



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2017-0031983
(43) 공개일자 2017년03월22일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2017.01) H04B 7/06 (2017.01)
H04L 1/06 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0473 (2013.01)
H04B 7/0684 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0129629
(22) 출원일자 2015년09월14일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
이길복
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터
차현수
서울특별시 동작구 신대방1가길 38, 101동 1206호 (신대방동, 동작상떼빌아파트)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
김용인, 방해철

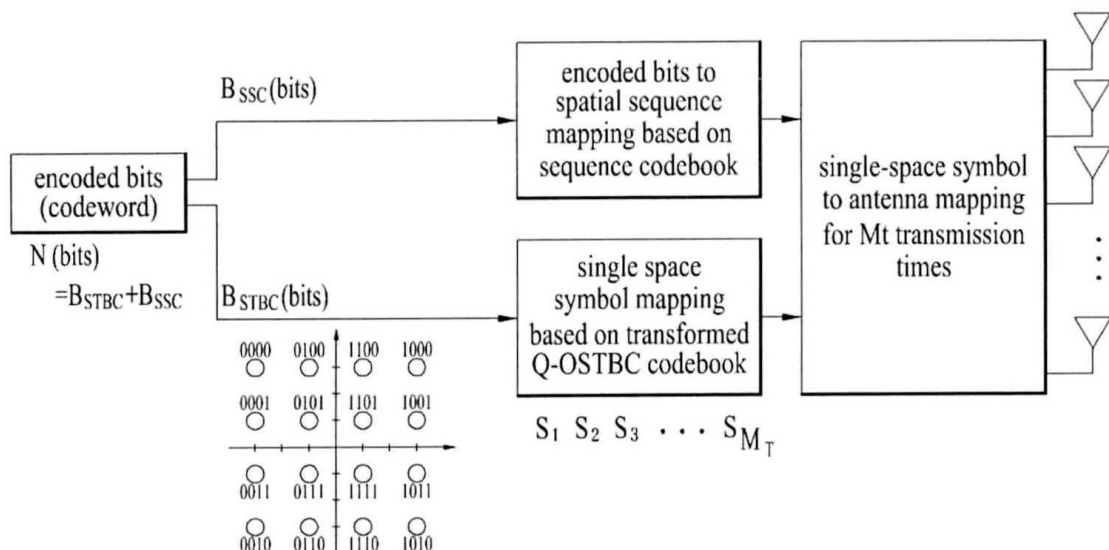
전체 청구항 수 : 총 5 항

(54) 발명의 명칭 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법

(57) 요약

본 발명에서는 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법을 제안한다. 특히, 본 발명에 따른 방법은, 데이터를 채널 코딩하여 특정 비트 사이즈의 비트열을 생성하는 단계; 상기 비트열을 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열과 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열로 분할하는 단계; 및 상기 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열을 신호 송신 시점에 기반하여 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계; 및 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 송신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도5



(52) CPC특허분류

H04L 1/0618 (2013.01)

(72) 발명자

김동구

서울특별시 강남구 일원로 120, 103동 1104호 (일원동, 샘터마을아파트)

양민호

서울특별시 서대문구 연희로10가길 41, 403호 (연희동)

강지원

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

명세서

청구범위

청구항 1

다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법으로서,

데이터를 채널 코딩하여 특정 비트 사이즈의 비트열을 생성하는 단계;

상기 비트열을 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열과 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열로 분할하는 단계;

상기 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열을 신호 송신 시점에 기반하여 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계;
및

상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 송신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 안테나 시퀀스 코드워드는,

2개의 타임 슬롯과 2개의 안테나 인덱스들로 정의되는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 송신하는 단계는,

타임 슬롯 단위로, 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라, 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 QO (quasi-orthogonal)-STBC (space time block code) 기법으로 송신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드는,

2개의 타임 슬롯에서 데이터가 송신되는 안테나 쌍을 지시하는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 비트 사이즈와 상기 제 2 비트 사이즈의 합은 상기 특정 비트 사이즈인 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 본 발명은 송신 안테나 인덱스에 비트 열을 할당하는 SM (spatial modulation) 방식, STBC (space time block code)와 상기 SM 기법이 결합된 STBC-SM (space time block coded spatial modulation)보다 좋은 BER (Block Error Rate) 성능을 제공할 수 있는 무선데이터 송수신 방법에 관한 것으로, 본 발명을 설명하기에 앞서 SM 방식 및 STBC-SM 방식에 관하여 간략히 설명한다.

[0003] 또한, 본 발명은 GBD-QOSTBC (Generalized block diagonal quasi-orthogonal space time block code)에서 사용하는 코드워드 행렬을 변형하여, 단말이 서로 다른 정보로 구분할 수 있는 (안테나 인덱스로 이루어진) 시퀀스를 정의하고자 하는 것으로, GBD-QOSTBC 역시 간략히 설명한다.

[0004] 우선, GBD-QOSTBC에 관하여 설명한다.

[0005] 송신 안테나가 M_t 개 일 때, $M_t \times M_t$ 크기의 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 만든다. 먼저, $M_t = 2$ 인 Alamouti 코드워드를 아래 수학식 1과 같이 행렬 $A(s_i, s_j)$ 로 정의한다. 심볼 s_i, s_j 는 신호 성상도 Ψ 위의 복소 심볼이다 (즉, $s_i, s_j \in \Psi$).

수학식 1

$$[0006] \quad A(s_i, s_j) = \begin{bmatrix} s_i & s_j \\ -s_j^* & s_i^* \end{bmatrix} \quad (\text{단, } i \in \{1, 3, \dots, 2k-1\}, j \in \{2, 4, \dots, 2k\}, k = M_t/2)$$

[0007] 상기 수학식 1을 바탕으로 $M_t = 4$ 인 환경에서 QO-STBC 코드를 아래 수학식 2와 같은 ABBA 코드로 나타낸다.

수학식 2

$$[0008] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \mathbf{B} & \mathbf{A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_3 & s_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -s_4^* & s_3^* \\ s_3 & s_4 & s_1 & s_2 \\ -s_4^* & s_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix}$$

[0009] 상기 수학식 2에서 ABBA 코드를 사용해서 얻을 수 있는 다이버시티 이득은 여전히 2이다. 따라서, 송신 안테나 개수만큼 다이버시티 이득 4를 얻기 위해서는 s_3, s_4 심볼의 위상 회전이 필요하다. 위상 회전한 QO-STBC 코드워드 행렬을 아래 수학식 3과 같이 정의한다.

수학식 3

$$[0010] \quad \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & \tilde{s}_3 & \tilde{s}_4 \\ -s_2^* & s_1^* & -\tilde{s}_4^* & \tilde{s}_3^* \\ \tilde{s}_3 & \tilde{s}_4 & s_1 & s_2 \\ -\tilde{s}_4^* & \tilde{s}_3^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(s_1, s_2) & \mathbf{A}(\tilde{s}_3, \tilde{s}_4) \\ \mathbf{A}(\tilde{s}_3, \tilde{s}_4) & \mathbf{A}(s_1, s_2) \end{bmatrix}$$

[0011] 상기 수학식 2 및 수학식 3에서 $s_1, s_2, s_3, s_4 \in \Psi$ 이고, $\tilde{s}_3, \tilde{s}_4 \in e^{j\theta_1} \Psi$ (단, $\tilde{s}_3 = s_3 \cdot e^{j\theta_1}, \tilde{s}_4 = s_4 \cdot e^{j\theta_1}$)이다. 특히, 수학식 3에서 나타낸 Q-OSTBC 행렬을 블록 대각 행렬 형태(GBD-QOSTBC)로 변형하기 위해서 신호 성상도 위의 심볼 $s_1, s_2 \in \Psi, \tilde{s}_3, \tilde{s}_4 \in e^{j\theta_1} \Psi$ 에 대해서 홀수 및 짝수 인덱스에 해당되는 심볼을 구분해서 정의한다. 즉, 홀수 인

텍스 심볼: $s_{\text{odd}} = [s_1 \ s_3 \ \cdots \ s_{2k-1}]^T$ 로 정의하고, 짝수 인덱스 심볼은 $s_{\text{even}} = [s_2 \ s_4 \ \cdots \ s_{2k}]^T$ 로 정의한다.

[0012] 위의 심볼을 아래의 선형연산을 통해서 수학식 4와 같이 새로운 심볼을 정의한다.

