



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년04월14일
(11) 등록번호 10-2386698
(24) 등록일자 2022년04월11일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 1/06 (2006.01) H04B 7/04 (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04L 1/0681 (2013.01)
H04B 7/0473 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0129630
(22) 출원일자 2015년09월14일
심사청구일자 2020년08월03일
(65) 공개번호 10-2017-0031984
(43) 공개일자 2017년03월22일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020160015473 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
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)
(74) 대리인
특허법인(유한)케이비케이

전체 청구항 수 : 총 3 항

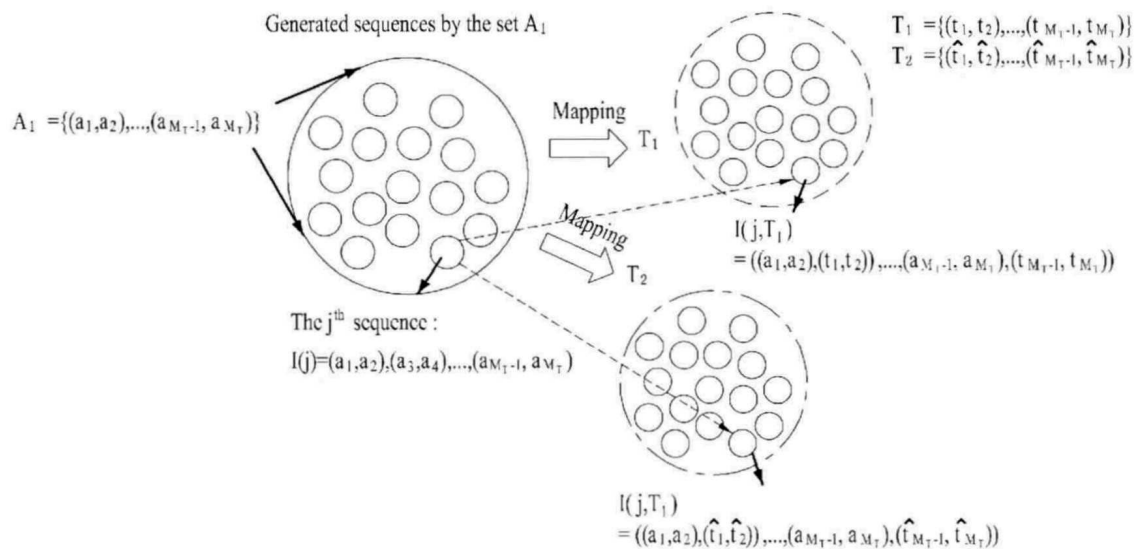
심사관 : 이현주

(54) 발명의 명칭 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 코드북 생성 방법

(57) 요약

본 발명에서는, 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법을 제안한다. 구체적으로, 상기 방법은, 데이터를 채널 코딩하여 비트열을 생성하는 단계; 상기 비트열 중 특정 사이즈의 제 1 비트열을 안테나 시퀀스 코드북에 따라 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계; 및 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 비트열 중 나머지 제 2 비트열을 송신하는 단계를 포함하고, 상기 안테나 시퀀스 코드북은, 상기 제 1 비트열과 상기 안테나 시퀀스 코드워드와의 맵핑 관계를 지시하고, 상기 안테나 시퀀스 코드워드는, 2개의 타임 슬롯과 2개의 안테나 인덱스들로 정의되는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도4



(52) CPC특허분류

H04B 7/0482 (2013.01)

H04L 1/0625 (2013.01)

(72) 발명자

김동구

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

강지원

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

명세서

청구범위

청구항 1

다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법으로서,
 상기 수신단으로부터 연산 처리 능력 정보를 수신하는 단계;
 상기 연산 처리 능력 정보에 기반하여, 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계;
 데이터를 채널 코딩하여 비트열을 생성하는 단계;
 상기 비트열 중 특정 사이즈의 제 1 비트열을 상기 안테나 시퀀스 코드북에 따라 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계; 및
 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 비트열 중 나머지 제 2 비트열을 송신하는 단계를 포함하고,
 상기 안테나 시퀀스 코드북은,
 상기 제 1 비트열과 상기 안테나 시퀀스 코드워드와의 맵핑 관계를 지시하고,
 상기 안테나 시퀀스 코드워드는,
 2개의 타임 슬롯과 2개의 안테나 인덱스들로 정의되는 것을 특징으로 하는,
 신호 송신 방법.

청구항 2

삭제

청구항 3

삭제

청구항 4

제 1 항에 있어서,
 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계는,
 상기 연산 처리 능력 정보가 제 1 임계값 이상인 경우, 제 2 임계값 미만의 시퀀스 간 최소 해밍 거리에 기반하여, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는,
 신호 송신 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,
 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계는,
 상기 연산 처리 능력 정보가 제 1 임계값 미만인 경우, 제 2 임계값 이상의 시퀀스 간 최소 해밍 거리에 기반하여, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 포함하는 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 코드북 생성 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 본 발명은 개루프 (open loop) MIMO (multiple input multiple output) 시스템에서 STBC-SSC (space time block code- spatial sequence coding) 기법에 대한 것이다. Alamouti 기반의 STBC 기법으로 무선 데이터를 송수신 할 때, 단말은 짝수(또는 홀수) 번째 시점에 받은 데이터 심볼에 켄레 복소수를 취해서 저장한다. 이는 유효 채널 행렬의 행/열 벡터가 수직이 되게 하는 Alamouti codeword 에 상응하는 단말의 동작이다. 이러한 단말의 동작을 고려하면, 기존의 STBC-SSC 방식으로 만들 수 있는 안테나 인덱스 시퀀스의 (이하, 시퀀스) 개수가 줄어들어서 STBC-SSC 기법의 장점이 크게 퇴색될 수 있다. 또한, 많은 시퀀스를 만들 수 있더라도 시퀀스 디코딩 오류가 많아지면, 송신 심볼 오류도 함께 증가하기 때문에 많은 시퀀스를 실제로 활용하기 어려울 수 있다.

[0003] 본 발명은 이러한 문제를 해결하기 위하여 위와 같은 단말의 동작을 감안하여 기존의 STBC-SSC 기법에서 제시한 방법보다 효과적으로 시퀀스를 만드는 방법을 제안한다. 또한, 이렇게 만든 시퀀스에 효과적으로 데이터를 실어 보내기 위해서 시퀀스 간 오류발생 확률이 감소 하도록 시퀀스 코드북을 설계하는 것을 제안한다.

[0004] 본 발명을 설명하기에 앞서, SM (spatial modulation) 방식 및 STBC-SM (space time block coded spatial modulation) 방식에 관하여 간략히 설명한다. 또한, 본 발명은 GBD-QOSTBC (Generalized block diagonal quasi-orthogonal space time block code)에서 사용하는 코드워드 행렬을 변형해서, 단말이 서로 다른 정보로 구분할 수 있는 안테나 인덱스로 이루어진 시퀀스를 정의하고자 하는 것으로, GBD-QOSTBC 역시 간략히 설명한다.

[0005] 우선, GBD-QOSTBC에 관하여 설명한다.

[0006] 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 수학적 식 1과 같이 행렬 $\mathbf{A}(s_i, s_j)$ 로 정의한다. 심볼 s_i, s_j 는 신호 성상도 ψ 위의 복소 심볼이다 (즉, $s_i, s_j \in \psi$).

수학적 식 1

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

[0008] 상기 수학적 식 1을 바탕으로 $M_T=4$ 인 환경에서 QO-STBC 코드를 아래 수학적 식 2와 같은 ABBA 코드로 나타낸다.

수학적 식 2

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

[0010] 상기 수학적 식 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 수학적 식 3과 같이 정의한다.

수학식 3

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

[0011]

[0012] 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 나타난 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 인덱스 심볼: $\mathbf{s}_{\text{odd}} = [s_1 \ s_3 \ \dots \ s_{2k-1}]^T$ 로 정의하고, 짝수 인덱스 심볼은 $\mathbf{s}_{\text{even}} = [s_2 \ s_4 \ \dots \ s_{2k}]^T$ 로 정의한다.

[0013] 위의 심볼을 아래의 선형연산을 통해서 수학식 4와 같이 새로운 심볼을 정의한다.

수학식 4

$$\begin{bmatrix} s_1 & s_3 & \dots & s_{2k-1} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T} \mathbf{s}_{\text{odd}}$$

$$\begin{bmatrix} s_2 & s_4 & \dots & s_{2k} \end{bmatrix}^T = \mathbf{T} \mathbf{s}_{\text{even}}$$

[0014]

[0015] 수학식 4에서 새롭게 정의된 심볼의 신호 성상도를 구분하기 위해서 Γ 로 정의한다. 즉, $s_j \in \Gamma$ 로 수학식 4의 심볼을 정의한다.

[0016] 수학식 4에서는, 홀수 및 짝수 인덱스로 전체 2k개의 심볼들을 두 집합으로 분류하였다. 여기서, k x 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

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

[0017]

[0018] 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

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

[0019]

[0020] 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{C}_4)의 구조는 서로 다르지만, 평균적인 BER 성능은 동일하다.

[0021] GBD-QOSTBC 의 다른 예로서, $M=8$ 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 상도에 속한다.

수학식 7

[0022] $s_1, s_2 \in e^{j\theta_0}\Psi, \tilde{s}_3, \tilde{s}_4 \in e^{j\theta_1}\Psi, \bar{s}_5, \bar{s}_6 \in e^{j\theta_2}\Psi, \hat{s}_7, \hat{s}_8 \in e^{j\theta_3}\Psi$

[0023] 이 때, $\theta_0=0$. 위상은 안테나 개수 및 송신 심볼의 변조 차수에 따라서 결정된다. $M=8$, BPSK심볼을 전송하는 경우, $\theta_1=\frac{\pi}{4}, \theta_2=\frac{2\pi}{4}, \theta_3=\frac{3\pi}{4}$ 이다. $M=8$, 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

[0024]
$$\mathbf{T} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0025] 또한, 코드워드 행렬 \mathbf{C}_8 은 다음 수학식 9와 같다.

수학식 9

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

[0026] $\mathbf{A}_1 = \mathbf{A}(s_1 - \tilde{s}_3 + \bar{s}_5 - \hat{s}_7, s_2 - \tilde{s}_4 + \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_1, S_2)$
 $\mathbf{A}_2 = \mathbf{A}(s_1 + \tilde{s}_3 - \bar{s}_5 - \hat{s}_7, s_2 + \tilde{s}_4 - \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_3, S_4)$
 $\mathbf{A}_3 = \mathbf{A}(-s_1 + \tilde{s}_3 + \bar{s}_5 - \hat{s}_7, -s_2 + \tilde{s}_4 + \bar{s}_6 - \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_5, S_6)$
 $\mathbf{A}_4 = \mathbf{A}(s_1 + \tilde{s}_3 + \bar{s}_5 + \hat{s}_7, s_2 + \tilde{s}_4 + \bar{s}_6 + \hat{s}_8) = \mathbf{A}(S_7, S_8)$

[0027] 행렬 $\mathbf{A}(s_i, s_j)$ 은 상기 수학식 1에서 정의 하였다. 임의의 $r \geq 2$ 에 대해서 $M=2k=2^r$ 일 때, GBD-QOSTBC 행렬은 아래 수학식 10과 같이 일반화할 수 있다.

수학식 10

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

[0028]

[0029]

수학식 10의 코드워드 행렬에서 가로축은 안테나 인덱스, 세로축은 타임 슬롯 인덱스를 의미한다. 송신 안테나 개수를 $M_t=2k=2^f$ 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.

[0030]

다음으로, SM 기법에 관하여 설명한다.

[0031]

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.

[0032]

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.

[0033]

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, SM기법으로 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.

[0034]

예를 들어, 채널 사용 당 3 비트를 전송할 때, 송신 안테나가 2개이고 변조지수가 4인 경우와 송신 안테나가 4개이고 변조지수가 2인 경우 SM 기법은 아래 표 1과 같이 적용될 수 있다. 아래 표 1에서 $M_t=N_t$, 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

[0035]

[0036]

마지막으로, STBC-SM 기법을 설명한다.

