



공학석사 학위논문

# 수신전력 피드백 정보를 이용한 효율적인 무선전력전송 시스템 연구

Efficient wireless power transfer system using the received power feedback information

2023년 08월

서울대학교 대학원

전기 · 정보공학부

이 영 석

# 수신전력 피드백 정보를 이용한 효율적인 무선전력전송 시스템 연구

## 지도 교수 남상욱

이 논문을 공학석사 학위논문으로 제출함 2023년 08월

> 서울대학교 대학원 전기·정보공학부 이 영 석

## 이영석의 공학석사 학위논문을 인준함 2023년 08월

위 원 장	<u>오정석</u>	(인)
부위원장	남상욱	(인)
위 원	심병효	(인)

초 록

무선전력전송은 1900년대 초 미국 니콜라 테슬라에 의해 처음으로 제시되었으나 오랜 기간동안 발전을 하지 못하였다. 그러나 시대가 발전함에 따라 사용하는 전자제품의 수가 급속도로 늘어나며 다시 무선전력전송이 관심을 받게 되었다. 이에 현재 연구는 크게 자기유도, 자기공명, 그리고 전자기파의 3가지 방식으로 나누어져 진행중이다. 전자기파 방식은 3가지 방법 중 가장 원거리까지 충전이 가능한 방식으로 다른 두 방법에 비해 하드웨어와 알고리즘의 복잡도가 높다. 전자기파를 이용한 무선전력전송 알고리즘의 핵심은 위치를 알지 못하는 수신기에 전력을 RF 최적 효율(Efficient RF-RF efficiency)로 보내기 위해 송신기의 위상과 진폭 배열을 실시간(Real-time)으로 결정하는 것이다.

본 논문에서는 무선전력전송 시스템을 구성하고, 수신된 전력을 피드백 받아 송신기의 최적 위상과 진폭 배열을 결정하는 알고리즘을 제시한다. 피드백 기반의 알고리즘은 그 복잡도는 조금 높으나 하드웨어의 구성이 간단하고 정류기(rectifier)의 효율 문제에 자유롭다는 장점이 있다. 정류기는 입력 전력에 따라 그 효율이 달라지는데, 전력 피드백 기반의 알고리즘으로는 수신되는 전력에 정류기의 효율 정보가 이미 포함되어 있으므로 더 정확하고 간단히 최적 효율을 얻을 수 있다. 알고리즘은 최적 위상배열 결정, 최적 진폭배열 결정의 2가지 단계를 반복하여 최적 배열 값에 가까워진다. 송신기의 최적 위상은 1차원 배열을 아다마드 행렬(Hadamard matrix)를 기저(basis) 로 분리하여 결정하였고, 최적 진폭은 특이값 분해(SVD)를 수행하여 결정하였다. 또한 제시한 알고리즘의 효율과 최적 효율을 비교해보고자 convex 최적화로 구해진 최적 효율과 비교하여 근접함을 확인하였다. 해당 알고리즘은 MATLAB로 개발되어 주파수, 송수신기의 위치, 크기 등을 입력 값으로 넣어주면 효율, 최적 위상 및 진폭 배열 등을 결과로 얻을 수 있다.

본 논문에서 제시한 수신된 전력 피드백 방식의 알고리즘은 실시간 시스템(Real-time system)을 목표로 알고리즘의 복잡도를 줄였으므로 무선전력전송 뿐 아니라 실시간으로 수신기의 위치가 알려지지 않은

i

전자장치를 향해 전파를 방사하는 목적으로도 사용할 수 있을 것이다. 더불어 near-field 영역을 고려하여 주파수가 높거나 거리가 달라져도 이에 무관하게 모든 시나리오에서 적용이 가능하다. 마지막으로, 하드웨어의 복잡도가 낮아 비용적인 측면에서도 구현에 이점이 있다.

**주요어 :** 무선전력전송, MIMO, Near-field focusing **학 번 :** 2021-25923

목	차
---	---

제 1 장 서	론1			
제 1 절	요약1			
제 2 절	무선전력전송 시스템의 선행 연구3			
제 2 장 무선	넌전력전송 시스템8			
제 1 절	무선전력전송의 해석 방법8			
제 2 절	무선전력전송 시스템의 모델링10			
제 3 절	볼록 최적화를 이용한 최대 RF 효율 도출12			
제 4 절	무선전력전송 시스템의 구조13			
제 5 절	연구 목표17			
제 3 장 수신	신전력 피드백 정보를 이용한 알고리즘18			
제 1 절	1차원 빔 스캐닝을 이용한 최적 위상 탐색18			
제 2 절	특이값 분해를 이용한 진폭 결정30			
제 3 절	근거리 영역에서의 2차원 배열 보정			
제 4 절	알고리즘 프로세스 정리37			
제 4 장 시둘	물레이션 및 실험 결과38			
제 1 절	MATLAB 시뮬레이션 결과			
제 2 절	무선전력전송 하드웨어 시스템을 이용한 실험 결과45			
제 5 장 결	론			
착고문헌				
µс С				

## 그림 목차

[그림 1] RF 무선전력전송 시스템의 일반적인 구조
[그림 2] 헬리콥터 무선전력전송 시스템6
[그림 3] Raytheon 연구소의 고효율 무선전력전송 시스템6
[그림 4] 빔포커싱을 이용한 방식의 최신 무선전력전송 시스템7
[그림 5] 안테나의 field 영역과 그 형태8
[그림 6] Goubau 식을 이용한 효율 그래프9
[그림 7] 무선전력전송 시스템의 채널 표현10
[그림 8] Pilot-signal 기반의 무선전력전송 시스템 구조15
[그림 9] Feedback-power 기반의 무선전력전송 시스템 구조.16
[그림 10] 1차원 배열 안테나의 파면18
[그림 11] 2차원 배열 안테나의 파면19
[그림 12] 1차원 series 급전 안테나의 방사 패턴
[그림 13] 2차원 series 급전 안테나의 방사 패턴과 빔 스캐닝20
[그림 14] 1차원 빔 스캐닝을 통한 수신기 위치 탐색21
[그림 15] 2차원 위상 배열 행렬의 두 1차원 위상 배열 행렬로의 분
해22
[그림 16] 전력 피드백 방식을 이용한 최적 위상 도출 프로세스.26
[그림 17] Azimuth 방향의 1차원 위상 배열의 계산27
[그림 18] Elevation 방향의 1차원 위상 배열의 계산28
[그림 19] 2차원 최적 위상 배열의 계산
[그림 20] 각 기저별 형성되는 빔 패턴과 그 전력
[그림 21] Near-field 영역에서 2차원 배열의 in-phase 빔 포커싱
[그림 22] Near-field 영역에서 2차원 배열의 보정 방법36

[그림 23] 제안한 무선전력전송 알고리즘의 프로세스	37
[그림 24] MATLAB 시뮬레이션 시나리오	38
[그림 25] MATLAB 시뮬레이션 동작화면 - 송수신기 정보	39
[그림 26] MATLAB 시뮬레이션 동작화면 - 1차원 빔 스캐닝	정보
	39
[그림 27] 1차원 빔 스캐닝 단계의 전력 피드백 그래프	40
[그림 28] 1차원 빔 스캐닝 단계의 최적 위상으로 급전시 수신	기의
전력 분포	41
[그림 29] 최적 위상과 진폭 탐색의 반복 과정	42
[그림 30] 알고리즘의 진행 단계별 효율과 볼록 최적화를 통한 :	최대
효율의 비교	42
[그림 31] 근거리 영역의 2차원 배열 보정 실행 결과	44
[그림 32] 1차원 배열 안테나로 구성된 무선전력전송 하드웨어	시스
템	46
[그림 33] 무선전력전송 하드웨어 시스템의 송신단	46
[그림 34] 무선전력전송 하드웨어 시스템의 수신단	47
[그림 35] 거리에 따른 측정 효율 그래프	48
[그림 36] 각도에 따른 측정 효율 그래프	48
[그림 37] 알고리즘의 진행 단계별 측정 효율과 볼록 최적화의 :	효율
비교	49

## 제1장서 론

## 제 1 절 요약

21세기에 들어 전자제품의 비약적인 발전에 따라 수많은 전자제품들을 각자 다른 규격으로 유선 충전해야 하는 번거로운 문제가 발생하고 있다. 유선 충전은 번거롭지만 충전 용량이 크고, 속도가 빠르다는 장점이 있어 급속 충전과 배터리 기술의 발전과 더불어 현재 가장 흔하게 사용되고 있다. 그러나 여전히 배터리 용량의 한계와 전자제품의 성능이 발전함에 따라 소모되는 전력이 많아져 항상 남은 배터리양과 충전 장소를 신경 써야 하는 번거로움이 많다.

무선전력전송은 이러한 문제를 해결할 수 있는 대표적인 방법이다. 무선전력전송에는 3가지 대표적인 방식이 있으며 본 논문에서는 원거리까지 충전을 지원해 다른 방식들에 비해 충전 공간의 제약이 적은 RF 방식의 무선전력전송을 채택하였다. RF 방식의 무선전력전송은 가장 원거리까지 전력을 전송할 수 있는 방식이나, 작동하는 알고리즘에 따라 그 효율의 차이가 매우 크다. 즉, 효율적인 알고리즘을 사용해야 높은 효율을 얻을 수 있으며 이는 전자제품들에게 전격전력을 공급해주기 위해 필수적인 요소이다. 본 논문은 일반적인 무선전력전송 시나리오를 상정하여, 수신기의 위치를 모르는 경우 최대한 빠르게, 그리고 효율적으로 수신기의 위치를 찾고 높은 효율로 전력을 전송하는 방법을 제시한다. 더불어 이를 MATLAB 시뮬레이션과 1D array를 이용한 실험으로써 검증하였다. 특히나 볼록 최적화(convex optimization) 방식을 이용한 무선전력전송 효율의 한계치를 기준으로 잡아 본 논문의 알고리즘으로 구해진 효율과 비교함으로써 해당 연구가 얼마나 효율적인지를 정량적으로 분석하였다는 점에서 다른 연구와의 차별성을 추가로 확보하였다.

