

# 옥내 무선 통신의 성능 향상을 위한 다중 안테나 알고리즘

중신회원 이 용 업\*, 정회원 박 중 후\*\*, 준회원 이 준 호\*

## Multiple antennas algorithm for the performance enhancement of the indoor wireless communication

Young Up Lee\*, Joong-Hoo Park\*\* *Regular Members*, JoonHo Lee\* *Associate Member*

### 요 약

각도 퍼짐이 큰 옥내 무선 환경 채널에서 옥내 무선 통신의 성능을 향상하기 위해, 채널 특성에 적합한 새로운 신호 모형을 제안한다. 옥내 신호의 원거리 가정아래에서 제안된 모형에 적합한 안테나 어레이 기술을 다룬다. 최적의 빔 형성 가중 벡터는 최대 신호 대 간섭 잡음비 기준을 사용하는 안테나 어레이 알고리즘을 적용하여 얻는다. 제안된 모형은 수학적 분석과 컴퓨터 모의실험에 의해 증명된다.

### ABSTRACT

A new signal model suitable for indoor wireless environments with large angle spread is proposed to improve the performance of indoor wireless communication systems. Antenna array techniques adopted for this model are discussed. It is based on the far-field signal assumption. The optimal beamforming weight vector is obtained by applying the antenna algorithm based on the maximum signal to interference noise ratio criterion to the model. The proposed model is verified using a mathematical analysis and computer simulations.

### 1. 서 론

옥내 무선 통신에서 안테나의 수신 신호는 옥내 채널 특성인 공간 선택적 페이딩의 영향으로 신호의 심각한 감쇠를 받는다. 다중 안테나 기술을 적용하여 신호를 원하는 방향에만 수신하면 신호 대 간섭 잡음비가 향상되어 이를 해결할 수 있는데, 참고 문헌 [1-2]에 여러 가지 방법들이 있다. 이런 방법들은 수신 신호가 공간적으로 각도 퍼짐이 없는 점 신호(point source) 가정 아래에서 얻은 결과로 신호의 각도 퍼짐이 매우 클 경우, 결과가 타당하지 않을 수 있다.

참고문헌 [3-5]의 연구 결과를 보면, 옥내 무선 시스템에서 안테나 수신 신호는 여러 다중 경로 신호가 집단적으로 모인 클러스터 형태를 가지며 각

도 퍼짐이 매우 큰 퍼진 신호이다. 옥내 시스템의 안테나 수신 신호가 각도 면에서 퍼져 있고 퍼진 신호 안에  $Q$ 개의 다중 경로 성분이 있으면, 채널의 시간 임펄스 응답은  $h(t) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(t - T - \tau_k)$ 가 된다. 옥내 무선 채널에서 각도 임펄스 응답은  $h(\theta) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(\theta - \theta - \omega_k)$ 로 나타낼 수 있다.

여기서,  $a_k$ 는 퍼진 신호 안에 있는  $k$ 번째 다중 경로 신호의 크기이며,  $T$ 과  $\theta$ 은 각각 첫 번째 다중 경로 신호의 시간 지연과 퍼진 신호의 중심각이 된다. 또,  $\tau_k$ 와  $\omega_k$ 는 각각  $k$ 번째 다중 경로의 시간 지연과 각도이다. 다중 경로 신호의 시간 지연과 각도는 서로 독립적이므로, 옥내 무선 채널의 전체 임펄스 응답은  $h(t, \theta) \approx h(t)h(\theta)$ 로 표현된다.

\* 한림대학교 정보통신공학부 (yulee@hallym.ac.kr),  
논문번호 : 020072-0215, 접수일자 : 2002년 2월 15일

\*\* 한양대학교 전자컴퓨터공학부

무선 채널은 채널 특성에 따라 신호의 시간 지연과 각도 퍼짐을 무시할 수 없는 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading) 채널과 시간 지연은 무시할 수 있으나, 각도 퍼짐이 심한 평탄 페이딩(flat fading) 채널로 구분되고, 송수신기의 움직임에 따른 도플러 확산(doppler spread) 영향을 받는다. 이 논문에서는 주로 송수신기 거리가 작은 경우의 옥내 채널 특성인 평탄 페이딩 특성 채널을 생각하여 옥내 채널의 임펄스 응답은 대부분 각도 임펄스 응답 특성에 좌우된다고 가정한다<sup>[3]</sup>.

옥내 무선 채널의 특성을 생각하고, 제안된 채널 모형에서 다중 안테나 알고리즘을 적용하면, 각도 퍼짐이 클 경우에도 좋은 결과를 얻을 수 있다. 이 논문에서는 옥내 무선 채널 특성을 고려한 신호 모형을 제안하고, 제안된 모형에서 안테나 어레이 알고리즘을 생각한다.

II. 본 론

여러 가지 옥내 무선 시스템 구조들 중에서 수신기 한 대가 여러 대 송신기로부터 신호를 받는 시스템 구조를 생각하자. 수신기는 다중 안테나 사이 거리가  $d$ 로 일정한 균일 선형 배열(uniform linear array) 구조의 다중 안테나를 가지고  $L$ 개 안테나가 있으며, 송신기는 단일 안테나를 가진다.

이 논문에서,  $E(\cdot)$ 는 확률변수의 평균이며,  $|\cdot|$ 는 복소수의 크기이다. 벡터는 열 벡터로 밑줄로 표시하며, 행렬은 굵은 문자로 나타낸다.  $(\cdot^*)$ 는 공액 복소수(complex conjugate)이며,  $(\cdot^H)$ 는 행렬 또는 벡터의 공액 복소수인 Hermitian를 의미한다.

