

다중 안테나 재전송 환경을 위한 MSSTC 부호화 기법

정회원 고 동 주*, 종신회원 이 정 우*

Design of MSSTC for MIMO Retransmissions

Dongju Ko* *Regular Member*, Jeong Woo Lee* *Lifelong Member*

요 약

본 논문은 다중 안테나 시스템을 통한 재전송 환경에 적합한 Multi-Strata Space Time Code(MSSTC) 부호화 기법을 제안한다. MSSTC는 두 개의 직교 시공간 블록 부호(OSTBC)가 각 계층을 이루고 이들이 중첩되어 구성된 부호이기 때문에, 각 계층 내에는 간섭이 존재하지 않으나, 계층 간에는 간섭이 존재한다. 본 논문에서 제안한 기법은 각 계층을 구성하는 OSTBC의 위상과 전력을 전송순서 마다 적응적으로 바꾸어 할당해 줌으로써 계층 간 간섭이 재전송에 의해 빠른 속도로 완화되는 효과를 보인다. 제안된 기법에서는 수신단이 1 bit의 정보를 송신단으로 피드백하고 송신단은 이 피드백 정보를 이용하여 두 계층 중 한 계층만이 위상을 두 값 중 하나로 선택하도록 하므로 매우 효율적이다. 또한 본 논문은 제안된 기법에 적합한 계층 당 전력할당 비율을 해석적으로 구하여 적용 하였다. 모의실험 결과, 제안된 기법이 간섭 완화 효과로 인하여 기존 기법 들을 재전송환경에 적용한 방식들에 비해 우수한 성능을 보여줌을 확인하였다.

Key Words : Multi-Strata Space Time Code(MSSTC), Multi-Input Multi-Output(MIMO), OSTBC, Automatic Repeat reQuest(ARQ)

ABSTRACT

In this paper, we propose a Multi-Strata Space Time Code(MSSTC) for MIMO retransmissions. Since MSSTC is constructed by superimposing two OSTBC matrices, there are no intra-stratum interferences, but there exist inter-strata interferences. In MIMO retransmission environment, the transmitter switches adaptively the phases of strata at each transmission by using 1-bit feedback sent from the receiver in order to reduce the inter-strata interferences efficiently. We also propose a power allocation scheme between strata to improve error performance. Simulation results show that the proposed scheme achieves better performance than other conventional schemes.

I. 서 론

최근 무선 통신 환경에서 고속, 고 신뢰도를 요구하는 통신 서비스의 필요가 늘어감에 따라, 이를 만족하는 많은 통신 기술이 연구 중에 있다. 그 중 하나가 다중 안테나 송수신 방식(Multi-Input Multi-Output: MIMO)으로, 기존의 주파수 및 시간 자원에 공간이라

는 자원을 추가함으로써 고속, 고 신뢰도의 통신 서비스를 가능케 하는 기술이다^{[1][3]}. 다중 안테나 송수신 방식은 송수신간에 여러 안테나를 사용함으로써 서로 다른 데이터를 동시에 전송하여 시스템 대역폭을 증가시키지 않고 보다 고속으로 데이터를 전송할 수 있는 공간 다중화 기법과, 서로 다른 송신 안테나에 같은 정보를 내포하고 있는 데이터를 전송함으로써 높

※ 본 연구는 방송통신위원회의 차세대통신네트워크 원천기술개발사업의 연구결과로 수행되었으며 (KCA-2011-09913-04002), 2010년도 정부(교육과학기술부)의 재원으로 한국연구재단의 지원을 받아 수행하였음 (2010-0015387)

* 중앙대학교 전자전기공학부(jwlee2@cau.ac.kr)

논문번호: KICS2011-02-129, 접수일자: 2011년 2월 28일, 최종논문접수일자: 2011년 4월 14일

은 신뢰도를 얻을 수 있는 공간 다이버시티 기술로 구분된다^{[4][6]}. 다이버시티 기술은 Rayleigh fading 무선 환경을 좀 더 안정적인 AWGN으로 바꾸어 주는 기법으로써 그 동안 여러 가지 다이버시티 기법들에 대한 연구가 진행되어 왔다. 그 중에서도 시공간 블록 부호화(Space-Time Block Code: STBC) 기법은 지난 수 년 동안 연구되어 왔으며^{[7]-[9]}, 대표적으로 Alamouti는 두 개의 송신 안테나를 이용하여 최대의 다이버시티 이득을 얻는 간단한 직교 시공간 블록 부호 디자인을 제안하였다^[10]. 그러나 직교 시공간 블록 부호는 여러 안테나에 같은 정보를 보내야 하므로 데이터 전송률의 손실이 따르게 된다. 이에 따라, 데이터 전송률의 손실 없이 높은 성능을 달성하는 시공간 부호화에 대한 여러 연구가 진행되어 왔다. 그 중에서 비 직교 시공간 블록 부호화 기법은 공간 다중화 방식과 동일한 데이터율에서 다이버시티 이득에 의해 높은 성능을 가지는 부호이다^[11]. 비 직교 시공간 블록 부호화 기법 중 하나로써 Multi-Strata Space-Time Code (MSSTC)는 여러 개의 직교 시공간 블록 부호들을 중첩 하여 한 번에 보냄으로써 높은 데이터율을 달성함과 동시에 다이버시티 이득을 얻으려는 기법으로써, 수신 단에서의 연산 복잡도와 높은 데이터율 달성과 서로 상충 관계에 놓여있다^{[12][13]}.

본 논문은 높은 데이터율과 낮은 오류율 성능을 동시에 만족하려는 MSSTC 기법을 [16]과 같은 재전송 환경에 적용한 시스템을 고려한다. MSSTC는 두 개의 직교 시공간 블록 부호로 구성된 두 계층을 중첩시킨 부호이기 때문에, 계층 내에서는 직교성을 가지고 있어 간섭이 존재하지 않으나, 계층 간에는 간섭이 존재한다. 제안된 기법은 간섭 완화를 좀 더 효율적으로 할 수 있는 각 계층별 위상과 전력 비율 값을 구한 후에, 매 전송순서 마다 그 값을 적응적으로 바꾸어 할당해 줌으로써 계층 간 간섭이 재전송에 의해 빠른 속도로 완화되도록 하는 기법이다. 특히 위상의 경우, 수신단이 1 bit의 정보를 송신단으로 피드백하고 송신단은 이 피드백 정보를 이용하여 두 계층 중 한 계층만의 위상을 두 값 중 하나로 선택하도록 하므로 매우 효율적이다. 또한 본 논문은 제안된 기법에 적합한 계층 당 전력할당 비율을 해석적으로 구하여 적용 하였다. 이는 오류확률을 최소화 하는 전력할당을 통해 달성할 수 있다.

본 논문의 2장에서는 제안된 기법의 송수신 시스템 모델을 소개하며, 3장에서는 다중 안테나 재전송 환경에 적합한 MSSTC 설계 기법을 제안한다. 4장에서는 모의실험을 통하여 제안된 기법을 다중 안테나 재전

송 환경 및 ARQ 환경에서 여러 MIMO 기법들과 비교 분석하며, 마지막으로 5장에서 결론을 맺는다.

