
안테나 다이버시티를 이용한 다중 반송파 전송시스템의 성능 분석

최승국* · 임정욱**

Performance Evaluation of Multi Carrier Transmission Systems using Antenna Diversity

Seung-kuk Choi* · Jung-wook Yim**

본 연구는 2003년도 인천대학교 교내연구비 지원에 의하여 수행되었음

요약

MC-CDMA나 OFDM과 같은 전송방식에서는 데이터 전송 시, 서로 직교성이 있는 여러 개의 부반송파들을 사용한다. 그러므로 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있어서 성능이 우수한 전송이 가능하다. 본 논문에서는 안테나 다이버시티를 사용했을 때의 다중 반송파 전송시스템 성능을 분석한다. 이러한 시스템에서 데이터가 다중 경로 Rayleigh 페이딩 환경 하에서 전송될 때의 데이터 비트 에러율을 분석한다.

ABSTRACT

MC-CDMA and OFDM are digital modulation techniques where a single data symbol is transmitted at multiple subcarriers which are orthogonal to each other. With this technique, frequency diversity can be achieved. The performance of multi carrier systems is analyzed, when data is transmitted over multi-path Rayleigh fading channel. The performance of this technique, gauged by the average bit error rate, is numerically analyzed for the system with the application of antenna diversity.

키워드

다중반송파전송, OFDM, 안테나 다이버시티, STBC, MRRC

1. 서론

디지털 셀룰라 이동 통신 시스템에서 널리 사용되고 있는 DS-CDMA (Direct Sequence - Code Division Multiple Access) 시스템은 이동 통신 환경에서의 유연성, 보안성, 사용자 수용 능력 등에서 많은 장점을 가지고 있다[1]. DS-CDMA 경우에는 고속의 데이터를 전송 시 chip간 간섭이 증가한다. 그러므로 이러한 문제점을 해결하기 위하여 다중

반송파 전송 방식이 제시되었다. 최근에 제안된 다중 반송파를 이용한 전송 방식은 크게 MC-CDMA (Multi Carrier CDMA) 방식과 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식으로 구분된다. MC-CDMA 방식은 심볼 간 간섭에 강한 OFDM 구조의 다중 반송파 전송 방식과 다중경로 페이딩에 강한 DS-CDMA 방식을 결합한 방식으로 송·수신 단에서 변·복조 시 IFFT/FFT를 사용하여 고속의 시스템 구현이 가능하며, 수신 단에

* 인천대학교 정보통신공학과 교수
접수일자 : 2004. 1. 8

** 인천대학교 정보통신공학과 대학원 석사과정

서 각 부반송파 마다 간단한 단일 탭(one-tap) 구조의 등화기를 사용하여 채널의 주파수 선택적 페이딩에 의한 왜곡을 보상할 수 있다[2-4]. OFDM 전송 방식에서는 송신하려는 데이터를 병렬화 한 후에 이를 다수의 직교 부반송파를 사용해서 전송하기 때문에 전송 심볼의 길이가 DS-CDMA 같은 단일 반송파 전송 방식보다 부반송파의 수만큼 더 길어지게 된다. 따라서 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송 시 발생하는 심볼간 간섭(ISI: inter symbol interference) 문제를 해결할 수 있다. 본 논문에서는 Rayleigh 페이딩 다중 경로 채널 하에서의 다중반송파 시스템 성능을 비트 에러율(BER: bit error rate) 면에서 분석하고자 한다. II절에서는 다중반송파 시스템 구조에 대하여 기술하고, III절에서는 안테나 다이버시티 기법을 기술하며, IV절에서는 다중반송파 시스템의 성능을 향상시키기 위한 안테나 다이버시티 기법을 사용할 때의 시스템 성능을 분석한다.