가. 옥내 채널 특성

옥내 환경은 다음과 같이 세 가지 경우로 구분할 수 있다. 첫 번째는 송수신기의 움직임과 주위 환경 모두 변화가 없는 경우, 두 번째는 송수신기는 고정되어 있는데, 주위 환경이 변하는 경우, 세 번째는 송수신기의 움직임과 주위 환경 변화가 있는 경우이다. 참고 문헌 [4]의 연구 결과를 보면, 빔 형성 가중치의 변화율이 10msec 이하이면, 주위 환경 변화가 없는 경우에 적절하고, 10msec이상이면 변화가 있는 경우에 적절하다. 여기서는 송수신기 처리 시간을 10msec이하인 옥내 시스템인 경우를 생각한다. 송수신기의 움직임과 주위 환경 모두 변화가 없는 경우를 먼저 생각하고, 향 후 다른 경우를 고려

한다.

수신기와 송신기사이 거리가 다중 안테나의 안간격  $d$  보다 매우 커서, 다중 안테나에 신호가 평면파 형태로 수신되면,  $m$ 번째 안테나에서 수신된 신호는 첫 번째 안테나의 수신 신호의 위상 지연이 되는데, 이를 원거리(far-field) 가정이라 한다. 그렇지 않은 경우, 근거리(near-field) 가정이 된다. 각각 가정에 대해 다른 신호 모형을 사용해야 하는데, 예를 들어보자.

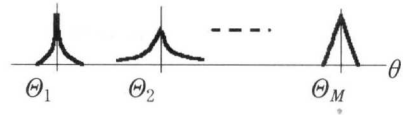


그림 1. 원거리 가정의 옥내 퍼진 신호

예1: 원거리 가정의 옥내 신호

그림 1은 각도 퍼짐이 있는 옥내 무선 채널 환경에서 원거리 가정을 고려한 신호들의 예이다.  $M$ 개 퍼진 신호들 안에는 각각  $Q$ 개 다중 경로가 있다. 실제 옥내 무선 통신에서 각도 퍼짐이 있는 무선 채널은 그림 1의 신호 모형화로 생각할 수 있다. 균일 선형 배열 구조의 다중 안테나를 사용하면, 다중 안테나에서  $l$ 번째 안테나의 채널 임펄스 응답

$$h_m^l(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q a_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d \sin(\theta_m + \theta_{m,i})}$$

를 쓸 수 있다. 여기서  $m=1,2,\dots,M$ ,  $\theta_m$ 은  $m$ 번째 퍼진 신호의 중심각,  $a_{m,i}(t)$ 와  $\theta_{m,i}$ 는  $m$ 번째 퍼진 신호 안의  $i$ 번째 다중 경로 신호의 크기와 각도이다.  $a_{m,i}(t)$ 는 레일리(Rayleigh) 확률 변수이며,  $\theta_{m,i}$ 은 라플라시안(Laplacian) 확률 변수이다<sup>[3]</sup>. 이 경우 다중 안테나의 수신 신호는 다중 안테나의 구조적 특성을 나타내는 주사(steering) 벡터의 유한한 선형 결합으로 표현된다. 이 논문에서는 원거리 가정이 적합한 옥내 무선 채널만을 주로 고려하고, 향 후 다른 경우도 생각하자.



그림 2. 근거리 가정의 옥내 퍼진 신호

예2: 근거리 가정의 옥내 신호

그림 2는 각도 퍼짐이 있는 옥내 무선 채널 환경

에서 근거리 가정을 생각한 퍼진 신호의 예이다. 여러 개의 퍼진 신호가 합쳐 있는 경우로 생각되므로, 퍼진 신호를 세분화할 수 없다. 다중 안테나가 있는 수신기에서 받은 신호는 주사 벡터의 유한한 선형 결합으로 나타낼 수 없고, 신호를 모형화 할 경우, 신호 특성을 나타내는 모수(parameter)로 표현이 불가능하다. 이 경우 빔 형성 가중치를 구하려면, 많이 사용되는 신호 도착 방향에 근거한 방법인 모수적인(parametric) 방법을 사용할 수 없고, 대신에 공분산(covariance) 행렬을 사용하는 비모수적(non-parametric) 방법을 사용할 수 있다<sup>6)</sup>.

나. 신호 모형

M개 송신기에서 신호를 전송하면, 옥내 무선 채널의 특성으로 인해 수신기의 다중 안테나는 M개의 퍼진 신호(예로, 그림 1의 퍼진 신호)를 수신한다. 각 퍼진 신호 안에는 Q개의 다중 경로 신호들이 있으므로 다중 안테나의 l번째 안테나에서 받은 신호는 다음과 같이 쓸 수가 있다.

$$x^l(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{Q}} \cdot \left( \sum_{i=1}^Q \alpha_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d\sin(\theta_m + \theta_{m,i})} s(t - \tau_{m,i}) \right) + \eta^l(t) \tag{1}$$

여기서  $l=0 \dots L-1$ 이며,  $s(t)$ 는 송신기에서 전송된 신호,  $\alpha_{m,i}(t)$ 는 레일리 확률 변수로 페이딩 성분이며,  $\theta_{m,i}$ 는  $f(\theta) = (1/\sqrt{2}\rho)e^{(-|\sqrt{2}\theta/\rho|)}$ 의 확률 분포 특성을 가지는 라플라시안 확률 변수이다. 또,  $\eta^l(t)$ 는 l번째 안테나의 배경 잡음이다.

