
SFBC와 STBC 안테나 다이버시티 OFDM 시스템의 성능 분석

최승국*

Performance Evaluation of SFBC and STBC Antenna Diversity OFDM Systems

Seung-kuk Choi*

본 연구는 산업자원부 지정 인천대학교 멀티미디어연구센터의 지원으로 수행되었음

요 약

OFDM 전송방식에서는 데이터 전송 시, 서로 직교성이 있는 여러 개의 부반송파들을 사용한다. 그러므로 주파수 다이버시티 효과를 얻을 수 있어서 성능이 우수한 전송이 가능하다. 본 논문에서는 SFBC 및 STBC 안테나 다이버시티를 사용하는 OFDM 전송시스템 성능을 분석한다. 이러한 시스템들에서 데이터가 시간과 주파수 선택적인 Rayleigh 페이딩 환경 하에서 전송될 때의 데이터 비트 에러율을 분석한다.

ABSTRACT

OFDM is a digital modulation technique 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 OFDM systems with SFBC and STBC antenna diversity are analyzed, where data is transmitted over time and frequency selective Rayleigh fading channel. The performance of this technique, gauged by the average bit error rate, is analyzed for the OFDM systems.

키워드

OFDM, 안테나 다이버시티, SFBC, STBC, BER

I. 서 론

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 전송 방식에서는 송신하려는 데이터를 병렬화한 후에 이를 다수의 직교 부반송파를 사용해서 전송하기 때문에 전송 심볼의 길이가 DS-SS 같은 단일 반송파 전송 방식보다 부반송파의 수만큼 더 길어지게 된다.

따라서 심볼 주기가 짧은 고속 데이터 전송 시 발생되는 심볼간 간섭(ISI: inter symbol interference) 문제를 해결할 수 있다[1]. 송·수신 단에서 변·복조 시 IFFT/FFT를 사용하여 고속의 시스템 구현이 가능하며, 수신 단에서 각 부반송파 마다 간단한 단일 탭(one-tap) 구조의 등화기를 사용하여 채널의 주파수 선택적 페이딩에 의한 왜곡을 보상할 수 있다[2,3].

송신 심볼이 다중 경로 전송으로 인한 주파수 선택적 Rayleigh 채널과 부가성 백색 가우스 잡음(AWGN: Additive White Gaussian Noise)채널을 통하여 전송될 때 그 크기 및 위상이 변화되어 성상도에 변화가 생긴다. 이러한 성상도를 원래의 정확한 모습으로 복원하기 위하여 파일럿 심볼을 이용한 변조 방식(PSAM: Pilot Symbol Assisted Modulation)이 시스템에 사용된다. PSAM 방식은 데이터 심볼 이외에 크기와 위상이 알려진 심볼들을 추가로 삽입하여 전송하는 방식이다. 수신단에서는 채널을 통하여 전송되어 온 이 파일럿 심볼들의 크기 및 위상 변화로부터 채널 상태를 추정하며, 이 추정치를 이용하여 데이터 심볼들의 크기 및 위상을 등화(equalization)시키는 방식이다. 그러나 부가성 백색 잡음과 여러 원인들에 의하여 정확한 추정 및 등화가 이루어지지 못하여 수신단에서 원래 데이터를 재생 시 비트 오류율(BER: Bit Error Rate)이 증가된다. 또한 단말기가 이동 시 발생하는 도플러 효과등에 의해서 시간적으로 선택적인 전송 채널이 되어 OFDM 한 블록 심볼 시간 중에도 채널이 변하는 시변 채널(time variant channel)인 경우에 역시 인접 채널 간섭이 발생된다[4].

