



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년08월10일

(11) 등록번호 10-1543291

(24) 등록일자 2015년08월04일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 27/26 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2009-0001721

(22) 출원일자 2009년01월09일

심사청구일자 2013년12월16일

(65) 공개번호 10-2009-0077710

(43) 공개일자 2009년07월15일

(30) 우선권주장

12/007,586 2008년01월11일 미국(US)

(56) 선행기술조사문헌

W02005125044 A1*

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)

(72) 발명자

파루크 칸

미국 TX 75002, 알렌, 820 새들부룩 드라이브

지안-안 차이

미국, TX 75025, 플라노, 3417 산 파트리치오 Dr

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

권혁록, 이정순

전체 청구항 수 : 총 25 항

심사관 : 남인호

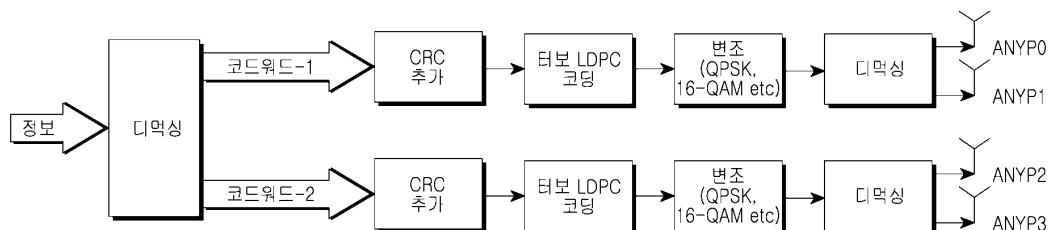
(54) 발명의 명칭 **미모 무선 통신 시스템에서 안테나 매핑을 위한 장치 및 방법**

(57) 요약

다수의 안테나 포트에서 다수의 기준 신호를 생성하는 전송에 대한 방법이 제공된다. 다수의 기준 신호는 각각 하나의 안테나 포트에 해당되고, 선택된 안테나 포트 매핑 스킴에 따라 다수의 물리적인 안테나에 매핑되고, 기준 신호 각각은 하나의 물리적인 안테나에 해당되고, 2개의 연속한 물리적인 안테나 사이에서 동일한 간격으로

(뒷면에 계속)

대표도 - 도8



순서적으로 정렬된다. 다수의 스트림 블록으로 전송되는 정보들은 디멀티플렉싱된다. 상기 스트림 블록들은 각각 CRC가 삽입되고, 선택된 코딩 스킴에 따라 인코딩되고, 선택된 변조 방식에 따라 변조되고, 디멀티플렉싱되어 다수의 심볼 집합으로 생성된다. 각각의 스트림 블록은 하나의 심볼 집합으로 디멀티플렉싱된다. 다수의 심볼 집합들은 선택된 심볼 매핑 스킴에 따라 안테나 포트에 매핑된다. 안테나 포트를 통해 다수의 심볼 집합들은 전송되고, 각각의 심볼 집합들은 안테나 포트의 부분 집합을 이용하여 부분 집합 범위 내에서 전송된다. 해당 안테나 포트의 물리적인 안테나 거리는 다수의 물리적인 안테나의 사이의 평균 거리보다 더 크다.

(72) 발명자

지안충 창

미국, TX 75063, 이르빙, 504 렌프로 Ct

이농 덩

미국, TX 75093, 플라노, 4556 페블 브룩 Ln

명세서

청구범위

청구항 1

전송을 위한 방법에 있어서,

스트림 블록들을 디멀티플렉싱하는 과정과,

상기 디멀티플렉싱한 스트림 블록 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과,

상기 CRC를 삽입한 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라서 부호화하는 과정과,

상기 부호화한 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라서 변조하는 과정과,

다수의 심볼 집합을 생성하기 위해 상기 변조한 스트림 블록들을 디멀티플렉싱하는 과정을 포함하되, 상기 변조한 스트림 블록 각각을 하나의 심볼 집합으로 디멀티플렉싱하고,

다수의 심볼 집합을 다수의 안테나 포트를 통해 전송하는 과정을 포함하되, 각 안테나 포트는 해당 물리적 안테나와 연결되고, 기준 값보다 작거나 같은 채널 추정 값(weaker channel estimates)을 갖는 안테나 포트는 상기 다수의 안테나 포트의 부분 집합에 균일하게 분포되고, 상기 기준 값보다 작거나 같은 채널 추정 값을 가지는 상기 안테나 포트는 비 인접한 물리적 안테나와 연관되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,

전송 행렬(transmission matrix)에 따라 4개의 안테나 포트들을 통해 4개의 심볼들을 전송하는 과정을 더 포함하되,

제 1 심볼과 제 2 심볼은 제 1 스트림 블록으로부터 생성되고, 제 3 심볼과 제 4 심볼은 제 2 스트림 블록으로부터 생성되며,

상기 제 1 안테나 포트와 상기 제 2 안테나 포트는 상기 제 3 안테나 포트와 상기 제 4 안테나 포트보다 더 큰 채널 추정 값을 갖고, 상기 제 1 심볼은 상기 제 1 안테나 포트를 통해 전송되고 상기 제 2 심볼은 상기 제 3 안테나 포트를 통해 전송되고 상기 제 3 심볼은 상기 제 2 안테나 포트를 통해 전송되고, 상기 제 4 심볼은 상기 제 4 안테나 포트를 통해 전송되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3

제 2항에 있어서,

상기 제 1 안테나 포트, 상기 제 3 안테나 포트, 상기 제 2 안테나 포트, 그리고 상기 제 4 안테나 포트는 각각 제 1 물리적 안테나, 제 2 물리적 안테나, 제 3 물리적 안테나, 그리고 제 4 물리적 안테나와 연결되고, 상기 제 1 내지 제 4 물리적 안테나는 두 개의 인접한 물리적 안테나 사이가 연속적으로 배열되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 4

제 1항에 있어서,

다수의 물리적 안테나를 위한 다수의 기준신호들을 생성하는 과정과,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴(antenna port mapping scheme)에 따라, 상기 다수의 물리적 안테나와 연결되는 다수의 안테나 포트들을 통해 상기 다수의 기준신호를 전송하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 5

제 4항에 있어서,

각각의 기준신호(reference signal)는 해당 안테나 포트와 대응하고,

상기 안테나 포트 매핑 스킴은 적어도 2개의 안테나 포트에 구성된 그룹에서의 인접 안테나 포트를 2개의 비 인접 물리 안테나 포트에 매핑하도록 구성되고, 데이터를 다수의 심볼로 변조하는 과정과,

상기 다수의 심볼들 중에서 각각의 변조된 심볼 쌍을 전송 다이버시티 스킴(transmission diversity scheme)에 따라 다수의 2×2 행렬을 생성하기 위해 부호화하는 과정을 포함하되, 각 2×2 행렬은 각각의 변조된 심볼의 쌍과 대응하고,

상기 다수의 2×2 행렬들로 구성되는 전송행렬을 생성하는 과정을 포함하되, 전송행렬은 하기 수식과 같고,

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & \cdots & T_{1,2M-1} & T_{1,2M} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} & \cdots & T_{2,2M-1} & T_{2,2M} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} & \cdots & T_{3,2M-1} & T_{3,2M} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & \cdots & T_{4,2M-1} & T_{4,2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ T_{2M-1,1} & T_{2M-1,2} & T_{2M-1,3} & T_{2M-1,4} & \cdots & T_{2M-1,2M-1} & T_{2M-1,2M} \\ T_{2M,1} & T_{2M,2} & T_{2M,3} & T_{2M,4} & \cdots & T_{2M,2M-1} & T_{2M,2M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & S_{2M-1} & -S_{2M}^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & S_{2M} & S_{2M-1}^* \end{bmatrix}$$

여기서, M은 2×2 행렬의 총 수이고, S_1 부터 S_{2M-1} 은 다수의 변조된 심볼을 나타내고, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타내고,

상기 전송 행렬에 따라 다수의 안테나 포트를 통해 전송 행렬에 있는 다수의 변조된 심볼을 전송하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 6

제 5항에 있어서,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 $(2 \times i)$ 번째 안테나 포트가 $(2 \times i + 1)$ 번째 물리적 안테나와 연결되도록 설정하고, $(2 \times i + 1)$ 번째 안테나 포트가 $(2 \times i)$ 번째 물리적 안테나와 연결되도록 설정하고,

$i = 1, 2, \dots, M-1$ 이고, 총 안테나 포트 수는 $2 \times M$ 이고, 총 물리적 안테나 수는 $2 \times M$ 이고, M은 정수이고, 각 안테나 포트는 기준 신호에 대응하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 7

제 5항에 있어서,

4개의 물리적 안테나들과 4개의 안테나 포트들, 4개의 변조된 심볼로 전송되는 데이터가 있을 경우,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고,

여기서, 상기 4개의 물리적 안테나들은 두 개의 인접한 물리적 안테나 사이가 연속적으로 배열되고, 상기 전송 행렬은 하기 수식과 같이 구성되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

여기서, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리고, S_1, S_2, S_3, S_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

청구항 8

제 5항에 있어서,

4개의 물리적 안테나들과 4개의 안테나 포트들, 4개의 변조된 심볼로 전송되는 데이터가 있는 경우, 새로운 전송행렬을 생성하기 위해 상기 전송행렬에서 선택된 행(row) 쌍(pair)을 교환하는 과정을 더 포함하되,

상기 선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고,

상기 4개의 물리적 안테나들은 2개의 인접한 물리적 안테나 사이가 연속적으로 배열되고, 상기 새로운 전송행렬은 하기 수식과 같이 구성되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리고, S_1, S_2, S_3, S_4 는 제 1부터 제 4까지의 심볼을 각각 나타낸다.

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

제 1항에 있어서,

선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 전송 행렬 중 하나의 부분집합을 선택하는 과정과,

2개의 안테나 포트로 구성된 그룹에서 인접한 안테나 포트를 규정하는 기준 신호를 2개의 비 인접 안테나에 매핑하는 과정과,

다수의 전송행렬을 생성하기 위해 변조된 심볼의 그룹에 선택된 전송 행렬의 부분 집합을 적용하는 과정을 포함하되, 각각의 전송 행렬은 변조된 해당 심볼 그룹에 대응하고, 상기 각각의 전송 행렬은 해당 변조된 심볼 그룹으로부터 변조된 심볼의 쌍에 대응하고,

상기 다수의 전송 행렬을 다수의 부 반송파를 이용하여 4 개의 안테나를 통해 반복적으로 전송하는 과정을 더 포함하되, 각각의 전송 행렬은 2개의 부 반송파를 이용하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12

제 11항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-PSD(Space Frequency Block Code Phase Switched Diversity)행렬이고, 상기 SFBC-PSD행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 방법.

$$P_A = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_B = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_C = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix},$$

$$P_D = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_E = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_F = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}.$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 viable 심볼이다. $i=1,2,\dots,N$, N 은 변조된 심볼의 각 그룹내에서의 변조된 심볼의 수이다. $g=[k/2]$ 이고, 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다.