평탄 페이딩 특성의 옥내 채널인 경우, 다중 경로 신호의 시간 지연은  $\tau_{m,1} = \dots = \tau_{m,Q} \equiv \tau_m$ 로 가정할 수 있다. 수신기의 l번째 안테나에서 받은 신호를 다시 쓰면,

$$x^l(t) = \sum_{m=1}^M h_m^l(t) s(t - \tau_m) + \eta^l(t) \tag{2}$$

가 된다. 식(2)에서 송신기에서 보낸 신호를 수신기의 l번째 안테나에서 받으면, 채널 응답 함수는  $h_m^l(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q \alpha_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d\sin(\theta_m + \theta_{m,i})}$ 가 된다. L개 다중 안테나에서 받은 신호를 신호벡터  $x(t)$ 로 표현하면,

$$x(t) = \sum_{m=1}^M h_m(t) s(t - \tau_m) + \underline{y}(t) \tag{3}$$

가 된다. 여기서,  $x(t) = [x^1(t) \dots x^l(t) \dots x^L(t)]^T$ 와  $h_m(t) = [h_m^1(t) \dots h_m^l(t) \dots h_m^L(t)]^T$ 가 되며,  $\underline{y}(t) = [\eta^1(t) \dots \eta^l(t) \dots \eta^L(t)]^T$ 는 다중 안테나의 배경 잡음 벡터이다.

식(3)의 채널 응답 함수 벡터  $h_m(t)$ 는 무선 채널의 페이딩 특성과 수신기의 다중 안테나의 구조적인 특성으로 정해진다. 다중 안테나의 구조는 일반적으로 주사 벡터  $\underline{a}(\theta)$ 로 표현하는데, 균일 선형 배열 구조이고, 안테나 간격이  $d$ , 안테나 수가  $L$ , 안테나에 수신된 신호 방향이  $\theta$ 이면, 주사 벡터는  $\underline{a}(\theta) = [1 \dots e^{-j\pi d(L-1)\sin\theta}]^T$ 가 된다<sup>2)</sup>.

주사 벡터  $\underline{a}(\theta)$ 를 사용하여 식(3)을 다시 표현하면, 옥내 채널에서 수신된 신호 벡터는

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{Q}} \cdot \left( \sum_{i=1}^Q \alpha_{m,i}(t) \underline{a}(\theta_m + \theta_{m,i}) s(t - \tau_{m,i}) \right) + \underline{y}(t) \tag{4}$$

이며, 수신 신호 벡터의 공분산 행렬은

$$R_x = E\{x(t)x^H(t)\} = \frac{1}{Q} \sum_{m_1=1}^M \sum_{m_2=1}^M \sum_{i_1=1}^Q \sum_{i_2=1}^Q E\{ \alpha_{m_1,i_1}(t) \alpha_{m_2,i_2}^*(t) \} r_x(\tau_{m_1} - \tau_{m_2}) + \sigma_{\eta}^2 I \tag{5}$$

이다.  $r_x(\tau_{m_1} - \tau_{m_2}) = E\{s(t - \tau_{m_1})s^*(t - \tau_{m_2})\}$ 는 송신기 신호의 공분산 함수이며, 잡음 벡터의 공분산 행렬은  $\sigma_{\eta}^2 I = E\{\underline{y}(t)\underline{y}^H(t)\}$ 이다.

원하는 방향으로 빔 형성을 하여 최대 신호를 받으면, 수신기의 다중 안테나에서 받은 빔 형성 출력은

$$y(t) = \underline{W}^H x(t) \tag{6}$$

이며, 빔 형성 출력의 공분산 함수는

$$r_y = E\{y(t)y^*(t)\} = \underline{W}^H R_x \underline{W} \tag{7}$$

가 된다.  $\underline{W} = [w^1 \dots w^L]^T$ 는 빔 형성 가중 벡터이다.

각도 퍼짐이 있는 옥내 무선 신호가 원거리 가정에 적합한 경우, 수신 성능을 향상시키는 방법을 생각하자. 먼저, 참고 문헌[6]의 신호 도착 방향 알고리즘을 사용하여 수신기에 도착한 신호 방향  $\theta_m$ 를 추정한다. 다음에 식(6)의 빔 형성 출력  $y(t)$ 가 신



호 도착 방향  $\theta_m$ 에 대해 최대가 되게 빔 형성 가중 벡터  $W$  를 결정하면,  $\theta_m$ 방향에 대해 수신기의 신호 대 잡음비는 최대가 되어 옥내 무선 시스템의 수신 성능이 증가시킬 수 있다. 그런데, 옥내 채널의 페이딩 특성인  $\alpha_{m,i}(t)$ 와 신호 도착 방향을 나타내는  $\theta_m + \theta_{m,i}$ 는 모두 확률 변수이므로, 식(6)의 수신 벡터  $y(t)$ 에서  $W$  를 결정하는 것은 매우 어렵다. 마찬가지로, 옥내 무선 채널 환경이 근거리 가정에 적합한 경우에 사용할 수 있는 식(7)의 공분산 함수를 이용한 비모수 방법을 사용하는 것도 매우 어렵다. 이를 해결하기 위해, 이 논문에서는 다른 신호 모형을 생각한다.

### III. 안테나 어레이 방식

각도 퍼짐이 심한 옥내 무선 채널 환경에서 식(6)의 빔 형성 출력을 쉽게 얻기 위해, 새로운 어레이 응답인 평균 주사 벡터 (mean steering vector) 개념을 생각하자. 다중 안테나는 균일 선형 배열 구조이며, 단일 송신기 ( $M=1$ 인 경우)로 가정하자. 채널 응답 벡터  $h_1(t)$ 와 안테나 어레이 응답인 주사 벡터  $a(\theta_1 + \theta_{1,i})$ 의 관계는 다음과 같다.

$$h_1(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q \alpha_{1,i}(t) a(\theta_1 + \theta_{1,i}), \quad (8)$$

$$a(\theta_1 + \theta_{1,i}) = [1 \cdots e^{-j\pi \sin(\theta_1 + \theta_{1,i})} \cdots e^{-j\pi(L-1) \sin(\theta_1 + \theta_{1,i})}]^T \quad (9)$$

