

논문 2011-48TC-4-7

레이리 페이딩 내구성을 개선시키는 OFDM 스마트안테나의 성능 분석

(Analysis of Smart Antenna Performance Improving the Robustness of OFDM to Rayleigh Fading)

홍 영 진*

(Young Jin Hong)

요 약

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 Rayleigh fading 에 대한 내구성을 증대시키기 위하여 채용되는 2 종류의 스마트안테나 즉 귀납적인 고유공간법에 기반한 FFT(Fast Fourier Transform) 전단 스마트안테나와 Wiener 해법에 기반한 FFT 후단 스마트안테나의 가중치벡터 갱신의 수학적 모델을 정의한 후 컴퓨터 모의실험에 의거, 그 성능들을 비교 분석하였다. 장치의 복잡성의 대가로 FFT 후단 스마트안테나의 성능이 훨씬 우수함이 보여졌고 특히 다중경로의 시간지연이 OFDM 가드타임을 벗어날 경우와 강한 동일채널 간섭신호가 존재할 경우의 FFT 후단 스마트안테나 성능의 우월성이 입증되었다. FFT 후단 스마트안테나의 복잡성을 줄이기 위하여 제안된 부채널 군집형 가중치벡터 갱신 안테나와 부채널 전력기반의 MRC(Maximum Ratio Combining) 다이버시티 안테나 기법의 성능이 전형적인 Wiener 해법에 기반한 FFT 후단 스마트안테나와 비교되었다.

Abstract

In order to augment the robustness of OFDM system to Rayleigh multipath fading, there exist two smart antenna algorithms, namely, Pre-FFT smart antenna and Post-FFT smart antenna. After the mathematical modeling of both smart antenna algorithms, computer simulations have been carried to compare and analyze the performance of generalized eigen problem based Pre-FFT algorithm and the performance of Wiener solution based Post-FFT algorithm. It has been shown that the Post-FFT smart antenna far outperforms the Pre-FFT smart antenna due to the computational complexities. Especially it is so when the multipath signal arrives at beyond the guard interval and a rich co-channel interferer is introduced. Performance of a subcarrier clustering method proposed to lessen the computing load has been compared to that of a typical Wiener solution based Post-FFT smart antenna. Performance comparison between MRC(Maximum Ratio Combining) diversity based Post-FFT algorithm and typical Post-FFT algorithm has also been carried.

Keywords : Rayleigh fading; robustness; weight vector; impulse response; co-channel

I. 서 론

스마트폰과 이동용 태블릿 PC의 폭발적인 증가로 대

변되는 21세기 초반의 무선통신 환경에서 대단히 많은 양의 데이터를 빠른 속도로 정확히 전송하여야 하는 것은 아무리 강조해도 지나침이 없는 필수요건이 되었다. 짧은 시간에 고속의 정보를 처리하기 위해서는 변복조의 진수(레벨 수)를 증가시켜야 하나, 높은 레벨의 변복조시스템에서는 극히 작은 간섭신호나 잡음이 초래하는 ISI(Inter Symbol Interference), ICI(Inter Channel Interference), CCI(Co-Channel Interference)등에 통신시스템의 성능이 민감하게 반응하므로 이들 원하지 않

* 정회원, 동명대학교 전기공학과
(Tongmyong University)

※ 이 논문은 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행된 기초연구사업임(No. 2010B012)

접수일자: 2011년1월7일, 수정완료일: 2011년4월18일

는 신호에 대한 효과적인 제어 방법이 오랫동안 연구되어 왔다. 이 제어방법 중의 하나인 OFDM 다중화 방법은 전송하고자 하는 신호를 직교특성을 갖는 여러 개의 주파수영역 부채널 신호로 분할하여 전송함과 동시에 시간영역에서도 가드 타임을 삽입해 다중경로 페이딩 신호의 지연분산으로 인한 ISI를 최대한으로 억제할 수 있다^[1~3].

그러나 OFDM 시스템의 다중경로 페이딩에 대한 강인성은 다중경로 신호가 가드 타임의 범위를 벗어나서 도착하거나 강력한 동일채널간섭신호가 존재할 때 현저히 훼손되어 시스템의 성능 열화를 초래한다. 이러한 극한환경에서 OFDM시스템의 성능을 유지 혹은 개선하려는 목적으로 스마트안테나의 채용이 제안되었다.

스마트안테나는 다양한 다중접속의 형태와 변복조방법을 막론하고 모든 분야의 무선통신 시스템의 성능을 보완, 개선할 수 있음이 발표되어 왔으며^[4~8], OFDM 시스템과의 결합사용에 관한 연구도 진행되고 있다^[9~11]. OFDM 스마트안테나는 그 구현장소에 따라 크게 두 종류로 구분할 수 있는데, 수신단 FFT 프로세서의 전 단계, 즉 시간 처리 영역에 설치되는 FFT 전단 스마트안테나와 수신단 FFT 프로세서의 후 단계, 즉 주파수 처리 영역에 설치되는 FFT 후단 스마트안테나가 그것이다.

