



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](#)

공학석사 학위논문

자기유도형 무선전력전송을 위한  
효과적인 송수신 코일설계 알고리즘

Effective Coil Design Algorithm for  
Inductive Power Transfer System

울산대학교 대학원

전기전자컴퓨터공학과

류승하

자기유도형 무선전력전송을 위한  
효과적인 송수신 코일설계 알고리즘

지도교수 최성진

이 논문을 공학석사학위 논문으로 제출함

2023년 2월

울산대학교 대학원

전기전자컴퓨터공학과

류승하

류 승 하의 공학석사학위 논문을 인준함

심사위원장 이 홍 희



심사위원 전 태 원



심사위원 최 성 진



울 산 대 학 교 대 학 원

2023년 2월

## [국문 요약]

# 자기유도형 무선전력전송을 위한 효과적인 송수신 코일설계 알고리즘

울산대학교 대학원  
전기전자컴퓨터공학과  
류 승 하

최근 자기유도형 무선전력전송은 전기자동차, 의료기기, 드론 및 휴대용 기기 등에 많이 활용되면서 편리하고 매력적인 전력 전달 방법으로 떠오르고 있다. 본 논문은 자기유도형 무선전력전송에서의 송수신부 코일설계에 대해서 연구한다. 자기유도형 무선전력전송 원리는 변압기와 비슷하지만 통상 변압기 설계와 달리 일반화된 코일설계 방법이 연구가 많이 되지 않고 있고 또한 자기유도형 무선전력전송 시스템의 높은 효율을 위해서 송수신부 코일 사이의 효율도 중요하기 때문에 송수신부 코일 사이의 높은 효율을 낼 수 있는 코일설계 연구가 필요하다.

지금까지 자기유도형 무선전력전송 코일설계는 수식 기반 코일설계와 유한요소해석(FEA)을 이용한 코일설계 방법 이 두 가지가 연구되고 있다. 하지만 전자는 코일 형상이 바뀌면 인덕턴스 식이 변하게 되고 페라이트 코어가 결합이 되면 기존에 존재하는 인덕턴스 식을 통해 인덕턴스를 계산하게 되면 계산값이 부정확해지는 단점이 있다. 그리고 후자는 코일 형상이 바뀌거나 페라이트 코어가 결합하여도 쉽게 인덕턴스를 구할 수 있는 장점이 있지만 효율이 최대가 되는 지점을 찾기 위해 각 코일 형상 파라미터에 대한 일차원 최적화를 이용하고 FEA를 통해 얻은 코일의 내부저항은 표피효과 및 근접효과를 무시하고 구하였기에 높은 효율을 낼 수 있는 코일 형상 파라미터 값을 찾아내기 힘들다. 또한 코일 형상 파라미터 스weep을 통해 많은 FEA 계산량으로 인하여 코일 형상 파라미터 추출 시간이 오래 걸리는 단점이 존재한다.

본 논문에서는 기존 FEA 기반 코일설계 방법의 단점을 보완하기 위하여 FEA 코일 내부저항의 정확성을 높이기 위한 코일 모델링 및 최적화 알고리즘을 적용하여 높은 효율을 낼 수 있는 코일 형상 파라미터 값의 정확성을 높이고 보다 빠른 코일 형상 파라미터 값을 추출하는 방법을 제안한다.

본 논문에서 제안한 코일설계를 위해서 최적화 알고리즘 중 탐색 기반 알고리즘 (Search-based optimization)인 스캔 앤 줌을 적용하고 해당 알고리즘을 MATLAB을 통해 구현한다. 또한 목적함수인 효율 계산을 위해 MATLAB과 FEA 프로그램인 Ansys Maxwell을 연동하여 MATLAB과 Ansys Maxwell 간 데이터 송수신을 자동화한다. 제안한 코일설계 방법을 증명하기 위해 100W 자기유도형 무선전력전송 시스템을 설계 예시로 들고 기존 FEA 기반 코일설계 방법, 모든 파라미터를 스윕한 경우, 그리고 제안한 코일설계 방법의 코일설계 지점 및 FEA 실행 횟수를 비교하고 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 찾은 코일 형상 파라미터 및 제안하는 코일설계 방법의 코일 형상 파라미터를 가지고 실제 하드웨어를 구성 및 효율 비교를 통해 코일설계의 타당성을 검증한다.

주요어 : 자기유도형 무선전력전송, 유한요소법 (FEM), 유한요소해석 (FEA), 스캔 앤 줌, 최적 코일설계

# 목 차

국문 요약 .....	i
목 차 .....	iii
그림 목차 .....	v
표 목차 .....	vii
<b>1. 서론 .....</b>	<b>1</b>
1.1 연구 배경 및 필요성 .....	1
1.2 연구 목표 및 내용 .....	5
1.3 논문 구성 .....	6
<b>2. 자기유도형 무선전력전송 구조 및 분석 .....</b>	<b>7</b>
<b>3. 기존 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법 .....</b>	<b>14</b>
3.1 수식 기반 코일설계 방법 .....	14
3.1.1 Neumann 공식을 이용한 코일설계 방법 .....	14
3.1.2 Wheeler 공식을 이용한 코일설계 방법 .....	16
3.1.3 수식 기반 코일설계의 공통적인 한계 .....	16
3.2 유한요소해석(FEA) 기반 코일설계 방법 .....	22
<b>4. 제안하는 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법 .....</b>	<b>26</b>
4.1 제안하는 코일설계 방법 개요 및 필요성 .....	26
4.2 Ansys Maxwell에서의 코일 모델링 .....	28
4.3 MATLAB과 Ansys Maxwell 연동 방법 .....	31
4.3.1 Ansys Maxwell 스크립트 .....	31
4.3.2 MATLAB에서의 스크립트 작성 .....	35
4.4 스캔 앤 줌 .....	38
4.5 제안하는 코일설계 방법 .....	41

5. 성능 비교 및 검증 .....	44
5.1 설계 예시 및 성능 비교 .....	43
5.1.1 Case 1: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$ 일 경우 .....	46
5.1.2 Case 2: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 200\text{mm}$ 일 경우 .....	49
5.2 하드웨어 검증 .....	52
5.2.1 Case 1: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$ 일 경우 .....	53
5.2.2 Case 2: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 200\text{mm}$ 일 경우 .....	61
6. 결론 및 향후 과제 .....	68
6.1. 결론 .....	68
6.2 향후 과제 .....	69
참 고 문 헌 .....	70
ABSTRACT .....	74
부록 .....	76
A. 단일 권선 코일의 저항을 통해 권선 수를 고려한 저항 공식 증명 ..	76
연구논문 실적 .....	82
수상 실적 .....	83
감사의 글 .....	84



## 그림목차

그림 1.1	간단화한 자기유도형 무선전력전송 구조 .....	2
그림 1.2	보상회로를 포함한 자기유도형 무선전력전송 구조 .....	2
그림 2.1	기본적인 자기유도형 무선전력전송 구성도 .....	7
그림 2.2	직렬-직렬 보상회로를 구성한 자기유도형 무선전력전송 시스템 구조 .....	8
그림 2.3	직렬-직렬 보상회로의 FHA 회로 .....	9
그림 2.4	2포트 회로 해석을 위한 그림 2.3의 T 등가회로 모델 .....	10
그림 3.1	Neumann 공식을 이용한 코일설계 방법 흐름도 .....	15
그림 3.2	단층 원형 코일 .....	17
그림 3.3	Wheeler 공식을 이용한 코일설계 .....	17
그림 3.4	문헌 [9]에서 고려한 사각형 코일 .....	18
그림 3.5	문헌 [16]에서 고려한 원형 코일 .....	18
그림 3.6	문헌 [18]에서의 코일 모양 .....	20
그림 3.7	결과 비교를 위한 Ansys Maxwell 코일 모델링 .....	22
그림 3.8	간단화한 기존 유한요소해석을 이용한 코일설계 흐름도 .....	25
그림 4.1	제안하는 코일설계 방법 착안점 이해를 위한 그림 .....	27
그림 4.2	Ansys Maxwell의 코일 모델링 .....	28
그림 4.3.	Ansys Maxwell에서의 물질 정보 편집 .....	29
그림 4.4	단일 권선 코일에서의 'Winding' 기능 설정 .....	30
그림 4.5	Ansys Maxwell에서의 스크립트에 대한 편리 기능 .....	32
그림 4.6	스크립트 기록 기능 결과 .....	32
그림 4.7	Ansys Maxwell 스크립트에서의 변수 계층 관계 .....	34
그림 4.8	MATLAB 스크립트 작성을 위한 코일 예시 .....	36
그림 4.9	코일 내경 반지름 변경 동작을 기록한 Visual Basic 스크립트 ·	37
그림 4.10	MATLAB 코드로 변환한 스크립트 코드 .....	37
그림 4.11	스캔 앤 줌 알고리즘 .....	40
그림 4.12.	제안하는 유한요소해석 기반 코일설계 흐름도 .....	43

그림 5.1 단층 원형 코일 구조 .....	44
그림 5.2 대칭형 직렬-직렬 보상회로 .....	45
그림 5.3 Ansys Maxwell 상에서의 단일 권선 코일 모델링 .....	45
그림 5.4 성능 비교를 위한 수정된 [12]의 코일설계 흐름도 .....	47
그림 5.5 Case 1에 대한 각 코일설계 방법 탐색 결과 .....	48
그림 5.6 Case 2에 대한 각 코일설계 방법 탐색 결과 .....	51
그림 5.7 자기유도형 무선전력전송 하드웨어 구성 회로도 .....	52
그림 5.8 자기유도형 무선전력전송 하드웨어 실험 세팅 .....	53
그림 5.9. 송수신부 코일 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ , $R_{in}=10\text{mm}$ ) .....	54
그림 5.10 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ , $R_{in}=10\text{mm}$ ) .....	56
그림 5.11 송수신부 코일 ( $R_{out}=99\text{mm}$ , $R_{in}=31\text{mm}$ ) .....	58
그림 5.12 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=99\text{mm}$ , $R_{in}=31\text{mm}$ ) 60	
그림 5.13 송수신부 코일 ( $R_{out}=120\text{mm}$ , $R_{in}=52\text{mm}$ ) .....	61
그림 5.14 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=120\text{mm}$ , $R_{in}=52\text{mm}$ ) .....	63
그림 5.15 송수신부 코일 ( $R_{out}=173\text{mm}$ , $R_{in}=139\text{mm}$ ) .....	65
그림 5.16 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=173\text{mm}$ , $R_{in}=139\text{mm}$ ) .....	67
그림 A.1 단일 권선 코일 .....	78
그림 A.2 권선 수가 2일 때 코일 .....	78
그림 A.3 권선 수가 3일 때 코일 .....	81
그림 A.4 권선 수가 N일 때 코일 .....	81

## 표 목차

표 2.1 그림 2.3의 회로 파라미터 명명 .....	9
표 3.1. 적절한 조합 조건 .....	15
표 3.2 수정된 Wheeler 공식에 대한 계수값 .....	20
표 3.3 인덕턴스 계산 결과 .....	22
표 5.1 Case 1의 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 요구사항 .....	46
표 5.2 Case 1의 코일설계 제약조건 .....	46
표 5.3 Case 1에서의 코일설계 방법 성능 비교 .....	49
표 5.4 Case 2의 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 요구사항 .....	50
표 5.5 Case 2의 코일설계 제약조건 .....	50
표 5.6 Case 2에서의 코일설계 방법 성능 비교 .....	51
표 5.7 하드웨어 구성 장비 모델 및 부품 사양 .....	53
표 5.8 도선 두께를 고려한 $R_{out}$ , $R_{in}$ 및 권선 수 N .....	54
표 5.9 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ , $R_{in}=10\text{mm}$ ) .....	55
표 5.10 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ , $R_{in}=10\text{mm}$ ) .....	55
표 5.11 실험 결과 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ , $R_{in}=10\text{mm}$ ) .....	57
표 5.12 도선 두께를 고려한 $R_{out}$ , $R_{in}$ 및 권선 수 N .....	57
표 5.13 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=99\text{mm}$ , $R_{in}=31\text{mm}$ ) .....	58
표 5.14 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=99\text{mm}$ , $R_{in}=31\text{mm}$ ) .....	59
표 5.15 실험 결과 ( $R_{out}=99\text{mm}$ , $R_{in}=31\text{mm}$ ) .....	60
표 5.16 도선 두께를 고려한 $R_{out}$ , $R_{in}$ 및 권선 수 N .....	61
표 5.17 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=120\text{mm}$ , $R_{in}=52\text{mm}$ ) .....	62
표 5.18 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=120\text{mm}$ , $R_{in}=52\text{mm}$ ) .....	62
표 5.19 실험 결과 ( $R_{out}=120\text{mm}$ , $R_{in}=52\text{mm}$ ) .....	64
표 5.20 도선 두께를 고려한 $R_{out}$ , $R_{in}$ 및 권선 수 N .....	64
표 5.21 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=173\text{mm}$ , $R_{in}=139\text{mm}$ ) .....	65
표 5.22 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=173\text{mm}$ , $R_{in}=139\text{mm}$ ) .....	66
표 5.23 실험 결과 ( $R_{out}=173\text{mm}$ , $R_{in}=139\text{mm}$ ) .....	67

# 1. 서론

## 1.1 연구 배경 및 필요성

최근 무선전력전송 기술이 우리 생활에 들어오면서 유선에 대한 불편함을 해소하게 되어 우리 삶을 더욱 편안하게 해주고 있다. 이 무선전력전송 기술은 니콜라 테슬라로부터 처음 시작하게 되었고 그 후 2007년 MIT 마틴 솔라치치 교수팀에서 자기공명 방식 무선전력전송 논문을 발표를 하게 된다. 이를 계기로 무선전력전송에 대한 연구가 활발히 이어지고 있다. 또한 전력반도체 발전으로 인해 전력변환기술에 크게 성장하게 되어 무선전력전송에서도 고효율을 낼 수 있게 되었고 전기자동차(EVs), 의료기기, 드론(UAV), 휴대용 기기 등 많은 분야에 무선전력전송 연구가 진행되고 있다 [1]-[6].

무선전력전송은 에너지 전달방식에 따라서 자기유도, 전계결합, 자기공명, 전자기파로 나뉘어진다[7]. 본 논문은 실생활에서 많이 사용하고 있고 상대적으로 높은 효율을 낼 수 있는 자기유도방식 무선전력전송(IPT) 코일설계에 대해서 연구한다. 자기유도형 무선전력전송은 간단히 나타내면 그림 1.1과 같이 두 코일 간 자기장을 송수신을 하여 전력을 전달하는 방식이다. 이 방식은 변압기와 같은 원리로 페러데이 법칙을 이용하여 자기장이 코일에 유도되어 전력을 전달하는 방식이다. 하지만 변압기와 다르게 자기장을 보내는 매개체는 코어가 아니고 공기를 매개체로 해서 보내게 되고 전력 전송 거리는 변압기보다 길어 낮은 결합계수를 가지는 특성이 있다. 이러한 특성을 해결하기 위해 그림 1.2와 같이 수신부 및 송신부 코일 각각에 커패시터를 연결하여 보상회로를 구성하게 된다. 이를 통해 코일의 인덕턴스 및 커패시터의 커패시턴스에 의한 공진으로 인해 인덕턴스와 커패시턴스가 상쇄가 되어 리액턴스 성분을 없애고 저항 성분만 남겨 역률을 개선함으로써 자기유도형 무선전력전송의 효율을 높이게 된다[8]. 높은 효율을 내기 위해서는 적절한 보상회로를 선정하는 것이 중요하나 효율을 높이기 위한 중요한 과제 중 하나는 효율에 영향을 미치는 송수신부 코일설계에 있다. 하지만 변압기와 달리 무선전력전송 송수신부 코일을 설계하기 위한 정형화된 코일설계 방법이 많이 없기 때문에 자기유도형 무선전력전송에서의 코일설계에 대한 연구가 필요하다.

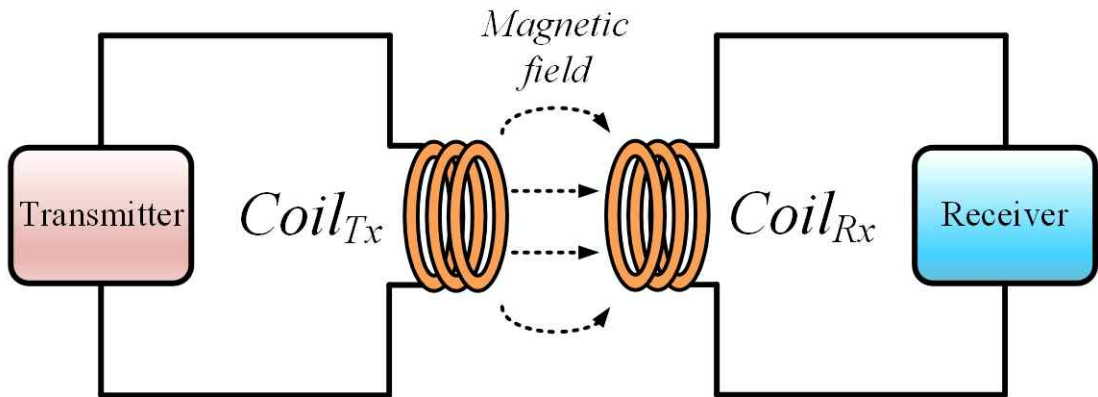


그림 1.1 간단화한 자기유도형 무선전력전송 구조

Fig. 1.1 Simplified Inductive Power Transfer (IPT) configure

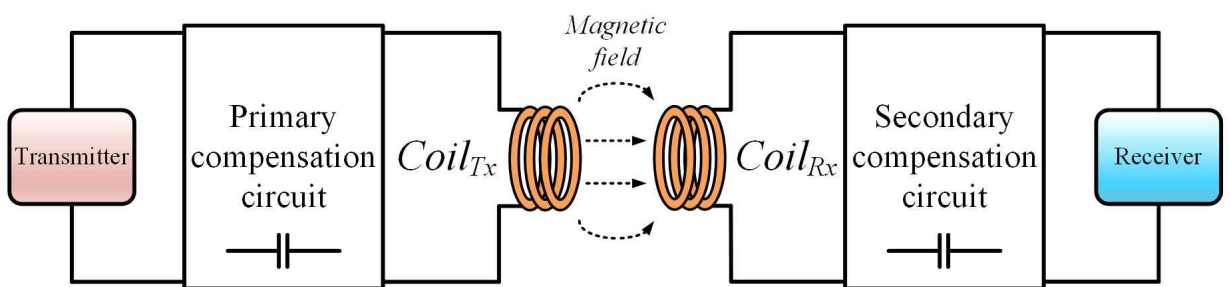


그림 1.2 보상회로를 포함한 자기유도형 무선전력전송 구조

Fig. 1.2 IPT configure including compensation circuit

기존 자기유도형 무선전력전송 송수신부 코일을 설계하기 위해 수식 기반으로 코일 설계하는 방법으로 코일의 인덕턴스 및 상호 인덕턴스 계산을 위해 Neumann 공식 또는 Wheeler 공식 등을 이용하여 코일 형상 파라미터를 구하게 된다. 하지만 코일 형상이 바뀌게 되면 공식도 그에 따라 변경되거나 복잡한 수식을 도출해야 하므로 일반적으로 적용하기 힘들어진다. 그리고 자기유도형 무선전력전송에서 결합계수를 강화하기 위해 페라이트 코어를 각 송수신부 코일에 결합하게 되는데 기존 수식 기반 코일 설계 방법에서의 Neumann 공식 및 Wheeler 공식은 코일이 페라이트 코어와 결합한 영향을 고려하기 힘들어 수식으로 나타내기 힘들거나 해당 영향을 고려하지 않는 수식이기 때문에 인덕턴스 식을 구하기 어렵거나 계산값이 부정확해질 수 있다[9],[10]. 문헌 [11]에서는 실험 데이터를 가지고 곡선 근사 방법을 통해 코일 외경 반지름에 대한 최적 권선 간 거리와 최적 권선 수의 근사식 그리고 수신부 반지름과 전력전송 거리에 대한 최적 수신부 반지름의 근사식을 도출하여 단층 원형 코일에 대한 일반화된 코일설계 지침을 제시한 바 있다. 하지만 송수신부의 내경 반지름 변화에 대한 영향을 고려하지 않았고 이 또한 코일 형상이 달라지거나 페라이트 코어가 결합하면 일반적인 상황에서 해당 방법을 적용하기 어려운 단점이 있다.

위의 단점들을 극복하기 위해 유한요소해석(FEA)을 이용하여 코일을 설계하는 방법이 제시한다. FEA를 이용하게 되면 인덕턴스, 결합계수, 그 외 회로 파라미터를 쉽게 구할 수 있고 페라이트 코어를 결합했을 경우에 코일 해석도 쉽게 가능하다. 문헌 [12]에서 FEA 프로그램을 이용하여 송수신부 코일 효율을 최대로 낼 수 있는 코일의 최적 형상 파라미터 값을 구하기 위하여 코일 형상 파라미터를 스윙하고 Figure of Merit(FOM)가 최대가 되는 코일 형상 파라미터를 찾아 코일을 설계하고 있다. 하지만 최대가 되는 FOM을 찾기 위해 1차원 최적화를 진행하였고 FEA를 통해 코일의 내부 저항을 구할 때 표피효과 및 근접효과를 무시하고 구하였기 때문에 효율이 최대가 되는 코일 형상 파라미터 지점을 찾기 힘든 단점이 존재한다. 그리고 [13], [14]은 FEA를 2차원 탐색 및 정확한 FEA 코일 내부저항을 얻기 위해 표피효과 및 근접효과를 고려하여 최적 코일 형상 파라미터 지점의 정확성을 높였다. 또한 효율뿐만 아니라 전력 밀도 또는 전력 손실과 누설 자기장 등 다중 목표 조건들을 가지고 Pareto front를 통해 다목적 최적화를 진행하여 목표 조건들 사이의 적절한 최적 코일 형상 파라미터 값을 선택하여 코일을 설계하고 있다. 하지만 FEA 코일 내부저항을 구하기 위해 복잡한 수식을 이용해야 하는 단점이 존재한다.

또한 문헌 [12]-[14]에서의 공통된 단점으로 FEA 시뮬레이션을 모든 코일 형상 파라미터 변화시켜가며 코일의 효율 최적 파라미터 값을 찾는 방법은 FEA 실행 횟수가

많아져 최적 코일 형상 파라미터 추출하기 위한 시간이 매우 오래 걸린다는 단점이 있다. 문헌 [15]에서도 이러한 단점을 지적하였고 집중 루프 모델(Lumped-Loop Model)을 도입하여 FEA 실행 횟수를 줄여 빠른 코일 형상 파라미터를 추출하는 방법을 제안하였고 이를 통해 코일설계를 위해 FEA 시뮬레이션 시간을 줄이는 연구가 진행이 되고 있다. 따라서 기존 FEA 기반 코일설계 단점을 해결하기 위하여 FEA에서의 코일 내부저항의 정확성을 높이기 위한 코일 모델링 및 최적화 알고리즘을 적용하여 높은 효율을 낼 수 있는 코일 형상 파라미터 값의 정확성을 높이고 보다 빠른 코일 형상 파라미터 값을 추출할 수 있는 코일설계 방법을 제안한다.

## 1.2 연구 목표 및 내용

본 논문의 목표는 기존의 FEA 프로그램을 이용한 자기유도형 무선전력전송 단점을 보완하기 위해 FEA 코일 내부저항 정확성을 높이는 코일 모델링 및 최적화 알고리즘을 적용하여 코일 형상 파라미터의 정확성을 높이고 FEA 실행 횟수를 줄이는 것이다. 이를 통해 기존 FEA 기반 코일설계보다 정확하고 빠른 코일 형상 파라미터 추출이 가능하고 이를 구현하기 위해 MATLAB과 FEA 프로그램을 연동하여 필요 데이터 값(인덕턴스, 저항, 결합계수 등) 취득을 자동화하였고 FEA 프로그램과 MATLAB을 연계 시뮬레이션을 하므로 연구 확장성도 확보할 수 있다.

본 논문 내용은 다음과 같다.

먼저 자기유도형 무선전력전송 구조 설명 및 회로 분석을 통해 코일설계를 위한 필요한 식을 도출한다. 다음으로 지금까지 연구되고 있는 자기유도형 무선전력전송 코일 설계에 관해서 설명하고 각 코일설계 방법이 가지고 있는 한계를 설명한다. 그중에서 본 논문은 FEA를 이용한 코일설계 방법을 선택하고 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 코일설계 시 높은 효율을 내는 코일 형상 파라미터 지점의 부정확함과 파라미터 추출 시 많은 시간이 걸리는 단점이 존재하여 이러한 단점을 해결하기 위해 FEA를 통해 코일의 내부저항을 높이는 코일 모델링 방법과 최적화 알고리즘에 대해서 설명한다. 이때 FEA 기반 코일설계에서 목적함수가 코일 형상 파라미터에 대한 수식으로 나타내기 힘들기 때문에 경사 기반 최적화(Gradient-based optimization)를 적용하기에는 어려움이 있어 탐색 기반 최적화 알고리즘(Search-based optimization) 중 스캔 앤 줍 알고리즘을 적용하고 이 최적화 알고리즘에 대한 것을 설명한다. 스캔 앤 줍 알고리즘은 MATLAB으로 구현하고 MATLAB과 유한요소해석 프로그램인 Ansys Maxwell 두 프로그램 간 연계 시뮬레이션을 통해 데이터 값 취득을 자동화하기 위해 Ansys에서 제공하는 스크립트를 이용하여 두 프로그램간 연계 시뮬레이션을 하고 두 프로그램의 연동방법을 설명한다. 이러한 내용들을 통해 최적화 알고리즘을 적용한 제안하는 코일설계 흐름도를 제시하고 이후 100W 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 예시를 들어 기존 유한요소해석을 이용한 코일설계 시간과 제안하는 코일설계의 성능 비교하고 실제 하드웨어를 설계하여 설계의 타당성을 검증한다.



## 1.3 논문구성

본 논문 구성은 다음과 같이 구성된다.

2장에서는 자기유도형 무선전력전송 구조 및 회로 분석을 통해 코일설계를 위한 필요 식을 도출한다.

3장에서는 코일설계를 위해 기존에 제안된 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법을 소개하고 각 코일설계 방법에 대한 문제점을 제시한다.

4장에서는 기존 코일설계 방법의 문제점을 해결하기 위해 본 논문에서 사용한 Ansys Maxwell 코일 모델링 방법, MATLAB과 Ansys Maxwell 연동 방법, 스캔 앤 줌 알고리즘 설명, 그리고 최적화 알고리즘을 적용한 코일설계 방법을 제안한다.

5장에서는 4장에서 제안한 코일설계 방법을 가지고 100W 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 예시를 통해 어떻게 코일을 설계하였는지 구체적으로 설명하고 기존 FEA 기반 코일설계 결과와 제안하는 코일설계 방법의 성능 비교를 한다. 그리고 100W 시스템 무선전력전송 시스템을 실제 하드웨어로 구성하여 효율 비교를 통해 제안하는 코일설계 방법의 타당성을 검증한다.

6장에서는 해당 논문을 내용을 정리하고 결론 및 향후 과제를 제시한다.

## 2. 자기유도형 무선전력전송 구조 및 분석

이 장에서는 자기유도형 무선전력전송 코일설계를 위해 자기유도형 무선전력전송 시스템 구조를 살펴보고 회로 분석을 통해 필요한 식을 도출한다.

자기유도형 무선전력전송은 변압기와 같은 원리로 식 (2.1)과 같이 페러데이 법칙에 의해 송신부 전력단에서 수신부 전력단까지 자기장을 통해 전력을 전달할 수 있다.

$$v = -N \frac{d\Phi}{dt} \quad (2.1)$$

그렇기 때문에 송수신부 코일은 변압기 기호로 나타낼 수 있다. 하지만 변압기와 달리 자기장을 보내는 매개체는 공기이고 자기장 전달거리는 수mm ~ 수cm이기 때문에 낮은 결합계수를 가지게 된다. 또한 코일의 인덕턴스에 의해 무효전력이 생겨 역률이 낮아지기 때문에 높은 효율을 달성하기 어렵다. 이를 해결하기 위해 커패시터를 추가하여 보상회로를 구성하게 되면 무효전력을 줄임으로써 역률이 개선되어 자기유도형 무선전력전송 시스템의 효율을 높일 수 있게 된다. 이를 통해 자기유도형 무선전력전송 기본 구성은 그림 2.1과 같이 직류 전원, 인버터, 송수신부 코일, 보상회로, 정류기, 그리고 출력 부하로 구성되어 있다. 이 장에서는 자기유도형 무선전력전송에서 많이 쓰이고 4장의 설계 예시 및 검증에 사용한 직렬-직렬 보상회로를 가지고 자기유도형 무선전력전송 시스템을 분석한다.

