

컴포넌트 인터리버가 적용된 이중 시간 및 공간 부호화 직교 주파수 분할 다중화 시스템

*김영기 **황순업 ***서종수

연세대학교

*go2071@yonsei.ac.kr, **jsseo@yonsei.ac.kr

Improved Double STBC-OFDM with Component Interleaver

*Kim, Young-Ki **Hwang, Soon Up ***Seo, Jong-soo

Yonsei University

요약

본 논문에서는 다중안테나-직교 주파수 분할 다중화(multiple input multiple output orthogonal frequency division multiplexing, MIMO-OFDM)시스템 중 공간 다중화와 전송 다이버시티 이득을 동시에 얻기 위해 제안된 double space-time block code(D-STBC) OFDM 시스템에 대해 기존 수신 기법인 그룹단위 간섭 제거 기법의 문제점을 보완하는 새로운 간섭 제거 기법을 제안한다. 또한 STBC의 다이버시티 이득을 극대화 할 수 있는 컴포넌트 인터리버 구조를 송수신단에 추가함으로써 수신 성능을 크게 향상시킨다. 이동방송 수신을 고려한 빠른 시변 채널환경에서의 전산 모의 실험을 통해 STBC의 부호적 교성 상실로 인한 성능열화 현상이 개선됨을 보이고 다이버시티 이득에 의해 수신 성능 향상을 확인한다.

1. 서론

다중안테나(multiple input multiple output, MIMO) 시스템은 추가적인 주파수 할당이나 송신전력 증가없이 채널 용량을 증가시키거나 데이터 전송 신뢰도를 향상시킬 수 있다는 장점이 있다[1]. 한편 다중경로 페이딩 채널에 강한 직교 주파수 분할(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) 기법은 MIMO 시스템과 효과적으로 결합될 수 있으며, 그에 따라 MIMO-OFDM 시스템은 이미 DVB-T2[2]와 같은 차세대 방송시스템에 적용되고 있다.

MIMO 시스템의 종류는 데이터 전송 신뢰도를 향상시키기 위한 전송 다이버시티(transmit diversity) 기법과 데이터 전송률을 증대시키기 위한 공간 다중화(spatial multiplexing) 기법으로 나눌 수 있다. 또한 두 가지 기법의 이득을 동시에 얻기 위한 결합기법이 존재하는데 대표적으로 이중 시간/주파수 및 공간 부호화(D-STBC, double-STBC) 시스템이 있다[3]. D-STBC 시스템을 위한 기존의 수신 기법으로는 그룹내 간섭제거와 그룹간 간섭제거를 구분하여 수행하는 기법인 그룹단위 간섭 제거 기법[5]이 적용되는데 그룹간 간섭제거 성능이 떨어질 경우 이는 그룹내 간섭제거에도 영향을 주어 결과적으로 전체 성능이 저하되는 원인이 된다. 또한 채널 부호가 적용된 시스템에 대해서 수신성능 향상을 위해 반복 수신 기법이 적용될 경우 채널변화가 심한 환경에서는 STBC의 직교성이 상실되어 신호검출 성능이 저하되고 이는 반복복호시 오류 전파(error propagation)를 일으킨다.

수신 성능을 개선하기 위해 전송다이버시티에 signal space

diversity (SSD)기법을 적용 시스템이 제안되었다[4], SSD 기법은 신호좌표를 회전시켜서 복소신호의 실수성분과 허수성분 사이의 상관도를 없애고, 각각의 성분을 서로 다른 패턴으로 섞어줌으로써 각 성분이 독립적인 페이딩 채널을 통과하여 수신되도록 한다. 이를 통해 다이버시티 이득을 획기적으로 향상시킬 수 있다.

