

# 이동통신 환경에서 개선된 송신 다이버시티를 이용하는 STBC-OFDM 시스템의 성능 개선

## Performance Improvement of STBC-OFDM System with Advanced Transmit Diversity in Mobile Communications Environment

김장욱 · 양희진\* · 오창현\*\* · 조성준\*\*\*

Jang-Wook Kim · Hee-Jin Yang\* · Chang-Heon Oh\*\* · Sung-Joon Cho\*\*\*

### 요 약

이동통신 환경에서 송신 다이버시티를 이용하는 STBC-OFDM(Space Time Block Code-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 성능은 두 심볼을 전송하는 시간 동안 채널 특성이 변하지 않을 경우, MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)의 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 채널 특성이 변하게 되면 수신단에서 수신 심볼간에 서로 간섭영향을 주기 때문에 MRRC의 다이버시티 이득이 발생하지 않는다. 따라서 이동통신 환경에서 송신 다이버시티를 적용한 이동체가 고속으로 이동할 경우 이러한 간섭영향에 의한 성능 감소의 영향을 줄일 수 있는 방안이 필요하다. 본 논문에서는 이동통신 환경에서 개선된 송신 다이버시티를 이용하여 STBC-OFDM 시스템의 성능을 개선시킬 수 있는 수신기 구조를 제안하였다. 제안하는 구조는 수신단에 ZF(Zero Forcing) 알고리즘을 이용한 간섭제거기를 사용하여 전송대역폭의 변화 없이 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 시뮬레이션 결과 도플러 주파수가 클수록 성능 개선 정도가 커지는 특징을 갖는다.

### Abstract

In mobile communications environment, STBC-OFDM(Space Time Block Code-Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system with transmit diversity obtains the MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining) diversity gain in time-invariant channel between two received symbols. But in time-variant channel, due to the interference between received symbols, MRRC diversity gain cant be obtained. So, when the mobile device with transmit diversity moves in high speed, the scheme to reduce the performance degradation due to the interference is needed. In this paper, we propose the receiver architecture with advanced transmit diversity, which improves the performance of STBC-OFDM system. The proposed architecture obtains the diversity gain without the change of transmit bandwidth at the receiver with the interference canceller using ZF(Zero Forcing) algorithm. Simulation results show performance improvement as doppler shift is increasing.

Key words : Transmit Diversity, STBC, OFDM, Time Selective Fading Channel, Zero Forcing

### I. 서 론

오늘날 이동통신 시장이 급성장하고 무선 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스가 요구됨에 따라 전

동양공업전문대학 전자과(Dept. of Electronics, Dongyang Technical College)

\*솔리테크(SOLiD Tech. Inc.)

\*\*한국기술교육대학교 정보기술공학부(Dept. of Inform. Eng., Korea University of Tech. & Edu.)

\*\*\*한국항공대학교 전자·정보통신·컴퓨터공학부(Sch. of Electronics, Telecomm. & Computer Eng., Hankuk Aviation Univ.)

