



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2013년11월05일
(11) 등록번호 10-1325815
(24) 등록일자 2013년10월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/06 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2009-7006886(분할)
(22) 출원일자(국제) 2007년08월23일
심사청구일자 2012년08월23일
(85) 번역문제출일자 2009년04월03일
(65) 공개번호 10-2009-0041452
(43) 공개일자 2009년04월28일
(62) 원출원 특허 10-2009-7005922
원출원일자(국제) 2007년08월23일
심사청구일자 2009년03월24일
(86) 국제출원번호 PCT/US2007/018727
(87) 국제공개번호 WO 2008/024462
국제공개일자 2008년02월28일
(30) 우선권주장
60/823,484 2006년08월24일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
Hesham El Gamal, "Universal Space-Time Coding", IEEE Transactions on Information Theory, IEEE Service Center, Piscataway, NJ, US, vol.49, no.5*
US20060018397 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
인터디지털 테크놀로지 코퍼레이션
미국, 델라웨어주 19809, 윌밍턴, 벨뷰 파크웨이 200, 스위트 300
(72) 발명자
엘 가말 헤삼
미국 오하이오주 43017 더블린 브랜던웨이 코트 5212
별탄 아이쿠트
미국 뉴욕주 11360 베이사이드 에이피터 515 벨 불바드 16-70
구 창수
미국 뉴욕주 11747 멜빌 알테사 불바드 281
(74) 대리인
신정건, 김태홍

전체 청구항 수 : 총 21 항

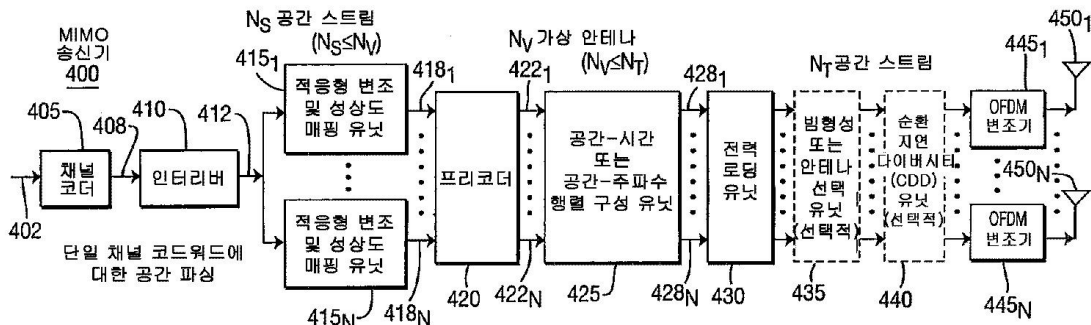
심사관 : 김현진

(54) 발명의 명칭 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신을 지원하는 MIMO 송신기 및 수신기

(57) 요약

단일 채널 코드워드의 다운링크(DL) 통신은 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기 및 수신기를 제공함으로써 지원된다. 송신기는 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나, 프리코더, 및 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함한다. 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성한다. 송신기는 수신기로부터 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않은 경우 개방 루프 모드, 채널 랭크 정보가 이용가능한 경우 준개방 루프 모드, 및 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능한 경우 폐쇄 루프 모드로 동작한다. 수신기는 각 수신된 공간 스트림 단위로 송신기에 피드백을 제공하도록 구성된다.

대표도



특허청구의 범위

청구항 1

복수의 모드로 동작하도록 구성되는 다중 입력 다중 출력(MIMO; multiple-input multiple-output) 송신기에 있어서,

공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;

프리코더(precoder); 및

상기 프리코더 및 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,

상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스레드된 대수적 공간-시간(TAST; threaded algebraic space-time) 코드워드(codeword)를 정의하는 행렬을 구성하고,

상기 송신기는 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않은 경우 개방(open) 루프 모드로 동작하고, 채널 랭크(channel rank) 피드백 정보가 이용가능한 경우 준개방(semi-open) 루프 모드로 동작하며, 채널 상태 정보가 이용가능한 경우 폐쇄(closed) 루프 모드로 동작하는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 송신기는 각 공간 스트림 단위로 피드백을 수신하도록 구성되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 프리코더는 풀 다이버시티 풀 레이트(FDFR; full diversity full rate) 프리코더인 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 코드워드는 $N_S \times L$ 개의 변조된 심볼을 포함하고 여기서 N_S 는 공간 스트림의 수이고 상기 L 은 각각의 심볼의 길이인 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 5

청구항 4에 있어서,

상기 코드워드는 길이 L 의 N_S 개의 성분 벡터로 나누어지고, 각각의 성분 벡터는 공간, 공동(joint) 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산(spread)될 수 있도록 프리코딩되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

$N_V < N_T$ 인 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 출력에 안테나 선택이나 빔형성이 적용되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 7

청구항 1에 있어서,

플랫 페이딩 채널(flat fading channel)의 경우 다이버시티 이득을 제공하도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 적용되는 순환 지연 다이버시티(CCD; cyclic delay diversity) 유닛을 더 포함하는 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 8

청구항 1에 있어서,

$N_T > N_R$ (여기서 N_R 은 수신기 안테나의 수입)이며 채널 상태 정보가 이용가능한 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 안테나 선택이나 빔형성이 적용되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 9

청구항 1에 있어서,

상기 가상 안테나의 수 N_V , 상기 송신 안테나의 수 N_T , 및 공간 스트림의 수 N_S 는, $N_S \leq N_V \leq N_T$ 인 한, 독립적으로 값이 설정될 수 있는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 10

청구항 1에 있어서,

상기 송신기가 개방 루프 모드로 동작할 때, 공간 다중화 차수(spatial multiplexing order)는 $N_S = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 11

청구항 1에 있어서,

상기 송신기가 준개방 루프 모드로 동작할 때, $N_S = \text{rank}(H)$ 이고, 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬이고, N_S 는 공간 스트림의 수인 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 12

청구항 1에 있어서,

상기 송신기가 폐쇄 루프 모드로 동작할 때, $N_S = N_V = \text{rank}(H)$ 이고, 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬이고, N_S 는 공간 스트림의 수인 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 13

다중 입력 다중 출력(MIMO; multiple-input multiple-output) 송신기에 있어서,

N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 N_S 개의 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;

프리코더; 및

상기 프리코더 및 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,

상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, 상기 코드워드는 길이 L 의 N_S 개의 성분 벡터로 나누어지고, 각각의 성분 벡터는 공간, 공동 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산될 수 있도록 상기 프리코더에 의해 개별적으로 프리코딩되는 것이고,

상기 송신기는 $N_V < N_T$ 인 경우, 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 출력에 안테나 선택 또는 빔형성(beamforming)을 적용하는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 14

청구항 13에 있어서,

상기 송신기는,

아무 피드백 정보도 이용가능하지 않으며 공간 다중화 차수가 $N_s = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 경우, 개방 루프 모드;

채널 랭크 정보가 이용가능하며 $N_s = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 준개방 루프 모드; 및

채널 상태 정보가 이용가능하며 $N_s = N_V = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 폐쇄 루프 모드

를 포함하는 복수의 상이한 모드로 동작하는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 15

삭제

청구항 16

청구항 13에 있어서,

상기 코드워드는 $N_s \times L$ 개의 변조된 심볼을 포함하고 여기서 N_s 는 공간 스트림의 수이고 상기 L은 각각의 심볼의 길이인 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 17

삭제

청구항 18

청구항 13에 있어서,

플랫 페이딩 채널의 경우 다이버시티 이득을 제공하도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 적용되는 순환 지연 다이버시티(CCD) 유닛을 더 포함하는 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 19

청구항 13에 있어서,

$N_T > N_R$ 이며 채널 상태 정보가 이용가능한 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 안테나 선택이나 빔형성이 적용되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 20

다중 입력 다중 출력(MIMO; multiple-input multiple-output) 송신기에 있어서,

N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;

프리코더; 및

상기 프리코더 및 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,

상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스프레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, $N_T > N_R$ 인 경우, 상기 MIMO 송신기로부터 $\lfloor N_T/N_R \rfloor$ 사용자에의 전송이 상기 사용자에 의해 제공되는 부분 피드백에 기초하여 동시에 스케줄링되는 것인 다중 입력 다중 출력 송신기.

청구항 21

단일 채널 코드워드의 다운링크 통신을 지원하는 방법에 있어서,

가상 안테나의 수 N_V 및 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스프레드된 대수적 공간-시간 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하는 단계;

상기 코드워드를 길이 L 의 N_S 개의 성분 벡터로 나누는 단계;

각각의 성분 벡터를 공간, 공동 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산될 수 있도록 개별적으로 프리코딩하는 단계; 및

$N_V < N_T$ 인 경우, 상기 구성된 행렬에 안테나 선택 또는 빔형성(beamforming)을 적용하는 단계를 포함하는, 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신 지원 방법.

청구항 22

청구항 21에 있어서,

아무 피드백 정보도 이용가능하지 않으며 공간 다중화 차수가 $N_S = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 경우, 개방 루프 모드;

채널 랭크 정보가 이용가능하며 $N_S = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 준개방 루프 모드; 및

채널 상태 정보가 이용가능하며 $N_S = N_V = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 폐쇄 루프 모드

를 포함하는 복수의 상이한 모드로 송신기를 선택적으로 동작시키는 단계를 더 포함하는, 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신 지원 방법.

청구항 23

청구항 21에 있어서,

각 수신된 공간 스트림 단위로 피드백을 수신하는 단계를 더 포함하는, 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신 지원 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기 및 수신기를 포함하는 무선 통신 시스템에 관한 것이다. 보다 상세하게는, 단일 채널 코드워드의 다운링크(DL) 통신을 지원하는 것이 개시된다.

배경 기술

[0002] 스프레드된 대수적 공간-시간(TAST; threaded algebraic space-time) 프리코더(precoder) 아키텍처는 3가지 주요 부분, 즉 프리코더, TAST, 및 빔형성기로 구성된다. 프리코더는 성상 회전(constellation rotation)을 제공한다. TAST는 풀 다이버시티 풀 레이트(FDFR; full diversity full rate) 대각 공간-시간 코딩 방식이다. TAST의 감소된 레이트 버전도 또한 존재한다. 빔형성은 폐쇄 루프의 경우 그리고 $N_T > N_R$ 의 경우에만 이루어지고 여기서 N_T 는 송신기(Tx) 안테나의 수이고, N_R 은 수신기(Rx) 안테나의 수이다. 빔형성기는 특이값 분해(SVD; singular value decomposition)를 사용하고, 송신기에서 전체 채널 상태 정보(CSI; channel state information)(양자화됨)가 이용가능하다고 가정한다.