본 논문에서는 반복 수신 기법이 적용된 D-STBC OFDM 시스템에 대해 그룹단위 간섭 제거 시 피드백 신호로부터 구해진 그룹간 간섭제거 오차를 고려함으로써 간섭 제거 성능을 향상시킨다. 또한 SSD 기법에 사용된 컴포넌트 인터리버를 D-STBC OFDM 시스템에 적용하여 신호좌표를 회전시키지 않고도 다이버시티 이득을 높일 수 있다. 최종적으로 전산 모의 실험을 통해 제안 기법이 기존 기법에 비해 빠른 시변 채널 환경에 강인함을 보인다.

논문의 구성은 다음과 같다. 2장에서는 D-STBC OFDM 시스템 모델을 설명하고 3장에서는 D-STBC OFDM의 시스템 모델과 기존 기법에 대해 살펴본다. 이어서 4장에서는 제안된 기법에 대해 설명한다. 이후 5장에서는 전산 모의 실험 결과를 분석한 뒤 마지막으로 6장에서 결론을 맺는다.

2. 시스템 모델

그림 1은 본 논문에서 고려하는 4x2 D-STBC OFDM 송수신 시스템 구성을 도시한다. 송수신단에 채널 부호가 적용되었으며, 수신성능 향상을 위해 수신단에는 반복 수신 기법을 사용한다. 송수신단에서 채널 부호가 적용된 신호는 인터리버를 거친 후 2개의 그룹으로 나누어지고, 각 그룹에 대해 STBC를 적용한다. 신호들은 IFFT를 통해 시간영역으로 변환되고 다중 경로의 최대 시간 지연보다 큰 크기의 cyclic

본 연구는 지식경제부 및 정보통신연구진흥원의 대학 IT연구센터 지원사업의 연구결과로 수행되었음 (IITA-2008-(C1090-0801-0011))

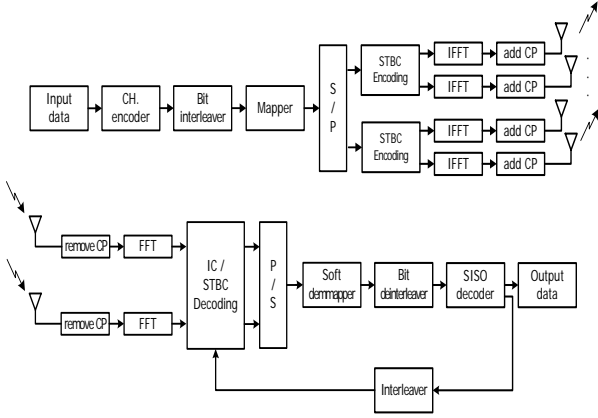


그림 1. D-STBC OFDM 송수신 구성도

prefix(CP)가 더해진 후, 4개의 송신안테나를 통해 전송된다.

n 과 $n+1$ 번째 시간에 2개의 안테나로 수신된 신호에 대해 FFT를 거치면 다음과 같은 행렬형태로 정의된다.

$$y = Hx + z \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} y_n \\ y_{n+1}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & h_3 & h_4 \\ h_2^* - h_1^* & h_4^* - h_3^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} z_n \\ z_{n+1}^* \end{bmatrix}$$

여기서 $x_k (k=1,2,3,4)$ 는 2개의 심볼시간 동안 전송되는 4개의 QAM 심볼을 의미하고 $z_n = [z_1(n) \ z_2(n)]^T$ 의 구성요소들은 백색부가잡음으로서 평균과 분산이 각각 0과 σ_n^2 이다. $h_k = [h_{k,1} \ h_{k,2}]^T$ 는 k 번째 송신안테나와 2개의 수신 안테나 간에 채널 주파수 응답이며, 시간 영역에서 인접 OFDM 심볼 간의 채널변화가 없다고 가정하고 있으므로 n 과 $n+1$ 번째 시간동안 동일하게 유지된다.