그러나 지금까지 발표된 연구결과는 FFT 전단 스마트안테나, 혹은 FFT 후단 스마트안테나의 단편적인 성능 분석에 관한 것이 대부분이었으며 FFT 전단 스마트안테나와 FFT 후단 스마트안테나를 함께 정리하고 모의실험 결과를 비교 분석한 논문은 찾아보기 힘든 형편이었다.

본 논문에서는 FFT 전단 스마트안테나와 FFT 후단 스마트안테나의 다양한 빔형성 가중치벡터의 갱신방법을 함께 설명하고 Rayleigh 다중경로 환경의 변화와 CCI의 크기 변화에 따른 두 가지 스마트안테나의 성능에 미치는 영향을 체계적인 모의실험에 의거 분석하고자 한다.

본 논문은 모두 IV 장으로 이루어져 있다. II장에서는 두 가지 스마트안테나의 간결한 수학적 모델과 가중치벡터 갱신 방법이 설명되고 III장에서는 두 가지 스마트안테나의 BER성능이 EbNo의 변화, Rayleigh다중경로와 간섭신호의 환경변화에 의해 어떻게 영향을 받는지가 모의실험에 의해 설명되었으며 마지막으로 IV장에서는 결론이 도출되었다.

II. 시스템 모델

다중레벨로 변조된 정보신호는 파일럿신호, 가상신호(VC, Virtual Carrier)와 함께 OFDM 심볼을 이루며 이 심볼은 OFDM 송신기에서 시간처리 영역 신호로 변환된다. 이 때의 신호는 다음의 식 (1)로 표현된다.

$$a_n = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} A_k \exp \left[j \frac{2\pi nk}{N} \right], \quad n=0,1,\Lambda, N-1 \quad (1)$$

식 (1)에서 a_n 은 OFDM 심볼의 n 번째 시간 표본신호를, N 은 부채널 숫자를, A_k 는 k 번째 부채널에 실려 전송되는 주파수영역신호를 각각 나타낸다. 식 (1)은 결국 OFDM 송신기에서의 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)연산을 표시한다.

식 (1)의 시간영역의 기저대역신호는 N_g 개의 가드 타임을 삽입 후 RF대역신호로 주파수 변조되어 무선으로 전송되는데 이 전송채널에서 다중경로 페이딩 환경으로 인한 신호의 왜곡 현상이 발생한다. 무선전송 채널을 통과한 OFDM 신호는 M 개의 안테나소자로 이루어진 배열안테나 즉 스마트안테나로 수신되는데 이 때의 수신신호벡터는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{b}_n = \left[b_n^{(1)}, \Lambda, b_n^{(M)} \right]^T \quad (2)$$

식 (2)에서 $b_n^{(m)}$, $m=1,\Lambda, M$ 은 m 번째 안테나소자에 수신된 n 번째 OFDM 신호를, T 는 전치를 각각 나타낸다.

서론에서 언급된 시간 처리 영역 혹은 FFT 전단 스마트안테나와 주파수 처리 영역 혹은 FFT 후단 스마트안테나의 차이점은 이 단계에서 시작한다. 즉 FFT 전단 스마트안테나의 경우 식 (2)의 수신신호벡터에 바로 가중치벡터가 곱해져 형성된 스마트안테나 출력신호가 OFDM 수신기에 입력되는 반면, FFT 후단 스마트안테나의 경우에는 식 (2)의 수신신호벡터를 이루는 각각의 안테나소자 신호가 각각의 OFDM 수신기를 통과하여 M 개의 주파수영역 심볼을 생성하고 각 심볼의 동일순서 부채널 신호에 가중치벡터가 곱해져 단일한 OFDM 수신기의 출력이 형성된다.

1. FFT 전단 스마트안테나

n 번째 표본시간의 FFT 전단 스마트안테나의 출력

신호는 다음과 같이 표현된다.

$$y_n = \mathbf{w}_n^H \mathbf{b}_n \quad (3)$$

식 (3)에서 $\mathbf{w}_n = [w_n^{(1)}, \Lambda, w_n^{(M)}]^T$ 는 n 번째 표본시간에 각 안테나소자 신호에 곱해지는 복소수의 가중치벡터이고 H 는 허미션 전치이다. 각 표본시간 n 에서의 FFT 전단 스마트안테나 출력신호 전력에서 신호대간섭잡음비(SINR, Signal to Interference plus Noise Ratio)를 최대로 하는 가중치벡터를 구하기 위하여 식 (3)은 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$y_n = \mathbf{w}_n^H \mathbf{h}_n \cdot \mathbf{v}_n + \mathbf{w}_n^H \cdot \mathbf{I}_n + \mathbf{w}_n^H \cdot \mathbf{n}_n \quad (4)$$

식 (4)에서 \mathbf{h}_n 은 n 번째 표본시간의 각 다중경로 채널의 CIR(Channel Impulse Response)들로 이루어진 $M \times N_g$ 의 CSI(Channel State Information) 행렬을, \mathbf{I}_n 은 $M \times 1$ 의 간섭신호벡터를, \mathbf{n}_n 은 $M \times 1$ 의 부가백색잡음(AWGN)신호벡터를 각각 나타내고 \mathbf{v}_n 은 n 번째 표본시간의 스마트안테나 출력 계산에서 포함하여야 하는 OFDM 송신신호들로 이루어진 $N_g \times 1$ 의 신호벡터를 나타낸다

$$\mathbf{v}_n = [v_n, v_{n-1}, \Lambda, v_{n-(N_g-1)}]^T \quad (5)$$

식 (5)에서 v_n 은 가드 신호가 삽입된 후의 n 번째 표본시간의 OFDM 송신신호이며 다음과 같이 표시된다.

