

복호 및 최대수신결합을 반복적으로 이용한 Multiplexed STBC OFDM 성능향상 기법

정회원 정 혁 구*

Performance Enhancement Technique using Iterative Decoding and Maximal Ratio Receive Combining Technique for Multiplexed STBC OFDM Systems

Hyeok-Koo Jung* *Regular Member*

요 약

전송 다이버시티 기법인 시공간 블록코드(STBC) 부호화 방법이 소개된 이후 전송 데이터 속도를 향상시키기 위하여 기지국에서 전송다이버시티를 사용하는 MIMO 기술 연구가 활발히 진행되어 왔다. Multiplexed STBC OFDM 시스템은 두 개의 송신 안테나를 하나의 그룹으로 하여 여러 개의 그룹이 동시에 전송하는 방식이며 수신기에서는 원하는 STBC OFDM 그룹 신호 이외의 다른 그룹들의 간섭신호를 억제하여 데이터를 검출하는 방식이다. 본 논문에서는 multiplexed STBC OFDM 시스템에 적용 가능한 복호 및 최대수신결합을 반복적으로 이용하는 새로운 알고리즘을 제안하고 모의 실험을 통하여 그 성능이 기존의 방법보다 우수함을 확인하였다.

Key Words : STBC, OFDM, MIMO, MRRC, frequency diversity.

ABSTRACT

Since space time block code (STBC) technique of a transmission diversity technique was introduced, multiple input multiple output techniques using transmission diversity at the basestation for improving transmission data rate, have been studied extensively. Multiplexed STBC OFDM technique uses multiple groups of two transmit antennas and suppresses the interference signals of other STBC OFDM groups at the receivers. In this paper, I propose a new method of iterative decoding and maximal ratio receive combining technique for multiplexed STBC OFDM systems, and simulated and showed the results in comparison with the conventional methods.

I. 서 론

무선 광대역 신호를 다수의 송수신 안테나 (Multiple Input Multiple Output: MIMO) 환경에서 전송할 경우에 다중경로 채널의 페이딩 왜곡에 보다 강건한 특성을 지니고 있는 OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서의 데이터 전송량 및 수신 BER 성능 향상 기법이 활발히

연구되고 있다^{[1][2]}. 다수의 송수신 안테나를 사용한 공간 다이버시티 기법은 수신 다이버시티와 전송 다이버시티로 구분할 수 있으며 수신 다이버시티 기법에는 최대 수신 결합 기법 (Maximal Ratio Receive Combining: MRRC)이 대표적이고, 전송 다이버시티 기법으로는 시공간 부호의 일종인 시공간 블록부호(Space Time Block Coding: STBC)^[3]가 대표적이다. 이 중에서 MRRC와 결합된 OFDM

* 한밭대학교 정보통신·컴퓨터공학부 전파공학과(junghk@hanbat.ac.kr)
논문번호 : KICS2005-02-063, 접수일자 : 2005년 2월 14일

(MRRC OFDM) 은 다수의 수신 안테나에서 수신된 신호를 이용하여 각 부반송파 위치에서의 순간 SNR(signal-to-noise ratio)이 최대가 되도록 주파수 영역에서 부반송파를 선형 결합함으로써 최적의 수신 성능을 갖게 된다.

대표적인 전송 다이버시티 기법인 시공간 블록 부호화 기법을 다수 사용자 용으로 확장할 경우의 사용자간 간섭을 제거하는 STBC-IS (Space Time Block Code-Interference Suppression)이 1998년 Seshadri, Naguib에 의해 제안되었다⁴⁾. 또한 단일안테나 시스템에서 선택적결합방법과 최대수신결합 방법을 결합하여 적용한 방법⁵⁾과 이것을 OFDM 시스템에 적용한 방법⁶⁾이 있다. 최근에는 단일 안테나만을 사용하면서 공간상의 이득을 얻는 방법⁷⁾과 MIMO 환경에서 자기반복 송신하여 성능을 개선시키는 방법⁸⁾등이 연구되고 있다.