OFDM 수신 시 비트 에러율(BER: bit error rate) 성능을 향상시키기 위하여 SFBC(Space Frequency Block Coding) 및 STBC(Space Time Block Coding) 안테나 다이버시티 기법이 사용되고 있다[5]. 본 논문에서는 이러한 시간 및 주파수 선택적인 Rayleigh 페이딩 다중 경로 채널 하에서의 SFBC 및 STBC OFDM 시스템 성능을 비트 에러율 면에서 분석하고자 한다. II절에서는 OFDM 시스템 구조에 대하여 기술하고, III절에서는 STBC와 SFBC 안테나 안테나 다이버시티의 특성을 분석하고 IV절에서는 시뮬레이션 및 결과를 분석한다.

II. OFDM 전송 시스템

전송되어질 데이터는 그림 1에서와 같이 우선 16-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)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 신호의 복소 포락선(complex envelope)은 식 (1)과 같다[2].

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

식(1)에서 $X_o(k)$ 는 QAM encoder 출력에 나타나는 k 번째 심볼을 나타낸다. 또한 n 은 $t = nT_s$ 때마다 샘플링된 신호를 나타낸다. 식 (1)은 $X_o(k)$ 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 HPA(High Power Amplifier)를 이용하여 증폭되어 전송된다.

송신기 출력 신호 $x_o(t)$ 는 전송 도중에 다중 경로에 의해 주파수 선택적 페이딩이 발생된다. 또한 AWGN 잡음이 추가되며 도플러 영향 등으로 인하여 채널은 시간적으로 변화하고, 수신 시 주파수 동기 편차 f_0 가 발생된다. 본 논문에서는 매 심볼 때마다 시간적으로 변화하는 탭(tap)값을 가지는 FIR(Finite Impulse Response) 필터 구조의 채널 모델을 가정한다. L 개의 다중 경로로 인한 수신 신호 $y(t)$ 의 이산 복소 포락선 $y_m(n)$ 은 다음 식 (2)와 같다.

$$y_m(n) = \sum_{l=0}^{L-1} h(l, n) x_e(n-l) \quad (2)$$

위 식 (2)에서 도플러 페이딩이 발생하여 채널 응답 $h(l, n)$ 이 한 블록 주기 T 시간에도 매 샘플링 시간 동안 변화하는 특성을 가지는 시변 채널인 경우이다. $h(l, n)$ 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 $y_o(t)$ 신호가 $t = nT_s$ 때마다 샘플링 된 이산 복소 포락선 $y_o(n)$ 은 다음 식 (3)과 같다.

$$y_q(n) = y_m(n) \exp(j2\pi\epsilon n/N) + w(n) \quad (3)$$

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.

$$Y_q(k) = \sum_{n=0}^{N-1} y_q(n) \exp(-j2\pi kn/N) \quad (4)$$

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). 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 $\hat{P}(k)$ 로부터 채널의 전달 함수를 LS(Least Squares) 추정 방식으로 추정할 수 있다. 이것을 여러 개의 부반송파들에 대한 행렬 형태로 나타내면 다음 식 (5)과 같다.

$$\hat{\mathbf{H}}_{LS} = \mathbf{P}^{-1} \mathbf{Y} = \begin{bmatrix} \frac{y_0}{p_0} & \frac{y_1}{p_1} & \dots & \frac{y_{N-1}}{p_{N-1}} \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

위 식에서 \mathbf{Y} 는 수신 벡터, \mathbf{P} 는 파일럿 심볼을 포함하는 대각 행렬, \mathbf{H} 는 채널 전달 함수 벡터를 나타낸다. 한편 MMSE(Minimum Mean-Squared Error) 추정 방식을 이용하면 LS 방식으로 추정된 $\hat{\mathbf{H}}_{LS}$ 로부터 AWGN 잡음에 더욱 강건한 채널 추정을 할 수 있다[6].

