The Transactions of the Korean Institute of Electrical Engineers Vol. 61P, No. 4, pp. 234~238, 2012
http://dx.doi.org/10.5370/KIEEP.2012.61.4.234

주파수 영역 등화기를 사용하는 단일 반송파 전송 시스템을 위한 다중 공간 주파수 블록 코딩 기법

Multiplexed Space-Frequency Block Coding technique for Single-Carrier Modulation with Frequency Domain Equalization

정 혁 구†
(Hyeok Koo Jung)

Abstract - This paper proposes a multiplexed space-frequency block coding (SFBC) technique for single-carrier modulation with frequency domain equalization. Multiplexed space-frequency block coding technique for single-carrier modulation uses multiple groups of two transmitters and suppresses the interference signals of other SFBC groups at the receiver. In this paper, we reconfigure transmit signals to adapt them for multiplexed SFBC for single-carrier modulation with frequency domain equalization and receiver structures and propose a structure for transmitter and receiver, show its performance is better than the traditional algorithm by simulations.

Key Words : Frequency domain equalization, Interference, Multiplexed, SFBC, Single-carrier

1. 서 론

OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)은 단일 송수신 안테나 (SISO) 환경인 IEEE802.11a 및 다중 송수신 안테나 (MIMO) 환경인 IEEE802.11n[1] 를 비롯한 무선 랜 응용의 경우에 매우 효과적인 변조 방식으로 알려져 있으며, OFDM 에 선택적 결합과 또한 최대 율 수신 결합[2]을 조합한 기술등이 단일 송수신 안테나 환경을 가정하여 개발되어 왔다. 특히 송신 안테나 수가 증가하는 상황에서도 수신 안테나가 증가하는 상황에서 얻을 수 있는 최대 율 수신 결합 이득을 얻고자 하는 기술로서 Alamouti는 space-time code[3]를 제안하였으며, 이것을 block 의 형태로 처리하는 OFDM에 활용하는 연구들이 있었으며, 이것을 Al-Dhahir[4]는 단일 반송파 시스템 중에서 주파수 영역 등화기를 사용하는 SC-FDE (single-carrier modulation with frequency domain equalization) 등에서 활용 연구결과를 제시하였다.

다중 송수신 안테나 시스템에서의 데이터 전송속도를 올리고자 하는 연구는 Foschini 에 의하여 MIMO 방식의 D-BLAST(Diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time) 방식이 제안되고, 단일 반송파 방식의 연구가 Reinhardt[5]에 의하여 제기되었으나, 두 방식 모두 충분한 성능을 내기 위해서는 복잡도가 심한 ML(Maximum Likelihood) 방식을 써야 한다는 단점이 있었다.

한편 OFDM 특히 STBC OFDM 연구는 시간 영역과 주파수 영역 그리고 시간 주파수 영역을 동시에 고려하는 STBC 연구등이 진행되었고, 다중 사용자 환경에서 다른 사용자가 STBC OFDM 을 사용하는 경우에 수신기 입장에서 다른 사용자의 STBC 그룹 신호를 방해 신호로 보고 각각의 STBC 그룹신호를 구별하는 방법인 STBC IS(Space-Time Block Code-Interference Suppression)[6]이 Naguib 등에 의하여 제안되었고, 이것을 단일 사용자가 다중 그룹의 STBC를 사용하는 경우를 가정하고 전송 데이터 율을 증가시키는 방법이 연구되었으며, 이 방법을 이 논문에서는 다중 공간 시간 블록 코드 OFDM(Multiplexed STBC OFDM) 이라 부른다. 이 논문은 기존에 연구되었던 다중 사용자 STBC IS 를 단일 사용자가 사용하는 방법으로 가정하는 Multiplexed SFBC OFDM 기법을 단일 반송파 시스템에 적용하기 위한 기술, 즉 Multiplexed SFBC SC-FDE을 제안하고 HiperLAN/2 channel A환경에서 모의 실험하여 그 결과를 제시한다. 모의 실험결과는 종래의 Multiplexed STBC OFDM 시스템과 비교하였으며, 결과는 비트 오율 (BER) 로서 제시하였다.

이 논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 종래의 Multiplexed STBC OFDM 시스템에 대하여 설명하고, 3장에서는 제안하는 Multiplexed SFBC SC-FDE 시스템에 대하여 기술하고, 4장에서는 모의 실험결과와 고찰 그리고 5장에서는 결론을 제시하였다.