수학식 4

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_3 & \cdots & s_{2k-1} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T} \mathbf{D} s_{\text{odd}} \\ \begin{bmatrix} s_2 & s_4 & \cdots & s_{2k} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T} \mathbf{D} s_{\text{even}}$$

[0013]

[0014] 수학식 4에서 새롭게 정의된 심볼의 신호 성상도를 구분하기 위해서 Γ 로 정의한다. 즉, $s_j \in \Gamma$ 로 수학식 4의 심볼을 정의한다.

[0015] 수학식 4에서는, 홀수 및 짝수 인덱스로 전체 $2k$ 개의 심볼들을 두 집합으로 분류하였다. 여기서, $k \times k$ 행렬 \mathbf{T} 는 임의의 하다마드 행렬이고, 최대 다이버시티 이득을 얻기 위한 위상 회전 행렬 \mathbf{D} 는 다음 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} e^{j\theta_0} & & & \\ & e^{j\theta_1} & & \\ & & \ddots & \\ & & & e^{j\theta_{k-1}} \end{bmatrix}$$

[0016]

[0017] 수학식 4의 하다마드 행렬 $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 을 가정하면, 상기 수학식 3을 블록대각 행렬로 수학식 6과 같이 다시 정의할 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{E}_4 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(s_1 + \tilde{s}_3, s_2 + \tilde{s}_4) & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{A}(s_1 - \tilde{s}_3, s_2 - \tilde{s}_4) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & 0 \\ -s_2^* & s_1^* & \\ 0 & s_3 & s_4 \\ -s_4^* & s_3^* & \end{bmatrix}$$

[0018]

[0019] 상기 수학식 4 및 수학식 6에서 심볼 s_1, s_2 는 위상 회전을 하지 않은 원 신호 성상도 ψ 위의 심볼이고, 이에 따라서 행렬 \mathbf{D} 의 $\theta_0 = 0$ 이다. 또한, 상기 수학식 3의 기존 QO-STBC 코드워드 행렬(\mathbf{C}_4)과 수학식 6의 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬(\mathbf{E}_4)의 구조는 서로 다르지만, 평균적인 BER 성능은 동일하다.

[0020] GBD-QOSTBC 의 다른 예로서, $M_t = 8$ 인 코드워드 행렬(\mathbf{C}_8)을 고려한다. 총 8개의 송신 심볼에 대해서 아래와 같이 두 심볼을 하나의 쌍으로 서로 다른 쌍의 심볼은 아래 수학식 7과 같이 서로 다른 위상으로 회전된 신호 성상도에 속한다.

수학식 7

$$s_1, s_2 \in e^{j\theta_0} \Psi, \tilde{s}_3, \tilde{s}_4 \in e^{j\theta_1} \Psi, \bar{s}_5, \bar{s}_6 \in e^{j\theta_2} \Psi, \hat{s}_7, \hat{s}_8 \in e^{j\theta_3} \Psi$$

[0021]

[0022] 이 때, $\theta_0 = 0$. 위상은 안테나 개수 및 송신 심볼의 변조 차수에 따라서 결정된다. $M_t = 8$, BPSK 심볼을 전송

하는 경우, $\theta_1 = \frac{\pi}{4}, \theta_2 = \frac{2\pi}{4}, \theta_3 = \frac{3\pi}{4}$ 이다. $M_T = 8$, QPSK 심볼을 전송하는 경우, $\theta_1 = \frac{\pi}{8}, \theta_2 = \frac{2\pi}{8}, \theta_3 = \frac{3\pi}{8}$ 이다. 수학식 4의 임의의 하다마드 행렬 \mathbf{T} 를 다음 수학식 8과 같이 가정한다.

수학식 8

$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

또한, 코드워드 행렬 \mathbf{C}_8 은 다음 수학식 9와 같다.

수학식 9

$$\mathbf{C}_8 = \begin{bmatrix} \mathbf{A}_1 & & & \\ & \mathbf{A}_2 & & \\ & & \mathbf{A}_3 & \\ & & & \mathbf{A}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & & & & & & \\ -S_2^* & S_1^* & & & & & & \\ & & S_3 & S_4 & & & & \\ & & -S_4^* & S_3^* & & & & \\ & & & & S_5 & S_6 & & \\ & & & & -S_6^* & S_5^* & & \\ & & & & & & S_7 & S_8 \\ & & & & & & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}$$

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \mathbf{A}(s_1 - \bar{s}_3 + \bar{s}_5 - \hat{s}_7, s_2 - \bar{s}_4 + \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_1, S_2) \\ \mathbf{A}_2 &= \mathbf{A}(s_1 + \bar{s}_3 - \bar{s}_5 - \hat{s}_7, s_2 + \bar{s}_4 - \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_3, S_4) \\ \mathbf{A}_3 &= \mathbf{A}(-s_1 + \bar{s}_3 + \bar{s}_5 - \hat{s}_7, -s_2 + \bar{s}_4 + \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_5, S_6) \\ \mathbf{A}_4 &= \mathbf{A}(s_1 + \bar{s}_3 + \bar{s}_5 + \hat{s}_7, s_2 + \bar{s}_4 + \bar{s}_6 + \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_7, S_8) \end{aligned}$$

행렬 $\mathbf{A}(s_i, s_j)$ 은 상기 수학식 1에서 정의 하였다. 임의의 $r \geq 2$ 에 대해서 $M_T = 2k = 2^r$ 일 때, GBD-QOSTBC 행렬은 아래 수학식 10과 같이 일반화할 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{C}_{2k} = \begin{bmatrix} \mathbf{A}(S_1, S_2) & & & \\ & \mathbf{A}(S_3, S_4) & & \\ & & \ddots & \\ & & & \mathbf{A}(S_{2k-1}, S_{2k}) \end{bmatrix}$$

수학식 10의 코드워드 행렬에서 가로축은 안테나 인덱스, 세로축은 타임 슬롯 인덱스를 의미한다. 송신 안테나 개수를 $M_T = 2k = 2^r$ 로 나타낼 수 없는 $M_T = 6$ 와 같은 경우, $M_T = 8$ 에 대해서 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 만들고, 가장 마지막 두 개의 행과 열을 삭제하면 $M_T = 6$ 에 대한 코드워드를 만들 수 있다.

다음으로, SM 기법에 관하여 설명한다.

SM 기법은 각각의 송신 안테나 인덱스에 2진 데이터를 할당하고, 전송하고자 하는 비트 열에 상응하는 안테나를 선택해서 데이터 스트림을 전송하는 방식이다. 즉, 전송되는 총 정보량은 데이터 스트림에 할당된 정보량과 안테나 인덱스에 할당된 정보량의 합이다.

도 1은 SM 기법의 개념도이다. 도 1을 참조하면, 전송하는 총 정보량은 송신 심볼이 지니고 있는 정보량과 이를

전송하는데 사용된 안테나 인덱스에 할당된 정보량을 합한 것임을 알 수 있다.

[0032] 보다 구체적으로, 송신 안테나가 M_t 개 일 때, 최대 $\log_2 M_t$ 비트를 송신 안테나 인덱스에 할당 할 수 있다. 변조 차수가 M 인 PSK 또는 QAM 심볼을 가정하면, SM 기법으로 전송 할 수 있는 (채널 사용(channel use) 당 비트로 표현되는) 총 정보량(m)은 $m = \log_2(M_t) + \log_2(M)$ 로 정의할 수 있다.

[0033] 예를 들어, 채널 사용 당 3 비트를 전송할 때, 송신 안테나가 2개이고 변조 차수가 4인 경우와 송신 안테나가 4 개이고 변조 차수가 2인 경우 SM 기법은 아래 표 1과 같이 적용될 수 있다. 아래 표 1에서 $M_t = M_r$, antenna number는 안테나 인덱스를, transmit symbol은 M-PSK, M-QAM 심볼이다.

표 1

Input bits	$N_t=2, M=4$		$N_t=4, M=2$	
	Antenna number	Transmit symbol	Antenna number	Transmit symbol
000	1	+1+j	1	-1
001	1	-1+j	1	+1
010	1	-1-j	2	-1
011	1	+1-j	2	+1
100	2	+1+j	3	-1
101	2	-1+j	3	+1
110	2	-1-j	4	-1
111	2	+1-j	4	+1

[0034]

[0035] 마지막으로, STBC-SM 기법을 설명한다.

[0036] 총 송신 안테나 M_t 개 가운데, L 개를 이용해서 $L \times L$ STBC 코드워드를 가정한다. 앞서 설명한 SM 기법은 각각의 안테나 인덱스마다 비트 열을 할당하는 반면, STBC-SM 방식으로 데이터를 전송할 때는 STBC 코드워드 길이 L 타임 슬롯 동안 선택한 L 개의 안테나를 계속 사용해야 한다.