II. 다중 반송파 시스템

다중 전송과 전송 방식의 성능을 평가하기 위하여 데이터가 변조, 전송, 복조 되는 과정을 순서대로 분석하여 각 단계별로 변환되는 신호들을 수식적으로 나타내고자 한다. 전송되어질 데이터는 우선 QAM 되어 주기 T_s 인 소스 심볼로 변환된 후, 직·병렬 변환기(S/P)를 거쳐 N 개의 부반송파로 각각 변조된다. 소스 심볼들은 N 개씩 블록화된 후 병렬화 되므로 블록의 길이는 $T = NT_s$ 가 된다. Modulator 출력에 나타나는 한 블록 소스 심볼들이 OFDM 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 모양은 다음과 같다[5].

$$x_m(t) = g_T(t) \sum_{k=0}^{N-1} \{ a(k) \cos[2\pi(f_m + f_k)t] - b(k) \sin[2\pi(f_m + f_k)t] \} \quad (1)$$

이때 f_m 은 RF(Radio Frequency) 변조 주파수이고 $f_k = k\Delta f$ 이며 $g_T(t)$ 를 구형과 정형 펄스

(rectangular amplitude shaping pulse)로 선정하면 각 부반송파 간의 주파수 간격 Δf 가 $1/T$ 일 때 각 부반송파는 서로 직교성이 있다. 식(1)에서 $a(k) + jb(k) = X_q(k)$ 는 QAM encoder 출력에 나타나는 심볼의 성상도를 나타내며 $a(k)$ 는 k 번째 심볼의 I 성분, $b(k)$ 는 Q 성분의 크기를 나타낸다. 한편 변조된 신호 $x_m(t)$ 의 복소 포락선(complex envelope)은 식(2)와 같다[5].

$$x_q(t) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_q(k) \exp(-\frac{j2\pi kt}{NT_s}) \quad (2)$$

이때 $(1/\sqrt{N})$ 은 단순한 크기 조정 계수이다. 위 식이 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 신호 $x_q(n)$ 은 다음과 같다.

$$x_q(n) = (1/\sqrt{N}) \sum_{k=0}^{N-1} X_q(k) \exp(-\frac{j2\pi kn}{N}) \quad (3)$$

식 (3)은 $X_q(k)$ 의 이산 역 Fourier 변환의 모양이다. 그러므로 변조를 송신기에서 소스 심볼을 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)한 후, 아날로그 신호로 변환(D/A)시킨 다음 RF 변조시키는 방법으로 간단하게 실현할 수 있다. 변조된 신호는 TWT(Traveling Wave Tube)와 같은 HPA를 이용하여 증폭되어 전송되는데, 이러한 HPA의 입·출력 관계는 다음과 같이 메모리 없는 비선형 시스템에 관한 식으로 표현될 수 있다[6].

$$A(r) = \frac{2r}{1+r^2} \quad (4)$$

$$\phi(r) = \phi_0 - \frac{r^2}{1+r^2}, \quad \phi_0 = \pi/6$$

여기서 $A(r)$ 는 증폭기의 크기 변환 특성, $\phi(r)$ 은 위상 변환 특성을 나타내고, r 는 증폭기 입력 신호의 복소 포락선 크기를 나타낸다. 고출력 증폭기의 성능을 활용하면서 신호의 비선형 왜곡을 감소시키기 위하여 보통 3차 사전 왜곡기가 사용된다. 사전 왜곡기는 입력 신호를 HPA 전단에서

미리 HPA의 비선형 특성에 역으로 왜곡시켜서 보상하는 방법이다. 3차 사전 왜곡기에서는 복소 포락선 $x_q(t)$ 의 신호가 입력될 때 다음과 같은 복소 포락선 $v(t)$ 를 가지는 신호가 출력에 나타난다.

$$v(t) = x_q(t) \left[1 + \frac{1}{2} (1 - j\frac{\sqrt{3}}{3}) |x_q(t)|^2 \right] \quad (5)$$