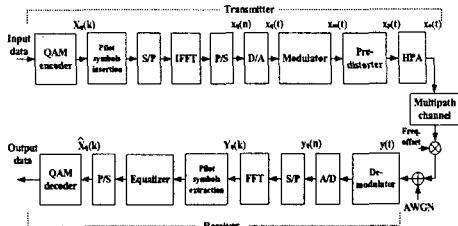


그림 1. OFDM 전송 시스템의 구성도.
Fig. 1 Block diagram of OFDM transmission system

III. SFBC 및 STBC 안테나 다이버시티

안테나 다이버시티 사용 방법으로 신기술로 송신기에 다수의 안테나와 수신기에 하나의 안테나를 사용하는 방법인 SFBC 및 STBC[1,5]이 있다. 그러므로 이 방법들은 단말기 크기나 비용 면에서 하향링크(downlink)에 적합하다. 이 방식들에서는 두개의 신호가 두개의 안테나로 동시에 전송되며 이 신호들은 각각 두개의 독립적인 채널을 거쳐 한 개의 수신 안테나에 도착한다. 수신기에서 이 두 신호들을 결합시켜서 안테나 다이버시티 효과를 얻게 된다. 이때 수신기에서 두 전송 채널에 대한 정확한 추정치가 요구된다. 지금까지의 논문들에서는 채널 추정 에러에 의한 성능 열화가 연구되지 않았으므로 본 논문에서는 이러한 채널 추정 에러의 영향까지 고려하여 시스템의 성능을 분석한다.

STBC 방식은 두개의 송신 안테나와 송신기에서의 간단한 부호화를 통해 부가적인 대역폭의 증가 없이 시·공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 먼저 두개의 신호인 $X_{Tx_1}(k)$ 와 $X_{Tx_2}(k)$ 가 두개의 안테나로 동시에 전송 된다. 첫 번째 시간 t 에서 $X_0(k)$ 와 $X_1(k)$ 가 동시에 각각 IFFT된 후 두 개의 안테나로 각각 동시에 전송되고, 두 번째 시간 $t+T$ 에는 $-X_1^*(k)$ 와 $X_0^*(k)$ 가 두 개의 안테나로 각각 동시에 전송 된다. 여기서 T 는 하나의 OFDM 심볼의 길이를 나타낸다. 첫 번째 안테나로 전송되는 $-X_1^*(k)$ 와 두 번째 안테나로 전송되는 $X_0^*(k)$ 는 첫 번째 시간에서 전송되는 심볼들의 복소 공액 값이다. 두개의 전송 안테나로부터 전송되는 신호는 각각 두개의 독립된 채널을 거쳐 한개의 수신 안테나에 도착하게 된다. 이 때 각 채널은 연속된 두 심볼 동안 변하지 않는 시불변 채널을 가정한다. 수신 안테나에 도착된 신호들은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} Y_1(k) &= Y(t) = H_1(k)X_{Tx_1}(k) + H_2(k)X_{Tx_2}(k) + W_1(k) \\ &= H_1(k)X_0(k) + H_2(k)X_1(k) + W_1(k) \\ Y_2(k) &= Y(t+T) = H_1(k)X_{Tx_1}(k) + H_2(k)X_{Tx_2}(k) + W_2(k) \\ &= -H_1(k)X_1^*(k) + H_2(k)X_0^*(k) + W_2(k) \end{aligned} \quad (6)$$

이때 $Y_1(k)$ 와 $Y_2(k)$ 은 각각 첫 번째 시간 t 때와 두 번째 시간 $t + T$ 때 도착된 신호이다. STBC 복호기는 수신된 $Y_1(k)$ 과 $Y_2(k)$ 의 신호를 두 채널 추정치 $\widehat{H}_1(k)$ 와 $\widehat{H}_2(k)$ 와 아래와 같이 결합하여 원 심볼 $X_0(k)$ 와 $X_1(k)$ 의 추정치 $\widehat{X}_0(k)$ 와 $\widehat{X}_1(k)$ 를 출력한다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_0 &= \widehat{H}_1^* Y_1 + \widehat{H}_2 Y_2^* \\ &= \widehat{H}_1^* H_1 X_0 + \widehat{H}_1^* H_2 X_1 + \widehat{H}_1^* W_1 \\ &\quad - \widehat{H}_2 H_1^* X_1 + \widehat{H}_2 H_2^* X_0 + \widehat{H}_2 W_2^* \end{aligned} \quad (7)$$

$$\begin{aligned} \widehat{X}_1 &= \widehat{H}_2 Y_1 - \widehat{H}_1 Y_2^* \\ &= \widehat{H}_2 H_1 X_0 + \widehat{H}_2 H_2 X_1 + \widehat{H}_2 W_1 \\ &\quad + \widehat{H}_1 H_1^* X_1 - \widehat{H}_1 H_2^* X_0 - \widehat{H}_1 W_2^* \end{aligned} \quad (8)$$