본 논문에서의 표기법으로 다음과 같은 기호를 사용하였다. 벡터는 \vec{a} , 행렬은 \mathbf{a} 와 같이 표기 하였고, 전치 및 허미션 행렬은 각각 $(\cdot)^T$ 와 $(\cdot)^H$ 로 표기 하였다. 실수부와 허수부 표현은 각각 $\mathcal{R}\{\cdot\}$ 와 $\mathcal{I}\{\cdot\}$ 로 표기하였다.

II. 송수신 시스템 모델

2.1 송신 시스템 및 채널

본 논문에서는 두 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나를 가지는 MIMO 시스템에서의 N 회 반복 전송 환경을 고려한다. 본 논문에서 설명 및 제안하는 모든 방식은 송신 안테나가 두 개 이상인 경우에 대해서도 쉽게 확장이 가능하다. 송신 시스템 모델은 그림 1과 같이 나타낼 수 있다. 먼저 네 개의 심볼 x_1, x_2, x_3, x_4 를 de-multiplexer에 의해 분리한다. 직교 시공간 블록 부호화기는 분리된 심볼들을 두 심볼씩 묶어 x_1, x_2 를 $\mathbf{C}_1 = \begin{bmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{bmatrix}$ 로, x_3, x_4 를 $\mathbf{C}_2 = \begin{bmatrix} x_3 & x_4 \\ x_4^* & -x_3^* \end{bmatrix}$ 로 부호화하며, 각 시공간 부호를 각 버퍼에 저장한다. 각 전송 번호에 따라 \mathbf{C}_1 및 \mathbf{C}_2 의 위상과 전력을 구하여 할당한 후, 변환된 \mathbf{C}_1 과 \mathbf{C}_2 를 중첩하여 MSSTC를 구성하여 전송한다. 이 때, 변환된 \mathbf{C}_1 과 \mathbf{C}_2 를 MSSTC의 각 계층이라 한다. 송신단은 채널 상태 정보(Channel State Information: CSI)를 알지 못한다고 가정한다.

i 번째 전송 시($i = 1, \dots, N$) 전송되는 MSSTC는

$$\mathbf{s}_i = \sum_{n=1}^4 (\mathbf{b}_{n,i} \mathcal{R}\{x_n\} + j \mathbf{c}_{n,i} \mathcal{I}\{x_n\}) \quad (1)$$

로 표현되며^[11], 여기서 \mathbf{s}_i 는 (2×2) 행렬이다.

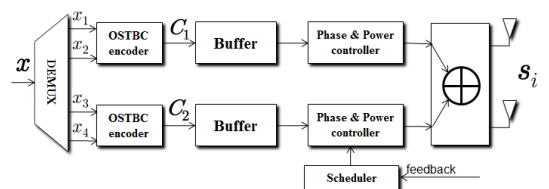


그림 1. 송신 시스템 모델

$\lambda_{l,i}$ 를 i 번째 전송 시 l 번째 계층의 위상이라고 하고, $\theta_{l,i} = e^{j\lambda_{l,i}}$ 라고 하자. i 번째 전송 시 행렬 $\mathbf{b}_{n,i}$, $\mathbf{c}_{n,i}$ 은

$$\begin{aligned} \mathbf{b}_{1,i} &= \sqrt{p_{1,i}} \begin{bmatrix} \theta_{1,i} & 0 \\ 0 & \theta_{1,i} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{1,i} = \sqrt{p_{1,i}} \begin{bmatrix} \theta_{1,i} & 0 \\ 0 & -\theta_{1,i} \end{bmatrix} \\ \mathbf{b}_{2,i} &= \sqrt{p_{1,i}} \begin{bmatrix} 0 & \theta_{1,i} \\ -\theta_{1,i} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{2,i} = \sqrt{p_{1,i}} \begin{bmatrix} 0 & \theta_{1,i} \\ \theta_{1,i} & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{b}_{3,i} &= \sqrt{p_{2,i}} \begin{bmatrix} \theta_{2,i} & 0 \\ 0 & -\theta_{2,i} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{3,i} = \sqrt{p_{2,i}} \begin{bmatrix} \theta_{2,i} & 0 \\ 0 & \theta_{2,i} \end{bmatrix} \\ \mathbf{b}_{4,i} &= \sqrt{p_{2,i}} \begin{bmatrix} 0 & \theta_{2,i} \\ \theta_{2,i} & 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{c}_{4,i} = \sqrt{p_{2,i}} \begin{bmatrix} 0 & \theta_{2,i} \\ -\theta_{2,i} & 0 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

와 같이 주어진다. 여기서 $p_{l,i}$ 는 i 번째 전송 시 MSSTC 전체 전력 중 l 번째 계층에 할당된 전력의 비를 의미한다. 식 (1) 은

$$\mathbf{s}_i = \sqrt{p_{1,i}} \theta_{1,i} \mathbf{C}_1 + \sqrt{p_{2,i}} \theta_{2,i} \mathbf{C}_2 \quad (2)$$

와 같은 식으로 다시 나타낼 수 있다. 제안된 기법에서는 심볼 x_3, x_4 가 포함되어 있는 두 번째 계층의 위상에 변화를 주며, 첫 번째 계층에는 변화를 주지 않는다. 즉 $\lambda_{1,i} = 0, \theta_{1,i} = 1$ 이다.

i 번째 전송 시 수신된 $(2 \times N_r)$ 신호 행렬은

$$\mathbf{y}_i = \mathbf{s}_i \mathbf{H}_i + \mathbf{n}_i, \quad i = 1, \dots, N \quad (3)$$

와 같이 주어진다. 여기서 \mathbf{H}_i 는 i 번째 전송 시의 $(2 \times N_r)$ 채널 이득 행렬을 나타내며 매 전송마다 채널 이득이 변한다고 가정한다. \mathbf{n}_i 은 i 번째 전송 시 $(2 \times N_r)$ 복소 가우시안 잡음 행렬을 의미하며, \mathbf{n}_i 의 각 원소는 평균이 0이고 분산이 σ^2 인 circular symmetric complex Gaussian 분포를 가진다. 즉 $\text{CN}(0, \sigma^2)$ 이다.

2.2 수신 시스템

앞서 설명한 바와 같이 MSSTC는 두 계층의 시공간 블록 부호를 중첩한 형태로 구성된다. 따라서 MSSTC 수신기는 수신 신호를 계층별로 분리하여 검출해야 하며, 그림 2와 같은 구조를 가진다. 수신단은 먼저 벡터 및 행렬의 실수 표현 기법(real valued representation)을 이용하여 등가 시스템 모델을 구성한다^{11,15)}. 이에 따라 수신 신호는

$$\begin{aligned} \vec{\mathbf{y}}_i &= \vec{\mathbf{x}} \mathbf{H}_i + \vec{\mathbf{n}}_i = \\ & \left[\mathcal{R}\{\vec{\mathbf{y}}_{1,i}\}^T \mathcal{I}\{\vec{\mathbf{y}}_{1,i}\}^T \dots \mathcal{R}\{\vec{\mathbf{y}}_{N_r,i}\}^T \mathcal{I}\{\vec{\mathbf{y}}_{N_r,i}\}^T \right] \quad (4) \end{aligned}$$