2. Multiplexed STBC OFDM system

Multiplexed STBC 방식은 MIMO 환경에서 각 데이터 스트림에 STBC를 적용하는 것이다. 예를 들어 송신기 개수가 4개라고 할 때, 송신기 두 개씩 묶은 것을 하나의 STBC 그룹으로 보아 전체 데이터 스트림을 두개로 하고 각 스트림마다 STBC 부호화를 적용하는 방식이다. 그림 1에

† 교신저자, 정회원 : 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 부교수
E-mail : junghk@hanbat.ac.kr
접수일자 : 2012년 10월 4일
최종완료 : 2012년 10월 30일

Multiplexed STBC OFDM 시스템 송신기와 수신기 블록도를 표시하였다. Input Bits 와 Symbol Mapping 블록에서는 l번째와 (l+1)번째 OFDM 심볼 주기 동안에 4개의 OFDM 심볼 $\mathbf{C}_l, \mathbf{C}_{l+1}, \mathbf{S}_l, \mathbf{S}_{l+1}$을 발생시키고, 이 OFDM 심볼 내의 각 요소들은 2 OFDM 심볼 주기 동안 각각 2번씩 전송되는데, 전송되는 위치와 데이터 값은 STBC 부호화 방법에 따라 결정된다. 송신기의 OFDM 심볼은 $\mathbf{X}_l^i$(i 번째 송신 안테나에서 l 번째 OFDM 심볼 주기에 전송되는 송신신호)와 $\mathbf{X}_{l+1}^i$(i 번째 송신 안테나에서 (l+1) 번째 OFDM 심볼 주기에 전송되는 송신신호)로서 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned}&\mathbf{X}_l^1=\mathbf{C}_l, \mathbf{X}_l^2=\mathbf{C}_{l+1}, \mathbf{X}_l^3=\mathbf{S}_l, \mathbf{X}_l^4=\mathbf{S}_{l+1}\\&\mathbf{X}_{l+1}^1=-\mathbf{C}_{l+1}^*, \mathbf{X}_{l+1}^2=\mathbf{C}_l^*, \mathbf{X}_{l+1}^3=-\mathbf{S}_{l+1}^*, \mathbf{X}_{l+1}^4=\mathbf{S}_l^*\end{aligned} \quad (1)$$

여기에서 $\mathbf{X}_l^i$ 내의 $X_{l,k}^i(k=0, 1, \cdots, N-1)$ 은 i 번째 송신 안테나의 (l+1) 번째 OFDM 심볼에서 k 번째 부반송파에 전송되는 M-ary 데이터 심볼을 의미한다. OFDM 심볼 벡터 $\mathbf{X}_l^i$, $\mathbf{X}_{l+1}^i$은 기저대역에서 IFFT 로 변조되어 결과적으로 $\mathbf{x}_l^i=(1/N)\mathbf{F}\mathbf{X}_l^i, \mathbf{x}_{l+1}^i=(1/N)\mathbf{F}\mathbf{X}_{l+1}^i$인 심볼 벡터가 되는데, l 번째와 (l+1) 번째인 OFDM 심볼 주기동안 i 번째 송신 안테나 (i=1, 2, 3, 4) 를 통하여 전송된다. 여기에서, $\mathbf{F}$ 는 NxN 행렬[7, 8]로서 (n, k) 위치의 요소가 $e^{j2\pi nk/N}$ 이다. 또한 $\mathbf{H}_l^{ji}$ 은 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나와의 사이의 채널 주파수 응답으로서 NxN 행렬인 $diag\{H_{l,0}^{ji}\ H_{l,1}^{ji}\cdots H_{l,N-1}^{ji}\}$ 표현된다. 여기에서 보호구간은 최대 지연확산보다 길고, 이상적인 동기 조건과 두개의 연속된 OFDM 심볼 주기동안 채널의 주파수 응답이 변하지 않는다 ($\mathbf{H}_l^{ji}\cong\mathbf{H}_{l+1}^{ji}$)고 가정한다. l 번째 OFDM 심볼 주기동안 j번째 수신기에서 수신되는 OFDM 심볼 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_l^j=\mathbf{H}_l^{ji}\mathbf{X}_l^j+\mathbf{N}_l^j \quad (2)$$

