

옥내와 옥외간 무선 통신에서 다중 안테나 알고리즘 적용을 통한 통신 성능 향상

정회원 이 준 호*, 종신회원 이 용 업*, 정회원 서 영 준*, 방 성 근*, 김 중 대*

The performance enhancement with multiple antenna algorithm between indoor and outdoor wireless communication

Junho Lee*, Yong Up Lee*, Youngjun Seo*, Sungkeun Baang*,
Jong Dae Kim* *Regular Members*

요 약

이 논문은 옥내와 옥외에 걸친 무선 통신 환경에서 통신 성능을 향상시키는 기술에 관한 것이다. 옥외 무선 통신에서 신호 감쇠는 주로 채널의 페이딩 특성으로 발생되는데 기존의 다중 안테나 방식과 배열 신호처리 알고리즘을 적용하면 이 문제를 해결할 수 있다. 그러나, 옥내 및 옥외 무선 채널을 가진 통신인 경우, 채널 특성은 페이딩과 각도 퍼짐 특성 모두에 영향을 받으므로 일반적인 방식으로 채널의 각도 퍼짐 특성을 극복할 수 없다. 이를 해결하기 위해 이 논문에서는 옥내와 옥외에 걸친 채널 특성을 분석하고, 각각에 적합한 채널 모형을 생각한다. 또한, 옥내외 채널의 각도 퍼짐 특성을 극복하고 옥내외 통신 성능을 향상하기 위해, 새로운 평균주사 벡터 개념을 사용한 배열 안테나 처리 알고리즘을 제안하고 성능 분석을 수행한다. 컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 분석으로 옥내 전송 신호를 옥외 환경에서 다중 안테나로 수신하는 경우, 기존 방식보다 제안된 방식이 좋은 신호대 간섭 잡음비 특성을 가짐을 보인다.

Key Words : Indoor-and-outdoor channel, multiple antenna, wireless communication, performance

ABSTRACT

This paper is discussed about the technology of the performance enhancement in the wireless communication between indoor and outdoor environments. In the outdoor wireless communication, the signal has mainly a severe degradation by the fading effect of channel, but that problem may be overcome by using ordinary multiple antenna technology and array signal processing algorithm. Hence, since the channel has the characteristics of both fading and angle spread in the wireless communication between indoor and outdoor, the ordinary technology cannot solve the signal degradation due to the angle spread. In order to solve the problem, in this paper, the characteristic of the wireless channel between indoor and outdoor is first analyzed and considered the channel models fit to that case. We propose the new multiple antenna algorithm by use of mean steering vector concept, and obtained the results of the performance enhancement. With the results of the performance analyses through of the numerical study and computer simulation, we show that the proposed algorithm has more enhanced signal to noise ratio than the previous algorithm.

* 한림대학교 정보통신공학부 (yulee@hallym.ac.kr)

논문번호 : 030003-0103, 접수일자 : 2003년 1월 3일

※본 연구는 한국과학재단 목적기초연구(R05-2003-000-10603-0)지원으로 수행되었음.

I. 서론

옥내와 옥외간 무선 통신은 건물 외부에 있는 시스템과 건물 또는 빌딩 내부에 있는 시스템 사이의 통신이다. 옥내에서 옥외로 전송되는 신호는 대부분 빌딩 내부 구조물들에 의한 반사, 굴절, 산란 현상으로 인해, 여러 가지 채널 특성(구체적인 예로, 페이딩 또는 각도 퍼짐 등)의 영향을 받아서 신호가 심각하게 감쇠 된다. 이런 문제점들은 주로 옥외간 무선 통신에서 많이 알려져 있지만, 상대적으로 연구가 미진한 영역인 옥내의 무선 통신에서 더욱 심각함을 이전 연구에서 알 수 있다[1,2] 일반적으로, 옥내외 무선 통신 시스템의 통신 채널은 옥내 시스템 관점에서 보면, 옥내에서 옥외로 전송되는 순방향 채널과 옥외 전송 신호를 옥내에서 수신하는 경우의 역방향 채널 옥외 시스템 관점에서 보면 역방향 채널과 순방향 채널이 역으로 구분되는 여러 가지 형태들이며, 이를 고려해서 송수신 신호의 시공간 처리를 수행해야 신호 감쇠를 극복할 수 있다.[2] 옥내외 통신 시스템의 순방향 및 역방향 무선 채널은 옥내 구조물로 인해 신호의 도달 시간 지연 또는 도달 각도의 퍼짐 특성 등의 차이가 있으므로 각각 무선 채널을 다른 모형으로 해석해야 되는데, 이에 관한 채널 모형 연구 결과들은 문헌 [2]에서 볼 수 있다.

