

위상배열 안테나를 이용한 빔포밍 기반 무선전력전송 시스템의 피드백 간소화 기법

Feedback Simplification Scheme for Wireless Power Transfer Systems Based on Beamforming with Phased Array Antenna

노 태 래 · 강 길 모 · 신 오 순

Tae-Rae Roh · Gil-Mo Kang · Oh-Soon Shin

요 약

위상배열 안테나는 개별 안테나의 위상을 제어함으로써 원하는 방향으로 빔 패턴을 형성할 수 있어 무선전력전송의 효율을 높이는 데 효과적이다. 최적의 빔포밍을 통해 무선전력전송의 효율을 극대화하기 위해 송신기는 최적의 전송 경로를 인지해야 한다. 최적의 전파 경로 추정을 위해 일반적으로 송신기는 주기적으로 파일럿 신호를 전송하고 수신기는 이를 이용하여 최적의 경로에 해당되는 빔포밍 가중치를 계산하여 송신기로 피드백한다. 일반적으로 피드백 양이 안테나 수에 비례하여 증가하여 안테나 수가 많은 경우 피드백 오버헤드 문제가 대두된다. 본 논문에서 far-field approximation을 적용하여 피드백 양을 최소화하는 기법을 제안하고, 모의실험을 통해 간소화된 피드백 정보가 빔 패턴에 미치는 영향을 분석한다.

Abstract

The effectiveness of the phased array antenna in wireless power transfer systems is due to its ability to form a beam pattern towards the desired direction. To maximize the efficiency of wireless power transfer through beamforming, the transmitter must recognize the information on the optimal transmission path. To achieve this, the transmitter usually transmits pilot signals periodically and the receiver extracts the optimal beamforming weights using the pilot signals. The receiver then feeds the beamforming weights back to the transmitter. In general, the amount of feedback increases with the number of antennas, which causes feedback overhead when there is a large number of antennas. In this paper, we propose a feedback simplification scheme based on the far-field approximation method. The simulation results are provided to validate the impact of the simplified feedback on the beam pattern.

Key words: Beamforming, Far-Field Approximation, Feedback Simplification, Linear Phased Array Antenna, Planar Phased Array Antenna

I. 서 론

위상배열 안테나는 개별 안테나의 위상을 제어함으로써 빔 패턴을 원하는 목표물 방향으로 조향할 수 있다^[1].

「이 논문은 2017년도 정부(과학기술정보통신부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. NRF-2017R1A5A1015596).」
승실대학교 전자정보공학부(School of Electronic Engineering, Soongsil University)

· Manuscript received November 19, 2018 ; Revised January 12, 2019 ; Accepted February 25, 2019. (ID No. 20181119-05S)

· Corresponding Author: Oh-Soon Shin (e-mail: osshin@ssu.ac.kr)

이러한 특성 때문에 위상배열 안테나는 무선통신과 레이더뿐만 아니라, 무선전력전송에도 효과적으로 활용할 수 있다^[2]. 무선전력전송에서 최적의 전력전송을 위한 전파 전달 경로를 결정하기 위해 송신기는 일반적으로 파일럿 신호를 전송한다. 수신부는 파일럿 신호를 이용하여 채널 계수를 추정하고 이로부터 최적의 전력 전송을 위한 빔포밍 가중치를 계산하여 송신부로 피드백한다. 이때, 피드백해야 하는 빔포밍 가중치의 양은 일반적으로 안테나 수에 비례하여 증가한다. 따라서 위상배열을 구성하는 안테나 수가 증가할수록 무선전력전송 과정에 필요한 피드백 오버헤드가 증가한다.

본 논문에서는 안테나 수에 비례하여 증가하는 피드백 복잡도 문제를 해결하기 위하여 원거리장 근사화(far-field approximation) 기반의 피드백 간소화 기법을 제안한다. 제안한 기법을 이용하면 안테나 수에 무관하게 피드백 양을 최소한으로 유지할 수 있는 장점이 있다. 선형 위상배열 안테나와 평면 위상배열 안테나에 제안 기법을 적용하는 경우 빔포밍 가중치 오류와 그에 따른 빔 패턴을 분석한다.