여기에서 $\mathbf{Y}_l^j$ 의 요소는 $[Y_{l,0}^j\ Y_{l,1}^j\cdots Y_{l,N-1}^j]^T$ 이며, $\mathbf{N}_l^j$ 은 j 번째 수신 안테나의 가산성 백색 가우스 잡음으로서 Nx1 인 복소수 벡터를 의미한다. 또한 l=1 로 가정하면 j 번째 수신 안테나 수신 신호는 다음과 같이 표현된다 $(\mathbf{Y}_l^j=\mathbf{Y}_1^j, \mathbf{Y}_{l+1}^{j*}=\mathbf{Y}_2^{j*})$.

$$\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_1^j\\ \mathbf{Y}_2^{j*}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}_1^{j1} & \mathbf{H}_1^{j2}\\ \mathbf{H}_2^{j2*} & -\mathbf{H}_2^{j1*}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{C}_1\\ \mathbf{C}_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\mathbf{H}_1^{j3} & \mathbf{H}_1^{j4}\\ \mathbf{H}_2^{j4*} & -\mathbf{H}_2^{j3*}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{S}_1\\ \mathbf{S}_2\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\mathbf{N}_1^1\\ \mathbf{N}_2^{j*}\end{bmatrix} \quad (3)$$

위의 식을 행렬로 표현하면,

$$\mathbf{R}^j=\mathbf{H}^{j_1}\mathbf{C}+\mathbf{H}^{j_2}\mathbf{S}+\mathbf{N}^j \quad (4)$$

여기에서,

$$\mathbf{R}^j=\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_1^j & \mathbf{Y}_2^{j*}\end{bmatrix}^T, \mathbf{C}=\begin{bmatrix}\mathbf{C}_1 & \mathbf{C}_2\end{bmatrix}^T, \mathbf{S}=\begin{bmatrix}\mathbf{S}_1 & \mathbf{S}_2\end{bmatrix}^T, \mathbf{N}^j=\begin{bmatrix}\mathbf{N}_1^j & \mathbf{N}_2^j\end{bmatrix}^T$$

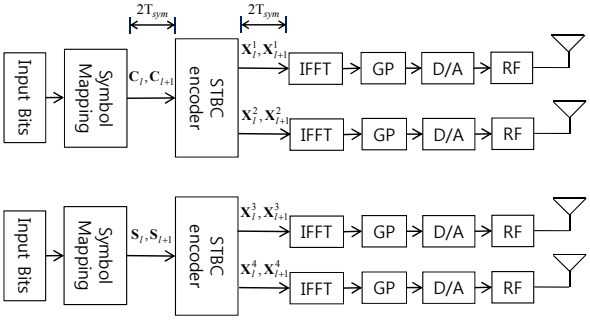
$$\mathbf{H}^{j_1}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}_1^{j1} & \mathbf{H}_1^{j2}\\ \mathbf{H}_2^{j2*} & -\mathbf{H}_2^{j1*}\end{bmatrix}, \mathbf{H}^{j_2}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}_1^{j3} & \mathbf{H}_1^{j4}\\ \mathbf{H}_2^{j4*} & -\mathbf{H}_2^{j3*}\end{bmatrix}$$

여기에서 $\mathbf{H}^{j_m}$ 은 j 번째 수신 안테나에서 m 번째 STBC encoder 그룹과 관련이 있는 채널 행렬을 의미한다. 송신 안테나 수는 4, 수신 안테나 수는 2로 가정하면,

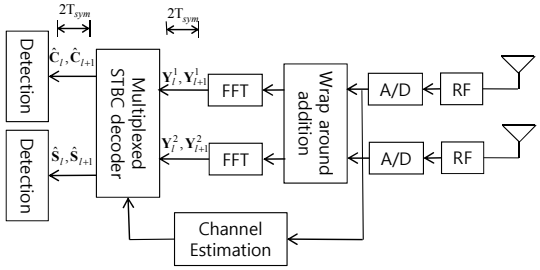
$$\begin{bmatrix}\mathbf{R}^1\\ \mathbf{R}^2\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}^{1_1} & \mathbf{H}^{1_2}\\ \mathbf{H}^{2_1} & \mathbf{H}^{2_2}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{C}\\ \mathbf{S}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\mathbf{N}^1\\ \mathbf{N}^2\end{bmatrix} \quad (5)$$

송신 신호 $\mathbf{C}$ 와 $\mathbf{S}$ 는 위 식에서 $\mathbf{H}$의 역행렬을 좌측에서 곱해주면 다음과 같이 추정이 가능하다.