· 논문 번호 : 20040112-004

· 수정완료일자 : 2004년 4월 26일

송 데이터의 대용량화 및 데이터 전송의 고속화가 진행되고 있다. 그러므로 차세대 이동통신 시스템의 발전방향은 대용량의 데이터를 고속으로 전송할 수 있는 시스템 구조로 진행되고 있다<sup>[1]</sup>. 일반적으로 고속데이터 전송을 하기 위해서는 단위 시간당 전송할 수 있는 데이터 수를 증가시켜야 하기 때문에 큰 전송 대역폭을 필요로 한다. 그러나 이와 같은 대역폭의 증가는 한정된 주파수 자원을 효율적으로 사용하지 못하는 결과를 가져올 뿐만 아니라 기존 이중 시스템간의 간섭으로 영향을 줄 수 있는 문제점이 발생하게 된다. 그러므로 전송 대역폭의 변화없이 무선채널을 통해 고속으로 데이터를 전송할 수 있는 시스템의 필요성이 대두되고 있다<sup>[2][3]</sup>. 송신 다이버시티도 이와 같은 용도의 시스템으로 전송채널의 링크 버짓과 다이버시티 이득을 얻기 위해 STBC 코딩 기법을 사용한다. STBC는 수신단에서 데이터 복원시 MRRC에 해당하는 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 송신단에서 사용하는 코딩방식이다<sup>[4][5]</sup>. 이러한 STBC는 페이딩 채널 환경에서 인접한 두 심볼의 전송시간 동안 채널 특성이 변하지 않을 경우에 MRRC에 준하는 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 두 심볼의 전송시간 동안 페이딩 채널 특성이 변하게 되면 수신단에서 데이터 복원시, 두 심볼 사이의 직교특성이 상실되어 간섭으로 작용하기 때문에 시스템의 성능을 감소시키는 문제점이 있다. 또 다른 고속 데이터 전송에 적합한 방식은 OFDM 방식으로 무선채널에서 고속 데이터 전송시 발생할 수 있는 주파수 선택적 페이딩에 대한 심각한 간섭 영향을 줄이기 위해 전송 대역폭을 여러 개의 부 채널로 분할하여 동시에 전송하는 방식이다. 그리고 다중경로 페이딩 채널에서 고속 데이터를 전송하고자할 경우 단일 반송파 방식에서는 수신단의 복잡도가 크게 증가하는 반면, Base-band에서 IFFT/FFT(Inverse Fast Fourier Transform / Fast Fourier Transform)를 사용하여 변·복조 과정을 수행할 수 있으며, 무선채널 상에서 페이딩의 영향을 경감시키기 위해 사용되는 등화기를 간단하게 구현할 수 있는 구조적인 장점을 가지고 있다. 이와 같은 두 방식을 접목한 STBC-OFDM은 링크 버짓을 크게 향상시키면서 수신단을 간단하게 구현 할 수 있기 때문에 최근 초고속 전송 방식으로 활발히 연구되고 있다<sup>[6]</sup>. 이동통신 환경에

서와 같이 채널이 빠른 속도로 변하는 실외 환경에서 OFDM 방식을 사용하여 데이터를 전송하고자 할 경우, 지연확산이 커져 긴 보호구간이 필요하게 되며 이러한 오버헤드에 따른 효율감소를 막기 위해서는 심볼주기가 매우 커져야 한다. 그러나 이처럼 심볼주기가 길어질 경우에는 심볼주기 내에 채널이 변화하게 되어 ICI(Inter-carrier interference)를 발생시키게 된다. 이러한 ICI는 error floor 현상을 발생시키며 시스템 성능을 크게 감소시킨다. 기존에 ICI를 제거하기 위해 ICI self-cancellation 기법을 사용하여 간섭을 제거하는 방안이 있지만, 이것은 전송대역효율을 반으로 감소시키는 문제점이 있다<sup>[6][7]</sup>. 따라서 전송 대역폭의 변화 없이 ICI를 감소시켜 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 방안이 필요하다. 본 논문에서는 이동통신 환경에서 STBC-OFDM의 가장 간단한 형태인 두 개의 송신 안테나와 하나의 수신안테나를 모델로 ZF 알고리즘 간섭제거 기법을 적용하여 error floor를 개선하여 시스템의 성능개선 효과를 시뮬레이션을 통해 확인한다. II장에서 STBC-OFDM 시스템에 대해서 살펴보고, III장에서는 이동통신 환경에서 채널 변화로 인한 STBC-OFDM 시스템의 성능 열화에 대해서 알아본다. 그리고 IV장에서 ZF 알고리즘을 이용한 간섭제거기법에 대해서 설명하고 V장에서 시뮬레이션을 통해 성능을 분석한 후 마지막 VI장에서 결론을 맺는다.

## II. STBC-OFDM 시스템

STBC는 최초로 Alamouti에 의해 제안되었다<sup>[8]</sup>. 2개의 송신 안테나를 사용한 Alamouti의 처음 제안은 이후 Taroakh의 직교 설계조건에 따라 임의의 송신 안테나 개수로 확장 가능한 여러 가지 부호화율의 STBC로 발전되었다<sup>[9]</sup>. STBC는 다중안테나 시스템에서 간단한 부호화를 통해 추가적인 대역폭의 증가 없이 시/공간 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 시간적으로 연속된 두 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없다고 가정하면 STBC를 OFDM 방식에 적용할 수 있다<sup>[10]</sup>.