[0037] 안테나 인덱스에 실어 보낼 수 있는 (채널 사용 당 비트로 표현되는) 정보량은 $\frac{1}{L} \left\lceil \log_2 \left(\frac{M_r}{L} \right) \right\rceil$ 이다. 따라서 송신 심볼과 (M-PSK 또는 M-QAM) 안테나 인덱스에 실어서 전송하는 총 정보량(m)은 $m = \frac{1}{L} \left\lceil \log_2 \left(\frac{M_r}{L} \right) \right\rceil + \log_2(M)$ 로 정의될 수 있다.

[0038] $M_t = 4, L = 2$, $\left\lceil \log_2 \left(\frac{M_r}{L} \right) \right\rceil = \lfloor \log_2 6 \rfloor = 2$, $M = 2(BPSK)$ 인 경우를 가정하여 예시한다.

[0039] 송신 안테나 네 개 가운데, 두 개를 선택해서 두 타임 슬롯 동안 Alamouti 기법으로 데이터를 전송한다. 송신 안테나 인덱스 1 내지 4 중 2개를 선택해서 아래 표 2와 같이 2 비트를 할당한다. 선택하는 안테나에 상응하는 STBC-SM 코드워드를 아래 수학적 식 11에 나타냈다. 수학적 식 11에서 세로축이 안테나 인덱스를, 가로축이 타임 슬롯 인덱스를 의미한다.

표 2

Selected antenna indexes	Allocated bits
(1,2)	00
(3,4)	01
(2,3)	10
(1,4)	11

수학식 11

$$\begin{aligned} \chi_1 = \{\mathbf{X}_{11}, \mathbf{X}_{12}\} &= \left\{ \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & 0 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 & 0 & x_1 & x_2 \\ 0 & 0 & -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \right\} \\ \chi_2 = \{\mathbf{X}_{21}, \mathbf{X}_{22}\} &= \left\{ \begin{pmatrix} 0 & x_1 & x_2 & 0 \\ 0 & -x_2^* & x_1^* & 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_2 & 0 & 0 & x_1 \\ x_1^* & 0 & 0 & -x_2^* \end{pmatrix} \right\} e^{j\theta} \end{aligned}$$

수학식 11에서 코드북 χ_2 의 코드워드 원소들은 모두 θ 만큼 위상 회전을 하는 것을 알 수 있으며, 이는 두 코드북에 정의된 심볼 간의 거리를 최대화 함으로써 BER 성능을 개선하는 역할을 한다. θ 값은 송신 안테나 개수, 변조 차수에 따라서 다르고, closed Form으로 찾을 수 없기 때문에 실험적으로 찾아야 한다. 이하 도면을 참조하여 설명한다.

도 2는 STBC-SM 기법의 개념도이다. 도 2에서는 설명의 편의를 위하여 $\theta = \pi/2$ 로 가정한다.

x_1, x_2 는 각 안테나에서 전송하는 BPSK 심볼이다. 따라서, 두 타임 슬롯 동안 각 안테나 마다 1 비트씩 총 2 비트를, 그리고 안테나 인덱스로 2 비트를 추가로 전송하므로 총 4 비트를 전송한다. 여기서, 상기 4 비트 열을 도 2와 같이 u_1, u_2, u_3, u_4 로 나타낸다. 이 가운데, u_1, u_2 를 안테나 인덱스에 할당한 비트열, u_3, u_4 를 BPSK 심볼에 할당해서 보내는 비트열로 가정하면, 도 2와 같은 블록 다이어그램으로 나타낼 수 있다.

한편, $L < M$ 타임 슬롯 동안만 채널이 변하지 않아서, 송신 안테나 M 개 가운데 L 개를 선택해서 고정된 전송률로 데이터를 전송한다고 가정하면, STBC-SM 기법은 총 전송 데이터 가운데 일부를 SM 기법으로 전송 하기 때문에, 기존 $L \times L$ 크기의 STBC 코드워드를 사용해서 데이터를 전송하는 것 보다 송신 심볼에 실어 보내는 정보량을 줄일 수 있고, 이에 따른 BER 이득을 얻을 수 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법을 제안하고자 한다. 특히, 본 발명은 개루프(open loop) MIMO (multiple input multiple output) 시스템에서 효과적인 무선데이터 송수신 기법을 제안한다.

과제의 해결 수단

본 발명의 실시예에 따른 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법은, 데이터를 채널 코딩하여 특정 비트 사이즈의 비트열을 생성하는 단계; 상기 비트열을 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열과 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열로 분할하는 단계; 상기 제 2 비트 사이즈의 제 2 비트열을

신호 송신 시점에 기반하여 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계; 및 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 송신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0048] 여기서, 상기 안테나 시퀀스 코드워드는, 2개의 타임 슬롯과 2개의 안테나 인덱스들로 정의되는 것을 특징으로 한다.

[0049] 구체적으로, 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 송신하는 단계는, 타임 슬롯 단위로, 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라, 상기 제 1 비트 사이즈의 제 1 비트열을 QO (quasi-orthogonal)-STBC (space time block code) 기법으로 송신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다. 여기서, 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드는, 2개의 타임 슬롯에서 데이터가 송신되는 안테나 쌍을 지시하는 것을 특징으로 한다.

[0050] 바람직하게는, 상기 제 1 비트 사이즈와 상기 제 2 비트 사이즈의 합은 상기 특정 비트 사이즈인 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0051] 본 발명의 실시예에 따르면 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 데이터를 보다 효과적으로 전송할 수 있다.

[0052] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0053] 도 1은 SM 기법의 개념도이다.

도 2는 STBC-SM 기법의 개념도이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따라 안테나 인덱스 시퀀스를 생성하는 예를 도시한다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따라 안테나 인덱스 시퀀스를 이용하는 경우, 안테나 수와 최대 정보량과의 관계를 도시하는 도면이다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 송신기의 구조를 도시한다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 수신기의 구조를 도시한다.

도 7은 본 발명의 실시예에 따른 수신기의 다른 구조를 도시하는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0054] 셀 당 주파수 효율을 증대 시키기 위해서는 송신 심볼당 정보량이 높아야 하기 때문에, 변조 레벨이 높은 심볼 전송이 필요하다. 그러나, 변조 레벨이 높은 심볼 전송 시, 자연스럽게 신호 성장도 위의 심볼 간 최소 거리가 줄어 들어서 동일 SNR에서 BER 성능이 저하된다. 기지국이 송수신기 간의 채널 정보를 활용 할 수 있는 폐루프 (closed-loop) MIMO 시스템에서는 MIMO 빔포밍 (Beamforming) 기법으로 유효 수신 SNR을 증가시켜서, 직접적으로 전송률 (Achievable Rate)을 증가 시킬 수 있다.

[0055] 그러나 개루프 MIMO 시스템에서는, 수신 SNR 이득(array gain)이 수신기 안테나 개수에 의해서 결정되기 때문에, 기지국의 안테나가 많더라도 송신 전력을 증폭시키지 않는 한 직접적으로 전송률을 향상시키기 어렵다. 따라서, 본 발명은 수신 SNR 증대로 전송률을 개선하는 방향이 아니라, 개루프 MIMO 시스템에서 동일한 데이터 양을 전송할 때, 기존 개루프 MIMO 데이터 송수신 방식들보다 BER 성능을 개선하는 것을 목적으로 한다.

[0056] 본 발명은 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 QO-STBC 기법의 BER 성능 관점에서 다이버시티 이득을 유지하는 제한조건 안에서만 행렬을 변형하는 것을 주된 특징으로 한다. 코드워드의 변형은 데이터 전송 시점에 따라서 사용하는 안테나를 변경하는 것과 동일하고, 이를 바탕으로 송신 안테나 인덱스로 구성된 시퀀스를 정의하여 데이터를 전송하는데 사용한다. 궁극적으로, 전송하고자 하는 총 데이터를 송신 심볼과 안테나 인덱스 시퀀스에 나누어서 보낸다. 본 발명은 이러한 데이터 전송 방식을 STBC-SSC (space time block coded spatial sequence coding)라고 지칭한다. 먼저, 본 발명에서 사용하는 코드북을 설명한다.