결과적으로 $\widehat{X}_0(k)$ 와 $\widehat{X}_1(k)$ 는 식 (7)과 (8)에 서와 같이 각 채널 전달함수의 곱과 같은 형태의 신호 이득을 얻는다. 그러나 정확한 채널 추정이 이루어지 지 않을 경우 식 (7)과 (8)의 식에서 부호만 다르고 크 기가 거의 같은 두 항의 합이 서로 상쇄되지 못 하므 로 원 심볼 추정에 그만큼 애러가 발생된다. 그러므로 PSAM 추정 방식의 실제 시스템에서 성능이 열화된다. 또한 STBC는 부호화되는 연속된 심볼간에 채널이 변 화가 없는 것을 가정하므로 FFT의 크기가 작고 이동 성이 적은 실내 무선 LAN과 같은 응용에서 유리하다. 반면 채널의 시변 정도가 커져 연속된 심볼 사이에 채널이 변화하는 고속 이동 시스템에는 STBC 방식에서 또한 성능 열화가 추가로 발생된다.

반면에 고속 이동의 시간적 선택적인 채널에서 주 파수 선택적 특성이 크지 않은 경우에는 인접 부채널 심볼 사이에 부호화를 적용하는 SFBC 방식이 유리하 다. SFBC 방식에서는 전송하고자 하는 길이가 N 인 데이터 심볼 벡터 $X(k)$ 가 아래 식 (9)와 같이 각각 공간-주파수 부호화 블록 $X_{Tx_1}(k)$ 과 $X_{Tx_2}(k)$ 의 두 심볼로 부호화된다.

$$\begin{aligned} X_{Tx_1}(k) &= [X(0) - X^*(1) \dots - X^*(N-1)]^T \\ X_{Tx_2}(k) &= [X(1) X^*(0) \dots X^*(N-2)]^T \end{aligned} \quad (9)$$

부호화된 $X_{Tx_1}(k)$ 과 $X_{Tx_2}(k)$ 은 각각 IFFT되어 OFDM 변조된 후, 첫 번째 안테나와 두 번째 안테나에 동시에 전송된다. 그 길이가 N 인 $X(k)$ 를 또한 길이 가 $N/2$ 인 $X_e(k)$ 와 $X_o(k)$ 의 항으로 아래와 같이 표 현하자.

$$\begin{aligned} X_e(k) &= [X(0) X(2) \dots X(N-4) X(N-2)]^T \\ X_o(k) &= [X(1) X(3) \dots X(N-3) X(N-1)]^T \end{aligned} \quad (10)$$

또한 $X_{Tx_1}(k)$ 과 $X_{Tx_2}(k)$ 을 각각 $X_{Tx_1,e}(k)$, $X_{Tx_1,o}(k)$, $X_{Tx_2,e}(k)$ 그리고 $X_{Tx_2,o}(k)$ 로 나누어 표현한다. 그러면 식 (9)를 식 (10)과 같이 even 항과 odd 항의 성분으로 다시 나태내면 아래 식 (11)과 같 다.

$$\begin{aligned} X_{Tx_1,e}(k) &= X_e(k), \quad X_{Tx_1,o}(k) = -X_o^*(k) \\ X_{Tx_2,e}(k) &= X_o(k), \quad X_{Tx_2,o}(k) = X_e^*(k) \end{aligned} \quad (11)$$

