



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](#)

2018年 2月

博士學位 論文

초전도 무선전력전송시스템의
주파수 선택적 특성에 관한 연구

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭 仁 成

초전도 무선전력전송시스템의
주파수 선택적 특성에 관한 연구

A Study on Frequency Selectivity Characteristics
of the Superconducting Wireless Power Transfer System

2018年 2月 23日

朝鮮大學校 大學院

電氣工學科

鄭 仁 成

초전도 무선전력전송시스템의
주파수 선택적 특성에 관한 연구

指導教授 崔 孝 祥

이 論文을 工學博士學位 申請論文으로 提出함






2017年 10月

朝鮮大學校 大學院

電 氣 工 學 科

鄭 仁 成

鄭仁成의 博士學位 論文을 認准함

委員長	朝鮮大學校	教授	曹錦培 
委員	炭素融合技術院	院長	鄭東哲 
委員	朝鮮大學校	教授	金容載 
委員	朝鮮大學校	教授	金南勳 
委員	朝鮮大學校	教授	崔孝祥 

2017年 12月

朝鮮大學校 大學院

목 차

ABSTRACT	viii
I. 서론	1
A. 연구 배경	1
B. 연구 목적	2
II. 이론적 배경	4
A. 공진 주파수	4
B. Scattering-parameter	6
C. Quality-factor	8
D. 초전도체	10
E. 인덕턴스 및 커패시턴스	12
F. 상호 인덕턴스	14
G. 초전도 릴레이 안테나	16
III. 초전도 무선전력전송시스템	17
A. 초전도 안테나 설계	17
1. 초전도 헬리컬 안테나	17
2. 초전도 헬리컬 안테나 특성	18
3. 초전도 헬리컬 안테나의 인덕턴스	19
4. 초전도 헬리컬 안테나 설계	22
5. 가변 커패시터	27
B. 초전도 무선전력전송시스템 설계	30
1. 2안테나 무선전력전송시스템	30
2. 초전도 무선전력전송시스템 해석	35

3. 가변 초전도 릴레이 안테나	39
C. 실험기기	42
IV. 실험 및 결과 고찰	46
A. 시뮬레이션	47
1. 구리 안테나	47
2. 초전도 안테나	50
B. 실험	53
1. S-parameter 분석	53
2. 전력 실험	60
C. 가변커패시터	64
1. 시뮬레이션	64
2. S-parameter 분석	74
3. 전력 실험	80
4. 주파수 선택 실험	83
D. 초전도 릴레이 안테나	94
1. 초전도 릴레이 안테나 실험	94
2. 가변 초전도 릴레이 안테나	101
V. 결론	113
참 고 문 헌	116

List of Tables

Table 2-1 Resonance frequency under review at ITU-R	5
Table 2-2 Classification of S-parameters	7
Table 3-1 Parameters of helical antennas	23
Table 3-2 Parameter of a superconductor	25
Table 3-3 Mutual-inductance & Variable capacitors according to the distance	28
Table 3-4 Parameters of the WPT system	38
Table 3-5 Specifications of the network analyzer	42
Table 3-6 Specifications of the amplifier	44
Table 4-1 Conversion of transmitter efficiency	48
Table 4-2 Q-factor & Resistance of antenna	55

List of Figures

Fig. 2-1 Scattering-parameter	6
Fig. 2-2 The fequency selectivity	8
Fig. 2-3 The curve of resistance characteristics of normal conductor and superconductor	10
Fig. 2-4 History of the superconductivity	11
Fig. 2-5 S-parameter according to the frequency	12
Fig. 2-6 S-parameter according to the distance change	15
Fig. 2-7 The superconducting WPT applying the relay antenna	16
Fig. 3-1 Polarization of the transmitting and receiving antenna	17
Fig. 3-2 Circular polarization of the transmitting and receiving antenna	18
Fig. 3-3 Radiation pattern of the helical antenna according to Θ	19
Fig. 3-4 Configuration of a helical antenna	19
Fig. 3-5 The parameters between the transmitting and receiving antennas ..	20
Fig. 3-6 Modeling of the helical antenna using HFSS	22
Fig. 3-7 Inductance of the helical antenna	23
Fig. 3-8 Radiation pattern of the superconducting helical antenna	24
Fig. 3-9 Experimental design of the superconducting helical antenna	25
Fig. 3-10 Measured value of the inductance using RLC meter	26
Fig. 3-11 Cooling system	26
Fig. 3-12 WPT system applying the variable capacitors	27
Fig. 3-13 The resonance frequency changes by distance	28
Fig. 3-14 Equivalent circuit of WPT	30
Fig. 3-15 Resonance WPT system using HFSS	31
Fig. 3-16 S_{11} according to the number of antennas	33
Fig. 3-17 S_{21} according to the number of antennas	34
Fig. 3-18 Equivalent circuit of WPT	35
Fig. 3-19 T-type equivalent circuit of WPT	35

Fig. 3-20 Equivalent circuit using K-inverter	36
Fig. 3-21 Experimental superconducting WPT system	38
Fig. 3-22 The superconducting relay antenna	39
Fig. 3-23 Experimental WPT system applying the superconducting relay antenna	40
Fig. 3-24 Principle of WPT applying the relay antenna	40
Fig. 3-25 Network analyzer	42
Fig. 3-26 Function generator	43
Fig. 3-27 Amplifier	44
Fig. 3-28 DC power supply	45
Fig. 3-29 Oscilloscope	45
Fig. 4-1 S-parameter according to the distance change	46
Fig. 4-2 S-parameters of the copper antenna	49
Fig. 4-3 S-parameters of the superconducting antenna	51
Fig. 4-4 WPT H-fields using HFSS	52
Fig. 4-5 S-parameters of the copper antenna	54
Fig. 4-6 S-parameters of the superconducting antenna	56
Fig. 4-7 3 dB curve of the copper antenna	58
Fig. 4-8 3 dB curve of the superconducting antenna	59
Fig. 4-9 Experimental of the WPT	60
Fig. 4-10 Measured values of the copper antenna	61
Fig. 4-11 Measured value of the superconducting antenna	63
Fig. 4-12 The variable capacitors in HFSS	64
Fig. 4-13 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=30 cm)	65
Fig. 4-14 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=40 cm)	67
Fig. 4-15 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=50 cm)	68

Fig. 4-16 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=60 cm)	70
Fig. 4-17 WPT H-fields using the normal capacitor	72
Fig. 4-18 WPT H-fields using the variable capacitor	73
Fig. 4-19 Manufactured variable capacitors	74
Fig. 4-20 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=30 cm)	75
Fig. 4-21 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=40 cm)	76
Fig. 4-22 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=50 cm)	78
Fig. 4-23 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=60 cm)	79
Fig. 4-24 Measured results using the normal capacitor	81
Fig. 4-25 Measured results using the variable capacitor	82
Fig. 4-26 Simulation results at the 6.22 MHz	84
Fig. 4-27 Simulation results at the 5.84 MHz	85
Fig. 4-28 H-fields by the resonance frequency	87
Fig. 4-29 Experimental results at the 6.22 MHz	89
Fig. 4-30 Experimental results at the 5.84 MHz	90
Fig. 4-31 Measured results using the variable capacitor at 6.22 MHz	92
Fig. 4-32 Measured results using the variable capacitor at 5.84 MHz	93
Fig. 4-33 WPT system applying the relay antenna	94
Fig. 4-34 H-field applying the relay antenna	95
Fig. 4-35 S-parameters applying the relay antenna	96
Fig. 4-36 WPT experiment applying the relay antenna	97
Fig. 4-37 S-parameters applying the relay antenna	98
Fig. 4-38 Measured results applying the relay antenna	100

Fig. 4-39 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=70 cm)	102
Fig. 4-40 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=80 cm)	104
Fig. 4-41 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=90 cm)	105
Fig. 4-42 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=70 cm)	107
Fig. 4-43 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=80 cm)	108
Fig. 4-44 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=90 cm)	109
Fig. 4-45 Measured voltage by the distance	111
Fig. 4-46 Measured current by the distance	112

ABSTRACT

A Study on Frequency Selectivity Characteristics of the Superconducting Wireless Power Transfer System

In-Sung Jeong

Advisor : Prof. Hyo-Sang Choi, Ph.D.

Department of Electrical Engineering

Graduate School of Chosun University

Recently, interest in wireless power transfer(WPT) is increasing rapidly because of the widespread use of electronic devices such as mobile phones, tablet PCs, smart watches, etc. WPT technologies can be divided into magnetic induction, microwave and magnetic resonance. The magnetic induction type has a high efficiency but the transmission distance is very short. The microwave type has a high efficiency and significant transmission distance. However, due to the extremely short wavelength range of GHz bands, the method is vulnerable to high terrain and surrounding objects. It also poses harm to the human body. The magnetic resonance type has a high efficiency and transmission distance. It poses no harm to humans because it uses low frequency bands(kHz to MHz), and it is less affected by environmental conditions. With these features, magnetic resonance appears to be the best technology for application in real life. However, the size of the antenna it requires is larger than that of the magnetic induction type. To resolve these drawbacks, magnetic resonance WPT is being used to miniaturize the antenna and improve

efficiency as well as transmission distance.

In this paper, the variable capacitors and the superconducting relay antenna were applied to the superconducting WPT system to increase efficiency and the transmission distance of a magnetic resonance WPT system. Superconductivity possesses zero resistance characteristics below the critical temperature. When superconductivity is applied to antennas, energy loss from the antenna can be reduced. First, a high frequency structure simulation(HFSS) program was used to analyze the S-parameter of the superconducting WPT. Based on this setup, the superconducting WPT was configured. As a results, the superconducting WPT efficiency increased by about 10%, as compared to a normal WPT.

During transmission, resonance frequency is changed through mutual inductance, which occurs between the transmitting and receiving antennas. It is important to maintain constant resonance frequencies because the transition of resonance frequency can drastically reduce superconducting WPT efficiency. Consequently, variable capacitors were applied to the superconducting antennas and the changes in the resonance frequency of the superconducting WPT were analyzed. When variable capacitors are not applied to the superconducting WPT, the resonance frequencies changed to 6.78 6.84, 6.9, 6.94 MHz, respectively, according to the transmission distance. But when variable capacitors are applied to the superconducting WPT, resonance frequency was stable at 6.78 MHz. In addition, the transmission distance of the superconducting WPT increased by 30 cm.

Finally, a variable superconducting relay antenna was applied to increase the transmission distance and to maintain high magnetic coupling between the transmitting and receiving antennas. As a results, the superconducting WPT efficiency was about 70% at a transmission

distance of 60 cm. This efficiency increased by 30% when the variable relay antenna is not applied at the same transmission distance. In addition, the superconducting WPT could increase transmission distance by more than 60 cm.

The efficiency and transmission distance of superconducting WPT systems can be increased based on the findings of this study. Superconducting WPT systems are deemed to have sufficient value for research not only for low power transmission applications, such as IT devices or mobile phones, but also in high power transmission use, such as in electric vehicles or electric railroads.

I. 서론

A. 연구 배경

19세기 말 니콜라 테슬라(Nikola Tesla)는 전기 에너지를 전자기파 또는 광파로 변환하여 무선으로 전력을 전송하는 시도를 하였다. 지구를 둘러싼 전리층은 대부분이 전파를 반사시킬 수 있기 때문에 전리층 안으로 7.83 GHz의 주파수를 갖는 전자파를 전송시키면 전리층 반사를 통해 지구 전 지역으로 다양한 정보와 에너지를 전달할 수 있다고 생각하였다 하지만 기술적 한계에 다다르게 되면서 무선 전선탐만 미완성으로 남긴 채 중단되었다[1,5]. 이후 100년 동안 유선을 이용한 전력전송이 주요한 에너지 전송방식으로 채택되면서 이동식 전자기기의 충전방식 또한 유선 충전 기술이 사용되어 왔고, 이 방식이 가장 효율적이고 편리한 방식으로 인식되어 왔다. 하지만 스마트폰, 태블릿 PC, 노트북 등 휴대용 전자기기의 사용이 증가하면서 유선 충전 방식에 대한 불편함이 급증하고 있다. 유선 충전 방식은 케이블을 이용하여 송전하는 방식으로 자유도가 감소하며, 외출시 반드시 케이블을 휴대해야 하는 단점이 있다. 반면, 무선전력전송(wireless power transfer; WPT)을 이용한 전력전송방식은 케이블을 휴대할 필요가 없으며, 일정거리에서 무선으로 전력전송이 가능하기 때문에 자유로운 전자기기의 사용이 가능하다. 이러한 이점 때문에 무선충전방식에 대한 연구가 활발하게 연구되고 있으며, 적용 분야도 다양한 영역으로 확장되고 있다[2-6].

무선전력전송 기술은 크게 3가지로 나눌 수 있다. 먼저, 자기유도 방식은 송신 안테나에 전류를 흘려 자기장을 생성하고, 그 자기장 주변의 수신 안테나에 다시 전류가 유도되는 기술이다. 가장 간단한 구조로써 안테나의 소형화가 가능하고, 효율이 높기 때문에 전기칫솔, 스마트폰 충전 등의 용량이 작은 전기기기 분야에 적용되어 있는 기술이다. 하지만 송신 안테나의 자기장 범위 안에 수신 안테나가 존재해야하기 때문에, 송신 거리가 매우 짧은 단점이 존재한다. 또한, 두 안테나의 방향이 일치하지 않으면 효율이 급감하는 단점이 있다. 또 다른 무선전력전송 기술로는 전자기파 방식이 있다. 전자기파 방식은 마이크로파 대역의 주파수를 사용하는 기술로써, 송신부 안테나에서 수신부 안테나까지 직진성을 가지는 마이

크로파를 이용하는 방법이다. 하지만 마이크로파는 직진성을 가지고 있기 때문에 높은 건물, 산악과 같은 지형, 습도와 같은 대기의 상태 등 다양한 환경에 의해 손실이 발생한다. 또, 인체 영향에 대한 문제를 해결하지 못해 실생활에 적용하지 못하고 있다. 현재 미국의 NASA와 일본의 JAXA를 중심으로 우주에서 태양광을 통해 발전된 전력을 지구로 전송하는 방법으로 전자기파를 이용한 전력전송 방식이 연구되고 있다. 또한 군사용과 같은 특수목적의 에너지를 전송하기 위해 전자기파를 이용한 전력전송 방식이 활용되고 있다. 위에서 언급한 두 가지 방식의 문제점을 해결할 수 있는 방법으로 2007년 MIT의 Marin Soljacic 교수팀은 자기공진 방식을 제안하였다[3]. 자기공진 방식은 공진현상을 이용한 방법으로 공진 주파수를 통해 송·수신 안테나 사이에 강한 자기 결합이 형성된다. 이로 인해 송·수신 안테나의 사이의 거리가 증가하더라도 상기의 전송방식에 비해 전송 효율이 매우 높아진다. 또한, 비방사형이기 때문에 수신 안테나에 전달되지 못한 전력은 송신 안테나에 재흡수 되거나 소멸되어 다른 기기나 인체에 큰 영향을 미치지 않는다. 물론 주파수 공진을 위한 공진기형 안테나가 제작되기 때문에 자기유도 방식보다 안테나의 크기가 증가하는 문제가 있고 이를 해결하기 위해 안테나를 소형화하고 효율과 거리를 더욱더 개선할 수 있는 연구가 필요할 것으로 판단된다[5-13].

B. 연구 목적

자기공진 무선전력전송시스템의 효율과 거리 개선을 위해 다양한 형태의 자기공진 무선전력전송시스템이 개발되고 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위한 방법 중 하나로 자기공진 무선전력전송시스템에 초전도 안테나를 적용한 초전도 무선전력전송시스템이 제안되었다. 초전도 안테나는 임계온도 이하에서 영저항 특성을 가진다. 따라서 안테나에 저장되는 에너지 손실 정도가 매우 낮아 Quality-factor와 효율을 증대시킬 수 있다[6-10]. 초전도 무선전력전송시스템은 송, 수신 안테나의 공진 주파수를 이용하여 선택적 특성을 갖게 된다. 이때, 송·수신 안테나 사이에서 발생하는 상호인덕턴스(mutual inductance; M)에 의해 공진 주파수가 변화하게 되며, 효율이 급격히 감소하게 된다.

본 논문에서는 초전도 무선전력전송시스템의 거리 변화에 따른 효율 유지 및 거리 증가를 위해 가변 커패시터와 가변 초전도 릴레이 안테나를 제안하였다. 이를 통해 초전도 무선전력전송시스템의 공진 주파수 선택적 특성을 입증하고자 하며, 연구 내용은 다음과 같다.

- 2안테나 초전도 무선전력전송 시스템 설계 및 제작
 - 기존 4안테나 초전도 무선전력전송 시스템에서 2안테나 초전도 무선전력전송 시스템을 설계 및 제작함으로써, 부피 및 손실을 감소시켰다.
- 가변 커패시터를 적용한 초전도 무선전력전송시스템 해석
 - 초전도 무선전력전송시스템의 상호인덕턴스를 분석하고, 가변 커패시터 값을 산정하여 초전도 무선전력전송시스템에 적용하였다. 이때, 거리 변화에 따른 초전도 무선전력전송시스템의 주파수 선택적 특성을 분석하였다.
- 가변 초전도 릴레이 안테나
 - 초전도 무선전력전송시스템의 거리 증대를 위해 초전도 릴레이 안테나를 적용하였다. 릴레이 안테나는 초전도 송·수신 안테나 사이의 상호인덕턴스를 보완해줌으로써 거리를 증대시킬 수 있다. 이때, 초전도 릴레이 안테나에 가변 커패시터를 적용함으로써, 거리 증대뿐만 아니라 주파수 선택적 특성도 유지할 수 있도록 설계하였다.

II. 이론적 배경

A. 공진 주파수

입력되는 신호의 주기와 다른 기기가 가지는 고유의 주기성이 일치될 때, 에너지 전달이 일어난다. 이러한 주파수 선택적 특성을 이용한 방법이 자기공진 무선 전력전송 시스템이다. 서로 다른 두 기기가 같은 주기성을 갖기 위해서 공진 주파수를 이용할 수 있다. 전기 회로에 인가되는 전원의 주파수가 회로 자체의 고유 주파수와 일치하면 회로에는 큰 전기적 진동이 발생한다. 이를 전기적 공진 주파수라고 하는데, 전기적 공진이 일어나기 위해서는 인덕터에 축적되는 전자에너지와 커패시터에 축적되는 정전에너지 사이에서 에너지 교환이 있어야 한다. 그러므로 전기적 공진 회로에서는 반드시 인덕턴스(inductance; L)와 커패시턴스(capacitance; C)의 공존이 필요하다[6-10].

$$Z = R + jX = R + \left(j\omega L + \frac{1}{j\omega C} \right) \quad (2.1)$$

식 (2.1)은 직렬공진이 발생했을 때, 무선전력전송시스템의 임피던스 식이다. R과 L 그리고 C는 회로에서 각각 저항과 인덕턴스 그리고 커패시턴스에 해당되며 X는 리액턴스 성분이다. 이때, L과 C는 회로에서 리액턴스에 해당되며 임피던스의 허수부이다. L과 C가 공존하면서도 전력을 전달하기 위해서는 손실 없는 공진 주파수를 도출해야 한다. 따라서 L과 C에 해당하는 리액턴스 성분이 0이 되어야 한다.

$$jX = j\omega L - \frac{1}{j\omega C} = 2\pi f L - \frac{1}{2\pi f C} = 0 \quad (2.2)$$

식 (2.2)는 리액턴스 성분이 0이 되면 되기 위한 조건식이다. 이때 이 식을 주파수(f)에 관한 식으로 정리하면 식 (2.3)과 같이 도출할 수 있다[6-10].

$$\text{Resonance Frequency}(f_r) = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.3)$$

이와 같이 회로의 리액턴스 성분이 0이 되면 전압과 전류가 동상이 되고, 회로의 임피던스가 최소가 됨으로써 회로전류가 최대가 된다. 이 상태를 공진이라 하며, 진동하는 주파수를 공진 주파수라고 한다[6-10].

자기공진 무선전력전송 기술은 공진 주파수를 사용하기 때문에, 다른 기기 및 통신망과의 주파수 간섭을 최소화 할 수 있는 주파수 선정이 필요하다. 또한, 무선전력전송 서비스만이 아닌 사물인터넷 또는 블루투스 등 망연동을 이용하여 사용실태조사, 요금 등의 부가 서비스 기능을 수행할 수 있다. 따라서 무선전력전송의 상업화를 위해서는 주파수 표준화가 반드시 필요하다.

표 2-1은 international telecommunication union telecommunication standardization sector(ITU)의 radio communication sector(ITU-R)에서 검토 중인 무선전력전송 주파수 대역이다. 현재 ITU-R에서는 무선전력전송 주파수 및 응용분야에 대한 표준화를 진행 중에 있으며, 모바일 기기의 무선전력전송 주파수에 대한 권고안을 완료하였다. 2019년부터는 전기자동차 무선전력전송 주파수에 대한 논의를 진행할 예정이다. 국내에서는 무선전력전송 진흥 포럼에서 무선전력전송 주파수 표준화를 진행하고 있다. 현재 wireless power consortium(WPC)와 AirFuel Alliance의 표준을 준용하여 개발하고 있다. 현재 모바일 무선전력전송 주파수인 6.78 MHz에 대한 표준이 제정되었다. 따라서 소전력이 필요한 무선전력전송시스템에서는 6.78 MHz를 사용 중에 있다[4].

Table 2-1 Proposed resonance frequency in ITU-R

응용기기/국가	대한민국	일본	미국
모바일	6.78 [MHz]	6.78 [MHz]	6.78 [MHz]
전기자동차	20/60/85 [kHz]	85 [kHz]	85 [kHz]

B. Scattering-parameter

그림 2-1은 회로의 전송 특성을 설명하기 위해 회로의 입출력계수를 Scattering-parameter(S-parameter)로 표현한 구조도이다. S-parameter는 입력신호와 출력신호가 각각 2개씩 총 4개의 신호가 존재한다. 이를 통해 주파수 분포 상에서 입력신호 대 출력신호의 비로 회로의 결과값을 나타낸다. 이를 식으로 나타내면 식 (2.4)과 같다[5].

$$S_{ab} = \frac{V_a^-}{V_b^+} \quad (2.4)$$

식 (2.4)에서 a와 b는 입력포트와 출력포트의 신호를 의미한다. 4개의 신호를 식 (2.4)에 대입하면 식 (2.5)와 같이 총 4개의 S-parameter를 구할 수 있다[5].

$$S\text{-parameter} = \begin{bmatrix} S_{11} & S_{12} \\ S_{21} & S_{22} \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

4가지 특성파라미터는 안테나를 설계하려는 구조 및 목적에 따라 판독할 수 있으며, 그 요소는 표 2-2과 같다[5].

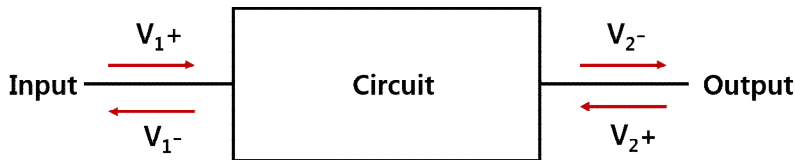


Fig. 2-1 Scattering-parameter

Table 2-2 Classification of the S-parameters

Classification	Explanation
Reflection coefficient (S_{11} , S_{22})	Self reflection value of input/output port respectively. (The reflective value that input and output itself.)
Transmission coefficient (S_{12} , S_{21})	Ratio of the input to the output. (Ratio of the input power to the output power which is likely to transfer till the output port.)

Reflection coefficient은 반사계수로써, 각각의 입·출력 포트의 자체 반사값이다. Transmission coefficient는 전달계수로써 입·출력 포트의 전달 특성을 의미한다. 이와 같이 두 가지의 S-parameter를 통해 무선전력전송의 안테나 특성뿐만 아니라 주파수의 선택특성 또한 해석할 수 있다[5].

C. Quality-factor

Quality-factor(Q-factor)는 주파수의 선택적 특성과 공진 양호도를 나타내는 척도이며 저손실일수록 높은 Q-factor값 갖는다[6-10].

$$Q\text{-factor}(\text{series } LC) = \frac{\text{Energy stored}}{\text{Energy loss}} = \frac{\omega L}{R} = \frac{2\pi f L}{R} \quad (2.6)$$

식 (2.6)는 Q-factor를 나타내는 식으로써 R은 안테나 자체가 가지고 있는 저항 값이고, L은 안테나의 인덕턴스, f는 주파수를 나타낸다. 안테나의 저항을 감소시키고 인덕턴스 값을 증가시키면 높은 Q-factor를 가질 수 있다. 이상적으로 Q-factor는 영저항에서 ∞의 값을 갖지만 안테나의 L과 R이 각각 ∞와 0이 될 수 없기 때문에 일반적으로 1000이상의 값을 갖기 어렵다[5].

$$Q\text{-factor} = \frac{\text{resonance frequency}}{3\text{dB Bandwidth}} = \frac{f_r}{f_2 - f_1} \quad (2.7)$$

식 (2.7)은 Q-factor의 주파수 선택적 특성을 나타내는 식이다. 그림 2-2와 같이 공진 주파수를 중심으로 양쪽 3 dB 대역폭으로 나눈 것이다.

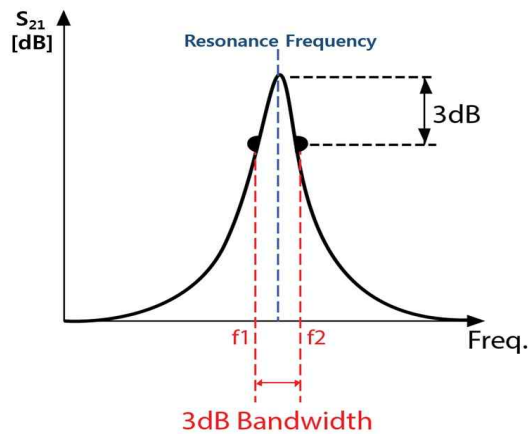


Fig. 2-2 The frequency selectivity

주파수의 선택적 특성은 Q-factor 값이 높을수록 특정 주파수 지점에서 신호 전달이 원활한 협대역 특성이 나타나며 이와는 반대로 Q-factor 값이 낮을수록 광대역 주파수 통과 특성을 보여준다. 따라서 주파수 통과특성과 대역폭을 고려하여 원하는 주파수 대역에서 원활한 신호 전달이 이루어질 수 있도록 선택적 Q-factor를 선정하는 것이 바람직하다[5].

D. 초전도체

어떤 물질이 특정 조건에서 전기 저항이 0이 되고 외부의 자기장이 초전도체 내부로 침투하는 것을 방지하는, 즉, 완벽한 반자성체 특성을 보이는 현상을 초전도 현상이라고 하며, 이런 현상을 가지는 물질을 초전도체라고 한다. 그림 2-3에 상전도체(normal conductor)와 초전도체(superconductor)의 저항 특성 곡선을 제시하였다. 일반적인 도체는 불순물이나 다른 결함으로 인해 극저온에서 저항이 일정 값 이하로 감소하지 않는다. 하지만 초전도체는 임계온도 이하에서 저항 값이 0이 된다. 일반적으로 초전도체에서 저항을 갖는 상태를 상전도 상태라고 하며, 상전도 상태에서부터 저항이 없는 초전도 상태로의 전이가 일어나는 온도를 임계온도라고 한다. 1908년 네덜란드 Leiden 대학의 Kamerlingh Onnes교수가 임계온도 4 K 부근에서 수은의 초전도 상태를 발견한 이래 지속적인 연구가 진행되어 왔으며, 현재는 산화물계 초전도체의 임계온도가 77 K를 넘어서면서 고온 초전도체로 불리게 되었다[5,18].

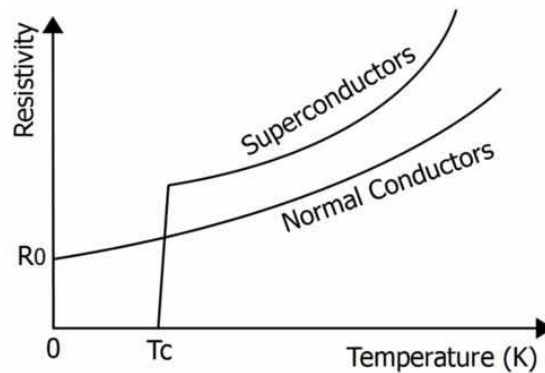


Fig. 2-3 The curve of resistance characteristics of normal conductor and superconductor

그림 2-4는 초전도체의 발견 과정을 보여주는 그림이다. 1987년에 발견된 YBCO 초전도체는 임계온도가 92 K에 이르게 되는데, 이는 냉각제로 사용되는 액체질소의 기화점인 77 K보다 높은 온도라는 점에서 상업적으로 중요한 요소로 작용하게 된다. 그 이유는 77 K 이하의 온도에서는 액체 헬륨을 냉각물질로 이용하였기 때문에 냉각제의 값이 매우 비싸며, 고체 형태로 수송해야 했기 때문에 여러 가지 문제점들이 발생하였다. 하지만 77 K 이상에서 발현되는 초전도체의 경우, 액체질소를 냉각제로 사용할 수 있다. 액체 질소는 값이 매우 싸고, 어디에서나 생산할 수 있으며, 수송도 간편하기 때문에 초전도체의 사용이 매우 편리하다. YBCO 이후, BSCCO, TBCCO, HBCCO 등 임계온도가 각각 105, 125, 134 K 이상인 고온 초전도체가 발견되었다. 하지만 YBCO와 BSCCO를 제외한 고온 초전도체는 유해성과 화학적 불안성 등으로 응용성이 매우 낮다. 또, BSCCO 초전도체 같은 경우 액체질소 온도 영역에서 자속피닝특성으로 인해 전류밀도가 크게 감소하기 때문에 무선전력전송 안테나에 적합하지 않다. 본 논문에서는 임계온도가 높고, 응용성이 가장 뛰어난 YBCO 초전도 선재를 이용하여 무선전력 전송의 안테나를 제작하였다. 초전도 안테나의 경우, 초전도 현상에 의해 0이 되면 Q-factor를 증가시킬 수 있어 무선전력전송시스템의 효율 및 전송 거리를 향상시킬 수 있다[19].