3. 기존 수신 기법

가. 그룹단위 간섭 제거 기법

최초 복호시에는 피드백 신호가 없으므로 선형 복호(linear decoding)방법을 적용한다[3]. Minimum mean square error (MMSE) 등화행렬은 식 (2)와 같다.

$$W_{init} = \frac{1}{d_1 d_2 - (\sigma + \gamma)} \begin{bmatrix} d_2 I & -A_1^H A_2 \\ -A_2^H A_1 & d_1 I \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A_1^H \\ A_2^H \end{bmatrix} \quad (2)$$

여기서 사용된 값들은 다음과 같다.

$$A_1 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* - h_1^* \end{bmatrix}, \quad A_2 = \begin{bmatrix} h_3 & h_4 \\ h_4^* - h_3^* \end{bmatrix} \quad (3)$$

$$c_1 = \|h_1\|^2 + \|h_2\|^2, \quad c_2 = \|h_3\|^2 + \|h_4\|^2$$

$$d_1 = c_1 + \sigma_n^2, \quad d_2 = c_2 + \sigma_n^2$$

$$\sigma = |h_1^H h_3 + h_2^T h_4^*|, \quad \gamma = |h_1^H h_4 + h_2^T h_3^*|$$

나. 반복 복호가 적용된 그룹단위 간섭 제거 기법

두 번 이상의 반복복호시에는 피드백 신호를 이용하여 간섭 제거를 수행한다. 소프트 입력-소프트 출력(soft input soft output, SISO) 복호기로부터 피드백된 log-likelihood ratio(LLR)값은 식 (4)와 같이 각 비트의 확률비를 의미하며 이 값을 이용해 추정신호를 계산한다.

$$L(c_{k,m}) = \log \frac{P(c_{k,m} = 0)}{P(c_{k,m} = 1)} \quad (4)$$

$$\begin{cases} \hat{x}_k = \tanh\left(\frac{L(c_{k,1})}{2}\right) & , BPSK \text{ 경우} \\ \hat{x}_k = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(\tanh\left(\frac{L(c_{k,1})}{2}\right) + \tanh\left(\frac{L(c_{k,2})}{2}\right) \right) & , QPSK \text{ 경우} \end{cases} \quad (5)$$

여기서 $c_{k,m}$ 은 M-ary QAM 심볼 x_k 를 이루는 $m (m=1, \dots, \log_2 M)$ 번째 비트 (0 또는 1)를 의미하고, $L(c_{k,m})$ 은 $c_{k,m}$ 위치에 해당하는 사전(a priori) LLR값이다.

이전 반복복호시 계산된 LLR 값을 이용해 식 (5)와 같이 \hat{x}_k^{i-1} 를 추정하며, i 번째 반복복호 시에는 추정된 신호 \hat{x}_k^{i-1} 를 이용해 수신 신호로부터 그룹간 간섭을 제거한다[5].

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_{1,i} \\ \bar{x}_{2,i} \end{bmatrix} = W_{1,i} \left(y - A_1 \begin{bmatrix} \hat{x}_{3,i} \\ \hat{x}_{4,i} \end{bmatrix} \right) = W_{1,i} y_{1,i}^{ic} = W_{1,i} (A_1 x_1^{ic} + z_n) \quad (6)$$

$$\begin{bmatrix} \bar{x}_{3,i} \\ \bar{x}_{4,i} \end{bmatrix} = W_{2,i} (A_2 x_2^{ic} + z_n)$$

$$x_1^{ic} = [x_1 \ x_2]^T, \quad x_2^{ic} = [x_3 \ x_4]^T$$

여기서 $\bar{x}_{k,i}$ 는 최종 검출 신호이다. 또한 $y_{l,i}^{ic}$ 는 l 번째 그룹에 대해 그룹간 간섭이 제거된 신호이며, 그룹내 신호 x_l^{ic} 의 영향만을 고려한다. $y_{l,i}^{ic}$ 에 대한 그룹내 간섭 제거 MMSE 등화행렬은 식 (7)와 같다.