각도 퍼짐이 매우 작아서  $|\theta_1 + \theta_{1,i}| \approx |\theta_1|$  이면, 채널 벡터는  $h_1(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q \alpha_{1,i}(t) a(\theta_1)$ 가 되고, 주사 벡터는  $a(\theta_1 + \theta_{1,i}) \approx a(\theta_1)$ 로 되어 일반적인 경우의 (예, 옥외 무선 채널 환경) 주사 벡터와 같다. 각도 퍼짐이 크면  $|\theta_1 + \theta_{1,i}| > |\theta_1|$ 로, 채널 벡터와 주사 벡터 모두 확률 변수인  $\theta_{1,i}$ 의 함수로 당연히 확률 벡터가 되어서 쉽게 다룰 수 없다. 그런데, 옥내 무선 채널 특성은 옥외 환경과는 다르게 다중 경로 신호들의 시간 지연이 일정한 평탄 페이딩 특성을 가지며, 건물 내벽이나 여러 가지 장애물로 발생하는 다중 경로 신호들의 수는 옥외 환경에 비해 매우 크다는 것을 일반적으로 알 수가 있다<sup>[2]</sup>. PCS나 IMT-2000 이동 통신 시스템의 옥외 무선 환경은 다중 경로 신호들 중에서 가장 크기가 큰 순서로 2-3개 또는 6개까지만 선택하고, 나머지의

다중 경로 신호는 무시한 개념을 사용하여 무선 채널을 모형화 한다. 참고문헌[4]의 실험 결과에 의하면, 옥내 무선 채널 환경은 실제로 각도 퍼짐도 크고, 다중 경로 신호의 수도 매우 많다. 이 논문에서는 각도 퍼짐이 매우 클 경우를 가정하고, 다중 경로 신호의 수에 따른 옥내 무선 채널 모형을 생각한다.

먼저, 다중 경로 신호의 수가 매우 커서 무한 값이고, 각도 퍼짐이 큰 경우이다. 이 경우 시간 평균을 공간 평균으로 대체하는 에르고딕(Ergodic) 정리를 사용하면, 채널 응답 벡터는

$$h_1(t) = \bar{a}_1(t) E\{a(\theta_1 + \theta_{1,i})\} \quad (10)$$

가 된다.  $\bar{a}_1(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q \alpha_{1,i}(t)$ 는 페이딩 평균을 의미한다. 식(10)을 다루기 위해, 다음과 같이 평균 주사 벡터를 정의하자<sup>[7]</sup>.

$$b(\theta, \rho) \equiv E\{a(\theta)\} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\theta) f(\theta) d\theta \quad (11)$$

$b(\theta, \rho)$ 는 평균 주사 벡터,  $a(\theta)$ 는 일반적인 주사 벡터,  $f(\theta)$ 는 신호 도착 방향인  $\theta$ 의 확률 밀도 함수로  $f(\theta) = (1/\sqrt{2\rho}) e^{(-\sqrt{2}\theta/\rho)}$ 의 분포 특성을 가진다.  $\theta$ 은 퍼진 신호의 중심각으로  $\theta$ 의 평균,  $\rho$ 은  $\theta$ 의 퍼짐 정도를 나타내는 모수이다.

식(11)의 평균 주사 벡터를 구하면,

$$b(\theta_1, \rho_1) = [b^1(\theta_1, \rho_1) \cdots b^L(\theta_1, \rho_1) \cdots b^L(\theta_1, \rho_1)]^T \quad (12)$$

이다. 만일  $a_s^l(\theta) = e^{-j\pi l \theta}$  형태인 단순화된 균일 선형 배열 구조이면, 평균 주사 벡터의  $l$ 번째 양은

$$b_s^l(\theta_1, \rho_1) = \frac{1}{1 - j l \rho_1 / \sqrt{2}} a_s^l(\theta_1) \quad (13)$$

가 된다. 여기서  $\theta_1$ 은 퍼진 신호의 중심각,  $\rho_1$ 은 퍼짐 정도를 나타낸다.

단일 송신기이고, 다중 경로 신호수가 매우 큰 옥내 무선 채널 환경에서 평균 주사 벡터  $b(\theta, \rho)$ 를 사용하여, 식(4)의 신호 벡터를 다시 쓰면,

$$x_b(t) = b(\theta_b, \rho_b) \hat{s}(t) + \sum_{m=1, m \neq b}^M b(\theta_m, \rho_m) \hat{s}(t - \tau_m) + \tilde{y}(t) \quad (14)$$

가 되는데, 우변의 첫째 항은 원하는 신호이며, 두 번째 항은 다중 경로인 간섭 성분, 세 번째 항은 잡음을 의미한다. 신호 벡터의 공분산 행렬은

$$\begin{aligned}
 R_{x_s} &= E\{x_b(t) x_b^H(t)\} \\
 &= \sigma_s^2 \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \mathbf{b}^H(\theta_b, \rho_b) \\
 &+ \sum_{m=1, m \neq b}^M \sigma_m^2 \mathbf{b}(\theta_m, \rho_m) \mathbf{b}^H(\theta_m, \rho_m) + \sigma_\eta^2 I
 \end{aligned} \tag{15}$$

이며,  $\sigma_s^2 = E\{|\hat{s}(t)|^2\}$ ,  $\sigma_m^2 = E\{|\hat{s}_m(t - \tau_m)|^2\}$ 이다. 여기서, 우변의 첫째 항은 원하는 신호의 공분산 행렬, 우변의 두 번째 항은 다중 경로 간섭의 공분산 행렬과 세 번째 항은 잡음의 공분산 행렬이다.