II. 시스템 모델

RF 신호를 이용한 무선전력전송 송수신 시스템을 고려한다. 송신부는 반 파장 간격으로 배치되고 N 개의 안테나로 구성된 선형 위상배열 안테나 또는 평면 위상배열 안테나를 이용하여 전력전송 신호에 대한 빔포밍을 수행하고, 수신부는 단일 안테나를 이용하여 수신 신호를 에너지를 변환한다. 빔포밍을 위해 송신부는 안테나 간에 직교하는 특성을 갖고, 길이가 L 인 파일럿 시퀀스를 주기적으로 보내고 수신부는 이를 이용하여 채널 추정 후 빔포밍 가중치를 도출하여 별도의 채널을 이용하여 송신부로 피드백한다.

2.1 선형 위상배열 안테나

그림 1(a)의 총 안테나 수가 N 인 선형 위상배열 안테나를 갖는 송신부에서 길이가 L 이고, 서로 직교하는 파일럿 신호 $\{s_n(l)\}, n = 1, 2, \dots, N$ (n 은 배열 소자의 인덱스를 나타냄)을 전송할 때 수신되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

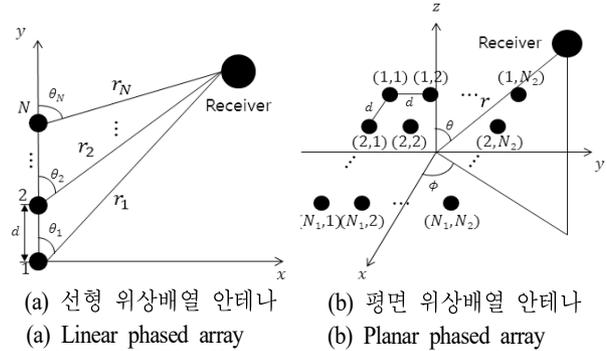


그림 1. 송신부 위상배열 안테나

Fig. 1. Phased array antennas at the transmitter.

$$r(l) = \sqrt{P_r} \sum_{n=1}^N h_n s_n(l) + z(l), l = 1, 2, \dots, L \quad (1)$$

식 (1)에서 P_r 은 송신 안테나 당 수신전력, $z(l)$ 은 가우시안 잡음, h_n 은 n 번째 안테나에 해당되는 채널계수이다. LoS (Line-of-Sight) 채널을 고려하면 채널계수 h_n 은 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_n = e^{-j(kr_n + \psi)}, n = 1, 2, \dots, N \quad (2)$$

여기서는 $k \equiv 2\pi/\lambda$, λ 는 반송파 신호의 파장, r_n 은 n 번째 안테나에서 수신기까지의 거리, ψ 는 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일한 분포를 갖는 임의의 위상을 나타낸다.

2.2 평면 위상배열 안테나

평면 위상배열 안테나는 그림 1(b)와 같이 x 축 방향의 안테나 수가 N_1 , y 축 방향의 총 안테나 수가 N_2 인 선형 위상배열 안테나가 서로 직교하는 2차원 평면에 배열된 것으로 볼 수 있고, 총 안테나 수 N 은 $N_1 N_2$ 가 된다. 따라서 송신부에서 길이가 L 이고, 서로 직교하는 파일럿 신호 $\{s_{n_1, n_2}(l)\}, n_1 = 1, 2, \dots, N_1, n_2 = 1, 2, \dots, N_2$ (n_1 은 x 축 방향 배열 소자의 인덱스, n_2 는 y 축 방향 안테나 소자의 인덱스를 나타냄)을 전송할 때 수신되는 신호는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$r(l) = \sqrt{P_r} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2} h_{n_1, n_2} s_{n_1, n_2}(l) + z(l), l = 1, 2, \dots, L \quad (3)$$

여기서 h_{n_1, n_2} 는 안테나 (n_1, n_2) 에 해당하는 채널계수로써 LoS 채널에서 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$h_{n_1, n_2} = e^{-j(kr_{n_1, n_2} + \phi)}, \quad n_1 = 1, 2, \dots, N_1, \quad n_2 = 1, 2, \dots, N_2 \quad (4)$$

$r_{m, n}$ 은 안테나 (n_1, n_2) 에서 수신기까지의 거리를 나타낸다.

III. 빔포밍 가중치 추정 및 피드백 간소화 기법

송신부에서 직교 파일럿 신호를 전송하면 수신부에서는 이를 이용하여 채널계수를 추정하고, 이를 이용하여 최적의 빔포밍 가중치를 추정한다. 추정된 가중치는 송신부로 피드백되고 이를 이용하여 송신부는 최적의 방향으로 전력을 전송한다.

