

옥내 무선 채널에 적합한 옥내 안테나 알고리즘과 검증시스템 구현

종신회원 이 용 업*, 정회원 서 영 준*

Test bed implementation and the indoor antenna algorithms fit for the indoor channel characteristic

Yong up Lee*, Young jun Seo* *Regular Members*

요 약

옥내 무선 통신에서 심한 각도 퍼짐으로 인해 생기는 옥내 페이딩 영향을 극복하기 위해 수신기에 다중 안테나를 사용한 단일입력 다중출력의 옥내 무선 시스템 구조를 생각한다. 옥내 무선 통신의 성능 향상 방법으로 평균 주사 벡터 개념을 제안하고, PC와 무선 통신시스템 알고리즘을 사용한 검증 시스템을 제작하고, 알고리즘 성능을 분석한다. 또한, 전체 옥내 무선 시스템에 대한 검증 시스템의 동작 순서와 구조도 알아보고, 성능 분석을 통해 구현된 각 알고리즘들의 수행시간을 알아본다.

Key Words : indoor fading, multiple antenna, test bed system, single input multiple output system.

ABSTRACT

In the indoor wireless communication, it is considered the indoor wireless system architecture of single input multiple output (SIMO) that used with multiple antenna in order to cope with the indoor fading characteristic due to severe angler spread. We propose the mean steering vector technique as a method to enhance the system performance, implement the test bed system composed of a PC and the algorithms of the wireless system, and analysis the performance of those algorithms. In addition, the overall operation scenario, overall architecture, and the execution time of the algorithms, of the test bed for the indoor wireless system are presented.

I. 서 론

4세대 무선 통신(4G)은 무선 단말기가 가입자 요구에 가장 잘 일치되는 네트워크(또는 시스템)에 항상 최적으로 연결되는 환경 구축 그리고 이동 멀티미디어 통신의 서비스 가격이 고정식 유선전화 서비스 가격으로 제공되는 것을 목표로 하며, 관련된 많은 논의가 진행 중이다.^[1] 4세대 통신 시스템 목표의 하나는 옥내 및 옥외 무선 통신 시스템들이

서로 연동이 가능하고, 이를 통해 옥내 및 옥외 무선 채널 환경에 관계없이 효율적으로 많은 무선 데이터 전송을 가능하게 하는 것이다. 이를 위한 방법들은 대개 다중 안테나를 통해 데이터를 한꺼번에 분할 전송을 시키거나 다중 안테나의 각 안테나 사이 관계를 이용하여 특정한 방향에 있는 시스템에만 데이터를 전송하고, 또 채널의 페이딩 영향을 덜 받는 안전한 데이터 전송을 위해 시공간 코딩을 적용하여 데이터를 전송하는 것이다.^[2]

* 한림대학교 전자공학과 통신시스템 연구실(yulee@hallym.ac.kr),

논문번호 : KICS2004-06-064, 접수일자 : 2005년 3월 28일

※본 연구는 2004년도 한림대학교 교비연구비(HRF-2004-43)에 의하여 연구되었습니다.

현재 연구가 진행 중인 4세대 무선 통신 연구 주제들 중의 하나는 고속 무선 통신 연구인데, 이를 위해 단말과 시스템에 기존의 단일 안테나 대신에 다중 안테나를 적절히 사용하고 각 안테나의 데이터를 적절히 분할하여 송수신을 하는 경우, 공간 다중화, 시공간 코딩, 또는 빔 형성 알고리즘 등을 함께 사용하면 기존 방법보다 통신 성능 면에서 매우 우수하다는 것을 이전 연구 결과에서 볼 수 있다.^[3] 옥내 무선 통신인 경우, 안테나의 수신 신호는 옥내 채널 특성인 심한 각도 퍼짐으로 인한 공간 선택적 페이딩 영향으로 신호의 심각한 감쇠를 받는다. 다중 안테나 기술을 적용하여 신호를 원하는 방향에만 수신하면 신호 대 간섭 잡음비가 향상되어 이를 해결할 수 있는데, 지금까지 제안된 방법^[3]들은 대개 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.

일반적으로, 옥내 채널을 통과한 신호는 다중 경로 신호들이 집단적으로 모인 클러스터 형태로 전달되어 수신되며, 또한 각도 퍼짐이 매우 심하다.^[4] 본 논문에서는 이러한 옥내 무선 채널의 특성을 고려하여, 옥내 수신기에서 신호를 받을 경우, 새로운 옥내 채널 모형과 옥내 신호의 각도 퍼짐을 고려한 새로운 주사벡터를 다중 안테나 알고리즘에 적용하여, 이전 방법의 문제점을 극복하고 옥내 무선 시스템의 성능을 향상시키고자 한다. 다중 안테나를 옥내 무선 통신 시스템에 적용할 경우 옥내 무선 채널 모형과 성능 향상을 위해 제안된 새로운 알고리즘인 이전 연구 결과^[5]를 가지고, 제안된 알고리즘의 최적 구현을 위한 검증 시스템을 제작하는 방법과 검증시스템의 성능 분석을 하고자 한다.