2장에서는 RF 방식의 무선전력전송 시스템에 대한 내용을 다루었다. 무선전력전송 시스템에서 채널을 해석하는 대표적인 방법인 Friis

equation과 근거리 영역에서 효율을 구할 수 있는 Goubau equation등을 다루었고, 볼록 최적화를 이용한 최적 효율 계산 방법을 제시하였다. 현재 연구되고 있는 무선전력전송 시스템의 대표적인 하드웨어 구조들과 본 논문에서 다룬 연구 목표들을 정리하였다. 3장에서는 본 논문에서 제시하는 알고리즘을 자세하게 다루고 그 프로세스를 정리하였다. 알고리즘은 최적 위상 탐색, 최적 진폭 탐색과 그 반복, 마지막으로 근거리장 보정의 3단계로 이루어진다. 4장에서는 MATLAB으로 알고리즘을 구현해 그 결과를 나타내었으며 그 검증을 위해 1차원 배열을 가진 무선전력전송 시스템에서 측정한 결과를 정리하였다. 마지막으로 5장에서는 이 연구의 결론을 제시하였다.

## 제 2 절 무선전력전송 시스템의 선행 연구

#### 2.1 무선전력전송 시스템의 구조와 효율

RF 방식의 무선전력전송 시스템은 간단하게 송신기 안테나에서 전력을 보내 수신기 안테나에서 수집하는 것으로 설명할 수 있다. 아래 [그림 1]은 시스템의 전체 모습을 나타낸다. 시스템은 크게 송신단과 수신단으로 나누어 생각할 수 있는데, 우선 송신단에는 DC source를 공급한다. 공급된 DC source는 RF source로 변환되고 이는 그 크기(magnitude)와 위상(phase)을 각각 조절할 수 있도록 배열 안테나에 분배된다. 송신 안테나에서 방사한 전력을 수신단의 안테나로 수신하여 RF-DC 정류와 DC-DC regulation을 거치면 수신단에서 DC power를 얻을 수 있다.

이러한 시스템을 구성하였을 때 시스템의 전체 효율은 아래 수식 (1)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\eta_{total} = P_{out}/P_{in} \tag{1}$$

이 값은 전력이 지나가는 모든 경로(path)의 효율을 나타내며, RF 회로의 손실, 알고리즘의 효율, 정류 효율 등 많은 요소들의 곱으로 이루어져 시스템의 성능을 가늠할 수 있는 지표로 생각할 수 있다. 이 중 본 시스템에서 가장 주요한(dominant) 항 4가지를 [그림 1]에 표현하였다.



이를 수식으로 표현하면 수식 (2)와 같다.

$$\eta_{total} = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \eta_{DC-RF} \times \eta_{RF-RF} \times \eta_{RF-DC} \times \eta_{DC-DC}$$
(2)

여기서 η<sub>DC-RF</sub>는 주로 전력 증폭기(PA)의 효율에 의해서 결정된다. η<sub>RF-RF</sub>는 수신기에서 송신기를 향해 최대한의 전파를 모아서 전송할 수 있는 효율이므로 좋은 알고리즘의 사용이 필수적이다. 마지막으로 η<sub>RF-DC</sub>는 수신기에서 수신된 RF 전력을 DC 전력으로 정류할 때 발생하는 효율이며 η<sub>DC-DC</sub>는 이를 레귤레이션(regulation) 할 때 발생하는 효율이다. 무선전력전송에서는 η<sub>total</sub>이라는 값이 그 성능을 판단하는 중요한 지표가 되며, 높은 효율을 얻을 수 있는 방향으로 많은 연구들이 진행되고 있다.

#### 2.2 무선전력전송 시스템의 연구

RF 무선전력전송 시스템에 대한 연구는 1960년대부터 이루어지기 시작하였다[1-2]. 군수업체 Raytheon社에서는 파장 10cm(주파수 3GHz)의 대역에서 송신기로는 타원면 (ellipsoidal) 안테나, 수신기로는 혼(horn) 안테나를 이용한 시스템을 구축하였다[3]. 입력 전력으로 400W를 공급하여(P<sub>in</sub>) 약 7.6m(25 ft.) 거리에서 103W의 전력이 수신되어(P<sub>out</sub>), 전체 효율이 약 26%임을 밝히고 있다. 또한 작은 헬리콥터에 무전전력전송으로 전력을 공급해 공중에 띄우는 연구도 진행되었다[4]. 2.45GHz 주파수에서 5kW의 전력을 공급해 270W의 전력을 수신하고, 약 15.2m(50 ft.) 높이에서 10시간 정도 체공함을 밝혔다. [그림 2]의 왼쪽 그림은 그 시스템 모습을, 오른쪽 그림은 실험 장면을 나타낸 것이다. 1975년 Raytheon은 2.45GHz 주파수에서 혼 안테나와 배열 안테나를 이용해 높은 효율을 달성하였다[5]. 914W의 전력을 공급해 1.7m 거리에서 495W의 전력을 수신함으로써 54%의 전체 효율을 얻어내었다. [그림 3]의 상단 왼쪽 사진은 그 시스템을, 하단 사진은 전체 시스템의 block diagram과 측정 효율을 나타낸다.

이렇듯 1960년대부터 본격적으로 연구가 시작된 RF 방식의 무선전력전송은 초기에는 주로 마이크로파 대역에서 고전력을 공급하기 위해 연구되었다. 그러나 그 시스템이 너무 크고 복잡하며 높은 효율을 얻기 위한 제약조건들이 너무 많았다는 한계가 있었다. 그러나, 기술의 발전으로 전자제품들이 저전력, 소형화되며 현재는 패치 배열 안테나를 이용한 무선전력전송 시스템들에 대한 연구가 진행중이다. 최근에는 GHz 주파수 대역에서 패치 배열 안테나를 이용하여 높은 효율의 시스템을 만드는 연구들이 활발히 진행중이다[6-10]. 특히나 GHz 대역에 짧은 거리에 대한 시스템으로 Far-field 조건이 아니라, Near-field 조건을 고려하여 그 연구가 진행되고 있다. 일례로, [그림 4]는 Caltech에서 진행된 연구 실험 결과를 나타낸다. Near-field 조건에서 송신기(GU)에서 송신한 전력이 수신기(RU)의 목표 거리(1m 지점)에 포커싱 됨을 확인할 수 있다.



[그림 2] 헬리콥터 무선전력전송 시스템





[그림 3] Raytheon 연구소의 고효율 무선전력전송 시스템



[그림 4] 빔포커싱을 이용한 방식의 무선전력전송 시스템

## 제 2 장 무선전력전송 시스템

## 제 1 절 무선전력전송의 해석 방법

무선전력전송 시스템을 설계하고 해석하기 위해 가장 일반적으로 사용하는 방법은 Friis transmission equation이다[12].

$$P_r = \frac{G_t G_r \lambda^2}{(4\pi r)^2} P_t \tag{3}$$

$$r > 2D^2/\lambda \tag{4}$$

여기서 *P<sub>r</sub>*, *P<sub>t</sub>*는 각각 수신, 송신 전력이며 *G<sub>r</sub>*, *G<sub>t</sub>*은 각각 수신기와 송신기의 안테나 이득(gain), *r* 은 송신기와 수신기 사이의 거리, λ는 중심 주파수이다. Friis equation은 무전전력전송 뿐 아니라 통신, 레이더 등 RF 분야에서 가장 일반적으로 사용되는 식이다.



그러나 Friis equation은 송신기와 수신기가 far-field에 존재함을 가정하고 유도된 식으로, 상대적으로 근거리에서 동작하는 무선전력전송 시스템에는 그 정확도가 떨어진다. Friis equation (3)에서 거리 r을 0에 근접시켜 near-field 영역에서 보면 효율 값인 전력비 P<sub>r</sub>/P<sub>t</sub>가 발산함을 알 수 있다. 이를 보완하기 위해 Goubau가 near-field 영역에서의 보정식을 제시하였다[1, 11].

$$P_r = P_t \left( 1 - e^{-\frac{A_t A_r}{\lambda^2 r^2}} \right) = P_t (1 - e^{-\tau^2})$$
(5)

여기서 *A<sub>r</sub>*, *A<sub>t</sub>*는 각각 수신 안테나와 송신 안테나의 aperture 면적이다. [그림 6]은 Friis equation(파란 선)과 Goubau equation(초록 선)을 나타낸 그래프이다. τ는 거리에 반비례하는 변수이므로 τ 값이 증가함에 따라 Friis equation은 발산하는 모습을, Goubau equation은 그 값이 1로 수렴하는 모습을 보여준다. 정성적으로도 수신 안테나가 송신 안테나에 매우 근접해질수록 송신 안테나에서 방사하는 field가 전부 수신기로 들어갈 수 있으므로 효율이 1에 수렴한다고 해석할 수 있다.



