creative commons
COMMONS DEED

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

dCollection

공학석사학위논문

# 송신단 코일 내부에 다수의 소형 수신단 코일이 존재하는 무선 전력 전송 시스템

**Wireless Power Transfer System with Multiple Receiver Coils inside a Transmitter Coil**

**2014년 2월**

서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

유 자 영

# 송신단 코일 내부에
# 다수의 소형 수신단 코일이 존재하는
# 무선 전력 전송 시스템

**Wireless Power Transfer System with**

**Multiple Receiver Coils inside a Transmitter Coil**

지도교수 설 승 기

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함

**2014년 1월**


서울대학교 대학원

전기 컴퓨터 공학부

유 자 영


유자영의 공학석사 학위 논문으로 인준함

**2014년 1월**

위 원 장 : _____

부위원장 : _____

위　　원 : _____

# 초록

과학기술의 발전과 함께 과학기술과 예술과의 융합이 여러 분야에서 시도되고 있다. 본 논문에서는 이 추세에 맞추어 예술에 응용할 수 있는 무선 전력 전송 시스템 기술을 연구한다. 무선 전력 전송 시스템은 자기장을 이용하여 무선으로 전력을 전송할 수 있기 때문에 전선이 들어갈 수 없는 곳까지 전력을 전송할 수 있는 장점이 있다. 이러한 장점을 이용하여 본 논문에서는 움직이는 LED 조명을 제작하기 위한 무선 전력 전송 시스템을 구성하고 분석한다.

시스템을 구성하기 앞서 먼저 시스템의 특징을 정리하고 시스템을 전원단, 송 · 수신단, 부하단으로 나누어 구성한다. 본 논문에서 전원단으로는 변형된 하프 브릿지 회로를 이용하고, 송 · 수신단은 각각 직렬, 병렬회로를 이용하여 구성하고, 부하단은 손실을 최소화하기 위해 LED를 바로 연결하여 구성한다. 수신단이 작기 때문에 기존의 무선전력전송 시스템과 달리 수신단이 송신단 코일 내에 존재한다. 본 논문에서는 자기 공진 방식을 이용하기 때문에 시스템의 동작주파수는 송 · 수신단 공진회로의 공진주파수와 같다. 본 논문에서는 인덕터를 설계하고 캐패시터를 이용하여 공진주파수를 설계한다. 인덕터를 설계하기 위해 공심 코일을 모델링하고 이를 검증한다. 설계한 시스템을 수신단 코일이 한 개인 시스템과 여러 개인 시스템으로 나누어 분석한다. 수신단 코일이 한 개인 시스템에서는 수신단 코일 직경과 턴 수에 대한 시스템의 변화와 송신단 코일 내부 위치에 따른 시스템 변화를 확인한다. 수신단이 여러 개인 시스템에서는 수신단이 추가 될 때의 시스템 변화와 2개의 수신단 위치에 따른 시스템 변화를 확인한다.

수신단 코일이 한 개인 시스템에서 수신단 코일 직경과 턴 수에 대해 결합 계수와 송· 수신단 전압비는 비례하는 관계에 있다는 것을 확인하였고, 같은 조건에서 수신단 코일 직경이 턴 수에 비해 시스템에 미치는 영향이 크다는 것을 실험적으로 확인하였다. 또한 송신단 코일 내부의 자기장은 송신단 코일 중앙에서 가장 작으므로 송신단 코일 중앙에서 수신단에 유도되는 전압의 크기가 가장 작다는 것을 확인하였다. 수신단 코일이 여러 개인 시스템에서 수신단이 추가 될 때 반사 임피던스가 추가되는 것으로 볼 수 있어 송신단 코일 양단 전압이 감소하고 전류가 감소하는 것을 확인하였다. 마지막으로 두 개의 수신단 코일이 수평으로 밀착할 때 서로의 자속이 상쇄되어 수신단 전압의 크기가 감소하고, 두개의 수신단이 수직으로 밀착할 때 서로의 자속이 더해져 수신단 전압의 크기가 증가하는 것을 확인하였다.

주요어: 무선 전력 전송 (Wireless Power Transfer), 자기 공진 방식, LED

학 번: 2012-20814

# 목차


**초록.....i**

**목차..... iii**

**그림 목차.....v**

**표 목차..... viii**

**제 1 장 서론.....1**

**1.1. 연구 배경 및 목적.....1**

**1.2. 무선 전력 전송 시스템.....5**

**1.3. 논문의 구성.....8**

**제 2 장 시스템 구성.....9**

**2.1. 전원단 구성.....10**

**2.2. 부하단 구성.....12**

**2.3. 송·수신단 구성.....16**

2.3.1 외부에 공진기가 없는 경우.....17

2.3.2 외부에 공진기가 있는 경우.....21

**제 3 장 시스템 동작 주파수 설계.....29**

**3.1. 공심 코일(Air-cored coil) 모델링[18][19].....29**

3.1.1 코일 인덕턴스.....30

3.1.1.1. 주파수 비의존(independent) 계수.....31

3.1.1.2. 주파수 의존(Dependent) 계수.....33

3.1.2 코일 기생 성분.....38

3.1.3 모델 검증.....44

제 4 장 수신단이 한 개인 시스템 ..... 49
4.1. 수신단 코일 직경(D)에 따른 시스템 변화 ..... 57
4.2. 수신단 코일 턴 수(N)에 따른 시스템 변화 ..... 60
4.3. 송신단 코일 내부 위치에 따른 시스템 변화 ..... 63

제 5 장 수신단이 여러 개인 시스템 ..... 66
5.1. 수신단이 추가 될 때의 시스템 변화 ..... 66
5.2. 2개의 수신단 위치에 따른 시스템 변화 ..... 69

제 6 장 결론 ..... 73
6.1. 연구 결과 ..... 73
6.2. 향후 과제 ..... 75

참고 문헌 ..... 76

ABSTRACT ..... 79

# 그림 목차

그림 1.1. 트로이카의 ‘구름’[3]. ..... 2
그림 1.2. 백남준의 ‘자석 TV’[4]. ..... 2
그림 1.3. 제프 리버만의 ‘빛나는 전구’[5]..... 3
그림 1.4. 반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명. ..... 4
그림 2.1. 무선 전력 전송 시스템..... 9
그림 2.2. 전원단 구성..... 11
그림 2.3. 다이오드 정류기를 이용한 부하단 구성..... 12
그림 2.4. LED 등가 모델..... 13
그림 2.5. LED 인가 전압과 등가 저항 상관관계. ..... 14
그림 2.6. 부하단 구성..... 15
그림 2.7. MIT에서 제안한 자기 공진 방식[10]..... 16
그림 2.8. 외부에 공진기가 없는 4가지 회로 방식[16]. ..... 18
그림 2.9. 반사 임피던스..... 19
그림 2.10. 외부에 공진기가 있는 3가지 회로 방식..... 22
그림 2.11. 송신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 회로 방식의 등가 회로.
..... 23
그림 2.12. 송·수신단 회로방식. ..... 25
그림 2.13 무선 전력 전송 시스템 비교..... 27
그림 3.1. 공심 코일 등가 회로..... 30
그림 3.2. 이상적인 솔레노이드 코일..... 30
그림 3.3. 내부 인덕턴스 특성 곡선..... 34

그림 3.4. 전이 주파수에 따른 도선 굵기.....35
그림 3.5. 유효 코일 직경.....36
그림 3.6. 근접효과 지수(Ψ).....40
그림 3.7. 코일의 기생 캐패시턴스.....41
그림 3.8. 공진주파수가 1.56MHz로 설계된 시스템에서 기생 캐패시턴스로 인한 임피던스 특성 변화.....43
그림 3.9. 코일 제정수 기호 정의.....44
그림 3.10. 임피던스 분석기 등가회로.....45
그림 3.11. 코일 인덕턴스 및 저항 비교: (a)인덕턴스; (b) 저항.....48
그림 4.1. 네트워크 분석기를 이용한 결합계수 측정.....50
그림 4.2. 송·수신단 등가회로. .....51
그림 4.3. 송·수신단 코일 양단 전압, 전류 파형: (a) 수신단 코일이 없을 때; (b) 수신단 코일이 있을 때.....53
그림 4.4. 전류 프루브로 인한 측정 오차 예: (a) 전류 프루브가 있을 때; (c) 전류 프루브가 없을 때.....54
그림 4.5. 송신단 코일 양단 전압 위상도(a) 수신단 코일이 없을 때; (b) 수신단 코일이 있을 때.....56
그림 4.6. T형 등가 모델. .....56
그림 4.7. 직경이 다른 수신단 코일.....57
그림 4.8. 코일 직경에 대한 송·수신단 전압크기비.....58
그림 4.9. 수신단 코일 직경에 따른 결합계수.....59
그림 4.10. 턴 수가 다른 수신단 코일.....60

그림 4.11. 턴 수에 대한 송·수신단 전압크기비 ..... 61
그림 4.12. 수신단 턴 수에 따른 결합계수. ..... 61
그림 4.13. 성능지수(ND)에 대한 송·수신단 전압비. ..... 62
그림 4.14. 솔레노이드 코일 제정수[22]. ..... 63
그림 4.15. 코일 내부의 자기장 세기. ..... 64
그림 4.16. 송신단 코일과 수신단 코일 중심 사이 거리에 따른 송신단 코일 전압 크기 ..... 65
그림 5.1. 송신단 코일단에서 보이는 여러 개의 수신단 코일. ..... 67
그림 5.2. 두 개의 독립된 수신단 코일에 대한 송신단 코일 양단 전압 크기 변화 ..... 68
그림 5.3. 2개의 수신단 코일의 공간상 위치: (a) 수평; (b) 수직 ..... 69
그림 5.4. 공간상의 위치에 따른 두 코일의 자속: (a) 두 코일이 독립적일 때; (b) 두 코일이 수평으로 밀착해 있을 때; (c) 두 코일이 수직으로 밀착해 있을 때 ..... 71
그림 5.5. 공간상 위치에 따른 전압, 전류 파형: (a) 두 코일이 서로 독립적일 때; (b) 두 코일이 수평으로 밀착해 있을 때; (c) 두 코일이 수직으로 밀착해 있을 때 ..... 72

# 표 목차

표 2.1. LYG30240 특성 ..... 13
표 2.2. 2차단의 회로 방식에 따른 특성 비교[16] ..... 20
표 2.3. 외부에 공진기가 있는 회로 방식 특성 비교 ..... 24
표 3.1. 솔레노이드 코일의 보정계수 ..... 31
표 3.2. 근접효과 지수(Ψ) ..... 39
표 3.3. 송신단과 수신단 코일 제정수 ..... 44
표 3.4. 송신단과 수신단 코일 인덕턴스 및 기생성분 ..... 46
표 4.1. 직경이 다른 수신단 코일 제정수 ..... 57
표 4.2. 턴 수가 다른 수신단 코일 제정수 ..... 60

# 제 1 장 서론

## 1.1. 연구 배경 및 목적

예술은 미적 가치를 창조해내는 인간의 독창적이고 순수한 표현행위, 그리고 그 행위에 의해 창조된 표현물을 가리킨다[1]. 여기서 과학이 예술과 구분되는 이유는 아마 과학은 미적 가치를 전제로 하지 않기 때문일 것이다. 하지만 예술(Art)이란 사실 '조립하다', '궁리하다'라는 의미를 가진 라틴어 'ars'에서 파생되었을 만큼 과학 기술과 밀접한 관련이 있다[1]. 현대 과학 기술이 발달하면서 과학과 예술의 융합을 위한 시도가 이루어지고 있다.

예를 들면 런던 히드로 공항 터미널5 라운지에 설치된 트로이카(Troika)의 '구름'은 최근 인터렉션 디자인에 많이 활용되고 있는 플립 도트(Flip dots) 5000여 개로 만들어진 최초의 3차원 구형 물체이다. 그림 1.1은 트로이카의 '구름'의 실제 설치 모습이다. 구름 표면의 플립 도트는 소프트웨어로 조정할 수 있기 때문에 구름의 모습이 하루 종일 지속적으로 변한다. '구름'을 통해 터미널을 이용하는 여행객은 소리, 조형, 디지털 요소가 결합된 신선한 경험을 할 수 있다[2].

국내에서는 유명한 현대미술가 '백남준'의 '비디오 아트'를 예로 들 수 있다. 그의 작품 중 '자석 TV'는 모니터 외부에 자석을 달아 자석이 움직일 때마다 전자 신호가 방해 받도록 제작되어, 관객이 자석을 움직이면 다양한 추상적 패턴을 만들도록 하였다. 그림 1.2는 '백남준'의 '자석 TV'에 자석에 의해 형성되는 패턴을 나타낸다[2].

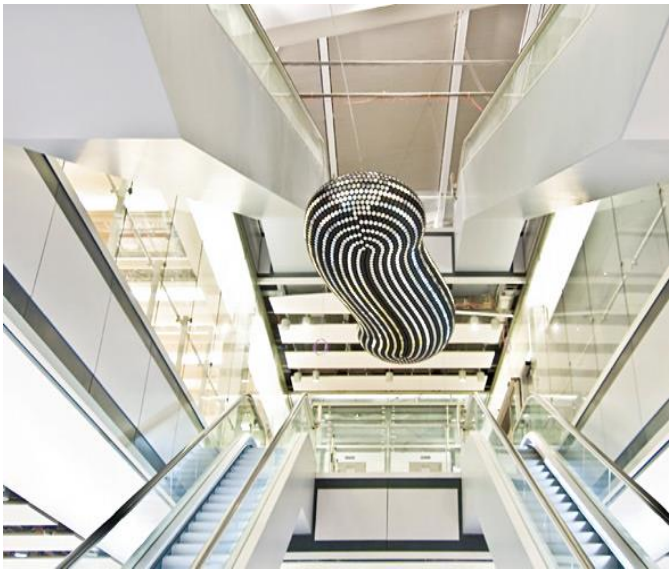


그림 1.1. 트로이카의 ‘구름’[3].

그림 1.2. 백남준의 ‘자석 TV’[4].

그림 1.3. 제프 리버만의 ‘빛나는 전구’[5].

제프 리버만(Jeff Rieberman)의 ‘빛나는 전구(Lighting Bulb)’는 무선 전력 전송 기술을 응용한 대표적인 예술품이다[5]. 전자석의 원리를 이용하여 전구를 공중에 띄우고 제자리에서 회전하도록 하고 무선으로 전력을 전송하여 전구를 점등한다.

제프 리버만의 작품과 같이 무선 전력 전송 기술은 무선으로 전력을 전송하기 때문에 추가적인 전선이 필요없어 예술에 대한 응용 가능성이 크다. 따라서 본 논문에서는 예술분야에 응용할 수 있는 무선 전력 전송 시스템에 대해 제시하고 분석한다. 특히, 본 논문은 그림 1.4와 같이 반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명에 필요한 무선 전력 전송 시스템에 대해 분석한다.

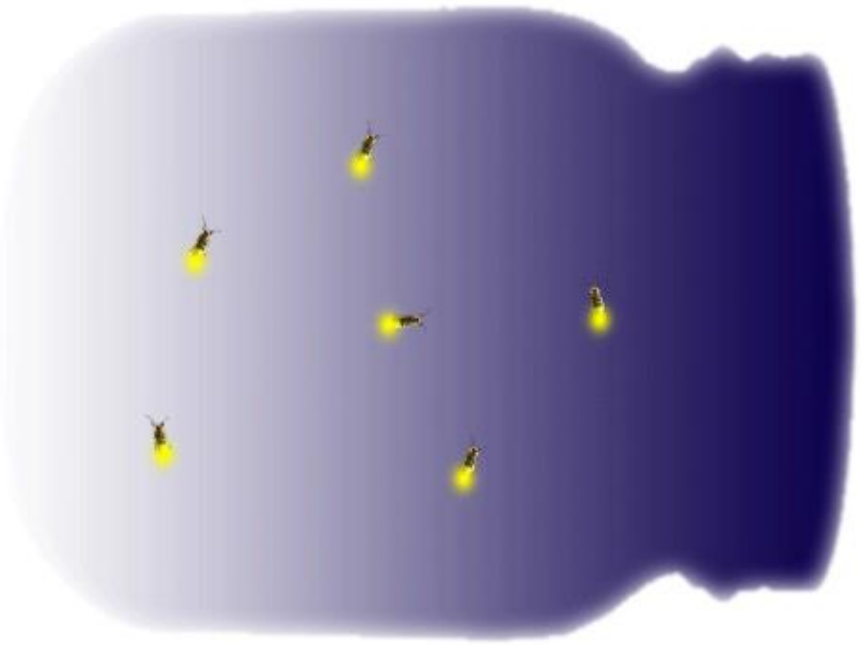


그림 1.4. 반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명.

## 1.2. 무선 전력 전송 시스템

무선 전력 전송 시스템은 니콜라 테슬라(Nikola Tesla)가 19세기 제안한 시스템이다. 그 당시 테슬라는 '테슬라 코일'을 이용하여 전세계에 무선으로 전력을 전송할 계획을 가지고 있었으나, 재정적인 문제로 인하여 실현되지 못하였다[6]. 그 이후 과학자들에 의해 무선 전력 전송 시스템은 여러 가지 방법으로 개발 되어져 왔고 저전력 무선센서 전원 공급, 디지털 정보 전자기기 무선 충전 등을 위한 핵심 기술로써 최근 관심이 집중되고 있다[6].

무선 전력 전송 시스템을 전송 거리에 따라 크게 비접촉 전송, 근거리 전송, 원거리 전송 3가지로 분류 할 수 있다. 비접촉 전송에는 자기유도 방식(Magnetic induction coupling), 근거리 전송에는 자기 공명 방식(Magnetic Resonant coupling)과 전자파 방사 방식 (Radiative), 원거리 전송에는 전자기 방사(Electromagnetic radiation)와 레이저를 이용한 전송 방식 등이 있다[6]-[8].

비접촉식 전송 기술인 전자기 유도 방식은 전기 모터나 변압기의 원리와 같다. 현재 우리가 흔히 사용하는 전동 칫솔이나 일부 무선 면도기에 상용화 되었다. 수 mm 내외로 인접한 두 개의 코일에 유도전류를 발생시켜 배터리를 충전하는 방식으로, 수 W 이하의 소형기기에 적용 가능하고 공급 전력 대비 60~90% 효율을 보이나, 전송 거리가 수 mm로 매우 짧고 발열이 많으며 충전 위치에 따라 충전 효율이 크게 달라지는 단점이 있다[7].

근거리 전송 기술 중 방사 방식은 수 m의 거리에서 전자파 방사를 이용하여 비교적 작은 전력을 전달하는 방식이다. 필립스 전기의 자회사인 파워캐스트(Powercast LLC)는 라디오파(RF radio frequency)를 이용하여 무선 센서, RFID, 이식용 의료 기기 등 낮은 전력을 요구하는 전자 기기에 무선으로 파워를 전

달할 수 있는 기술을 발표했다. 이 기술은 전자기 방사의 특징인 전방향성 특성으로 인해 전송 효율이 매우 떨어져서 상대적으로 고전력을 요구하는 기기의 경우, 충전 시간이 매우 길어지는 단점이 있다. 이를 보완하기 위해 송신부의 출력을 높이게 되면 인체에 해를 끼치게 되는 환경적 요인이 발생한다. 따라서 광범위한 사용을 위한 무선 전력 전송 시스템으로는 적합하지 않다[7].

근거리 전송 기술 중 자기 공진 방식은 두 매체가 같은 주파수로 공진할 경우 전자파가 근거리 자기장(Near field)을 통해 한 매체에서 다른 매체로 이동하는 감쇄파 결합(Evanescent wave coupling) 현상을 이용하는 기술이다. 이 기술은 2007년 MIT의 마린 솔라치치(Marin Soljacic) 교수팀이 사이언스지를 통해 기존의 무선 전력 전송과는 다른 새로운 개념의 전송기술로 소개함으로써 큰 관심을 불러일으켰다[9],[10]. 기존의 원거리 전자파 방사와 달리 근접장을 이용하고, 기존의 자기 유도 에서 나아가 송 · 수신부의 공진 주파수를 일치시켜 매우 높은 효율로 전력을 전송할 수 있는 '비방사형 중거리 무선 에너지 전송'기술을 개발하였다. 아직 개발 초기단계라 무선 전력용 송수신용 코일의 크기가 큰 단점이 있다. 또한 사용하는 기기의 종류와 그 크기가 다양한 경우 하나의 전력공급장치로 전체의 공진 조건을 만족시키기 매우 어려운 단점이 있다[7].

원거리 전력 전송 기술은 수 GHz의 고주파를 이용하여 고출력 전력을 전송하는 기술이다. 전자기파 방식은 특정 목표 지점으로의 방향성을 가지고 수 km 이상의 장거리에서도 전력 전송이 가능하다. 1960년대 NASA의 'Sun Power Satellite(SPS)' 프로젝트, 캐나다의 SHARP 프로젝트 등의 연구에 이용되었다. SPS 프로젝트는 지구를 도는 위성에서 태양전지를 통해 전력을 생산하고 이

를 지상에 전파의 형태로 전송하는 것이고, SHARP 프로젝트는 지상의 마이크로파 안테나 어레이로부터 고주파의 형태로 방사된 에너지를 비행기의 후방에 장착된 렉테나(Rectenna, Rectifying antenna)에서 수신하여 사용하는 것이다. 그러나 전자기파 방식은 매우 큰 송수신 안테나가 필요하고, 무선으로 전송되는 전력이 대기 중에 흡수되거나 수분에 의해 방해를 받아 매우 비효율적이며, 인체에 치명적이라는 단점이 있다[7].

다양한 무선 전력 전송 기술 중 가장 연구가 활발히 진행 되고 있는 방식은 자기 유도 방식과 자기 공진 방식이다.

## 1.3. 논문의 구성

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다.

제 1장은 서론으로서 연구의 배경과 목적에 대해서 기술하고 무선 전력 전송 시스템을 간단히 소개한다.

제 2장에서는 본 논문에서 분석하고자 하는 시스템의 특징을 파악하고, 시스템을 전원단, 송 · 수신단, 부하단으로 나누어 구성한다.

제 3장에서는 시스템의 동작 주파수를 설계하는 방안에 대해 기술한다.

제 4장에서는 수신단이 한 개인 시스템에 대해 분석한다.

제 5장에서는 수신단이 여러 개인 시스템에 대해 분석한다.

제 6장에서는 본 논문의 결과를 정리하며 향후 연구에 대하여 기술한다.

# 제 2 장 시스템 구성

서론에서 언급했듯이 본 논문에서는 반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명에 필요한 무선 전력 전송 시스템을 분석한다. 무선 전력 전송시스템은 그림 2.1과 같다.

