

MMSE와 IC 기법을 이용한 SFBC-OFDM 시스템의 성능 분석

종신회원 강 병 권*, 한 기 관**

Performance Analysis of the SFBC-OFDM System with MMSE and Interference Canceller

Byeong-Gwon Kang*, Ki-Kwan Han** *Lifelong Members*

요 약

본 논문에서는 주파수 선택적 채널에서 SFBC-OFDM 기술을 사용할 때, 각 안테나 간 심볼 간섭 문제를 완화할 수 있는 기법에 대하여 연구하였다. 선형 수신기인 ZF (Zero Forcing)이나 MMSE (Minimum Mean Square Error) 수신기로 간섭을 완화하고, 추가적으로 연속 간섭 제거기 (Successive Interference Canceller)를 적용하여 보다 효과적으로 간섭을 제거하는 기법을 제시하고 실제적인 채널 추정의 오차가 있는 경우에 각 조건별 성능을 시뮬레이션 하였다. 그 결과 주파수 선택적 특성이 강한 조건에서는 MMSE 선형 수신기와 간섭제거기를 함께 사용한 경우가 가장 효과적이었고, 기존의 SFBC 수신기에 비해 월등한 성능 향상이 있었다. 주파수 선택적 특성이 작은 상황에서 채널 추정 오차가 작을 때는 MMSE 수신기만으로도 좋은 성능을 얻을 수 있었고 채널 추정 오차가 클 경우는 가장 단순한 기존의 SFBC 수신기를 사용하는 것이 복잡도와 성능을 모두 고려한 최적의 성능을 보였다.

Key Words : SFBC, OFDM, MMSE, ZF

ABSTRACT

In this paper, two interference mitigation techniques are used to solve the co-antenna interference problem for SFBC-OFDM in a frequency selective channel. The SFBC(space-frequency block codes) receivers based on ZF and MMSE criteria in conjunction with SIC are proposed to mitigate and eliminate the co-antenna interference. In addition, we evaluated the performance of those schemes under the imperfect channel estimation. Simulation results show that the MMSE receiver combined with SIC is the best scheme when frequency selectivity is high. When frequency selectivity is low, the effectiveness of the proposed schemes is weakened. Thus, when channel estimation quality is high, MMSE alone scheme is enough for obtaining good performance. Also, when channel estimation quality is low, the simplest conventional SFBC is the best method considering both complexity and performance.

I. 서 론

21세기 정보화 사회에서는 음성, 데이터 및 영상

등 다양한 멀티미디어 서비스를 여러 사용자가 언제, 어디서나 제공받을 수 있는 통신시스템이 요구되고 있다. 이러한 서비스를 제공하기 위해서는 높

* 순천향대학교 정보통신공학과(bgkang@sch.ac.kr), ** 한국정보통신기술대학 정보통신설비과(hankk@icpc.ac.kr)
논문번호 : 08044-0624, 접수일자 : 2008년 6월 24일

은 전송율과 낮은 오류율이 요구되는데, 최근 열악한 전송 환경에서도 고품질, 고신뢰성의 멀티미디어 서비스를 제공하기 위한 광대역 무선 통신시스템 개발에 대한 많은 연구가 진행되고 있다[1-4].

이동 광대역 무선접속(MBWA:mobile broadband wireless access)은 실외의 다양하고 넓은 공간영역에서 이루어진다. 따라서 송신단과 수신단 사이의 다양한 전송경로에 의한 다중경로 페이딩, 새도우 페이딩, 경로손실 그리고 송수신기의 이동에 따른 도플러 천이 현상과 같은 다양한 신호 왜곡 요인이 발생한다. 무선 채널 환경에서 요구되는 다양한 멀티미디어 데이터의 고속 송수신을 위한 여러 기술들 중에서 최근 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 통신방식에 대하여 관심이 급증하고 있다. OFDM방식은 주파수 효율이 높고, 주파수 선택적 페이딩 채널에 쉽게 대처할 수 있으며, 간단한 단일 탭 등화기로 고속 전송시 급격히 증가하는 시공간 간섭의 보상이 가능한 장점이 있다. 또한, OFDM 방식은 부채널의 특성을 쉽게 모니터링 할 수 있기 때문에 동적 채널할당 기법과 같은 효율적인 자원 할당 기법과 결합하여 주파수 효율을 크게 향상시킬 수 있으며, MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술과 결합하여 무선 링크 버짓 또는 채널 용량을 크게 증가시킬 수 있다[1]. 다중경로 페이딩 채널 환경에서 고속 데이터 전송에 적합한 방식으로 앞에서 기술한 다양한 MIMO 기법들을 OFDM 시스템에 적용한 여러 가지 MIMO-OFDM 전송기법들이 제안되었다[2-3]. MIMO-OFDM 전송기법으로는 STBC를 OFDM에 적용한 STBC -OFDM 기법 그리고 공간과 주파수영역에서 부호화를 수행한 SFBC-OFDM 기법 등이 제안되었다[4-5].