와 같은 등가 식으로 나타내어진다. 이 때 $\vec{\mathbf{y}}_i$ 는 \mathbf{y}_i 가 실수 표현 기법에 의해 변형된 $(1 \times 4N_r)$ 벡터를 의미하며, $\vec{\mathbf{y}}_{t,i}$ 는 \mathbf{y}_i 의 t 번째 열벡터를 의미한다. 여기서 $\vec{\mathbf{x}}$ 는 $[x_1 \ x_2 \ x_3 \ x_4]$ 가 실수 표현 기법에 의해 변형된 (1×8) 등가 벡터로,

$$\vec{\mathbf{x}} = [\mathcal{R}\{x_1\} \mathcal{I}\{x_1\} \dots \mathcal{R}\{x_4\} \mathcal{I}\{x_4\}] \quad (5)$$

와 같은 식으로 나타내어진다. \mathbf{H}_i 는 등가 채널 이득 행렬로

$$\mathbf{H}_i = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_{1,i} \vec{h}_{1,i} & \mathbf{B}_{1,i} \vec{h}_{1,i} & \dots & \mathbf{A}_{4,i} \vec{h}_{1,i} & \mathbf{B}_{4,i} \vec{h}_{1,i} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ \mathbf{A}_{1,i} \vec{h}_{N_r,i} & \mathbf{B}_{1,i} \vec{h}_{N_r,i} & \dots & \mathbf{A}_{4,i} \vec{h}_{N_r,i} & \mathbf{B}_{4,i} \vec{h}_{N_r,i} \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

와 같이 정의되며 그 크기는 $(8 \times 4N_r)$ 이다. 이 때 $\mathbf{A}_{n,i}, \mathbf{B}_{n,i}, \vec{h}_{t,i}$ 는 각각

$$\mathbf{A}_{n,i} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}\{\mathbf{b}_{n,i}\} - \mathcal{I}\{\mathbf{b}_{n,i}\} \\ \mathcal{I}\{\mathbf{b}_{n,i}\} \quad \mathcal{R}\{\mathbf{b}_{n,i}\} \end{bmatrix} \quad (7)$$

$$\mathbf{B}_{n,i} = \begin{bmatrix} -\mathcal{I}\{\mathbf{c}_{n,i}\} - \mathcal{R}\{\mathbf{c}_{n,i}\} \\ \mathcal{R}\{\mathbf{c}_{n,i}\} \quad -\mathcal{I}\{\mathbf{c}_{n,i}\} \end{bmatrix} \quad (8)$$

$$\vec{h}_{t,i} = \begin{bmatrix} \mathcal{R}\{\vec{H}_{t,i}\} \\ \mathcal{I}\{\vec{H}_{t,i}\} \end{bmatrix} \quad (9)$$

이며, 식 (9)의 $\vec{H}_{t,i}$ 는 행렬 \mathbf{H}_i 의 t 번째 열벡터를

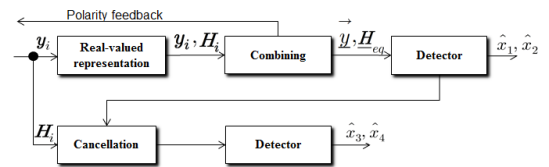


그림 2. 수신 시스템 모델

의미한다. \vec{n}_i 는 \mathbf{n}_i 의 실수표현 기법에 의해 변형된 등가 벡터이며,

$$\vec{n}_i = [\mathcal{R}\{\vec{n}_{1,i}\}^T \mathcal{I}\{\vec{n}_{1,i}\}^T \dots \mathcal{R}\{\vec{n}_{N,i}\}^T \mathcal{I}\{\vec{n}_{N,i}\}^T] \quad (10)$$

와 같이 나타내어진다. 이 때 $\vec{n}_{t,i}$ 는 \mathbf{n}_i 의 t 번째 열 벡터를 의미한다.

이후 수신기는 실수 표현 기법 등가모델로 변형된 수신 신호들을 컴바이닝 해준다. 이 때, 컴바이닝 기법으로는 HARQ를 위하여 제안된 MIMO MRC 기법을 적용한다^[17]. 컴바이닝 식은

$$\vec{y} = \left(\sum_{i=1}^N \vec{y}_i \mathbf{H}_i^H \right) \mathbf{H}_{eq}^{-1} = \vec{x} \mathbf{H}_{eq} + \left(\sum_{i=1}^N \vec{n}_i \mathbf{H}_i^H \right) \mathbf{H}_{eq}^{-1} \quad (11)$$

로 나타내어진다. 여기서 \mathbf{H}_{eq} 는 각 전송별 등가 채널이 컴바이닝된 채널 행렬이며

$$\mathbf{H}_{eq} = \left(\sum_{i=1}^N \mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H \right)^{\frac{1}{2}} \quad (12)$$

와 같이 정의된다.

수신단은 컴바이닝된 \vec{y} 와 \mathbf{H}_{eq} 를 이용해 검출을 수행한다. 이 때, 검출 기법으로 여러 가지 기법을 적용할 수 있으나, 제안된 기법은 연산량이 적은 MMSE detection을 사용한다^[18]. 이 때 MMSE nulling 행렬은

$$\mathbf{W} = \mathbf{H}_{eq}^H \left(\mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H + \sigma^2 \mathbf{I} \right)^{-1} \quad (13)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 σ^2 은 앞에 소개한 바와 같이 n_i 의 각 원소인 복소 가우시안 잡음의 분산을 나타내며, \mathbf{I} 는 (8×8) 단위행렬을 의미한다. 수신단은 수신 전력이 상대적으로 큰 계층에 대한 검출을 우선적으로 수행하며, 검출된 심볼은 다른 계층에 대해 간섭으로 작용하기 때문에 \vec{y} 에서 간섭 제거를 한 후에, 나머지 계층에 대한 검출을 수행한다. 간섭이 제거된 후 남게 된 l 번째 계층의 수신 신호 \vec{y}_l 는

$$\vec{y}_l = \vec{y} - \vec{x}_l \mathbf{H}_{eq} \quad (14)$$

와 같이 구해진다. 이 때, \vec{x}_l 은 계층 l 에 대해 간섭으로 작용하는 다른 계층의 검출된 심볼벡터를 의미한다. 수신단은 간섭이 제거 된 후에 나머지 계층에 대한 검출을 수행한다.

III. MSSTC 설계 기법

3.1 계층 간 간섭 완화 기법

MMSE 검출기법은 식 (13)에서 보는 바와 같이 $\mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H$ 연산을 해야 한다. 따라서 행렬 $\mathbf{H}_{eq} \mathbf{H}_{eq}^H$ 의 분석이 필요하며, 이 행렬 내의 간섭으로 작용하는 원소를 줄여주는 것이 제안된 기법의 핵심 개념이라 할 수 있다. 이 개념을 적용하기 위해 우선 컴바이닝 되기 이전의 i 번째 전송 시의 등가 행렬을 분석해 볼 필요가 있다.

$$\mathbf{H}_i \mathbf{H}_i^H = \begin{bmatrix} P_{1,i} & 0 & 0 & 0 & \alpha_i & -\beta_i & \gamma_i & -\delta_i \\ 0 & P_{1,i} & 0 & 0 & \beta_i & \alpha_i & \delta_i & \gamma_i \\ 0 & 0 & P_{1,i} & 0 & \gamma_i & \delta_i & -\alpha_i & -\beta_i \\ 0 & 0 & 0 & P_{1,i} & -\delta_i & \gamma_i & \beta_i & -\alpha_i \\ -\alpha_i & \beta_i & \gamma_i & -\delta_i & P_{2,i} & 0 & 0 & 0 \\ -\beta_i & -\alpha_i & \delta_i & \gamma_i & 0 & P_{2,i} & 0 & 0 \\ \gamma_i & \delta_i & \alpha_i & \beta_i & 0 & 0 & P_{2,i} & 0 \\ -\delta_i & \gamma_i & -\beta_i & \alpha_i & 0 & 0 & 0 & P_{2,i} \end{bmatrix} \quad (15)$$