본 논문은 Multiplexed STBC 방식을 OFDM 시스템에 적용하는 방법을 제안하고 이 때 수신안테나에서 송신 신호들이 중첩됨으로 인하여 MRRC 기법의 적용이 불가능한 것을 해결하기 위하여 자기반복 송신 및 최대수신결합 방법을 제안한다. 또한 일차 데이터 복호 후 성능 개선방법으로서 반복적 최대수신결합 방법을 사용하기 위하여 반복 변조 및 복호 방법을 제안하고, MIMO 채널에서 모의 실험을 통해 성능을 확인한다.

본 논문은 다음과 같이 구성되어 있다. 먼저 2장에서는 multiplexed STBC OFDM 시스템에 대하여 설명하고, 3장에서는 반복 복호 및 최대수신결합 방법을 이용한 multiplexed STBC OFDM 성능 개선 알고리즘을 제안한다. 4장에서는 모의 실험 및 결과를 소개하며, 마지막으로 5장에서는 결론을 맺는다.

II. Multiplexed STBC OFDM 시스템

Multiplexed STBC는 1998년 Seshadri, Naguib에 의해 다수 사용자 환경을 위해 제안된 STBC-IS 를 단일 사용자 환경에 적용한 것이다. Multiplexed STBC 방식은 MIMO 방식에서 각 데이터 스트림에

STBC를 적용하는 것이다. 예를 들어 송신 안테나의 개수가 4개라고 할 때, 송신 안테나 두 개씩 묶어서 하나의 STBC 그룹으로 보아 전체 데이터 스트림을 두 개로 하고, 각 스트림마다 STBC 부호화를 적용하는 방식이다.

그림 1은 multiplexed STBC OFDM 블록도이다. 송신 안테나와 수신 안테나가 4x2인 경우를 예로 들면, 송신기의 OFDM 심볼은 \mathbf{X}_i^j (i 번째 송신 안테나에서 l 번째 OFDM 심볼 주기에 전송되는 송신 신호)와 \mathbf{X}_{l+1}^i (i 번째 송신 안테나에서 $l+1$ 번째 OFDM 심볼 주기에 전송되는 송신신호)로 다음과 같이 표현된다.

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

OFDM 심볼 벡터 $\mathbf{X}_i^j, \mathbf{X}_{l+1}^i$ 은 기저대역에서 IFFT 로 변조되어 결과적으로 $\mathbf{x}_i^j = (1/\sqrt{N})\mathbf{F}\mathbf{X}_i^j$, $\mathbf{x}_{l+1}^i = (1/\sqrt{N})\mathbf{F}\mathbf{X}_{l+1}^i$ 인 심볼 벡터가 되는데, l 번째와 $l+1$ 번째인 OFDM 심볼 주기 동안 i 번째 송신 안테나를 통하여 전송된다. 여기에서, \mathbf{F} 는 $N \times N$ 행렬로서 (n, k) 위치의 요소가 $e^{j2\pi nk/N}$ 이다. l 번째 OFDM 심볼 주기동안에 j 번째 수신기에서 수신되는 OFDM 심볼 신호는 다음과 같이 표현된다.

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

여기에서 \mathbf{H}_l^j 은 i 번째 송신안테나와 j 번째 수신 안테나와의 사이의 채널 주파수 응답으로서 $N \times N$ 행렬인 $\text{diag}\{\mathbf{H}_{l,0}^j, \mathbf{H}_{l,1}^j, \dots, \mathbf{H}_{l,N-1}^j\}$ 로서 표현된다. 또한, \mathbf{N}_l^j 는 j 번째 수신 안테나의 가산성 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)으로서 $N \times 1$ 인 복소수 벡터를 의미한다. $l=1$ 로 가정하면, j 번째 수신 안테나 수신신호는 다음과 같이 표현된다.