[0003] TAST 프리코더 아키텍처에서는 동작의 4가지 전송 모드, 즉 개방 루프(OL) 모드, 채널 랭크 피드백(즉, 랭크 적응형)을 구비한 개방 루프(OL-R) 모드, 폐쇄 루프(CL) 모드 및 채널 랭크 피드백을 구비한 폐쇄 루프(CL-R) 모드가 있다.

[0004] TAST 프리코더는 공간-시간 또는 공간-주파수에 적용될 수 있다. 파라미터 M에 대한 값이 결정되어야 하고 여기서 M은 분해가능한(resolvable) 독립적 레일리(Rayleigh) 페이딩 다중경로의 평균수와 동일하다. 플랫 페이딩 채널(flat fading channel)의 경우, M = 1이다. M은 K가 M의 정수배이도록 선택되어야 하고 여기서 K는 서브캐리어의 총수이다. 그러나, M은 또한 수신기의 복잡도에 큰 영향을 미치기도 한다. 따라서, 극(extremely) 주파수 선택적 채널의 경우, M은 필요하다면 미리 결정된 최대값으로 제한될 수 있다.

[0005] 전체 주파수 대역은 M개의 서브대역으로 나누어진다. 각각의 서브대역 안에서는 플랫 페이딩의 전제가 가정된다. 각각의 서브대역에는 K/M 개의 서브캐리어가 있다. 서브대역은 플랫 페이딩의 전제가 가정되는 주파수 대역이다.

[0006] 다음으로, 아래에 나타낸 바와 같이, 이용가능한 피드백 정보 및 $N_T > N_R$ 이 참인지의 여부에 기초하여 앞서 정의한 4가지 전송 모드 중 하나가 선택되어야 한다:

[0007] 1) OL 전송 모드: $L = \min(N_T, N_R)$, $N_V = N_T$ 식 (1)

[0008] 2) OL-R 전송 모드: $L = \text{rank}(H)$, $N_V = N_T$ 식 (2)

[0009] 3) CL 전송 모드: $N_V = L = \min(N_T, N_R)$, 식 (3)

[0010] 4) CL-R 전송 모드: $N_V = L = \text{rank}(H)$ 식 (4)

[0011] 여기서 H는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬이고, L은 스레드(thread)의 총 수이며, 각각의 스레드는 각각의 서브대역으로부터 N_V 개의 연속 주파수를 사용하고, 여기서 N_V 는 가상 Tx 안테나의 수이다. 공간-주파수 행렬 S의 사이즈(즉, 행과 열의 수)는 $N_V \times S_F$ 이고, 여기서 $S_F = N_V \times M$ 이다. S에서 요소들의 총 수는 하나의 TAST 코드워드(codeword)를 구성한다. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM; orthogonal frequency division multiplexing) 심볼당 TAST 코드워드의 총 수는 K / S_F 와 동일하고, 여기서 S_F 는 사이즈 $N_V \times M$ 의 확산 계수(SF; spreading factor)이다. SF는 공간, 시간 또는 주파수 차원에 걸칠 수 있거나, 또는 공동(joint)-시간 또는 공동-공간-주파수면에 걸칠 수 있다.

[0012] 각각의 TAST 코드워드에 대하여, 일 그룹의 $L \times S_F$ 직교 진폭 변조(QAM; quadrature amplitude modulation) 심볼들은 L 개의 스레드들(즉, 그룹들)로 나누어지고, 여기서 각각의 그룹은 S_F 개의 요소들을 갖는다.

[0013] 하나의 TAST 코드워드에 대한 입력 QAM 심볼은 아래에 나타낸다:

$$\mathbf{u}_1 = (u_{11}, u_{12}, \dots, u_{1S_F}),$$

.....

$$\mathbf{u}_L = (u_{L1}, u_{L2}, \dots, u_{LS_F})$$

[0014] 식 (5)

[0015] 여기서, u는 사이즈 $S_F \times 1$ 의 프리코딩 전의 복소수 Tx 심볼 벡터를 나타낸다.

[0016] 프리코더 행렬은 사이즈 $S_F \times S_F$ 의 반데몽드(VMD; Vandermonde) 행렬이며,

$$\mathbf{C} = \text{VMD}(\theta_1, \dots, \theta_{S_F})$$

식 (6)

[0018] 여기서, C는 사이즈 $S_F \times S_F$ 의 반데몽드 성상 회전 행렬이고, $\theta_1, \dots, \theta_{S_F}$ 는 $S_F = 2^p, p \geq 1, i = \sqrt{-1}$ 에 대하여 다항식 $\mathbf{X}^{S_F} - i$ 의 근이다.

[0019] 프리코더 행렬의 예

[0020] $S_F = 2$ 의 경우,

[0021]
$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{i\pi/4} \\ 1 & -e^{i\pi/4} \end{pmatrix}$$
 식 (7)

[0022] $S_F = 3$ 의 경우,

[0023]
$$\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{i2\pi/9} & e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j)e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j^2)e^{i4\pi/9} \end{pmatrix}$$
 식 (8)

[0024] 여기서, $j = \frac{i\sqrt{3}-1}{2}$ 이다.

[0025] 프리코더 출력은 다음과 같이 얻어진다:

$$\mathbf{b}_1 = \mathbf{C}\mathbf{u}_1,$$

.....

[0026]
$$\mathbf{b}_L = \mathbf{C}\mathbf{u}_L$$
 식 (9)

[0027] 여기서, \mathbf{b}_j 는 공간 계층을 구성한다. 이들 계층의 각각이 특정 방식으로 공간-주파수 행렬에 배치되면, 그것들은 스레드를 구성한다. 따라서, 스레드는 각각의 심볼이 상이한 시간-주파수 응답에서 상이한 가상 안테나(또는 실제 안테나)를 통과하도록 전(full) 공간 및 시간 범위(span)를 갖는 계층이다. 전송될 복소수 심볼은 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬에 배치되며, 그리하여 어느 심볼이 어느 안테나(가상 또는 실제)로 그리고 어느 시간-주파수 리소스로 전송되는지 나타낸다. 이는 공간-주파수 행렬에서의 대각 계층화(diagonal layering)에 의해 쉽게 달성된다.

[0028] 스레드 구성

[0029] 서브대역 인덱스가 $[1, M]$ 에 걸치고, 안테나 인덱스가 $[1, N_V]$ 에 걸치고, 스레드가 $1 \leq j \leq L$ 로서 넘버링된다 고 가정하면, 스레드 j 에 대한 인덱싱 집합(행, 열 번호)은 다음과 같이 쓸 수 있다:

[0030]
$$I_j = \{ \lfloor k+j-1 \rfloor_{N_V} + 1, k+1 \} : 0 \leq k < S_F \text{ for } 1 \leq j \leq L$$
 식 (10)

[0031] 여기서, $\lfloor \cdot \rfloor_N$ 는 모드(mod)- N 동작을 표시한다.

[0032] 공간-주파수 행렬 예

$$N_V = 2, L = 2, M = 1$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}$$

$$N_V = 4, L = 4, M = 1$$

$$\begin{pmatrix} 1 & 4 & 3 & 2 \\ 2 & 1 & 4 & 3 \\ 3 & 2 & 1 & 4 \\ 4 & 3 & 2 & 1 \end{pmatrix}$$

$$N_V = 2, L = 2, M = 2$$

Antenna 1 $\left\{ \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix} \right\}$
 Antenna 2 $\left\{ \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix} \right\}$
 $\underbrace{f_1 \quad f_2}_{\text{Subband 1}} \quad \underbrace{f_3 \quad f_4}_{\text{Subband 2}}$

[0033]

[0034] 디오판토스(Diophantine) 수

[0035] TAST 구성에 있어서, 레이트 일(1) 코드인 하나의 스투드로부터 자기 간섭(self interference)은 없다. 그러나, 스투드의 수가 증가함에 따라, 스투드 간의 상호 간섭이 증가한다. 이러한 간섭을 억제하기 위해, 각각의 스투드에는 간섭을 최소화하도록 선택된 수가 할당된다. 이 수는 디오판토스 수(Diophantine number)로 불린다. 각각의 스투드에는 다음과 같이 되도록 디오판토스 수가 할당된다:

$$\mathbf{v}_1 = \phi_1 \mathbf{b}_1 = \phi_1 \mathbf{C} \mathbf{u}_1,$$

.....

[0036] $\mathbf{v}_L = \phi_L \mathbf{b}_L = \phi_L \mathbf{C} \mathbf{u}_L$ 식 (11)

[0037] 여기서, \mathbf{v} 는 사이즈 $S_F \times 1$ 의 프리코딩(계층) 후의 복소수 Tx 심볼 벡터를 나타낸다.

[0038] 다음의 수 집합이 스투드 간의 상호 간섭을 최소화한다고 증명되었다.

[0039] $\{\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/S_F}, \dots, \phi_L = \phi^{(L-1)/S_F}\}$

[0040] 여기서, ϕ 는 $\phi = e^{j\lambda}$, $\lambda \neq 0$ 로서 선택될 수 있다.

[0041] 최종 공간-주파수 행렬 예

[0042] 예 1:

[0043] $N_V = 2, L = 2, M = 1$ 이고 $\mathbf{b}_1 = (b_{11}, b_{12})^T, \mathbf{b}_2 = (b_{21}, b_{22})^T$ 인 경우,

[0044]
$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \phi_1 b_{11} & \phi_2 b_{22} \\ \phi_2 b_{21} & \phi_1 b_{12} \end{pmatrix}$$
 식 (12)

[0045] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/2}, \phi = e^{i\pi/6}$ 이다.

[0046] 예 2:

[0047] $N_V = 3, L = 2, M = 1$ 이고 $\mathbf{b}_1 = (b_{11}, b_{12}, b_{13})^T, \mathbf{b}_2 = (b_{21}, b_{22}, b_{23})^T$ 인 경우,

[0048]
$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} b_{11} & 0 & \phi^{1/3} b_{23} \\ \phi^{1/3} b_{21} & b_{12} & 0 \\ 0 & \phi^{1/3} b_{22} & b_{13} \end{pmatrix}$$
 식 (13)

[0049] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/3}, \phi = e^{i\pi/6}$ 이다.

