

와이파이AP 용 FFT 전단 스마트안테나의 성능 개선

홍영진^{1*}

¹동명대학교 전기공학과

Performance Improvement of the Smart Antenna Placed in Wi-Fi Access Point

Young-Jin Hong^{1*}

¹Department of Electrical Engineering, Tongmyong University

요 약 Wi-Fi AP(Access Point)의 기반구조인 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)의 동일채널 간섭 신호에 대한 취약성과 그 대책의 하나인 OFDM과 스마트안테나의 결합구조가 설명되었다. 높은 효율을 보장하지만 복잡성을 수반하는 FFT(Fast Fourier Transform) 후단 구조 대신 저렴한 구축비용이 장점인 수신신호 분산행렬 기반의 FFT 전단 스마트안테나의 수학적 모델이 전개되었다. 그 BER(Bit Error Rate) 특성을 높이기 위하여 제안된 채널행렬 출력 분산행렬을 기반으로 한 FFT 전단 구조 스마트안테나의 성능 측정을 위한 컴퓨터 모의실험이 수행되었다. 수신 신호 분산행렬에 의해 생성된 가중치벡터에 비해 채널행렬 출력에 의한 가중치벡터가 다양한 페이딩 환경 변화에서 우월한 성능을 보임이 증명되었다.

Abstract OFDM Wi-Fi AP is susceptible to the co-channel interference. As a countermeasure, the insertion of a smart antenna has been addressed. Despite of the guaranteed efficiency, the complexity of the post-FFT algorithm often keeps itself from being selected as the countermeasure. Instead, simply constructed pre-FFT smart antenna of which the algorithm is based on the received signal covariance matrix is commonly used and the mathematical modeling of it has been deployed. Computer simulations evaluating the improved BER characteristics of the proposed pre-FFT using the covariance matrix of channel estimator output have been carried out. It has been demonstrated that channel matrix output based smart antenna is superior to that using received signal covariance matrix.

Key Words : Covariance, Multipath, OFDM, Pre-FFT, Weight vector

1. 서론

21세기 초반의 무선통신 환경은 진보에 진보를 거듭하고 있다. 휴대전화의 대중화가 촉발한 무선 스펙트럼의 효율적인 이용 욕구는 무선 기술표준을 2G, 3G, B3G를 거쳐 4G LTE를 상용화하기에 이르렀고 최근에는 스마트폰 이동용 태블릿 PC의 폭발적인 증가로 셀룰라 망 뿐 아니라 Wi-Fi 기반의 WLAN 망에서도 많은 양의 정보를 제한된 주파수 대역을 통해 손실 없이 빠르게 전송하

는 방법이 필요하게 되었다. High level QAM 시스템은 짧은 시간에 고속의 데이터를 처리하기 위해서 가장 많이 사용되는 변조방법이다. 이처럼 고속의 정보를 담은 광대역의 신호는 필연적으로 Frequency Selective Fading(주파수 선택적 페이딩)을 수반하며 이는 곧 많은 숫자의 다중경로 신호로 인해 Intersymbol Interference (ISI:심볼간 간섭), Interchannel Interference (ICI:채널간 간섭)등의 간섭신호가 발생, 통신시스템의 성능 열화를 초래함을 의미한다.

이 논문은 2011년도 동명대학교 교내학술연구비(2011A013)의 지원을 받아 작성되었음

*Corresponding Author : Young-Jin Hong(Tongmyong Univ.)

Tel: +82-51-629-1312 email: gryj hong@tu.ac.kr

Received April 16, 2013

Revised May 6, 2013

Accepted May 9, 2013

OFDM은 이 같은 시스템의 성능 열화 방지를 위한 최선의 선택으로 정보를 실은 신호의 스펙트럼을 여러 개의 부반송파로 분리하여 전송하는 multicarrier 통신시스템 기술이다[1,2]. 기존의 multicarrier 통신방식이 각개 신호의 스펙트럼의 중첩을 피하고 대역통과여파기를 사용한 반면, OFDM은 각 부반송파의 중심주파수가 서로 수학적직교를 이루는 조건으로 중첩을 허용하므로 주파수 사용효율을 극대화한다. N 개의 부반송파로 이루어진 OFDM심볼의 n 번째 time domain 표본의 일반식은 다음과 같이 표시된다.