청구항 13

제 11항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delayed Diversity) 행렬이고, 상기 SFBC-CDD 행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 방법.

$$C_A = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_B = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_C = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix},$$

$$C_D = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, C_E = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, C_F = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}.$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 viable 심볼이다. $i=1,2,\dots,N$, N 은 변조된 심볼의 각 그룹내에서의 변조된 심볼의 수이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

청구항 14

제 1항에 있어서,

기준 신호를 안테나에 매핑하는 과정과, 상기 기준 신호는 해당 안테나 포트를 규정하고, 2개의 안테나 포트구성된 그룹에서 2개의 인접 안테나 포트는 2개의 비 인접 안테나에 매핑되고,

선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 전송 행렬 중 하나의 부분집합을 선택하는 과정과,

선택된 전송 행렬의 쌍을 변조된 심볼의 쌍에 적용함으로써 상기 변조된 심볼의 쌍을 전송하는 과정을 포함하되, 각각의 전송 행렬은 해당 타임 슬롯에 전송되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15

제 14항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-PSD행렬이고, 상기 SFBC-PSD 행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 방법.

$$P_A = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_B = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_C = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix},$$

$$P_D = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, P_E = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, P_F = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix},$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 변조된 심볼이다. $g=[k/2]$ 이고, 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다.

청구항 16

제 14항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delay Diversity)행렬이고, 상기 SFBC-CDD행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 방법.

$$C_A = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_B = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_C = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix},$$

$$C_D = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_E = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_F = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix},$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 변조 심볼이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

청구항 17

전송기의 장치에 있어서,

스트림 블록들을 디멀티플렉싱하는 제 1 디멀티플렉싱부와,

상기 디멀티플렉싱한 스트림 블록들 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 CRC삽입부와,

상기 CRC를 삽입한 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라서 부호화하는 부호화부와,

상기 부호화한 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라서 변조하는 변조부와,

다수의 심볼 집합을 생성하기 위해 상기 변조한 스트림 블록들을 디멀티플렉싱하되, 각각의 스트림 블록은 하나의 심볼 집합으로 디멀티플렉싱하는 제 2 디멀티플렉싱부와,

다수의 물리적 안테나를 포함하되, 다수의 심볼들은 다수의 안테나 포트들을 통해 전송되고, 상기 다수의 안테나 포트는 상기 다수의 물리적 안테나와 연결되며,

다수의 심볼 집합은 다수의 안테나 포트를 통해 전송되고, 각 심볼 집합은 다수의 안테나 포트의 부분 집합의 안테나 포트를 통해 전송되고, 기준 값 보다 작거나 같은 채널 추정 값(weaker channel estimates)의 채널을 가지는 안테나 포트는 상기 다수의 안테나 포트의 부분집합 안테나 포트 중에 균일하게 분포되고, 상기 기준 값 보다 상기 기준 값보다 작거나 같은 채널 추정 값을 가지는 상기 안테나 포트는 비 인접한 물리 안테나와 연관되는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 18

삭제

청구항 19

삭제

청구항 20

제 17항에 있어서,

다수의 물리적 안테나를 위한 다수의 기준신호들을 생성하는 기준 신호 생성부를 더 포함하며, 각각의 기준신호는 물리적 안테나와 대응하고,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴(antenna port mapping scheme)에 따라, 다수의 안테나 포트를 상기 다수의 물리적 안테나에 매핑하는 안테나 포트 매핑부를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 21

제 20항에 있어서,

상기 다수의 안테나 포트들은 4개의 안테나 포트이고, 상기 다수의 물리 안테나는 4개의 물리 안테나이고,

데이터를 다수의 변조 심볼로 변조하는 변조부와,

상기 다수의 변조된 심볼 중에서 각각의 변조된 심볼 쌍을 전송 다이버시티 스킴(transmission diversity scheme)에 따라 다수의 2×2 행렬을 생성하기 위해 부호화는 다수의 부호화부를 포함하며, 각 2×2 행렬은 각각의 변조된 심볼의 쌍과 대응하고, 상기 다수의 변조된 심볼은 하기 수식과 같은 전송 행렬에 따라 다수의 안테나 포트를 통해 전송되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} & \cdots & T_{1,2M-1} & T_{1,2M} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} & \cdots & T_{2,2M-1} & T_{2,2M} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} & \cdots & T_{3,2M-1} & T_{3,2M} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} & \cdots & T_{4,2M-1} & T_{4,2M} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ T_{2M-1,1} & T_{2M-1,2} & T_{2M-1,3} & T_{2M-1,4} & \cdots & T_{2M-1,2M-1} & T_{2M-1,2M} \\ T_{2M,1} & T_{2M,2} & T_{2M,3} & T_{2M,4} & \cdots & T_{2M,2M-1} & T_{2M,2M} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* & \cdots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* & \cdots & 0 & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & S_{2M-1} & -S_{2M}^* \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \cdots & S_{2M} & S_{2M-1}^* \end{bmatrix}$$

여기서, M은 2×2 행렬의 총 수이고, S_1 부터 S_{2M-1} 은 다수의 변조된 심볼을 나타내고, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시 간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다.

청구항 22

제 21항에 있어서,

4개의 변조된 심볼이 4개의 안테나 포트를 통해 전송되는 경우,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고,

여기서, 상기 4개의 물리적 안테나들은 두 개의 인접한 물리적 안테나 사이 동일한 간격으로 연속적으로 배열되고, 전송 행렬은 하기 수식과 같이 구성 되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리고, S_1, S_2, S_3, S_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

청구항 23

제 21항에 있어서,

4개의 변조된 심볼이 4개의 안테나 포트를 통해 전송되는 경우,

선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고,

여기서, 상기 4개의 물리적 안테나들은 두 개의 인접한 물리적 안테나 사이가 연속적으로 배열되고, 전송 행렬은 하기 수식과 같이 구성 되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리고, S_1, S_2, S_3, S_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

청구항 24

제 17항에 있어서,

선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 전송 행렬 중 하나의 부분집합을 선택하는 선택부와,

적어도 2개의 안테나 포트의 그룹에서의 인접한 안테나 포트를 2개의 비 인접 물리 안테나에 매핑하는 매핑부와,

선택된 행렬의 쌍을 변조된 심볼의 그룹의 쌍에 반복적으로 적용하는 전송 행렬 생성부를 포함하며, 각각의 전송 행렬은 변조된 심볼의 그룹에 대응하고, 각각의 전송 행렬은 변조된 심볼의 해당 그룹의 변조된 심볼의 각각의 쌍에 적용되고,

다수의 부 반송파를 이용하여 다수의 전송 행렬을 전송하는 4개의 전송 안테나를 더 포함하되, 각각의 전송 행렬은 2개의 부 반송파를 사용하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 25

제 24항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-PSD(Space Frequency Block Code Phase Switched Diversity)행렬이고, 상기 SFBC-PSD행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{aligned} P_A &= \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_B = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_C = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, \\ P_D &= \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_E = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_F = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

여기서, $S_1(i), S_2(i)$ 는 2개의 viable 심볼이다. $i=1,2,\dots,N$, N 은 변조 된 심볼의 각 그룹내에서의 변조된 심

불의 수이다. $g=[k/2]$ 이고, 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다.

청구항 26

제 24항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delay Diversity) 행렬이고, 상기 SFBC-CDD 행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{aligned} C_A &= \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, & C_B &= \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, & C_C &= \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, \\ C_D &= \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, & C_E &= \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, & C_F &= \begin{bmatrix} S_1(i)e^{jk\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{jk\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 viable 심볼이다. $i=1,2,\dots,N$, N 은 변조된 심볼의 각 그룹내에서의 변조된 심볼의 수이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

청구항 27

제 17항에 있어서,

적어도 2개의 안테나 포트의 그룹에서의 인접한 안테나 포트를 2개의 비 인접 안테나에 매핑하는 매핑부와,

선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 전송 행렬 중 하나의 부분집합을 선택하는 선택부와,

다수의 부 반송파를 이용하여 다수의 전송 행렬을 전송하는 4개의 전송 안테나를 포함하되, 각각의 전송 행렬은 2개의 부 반송파를 사용하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 28

제 27항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-PSD(Space Frequency Block Code Phase Switched Diversity) 행렬이고, 상기 SFBC-PSD 행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 장치.

$$\begin{aligned} P_A &= \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, & P_B &= \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, & P_C &= \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, \\ P_D &= \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, & P_E &= \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, & P_F &= \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 변조심볼이다. $g=[k/2]$ 이고, 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다.

청구항 29

제 27항에 있어서,

상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delay Diversity)행렬이고, 상기 SFBC-CDD행렬의 6개의 퍼뮤트 버전은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 하는 장치.

$$C_A = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_B = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_C = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix},$$

$$C_D = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_E = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_F = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix},$$

여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 변조된 심볼이고, k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

발명의 설명

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001]

본 발명은 통신 시스템에서 데이터 전송에 대한 것으로, 특히 통신 시스템에서 안테나 매핑에 의해 정보를 전송하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]

전형적인 셀룰러 무선 시스템은 다수의 고정 기지국 및 이동 단말(이하 단말이라 칭한다)을 포함한다. 각각의 기지국은 셀이라고 불리는 지형적인 영역을 커버한다.

[0003]

전형적으로, 자연적인 또는 인위적인 물체가 기지국과 단말 사이에 위치하기 때문에 NLOS(non-line-of-sight)의 무선 전파 경로가 기지국과 단말 사이에 위치한다. 결과적으로 무선 전파는 반사, 회절 및 산란을 겪으면서 전파된다.

[0004]

하향링크에서 단말의 안테나에 도착하는 무선 전파 또는 상향링크에서 기지국의 테나에서의 무선 전파는 반사, 회절 및 산란 그리고 out-of-phase recombination 으로 인한 각각의 전파의 다른 위상 때문에 추가적인 또는 파괴적인 변형이 있을 수 있다.

[0005]

이는, 전형적으로 높은 캐리어 주파수가 현재의 셀룰러 무선 통신에서는 사용되기 때문에 다른 전파 지연(propagation delay)을 가지는 작은 변화도 각각의 전파의 위상에 대해서는 큰 변화를 발생시킬 수 있기 때문이다.

[0006]

만약, 단말이 이동하거나 또는 산란 환경에 변화가 있는 경우, 수신한 신호에서 크기 및 위상 측면에서의 공간 베리에이션(spatial variation)은 Rayleigh 페이딩으로 알려진 시간 베리에이션 또는 다중 경로 수신에 기인하는 페스트 페이딩으로 인해 명백해진다.

[0007]

무선 채널의 시간 변화 환경은 바람직한 비트 에러 또는 패킷 에러 신뢰도를 제공하기 위해 매우 높은 SNR(signal-to-noise ratio)을 요구한다. 다이버시티 스킴(Diversity Scheme)은 수신기에 동일 정보 신호에 대한 다중 페이딩 반복 신호를 제공함으로써 페스트 페이딩 효과를 줄이기 위해 널리 사용된다.

[0008]

다이버시티 스킴은 일반적으로 다음과 같은 카테고리를 가지고 있다. 공간, 각, 극성, 필드, 주파수, 시간 및 다중경로 다이버시티와 같은 카테고리를 가지고 있다. 공간 다이버시티는 다중 송신 안테나 또는 수신 안테나를 사용함으로써 얻을 수 있다.

[0009]

다중 안테나 사이에서 공간 분리(spatial separation)가 선택된다. 따라서, 다이버시티 브랜치(diversity branch)(예를들어, 다중 안테나로부터 전송된 신호들)는 코릴레이션이 없거나 약한 코릴레이션을 겪으면서 페이

당된다.