$$W_{1,i} = \arg \min \left(\left\| \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - G_{1,i}^{ic} \right\|^2 \right) \quad (7)$$

$$= \left[\begin{array}{cc} \|h_1\|^2 + \|h_2\|^2 + \sigma_n^2 & h_1^2 h_2 - h_2^T h_1^* \\ h_2^2 h_1 - h_1^T h_2^* & \|h_2\|^2 + \|h_1\|^2 + \sigma_n^2 \end{array} \right] A_1^H$$

$$= \frac{1}{d_1} A_1^H$$

$$W_{2,i} = \frac{1}{d_2} A_2^H$$

4. 제안 기법

가. 오차 보상 기법

V-BLAST 기법은 다수의 송신신호 중 하나를 선택하여 검출할 때, 이전에 검출된 신호들은 간섭으로 작용하므로 그 영향을 제거하게 된다. 기존의 V-BLAST 기법은 간섭 제거가 완벽히 이루어진다고 가정하므로 간섭 제거시 오차가 발생할 경우 성능이 열화된다. 반복 수신 기법이 적용된 수신 구조에서 사전 LLR을 이용하여 간섭 제거 오차를 고려하면 수신 성능이 향상된다[6]. 이러한 오차 보상 기법(error compensation)은 D-STBC OFDM 시스템에서 그룹간 간섭 제거에 적용될 수 있다.

그룹간 간섭 제거 오차를 고려하면, 그룹간 간섭을 제거한 신호

$y_{i,i}^{ic}$ 는 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} y_{1,i}^{ic} &= Hx_1^{ic} + z_n, y_{2,i}^{ic} = Hx_2^{ic} + z_n \\ x_1^{ic} &= [x_1 \ x_2 \ e_3 \ e_4]^T, x_2^{ic} = [e_1 \ e_2 \ x_3 \ x_4]^T \end{aligned} \quad (8)$$

여기서 x_i^{ic} 는 그룹내 신호와 그룹간 간섭 제거 오차 e_j 를 포함한 벡터이다. $y_{i,i}^{ic}$ 에 대한 MMSE 등화행렬은 식 (9)와 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} W_{1,i} &= \arg \min \left(\begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} - G y_{1,i}^{ic} \right)^2 = A_1^H (H Q_1 H^H + \sigma_n^2 I_4)^{-1} \\ W_{2,i} &= \arg \min \left(\begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix} - G y_{2,i}^{ic} \right)^2 = A_2^H (H Q_2 H^H + \sigma_n^2 I_4)^{-1} \end{aligned} \quad (9)$$

여기서 Q_i 는 $x_{1,i}^{ic}$ 에 대한 오차 공분산(error covariance) 행렬이다.

$x_{1,i}^{ic}$ 의 각 성분이 서로 독립이라고 가정하면 Q_1 의 비대각 성분(off-diagonal)들은 0이 되므로 Q_1 을 전개해보면 식 (10)과 같다.

$$\begin{aligned} Q_1 &= E[x_1^{ic} x_1^{icH}] = \text{diag} [E[x_1^2] \ E[x_2^2] \ E[e_3^2] \ E[e_4^2]] \\ Q_2 &= \text{diag} [E[e_1^2] \ E[e_2^2] \ E[x_3^2] \ E[x_4^2]] \end{aligned} \quad (10)$$

$E[e_k^2]$ 는 식 (11)과 같이 주어지고, 이 때 조건부 확률은 사전 LLR 값 $c_{k,m}$ 을 이용해 직접 구할 수 있다.

$$\begin{aligned} E[e_k^2] &= \sum_{s \in S} |s - \hat{x}_k|^2 \prod_{m=1}^{\log_2 M} P(c_{k,m} = c_{m,s} | L(c_{k,m})) \\ P(c_{k,m} = c_{m,s} | L(c_{k,m})) &= \begin{cases} \frac{\exp(L(c_{k,m}))}{1 + \exp(L(c_{k,m}))}, & c_{k,m} = 0 \text{일 경우} \\ \frac{\exp(L(c_{k,m}))}{1 - \exp(L(c_{k,m}))}, & c_{k,m} = 1 \text{일 경우} \end{cases} \end{aligned} \quad (11)$$

여기서 S 는 M-ary QAM 심볼 x_k 가 가질 수 있는 모든 경우의 심볼 집합이고, $c_{m,s}$ 는 각 s 에 대한 비트 값들이다.