$$x_n = \frac{1}{N} \sum_{k=-\frac{N}{2}+1}^{\frac{N}{2}} X_k \exp\left[j\frac{2\pi nk}{N}\right], \quad n = -N_g, \dots, N-1 \quad (1)$$

여기서 X_k 는 k 번째 부반송파에 실려 보내진 주파수 대역의 심볼을, N_g 는 cyclic prefix 의 숫자를 뜻하며 위 식은 데이터열의 N 포인트 IFFT 연산에 해당한다. 즉 OFDM 송신단에서는 IFFT 연산이, 수신단에서는 FFT 연산이 이루어진다. OFDM의 채용은 앞의 주파수효율 극대화과 함께 guard time 삽입으로 인한 ISI 제거로 통신시스템 전반적인 성능을 개선시킨다.

하지만 guard time 보다 큰 지연을 갖는 다중경로 신호나 강력한 동일채널 간섭신호의 존재는 OFDM 의 성능을 여전히 저하시키고 이에 대처하는 방법으로 1990년대 후반, 2000년대 초반에 OFDM과 스마트안테나의 결합방식이 제안되기 시작하였다[6-9]. 원하는 신호의 방향에 최대의 빔을 형성하여 궁극적으로 주파수효율을 향상시키는 스마트 안테나 기술은 사실 "adaptive array"의 이름으로 오래 전부터 레이더 등의 군사용 목적으로 사용되어 왔으며 무선 통신 특히 이동 통신의 본격화에 따라 상용화의 길로 접어들었다[3-5]. 스마트안테나는 여러 개의 전방향성 안테나로 이루어져 있으며 각각의 안테나에 의해 수신된 송신신호는 각각 복소수 가중치로 곱해진 다음 다시 합쳐져 출력신호를 형성하게 되는데 이 때 출력신호의 빔 패턴은 원하는 신호의 방향에 최대의 전력을 집중시키며 간섭신호 등 원치 않는 신호 방향으로 패턴 골짜기를 형성한다.

스마트안테나의 효율성은 시스템의 이득 개선, 주파수 효율 증가, 간섭신호의 제거 등이다. OFDM 스마트안테나는 빔형성 weight vector 갱신이 frequency domain 에서 일어나는 FFT 후단 방식과 weight vector 갱신이 time domain 에서 일어나는 FFT 전단 방식으로 크게 분류된

다. FFT 후단 방식의 스마트안테나는 그 계산량이나 장치의 복잡성으로 볼 때 와이파이 AP에서의 구현은 비현실적이며 FFT 전단 방식을 채용한 스마트안테나의 구현이 현실적인 대안으로 떠오르면서 다각도의 연구가 진행되고 있다[10-12]. 그러나 대부분의 FFT 전단 방식의 연구에서는 각각의 안테나에서 수신된 신호로부터 얻어지는 분산행렬의 고유공간을 이용하여 스마트안테나 출력의 SINR(신호대 간섭,잡음비)을 최대로 하는 가중치벡터를 구하는 알고리즘을 채택하고 있다. 분산행렬 획득의 간결성을 장점으로 하는 이 방법은 수신신호를 이루는 성분들, 즉 정보신호, 간섭신호, 잡음신호의 상관계수가 0에 가깝다는 조건을 담보로 하므로 이 전제조건을 만족하지 못하는 경우에 성능 열화를 수반한다. 따라서 각 안테나 수신신호로부터 채널의 충격응답을 추정하고, 추정 채널행렬의 분산행렬로부터 가중치벡터를 계산하여 FFT 전단 스마트안테나의 성능을 개선할 수 있다. 본 논문에서는 지금껏 다루어지지 않았던 수신신호 분산행렬 기반의 FFT전단 스마트안테나 성능 대비 채널행렬 분산행렬 기반의 FFT전단 스마트안테나 성능 개선을 다루어 보고자 한다.

본 논문은 모두 4 장으로 이루어져 있다. 2장에서는 Wi-Fi AP의 OFDM 프로세서와 함께 장착된 FFT 전단 스마트안테나의 수학적 시스템 모델이 설명된다. 시스템 모델에서의 가중치벡터 계산은 수신신호 분산행렬 기반과 채널추정기 출력신호 분산행렬 기반의 두 가지로 구분된다. 다양한 다중경로 파라미터가 변화할 때 컴퓨터 모의실험에 의한 두 알고리즘의 성능의 차이가 3장에서 설명되었고 4장에서는 결론이 서술되었다.

