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \ln\left(\frac{2L}{\lambda_{ex}^j}\right) \vec{a}_z \quad (3.11)$$

여기서 L 은 1차 도체의 길이를 나타내고 λ_{ex}^j 는 도체와 점 P 의 거리를 나타낸다.

$$\lambda_{ex}^j = \sqrt{\rho^2 + b^2 - 2\rho b \cos \alpha_j} \quad (3.12)$$

여기서

$$\alpha_j = (j-1)2\pi/N, \quad j=1,2,3,\dots,N \quad (3.13)$$

따라서 상호 인덕턴스 M_{ex} 는 다음과 같이 구해진다

$$\begin{aligned}
 M_{ex} &= \frac{d\Phi_{ex}}{di} = d \sum_{j=1}^N \oint_{c_j} \overline{A_{ex}^j} \cdot \overline{dl} / di \quad (c_j \text{ 는 } j \text{ 번째 턴의 경계이다}) \\
 &= \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{j=1}^N \left[\int_0^h \ln \left(\frac{2L}{\sqrt{r^2 + b^2 - 2rb \cos \alpha_j}} \right) dz \right. \\
 &\quad \left. - \int_0^h \ln \left(\frac{2L}{\sqrt{R^2 + b^2 - 2Rb \cos \alpha_j}} \right) dz \right] \\
 &= \frac{\mu_0 h}{4\pi} \sum_{j=1}^N \ln \frac{R^2 + b^2 - 2Rb \cos \alpha_j}{r^2 + b^2 - 2rb \cos \alpha_j} \quad (3.14)
 \end{aligned}$$

N 이 충분히 크다면 식 3.14의 합은 다음과 같이 근사로 구해질 수 있다.

$$\begin{aligned}
 M_{ex} &= \frac{\mu_0 h}{4\pi} \sum_{j=1}^{N-1} \ln \frac{R^2 + b^2 - 2Rb \cos(j \cdot 2\pi / N)}{r^2 + b^2 - 2rb \cos(j \cdot 2\pi / N)} \cdot \frac{2\pi}{N} \\
 &= \frac{\mu_0 N h}{8\pi^2} \sum_{j=1}^{N-1} \ln \frac{R^2 + b^2 - 2Rb \cos(j \cdot \Delta\alpha)}{r^2 + b^2 - 2rb \cos(j \cdot \Delta\alpha)} \cdot \Delta\alpha \\
 &\approx \frac{\mu_0 N h}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \ln \frac{R^2 + b^2 - 2Rb \cos \alpha}{r^2 + b^2 - 2rb \cos \alpha} d\alpha \quad (3.15)
 \end{aligned}$$

더 나아가 식 3.15의 적분을 수치해석적으로 풀어내면

$$M_{ex} \approx \frac{\mu_0 N h}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \ln \frac{R^2 + b^2 - 2Rb \cos \alpha}{r^2 + b^2 - 2rb \cos \alpha} d\alpha$$

$$= \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) \quad (3.16)$$

3.4.2 Eccentricity

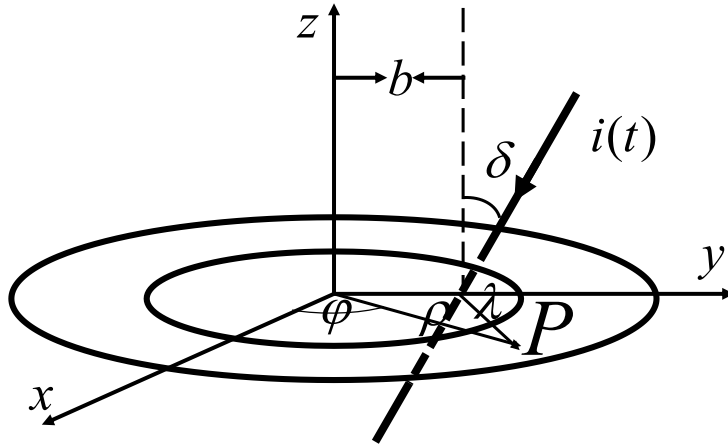


그림 3.9. 치우친 누운 관통
Fig. 3.9. Eccentricity

그림 3.9와 같이 1차 도체가 누워서 중앙을 벗어나 관통하는 경우 j 번째 턴의 P 점에서 자계 세기 벡터는 다음과 같이 표현된다

$$\overline{B}_{ec}^j = \frac{\mu_0 i}{2\pi} \cdot \frac{\rho \cos \delta - b \cos \delta \cos \alpha}{\rho^2 \sin^2 \alpha_j + (\rho \cos \alpha_j \cos \delta - b \cos \delta)^2} \overline{a}_\phi \quad (3.17)$$

비슷하게 eccentricity 상태에서 상호 인덕턴스 M_{ec} 도 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} M_{ec} &= \frac{d\Phi_{ec}}{di} \\ &= d \sum_{j=1}^N \oint \overline{B}_{ec}^j \cdot \overline{ds}_j / di \quad (s_j \text{ 는 } j \text{ 번째 턴의 쇠교 영역이다}) \\ &= \frac{\mu_0}{2\pi} \sum_{j=1}^N \int_{-h/2}^{h/2} \int_r^R \frac{\rho \cos \delta - b \cos \delta \cos \alpha}{\rho^2 \sin^2 \alpha_j + (\rho \cos \alpha_j \cos \delta - b \cos \delta)^2} d\rho dh \end{aligned}$$

$$\approx \frac{\mu_0 h}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_r^R \frac{\rho \cos \delta - b \cos \delta \cos \alpha}{\rho^2 \sin^2 \alpha_j + (\rho \cos \alpha_j \cos \delta - b \cos \delta)^2} d\rho d\alpha \quad (3.18)$$

식 3.15의 적분을 계산하면

$$\begin{aligned} M_{ec} &\approx \frac{\mu_0 h}{2\pi} \int_0^{2\pi} \int_r^R \frac{\rho \cos \delta - b \cos \delta \cos \alpha}{\rho^2 \sin^2 \alpha_j + (\rho \cos \alpha_j \cos \delta - b \cos \delta)^2} d\rho d\alpha \\ &= \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln\left(\frac{R}{r}\right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

식 3.16과 3.19을 통해 로고스키 코일의 턴 수가 충분히 많았고 코일이 균일하게 권선 되어 있다면 코일을 관통하는 도체의 위치와 방향은 상호 인덕턴스에 거의 영향을 미치지 못한다는 사실을 알 수 있다.

3.4.3 1차 도체와 평행한 외부의 도체

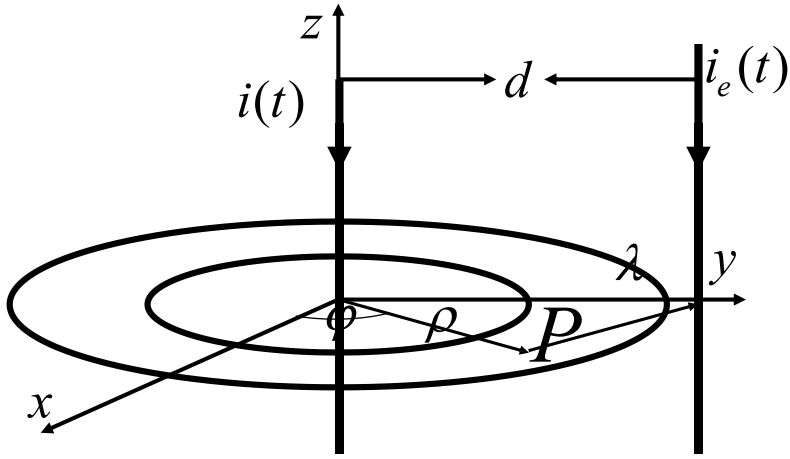


그림 3.10. 1차 도체와 평행한 외부의 도체
Fig. 3.10. Conductor parallel to primary conductor

외부의 도체로부터 발생한 표유 자속은 일반적인 변류기의 정밀도에 큰 영향을 끼친다. 그림 3.10와 같이 1차 도체와 평행한 외부의 도체에 전류가 흐를 경우 $\chi = i_e / i$ 로 정의하고 $\chi > 0$ 의 경우 같은 방향, $\chi < 0$ 은 반대 방향을 의미한다.

식 3.11과 유사한 방법으로 j 번째 턴의 P 점에서 벡터 포텐셜은 다음과 같이 표현된다

$$\overline{A_{ex_e}^j} = \frac{\mu_0 i_e}{2\pi} \ln \left(\frac{2L}{\lambda_{ex_e}^j} \right) \overline{a_z} \quad (3.20)$$

여기서 $\lambda_{ex_e}^j = \sqrt{\rho^2 + d^2 - 2\rho d \cos \alpha_j}$ 이고 N 이 충분히 크다면 외부 전류에 의해 발생한 상호 인덕턴스 M_{ex_e} 는 다음과 같다

$$M_{ex_e} = \frac{d\Phi_{ex}}{di} = \frac{d \left(\sum_{j=1}^N \int_e \overline{A_{ex}^j} \cdot d\mathbf{l} \right)}{di}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{\chi\mu_0 h}{4\pi} \sum_{j=1}^N \ln \frac{R^2 + d^2 - 2Rd \cos \alpha_j}{r^2 + d^2 - 2rd \cos \alpha_j} \\
&\approx \frac{\mu_0 N h}{8\pi^2} \int_0^{2\pi} \ln \frac{R^2 + d^2 - 2Rd \cos \alpha}{r^2 + d^2 - 2rd \cos \alpha} d\alpha \\
&= 0 \tag{3.21}
\end{aligned}$$

따라서 외부 전류로 인한 상호 인덕턴스의 변화는 없게 되므로 상호 인덕턴스는 내부의 영향만 존재하여 다음과 같이 표현될 수 있다

$$M_e = M_{in_e} + M_{ex_e} \approx \frac{\mu_0 N h}{2\pi} \ln \left(\frac{R}{r} \right) \tag{3.22}$$

명백하게 식 3.21과 3.22를 통해 외부의 평행한 도체는 상호 인덕턴스에 큰 영향을 주지 못한다는 것을 알 수 있다.

3.4.4 1차 도체와 수직인 외부의 도체

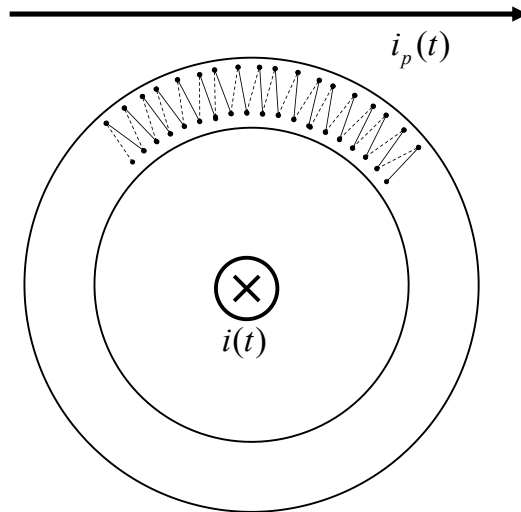


그림 3.11. 1차 도체와 수직인 외부의 도체

Fig. 3.11. Conductor perpendicular to primary conductor

그림 3.11과 같이 PCBRC의 기판 면과 평행하게 흐르는 외부 전류 $i_p(t)$ 가 존재할 때 PCBRC의 중앙을 관통하는 1차 도체와 수직으로 흐르는 외부 전류로 인한 외부 자계는 PCBRC 코일 분포 면을 수직으로 관통한다. 3.4.3과 유사하게 $i_p/i = \eta$ 로 정의하고 그림 3.11과 같은 방향일 경우 $\eta > 0$, 반대 방향일 경우 $\eta < 0$ 이다.

상호 인덕턴스는 코일이 둘러싼 닫힌 영역을 통과하는 자속에 의해서 계산되는데 그림 3.12에서 코일이 둘러싼 영역은 바깥쪽의 톱니모양을 구성하는 N개의 삼각형과 그 안쪽의 반지름 r 의 원의 두 영역으로 나눌 수 있다.

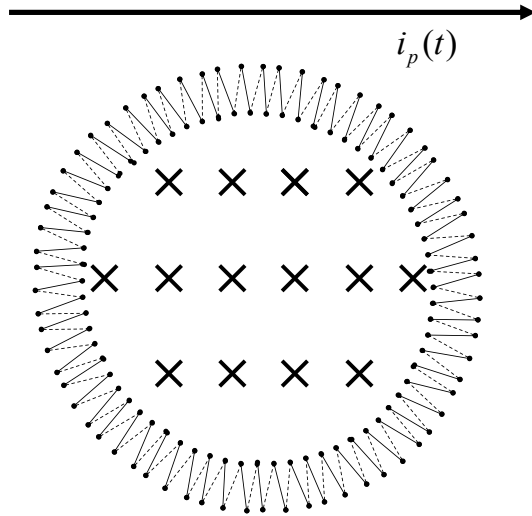


그림 3.12. 외부 자속이 통과하는 전체 영역
 Fig. 3.12. External magnetic flux passing area

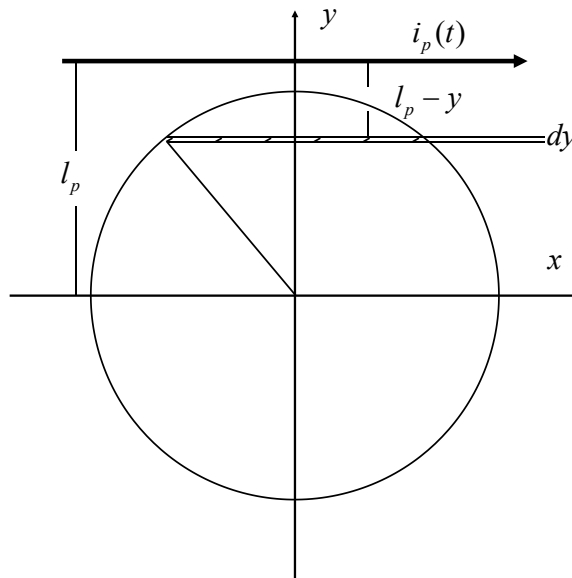


그림 3.13. 외부 자속 통과 영역 중 원 부분
 Fig. 3.13. Circle-shaped part of flux passing area

먼저 원 안에 인가되는 자속은 그림 3.13 과 같이 y 축을 따라 쌓이는 미소면적에 쇄교하는 자속을 적분함으로써 계산할 수 있다.

$$\phi_{ex_pA}^1 = \int_{-r}^r \frac{\mu_0 i_p}{2\pi} \frac{2\sqrt{r^2 - y^2}}{l_p - y} dy = \mu_0 i_p \left(l_p - \sqrt{l_p^2 - r^2} \right) \quad (3.23)$$

톱니 모양의 부분에 쇄교하는 자속은 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\phi_{ex_pA}^2 = \frac{\mu_0 i_p}{2\pi} \sum_{m=1}^N \left[\int_{r \sin \beta_m}^{r \sin \beta_{m+1}} \frac{\Delta x_1^m}{l_p - y} dy + \int_{r \sin \beta_{m+1}}^{R \sin \alpha_m} \frac{\Delta x_2^m}{l_p - y} dy \right] \quad (3.24)$$

여기서 $\alpha_m = (m-1)2\pi / N$, $\beta_m = -2\pi / (2N) + (m-1)2\pi / N$ 이고

$$\begin{aligned} \Delta x_1^m &= \left| \frac{R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m}{R \sin \alpha_m - r \sin \beta_m} (y - R \sin \alpha_m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{\cos \beta_{m+1} - \cos \beta_m}{\sin \beta_{m+1} - \sin \beta_m} (y - r \sin \beta_m) + R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m \right| \\ \Delta x_2^m &= \left| \frac{R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m}{R \sin \alpha_m - r \sin \beta_m} (y - R \sin \alpha_m) \right. \\ &\quad \left. - \frac{R \cos \alpha_m - r \cos \beta_{m+1}}{R \sin \alpha_m - r \sin \beta_{m+1}} (y - R \sin \beta_m) \right| \end{aligned}$$