그림 1은 2개의 송신안테나를 사용한 경우의 STBC-OFDM 시스템의 블록도를 보여준다. STBC-OFDM 시스템의 부호화 과정은 연속된 두 OFDM 심볼의 동일 부 채널에 해당하는 두 심볼간에 이루어

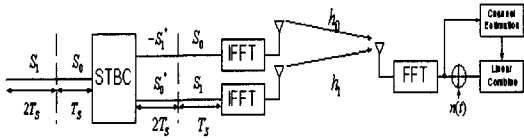


그림 1. STBC-OFDM 시스템  
Fig. 1. STBC-OFDM system.

진다. 각각의 송신 안테나에서 송신되는 신호는 안테나 #1에는  $S_0 - S_1^*$ , 안테나 #2에는  $S_1 S_0^*$ 가 송신된다<sup>[8],[10]</sup>. 여기서,  $2T_s$ 는 두 개의 데이터 심볼을 전송하는 시간을 의미한다.

STBC의 송신 matrix는 아래 식 (1)과 같이 정의된다.

$$G_2 = \begin{pmatrix} s_0 & s_1 \\ s_1 & s_0 \end{pmatrix} \quad (1)$$

그림 1에서의 채널 특성 ( $h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$ ,  $h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$ )과 수신단에서 수신되는 신호 ( $r(T_s) = R_0$ ,  $r(2T_s) = R_1$ )는 아래와 같다. 여기서  $H_0, H_1$ 은 각각의 송신 안테나를 통해 송신된 신호들과 수신안테나 사이의 채널 주파수 응답이다.  $N_0, N_1$ 은 잡음 성분이다.

$$R_0 = S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0 \quad (2)$$

$$R_1 = -S_1^* \cdot H_0 + S_0^* \cdot H_1 + N_1 \quad (3)$$

STBC-OFDM 시스템의 복호화 과정은 다음 식과 같이 단순한 선형계산을 통해  $\hat{S}_0$ 과  $\hat{S}_1$ 을 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{S}_0 &= R_0 \cdot H_0^* + R_1^* \cdot H_1 = (S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0) \cdot H_0^* \\ &\quad + (-S_1^* \cdot H_0^* + S_0^* \cdot H_1^* + N_1^*) \cdot H_1 \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot S_0 + N_0 \cdot H_0^* + N_1^* \cdot H_1 \end{aligned} \quad (4)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_1 &= R_0 \cdot H_1^* - R_1^* \cdot H_0 = (S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0) \cdot H_1^* \\ &\quad - (-S_1^* \cdot H_0^* + S_0^* \cdot H_1^* + N_1^*) \cdot H_0 \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot S_1 + N_0 \cdot H_1^* - N_1^* \cdot H_0 \end{aligned} \quad (5)$$

식 (4)와 (5)를 통해 살펴보면 STBC-OFDM 시스템의 송신 다이버시티를 사용할 경우 수신단에서  $(\alpha_0^2 + \alpha_1^2)$ 과 같이 MRRC에 해당되는 다이버시티 이득 효과를 얻을 수 있다<sup>[10]</sup>.

### Ⅲ. 이동통신 환경에서 채널변화로 인한 STBC-OFDM 성능 열화

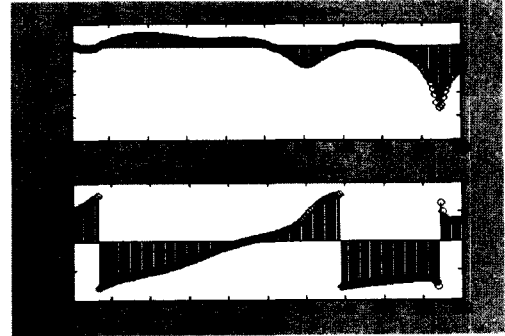


그림 2. Time selective fading( $fd = 50$  Hz)  
Fig. 2. Time selective fading( $fd = 50$  Hz).