3.1 선형 위상배열 안테나

수신된 파일럿 신호 $r(l)$ 을 활용하여 채널 계수를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_n &= \frac{1}{\sqrt{P_r}} \sum_{l=1}^L r(l) s_n^H(l) \\ &= h_n + \frac{1}{\sqrt{P_r}} \sum_{l=1}^L z(l) s_n^H(l) \end{aligned} \quad (5)$$

$s_n^H(l)$ 은 $s_n(l)$ 의 Hermitian transpose를 나타낸다. 최대의 전력 전송을 위한 최적의 빔포밍 가중치는 $\{h_n : n = 1, 2, \dots, N\}$ 으로 이는 수신부에서 각 송신 안테나로부터 수신되는 신호의 위상을 동일하게 만들어준다. 따라서 최적의 빔포밍을 위해 수신부는 채널계수의 추정치 $\{\hat{h}_n : n = 1, 2, \dots, N\}$ 을 피드백해야 하므로 피드백 양은 안테나 수에 비례하여 증가한다.

송신부와 수신부가 충분히 떨어져 있으면 far-field approximation을 통해 빔포밍 가중치를 하나의 복소수 값으로 간소화 할 수 있다. Far-field approximation을 적용하면 그림 1(a)에서 특정 방향으로의 송신 방사각은 $\theta_1 = \theta_2 = \dots = \theta_N \equiv \theta_0$ 로 모두 동일하다고 가정할 수 있고, $r_{n+1} - r_n = -d \cos \theta_0$ 이 성립한다. 따라서 수신 신호대잡음비(Signal-to-Noise Ratio: SNR)가 충분히 크면 다음 관계가 성립한다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_{n+1} \hat{h}_n^* &\approx e^{jk(r_{n+1} - r_n)} = e^{j\beta}, \\ n &= 1, 2, \dots, N-1 \end{aligned} \quad (6)$$

여기서 $\beta = -kd \cos \theta_0$ 로 정의되고, θ_0 가 목표 조향각에 해당된다. 따라서 피드백할 빔포밍 가중치 정보는 β 에 대한 추정치 $\hat{\beta}$ (또는 식 (7)의 V)가 되고 다음과 같이 식 (6)의 $\hat{h}_{n+1} \hat{h}_n^*$ 값들의 평균을 취함으로써 도출할 수 있다.

$$V \equiv e^{j\hat{\beta}} = \frac{1}{N-1} \sum_{n=1}^{N-1} \hat{h}_{n+1} \hat{h}_n^* \quad (7)$$

결과적으로 N 개의 복소수 값 $\{\hat{h}_n : n = 1, 2, \dots, N\}$ 을 피드백하는 기존 기법과 달리 제안한 기법은 하나의 복소수 값 V 만 피드백하면 된다. 간소화된 피드백 가중치 V 로부터 송신기는 안테나 n 의 빔포밍 가중치 w_n 을 다음과 같이 계산한다.

$$w_n = V^{n-1}, \quad n = 1, 2, \dots, N \quad (8)$$

식 (8)의 빔포밍 가중치를 적용하는 경우 Array Factor (AF)는 다음과 같이 표현할 수 있다³⁾.

$$\begin{aligned} AF(\theta) &= 1 + e^{j(kd \cos \theta + \hat{\beta})} + \dots + e^{(N-1)j(kd \cos \theta + \hat{\beta})} \\ &= \sum_{n=1}^N e^{j(n-1)kd \cos \theta} \times V^{(n-1)} \end{aligned} \quad (9)$$

$\theta = \theta_0$ 에서 AF는 최대값 N 을 갖는다⁴⁾. 또한 β 추정이 정확할수록 효율적인 전력전송이 가능하다.

3.2 평면 위상배열 안테나

평면 위상배열 안테나의 경우도 파일럿 신호가 직교성을 갖는 신호의 중첩임을 이용하여 채널계수를 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{h}_{n_1, n_2} &= \frac{1}{\sqrt{P_r}} \sum_{l=1}^L r(l) s_{n_1, n_2}^H(l) \\ &= h_{n_1, n_2} + \frac{1}{\sqrt{P_r}} \sum_{l=1}^L z(l) s_{n_1, n_2}^H(l) \end{aligned} \quad (10)$$

선형 위상배열 안테나의 경우와 마찬가지로 최적의 빔포밍을 위해 수신부는 채널계수의 추정치 $\{\hat{h}_{n_1, n_2} : n_1 = 1, 2, \dots, N_1, \quad n_2 = 1, 2, \dots, N_2\}$ 를 피드백해야 하므로 피

드백 양은 안테나 수 $N(=N_1N_2)$ 에 비례하여 증가한다.