$$\begin{bmatrix}\hat{\mathbf{C}}\\ \hat{\mathbf{S}}\end{bmatrix}\cong\begin{bmatrix}\mathbf{H}^{1_1} & \mathbf{H}^{1_2}\\ \mathbf{H}^{2_1} & \mathbf{H}^{2_2}\end{bmatrix}^{-1}\begin{bmatrix}\mathbf{R}^1\\ \mathbf{R}^2\end{bmatrix} \quad (6)$$



(a) 송신기



(b) 수신기

Fig. 1 Multiplexed STBC OFDM

3. Multiplexed SFBC Single-Carrier system

2장에서 기술한 Multiplexed STBC OFDM 과 3장에서 기술하는 Multiplexed STBC SC-FDE 의 차이점은 IFFT

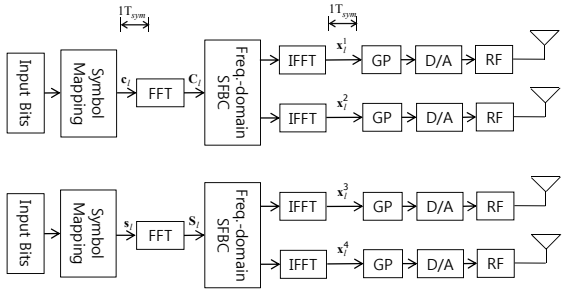
의 위치와 결합구조의 위치(시간영역 또는 주파수 영역) 이다. 통상 OFDM 에서는 주파수 영역 신호를 시간영역으로 바꾸기 위하여 IFFT 를 송신기에 위치시키고, 단일 반송파인 SC-FDE 에서는 수신기에 위치하지만, 제안하는 본 알고리즘에서는 송신기에서 시간 주파수 결합을 하기 위한 데이터를 재구성해야 하므로 FFT 및 IFFT 가 송신기에 위치하여야 한다. 또한 단일 반송파로 전송하지만 주파수 영역에서 SFBC 이득을 얻고자 하므로 시간 영역 신호의 구성이 주파수 영역에서 SFBC 구성이 가능하도록 그에 해당하는 시간 영역 신호로 재구성하여 전송할 필요가 있다.

만일 $\mathbf{x}$가 $\mathbf{x}=[x(0)\ x(1)\cdots x(N-1)]^T$ 이고, $\mathbf{x}$의 DFT가 $\mathbf{F}^H\mathbf{x}=\mathbf{X}=[X(0)\ X(1)\ \cdots\ X(N-1)]^T$ 라 하자. 사용자 데이터 $\mathbf{c}_l$ 과 $\mathbf{s}_l$ 이 다음과 같다고 하자.

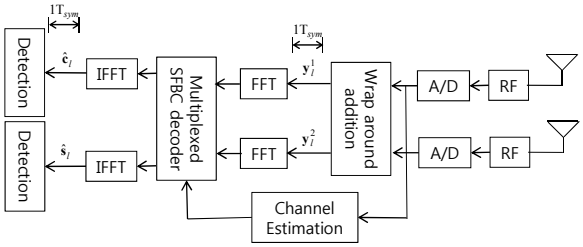
$$\begin{aligned}\mathbf{c}_l &= \left[c_{l,0}\ c_{l,1}\ \cdots\ c_{l,N-1}\right]^T \\ \mathbf{s}_l &= \left[s_{l,0}\ s_{l,1}\ \cdots\ s_{l,N-1}\right]^T\end{aligned} \tag{7}$$

그러면 수신기에서 SFBC 구성을 위한 송신 데이터를 구성하기 위하여 먼저 $\mathbf{c}_l$ 과 $\mathbf{s}_l$ 의 주파수 영역 신호를 구한 다음에 SFBC 구성을 위한 신호를 만들고 이것에 해당하는 시간 영역 신호를 구해서 각 송신 안테나에 배치하도록 한다. 이것을 수행하기 위한 수식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{C}_l &= \left[C_{l,0}\ C_{l,1}\ \cdots\ C_{l,N-1}\right]^T = \mathbf{F}^H\mathbf{c}_l \\ \mathbf{S}_l &= \left[S_{l,0}\ \ S_{l,1}\ \cdots\ S_{l,N-1}\right]^T = \mathbf{F}^H\mathbf{s}_l\end{aligned} \tag{8}$$