- [0010] 전송 다이버시티(공간 다이버시티의 한 종류인)는, 수신기에게 동일 신호에 대한 다중이고 코릴레이션되지 않은 반복 신호를 제공하기 위해서 다중 전송 안테나를 사용한다. 전송 다이버시티 스킴은 개 루프 전송 다이버시티 및 폐 루프 전송 다이버시티 스킴으로 구분된다.
- [0011] 개 루프 전송 다이버시티는 피드백을 수신기로부터 요구하지 않는다. 폐 루프 전송 다이버시티의 한 종류에서, 수신기는 전송 안테나의 어레이먼트(arrangement)를 알고 있다. 그리고, 위상 및 크기의 조절 값을 계산한다. 이러한 조절 값은 수신기에 수신되는 신호의 전력을 최대화하기 위해 전송 안테나에 적용된다.
- [0012] 폐 루프 전송 다이버시티의 또 다른 어레이먼트는 선택 전송 다이버시티(STD:Selection Transmit Diversity)이다. 수신기는 어떠한 안테나가 전송에 사용되는지에 대한 피드백 정보를 송신기로 제공한다.
- [0013] 개 루프 전송 다이버시티 스킴의 한 예는 알라무티 2x1 공간-시간 다이버시티 스킴이다. 알라무티 2x1 공간-시간 다이버시티 스킴은 알라무티 2x2 블록 코드를, 2개의 타임 슬롯(i.e., Space Time Block Code (STBC) transmit diversity)으로 이용하거나 2개의 주파수 부 반송파(i.e., Space Frequency Block Code (SFBC) transmit diversity)를 사용하여 2개의 전송 안테나를 통해 전송한다.
- [0014] 알라무티 2x1 공간-시간 다이버시티 스킴에서의 제약점 중의 하나는 2개의 전송 안테나에만 적용가능하다는 것이다. 4개의 안테나를 이용하여 데이터를 전송하기 위해서는 FSTD(Frequency Switched Transmit Diversity) 또는 TSTD(Time Switched Transmit Diversity)가 블록 코드와 함께 병합되어야 한다.
- [0015] 병합된 SFBC+FSTD의 스킴 및 STBC+TSTD의 스킴에서의 문제는 모든 전송 안테나에서의 문제의 한 부분이고, 전력 증폭 기능이 주어진 주파수 또는 시간 자원 안에서 전송을 위해 사용된다. 이는 SFBC+FSTD 및 STBC+TSTD 행렬에서 0으로 표시된다. 행렬에서 0이 아닌 요소를 가지는 전송 전력이 증가할 때, 버스티 간섭(bursty interference)이 이웃 셀에 발생하고 시스템 성능을 감소시킨다. 일반적으로 버스티 간섭 그 자체는 주파수 호핑 패턴의 특정 위상이 다른 위상보다 간섭이 더 심할 때 드러난다.
- [0016] 3GPP LTE(Third Generation Partnership Project Long Term Evolution) 시스템에서 4개의 전송 안테나를 위한 하향링크 기준 신호 매핑은 제 3 및 제 4 안테나 포트에 대한 전송 집중도가 제 1 및 제 2 안테나 포트에 대한 전송 집중도의 절반이라는 것을 나타낸다. 이는 더 약한 채널 추정치 제 3 및 제 4 안테나 포트에서 발생하는 것을 나타낸다.
- [0017] 더우기, 안테나 코릴레이션은 다른 요소들 중에서 각 스프레드(angular spread), 안테나 스페이싱(antennas spacing)과 같은 요소에 의존한다. 일반적으로, 주어진 각 스프레드에 대해서 안테나 스페이싱이 커질 수록 코릴레이션은 안테나사이에서 작아진다.
- [0018] 4개의 안테나를 가진 3GPP LTE 시스템에서, 4개의 안테나는 일반적으로 2개의 인접한 안테나 사이에서 같은 스페이싱을 가지고 순서적으로 정렬된다. 따라서, 제 1 및 제 2 안테나 사이에서의 코릴레이션은 제 1 및 제 3 안테나 사이에서의 코릴레이션보다 크다. 유사하게, 제 3 및 제 4 안테나 사이의 코릴레이션은 제 2 및 제 4 안테나 사이에서의 코릴레이션보다 크다. 왜냐하면, 안테나들 사이의 더 작은 코릴레이션 값은 높고 성취가능한 다이버시티를 의미한다. 이러한 안테나 어레이먼트는 제 1 및 제 2 안테나 사이를 통해 전송된 심볼 및 제 3 및 제 4 안테나 사이를 통해 전송된 심볼에 대한 전송 다이버시티의 성능을 감소시킬 수 있는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- [0019] 본 발명의 목적은 정보 전송에 있어서 향상된 방법 및 장치를 제공함에 있다.
- [0020] 본 발명의 다른 목적은 전송 성능을 향상시키고 시스템 스루풋을 증가시키기 위해 정보 전송에 있어서 향상된 방법 및 장치를 제공함에 있다.
- [0021] 본 발명의 또 다른 목적은 전송 다이버시티 성능을 향상시키기 위해 정보 전송에 있어서 향상된 방법 및 장치를 제공함에 있다.

과제 해결수단

[0022]

본 발명의 제 1 견지에 따르면, 전송을 위한 방법 및 장치에 있어서 다수의 스트림 블록들로 전송되는 정보를 디멀티플렉싱하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라서 부호화하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라서 변조하는 과정과 다수의 심볼 집합을 생성하기 위해 상기 스트림 블록들을 디멀티플렉싱하는 과정을 포함하되, 각각의 스트림 블록은 하나의 심볼 집합으로 디멀티플렉싱하고 다수의 심볼들을 다수의 안테나 포트들을 통해 전송하는 과정을 포함하되 각 안테나 포트는 해당 물리적 안테나와 연결되고 각 심볼 집합은 다수의 안테나 포트의 부분 집합을 통해 전송되고 더 약한 채널 추정 값(weaker channel estimates)을 갖는 상기 다수의 안테나 포트는 상기 다수의 안테나 포트의 부분 집합 중에 균일하게 분포되는 것을 특징으로 한다.

[0023]

2개 스트림 블록들이 4개 안테나 포트들을 통해 전송 행렬에 따라 전송될 때 제 1 심볼과 제 2 심볼은 제 1 스트림 블록으로부터 생성되고 제 3 심볼과 제 4 심볼은 제 2 스트림 블록으로부터 생성되고 제 1 안테나 포트와 제 2 안테나 포트는 제 3 및 제 4 안테나 포트보다 더 높은 채널 추정 값을 가지며 전송 행렬은 하기 수식과 같은 것을 특징으로 한다.

수학식 1

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0024]

[0025]

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상에서의 심볼을 나타낸다 ($i=1,2,3,4$, $j=1,2,3,4$). 그리고, S_1 , S_2 , S_3 , S_4 는 제 1 부터 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

[0026]

본 발명의 제 2 견지에 따르면, 본 발명의 전송 방법 및 장치에 있어서 4개의 물리적 안테나에 대한 4개의 기준 신호(reference signal)들을 생성하는 과정을 포함하되, 상기 기준신호는 각각의 물리적 안테나와 대응하며, 선택된 안테나 포트 매핑 스킴에 따라 4개의 안테나 포트들을 4개의 물리적 안테나에 매핑하되, 각각의 안테나 포트는 물리적 안테나에 대응하며 4개의 안테나에서 두 개의 바로 인접 한 물리적 안테나 사이는 동일한 스페이싱을 가지고 연속적으로 배열되고 제 3안테나와 제 4안테나의 채널 추정치는 제 1안테나와 제 2안테나의 채널 추정치보다 약하고, 2개의 스트림 블록들 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과, 상기 2개의 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라 부호화하는 과정과, 상기 2개의 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라서 변조 하는 과정과, 제 1 스트림 블록을 제 1 심볼과 제 2 심볼로 디멀티플렉싱하고 제 2 스트림 블록을 제 3 심볼과 제 4 심볼로 디멀티플렉싱하고 4개의 심볼을 선택된 전송행렬에 따라 4개의 안테나 포트들 통해 전송하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0027]

선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고, 상기 4개의 물리적 안테나들은 두 개의 인접한 물리적 안테나 사이 동일한 간격으로 연속적으로 배열되고, 전송 행렬은 하기 수식과 같이 구성 된다.

수학식 2

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0028]

[0029]

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리

고, S_1 , S_2 , S_3 , S_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

[0030]

또 다른 선택된 안테나 포트 매핑 스킴은 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑되도록 설정하고, 상기 새로운 전송행렬은 하기 수식과 같이 구성된다.

수학식 3

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0031]

[0032]

여기서, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯 상의 전송된 심볼을 나타낸다. 그리고, S_1 , S_2 , S_3 , S_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

[0033]

본 발명의 제 3 견지에 따르면, 본 발명의 전송 장치 및 방법에 있어서 다수의 물리적 안테나에 대한 다수의 기준신호(reference signal)들을 생성하는 과정을 포함하되, 상기 기준신호는 각각의 물리적 안테나와 대응하며, 선택된 안테나 포트 매핑 스킴에 따라 다수의 안테나 포트들을 다수의 물리적 안테나에 매핑하는 과정을 포함하되, 각각의 안테나 포트는 각각 물리적 안테나에 대응하며 다수의 안테나에서 두 개의 바로 인접한 물리적 안테나 사이는 동일한 스페이싱을 가지고 연속적으로 배열되고, 다수의 스트림 블록들로 전송되는 정보를 디멀티플렉싱하는 과정과, 각각의 스트림 블록들에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과, 각각의 스트림 블록들을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라 부호화하는 과정과, 각각의 스트림 블록들 각각을 해당 변조방식(modulation scheme)에 따라서 변조하는 과정과, 각각의 스트림 블록을 다수의 심볼 집합으로 생성하기 위해 디멀티플렉싱하는 과정과, 선택된 심볼 매핑 스킴에 따라 다수의 심볼들을 다수의 안테나 포트에 매핑하는 과정과, 다수의 심볼들을 다수의 안테나 포트들을 통해 전송하는 과정을 포함하되, 각 심볼 집합은 안테나 포트의 부분 집합내에서 안테나 포트의 부분 집합을 통해 전송되고, 해당 물리적 안테나 사이의 거리는 다수의 물리적 안테나들 사이의 평균거리보다 큰 것을 특징으로 한다.

[0034]

2개 스트림 블록들이 4개 안테나 포트들을 통해 전송될 때 상기 선택된 안테나 포트 매핑 스킴에서는 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나로 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나로 매핑되고, 제 3 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나로 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나로 매핑된다. 이 경우의 선택된 심볼 매핑 스킴에서 제 1 스트림 블록은 제 1 안테나 포트와 제 2 안테나 포트에 매핑되고, 제 2 스트림 블록은 제 3 안테나 포트와 제 4 안테나 포트에 매핑된다.

[0035]

2개 스트림 블록들이 4개 안테나 포트들을 통해 전송될 때 다른 선택된 안테나 포트 매핑 스킴에서는 제 1 안테나 포트는 제 1 물리적 안테나와 매핑되고, 제 2 안테나 포트는 제 2 물리적 안테나와 매핑되고 제 3 안테나 포트는 제 3 물리적 안테나와 매핑되고, 제 4 안테나 포트는 제 4 물리적 안테나와 매핑된다. 이 경우의 선택된 심볼 매핑 스킴에서 제 1 스트림 블록은 제 1 안테나 포트와 제 3 안테나 포트에 매핑되고, 제 2 스트림 블록은 제 2 안테나 포트와 제 4 안테나 포트에 매핑되고, 더 약한 채널 추정값을 가지는 제 3 안테나 포트와 제 4 안테나 포트에는 제 1 스트림 블록과 제 2 스트림 블록 사이의 스트림 블록들이 고르게 분포된다.