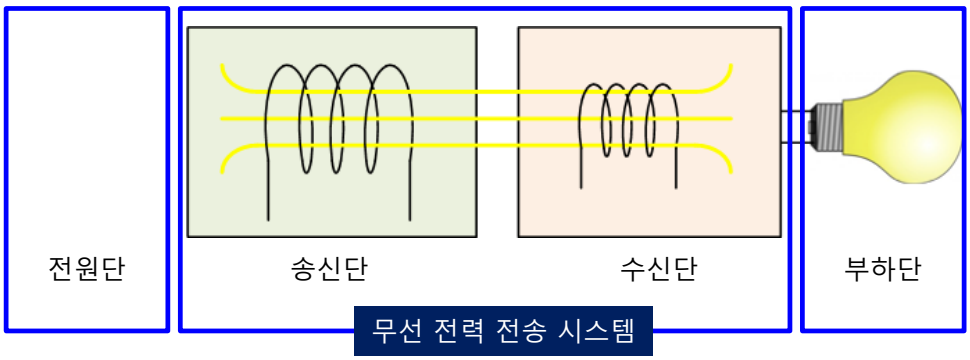



그림 2.1. 무선 전력 전송 시스템.

무선 전력 전송 시스템은 전원단, 송 · 수신단, 부하단 세 부분으로 구성된다. 전력 전송은 송 · 수신단을 통해 이루어 지기 때문에 통상 무선 전력 전송 기술이라 하면 송 · 수신단을 어떻게 구성하는지에 대한 기술을 의미한다.

반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명에서 수신단이 반딧불이 역할을 하기 때문에 송신단에 비해 수신단의 크기가 작다. 그리고 반딧불이를 모방하기 위해 LED 부하가 사용되는데, LED 부하는 비선형 부하이다. 그리고 여러개의 수신단이 움직인다. 이러한 특징들을 정리해보면 다음과 같다.

- 무선 전력 전송 시스템의 수신단이 작다.
- 수신단에 발광 다이오드(LED) 부하가 사용된다.
- 수신단이 움직인다.

● 수신단이 다수이다.

본 절에서는 위와 같은 특징을 가지는 무선 전력 전송 시스템을 전원단, 부하단, 송 · 수신단으로 나누어 구성한다.

## 2.1. 전원단 구성

무선 전력 전송 시스템에서 전원단은 일반적으로 Class-E 컨버터를 이용하거나 풀 브릿지 또는 하프 브릿지 형태로 구현된다[11]-[14]. Class-E 컨버터는 반도체 소자 1개만으로도 구현이 가능하다는 장점이 있지만, 설계가 까다롭고 전원단의 주파수를 바꾸기 위해서는 회로 내의 인덕터와 캐패시터의 값을 변경 해줘야 하는 번거로움이 있다[15]. 반면에 풀 브릿지 또는 하프 브릿지 형태의 경우, 게이팅 신호 입력을 통해 전원 주파수를 손쉽게 가변할 수 있는 장점이 있다. 스위칭 주파수가 높아질수록 반도체 스위치에서의 스위칭 손실이 증가하므로 가능한 적은 스위치를 이용하여 시스템을 구현하는 것이 좋다. 따라서 본 논문에서는 그림 2.1과 같이 변형된 하프 브릿지 형태로 전원단을 구성하였다. 기존의 하프 브릿지 형태의 한 레그는 캐패시터의 중성단에 연결되는데 반해 본 논문에서는 아랫단 스위치에 병렬로 공진탱크를 연결하였다. 이런 회로 방식에서는 공진탱크로 옵셋(Offset)이 있는 구형파가 인가되지만, 공진 주파수에서 정상상태에 이르면 직류 성분은 부하단 캐패시터 $C_{tx}$에 의해 차단 되어 옵셋이 없는 구형파가 인가된 회로 방식과 같은 효과를 나타낸다. 기존의 하프 브릿지 형태에 비해 사용되는 캐패시터 종류도 적고 구현이 좀더 간단하다는 장점이 있다.

구현은 TI사의 UCD74106 칩을 이용하였다. 게이팅 신호는 함수 발생기를

통해 인가하였다. 사용한 칩의 한계로 인하여 반도체 스위치의 스위칭 주파수는 2MHz로 제한된다.

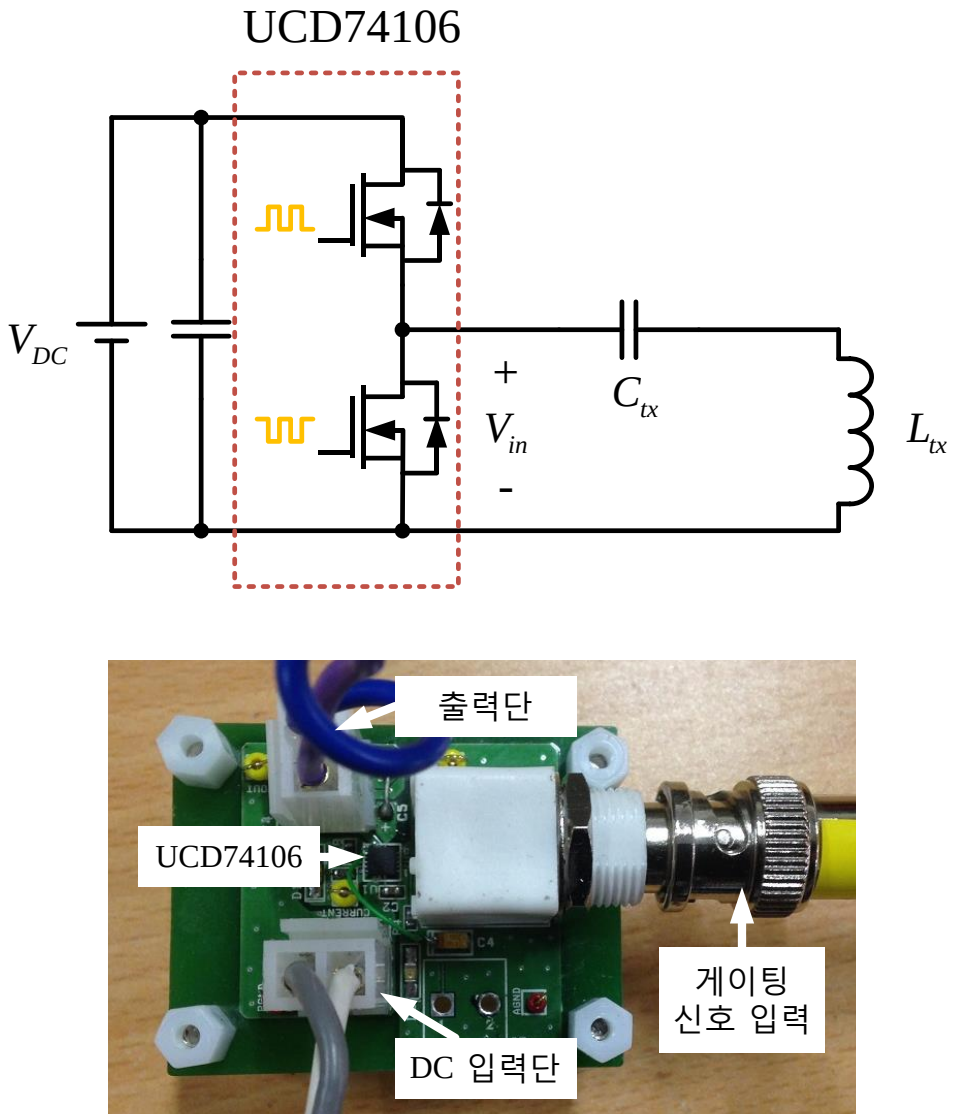



그림 2.2. 전원단 구성.

## 2.2. 부하단 구성

보통 무선 전력 전송 시스템에서 부하단은 다이오드 정류기나 DC-DC 컨버터를 이용하여 구성된다[12]. 그림 2.3은 다이오드 정류기를 이용하여 부하단을 구성했을 때의 회로이다. 다이오드 정류기와 부하 사이에 DC-DC 컨버터를 추가하여 원하는 전압을 생성하기도 한다. 부하단에 다이오드 정류기나 DC-DC 컨버터와 같은 전력 변환 회로가 추가될 경우 전력 변환 회로를 통한 변환 손실이 발생한다. 변환 손실을 최소화 하더라도 전력 변환 회로 내의 다이오드나 반도체 스위치의 도통 손실은 항상 존재한다. 대용량의 전력 전송의 경우 전달되는 전력의 크기가 크기 때문에 도통 손실과 같은 변환 손실을 무시 할 수 있겠지만, 소용량의 전력 전송에서는 도통 손실로 인하여 상당량의 전력이 소모된다. 따라서 다이오드나 반도체 스위치를 거치지 않고 부하에 전력이 전송되는 회로 방식이 필요하다.

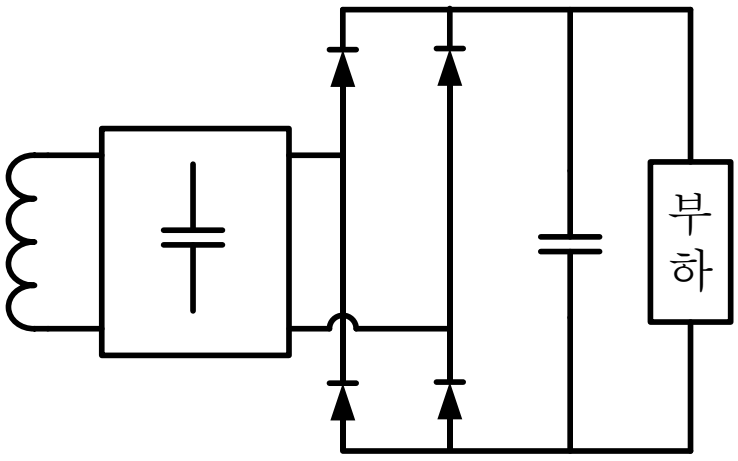



그림 2.3. 다이오드 정류기를 이용한 부하단 구성.

본 논문에서 구현하는 시스템은 부하로 발광다이오드(LED)를 사용한다. 실험에 사용한 다이오드는 'LYG30240'으로 표 2.1과 같은 특성을 가진다.

표 2.1. LYG30240 특성

| | |
|---|---|
| 최대 소비 전력 ($P_M$) | $80mW$ |
| 순방향 최대 전류 ($I_F$) | $30mA$ |
| 펄스 모드시 순방향 최대 전류 ($I_{FP}$) | 100mA (듀티 1/10 @1kHz) |
| 역방향 최대 전압 ($V_R$) | $6V$ |
| 순방향 전압($V_F$) | $2.2V$ ($I_F = 20mA$) |

데이터시트에서 제공하는 V-I 곡선을 이용하여 LED의 등가저항을 구해보면, $R_d = 16\Omega$ 와 같다. 따라서 LED를 그림 2.3과 같이 등가저항과 1.88V의 순방향 전압강하를 가지는 이상적인 다이오드의 직렬 연결로 모델링 할 수 있다.

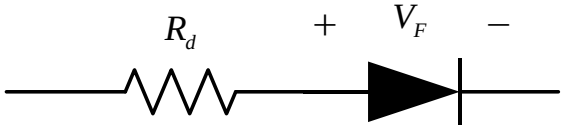



그림 2.4. LED 등가 모델.

그림 2.4의 LED 등가 모델 전체를 등가 저항으로 본다면 (2.1)과 같고, 그림 2.5와 같다. LED 양단에 인가되는 전압의 크기에 따라 등가 저항이 비선형적으로 변화한다.

$$R_{eq} = R_d \frac{V}{V - V_F}. \qquad (2.1)$$

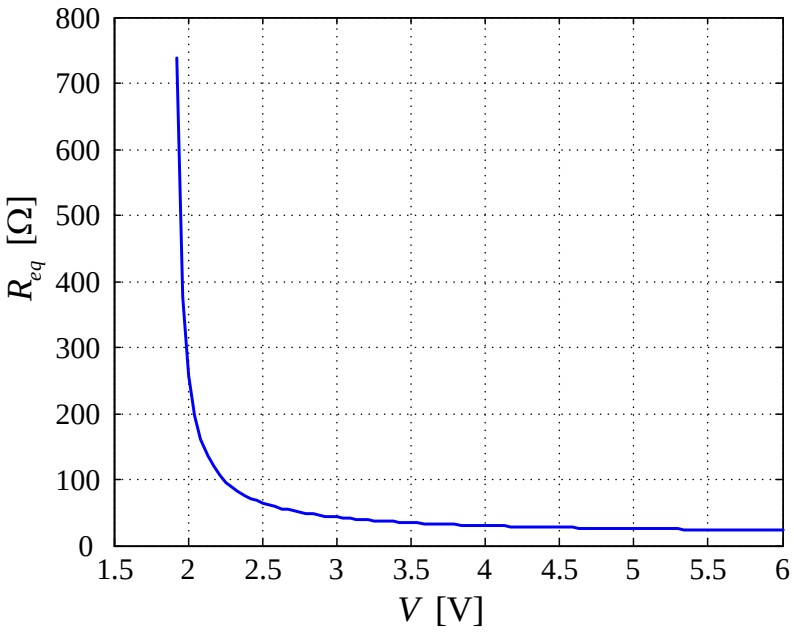



그림 2.5. LED 인가 전압과 등가 저항 상관관계.

LED를 점등하는 방식은 일정 전류를 연속해서 흘리는 정적(Static) 점등방식과 펄스전류를 흘려서 점등하는 동적(Dynamic) 점등방식이 있다. 펄스전류에 의해 점등되는 동적 점등방식에서 펄스전류의 주파수가 일정 주파수 이상이면 정적 점등방식과 같이 연속적으로 점등된 것처럼 보인다. 동적 점등방식에 주로 사용되는 정현파 점멸 또는 구형파 점멸의 경우 50Hz이상의 주파수에서 연속 점등과 같이 인식이 된다. 권장 주파수는 100Hz이상이다.

자속을 통해 전력을 전송하는 무선 전력 전송 시스템에서 수신단 코일에유도되는 전압은 정현파 형태이다. 그리고 무선 전력 전송 시스템의 동작 주파수는 수백 kHz이상이다. 따라서 동적 점등 방식을 이용하여 다이오드 정류기나 DC-DC 컨버터와 같은 전력 변환 회로를 거치지 않고 수신단 코일에 유도

되는 전압을 이용하여 LED를 점등할 수 있다. 본 논문에서는 부하단을 그림 2.6과 같이 LED를 서로 역방향 연결하여 구성하였다. LED도 다이오드이기 때문에 단방향 도통 특성이 있어서 정현파가 LED 양단에 인가되었을 때, 반 주기 동안에만 도통된다. 그림 2.6과 같이 LED를 서로 역방향 연결하면 LED 양단에 인가된 정현파의 반주기씩 서로 번갈아 가며 LED가 점등된다.

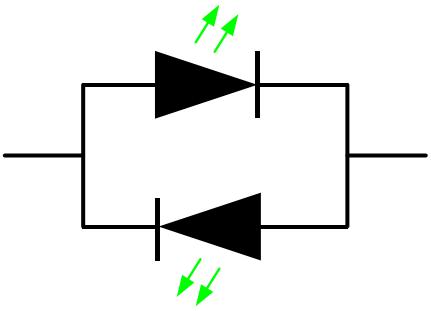


그림 2.6. 부하단 구성.

## 2.3. 송 · 수신단 구성

송 · 수신단은 무선 전력 전송 시스템에서 실제 전력이 전송되는 부분이다. 전송거리가 수 cm이기 때문에 근거리 전송 방식 중 비교적 효율이 높은 자기 공진 방식을 사용하였다. 통상 공진 주파수는 10MHz 이내이다. 자기 공진 방식 중 MIT에서 제시한 방법은 그림 2.7과 같이 송 · 수신단(A, B) 사이에 각각 공진기(S, D)가 존재한다. 품질 계수(Q-factor)가 큰 공진기를 사용하여 전달 효율을 높게 유지한다[10].

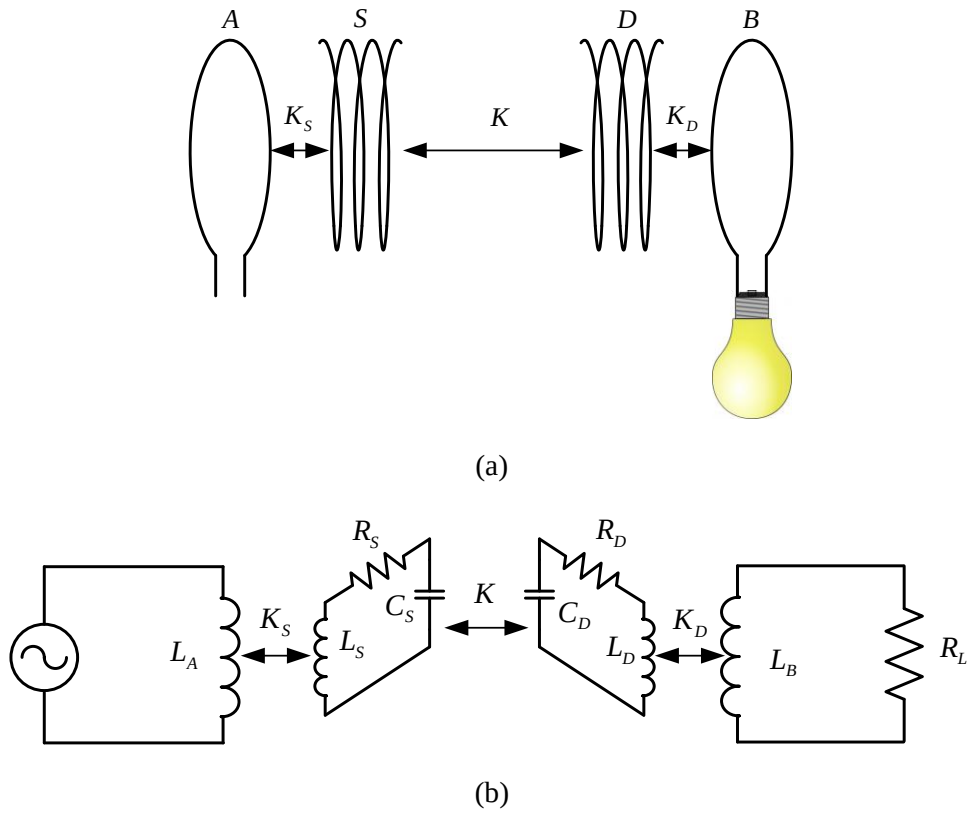



그림 2.7. MIT에서 제안한 자기 공진 방식[10].

이 방식과 같이 기존의 자기 공진 방식은 송신단과 수신단 코일의 크기가 비슷하다. 그리고 공진기가 있기 때문에 시스템 효율이 비교적 높지만 품질 계수가 높은 공진기를 사용해야 하기 때문에 시스템의 부피가 크고, 복잡하다는 단점이 있다.

송 · 수신단 회로방식으로 채택할 수 있는 회로방식은 공진기가 있는 회로방식 3가지, 공진기가 없는 회로 방식 4가지로 총 7가지가 있다.

### 2.3.1 외부에 공진기가 없는 경우

외부에 공진기가 없는 경우 공진회로는 송신단과 수신단에 위치한다. 각 공진회로는 직렬형, 병렬형으로 구성될 수 있으므로 총 4가지의 회로방식이 가능하다[16]. 그림 2.8에서는 송신단 코일을 1차단, 수신단 코일을 2차단으로 하는 결합 인덕터 모델을 이용하였고, 1차단은 아래 첨자 '$p$', 2차단은 아래 첨자 '$s$'를 사용하여 표시하였다.

결합 인덕터 모델에서 2차단 전류( $i_s$ )에 의해 1차단에 유도되는 전압은 $-j\omega MI_s$ 이다. 이를 그림 2.9와 같이 저항으로 모델링하면, (2.2)와 같다.

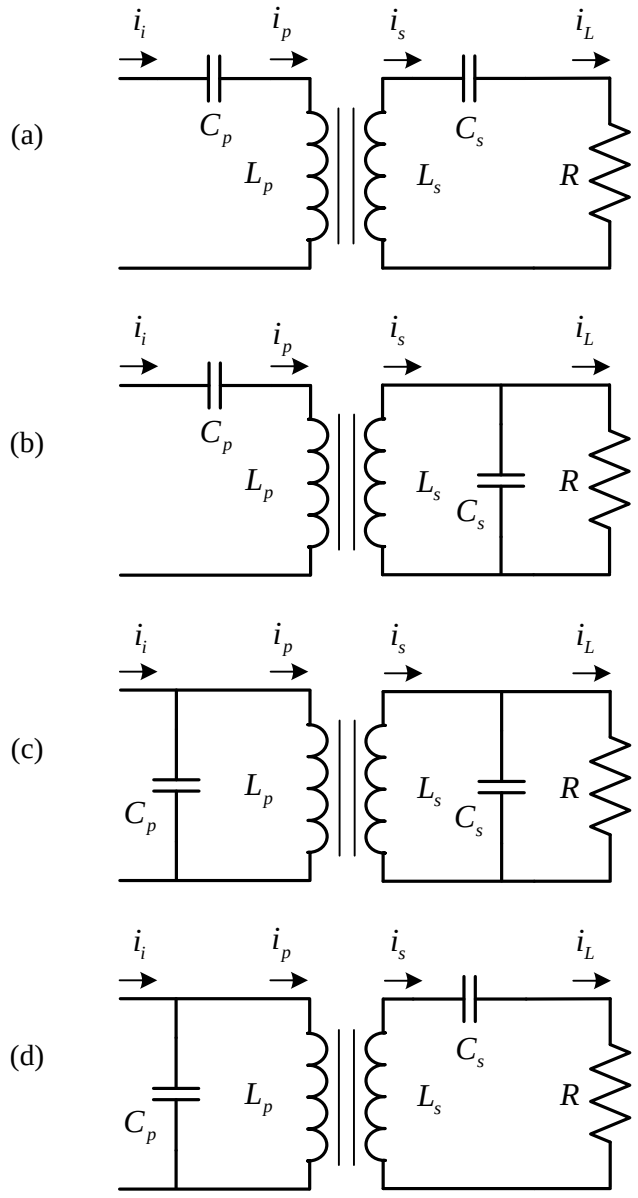



그림 2.8. 외부에 공진기가 없는 4가지 회로 방식[16].