그러면 송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 의 이산 복소 포락선 $x_e(t = nT_s)$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$x_e(n) = \frac{2v(n)}{1 + |v(n)|^2} \exp(j\Phi_0) \frac{2|v(n)|^2}{1 + |v(n)|^2} \quad (6)$$

송신기 출력 신호 $x_0(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 수신 시 주파수 동기 편차 f_0 가 발생된다. 이 주파수 편차 f_0 을 부반송파 간의 주파수 간격에 대한 상대 주파수 편차 $\epsilon = f_0/\Delta f$ 로 표시한다. 본 논문에서는 매 심볼 때마다 시간적으로 변화하는 탭(tap)값을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 모델을 가정한다. L개의 다중 경로로 인한 수신 신호 $y(t)$ 의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l)x_e(n-l) \quad (7)$$

$$= h(0)x_e(n) + \dots + h(L-1)x_e(n-L+1)$$

위 식 (7)에서 느린 도플러 페이딩이 발생하여 채널 응답 $h(l)$ 이 한 블록 주기 T 시간 동안 일정한 특성을 가지는 시 불변 채널을 가정한다. $h(l)$ 은 복소 가우시안 불규칙 변수이며, 그 크기는 Rayleigh pdf(probability density function)를, 위상은 0에서 2π 까지의 균일 분포를 가진다. 그 다음 주파수 편차 f_0 와 대역 통과 AWGN 잡음 $w(t)$ 의 영향까지 고려할 때, 수신 신호 $y(t)$ 의 복소 포락선 $y_q(t)$ 와 이 신호가 $t = nT_s$ 때마다 샘플

링 된 이산 복소 포락선 $y_q(n)$ 은 다음과 같다.

$$y_q(t) = y_m(t) \exp(j2\pi f_0 t) + w(t) \quad (8)$$

$$y_q(n) = y_m(n) \exp(j2\pi \epsilon n/N) + w(n) \quad (9)$$

이때 $w(n)$ 은 대역 통과된 AWGN의 이산 복소 포락선을 나타내는 불규칙 변수이다. 그러면 $y_q(n)$ 을 FFT하여 $Y_q(k)$ 를 구할 수 있다.

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (10)$$

이러한 각 부반송파의 주파수 성분 $Y_q(k)$ 는 송신 증폭기의 비직선성, 전송 도중에 발생하는 다중 경로 페이딩, 주파수 편차 및 AWGN 등의 영향으로 인하여 각각의 주파수 성분들에 서로 다른 크기 감소와 위상 천이가 발생된다. 따라서 $Y_q(k)$ 는 각 부반송파의 전달 함수 $H(k)$ 로 추정된 복소 계수 $\hat{H}(k)$ 와 역으로 곱해져서 보상된다(zero forcing one tap frequency equalizer).

$$\hat{X}_q(k) = Y_q(k)/\hat{H}(k) \quad (11)$$

이때 PSAM(Pilot Symbol Assisted Modulation) 방식에서는 정보 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 파일럿 심볼 $P(k)$ 를 추가로 삽입하여 전송하며, 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼 $\hat{P}(k)$ 로 부터 채널의 전달 함수를 추정한다.

$$\hat{H}(k) = \hat{P}(k)/P(k) \quad (12)$$

이것을 여러 개의 부반송파들에 대한 행렬 형태로 나타내면 다음과 같다.

$$\mathbf{Y} = \mathbf{P}\mathbf{H} + \mathbf{W} \quad (13)$$

이때 \mathbf{Y} 는 수신 벡터, \mathbf{P} 는 파일럿 심볼을 포함

하는 대각 행렬, \mathbf{H} 는 채널 전달 함수, \mathbf{W} 는 평균이 0 이고 분산이 σ_w^2 인 AWGN 벡터를 나타낸다. 식 (13)과 같이 표시되는 시스템에서 채널 추정을 LS(Least Squares) 추정 방식으로 구하면 다음과 같다[7].