[0050] 예 3:

[0051] $N_V = 3, L = 3, M = 1$ 이고 $\mathbf{b}_1 = (b_{11}, b_{12}, b_{13})^T, \mathbf{b}_2 = (b_{21}, b_{22}, b_{23})^T, \mathbf{b}_3 = (b_{31}, b_{32}, b_{33})^T$ 인 경우,

[0052]
$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & v_{32} & v_{23} \\ v_{21} & v_{12} & v_{33} \\ v_{31} & v_{22} & v_{13} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & \phi^{2/3} b_{32} & \phi^{1/3} b_{23} \\ \phi^{1/3} b_{21} & b_{12} & \phi^{2/3} b_{33} \\ \phi^{2/3} b_{31} & \phi^{1/3} b_{22} & b_{13} \end{pmatrix}$$
 식 (14)

[0053] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/3}, \phi_3 = \phi^{2/3}, \phi = e^{i\pi/12}$ 이다.

[0054] 전송된 신호

[0055] 수신기 공식으로 전환하기 위해 전의 예를 사용하면:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & v_{32} & v_{23} \\ v_{21} & v_{12} & v_{33} \\ \underline{v_{31}} & \underline{v_{22}} & \underline{v_{13}} \\ \mathbf{x}_1 & \mathbf{x}_2 & \mathbf{x}_3 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} b_{11} & \phi^{2/3}b_{32} & \phi^{1/3}b_{23} \\ \phi^{1/3}b_{21} & b_{12} & \phi^{2/3}b_{33} \\ \phi^{2/3}b_{31} & \phi^{1/3}b_{22} & b_{13} \end{pmatrix} = (\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \mathbf{x}_3)$$

[0056] 식 (15)

[0057] OFDM 심볼에서 임의의 주파수에서의 임의의 전송된 벡터 \mathbf{x} 는 L 개의 비제로 요소, $\mathbf{x}_j = v_{lj}$, 여기서 $1 \leq l \leq L$, 및 $N_V - L$ 개의 요소, 그리하여 총 N_V 개의 요소로 구성된다. 각각의 공간-주파수 행렬은 $S_F = N_V M$ 개의 전송된 벡터로 구성된다.

[0058] 공동 최소 평균 제곱 오차(MMSE) 수신기

[0059] 각각의 주파수에서 각각의 전송된 벡터에 대하여, 수신 신호는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n} \tag{16}$$

[0061] 여기서, \mathbf{y} 및 \mathbf{n} 은 $N_R \times 1$ 이고, \mathbf{x} 는 사이즈 $N_T \times 1$ 의 전송된 복소수 T_X 심볼을 나타내고, \mathbf{H} 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬이다. 오리지널 심볼이 공간-주파수에 걸쳐 확산되므로, 수신 심볼은 공간 및 주파수에서 공동으로 디코딩된다. 그렇지 않으면 성능 저하가 일어날 수 있다. 따라서, 디코딩 전에 수신기에서는 전체 공간-주파수 행렬이 획득되어야 한다.

[0062] 공간-주파수 행렬 S 에 대한 모든 심볼이 획득된 후에, 동일한 공간-주파수 행렬에 속하는 수신 벡터는 서로의 상위(top)에 대해 증대된다. S 는 S_F 개의 전송된 벡터를 포함하므로, 증대된 수신 및 송신 벡터는 다음과 같이 S_F 벡터를 병합함으로써 구성된다:

$$\mathbf{u}_a = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \dots \\ \mathbf{u}_{S_F} \end{pmatrix} \tag{17}$$

[0063] 식 (17)

$$\mathbf{y}_a = \begin{pmatrix} \mathbf{y}_1 \\ \dots \\ \mathbf{y}_{S_F} \end{pmatrix} \tag{18}$$

[0064] 식 (18)

[0065] 그러면 증대된 수신 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{y}_a = \mathbf{H}_a \mathbf{u}_a + \mathbf{n}_a \tag{19}$$

[0066] 식 (19)

[0067] 여기서, 증대된 채널 행렬 \mathbf{H}_a 은 수신 신호에 대한 MIMO 방정식으로부터 유도된다.

[0068] 공동 MMSE 수신기가 사용되는 경우, 추정된 심볼 벡터는 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\tilde{\mathbf{u}}_a = \left(\mathbf{H}_a^H \mathbf{H}_a + \frac{1}{\rho} \mathbf{I} \right)^{-1} \mathbf{H}_a^H \mathbf{y}_a \tag{20}$$

[0069] 식 (20)

[0070] 여기서, \mathbf{u}_a 는 추정된 벡터이고, 공분산 행렬들은 다음과 같이 대각행렬인 것으로 가정된다:

[0071] $\mathbf{R}_{na} = \sigma_{na}^2 \mathbf{I}$, 식 (21)

[0072] $\mathbf{R}_{ua} = \sigma_{ua}^2 \mathbf{I}$, 그리고 식 (22)

[0073] $\rho = \frac{\sigma_{ua}^2}{\sigma_{na}^2}$ 식 (23)

[0074] 예

[0075] 예 1: $N_V = 2, L = 2, M = 1$ 이고 $\mathbf{b}_1 = (b_{11}, b_{12})^T, \mathbf{b}_2 = (b_{21}, b_{22})^T$ 인 경우,

[0076] $\mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{i\pi/4} \\ 1 & -e^{i\pi/4} \end{pmatrix}$, 식 (24)

[0077] $\mathbf{u}_a = \begin{pmatrix} \mathbf{u}_1 \\ \mathbf{u}_2 \end{pmatrix}$, 그리고 식 (25)

[0078] $\mathbf{S} = \begin{pmatrix} \phi_1 b_{11} & \phi_2 b_{22} \\ \phi_2 b_{21} & \phi_1 b_{12} \end{pmatrix}$; 식 (26)

[0079] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/2}, \phi = e^{i\pi/6}$ 이다.

[0080] 그러면 최종 전송된 공간-주파수 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다:

[0081] $\mathbf{S} = \begin{pmatrix} au_{11} + bu_{12} & gu_{21} + mu_{22} \\ eu_{21} + fu_{22} & cu_{11} + du_{12} \end{pmatrix}$ 식 (27)

[0082] 여기서, $a = 1, b = e^{i\pi/4}, c = 1, d = -e^{i\pi/4}, e = e^{i\pi/12}, f = e^{i\pi/3}, g = e^{i\pi/12}, m = -e^{i\pi/3}$ 이다.

[0083] 증대된 채널 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다:

[0084] $\mathbf{H}_a = \begin{pmatrix} ah_{11}(k_1) & bh_{11}(k_1) & eh_{12}(k_1) & fh_{12}(k_1) \\ ah_{21}(k_1) & bh_{21}(k_1) & eh_{22}(k_1) & fh_{22}(k_1) \\ ch_{12}(k_2) & dh_{12}(k_2) & gh_{11}(k_2) & mh_{11}(k_2) \\ ch_{22}(k_2) & dh_{22}(k_2) & gh_{21}(k_2) & mh_{21}(k_2) \end{pmatrix}$ 식 (28)

[0085] 증대된 채널 행렬의 사이즈는 $(N_V S_F) \times (L S_F)$ 임을 주목하자.

[0086] 따라서, $L = 1$ 의 경우, 증대된 채널 행렬은 다음과 같이 된다:

[0087] $\mathbf{H}_a = \begin{pmatrix} ah_{11}(k_1) & bh_{11}(k_1) \\ ah_{21}(k_1) & bh_{21}(k_1) \\ ch_{12}(k_2) & dh_{12}(k_2) \\ ch_{22}(k_2) & dh_{22}(k_2) \end{pmatrix}$ 식 (29)

[0088] 일반화된 프리코더는 4개 행렬의 곱셈으로서 쓸 수 있다:

$$\mathbf{B}_n(k) = \sqrt{\frac{N_T}{N_V}} \mathbf{T}_n(k) \mathbf{V}_n(k) \mathbf{P}_n(k) \mathbf{C}_n(k)$$

[0089] 식 (30)

[0090] 여기서, k 는 서브캐리어 인덱스를 나타내고, n 은 OFDM 심볼 인덱스를 나타내고, N_T 는 Tx 안테나의 수이고, N_V 는 가상 안테나의 수이다. 시간-주파수 리소스는 하나의 OFDM 심볼의 하나의 서브캐리어이다.

[0091] 프리코딩 행렬은 단독으로 사용되는 경우, 여분의 다이버시티를 제공하도록 공간 확산 또는 성상 회전을 제공할 수 있다. 프리코딩 단독으로는 또한 사용자들의 바람직한 프리코딩 행렬들에 대하여 사용자들을 그룹화하는데 사용될 수 있다. 이 방식은 또한 스케줄링과 결합될 수도 있다.

[0092] 프리코딩은 공간-시간-주파수 블록 코드(STFBC; space-time-frequency block code)와 결합되는 경우, 시간 또는 주파수에 있어서 여분의 다이버시티 이득(예를 들어, 대각 스투드된 공간-시간(DTST; diagonal threaded space-time), TAST 등)을 제공할 수 있다. 예를 들어, TAST는 성상 회전을 위한 반대몬드 행렬에 이어 대각 STFBC를 사용한다. DTST는 하다마드(Hadamard) 행렬에 이어 대각 STFBC를 사용한다.

[0093] 일반적으로, 빔형성 또는 안테나 선택은 $10\log(N_T/N_V)$ dB의 이득을 갖는 $N_T > N_R$ 인 경우에만 프리코딩(예컨대, TAST)과 결합된다. SVD는 폐쇄 루프 동작(예컨대, TAST)에 사용될 수 있는 대중적인 빔형성 기술 중 하나이다.