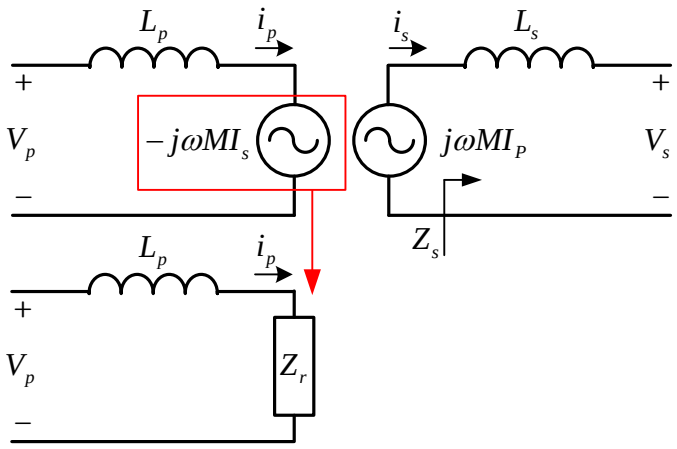



그림 2.9. 반사 임피던스.

$$Z_r = \frac{-j\omega MI_s}{I_p} = \frac{-j\omega M \times \dfrac{j\omega MI_p}{Z_s}}{I_p} = \frac{\omega^2 M^2}{Z_s} = R_r + jX_r \,. \tag{2.2}$$

식 (2.2)로 표시된 임피던스를 반사 임피던스(Reflected Impedance, $Z_r$)라고 한다[16]. 식 (2.2)에서 $M$ 은 결합 인덕터의 상호 인덕턴스로 $M = k\sqrt{L_s L_p}$ 와 같고, $Z_s$ 는 2차단의 임피던스이다.

2차단의 회로 방식(직렬 공진회로 또는 병렬 공진회로)에 따른 반사 임피던스를 비교해보면 표 2.1과 같다.

2차단의 구조에 상관 없이 시스템 전체의 공진 주파수는 (2.3)과 같다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_s C_s}} = \frac{1}{\sqrt{L_p C_p}} \,. \tag{2.3}$$

표 2.2. 2차단의 회로 방식에 따른 특성 비교[16]

| | 직렬 공진회로 | 병렬 공진회로 |
|---|---|---|
| $Z_s$ | $j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s} + R$ | $j\omega L_s + \frac{1}{j\omega C_s + \frac{1}{R}}$ |
| $V_L$ | $I_s R$ | $V_s$ |
| $I_L$ | $I_s$ | $\frac{V_s}{R}$ |
| $R_r$ | $\frac{\omega_0^2 M^2}{R}$ | $\frac{M^2 R}{L_s^2}$ |
| $X_r$ | 0 | $-\frac{\omega_0 M^2}{L_s}$ |
| $Q_s$ | $\frac{\omega_0 L_s}{R}$ | $\frac{R}{\omega_0 L_s}$ |
| $\omega_0$ | $\frac{1}{\sqrt{L_p C_p}}$ | |

표 2.2에서 $V_L$ , $I_L$ 항목을 통해 부하입장에서 직렬 공진 회로는 전류원(Current Source), 병렬 공진회로는 전압원(Voltage Source)으로 나타나는 것을 알 수 있다. 공진 주파수에서 2차단이 직렬 공진회로일 경우 1차단에 보이는 반사 임피던스의 리액턴스 성분( $X_r$ )은 없고, 병렬 공진회로일 경우 반사 임피던스의 리액턴스 성분은 용량성(capacitive) 성분으로 보인다.

1차단이 직렬 공진회로일 경우 전체 임피던스( $Z_t$ )는 (2.4)와 같다.

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p} + j\omega L_p + Z_r . \tag{2.4}$$

1차단이 병렬 공진회로일 경우 전체 임피던스는 (2.5)와 같다.

$$Z_t = \frac{1}{j\omega C_p + \frac{1}{j\omega L_p + Z_r}}. \tag{2.5}$$

1차단과 2차단의 회로 방식은 응용분야에 따라 결정된다. 직렬 공진회로는 전압원이 필요한 응용분야에, 병렬 공진회로는 전류원이 필요한 응용분야에 사용된다. 외부에 공진기가 없는 회로 방식을 사용할 경우, 구현할 시스템은 LED를 켜는 시스템이므로 수신단에 전압원보다는 전류원이 더 적합하므로 병렬 공진회로를 사용하고, 송신단에서는 송신단 코일에 큰 전압이 인가되도록 직렬 공진회로를 사용하는 것이 적절하다.

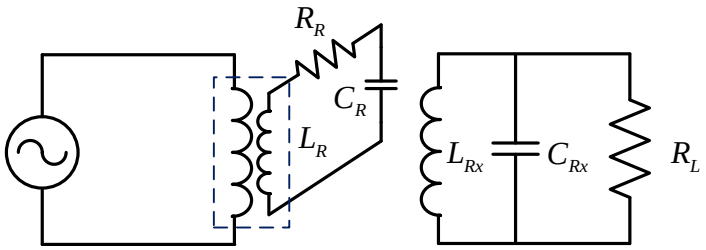
### 2.3.2 외부에 공진기가 있는 경우

외부에 공진기가 있는 경우 공진기와 전원단이나 부하단 코일은 자기유도방식으로 결합된다. 공진기와 전원단, 부하단 코일은 근접해 있기 때문에 자기유도 방식을 통해 결합되더라도 비교적 강하게 결합되고, 공진기를 통해 먼거리의 수신단에 비교적 높은 효율로 에너지를 전송할 수 있다. 공진기에서 공진이 일어나기 때문에 전원단이나 부하단에 적접적으로 공진 전류가 흐르지 않고, 공진기의 턴 수를 크게 하여 큰 공진을 일으킬 수 있다.

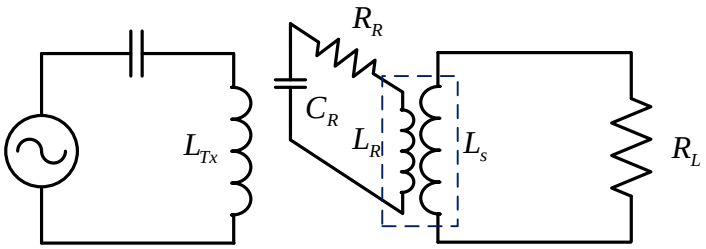
공진기의 위치에 따라 그림 2.10과 같이 3가지 경우로 나누어 생각할 수 있다.

먼저 송신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 경우를 보면, 등가회로는 그림 2.10(a)와 같다. 등가회로에서 공진기의 저항성분( $R_R$ )은 매우 작으므로 무시하였다.

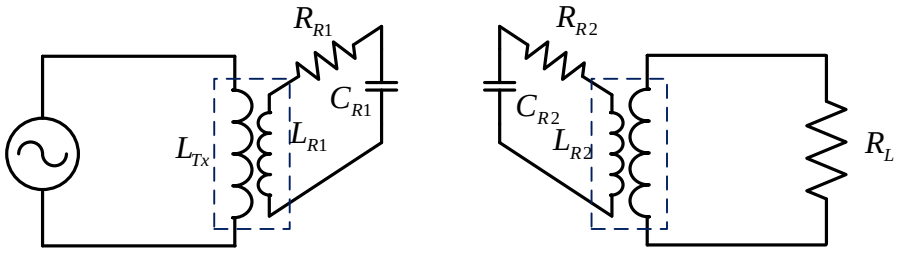
그림 2.10 에서 $M_1 = k_1\sqrt{L_{Tx}L_R}$ , $M_2 = k_2\sqrt{L_R L_{Rx}}$ , $k_2^{'} = \frac{M_2}{\sqrt{(L_R - M_1)(L_{Rx})}}$ 이다.




(a) 송신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 회로 방식




(b) 수신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 회로 방식




(c) 송 · 수신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 회로 방식

그림 2.10. 외부에 공진기가 있는 3가지 회로 방식.

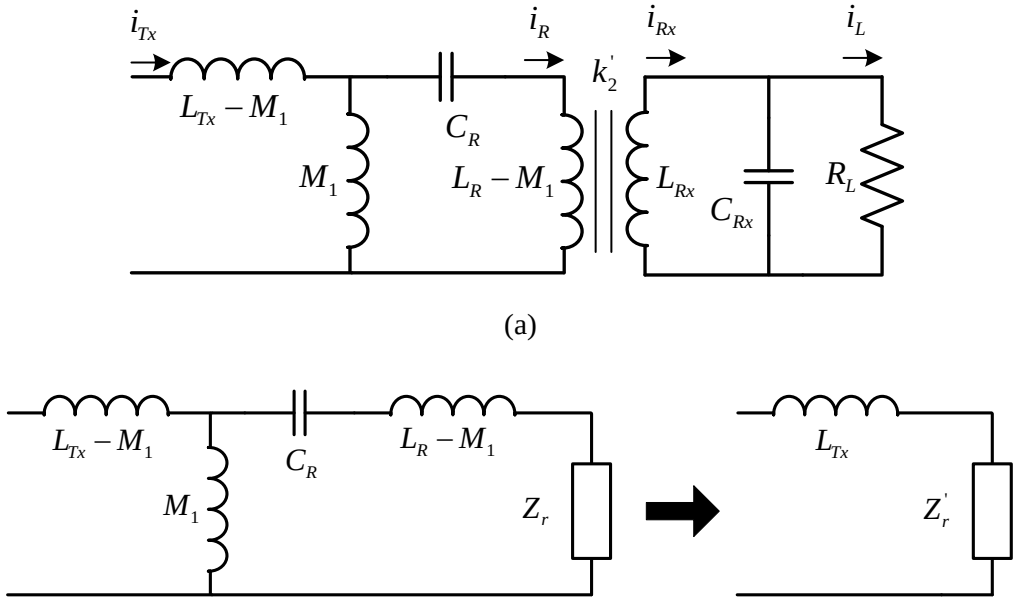



그림 2.11. 송신단에 자기 유도 결합된 공진기가 있는 회로 방식의 등가 회로.

식 (2.2)에서 정의한 반사 임피던스 개념을 이용하여 그림 2.11(a)를 그림 2.11(b)로 간략화 할 수 있다[18]. 그림 2.11(a)를 그림 2.11(b)로 간략화 하는 수식은 (2.6),(2.7),(2.8)과 같다.

$$Z_r = \frac{\omega_0^{\,2} M_2^{\,2}}{Z_{Rx}} = R_r + jX_r. \tag{2.6}$$

$$Z_{Rx} = j\omega_0 L_{Rx} + \frac{1}{j\omega_0 C_{Rx} + \frac{1}{R_L}}. \tag{2.7}$$

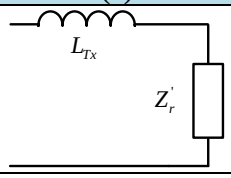
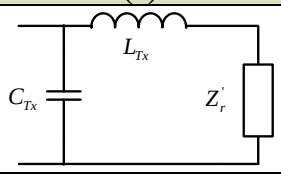
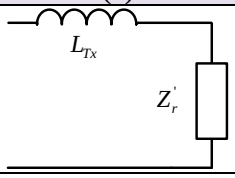
$$Z_r^{'} = \frac{\omega_0^2 M_1^{\,2}}{Z_r} = \frac{\omega_0^2 M_1^{\,2}}{\frac{\omega_0^2 M_2^{\,2}}{Z_{Rx}}} = \left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} Z_{Rx}. \tag{2.8}$$

전체 임피던스는 (2.9)와 같다.

$$Z_t = j\omega_0 L_{Tx} + Z_r^{'} = j\omega_0 L_{Tx} + \left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} Z_{Rx}. \tag{2.9}$$

같은 방법으로 그림 2.10(b), (c)의 회로에 대해 식을 정리하면 표 2.3과 같다.

표 2.3. 외부에 공진기가 있는 회로 방식 특성 비교

| | (a) | (b) | (c) |
|---|---|---|---|
| 등가 회로 |  |  |  |
| $\omega_0$ | $\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} = \frac{1}{\sqrt{L_{Rx} C_{Rx}}}$ | $\frac{1}{\sqrt{L_R C_R}} = \frac{1}{\sqrt{L_{Tx} C_{Tx}}}$ | $\frac{1}{\sqrt{L_{R_1} C_{R_1}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{R_2} C_{R_2}}}$ |
| $Z_{Rx}$ | $j\omega_0 L_{Rx} + \frac{1}{j\omega_0 C_{Rx} + \frac{1}{R_L}}$ | $j\omega_0 L_{Rx} + R_L$ | $j\omega_0 L_{Rx} + R_L$ |
| $R_{Rx}$ | $R_L \cdot \frac{Z_0^2}{R_L^2 + Z_0^2}$ | $R_L$ | $R_L$ |
| $X_{Rx}$ | $Z_0 \cdot \frac{Z_0^2}{R_L^2 + Z_0^2}$ | $\omega_0 L_{Rx}$ | $\omega_0 L_{Rx}$ |
| $Z_0$ | $\sqrt{\frac{L_{Rx}}{C_{Rx}}}$ | $\sqrt{\frac{L_{Tx}}{C_{Tx}}}$ | |
| $Z_r^{'}$ | $\left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} Z_{Rx}$ | $\left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} Z_{Rx}$ | $\omega_0^2 \left(\frac{k_1 k_3}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx} L_{Rx}}{Z_{Rx}}$ |
| $R_r^{'}$ | $\left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} \frac{Z_0^2}{R^2 + Z_0^2} R_L$ | $\left(\frac{k_1}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx}}{L_{Rx}} R_L$ | $\omega_0^2 \left(\frac{k_1 k_3}{k_2}\right)^2 \frac{L_{Tx} L_{Rx}}{R_L}$ |

본 논문에서는 그림 2.12와 같이 외부 공진기가 없는 회로방식 중 송신단은 직렬, 수신단은 병렬 공진회로를 이용한 회로방식을 사용하였다. 공진기를 사용한 자기 공진 방식은 공진기를 이용하면 비교적 먼 거리까지 높은 효율로 전력을 전달할 수 있다는 장점이 있는데, 본 논문에서 구현할 시스템은 전송거리가 수 cm로 제한적이기 때문에 공진기를 사용하지 않아도 되고, 공진기를 사용하게 되면 시스템의 부피가 커진다. 수신단이 작아야 하기 때문에 공진기를 추가하여 부피를 증가시키는 것 보다는 시스템 효율은 약간 낮아지겠지만 부피를 줄이는 것이 응용 목적에 적합하다.

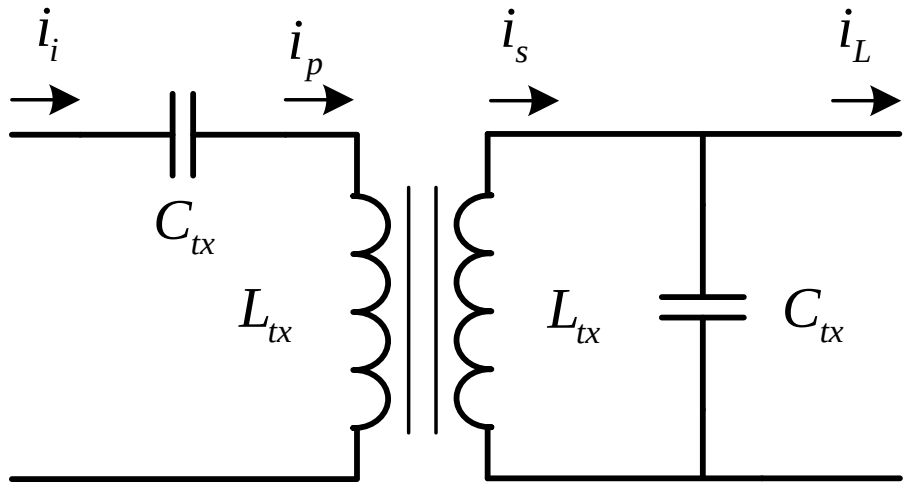



그림 2.12. 송 · 수신단 회로방식.

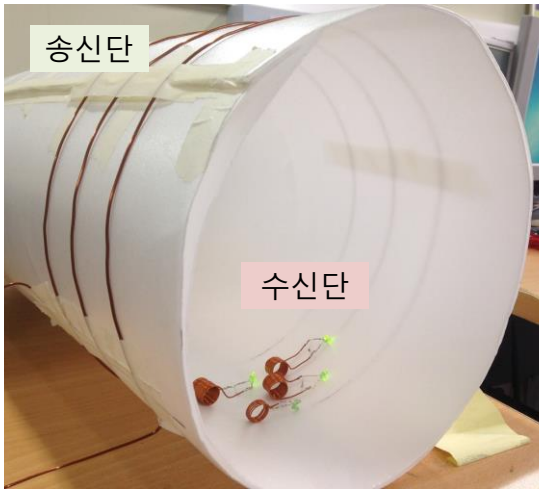
무선으로 전력이 전송되는 기본적인 원리는 패러데이의 전자기 유도 법칙이다. 패러데이의 전자기 유도 법칙은 (2.10)과 같다.

$$V = -N\frac{d\Phi}{dt}. \qquad (2.10)$$

두 코일 사이의 쇄교되는 자기장(Φ)을 통해 전력이 전송이 되기 때문에 쇄교 자속의 양이 많을수록 전력 전송 양이 많아 진다. 이때 쇄교 자속(Mutual flux)은 자기장과 면적의 곱으로 나타낼 수 있고, 코일의 면적이 넓을수록 쇄교 자속의 양이 많아진다. 본 논문에서 다루는 시스템의 수신단은 송신단에 비해 면적이 작으므로 송신단과 자속을 쇄교하는 면적 또한 작다. 그리고 면적에 비례하여 수신단에 유도되는 전압도 작아진다. 이때, 부하인 LED를 점등하기 위한 최소 전압을 확보하기 위해 수신단 코일의 최소 크기가 제한된다. 쇄교 자속은 면적뿐만 아니라 자기장에도 비례하기 때문에 자기장의 세기를 크게 하면 면적을 자기장의 증가량만큼 작게 할 수 있다. 본 논문에서 무선 전력 전송 시스템의 코일은 솔레노이드 형태를 사용하는데, 이상적으로 솔레노이드 코일 내부의 자기장은 일정하고 코일 외부의 자기장은 거리의 세제곱에 반비례한다[17]. 따라서 솔레노이드 코일 사이의 거리가 가까울수록 자기장의 세기가 크고, 수신단 코일의 면적을 작게 할 수 있다. 따라서 본 논문에서는 기존의 무선 전력 전송 시스템과 달리 수신단이 송신단 내부에 위치하도록 하여 자기장의 세기를 가능한 크게 하였다. 기존의 무선 전력 전송 시스템과 본 논문의 무선 전력 전송 시스템을 그림 2.13에 비교하였다.

지금까지 설명한 각 부분을 합쳐서 나타내면 그림 2.14와 같다.

(a) 기존의 무선 전력 전송 시스템




(b) 본 논문의 무선 전력 전송 시스템

그림 2.13 무선 전력 전송 시스템 비교.

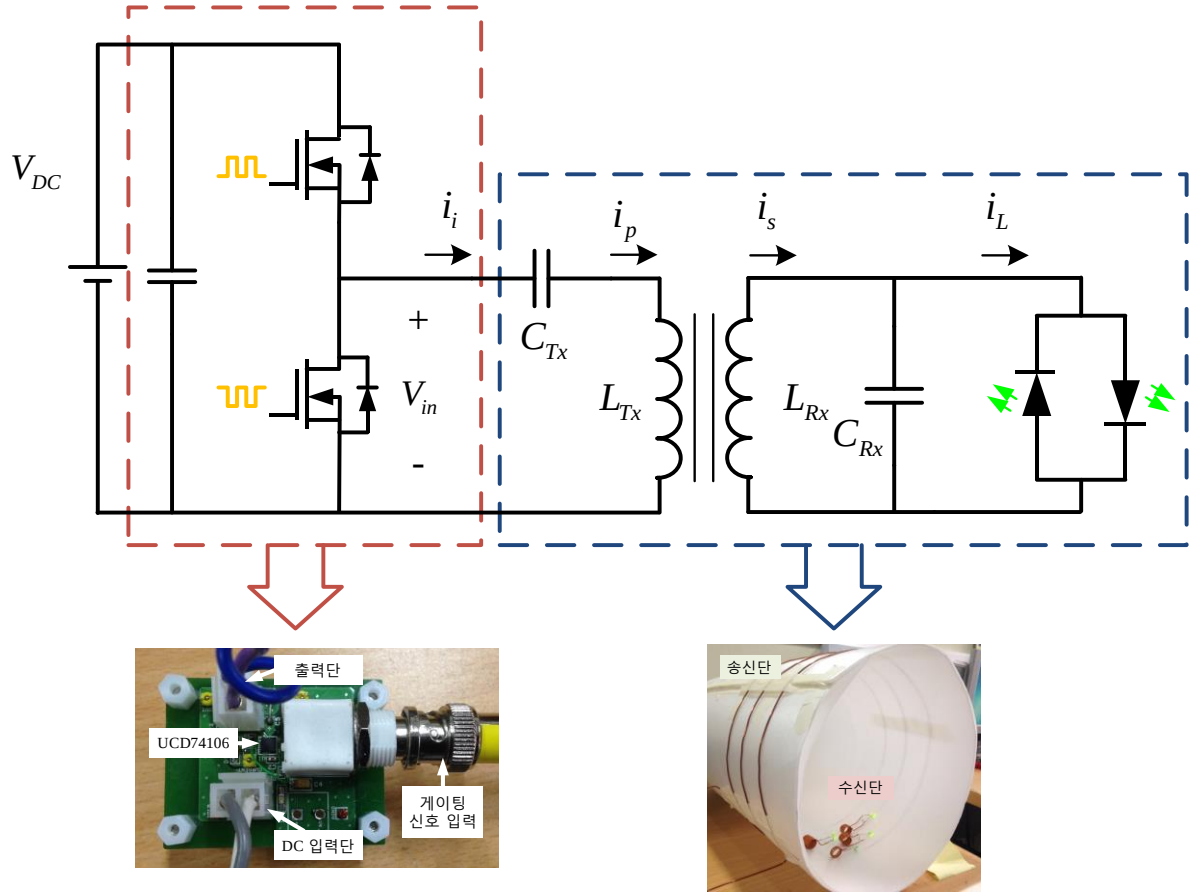



그림 2.14. 소형 수신단을 가지는 무선 전력 전송 시스템.