2. 시스템 모델

식 (1)에서 표현된 n 번째 시간영역 표본에 상응하는 M 개의 가지안테나로 이루어진 스마트안테나의 수신단 신호벡터는 식 (2)로 표현된다

$$\vec{r}_n = [r_n^{(1)}, \dots, r_n^{(M)}]^T \quad (2)$$

(2)에서 $r_n^{(i)}$, $i = 1, \dots, M$ 은 i 번째 안테나에서 수신된 n 번째 시간영역 표본을, T 는 행렬의 전치연산자를 의미한다. 식 (1)에서 각각의 N 개의 부반송파 주파수에 할당된 OFDM 심볼이 IFFT 연산에 의하여 시간영역 표본이 형성되고 이 표본은 다중경로 페이딩 채널을 통하여 전송되어 식 (2)의 수신 신호벡터를 이루는 것이다. FFT 전

단 스마트안테나의 가중치벡터의 계산 및 갱신이 일어나는 곳이 바로 이 단계이다. 이 가중치벡터와 안테나 수신 신호벡터의 내적은 식 (3) 처럼 스마트안테나 출력을 형성한다.

$$y_n = \vec{w}^H r_n \quad (3)$$

(3)에서 $\vec{w} = [w_1, \dots, w_M]^T$ 는 각 가지안테나 수신신호에 곱해지는 복소 가중치벡터이며 H 는 복소공역전치 연산자를 의미한다. 수신 신호벡터 \vec{r}_n 의 i 번째 안테나 신호 $r_n^{(i)}$ 은 채널을 통한 송신신호와 간섭신호, 그리고 채널 자체의 열잡음신호로 이루어 지는데 이때 다중경로채널의 채널충격응답 즉 CIR(Channel Impulse Response)로 이루어진 CSI(Channel State Information)벡터를 $\vec{h}_i, i=1, \dots, M$ 라 하면 채널의 CSI행렬은 식 (4)로 정의된다.

$$\mathbf{h} = [\vec{h}_1, \vec{h}_2, \dots, \vec{h}_M]^T \quad (4)$$

여기서 \mathbf{h} 는 행렬 크기가 $M \times N_g$ 이고 N_g 는 가드인터벌의 길이 혹은 cyclic prefix 의 숫자이다. 식 (2)에 표시된 수신 신호벡터를 CSI행렬을 포함하는 식으로 바꾸면 식 (5)와 같이 된다.

$$\vec{r}_n = \mathbf{h} \vec{q}_n + \vec{I}_n + \vec{n}_n \quad (5)$$

(5)에서 \vec{I}_n 은 크기 $M \times 1$ 의 간섭신호벡터, \vec{n}_n 은 크기 $M \times 1$ 의 잡음신호벡터이고 \vec{q}_n 은 크기 $N_g \times 1$ 의 송신신호 벡터로 식 (6)으로 표시된다.

$$\vec{q}_n = [s_n, s_{n-1}, \dots, s_{n-(N_g-1)}]^T \quad (6)$$

(6)에서 s_n 은 OFDM 송신신호의 n 번째 시간표본이다. 식 (5)를 식 (3)에 적용하면

$$y_n = \vec{w}^H \mathbf{h} \vec{q}_n + \vec{w}^H \vec{I}_n + \vec{w}^H \vec{n}_n \quad (7)$$

식 (7)로부터 FFT 전단 스마트안테나 출력신호의 SINR은 다음 식으로 표현된다.

$$SINR = \frac{E[\vec{w}^H \mathbf{h} \vec{q}_n (\vec{w}^H \mathbf{h} \vec{q}_n)^H]}{E[\vec{w}^H \vec{I}_n (\vec{w}^H \vec{I}_n)^H] + E[\vec{w}^H \vec{n}_n (\vec{w}^H \vec{n}_n)^H]} \quad (8)$$

(8)에서 $E(\cdot)$ 는 기대값을 의미하고 송신 신호 표본들 사이의 독립성, 각 안테나에 수신된 간섭신호들 사이의 독립성, 그리고 각 안테나의 잡음들 사이의 독립성을 가정하면 식 (8)은 다음 식으로 간결히 표현된다.