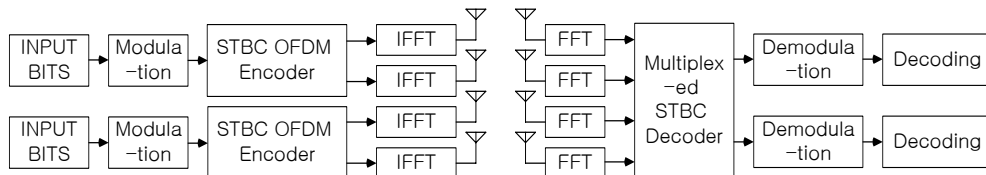


그림 1. Multiplexed STBC OFDM 시스템 블록도

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

위의 식을 행렬로 표현하면

$$\mathbf{R}^j = \mathbf{H}^{j1} \mathbf{C} + \mathbf{H}^{j2} \mathbf{S} + \mathbf{N}^j \quad (4)$$

여기서,

$$\mathbf{H}^{j1} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{j1} & \mathbf{H}_1^{j2} \\ \mathbf{H}_2^{j2*} & -\mathbf{H}_2^{j1*} \end{bmatrix}, \mathbf{H}^{j2} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_1^{j3} & \mathbf{H}_1^{j4} \\ \mathbf{H}_2^{j4*} & -\mathbf{H}_2^{j3*} \end{bmatrix} \quad (5)$$

이다.

식 (5)에서 \mathbf{H}^{jm} 은 j 번째 수신 안테나에서 m 번째 STBC encoder 그룹과 관련이 있는 채널 행렬을 의미한다. 식 (4)를 $j=1,2$ 에 대해 정리하면 다음과 같다.

$$\mathbf{R} = \mathbf{H} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} + \mathbf{N} \quad (6)$$

여기서,

$$\mathbf{R} = \begin{bmatrix} (\mathbf{R}^1)^T \\ (\mathbf{R}^2)^T \end{bmatrix}^T, \mathbf{N} = \begin{bmatrix} (\mathbf{N}^1)^T \\ (\mathbf{N}^2)^T \end{bmatrix}^T, \mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^1 \\ \mathbf{H}^2 & \mathbf{H}^2 \end{bmatrix}$$

이다. 송신신호 \mathbf{C}, \mathbf{S} 를 구하기 위해서는 다음과 같이 가중치(weight) 행렬 \mathbf{W} 를 정의한다

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & -\mathbf{H}^1(\mathbf{H}^2)^{-1} \\ -\mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{G}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{H}^1 & \mathbf{H}^1 \\ \mathbf{H}^2 & \mathbf{H}^2 \end{bmatrix}^{-1}$$

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}^1 - \mathbf{H}^1(\mathbf{H}^2)^{-1}\mathbf{H}^2$$

$$\tilde{\mathbf{G}} = \mathbf{H}^2 - \mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1}\mathbf{H}^1 \quad (7)$$

식 (6)의 수신신호에 웨이트 행렬을 곱하면 다음과 같이 송신신호를 복원할 수 있게 된다

$$\mathbf{W} \mathbf{R} = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & -\mathbf{H}^1(\mathbf{H}^2)^{-1} \\ -\mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{R}^1 \\ \mathbf{R}^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{R}}^1 \\ \tilde{\mathbf{R}}^2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \tilde{\mathbf{G}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{C} \\ \mathbf{S} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{I}_2 & -\mathbf{H}^1(\mathbf{H}^2)^{-1} \\ -\mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1} & \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{N}^1 \\ \mathbf{N}^2 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{C} + \mathbf{N}^1 - \mathbf{H}^1(\mathbf{H}^2)^{-1} \mathbf{N}^2 \\ \tilde{\mathbf{G}} \mathbf{S} - \mathbf{H}^2(\mathbf{H}^1)^{-1} \mathbf{N}^1 + \mathbf{N}^2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

식 (8)에서 양변에 $\tilde{\mathbf{H}}^{-1}$ 와 $\tilde{\mathbf{G}}^{-1}$ 를 곱하면 다음과 같이 송신신호 $\tilde{\mathbf{C}}$ 와 $\tilde{\mathbf{S}}$ 를 계산할 수 있게 된다

$$\tilde{\mathbf{C}} = \tilde{\mathbf{H}}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{R}}^1 = \mathbf{C} + \mathbf{H}^{-1} \cdot \mathbf{N}$$

$$\tilde{\mathbf{S}} = \tilde{\mathbf{G}}^{-1} \cdot \tilde{\mathbf{R}}^2 = \mathbf{S} + \mathbf{G}^{-1} \cdot \mathbf{N} \quad (9)$$