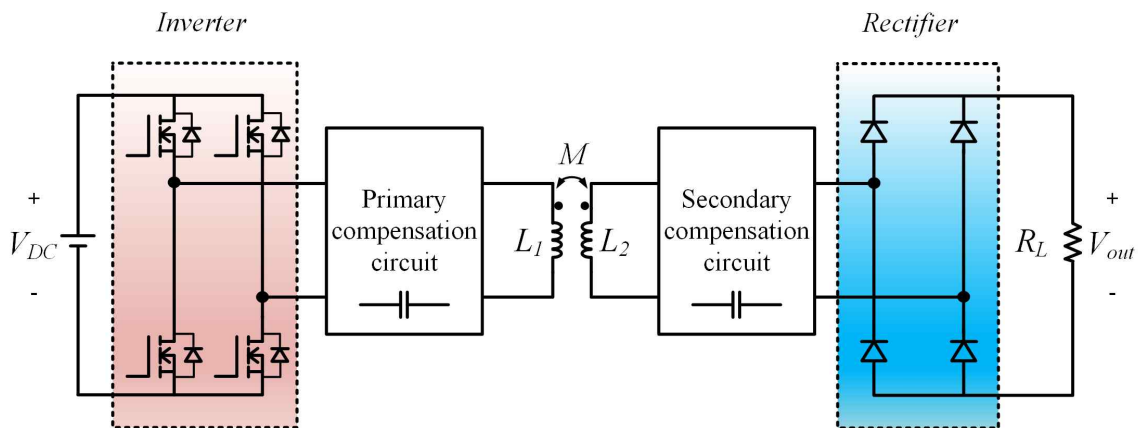


그림 2.1 기본적인 자기유도형 무선전력전송 구성도

Fig. 2.1 Basic Inductive Power Transfer configuration

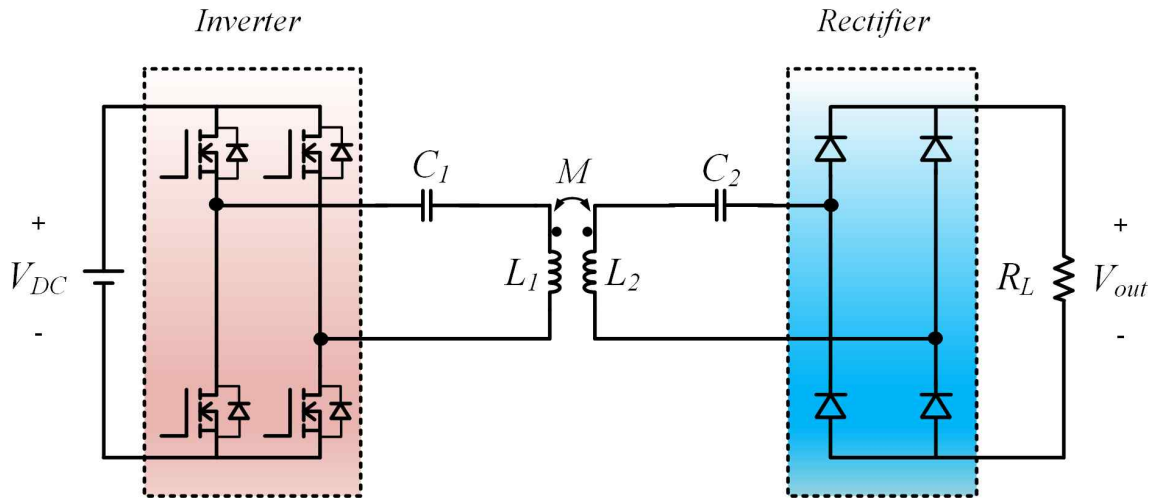


그림 2.2 직렬-직렬 보상회로를 구성한 자기유도형 무선전력전송 시스템 구조

Fig. 2.2 Inductive Power Transfer system configuration with series-series compensation circuit

그림 2.2는 그림 2.1에서 직렬-직렬 보상회로를 구성한 자기유도형 무선전력전송 시스템 구조이다. 여기서 부하저항은 출력 전력 및 출력 전압이 시스템 설계를 위해 값이 주어지면 식 (2.2)과 같이 계산할 수 있고 상호 인덕턴스  $M$ 는 식 (2.3)로 계산하게 된다. 또한 직렬-직렬 보상회로의 송수신부 커패시턴스는 시스템의 동작 주파수를 고려하여 식 (2.4), (2.5)으로 계산하여 설계한다.

$$R_L = \frac{V_{out}^2}{P_{out}} \quad (2.2)$$

$$M = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (2.3)$$

$$C_1 = \frac{1}{\omega_o^2 L_1} \quad (2.4)$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_o^2 L_2} \quad (2.5)$$

무선전력전송과 같은 공진형 컨버터는 주로 회로 해석을 간단하기 위해 First Harmonic Approximation (FHA)를 이용하여 그림 2.3과 같은 회로로 나타내어 회로를 해석하게 된다[24]. FHA로 회로를 구성하게 되면 직류 전원과 DC-AC 컨버터는

기본파인 정형파로 나타내어지고 폴브릿지 정류기 측으로 바라본 부하 저항  $R_L$ 은 식 (2.6)로 근사화해서 나타내어진다. 여기서 그림 2.3의 회로 파라미터 이름은 표 2.1와 같다.

$$R_{eq} \approx \frac{8}{\pi^2} R_L \quad (2.6)$$

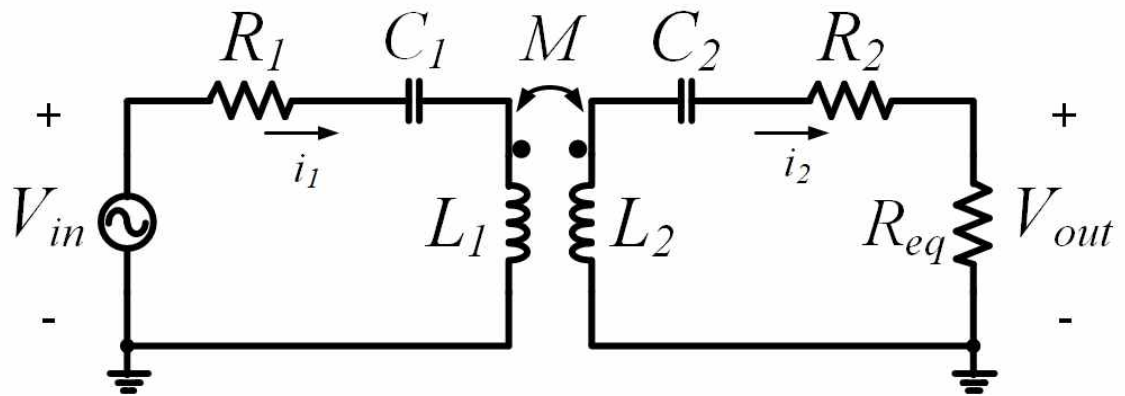


그림 2.3 직렬-직렬 보상회로의 FHA 회로

Fig. 2.3 FHA circuit for series-series compensation circuit

표 2.1 그림 2.3의 회로 파라미터 명명

Table 2.1 Circuit parameter nomenclature in Fig. 2.3

Parameters	Description
$L_1, L_2$	Self inductance for transmitter and receiver coils
$C_1, C_2$	Compensation capacitance for transmitter and receiver
$R_1, R_2$	Internal resistance for transmitter and receiver
$M$	Mutual inductance with respect to $L_1$ and $L_2$
$R_{eq}$	Equivalent load resistance with respect to rectifier

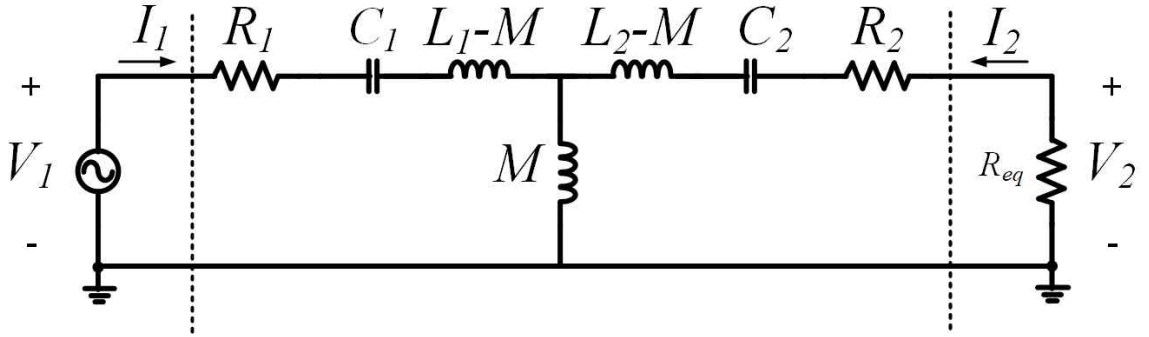


그림 2.4 2포트 회로 해석을 위한 그림 2.3의 T 등가회로 모델

Fig. 2.4 T equivalent circuit model in Fig. 2.3 for 2-port circuit analysis

자기유도형 무선전력전송에서 주로 전압이득과 효율, 이 두 파라미터를 가지고 분석하게 된다. 두 파라미터 수식을 도출하기 위하여 그림 2.3의 FHA 회로를 가지고 2포트 회로 모델을 통해  $z$  파라미터를 가지고 도출한다[25]. 2 포트 회로 해석을 위해 그림 2.3을 그림 2.4와 같이 T 등가회로를 구성 및 전압 전류의 표기를 변경하였고 이를 통해  $z$  파라미터를 식 (2.7)-(2.10)과 같이 계산을 할 수 있다.

$$z_{11} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1} + j\omega(L_1 - M) + j\omega M = R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1} \quad (2.7)$$

$$z_{12} = \left. \frac{V_1}{I_2} \right|_{I_1=0} = j\omega M \quad (2.8)$$

$$z_{21} = \left. \frac{V_2}{I_1} \right|_{I_2=0} = j\omega M \quad (2.9)$$

$$z_{22} = \left. \frac{V_2}{I_2} \right|_{I_1=0} = R_2 + \frac{1}{j\omega C_2} + j\omega(L_2 - M) + j\omega M = R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2} \quad (2.10)$$

식 (2.11)은  $z$  파라미터를 이용한 전압이득을 구하는 식이다. 위에서 구한 식 (2.7)~(2.10)의  $z$  파라미터를 가지고 식 (2.11)에 대입해서 구해주면 식 (2.12)과 같이 전압이득을 구할 수 있다.

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{z_{21}R_{eq}}{z_{11}R_{eq} + z_{11}z_{22} - z_{12}z_{21}} \quad (2.11)$$

$$G_{v,ac} = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \left| \frac{j\omega MR_{eq}}{(R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})R_{eq} + (R_1 + j\omega L_1 + \frac{1}{j\omega C_1})(R_2 + j\omega L_2 + \frac{1}{j\omega C_2}) + \omega^2 M^2} \right| \quad (2.12)$$

그리고 식을 간단히 하기 위해 공진 주파수  $\omega_{res}$ 는 식 (2.13)과 같이 송수신부의 인덕턴스 및 커패시턴스에 대한 공진 주파수는 서로 같다고 가정하고 시스템의 동작 주파수  $\omega_o$ 가  $\omega_{res}$ 와 같은 주파수로 동작한다고 가정하게 되면 인덕턴스 및 커패시턴스는 상쇄되므로 식 (2.14)와 같이 구할 수 있다.

$$\omega_{res} = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 C_2}} \quad (2.13)$$

$$G_{v,ac} = \left| \frac{V_2}{V_1} \right| = \frac{\omega_o MR_{eq}}{R_1 R_{eq} + R_1 R_2 + \omega_o^2 M^2} = \frac{\omega_o k \sqrt{L_1 L_2} R_{eq}}{R_1 R_{eq} + R_1 R_2 + \omega_o^2 k^2 L_1 L_2} = \frac{k \sqrt{Q_1 Q_2} \frac{R_{eq}}{\sqrt{R_1 R_2}}}{(1 + \frac{R_{eq}}{R_2}) + k^2 Q_1 Q_2} \quad (2.14)$$

여기서  $Q_1$ ,  $Q_2$ 는 각각 송신부의 양호도 및 수신부의 양호도이고 식 (2.15), (2.16)으로 각각 정의한다.

$$Q_1 = \frac{\omega_o L_1}{R_1} \quad (2.15)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L_2}{R_2} \quad (2.16)$$

다음으로 효율 식을 도출하기 위해 효율은 식 (2.17)로 나타내어진다.

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_{eq}|I_2|^2}{R_1|I_1|^2 + R_2|I_2|^2 + R_{eq}|I_2|^2} = \frac{R_{eq}}{R_1 \left| \frac{I_1}{I_2} \right|^2 + R_2 + R_{eq}} \quad (2.17)$$

그리고  $z$  파라미터를 가지고 출력 전류에 대한 입력 전류의 관계는 식 (2.18)으로 구할 수 있고 식 (2.18)을 식 (2.17)에 대입하면 식 (2.19)와 같이 도출할 수 있다. 이때 전압이득 식을 구할 때와 같이 식을 간단하기 위해  $\omega_0$ 와  $\omega_{res}$ 가 같다고 가정한다.

$$\frac{I_2}{I_1} = \frac{-z_{21}}{z_{22} + R_{eq}} \quad (2.18)$$

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{R_{eq}}{R_1 \left( \frac{R_2 + R_{eq}}{\omega_0 k \sqrt{L_1 L_2}} \right) + R_2 + R_{eq}} = \frac{k^2 Q_1 Q_2 \frac{R_{eq}}{R_2}}{\left( 1 + \frac{R_{eq}}{R_2} \right)^2 + k^2 Q_1 Q_2 \left( 1 + \frac{R_{eq}}{R_2} \right)} \quad (2.19)$$

다음으로 송수신부 코일의 회로 파라미터  $L_1=L_2$ ,  $C_1=C_2$ ,  $R_1=R_2$ 와 같이 대칭일 경우를 고려하면 전압이득 식 (2.14), 그리고 효율 식 (2.19)는 문헌 [23]과 같이 식 (2.20), (2.21)으로 구할 수 있다. 이때 자기유도형 무선전력전송에서의 성능인자 FOM (Figure of Merit)는 식 (2.22)와 같이 결합계수  $k$ 와 양호도  $Q$ 로 나타내어진다[30], [31].  $r_d$ 는 식 (2.23)으로 정의한 것과 같이 내부저항에 대한 등가 부하저항의 비율로 나타낸다.

$$G_{v,ac} = \frac{FOM \cdot r_d}{FOM^2 + (1 + r_d)} \quad (2.20)$$

$$\eta = \frac{FOM^2 \cdot r_d}{(1 + r_d)^2 + FOM^2 \cdot (1 + r_d)} \quad (2.21)$$

$$FOM = kQ = k \frac{\omega_0 L}{R} \quad (2.22)$$

$$r_d = \frac{R_{eq}}{R} \quad (2.23)$$

이를 통해 회로가 대칭일 경우의 자기유도형 무선전력전송 시스템 효율 및 전압이득 식은 결합계수 및 코일 형상 변화에 대한 영향을 나타내는 성능인자 FOM 그리고 부하저항 변화에 대한 영향을 나타내는  $r_d$ 를 통해 식을 간단하게 구할 수 있고 구한 효율 식 (2.21)은 앞으로 소개할 최적화 알고리즘 적용을 위하여 목적함수 계산을 위해 사용된다.



### 3. 기존 코일설계 방법

#### 3.1 수식 기반 코일설계 방법

##### 3.1.1 Neumann 공식을 이용한 코일설계 방법

문헌 [9]에서는 사각형 코일을 설계하기 위해 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 식 (3.1), (3.2)와 같이 Neumann 공식을 이용하여 코일을 설계한다.

$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} N^2 \oint_{\gamma_1} \oint_{\gamma_2} \frac{dl \cdot dl'}{r} \quad (3.1)$$

$$M = \frac{\mu_0}{4\pi} N_1 N_2 \oint_{\gamma_1} \oint_{\gamma_2} \frac{dl \cdot dl'}{r} \quad (3.2)$$

이 문헌에서는 먼저 초기 설계 제약조건으로 초기 코일 형상 파라미터, 초기 송신부 및 수신부의 권선 면적  $S_{1,0}$  및  $S_{2,0}$ , 최대 동작 주파수  $f_{o,max}$ , 공급 전압  $V_1$ , 부하에 전달되는 최대 전력  $P_{Load}$ , 그리고 목표 부하 전압  $V_{Load}$ , 최대 송신부 및 수신부의 최대 권선  $N_{1max}$ ,  $N_{2max}$  등을 먼저 선정한다. 그다음 초기 코일 형상 파라미터를 통해 식 (3.1), (3.2)를 가지고 한 권선 수로 감은 코일에 대한 인덕턴스 및 상호 인덕턴스를 계산한다. 그리고 앞에서 구한 회로 파라미터를 통해 각 보상회로에 대한 부하에 전달되는 전력  $P_2$ 를 계산하게 되고  $P_2 > P_{Load}$ 가 되면  $P_2 \leq P_{Load}$ 가 될 때까지 동작 주파수  $f_o$ 를 증가시킨다. 또한 전류가 코일에 안전하게 흐를 수 있는지 확인하기 위해 권선에 대한 송신부 및 수신부의 전류 밀도  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ 를 고려하였는데 이때  $\delta_1$ ,  $\delta_2$ 가 초기 권선 면적에 대한 최대 전류 밀도  $\delta_{1max}$ ,  $\delta_{2max}$ 를 넘게 되면 권선 면적을 증가시킨다. 만약 적절한 동작 주파수 및 권선 면적을 찾게 되면 정의한  $N_{1max}$ ,  $N_{2max}$ 까지 설계 과정을 반복한다. 그리고 코일 최적 설계를 위해 표 3.1과 같은 조건들을 제시했고 이를 만족시키면 코일이 최적 설계가 되었다고 보고 설계를 완료한다. 그러나 이 조건들에 맞지 않으면 코일 형상 파라미터를 변경하여 다시 설계 과정을 반복한다.

하지만 이렇게 코일을 설계할 시 복잡한 식을 이용해야 하고 만약 초기 설정한 코일 형상 파라미터가 표 3.1에 부합하지 않을 시 최적 형상 파라미터를 찾기 위해 임의로 다시 파라미터를 변경해야 하므로 최적의 코일 형상 파라미터를 찾기 힘들 수 있는 단점이 있다. 해당 코일설계 흐름도는 그림 3.1와 같이 나타낸다.

표 3.1. 적절한 조합 조건

Table 3.1 Proper combination conditions

$P_2(N_1, N_2) = P_{Load}$
$V_2(N_1, N_2) = V_{Load}$
$f_0(N_1, N_2) \leq f_{0,max}$
$Q_p(N_1, N_2) \geq Q_s(N_1, N_2)$
$\delta_1(N_1, N_2) \leq \delta_{1max}(N_1, N_2)$
$\delta_2(N_1, N_2) \leq \delta_{2max}(N_1, N_2)$

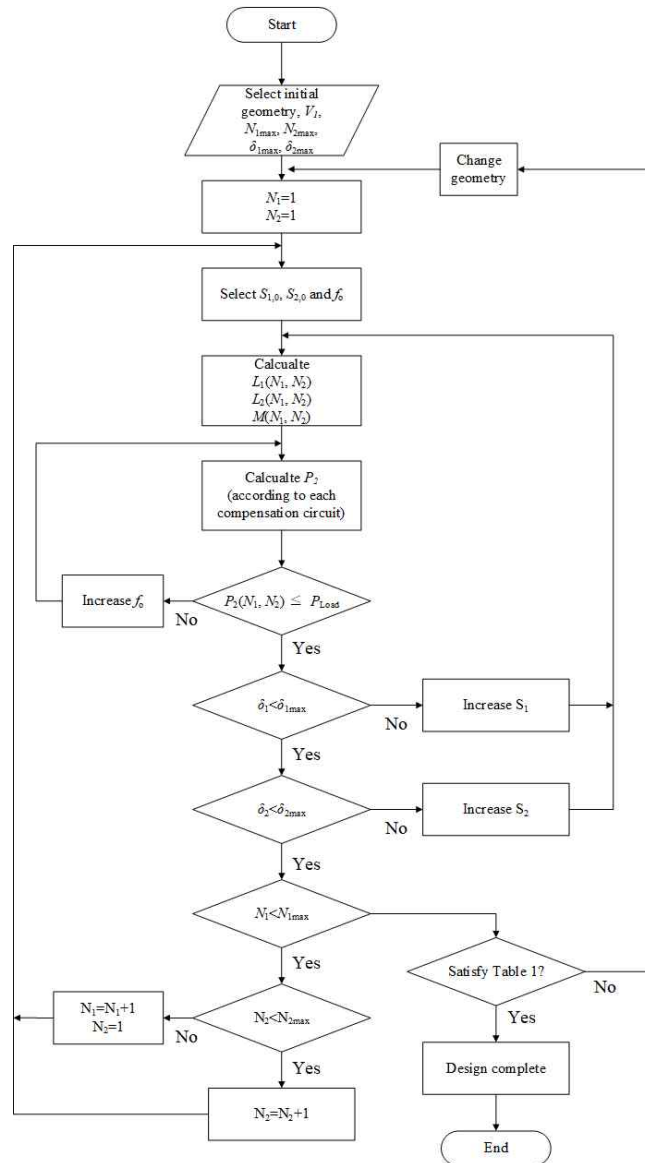


그림 3.1 Neumann 공식을 이용한 코일설계 방법 흐름도

Fig. 3.1 Neumann formula based coil design flow chart

### 3.1.2 Wheeler 공식을 이용한 코일설계 방법

문헌 [10]에서는 코일설계를 위해 그림 3.2에 대한 단층 원형 코일에 대한 인덕턴스를 식 (3.3)와 같이 Wheeler 공식을 이용하여 코일을 설계한다. 여기서  $a$ 와  $c$ 는 식 (3.4)와 같다.

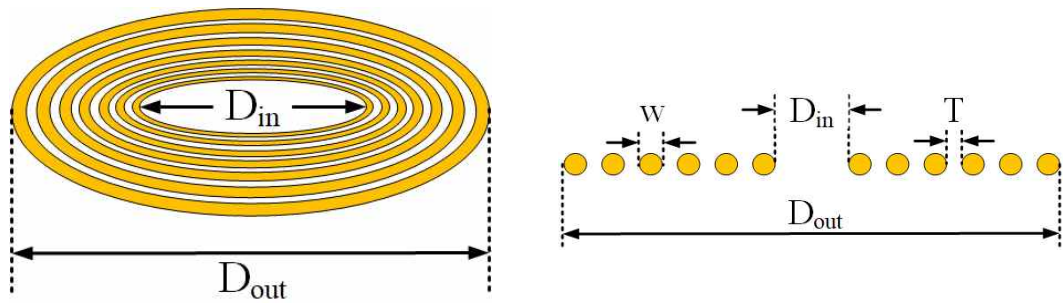
$$L = \frac{a^2 N^2}{8a + 11c} \quad (3.3)$$

$$a = \frac{D_{out} + D_{in}}{4} \quad c = \frac{D_{out} - D_{in}}{2} \quad (3.4)$$

이 문헌에서는 적용 시스템에 대한 인덕턴스 및 상호 인덕턴스 등 최적의 회로 파라미터를 미리 구하여 권선 사이의 길이  $T$ , 권선 직경  $w$ , 그리고 코일 직경  $D_{out}$ 이 값이 정해져 있으면 식 (3.3)으로부터 코일의 내부 직경  $D_{in}$ 을 결정하여 회로 형상 파라미터를 구하였다. 이때  $D_{out}$ 은 주어진 공극 범위에 대한 공칭 공극 길이의 4배의 값을 선정하였다. 또한 목표 상호 인덕턴스를 맞추기 위해 공극을 직접 조절해가면서 LCR 미터로 측정하여 목표 상호 인덕턴스와 근접한 값을 가지는 공극을 정하여 설계를 완료한다. 하지만 이렇게 코일을 설계하게 되면  $D_{in}$ 이 구현할 수 있는 길이가 나올지 예측이 힘들고 상호 인덕턴스도 직접 감은 코일로 공극을 손수 바꿔가며 측정해야 하므로 설계의 번거로움과 주어진 공극 범위 내에 원하는 값을 얻을 수 있을지 확인이 힘든 단점이 존재한다. Wheeler 공식은 Neumann 공식과 달리 경험적으로 구한 공식이기 때문에 단층 원형 코일이 아닌 이상 적용할 수 없는 단점이 있다. 해당 코일설계 흐름도는 그림 3.3과 같이 나타낸다.

### 3.1.3 수식 기반 코일설계의 공통적인 한계

수식 기반 코일설계의 공통적인 한계가 있다. 첫 번째로는 코일 모양이 바뀌면 코일 모양에 대한 인덕턴스 식을 다시 도출하거나 식을 찾아야 한다. Neumann 공식인 식 (3.1)을 보면 알 수 있듯이 식이 적분 형태이기 때문에 코일 모양이 바뀌면 코일 형상 파라미터가 변하게 되어 파라미터에 따라 식을 다시 도출해야한다. 식을 예시로 들자면 문헌[9]에서 그림 3.4와 같은 평면 사각 코일을 식 (3.1)을 통해 인덕턴스 공식을 구하게 되면 식 (3.5)로 구할 수 있다.



(a)

(b)

그림 3.2 단층 원형 코일 (a) 전체 시점 (b) 단면 시점

Fig. 3.2 Single layer circular coi. (a) Full-view (b) Cross-section view

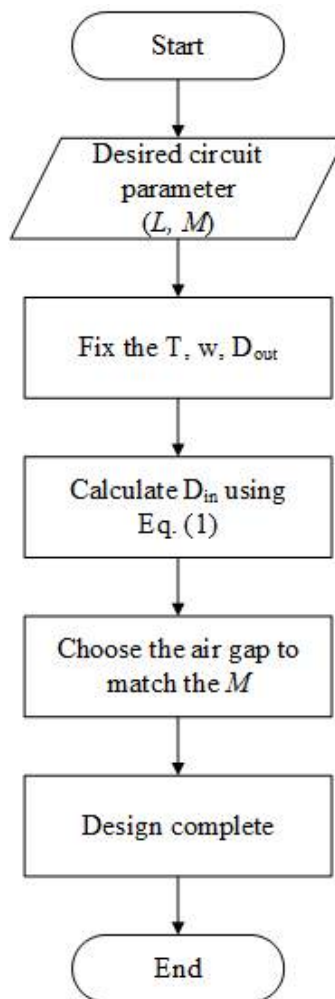


그림 3.3 Wheeler 공식을 이용한 코일설계

Fig. 3.3 Wheeler formula based coil design flowchart

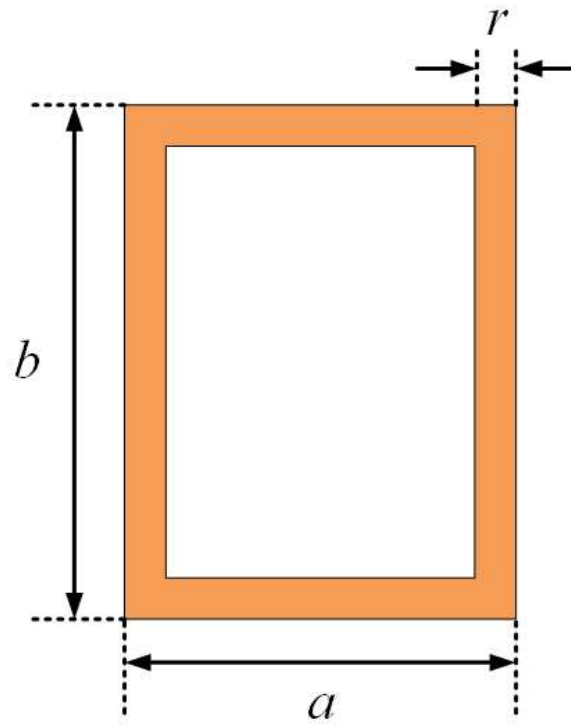


그림 3.4 문헌 [9]에서 고려한 사각형 코일  
 Fig. 3.4 Rectangular coil considered in reference [9]

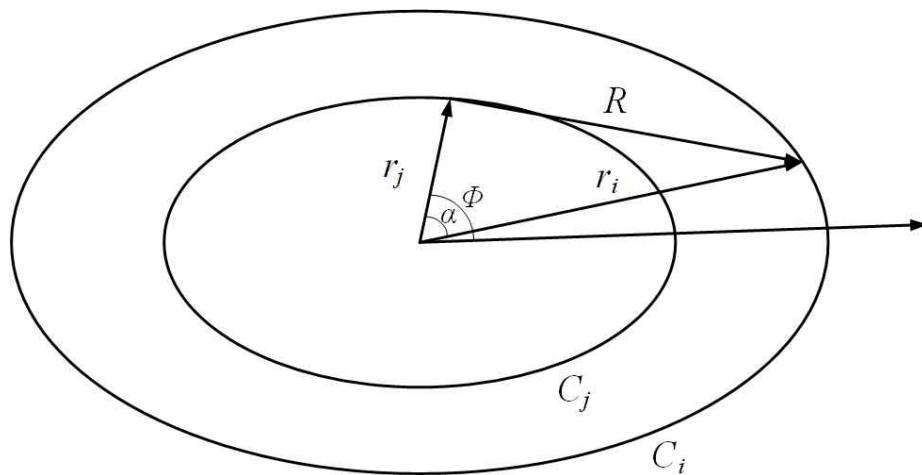


그림 3.5 문헌 [16]에서 고려한 원형 코일  
 Fig. 3.5 Circular coil considered in reference [16]

$$L = \frac{\mu_0}{\pi} N^2 \left[ a \cdot \ln \frac{2ab}{r(a + \sqrt{a^2 + b^2})} + b \cdot \ln \frac{2ab}{r(b + \sqrt{a^2 + b^2})} - 2(a + b - \sqrt{a^2 + b^2}) + 0.25(a + b) \right] \quad (3.5)$$

그리고 문헌 [17]에서는 Neumann 공식을 이용하여 그림 3.5의 단층 원형 코일에 대한 인덕턴스 공식을 식 (3.6)과 같이 도출한다.