(a) 송신기



(b) 수신기

Fig. 2 Multiplexed STBC SC-FDE

수신기에서의 SFBC 구성을 위한 주파수 영역 신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned}\mathbf{X}_l^1 &= [C_{l,0}\ -C_{l,1}^*\ C_{l,2}\ -C_{l,3}^*\cdots C_{l,N-2}\ -C_{l,N-1}^*]^T \\ \mathbf{X}_l^2 &= [C_{l,1}\ \ C_{l,0}^*\ C_{l,3}\ \ C_{l,2}^*\cdots C_{l,N-1}\ \ C_{l,N-2}^*]^T \\ \mathbf{X}_l^3 &= [S_{l,0}\ -S_{l,1}^*\ S_{l,2}\ -S_{l,3}^*\ \cdots S_{l,N-2}\ -S_{l,N-1}^*]^T \\ \mathbf{X}_l^4 &= [S_{l,1}\ \ S_{l,0}^*\ S_{l,3}\ \ S_{l,2}^*\ \cdots S_{l,N-1}\ \ S_{l,N-2}^*]^T\end{aligned} \tag{9}$$

위 신호의 시간 영역 신호를 구해서 전송하게 되면 수신기에서 SFBC 이득을 얻을 수 있게 된다. 이 신호가 l 번째 데이터 블록의 시간 영역 신호이며 송신기 안테나를 통하여 전송하게 될 시간 영역 기저대역 신호이다.

$$\mathbf{x}_l^1=\mathbf{F}\mathbf{X}_l^1,\ \mathbf{x}_l^2=\mathbf{F}\mathbf{X}_l^2,\ \mathbf{x}_l^3=\mathbf{F}\mathbf{X}_l^3,\ \mathbf{x}_l^4=\mathbf{F}\mathbf{X}_l^4 \tag{10}$$

여기에서 $\mathbf{x}_l^i$ 내의 $x_{l,k}^i(k=0,1,\cdots,N-1)$ 은 i 번째 송신 안테나(i=1, 2, 3, 4)의 l 번째 데이터 블록에서 의 k 번째 데이터 심볼에 전송되는 M-ary 데이터 심볼을 의미한다. 여기에서, $\mathbf{F}$는 NxN 행렬로서 (n, k) 위치의 요소가 $e^{j2\pi nk/N}$ 이다. 또한 $\mathbf{H}_l^{ji}$ 은 i 번째 송신 안테나와 j 번째 수신 안테나와의 사이의 채널 주파수 응답으로서 NxN 행렬인 $diag\left\{H_{l,0}^{ji}\ H_{l,1}^{ji}\cdots\ H_{l,N-1}^{ji}\right\}$ 표현된다. 여기에서 보호구간은 최대 지연확산보다 길고, 이상적인 동기 조건과 두개의 연속된 부반송파 동안 채널의 주파수 응답이 변하지 않는다 ($H_{l,m}^{ji}\cong H_{l,m+1}^{ji},\ for\ m=0,2,\cdots,N-2$)고 가정한다. l 번째 데이터 블록 주기동안 j번째 수신기에서 수신된 시간 영역 신호를 FFT 블록을 각각 통과한 주파수 영역 데이터 블록 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_l^j=\mathbf{H}_l^{ji}\mathbf{X}_l^j+\mathbf{N}_l^j \tag{11}$$

여기에서 $\mathbf{Y}_l^j$ 의 요소는 $[Y_{l,0}^j\ Y_{l,1}^j\cdots\ Y_{l,N-1}^j]^T$ 이며, $\mathbf{N}_l^j$ 은 j 번째 수신 안테나의 가산성 백색 가우스 잡음으로서 Nx1 인 복소수 벡터를 의미한다. 또한 l=1 로 가정하면 j 번째 수신 안테나 수신 신호는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{bmatrix}\mathbf{Y}_{l(e)}^j\\ \mathbf{Y}_{l(o)}^{j*}\end{bmatrix}=\begin{bmatrix}\mathbf{H}_{l(e)}^{j1} & \mathbf{H}_{l(e)}^{j2}\\ \mathbf{H}_{l(e)}^{j2*} & -\mathbf{H}_{l(e)}^{j1*}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{C}_{l(e)}\\ \mathbf{C}_{l(o)}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\mathbf{H}_{l(e)}^{j3} & \mathbf{H}_{l(e)}^{j4}\\ \mathbf{H}_{l(e)}^{j4*} & -\mathbf{H}_{l(e)}^{j3*}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\mathbf{S}_{l(e)}\\ \mathbf{S}_{l(o)}\end{bmatrix}+\begin{bmatrix}\mathbf{N}_{l(e)}^j\\ \mathbf{N}_{l(o)}^{j*}\end{bmatrix} \tag{12}$$

여기에서 $\mathbf{A}_{(e)}$는 $\mathbf{A}$ 벡터중 짝수(even) 인덱스 위치의 원소들로 이루어진 벡터를 의미하며, $\mathbf{A}_{(e)}$는 $\mathbf{A}$ 벡터중 홀수(odd) 인덱스 위치의 원소들로 이루어진 벡터를 의미한다.