여기서 행렬 각각의 0이 아닌 원소들은 다음과 같다.

$$P_{1,i} = p_{1,i} \sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 + |h_{j2,i}|^2) \quad (16)$$

$$P_{2,i} = p_{2,i} \sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 + |h_{j2,i}|^2) \quad (17)$$

$$\alpha_i = \sqrt{p_{1,i} p_{2,i}} \cos \lambda_{2,i} \sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 - |h_{j2,i}|^2) \quad (18)$$

$$\beta_i = \sqrt{p_{1,i} p_{2,i}} \sin \lambda_{2,i} \sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 + |h_{j2,i}|^2) \quad (19)$$

$$\gamma_i = \sqrt{p_{1,i} p_{2,i}} \cos \lambda_{2,i} \sum_{j=1}^{N_r} (\mathcal{R}\{h_{j1,i}\} \mathcal{R}\{h_{j2,i}\} + \mathcal{I}\{h_{j1,i}\} \mathcal{I}\{h_{j2,i}\}) \quad (20)$$

$$\delta_i = \sqrt{p_{1,i}p_{2,i}} \cos \lambda_{2,i} \sum_{j=1}^{N_r} (\mathcal{R}\{h_{j1,i}\}\mathcal{I}\{h_{j2,i}\} - \mathcal{I}\{h_{j1,i}\}\mathcal{R}\{h_{j2,i}\}) \quad (21)$$

여기서 $h_{jk,i}$ 는 \mathbf{H}_i 의 k 번째 행, j 번째 열의 원소를 의미한다. 또한 $P_{l,i}$ 는 l 번째 전송 시 전체 수신 전력에 대한 l 번째 계층의 수신된 신호 전력의 비이며, $\alpha_i, \beta_i, \gamma_i, \delta_i$ 의 절대 값은 계층 간 간섭의 크기로 해석된다. $\alpha_i, \gamma_i, \delta_i$ 와는 달리 β_i 의 경우 $\sqrt{p_{1,i}p_{2,i}}$ 와 $\sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 + |h_{j2,i}|^2)$ 이 항상 양의 값을 가지므로, β_i 의 부호는 오직 $\lambda_{2,i}$ 에 의해서만 결정된다. 또한 다른 간섭 원소인 $\alpha_i, \gamma_i, \delta_i$ 가 $\cos \lambda_{2,i}$ 에 의해 조절되는 것과는 달리 β_i 의 값은 $\sin \lambda_{2,i}$ 에 의해 조절 된다. 따라서 본 논문에서는 부호 값이 복잡하게 결정되는 간섭원소 $\alpha_i, \gamma_i, \delta_i$ 를 0으로 만들어주고, β_i 를 단일한 파라미터 $\lambda_{2,i}$ 에 의해 제어하고자 한다. 이는 $\lambda_{2,i} = \pm \frac{\pi}{2}$ 로 선택함으로써 달성할 수 있다. $\lambda_{2,i} = \pm \frac{\pi}{2}$ 를 적용하면 $\alpha_i, \gamma_i, \delta_i$ 는 0이 되고 β_i 는

$$\beta_i = \pm \sqrt{p_{1,i}p_{2,i}} \sum_{j=1}^{N_r} (|h_{j1,i}|^2 + |h_{j2,i}|^2) \quad (22)$$

가 된다. m 번째 전송 이후 MMSE 연산에 해당하는 $\underline{\mathbf{H}}_{eq} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H$ 식은 식 (15)가 m 번의 전송에 대해 컴바이닝 된 것으로 다음과 같이 다시 쓸 수 있다.

$$\underline{\mathbf{H}}_{eq} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H = \begin{bmatrix} P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\beta & 0 & 0 \\ 0 & P_1 & 0 & 0 & \beta & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & P_1 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\beta \\ 0 & 0 & 0 & P_1 & 0 & 0 & \beta & 0 \\ 0 & \beta & 0 & 0 & P_2 & 0 & 0 & 0 \\ -\beta & 0 & 0 & 0 & 0 & P_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \beta & 0 & 0 & P_2 & 0 \\ 0 & 0 & -\beta & 0 & 0 & 0 & 0 & P_2 \end{bmatrix} \quad (23)$$

여기서 $P_1 = \sum_{i=1}^m P_{1,i}$, $P_2 = \sum_{i=1}^m P_{2,i}$, $\beta = \sum_{i=1}^m \beta_i$ 이다. 식 (23)에서 보는 바와 같이 $\lambda_{2,i} = \pm \frac{\pi}{2}$ 을 적용하면 β 를 제외한 다른 간섭 원소들은 0이 된다.

채널이 매 전송번호 당 그 이득이 변하는 경우, 컴바이닝 후의 β 의 부호를 예측할 수 없다. 이에 본 논문은 수신단에서 매 전송 당 컴바이닝 후 β 의 부호를 송신단에 피드백 해주고 송신단이 이 정보에 기반하여 전송 번호마다 $\lambda_{2,i}$ 를 $+\frac{\pi}{2}$ 와 $-\frac{\pi}{2}$ 중 하나로 선택함으로써 보다 효율적으로 간섭원소 β 의 상대적 크기를 줄여주는 위상전환 기법을 제안한다. 단 피드백 채널은 ideal하다고 가정한다. 제안된 기법에서는 m 번째 전송이후 β 가 양수(음수)이면 $m+1$ 번째 전송에서는 $\lambda_{2,m+1} = -\frac{\pi}{2} \left(+ \frac{\pi}{2} \right)$ 로 선택하여 β_{m+1} 가 음수(양수)가 되도록 한다. $P_{1,i}$ 와 $P_{2,i}$ 가 항상 양의 값을 가지므로 전송횟수가 늘어남에 따라 P_1 과 P_2 의 값이 증가하는 반면, β_i 는 양과 음의 값을 번갈아 가지게 되므로 전송 횟수가 늘어날수록 β 의 값은 P_1 과 P_2 에 비해 상대적으로 작아지게 된다. 이는 재전송에 의해 간섭의 영향이 줄어들음을 의미한다. 이 때 β 의 부호에 대한 정보는 1 bit의 크기로 보낼 수 있기 때문에 피드백 정보량이 매우 작다는 장점을 가지고 있다.