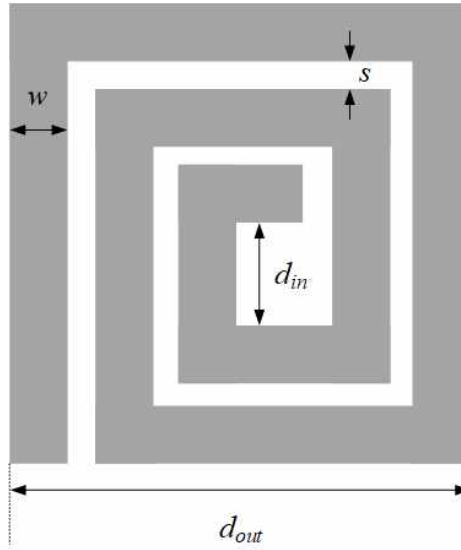
$$L = \frac{\mu_0}{4\pi} \sqrt{\frac{r_i r_j}{2}} \oint_{\Phi=0}^{2\pi} \oint_{\alpha=0}^{2\pi} \frac{\cos \alpha \cdot d\alpha \cdot d\Phi}{\sqrt{\frac{r_i^2 + r_j^2}{2r_i r_j} - \cos \alpha}} \quad (3.6)$$

또한 Wheeler 공식은 문헌 [17]에서 보는 것과 같이 1928년에 먼저 경험 기반으로 단층 원형 코일의 인덕턴스 공식이 소개되었고 식 (3.3)과 같이 구할 수 있다. 이때까지는 오로지 원형 코일에만 적용할 수 있는 식이지만 그 후 1999년에 문헌 [18]를 통해 수정된 Wheeler 공식을 제시하고 식 (3.7)과 같이 식을 구할 수 있다. 표 3.2를 통해  $K_1$ 과  $K_2$  계수를 변경하면 그림 3.6의 정사각형 및 오각형 코일 모양에 대해서 인덕턴스를 구할 수 있다. 여기서  $d_{avg}$ 와  $\rho$ 는 식 (3.8)과 같다.

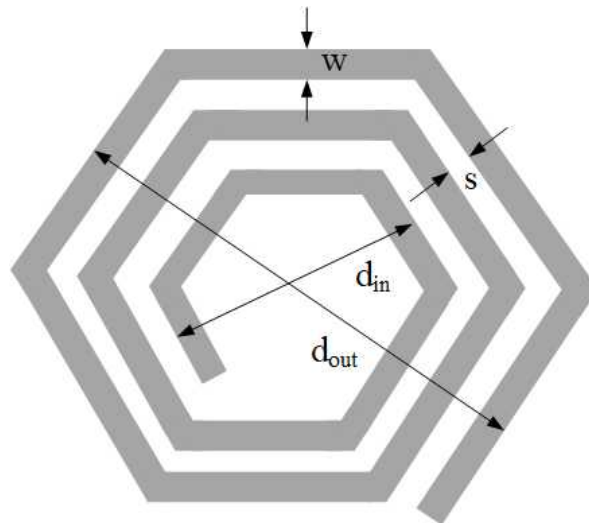
$$L = K_1 \mu_0 \frac{n^2 d_{avg}}{1 + K_2 \rho} \quad (3.7)$$

$$d_{avg} = 0.5(d_{out} + d_{in}) \quad \rho = \frac{d_{out} - d_{in}}{d_{out} + d_{in}} \quad (3.8)$$

식 (3.7)을 보게 되면 식 형태는 같지만, 코일 모양에 따라 계수값을 달리해야 하는 것을 볼 수 있다. 이렇듯 식 (3.3), (3.5)-(3.7)을 통해 코일 모양이 변하게 되면 식을 다시 도출하거나 해당 코일 모양에 대한 공식을 찾아야 하는 것을 알 수 있다. 그리고 최근 자기유도형 무선전력전송에서는 원형 및 사각형 모양 코일뿐만 아니라 DD 코일, Bi-polar 코일, DDQ 코일, Tri-polar 코일 등 새롭고 복잡한 코일 모양이 나오고 있어 해당 코일 모양의 인덕턴스 식을 도출하기 힘들거나 해당 코일 모양의 경험 기반 공식을 찾기 힘든 어려움이 있다.



(a)



(b)

그림 3.6 문헌 [18]에서의 코일 모양 (a) 정사각형 코일 (b) 오각형 코일  
 Fig. 3.6 Coil shape for reference [18] (a) Square coil (b) Octagonal coil

표 3.2 수정된 Wheeler 공식에 대한 계수값

Table 3.2 Coefficients for modified Wheeler expression

Layout	$K_1$	$K_2$
Square	2.34	2.75
Octagonal	2.25	3.55

두 번째로 코일과 페라이트 코어를 결합하게 되면 Neumann 공식과 Wheeler 공식을 적용하기 힘들어진다. 자기유도형 무선전력전송에서 인덕턴스 및 결합계수를 강화하기 위해 코일과 페라이트 코어를 결합하는 경우가 많다. 위에서 구한 식들은 페라이트 코어를 결합하지 않고 공기 중에 있는 코일에 대해서 도출한 인덕턴스 공식이다. 그렇기 때문에 코일과 페라이트 코어를 결합하게 되면 인덕턴스값이 달라지기 때문에 위의 인덕턴스 식들을 사용할 수 없는 단점이 있다. 이를 증명하기 위해서 Wheeler 공식을 이용하여 그림 3.2와 같은 단층 원형 코일을 예시로 든다. 이때  $D_{out}$ 은 200mm,  $D_{in}$ 는 100mm, 권선 사이의 거리  $T$ 는 0mm, 권선 직경  $w$ 는 1mm로 두었고 이때 권선 수  $N$ 은 50으로 구할 수 있다. 이러한 정보를 가지고 식 (3.3)으로 구한 인덕턴스, 유한요소해석으로 구한 페라이트 코어가 결합하지 않는 코일의 인덕턴스, 유한요소해석으로 구한 페라이트 코어를 결합한 코일의 인덕턴스 각 세 가지로 나누어 인덕턴스를 비교하였고 결과는 표 3.3와 같다. 이때 유한요소해석을 위해 Ansys Maxwell에서 그림 3.7과 같이 모델링 시간을 단축하기 위하여 단일 권선 모양의 코일을 구성하고 Ansys Maxwell에서는 단일 권선 모양 코일이라도 권선 수를 고려할 수 있는 후처리 기능이 있어 이 기능을 통해 인덕턴스를 구한다. 그 결과 식 (3.3)으로 구한 인덕턴스와 유한요소해석에서 페라이트가 결합하지 않는 코일의 인덕턴스를 구한 값은 약간의 오차가 있지만 유사한 값을 가지고 있는 것을 보였고 페라이트 코어를 결합한 코일의 인덕턴스는 앞의 두 가지 경우의 값과 다른 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 코일에 페라이트 코어가 결합하게 되면 수식을 이용한 코일설계 방법을 적용하기 힘든 것을 알 수 있다.



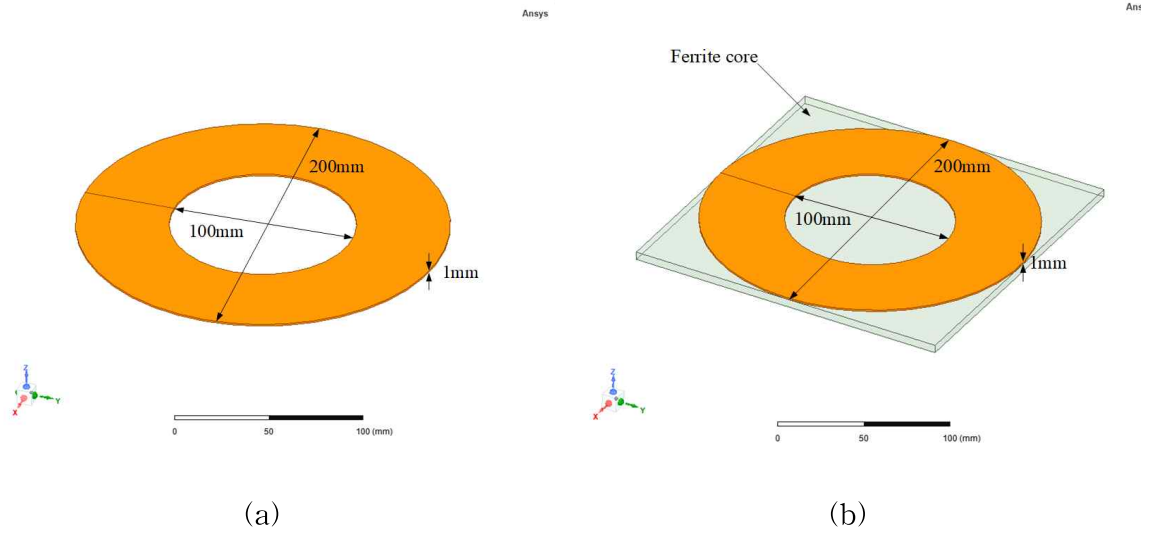


그림 3.7 결과 비교를 위한 Ansys Maxwell 코일 모델링 (a) 페라이트 코어가 결합하지 않는 코일 (b) 페라이트 코어가 결합한 코일

Fig. 3.7 Coil modeling in Ansys Maxwell (a) Coil not combined with the ferrite core (b) Coil combined with the ferrite core

표 3.3 인덕턴스 계산 결과

Table 3.3 Inductance calculation results

Case	Eq. (3.3)	Coil not combined with the ferrite core (FEM result)	Coil combined with the ferrite core (FEM result)
Inductance[ $\mu\text{H}$ ]	481.42	475.79	891.72

### 3.2 유한요소해석(FEA)을 이용한 코일설계 방법

유한요소해석(FEA)을 이용하게 되면 다양한 코일 형상에 대해 인덕턴스를 도출할 수 있고 페라이트 코어를 포함한 코일 분석도 가능하다는 장점이 있다. 문헌 [12]에서 단일 권선 코일을 가지고 FEA를 이용한 코일설계 방법을 자세하게 설명하고 있다. 문헌 [12]에 따르면 단일 권선 인덕턴스를 구하고 코일의 권선 수를 구할 수 있으면 식 (3.9), (3.10)를 통해서 권선 수를 고려한 총 인덕턴스를 구할 수 있다. 또한 상호 인덕턴스도 식 (3.11)을 가지고 구할 수 있다.

$$L_{Tx} = N_{Tx}^2 L_{Tx0} \quad (3.9)$$

$$L_{Rx} = N_{Rx}^2 L_{Rx0} \quad (3.10)$$

$$M = N_{Tx} N_{Rx} M_0 \quad (3.11)$$

여기서  $N_{Tx}$ 와  $N_{Rx}$ 은 송신부 및 수신부 코일의 권선 수, 그리고  $L_{Tx0}$ 와  $L_{Rx0}$ 는 송신부 및 수신부의 단일 권선에 대한 인덕턴스,  $L_{Tx}$ 와  $L_{Rx}$ 는 권선 수를 고려한 총 인덕턴스,  $M_0$ 는 단일 권선에 대한 상호 인덕턴스,  $M$ 은 권선 수를 고려한 상호 인덕턴스이다. 그리고 식 (3.12)을 통해 식 (3.9)-(3.11)을 대입하면 식 (3.13)과 같이 구할 수 있다.

$$M = k \sqrt{L_{Tx} L_{Rx}} \quad (3.12)$$

$$k = \frac{N_{Tx} N_{Rx} M_0}{N_{Tx} N_{Rx} \sqrt{L_{Tx0} L_{Rx0}}} = \frac{M_0}{\sqrt{L_{Tx0} L_{Rx0}}} \quad (3.13)$$

이를 통해 단일 권선 코일을 FEA로 구한 결합계수는 권선 수를 고려한 결합계수와 같다는 것을 알 수 있다. 그리고 문제를 간단하게 하기 위해 포피효과 및 근접효과가 없다는 가정하에 권선 수에 대한 내부저항 식을 세우게 되면 권선의 내부저항은 식 (3.14), (3.15)과 같이 구할 수 있다[19]. 식 (3.14), (3.15) 증명은 부록 A에 남겨두었다.

$$R_{Tx} = N_{Tx}^2 R_{Tx0} \quad (3.14)$$

$$R_{Rx} = N_{Rx}^2 R_{Rx0} \quad (3.15)$$

여기서  $R_{Tx0}$ ,  $R_{Rx0}$ 는 송신부 및 수신부의 단일 권선에 대한 내부저항이고  $R_{Tx}$ ,  $R_{Rx}$ 은 송신부 및 수신부의 권선 수를 고려한 총 내부저항이다. 식 (3.9), (3.10), (3.14), (3.15)을 가지고 송신부 양호도  $Q_1$  수신부 양호도  $Q_2$ 를 식 (3.16), (3.17)와 같이 구할 수 있다.

$$Q_1 = \frac{\omega_o L_{Tx}}{R_{Tx}} = \frac{\omega_o N_{Tx}^2 L_{Tx0}}{N_{Tx}^2 R_{Tx0}} = \frac{\omega_o L_{Tx0}}{R_{Tx0}} \quad (3.16)$$

$$Q_2 = \frac{\omega_o L_{Rx}}{R_{Rx}} = \frac{\omega_o N_{Rx}^2 L_{Rx0}}{N_{Rx}^2 R_{Rx0}} = \frac{\omega_o L_{Rx0}}{R_{Rx0}} \quad (3.17)$$

[12]에서 직렬-직렬 보상회로를 이용하였고 해당 보상회로에서 최적 부하저항 식 (3.18)에 대한 최대 효율 식은 (3.19)으로 나타낸다[27]-[30]. 식 (3.19)을 통해 성능 지수 FOM (Figure of Merit)을 식 (3.20)으로 정의하였고 효율을 최대가 되는 지점을 찾기 위해 FOM이 최대가 되는 지점을 찾는다.

$$R_{eq,opt} = R_{Rx} \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2} \quad (3.18)$$

$$\eta_{max} = \frac{k^2 Q_1 Q_2}{1 + \sqrt{1 + k^2 Q_1 Q_2}} \quad (3.19)$$

$$FOM \equiv kQ = k^2 Q_1 Q_2 \quad (3.20)$$

설계 방법을 요약하자면 1) 코일의 외경 반지름  $R_{out}$ 을 변화시키며 성능 지수 FOM이 최대가 되는 지점을 찾는다. 2) 코일의 내경 반지름  $R_{in}$ 을 변화시키며 FOM이 최대가 되는 지점을 찾는다. 3) 두께  $t_w$ 를 변화시키며 FOM이 최대가 되는 길이를 결정한다. 이를 요약하여 그림 3.4에 간략화한 코일설계 흐름도를 나타낸다.

이러한 FEA 기반 코일설계 방법은 코일 내부저항의 표면효과 및 근접효과를 무시하였고 각 형상 파라미터에 대해 1차원 최적화를 통해 높은 FOM 지점을 찾았기 때문에 높은 효율을 내는 정확한 코일 형상 파라미터 지점을 찾기 힘들다. 뿐만 아니라 코

일의 형상 파라미터 스윙 시 스텝 사이즈를 작게 두고 스윙을 하여야 하므로 FEA 실행 횟수가 많아져 코일설계 시 최적의 코일 형상 파라미터 추출 시간이 오래 걸리는 단점이 존재하게 된다. 따라서 본 논문에서는 FEA 기반 코일설계 단점을 해결하기 위해 FEA 코일 내부저항의 정확성을 높이는 코일 모델링 및 최적화 알고리즘을 적용하여 2차원으로 탐색으로 코일 효율이 최대가 되는 코일 형상 파라미터 지점을 찾고 FEA 실행 횟수를 감소시켜 빠른 코일설계 방법을 제안한다.

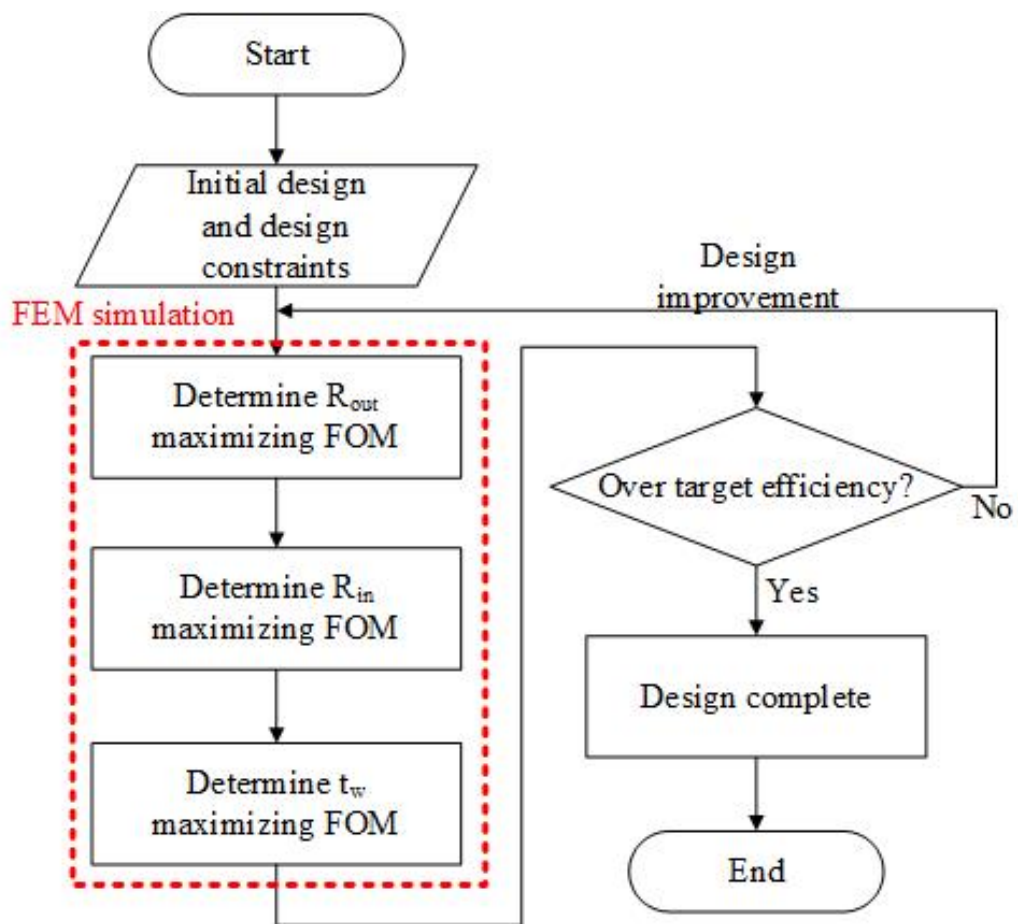


그림. 3.8 간단화한 유한요소해석을 이용한 코일설계 흐름도

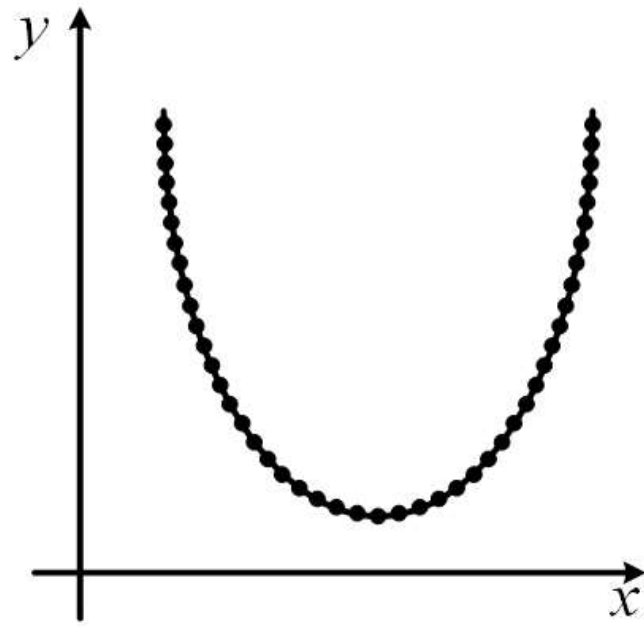
Fig. 3.8 Simplified FEM-based coil design flowchart

## 4. 제안하는 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법

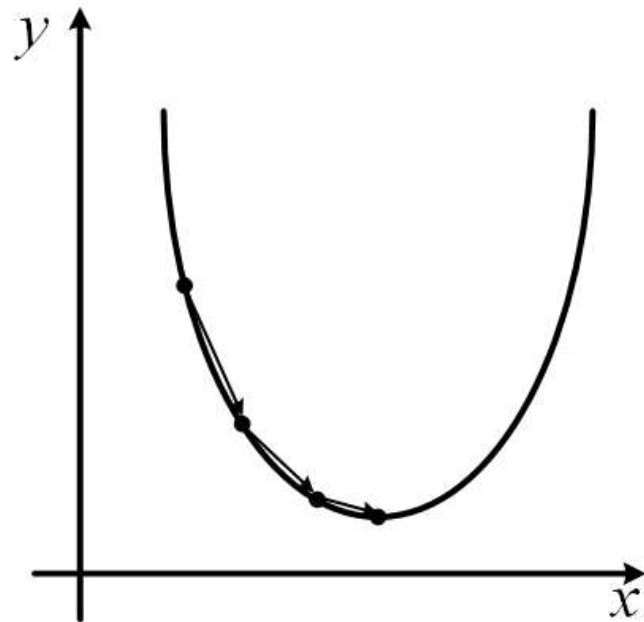
### 4.1 제안하는 코일설계 방법 개요 및 필요성

어떠한 함수의 최솟값 또는 최댓값을 쉽게 찾는 방법은 그림 4.1(a)와 같이 함수에 대한 변수 값을 넣고 나온 값들 중 최솟값 또는 최댓값을 찾으면 된다. 하지만 함수가 복잡해지거나 넓은 범위에 대한 문제에서는 해당 문제에 대한 최솟값 또는 최댓값을 찾기에 많은 시간이 걸리게 된다. 그래서 이를 해결하기 위해 최적화 알고리즘을 적용하게 되면서 모든 변수 값들에 대해서 평가하지 않아도 그림 4.1(b)와 같이 알고리즘에 의해서 몇 가지 지점만 해석함으로써 빠르게 최적의 해를 구할 수 있다.

이러한 배경을 통해서 3.2절에서 소개한 FEA를 이용한 코일설계 방법은 모든 변수 값을 넣고 나온 값들 중 목적함수의 최적값을 찾는 문제로 볼 수 있다. 하지만 FEA를 이용하게 되면 코일 해석을 위한 시뮬레이션 시간 때문에 수식으로 구하는 것보다 문제 해석 시간이 오래 걸리기 때문에 모든 파라미터 값들을 고려하게 되면 코일설계 시간이 오래 걸리게 된다. 또한 기존 FEA 코일설계 방법에서 설계에 필요한 모든 변수에 대해서 각각 1차원으로 데이터를 해석하게 되므로 최적의 해를 판단하기에 적절하지 않는 단점이 존재한다. 이러한 문제점들을 통해서 최적화 알고리즘을 적용하여 모든 변수의 값들을 평가하는 것이 아닌 알고리즘을 통해 몇 가지 지점만 계산하여 최적의 코일 형상 파라미터 값을 구할 수 있게 되면 FEA 실행 횟수가 줄어 코일설계 시간이 줄어들 뿐만 아니라 코일설계를 위한 파라미터를 2차원 또는 다차원으로 해석이 가능하게 되어 적절한 최적의 코일 형상 파라미터 값을 구할 수 있을 것이다.



(a)



(b)

그림 4.1 제안하는 코일설계 방법 착안점 이해를 위한 그림 (a) 최적화 알고리즘 적용 안 하고 최적해를 찾을 때 (b) 최적화 알고리즘을 적용하여 최적해를 찾을 때

Fig. 4.1 Figure for understanding the proposed coil design method (a) When finding the optimal solution without applying the optimization algorithm (b) When finding the optimal solution by applying the optimization algorithm

## 4.2 Ansys Maxwell에서의 코일 모델링

유한요소해석 기반 코일설계 방법을 위해 먼저 유한요소해석 프로그램에 자기유도형 무선전력전송에 들어가는 코일을 모델링해야한다. 그림 4.2 (a)와 같이 Ansys Maxwell에서 실제 코일 권선을 고려하여 코일을 모델링하게 되면 도선 간 간격, 권선 수, 그리고 권선 수에 따른 코일 반지름 증가량 등 수많은 파라미터를 고려하기 때문에 많은 그래픽 계산으로 인하여 하나의 코일을 생성할 때 많은 시간이 걸리게 되고 또한 코일 형상 파라미터를 스위칭하기 어려운 모델링 방법이다. 이를 해결하기 위해 문헌 [12]와 Ansys Maxwell 예제 파일에서 자기유도형 무선전력전송 코일을 모델링하기 위해 그림 4.2 (b)의 Ansys Maxwell 무선전력전송 데모 파일에 있는 코일 모델링과 같이 단일 권선 코일을 생성하여 코일을 해석하는 방법을 제시하고 있다. 이를 이용하게 되면 단순 벌크 형태의 코일을 생성하기 때문에 많은 그래픽 계산을 요구하지 않아 코일 생성시간이 오래 걸리지 않고 코일 형상 파라미터 스위칭도 가능하다. 이러한 이유로 본 논문에서 그림 4.2 (b)와 같이 유한요소해석을 위해 단일 권선 코일로 모델링을 하였다.

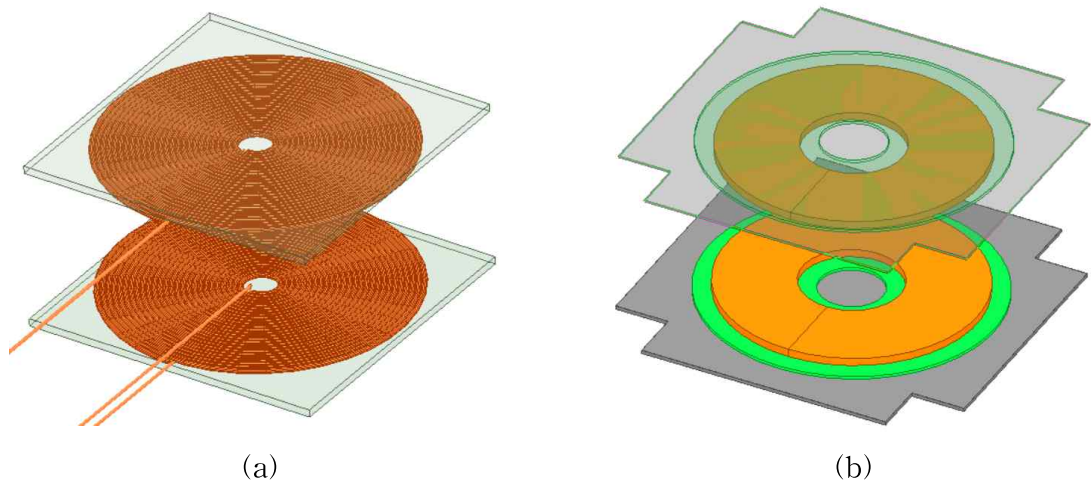
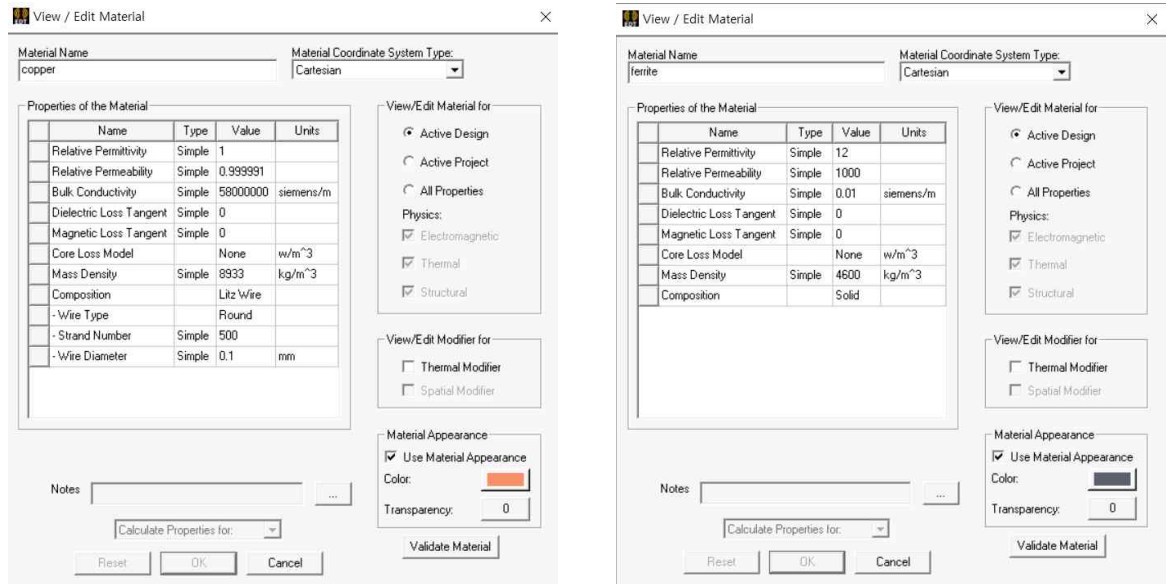


그림 4.2 Ansys Maxwell의 코일 모델링 (a) 실제 권선을 고려한 코일 모델링 (b)

Ansys Maxwell 예제파일에서의 단일 권선 코일 모델링

Fig. 4.2 Coil modeling in Ansys Maxwell (a) Coil modeling considering actual winding (b) Single-turn coil modeling in Ansys Maxwell demo file

다음으로 필요한 경우 그림 4.3 (a), (b)와 같이 코일을 디자인하기 위해 구리 및 페라이트 코어 정보를 수정해서 넣는다. 구리에서는 Litz wire를 사용하게 될 경우 Litz wire 안에 각 구리 가닥에 대한 지름 및 구리 가닥 수를 입력하고 페라이트 코어는 사용할 코어의 비투자율과 같은 필요한 정보를 입력한다.