[0057] A) 코드북 정의

[0058] (1) $\mathcal{X}_{\text{QAM,QOSTBC}}$: QO-STBC 심볼 벡터 코드북 (M-PSK, M-QAM 심볼로 구성)

[0059] 기존의 QO-STBC 기법의 $M_T \times M_T$ 코드워드 행렬을 만들 때 사용되는 코드북이다. 제안하는 방식에서는 GBD-QOSTBC 심볼로 변환할 때, 사용한다. QO-STBC 코드워드는 2x2 Alamouti 코드워드 (Orthogonal STBC)를 $M_T = 2^2, 2^3, \dots, 2^r$ 에 대해서 ABBA 코드워드를 기반으로 $M_T \times M_T$ 행렬로 확장한 것이다. 이에 따라서 QO-STBC 코드워드 행렬은 Half-orthogonal 특징을 갖는다. 즉, QO-STBC 코드워드 행렬을 구성하는 각각의 행 벡터 (또는 열 벡터)는 서로 다른 $M_T/2$ 개의 행 벡터(열 벡터)와 수직이다. 이러한 특성을 쉽게 이해하기 위해서 상술한 수학적 3의 QO-STBC 코드워드를 이용해서 $\mathbf{C}_4^H \mathbf{C}_4$ 을 아래 수학적 12를 살펴본다.

수학적 12

$$\mathbf{C}_4^H \mathbf{C}_4 = \begin{bmatrix} c & 0 & d & 0 \\ 0 & c & 0 & d \\ d & 0 & c & 0 \\ 0 & d & 0 & c \end{bmatrix}$$

[0060]

[0061] 수학적 12에서 $c = |s_1|^2 + |s_2|^2 + |\tilde{s}_3|^2 + |\tilde{s}_4|^2$ 이고, $d = s_1 \tilde{s}_3^* + \tilde{s}_3 s_1^* - s_2 \tilde{s}_4^* - \tilde{s}_4 s_2^*$ 이다. 또한, 수학적 12에서 joint-ML 디코딩이 필요한 심볼의 쌍이 $(s_1, s_3), (s_2, s_4)$ 임을 알 수 있다. 임의의 M_T 에 대해서 확장하면, $M_T/2$ 개의 심볼로 구성된 두 쌍에 대해서 각각 joint-ML 디코딩이 필요함을 알 수 있다.

[0062] 결과적으로, $\mathcal{X}_{\text{QAM,QOSTBC}}$ 코드북은 크기가 $M_T/2 \times 1$ 인 코드워드 벡터로 구성된다. 벡터의 원소는 M-PSK, M-QAM 등의 심볼이고, 총 $M^{M_T/2}$ 개의 벡터로 아래 수학적 13으로 정의한다.

수학적 13

$$\mathcal{X}_{\text{QAM,QOSTBC}} = \left\{ \begin{bmatrix} s_1[1] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[1] \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} s_1[2] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[2] \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} s_1[M^{M_T/2}] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[M^{M_T/2}] \end{bmatrix} \right\} \\ = \{ \mathbf{s}[1], \mathbf{s}[2], \dots, \mathbf{s}[M^{M_T/2}] \}$$

[0063]

[0064] 수학적 13에서 $s_n[k] \in \Psi$ 이고, 이 경우 $k \in \{1, 2, \dots, M^{M_T/2}\}$, $n \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}$ 이다.

[0065] (2) $\mathcal{X}_{\text{G-STBC}}$: GBD-QOSTBC 심볼 벡터 코드북

[0066] 상술한 수학적 4를 이용하여, QAM 또는 PSK 심볼로 정의되어 있는 $\mathcal{X}_{\text{QAM,QOSTBC}}$ 의 코드워드 벡터들을 아래 수학적 14와 같이 GBD-QOSTBC 심볼로 변환한다.

수학적 14

$$\mathcal{X}_{\text{G-STBC}} = \{ \mathbf{TDs}[1], \mathbf{TDs}[2], \dots, \mathbf{TDs}[M^{M_T/2}] \}, \text{ where } \mathbf{s}[k] \in \mathcal{X}_{\text{QAM,QOSTBC}} \\ = \{ \mathbf{s}[1], \mathbf{s}[2], \dots, \mathbf{s}[M^{M_T/2}] \} = \left\{ \begin{bmatrix} s_1[1] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[1] \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} s_1[2] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[2] \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} s_1[M^{M_T/2}] \\ \vdots \\ s_{M_T/2}[M^{M_T/2}] \end{bmatrix} \right\}$$

[0067]

[0068] 수학식 14는 아래 수학식 15와 같이 단순하게 코드워드 벡터간의 1:1 맵핑으로 이해할 수 있다.

수학식 15

$$\begin{aligned} s[1] &\rightarrow S[1] \\ s[2] &\rightarrow S[2] \\ &\vdots \\ s[M^{M_T/2}] &\rightarrow S[M^{M_T/2}] \end{aligned}$$

[0069]

[0070] 수학식 14 및 수학식 15를 참조하면, 벡터 단위로 맵핑 되므로 수신 신호 벡터와 가장 가까운 X_{G-STBC} 의 코드워드 벡터를 결정한 이후, 역 연산을 통해서 $X_{QAM,QOSTBC}$ 의 QAM심볼로 구성된 심볼 벡터를 찾는다. 수학식 14에서 사용된 기호들을 요약하면 아래와 같다.

[0071] - $S[k]$: $M_T/2 \times 1$ 크기의 코드워드 벡터:

[0072] - $S_j[k]$: 벡터 $S[k]$ 의 원소, $j \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}$

[0073] - $S_j[k] \in \Gamma$

[0074] (3) X_{Ant} : 안테나 인덱스 시퀀스 코드북

[0075] 연속적인 두 타임 슬롯을 $t = (1, 2), (3, 4), \dots, (M_T-1, M_T)$ 와 같이 하나의 단위로 표현하고, 전송 시점에 따라서 사용할 안테나 인덱스를 정의한다. 즉, 연속적인 두 타임 슬롯에서 사용할 두 개의 안테나 인덱스를 정의한다. 두 안테나가 하나의 쌍으로 안테나 인덱스 시퀀스를 구성하는 하나의 심볼이 된다. 따라서, $M_T/2$ 개의 안테나 쌍이 하나의 시퀀스를 구성하고, 서로 다른 안테나 인덱스 시퀀스들의 집합이 X_{Ant} 이다. 안테나 시퀀스 코드북 X_{Ant} 은 아래 수학식 16과 같이 나타낸다.

수학식 16

$$X_{Ant} = \{I_j, \mathbf{u}_j, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}\}$$

[0076]

[0077] 여기서, B_{SSC} 는 안테나 인덱스 시퀀스에 할당해서 전송하는 정보량으로서, 그 단위는 비트이다. 또한, I_j 는 j 번째 안테나 인덱스 시퀀스이고, \mathbf{u}_j 는 I_j 에 대응하는 비트 시퀀스이다. 구체적으로, I_j 및 \mathbf{u}_j 는 아래 수학식 17과 같이 표현할 수 있다.

수학식 17

$$\begin{aligned} I_j &= (l_1, l_2), (l_3, l_4), \dots, (l_{M_T-1}, l_{M_T}) \quad , \quad \mathbf{u}_j = [u_1, u_2, u_3, \dots, u_{B_{SSC}}] \\ l_i &\neq l_j, \quad \forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\} \quad , \\ u_b &\in \{0, 1\} \quad , \quad b \in \{1, \dots, B_{SSC}\} \\ \mathbf{u}_i &\neq \mathbf{u}_j \quad , \quad \forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\} \quad . \end{aligned}$$

[0078]

[0079] (4) X_H : 유효채널 행렬들의 집합

[0080] χ_H 은 코드북 χ_{Ant} 에 정의된 안테나 인덱스 시퀀스에 상응하는 $M \times M$ 크기의 유효채널 행렬들의 집합이다. 본 정보는 개루프 MIMO 시스템에서는 단말만 갖고 있고, 아래의 수학식 18로 나타낸다.

수학식 18

[0081]
$$\chi_H = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_{2^{B_{SC}}}\}, \mathbf{H}_j \in \mathbb{C}^{M_r \times M_t}, j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SC}}\}$$

[0082] 수학식 18에서 B_{SC} 는 위와 동일하게 안테나 인덱스 시퀀스에 할당하는 정보량이다. 행렬 \mathbf{H}_j 는 χ_{Ant} 의 I_j 에 따라서 결정된다. j번째 안테나 시퀀스를 사용해서 데이터를 전송하고, 두 타임 슬롯 (t_0, t_0+1) 에서 사용하는 송신 안테나 쌍을 (m_1, m_2) 라고 가정하면, 이에 상응하는 유효채널 \mathbf{H}_j 의 4개 원소를 아래와 같이 구성한다.