시간에 따라 채널이 빠르게 변하는 환경에서는 동일한 OFDM 심볼 내에서 주파수 영역에서 인접한 두 심볼 간에 부호화를 수행하는 SFBC-OFDM 전송기법을 적용할 수 있다. SFBC-OFDM 전송기법의 직교 조건을 만족하기 위해서는 주파수 상에서 인접한 두 부반송파간의 주파수 응답이 변하지 않는다고 가정하고 부호화를 수행하기 때문에 채널의 시변 정도에는 거의 영향을 받지 않지만 채널의 주파수 선택적 특성에 큰 영향을 받는다.

본 논문에서는 주파수 선택적(frequency selectivity) 특성으로 인한 주파수간 간섭 문제를 감소시킬 수 있는 선형 수신기와 간섭 제거기를 적용한 시스템의 성능을 분석한다. 즉, ZF(Zero

Forcing)이나 MMSE (Minimum Mean Square Error) 기술을 이용하여 수신신호에 선형적인 연산을 가함으로써 간섭을 보완하고, 추가적으로 간섭제거기를 적용하여 보다 완벽하게 간섭을 제거하는 기술을 적용한다. 채널의 상태와 채널 추정 오차에 따라 기존 SFBC만 사용한 경우와 선형 수신기 및 간섭 제거기의 적용 여부에 따른 성능 변화를 비교한다.

II. SFBC-OFDM 전송기법

STBC-OFDM 전송기법은 채널의 시변 정도가 큰 경우에는 심각한 성능 저하가 발생한다. 따라서 주파수 선택적 특성이 크지 않고 FFT크기가 매우 커서 인접 부채널간의 채널 주파수 응답이 거의 변하지 않을 경우에는 인접한 부채널의 심볼 사이에 부호화를 수행하는 SFBC-OFDM 전송기법을 적용할 수 있다. SFBC-OFDM에서 동일한 OFDM 심볼내의 2k번째 부채널 신호 $x_{2k}(n)$ 과 2k+1번째 부채널 신호 $x_{2k+1}(n)$ 은 다음과 같이 부호화 된다.

$$\begin{bmatrix} x_{2k}(n) & x_{2k+1}(n) \\ -x_{2k+1}^*(n) & x_{2k}^*(n) \end{bmatrix} \quad (1)$$

이러한 부호화 과정을 거쳐 각각의 송신 안테나로부터 전송된 신호는 수신측에서 복호화 과정을 거친다. 그림 1은 2개의 송신 안테나와 1개의 수신 안테나로 이루어진 SFBC-OFDM 전송기법을 나타낸 블록도이다.

SFBC-OFDM 방식의 복호화 과정은 다음 식과 같이 단순한 선형 계산을 통해 짝수 번째 추정 데이터 $\hat{X}_e(n)$ 과 홀수 번째 추정 데이터 $\hat{X}_o(n)$ 을 구함으로써 이루어진다. SFBC-OFDM 방식의 직교 조건을 만족하기 위해서는 동일한 심볼내의 인접 부채널

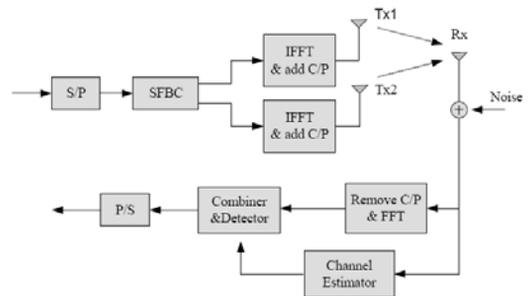


그림 1. SFBC-OFDM 전송기법

간 채널 주파수 응답이 변화가 없어야 된다. 따라서 첫 번째 송신 안테나와 두 번째 송신 안테나로부터의 채널 주파수 응답이 동일하다고 가정하면 즉, $H_e^{(i,j)}(n) = H_o^{(i,j)}(n)$ 이면 다음과 같이 추정 벡터 $\widetilde{\mathbf{X}}_e(n)$ 과 $\widetilde{\mathbf{X}}_o(n)$ 를 계산할 수 있다.