$$v_n = \begin{cases} a_n, & 0 \leq n \leq N-1 \\ a_{n+N}, & -N_g \leq n \leq -1 \end{cases} \quad (6)$$

식 (4)는 원하는 신호 부분, 간섭신호 부분, 잡음신호 부분의 3 부분으로 구성되어 있는데 3 부분의 신호가 서로 상관관계가 없이 독립적이라면 신호대간섭잡음비는 다음 식으로 표시된다.

$$SINR = \frac{\sigma_s^2 \mathbf{w}_n^H \mathbf{Z}_n \mathbf{w}_n}{(\sigma_I^2 + \sigma_n^2) \mathbf{w}_n^H \mathbf{w}_n} \quad (7)$$

식 (7)에서 $\sigma_s^2, \sigma_I^2, \sigma_n^2$ 은 각각 신호전력, 간섭전력, 잡음전력을 나타내고 \mathbf{Z}_n 은 n 번째 표본시간의 $M \times M$ 채널행렬로 다음 식으로 나타낸다.

$$\mathbf{Z}_n = \mathbf{h}_n \mathbf{h}_n^H \quad (8)$$

식 (7)의 신호대간섭잡음비를 최대로 하는 가중치벡터를 구하기 위하여 귀납적인 고유공간법이 사용된다 [11]. 귀납적인 고유공간법이란 채널행렬 \mathbf{Z}_n 의 최대고유값에 상응하는 고유벡터를 원하는 가중치벡터로 대체하는 방법이다. 그러나 실제로 시간영역에서 다중경로 환경하의 채널행렬을 추정하는 것이 용이하지 않으므로 채널행렬 대신 식 (9)로 표현되는 n 번째 표본시간의 스마트안테나 수신신호벡터 공분산행렬 \mathbf{R}_n 의 최대고유값을 찾는 것으로 많은 연구결과가 제안되었다.

$$\mathbf{R}_n = E[\mathbf{b}_n \mathbf{b}_n^H] \quad (9)$$

식 (3)부터 (9)까지에 의거해 FFT 전단 스마트안테나의 가중치벡터를 계산하는 방법을 정리하면 다음과 같다.

- ① 스마트안테나의 각 안테나소자에 입력된 수신신호를 측정해 $M \times 1$ 수신신호벡터를 형성한다.
- ② $M \times 1$ 수신신호벡터로부터 $M \times M$ 공분산행렬을 계산한다
- ③ 공분산행렬의 최대고유값을 계산한다
- ④ 공분산행렬의 최대고유값에 상응하는 고유벡터를 계산한다.
- ⑤ 발산을 막기 위해 정규화된 값을 가중치벡터로 취한다.

FFT 전단 스마트안테나의 구조가 그림 1에 표시되었다

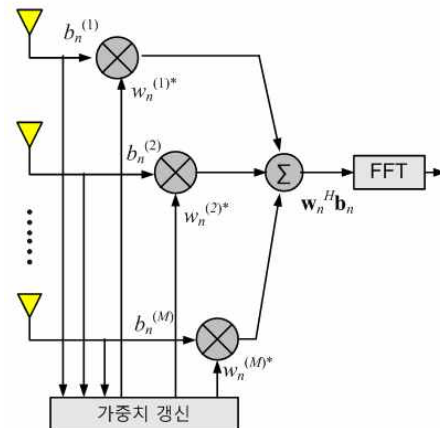


그림 1. FFT 전단 스마트안테나
Fig. 1. Pre-FFT smart antenna.

2. FFT 후단 스마트안테나

식 (2)에서의 M 개의 안테나소자 수신신호는 M 개의 OFDM 수신기를 통과하는데 이때 OFDM 수신기에서는 FFT 과정을 통해 안테나소자의 시간영역 수신신호로부터 가드타임 신호, 가상신호, 파일럿신호를 제거한 유효신호의 주파수스펙트럼 즉 부채널 신호를 생성한다. m 번째 안테나소자를 통과한 k 번째 부채널 신호는 식 (10)으로 표현되었다.

$$B_k^{(m)} = \sum_{n=0}^{N-1} b_n^{(m)} \exp\left[-j \frac{2\pi n k}{N}\right], \quad k=0, \Lambda, K-1 \quad (10)$$

식 (10)에서 K 는 변조기를 거쳐 OFDM 송신기에 입력된 유효정보 부채널의 숫자이다.