(a)

(b)

그림 4.3. Ansys Maxwell에서의 물질 정보 편집 (a) 구리 정보 편집 창 (b) 페라이트 코어 편집 창

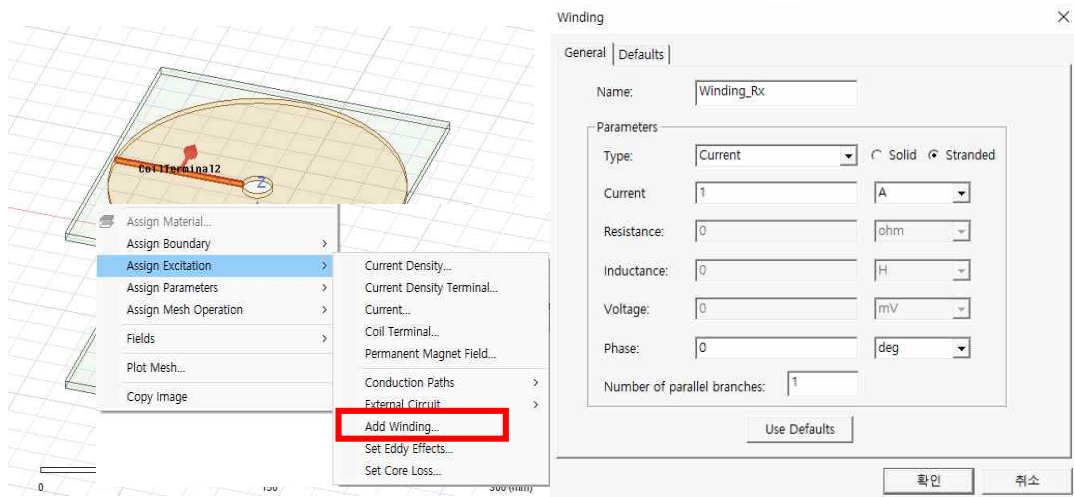
Fig. 4.3 Material information edit in Ansys Maxwell (a) Copper information edit window (b) Ferrite core edit window

문헌 [12]에서 인덕턴스 및 저항은 권선 수를 알 수 있다면 식 (3.9), (3.10), (3.14), (3.15)을 통해 단일 권선으로 구한 값을 가지고 권선 수를 고려한 인덕턴스 및 저항을 구할 수 있다. 하지만 인덕턴스는 비교적 정확하게 구할 수 있지만 저항은 표피효과 및 근접효과를 무시한다고 가정하였기에 주파수가 높아질수록 실제 코일에서의 저항 값과 비교하면 큰 오차가 발생할 수 있다. 이로 인하여 최적 코일설계 시 잘못된 결과를 낼 수 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 Ansys Maxwell에서 제공하는 'Winding' 기능을 이용하여 유한요소해석으로 구한 저항의 정확성을 높이는 방법을 소개하고자 한다.

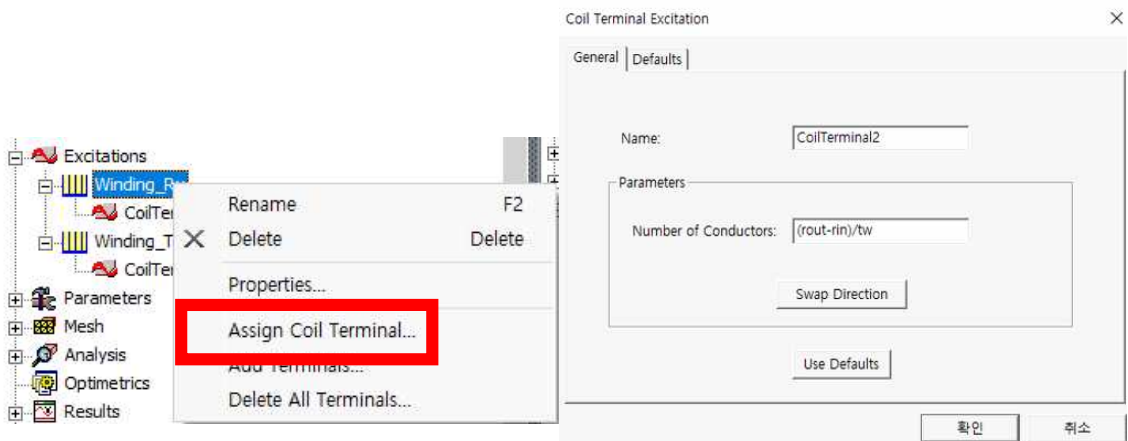
먼저 그림 4.4 (a)와 같이 각 송수신부 코일 단면에 'Add Winding'을 정의하게 되면 코일 단면에 하나 이상의 전류 또는 전압 권선을 정의할 수 있고 Winding에서



‘Assign Coil Terminal’을 통해 그림 4.4 (b)와 같이 선택된 단면에 도체 수를 정의할 수 있다. 이러한 설정을 통해 FEA로 구하는 저항을 비교적 정확한 값을 얻을 수 있어 코일 최적 설계 시 정확성을 높일 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.4 단일 권선 코일에서의 ‘Winding’ 기능 설정 (a) 코일 단면적에 Winding 설정 (b) 구리 단면적의 도체 수 설정

Fig. 4.4 Setting the ‘Winding’ function on a single-turn coil (a) Setting the winding in copper section area (b) Setting the number of conductors in the copper section area

### 4.3 MATLAB과 Ansys Maxwell 연동 방법

3장 기존 코일설계 방법에서 설명한 것과 같이 수식 기반으로 코일을 설계하게 되면 코일 형상이 다른 경우 인덕턴스 식을 코일 형상에 따라 다시 도출하거나 페라이트 코어가 결합하게 되면 인덕턴스 식을 사용할 수 없는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 FEA 프로그램을 이용하여 코일을 설계하는 연구가 있다. 본 논문에서도 FEA 프로그램을 이용하여 코일을 설계하지만 본 논문은 최적화 알고리즘을 적용하여 코일을 설계하기 때문에 최적화 알고리즘을 구현한 MATLAB에서 유한요소해석 프로그램을 불러 코일 해석 및 해석 결과를 다시 MATLAB으로 가져와 계산하여 알고리즘을 돌려야 한다. 이를 구현하기 위해서 본 논문에서는 MATLAB과 유한요소해석 프로그램을 연동하여 두 프로그램 간 자동으로 데이터를 주고받을 수 있도록 하고 이 장에서 두 프로그램 간 연동하는 방법을 소개한다.

#### 4.3.1 Ansys Maxwell 스크립트

Ansys Maxwell에서 반복되는 동작을 빠르고 효과적으로 해줄 수 있게 스크립트 기능을 지원한다. Ansys Maxwell에서 기본적으로 1) Visual Basic 2) IronPython 크게 이 두 가지 언어를 제공한다. 하지만 스크립트를 실행하기 위한 언어로 JavaScript도 지원을 하고 또한 마이크로소프트 COM (Component object model)을 제공하는 어떠한 언어라도 스크립트로 사용할 수 있다[26].

해당 스크립트를 작성하기 위해서 따로 Ansys Maxwell에서 제공하는 스크립트 메뉴얼을 일일이 찾을 필요가 없다. 그림 4.5와 같이 Ansys Maxwell 상단의 Automation 탭에 “Record Script”를 이용하여 Ansys Maxwell에서 우리가 원하는 기능을 수행하게 되면 스크립트 형태로 그림 4.6과 같이 Visual Basic이나 IronPython으로 기록하여 원하는 기능을 쉽게 스크립트를 얻을 수 있다.



그림 4.5 Ansys Maxwell에서의 스크립트에 대한 편리 기능

Fig. 4.5 Convenient functions for scripts in Ansys Maxwell

```
Dim oAnsoftApp
Dim oDesktop
Dim oProject
Dim oDesign
Dim oEditor
Dim oModule
Set oAnsoftApp = CreateObject("Ansoft.ElectronicsDesktop")
Set oDesktop = oAnsoftApp.GetAppDesktop()
Set oProject = oDesktop.SetActiveProject("Project1")
Set oDesign = oProject.SetActiveDesign("Maxwell3DDesign1")
Set oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")
Set oModule = oDesign.GetModule("BoundarySetup")
```

(a)

```
import ScriptEnv
ScriptEnv.Initialize("Ansoft.ElectronicsDesktop")
oDesktop.RestoreWindow()
oProject = oDesktop.SetActiveProject("Project1")
oDesign = oProject.SetActiveDesign("Maxwell3DDesign1")
oEditor = oDesign.SetActiveEditor("3D Modeler")
oModule = oDesign.GetModule("BoundarySetup")
```

(b)

그림 4.6 스크립트 기록 기능 결과 (a) Visual Basic으로 기록했을 때 (b) IronPython으로 기록했을 때

Fig. 4.6 “Record script” function results (a) In Visual Basic (b) In IronPython

기록한 스크립트를 보면 규칙적인 변수들을 볼 수 있다. 이는 스크립트를 실행하기 위하여 지켜야하는 변수 계층 구조로 원하는 스크립트 기능을 사용하기 위해 각 계층의 기능과 그림 4.7과 같이 변수 계층 관계를 이해해야 한다[26].

#### 1) oAnsoftApp

oAnsoftApp에 선언된 명령어를 통해 Visual Basic이나 IronPython 등 프로그램 언어들에서 COM 서버를 생성하여 Ansys Maxwell을 연동한다. 이때 COM 서버를 연동하기 위한 서버 이름은 'Ansoft.ElectronicsDesktop' 또는 'AnsoftMaxwell.MaxwellScript' 이 두 가지 사용할 수 있다.

#### 2) oDesktop

oDesktop에 선언된 명령어는 Ansys Maxwell 상단의 Desktop 메뉴에 있는 객체 및 프로젝트 관리 작업공간에 대한 동작을 수행하기 위해 사용한다.

#### 3) oProject

oProject에 선언된 명령어는 프로젝트 관리자에 있는 프로젝트 창 관리에 대한 기능들을 사용할 수 있다.

#### 4) oDesign

oDesign에 선언된 명령어는 프로젝트의 디자인 파일과 관련된 기능들을 사용할 수 있게 한다. 예를 들면 물체를 생성하거나 편집할 수 있는 창을 생성하거나 이미 열려 있는 디자인 창을 대응하게 하고 디자인을 해석하는 기능을 사용할 수 있다.

#### 5) oEditor

oEditor은 디자인 작업공간에 물체를 편집하거나 생성하는 기능을 수행할 수 있는 스크립트를 사용할 수 있다.

#### 6) oModule

oModule은 Ansys Maxwell에서 제공하는 설정 모듈을 사용할 수 있다. 예를 들면 Boundary, Excitations, Analysis, Mesh 등 모듈의 기능을 사용할 수 있다.

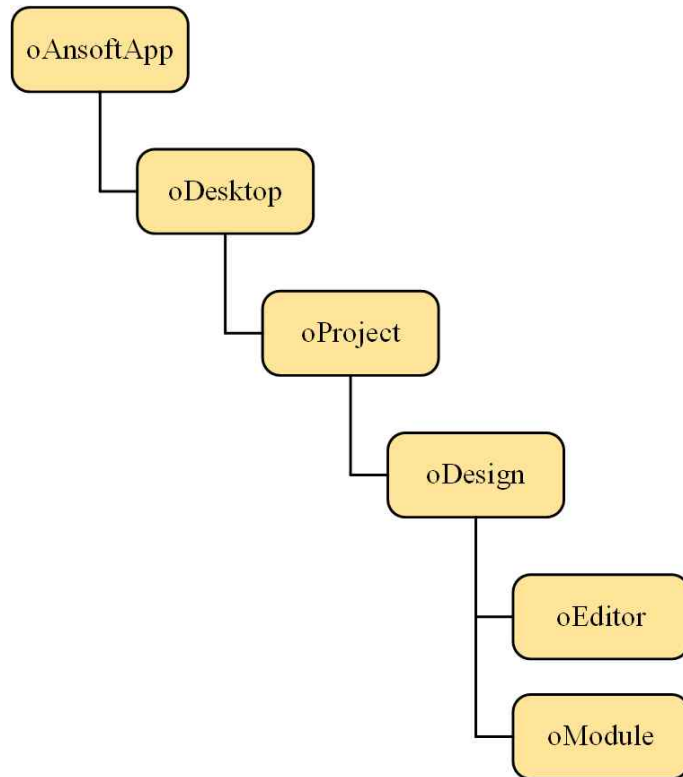


그림 4.7 Ansys Maxwell 스크립트에서의 변수 계층 관계[26].

Fig. 4.7 Variables hierachy relationships in Ansys Maxwel scripts[26].

### 4.3.2 MATLAB에서의 스크립트 작성

Ansys Maxwell과 연동하기 위해 MATLAB을 이용하였다. MATLAB은 공학수치해석을 위해 많은 유용한 함수를 가지고 있고 MATLAB을 이용한 많은 최적화 알고리즘 코드를 많이 공유하고 있어 최적화 알고리즘을 구현을 위해 유용한 프로그램이다. 또한 MATLAB에서는 COM 서버를 생성하기 위한 함수를 제공하고 있기 때문에 Ansys Maxwell 스크립트를 이용할 수 있다.

MATLAB을 이용한 스크립트 작성 예시를 위해 그림 4.8와 같이 코일 내경 반지름 값을 변경하는 것을 예제로 들었다. 해당 예제를 위해 이미 만들어진 코일 모델링에서 “Record Script”를 통해 코일 내경 반지름을 변경하는 방법을 기록하게 되면 그림 4.9과 같이 Visual Basic을 통해 기록하였다. 그림 4.9의 Visual Basic 스크립트를 MATLAB 코드로 변환해야 하며 아래와 같은 규칙을 통해 변경하게 되면 MATLAB을 통해 스크립트가 동작할 수 있게 된다[26].

#### - Visual Basic 스크립트를 MATLAB 코드 변환 규칙

1) Visual Basic의 CreateObject 함수를 MATLAB에서 제공하는 actxserver()로 변경

2) Set 명령어 제거 및 큰따옴표 “를 작은 따옴표 ‘로 변경

```
Set oAnsoftApp = CreateObject(“Ansoft.ElectronicsDesktop”)
```

```
→ oAnsoftApp = actxserver(‘Ansoft.ElectronicsDesktop’);
```

3) 명령어를 invoke 함수를 이용하여 선언, Array 삭제 및 Array 다음의 소괄호 ()를 중괄호 {}로 변경

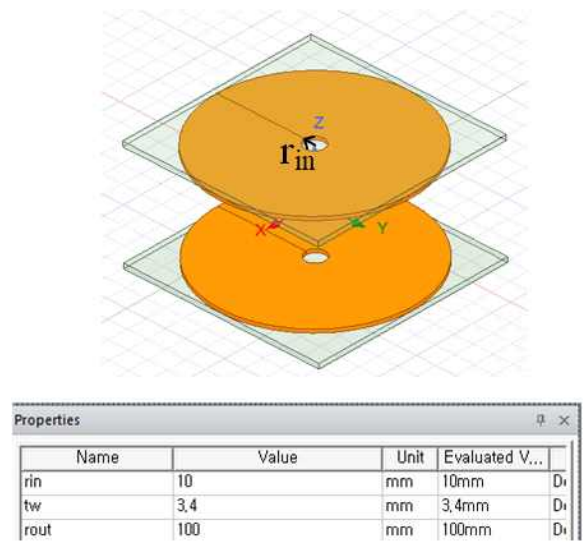
```
oDesign.ChangeProperty Array(“NAME:AllTabs” ... →
```

```
invoke(oDesign, ‘ChangeProperty’, {‘NAME:AllTabs’ ...
```

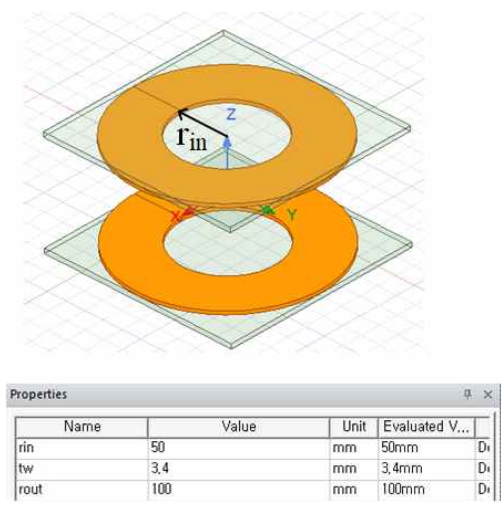
4) 스크립트 종료 명령어 선언

```
Delete(oAnsoftApp);
```

이러한 규칙을 통해 MATLAB 코드로 작성하게 되면 그림 4.10과 같이 작성할 수 있고 코드 마지막 줄에 10mm를 50mm로 작성하면 그림 4.8 (b)와 같이 코일 내경 반지름  $r_{in}$ 을 10mm에서 50mm로 바꿀 수 있다.



(a)



(b)

그림 4.8 MATLAB 스크립트 작성을 위한 코일 예시 (a) 코일 내경 반지름  $r_{in} = 10\text{mm}$ 일 때 (b) 코일 내경 반지름  $r_{in} = 50\text{mm}$  일 때

Fig. 4.8 Example coil for writing a MATLAB script (a) Coil inner radius  $r_{in} = 10\text{mm}$  (b) Coil inner radius  $r_{in} = 50\text{mm}$

```

Dim oAnsoftApp
Dim oDesktop
Dim oProject
Dim oDesign
Dim oEditor
Dim oModule
Set oAnsoftApp = CreateObject("Ansoft.ElectronicsDesktop")
Set oDesktop = oAnsoftApp.GetAppDesktop()
oDesktop.RestoreWindow
Set oProject = oDesktop.SetActiveProject("Project2")
Set oDesign = oProject.SetActiveDesign("Maxwell3DDesign1")
oDesign.ChangeProperty Array("NAME:AllTabs", Array("NAME:LocalVariableTab", Array("NAME:PropServers", _
"LocalVariables"), Array("NAME:ChangedProps", Array("NAME:rin", "Value=", "10mm"))))

```

그림 4.9 코일 내경 반지름 변경 동작을 기록한 Visual Basic 스크립트

Fig. 4.9 Visual Basic script recording coil inner radius change

```

clear all; clc;

% Interface the Ansys with Matlab
oAnsoftApp = actxserver('Ansoft.ElectronicsDesktop');
oDesktop = oAnsoftApp.GetAppDesktop();
oDesktop.RestoreWindow

oProject = oDesktop.SetActiveProject('Project1');
oDesign = oProject.SetActiveDesign('Maxwell3Design1');

invoke(oDesign, 'ChangeProperty', ...
    {'NAME:AllTabs', {'NAME:LocalVariableTab', {'NAME:PropServers', 'LocalVariables'}, ...
    {'NAME:ChangedProps', {'NAME:rin', 'Value=', '50mm'}}}});

```

그림 4.10 MATLAB 코드로 변환한 스크립트 코드

Fig. 4.10 Script code converted to MATLAB code



## 4.4 스캔 앤 줌

제안하는 코일설계 방법을 소개하기 전 본 논문에 적용한 최적화 알고리즘 원리를 이 절에서 설명한다. 기존 FEA 기반 코일설계의 FEA 실행 횟수를 줄이기 위해 최적화 알고리즘을 적용한다. 하지만 최적화 알고리즘을 적용하기 위해서는 목적함수가 필요한데 FEA를 이용하게 되면 목적함수가 수식으로 나타내기 힘들다. 그렇기에 경사 기반 최적화를 적용하기 힘들어 본 논문에서는 탐색 기반 최적화 중 하나인 스캔 앤 줌을 적용하고 또한 미분을 사용하지 않기 때문에 구현이 간단하다. 스캔 앤 줌 알고리즘은 최적값을 찾기 위해 각 단계마다 최적값을 찾게 되고 다음 단계로 넘어갈 때 최적값 중심으로 탐색 구역을 좁혀나가면서 최적값을 찾아낸다. 종료 조건으로 1) 이전 단계의 최적값과 현 단계의 최적값 차이가 허용오차 이내의 경우 또는 2) 탐색 지점 수 사이의 거리가 허용 분해능 이내일 경우 이 두 가지 중 하나를 만족하면 알고리즘을 종료한다. 아래는 스캔 앤 줌 알고리즘에 대해서 자세하게 설명한다.

### - 스캔 앤 줌 알고리즘

**Step 1)** 식 (4.1)과 같이 최적화 문제를 정의한다.

$$\begin{aligned} & \max/\min f(X) \\ & s.t \quad a \leq x_1 \leq b; \quad c \leq x_2 \leq d; \quad \dots \quad y \leq x_n \leq z; \end{aligned} \tag{4.1}$$

**Step 2)** 탐색 구역 스캔을 위해 중심점  $X_{ci}$ 을 선택하고 중심점  $X_{ci}$ 에서  $\pm \Delta X_i$ 만큼 탐색 범위를 지정한다.

**Step 3)** 단계 수 (number of levels; nL) 그리고 탐색 지점 수 (number of points; nP)를 정한다.

**Step 4)** 각  $i$ 번째 단계에서 해당 단계의 탐색 범위에서 탐색 지점 수만큼 스캔하고 구한 모든 해를 저장하고 해당 단계에서의 최적해  $f_{i,opt}(X_{i,opt})$  및 최적해의 위치  $X_{i,opt}$ 을 구한다.

**Step 5)** 아래와 같이 계산한다.

$$\Delta f_1 = |f_{i,opt}(X_{i,opt}) - f_{i-1}(X_{i-1,opt})|$$

if  $\Delta f_1 \leq \epsilon_1$

    Finish the algorithm

else

$$\Delta X_i = \frac{|X_{i,upper} - X_{i,lower}|}{nP-1}$$

if  $\Delta X_i \leq \epsilon_2$

    Finish the algorithm

else

$$X_{ci} = X_{i,opt}$$

$$\Delta X_i = 0.5 \cdot \Delta X_{i-1}$$

$$i = i + 1$$

    Return to Step 4

end

end

여기서  $X_{i,upper} = X_{ci} + \Delta X_i$ ,  $X_{i,lower} = X_{ci} - \Delta X_i$ 이다.

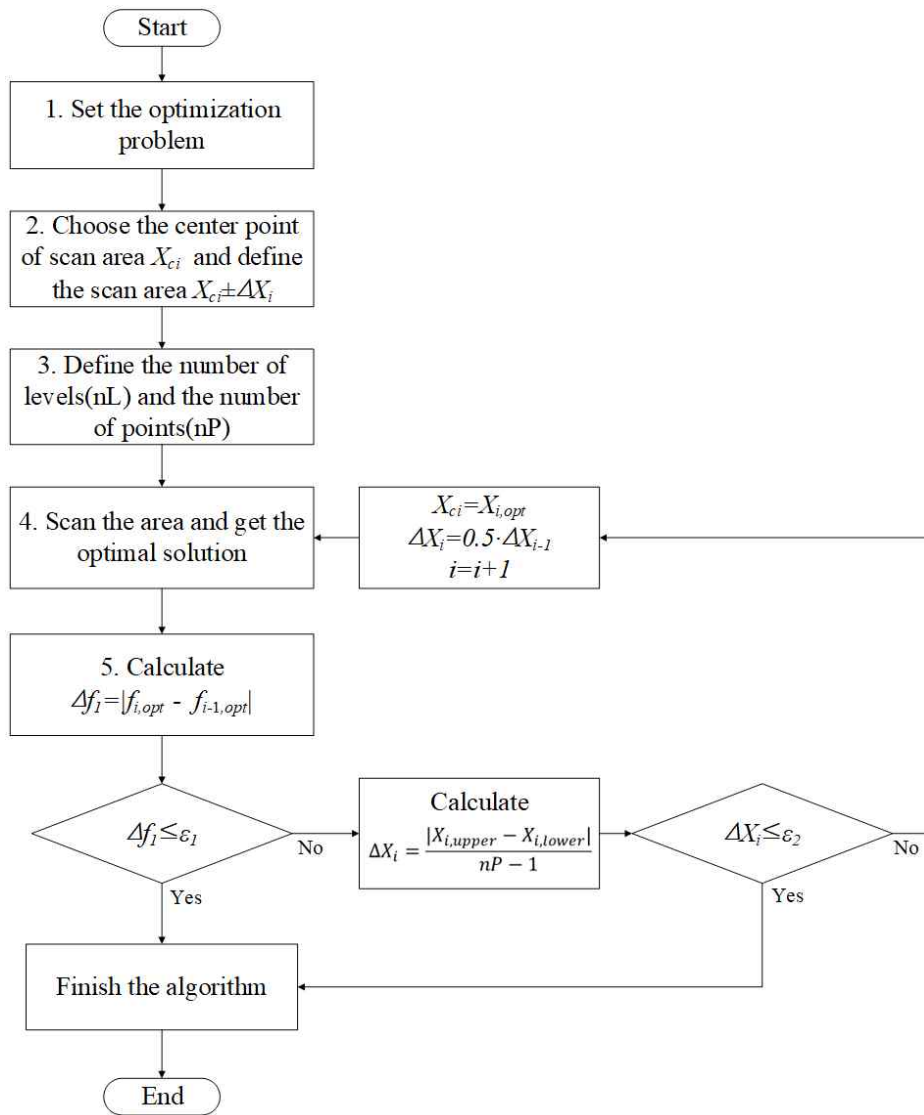


그림 4.11 스캔 앤 줌 알고리즘

Fig. 4.11 Scan and Zoom algorithm

## 4.5 제안하는 코일설계 방법

해당 절에서 4.4절에서 소개한 스캔 앤 줌 알고리즘을 적용한 제안하는 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법을 설명한다. 자기유도형 무선전력전송 코일설계 흐름도는 그림 4.12와 같고 자세한 설계 과정은 아래와 같다.

### Step 1) 목표 무선전력전송 시스템 선정

코일설계의 방향성을 잡기 위해 목표 무선전력전송 시스템을 선정해야 한다.

#### 1) 자기유도형 무선전력전송의 보상회로 선정

첫 번째로 자기유도형 무선전력전송의 보상회로를 선택한다. 보상회로에 따라서 코일 효율 및 시스템 해석 등 시스템에 미치는 영향 및 해석 복잡도가 달라 각 보상회로의 특성을 파악하고 적용 분야에 알맞은 보상회로를 선택한다. 연구에 많이 사용되는 직렬-직렬, 직렬-병렬, 보상회로를 예시로 들자면 직렬-직렬 보상회로는 다른 보상회로보다 높은 효율을 가질 수 있고 회로 해석하는데 있어 간단하다는 장점이 있다. 하지만 전압이득은 부하에 의존하게 되어 부하 변동 시 전압이득이 변하게 되는 단점이 존재한다. 직렬-병렬은 수신부 코일의 크기를 작게 만들 수 있어 의료용 기기에 쓰일 수 있는 장점이 존재하지만 직렬-직렬 보상회로보다 효율이 낮을 수 있는 단점이 존재한다.

#### 2) 송수신부 코일 형상 선정

두 번째로 송수부 코일 형상을 선정해야한다. 송수신부 코일 형상에 따라서 결합 계수 및 비정렬 효과 등 다른 특징을 나타낸다. 대표적으로 원형 코일은 높은 효율과 결합 계수를 달성할 수 있는 장점을 가지고 있다. 그리고 정사각형 또는 직사각형 코일은 비정렬 특성에 대해서 강인한 특성을 가지는 장점이 있다.

이러한 각기 다른 보상회로 및 코일 형상의 특징들을 잘 파악하여 각자 본인이 설계할 분야 특성에 따라 알맞은 무선전력전송 시스템을 선정한다.

### Step 2) 시스템 설계 요구사항 및 초기 설계 제약조건 선정

시스템 설계 요구사항 및 설계 제약조건을 주게 되면 고려할 파라미터가 줄어들기 때문에 무선전력시스템 설계 시 문제를 더욱 쉽고 방향성 있게 설계할 수 있다. 시스템 설계 요구사항은 설계자가 시스템 설계 동작을 위해 달성해야 하는 조건으로서 본

논문에서는 출력 전력  $P_{out}$ , 동작 주파수  $f_o$ , 출력 전압  $V_{out}$ , 부하저항  $R_L$ , 목표 효율 등이 시스템을 동작하기 위한 요구사항이 된다. 설계 제약조건으로는 시스템의 크기 (송수신부의 코일 반지름, 공극, 권선 지름 등), 설계 요청자가 시스템 설계를 위해 크기 등 제약을 주는 파라미터 값을 말한다.

### Step 3) MATLAB과 유한요소해석 프로그램 연동

본 논문에서는 MATLAB에서 보내는 코일 형상 파라미터 값을 통해 FEA 프로그램에서 코일 해석 후 회로 파라미터 값을 MATLAB으로 보내 효율을 계산하게 된다. 하지만 이 작동을 자동화시키지 않으면 FEA 프로그램에서 구한 회로 파라미터 값을 일일이 값들을 MATLAB에 직접 옮겨야 되고 양이 많아지면 이러한 방법은 사용할 수 없다. 그렇기 때문에 MATLAB에서 FEA 프로그램에서 제공하는 스크립트 또는 MATLAB과 연동할 수 있게 하는 애드온 파일을 가지고 MATLAB과 유한요소해석 프로그램을 연동시켜 놓는다.

### Step 4) 스캔 앤 줌 실행

4.4절에서 설명한 것과 같이 스캔 앤 줌 알고리즘을 MATLAB을 통해서 구현하고 실행한다. 단, 효율을 계산하기 위해서는 코일 형상 파라미터에 대한 회로 파라미터 값을 필요로 하기 때문에 MATLAB에서 최적화 알고리즘으로부터 코일 형상 파라미터 값 정보를 FEA 프로그램에 보내고 FEA 프로그램에서 해당 코일 형상 파라미터 값에 대해서 코일 형상을 변경한 후 코일의 FEA를 진행한다. 그 후 회로 파라미터 값들을 추출하여 다시 MATLAB으로 보낸다. 이때 받은 데이터들을 가지고 효율 식을 통해 효율을 계산하게 되고 4.4절에 설명한 스캔 앤 줌 알고리즘에 따라서 주어진 조건에 대한 최적의 해가 나올 때까지 반복해서 실행하게 된다.