Far-field approximation을 적용하여 식 (10)에서 추정된 채널계수로부터 상하 조향각(elevation steering angle) 및 방위 조향각(azimuth steering angle) 정보를 각각 선형 위상배열 안테나의 경우와 유사하게 도출할 수 있다.

$$\hat{h}_{n_1+1, n_2} \hat{h}_{n_1, n_2}^* \approx e^{jk(r_{n_1+1, n_2} - r_{n_1, n_2})} = e^{j\beta_x},$$

$$n_1 = 1, 2, \dots, N_1 - 1, n_2 = 1, 2, \dots, N_2 \quad (11)$$

$$\hat{h}_{n_1, n_2+1} \hat{h}_{n_1, n_2}^* \approx e^{jk(r_{n_1, n_2+1} - r_{n_1, n_2})} = e^{j\beta_y}$$

$$n_1 = 1, 2, \dots, N_1, n_2 = 1, 2, \dots, N_2 - 1 \quad (12)$$

여기서 $\beta_x \equiv -k d \sin \theta_0 \cos \phi_0$, $\beta_y \equiv -k d \sin \theta_0 \sin \phi_0$ 로 정의되고, θ_0 와 ϕ_0 는 각각 목표 상하 조향각과 목표 방위 조향각에 해당된다. 따라서 피드백할 가중치 정보는 β_x 와 β_y 에 대한 추정치 $\hat{\beta}_x$, $\hat{\beta}_y$ 가 되고 다음과 같이 구할 수 있다.

$$V_x \equiv e^{j\hat{\beta}_x}$$

$$= \frac{1}{(N_1 - 1)N_2} \sum_{n_1=1}^{N_1-1} \sum_{n_2=1}^{N_2} \hat{h}_{n_1+1, n_2} \hat{h}_{n_1, n_2}^* \quad (13)$$

$$V_y \equiv e^{j\hat{\beta}_y}$$

$$= \frac{1}{N_1(N_2 - 1)} \sum_{n_1=1}^{N_1} \sum_{n_2=1}^{N_2-1} \hat{h}_{n_1, n_2+1} \hat{h}_{n_1, n_2}^* \quad (14)$$

따라서 평면 배열 안테나의 경우는 x 축과 y 축 상의 선형 배열 안테나에 대해 각각 간소화 기법을 적용하여 간소화된 가중치 V_x 와 V_y 를 송신부로 피드백한다. 따라서 N_1N_2 개의 복소수 값 $\{\hat{h}_{n_1, n_2}; n_1 = 1, 2, \dots, N_1, n_2 = 1, 2, \dots, N_2\}$ 을 피드백하는 기존 기법과 달리 제안한 기법은 두 개의 복소수 값 V_x 와 V_y 만 피드백하면 된다. V_x 와 V_y 를 이용하여 송신기는 안테나 (n_1, n_2) 에 대한 가중치 w_{n_1, n_2} 를 다음과 같이 계산한다.

$$w_{n_1, n_2} = V_x^{n_1-1} V_y^{n_2-1},$$

$$n_1 = 1, 2, \dots, N_1, n_2 = 1, 2, \dots, N_2 \quad (15)$$

식 (15)의 빔포밍 가중치를 적용한 평면 배열 안테나의 AF는 다음과 같이 x 축과 y 축 상의 선형배열 안테나의

AF 곱으로 표현할 수 있다^[5].

$$AF(\theta, \phi) = AF_x(\theta, \phi) \times AF_y(\theta, \phi) \quad (16)$$

여기서 $AF_x(\theta, \phi)$ 와 $AF_y(\theta, \phi)$ 는 각각 다음과 같이 계산된다.