위의 식을 행렬로 표현하면,

$$\mathbf{R}^{j} = \mathbf{H}^{j_1}\mathbf{C} + \mathbf{H}^{j_2}\mathbf{S} + \mathbf{N}^{j} \tag{13}$$

여기에서

$$\mathbf{R}^{j} = \left[\mathbf{Y}^{j}_{l(e)}\ \mathbf{Y}^{j^*}_{l(o)}\right]^T, \mathbf{C} = \left[\mathbf{C}_{l(e)}\ \mathbf{C}_{l(o)}\right]^T, \mathbf{S} = \left[\mathbf{S}_{l(e)}\ \mathbf{S}_{l(o)}\right]^T, \mathbf{N} = \left[\mathbf{N}^{j}_{l(e)}\ \mathbf{N}^{j^*}_{l(o)}\right]^T$$

$$\mathbf{H}^{j_1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{j1}_{l(e)} & \mathbf{H}^{j2}_{l(e)} \\ \mathbf{H}^{j2^*}_{l(e)} & -\mathbf{H}^{j1^*}_{l(e)} \end{bmatrix},\ \mathbf{H}^{j_2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{j3}_{l(e)} & \mathbf{H}^{j4}_{l(e)} \\ \mathbf{H}^{j4^*}_{l(e)} & -\mathbf{H}^{j3^*}_{l(e)} \end{bmatrix}$$

여기에서 $\mathbf{H}^{j_m}$ 은 j 번째 수신 안테나에서 m 번째 SFBC encoder 그룹과 관련이 있는 채널 행렬을 의미한다. 송신 안테나 수는 4, 수신 안테나 수는 2로 가정하면,

$$\begin{bmatrix} \mathbf{R}^1 \\ \mathbf{R}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{1_1} & \mathbf{H}^{1_2} \\ \mathbf{H}^{2_1} & \mathbf{H}^{2_2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{N}^1 \\ \mathbf{N}^2 \end{bmatrix} \tag{14}$$

송신 신호 $\mathbf{C}$ 와 $\mathbf{S}$ 를 추정하기 위해서는 위 식에서 $\mathbf{H}$ 의 역행렬을 좌측에서 곱하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{\mathbf{C}} \\ \hat{\mathbf{S}} \end{bmatrix} \cong \begin{bmatrix} \mathbf{H}^{1_1} & \mathbf{H}^{1_2} \\ \mathbf{H}^{2_1} & \mathbf{H}^{2_2} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \mathbf{R}^1 \\ \mathbf{R}^2 \end{bmatrix} \tag{15}$$

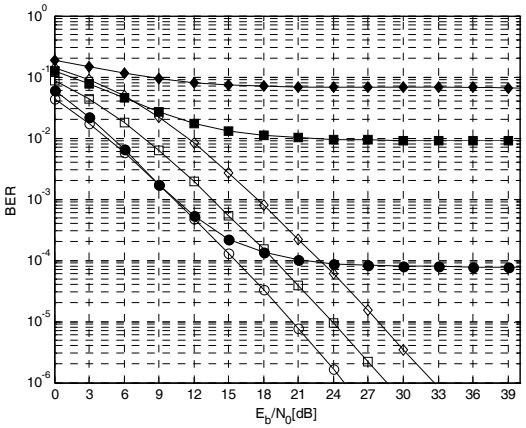
이렇게 추정한 $\mathbf{C} = \left[\mathbf{C}_{l(e)}\ \mathbf{C}_{l(o)}\right]^T, \mathbf{S} = \left[\mathbf{S}_{l(e)}\ \mathbf{S}_{l(o)}\right]^T$ 는 짝수 인덱스 그룹($\mathbf{C}_{l(e)}$, $\mathbf{S}_{l(e)}$)과 홀수 인덱스 그룹($\mathbf{C}_{l(o)}$, $\mathbf{S}_{l(o)}$)으로 나뉘어져 구성되어 있으므로 원래 보낸 신호인 $\mathbf{C}_l, \mathbf{S}_l$ 를 구성하기 위해서는 짝수 인덱스 원소들과 홀수 인덱스 원소들을 원래의 위치로 재배열하면 2개의 송신 신호 벡터 $\mathbf{C}_l, \mathbf{S}_l$ 의 추정값을 구할 수 있으며, 이 신호를 최종적으로 IFFT 블록을 통과하게 되면 전송신호 $\mathbf{c}_l$ 과 $\mathbf{s}_l$ 의 추정값을 구할 수 있게 된다.