결과적으로 식 (10)-(12)를 이용하여 간섭 제거 오차가 고려된 MMSE 등화행렬 $W_{i,i}$ 를 구한다.

나. 컴포넌트 인터리버

컴포넌트 인터리버는 복소신호의 실수성분과 허수성분에 서로 다른 인터리빙을 수행한다. 복잡도를 고려하여 컴포넌트 인터리버는 복소신호의 허수성분에 대해서만 컴포넌트 인터리빙을 수행한다.

컴포넌트 인터리버 이득을 설명하기 위해 2x1 STBC-OFDM 시스템 모델을 예로 든다. 컴포넌트 인터리버의 동작 구성도는 그림 2와 같고, p, q 는 인터리버 수행 전, n, m 은 인터리버 수행 후 임의의 위치를 나타낸다. j 번째 QAM 심볼을 d_j , 각 심볼의 실수, 허수성분을 각각 $Re(\cdot), Im(\cdot)$ 라고 할 때, 임의의 컴포넌트 인터리빙된 $k, k+1$ 번째 신호는 식 (13)과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} x_{k,p} &= Re(d_k) + jIm(d_p) \\ x_{k+1,q} &= Re(d_{k+1}) + jIm(d_q) \end{aligned} \quad (13)$$

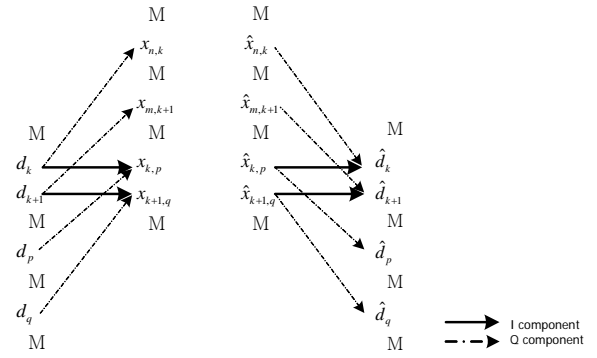


그림 2. 컴포넌트 인터리버 동작 구성도

$x_{k,p}, x_{k+1,q}$ 에 STBC를 적용하면 최종 검출신호는 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{x}_{k,p} &= h_{1,k}^* y_k + h_{2,k} y_{k+1}^* = (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) x_{k,p} + z'_k \\ \hat{x}_{k+1,q} &= h_{2,k}^* y_k - h_{1,k} y_{k+1}^* = (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) x_{k,q} + z'_{k+1} \end{aligned} \quad (14)$$

검출신호에 대해 컴포넌트 디인터리버를 거친 신호는 식 (15)과 같다.

$$\begin{aligned} \hat{d}_k &= Re(\hat{x}_{k,p}) + jIm(\hat{x}_{n,k}) \\ &= (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) Re(d_k) + j(|h_{1,n}|^2 + |h_{2,n}|^2) Im(d_k) + z''_k \\ \hat{d}_{k+1} &= Re(\hat{x}_{k+1,p}) + jIm(\hat{x}_{m,k+1}) \\ &= (|h_{1,k}|^2 + |h_{2,k}|^2) Re(d_k) + j(|h_{1,m}|^2 + |h_{2,m}|^2) Im(d_k) + z''_{k+1} \end{aligned} \quad (15)$$

식(20)에서 QAM 심볼 \hat{d}_k 를 살펴보면 실수성분과 허수성분이 각각 서로 다른 채널, $h_{1,k}, h_{2,k}$ 와 $h_{1,n}, h_{2,n}$ 의 영향을 받는다. 그러므로 4차의 다이버시티 이득을 얻게 되고, 이것은 \hat{d}_{k+1} 의 경우에도 동일하다. 따라서 2x1 STBC 시스템은 STBC에 의한 2차와 컴포넌트 인터리버에 의한 2차, 최대 4차의 다이버시티 차수를 가진다.