$$AF_x(\theta, \phi) = 1 + e^{j(kd \sin \theta \cos \phi + \beta_x)} + \dots$$

$$+ e^{j(N_1-1)(kd \sin \theta \cos \phi + \beta_x)}$$

$$= \sum_{n_1=1}^{N_1} e^{j(n_1-1)kd \sin \theta \cos \phi} \times V_x^{(n_1-1)} \quad (17)$$

$$AF_y(\theta, \phi) = 1 + e^{j(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)} + \dots$$

$$+ e^{j(N_2-1)(kd_y \sin \theta \sin \phi + \beta_y)}$$

$$= \sum_{n_2=1}^{N_2} e^{j(n_2-1)kd \sin \theta \sin \phi} \times V_y^{(n_2-1)} \quad (18)$$

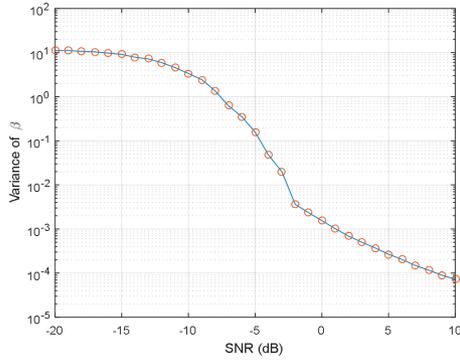
IV. 모의실험 결과

모의실험을 통해 $N=16$ 인 선형 위상배열 안테나와 $N_1=N_2=4$ 인 평면 위상배열 안테나의 빔포밍 에러와 방사 패턴을 모의실험을 통해 분석하였다. 배열을 구성하는 개별 안테나는 전방향성(isotropic) 안테나를 가정하였다. 먼저 제안한 빔포밍 가중치 간소화 기법의 성능 분석을 위해 β (또는 β_x 와 β_y) 추정의 에러 전력을 다음과 같이 정의한다.

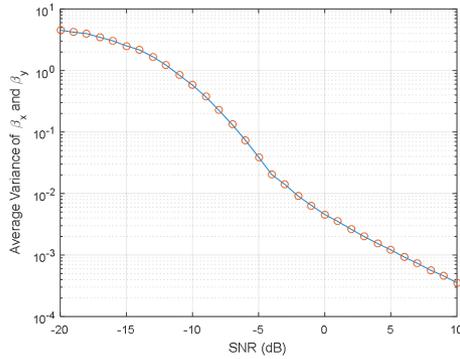
$$\sigma_E^2 = \begin{cases} E[|\beta - \hat{\beta}|^2], & Linear \\ \frac{1}{2} E[|\beta_x - \hat{\beta}_x|^2 + |\beta_y - \hat{\beta}_y|^2], & Planar \end{cases} \quad (19)$$

그림 2는 수신 SNR에 따른 에러 전력의 변화를 보여준다. SNR이 증가하면 간소화된 빔포밍 가중치의 에러 전력이 감소하여 정확도가 개선된다.

그림 3과 그림 4는 각각 선형 위상배열 안테나와 평면 위상배열 안테나에 대해 상대적으로 높은 SNR과 낮은 SNR의 경우 방사 패턴을 보여준다. 그림에서 빨간색 원은 타겟 수신기의 방향을 나타낸다. 그림 3에서는 목표 조향각을 $\theta_0=30^\circ$ 로 설정하였고, 그림 4에서는 목표 조향각을 $\theta_0=30^\circ$, $\phi_0=90^\circ$ 로 설정하였다. 그림 4의 경우 3차원 방사 패턴과 함께 $\phi_0=90^\circ$ 에서의 방위각 평면 패턴과 $\theta_0=30^\circ$ 에서의 상하각 평면 패턴을 도시하였다. 수신 SNR이 높

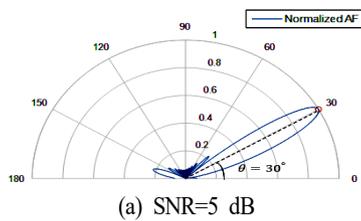


(a) 선형 위상배열 안테나의 경우
(a) Case of a linear phased array

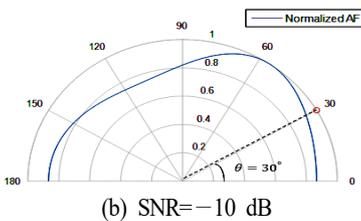


(b) 평면 위상배열 안테나의 경우
(b) Case of a planar phased array

그림 2. 수신 SNR에 따른 β 추정치의 에러 전력
Fig. 2. Estimation error for β vs. received SNR.