[0036]

본 발명의 제 4 견지에 따르면, 본 발명의 전송을 위한 방법 및 장치에 있어서, 다수의 스트림 블록들로 전송되는 정보를 디멀티플렉싱(demultiplexing)하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라서 부호화하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라 변조된 심볼의 그룹으로 생성하기 위해 변조하는 과정과 다수의 변조된 심볼들을 다수의 변조된 심볼 그룹으로 분리하는 과정과 선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 행렬 중 6개의 피뮤티드 버전으로부터 하나의 부분집합을 선택하는 과정과 다수의 전송 행렬을 생성하기 위해 변조된 심볼의 그룹에 선택된 행렬의 집합을 반복적으로 적용하는 과정을 포함하되, 각각의 행렬은 변조된 심볼의 그룹에 해당하고, 변조된 심볼의 해당 그룹으로부터의 변조된 심볼의 쌍에 적용되고 다수의 전송 행렬을 다수의 부 반송파를 이용하여 4 개의 전송 안테나를 통해 반복적으로 전송

하는 과정을 포함하되, 각각의 전송 행렬은 2개의 부 반송파를 이용하는 것을 특징으로 한다.

[0037] 상기 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delay Diversity)행렬이고, 상기 SFBC-CDD행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같다.

수학식 4

$$P_A = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_B = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_C = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix},$$

$$P_D = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, P_E = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, P_F = \begin{bmatrix} S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}$$

[0038]

[0039] 여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 변조된 심볼이다. $g=[k/2]$ 이고 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다.

[0040] 다른 선택된 SFBC 행렬은 SFBC-PSD(Space Frequency Block Code Phase Switched Diversity 행렬이고, 상기 SFBC-PSD 행렬의 6개의 퍼뮤티드 버전은 하기 수식과 같다.

수학식 5

$$C_A = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_B = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_C = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix},$$

$$C_D = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_E = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}, C_F = \begin{bmatrix} S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}$$

[0041]

[0042] 여기서, $S_1(i)$, $S_2(i)$ 는 2개의 viable 심볼이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

[0043] 본 발명의 5 건지에 따르면, 본 발명의 전송을 위한 장치 및 방법에 있어서, 다수의 스트림 블록들로 전송되는 정보를 디멀티플렉싱(demultiplexing)하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각에 CRC(Cyclic Redundancy Checking)를 삽입하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 부호화 방식(coding scheme)에 따라서 부호화하는 과정과 상기 스트림 블록들 각각을 해당 변조 방식(modulation scheme)에 따라 변조된 심볼의 그룹으로 생성하기 위해 변조하는 과정과 선택된 SFBC(Space Frequency Block Coding) 행렬 중 6개의 퍼뮤티드 버전으로부터 하나의 부분집합을 선택하는 과정과 선택된 행렬의 쌍을 변조된 심볼의 쌍에 적용함으로써 심볼의 쌍을 반복적으로 전송하는 과정을 포함하되, 각각의 행렬은 타임 슬롯에 전송되는 것을 특징으로 한다.

효과

[0044] 본 발명은 전송 다이버시티를 향상시켜 시스템 성능을 향상시킬 수 있는 이점이 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0045] 이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 그리고, 본 발명을 설명함에

있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

- [0046] 도 1은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 송수신기의 체인(Chain)을 도시한 도면이다.
- [0047] 상기 도 1을 참조하면, OFDM 기술을 사용하는 통신 시스템에서는 전송기 체인(110), 변조기(112)에 의해 변조되는 제어 신호 또는 데이터(111) 그리고 직렬병렬 변환을 수행하는 S/P기(113), 주파수 도메인의 신호를 시간 도메인의 신호로 생성하는 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)기(114), 다중경로 페이딩을 피하기 위해 또는 완화하기 위해 CP(Cyclic prefix) 또는 ZP(zero prefix)를 각각의 OFDM 심볼에 추가하는 CP삽입기(116)를 사용한다.
- [0048] 결과적으로, 신호는, 미도시 되었지만 안테나와 같은 전송(Tx) 전단 처리기(117)에서 전송되고, 또는 고정 와이어 또는 케이블과 같은 것을 통해 전송될 수 있다.
- [0049] 수신기 체인(120)에서, 완벽한 시간 및 주파수 동기화가 수행되는 것을 가정하는 경우, 수신(Rx) 전단 처리기(121)에 의해 수신된 신호는 CP 제거기(122)에서 처리되고, FFT(Fast Fourier Transform)기(124)는 수신 신호를 시간 도메인으로부터 주파수 도메인으로 다른 처리를 위해 생성한다.
- [0050] OFDM 시스템에서의 모든 대역폭은 부 반송파라는 협대역 주파수 단위로 나뉘어진다. 부 반송파의 수는 시스템에서 사용되는 FFT/IFFT 크기 N 과 동일하다.
- [0051] 일반적으로, 데이터에 사용되는 부 반송파의 수는 N 보다 작다. 왜냐하면, 주파수 스펙트럼의 가장자리에서의 몇몇의 부 반송파는 가드 부 반송파로 예약되기 때문이다. 일반적으로 가드 부 반송파를 통해서 정보는 전송되지 않는다.
- [0052] 다이버시티 스킴은 수신기에 동일 정보를 가지는 신호에 대한 다중 페이딩 반복 신호들을 제공함으로써 페스트 페이딩에 대항하는 수단으로 널리 사용된다.
- [0053] 개 루프 전송 다이버시티 스킴의 한 예인 알라무티 2x1 공간 시간 블록 코드(STBC: space-time block code) 전송 다이버시티 스킴이 도 2에 도시되어 있다.
- [0054] 도 2는 2개의 송신 안테나를 구비한 경우에 대한 공간 시간 블록 코드 전송 다이버시티 스킴을 도시한 도면이다.
- [0055] 상기 도 2를 참조하면, 심볼 주기 동안에(예를 들어, 전송기가 2개의 데이터 심볼을 2개의 전송 안테나를 통해 수신기로 전송하는 시간 주기 동안에), 제 1 심볼 인터벌 t_1 에, 심볼들(S_1, S_2)은 안테나 ANT1 와 ANT2를 통해 각각 전송된다. 다음 심볼 주기 t_2 에, 심볼들($-S_2^*, S_1^*$)은 안테나 ANT1 와 ANT2를 통해 각각 전송된다. 여기서, x^* 는 x 의 켈레 복소수를 나타낸다.
- [0056] 신호를 수신한 후에, 수신기는 오리지날 심볼(S_1, S_2)을 얻기위한 다수의 처리를 수행한다. ANT1과 ANT2에 대한 즉각적인 채널 이득 g_1, g_2 는 각각 수신기에서 처리에 필요하다. 따라서, 전송기는 수신기에서의 채널 이득 추정을 위해 별도의 파일럿 심볼을 ANT1 및 ANT2 를 통해 전송할 필요가 있다.
- [0057] 알라무티 코딩으로 얻을 수 있는 다이버시티 이득은 MRC(Maximum Ratio Combining)로 얻어진 이득과 동일하다. 2x1 알라무티 스킴은 공간 주파수 블록 코드(SFBC:space-frequency block code) 다이버시티 스킴을 이용해서 도3과 같이 구현될 수 있다.
- [0058] 도 3은 2개의 송신 안테나를 구비한 경우에 대한 공간 주파수 블록 코드 전송 다이버시티에 대한 다른 스킴을 도시한 도면이다
- [0059] 상기 도 3을 참조하면, OFDM 시스템의 주파수 f_1 의 제 1 부 반송파 상에서, 심볼들(S_1, S_2)은 안테나 ANT1 와 ANT2를 통해 각각 전송된다. 그리고, 주파수 f_1 의 제 1 부 반송파 상에서, 심볼들(S_1, S_2)은 안테나 ANT1 와 ANT2를 통해 각각 전송된다. 그리고, 주파수 f_2 의 제 2 부 반송파 상에서 심볼들($-S_2^*, S_1^*$)은 안테나 ANT1와

ANT2를 통해 각각 전송된다. 따라서, ANT1과 ANT2로부터의 전송 심볼의 행렬은 하기 수식과 같다.

수학식 6

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} \\ T_{21} & T_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

[0060]

[0061]

수신기에서 주파수가 f1 인 부 반송파 상의 수신신호는 \mathbf{r}_1 이다. 그리고, 주파수가 f2 인 부 반송파 상의 수신신호는 \mathbf{r}_2 이라고 하는 경우에, \mathbf{r}_1 , \mathbf{r}_2 는 하기와 같다.

수학식 7

$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1^* s_2 + h_2^* s_1 + n_2 \end{aligned}$$

[0062]

[0063]

여기서, \mathbf{h}_1 과 \mathbf{h}_2 는 각각 ANT1 및 ANT2 에 대한 채널 이득이다. 주파수 f1을 가지는 부 반송파와 주파수 f2를 가지는 부 반송파 사이에서 안테나로부터 주어진 채널이 변경되지 않는다는 것을 가정한다.

[0064]

수신기는 수신신호에 대해 등화(equalization)과정을 수행하고 2개의 수신 신호(\mathbf{r}_1 , \mathbf{r}_2)를 병합하고 심볼(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)을 복구한다. 복구한 심볼(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)는 하기와 같다.

수학식 8

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ &= h_1^* (h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1) + h_2 (-h_1^* s_2 + h_2^* s_1 + n_2)^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 + h_1 r_2^* \\ &= h_2^* (h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1) + h_1 (-h_1^* s_2 + h_2^* s_1 + n_2)^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_2^* n_1 + h_1 n_2^* \end{aligned}$$

[0065]

[0066]

전송된 심볼 \mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2 는 완전한 공간 다이버시티를 달성한다. 이는 각각의 전송 심볼(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)은 각각 다른 심볼의 간섭을 완전히 제거했다는 것을 나타낸다.

[0067]

4개의 전송 안테나를 구비하고 있는 경우에 있어서, 직교 완전 다이버시티 블록 코드(orthogonal full-diversity block codes)는 가능하지 않다. 퀴시 직교 블록 코드(quasi-orthogonal block code)는 ABBA코드로 알려져 있고 하기와 같다.

수학식 9

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & B \\ B & A \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & S_4 & S_3^* \\ S_3 & -S_4^* & S_1 & -S_2^* \\ S_4 & S_3^* & S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

[0068]

[0069]

여기서, 4개의 전송 안테나를 구비하고 있는 경우에, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯 상에서의 심볼을 나타낸다($i=1,2,3,4$, $j=1,2,3,4$). 그리고, \mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2 , \mathbf{S}_3 , \mathbf{S}_4 는 제 1 부터 제 4 까지의 심볼을 각각 나타낸다.

수학식 10

$$A = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \end{bmatrix}$$

$$B = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} S_3 & -S_4^* \\ S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0070]

[0071]

쿼시 직교 블록 코드의 문제는 직교성의 손실이 심볼 간의 간섭을 야기하고 시스템 성능과 스루풋을 떨어뜨리는 데 있다.

[0072]

4개의 안테나를 구비하는 직교 블록 코드의 또 다른 예는 밸런스된 FSTD(Frequency Switched Transmit Diversity)를 가지는 SFBC 이다. 이 코드는 하기와 같이 표시될 수 있다.

수학식 11

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A & A \\ -B & B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* & S_2 & S_1^* \\ -S_3 & S_4^* & S_3 & -S_4^* \\ -S_4 & -S_3^* & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0073]

[0074]

[0075]

4개의 전송 안테나를 구비하고 있는 경우에 있어서 발견할 수 있는 다른 예들은 FSTD 또는 TSTD를 병합하는 것이다.

[0076]

병합한 SFBC+FSTD 스킴 또는 STBC+TSTD 스킴의 경우에서, 4개의 안테나로부터 전송된 심볼의 행렬은 다음과 같다.

수학식 12

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0077]

[0078]

신호(S_1 , S_2 , S_3 , S_4)를 검출하기 위한 수신 알고리즘은 하기와 같다.