[0037]

총 송신 안테나 M_t 개 가운데, L 개를 이용해서 $L \times L$ STBC 코드워드를 가정한다. 앞서 설명한 SM기법은 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.

[0038]

안테나 인덱스에 실어 보낼 수 있는 (채널 사용 당 비트로 표현되는) 정보량은 $\frac{1}{L} \left\lceil \log_2 \left(\frac{M_t}{L} \right) \right\rceil$ 이다. 따라서 송

$$m = \frac{1}{L} \left\lceil \log_2 \left(\frac{M_T}{L} \right) \right\rceil + \log_2(M)$$

신 심볼과 (M-PSK 또는 M-QAM) 안테나 인덱스에 실어서 전송하는 총 정보량(m)은
로 정의될 수 있다.

$$M_T=4, L=2, \left\lceil \log_2 \left(\frac{M_T}{L} \right) \right\rceil = \left\lceil \log_2 6 \right\rceil = 2, M=2(BPSK) \text{인 경우를 가정하여 예시한다.}$$

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

수학적 식 11

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

수학적 식 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 BER성능을 개선하는 역할을 한다. θ 값은 송신 안테나 개수, 변조지수에 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.

χ_1, χ_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 BPSK심볼에 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.

이하, STBC-SSC 코드북에 대하여 설명한다. STBC-SSC 기법은 GBD-QOSTBC 코드워드 행렬을 QO-STBC 기법의 다이

버시티 이득을 유지하는 조건 하에서 코드워드 행렬을 변형한다. 이는 결과적으로 데이터 전송 시점에 따라서 순차적으로 1~ M 안테나를 사용하지 않는 것과 동일하다. M 번의 데이터 전송시간 동안 사용하는 안테나 패턴은 여러 가지가 있기 때문에 서로 다른 패턴을 구분하기 위해서 안테나 인덱스로 구성된 시퀀스를 정의한다. 정의된 시퀀스에 이진 비트 열을 할당 하고 데이터를 전송하는데 사용한다. 본 발명에서 제안하는 방식을 설명하기 위해서 기존의 STBC-SSC에서 정의한 코드북을 설명한다.

(1) $X_{QAM, QOSTBC}$: QO-STBC 심볼 벡터 코드북 (M-PSK, M-QAM 심볼로 구성)

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 $C_4^H C_4$ 을 아래 수학적 12를 살펴본다.

수학적 12

$$C_4^H C_4 = \begin{bmatrix} c & 0 & d & 0 \\ 0 & c & 0 & d \\ d & 0 & c & 0 \\ 0 & d & 0 & c \end{bmatrix}$$

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.

결과적으로, $X_{QAM, QOSTBC}$ 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

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

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.

(2) X_{G-STBC} : GBD-QOSTBC 심볼 벡터 코드북

상술한 수학적 4를 이용하여, QAM 또는 PSK 심볼로 정의되어 있는 $X_{QAM, QOSTBC}$ 의 코드워드 벡터들을 아래 수학적 14와 같이 GBD-QOSTBC 심볼로 변환한다.

수학식 14

$$\begin{aligned} \mathcal{X}_{\text{G-STBC}} &= \left\{ \mathbf{TDs}[1], \mathbf{TDs}[2], \dots, \mathbf{TDs}[M^{M_T/2}] \right\}, \text{ where } \mathbf{s}[k] \in \mathcal{X}_{\text{QAM, QOSTBC}} \\ &= \left\{ \mathbf{S}[1], \mathbf{S}[2], \dots, \mathbf{S}[M^{M_T/2}] \right\} = \left\{ \begin{bmatrix} S_1[1] \\ \vdots \\ S_{M_T/2}[1] \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} S_1[2] \\ \vdots \\ S_{M_T/2}[2] \end{bmatrix}, \dots, \begin{bmatrix} S_1[M^{M_T/2}] \\ \vdots \\ S_{M_T/2}[M^{M_T/2}] \end{bmatrix} \right\} \end{aligned}$$

[0057]

[0058] 수학식 14는 아래 수학식 15와 같이 단순히 코드워드 벡터간의 1:1 맵핑으로 이해할 수 있다.

수학식 15

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

[0059]

[0060] 수학식 14 및 수학식 15를 참조하면, 벡터 단위로 맵핑 되므로 수신 신호 벡터와 가장 가까운 $\mathcal{X}_{\text{G-STBC}}$ 의 코드워드 벡터를 결정한 이후, 역 연산을 통해서 $\mathcal{X}_{\text{QAM, QOSTBC}}$ 의 QAM심볼로 구성된 심볼 벡터를 찾는다. 수학식 14에서 사용된 기호들을 요약하면 아래와 같다.

[0061] - $\mathbf{S}[k]$: $M_T/2 \times 1$ 크기의 코드워드 벡터:

[0062] - $S_j[k]$: 벡터 $\mathbf{S}[k]$ 의 원소, $j \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}$

[0063] - $S_j[k] \in \Gamma$

[0064] (3) \mathcal{X}_{Ant} : 안테나 인덱스 시퀀스 코드북

[0065] 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 \mathcal{X}_{Ant} 이다. 안테나 시퀀스 코드북 \mathcal{X}_{Ant} 은 아래 수학식 16과 같이 나타낸다.

수학식 16

$$\mathcal{X}_{\text{Ant}} = \left\{ I_j, \mathbf{u}_j, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{\text{SSC}}}\} \right\}$$

[0066]

[0067] 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

$$I_j = (I_1, I_2), (I_3, I_4), \dots, (I_{M_T-1}, I_{M_T}) \quad , \quad \mathbf{u}_j = [u_1, u_2, u_3, \dots, u_{B_{SSC}}]$$

$$I_i \neq I_j, \quad \forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\},$$

$$u_b \in \{0, 1\} \quad , \quad b \in \{1, \dots, B_{SSC}\}$$

$$\mathbf{u}_i \neq \mathbf{u}_j \quad , \quad \forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}.$$

[0068]

[0069]

(4) X_H : 유효 채널 행렬들의 집합

[0070]

X_H 은 코드북 X_{Ant} 에 정의된 안테나 인덱스 시퀀스에 상응하는 $M_T \times M_T$ 크기의 유효 채널 행렬들의 집합이다. 본 정보는 개루프 MIMO 시스템에서는 단말만 갖고 있고, 아래의 수학식 18로 나타낸다.

수학식 18

$$X_H = \{\mathbf{H}_1, \mathbf{H}_2, \dots, \mathbf{H}_{2^{B_{SSC}}}\}, \quad \mathbf{H}_j \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}, j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}$$

[0071]

[0072]

수학식 18에서 B_{SSC} 는 위와 동일하게 안테나 인덱스 시퀀스에 할당하는 정보량이다. 행렬 \mathbf{H}_j 는 X_{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 유효 채널 \mathbf{H}_j 의 4개 원소를 아래와 같이 구성한다.

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

[0073]

[0074]

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

발명의 내용

해결하려는 과제

[0075]

상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 코드북 생성 방법을 제안하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0076]

본 발명의 실시예에 따른 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법은, 데이터를 채널 코딩하여 비트열을 생성하는 단계; 상기 비트열 중 특정 사이즈의 제 1 비트열을 안테나 시퀀스 코드북에 따라 안테나 시퀀스 코드워드에 할당하는 단계; 및 상기 할당된 안테나 시퀀스 코드워드가 지시하는 안테나 쌍의 순서에 따라 상기 수신단으로 상기 비트열 중 나머지 제 2 비트열을 송신하는 단계를 포함하고, 상기 안테나 시퀀스 코드북은 상기 제 1 비트열과 상기 안테나 시퀀스 코드워드와의 맵핑 관계를 지시하

고, 상기 안테나 시퀀스 코드워드는 2개의 타임 슬롯과 2개의 안테나 인덱스들로 정의되는 것을 특징으로 한다.

[0077] 바람직하게는, 상기 방법은, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 더 포함하고, 상기 안테나 시퀀스 코드북은, 요구되는 시퀀스의 개수에 따라 결정되는, 시퀀스 간 최소 해밍 거리에 기반하여 구성되는 것을 특징으로 한다.

[0078] 보다 바람직하게는, 상기 방법은, 상기 수신단으로부터 연산 처리 능력 정보를 수신하는 단계; 및 상기 연산 처리 능력 정보에 기반하여, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0079] 여기서, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계는, 상기 연산 처리 능력 정보가 제 1 임계값 이상인 경우, 제 2 임계값 미만의 시퀀스 간 최소 해밍 거리에 기반하여, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 포함할 수 있다. 반면에, 상기 연산 처리 능력 정보가 제 1 임계값 미만인 경우, 제 2 임계값 이상의 시퀀스 간 최소 해밍 거리에 기반하여, 상기 안테나 시퀀스 코드북을 구성하는 단계를 포함할 수도 있다.

발명의 효과

[0080] 본 발명의 실시예에 따르면 다중 안테나 기반 무선 통신 시스템에서 데이터 송신을 위한 효율적인 코드북을 생성할 수 있다.

[0081] 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

[0082] 도 1은 SM 기법의 개념도이다.

도 2는 STBC-SM 기법의 개념도이다.

도 3은 기존 STBC-SSC 기법 따른 코드워드 행렬 생성의 예를 도시한다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 시퀀스 생성 원리를 나타내는 개념도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0083] 시간/주파수/공간 자원이 고정되어 있을 때, 셀 당 주파수 효율을 증가시키기 위해서는 송신 데이터 스트림 당 정보량 (즉, 비트 수)을 높여야 한다. 즉, 변조 차수가 높은 M-PSK, M-QAM 등의 심볼을 전송한다. 그러나, 신호 성상도 위의 심볼 간 최소 거리가 줄어들어서, 동일 SNR에서 BER (Block Error Rate) 성능이 저하된다. 기지국이 송수신기 간의 채널정보를 활용 할 수 있는 폐루프 (closed-loop) MIMO 시스템에서는, MIMO 빔 형성 기법을 통해서 유효 수신 SNR을 증가시키는 방법으로 전송률 (Achievable Rate)을 직접적으로 증가시킬 수 있다.

[0084] 그러나 개루프 MIMO 시스템에서는, 빔 형성 기법에 의한 SNR 이득이 수신 안테나 개수에 의해서 결정되기 때문에, 기지국의 안테나가 많더라도 송신 전력을 증폭시키지 않는 한, 직접적으로 수신 SNR을 향상시키기 어렵다. 따라서, 개루프 MIMO 시스템에서 최소한 보장해야 하는 BER 제한 조건이 있을 때, 기존 개루프 MIMO 데이터 송수신 방식들보다 더 많은 데이터를 보낼 수 있는 STBC-SSC (space time block code- spatial sequence coding) 기법이 제시되었다.

[0085] 실제 무선 통신 시스템에서 Alamouti 코드를 사용하는 STBC 기법으로 데이터를 송수신 할 때, 단말은 짝수 번째 시점에 (또는 홀수 번째 시점에) 수신한 심볼에 켄레 복소수를 취해서 유효 수신 데이터로 사용한다. 이는 두 타임 슬롯 동안 사용한 유효 채널 벡터 간의 직교성이 성립하기 위한 조건이다. 이러한 조건 하에서 STBC-SSC 기법으로 만들 수 있는 시퀀스 개수가 크게 제한적이다.

[0086] 또한, 기존의 STBC-SSC 기법에서 제시한 방식으로는 서로 다른 인덱스 시퀀스 간의 중복되는 성분이 있을 때 (즉, 서로 다른 시퀀스에 상응하는 유효 채널 행렬들이 동일한 성분을 갖고 있는 경우), 시퀀스 간의 오류 확률이 증가하는 단점이 있다.

[0087] 이러한 문제를 해결하기 위하여 제안하는 본 발명의 기술적인 취지는 아래와 같다.

[0088] - STBC-SSC 기법으로 데이터를 송수신 할 때, 사용된 유효 채널 정보를 잘못 디코딩 하면 시퀀스에 실려 있는 데이터뿐만 아니라, 송신 데이터 스트림도 올바르게 디코딩 하지 못할 확률이 높다. 따라서, 시퀀스 간의 오류

확률을 최소화 하는 것은 매우 중요하다.