### Step 5) 최종 효율 최대값 및 해당 효율값에 대한 코일 형상 파라미터를 획득 후 목표 효율 검사

Step 4에서 알고리즘 종료 후 얻은 효율 최대값 및 해당 효율 값에 대한 코일 형상 파라미터를 얻게 된다. 그리고 Step 2에서 정의한 목표 효율에 도달하지 못하면 설계 제약조건에서 코일의 외경 반지름을 증가시키거나 공극을 줄이는 등 목표 효율 값과 제약조건을 만족시키게 한다. 만약 목표 조건을 만족하게 되면 설계를 완료하고 해당 코일 형상 파라미터 값을 가지고 코일을 구성하여 자기유도형 무선전력전송 시스템을 구성한다.

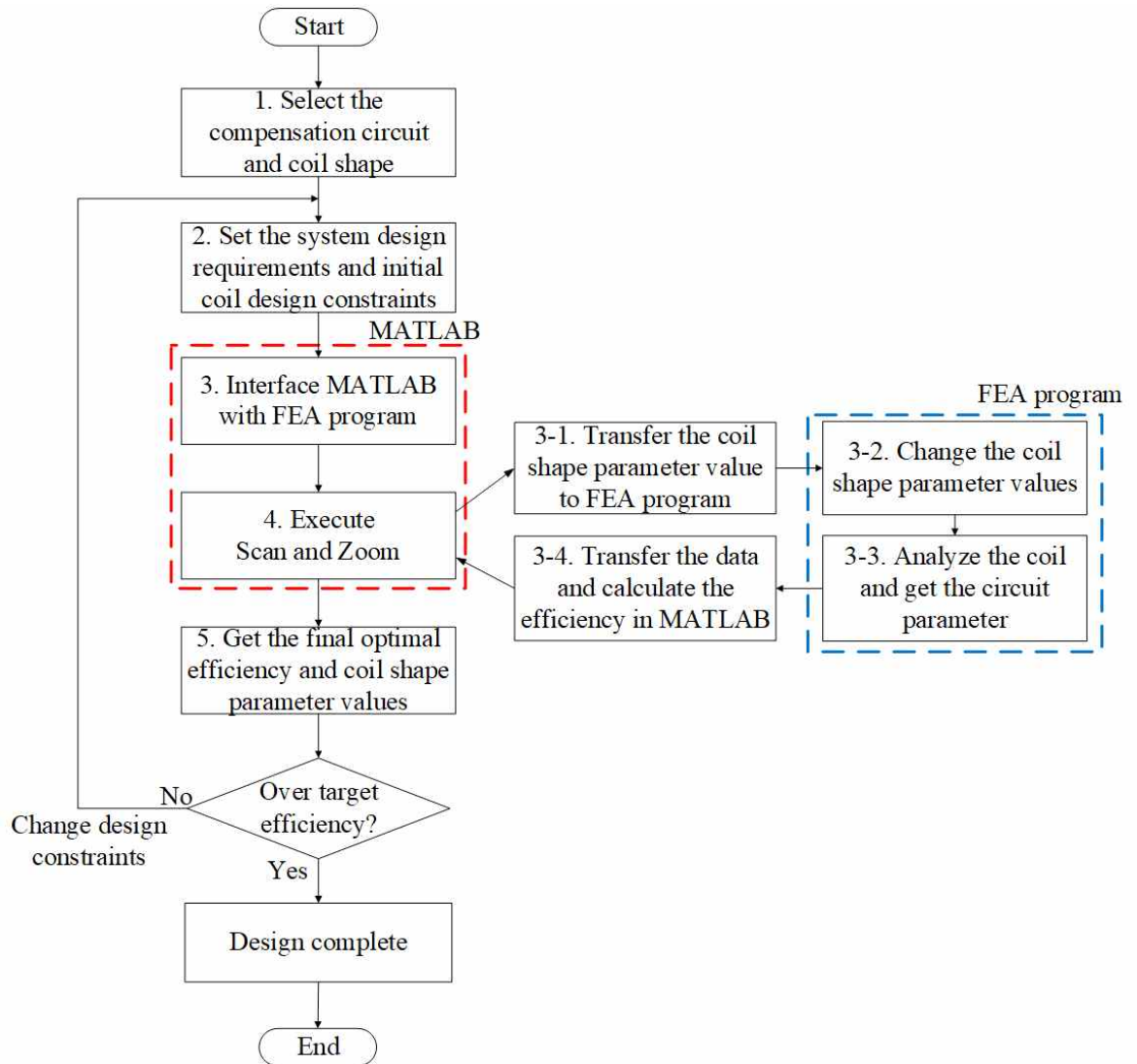


그림 4.12. 제안하는 유한요소해석 기반 코일설계 흐름도

Fig 4.12 The proposed FEM-based coil design flowchart

## 5. 성능 비교 및 검증

본 장에서는 5장에서 제안한 코일설계 방법과 기존 FEA 기반 코일설계 방법 성능 비교를 위해 Case 1:  $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$ 일 때와 Case 2:  $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 200\text{mm}$ 일 때 이 두 가지 설계 예시 및 하드웨어 검증을 보였다.

### 5.1 설계 예시 및 성능 비교

본 논문에서는 설계 예시를 위해 코일 형상은 그림 5.1과 같은 정적 무선전력전송에 서 주로 쓰이는 단층 원형 코일을 선택하였고 송수신부 코일 크기 및 회로 파라미터 값이 대칭인 경우를 고려하였다. 이러한 경우 코일 형상 파라미터는 코일의 외경 반지름  $R_{out}$ 과 내경 반지름  $R_{in}$  두 파라미터만 고려하면 되어 문제가 간단해진다. 다음으로 자기유도형 무선전력전송 보상회로 중 회로 해석이 간단하고 높은 효율을 낼 수 있는 직렬-직렬 보상회로를 선택하였다. 그림 5.2와 같이 대칭형 직렬-직렬 보상회로일 경우 2장에서 구한 것과 같이 공진점에서의 효율 식은 식 (5.1)과 같이 구할 수 있고 이 식은 목적함수 계산을 위해 사용한다.

$$\eta = \frac{FOM^2 \cdot r_d}{(1+r_d)^2 + FOM^2 \cdot (1+r_d)} \quad (5.1)$$

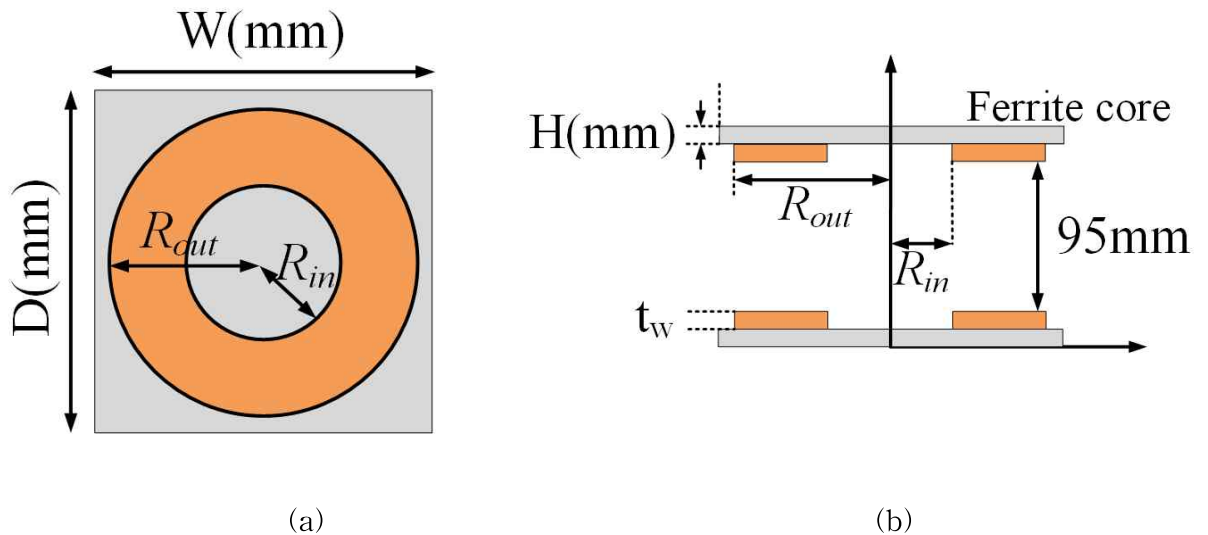


그림 5.1 단층 원형 코일 구조 (a) 하향식 뷰 (b) 측면 뷰

Fig. 5.1 Single layer circular coil structure. (a) Top-down view  
(b) Side view

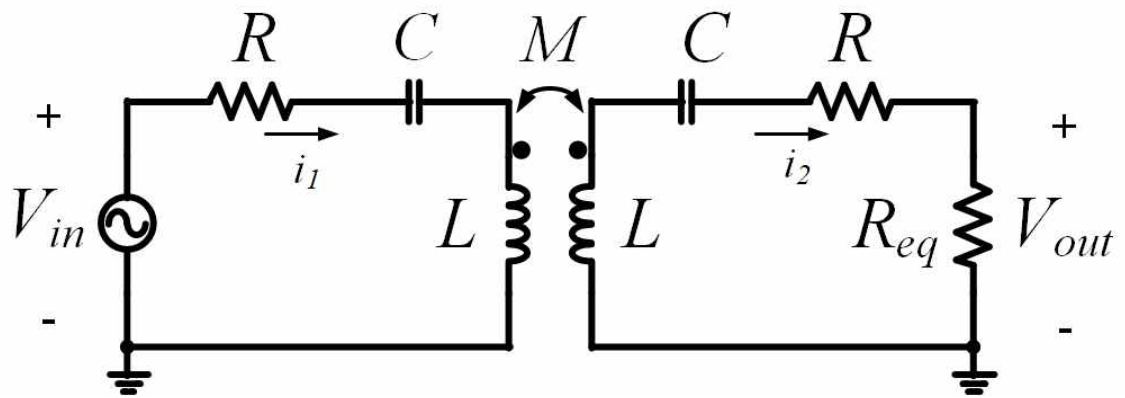


그림 5.2 대칭형 직렬-직렬 보상회로

Fig. 5.2 Symmetric series-series compensation

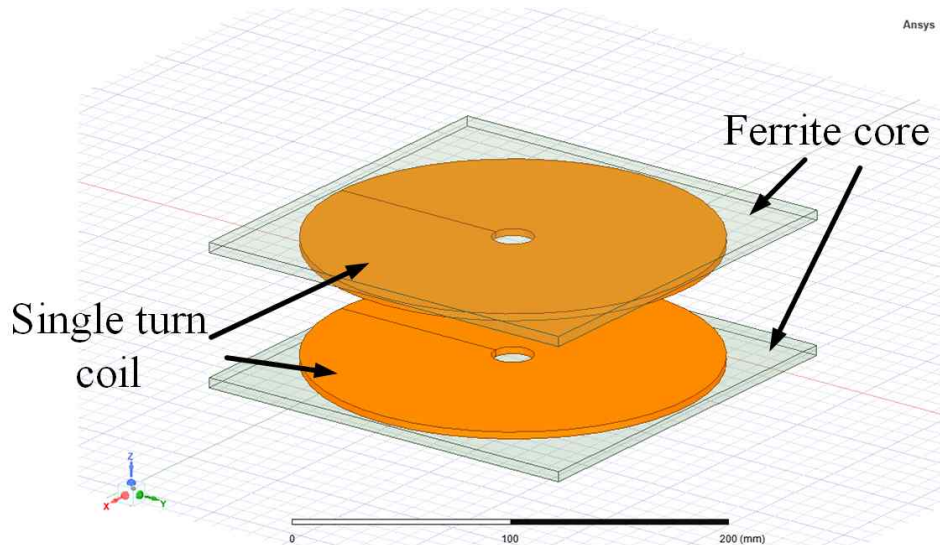


그림 5.3 Ansys Maxwell 상에서의 단일 권선 코일 모델링

Fig. 5.3 Single-turn coil modeling in Ansys Maxwell

Ansys Maxwell 상 코일 모델링은 그림 5.3과 같이 단일 권선 코일로 모델링하고 Case 1과 Case 2의 설계 제약조건을 따라 코일 및 페라이트 코어 크기를 조정한다. 이때 코일 반지름은 스위칭하기 때문에 임의의 코일 반지름으로 나타낸다. 그리고 단층 원형 코일을 이용하고 Litz wire 직경  $d_w$ 가 정해지면  $d_w$ 는 곧 코일 두께  $t_w$ 이기 때문에 'Winding' 기능을 설정할 때 코일 단면적의 도체 수는 식 (5.2)를 입력한다.

$$N = \frac{R_{out} - R_{in}}{t_w} \quad (5.2)$$



본 논문에서 최적화 문제는 식 (5.3)과 같이 효율을 최대로 낼 수 있는 문제로 정의하였고 4장에서 제안한 스캔 앤 줌 알고리즘을 적용한다. 여기서 코일 반지름 최솟값  $a$ , 최댓값  $b$ 는 Case 1 및 Case 2에 설계 제약조건에 따른다.

$$\begin{aligned} & \text{maximize} && \eta(R_{in}, R_{out}) \\ & \text{subject to} && amm \leq R_{in} < R_{out} \leq bmm \end{aligned} \quad (5.3)$$

유한요소해석을 위한 컴퓨터 환경은 CPU: AMD Ryzen 7 5800X 8-Core Processor 3.80GHz, RAM: 64GB인 환경에서 실행하였다.

### 5.1.1 Case 1: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$ 일 경우

목표 조건으로 목표 효율을 95% 이상으로 설정하고 그 외 설계 요구사항으로 100W 무선전력전송 시스템을 구성하기 위해 동작 주파수는 100kHz, 출력 전압은 50V로 선정하였다. 코일을 구성하기 위해 도선 직경은 약 3.4mm, 구리 한 가닥의 직경은 0.10mm, 구리 가닥 수 500 심선의 Litz wire를 사용한다. 이러한 정보와 그 외 설계 요구사항과 설계 제한조건은 표 5.1과 표 5.2와 같다.

표 5.1 Case 1의 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 요구사항  
Table 5.1 Design requirements for inductive power transfer in Case 1

Parameter	Values
Output Power ( $P_{out}$ )	100W
Operating frequency ( $f_o$ )	100kHz
Output voltage ( $V_{out}$ )	50V
Load resistance ( $R_L$ )	25 $\Omega$
Target coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	>95%

표 5.2 Case1의 코일설계 제약조건  
Table 5.2 Coil design constraints for Case 1

Parameter	Values
Inner radius ( $R_{in}$ )	$10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$
Outer radius ( $R_{out}$ )	
Air gap ( $g$ )	95mm
Wire diameter ( $d_w$ )	3.4mm
Coil thickness ( $t_w$ )	3.4mm
Ferrite W-D-H	200mm x 200mm x 5mm

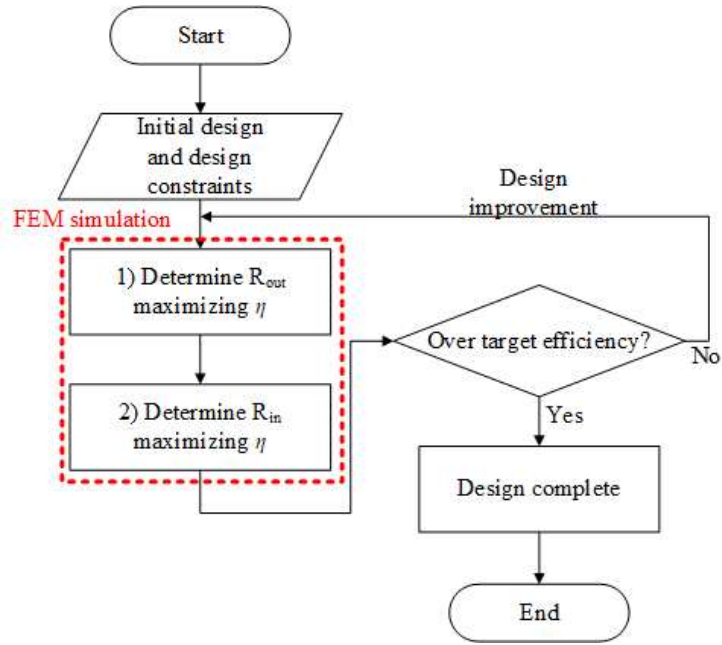


그림 5.4 성능 비교를 위한 수정된 [12]의 코일설계 흐름도

Fig. 5.4 Modified [12] coil design flow chart for performance comparison

다음으로 해당 설계 제약조건을 가지고 제안하는 코일설계 방법 성능을 비교하기 위해 1) 기존 FEA 기반 코일설계 방법 2) 모든  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  스윙 3) 제안하는 코일설계 방법 각 3가지 방법을 비교하였고 같은 목적함수 효율  $\eta$ 를 이용하여 효율이 최대가 되는 지점을 탐색하였다.

#### 1) 기존 FEA 기반 코일설계 방법 적용

본 논문은 단층 원형 코일을 사용하기 때문에 [12]에서 제안하는 코일설계 방법을 적용하기 위해 코일 두께는 스윙하지 않았고 그림 5.4와 같이 수정된 코일설계 방법으로 진행한다. 이때 먼저  $R_{out}$ 을 스윙하기 위해  $R_{in}$ 은 최소 반지름인 10mm에 고정하고 스윙하고 스윙 시 스텝 사이즈는 1mm로 두고 진행한다. 최적 코일 반지름을 찾아가는 탐색 결과를 그림 5.5 (a)에 나타내었고 최적 코일 반지름과 효율 그리고 FEA 실행 횟수는 표 5.3과 같다.

#### 2) 모든 $R_{in}$ , $R_{out}$ 스윙

해당 방법은 스텝 사이즈 1mm로 하면 FEA 실행 횟수가 많아지기 때문에 스텝 사이즈 5mm로 두고 진행한다. 해당 방법으로 구한 탐색 값들을 그림 5.5 (b)에 나타내고 최적 코일 반지름 및 FEA 실행 횟수를 표 5.3과 같다.

### 3) 제안하는 코일설계 방법

제안하는 코일설계 적용을 위해  $nL$ 은 10 그리고  $nP$ 는 4로 정하였고 제안하는 코일 설계 결과 단계 4에서 멈추었다. FEA 실행 수는 표 5.3에 정리하였고 알고리즘으로 탐색한 값들을 그림 5.5 (c)와 같다.

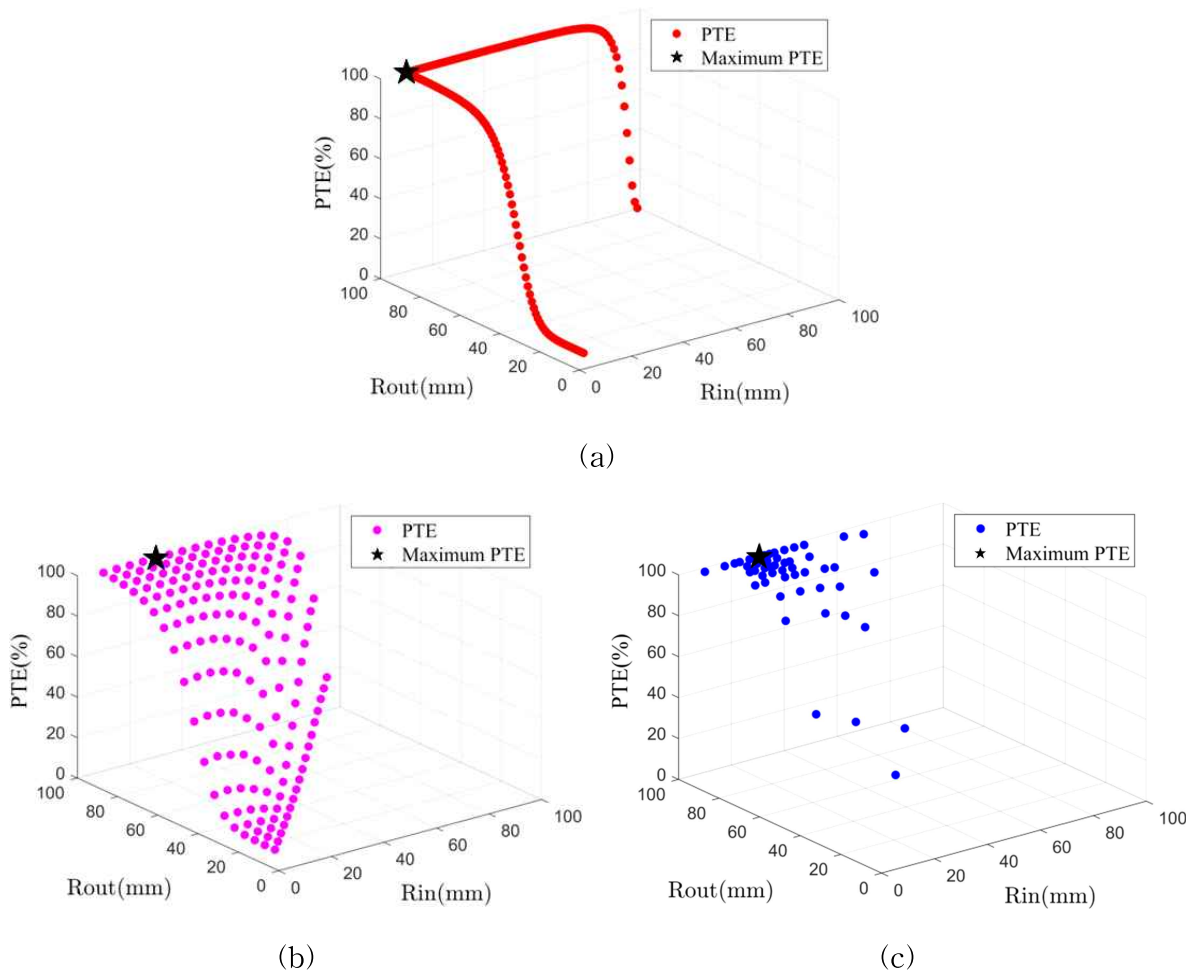


그림 5.5 Case 1에 대한 각 코일설계 방법 탐색 결과 (a) 기존 방법 (b)  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  모두 스융 (c) 제안하는 방법

Fig. 5.5 Each coil design search results for Case 1 (a) Conventional method (b) Sweep all  $R_{in}$  and  $R_{out}$  (c) Proposed method

표 5.3 Case 1에서의 코일설계 방법 성능 비교

Table 5.3 Performance comparison of coil design methods in Case 1

Test method	$R_{out}$	$R_{in}$	Efficiency	FEA executions
1) Conventional	100mm	10mm	99.72%/97.95% (Single/Winding)	180
2) Sweep all $R_{out}$ , $R_{in}$	100mm	30mm	98.135%	171
3) Proposed	100mm	30.625mm	98.134%	53

표 5.3를 보면 제안하는 코일설계 방법의 FEA 실행 횟수는 3가지 방법보다 가장 낮았다. 2번 방법은 FEA 실행 횟수가 가장 많았고 2번 방법으로 얻은 코일 반지름 및 효율이 3번 방법으로 구한 것과 근접한 것을 볼 수 있다. 하지만 기존 FEA 기반 코일 설계 방법에서 단일 권선 파라미터를 통해 구한 효율이 2, 3번 효율보다 더 높게 나왔는데 이는 표면효과 및 근접효과를 무시하고 코일의 내부저항을 구했기 때문에 내부 저항이 2, 3번 방법보다 매우 낮게 계산되어 효율이 높게 계산되었기 때문이다. 1번 방법의 코일 반지름을 가지고 ‘Winding’ 기능을 이용하여 효율을 구하게 되면 97.95%가 나오게 된다. 이러한 결과들을 통해 기존 FEA 코일설계 방법은 제안하는 코일설계 방법보다 오래 걸릴 뿐만 아니라 잘못된 효율 값을 도출할 수 있다. 이를 증명하기 위해 하드웨어 검증에서 기존 방법에서 찾은 코일 반지름과 제안하는 방법에서 찾은 코일 반지름의 효율을 비교한다.

### 5.1.2 Case 2: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 200\text{mm}$ 일 경우

Case 1 결과를 보면  $R_{out}$ 이 100mm에서 높은 효율이 나온 것을 확인할 수 있다. 코일 반지름 해가 범위 끝에서 생기는 것이 아닌 코일 크기 범위 내에서도 찾는 것을 확인하기 위해 코일 반지름을 200mm까지 넓혀 검증한다. Case 2에서 Case 1에서 사용한 같은 Litz wire를 사용하고 그 외 설계 요구사항과 설계 제약조건은 표 5.4와 표 5.5와 같다.

#### 1) 기존 FEA 기반 코일설계 방법 적용

그림 5.4와 같이 수정된 코일설계 방법으로 진행한다. 이때 먼저  $R_{out}$ 을 스weep하기 위해  $R_{in}$ 은 최소 반지름인 10mm에 고정하고 스weep하고 스weep 시 스텝 사이즈는 1mm로 두고 진행한다. 최적 코일 반지름을 찾아가는 탐색 결과는 그림 5.6 (a)에 나타내었고

최적 코일 반지름과 효율 그리고 FEA 실행 수는 표 5.6과 같다.

표 5.4 Case 2의 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 요구사항  
Table 5.4 Design requirements for inductive power transfer in Case 2

Parameter	Values
Output Power ( $P_{out}$ )	100W
Operating frequency ( $f_o$ )	100kHz
Output voltage ( $V_{out}$ )	50V
Load resistance ( $R_L$ )	25 $\Omega$
Target Coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	>95%

표 5.5 Case 2의 코일설계 제약조건  
Table 5.2 Coil design constraints for Case 2

Parameter	Values
Inner radius ( $R_{in}$ )	$10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 200\text{mm}$
Outer radius ( $R_{out}$ )	
Air gap ( $g$ )	95mm
Wire diameter ( $d_w$ )	3.4mm
Coil thickness ( $t_w$ )	3.4mm
Ferrite W-D-H	400mm x 400mm x 4mm

### 2) 모든 $R_{in}$ , $R_{out}$ 스윕

해당 방법은 스텝 사이즈 1mm로 하면 FEA 실행 횟수가 많아지기 때문에 스텝 사이즈 5mm로 두고 진행한다. 해당 방법으로 구한 효율 값들을 그림 5.6 (b)에 나타내었고 최적 코일 반지름 및 FEA 실행 횟수를 표 5.6과 같다.

### 3) 제안하는 코일설계 방법

제안하는 코일설계 적용을 위해  $nL$ 은 10 그리고  $nP$ 는 4로 Case 1과 같이 설정한다. 제안하는 코일설계 결과 단계 5에서 멈추었다. FEA 실행 횟수는 표 5.6에 정리하였고 알고리즘으로 탐색한 값들을 그림 5.6 (c)에 나타내었다.

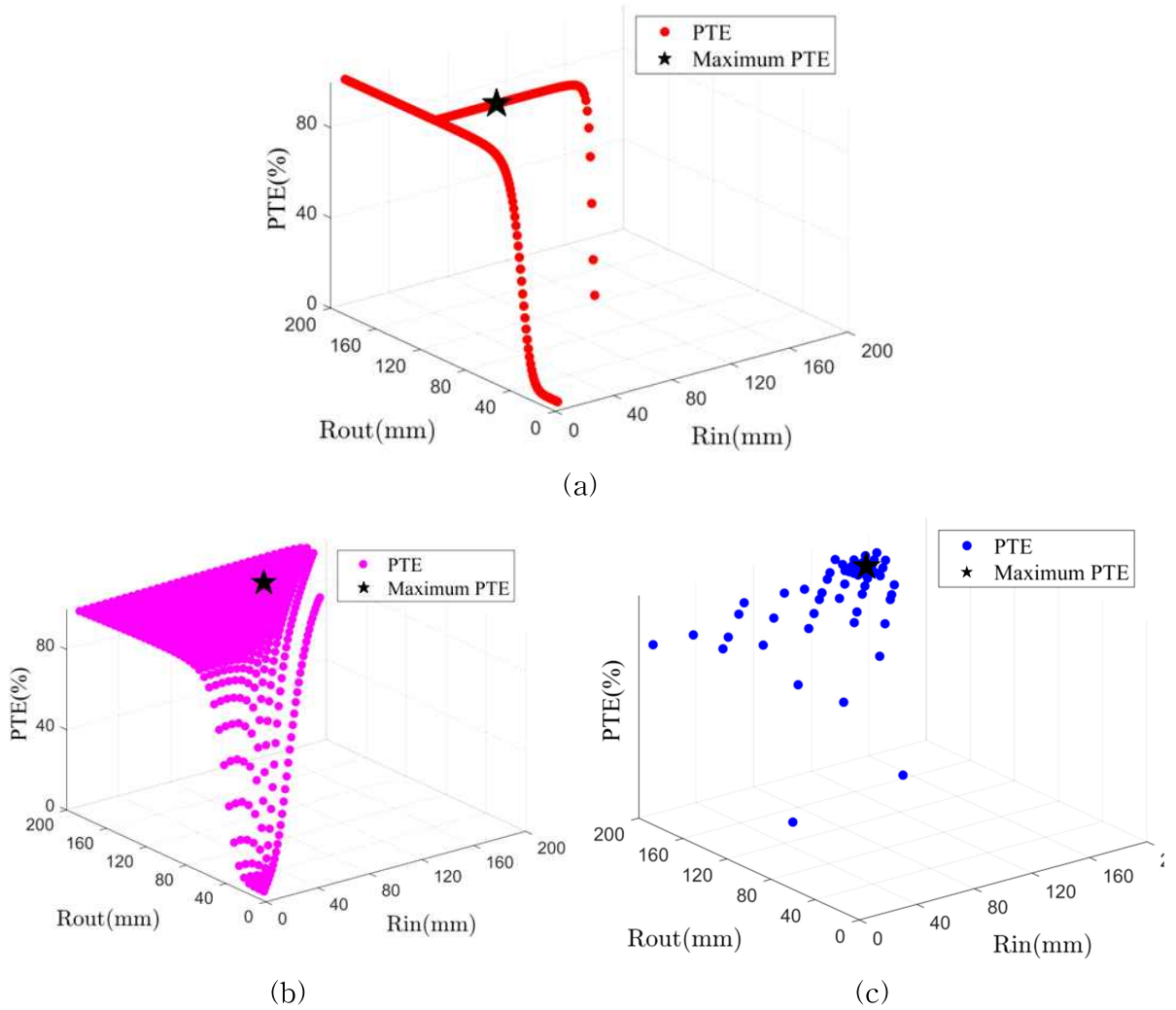


그림 5.6 Case 2에 대한 각 코일설계 방법 탐색 결과 (a) 기존 방법 (b)  $R_{in}$ ,  $R_{out}$  모두 스윙 (c) 제안하는 방법

Fig. 5.6 Each coil design search results for Case 2 (a) Conventional method (b) Sweep all  $R_{in}$  and  $R_{out}$  (c) Proposed method

표 5.6 Case 2에서의 코일설계 방법 성능 비교

Table 5.6 Performance comparison of coil design methods in Case 2

Test method	$R_{out}$	$R_{in}$	Efficiency	FEA executions
1) Conventional	120mm	52mm	99.88%/99.25% (Single/Winding)	299
2) Sweep all $R_{out}$ , $R_{in}$	165mm	125mm	99.447%	741
3) Proposed	174.271mm	138.646mm	99.448%	64

표 5.6을 보면 nP를 4로 진행했음에도 제안하는 코일설계 방법의 FEA 실행 횟수는 3가지 방법보다 가장 낮다. 2번 방법으로 구한 결과 FEA 실행 수가 가장 많았고 효율은 3번 결과와 비슷하게 나왔다. 또한 2번 방법으로 찾은 코일 반지름 근방에 높은 효율을 낼 수 있는 지점이 있고 제안하는 방법에서 구한 코일 반지름 지점을 보면 크게 멀지 않는 것을 볼 수 있다. Case 1과 설명한 것과 마찬가지로 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 제안한 단일 권선 파라미터를 가지고 구한 효율이 더 높게 나왔는데 이는 Case 1에서 설명한 것과 같이 표피효과 및 근접효과를 무시하여 코일의 내부저항을 구했기 때문에 내부저항이 2, 3번 방법보다 매우 낮게 계산되어 효율이 높게 계산되었기 때문이다. 1번 방법의 코일 반지름을 가지고 ‘Winding’ 기능을 이용하여 효율을 구하게 되면 99.25%가 나오게 된다.