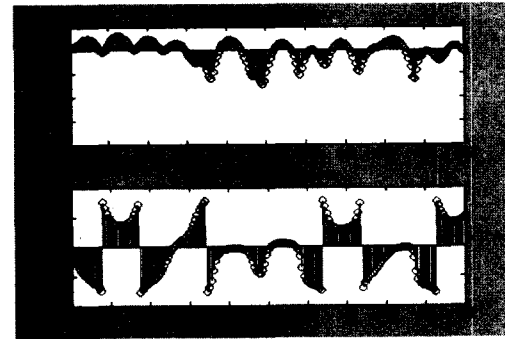


그림 3. Time selective fading( $fd = 200$  Hz)  
Fig. 3. Time selective fading( $fd = 200$  Hz).

STBC-OFDM 시스템은 부호화를 거친 후 연속적인 OFDM 심볼간에 채널의 변화가 없어야 하므로 FFT 크기가 작아야 되지만 채널의 path delay를 고려하여 심볼 크기를 고려해야 한다. 따라서 이동통신 환경에서와 같이 path delay가 큰 경우는 STBC-OFDM 심볼 길이가 커지므로 두 심볼간에 채널의 변화가 생겨 수신단에서 심볼간 간섭이 생겨 성능 열화를 일으키게 된다.

그림 2, 3에서와 같이 이동통신 환경에서  $fd$ 가 클수록(고속인 경우) 심볼간의 포락선과 위상의 변화가 급격하게 변하는 것을 알 수가 있다. 따라서 기존 STBC-OFDM 시스템의 전제조건인 두 개의 데이터 심볼을 전송하는 시간 동안에는 채널 변화가 존재하지 않아야 한다는 조건이 성립하지 않기 때문에 성능 열화가 발생한다. 이러한 성능 열화는 이동체의 이동속도가 고속으로 증가함에 따라 slow 페이딩에서 fast 페이딩으로 채널특성이 변화하는 경우에 발

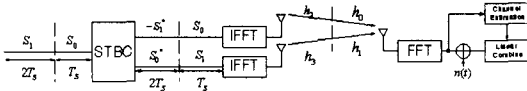


그림 4. 이동통신 환경에서 채널의 시 변화가 있는 STBC-OFDM 시스템

Fig. 4. STBC-OFDM system in time-variant channel in mobile communications environment.

생한다.

이동통신 환경에서는 시간의 변화에 따른 coherence time의 변화는 충분히 발생이 가능하므로 이에 대한 해결 방안이 필요하다. 그림 4는 송신 다이버시티를 사용한 STBC-OFDM 시스템의 구조를 나타내고 채널 특성이 slow에서 fast 페이딩 채널로 변화된 경우를 나타낸다.

그림 4에서의 채널 특성 ( $h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$ ,  $h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$ ,  $h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}$ ,  $h_3 = \alpha_3 e^{j\theta_3}$ )과 수신단에서 수신되는 신호( $r(T_s)=R_0$ ,  $r(2T_s)=R_1$ )는 식 (6), (7)과 같다.

$$R_0 = S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0 \quad (6)$$

$$R_1 = -S_1^* \cdot H_2 + S_0^* \cdot H_3 + N_1 \quad (7)$$

STBC-OFDM 시스템의 복호화 과정은 다음 식과 같이 단순한 선형계산을 통해  $\hat{S}_0$ 과  $\hat{S}_1$ 을 추정할 수 있다.

$$\begin{aligned} \hat{S}_0 &= R_0 \cdot H_0^* + R_1^* \cdot H_3 = (S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0) \cdot H_0^* \\ &\quad + (-S_1 \cdot H_2^* + S_0 \cdot H_3^* + N_1^*) \cdot H_3 \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_3^2) \cdot S_0 + S_1 \cdot (H_1 \cdot H_0^* - H_2^* \cdot H_3) \\ &\quad + N_0 \cdot H_0^* + N_1^* \cdot H_3 \end{aligned} \quad (8)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_1 &= R_0 \cdot H_1^* + R_1^* \cdot H_2 = (S_0 \cdot H_0 + S_1 \cdot H_1 + N_0) \cdot H_1^* \\ &\quad - (-S_1 \cdot H_2^* + S_0 \cdot H_3^* + N_1^*) \cdot H_2 \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \cdot S_1 + S_0 \cdot (H_0 \cdot H_1^* - H_3^* \cdot H_2) \\ &\quad + N_0 \cdot H_1^* + N_1^* \cdot H_2 \end{aligned} \quad (9)$$

식 (8), (9)와 같이 STBC-OFDM 시스템에 채널특성이 달라지면 간섭신호성분(밑줄 친)이 존재하기 때문에 시스템의 성능을 열화시킨다.