[0083]
$$\begin{aligned} & \mathbf{H}_j(m_1, t_0) = \mathbf{h}(m_1) \\ & \mathbf{H}_j(m_1, t_0+1) = \mathbf{h}(m_2) \\ & \mathbf{H}_j(m_2, t_0) = -\mathbf{h}(m_1)^* \\ & \mathbf{H}_j(m_2, t_0+1) = \mathbf{h}(m_2)^* \end{aligned}$$

[0084] 여기서, $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \dots \ h_{M_t}]$ 이고, $\mathbf{h}(m_2)$ 은 벡터 \mathbf{h} 의 m_2 번째 원소로서, 윗 첨자 '*'는 켤레 복소수를 의미한다. 각 원소는 독립적이고 동일한 분산 가우시안 요소(independent and identically distributed Gaussian element)이고, 서로 다른 벡터 채널은 독립임을 가정한다.

[0085] 예를 들어, 타임 슬롯 (1,2), (3,4), (5,6), (7,8) 에서 차례대로 사용된 안테나 인덱스가 (1,3), (2,4), (5,7), (6,8)인 경우, 행렬 \mathbf{H}_j 을 아래 수학식 19와 같이 구성한다.

수학식 19

[0086]
$$\mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} h_1 & h_3 & 0 & 0 & 0 & & & \\ 0 & 0 & h_2 & h_4 & \vdots & & & \\ -h_3^* & h_1^* & 0 & 0 & \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & -h_4^* & h_2^* & 0 & 0 & & \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & h_5 & h_7 & & \\ & & & & 0 & 0 & h_6 & h_8 \\ & & & & -h_7^* & h_5^* & 0 & 0 \\ & & & & 0 & 0 & -h_8^* & h_6^* \end{bmatrix}$$

[0087] B) 안테나 인덱스 시퀀스 생성

[0088] 본 발명에서는, GBD-QOSTBC 기법이 제공하는 최대 시공간 다이버시티 이득을 유지하면서 블록 대각행렬 형태의 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 변형한다. 도면을 참조하여 설명한다.

[0089] 도 3은 본 발명의 실시예에 따라 안테나 인덱스 시퀀스를 생성하는 예를 도시한다.

[0090] 연속적인 두 타임 슬롯 동안 사용하는 두 개의 안테나가 시퀀스를 구성하는 하나의 심볼이 되며, 도 3에 나타난 바와 같이 열 벡터를 단위로 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 변형한다. 도 3에서 좌측의 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 \mathbf{C}_{2k} 로 표시하고, 우측의 변형된 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 \mathbf{E}_{2k} 로 표현한다.

[0091] 여기서, \mathbf{e}_{2k} 는 블록대각 행렬 형태는 아니지만, 여전히 $\mathbf{e}_{2k}^H \mathbf{e}_{2k}$ 행렬은 대각 행렬이다. 또한, $\mathbf{c}_{2k}^H \mathbf{c}_{2k}$ 와 $\mathbf{e}_{2k}^H \mathbf{e}_{2k}$ 은 동일한 대각 행렬이 아니고, 이에 상응하는 유효 채널 행렬도 동일한 원리가 적용된다. 따라서 단말은 서로 다른 정보로써 구분이 가능하다.

[0092] 이러한 방식으로 $M_T \times M_T$ GBD-QOSTBC 행렬을 변형해서 생성할 수 있는 최대 시퀀스의 개수는 총 M_T 개의 송신 안테나 가운데 중복을 허용하지 않고 2개씩 총 $M_T/2$ 번 선택하는 경우의 수로서, 아래 수학적식 20과 같다.

수학적식 20

[0093]
$$N_{\max} = M_T C_2 \times M_T C_2 \times \dots \times M_T C_2$$

[0094] 이러한 방식으로, 안테나 시퀀스 인덱스에 할당 할 수 있는 최대 정보량은 아래 수학적식 21과 같다.

수학적식 21

[0095]
$$\begin{aligned} B_{\text{SSC}} &= \frac{1}{M_T} \log_2 \left(\frac{M_T!}{2^{M_T/2}} \right) \text{ (bits/channel use)} \\ &= \frac{1}{M_T} \log_2 (M_T!) - \frac{1}{2} \\ &\approx \log_2 (M_T) + \underbrace{\frac{1}{M_T \ln 2} + \frac{1}{2M_T} \log_2 (M_T)}_{(\alpha)} - \underbrace{\left(\frac{1}{\ln 2} + \frac{1}{2} \right)}_{(\beta)} \geq \log_2 (M_T) - 2 \end{aligned}$$

[0096] 수학적식 12에서 M_T 가 매우 크면, $(\alpha) \rightarrow 0$ 이고, (β) 는 상수 값으로 항상 2보다 작다. 따라서, 송신 안테나가 매우 많을 때, B_{SSC} 의 상기 수학적식 21과 같이 표현할 수 있다. 또한, 도 4의 그래프에서 안테나 수가 증가함에 따라서 수학적식 21과 같이 로그 함수에 비례해서 최대 정보량이 증가함을 볼 수 있다.

[0097] C) 본 발명에 따른 STBC-SSC 방식 신호의 송수신 절차 (STBC-SSC)

[0098] 우선, 송수신기 모두 상술한 (1) 내지 (3)의 코드북을 가지고 있고, 수신기는 채널 추정을 통해서 (4)의 코드북을 추가적으로 가지고 있는 것으로 가정한다.

[0099] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 송신기의 구조를 도시한다.

[0100] 도 5를 참조하면, 우선 전송할 데이터를 채널 코딩을 통해서 부호화 비트 열(즉, 코드워드)을 발생시킨다 설명의 편의를 위하여, 단일 코드워드를 가정하고, 총 비트수는 $N = B_{\text{QOSTBC}} + B_{\text{SSC}}$ 를 가정한다. 여기서, 총 N 비트 가운데, B_{QOSTBC} 비트는 QO-STBC 기법으로 전송되고, B_{SSC} 비트는 안테나 시퀀스에 할당 되어 전송된다. 길이 N의 부호화 비트 열을 두 부분으로 나누는 기준은 부호화 및 복호화 과정을 위해서 송수신기 모두 알고 있어야 한다.

[0101] 길이가 B_{SSC} 인 $2^{B_{\text{SSC}}}$ 개의 비트 열은 총 $2^{B_{\text{SSC}}}$ 개의 안테나 시퀀스에 할당된다. 각 안테나 시퀀스에 할당된 비트 열에 대한 정보는 코드북 X_{Ant} 에 정의 되어있다. 또한, 아래 수학적식 22와 같이 데이터 전송 시점에 따라서 전송하고자 하는 비트 열이 몇 번째 안테나 인덱스 시퀀스를 사용할 것인지 결정된다.

수학적식 22

[0102]
$$\mathbf{u}_j = [u_1, u_2, u_3, \dots, u_{B_{\text{SSC}}}] \rightarrow I_j$$

[0103] 안테나 인덱스 시퀀스 코드워드가 결정되면, 타임 슬롯 쌍에서 $(t_1, t_2) = (1, 2), \dots, (M_T-1, M_T)$ 사용할 안테나 쌍의

순서가 결정된다. 결정된 순서에 따라서 GBD-QOSTBC 심볼 s_1, s_2, \dots, s_{M_T} 을 전송한다.

[0104] 다음으로, 전송된 데이터를 복원하기 위한 수신기 동작을 설명한다. 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 수신기의 구조를 도시한다. 도 6에서 벡터 $\mathbf{y} = [y_1 \ y_2 \ y_3 \ \dots \ y_{M_T}]^T$ 는 M_T 타임 슬롯 동안 받은 수신신호 벡터를 의미한다.

[0105] 도 6을 참조하면, 수신기는 복호화를 통해서 코드북 $X_{QAM, QOSTBC}$, X_{G-STBC} , X_H , X_{Ant} 의 코드워드 인덱스를 찾는다. 전체적인 복호화 순서는 다음과 같다. 도 6에서는 안테나 시퀀스 X_{Ant} 과 X_{G-STBC} 심볼을 함께 찾는 Joint ML (maximum likelihood) 방식을 기준으로 나타내었다. X_{Ant} 심볼을 찾는 방식을 먼저 설명하고, X_{G-STBC} 심볼을 찾는 방식은 후술한다.

[0106] (a) Joint-ML 복호(Decoding)

[0107] 수신기는 GBD-QOSTBC 코드북(X_{G-STBC}) 및 안테나 인덱스 시퀀스가 반영된 유효 채널 코드북 (X_H)을 사용하여

Joint-ML 복호화를 수행한다. 코드북 $X_H = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_{2^{B_{SC}}}\}$ 에서 정의된 유효 채널 행렬 가운데, j 번째 행렬의 컬레 전치 행렬을 수신 신호 벡터에 곱하면 다음 수학식 23과 같다.