# 제 3 장 시스템 동작 주파수 설계

2장에서 구성한 시스템을 동작 시키기 위해서는 시스템 동작 주파수를 설계해야 한다. 시스템 동작 주파수는 전원단 반도체 스위치의 게이팅 신호 주파수이며, 본 논문에서는 송 · 수신단 공진회로의 공진 주파수와 같다. 그리고 각 공진 회로의 공진 주파수는 동일하고, (3.1)과 같다.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{L_{Tx}C_{Tx}}} = \frac{1}{\sqrt{L_{Rx}C_{Rx}}} . \tag{3.1}$$

각 공진 회로의 인덕턴스와 캐패시턴스에 의해 공진 주파수가 결정되기 때문에 이를 이용하여 시스템 동작 주파수를 변경할 수 있다. 캐패시터에 비해 인덕터의 크기가 크기 때문에 인덕터를 먼저 설계하여 인덕턴스를 결정한 후에 캐패시턴스를 이용하여 공진 주파수를 설계한다. 인덕터를 설계하기 위해서는 인덕터 모델링이 우선되어야 한다. 무선 전력 전송 시스템에서는 공기 중의 자기장을 통해 에너지를 전달하므로 공기를 코어로 하는 공심 코일로 구성하는 것이 일반적이다. 따라서 본 장에서는 공진회로의 인덕터인 공심코일의 모델링에 대해 기술한다.

## 3.1. 공심 코일(Air-cored coil) 모델링[18][19]

솔레노이드(Solenoid) 형태의 공심 코일은 그림 3.1과 같이 RLC 병렬회로로 모델링 할 수 있다. 등가회로에서 $L$ 은 코일의 인덕턴스, $R$ 은 도선의 저항, $C$ 는 코일의 근접한 턴(turn) 사이에 형성되는 캐패시턴스다.

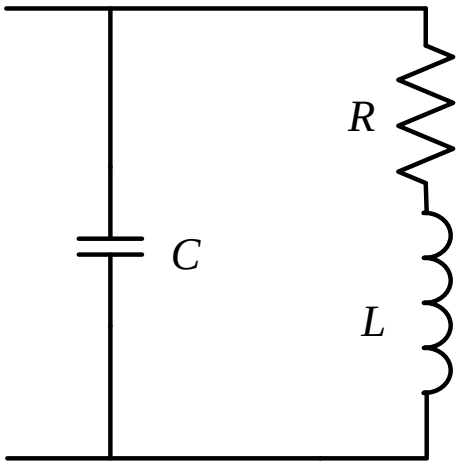



그림 3.1. 공심 코일 등가 회로.

### 3.1.1 코일 인덕턴스

이상적으로 얇은 도선으로 이루어진 그림 3.2와 같은 피치(pitch)간격이 0인 무한대 길이의 솔레노이드 코일이 존재한다고 가정했을 때, 이 코일의 인덕턴스는 (3.2)와 같다.

$$L = \frac{\mu \pi D^2 N^2}{4l} . \tag{3.2}$$

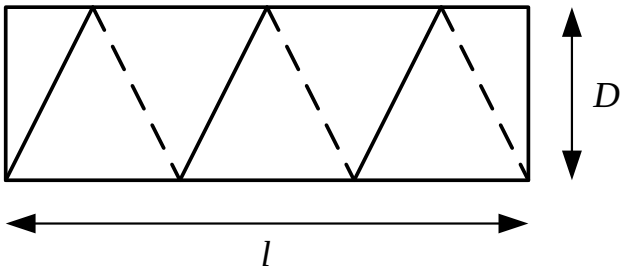



그림 3.2. 이상적인 솔레노이드 코일.

$N$ 은 코일의 턴 수, $\mu$ 는 코어의 투자율을 나타내며 공심 코일의 경우 $\mu = \mu_0$ 이다. 식 (3.2)에 의하면 솔레노이드 코일의 인덕턴스는 코일의 지름과 턴 수에 비례하고 길이에 반비례한다.

실제 코일은 가정과 달리 도선의 두께가 이상적으로 얇지 않고, 피치간격이 0이 아니고, 길이도 무한하지 않다. 따라서 (3.2)를 이용하여 구한 인덕턴스는 실제 값과 차이가 있다. 실제 값과 유사한 인덕턴스를 구하기 위해서 표 3.1과 같은 보정계수(Correction Factor)를 이용한다.

표 3.1. 솔레노이드 코일의 보정계수

| | |
|---|---|
| 주파수 비의존 계수 | 짧은 코일의 자기장 불균일 보정 계수 ($k_L$) |
| | 원형 도선 자기 인덕턴스 보정 계수 ($k_s$) |
| | 원형 도선 상호 인덕턴스 보정 계수 ($k_m$) |
| 주파수 의존 계수 | 도선의 내부 인덕턴스 ($L_i$) |
| | 유효 코일 직경 ($D_{eff}$) |
| | 자기 캐패시턴스 ($C_L$) |

#### 3.1.1.1. 주파수 비의존(independent) 계수

짧은 코일의 자기장 불균일 보정 계수( $k_L$ )는 이상적이 솔레노이드 코일이 무한히 길다는 가정으로 인한 오차를 보정해는 주는 계수이다. 아래첨자 'L'은 이 현상을 처음으로 분석한 'Lorenz'를 의미한다. 자기장 불균일 보정 계수는 솔레노이드 코일의 직경( $D$ )과 길이( $l$ )의 관계에 따라 두 가지 경우로 나누어서 생각한다.

i) $D \geq l$ 인 경우

$$k_{LS} = \frac{2}{\pi}\frac{l}{D}\left[\begin{array}{c}\dfrac{\left(\ln\left(\dfrac{4D}{l}\right)-\dfrac{1}{2}\right)\left(1+0.383901\left(\dfrac{l}{D}\right)^2+0.017108\left(\dfrac{l}{D}\right)^4\right)}{1+0.258952\left(\dfrac{l}{D}\right)^2} \\ +0.093842\left(\dfrac{l}{D}\right)^2+0.002029\left(\dfrac{l}{D}\right)^4-0.000801\left(\dfrac{l}{D}\right)^6\end{array}\right]. \quad (3.3)$$

ii) $D \leq l$ 인 경우

$$k_{LL} = \frac{1+0.383901\left(\dfrac{D}{l}\right)^2+0.017108\left(\dfrac{D}{l}\right)^4}{1+0.258952\left(\dfrac{D}{l}\right)^2}-\frac{4}{3\pi}\frac{D}{l}. \quad (3.4)$$

자기장 불균일 보정계수를 적용한 솔레노이드 코일의 인덕턴스는 (3.5)와 같다.

$$L_s = \frac{\mu\pi D^2 N^2}{4l}k_L. \quad (3.5)$$

원형 도선 자기 인덕턴스 보정계수($k_s$)는 이상적인 솔레노이드 코일이 아주 얇은 도선으로 이루어져 있다는 가정으로 인한 오차를 보정해주는 계수이다.

$$k_s = \frac{3}{2}-\ln\frac{p}{a}. \quad (3.6)$$

식 (3.6)에서 $p$는 피치간격, $a$는 원형 도선의 직경을 의미한다.

원형 도선 상호 인덕턴스 보정계수($k_m$)는 이상적으로 얇은 도선으로 이루어진 루프 사이의 상호 인덕턴스와 실제 원형 도선으로 이루어진 루프 사이의 상호 인덕턴스 차이를 보정해주는 계수이다.

$$k_m = \ln(2\pi) - \frac{3}{2} - \frac{\ln(N)}{6N} - \frac{0.33084236}{N} - \frac{1}{120N^3} + \frac{1}{504N^5} - \frac{0.0011923}{N^7} + \frac{0.0005068}{N^9}. \quad (3.7)$$

식 (3.6)과 (3.7)을 적용한 솔레노이드 코일의 인덕턴스는 (3.8)과 같다. 이때, $L_s$는 (3.5)에서 구한 값이다.

$$L = L_s - \mu \frac{D}{2} N(k_s + k_m). \quad (3.8)$$

#### 3.1.1.2. 주파수 의존(Dependent) 계수

외부(External) 인덕턴스는 코일 주변의 자기장에 저장된 에너지에 의한 인덕턴스라면 내부(Internal) 인덕턴스는 도체 자체에 저장된 자기에너지에 의한 인덕턴스다. 내부 인덕턴스는 주파수가 증가함에 따라 감소하는 경향을 보이는데, 이는 내부 인덕턴스가 도체 내부의 전류 분포에 의존하기 때문이다.

내부 인덕턴스는 일반적으로 작아 무시 가능하지만 특별한 경우 내부 인덕턴스 값이 전체 인덕턴스의 수 퍼센트일 수 있다. 내부 인덕턴스는 도선 길이에 비례하기 때문에 코일의 턴 수에 비례한다. 반면, 외부 인덕턴스는 턴 수의 제곱에 비례하기 때문에 턴 수가 클수록 외부 인덕턴스에 비해 내부 인덕턴스의 크기가 작아진다. 그리고 외부 인덕턴스는 코어의 재질에 따라 변하는 값이고, 내부 인덕턴스는 코어의 재질에 상관없이 코일의 영향을 받으므로 투자율이 높은 코어를 사용할 경우 내부 인덕턴스를 무시할 수 있다. 내부 인덕턴스는 도체 내부의 전류 분포의 영향을 받는데, 두꺼운 도선일 수록 내부 인덕턴스가 크다.

내부 인덕턴스는 (3.9)와 같이 표현 될 수 있다.

$$L_i = l_w \frac{\mu}{2\pi} \frac{\delta_i}{a(1-y)} \left[ 1 - e^{\left\{ -\left( \frac{a}{4\delta_i} \right)^{3.74} \right\}} \right]^{1/3.74} . \qquad (3.9)$$

이때,

$$y = \frac{0.02369}{\left\{ 1 + 0.2824 \left( z^{1.4754} - z^{-2.793} \right)^2 \right\}^{0.8955}} ,$$

$$z = \frac{0.27445}{\sqrt{2}} \frac{a}{\delta_i} , \quad l_w = \sqrt{(\pi DN)^2 + l^2} , \quad \delta_i = \sqrt{\frac{\rho}{\pi \mu f}} .$$

여기서, $\rho$ 는 도선의 비저항(Conductivity)으로 구리도선의 경우 $17.241 \times 10^{-9} \Omega m$ 이며, $\delta_i$는 표피 두께(Skin depth)이다.

식 (3.9)의 내부 인덕턴스를 적용한 코일의 인덕턴스는 (3.8)과 (3.9)의 합과 같다.

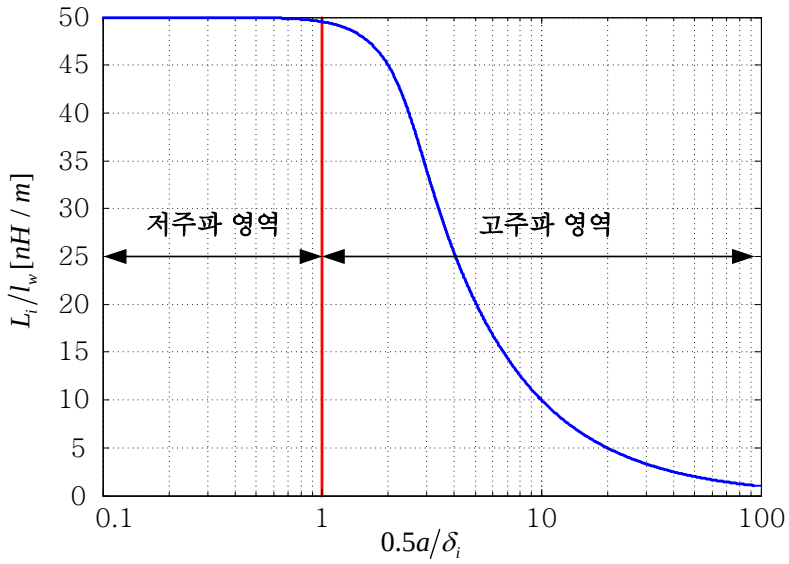



그림 3.3. 내부 인덕턴스 특성 곡선.

주파수 의존 계수는 표피효과와 같이 주파수에 따른 도선내부의 전류분포에 의존하는 보정하는 계수로, 저주파와 고주파에서의 값이 다르다. 이때. 내부 인덕턴스 특성 곡선을 이용하여 주파수 영역을 나눌 수 있다. 내부 인덕턴스 특성 곡선은 그림 3.3과 같다. $0.5a/\delta_i = 1$ 인 지점을 기준으로 내부 인덕턴스가 일정한 영역과 급격히 감소하는 영역으로 나뉘어 지는데, 표피 두께가 주파수에 반비례한다는 점을 고려하면 내부 인덕턴스가 일정한 영역은 저주파 영역, 내부 인덕턴스가 급격히 감소하는 영역은 고주파 영역으로 정의할 수 있다. 따라서 저주파 영역과 고주파 영역을 구분 짓는 전이 주파수( $f_t$ )를 계산하면 (3.10)과 같다.

$$f_t = \frac{4\rho}{\pi\mu_0 a^2} . \tag{3.10}$$

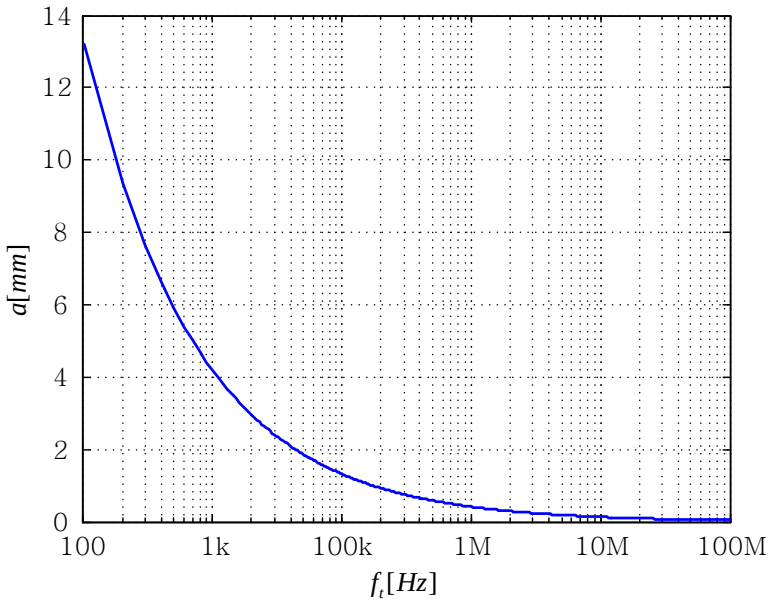



그림 3.4. 전이 주파수에 따른 도선 굵기.

식 (3.10)을 이용하여 전이 주파수에 따른 도선의 굵기의 관계를 그래프로 나타내면 그림 3.4와 같다. 전이 주파수가 동작 주파수에 비해 작을 수록 동작 주파수에서 내부 인덕턴스의 영향을 무시할 수 있기 때문에 도선의 굵기가 굵어질수록 내부 인덕턴스의 값이 작아진다.

주파수가 높아짐에 따라 표피효과(Skin effect)와 근접효과(Proximity effect)로 인하여 유효 도선 굵기( $a_{eff}$ )가 달라지면서 유효 코일 직경( $D_{eff}$ )도 달라지게 된다.

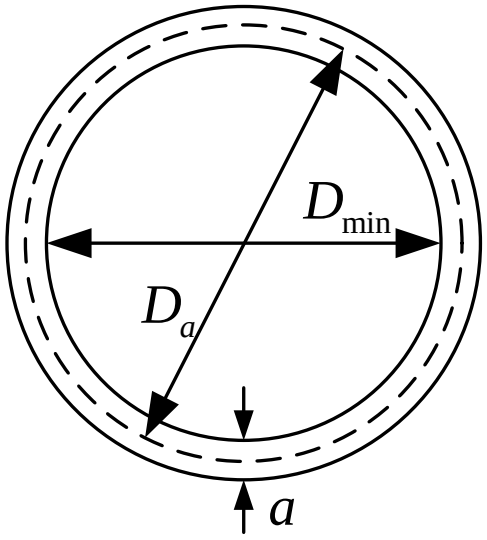



그림 3.5. 유효 코일 직경.

그림 3.5에서 이상적인 도선으로 이루어진 코일의 직경을 $D_a$ 라고 하면 저주파에서의 유효 코일 직경은 (3.11)과 같고 고주파에서의 유효 코일 직경은 (3.12)와 같다.

$$D_0 = D_a\left(1-\left(\frac{a}{D_a}\right)^2\right). \tag{3.11}$$

$$D_\infty = \frac{D_0 + 2D_{\min}\Big/\left(\frac{p}{a}-1\right)}{1+2\Big/\left(\frac{p}{a}-1\right)}. \tag{3.12}$$

이때, $D_{\min} = D_a - a + \frac{2a}{N}$ 이다. 식 (3.11)과 (3.12)를 이용하여 특정 주파수에서의 유효 코일 직경을 구하면 (3.13)과 같다.

$$D_{eff} = \Theta\left(D_0 - D_\infty\right) + D_\infty. \tag{3.13}$$

이때,

$$\Theta = 2\delta_i\left(1-e^{-\left(a/2\delta_i\right)^{3.8}}\right)^{1/3.8}\left(1-y\right),$$

$$y = \frac{0.0239}{\left(1+1.67\left(z^{0.036}-z^{-0.72}\right)^2\right)^4},\quad z = \frac{a}{2.552\delta_i}.$$

따라서 코일의 인덕턴스를 구하는 앞선 모든 수식에 (3.13)을 적용하여 실제 값에 근사 된 인덕턴스를 구할 수 있다.

### 3.1.2 코일 기생 성분

이상적이지 않은 코일은 순수하게 인덕턴스 성분으로 이루어져 있지 않고, 그림 3.2와 같이 저항 성분과 캐패시턴스 성분이 공존한다.

저항 성분은 도체의 비저항(Conductivity)으로 인하여 발생되는 성분이다. DC 전류가 흐를 때 DC 전류에 의한 도선의 저항이고 이를 'DC 저항'이라 하고 (3.14)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{dc} = \frac{\rho l_w}{\pi r^2}. \tag{3.14}$$

식 (3.14)에서 $l_w$는 (3.9)에서와 같고 $r$은 도선의 반지름이다. AC 전류가 흐를 때 AC 전류에 의한 도선의 저항을 'AC 저항'이라 하고 (3.15)와 같이 나타낼 수 있다.

$$R_{ac} = R_{dc}\Theta\Psi + R_r. \tag{3.15}$$

AC 저항은 도선자체에서 열로 손실되는 저항성분($R_{dc}\Theta\Psi$)과 공간에 방사되는 전력 손실을 나타내는 방사저항성분($R_r$)의 합이다. 주파수가 높아짐에 따라 표피효과와 근접효과로 인하여 도선 자체 저항의 크기가 변한다. 식 (3.15)에서 $\Theta$는 표피효과로 인한 저항 변화량을, $\Psi$는 근접효과로 인한 저항 변화량을 나타내는 지수(factor)이다. $\Theta$는 (3.16)과 같고, $\Psi$는 표 3.2와 같다. 방사저항은 (3.17)과 같다[10].

$$\Theta = \frac{a^2}{\left(2a\delta_i - \delta_i^2\right)}. \tag{3.16}$$

$$R_r = \sqrt{\frac{\mu_0}{\varepsilon_0}}\left(\frac{\pi}{12}N^2\left(\frac{\omega D}{2c}\right)^4 + \frac{2}{3\pi^3}\left(\frac{\omega l}{c}\right)^2\right). \tag{3.17}$$

표 3.2. 근접효과 지수($\Psi$)

| $a/p$ \ $l/D$ | 1 | 0.9 | 0.8 | 0.7 | 0.6 | 0.5 | 0.4 | 0.3 | 0.2 | 0.1 |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| 0 | 5.31 | 3.73 | 2.74 | 2.12 | 1.74 | 1.44 | 1.20 | 1.16 | 1.07 | 1.02 |
| 0.2 | 5.45 | 3.84 | 2.83 | 2.20 | 1.77 | 1.48 | 1.29 | 1.19 | 1.08 | 1.02 |
| 0.4 | 5.65 | 3.99 | 2.97 | 2.28 | 1.83 | 1.54 | 1.33 | 1.21 | 1.08 | 1.03 |
| 0.6 | 5.80 | 4.11 | 3.10 | 2.38 | 1.89 | 1.60 | 1.38 | 1.22 | 1.10 | 1.03 |
| 0.8 | 5.80 | 4.17 | 3.20 | 2.44 | 1.92 | 1.64 | 1.42 | 1.23 | 1.10 | 1.03 |
| 1 | 5.55 | 4.10 | 3.17 | 2.47 | 1.94 | 1.67 | 1.45 | 1.24 | 1.10 | 1.03 |
| 2 | 4.10 | 3.36 | 2.74 | 2.32 | 1.98 | 1.74 | 1.50 | 1.28 | 1.13 | 1.04 |
| 4 | 3.54 | 3.05 | 2.60 | 2.27 | 2.01 | 1.78 | 1.54 | 1.32 | 1.15 | 1.04 |
| 6 | 3.31 | 2.92 | 2.60 | 2.29 | 2.03 | 1.80 | 1.56 | 1.34 | 1.16 | 1.04 |
| 8 | 3.20 | 2.90 | 2.62 | 2.34 | 2.08 | 1.81 | 1.57 | 1.34 | 1.165 | 1.04 |
| 10 | 3.23 | 2.93 | 2.65 | 2.27 | 2.10 | 1.83 | 1.58 | 1.35 | 1.17 | 1.04 |
| ∞ | 3.41 | 3.11 | 2.815 | 2.51 | 2.22 | 1.93 | 1.65 | 1.395 | 1.19 | 1.05 |

표 3.2를 그래프로 그려보면 그림 3.6과 같다. 두께가 같은 도선에서 피치간격이 커질수록 근접효과지수가 작아지는 경향을 보인다. 또한 $l/D$가 1인 지점에서 근접효과지수가 최대값을 가진다. 즉, 코일 두께가 얇고 피치간격이 넓고 코일의 직경이 작고 코일 길이가 길수록 근접효과 지수가 작아 근접효과를 무시할 수 있다.