수학식 13

$$\hat{s}_1 = \frac{1}{2} \{h_1^*(r_1 + r_3) + h_2^*(r_2^* + r_4^*)\}$$

[0079]

수학식 14

$$\hat{s}_2 = \frac{1}{2} \{h_2^*(r_1 + r_3) - h_1^*(r_2^* + r_4^*)\}$$

[0080]

수학식 15

$$\hat{s}_3 = \frac{1}{2} \{h_3^*(r_3 - r_1) + h_4^*(r_4^* - r_2^*)\}$$

[0081]

수학식 16

$$\hat{s}_4 = \frac{1}{2} \{h_4^*(r_3 - r_1) - h_3^*(r_4^* - r_2^*)\}$$

여기서, \mathbf{h}_1 , \mathbf{h}_2 , \mathbf{h}_3 , \mathbf{h}_4 는 에 ANT 1, ANT 2, ANT 3, ANT 4 에 대한 각각의 채널 이득이다. \mathbf{r}_1 , \mathbf{r}_2 , \mathbf{r}_3 , \mathbf{r}_4 는 부 반송파 1, 2, 3, 4에 대한 수신신호이고 하기와 같다.

수학식 17

$$r_1 = h_1 s_1 + h_2 s_2 - h_3 s_3 - h_4 s_4$$

수학식 18

$$r_2 = h_2 s_1^* - h_1 s_2^* - h_4 s_3^* + h_3 s_4^*$$

수학식 19

$$r_3 = h_4 s_1^* + h_1 s_2^* + h_3 s_3^* + h_4 s_4^*$$

수학식 20

$$r_4 = h_2 s_1^* - h_4 s_2^* + h_1 s_3^* - h_3 s_4^*$$

병합된 FBC+FSTD 스킴과 STBC+TSTD 스킴에 대한 문제는 모든 전송 안테나에 해당하고 따라서 전력 증폭(PA:Power Amplifier)기능이 주어진 주파수 또는 시간 자원 안에서 전송을 위해 사용된다. 이는 상기와 같이 SFBC+FSTD 및 STBC+TSTD 행렬에서 0으로 표시된다.

행렬에서 0이 아닌 요소를 가지는 전송 전력이 증가할 때, 버스티 간섭(bursty interference)이 이웃 셀에 발생하고 시스템 성능을 낮춘다.

도 4는 3GPP LTE 시스템에서 하향링크 기준 신호의 매핑에 대해 도시한 도면이다.

상기 도4를 참조하면, R_p 는 안테나 포트 p 에서 기준 신호 전송을 위해 사용되는 자원 요소를 나타내기 위해 사용된다. 안테나 포트 2 및 포트 3은 안테나 포트 0 및 1에 대해 절반 정도의 집중도를 가짐을 알 수 있다. 이는 안테나 포트 2와 3 상에서의 더 약한 채널 추정이 안테나 포트 0와 1에 비해 수행됨을 나타낸다.

4개의 안테나를 구비하는 병합 SFBC+FSTD 스킴 또는 STBC+TSTD 스킴에서, \mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2 는 안테나 포트 0 및 1로부터 전송되고, \mathbf{S}_3 , \mathbf{S}_4 는 안테나 포트 2 및 3로부터 전송된다. 수신된 심볼의 추정은 하기와 같다.

수학식 21

$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2^* n_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_2^* r_1 + h_1^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_2^* n_1 + h_1^* n_2^* \\ \hat{s}_3 &= h_3^* r_3 + h_4^* r_4^* \\ &= (|h_3|^2 + |h_4|^2) s_3 + h_3^* n_3 + h_4^* n_4^* \\ \hat{s}_4 &= h_4^* r_3 + h_3^* r_4^* \\ &= (|h_3|^2 + |h_4|^2) s_4 + h_4^* n_3 + h_3^* n_4^*\end{aligned}$$

[0093]

[0094]

여기서, \mathbf{h}_1 , \mathbf{h}_2 , \mathbf{h}_3 , \mathbf{h}_4 는 안테나 포트 0, 1, 2, 3 각각에 대한 채널 이득이다. 그리고 \mathbf{r}_1 , \mathbf{r}_2 , \mathbf{r}_3 , \mathbf{r}_4 는 SFBC+FSTD의 경우에 부 반송파 1,2 3,4에 대한 수신신호이거나, STBC+TSTD의 경우에 타임슬롯 1,2 3, 4 에대한 수신신호이다.

[0095]

안테나 포트 0, 1로부터 전송된 심볼들(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)은 안테나 포트 2, 3으로부터 전송될 심볼들(\mathbf{S}_3 , \mathbf{S}_4)보다 신뢰성 높은 채널 추정치를 가지고 있다.

[0096]

이는 도 4와 같이 안테나 포트 0 및 1에서의 기준 신호 집중도가 안테나 포트 2 및 3에서의 집중도 보다 상대적으로 2배 정도 높기 때문이다. 이는 심볼들(\mathbf{S}_3 , \mathbf{S}_4)에서는 성능이 감소하고 따라서 시스템 스루풋에 영향을 미칠 수 있다.

[0097]

안테나 코릴레이션은 다른 요소들 중에서 각 스프레드(angular spread), 안테나 스페이싱(antennas spacing)과 같은 요소에 의존한다. 일반적으로, 주어진 각 스프레드에 대해서, 안테나 스페이싱이 커질 수록 안테나들 중에서 코릴레이션은 작아진다. 4개의 전송 안테나를 구비한 경우에서 안테나 스페이싱의 예는 도 5에 나타나있다.

[0098]

도 5는 4개의 전송 안테나의 어레이먼트에 대한 도면이다.

[0099]

상기 도 5를 참조하면, 4개의 전송 안테나가 연속적으로 행에 정렬되어 있고, 이웃 안테나 사이의 거리는 λ 이다. 안테나 포트 ANTP0 및 ANTP1 사이의 코릴레이션은 안테나 포트 ANTP2 및 ANTP3 사이의 코릴레이션보다 크다.

[0100]

유사하게, 안테나 포트 ANTP2 및 ANTP3 사이의 코릴레이션은 안테나 포트 ANTP1 및 ANTP3 사이의 코릴레이션보다 크다.

[0101]

병합 SFBC+FSTD 스킴 또는 STBC+TSTD 스킴으로부터 심볼들이 안테나를 통해 전송되는 경우가 도 5에 도시되어 있다. 심볼들은 하기와 같이 표현된다.

수학식 22

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0102]

[0103]

여기서, 4개의 전송 안테나를 구비하고 있는 경우에, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯을 나타낸다($i=1,2,3,4$, $j=1,2,3,4$).

[0104]

심볼(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)은 ANTP0 및 ANTP1를 통해 전송된다. 반면에 심볼(\mathbf{S}_3 , \mathbf{S}_4)은 ANTP2 및 ANTP3을 통해 전송된다. 이는 심볼(\mathbf{S}_1 , \mathbf{S}_2)에 대한 전송 다이버시티 성능이 떨어지게 한다. 왜냐하면, ANTP0 and ANTP1 사이의 코릴레이션이

ANTP0 and ANTP2 사이의 코릴레이션 또는 ANTP1 and ANTP3 사이의 코릴레이션보다 비교하여 높기 때문이다.

[0105] 유사하게, 심볼(S_3 , S_4)의 전송 다이버시티 성능이 떨어진다. 왜냐하면, ANTP2 and ANTP3 사이의 코릴레이션이 ANTP0 and ANTP2 사이의 코릴레이션 또는 ANTP1 and ANTP3 사이의 코릴레이션보다 비교하여 높기 때문이다.

[0106] 4개의 안테나를 구비하는 또 다른 전송 다이버시티 스킴은 SFBC-PSD(SFBC-Phase Switched Diversity)라고 불리우고, 여기서, 전송 공간-주파수 코드 구조는 하기와 같다.

수학식 23

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{j\theta_1(g)} & -S_2^* e^{j\theta_1(g)} \\ S_2 e^{j\theta_2(g)} & S_1^* e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}$$

[0107]

[0108] 여기서, $g=[k/2]$ 이고, 2개의 부 반송파의 그룹 인덱스이다. k 는 부 반송파 인덱스이고, $\theta_1(g)$ 와 $\theta_2(g)$ 는 부 반송파 그룹 인덱스 g 에 대한 2개의 가상 랜덤 위상 이동 벡터이다. 그리고 Node-B(예: 기지국) 및 UE(User Equipment, 단말)로 알려져 있다.

[0109] 4개의 안테나를 구비하는 또 다른 전송 다이버시티 스킴은 SFBC-CDD(Space Frequency Block Code Cyclic Delay Diversity)라고 불리우고, 여기서, 전송 공간-주파수 코드 구조는 하기와 같다.

수학식 24

$$\begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* \\ S_2 & S_1^* \\ S_1 e^{jk\theta_1} & -S_2^* e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2 e^{jk\theta_2} & S_1^* e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}$$

[0110]

[0111] 여기서, k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 와 θ_2 는 2개의 고정 위상각이다.

[0112] 이러한 경우에 있어서, 적용할 수 있는 단순한 직교 검출 알고리즘은 존재하지 않는다. ML(Maximum Likelihood), MMSE(Minimum Mean Square Error) 또는 다른 개선된 수신기가 다이버시티를 위해서 필요하다.

[0113] MIMO 스킴은 다중 전송 안테나를 사용한다. 그리고 다중 수신 안테나를 무선 통신 채널의 신뢰도와 용량을 향상시키기 위해 사용한다.

[0114] MIMO 시스템은 K 수에 따라 성능이 선형적으로 증가한다. 여기서 K 는 전송(M) 및 수신(N) 안테나의 수에 대한 최소 값이다(예를 들어, $K = \min(M, N)$). 단순화된 4×4 MIMO 시스템의 예는 도 6에 도시되어 있다.

[0115] 도 6은 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 송수신기 체인에 대한 도면이다.

[0116] 상기 도 6을 참조하면, 4개의 서로 다른 데이터 스트림이 4개의 전송 안테나로부터 개별적으로 전송된다. 전송된 신호는 4개의 수신 안테나에서 수신된다.

[0117] 원래의 4개의 데이터 스트림을 얻기위해서 공간 신호 처리의 몇가지 방식이 수신된 신호에 대해 수행된다.

[0118] 공간 신호 처리의 예는 V-BLAST(vertical Bell Laboratories Layered Space-Time)이다. 이는 전송된 데이터 신호를 얻기 위해 연속적인 간섭 제거 원칙을 사용한다.

[0119] MIMO 스킴에 대한 다른 방식은 전송 안테나에 걸쳐서 공간-시간 코딩을 하는 방식을 사용하는 것이다(e.g., D-BLAST(diagonal Bell Laboratories Layered Space-Time (D-BLAST) 및 SDMA(Spatial Division multiple Access)와 같은 빔 포밍 스킴).

[0120] MIMO 채널 추정에는 각각의 전송 안테나로부터 각각의 수신 안테나로의 링크에 관한 채널 이득과 위상 정보에 대

한 추정으로 구성된다. 따라서, 채널 $M \times N$ MIMO 시스템에 대한 채널은 $N \times M$ 행렬로 구성된다.

수학식 25

$$H = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1M} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2M} \\ \vdots & \vdots & \cdots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NM} \end{bmatrix}$$

여기서, h_{ij} 는 전송 안테나 j 에서 수신 안테나 i 로의 채널 이득을 나타낸다. MIMO 채널 행렬 요소의 추정을 가능하게 하기 위해서 별조의 파일럿들이 각각의 전송 안테나들로부터 전송된다. 싱글 코드 워드 MIMO 스킴은 예는 도 7에 나타나있다.

도 7은 싱글 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.