II. 다중 안테나를 적용한 옥내 무선 통신 예

4세대 통신 환경은 통신 단말기 및 시스템(또는 기지국)에 모두 다중 안테나를 설치하여 데이터를 고속 송수신하는 다중입력 다중출력(MIMO) 구조의 무선 채널 환경이 될 것이므로, 관련된 알고리즘 연구가 필요하다. 먼저, 무선 단말의 송신기에는 단일 안테나, 시스템의 수신기는 다중 안테나를 설치하여 데이터를 송수신하는 단일입력 다중출력(SIMO) 구조의 무선채널 환경에서 알고리즘 연구를 진행하고 확장 응용하여 4세대 통신 환경에 적용하면 연구가 수월할 것이다. 이 절에서는 단일입력 다중출력인

옥내 채널 환경에서 페이딩 특성을 극복하기 위해 필요한 다중 안테나 알고리즘에 대해 알아본다.

2.1 옥내 무선 채널

옥내의 위치로 통신 환경을 구분하면, 빌딩 내부에 있는 무선 단말의 송신기 또는 수신기(무선 랜, 무선 팬 등으로 연결되는 옥내 통신), 빌딩 외부에 있는 무선 시스템 사이 연동인 옥내와 옥외사이 통신(예를 들면, 휴대폰과 가정용 무선 전화기인 코드리스 폰 연동, 또는 휴대폰 안에 블루투스 기능을 추가하여 옥내 무선 시스템으로 확장 사용되는 경우) 이다. 이 경우, 무선 채널은 옥외와 옥내 채널 특성 모두를 포함한다. 본 논문에서는 송신기와 수신기가 모두 빌딩 내부에 있는 옥내 무선 통신 환경 및 시스템으로, 옥내 채널 특성에 의한 통신 성능 저하를 극복하기 위해서, 수신기에 다중 안테나를 설치하고, 송신기에는 단일 안테나가 설치된 그림 1과 같은 단일입력 다중출력(SIMO)의 무선 채널 환경이다.

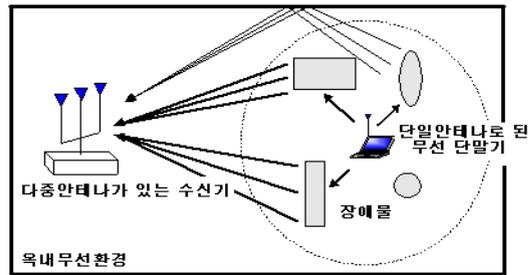


그림 1. 단일입력다중출력(SIMO) 구조의 옥내 무선 환경

그림 1의 옥내 수신기에서 수신된 신호는 옥내 채널 특성으로 인해, 다중 경로 신호들이 집단적으로 모인 클러스터 형태이며, 각도 퍼짐이 매우 큰 신호이다. 옥내 채널 측정에 대한 이전 연구결과^[4]를 참조하여 본 논문은 옥내 채널을 다음과 같이 가정한다. 옥내 시스템의 안테나 수신 신호는 각도 면에서 퍼져 있고 퍼진 신호 안에 Q 개의 다중 경로 성분이 있으며, $h(\theta) = \sum_{k=1}^Q a_k \delta(\theta - \theta_k - \omega_k)$ 의 각도 임펄스 응답을 가진다. a_k 는 퍼진 신호 안에 있는 k 번째 다중 경로 신호인 레일리 확률 변수이며, θ_k 는 퍼진 신호의 중심각으로 $f(\theta) = (1/\sqrt{2\rho})e^{-(1/\sqrt{2\rho})\rho|\theta|}$ 의 확률 분포 특성을 가지는 라플라시안(Laplacian) 확률 변수이다. ρ 는 각도 퍼짐 변수,

ω_k 는 k 번째 다중 경로의 각도이다. 또한, 다중 경로 신호의 시간 지연과 각도는 서로 독립적이다.

2.2 옥내 통신을 위해 제안된 알고리즘

2.1.1 옥내 채널 특성 및 임펄스 응답

옥외 채널 특성과 다르게 옥내 채널 측정 결과^[5]에서 보면, 옥내 무선 신호는 수많은 다중경로를 만들고 각 경로사이에 시간차이 또는 지연이 없는 신호들이다. 즉, 평탄 페이딩(flat fading) 또는 주파수 비선택적(frequency nonselective) 페이딩 채널 특성인데, 이것은 시간적 관찰이고 공간적으로 보면 수많은 다중경로로 인한 각도 퍼짐이 매우 심하다. 단 일입력 다중출력의 무선채널 환경에서 옥내 채널의 임펄스 응답을 구하자. 옥내 수신기의 안테나는 각 안테나 사이 거리가 d 인 균일 선형 형태이고, M 개의 신호에 각각 Q 개 다중 경로가 있다고 가정할 때, l 번째 안테나에서 m 번째 신호에 대한 채널 임펄스 응답 $h'_m(t)$ 는 다음과 같다.

$$h'_m(t) = \frac{1}{\sqrt{Q}} \sum_{i=1}^Q a_{m,i}(t) e^{-j\pi(l-1)d \sin(\theta_m + \theta_{m,i})} \quad (1)$$

여기서, m 은 $1, 2, \dots, M$ 사이, l 은 $1, 2, \dots, L$ 사이에 있으며, θ_m 은 m 번째 퍼진 신호의 중심각, $a_{m,i}(t)$ 와 $\theta_{m,i}$ 는 각각 m 번째 퍼진 신호 안의 i 번째 다중 경로 신호의 크기와 각도 퍼짐이다.