만일  $2T_s$ 와  $T_s$  시간 동안에 채널 특성이 변하지 않으면 간섭신호 성분(밑줄 친)이 없어짐으로 송신 다이버시티와 동일한 수식을 얻을 수 있다.

그림 5에서는 기존 STBC-OFDM 시스템에서 채널 변화가 있는 경우 도플러 시프트 주파수  $fd$ 가 크면 클

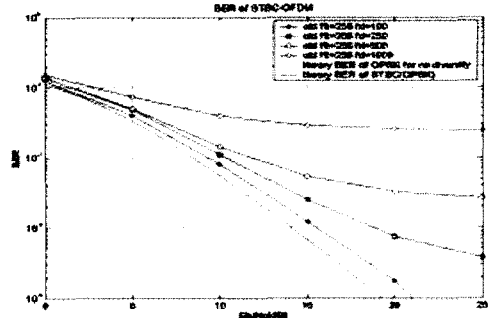


그림 5. 여러 가지 fd에 따른 STBC-OFDM의 BER 성능곡선

Fig. 5. BER curve of STBC-OFDM system in doppler shift frequency(fd).

수록 성능 열화가 더 크게 생기는 것을 보여주고 있다.

#### IV. ZF 알고리즘을 이용한 간섭제거기법

채널 특성이 변하는 이동통신 환경에서 성능 개선을 위해 그림 6과 같이 수신단에 간섭제거기법을 사용한다. 이러한 간섭제거 기법은 식 (8), (9)에서 발생한 간섭신호성분(밑줄 친)을 제거해 주기 때문에 시스템의 성능을 개선시킨다.

다음 식은 수신신호를 matrix형태로 표현한 것이다.

$$\begin{bmatrix} R_0 \\ R_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_3^* & -H_2^* \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_0 \\ N_1^* \end{bmatrix} \quad (10)$$

$s_0$ ,  $s_1$ 은 간섭이 제거되지 않은 상태의 Matrix 형태의 복원신호를 나타내면 식 (11)과 같다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} H_0^* & H_3 \\ H_1^* & -H_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_0^2 + \alpha_3^2 & H_0^* \cdot H_1 - H_3 \cdot H_2^* \\ H_1^* \cdot H_0 - H_2 \cdot H_3^* & \alpha_1^2 + \alpha_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} H_0^* \cdot N_0 + H_3 \cdot N_1^* \\ H_1^* \cdot N_0 - H_2 \cdot N_1^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (11)$$

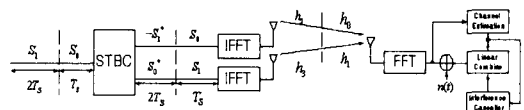


그림 6. 제안하는 간섭제거기가 포함된 송신 다이버시티의 시스템 블록도

Fig. 6. Block diagram of transmit diversity system with proposed interference cancellation scheme.

ZF 알고리즘을 이용한 간섭제거기법은 임의의 간섭제거 matrix(M)를 이용한다. 간섭 제거 matrix는 수신 신호에서 간섭이 제거된 신호에 대한 최적 계수값들로 구성된 matrix이다. 식 (11)과 같이 간섭성분 신호(밀줄 친)를 zero로 만들므로써 간섭을 제거시키는 알고리즘이다. 그림 6과 같이 간섭신호를 제거하기 위해서는 우선 기존 복조방식으로 데이터를 검파한 후에 채널정보만을 이용하여 간섭제거 matrix를 구성하여 검파된 신호에 곱해준다.