OFDM 수신기에서는 또한 FFT 후단 스마트안테나의 가중치벡터를 Wiener 해법에 의해 구하기 위해 주파수영역 채널 추정벡터를 식 (11)과 같이 생성한다.

$$\mathbf{t}_k = [t_k^{(1)}, \Lambda, t_k^{(M)}]^T \quad (11)$$

식 (11)에서 $t_k^{(m)}$, $m=1, \Lambda, M$ 은 m 번째 안테나소자에 해당하는 k 번째 부채널의 채널 추정치로 OFDM 신호와 함께 수신된 트레이닝신호에서 추출한다. 이 채널 추정벡터를 이용해서 k 번째 부채널에 대한 가중치 벡터가 다음 식으로 결정된다.

$$\mathbf{w}_k = (\mathbf{D}_k + \eta \mathbf{I}_M)^{-1} \mathbf{t}_k \quad (12)$$

$$\mathbf{w}_k = \frac{\mathbf{w}_k}{\sqrt{\mathbf{w}_k^H \mathbf{w}_k}} \quad (13)$$

식 (12)에서 η 는 특이행렬을 막기 위한 부하상수를, \mathbf{I}_M 은 $M \times M$ 단위행렬을, \mathbf{D}_k 는 k 번째 부채널 신호벡터의 공분산행렬로 다음 식으로 표현된다.

$$\mathbf{D}_k = E[\mathbf{B}_k \mathbf{B}_k^H] \quad (14)$$

식 (14)에서 \mathbf{B}_k 는 k 번째 부채널의 주파수 영역 신호벡터이며 식 (15)로 표현된다.

$$\mathbf{B}_k = [B_k^{(1)}, \Lambda, B_k^{(M)}]^T \quad (15)$$

식 (13)은 식 (12)에서 구해진 가중치벡터의 발산을 막기 위한 조치이다.

결과적으로 k 번째 부채널로 송신된 신호의 추정치는 k 번째 부채널 신호벡터와 k 번째 부채널 가중치벡터의 가중곱이며 다음 식으로 결정된다.

$$Y_k = \mathbf{w}_k^H \mathbf{B}_k \quad (16)$$

식 (10)부터 (15)까지에 의거해 FFT 후단 스마트안테나의 가중치벡터를 Wiener해법에 의해 계산하는 방법을 정리하면 다음과 같다.

- ① M 개의 OFDM수신기로부터 정보를 실은 K 개의 부채널 신호 M 세트를 생성한다
- ② 각 안테나소자를 통해 수신된 트레이닝신호의 주파수 스펙트럼을 이용해 주파수영역 채널 추정벡터를 생성한다
- ③ 각각의 부채널에서 부채널 신호벡터의 공분산행렬의 역행렬을 구한다.
- ④ 공분산행렬의 역행렬과 주파수영역 채널 추정벡터로부터 가중치벡터를 결정한다.
- ⑤ 발산을 막기 위해 정규화된 값을 가중치벡터로 취한다.

FFT 후단 스마트안테나의 구조가 그림 2에 표시되었다.

FFT 후단 스마트안테나의 가중치벡터를 구하는 다른 방법으로 일반적인 다이버시티 안테나에 적용되는 MRC 나 모든 부채널에서 M 개의 동일한 가중치를 부여하는 EGC(Equal Gain Combining) 기준 산출법을 고려할 수 있다. MRC에 의거한 가중치벡터는 다음 식으로 결정된다.

$$\mathbf{w}_k = [P_k^{(1)}, \Lambda, P_k^{(M)}]^T \quad (17)$$

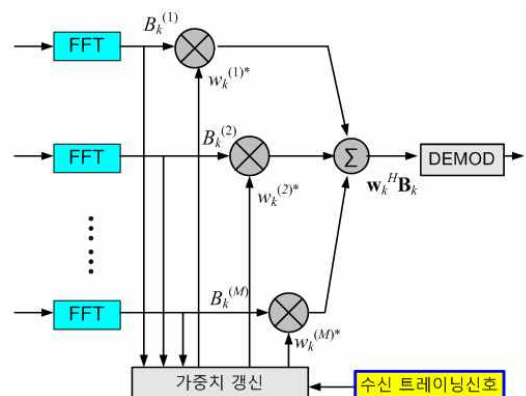


그림 2. FFT 후단 스마트안테나

Fig. 2. Post-FFT smart antenna.

식 (17)에서 $P_k^{(m)}$, $m=1, \Lambda, M$ 은 m 번째 안테나소자와 FFT 프로세서를 통과한 k 번째 부채널 OFDM 신호의 전력을 나타내고, 이 벡터는 물론 식 (13)에 표시된 정규화의 과정을 거쳐 가중치벡터로 결정된다.

FFT 후단 스마트안테나의 상대적 취약점은 하나의 시간 영역 신호열에 대하여 M 번의 FFT 과정을 거친 후 다시 K 번의 가중치벡터 갱신이 수행되어야 하는 장치 구현의 복잡성이다.

K 개의 모든 부채널 중 일부에 대하여만 가중치벡터 갱신을 수행, 장치 복잡성을 감소시키는 방안으로 부채널 군집법이 제안되었다^[12]. 부채널 군집법을 채용하는 FFT 후단 스마트안테나는 인접 부채널들의 순시채널 특성이 유사하다는 점을 이용해, 부채널 전체를 몇 개의 그룹으로 나누어 각 그룹당 하나의 부채널에 대해서만 가중치벡터 갱신 계산을 수행하고 그룹의 나머지 부채널 들에 대해서는 보간법에 의한 가중치를 부여함으로써 장치의 복잡성을 식 (18)의 비율로 줄일 수 있다.

$$\tau = \frac{n_c}{K} \tag{18}$$

식 (18)에서 τ 는 부채널 군집형 스마트안테나의 계산량 감소율을, n_c 는 부채널 군집 그룹의 숫자를 각각 나타낸다.