5. 전산 모의 실험

고려된 오차 보상 기법, 컴포넌트 인터리버, 그리고 두가지 기법이 동시에 적용된 구조의 성능을 검증하기 위해 기존의 D-STBC OFDM 시스템을 위한 MAP 검출기와 비교분석하였다. 전산 모의 실험은 COST 207 TU 6 채널에서 수행하였으며, 전산모의 실험에서 사용된 D-STBC OFDM 시스템의 파라미터들은 표 1에 나타나 있다. 오류 정정 부호로는 CDMA 2000과 동일한 형태의 터보 부호가 사용되었다. 수신단 전체의 반복 수신 기법과는 별도로 터보 부호 자체 반복복호 횟수는 5회로 설정하였다. 또한 채널은 수신기에서 완벽하게 추정되었다고 가정한다.

그림 3는 정규화 도플러 주파수를 0.014로 설정하여 전산 모의 실험을 수행한 결과이다. 수신시스템의 반복복호 횟수는 3회로 설정하였다. BER 10^{-4} 를 기준으로 수신 SNR 성능을 비교하면 오차 보상 기법만 고려하였을 경우 수신 SNR 성능이 기존의 그룹단위 간섭 제거 기법에 비해 0.35dB 향상됨과 동시에 MAP 검출기 성능에 더욱 근접해 짐을 알 수 있다. 또한 컴포넌트 인터리버만 적용된 제안 송수신 기법은 MAP 검출기 성능에 비해 0.6dB만큼 우수한 성능을 보인다. 또한 오차 보상 기법과 컴포넌트 인터리버가 함께 고려된 경우 MAP에 비해 0.8dB, 기존 기법에 비해 1.35dB 개선된 성능을 보인다.

표 1. D-STBC OFDM 시스템 파라미터

파라미터	값
송수신 안테나 갯수	4 \times 2
중심주파수	700MHz
대역폭(B)	3MHz
FFT 크기(N)	2048
변조방식	QPSK
프레임당 OFDM 심볼 수	20
유효 심볼 간격(N/B)	0.7ms
CP 길이	유효 심볼 간격의 1/8

그림 4은 정규화 도플러 주파수를 0.068로 설정하여 전산 모의 실험을 수행한 결과이다. 최대 도플러 주파수가 높아질 경우 인접 OFDM 심볼 간 채널변화가 심해지게 되고, 결과적으로 부호의 직교성을 상실하게 되므로 그룹단위 간섭 제거 기법은 성능열화가 발생한다. 또한 제안된 컴포넌트 인터리버를 적용하더라도 성능은 개선되지 않는다. 그 이유는 컴포넌트 인터리버는 STBC 부호의 다이버시티 이득을 증가시킴으로써 성능이득을 얻는 기법인데 열악한 채널 환경으로 인해 STBC 부호 자체의 다이버시티 이득을 얻을 수 없기 때문이다. 하지만 오차 보상 기법을 적용할 경우 부호의 직교성 상실로 인한 성능열화가 개선되는 것을 확인할 수 있다. 뿐만 아니라 컴포넌트 인터리버가 오차 보상 기법과 함께 적용된 경우, 0.3dB 정도의 추가적인 성능이득이 발생함을 확인할 수 있다.

그림 5은 정규화 도플러 주파수 0.068인 채널에 대해 오차 보상 기법을 적용하였을 경우, 반복복호에 따른 성능 변화를 나타낸 결과이다. STBC 부호의 직교성 상실로 인해 최초 복호성능은 큰 열화를 보지만 오차 보상 기법이 적용될 경우 이러한 성능 열화를 보상해줌으로써 오류 전파를 방지하고 이에 따라 반복복호가 진행됨에 따라 성능 향상이 나타난다.