[0094] 서브캐리어당 안테나당 전력 로딩은 단독형 기술로서 또는 AMC 기술에 대한 보완책으로서 워터 필링(water-filling) 개념을 구현하는데 사용될 수 있다. 전력 로딩은 다음과 같이 정의되는 대각 행렬 $\mathbf{P}_n(k)$ 이다:

$$\mathbf{P}_n(k) = \text{diag}(\sqrt{p_1}, \sqrt{p_2}, \dots, \sqrt{p_{N_V}})$$

[0095] 식 (31)

[0096] 일반화된 프리코더의 마지막 부분은 순환 지연 다이버시티(CDD; cyclic delay diversity)이다. CDD는 플랫폼 페이딩 채널의 경우 사용되면 이득을 제공한다. 주파수 선택적 채널의 경우에는 그리 유용하지 않다. CDD는 다음과 같이 정의되는 대각 행렬 $\mathbf{T}_n(k)$ 이다:

$$\mathbf{T}_n(k) = \text{diag}(1, e^{-i2\pi k\Delta f\Delta t}, e^{-i4\pi k\Delta f\Delta t}, \dots, e^{-i2\pi k(N_T-1)\Delta f\Delta t})$$

[0097] 식 (32)

[0098] 도 1은 16 QAM에 대하여 종래의 MMSE 이퀄라이저 후의 수신 데이터의 성상도 도면이다. 도 2는 도 1의 수신 데이터에 TAST 코딩이 적용된 후에 16 QAM에 대하여 노이즈없이 수신 변조된 데이터의 회전된 성상도 도면이다. TAST에서의 각각의 계층은 상이한 성상 회전을 갖는다. 이는 각각의 계층에 대한 여분의 다이버시티를 제공하고, 또한 디코딩 프로세스 동안 계층들에 대한 간격을 증가시킨다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0099] 수많은 다양한 형태의 프리코더, 빔형성기 및 공간-시간 또는 공간-주파수 코딩 방식이 제안되어 왔다. 공간 다중화, 공간 및 주파수 다이버시티, 빔형성, 적응형 전력 및 레이트 제어, 및 자동 반복 요청(ARQ) 다이버시티의 모든 이점들을 달성할 수 있는 MIMO 프리코딩에 대한 통일된 프레임워크를 제공하는 것이 바람직할 것이다.

과제 해결수단

[0100] 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신은 MIMO 송신기 및 수신기를 제공함으로써 지원된다. 송신기는 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나, 프리코더, 및 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함한다. 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 TAST 코드워드를 정의하는 행렬을 구성한다. 송신기는 수신기로부터 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않은 경우 개방 루프 모드, 채널 랭크 정보가 이용가능한 경우 준개방 루프 모드, 및 CSI가 이용가능한 경우 폐쇄 루프 모드로 동작한다. 수신기는 각 수신된 공간 스트림 단위로 송신기에 피드백을 제공하도록 구성된다.

효과

[0101] 본 발명에 따르면, 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신을 지원하는 MIMO 송신기 및 수신기를 제공할 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0102] 예로써 주어지며 첨부 도면과 관련하여 이해될 바람직한 실시예의 다음의 상세한 설명으로부터 본 발명의 보다 상세한 이해가 이루어질 수 있다.

[0103] 이하 언급될 때, 용어 "무선 송수신 유닛(WTRU)은 사용자 기기(UE), 이동국, 고정 또는 이동 가입자 유닛, 페이저, 셀룰러 전화, 개인 휴대 정보 단말기(PDA), 컴퓨터, 또는 무선 환경에서 동작할 수 있는 임의의 기타 유형의 사용자 디바이스를 포함하지만, 이에 한정되는 것은 아니다. 이하 언급될 때, 용어 "기지국"은 노드 B, 사이트 제어기, 액세스 포인트(AP), 또는 무선 환경에서 동작할 수 있는 임의의 기타 유형의 인터페이스 디바이스를 포함하지만, 이에 한정되는 것은 아니다.

[0104] 여기에 제시되는 DL MIMO 아키텍처는 파라미터 또는 모듈들 조합을 단순히 변경함으로써 얻은 특수한 경우로서 수많은 제안된 방식을 포함한다.

[0105] 대부분의 제안된 방식들을 지원하고 유연성있는 알고리즘 개발 환경을 제공할 시뮬레이션 플랫폼이 개시된다. 주파수 대역을 연속적인 시간 주파수 리소스 블록(RB; resource block)을 결합함으로써 얻은 서브대역으로 나눔으로써 공간 다중화 차수 및 다이버시티 이득을 공동으로 최적화하는 것이 달성된다. 그러면, 정보 심볼은 다이버시티를 증가시키도록 다양한 서브대역들에 걸쳐 확산된다.

[0106] 이러한 목적으로, 변조된 심볼은 공간-시간 또는 공간-주파수(STF; space-time or space-frequency) 코드워드들로 그룹화된다. 각각의 STF 코드워드는 N_s L의 변조된 심볼로 구성되고, 여기서 N_s 는 공간 스트림의 수이다.

각각의 코드워드는 길이 L의 N_s 개의 성분 벡터(공간 계층) $\mathbf{u}_j, j = 1, \dots, N_s$ 로 나누어진다.

[0107] 각각의 성분 벡터는 공간 또는 공동 공간-시간 또는 공동 공간-주파수에 걸쳐 확산될 수 있도록 프리코딩되고, 여기서 $\mathbf{u}_j \rightarrow \mathbf{v}(u_j)$ 이다. 그 다음, 출력 벡터는 다이버시티 이점을 최대화하기 위하여 안테나와 시간 및 주파수 리소스에 걸쳐 분배된다.

[0108] 1보다 큰 공간 다중화(SM; spatial multiplexing) 차수의 경우, 상이한 계층들 간에 공간 간섭이 발생한다. 이 공간 간섭은 $\mathbf{v}_j = \phi_j \mathbf{v}(u_j)$ 인 상이한 대수적(algebraic) 서브공간으로 각각의 공간 계층에서의 구성요소 코드를 할당함으로써 감소될 수 있다.

동작 모드

[0110] 다중화 및 다이버시티 모듈은 이용가능한 피드백 정보에 기초하여 다음의 3가지 동작 모드에 대하여 최적화될 수 있다.

[0111] 개방 루프(Open loop): 어느 피드백 정보도 이용가능하지 않다. SM 차수는 $N_s = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택된다. 이 경우, 가상 안테나의 수 N_V 는 Tx 안테나의 수 N_T 인 것으로 선택된다.

[0112] 준개방 루프(Semi-open loop): 송신기에서 채널 랭크(rank) 정보가 이용가능하다. 그러면, $N_s = \text{rank}(H)$ 이다. 이 경우, $N_V = N_T$ 가 선택된다.

[0113] 폐쇄 루프(Closed loop): 송신기에서 CSI가 이용가능하다. 그러면, $N_s = N_V = \text{rank}(H)$ 이다. $N_V < N_T$ 이면, 송신기에서 안테나 선택이나 빔형성이 적용될 수 있다. $\log_{10}(N_T/N_V)$ dB의 추가 이득이 달성될 수 있다.

[0114] 통일된 아키텍처를 사용하는 MIMO 방식의 예로는 알라무티(Alamouti) 공간-시간 블록 코드(STBC; space-time block code), 대각 벨 랩스 계층화된 공간-시간(BLAST; Bell-Labs layered space-time), DTST 코드 및 TAST 코드(주파수 다이버시티를 구비한 경우 및 구비하지 않는 경우)를 포함한다.

예 1: 알라무티(Alamouti) 방식

[0116] 알라무티는 단순한 선형 프로세싱 디코더를 가능하게 하는 동시에 풀 다이버시티를 달성하는 2개의 Tx 안테나에 걸친 STBC를 제안하였다. 풀 다이버시티는 알라무티 방식이 다음과 같이 나타나는 MIMO 채널을 통하여 각각의

심볼이 $N_T N_R M$ 독립적 랜덤 변수를 겪는다는 것을 의미한다:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} u_1 & -u_2^* \\ u_2 & u_1^* \end{pmatrix} \quad \text{식 (33)}$$

이는 다음과 같이 다시 쓸 수 있다:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} u_1 & -iu_2^* \\ iu_2 & u_1^* \end{pmatrix} \quad \text{식 (34)}$$

프리코딩은 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{v}_1(u_1) = (u_1, u_1^*) \quad \text{식 (35)}$$

$$\mathbf{v}_2(u_2) = (\phi^{1/2} u_2, \phi^{1/2} u_2^*), \text{ where } \phi = -1 \quad \text{식 (36)}$$

이 방식의 경우, 파라미터는 다음과 같다:

$$M = 1, N_T = N_V = N_S = 2, L = 1, N = 2;$$

$$R_P = N_S \frac{L}{N} = 1; \quad \text{그리고}$$

$$D_P = N_V N_R = 4;$$

여기서, M은 분해가능한 독립적 레일리 페이딩 다중경로의 평균수이고, R_P 는 프리코더 레이트이고, D_P 는 시간 또는 주파수 차원(= $N_T N_R M$)의 사용을 통한 최대 다이버시티 차수이고, N_S 는 공간 스트림의 수이고, N_T 는 Tx 안테나의 수이고, N은 프리코딩 후의 Tx 심볼 벡터의 엔트리의 수이고, L은 스투드의 수이고, N_R 는 Rx 안테나의 수이다. TAST의 경우, $N = S_F = N_V \times M$ 이다. 알라무티 방식은 1보다 큰 다중화 차수를 달성할 수 없다는 것을 주목하자.

예 2: 대각-블래스트(Diagonal-Blast)

D-BLAST에 대한 STBC 행렬은 다음과 같이 쓸 수 있다:

$$\mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & \phi^{1/2} v_{21} & 0 \\ 0 & v_{12} & \phi^{1/2} v_{22} \end{pmatrix} \quad \text{식 (37)}$$

여기서, v_{11}, \dots, v_{22} 및 ϕ 는 각각의 계층 안의 대각으로 채널 코딩을 사용함으로써 구성된다. 이 방식의 경우, 파라미터는 다음과 같다:

$$M = 1, N_T = N_V = N_S = N_R = 2, L = 2, N = N_V + N_S - 1 = 3;$$

$$R_P = N_S \frac{L}{N} = \frac{4}{3}; \quad \text{그리고}$$

$$D_P = N_V N_R = 4$$

레이트는 최대 레이트 ($\min(N_T, N_R)$)보다 작다는 것을 주목하자. 풀 다이버시티는 이미 각각의 계층 내의 성분 프리코더 및 코드 시간 차원의 확장에 의해 보장된다.