## 5.2 하드웨어 검증

5.1절에서 구한 기존 방법과 제안하는 방법에서 구한  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ 에 대한 효율 비교를 위해 그림 5.7의 자기유도형 무선전력전송 회로도 기반으로 그림 5.8과 같이 100W 자기유도형 무선전력전송 하드웨어를 구성하였다. 하드웨어를 구성한 장비, 부품 사양은 표 5.7에 정리해두었다. 인덕턴스, 커패시턴스, 내부저항 측정은 Agilent 4263B LCR 미터를 이용하였고 전력 및 효율 측정을 위해 Yokogawa WT1804E를 이용하였다.

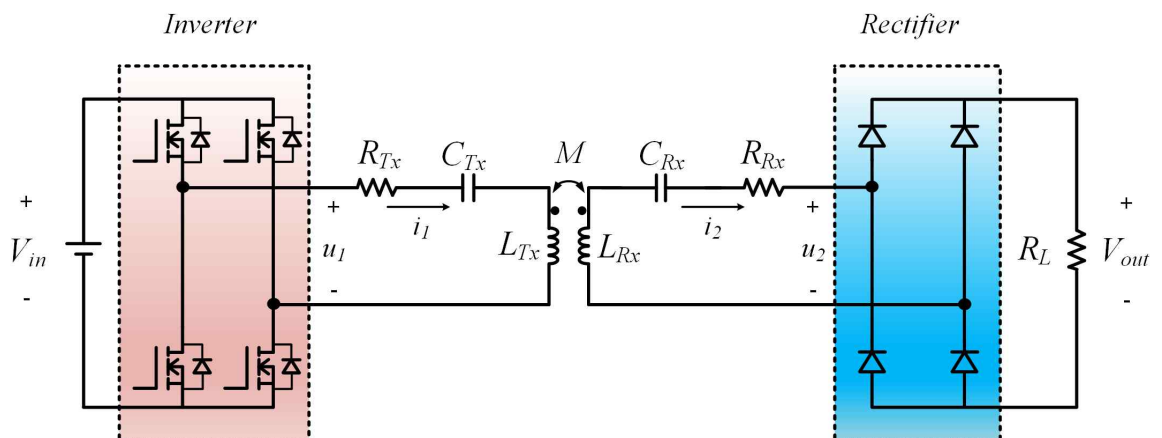


그림 5.7 자기유도형 무선전력전송 하드웨어 구성 회로도

Fig. 5.7 IPT system hardware configuration schematic

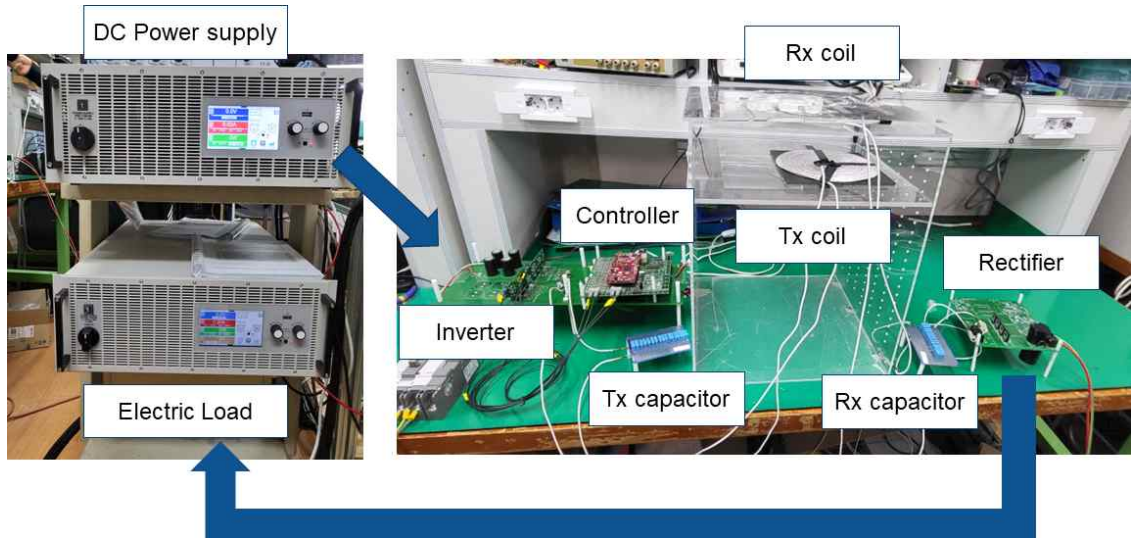


그림 5.8 자기유도형 무선전력전송 하드웨어 실험 세팅

Fig. 5.8 IPT hardware experiment setup

표 5.7 하드웨어 구성 장비 모델 및 부품 사양

Table 5.7 Hardware configuration equipment model and component specifications

Equipment & Components	Model and spec
DC supply and electric load	EA-PSB 11000-80 4U (EA Elektro-Automatik)
Inverter MOSFET	UF3C065040K4S (UnitedSiC)
Rectifier Diode	C3D16060D (Cree)
Capacitor for compensator	Film capacitor 2000V 10nF/1nF/0.1nF (KEMET)
Controller	TMS320F28379D

### 5.2.1 Case 1: $10\text{mm} \leq R_{in} < R_{out} \leq 100\text{mm}$ 일 경우

#### 1) 기존 FEA 기반 코일설계 방법

도선의 두께가 약 3.4mm이기 때문에 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 찾은  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ 을 가지고 송수신 코일을 구성하게 되면 표 5.8과 같이 코일을  $R_{in}$  10mm부터 감을 경우  $R_{out}$ 은 약 98.4mm이고 권선 수  $N$ 은 26이 나오게 된다. 해당  $R_{in}$ ,  $R_{out}$ 을 가지고 그림 5.9와 같이 송수신부 코일을 구성하고 FEA 및 측정 결과를 표 5.9에 정리해두었다. 이때 FEA에서 구한 값은 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 제안한 단일 권선법을 이용한 FEA 결과와 제안하는 코일설계 방법에서 제시한 ‘Winding’ 기능을 이용한 FEA 결과값을 비교하였다. 그리고 동작 주파수 100kHz에서 공진이 일어나기 위해



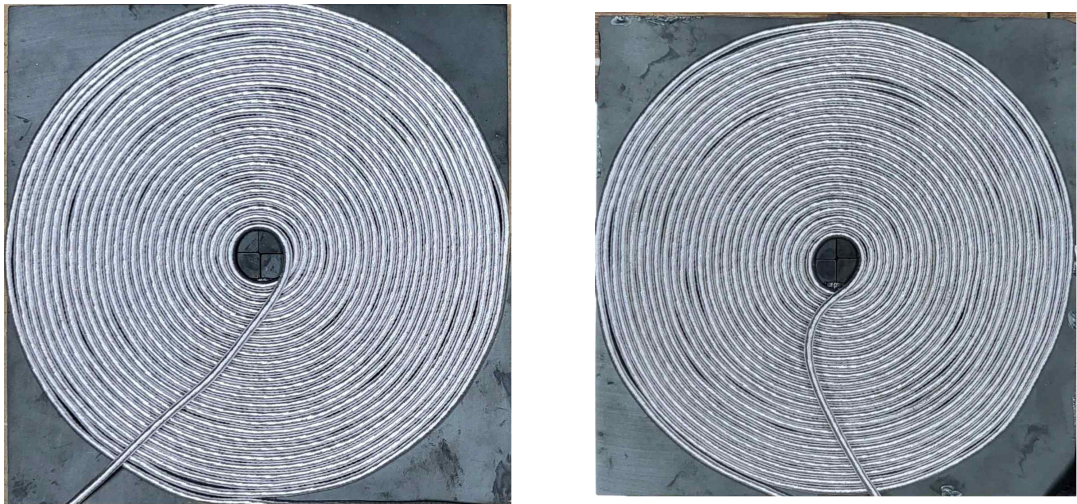
측정해서 얻은 인덕턴스를 가지고 식 (5.2)를 통해 구한 커패시턴스와 실제로 구성된 커패시터의 커패시턴스 값을 표 5.10에 정리해두었다.

$$C = \frac{1}{\omega_o^2 L} \quad (5.2)$$

표 5.8 도선 두께를 고려한  $R_{out}$ ,  $R_{in}$  및 권선 수  $N$

Table 5.8  $R_{out}$ ,  $R_{in}$ , and  $N$  considering the wire thickness

Parameters	Values
$R_{out}$	98.4mm
$R_{in}$	10mm
$N$	26



(a)

(b)

그림 5.9 송수신부 코일 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ ) (a) 송신부 코일 (b) 수신부 코일

Fig. 5.9 Transmitter and receiver coils ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ ) (a) Transmitter coil (b) Receiver coil

표 5.9 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Table 5.9 FEA and measurement results and comparisons ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Parameters	FEA values using single-turn parameter (error)	FEA values using winding function	Measurement values (error)
$L_{Tx}$	102.076 $\mu\text{H}$ (-0.15%)	102.23 $\mu\text{H}$	100.35 $\mu\text{H}$ (-1.96%)
$L_{Rx}$	102.076 $\mu\text{H}$ (-0.15%)	102.23 $\mu\text{H}$	100.81 $\mu\text{H}$ (-1.51%)
$R_{Tx}$	13.52m $\Omega$ (-86.2%)	97.95m $\Omega$	106.32m $\Omega$ (+8.55%)
$R_{Rx}$	13.52m $\Omega$ (-86.2%)	97.95m $\Omega$	92.62m $\Omega$ (-5.44%)
k	0.168 (+0.6%)	0.167	0.153 (-8.38%)

표 5.10 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Table 5.10 Capacitance results and comparison ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Parameters	Calculation values	Measurement values (error)
$C_{Tx}$	25.24nF	25.22nF (-0.08%)
$C_{Rx}$	25.12nF	25.23nF (+0.44%)

표 5.9에서 제안한 코일설계 방법으로 구한 FEA 값을 참값으로 두고 기존 FEA 코일설계 방법으로 구한 FEA 값과 실제 코일 측정값에 대한 오차를 계산하여 표 5.9에 오차율을 나타내었다. 이때 기존 FEA 코일설계 방법에서 단일 권선 파라미터로 구한 FEA 값에서 인덕턴스는 0.1~2%이내의 오차율을 보여주어 비교적 정확한 값을 구할 수 있지만 저항값은 약 86.2% 정도의 큰 오차를 보여주기 때문에 단일 권선 저항값을 가지고 최적 코일 반지름 지점을 찾기 힘든 단점이 생긴다. 그림 5.9의 실제 송수신부 코일의 인덕턴스 및 저항을 측정한 결과 인덕턴스는 대략 2% 이내 저항은 약 5~9% 이내의 오차율을 보이고 있다. 이를 통해 제안하는 코일설계 방법으로 구한 저항은 기존 FEA 코일설계 방법으로 구한 저항보다 높은 정확성을 나타내고 일반 수식으로 코일의 내부저항 모델링 및 값을 구하기 어려운 점을 감안하면 준수한 오차율이라고 판단된다. 또한 결합계수는 기존 FEA 기반 코일설계 방법으로 구한 값과 제안하는 코일

설계 방법으로 구한 값도 1%의 오차율을 보여 비슷한 결과를 내지만 측정에서 약 9% 이내의 오차율을 보이고 있다. 그리고 자기유도형 무선전력전송 시스템 동작 주파수 100kHz에 동작하기 위해 표 5.10의 계산된 커패시턴스 값과 근접한 값으로 만들었고 약 0.5% 이내의 오차를 보였다.

이러한 하드웨어를 가지고 자기유도형 무선전력전송 시스템을 동작시킨다. 그 결과 그림 5.10과 같이 전압, 전류 위상이 같은 것으로 보아 동작 주파수 99.12kHz에서 공진이 일어난 것을 알 수 있고 100kHz에 근접하게 동작을 한 것을 볼 수 있다. 이때 그림 5.7에서 1차 측에 있는 인버터 출력 측 전압을  $u_1$ , 출력 전류  $i_1$ , 2차 측에 있는 정류기 입력 전압을  $u_2$ , 입력 전류  $i_2$ 이다. 표 5.1의 설계 요구사항 대로 100W 시스템 동작을 위해 DC supply의 전압을 조절하여 부하 저항  $R_L$ 인 Electric load에서 출력 전력  $P_{out}$ 이 100W가 나오게 하였고 이때 DC supply 입력 전압  $V_{in}$ 은 25.9V, 출력 전압  $V_{out}$ 은 49.5V, 그리고 부하 저항  $R_L$ 은 약 24.874 $\Omega$ 으로 측정되었고  $P_{out}$ ,  $V_{out}$ ,  $R_L$ ,  $f_o$ 를 표 5.1의 설계 요구사항에 근접한 값으로 동작하게 했다. 그 결과 전력 분석기로 측정 한 코일 간 효율은 약 95.032%가 나오게 되었고 해당 내용을 표 5.11에 정리해두었다.

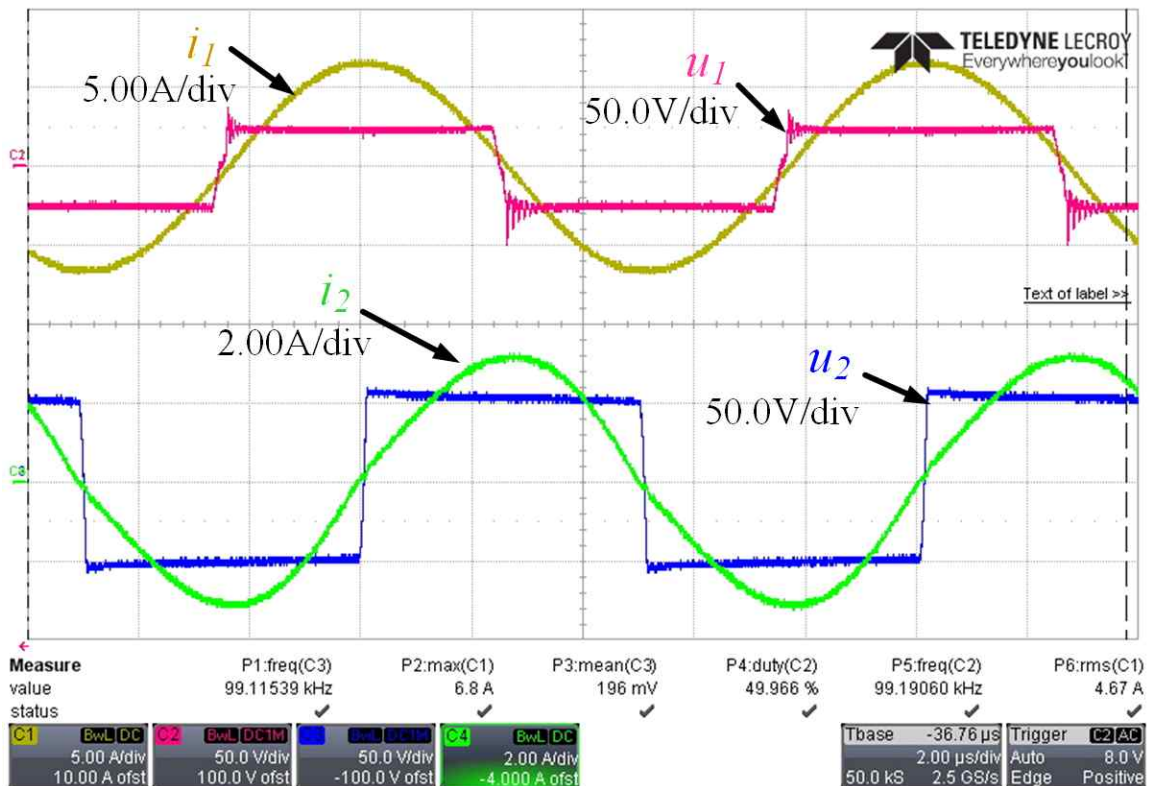


그림 5.10 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Fig. 5.10 Operating waveform result of IPT ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

표 5.11 실험 결과 ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Table 5.11 Experimental results ( $R_{out}=98.4\text{mm}$ ,  $R_{in}=10\text{mm}$ )

Parameters	Values
Output power ( $P_{out}$ )	100W
Input voltage ( $V_{in}$ )	25.9V
Output voltage ( $V_{out}$ )	49.5V
Load resistance ( $R_L$ )	24.874 $\Omega$
Operating frequency ( $f_o$ )	99.12kHz
Coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	95.032%

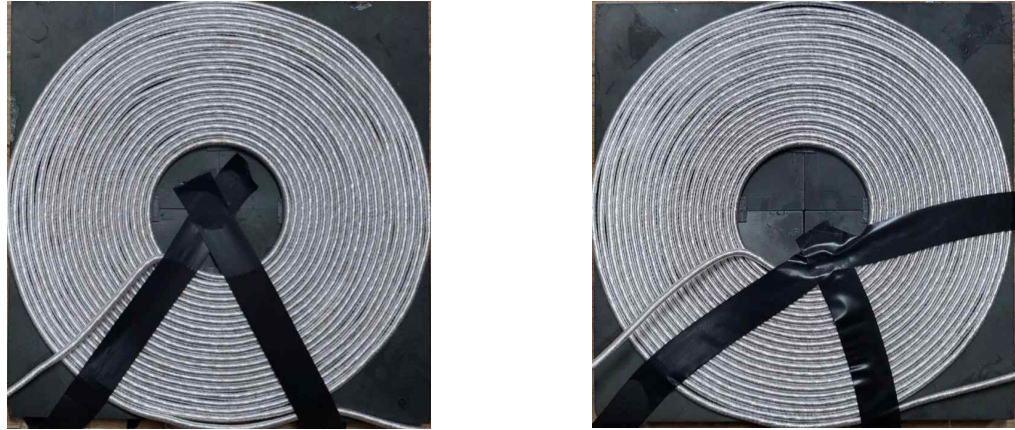
2) 제안하는 코일설계 방법

제안하는 코일설계 방법으로 찾은  $R_{in}$ 은 30.625mm,  $R_{out}$ 은 100mm로 나왔는데 이 때 실제 코일을 감을 때 소수 둘째 자리까지 고려하면서 감기 힘들기 때문에 표 5.12에 정리한 것과 같이  $R_{in}$ 은 31mm에서 코일을 감기 시작하였고 도선 두께 3.4mm를 고려하면  $R_{out}$ 은 99mm가 나오게 되고 N은 20이 된다. 실제 코일 반지름을 고려하여 그림 5.11과 같이 구성하였고 제안하는 코일설계 방법을 이용한 FEA 값과 실제 송수신 코일 측정값을 표 5.13에 정리해두었다. 표 5.14에 동작 주파수 100kHz에서 공진이 일어나기 위해 측정 인덕턴스를 가지고 계산한 커패시턴스와 실제로 구성한 커패시터의 커패시턴스를 정리해두었다.

표 5.12 도선 두께를 고려한  $R_{out}$ ,  $R_{in}$  및 권선 수 N

Table 5.12  $R_{out}$ ,  $R_{in}$ , and N considering the wire thickness

Parameters	Values
$R_{out}$	99mm
$R_{in}$	31mm
N	20



(a)

(b)

그림 5.11 송수신부 코일 ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ ) (a) 송신부 코일 (b) 수신부 코일

Fig. 5.11 Transmitter and receiver coils ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ ) (a) Transmitter coil (b) Receiver coil

표 5.13 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Table 5.13 FEA and measurement results and comparisons ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Parameters	FEA values using proposed method	Measurement values (error)
$L_{Tx}$	92.12 $\mu\text{H}$	94.19 $\mu\text{H}$ (+2.25%)
$L_{Rx}$	92.12 $\mu\text{H}$	94.87 $\mu\text{H}$ (+2.99%)
$R_{Tx}$	78.03m $\Omega$	79.42m $\Omega$ (+1.78%)
$R_{Rx}$	78.03m $\Omega$	82.56m $\Omega$ (+5.81%)
k	0.172	0.167 (-2.91%)

표 5.14 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Table 5.14 Capacitance results and comparison ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Parameters	Calculation values	Measurement values (error)
$C_{Tx}$	26.46nF	26.43nF (-0.11%)
$C_{Rx}$	26.33nF	26.33nF (0%)

표 5.13에서 제안하는 코일설계 방법으로 구한 FEA 값을 참값으로 두고 실제 코일 측정값의 오차를 계산한다. 이때 인덕턴스는 약 1% 정도의 오차가 나오게 되고 내부 저항은 약 4% 이내의 오차율을 보인다. 그리고 결합계수에서 약 7% 정도의 오차가 나왔다. 이를 통해 실제 코일을 FEA 값과 근접한 결과를 보인다. 또한 동작 주파수 100kHz에서 공진을 일어나기 위해 측정 인덕턴스를 가지고 표 5.14와 같이 커패시턴스가 계산하게 되고 실제 구성한 커패시터의 값을 계산값에 근사한 값으로 구성하였다.

하드웨어 실험 결과 동작 파형은 그림 5.12와 같이 나오게 되었고 동작 주파수 99.4kHz에서 공진이 일어난다. 실험 결과 DC supply 전압을 조정하여 Electric load에서 출력 전력 100W으로 맞추고 이때 측정된  $V_{in}$ 은 29V,  $V_{out}$ 는 49.4V, 부하저항  $R_L$ 은 24.949 $\Omega$ 으로 측정되었다. 이를 통해  $P_{out}$ ,  $V_{out}$ ,  $R_L$ ,  $f_o$ 는 표 5.1의 시스템 요구사항과 근접한 조건으로 동작하였고 측정 효율은 95.143%가 나오게 되었다. 이에 대한 결과는 표 5.15에 정리해두었다.

이러한 결과를 통해 기존 FEA 기반 코일설계 방법으로 찾은 코일 반지름에서의 효율보다 제안하는 코일설계 방법을 찾은 코일 반지름을 통해 구한 효율이 약 0.111% 높게 나온 것을 확인할 수 있었다.

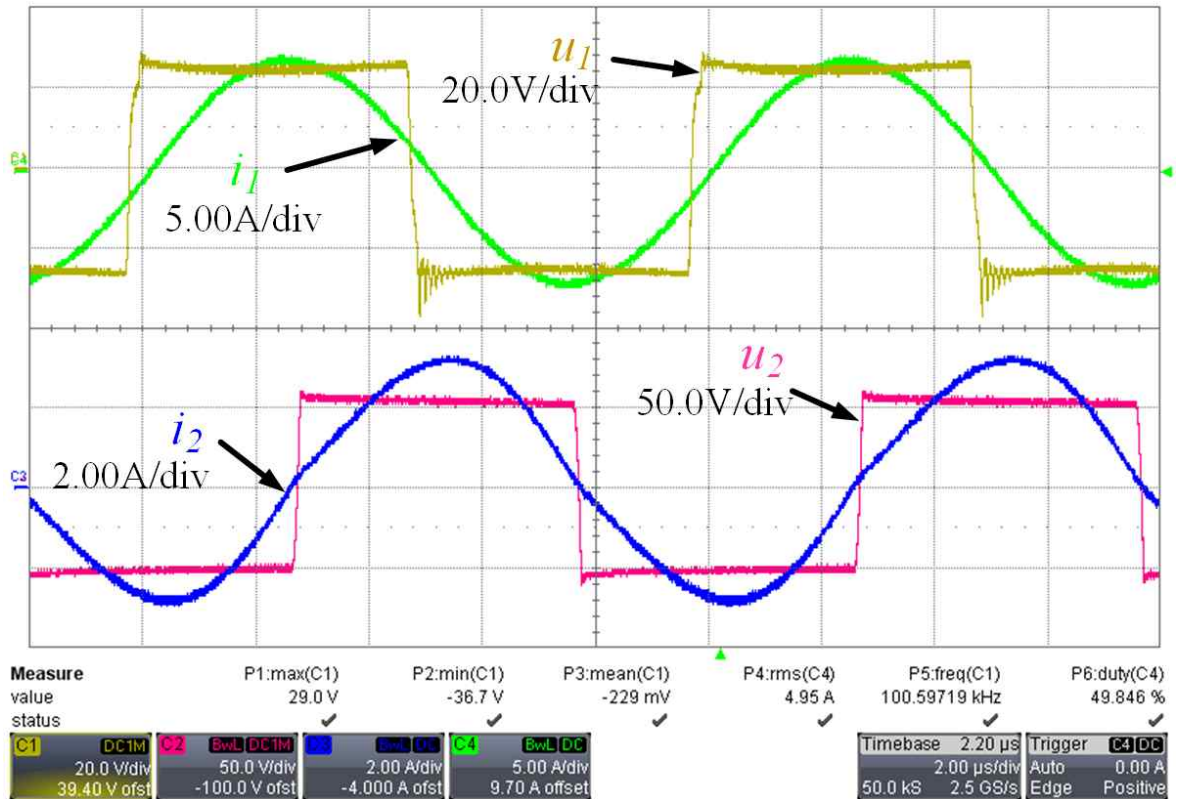


그림 5.12 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Fig. 5.12 Operating waveform result of IPT ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

표 5.15 실험 결과 ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Table 5.15 Experimental results ( $R_{out}=99\text{mm}$ ,  $R_{in}=31\text{mm}$ )

Parameters	Values
Output power ( $P_{out}$ )	100W
Input voltage ( $V_{in}$ )	29V
Output voltage ( $V_{out}$ )	49.4V
Load resistance ( $R_L$ )	24.949 $\Omega$
Operating ( $f_o$ )	100.6kHz
Coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	95.143%

## 5.2.2 Case 2: $10\text{mm} \leq R_{\text{in}} < R_{\text{out}} \leq 200\text{mm}$ 일 경우

### 1) 기존 FEA 기반 코일설계 방법

도선 두께를 고려하여  $R_{\text{out}}$ ,  $R_{\text{in}}$ ,  $N$ 은 표 5.16에 정리해두었고 실제로 구성된 코일은 그림 5.13과 같이 구성하였다. 해당  $R_{\text{out}}$ ,  $R_{\text{in}}$ ,  $N$ 을 통해 FEA 결과 및 실제 코일 측정 결과는 표 5.17에 나타내었다. 이때 Case 1과 같이 기존 FEA 코일설계 방법에서 단일 권선 파라미터를 가지고 식 (3.9), (3.10), (3.14), (3.15)로 구한 값과 'Winding' 기능을 이용하여 구한 FEA 값 그리고 실제 코일을 측정한 값을 비교하였다.