[0089] 따라서, 본 발명에서는 서로 다른 시퀀스 간의 중복되는 심볼(인덱스)를 고려해서 해밍 (Hamming) 거리를 정의하고, 이에 따라서 생성할 수 있는 시퀀스 개수를 제안하고 생성하는 방법을 설명한다. 또한, 사용하는 시퀀스 개수에 따라서 시퀀스간의 해밍 거리가 큰 것부터 사용할 수 있도록 가이드 라인을 제시한다. 또한, 안테나 인덱스 시퀀스로 실어 보내는 데이터의 오류 확률을 낮추기 위해서 시퀀스 코드북을 (x_{SSC}) 해밍 거리를 활용해서 결정하고, 결정된 시퀀스들 간의 오류 확률을 줄이기 위해서 시퀀스에 상응하는 송신 심볼 코드워드 행렬의 (또는 유효 채널 행렬들) 위상을 회전하는 방법을 제시한다.

[0090] - 짝수 번째 또는 홀수 번째 데이터 수신 시점에 단말이 수신 심볼에 곱해 복소수를 취하고, 두 타임 슬롯 동안 사용하는 안테나 쌍(pair)을 홀수 인덱스와 짝수 인덱스로 제한해서 구성하더라도, 본 발명에서 제시하는 방식으로 시퀀스에 실어 보낼 수 있는 정보량은 $\log_2 M - 2$ (채널 사용 당 비트 수 (bits/channel use))이다. 이는 기존 STBC-SSC 기법을 이용해서 어떠한 제한 조건도 없이 생성할 수 있는 최대 정보량 (채널 사용 당 비트 수)과 동일한 양이다.

[0091] 또한, 최대 다이버시티 이득이 1이고, 모든 송신 안테나 자원을 활용해서 얻을 수 있는 SM 이득이 $\log_2 M$ (bits/channel use)임을 감안할 때, 제안하는 방식은 최대로 얻을 수 있는 다이버시티 이득이 M 이고 안테나가 증가함에 따라서 동일한 스케일로 증가하는 장점이 있다. 따라서 기존의 Alamouti 코드 기반의 송수신기 동작을 고려했을 때, 본 발명은 STBC-SSC 기법을 실제 시스템에서 활용할 수 있게 하는 핵심 기술이라고 할 수 있다.

[0092] 우선, 동일하게 두 개의 타임 슬롯 및 두 개의 안테나를 사용해서 두 개의 데이터 심볼을 전송할 때, 기지국이 전송하는 심볼의 패턴을 변경하여 단말이 서로 다른 정보로 구분 할 수 있도록 Alamouti 블록을 기반으로 두 가지 패턴을 제시한다. 기지국 안테나가 두 개이고, 단말 안테나가 하나인 2x1 MISO (Multiple Input Single Output) 환경을 가정한다.

[0093] 기지국은 안테나 두 개를 사용해서 두 번의 심볼 전송 시간 동안 복소 심볼 S_1, S_2 을 전송한다. ($S_1, S_2 \in \Psi$ 또는 $S_1, S_2 \in \Gamma$) 이 때, 송신 심볼의 패턴에 따라서 이진 신호 0과 1을 아래 수학적 식 19와 같이 할당한다.

수학적 식 19

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{bmatrix} \rightarrow 0 \quad \begin{bmatrix} S_2 & S_1 \\ S_1^* & -S_2^* \end{bmatrix} \rightarrow 1$$

[0095] 두 경우 모두 두 타임 슬롯 동안 전송되는 심볼은 동일하다. 따라서 기지국은 두 개의 타임 슬롯 동안 두 개의 변조 신호 S_1, S_2 이외에 1 비트를 추가적으로 보낼 수 있다. 위와 같은 패턴으로 데이터를 전송 하였을 때, 상응하는 유효 채널은 아래 수학적 식 20과 같다.

수학적 식 20

$$\mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}, \quad \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_2 & h_1 \\ h_1^* & -h_2^* \end{bmatrix}$$

[0097] 수학적 식 20에서 h_1 는 기지국 안테나 1과 단말 안테나 간의 채널이고, h_2 는 기지국 안테나 2와 단말 안테나 간의 채널이다. 이 경우, 단말의 동작은 아래와 같다.

[0098] 단말은, 짝수 번째 수신 시점에 수신 심볼의 곱해 복소수를 취하고, 두 타임 슬롯 동안 받은 심볼을 기준으로 디코딩 한다. 또한, 단말은 위의 두 개의 유효 채널 행렬을 하나의 집합으로 갖고 있다. 위와 같은 유효 채널 행렬을 기반으로 아래 수학적 식 21과 같이 원신호를 찾는다.

수학식 21

$$\tilde{y}_0 = \left\| \mathbf{H}_0^H \mathbf{y} - \mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\|, \text{ where } \tilde{y}_0: \text{ real value}$$

$$\tilde{y}_1 = \left\| \mathbf{H}_1^H \mathbf{y} - \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\|, \text{ where } \tilde{y}_1: \text{ real value}$$

[0099]

[0100]

위 수학식 21에서 $\mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1$ 을 계산하면, 각각 대각 행렬임을 알 수 있다. 그러나, 송신 심볼 패턴에 상응하지 않는 유효 채널 행렬의 컬레 전치 행렬을 곱하면 직교성이 성립하지 않기 때문에 아래 수학식 22와 같은 결과를 얻을 수 있다.

수학식 22

$$\mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_0 = \begin{bmatrix} h_2^* & h_1 \\ h_1^* & -h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2h_2^* h_1 & h_2^* h_2 - h_1 h_1^* \\ h_1 h_1^* - h_2^* h_2 & 2h_1^* h_2 \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_2 & h_1 \\ h_1^* & -h_2^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2h_1^* h_2 & -h_2^* h_2 + h_1 h_1^* \\ -h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 2h_2^* h_1 \end{bmatrix}$$

[0101]

[0102]

반면, 송신 심볼에 상응하는 유효 채널 행렬의 컬레 전치 행렬을 곱하면 아래 수학식 23과 같이 대각 행렬이 된다.

수학식 23

$$\mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0 = \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix}$$

[0103]

[0104]

위의 수식들을 바탕으로, 수학식 19의 왼쪽에 나타난 패턴으로 (즉, 이진수 0) 데이터를 전송한다고 가정하고, 두 개의 유효 채널 행렬을 이용해서 단말이 원신호를 복원하는 과정을 살펴본다. 먼저, 송신 심볼 패턴에 상응하는 유효 채널 행렬에 대해서 다음 수학식 24와 같이 정리할 수 있다.

수학식 24

$$\begin{aligned} \tilde{y}_0(\mathbf{H}_0) &= \left\| \mathbf{H}_0^H \mathbf{y} - \mathbf{H}_0^H \mathbf{H}_0 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right) - \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| \\ &= \left\| \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| = 0 \end{aligned}$$

[0105]

[0106]

위의 수식과 같이 잡음이 없다고 가정한다면 아래 수학식 25와 같이 \tilde{y}_0 값이 0이된다.

수학식 25

$$\begin{aligned}\tilde{y}_0(\mathbf{H}_1) &= \left\| \mathbf{H}_1^H \mathbf{y} - \mathbf{H}_1^H \mathbf{H}_1 \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| = \left\| \begin{bmatrix} h_2^* & h_1 \\ h_1^* & -h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 & h_2 \\ h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| \\ &= \left\| \begin{bmatrix} 2h_2^* h_1 & h_2^* h_2 - h_1 h_1^* \\ h_1 h_1^* - h_2^* h_2 & 2h_1^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_1 h_1^* + h_2^* h_2 & 0 \\ 0 & h_1 h_1^* + h_2^* h_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_1 \\ S_2 \end{bmatrix} \right\| \\ &= \left\| \begin{bmatrix} (2h_2^* h_1 - h_1 h_1^* - h_2^* h_2) S_1 + (h_2^* h_2 - h_1 h_1^*) S_2 \\ (h_1 h_1^* - h_2^* h_2) S_1 + (2h_1^* h_2 - h_1 h_1^* - h_2^* h_2) S_2 \end{bmatrix} \right\| \\ &= \eta > 0, \text{ where } h_1 \neq h_2\end{aligned}$$

[0107]

[0108] $h_1 \neq h_2$ 이면 항상 0보다 크다. h_1, h_2 는 i.i.d 복소 가우시안 랜덤 변수로써 두 변수가 동일한 값을 가질 확률이 0에 가깝다. 따라서, 대부분 $\tilde{y}_0(\mathbf{H}_1) > \tilde{y}_0(\mathbf{H}_0)$ 라고 할 수 있다. 결과적으로, 단말에서는 기지국의 안테나 1과 안테나 2의 채널이 서로 바뀐 효과를 얻을 수 있고, 이를 이용해서 채널 사용 당 0.5 비트 (또는 bps/Hz)만큼 Alamouti 기법에 비해서 심볼에 실어 보내는 데이터량을 줄일 수 있다.

[0109] 마지막으로, 서로 다른 Alamouti 블록들에 대해서 모두 다 위와 같은 방식이 가능한 것은 아니다. 수학식 19에서 제시한 첫 번째 송신 심볼 패턴과 아래 수학식 26의 심볼 패턴을 단말에서 구분할 수 없다.

수학식 26

$$\begin{bmatrix} S_2 & S_1 \\ -S_1^* & S_2^* \end{bmatrix} \rightarrow \mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} h_2 & h_1 \\ -h_1^* & h_2^* \end{bmatrix}$$

[0110]

[0111] 이하, 구체적인 예를 들어 설명한다.

[0112] 송신 심볼 벡터 코드북 (단, 변조 차수는 BPSK)은 $\mathbf{s} = \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \end{bmatrix} \rightarrow \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} -1 \\ -1 \end{bmatrix} \right\} = \{11, 10, 01, 00\}$ 이고, 송신 심볼 및 유효 채널 행렬은 위의 수학식 19, 수학식 20에서 제시한 것을 동일하며, 3 비트 시퀀스로서 111을 전송한다고 가정한다.

[0113] 이 경우, 첫 번째 비트 1은 심볼 패턴에 따른 데이터, 나머지 두 비트는 BPSK 심볼로 전송한다면, 송신 심볼 패턴은 $\begin{bmatrix} S_2 & S_1 \\ S_1^* & -S_2^* \end{bmatrix}$ 이고, 두 심볼은 $S_1=1, S_2=1$ 이다. 가능한 송신 심볼 벡터 4개에 대해서 모두 계산할 필요가 있지만, 설명의 편의를 위하여 송신 심볼 $S_1=1, S_2=1$ 을 가정하고, 송신 심볼 패턴에 대해서 서로 다른 정보로 구분 가능한지 살펴본다.

[0114] 수신 심볼 벡터가 아래 수학식 27과 같고, ML (Maximum Likelihood) 디코딩은 아래 수학식 28에 따르며, 잡음은 없다고 가정한다.

수학식 27

$$\mathbf{y}_{2 \times 1} = \begin{bmatrix} h_2 & h_1 \\ h_1^* & -h_2^* \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \mathbf{n}_{2 \times 1}, \quad \mathbf{n}_{2 \times 1}: \text{white Gaussian noise vector}$$

[0115]

수학식 28

$$j^* = \arg \min_{v_j} \left\| \mathbf{H}_j^H \mathbf{y}_{2 \times 1} - \mathbf{H}_j \mathbf{H}_j^H \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\|_2$$

이와 같은 경우, 잡음이 없다고 가정하면, $\mathbf{H}_0, \mathbf{H}_1$ 에 대해서 다음 수학식 29와 같이 유도할 수 있다.

