

간섭제거 및 송신 다이버시티 기법을 적용한 OFDM 시스템에 대한 성능개선

김 장 욱*

Performance Enhancement of OFDM Systems (Using Interference cancellation schemes of TD(Transmit Diversity))

Jang Wook Kim*

요 약

시간 선택 페이딩 채널 환경에서 STBC(Space Time Block Code)를 사용하는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템의 성능은 시간에 따라 심볼이 변하지 않을 경우, 두 심볼이 서로 간섭이 생기지 않기 때문에 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 시간에 따라 심볼이 변하게 되면, 두 심볼이 서로 간섭을 주기 때문에 MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining)에 해당되는 다이버시티 이득이 생기지 않는다. 두 심볼이 서로 간섭을 줄 경우에도 성능 열화가 되지 않도록 성능 개선이 필요하다.

본 논문에서는 시간 선택 페이딩 채널 환경에서 STBC를 사용하는 OFDM 시스템의 성능 개선을 위해 간섭 제거기를 적용하였다. 시뮬레이션 결과 도플러 주파수가 100 Hz의 경우에 10⁻³ BER(Bit Error Rate)에서 Eb/No가 6dB 이상 성능 개선이 되고, 500 Hz의 경우에 같은 BER에서 Eb/No가 20dB 이상 성능 개선이 됨을 알 수 있었다.

▶ Keyword : 오에프디엠, 송신다이버시티, 간섭제거

Abstract

Using OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) provides the same diversity order as

• 제1저자 : 김장욱

• 투고일 : 2012. 02. 01, 심사일 : 2012. 05. 11, 게재확정일 : 2012. 05. 16.

* 동양미래대학교 전기전자통신공학부 정보전자과(School of Electrical Engineering Dept. of Information Electronics, Dongyang Mirea University)

※ 본 논문은 동양미래대학교의 학술연구과제를 통해 연구되었음을 알립니다.

MRRC(Maximal Ratio Receiver Combining). It is assumed that fading channel is constant across two consecutive symbols. Unfortunately, when the channel condition is changed for the two consecutive symbols, the OFDM using STBC(Space Time Block Code) does not offer good performance due to the large doppler shift. In this paper, we have proposed a performance enhancement scheme for OFDM using STBC over time-selective fading channel. Simulation results for various doppler shift rates are presented to robust system performance of OFDM due to using our proposed scheme over time-selective fading channel.

▶ Keyword : OFDM, TD, Interference cancellation

1. 서 론

현재 4G 무선 이동통신 시장이 급성장하고 무선 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스가 요구되고 있으며 동시에 전송 데이터의 대용량화 및 데이터 전송의 고속화가 진행되고 있다. 그러므로 차세대 이동통신 시스템의 발전 방향은 고속의 데이터를 전송할 수 있는 시스템 구조로 진행 될 것이다[1]. 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 이종간의 시스템에 간섭의 영향을 줄 수 있는 문제점이 발생하게 된다. 그러므로 전송 대역폭의 변화 없이 무선채널을 통해 고속으로 데이터를 전송할 수 있는 시스템의 필요성이 대두되고 있다. 이에 여러 개의 안테나를 이용하여 전송용량을 증가시킬 수 있는 MIMO(Multi Input Multi Output)시스템에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다 [1, 2].

MIMO(Multi-Input Multi-Output)시스템은 전송 대역폭의 증가 없이 고속 데이터 전송을 목적으로 송수신측에 다중안테나를 설치하여 채널 용량을 크게 증가시킬 수 있는 방안이며 이 다중안테나를 이용해 독립적인 페이딩 채널을 다수 개로 형성하여 고속 데이터 전송 시 요구되는 높은 링크 버젓을 해결하기 위해 여러 가지 STC(Space Time Code)를 적용하여 수신 단에서 다이버시티 이득과 코딩 이득을 동시에 얻을 수 있도록 구성된 시스템이다[3]. 하지만 이 시스템을 해석할 때 많은 논문에서 페이딩 채널 특성을 slow / flat 페이딩 환경에서 분석을 수행하였다. 이는 다이버시티 이득을 얻기 위해 적용한 STC의 특성상 채널 환경이 제한적이기 때문이다. 하지만 셀룰라 환경을 고려해 볼 때 페

이딩 채널의 특성은 매우 다양하기 때문에 이런 제한적인 요소는 시스템의 한계성을 나타낸다. 예를 들면 전송 대역폭의 증가 없이 데이터를 고속으로 전송한다고 하더라도 다중 페스의 지연에 의한 ISI(Inter Symbol Interference)영향이 대두 될 수 있으며 이동체의 속도에 의한 도플러 시프트에 대한 영향으로 심각한 성능 열화가 발생할 수 있다[3, 4].

OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식은 대역 확산 방식의 대표적인 CDMA의 전송대역폭과 비교했을 때 이 보다 큰 전송 대역폭을 사용되 무선 채널환경에서 전송 대역폭 증가 시 발생할 수 있는 주파수 선택 페이딩에 대한 심각한 영향을 줄이기 위해 전송 대역폭을 여러 개의 부 채널로 분할하여 동시에 전송하는 시스템이다. 하지만 OFDM시스템은 인접한 부 반송파간에 항상 직교성을 유지해야 하는 어려움이 존재하며 일정한 대역폭을 가지고 데이터 전송 속도를 증가시키기 위해 FFT(Fast Fourier Transform) 크기를 크게 설정했을 경우, 도플러 시프트 현상에 의해 인접 반송파간에 직교성이 파괴되어 성능열화가 발생한다[5].

MIMO-OFDM방식으로 적합하게 제안된 시스템은 Clustered-OFDM, STTC(Space Time Trellis Code)-OFDM, STBC-OFDM, SFBC (Space Frequency Block Code)-OFDM등이 제안되었으며 대부분의 시스템들이 다중 안테나 시스템을 적용해 링크 버젓을 향상시키기 위해 여러 가지 STC(Space Time Code)나 SFC(Space Frequency Code)를 사용하는 것을 알 수 있다. 이중 인코딩과 디코딩이 간단하면서 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 STBC-OFDM 시스템을 이용한다.