이동통신 환경에서 STBC-OFDM을 사용한 송신 다이버시티의 수식을 ZF 알고리즘을 적용하여 간섭을 제거하기 위한 matrix 형태로 나타내면 다음과 같이 정의할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} H_0^* & H_3 \\ H_1^* & -H_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \end{bmatrix} \quad (12)$$

식 (12)를 간단하게 표현하면 식 (13)과 같다.

$$\hat{S} = M \cdot H \cdot R \quad (13)$$

여기서  $\hat{S}$ 는 간섭이 제거된 신호를 나타내며,  $M$ 은 간섭제거 matrix,  $H$ 는 MRRC의 다이버시티 이득을 얻기 위한 채널 정보이고,  $R$ 은 수신 신호를 나타낸다.  $M$ 을 정의하면 아래와 같다.

$$M = \begin{bmatrix} a_0^2 + a_3^2 & 0 \\ 0 & a_1^2 + a_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_3^* & -H_2^* \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} H_0^* & H_3 \\ H_1^* & -H_2 \end{bmatrix} \quad (14)$$

$M$ 을 풀면 아래와 같다.

$$M = \frac{1}{C} \begin{bmatrix} A(|H_2|^2 + |H_1|^2) & A(H_2^* \cdot H_3 - H_0^* \cdot H_1) \\ B(H_2 \cdot H_3^* - H_0 \cdot H_1^*) & B(|H_3|^2 + |H_0|^2) \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$A = a_0^2 + a_3^2 \quad (16)$$

$$A = a_1^2 + a_2^2 \quad (17)$$

$$C = |H_0|^2 \cdot |H_3|^2 + |H_1|^2 \cdot |H_2|^2 + H_0 \cdot H_1 \cdot H_2^* \cdot H_3^* + H_0^* \cdot H_1 \cdot H_2 \cdot H_3 \quad (18)$$

간섭제거 matrix  $M$ 을 식 (12)에 적용하면 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0^2 + a_3^2 & 0 \\ 0 & a_1^2 + a_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_3^* & -H_2^* \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} H_0^* & H_3 \\ H_1^* & -H_2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} R_0 \\ R_1 \end{bmatrix} \quad (19)$$

식 (10)의 수신 신호 matrix를 식 (19)에 대입하면 아래와 같다.

$$\begin{bmatrix} \hat{S}_0 \\ \hat{S}_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_0^2 + a_3^2 & 0 \\ 0 & a_1^2 + a_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S_0 \\ S_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} a_0^2 + a_3^2 & 0 \\ 0 & a_1^2 + a_2^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} H_0 & H_1 \\ H_3^* & -H_2^* \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} N_0 \\ N_1 \end{bmatrix} \quad (20)$$

식 (15)에는 채널에 대한 정보만 포함되어 있기 때문에 채널 추정에 대해서 아주 민감한 특성이 나타난다. 식 (20)에서 보듯이 간섭제거 matrix  $M$ 을 이용하여 간섭신호성분을 제거하였다. 그러나 non time selective fading 환경인 경우 임의의 간섭 matrix  $M$ 은 잡음에 영향을 주지 않지만 채널 특성이 변하여 간섭이 생긴 경우에는 간섭제거 matrix가 잡음 성분에 곱해져 잡음을 증폭시키게 된다. 하지만 이동통신 환경에 대한 시스템의 성능 열화는 상당히 개선된다.

### V. 시뮬레이션 결론

시뮬레이션은 이동통신 환경에서 채널 특성이 변하는 경우에 간섭제거기법을 적용하여 시스템 성능을 분석하였다. 그리고 수신기에서 채널 정보를 완벽하게 추정하였다는 것을 가정했다.