$$SINR = \frac{\sigma_s^2 \vec{w}^H E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H] \vec{w}}{\sigma_I^2 \vec{w}^H \mathbf{I} \vec{w} + \sigma_n^2 \vec{w}^H \mathbf{I} \vec{w}} \quad (9)$$

식 (9)에서 $\sigma_s^2, \sigma_I^2, \sigma_n^2$ 은 각각 송신신호전력, 간섭신호전력, 잡음전력을 나타내고 $E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H]$ 는 크기 $M \times M$ 의 채널분산행렬이다. (9)의 SINR을 최대로 하는 가중치 벡터 \vec{w} 를 구하기 위하여 generalized eigenvalue problem을 이용한다. Generalized eigenvalue problem에서 $E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H]$ 의 최대 고유치에 상응하는 고유벡터를 계산하여 이를 가중치벡터로 대체한다. 이 관계가 식 (10)에 표시되었다.

$$E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H] \vec{w}_{opt} = \lambda_{\max} \vec{w}_{opt}, \vec{w}_{opt}^H \vec{w}_{opt} = 1 \quad (10)$$

식 (10)에서 λ_{\max} 는 $E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H]$ 의 최대 고유치이고 $\vec{w}_{opt}^H \vec{w}_{opt} = 1$ 은 가중치벡터의 발산을 막기 위한 조건이다. 그러나 실제의 다중경로 무선환경에서 M 개의 가지안테나를 포함하는 채널분산행렬을 정확히 추정하는 것의 어려움을 감안하여 대부분의 FFT 전단 스마트안테나 알고리즘은 채널분산행렬 대신 수신신호 분산행렬 $E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H]$ 에 generalized eigenvalue problem을 적용한다. 수신신호 분산행렬은 식 (5)를 이용하면 다음 식으로 표시된다

$$E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H] = \sigma_s^2 E[\mathbf{h} \mathbf{h}^H] + \sigma_I^2 \mathbf{I} + \sigma_n^2 \mathbf{I} + E[\mathbf{h} \vec{q}_n \vec{I}_n^H + \vec{I}_n \vec{q}_n^H \mathbf{h}^H] + E[\mathbf{h} \vec{q}_n \vec{n}_n^H + \vec{n}_n \vec{q}_n^H \mathbf{h}^H] \quad (11)$$

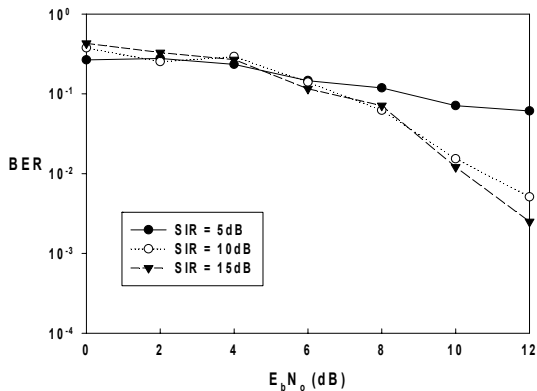
식 (11)에서 \mathbf{I} 는 크기 $M \times M$ 의 단위행렬을 의미한다. 만약 다중경로 페이딩 채널을 거쳐 각 가지안테나에 수신된 송신신호, $\vec{h} \vec{q}_n$ 이 간섭신호와 잡음신호에 독립적이라면 식 (11)은 다음 식으로 간결히 정리된다.

$$E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H] = \sigma_s^2 E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H] + \sigma_i^2 \mathbf{I} + \sigma_n^2 \mathbf{I} \quad (12)$$

$E[\mathbf{h}\mathbf{h}^H]$ 의 최대고유치에 해당하는 고유벡터와 $E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H]$ 의 최대고유치에 해당하는 고유벡터는 정규화 과정을 거치면 동일하므로 채널분산행렬 기반의 FFT 전단 스마트안테나의 성능은 수신신호 분산행렬 기반의 그것과 차이가 없다. 그러나 많은 경우, 특히 동일채널 간섭신호가 존재할 때에는 식 (11)과 식 (12)의 동일성은 보장되지 못하고 이 경우, 수신신호 분산행렬 기반 FFT 전단 스마트안테나의 성능은 채널분산행렬 기반의 FFT 전단 스마트안테나의 성능에 비해 열화한다.