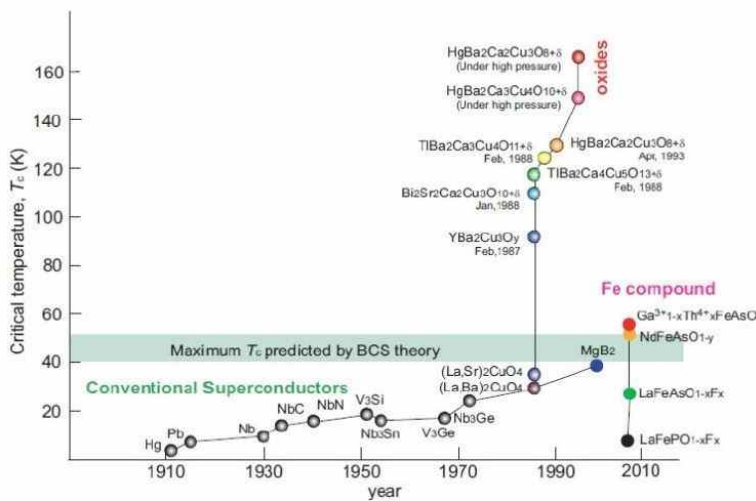
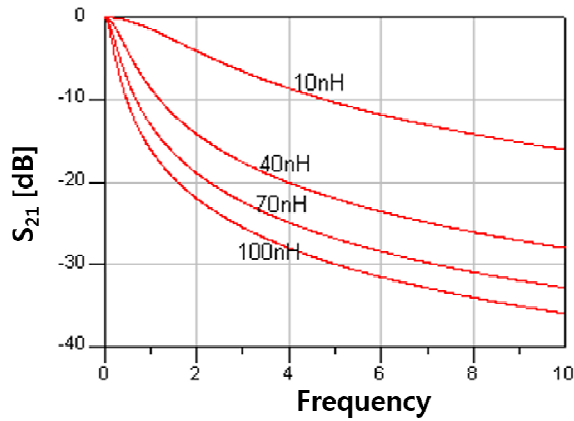


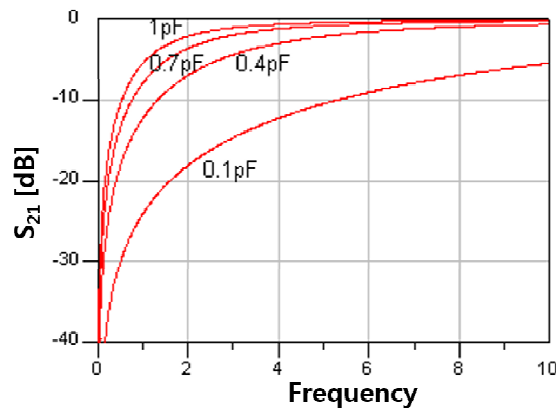
Fig. 2-4 History of the superconductivity

E. 인덕턴스 및 커패시턴스

자기공진방식 무선전력전송 시스템에서 안테나는 권선형 안테나를 채용하기 있기 때문에 안테나 구조는 기본적으로 인덕턴스가 주된 임피던스 성분이 된다. 인덕턴스는 도선에 전류가 흐를 때, 생성되는 자기장에 의해 전류의 변화를 막으려는 특성을 가지고 있다.



(a) Inductance



(b) Capacitance

Fig. 2-5 S-parameter according to the frequency

선로에 전류가 흐르면 앙페르의 오른나사 법칙에 의해 자기장의 방향이 결정된다. 하지만 교류의 경우 전류의 크기가 매순간 바뀌기 때문에 선로 주위에 생성된 자기장의 방향이 변화한다. 이러한 자기장의 변화는 자기장 내에 있는 도체 내부에 역기전력을 유도하여 전류의 흐름을 방해하며 이로 인해 전압이 전류보다 90° 빨라지는 현상이 발생한다. 그림 2-5(a)는 인덕턴스와 주파수의 상관관계를 나타내는 S-parameter이다. 인덕터에 고주파가 흐를수록 방해하는 성질이 커져 투과계수가 감소하는 것을 확인할 수 있다. 무선전력전송시스템의 안테나를 어떤 모양으로 권선하느냐에 따라 인덕턴스의 값도 변하기 때문에 최적화된 설계가 반드시 필요하다[11].

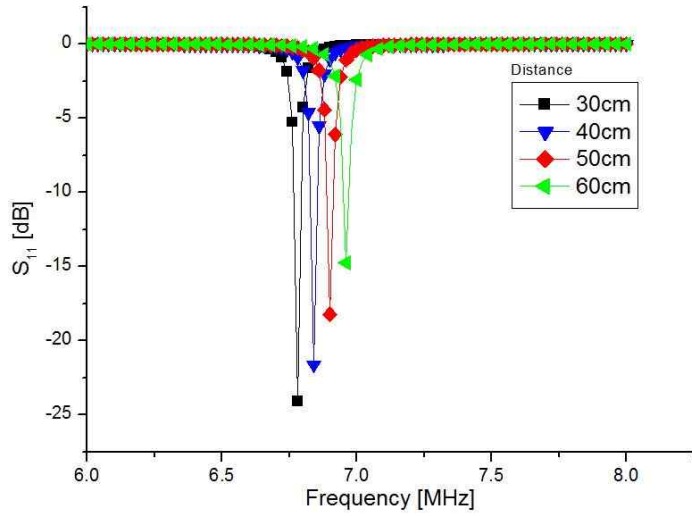
커패시터(capacitor)는 커패시턴스는 2개의 도체판 사이에 전하를 충전할 수 있는 능력을 의미한다. 도체판 양쪽에 전압을 인가하면 양극에는 양전하가 음극에는 음전하가 유도되며 이로인해 전기적 인력이 발생하여 전하가 축적된다. 이때, 전하가 축적되는 동안 전압은 영전위를 유지하다 전하가 최고점에 도달할 때 전위가 발생하므로 전류가 전압보다 위상이 90° 앞서게 된다. 또한 인덕턴스와는 반대로 주파수가 높을수록 전류가 잘 통과하는 특성을 나타낸다. 그림 2-5(b)는 커패시터의 주파수에 따른 투과특성을 S-parameter로 나타낸 것이다. 그림에서 보여지는 것처럼 커패시턴스는 고주파대역에서 투과가 원활하나 저주파 대역으로 갈수록 투과특성이 억제되는 확인할 수 있다[11].

인덕턴스와 커패시턴스는 서로 상반되는 주파수 특성을 가지고 있어 인덕턴스와 커패시턴스가 직/병렬로 만나 평형을 이루게 되면 특정 주파수에 대한 선택적 특성을 갖는 현상이 일어난다. 이때 이것을 공진이라고 부르며 무선전력전송시스템을 구성하는데 있어 대단히 중요한 역할을 하게 된다[11].

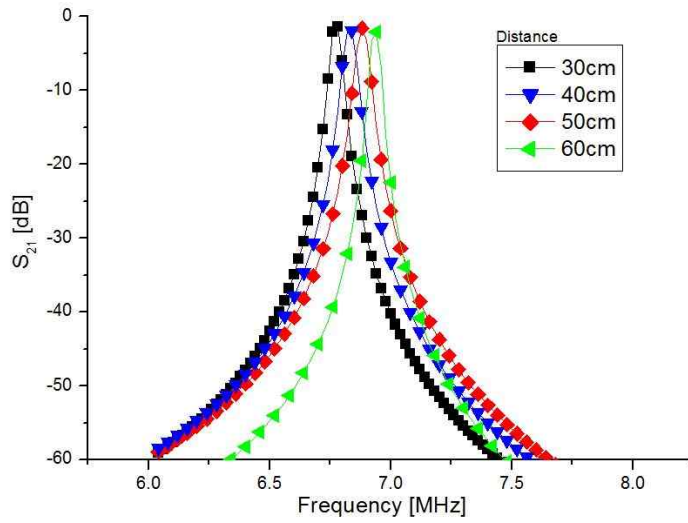
F. 상호 인덕턴스

그림 2-6은 무선전력전송시스템의 송, 수신 안테나 간격을 30~60 cm까지 10 cm의 간격으로 변화시켰을 때 S-parameter이다. 그림 2-6(a)는 거리변화에 따른 S_{11} 그래프이다. 30 cm에서는 6.78 MHz에서 공진 되어 약 -24.06 dB인 것을 확인할 수 있다. 하지만 40, 50, 60 cm거리일 때, 주파수 6.78 MHz에서 반사손실은 각각 -1.02, -0.3, -0.13 dB이다. 본 논문에서 제안된 6.78 MHz의 공진주파수에서 공진되지 못하고, 다른 주파수 대역에서 공진 주파수가 나타나는 것을 확인할 수 있다. 이로 인해, 송신 코일의 신호가 제대로 전달되지 못하고 반사되어 효율이 급감하였다. 그림 2-6(b)는 그림 2-6(a)와 동일한 간격으로 송·수신 안테나의 거리를 변화시켰을 때 S_{21} 그래프이다. 6.78 MHz에서 각 거리별 전달 계수는 각각 -10.42, -20.68, -31 dB인 것을 확인할 수 있다. S_{11} 과 마찬가지로 6.78 MHz에 공진되지 않고, 거리 변화에 따라 공진 주파수가 변화하였다. 무선전력전송 시스템에 인가되는 전력 주파수가 6.78 MHz일 때, 30 cm 거리를 제외한 나머지 거리에서는 심각한 효율 손실이 예상된다. 두 송·수신 안테나의 거리에 따라 주파수 선택 특성이 변화하는 이유는 두 안테나 사이에 발생하는 상호인덕턴스 때문이다. 각각의 안테나가 가지고 있는 인덕턴스와 두개의 코일 사이에서 발생하는 상호인덕턴스가 공진 주파수에 영향을 미치는 것이다.

무선전력전송 시스템을 전자기기에 적용하였을 경우, 소비자의 사용 용도에 따라 송·수신 안테나 사이의 거리 및 위치 변화가 불가피하다. 따라서 무선전력전송 시스템의 실생활 적용을 위해서는 반드시 송·수신 안테나의 상호인덕턴스를 고려해야 된다.



(a) S_{11}



(b) S_{21}

Fig. 2-6 S-parameter according to the distance change

G. 초전도 릴레이 안테나

무선전력전송 시스템은 송·수신 안테나의 거리가 증가함에 따라 송·수신 안테나의 결합계수가 감소하면서 효율 또한 급격하게 감소한다. 본 논문에서는 초전도 무선전력전송 시스템의 거리를 증대시키기 위해 그림 2-7과 같이 초전도 릴레이 안테나를 제안하였다. 초전도 릴레이 안테나는 소스 혹은 부하와 결합되어 있지 않으며, 초전도 송·수신 안테나와 동일한 공진 주파수를 갖는다. 초전도 릴레이 안테나가 초전도 송·수신 안테나 사이에 존재하면서 초전도 송·수신 안테나의 낮아지는 결합계수를 중간에서 보완해주는 역할을 하게 된다. 따라서 초전도 릴레이 안테나로 인해 초전도 송·수신 안테나의 거리를 증가시킬 수 있다.

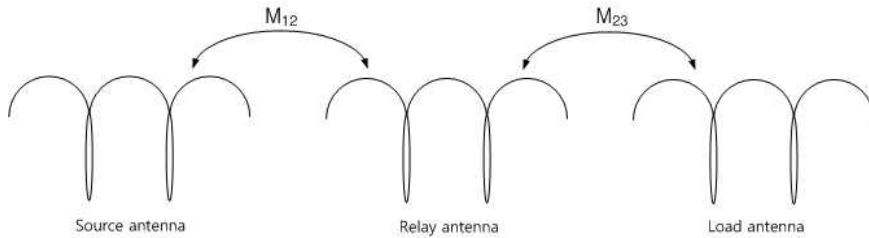


Fig. 2-7 The superconducting WPT applying the relay antenna

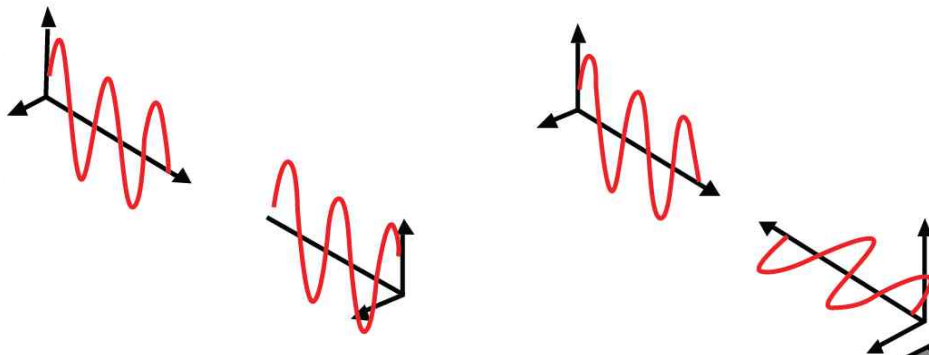
Ⅲ. 초전도 무선전력전송시스템

A. 초전도 안테나 설계

1. 초전도 헬리컬 안테나 (Helical antenna)

교류 전류가 흐르는 도선 주위에 형성되는 전자기파를 자유공간에 효율적으로 방사하고, 방사된 신호를 수신하는 역할을 하는 에너지 변환장치를 안테나라고 한다. 안테나를 이용한 무선전력전송을 할 때, 안테나의 모양에 따라 편파(polarization)가 달라진다. 편파는 안테나에 방사되는 전자기파의 진행방향에 대한 전기장의 극성을 의미하는데, 송신 안테나를 통해 공기 중에 방사된 전자기파를 수신 안테나에 원활하게 수신하기 위해서는 편파의 방향이 매우 중요하다[20].

편파는 크게 선형편파(linear polarization)와 원형편파(circular polarization)로 나눌 수 있다. 선형편파는 전기장의 벡터 방향이 일차원 방향으로만 진동을 한다. 이때, 전자기파가 대지에 대해 전기장 벡터의 변화가 수평 혹은 수직이냐에 따라 수평편파, 수직편파로 구분한다[20].



(a) Polarizations match

(b) Polarizations mismatch

Fig. 3-1 Polarization of the transmitting and receiving antenna

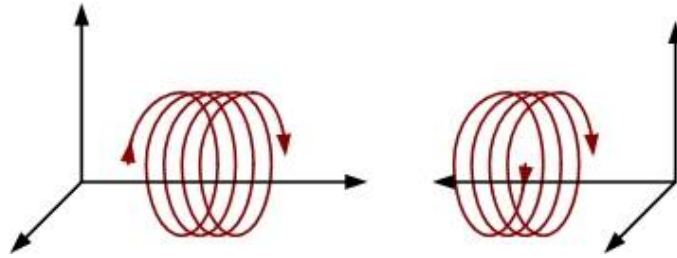


Fig. 3-2 Circular polarization of the transmitting and receiving antenna

이러한 선형편파는 특정 지역 내에 똑같은 주파수 대역에서 혼입되지 않고 분리가 가능하므로 주파수 재활용을 통한 활용도를 높일 수 있는 장점이 있다. 하지만 그림 3-1과 같이 송·수신 시 편파가 공기 중을 지나면서 불규칙하게 변화하여 편파의 방향이 바뀔 수도 있다. 이와 같은 경우 송·수신 성능이 떨어지고, 최악의 경우 신호교류가 불가능할 수도 있다. 원형편파는 전기장 벡터의 끝이 원으로 이루어진 파동을 말한다. 그림 3-2와 같이 안테나에서 발생하는 전계의 방향이 회전하면서 원형편파가 만들어지게 된다. 원형 편파의 경우 장애물 잡음에 강해서 건물 투과성이 높고 다중반사간섭에 강하며, 편파의 손실이 매우 적다 [20].

2. 초전도 헬리컬 안테나 특성

송신 안테나에서 발생하는 전자기장이 공간 속으로 전파해 나가면서 수신 안테나로 전달된다. 이러한 파동을 전자기파라 하는데, 전자기파가 공간을 전파(propaganda)해 나가는 것을 일종의 에너지 이동으로 볼 수 있다. 이때 단위 시간당 단위면적을 통과하는 에너지 밀도를 포인팅 벡터(P)라고 하며 식 (3.1)과 같다[20].

$$P = E \times H \quad (3.1)$$

포인팅 벡터의 크기는 단위 면적당 전력을 나타내며, 방향은 전계(E)의 오른나사 방향이 된다는 것을 알 수 있다. 헬리컬 안테나의 전계는 식 (3.2)로 나타낼 수 있다[20].

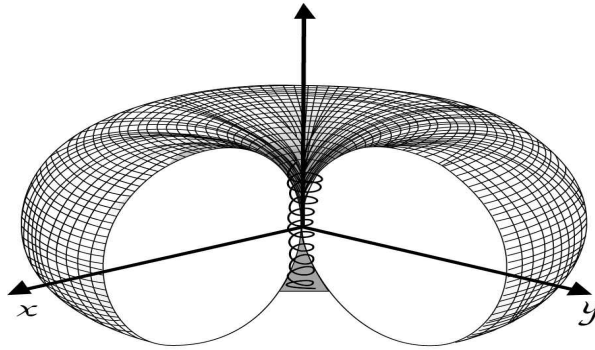


Fig. 3-3 Radiation pattern of the helical antenna according to θ

$$E_{\phi} = \frac{\omega\mu SI_{\infty}}{4\pi r} \beta \sin\theta e^{-j\beta r}, E_r \approx 0, E_{\theta} = 0 \quad (3.2)$$

식 (3.2)와 같이 90° 에서는 수평편광을 나타내고, 0° 에서 접선은 수직 편광을 나타내기 때문에 높은 지향성을 가진다. 식 (3.2)를 통해 헬리컬 안테나의 방사패턴을 구현하면 그림 3-3과 같다[20].

3. 초전도 헬리컬 안테나의 인덕턴스

자기공진 무선전력전송의 헬리컬 안테나는 코일을 감아서 제작하기 때문에 인덕턴스를 주된 임피던스 성분으로 갖는다. 따라서 안테나의 형태나 구조에 따라 인덕턴스 값이 변화하게 되며 공진 주파수에도 영향을 끼치게 된다. 그림 3-4는 헬리컬 안테나의 구조를 나타내는 그림이다.

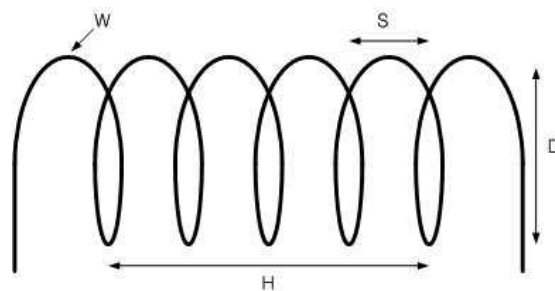


Fig. 3-4 Configuration of a helical antenna

W, H, S, D는 각각 안테나 선로의 두께, 안테나의 전체 길이, 안테나와 안테나 간격, 안테나의 전체 반경을 나타낸다. 이러한 변수를 이용하여 안테나의 인덕턴스 값을 나타내는 식은 식 (3.3)과 같으며 이때, n은 안테나의 감은횟수이다.[6-10].

$$L = \frac{\left(\frac{D}{2}\right)^2 n^2}{0.45D + 10H} \quad (3.3)$$

헬리컬 안테나는 장치의 소형화가 가능할 뿐만 아니라 지향성이 좋기 때문에 자기공진 무선전력전송 안테나로 사용하기 적합하다.

그림 3-5는 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 변수를 나타내는 그림이다. 이때, 송신 안테나에서 흐르는 I_1 에 의해서 발생하는 벡터 포텐셜 A_1 은 식 (3.4)와 같다.

$$\vec{A}_1 = \frac{\mu_0 I \pi a^2 \sin\theta}{4\pi r^2} \hat{a}_\phi \quad (3.4)$$

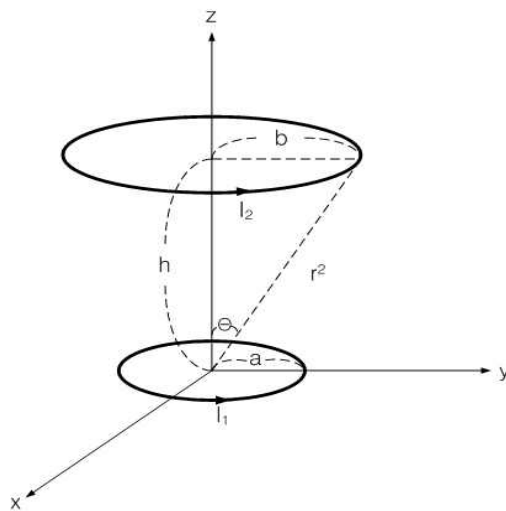


Fig. 3-5 The parameters between the transmitting and receiving antennas

이때 수신 안테나에서 흐르는 임의의 점 P와 수신 안테나의 중심간의 거리는 $\sin\theta$ 를 이루기 때문에 식 (3.5)와 같이 바꿀 수 있다.

$$\frac{\sin\theta}{r^2} = \frac{b}{(h^2 + b^2)^{\frac{3}{2}}} \quad (3.5)$$

A_1 에 의해서 수신안테나 임의의 점 P에 발생된 벡터 포텐셜은 식 (3.6)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\vec{A}_1 = \frac{\mu_0 I \pi a^2}{4\pi} \cdot \frac{b}{(h^2 + b^2)^{\frac{3}{2}}} \hat{a}_\phi \quad (3.6)$$

송신 안테나 전류에 의해서 발생하는 수신 안테나의 누설자속은 식 (3.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\psi_{12} = \oint_{L_2} A_1 dl_2 = M_{12} I_2 \quad (3.7)$$

식 (3.7)의 A_1 에 식 (3.6)을 대입하면 다음과 같다.

$$\psi_{12} = \oint \frac{\mu I_1 \pi a^2 b}{4\pi h^3} d_\phi \hat{a}_\phi \hat{a}_\phi = \frac{\mu I_1 \pi a^2 b^2}{2h^3} \quad (3.8)$$

식 (3.8)을 이용하여 상호 인덕턴스를 구해보면 식 (3.9)와 같다.

$$M_{12} = \frac{\Psi_{12}}{I_1} = \frac{\mu \pi a^2 b^2}{2h^3} \quad (3.9)$$

식 (3.9)을 통해 알 수 있듯이 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 간격 h 에 따

라 상호인덕턴스 값을 변화하는 것을 확인할 수 있다. 식 (3.10)은 상호인덕턴스의 변화에 따른 공진 주파수 식이다.

$$Resonance\ Frequency(f_r) = \frac{1}{2\pi\sqrt{(L\pm M)C}} \quad (3.10)$$

초전도 송·수신 안테나 사이의 거리가 변화할 때, 공진 주파수를 일정하게 유지하기 위해서는 두 안테나 사이에서 발생하는 상호인덕턴스를 고려한 커패시턴스 값의 변화가 필요하다.

4. 초전도 헬리컬 안테나 설계

그림 3-6은 HFSS 프로그램을 이용하여 설계한 초전도 헬리컬 안테나이며 공진 주파수는 6.78 MHz이다. 식 (2.2)에서 확인할 수 있듯이 인덕턴스와 커패시턴스의 합이 0이 될 때, 최대 공진 특성을 이룰 수 있다. 헬리컬 안테나의 변수를 변화시켜 인덕턴스와 커패시턴스의 합이 0이 되는 지점을 찾았으며, 그 파라미터 값은 표 3-1과 같다[25].

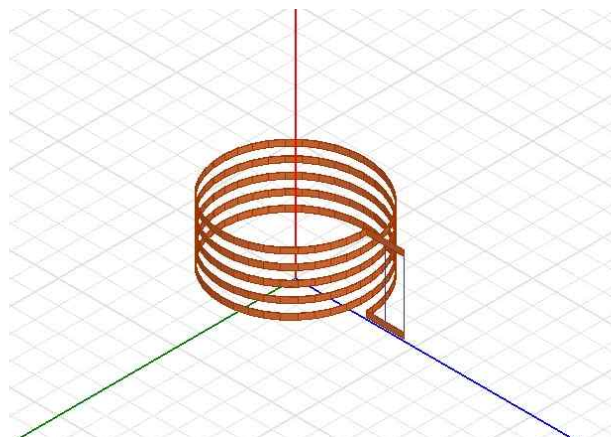


Fig. 3-6 Modeling of the helical antenna using HFSS

Table 3-1 Parameters of helical antennas

Parameters	Value
Height (H)	112 [mm]
Width (W)	12 [mm]
Pitch (S)	10.5 [mm]
Turns (n)	5 [turn]
Inductance	8.95 [μ H]
Capacitance	61.5 [pF]
Resonance frequency	6.78 [MHz]

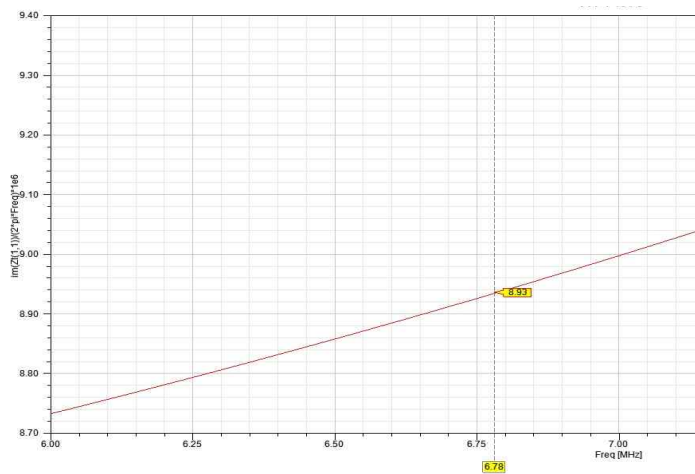
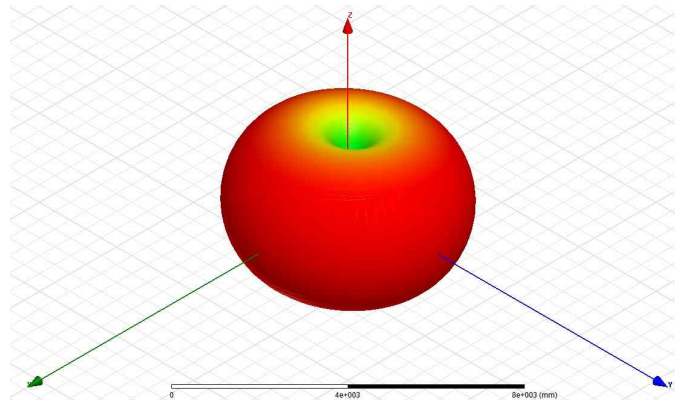


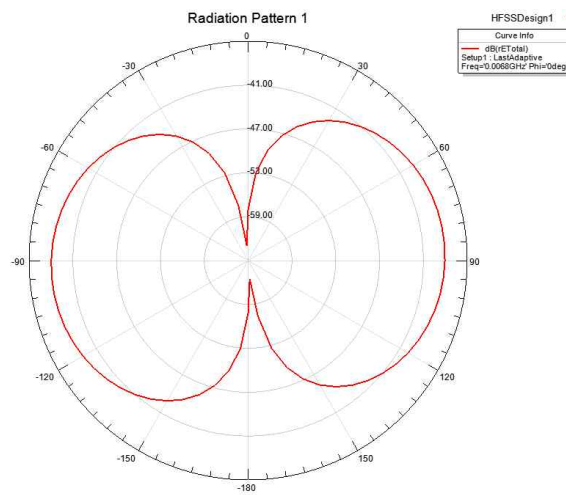
Fig. 3-7 Inductance of the helical antenna

그림 3-7은 초전도 헬리컬 안테나의 인덕턴스를 나타내는 그림이다. 6.78 MHz에서 8.93 μ H이며, 식 (3.3)을 통해 산출하였을 때의 인덕턴스 값은 약 8.95 μ H로 비슷한 값을 보였다. 6.78 MHz에서 공진하기 위해 식 (2.3)을 이용하여 커패시턴스 값을 산출하였고, 초전도 헬리컬 안테나에 적용하였다.

그림 3-8은 초전도 헬리컬 안테나의 방사패턴을 나타내는 그림이다. 초전도 헬리컬 안테나의 특성에서 기술하였듯이 90°와 라인이 수평편광을 나타내고 0°에서 접선은 수직편광을 나타내는 것을 확인할 수 있다.



(a) 3D



(b) 2D

Fig. 3-8 Radiation pattern of the superconducting helical antenna

그림 3-9는 시뮬레이션을 기반으로 실제 제작된 초전도 헬리컬 안테나이다. 제작된 초전도 헬리컬 안테나의 파라미터는 표 3-1과 동일하다. 초전도 안테나에 사용되는 초전도 소자는 전력케이블, 초전도 모터, 풍력발전 등 초전도 응용기기에 많이 사용되는 선재형 초전도체를 사용하였다. 초전도 소자의 종류 중 하나인 초전도 선재는 이방성이 커서 얇고 평평한 테이프 형태를 하고 있다. 또한 작은 단면적에 많은 전류를 흘릴 수 있어야하기 때문에 임계 전류밀도가 매우 높아

발생하는 자기장의 크기 또한 크다. 이뿐만 아니라 전기응용 기기에 많이 사용되기 때문에 강도가 높고 유연성이 있으며, 가공이 용이한 장점이 있다. 따라서 헬리컬 안테나와 같이 감는 용도로 사용하는데 적합하다. 본 논문에서 사용된 YBCO 초전도체는 2세대 고온 초전도체로 높은 임계온도를 가지고 있어, 냉각비용을 절감할 수 있다. 표 3-2는 초전도체 사양을 나타내고 있다.



Fig. 3-9 Experimental design of the superconducting helical antenna

Table 3-2 Parameter of a superconductor

Parameters	Value
Widths	12 [mm]
Thickness	0.1 [mm]
Minimum I_c	240 [A]
Critical temperature	> 77 [K]

그림 3-10은 RLC Meter를 통해 측정된 헬리컬 안테나의 인덕턴스이다. 측정된 인덕턴스는 $8.95 \mu\text{H}$ 이다. 이때, 공진 주파수는 6.78 MHz 이다. 그림 3-11은 초전도 안테나의 냉각을 위해 제작된 냉각용기이다. 냉각용기 제작을 위해 사용된 재질은 polystyrene을 사용하였으며, 냉각제는 액체질소를 사용하였다.



Fig. 3-10 Measured value of the inductance using RLC meter



Fig. 3-11 Cooling system

5. 가변 커패시터

본 논문에서는 초전도 무선전력전송 시스템의 거리 변화에 따른 효율 손실을 줄이기 위해 가변 커패시터를 제안하였다. 상호인덕턴스에 의해 변화하는 인덕턴스 값에 따라 커패시턴스 값을 변화시켜준다면 6.78MHz에서 지속적인 공진이 가능하다. 그림 3-12는 본 논문에서 제안하는 가변 무선전력전송 시스템이다. 6.78 MHz에서 공진하는 무선전력전송 시스템을 기본으로, 상호인덕턴스의 변화에 따라 커패시터 값을 변화시켜 6.78 MHz에 공진할 수 있도록 하였다. 그림 3-13은 초전도 무선전력전송 시스템의 송·수신 안테나 사이의 거리를 증가시켰을 때, 공진 주파수 변화를 나타낸다. 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때, 공진 주파수는 6.78 MHz이다. 약 39 cm에서 공진주파수의 변곡이 일어났으며, 이때 공진 주파수는 6.84 MHz이다. 이후 약 50 cm와 59 cm에서 변곡점이 나타났으며, 공진주파수는 각각 6.9 MHz, 6.94 MHz인 것을 확인할 수 있다. 본 논문에서 가변 커패시터 적용 거리를 10 cm로 설정하였다. 10 cm 간격으로 가변 커패시터를 변경함으로써 일정한 공진주파수를 유지하고자 한다.