따라서 총 자속의 합은

$$\begin{aligned} \phi_{ex_pA} &= \phi_{ex_pA}^1 + \phi_{ex_pA}^2 \\ &= \frac{\mu_0 i_p}{2\pi} \int_{l_p-r}^{l_p+r} \frac{2\sqrt{r^2 - (l_p - x)^2}}{x} dx + \frac{\mu_0 i_p}{2\pi} \sum_{m=1}^N \left[\int_{r \sin \beta_{m+1}}^{R \sin \alpha_m} \frac{|y - R \sin \alpha_m| \cdot |K_{m1} - K_{m2}|}{l_p - y} dy \right] \end{aligned}$$

$$+ \left. \int_{r \sin \beta_m}^{r \sin \beta_m} \frac{|K_{m1}(y - R \sin \alpha_m) - K_{m3}(y - r \sin \beta_m) + R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m|}{l_p - y} dy \right] \quad (3.25)$$

여기서 K_{m1} , K_{m2} , K_{m3} 는 다음과 같다.

$$K_{m1} = \frac{R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m}{R \sin \alpha_m - r \sin \beta_m}$$

$$K_{m2} = \frac{R \cos \alpha_m - r \cos \beta_{m+1}}{R \sin \alpha_m - r \sin \beta_{m+1}}$$

$$K_{m3} = \frac{\cos \beta_{m+1} - \cos \beta_m}{\sin \beta_{m+1} - \sin \beta_m}$$

따라서 상호 인덕턴스는 다음과 같다

$$\begin{aligned} M_{pA} &= M_{in_pA} + M_{ex_pA} = M_{in_pA} + \frac{d\phi_{ex_pA}}{di} \\ &= \frac{\mu_0 nh}{2\pi} \ln \frac{R}{r} + \frac{\eta \mu_0}{2\pi} \left\{ 2\pi \left(l_p - \sqrt{l_p^2 - r^2} \right) + \sum_{m=1}^N \left[\int_{r \sin \beta_{m+1}}^{R \sin \alpha_m} \frac{|y - R \sin \alpha_m|}{l_p - y} |K_{m1} - K_{m2}| dy \right. \right. \\ &\quad \left. \left. + \int_{r \sin \beta_m}^{r \sin \beta_{m+1}} \frac{|K_{m1}(y - R \sin \alpha_m) - K_{m3}(y - r \sin \beta_m) + R \cos \alpha_m - r \cos \beta_m|}{l_p - y} dy \right] \right\} \quad (3.26) \end{aligned}$$

앞서 본 세 가지 경우, 치우친 수직 관통, 치우친 누운 관통, 평행한 외부 도체의 경우 모두 외부의 자계가 상호 인덕턴스에 영향을 미치지 않는 것으로 분석되었다. 그러나 1차 도체와 수직인 외부의 도체가 존재할 경우 상호 인덕턴스는 유의미한 값을 가지기 때문에 오차에 가장 큰 영향을 준다는 결론을 낼 수 있다.

3.4.5 리턴 코일과 외부 자계 영향의 상관 관계

리턴 코일은 그림 3.14과 같이 로고스키 코일의 마지막 부분부터 시작지점까지 코어의 중앙을 따라 연결된 코일로서 로고스키 코일에 흐르는 전류와 같은 크기의 전류가 반대 방향으로 흐르는 루프를 생성하여 외부 전류원으로 인해 코어의 축과 같은 방향으로 쇄교하는 자속을 상쇄하기 위한 장치이다. 이 경우 3.4.4장에서 살펴보았던 코일이 만드는 영역과 리턴 코일을 따라 생성되는 원형 영역의 두 부분에 대해 서로 반대 방향의 같은 크기의 전류가 흐르게 된다. 따라서 PCB 로고스키 코일에서의 리턴 코일의 경로를 조정하여 두 영역의 크기를 같게 만들었을 때 자속 상쇄의 효과가 가장 크다 [79]–[84].

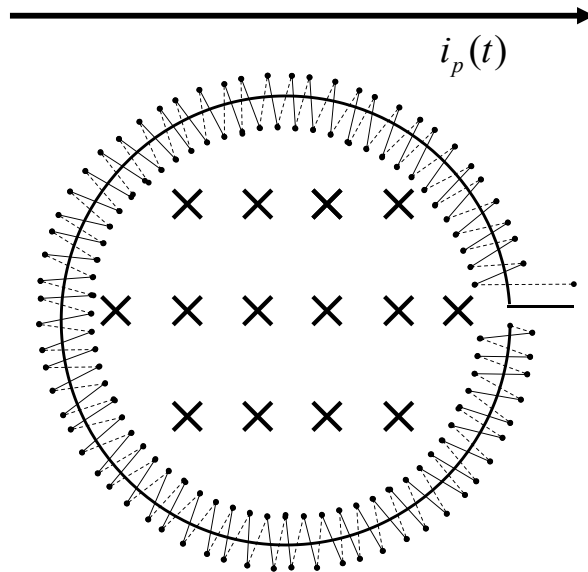


그림 3.14 리턴 코일과 권선의 차지하는 영역

Fig. 3.14. Areas closed by return coil and coil winding

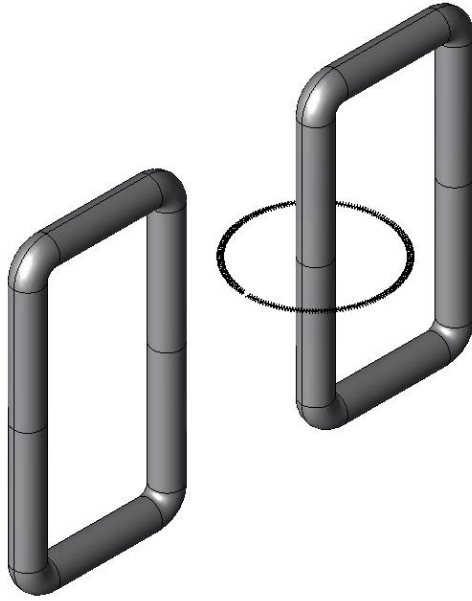


그림 3.15. 평행한 외부 전류
Fig. 3.15. Parallel current flow

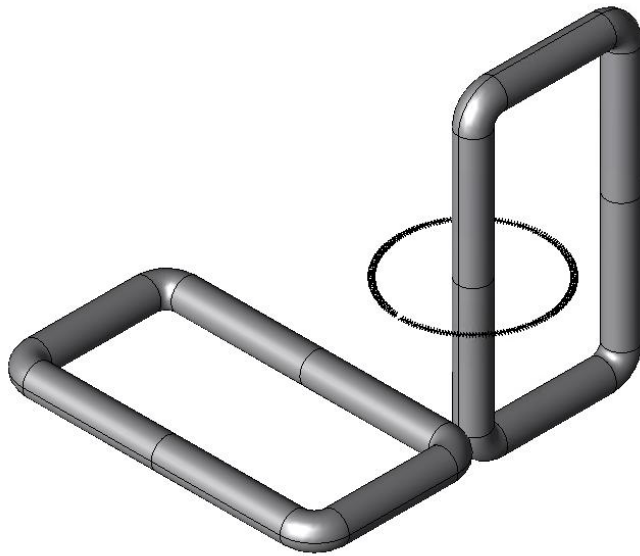


그림 3.16. 수직으로 흐르는 외부 전류
Fig. 3.16. Perpendicular current flow

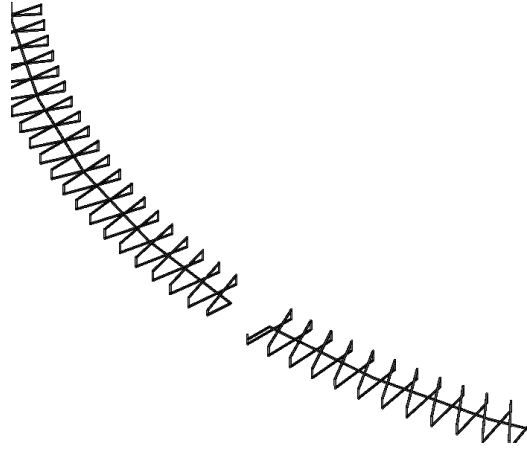


그림 3.17. 해석용 로고스키 코일의 기본 형상
 Fig. 3.17. Basic shape of RC for analysis

리턴 코일의 역할을 제작에 앞서 수치해석을 통해 검증하기 위해 가장 기본적인 PCB 로고스키 코일 형상에 대해 리턴 코일의 유무와 길이, 위치 등을 변경시켰으며 1차측의 전류는 중앙 관통을 유지하되 외부 전류를 1차 전류와 평행, 수직으로 변화시켜 출력 전압을 살펴보았다.

그림 3.15와 3.16는 측정 전류가 흐르는 버스바와 버스바가 관통하는 로고스키 코일, 외부 전류가 흐르는 버스바로 이루어진 해석 모델로서 각각 외부 전류원의 방향이 내부 전류원의 방향과 수평인 경우, 수직인 경우를 나타낸다. 그림 3.17은 해석에 사용한 일반적인 모양의 로고스키 코일 형상으로 톱니 형태의 상·하부 코일로 내경은 125mm, 외경은 165mm이며 코일의 끝에서 코일 턱의 중앙을 관통하는 리턴 코일로 이루어져 있다.

먼저 그림 3.18과 그림 3.19는 그림 3.17의 해석 모델에 대해 리턴 코일이 있는 경우와 없는 경우에 대해서 외부 자계의 영향을 확인한 그래프이다. 그림 3.18에서 리턴 코일이 없는 경우 수직하게 흐르는 외부 전류로 인한 반대 방향의 출력으로 외부 전류가 수평하게 흐를 때와 비교하여 파형이 180도 바뀐 것을 알 수 있다. 반면에 그림 3.19의 리턴 코일이 있는 경우는 외부 전류의 방향 변화에 출력의 차이가 없다는 것을 알 수 있었다.

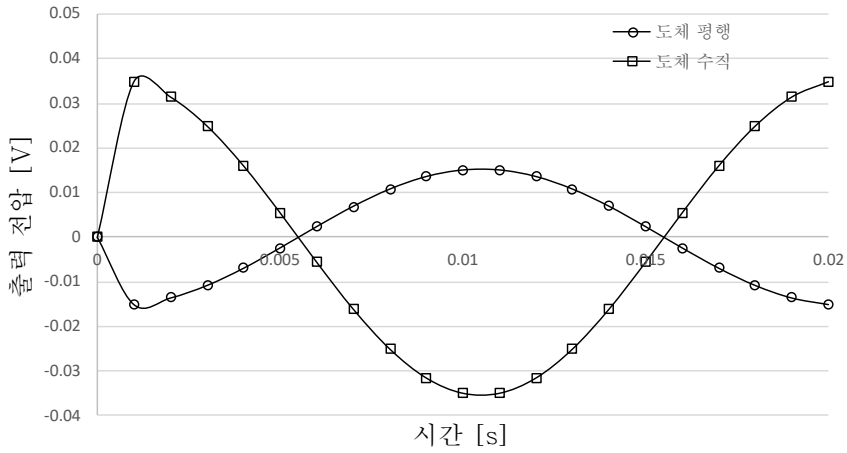


그림 3.18. 리턴 코일이 없는 경우
 Fig. 3.18. RC without return coil

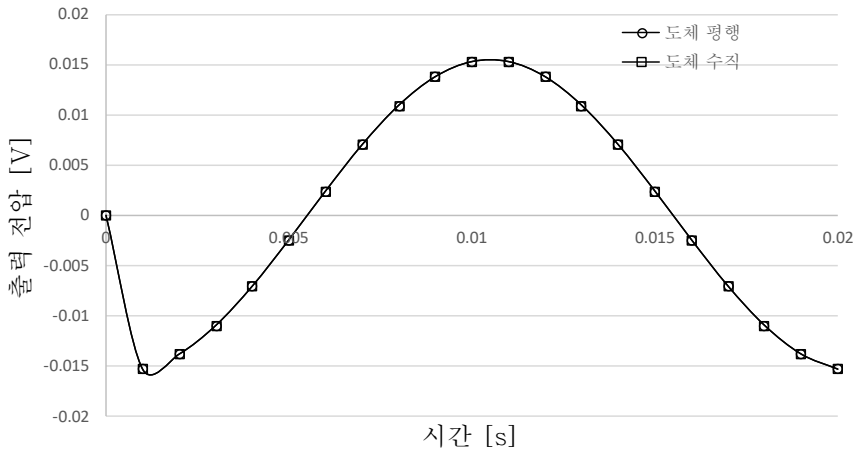


그림 3.19. 리턴 코일이 있는 경우
 Fig. 3.19. RC with return coil

리턴 코일이 차지하는 면적과 상·하부 코일 면적과의 관계를 더 알아보고 최적 설계안에 반영하기 위하여 리턴 코일의 반경을 조절하여 해석 결과를 확인하였다. 해석 변수에 대한 결과값의 변화를 확인하기 위해 각각의 파형 대신 출력전압 최대치에서의 값을 확인하였다.

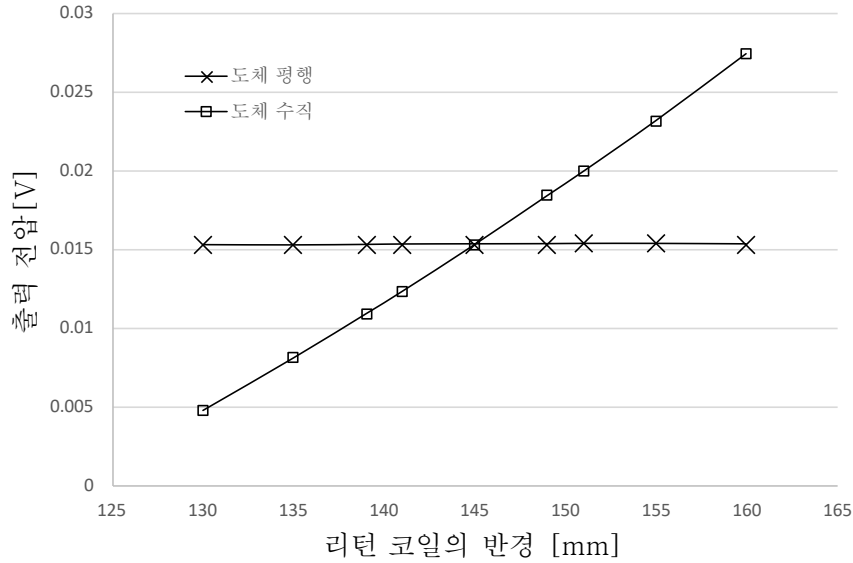


그림 3.20. 리턴 코일의 반경에 따른 출력 전압
 Fig. 3.20. Output voltage according to radius of return coil

그림 3.20은 리턴 코일의 반경을 변화시키며 출력 전압을 확인한 결과이다. 리턴 코일의 반경이 변할 때 외부 도체가 수평인 경우 출력에 변화가 없으나 수직인 상황에서 반경 변화에 따라 출력 전압이 선형으로 변하는 것을 알 수 있다. 또한 리턴 코일의 반경이 코일의 내경과 외경의 평균인 145mm일 때 리턴 코일이 로고스키 코일 내부의 정중앙을 관통하는데 도체의 방향과 관계없이 출력 전압이 거의 같은 것을 볼 수 있다. 이로써 리턴 코일이 만드는 자속 쇄교 영역과 로고스키 코일이 만드는 쇄교 영역의 크기가 일치할 때 가장 큰 자계 차폐 효과를 갖는 것을 다시 한 번 확인하였다.

제 4 장 PCBRC의 최적설계

4.1 PCBRC의 개념설계

개념 설계는 설계 초기의 PCB 로고스키 코일의 대략적인 크기와 형상을 결정하는 설계 단계를 말한다. 유한요소법은 정밀한 해석이 가능한 반면에 해석 시간이 오래 걸리기 때문에 개념 설계 단계에서부터 사용하기에는 과도한 시간과 노력이 필요하다. 따라서, PCB 로고스키 코일의 자체 차폐 성능과 더불어 기본적으로 최적 설계에 고려해야 할 점들에 대해서 살펴보았다 [85]–[90].