3.2 계층 간 전력 할당 기법

MSSTC의 계층별 전력할당은 검출 기법에 따라 달라진다. 그러나 제안된 위상 전환 기법에 의하면 β 만이 간섭원소로 남으므로, 전력할당 문제를 좀 더 단순하게 일반화 하여 전개 할 수 있다. 전력할당 문제를 풀기 위하여 식 (11)에 $\underline{\mathbf{H}}_{eq}^H$ 을 곱하여

$$\begin{aligned} \tilde{\underline{\mathbf{y}}} &= \underline{\mathbf{y}} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H = \underline{\mathbf{x}} \underline{\mathbf{H}}_{eq} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H + \left(\sum_{i=1}^N \tilde{\underline{\mathbf{n}}}_i \underline{\mathbf{H}}_i^H \right) \underline{\mathbf{H}}_{eq}^{-1} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H \\ &= \underline{\mathbf{x}} \underline{\mathbf{H}}_{eq} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H + \tilde{\underline{\mathbf{n}}} \end{aligned} \quad (24)$$

와 같이 나타낸다. 이 때, $\tilde{\underline{\mathbf{y}}}$ 는 (1×8) 의 변형된 수신 신호 벡터로

$$\tilde{\underline{\mathbf{y}}} = [\tilde{y}_1 \quad \tilde{y}_2 \quad \dots \quad \tilde{y}_8] \quad (25)$$

와 같이 표현되며, $\tilde{\underline{\mathbf{n}}}$ 은 변형된 (1×8) 잡음 벡터로

$$\tilde{\underline{\mathbf{n}}} = [\tilde{n}_1 \quad \tilde{n}_2 \quad \dots \quad \tilde{n}_8] \quad (26)$$

와 같이 표현된다. $\tilde{y}_1, \dots, \tilde{y}_8$ 각각은 각 계층에 속

하는 심볼들 중 하나씩을 추출하여 이들의 실수부 혹은 허수부에 대해 선형 조합을 취한 후 잡음을 더한 형태를 이룬다. 또한 식 (23)에 주어진 $\underline{\mathbf{H}}_{eq} \underline{\mathbf{H}}_{eq}^H$ 의 구조로부터 \tilde{y}_1 과 \tilde{y}_6 의 쌍, \tilde{y}_2 와 \tilde{y}_5 의 쌍, \tilde{y}_3 와 \tilde{y}_8 의 쌍, \tilde{y}_4 와 \tilde{y}_7 의 쌍 각각이 동일한 심볼 요소를 포함함을 알 수 있다. 이 수신 신호 쌍들은 동일한 구조를 가지고 있으므로, MSSTC 성능 분석에 임의의 한 쌍만을 사용하여 결과를 얻은 후 이를 일반화하여도 문제가 없다.

첫 번째 계층에 해당하는 심볼 중 하나인 $\mathcal{R}\{x_1\}$ 와 두 번째 계층에 해당하는 심볼 중 하나인 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 에 관련된 등가 수신 신호의 쌍은

$$\tilde{y}_1 = P_1 \mathcal{R}\{x_1\} - \beta \mathcal{J}\{x_3\} + \tilde{n}_1 \quad (27)$$

$$\tilde{y}_6 = -\beta \mathcal{R}\{x_1\} + P_2 \mathcal{J}\{x_3\} + \tilde{n}_6 \quad (28)$$

이다. 식 (27)에서 검출하고자 하는 심볼은 $\mathcal{R}\{x_1\}$ 이며 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 은 계층 간 간섭으로 작용한다. 이와 반대로 식 (28)에서는 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 가 검출되어야 하는 심볼이고 $\mathcal{R}\{x_1\}$ 가 계층 간 간섭으로 작용한다. 2장에서 언급했듯이 수신단은 첫 번째 계층에서 심볼을 검출한 후 이를 두 번째 계층의 간섭으로 간주하여 제거한다. 그 후 수신단은 간섭이 제거된 수신 신호로부터 두 번째 계층의 심볼을 검출한다. 따라서 두 번째 계층에 대한 등가 수신 신호 (28)은 간섭 제거 이후

$$\tilde{y}_6 = P_2 \mathcal{J}\{x_3\} + \tilde{n}_6 \quad (29)$$

와 같이 나타낼 수 있다.

제안된 기법에서는 식 (28)과 식 (29)를 이용하여 전체 오류 확률을 최소화 하는 계층별 전력할당 기법을 사용한다. 전력할당은 첫 번째 계층이 간섭에 충분히 강인할 수 있도록 되어야 하며, 동시에 두 번째 계층의 잡음에 대한 성능도 고려하여 이루어져야 한다. MSSTC의 전체적 오류확률은

$$P_e = P_{e,1} + (1 - P_{e,1})P_{e,2} \quad (30)$$

와 같이 표현된다. 이 때, P_e 는 두 계층 전체의 오류확률을, $P_{e,i}$ 은 i 번째 계층에 대한 오류확률을 의미한다. 초기 전송 시 식 (27)은

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1 &= p_1 \|\mathbf{H}_1\|^2 \mathcal{R}\{x_1\} - \sqrt{p_1 p_2} \|\mathbf{H}_1\|^2 \mathcal{J}\{x_3\} + \tilde{n}_1 \\ &= \sqrt{p_1} \|\mathbf{H}_1\|^2 (\sqrt{p_1} \mathcal{R}\{x_1\} - \sqrt{p_2} \mathcal{J}\{x_3\}) + \tilde{n}_1 \end{aligned} \quad (31)$$

와 같이 나타낼 수 있다. 이 때 $\|\mathbf{H}_i\|$ 는 \mathbf{H}_i 의 frobenius norm을 의미하고, \tilde{n}_1 은 평균이 0이고 분산이

$$\sigma_{n_1}^2 = \frac{p_1 \|\mathbf{H}_1\|^2 \sigma^2}{2} \quad (32)$$

인 가우시안 잡음이다. 첫 번째 계층이 식 (31)로 표현된 등가 수신 신호로부터 $\mathcal{R}\{x_1\}$ 를 추정할 결과를 $\mathcal{R}\{\hat{x}_1\}$ 라 하면 첫 번째 계층에 대한 오류확률은

$$P_{e,1} = E[\Pr\{\mathcal{R}\{\hat{x}_1\} \neq \mathcal{R}\{x_1\}\}] \quad (33)$$

로 나타낼 수 있다. 이 때, $E[\cdot]$ 은 $\mathcal{R}\{x_1\}$ 와 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 의 조합으로 나올 수 있는 모든 경우의 수에 대한 기대 값이다. 간섭 제거 후의 두 번째 계층의 오류확률을 구하기 위해 식 (29)는

$$\tilde{y}_6 = p_2 \|\mathbf{H}_1\|^2 \mathcal{J}\{x_3\} + \tilde{n}_6 \quad (34)$$

와 같이 나타낼 수 있으며, 이 때 \tilde{n}_6 은 평균이 0이고 분산이

$$\sigma_{n_6}^2 = \frac{p_2 \|\mathbf{H}_1\|^2 \sigma^2}{2} \quad (35)$$

인 가우시안 잡음이다. 두 번째 계층이 식 (34)로 표현된 등가 수신 신호로부터 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 를 추정할 결과를 $\mathcal{J}\{\hat{x}_3\}$ 라 하면 두 번째 계층에 대한 오류확률은

$$P_{e,2} = E[\Pr\{\mathcal{J}\{\hat{x}_3\} \neq \mathcal{J}\{x_3\}\}] \quad (36)$$

로 나타낼 수 있다. 이 때, $E[\cdot]$ 은 $\mathcal{J}\{x_3\}$ 의 모든 경우의 수에 대한 기대 값이다. 본 논문에서는 식 (30)-(36)를 통해 초기 전송 시의 계층별 전력할당 규칙을 정한다. 한 계층의 간섭이 완전히 제거된 이후에는 두 계층이 같은 양의 수신 전력을 가질 때 전체 오류확률이 최소가 된다^[21]. 따라서 초기 전송이후 대부

분의 간섭이 제거되었다는 가정 하에 두 번째 전송부터는 두 계층의 수신 전력이 같아지도록 계층 별 송신 전력을 할당한다.