2.1.2 옥내 페이딩 영향을 적게 받는 새로운 주사 벡터

단일입력 다중출력의 옥내 무선채널 환경에서 옥내 수신기의 각 안테나 사이 거리 d 가 반 파장 ($\lambda/2$)인 균일 선형 안테나를 사용할 경우, 일반적으로 주사 벡터는 다음과 같다.

$$\vec{a}(\theta_m + \theta_{m,i}) = [1 \cdots e^{-j\pi l \sin(\theta_m + \theta_{m,i})} \cdots e^{-j\pi(L-1) \sin(\theta_m + \theta_{m,i})}]^T \quad (2)$$

식(2)에서 신호 도착각 θ_m 이 결정되어도 각도 퍼짐 $\theta_{m,i}$ 의 확률 특성에 따라 주사 벡터 값이 매우 달라지고, 또한 옥내 수신기에서 사용되는 빔 형성 기중벡터는 주사벡터에 좌우되므로, 결과적으로 각도 퍼짐이 심한 옥내 무선 채널 환경에서는 최적의 빔 형성 기중 벡터를 찾는 것이 쉽지 않다. 실제로 일반 주사 벡터는 각도 퍼짐이 매우 작거나 무시될 수 있어서, $|\theta_m + \theta_{m,i}| \approx |\theta_m|$ 조건을 만족

하는 경우에만 사용된다. 각도 퍼짐이 큰 경우, 다른 방법을 사용해야 되는데, 이 논문에서는 이를 위해 새로운 평균 주사 벡터 (mean steering vector) 개념을 다음과 같이 사용한다.

$$\vec{b}(\theta, \rho) \equiv E\{\vec{a}(\theta)\} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} a(\theta) f(\theta) d\theta \quad (3)$$

여기서, $\vec{b}(\theta, \rho)$ 는 새로 제안한 평균 주사 벡터, $\vec{a}(\theta)$ 는 이전 연구에서 사용하는 일반 주사 벡터, $f(\theta)$ 는 수신된 신호 방향인 θ 의 확률 밀도 함수를 나타낸다. 평균 주사 벡터의 변수 ρ 는 수신 신호의 각도 퍼짐 정도이다.

만일, 단순화된 균일 선형 안테나이면, θ 의 확률 밀도 함수가 라플라시안 분포인 경우 평균 주사 벡터의 l 번째 성분은 $b^l(\theta, \rho) = (1/(1-jl\rho/\sqrt{2})) a^l(\theta)$ 이다. 또한, 각도 퍼짐이 있고, θ 의 확률 밀도 함수가 $f(\theta) = \{\pi/(4.9\theta_{\max})\} \cos(\pi\theta/2\theta_{\max})^{0.475}$ 인 경우, 여기서, θ_{\max} 는 최대 각도 퍼짐^[9], 평균 주사 벡터 방법을 적용하면, 평균 주사 벡터의 l 번째 성분은 $b^l(\theta, \theta_{\max}) = K(l, \theta_{\max}) \cdot a^l(\theta)$ 로 얻을 수 있으며, $K(l, \theta_{\max}) = \int_{-\theta_{\max}}^{\theta_{\max}} \pi/(4.9\theta_{\max}) \cos(\pi\theta/2\theta_{\max})^{0.475} e^{-j\pi l\theta} d\theta$ 는 수치적분을 통해 얻을 수 있다. 앞의 두 가지 예에서, 수신 신호의 각도 퍼짐을 나타내는 ρ 가 아주 작거나 무시될 수 있는 경우, 평균 주사 벡터는 일반 주사 벡터에 수렴된다.

옥내 통신에서 송신 신호는 수많은 다중 경로 신호로 변환되며, 각 경로 신호들은 거의 동일한 시간 지연과 다른 각도 퍼짐을 가지므로, 옥내 페이딩의 원인은 주로 각도 퍼짐이라 할 수 있다.^[4] 그런데, 각도 퍼짐이 심한 옥내 채널에서 각도 퍼짐을 고려하지 않은 일반 주사벡터를 사용하게 되면, 당연히 옥내 페이딩 영향을 피할 수 없다. 하지만, 각도 퍼짐을 고려한 평균주사벡터를 사용하면, 옥내 페이딩 영향을 적게 받거나 극복할 수 있을 것이다. 다만, 평균 주사벡터를 사용하려면 먼저, 각도 퍼짐에 대한 확률 특성을 알아야 된다.