III. 모의실험결과

본 논문의 모의실험은 802.11a 기반의 WLAN (Wireless Local Area Network) OFDM 시스템에 4개의 안테나소자를 가진 반파장 간격의 선형배열안테나를 스마트안테나로 채용한 모델에 대하여 수행되었다. OFDM 시스템 송수신단 사이에 시간 동기화 주파수 동

표 1. OFDM 모의실험 파라미터 값
Table 1. Parameters for OFDM simulation.

파라미터		파라미터	
부채널 숫자	64	데이터길이	3.2 μ s
유효정보 부채널 숫자	48	가드타임	0.8 μ s
파일럿 부채널 숫자	4	시스템대역	20 MHz
가상 부채널 숫자	12	프레임당 심볼수	20
사이클릭프리펙스 숫자	16	프레임당 트레이닝수	4
심볼길이	4 μ s		

기는 정확한 것으로 가정되었고, 다중경로 신호는 레일리 페이딩 모델을 채택하였으며 OFDM으로 송신되는 신호와 유사한 속성을 가진 동일채널의 간섭신호가 존재한다고 가정하였다. 본 모의실험에서 사용된 OFDM 시스템 파라미터들이 표 1에 요약되었다.

서론에서 OFDM 시스템의 다중경로 페이딩에 대한 강인성은 다중경로 신호의 위치나 강력한 동일채널간섭신호의 존재 여부에 따라 좌우된다고 설명하였는데 이 관계가 그림 3에 표시되었다. 그림 3은 표 1의 파라미터를 가진 OFDM 시스템이 12 dB의 E_bN_0 를 보이는 채널 환경에서 다중경로신호의 지연시간과 CCI의 크기에 어떻게 반응하는가를 보여주고 있다. 그림 3의 실선은 다중경로의 부경로 신호가 주경로 신호보다 0.5 μ sec 늦게 도착할 때 CCI의 강도의 변화에 따른 OFDM 시스템의 BER 성능을 나타내고, 그림 3의 점선은 부경로 신호가 5 μ sec 늦게 도착할 때의 성능을 표시한다. 이 OFDM 시스템의 가드 타임은 0.8 μ sec 이므로 그림 3의 점선은 부경로 신호가 가드 타임에서 벗어난 경우에 해당하며 이 경우에 SIR이 9 dB보다 큰 범위 즉 경미한 정도의 동일 채널 간섭신호가 존재할 때는 부경로 신호의 지연이 가드 타임 안에 들어 있을 때에 비해 3 dB 이상 성능이 열화됨을 관찰할 수 있다. 다시 말하면 비정상적인 다중경로 환경하에서 OFDM 시스템이 다중경로에 대한 내구성을 손상 받을 수 있음을 나타낸다. 그림 3은 또한 부경로의 지연시간과 관계없이 강한 CCI환경 아래에서 OFDM 시스템의 성능이 급격히 열화됨을 설명하고 있다. 그림 3에서 SIR이 6 dB 이하일 경우, 시스템의 BER은 0.1 근처를 나타내며 이는

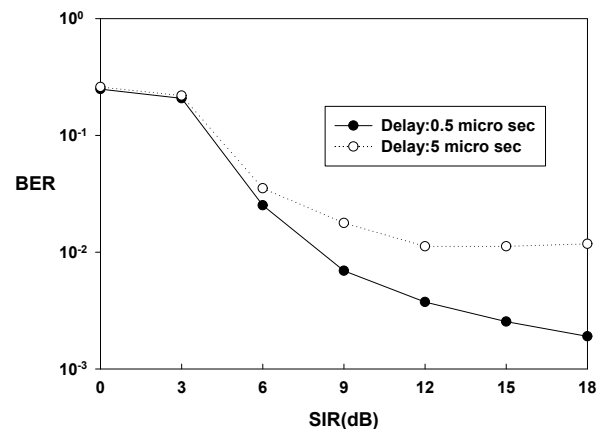


그림 3. CCI의 크기에 따른 OFDM의 성능: $E_bN_0=12$ dB
Fig. 3. Effect of CCI on OFDM performance: $E_bN_0=12$ dB.

OFDM 시스템이 작동하지 않음을 보인다.