[그림 6] Goubau 식을 이용한 효율 그래프

## 제 2 절 무선전력전송 시스템의 모델링

본 논문에서 제시한 알고리즘 또한 near-field 영역에 속한다. 따라서 시뮬레이션으로 알고리즘을 구현하기 위해서는 near-field에 적합한 채널의 모델링이 필요하다. 송신기와 수신기가 배열 안테나일 때, 채널은 송신기와 수신기 안테나 한 개씩에 대해 Friis equation을 적용하여 구할 수 있다.

$$C_{mag} = \sqrt{G_t(\theta_t, \phi_t) \cdot G_r(\theta_r, \phi_r)} \cdot \frac{\lambda}{4\pi \cdot d_{tr}}$$
(6)

여기서 채널의 크기는 전압 스케일이고, *G<sub>t</sub>*와 *G<sub>r</sub>*은 각각 송신기와 수신기 안테나에서의 *θ*와 *φ*에 대한 안테나 이득(gain)이며 *d<sub>tr</sub>*은 그 사이의 거리이다. 안테나 이득은 엄밀하게는 각 안테나의 정확한 빔 패턴을 모두 조합하여 계산해야 하지만, 송수신기 안테나가 상대적으로 큰 배열인 경우, active element pattern을 이득 값으로 근사하여 사용할 수 있다. 채널의 위상 *C<sub>phase</sub>*은 거리 *d<sub>tr</sub>*로 얻을 수 있다.

$$C_{phase} = \frac{2\pi d_{tr}}{\lambda} \tag{7}$$



[그림 7] 무선전력전송 시스템의 채널 표현

식 (1)과 같이 효율을 구하기 위해서는 입/출력 전력의 값을 알아야 한다. 본 논문은 알고리즘에 초점이 맞추어져 있으므로, [그림 1]에서 η<sub>RF-RF</sub>의 값만 계산한다. 해당 값은 아래와 같이 표현이 가능하다.

$$\eta_{RF-RF} = P_{Rx} / P_{Tx} \tag{8}$$

이 때 *P<sub>Rx</sub>*는 수신기에서 수신된 총 RF 전력이며, *P<sub>Tx</sub>*는 송신기에 급전한 총 RF 전력이다. 송신기가 *N<sub>t</sub>* × *N<sub>t</sub>*, 수신기가 *N<sub>r</sub>* × *N<sub>r</sub>*의 크기를 갖는 배열 안테나라고 가정하자. *i* 번째 송신기 안테나에 급전하는 전압의 크기와 위상을 각각 *V<sub>i</sub>*와 *φ<sub>i</sub>*, 임피던스를 *Z<sub>Tx</sub>*, *Z<sub>Rx</sub>*로 두면, 송수신기의 총 RF 전력은 각각 다음과 같이 구할 수 있다.

$$P_{Tx} = \left(\sum_{s=1}^{N_t^2} \left| V_s \times e^{-j\phi_s} \right|^2 \right) / Z_{Tx}$$
(8)

$$P_{Rx} = \left(\sum_{t=1}^{N_r^2} \left|\sum_{s=1}^{N_t^2} A_{s,t} \times e^{-j \cdot (\phi_s + \phi_{s,t})}\right|^2_{t}\right) / Z_{Rx}$$
(9)

$$A_{s,t} = \sqrt{G_s(\theta_s, \phi_s) \cdot G_t(\theta_t, \phi_t)} \cdot \frac{\lambda}{4\pi \cdot d_{s,t}}$$

$$\phi_{s,t} = \frac{2\pi d_{s,t}}{\lambda}$$
(10)

해당 모델링은 알고리즘을 구현하는 시뮬레이션에 사용되었으며, 송수신기 의 크기, 위치와 송신기 안테나에 급전하는 전압의 크기와 위상을 변수로 넣어주면 위 수식을 통해 효율 계산이 가능하다.

## 제 3 절 볼록 최적화를 이용한 최대 RF 효율 도출

RF 방식의 무선전력전송 시스템에 적절한 알고리즘을 적용한다면, 해당 알고리즘이 얼마나 효율적으로 작동하는지 확인할 수 있는 지표가 필요하다. 즉, 어떠한 시스템에서 이론상 얻을 수 있는 최대한의 한계 효율(efficiency bound)을 구하여 이를 기준으로 알고리즘으로 얻을 수 있는 효율과 비교를 하여야 알고리즘의 유효성(validity)이 검증될 것이다. 본 절은 CVX 최적화 알고리즘을 통해 최대 RF 효율을 구한 것이다[14].

RF 효율을 빠르게 계산하기 위해 문제를 볼록 최적화 문제로 설정하였다(CVP, convex optimization problem). CVP는 최댓값(global optimum)의 존재성에 대한 보장이 있으므로[15], CVP 문제를 푼다면 최대 RF 효율을 계산할 수 있다.

2절에서 논의한 채널 정보를 이용해 최적화 문제를 만든다. 송신되는 전력의 총합이 일정하다는 제약조건(constraint)을 설정하고, 수신된 전력의 총합을 최대화하는 문제는 아래와 같이 표현할 수 있다.

> max  $tr(C^{H}CS)$ subject to  $tr(S) \le P_{t}$

여기서 송신되는 신호가  $x_t \in \mathbb{C}^{N_t^2 \times 1}$  일 때,  $\mathbf{S} = x_t x_t^H$ ,  $\mathbf{C}$ 는 채널 행렬(CSI matrix)  $\mathbf{C} \in \mathbb{C}^{N_t^2 \times N_r^2}$  이다. 이를 SDP(Semi-Definite Program)으로 변환하면 아래와 같다.

max 
$$P_r$$
  
subject to  $\operatorname{tr}(\mathbf{C}^H\mathbf{CS}) \ge P_r$   
 $\operatorname{tr}(\mathbf{S}) \le P_t$   
 $\mathbf{S} \ge 0$ 

이 SDP를 MATLAB으로 풀어주면 송수신기의 크기, 위치 등의 변수를 입력했을 때 이론상 가능한 최적의 RF-RF 효율과 송신기의 진폭과 위상 정보를 얻어낼 수 있다.

### 제 4 절 무선전력전송 시스템의 구조

일반적인 무선전력전송 시스템에서 송신기의 위치는 고정시킬 수 있으나, 수신기의 상대적인 위치는 알 수 없다. 즉, 무선전력전송에서 가장 중요한 요소는 적절한 알고리즘을 사용해 위치를 알지 못하는 수신기에 전력을 전송하는 것이다. 최신 무선전력전송 연구에서는 대표적으로 2가지 종류의 시스템 구조로 구분된다. [그림 8]은 pilot-signal 기반의 시스템 구조이고, [그림 9]는 feedback-power 기반의 시스템 구조이다.

Pilot-signal 기반의 시스템은 수신기에서 pilot signal을 발생시켜 수신기의 위치를 파악하기 쉽게 설계되었다. 전체 시스템의 동작은 다음과 같이 진행된다.

(1) 수신기에서 pilot signal을 발생시킨다

(2) 송신기에서 pilot signal을 감지하고 그 크기와 위상을 얻는다

(3) 적절한 알고리즘을 통하여 송신기 각 안테나의 진폭과 위상을조절해 전력을 보낸다.

(4) 수신기에서 전력을 수신한다.

현재 많은 연구가 time-reversal과 결합되어 진행되고 있으며[7, 16-17] 수신기의 위치를 대략적으로 파악할 수 있어 알고리즘이 상대적으로 가볍고 빠른 전력 전송이 가능하다. 그러나 [그림 8]에서 나타난 구조와 같이 하드웨어가 상대적으로 복잡하다. 송신기의 전력 송신 모드와 pilotsignal 감지모드를 잘 제어해 주어야 하고, 수신기에서도 정류회로에 추가로 pilot-signal 발생 회로를 따로 만들어야 하는 복잡성이 있다. Feedback-power 기반의 시스템은 pilot-signal 기반의 시스템보다 하드웨어가 간단하다. 전체 시스템의 동작은 다음과 같다.

(1) 송신기에서 각 안테나의 진폭과 위상을 조절해 전력을 보낸다.

(2) 수신기에서는 정류된 전력 값을 읽고 송신기로 피드백 해준다.

(3) 송신기에서는 피드백 된 전력 값을 기반으로 적절한 알고리즘을동작 시켜 다른 진폭과 위상 값으로 조절해 전력을 보낸다.

(4) 전력 전송과 전력값 피드백 과정을 높은 전력값 전송이 가능할때까지 반복한다.

수신기의 위치를 알지 못하기 때문에 송신기에서 많은 시도(attempt)를 통해서 높은 전력을 전송할 수 있는 송신기의 진폭과 위상 값을 찾아내야 하며, 이것이 알고리즘의 주 목적이다. 그러나 송신기는 위상과 진폭만 조절해 전력을 전송하면 되고, 수신기는 정류회로만 있으면 되므로 하드웨어나 송수신기간의 sync 복잡도가 낮은 장점이 있다.



[그림 8] Pilot-signal 기반의 무선전력전송 시스템 구조



[그림 9] Feedback-power 기반의 무선전력전송 시스템 구조

## 제 5 절 연구 목표

송신기와 수신기의 위치, 크기, 안테나의 스펙 등이 모두 고정된 상태라면, RF 효율은 송신기 안테나에 급전되는 진폭과 위상 정보에 의해 결정된다. 즉, 수신기에 최대 RF 효율이 얻어지는 송신기의 진폭과 위상 정보를 결정해주면 된다. 일반적인 시스템의 경우 진폭은 VGA(Variable Gain Amplifier)나 attenuator, 위상은 phase shifter나 true time delay line 등을 이용하여 조절하는데, 송신기의 안테나가 많아질수록 계산해야 하는 진폭과 위상 정보의 조합이 지수함수적으로 증가한다. 이를테면 16x16 송신기에서 4-bit phase shifter와 7-bit attenuator를 이용한다면 가능한 진폭과 위상 조합의 수는

#### $(2^4 \times 2^7)^{256} = 2^{2816}$

이는 컴퓨터 시뮬레이션으로 구현하기조차 어려우며 실제 시스템에 적용할 수도 없다. 따라서, 실제 시스템에 적용할 수 있는 수준으로 복잡도가 낮아진 정도의 알고리즘을 구현하여야 할 것이다. 따라서 본 논문의 연구 목표는 다음과 같다.