$$\widetilde{\mathbf{X}}_e(n) = \sum_{j=1}^{n_r} (H_e^{(1,j)*}(n) Y_e^{(j)}(n) + H_e^{(2,j)}(n) Y_o^{(j)*}(n)) \quad (2)$$

$$\widetilde{\mathbf{X}}_o(n) = \sum_{j=1}^{n_r} (-H_e^{(1,j)}(n) Y_o^{(j)*}(n) + H_e^{(2,j)*}(n) Y_e^{(j)}(n))$$

여기서, $Y_e(n)$ 과 $Y_o(n)$ 은 각각 두 개의 송신 안테나로부터 전송된 신호이다. 데이터 벡터 $\mathbf{X}_e(n)$, $\mathbf{X}_o(n)$ 과 추정 벡터 $\widetilde{\mathbf{X}}_e(n)$, $\widetilde{\mathbf{X}}_o(n)$ 은 다음과 같은 관계식으로 나타낼 수 있다.

$$\widetilde{\mathbf{X}}_e(n) = \sum_{j=1}^{n_r} (|H_e^{(1,j)}(n)|^2 + |H_e^{(2,j)}(n)|^2) X_e(n) \quad (3)$$

$$+ \sum_{j=1}^{n_r} (H_e^{(1,j)*}(n) N_e^{(j)}(n) + H_e^{(2,j)}(n) N_o^{(j)*}(n))$$

$$\widetilde{\mathbf{X}}_o(n) = \sum_{j=1}^{n_r} (|H_e^{(1,j)}(n)|^2 + |H_e^{(2,j)}(n)|^2) X_o(n)$$

$$+ \sum_{j=1}^{n_r} (-H_e^{(1,j)}(n) N_o^{(j)*}(n) + H_e^{(2,j)*}(n) N_e^{(j)}(n))$$

III. 선형수신기 및 간섭제거기

3.1 ZF 수신기

다중 안테나간 간섭을 제거하기 위해서, 다음과 같이 간단한 선형 수신기를 고려한다. Alamouti의 복호과정을 거친 후에, 단순히 $(\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff})^{-1}$ 를 곱해주면 간섭성분을 신호처리 식으로 제거시킬 수 있다 [6]. 전체 복호 행렬은 다음과 같다.

$$\mathbf{W}_{ZF} = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff})^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H \quad (4)$$

만일 \mathbf{H}_{eff} 가 정방행렬이고 역변환이 존재하면,

$$\mathbf{W}_{ZF} = \mathbf{H}_{eff}^{-1} = \frac{1}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + h_1 \Delta_1^* + h_2 \Delta_2^*} \begin{bmatrix} (h_1^* + \Delta_1^*) & h_2 \\ (h_2^* + \Delta_2^*) & -h_1 \end{bmatrix} \quad (5)$$

ZF 복호후에 추정된 신호는 다음과 같다.

$$\hat{x}_1 = x_1 + \frac{(h_1^* + \Delta_1^*)n_1 + h_2 n_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + h_1 \Delta_1^* + h_2 \Delta_2^*} \quad (6)$$

$$\hat{x}_2 = x_2 + \frac{(h_2^* + \Delta_2^*)n_1 - h_1 n_2^*}{|h_1|^2 + |h_2|^2 + h_1 \Delta_1^* + h_2 \Delta_2^*} \quad (7)$$

이러한 복호 방법은 전체 채널 행렬을 그의 역행렬에 곱해주어 단위행렬로 변환시키는 방법이다. 하지만 이러한 복호 방법은 수신단의 잡음이 없는 경우를 가정한 방법이므로 위 식 (6)과 (7)의 잡음 성분이 낮은 SNR영역에서 증폭이 되어 성능을 열화시킨다.

3.2 MMSE 수신기

ZF 수신기의 잡음 성분 증폭을 막기 위해서 다음과 같은 MMSE 기법을 사용한다.

$$\mathbf{W}_{MMSE} = \arg \min_{\mathbf{W}_{MMSE}} \varepsilon \left\{ \|\mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{r} - \mathbf{s}\|_F^2 \right\} \quad (8)$$

여기서 $\|\cdot\|_F$ 는 Frobenious norm이다.