FFT 전단 스마트안테나를 채용하였을 경우의 OFDM 시스템 성능 개선의 정도가 그림 4와 그림 5에 설명되었다. 먼저 그림 4에서는 동일채널 간섭신호는 존재하지 않고 부경로 지연이 $0.5 \mu\text{sec}$ 인 다중경로 페이딩 환경에서 표 1의 파라미터를 가진 OFDM 시스템에 FFT 전단 스마트안테나를 채용하고 AWGN의 E_bN_0 가 0 dB에서 12 dB까지 변화할 때의 시스템의 성능이 표시되었다. AWGN E_bN_0 가 6 dB 에서 10 dB의 범위일 때 FFT 전단스마트안테나는 OFDM 시스템의 성능을 약 3 dB에서 8 dB 개선하는데 그쳤으나 AWGN E_bN_0 가 12 dB일 때 FFT 전단 스마트안테나의 채용은 OFDM 시스템의 성능을 23 dB 개선함이 관찰되었다. 이는 FFT 전단 스마트안테나의 기반 알고리즘인 귀납적인 고유공간법의 정확도의 담보조건, 즉 식 (4)의 구성신호들 사이의 독립성이 12 dB의 E_bN_0 에서는 상당부분 보장되고 있기 때문이다. 그림 4와 동일한 조건에서 SIR이 5 dB인 CCI가 존재할 때의 FFT 전단 스마트안테나의 성능이 그림 5에 설명되었다. 그림 3에서 이미 보여진 것처럼 이 경우 OFDM 시스템 자체적으로는 E_bN_0 전역에 걸쳐서 0.1 근처의 BER을 보인다. 즉 강한 동일채널 간섭신호의 존재는 OFDM의 성능을 무력화시킴을 관찰할 수 있다. 그림 5의 점선 부분이 강한 CCI가 존재할 경우 FFT 전단 스마트안테나의 채용이 개선한 BER 성능이다. AWGN E_bN_0 가 8 dB 에서 10 dB의 범위일 때 약 5 dB의 성능 개선이 있었으며 E_bN_0 가 12 dB일 때 8.6 dB의 성능 개선을 보였다.

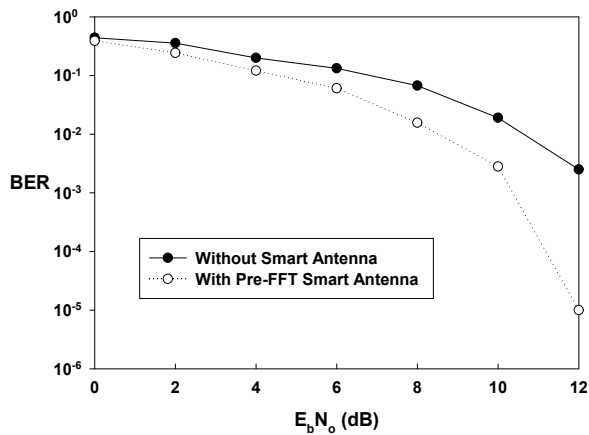


그림 4. FFT전단 Smart Antenna의 성능: 다중경로지연= $0.5 \mu\text{sec}$

Fig. 4. Performance of Pre-FFT smart antenna: multipath delay= $0.5 \mu\text{s}$.

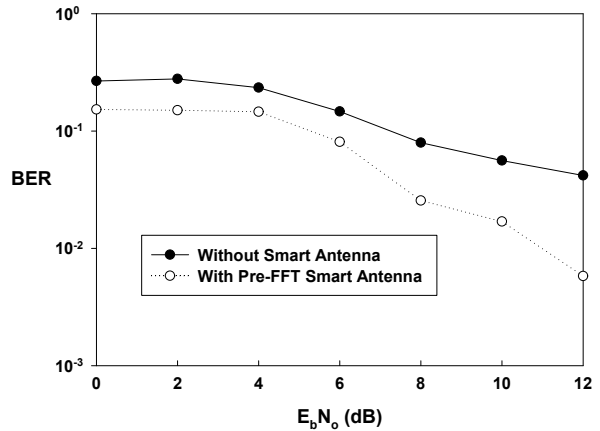


그림 5. FFT전단 Smart Antenna의 성능: 다중경로지연 = $0.5 \mu\text{sec}$, SIR=5 dB

Fig. 5. Performance of Pre-FFT smart antenna: multipath delay= $0.5 \mu\text{s}$, SIR=5 dB.

그림 4의 경우보다 성능 개선의 폭이 좁은 것은 강한 CCI의 존재가 귀납적인 고유공간법의 정확도를 저하시킨 때문이다. 즉 원하는 신호와 간섭신호의 독립성이 훼손되고 이로 인해 수신신호의 공분산행렬의 특성인 식 (8)의 채널행렬의 특성과는 차이가 생기기 때문이다.

다중경로의 시간지연이 OFDM 가드타임을 벗어나서 $5 \mu\text{sec}$ 에 존재하고 SIR=5 dB의 강한 동일채널 간섭신호가 존재할 경우의 FFT 전단 스마트안테나와 Wiener해법에 의한 FFT 후단 스마트안테나의 성능이 그림 6에 비교되었다. 그림 5를 참고로 하면 스마트안테나를 채용하지 않은 OFDM 시스템의 성능은 더욱 열화되어 있고, FFT 전단 스마트안테나를 채용한 시스템의 성능도 많이 열화되었음을 관찰할 수 있다. 가드타임을 벗어난 다중경로 신호의 존재가 채널행렬과 수신신호 공분산행렬의 차이를 더욱 심화시키고 이로 인한 귀납적인 고유공간법의 정확도를 그만큼 저하시키므로 빔형성이 제대로 이루어지지 않는 결과를 초래하는 것이다. 4개의 FFT 연산기를 거쳐야 한다는 계산량의 복잡성의 대가로 얻는 FFT 후단 스마트안테나의 우수한 성능이 그림 6의 ▼기호로 표시된 선으로 나타나 있다. 열악한 잡음환경으로 분류될 수 있는 4 dB의 E_bN_0 아래에서도 FFT 후단 스마트안테나를 채용한 OFDM 시스템은 10^{-3} 근처의 BER 성능을 보이고 AWGN E_bN_0 가 6 dB 에 이르면 10^{-4} 의 BER을 보여 FFT 전단 스마트안테나와 비교, 약 28 dB의 성능개선 효과를 나타낸다. 이러한 성능의 차이는 수신신호 공분산행렬 기