수학식 29

$$\begin{aligned} j=0: l_0 &= \left\| \begin{bmatrix} 2h_1^* h_2 & -h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \\ -h_1^* h_1 + h_2^* h_2 & 2h_2^* h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_2^* h_2 + h_1^* h_1 & 0 \\ 0 & h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\|_2 \\ &= \left\| \begin{bmatrix} 2h_1^* h_2 - h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \\ -h_1^* h_1 + h_2^* h_2 + 2h_2^* h_1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \\ h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \end{bmatrix} \right\|_2 = \left\| \begin{bmatrix} 2h_1^* h_2 - 2h_2^* h_2 \\ -2h_1^* h_1 + 2h_2^* h_1 \end{bmatrix} \right\|_2, \\ j=1: l_1 &= \left\| \begin{bmatrix} h_2^* h_2 + h_1^* h_1 & 0 \\ 0 & h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} h_2^* h_2 + h_1^* h_1 & 0 \\ 0 & h_2^* h_2 + h_1^* h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \right\|_2 = 0. \end{aligned}$$

$h_1 \neq h_2$ 이면, 항상 l_1 이 l_0 보다 작기 때문에 \mathbf{H}_1 이 선택된다. 따라서 사용된 채널을 정확하게 찾고, 송신 심볼도 오류 없이 복원 한다면, 전송된 이진 데이터 111을 얻을 수 있다.

다음으로, 시퀀스 코드워드를 생성하는 방법에 관하여 설명한다. 본 발명을 설명하기에 앞서, 기존 STBC-SSC 기법에 따른 시퀀스 코드워드 생성 방법에 대해서 간략하게 설명한다. 도 3은 기존 STBC-SSC 기법 따른 코드워드 행렬 생성의 예를 도시한다.

기존의 GBD-QOSTBC 방식은 아래에 나타낸 바와 같이 블록대각행렬 형태의 코드워드를 사용한다. 총 M 타임 슬롯 동안 두 타임 슬롯을 기준으로 Alamouti 블록을 구성해서 M 개 데이터 심볼을 전송한다 ($S_j \in \Gamma$). 그러나 블록대각행렬이 아니더라도 QOSTBC 기법의 평균적인 BER 성능은 동일한 것에 착안하여 STBC-SSC 기법은 Alamouti 블록을 전송하되 시간에 따라서 사용하는 안테나들의 순서를 임의로 조정함으로써 여러 개의 코드워드 행렬을 (즉, 송신 심볼로 구성된 행렬을) 만들고 시간에 따라서 사용하는 안테나 인덱스에 따라서 시퀀스를 정의한다.

그러나, $M > 2$ 타임 슬롯 동안 채널이 변하지 않는다면, 반드시 연속적인 두 타임 슬롯에서 전송된 심볼벡터 간의 직교성이 보장되어야 하는 것은 아니다. 극단적으로, 처음 전송된 2×1 심볼벡터와 마지막에 전송된 2×1 심볼벡터 간의 직교성이 성립해서 이 두 심볼벡터가 전송된 타임 슬롯을 기준으로 Alamouti 블록을 구성할 수도 있다.

따라서 본 발명에서 제안하는 방식은 다이버시티 이득을 위해서 GBD-QOSTBC 심볼들을 이용해서 ($S_j \in \Gamma$, $j=1, 2, \dots, M$) Alamouti 블록을 구성하되, 전체 타임 슬롯 $1 \sim M$ 가운데 두 타임 슬롯을 선택하고, 이 때 사용하는 두 개의 안테나를 결정한다. 이후, 이에 상응하는 (즉, $M \times M$ 행렬의) 원소 4개를 기준으로 하나의 Alamouti 블록을 구성한다.

단, 짝수 번째 시점에 받은 신호의 켤레 복소수가 실제 수신신호로 저장되고, 원신호를 복원하는데 사용되는 것을 고려한다. 이에 따라서 전체 타임 슬롯 $1 \sim M$ 가운데, 홀수 및 짝수 번째 타임 슬롯을 하나의 쌍으로 Alamouti 블록을 구성한다. 아래 수학식 30의 행렬을 고려해보자.

수학식 30

$$\mathbf{E}_{M_T} = \begin{bmatrix} S_1 & 0 & 0 & S_2 \\ 0 & -S_3^* & S_4^* & 0 \\ 0 & S_4 & S_3 & 0 \\ -S_2^* & 0 & 0 & S_1^* \end{bmatrix}$$

[0125]

[0126]

수학식 28에서 가로 축은 안테나 인덱스를, 세로 축은 타임 슬롯을 나타낸다. 수학식 28의 경우, 첫 번째 및 네 번째 타임 슬롯에 전송된 심볼 벡터가 수직이고, 두 번째, 세 번째 타임 슬롯에 전송된 심볼 벡터가 수직이다. 각 송신 시점에 사용된 안테나는, t=1일때 안테나 인덱스 (1,4)이고, t=2,3일때 안테나 인덱스 (2,3)이며, t=4인 경우 안테나 인덱스 (1,4)이다. 따라서, 기존의 방식과 동일하게 두 타임 슬롯을 기준으로 순차적으로 사용된 안테나 인덱스를 시퀀스로 정의하기 어렵기 때문에 시퀀스 코드북을 아래에서 정의하는 것을 제안한다.

[0127]

우선, 시퀀스를 생성하는데 필요한 시공간 자원에 대해서 정의한다.

[0128]

- 안테나 인덱스 집합: $1 \sim M_T$ 송신 안테나 가운데, 두 개의 인덱스를 하나의 쌍으로 구성하고, 서로 다른 $M_T/2$ 개의 안테나 인덱스 쌍이 하나의 안테나 인덱스 집합을 구성한다. 하나의 안테나 인덱스 집합에서 동일한 인덱스가 중복되지 않는다. 또한, 서로 다른 안테나 인덱스 집합이 동일한 안테나 인덱스 쌍을 가질 수 없다. 1번째 안테나 인덱스 집합을 다음 수학식 31과 같이 나타낸다.

수학식 31

$$\begin{aligned} A_l &= \{(a_1, a_2), (a_3, a_4), \dots, (a_{M_T-1}, a_{M_T})\} \\ l &\in \{1, 2, \dots, 2M_T - 2\} - \text{총 안테나 인덱스 집합의 개수: } 2M_T - 2 \text{ 개} \\ a_i, a_j &\in \{1, 2, \dots, M_T\}, \text{ where } a_i \neq a_j \text{ for } i \neq j, i, j \in \{1, 2, \dots, M_T\} \\ (a_i, a_j) &\neq (a_j, a_i) \text{ for } i \neq j \text{ where } i, j \in \{1, 2, \dots, M_T\} \\ \text{If } (a_i, a_j) &\in A_l, \text{ then } (a_i, a_j) \notin A_k \text{ for } k \in \{1, 2, \dots, 2M_T - 2\}, k \neq l \end{aligned}$$

[0129]

[0130]

- 타임 슬롯 집합: 홀수 및 짝수 타임 슬롯이 하나의 쌍을 이루고, 서로 다른 $M_T/2$ 개의 쌍이 하나의 타임 슬롯 집합을 구성한다. 동일한 집합 내에서 중복되는 인덱스는 없다. k번째 타임 슬롯 집합을 다음 수학식 32와 같이 나타낸다.

수학식 32

$$\begin{aligned} T_k &= \{(t_1, t_2), (t_3, t_4), \dots, (t_{M_T-1}, t_{M_T})\} \\ k &\in \{1, 2, \dots, M_T/2\} - \text{총 타임 슬롯 집합의 개수: } M_T/2 \text{ 개} \\ t_{2j-1} &\in \{1, 3, \dots, M_T - 1\}, t_{2j} \in \{2, 4, \dots, M_T\}, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, M_T/2\} \\ (t_i, t_j) &\neq (t_j, t_i), i, j \in \{1, 2, \dots, M_T\}, i \neq j \\ \text{If } (t_i, t_j) &\in T_l, \text{ then } (t_i, t_j) \notin T_k \text{ for } l, k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}, k \neq l \end{aligned}$$

[0131]

[0132]

다음으로, 사용하는 코드북을 정의한다. 용어 상의 혼동을 피하기 위해서 시퀀스 생성을 위한 시공간 자원에 대

한 것은 집합으로 나타냈고, 시퀀스 집합은 코드북으로 정의한다. 유효 채널 코드북 및 송신 심볼 코드북은 시퀀스 코드북에 따라서 자연스럽게 결정된다.

[0133] (A) X_{SSC} : 시퀀스 코드북은 기지국 및 단말 모두가 갖고 있는 정보로서, 아래 수학식 33과 같이 정의된다.

수학식 33

[0134]
$$\mathcal{X}_{SSC} = \{I(j, T_k), \mathbf{u}(j, T_k) : k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}, j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}/M_T/2}\}\}$$

[0135] 여기서, B_{SSC} 는 안테나 인덱스 시퀀스에 할당해서 전송하는 정보량으로서, 그 단위는 비트이다. $I(j, T_k)$ 는 k번째 타임 슬롯 집합에 맵핑된 j 번째 시퀀스로서 아래 수학식 34와 같이 정의된다.

수학식 34

[0136]
$$I(j, T_k) = ((a_1, a_2), (t_1, t_2)), \dots, ((a_{M_T-1}, a_{M_T}), (t_{M_T-1}, t_{M_T}))$$

$$j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}$$

[0137] 또한, $\mathbf{u}(j, T_k)$ 는 시퀀스 $I(j, T_k)$ 에 상응하는 이진 비트 열으로서, 아래 수학식 35와 같이 정의된다.

수학식 35

[0138]
$$\mathbf{u}(j, T_k) = [u_1, u_2, u_3, \dots, u_{B_{SSC}}]$$

$$u_b \in \{0, 1\}, \text{ where } b \in \{1, \dots, B_{SSC}\}$$

[0139] (B) X_H : 유효 채널행렬 코드북은 X_{SSC} 에 정의된 시퀀스에 상응하는 $M_T \times M_T$ 크기의 유효 채널 행렬들의 집합을 의미하여, 단말만 가지고 있는 정보로서, 아래 수학식 36과 같이 정의된다.

수학식 36

[0140]
$$\mathcal{X}_H = \{\mathbf{H}_{j,k} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}/M_T/2}\}, k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\}\}$$

[0141] (C) X_S : 송신 심볼 코드북은 상기 X_{SSC} 에 정의된 시퀀스에 상응하는 $M_T \times M_T$ 크기의 송신 심볼로 구성된 행렬들의 집합을 의미하고, 기지국만 가지고 있는 정보로서, 아래 수학식 37과 같이 표현된다.

수학식 37

[0142]
$$\mathcal{X}_S = \{\hat{\mathbf{S}}_{j,k} \in \mathbb{C}^{M_T \times M_T}, \text{ where } j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}/M_T/2}\}\}$$

[0143] 수학식 37에서 정의한 행렬 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}$ 는 X_{SSC} 의 $I(j, T_k)$ 에 따라서 결정된다. k번째 타임 슬롯 집합에 맵핑된 시퀀스들 가운데, 임의의 j 번째 시퀀스를 아래 수학식 38과 같이 나타낸다.

수학식 38

$$I(j, T_k) = ((a_1, a_2), (t_1, t_2)), \dots, ((a_{M_T-1}, a_{M_T}), (t_{M_T-1}, t_{M_T})) \text{ where } T_k = \{(t_1, t_2), (t_3, t_4), \dots, (t_{M_T-1}, t_{M_T})\}$$

[0144]

[0145] 또한, 시퀀스 $I(j, T_k)$ 을 구성하는 첫 번째 심볼 $((a_1, a_2), (t_1, t_2))$ 을 기준으로 송신 심볼 행렬 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}$ 에서 하나의 Alamouti 블록을 구성하면, (a_1, a_2) 가 열 벡터 인덱스, (t_1, t_2) 가 행 벡터의 인덱스로, 행렬의 네 개의 원소 (a_1, t_1) , (a_1, t_2) , (a_2, t_1) , (a_2, t_2) 가 하나의 Alamouti 블록이 되며, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_1, a_1) = S_{a_1}$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_1, a_2) = S_{a_2}$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_2, a_1) = -S_{a_2}^*$ 및 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_2, a_2) = S_{a_1}^*$ 로 나타낼 수 있다.

[0146] 마찬가지로, 이에 상응하는 유효 채널 $\bar{\mathbf{H}}_j$ 의 원소 4 개를 $\bar{\mathbf{H}}_j(t_1, t_1) = \mathbf{h}(a_1)$, $\bar{\mathbf{H}}_j(t_1, t_2) = \mathbf{h}(a_2)$, $\bar{\mathbf{H}}_j(t_2, t_1) = \mathbf{h}(a_2)^*$ 및 $\bar{\mathbf{H}}_j(t_2, t_2) = -\mathbf{h}(a_1)^*$ 로 나타낼 수 있다.