예 3: DTST

[0137] DTST 코드는 공간-시간 행렬에서의 대각 공간 계층화를 사용한다. $N_V = 3, N_S = 3, M = 1$ 이고, 여기서 $\mathbf{v}_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13})^T, \mathbf{v}_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23})^T, \mathbf{v}_3 = (v_{31}, v_{32}, v_{33})^T$ 이다. 사용되는 프리코딩 행렬은 사이즈 $N_V \times N_V$ 의 하다마드 행렬이다.

$$[0138] \quad \mathbf{C} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{pmatrix}; \quad \text{식 (38)}$$

$$[0139] \quad \mathbf{v}_j = \phi_j \mathbf{C} \mathbf{u}_j; \quad \text{그리고} \quad \text{식 (39)}$$

$$[0140] \quad \mathbf{S} = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} u_{11} + u_{12} + u_{13} & u_{21} + u_{22} + u_{23} & u_{31} + u_{32} + u_{33} \\ u_{31} - u_{32} + u_{33} & u_{11} - u_{12} + u_{13} & u_{21} - u_{22} + u_{23} \\ u_{21} + u_{22} - u_{23} & u_{31} + u_{32} - u_{33} & u_{11} + u_{12} - u_{13} \end{pmatrix}; \quad \text{식 (40)}$$

[0141] 여기서, $\phi_1 = \phi_2 = \phi_3 = 1; M = 1, N_T = N_V = 3, N_S = N_R = 3, L = 3, N = 3; R_P = N_S \frac{L}{N} = 3$ 및 $D_P = N_V N_R = 9$ 이다.

[0142] 플랫폼 페이딩 채널의 경우 이 방식은 풀 레이트를 갖고 풀 다이버시티를 달성할 수 있는 잠재성을 갖는다는 점을 주목하자. 그러나, 이 방식에 따른 문제점은 공간 계층들 간의 간섭의 억제를 제공하지 못한다는 점이다. 따라서, 실제로 이 방식은 풀 다이버시티를 달성하지 못할 수 있다. 또한, 공동 공간-주파수 및 공동 공간-시간 다이버시티는 사용되지 않고 있다.

[0143] 예 4: 풀 레이트 및 풀 다이버시티 TAST

[0144] 스투드된 대수적 공간-시간 코드(TAST)는 DTST와 유사한 공간-시간 행렬에서의 대각 공간 계층화를 사용한다. 이 공간 계층화는 스레딩(threading)으로 부른다.

$$[0145] \quad N_V = 3, N_S = 2, M = 1; \text{ where } \mathbf{v}_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13})^T, \mathbf{v}_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23})^T$$

[0146] 사용되는 프리코딩 행렬은 사이즈 $N_M \times N_M$ 의 반데문드 행렬이며, 이는 S에서의 각각의 엔트리에 대한 상이한 정상 회전을 제공한다.

$$[0147] \quad \mathbf{C} = \text{VMD}(\theta_1, \dots, \theta_{N_V M}) = \frac{1}{\sqrt{3}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{i2\pi/9} & e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j)e^{i4\pi/9} \\ 1 & -je^{i2\pi/9} & -(1+j^2)e^{i4\pi/9} \end{pmatrix}; \quad \text{식 (41)}$$

[0148] 여기서, $\theta_1, \dots, \theta_{S_F}$ 는 $S_F = 2^p, p \geq 1, i = \sqrt{-1}$ 에 대하여 다항식 $\mathbf{X}^{S_F} - i$ 의 근이다.

$$[0149] \quad \mathbf{v}_j = \phi_j \mathbf{C} \mathbf{u}_j; \quad \text{그리고} \quad \text{식 (42)}$$

$$[0150] \quad \mathbf{S} = \begin{pmatrix} v_{11} & 0 & \phi^{1/3} v_{23} \\ \phi^{1/3} v_{21} & v_{12} & 0 \\ 0 & \phi^{1/3} v_{22} & v_{13} \end{pmatrix}; \quad \text{식 (43)}$$

[0151] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/3}, \phi = e^{i\pi/6}$ 는 디오판토스 수이며,

$$M = 1, N_T = N_V = 3, N_S = N_R = 2, L = 3, N = 3 \text{이다.}$$

[0152] 풀 다이버시티 및 풀 레이트, 이 둘은 플랫폼 페이딩 채널의 경우에 달성된다는 점을 주목하자. 이 방식의 유연성

은 공간 스트림의 수가 1부터 최대 레이트까지 조정될 수 있다는 점이다.

[0153] 예 5: 주파수 다이버시티를 구비한 TAST

[0154] 여기에서는 할당된 서브캐리어 내에 2개의 다중경로 성분이 있다고 가정하며, 즉 $N_V = 2, N_S = 2, M = 2$ 라고 가정하고(2개의 다중경로 및 2개의 서브대역이 가정됨), 여기서 $\mathbf{v}_1 = (v_{11}, v_{12}, v_{13}, v_{14})^T, \mathbf{v}_2 = (v_{21}, v_{22}, v_{23}, v_{24})^T$ 이다. 사용되는 프리코딩 행렬은 사이즈 $N_V M \times N_V M$ 의 반데몽드 행렬이다.

[0155] $\mathbf{C} = \text{VMD}(\theta_1, \dots, \theta_{N_V M});$ 식 (44)

[0156] $\mathbf{v}_j = \phi_j \mathbf{C} \mathbf{u}_j;$ 그리고 식 (45)

[0157]
$$\mathbf{S} = \begin{matrix} \text{Antenna 1} \\ \text{Antenna 2} \end{matrix} \left\{ \underbrace{\begin{pmatrix} v_{11} & \phi^{1/4} v_{22} \\ \phi^{1/4} v_{21} & v_{12} \end{pmatrix}}_{\substack{f_1 & f_2 \\ \text{Subband 1}}} \underbrace{\begin{pmatrix} v_{13} & \phi^{1/4} v_{24} \\ \phi^{1/4} v_{23} & v_{14} \end{pmatrix}}_{\substack{f_3 & f_4 \\ \text{Subband 2}}} \right\};$$
 식 (46)

[0158] 여기서, $\phi_1 = 1, \phi_2 = \phi^{1/4}, \phi = e^{i\pi/6}; \quad M = 2, N_T = N_V = N_S = N_R = 2, \quad L = 4, N = 4;$
 $R_p = N_S \frac{L}{N} = 2;$ 및 $D_p = N_V N_R M = 8$ 이다.

[0159] 2개 다중경로의 평균수를 갖는 주파수 선택적 채널의 경우 풀 다이버시티 및 풀 레이트가 달성된다는 점을 주목하자.

[0160] 빔형성 모듈

[0161] $N_T > N_R$ 이고 일부 CSI 피드백이 수신기로부터 이용가능한 경우, Tx 안테나/빔 선택 또는 빔형성이 사용될 수 있다. 빔형성은 SVD 또는 기타 기술을 사용하여 구현될 수 있다. 이들 방식은 STFBC와 결합될 수 있다.

[0162] 증분 프리코딩 모듈(ARQ 다이버시티)

[0163] 본 발명의 프레임워크에서의 최종 구성요소는 ARQ 재전송을 최적으로 활용할 수 있게 해주는 증분 리던던시(incremental redundancy) 모듈이다. 평균 스루풋(throughput)은 최소한으로 감소시키며 잔류 오차를 정정(clean-up)하는 것은 후속 반복에 따라 좌우된다. 이러한 목적을 달성하기 위하여, ARQ 라운드로 보내지는 코드워드는 증분 리던던시 원리에 따라 적절하게 구성될 수 있다. 여기에 개시된 증분 리던던시에 대한 보다 효율적인 접근법은 채널 코딩에 기초한 전통적인 접근법과는 다르다. 적절하게 설계된 펀처링(puncturing) 패턴을 구비한 긴 프리코더(앞서 설명한 가이드라인을 따름)가 사용된다. 부정 확인응답(NACK)을 수신하면, 프리코더 출력 행렬로부터의 또 다른 세그먼트가 전송되고, 수신기는 모든 수신된 관측을 사용하여 이 지점까지 디코딩하려고 한다. 증분 리던던시 프리코더의 설계는 수신기의 디코더에서 이용가능한 프로세싱 전력에 기초하여 적응될 수 있다.

[0164] 여기에 개시되는 것은 MIMO 프리코딩에 대한 통일된 접근법이다. 구현을 위한 전략은 모듈형(modular)이고, 1) MIMO 채널의 풀 레이트 및 풀 다이버시티 특징; 2) 제한된 피드백 채널 상태 정보(CSI)와 연관된 빔형성 이득; 3) DL MIMO 브로드캐스트 채널의 스케줄링 이득; 4) 적응형 전력 및 레이트 제어 이득; 및 5) ARQ 재전송의 적합한 사용으로부터 생기는 다이버시티 이득을 동시에 활용할 수 있게 한다. 프리코딩 프레임워크는 파라미터화되고, 성능, 복잡도 및 피드백 채널 용량 사이의 적절한 3차원 상충관계를 가능하게 한다.

[0165] 도 4는 채널 코더(405), 인터리버(interleaver)(410), 복수의 적응형 변조 및 성상도 매핑 유닛(415₁-415_N), 프리코더(420), STF 행렬 구성 유닛(425), 전력 로딩 유닛(430), 선택적 빔 형성 또는 안테나 선택 유닛(435), 선택적 순환 지연 다이버시티(CCD) 유닛(440), 복수의 OFDM 변조기(445₁-445_N), 및 복수의 안테나(450₁-450_N)를 포함하는 MIMO 송신기(400)의 블록도이다.