이러한 MIMO시스템은 링크 버젓을 향상시키기 위해 여러 가지 코딩기술을 이용하며, STBC도 이와 같은 종류의 코딩기법이다. 이에 본 논문에서는 STBC에 대한 성능 개선 방안을 연구하였다. STBC는 수신단에서 데이터 복원 시 MRRC에 해당하는 다이버시티 이득을 얻을 수 있도록 수신

단에서 사용하는 직교특성을 갖는 코딩방식이다[5]. 이러한 STBC는 페이딩 채널 환경에서 인접한 두 심볼의 전송시간동안 채널 특성이 변하지 않을 경우에 MRRC에 준하는 다이버시티 이득을 얻는다. 그러나 두 심볼의 전송시간동안 페이딩 채널 특성이 변하게 되면 수신단에서 데이터 복원 시, 두 심볼이 상호간의 직교특성이 상실되어 간섭으로 작용하기 때문에 시스템의 성능 열화가 발생하는 문제점이 있다. 따라서 이 동체가 고속으로 이동할 경우, STBC를 사용한 전송 다이버시티에 성능 열화를 개선시킬 수 있는 방안이 필요하다.

본 논문에서는 STBC를 활용하여 송신다이버시티 방식 간섭제거기법을 적용한 OFDM의 성능 개선을 통해 이동체가 고속일 때도 데이터 전송이 개선 될 수 있도록 제안한다.

본 논문은 5장으로 되어 있으며 제 1장 서론에 이어 제 2장에서는 OFDM 송·수신단을 구현하기 위해 필요한 기본원리 및 이론을 설명한다. STBC를 사용하는 이유에 대해서 설명하고, 성능 열화가 발생하는 이유를 설명한다. 제 3장에서는 간섭제거기법을 적용한 성능개선 방안을 제시하였으며, 제 4장에서는 성능 열화 방지를 위한 제안된 간섭제거기법을 적용한 시뮬레이션을 확인한다. 마지막으로 제 5장에서는 제안하는 간섭제거기법을 적용한 OFDM 시스템의 성능 분석 결과를 토대로 결론을 맺는다.

II. OFDM 시스템

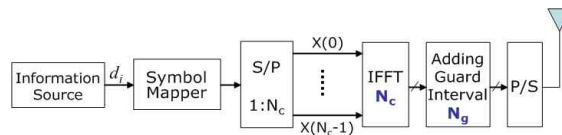
2.1 OFDM 개요

OFDM 방식은 변복조시에 고속 푸리에 변환 알고리즘을 사용한다. 회로의 복잡함을 적게 할 수 있고, 또한 OFDM 신호는 데이터를 동시에 전송할 수 있도록 병렬화하여 전송하는 특징을 가지고 있다. 단일 반송파에 비해 넓은 심볼 간격을 가지므로 각각의 부 채널 신호는 협대역 특성을 가지게 된다. 고속 전송 시에도 적절한 부 반송파의 개수를 선택하여 주파수 비선택적 페이딩의 영향을 받도록 만들 수 있다. 그리고 보호 구간을 삽입함으로써 보호 구간 길이 보다 지연 시간이 작은 지연 성분에 의해 발생하는 ISI (Inter-Symbol Interference)의 영향을 완전히 제거 할 수 있다는 장점이 있다. IEEE 802.11a 및 HIPERLAN/2 WLAN (Wireless LAN) 표준안에서도 OFDM 방식이 채택되었다 [6, 7].

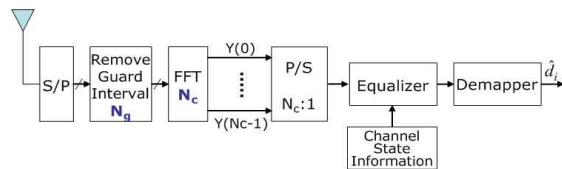
OFDM 전송방식은 채널의 스펙트럼 효율을 극대화하기 위하여 부 채널간 간섭이 발생하지 않도록 부 채널간 직교성

을 유지하여 전송해야 하는 점이 핵심적인 사항이다. 그러나 고속데이터를 전송하기 위해서는 필연적으로 광대역 채널을 사용하게 되어 전체적인 신호 대역폭을 고려하게 되면 주파수 선택적 페이딩 현상이 발생하게 된다. 이 주파수 선택적 페이딩 환경에서는 직교성이 상실되어 시스템의 성능 저하가 발생하게 된다. 이러한 성능 저하를 방지하기 위하여 OFDM 전송방식에서는 시간영역 송신신호에 대해 보호구간을 삽입하는 방법 외에 선택적 페이딩 채널응답을 보상하기 위한 등화기, 채널 에러에 보다 강하게 정보 신호를 송·수신 및 복원하기 위해 인터리빙 및 채널 코딩 등의 다양한 기법을 적용하여 전송시스템의 성능저하를 보상하게 된다.

그러나, OFDM 시스템에서는 다수의 부 반송파를 사용하게 되므로 송·수신단에서 변조 및 복조에 사용되는 반송파의 주파수가 정확하게 일치되지 않는 경우 단일 반송파 방식에 비하여 에러의 증가율이 높아지게 된다. 이러한 반송파 주파수의 오차 그리고 데이터의 시작 위치를 정확히 찾지 못하여 발생하는 시간동기 오차 등은 OFDM의 특성과 관련하여 심각한 성능저하의 요인이 되고 있다[8].