- 1) 제 4절에 논의한 feedback-power based 기반의 시스템 구조를 사용하며 수신기의 위치는 알지 못하는 시나리오이다.
- 실제 시스템에 적용될 수 있도록 복잡도를 낮춘 알고리즘을 제안한다.
- 송수신기는 배열 안테나를 사용하고, 제안하는 알고리즘의 목표는 수신기에서 최대한의 전력을 수신하는 송신기 각 안테나의 진폭과 위상의 결정이다.
- 4) 제안하는 알고리즘에 대한 효율 검증을 볼록 최적화 결과와비교하여 그 타당성을 확인한다.

## 제 3 장 수신전력 피드백 정보를 이용한 알고리즘

## 제 1 절 1차원 빔 스캐닝을 이용한 최적 위상 탐색

#### 1.1 안테나 배열 이론

균일한 간격으로 배치된 1차원 배열 안테나에서 안테나의 전체 Efield는 1개의 안테나에 배열 계수(AF, Array Factor)를 곱한 것으로 표현이 가능하다[12]. [그림 10]은 이를 나타낸 것이며 아래와 같은 수식으로 표현할 수 있다.

$$E_{Total} = E_{Single \ element \ at \ reference \ point} \times AF \tag{11}$$

$$AF = 1 + e^{j(kd\cos\theta + \beta)} + e^{j2(kd\cos\theta + \beta)} + \cdots e^{j(N-1)(kd\cos\theta + \beta)} AF = \sum_{n=1}^{N} e^{j(n-1)(kd\cos\theta + \beta)}$$
(12)



[그림 10] 1차원 배열 안테나의 파면



[그림 11] 2차원 배열 안테나의 파면

이 때 β는 각 element의 위상 차이이며, d는 element 사이의 거리다. 마 찬가지 방법을 2차원 배열 안테나에도 적용하면, 2차원 배열의 AF는 x축 과 y축 방향 AF 각각의 곱으로 표현할 수 있다. 이를 수식으로 표현하면 식 (13)과 같다.

$$S_{xm} = \sum_{m=1}^{M} I_{m1} e^{j(m-1)(kd_x \cos \theta \cos \phi + \beta_x)}$$

$$S_{yn} = \sum_{n=1}^{N} I_{1n} e^{j(n-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$
(13)

여기서  $S_{xm}$ 은 x방향,  $S_{yn}$ 은 y방향의 AF이며  $I_{m1}$ 과  $I_{1n}$ 은 각 안테나 위치 별 크기이다.

$$AF|_{2D} = S_{xm} \cdot S_{yn} \tag{14}$$

#### 1.2 안테나 빔 스캐닝

[그림 12]와 같이 1차원 series로 급전된 안테나를 생각하자. 그림은 이 안테나를 급전했을 때 발생하는 빔 패턴을 나타낸 것이다. [그림 13]은 이 안테나를 이어 붙여서 2차원 배열을 만든 것인데, 이 때 각 포트에 급전되는 위상의 값을 변화시켜주면 그림과 같이 1차원 방향에 대해 빔 스캐닝(빔 포밍)이 가능하다(편의를 위해 진폭은 고정되었다고 가정한다). 즉, [그림 14]와 같이 위상을 변화시키며 빔 스캐닝을 통해 수신된 전력을 피드백 받는다면 수신기가 존재할 위치에 가장 높은 전력 값이 피드백 될 것이다.



[그림 12] 1차원 series 급전 안테나의 방사 패턴



[그림 13] 2차원 series 급전 안테나의 방사 패턴과 빔 스캐닝



[그림 14] 1차원 빔 스캐닝을 통한 수신기 위치 탐색

Series 급전 안테나의 경우가 아니라, 실질적인 2차원 배열 안테나에서도 이를 적용하여 보자. 본 연구에서 사용하는 안테나는 [그림 15]와 같은 2차 원 배열 안테나이다. *M*×*N* 2차원 배열 안테나에서는 *MN*개의 서로 다른 안테나의 위상과 진폭을 조절할 수 있다. 문제의 단순화를 위해 진폭은 1로 고정되어 있다고 하고, 위상만 조절한다고 가정하자. 여기에 1차원 배열 빔 스캐닝을 적용하면, 그림과 같이 azimuth 방향으로 빔 스캐닝을 할 때 같은 열의 안테나에는 동일 위상을 급전하여 1차원 series 급전 안테나처럼 작 동하게 할 수 있다. 마찬가지로 elevation 방향으로 빔 스캐닝을 한다면 같 은 행의 안테나를 같은 안테나로 취급하여 동일 급전하면 된다.

[그림 15]에서 알고리즘의 목표인 2차원 위상 배열인 *M*×*N* 행렬 Φ|<sub>*M*×*N*</sub>은 2개의 직교하는 1차원 위상 배열(azimuth/elevation)의 지수곱 으로(식 (13, 14)) 구할 수 있다.

$$\Phi|_{M \times N} = \begin{pmatrix} \phi_{1,1} & \phi_{1,2} & \cdots & \phi_{1,N} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \phi_{M,1} & \phi_{M,2} & \cdots & \phi_{M,N} \end{pmatrix}$$
(15)

#### Objective: 2D phase pattern



=



[그림 15] 2차원 위상 배열 행렬의 두 1차원 위상 배열 행렬로의 분해

$$|\varphi_A|_{1 \times N} = (\varphi_{A,1}, \varphi_{A,2}, \dots, \varphi_{A,N})$$
 (16)

$$\varphi_{A}|_{M \times 1} = (\varphi_{E,1}, \varphi_{E,2}, \dots, \varphi_{E,M})^{T}$$
(17)

т

따라서, 최적의 수신 전력을 전송하는 1차원 배열인  $\varphi_A|_{1\times N}$ 과  $\varphi_A|_{M\times 1}$  행렬을 구하는 것이 중요하다.

#### 1.3 아다마드 행렬을 이용한 1차원 행렬 분해

최적의 수신 전력을 전송하는 1차원 배열인  $\varphi_A|_{1\times N}$ 과  $\varphi_A|_{M\times 1}$  또한 모든 위상을 변화시키면서 찾기에는 그 복잡도가 여전히 너무 높으므로 기저들과 그 계수들의 곱의 합으로 행렬 분해(matrix decomposition)를 한다. 기저는 직교성(orthogonality)이 보장되어야 하는데, 본 논문에서는 직교성이 보장되는 대표적인 행렬인 아다마드 행렬(Hadamard matrix)을 기저로 사용하였다. 아다마드 행렬  $H_n$ 은 다음과 같은 조건을 만족한다.

- 1) 정방 행렬이다
- 2) 모든 원소가 +1 또는 -1이다
- 3) 모든 행이 서로 직교이다(mutually orthogonal)

아다마드 행렬을 만드는 방법(Hadamard matrix construction)은 다양하게 존재하며, 아다마드 행렬의 크기에 따라서 방법이 다르다. 4부터 200까지의 아다마드 행렬의 제작 방법은 잘 알려져 있다[18]. 본 논문에서는 대표적인 'Sylvester's construction', 'Williamson's type method'등의 방법들을 사용하였다. 'Sylvester's construction'는 order 2<sup>n</sup> 의 아다마드 행렬만 제작 가능하다.

$$H_{2^{n}} = \begin{bmatrix} H_{2^{n-1}} & H_{2^{n-1}} \\ H_{2^{n-1}} & -H_{2^{n-1}} \end{bmatrix} = H_{2} \otimes H_{2^{n-1}} (2 \le n \in N)$$
(18)

이 때 연산자 ⊗는 크로네커 연산자(Kronecker product)이다. 또한 'Williamson's type method'는 order 4n(n ≤ 29,n ≡ 1(mod 2),n = 43)의 아다마드 행렬을 제작할 수 있다.

$$H_{4n} = \begin{bmatrix} A & B & C & D \\ -B & A & -D & C \\ -C & D & A & -B \\ -D & -C & B & A \end{bmatrix}$$
(19)

여기서 행렬 *A*,*B*,*C*,*D*는 순방향 순환 행렬(forward circulant matrices)라고 하며, 다음을 만족한다.

$$A_{n} = \begin{bmatrix} c_{1} & c_{2} & \cdots & c_{n} \\ c_{n} & c_{1} & \cdots & c_{n-1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & c_{2} \\ c_{2} & \cdots & c_{n} & c_{1} \end{bmatrix}$$
(20)

Order *n* 아다마드 행렬 *H*가 만들어졌다면 각 행이 수직이므로 식 (21)이 성립한다.

$$\left\langle H_{i},H_{j}\right\rangle _{F}=H_{i}\cdot H_{j}=0 \tag{21}$$

여기서  $H_i$ 와  $H_j$ 는 H의 i번째 행과 j번째 행으로 각각 i번째와 j번째 아다마 드 행렬 기저라고 하며, 서로 수직하므로 내적의 값이 0이다. 2차원 위상 배 열 안테나에 급전할 때의 변수인 진폭과 위상 값에 대해, 1차원 진폭 행렬  $A_M$ 은 선형합으로 나타낼 수 있고, 1차원 위상 행렬[ $e^{j\phi_M}$ ]은 지수합으로 나 타낼 수 있다.

$$A_M = [a_1, a_2, \dots, a_M] = \alpha_1 H_1 + \alpha_2 H_2 + \dots + \alpha_M H_M$$
(22)

$$[e^{j\phi_{M}}] = [e^{j\phi_{1}}, e^{j\phi_{2}}, ..., e^{j\phi_{M}}]$$
  
= normalize ( $e^{j\beta_{1}H_{1}} + e^{j\beta_{2}H_{2}} + ... + e^{j\beta_{M}H_{M}}$ ) (23)

여기서 계수  $β_k$ 를 결정한다면 식 (16), (17)의 1차원 위상 배열을 구할 수 있다.