따라서 multiplexed STBC OFDM 시스템에서 가중치 행렬 \mathbf{W} 를 구하여 수신신호 \mathbf{R} 에 곱하면, STBC 그룹별로 신호가 분리되며, 식 (9)와 같이 송신신호를 검출할 수 있게 된다

III. 복호 및 최대수신결합을 반복적으로 이용한 multiplexed STBC OFDM 시스템

단일 반송파 시스템과는 달리 OFDM 구조의 시스템에서는 주파수 축으로의 채널특성을 추가로 이용할 수 있기 때문에 MRRC 기법의 효과를 기대할 수 있다. 같은 데이터 심볼을 전송하는 반송파 간격을 전송 채널의 코히어런스 대역폭이상 떨어진 것을 사용하면, 별도의 수신 안테나를 추가한 것과 같으므로 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

그림 2와 그림 3은 반복 복호 및 MRRC 방법을 이용한 multiplexed STBC OFDM 시스템의 송신기와 수신기를 보여준다. 그림 2의 INPUT BITS 블록은 3 OFDM 심볼주기(3Tsym) 동안에 $\mathbf{C}_1, \mathbf{C}_2, \mathbf{S}_1, \mathbf{S}_2$ 를 발생시키고, STBC Encoder는 이를 부호화 하여 2개의 OFDM 심볼에 걸쳐 $\{\mathbf{C}_1, -\mathbf{C}_2^*\}, \{\mathbf{C}_2, \mathbf{C}_1^*\}$,

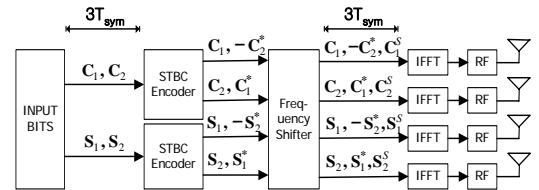


그림 2. 반복 복호 및 MRRC 방법을 이용한 multiplexed STBC OFDM 송신기 블록도

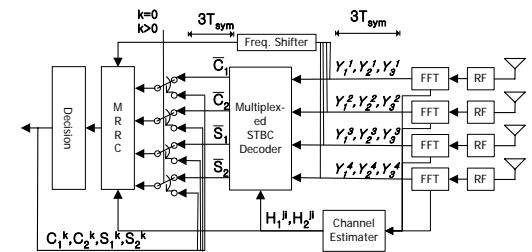


그림 3. 반복 복호 및 MRRC 방법을 이용한 multiplexed STBC OFDM 수신기 블록도

$\{S_1, -S_2^*\}, \{S_2, S_1^*\}$ 을 발생시킨다. 주파수 이동기(Frequency Shifter)는 먼저 2 OFDM 심볼 주기 동안 STBC 부호기 출력을 그대로 출력한 후, 3번째 OFDM 심볼 주기에서는 수신단에서의 MRRC 기능을 수행을 위해 STBC 부호기 출력중 첫 번째 심볼을 반복하여 출력한다. 이 때, 주파수 이동기의 세 번째 출력은 주파수 영역에서의 다이버시티 이득을 얻기 위해 첫 번째 심볼의 부반송파 위치와 전송 채널의 코히어런스 대역폭이상 떨어진 부반송파에 할당되어야 한다. 주파수 다이버시티 이동기에서 회전 이동 시키는 이동변위 L 은 다음 조건을 만족해야 한다.

$$(L\%N)(\Delta f) \gg (\Delta f_c) \approx \frac{1}{\tau_{max}} \quad (10)$$

여기서 (Δf) 는 최소 부반송파 간격을 $(\Delta f)_c$ 는 채널의 코히어런스 대역폭을 τ_{max} 는 최대 rms 지연 확산을, % 는 Modulo 연산을 의미한다. OFDM 심볼 벡터 \mathbf{X}_i^j 은 기저대역에서 IFFT 로 변조되어 결과적으로 $\mathbf{x}_i^j = (1/\sqrt{N})\mathbf{F}\mathbf{X}_i^j$ 인 심볼 벡터가 되는데, l 번째 OFDM 심볼 주기동안 i 번째 송신 안테나를 통하여 전송된다. 그러면 l 번째 OFDM 심볼 주기 일 때 j 번째 수신기에서 복조된 OFDM 심볼은 다음의 행렬과 같이 표현된다.