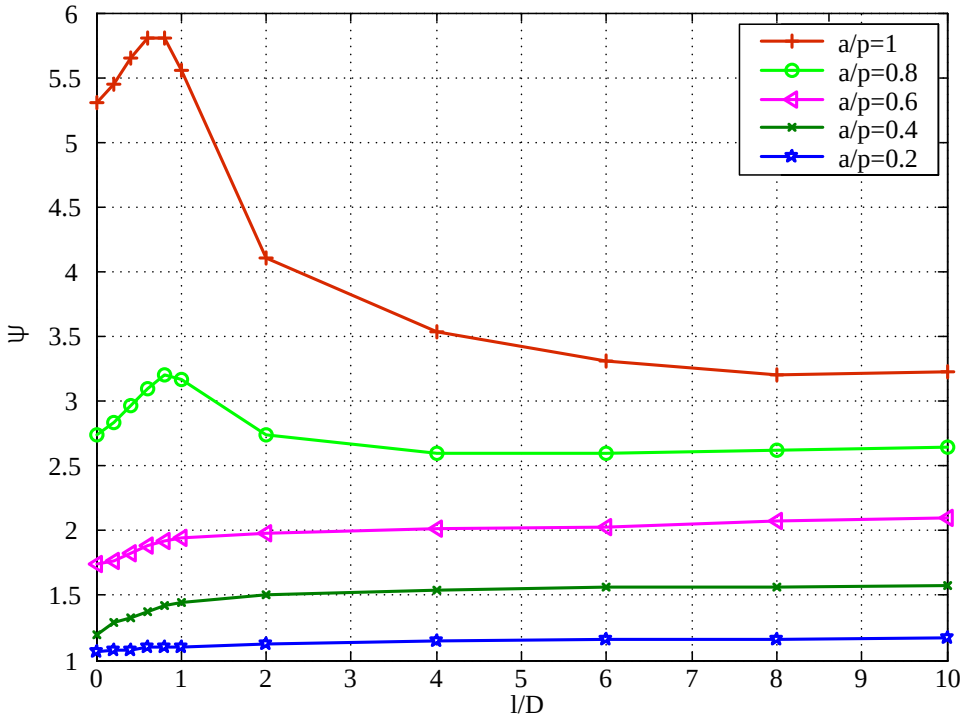



그림 3.6. 근접효과 지수($\Psi$).

식 (3.17)은 코일의 턴 수가 클 때 성립하는 식이다. 턴 수가 작은 코일의 저항은 (3.18)과 같다.

$$R_{ac} = R_{dc}\left(1+(\Theta-1)\Psi\left(\frac{N-1+1/\Psi}{N}\right)\Big/N\right)\Theta + R_r . \qquad (3.18)$$

코일의 기생 캐패시턴스 성분은 그림 3.7과 같이 코일의 턴 사이의 전기장으로 인한 성분이다[16]. 인접하지 않은 턴 사이의 캐패시턴스도 존재하지만 인접한 턴 사이의 캐패시턴스에 비해 매우 작으므로 무시할 수 있다. 그림 3.6과 그림 3.2의 등가회로에서 각 제정수의 관계는 (3.19), (3.20), (3.21)과 같다.

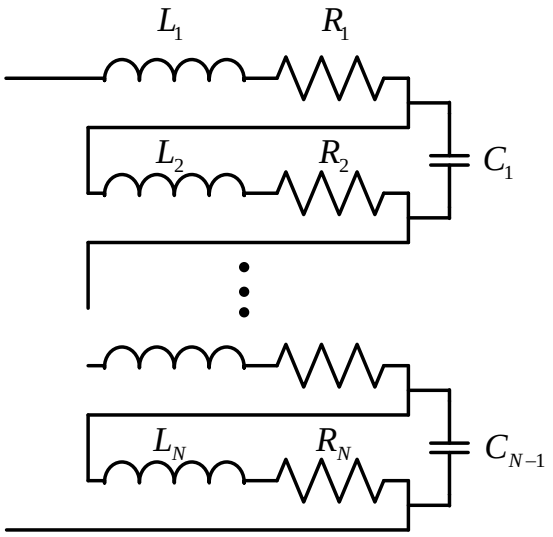



그림 3.7. 코일의 기생 캐패시턴스.

$$L = \sum_{i=1}^{N} L_i = NL_t . \tag{3.19}$$

$$C = 1 \Big/ \sum_{i=1}^{N-1} \frac{1}{C_i} = \frac{C_t}{N-1} . \tag{3.20}$$

$$R = \sum_{i=1}^{N} R_i = NR_t . \tag{3.21}$$

식 (3.20)과 같이 코일의 기생 캐패시턴스는 턴 수에 반비례하는 관계이다. 따라서 턴 수가 많아질수록 기생 캐패시턴스는 작아진다. 턴 사이의 기생 캐패시턴스가 일정하다고 가정하면 기생 캐패시턴스는 (3.22)와 같이 계산할 수 있다[20].

$$C_t = \frac{\varepsilon_0 \pi^2 D}{\ln\left[\left(p/a\right) + \sqrt{\left(p/a\right)^2 - 1}\right]} . \tag{3.22}$$

식 (3.22)는 코일표면의 절연 코팅의 두께($t$)가 인접한 코일 사이의 공극(air gap, $p-a$)보다 매우 작은 경우에 대해 성립한다. 즉, $t << p-a$ 인 전체 코일의 기생 캐패시턴스는 (3.20)과 (3.22)를 이용하여 계산할 수 있다.

코일에 병렬 연결된 기생 캐패시턴스의 영향으로 설계한 공진 주파수가 변화할 수 있다. 기생 캐패시턴스가 전체 임피던스에 얼마나 영향을 미치는지 확인하기 위해 기생 캐패시턴스의 크기에 따른 임피던스 곡선을 그림 3.8에 나타내었다. 기생 캐패시턴스가 커질수록 공진 주파수가 낮아지는 것을 알 수 있다. 그림 3.2의 등가회로의 임피던스는 (3.23)으로 표시 될 수 있다. 공진주파수가 1.56MHz로 설계된 시스템에서 공진 주파수가 1.4MHz까지 낮아지는 기생 커패턴스는 수 백 $pF$ 이다. 즉, 공진주파수가 1.56MHz로 설계된 시스템에서 기생 캐패시턴스가 수 $pF$ 인 시스템에서 기생 캐패시턴스의 영향은 무시 할 수 있다. 실제 본 논문에서 사용한 코일의 기생 캐패시턴스를 계산해보면 수 $pF$ 미만으로 기생 캐패시턴스를 무시할 수 있다.

$$Z = \frac{1}{j\omega C + \dfrac{1}{R + j\omega L}} . \tag{3.23}$$

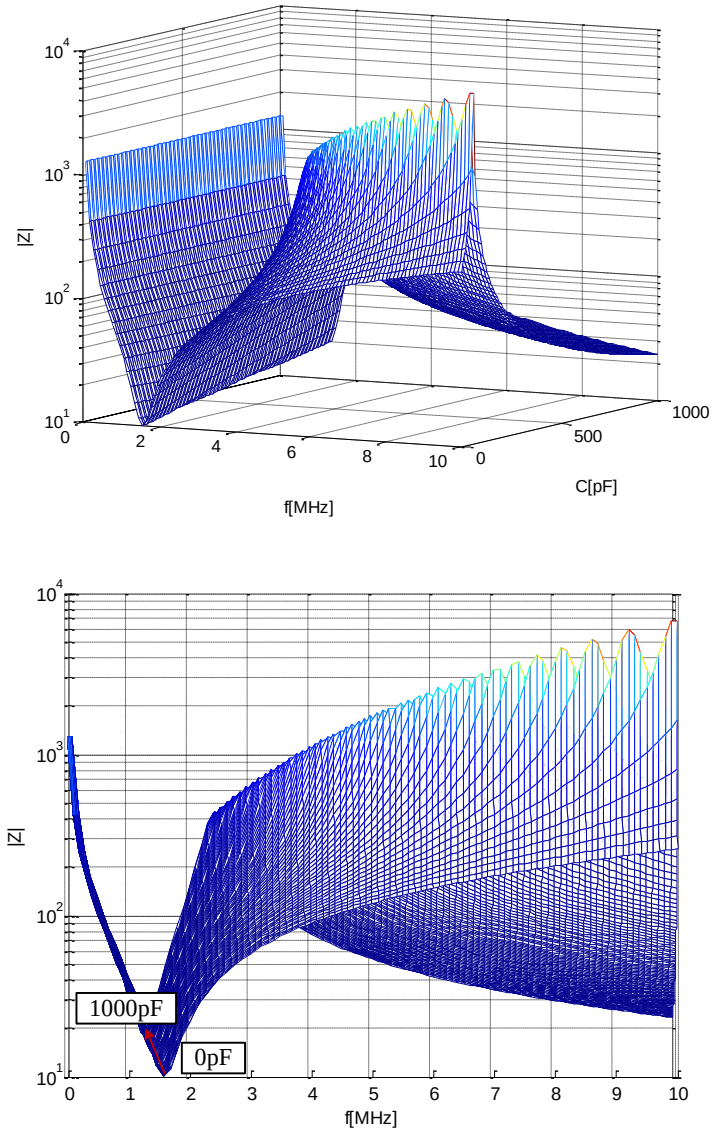



그림 3.8. 공진주파수가 1.56MHz로 설계된 시스템에서 기생 캐패시턴스로 인한 임피던스 특성 변화.

### 3.1.3 모델 검증

공심 코일 모델이 타당한지를 확인 하기 위해 Agilent사의 4294A 임피던스 분석기(Impedance analyzer)를 이용하여 인덕턴스와 저항을 측정하였다. 그림 3.9와 같이 코일의 지름을 $D$, 도선의 두께를 $a$, 턴 수를 $N$이라고 했을 때 표 3.3과 같이 총 6개의 코일에 대해 실험을 진행하였다. 시스템 동작주파수는 1.56MHz로 선정하였다.

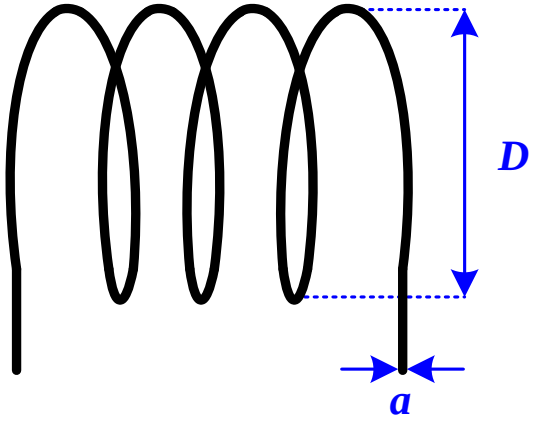



그림 3.9. 코일 제정수 기호 정의.

표 3.3. 송신단과 수신단 코일 제정수

| | $N$ | $l$ [$mm$] | $D$ [$mm$] | $a$ [$mm$] | $f$ [$MHz$] |
|---|---|---|---|---|---|
| 송신단 코일 | 3 | 150 | 268 | 1.63 | 1.56 |
| 수신단 코일 | 5 | 7.47 | 15 | 1.05 | |
| 수신단 코일 | 10 | 11.71 | | | |
| 수신단 코일 | 5 | 14.18 | | | |
| 수신단 코일 | 5 | 6.91 | 9.37 | | |
| 수신단 코일 | 10 | 12.21 | | | |
| 수신단 코일 | 15 | 17.42 | | | |

임피던스 분석기를 이용하여 인덕턴스와 저항을 측정하면 인덕터와 저항의 직렬 등가회로에서의 인덕턴스와 저항 값을 알 수 있다. 실제 코일의 등가회로에는 기생 캐패시턴스 성분이 병렬 연결되어있으므로 실제 인덕턴스, 저항과 임피던스 분석기를 이용하여 구한 인덕턴스, 저항값에 차이가 있을 수 있다. 그림 3.10과 같이 각 등가회로에서의 관계식을 구해보면 (3.24), (3.25)와 같다 [21].

$$R_s = \frac{1}{\left(1-\omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega LR\right)^2} R \approx R . \tag{3.24}$$

$$L_s = \frac{1-\omega^2 LC - CR^2/L}{\left(1-\omega^2 LC\right)^2 + \left(\omega LR\right)^2} L \approx L . \tag{3.25}$$

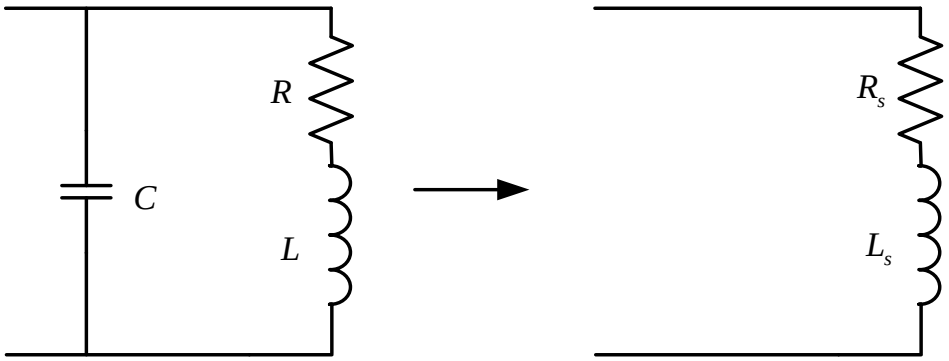



그림 3.10. 임피던스 분석기 등가회로.

식 (3.24)에서 $LC$ 는 코일 자체의 자기공진(Self-Resonant) 주파수의 제곱의 역수인데, 짧게 감긴 공심 코일의 기생 캐패시턴스가 수 $pF$ 정도로 매우 작아 자기공진 주파수가 수백MHz이상이다. 설계하고자 하는 시스템의 동작 주파수는 1.56MHz이므로, $\omega^2 LC << 1$ 이고 $\left(\omega^2 LR\right)^2 << 1$ 이므로 기생 캐패시턴스는 무

시할 수 있다. 식 (3.24), (3.25)의 결과는 표 3.4에서 구한 기생 캐패시턴스 값과 그림 3.8을 이용해서도 예상해볼 수 있다.

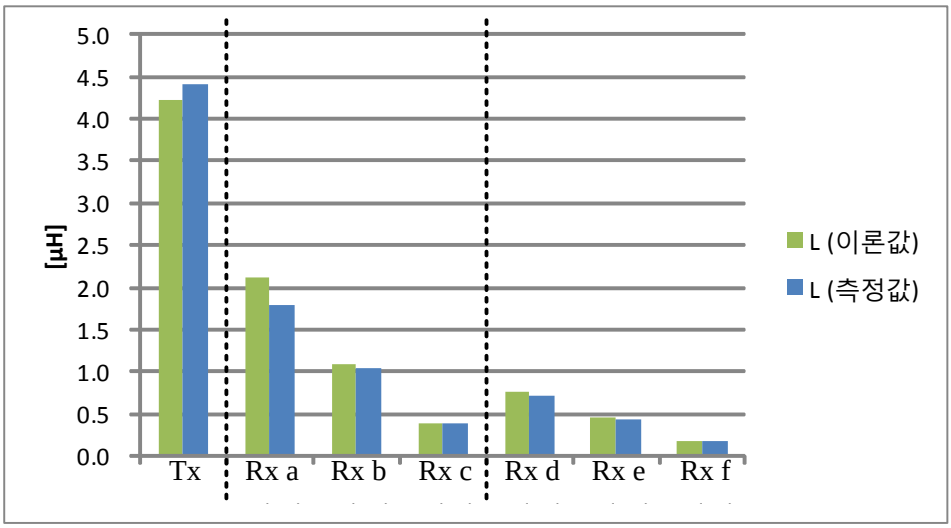
표 3.3의 코일 제정수를 이용하여 공심 코일의 인덕턴스와 기생 성분의 값을 계산하면 표 3.4와 같고, 표 3.4를 그래프로 나타내면 그림 3.11과 같다.

표 3.4. 송신단과 수신단 코일 인덕턴스 및 기생성분

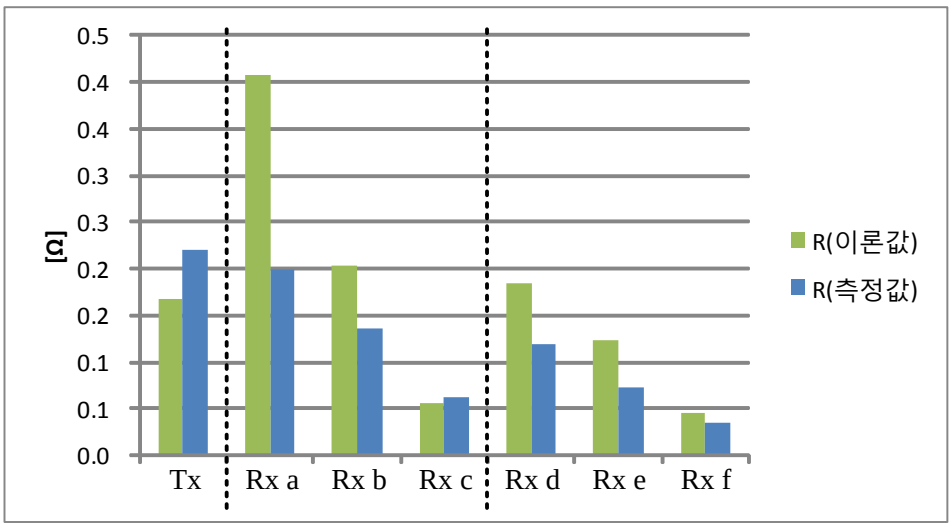
| | 이론값 | | 측정값 | |
|---|---|---|---|---|
| | $L[\mu H]$ | $R[m\Omega]$ | $L[\mu H]$ | $R[m\Omega]$ |
| 송신단 코일 (Tx) | 4.22 | 125 | 4.42 | 220 |
| 수신단 코일 (Rx a) | 0.385 | 43 | 0.379 | 62.9 |
| 수신단 코일 (Rx b) | 0.1.10 | 161 | 1.05 | 136.1 |
| 수신단 코일 (Rx c) | 2.11 | 326 | 1.79 | 200 |
| 수신단 코일 (Rx d) | 0.184 | 34 | 0.176 | 35 |
| 수신단 코일 (Rx e) | 0.461 | 97 | 0.433 | 73 |
| 수신단 코일 (Rx f) | 0.765 | 150 | 0.727 | 119.4 |

그림 3.11(a)를 통해 앞 절의 수식을 이용하여 계산한 인덕턴스와 실제 인덕턴스 값이 거의 일치함을 알 수 있다. 오차율을 계산해보면, 수신단 코일 Rx a를 제외하고 오차율이 5%이내 이다. 수신단 코일 Rx a는 오차율이 17%에 달하는데, 이는 턴 수가 많고 피치간격이 좁아 코일의 비이상적인 효과로 인해 수식과 차이가 발생했을 것으로 생각된다. 저항은 (3.18)을 이용하여 계산하였는데 대부분의 코일에서 측정값이 이론값보다 작게 나왔다. 대부분의 코일의 고주파 저항을 구하는 수식은 코일 직경에 비해 코일의 길이가 길다는 가정하에 유도된다. 긴 코일의 경우 내부 자기장이 비교적 균일하게 형성되는데 반해 짧은 코일의 경우 양 끝단에서 자기장 왜곡 현상이 발생하여 수식을 유도하면서 가정한 상황과 맞지 않아 이론값과 측정값의 차이가 발생할 수 있다.

코일 양 끝단에서의 자기장이 방사되면서 자기장의 세기가 코일 사이에 비해 작아지는데 이에 의해 근접효과가 예상보다 작게 나타나 이론값보다 측정값의 크기가 작게 나온 것으로 보인다. 전압과 전류 측정을 위해 코일이 아닌 도선의 길이를 길게 하였는데, 이 도선의 저항에 의해 이론값과 측정값에 오차가 발생했을 수 있다. 특히, 송신단 코일의 저항의 측정값이 이론값보다 큰 것은 코일이 아닌 도선의 길이가 길어서 나타난 오차라고 추정된다.




(a)




(b)

그림 3.11. 코일 인덕턴스 및 저항 비교: (a)인덕턴스; (b) 저항.

# 제 4 장 수신단이 한 개인 시스템

반딧불이를 모방하기 위해 수신단이 매우 작아져야 하지만, 2장에서 언급했듯이 LED를 켜기 위한 전압 확보를 위해 수신단의 최소 크기가 제한된다. 수신단에 유도되는 전압은 두 코일 사이의 쇄교 자속에 의해 결정된다. 쇄교 자속은 두 코일이 공유하는 자속인데, 코일의 형상이나 위치 등에 따라 변하는 다변수 함수이다. 코일의 형상은 코일의 종류에 따라 다르고 같은 종류의 코일이더라도 코일의 턴 수, 도선의 두께, 도선의 길이, 피치 간격 등등 여러 변수에 의해 결정된다. 코일의 위치도 3차원으로 정의 되기 때문에 변수가 많아 간단한 수식으로 나타내기 힘들다. 쇄교 자속은 상호 인덕턴스(Mutual inductance)와 전류의 곱으로 나타낼 수 있는데, 상호 인덕턴스는 각 코일의 인덕턴스( $L_{tx}$ , $L_{rx}$ )와 결합계수(Coupling coefficient, $k$ )로 구성된다. 결합계수는 두 코일의 누설 인덕턴스 성분을 제외한 모든 성분을 포함하므로, 인덕턴스 외에 쇄교 자속에 영향을 미치는 모든 변수 성분의 함수이다. 따라서 간단한 수식으로 표현할 수 없다. 코일이 결정되면 각 코일의 인덕턴스는 결정되므로 무선 전력 전송에서는 결합계수의 크기가 에너지 전달에 큰 영향을 미친다.

일반적으로 결합계수는 그림 4.1과 같이 네트워크 분석기(Network analyzer)를 이용하여 측정한다. 네트워크 분석기를 이용하여 S-파라미터를 측정할 수있다. S-파라미터는 (4.1)과 같이 입력 신호에 대한 출력 신호 상관관계를 나타낸다. S-파라미터를 이용하여 2포트 시스템의 산란행렬(Scattering matrix)을 구해보면 (4.2)와 같다. S-파라미터를 이용하여 결합계수뿐만 아니라 시스템의 효율을 쉽게 구할 수 있다.

$$S = \frac{V^-}{V^+}. \tag{4.1}$$

$$\begin{bmatrix} V_1^- \\ V_2^- \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_1^+ \\ V_2^+ \end{bmatrix} \tag{4.2}$$

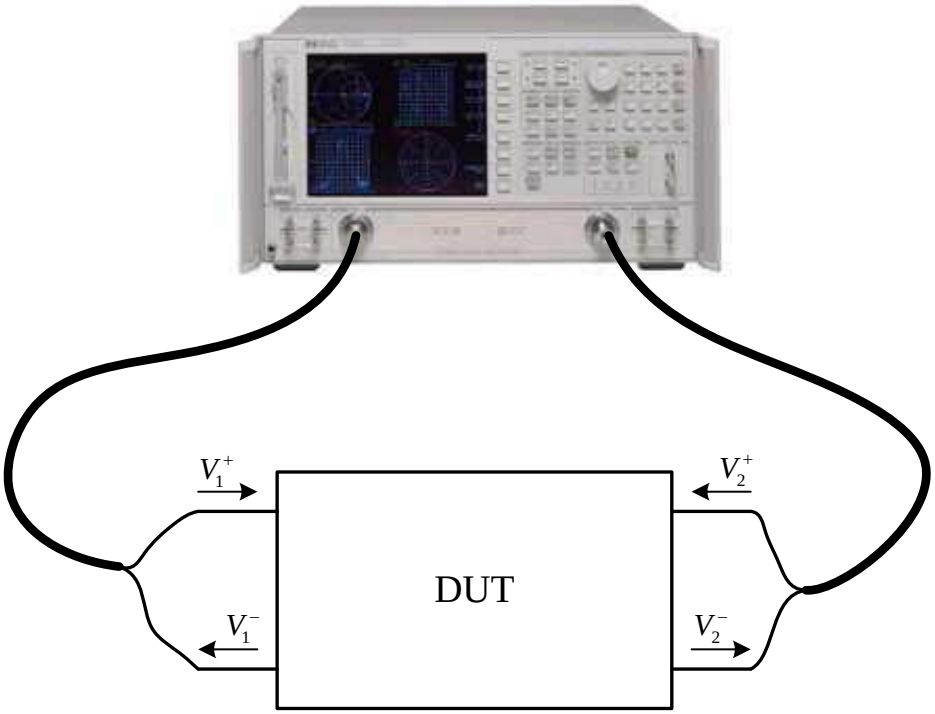



그림 4.1. 네트워크 분석기를 이용한 결합계수 측정.