(a) 송신기 블록도



(b) 수신기 블록도

그림 1. OFDM 시스템
Fig 1. OFDM System

OFDM 시스템 블록도는 그림 1과 같다. 송신에서는 (a)와 같이 발생된 정보 비트열은 심볼 부호화에 의해 심볼 주기가 T_s 인 PSK 혹은 QAM 심볼로 변환되고, 변환된 심볼 데이터는 직/병렬 변환기에 의해 사용 부반송파의 수 N_c 만큼 병렬화된다. 다음으로 병렬화된 신호 $X = [X(0), X(1), \dots, X(N_c-1)]^T z$ ($[\hat{A}]^T$: 전치 (transpose))는 IDFT 블록에 의해 OFDM 변조되며, 주기가 $T_{sub} = N_c T_s$ 인 하나의 OFDM 심볼

$\mathbf{x} := [\mathbf{x}(0), \mathbf{x}(1), \dots, \mathbf{x}(N_F - 1)]^T$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{x}(n) = \frac{1}{\sqrt{N_F}} \sum_{k=0}^{N_F-1} X(k) \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N_F}\right) \quad \text{Ofnf } N_F = 1. \quad (1)$$

OFDM 방식에서 각 부반송파로 전송되는 심볼 간의 간섭은 존재하지 않는다. 그러나 신호의 전송은 OFDM 심볼 단위로 이루어지기 때문에 다중경로 채널을 통해 전송된 신호는 이전 OFDM 심볼에 의해 영향을 받게 된다. 이러한 연속된 OFDM 심볼 간의 간섭을 방지하기 위해 채널의 최대 지연확산시간 τ_{\max} 보다 긴 보호구간을 삽입하며, 또한 채널에서의 지연확산에 의해 부반송파의 직교성이 파괴되는 것을 방지하기 위해 유효심볼의 뒷 부분에서 복사하여 삽입하기 때문에 CP(Cyclic Prefix) 라 한다[6]. 보호구간에 의해 OFDM 심볼의 주기는 실제 데이터가 전송되는 유효 심볼주기 T_{sub} 와 보호구간 T_g 의 합이 되며 ($T_{\text{sym}} = T_{\text{sub}} + T_g$), 수신단에서는 보호구간을 제거한 후 유효 심볼주기 동안의 신호를 이용하여 복조한다. 보호구간 $T_g = N_g T_s$ 가 삽입된 하나의 OFDM 심볼 $\mathbf{x}_g := [\mathbf{x}_g(0), \mathbf{x}_g(1), \dots, \mathbf{x}_g(N_F + N_g - 1)]^T$ 는 식 (2)와 같으며, DAC와 저역통과 필터, RF 단을 거쳐 채널로 전송된다.

$$\mathbf{x}_g(n) = \mathbf{x}(\text{mod}[n - N_g, N_F]), \quad \text{Ofnf } N_F + N_g = 1. \quad (2)$$

송신 안테나를 통해 송신된 신호는 차수 L (지연 확산되는 샘플의 수)를 갖는 주파수 선택적 페이딩 채널을 거쳐 수신된다. 시간 n 에서 채널의 임펄스 응답을 $\mathbf{h}(n, \tau)$ 라 하면, $\tau > L$ 인 경우 $\mathbf{h}(n, \tau) = 0$ 이며, 인접 OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 보호구간 $N_g \geq L$ 이어야 한다. 따라서 채널 $\mathbf{h}(n, \tau)$ 를 거쳐 수신된 신호는

$$\mathbf{y}_g(n) \approx \mathbf{x}_g(n) \mathbf{A} \mathbf{h}(n, \tau) + \mathbf{w}(n) \approx \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}(n, l) \mathbf{x}_g(n-l) + \mathbf{w}(n),$$

$$\text{Ofnf } N_F + N_g = 1. \quad (3)$$

로 표현할 수 있다. 여기서, \mathbf{A} 는 컨벌루션 (convolution) 을 의미하며, $\mathbf{w}(n)$ 은 평균이 0, 분산이 σ_w^2 인 복소 가우시안 잡음을 나타낸다.

수신된 신호 \mathbf{y}_g 는 그림 1의 (b)와 같이 송신과 반대의 과정을 거쳐 복호되며, OFDM 심볼간의 간섭을 방지하기 위해 삽입된 보호구간이 제거된 신호 \mathbf{y} 는

$$\mathbf{y}(n) = \mathbf{y}_g(n + N_g), \quad \text{Ofnf } N_F = 1. \quad (4)$$

로 표현할 수 있으며, DFT 블록을 통해 OFDM 복조된 신호 $\mathbf{Y} := [\mathbf{Y}(0), \mathbf{Y}(1), \dots, \mathbf{Y}(N_F - 1)]^T$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{Y}(k) = \mathbf{H}(k) \mathbf{X}(k) + \mathbf{W}(k), \quad \text{Ofkf } N_F = 1, \quad (5)$$

여기서, $\mathbf{W}(k)$ 는 각 부반송파에 해당하는 복소 가우시안 잡음이며, $\mathbf{H}(k)$ 는 각 부반송파 성분 $\mathbf{X}(k)$ 가 거치게 되는 평탄한 부채널의 주파수 응답으로

$$\mathbf{H}(k) = \frac{1}{\sqrt{N_F}} \sum_{l=0}^{L-1} \mathbf{h}(l) \exp\left(-j \frac{2\pi lk}{N_F}\right) \quad \text{Ofkf } N_F = 1. \quad (6)$$

이다. 단, $\mathbf{h}(l)$ 은 식 (3)에서 하나의 OFDM 심볼구간 동안 채널이 변화하지 않는다고 가정하여 하나의 OFDM 심볼구간의 채널의 시변 응답 $\mathbf{h}(n, l)$ 을 시불변 응답 $\mathbf{h}(l)$ 로 치환한 것이다.