#### 1.4 전력 피드백 방식을 이용한 최적 위상 배열 도출

최적 위상 배열을 얻기 위해서는 식 (23)의 계수 βk를 최적 값으로 선택해야 한다. 이 과정은 전력 피드백 방식으로 구할 수 있는데, [그림 16]은 이 모든 과정을 나타낸다. 우선 진폭은 모두 1로 고정하고 시스템이 p-bit의 phase shifter로 위상을 조절하다고 가정하자. 첫 번째 아다마드 행렬 기저(basis 1)에 대해서 이 phase shifter의 값을 0 deg부터 2<sup>p</sup> 개만큼 변화시키며 매 시도마다 수신된 전력을 피드백 받는다. 첫 번째 아다마드 행렬 기저는 항상 일행렬이므로, 위상을 변화시켜도 상대적인 위상 차가 발생하지 않는다. [그림 16]의 basis 1에 대한 그래프는 이를 잘 표현하고 있다. 마찬가지 방법으로 두 번째 아다마드 행렬 기저에 대해서도 위상을 변화시키며 전력 피드백 값을 받는다. Basis 2 부분의 그래프로 이를 표현하였는데, 이 때 최대의 전력을 피드백 받은 위상 값을  $\phi_{A,max,2}$ 라고 하자. 이 위상 값과 basis 2의 곱은 다음 단계인 basis 3에 그대로 오버랩 되어 더해지므로써 basis 2 단계의 정보를 그대로 가지고 basis 3의 값을 얻을 수 있다. 이 프로세스를 반복하여 N 번째 basis까지 진행하고, 식 (23)을 modify하여 식 (24)로써 azimuth 방향의 1차원 최적 위상 배열을 얻을 수 있다. [그림 17-18]은 각각 azimuth와 elevation에 대한 위상 배열의 계산법을 자세하게 표현한 것이다.

$$\begin{bmatrix} 1 \angle \varphi_{A, 1}, \ 1 \angle \varphi_{A, 2} \dots \ 1 \angle \varphi_{A, N} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} normalized\left(\sum_{i=1}^{M} 1 \angle (\phi_{A, max, i} \cdot H_{i, 1})\right), \\ normalized\left(\sum_{i=1}^{M} 1 \angle (\phi_{A, max, i} \cdot H_{i, 2})\right), \\ \dots, normalized\left(\sum_{i=1}^{M} 1 \angle (\phi_{A, max, i} \cdot H_{i, N})\right) \end{bmatrix}$$

$$(24)$$



[그림 16] 전력 피드백 방식을 이용한 최적 위상 도출 프로세스



[그림 17] azimuth 방향의 1차원 위상 배열의 계산



[그림 18] elevation 방향의 1차원 위상 배열의 계산

	Azimuth				
	$\begin{bmatrix} 1 \angle \varphi_{A,1} \end{bmatrix}$	$1 \angle arphi_{A,2}$		$1 \angle arphi_{A,N}$ ]	
$\left[ 1 \angle \varphi_{E,1} \right]$	$\int 1 \angle \Phi_{1,1} = 1 \angle \varphi_{A,1} \times 1 \angle \varphi_{E,1}$	$1 \angle \Phi_{1,2} = 1 \angle \varphi_{A,2} \times 1 \angle \varphi_{E,1}$		$1 \angle \Phi_{1,N} = 1 \angle \varphi_{A,N} \times 1 \angle \varphi_{E,1}$	
$1 \angle \varphi_{E,2}$	$1 \angle \Phi_{2,1} = 1 \angle \varphi_{A,1} \times 1 \angle \varphi_{E,2}$	$1 \angle \Phi_{2,2} = 1 \angle \varphi_{A,2} \times 1 \angle \varphi_{E,2}$		$1 \angle \Phi_{2,N} = 1 \angle \varphi_{A,N} \times 1 \angle \varphi_{E,2}$	
:	:			:	
$1 \angle \varphi_{E,M}$	$1 \angle \Phi_{M,1} = 1 \angle \varphi_{A,1} \times 1 \angle \varphi_{E,M}$	$1 \angle \Phi_{M,2} = 1 \angle \varphi_{A,2} \times 1 \angle \varphi_{E,M}$		$1 \angle \Phi_{M,N} = 1 \angle \varphi_{A,N} \times 1 \angle \varphi_{E,M}$	
Elevation					

#### [그림 19] 2차원 최적 위상 배열의 계산

이렇게 구해진 azimuth 방향과 elevation 방향의 1차원 최적 위상 배열은 식 (14)에 의해 element wisely 곱했을 때 2차원 최적 위상 배열을 얻을 수 있다. [그림 19]는 그 식을 나타낸 것이다.

만약 *M* × *N* 2차원 배열 안테나에서 진폭을 고정하고, *k*가지의 서로 다른 위상 값으로 변화시킬 수 있다면 전체의 복잡도는 식 (25)와 같다.

$$O(n)|_{2D} = k^{MN} \tag{25}$$

그러나 1차원 빔 스캐닝을 통한 본 논문의 알고리즘을 사용한 경우 그 복잡 도는 식 (26)으로 구해지며 이는 식 (25)에 비해 상당히 복잡도가 많이 감 소한 것을 확인할 수 있다.

$$O(n)|_{1D} = k \times \{(M-1) + (N-1)\}$$
(26)

## 제 2 절 특이값 분해를 이용한 진폭 결정

제 1절에서는 진폭을 고정하고 그 위상만 변화시켜 최적 2차원 배열을 탐색하였다. 이는 진폭보다 위상이 수신기의 위치에 빔 포커싱을 하는데 주요한 역할을 하기 때문이다. 최적 위상을 결정하였으므로 최적 진폭은 위상과 동일하게 진행하여도 된다. 식 (22)를 이용해 아다마드 배열 분해를 하고, attenuator 등으로 진폭을 조절하며 수신되는 전력을 피드백 받아 그 계수를 결정해 1차원 진폭 배열을 얻어내도 된다. 그러나 본 2절에서는 1절과 같은 내용을 반복하지 않고, 특이값 분해(Singular Value Decomposition)를 이용해 진폭을 결정하는 방법을 제시한다.

#### 2.1 특이값 분해(SVD)

특이값 분해(SVD)는 임의의  $m \times n$ 차원의 행렬 A에 대하여 식 (27)과 같이 행렬을 분해할 수 있다는 '행렬 분해(decomposition)' 방법 중 하나이다.

$$A = U\Sigma V^T \tag{27}$$

이 때 행렬  $U \doteq m \times m$ 차원 직교행렬, 행렬  $\Sigma \doteq m \times n$ 차원 대각행렬, 행렬  $V^{T} \doteq n \times n$ 차원 직교행렬이다.

특이값 분해의 기하학적인 의미는 직교하는 벡터 집합에 대해 선형 변환을 한 후 그 크기는 변하지만 직교성은 유지할 수 있게 되는 직교 집합을 구하 고 그 변환 결과를 얻는 것이다. 식 (27)에서 *A* 라는 선형 변환이 존재하면, 선형 변환 전의 직교 벡터 모음은 *V<sup>T</sup>*의 행 벡터(*V*의 열 벡터), 선형 변환 후 의 정규화된 직교 벡터 모음은 *U*의 열 벡터로 생각할 수 있다. 그 크기를 조 절하는 scaling factor는 Σ의 대각 성분으로 singular value라고 한다. 식 (28)은 기하학적인 의미로 특이값 분해를 표현한 것이고, 식 (29)는 위 설 명을 풀어서 나타낸 것이다.

$$AV = U\Sigma \tag{28}$$

$$A \cdot \begin{pmatrix} | & | \\ \overrightarrow{x_1} & \overrightarrow{x_2} \\ | & | \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} | & | \\ \overrightarrow{u_1} & \overrightarrow{u_2} \\ | & | \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sigma_1 & 0 & 0 \\ 0 & \sigma_2 & 0 \\ 0 & 0 & \ddots \end{pmatrix}$$
(29)

#### 2.2 특이값 분해를 이용한 진폭 결정

[그림 20]은 1절에서 1차원 최적 위상 탐색에 대해 각 기저별로 최대 전력을 전송하는 위상을 구했을 때, 각 빔 패턴과 수신된 전력의 크기( $P_1 \sim P_M$ )를 나타낸 것이다(각 기저별 시행을 모드라고 지칭한다). 진폭 조절의 핵심은 형성된 M개의 안테나 빔(모드 빔) 중에 수신 전력에 영향을 많이 주는(전력을 많이 공급하는) 순으로 진폭을 배분하되 모드 간의 상호작용으로 인한 상호작용을 고려하는 것이다. 즉, 수신 효율이 높은 빔의 진폭은 올리고, 낮은 빔에 대해서는 진폭을 낮추되 상호작용까지 고려하여 효과적으로 각 모드의 크기를 결정해야 한다. 이는 모드 전력 상관행렬을 구하고, 이 행렬의 특이값 분해(SVD)를 통하여 최적화된 모드 별 급전 전류의 크기를 할 수 있다. 여기서 모드전력 상관행렬  $P_A$ 는 측정하여 구할 수 있으며, 식 (30)과 같이 표현된다.