- [0166] 도 4에 도시된 송신기(400)는 단일 채널 코드워드를 사용하여 동작한다. 단일 채널 코드워드에 대한 정보 비트(402)가 채널 인코더(405)에 입력된다. 따라서, 모든 공간 스트림에 적용되는 하나의 채널 인코더(405)만 존재한다. 채널 인코더(405)는 예를 들어(그러나 이에 한정되는 것은 아님) 터보(Turbo) 인코더, 저밀도 패리티 체크(LDPC; low density parity check) 인코더, 컨볼루션(convolutional) 인코더, 리드 솔로몬(RS; Reed-Solomon) 인코더 등을 포함할 수 있다. 채널 인코더(405)에 의해 구성된 데이터 비트(408)는, 시간에 걸쳐(상이한 전송 시간 구간(TTI; transmission timing interval)에 걸쳐), 주파수에 걸쳐(즉, OFDM 시스템의 상이한 서브캐리어에 걸쳐), 또는 공간에 걸쳐(즉, 상이한 공간 스트림 또는 상이한 송신 안테나에 걸쳐), 데이터 비트를 셔플(shuffle)하는 인터리버(410)에 입력된다. 인터리버(410)는 어느 데이터 비트가 어느 시간-주파수-공간 리소스 유닛에 걸쳐 전송되어야 할지 결정한다. 데이터 비트의 이러한 분배는 어느 방식이 사용될 것인지에 따라 좌우된다. 인터리버(410)는 공간-시간 또는 공간-주파수 구성 유닛(425)에서 사용될 공간-시간 행렬 또는 공간-주파수 행렬에 기초하여 설계되어야 한다. 인터리버(410)와 STF 행렬 구성 유닛(425)은 둘 다 시간-주파수-공간 리소스 유닛으로부터의 다이버시티 이득을 결정한다.
- [0167] 계속 도 4를 참조하면, 인터리버(410)는 N_s 개의 공간 스트림(412)을 출력한다. 각각의 공간 스트림(412)은 상이한 변조를 가질 수 있다. 따라서, 공간 스트림(412)의 각각은 상이한 레이트를 가질 수 있다. 이는 다이버시티 다중화 상충관계에 대한 유연성을 제공한다. 공간 스트림(412)은 적응형 변조 및 성상도 매핑 유닛(415₁-415_{N_s})에 의해 처리되며, 이는 N_s 개의 공간 스트림(412)을 송신 심볼(418₁-418_{N_s})에 매핑한다. 적응형 변조가 효과적으로 작용하기 위해서는, 수신기로부터 일부 종류의 피드백 정보가 필요하다. 이는 각 수신된 공간 스트림 단위로 수신기로부터 송신기에의 채널 품질 표시자(CQI; channel quality indicator) 피드백의 형태로 달성될 수 있다. 더 높은 수신 신호 대 잡음 비율(SNR; signal-to-noise ratio)을 겪을 공간 스트림의 경우, 더 높은 차수의 변조가 할당될 수 있다. 변조 차수는 복소수 송신 심볼을 형성하기 위해 얼마나 많은 데이터 비트가 함께 그룹화되어야 할지 결정한다.
- [0168] 프리코더(420) 및 STF 행렬 구성 유닛(425)은 공간 다중화 차수 및 다이버시티 이득을 공동으로 최적화하도록 협력하여 작동한다. 공간 다중화 차수는 스트림에 대해 보고된 CQI가 높은 경우 증가된다. 그러나, 보고된 CQI가 만족스럽지 않은 경우 다이버시티 차수를 증가시키는 것이 바람직할 수 있다. 이러한 일반적인 방식에 있어서, 공간 스트림의 수(N_s)는 STF 행렬에서 사용되는 가상 안테나의 수(N_v)와 다를 수 있다. 이는 독립적인 다이버시티 및 다중화 차수를 달성하기 위한 유연성을 제공한다. 다중화 차수는 N_s 에 의해 주어진다.
- [0169] 도 4의 송신기(400)는 예 1 내지 예 4를 통하여 앞서 나타낸 바와 같은 동일한 아키텍처 내에서 다양한 대중적인 방식의 사용을 가능하게 함으로써 매우 유연적이다. 사용되는 TAST 방식은, STF 행렬 구성 유닛(425)에 의해 제공된 바와 같이, 반데몬드 행렬에 이어 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬에 기초하여, 프리코더(420)를 포함하는 풀 다이버시티 풀 레이트(FDFR) STF 코더이다. 이 방식의 다이버시티 차수는 분해가능한 독립적 레일리 다중경로의 수 M 에 기초한다. 따라서, TAST를 통하여 달성되는 최대 다이버시티 차수는 $N_T \times N_R \times M$ 이다. 다중화 차수(N_s)와 M 이 결정되면, TAST 코딩이 달성될 수 있다. 먼저, 기저대역 주파수 대역은 M 개의 서브대역으로 나누어진다. 서브대역은 연속 서브캐리어들을 함께 그룹화함으로써 구성된다. 그 다음, 다이버시티를 증가시키도록 송신 심볼이 상이한 서브대역에 걸쳐 확산된다.
- [0170] STF 행렬(428₁-428_{N_s})이 구성되면, 각각의 가상 안테나에 대하여 전력 로딩 유닛(430)에 의해 전력 로딩이 수행된다. 그러나, 여기에서 2가지 기본적인 선택사항이 있다. CQI 정보가 최근의 것이 아닌 느린 피드백 채널(보다 일반적인)이 존재하는 경우, 적응형 변조 및 성상도 매핑 유닛(415₁-415_{N_s})을 사용하여 워터 필링 접근법이 구현된다. 따라서, 다른 것보다 더 양호한 수신 SNR을 갖는 가상 안테나에 더 높은 차수의 변조가 제공된다. 대안으로서, 더 많은 전력이 더 높은 유효 SNR을 갖는 가상 안테나에 제공될 수 있다. 가상 안테나의 수(N_v)가 송신 안테나의 수(N_T)와 동일한 경우, 빔형성 또는 안테나 선택 유닛(435)은 필요하지 않다. 따라서, 빔형성 또는 안테나 선택 유닛(435)은 $N_v < N_T$ 인 경우에만 필요하다. $N_T < N_v$ 인 경우에는, TAST 방식으로 작업하는 2가지 선택사항이 존재한다.
- [0171] 하나의 실시예에서, 송신 안테나 선택 또는 빔형성은 선택적 빔형성 또는 안테나 선택 유닛(435)를 사용하여 수행될 수 있다. 송신 안테나 선택은 수신기에 의해 아무런 피드백도 제공되지 않는 경우 순환 패턴으로 수행될 수 있거나, 수신기로부터 안테나당 CQI 피드백에 기초할 수 있다. 후자의 경우, 가장 양호한 수신 SNR을 갖는

안테나가 선택된다. 어느 경우이든, 안테나 선택은 빔형성보다 더 적은 피드백을 필요로 한다. CQI를 통하여 보다 많은 채널 피드백 정보가 이용가능한 경우, 빔형성이 제공될 수 있다.

[0172] 다른 실시예에서, 선택적인 CCD 유닛(440)이 사용될 수 있다. 이 방식은 플랫폼 페이딩 채널의 경우 일부 여분의 다이버시티 이득을 제공할 수 있다. 상기 설명한 방식은 끊임없이 CCD와 함께 작업할 수 있다.

[0173] OFDM 변조기(445₁-445_N)는 안테나(450₁-450_N)에 의해 전송되기 전에 송신기(400)의 출력에 대해 사이즈 K의 IFFT(inverse fast Fourier transform)를 수행한다.

[0174] 도 5는 복수의 안테나(505₁-505_N), 복수의 OFDM 복조기(510₁-510_N), 공동 STF 이퀄라이저(515), 복수의 심볼 디매핑(de-mapping) 유닛(520₁-520_N), 디인터리버(deinterleaver)(525) 및 채널 디코더(530)를 포함하는 MIMO 수신기(500)의 블록도이다.

[0175] OFDM 복조기(510)는 각각의 수신기 안테나(505₁-505_N)에 대하여 사이즈 K의 FFT(fast Fourier transform) 연산을 수행한다. OFDM 복조기의 출력(512₁-512_N)은 공동 STF 이퀄라이저(515)에 의해 처리된다. 공동 STF 이퀄라이저(515)는 수신 심볼(518₁-518_N)을 출력하며, 수신 심볼(518₁-518_N)은 심볼 디매핑 유닛(520₁-520_N)을 통하여 수신된 데이터 비트(522)에 다시 매핑된다. 이것이 이루어지면, 디인터리버(525)는 송신기(400)에 의해 전송된 수신 및 순서화된 데이터 비트(528)의 오리지널 시간 시퀀스를 복구한다. 수신 및 순서화된 데이터 비트(528)는 수신 정보 비트(535)를 얻도록 채널 디코더(530)에 의해 디코딩된다.

[0176] 직렬 간섭 제거(SIC; series interference cancellation) 수신기와 같은 일부 진보된 수신기는 채널 디코더(530)의 출력으로부터 공동 STF 이퀄라이저(515)에의 피드백을 필요로 한다. 이러한 피드백이 제공되면, 공동 STF 이퀄라이저(515)는 소프트 판정(soft decision) 출력을 제공할 것이다. 이러한 경우, 여러 반복을 통하여 하드 판정(hard decision)이 얻어진다.

[0177] 시스템 모델

[0178] N_T 개의 송신 안테나 및 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 MIMO-OFDM 레일리 채널이 고려된다. 설명을 단순하게 하기 위하여, MIMO-OFDM 채널은 플랫(flat)한 것으로 가정되며 블록 페이딩(block-fading) 모델에 따라 주파수가 변한다. 이 모델에 있어서, 하나의 프레임(즉, 하나의 프리코더 코드워드)은 M 개의 블록을 포함하고, 여기서 페이딩 계수는 한 블록에 걸쳐 고정된 채 유지되고 한 블록에서 다음 블록까지는 독립적으로 바뀐다. 따라서, 채널은 N_T × N_R × M 독립적 복소수 가우시안(Gaussian) 랜덤 변수에 의해 모델링되고(제로 평균 및 단위 편차를 가짐), 여기서 M은 분해가능한 독립적 레일리 페이딩 다중경로의 평균수와 동일하다. 이 모델에서의 부가 잡음은 백색 가우시안 분포(white Gaussian distribution)에 따른 제로 평균(zero-mean)인 것으로 가정되고, 모든 페이딩 블록은 min(N_T, N_R) 심볼 간격에 이르는 것으로 가정된다(이 마지막 가정은 단지 설명의 편의를 위한 것으로 의도한 것이며, 용이하게 완화될 수 있음). 수학적으로, 수신 신호는 다음에 의해 주어진다:

[0179]
$$y_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_t}} H_t x_t + w_t, t = 1, \dots, T$$
 식 (47)

[0180] 여기서, $\{x_t \in C_t^N : t = 1, \dots, T = \min(N_T, N_R) \times M\}$ 는 전송된 신호이고, $\{y_t \in C_r^N : t = 1, \dots, T\}$ 는 수신된 신호이고, $\{w_t \in C_r^N : t = 1, \dots, T\}$ 는 독립적이고 동일하게 분포된 엔트리 $\sim Nc(0,1)$ 를 갖는 채널 가우시안 잡음을 나타내고, ρ 는 수신기 안테나당 평균 신호 대 잡음 비율(SNR)이고, H_t 는 시간 t에서 j번째 송신 안테나와 i번째 수신 안테나 사이의 페이딩 계수를 나타내는 (i, j) 번째 요소 h_{ij}^t 를 갖는 N_R × N_T 채널 행렬이다. 페이딩 계수는 독립적이고 동일하게 분포된 $\sim Nc(0,1)$ 인 것으로 더 가정되며, $t = 1, \dots, \min(N_T, N_R)$ 의 경우 고정된 채 유지된다. L의 재전송 라운드의 최대치(즉, L = 1은 재전송 없음에 대응함)를 갖는 장기간 정적 자동 반복 요청(ARQ) 모델이 사용된다.