식 (5)의 신호는 추정된 각 부채널의 주파수 응답 $\widehat{\mathbf{H}}(k)$ 를 이용하여 아래식과 같이 채널에 대한 왜곡이 보상되어 진다.

$$\widehat{\mathbf{X}}(k) = \frac{\mathbf{Y}(k)}{\widehat{\mathbf{H}}(k)}, \quad \text{Ofkf } N_F = 1. \quad (7)$$

OFDM 방식은 식 (5)와 같이 각 부반송파 성분은 시간영

역에서 심볼간 간섭이 없으며, 주파수 영역에서 비선형적인 평탄한 부채널 겪게 된다. 따라서 다중경로에 의한 주파수 선택적 채널을 겪은 OFDM 심볼은 수신단에서 식 (7)과 같이 간단한 단일탭 등화기를 이용하여 각 부반송파 성분이 겪는 채널의 특성을 보상할 수 있다.

2.2 송신 다이버시티 방식에 STBC를 사용하는 이유

각 송신 안테나로 데이터를 전송할 때 두 심볼을 전송하는 시간 동안에는 채널 변화가 존재하지 않아야 한다는 전제조건이 만족되지 않는 경우에는 성능 열화가 발생한다[6]. 성능 열화는 이동체의 이동속도가 고속으로 증가함에 따라 slow 페이딩에서 fast 페이딩 채널로 변화하는 경우에 발생한다.

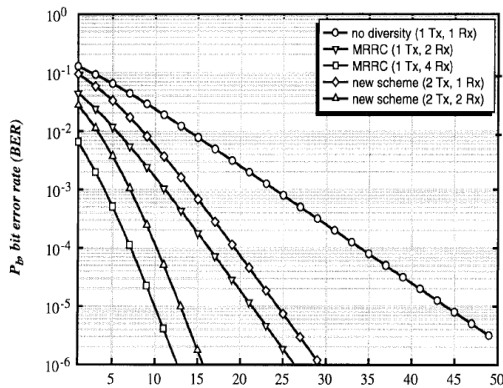


그림 2 Rayleigh fading 채널환경에서 STBC를 적용한 송신 다이버시티의 BER (동기 BPSK)
Fig 2. BER of TD (Using STBC provide Rayleigh fading channel)

송신 다이버시티의 목적은 전송 대역폭을 증가 시키지 않고 순방향 채널의 데이터 전송 속도를 향상시키면서 수신측에서 다이버시티의 효과를 얻어 링크 버젯을 향상시키는데 그 목적이 있다. 그러므로 TD의 기본구조는 전송대역의 증가 없이 데이터 전송 속도를 높이기 위해서 병렬 (2개 이상)의 송신 안테나를 사용하며, 수신측에서 다이버시티 효과를 얻기 위해 송신 안테나를 공간적으로 이격시켜 전송되는 데이터가 서로 독립적인 채널을 통과할 수 있도록 구성한다. 이때 수신측에서 데이터를 추출할 때 간단한 선형연산과정으로 MRRC(Maximum Ratio Receive Combining)기법과 동일한 전송 이득을 얻기 위해 송신측에서 사용하는 기법이 STBC이다. STBC의 필요성을 좀더 구체적으로 알아보기 위해 간단한 예를 통해 살펴보도록 한다.

아래의 그림 3은 2개의 송신 안테나와 1개의 수신안테나로 구성된 기본적인 송신 다이버시티 시스템으로 STBC를 사용하지 않을 경우를 나타낸 것이다. 그림의 송신 다이버시티 구성상 다이버시티 이득을 얻기 위해서는 동일한 데이터를 페이딩 특성이 서로 다른 채널환경으로 전송을 하면 되므로 우선 전송 데이터를 2개의 송신 안테나로 각각 반복 분할하여 전송한다. 이때 전송 대역폭의 증가는 발생하지 않다.

송신 다이버시티 구조를 해석할 때 중요한 전제 조건이 있는데, 이는 2개의 데이터 심볼을 전송하는 시간 (= 2Ts) 동안에는 채널변화가 존재하지 않아야 한다는 것이다. 즉, h0와 h1은 서로 독립적인 채널 특성을 갖지만 각 채널은 2심볼 전송 시간동안은 페이딩 특성이 일정(= 2Ts << coherence time)해야 한다는 것이다. 이러한 조건으로 인해 송신 다이버시티를 셀룰라 환경에 적용 시 제약이 발생하기도 하지만 우선 위의 조건을 만족한다고 가정한다.

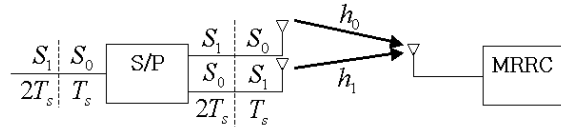


그림3. S/P변환에 대한 송신다이버시티 구조
Fig 3. TD structure of S/P conversion

위와 같은 구조의 경우 채널 특성(h0, h1)과 수신되는 신호(r(Ts) = r0, r(2Ts) = r1)는 아래 식 (8)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned}
 h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0}, \quad h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\
 r_0 &= S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0 \\
 r_1 &= S_1 \cdot h_0 + S_0 \cdot h_1 + n_1
 \end{aligned} \tag{8}$$

위 신호를 이용하여 수신측에서 데이터를 추출하면 아래와 같은 선형 연산을 통해 추출해 낼 수 있다.

$$\begin{aligned}
 \hat{S}_0 &= r_0 \cdot h_0^* + r_1 \cdot h_1^* = (S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0) \cdot h_0^* + (S_1 \cdot h_0 + S_0 \cdot h_1 + n_1) \cdot h_1^* \\
 &= \alpha_0^2 \cdot S_0 + S_1 \cdot h_1 \cdot h_0^* + n_0 \cdot h_0^* + S_1 \cdot h_0 \cdot h_1^* + \alpha_1^2 \cdot S_0 + n_1 \cdot h_1^* \\
 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot S_0 + S_1 \cdot (h_1 \cdot h_0^* + h_0 \cdot h_1^*) + n_0 \cdot h_0^* + n_1 \cdot h_1^*
 \end{aligned} \tag{9}$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_1 &= r_0 \cdot h_1^* + r_1 \cdot h_0^* = (S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0) \cdot h_1^* + (S_1 \cdot h_0 + S_0 \cdot h_1 + n_1) \cdot h_0^* \\ &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) \cdot S_1 + S_0 \cdot (h_1 \cdot h_0^* + h_0 \cdot h_1^*) + n_0 \cdot h_1^* + n_1 \cdot h_0^* \end{aligned} \quad (10)$$