4.1.1 PCBRC의 출력

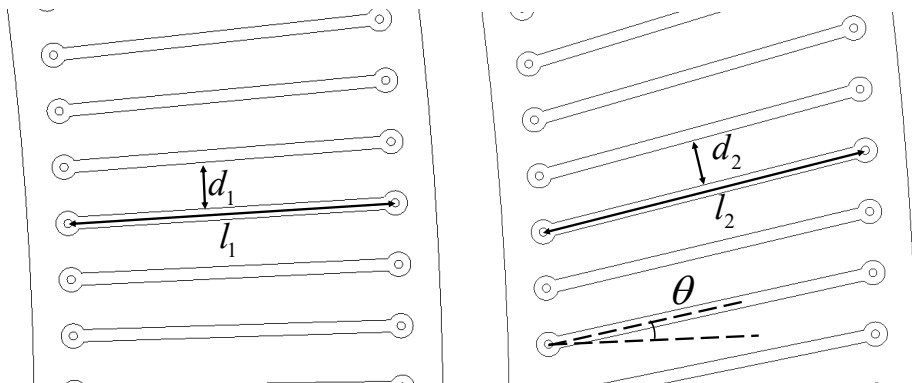


그림 4.1. 각도가 다른 두 코일 패턴

Fig. 4.1. PCBRC patterns with different angle

그림 4.1은 코일의 반지름 방향으로부터 각각 0과 θ 만큼 기울어진 코일 패턴의 로고스키 코일이다. 양 끝 단자의 코일 중심으로부터 거리는 똑같다고 할 때 패러데이 법칙에 따라 유도되는 기전력은 자속과 수직인 면적만큼 영향을 받기 때문에 두 경우 한 턴의 코일에 유기되는 기전력은 같다. 그러나 코일 한 모서리의 길이와, 코일간의 거리는 다음과 같다

$$l_2 = l_1 / \cos \theta \quad (4.1)$$

$$d_2 \approx d_1 \cos \theta \quad (4.2)$$

θ 값이 증가함에 따라 l_2 가 증가하여 PCBRC의 저항을 증가시키고 d_2 는 감소하여 코일 간에 간섭이 발생할 위험이 커지므로 코일 간의 최소 간격 내에서 최대한의 출력을 얻기 위해 기판의 상부 코일과 하부 코일은 최대한 반경 방향으로 배치되어야 한다.

4.1.2 리턴 코일의 위치

3.4장에서 알아봤듯이 외부 자계의 차폐를 위해 리턴 코일은 로고스키 코일의 설계에 있어 빼 놓을 수 없는 부분이다. 하지만 코일의 단면을 가로지르는 리턴 코일 설계 특성상 배치에 따라 제작의 난이도가 달라질 수 있다.

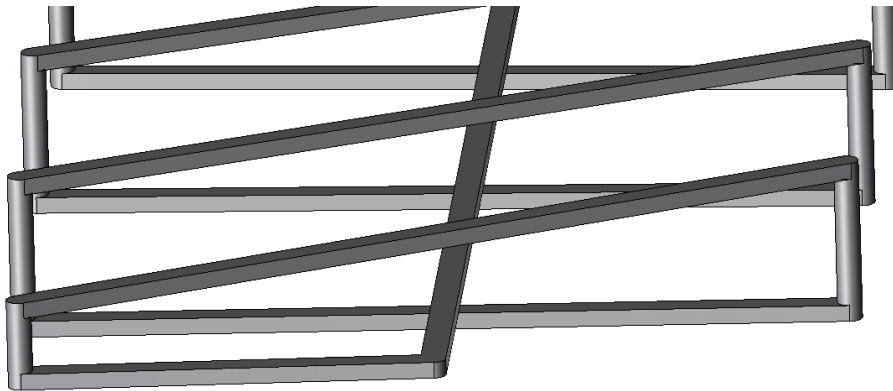


그림 4.2. 중앙 관통 리턴 코일

Fig. 4.2. Centered return coil

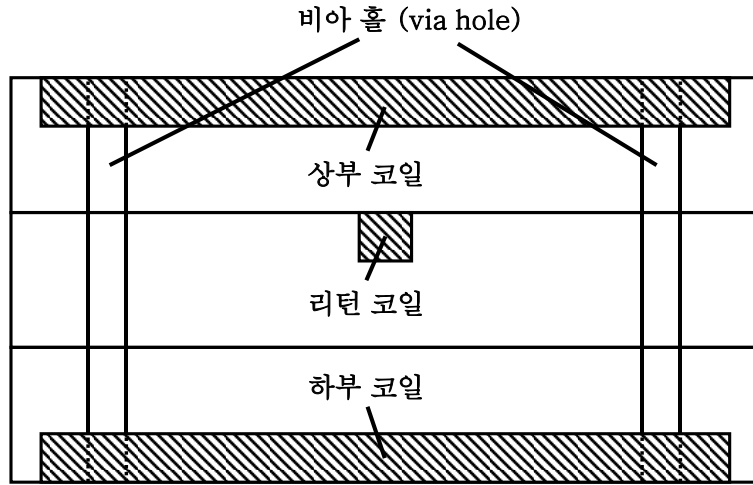


그림 4.3. 중앙 관통 리턴 코일의 단면도

Fig. 4.3. Cross-section of centered return coil PCBRC

그림 4.2는 해석에 사용된 리턴 코일이 중앙을 관통하는 형태의 PCBRC의 3차원 모델이다. 이를 기판 위에 제작하면 그림 4.3과 같다. 각 층은 기판을 나타내며 빗금 친 영역은 코일을 의미하는데 총 세 층의 기판에 각각 상, 하부 코일과 리턴 코일을 인쇄하여 하나의 비아 홀로 연결시켜야 한다. 이 경우 기판 세 층을 사용하기 때문에 제작 단가가 높아지고 비아 홀로 연결시키는 길이가 길어져 작은 반경의 구멍을 깊게 뚫어야 하기 때문에 공정의 안정성 측면에서 문제가 발생할 수 있다.

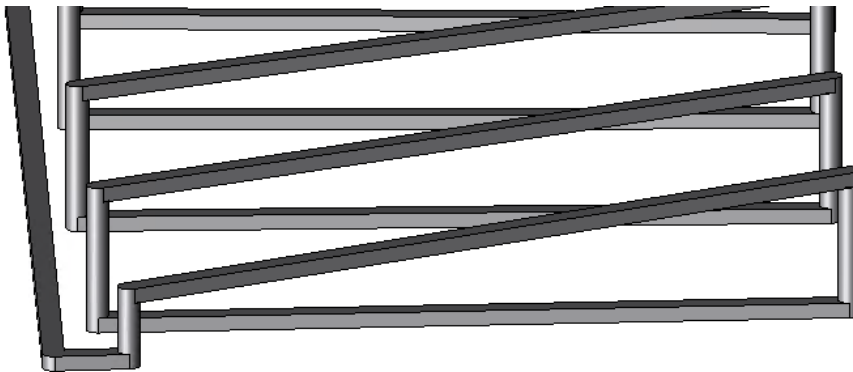


그림 4.4. 측면 리턴 코일

Fig. 4.4. Sided return coil

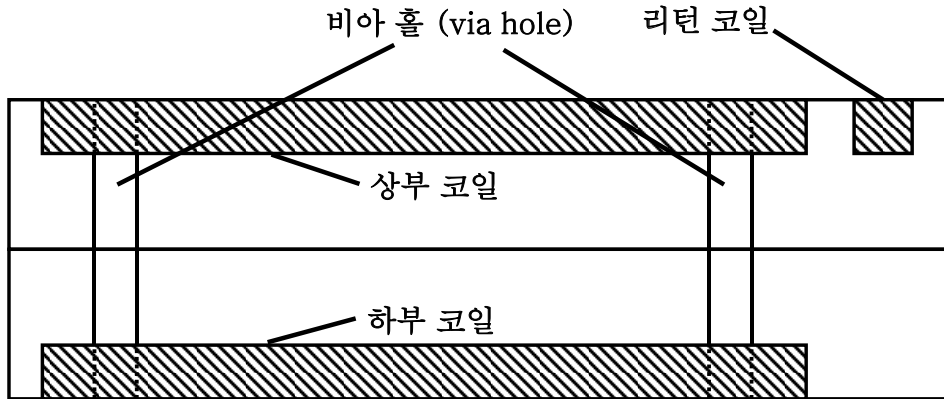


그림 4.5. 측면 리턴 코일의 단면도

Fig. 4.5. Cross-section of sided return coil PCBRC

그림 4.4는 중앙 관통 리턴 코일의 제작상의 단점을 극복하기 위해 측면에 리턴 코일이 위치하도록 설계한 모델이다. 이러한 측면 리턴 코일 로고스키 코일을 PCBRC로 제작할 경우 그림 4.5와 같은 형태가 되고 두 장의 기판에 상, 하부 코일과 리턴 코일을 인쇄하므로 제작 단가 면에서 유리하다. 또한 비아 홀로 연결시키는 길이가 짧아져 제작 안정성 면에서도 뛰어나다. 하지만 측면 리턴 코일의 설계의 경우 리턴 코일이 상·하부 코일의 측면에 연결되기 때문에 필요한 기판의 면적이 커져 제작 요구조건을 맞추기 위해 코일의 길이가 짧아질 수 있다.

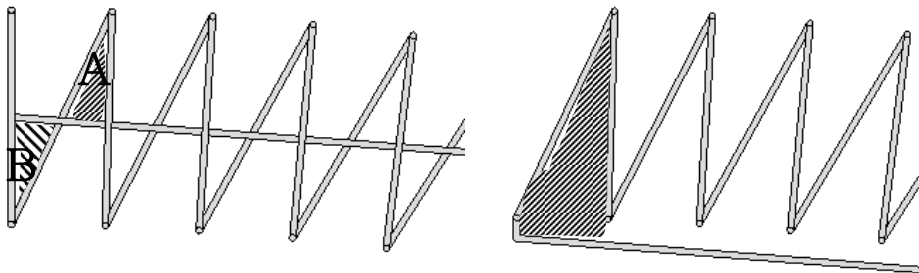


그림 4.6. 설계 방식에 따른 면적의 차이

Fig. 4.6. Difference of closed area

또한 차폐 성능에도 문제가 생길 수 있는데 3.4장에서 리턴 코일이 차지하는 면적과 상·하부 코일이 차지하는 면적의 크기가 같을 경우 차폐 성능이 가장 좋은 것으로 예상하였다. 하지만 그림 4.6을 보면

왼쪽의 중앙 관통 설계의 경우 리턴 코일과 상·하부 코일의 면적 차이가 A-B로 어렵지 않게 0을 만들 수 있는 반면에 측면 리턴 코일의 경우 한 턴당 빗금 친 영역만큼의 면적 차이가 발생하고 일반적인 방식의 코일 형상으로는 면적의 차이를 0으로 만들 수 없게 된다.

4.1.3 PCBRC 설계안

앞서 살펴봤듯이 일반적인 설계 방법으로는 리턴 코일을 이용한 차폐 성능을 최대화할 수 없기 때문에 본 논문은 다음과 같은 PCBRC 설계안을 제시하였다.

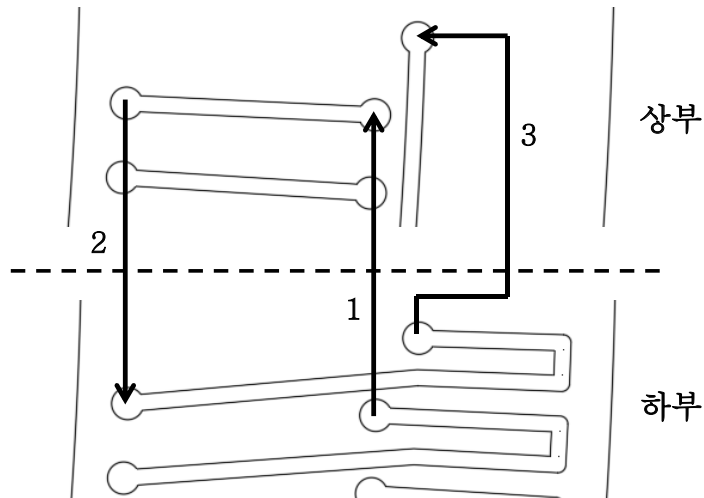


그림 4.7. 제안된 PCB 로고스키 코일 설계안

Fig. 4.7. Proposed PCBRC design

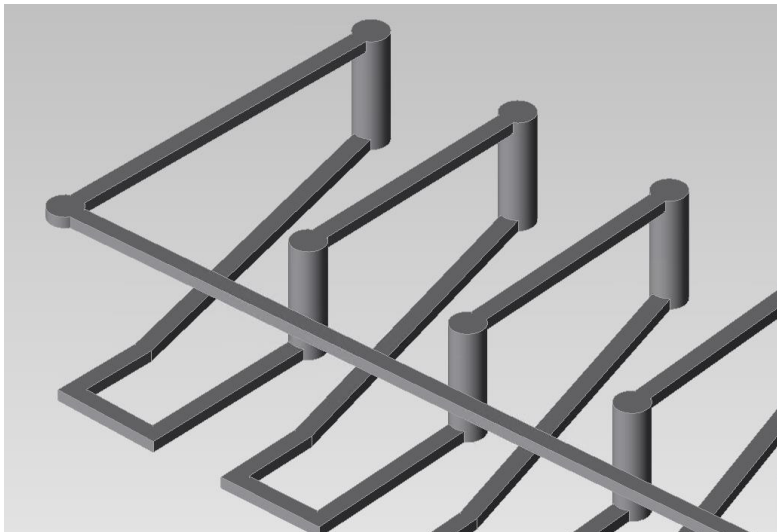


그림 4.8. 제안된 PCBRC의 3D 모델

Fig. 4.8. 3D model of proposed PCBRC design

그림 4.7과 4.8은 제안된 PCBRC의 상·하부 평면도와 3D 모델이다. 그림 4.7은 상·하부 코일과 리턴 코일이 연결되는 로고스키 코일의 끝부분으로서 화살표 순서에 따라 마지막 턱 직전 턱의 코일에서 상부 마지막 턱의 코일로 (1), 다시 하부 마지막 턱의 코일로 연결된 후 (2) 리턴 코일로 연결되는 (3) 방식을 표현하였다. 상부의 코일과 하부의 코일이 같은 반경을 갖는 기존의 설계안과 달리 그림에서 알 수 있듯이 제안된 설계안은 하부 코일의 반경이 상부 코일의 반경에 비해 길다. 또한 제작의 편의성을 위해 상부 코일 측면에 리턴 코일을 위치시켰다. 이 경우 그림 4.8과 같이 하부 코일은 상부코일과 리턴 코일의 바깥쪽으로 돌출된 형태를 갖게 되고 상·하부 코일이 자속과 쇄교하는 영역과 리턴 코일이 쇄교하는 영역의 차이는 그림 4.9와 같이 표현할 수 있다.