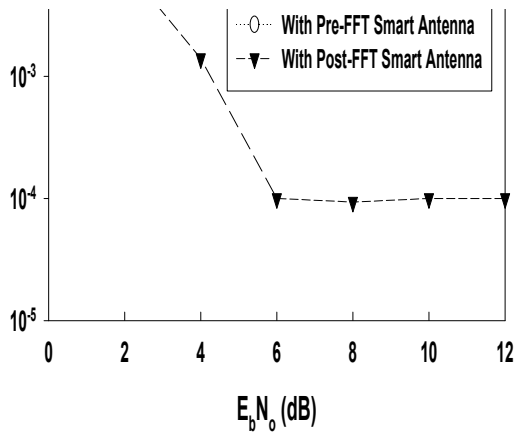


그림 6. FFT후단 Smart Antenna의 성능: 다중경로지연 = $5 \mu\text{sec}$, SIR=5 dB
 Fig. 6. Performance of Post-FFT smart antenna: multipath delay= $5 \mu\text{s}$, SIR=5 dB.

반의 귀납적인 고유공간 알고리즘과 트레이닝신호에 기반한 주파수영역 Wiener 알고리즘의 정확성의 차이에서 기인한다. 즉 이미 설명된 것처럼 고유공간 알고리즘의 신뢰도는 수신신호 구성성분들 간의 독립성을 담보로 하지만, Wiener 알고리즘은 트레이닝 신호로부터 비교적 용이하게 주파수영역 채널 벡터를 추정할 수 있고 따라서 최적의 빔형성을 위한 가중치벡터를 얻을 수 있기 때문이다.

그림 7에서 계산량을 반으로 줄인 부채널 균집형 가중치벡터 갱신 안테나와 부채널 전력 기반의 MRC 다이버시티 안테나의 효율성이 설명되었다. 그림 7은 5 dB SIR의 강한 CCI와 가드 타임의 범위 내에 있는 $0.5 \mu\text{sec}$ 의 부경로 지연을 갖는 다중경로 환경아래에서의 모의실험 결과이며 성능 비교를 위해 그림 5에서 이미 설명된 스마트안테나를 채용하지 않은 경우와 FFT 전단 스마트안테나를 채용한 경우의 성능을 다시 예시하였다. 그림에서 ▼ 기호로 연결된 선이 FFT 후단의 모든 부채널에서 각 안테나소자에 상응하는 전력의 비율로 가중치를 할당하는 MRC 다이버시티 기법에 의한 FFT 후단 안테나의 성능을 표시하고 있다.

다이버시티 안테나 기법은 매우 고전적인 수신감도 향상 기법으로 엄밀한 의미의 스마트안테나의 범주에는 속하지 않으나 그림에서 관찰되듯이 FFT 전단 스마트안테나의 성능에 버금가는 BER곡선을 나타내고 있는데 이는 안테나 숫자만큼의 FFT 연산을 거친 후에 다이버시티 기법을 적용한 계산의 복잡성의 결과라고 하겠다. 그림에서 △ 기호로 연결된 선은 식 (18)에서

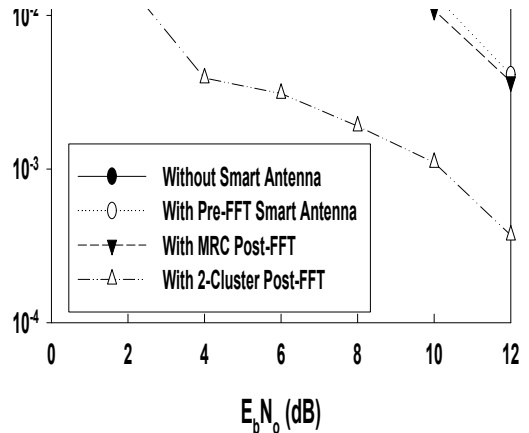


그림 7. 변형 FFT후단 Smart Antenna의 성능: 다중경로지연 = $0.5 \mu\text{sec}$, SIR=5 dB
 Fig. 7. Performance of modified Post-FFT smart antenna: multipath delay= $0.5 \mu\text{s}$, SIR=5 dB.

$n_c = K/2$, 즉 두 개의 부채널 당 한번의 가중치 갱신을 수행하는 부채널 균집형 가중치벡터 갱신 안테나를 채용한 OFDM 시스템의 BER 곡선을 나타낸다. 계산의 복잡성은 반으로 감소하였으나 그 성능은 FFT 전단 스마트안테나와 MRC 다이버시티 안테나의 성능에 비하여 여전히 모든 $E_b N_0$ 영역에서 10 dB 이상 우수한 것으로 관찰되어 그 효율성을 입증하였다.