이동통신 환경의 채널 모델은 Jakes 모델을 이용하였으며 2Tx-1Rx STBC-OFDM 시스템에서, OFDM/QPSK 변조 방식을 사용, 사용자 부 반송파수는  $N_c$

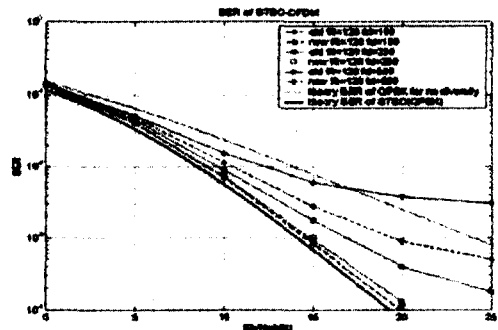


그림 7. STBC-OFDM 시스템의 제안한 간섭제거기법을 적용했을 때의 BER 성능 (fft\_size=128, fd=100 Hz, 250 Hz, 500 Hz)  
Fig. 7. BER performance of STBC-OFDM system with proposed interference cancellation scheme. (fft\_size=128, fd=100 Hz, 250 Hz, 500 Hz)

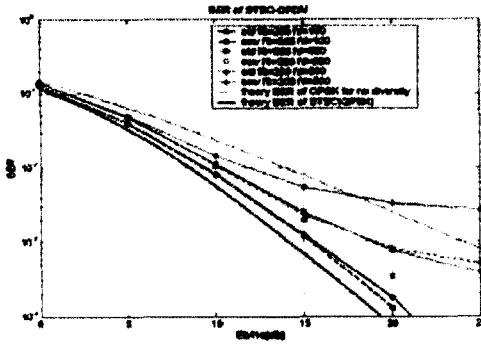


그림 8. STBC-OFDM 시스템의 제안한 간섭제거기법을 적용했을 때의 BER 성능  
(fft\_size=256, fd=100 Hz, 250 Hz, 500 Hz)  
Fig. 8. BER performance of STBC-OFDM system with proposed interference cancellation scheme.  
(fft\_size=256, fd=100 Hz, 250 Hz, 500 Hz)

=128, 256, 전송데이터 속도는 9,600 bps, 사용 주파수는 이동통신 주파수인 1.9 GHz를 사용하여 fd 값을 가변하며 시뮬레이션을 수행하였다.

그림 7과 8에서 old는 기존 STBC-OFDM을 사용하는 송신 다이버시티에 대한 것이고 new는 제안하는 ZF 알고리즘을 이용하는 간섭제거기를 적용한 송신 다이버시티를 나타낸다. old fd =100 Hz, 250 Hz, 500 Hz는 시간에 따라 채널 변화가 점차 심각하게 발생하는 것을 의미한다. 시뮬레이션 결과 fd가 100 Hz이고 target BER이  $10^{-4}$ 일 때,  $N_c$ (fft size)가 128인 경우 1 dB 정도의 성능 개선이 생기며, 256인 경우에도 1 dB 정도의 성능 개선이 생긴다. 또한 fd가 250 Hz이고 target BER이  $10^{-3}$ 일 때,  $N_c$ 가 128인 경우 2 dB 정도의 성능 개선이 생기며, 256인 경우에도 2 dB 정도의 개선 효과가 있으며, target BER이  $10^{-4}$ 에서는 128인 경우에 비해 256인 경우가 성능이 훨씬 개선됨을 알 수 있다. fd는 500 Hz이고  $N_c$ 는 128 또는 256인 경우에 기존 STBC-OFDM에 비해 제안한 ZF 알고리즘을 적용한 STBC-OFDM 성능이 훨씬 개선됨을 알 수 있다. fd가 크면 클수록 고속인 경우에 ZF 알고리즘을 적용한 STBC-OFDM의 성능이 훨씬 개선됨을 알 수 있다.

## VI. 결 론

이동통신 환경에서 송신 다이버시티를 적용한

STBC-OFDM 시스템의 성능은 채널 특성이 변하지 않을 경우 MRRCC에 해당하는 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 채널 특성이 변할 경우에는 수신단에서 데이터 복원시 인접한 두 심볼이 서로 간섭으로 작용하므로 성능 열화가 발생한다. 따라서 본 논문에서는 이동통신 환경에서 ZF 알고리즘을 이용한 간섭제거기법을 제안하여, 이동체가 고속으로 이동할 때 발생하는 채널 변화에 의한 성능 열화를 개선하였다. 시뮬레이션 결과, STBC-OFDM 시스템에 제안하는 ZF 간섭제거기법을 적용한 경우 기존의 STBC-OFDM 시스템에 비해 성능이 개선됨을 확인하였다. fd가 낮을 경우에는 거의 성능 차이가 없었으나 fd가 큰 경우에 간섭제거 matrix로 인해 잡음성분이 증폭되지만 시간에 대한 채널변화로 인한 성능 열화가 많이 줄어들었다. 또한,  $N_c$ 가 클수록 더 큰 성능 개선 효과를 얻을 수 있었다.