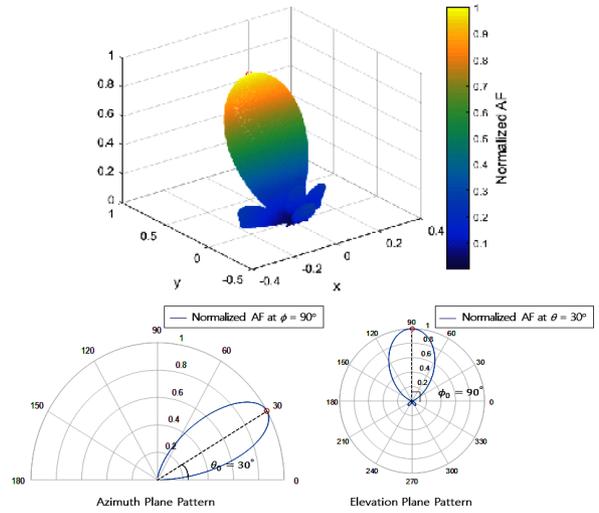


(a) SNR=5 dB

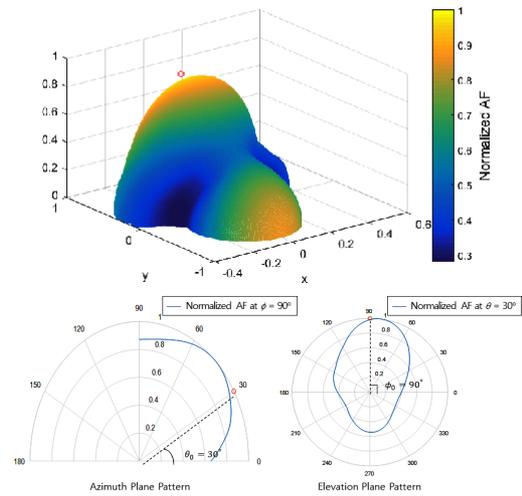


(b) SNR=-10 dB

그림 3. 선형 위상배열 안테나의 방사 패턴
Fig. 3. Beam pattern for a linear phased array.



(a) SNR=5 dB

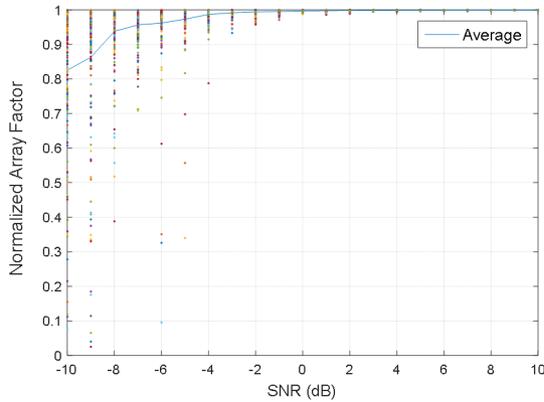


(b) SNR=-15 dB

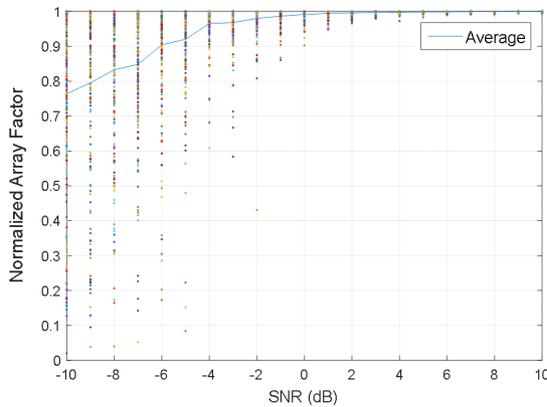
그림 4. 평면 위상배열 안테나의 방사 패턴
Fig. 4. Beam pattern for a planar phased array.

은 경우 방사 패턴은 목표 조향각 쪽으로 집중됨을 확인할 수 있고, SNR이 낮은 경우는 β (또는 β_x 와 β_y) 추정치의 에러가 커져서 원하는 방사 패턴이 형성되지 않는다.