빔 형성 가중 벡터를 사용하여 원하는 방향으로 최대 신호를 받으면, 수신기에서 얻은 신호는

$$y_b(t) = \mathbf{W}_b^H x_b(t) \tag{16}$$

로 된다.

식(16)에서 최대 신호 대 간섭 잡음비 기준을 사용하여  $\mathbf{W}_b = [w_b^1 \dots w_b^L \dots w_b^M]^T$ 인 빔 형성 가중 벡터를 구하자. 식(14)와 (16)에서 수신 신호는

$$\begin{aligned}
 y_b(t) &= \mathbf{W}_b^H \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \hat{s}(t) \\
 &+ \mathbf{W}_b^H \sum_{m=1, m \neq b}^M \mathbf{b}(\theta_m, \rho_m) \hat{s}(t - \tau_m) \\
 &+ \mathbf{W}_b^H \mathcal{N}(t)
 \end{aligned} \tag{17}$$

이며, 공분산 행렬은

$$\begin{aligned}
 R_{y_b} &= E\{y_b(t) y_b^H(t)\} \\
 &= \mathbf{W}_b^H R_b \mathbf{W}_b + \mathbf{W}_b^H R_u \mathbf{W}_b
 \end{aligned} \tag{18}$$

이다. 여기서  $R_b = \sigma_s^2 \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \mathbf{b}^H(\theta_b, \rho_b)$ 이며,

$R_u = \sum_{m=1, m \neq b}^M \sigma_m^2 \mathbf{b}(\theta_m, \rho_m) \mathbf{b}^H(\theta_m, \rho_m) + \sigma_\eta^2 I$ 이다. 수신된 신호의 신호 대 간섭 잡음비  $\gamma$ 는 식(18)에서

$$\gamma = \frac{\mathbf{W}_b^H R_b \mathbf{W}_b}{\mathbf{W}_b^H R_u \mathbf{W}_b} \tag{19}$$

임을 알 수 있고,  $\gamma$ 가 최대가 되는 빔 형성 가중 벡터  $\mathbf{W}_{op}$ 는 다음 식을 풀면 얻을 수 있다.

$$\mathbf{W}_{op} = \arg \max_{\mathbf{W}_b} \frac{\mathbf{W}_b^H R_b \mathbf{W}_b}{\mathbf{W}_b^H R_u \mathbf{W}_b} \tag{20}$$

식(20)을 구하기 위해서, 관계식  $\frac{\partial \gamma}{\partial \mathbf{W}_b} = 0$ 를 사용하면,  $R_b \mathbf{W}_b = \gamma R_u \mathbf{W}_b$  관계를 구할 수 있으므로, 그래서  $\gamma$ 는  $R_u^{-1} R_b$  행렬의 최대 고유치와 최소 고유치 사이의 값이다. 그러므로  $\gamma$ 의 최대 값은  $R_u^{-1} R_b \mathbf{W}_b = \lambda_{\max} \mathbf{W}_b$  관계에서  $R_u^{-1} R_b$  행렬의 고유 분해를 통해 얻는 최대 고유치  $\lambda_{\max}$ 가 된다. 그래서, 최적의 빔 형성 가중 벡터  $\mathbf{W}_{op}$ 는

$$\mathbf{W}_{op} = \mu R_u^{-1} \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \tag{21}$$

임을 알 수 있다<sup>8)</sup>.

#### IV. 성능 분석

3장에서 제안한 방법에 대한 몇 가지 성능 분석을 해보자. 성능 분석을 쉽게 하기 위해, 간섭과 잡음을 정규 확률 변수라고 가정하면 간섭과 잡음 성분 합인 공분산 행렬은  $R_u = \sigma_\eta^2 I$ 가 된다. 성능 분석을 위해, 식(17)을 다음 식과 같이 다시 정의하자.

$$y_b(t) = S(t) + I(t) + N(t) \tag{22}$$

여기서,  $S(t) \equiv \mathbf{W}_{op}^H \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \hat{s}(t)$ 는 원하는 신호 이고,  $I(t) \equiv \mathbf{W}_{op}^H \sum_{m=1, m \neq b}^M \mathbf{b}(\theta_m, \rho_m) \hat{s}(t - \tau_m)$ 는 간섭이며,  $N(t) \equiv \mathbf{W}_{op}^H \mathcal{N}(t)$ 는 잡음이다.

$\mathbf{W}_{op} = \mu R_u^{-1} \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) = (\mu/\sigma_\eta^2) \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b)$ 는 빔 형성 가중 벡터이다. 식(22)에서 각 성분의 전력을 구해보자. 원하는 신호의 전력, 간섭 전력과 잡음 전력은 다음과 구할 수 있다.

$$\begin{aligned}
 E\{|S(t)|^2\} &= E\{|\mathbf{W}_{op}^H \mathbf{b}(\theta_b, \rho_b) \hat{s}(t)|^2\} \\
 &= \sigma_s^2 \|\mathbf{b}(\theta_b, \rho_b)\|^4
 \end{aligned} \tag{23}$$

$$\begin{aligned}
 \text{var}\{I(t)\} &= E\{I(t) - E\{I(t)\}\}^2 \\
 &= \frac{\mu^2}{\sigma_\eta^4} \sum_{m=1, m \neq b}^M \sigma_m^2 \chi_m
 \end{aligned} \tag{24}$$

$$\begin{aligned}
 \text{var}\{N(t)\} &= E\{N(t) - E\{N(t)\}\}^2 \\
 &= \frac{\mu^2 \sigma_\eta^2}{\sigma_\eta^4} \|\mathbf{b}(\theta_m, \rho_m)\|^2
 \end{aligned} \tag{25}$$