[0181] 이 모델에서, 채널 계수는 모든 ARQ 라운드 중에 일정하게 유지되며 각각의 새로운 패킷에 따라 새로운 독립적 값으로 변한다. 이 모델은 시간(또는 주파수) 인터리빙 이득으로부터 ARQ 이득을 분리(decoupling)하는 것을 돕

는다. 이는 L의 ARQ 라운드의 최대치로 달성가능한 다이버시티에 대하여 최악의 경우의 시나리오를 나타낸다.

[0182] 입력 제약(input constraint)을 실시함으로써(전력 제어가 허용되지 않는 경우);

$$E\left[\frac{1}{T}\sum_{t=1}^T|x_t|^2\right]\leq N_T \tag{48}$$

[0184] 채널 행렬 H_t 가 수신기에서 완전히 알려진 것으로 가정되는 경우에 일관된 시나리오가 채용된다(채널 추정 메커니즘의 상세 사항은 여기에 설명되지 않음).

[0185] 이용가능한 복잡도 및 채널 상태 정보에 기초하여, 5개의 기본 모듈 중 임의의 수가 공동으로 사용될 수 있다. 상이한 모듈들 간의 자연적 매칭은 그 후에 집중되는 것이다.

[0186] 풀 다이버시티 풀 레이트 프리코딩

[0187] (N_T, N_R, M) MIMO-OFDM 채널이 $\min(N_R, N_T)$ 의 최대 다중화 이득을 지원할 수 있고 $N_T N_R M$ 의 최대 다이버시티 이점을 제공할 수 있다는 점은 잘 알려져 있다. 여기에서, 최대 다이버시티와 다중화 이득을 동시에 달성할 수 있게 해주는 MIMO 프리코더는 FDFR 프리코더이다. 여기에서, 본 발명의 통일된 프레임워크 내에 맞추도록 고안된 FDFR 프리코더를 구성하는데 TAST 코딩 원리가 사용된다. TAST 프레임워크는 그것의 일반성, 공간 및 주파수 다이버시티를 활용할 수 있는 능력, 낮은 복잡도의 디코딩에 따를 수 있는 순응능력(amenability), 및 파라미터화 된 속성으로 인해 선택된다.

[0188] ARQ 재전송이 없다고(즉, $L = 1$) 가정한다. TAST 프리코더는 $(\min(N_R, N_T))^2 M$ QAM 심볼의 입력 벡터에 대해 동작하며, $\min(N_R, N_T)$ 송신 안테나를 이용하여 동등 MIMO 채널에 걸쳐 전송될 $\min(N_R, N_R) \times \min(N_R, N_T)M$ 행렬을 생성한다. 이 동등 MIMO 채널은 빔형성 프리코더에 의해 생성된다. TAST 프리코더는 전송 레이트가 채널 사용당 $\min(N_T, N_R)$ QAM 심볼이므로 풀 레이트 특성을 달성한다. 풀 다이버시티를 달성하기 위해, TAST 프리코더는 입력 벡터를 $\min(N_T, N_R)$ 벡터로 분할하며, 각각은 $\min(N_T, N_R)M$ QAM 심볼을 갖는다. 각각의 벡터는 풀 다이버시티 단일 입력 단일 출력(SISO; single input single output) 프리코더에 의해 독립적으로 인코딩되고(즉, 대수적 회전 행렬), 공간-시간 전송 행렬에서 상이한 스트레드에 할당된다. 각각의 스트레드는 모든 $\min(N_T, N_R)$ 공간 차원 및 M 주파수 차원에 이르도록 선택된다. 상이한 스트레드들 간의 상호 간섭을 최소화하기 위하여, 각각의 스트레드는 상이한 디오판토스 스케일링 계수에 의해 곱해진다. $N_T \geq N_R$ 인 경우, 다음 문단에서 설명되는 빔형성 모듈은 비활성이고 동등 MIMO 채널은 오리지널과 동일하다. 이 경우, 제안된 TAST 프리코더의 풀 다이버시티 특성을 확립할 수 있다.

[0189] 일반화된 빔형성에 대한 프리코딩

[0190] 송신 안테나의 수가 수신 안테나의 수보다 큰 경우(즉, $N_T > N_R$), 프리코더의 두 번째 모듈은 상당한 빔형성 이득을 달성하도록 수신기로부터 송신기에의 제한된 피드백을 활용한다. 이 모듈은 본 발명의 풀 레이트 풀 다이버시티 TAST 프리코더의 출력 행렬에 대해 동작한다. 먼저, H_t 의 특이값 분해를 사용하여 수신 신호를 다음과 같이 다시 쓸 수 있다:

$$y_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_T}} U_t \Lambda_t V_t^H x_t + w_t \tag{49}$$

[0192] 여기서, U_t 는 $N_R \times N_R$ 의 단위 행렬이고, V_t 는 $N_T \times N_T$ 의 단위 행렬이고, Λ_t 는 H_t 의 $\min(N_R, N_T)$ 개의 순서화된 고유값(eigenvalue)을 포함하는 $N_R \times N_T$ 대각 행렬이다(즉, $\lambda_1 > \dots > \lambda_{\min(N, M)}$). 행렬 Λ 의 마지막 $N_T - N_R$ 열은 모두 제로임을 주목하자. 그 다음, 피드백 정보를 사용하여 송신기에서 행렬 V_t 의 추정치를 구성한다(즉, \hat{V}_t). 그 다음, \hat{V}_t 가 다음과 같이 얻은 $N_T \times 1$ 입력 열 벡터에 대하여 프리코더(즉, 곱수)로서 사용

되며, 본 발명의 TAST 프리코더로부터 $N_R < N_T$ 인 경우의 각각의 $N_R \times 1$ 출력 벡터는 $\sqrt{(N_T/N_R)}$ 의해 곱해지고 $N_T - N_R$ 가 제로로 패딩된 것이다. 다음에서, 빔형성 프리코더에의 입력 벡터는 $\tilde{\mathbf{x}}_t$ (여기서, $\mathbf{x}_t = \hat{\mathbf{V}}_t \tilde{\mathbf{x}}_t$)로 칭한다. 수신기에서, y 는 \mathbf{U}_t^H 와 곱해진다. 이러한 곱셈은 잡음 분포를 변경하지 않는다(즉, $\mathbf{n}_t = \mathbf{U}_t^H \mathbf{w}_t$ 와 동일한 분포를 가짐).

[0193] $\hat{\mathbf{V}}_t = \mathbf{V}_t$ 가 고려되는 이상적인 시나리오가 예시로서 제공된다. 프로세싱 후의 수신기 신호는 이제 다음에 의해 주어진다:

$$\tilde{y}_t = \sqrt{\frac{\rho}{N_T}} \Lambda \tilde{\mathbf{x}}_t + n_t \tag{50}$$

[0195] 이제, \mathbf{V}_t 를 이용한 프리코딩을 통하여, Λ 의 마지막 $N_T - N_R$ 열이 모두 제로이므로 MIMO 채널이 N_r 개의 병렬 채널들의 집합으로 변했다는 사실에서 빔형성 이득을 볼 수 있다. 평균 송신 전력, 즉 ρ 은 이제 $\tilde{\mathbf{x}}_t$ 에서 처음의 N_R 개의 엔트리들 사이에 나누어진다. 따라서, 이 프리코딩 모듈은 $10 \log_{10}(N_T/N_R)$ dB의 빔형성 이득을 가능하게 한다(이는 스케일링 계수에 빔형성 프리코더 전의 TAST 프리코더 출력을 곱한 것에 정확하게 대응함).

[0196] 이제, 이것을 $\tilde{\mathbf{x}}_t$ 가 V-BLAST 공간 다중화기의 출력인 경우와 비교함으로써 TAST 프리코더의 이점을 볼 수 있다. V-BLAST 방식을 이용하는 경우 오차 확률은 가장 약한 고유값에 할당된 스트림에 의해 결정될 것인 반면, TAST 프리코더는 모든 스트림이 동일한 확률로 모든 고유값을 경험할 수 있게 하고, 그리하여 가장 약한 것에 의해 제한되는 것을 피한다. 실제로는, 또한 유한 레이트 및/또는 오차 및/또는 피드백 채널의 지연으로 인해 \mathbf{V}_t 와 $\hat{\mathbf{V}}_t$ 사이의 미스매칭을 예상할 수도 있을 것이다. TAST 프리코더의 풀 다이버시티 특성은 이 미스매칭에 대해 향상된 강건성(robustness)을 가능하게 한다.

[0197] 시스템의 차원(dimensionality) 및 피드백 채널의 이용가능한 스루풋에 기초하여 빔형성 코드북을 구성하기 위한 여러 가지 설계 대안들이 문헌으로 제안되어 왔다. 상대적으로 작은 N_T , N_R 및 M 을 갖는 시스템의 경우, 성능에서의 최소한의(marginal) 손실만 가지며 독립적으로 모든 페이딩 계수를 양자화하는 직접적인 접근법을 채용할 수 있다.

[0198] 스케줄링 이득

[0199] 여기에 개시되는 프리코딩 프레임워크의 세 번째 이점은 MIMO DL의 브로드캐스트 이득을 활용할 수 있는 능력이다. $N_T > N_R$ 인 경우, $[N_T / N_R]$ 사용자에게 대한 전송이 동시에 스케줄링될 수 있고, 따라서 DL의 스루풋은 $[N_T / N_R]$ 배 곱해진다. 프리코딩 프레임워크는 사용자들에 의해 제공되는 부분 피드백에 기초하여 사용자들을 스케줄링하는 것을 가능하게 한다. 이상적으로, 동일한 시간 슬롯에 스케줄링된 사용자들은 수신기(들)에서 상호 간섭을 당하지 않도록 직교(orthogonal) 프리코더를 사용하여야 한다. 따라서, 상이한 프리코더들 간의 교차 상관

$$\left\{ i_1, \dots, i_{\lfloor N_T/N_R \rfloor} \right\}$$

스케줄링 메트릭으로서 사용된다. 보다 구체적으로, 사용자들 집합 $\left\{ i_1, \dots, i_{\lfloor N_T/N_R \rfloor} \right\}$ 은 다음을 최소화하도록 선택된다:

$$\sum_{k=1}^{\lfloor N_T/N_R \rfloor} \sum_{j=1}^{\lfloor N_T/N_R \rfloor} \left\| \mathbf{V}_t^{(i_k)H} \mathbf{V}_t^{(i_j)} \right\|_2, \tag{51}$$

[0201] 여기서, $\mathbf{V}_t^{(i_k)}$ 는 시간 t 에서 사용자 i_k 에 대한 프리코딩 행렬이고, $\|A\|_2$ 는 행렬 A 의 프로비니우스 놈(Frobenious norm)이다. 이 스케줄링 룰은 동일한 심볼 구간에 스케줄링된 상이한 사용자들 간의 상호 간섭의

합을 최소화하고자 하는 것이다.