하지만 네트워크 분석기는 RF분야의 연구에 주로 사용되고 고가의 장비이기 때문에 주변에서 쉽게 구할 수 없다. 또한 기존의 논문들이 네트워크 분석기에 의존한 분석을 하고 있다. 따라서 본 논문에서는 기존의 논문과 달리 네트워크 분석기를 사용하지 않고 송 · 수신단 전압, 전류 측정값만을 이용하여 시스템을 분석을 해보았다.

같은 방향으로 감겨있는 두 코일로 이루어진 송 · 수신단 회로는 그림 4.2와 같다. 저항성분은 무시하였다.

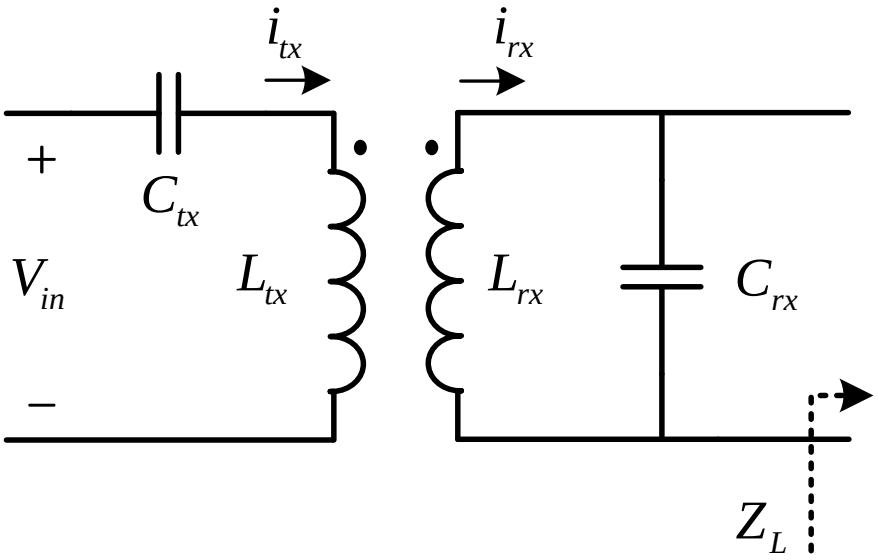



그림 4.2. 송 · 수신단 등가회로.

각 코일의 전압에 대한 식은 (4.1), (4.2)와 같다.

$$V_{L_{tx}} = L_{tx}\frac{di_{tx}}{dt} - M\frac{di_{rx}}{dt}. \tag{4.1}$$

$$V_{L_{rx}} = L_{rx}\frac{di_{rx}}{dt} - M\frac{di_{tx}}{dt}. \tag{4.2}$$

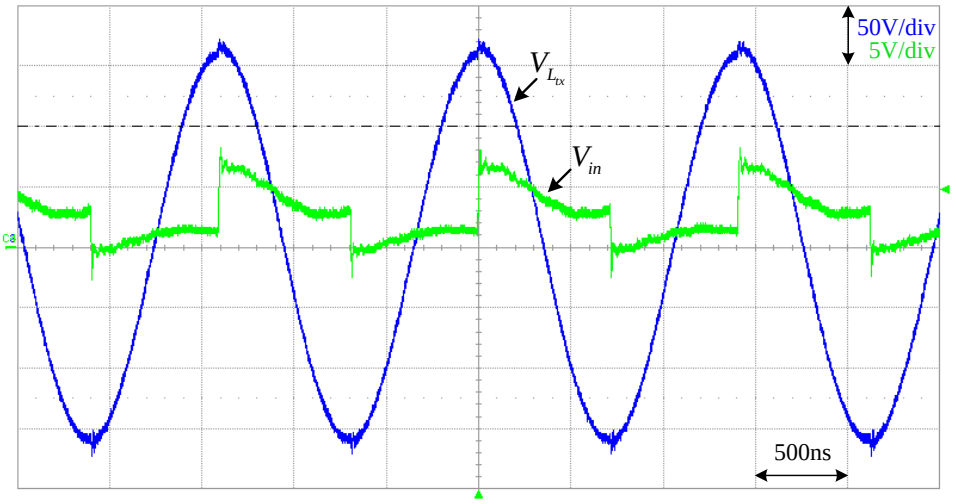
각 코일 양단 전압은 각 코일의 인덕턴스에 의한 전압과 상호 인덕턴스에 의해 유도되는 전압의 합으로 구성된다.

위 식을 검증하기 위해 먼저 수신단 코일 없이 송신단 코일만 있을 때 송신단 코일 양단 전압과 수신단 코일이 있을 때의 송신단 코일 양단 전압을 비교해 보았다. 송신단 코일에 흐르는 전류를 측정하기 위해 전류 프루브(probe)

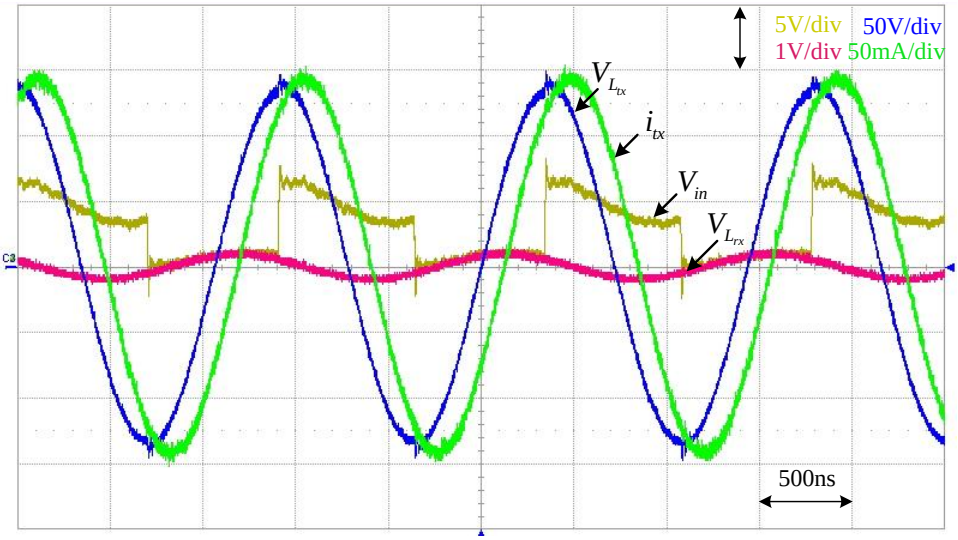
Tektronics사의 A6302를 사용하였다. 전류 프루브는 홀 효과(Hall effect)를 이용하여 도선에 흐르는 전류에 의해 코어 안에 생성된 자기장을 통해 흐르는 전류의 양을 측정한다. 따라서 전류 프루브도 송신단 입장에서 부하로 보여 송신단 코일의 전압과 전류의 위상이 변한다. 따라서 그림 4.3(a)와 같이 송신단 코일에 흐르는 전류의 크기는 측정하지 않았다. 그림 4.3(a)와 같은 상태에서 전류프루브를 물리게 되면 송신단 코일 전압이 감소하고 공진점이 약간 틀어진다. 송신단 코일에 흐르는 전류의 크기는 수식을 통해 예상해 볼 수 있다. 송신단 코일만 있을 때 송신단 코일 양단의 전압은 (4.1)의 첫번째 항과 같다. 따라서 (4.3)과 같이 표시될 수 있다.

$$|i_{tx}| = \frac{|V_{L_{tx}}|}{\omega L_{tx}}. \tag{4.3}$$

그림 4.3(a) 에서 $V_{L_{tx}} = 118V$, $f = 710kHz$, $L_{tx} = 4.42\mu H$ 이므로 $i_{tx} = 5.98A$로 예상해 볼 수 있다. 수신단 코일을 송신단 코일 내부 중심부에 놓으면 그림 4.3(b)과 같다. 수신단 전류는 예측하기 어렵기 때문에 어쩔수 없이 전류프루브를 이용하여 측정하였다. 따라서 전류 프루브로 인한 크기오차나 위상오차는 결과값에 오차로 반영된다. 그림 4.4는 전류 프루브로 인한 측정 오차의 한 예를 나타낸 것이다. 그림 4.4 상단의 그래프는 전류 프루브로 전류를 측정할 때를, 하단의 그래프는 전류 프루브로 전류를 측정하지 않을 때의 파형이다. 전류 프루브로 인하여 수신단 전압, 전류 크기와 위상이 모두 변한다. 코일 마다 그 변화량은 다르다. 그림 4.4에서는 약 100ns정도 위상변화가 발생했는데, 이를 각도로 환산하면 약 25도이므로 상당한 위상 오차가 발생하는 것을 알 수 있다.




(a)




(b)

그림 4.3. 송 · 수신단 코일 양단 전압, 전류 파형: (a) 수신단 코일이 없을 때; (b) 수신단 코일이 있을 때.

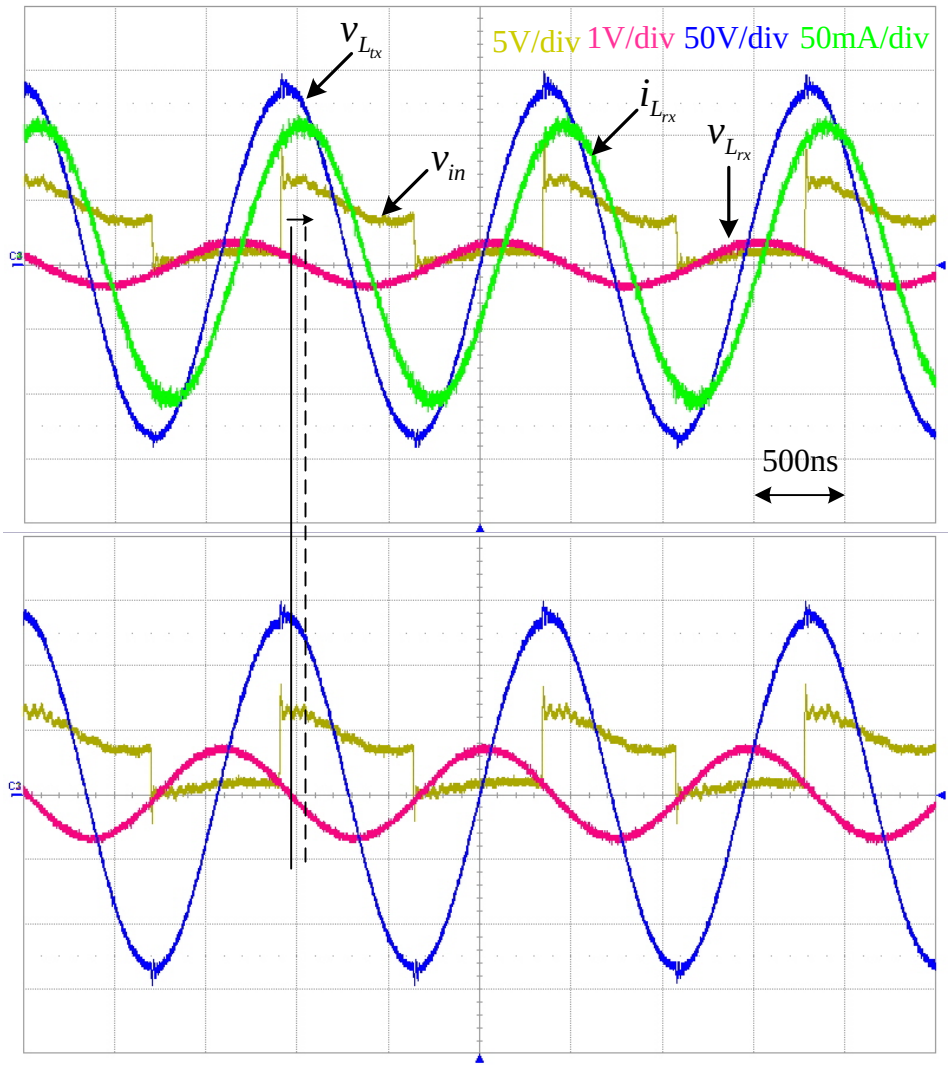



그림 4.4. 전류 프루브로 인한 측정 오차 예: (a) 전류 프루브가 있을 때; (c) 전류 프루브가 없을 때.

그림 4.3의 전압, 전류의 위상도를 그려보면 그림 4.5와 같다. 그림 4.3(b)에서 수신단 코일에 전류가 흐르면서 이에 해당되는 성분이 송신단 코일에 영향을 미치면서 송신단 코일 양단 전압의 크기가 변한다. 변화량은 수신단에 유도되는 전류와 상호 인덕턴스에 의해 결정된다. 상호 인덕턴스는 결합계수에 의해 결정되고 수신단에 유도되는 전류는 수신단에 유도되는 전압뿐만 아니라 부하에 의해 결정된다. 하지만 부하가 비선형 부하이므로 수신단에 유도되는 전류와 전압의 크기를 수식적으로 예측하기 어렵다. 그림 4.2의 등가회로에서 결합 인덕터를 T형 모델로 바꾸면 그림 4.6과 같다. 그림 4.5에서 부하는 $Z_L$ 이고 특성은 그림 2.5와 같다. 입력 전압에 대한 부하 전압비는 (4.4)와 같다. 식 (4.4)에서 반사 임피던스( $Z_{r,0}$ )가 부하( $Z_L$ )의 함수이기 때문에 (4.4)를 통해 전압비를 예측하기 어렵다. 이와 비슷하게 시스템의 모든 파라미터가 비선형적인 부하의 영향으로 단순히 어떠한 변수에 단순 비례하거나 반비례하지 않는다.

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{j\omega M \dfrac{Z_L^{'}}{R_{rx} + j\omega L_{rx} + Z_L^{'}}}{\dfrac{1}{j\omega C_{tx}} + R_{tx} + j\omega L_{tx} + \dfrac{\omega^2 M^2}{R_{rx} + j\omega L_{rx} + Z_L^{'}}} = \frac{Z_{r,0}}{R_{tx} + Z_{r,0}} \frac{Z_L^{'}}{-jk\sqrt{L_{rx}/C_{tx}}} . \qquad (4.4)$$

여기서,

$$Z_{r,0} = \frac{\omega_0^{\,2} M^2}{R_{rx} + j\omega_0 L_{rx} + Z_L^{'}} , \quad Z_L^{'} = \frac{1}{j\omega C_{rx} + 1/Z_L} = \frac{1}{j\omega C_{rx} + \left(V_{out} - V_F\right)/\left(V_{out} R_d\right)} .$$

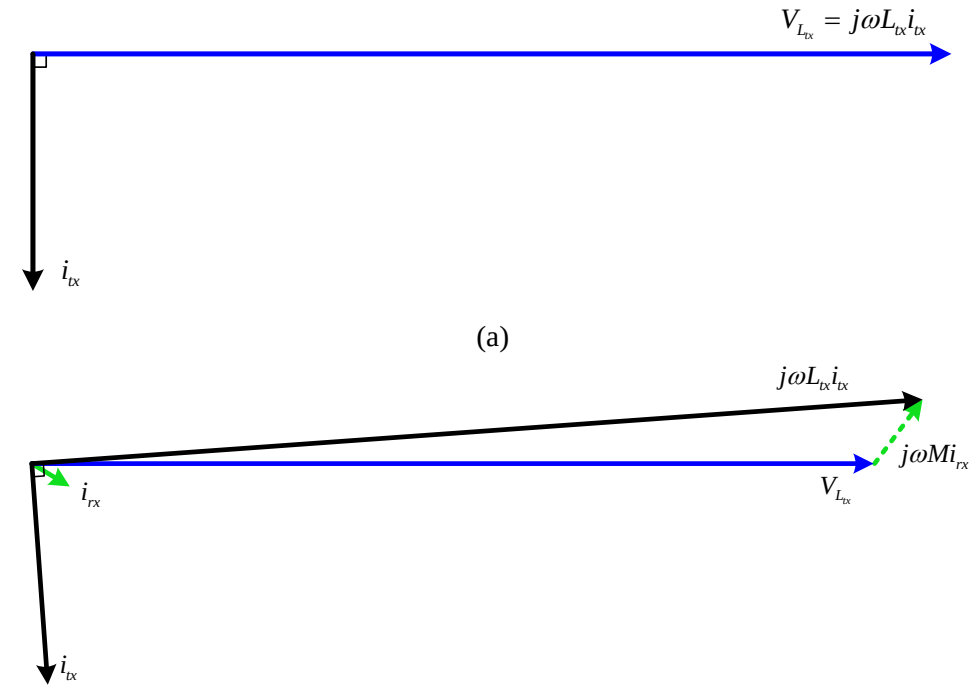



그림 4.5. 송신단 코일 양단 전압 위상도(a) 수신단 코일이 없을 때; (b) 수신단 코일이 있을 때.

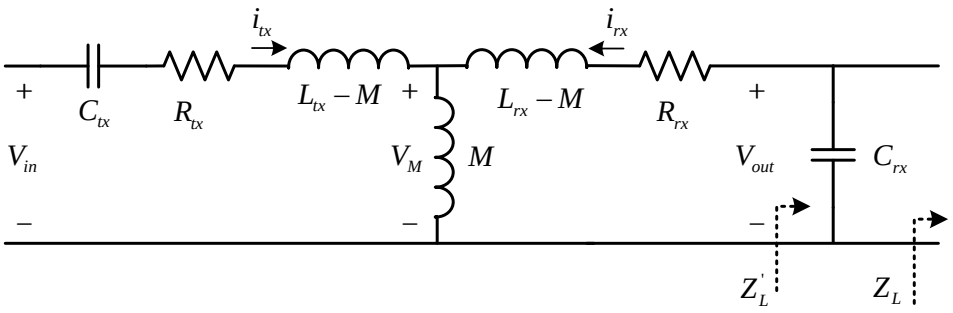



그림 4.6. T형 등가 모델.

## 4.1. 수신단 코일 직경(D)에 따른 시스템 변화

본 절에서는 코일의 직경에 따른 시스템 변화에 대해 분석한다. 코일의 직경은 임의로 표 4.1과 같이 5가지로 정하였다. 그 외의 조건은 모두 동일하다. 그림 4.7은 실험에 사용한 수신단 코일이다. 전류측정을 위해 코일과 캐패시터 사이에 전류 프루브가 들어갈 수 있는 공간을 만들어 주었다.

표 4.1. 직경이 다른 수신단 코일 제정수

| | | | | | |
|---|---|---|---|---|---|
| $D$ [mm] | 11.6 | 15.2 | 20.7 | 22 | 32 |
| $N$ | 5 | | | | |
| $a$ [mm] | 1.05 | | | | |
| $f$ | 696$kHz$ | | | | |

그림 4.7. 직경이 다른 수신단 코일.

그림 4.2에서 송신단 코일 양단 전압($V_{tx}$), 수신단 코일 양단 전압($V_{rx}$), 수신단 코일 입력 전류($i_{rx}$)를 측정하였다. 측정한 값을 이용하여 직경에 대한 송

· 수신단 전압크기비($|V_{rx}/V_{tx}|$)를 구하면 그림 4.8과 같다. 식 (4.4)와 같이 송 · 수신단 전압크기비에 대한 수식을 구하면 (4.5)와 같다. 식 (4.5)에서 $Z_L^{'}$ 도 수신단 전압($V_{rx}$ 또는 $V_{out}$)의 함수이기 때문에 (4.5)를 이용하여 그림 4.7의 상관관계를 유추하기는 어렵다. 하지만 그림 4.8에 의하면 송 · 수신단 전압크기비와 코일 직경은 대략 비례함을 알 수 있다.

$$\frac{V_{rx}}{V_{tx}} = \frac{j\omega M \dfrac{Z_L^{'}}{R_{rx} + j\omega L_{rx} + Z_L^{'}}}{R_{tx} + j\omega L_{tx} + \dfrac{\omega^2 M^2}{R_{rx} + j\omega L_{rx} + Z_L^{'}}}. \tag{4.5}$$

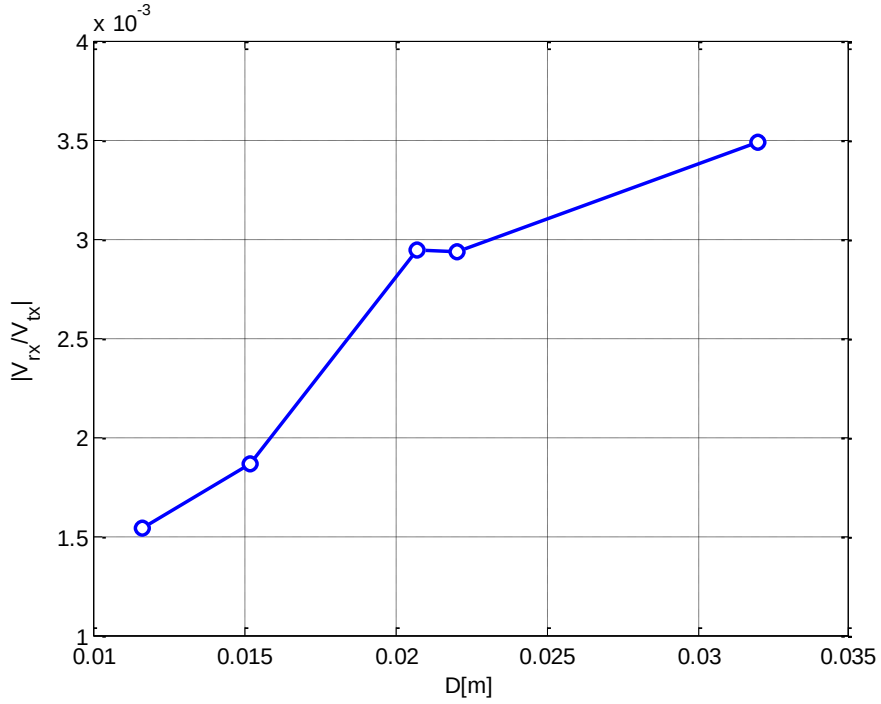



그림 4.8. 코일 직경에 대한 송 · 수신단 전압크기비.