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{Y} \quad (14)$$

MMSE(Minimum Mean-Squared Error) 추정 방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 로 부터 AWGN 잡음에 더욱 강건한 채널 추정을 할 수 있다. MMSE 추정값은 다음과 같은 관계식을 이용하여 구할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{H}}_M = \mathbf{R}_H (\mathbf{R}_H + \sigma_w^2 E\{|1/p_k|^2\} \mathbf{I})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{LS} \quad (15)$$

이때 $\mathbf{R}_H = E(\mathbf{H} \mathbf{H}^H)$ 는 채널 전달 함수의 자기 상관 행렬(autocorrelation matrix), $(\cdot)^H$ 는 Hermitian transpose, 그리고 \mathbf{I} 는 단위 행렬을 나타낸다. 채널 추정을 위한 파일럿 심볼값 P_k 들은 식 (12)에서와 같이 1 또는 -1이므로 $E\{|1/p_k|^2\} = 1$ 이 된다. 식 (15)에서와 같이 MMSE 방식으로 채널을 추정하려면 실제 AWGN 잡음의 분산과 채널 전달 함수의 상관 특성을 미리 알 수 있어야 하는 문제가 있다. 그런데 임의의 고정된 모양의 채널 임펄스 응답 모델에 대한 \mathbf{R}_H 와 또한 충분히 크기가 작은 임의의 σ_w^2 를 선택한 다음 식 (15)를 이용하여 $\hat{\mathbf{H}}_M$ 를 구하여도, 실제의 정확한 \mathbf{R}_H 및 σ_w^2 값을 사용하지 못한 것으로 인한 추정 오차의 증가는 크지 않은 것이 밝혀졌다[7]. 그러므로 본 논문에서도 이와 같이 0에서 15 샘플링 시간 사이에 균일한 확률 분포로 시간 지연이 발생하는 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 선택하여 이 채널 모델이 가지는 고정된 모양의 \mathbf{R}_H 와 $\sigma_w^2 = 10^{-4}$ 의 고정된 값을 선택하여 채널을 추정한다.

III. 안테나 다이버시티기법

안테나 다이버시티 사용은 고전적인 방법으로 수신기에 다수의 안테나를 사용하는 방법(MRRC: Maximal Ratio Receive Combining)과 신기술로 송신기에 2개의 안테나와 수신기에 하나의 안테나를 사용하는 방법(STBC: Space Time Block Coding)[8]이 있다.

3.1 MRRC 기법

그림 1(a)와 같이 송신기에서 보내어진 변조된 신호 s_0 는 2개의 채널로 각각 다른 경로의 페이딩을 지나게 된다. 이때 각 채널 h_0, h_1 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0} \\ h_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \end{aligned} \quad (16)$$

그러면 신호 s_0 가 각 채널을 거치면서 AWGN 잡음이 더해져 수신기에 도착하는 신호 r_0 와 r_1 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + w_0 \\ r_1 &= h_1 s_0 + w_1 \end{aligned} \quad (17)$$

식 (17)에서 w_0 와 w_1 는 각 채널에서 가우시안 분포를 갖는 대역 통과된 AWGN 잡음의 이산 복소 포락선을 나타내는 랜덤 변수이다. 수신기에 도착한 각 신호는 아래 식 (18)과 같이 하나의 신호로 합쳐지게 된다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \\ &= h_0^* (h_0 s_0 + w_0) + h_1^* (h_1 s_0 + w_1) \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* w_0 + h_1^* w_1 \end{aligned} \quad (18)$$

식 (18)에서 \tilde{s}_0 는 two-branch MRRC 기법에 의한 결합(combine)된 신호를 나타낸다. 여기에서

h_0^* 과 h_1^* 은 각 채널 응답의 공액(conjugate)이다. 따라서 원 신호 s_0 보다는 큰 크기의 값을 얻을 수 있게 됨에 따라 수신된 신호의 크기는 커지고 잡음은 감소하여 E_b/N_0 가 좋아짐을 알 수 있다.