상기 도 7을 참조하면, 싱글 코드 워드 MIMO 전송의 경우에 있어서, CRC(cyclic redundancy check)가 싱글 정보 블록에 추가되고 이후, 코딩이 수행된다. 예를 들어 코딩에 있어서는 터보 코드 및 LDPC(low-density parity check) 코드를 이용한 코딩이 수행되고, 변조에 있어서는 QPSK(quadrature phase-shift keying) 변조가 수행된다. 코딩되고 변조된 심볼들은 다중 안테나 상에서 전송을 위해서 디멀티플렉싱된다. 다중 코드 워드 MIMO 스킴은 예는 도 8에 나타나 있다.

도 8은 다중 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.

상기 도 8을 참조하면, 정보블록은 더 작은 정보블록으로 디멀티플렉싱된다. 각각의 CRC들은 상기 더 작은 정보 블록에 추가되고, 이후, CRC가 추가된 더 작은 정보 블록에 대해 개별적인 코딩 및 변조가 수행된다. 변조 과정 후에는, 더 작은 정보 블록들은 각각 좀 더 작은 정보 블록들로 디멀티플렉싱되고, 해당 안테나를 통해 전송된다.

다중 코드워드 MIMO 전송에 있어서, 서로 다른 변조 방식과 코딩 방식이 개개의 스트림 각각에 대해 사용될 수 있다. 따라서, PARC(Per Antenna Rate Control)라 불리는 스킴이 사용된다.

또한, 다중 코드 워드 전송은 더 효율이 높은 post-decoding 간섭 제거를 할 수 있다. 왜냐하면, 코드워드가 전체 신호로부터 제거되기(cancel) 전에, CRC 검사가 각각의 코드워드에 대해 수행되기 때문이다. 이러한 방식으로, 올바르게 수신된 코드 워드만이 제거된다. 그리고, 제거 과정에서 어떠한 간섭도 피할 수 있다.

4x4 형태의 전송을 수행하는 3GPP LTE 시스템에서는, 코드워드-1(CW1)이 안테나 포트 ANTP0 및 ANTP1로부터 전송된다. 반면에, CW2는 안테나 포트 ANTP2 및 ANTP3으로부터 전송된다. 이는 더 약한 채널 추정이 일어나는 것을 나타내고, CW2에서의 성능 감소가 ANTP2 및 ANTP3 기준 신호 집중도가 더 낮아짐에 따라 발생하는 것을 나타낸다.

유사하게, ANTP0 및 ANTP1에 매핑되는 코드워드-1(CW1)은 ANTP0 와 ANTP1 사이의 더 높은 코릴레이션으로 인해 더 낮은 다이버시티를 가진다. 유사하게 ANTP2 및 ANTP3에 매핑되는 코드워드-2(CW2)는 ANTP2와 ANTP3 사이의 더 높은 코릴레이션으로 인해 더 낮은 다이버시티를 가진다.

본 발명의 제 1 실시 예에 따르면, 개 루프 전송 다이버시티 스킴에 대해 설명할 것이다. 여기서, 심볼(S_1 , S_2)는 도 5와 같이 안테나 포트 ANTP0와 ANTP2를 통해 전송된다. 반면에, 심볼(S_3 , S_4)는 안테나 포트 ANTP1와 ANTP3을 통해 전송된다.

전송 행렬은 하기와 같다.

수학식 26

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상에서의 심볼을 나타낸다 ($i=1,2,3,4$, $j=1,2,3,4$). 수신된 심볼의 추정은 하기와 같다.

수학식 27

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_3^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_3|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_3^* n_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_3^* r_1 + h_1^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_3|^2) s_2 + h_3^* n_1 + h_1^* n_2^* \\ \hat{s}_3 &= h_2^* r_3 + h_4^* r_4^* \\ &= (|h_2|^2 + |h_4|^2) s_3 + h_2^* n_3 + h_4^* n_4^* \\ \hat{s}_4 &= h_4^* r_3 + h_2^* r_4^* \\ &= (|h_2|^2 + |h_4|^2) s_4 + h_4^* n_3 + h_2^* n_4^* \end{aligned}$$

여기서, h_1 , h_2 , h_3 , h_4 는 안테나 포트 0, 1, 2, 3에 대한 채널 이득을 나타낸다. n_1 , n_2 , n_3 , n_4 는 SFBC의 경우에는 부 반송파 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타내고, STBC의 경우에는 타임슬롯 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타낸다.

안테나 포트 0 및 2로부터 전송된 심볼(S_1 , S_2)은 우수한 채널 추정 h_1 과 약한 채널 추정 h_3 을 가진다.

유사하게, 안테나 포트 1 및 3으로부터 전송된 심볼(S_3 , S_4)은 우수한 채널 추정 h_2 과 약한 채널 추정 h_4 를 가진다. 이러한 더 약한 채널 추정의 효과는 모든 4개의 심볼(S_1 , S_2 , S_3 , S_4)에 걸쳐 분포되어 있다. 본 발명의 다중 코드 워드 MIMO 스킴은 도 9에 나타나 있다.

도 9은 본 발명의 제 1 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.

상기 도 9를 참조하면, 코드워드1(CW1)은 안테나 포트 0 및 2에 매핑되고 코드워드2(CW2)은 안테나 포트 1 및 3에 매핑된다. 안테나 포트 2 및 3에 대한 더 약한 채널 추정의 효과는 2 코드 워드 전송에 대해 분포되어 있다. 본 발명의 제 2 실시 예에 따라 4개의 안테나를 구비한 경우의 참조 심볼은 도 10에 나타나 있다.

도 10은 본 발명의 제 2 실시 예에 따른 4개의 전송 안테나를 구비한 경우에 대한 참조 심볼 매핑 스킴에 대한 도면이다.

상기 도 10을 참조하면, 기준 신호 R0, R1, R2 및 R3는 물리적인 안테나 1, 3, 2, 4에 매핑되어있다. 이러한 경우 각각의 안테나 포트는 해당 포트 상에 전송된 기준 신호에 의해 정의된다.

이는 안테나 포트 ANTP0은 기준 신호 R0에 의해 정의되고, 안테나 포트 ANTP1은 기준 신호 R1에 의해 정의되고, 안테나 포트 ANTP0은 기준 신호 R0에 의해 정의되고, 안테나 포트 ANTP2는 기준 신호 R2에 의해 정의되고, 안테나 포트 ANTP3는 기준 신호 R3에 의해 정의되는 것을 나타낸다.

왜냐하면, 기준 신호 R0, R1, R2, R3는 물리적인 안테나 1, 3, 2, 4에 각각 매핑되어 있기 때문이다. 안테나 포트 ANTP0은 물리적인 안테나 1에 해당하고, 안테나 포트 ANTP2는 물리적인 안테나 2에 해당하고, 안테나 포트

ANTP1은 물리적인 안테나 3에 해당하고, 안테나 포트 ANTP3은 물리적인 안테나 4에 해당한다.

[0145] 물리적인 안테나 1과 물리적인 안테나 3사이의 큰 스페이싱은 안테나 포트 ANTP0 및 ANTP1가 안테나 포트 매핑이 없는 경우보다 더 큰 스페이싱을 가지고 있는 것을 나타낸다. 따라서, 더 작은 코릴레이션을 가진다.

[0146] 안테나 포트 사이의 더 작은 코릴레이션은 더 높은 성취가능한 집중도를 의미한다. 유사하게, ANTP2 및 ANTP3은 더 큰 스페이싱을 가지고 따라서 더 작은 코릴레이션을 가진다.

[0147] 이제, 병합 SFBC+FSTD 스킴 또는 STBC+TSTD 스킴에서, 심볼들은 도 10의 안테나 포트를 통해 전송된다고 가정하자 병합된 SFBC+FSTD 스킴 또는 STBC+TSTD 스킴에서, 안테나 포트로부터 전송된 심볼은 하기와 같다.

수학식 28

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0148] 여기서, T_{ij} 는 i 번째 안테나 포트와 j 번째 부 반송파 또는 j 번째 시간 슬롯 상에서의 심볼을 나타낸다 ($i=1,2,3,4$, $j=1,2,3,4$)

[0149] 여기서, 심볼 T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} 는 물리 안테나 1에 해당하는 안테나 포트 ANTP0을 통해 전송된다. 그리고, 심볼 T_{21} , T_{22} , T_{23} , T_{24} 는 물리 안테나 3에 해당하는 안테나 포트 ANTP1을 통해 전송된다.

[0151] 심볼 T_{31} , T_{32} , T_{33} , T_{34} 는 물리 안테나 2에 해당하는 안테나 포트 ANTP2을 통해 전송된다. 그리고, 심볼 T_{41} , T_{42} , T_{43} , T_{44} 는 물리 안테나 4에 해당하는 안테나 포트 ANTP3을 통해 전송된다. 수신된 심볼을 추정하면 하기와 같이 나타내어 진다.

수학식 29

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \hat{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 + h_2^* n_1 + h_1 n_2^* \\ \hat{s}_3 &= (|h_3|^2 + |h_4|^2)s_3 + h_3^* n_3 + h_4 n_4^* \\ \hat{s}_4 &= (|h_3|^2 + |h_4|^2)s_4 + h_4^* n_3 + h_3 n_4^* \end{aligned}$$

[0152] 여기서, h_1 , h_2 , h_3 , h_4 는 안테나 포트 0, 1, 2, 3에 대한 채널 이득을 나타낸다. n_1 , n_2 , n_3 , n_4 는 SFBC의 경우에는 부 반송파 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타내고, STBC의 경우에는 타임슬롯 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타낸다.

[0154] 심볼(S_1 , S_2)는 안테나 포트 0과 안테나 포트 1 사이의 큰 스페이싱로 인해 더 높은 다이버시티를 가진다. 유사하게, 심볼(S_3 , S_4)는 상기 도 10에 있는 안테나 포트와 물리적인 안테나 매핑에 따라 안테나 포트 2와 안테나 포트 3 사이의 큰 스페이싱로 인해 더 높은 다이버시티를 가진다. 본 발명의 제 3 실시 예는 도 11에 나타나 있다.

[0155] 도 11은 본 발명의 제 3 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 매핑 스킴에 대한 도면이다.

[0156] 상기 도 11을 참조하면, CW1은 ANTP0, ANTP1에 매핑되어 있다. 그리고, CW2는 ANTP2 및 ANTP3에 상기 도 10에 있는 안테나 포트 대 물리적인 안테나 매핑에 따라 매핑되어 있다.

[0157] 도 10에서 안테나 포트에 대한 CW의 매핑 및 물리적인 안테나에 대한 안테나 포트의 매핑, 코드워드는 ANTP0, ANTP1, ANTP2, ANTP3가 물리적인 안테나 1, 2, 3, 4에 각각 매핑되어 있는 경우에 비해 더 큰 다이버시티가 있

음을 나타낸다. 본 발명의 제 4 실시 예에서, 4개의 전송 안테나에 대한 참조 심볼은 그림 도12에 나타나있다.

[0158] 도 12는 본 발명의 제 4 실시 예에 따른 4개의 전송 안테나를 구비한 경우에 대한 참조 심볼 매핑 스킴에 대한 도면이다.

[0159] 상기 도 12를 참조하면, 기준 신호 R0, R1, R2, R3는 물리적인 안테나 1, 2, 3, 4에 각각 매핑되어 있다. 개 루프 전송 다이버시티 스킴에서, 심볼(S_1 , S_2)는 안테나 포트 AMTP0, ANTP2를 통해 전송된다. 그리고, 심볼(S_3 , S_4)는 안테나 포트 AMTP1, ANTP3을 통해 전송되고 하기와 같이 전송 행렬이 주어진다.