일반적으로, 옥내외 시스템에서 옥내 송수신 신호의 특징은 다음과 같다. 다중 경로 신호가 집단적으로 모인 클러스터 형태로 각도 퍼짐이 매우 큰 신호이다. 도달 시간과 도달 각도의 임펄스 응답이 서로 독립으로 가정하면 옥내 무선 채널의 임펄스 응답은 $h(t, \theta) \approx h(t)h(\theta)$ 로 표현된다. 여기서 $h(t)$ 는 채널의 시간 임펄스 응답 $h(\theta)$ 는 각도 임펄스 응답이다. 옥내 채널의 임펄스 응답은 대부분 각도 임펄스 응답 특성에 좌우되는 평탄(flat) 페이딩 특성 채널이라 가정되므로 채널 임펄스 응답은 주로 각도 임펄스 응답에 좌우된다.[3,4] 옥내 시스템의 안테나 수신 신호가 각도 면에서 퍼져있고 퍼진 신호 안에 Q개의 다중경로 성분이 있으면 옥내 채널의 시간 임펄스 응답은 $h(t) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(t - T - \tau_k)$ 이며, 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 안의 k번째 다중 경로 신호의 크기이며 T와 θ 는 각각 첫 번째 다중 경로 신호의 시간 지연과 퍼진 신호

의 중심각이다. 또, τ_k 와 ω_k 는 각각 k번째 다중 경로의 시간 지연과 각도이다. 그래서, 옥내외 시스템에서 옥내 신호를 처리할 경우 페이딩 영향과 각도 퍼짐 채널 특성으로 인해 심각한 신호 감쇠를 받는 것인데, 신호 감쇠는 다중 경로 신호들의 시간 지연이 크지 않은 평탄 페이딩 특성보다는 주로 각도 퍼짐에 의해 발생되게 된다.

신호 감쇠 문제는 시공간 처리 알고리즘의 하나인 다중 안테나 알고리즘을 적용하여 원하는 방향에만 신호를 수신하여 신호 대 간섭 잡음비를 향상시키면 해결 할 수 있는데 옥외간 통신인 경우에는 여러 가지 적용 방법이 문헌[2]에 나와 있다. 그런데, 이런 다중 안테나 기술을 옥내외 무선 통신 시스템에 적용할 경우, 옥내 무선 채널의 영향에 의해서 수신된 신호는 더 이상 공간적으로 점 신호원으로 생각할 수 없으며 점 신호원 가정을 사용하는 기존 다중 안테나 기술의 적용 결과는 타당하지 않다. 신호원이 각도 면에서 점이 아닌 퍼진 경우 퍼진 신호원에 대한 통계적 채널 특성 분석 새로 적합한 채널 모형화와 다중 안테나 기술을 적용해야 된다. 옥외간 통신에서 여러 가지 퍼진 신호원에 대한 모형화 문제와 신호 도착각 추정 방법은 이전 연구 결과가 있으므로,[7,8] 이 개념과 새로 옥내외 무선 채널을 분석하고 적용하여 적합한 채널 모형화와 다중 안테나 기술 제안을 통해 옥내외 통신 성능을 향상시키는 것이 이 논문의 목적이다.

이 논문에서는 여러 가지 옥내외 시스템 형태 중에서 옥내 송신기에서 전송된 신호가 각각 다른 채널 특성을 가진 옥내 채널과 옥외 채널을 통과하여 옥외 수신기에서 신호를 수신할 경우 옥내외 채널 특성에 의한 신호 감쇠를 극복할 수 있는 방법에 대해 주로 다룬다. 옥내외 채널 특성인 페이딩 및 각도 퍼짐 영향을 극복하고 신호 감쇠를 막기 위해, 먼저 옥내외에 걸친 채널 특성을 분석하고, 각각에 적합한 채널 모형을 생각한다. 또한, 옥내외 채널의 각도 퍼짐 특성을 극복하고 옥내외 통신 성능을 향상하기 위해, 새로운 평균주사 벡터 개념을 사용한 배열 안테나 처리 알고리즘을 제안하고 성능 분석을 수행하여 제안된 채널 모형화와 다중 안테나 기술을 검증한다.

II. 본론

여러 가지 옥내외 무선 통신 환경 중에서 옥내는 단일 안테나를 가진 송신기가 신호를 전송하면 옥

내외 무선 채널 환경을 거쳐 옥외에 있는 다중 안테나를 가진 수신기에서 신호를 수신하는 시스템 구조를 생각하고, 향 후 다른 경우도 고려할 것이다. 옥외 환경의 수신기는 다중 안테나 사이 거리가 d 로 일정한 균일 선형 배열(uniform linear array) 구조의 다중 안테나로 L 개 안테나가 있다.

이 논문을 통해, $E\{\cdot\}$ 는 확률변수의 평균이며 $|\cdot|$ 는 복소수의 크기이다 벡터는 열 벡터이며 (\cdot) 로 표시하며, 행렬은 굵은 문자로 나타낸다 (\cdot^H) 는 행렬 또는 벡터의 Hermitian을 의미한다.