$$\mathbf{Y}_i^j = \mathbf{H}_i^j \mathbf{X}_i^j + \mathbf{N}_i^j \quad (11)$$

여기에서 \mathbf{Y}_i^j 는 $[Y_{i,0}^j \ Y_{i,1}^j \ L \ Y_{i,N-1}^j]^T$ 로 정의된다. 수신 신호를 복원할 경우에는 반복 전송한 OFDM 심볼을 제외한 2개의 OFDM 심볼, 즉 수신한 3개의 OFDM 심볼 중 처음 2개의 OFDM 심볼 수신 신호 \mathbf{Y}_i^j , \mathbf{Y}_{i+1}^j 만 있으면, 식 (9)와 같이 $\bar{\mathbf{C}}, \bar{\mathbf{S}}$ 를 구할 수 있다.

한편, $(l+2)$ 번째의 OFDM 심볼은 송신기에서 주파수 축으로 회전 이동되었으므로 수신기의 주파수 이동기에서 역 방향으로 회전 이동되어야 한다

$$\mathbf{Y}_{i+2}^j = [Y_{i+2,L\%N}^j \ Y_{i+2,(L+1)\%N}^j \ L \ Y_{i+2,(L+N-1)\%N}^j]^T \quad (12)$$

이제 송신신호를 multiplexed STBC decoder 에서 미리 검출하여 알고 있고 주파수 이동되어 수신한 신호 \mathbf{Y}_{i+2}^j 를 알고 있으므로 AWGN 잡음 항만을 제외하고 모든 값을 알 수 있게 된다

따라서, $\mathbf{H}_1^j \bar{\mathbf{C}}_1, \mathbf{H}_1^{j*} \bar{\mathbf{C}}_2, \mathbf{H}_1^{j3} \bar{\mathbf{S}}_1, \mathbf{H}_1^{j4} \bar{\mathbf{S}}_2, \mathbf{H}_3^{j2*} \bar{\mathbf{C}}_1,$

$-\mathbf{H}_3^{j1*} \bar{\mathbf{C}}_2, \mathbf{H}_3^{j4*} \bar{\mathbf{S}}_1, -\mathbf{H}_3^{j3*} \bar{\mathbf{S}}_2$ 을 구할 수 있는데 이 식은 송신 신호가 중첩되어 있는 형태가 아니므로 MRRC 기법의 적용이 가능한 형태의 변형된 수신 신호이다. 송신신호 중에서 $\bar{\mathbf{C}}$ 심볼을 예로써 기술하면 다음과 같이 정리할 수 있다

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{C}}_1 \mathbf{H}_1^{j1} &= \mathbf{Y}_1^j - (\bar{\mathbf{C}}_2 \mathbf{H}_1^{j2} + \bar{\mathbf{S}}_1 \mathbf{H}_1^{j3} + \bar{\mathbf{S}}_2 \mathbf{H}_1^{j4}) \\ \bar{\mathbf{C}}_1 \mathbf{H}_3^{j21} &= \mathbf{Y}_2^j - (-\bar{\mathbf{C}}_2 \mathbf{H}_3^{j11} - \bar{\mathbf{S}}_2 \mathbf{H}_3^{j31} + \bar{\mathbf{S}}_1 \mathbf{H}_3^{j41}) \end{aligned} \quad (13)$$

여기에서 3번째 OFDM 심볼 주기에서의 채널 주파수 응답 \mathbf{H}_3^j 이 \mathbf{H}_3^{j1} 으로 바뀌는데, \mathbf{H}_3^{j1} 벡터의 각 요소는 \mathbf{H}_3^j 의 요소와 값이 정확히 같지만 그 요소들의 위치는 주파수 이동기에 의하여 이동 길이 L 만큼 회전 이동되어 있다.