$$\frac{1}{N}\mathbf{F}\hat{\mathbf{C}}_l = \hat{\mathbf{c}}_l \tag{16}$$

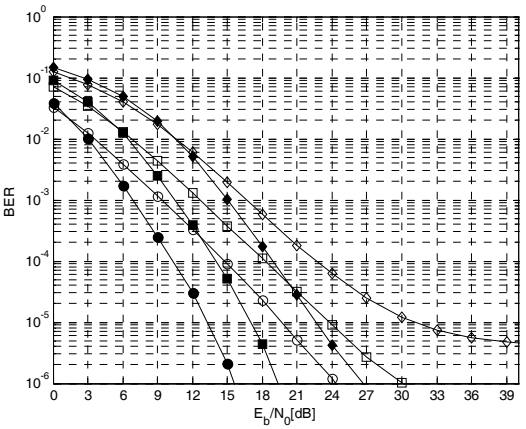
$$\frac{1}{N}\mathbf{F}\hat{\mathbf{S}}_l = \hat{\mathbf{s}}_l \tag{17}$$

4. 모의 실험

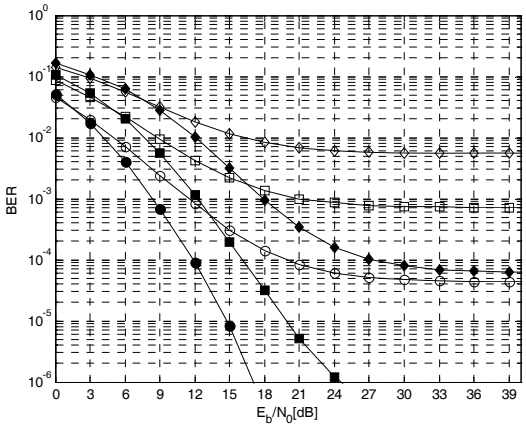
모의실험에 사용한 단일 반송파 시스템의 환경변수는 다음과 같다. 전체 20MHz 대역은 N=64/512 개의 데이터 블록들로 나누어진다. 유효 심볼 주기(3.2μs/25.6μs)와 보호 구간(0.8μs)을 포함한 하나의 데이터 심볼 주기는 4μs/26.4 μs