2.1 채널 특성

그림 1의 옥내와 옥외간 무선 통신에서 채널 환경은 일반적으로 비교적 신호의 각도 퍼짐이 작고 시간 지연이 큰 주파수 선택적 페이딩 특성을 가진 옥외 채널과 이와 반대로 각도 퍼짐이 매우 심하고 시간 지연 특성이 거의 없는 평탄 페이딩 특성을 가진 옥내 채널로 각각 구성된다고 생각할 수도 있다.[1]

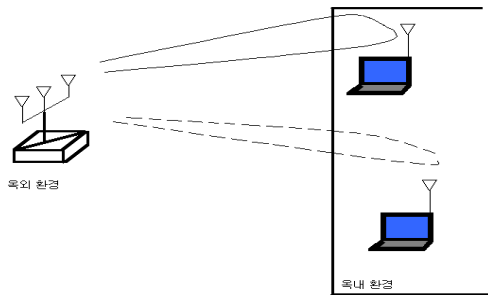


그림 1. 옥내와 옥외 통신의 채널 환경

옥내 환경은 송신기와 수신기 주변 환경의 움직임에 따라 여러 가지로 구분될 수 있지만 이전 연구 결과에[4] 의하면, 빔 형성 가중치의 변화율을 작게 할 경우 움직임이 거의 없는 상황에 적절하므로 송신기와 주변 움직임이 없는 경우만을 고려하자. 옥외 수신기와 옥내 송신기사이 거리는 옥외 수신기에서 신호를 받을 때 원거리 (far-field) 가정에는 적합하고, 거리는 멀지 않는 상황을 생각하면 옥외 채널 환경도 시간 지연이 크지 않은 평탄 페이딩 특성을 가지므로, 채널 특성은 시간 임펄스 응답보다는 각도 임펄스 응답 특성에 좌우된다 이런 옥내외 무선 통신 환경에서 옥내와 옥외 환경 각각에 대한 채널 특성을 자세히 알아보자

가. 옥내 채널 환경에서 각도 퍼짐 신호

옥내 송신기에서 전송된 신호는 많은 장애물이 있는 옥내 환경과 비교적 장애물이 작은 옥외 환경을 통과하여 옥외 수신기에 도달하게 된다 먼저 옥내 환경을 생각하면, 옥내 송신 신호를 옥내에서 수신할 경우 송수신기 거리에 따라 다음과 같이 구분할 수 있다.[1,2]

예제1: 옥내 송신기 근처에서 수신될 경우

많은 반사와 투과, 그리고 회절로 인해, 각도 임펄스 응답 $h(\theta) = a \delta(\theta - \omega)$ 에서 ω 는 전체 범위인 $[0, 2\pi)$ 걸쳐 균등하게 퍼지는 균일 분포 확률 변수 특성을 가지므로 확률 밀도 함수 $f(\theta)$ 는 $f(\theta) = 1/2\pi$ 로 근사화 될 수 있다

예제2: 옥내 송신 신호가 클러스터 형태로 수신될 경우

옥내에서 송수신기사이 거리가 어느 정도 떨어지면, 옥내 전송 신호는 많은 다중 경로가 되어 옥내 수신기에는 클러스터 모양의 신호를 수신하게 된다 각도 임펄스 응답 $h(\theta) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(\theta - \theta - \omega_k)$ 에서 θ 는 첫 번째 다중 경로 퍼진 신호의 중심각으로 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일하게 분포가 되고, ω_k 는 k 번째 다중 경로 신호의 각도로 평균이 0이고 표준 편차가 σ 인 라플라시안(Laplacian) 분포 확률 변수 특성을 가지므로, 확률 밀도 함수 $f(\theta)$ 는 $f(\theta) = (1/\sqrt{2}\sigma) e^{-(|\sqrt{2}\theta/\sigma|)}$ 로 근사화 된다 [3,4]

나. 옥외 채널 환경에서 각도 퍼짐 신호

옥외 환경을 생각하면, 옥내 송신 신호를 옥외에서 수신할 경우 송수신기 거리에 따라 다음과 같이 구분할 수 있다[5,6,8]

예제3: 옥내 송신기와 옥외 수신기 사이 거리가 매우 커서, 각도 퍼짐이 없는 신호를 수신할 경우

옥내 송신기와 옥외 수신기사이 거리가 아주 멀리 떨어지면, 옥내에는 많은 다중 경로 신호로 인해 클러스터 모양의 신호로 옥외 환경으로 전달되지만 옥외 수신기에는 각도 퍼짐이 없는 점 신호 (point source)를 수신하게 된다 각도 임펄스 응답 $h(\theta) = a \delta(\theta - \theta_0)$ 에서 θ_0 는 전체 범위인 $[0, 2\pi)$ 사이에 있는 신호의 도착 각도로 확률 변수가 아닌 결정된 값이다