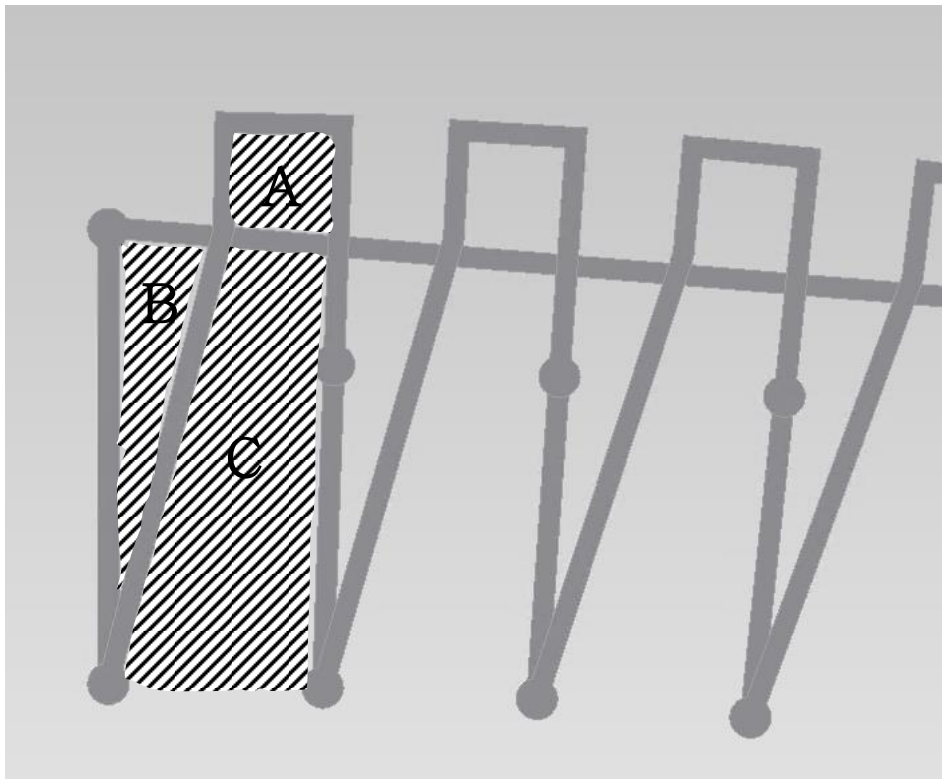


그림 4.9. 상·하부 코일의 면적 차이

Fig. 4.9. Area closed by top and bottom coil

그림 4.9에서 상·하부 코일과 리턴 코일이 공동으로 점유하는 내부의 원형 영역을 제외하면 상·하부 코일은 A와 C로 이루어진 톱니모양의 영역이 턴 수만큼 합쳐진 면적에 자속이 쇄교하고 리턴 코일은 B와 C로 이루어진 영역이 반복되는 영역에 자속이 쇄교한다. 따라서 상·하부 코일과 리턴 코일의 턴 당 면적 차이는 $A-B$ 이며 두 면적을 같게 유지하면서 나머지 변수들을 제한 조건에 맞게 설계해야 한다.

4.2 제한 조건과 설계 변수

4.2.1 제한 조건



그림 4.10. 시험용 GIS 모형

Fig. 4.10. GIS model for test

외부 자계의 영향을 고려한 PCBRC의 실질적인 응용처로서 공간이 협소하고 큰 전류가 흐르며 외부 자계의 영향을 받는 가스 절연 개폐기 (gas insulated switchgear, GIS)가 그 가장 적합하다고 판단하였다. 그림 4.10은 GIS의 단상 모형으로서 그 내외부의 크기와 실제 사용상의 상세 조건을 PCBRC 최적 설계의 제한조건으로 사용하였다. 표 4.1은 GIS 내부 설치용 PCB 로고스키 코일의 제한 조건이다 [91]–[95]. 외경은 그림 4.10에서 탱크의 내경과 약 5mm의 차이를 두었고 내경은 대전류가 흐르는 GIS 내부의 도체로부터의 절연 파괴를 방지하기 위해 도체 표면과 최소 50mm의 거리를 두었다. PCBRC의 두께는 일차적 차폐를 위해 사용한 알루미늄 케이스의 크기에 맞추었다. 실제 GIS에서는 수십에서 수백 kA의 전류가 흐르지만 시험의 용이성과 노이즈 차폐 성능 확인을 위해 비교적 낮은 전류인 1kA에서의 출력 전압을 제한 조건을 설정하였다.

표 4.1. GIS 전류 측정용 PCBRC의 제한 조건

Table 4.1. Constraints for PCBRC design for GIS current measuring

항목	제한 조건
외경 [mm]	최대 97.5
내경 [mm]	최소 87.5
두께 [mm]	최대 3
출력 전압 [mV]	20 (1차 1kA 입력)
비오차 [%]	0.2

4.2.2 설계 변수

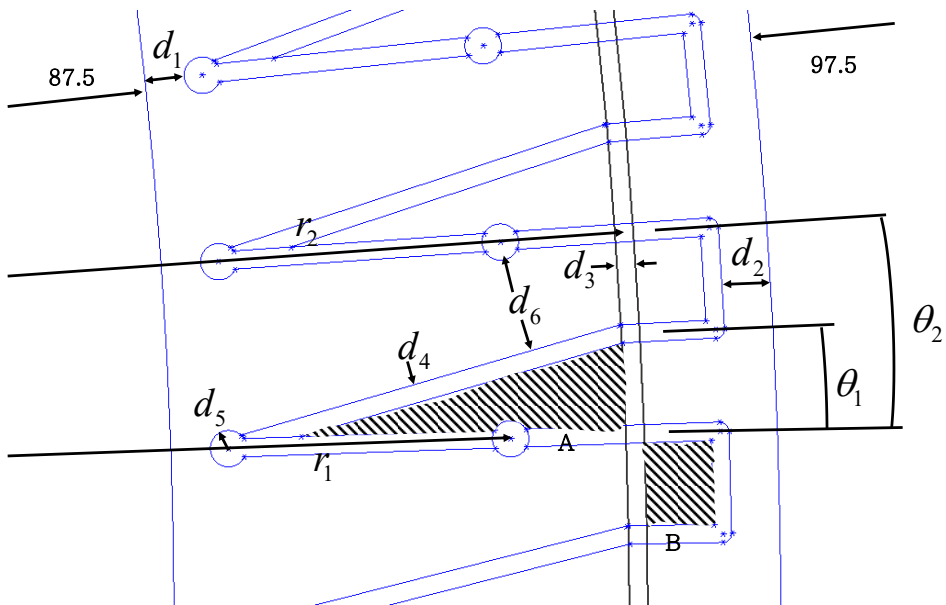


그림 4.11. PCBRC 초기 설계 변수

Fig. 4.11. Initial design variables of PCBRC

그림 4.11은 기본적인 PCBRC의 초기 설계 변수들이다. 제한조건에 맞게 변수들을 줄여 최종적으로 최적화 알고리즘에 맞는 소수의 설계 변수만을 남긴다.

먼저 기판의 두께는 2mm로 최종 시험시에는 두 개의 기판을 직렬로 연결한 출력을 사용하였다.

최대한의 큰 출력 전압을 확보하기 위해 외경과 내경은 최대조건과 최소조건에 맞게 87.5mm와 97.5mm로 설정하였다.

기판의 인쇄 최소 조건을 감안하여 기판 경계와 최초 인쇄 코일 사이의 간격은 $d_1 = d_2 = 0.7$ mm로 설정하였다.

코일의 두께는 일정하게 인쇄되므로 $d_3 = d_4 = 0.3$ mm

비아 홀 주변은 안정성을 필요로 하므로 기판의 두께보다 두 배 넓게 설계하여 $d_5 = 0.3$ mm

따라서 필요한 설계변수와 제한조건은 다음과 같다.

- 상부 기판과 하부 기판을 잇는 홀의 중심으로부터 거리 r_1
- 리턴 코일의 반경 r_2
- 하부 기판의 꺾이는 각도 θ_1
- 코일 한 패턴의 각도 θ_2
- 비아 홀의 아랫면과 하부 기판의 코일이 너무 가까워지지 않도록 d_6 을 0.1mm보다 크게 유지
- 빗금 친 두 영역의 넓이가 같을 것

여기서 코일의 실질적으로 자속이 지나가는 면적을 구해보면

$$S = (r_1 - 87.5 - d_1) \times 2 \quad (4.3)$$

r_1 이 최대한 클 때 출력 전압을 높일 수 있으며 리턴 코일에 최대한 근접하게 비아 홀로 상부와 하부가 연결되어야 한다. 따라서 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$r_1 = r_2 - \frac{d_3}{2} - d_5 - 0.2 = r_2 - 0.65 \quad (4.4)$$

빗금 친 두 영역 A와 B가 같은 넓이가 되려면 각 θ_1, θ_2 가 매우 작다고 했을 때 다음과 같은 관계식이 성립한다.

$$\frac{(r_2 - 87.5 - d_1 - 2d_5) \times r_2 \times \theta_1}{2} = (97.5 - d_2 - r_2) \times r_2 (\theta_2 - \theta_1) \quad (4.5)$$

정리하면

$$(r_2 - 86.2) = (97.8 - r_2) \times \frac{\theta_2 - \theta_1}{\theta_1} \quad (4.6)$$

$$\theta_1 = \frac{97.8 - r_2}{11.6 + r_2} \theta_2 \quad (4.7)$$

따라서 r_1 과 θ_1 은 r_2 와 θ_2 로 표현이 가능하고 그림 4.11에서 설정된 최초 변수로부터 고정된 값과 다른 변수로 표현되는 변수들을 제외하여 최종 설계변수는 r_2, θ_2 로 결정되었다.

4.3 목적 함수

4.3.1 출력 전압

최적 설계에서 설계 목적이 되는 목적 함수는 1차 측에 1kA를 입력하였을 때 출력되는 전압으로 하였다. 시험시에는 그림 4.12와 같이 일차적인 노이즈 제거를 위한 알루미늄 케이스에 두 장의 기판을 직렬로 연결하여 사용하기 때문에 해석을 통해 구해진 출력 전압에 두 배의 값을 목적 함수로서 사용하였다.



그림 4.12. 알루미늄 차폐 케이스
Fig. 4.12. Aluminum shielding case

4.3.2 비오차

전자 변류기 (electronic current transformer)의 규격을 제시하는 IEC 60044-8 국제 규격에 의할 때 아날로그 전압을 출력하는 변류기의 비오차 ε 의 정의는 다음과 같다.

$$\varepsilon = \frac{K_{ra} \cdot U_s - I_p}{I_p} \times 100 [\%] \quad (4.4)$$

여기서 K_{ra} 는 정격 변환비로서 로고스키 코일을 통해 출력된 전압 U_s 가 적분기 등의 2차 컨버터 (secondary converter)를 통해서 최종적으로 1차측 전류 I_p 에 비례하는 값으로 나올 때의 변환 비율이다.

본 논문에서는 2차 컨버터의 전류 변환을 배제한 로고스키 코일 설계에 따른 비오차를 측정하려고 한다. 따라서 선형성이 확보되는 로고스키 코일의 특성상 1차측 전류의 중앙 관통, 외부에 전류원이 없는 조건을 갖췄을 때의 출력 전압을 기준으로 하여 비오차를 측정하였다.

본 논문에서 사용한 비오차를 구하는 식은 다음과 같다.

$$\varepsilon = \frac{U_s - U_0}{U_0} \times 100 \quad (4.5)$$

U_0 는 위와 같이 기준이 되는 조건에서의 출력 전압을 말한다.

4.4 최적화 알고리즘과 순서도

4.4.1 유전 알고리즘

최적화의 설계변수는 2개이므로 대중적으로 쓰이는 유전 알고리즘 (Genetic Algorithm, GA)을 사용해 최적화를 진행하였다 [96].

유전 알고리즘은 자연 선택의 과정에 기초한 탐색법으로 생물학적 진화의 추상적 개념을 이용하여 연산자들이 선택 (selection), 교배 (cross over), 변종 (mutation)의 과정을 통하여 목적함수를 구성하는 변수들을 최적화하는 알고리즘이다. 실제 유전자의 자연 선택을 모방하기 위하여 실제 유전자가 가지고 있는 정보를 임의의 코드를 이용하여 나타내는데 주로 0과 1을 이용하는 이진법을 사용한다. 유전 알고리즘에서 사용하는 용어는 다음과 같다.

- 개체 (chromosome) - 임의의 목적함수가 세 가지의 변수로 구성되어 있다고 할 때 각 변수의 값으로 선택된 십진수를 표현형 (phenotype)이라 하고 표현형을 이진수로 나타낸 것을 유전자형 (genotype)이라 한다. 예를 들어 세 변수의 값이 1,3,7 이라고 하면 유전자형은 각각을 2진법으로 변환하여 이어 붙인 000100110111이다.
- 개체 집단 (population) - 유전 알고리즘은 하나의 개체로 탐색을 하는 것이 아니라 일정 수로 구성된 개체 집단으로부터 탐색을 시작한다. 개체에서 예시를 든 12자리의 유전자형 각각에 0과 1로 구성되는 난수를 반복 발생시킴으로써 개체 집단을 구성할 수 있다.
- 세대 (generation) - 초기에 무작위로 구성된 개체 집단은 선택, 교배, 변종의 과정을 거쳐 새로운 개체 집단으로 바뀌게 되는데, 이러한 개체 집단 변화의 반복을 세대 교체라 하며 반복 회수를 세대라 한다.
- 적합도 (fitness) - 개체 집단을 구성하는 각각의 개체들은 다시 표현형으로 바뀔 수 있으며 바뀐 십진수를 목적함수에

대입함으로써 목적함수의 값을 계산할 수 있는데 계산된 각각의 개체의 목적함수 값을 적합도라 하며 목적함수가 최대값을 가지도록 최적화하는 경우에는 적합도가 클수록 다음 세대에서 생존의 확률이 커지게 된다. 만약 개체의 유전자형의 길이가 l 인 경우에는 적합도가 나타나는 공간은 $l+1$ 차원이다.

유전 알고리즘은 변수 하나가 아닌 변수 전체가 구성하는 개체를 이용하여 최적화한다는 특징이 있다. 개체가 아닌 임의의 개체들로 구성된 개체 집단으로부터 탐색을 시작하며 목적함수의 연속성이나 미분정보 등의 부가적인 정보가 아닌 목적함수 자체를 이용한다. 또한 완료기준이 필요 없이 확률론적 방법에 기초에 일정 세대에 도달하면 알고리즘을 끝낼 수 있다.

이러한 특징으로 인해 경사에 기반한 최적화 방법에서 주로 발생하는 국지 최대/최소 (local maximum/minimum) 문제에 빠지지 않고 순수 무작위 탐색을 기초하여 계산 시간을 절약시켜준다.

4.4.2 설계 변수 범위

r_2 는 코일의 제작 필요부분을 제외한 가장 바깥쪽부터 상부 코일이 과도하게 짧아지는 것을 막기 위해 기관의 중앙까지의 범위로 설정하였다.

θ_2 는 최소 300턴을 목표로 1.2° 이하를 제한조건으로 하였다. 따라서 설계 변수의 범위는 다음과 같다

$$92.5 < r_2 < 95.8 \text{ [mm]}$$

$$0 < \theta_2 \leq 1.2 \text{ [deg]}$$

4.4.3 최적 설계 순서도

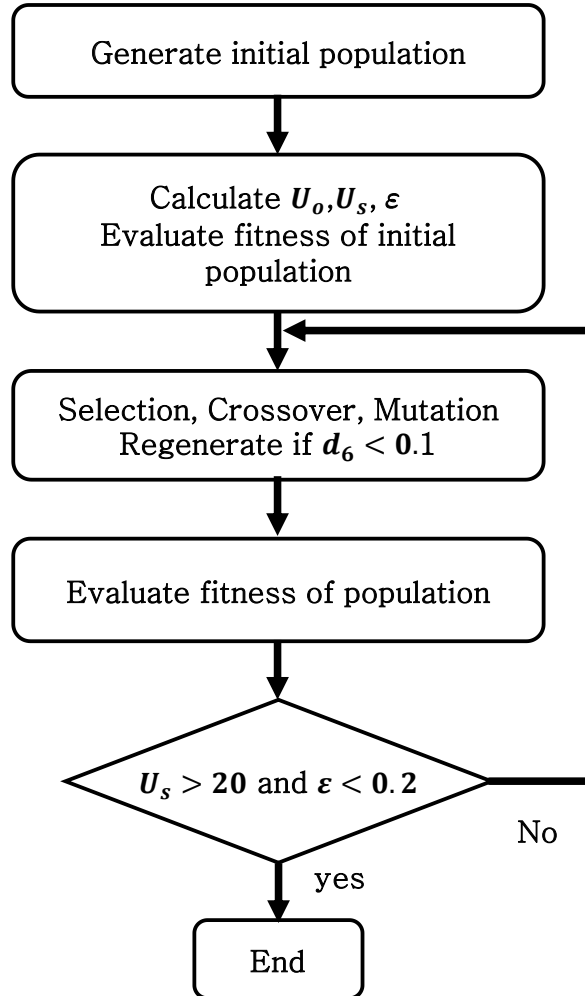


그림 4.13. 최적 설계 순서도

Fig. 4.13. Optimization flow chart

그림 4.13은 최적 설계 순서도이다. 먼저 설계변수의 설정된 범위 내에서 무작위로 초기 개체 집단을 선택해 2회의 유한요소 해석을 통해 U_0 , U_s , ϵ 을 구한다. U_s 를 기준으로 선택, 교배, 변종을 통해 다음 세대 개체 집단을 발생시킨다. 이 때, 유한요소 해석 전에 가능한 계산으로 d_6 가 0.1보다 작은 개체들은 탈락시킨 후 탈락시킨 만큼 다시 개체를 발생시킨다. 이후 종료 조건인 2차 전압 U_s 20mV 이상, 비오차 0.2 미만을 만족할 때까지 알고리즘을 반복 수행한다.