IV. 결 론

다중경로의 지연신호가 가드타임을 초과하거나 강력한 동일채널 간섭신호가 존재할 때 수반되는 OFDM 시스템의 성능 열화를 보완하기 위하여 채용되는 스마트안테나의 수학적 모델을 전개하였고 모의실험에 의해 BER성능을 알아보았다. OFDM 스마트안테나는 빔형성 알고리즘이 구현되는 위치에 따라 FFT 전단 스마트안테나와 FFT 후단 스마트안테나로 분류되는데 FFT 후단 스마트안테나를 채용한 OFDM 시스템이 가중치벡터 계산의 상대적 복잡성과 빔형성 알고리즘의 최적성의 대가로 FFT 전단 스마트안테나보다 훨씬 우수한 성능을 보임이 관찰되었다. FFT후단에 설치된 각 안테나 소자 출력신호 전력 비율에 따른 MRC 다이버시티 안테나도 FFT 전단 스마트안테나에 대등하거나 우수한 성능을 보였고 특히 계산량이 많은 단점을 보완하기 위하여 가중치벡터를 계산하는 부채널의 수를 반으로 줄인 부채널 균집형 가중치벡터 갱신 안테나는 계산의 복잡성은 반으로 감소하고도 FFT 전단 스마트안테나와

MRC 다이버시티 안테나 알고리즘보다 우수한 성능을 보였다.

참 고 문 헌

- [1] B. le. Floch, M. Alard and C. Berrou, "Coded orthogonal frequency division multiplex," *Proc. IEEE*, vol. 83, no. 6, June 1995.
- [2] J. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: an idea whose time has come," *IEEE Commun. Mag.*, vol. 28, pp. 5-14, May 1990.
- [3] S. Hara, M. Mouri, M. Okada and N. Morinaga, "Transmission performance analysis of multi-carrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel," *Wireless Pers. Commun.* vol. 2, no. 4, pp.335-356, 1995/1996.
- [4] T. Ohgane, H. Sasaoka, N. Matsuzawa, K. Takeda, and T. Shimura, "A development of GMSK/TDMA system with CMA adaptive array for land mobile communications," *Proc. of 1991 Conf on Veh. Technol.*, pp.172 1991.
- [5] A. F.Naguib and A. Paulraj, "Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA," *IEEE Trans.Veh. Technol.*, vol. 43, pp. 691, Aug. 1994.
- [6] 홍영진, "CDMA 상향채널용 CGM-LMS 접목 적응빔형성 알고리즘에 관한 연구," *한국통신학회논문지* vol. 32, no. 9, pp. 895-904, Sep. 2007.
- [7] J. Winters, "Smart antennas for wireless systems," *IEEE Personal Commun. Mag.*, pp. 23-27, Feb. 1998.
- [8] A. P. Ansbros, S. L. Drakul, A. Fanigliulo and G. Fontana, "Performance analysis of an adaptive antenna array for GSM/UMTS," *Proc. of 1998 Conf on Veh. Technol.*, pp.1176, 1998.
- [9] R. Alihemmati, E. Jedari, A. Enayati, A. Shishegar, M. Roozbahani, and G. Dadashzadeh, "Performance of the pre/post-FFT smart antenna methods for OFDM-based wireless LANs in an indoor channel with interference," *Proc. of ICC2006 Conference*, vol. 9, pp. 4291-4296, 2006.
- [10] Y. Li and N. Sollenberger, "Adaptive antenna arrays for OFDM systems with cochannel interference," *IEEE Trans. on commun.*, vol. 47, no. 2, pp. 217-229, Feb. 1999.
- [11] M. Budzabathon, Y. Hara, and S. Hara, "Optimum beamforming for pre-FFT OFDM adaptive antenna array," *IEEE Trans. on*

Vehicular Technology, vol. 53, no. 4, pp. 945-955, July 2004.

- [12] Y. Sun and H. Matsuoka, "A novel adaptive antenna architecture - subcarrier clustering for high-speed OFDM systems in presence of rich co-channel interference," *IEEE VTC'2002*, vol. 3, pp. 1564-1568, May 2002.

저 자 소 개



홍 영 진(정회원)

1971년 3월~1978년 2월 서울대학교 전기공학과 학사

1981년 9월~1982년 12월 SUNY at StonyBrook, MS in Electrical Engineering

1983년 1월~1985년 12월 SUNY at Stony Brook, Ph.D. in Electrical Engineering

1978년 1월~1981년 08월 삼성전자 컴퓨터사업부

1986년 1월~1986년 05월 SUNY, Stony Brook, Visiting Assistant Professor

1986년 6월~1991년 12월 LNR Communication, New York, Senior Engineer

1992년 1월~1993년 7월 삼성종합기술원, 전송기술연구실장

1993년 8월~1994년 3월 KT 위성사업단 위성감리국장

1994년 4월~1997년 6월 성미전자 연구소장, 전무

1997년 7월~2003년 12월 SK C&C 서비스부문장, 전무

2004년 1월~2004년 12월 성일텔레콤 연구소장

2005년 3월~현재 동명대학교 전기공학과 부교수 <주관심분야 : 통신, 신호처리>