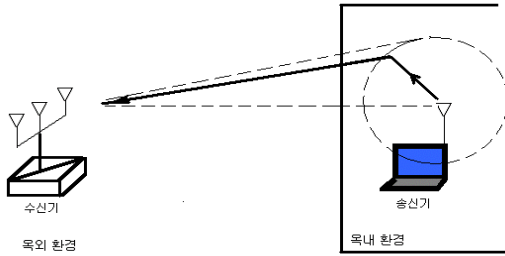


그림 2 옥내와 옥외 통신에서 각도 퍼짐의 예

예제4: 옥내 송신기와 옥외 수신기 사이 거리가 작아서, 각도 퍼짐이 있는 신호를 수신할 경우

옥내 송신기와 옥외 수신기사이 거리가 어느 정도 떨어지면, 옥내 전송 신호는 먼저 많은 다중 경로 신호로 인해 옥내에서 클러스터 모양의 신호가 되고, 다시 옥외 환경으로 전달되는데 옥외 수신기에는 옥내 클러스터 형태의 신호와 비슷한 신호를 수신하게 된다 그런데, 옥내 경우에는 다르게 거리와 최대 각도 퍼짐 값에 따라 옥내 클러스터 신호와는 다른 확률 분포 특성을 가지게 된다 각도 임펄스 응답 $h(\theta) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(\theta - \theta_k - \omega_k)$ 에서 θ 는 첫 번째 다중 경로 퍼진 신호의 중심각으로 $[0, 2\pi)$ 구간에서 균일하게 분포가 되고, ω_k 는 k 번째 다중 경로 신호의 각도로 거리와 최대 각도 퍼짐 분포 값에 좌우되는 확률 분포 특성을 가지므로, 확률 밀도 함수는 $f(\theta) = (a/\theta_{\max}) \cos(b \cdot \theta/\theta_{\max})^n$, n 은 실수로 근사화 될 수 있다 여기서 a, b 는 최적화 상수이며 θ_{\max} 는 옥외 수신기에 도달하는 신호의 최대 각도 퍼짐이다 예를 들면, 그림 2와 같은 기하학적인 구조로 옥내의 채널 환경을 모형화할 경우, 각도 퍼짐의 확률 특성인 확률 밀도 함수는 다음과 같이 된다[5]

$$f(\theta) = \frac{\pi}{4.9\theta_{\max}} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_{\max}}\right)^{0.475}, \quad -\theta_{\max} \leq \theta \leq \theta_{\max} \quad (1)$$

옥내와 옥외사이 통신 채널 환경인 네 가지 중에서 예제1, 예제2, 그리고 예제3인 채널 모형에 대해서는 이전 연구 결과들에[2,7,8] 많이 언급되어 있다. 이 논문에서는 예제4인 경우에 무선 통신 환경의 성능 향상을 위해 시공간 처리 알고리즘의 하나인 다중 안테나 알고리즘을 적용하는 경우를 생각하자.

2.2 신호 모형

옥외 수신기의 안테나가 다중 안테나이고, 수신기와 송신기 사이 거리가 다중 안테나 사이 간격 d 보다 매우 커서, 수신기 안테나에 신호가 평면파 형태로 수신되는 원거리(far-field) 가정이 적합하다고 하자. 이럴 경우, l 번째 안테나에 수신된 신호는 첫 번째 안테나의 수신된 신호의 위상 지연으로 생각 할 수 있고, 각도 퍼짐이 있는 M 개의 퍼진 신호에 각각 Q 개 다중 경로가 있다면, 다중 안테나의 l 번째 안테나에서 m 번째 퍼진 신호에 대한 채널 임펄스 응답은

$$h_m^l(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q a_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d \sin(\theta_m + \theta_{m,i})} \quad (2)$$

이다. 여기서, $m=1, 2, \dots, M$ 이며, θ_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 확률 변수이며, $\theta_{m,i}$ 는 위에서 언급한 채널 모형에 따라 예제1, 예제2, 예제3 등의 여러 가지 확률 분포 특성을 가지는 확률 변수가 될 수 있지만 이 논문에서는 예제 4인 경우를 고려하여 식 (1)의 확률 밀도 함수를 가지는 확률 변수이다.

옥외 수신기의 다중 안테나에서 l 번째 안테나에서 받은 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다

$$x_l(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{Q}} \left(\sum_{i=1}^Q a_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d \sin(\theta_m + \theta_{m,i})} \cdot s(t - \tau_{m,i}) \right) + n_l(t) \quad (3)$$

여기서, $s_m(t)$ 은 m 번째 송신기의 전송 신호, $\tau_{m,i}$ 는 m 번째 퍼진 신호 안의 i 번째 다중경로의 전송 지연 성분, $n_l(t)$ 는 l 번째 안테나의 배경 잡음이다.

평탄 페이딩 옥내 채널인 경우,

$\tau_{m,1} = \dots = \tau_{m,Q} \equiv \tau_m$ 로 가정할 수 있다 다중 안테나의 구조는 일반적으로 주사 벡터 $\mathbf{a}(\theta)$ 로 표현하는데, 주사 벡터 $\mathbf{a}(\theta)$ 를 사용하여 식(3)을 다시 표현하면, 옥외 수신기의 안테나에서 수신된 신호 벡터는

$$x(t) = \sum_{m=1}^M \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q a_{m,i}(t) a(\theta_m + \theta_{m,i}) s(t - \tau_m) + \eta(t) \quad (4)$$

가 된다. 여기서,

$$x(t) = [x_1(t) \cdots x_f(t) \cdots x_L(t)]^T \text{와 } \eta(t) = [\eta_1(t) \cdots \eta_f(t) \cdots \eta_L(t)]^T \text{이다.}$$

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

$$y(t) = \mathbb{W}^H x(t) \quad (5)$$

가 되며, 빔 형성 출력의 공분산 함수는

$$r_y = E\{y(t)y^*(t)\} = \mathbb{W}^H R_x \mathbb{W} \quad (6)$$

가 된다. 여기서, 옥외 수신기 다중 안테나에서 받은 신호 벡터의 공분산 행렬은 $R_x = E\{x(t)x^H(t)\}$ 이며, 빔 형성 가중 벡터는 $\mathbb{W} = [w_1 \cdots w_L]^T$ 이다.