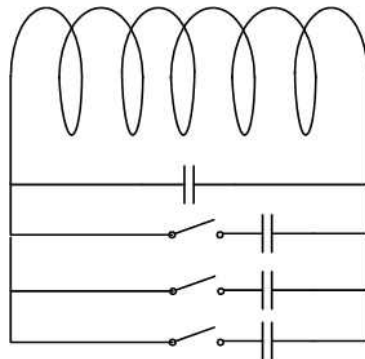


Fig. 3-12 WPT system applying the variable capacitors

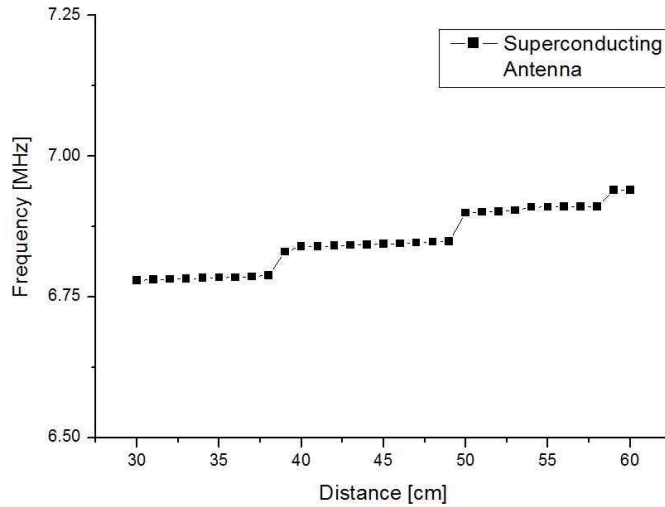


Fig. 3-13 The resonance frequency changes by distance

Table 3-3 Mutual-inductance & Variable capacitors according to the distance

Distance [cm]	30	40	50	60
Resonance frequency [MHz]	6.78	6.84	6.90	6.94
Mutual inductance [μ H]	0.00	-0.16	-0.31	-0.41
Variable capacitor [pF]	0.00	+1.13	+2.23	+2.98

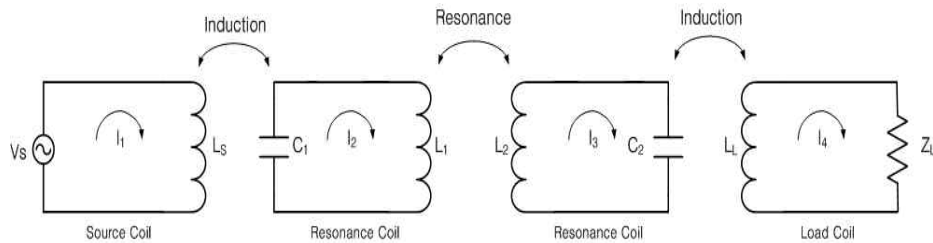
표 3-3은 식 (3.9)와 식 (3.10)을 이용하여 계산한 거리변화에 따른 상호인덕턴스와 가변 커패시턴스 값이다. 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때, 6.78 MHz의 공진 특성을 보였기 때문에 이때 발생한 상호인덕턴스를 기준점으로 두었다. 30 cm에서 상호인덕턴스 값이 0이라고 할 때, 거리 증가에 따른 상호인덕턴스의 차이 값을 계산하였다. 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때, 기본 커패시터 값은 61.5 pF이며, 거리에 따라 각각 1.13 pF, 2.23 pF, 2.98 pF을 증가시켜줘야 한다. 가변 커패시터의 제작과 적용의 용이성을 위해 반올림하여 커패시터를 적용하였다. 또한 커패시터 값을 그대로 적용할 경우 거리 변화마다 스위칭 동작이 번거로워진다. 예를 들어 40 cm에서 이용 중이던 무선전력전송 시스템을 50 cm

로 간격을 변화하였을 때, 40 cm에 해당되는 가변 커패시터 스위치를 off 하고, 50 cm에 해당되는 가변 커패시터 스위치를 on 해야한다. 따라서 본 논문에서는 거리에 따른 커패시터 값의 차이만큼을 가변 커패시터에 적용하였다. 40 cm에서 이용 중이던 무선전력전송 시스템을 50 cm로 변화하였을 때, 40 cm의 커패시터 값에 50 cm에 필요한 커패시터 값만큼만 더해주면 스위칭 동작하는데 더 편리하기 때문이다. 거리에 따른 커패시터 값은 각각 1.1, 2.2, 3 pF에 해당된다. 이때 두 커패시터의 차이를 계산하면 약 1pF이다. 그림 3-13에서 변곡이 일어난 부분에서 커패시턴스 값을 약 1pF 변화시켜줘야 하는 것을 확인할 수 있다. 이는 인덕턴스와 커패시턴스의 용량 변화에 따른 공진 주파수의 변화이다.

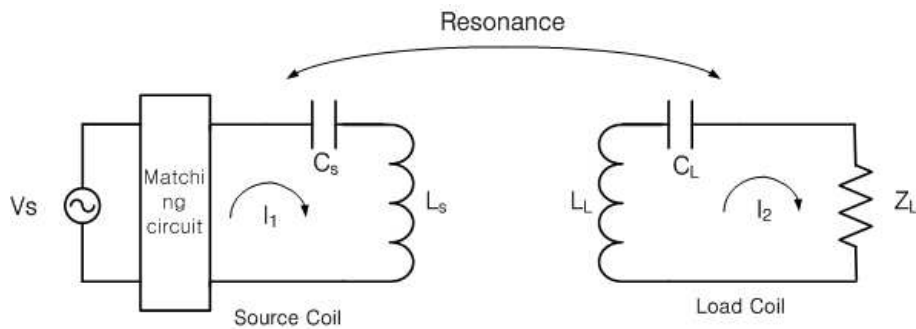
B. 초전도 무선전력전송시스템 설계

1. 2안테나 초전도 무선전력전송시스템

그림 3-14(a)는 4개의 안테나로 구성된 자기공진 무선전력전송시스템의 등가회로도이다. 4안테나 무선전력전송시스템은 소스 안테나와 로드 안테나 그리고 송·수신 공진 안테나로 이루어져있다. 소스 안테나에 전원이 인가되면 자기유도현상을 이용하여 송신 공진 안테나에 전력이 유도된다. 이때, 인가된 전력은 송신 공진 안테나와 동일한 공진 주파수로 제작된 수신 안테나에 전력이 전송된다. 이후, 수신 안테나에서 자기유도현상을 이용하여 로드 안테나의 부하단에 전력이 전달된다[5]. 4안테나 방식은 2개의 공진 코일에 자기유도 현상을 이용하여 전력을 전달하기 때문에 임피던스 매칭이 매우 용이하다.



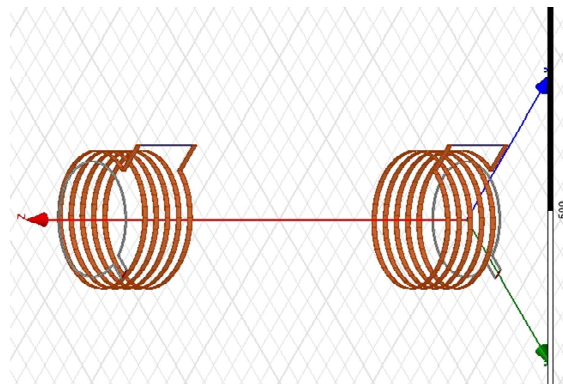
(a) 4 antennas



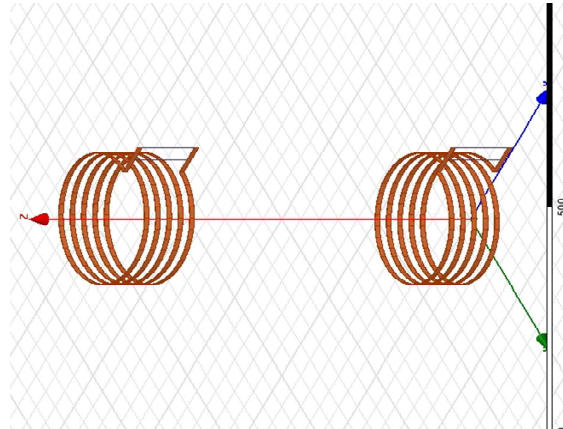
(b) 2 antennas

Fig. 3-14 The equivalent circuit of WPT

하지만 4개의 안테나를 사용하기 때문에 부피가 매우 크고, 전력을 전달하는 과정에서 손실이 발생하며, 회로해석이 매우 복잡한 단점이 있다. 그림 3-14(b)는 2개의 공진 안테나를 사용한 자기공진 무선전력전송시스템이다. 2안테나 무선전력전송시스템은 부피를 줄일 수 있고, 회로 해석이 용이하며, 손실요소가 감소한다. 이때, 공진 코일과 소스, 부하, 그리고 다양한 장비와의 임피던스 매칭을 위해 LC매칭 기법을 이용하여 임피던스 매칭을 하였다. 그림 3-15는 HFSS를 이용하여 설계한 무선전력전송시스템이다.



(a) 4 antennas

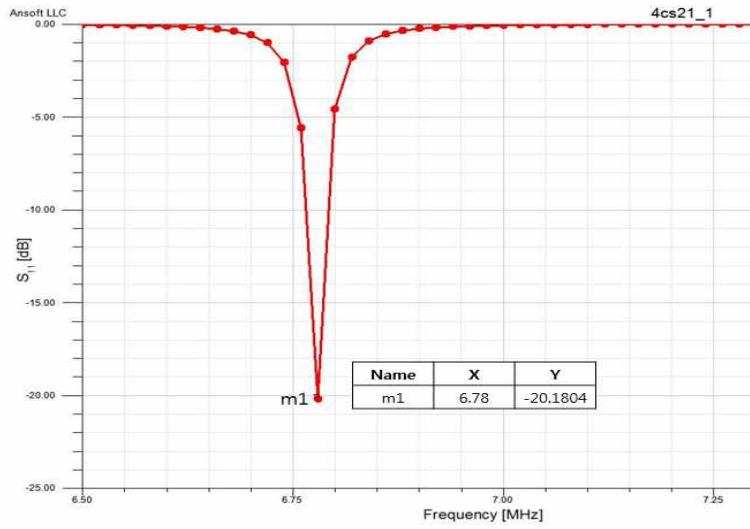


(b) 2 antennas

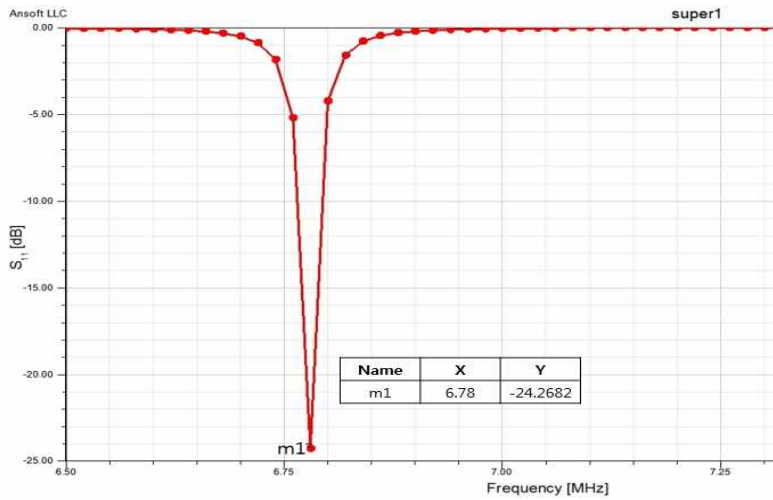
Fig. 3-15 Resonance WPT system using HFSS

그림 3-15(a)는 HFSS를 이용하여 4안테나 무선전력전송시스템을 설계한 그림이다. 4안테나를 적용한 자기공진무선전력전송 시스템의 공진 코일은 앞서 기술된 초전도 헬리컬 코일과 동일한 파라미터와 재질로 설계되었다. 그림 3-15(b)는 2안테나 무선전력전송시스템이다. 4안테나와 2안테나의 무선전력전송시스템 비교를 위하여 HFSS 시뮬레이션을 이용하여 S-parameter를 비교하였다.

그림 3-16은 각각 4안테나와 2안테나의 S_{11} 그래프이다. 4 안테나의 반사계수는 약 -20.18 dB이며, 2안테나의 반사계수는 약 -24.26 dB인 것을 확인할 수 있었다. 그림 3-17은 각각 4안테나와 2안테나의 전달계수를 나타내는 그래프이다. 4안테나와 2안테나의 전달계수는 각각 약 -1.43, -1.27 dB를 나타냈다. 시뮬레이션 결과 2안테나가 4안테나보다 반사계수와 전달계수가 각각 약 -4.08 dB, -0.16 dB 높은 것을 확인할 수 있었다. 4안테나의 경우 안테나가 4개로 이루어졌기 때문에 신호전달 과정에서 더 많은 손실이 발생하게 된다. 초전도 무선전력전송시스템은 4안테나로 이루어진 시스템보다 2안테나로 이루어진 시스템이 효율증대에 유리한 것으로 판단된다. 또한 4개의 안테나보다 2개의 안테나로 초전도무선전력전송시스템이 구성되었을 때 부피를 감소시킬 수 있어 상용화에 매우 유리하다. 본 논문에서는 2안테나로 구성된 초전도 무선전력전송시스템을 구성하였으며, 시뮬레이션과 실험을 통해 초전도 무선전력전송시스템의 특성을 분석하였다.

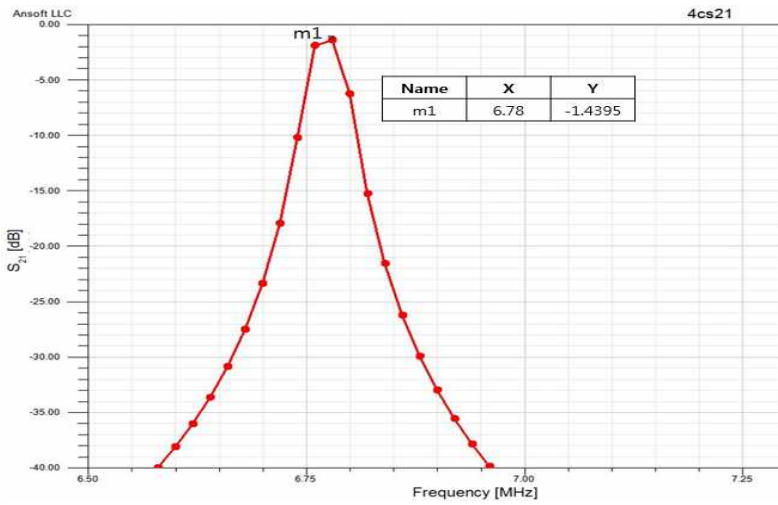


(a) 4 antennas

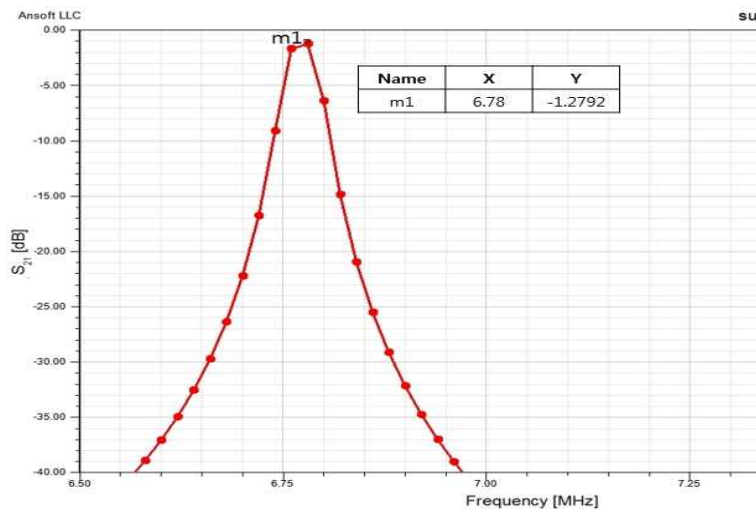


(b) 2 antennas

Fig. 3-16 S₁₁ according to the number of antennas



(a) 4 antennas



(b) 2 antennas

Fig. 3-17 S_{21} according to the number of antennas

2. 초전도 무선전력전송시스템 해석

그림 3-18은 초전도 무선전력전송시스템의 등가회로를 나타내는 그림이다. 송신 안테나가 포함된 송신회로와 수신 안테나가 포함된 수신회로로 구성되어있으며, 각각 인덕턴스(L_S , L_L)와 커패시턴스(C_S , C_L) 그리고 내부저항(R_S , R_L)으로 이루어져있다. 두 안테나 사이에는 상호인덕턴스가 존재한다. 이때, 상호인덕턴스가 존재하는 회로 부분을 T 등가회로로 변환시키면 그림 3-19와 같이 나타낼 수 있다[23].

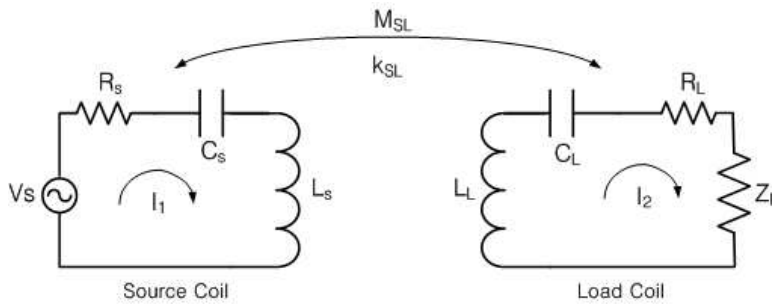


Fig. 3-18 Equivalent circuit of WPT

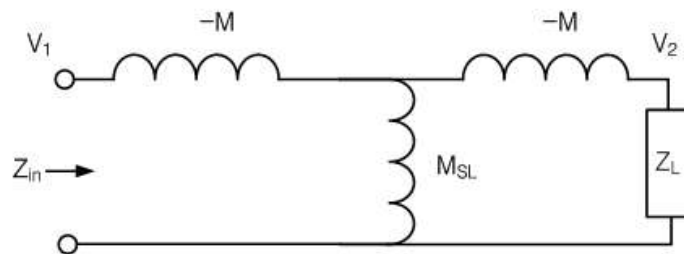


Fig. 3-19 T-type equivalent circuit of WPT

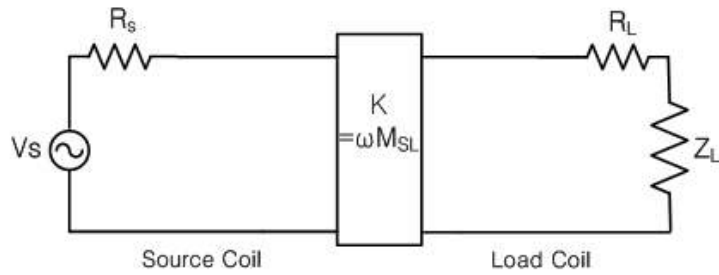


Fig. 3-20 Equivalent circuit using K-inverter

T회로를 이용하여 변환시킨 등가회로를 K인버터 회로를 이용하여 변환시키면 그림 3-20과 같이 변화할 수 있다. 두 회로가 모두 동일 주파수에서 공진되었을 때, 무선전력전송 회로는 안테나의 저항, K인버터, 부하저항 그리고 전압원으로 나타낼 수 있다. 이 때, 전압원에서 바라본 입력 임피던스는 식 (3.11)과 같다 [23].

$$Z_{in} = R_s + \frac{\omega^2 M_{SL}^2}{R_L} \quad (3.11)$$

이 때, 부하단에 걸리는 전압은 식 (3.12)와 같다[23].

$$V_L = \frac{jR_L \omega M_{SL} V_S}{R_s R_L + \omega^2 M_{SL}^2} \quad (3.12)$$

식 (3.11)과 식 (3.12)를 통해 입출력의 전력을 식 (3.13)와 (3.14)과 같이 나타낼 수 있다[23].

$$P_{in} = \left(\frac{V_s^2}{2R_s} \right) \left(\frac{1}{1 + a_{sl}} \right) \quad (3.13)$$

$$P_L = \left(\frac{V_s^2}{2R_s} \right) \left(\frac{a_{sl}}{1 + a_{sl}} \right)^2 \quad (3.14)$$

입출력 전력 식 (3.13)과 식 (3.14)를 이용하여 효율을 구하면 식 (3.15)와 같이 나타낼 수 있다[23].

$$\eta = \frac{P_L}{P_{in}} = \left(\frac{a_{sl}}{1 + a_{sl}} \right) \quad (3.15)$$

식 (3.15)에서 최대 효율을 위해 변경할 수 있는 변수는 부하의 임피던스(Z_L)이다. 효율이 최대값이 되기 위한 부하 임피던스를 구하면 식 (3.16)과 같다[23].

$$Z_L = \sqrt{1 + a_{sl}} \quad (3.16)$$

식 (3.16)에서 $\sqrt{a_{sl}} = \omega^2 M_{SL}^2 / R_s R_L$ 이다. 이때, $\sqrt{a_{sl}} \gg 1$ 인 경우, 부하 임피던스가 선형적으로 증가한다. 따라서 안테나의 최대효율을 위해서는 부하 임피던스가 큰 값을 가져야 한다. 식 (3.16)을 식 (3.17)에 대입하여 최적의 효율을 나타내는 식을 구하면 식 (3.17)와 같다[23].

$$\eta = \left(\frac{\sqrt{1 + a_{sl}}}{1 + \sqrt{1 + a_{sl}}} \right)^2 \quad (3.17)$$

본 논문에서는 무선전력전송 안테나에 실제 전력을 인가하여 송신 안테나와 수신 안테나에 인가되는 전압, 전류를 측정하였다. 그림 3-18의 등가회로를 집중정수 회로를 이용하여 식 (3.18)와 같이 2×2 행렬을 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

이때, $Z_{11} = R_s$, $Z_{22} = R_L$, $Z_{12} = Z_{23} = j\omega k_{12} \sqrt{L_s L_r}$ 이다. 식 (4.5)을 통해 I_1 과 I_2 를 구하면 각각 식 (3.19), (3.20)과 같다.

$$I_1 = \frac{1}{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2} \frac{V_S}{R_S} \quad (3.19)$$

$$I_2 = \frac{k_{12} \sqrt{Q_1 Q_2}}{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2} \frac{j V_S}{(R_S + R_L) \sqrt{R_S + R_L}} \quad (3.20)$$

식 (3.20)을 통해 각 안테나의 Q-factor와 결합계수가 높고 안테나의 저항이 낮을수록 수신 안테나에 전달되는 전류 값을 증가시킬 수 있음을 알 수 있다.

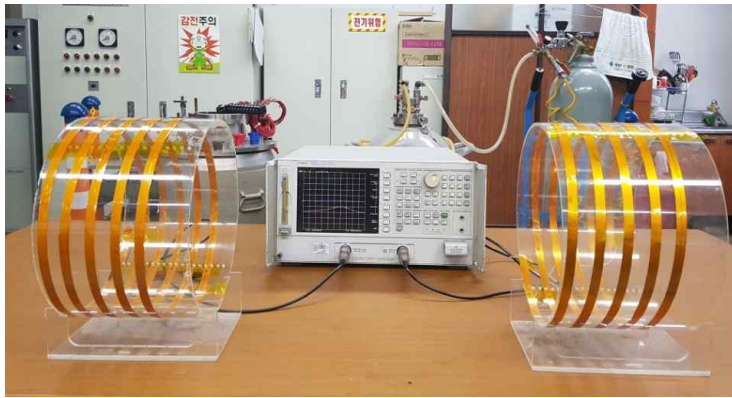


Fig. 3-21 Experimental superconducting WPT system

Table 3-4 Parameters of the WPT system

Parameters	Value
R_S	0.45 [Ω]
R_L	0.03 [Ω]
Z_L	15 [Ω]
C_S	61.7 [pF]
C_L	
L_S	8.95 [μ H]
L_L	
V_S	35 [V]

초전도 안테나의 경우 일반 상전도 안테나보다 높은 Q-factor를 가진다. 초전도 송·수신 안테나와 초전도 릴레이 안테나의 결합계수를 높게 유지시켜준다면 높은 전류를 전달할 수 있다.

그림 3-21은 HFSS 시뮬레이션과 동일한 파라미터로 제작된 초전도 무선전력 전송시스템이다. 제작된 무선전력전송시스템은 network analyzer를 통해 S-parameter를 측정하였으며, DC power supply와 amplifier를 이용하여 실제 전력을 인가하여 oscilloscope를 통해 효율을 측정하였다. 표 3-4는 실제 설계된 무선전력전송시스템을 그림 3-16과 같이 등가회로로 변환하였을 때 가지는 파라미터 값이다.

3. 가변 초전도 릴레이 안테나

릴레이 안테나는 초전도 송·수신 안테나 사이에 위치한다. 이때, 최대 전력전송을 위해서는 초전도 송·수신 안테나와 동일한 공진주파수로 제작되어야 한다. 본 논문에서는 초전도 송·수신 안테나와 동일한 재질과 모양의 초전도 릴레이 안테나를 제작하였다. 그림 3-22는 제작된 초전도 릴레이 안테나이며, 그림 3-23은 초전도 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 무선전력전송 시스템이다.



Fig. 3-22 The superconducting relay antenna

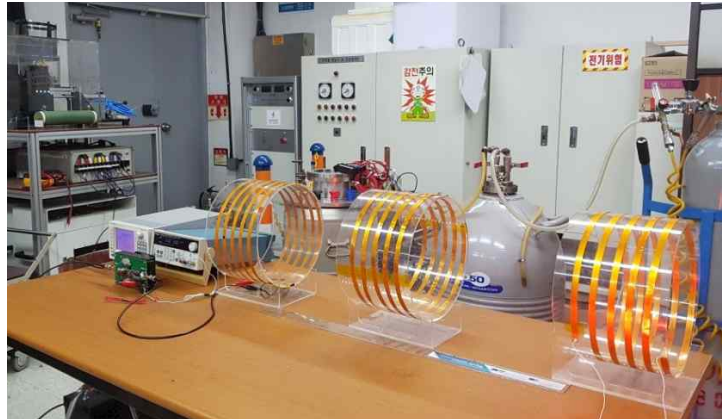


Fig. 3-23 Experimental WPT system applying the superconducting relay antenna

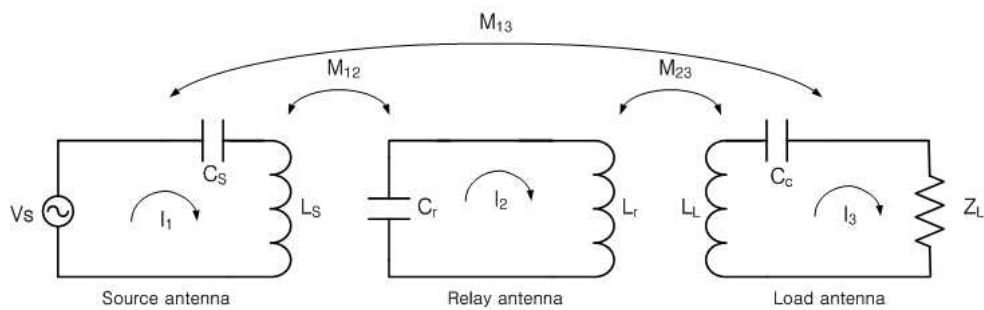


Fig. 3-24 Principle of WPT applying the relay antenna

그림 3-24는 초전도 송·수신 안테나 사이에 초전도 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 등가회로도이다. 이 등가회로를 집중 정수 회로를 이용하여 식 (3.21)과 같이 3×3 행렬을 구할 수 있다[17].

$$\begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \\ I_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Z_{11} & Z_{12} & Z_{13} \\ Z_{21} & Z_{22} & Z_{23} \\ Z_{31} & Z_{32} & Z_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_S \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

이 때, $Z_{11} = R_s$, $Z_{22} = R_R$, $Z_{33} = R_L$, $Z_{12} = j\omega k_{12} \sqrt{L_s L_r}$, $Z_{23} = j\omega k_{23} \sqrt{L_r L_L}$,

$Z_{13} = 0$ 이며, 이 등가회로에서 교차 결합계수는 무시한다($k_{13} = 0$)[17]. 식 (3.21)을 통해 I_1 과 I_3 를 구하면 각각 식 (3.22), (3.23)과 같다[17].

$$I_1 = \frac{1 + k_{23}^2 Q_2 Q_3}{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2 + k_{23}^2 Q_2 Q_3} \frac{V_S}{R_S} \quad (3.22)$$

$$I_3 = \frac{k_{12} k_{23} \sqrt{Q_1 Q_2} \sqrt{Q_2 Q_3}}{1 + k_{12}^2 Q_1 Q_2 + k_{23}^2 Q_2 Q_3} \frac{j V_S}{\sqrt{R_S (R_r + R_L)}} \quad (3.23)$$

앞선 식 (3.20)과 동일하게 각 안테나의 Q-factor와 결합계수가 높고 안테나의 내부저항이 낮을수록 수신 안테나에 전달되는 전류 값을 증가시킬 수 있는 것을 식 (3.23)을 통해 확인할 수 있다. 릴레이 안테나에 초전도체를 적용할 경우 높은 Q-factor와 낮은 내부저항으로 인해 높은 전류를 전달할 수 있다[17].

C. 실험 기기

Network analyzer는 시간영역의 과도응답과 주파수 영역의 신호분포를 확인하여 입력과 출력의 주파수신호 분포 결과를 S-parameter로 나타내주는 기기이다. 이 기기를 이용하여 S-parameter의 reflection coefficient과 transmission coefficient을 측정할 수 있다. 그림 3-25는 본 논문에서 사용된 network analyzer이다. 두 개의 동축선 커넥터 포트를 이용하여 송신 안테나와 수신 안테나의 S-parameter를 분석하고자 한다. 표 3-5는 network analyzer의 사양을 나타내는 표이다.



Fig. 3-25 Network analyzer

Table 3-5 Specifications of the network analyzer

Parameter	Value
Measurement of frequency range	30 [kHz] - 6 [GHz]
Measurement method of frequency	Frequency and power sweep
Available resistance	50 - 75 [Ω]
Maximum dB	110 [dB]



Fig. 3-26 Function generator

그림 3-26은 function generator이다. Function generator는 시간에 대한 전압의 파형을 갖는 특정한 주파수를 발생시키는 장치이다. 이 장치를 통해 무선전력 전송시스템에 6.78 MHz의 sin파형을 인가하였다. 이때, 인가되는 sin파형의 전력은 약 1 W이다. 무선전력전송시스템의 측정을 위해서는 전력을 증폭시켜줄 수 있는 amplifier가 반드시 필요하다.

그림 3-27은 function generator의 전력을 증폭시켜줄 amplifier이다. Amplifier는 function generator에서 발생하는 전력량을 약 50 W로 증폭시켜주는 역할을 한다. 표 3-6은 amplifier의 사양을 나타내는 표이다.



Fig. 3-27 Amplifier

Table 3-6 Specifications of the amplifier

Parameter	Value
Operating voltage	13.8 - 28 [V]
Operating current	1 - 5 [A]
Harmonics	-20 [dB]
Range of frequency	2 - 30 [MHz]



Fig. 3-28 DC power supply



Fig. 3-29 Oscilloscope

그림 3-28은 DC power supply이다. Amplifier의 동작을 위해서는 동작전압과 동작 전류가 필요하다. 이를 위해서 DC power supply를 통해 amplifier에 전압과 전류를 인가한다.

그림 3-29는 oscilloscope이다. 시간에 따른 입·출력 전압과 전류의 변화를 화면에 출력하는 장치로써, 무선전력전송시스템에 인가되는 전력과 출력되는 전력을 측정하기 위해 사용하였다. 측정단은 무선전력전송시스템의 송신 안테나와 수신 안테나이다.

IV. 실험 및 결과 고찰

본 논문에서는 기존의 4안테나 초전도 무선전력전송시스템이 아닌 2안테나 무선전력전송시스템을 제안하였고, 설계하였다. 2안테나 초전도 무선전력전송시스템의 우수성 및 안정성 입증을 위해 일반적으로 자기공진 무선전력전송시스템에서 많이 사용되는 구리 안테나를 초전도 안테나와 동일한 모양 및 공진 주파수로 제작하여 비교 실험 하였다. 이때, 6.78 MHz에서 공진된 초전도 안테나와 구리 안테나의 S-parameter를 측정하여 반사계수와 투과계수를 분석하였다. 그림 4-1은 초전도 무선전력전송시스템의 거리 변화에 따른 S-parameter 그래프이다. 10~60 cm 까지 증가시켰을 때, 30 cm의 거리에서 6.78 MHz의 공진 주파수를 갖는 것을 확인할 수 있다. 따라서 초전도 안테나와 구리 안테나의 송·수신 거리를 30 cm로 고정하여 비교 실험하였다.