3.2 STBC 기법

2개의 전송 안테나와 1개의 수신 안테나를 갖는 STBC는 최초로 Alamouti에 의해 제안 되었다 [7]. 그림 1 (b)에서 보는 바와 같이 먼저 2개의 신호인 s_0 와 s_1 이 2개의 안테나로 동시에 전송 된다. 첫 번째 시간 t 에서 s_0 와 s_1 이 동시에 전송되고 두 번째 시간 $t + T$ 에는 $-s_1^*$ 과 s_0^* 가 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나로 동시에 전송 된다. 여기서 T 는 심볼의 길이를 나타낸다. 첫 번째 안테나로 전송되는 $-s_1^*$ 과 두 번째 안테나로 전송되는 s_0^* 는 첫 번째 시간에서 전송되는 심볼들의 복소 공액 연산이다. 2개의 전송 안테나로부터 전송되는 신호는 각각 2개의 독립된 채널을 거쳐 1개의 수신 안테나에 도착하게 된다. 시간적으로 연속된 두 심볼 간에는 채널의 변화가 없는 경우를 가정 하면 수신 안테나에 도착된 신호들은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$\begin{aligned} r_0 &= r(t) = h_0s_0 + h_1s_1 + n_0 \\ r_1 &= r(t + T) = -h_0s_1^* + h_1s_0^* + n_1 \end{aligned} \quad (19)$$

그러면 결합된 신호 \tilde{s}_0, \tilde{s}_1 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^*r_0 + h_1r_1^* \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_0 + h_0^*n_0 + h_1n_1^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^*r_0 - h_0r_1^* \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2)s_1 - h_0n_1^* + h_1^*n_0 \end{aligned} \quad (20)$$

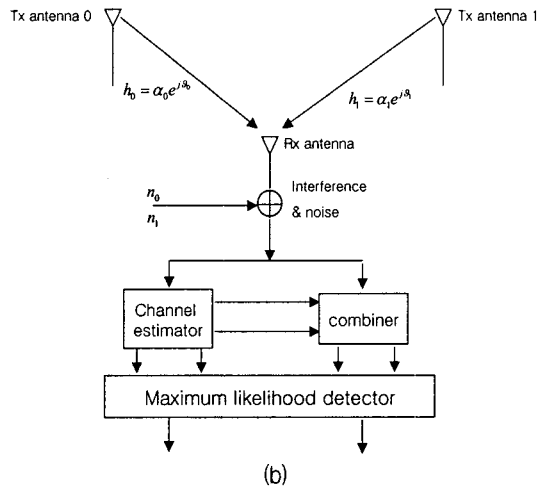
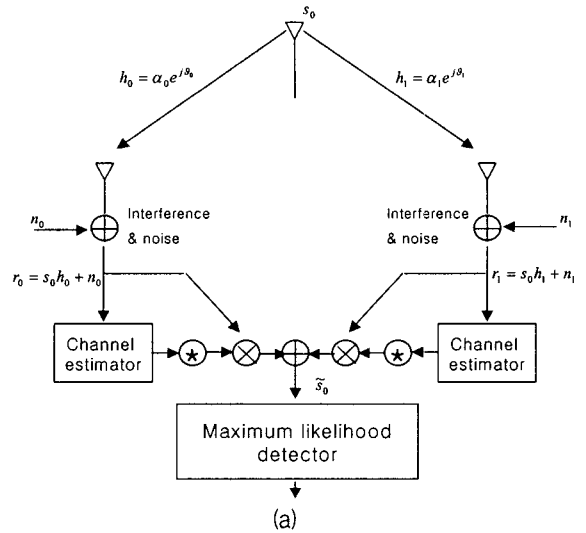