식 (9), (10)을 살펴보면, 추출된 신호에 다이버시티 이득에 대한 특성은 나타나지만 원하지 않는 간섭신호 성분(밑줄) 또한 포함하고 있다. 이로 인해 성능 열화가 발생하므로 이 간섭신호 성분을 제거하기 위해 송신측에서 STBC를 적용하여 데이터를 전송하게 된다.

2.3 시간 선택 페이딩 채널 환경에서 발생하는 STBC의 성능 열화 분석

이러한 경우, 시스템의 성능 열화를 방지하기 위해서는 데이터의 전송 속도를 증가 시켜야 하므로 결국 전송 대역폭의 증가가 초래된다. 그러나 이러한 전송 대역폭의 증가는 대역폭 효율을 감소시키는 문제점이 있다. 이동통신 환경에서는 이러한 시간의 변화에 따른 coherence time의 변화는 충분히 발생 가능하므로 이에 대한 해결 방안이 필요하다. 아래의 그림 4는 기존 STBC를 적용하는 전송 다이버시티의 구조를 나타내고 채널 특성이 slow에서 fast 페이딩 채널로 변화된 경우를 나타낸다.

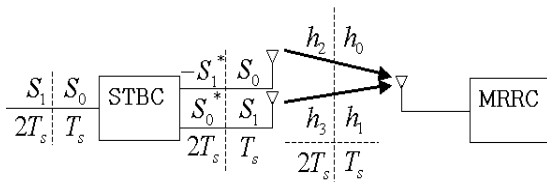


그림 4. STBC가 적용된 송신 다이버시티 구조
Fig 4. TD structure of include STBC

채널 특성(h_0, h_1, h_2, h_3)과 수신되는 신호($r(Ts) = r_0, r(2Ts) = r_1$)는 식 (11)과 같이 정의된다.

$$\begin{aligned} h_0 &= \alpha_0 e^{j\theta_0}, \quad h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}, \quad h_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2}, \quad h_3 = \alpha_3 e^{j\theta_3} \\ r_0 &= S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0 \end{aligned} \quad (11)$$

수신신호에서 MRRC에 대한 선형연산으로 데이터를 추출하면, 식 (12), (13)과 같이 나타낼 수 있다.

$$\hat{S}_0 = r_0 \cdot h_0^* + r_1 \cdot h_3^* = (S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0) \cdot h_0^* + (-S_1 \cdot h_2^* + S_0 \cdot h_3^* + n_1^*) \cdot h_3^*$$

$$= (\alpha_0^2 + \alpha_3^2) \cdot S_0 + S_1 \cdot (h_1 \cdot h_0^* - h_2^* \cdot h_3) + n_0 \cdot h_0^* + n_1^* \cdot h_3 \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \hat{S}_1 &= r_0 \cdot h_1^* - r_1 \cdot h_2 = (S_0 \cdot h_0 + S_1 \cdot h_1 + n_0) \cdot h_1^* - (-S_1 \cdot h_2^* + S_0 \cdot h_3^* + n_1^*) \cdot h_2 \\ &= (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \cdot S_1 + S_0 \cdot (h_0 \cdot h_1^* - h_3^* \cdot h_2) + n_0 \cdot h_1^* + n_1^* \cdot h_2 \end{aligned} \quad (13)$$

식 (12), (13)과 같이 STBC를 사용한 전송 다이버시티는 채널특성이 달라지면 간섭신호성분(밑줄)이 존재하기 때문에 시스템의 성능을 감소시킨다.

III. 간섭제거기법을 이용한 성능 개선 방안

그림 4와 같이 채널 특성이 변하는 시간 선택 페이딩 환경에서 성능 개선을 위해 그림 5와 같이 수신단에 간섭제거기를 사용하였다. 이러한 간섭제거기법은 식 (12), (13)에서 발생한 간섭신호(밑줄)를 제거 해 주기 때문에 시스템의 성능을 개선시킨다. 시간 선택 페이딩 환경에서 STBC를 사용한 전송 다이버시티의 수식을 matrix form으로 나타내면 식 (14)과 같이 정의 할 수 있다.

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \hat{S}(t) \\ \hat{S}(t+T) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} h_0(t)^* & h_1(t+T) \\ h_1(t)^* & -h_0(t+T) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r(t) \\ r(t+T)^* \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \alpha_0(t)^2 + \alpha_1(t+T)^2 & h_0(t)^* h_1(t) - h_1(t+T) h_0(t+T)^* \\ h_1(t)^* h_0(t) - h_0(t+T) h_1(t+T)^* & \alpha_1(t)^2 + \alpha_0(t+T)^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} S(t) \\ S(t+T) \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} h_0(t)^* n(t) + h_1(t+T) n(t+T)^* \\ h_1(t)^* n(t) - h_0(t+T) n(t+T)^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (14)$$

식 (14)에서와 같이 시간 선택 페이딩 환경에서는 간섭성분(밑줄)이 존재한다. 그러나 위 수식에서 시간 비선택 페이딩 환경일 경우에는 기존 STBC를 사용한 수신 다이버시티와 동일한 수식을 갖는다. 식 (14)와 같이 간섭신호 성분이 존재할 경우 간섭성분을 제거하기 위해서는 그림 5와 같이 간섭제거기가 포함된 수신기가 필요하다.