신호 도착 방향 알고리즘을 사용하여 옥외 수신기에 도착한 신호 방향을 추정하고 빔 형성 출력인 식(5)의 $y(t)$ 가 신호 도착 방향에 대해 최대가 되게 빔 형성 가중 벡터 \mathbb{W} 를 결정하면 옥외 수신기의 신호 대 잡음비는 최대가 되어 수신 성능이 증가된다.[8]

2.3 다중 안테나 알고리즘

식(2)의 채널 임펄스 응답에서 옥내외 채널의 페이딩 성분인 $a_{m,i}(t)$ 와 신호 방향 성분인 $\theta_{m,i}$ 는 모두 확률 변수가 되므로, 식(5)의 수신 벡터 $y(t)$ 에서 \mathbb{W} 를 직접 결정하는 것은 매우 어렵다 이를 극복하기 위해 이전 연구 결과에 있는 개념[9] 적용을 생각하자. 즉, 그림 2에서 옥외 수신기의 다중 안테나에 도달되는 다중 경로 신호의 도착 방향은 대부분 $-\theta_{\max} \leq \theta \leq \theta_{\max}$ 범위에 있고, 이를 확장시켜 $0 \leq \theta \leq 2\pi$ 범위로 할 수 있다 다중 경로 수는 매우 커서 실제로는 아니지만 무한으로 가정하자 또한, 다중 안테나는 균일 선형 배열 구조이며 단일 송신기($M=1$ 인 경우)를 가정하자 그러면, 채널 응답 벡터 $h(t)$ 와 안테나 어레이 응답인 주사 벡터 $a(\theta + \theta)$ 의 관계는 다음과 같이 쓸 수 있다

$$h(t) \approx \bar{a}(t) \int a(\theta + \theta) f(\theta) d\theta \quad (7)$$

$$a(\theta + \theta) = [1 \cdots e^{-j\pi/\sin(\theta + \theta)} \cdots e^{-j\pi(L-1)\sin(\theta + \theta)}]^T \quad (8)$$

여기서, $\bar{a}(t)$ 는 페이딩 성분의 평균이며 $f(\theta)$ 는 θ 의 확률 밀도 함수이다

식 (7)의 $\int a(\theta + \theta) f(\theta) d\theta$ 항을 얻으려면,

$b(\cdot) \equiv E\{a(\cdot)\}$ 관계식을 사용하면 된다[9] 여기서 $b(\cdot)$ 는 평균 주사 벡터이며 $a(\cdot)$ 는 일반 주사 벡터이다 평균 주사 벡터 $b(\cdot)$ 를 얻는 것은 신호 방향인 확률 변수 θ 의 확률 밀도 함수 $f(\theta)$ 에 따라 좌우되고, 쉽게 구할 수 없다. 구하는 방법의 몇 가지 예를 보면 다음과 같다.

예제5: 직접 적분을 통해 평균주사벡터를 구하는 법

$\int a(\theta + \theta) f(\theta) d\theta$ 항이 직접 적분이 가능하면 바로 평균 주사 벡터를 구할 수 있다 일반 주사 벡터의 l 번째 양이 $a^l(\theta) = e^{-j\pi l \theta}$ 형태로 주어지는 단순화된 균일 선형 배열 구조이고 $f(\theta) = (1/\sqrt{2\rho})e^{(-1/\sqrt{2\rho})}$ 인 라플라시안 확률 분포 특성을 가진 확률 밀도 함수이면 평균 주사 벡터의 l 번째 양은 직접 적분을 통하여 $b^l(\theta, \rho) = (1/(1 - j l \rho/\sqrt{2}))a^l(\theta)$ 로 얻을 수 있다. 이 경우는 위에서 언급한 무선 채널 모형 중에서 예제 4 경우인 옥내 송신 신호를 옥내 수신기의 다중 안테나에서 클러스터 형태의 신호로 수신될 경우에 얻을 수 있는 평균 주사 벡터이다

예제6: 수치 적분 또는 푸리에 급수 전개를 통해 평균 주사 벡터를 구하는 법

무선 채널 모형 중에 예제 4 경우인 옥내 송신 신호를 옥외 수신기의 다중 안테나에서 수신할 때 확률 밀도 함수의 복잡성으로 인해 평균 주사 벡터는 직접 적분을 통해 구할 수 없고 대신 다른 방법을 사용해야 한다. 수치 적분을 이용하거나 확률 밀도 함수를 다루기 쉽게 푸리에 급수로 근사 시켜 직접 적분을 수행 할 수 있다

$$b^l(\theta, \theta_{\max}) = K(l, \theta_{\max}) \cdot a^l(\theta) \quad (9)$$

$$K(l, \theta_{\max}) = \int_{-\theta_{\max}}^{\theta_{\max}} \frac{\pi}{4.9\theta_{\max}} \cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_{\max}}\right)^{0.475} e^{-j\pi l \theta} d\theta \quad (10)$$

식 (10)을 수치 적분 또는 푸리에 급수 전개를 통해 식 (9)에 적용하면 평균 주사 벡터를 얻을 수 있다.