이를 바탕으로 그림 4.5와 같이 위상도를 그려서 결합계수를 계산할 수 있다. 수신단 코일이 없을 때 송신단 코일 양단 전압크기, 수신단 코일이 있을 때 송신단 코일 양단 전압크기와 이때 수신단 코일 전류 크기 및 위상은 측정할 수 있으므로, 이 값들을 이용하여 결합계수를 계산할 수 있다. 비록 전류 프루브가 포함된 시스템에서 측정한 전압, 전류 값에 오차가 상당히 포함되어 있기 때문에 정확한 결합계수를 계산할 수는 없지만, 상대적인 경향성을 확인하기에는 충분하다. 위상도를 이용하여 결합계수를 계산하면 그림 4.9와 같다. 코일 직경이 커질수록 결합계수가 커지는 경향을 보인다.

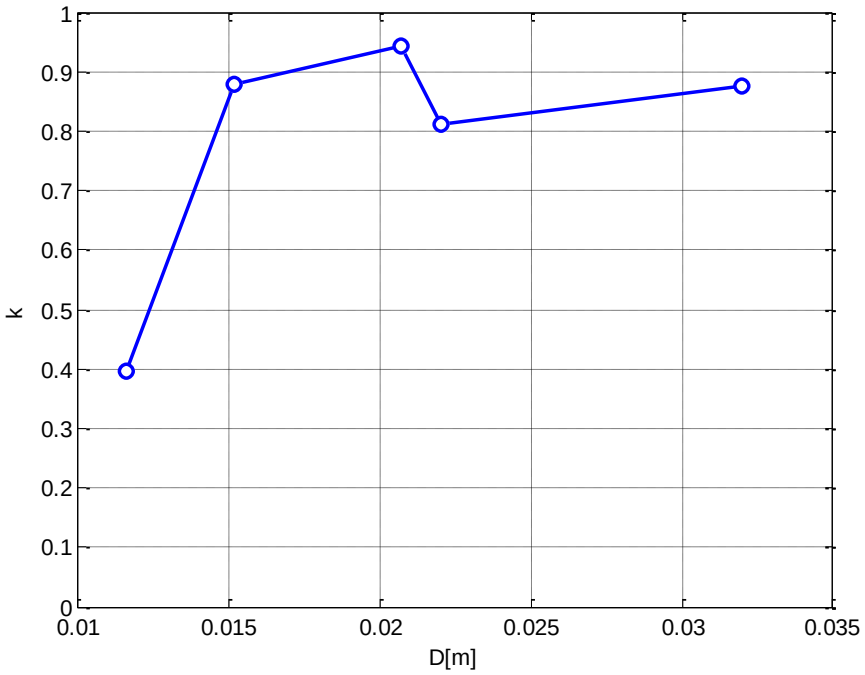



그림 4.9. 수신단 코일 직경에 따른 결합계수.

## 4.2. 수신단 코일 턴 수(N)에 따른 시스템 변화

코일의 턴 수에 따른 시스템 변화에 대해 분석하기 위해 코일의 턴 수를 임의로 표 4.2와 같이 5가지로 정하였다. 그 외의 조건은 동일하다. 그림 4.10은 실험에 사용한 코일이다.

표 4.2. 턴 수가 다른 수신단 코일 제정수

| $N$ | 5 | 7 | 10 | 13 | 15 |
|---|---|---|---|---|---|
| $D$ [mm] | 15.2 | | | | |
| $a$ [mm] | 1.05 | | | | |
| $f$ | 696$kHz$ | | | | |

그림 4.10. 턴 수가 다른 수신단 코일.

앞 절과 같이 턴 수에 대한 송·수신단 전압비를 구하면 그림 4.11과 같다. 턴 수에 대해 비례하는 관계이다.

결합계수를 계산한 결과는 그림 4.12와 같다. 턴 수가 많아질 수록 결합계수가 커지는 것을 알 수 있다.

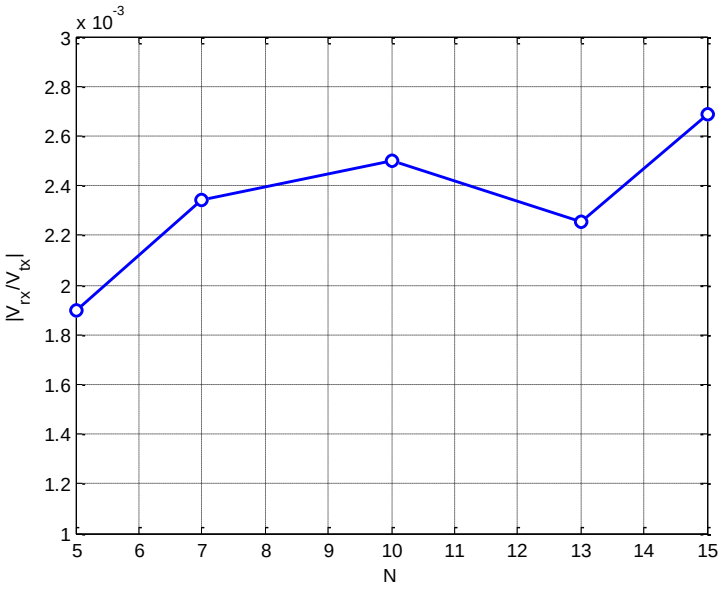



그림 4.11. 턴 수에 대한 송 · 수신단 전압크기비.

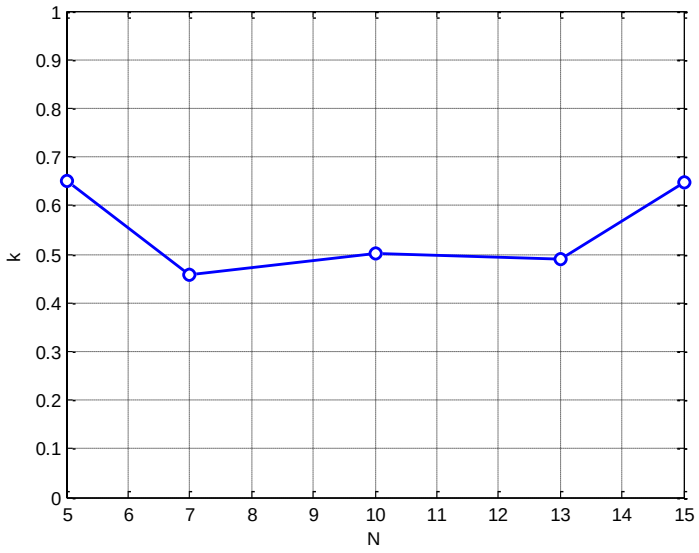



그림 4.12. 수신단 턴 수에 따른 결합계수.

4.1절과 4.2절의 결과를 종합해 보면 상호 인덕턴스에 영향을 미치는 두 코일 사이의 결합계수는 수신단 코일의 직경과 턴 수에 영향을 받는데, 수신단 코일의 직경이 클수록 턴 수가 많을수록 커지는 경향이 있다. 수신단에 유도되는 전압의 크기 또한 결합계수에 영향을 받기 때문에 수신단 코일의 직경이 크고 턴 수가 많을수록 커진다. 직경과 턴 수중 시스템에 영향이 큰 변수를 찾기 위해 턴 수(N)와 직경(D)의 곱을 성능지수(Figure of merit)로 하는 그래프를 그리면 그림 4.13과 같다. 그림 4.13에서 원으로 표시한 부분은 두 실험에서 조건이 $N=5$, $D=15.2mm$ 로 같은 지점이다. 이 지점에서 N을 증가시켰을 때와 D를 증가시켰을 때 송 · 수신단 전압비 상승 기울기가 다름을 알 수 있다. 즉, 같은 조건에서 직경의 변화가 시스템에 미치는 영향이 더 크다.

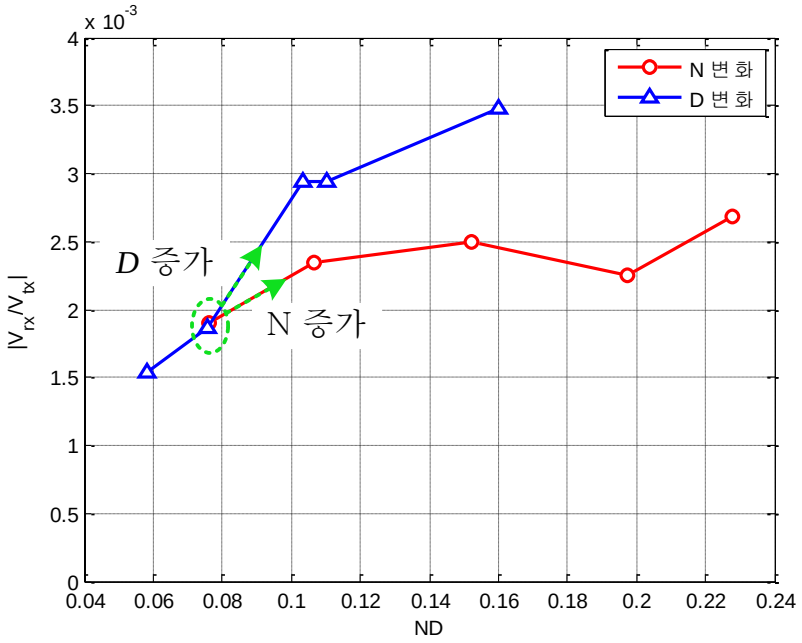



그림 4.13. 성능지수(ND)에 대한 송 · 수신단 전압비.

## 4.3. 송신단 코일 내부 위치에 따른 시스템 변화

수신단 코일이 송신단 코일 내부에서 움직이는 시스템이므로 송신단 코일 내부의 위치에 따라 수신단 코일의 변화에 대해 확인할 필요가 있다. 이상적인 솔레노이드 코일 내부의 자기장의 세기는 일정하므로 수신단 코일이 송신단 코일 내부에서 항상 같은 조건을 유지한다. 하지만 실제 솔레노이드 코일 내부의 자기장의 세기는 중심부로 갈수록 작아진다. 그림 4.14와 같은 솔레노이드 코일의 $z$ 축방향 자기장의 크기는 (4.6)과 같다[22]. $R$ 은 코일의 반지름, $n$ 은 단위길이당 턴수, $L$ 은 코일의 길이, $r$ 은 반지름 방향 직선거리, $z$ 는 $z$ 축 방향 직선거리, $I$ 는 코일전류, $\zeta_{\pm} = z \pm L/2$ , $\varphi = \tan^{-1}\left|\frac{\zeta}{R-r}\right|$ , $k = \sqrt{4Rr/\left[\zeta^2 + (R+r)^2\right]}$, $\lambda_o$ 는 Heuman lambda 함수이다.

$$B_z = \frac{\mu n I}{4}\left[\frac{\zeta k}{\pi\sqrt{Rr}} + \frac{(R-r)\zeta}{|(R-r)\zeta|}\lambda_o(\varphi, k)\right]_{\zeta_-}^{\zeta_+}. \tag{4.6}$$

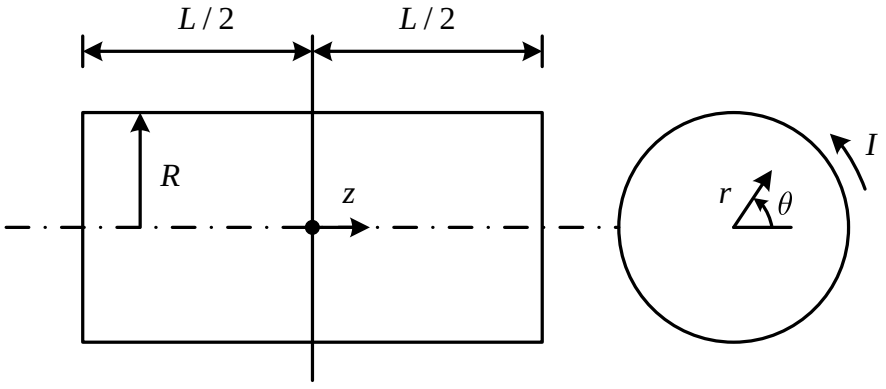



그림 4.14. 솔레노이드 코일 제정수[22].

식 (4.6)을 참고하여 $r$ 에 대한 $z$ 축 자기장의 세기를 도식화하면 그림 4.15와 같다. 따라서 수신단 코일이 중심부에 있을 때 쇄교 자속의 세기가 가장 작고 수신단에 유도되는 전압의 크기가 가장 작다.

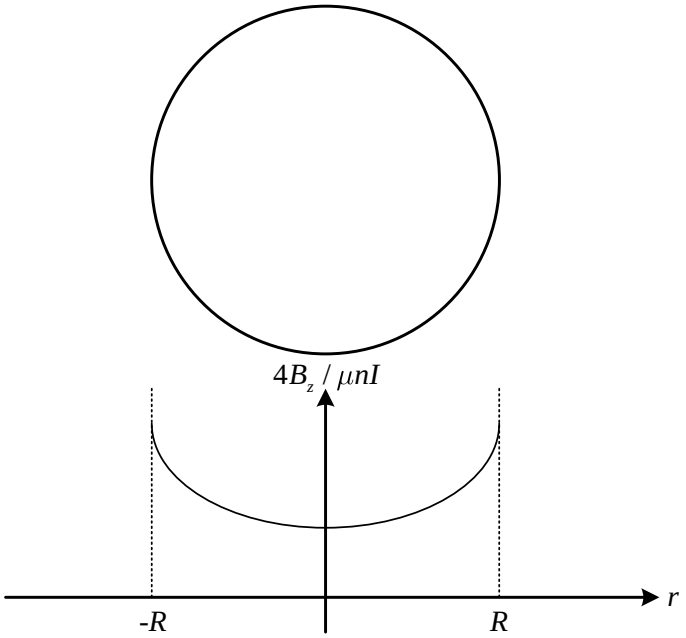



그림 4.15. 코일 내부의 자기장 세기.

쇄교 자속 크기 변화는 수신단 유도 전압뿐만 아니라 송신단 코일 유도 전압 크기에도 영향을 미친다. 그림 4.16는 송신단 코일과 수신단 코일 중심사이 거리에 따른 송신단 코일 전압 크기이다. 수신단 코일이 없을 때 송신단 코일 양단 전압은 88.5V였다. 수신단 코일이 송신단 코일 중심에 있을 때($x=0$) 송신단 코일 양단 전압($V_{tx}$)은 85.3V로 낮아졌다. 그리고 송신단 코일 중심에서 멀어질수록 송신단 코일 양단 전압은 작아진다. $x$ 가 커질수록 송신단 코일

내부 자속의 크기가 커지고 두 코일 사이의 쇄교 자속 크기가 커지기 때문에 상호 인덕턴스도 커지고, 송신단 코일에 유도되는 유도 전압이 커지기 때문에 송신단 코일 양단 전압은 점점 작아진다.

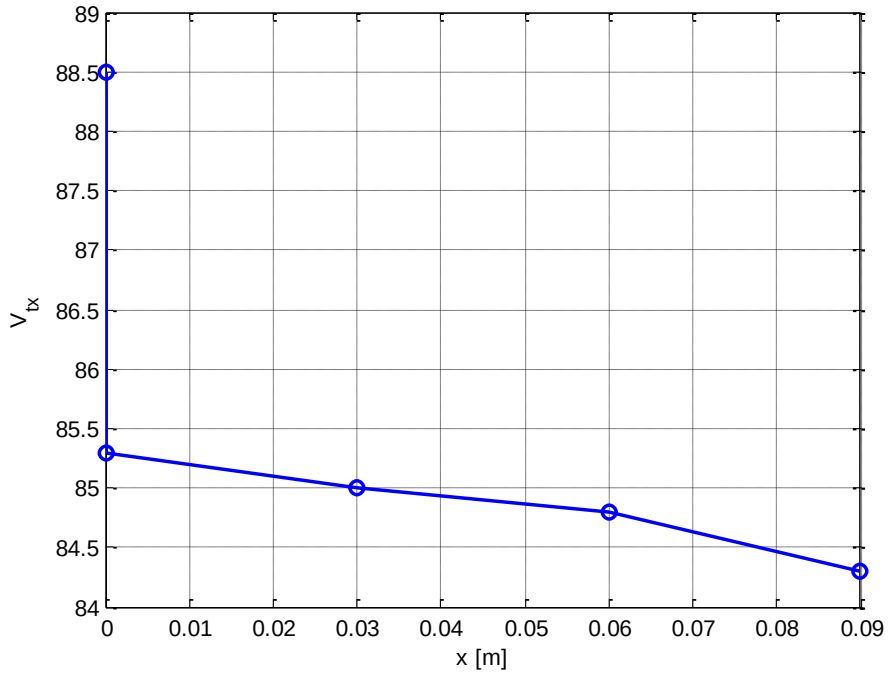



그림 4.16. 송신단 코일과 수신단 코일 중심 사이 거리에 따른 송신단 코일 전압 크기.

즉, 수신단 코일이 송신단 코일 중심에 있을 때 수신단 코일에 유도되는 전압이 가장 작고 송신단에서도 가장 큰 부하로 보이기 때문에 시스템을 설계할 때 송신단 코일 중심에 있을 때를 기준으로 설계하면 된다.

# 제 5 장 수신단이 여러 개인 시스템

4장에서는 수신단이 하나인 시스템에 대해 분석하였다. 실제 시스템은 수시단이 한 개가 아니므로 본 장에서는 수신단이 여러 개인 시스템에 대한 시스템 변화를 확인한다. 5.1절에서 수신단이 추가 될 때 시스템이 어떻게 변화하는지에 대해 확인하고, 5.2절에서는 여러 개의 수신단 코일 중 두 코일 사이의 위치에 따라 시스템이 어떻게 변화하는지 확인한다.

## 5.1. 수신단이 추가 될 때의 시스템 변화

동일한 수신단이 하나씩 추가될 때 시스템 변화를 확인하기 위해 수신단을 하나씩 추가하면서 송신단 코일에 나타나는 변화를 관찰하였다. 2.3절에서와 같이 수신단은 송신단 코일에서 반사 임피던스로 보인다. 반사 임피던스는 (2.6)과 같이 상호 인덕턴스와 수신단 코일 임피던스의 비로 나타낼 수 있다. 수신단 코일이 추가 될 때마다 송신단 코일 관점에서 쇄교 자속의 양이 늘어나기 때문에 늘어난 쇄교 자속의 양 만큼 송신단 코일에 유도되는 전압의 크기가 커진다. 이때 송신단 코일에 유도되는 전압은 송신단 코일 인덕턴스에 의한 전압($V_{L_{tx}}$)에 빼지는 방향으로 유도된다. 반사 임피던스 입장에서는 그림 5.1과 같이 수신단 코일이 추가 될 때마다 반사 임피던스가 하나씩 추가되는 것과 같다. 반사 임피던스의 증가는 전체 임피던스의 증가로 이어져 송신단 전류가 감소하고 송신단 코일 양단 전압($V_{tx}$)은 작아진다.

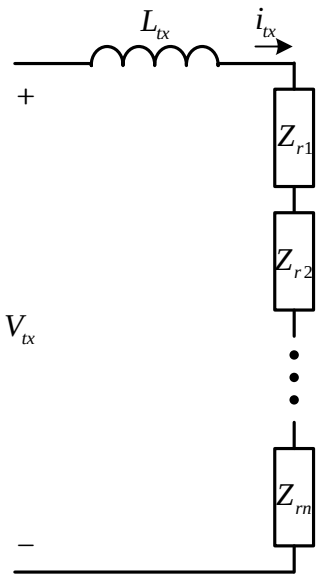



그림 5.1. 송신단 코일단에서 보이는 여러 개의 수신단 코일.

4.2절에서 사용한 코일 중 턴수가 5턴인 코일( $Rx_1$ )과 10턴인 코일( $Rx_2$ )을 사용하여 이를 확인해 보았다. 실험 결과는 그림 5.2와 같다. 두 코일 사이의 영향을 무시하기 위해 두 코일을 각각 송신단 코일 중심에서부터 6cm 떨어진 지점에 놓았을 때 송신단 코일 양단 전압은 약 95.6V이다. 그림 5.2의 빨간색 선과 같이 $Rx_1$ 을 먼저 제거하면 전압은 98.5V, $Rx_2$ 를 제거하면 전압은 101V가 되고, 파란색 선과 같이 $Rx_2$ 를 먼저 제거하면 전압은 97.4V, $Rx_1$ 을 제거하면 101.1V가 된다. 코일 두 개가 모두 송신단 코일 내부에 있을 때와 모두 없을 때 전압크기는 일정하나 코일을 제거하는 순서에 따라 전압의 증가량이 약간 다르다. 하지만 증가량의 차이가 1V미만이므로 측정오차로 볼 수 있다.

이상적인 경우라면 그림 5.1과 같이 각각의 독립적인 반사 임피던스가 추가

되는 것으로 볼 수 있으나, 제한된 공간에 수신단 코일이 추가됨에 따라 수신단 사이의 거리가 가까워지고 결국 수신단 코일 사이의 영향을 무시할 수 없게 된다. 따라서 여러 개의 수신단 코일이 있는 시스템은 그림 5.1과 같이 반사 임피던스로 표현할 수는 있지만, 각 각의 반사 임피던스는 수신단 코일 사이의 결합(coupling)으로 인하여 단독으로 존재할 때와는 다르다. 여러 개의 수신단 코일이 서로 결합되면 시스템의 복잡성은 더욱 높아지게 되므로 네트워크 분석기와 같은 첨단 전자기기 없이는 분석하기 어렵다.