그림 1 안테나 다이버시티 구성도 (a) MRRC, (b) STBC
Fig. 1 Antenna diversity scheme (a) MRRC, (b) STBC

IV. 시뮬레이션 및 결과 분석

모의실험에 사용한 다중 경로 채널 모델로는 GSM(Global Systems Mobile communications) 표준 기구에서 TU(Typical Urban area)의 무선 채널 모델로 제시한 12-탭 프로파일을 선택한다. 이 채널의 경우는 전형적인 도시 채널 환경의 다중 경로

채널 모델로 각 탭은 고정된 시간 지연과 상대적인 평균 전력을 갖는데 탭 계수의 크기는 Rayleigh 분포를 갖는 랜덤 변수로 매 심볼마다 서로 독립적으로 그 크기가 변화 된다. 각 부채널에 대한 데이터 변조는 Gray code를 이용한 16-QAM 변조를 사용하고, 변·복조를 위하여 2048-point IFFT/FFT를 사용한다. 다중 반송파 방식에서는 HPA의 비선형성, 수신 주파수 편차, 다중 경로 페이딩, AWGN 등에 의하여 비트 에러율이 증가하는 문제가 있다. 따라서 각 원인들이 OFDM 시스템에 미치는 영향을 분석한 뒤에 위의 여러 원인들을 종합적으로 적용할 때의 OFDM 성능과 안테나 다이버시티에 따른 성능을 분석하고자 한다. HPA의 비선형성에 의하여 시스템에 성능 저하가 생기므로 보통 HPA 출력을 작게 감소 시켜서 사용한다(OBO: Output Back-Off). 여기에서 OBO를 다음과 같이 정의한다.

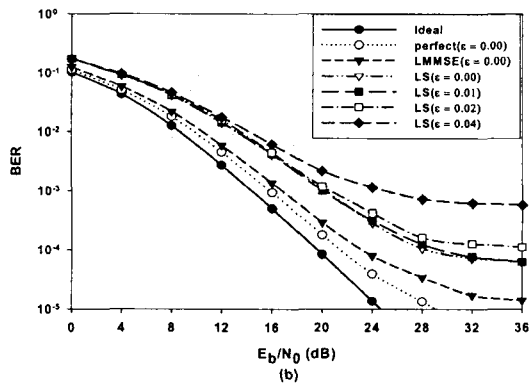
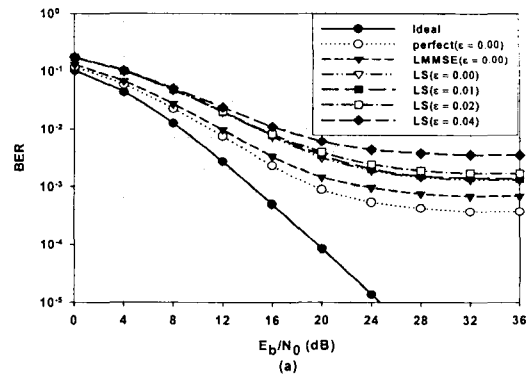
$$OBO = P_{sat} / P_{out} \quad (21)$$

여기서 P_{sat} 와 P_{out} 는 각각 HPA의 최대 출력 전력과 평균 출력 전력을 나타낸다. IEEE 802.16ab에서는 상향링크에서는 2개의 수신 안테나를 사용하는 MRRC 다이버시티를 사용하고 하향링크에서는 송신기에 2개의 안테나와 수신기에 1개의 안테나를 사용한 STBC 송신 다이버시티를 표준안으로 권고하였다. 그림 2에 주파수 편차 및 HPA 비선형 왜곡을 모두 고려한 OFDM 시스템에서 MRRC 안테나 다이버시티를 사용했을 때 발생하는 비트 에러율을 도시하였다. 또한 그림 3에 STBC 안테나 다이버시티 사용 시의 비트 에러율이 역시 모의실험에 의한 방법으로 분석되었다. 두 그림에서와 같이 주파수 편차, HPA 비선형 왜곡 및 채널 추정 에러가 없는 이상적인 시스템에 근접하는 비트 에러율 특성을 얻기 위하여 간편한 LS 채널 추정 방법을 이용하는 경우에 OBO는 7dB 이상, 주파수 편차는 0.01 이하가 요구된다. 이때 10^{-4} 의 비트 에러율을 얻기 위하여 MRRC 방식에서는 E_b/N_0 가 24.5 dB정도, STBC 방식에서는 26 dB정도 되어야 한다. 이론적으로는