수학식 23

$$\tilde{\mathbf{y}}_j = \mathbf{H}_j^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ \vdots \\ y_{M_T} \end{bmatrix}, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SC}}\}$$

[0109] 수학식 23의 벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_j$ 의 홀수 및 짝수 인덱스에 해당되는 원소들을 구분하여 두 개의 벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Even}, \tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Odd}$ 로 구분한다. $\tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Even}, \tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Odd}$ 는 다음 수학식 24과 같이 정의된다.

수학식 24

$$\tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Even} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{j,2} \\ \tilde{y}_{j,4} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{j,M_T} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Odd} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{j,1} \\ \tilde{y}_{j,3} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{j,M_T-1} \end{bmatrix}$$

[0111] 다음으로, j 번째 안테나 인덱스 시퀀스에 따라서 데이터를 전송했다고 가정하고, X_{G-STBC} 에서 수신신호 벡터와 가장 가까운 GBD-QOSTBC 코드워드 벡터를 찾는다. 이 때, 가장 가까운 코드워드 벡터를 찾는 거리 측정 (distance measure)은 l_2 -norm으로 가정하지만, 다른 측정 방법 역시 가능하다. 두 심볼 벡터 $\tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Even}, \tilde{\mathbf{y}}_j^{\sim Odd}$ 에 대해서 코드북 X_{G-STBC} 의 k번째 코드워드 벡터와 l_2 -norm 값을 아래 수학식 25 및 수학식 26과 같이 계산한다.

수학식 25

$$d_{Even}^{[k,j]} = \min_{\forall k} \left\| \tilde{\mathbf{y}}_j^{Even} - \begin{bmatrix} a_j & & & \\ & b_j & & \\ & & c_j & \\ & & & d_j \end{bmatrix} \mathbf{s}[k] \right\|_2$$

[0112]

수학식 26

$$d_{Odd}^{[k,j]} = \min_{\forall k} \left\| \tilde{\mathbf{y}}_j^{Odd} - \begin{bmatrix} a_j & & & \\ & b_j & & \\ & & c_j & \\ & & & d_j \end{bmatrix} \mathbf{s}[k] \right\|_2$$

[0113]

[0114] 상기 수학식 25 및 수학식 26에서 $\mathbf{s}[k] \in X_{G-STBC}$ 이고, a_j, b_j, c_j, d_j 는 아래의 수학식 27에서 유도된다.

수학식 27

$$\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j = \begin{bmatrix} a_j \mathbf{I}_2 & & & \\ & b_j \mathbf{I}_2 & & \\ & & c_j \mathbf{I}_2 & \\ & & & d_j \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}, \text{ where } \mathbf{I}_2 = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[0115]

[0116] 또한, X_H 의 j번째 코드워드 행렬에 대해서 X_{G-STBC} 의 모든 코드워드 벡터 ($\mathbf{s}[k], \forall k \in \{1, 2, \dots, M^{M_T/2}\}$)를 고려해서 수학식 25 및 수학식 26을 계산한다. 다음으로, X_H 의 모든 코드워드 행렬에 대해서 ($\mathbf{H}_j, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SC}}\}$) 앞서 설명한 과정을 반복 수행함으로써 모든 k, j에 대해서 $d_{Odd}^{[k,j]}$, $d_{Even}^{[k,j]}$ 값을 찾는다. 이후, 계산한 값을 바탕으로 아래에 제시된 기준에 따라서 안테나 시퀀스 인덱스와 GBD-QOSTBC 코드워드 인덱스를 아래 수학식 28과 같이 결정한다.

수학식 28

$$(k^*, j^*) = \min_{\forall k, \forall j} (d_{Even}^{[k,j]} + d_{Odd}^{[k,j]})$$

[0117]

[0118] 상기 수학식 28에서 k^* 는 코드북 X_{G-STBC} 의 코드워드 벡터 인덱스이고, j^* 는 코드북 X_{Ant} 의 코드워드 행렬 인덱스이다.

[0119] (b) 수학식 14의 역 연산을 통해서 아래 수학식 29와 같이 $X_{QAM, QOSTBC}$ 심볼 벡터를 찾는다.

수학식 29

$$\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{s}[k^*], \text{ where } \mathbf{s}[k^*] \in X_{QAM, QOSTBC}$$

[0120]

- [0121] (c) QAM/PSK등의 송신 심볼 결정 및 결정한 심볼의 복조를 통하여 2진 데이터를 추출한다.
- [0122] (d) 결정된 j^* 번째 안테나 시퀀스에 할당되어 있는 비트열을 코드북 X_{Ant} 에서 추출한다.
- [0123] (e) 앞의 (c) 및 (d)에서 추출한 2진 데이터를 하나의 비트 열로 합쳐서 송신된 것으로 예상되는 부호화 비트열을 구성하고, 이를 복호화 하고 원신호(2진 데이터)를 복원한다.
- [0124] 이하, 상술한 설명을 바탕으로 본 발명의 STBC-SSC 방식의 신호 송신의 예를 설명한다. 우선, QO-STBC 방식으로 8 비트 (즉, 8개의 안테나를 통하여 각각 1비트씩 전송)하고, 추가적으로 SSC를 이용하여 2 비트의 데이터를 전송하는 것으로 가정한다. 따라서, 아래와 같이 정의할 수 있다.
- [0125] - 8x8 GBD-QOSTBC, $M_T = 8$
- [0126] - $B_{\text{STBC}} = 8$ bits 및 $B_{\text{SSC}} = 2$ bits
- [0127] - Constellation : BPSK ($M=2$)
- [0128] 또한, 시스템 환경에 따라서 내부 파라미터 \mathbf{T}, \mathbf{D} 를 다음과 같이 정의한다.
- [0129] - $\mathbf{D} = \text{diag}\{e^{j\theta_0}, e^{j\theta_1}, e^{j\theta_2}, e^{j\theta_3}\}$,
- [0130] - 안테나 8개, BPSK 일 때, GBD-QOSTBC의 최대 시공간 다이버시티를 얻기 위해서 필요한 위상은 $\theta_0 = 0$,
 $\theta_1 = \frac{\pi}{4}$, $\theta_2 = \frac{\pi}{2}$, $\theta_3 = \frac{3\pi}{4}$ 이다.
- [0131] - 하다마드 행렬은 $\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$ 로 가정한다.
- [0132] 송신 데이터 스트림 한 개 당 1 bit씩 총 8 bits를 전송하기 위해서 각 안테나 마다 하나의 BPSK심볼을 $M = 8$ 타임 슬롯 동안 전송한다. 코드북 $X_{\text{QAM, QOSTBC}}$, $X_{\text{G-STBC}}$ 의 원소는 4x1 벡터이고, 하나의 벡터에서 각 원소는 BPSK 신호 2개 가운데 하나로 결정된다. 따라서 $X_{\text{QAM, QOSTBC}}$, $X_{\text{G-STBC}}$ 은 총 $M^{M_T/2} = 2^4 = 16$ 개의 4x1 코드워드 벡터를 원소로 갖는다. $X_{\text{QAM, QOSTBC}}$, $X_{\text{G-STBC}}$ 은 아래와 같다.
- [0133] - $X_{\text{QAM, QOSTBC}} = \{s[1], s[2], \dots, s[16]\}$, $s_n[k] \in \{-1, +1\}$
- [0134] - 파라미터 범위: $k \in \{1, 2, \dots, 16\}$, $n \in \{1, 2, \dots, 4\}$
- [0135] - $X_{\text{G-STBC}} = \mathbf{T} \mathbf{D} X_{\text{QAM, QOSTBC}} = \{S[1], S[2], \dots, S[16]\}$
- [0136] 송신 안테나 인덱스 시퀀스로 보내는 정보는 총 2 비트로서, 송신 안테나 인덱스 시퀀스 및 상응하는 2진 신호를 다음과 같이 정의한다.
- [0137] - $X_{\text{Ant}} = \{I_1, I_2, I_3, I_4, u_1, u_2, u_3, u_4\}$
- [0138] $I_1 = (1, 2), (3, 4), (5, 6), (7, 8)$, $I_2 = (1, 3), (2, 4), (5, 7), (6, 8)$
- [0139] $I_3 = (1, 4), (2, 5), (3, 8), (6, 7)$, $I_4 = (1, 5), (2, 6), (3, 7), (4, 8)$
- [0140] - $u_1 = [0, 0], u_2 = [0, 1], u_3 = [1, 0], u_4 = [1, 1]$
- [0141] 다음으로, $X_{\text{Ant}} = \{I_1, I_2, I_3, I_4, u_1, u_2, u_3, u_4\}$ 에 상응하는 유효채널 행렬 코드북 $\mathbf{X}_H = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3, \mathbf{H}_4\}$ 은 다음과 같다.