[0147] QAM기반의 심볼 벡터로 구성된 코드북 $X_{\text{QAM, QOSTBC}}$, 이에 상응하는 GBD-QOSTBC 심볼벡터 코드북 $X_{\text{G-QOSTBC}}$ 은 본 출원의 발명의 배경이 되는 기술에서 상술한 것과 동일하다.

[0148] 위의 코드북 및 집합에 대한 설명을 바탕으로 시퀀스 생성 및 데이터 송수신을 위한 기지국과 단말의 전체적인 동작에 대한 전체적인 절차는 다음과 같다. 먼저 수학식 32 에서 나타낸 타임 슬롯 집합 $T_k = \{(t_1, t_2), (t_3, t_4), \dots, (t_{M_T-1}, t_{M_T})\}$ 을 정의하고, 수학식 31에서 안테나 인덱스 집합 $A_l = \{(a_1, a_2), (a_3, a_4), \dots, (a_{M_T-1}, a_{M_T})\}$ 을 정의한다.

[0149] 다음으로, l 번째 안테나 인덱스 집합 A_l 에 정의된 $M_T/2$ 개의 안테나 쌍을 나열해서 안테나 인덱스 시퀀스를 만든다. $M_T/2$ 개의 안테나 쌍을 나열하므로 집합 A_l 로 총 $\frac{M_T!}{2}$ 개의 시퀀스를 만들 수 있다. $A_1, A_2, \dots, A_{2M_T-2}$ 에 대해서 동일하게 수행한다. 생성한 안테나 인덱스 시퀀스들을 앞서 정의한 타임 슬롯 집합 T_k 에 맵핑해서, 궁극적으로 수학식 38과 같은 시퀀스 $I(j, T_k)$ 를 정의하고, 생성된 시퀀스에 2진 비트열 $\mathbf{u}(j, T_k)$ 을 할당한다.

[0150] 다음으로, 정의한 $I(j, T_k)$, $\mathbf{u}(j, T_k)$ 으로 시퀀스 코드북 X_{SSC} 을 구성한다. 코드북 정보를 기지국 및 단말이 공유하고, 단말은 추정된 채널 정보를 바탕으로 수학식 36에서 정의한 유효 채널 행렬 코드북을 구성한다. 기지국은 수학식 37에서 정의한 송신 심볼 행렬을 원소로 갖는 집합을 만든다.

[0151] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 시퀀스 생성 원리를 나타내는 개념도이다.

[0152] 도 4를 참조하면, 안테나 인덱스 집합 A_l 을 활용하여, 해서 여러 개의 시퀀스를 생성할 수 있고, 이때 임의의 j 번째 안테나 인덱스 시퀀스 $I(j)$ 를 타임 슬롯 집합 T_1, T_2 에 각각 맵핑해서 두 개의 시퀀스를 생성하는 것을 볼 수 있다. 도 4에서 큰 원 안의 작은 원들이 각각 독립적인 시퀀스를 의미한다.

[0153] 이하, 타임 슬롯 집합 맵핑을 통한 서로 다른 시퀀스 생성을 구체적인 예를 들어 설명한다.

[0154] 우선, $I(j) = (1, 2), (3, 4), (5, 6), (7, 8)$ 와 같이 가정하고, $T_1 = (1, 2), (3, 4), (5, 6), (7, 8)$, $T_2 = (1, 8), (7, 2), (5, 4), (3, 6)$ 와 같이 서로 다른 두 개의 타임 슬롯 집합을 고려한다면, 다음 수학식 39와 같이 2개의 시퀀스로 나타낼 수 있다.

수학식 39

$$I(j, T_1) = \left(\underbrace{(1,2)}_{\text{antenna index}}, \underbrace{(1,2)}_{\text{time index}} \right), ((3,4), (3,4)), ((5,6), (5,6)), ((7,8), (7,8))$$

$$I(j, T_2) = \left(\underbrace{(1,2)}_{\text{antenna index}}, \underbrace{(1,8)}_{\text{time index}} \right), ((3,4), (7,2)), ((5,6), (5,4)), ((7,8), (3,6))$$

[0155]

[0156] 수학식 39에서 심볼들은 총 4개의 인덱스로 구성되어 있고, 처음 두 개의 인덱스는 안테나 인덱스, 나머지 다음 두 개 인덱스는 타임 슬롯 인덱스를 의미한다. 이에 상응하는 송신 심볼 코드북 $\mathcal{X}_S = \{\hat{\mathbf{S}}_{j,1}, \hat{\mathbf{S}}_{j,2}\}$ 은 아래 수학식 40의 행렬로 구성된다.

수학식 40

$$\hat{\mathbf{S}}_{j,1} = \begin{bmatrix} S_1 & S_2 & & & & & & \\ -S_2^* & S_1^* & & & & & & \\ & & S_3 & S_4 & & & & \\ & & -S_4^* & S_3^* & & & & \\ & & & & S_5 & S_6 & & \\ & & & & -S_6^* & S_5^* & & \\ & & & & & & S_7 & S_8 \\ & & & & & & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{S}}_{j,2} = \begin{bmatrix} S_1 & S_8 & & & & & & \\ & & S_7 & S_2 & & & & \\ & & & & & S_3 & S_6 & \\ & & & & -S_4^* & S_5^* & & \\ & & & & S_5 & S_4 & & \\ & & & & & & -S_6^* & S_3^* \\ & & & & & & & \\ -S_8^* & S_1^* & & -S_2^* & S_7^* & & & \end{bmatrix}$$

[0157]

[0158] 상기 수학식 40의 행렬 $\hat{\mathbf{S}}_{j,1}, \hat{\mathbf{S}}_{j,2}$ 에서 가로 축은 안테나 인덱스, 세로 축은 타임 슬롯 인덱스를 의미한다. 시퀀스를 구성하는 하나의 심볼이 $((a_1, a_2), (t_1, t_2))$, a_1, a_2 가 안테나 인덱스, t_1, t_2 가 a_1, a_2 에 상응하는 심볼의 타임 슬롯 인덱스를 의미하며, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_1, a_1) = S_{a_1}$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_1, a_2) = S_{a_2}$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_2, a_1) = -S_{a_1}^*$ 및 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(t_2, a_2) = S_{a_1}^*$ 로 맵핑한다.

[0159] 상기 수학식 39에서 시퀀스 $I(j, T_2)$ 의 첫 번째 심볼을 살펴보면, 타임 슬롯 인덱스 쌍이 (1,8)이고, 안테나 인덱스가 (1,2)임을 알 수 있다. 이에 대해서 송신 심볼 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}$ 의 원소를 $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(1,1) = S_1$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(1,2) = S_8$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(8,1) = -S_8^*$, $\hat{\mathbf{S}}_{j,k}(8,2) = S_1^*$ 와 같이 결정한다. 다른 원소들도 동일한 원리로 결정한다. 이에 상응하는 유효 채널 행렬들의 집합 $\mathcal{X}_H = \{\hat{\mathbf{H}}_{j,1}, \hat{\mathbf{H}}_{j,2}\}$ 을 아래 수학식 41에 나타냈다.

수학식 41

$$\hat{\mathbf{H}}_{j,1} = \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & & & & & & \\ h_2^* & -h_1^* & & & & & & \\ & & h_3 & h_4 & & & & \\ & & h_4^* & -h_3^* & & & & \\ & & & & h_5 & h_6 & & \\ & & & & h_6^* & -h_5^* & & \\ & & & & & & h_7 & h_8 \\ & & & & & & h_8^* & -h_7^* \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{H}}_{j,2} = \begin{bmatrix} h_1 & & & & & & & h_2 \\ & h_4 & & & & & & h_3 \\ & & h_7 & & & & & h_8 \\ & & & -h_5^* & h_6^* & & & \\ & & & h_6 & h_5 & & & \\ & & & & & & -h_7^* & \\ & & & h_8^* & & & & -h_4^* \\ & & & h_3^* & & & & -h_1^* \end{bmatrix}$$

[0160]

[0161] 상기 수학적 식 41의 유효 채널 행렬 두 개는 $\bar{\mathbf{H}}_J(t_1, t_1) = \mathbf{h}(a_1)$, $\bar{\mathbf{H}}_J(t_1, t_2) = \mathbf{h}(a_2)$, $\bar{\mathbf{H}}_J(t_2, t_1) = \mathbf{h}(a_2)^*$ 및 $\bar{\mathbf{H}}_J(t_2, t_2) = -\mathbf{h}(a_1)^*$ 에 따라서 맵핑한 결과이다.

[0162] 본 예에서 두 개의 송신 심볼 행렬 $\hat{\mathbf{S}}_{j,1}, \hat{\mathbf{S}}_{j,2}$ 간의 중복되는 원소가 있음을 알 수 있다. 마찬가지로, 두 개의 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_{j,1}, \bar{\mathbf{H}}_{j,2}$ 사이에도 중복되는 원소가 있다. 이는 두 행렬 $\hat{\mathbf{S}}_{j,1}, \hat{\mathbf{S}}_{j,2}$ 가운데 어떠한 형태로 데이터가 전송되었는지 찾을 때 시퀀스 디코딩 오류가 발생할 확률을 증가시킨다. 따라서 중복되는 원소가 없도록 시퀀스 코드북을 구성하거나, 유효 채널 행렬로 사용된 시퀀스를 추정할 때, 오류 확률을 줄일 수 있는 방법이 필요하다.

[0163] 먼저, 유효 채널 행렬 (또는 송신 심볼 행렬) 간의 겹치는 원소가 없도록 시퀀스 코드북을 구성하는 방법을 설명한다. 오류 확률이 가장 낮지만, 만들 수 있는 시퀀스의 개수가 크게 제한적이다. 이러한 시퀀스는 최대 M_t 개까지 만들 수 있다. 즉, 시퀀스에 실어 보낼 수 있는 정보량은 채널 사용 당 최대 $1/M_t \log_2 M_t$ 비트이다. 설명의 편의를 위하여 $M_t=8$ 를 가정하여 설명한다.

[0164] 우선, 타임 슬롯 집합을 $T_1=(t_1, t_2), (t_3, t_4), (t_5, t_6), (t_7, t_8) \rightarrow (1,2), (3,4), (5,6), (7,8)$ 와 같이 가정한다. 위의 타임 슬롯 집합 이외에 다른 집합을 고려해도 무방하지만, 서로 다른 타임 슬롯 집합 두 개를 고려할 경우, 항상 유효 채널 행렬 (또는 송신 심볼 행렬) 간의 중복되는 원소가 있다. 따라서 위와 같이 가장 단순한 타임 슬롯 집합을 고려하는 것으로 충분하다. 8개의 송신 심볼이 전송되는 시점은 다음 수학적 식 42과 같이 결정되어 있다.

수학적 식 42

$$\begin{aligned} S_1, S_2 &\rightarrow (t_1, t_2) = (1, 2) \\ S_3, S_4 &\rightarrow (t_3, t_4) = (3, 4) \\ S_5, S_6 &\rightarrow (t_5, t_6) = (5, 6) \\ S_7, S_8 &\rightarrow (t_7, t_8) = (7, 8) \end{aligned}$$

[0165]

[0166] 시간에 따라서 전송할 심볼의 순서는 결정되어 있고, 전송 시점에 따라서 사용할 안테나 인덱스를 결정한다. 안테나 인덱스 집합을 $A_1=\{(1,2), (3,4), (5,6), (7,8)\}$ 과 같이 가정한다.

[0167] 시퀀스를 구성하는 인덱스가 중복되지 않도록 만들 수 있는 시퀀스는 아래의 네 가지 (①, ②, ③, ④)로 제한된다. 이에 상응하는 유효 채널 행렬 (또는 송신 심볼 행렬) 간의 원소도 중복되는 것이 없다.

[0168] ① (1,2), (3,4), (5,6), (7,8)

[0169] ② (3,4), (1,2), (7,8), (5,6).