(a) FFT 크기 64, 도플러 주파수 fd=50Hz



(b) FFT 크기 512, 도플러 주파수 fd=50Hz



(c) FFT 크기 512, 도플러 주파수 f_d=400Hz

Fig. 3 제안하는 Multiplexed SFBC SC-FDE 알고리즘과 Multiplexed STBC OFDM 알고리즘 성능 비교표

●, ■, ◆ : Multiplexed SFBC SC-FDE 알고리즘 QPSK, 16QAM, 64QAM 경우

○, □, ◇ : Multiplexed STBC OFDM 알고리즘 QPSK, 16QAM, 64QAM 경우

이다. 송신기에서는 80/528 개의 심볼들(데이터 payload 는 64/512, GP는 16 데이터 심볼)마다 그룹으로 묶어서 전송한다. HiperLAN/2 채널 A를 모의 실험 환경으로 사용하였으며 채널 상태 정보는 완벽하게 알고 있다고 가정한다. 그림 3 은 제안하는 Multiplexed SFBC SC-FDE 알고리즘과 종래의 Multiplexed STBC OFDM 알고리즘의 성능을 비교한 것이다. 그림 3의 (a), (b), (c) 는 모의 실험 환경 변수를 다르게 한 것으로서 (a) 는 FFT 크기 64로 하고 도플러 주파수 f_d=50Hz로 가정하였으며 (b) 는 FFT 크기 512로 하고 도플러 주파수 f_d=50Hz로 가정하였으며, (c) 는 FFT 크기 512로 하고 도플러 주파수 f_d=400Hz로 가정 즉 고속인 차량으로 이동하는 경우를 가정한 것이다. 제안하는 Multiplexed SFBC SC-FDE 알고리즘은 (a) 실험환경에서 즉 FFT 크기 64로 하고 도플러 주파수 f_d=50Hz로 가정한 경우에 종래의 Multiplexed STBC OFDM 알고리즘보다 떨어지는 성능을 보이지만, (b) 와 (c) 즉 FFT 크기가 512 인 환경 즉, 인접 부반송파간의 채널 변화가 거의 동일한 환경에서는 도플러 주파수 f_d=50 인 경우와 도플러 주파수 f_d=400 인 경우 모두 우수한 성능을 보인다. 본 논문에서 적용한 다중 송수신 안테나 SFBC 알고리즘은 STBC 알고리즘에 비하여 FFT 크기가 클 경우 인접 부반송파 채널간의 차이가 작음으로 선형결합에서의 오차가 작음으로 성능이 개선된 것으로 보인다. 도플러 효과로 인한 동적인 채널 변화가 심한 환경에서도 SFBC 알고리즘의 적용은 역시 우수한 성능을 보임을 모의 실험결과를 통하여 알 수 있었다. 수학적으로 OFDM 과 SC-FDE 는 동일한 성능을 보일 것으로 예상되지만, SC-FDE 시스템은 채널 코덱이 적용되지 않은 상태에서 OFDM 보다 좋은 성능을 보인다는 것이 알려져 있는 사실이다. 따라서 이 차이점은 성능이 개선되었다기 보다는 채널 코덱등을 추가하면서 통신 시스템 전체적인 성능을 비교할 때는 차이점이 없어질 것으로 예상된다. 본 모의 실험에서 채널 코덱을 사용하지 않는 데이터를 송수신하여 성능을 측정하였으며, 전체적인 송신전력을 같게 하기 위하여 각 안테나로부터 전송되는 전력은 단일 전송 안테나의 경우의 사분의 일로 한다. 모의 실험 결과로는 QPSK, 16 QAM 그리고 64 QAM 의 경우에 비트오류율을 기준으로 제시한다.

5. 결 론

이 논문은 다중의 SFBC 그룹 송신기가 존재할 경우 단일 반송파 송신기로 송수신이 가능한 multiplexed SFBC SC-FDE 알고리즘을 제안하였다. 이 알고리즘은 전송 데이터의 시간 주파수 구성을 위하여 송신기에서의 복잡도가 증가하지만, 종래의 알고리즘과 비교하여 고속 이동시 변화가 심한 동적 채널인 경우 우수한 성능을 보이며, 또한 종래의 OFDM 고유의 단점들을 단일 반송파 방식으로 송수신함에 따라 회피할 수 있는 방법을 제시하였다.

참 고 문 헌

[1] IEEE P802.11nTM/D3.00, Part 11, Wireless LAN Medium Access Control (MAC) and Physical Layer (PHY) specifications.

[2] W. G. Jeon and H. K. Jung, “Hybrid SC/MRRC Technique for OFDM Systems,” IEICE Trans. Commun. vol. E89-B, no. 3, pp. 1003-1006, March, 2006.

[3] S. Alamouti, “A simple transmit diversity technique for wireless communications,” IEEE J. Select. Areas Commun., vol. 16, no. 8, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[4] N. Al-Dhahir, “Single-Carrier Frequency-Domain Equalization for Space-Time Block-Coded Transmissions Over Frequency-Selective Fading Channels,” IEEE Commun. Letters, vol. 5, no. 7, pp. 304-306, July. 2001.

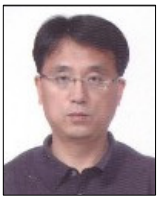
[5] S. Reinhardt, T. Buzid, M. Huemer, "MIMO extensions for SC/FDE systems," Wireless Technology, 2005. The European Conference on, pp. 109 - 112, 2005

[6] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, "Application of space-time block codes and interference suppression for high capacity and high data rate wireless systems," in Proc. 32nd Asilomar Conf. Signals, Systems and Compuers, vol. 2, pp. 1803-1810, Nov. 1998.

[7] G. Strang, Linear algebra and its applications, 3rd ed., Harcourt Brace & company, 1988.

[8] A. Oppenheim and R. Schafer, Discrete-Time Signal Processing. Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1989.

저 자 소 개



정 혁 구 (鄭 赫 九)

1985년 연세대학교 공과대학 전기공학과 졸업. 1987년 연세대학교 공과대학 일반대학원 전기공학과 공학 석사 졸업. 2004년 중앙대학교 공과대학 전자공학과 공학 박사 졸업. 1987년 - 1992년 (주)금성사 정보기기연구소 선임연구원, 1993년 - 2004년 전자부품연구원 수석연구원, 2004년 - 현재 한밭대학교 정보기술대학 정보통신공학과 부교수