수학식 30

$$\begin{bmatrix} T_{11} & T_{12} & T_{13} & T_{14} \\ T_{21} & T_{22} & T_{23} & T_{24} \\ T_{31} & T_{32} & T_{33} & T_{34} \\ T_{41} & T_{42} & T_{43} & T_{44} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_1 & -S_2^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & -S_4^* \\ S_2 & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_4 & S_3^* \end{bmatrix}$$

[0160]

[0161] 여기서, T_{ij} 는 i번째 안테나 포트와 j번째 부 반송파 또는 j번째 시간 슬롯 상에서의 심볼을 나타낸다 ($i=1, 2, 3, 4$, $j=1, 2, 3, 4$).

[0162] 수신된 심볼의 추정은 하기와 같다.

수학식 31

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_3^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_3|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_3^* n_2^* \\ \hat{s}_2 &= h_3^* r_1 + h_1^* r_2^* \\ &= (|h_1|^2 + |h_3|^2) s_2 + h_3^* n_1 + h_1^* n_2^* \\ \hat{s}_3 &= h_2^* r_3 + h_4^* r_4^* \\ &= (|h_2|^2 + |h_4|^2) s_3 + h_2^* n_3 + h_4^* n_4^* \\ \hat{s}_4 &= h_4^* r_3 + h_2^* r_4^* \\ &= (|h_2|^2 + |h_4|^2) s_4 + h_4^* n_3 + h_2^* n_4^* \end{aligned}$$

[0163]

[0164] 여기서, h_1 , h_2 , h_3 , h_4 는 안테나 포트 0, 1, 2, 3에 대한 채널 이득을 나타낸다. n_1 , n_2 , n_3 , n_4 는 SFBC의 경우에는 부 반송파 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타내고, STBC의 경우에는 타임슬롯 1, 2, 3, 4에 대한 노이즈를 나타낸다.

[0165] 도 12에서와 같은 물리적인 안테나에 대한 안테나 포트의 매핑과 상기와 같 심볼 전송 행렬, 모두는 하나의 심볼 내의 다이버시티가 최대화되고 또한 채널 추정의 효과가 심볼의 쌍(S_1 , S_2)과 심볼의 쌍(S_3 , S_4) 사이에 고루 분포되어 있음을 나타낸다. 본 발명의 제 5 실시 예는 도 13에 나타나있다.

[0166] 도 13은 본 발명의 제 5 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 매핑 스킴에 대한 도면이다.

[0167] 상기 도 13을 참조하면, CW1은 ANTP0, ANTP2에 매핑되어 있다. 그리고, CW2는 ANTP1 및 ANTP3에 상기 도 12에 있는 안테나 포트의 물리적인 안테나로의 매핑에 따라 매핑되어 있다.

[0168] 이러한 경우, CW1 및 CW2는 안테나 포트 ANTP0 및 ANTP2 사이와 안테나 포트 ANTP2 및 ANTP4 사이에서의 스페이싱으로 인해 더 큰 다이버시티가 있음을 알 수 있다.

[0169] 또한, 더 약한 채널의 효과는 안테나 포트 ANTP2 및 ANTP3로부터 추정되고, 2 코드워드에 대해 균일하게 분포되

어 있음을 알 수 있다.

[0170] 본 발명의 제 6 실시 예에서, 6개의 SFBC-PSD 행렬의 6개의 permuted version 을 유도하면 하기와 같다.

수학식 32

$$P_A = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_B = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}, P_C = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix},$$

$$P_D = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_E = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, P_F = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1(g)} & -S_2^*(i)e^{j\theta_1(g)} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2(g)} & S_1^*(i)e^{j\theta_2(g)} \end{bmatrix}.$$

[0171]

[0172] 여기서, $i=1, \dots, N$ 이고 N 은 심볼의 수이다.

[0173] 전송기가 변조된 심볼을 물리 시간 주파수 OFDM 자원에 매핑하는 경우, 상기 전송기는 상기 6개의 퍼뮤티드 SFBC-PSD 행렬로부터 K 퍼뮤티드 행렬 중 부분 집합을 선택한다($1 \leq K \leq 6$).

[0174] 이후, 상기 전송기는 변조된 신호를 K 부분으로 분리한다. 각각의 K 부분은 $2M$ 심볼을 포함한다. 여기서, M 은 양의 정수이다. 즉, $M \geq 1$ 이다.

[0175] 각각의 K 부분은 K 행렬의 부분 집합에서 서로 다른 퍼뮤티드 행렬을 사용한다. 예를 들어, $K=3$ 이라고 할 경우, 3개의 퍼뮤티드 행렬은 P_A, P_B, P_C 라고 가정하자. 그리고, 30개의 변조된 심볼(S_1, S_2, \dots, S_{30})도 가정한다.

[0176] 상기 30개의 변조된 심볼은 3개의 파트로 나뉘어진다. 제 1 파트는 심볼($S_1, S_2, S_7, S_8, S_{13}, S_{14}, S_{19}, S_{20}, S_{25}, S_{26}$)을 포함한다. 제 2 파트는 심볼($S_3, S_4, S_9, S_{10}, S_{15}, S_{16}, S_{21}, S_{22}, S_{27}, S_{28}$)을 포함한다. 제 3 파트는 심볼($S_5, S_6, S_{11}, S_{12}, S_{17}, S_{18}, S_{23}, S_{24}, S_{29}, S_{30}$)을 포함한다

[0177] 이러한 예에서, 이러한 3개의 행렬 P_A, P_B, P_C 는 매 6개의 부 반송파가 반복되는 패턴에서 주파수 차원 상에서 적용될 것이다.

[0178] P_A 는 변조된 심볼의 제 1 파트에서 변조된 심볼의 각각의 쌍(pair)에 할당된다. P_B 는 변조된 심볼의 제 2 파트에서 변조된 심볼의 각각의 쌍에 할당된다. P_C 는 변조된 심볼의 제 3 파트에서 변조된 심볼의 각각의 쌍에 할당된다.

[0179] 본 발명의 제 7 실시 예에서, Node-B(예를 들어, 기지국)는 HARQ(Hybrid Automatic Repeat-request) 전송을 위해 K 개의 퍼뮤티드 SFBC-PSD 행렬로부터 하나의 부분 집합을 선택한다($1 \leq K \leq 6$).

[0180] 추가적으로, 상기 Node-B는 패킷의 다른 재 전송에 있어서 K 개의 퍼뮤티드 SFBC-PSD 행렬의 부분 집합 내에서 서로 다른 SFBC-PSD 행렬을 적용한다.

[0181] 다른 재 전송에 있어서 퍼뮤티드 SFBC-PSD 행렬을 적용하는 방식은 체이스 컴바이닝(Chase Combining) 및 증가하는 여분(incremental redundancy)에도 적용된다.

[0182] 본 발명의 제 8 실시 예에서, 6개의 퍼뮤티드 SFBC-CDD 행렬을 유도하면 하기와 같다.

수학적식 33

$$C_A = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_B = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}, C_C = \begin{bmatrix} S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix},$$

$$C_D = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, C_E = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \\ S_2(i) & S_1^*(i) \end{bmatrix}, C_F = \begin{bmatrix} S_1(i)e^{j\theta_1} & -S_2^*(i)e^{j(k+1)\theta_1} \\ S_1(i) & -S_2^*(i) \\ S_2(i) & S_1^*(i) \\ S_2(i)e^{j\theta_2} & S_1^*(i)e^{j(k+1)\theta_2} \end{bmatrix}$$

여기서, k 는 부 반송파 인덱스이고, θ_1 및 θ_2 는 2개의 고정된 위상 각도이다. $i=1, \dots, N$ 이고, N 은 심볼의 수이다.

전송기가 변조된 심볼을 물리적인 시간 주파수 OFDM 자원으로 매핑하는 경우, 상기 전송기는 K 개의 퍼뮤티드 SFBC-CDD 행렬로부터 하나의 부분 집합을 선택한다($1 \leq K \leq 6$).

후에, 상기 전송기는 상기 변조된 심볼을 K 파트로 분리한다. 각각의 파트에서는 K 행렬의 부분 집합으로부터 서로 다른 퍼뮤티드 행렬이 사용된다. 예를 들어, $K=3$ 이라고 가정하고 3개의 퍼뮤티드 행렬은 C_A , C_B , C_C 라고 가정한다.

이러한 예에서, 3개의 행렬은 매 6개의 부 반송파가 반복되는 패턴에서 주파수 차원상에서 적용될 것이다.

본 발명의 제 9 실시 예에서, Node-B 는 K 개의 퍼뮤티드 SFBC-CDD 행렬의 부분 집합을 HARQ를 위해서 선택한다 ($1 \leq K \leq 6$).

상기 Node-B 는 패킷의 서로 다른 재전송에 있어서 이러한 부분 집합 이내에 있는 서로 다른 SFBC-CDD 행렬을 적용한다. 퍼뮤티드 SFBC-CDD 행렬을 재전송시에 적용하는 방식은 체이스 컴바이닝(Chase Combining) 및 증가하는 여분(incremental redundancy)에도 적용된다.

본 발명에서 안테나 수에는 제한이 없다. 이는 통신 시스템은 4개 이상의 안테나를 가질 수 있음을 나타낸다. 예를 들어, 2개의 코드워드(CW1, CW2)가 10개의 전송 안테나를 통해 전송되는 경우에 대해 설명하면 하기와 같다.

CW1는 짝수 안테나 포트에 매핑된다(ANTP0, ANTP2, ANTP4, ANTP6, ANTP8). 그리고, CW2는 홀수 안테나 포트에 매핑된다(ANTP1, ANTP3, ANTP5, ANTP7, ANTP9).

SFBC-FSTD의 경우에 있어서, 심볼에 대한 5개의 쌍을 생성할 수 있다(S_1 과 S_2 , S_3 과 S_4 , S_5 과 S_6 , S_7 과 S_8 , S_9 과 S_{10}). 이후, 전송 다이버시티 이득을 최대화하기 위해 각각의 쌍을 안테나에 매핑한다. 예를 들어, 제 1 쌍인 S_1 과 S_2 는 안테나 포트 0과 5에 매핑될 수 있다. 그리고 제 2 쌍인 S_3 과 S_4 는 안테나 포트 1과 6에 매핑될 수 있다. 그리고 마지막 쌍인 S_9 과 S_{10} 은 안테나 포트 4와 9에 매핑될 수 있다.