[0170] ③ (5,6), (7,8), (3,4), (1,2)

[0171] ④ (7,8), (5,6), (1,2), (3,4).

[0172] 이를 본 발명의 시퀀스로 나타내면,

[0173] ① $I(1, T_1) = ((1,2), (1,2)), ((3,4), (3,4)), ((5,6), (5,6)), ((7,8), (7,8)).$

[0174] ② $I(2, T_1) = ((3,4), (1,2)), ((1,2), (3,4)), ((7,8), (5,6)), ((5,6), (7,8))$

[0175] ③ $I(3, T_1) = ((5,6), (1,2)), ((7,8), (3,4)), ((3,4), (5,6)), ((1,2), (7,8))$

[0176] ④ $I(4, T_1) = ((7, 8), (1, 2)), ((5, 6), (3, 4)), ((1, 2), (5, 6)), ((3, 4), (7, 8))$

[0177] 위의 4가지 경우에 (①, ②, ③, ④) 상응하는 송신 심볼 행렬과 유효 채널 행렬은 순서대로 수학식 43 내지 수학식 46와 같다.

수학식 43

[0178]

$$\begin{bmatrix} S_1 & S_2 & & & & & & \\ -S_2^* & S_1^* & & & & & & \\ & & S_3 & S_4 & & & & \\ & & -S_4^* & S_3^* & & & & \\ & & & & S_5 & S_6 & & \\ & & & & -S_5^* & S_6^* & & \\ & & & & & & S_7 & S_8 \\ & & & & & & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & & & & & & \\ h_2^* & -h_1^* & & & & & & \\ & & h_3 & h_4 & & & & \\ & & h_4^* & -h_3^* & & & & \\ & & & & h_5 & h_6 & & \\ & & & & h_6^* & -h_5^* & & \\ & & & & & & h_7 & h_8 \\ & & & & & & h_8^* & -h_7^* \end{bmatrix}$$

수학식 44

[0179]

$$\begin{bmatrix} & & S_1 & S_2 & & & & \\ & & -S_2^* & S_1^* & & & & \\ S_3 & S_4 & & & & & & \\ -S_4^* & S_3^* & & & & & & \\ & & & & S_5 & S_6 & & \\ & & & & -S_5^* & S_6^* & & \\ & & & & & & S_7 & S_8 \\ & & & & & & -S_8^* & S_7^* \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_3 & h_4 & & & & & & \\ h_4^* & -h_3^* & & & & & & \\ & & h_1 & h_2 & & & & \\ & & h_2^* & -h_1^* & & & & \\ & & & & h_7 & h_8 & & \\ & & & & h_8^* & -h_7^* & & \\ & & & & & & h_5 & h_6 \\ & & & & & & h_6^* & -h_5^* \end{bmatrix}$$

수학식 45

[0180]

$$\begin{bmatrix} & & & S_1 & S_2 & & & \\ & & & -S_2^* & S_1^* & & & \\ & & & & & S_3 & S_4 & \\ & & & & & -S_4^* & S_3^* & \\ & & & & & & & S_5 & S_6 \\ & & & & & & & -S_5^* & S_6^* \\ S_7 & S_8 & & & & & & & \\ -S_8^* & S_7^* & & & & & & & \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_5 & h_6 & & & & & & \\ h_6^* & -h_5^* & & & & & & \\ & & h_7 & h_8 & & & & \\ & & h_8^* & -h_7^* & & & & \\ & & & & h_3 & h_4 & & \\ & & & & h_4^* & -h_3^* & & \\ & & & & & & h_1 & h_2 \\ & & & & & & h_2^* & -h_1^* \end{bmatrix}$$

수학식 46

[0181]

$$\begin{bmatrix} & & & & S_1 & S_2 & & \\ & & & & -S_2^* & S_1^* & & \\ & & & S_3 & S_4 & & & \\ & & & -S_4^* & S_3^* & & & \\ S_5 & S_6 & & & & & & \\ -S_5^* & S_6^* & & & & & & \\ & & S_7 & S_8 & & & & \\ & & -S_8^* & S_7^* & & & & \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_7 & h_8 & & & & & & \\ h_8^* & -h_7^* & & & & & & \\ & & h_5 & h_6 & & & & \\ & & h_6^* & -h_5^* & & & & \\ & & & & h_1 & h_2 & & \\ & & & & h_2^* & -h_1^* & & \\ & & & & & & h_3 & h_4 \\ & & & & & & h_4^* & -h_3^* \end{bmatrix}$$

[0182] 다음으로, 상술한 방식을 활용해서 추가적으로 시퀀스를 만든다. 본 예에서 제시한 송신 심볼 행렬을 구성하고 있는 Alamouti 블록은 수학식 19에서 제시한 두 개의 심볼 패턴 가운데, 첫 번째 것에 해당된다. 이를 수학식 19에서 제시한 두 번째 패턴으로 변경한다. 임의의 $i, j (i \neq j)$ 에 대해서 나타내면 아래 수학식 47와 같다.

수학식 47

$$\begin{bmatrix} S_i & S_j \\ -S_j^* & S_i^* \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} S_j & S_i \\ S_i^* & -S_j^* \end{bmatrix}, \quad \forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, M_T\}$$

[0183]

[0184] 이를 각 심볼 (인덱스 쌍)에서 인덱스의 위치를 서로 변경한 것으로 정의한다.

[0185] ⑤ (2,1), (4,3), (6,5), (8,7)

[0186] ⑥ (4,3), (2,1), (8,7), (6,5)

[0187] ⑦ (6,5), (8,7), (4,3), (2,1)

[0188] ⑧ (8,7), (6,5), (2,1), (4,3)

[0189] 위와 마찬가지로, $I(5, T_1), I(6, T_1), I(7, T_1), I(8, T_1)$ 으로 나타낼 수 있다.

[0190] ⑤ 번에 해당되는 송신 심볼 행렬 및 유효 채널 행렬은 아래 수학식 48와 같다. 홀수 인덱스와 짝수 인덱스에 해당되는 원소들이 뒤바뀐 것으로, ⑥, ⑦, ⑧번의 경우 역시 동일한 원리로 결정된다.

수학식 48

$$\begin{bmatrix} S_2 & S_1 & & & & & & \\ S_1^* & -S_2^* & & & & & & \\ & & S_4 & S_3 & & & & \\ & & S_3^* & -S_4^* & & & & \\ & & & & S_6 & S_5 & & \\ & & & & S_5^* & -S_6^* & & \\ & & & & & & S_8 & S_7 \\ & & & & & & S_7^* & -S_8^* \end{bmatrix} \rightarrow \begin{bmatrix} h_2 & h_1 & & & & & & \\ h_1^* & -h_2^* & & & & & & \\ & & h_4 & h_3 & & & & \\ & & h_3^* & -h_4^* & & & & \\ & & & & h_6 & h_5 & & \\ & & & & h_5^* & -h_6^* & & \\ & & & & & & h_8 & h_7 \\ & & & & & & h_7^* & -h_8^* \end{bmatrix}$$

[0191]

[0192] 결과적으로, 본 예제에서 만들 수 있는 시퀀스는 8개이고, 동일한 원리로 임의의 M_T 에 대해서 M_T 개를 만들 수 있다.

[0193] 그러나, 데이터를 시퀀스에 더 실어 보내기 위해서는 보다 많은 시퀀스를 만들어야 하는데, 유효 채널 행렬 간의 원소가 중복되는 것을 피하기 어렵다. 이하에서는, 시퀀스 간의 인덱스가 중복되는 정도를 고려해서 시퀀스를 만드는 방법을 설명하고, 이를 바탕으로 시퀀스들을 결정하는 기준을 설명한다.

[0194] 보다 구체적으로, 시퀀스 간의 해밍 거리 (Hamming distance)를 고려해서 필요한 시퀀스 개수에 따른 시퀀스 코드북을 결정하는 기준을 제시한다. 또한, 시퀀스 간의 오류 확률을 낮추기 위해서 시퀀스 코드북에 상응하는 송신 심볼 행렬들의 위상 회전 방법을 제시한다.

[0195] M_T 타임 슬롯 동안 심볼을 전송할 때, 타임 슬롯 집합은 총 $M_T/2$ 개가 있다. $M_T=8$ 일 때, 수학식 32에 의해서 아래 표 3과 같이 타임 슬롯 집합을 구성할 수 있다. 아래의 표 3은 수학식 32 아래에 정의한 제한 조건을 모두 만족한다.

표 3

타임 슬롯 집합				
T_1	(1,2)	(3,4)	(5,6)	(7,8)
T_2	(1,8)	(7,2)	(5,4)	(3,6)
T_3	(1,6)	(3,2)	(5,8)	(7,4)
T_4	(1,4)	(5,2)	(3,8)	(7,6)

[0196]

[0197]

상기 표 3에서 (홀수, 짝수)로 구성하는 것을 감안하면, 1과 함께 하나의 쌍이 될 수 있는 것은 (1,2), (1,4), (1,6), (1,8) 임을 알 수 있다. 1 뿐만 아니라, 다른 인덱스 들도 모두 4개의 인덱스와 하나의 쌍을 이룰 수 있고, 결과적으로 위와 같은 집합을 구성할 수 있다. 이는 임의의 M 에 대해서도 동일하게 찾을 수 있다.

[0198]

또한, $M=8$ 일 때, 수학적 29를 바탕으로 총 14개의 안테나 인덱스 집합을 만들 수 있다. 상술한 하나의 Alamouti 블록에서 심볼 패턴을 변경하는 방식을 제외하면 총 7가지로, 아래의 표 4에서 $A_1 \sim A_7$ 에 해당된다. 나머지 7개는 단순히 $A_1 \sim A_7$ 의 인덱스 순서를 바꾸는 것으로 나타낸다. 이를 $A_8 \sim A_{14}$ 으로 나타낸다.

표 4

안테나 인덱스 집합	A	B	C	D
A_1	(1,2)	(3,4)	(5,6)	(7,8)
A_2	(1,3)	(2,4)	(5,7)	(6,8)
A_3	(1,4)	(2,5)	(3,8)	(6,7)
A_4	(1,5)	(2,6)	(3,7)	(4,8)
A_5	(1,6)	(2,3)	(5,8)	(4,7)
A_6	(1,7)	(2,8)	(3,6)	(4,5)
A_7	(1,8)	(2,7)	(3,5)	(4,6)
A_8	(2,1)	(4,3)	(6,5)	(8,7)
A_9	(3,1)	(4,2)	(7,5)	(8,6)
A_{10}	(4,1)	(5,2)	(8,3)	(7,6)
A_{11}	(5,1)	(6,2)	(7,3)	(8,4)
A_{12}	(6,1)	(3,2)	(8,5)	(7,4)
A_{13}	(7,1)	(8,2)	(6,3)	(5,4)
A_{14}	(8,1)	(7,2)	(5,3)	(6,4)

[0199]

[0200]

총 14개의 안테나 인덱스 집합으로 시퀀스를 생성할 수 있지만, 정보량을 비트 단위로 생성하기 위해서 편의상 8개의 안테나 인덱스 집합만 ($A_1 \sim A_8$) 활용해서 시퀀스를 생성한다고 가정한다. 나머지 $A_9 \sim A_{14}$ 에 대해서도 아래의 내용이 동일하게 적용된다.

[0201]

I. 해밍 거리 기반 시퀀스 코드북 설계

[0202]

표 3 및 표 4에 기반하여, 해밍 거리 기반 시퀀스 코드북 설계에 관하여 설명한다. 우선, 두 시퀀스 간 해밍 거리란, 동일한 타임 슬롯 집합에 정의된 서로 다른 두 시퀀스 간의 거리를 정의하는 기준이다. 아래 수학적 49을 참조하여 설명한다.