3. 모의실험결과

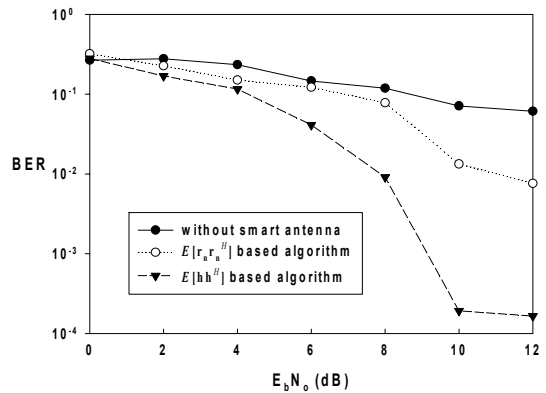
Matlab Simulink의 communication blockset과 802.11a 기반의 WLAN 모델을 이용하고 4개의 가지안테나를 선형으로 배열한 FFT전단 스마트안테나를 embedded Matlab function 으로 구축하여 모의실험을 수행하였다. 무선 환경은 레일리 함수가 페이딩 특성을 규정하는 2 ray 다중경로 모델을 가정하였고 동일 채널의 간섭신호 역시 존재하여 WLAN OFDM 의 여러 강인성이 훼손되는 것으로 설정되었다. 모의실험의 편의성을 위해 송수신단의 시간동기와 주파수동기는 완전한 것으로 가정하였고 OFDM의 규격으로는 64 부반송파 채널, 48 데이터 부반송파 채널, 4 파일럿 부반송파, 12 가상 부반송파, 0.8 μ sec가드 인터벌, 4 μ sec 심볼길이, 4 트레이닝 심볼을 설정하였다.



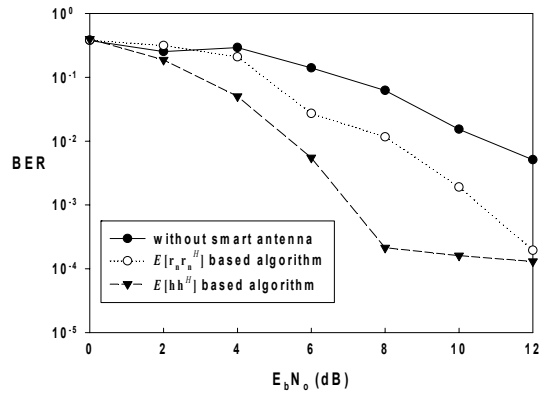
[Fig. 1] Sensitivity of OFDM system to co-channel interference

Fig. 1은 OFDM 시스템의 성능이 동일 채널 간섭신호

의 존재에 어떻게 영향 받는지를 나타내고 있다. 시스템의 성능은 BER로 표시하였고 이 성능이 동일 채널 간섭신호에 따라 어떻게 변화하는지가 AWGN(Additive White Gaussian Noise) SNR(Signal to Noise Ratio, 신호 대 잡음비)을 가로축으로 하여 표시되었다. 부경로의 도착 지연시간은 1/8 OFDM 심볼 길이, 부경로의 신호수준은 주경로 신호의 10 dB 아래로 설정하였고 동일채널 간섭신호를 송신신호전력 대비 15 dB 아래, 10 dB 아래, 5 dB 아래의 순서로 변화하여 각 경우의 BER 성능을 모의 측정하였다. 그림의 실선 부분은 강한 동일채널 간섭신호가 OFDM 성능을 크게 훼손함을 보여준다.



[Fig. 2] Performance evaluation of received signal based algorithm vs channel matrix based one, SIR = 5 dB

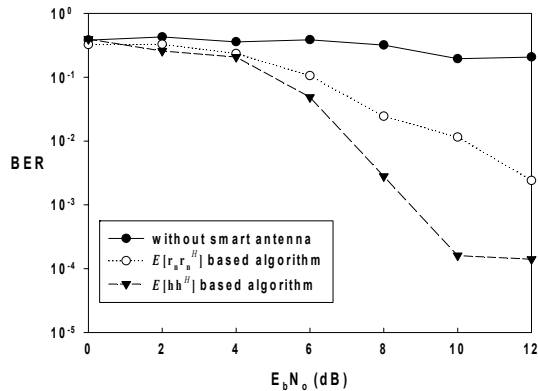


[Fig. 3] Performance evaluation of received signal based algorithm vs channel matrix based one, SIR = 10 dB