4.5 최적 설계 결과

다음과 같은 최적 설계안을 도출하였고 상세 사양은 표 4.2와 같다. 그림 4.14는 최적 설계 도면이다.

표4.2. 최적 설계 결과

Table 4.2. Optimization result

구분	값
r_2 [mm]	93.85
θ_2 [deg]	0.9
d_6 [mm]	0.12
U_0 [mV]	23.73
U_s [mV]	23.69
비오차 [%]	-0.169

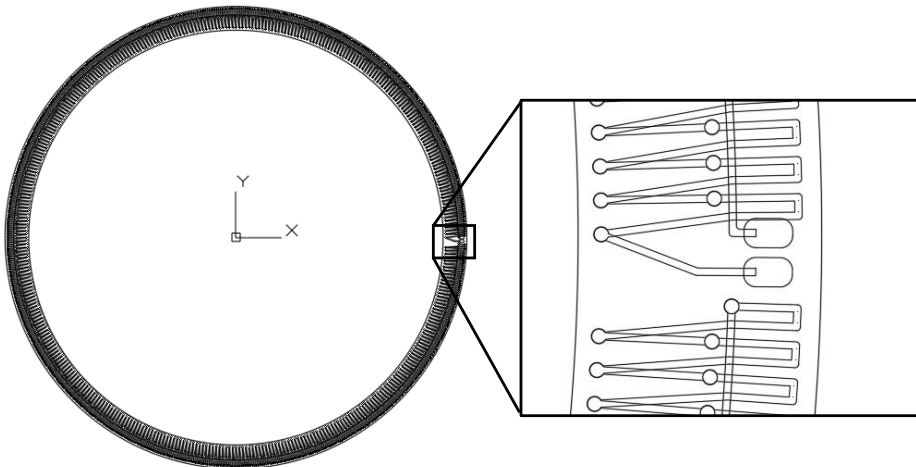


그림 4.14. 최적 설계 결과 도면

Fig. 4.14. Optimized PCBRC design

먼저 표 4.2를 보면 도출된 설계변수의 θ_2 값에 의해 총 400턴의 턴 수를 갖는 것을 알 수 있다. 코일 간의 최소 거리로서 제작 가능 여부를 나타내는 d_6 는 0.12mm로 최소 조건인 0.1mm보다 20%정도 여유가 있다. 출력 전압과 비오차 모두 원하는 조건을 만족하였고 이를 토대로 설계된 최적 모델의 설계 도면은 그림 4.14와 같다. 그림 4.14의 도면은 최종 PCBRC 제작을 위해 상부와 하부 코일을 한 평면에 레이어를 나눠 도시한 CAD 도면이며 입출력 단자 부분도 포함하였다.

제 5 장 교차 권선 변류기 및 PCBRC 제작과 시험

5.1 교차 권선 변류기 제작과 시험

5.1.1 시험용 교차 권선 변류기 제작

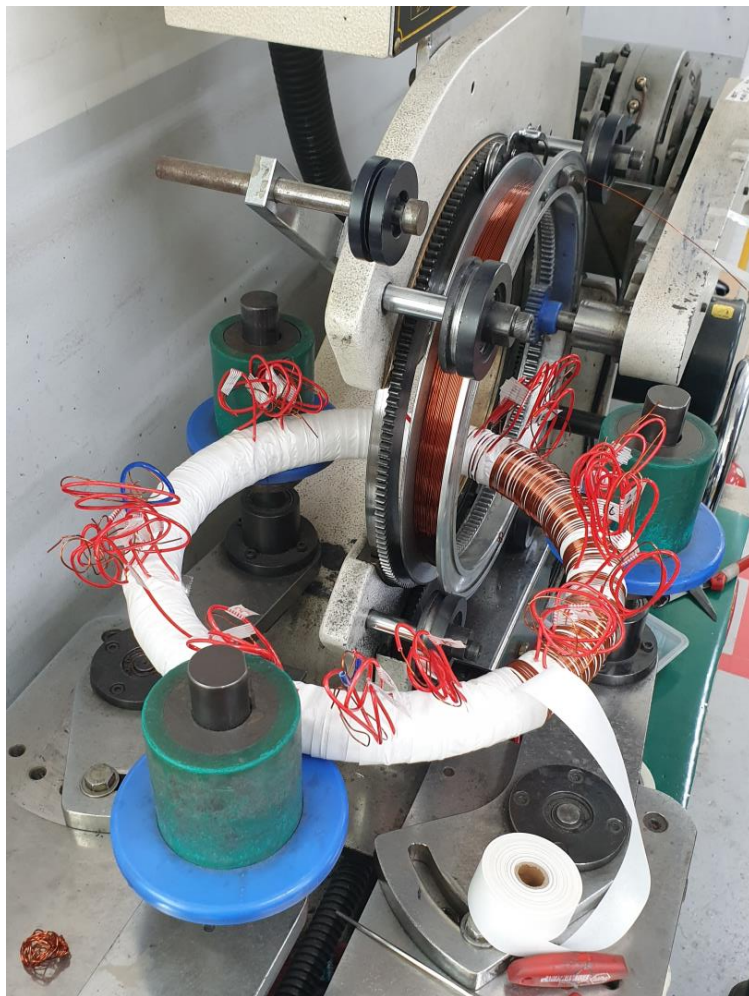


그림 5.1. 제작중인 시험용 교차 권선 변류기

Fig. 5.1. Large current CT for test under construction

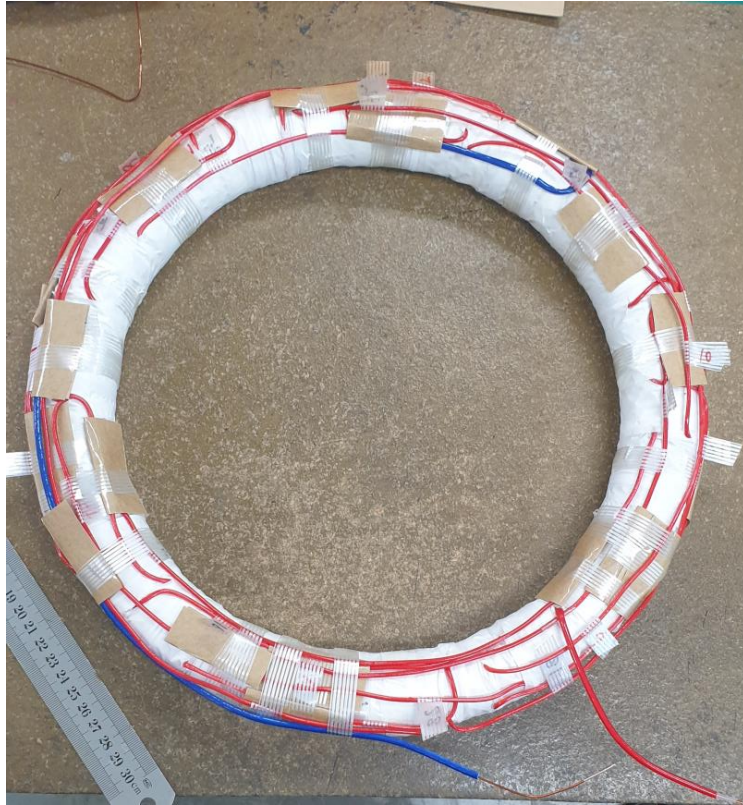


그림 5.2. 권선이 끝난 시험용 교차 권선 변류기
Fig. 5.2. CT for test after winding

그림 5.1은 제작중인 교차 권선 변류기의 사진이다. 철심형 변류기 제작 시에는 그림과 같이 권선 기계가 철심 둘레에 자동으로 권선을 감지만 권선 층 간의 테이프 절연은 반드시 사람 손으로 진행해야 하는 불편함이 있다. 철심 주위의 붉은색 권선은 각 분할 권선의 시작과 끝으로 6분할 3층의 권선이 끝난 후 결선 과정을 거치게 된다. 그림 5.2는 권선과 결선이 끝난 교차 권선 변류기로서 이후 외함에 담아 에폭시 몰딩을 하여 최종 완성하였다.

5.1.2 교차 권선 변류기 비오차 시험

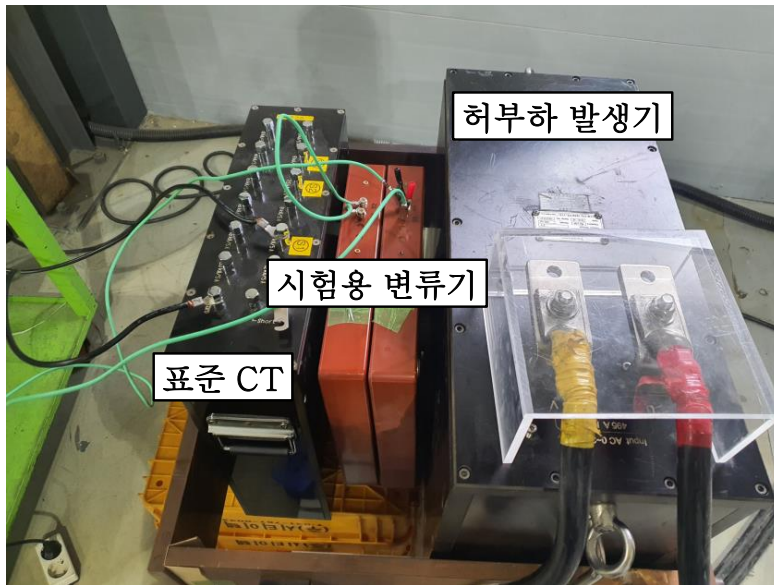


그림 5.3. 허부하 발생기와 표준CT, 시험용 변류기

Fig. 5.3. Simulated load transformer, standard CT, CT for test



그림 5.4. 부담 박스와 비오차 측정기, 입력 컨트롤러

Fig. 5.4. Burden box, ratio error meter, input controller

2.4장에서 언급하였듯이 제안된 교차 권선 변류기의 목적은 분할 권선의 정밀도를 유지하면서 온도 특성을 향상시키는 것이다. 따라서 온도 시험에 앞서 비오차 시험을 수행하였다.

그림 5.3과 5.4는 비오차 시험의 세팅을 나타낸다. 입력 컨트롤러를 이용하여 허부하 발생기로부터 중앙 버스바에 전류를 발생시켜 연결된 표준 CT와 시험용 교차 권선 변류기의 2차 전류를 비교해 비오차를 측정한다. 비오차 측정기는 표준 CT와 시험용 변류기로부터 입력된 전류를 비교하여 비오차와 위상차 및 입력 전류의 크기를 출력한다. 부담박스는 변류기의 2차에 연결되는 부하의 크기를 조절할 수 있게 한다.

1차 전류 측정에 사용된 표준 CT는 정격 1차 전류 5000-20000A, 정격 2차 전류 5A로 비오차 0.05%의 초정밀급 변류기로 상세 스펙은 그림5.5의 명판에 표시되어 있다. 이를 통해 1차 버스바에 흐르는 전류를 정확하게 측정하고 제안된 교차 권선 변류기에서 출력된 2차 전류를 비오차 측정기에서 비교하여 최종 비오차 값을 출력하게 된다. 비오차 시험에서는 온도 시험 전 변류기 온도 상승의 영향을 배제하고자 정격 전류의 50% (5kA)에서 버스바 중앙 관통과 우측 치우침 (10cm) 두 경우에 대해서 비오차를 측정하였다. 대조군에는 시판중인 10000/1A 정밀급 (비오차 0.2%) 분할 권선 변류기를 사용하였다.

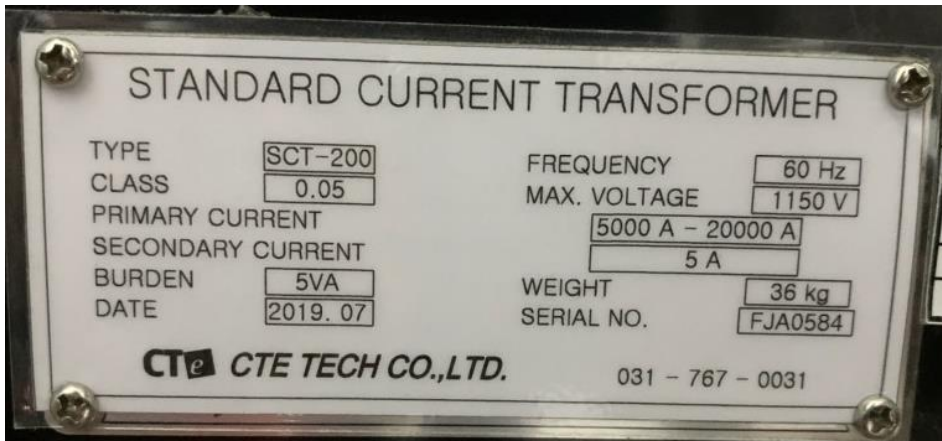


그림 5.5. 표준 CT의 명판

Fig. 5.5. Nameplate of standard CT

5.1.3 교차 권선 변류기 온도 시험



그림 5.6. 온도 시험 세트

Fig. 5.6. Temperature test setting

그림 5.6은 온도 시험 세팅을 나타낸다. 비오차 시험과 같이 버스바를 중앙에서 우측으로 10cm 치우친 상태에서 허부하 발생기로부터 전류를 발생시켜 시험용 교차 권선 변류기의 온도를 측정하였다. 온도 계측기에 총 10개의 온도 센서를 연결하여 제안된 교차 권선 변류기와 대조군인 분할 권선 변류기, 버스바의 각 부분에 부착하여 30분 간격으로 각 부분의 온도가 시간당 상승률이 1°C 미만일 때까지 온도 측정을 계속 하였다. 저항 측정기의 경우 외부 온도의 큰 변화가 있을 때 온도 측정 시작과 끝에서 변류기의 저항 값을 측정하여 권선만의 온도 변화를 역산하기 위해 사용한다. 입력 전류는 정격 1차 전류인 10kA이며 온도 센서의 부착 위치는 그림 5.7과 같다

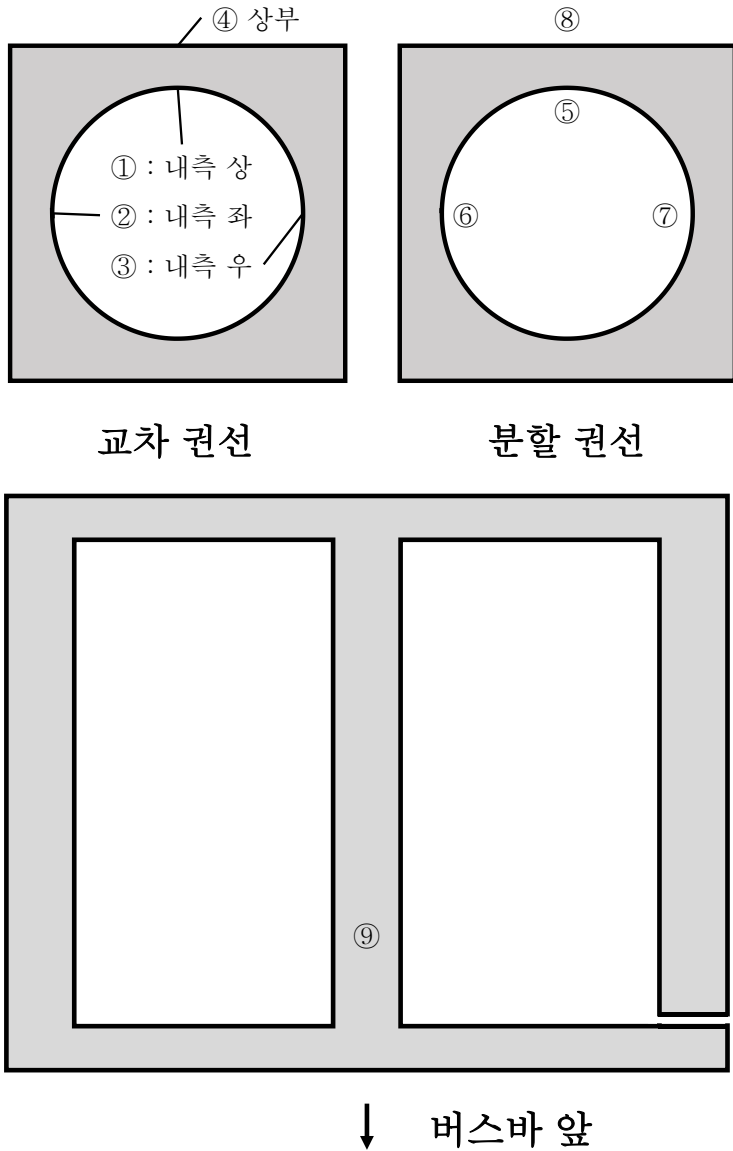


그림 5.7. 변류기와 버스바의 온도 센서 위치

Fig. 5.7. Temperature sensor position

온도 센서는 각 변류기마다 변류기를 관통하는 버스바와 가까운 내부의 세 위치와 바깥에 하나씩 부착되었다. 버스바를 중앙에서 우측으로 치우치게 설정하였기 때문에 3번과 7번이 버스바로부터 가까운 위치가 된다. 중앙 버스바에 9번 센서가 부착되었고 그림에 표시되지 않은 0번 센서는 주변 온도를 측정하는 용도로 사용되었다.