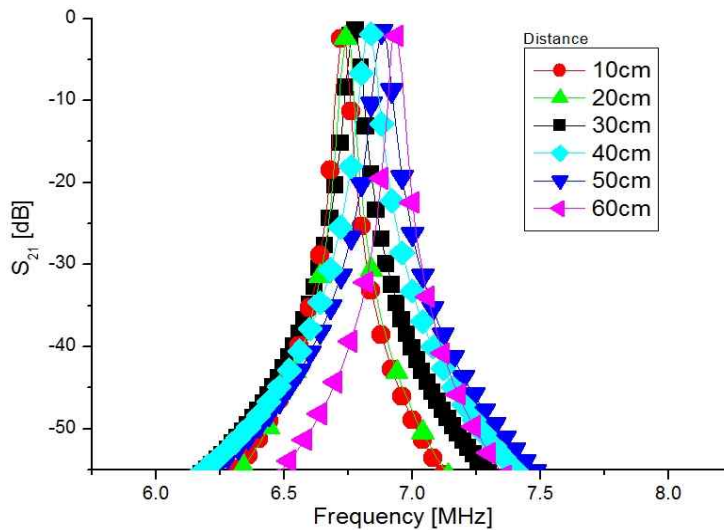


Fig. 4-1 S-parameter according to the distance change

A. 시뮬레이션

1. 구리 안테나

HFSS를 통해 설계된 무선전력전송시스템을 이용하여 S-Parameter를 측정하였다. 그림 4-2는 구리 재질을 적용하였을 때, 헬리컬 안테나의 S-Parameter이다. 송·수신 안테나의 거리는 30 cm이며, 공진 주파수는 6.78 MHz이다. 그림 4-2(a)는 구리 안테나의 반사손실(return loss, S_{11}) 그래프이다. 이때 반사손실은 약 -15.33 dB이다. 반사 손실은 안테나의 반사계수(Γ) 값을 log scale로 변환한 것으로써 식 (4.1)과 같다[5].

$$Return\ Loss = -10\log|\Gamma|^2 \quad (4.1)$$

식 (4.1)를 통해서 안테나의 반사계수를 구할 수 있다. 본 논문에서 사용된 구리재질을 적용한 헬리컬 안테나의 반사계수는 약 5.841인 것을 알 수 있다. 안테나의 반사계수는 송신 안테나와 수신 안테나의 입력 전압 대 반사 전압 비로써 송신 안테나에서 수신 안테나의 신호가 얼마만큼 전달되고 있는지 알 수 있는 척도이며 반사계수는 식 (4.2)와 같다[5].

$$\Gamma = \frac{V_-}{V_+} \quad (4.2)$$

반사계수를 통해 정재파비(voltage standing wave ratio, VSWR)를 구할 수 있는데, 정재파를 구하는 식은 식 (4.3)과 같다[5].

$$VSWR = \frac{1 + |\Gamma|}{1 - |\Gamma|} \quad (4.3)$$

정재파비는 반사에 의해 생성되는 정재파의 높이 비를 의미한다. 반사계수와 크게 다르지 않지만 정재파비는 스케일의 크기가 작아 직관적인 비교가 가능하다는 장점이 있다. 표 4-1은 정재파비와 반사손실을 환산하여 송신 코일의 송신

효율을 나타내는 표이다. 헬리컬 송신 안테나의 정재파비는 약 1.413이며, 효율은 약 97.2%인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-2(b) 구리 안테나의 S_{21} 그래프이다. S_{21} 그래프는 송신 안테나에서 전달된 신호가 수신 안테나에 얼마만큼 전달되었는지를 나타내는 척도로써 0에 가까울수록 반사 신호가 없다는 것을 의미한다. 구리 안테나의 S_{21} 은 약 -2.03 dB인 것을 확인할 수 있다. S_{21} 을 변환하여 송·수신 코일의 효율을 구할 수 있는데, 식은 식 (4.4)와 같다[5].

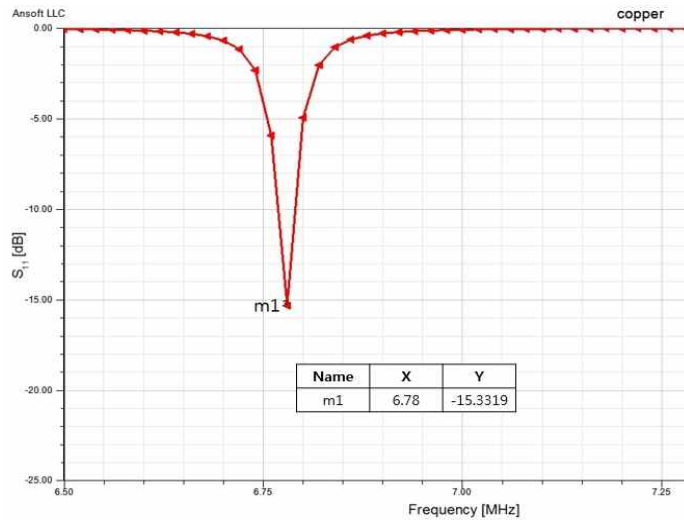
$$WPT \text{ efficiency} = |S_{21}|^2 \times 100 \quad (4.4)$$

식 (4.4)를 통해 변환한 효율 값은 약 92%인 것을 확인할 수 있다.

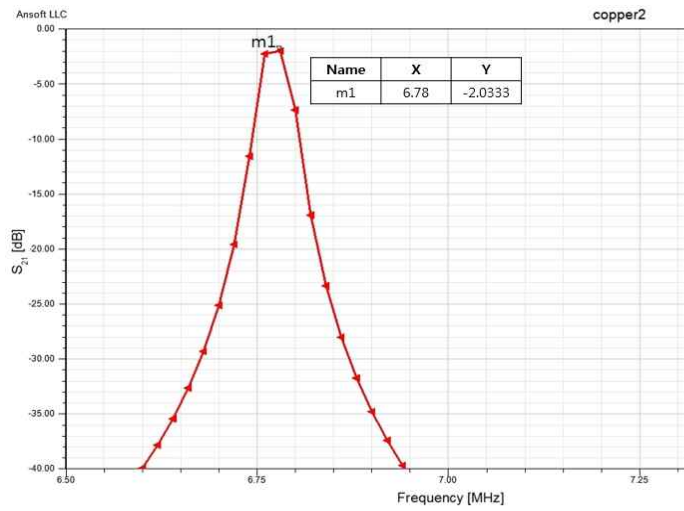
Table 4-1 Conversion value of the transmitter efficiency

VSWR	1.1	1.2	1.3	1.4	1.5
Return loss [dB]	-26.4	-20.8	-17.7	-15.6	-14.0
Transmission efficiency [%]	99.8	99.2	98.3	97.2	96.0

VSWR	1.6	1.7	1.8	1.9	2.0
Return loss [dB]	-12.7	-11.7	-10.9	-10.2	-9.5
Transmission efficiency [%]	94.7	93.3	91.8	90.4	88.9



(a) S₁₁



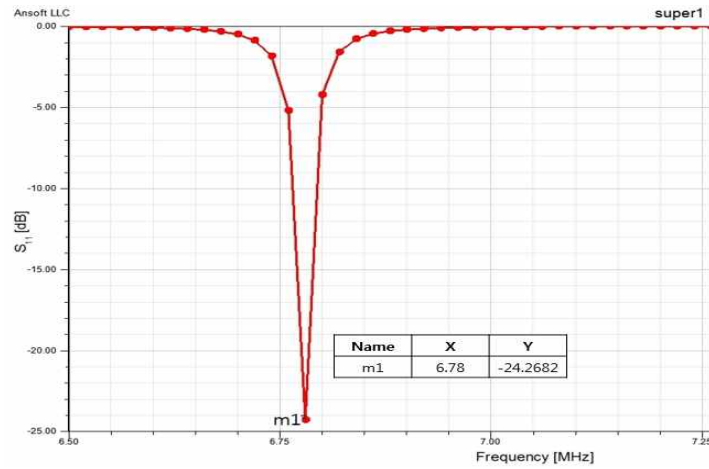
(b) S₂₁

Fig. 4-2 S-parameters of the copper antenna

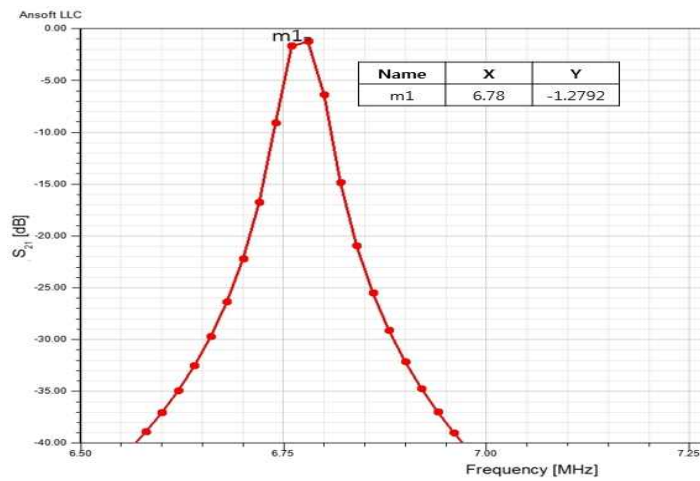
2. 초전도 안테나

그림 4-3은 YBCO 초전도 헬리컬 안테나의 S-parameter이다. 그림 4-3(a)는 초전도 안테나의 반사손실을 나타내는 그래프이다. 반사손실은 약 -24.27 dB인 것을 확인할 수 있다. 식 (4.1)을 통해 초전도 안테나의 반사계수를 산출하면 약 16.331이다. 초전도 안테나의 정재파비는 약 1.13이며, 송신 안테나의 효율은 약 99.8%인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-3(b)는 초전도 안테나의 S_{21} 그래프이다. 이때 전달계수는 약 -1.285 dB이다. 식 (4.4)를 이용하여 효율로 변환하면 약 99%의 효율인 것을 확인할 수 있다. 실험 결과 초전도 안테나가 구리 안테나보다 효율이 높은 것을 확인할 수 있다. 초전도 안테나의 경우 임계온도에서 0저항 특성을 가지기 때문에 안테나 자체에서 발생하는 손실을 최소화할 수 있다. 또한, 전류의 손실이 없기 때문에 안테나에서 발생하는 자기장의 세기 또한 강하다.

그림 4-4는 구리 안테나와 초전도 안테나에서 발생하는 자계의 세기를 나타낸 그림이다. 구리 송신 안테나에서 발생하는 자계의 세기는 약 3.6 A/m이고, 초전도 안테나에서 발생하는 자계의 세기는 약 5 A/m이다. 동일한 조건일 때, 초전도 송신 안테나에서 발생하는 자계의 세기가 큰 것을 확인할 수 있다.

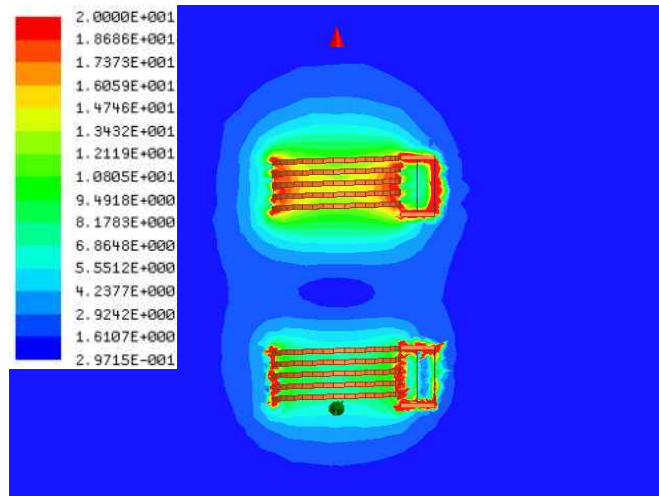


(a) S_{11}

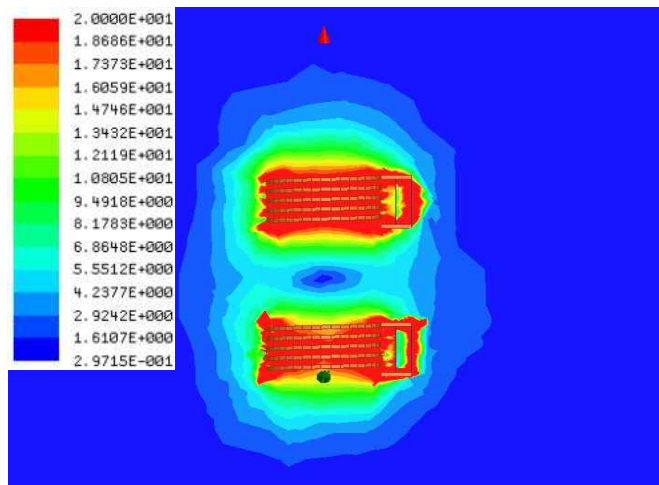


(b) S_{21}

Fig. 4-3 S-parameters of the superconducting antenna



(a) Copper antenna



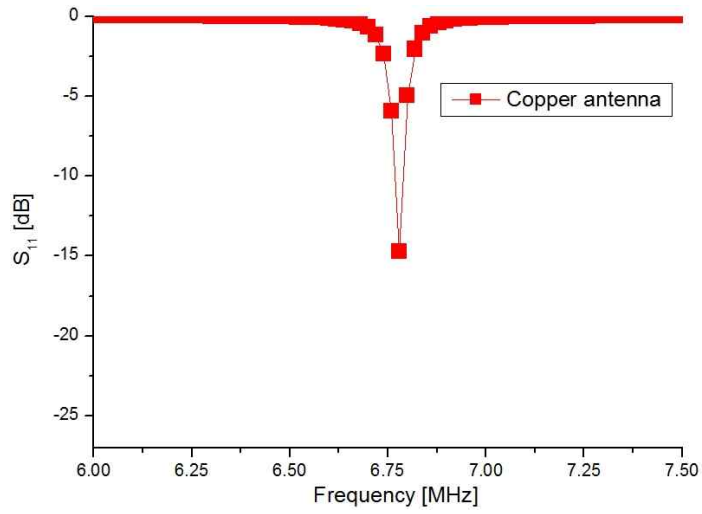
(b) Superconducting antenna

Fig. 4-4 WPT H-fields using HFSS

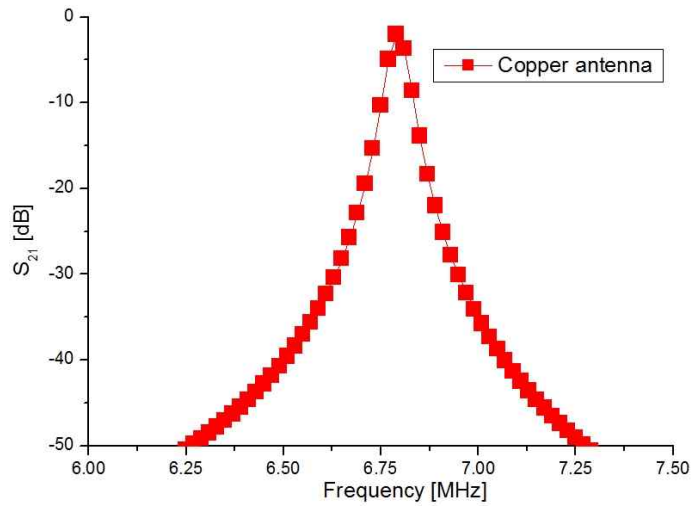
B. 실험

1. S-parameter 분석

그림 4-5는 network analyzer를 이용하여 실제 제작한 안테나의 S-parameter를 측정된 그래프이다. 그림 4-5(a)는 구리 재질을 적용한 송신 안테나의 반사손실을 나타내는 그래프이다. 송신 안테나의 반사 손실은 약 -14.73 dB이다. 이를 반사계수로 변환하면 약 5.451이며, VSWR은 약 1.449인 것을 확인할 수 있다. 송신 코일의 효율은 약 97%인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-5(b)는 구리 재질을 적용한 송·수신 안테나의 S_{21} 그래프이다. S_{21} 은 약 -2.05 dB이며, 효율로 변환하였을 때 약 90%의 효율인 것을 확인할 수 있다.



(a) S_{11}



(b) S_{21}

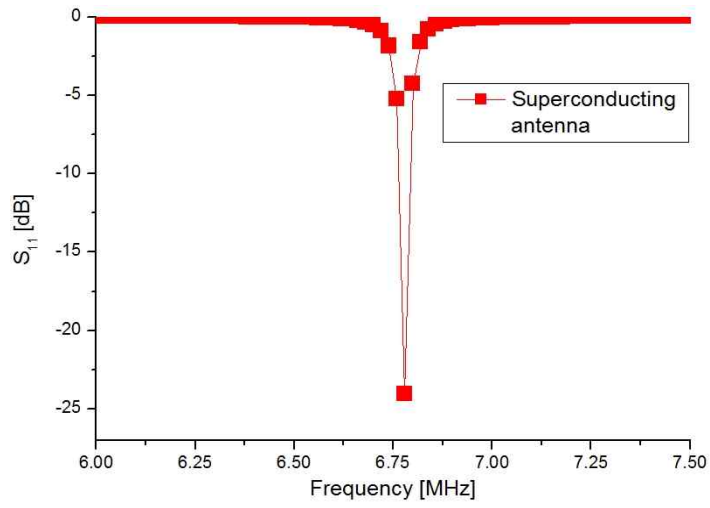
Fig. 4-5 S-parameters of the copper antenna

그림 4-6은 초전도 안테나의 S-parameter이다. 그림 4-6(a)는 초전도 송신 안테나의 반사손실을 나타내는 그래프이다. 송신 안테나의 반사손실은 약 -24.06 dB이다. 송신 안테나의 반사손실을 반사계수와 VWSR로 변환하였을 때, 각각 15.959, 1.134인 것을 확인할 수 있다. 표 4-1을 통해 송신 안테나의 효율을 계산해본 결과 약 99.8%의 송신 효율을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-6(b)는 초전도 무선전력전송시스템의 S_{21} 을 나타내는 그래프이다. 초전도 무선전력전송시스템의 S_{21} 은 약 -1.28 dB이다. 이를 효율로 산출하면 약 97%의 효율인 것을 확인할 수 있다. 무선전력전송시스템에 초전도 안테나를 적용하였을 때, 일반 구리 안테나보다 약 10%의 효율을 향상 시킬 수 있다.

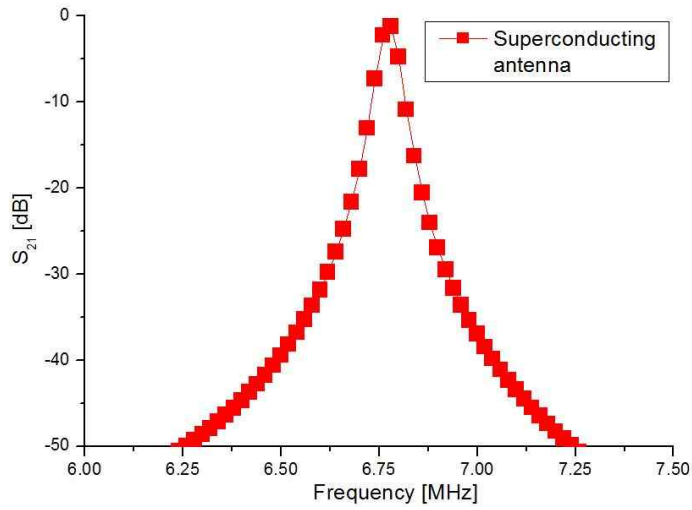
표 4-2는 구리 안테나와 초전도 안테나의 저항과 Q-factor이다. 초전도 안테나와 구리 안테나의 저항은 RLC meter를 이용하여 측정하였으며, 식 (2.6)을 이용하여 Q-factor를 산출하였다. 초전도 안테나의 경우 임계온도를 위해 액체질소에 보관되어진다. 이때, 외부회로와의 연결을 위해 리드선이 반드시 필요하다. 리드선 유무에 따른 저항값의 변화가 발생할 수 있기 때문에 구리 안테나의 경우 리드선 유·무에 따른 저항값을 각각 측정하였다. 리드선의 접촉저항으로 인해 약 0.02 Ω의 저항이 발생하였다. 하지만 구리 안테나보다 낮은 저항을 갖기 때문에 초전도 안테나가 저장할 수 있는 에너지량이 많은 것을 확인할 수 있다.

Table 4-2 Q-factor & Resistance of the antenna

Parameter	Superconducting antenna	Copper antenna
Resistance without lead wire [Ω]	-	0.18
Resistance with lead wire [Ω]	0.03	0.20
Q-factor	12773.52	1916.02



(a) S_{11}

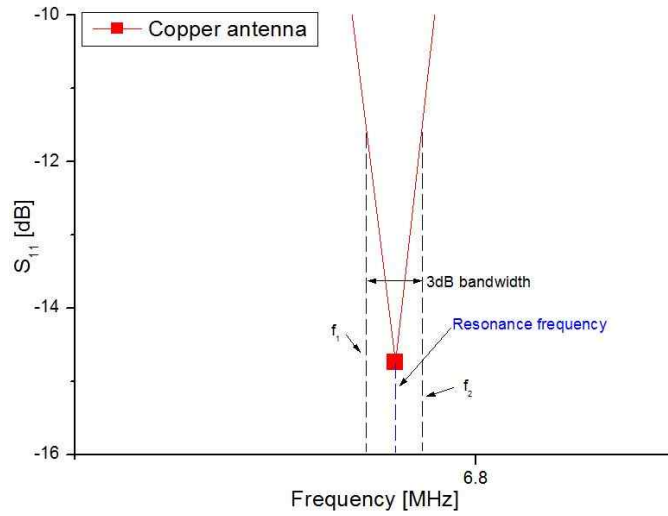


(b) S_{21}

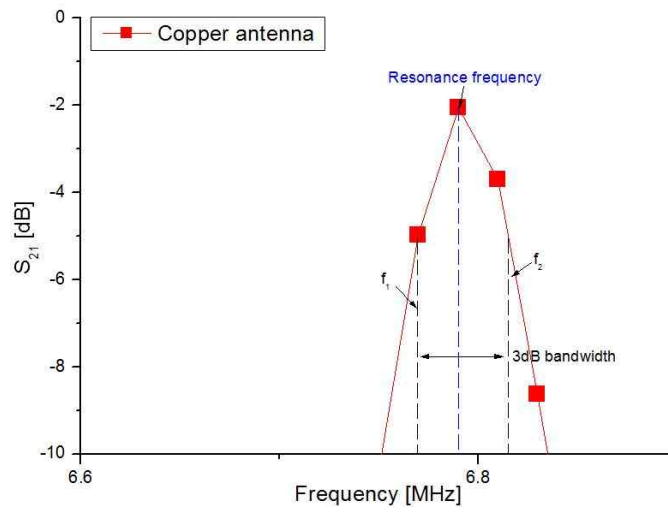
Fig. 4-6 S-parameters of the superconducting antenna

그림 4-7과 4-8은 각각 구리 안테나와 초전도 안테나의 3 dB Q-factor를 나타내는 그림이다. 3 dB Q-factor는 식 (2.7)를 통해 산출하였으며, 구리 안테나와 초전도 안테나의 S-parameter 그래프를 활용하였다. 그림 4-7(a)는 구리 안테나의 S_{11} 그래프를 3 dB 대역폭으로 나눈 그림이다. 공진 주파수는 6.78 MHz이며, 공진 주파수를 중심으로 양쪽에 각각 3dB 대역폭으로 나뉘었을 때의 주파수 f_1 과 f_2 는 각각 6.77 MHz와 6.79 MHz이다. 이를 식 (2.7)를 이용하여 Q-factor를 산출하면 약 339인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-7(b)는 구리 안테나의 S_{21} 그래프를 3 dB 대역폭으로 나눈 그림이다. 주파수 f_1 과 f_2 는 각각 6.76 MHz와 6.81 MHz이며, Q-factor는 약 135.6인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-8(a)는 초전도 안테나의 S_{11} 그래프를 3dB 대역폭으로 나눈 그래프이다. 이때 f_1 과 f_2 는 각각 6.77 MHz와 6.78 MHz이며, Q-factor는 678인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-8(b)는 초전도 안테나의 S_{21} 그래프를 3dB 대역폭으로 나타낸 그림이다. f_1 과 f_2 는 각각 6.75, 6.79 MHz이며, Q-factor는 약 169.5인 것을 확인할 수 있다. 구리 안테나와 초전도 안테나의 3 dB Q-factor를 비교했을 때, 초전도 안테나가 구리 안테나보다 각각 340, 34 높았다. 이는 초전도 안테나가 구리 안테나보다 주파수 선택 특성이 우수하며, 특정 주파수에서의 송·수신이 상태가 원활한 것을 의미한다.

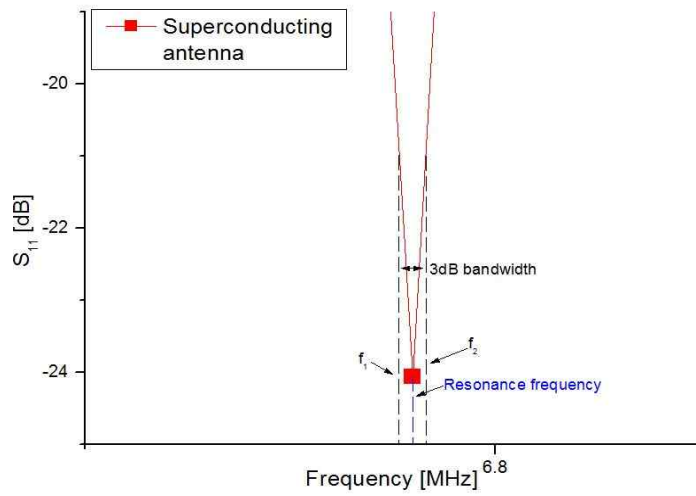


(a) S_{11}

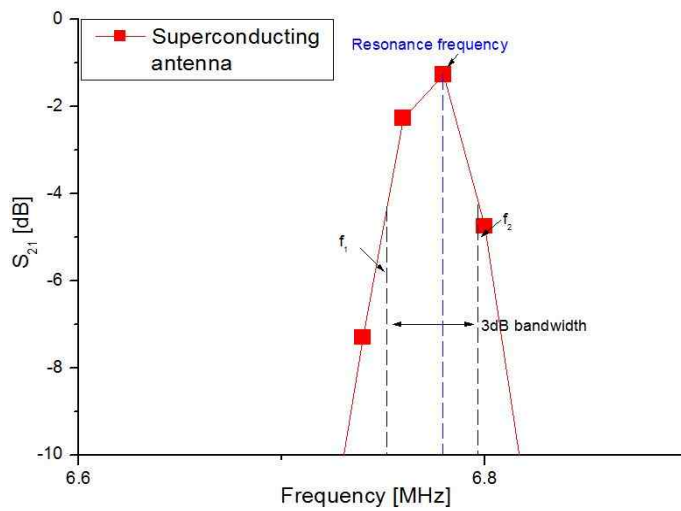


(b) S_{21}

Fig. 4-7 3 dB curve of the copper antenna



(a) S_{11}



(b) S_{21}

Fig. 4-8 3 dB curve of the superconducting antenna

2. 전력 실험

그림 4-9는 실험 장비를 이용하여 무선전력전송시스템에 실제 전력을 인가한 그림이다. Function generator를 이용하여 6.78 MHz의 교류 주파수를 인가하였으며, Amplifier를 이용하여 교류 신호를 증폭시켰다. 이때, 인가된 전력은 약 50 W(실효값)이다.

그림 4-10은 구리 안테나에 실제 전력을 인가하였을 때, 송·수신 안테나에 발생하는 전압, 전류 그래프이다. 그림 4-10(a)는 구리 안테나에 발생하는 전압 그래프이다. 송신 안테나에 인가된 최대 전압은 약 35 V이다. 이때, 수신 안테나에 발생하는 최대 전압은 약 21 V인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-10(b)는 구리 안테나에 발생하는 전류 그래프이다. 송신 안테나에 발생하는 최대 전류는 약 2.8 A이며, 수신 안테나에 발생하는 최대 전류는 약 1.8 A이다. 식 (3.20)에 실제 파라미터를 대입하였을 때, 수신 안테나에 발생하는 전류의 크기는 약 2.07 A이다. 이론적 데이터와 실제 데이터가 크게 다르지 않는 것을 확인할 수 있다. 또한, 구리 안테나에 인가된 최대 전력은 약 98 W이며 수신 안테나에 발생된 최대 전력값은 약 37.8 W인 것을 확인할 수 있다.