Fig. 2는 Fig. 1과 동일한 무선 환경 아래 송신신호전력 대비 5 dB 아래의 전력을 갖는 강력한 동일채널 간섭신호의 존재를 가정했을 때 채널행렬 기반 알고리즘의

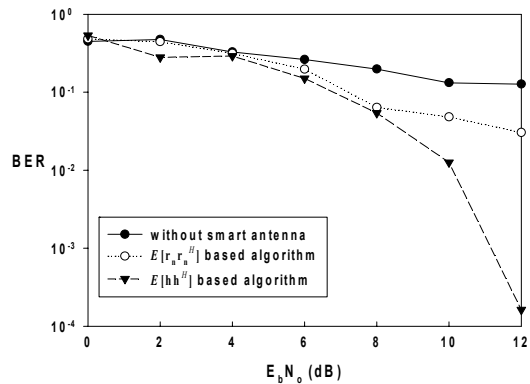
성능 개선을 보여 준다. 스마트안테나를 장착하지 않은 OFDM 시스템의 열화된 BER 성능도 비교 목적으로 실선으로 표시되었다. 실제 무선 환경의 AWGN SNR 수치로 보아도 큰 무리가 없는 7 dB 이상의 입력 $E_b N_0$ 에서 채널 행렬 기반 알고리즘의 BER 성능이 수신신호 기반 알고리즘의 BER 성능보다 10dB 이상 개선됨이 관찰되었다. 앞장에서도 설명되었지만 이 성능의 차이는 채널행렬 기반 알고리즘에 의하여 형성된 고유공간의 고유벡터가 수신신호 기반 알고리즘의 고유공간으로부터 구한 고유벡터보다 이상적인 가중치벡터에 근접하기 때문이다.

Fig. 3은 송신신호전력 대비 10 dB 아래의 전력을 갖는 동일채널 간섭신호가 있는 경우의 두 알고리즘에 의한 성능의 비교이다. 동일채널 간섭신호의 크기가 Fig. 2의 경우보다 크게 감소하였으므로 3개의 선으로 나타난 BER 성능은 모두 개선되었음을 볼 수 있으며 특히 10 dB 입력 $E_b N_0$ 에서 두 알고리즘의 성능차가 10 dB 감소함이 관찰된다. 이는 식 (11)의 마지막 두 항의 크기가 많이 작아졌기 때문에 식 (11)이 식 (12)에 근접하기 때문이다.



[Fig. 4] Performance evaluation of received signal based algorithm vs channel matrix based one, SIR = 10 dB, multipath delay = 40 μ sec

다중경로의 지연이 정상범위를 벗어났을 때의 두 알고리즘의 성능 차이가 Fig. 4에 설명되었다. Fig. 4는 부경로의 지연이 40 μ sec, 즉 10 심볼 길이일 때의 OFDM 성능과 FFT전단 스마트안테나의 성능 개선을 나타내는데 그림의 실선처럼 가드인터벌을 훨씬 벗어난 다중경로의 존재는 OFDM 성능을 훼손하였으나 두 FFT 전단 알고리즘 모두 성능을 보완하고 있고 앞 그림들에서처럼 $E[hh^H]$ 기반 알고리즘의 성능이 $E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H]$ 기반 알고리즘의 성능을 앞지르고 있음을 보여 준다.



[Fig. 5] Performance evaluation of received signal based algorithm vs channel matrix based one, SIR = 10 dB, number of multipath = 3

Fig. 5에서는 다중경로의 숫자가 3인 경우의 BER 성능을 표시하였다. 제2부경로와 제3부경로는 각각 1/8 심볼 길이와 1/16 심볼길이만큼 지연 도착한다고 가정하였고 신호 수준은 각각 주경로 신호의 10 dB 아래로 가정하였다. 그림에서 동일채널 간섭신호와 3 ray 다중경로는 OFDM 성능을 훼손하였으나 FFT 전단 스마트안테나의 장착이 이를 보완하였고 역시 $E[hh^H]$ 기반 알고리즘의 성능이 $E[\vec{r}_n \vec{r}_n^H]$ 기반 알고리즘의 성능보다 우월함이 증명되었다.