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{C}}_1 \mathbf{H}_1^{j1} &= [\bar{\mathbf{C}}_{1,0}^j \ \bar{\mathbf{C}}_{1,1}^j \ L \ \bar{\mathbf{C}}_{1,N-1}^j]^T \text{diag}(\mathbf{H}_{1,0}^{j1} \ \mathbf{H}_{1,1}^{j1} \ L \ \mathbf{H}_{1,N-1}^{j1}) \\ \bar{\mathbf{C}}_1 \mathbf{H}_3^{j21} &= [\bar{\mathbf{C}}_{1,0}^{j21} \ \bar{\mathbf{C}}_{1,1}^{j21} \ L \ \bar{\mathbf{C}}_{1,N-1}^{j21}]^T \text{diag}(\mathbf{H}_{3,L\%N}^{j21} \ \mathbf{H}_{3,(L+1)\%N}^{j21} \ L \ \mathbf{H}_{3,(L+N-1)\%N}^{j21}) \end{aligned} \quad (14)$$

(14) 식을 보면 같은 데이터 심볼 벡터 $\bar{\mathbf{C}}_1$ 이 별도의 채널 $\mathbf{H}_1^{j1}, \mathbf{H}_3^{j21}$ 로 전송된 것으로 볼 수 있으며, 따라서 최대수신결합 기법을 적용하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있음을 알 수 있다. MRRC 알고리즘에 따라 채널의 복소결레 값이 위 식에서 표현된 좌변에 곱해지고 그 결과들이 더해지고, 모든 채널 이득의 norm 값의 합으로 나뉘어지면, 일차적으로 추정된 C_1^j 값을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$C_1^j = \frac{\sum_{j=1}^4 \mathbf{H}_1^{j1*} (\mathbf{H}_1^{j1} \bar{\mathbf{C}}_1) + \sum_{j=1}^4 \mathbf{H}_3^{j21*} (\mathbf{H}_3^{j21} \bar{\mathbf{C}}_1)^*}{\sum_{j=1}^4 (|\mathbf{H}_1^{j1}|^2 + |\mathbf{H}_3^{j21}|^2)} \quad (15)$$

동일한 방법으로 C_2^j, S_1^j, S_2^j 값도 일차적으로 결정할 수 있다.

식 (15)에서 복호된 데이터에는 일차적으로 주파수 다이버시티 효과를 이용하여 성능이 개선되었어도, MRRC 블록에서 입력으로 사용된 $\bar{\mathbf{C}}_1, \bar{\mathbf{C}}_2, \bar{\mathbf{S}}_1, \bar{\mathbf{S}}_2$ 는 MRRC 블록의 출력인 $C_1^j, C_2^j, S_1^j, S_2^j$ 보다 많은 에러를 포함하고 있으므로 MRRC 출력인 에러가 적은 신호를 입력으로 사용하여 MRRC 블록을 수행하면 추가적인 성능개선이 가능하게 된다 여기서 일차적으로 검출된 신호 $C_1^j, C_2^j, S_1^j, S_2^j$ 를 MRRC 입력으로 사용하기 위해서는 수신안테나 신

호에서 중첩된 송신 신호(MRRC를 수행하고자 하는 송신 신호를 제외한 나머지 송신 신호)를 제거해야 한다. 먼저 식 (15)와 같이 일차적으로 복호된 송신신호 데이터 값을 사용하여 반복 복호 방법에 사용하는데, k 번째의 경우에 복호된 신호를 각각 $C_1^k, C_2^k, S_1^k, S_2^k$ 라 하면, $(k-1)$ 번째로 복호된 신호로부터 k 번째로 신호를 복호하면 그 관계식은 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^k &= \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 \mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^k &= \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[-\mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 \mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^k &= \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 -\mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^k &= \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[\mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 \mathbf{H}_3^{j3} \mathbf{S}_1^k &= \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^k &= \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[-\mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \\
 \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^k &= \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} \right] \\
 -\mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^k &= \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[\mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} \right]
 \end{aligned} \tag{16}$$

$$\mathbf{C}_1^k = \frac{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j1*}) \left\{ \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\} + \sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_3^{j21*}) \left\{ \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[-\mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\}}{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j1*}) \mathbf{H}_1^{j1} + (\mathbf{H}_3^{j21*}) \mathbf{H}_3^{j21*}}$$

$$\mathbf{C}_2^k = \frac{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j2*}) \left\{ \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\} + \sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_3^{j11*}) \left\{ -\mathbf{Y}_2^{j*} + \left[\mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\}}{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j2*}) \mathbf{H}_1^{j2} + (\mathbf{H}_3^{j11*}) \mathbf{H}_3^{j11*}}$$