$$\begin{aligned} \mathbf{H}_1 &= \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & & & & & & \\ -h_2^* & h_1^* & & & & & & \\ & & h_3 & h_4 & & & & \\ & & -h_4^* & h_3^* & & & & \\ & & & & h_5 & h_6 & & \\ & & & & -h_6^* & h_5^* & & \\ & & & & & & h_7 & h_8 \\ & & & & & & -h_8^* & h_7^* \end{bmatrix}, & \mathbf{H}_2 &= \begin{bmatrix} h_1 & h_3 & 0 & 0 & 0 & & & 0 \\ 0 & 0 & h_2 & h_4 & \vdots & & & \\ -h_3^* & h_1^* & 0 & 0 & \vdots & \vdots & & \\ 0 & 0 & -h_4^* & h_2^* & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & 0 & 0 & h_5 & h_7 & 0 & 0 \\ & & & & 0 & 0 & h_6 & h_8 \\ & & & & -h_7^* & h_5^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & -h_8^* & h_6^* \end{bmatrix} \\ \mathbf{H}_3 &= \begin{bmatrix} h_1 & h_4 & & & & & & \\ & & h_2 & h_5 & & & & \\ & & & & h_3 & h_8 & & \\ -h_4^* & h_1^* & & & & & & \\ & & -h_5^* & h_2^* & & & & \\ & & & & & h_6 & h_7 & \\ & & & & & -h_7^* & h_6^* & \\ & & & & & & -h_8^* & h_3^* \end{bmatrix}, & \mathbf{H}_4 &= \begin{bmatrix} h_1 & h_5 & & & & & & \\ & & h_2 & h_6 & & & & \\ & & & & h_3 & h_7 & & \\ -h_5^* & h_1^* & & & & & h_4 & h_8 \\ & & -h_6^* & h_2^* & & & & \\ & & & & -h_7^* & h_3^* & & \\ & & & & & & -h_8^* & h_4^* \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[0142]

[0143] 임의의 k 번째 심볼벡터 $\mathbf{S}[k] \in X_{\text{G-STBC}}$ 가 시퀀스 I_2 를 이용해서 전송되었다고 가정하고, 수신 잡음을 생략하면, 수학식 23은 아래 수학식 30과 같이 표현된다.

수학식 30

[0144]

$$\tilde{\mathbf{y}}_j = \mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_2 \times \mathbf{S}[k], \text{ where } j \in \{1, 2, 3, 4\}, k \in \{1, 2, \dots, 16\}$$

[0145]

특히, $\tilde{\mathbf{y}}_2 = \mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 \times \mathbf{S}[k]$ 에서 $\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2$ 는 아래 수학식 31과 같은 형태를 갖는다.

수학식 31

[0146]

$$\mathbf{H}_2^H \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} (h_1 h_1^* + h_3 h_3^*) \mathbf{I}_2 & & & \\ & (h_2 h_2^* + h_4 h_4^*) \mathbf{I}_2 & & \\ & & (h_5 h_5^* + h_7 h_7^*) \mathbf{I}_2 & \\ & & & (h_6 h_6^* + h_8 h_8^*) \mathbf{I}_2 \end{bmatrix}$$

[0147]

이를 바탕으로, 수학식 25 및 수학식 26에서 j =2에 해당되는 파라미터 a_2, b_2, c_2, d_2 는 $a_2 = h_1 h_1^* + h_3 h_3^*$, $b_2 = h_2 h_2^* + h_4 h_4^*$, $c_2 = h_5 h_5^* + h_7 h_7^*$, $d_2 = h_6 h_6^* + h_8 h_8^*$ 와 같다. $\mathbf{H}_j^H \mathbf{H}_j$, j = 1, 3, 4 경우에도 동일한 방식으로 유도된다.

[0148]

시퀀스 I_2 에 해당되는 유효채널 \mathbf{H}_2 와 다른 시퀀스에 해당되는 채널행렬의 전치 행렬과의 곱 $\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_3^H \mathbf{H}_2, \mathbf{H}_4^H \mathbf{H}_2$ 행렬은 대각행렬이 되지 않는다. 수신신호에 코드북 X_{H} 의 j번째 원소의 전치행렬을 곱한 $\tilde{\mathbf{y}}_j$ 의 홀수 및 짝수 원소들을 구분해서 복호화 하더라도, 잡음이 없는 경우, 항상 원하는 송신 심볼 벡터 및 사용한 시퀀스에 해당되는 유효채널 행렬을 찾아낼 수 있다. 따라서, $\tilde{\mathbf{y}}_j$ 를 아래 수학식 32와 같이 $\tilde{\mathbf{y}}_j^{\text{Even}}, \tilde{\mathbf{y}}_j^{\text{Odd}}$ 로 분리해서 복호화한다.

수학식 32

$$\tilde{\mathbf{y}}_j^{Even} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{j,2} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{j,8} \end{bmatrix}, \tilde{\mathbf{y}}_j^{Odd} = \begin{bmatrix} \tilde{y}_{j,1} \\ \vdots \\ \tilde{y}_{j,7} \end{bmatrix}, \text{ where } j \in \{1, 2, 3, 4\}$$

[0149]

[0150] 수학식 25 내지 수학식 27에서 나타낸 바와 같이 $d_{Even}^{[k,j]}$, $d_{Odd}^{[k,j]}$ 값을 찾고, 아래 수학식 33을 통하여 송신 심볼 벡터 및 송신 안테나 인덱스 시퀀스를 결정한다.

수학식 33

$$(k^*, j^*) = \arg \min_{k, j} (d_{Even}^{[k,j]} + d_{Odd}^{[k,j]}).$$

[0151]

[0152] 이하에서는, 도 6의 수신기보다 연산복잡도가 낮은 수신기 구조를 제안한다.

[0153] 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 수신기의 다른 구조를 도시하는 도면이다.

[0154] 도 6에서 나타낸 수신기는 모든 QO-STBC 심볼 및 모든 안테나 인덱스 시퀀스를 함께 찾기 때문에, 안테나가 매우 많은 경우 및 변조 차수가 높은 경우, 복잡도가 지나치게 증가할 수 있다. 이러한 이유로 안테나 인덱스를 2개씩 순차적으로 찾는 저 복잡도 수신 기법을 고려할 수 있다.

[0155] 수학식 25, 수학식 26 및 수학식 31에서 볼 수 있듯이, 유효 채널행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_j$ 이 블록대각 행렬의 형태가 아니더라도 $\tilde{\mathbf{H}}_j^H \tilde{\mathbf{H}}_j$ 은 대각행렬이다. 이를 이용해서 두 개의 타임 슬롯을 기준으로 하나의 안테나 인덱스 쌍을 결정한다. 도 7에서 심볼 수신 시점에 따라서 수신 심볼 벡터를 아래 수학식 34와 같이 나타낸다.

수학식 34

$$\mathbf{t} = (1, 2), (3, 4), \dots, (M_T - 1, M_T), \quad \mathbf{y} = (\mathbf{y}(1, 2), \mathbf{y}(3, 4), \dots, \mathbf{y}(M_T - 1, M_T))$$

[0156]

[0157] 먼저, 안테나 인덱스 쌍들을 찾기 위해서 코드북 X_{G-STBC} 을 사용한다. 수학식 13의 코드북 $X_{QAM, QOSTBC}$ 에서 정의된 QAM 심볼은 $M_T/2$ 개의 GBD-QOSTBC 심볼 디코딩 이후에 수학식 14의 행렬 \mathbf{TD} 의 역행렬을 곱해서 찾는다. 따라서 본 발명의 수신 방식에서도 X_{G-STBC} 을 기반으로 안테나 인덱스 시퀀스를 결정한 이후에, $X_{QAM, QOSTBC}$ 을 찾을 수 있다. 설명의 편의를 위하여, 아래 수학식 35의 안테나 인덱스 시퀀스 4개를 고려한다.