두 전송채널의 임펄스 응답 $h_1(n)$, $h_2(n)$ 의 Fourier 변환으로 구성된 diagonal 행렬을 $H_1(k)$, $H_2(k)$ 라고 한다면, 수신기에 수신된 신호가 FFT되어 OFDM 복조된 even 항과 odd 항의 심볼들은 다음 식 (12)와 같다.

$$\begin{aligned} Y_e(k) &= H_{1,e}(k) X_e(k) + H_{2,e}(k) X_o(k) + W_e(k) \\ Y_o(k) &= H_{1,o}(k) X_o^*(k) + H_{2,o}(k) X_e^*(k) + W_o(k) \end{aligned} \quad (12)$$

그 다음 SFBC 복호기는 위 심볼들과 채널 추정값 $\widehat{H}_1(k)$ 와 $\widehat{H}_2(k)$ 을 이용하여 원 심볼의 추정값을 아래 식 (13)과 같이 구한다.

$$\begin{aligned} \widehat{X}_e(k) &= \widehat{H}_{1,e}^*(k) Y_e(k) + \widehat{H}_{2,o}(k) Y_o^*(k) \\ \widehat{X}_o(k) &= \widehat{H}_{2,o}^*(k) Y_e(k) - \widehat{H}_{1,e}(k) Y_o^*(k) \end{aligned} \quad (13)$$

이 때 채널의 주파수 선택성이 적어서 인접 부반송

파에 대한 채널 전달함수가 거의 동일하여 $H_{1,e}(k) \approx H_{1,o}(k)$ 이고 $H_{2,e}(k) \approx H_{2,o}(k)$ 인 경우를 가정한다. 또한 수신기에서 정확한 채널 추정이 가능한 이상적인 경우를 가정하면 식 (13)의 심볼 추정치는 아래 식 (14)과 같이 안테나 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{X}_e(k) &= (|H_{1,e}|^2 + |H_{2,e}|^2)X_e + H_{1,e}^*W_e + H_{2,e}W_o \\ \hat{X}_o(k) &= (|H_{1,o}|^2 + |H_{2,o}|^2)X_o + H_{2,o}^*W_e - H_{1,o}W_o \end{aligned} \quad (14)$$

그러므로 SFBC에 대한 식 (14)는 이상적 조건인 경우에는 STBC에 관한 식 (7), (8)과 같게 되어 같은 다이버시티 이득을 얻는다.

IV. 시뮬레이션 및 결과 분석

휴대 인터넷을 위한 TTA phase I 표준에 의하면 FFT의 크기는 $N=1024$ 이며 채널의 대역폭은 10MHz이다. 따라서 부반송파 간격 $\Delta f=9.766kHz$ 이며 OFDM 한 블록의 길이는 약 0.1ms이다. 먼저 OFDM 한 블록시간 동안에는 모든 부반송파들에게 해당 채널에 1, -1, ... 모양의 파일릿 심볼들을 전송하여 전송 채널을 추정하고 그 다음 데이터가 보내지는 OFDM 블록 동안에는 수신단에서 추정된 채널 전달 함수를 이용하여 FFT된 심볼들을 등화 시킨다. 이 때 최대 도플러 주파수 f_m Hz를 가지는 도플러 페이딩 채널의 경우를 가정한다. 그림 1 OFDM 전송 시스템 구성도와 같이 입력 데이터는 Gray 코드를 이용하여 16 QAM 심볼로 매핑된다. 이 심볼들은 OFDM 변조되어 다중 경로 채널을 통하여 전송된다. TTA에서는 매크로 셀(macro cell) 크기를 반경 1km로 비교적 작게 규정하고 있다. 그러므로 본 논문에서는 최대 지연 시간이 $2\mu s$ 이고 rms 지연 시간이 $0.4\mu s$ 인 5탭(tap) 전력 지연 프로파일(power delay profile)을 가지는 주파수 선택적 채널 모델을 가정한다. 본 논문에서 구한 식 (1) - (14)를 이용하여 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로 PSAM 16QAM OFDM 시스템의 BER 성능을 구한다.