$$\mathbf{S}_1^k = \frac{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j3*}) \left\{ \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j4} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\} + \sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_3^{j41*}) \left\{ \mathbf{Y}_2^{j*} - \left[-\mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j31*} \mathbf{S}_2^{k-1} \right] \right\}}{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j3*}) \mathbf{H}_1^{j3} + (\mathbf{H}_3^{j41*}) \mathbf{H}_3^{j41*}}$$

$$\mathbf{S}_2^k = \frac{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j4*}) \left\{ \mathbf{Y}_1^j - \left[\mathbf{H}_1^{j1} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j3} \mathbf{S}_1^{k-1} + \mathbf{H}_1^{j2} \mathbf{C}_2^{k-1} \right] \right\} + \sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_3^{j31*}) \left\{ -\mathbf{Y}_2^{j*} + \left[\mathbf{H}_3^{j21*} \mathbf{C}_1^{k-1} + \mathbf{H}_3^{j41*} \mathbf{S}_1^{k-1} - \mathbf{H}_3^{j11*} \mathbf{C}_2^{k-1} \right] \right\}}{\sum_{j=1}^4 (\mathbf{H}_1^{j4*}) \mathbf{H}_1^{j4} + (\mathbf{H}_3^{j31*}) \mathbf{H}_3^{j31*}}$$

(17)

식 (17)은 $(k-1)$ 번째 복호 신호를 이용하여 k 번째 최대 수신 결합을 하는 수식을 열거하였으며 이때 초기 조건으로 $k=0$ 번째의 입력신호는 식 (15)에서 구한 $C_1^0, C_2^0, S_1^0, S_2^0$ 이다.

IV. 모의 실험 및 결과고찰

모의 실험은 HIPERLAN/2 채널 A를 사용하였다. 각 경로는 도플러 주파수가 50 Hz인 독립적인 페이딩 채널을 겪게 된다. 전 대역폭 20 MHz는 부반송파가 64개이며, 유효 심볼 주기(=3.2μs)와 보호구간을 포함한 하나의 OFDM 심볼 구간은 $T_s=4.0μs$ 이다.

그림 4에서 반복 복호 multiplexed STBC MRRC OFDM 기법의 BER 성능을 multiplexed STBC OFDM 기법과 비교하였다. 제안하는 반복 복호 multiplexed STBC MRRC OFDM 알고리즘[8 PSK]은 같은 데이터율인 기존의 multiplexed STBC OFDM 알고리즘(QPSK)과 비교하면 10^{-3} BER에서 4.8dB의 E_b/N_0 성능 향상이 있으며, 제안하는 알고리즘[64 QAM]은 기존의 multiplexed STBC OFDM 알고리즘 [16 QAM]과 비교하면 10^{-3} BER에서 3.1 dB의 E_b/N_0 성능 향상이 있다. 또한 제안하는 반복 복호 알고리즘은 multiplexed STBC OFDM 알고리즘이 64 QAM 이상인 경우에는 다이버시티 이득보다 성상도 증가로 인한 손실이 더 크므로 성상도가 증가되는 주파수 이동기는 사용이 어렵지만 MRRC 기능만으로도 성능개선이 가능하다. 그림 4의 제안하는 알고리즘 중에서 wo FS(without Frequency Shifter)는 이 경우에 해당하며, 성상도의 증가가 없으므로 비교하는 시스템과 같은 성상도를 사용할 수 있다.

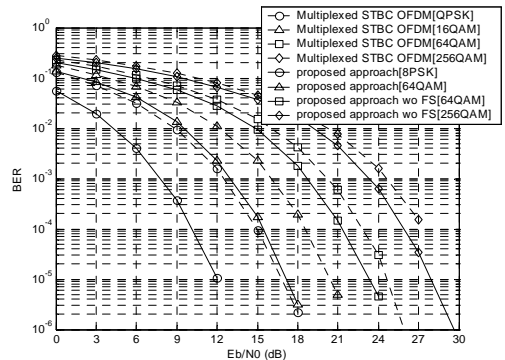


그림 4. 제안된 반복 복호 및 MRRC 결합방법을 이용한 시스템과 multiplexed STBC OFDM 시스템의 성능 비교

성상도가 64 QAM 및 256 QAM인 경우, 10^{-3} BER에서 각각 1.6dB, 1.4dB씩 E_b/N_0 성능이 개선되는 것으로 나타났다.