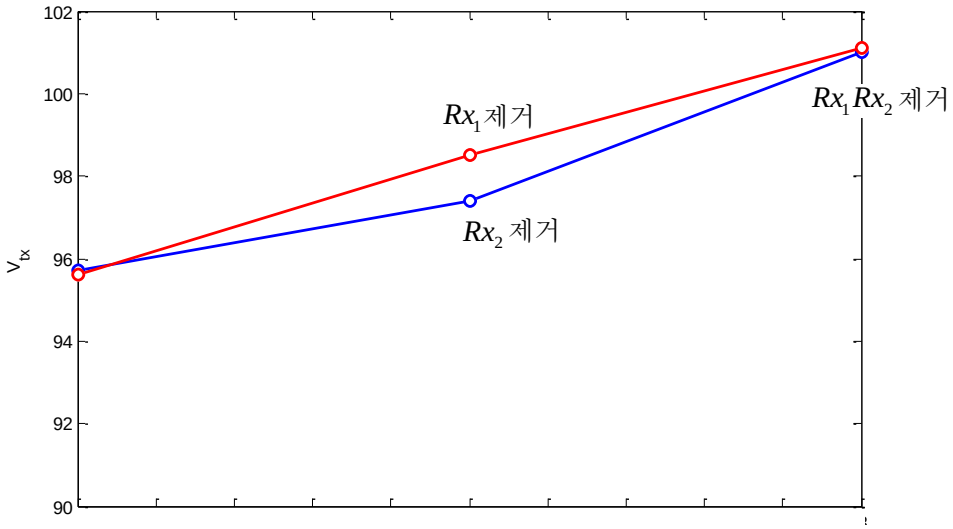
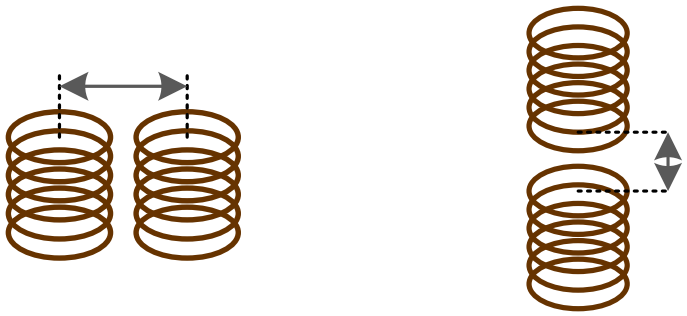



그림 5.2. 두 개의 독립된 수신단 코일에 대한 송신단 코일 양단 전압 크기 변화.

## 5.2. 2개의 수신단 위치에 따른 시스템 변화

2개의 수신단 코일이 송신단 코일 내에 있을 때 그림 5.3과 같이 수평 또는 수직으로 위치할 수 있다. 본 절에서는 각 각의 경우 시스템 내에서 어떠한 변화가 일어나는지 확인한다.



(a) (b)

그림 5.3. 2개의 수신단 코일의 공간상 위치: (a) 수평; (b) 수직.

송신단 코일에 의해 수신단 코일의 전류가 위쪽 방향의 자속을 만들어 내는 방향으로 흐를 때 각 코일의 자속은 그림 5.4(a)와 같다. 두 코일이 접근할수록 두 코일 사이의 자속이 겹친다. 이때, 겹친 자속의 세기가 커지는지 작아지는지에 따라 양 코일의 유도 전압 크기가 달라진다. 그림 5.4(b)와 같이 두 코일이 수평으로 근접할 때 반대 방향의 자속이 겹치면서 각 코일의 자속의 세기가 약해진다. 감소된 자속의 변화량에 대한 유도 전압이 추가적으로 수신단 코일에 인가되는데, 감소된 자속의 변화량을 없애는 방향으로 전압이 유도되기 때문에 수신단 코일 양단의 전체 유도 전압의 크기는 커진다. 따라서 부하로 연결된 LED의 밝기는 더 밝아진다. 그림 5.4(c)와 같이 두 코일이 수직으로 근접할 때 같은 방향의 자속이 겹치면서 각 코일의 자속의 세기가 강해진다.

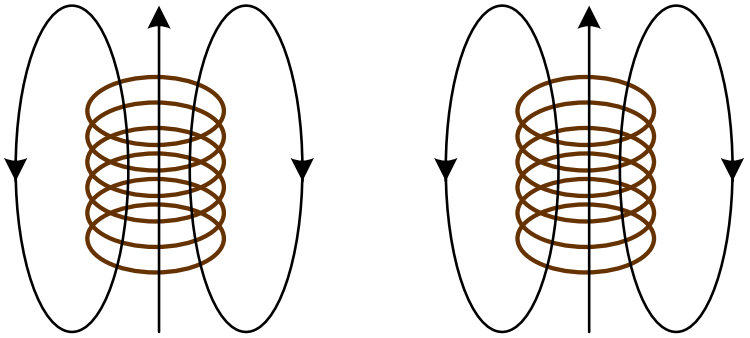
증가한 자속에 대해 자속을 감소시키는 방향으로 전압이 유도되기 때문에 수신단 코일 양단의 전체 유도 전압의 크기는 작아지고, 부하로 연결된 LED의 밝기는 어두워진다. 이를 수식으로 나타내면 (5.1), (5.2), (5.3)과 같다. 이 때, 수신단 코일에 흐르는 전류를 각각 $i_{rx,1}$, $i_{rx,2}$라 하고 두 코일 사이의 상호인덕턴스를 $M_{12} = k_{12}\sqrt{L_{rx,1}L_{rx,2}}$라 정의한다.

$$V_{L_{rx}} = L_{rx}\frac{di_{rx,1}}{dt} - M\frac{di_{tx}}{dt}. \tag{5.1}$$

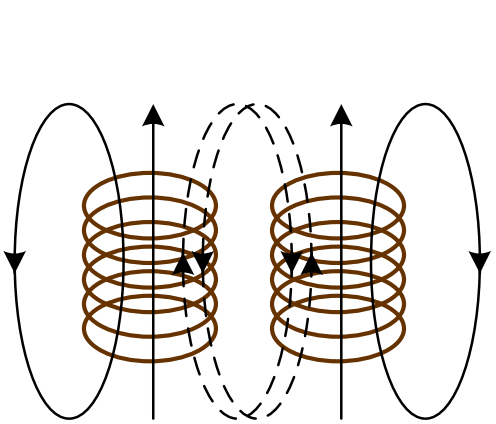
$$V_{L_{rx,1}} = L_{rx,1}\frac{di_{rx,1}}{dt} - M\frac{di_{tx}}{dt} + M_{12}\frac{di_{rx,2}}{dt}. \tag{5.2}$$

$$V_{L_{rx,1}} = L_{rx,1}\frac{di_{rx,1}}{dt} - M\frac{di_{tx}}{dt} - M_{12}\frac{di_{rx,2}}{dt}. \tag{5.3}$$

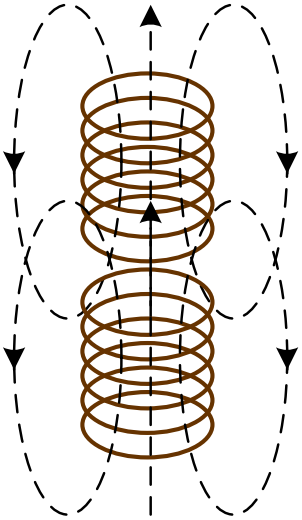
그림 5.4 는 각 상황에서의 파형이다. 그림 5.5(a)는 그림 5.4(a)와 같이 각각의 수신단 코일이 서로 영향을 미치지 않을 때의 파형이고, 그림 5.5(b)는 그림 5.4(b)와 같이 두 코일이 수평으로 밀착되어있을 때의 파형, 그림 5.5(c)는 그림 5.4(c)와 같이 두 코일이 수직으로 밀착되어있을 때의 파형이다. 식 (5.2)과 같이 그림 5.5(b)에서 수신단 전압의 크기는 감소하고 따라서 전류는 증가한다. 반대로 그림 5.5(c)에서는 (5.3)에서와 같이 수신단 전압의 크기는 증가하고 전류는 감소한다.



(a)



(b)



(c)

그림 5.4. 공간상의 위치에 따른 두 코일의 자속: (a) 두 코일이 독립적일 때; (b) 두 코일이 수평으로 밀착해 있을 때; (c) 두 코일이 수직으로 밀착해 있을 때.

(a)

(b)

(c)

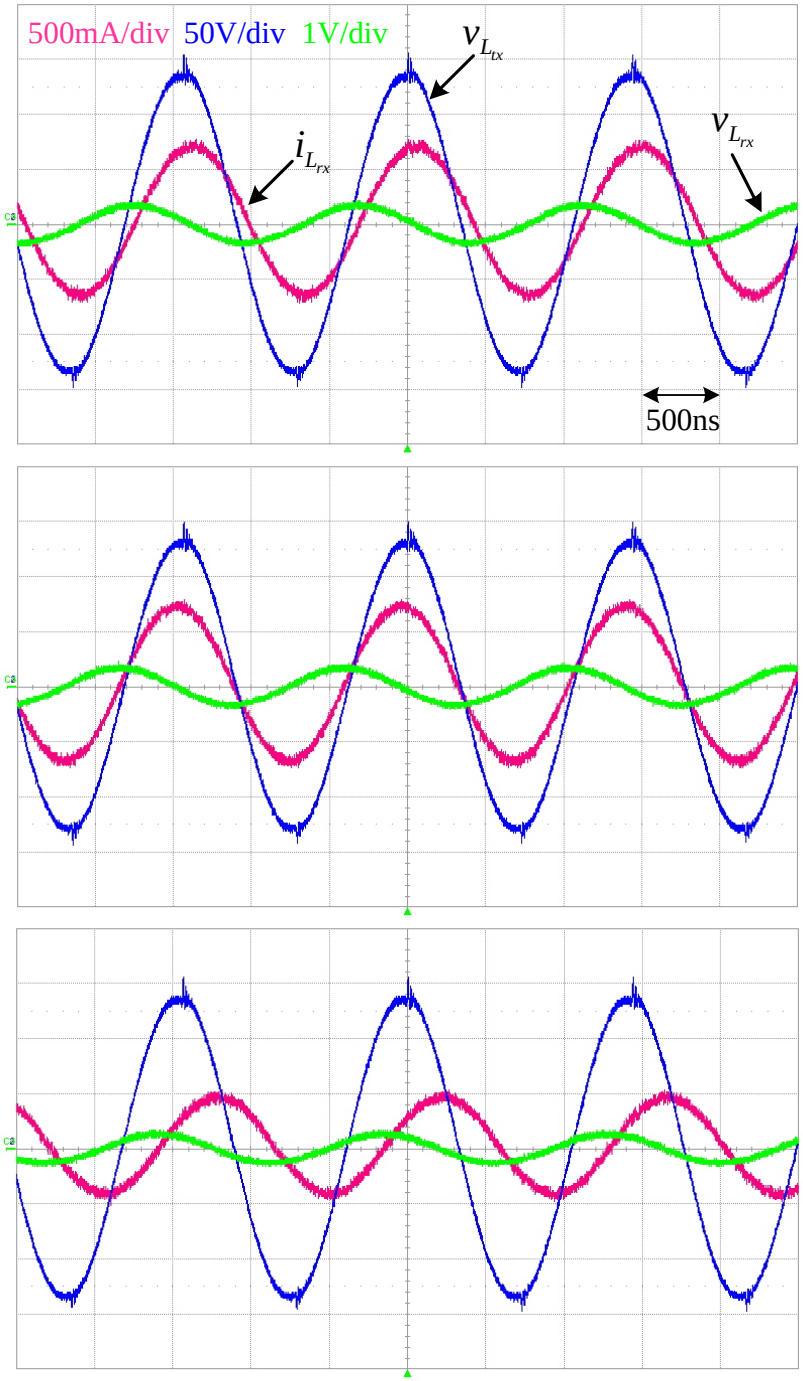



그림 5.5. 공간상 위치에 따른 전압, 전류 파형: (a) 두 코일이 서로 독립적일 때; (b) 두 코일이 수평으로 밀착해 있을 때; (c) 두 코일이 수직으로 밀착해 있을 때.

# 제 6 장 결론

## 6.1. 연구 결과

본 논문은 반딧불이를 모방한 움직이는 LED 조명을 구현하기 위한 초기 단계로 송신단 코일 내부에 다수의 소형 수신단 코일이 존재하는 무선 전력 전송 시스템을 구성하고 분석하였다. 시스템을 구성하기에 앞서 먼저 구현하고자 하는 시스템의 특성을 분석하였다. 구현하고자 하는 시스템은 LED를 부하로 하고 수신단이 작고 움직인다는 특징이 있다. 수신단이 작기 때문에 기존의 무선전력전송 시스템(자기 공진 방식)과 같은 구성을 했을 때 쇄교 자속의 크기가 작기 때문에 효율이 낮고 수신단에 유도되는 전압이 작다. 따라서 수신단을 송신단 코일 내부에 놓아 쇄교 자속의 크기를 보완하였다.

무선 전력 전송 시스템은 전원단, 송 · 수신단, 부하단으로 나뉘는데 전원단은 변형된 하프 브릿지를 이용하여 MOSFET을 이용하여 구성하였고, 송 · 수신단은 각각 직렬, 병렬 공진회로를 이용하여 구성하였다. 부하단은 손실을 최소화하기 위해 수신단에 병렬로 LED를 연결하였다. 시스템의 동작 주파수는 전원단 반도체 스위치의 게이팅 신호 주파수이며 송 · 수신단 공진회로의 공진 주파수와 같다. 따라서 공진회로의 인덕턴스와 캐패시턴스에 의해 결정되는데 인덕터를 먼저 설계하고 캐패시터를 이용하여 공진 주파수를 설계하였다. 인덕터를 설계하기 위해 공심 코일을 모델링 하였고, 임피던스 분석기를 이용하여 모델을 검증하였다.

이렇게 구성된 시스템을 이용하여 먼저 수신단이 한 개일 때 시스템의 변화를 확인하였다. 기존의 논문들은 구성한 시스템을 분석하기 위해 네트워크 분

석기를 이용하는데, 본 논문에서는 네트워크 분석기를 이용하지 않고, 측정한 전압, 전류를 이용하여 시스템을 분석하였다. 측정한 값이 정확하다면 수식을 통해 충분히 시스템을 분석할 수 있지만, 측정기기로 인한 측정오차로 인하여 정확한 분석은 하지 못하였다. 특히 전류 프루브로 인해 전압, 전류 크기 및 위상이 왜곡되었다. 또한 부하로 LED를 바로 연결하여 사용하고 있기 때문에 LED의 비선형성이 직접적으로 시스템에 영향을 미치게 되어 수식적으로 분석하기 매우 어려웠다. 따라서 절대적인 수치보다는 단순 경향을 파악하는 데 의의를 두었다. 수신단 코일의 직경과 턴 수에 대해 송 · 수신단 전압크기비와 결합계수 모두 비례하였다. 이 때, 같은 조건에서 수신단 코일의 직경을 증가시키는 것이 코일의 턴수를 증가시키는 것보다 송 · 수신단 전압 크기비가 크다는 것을 확인하였다. 따라서 같은 조건에서 직경의 변화가 시스템에 미치는 영향이 더 크다는 것을 확인하였다. 송신단 코일 내부 위치에 따라 수신단 코일 양단 전압과 송신단 코일 양단 전압을 통해 송신단 코일 중앙에서 자기장의 세기가 가장 작다는 것을 확인하였다. 그 다음 수신단 코일이 여러 개인 시스템에 대하여 시스템 변화를 확인하였다. 수신단이 하나씩 추가 될 때 반사 임피던스가 하나씩 추가되는 것과 같다는 것을 확인하였다. 2개의 수신단이 수평으로 밀착되었을 때는 서로의 자속을 상쇄시키기 때문에 반대 방향으로 전압이 유도되어 수신단 전압의 크기가 감소하고, 2개의 수신단이 수직으로 밀착할 때 서로의 자속이 더해지기 때문에 같은 방향으로 전압이 유도되어 수신단 전압의 크기가 증가하는 것을 확인하였다.

## 6.2. 향후 과제

본 연구를 더욱 발전시키기 위한 향후 연구 과제는 다음과 같다.

- 본 논문은 움직이는 LED 조명을 위한 무선 전력 전송 시스템을 설계하였다. 앞으로 수신단을 움직이게 하는 연구가 진행되어야 한다.
- 본 논문은 기존 논문들과 달리 네트워크 분석기를 이용하지 않고 시스템을 분석하려는 시도를 하였지만, 정밀한 분석에는 실패하였다. 따라서 향후 네트워크 분석기를 이용하여 시스템을 정밀하게 분석해 볼 필요가 있다.
- 본 논문에서 구성한 시스템은 개루프 시스템으로 시간이나 여러 제정수에 매우 민감한 시스템이다. 이러한 시스템은 분석하기에도 어려울 뿐만 아니라 외부 조건에 따라 시스템의 상태가 변화하기 때문에 불안정해질 수도 있다. 실제 파라미터 변화에 따라 시스템의 동작주파수가 변화하였다. 따라서 향후 전압, 전류 센싱회로 등을 통해 시스템을 폐루프 시스템으로 구성해 볼 수 있다.

# 참고 문헌


[1] "예술,"
http://www.doopedia.co.kr/doopedia/master/master.do?_method=view&MAS_IDX=101013000729709.

[2] 홍우정, 양현, 장은혜, “예술 속의 기술 ”, *세상을 바꾸는 생각들*, pp. 48-76, 2012.12, 2012.

[3] "Cloud,"
http://mdesign.design.co.kr/in_magazine/sub.html?at=view&info_id=54835&c_id=00010008.

[4] "자석 TV,"
http://www.njpartcenter.kr/kr/research/collections/show.asp?id=7&pos=1&page=1.

[5] "Lighting Bulb," http://bea.st/sight/lightbulb/.

[6] 안성덕, “무선전력전송 기술개발 동향,” *TTA*, vol. 138, pp. 45-51, 12.11, 2011.

[7] 강승열. 김용해. 이명래. 정태형, *전자통신동향분석*, vol. 23, 2008.

[8] 박영진, “무선전력전송, 무선충전 기술 및 표준화 동향,” *TTA*, vol. 138, pp. 34-39, 12.11, 2011.

[9] A. Karalis, J. D. Joannopoulos, and M. Soljačić, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer,” *Annals of Physics*, vol. 323, no. 1, pp. 34-48, 2008.

[10] 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. 83-6, Jul 6, 2007.

[11] D. A. Pedder, A. D. Brown, and J. A. Skinner, “A contactless electrical energy transmission system,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* vol. 46, no. 1, pp. 23-30, 1999.

[12] C.-G. Kim, D.-H. Seo, J.-S. You, J.-H. Park, and B.-H. Cho, “Design of a contactless battery charger for cellular phone,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* vol. 48, no. 6, pp. 1238-1247, 2001.

[13] R. R. Harrison, "Designing Efficient Inductive Power Links for Implantable Devices." pp. 2080-2083.

[14] A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, “Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors,” *Magnetics, IEEE Transactions on,* vol. 38, no. 3, pp. 1512-1518, 2002.

[15] H. Hase, H. Sekiya, J. Lu, and T. Yahagi, “Design and Experimental Results of Resonant dc/dc Converter with Class E Oscillator.”

[16] W. Chwei-Sen, O. H. Stielau, and G. A. Covic, “Design considerations for a contactless electric vehicle battery charger,” *Industrial Electronics, IEEE Transactions on,* vol. 52, no. 5, pp. 1308-1314, 2005.

[17] L. Tan, X. Huang, H. Li, and H. Huang, "Study of Wireless Power Transfer System Through Strongly Coupled Resonances," in *Electrical and Control Engineering (ICECE), 2010 International Conference on*, 2010, pp. 4275-4278.

[18] D. W. Knight, “An introduction to the art of Solenoid Inductance Calculation With emphasis on radio-frequency applications,” January 24th, 2013.

[19] B. A. Vladimirovich, “Study of a wireless power transfer scheme based on magnetic resonance coupling,” 서울대학교 석사 학위 논문, 2010.

[20] G. Grandi, M. K. Kazimierczuk, A. Massarini, and U. Reggiani, “Stray capacitances of single-layer solenoid air-core inductors,” *Industry Applications, IEEE Transactions on*, vol. 35, no. 5, pp. 1162-1168, 1999.

[21] A. Reatti, and M. K. Kazimierczuk, “Comparison of various methods for calculating the AC resistance of inductors,” *Magnetics, IEEE Transactions on*, vol. 38, no. 3, pp. 1512-1518, 2002.

[22] E.E.Callaghan, and S.H. Maslen, “The Magnetic Field of a Finite Solenoid”, NASA technical documents D-465, October 1960.

# ABSTRACT

This paper introduces wireless power transfer technology which can apply to art. Wireless power transfer system can transmit power to place that the cable can't be wired because it use magnetic field. There are many methods in wireless power transfer. It is classified into three categories according to transfer distance: non-contact transfer (magnetic induction coupling), near field transfer (magnetic resonant coupling), and far field transfer (electromagnetic radiation). In this paper, wireless power transfer system for moving LED has been implemented based on the magnetic resonant coupling method and system has been analyzed theoretically and experimentally.

Before designing the system, characteristics of the system are listed. The system consists of three parts: Power source, Transmitter and Receiver and Load. The conventional power source has been modified based on a half-bridge topology. Transmitter and receiver were implemented as series and parallel resonant circuit. Load is made up of LEDs without other power converter circuit to minimize losses. Receiver lies in the transmitter coil because receiver coil is small. System operating frequency is resonant frequency of resonant circuit of transmitter and receiver because magnetic resonant method is used. Resonant frequency is designed with inductance and capacitance. At the first, inductor was designed and next capacitor was used for tuning of the resonant frequency. To design inductor, modeling of air-cored coil is performed and it is verified. A system composed with one receiver and with multiple receivers has been analyzed. Because of errors in measuring device and nonlinearity of LED, precise analysis can't be performed but tendency can be checked. In one receiver system, it is checked how the characteristics of the system varies according to the receiver coil diameter and turn number, and also according to the receiver coil position inside the transmitter coil. In multiple receiver system, it has been checked that how the characteristics of the system

varies by adding receiver coil and by relative position of two receiver coils

In one receiver system, it has been confirmed that coupling coefficient and voltage magnitude ratio of the transmitter and receiver are proportional to receiver coil diameter and turn number. And receiver coil diameter is more influential to the voltage magnitude ratio than turn ratio is at same condition. Also it has been confirmed that induced voltage of the receiver coil is the smallest when the receiver coil is in the center of transmitter coil because magnetic field inside transmitter coil is the smallest at the center. In multiple receiver system, whenever receiver is adding, it can be considered as adding reflected impedance, so transmitter coil voltage and current decreased. Lastly, when two receiver coils are close horizontally, receiver coil voltage decreases because of canceling magnetic flux. When two receiver coils are close vertically, receiver coil voltage increases because of adding magnetic flux.

Key Words : Wireless Power Transfer, Magnetic Resonant Coupling Method, LED(Light Emitting Diode)

Student Number : 2012-20814