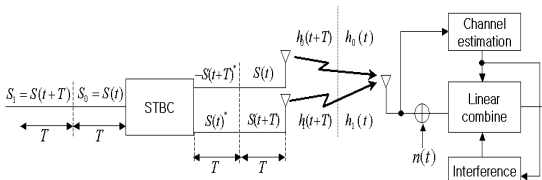


그림 5. 제안하는 간섭제거기가 포함된 송신 다이버시티 구조(OFDM 시스템)

Fig 5. Using Interference cancellation schemes of TD structure (OFDM System)

간섭제거기법은 임의의 간섭제거 matrix(M)을 이용한다. 간섭 제거 matrix는 수신 신호에서 간섭이 제거된 신호에 대한 최적 계수 값들로 구성된 matrix이다. 그림 5와 같이 간섭신호를 제거하기 위해서는 우선 기존 복조방식으로 데이터를 검파한 후에 채널정보만을 이용하여 간섭제거 matrix를 구성하여 검파된 신호에 곱해준다. 아래의 식 (15)는 이러한 과정을 나타낸 수식이다.

$$\begin{bmatrix} \hat{S}(t) \\ \hat{S}(t+T) \end{bmatrix} = M \cdot \begin{bmatrix} h_0(t)^* & h_1(t+T) \\ h_1(t)^* & -h_0(t+T) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} r(t) \\ r(t+T)^* \end{bmatrix} \quad (15)$$

식 (15)를 간단하게 표현하면 식 (16)과 같다.

$$S = M \cdot H \cdot R \quad (16)$$

여기서 S는 간섭이 제거된 신호를 나타내며, M은 간섭제거 matrix, H 은 MRRC의 다이버시티 이득을 얻기 위한 채널 정보이고 R은 수신 신호를 나타낸다. 간섭신호성분을 zero로 만드는 M은 아래의 식 (17)과 같이 정의 한다.

$$M = \begin{bmatrix} \alpha_0(t)^2 + \alpha_0(t+T)^2 & 0 \\ 0 & \alpha_0(t)^2 + \alpha_0(t+T)^2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} h_0(t) & h_1(t) \\ h_1(t+T) & -h_0(t+T) \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} h_0(t)^* & h_1(t+T) \\ h_1(t)^* & -h_0(t+T) \end{bmatrix} \quad (17)$$

식 (17)에는 채널에 대한 정보만 포함되어 있기 때문에 채널 추정에 대해서 아주 민감한 특성이 나타난다.

수식 (17)에서 보듯이 간섭제거 matrix를 이용하여 간섭신호를 제거하였다. 그러나 시간 비선택 페이딩 환경인 경우 임의의 간섭 matrix M은 잡음에 영향을 주지 않지만 채널 특성이 변하여 간섭이 생긴 경우에는 간섭제거 matrix가 잡음 성분에 곱해져 잡음을 증폭시키게 된다. 하지만 시간 선택 페이딩 환경에 대한 시스템의 성능 열화는 상당히 개선된다.

IV. 시뮬레이션 결과

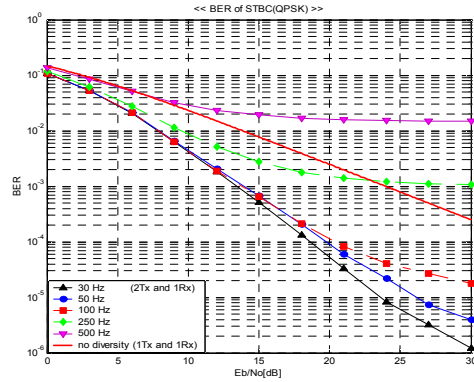


그림 6. Doppler shift에 따른 성능 변화 (2Tx and 1Rx -> 2 path case)

Fig 6. Performance transition of Doppler shift (2Tx and 1Rx -> 2 path case)

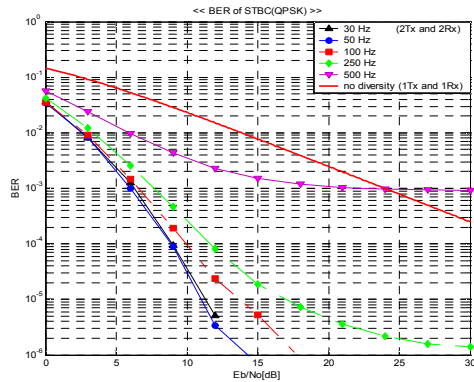


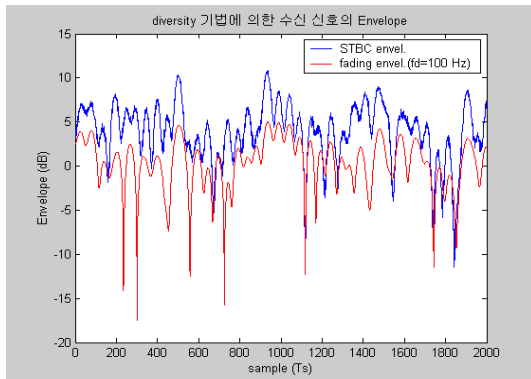
그림 7. Doppler shift에 따른 성능 변화 (2Tx and 2Rx -> 4 path case)

Fig 7. Performance transition of Doppler shift (2Tx and 2Rx -> 4 path case)