수학식 49

$$I(l, T_k) = \underbrace{((l_1, t_1), (l_2, t_2))}_{\text{symbol}}, \dots, \underbrace{((l_{M_T-1}, t_{M_T-1}), (l_{M_T}, t_{M_T}))}_{\text{symbol}}$$

$$I(i, T_k) = \underbrace{((i_1, t_1), (i_2, t_2))}_{\text{symbol}}, \dots, \underbrace{((i_{M_T-1}, t_{M_T-1}), (i_{M_T}, t_{M_T}))}_{\text{symbol}}$$

[0203]

[0204]

임의의 l, i 번째 시퀀스를 위 수학식 49와 같이 나타낼 수 있다. 시퀀스를 구성하는 심볼은 위와 같이 안테나 인덱스 쌍과 타임 슬롯 인덱스 쌍이다. 따라서 하나의 심볼은 4개의 인덱스로 구성되고, 4개가 모두 같은 경우에만, 동일한 심볼로 정의한다. 해밍 거리는 동일한 타임 슬롯 집합에 정의된 시퀀스들을 분류하기 위해서 사용한다.

[0205]

시퀀스를 구성하는 총 $M_T/2$ 개 심볼 인덱스 쌍에 동일한 심볼이 동일한 위치에 있으면 1, 없으면 0으로 계산한다. $M_T/2$ 개의 심볼에 대해서 계산하고, 이를 기반으로 시퀀스 간의 거리를 $0 \sim M_T/2$ 로 정량화해서 시퀀스를 분류한다.

[0206]

1. 우선 시퀀스 간의 최소 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2}$ 인 시퀀스 코드북을 구성한다.

[0207]

여기서, $\frac{M_T}{2}$ 가 시퀀스 간의 최대 해밍 거리이며, 각 안테나 인덱스 집합을 활용해서 시퀀스 간의 심볼이 서로

겹치지 않게 만들 수 있는 시퀀스는 총 $\frac{M_T}{2}$ 개이다. 따라서, 겹치는 심볼이 없게 최소 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2}$ 인 시퀀스 코드북 구성한다.

[0208]

예를 들어, 상기 표 4에서 시퀀스 간의 최소 해밍 거리가 4인 시퀀스를 [A B C D], [B A D C], [C D A B] 및 [D C B A]와 같이 구성한다. 이는 하나의 안테나 인덱스 집합에 관한 것이므로, 8개 안테나 인덱스 집합에 관하여 총 32개의 시퀀스를 구성할 수 있다.

[0209]

2. 다음으로, 시퀀스 간의 최소 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2}-1$ ($M_T \geq 6$) 인 시퀀스 코드북을 구성한다.

[0210]

각 안테나 인덱스 집합을 활용해서 시퀀스 간의 심볼이 서로 겹치지 않게 만들 수 있는 시퀀스는 총

$\frac{M_T}{2} \left(\frac{M_T}{2} - 1 \right) \times M_T$ 개이다. 구체적으로, 1.에서 예시한 시퀀스에서 심볼 하나를 고정하고, 각각 $\frac{M_T}{2}-1$ 개씩 서로 다른 시퀀스를 구성하는 것이다. 예를 들어, 심볼 A를 고정시키고 다른 심볼 3개를 이용해서 시퀀스를 3개를 만든다.

[0211]

표 4에서 최소 해밍 거리가 3인 시퀀스는 다음과 같이 구성할 수 있다. 따라서, 총 $4 \times 3 \times 8 = 12 \times 8$ 개의 시퀀스를 구성할 수 있다.

[0212]

- [A B C D], [A D B C], [A C D B]

[0213]

- [D A C B], [C A B D], [B A D C]

[0214]

- [C D A B], [B C A D], [D B A C]

[0215]

- [C B D A], [B D C A], [D C B A]

[0216]

3. 다음으로, 시퀀스 간의 최소 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2}-2$ ($M_T \geq 8$) 인 시퀀스 코드북을 구성한다. 시퀀스 간의 최

소 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2} - 2$ ($M_T \geq 8$) 인 시퀀스는 총 $\frac{M_T}{2} \left(\frac{M_T}{2} - 1 \right) \left(\frac{M_T}{2} - 2 \right) \times M_T$ 개가 구성될 수 있다.

[0217] 구체적으로, 최소 거리가 $\frac{M_T}{2} - 1$ 인 12개의 시퀀스에서, 시퀀스를 구성하는 심볼들 가운데 두 개를 고정 시키고, 다른 시퀀스를 한 개씩 더 만든다. 즉, 위의 [A B C D]는 A, B를 고정하고 [A B D C]를 만든다.

[0218] 예를 들어, 표 4에서 안테나 인덱스 집합 $A_1 \sim A_{14}$ 을 기반으로 시퀀스 간의 해밍 거리가 2인 시퀀스를 아래와 같이 구성한다. 굵게 표시된 시퀀스는 위의 2.의 최소 거리가 3인 시퀀스에서 정의된 것이며, 특히 A, B는 고정시키고 C, D의 위치를 바꿔서 다른 시퀀스를 만든 것이다. 이와 같은 경우, 총 $4 \times 3 \times 2 \times 8 = 24 \times 8$ 개의 시퀀스가 생성될 수 있다.

[0219] - [A B C D], [A B D C]

[0220] - [A D B C], [A C B D]

[0221] - [A C D B], [A D C B]

[0222] - [D A C B], [C A D B]

[0223] - [C A B D], [D A B C]

[0224] - [B A D C], [B A C D]

[0225] - [C D A B], [D C A B]

[0226] - [B C A D], [B D A C]

[0227] - [D B A C], [C B A D]

[0228] - [C B D A], [D B C A]

[0229] - [B D C A], [B C D A]

[0230] - [D C B A], [C D B A]

[0231] 이와 같이 생성한 시퀀스들은 총 $\frac{M_T}{2}$ 개의 타임 슬롯 집합에 맵핑하여, 최대 $\frac{M_T}{2}! \times M_T \times \frac{M_T}{2}$ 개의 인덱스 시퀀스를 생성할 수 있다.

[0232] 한편, 해밍 거리를 기반으로 중복되는 심볼이 많지 않을수록 시퀀스 간의 오류 확률이 낮은 특성 정도는 반영할 수 있지만, 두 심볼이 다르다고 하더라도 각 심볼을 구성하는 인덱스가 동일한 경우까지 고려하기는 힘들다. 일례로, 심볼 (1,2), (1,3), ..., (1,8)을 보면, 각 심볼들은 인덱스 1을 포함하고 있다. 또한 표 4의 안테나 인덱스 집합들을 모두 고려하여 시퀀스 코드북을 결정할 필요가 있다. 이러한 점을 반영하기 위해서, 실험을 통해 얻은 결과를 바탕으로 아래의 코드북 생성 방법을 제안한다.

[0233] 우선, 안테나 인덱스 집합 $A_1 \sim A_{2M_T-2}$ 으로 가능한 시퀀스를 모두 생성한다. 이때, 타임 슬롯 집합은 T_k 로 가정한다.

[0234] 다음으로, 시퀀스를 구성하는 짝 (Pair)들 간의 인덱스로 다음 수학적식 50과 같이 인덱스 시퀀스 간의 pseudo 해밍 거리를 계산한다. 설명의 편의를 위하여, j번째 시퀀스와 1번째 시퀀스를 이용하여 설명한다.

수학식 50

$$\begin{aligned}
I(i, T_k) &= ((y_1, y_2), (t_1, t_2)), \dots, ((y_{M_T-1}, y_{M_T}), (t_{M_T-1}, t_{M_T})) : i \text{ 번째 시퀀스} \\
I(j, T_k) &= ((x_1, x_2), (t_1, t_2)), \dots, ((x_{M_T-1}, x_{M_T}), (t_{M_T-1}, t_{M_T})) : j \text{ 번째 시퀀스} \\
d_{i,j}(k) &= 0, \text{ if } x_1 = y_1, x_2 = y_2, \text{ where } k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\} \\
d_{i,j}(k) &= \alpha, 0 < \alpha < 1, \text{ if } x_1 = y_2, x_2 = y_1, \text{ where } k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\} \\
d_{i,j}(k) &= 1, \text{ if } x_1 \neq y_1, x_2 \neq y_2, \text{ where } k \in \{1, 2, \dots, M_T/2\} \\
\text{Pseudo Hamming distance : } d_{i,j} &= \sum_{k=1}^{0.5M_T} d_{i,j}(k) \\
\max(d) &= M_T/2,
\end{aligned}$$

[0235]

[0236] 마지막으로, 아래 수학식 51를 이용하여, 시퀀스 코드북을 생성한다.

수학식 51

$$J = \arg \max \left[\min_{\forall i, \forall j \in \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}} d_{i,j} \right], \text{ where } J \subseteq \{1, 2, \dots, 2^{B_{SSC}}\}.$$

[0237]

[0238] 위와 같이, 시퀀스를 구성하는 인덱스들이 최대한 겹치지 않도록 시퀀스 코드북을 결정한다. 겹치는 것에 대해서는 시퀀스 간의 오류 확률을 줄이기 위해서 최소 코딩 이득(minimum coding gain)을 최대화하는 기준(criterion)을 활용하여, 유효 채널 행렬 코드북을 (이에 상응하는 송신 심볼 코드북을 포함한다) 다음과 같이 설계한다.

[0239] II. 송신 심볼 코드북 및 유효 채널 행렬 코드북 설계

[0240] 시퀀스에 해당되는 유효 채널 행렬들의 집합 (즉, 유효 채널 코드북)을 수학식 36에 따라 정의한다. 특히, 복소 가우시안 (complex Gaussian) 채널을 가정하고, 코드워드 간의 최소 코딩 이득 거리를 아래 수학식 52 및 수학식 53과 같이 정의한다. 이를 최대화 하는 것이 코드워드 간의 오류 확률을 개선하는 방향이다.

수학식 52

$$\varsigma(\bar{\mathbf{H}}_{j_1, k_1}, \bar{\mathbf{H}}_{j_2, k_2}) = \min_{j_1, j_2, k_1, k_2} \det \left((\bar{\mathbf{H}}_{j_1, k_1} - \bar{\mathbf{H}}_{j_2, k_2})(\bar{\mathbf{H}}_{j_1, k_1} - \bar{\mathbf{H}}_{j_2, k_2})^H \right)$$

[0241]

수학식 53

$$\text{maximize } \varsigma(\bar{\mathbf{H}}_{j_1, k_1}, \bar{\mathbf{H}}_{j_2, k_2})$$

[0242]

[0243] 다만, 상기 수학식 50 및 수학식 51은 closed-form 형태의 해가 존재하지 않고, 실험을 통해서 값을 찾아야만 한다. 물론, 유효 채널 행렬 대신, 송신 심볼 행렬을 기준으로 찾을 수도 있다. 본 발명에서는 사용된 채널을 찾아내는 것이 가장 중요하므로, 채널이 긴 시간 동안 변하지 않고 단말이 위상 회전 각도를 계산해서 알려준다고 가정한다.

[0244] 두 행렬 사이에 동일한 원소가 있을 때, 두 행렬의 차에 해당되는 행렬의 원소가 0이 되고, 이에 따라서 위의 수학적 식 52의 행렬식 값이 작아짐을 알 수 있다. 서로 다른 유효 채널 행렬들이 동일한 원소를 갖고 있지 않을 때, 그렇지 않은 경우보다 수학적 식 53의 값이 이 항상 크거나 동일함을 알 수 있다.

[0245] 이하, 구체적인 예를 설명한다.

[0246] 우선, 표 4에서 안테나 인덱스 집합 $A_1 \sim A_8$ 을 활용해서 시퀀스 간의 해밍 거리가 $\frac{M_T}{2}$ 인 시퀀스를 만든다고 가정한다. 상술한 바와 같이, $M_T=8$ 인 경우 총 32개의 시퀀스가 구성된다. 최소 거리가 $\frac{M_T}{2}$ 이므로 동일한 안테나 집합으로 생성한 시퀀스들 사이에는 겹치는 심볼 및 인덱스가 없다.

[0247] 서로 다른 안테나 인덱스 집합으로 만들어진 시퀀스간의 시퀀스를 구성하는 심볼은 모두 다르지만, 심볼을 구성하는 인덱스는 실제로 중복되는 경우가 있다. 따라서, 서로 다른 안테나 인덱스 집합을 이용해서 만든 시퀀스간의 오류 확률을 줄이기 위해서 동일한 안테나 인덱스 집합에서 만든 시퀀스들에는 아래 수학적 식 54와 같이 동일한 위상으로 회전한다.