$$P_{A} = \begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1M} \\ P_{21} & P_{22} & & P_{2M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{M1} & P_{M2} & \dots & P_{MM} \end{bmatrix}$$
(30)

$$P_{ij} = \frac{1}{2} \{ P_{ij}^* - (P_{ii} + P_{jj}) \}$$
(31)

여기서  $P_A$  (azimuth로 notation 함)의 대각 성분  $P_{ii}$ 는 [그림 20]에서의  $P_1 \sim P_M$  값을 나타내고,  $P_{ij}^* \leftarrow i$ 번째 모드와 j번째 모드를 동시에 켜서 전송시 (simultaneously) 수신되는 전력이다. 즉, 상삼각행렬과 하삼각행렬 부분 인  $P_{ij}$ 는 식 모드별로 간섭이 제외된 전력 값이다. 이 때 최적화된 모드 별 급전계수를 구하는 것은 모드전력 상관행렬의 최대 고유치(eigenvalue)에 대응하는 고유벡터(eigen vector)를 구하는 것과 등가이다. 이를 총합해서 나타내면 식 (32)와 같다.

$$P_A = U\Sigma V = U\Sigma U^{\mathrm{T}}$$

$$\begin{bmatrix} P_{11} & P_{12} & \dots & P_{1M} \\ P_{21} & P_{22} & \cdots & P_{2M} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ P_{M1} & P_{M2} & \dots & P_{MM} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} | & | & \cdots & | \\ u_1 & u_2 & \cdots & u_M \\ | & | & \cdots & | \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \sigma_1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \sigma_2 & \cdots & 0 \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & \sigma_M \end{bmatrix} \begin{bmatrix} - & v_1 & - \\ - & v_2 & - \\ \vdots & \vdots & \vdots \\ - & v_M & - \end{bmatrix}$$
(32)

최적의 모드 진폭은 최대 고윳값, σ<sub>1</sub>에 대응하는 고유 벡터인 U행렬의 첫 번째 열의 값을 이용하여 결정한다. 즉, 각 모드에 대해서 최적 급전을 위한 전류 진폭의 값 I<sub>Amode</sub>는 식(33)과 같다.

$$\begin{bmatrix} I_{A,mode,1} \\ \vdots \\ I_{A,mode,M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} | \\ u_1 \\ | \end{bmatrix}$$
(33)

$$\Lambda_{A} = \begin{pmatrix} I_{A,mode,1} \angle \varphi_{A,mode,1} [H_{A}^{1}] \\ \vdots \\ I_{A,mode,M} \angle \varphi_{A,mode,M} [H_{A}^{M}] \end{pmatrix}$$
(34)  
$$= (I_{A,1} \angle \varphi_{A,1} \quad \cdots \quad I_{A,M} \angle \varphi_{A,M})$$

$$I_{A,i} \angle \varphi_{A,i} = I_{A,mode,1} \angle \varphi_{A,mode,1} \cdot H^{1}_{A,i} + \dots + I_{A,mode,M} \angle \varphi_{A,mode,M} \cdot H^{M}_{A,i}$$

$$(35)$$

[H<sup>j</sup><sub>A</sub>]는 azimuth 빔스캔에 대해 M × M 아다마드 행렬의 j번째 행(1 × M)을 의미하고, H<sup>j</sup><sub>A,i</sub>는 [H<sup>j</sup><sub>A</sub>]의 i번째 성분 값이다. 마지막으로 constraint 조건인 식 (36)을 만족해야 하므로 정규화를 해주면 1차원 최적 배열 Λ<sup>\*</sup><sub>A</sub>을 얻을 수 있다.

$$\sum_{i=1}^{M} 1 = M = \sum_{i=1}^{M} |I_{A,i}|^2$$
(36)

$$M_{A,normalize} = \sqrt{\sum_{i=1}^{M} \left| I_{A,i} \right|^2}$$
(37)

$$\Lambda_{A}^{*} = \frac{\Lambda_{A}}{M_{A,normalize}}$$

$$= [I_{A,1}^{*} \angle \varphi_{A,1} \quad I_{A,2}^{*} \angle \varphi_{A,2} \quad \cdots \quad I_{A,M}^{*} \angle \varphi_{A,M}]_{1D,A}$$

$$(37)$$

따라서 2차원 배열 안테나에서 최적화된 최종 급전 값 **Λ**\*(진폭과 위상)은 두 1차원 최적 급전 배열의 크로넥커곱을 통하여 얻을 수 있다.

$$\Lambda^{*} = \Lambda^{*}_{E} \times \Lambda^{*}_{A} = \begin{bmatrix} I^{*}_{E,1} \angle \varphi_{E,1} & I^{*}_{E,2} \angle \varphi_{E,2} & \cdots & I^{*}_{E,M} \angle \varphi_{E,N} \end{bmatrix}^{T}_{1D,E} \times \begin{bmatrix} I^{*}_{A,1} \angle \varphi_{A,1} & I^{*}_{A,2} \angle \varphi_{A,2} & \cdots & I^{*}_{A,M} \angle \varphi_{A,M} \end{bmatrix}_{1D,A}$$
(38)

## 제 3 절 근거리 영역에서의 2차원 배열 보정

1절에서 다루었던 2차원 안테나 배열에서의 배열 상수(AF)는 단순히 두 방향에 대한 AF를 곱함으로써 구하였다. 그러나 이 식은 far-field 영역을 기준으로 모든 빔이 평행하게 나간다(평면파)고 가정을 하고 계산된 결과이다. 1절과 2절에서 최적 위상과 진폭을 결정할 때도 단순히 azimuth와 elevation에 대한 1차원 배열을 곱하여 계산하였는데, 본 논문의 시스템은 near-field 영역에 있으므로 단순히 곱하지 않고 보상을 해주어야 한다.

[그림 21]은 near-field 영역에서 어떤 초점에 빔 포커싱을 하는 방법을 나타낸 그림이다. 특정 초점에 포커싱을 하기 위해서는 송신기의 배열 안테나에서 in-phase가 되도록 급전해야 한다(식 (39)).

$$\varphi_{mn}|_{2D} = k\left(\sqrt{\left(x_m - x_f\right)^2 + \left(y_m - y_f\right)^2 + z_f^2} + C\right)$$
 (38)

여기서 φ<sub>mn</sub>은 m×n 2차원 배열 안테나에 급전해야 하는 위상의 분포이며 k는 파수이다. 이 원리를 사용하여 near-field 영역에서의 보상은 식 (38) 을 이용하여 유도할 수 있다. [그림 22]에서 azimuth 방향의 경우 y방향으 로 같은 값을 급전하고 있으므로 y,z방향에 대한 값은 상수로 취급할 수 있 다. 즉, 2절에서 구한 azimuth 방향의 최적 위상 배열 φ<sub>A,i</sub>에 대해 송신 안 테나의 좌표를 이용해 x<sub>f</sub>의 값을 역으로 구할 수 있다(식 (39)).

$$\varphi_{A,i} = k \left( \sqrt{\left( x_i - x_f \right)^2 + C_A} + C \right)$$
(39)

Elevation 방향에서도 마찬가지 방법을 적용해주면, 식 (40)이 나온다.



$$\varphi_{mn}\Big|_{2D} = k \Big( \sqrt{(x_m - x_f)^2 + (y_m - y_f)^2 + z_f^2} + C \Big)$$

[그림 21] near-field 영역에서 2차원 배열의 in-phase 빔 포커싱



$$\varphi_{mn}\Big|_{2D} = k\left(\sqrt{(x_m - x_f)^2 + (y_m - y_f)^2 + z_f^2} + C\right)$$

[그림 22] near-field 영역에서 2차원 배열의 보정 방법

$$\varphi_{E,i} = k \left( \sqrt{\left( y_i - y_f \right)^2 + C_E} + C \right)$$
(40)

따라서 (*x<sub>f</sub>*, *y<sub>f</sub>*, *z<sub>f</sub>*)를 계산하여 식 (38)에 다시 대입하면 보상된 위상 결과를 얻을 수 있다.

## 제 4 절 알고리즘 프로세스 정리

1-3절의 내용을 종합하여 크게 3단계로 이루어져 있는 전체 알고리즘의 작동 프로세스를 아래와 같이 정리할 수 있다.

- 진폭은 1로 고정하고, 1차원 빔 스캐닝을 이용하여 최적 위상을 찾는다
- 2) 최적 위상을 고정하고 특이값 분해로 최적 진폭을 결정한다
- 다시 최적 진폭을 고정하고 1차원 빔 스캐닝을 이용해 최적 위상을 찾는다
- 4) 최적 진폭과 위상을 번갈아 가면서 고정하고 찾는 과정을 반복하며더 높은 최적 배열 값을 찾는다
- 5) 마지막으로 2차원 배열의 near-field 보정을 이용해 최종 2차원 배열 패턴을 구한다
- [그림 23]은 그 내용을 나타낸 것이다.



[그림 23] 제안한 무선전력전송 알고리즘의 프로세스

## 제 4 장 시뮬레이션 및 실험 결과

## 제 1 절 MATLAB 시뮬레이션 결과

#### 1.1 시뮬레이션 시나리오 및 MATLAB 시뮬레이터의 동작

본 알고리즘은 microwave 대역에서 상대적으로 큰 배열 안테나를 사용할 때, near-field 빔 포커싱으로 전력을 전송하는 시스템으로 설계되었다. 시스템의 전체적인 구성은 [그림 24]에 나타내었다. 원점에 위치한 파랑색 사각형이 송신기 배열 안테나, 어긋나 있는 곳에 위치한 주황색 사각형이 수신기 배열 안테나이다. 일반적인 상황을 가정하기 위해서 수신기가 송신기에서 구면 좌표계 표현으로 azimuth (θ) 와 elevation angle (φ) 의 오프셋이 있는 경우로 두었다. 아래는 이 시뮬레이션을 구동 시킨 구체적인 조건이다.