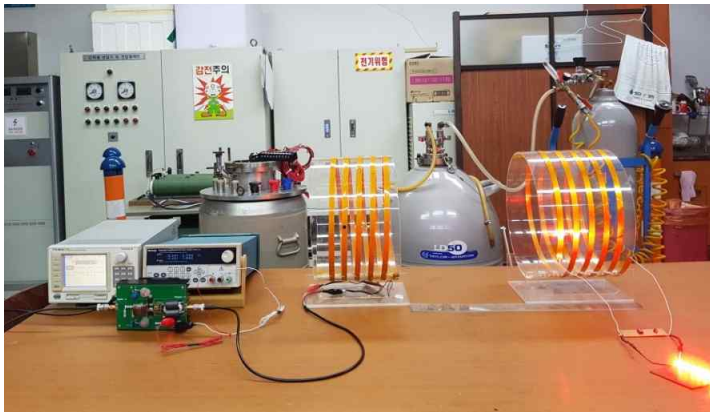
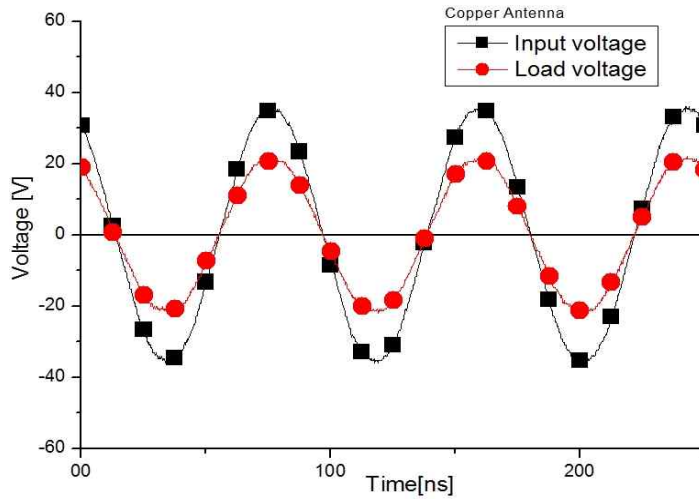
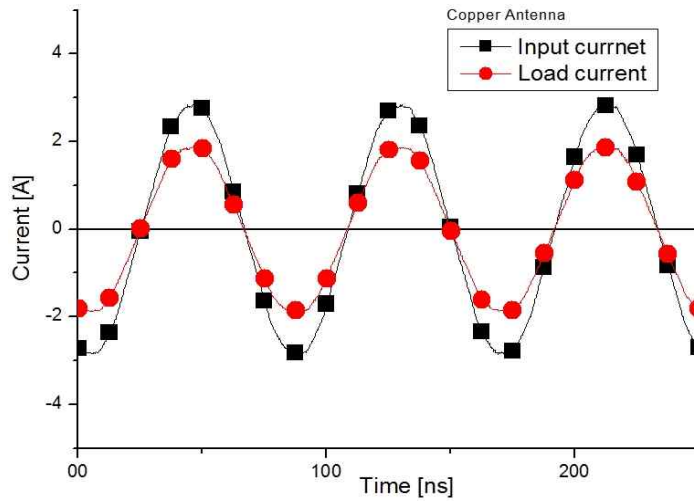


Fig. 4-9 Experimental of the WPT



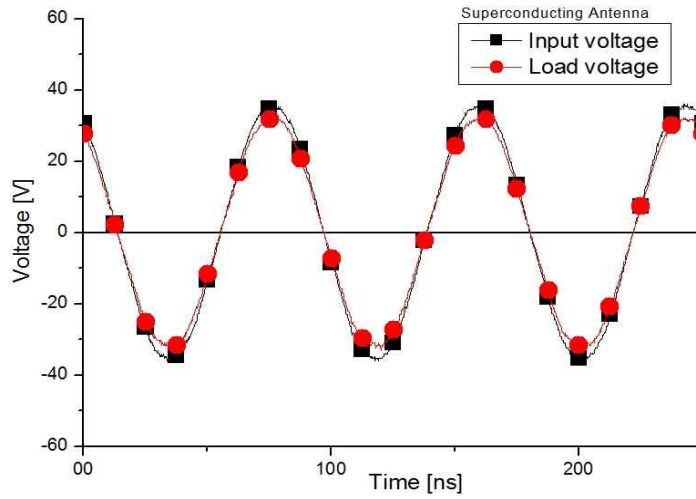
(a) Voltage



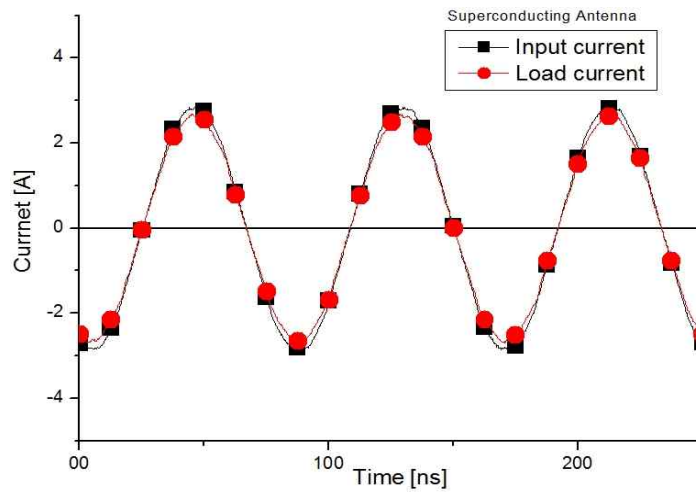
(b) Current

Fig. 4-10 Measured values of the copper antenna

그림 4-11은 YBCO 초전도 헬리컬 안테나에 실제 전력을 인가하였을 때, 송·수신 안테나에 발생하는 전압, 전류 그래프이다. 구리 안테나와 동일하게 function generator와 amplifier를 이용하여 약 50 W의 전력을 초전도 안테나에 인가하였다. 그림 4-11(a)는 초전도 안테나에 인가된 전압 그래프이다. 초전도 송신 안테나에 인가된 최대 전압은 약 35 V이다. 이때, 초전도 수신 안테나에 발생한 전압은 약 32 V인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-11(b)는 초전도 안테나에 발생한 전류를 나타내는 그래프이다. 초전도 송신 안테나에 인가된 전류는 약 2.8 A이다. 무선전력전송을 통해 초전도 수신 안테나에 인가된 전류는 약 2.6 A인 것을 확인할 수 있다. 초전도 송신 안테나에 인가된 최대 전력은 약 98 W이다. 이때, 수신 안테나에 전력전송 된 최대 전력의 값은 약 83.2 W인 것을 확인할 수 있다. 실험을 통해, 초전도 안테나를 사용하였을 때, 일반 구리 안테나보다 높은 효율의 무선전력전송이 가능한 것을 확인할 수 있다.



(a) Voltage



(b) Current

Fig. 4-11 Measured value of the superconducting antenna

C. 가변 커패시터

1. 시뮬레이션

초전도 무선전력전송시스템에 가변 커패시터를 적용하였을 때, 초전도 무선전력전송시스템의 동작 특성을 분석하기 위해 HFSS를 이용한 시뮬레이션과 실제 실험을 병행하여 진행하였다. 이때, 가변 커패시터 적용 유·무에 따른 공진 주파수의 변화를 S-parameter를 통해 분석하였다.

그림 4-12는 HFSS를 이용하여 설계한 가변 커패시터 적용 무선전력전송 시스템이다. 그림 4-13은 가변 커패시터를 적용한 초전도 송·수신 안테나 거리가 30 cm일 때, S-parameter이다. 초전도 송·수신 안테나에 일반 커패시터를 적용하였을 때, S-parameter 그래프와 비교하였다. 그림 4-13(a)는 가변 커패시터 유·무에 따른 S_{11} 그래프이다. -24.06 dB로 일반 커패시터를 적용하였을 때와 차이가 없었다. 그림 4-13(b)는 가변 커패시터 유·무에 따른 S_{21} 그래프이다. S_{11} 과 마찬가지로 일반 커패시터를 적용하였을 때와 동일한 -1.28 dB 그래프를 확인할 수 있었다.

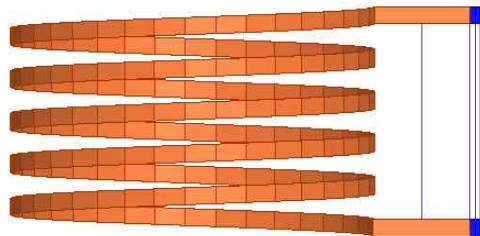
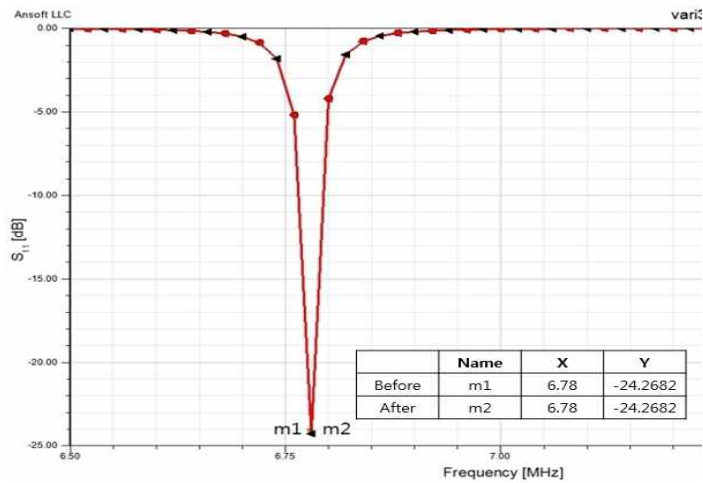
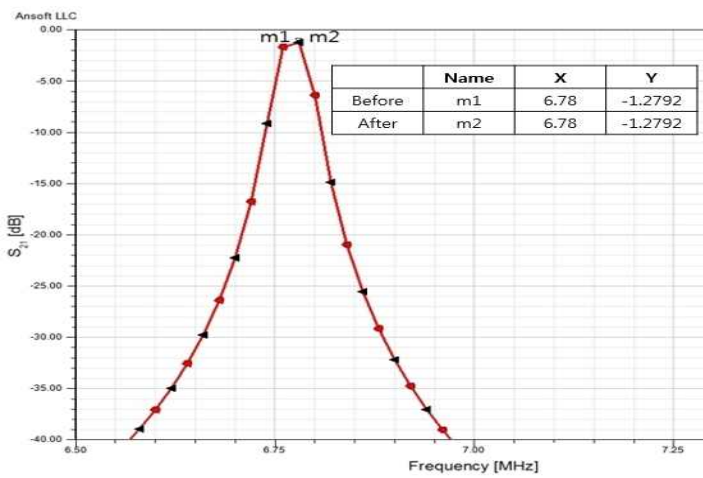


Fig. 4-12 The variable capacitors in HFSS



(a) S_{11}

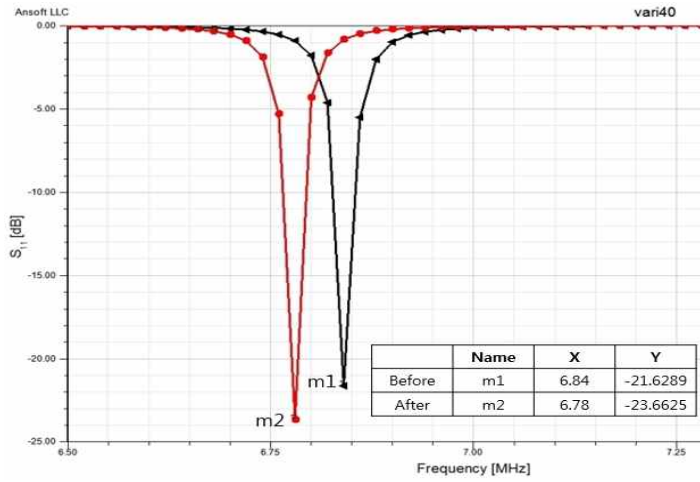


(b) S_{21}

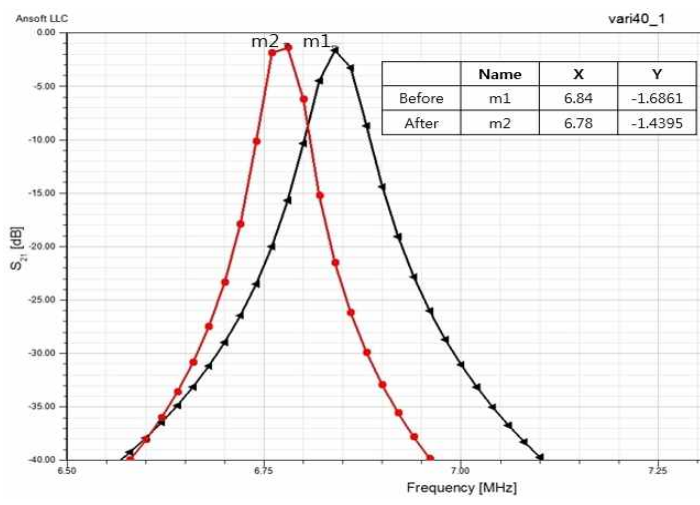
Fig. 4-13 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=30 cm)

그림 4-14는 송·수신 안테나 거리가 40 cm일 때, 가변 커패시터와 일반 커패시터 비교 그래프이다. 그림 4-14(a)는 일반 커패시터와 가변 커패시터 적용에 따른 S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 6.84 MHz에서 공진 되었다. 이때, S_{11} 값은 약 -21.63 dB이다. 동일한 거리에서 가변 커패시터를 적용하면 6.78 MHz로 공진주파수가 이동하는 것을 확인할 수 있다. S_{11} 은 -23.66 dB이다. 가변 커패시터를 적용하였을 때, 송·수신 안테나가 6.78 MHz에서 공진 될 뿐만 아니라 임피던스 정합이 되면서 S_{11} 의 dB값도 증가하였다. 그림 4-14(b)는 가변 커패시터와 일반 커패시터의 S_{21} 비교 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 안테나 거리 40 cm에서 6.84 MHz에서 공진되는 것을 확인할 수 있다. 이때, S_{21} 은 약 -1.69 dB이다. 주파수가 이동한 만큼 커패시터를 가변하여 6.78 MHz에서 공진할 수 있도록 하였다. S_{21} 은 약 -1.44 dB이며, S_{11} 과 마찬가지로 두 안테나 사이의 임피던스 정합으로 인하여 S_{21} 값이 증가하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4-15는 초전도 송·수신 안테나의 거리가 50cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter 그래프이다. 그림 4-15(a)는 초전도 송·수신 안테나의 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter의 S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 공진 주파수는 6.9 MHz이다. 송·수신 안테나 사이의 거리가 멀어짐에 따라 상호인덕턴스 값이 줄었기 때문에 공진주파수의 변화하였다. 공진주파수 6.9 MHz에서 S_{11} 은 약 -18.21 dB이다. 반면, 가변 커패시터를 적용하였을 때, 거리 50 cm에서 공진 주파수는 6.78 MHz이며, -20.95 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-15(b)는 동일한 조건에서 S_{21} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 공진 주파수는 6.9 MHz이며, 약 -2.11 dB이다. 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz에 공진 주파수를 이동시켰을 때, S_{21} 은 약 -1.59 dB인 것을 확인할 수 있다.

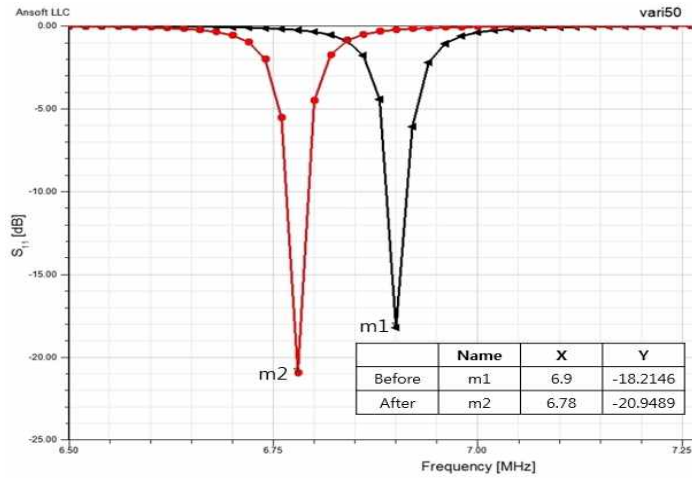


(a) S_{11}

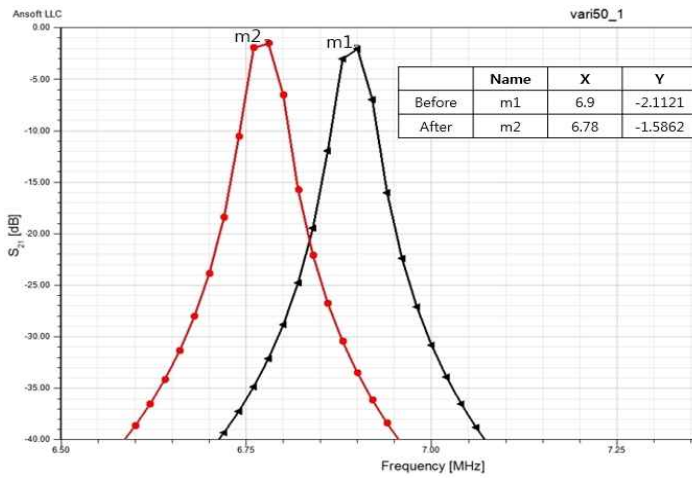


(b) S_{21}

Fig. 4-14 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=40 cm)



(a) S_{11}

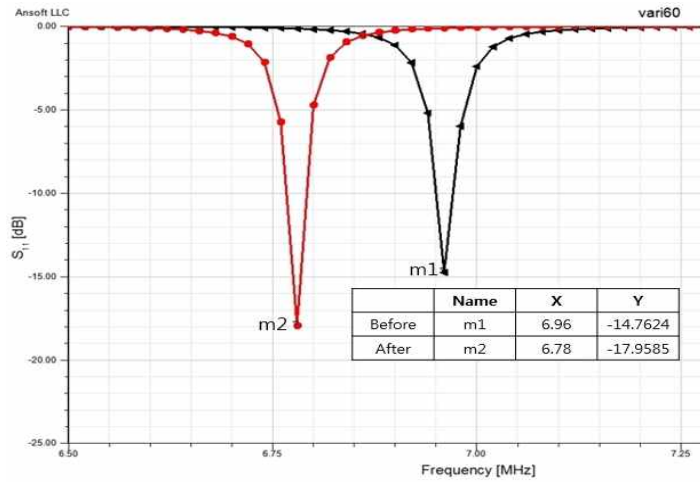


(b) S_{21}

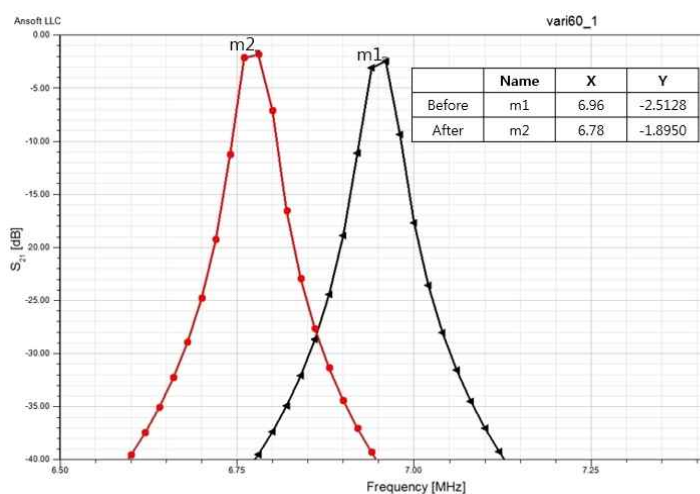
Fig. 4-15 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=50 cm)

그림 4-16은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 60 cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter이다. 그림 4-16(a)는 초전도 송·수신 안테나의 가변 커패시터 적용 유·무에 따른 S-parameter S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터일 때, 송·수신 안테나는 6.96 MHz에서 공진되었으며, 약 -14.76 dB로 반사계수가 매우 낮은 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 적용하여 공진점을 6.78 MHz이동시켰을 때, S_{11} 은 약 -17.96 dB이다. 그림 4-16(b)는 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter S_{21} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 6.96 MHz에서 약 -2.51 dB인 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz로 공진주파수를 이동시켰을 때, S_{21} 은 약 -1.9 dB이다.

초전도 송·수신 안테나의 거리가 증가함에 따라 상호인덕턴스 영향으로 인해 공진 주파수가 변화되는 것을 확인할 수 있다. 또한 가변 커패시터를 이용할 경우, 송·수신 안테나 사이의 거리가 증가하더라도, 6.78 MHz의 공진주파수가 유지되고 있었다. 더불어 가변커패시터의 적용을 통해 송·수신 안테나의 임피던스 정합을 유지시켜 S_{11} 과 S_{21} 값이 증가하고 있음도 확인할 수 있었다.



(a) S_{11}

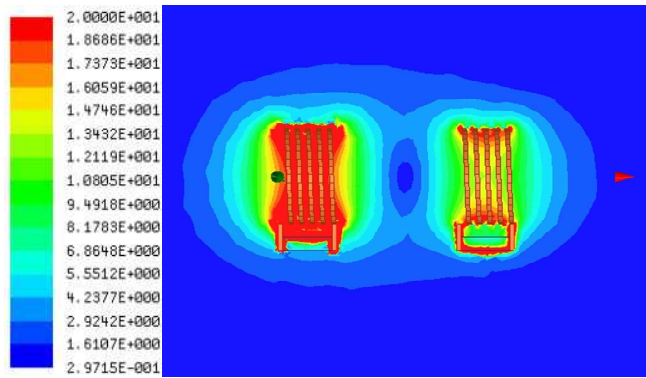


(b) S_{21}

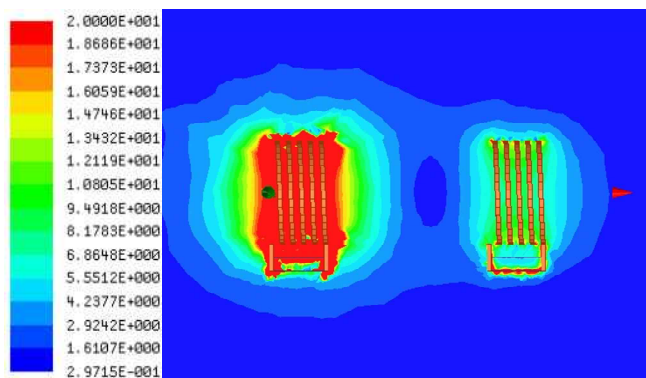
Fig. 4-16 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=60 cm)

그림 4-17은 초전도 무선전력전송시스템의 송·수신 안테나의 거리가 증가할 때, 자계의 세기 변화를 나타낸 그림이다. 이때, 커패시터는 일반 커패시터를 적용하였다. 그림 4-17(a)는 송·수신 안테나의 거리가 40 cm일 때 자계이다. 송신 안테나에 발생한 자계의 크기는 약 5 A/m이며, 수신 안테나에 발생한 자계의 크기는 약 3.33 A/m이다. 그림 4-17(b)는 송·수신 안테나의 거리가 50 cm일 때, 자계 특성 그래프이다. 송신 안테나에서 발생하는 자계의 크기는 약 5 A/m로 동일하며, 수신 안테나에 발생하는 자계의 크기는 약 2.33 A/m인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-17(c)는 거리가 60 cm일 때, 자계 특성 그래프이다. 이때 수신 안테나 측에 발생한 자계의 크기는 1 A/m이다. 실험결과 거리가 증가할수록 수신 안테나 측에 발생하는 자계의 크기가 크게 감소하는 것을 확인할 수 있다.

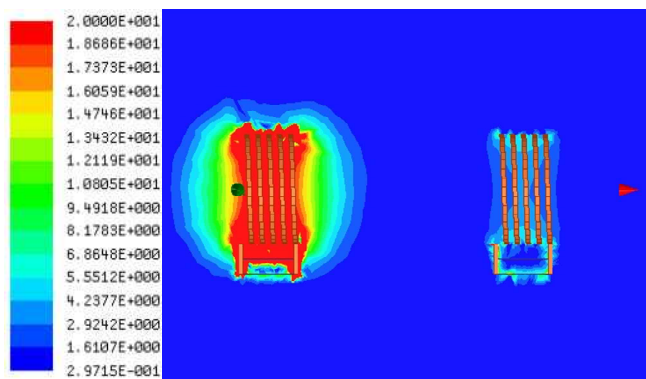
그림 4-18은 초전도 무선전력전송시스템에 가변 커패시터를 적용하였을 때 자계 특성이다. 그림 4-18(a)는 송·수신 안테나의 거리가 40 cm일 때, 자계 특성이다. 송신 안테나에서 발생하는 자계의 크기 5 A/m이며, 수신 안테나에 발생하는 자계의 크기는 약 4.33 A/m이다. 그림 4-18(b)는 송·수신 안테나의 거리가 50 cm일 때, 자계 특성이다. 수신 안테나에 발생하는 자계의 크기는 약 3.33 A/m인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-18(c)는 송·수신 안테나의 거리가 60 cm일 때, 자계 그래프이다. 이때, 수신 안테나 측에 발생하는 자계의 크기는 약 2 A/m이다. 실험 결과 가변 커패시터 유·무에 따른 수신 안테나에 발생하는 자계의 크기가 서로 다른 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 적용하였을 때, 수신 안테나 측에 발생하는 자계의 크기가 약 1 A/m 큰 것을 확인할 수 있다. 이는 가변 커패시터로 인해 송·수신 안테나의 임피던스 매칭이 적절히 이루어지면서 자계의 세기에도 영향을 끼친 것으로 판단된다.



(a) 40 cm

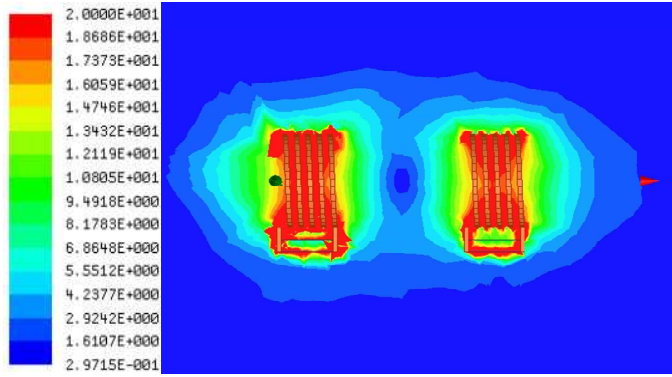


(b) 50 cm

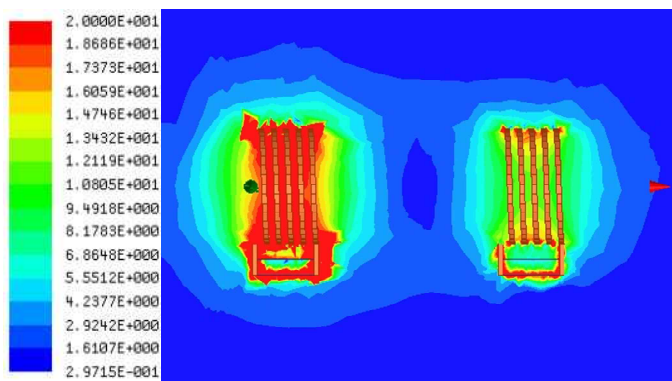


(c) 60 cm

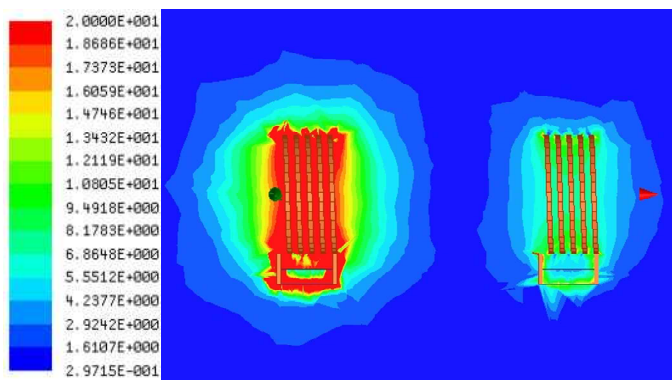
Fig. 4-17 WPT H-fields using the normal capacitor



(a) 40 cm



(b) 50 cm



(c) 60 cm

Fig. 4-18 WPT H-fields using the variable capacitor

2. S-Parameter 분석

그림 4-19는 실제 실험을 위해 제작한 가변 커패시터이다. 커패시터는 병렬로 연결하였으며, 스위치를 이용하여 가변한다. 초전도 송·수신 안테나에 제작된 가변커패시터를 직렬로 연결하였고, 이를 network analyzer를 이용해 S-parameter를 측정하였다.

그림 4-20은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter이다. 가변 커패시터 값은 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때를 기준으로 제작되었기 때문에 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter 변화가 없었다.

그림 4-21은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 40 cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter 그래프이다. 그림 4-21(a)는 S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 송·수신 안테나의 거리가 40 cm에서 공진 주파수가 6.84 MHz에서 공진 되는 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 적용하여 6.78 MHz에서 공진되었으며, 가변 커패시터 적용 전·후에 따른 S_{11} 은 각각 -20.95, -23.1 dB 이다. 그림 4-21(b)는 가변 커패시터 적용 유·무에 따른 S_{21} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때 상호인덕턴스의 영향에 의해 공진 주파수는 6.84 MHz에서 공진되었으며, 약 -1.84 dB인 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz에서 공진될 수 있도록 하였으며, 이때, S_{21} 은 약 -1.47 dB였다.