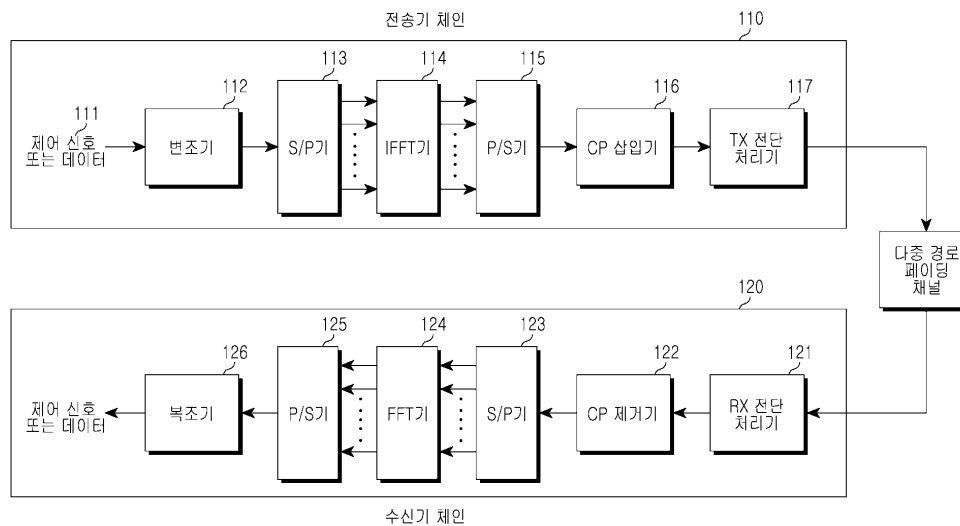
한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면의 간단한 설명

- [0194] 도 1은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 송수신기의 체인(Chain)을 도시한 도면이다.
- [0195] 도 2는 2개의 송신 안테나를 구비한 경우에 대한 공간 시간 블록 코드 전송 다이버시티 스킴을 도시한 도면이다.
- [0196] 도 3은 2개의 송신 안테나를 구비한 경우에 대한 공간 주파수 블록 코드 전송 다이버시티에 대한 다른 스킴을 도시한 도면이다.
- [0197] 도 4는 3GPP LTE 시스템에서 하향링크 기준 신호의 매핑에 대해 도시한 도면이다.
- [0198] 도 5는 4개의 전송 안테나의 어레이먼트에 대한 도면이다.
- [0199] 도 6은 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 송수신기 체인에 대한 도면이다.
- [0200] 도 7은 싱글 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.
- [0201] 도 8은 다중 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.
- [0202] 도 9은 본 발명의 제 1 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 전송 스킴에 대한 도면이다.
- [0203] 도 10은 본 발명의 제 2 실시 예에 따른 4개의 전송 안테나를 구비한 경우에 대한 참조 심볼 매핑 스킴에 대한 도면이다.
- [0204] 도 11은 본 발명의 제 3 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 매핑 스킴에 대한 도면이다.
- [0205] 도 12는 본 발명의 제 4 실시 예에 따른 4개의 전송 안테나를 구비한 경우에 대한 참조 심볼 매핑 스킴에 대한 도면이다.
- [0206] 도 13은 본 발명의 제 5 실시 예에 따른 다중 코드워드 MIMO 매핑 스킴에 대한 도면이다.

도면

도면1



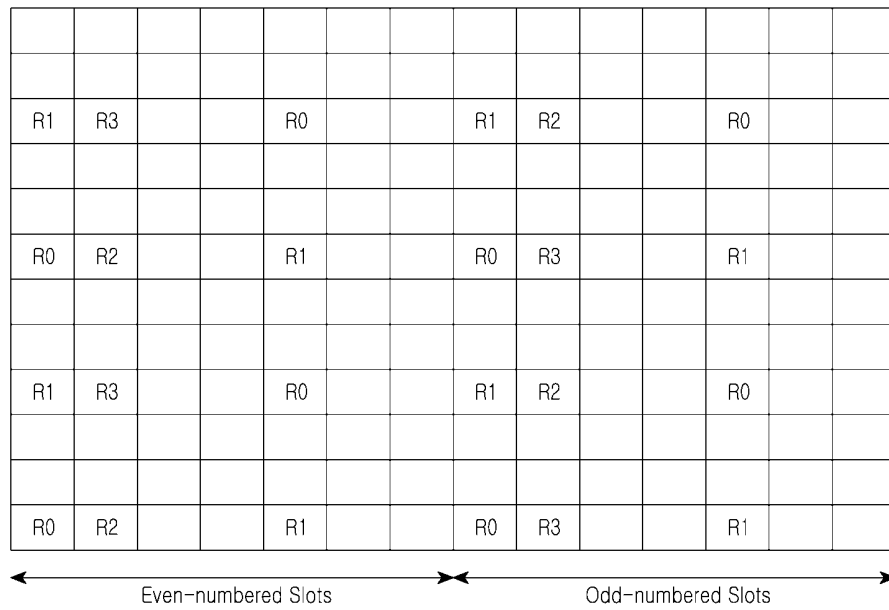
도면2

	t1	t2
ANT 1	S_1	$-S_2^*$
ANT 2	S_2	S_1^*

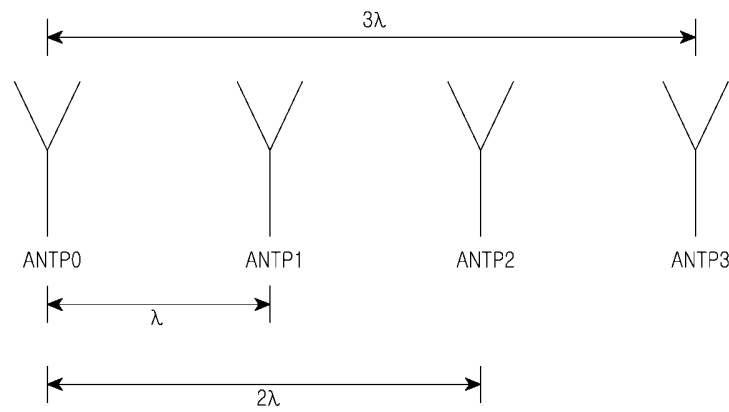
도면3

	f1	f2
ANT 1	S_1	$-S_2^*$
ANT 2	S_2	S_1^*

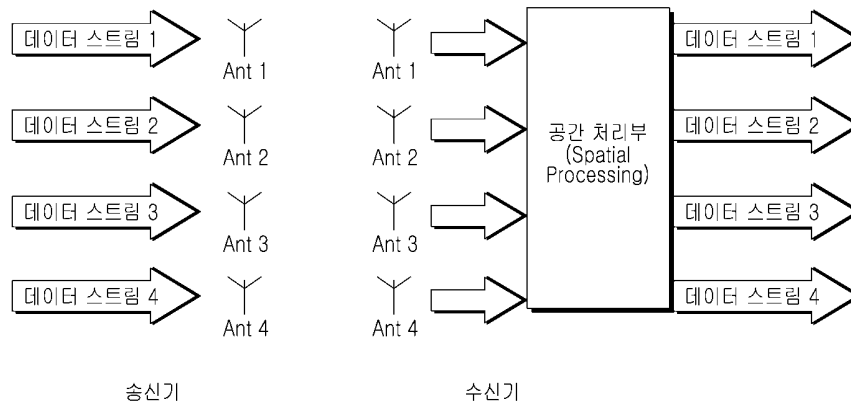
도면4



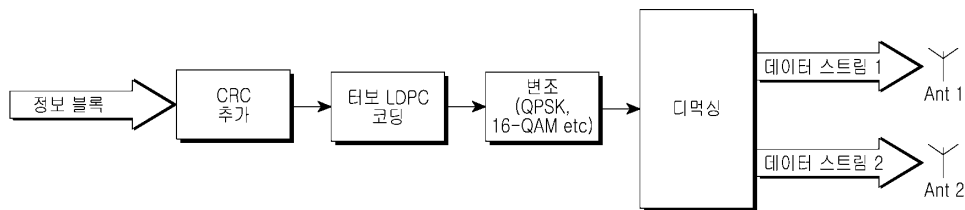
도면5



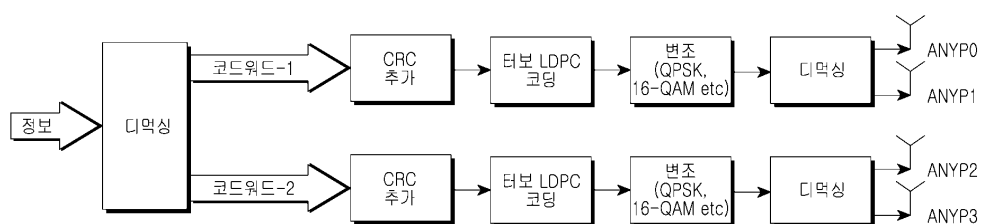
도면6



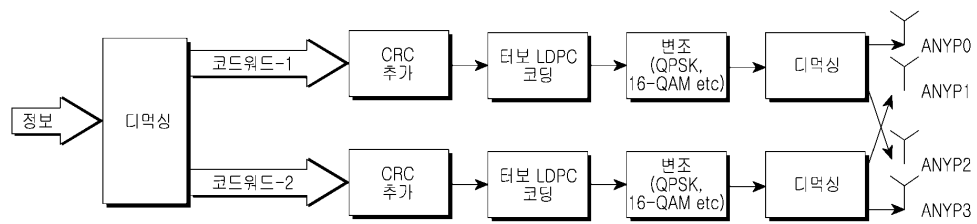
도면7



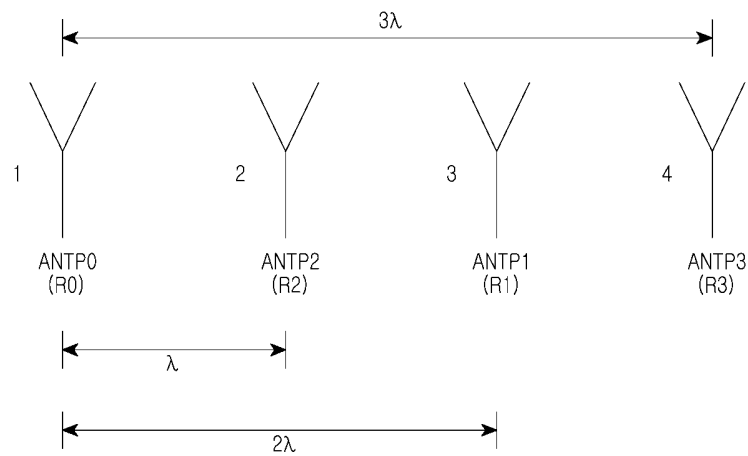
도면8



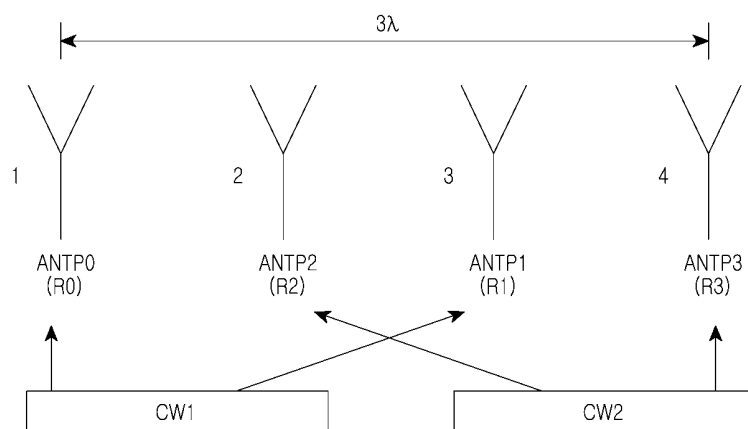
도면9



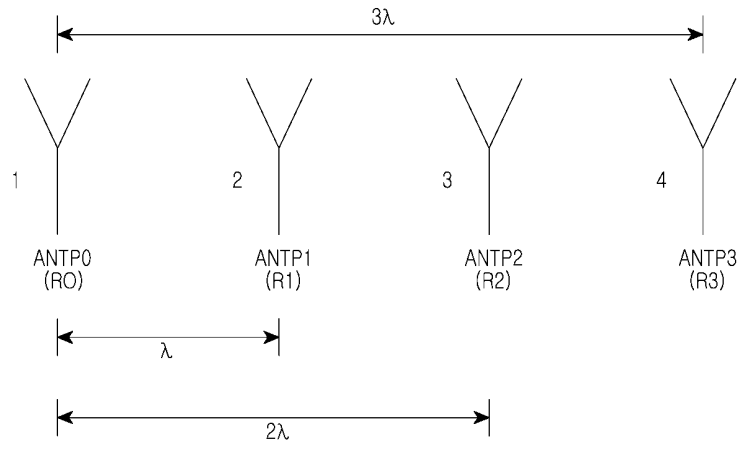
도면10



도면11



도면12



도면13