IV. 모의실험 및 성능 분석

모의실험을 통하여 제안된 기법을 평가하고자 한다. 두 개의 송신 안테나를 가지는 MIMO 시스템과 매 전송마다 채널이 변화되는 quasi-static Rayleigh fading 채널 환경을 가정한다. 변조 방식으로는 QPSK를 사용하였고, 수신기는 MMSE 선형 검출 기법을 사용하였다. 모의실험은 한 개 및 두 개의 수신 안테나를 사용하는 통신 시스템에서 반복 전송을 1~3회 한 것에 대해 수행하였다($i=1, 2, 3$). 또한 동등한 성능 비교를 위해 동일한 데이터 전송률을 가지는 여러 가지 MIMO 송신 기법들을 재전송 환경에 적용하여 모의실험을 수행하였다. 비교 대상으로는 송신 안테나 2개를 가진 공간 다중화 기법에 MMSE OSIC (Ordered Successive Interferences Cancellation) 수신 기법^{[19],[20]}을 적용한 방식과, 16QAM Alamouti 기법^[10], 위상과 전력할당을 수행하지 않은 기본적인 MSSTC를 고려하였다^[4]. 또한 제안된 기법과 앞에 언급한 다른 기법들을 ARQ 전송 환경에 적용하여 성능을 비교하였다.

QPSK 변조차수에 맞는 전력할당을 수행하기 위하여 식 (33)은

$$P_{e,1} = E \left[Q \left(\frac{\sqrt{p_1} \|\mathbf{H}_1\|^2 (\sqrt{p_1} \mathcal{R}\{x_1\} - \sqrt{p_2} \mathcal{I}\{x_3\})}{\sqrt{p_1} \|\mathbf{H}_1\| \sigma / \sqrt{2}} \right) \right] \\ = \frac{1}{2} Q \left(\|\mathbf{H}_1\| (\sqrt{p_1} - \sqrt{p_2}) \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \\ + \frac{1}{2} Q \left(\|\mathbf{H}_1\| (\sqrt{p_1} + \sqrt{p_2}) \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (37)$$

으로 나타낼 수 있고, 식 (36)은

$$P_{e,2} = E \left[Q \left(\frac{p_2 \|\mathbf{H}_1\|^2 \mathcal{I}\{x_3\}}{\sqrt{p_2} \|\mathbf{H}_1\| \sigma / \sqrt{2}} \right) \right] \\ = Q \left(\sqrt{p_2} \|\mathbf{H}_1\| \sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \right) \quad (38)$$

으로 나타낼 수 있다. 이 때 E_s 는 심볼 에너지의 미하며, N_0 는 복소 가우시안 잡음의 power spectral density를 의미한다.

그림 3은 2×2 MIMO 전송 환경에서 계층 별 전력 할당 비와 채널 SNR에 따라 식 (30)에 의해 얻어지는 오류확률을 나타낸다. 그림을 통해 약 15dB 이상의 높은 SNR 영역에서는 $p_{1,1}$ 과 $p_{2,1}$ 의 비가 4:1 일 때 또는 1:4일 때 가장 작은 오류 확률을 나타낼 수 있다. 이 전력할당 비는 2×1 MIMO 전송 환경에서도 가장 작은 오류 확률을 보임을 확인하였다. 이에 따라 초기 전송 시 4:1로 전력을 할당한 후에, 두 번째 전송 이후로는 계층 당 평균 전력을 동등하게 하기 위하여 두 번째 전송 시에 1:4로 전력을 할당하였으며, 그 이후의 전력은 1:1로 할당하였다. 물론 초기 전송 시와 두 번째 전송 시의 전력비 $p_{1,1} : p_{2,1}$ 를 각각 1:4와 4:1로 하더라도 같은 결과를 얻을 수 있다.

그림 4와 그림 5는 각각 한 개의 수신 안테나와 두 개의 수신 안테나를 사용한 통신 시스템에서 1회 전송에 의한 ($i=1$) 블록 오류율 성능 곡선을 보여준다. 여기서 블록 오류율(BLER: Block Error Rate)은, 한 MSSTC 행렬을 이루는데 필요한 네개의 심볼들을 한 블록으로 정의할 때, 그 블록의 전송 시 발생하는 오류율을 의미한다. 또한 ‘MSSTC Conventional’은 위상 및 전력할당을 수행하지 않은 MSSTC기법을, ‘MSSTC Proposed’는 제안된 위상 및 전력할당 기법을 적용한 MSSTC를 의미한다. 그림 4와 그림 5에서 보듯이 1회 전송 시에는 제안된 기법과 16QAM Alamouti 기법이 다른 대조군들에 비해 가장 좋은 BLER성능을 보이며 수신 안테나가 1개이더라도 다른 대조군들에 비해 성능 열화가 심하지 않다.

그림 6과 그림 7은 각각 한 개의 수신 안테나와 두

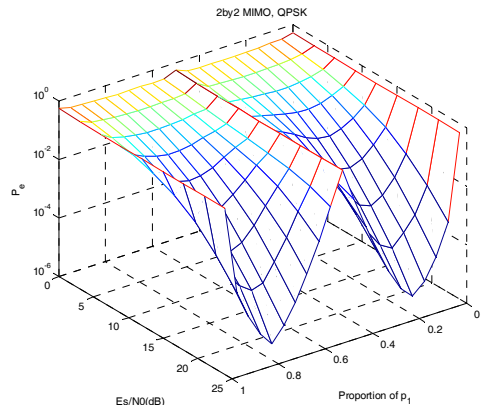


그림 3. 2×2 MIMO 환경에서 계층 당 전력할당 비율과 채널 SNR에 따른 오류 확률

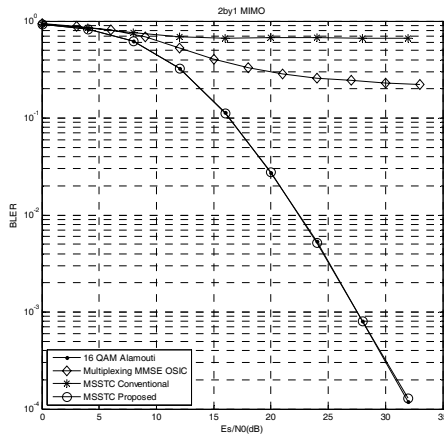


그림 4. 2×1 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 1$)

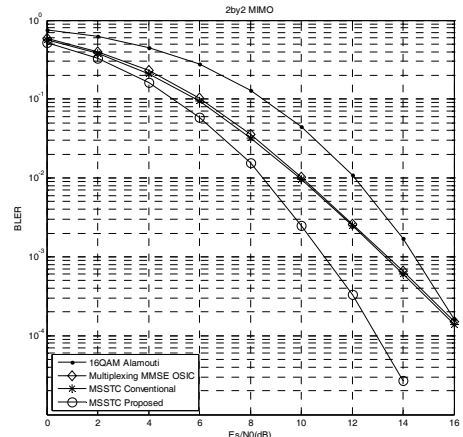


그림 7. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 2$)