여기서,  $\chi_m = E\{|\mathbf{b}^H(\theta_b, \rho_b) \mathbf{b}(\theta_m, \rho_m)|^2\}$ 이다. 빔 형성을 통해 수신된 신호의 평균 신호 대 간섭 잡

음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \bar{\gamma}_{op} &= \frac{E\{|S(t)|^2\}}{\text{var}\{I(t)\} + \text{var}\{N(t)\}} \\ &= \frac{\sigma_s^2 \sigma_I^4}{2\mu^2} \frac{\sum_{m=1, m \neq b}^M \sigma_m^2 \chi_m + \sigma_{\eta}^2 \|b(\theta_b, \rho_b)\|^4}{\quad} \end{aligned} \quad (26)$$

참고문헌[9]의 결과를 참조하면, 평탄 페이딩 채널에서 antipodal BPSK 방식의 비트 오류 확률은  $P_b = \int_0^\infty 1/2 \operatorname{erfc}(\sqrt{\gamma_{op}}) f(\gamma_{op}) d\gamma_{op}$  로 주어지며,  $f(\gamma_{op}) = (1/\bar{\gamma}_{op}) e^{-\gamma_{op}/\bar{\gamma}_{op}}$ ,  $\gamma_{op} \geq 0$  이다. 식(26)에 대입하면, 비트 오류 확률(bit error probability, BER)은 다음과 같다.

$$P_b = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{\gamma_{op}}{1 + \gamma_{op}}} \right\} \quad (27)$$

### V. 컴퓨터 모의실험

3장과 4장에서 내용의 타당성을 얻기 위해 몇 가지 컴퓨터 모의실험을 해보자.

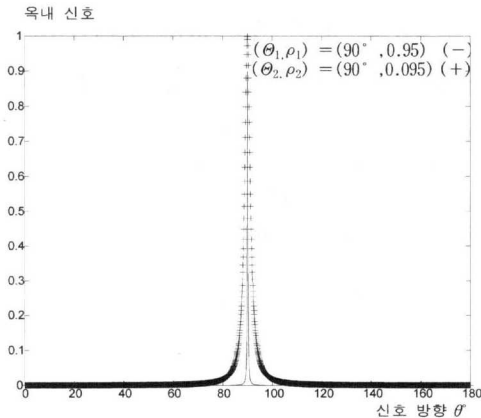


그림 3. 옥내 신호의 예

송신기에서 신호를 전송하면, 옥내 무선 채널의 특성으로 인해 수신기의 다중 안테나에서는 그림 3의 옥내 퍼진 신호를 수신하고, 각 퍼진 신호 안에는 다중 경로 신호들이 있다고 생각하자. 그림 3은  $(\theta_1, \rho_1) = (90^\circ, 0.95)$ 와  $(\theta_2, \rho_2) = (90^\circ, 0.095)$ 를 가지는 두 개의 옥내 신호이다. 안테나 구조는  $a_s^i(\theta) = e^{-j\pi l \theta}$ 를 가지는 단순화된 균일 선형 배

열 구조이다. 식(13)에서 평균 주사 벡터를 구하면  $b_s(\theta_1, \rho_1) = [b_s^1(\theta_1, \rho_1), \dots, b_s^L(\theta_1, \rho_1)]^T$ 이다.

그림 4는  $(\theta, \rho) = (45^\circ, 0.55)$ 인 옥내 신호가 배열 감지기  $L=8$ 인 다중 안테나로 신호를 수신할 경우 빔 형태를 보여 준다.

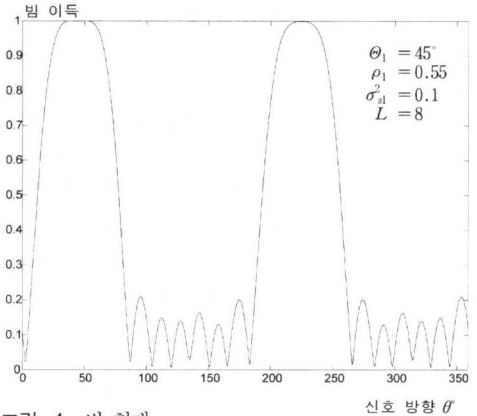


그림 4. 빔 형태

그림 4에서 신호는 다중 안테나에 대해 45° 방향으로 전송됨으로 다중 안테나는 45° 방향에 대해 빔 이득이 최대가 되는 빔 형성을 가짐을 볼 수 있다.

#### 가. 신호 대 간섭 잡음비

옥내 신호를 수신한 경우, 일반 주사 벡터와 평균 주사 벡터 사용에 따른 신호 대 간섭 잡음비의 특성을 알아보자. 식(19)로부터 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 구하려면, 먼저 식(21)의 최적의 빔 형성 가중 벡터  $W_{op}$ 를 구해야 한다.

$W_{op}$ 를 얻기 위해, 퍼진 신호의 중심각  $\theta$ 와 퍼짐 정도  $\rho$ 를 알아야 하는데, 참고문헌[6]의 알고리즘을 사용하여 추정할 수 있다. 간섭 및 잡음의 표본 공분산 행렬  $\hat{R}_u$ 은 추정치  $\hat{\theta}, \hat{\rho}$ 와

$\hat{R}_u = \hat{R}_s - \hat{\sigma}_s^2 b_s(\theta_b, \rho_b) b_s^H(\theta_b, \rho_b)$  관계에서 얻는다. 신호 전력  $\hat{\sigma}_s^2$ 는 추정 알고리즘으로 구하고,

$\hat{R}_s = (1/N) \sum_{t=1}^N \{ x_b(t) x_b^H(t) \}$  관계에서 다중 안테나 수신 신호의 표본 공분산 행렬  $\hat{R}_s$ 를 얻는다. 식(19)와 식(21)에서 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 얻는다.