식 (18), (20)에서와 같이 두 방식에서 똑같은 크기의 안테나 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 그러나 주파수 편차, HPA 비선형 왜곡 및 AWGN 등에 의하여 채널 추정 오차가 서로 다르게 발생하는 원인으로 MRRC가 비트 에러율 성능 면에서 더 유리하다.

V. 결론

HPA의 비선형성, 수신 주파수 편차가 모두 존재하는 실제 시스템의 성능을 분석하였다. 시스템 구조에 따라 각 블록마다 그 신호 변환 과정을 복소 포락선 함수로 표현하였다. 이 수식들을 이용하여 컴퓨터 모의 실험에 의한 방법으로 시스템의 비트 오류율 성능을 분석하였다.



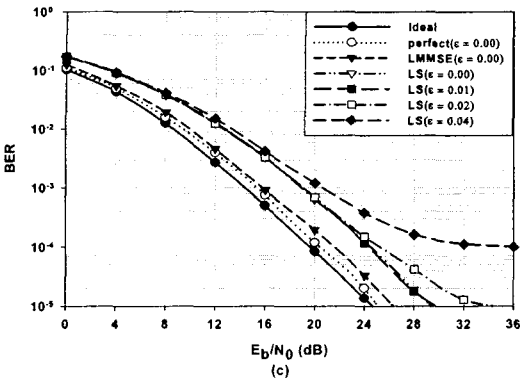


그림 2 MRRC에서의 비트 에러율(a) OBO = 5dB, (b) OBO = 6dB, (c) OBO = 7dB
 Fig. 2 BER performance by MRRC(a) OBO = 5dB, (b) OBO = 6dB, (c) OBO = 7dB

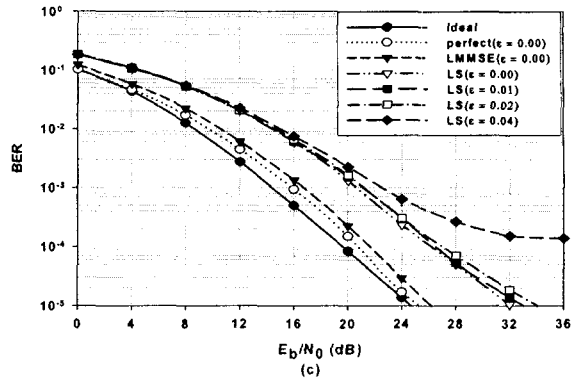
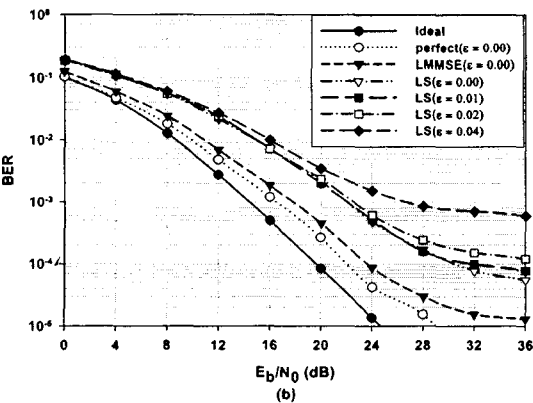
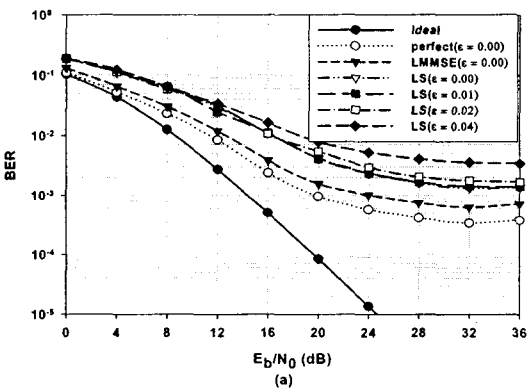