OFDM은 채널의 시간 변화율이 큰 경우에 OFDM 심볼 주기 내에서 채널의 특성이 변화하게 되며 그로 인해 부반송파 사이의 직교성이 파괴되는 채널 간 간섭 또는 반송파간의 간섭이 발생하게 된다. 채널의 변화율은 도플러 주파수와 OFDM 심볼 주기에 비례하므로 단말기가 높은 속도로 이동하는 고속 페이딩 채널에서 OFDM 방식에서 심각한 ICI 왜곡이 발생하게 된다. 그림 2에 최대 도플러 주파수에 따른 BER이 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로 구해져 도시되었다. OFDM 시스템에서는 본 논문에서와 같이 주파수 선택적 Rayleigh 채널이 각 부반송파에 대해서는 주파수 비선택적 채널이 되도록 시스템이 구성되는데, 이 경우에 이상적인 16-QAM OFDM 시스템의 BER 특성은 16-QAM 시스템의 BER 특성과 같다. 이 때 이상적인 곡선은 다음의 이론식과 같다[6].

그림 2에 최대 도플러 주파수에 따른 BER이 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로 구해져 도시되었다. OFDM 시스템에서는 본 논문에서와 같이 주파수 선택적 Rayleigh 채널이 각 부반송파에 대해서는 주파수 비선택적 채널이 되도록 시스템이 구성되는데, 이 경우에 이상적인 16-QAM OFDM 시스템의 BER 특성은 16-QAM 시스템의 BER 특성과 같다. 이 때 이상적인 곡선은 다음의 이론식과 같다[6].

$$P_b(r_b) = 3/4Q(\sqrt{4/5r_b}) \quad (15)$$

이 때 $\bar{\gamma}_b$ 는 비트당 신호의 평균 에너지/AWGN의 전력스펙트럼 크기이다. 그림 2에서와 같이 최대 도플러 주파수가 40 Hz인 경우에도 벌써 BER 성능이 저하되고 error floor가 발생된다. 그러므로 BER 성능을 향상시키기 위하여 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나로 구성된 STBC와 SFBC를 적용한 OFDM의 BER 성능이 그림 3(a), (b)에 도시되었다. 그림 2와 3을 비교하면 최대 도플러 주파수가 40 Hz 이하인 경우에는 $P_{be} = 10^{-3}$ 을 얻기 위해 안테나 다이버시티 사용 시 $\bar{\gamma}_b$ 가 8 dB 덜 소요된다. 그림 3(a)와 3(b)를 비교해 보면, 최대 도플러 주파수가 40 Hz 이상일 때 STBC보다 SFBC 방식의 BER 성능이 더 우수한 것을 알 수 있다.

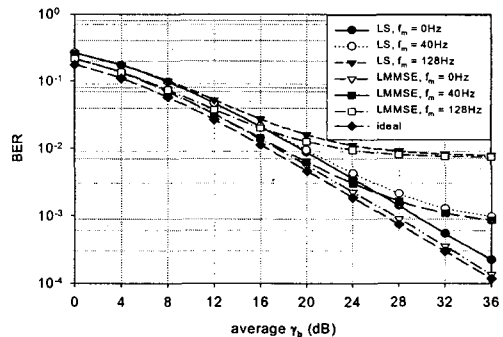


그림 2. OFDM 시스템의 BER 성능
Fig.2 BER performance of OFDM systems.