그림 5에서 반복복호 multiplexed STBC MRRC OFDM 기법의 BER 성능을 BLAST^[9] OFDM 기법과 비교한다. 제안하는 반복 복호 multiplexed STBC MRRC OFDM 알고리즘(8PSK)은 기존의 BLAST OFDM [BPSK](ML), BLAST OFDM [BPSK](OSIC), BLAST OFDM [BPSK](ZF) 알고리즘과 비교하여 같은 전송 데이터 율일 때 10^{-3} BER에서 각각 7.5, 18.3, 24.3dB의 E_b/N_0 성능향상이 있다.

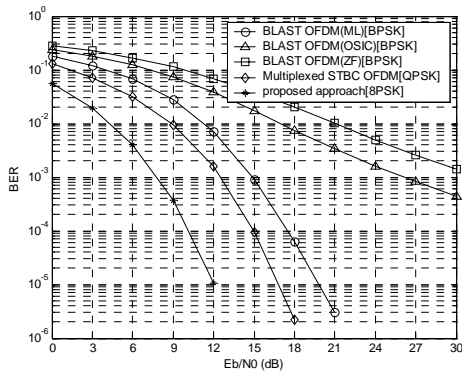


그림 5. 제안된 반복 복호 및 MRRC 결합방법을 이용한 시스템과 BLAST OFDM 시스템의 성능 비교

V. 결론

본 논문은 복호 및 최대수신결합을 반복적으로 이용하여 MIMO OFDM 시스템의 성능을 향상시키는 방법에 관한 것이다. 특히 MIMO OFDM 시스템에서 주파수 다이버시티 이득을 얻기 위하여 자기 반복 신호를 송신하고 최대수신결합을 사용하여 성능을 향상시켰으며, 또한 특별한 하드웨어의 추가 없이 복호 및 최대수신결합을 반복적으로 적용하는 알고리즘을 제안하였고 모의 실험을 통하여 종래의 방법에 비하여 성능이 우수함을 확인하였다.

참고 문헌

[1] Y. Li, J. C. Chuang, and N. R. Sollenberger,

“Transmitter diversity for OFDM systems and its impact on high-rate data wireless networks,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 17, no. 7, pp. 1233-1243, July 1999.

[2] R. A. Stirling-Gallacher and Z. Wang, “Improving performance of coherent coded OFDM systems using space time transmit diversity,” *Electronics Letters*, vol. 37, no. 7, pp. 457-458, Mar. 2001.

[3] S. M. Alamouti, “A simple transmitter diversity scheme for wireless communications,” *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

[4] A. F. Naguib, N. Seshadri, and A. R. Calderbank, “Applications 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 Computers*, vol. 2, pp. 1803-1810, Nov. 1998.

[5] M. Z. Win and J. H. Winters, “Analysis of hybrid selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading,” *IEEE Trans. Commun.*, vol. 47, no. 12, pp. 1773-1776, Dec. 1999.

[6] T. Seki, M. Itami, H. Ohta, and K. Itoh, “A study of OFDM system applying frequency diversity,” in *Proc. IEEE PIMRC*, pp. 1385-1389, Sept. 2000.

[7] 정혁구, 전원기, 조용수, “OFDM 시스템을 위한 Hybrid SC/MRRC 기법,” 제13회 통신정보융합학회, III-C-3.1~4, 2003.5

[8] 정혁구, 김장훈, 조용수, “최대수신결합을 활용한 Blast-STBC Self Repetition 기법,” 한국통신학회 하계종합학술발표회, 5C-1, pp. 409, 2003.7

[9] P. W. Wolniansky, G.J. Foschini, G.D. Golden, and R.A. Valenzuela, “V-BLAST: An Architecture for Realizing Very High Data Rates Over Rich-Scattering Wireless Channel,” *ISSSE98*, pp. 295-300, Oct. 1998