그러므로 이동체가 고속으로 이동시 STBC-OFDM 시스템의 수신부에 ZF 알고리즘을 이용하는 간섭제거기를 추가함으로써 대역효율의 변화없이 성능 열화를 개선할 수 있다.

## 참 고 문 헌

- [1] 황승구, "4세대 이동통신 무선 전송 기술 현황", 9th Wireless Communications Workshop, pp. 71-90, 2003년 2월.
- [2] T. S. Rappaport, *Wireless Communications Principles and Practice*. 2nd edition, Prentice Hall PTR, 2000.
- [3] 조용수, "MIMO 및 OFDM 기술", 4th Generation Mobile Communications Forum, pp. 73-103, 2002년 9월.
- [4] Z. Liu, X. Ma and G. B. Giannakis, "Space-time coding and Kalman filtering for time-selective fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, no. 2, 2002.
- [5] Z. Liu, G. B. Giannakis and B. L. Hughes, "Double differential space-time block coding for time-varying fading channels", *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 1529-1539, Sep. 2001.
- [6] 박경원, 김태곤, 조용수, "고속 무선 전송을 위한

MIMO-OFDM 기술", *Telecommunication Review*, 12(2), pp. 210-24, 2002년 3월.

- [7] Y. Zhao, S. G. Haggman, "Intercarrier interference self-cancellation scheme for OFDM mobile communication systems", *IEEE Tran. on Commun.*, vol. 49, no. 7, pp. 1185-1191, Jul. 2001.
- [8] S. M. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communication", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct. 1998.

- [9] V. Tarokh, H. Jafarkhani and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs", *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, Jul. 1999.
- [10] K. F. Lee, D. B. Williams, "A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels", in *Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Cambridge, MA, pp. 149-52, Mar. 2000.

김 장 옥



1990년 2월: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 (공학사)  
 1997년 8월: 고려대학교 정보통신공학과 (공학석사)  
 1990년 1월~1996년 12월: 삼성전자 통신연구소 전임연구원  
 1997년 1월~2001년 10월: KTF 네트

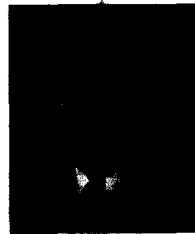
트웍 연구소 차장

2000년 3월~2002년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 박사 수료

2001년 10월~현재: 동양공업전문대학 전자과 조교수

[주 관심분야] OFDM, 이동통신, MIMO

오 창 현



1988년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)  
 1990년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공통신정보공학과 (공학석사)  
 1996년 2월: 한국항공대학교 대학원 항공전자공학과 (공학박사)

1990년 2월~1993년 9월: 한진전자(주) 기술연구소

1993년 10월~1999년 2월: 삼성전자(주) CDMA 개발팀

1999년 3월~현재: 한국기술교육대학교 정보기술공학부 조교수

[주 관심분야] 이동통신, 무선통신, SDR

양 회 진



2002년 2월: 한국항공대학교 항공통신정보공학과 (공학사)  
 2004년 2월: 한국항공대학교 대학원 정보통신공학과 (공학석사)  
 2004년 4월~현재: (주)솔리테크 디지털팀

[주 관심분야] WCDMA, OFDM,

DSP, 디지털 M/W 시스템

조 성 준



1969년 2월: 한국항공대학교 항공통신공학과 (공학사)  
 1975년 2월: 한양대학교 대학원 (공학석사)

1981년 3월: 일본오사카대학교 대학원 통신공학과 (공학박사)

1972년 8월~현재: 한국항공대학교

전자, 정보통신 컴퓨터공학부 교수

[주 관심분야] 무선통신, 이동통신, 위성통신, 환경전자공학