직교 성질을 이용하여 다음과 같이 놓고,

$$\varepsilon \left\{ (\mathbf{W}_{MMSE} \mathbf{r} - \mathbf{s}) \mathbf{r}^H \right\} = \mathbf{0}_{n_r, n_r} \quad (9)$$

식 (8)과 (9)로부터 최종 복호 행렬을 구하면 다음과 같다.

$$\mathbf{W}_{MMSE} = (\mathbf{H}_{eff}^H \mathbf{H}_{eff} + \frac{1}{\rho} \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}_{eff}^H \quad (10)$$

여기서, ρ 는 SNR이다. 식 (10)은 MIMO 수신기의 MMSE 기법과 동일하다. 그러므로 이것은 MISO 수신기에 두 시간영역을 이용하여 MIMO의 MMSE 등화기법을 적용한 것으로 생각할 수 있다. 이 복호 방법은 복호 행렬을 SNR에 따라서 적절히 변화를 주면서 간섭을 제거할 뿐만 아니라 잡음의 증폭을 막게 된다. 즉 낮은 SNR에서는 작은 가중치를 곱하는 효과를 얻는다.

3.3 순차적(Ordered) - SIC

선형 등화 후에 간섭 제거 기술을 더하게 되면 추가적인 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 만일 임시 복호가 성공이 되면 SIC(Successive Interference Cancellation)로 다중 안테나간 간섭은 완벽히 제거할 수 있다. 그러므로 간섭이 제거되고 남은 심볼은 등가적 SIMO환경을 겪기 때문에 추가적인 수신 안테나 다이버시티 이득을 얻게 되는 것이다. 그러나, SIC의 단점은 오류 전파(error propagation) 현상이다. 잘못된 초기 결정이 후기 결정에도 영향을 미

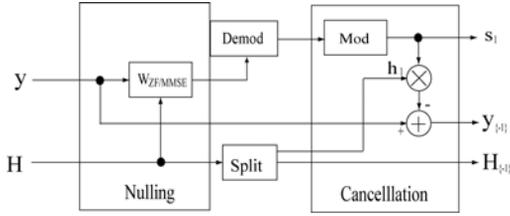


그림 2. OSIC의 블록도

치게 된다. 이에 따라 OSIC (Ordered SIC) 가 이러한 오류 전파 문제를 해결하기 위하여 제안되었다. OSIC기법에서는 가장 높은 신호 대 간섭 및 잡음비(SINR) 를 가지는 신호가 먼저 선택이 되고 복호가 된다. 그리고 나서 복호된 신호가 수신신호로부터 제거가 되고, 남은 신호들 중에서 또 다시 가장 큰 신호대 간섭 및 잡음 비를 가지는 신호가 선택이 된다.

이러한 방법으로 마지막 한 개의 신호가 남을 때까지 반복이 되고 각 송신 신호 추정 의 정확도를 향상시켜서 오류 전파현상을 최소화 시킨다. 그러므로 우리는 제안된 복호기법 후에 OSIC기술을 사용함으로써 성능을 더욱 향상 시킬 수 있다. 그림 2 는 OSIC의 블록도이다.

각 복호 기법 이후의 k번째(1≤k≤nT) 신호의 신호 대 간섭 및 잡음비는 다음과 같이 계산된다.

$$\eta_{k, \text{Alamouti}} = \frac{\left[\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \right]_{k,k}^2}{\sum_{j=1, j \neq k}^{n_T} \left[\mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \right]_{k,j}^2 + \sigma_n^2 \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}}} \quad (11)$$

$$\eta_{k, \text{ZF}} = \frac{1}{\left[\left(\sigma_n^2 \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} \right)^{-1} \right]_{k,k}} \quad (12)$$

$$\eta_{k, \text{MMSE}} = \frac{1}{\left[\left(\sigma_n^2 \mathbf{H}_{\text{eff}}^H \mathbf{H}_{\text{eff}} + \mathbf{I} \right)^{-1} \right]_{k,k}} - 1 \quad (13)$$

여기서 임의의 행렬 A에 대하여 $[A]_{kj}$ 는 행렬 A의 k번째 행과 j번째 열의 원소를 의미하고 σ_n^2 는 잡음신호의 분산이다. (11)-(13)의 식을 이용하여 우리는 먼저 제거되어야 할 신호를 선택할 수 있다. 한편, OSIC 검출과정은 다음과 같은 단계로 설명할 수 있다.

U개의 송신 안테나로부터 전송되는 송신신호를 벡터 $a = (a_1, a_2, \dots, a_U)^T$ 라 하고, 미리 정해진 검출순서가 벡터 집합 $S = \{k_1, k_2, \dots, k_U\}$ 로

정렬이 되었다고 하자. 여기서 정수는 벡터 a에서 제거되는 요소의 순서를 명시한 것이다.