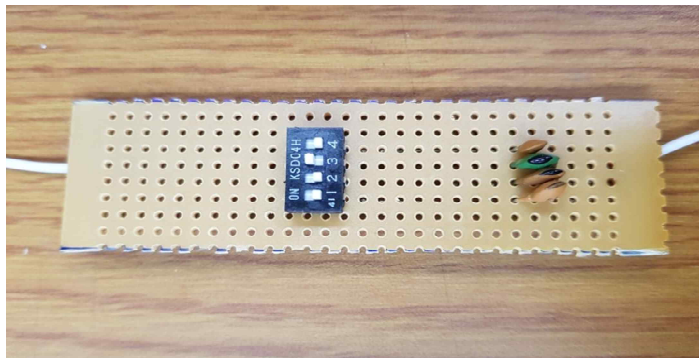
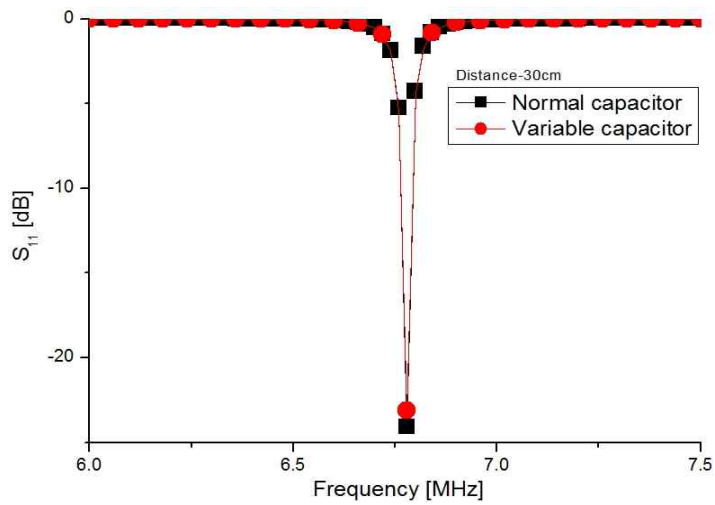
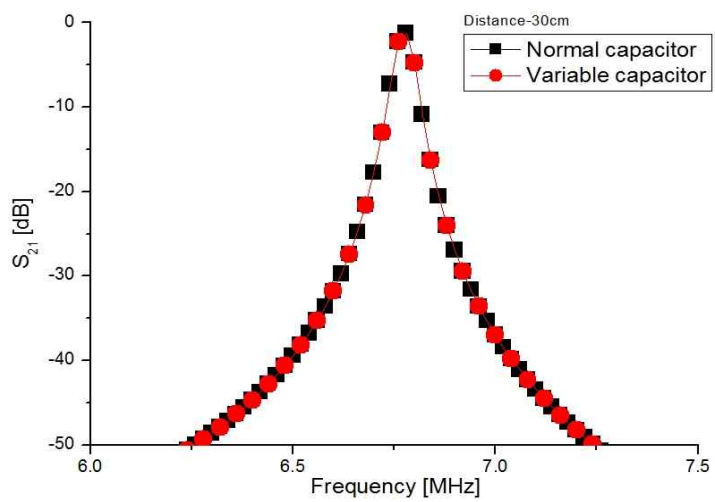


Fig. 4-19 Manufactured variable capacitors

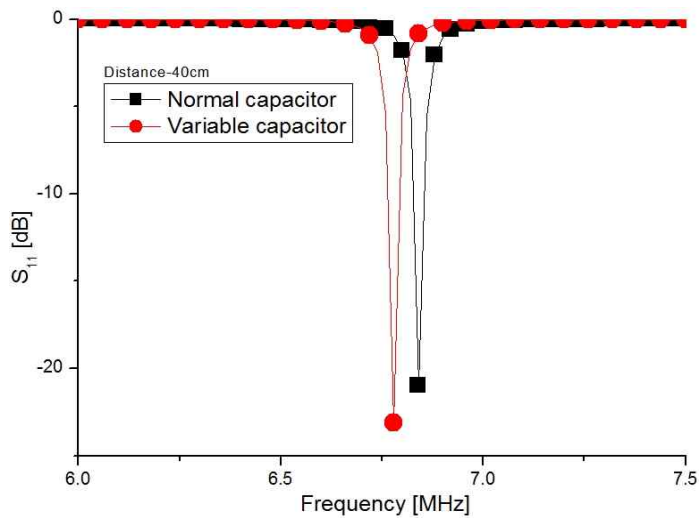


(a) S_{11}

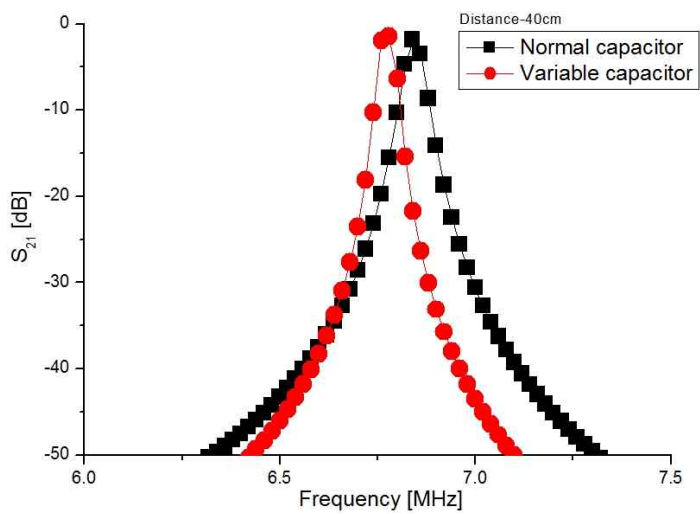


(b) S_{21}

Fig. 4-20 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=30 cm)



(a) S_{11}

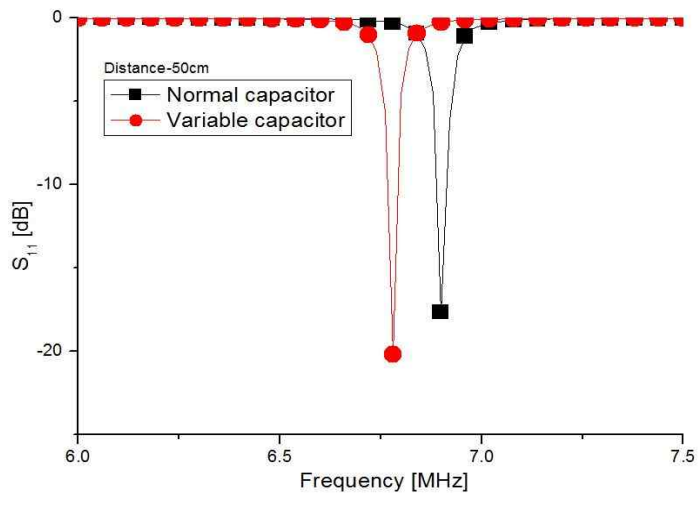


(b) S_{21}

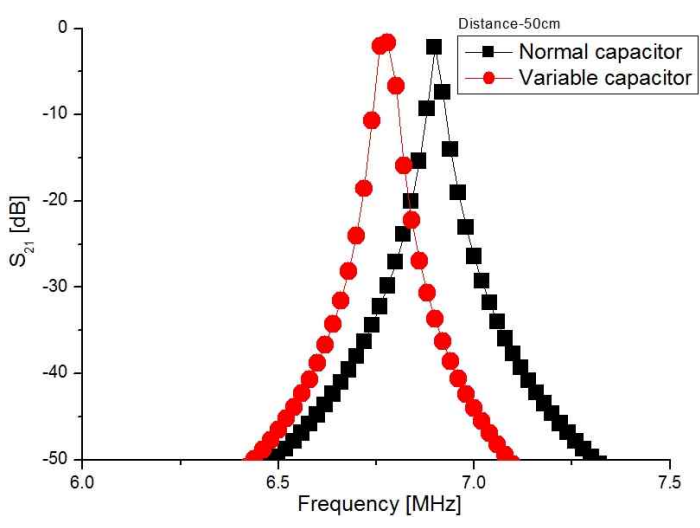
Fig. 4-21 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=40 cm)

그림 4-22는 초전도 송·수신 안테나의 거리가 50 cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter 특성을 나타낸 것이며 그림 4-22(a)는 가변 커패시터 유·무에 따른 S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터 적용시, 송·수신 안테나의 거리 50 cm에서 6.9 MHz에서 공진 되는 것을 확인할 수 있었으며, S_{11} 은 약 -17.66 dB였다. 가변 커패시터를 이용하였을 때, 송·수신 안테나가 50 cm의 거리에서도 6.78 MHz에서 공진 되었으며, 이때 S_{11} 은 약 -20.18 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-22(b)는 가변 커패시터 유·무에 따른 송·수신 안테나의 S_{21} 그래프이다. 일반 커패시터 적용시, 50 cm의 거리에서 6.9 MHz에 공진되는 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 통하여 6.78 MHz로 공진점을 이동시킬 수 있었으며, 일반 커패시터와 가변 커패시터의 S_{21} 은 각각 -2.2와 -1.62 dB이다.

그림 4-23은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 60 cm일 때, 가변 커패시터 유·무에 따른 S-parameter 그래프이며 그림 4-23(a)는 가변 커패시터 유·무에 따른 초전도 송·수신 안테나의 S_{11} 그래프이다. 일반 커패시터를 적용하였을 때, 60 cm 거리에서 S_{11} 값은 약 -13.25 dB이다. 이때, 공진 주파수는 6.94 MHz이다. 그림 4-23(b)는 송·수신 안테나의 거리가 60 cm일 때, 가변 커패시터 적용 전·후의 S_{21} 그래프이다. 일반 커패시터에서는 6.94 MHz에서 공진되었으며, 약 -2.59 dB를 보였다. 하지만 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz에 공진되었을 때 S_{21} 은 약 -2.03 dB인 것을 확인할 수 있다. 실험을 통해서 초전도 송·수신 안테나의 거리가 변할 때, 가변 커패시터를 이용하여 공진 주파수를 6.78 MHz로 고정할 수 있다. 뿐만 아니라 상호인덕턴스 변화에 따른 커패시턴스 값을 보상함으로써, 송·수신 안테나의 임피던스 정합을 유지할 수 있었고, 이를 통해 송·수신 안테나의 S_{11} 과 S_{21} 값이 일반 커패시터를 적용하였을 때보다 증가하는 것을 확인할 수 있다.

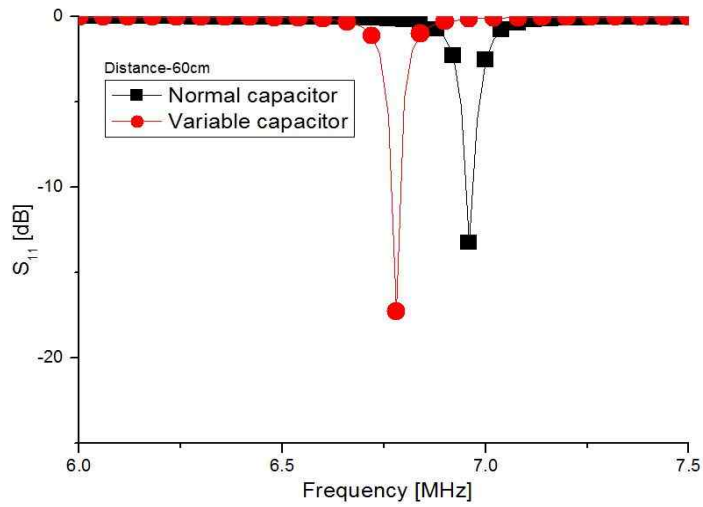


(a) S₁₁

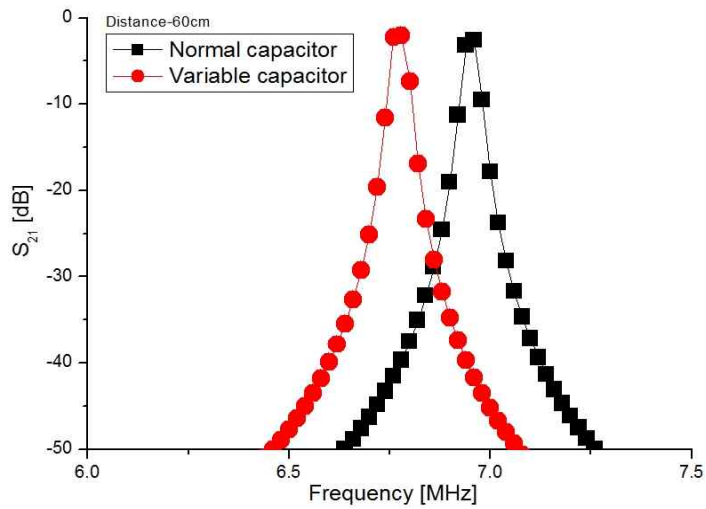


(b) S₂₁

Fig. 4-22 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=50 cm)



(a) S_{11}



(b) S_{21}

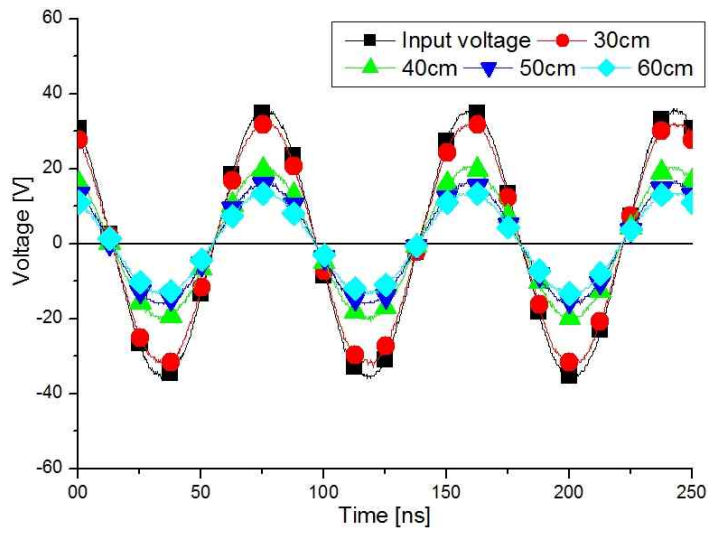
Fig. 4-23 S-parameters applying the normal and variable capacitor (distance=60 cm)

3. 전력실험

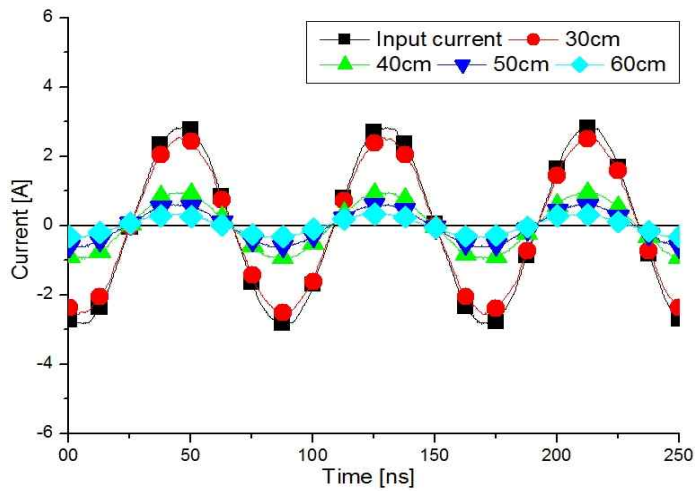
초전도 송·수신 안테나의 거리 증가 시, 가변 커패시터 적용 유·무에 따른 효율 변화를 전력측정 실험을 통해 확인하였다.

그림 4-24는 일반 커패시터를 적용하였을 때, 초전도 송·수신 안테나의 거리 증가에 따른 전압, 전류 측정 그래프이다. 그림 4-24(a)는 전압 그래프로써, 인가 전압은 약 35 V였다. 이때, 초전도 송·수신 안테나의 간격을 30 cm에서부터 10 cm씩 증가시켰을 때, 수신 안테나의 전압을 측정하였다. 거리 30 cm에서는 약 32 V의 수신 전압이 발생하였다. 이후 40, 50, 60 cm로 안테나 사이의 거리를 증가시켰을 때, 수신 안테나에 발생하는 전압의 크기는 각각 19.9, 16.3, 13.4 V인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-24(b)는 일반 커패시터를 적용하였을 때, 송·수신 안테나 거리에 따른 전류 그래프이다. 인가된 전류의 크기는 약 2.8 A이다. 거리가 30 cm에서 60 cm까지 10 cm씩 증가할 때, 전류의 크기는 각각 2.6, 0.95, 0.59, 0.3 A이다. 송·수신 안테나의 거리가 30 cm일 때, 6.78 MHz에서 공진되기 때문에 최대 무선전력전송이 가능하다. 그러나 거리가 증가함에 따라, 공진주파수가 변화하고, 6.78 MHz의 교류파형과 임피던스 매칭이 되지 않기 때문에 효율이 급감하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4-25는 가변 커패시터를 적용하였을 때, 초전도 송·수신 안테나의 거리 증가에 따른 전압, 전류 측정 그래프이다. 그림 4-25(a)는 전압 그래프로써, 송신 안테나에 인가된 전압은 35 V였다. 송·수신 안테나의 거리가 30 cm에서부터 60 cm까지 10 cm씩 증가할 때, 수신 안테나에 측정된 전압의 크기는 각각 32, 31.5, 29.3, 26.6 V이다. 그림 4-25(b)는 전류 그래프로써, 송신 안테나에 인가된 전류의 크기는 2.8 A이다. 안테나의 거리가 30~60 cm에서 10 cm씩 증가할 때, 수신 안테나에 측정된 전류의 크기는 각각 2.6, 2.3, 2, 1.7 A인 것을 확인할 수 있다. 송·수신 안테나에 가변 커패시터를 이용하게 되면 거리가 증가하면서 발생하는 상호인덕턴스를 커패시턴스를 통해 보완하고 공진 주파수를 6.78 MHz로 유지할 수 있다. 따라서 6.78 MHz로 인가되는 교류 파형과 임피던스 정합이 이루어지면서 최대 무선전력전송이 가능하였다.

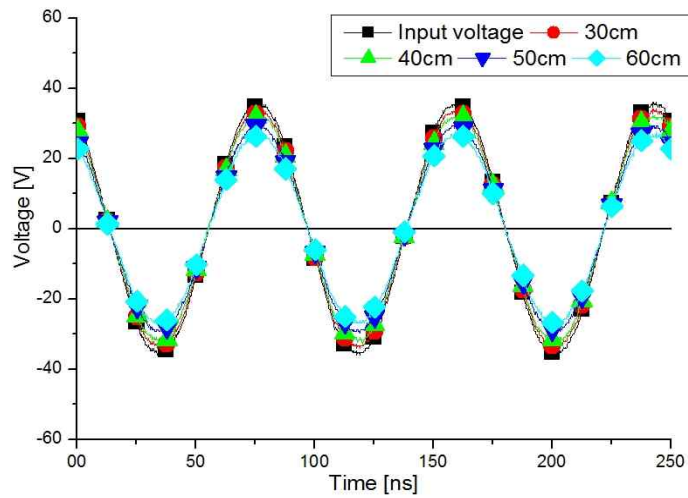


(a) Voltage

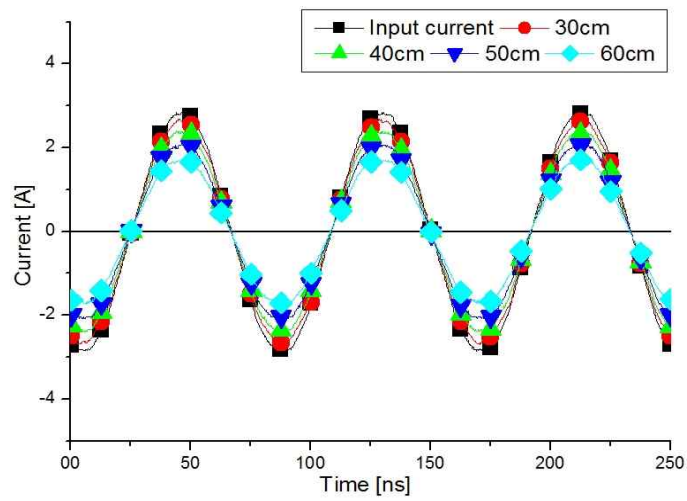


(b) Current

Fig. 4-24 Measured results using the normal capacitor



(a) Voltage



(b) Current

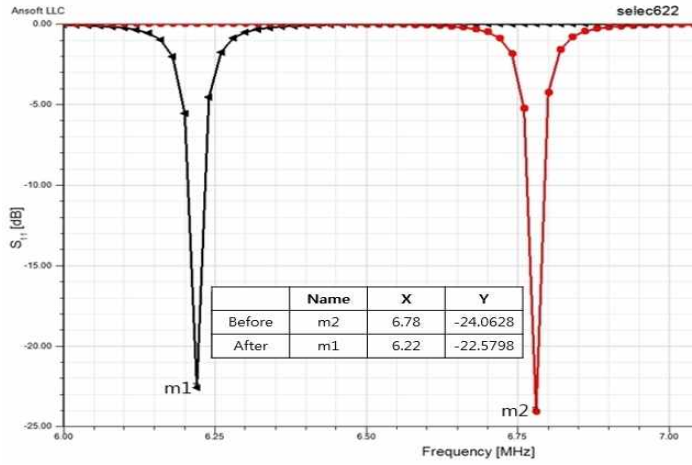
Fig. 4-25 Measured results using the variable capacitor

4. 주파수 선택 실험

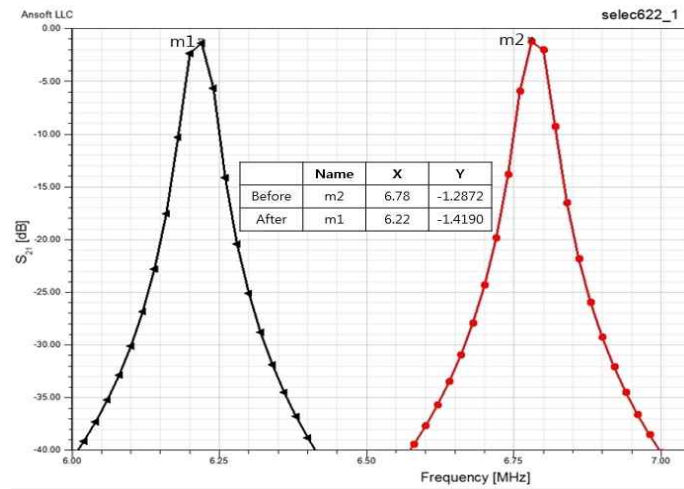
일반적인 무선전력전송시스템은 송·수신 안테나가 1:1 동작을 수행한다. 따라서 동일한 주파수로 제작된 다중 수신 안테나가 존재하게 될 경우 전력 분산으로 인해 효율이 급감하게 된다. 본 논문에서는 다중기기가 존재할 경우 효율이 급감할 수 있기 때문에, 가변 커패시터를 이용하여 다중기기가 서로 다른 공진주파수를 가질 수 있도록 하였다. 가변 커패시터를 송·수신 안테나 양쪽에 모두 적용하여 공진주파수 식 (2.3)에 새로운 커패시턴스 값을 적용한다면 기존의 공진주파수 6.78 MHz가 아닌 새로운 공진 주파수에서 송·수신 안테나가 공진할 수 있다.

그림 4-26은 초전도 송·수신 안테나의 커패시턴스 값을 가변 하였을 때, 나타나는 공진 주파수 특성 그래프이다. 이때, 송·수신 안테나의 거리는 30 cm이다. 기존의 커패시턴스 값인 62.3 pF에서 9.8 pF를 가변하여 6.22 MHz에서 공진할 수 있도록 하였다. 그 결과, 6.22 MHz에서 공진주파수 특성을 나타내었으며, 이때, S_{11} 과 S_{21} 은 각각 -22.57과 -1.42 dB 인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-27은 초전도 송·수신 안테나에 적용된 가변 커패시터를 이용하여 5.84 MHz에 공진되었을 때, S-parameter 그래프이다. 이때, S_{11} 과 S_{21} 의 값은 각각 -21.31과 -1.47 dB이다. 초전도 송·수신 안테나에 가변 커패시터를 적용하여 기존의 공진주파수 6.78 MHz가 아닌 5.84 MHz와 6.22 MHz에서 공진할 수 있도록 하였다. 그 결과, 초전도 송·수신 안테나의 공진 주파수 지점이 이동하는 것을 확인할 수 있었으며, 주파수 간섭 없이 송·수신 안테나가 동작하였다. 가변 커패시터를 이용하여 공진 주파수를 변경함으로써 다중기기가 존재할 때, 1:n 혹은 n:1의 동작이 아닌, 1:1 동작을 수행할 수 있는 것을 확인할 수 있었다.

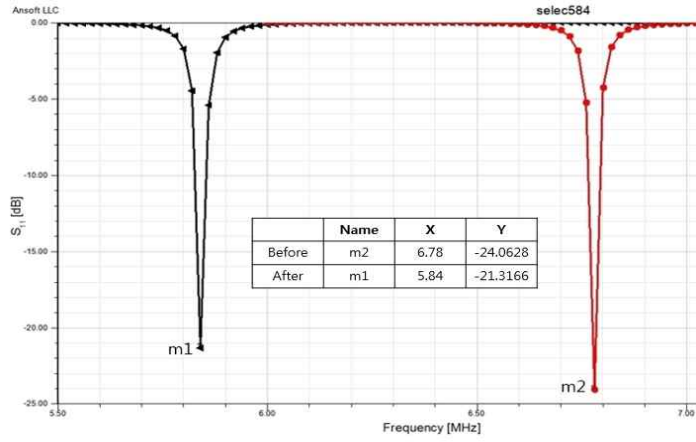


(a) S₁₁

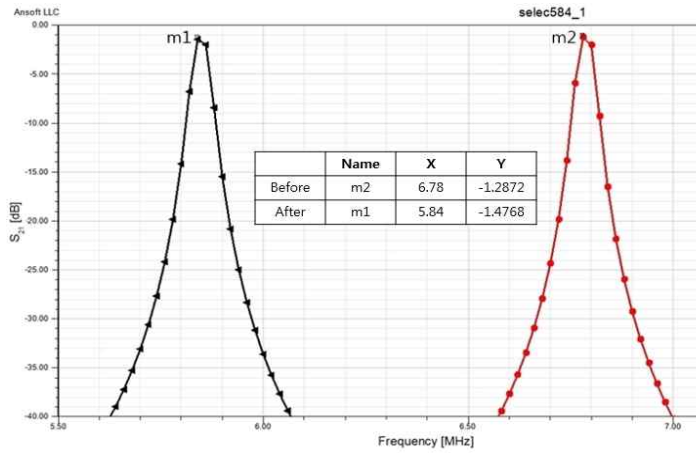


(b) S₂₁

Fig. 4-26 Simulation results at the 6.22 MHz



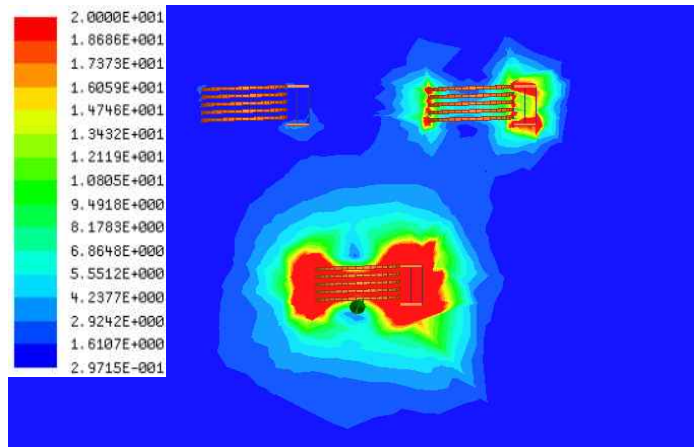
(a) S_{11}



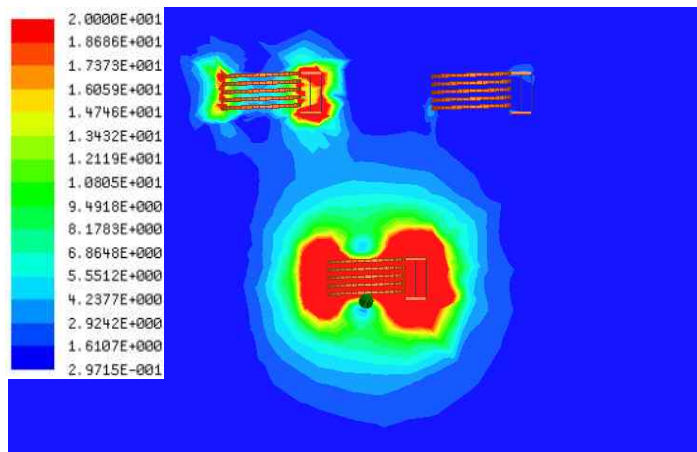
(b) S_{21}

Fig. 4-27 Simulation results at the 5.84 MHz

그림 4-28은 주파수 선택 특성에 따른 무선전력전송시스템의 자계 특성을 나타낸 그림이다. 한 개의 송신 안테나와 서로 다른 공진 주파수로 가변된 수신 안테나를 놓고 주파수 변화에 따른 수신 안테나와의 공진 특성을 보았다. 그림 4-28(a)는 송신 안테나 하나의 수신 안테나를 6.22 MHz 공진 주파수로 가변하고, 다른 하나의 수신 안테나를 5.84 MHz로 가변 하였을 때, 자계 특성 그래프이다. 송신 안테나에 신호가 인가되면, 6.22 MHz의 공진 주파수를 갖는 수신 안테나에 자계가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 5.84 MHz의 공진 주파수를 갖는 수신 안테나에는 자계가 발생하지 않았다. 그림 4-28(b)는 송신 안테나를 5.84 MHz로 가변 하였을 때, 자계 특성 그래프이다. 송신 안테나에 신호를 인가하였을 때, 동일한 공진 주파수로 제작된 수신 안테나에 자계가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이때, 6.22 MHz로 제작된 수신 안테나에는 자계가 발생하지 않았다. 실험 결과, 송·수신 안테나가 동일한 공진 주파수로 제작되었을 때에만 무선전력 전송이 되는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 서로 다른 기기의 제품을 사용할 때, 동일한 주파수가 아닌 서로 다른 주파수 대역을 사용한다면 전력이 분산되지 않고 1:1 무선전력전송이 가능할 것으로 판단된다.



(a) 6.22 MHz



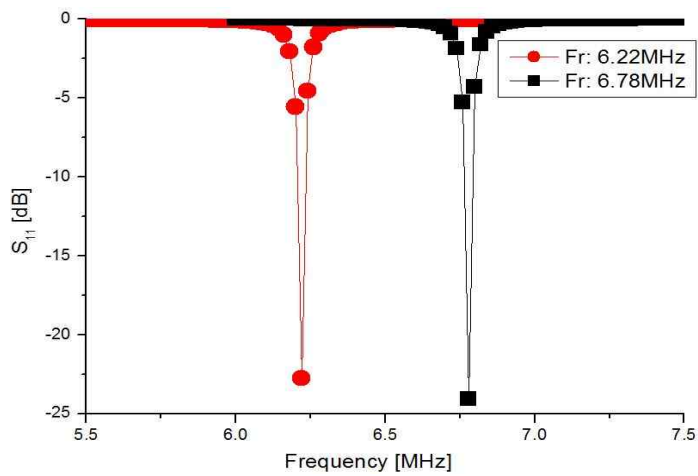
(b) 5.84 MHz

Fig. 4-28 H-fields by the resonance frequency

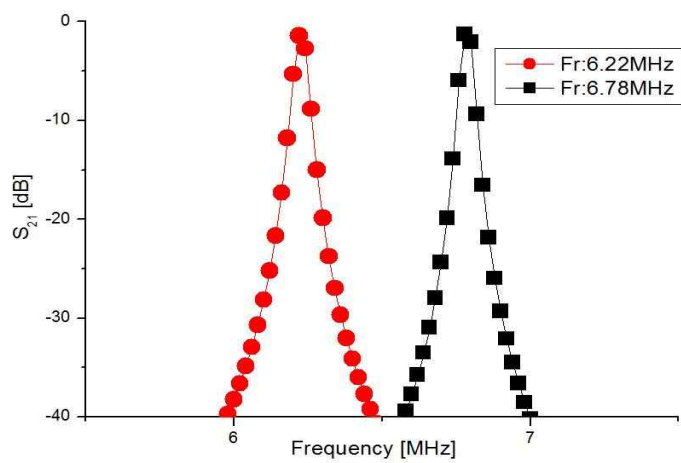
가변 커패시터를 이용한 주파수 선택 실험을 위해, 시뮬레이션과 동일한 조건의 가변 커패시터를 초전도 송·수신 안테나에 적용하여 network analyzer를 통해 S-parameter를 측정하였다.

그림 4-29는 가변 커패시터를 통해 6.22 MHz의 공진주파수를 갖는 송·수신 안테나의 S-parameter 그래프이다. 이때, 송·수신 안테나의 거리는 30 cm이다. 그림 4-29(a)는 가변 커패시터를 이용하여 초전도 무선전력전송시스템이 6.22 MHz에서 공진되었을 때, S_{11} 그래프이다. 기존 6.78 MHz에서 -24.06 dB의 반사계수를 나타냈다. 가변을 이용하여 6.22 MHz 공진되었을 때, 반사계수는 약 -22.73 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-29(b)는 가변 커패시터를 이용하였을 때, 초전도 무선전력전송시스템의 S_{21} 그래프이다. 가변 커패시터를 이용하지 않은 6.78 MHz에서는 약 -1.28 dB였다. 가변을 통하여 6.22 MHz에서 공진하였을 때, S_{21} 은 약 -1.43 dB인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-30은 가변 커패시터를 이용하여 5.84 MHz의 공진되었을 때, 송·수신 안테나의 S-parameter 그래프이다. 그림 4-30(a)는 S_{11} 그래프로써, 6.78 MHz와 5.84 MHz에서 각각 -24.06 dB와 -22.73 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-30(b)는 S_{21} 그래프이다. 6.78 MHz와 5.84 MHz에서 각각 -1.28 dB와 -1.49 dB를 나타냈다. 실험을 통해 가변 커패시터를 이용하여 공진 주파수를 가변 할 수 있었다. 주파수 가변을 통해 서로 다른 기기가 주파수 간섭 없이 높은 효율로 동작하는 것을 확인할 수 있었다.