- 1) 단일 주파수: 10 GHz
- 2) 송신기: 16x16, 수신기: 8x8
- 3)  $\theta = 15^{\circ}, \phi = 10^{\circ}$
- 4) 3-bits phase shifter,  $[0, \pi]$





[그림 25] MATLAB 시뮬레이션 동작화면 - 송수신기 정보



[그림 26] MATLAB 시뮬레이션 동작화면 - 1차원 빔 스캐닝 정보

시뮬레이션은 MATLAB으로 구현하였고, desktop에서 구동하였다(CPU: AMD Ryzen 7 5800X). 시뮬레이션을 실행시키면 얻을 수 있는 데이터가 여러 개 있는데, [그림 25]와 같이 설정한 송수신기의 위치와 크기를 확인할 수 있고, [그림 26]과 같이 1차원 빔 스캐닝에 대한 정보도 얻을 수 있다.

#### 1.2 시뮬레이션 결과

시뮬레이션의 결과를 단계적으로 해석한다. 알고리즘은 3단계로 이루어지므로 단계별로 그 결과를 나타내었다. [그립 27]은 알고리즘의 1단계인 1차원 빔 스캐닝 과정을 나타낸 것으로 위의 그래프는 azimuth 방향, 아래의 그래프는 elevation 방향으로 빔 스캐닝을 한 결과이다. 그래프의 가로 축은 위상을 변화시키는 모든 수행이다. 16x16 송신기에 3-bits의 phase shifter를 사용했으므로 1차원 빔 스캐닝은 (16-1)× 2<sup>3</sup> = 120개의 시도(attempt)가 수행되었음을 확인할 수 있다. x 축에서 1개의 grid가 1개의 모드(기저)를 의미하므로 각 grid당 발생하는 피크 값이 알고리즘에서 요구되는 위상 값임을 알 수 있다. 해당 알고리즘을 데스크탑에서 실행시켰을 때, 약 0.6초 정도가 걸렸는데, 이는 실제로 피드백을 받을 때의 지연 시간이 포함된 것은 아니므로 정확한 시스템의 시간은 아니다. 그러나 시뮬레이션 단계라고 할지라도 그 시간이 매우 짧게 걸리는 것을 확인할 수 있다.



1 grid: each Hadamard basis



[그림 27] 1차원 빔 스캐닝 단계의 전력 피드백 그래프



[그림 28] 1차원 빔 스캐닝 단계의 최적 위상으로 급전 시 수신기의 전력 분포

[그림 28]은 1단계를 진행했을 때 수신기에서 수신하는 최적 전력의 값을 히트 맵(heatmap)으로 나타낸 것이다. 수신기는 8x8 배열 안테나이므로, 64개의 값이 존재하는 것을 볼 수 있고 이는 모두 RF 전력(W)값이다. 수 신된 전력이 높을수록 더 진한 색으로 표현되는데, 중심부에 높은 전력이 몰려 있음을 확인할 수 있다. 그림이 송신기의 위치에서 수신기를 바라볼 때를 나타낸 것인데, 수신기가 송신기를 기준으로 오프셋을 왼쪽으로 두고 배치되어 있어 수신기의 정중앙이 아니라 약간 벗어난 것을 확인할 수 있다.

다음은 최적 위상을 찾고 SVD를 이용해 최적 진폭을 찾는 2단계 과정이다. [그림 29]처럼 최적 위상을 찾고, 진폭을 찾는 1번의 iteration을 3번 반복하여 그 정확도를 높였다. 여러 번 반복할수록 어떤 한계 효율에 수렴하며 증가하나 그 증가폭이 매우 미비해 최대 3번 정도 반복하면 충분히 최적 효율에 가까운 값을 얻을 수 있다.



[그림 29] 최적 위상과 진폭 탐색의 반복 과정



[그림 30] 알고리즘의 진행 단계별 효율과 볼록 최적화를 통한 최대 효율의 비교

[그림 30]은 2장에서 논의했던 볼록 최적화(CVX)를 이용한 최적 효율과 알고리즘을 비교한 것이다. 볼록 최적화의 결과는 가능한 모든 조합 중 수신 전력이 최대가 되는 배열을 찾은 것이므로 해당 효율은 일종의 효율 한계선이다. 그래프에는 볼록 최적화로 구한 효율 값이 빨간 선으로 일정하게 표시되어 있고, 매 iteration을 반복할 때마다 알고리즘으로 구한 효율이 증가하며 가까워지는 것을 확인할 수 있다. 3번 정도의 반복을 진행하니 그 증가가 포화되어 거의 미비하게 증가하므로 알고리즘을 실행시키는 시간과 복잡도를 판단할 때, 약 2-3번의 반복 수행이 적합함을 알 수 있다. 물론 무선전력전송 시나리오에 따라서 1번의 시행만으로도 충분할 수 있으며 이는 사용하는 하드웨어 시스템에 맞추어 테스트를 거쳐 판단할 수 있을 것이다.

마지막으로 3단계인 근거리 영역에서의 2차원 배열 보정 실행 결과이다. 2단계에서 구한 최적 진폭과 위상 정보로 식 (39)와 (40)을 계산하고, 이를 식 (38)에 대입하여 근거리 영역의 배열 보정을 실행하였다. [그림 31]은 그 결과를 나타낸 것으로, 수신기에 수신된 전력의 분포를 확인하였다. 2단계까지 완료된 직후의 효율은 약 33.91%이고, 3단계를 수행하고 난 뒤의 효율은 약 34.03%으로 계산되었다. 미비하지만 0.12% 만큼의 효율 상승을 확인할 수 있었다. 이는 사실 1차원 빔 스캐닝을 할 때, 근거리 영역에 맞도록 위상을 결정하였기 때문이다. 이미 1차원 빔 스캐닝의 결과가 근거리를 고려한 결과이므로 이를 단순히 2차원 곱을 한다고 하여도 큰 문제가 없는 것으로 해석한다.

시뮬레이션 결과를 통해 알고리즘이 정상적으로 작동하고, 특히나 볼록 최적화의 결과에 꽤 근접한 모습을 보여주는 것을 확인함으로써 알고리즘의 유효성(validity)에 대한 검증을 하였다.



[그림 31] 근거리 영역의 2차원 배열 보정 실행 결과

## 제 2 절 무선전력전송 하드웨어 시스템을 이용한 실험 결과

본 절에서는 무선전력전송 하드웨어를 통해 알고리즘을 검증하였다. 사용한 하드웨어 시스템은 5.8GHz에서 동작하고, [그림 32]는 전체 셋팅 모습을, [그림 33]은 송신단, [그림 34]는 수신단의 셋팅 모습이다.

[그림 33]과 같이 송신기는 1x16 패치 어레이 안테나를 사용하였고 급전 진폭, 위상을 변화시킬 수 있다. 진폭은 5-bits attenuator를 사용해 최대 15.5dB까지 감쇄할 수 있고, 위상은 true-time delay line을 이용해 5.8GHz에서는 최대 16deg까지 resolution을 가질 수 있다. MCU가 PC와 연결되어 16개의 어레이 제어가 가능하며 송신기의 RF input은 signal generator를 이용해 넣어주고, 상용 1 to 2, 1 to 8 Wilkinson power divider를 사용해 각 안테나에 분배된다. Signal generator에는 5.8GHz 주파수에 0dBm 신호를 인가하였다.

[그림 34]와 같이 수신기는 1x4 패치 어레이 안테나를 사용하였는데, 4개의 안테나에 대한 수신 전력을 모아주는 RF combiner나 정류기(rectifier)가 존재하지 않아서 1개의 안테나만 사용하고 나머지 3개의 안테나는 50 Ohm termination을 하였다. 수신되는 전력은 spectrum analyzer로 RF 전력을 측정한다.



[그림 32] 1차원 배열 안테나로 구성된 무선전력전송 하드웨어 시스템



[그림 33] 무선전력전송 하드웨어 시스템의 송신단



[그림 34] 무선전력전송 하드웨어 시스템의 수신단

시스템을 구성한 후, VNA를 이용해 16개의 송신단의 S21를 모두 측정하 여 look-up table로 만들었다. 해당 look-up table을 이용해 calibration 을 진행하였다. 측정은 크게 2가지 종류로 나누어 진행하였다. 첫 번째는 송수신기가 정면으로 마주보고 있을 때 거리를 0.1m, 0.3m, 0.5m로 변화 시키면서 측정하였고, 두 번째는 송수신기의 중심 거리는 0.3m로 동일하게 두고 그 각도를 0도, 15도, 30도로 변화시키면서 측정하였다.

이 시스템에는 수신된 전력을 탐지해서 피드백을 보내주거나 자동으로 알 고리즘이 돌아갈 수 있는 환경이 갖추어지지 않아 알고리즘의 모든 시도는 직접 수행하였다. 따라서 진폭은 5-bits attenuator를 사용했으나 위상은 대략 45도 정도의 resolution으로 8개 종류의 위상을 선택하여 사용했다. 해당 시스템은 1차원 배열을 가지고 있으므로 azimuth beam scan만 진행 하였고, 그 복잡도는 식 (26)으로 계산시 (16 - 1) × 8 = 120번의 시행이다.