검출과정에서의 성능은 각각의 성능에 대해 기준을 만족하는 Nulling Vector를 선택하는 것에 의존하게 된다. Nulling Vector에 대한 기준은 다음과 같다.

$$W_{k_i}(H)_{k_i} = \begin{cases} 0, & j > i \\ 1, & j = i \end{cases} \quad (14)$$

Nulling만을 사용한 경우 k_i 번째 ZF Nulling Vector가 유일한 Minimum Norm Vector인데 반해 Nulling 후에 OSIC의 방식을 사용하는 경우는 신호 대 간섭비가 가장 큰 신호부터 검출하고 검출된 신호를 제거한 후 나머지 신호에 대해서 Nulling Vector가 직교(Orthogonal) 특성을 가지게 되므로 Nulling을 한 방식에 비해 성능이 우수하게 됨을 알 수 있다.

이것을 요약하면 표 1과 같이 표현된다.

표 1. OSIC 알고리즘

반복루프 $i=1:n_T$ $k_i = \arg \max_{j \in \{k_1, \dots, k_{i-1}\}} \eta_j$ $w_{k_i} = (\mathbf{W}^i)_{k_i}, d_{k_i} = w_{k_i} y_i, \hat{x}_{k_i} = Q(d_{k_i})$ $y_{i+1} = y_i - \mathbf{H}_{\text{eff}} \hat{x}_{k_i}, \mathbf{W}^{i+1} = (\mathbf{W}^i)_{-k_i}$ $i = i + 1$ 반복루프 종료
--

여기서 임의의 행렬(A)_i는 행렬 A의 I번째 행을 의미한다. (A)_i는 i번째 열이 0이 된 행렬을 의미한다. 그리고 Q()는 단결정 값을 만드는 함수를 의미한다. 이 OSIC 알고리즘은 매우 높은 복잡도를 가지고 있으나 ML수신기에 비해서는 상대적으로 낮은 복잡도를 갖는다.

SFBC-OFDM 전송기법은 부호화 되는 연속된 심볼, 즉 동일한 심볼내의 인접 부채널간 채널 주파수 응답이 변화가 없어야 되므로 시간적으로 인접한 심볼간의 채널 변화에는 영향을 받지 않지만 채널의 주파수 선택적 특성과 FFT 크기에 영향을 받는다.

IV. SFBC-OFDM 성능 분석 및 고찰

본 장에서는 이동 통신을 위한 SFBC - OFDM 시스템의 성능을 분석 한다. OFDM 시스템에서 부반송파의 간격은 다중경로 채널 특성에 의해 결정

되며, 채널의 전파 특성은 지형이나 셀 반경에 따라 결정되기 때문에 부채널로 나누어진 반송파의 수는 전체적인 채널의 폭과 반송파 간격에 의해 결정된다. OFDM 시스템의 파라미터를 결정하기 위해서는 시스템이 적용될 대역폭 대역폭, 채널 특성이 정의되어야 하는데 특히 채널의 RMS(root mean square) 지연 확산 값을 기반으로 설계된다.

4.1 SFBC-OFDM 선형수신기의 성능분석

시뮬레이션을 통하여 다양한 복호 기법의 성능을 비교하였으며, 시뮬레이션 조건을 표 2에 정리하였다. 여기서 변조 기법은 QPSK를 사용하였고, 중심 주파수는 2GHz, 그리고 한 개의 OFDM심볼의 길이는 180 μ s 로 하였다. 부 채널의 개수는 512개로 하였다. 다중경로 지연의 단위는 OFDM의 샘플 단위로 하였고 최대 64로 하였다. 채널은 한 OFDM심볼동안 시간적으로 변하지 않는다고 가정하였고 채널 추정은 완벽한 경우와 그렇지 않은 경우를 모두 고려하였다. 채널 추정 오차를 MSE(Mean Squared Error)값으로 고려하여 시스템 파라미터로 반영되는 것을 가정하였다. (즉, MSE=0.001과 0.01)

그림 3에서는 다중경로 16개가 존재하는 채널에서 각 수신 기법간의 BER 성능을 분석한 것이다. 16개의 다중경로로 인하여 16번의 주파수 선택적 페이딩 요소가 발생하는데 512개의 주파수 내에서 발생하므로 512/16, 즉 32개의 주파수 심볼 동안에는 어느 정도 주파수 응답의 변화가 작은 상황이다. 여기서 기존(Conventional) SFBC는 Alamouti의 복호 방법을 사용한 것이며, 나머지 수신기법은 앞에서 제안한 기법들이다.