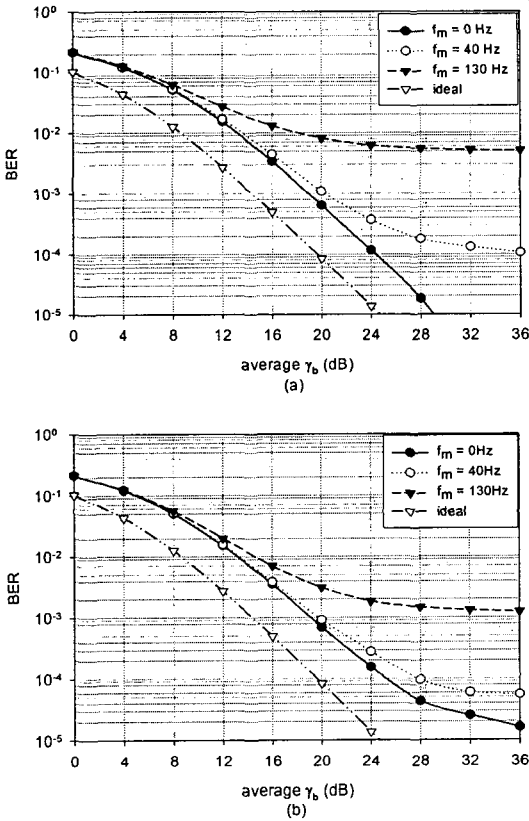


그림 3. 안테나 다이버시티를 사용한 OFDM의 BER 성능((a)STBC, (b)SFBC)
 Fig. 3 BER performance of OFDM with antenna diversity((a)STBC, (b)SFBC)

V. 결론

STBC와 SFBC 안테나 다이버시티를 사용하는 16-QAM OFDM 시스템의 BER 특성을 비교 분석하였다. 시스템 구조에 따라 데이터가 OFDM 변조, 안테나 다이버시티 부호화, 주파수 선택적 시변 Rayleigh 페이딩, 안테나 다이버시티 복호, OFDM 복조, 파일럿 심볼을 이용한 채널 추정, 보상되는 과정에 대하여 각 블록마다 그 신호 변환 과정을 컴퓨터 모의실험에 의한 방법으로 시스템의 비트 오류율 성능을 분석하였다.

OFDM 방식에서는 채널의 시간 변화율이 큰 경우에 OFDM 심볼 주기 내에서 채널의 특성이 변화하게 되며 그로 인해 부반송파 사이의 직교성이 파괴된다. 최

대 도플러 주파수가 40 Hz인 경우에도 벌써 BER 성능이 저하되고 error floor가 발생한다. 그러므로 BER 성능을 향상시키기 위하여 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나로 구성된 STBC와 SFBC를 적용한 OFDM의 BER 성능이 분석되었다. 이러한 안테나 다이버시티 사용의 경우, 최대 도플러 주파수가 40 Hz 이하인 경우에 $P_{be} = 10^{-3}$ 을 얻기 위해 안테나 다이버시티를 사용하지 않는 경우에 비해 $\overline{\gamma_b}$ 가 8 dB 덜 소요된다. 또한 최대 도플러 주파수가 40 Hz 이상일 때, 시변 채널에 취약한 구조의 STBC 방식 보다 주파수 선택적 페이딩에 취약한 SFBC 방식의 BER 성능이 더 우수한 것으로 분석되었다.

참고문헌

- [1] 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.
- [2] 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.
- [3] 최승국, 임정욱, "안테나 다이버시티를 이용한 다중 반송파 시스템의 성능 분석", 한국해양정보통신학회논문지, 8권 2호, pp.250-257, 2004년 4월.
- [4] M. Russell and G.L. Stüber, "Interchannel interference analysis of OFDM in a mobile environment", Proc. IEEE VTC'95, Chicago, IL, pp.820-824, July 1995.
- [5] K. F. Lee and D. B. Williams, "A Space-Frequency Transmitter Diversity Technique for OFDM systems", in Proc. GLOBECOM, pp.1473-1477, Nov.-Dec. 2000.
- [6] O. Edfors, M. Sandell and P. O. Börjesson, "OFDM channel estimation by singular value decomposition", IEEE Trans. Commun., vol. 46, no. 7, pp. 931-938, Jul. 1998.

저 자 소 개

최승국(Seung-Kuk Choi)

인천대학교 정보통신공학과 교수