표 5.16 도선 두께를 고려한  $R_{\text{out}}$ ,  $R_{\text{in}}$  및 권선 수  $N$

Table 5.16  $R_{\text{out}}$ ,  $R_{\text{in}}$ , and  $N$  considering the wire thickness

Parameters	Values
$R_{\text{out}}$	120mm
$R_{\text{in}}$	52mm
$N$	20

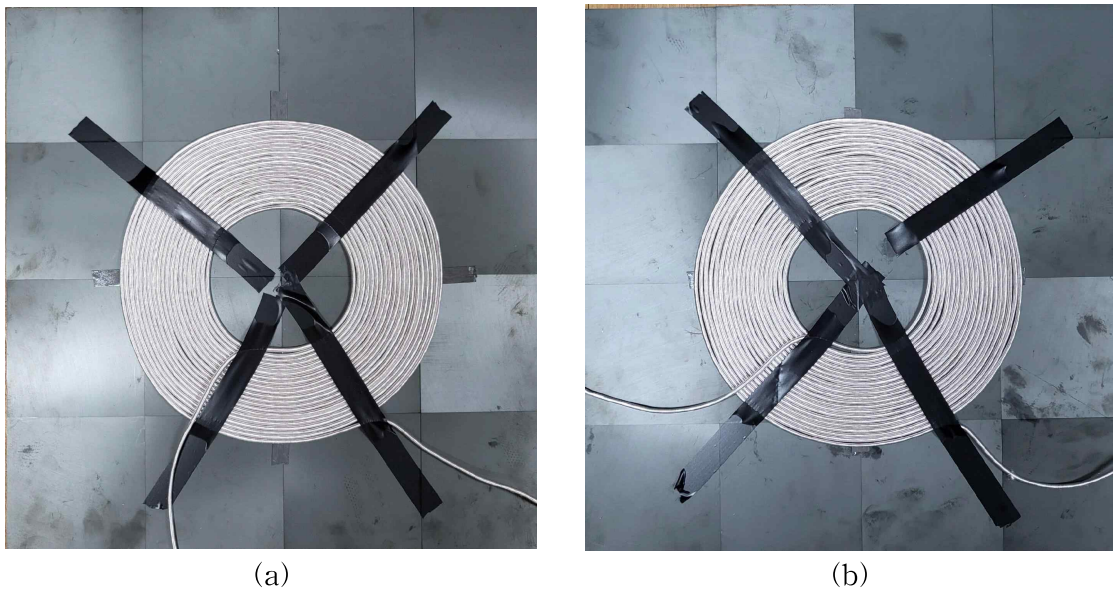


그림 5.13 송수신부 코일 ( $R_{\text{out}}=120\text{mm}$ ,  $R_{\text{in}}=52\text{mm}$ ) (a) 송신부 코일 (b) 수신부 코일

Fig. 5.13 Transmitter and receiver coils ( $R_{\text{out}}=120\text{mm}$ ,  $R_{\text{in}}=52\text{mm}$ ) (a) Transmitter coil (b) Receiver coil



표 5.17 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Table 5.17 FEA and measurement results and comparisons ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Parameters	FEA values using single-turn parameter (error)	FEA values using winding function	Measurement values (error)
$L_{Tx}$	158.61 $\mu\text{H}$ (0%)	158.61 $\mu\text{H}$	159.4 $\mu\text{H}$ (+0.5%)
$L_{Rx}$	158.61 $\mu\text{H}$ (0%)	158.61 $\mu\text{H}$	156.56 $\mu\text{H}$ (-1.29%)
$R_{Tx}$	16.22m $\Omega$ (-84.02%)	101.53m $\Omega$	147.42m $\Omega$ (+45.2%)
$R_{Rx}$	16.22m $\Omega$ (-86.02%)	101.53m $\Omega$	143.68m $\Omega$ (41.51%)
k	0.294 (0%)	0.294	0.263 (-10.54%)

표 5.18 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Table 5.18 Capacitance results and comparison ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Parameters	Calculation values	Measurement values (error)
$C_{Tx}$	15.89nF	15.92nF (-0.19%)
$C_{Rx}$	16.18nF	16.07nF (-0.68%)

표 5.17에서 ‘Winding’ 기능으로 구한 FEA 값을 참값으로 두고 단일 권선 파라미터로 구한 FEA값과 실제 코일 측정값에 대한 오차를 계산하여 오차율을 나타내었다. 이때 단일 권선 인덕턴스를 가지고 권선 수를 고려한 FEA 인덕턴스 오차는 0%를 보여주고 또한 실제 코일을 측정값을 보게 되면 약 0.5~2% 이내의 오차율을 보여주어 단일 권선 인덕턴스를 가지고 식 (3.9), (3.10)으로 구한 인덕턴스와 ‘Winding’ 기능을 이용하여 구한 인덕턴스는 비교적 정확한 값을 구할 수 있음을 알 수 있다. 또한 결합계수도 단일 권선 코일을 통해 구한 값과 0%의 오차율을 측정값과는 약 10%의 오차율을 보여주어 결합계수도 비교적 정확한 값을 얻을 수 있음을 알 수 있다. 하지만 단일 권선 저항을 가지고 식 (3.14), (3.15)을 통해 구한 저항은 오차율이 약 84~86%의 오차율을 보여주어 최적 코일 지점을 찾기 힘들어진다. 그리고 실제 코일 저항 측정 결과 41~45%의 오차를 보여주어 단일 권선 저항을 통해 구한 값보다 ‘Winding’ 기능을 이용한 FEA 저항값의 정확성이 높아졌다. 하지만 Case 1의 오차보다 크게 나온 이유는 ‘Winding’ 기능을 사용할 때 전류 인가를 Stranded로 주었는데 이 Stranded 기능은 해

당 물질의 표피효과를 고려하지 않는 기능이다[32]. 하지만 본 논문에서 하드웨어 동작을 위해 약 100kHz로 높은 주파수로 동작하고 있어 표피효과를 완전히 무시할 수 없어 저항에 오차를 준 것으로 보인다. 또한 Case 2의 코일은 Case 1보다 더 넓은 코일의 내경 및 외경 반지름을 가지고 있어 Case 1보다 더 긴 도선을 사용하게 된다. 이러한 이유로 Case 2에서의 표피효과가 Case 1의 표피효과보다 더 두드러지게 나타나기 때문에 오차가 나온 것으로 보인다. 다음으로 측정된 인덕턴스를 기반으로 커패시턴스 계산값과 실제 커패시터를 계산값과 비슷하게 구성하여 측정된 결과를 비교한 결과 표 5.18과 같이 약 1% 내의 오차율을 보여 공진 주파수 100kHz에 가깝게 동작할 수 있도록 구성하였다.

이러한 하드웨어를 가지고 그림 5.14와 같이 약 100.6kHz에서 동작을 하였고 전류 전압의 위상이 차이가 많이 나지 않아서 해당 주파수에서 공진이 일어났음을 알 수 있다. 해당 주파수에서 실험 결과  $P_{out}$ 은 100W,  $V_{in}$ 은 65.9V,  $V_{out}$ 은 49.5V,  $R_L$ 은 24.89  $\Omega$ 으로 나오게 되면서  $P_{out}$ ,  $V_{out}$ ,  $R_L$ ,  $f_0$ 는 설계 요구사항과 근접하게 동작을 하는 것을 보였고 해당 동작 조건에서 효율 측정 결과 약 97.734%가 나오게 되었다.

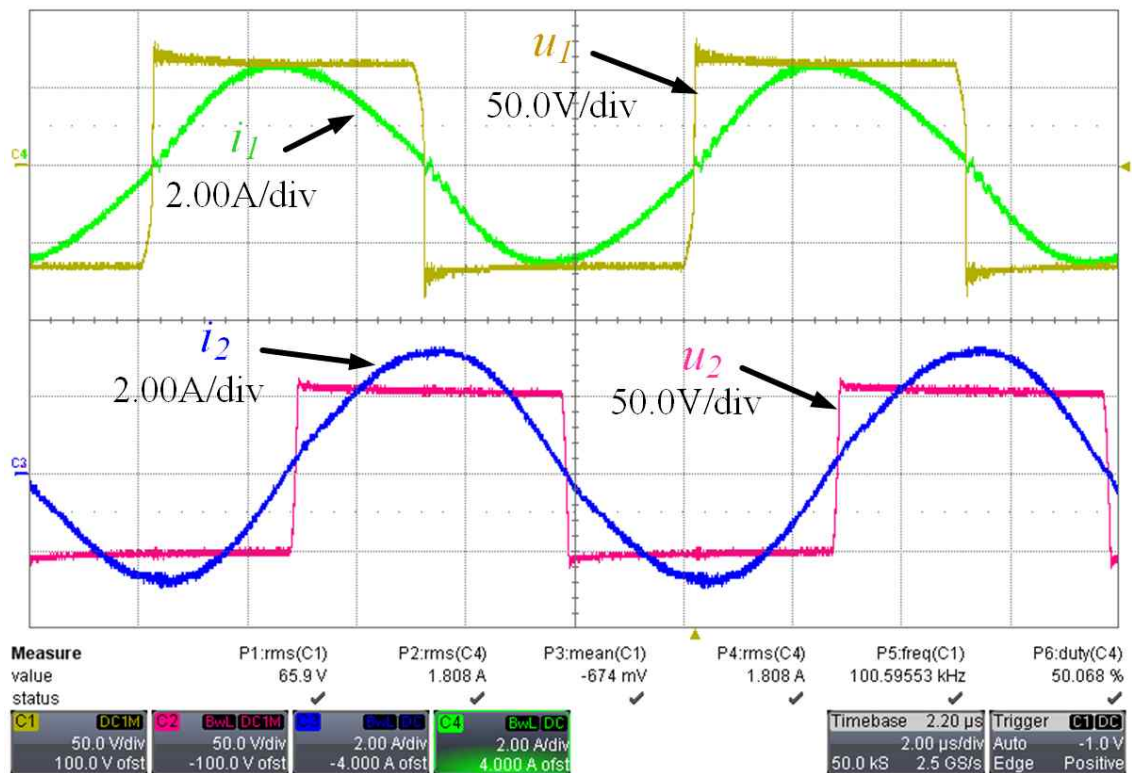


그림 5.14 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Fig. 5.14 Operating waveform result of IPT ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

표 5.19 실험 결과 ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Table 5.19 Experimental result ( $R_{out}=120\text{mm}$ ,  $R_{in}=52\text{mm}$ )

Parameters	Values
Output power ( $P_{out}$ )	100W
Input voltage ( $V_{in}$ )	65.9V
Output voltage ( $V_{out}$ )	49.5V
Load resistance ( $R_L$ )	24.89 $\Omega$
Operating frequency ( $f_o$ )	100.6kHz
Coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	97.734%

2) 제안하는 코일설계 방법

Case 2에서 제안하는 방법으로 구한  $R_{in}$ 은 138.646mm,  $R_{out}$ 은 174.271mm이다. 이를 실제로 감을 수 있는 값과 도선 두께 3.4mm를 고려하게 되면  $R_{in}$ 은 139mm,  $R_{out}$ 은 173mm, 권선 수 N은 10이 나오게 되고 이를 표 5.20에 정리해두었다. 이러한 정보를 토대로 코일을 실제로 감게 되면 그림 5.15와 같이 감을 수 있다.

표 5.20 도선 두께를 고려한  $R_{out}$ ,  $R_{in}$  및 권선 수 N

Table 5.12  $R_{out}$ ,  $R_{in}$ , and N considering the wire thickness

Parameters	Values
$R_{out}$	173mm
$R_{in}$	139mm
N	10

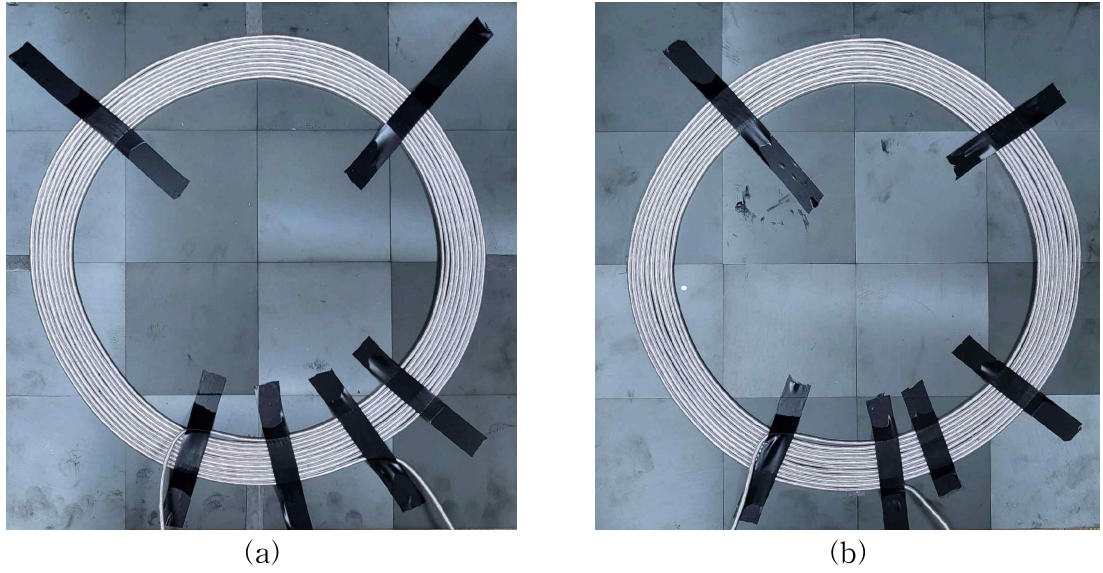


그림 5.15 송수신부 코일 ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ ) (a) 송신부 코일 (b) 수신부 코일

Fig. 5.15 Transmitter and receiver coils ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ ) (a) Transmitter coil (b) Receiver coil

표 5.21 FEA 및 측정 결과 및 비교 ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Table 5.21 FEA and measurement results and comparisons ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Parameters	FEA values using winding function	Measurement values (error)
$L_{Tx}$	117.28 $\mu\text{H}$	117.3 $\mu\text{H}$ (+0.02%)
$L_{Rx}$	117.28 $\mu\text{H}$	115.32 $\mu\text{H}$ (-1.67%)
$R_{Tx}$	70.19m $\Omega$	92.83m $\Omega$ (+32.26%)
$R_{Rx}$	70.19m $\Omega$	89.86m $\Omega$ (+28.02%)
k	0.349	0.329 (-5.73%)

표 5.22 커패시턴스 결과 및 비교 ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Table 5.22 Capacitance results and comparison ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Parameters	Calculation values	Measurement values (error)
$C_{Tx}$	21.59nF	21.63nF (+0.19%)
$C_{Rx}$	21.97nF	22nF (+0.14%)

표 5.20 정보를 토대로 ‘Winding’ 기능을 이용한 FEA 결과와 그림 5.15의 실제 코일을 측정된 결과를 비교하였고 그 결과 인덕턴스에서 약 2% 이내의 오차가 나오게 되었고 결합계수 k에서 약 6%의 오차가 나왔다. 하지만 저항에서 약 28~32% 정도의 오차가 나오게 되었는데 이는 앞에 5.2.2절에서 기존 FEA 코일설계 방법에서 설명한 오차 원인에 의해 오차가 나오게 된 것으로 보인다. 그리고 측정 코일 인덕턴스 기반으로 동작 주파수 100kHz에서의 커패시턴스 값을 계산하였고 해당 계산값 기준으로 커패시터를 구성하였다. 오차는 약 0.2%이내로 나왔고 해당 정보를 표 5.22에서 정리해 두었다.

해당 하드웨어를 가지고 실험 결과 동작 파형은 그림 5.16과 같이 나오게 되었고 동작 주파수 101.3kHz에서 공진이 일어났다. 실험 결과 DC supply 전압을 조정하여 Electric load에서 출력 전력 100W으로 맞추고 이때 측정된  $V_{in}$ 은 58.8V,  $V_{out}$ 는 49.4V, 부하저항  $R_L$ 은 24.93Ω으로 측정되었다. 이를 통해  $P_{out}$ ,  $V_{out}$ ,  $R_L$ ,  $f_0$ 는 표 5.4의 시스템 요구사항과 근접한 조건으로 동작하였고 측정 코일 간 효율은 98.135%가 나오게 되었다. 이에 대한 결과는 표 5.23에 정리해두었다.

이러한 결과를 통해 기존 FEA 기반 코일설계 방법으로 찾은 코일 반지름에서의 효율보다 제안하는 코일설계 방법으로 찾은 코일 반지름을 통해 구한 효율이 약 0.401% 높게 나온 것을 확인할 수 있었다.

Case 1과 Case 2의 기존 FEA 기반 코일설계 방법과 제안하는 코일설계 방법의 효율 비교를 통해 제안하는 코일설계 방법에서 찾은 코일 형상 파라미터가 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 찾은 코일 형상 파라미터보다 더 높은 효율을 내는 것을 볼 수 있었다.

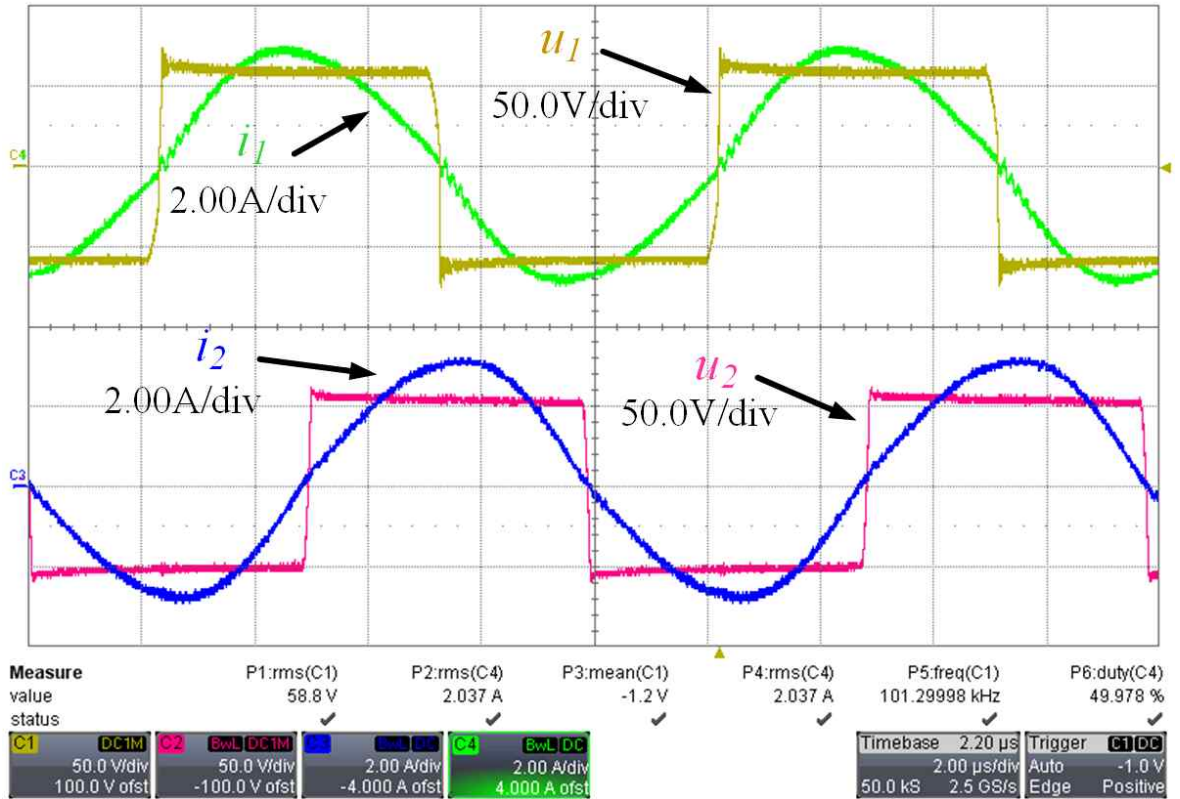


그림 5.16 자기유도형 무선전력전송 동작 파형 결과 ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Fig. 5.16 Operating waveform result of IPT ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

표 5.23 실험 결과 ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Table 5.23 Experimental result ( $R_{out}=173\text{mm}$ ,  $R_{in}=139\text{mm}$ )

Parameters	Values
Output power ( $P_{out}$ )	100W
Input voltage ( $V_{in}$ )	58.8V
Output voltage ( $V_{out}$ )	49.4V
Load resistance ( $R_L$ )	24.93 $\Omega$
Operating ( $f_o$ )	101.3kHz
Coil-to-coil efficiency ( $\eta$ )	98.135%

## 6. 결론 및 향후 과제

### 6.1 결론

기존 유한요소해석(FEA) 기반 자기유도형 무선전력전송 코일설계 방법에서 FEA를 통해 구한 코일 내부저항의 낮은 정확성 및 1차원 최적화로 인해 높은 효율을 낼 수 있는 코일설계 지점을 찾기 어려운 단점과 최대 효율을 낼 수 있는 코일설계 지점을 찾기 위한 코일 형상 파라미터 추출 시간이 오래 걸리는 단점이 존재했다. 본 논문에서는 해당 단점을 해결하기 위해 코일의 내부저항의 정확도를 높이기 위한 FEA 코일 모델링 및 최적화 알고리즘을 적용한 코일설계 방법을 제안하였다.

제안하는 코일설계 방법에서 선택한 최적화 알고리즘은 탐색 기반인 스캔 앤 줌을 선택하였다. 이는 FEA 프로그램을 사용한 코일설계 방법에서 목적함수는 코일 형상 파라미터에 대한 식으로 나타내기 힘들기에 경사 기반 최적화(Gradient-based optimization)를 적용하기 어려워 탐색 기반 최적화(Search-based optimization)를 선택하였다.

본 논문에서는 FEA 프로그램으로 Ansys Maxwell을 사용하였고 Ansys Maxwell의 Winding 기능을 이용하여 FEA로 구한 코일의 내부저항 정확성을 높였다. 그리고 스캔 앤 줌 알고리즘을 MATLAB을 통해 구현하였고 Ansys Maxwell에서 코일의 인덕턴스, 저항, 결합계수 값을 자동으로 받아와서 MATLAB에서 처리하기 위하여 Ansys Maxwell의 스크립트 기능을 통해 Ansys Maxwell과 MATLAB을 연동하여 두 프로그램 간 데이터 값을 주고받는 것을 자동화하였다. 이를 통해서 송수신부 코일의 효율이 최대가 되는 최적 코일 형상 파라미터 값의 정확도를 높이고 FEA 실행 횟수를 단축할 수 있다.

제안한 코일설계 방법을 증명하기 위하여 100W 자기유도형 무선전력전송 시스템 대상으로 기존 FEA 기반 코일설계 방법과 모든  $R_{out}$ ,  $R_{in}$ 을 스위치한 경우, 그리고 제안한 코일설계 방법으로 구한 코일 반지름, 효율, FEA 실행 횟수를 비교하였고 기존 FEA 기반 코일설계 방법으로 구한 코일 형상 파라미터 및 제안하는 코일설계 방법으로 구한 코일 형상 파라미터 결과를 가지고 실제 하드웨어를 구성하여 효율을 측정하여 설계 결과에 대한 타당성을 증명하였다. 그 결과 높은 효율을 낼 수 있는 최적 코일 형상 파라미터 값을 구하기 위해 제안하는 코일설계 방법이 기존 FEA 기반 코일

설계 방식보다 더 적은 FEA 실행 횟수로 코일설계가 가능할 뿐만 아니라 하드웨어 실험 결과 제안하는 코일설계 방법에서 찾은 코일 반지름에 대한 효율은 기존 FEA 기반 코일설계 방법에서 찾은 코일 반지름에 대한 효율보다 높은 효율을 낼 수 있음을 보였다.

## 6.2 향후 과제

자기유도형 무선전력전송 코일설계를 위해 다음과 같이 향후 과제가 필요하다.

1) 본 논문에서는 코일설계 방법을 증명하기 위해 하나의 목적함수인 효율만 고려하였지만 자기유도형 무선전력전송 시스템은 효율 이외에 시스템 부피, 무게, 또는 가격 등 두 개 이상의 목적함수를 고려할 필요가 있다. 이를 통해 다목적 최적화 코일설계로 확장하여 연구가 가능하다.

2) 자기유도형 무선전력전송에서 송수신부 코일이 잘 정렬된 상태가 확률적으로 적고 정렬이 어긋난 현상이 많이 일어나기 때문에 비정렬을 고려한 코일설계가 필요하다. 또한 자기유도형 무선전력전송에서 결합계수가 증가하게 되면 공진점이 두 개가 생기는 bifurcation이라는 현상이 생기게 된다. 그로 인해 bifurcation 현상은 시스템의 신뢰성 및 안정한 동작 범위에 영향을 주게 된다. 그렇기 때문에 bifurcation 현상을 고려한 코일설계로 확장 연구가 필요하다.

3) 자기유도형 무선전력전송 시스템 설계 시 주로 송수신부 코일의 크기만 고려하여 시스템을 설계한다. 하지만 시스템 전체를 보았을 때 보상회로 구성 시 커패시터뱅크 크기 때문에 전체 시스템 크기에 영향을 미칠 수 있어 커패시터 크기를 고려한 코일설계로 확장 연구가 가능하다.

4) 최근 자기유도형 무선전력전송에서 비정렬 효과를 개선하기 위해 DD코일, Bi-polar 코일, DDQ 코일, Tri-polar 코일 등 여러 코일 모양들이 나오고 있다. 이러한 코일 형상들은 복잡한 형상을 가지고 있어 해당 형상에 대한 인덕턴스 식을 구하기 어려움이 있다. 그렇기 때문에 인덕턴스를 구하기 위해 FEA를 이용하여 쉽게 인덕턴스를 구할 수 있어 해당 코일 형상들에 대한 코일설계 연구로 확장 연구가 가능하다.



## 참 고 문 헌

- [1] N. Tesla, "Apparatus for Transmitting Electrical Energy," U.S. Patent 1 119 732, Dec 1, 1914.
- [2] A. Kurs, A. Karalis, R. Moffatt, J. D. Joannopoulos, P. Fisher, and M. Soljacic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances," *Science*, vol. 317, no. 5834, pp. 83-86, 2007.
- [3] S. Lee, J. Huh, C. Park, N. -S. Choi, G. -H. Cho and C. -T. Rim, "On-Line Electric Vehicle using Inductive Power Transfer System," *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1598-1601, 2010.
- [4] R. Xue, K. Cheng and M. Je, "High-Efficiency Wireless Power Transfer for Biomedical Implants by Optimal Resonant Load Transformation," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers*, vol. 60, no. 4, pp. 867-874, Apr. 2013.
- [5] X. Li, J. Lu, and S. Stegen, "Magnetic Coupler Optimization for Inductive Power Transfer System of Unmanned Aerial Vehicles," *Energies*, vol. 14, no. 21, p. 7024, 2021.
- [6] J. Feng, Q. Li and F. C. Lee, "Omnidirectional wireless power transfer for portable devices," *2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1675-1681, 2017.
- [7] R. Shadid, S. Noghianian and A. Nejadpak, "A Literature Survey of Wireless Power Transfer," *2016 IEEE International Conference on Electro Information Technology (EIT)*, pp. 0782-0787, 2016.
- [8] K. N. Mude and K. Aditya, "Comprehensive Review and Analysis of Two-Element Resonant Compensation Topologies for Wireless Inductive Power Transfer Systems," in *Chinese Journal of Electrical Engineering*, vol. 5, no. 2, pp. 14-31, June. 2019.

- [9] J. Sallan, J. L. Villa, A. Llombart and J. F. Sanz, "Optimal Design of ICPT Systems Applied to Electric Vehicle Battery Charge," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 2140–2149, June. 2009.
- [10] K. Aditya and S. S. Williamson, "Design Guidelines to Avoid Bifurcation in a Series - Series Compensated Inductive Power Transfer System," in *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 66, no. 5, pp. 3973–3982, May. 2019.
- [11] J. P. K. Sampath, A. Alphones and H. Shimasaki, "Coil Design Guidelines for High Efficiency of Wireless Power Transfer (WPT)," *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 726–729, 2016.
- [12] H. Kim, C. Song, D. Kim, D. H. Jung, I. Kim, Y. Kim, J. Kim, S. Ahn, and J. Kim, "Coil Design and Measurements of Automotive Magnetic Resonant Wireless Charging System for High-Efficiency and Low Magnetic Field Leakage," in *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, vol. 64, no. 2, pp. 383–400, Feb. 2016.
- [13] R. Bosshard, J. W. Kolar, J. Muhlethaler, I. Stevanović, B. Wunsch and F. Canales, "Modeling and  $\eta$ - $\alpha$ -Pareto Optimization of Inductive Power Transfer Coils for Electric Vehicles," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 3, no. 1, pp. 50–64, March. 2015.
- [14] R. Bosshard and J. W. Kolar, "Multi-Objective Optimization of 50 kW/85 kHz IPT System for Public Transport," in *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, vol. 4, no. 4, pp. 1370–1382, Dec. 2016.
- [15] M. Lu and K. D. T. Ngo, "A Fast Method to Optimize Efficiency and Stray Magnetic Field for Inductive-Power-Transfer Coils Using Lumped-Loops Model," in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 33, no. 4, pp. 3065–3075, April. 2018.
- [16] H. L. Chan, K. W. E. Cheng and D. Sutanto, "A Simplified Neumann's Formula for Calculation of Inductance of Spiral Coil," *2000 Eighth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives (IEE Conf. Publ. No. 475)*, pp. 69–73, 2000.

- [17] H. A. Wheeler, "Simple Inductance Formulas for Radio Coils," in *Proceedings of the Institute of Radio Engineers*, vol. 16, no. 10, pp. 1398-1400, Oct. 1928.
- [18] S. S. Mohan, M. del Mar Hershenson, S. P. Boyd and T. H. Lee, "Simple Accurate Expressions for Planar Spiral Inductances," in *IEEE Journal of Solid-State Circuits*, vol. 34, no. 10, pp. 1419-1424, Oct. 1999.
- [19] B. Lenaerts and R. Puers, *Omnidirectional Inductive Powering for Biomedical Implants*, 1st ed. Delft, The Netherlands: Springer, 2009.
- [20] V. Shevchenko, O. Husev, R. Strzelecki, B. Pakhaliuk, N. Poliakov and N. Strzelecka, "Compensation Topologies in IPT Systems: Standards, Requirements, Classification, Analysis, Comparison and Application," in *IEEE Access*, vol. 7, pp. 120559-120580, 2019.
- [21] S. Bandyopadhyay, P. Venugopal, J. Dong and P. Bauer, "Comparison of Magnetic Couplers for IPT-Based EV Charging Using Multi-Objective Optimization," in *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol. 68, no. 6, pp. 5416-5429, June. 2019.
- [22] Y. Zhang, S. Chen, X. Li and Y. Tang, "Design of High-Power Static Wireless Power Transfer via Magnetic Induction: An Overview," in *CPSS Transactions on Power Electronics and Applications*, vol. 6, no. 4, pp. 281-297, Dec. 2021.
- [23] C.-H. Jeong and S.-J. Choi, "Graphical Design Plane Analysis for Series-Compensated Resonant Energy Links of Inductive Wireless Power Transfer Systems," *Journal of Power Electronics*, vol. 19, no. 6, pp. 1440 - 1448, Nov. 2019.
- [24] T. Duerbaum, "First Harmonic Approximation including Design Constraints," *INTELEC - Twentieth International Telecommunications Energy Conference (Cat. No.98CH36263)*, pp. 321-328, 1998.