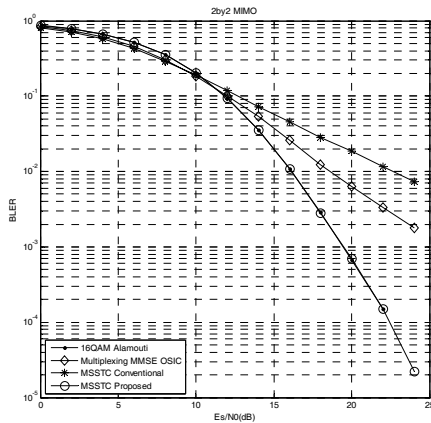


그림 5. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 1$)

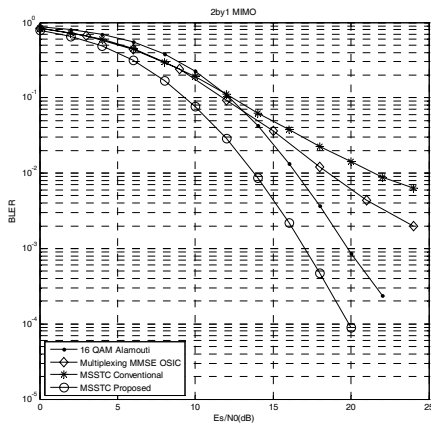


그림 6. 2×1 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 2$)

개의 수신 안테나를 사용하는 통신 시스템에서 2회 전송($i = 2$)에 의한 BLER 곡선을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이 MSSTC 기법들은 1회 전송($i = 1$)일 때에 비해 큰 성능향상을 보인다. 16QAM Alamouti 기법의 성능향상 폭과 비교했을 때 MSSTC 기법들의 성능 향상 폭이 매우 큼을 알 수 있다. 그러나 기존의 MSSTC 기법은 여전히 간섭원소들이 BLER 성능에 큰 영향을 주는 것을 알 수 있다. 이에 비해 제안된 기법은 위상 전환을 통한 빠른 간섭완화 효과로 기존의 MSSTC 기법과 비교해 큰 성능 향상을 보임을 확인할 수 있다. 특히 간섭의 영향을 받지 않는 기법인 16QAM Alamouti 기법과 BLER곡선의 기울기가 비슷한 것으로 볼 때, 위상 전환을 통해 간섭의 영향이 매우 작아졌음을 알 수 있다.

그림 8과 그림 9는 각각 한 개의 수신 안테나와 두 개의 수신 안테나를 사용하는 통신 시스템에서 3회 전송($i = 3$)에 의한 BLER 곡선을 보여준다. 수신 안테나 수 및 전송 횟수의 증가로 인한 다이버시티 이득이 커질수록 제안된 기법이 기존의 기법들과의 BLER 성능의 격차가 줄어드는 것을 확인할 수 있다. 이는 다이버시티가 커질수록 기존의 방식들 또한 간섭 완화가 잘 되기 때문으로 보인다. 그러나 성능의 격차는 줄어들었지만 여전히 제안된 기법이 다른 기법들에 비해 가장 좋은 BLER 성능을 보여준다.

위 실험 결과를 통해 제안된 기법은 빠른 시간동안에 간섭 완화를 효율적으로 수행할 수 있음을 확인하였다. 이에 따라 제안된 기법을 ARQ 시스템에 적용하였을 때 필요 전송 횟수를 줄일 수 있어 수율의 향상이 기대된다.

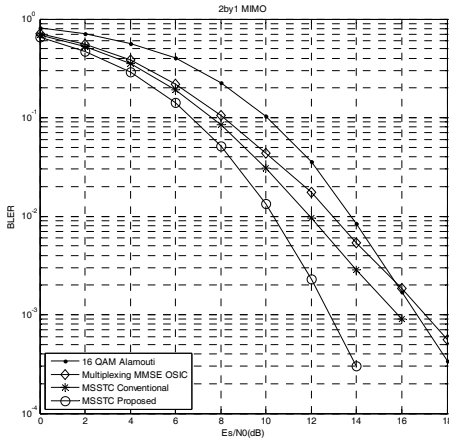


그림 8. 2×1 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 3$)

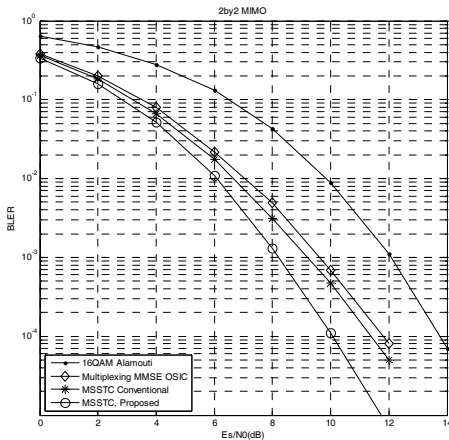


그림 9. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선 ($i = 3$)

그림 10과 그림 11은 2×2 MIMO 시스템에 최대 전송수가 4인 ARQ 기법을 적용할 때 얻어지는 수율을 나타낸다. 블록 길이는 200과 400으로 하였으며 ARQ 기법에 사용한 CRC는 생성 다항식이

$$g(x) = x^{16} + x^{15} + x^2 + 1 \quad (39)$$

인 ANSI CRC이다. 이때 수율은

$$\frac{\text{오류없이 수신된 블록의 수}}{\text{송신단에서 전송한 블록의 수}} \quad (40)$$

로 정의하였다. 또한 그림 12와 그림 13은 해당

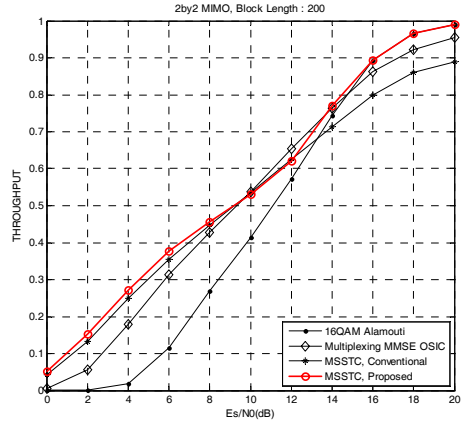


그림 10. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 수율곡선(블록길이 200)

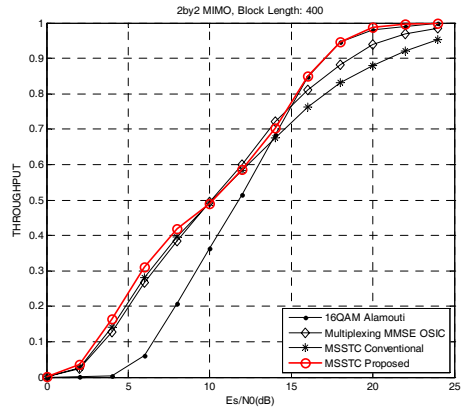


그림 11. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 수율곡선(블록길이 400)

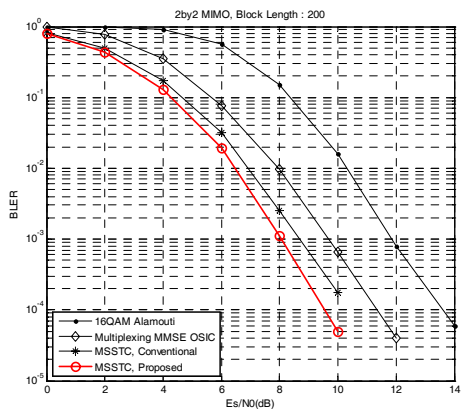


그림 12. 2×2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선(블록길이 200)