2.1.3 수신 다중 안테나 알고리즘

단일입력 다중출력 구조인 옥내 무선 통신에서 송신기의 단일 안테나를 통해 전송된 데이터가 식

(1)의 옥내 채널 영향을 받고 다중 안테나에서 평균 주사 벡터를 사용하여 수신될 때, 수신된 신호 벡터 $\vec{x}_b(t)$ 는 다음과 같다.

$$\vec{x}_b(t) = \vec{b}(\theta_b, \rho_b) \tilde{s}(t) + \sum_{m=1, m \neq b}^M \vec{b}(\theta_m, \rho_m) \tilde{s}(t - \tau_m) + \vec{\eta}(t) \quad (4)$$

여기서, $\tilde{s}(t)$ 는 전송신호, $\vec{\eta}(t)$ 는 가산성 정규 잡음(AWGN) 벡터이다.

원하는 방향으로 빔을 형성하여 신호를 받는 경우, $y(t) = \vec{W}_{op}^H \vec{x}_b(t)$ 가 수신기 다중 안테나의 빔 형성 출력이며, \vec{W}_{op} 는 최적의 빔 형성 가중 벡터이다. 수신 신호의 신호 대 간섭 잡음비 γ 가 최대가 되는 $\vec{W}_{op} = \arg \max_W \gamma$ 에서 얻을 수 있다. 최적의 빔 형성 가중 벡터를 사용할 때, 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 는 다음과 같다.

$$\bar{\gamma}_{op} = E[|S(t)|^2] / (var I(t) + var N(t)) \quad (5)$$

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

2.3 성능 분석 및 모의 실험

2.3.1 빔 형태

그림 2는 $(\theta, \rho) = (45^\circ, 0.55)$ 인 옥내 신호가 배열 감지기 $L=8$ 인 다중 안테나로 수신될 경우 빔

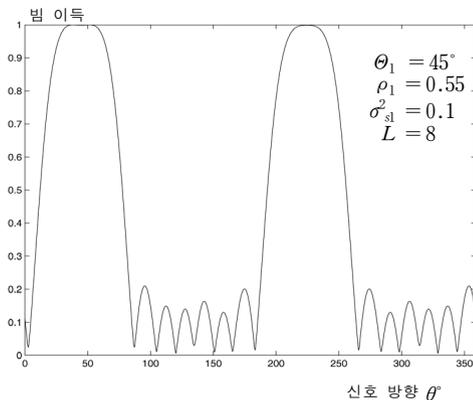


그림 2. 빔 형태

형태를 보여 준다. 그림 2에서 신호는 다중 안테나에 대해 45° 방향으로 전송됨으로 다중 안테나는 45° 방향에 대해 빔 이득이 최대가 되는 빔 형성을 가짐을 볼 수 있다.

2.3.2 신호 대 간섭 잡음비 및 비트 오류 확률

일반 주사 벡터와 평균 주사 벡터의 사용에 따른 신호 대 간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 를 비교해 보자. 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비는 먼저 최적의 빔 형성 가중 벡터 \vec{W}_{op} 를 얻어야 한다. 추정 알고리즘을 사용, 퍼진 신호의 중심각 θ 와 퍼짐 정도 ρ 를 구해 \vec{W}_{op} 를 얻는다. 간섭 및 잡음의 표본 공분산 행렬 \hat{R}_u 은 추정치 $\hat{\theta}, \hat{\rho}$ 와 $\hat{R}_u = \hat{R}_{x_s} - \hat{\sigma}_s^2 \vec{b}_{s(\theta_s, \rho_s)} \vec{b}_{s(\theta_s, \rho_s)}^H$ (θ_b, ρ_b) 관계에서 얻는다. 신호 전력 σ_s^2 는 추정 알고리즘으로 구하고, $\hat{R}_{x_s} = (1/N) \sum_{t=1}^N \{ x_b(t) x_b^H(t) \}$ 관계에서 표본 공분산 행렬 \hat{R}_{x_s} 를 얻고, 식(5)에서 최적의 평균 신호 대 간섭 잡음비 $\bar{\gamma}_{op}$ 를 구한다. 그림 3은 $(\theta, \rho) = (45^\circ, 0.55)$ 인 옥내 각도 퍼짐 신호를 안테나 수 $L=8$ 인 다중 안테나로 수신할 경우, 일반 주사 벡터 $\vec{a}(\theta)$ 와 평균 주사 벡터 $\vec{b}(\theta, \rho)$ 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 3에서 일반 주사 벡터보다 평균 주사 벡터를 사용한 경우 신호 대 간섭 잡음비가 약 19% 증가된 것을 볼 수 있다. 또한, 비트 오류 확률 P_b 로 환산을 하면 $P_b = 0.5(1 - \sqrt{\bar{\gamma}_{op} / (1 + \bar{\gamma}_{op})})$ 관계식을 이용하면 약 40%의 비트 오류 확률이 감소가 됨을 알 수 있다. 이 결과는 2.2절에서 언급된 평균 주사 벡터 사용의 타당성을 말해 준다. 즉, 각도 퍼짐이 심한 옥내 채널에서 각도 퍼짐을 고려한 평균 주사 벡터를 사용하면, 신호 대 간섭 잡음비의 증가 또는 비트 오류 확률이 감소가 되어 옥내 페이딩 영향을 적게 받을 수 있다. 또 다른 연구¹⁰⁾에서 수신기 다중 안테나에서 받은 신호의 도착각 θ 의 확률 밀도 함수가 $f(\theta) = \{\pi / (4.9 \theta_{max})\} \cos(\pi\theta / 2 \theta_{max})^{0.475}$ 인 경우에도 평균 주사 벡터를 사용하면, 동일하게 신호 대 간섭 잡음비의 증가를 볼 수 있었다.