수학적 식 54

$$\text{QPSK} : \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{16}, k=1,2,3,4,5,6,7,8$$

$$\text{BPSK} : \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{8}, k=1,2,3,4,5,6,7,8$$

[0248]

[0249] 즉, A_k 를 활용해서 만든 시퀀스에는 θ_k 를 곱한다. 동일 안테나 인덱스 집합으로 더 많은 시퀀스를 만드는 경우, 시퀀스 하나를 다른 타임 슬롯 집합에 맵핑하는 경우에는 각각의 시퀀스마다 독립적인 위상 회전이 필요하다.

[0250] 다음으로, 표 3의 타임 슬롯 집합에 모두 맵핑하여 위의 경우보다 4배 더 많은 시퀀스를 생성할 수 있다. 이러한 경우에도, 각 안테나 인덱스 집합마다 독립적인 위상을 할당하고, 추가적으로 각각의 타임 슬롯 집합에 대해서도 위상 회전이 필요하다. $M_T=8$ 일 때 위상 회전이 다음 수학적 식 55 및 수학적 식 56과 같이 이루어질 수 있다.

수학적 식 55

$$\text{QPSK} : \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{16}, k=1,2,3,4,5,6,7,8$$

$$\text{BPSK} : \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{8}, k=1,2,3,4,5,6,7,8$$

[0251]

[0252] θ_k 는 k번 째 안테나 인덱스 집합에서 생성하는 시퀀스에 곱하는 위상이다.

수학적 식 56

$$\theta_l = \frac{(l-1)\pi}{2}, l=1,2,3,4$$

[0253]

[0254] θ_1 은 1 번째 타임 슬롯 집합에 맵핑되는 시퀀스들에 곱하는 위상이다. 타임 슬롯 집합은 $\pi/2$ 를 기준으로 구분하고, 각 타임 슬롯 집합 위에 있는 시퀀스들은 $0 \sim \pi/2$ 안에서 구분한다.

[0255] 따라서, 최종적으로 각 타임 슬롯에서는 아래 수학적식 57와 같이 위상이 회전하는 것을 알 수 있다.

수학적식 57

$$[0256] \quad \theta_{k,l} = \theta_k + \theta_l = \frac{(k-1)\pi}{16} + \frac{(l-1)\pi}{2}$$

[0257] 표 4에서 T_1 에서 정의된 인덱스 시퀀스 $I(1, T_1) = (1, 2), (3, 4), (5, 6), (7, 8)$ 에 상응하는 유효 채널 행렬은 다음 수학적식 58과 같다. $I(1, T_4) = (1, 2), (2, 3), (5, 6), (7, 8)$ 는 4개의 2x2 Alamouti 블록으로 구성된 블록대각 행렬이다.

수학적식 58

$$[0258] \quad \begin{bmatrix} h_1 & h_2 & & & & & & \\ & & -h_4^* & h_3^* & & & & \\ & & & & h_7 & h_8 & & \\ & & & -h_6^* & h_5^* & & & \\ & & & h_5 & h_6 & & & \\ & & & & & -h_8^* & h_7^* & \\ & h_3 & h_4 & & & & & \\ -h_2^* & h_1^* & & & & & & \end{bmatrix}$$

[0259] 추가적으로, 안테나 인덱스 집합 8개를 사용해서 최대한 많은 시퀀스를 생성한다.

[0260] 이러한 경우, 동일한 안테나 인덱스 집합을 (A_k) 활용해서 만든 시퀀스 사이에도 중복되는 심볼이 있다. 따라서 각 안테나 인덱스 집합마다 독립적인 위상을 할당하는 것으로 부족하기 때문에 각각의 시퀀스마다 독립적인 위상을 할당한다. 이 때문에, 위상 회전 단위가 매우 작을 수 있다. 여기에 4개의 타임 슬롯 집합($T_k, k=1, 2, 3, 4$)에 시퀀스들을 맵핑하는 경우, 동일하게 $\pi/2$ 를 기준으로 구분한다.

[0261] 구체적으로, A_k 를 활용해서 만들 수 있는 시퀀스 개수는 최대 24개이므로, 집합 $A_1 \sim A_8$ 를 활용하면 $24 \times 8 = 192$ 개의 시퀀스를 생성할 수 있다. 이러한 경우, 아래 수학적식 59 및 수학적식 60과 같이 위상 회전이 이루어질 수 있다.

수학적식 59

$$[0262] \quad \text{QPSK : } \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{2 \times 192}, i=1, 2, \dots, 192$$

$$\text{BPSK : } \theta_k = \frac{(k-1)\pi}{192}, i=1, 2, \dots, 192$$

[0263] θ_k 는 안테나 인덱스 집합 A_k 로 생성하는 시퀀스에 곱하는 위상이다.

수학적식 60

$$[0264] \quad \theta_l = \frac{(l-1)\pi}{2}, l=1, 2, 3, 4,$$

[0265] θ_1 은 1 번째 타임 슬롯 집합 $T_l = \{(t_1, t_2), (t_3, t_4), \dots, (t_{M_T-1}, t_{M_T})\}$ 에 맵핑되는 시퀀스들에 곱하는 위상이다.

따라서 최종적으로 아래 수학적 식 61와 같이 위상이 회전할 수 있다.

수학적 식 61

$$\theta_{k,j} = \theta_k + \theta_j = \frac{(i-1)\pi}{2 \times 192} + \frac{(l-1)\pi}{2}$$

[0266]

[0267]

한편, 본 발명에서 제안하는 방식은 $M/2$ 개의 데이터 스트림과 생성하는 시퀀스에 대한 조인트 디코딩 (Joint decoding)이 필요하기 때문에 데이터를 수신하는 단말의 연산 처리 능력을 고려하는 것이 필요하다. 또한 일정 수준이상의 SNR이 보장되어야 한다. 이를 고려하여 아래의 내용을 고려할 수 있다.

[0268]

단말은 기지국에 CQI (channel quality indicator) 정보와 연산 처리 능력 레벨을 알려줄 수 있는 정보 (예를 들어, 매우 긴 주기로 보고되는 PAI (Processing Ability Indicator))를 보낸다.

[0269]

이 경우, 기지국은 저레벨 CQI라면 시퀀스 코드워드를 사용하지 않고, 고레벨 CQI 및 저레벨 PAI인 경우에는 해밍 거리가 비교적 큰 시퀀스만 생성해서 사용한다. 그러나, 고레벨 CQI 및 고레벨 PAI인 경우에는 CQI에 따라서 필요에 따라서 해밍 거리가 비교적 작은 시퀀스들도 함께 고려해서 많은 양의 시퀀스를 사용해서 데이터를 전송한다.

[0270]

남아있는 단말의 배터리 전력이 부족한 경우, 또는 사용중인 어플리케이션의 연산량이 높아서 무선데이터 수신을 위한 연산량을 줄이고 싶을 때, 저레벨 PAI를 기지국에 알려준다. 이에 따라서 기지국은 동일한 패턴을 연속적으로 사용해서 단말의 연산량을 줄일 수 있다.

[0271]

채널 환경이 좋지 않아서 기지국이 저레벨 CQI를 받으면, 기지국이 연속적으로 동일한 시퀀스를 사용함으로써 단말의 BER 성능 저하를 감소시킨다. 또한, 시퀀스 당 데이터량을 줄이기 위해서 저레벨 CQI 정보를 기지국으로 전송할 때, 동일한 패턴을 연속적으로 사용함으로써 시퀀스에 할당하는 정보량을 줄일 수 있다.

[0272]

또한, 생성할 수 있는 시퀀스 가운데, 패턴 한 개를 STBC-SSC 송수신 모드에서 STBC 모드로 변경하는 기준으로 사용한다. 구체적으로, 기지국 입장에서 연산량을 줄이기 위해서 미리 약속해 둔 패턴으로 데이터를 전송하면, 단말은 수차례 동일한 패턴으로 데이터가 전송됨을 파악하고, STBC-SSC 모드에서 STBC 모드로 변경한다. 또한, STBC-SSC에서 STBC 방식으로 모드 전환을 위해 사용하는 패턴은 기존의 STBC-SSC 패턴을 이용한다. 또는, 일정 횟수 이상 동일한 패턴을 계속 사용하는 경우, 별도의 신호가 없어도 단말은 STBC 모드로 전환한다.

[0273]

추가적으로, CQI, PAI가 값이 유사한 단말들을 모아서, 동일한 코드북을 바탕으로 방송(Broadcasting) 신호 송신에 사용될 수 있다.

[0274]

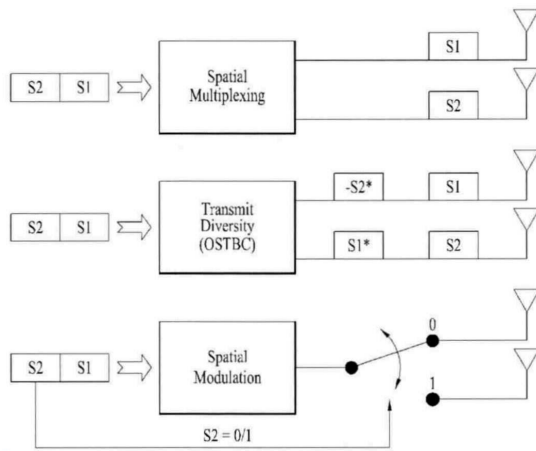
본 발명에서는 기존의 STBC-SSC 방식에서 제시한 시퀀스 생성 방식보다 더욱 효과적이고 많은 시퀀스를 생성할 수 있는 방법을 제시했다. 또한 동일한 두 개의 시공간 자원을 이용해서 두 개의 데이터를 전송할 때, 두 타임슬롯 동안 전송되는 유효 데이터는 동일하더라도, 심볼 패턴에 따라서 정보를 구분할 수 있는 방법을 제시하였다.

[0275]

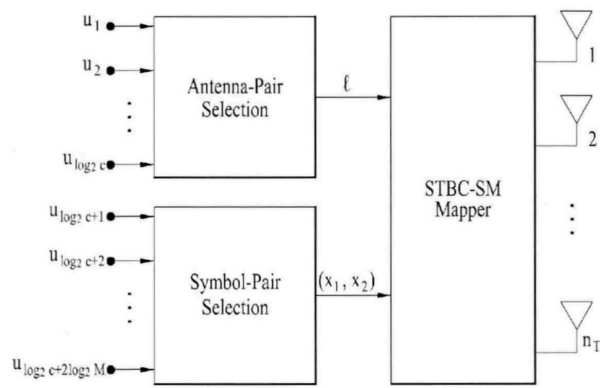
시공간 자원 활용의 극대화 및 심볼 패턴 변경을 통해서 가용할 수 있는 시퀀스의 개수를 크게 증가시켰고, 시퀀스를 구성하는 심볼들의 유사도를 고려해서 해밍 거리를 기준으로 시퀀스 코드북을 결정하는 기준을 제안하였다. 추가적으로, 시퀀스 간의 오류 확률을 줄이기 위해서 위상 회전 기준을 제시했다.

도면

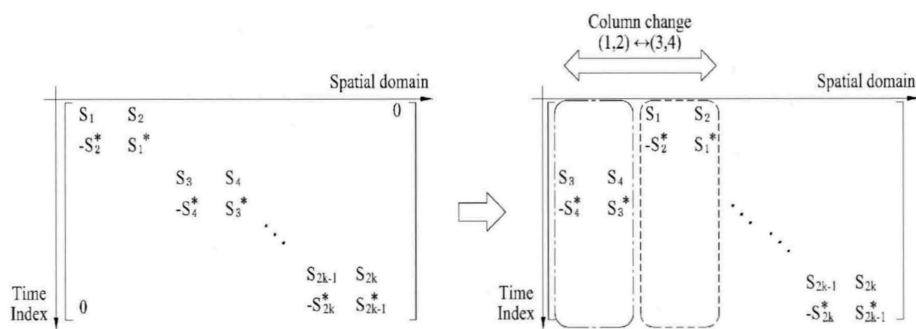
도면1



도면2



도면3



도면4