- [25] J. W. Nilson and S. A. Roedel, *Electric Circuits*, 10th ed. London, U.K.: Pearson Education, 2015.
- [26] Maxwell Scripting Guide, 2020 R2, ANSYS, Inc, July, 2020.
- [27] W. H. Ko, S. P. Liang, and C. D. F. Fung, "Design of Radio-Frequency Powered Coils for Implant Instruments," *Medical and Biological Engineering and Computing*, vol. 15, no. 6, pp. 634 - 640, Nov. 1977.
- [28] J. P. K. Sampath, A. Alphones and H. Shimasaki, "Coil Design Guidelines for High Efficiency of Wireless Power Transfer (WPT)," *2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON)*, pp. 726-729, 2016.
- [29] C. -J. Chen, T. -H. Chu, C. -L. Lin and Z. -C. Jou, "A Study of Loosely Coupled Coils for Wireless Power Transfer," in *IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, vol. 57, no. 7, pp. 536-540, July. 2010.
- [30] K. V. Schuylenlenbergh and R. Puers, *Inductive Powering: Basic Theory and Application to Biomedical Systems*, 1<sup>st</sup> ed. Dordrecht, The Netherlands: Springer, 2009.
- [31] E. Waffenschmidt and T. Staring, "Limitation of Inductive Power Transfer for Consumer Applications," *2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications*, 2009.
- [32] Maxwell Help, 2020 R2, ANSYS, Inc, July, 2020.

# Effective Coil Design Algorithm for Inductive Power Transfer System

Seung-Ha, Ryu

Dept. of Electrical, Electronic  
and Computer Engineering,

The Graduate School,

University of Ulsan

Supervised by Prof. Sung-Jin, Choi

## ABSTRACT

Inductive Power Transfer (IPT) system has emerged as a convenient and attractive power transmission method as it is widely used in electric vehicles (EVs), biomedical devices, UAV, and portable devices. This paper studies the transmitter and receiver coil design in the IPT system. The principle of IPT system is similar to that of transformer, but unlike conventional transformer design, generalized coil design method is not studied much, and efficiency between transmitter and receiver coils is important for high efficiency of the IPT system.

Until now, two types of coil design of IPT have been studied: formula-based coil design method and finite element analysis (FEA) based coil design method. However, the former feature is that when the shape of the coil changes, the inductance equation changes, and when the ferrite core is combined, the calculation value becomes inaccurate. The latter has the advantage of being able to easily obtain inductance even if the coil shape is changed or the ferrite core is combined, but there is a disadvantage that it is difficult to find coil shape parameter values that can produce high efficiency because one-dimensional optimization for each coil shape parameter is used to find the most optimal coil shape parameter values. In addition, there is a disadvantage in that it takes a long time to extract coil shape

parameters due to the large amount of FEA calculation through coil shape parameter sweep. In this paper, in order to solve these disadvantages for the conventional FEA-based coil design method, coil modeling to increase the accuracy of the internal resistance in FEA and optimization algorithm are applied to find the exact optimal coil shape parameter values which can generate the high efficiency and extract coil shape parameter values more quickly.

For the coil design proposed in this paper, scan and zoom, a search-based optimization algorithm, is applied and the algorithm is implemented through MATLAB. MATLAB and Ansys Maxwell, an FEA program, are interlinked to automate the acquisition of data values analyzed between Ansys Maxwell and MATLAB to calculate the objective function. To prove the proposed coil design method, a 100W IPT system is given as a design example, and the optimal coil shape parameter, and FEA executions of the existing FEA coil design method, the method all coil shape parameters are swept, and the proposed coil design method are compared. And then, the proposed coil design is verified by configuring the actual hardware and comparing the efficiency with the coil shape parameters found in the existing FEA-based coil design method and the coil shape parameters of the proposed coil design method.

Key Words : Inductive Power Transfer (IPT), Finite element method (FEM), Finite element analysis (FEA), Scan and Zoom, Optimal coil design

## 부록

### A. 단일 권선 코일의 저항을 통해 권선 수를 고려한 저항공식 증명

식 (2.9), (2.10)을 증명하기 위해 저항 공식 (A.1)을 기반으로 증명하였다.

$$R = \rho \frac{l}{A} \quad (\text{A.1})$$

여기서  $\rho$ 는 코일의 비저항,  $A$ 는 코일의 단면적,  $l$ 은 코일의 길이이다.

(1)  $N = 1$ 일 경우

그림 A.1과 같이 단일 권선으로 구성된 코일을 먼저 저항 공식 (A.1)을 이용하여 구해주면 식 (A.2)와 (A.3)과 같이 구할 수 있다.

$$R = R_0 = \rho \frac{l_{11}}{A_1} = \rho \frac{2\pi r}{A_1} \quad (\text{A.2})$$

$$l_{11} = 2\pi r \quad A_1 = ab \quad (\text{A.3})$$

여기서  $R_0$ 는 단일 권선 저항,  $l_{11}$ 은  $N$ 이 1일 때의 mean path length를 그리고  $A_1$ 은  $N$ 이 1일 때의 코일의 단면적을 나타낸다.  $r$ 은 그림 A.1에 나타낸 바와 같이 코일 중심에서 코일 단면적 중간까지의 거리를 나타내고  $a$ 는 코일 단면의 가로길이  $b$ 는 코일 단면의 세로 길이를 나타낸다.

(2)  $N = 2$ 일 경우

그림 A.2와 같이 권선이 2개로 구성된 코일에 대해서 각 권선에 대한 코일 저항은 식 (A.4)-(A.6)와 같이 구할 수 있다.

$$R_{10} = \rho \frac{l_{21}}{A_2} = \rho \frac{2\pi r_{21}}{A_2} = \rho \frac{2\pi(r - \frac{1}{4}a)}{A_2} \quad (\text{A.4})$$

$$R_{20} = \rho \frac{l_{22}}{A_2} = \rho \frac{2\pi r_{22}}{A_2} = \rho \frac{2\pi(r + \frac{1}{4}a)}{A_2} \quad (\text{A.5})$$

$$l_{21} = 2\pi r_{21} = 2\pi(r - \frac{1}{4}a) \quad l_{22} = 2\pi r_{22} = 2\pi(r + \frac{1}{4}a) \quad A_2 = \frac{1}{2}A_1 \quad (\text{A.6})$$

여기서  $R_{10}$ 는 안쪽에서 첫 번째 권선의 저항,  $R_{20}$ 는 안쪽에서 두 번째 권선의 저항,  $l_{21}$ 은 N이 2일 때의 첫 번째 mean path length,  $l_{22}$ 은 N이 2일 때의 두 번째 mean path length,  $A_2$ 은 N이 2일 때 나누어진 각 코일의 단면적을 나타낸다. 그 결과 N이 2일 때 코일 저항은 식 (A.7)과 같이 구할 수 있다.

$$R = R_{10} + R_{20} = \rho \frac{l_{21}}{A_2} + \rho \frac{l_{22}}{A_2} = \rho \frac{2\pi(r - \frac{1}{4}a) + 2\pi(r + \frac{1}{4}a)}{\frac{1}{2}A_1} = 4\rho \frac{2\pi r}{A_1} = 2^2 R_0 \quad (\text{A.7})$$



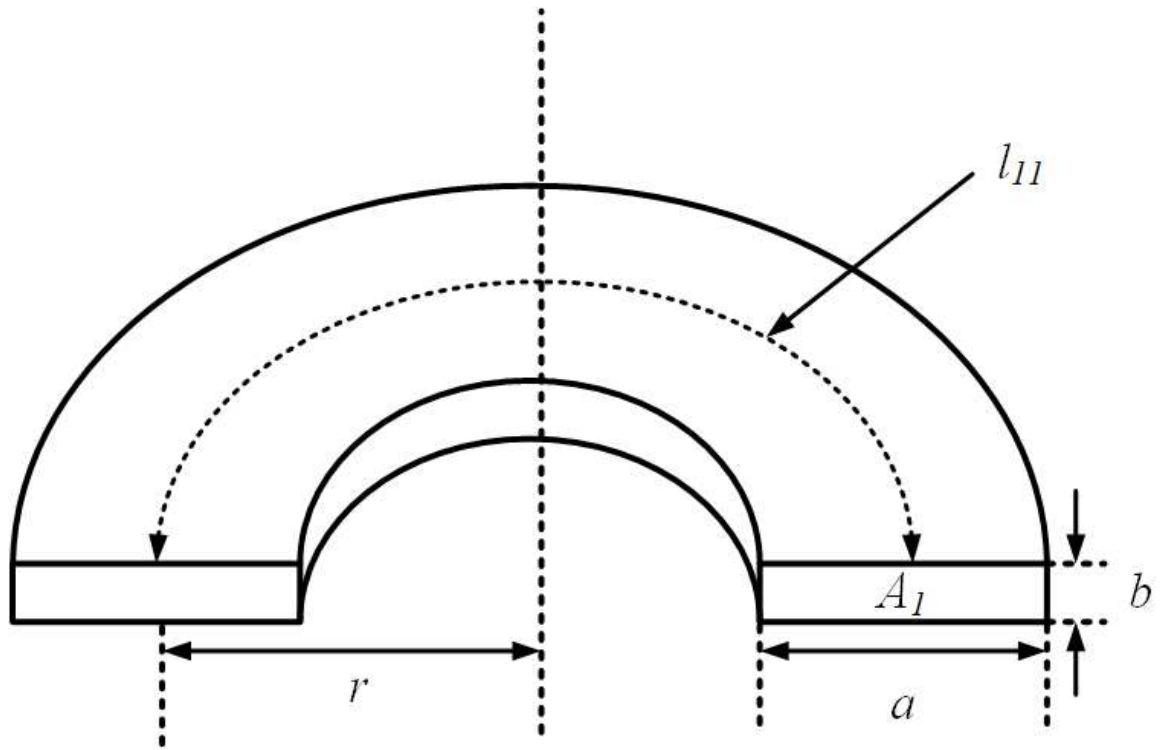


그림 A.1. 단일 권선 코일

Fig. A.1. Single turn coil.

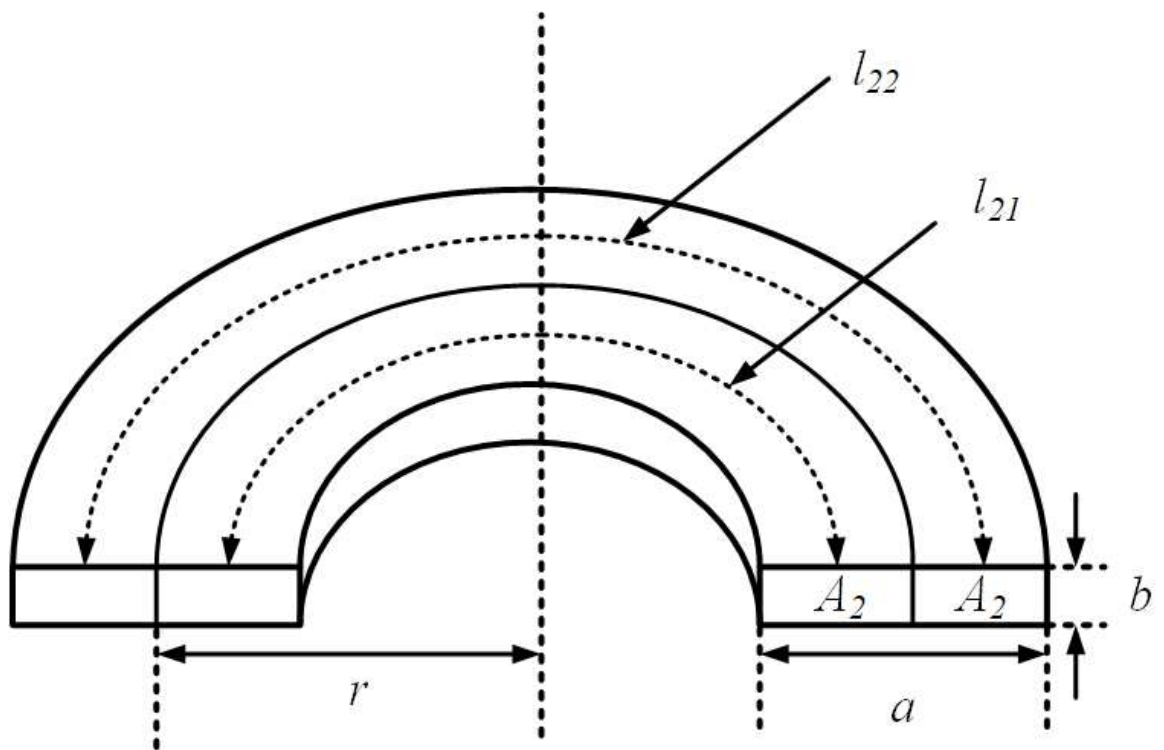


그림 A.2. 권선 수가 2일 때 코일

Fig. A.2. Two turns coil.

(3) N = 3일 경우

그림 A.3과 같이 권선이 3개로 구성된 코일에 대해서 각 권선에 대한 코일 저항은 식 (A.8)-(A.11)과 같이 구할 수 있다.

$$R_{10} = \rho \frac{l_{31}}{A_3} = \rho \frac{2\pi r_{31}}{A_3} = \rho \frac{2\pi(r - \frac{1}{3}a)}{A_3} \quad (\text{A.8})$$

$$R_{20} = \rho \frac{l_{32}}{A_3} = \rho \frac{2\pi r_{32}}{A_3} = \rho \frac{2\pi r}{A_3} \quad (\text{A.9})$$

$$R_{30} = \rho \frac{l_{33}}{A_3} = \rho \frac{2\pi r_{33}}{A_3} = \rho \frac{2\pi(r + \frac{1}{3}a)}{A_3} \quad (\text{A.10})$$

$$r_{31} = r - \frac{1}{3}a \quad r_{32} = r \quad r_{33} = r + \frac{1}{3}a \quad A_3 = \frac{1}{3}A_1 \quad (\text{A.11})$$

여기서  $R_{10}$ 는 안쪽에서 첫 번째 권선 저항,  $R_{20}$ 는 안쪽에서 두 번째 권선 저항,  $R_{30}$ 는 안쪽에서 세 번째 권선 저항,  $l_{31}$ 은 N이 3일 때의 첫 번째 mean path length,  $l_{32}$ 은 N이 3일 때의 두 번째 mean path length,  $l_{33}$ 은 N이 3일 때의 세 번째 mean path length,  $A_3$ 은 N이 3일 때 나누어진 각 코일의 단면적을 나타낸다. 그 결과 N이 3일 때 코일 저항은 식 (A.12)와 같이 구할 수 있다.

$$R = R_{10} + R_{20} + R_{30} = \rho \frac{l_{31}}{A_3} + \rho \frac{l_{32}}{A_3} + \rho \frac{l_{33}}{A_3} = \rho \frac{2\pi(r - \frac{1}{3}a) + 2\pi r + 2\pi(r + \frac{1}{3}a)}{\frac{1}{3}A_1} = 9\rho \frac{2\pi r}{A_1} = 3^2 R_0 \quad (\text{A.12})$$

(4) 권선이 N일 경우

위의 증명들을 통해 그림 A.4와 같이 권선이 N이 홀수 값과 짝수 값일 때 다음과 같이 일반화할 수 있다.

(4-1) N이 홀수일 때

$$\begin{aligned}
R &= R_{10} + R_{20} + R_{30} + \dots + R_{N0} = \rho \frac{l_{N1}}{A_N} + \rho \frac{l_{N2}}{A_N} + \rho \frac{l_{N3}}{A_N} + \dots + \rho \frac{l_{NN}}{A_N} \\
&= \rho \frac{2\pi(r - \frac{2}{2N}a) + \dots + 2\pi(r - \frac{N-1}{2N}a) + 2\pi r + 2\pi(r + \frac{2}{2N}a) + \dots + 2\pi(r + \frac{N-1}{2N}a)}{\frac{1}{N}A_1} \\
&= \rho \frac{\sum_{m=1}^{\frac{N-1}{2}} 2\pi(r - \frac{m}{N}) + 2\pi r + \sum_{m=1}^{\frac{N-1}{2}} 2\pi(r + \frac{m}{N})}{\frac{1}{N}A_1} = \rho \frac{2\pi r \frac{N-1}{2} + 2\pi r + 2\pi r \frac{N-1}{2}}{\frac{1}{N}A_1} \\
&= \rho \frac{2\pi r(N-1) + 2\pi r}{\frac{1}{N}A_1} = N^2 \rho \frac{2\pi r}{A_1} = N^2 R_0
\end{aligned} \tag{A.13}$$

(4-2) N이 짝수일 때

$$\begin{aligned}
R &= R_{10} + R_{20} + R_{30} + \dots + R_{N0} = \rho \frac{l_{N1}}{A_N} + \rho \frac{l_{N2}}{A_N} + \rho \frac{l_{N3}}{A_N} + \dots + \rho \frac{l_{NN}}{A_N} \\
&= \rho \frac{2\pi(r - \frac{1}{2N}a) + \dots + 2\pi(r - \frac{N-1}{2N}a) + 2\pi(r + \frac{1}{2N}a) + \dots + 2\pi(r + \frac{N-1}{2N}a)}{\frac{1}{N}A_1} \\
&= \rho \frac{\sum_{m=1}^{\frac{N}{2}} 2\pi(r - \frac{2m-1}{2N}a) + \sum_{m=1}^{\frac{N}{2}} 2\pi(r + \frac{2m-1}{2N}a)}{\frac{1}{N}A_1} = \rho \frac{2\pi r \frac{N}{2} + 2\pi r \frac{N}{2}}{\frac{1}{N}A_1} \\
&= \rho \frac{2\pi r N}{\frac{1}{N}A_1} = N^2 \rho \frac{2\pi r}{A_1} = N^2 R_0
\end{aligned} \tag{A.14}$$

이러한 결과를 통해서 단일 권선 코일을 통해 구한 저항을 가지고 권선 수를 고려한 저항은 식 (A.15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R = N^2 R_0 \tag{A.15}$$

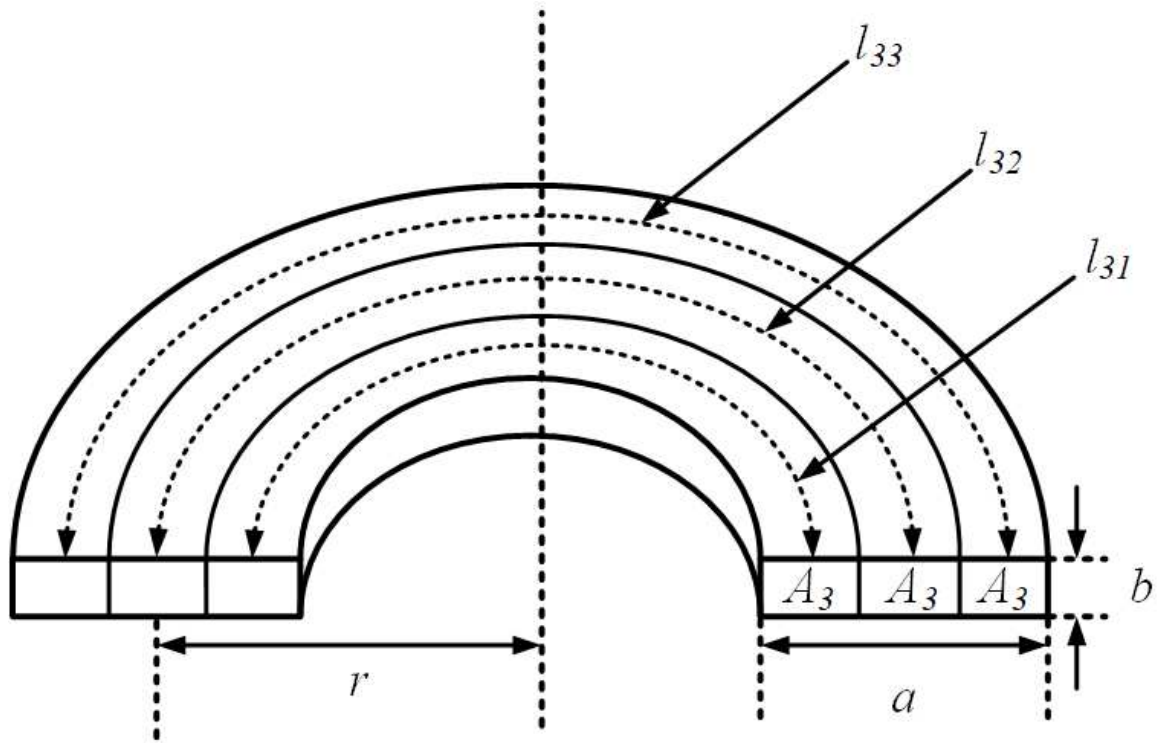


그림 A.3. 권선 수가 3일 때 코일

Fig. A.3. Three turns coil.

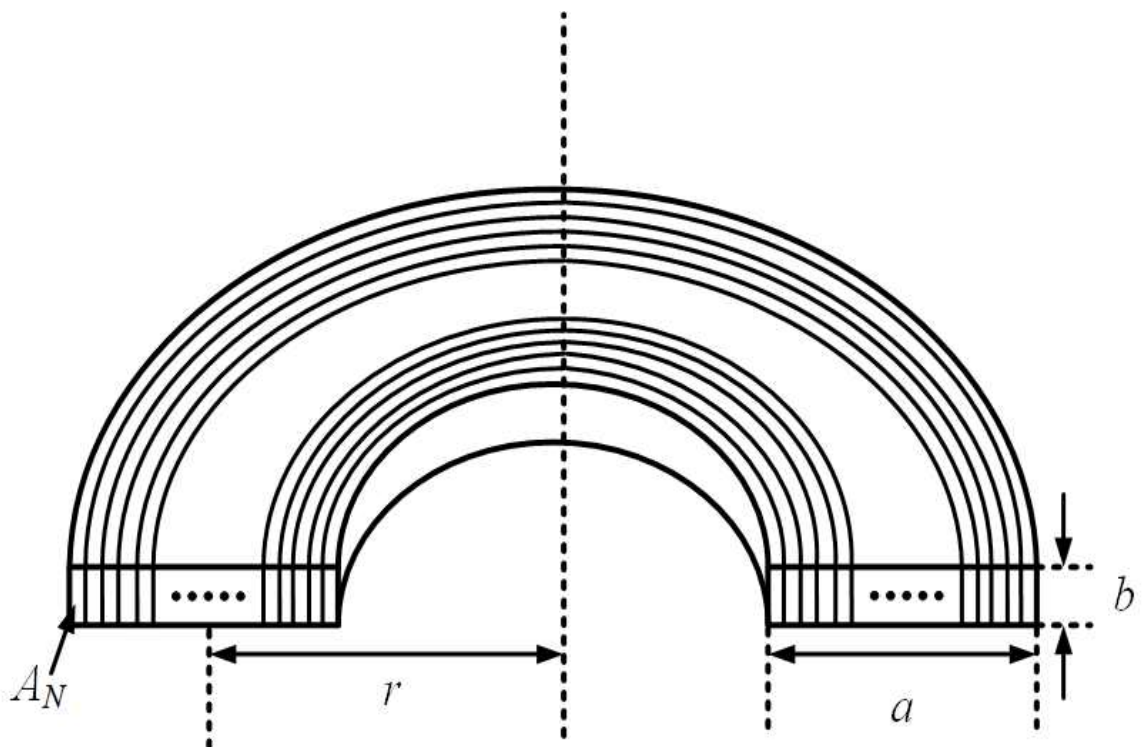


그림 A.4. 권선 수가 N일 때 코일

Fig. A.4. N turns coil.

## 연구논문 실적

### 국내 학술지 논문 (KCI)

- [1] 류승하, 최성진 "단일 권선 FEM 시뮬레이션을 통한 자기유도형 무선전력전송 코일의 효율 최적화설계," *전력전자학회 논문지*, vol. 27, no. 6, pp. 471-480, Dec. 2022.

### 국내 학술대회 논문

- [1] 류승하, 쯡탄틴, 최성진, "FOM- $r_d$  평면을 이용한 자기유도형 무선전력전송에서의 비대칭 코일설계 방법론," *2021 전력전자학술대회 논문집*, pp. 581-582, 2021.
- [2] 류승하, 최성진, "단일 권선 FEM 시뮬레이션을 통한 자기유도형 무선전력전송 코일의 효율 최적화 설계," *2021 전력전자학회 추계학술대회 논문집*, pp. 105-106, 2021.

## 수상 실적

상훈명	전력전자 추계학술대회
수여기관	전력전자학회
수상일자	2021.11.26
수상내용	우수논문상
내용	<p>제목 : 단일 권선 FEM 시뮬레이션을 통한 자기유도형 무선전력전송 코일의 효율 최적화 설계</p> <p>2021년도 전력전자학회 추계학술대회에서 선정한 우수 학술논문상</p>

## 감사의 글

연구실 들어온 지 엿그제 같은데 벌써 졸업인 것이 아직 실감이 나지 않습니다. 하지만 2년이란 시간 동안 많은 경험을 하고 가는 것 같습니다.

먼저 진로에 대해서 방황하던 저를 이끌어주신 최성진 교수님께 깊이 감사드립니다. 당시 실험 조교였던 저에게 진로에 대해 아낌없이 조언해주시고 관심을 주셔서 감사했습니다. 또한 진학 후에도 힘들 때나 좋은 일이 있을 때나 진지하게 상담 및 조언을 해주셔서 감사합니다. 교수님의 지도로 연구자의 자세와 삶을 많이 배웠을 뿐만 아니라 사람으로서 삶을 살아갈 때의 자세와 지혜를 배울 수 있었습니다. 다시 한번 저에게 큰 관심과 아낌없는 조언을 해주신 최성진 교수님께 감사 인사드립니다. 그리고 바쁘신 와중에 심사위원으로 맡아주고 논문에 대해서 아낌없이 조언을 해주신 이흥희 교수님, 전태원 교수님께도 감사 인사드립니다.

또한, 일과 관련된 일이면 칼같이 지키던 우리 랩장인 Ha 형, Ha 형에게도 일에 대해서 많이 배웠고 감사하고 미안한 말을 하고 싶습니다. 그리고 본인 연구를 위해 열심히 공부하는 Quoc 형, 제가 논문에 대해서 고민할 때 아낌없이 도와주겠다고 말해주고 필요한 일이 있으면 언제든지 말해달라고 해주어서 많이 의지가 되었습니다. 그리고 제 사수였고 특히 절 많이 도와준 Tin 형, 제가 논문 주제와 삶의 방향에 대해서 방황하고 있어도 나무라지 않고 오히려 조언을 해주었고 도움이 필요할 때 바쁜 와중에 선뜻 도와주어 감사하다고 전하고 싶습니다. 제가 더 많이 배우지 못해 많이 못 도와주어 미안하다는 말도 함께 전하고 싶습니다. 그리고 한 살 많은 우리 Anh 형, 언제나 저에게 열심히 하고 있다고 걱정하지 말라고 말해주고 가끔 좋은 날에 집에서 밥 같이 먹자고 해서 집에 혼자 있었을 때 많은 의지가 되었습니다. 같은 나이, 같은 학기 석사 친구인 Thao, Ha와 Anh이랑 같이 밥 먹을 때 열심히 베트남 음식을 해주어 고맙다는 말 전해주고 싶습니다. 연구자로서 많이 성장했지만 아직 어린아이 같은 Tofo, 아시아 나라가 처음이라 많이 적응하기 힘들었을 텐데 최근 눈치껏 사람들 도와주는 것이 늘어 이제 한국 생활 잘 적응하고 있어서 마음이 놓입니다. 같은 학번 같은 나이 친구인 태영, 늦게 들어와도 잘 적응하고 있어서 다행이고 친구로서 많은 의지가 되어 고맙다는 말 전하고 싶습니다. 직장 다니면서 열심히 과제 및 연구를 하고 있는 정수 형, 지금까지 태영이랑 말동무해주고 같이 다닐 수 있어서 고맙다는 말 전하고 싶습니다. 그리고 저희 연구실 졸업생이신 Watta 박사님, 박준영 선배님, 최희수 선배

님, 서영태 선배님, 정채호 선배님, 그리고 우연치 않게 만나신 전태원 교수님 연구실 졸업생이신 이충렬 선배님께 고마움을 표하고 싶습니다. 그리고 초등학교, 고등학교, 대학교 친구인 또 다른 박준영. 준영이가 없었으면 대학 생활 힘들 뻔했는데 같이 놀아주고 이야기할 수 있어서 힘든 대학원 생활까지 버틸 수 있게 해주어 감사하다는 말 전하고 싶습니다.

마지막으로 제가 대학원에 진학할 수 있도록 물심 양면으로 도움을 주신 저희 아버지, 어머니, 동생에게 감사하다는 말 전하고 싶습니다. 저의 욕심으로 대학원에 간 것이지만 의견을 존중하고 묵묵히 뒤에서 응원해주어 미안함과 감사한 마음이 듭니다. 또한 이 글에 다 적지 못하였지만 저를 응원해주신 모든 분들께 감사하다는 말 전해 주고 싶습니다. 감사합니다.

2023년 2월

류 승 하