그림 5는 AF의 최대값을 1로 정규화 했을 때 수신부에서의 평균 SNR에 따른 AF 값의 변화를 보여준다. 그래프에서 각각의 점은 해당 평균 SNR 값에 대해 독립적으로 발생시킨 200개의 잡음 신호에 대한 AF 값을 나타낸다. 수신 SNR이 충분하지 않은 경우, β 추정의 어려움 인해



(a) 선형 위상배열 안테나의 경우
(a) Case of a linear phased array



(b) 평면 위상배열 안테나의 경우
(b) Case of a planar phased array

그림 5. SNR에 따른 수신부에서의 AF의 분포
Fig. 5. AF distribution at the receiver vs. SNR.

빔포밍 가중치 추정치가 정확하지 않아서 수신부에서의 AF 값은 넓은 범위로 분산되고 평균도 상대적으로 낮은 값을 갖는다. 반면, 수신 SNR이 클 때는 β 추정의 에러가 작아져서 AF 값이 대부분 최댓값에 수렴함을 확인할 수 있다. 그림 5로부터 선형 위상배열 안테나와 평면 위상배열 안테나 모두 SNR이 대략 0 dB 이상이면 β 추정 에러가 무선전력전송 성능에 미치는 영향은 미미하다고 할 수 있다.

V. 결 론

본 논문에서는 RF 무선전력전송 시스템에서 far-field approximation을 기반으로 빔포밍 가중치에 대한 피드백 정보를 간소화하는 기법을 제안하였다. 제안한 기법은 기존 기법과 달리 안테나 수에 무관하게 선형 안테나의 경우 하나의 복소수 값으로, 평면 위상배열 안테나의 경우 두 개의 복소수 값으로 간소화하여 피드백 함으로써 안테나 수가 증가해도 피드백 오버헤드가 증가하지 않는 장점을 갖는다. 모의실험을 통해 제안한 피드백 간소화 기법을 적용하여도 효율적인 전력전송이 가능함을 확인하였다.

References

- [1] R. C. Hansen, *Phased Array Antennas*, New York, NY: John Wiley & Sons, 1998.
- [2] K. Huang, X. Zhou, "Cutting the last wires for mobile communications by microwave power transfer," *IEEE Communications Magazine*, vol. 53, no. 6, pp. 86-93, Jun. 2015.
- [3] S. F. Maharimi, M. F. Jamlos, M. F. A. Malek, and S. C. Neoh, "Impact of number elements on array factor in linear arrays antenna," in *2012 IEEE 8th International Colloquium on Signal Processing and its Applications*, Melaka, Malaysia, Mar. 2012, pp. 296-299.
- [4] R. Mudumbai, J. Hespanha, U. Madhow, and G. Barriac, "Distributed transmit beamforming using feedback control," *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 56, no. 1, pp. 411-426, Jan. 2010.
- [5] M. Al-Husseini, H. Ghaziri, E. Yaacoub, and K. Y. Kabalan, "Rectangular and circular arrays with independently controlled beamwidth and sidelobe level," in *2017 IEEE International Symposium on Antennas and Propagation & USNC/URSI National Radio Science Meeting*, San Diego, CA, 2017, pp. 1395-1396.

노 태 래 [숭실대학교/석사과정]



2018년 2월: 숭실대학교 정보통신전자공학부 (공학사)
2018년 3월 ~ 현재: 숭실대학교 정보통신공학과 석사과정
[주 관심분야] 무선전력전송, 빔포밍, 채널 추정

신 오 순 [숭실대학교/교수]



1998년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학사)
2000년 2월: 서울대학교 전기공학부 (공학석사)
2004년 2월: 서울대학교 전기·컴퓨터공학부 (공학박사)
2004년 3월 ~ 2005년 9월: 미국 Harvard University 박사후연구원

2006년 4월 ~ 2007년 8월: 삼성전자 통신연구소 책임연구원
2007년 9월 ~ 현재: 숭실대학교 전자정보공학부 교수
[주 관심분야] 통신시스템, 통신이론, 통신신호처리

강 길 모 [숭실대학교/박사과정]



2013년 2월: 숭실대학교 정보통신전자공학부 (공학사)
2015년 2월: 숭실대학교 정보통신공학과 (공학석사)
2015년 3월 ~ 현재: 숭실대학교 정보통신·소재융합학과 박사과정
2016년 3월 ~ 2019년 3월: 한국연구재단

Global Ph.D. Fellowship

[주 관심분야] 차량 통신 기술, 안테나 빔형성 기술, 5G 시스템