수학식 35

$$\begin{aligned} \mathbf{t} &= (1, 2), (3, 4), \dots, (M_T - 1, M_T) \\ I_1(00) &= (1, 2), (3, 4), (5, 6), (7, 8) \\ I_2(01) &= (1, 3), (2, 4), (5, 7), (6, 8) \\ I_3(10) &= (1, 4), (2, 5), (3, 8), (6, 7) \\ I_4(11) &= (1, 5), (2, 6), (3, 7), (4, 8) \end{aligned}$$

[0158]

[0159] 위에서 $t = 1, 2$ 에서 사용할 수 있는 안테나 인덱스 짝은 (1,2), (1,3), (1,4), (1,5)으로 한정된다. 따라서, $t = 1, 2$ 에서는 이러한 4가지 조합만 고려한다. $t = 3, 4$ 및 이후의 타임 슬롯에서도 동일하다. $t = 1, 2$ 에서 X_{G-STBC} 의 k번째 심볼 벡터가 전송되었고, 안테나 인덱스 (1,3)이 선택 되었다면, 2개의 GBD-QOSTBC 심볼이 각각

$(h_1 h_1^* + h_2 h_2^*)(s_1[k], s_2[k])$ 와 같고, 간섭 영향이 없는 경우 GBD-QOSTBC 심볼을 항상 찾을 수 있다.

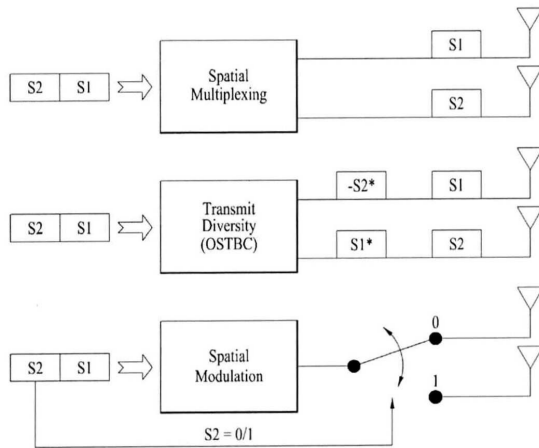
[0160] 수학식 14에서 볼 수 있듯이, $t = 1, 2$ 에서는 $s_1[k]$ 과 $s_2[k]$ 만 전송 할 수 있기 때문에 $t = 1, 2$ 에서 $s_j[k], j \geq 3$ 에 대해서는 고려하지 않는다. $t = 3, 4$ 에서도 동일한 원리로, X_{G-STBC} 코드북에서 $s_j[k], j = 3, 4$ 만 고려해서 찾으면 된다. 결과적으로 GBD-QOSTBC 심볼 및 안테나 인덱스를 함께 찾는 것이지만, 시퀀스 전체를 찾는 것이 아니고, 2개의 Alamouti block을 기반으로 찾기 때문에 앞서 제시한 joint-ML 기법보다 연산 복잡도가 낮다.

[0161] 정리하면, 본 발명은 기존의 GBD-QOSTBC 구조를 변형해서 송신 안테나 인덱스로 구성된 시퀀스를 만들고, 만들어진 안테나 시퀀스에 2진 데이터 시퀀스를 할당함으로써, 송신 심볼 (즉, QAM, PSK등의 변조 심볼)에 실어서 보내야 할 데이터의 일부분을 안테나 시퀀스에 할당하는 것이다. 이에 따라서, 변조 차수가 증가함에 따라서 심볼 간의 최소 거리가 줄어드는 것을 방지할 수 있으며, 일정 수준 이상의 SNR 영역에서 GBD-QOSTBC보다 개선된 BER 성능을 제공한다.

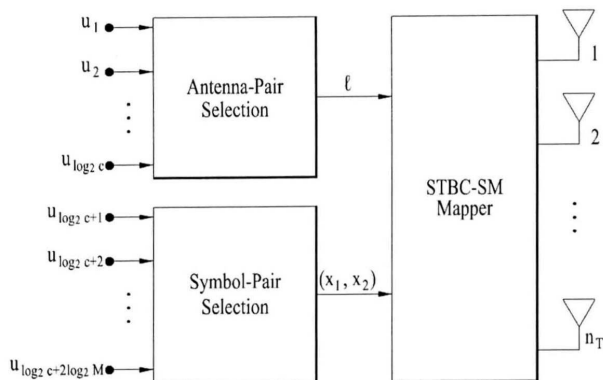
[0162] 기존 STBC-SM방식은 데이터 스트림을 전송 할 때 SM 이득을 얻는 대신 다이버시티 성능 손실을 감수해야 하지만, 제안하는 방식은 QO-STBC기법으로 얻을 수 있는 다이버시티 이득을 최대한 잃어버리지 않으면서 송신 안테나 시퀀스에 데이터를 실어 보내서 SM-MIMO과 유사한 이득을 얻는다.

도면

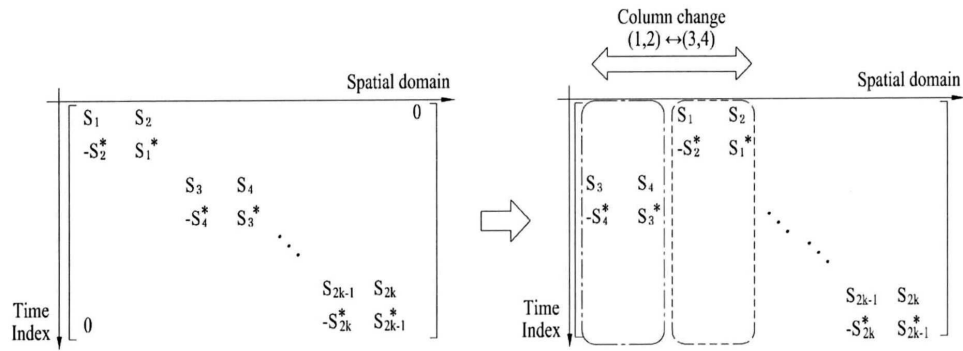
도면1



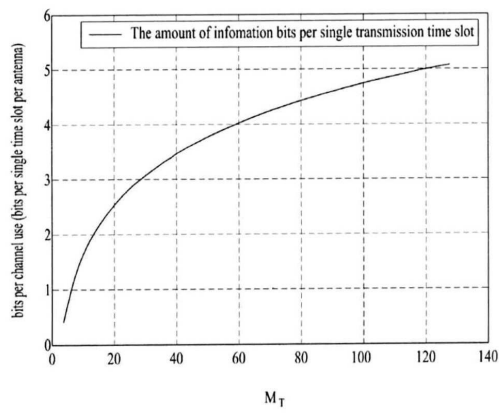
도면2



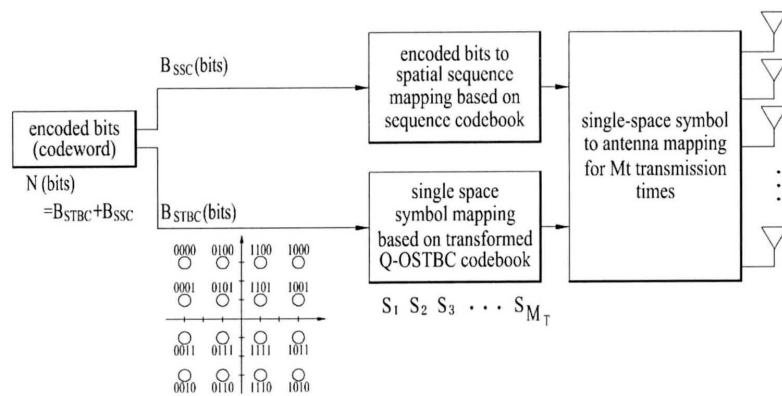
도면3



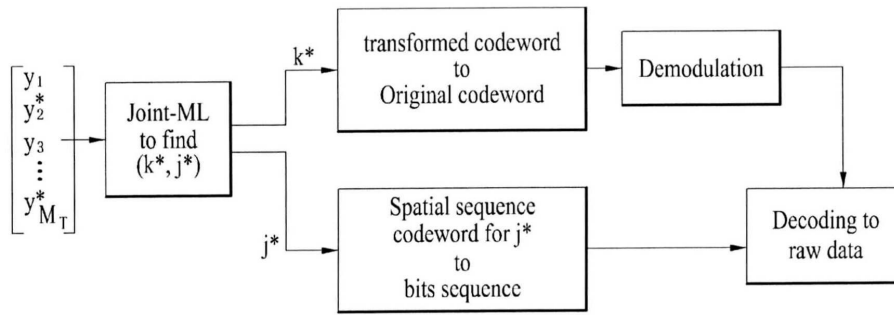
도면4



도면5



도면6



도면7