[그림 37] 알고리즘의 진행 단계별 측정 효율과 볼록 최적화의 효율 비교

[그림 35], [그림 36]은 실험 결과를 나타낸 것이다. 시뮬레이션 결과와 실 험 결과의 경향성이 잘 맞는 것을 확인할 수 있다. 또한 [그림 37]에서는 시뮬레이션에서도 확인하였듯이 [그림 30]과 같이 시도에 따라서 그 값의 향상이 이루어졌다. 그러나 가까운 거리(0.1m, 검정선)에서는 2번 시행의 결과 1번 시행 대비 절대 차이 값이 약 0.42% 효율 상승으로 유의미하게 효율을 높였으나, 비교적 먼 거리(0.5m, 빨강선)에서는 절대 차이 값이 약 0.05% 효율 상승으로 밖에 이어지지 않았다. 이것은 가까운 거리에서는 상 대적 먼 거리에 비해서 비교적으로 진폭의 영향이 크게 작용하기 때문이다. 가까운 거리에서는 16개의 배열에 대한 진폭 차이가 다양하게 분포하였으 나, 먼 거리에서는 진폭의 분포가 비슷하거나 그 차이가 적었다.

이를 통해 만약 시스템이 2차원이고 큰 배열을 가질수록 상대적인 근거리 에서 반복적인 시행으로 효율을 높이는 알고리즘 프로세스가 유의미한 영 향을 미칠 것으로 예상된다.

## 제5장결 론

본 논문에서는 근거리, 배열(MIMO) 송수신기를 가지는 일반적인 무선전력전송 시스템에 실제로 적용 가능한 알고리즘을 제시하였다. 수신기의 위치를 알지 못할 때 최대한 적은 수의 알고리즘 프로세스로 높은 효율을 가지는 최적 배열을 찾는 방법을 제시하였으며, 이를 시뮬레이션과 측정을 통해 검증하였다. 알고리즘은 1차원 빔 스캐닝을 통한 위상 배열 결정, 특이값 분해를 통한 진폭 배열 결정, 그리고 근거리 빔 포커싱 보정의 3단계로 이루어진다. 그 중 2단계와 3단계는 더 높은 효율을 찾기 위한 부가적인 방법이고, 실질적으로 초기에 수신기의 위치를 파악하는 단계는 1단계이며 이는 1차원 빔 스캐닝이라는 방법을 통해 많은 복잡도를 줄여냈다. 또한 볼록 최적화와의 결과를 비교하여 알고리즘의 유효성을 확인하였다.

피드백 기반의 무선전력전송 시스템은 실제로 받는 전력의 최대값을 찾도록 알고리즘이 설계되므로 주변 환경에 대한 대응이 뛰어나며(반사가 있는 NLOS 상황에서도 최대 전력을 공급하게 알고리즘이 작동하므로) 특히나 입력 전력에 따라서 출력 효율이 바뀌는 정류기(rectifier)의 RF 효율에 대한 고민에서 자유롭다는 장점이 있다. 더불어 그 구조가 전력을 송수신하기 위한 최소한의 장치들로만 되어 있어 제작이나 비용적 측면에서 더욱 경쟁력이 있을 것이다.

향후 해당 알고리즘을 개선하여 그 복잡도를 더 줄이고 실제 2차원 시스템에서의 실험을 진행할 계획이다. 특히나 논문에서 제시한 측정 에서는 알고리즘을 자동으로 동작 시킬 수 있는 수신기 환경이 아니라 알고리즘의 작동은 확인할 수 있었으나 얼마나 시간이 걸리는지에 대한 판단은 할 수 없었다. 더불어 수신기의 위치가 변하는 경우에 대한 알고리즘도 추가로 연구할 계획이다. 수신기가 움직일 때 수신기에 최적의 전력을 공급할 필요는 없지만 실시간으로 수신기를 추적하면서 전력을 공급하는 훨씬 더 가벼운 복잡도를 가진 알고리즘이 필요할 것이다.

## 참고 문헌

[1] G. Goubau and F. Schwering, "On the guided propagation of electromagnetic wave beams," in IRE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 9, no. 3, pp. 248-256, May 1961.

[2] G. Borgiotti, "Maximum power transfer between two planar apertures in the Fresnel zone," in IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 14, no. 2, pp. 158–163, March 1966.

[3] W. Brown, "Experiments in the transportation of energy by microwave beam," 1958 IRE International Convention Record, New York, NY, USA, 1964, pp. 8–17.

[4] W. C. Brown, "Experiments Involving a Microwave Beam to Power and Position a Helicopter," in IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. AES-5, no. 5, pp. 692-702, Sept. 1969.

[5] W. C. Brown, "The History of Power Transmission by Radio Waves," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 32, no. 9, pp. 1230–1242, September 1984.

[6] A. Hajimiri, B. Abiri, F. Bohn, M. Gal-Katziri and M. H. Manohara, "Dynamic Focusing of Large Arrays for Wireless Power Transfer and Beyond," in IEEE Journal of Solid-State Circuits, vol. 56, no. 7, pp. 2077-2101, July 2021.

[7] L. Hu et al., "Auto-Tracking Time Reversal Wireless Power Transfer System with a Low-Profile Planar RF-Channel Cascaded Transmitter," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 70, no. 4, pp. 4245-4255, April 2023.

[8] J. H. Park, N. M. Tran, S. I. Hwang, D. I. Kim and K. W. Choi, "Design and Implementation of 5.8 GHz RF Wireless Power Transfer System," in IEEE Access, vol. 9, pp. 168520-168534, 2021.

[9] H. Koo et al., "Beamforming Algorithm Based on the Orthogonal Phase Bases with Trigonometric Estimation for Microwave Power Transfer Systems," in IEEE Access, vol. 10, pp. 125365-125375, 2022.

[10] Q. Hui, K. Jin and X. Zhu, "Directional Radiation Technique for Maximum Receiving Power in Microwave Power Transmission System," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 67, no. 8, pp. 6376-6386, Aug. 2020.

[11] W. C. Brown and E. E. Eves, "Beamed microwave power transmission and its application to space," in IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques, vol. 40, no. 6, pp. 1239-1250, June 1992.

[12] C.A. Balanis, "Antenna theory: analysis and design, 3rd ed.",Wiley, 2005.

[13] V. R. Gowda, O. Yurduseven, G. Lipworth, T. Zupan, M. S. Reynolds and D. R. Smith, "Wireless Power Transfer in the Radiative Near Field," in IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters, vol. 15, pp. 1865–1868, 2016.

[14] Ho Yeol Kim, Youngseok Lee, and Sangwook Nam, "Efficiency Bound Estimation for a Practical Microwave and mmWave Wireless Power Transfer System Design, Journal of Electromagnetic Engineering and Science, vol.23, no.1, pp.69~74, Jan. 2023

[15] S. Boyd and L. Vandenberghe, *Convex Optimization*.Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2013.

[16] M. -L. Ku, Y. Han, H. -Q. Lai, Y. Chen and K. J. R. Liu,
"Power Waveforming: Wireless Power Transfer Beyond Time Reversal," in IEEE Transactions on Signal Processing, vol. 64, no. 22, pp. 5819-5834, 15 Nov.15, 2016.

[17] H. Koo et al., "Retroreflective Transceiver Array Using a Novel Calibration Method Based on Optimum Phase Searching," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 68, no. 3, pp. 2510-2520, March 2021.

[18] Nathalie Drouin, "Building Hadamard Matrices in Steps of 4 to Order 200", COMPUTER MEASUREMENT RESEARCH FACILITY FOR HIGH PERFORMANCE PARALLEL COMPUTATION(CMRF) U.S. DEPARTMENT OF COMMERCE, National Institute of Standards and Technology, April 1993.

## Abstract

# Efficient wireless power transfer system using the received power feedback information

Lee Young-seok

Department of Electrical and Computer Engineering The Graduate School Seoul National University

Wireless power transfer was first proposed by Nikola Tesla in the early 1900s in the United States, but it did not undergo significant development for a long time. However, as the era progressed, the number of electronic devices being used increased rapidly, leading to renewed interest in wireless power transfer. Currently, research in this field is mainly focused on three approaches: inductive resonance. electromagnetic coupling. magnetic and wave transmission. Among these, electromagnetic wave transmission is the most capable of delivering power over long distances, but it has higher hardware and algorithm complexity compared to the other two methods. The key to wireless power transfer algorithms based on electromagnetic waves is the real-time determination of the transmitter's phase and amplitude array to deliver power to the receiver with efficient RF-RF efficiency, even when the receiver's location is unknown.

This paper presents a wireless power transfer system, along with an algorithm that determines the optimal phase and amplitude array of the transmitter based on feedback received from the receiver. The feedback-based algorithm is slightly more complex in terms of algorithm complexity, but it has the advantage of simpler hardware configuration and freedom from efficiency issues in rectifiers. The efficiency of rectifiers varies with the input power, and the feedback-based algorithm incorporates information about the rectifier's efficiency in the received power, allowing for more accurate attainment of optimal efficiency. The algorithm iteratively approaches the optimal array values through two steps: determining the optimal phase array and determining the optimal amplitude array. The optimal phase of the transmitter is determined by decomposing the one-dimensional array into a Hadamard matrix basis, while the optimal amplitude is determined through singular value decomposition (SVD). Additionally, the efficiency of the proposed algorithm was compared to the optimal efficiency obtained through convex optimization to confirm their proximity. The algorithm was developed using MATLAB and can provide efficiency, optimal phase and amplitude arrays, and other results by inputting parameters such as frequency, transmitter and receiver positions, and sizes.

The feedback-based algorithm for received power presented in this paper has reduced algorithm complexity with the goal of a real-time system. Therefore, it can not only be used for wireless power transfer but also for radiating waves towards electronic devices with unknown receiver positions in real-time applications. Furthermore, it can be applied in all scenarios regardless of high frequencies or varying distances by considering the near-field region. Finally, its low hardware complexity provides cost advantages in implementation.

Keywords: Wireless power transfer, MIMO, Near-field focusing Student Number: 2021-25923