그림 5는  $(\theta, \rho) = (45^\circ, 0.55)$ 인 옥내 각도 퍼짐 신호를 안테나 수  $L=8$ 인 다중 안테나로 수신

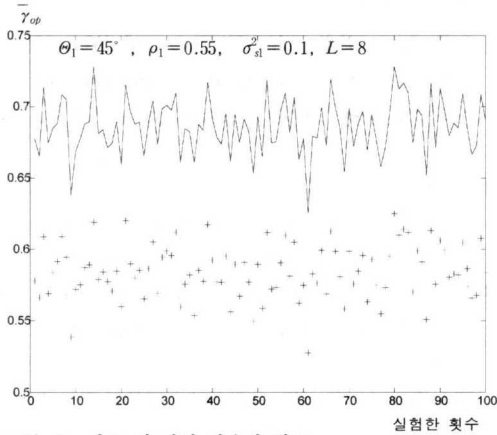


그림 5. 신호 대 간섭 잡음비 비교

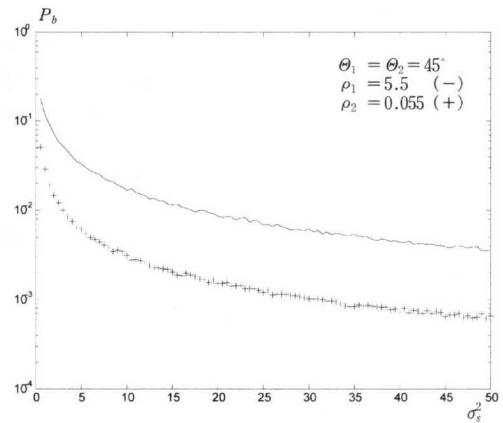


그림 7. 비트 오류 확률과 퍼짐 관계

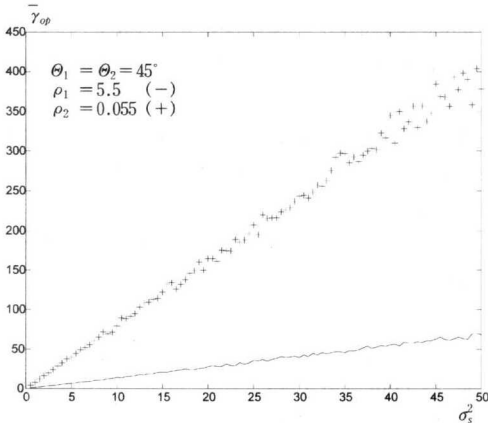


그림 6. 신호 대 간섭 잡음비와 퍼짐 관계

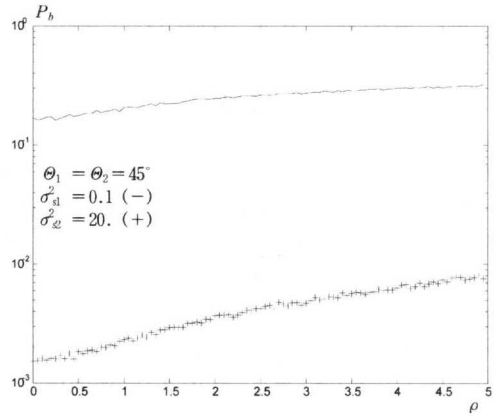


그림 8. 비트 오류 확률과 신호 전력 관계

할 경우, 일반 주사 벡터  $a(\theta)$ 와 평균 주사 벡터  $b(\theta, \rho)$ 를 사용하여 각각 얻은 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 의 특성을 나타낸 것이다. 100번의 모의 실험( $N=100$ )에서 “+”로 표시된 것이 일반 주사 벡터 경우이며, “-”로 나타난 것이 평균 주사 벡터를 사용하여 얻은  $\bar{\gamma}_{op}$ 이다. 그림 5에서 옥내 퍼짐 신호를 다중 안테나로 수신할 경우, 일반 주사 벡터보다 평균 주사 벡터를 사용한 경우 좋은 신호 대 간섭 잡음비를 얻는 것을 알 수 있다.

그림 6는  $(\theta_1, \rho_1) = (45^\circ, 5.5)$ ,  $(\theta_2, \rho_2) = (45^\circ, 0.055)$ 인 두 개의 옥내 신호를  $L=8$ 인 다중 안테나로 수신할 경우, 신호 전력  $\sigma_s^2$ 에 따른 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 의 특성을 나타낸 것이다. 그림 6에서 신호 전력이 클수록 좋은  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 얻음을 알 수 있다. 또한, “-”로 표시된 것이

$\rho=5.5$ , “+”로 표시한 것이  $\rho=0.055$ 에서 얻은  $\bar{\gamma}_{op}$ 이다. 그림 3에서  $\rho$ 가 적으면 각도 퍼짐이 크고 이는 실제 옥내 환경의 신호라고 생각할 수 있으며, 이 경우 이 논문에서 제안한 평균 주사 벡터를 사용하면 좋은  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 얻는다. 그러나,  $\rho$ 가 커서 각도 퍼짐이 적은 경우, 평균 주사 벡터의 사용은 상대적으로 좋은  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 얻을 수 없다.

#### 나. 비트 오류 확률

최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비  $\bar{\gamma}_{op}$ 를 가지고 식(27)의 비트 오류 확률을 구해보자. 그림 7은  $(\theta_1, \rho_1) = (45^\circ, 5.5)$ ,  $(\theta_2, \rho_2) = (45^\circ, 0.055)$ 인 두 개의 옥내 신호를  $L=8$ 인 다중 안테나로 수신할 경우, 신호 전력  $\sigma_s^2$ 에 따른 비트 오류 확률  $P_b$ 의 특성을 나타낸 것이다. 그림 7에서 신호 전력이 클수록



록 비트 오류 확률이 적어진다. "-" 로 표시된 것이  $\rho=5.5$ , "+" 인 것이  $\rho=0.055$ 에서 얻은  $P_b$ 이다. 실제 옥내 환경의 신호로 생각되는  $\rho$ 가 적은 신호에서 좋은 비트 오류 확률  $P_b$ 의 성능을 얻는다.