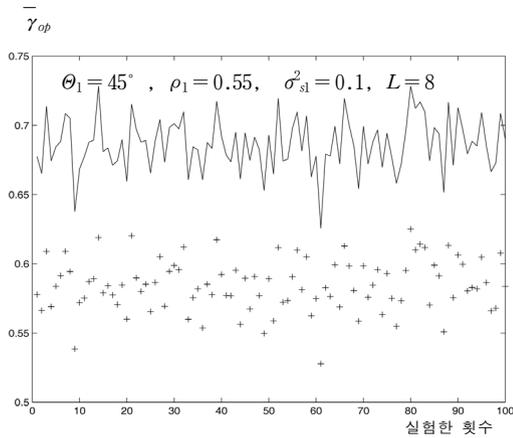


그림 3. 신호 대 간섭 잡음비 비교

그림 4는 $(\theta_1, \sigma_{s_1}^2) = (45^\circ, 1.0)$ $(\theta_2, \sigma_{s_2}^2) = (45^\circ, 20)$ 인 두 개 신호를 안테나 수 $L=8$ 인 다중 안테나로 수신할 경우, 각도 퍼짐 ρ 의 퍼짐에 따른 비트 오류 확률 P_b 의 특성을 나타낸 것이다. 그림 4에서 ρ 가 클수록, 또는 각도 퍼짐이 적을수록 제안된 방법의 비트 오류 확률 성능이 나빠짐을 알 수 있다. “+”로 표시된 것이 신호 전력 $\sigma_s^2 = 20$ 인 경우, “-”는 $\sigma_s^2 = 0.1$ 인 경우의 비트 오류 확률 P_b 이다. 이 경우 신호 전력이 클수록 적은 비트 오류 확률 P_b 을 가짐을 알 수 있다.

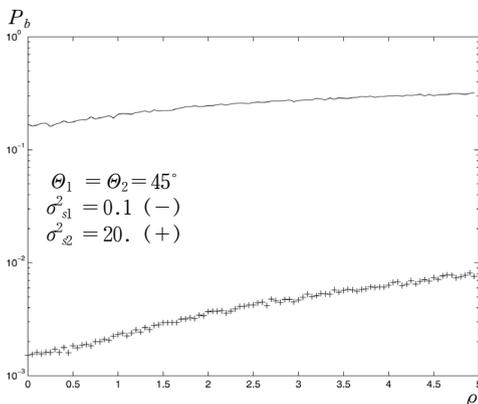


그림 4. 비트오류 확률과 신호전력 관계

III. 검증 시스템 구현 및 성능

3.1 전체 구성

앞서 제안된 알고리즘을 검증하는 시스템은 먼저,

단일 안테나로 데이터를 전송하는 육내 단말기의 데이터 송신기, 육내 페이딩 또는 각도 퍼짐 특성과 잡음을 생성하는 육내 무선 채널, 그리고 다중 안테나로 데이터를 원하는 방향에만 수신하는 육내 시스템 (또는 기지국)의 데이터 수신기 등으로 구성되며, 각각은 육내 무선 통신에 필요한 기본적인 알고리즘과 본 논문에서 제안한 육내 무선 채널의 각도 퍼짐을 극복하는 알고리즘 등이 포함된다. 그림 5에 검증 시스템의 기능이 나와 있으며, 검증 시스템의 하드웨어는 펜티엄 PC와 TMS320C6701을 사용하고, 소프트웨어 구현에는 ANSI C언어와 Matlab 언어를 사용하였고, 검증 시스템의 사용자 화면 구현은 MFC 언어로 구현하였다.

검증 시스템의 알고리즘들이 동작될 때 신호흐름은 다음과 같다. 생성된 전송 데이터는 이진 위상 편이 변조(BPSK)로 변조된 후, 송신기의 단일 안테나를 통해 무선 채널로 전송된다. 무선채널을 거치면서 변조된 전송 데이터는 육내 페이딩 특성인 각도 퍼짐과 가산성 정규 잡음 영향을 받고, 수신기의 다중 안테나를 통해 특정한 원하는 방향으로 수신된다. 그런데, 데이터가 다중 안테나를 통해 원하는 방향에서 수신될 때 안테나의 구조적인 특성으로 정해지는 주사벡터, 무선 채널의 페이딩, 그리고 잡음 등의 영향을 받으므로 이를 극복하고 신호 대 잡음비가 최대인 상태로 수신하기 위해서는 데이터는 다시 최적의 빔형성 가중 벡터를 거쳐야 된다. 검증시스템에는 육내 페이딩을 극복하기 위한 평균