식 (11)은 일반 주사 벡터의 l 번째 양이 $a'(\theta) = e^{-j\pi l \theta}$ 이고, 식(1)의 확률 밀도 함수에 대해 세 번째 항까지 푸리에 급수 전개를 하여 얻은 결과 예이다. 자세한 전개는 다음절의 수치적인 예제에 있다.

$$K(l, \theta_{\max}) \approx \frac{0.41}{\theta_{\max}} \left(\frac{Re[c_0]}{2l} \sin(\pi \theta_{\max}) + \frac{-2\theta_{\max} Re[c_1] + j4\theta_{\max}^2 l Im[c_1]}{(4\theta_{\max}^2 l^2 - 1)} \cos(\pi \theta_{\max}) \right) \quad (11)$$

여기서, c_0, c_1 은 푸리에 급수에서 각 첫 번째, 두 번째 항의 급수이다.

III. 컴퓨터 모의실험

2장 및 3장에서 언급한 내용의 타당성을 보기 위해, 수치적인 예제 풀이와 컴퓨터 모의실험을 수행해 보자.

3.1 수치적인 예제

예제 4의 채널 모형에서 식 (1)의 확률 밀도 함수를 가진 경우, 푸리에 급수 전개 방법을 통해서 식 (11)과 식 (9)의 평균 주사 벡터를 구해 보자. 잘 알려진 다음과 같은 푸리에 급수 전개식을 사용하여,

$$f(\theta) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n e^{jn\theta} \quad (12)$$

식 (1)에 대한 푸리에 급수 식을 세 번째 항까지 전개하면,

$$\cos\left(\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_{\max}}\right)^{0.475} \cong c_0 + c_1 e^{j\frac{\pi}{2} \frac{\theta}{\theta_{\max}}} + c_2 e^{j\frac{\pi}{\theta_{\max}}} \quad (13)$$

이며, 여기서 $c_0 = 0.275, c_1 = 0.385 + j0.005, c_2 = 0.007 - j0.005$ 이다. 식(13)을 사용하여 식

(10)에 적용하면 식 (11)의 평균 주사 벡터를 얻을 수 있다.

식(11)에 있는 함수 $K(l, \theta_{\max})$ 성질을 알기 위해, θ_{\max} 를 변화시켜 $K(l, \theta_{\max})$ 를 그림 3과 같이 얻었다. 함수는 단조 감소 성질을 가지며 θ_{\max} 가 영에 점근적으로 근접함에 따라 $K(l, \theta_{\max})$ 는 “1”이 됨을 알 수 있다. 이는 최대 각도 퍼짐이 영이 되면, $K(l, \theta_{\max})$ 는 1이 되며, 평균 주사 벡터는 일반적인 주사 벡터가 됨을 알 수 있다

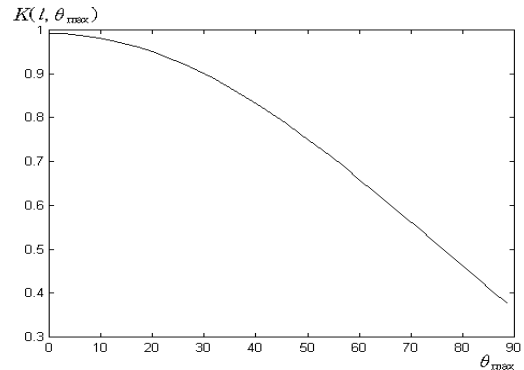


그림 3. 식 (11)의 성질

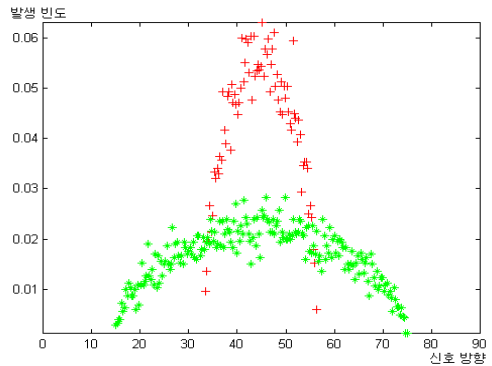


그림 4. 옥외 채널의 신호 방향 발생 빈도

3.2 모의실험

옥내 송신기에서 신호를 전송하면 옥내의 무선 채널의 특성으로 인해 옥외 수신기의 다중 안테나에서는 그림 4와 같은 확률 밀도 함수 특성을 가진 도착 방향의 신호를 수신한다. 그림 4는 중심각 θ 와 최대 각도 퍼짐 θ_{\max} 는 각각 $(\theta, \theta_{\max}) = (45^\circ, 11.5^\circ)$ ('+' 표시), $(\theta, \theta_{\max}) = (45^\circ, 30^\circ)$ ('*' 표시)인 경우, 수신되는 신호 방향의 확