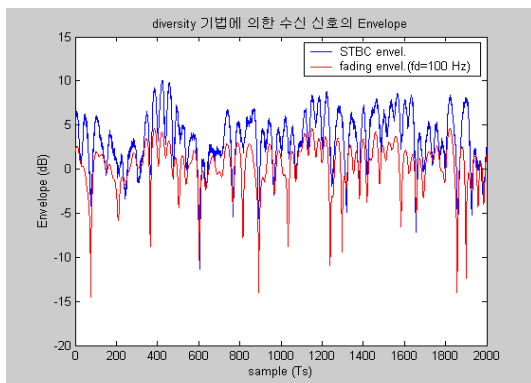
그림 6과 그림 7의 시뮬레이션 결과와 S. M. Alamouti 논문의 결과를 비교했을 때 전송속도를 4.8 Ksps로 가정할 경우 도플러 전이가 대략 30~50 Hz일 경우에 Alamouti의 논문결과와 유사한 것을 알 수 있다[8]. 이는 반송파 주파수가 대략 2 GHz일 경우 이동체의 속도가 대략 16.2 km/h~27 km/h 정도의 저속인 경우에 해당한다. 여기서 최대 도플러 전이 값의 변화는 반송파 주파수에 따라 달라지며 이동체의 속도가 일정할 경우 고주파수로 갈수록 최대 도플러 전이값이 커지고 동일한 최대 도플러 전이값에 대해서는

고주파수로 갈수록 이동체의 속도는 저속이 되는 특성이 있다. 이는 셀룰라 환경을 고려했을 때 기본적인 이동체의 속도를 60 km/h ~ 80 km/h로 두었을 경우 심각한 영향을 끼칠 수 있는 것을 알 수 있으며 이를 회피하기 위해서는 데이터 전송속도를 증가(=전송 대역폭 증가)시켜 성능 열화를 방지하는 방법이 고려될 수 있다. 셀룰라 이동 통신 채널 환경을 감안하여 위와 같은 특성을 고려하였을 때 시뮬레이션 결과와 같은 성능 열화를 방지하기 위한 기본적인 방안을 제시해 보면 첫째, 전력제어를 고려할 수 있다. 그러나 이동체의 속도가 저속 일 경우(=도플러 전이가 작은 경우)에는 채널보상이 충분히 되지만 고속인 경우(=도플러 전이가 큰 경우)에는 정확한 보상이 힘들다.

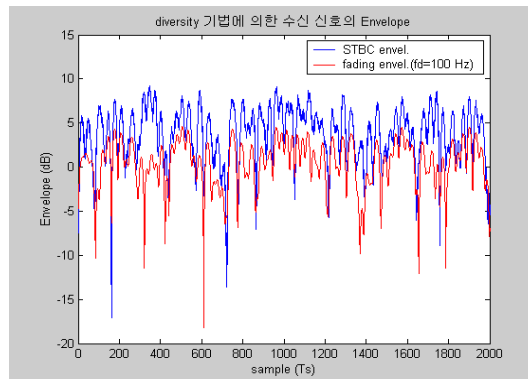
그림 8은 다이버시티 기법에 의한 수신신호의 Envelope를 나타낸 것으로 fd의 변화에 따라 Envelope의 변화가 심한 것을 보여주고 있다[9, 10, 11].



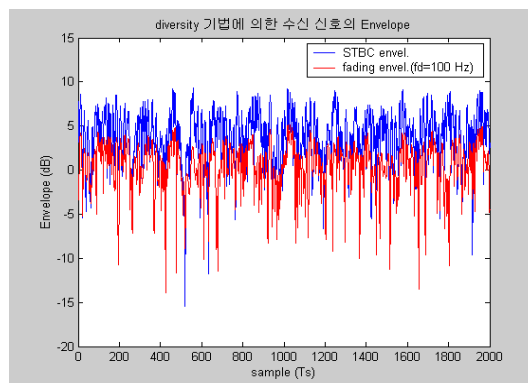
(a) fd=50 Hz



(b) fd=80 Hz



(c) fd=100 Hz



(d) fd=250 Hz

그림 8 다이버시티 기법에 의한 수신신호의 Envelope
Fig 8. Receive Signal Envelope of diversity skill

둘째, 주파수 호핑 방식을 고려할 수 있다. 즉, 이동체의 속도가 일정할 때 반송파가 달라지면 상대적으로 Doppler shift의 값을 변화시킬 수 있으므로 고속으로 이동할 경우(=도플러 전이의 영향이 클 경우)에는 저주파수대로 반송파 주파수를 호핑 시켜서 전송하는 방식이다. 하지만 이 대안은 여분의 대역을 필요로 하므로 대역폭 효율이 나빠지는 단점이 있다. 셋째, 적응형 코딩 방식을 고려할 수 있다. 이는 채널특성에 따라 전송 데이터속도를 적절히 조절하는 방안으로써 성능을 개선시킬 수 있지만, 마찬가지로 전송 대역폭의 가변으로 인해 여분의 대역을 필요로 하기 때문에 대역폭 효율을 감소시킨다.

위에서 고려된 사항은 대부분 모두 전송 대역폭의 효율성에 있어 문제가 발생을 한다. 이는 한정된 주파수 자원을 고려할 경우 장기적인 안목에 있어서 적합한 대응책은 될 수 없기 때문에 대역폭 효율을 감소시키지 않고 성능 개선을 할 수 있는 방안이 필요하다.

위의 내용을 고려하여 다음과 같이 시뮬레이션 조건으로 시간 선택 페이딩 환경에서 2 심볼이 시간에 따라 변하는 경우에 제이크 모델링의 fd를 변화시키면서 시뮬레이션을 수행하였다.

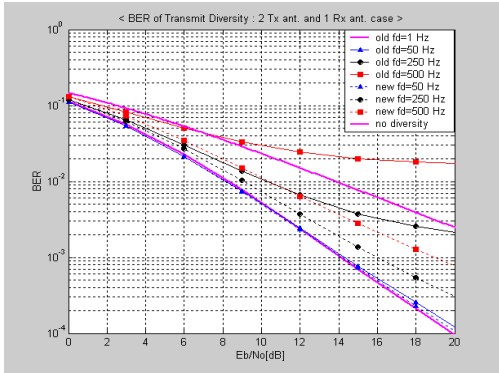


그림 9. 간섭제거 matrix를 사용했을 경우의 BER 성능
Fig 9. BER performance of using Interference cancellation Matrix

그림 9에서 old fd = 1 Hz 는 시간에 따라 심볼 변화가 없을때 QPSK에 대한 BER 이론치이다. old fd = 50 Hz, 250 Hz 그리고 500 Hz 는 시간에 따라 심볼이 변하고, STBC 만을 적용한 전송 다이버시티의 BER 그래프이다. New fd = 50 Hz, 250 Hz 그리고 500 Hz 는 시간에 따라 심볼이 변하고, 간섭제거기가 포함된 STBC를 적용한 전송 다이버시티의 BER 그래프이다.