그림 3 STBC에서의 비트 오류율(a) OBO = 5dB, (b) OBO = 6dB, (c) OBO = 7dB
 Fig. 3 BER performance by STBC(a) OBO = 5dB, (b) OBO = 6dB, (c) OBO = 7dB



이 때 안테나 다이버시티 방법으로 MRRC와 STBC 기법을 사용하고 그 성능을 비교하였다.

이 두가지 안테나 다이버시티를 사용하고 LS 채널 추정 방식으로 채널 추정을 하는 실제 시스템에서는 OBO가 7 dB이상이고 주파수 편차 ϵ 이 0.01 이하인 경우에, 주파수 편차가 없고 선형 HPA를 사용하며 정확한 채널 추정이 가능한 경우에 발생하는 이상적인 비트 오류율에 접근하는 성능 특성을 보인다. 신호가 주파수 선택적 페이딩 채널을 통하여 전송될 때 10^{-4} 의 비트 오류율을 얻기 위하여 E_b/N_0 가 MRRC에서는 24.5 dB 정도, STBC에서는 26 dB 정도 요구된다. 그러나 위와 같은 특성의 시스템에서도 HPA 비선형성, 수신 주파수 편차 및 AWGN 으로 인한 채널 추정 에러로 인하여 이상적 경우와 동일한 크기의 비트 오류율을 얻기 위하여 실제 시스템의 경우 MRRC에서는 4 dB, STBC에서는 6 dB의 E_b/N_0 가 더 소요되는 것으로 분석되었다.

참고 문헌

[1] W. C. Y. Lee, "Overview of cellular CD-MA," IEEE Trans. Veh. Techn., vol. 40, pp. 291 - 302, May 1991.

- [2] 최승국, 임정욱, "MC-CDMA 시스템의 성능 분석", 한국해양정보통신학회논문지, 7권 3호, pp.370-377, 2003년 6월.
- [3] N. Yee, J-P. Linnartz and G. Fettweis, "Multicarrier CDMA in Indoor Wireless Radio Networks", Proc. of IEEE PIMRC '93, Yokohama, Japan, pp.109 - 113, Sept. 1993.
- [4] K. Fazel and L.Papke, "On the Performance of Convolutionally Coded CDMA/OFDM for Mobile communication system", Proc. of IEEE PIMRC'93, Yokohama, Japan, pp. 468 - 72, Sept. 1993.
- [5] L. C. Cimini, Jr., "Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing", IEEE Trans. Commun. vol. 33, no. 7, pp. 665 - 675, July 1985.
- [6] G. Karam and H. Sari, "Analysis of predistortion, equalization, and ISI cancellation techniques in digital radio systems with nonlinear transmit amplifiers", IEEE Trans. Commun., vol. 37, no. 12, pp. 1245 - 1253, Dec. 1989.
- [7] T. H. Liew and L. Hanzo, "Space-Time Codes and Concatenated Channel Codes for Wireless Communications", Proc. IEEE., vol. 90, no. 2, pp. 187-219, Feb. 2002.

저자 소개

최승국(Seung-Kuk Choi)

2003년 6월 제7권 제3호 참조

1989년~현재 : 인천대학교 정보통신공학과 교수

임정욱(Jung-Wook Yim)

2003년 6월 제7권 제3호 참조

2002년~2004 : 인천대학교 정보통신공학과 공학석사