를 밀도 함수를 나타낸 것이다

2장에서 제안된 평균 주사 벡터 방식을 성능 분석을 해보자. 성능 분석을 쉽게 하기 위해 간섭과 잡음은 정규 확률 변수라고 가정하고 이전 연구 결과[9]를 수정하여 사용하자 식 (5)을 다시 쓰면,

$$y(t) = S(t) + I(t) + N(t)$$

이며, 여기서, $S(t)$ 는 원하는 신호이고 $I(t)$ 는 간섭 성분이며, $N(t)$ 는 잡음 성분이다. 그러면, 옥외 수신기의 다중 안테나에서 빔 형성을 통해 수신된 신호의 평균 신호 대 간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 는 다음과 같다.[9,10]

$$\bar{\gamma}_{op} = \frac{E\{|S(t)|^2\}}{var\{I(t)\} + var\{N(t)\}} \quad (15)$$

그림 5, 6, 7은 최대 각도 퍼짐 θ_{max} 가 채널 특성으로 인해, 각각 $\theta_{max} = 8^\circ$, $\theta_{max} = 17.5^\circ$, $\theta_{max} = 36.9^\circ$ 를 가질 경우, 최적의 평균 신호 대

간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 관점에서 일반 주사 벡터 $\mathbf{a}(\theta)$ 를 사용한 방식과 평균 주사 벡터 $\mathbf{b}(\theta, \theta_{max})$ 방식을 비교한 결과이다. 중심각 $\theta = 45^\circ$ 이며, 안테나 수 $L=8$ 인 다중 안테나로 수신한 경우이다. 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 5, 6, 7에서 최대 각도 퍼짐 θ_{max} 가 커짐에 따라, 일반 주사 벡터보다 평균 주사 벡터를 사용한 경우 좋은 신호 대 간섭 잡음비를 얻을 수 있다.

그림 8는 최대 각도 퍼짐 θ_{max} 가 각각 $\theta_{max} = 0.01^\circ$, $\theta_{max} = 36.9^\circ$ 인 경우, 신호 전력에 따른 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 의 특성을 나타낸 것이다. 앞과 같이 중심각 $\theta = 45^\circ$ 이며, 안테나 수 $L=8$ 인 다중 안테나로 수신한 경우이다. 그림 8에서 신호 전력이 클수록 좋은 $\bar{\gamma}_{op}$ 를 얻을 수 있다. 위의 “o”와 “+”로 표시된 것이

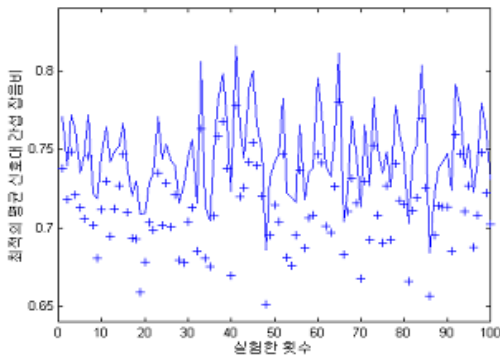


그림 5. 신호 대 잡음비에 따른 두 방식 비교 ($\theta_{max} = 8^\circ$)

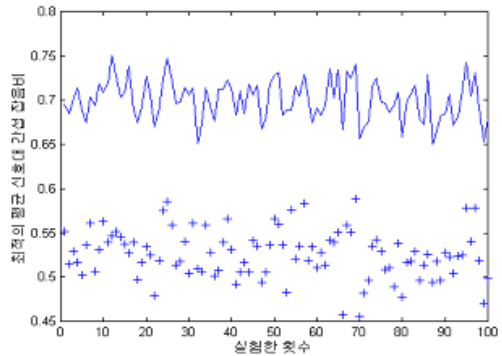


그림 6. 신호 대 잡음비에 따른 두 방식 비교 (최대 각도 퍼짐 $\theta_{max} = 17.5^\circ$)

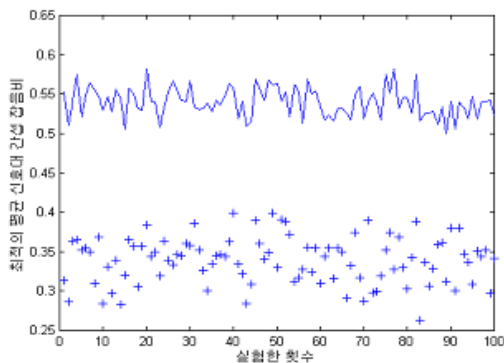


그림 7. 신호 대 잡음비에 따른 두 방식 비교 (최대 각도 퍼짐 $\theta_{max} = 36.9^\circ$)

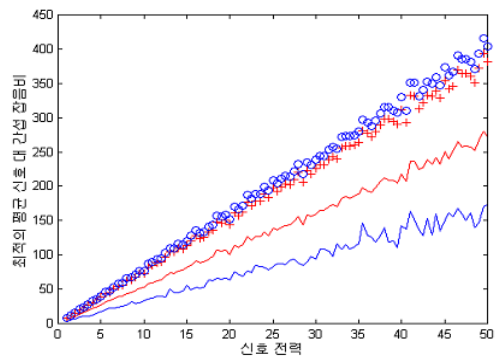


그림 8. 신호 대 잡음비에 따른 두 방식 비교

$\theta_{\max} = 0.01^\circ$ 인 경우이며 “-”로 표시한 것이 $\theta_{\max} = 36.9^\circ$ 조건에서 얻은 $\bar{\sigma}_{op}$ 이다.