그림 8은  $(\theta_1, \sigma_s^2) = (45^\circ, 0.1)$ ,  $(\theta_2, \sigma_s^2) = (45^\circ, 20)$ 인 두 개 신호를 안테나 수  $L=8$ 인 다중 안테나로 수신할 경우, 각도 퍼짐  $\rho$ 의 퍼짐에 따른 비트 오류 확률  $P_b$ 의 특성을 나타낸 것이다. 그림 7에서  $\rho$ 가 클수록, 또는 각도 퍼짐이 적을수록 제안된 방법의 비트 오류 확률 성능이 나빠짐을 알 수 있다. 또, "-" 로 표시된 것이 신호 전력이  $\sigma_s^2=20$ , "+" 로 나타난 것이  $\sigma_s^2=0.1$ 인 경우의 비트 오류 확률  $P_b$ 이다. 이 경우 신호 전력이 클수록 적은 비트 오류 확률  $P_b$ 을 가짐을 알 수 있다.

### VI. 결론

각도 퍼짐이 매우 큰 옥내 무선 채널에 사용할 수 있는 신호 모형을 생각하여, 원거리 신호 가정에 적합한 신호 모형을 제안하였다. 평균 주사 벡터 방식과 변경된 최대 신호 대 간섭 잡음비 기준의 안테나 어레이 알고리즘을 신호 모형에 제안한 적용할 수 있었다. 또한, 성능 분석을 통해 옥내 신호를 다중 안테나로 수신할 경우, 일반 주사 벡터보다 평균 주사 벡터를 사용한 경우 좋은 신호 대 간섭 잡음비와 비트 오류 확률 특성을 얻었다.

### 고마움의 글

본 연구는 정보통신부의 대학기초 연구지원으로 수행되었으므로 이에 고마움을 표시합니다.

### 참고 문헌

[1] J.W. Liang and A.J. Paulraj, "Forward link antenna diversity using feedback for indoor communication systems," *Proc. IEEE ICASSP*, pp. 1753-1755, Detroit, MI, May 1995.  
 [2] A.J. Paulraj and C.B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications," *IEEE Signal Proc. Magazine*, pp. 49-83, Nov. 1997.  
 [3] A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, "A Statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE*

*Jr. Selec. Areas in Commun.*, vol. 5, Feb. 1987.  
 [4] S.S. Jeng, H.P. Lin, G. Xu, and W.J. Vogel, "Measurements of spatial signature of an antenna array," *Proc. PIMRC*, pp. 669-672, Sep. 1995.  
 [5] Q. Spencer et al, "A Statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation," *Proc. IEEE VTC*, pp. 1415-1419, 1997.  
 [6] Y.U. Lee, J. Choi, I. Song, and S.R. Lee, "Distributed signal source modeling and direction of arrival estimation techniques for distributed signal sources," *IEEE Tr. Signal Process.*, vol. SP-45, pp. 960-969, Apr. 1997.  
 [7] Y.U. Lee, S.R. Lee, H.M. Kim, and I. Song, "Estimation of direction of arrival for angle-perturbed sources," *IEICE Trans. Fundamentals*, vol. E80A, no. 1, pp. 109-117, Jan. 1997, Japan.  
 [8] A.F. Naguib, Adaptive antennas for CDMA wireless networks, Ph.D. Dissertation, Stanford Univ., 1996.  
 [9] J.G. Proakis, Digital communications, McGraw-Hill, 1989.

이 용 업(Yong Up Lee) 중신회원



1985년 2월 : 서울대학교  
전자 공학과 공학사  
1987년 2월 : 한국 과학 기술원  
전기 및 전자공학과  
공학 석사  
1996년 8월 : 한국 과학 기술원  
전기 및 전자과  
공학 박사

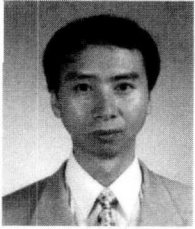
1987년 8월~1998년 1월 : 삼성전자 정보통신 연구소 선임 연구원  
1998년 3월~2002년 2월 : 한림대학교 정보통신공학부 조교수  
2002년 3월~현재 : 한림대학교 정보통신공학부 부교수

<주관심 분야> 스마트 안테나, 옥내 채널 및 통신, 배열 신호처리, 무선 통신



박 중 후(Joong-Hoo Park)

정회원



1985년 2월 : 서울대학교

전자 공학과 공학사

1987년 2월 : 서울대학교

전자 공학과 공학석사

1997년 2월 : Univ. of

Missouri-Rolla,

전기 공학과 공학 박사

1997년 11월~2000년 2월 : 삼성전자(주) 통신연구소  
수석 연구원

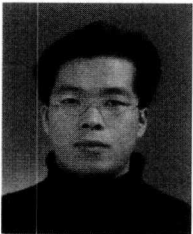
2000년 3월~2002년 2월 : 한양대학교 전자컴퓨터  
공학부 전임강사

2002년 3월~현재 : 한양대학교 전자컴퓨터 공학부  
조교수

<주관심 분야> 이동 통신 이론, 다중 사용자 검파,  
IMT-2000

이 준 호(Joon-Ho Lee)

준회원



1985년 2월 : 한림대학교

정보통신공학부 공학사

1985년 3월~현재 : 한림대학교

전자공학과 석사과정

<주관심 분야> 신호처리,

영상처리