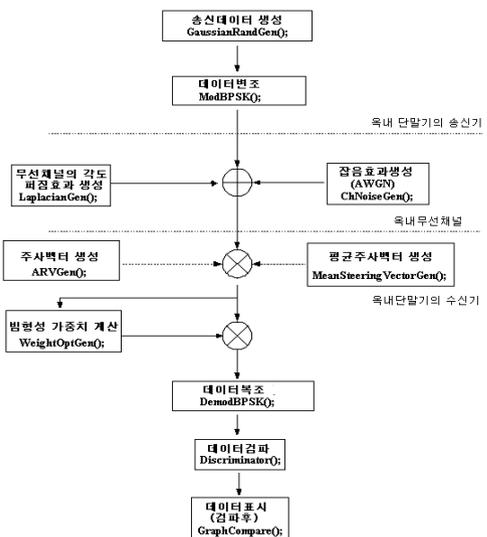


그림 5. 검증 시스템의 기능도

주사벡터와 이를 고려하지 않은 일반 주사벡터를 선택하여 사용할 수 있다. 수신 데이터는 이진 위상 편이 방식으로 복조가 되고 검파 후, 화면에 표시된다. 검증 시스템의 수신안테나는 안테나 사이 거리가 반 파장이며 단순화된 균일 선형 다중 안테나이다.

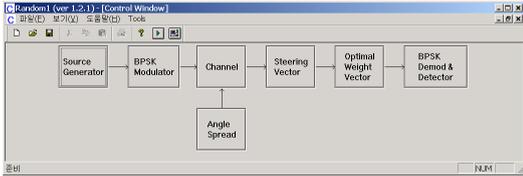


그림 6. 검증 시스템의 주 화면

그림 6은 검증 시스템의 주 화면을 나타내며, 7개 기능 블록으로 구성되며, 각 기능을 선택하여 해당 변수를 입력한 후 동작을 실행시키면 결과가 화면에 표시된다.

3.2 기능 블록 설명

검증 시스템 주 화면의 세부 블록을 선택하면 각 블록에서 조건을 입력시키는 메뉴 화면이 생성되는데, 입력을 선택하면 된다. 옥내 무선 채널 환경을 바꾸기 위해 각도 퍼짐 세부 블록을 선택하면, 각도 퍼짐 모수 입력 메뉴가 생성되는데 필요한 조건을 입력시킨 후, 실행시키면 된다. 검증 시스템 안에서 동작되는 각 세부 블록에 대해 알아보자.

3.2.1 옥내 송신기의 전송 데이터 발생과 변조

송신 단말의 단일 안테나를 통해 전송될 데이터는 복소 정규 확률 분포 특성을 가지는 데이터 생성 기로부터 불규칙하게 발생시켜 만든다. 데이터 발생 함수는 균일 분포 함수 특성을 가지는 데이터 발생기에서 얻은 데이터 U 를 $G = U\sqrt{(-2 \ln U^2)}/U^2$ 함수에 통과시켜 얻는다.^[7] 전송될 데이터는 다시 이진 위상 편이 변조 (BPSK) 함수를 거치면 변조 데이터가 된다.

3.2.2 옥내 무선 채널

옥내 무선 채널은 시간적으로 평탄 페이딩 특성을 갖고 공간적으로는 수많은 퍼짐(rich scattering) 특성이며 또한 각도 퍼짐이 매우 큰 특징을 가진다. 전송 데이터가 각도 퍼짐이 큰 옥내 채널에 영향을 받는 것은 식(3)의 신호 중심각 θ 을 기준으로 다중 경로 신호들의 각도가 불규칙하게 퍼져서 옥내 시스템의 다중 안테나에 수신되는 형태이다. 이는 전

송 데이터가 확률 변수인 라플라시안 확률 분포로 가중되는 것으로 생각할 수 있다.^[5] 라플라시안 확률 특성을 가지는 데이터는 균일 분포 함수 특성을 가지는 데이터 발생기에서 얻은 데이터 U 에 $L = \rho \ln U$ 함수에 통과시켜 얻는다.^[7] 여기서, ρ 는 각도 퍼짐 모수이다.

3.2.3 옥내 수신기에서 페이딩 극복을 위한 평균 주사 벡터와 빔 형성 기중벡터

수신기의 다중 안테나를 통해 수신된 신호는 채널의 각도 퍼짐 페이딩 영향을 받는데, 이를 줄이거나 극복하기 위해 새로운 평균 주사벡터와 빔 형성 기중 벡터를 거친 후, 데이터 복조를 하면 된다. 주사벡터 블록을 누르면 나타나는 그림 7의 메뉴 화면에서 다중 안테나 수 L 과 신호 도착 각 θ 변수가 입력되면 주사벡터 블록은 수신된 데이터에 주사벡터에 의한 기중과 안테나에 생기는 가산성 정규 잡음을 더하게 된다. 종래 방식과 비교하기 위해서 옥내 페이딩 극복을 고려하지 않은, 즉 식(2)에서 얻은 주사벡터와 옥내 페이딩을 극복하기 위한 주사벡터로 식(3)에서 얻은 평균 주사벡터 기능을 사용자가 선택할 수가 있다.