표 2. 성능 분석을 위한 시뮬레이션 파라미터

Carrier frequency(f_c)	2 GHz
채널 대역폭	5 MHz
Sampling frequency(f_s)	5 MHz
채널 모델	Exponential Decaying (Decaying Factor=0.1)
RMS delay spread (τ_{RMS})	16 (3.2 μ s), 64 (12.8 μ s)
Subcarrier spacing	9.765kHz
FFT size(length: T_s)	512 (102.4 μ s)
CP size(length: T_G)	64 (12.8 μ s)
OFDM symbol length(T_{sym})	115.2 μ s
송신 안테나(TX) 개수	2개
수신 안테나(RX)개수	1개
전송 데이터 심볼	QPSK
채널 추정 오차	Perfect / Mean Squared Error =0.001 / 0.01

채널 추정은 완벽하다고 가정하였으며, 그림에서 알 수 있듯이 기존 SFBC기법은 주파수 선택적 채널로 인하여 다중 안테나간의 직교성 상실로 간섭이 발생하게 되지만 그 정도가 매우 작기 때문에 성능이 약간 열화된다. 하지만 다른 기법들은 간섭에도 우수한 성능을 보이는데, 간섭이 거의 없는 환경이기 때문에 모두 비슷한 성능을 보이고 있다.

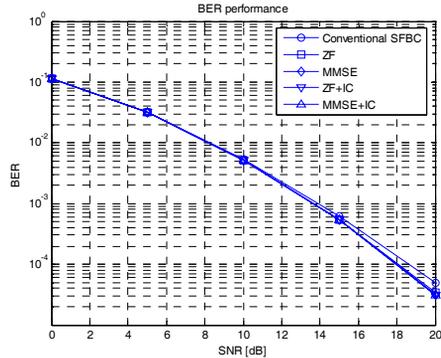


그림 3. 다중경로가 16개일 경우의 각 기법들의 성능

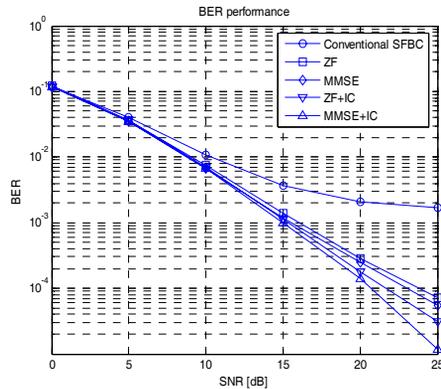


그림 4. 다중경로가 64개일 경우의 각 기법들의 성능

그림 4에서는 64개의 다중경로로 인해서 보다 주파수 선택적 특성이 커진, 즉, 8개의 주파수 심볼을 벗어나면 채널이 완전히 변할 정도의 채널로서 그림 3의 경우보다 상대적으로 주파수 선택적 특성이 매우 크다고 할 수 있다. 이런 환경에서는 안테나 간 간섭의 증가로 기존 SFBC기법은 성능이 매우 열화 되고, 다른 기법들 간에도 성능 차이가 많이 벌어진다. 이러한 간섭이 많은 환경에서는 ZF기법 보다는 MMSE기법이, 간섭제거를 사용하지 않은 기법보다는 간섭제거를 사용한 기법이 보다 더 우수한 성능을 얻는다는 것을 알 수 있다. 따라서 가

장 좋은 성능은 MMSE기법과 IC기법을 모두 사용한 경우에 얻을 수 있으며, 이는 기존 SFBC에 비해 BER = 9×10^{-2} 에서 7dB이상의 성능이득이 있음을 알 수 있다.

다음으로, 채널 추정의 오차가 있을 경우에 대해서 실험을 하였다. 그림 5와 6에서는, 채널 추정의 오차가 MSE로 0.001으로 작을 경우, 각각 다중경로가 16개일 때와 64개일 때의 각 기법들 간의 성능을 분석한 것이다.