BER = 10⁻³ 일 경우에는 도플러 주파수가 100 Hz에서 간섭제거기가 있는 경우가 없는 경우에 비해 Eb/No 값이 6 dB 이상 차이가 나는 것을 알 수 있고, 도플러 주파수가 50 Hz에서는 간섭제거기가 있는 경우가 없는 경우에 비해 Eb/No 값이 0.1 dB 정도 차이가 나는 것을 알 수 있다.

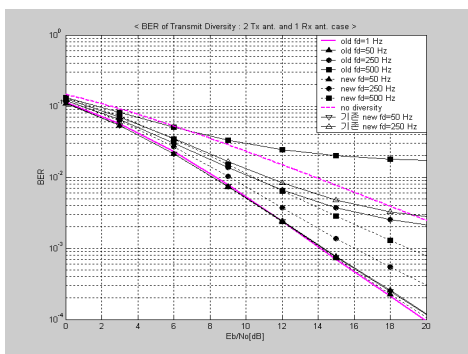


그림 10. 기존 간섭제거 기법(jakes' model) BER 성능
Fig 10. BER performance of using Interference cancellation jakes' model

그림 10은 기존 간섭제거 기법인 제이크 모델을 사용했을 경우의 BER 성능 특성이다. 결과적으로 기존 간섭제거 기법인 제이크 모델을 사용해서는 개선되지 않음을 알 수 있다.

V. 결 론

시간 선택 페이딩 채널 환경에서 STBC를 사용하는 OFDM 시스템의 성능은 시간에 따라 채널 특성이 변하지 않을 경우에 MRRC에 해당하는 다이버시티 이득을 얻는다.

그러나 채널 특성이 변할 경우에는 수신단에서 데이터 복원 시 인접한 두 심볼이 서로 간섭으로 작용하므로 성능 열화가 발생한다.

따라서 본 논문에서는 시간 선택 페이딩 채널 환경에 대해 간섭제거기법을 제안하였으며 이동체가 고속으로 이동할 때 발생하는 채널 변화에 대한 성능 열화를 개선하였다. 시뮬레이션 결과, 제안된 간섭제거기법을 적용 하였을 때 target BER 10⁻³ 인 경우, 도플러 주파수 100 Hz에 대해 Eb/No 가 6 dB 정도 성능이 개선되고, 도플러 주파수 500 Hz의 경우에는 같은 BER에서 Eb/No가 20dB 이상 성능 개선이 됨을 알 수 있었다.

그러나, 도플러 주파수가 낮을 경우에는 거의 성능의 차이가 없으며 도플러 주파수가 큰 경우에 간섭제거 matrix로 인해 잡음성분이 증폭되어 이상적인 MRRC에 해당하는 다이버시티 이득보다는 성능이 떨어진다. 하지만 시간에 대한 채널변화로 인해 성능 열화는 더 이상 발생하지 않는다.

추후 위에서 적용한 간섭기법을 통한 성능 열화에 대한 내용을 다른 이동통신 시스템에 적용하여 성능개선의 작업을 진행하도록 하겠습니다.

참 고 문 헌

- [1] Whang suong koo, " 4G Mobile Wireless transmit tech." 9th Wireless Communications Workshop, pp. 71~90, 2003. 2.
- [2] T. S. Rappaport, Wireless Communications Principles and Practice. 2nd edition, Prentice Hall PTR, 2000.
- [3] Cho yong soo, " MIMO and OFDM Tech.", 4th

Generation Mobile Communications Forum, pp. 73~103, 2002. 9.

- [4] O. Edfors, M. Sandell, J.-J. van de Beek, D. Landstrom and F. Sjoberg, "An introduction to orthogonal frequency-division multiplexing," Research Report TULEA 1996, Division of Signal Processing, Lulea University of Technology, 1996.
- [5] J. A. C. Bingham, "Multicarrier modulation for data transmission: An idea whose time has come," IEEE Commun. Magazine, vol. 28, no. 5, pp. 5-15, May 1990.
- [6] 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.
- [7] 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, Sept. 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] M. Alard and R. Lassalle, "Principles of modulation and channel coding for digital broadcasting for mobile receivers," EUR Review-Technical, vol. 224, pp. 168-190, Aug. 1987.
- [10] S. Hara, M. Mouri, M. Okada, and N. Morinaga, "Transmission performance analysis of multicarrier modulation in frequency selective fast Rayleigh fading channel," Wireless Personal Commun., vol. 2, pp. 335-356, Jan.-Feb. 1996.
- [11] T. Pollet, M. van Bladel and M. Moeneclaey, "BER sensitivity of OFDM systems to carrier frequency offset and Wiener phase noise," IEEE Trans. on Commun, vol. 43, no. 2/3/4, pp. 191-193, Feb./Mar./Apr. 1995.

저 자 소개



김 장 욱

1990: 한국과학기술원 전기 및 전자공학과 공학사.

1999: 고려대학교 정보통신공학과 공학 석사.

2004: 한국항공대학교 정보통신공학과 공학박사

현 재: 동양미래대학교 전기전자통신공학부 정보전자과 부교수

관심분야: 이동통신시스템, OFDM, 차세대 이동통신시스템

Email : jwkim@dongyang.ac.kr