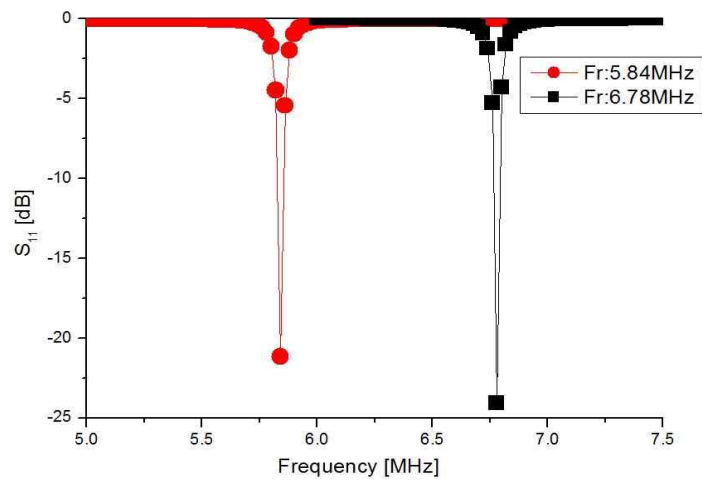


(a) S_{11}

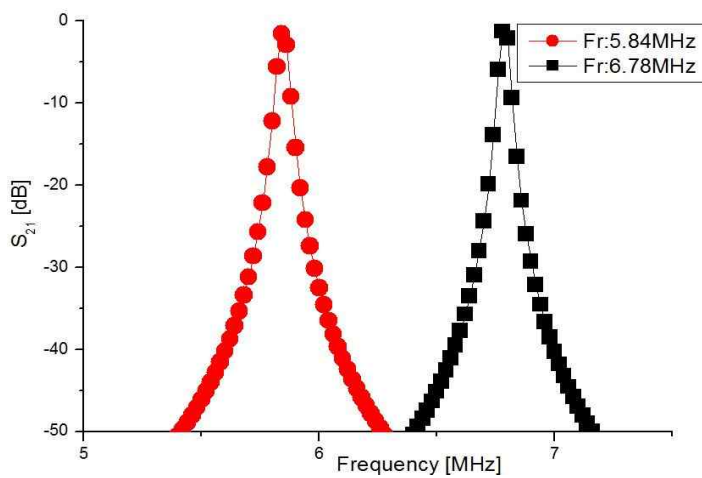


(b) S_{21}

Fig. 4-29 Experimental results at the 6.22 MHz



(a) S_{11}

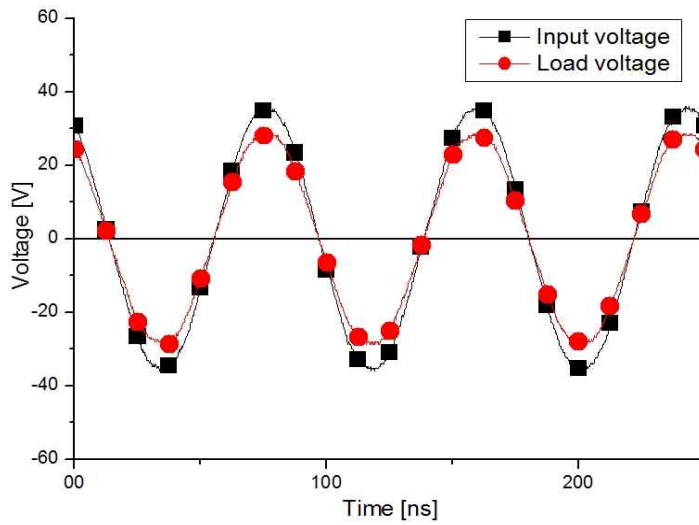


(b) S_{21}

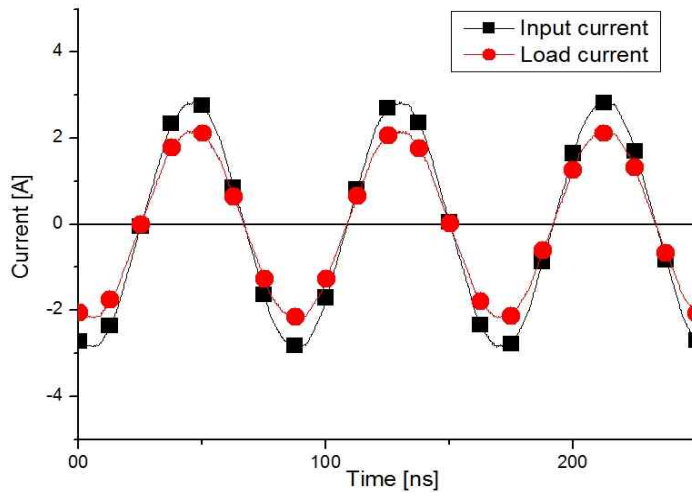
Fig. 4-30 Experimental results at the 5.84 MHz

가변 커패시터를 적용한 송·수신 안테나에 전력을 인가하여 실제 측정된 전압, 전류 그래프를 분석하였다. 그림 4-31은 공진 주파수가 6.22 MHz일 때, 송·수신 안테나에 인가된 전압, 전류 그래프이다. 그림 4-31(a)는 송·수신 안테나의 전압 그래프로써, 송신 안테나와 수신 안테나에 각각 35 V와 28.58 V가 인가되는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-31(b)는 공진주파수 6.22 MHz에서의 송·수신 안테나 전류 그래프이다. 이때 송신 안테나와 수신 안테나에 인가된 전류는 각각 2.8 A와 2.14 A였다.

그림 4-32는 가변 커패시터를 이용하여 공진 주파수가 5.84 MHz일 때, 송·수신 안테나에 인가된 전압, 전류 그래프이다. 그림 4-32(a)는 공진 주파수가 5.84 MHz일 때, 송·수신 안테나에 인가된 전압 그래프이다. 송·수신 안테나에 인가된 전압은 각각 35 V와 27.84 V였다. 그림 4-32(b)는 송·수신 안테나에 인가된 전류 그래프로써, 각각 2.8 A와 1.89 A인 것을 확인할 수 있다. 6.78 MHz일 때, 수신 안테나에 인가된 전압, 전류는 각각 32 V와 2.6 A였다.

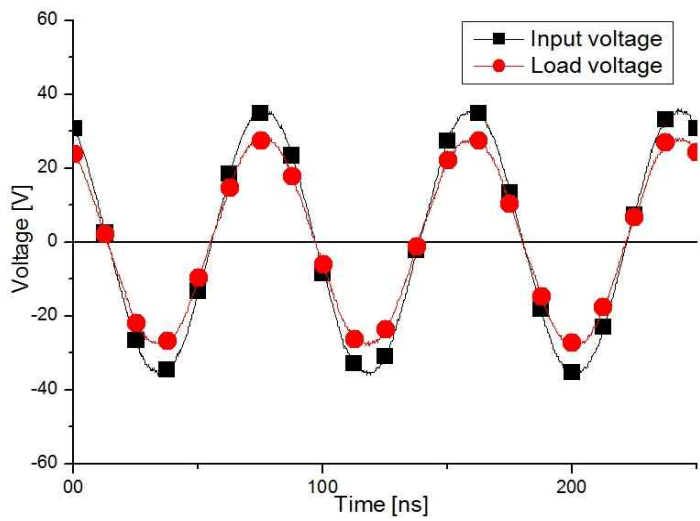


(a) Voltage

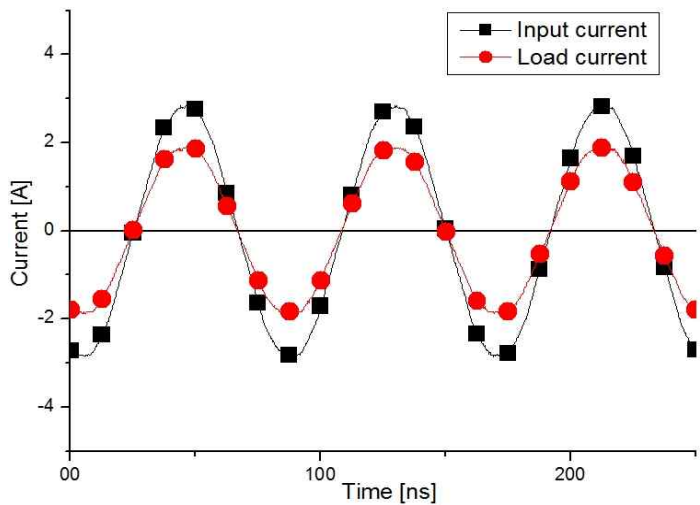


(b) Current

Fig. 4-31 Measured results using the variable capacitor at 6.22 MHz



(a) Voltage



(b) Current

Fig. 4-32 Measured results using the variable capacitor at 5.84 MHz

D. 초전도 릴레이 안테나

1. 초전도 릴레이 안테나 실험

그림 4-33은 HFSS를 이용하여 초전도 릴레이 안테나를 적용한 무선전력전송 시스템을 적용한 그림이다. 초전도 릴레이 안테나는 초전도 송·수신 안테나와 동일한 스펙으로 제작되었다. 이때, 초전도 송·수신 안테나 사이의 거리를 50 cm부터 90 cm까지 10 cm씩 증가시키면서, 초전도 송·수신 안테나의 S-parameter를 측정하였다.

그림 4-34는 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 안테나의 자계 특성을 나타내는 그림이다. 송신 안테나와 릴레이 안테나, 수신 안테나로 이루어져있으며, 동일한 주파수로 설계되었다. 송신 안테나에서 신호를 인가하였을 때, 송신 안테나와 릴레이 안테나, 수신 안테나에 모두 자계가 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해 송·수신 안테나 사이에 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 원활한 무선전력전송이 가능한 것을 확인할 수 있다.

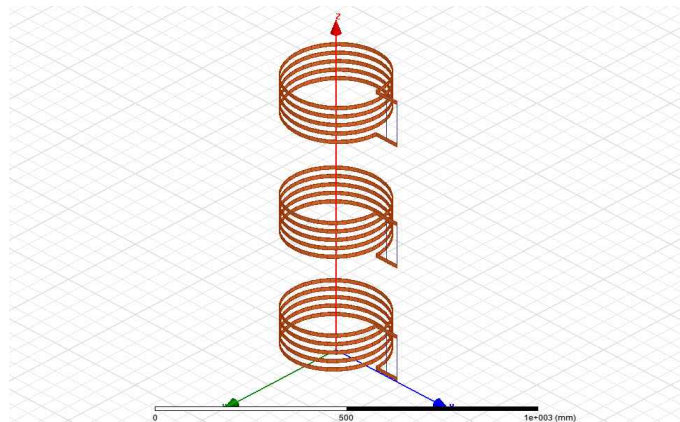


Fig. 4-33 WPT system applying the relay antenna

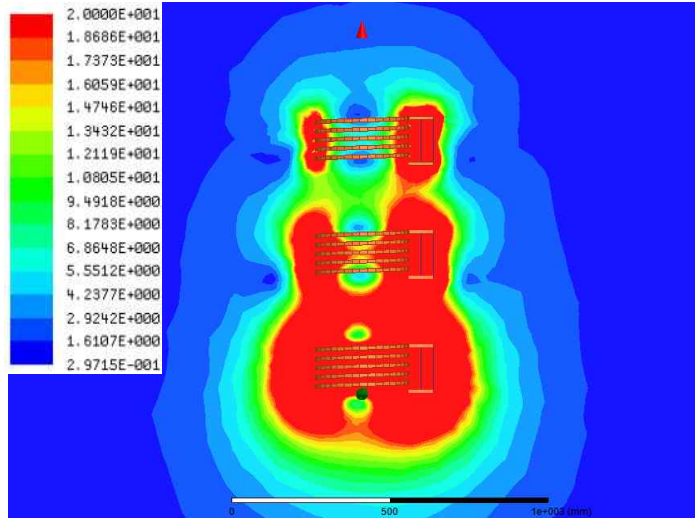
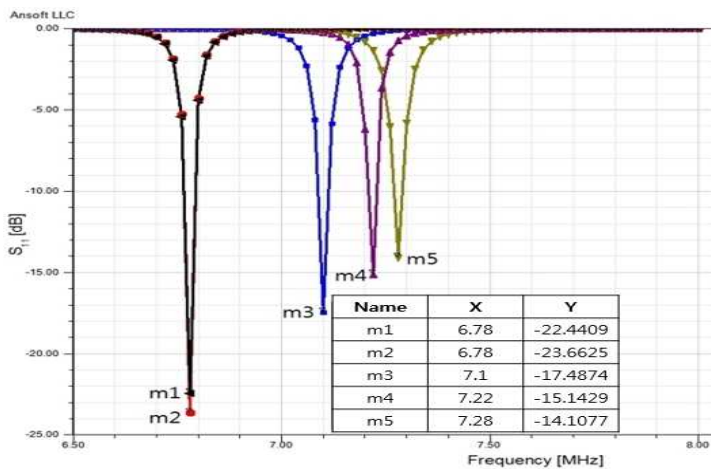


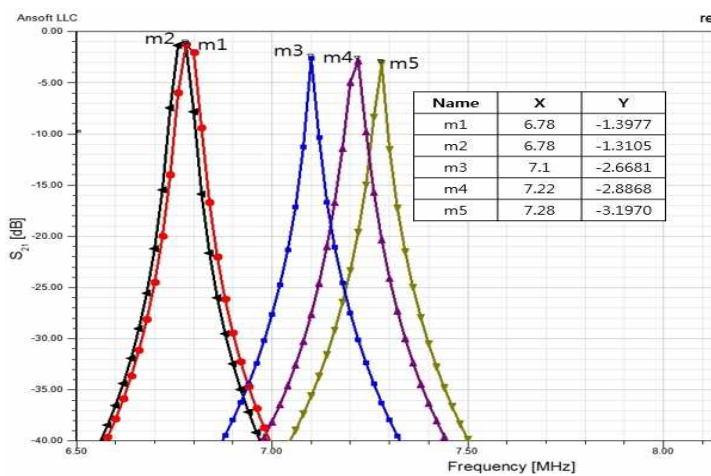
Fig. 4-34 H-field applying the relay antenna

그림 4-35는 초전도 릴레이 안테나를 초전도 무선전력전송시스템에 적용하였을 때, 거리 변화에 따른 S-parameter 그래프이다. 그림 4-35(a)는 S_{11} 그래프이다. 50 cm와 60 cm에서는 각각 -22.44와 -23.66 dB로 안정적인 무선전력전송이 이루어졌다. 하지만 70, 80, 90 cm에서는 각각 -17.49, -15.14, -14.1 dB로 효율이 급감하는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-35(b)는 S_{21} 그래프이다. S_{11} 과 동일하게 50, 60 cm에서는 각각 -1.39, -1.31 dB로 높은 효율의 무선전력전송이 이루어졌다. 이후 70~90cm의 거리에서는 각각 -2.67, -2.89, -3.2 dB로 효율이 급감하였다.

릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때, 송·수신 안테나의 거리가 60 cm에서 S_{11} 과 S_{21} 은 각각 -17.96, -1.9 dB였다. 하지만 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 송·수신 안테나의 거리 60 cm에서 S_{11} 과 S_{21} 은 각각 -23.66과 -1.31 dB인 것을 확인할 수 있다. 릴레이 안테나를 적용함으로써 송·수신 안테나의 무선전력전송 거리가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 하지만 70 cm 이후에서는 효율이 급감하였다. 이는 릴레이 안테나와 송·수신 안테나의 상호인덕턴스가 급감하면서 결합계수 또한 급감하기 때문에 무선전력전송의 효율이 감소하는 것으로 판단된다.



(a) S_{11}



(b) S_{21}

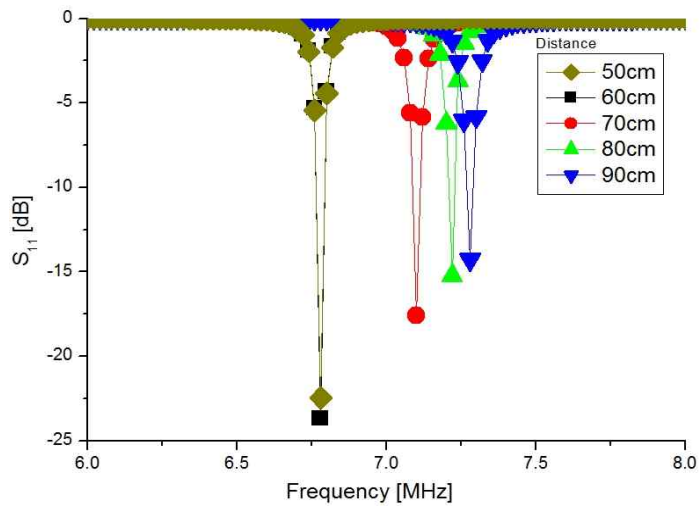
Fig. 4-35 S-parameters applying the relay antenna

그림 4-36은 릴레이 안테나를 적용한 무선전력전송 실험 장치이다. 이와 동일하게 초전도 무선전력전송시스템에 초전도 릴레이 안테나를 적용하여 S-parameter와 전압, 전류를 측정하였다.

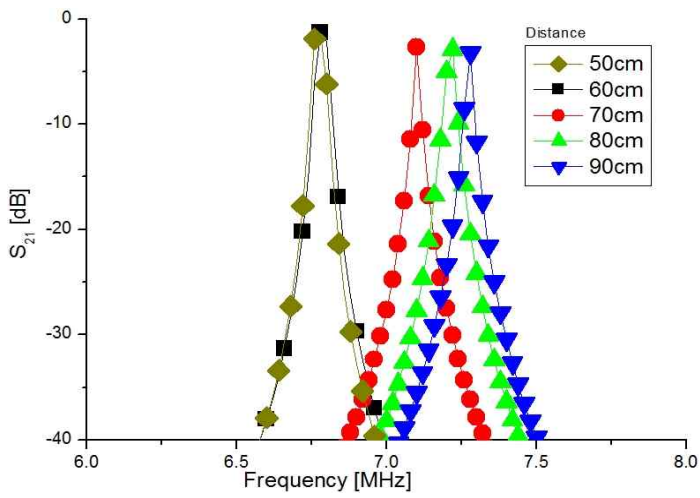
그림 4-37은 초전도 무선전력전송시스템에 초전도 릴레이 안테나를 적용하였을 때, S-parameter 그래프이다. 초전도 송·수신 안테나의 거리는 시뮬레이션과 동일하게 50~90 cm까지 변화를 주었다. 그림 4-37(a)는 S_{11} 그래프이다. 거리가 50cm와 60cm일 때 반사계수는 각각 -22.4 dB와 -23.6 dB였다. 이후 70~90 cm까지의 S_{11} 은 각각 -17.58, -15.17, -14.28 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-37(b)는 S_{21} 그래프이다. S_{11} 과 동일하게 50 cm와 60 cm의 거리에서 각각 -1.39 dB와 -1.33 dB였으며 높은 효율로 무선전력전송이 되는 것을 확인할 수 있다. 하지만 70~90 cm까지 -2.7, -2.91, -3.24 dB로 효율이 급감할 뿐만 아니라, 공진 주파수도 변환되었다.



Fig. 4-36 WPT experiment applying the relay antenna



(a) S_{11}

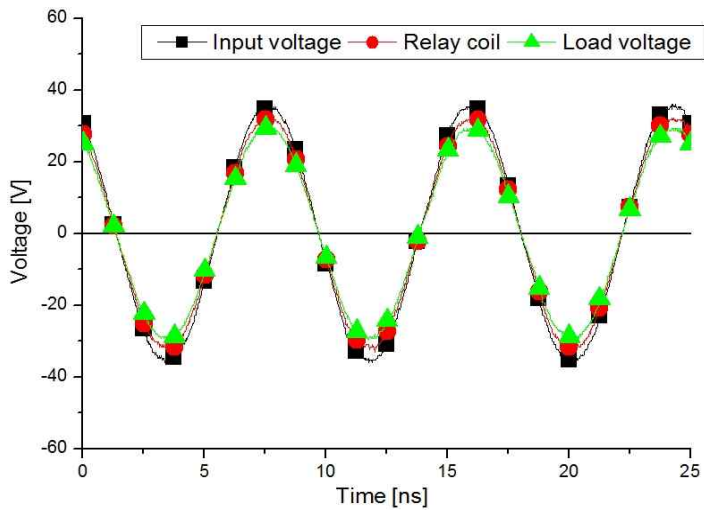


(b) S_{21}

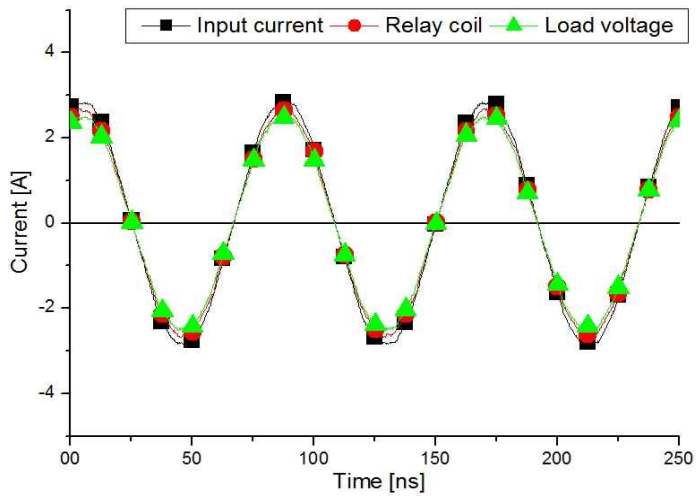
Fig. 4-37 S-parameters applying the relay antenna

앞서, 그림 3-22의 등가회로를 통해 유도한 식 (3.23)을 이용하여 수신 안테나에 발생하는 전류의 크기를 구할 수 있다. 송신 안테나, 릴레이 안테나, 수신 안테나의 인덕턴스와 커패시턴스 값은 동일한 값으로 제작되었으며, 안테나 간의 거리도 동일하기 때문에 안테나 사이의 결합계수는 동일한 값을 가진다. 또, 동일한 스펙의 초전도 안테나로 제작되었기 때문에 동일한 Q-factor를 가지게 된다. 결합계수와 Q-factor 값은 $k_{12} = k_{23} = 0.74$, Q-factor=12773.52 였고, 각각의 저항값들은 $R_s=0.45$, $R_r=0.03$, $R_L=15.03$ 이다. 이때, 인가된 전압과 전류는 각각 35 V, 2.8 A이다. 이 값을 식 (3.23)에 대입하면 수신 안테나에 발생하는 전류는 약 2.5 A인 것을 확인할 수 있다. 본 논문에서는 초전도 송·수신 안테나에 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 실제 전압을 인가하여 수신 안테나에 인가되는 전압과 전류의 크기를 측정하였다.

그림 4-38(a)는 초전도 송·수신 안테나와 릴레이 안테나에 발생하는 전압 그래프이다. 이때, 송·수신 안테나 사이의 거리는 60 cm이며, 인가된 전압은 35 V이다. 릴레이 안테나에 발생하는 전압은 약 32 V의 전압이 발생하였고, 수신 안테나에 전달된 전압의 크기는 약 30 V의 전압이 전달되었다. 그림 4-38(b)는 초전도 송·수신 안테나와 릴레이 안테나 발생하는 전류 그래프이다. 인가된 전류는 2.8 A이며, 릴레이 안테나에 전달된 전류의 크기는 약 2.6 A였다. 수신 안테나에 전달된 전류의 크기는 약 2.45 A로 식 (3.23)을 통해 계산된 값과 일치하는 것을 확인할 수 있다. 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때, 송·수신 안테나의 거리가 60 cm에서 전압, 전류의 크기는 각각 26.6 V와 1.7 A였다. 송·수신 안테나의 거리가 60 cm이며 이 사이에 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 전압 전류의 크기는 각각 30 V와 2.45 A인 것을 확인할 수 있다. 따라서 릴레이 안테나를 적용하게 되면 무선전력전송의 거리를 효과적으로 증가시킬 수 있었다.



(a) Voltage



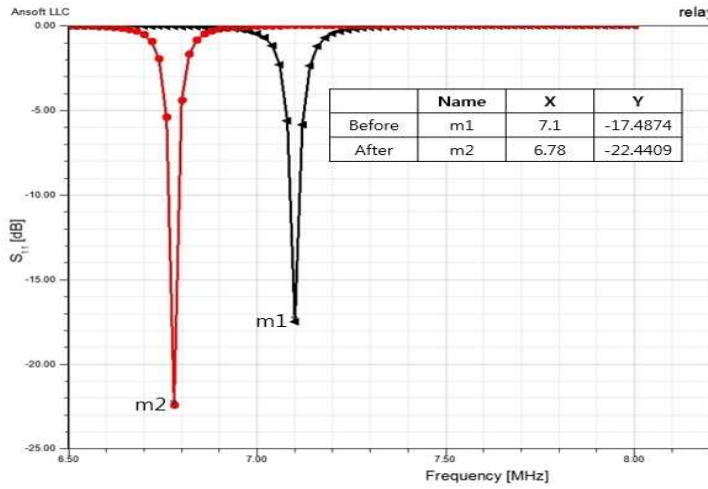
(b) Current

Fig. 4-38 Measured results applying the relay antenna

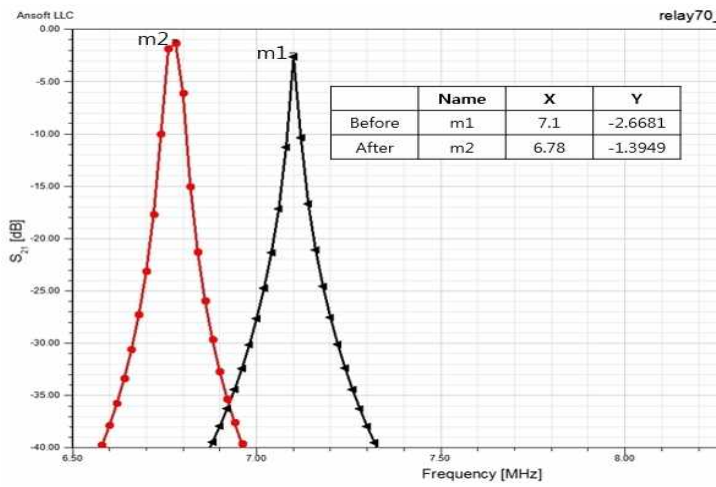
2. 가변 초전도 릴레이 안테나

초전도 무선전력전송시스템에 초전도 릴레이 안테나를 적용시켜 약 30 cm의 거리를 증가시킬 수 있다. 하지만 일정 거리 이상에서 안테나 간의 상호인덕턴스 변화로 인해 공진 주파수가 변화하는 것을 확인할 수 있다. 이러한 상호인덕턴스 변화를 보완하기 위해 초전도 무선전력전송시스템뿐만 아니라 릴레이 안테나에도 가변 커패시터를 적용하여 공진 주파수를 고정시켰다. 먼저 HFSS를 통해 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때 S-parameter 특성을 분석하였다.

그림 4-39는 송·수신 안테나의 거리가 70 cm일 때, HFSS를 이용해 계산된 가변 릴레이 안테나 적용 유·무에 따른 S-parameter이다. 그림 4-39(a)는 S_{11} 그래프이다. 가변 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때, 송·수신 안테나의 S_{11} 은 약 -17.49 dB이다. 이때, 공진 주파수는 7.1 MHz이다. 가변 릴레이 안테나를 적용하여 상호인덕턴스를 보완해주면 공진 주파수 6.78 MHz에서 공진 되는 것을 확인할 수 있다. 이때, S_{11} 은 약 -22.44 dB로 가변 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때보다 약 -5 dB 증가하였다. 그림 4-39(b)는 S_{21} 그래프이다. 그림 4-39(a)와 마찬가지로 가변 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때, 공진 주파수는 7.1 MHz이며, 약 -2.67 dB값을 갖는다. 하지만 가변 릴레이 안테나를 이용하여 공진 주파수 6.78 MHz에 공진될 수 있도록 하였을 때, S_{21} 은 약 -1.39 dB로 -1.3 dB 증가하는 것을 확인할 수 있다. 가변 커패시터를 활용하여 상호인덕턴스를 보완하고, 공진 주파수를 6.78 MHz로 일치시켰을 때, 송·수신 안테나가 임피던스 매칭되면서 S-parameter 값도 증가하는 것을 확인할 수 있다.



(a) S_{11}

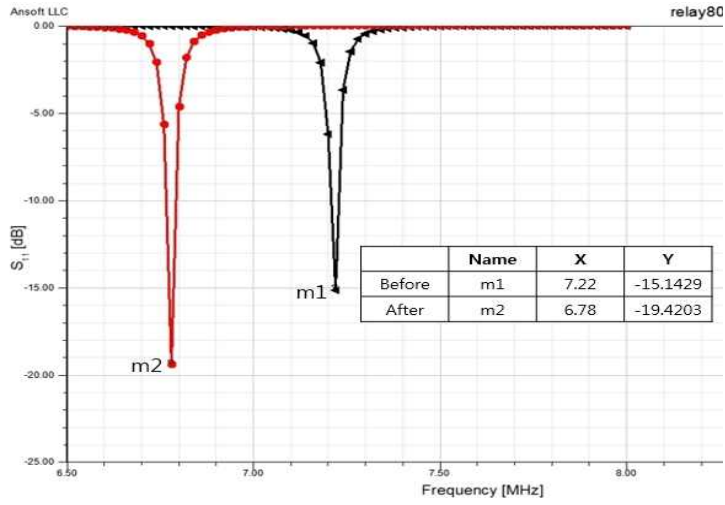


(b) S_{21}

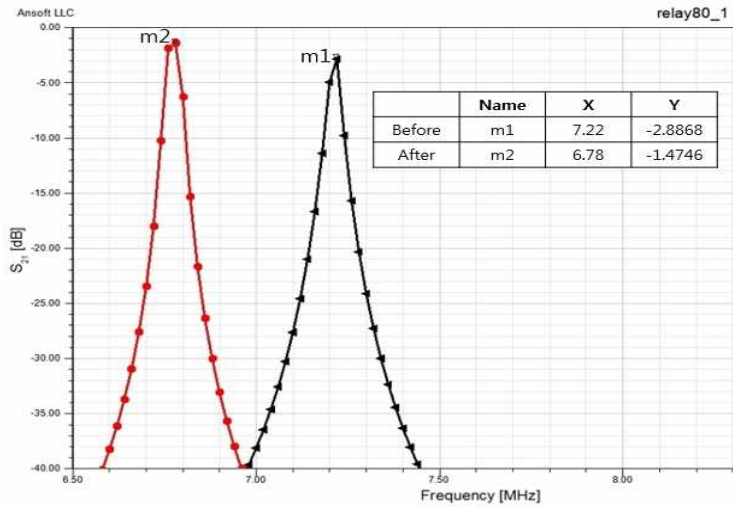
Fig. 4-39 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=70 cm)

그림 4-40은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 80 cm일 때, 가변 릴레이 안테나 유·무에 따른 S-parameter 비교 그래프이다. 그림 4-40(a)는 S_{11} 그래프이다. 가변 릴레이 안테나가 아닌 일반 릴레이 안테나를 사용하였을 때, S_{11} 은 약 -15.14 dB였으며, 공진 주파수는 7.22 MHz이다. 가변 릴레이 안테나를 사용하여 공진 주파수가 6.78 MHz에 공진되었을 때, S_{11} 은 약 -19.42 dB인 것을 확인할 수 있다. 가변 릴레이 안테나가 일반 릴레이 안테나보다 약 -4.28 dB 증가한 것을 확인할 수 있다. 그림 4-40(b)는 S_{21} 그래프이다. 일반 릴레이 안테나를 사용하였을 때, 그림 4-40(a)와 마찬가지로 7.22 MHz에서 S_{21} 이 약 -2.89 dB 특성을 나타내는 것을 확인할 수 있다. 가변 릴레이 안테나를 이용하여 6.78 MHz의 공진 주파수를 갖게 되었을 때, S_{21} 은 약 -1.47 dB이다. 송·수신 안테나의 거리가 약 80cm일 때, 가변 릴레이 안테나를 이용하여 공진 주파수를 6.78 MHz에서 공진할 수 있도록 하였으며, 일반 릴레이 안테나를 사용하였을 때보다 S_{11} 과 S_{21} 이 각각 -4.28 dB와 -1.48 dB가 증가하였다. 이는 송·수신 안테나의 임피던스 매칭 결합이 이루어져 S-parameter가 증가하는 것으로 판단된다.