5.1.4 교차 권선 변류기 시험 결과 및 분석

표 5.1. 교차 권선 변류기 비오차 시험 결과

Table. 5.1. Ratio error test result of tranposition winding CT

	입력전류 정격%	비오차(%)	위상차(분)
분할 권선 중앙	50.1	-0.0060	0.15
분할 권선 치우침	50.2	-0.014	0.33
교차 권선 중앙	50.1	-0.11	-0.23
교차 권선 치우침	50.2	0.033	0.49

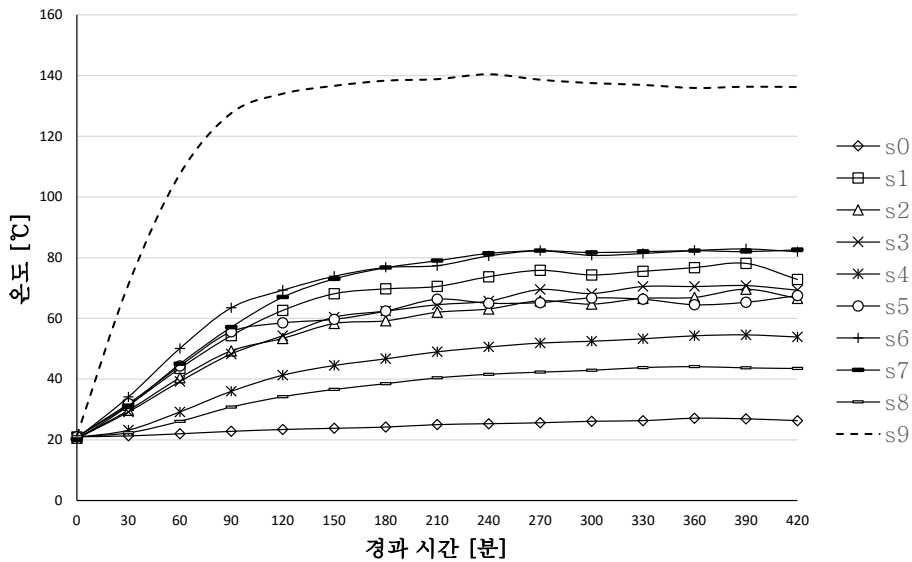


그림 5.8. 시간에 따른 온도 변화

Fig. 5.8. Temperature change over time

표 5.2. 온도시험 시작 온도와 최종 온도 (괄호 안이 시작 온도)
 Table 5.2. Initial and final value of temperature (initial in bracket)

℃	내측 상	내측 좌	내측 우	상부
분할 권선	67.5 (21.0)	82 (20.5)	82.6 (20.2)	43.5 (21.0)
교차 권선	72.8 (20.9)	66.6 (20.5)	69.3 (20.4)	53.9 (20.8)
	버스바		주위온도	
기타 온도	136 (21.4)		26.3 (21.0)	

표 5.1은 제안된 교차 권선 변류기의 비오차 시험 결과를 분할 권선 변류기의 시험 결과와 비교한 표이다. 버스바가 중앙을 관통하는 경우와 치우친 경우 모두 비오차 0.2% 이내의 정밀급 특성을 만족하였다. 2.4장에서 예상한 바와 같이 교차 권선 변류기의 경우 비오차가 상승하였으나 정밀급 변류기로서 성능의 측면에서 기존의 분할 권선 변류기를 대체하는데 문제가 없음을 알 수 있다.

그림 5.8은 시간에 따른 온도 변화 그래프이다. 센서의 번호는 그림 5.7과 같고 s0는 주위온도를 나타낸다. 시험 종료까지 약 7시간동안 30분 간격으로 센서의 온도를 확인하였다. 1차 전류를 입력하고 약 90분동안 선형적으로 온도가 상승하고 4시간이 지난 시점에서 온도 변화가 정상상태에 가까워지는 것을 알 수 있다. 변류기의 온도 상승에 비해 버스바 온도 상승 폭이 약 두배 가까이 되며 변류기에서도 센서 위치에 따라 두 배 정도의 온도 상승 차이를 보여주었다. 온도 시험 결과를 정리하면 표 5.2와 같다. 먼저 가장 높은 온도 상승을 보인 부분은 분할 권선의 내측 좌우였다. 2.3장에서의 해석결과와 같이 치우친 버스바의 영향으로 버스바와 가까운 권선과 그 반대편에 위치한 권선의 온도가 급격하게 올라간 것을 확인할 수 있었다. 그에 반해 제안된 교차 권선 변류기의 경우 내측의 온도가 큰 차이 없이 상승한 것을 알 수 있다. 내측의 평균 상승 온도는 기존의 분할 권선 변류기의 경우 56.8℃, 제안된 교차 권선 변류기는 49.0℃로 약 14% 낮은 온도 상승폭을 보여주었다. 2.4장에서 해석 결과와 계산을 통해 예측한 것보다 훨씬 낮은 수준의 온도 상승이며 이를 통해 제안된 교차 권선이 열 배출을 통해서도 온도 저감에 기여하는 것을 있다. 따라서 교차

권선을 차용하는 방식으로 기존 분할 권선 변류기의 문제점인 소손 발생 확률을 낮춰 안정적인 변류기 사용이 가능하다고 할 수 있다.

5.2 PCBRC 제작과 시험

5.2.1 시험용 PCBRC 제작

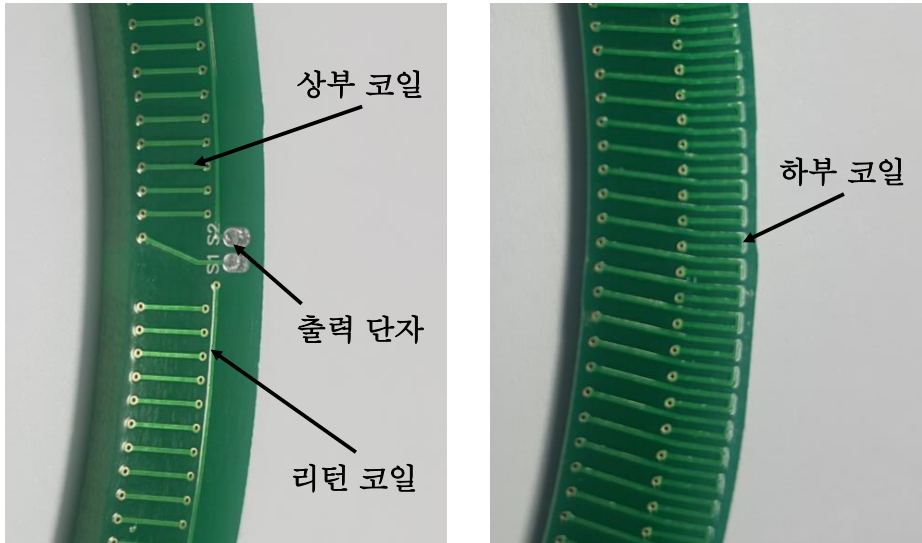


그림 5.9. 시험용 PCBRC의 상부(좌)와 하부(우)

Fig. 5.9. Top(left) and bottom(right) side of PCBRC for test

그림 5.9는 제안된 최적 설계안에 따라 제작된 PCBRC의 상부와 하부 사진이다. 에폭시 절연판에 구리 동박이 부착되어 있으며 에칭 공정을 거쳐 원하는 패턴의 배선을 인쇄한다. 제작된 PCBRC는 두께 1mm의 두 개의 단면 기판에 각각 상·하부 코일을 인쇄하고 코일이 없는 면을 접합하여 얇은 구멍에 구리 막막을 입힌 비아홀을 뚫어 코일을 연결하였다.

5.2.2 비오차 시험

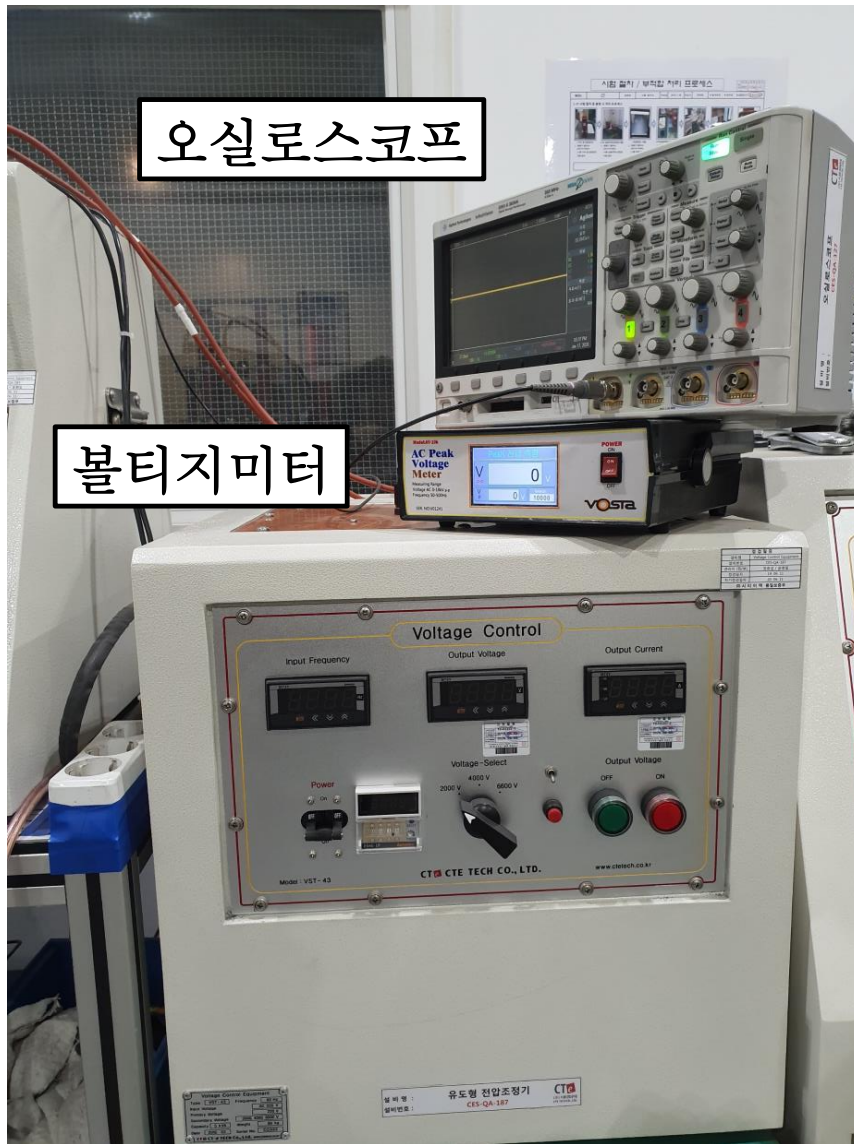


그림 5.10. PCBRC 전압 측정 세트

Fig. 5.10. PCBRC test setting for voltage measurement

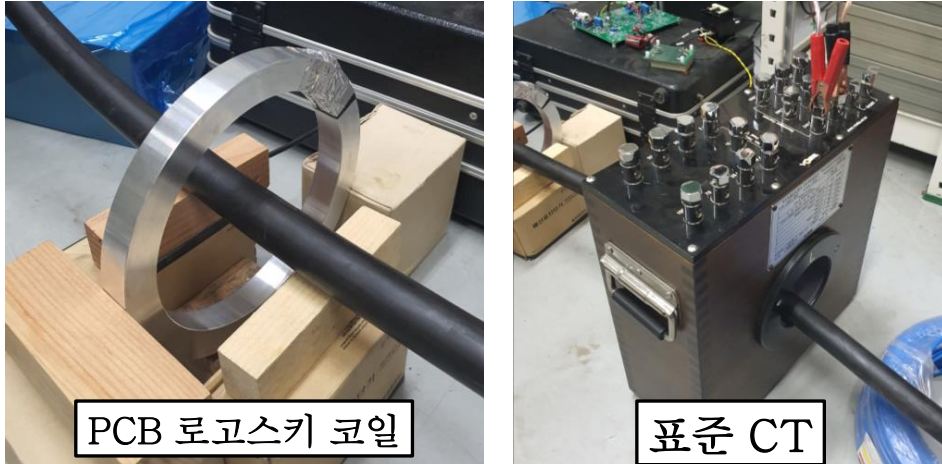


그림 5.11. PCBRC 차폐 케이스와 표준 CT
 Fig. 5.11. Shielding case for PCBRC and standard CT

그림 5.10과 5.11은 PCB 로고스키 코일의 시험 세팅이다. 입력 전류는 1kA로 교차 권선 변류기의 시험에 사용한 비오차 0.05%의 초정밀급 표준 CT를 사용하여 측정하였고 출력 전압의 파형 관측과 크기 측정을 위해 오실로스코프 (오차 약 5%)와 볼티지미터 (0.2급)를 사용하였다. 중앙 관통의 용이성과 로고스키 코일 외부의 자계 형성을 자유롭게 하기 위해 1차 도체는 케이블 타입을 사용하였다. 외부 도체가 없을 때의 피크 전압(U_0)과 수직으로 흐르는 케이블 배치 시의 피크 전압(U_s)을 측정하여 비오차를 계산하였다. PCB 로고스키 코일은 노이즈를 최소화하기 위하여 알루미늄 차폐 케이스를 사용하였으며 기판 두 장을 직렬로 연결하여 출력을 두배로 높였다. 1차 시험 후 노이즈의 원인을 분석하고 보다 노이즈가 제거된 환경에서 다시 시험을 하여 총 2회의 시험을 진행하였다.