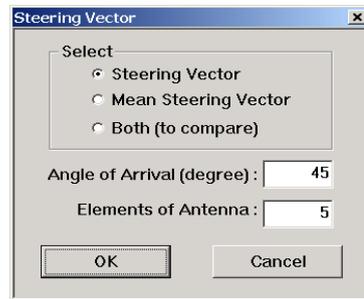


그림 7. 주사벡터 생성부의 주 화면

3.2.4 옥내 수신기의 복조와 데이터 검파

평균 주사벡터와 최적 빔형성 기중벡터를 거친 데이터는 이진 위상 편이 복조알고리즘을 거쳐 복조 데이터가 된다. 복조 데이터는 데이터 검파 알고리즘을 거쳐 전송 데이터로 다시 복원된다. 그리고 MFC 알고리즘과 Matlab 함수를 이용하여 최종 데이터를 화면에 표시한다.

3.3 검증 시스템 성능

3.3.1 알고리즘 소요 시간

검증 시스템의 기능 함수는 모두 ANSI C로 구

현되었고, 주로 곱의 합 형태이므로 DSP 보드의 VLIW 구조를 사용하면 알고리즘 연산 시간을 줄일 수 있다.¹⁸⁾ TMS320C6701 DSP 보드를 사용하여 알고리즘 소요 시간을 측정하였는데, 시간은 수행 사이클 단위로 분석하여 표 1에 나타났다. 전송 데이터 1024심벌을 한 슬롯으로 구성할 경우 일반 주사 벡터와 평균 주사 벡터의 생성, 그리고 최적 빔 형성 가중치 생성에 드는 시간이다.

표 1. 각 기능별 소요 동작시간

기능	이름	소요사이클
주사 벡터 생성	ARVGen ()	632
평균주사 벡터 생성	MeanSteeringVecGen ()	968
최적 빔형성 가중치	WeightOptGen ()	7,547

3.3.2 결과 화면

다음 결과는 신호 도착 각 $\theta=45^\circ$, 각도 퍼짐 $\rho=5$, 다중 안테나 수 $L=5$, 신호 대 잡음비 20 dB인 조건에서 전송 데이터 1024심벌을 한 슬롯으로 구성하여 검증 시스템에 입력 한 후, 얻은 것이다.

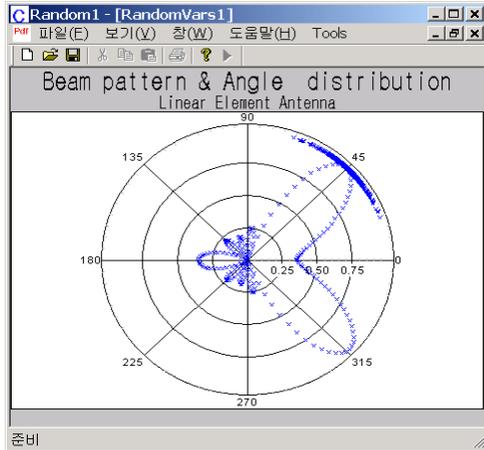


그림 8. 데이터의 빔 형태와 각도 퍼짐

그림 8은 옥내 시스템 수신기의 다중 안테나에서 수신된 빔 형태와 수신된 데이터의 각도 퍼짐 분포를 나타냈다. 이 그림에서 신호 도착 각을 중심으로 옥내 신호는 각도가 퍼져 수신이 됨을 알 수 있고, 신호 도착 각에서 빔 이득이 최대가 됨을 볼 수 있다.

그림 9와 10은 수신기의 다중 안테나에서 이진위상 편이 변조 방식으로 변조된 데이터를 수신할 때, 일반 주사 벡터를 사용한 경우와 본 논문에서 제안

한 옥내 페이딩 영향을 극복하는 평균 주사 벡터를 사용하여 변조된 전송 데이터를 수신한 경우를 비교하여 나타낸 것이다. 수신 데이터는 데이터 복조 및 검파 알고리즘을 거치지 않으므로 정상도의 +1과 -1 위치, 극 좌표는 각도 0° , 180° 에 있어야 된다. 그림 9의 데이터는 원래 위치인 각도 0° , 180° 근처에 분포하지 않고 심하게 퍼져 있음을 알 수 있는데, 이는 전송 데이터 오류가 큰 것이다. 반면에 그림 10의 데이터는 각도 0° , 180° 근처에 분포됨을 볼 수 있다.