그림 5에서는 MMSE기법을 사용한 경우가 ZF기법과 IC를 함께 사용한 기법보다 성능이 BER = 10^{-5} 에서 1dB정도 우수하였고 기존 SFBC보다는 같은 BER에서 2dB정도 우수하였다. 이를 통해 IC의 효과가 거의 없는 것을 알 수 있고 성능차이는 단지 선형 수신기의 성능에 좌우되는 것을 알 수 있다. 즉, 간섭량이 적은 상황이므로 IC가 효과를 보지 못하는 것이다. 즉, 채널 추정 성능이 우수하고 간섭량이 적은 상황에서는 복잡도가 높은 IC기법을 사용할 필요가 없다는 결론을 얻을 수 있다. 그림 6의 경우는 간섭량이 매우 많은 경우이므로 IC의 효과가 나타나며, 완벽한 채널 추정의 경우에 비해서 성능이 어느 정도씩 열화되는 것을 볼 수

있지만 전체적인 성능 경향에는 큰 차이가 없다. 전체적으로 채널 추정의 MSE가 0.001일 때는 성능 열화가 그리 크지 않음을 알 수 있다. 제안된 MMSE와 IC를 사용한 기술은 기존 SFBC보다 BER = 9×10^{-2} 에서 7dB이상의 성능이득이 있었다.

그림 7과 8에서는 채널 추정의 MSE가 0.01인 즉, 채널 추정의 오류가 심한 경우에 대해서 성능분석을 하였다. 이러한 경우는 파일럿의 수신 SNR이 낮거나 간섭이 많은 경우라고 할 수 있다. 그림 7에서 볼 수 있듯이 채널 추정의 오류가 심한 경우에는 전반적으로 채널 정보를 이용하는 ZF, MMSE, IC기법들의 성능이 양호하지 않다는 것을 알 수 있다. 따라서 대부분 기법의 성능이 비슷하며, 오히려 높은 수신 SNR에서는 기존 SFBC를 사용하는 것이 가장 성능이 우수하다. 따라서 간섭량이 적고 채널 추정오차가 큰 경우에는 가장 간단한 기존 SFBC수신기를 사용하는 것이 가장 효과적이다. 그림 8에서는 채널 추정 오차가 크고 간섭량이 많은 경우인데 채널 추정 오차가 적은 그림 6에 비해서 각 기법간의 성능차이가 좁혀지고 있으며, 특히 주목할 만한 것은 ZF+IC기법이 MMSE의 기법정도까지 성능이 열화된 것이다.