5.2.3 PCBRC 시험 결과 및 분석

표 5.3. PCB 로고스키 코일 비오차 시험 결과
Table 5.3. Ratio error test result of PCBRC

구분	1차	2차
U_0 [mV]	15.2	14.4
U_s [mV]	15.2	14.4
비오차 [%]	-0.131	-0.063

표 5.3은 비오차 시험 결과로서 비오차를 계산할 때에는 출력 전압을 유효숫자 다섯자리까지 사용하였다. 시험 결과를 보면 두 차례의 시험에서 모두 비오차는 0.2보다 낮아 정밀급을 만족하였고 노이즈가 제거된 2차 시험에서 비오차가 약 절반으로 줄어들어 더 나은 결과를 보였다. 그러나 출력 전압은 해석 결과에 비해 약 35% 낮은 것을 알 수 있는데 알루미늄 차폐 케이스에 의해 출력이 감소된 것으로 보인다. 또한 2차 시험이 경우 노이즈가 제거되어 그만큼 피크 전압의 값도 줄어든 것으로 분석된다. 실제 PCBRC가 사용되는 환경의 경우 노이즈 원인 제거가 정밀급 성능을 발휘하는 데 중요하다는 것도 알 수 있다.

제 6 장 결론 및 향후 연구 계획

6.1 결론

본 논문에서는 외부자계 영향을 고려한 대전류 변류기의 최적 설계를 위해 기존의 대전류 변류기의 개선 설계와 인쇄 회로 기판 (printed circuit board, PCB)을 이용한 로고스키 코일의 설계를 제안하였고, 설계안을 토대로 제작한 변류기의 비오차 및 온도 시험을 통해 설계안의 유용성과 타당성을 검증하였다.

먼저 대전류 측정을 위해 기존에 사용하던 철심형 변류기의 개선 설계안을 제시하였다. 외부 자계 차단을 위해 쉴드 권선을 적용한 기존 분할 권선 변류기에 소손이 발생하는 문제점이 있다는 것을 파악하였고 이를 해결하기 위하여 고압 변압기에 사용하는 transposition winding을 차용한 교차 권선 변류기를 제안하였다. 제안된 설계의 유용성을 검증하기 위해 유한요소법을 이용한 수치해석을 진행하였고 비오차 특성을 정밀급 범위 내에서 유지하면서 온도 저감 효과가 있다는 것을 확인하였다.

또한 자성 재료의 한계로 인해 크기와 안정성, 경제성 등에서 단점을 갖는 기존 변류기의 대안으로 철심을 사용하지 않는 로고스키 코일 기반의 변류기를 설계하였다. 로고스키 코일의 단점인 위치와 형상의 불균일성을 해소하기 위해 PCB를 이용하였고 외부 자계로 인한 오차를 저감하기 위해 리턴 코일을 추가하였다. 기존의 변류기를 대체할 수 있는 신뢰성을 얻기 위해 외부 자계 차폐가 가능한 정밀급 설계를 목표로 하였고 먼저 해석적 방법으로 로고스키 코일에 대한 외부 자계의 영향을 분석하였다. 분석한 결과를 수치해석을 통해 다시 한 번 검증하고 유전 알고리즘을 이용하여 기존의 대전류 사용 환경의 제한 조건을 만족하는 PCB 로고스키 코일의 최적 설계안을 도출하였다.

제안된 교차 권선 변류기와 PCB 로고스키 코일의 설계안을 토대로 시제품을 제작하였다. 교차 권선 변류기는 온도 및 대전류 비오차 시험을 통해 기존의 분할 권선 변류기와 특성을 비교하였고 PCB 로고스키 코일은 비오차 시험을 통해 기존 변류기의 대체 가능성을 확인하였다.

제안된 교차 권선 변류기는 외부 자계 영향 하에서 0.2% 미만의 정밀급 비오차를 만족하면서 기존의 분할 권선 변류기에 비해 온도 상승폭이 약 14% 낮아져 향상된 온도 특성을 보여줌으로써 보다 안정성 높은 대전류 변류기로서 활용 가능하다는 것을 검증하였다.

제안된 PCB 로고스키 코일은 외부 자계 영향 하에서 정밀급 비오차를 만족하였다. 설계값보다 낮은 출력은 차폐 케이스가 원인으로 생각되지만 본 논문의 비오차 시험에서의 1차측 입력 전류가 1kA로서 실제 대전류 환경에서 비교적 낮은 전류라는 점을 감안한다면 크게 문제되지 않을 것으로 예상된다. 기존의 변류기와 비교했을 때 대체 가능한 정밀급 비오차 특성과 소형화의 용이성, 측정의 광범위성과 제작의 경제성을 고려할 때 본 논문에서 제안한 PCB 로고스키 코일이 기술적, 경제적으로 유용함을 증명하였다.

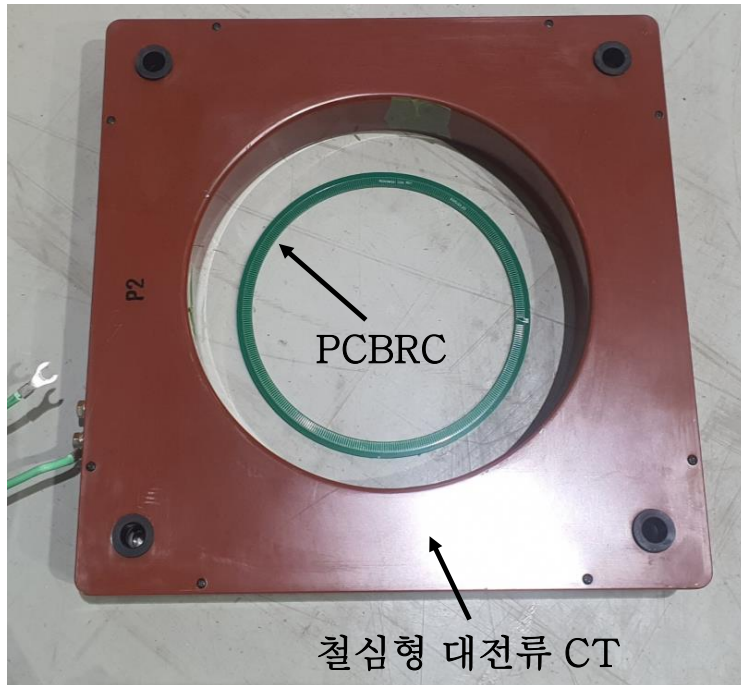


그림 6.1. PCBRC와 기존의 변류기 크기 비교
 Fig. 6.1. Size of PCBRC and conventional CT

6.2 향후 연구 계획

교차 권선을 차용한 대전류 변류기의 열 발생 저감 효과를 실험적으로 확인하였다. 따라서 향후 그 효과를 극대화할 수 있는 최적 설계에 대해 연구가 필요하다. 본 논문을 작성하기에 앞서 최초 8분할 4층의 교차 권선 변류기를 설계하였으나 제작의 어려움으로 인해 6분할 3층으로 시험을 진행하였다. 결과적으로 온도 특성은 개선하였지만 비오차 특성은 분할 권선 변류기에 다소 못 미치는 것을 확인할 수 있었다. 따라서 6분할로 설계된 교차 권선 변류기의 성능을 기반으로 분할이 성능에 미치는 영향, 교차 권선 방식의 최적화 대한 연구가 필요하다.

PCB 로고스키 코일의 경우 인쇄의 자유도가 매우 높기 때문에 외부 자계를 차폐하고 출력 전압을 높일 수 있는 새로운 설계안을 다양하게 도전해 볼 필요가 있다. 또한 적분기 회로와의 연계가 필수불가결하므로 적분기 회로에 대해서 추가적인 연구가 필요할 것이다.

참고 문헌

- [1] S. Klaus "The fourth industrial revolution," World Economic Forum, 2016, ISBN 1944835008.
- [2] M. Mani, "How internet of things (IoT) shapes the next generation of SmartGrids," 2015 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Denver, CO, 2015, pp. 1-1.
- [3] 이경호, 이용진, 서정일, 이성우, 서동환 "IEC61850을 적용한 스마트그리드 스테이션의 구축 사례 연구," 대한전기학회 학술대회 논문집, 2016, pp. 24-25.
- [4] 장중구 "IEC61850과 IoT 기술을 응용한 발전소 소내 전력계통 보호," 대한전기학회 학술대회 논문집, 2019, pp. 74-76.
- [5] "한전 전력연구원, 디지털 변전소로 지능형 전력망 확충 나서," 매일경제, 2020.
- [6] 정필범 "계기용변류기(CT) 포화에 의한 계전기 오동작 사례 분석," 대한전기학회 학술대회 논문집, 2016, pp. 528-529.
- [7] 박진엽, 진수환 "대용량 유입변압기 부상형 변류기(BCT) 고장 사례 고찰," 대한전기학회 학술대회 논문집, 2010, pp. 860-861.
- [8] R. A. Pfuntner "The accuracy of current transformers adjacent to heavy current buses," AIEE Trans. vol. 70 pp. 1656-1661 1951.
- [9] Kaifeng Qu, Wei Zhao, Peng Yang, Songling Huang and Bo Jiang, "Interference mechanism of external current on heavy current transformer," 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Singapore, 2009, pp. 1254-1257.
- [10] H. J. Kaul, "Stray-Current Losses in Stranded Windings of

Transformers," in Transactions of the American Institute of Electrical Engineers. Part III: Power Apparatus and Systems, vol. 76, no. 3, pp. 137–146, April 1957.

[11] H. Yu, J. Yuan, J. Zou, "Design of Novel Structure Current Transformer With Shielding Coils for Overcoming the Saturation of Core," IEEE Trans. Magn., Vol, 42, No. 4, 2006, pp. 1431–1434.

[12] K. Qu, W. Zhao, B. Jiang, H. Shao, Z. Liu, "Eccentric Bus–Bar Testing Method of the Shielding Effect of a Heavy Current Transformer With Shielding Coils," IEEE Trans. Instrum, Meas., Vol. 61, No. 1, 2012, pp. 84–92.

[13] K. Qu, W. Zhao, B. Jiang, S. Huang and P. Yang, "New Testing Method of the Shielding Effect of Heavy Current Transformer With Shielding Coils," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 3, pp. 839–845, March 2011.

[14] K. Qu, W. Zhao, B. Jiang, H. Shao and Z. Liu, "Eccentric Bus–Bar Testing Method of the Shielding Effect of a Heavy Current Transformer With Shielding Coils," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 61, no. 1, pp. 84–92, Jan. 2012.

[15] H. Givi, J. S. Moghani, Z. M. A. Vakilian and M. A. Noroozi, "Three dimensional finite element modeling of a current transformer and analyzing its operation under normal condition," 2013 21st Iranian Conference on Electrical Engineering (ICEE), Mashhad, 2013, pp. 1–4.

[16] Haiyu Yu, Jiansheng Yuan and Jun Zou, "Design of novel structure current transformer with shielding coils for overcoming the saturation of core," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 42, no. 4, pp. 1431–1434, April 2006.

[17] D. Herceg, K. Kasas-Lazetic, N. Djuric, D. Kljajic and M. Prsa, "Linearity of shielded measuring transformer," 2014 49th International Universities Power Engineering Conference (UPEC), Cluj-Napoca, 2014, pp. 1-4.

[18] Yu Chao, Wang Xiangzhong and Xie Dexin, "Positive- and contrary-direction transposition of double helical winding in power transformer," ICEMS'2001. Proceedings of the Fifth International Conference on Electrical Machines and Systems (IEEE Cat. No.01EX501), Shenyang, China, 2001, pp. 198-200 vol.1.

[19] Xie Dexin, Yan Xiuke, Yao Yingying, Bai Baodong and N. Takahashi, "Circulating current computation and transposition design for large current winding of transformer with multi-section strategy and hybrid optimal method," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 36, no. 4, pp. 1014-1017, July 2000.

[20] B. Xia, G. Jeong and C. Koh, "Co-Kriging Assisted PSO Algorithm and Its Application to Optimal Transposition Design of Power Transformer Windings for the Reduction of Circulating Current Loss," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 52, no. 3, pp. 1-4, March 2016, Art no. 7208604.

[21] A. Lindblom, J. Isberg and H. Bernhoff, "Calculating the coupling factor in a multilayer coaxial transformer with air core," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 40, no. 5, pp. 3244-3248, Sept. 2004,

[22] D. feng, C. Weigang, Z. Yue and M. Anheuser, "Error balance method for air core current transformer with separate coils," 2010 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems, Aachen, 2010, pp. 18-21.

[23] L. A. R. Tria, D. Zhang and J. E. Fletcher, "Planar PCB Transformer Model for Circuit Simulation," in IEEE Transactions on

Magnetics, vol. 52, no. 7, pp. 1–4, July 2016, Art no. 8400804.

[24] G. Chauhan, R. K. Mishra and S. Phulare, "Planar electromagnetic current sensor for distribution transformer application," 2016 National Power Systems Conference (NPSC), Bhubaneswar, 2016, pp. 1–4.

[25] J. D. Mønster, M. P. Madsen, J. A. Pedersen and A. Knott, "Investigation, development and verification of printed circuit board embedded air–core solenoid transformers," 2015 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC), Charlotte, NC, 2015, pp. 133–139.

[26] J. Xin, M. Li and Q. Kang, "A high ratio air–core pulse transformer," 2008 17th International Conference on High Power Particle Beams (BEAMS), Xian, 2008, pp. 1–4.

[27] J. Kim, D. Shin and S. Sul, "A Damping Scheme for Switching Ringing of Full SiC MOSFET by Air Core PCB Circuit," in IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 33, no. 6, pp. 4605–4615, June 2018.

[28] P. Bagheri, W. Xu and W. Freitas, "A Resonant tertiary winding–based novel air–core transformer concept," 2013 IEEE Power & Energy Society General Meeting, Vancouver, BC, 2013, pp. 1–1.

[29] C. L. G. P. Kumar et al., "Development and Validation of Rogowski Coil with Commercial High Frequency Current Transformer for Partial Discharge Detection," 2018 International Conference on Electrical Engineering and Computer Science (ICECOS), Pangkal Pinang, 2018, pp. 315–320.

[30] M. Song, Y. Tang, Y. Zhou, L. Ren, L. Chen and S. Cheng, "Electromagnetic Characteristics Analysis of Air–Core Transformer Used in Voltage Compensation Type Active SFCL," in IEEE

Transactions on Applied Superconductivity, vol. 20, no. 3, pp. 1194–1198, June 2010.

[31] Rogowski, W., Steinhaus, W. Die Messung der magnetischen Spannung. Archiv f. Elektrotechnik 1, 141-150, 1912.

[32] Y. Wang, J. Li, Y. Hu, R. An, Z. Cai, R. He, "Analysis on the Transfer Characteristics of Rogowski-coil Current Transformer and Its Influence on Protective Relaying," Energy and Power Engineering, 2013, pp.1324–1329.

[33] I. A. Metwally, "Self-Integrating Rogowski Coil for High-Impulse Current Measurement," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 59, no. 2, pp. 353–360, Feb. 2010.

[34] Y. Liu, F. Lin, Q. Zhang and H. Zhong, "Design and Construction of a Rogowski Coil for Measuring Wide Pulsed Current," in IEEE Sensors Journal, vol. 11, no. 1, pp. 123–130, Jan. 2011.

[35] I. A. Metwally, "Design of Different Self-Integrating and Differentiating Rogowski Coils for Measuring Large-Magnitude Fast Impulse Currents," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 8, pp. 2303–2313, Aug. 2013.

[36] D. Y. Wang, Z. C. Wang, X. F. Sun and B. C. Wang, "Frequency response analysis of a Rogowski coil transducer for railgun pulse current measurement," 2015 IEEE Pulsed Power Conference (PPC), Austin, TX, 2015, pp. 1–6.

[37] W. Stygar and G. Gerdin, "High Frequency Rogowski Coil Response Characteristics," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 10, no. 1, pp. 40–44, March 1982.

[38] M. Chiampi, G. Crotti and A. Morando, "Evaluation of Flexible

Rogowski Coil Performances in Power Frequency Applications," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 3, pp. 854–862, March 2011.

[39] Chen Qing, Li Hong–bin, Zhang Ming–ming and Liu Yan–bin, "Design and characteristics of two Rogowski coils based on printed circuit board," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 55, no. 3, pp. 939–943, June 2006.