3. 결론

이 논문에서는 802.11a 기준을 따른 OFDM Wi-Fi AP에 장착할 수 있는 두 종류의 FFT 전단 스마트안테나 즉 수신신호 분산행렬의 고유벡터 알고리즘과 많이 다루어지지 않은 채널행렬 분산행렬의 고유벡터 알고리즘의 구조, 가중치벡터 갱신 방법을 살펴 보았다. 컴퓨터 모의 실험에 의해 강한 동일채널 간섭신호 등 열악한 페이딩 환경에서도 FFT 전단 스마트안테나가 OFDM 통신시스템의 취약점을 대폭 보완하는 것이 관찰되었다. 특히 채널행렬 분산행렬의 고유벡터 알고리즘이 그 고유공간의 상대적 정확성으로 인해 수신신호 분산행렬의 고유벡터 알고리즘보다 우월한 성능을 나타냄이 설명되었다.

References

[1] B. le. Floch, M. Alard and C. Berrou, "Coded

- orthogonal frequency division multiplex,” *Proc. IEEE*, vol. 83, no. 6, pp. 982-996, June 1995
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/5.387096>
- [2] H. Boleskei, D. Gesbert, A.J. Paulraj, “On the capacity of OFDM - based spatial multiplexing systems,” *IEEE Trans. on commun.*, vol. 50, no. 2, pp. 225-234, Feb. 2002
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/26.983319>
- [3] A. Naguib and A. Paulraj, “Capacity improvement with base-station antenna arrays in cellular CDMA,” *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 43, no. 3, pp. 691-698, Aug. 1994
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/25.312780>
- [4] J. Winters, “Smart antennas for wireless systems,” *IEEE Personal Commun. Mag.*, vol. 5, no. 1, pp. 23-27, Feb. 1998
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/98.656155>
- [5] Young J. Hong, “Study on CGM-LMS hybrid based adaptive beamforming algorithm for CDMA uplink channel,” *Journal of KICS.*, vol. 32, no. 9, pp. 895-904, Sep. 2007
- [6] Young J. Hong, “Analysis of smart antenna performance improving the robustness of OFDM to Rayleigh fading,” *Journal of IEK.*, vol. 48, no. 4, TC, pp. 357-364, Apr. 2011
- [7] 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
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/26.752127>
- [8] K. Wong, R.S. Cheng, K. Letaief and R. Murch, “Adaptive antennas at the mobile and base stations in an OFDM/TDMA system,” *IEEE Trans. on commun.*, vol. 49, no. 1, pp. 195-206, Jan. 2001
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/26.898262>
- [9] S. Kapoor, D. Marchoy and Y. Huang, “Adaptive interference suppression in multiuser wireless OFDM systems using antenna arrays,” *IEEE Trans. on signal processing*, vol. 47, no. 12, pp. 3381-3391, Dec. 1999
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/78.806081>
- [10] 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 ICC'2006 Conference*, vol. 9, pp. 4291-4296, 2006
- [11] M. Budsabathon, 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
DOI: <http://dx.doi.org/10.1109/TVT.2004.830939>
- [12] S. Hara, M. Budsabathon and Y. Hara, “A pre-FFT OFDM adaptive antenna array with eigenvector combining,” *Proc. of IEEE ICC'2004 Conference*, vol. 4, pp. 2412-2416, 2004

홍 영 진(Young-Jin Hong)

[정회원]



- 1978년 2월 : 서울대학교 전기공학과 (전기공학학사)
- 1985년 12월 : 스토니브룩대학교 전자공학과 (전자공학박사)
- 1977년 11월 ~ 1981년 8월 : 삼성전자 연구원
- 1986년 6월 ~ 1992년 1월 : 뉴욕 LNR Communications 책임연구원
- 1992년 1월 ~ 1993년 8월 : 삼성종합기술원 전송기술 연구실장
- 1993년 8월 ~ 1994년 3월 : KT 위성사업단 위성감리 국장
- 1994년 3월 ~ 1997년 7월 : 성미전자 연구소장 전무
- 1997년 7월 ~ 2003년 12월 : SK C&C SI부문장 전무
- 2005년 3월 ~ 현재 : 동명대학교 전기공학과 교수

<관심분야>

이동통신, 스마트안테나