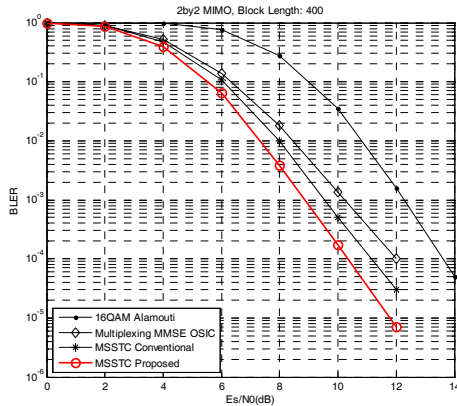


그림 13. 2x2 MIMO 환경에서의 여러 가지 다른 기법들과 제안된 기법의 BLER 성능곡선(블록길이 400)

ARQ 시스템의 BLER 성능을 보여준다. 그림에서 보는 바와 같이, 제안된 MSSTC 기법이 거의 모든 SNR 구간에서 다른 모든 기법들에 비해 높은 수율을 보임과 동시에 낮은 BLER 성능을 보인다.

V. 결 론

본 논문에서는 MIMO 시스템에서 재전송 환경에 적합한 Multi-Strata Space Time Code(MSSTC) 부호화 기법을 제안하였다. 두 개의 직교 시공간 블록 부호(OSTBC)가 중첩 되어 구성된 부호인 MSSTC의 계층 간 간섭을 효율적으로 완화시키는 것이 목적이며, 제안된 기법은 각 계층을 구성하는 OSTBC의 위상과 전력을 전송 순서마다 적응적으로 바꾸어 할당해 줌으로써 계층 간 간섭이 재전송에 의해 빠른 속도로 완화되는 효과를 보인다. 특히 위상의 경우, 수신단이 1 bit의 정보를 송신단으로 피드백하고 송신단이 이 피드백 정보를 이용하여 두 계층 중 한 계층만의 위상을 수신단의 간섭 제거를 효율적으로 하도록 미리 설정된 두 값 중 하나로 선택하도록 하므로 매우 효율적이다. 또한 본 논문에서는 낮은 오류 확률을 얻기 위하여 계층 당 전력할당 비율을 해석적으로 구하여 적용 하였다. 마지막으로 제안된 기법의 성능을 확인하기 위하여, 동일한 데이터 전송률을 가지는 여러 가지 다른 MIMO 전송 기법을 재전송 환경 및 ARQ 시스템에 적용하여 비교 및 분석하였다. 제안된 기법이 다른 MIMO 전송 기법들을 적용한 방식에 비해 BLER 및 수율 성능이 향상되었음을 확인할 수 있었다.

참 고 문 헌

- [1] G. Foschini, Jr. and M. Gans, "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas," *Wireless Personal Commun.*, Vol.6, No.3, pp.311-335, Mar., 1998.
- [2] J. Winters, J. Salz, and R. Gitlin, "The impact of antenna diversity on the capacity of wireless communication systems," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.42, No.2/3/4, pp.1740-1751, 1994.
- [3] E. Telatar, "Capacity of multi-antenna Gaussian channels," *AT&T Bell Laboratories Internal Tech. Memo*, June, 1995.
- [4] G. Foschini, Jr., "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas," *Bell Labs Tech. J.*, pp.41-59, 1996.
- [5] J. Guey, M. Fitz, M. Bell, and W. Kuo, "Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over Rayleigh fading channels," in *Proc. IEEE VTC'96*, pp.136-140, 1996.
- [6] L. Zheng and D. Tse, "Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.49, pp.1073-1096, May, 2003.
- [7] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block codes from orthogonal designs," *IEEE Trans. Inform. Theory*, Vol.45, pp.1456-1467, July, 1999.
- [8] V. Tarokh, H. Jafarkhani, and A. Calderbank, "Space-time block coding for wireless communications: performance results," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, pp.451-460, Mar., 1999.
- [9] A. Geramita and J. Seberry, "Orthogonal designs, quadratic forms and Hadamard matrices," *Lecture notes in pure and applied mathematics*, vol. 43, Marcel Dekker, New York and Basel, 1979.

[10] S. Alamouti, "A simple transmit diversity technique for wireless communications," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.16, pp.1451-1458, Oct., 1998.

[11] H. Jafarkhani, *Space-time coding: theory and practice*, Cambridge Academic Press, 2005.

[12] B. Hassibi and B. Hochwald, "Linear dispersion codes," in *Proc. Int. Symp. Inform. Theory*, Washington, DC, p.325, June, 2001.

[13] R. Heath, Jr. and A. Paulraj, "Linear dispersion codes for MIMO systems based on frame theory," *IEEE Trans. Signal Processing*, Vol.50, pp.2429-2441, Oct., 2002.

[14] U. Wachsmann, J. Thielecke, and H. Schotten, "Exploiting the data-rate potential of MIMO channels: multi-stratum space-time coding," in *Proc. COMCAR VTC*, 2001.

[15] M. Samuel and M. Fitz, "Multi-strata codes: space-time block codes with low detection complexity," *IEEE Trans. Commun.*, Vol.58, No.4, pp.1080-1089, Apr., 2010.

[16] S. Lin, D. Costello, and M. Miller, "Automatic-repeat-request error-control schemes," *IEEE Communications Magazine*, Vol.22, No.12, pp.5-17, 1984.

[17] E. Jang, J. Lee, H. Lou, and J. Cioffi, "On the combining schemes for MIMO systems with hybrid ARQ," *IEEE Trans. on Wireless Commun.*, Vol.8, No.2, pp.836-842, Feb., 2009.

[18] A. Benjebbour, H. Murata, and S. Yoshida, "Comparison of ordered successive receivers for space-time transmission," in *Proc. IEEE Vehicular Technology Conference(VTC)*, USA, Fall 2001.

[19] H. Lee, B. Lee, and I. Lee, "Iterative detection and decoding with an improved V-BLAST for MIMO-OFDM systems," *IEEE J. Select. Areas Commun.*, Vol.24, No.3, pp.504-513, Mar., 2006.

[20] H. Lee and I. Lee, "New approach for coded layered spacetime architecture for MIMO-OFDM systems," in *Proc. ICC*, May, 2005, pp.608-612.

[21] D. Tse and P. Viswanath, *Fundamentals of Wireless Communication*, Cambridge, U.K.: Cambridge Univ. Press, 2005.

고 동 주 (Dongju Ko)

정회원



2009년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 학사
2011년 2월 중앙대학교 전자전
기공학부 석사
2011년 3월~현재 LG 전자
<관심분야> 무선통신, 통신시스템

이 정 우 (Jeong Woo Lee)

종신회원



1994년 서울대학교 전기공학과
학사
1996년 서울대학교 전기공학과
석사
2003년 University of Illinois
at Urbana-Champaign, Ph.D.
in Electrical Engineering

2003년~2004년 University of Illinois, Research Associate

2004년~현재 중앙대학교 전자전기공학부 교수
<관심분야> 통신시스템, 오류정정부호, 정보이론,
무선통신, 신호처리