그림 4-41은 초전도 송·수신 안테나의 거리가 90 cm일 때, 일반 릴레이 안테나와 가변 릴레이 안테나의 S-parameter 비교 그래프이다. 그림 4-41(a)는 일반 릴레이 안테나와 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 각각의 S_{11} 그래프이다. 공진 주파수는 7.28 MHz였으며, -14.1 dB였다. 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 공진 주파수는 6.78 MHz였으며, -18.85 dB를 갖는 것을 확인할 수 있다. 그림 4-41(b)는 S_{21} 그래프이다. 일반 릴레이 안테나를 적용하였을 때 공진 주파수는 7.28 MHz였으며 S_{21} 은 -3.19 dB를 갖는다. 가변 릴레이 안테나를 적용하여 공진 주파수 6.78 MHz에서 공진되었을 때, S_{21} 은 약 -1.63 dB인 것을 확인할 수 있다. 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 60 cm와 90 cm에서 S_{21} 은 각각 -1.31, -1.62 dB로 약 -0.3 dB 차이가 나는 것을 확인할 수 있다. 가변 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 때보다 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때 약 60 cm의 무선전력전송 거리를 증가시킬 수 있었다.

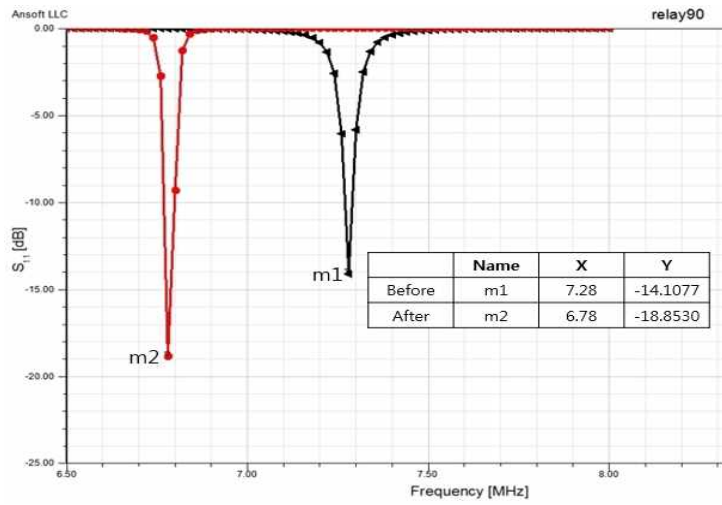


(a) S₁₁

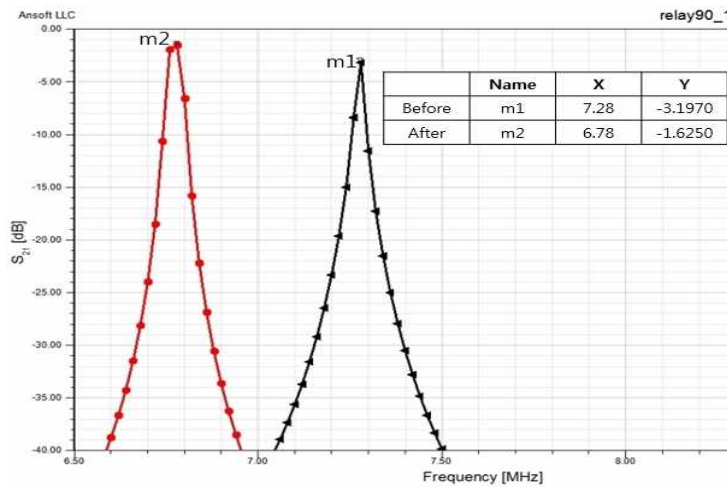


(b) S₂₁

Fig. 4-40 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=80 cm)



(a) S_{11}



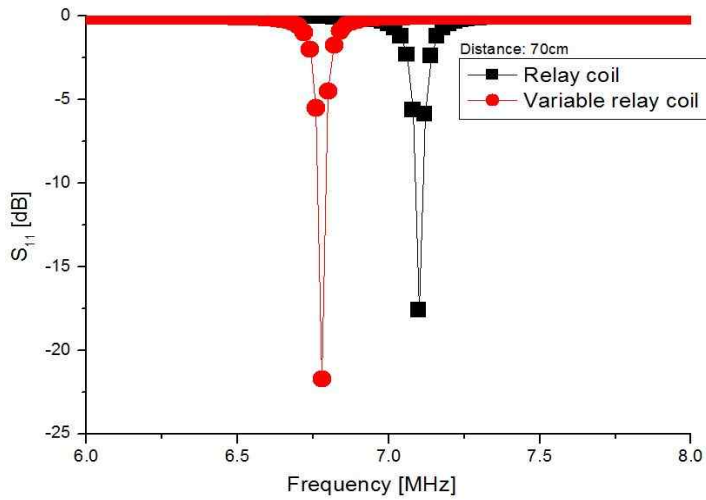
(b) S_{21}

Fig. 4-41 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=90 cm)

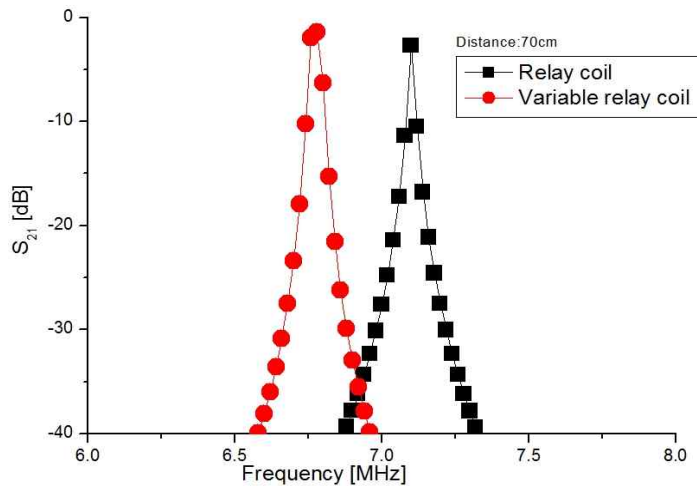
본 논문에서는 제작된 가변커패시터를 릴레이 안테나에도 적용하여 실제 network analyzer를 통해 S-parameter를 측정하였다. 그림 4-42는 가변 릴레이 안테나를 적용하여 송·수신 안테나의 거리가 70 cm일 때, 가변 전·후 S-parameter 그래프이다. 그림 4-42(a)는 S-parameter S_{11} 그래프로써, 가변 전에는 7.1 MHz의 주파수에서 공진되었다. 이때, S_{11} 은 약 -17.6 dB였다. 동일한 거리에서 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz에 공진되었을 때, S_{11} 은 약 -21.71 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-42(b)는 S_{21} 그래프이다. S_{11} 그래프와 동일하게 가변 전에는 7.1 MHz에서 약 -2.7 dB이었지만, 가변을 통해 6.78 MHz에 공진되었을 때 S_{21} 은 약 -1.43 dB인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-43은 송·수신 안테나의 거리가 80 cm일 때, 가변 전·후 S-parameter 비교 그래프이다. 그림 4-43(a)는 S_{11} 그래프이다. 가변 전 공진주파수는 7.22 MHz이며, 반사계수는 약 -15.22 dB이다. 가변을 통해 6.78 MHz에서 공진되었을 때, 반사계수는 약 -19.2 dB인 것을 확인할 수 있다. 그림 4-43(b)는 S_{21} 그래프이다. 가변전 공진 주파수는 7.22 MHz이며, 약 -2.91 dB의 전달계수를 나타내었다. 가변 커패시터를 이용해서 6.78 MHz에 공진되었을 때, 송·수신 안테나의 전달계수는 약 -1.51 dB로 약 -1.4 dB 상승하는 것을 확인할 수 있다.

그림 4-44는 송·수신 안테나의 거리가 90 cm일 때, 가변 전·후 S-parameter 그래프이다. 그림 4-44(a)는 S_{11} 그래프이다. 가변 전 공진주파수는 7.28 MHz이며, 약 -14.27 dB이다. 가변 후 공진주파수는 6.78 MHz이며, 반사계수는 약 -18.67 dB이다. 그림 4-44(b)는 S_{21} 그래프이다. 가변 전 공진 주파수는 S_{11} 과 동일한 7.28 MHz이다. 이때, S_{21} 은 약 -3.24 dB이다. 가변 커패시터를 이용하여 6.78 MHz에 공진되었을 때 S_{21} 은 약 -1.72 dB인 것을 확인할 수 있다.

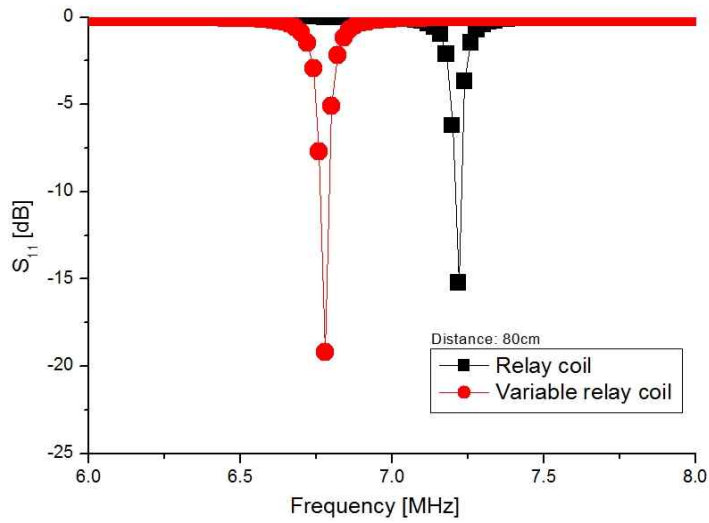


(a) S_{11}

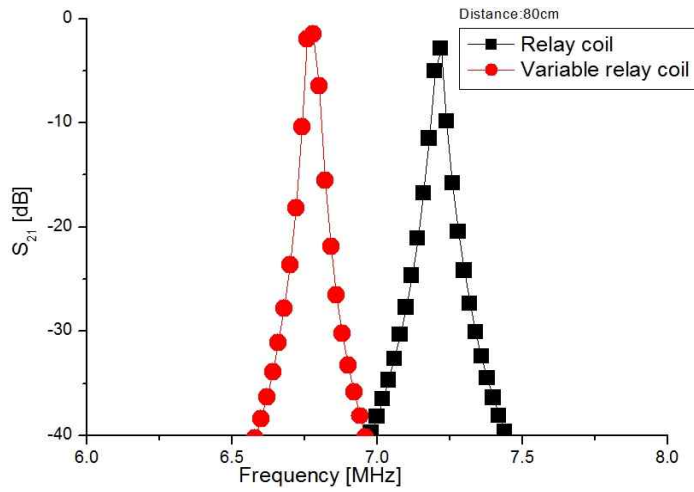


(b) S_{21}

Fig. 4-42 S-parameters applying the variable relay antenna (distance=70 cm)

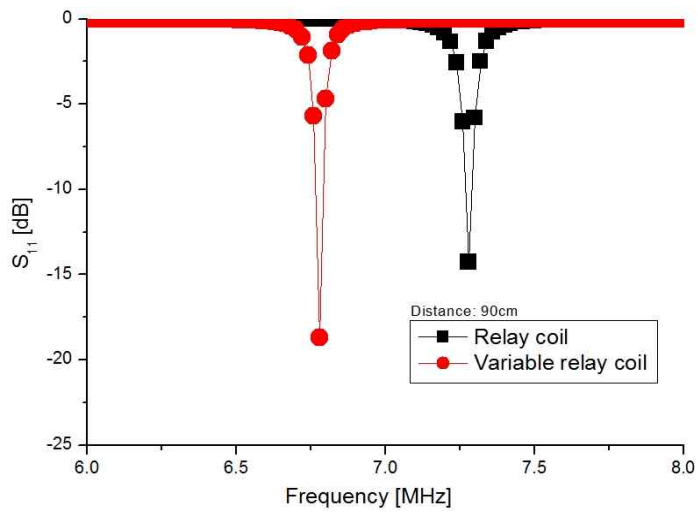


(a) S_{11}

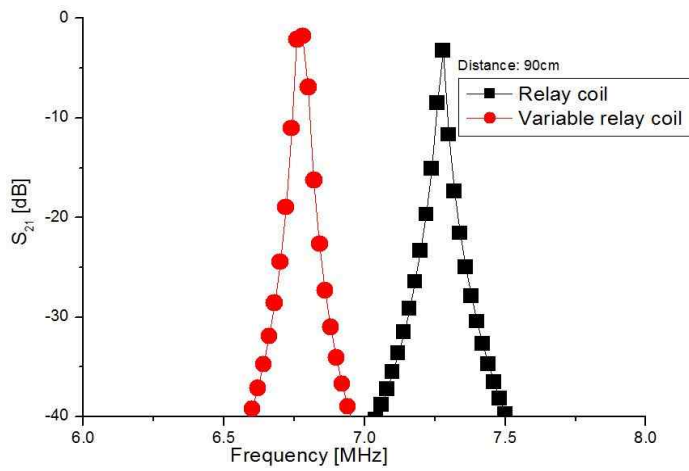


(b) S_{21}

Fig. 4-43 S-parameters applying the variable relay antenna
(distance=80 cm)



(a) S_{11}

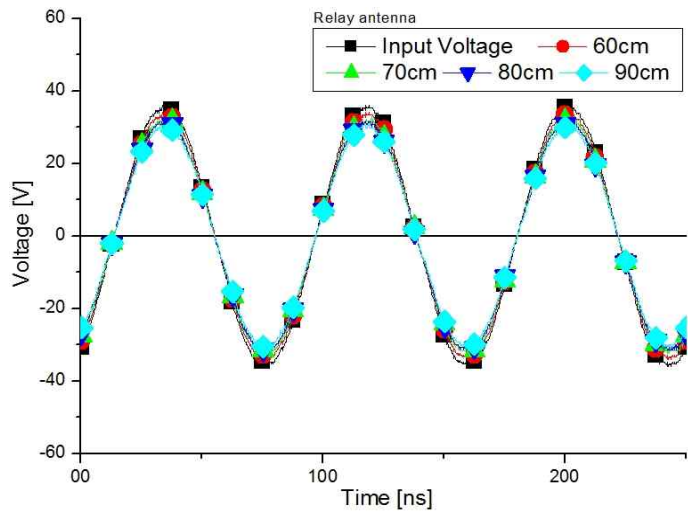


(b) S_{21}

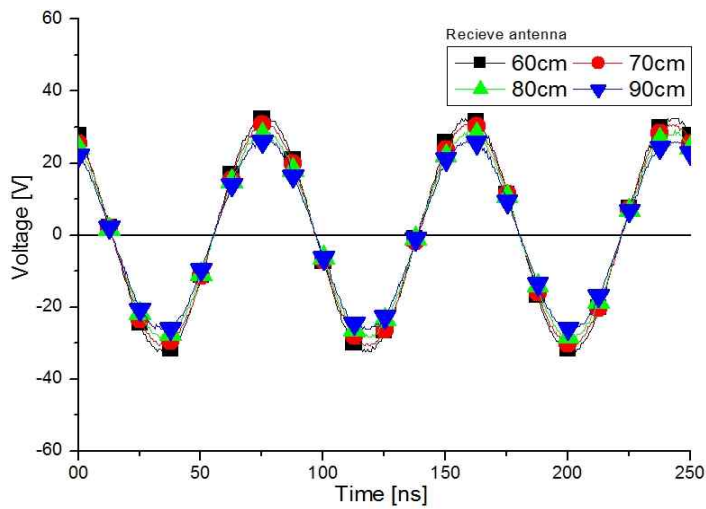
Fig. 4-44 S-parameters applying the variable relay antenna
(distance=90 cm)

초전도 무선전력전송시스템에 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 실제 전력을 인가하여 수신 안테나에 인가되는 전압, 전류를 측정하였다. 그림 4-45는 송·수신 안테나의 거리가 증가할 때, 릴레이 안테나와 수신 안테나에 발생하는 전압 그래프이다. 송·수신 안테나의 거리는 60 cm부터 90 cm까지 증가시켰으며, 릴레이 안테나는 송·수신 안테나 사이에 위치하며, 송신안테나와의 거리는 30 cm, 35 cm, 40 cm, 45 cm이다. 그림 4-45(a)는 초전도 무선전력전송시스템의 거리가 증가할 때, 릴레이 안테나에 인가된 전압 그래프이다. 이때, 송신 안테나에 인가된 전압은 35 V이다. 릴레이 안테나와 송신 안테나 사이의 거리가 30 cm부터 45 cm까지 증가할 때 전압의 크기는 각각 33.39, 31.39, 30.86, 29.74 V였다. 그림 4-45 (b)는 수신 안테나에 인가된 전압 그래프이다. 수신 안테나의 위치는 60 cm부터 90 cm까지 10 cm씩 증가시켰다. 이때 수신 안테나에 인가된 전압은 각각 31.65, 30.12, 27.92, 26.05 V인 것을 확인할 수 있다.

그림 4-46은 초전도 무선전력전송시스템의 송·수신 안테나의 거리가 증가할 때, 릴레이 안테나와 수신 안테나에 인가되는 전류 그래프이다. 송·수신 안테나의 거리 및 릴레이 안테나의 거리는 그림 4-45의 결과와 동일하다. 그림 4-46(a)는 릴레이 안테나에 인가되는 전류 그래프이다. 송신 안테나에 인가된 전류는 2.8 A였다. 이때, 릴레이 안테나와의 거리가 30 cm부터 45 cm까지 거리가 5 cm씩 증가할 때, 인가된 전류는 각각 2.65, 2.37, 2.05, 1.71 A였다. 그림 4-46(b)는 수신 안테나에 인가되는 전류 그래프이다. 송·수신 안테나 사이의 거리가 60 cm부터 90 cm까지 10 cm씩 증가할 때 전류는 각각 2.52, 2.24, 1.91, 1.65 A인 것을 확인할 수 있다. 실험결과 릴레이 안테나에 의해 초전도 무선전력전송시스템의 거리가 최대 60 cm까지 증가하는 것을 확인할 수 있다.

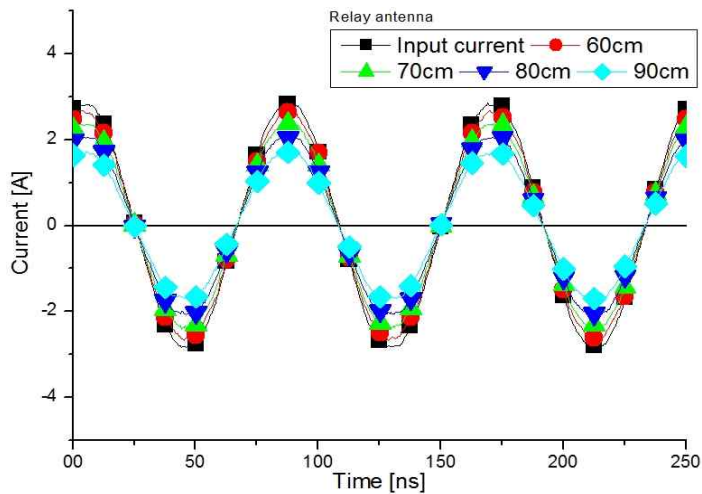


(a) Relay antenna

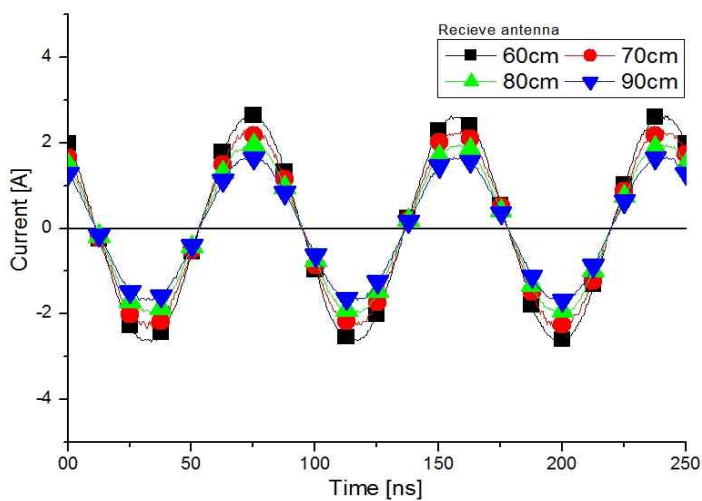


(b) Receive antenna

Fig. 4-45 Measured voltage by the distance



(a) Relay antenna



(b) Receive antenna

Fig. 4-46 Measured current by the distance

V. 결 론

무선전력전송은 2000년대 후반부터 기존의 유선 케이블을 이용한 유선 송전 방식의 불편함을 해소하고 대체할 수 있는 기술로 각광받으면서 다양한 연구가 진행되고 있다. 현재 개발된 자기유도 무선전력전송 시스템의 효율은 매우 높으나 전송 거리 및 각도에 따른 효율 변화가 문제점으로 대두되었다. 또한 마이크로파를 이용한 무선전력전송 시스템은 인체의 유해성으로 인해 실생활 적용이 어려운 실정이다. 이러한 문제점을 해결할 수 있는 방법으로 자기공진 무선전력전송을 제안하였다. 자기공진 무선전력전송은 송신 안테나와 수신 안테나를 같은 주파수에 공진시켜 무선전력을 전송하는 방식으로 효율이 높고, 전송거리가 길다. 또, 낮은 주파수 대역을 사용하기 때문에 인체에 무해한 장점을 가지고 있다. 하지만 주파수를 사용하기 때문에 주파수 선택성에 대한 문제 및 효율과 거리를 더욱더 증대시켜야 하는 연구가 반드시 필요하다.

본 논문에서는 자기공진 무선전력전송 시스템의 효율 및 거리를 증대시킬 수 있는 방안을 제안하였다. 먼저 무선전력전송 시스템의 효율을 증대를 위해 초전도 안테나를 제작하였다. 초전도체는 임계온도 이하에서 영저항 특성을 갖는다. 따라서 안테나에 저장된 에너지 소모를 줄이고 많은 양의 에너지를 전달할 수 있다. 선행 연구를 바탕으로 초전도 안테나를 제작하여 초전도 무선전력전송 시스템을 구성하였으며 송·수신 안테나의 거리 변화에 따른 상호인덕턴스를 분석하였다. 송·수신 안테나의 거리 변화에 따라 발생하는 상호인덕턴스에 의해 공진 주파수가 변화하게 된다. 공진 주파수가 변화하게 될 경우 주변 기기와의 임피던스 미스 매칭으로 인해 급격한 효율 손실이 발생한다. 이러한 문제점을 해결하기 위해 상호인덕턴스를 보완하고 공진 주파수를 유지시켜줄 수 있는 가변 커패시터를 제작하여 초전도 무선전력전송 시스템에 적용하였다. 또한 초전도 무선전력전송 시스템의 전송거리 증대를 위해 가변 릴레이 안테나를 적용하였다. 가변 릴레이 안테나는 송·수신 안테나의 거리가 증가할수록 작아지는 결합계수와 상호인덕턴스를 보완하고 높은 효율의 무선전력전송이 가능하도록 한다. 본 논문에서의 실험 결과를 요약하면 다음과 같다.

1. 초전도 무선전력전송시스템

초전도 안테나가 무선전력전송시스템에 미치는 영향을 확인하기 위해서 무선 전력전송시스템에 가장 많이 사용되는 구리 안테나를 초전도 안테나와 동일한 재원으로 제작하여 비교 실험을 진행하였다. 실험 결과 구리 안테나에 비해 초전도 안테나의 Q-factor가 약 10857.5 높은 것을 확인할 수 있다. 이뿐만 아니라 S-parameter의 전달계수에서도 약 -0.77 높았다. 이를 효율로 환산하였을 때 초전도 안테나가 구리 안테나보다 약 20%의 효율이 증가하였다.

2. 가변 커패시터

초전도 송·수신 안테나의 거리 변화에 따른 상호인덕턴스가 공진주파수에 미치는 영향을 확인하기 위해 초전도 송·수신 안테나의 거리를 30 cm, 40 cm, 50 cm, 60 cm로 증가시키면서 S-parameter를 측정하였다. 그 결과 30 cm를 제외한 여타의 거리에서는 공진 주파수가 변화하였다. 송·수신 안테나의 거리가 증가할수록 두 안테나 사이의 상호인덕턴스가 감소하면서 공진 주파수가 변화하는 현상이 발생하였으며, 6.78 MHz 주파수에서 실제 전력 인가 실험에서도 효율이 급감하는 것을 확인할 수 있다. 거리 증가에 따른 송·수신 안테나 사이에서 발생하는 상호인덕턴스를 보완할 수 있는 가변 커패시터를 적용하여 S-parameter를 측정하였다. 그 결과, 초전도 송·수신 안테나 사이의 거리가 증가하여도 공진 주파수가 6.78 MHz에서 S-parameter가 일정하게 유지 되는 것을 확인할 수 있다.

3. 가변 초전도 릴레이 안테나

초전도 무선전력전송시스템의 전송 거리 증대를 위해 가변 릴레이 안테나를 적용하였다. 가변 릴레이 안테나는 초전도 송·수신 안테나와 동일한 공진 주파수로 제작되었으며, 송·수신 안테나 사이에 위치한다. 이때, 가변 릴레이 안테나는 송·수신 안테나의 결합계수를 증가시켜주고, 거리 증가에 따른 공진주파수 변화를 가변 커패시터를 통해 일정하게 유지시켜준다. 그 결과, 가변 릴레이 안테나를 적용하였을 때, 초전도 무선전력전송시스템은 전송 거리 60 cm에서 약 70%의 효율을 보였다. 동일한 전송 거리에서 가변 릴레이 안테나를 적용하지 않았을 경우보다 30%의 효율이 증가하였다. 이뿐만 아니라 가변 초전도 릴레이 안테나

를 통해 최대 90 cm의 거리까지 효율이 급감하지 않고 안정적인 무선전력전송이 가능한 것을 확인할 수 있다.

본 논문에서 제안한 초전도 무선전력전송시스템 및 가변 릴레이 안테나는 자기공진 무선전력전송시스템의 전송효율 및 거리를 더욱더 증대시킬 수 있다. 가변 릴레이 안테나의 경우 자동제어 기술을 활용하여 송·수신 안테나의 거리 변화에 따른 상호인덕턴스를 세밀하게 분석하고 가변할 수 있다면 상업화에 즉각적인 활용이 가능할 것이다. 이 뿐만 아니라 초전도 무선전력전송시스템의 경우 기존의 소전력 무선전력전송과 전기자동차, 전기철도 등 대전력 무선전력전송에도 적용이 용이하기 때문에 연구 및 활용가치가 충분할 것으로 판단된다.

참 고 문 헌

- [1] Nikola Tesla, "Apparatus for transmitting electrical energy", U.S.patent, No.1119732, 1914.
- [2] 최효상, 정인성, "무선전력전송(Wireless Power Transfer) 시스템의 기술개발 현황과 동향", 전기의 세계, Vol. 66, No.2, pp. 24-28, 2017.
- [3] Andre Kurs, Aristeidis Karalis, J. D. Joannopoulos, and Marin Soljagic, "Wireless Power Transfer via Strongly Coupled Magnetic Resonances", Science, Vol. 317, Issue. 5834, pp. 83-86, 2007.
- [4] 장원호, "IoT 장치를 위한 WPT 주파수 정책동향", OSIA S&TR Journal, Vol. 29, No. 2, 2016.
- [5] 황준원, "Optimal Design for the Efficiency Improvement of Y System Superconducting Wireless Power Transfer", 조선대학교 박사학위논문, 2016.
- [6] I.S.Jeong, B.I.Jung, H.S.Choi, "Characteristic of wireless power transmission S-parameter for a superconductor coil", PSAC, Vol.17 No.1, 2015.
- [7] I.S.Jeong, M.S.Kang, H.S.Choi, "Application of the Superconductor Coil for the Improvement of Wireless Power Transmission Using Magnetic Resonance", J Supercond Nov Magn, Vol. 28, Issue. 2, 2015.
- [8] I.S.Jeong, B.I.Jung, D.S.You, and H.S.Choi, "Analysis of S -Parameters in Magnetic Resonance WPT Using Superconducting Coils", IEEE Trans. on

- Applied Supercond., Vol. 26, Issue. 3, April 2016.
- [9] I.S.Jeong, Y.K.Lee, H.S.Choi, “Improvement of Transmission Distance by Using Ferrite in Superconductive Wireless Power Transfer”, J Supercond. Nov. Magn., Vol. 30, Issue. 10, 2017.
- [10] I.S.Jeong, Y.K.Lee, H.S.Choi, “Characteristics analysis on a superconductor resonance coil WPT system according to cooling vessel materials in different distances”, Physica C: Supercond. and appl., Vol. 530, 2016.
- [11] RFDH, “the basic of RF”, 코너북, 2016.
- [12] S.H.Lee, H.M.Kim, H.J.Kim, S.W.Kim, “Wireless Power Transmission using Electromagnetic Inductive Coupling and LC Resonant”, KIEE, Vol. 62, No. 3, pp. 349-354, 2013.
- [13] K.B. Kim, E. Levi, Z. Zabar, and L. Birenbaum, “Mutual inductance of noncoaxial circular coils with constant current density”, IEEE Tran. on mag., Vol. 33. No. 5, pp. 4303-4309, 1997.
- [14] C.M. Zierhofer, and E.S. Hochmair, “Geometric approach for coupling enhancement of magnetically coupled coils”, IEEE Tran. on Biomed. Eng., Vol. 43, No. 7, pp. 708-714, 1996.
- [15] Aristlidis Karalis, J. D. Joannopoulos and Marin Soljacic, “Efficient wireless non-radiative mid-range energy transfer”, annals of Physics 323, pp. 34-38, 2008.
- [16] 한국전파진흥협회, “무선전력전송 기술개발 및 표준화 동향”, 2011.

- [17] Y.D.Chung, C.Y.Lee, D.W.Kim, Y.S.Yoon, H.C.Jo, Y.J.Hwang, “Operating Characteristics of Contactless Power Transfer From HTS Antenna to Copper Receiver With Inserted Resonator Through Large Air Gap”, IEEE Trans. on Appl. Superc., Vol. 24, No.3, 2014.
- [18] H. S. Choi, O. B. Hyun, H. R. Kim, K. B. Park, “Switching properties of hybrid type superconducting fault current limiter using YBCO stripes”, IEEE Trans. Appl. Supercond, Vol. 12, pp. 1833-1838, 2002.
- [19] 한국과학기술정보연구원, “고온 초전도 소재 기술조사”, 2005.
- [20] 김계국, 오양현, 이창식, 장용웅. “안테나공학” 차송, 2001
- [21] Peter Vizmuller, “RF Design Guide: systems, circuit and equations”, Artech House, 1995.
- [22] 장요한, 권재순, 박재수, 최재훈 “무선전력전송용 고효율 공진기 설계” 한국 전자과학회 논문지, Vol. 22, No. 9, pp. 820-826, 2011.
- [23] J.W.Kim, H.C.Son, D.H.Kim, K.H.Kim, Y.J.Park “Comparison of Characteristics between Magnetic Induction and Magnetic Resonance WPT using K Inverter”, 대한전기학회 학술대회 논문집, pp. 9-10, 2011.
- [24] 장주엽, 허정, 김용남, “헬리컬 코일을 이용하는 자기공진형 무선 전력 전송 시스템에서 새로운 상호 인덕턴스의 계산식 제안”, KJKIEES, Vol. 23, No 6, pp. 669-681, 2012.
- [25] 박노아, “고효율 무선전력전송을 위한 초전도 공진코일에 관한 연구”, 조선대학교 석사학위논문, 2018.