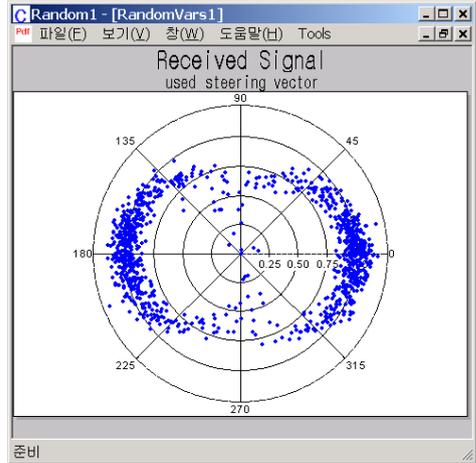


그림 9. 일반 주사벡터를 사용하여 수신한 데이터

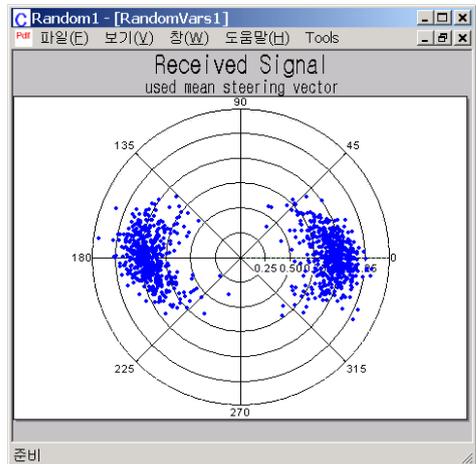


그림 10. 제안된 평균 주사 벡터를 사용할 때 수신된 데이터

IV. 결론

4세대 통신 시스템은 옥내 및 옥외 시스템들이 서로 연동되며, 무선 채널 환경에 관계없이 효율적

으로 많은 무선 데이터의 전송인데, 다중 안테나를 통해 데이터를 특정한 방향에 전송하면 달성된다. 다중 안테나 기술은 옥외 통신 시스템 적용에 비해 옥내 시스템 적용 기술은 뒤떨어져 있다. 옥내 무선 통신에서 심한 각도 퍼짐으로 페이딩이 발생해 수신 데이터에 나쁜 영향을 주는데, 이 논문에서는 옥내 페이딩 영향을 극복하기 위해 수신기에 다중 안테나를 사용한 단일입력 다중출력의 옥내 무선 시스템 구조와 성능 향상 방법인 평균 주사 벡터를 제안하였다. PC와 무선 통신시스템 알고리즘을 사용한 검증 시스템을 제작하여, 옥내 무선 시스템에 대한 검증 시스템의 동작 순서와 구조도 알아보았고, 성능 분석을 통해 검증 시스템에 구현된 각 알고리즘들의 수행시간을 알아보았다.

참 고 문 헌

- [1] M. Flament, F. Gessler, F. Lagergren, O. Queseth, R. Stridh, M. Unbehaun, J. Wu, and J. Zander, "An approach to 4th generation wireless infrastructures-scenarios and key research issues," *Proc. IEEE Veh. Tech. Conf.*, Spring, 1999
- [2] M. Wennstrom, On MIMO Systems and Adaptive Arrays for Wireless Communication-Analysis and Practical Issues, Ph.D. Dissertation, Uppsala Univ., 2002.
- [3] A.J. Paulraj and C.B. Papadias, "Space-time processing for wireless communications," *IEEE Signal Proc. Magazine*, pp. 49-83, Nov. 1997.
- [4] H. Hashemi, "The Indoor Radio Propagation Channel," *Proc. IEEE*, Vol. 81, No. 7, pp. 943-968, July 1993.
- [5] Q. H. Spencer, Modeling the Statistical Time and Angle of Arrival Characteristics of an Indoor Multipath Channel, *Ph.D. Dissertation, Brigham Young Univ.*, 1996.
- [6] Y.U. Lee and J.-H. Park, "Multiple antenna technology for indoor wireless systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol. E85-B, no.11, pp.2534-2538, Nov. 2002.

- [7] William H. Press, *Numerical Recipes in C* : Cambridge University Press, 1993.
- [8] TMS320C6000 Optimizing Compiler User's Guide. TI, 2002
- [9] P. Petrus, J.H. Reed, and T.S. Rappaport, "Geometrically based statistical channel model for macrocellular mobile environments," *Proc. IEEE Glob. Tel. Conf.*, pp. 1197-1201, London, November 1996.
- [10] Y.U. Lee, J.-H. Park, and Y. Seo, "The performance enhancement with multiple antenna technology in indoor-to-outdoor communication systems," *IEICE Trans. Commun.*, vol.E86-B, no.11, pp.3331-3335, Nov. 2003.

이 용 업 (Yong up Lee)

중신회원



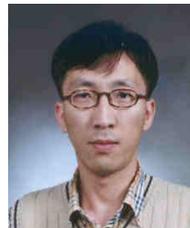
1985년 2월 서울대학교 전자공학과 공학사
 1987년 2월 한국과학기술원 전기 및 전자과 공학 석사
 1996년 8월 한국 과학기술원 전기 및 전자과 공학 박사
 1987년 2월~1998년 1월 삼성 전자 통신연구소 근무

2004년 1월~2004년 12월 호주 UNSW 대학교 방문교수

1998년 3월~현재 한림대학교 정보통신공학부 부교수
 <관심분야> 통신시스템, 이동 통신, 초광대역/옥내 통신, 스마트 안테나, 배열 신호처리

서 영 준 (Young jun Seo)

정회원



1991년 2월 한림대학교 물리학과 졸업
 1999년 2월 한림대학교 물리학과 석사

2001년 9월~현재 한림대학교 전자공학과 박사과정
 <관심분야> 전자공학, 통신공학, 신호 처리

학, 신호 처리