IV. 결론

옥내 및 옥외 무선 채널을 가진 통신에서 채널 특성은 페이딩과 각도 퍼짐 특성 모두에 영향을 받으므로, 일반적으로 채널의 각도 퍼짐 특성을 고려하지 않은 기존의 다중 안테나와 배열 신호 처리 알고리즘으로는 채널의 각도 퍼짐 특성으로 인한 신호 감쇠를 극복할 수 없고, 단지 페이딩 문제만을 해결할 뿐이다. 이를 해결하기 위해 옥내와 옥외에 걸친 채널 특성을 자세히 분석하고, 각각에 적합한 채널 모형을 생각한다. 먼저, 옥내외 채널 환경을 채널의 페이딩과 각도 퍼짐 특성이 신호에 끼치는 정도와 송수신기 사이의 거리에 따라 네 가지 세부 환경으로 구분하고, 각 세부 채널 환경에 적합한 채널 모형들을 이전 연구 결과와 제안된 채널 모형화를 통해 알 수 있었다. 이 중에서 옥내 송신기와 옥외 수신기 사이 거리가 작아서 각도 퍼짐이 심한 신호를 수신할 경우 채널의 각도 퍼짐에 의한 성능 저하를 극복하고 옥내외 통신 성능을 향상하기 위해, 새로운 평균주사 벡터 개념을 사용한 배열 안테나 처리 알고리즘을 제안하고 성능 분석을 수행하였다. 수치적인 방법과 컴퓨터 모의 실험을 통한 성능 분석으로 옥내 전송 신호를 옥외 환경에서 다중 안테나로 수신하는 경우 기존 방식보다 제안된 방식이 좋은 신호 대 간섭 잡음비 특성을 가짐을 보임을 통해, 제안된 방법의 타당성을 보였다.

참고 문헌

[1] H. Hashemi, “The Indoor Radio Propagation Channel”, *Proc. IEEE*, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.
 [2] R. Ertel, P. Cardieri, K.W. Sowerby, T.S. Rappaport, and J.H. Reed, “Overview of Spatial Channel Models for Antenna Array Communication Systems,” *IEEE Per. Com.*, Vol. 5, No. 1, pp. 10-22, February 1998.

[3] A.M. Saleh and R.A. Valenzuela, “A Statistical model for indoor multipath propagation,” *IEEE Jr. Sel. Area in Com.*, vol 5, February 1987.
 [4] Q. Spencer et al, “A Statistical model for angle of arrival in indoor multipath propagation,” *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp. 1415-1419, 1997.
 [5] P. Petrus, J.H. Reed, and T.S. Rappaport, “Geometrically based statistical channel model for macrocellular mobile environments”, *Proc. IEEE Global Telecom. Conf.*, pp. 1197-1201, London, November 1996.
 [6] J.C. Liberti, Jr. and T.S. Rappaport, “A Geometrically based model for line-of-sight multipath radio channel”, *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, pp. 844-848, Atlanta, GA, April 1996.
 [7] 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.
 [8] A.J. Paulraj and C.B. Papadias, “Space-time processing for wireless communications,” *IEEE Sig. Proc. Mag.*, pp. 49-48, November 1997.
 [9] Y.U. Lee and J.H. Park, “Multiple antenna technology for the indoor wireless system,” *IEICE Tr. Com.*, vol. E85B, no. 11, pp. 2534-2538, November 2002.
 [10] J.G. Proakis, *Digital communications*, McGraw-Hill, 1989.

이 준 호 (Junho Lee)

정회원



2000년 2월 한림대학교 정보통신공학부 공학사
 2002년 2월 한림대학교 전자공학과 공학석사
 <관심분야> 신호처리, 영상처리

이 용 업 (Yong Up Lee)

중신회원



1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사

1987년 2월 한국과학기술원 공학석사

1996년 8월 한국과학기술원 공학박사

1987년 8월~1998년 1월 삼성

전자 정보통신 연구소 선임 연구원

1998년3월~현재 한림대학교 정보통신공학부 부교수

<관심분야> 스마트 안테나, 육내 채널 및 통신 배열 신호처리, 무선 통신

방 성 근 (Sungkeun Baang)

정회원



1996년 UCLA 전자과 공학박사

1994년 4월~1996년 8월 UCD / LLNL 연구원

1996년 10월~2002년 2월 삼성 종합기술원 연구원

2002년3월~현재 한림대학교

정보통신공학부 조교수

<관심분야> 전자과 전파, RF 소자 및 안테나 설계

서 영 준 (Youngjun Seo)

정회원



1991년 한림대학교 이학사

1999년 한림대학교 이학석사

2001년 9월~현재 한림대학교 전자공학과 박사과정

<관심분야> 배열 신호 처리, 육내 무선 통신

김 종 대 (Jong Dae Kim)

정회원



1982년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사

1984년 2월 한국과학기술원 공학석사

1990년 2월 한국과학기술원 공학박사

1988년 3월~2000년 2월 삼성

전자(주) 중앙연구소 수석 연구원

2000년 3월~현재 한림대학교 정보통신공학부 조교수

<관심분야> 신호 및 영상처리, 멀티미디어 통신