[40] T. Guillod, D. Gerber, J. Biela and A. Muesing, "Design of a PCB Rogowski Coil based on the PEEC Method," 2012 7th International Conference on Integrated Power Electronics Systems (CIPS), Nuremberg, 2012, pp. 1–6.

[41] C. Wang, Y. Chen, G. Zhang and Z. Zhou, "Design of Printed–Circuit Board Rogowski Coil for Highly Accurate Current Measurement," 2007 International Conference on Mechatronics and Automation, Harbin, 2007, pp. 3801–3806.

[42] R. Han et al., "Hybrid PCB Rogowski Coil for Measurement of Nanosecond–Risetime Pulsed Current," in IEEE Transactions on Plasma Science, vol. 43, no. 10, pp. 3555–3561, Oct. 2015.

[43] M. Imamura, M. Nakahara, T. Yamaguchi and S. Tamura, "Analysis of magnetic fields due to three–phase bus bar currents for the design of an optical current transformer," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 34, no. 4, pp. 2274–2279, July 1998.

[44] Z. Gajic, S. Holst, D. Bonmann and D. Baars, "Stray flux and its influence on protection relays," 2012 65th Annual Conference for Protective Relay Engineers, College Station, TX, 2012, pp. 425–435.

[45] K. Takahashi, M. Yamawaki and T. Tadokoro, "Investigated drift of the CT error and an aluminum shielding," 2012 Conference on Precision electromagnetic Measurements, Washington, DC, 2012, pp.

154–155.

[46] J. A. Guemes, M. Postigo and A. Ibero, "Influence of leader shields in the electric field distribution in current transformers," 2000 10th Mediterranean Electrotechnical Conference. Information Technology and Electrotechnology for the Mediterranean Countries. Proceedings. MeleCon 2000 (Cat. No.00CH37099), Lemesos, Cyprus, 2000, pp. 958–961 vol.3.

[47] K. V. Namjoshi and P. P. Biringer, "Efficiency of eddy current shielding of structural steel surrounding large currents: a circuit approach," in IEEE Transactions on Magnetics, vol. 27, no. 6, pp. 5417–5419, Nov. 1991.

[48] S. Seely, "Shielding Electrical Apparatus from Stray Flux," Electrical Review, Vol. 175, No. 11, 1964.

[49] A. C. Corney, "A simple traceable current transformer calibration method," Conference on Precision Electromagnetic Measurements. Conference Digest. CPEM 2000 (Cat. No.00CH37031), Sydney, NSW, Australia, 2000, pp. 660–661.

[50] K. Qu, W. Zhao, B. Jiang, S. Huang and P. Yang, "New Testing Method of the Shielding Effect of Heavy Current Transformer With Shielding Coils," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 3, pp. 839–845, March 2011.

[51] D. Slomovitz and H. de Souza, "Shielded electronic current transformer," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 54, no. 2, pp. 500–502, April 2005.

[52] M. G. Masi, L. Peretto and R. Tinarelli, "A self-shielded current transducer for power system application," 2011 IEEE International Workshop on Applied Measurements for Power Systems (AMPS), Aachen, 2011, pp. 43–47.

[53] Y. Yang, D. Huang, F. C. Lee and Q. Li, "Transformer shielding technique for common mode noise reduction in isolated converters," 2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, 2013, pp. 4149–4153.

[54] M. Iwakuma et al., "Current distribution in superconducting parallel conductors wound into pancake coils," in IEEE Transactions on Applied Superconductivity, vol. 10, no. 1, pp. 861–864, March 2000.

[55] M. Kaczmarek, R. Nowicz, A. Szczesny and K. Pacholski, "The influence of the method of winding construction on metrological properties of current transformers designed for systems of monitoring of power quality," 2009 10th International Conference on Electrical Power Quality and Utilisation, Lodz, 2009, pp. 1–5.

[56] K. Draxler, R. Styblíková, V. Rada, J. Kučera and M. Odehnal, "Using a Current Loop and Homogeneous Primary Winding for Calibrating a Current Transformer," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 6, pp. 1658–1663, June 2013.

[57] IEEE Guide for the Application of Rogowski Coils Used for Protective Relaying Purposes," in IEEE Std C37.235–2007 , vol., no., pp.c1–45, 22 Feb. 2008.

[58] L. Ferkovic, D. Ilic and R. Malaric, "Analysis of the mutual inductance of a precise Rogowski coil," 2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007, Warsaw, 2007, pp. 1–4.

[59] I. A. Metwally, "Coaxial–Cable Wound Rogowski Coils for Measuring Large–Magnitude Short–Duration Current Pulses," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no.

1, pp. 119–128, Jan. 2013.

[60] G. Becherini, S. Di Fraia, M. Marracci, B. Tellini, C. Zappacosta and G. Robles, "Critical parameters for mutual inductance between Rogowski coil and primary conductor," 2009 IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference, Singapore, 2009, pp. 432–436.

[61] Y. Liu, F. Lin, Q. Zhang and H. Zhong, "Design and Construction of a Rogowski Coil for Measuring Wide Pulsed Current," in IEEE Sensors Journal, vol. 11, no. 1, pp. 123–130, Jan. 2011.

[62] A. Mingotti, L. Peretto and R. Tinarelli, "Effects of Multiple Influence Quantities on Rogowski–Coil–Type Current Transformers," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement. Nov. 2019.

[63] G. Robles, M. Argueso, J. Sanz, R. Giannetti and B. Tellini, "Identification of parameters in a Rogowski coil used for the measurement of partial discharges," 2007 IEEE Instrumentation & Measurement Technology Conference IMTC 2007, Warsaw, 2007, pp. 1–4.

[64] E. Hemmati and S. M. Shahrtash, "Investigation on Rogowski coil performance for structuring its design methodology," in IET Science, Measurement & Technology, vol. 7, no. 6, pp. 306–314, Nov. 2013.

[65] Xue Xuedong, Cheng Xude, Xu Bing, Zheng Yuan and Yu Guangzheng, "Design of Auto cylinder pressure measurement system based on PCB planar Rogowski coil," Proceedings of 2013 2nd International Conference on Measurement, Information and Control, Harbin, 2013, pp. 89–92

[66] T. Tao, Z. Zhao, W. Ma, Q. Pan and A. Hu, "Design of PCB Rogowski Coil and Analysis of Anti–interference Property," in IEEE

Transactions on Electromagnetic Compatibility, vol. 58, no. 2, pp. 344–355, April 2016.

[67] M. Habrych, G. Wisniewski, B. Miedziński, A. Lisowiec and Z. Fjałkowski, "HDI PCB Rogowski Coils for Automated Electrical Power System Applications," in IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 33, no. 4, pp. 1536–1544, Aug. 2018.

[68] M. Tsukuda, M. Koga, K. Nakashima, I. Omura, "Micro PCB Rogowski coil for current monitoring and protection of high voltage power modules," Microelectronics Reliability, vol. 64, pp. 479–483, September 2016.

[69] L. Kojovic, "PCB Rogowski coils benefit relay protection," in IEEE Computer Applications in Power, vol. 15, no. 3, pp. 50–53, July 2002.

[70] P. Gu, Q. Chen, H. Li, C. Hu, H. Gong and Y. Jiao, "PCB Rogowski Coils for 300 kA Current Measurement on a Multi-Split Conductor," in IEEE Sensors Journal, vol. 19, no. 16, pp. 6786–6794, 15 Aug. 15, 2019.

[71] A. Ahmed, L. Coulbeck, A. Castellazzi and C. M. Johnson, "Design and test of a PCB Rogowski coil for very high dI/dt detection," 2012 15th International Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC), Novi Sad, 2012, pp. DS1a.2-1–DS1a.2-4.

[72] L. A. Kojovic, "Split-core PCB Rogowski coil designs and applications for protective relaying," 2003 IEEE PES Transmission and Distribution Conference and Exposition (IEEE Cat. No.03CH37495), Dallas, TX, USA, 2003, pp. 269–273 Vol.1.

[73] Z. Yan and L. Hongbin, "The reliable design of PCB Rogowski Coil current transformer," 2006 International Conference on Power

System Technology, Chongqing, 2006, pp. 1–4.

[74] 윤한중, 조영훈 “PCB패턴 Rogowski 코일을 이용한 SiC MOSFET의 과전류 검출 및 차단 기법에 관한 연구,” 전력전자학회 학술대회 논문집, 2018, pp. 92–94.

[75] K. Draxler and R. Styblikova, "Magnetic shielding of Rogowski coils," 2017 IEEE International Instrumentation and Measurement Technology Conference (I2MTC), Turin, 2017, pp. 1–5.

[76] K. Draxler, R. Styblikova, J. Hlavacek and R. Prochazka, "Calibration of Rogowski Coils With an Integrator at High Currents," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 7, pp. 2434–2438, July 2011.

[77] A. Cataliotti, D. Di Cara, A. E. Emanuel, S. Nuccio and G. Tinè, "Characterization and Error Compensation of a Rogowski Coil in the Presence of Harmonics," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 60, no. 4, pp. 1175–1181, April 2011.

[78] E. Hemmati and S. M. Shahrtash, "Digital Compensation of Rogowski Coil's Output Voltage," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 62, no. 1, pp. 71–82, Jan. 2013.

[79] L. Ferković, D. Ilić and I. Leniček, "Influence of Axial Inclination of the Primary Conductor on Mutual Inductance of a Precise Rogowski Coil," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 64, no. 11, pp. 3045–3054, Nov. 2015.

[80] J. D. Ramboz, "Machinable Rogowski coil, design, and calibration," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 45, no. 2, pp. 511–515, April 1996.

[81] X. Liu, H. Huang, Y. Cui, Y. Dai and X. Liu, "Mutual Inductance

Between Arbitrary Conductor and Rogowski Coil With Circular Skeleton and Gap Compensation," in IEEE Sensors Journal, vol. 19, no. 11, pp. 4106–4114, 1 June 2019.

[82] L. Ferkovic, D. Ilic and R. Malaric, "Mutual Inductance of a Precise Rogowski Coil in Dependence of the Position of Primary Conductor," in IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, vol. 58, no. 1, pp. 122–128, Jan. 2009.

[83] L. A. Kojovic, "PCB Rogowski coil designs and performances for novel protective relaying," 2003 IEEE Power Engineering Society General Meeting (IEEE Cat. No.03CH37491), Toronto, Ont., 2003, pp. 609–614 Vol. 2,

[84] E. Hemmati and S. M. Shahrtash, "Systematic approaches for designing Rogowski coils," in IET Science, Measurement & Technology, vol. 9, no. 3, pp. 259–267, 5 2015

[85] I. A. Metwally, "Novel designs of wideband Rogowski coils for high pulsed current measurement," in IET Science, Measurement & Technology, vol. 8, no. 1, pp. 9–16, January 2014..

[86] I. A. Metwally, "Performance Improvement of Slow–Wave Rogowski Coils for High Impulse Current Measurement," in IEEE Sensors Journal, vol. 13, no. 2, pp. 538–547, Feb. 2013.

[87] M. E. Ibrahim and A. M. Abd–Elhady, "Power frequency AC voltage measurement based on double wound Rogowski coil," in High Voltage, vol. 2, no. 2, pp. 129–135, 6 2017.

[88] E. Hemmati and S. M. Shahrtash, "Systematic approaches for designing Rogowski coils," in IET Science, Measurement & Technology, vol. 9, no. 3, pp. 259–267, 5 2015.

[89] S. A. Viana and P. N. Murgatroyd, "Voltage profiles and closures

on Rogowski coils," in IEE Proceedings – Electric Power Applications, vol. 149, no. 3, pp. 223–227, May 2002.

[90] P. N. Murgatroyd and D. N. Woodland, "Geometrical properties of Rogowski sensors," IEE Colloquium on Low Frequency Power Measurement and Analysis (Digest No. 1994/203), London, UK, 1994, pp. 9/1–9/10.

[91] G. J. Carlson and F. A. Fisher, "Voltage And Current Sensors For A 1200 kV Gas Insulated Bus," 1979 7th IEEE/PES Transmission and Distribution Conference and Exposition, Atlanta, GA, USA, 1979, pp. 200–207.

[92] J. D. Ramboz, D. E. Destefan and R. S. Stant, "The verification of Rogowski coil linearity from 200 A to greater than 100 kA using ratio methods," IMTC/2002. Proceedings of the 19th IEEE Instrumentation and Measurement Technology Conference (IEEE Cat. No.00CH37276), Anchorage, AK, USA, 2002, pp. 687–692 vol.1.

[93] Y. Zhang, Y. Zhou, X. Yang and H. Hu, "The Research and Design of Electronic Current Transformer Based on PCB Planar–Type of Air Core Coil," 2012 Asia–Pacific Power and Energy Engineering Conference, Shanghai, 2012, pp. 1–4.

[94] H. Wibowo, A. P. Nurmansah and S. Hidayat, "Design and testing of Rogowski Coil Based PCB Double Helix for Gas Insulated Switchgear 150 KV application," 2016 3rd Conference on Power Engineering and Renewable Energy (ICPERE), Yogyakarta, 2016, pp. 131–134

[95] 정영환, 김정배, 송원표, 김덕수 “170kV GIS용 Rogowski coil형 CT개발,” 대한전기학회 학술대회 논문집, 2010, pp. 479–481.

[96] K. F. Man, K. S. Tang and S. Kwong, "Genetic algorithms: concepts and applications [in engineering design]," in IEEE

Transactions on Industrial Electronics, vol. 43, no. 5, pp. 519–534,
Oct. 1996.

Abstract

Optimal Design of High Precision Class Large Current Transformer Considering External Magnetic Field

Seung-Jae Lee

Dept. of Electrical and Computer Engineering

The Graduate School

Seoul National University

The 4th Industrial Revolution and the development of internet of things (IoT) technology have made communication between all parts of power system more efficient and the need for research on high precision class large current transformers has increased to deliver accurate information of working current.

In this paper, for the optimal design of large current transformers considering external magnetic field, an improved design of the conventional current transformers and the design of a rogowski coil using printed circuit board (PCB) were proposed. Through temperature and ratio error tests, the usefulness and validity of proposed designs were verified.

First, an improved design of conventional iron core type transformer measuring large current was proposed. It was identified that there is a problem of burnout in the existing split winding current transformer to which the shield winding is applied to block the

external magnetic field. In order to solve the problem, a current transformer adopting the transposition winding used in a high-voltage transformer was proposed. Through numerical analyses using finite element method to verify the usefulness of the proposed design, the effect of temperature rise reduction was confirmed while maintaining the ratio error characteristics within the high precision class.

Also, rogowski coil-based current transformer that does not use an iron core was designed as an alternative to conventional current transformers that have disadvantages in size, stability, and price due to the limitations of magnetic materials. PCB was used to solve the non-uniformity of position and shape, disadvantages of rogowski coil, and return coil was added to reduce errors due to external magnetic fields. In order to obtain the reliability that enables replacement of the existing current transformer, high precision class ratio error was required. The effect of external magnetic field on the rogowski coil was analyzed by an analytical method. Then, the analysis results are verified through numerical analyses. Using genetic algorithm, an optimal design of the PCB rogowski coil that satisfies the limitations of the large current environment was derived.

Prototypes were fabricated based on the proposed transposition winding current transformer and PCB rogowski coil designs. The transposition winding current transformer was compared with the existing split winding current transformers through temperature and large current ratio error tests. The PCB rogowski coil was verified for the possibility of replacing the conventional current transformers through ratio error tests.

It was confirmed that proposed transposition winding current transformer can be used as a more stable current transformer by

satisfying high precision class ratio error under the influence of external magnetic field and showing improved temperature characteristics compared to a conventional split winding current transformer.

Proposed PCB rogowski coil also satisfies the high precision class ratio error under the influence of external magnetic field. Compared to conventional current transformers, considering the replaceable ratio error characteristics, ease of downsizing, wide range of measurement, and economic feasibility in manufacture, proposed PCB rogowski coil in this paper is technically and economically useful.

Keywords : Current transformer, Rogowski coil, PCB rogowski coil,
External magnetic field, Ratio error

Student Number : 2015–20967