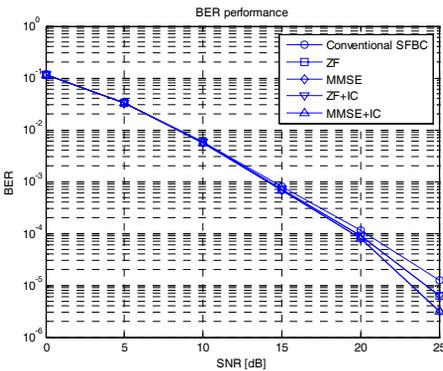


그림 5. 다중경로 16, MSE=0.001에서의 성능특성

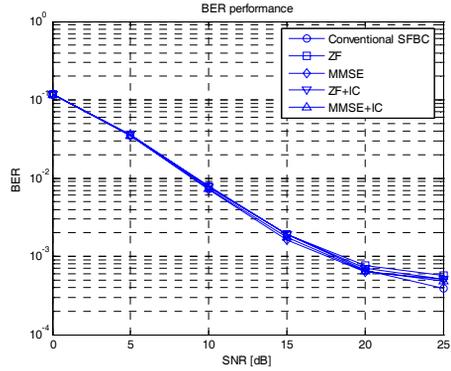


그림 7. 다중경로 16, MSE=0.01에서의 성능특성

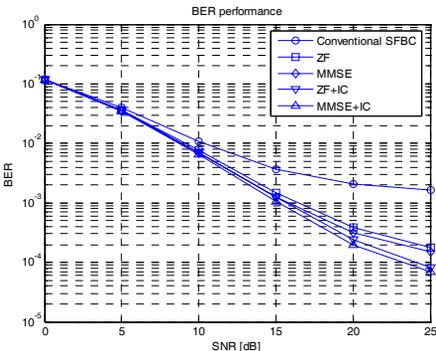


그림 6. 다중경로 64, MSE=0.001에서의 성능특성

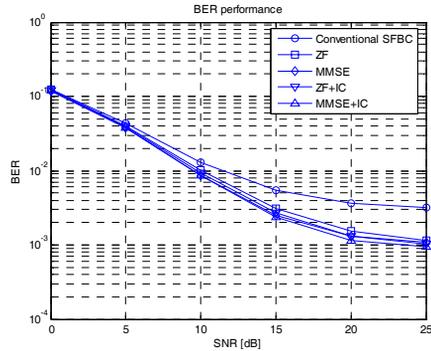


그림 8. 다중경로 64, MSE=0.01에서의 성능특성

부정확한 선형 수신기의 성능이 IC에 영향을 주어 성능이 많이 열화된 것이다. 그러나, 이러한 경우에서도 MMSE와 IC를 사용한 기법은 기존 SFBC기법에 비해 BER = 8×10^{-2} 에서 12dB의 성능이득을 보여주고 있다. 결론적으로, 주파수 선택적 특성이 강한 다중경로 페이딩이 존재하는 환경에서 MMSE+IC수신기를 사용하면 어느 정도 신뢰도 높은 성능을 얻을 수 있다. 반면, 주파수 선택적 특성이 약한 페이딩 환경을 고려하면, 채널 추정 오차가 적을 때는 단순히 MMSE 수신기만으로도 좋은 성능을 얻을 수 있고 채널 추정 오차가 클 경우는 가장 단순한 기존의 SFBC 수신기를 사용하는 것이 복잡도와 성능을 모두 고려한 최적의 선택이 된다는 결론을 도출하였다.

V. 결론

본 논문에서는 SFBC-OFDM 통신 방식을 사용하는 시스템에서 주파수 선택적 특성에 따른 간섭을 극복하기 위하여 선형 수신기와 간섭 제거기의 결합 사용방법을 고려하였고, 채널 추정 오차가 있는 보다 실제적인 상황에서 결과들을 분석하였다. 그 결과 주파수 선택적 특성이 약해서 간섭량이 적은 상황에서 채널 추정 오차가 적을 때는 단순히 MMSE 수신기만으로도 좋은 성능을 얻을 수 있고 채널 추정 오차가 클 경우는 가장 단순한 기존의 SFBC 수신기를 사용하는 것이 복잡도와 성능을 모두 고려한 최적의 선택이 된다. 그러나 주파수 선택적 특성이 강해 간섭량이 큰 상황에서는 MMSE 선형 수신기와 간섭제거기를 함께 사용한 경우 기존 SFBC 수신기에 비해 월등한 성능 향상이 나타났다. 이 경우, 채널 추정 오차가 작은 경우에는 (MSE=0.001) BER= 9×10^{-2} 에서 7dB의 SNR이득이 있었고, 채널 추정 오차가 큰 경우에는 (MSE=0.01) BER = 8×10^{-2} 에서 12dB의 성능이득을 보였다.

본 논문을 통한 연구결과는 차세대 광대역 무선 이동통신 기술에서 신뢰성 있는 다중 안테나 기술의 활용을 가능하게 하고 이동 무선통신 시장을 활성화시키는데 기여를 할 수 있을 것으로 사료된다.

참고 문헌

[1] 무선 멀티미디어 통신을 위한 OFDM 기초, Richard Van Nee; Ramjee Prasad; 조용수, 大英社. 2000.

[2] H. Jafarkhani, "A quasi-orthogonal space time block code," *IEEE Trans. Comm.*, vol. 49, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.

[3] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. R. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.

[4] S. S. Park, H. K. Kim, H. K. Baik, "A simple STF-OFDM transmission scheme with maximum frequency diversity gain," in Proc. ISCAS, May 2004, vol. 4, pp. 101-104.

[5] L.-Y. Song, Alister G. Burr, "Successive interference cancellation for space-time block code over time-selective channel", *IEEE commu. Letters*, vol. 10, no. 12, pp. 837 - 839, Dec. 2006

[6] F. C. Zheng and A. G. Burr, "Receiver design for orthogonal space - time block coding for four transmit antennas over time-selective fading channels," in Proc. *IEEE GLOBECOM*, vol.1 pp.128 - 132, Dec. 2003

강 병 권 (Byeong-Gwon Kang)

종신회원



1986년 연세대학교 전기공학과 (공학사)
1988년 연세대학교 전기공학과 (공학석사)
1993년 연세대학교 전기공학과 (공학박사)
1993년~1997년 한국전자통신연

구원 선임연구원

1997년~ 현재 순천향대학교 정보통신공학과 교수

<관심분야> CDMA 이동통신, 대역확산, RFID 시스템

한 기 관 (Ki-Kwan Han)

종신회원



1999년 광운대학교 전자통신과 (공학석사)
2008년 순천향대학교 정보통신 공학과(공학박사)
1989년 3월~2002년 12월 정보통신교육원
2003년 1월~현재 한국정보통신

기능대학 정보통신설비과 교수

<관심분야> 정보통신분야, 이동통신분야, RFID 시스템