6. 결론

본 논문에서는 기존의 D-STBC OFDM 시스템 수신기법의 문제점을 보완하기 위해 오차 보상 기법을 적용하였다. 또한 송수신단에 컴포넌트 인터리버 구조를 추가함으로써 STBC로 인한 다이버시티 이득을 개선하였고, 이를 통해 수신 성능을 향상시켰다. 이에 따라 변화가 심하지 않은 채널 환경에서 기존 그룹단위 간섭 제거 기법에 비해 우수한 성능을 나타낸다. 뿐만 아니라 제안된 두 가지 기법이 함께 적용될 경우 변화가 심한 채널 환경에서도 기존 기법에 비해 우수한 성능을 얻을 수 있다.

참고문헌

[1] G. J. Foschini and M. J. Gans, "On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, vol. 6, no. 3, pp.311-335, Mar. 1998.
 [2] ETSI, DVB Document A122, Digital video broadcasting(DVB); Frame structure channel coding and modulation for a second generation digital terrestrial television broadcasting system

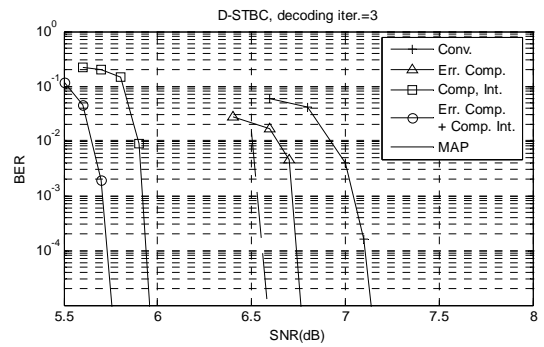


그림 3. 송수신 기법간 수신 성능 비교 ($f_d T_s = 0.014$)

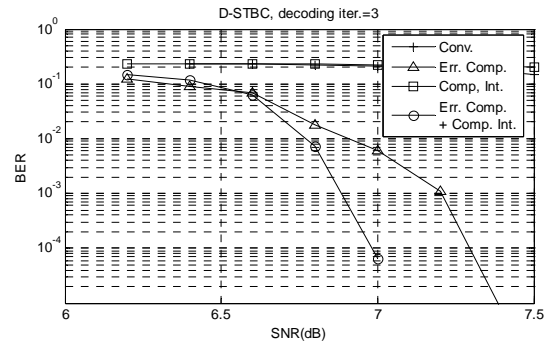


그림 4. 송수신 기법간 수신 성능 비교 ($f_d T_s = 0.068$)

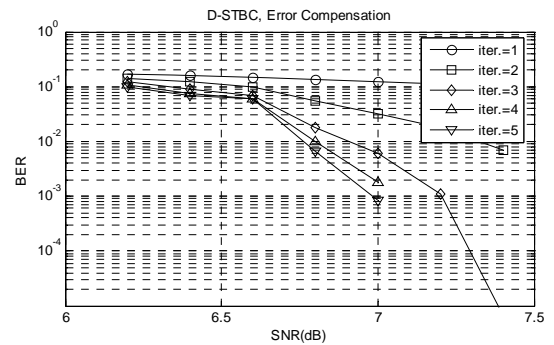


그림 5. 수신기 반복복호에 따른 수신 성능 변화 (오차 보상 기법 적용, $f_d T_s = 0.068$)

(DVB-T2), June 2008

[3] X. Zhuang, F. W. Vook, S. Rouquette-Leveil, and K. Gosse, "Transmit diversity and spatial multiplexing in four transmit antenna OFDM," in *Proc. IEEE ICC*, pp. 2316-2320, May 2003.
 [4] Y. H. Kim, M. Kaveh, "Coordinate-interleaved space-time coding with rotated constellation," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, pp. 732-735, Apr. 2003.
 [5] S. Sun, T. T. Tjhung, and P. H. W. Fung, "Soft decision-based iterative interference cancellation(IIC) in group-wise STBC (G-STBC) MIMO systems," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conf.*, vol. 2, pp. 984-988, Apr. 2003.
 [6] H. Lee, B. Lee and I. Lee, "Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems," *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, no. 3, pp. 504-513, Mar. 2006.