[0202] 여기에 설명되는 접근법은 상이한 주파수 빈(bin)(또는 심볼 구간)에 상이한 사용자들을 스케줄링하는 것을 가능하게 한다. 그러나, 이 특징을 지원하기 위하여, TAST 프리코더의 파라미터는 하나의 정보 스트림이 여러 독립적 블록에 걸쳐(주파수 도메인에서) 확산되지 않도록 선택되어야 하며, 즉, TAST 프리코더를 설계하는 동안 $M = 1$ 을 설정한다. 따라서, 스케줄링 이득과 주파수 다이버시티 간의 흥미로운 상충관계가 생기고, 최적의 파라미터의 선택이 시스템 동작 조건(예를 들어, 지연 확산, 피드백 정보의 정확도)에 기초하여야 한다. 또한, 대안의 메트릭이 특정 시나리오(예를 들어, Σ 를 max로 교체하거나, 프로비니어스 높을 다른 높으로 교체함)에서 보다 상당한 성능 이득을 제공할 수 있다는 것을 주목할 가치가 있다. 적절한 스케줄링 메트릭의 선택은 보다 현실적인 채널 모델에 대한 상세한 시뮬레이션 연구에 기초하여야 한다.

[0203] 적응형 전력 및 레이트 제어

[0204] 피드백 채널이 충분한 용량을 갖는 경우, 사용자는 채널 고유값의 추정치, 즉 $\{\hat{\lambda}_1, \dots, \hat{\lambda}_{\min(N_r, N_t)}\}$ 를 다시 보낼 수 있다. 이 정보는, QAM 성상도의 사이즈를 가변함으로써 순간 레이트를 적응시키거나, 또는 장기간 평균을 ρ 아래로 유지하면서 순간 전력 레벨을 적응시키는데 사용될 수 있다. 적응형 알고리즘은 애플리케이션에 의해 부여되는 지연 제약에 크게 의존한다. 고정된 전송률을 요구하는 지연 민감형(delay sensitive) 애플리케이션의 경우, 적합한 접근법은 채널을 효과적으로 반전함으로써 요구되는 전송률을 유지할 수 있도록 전력 제어 알고리즘을 설계하는 것이다. 결과적인 성능 이득은 통상적으로 전력 제어 다이버시티로 부른다. 반면에, 지연 허용(delay tolerant) 애플리케이션의 경우, 적응형 전력 및 레이트 제어 알고리즘은 정반대를 달성하려고 해야 한다. 보다 구체적으로, 적응형 알고리즘은 더 높은 전송률과 함께 더 많은 전력을 유리한 채널 조건에 할당하여야 한다. 이 접근법은 종래에는 워터 필링 전략으로 불리며, 여기에서 레이트 적응성이 결정적이라는 점을 주목하는 것이 중요하다(반면에 지연 민감형 데이터의 경우 레이트 제어가 필요하지 않음). 따라서, 충분한 피드백 용량 및 송신기/수신기 복잡도가 이용가능하다면, 이 프리코딩 접근법은 전력 및 레이트 제어 특징의 끊임없는 통합을 가능하게 한다. 사실, 풀 레이트 풀 다이버시티 TAST 프리코더의 추가의 이점 중 하나는 이에 관련하여 요구되는 피드백 정보를 최소화한다는 점이다. 특히, 모든 고유값을 피드백하는 대신에, 프리코더의 풀 다이버시티 특성은 순간 채널 용량에만 기초하여 전력 및 레이트 레벨을 적응시키는 것을 가능하게 한다.

[0205] ARQ 이득

[0206] 여기에 설명되는 프리코딩 프레임워크에서의 마지막 구성요소는 ARQ 재전송을 최적으로 활용하기 위해 중요한 증분 리던던시 특징이다. 이는 첫 번째 라운드에서 상대적으로 높은 오차율을 가지고 매우 높은 스루풋으로 전송할 수 있는 능력을 제공한다. 오차율을 낮추는 데에는 후속 ARQ 재전송에서 공급되는 증분 리던던시에 따라 좌우된다. TAST 프리코더는 더 긴 입력 벡터(즉, $((\min(N_r, N_t))^2 ML \times 1)$ 를 $\min(N_r, N_t) \times \min(N_r, N_t) ML$ 행렬로 인코딩함으로써 이 증분 리던던시 환경에 적응하며, 여기서 L은 재전송의 최대수(첫 번째 라운드를 포함함)이다. 출력 행렬의 열들은 L 개의 열 집합(각각의 집합에서는 $\min(N_t, N_r)M$ 열들을 가짐)으로 적합하게 분할된다. NACK 신호의 수신에 의해 시작된 모든 각각의 전송 라운드에서, 상이한 $\min(N_r, N_t) \times \min(N_r, N_t) M$ 행렬이 보내진다. ℓ 번째 라운드 후에, 수신기의 디코더는 이제까지 수신된 ℓ 개의 행렬들을 결합함으로써 입력 벡터를 디코딩하려고 한다. 이 접근법의 효율은 전체 $((\min(N_r, N_t))^2 ML \times 1)$ 벡터가 낮은 복잡도의 디코더를 사용하여 개별적으로 L 개의 행렬들 중 임의의 행렬로부터 고유하게 디코딩될 수 있다는 사실에 따라 결정된다. 이 방식의 레이트가 동작 SNR에 기초하여 ARQ 없는 경우의 레이트의 L배까지 이를 수 있음은 명백하다. ARQ 라운드의 수에 기초하여 전력 레벨을 가변함으로써 성능이 더 개선될 수 있다는 점은 주목할 가치가 있다.

[0207] 제안된 증분 리던던시 TAST 프리코더를 증분 리던던시 알라무티 성상도의 것과 비교한다. 완벽한 오차 검출을 가정하여, 외부 코드가 없고 프리코더의 성능에 중점을 둔다. 알라무티 성상도와 비교하여 제안된 방식의 주요 이점은 QAM 심볼의 수에 대하여 더 높은 전송률이다. 동일한 접근 레이트(asymptotic rate)를 목표로 한다고 가정하면, 이는 더 작은 사이즈로의 성상도를 사용할 수 있게 한다. 다음에서, $M = 1$ 및 $L = 2$ 를 갖는 2×2 MIMO 채널이 고려된다. $N_t = N_r$ 이므로, 빔형성(또는 스케줄링) 프리코더 모듈이 채용되지 않고, 따라서 이 접근법의 ARQ 양상에 중점을 둔다.

- [0208] 실시예
- [0209] 1. 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기로서,
- [0210] N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;
- [0211] 프리코더; 및
- [0212] 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,
- [0213] 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스투드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, 상기 송신기는 복수의 상이한 모드로 동작하는 것인, MIMO 송신기.
- [0214] 2. 실시예 1에 있어서, 상기 모드는,
- [0215] (i) 상기 수신기로부터 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않으며 공간 다중화 차수가 $N_S = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 경우, 개방 루프 모드;
- [0216] (ii) 채널 랭크 정보가 이용가능하며 $N_S = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 준개방 루프 모드; 및
- [0217] (iii) 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능하며 $N_S = N_V = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 폐쇄 루프 모드를 포함하는 것인, MIMO 송신기.
- [0218] 를 포함하는 것인, MIMO 송신기.
- [0219] 3. 실시예 1 또는 2에 있어서, 상기 수신기는 각 수신된 공간 스트림 단위로 상기 송신기에 피드백을 제공하도록 구성되는 것인, MIMO 송신기.
- [0220] 4. 실시예 1 내지 3 중 어느 하나에 있어서, 상기 프리코더는 풀 다이버시티 풀 레이트(FDFR) 프리코더인 것인, MIMO 송신기.
- [0221] 5. 실시예 1 내지 4 중 어느 하나에 있어서, 상기 코드워드는 $N_S L$ 의 변조된 심볼을 포함하고 여기서 N_S 는 공간 스트림의 수이고 L 은 각각의 심볼의 길이인 것인, MIMO 송신기.
- [0222] 6. 실시예 5에 있어서, 상기 코드워드는 길이 L 의 N_S 개의 성분 벡터로 나누어지고, 각각의 성분 벡터는 공간, 공동 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산될 수 있도록 프리코딩되는 것인, MIMO 송신기.
- [0223] 7. 실시예 1 내지 6 중 어느 하나에 있어서, $N_V < N_T$ 인 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 출력에 안테나 선택 또는 빔형성이 적용되는 것인, MIMO 송신기.
- [0224] 8. 실시예 1 내지 7 중 어느 하나에 있어서,
- [0225] 플랫폼 페이딩 채널의 경우 다이버시티 이득을 제공하도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 적용되는 순환 지연 다이버시티(CCD) 유닛을 더 포함하는, MIMO 송신기.
- [0226] 9. 실시예 1 내지 8 중 어느 하나에 있어서, $N_T > N_R$ 이며 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능한 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 안테나 선택 또는 빔형성이 적용되는 것인, MIMO 송신기.
- [0227] 10. 실시예 1 내지 9 중 어느 하나에 있어서, 상기 가상 안테나의 수 N_V , 상기 송신 안테나의 수 N_T , 및 상기 공간 스트림의 수 N_S 는 $N_S \leq N_V \leq N_T \geq 1$ 인 한 독립적으로 값이 설정될 수 있는 것인, MIMO 송신기.
- [0228] 11. 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기로서,
- [0229] N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;
- [0230] 프리코더; 및

- [0231] 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,
- [0232] 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, 상기 코드워드는 길이 L 의 N_S 개의 성분 벡터로 나누어지고, 각각의 성분 벡터는 공간, 공동 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산될 수 있도록 상기 프리코더에 의해 프리코딩되는 것인, MIMO 송신기.
- [0233] 12. 실시예 11에 있어서, 상기 송신기는,
- [0234] (i) 상기 수신기로부터 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않으며 공간 다중화 차수가 $N_S = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 경우, 개방 루프 모드;
- [0235] (ii) 채널 랭크 정보가 이용가능하며 $N_S = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 준개방 루프 모드; 및
- [0236] (iii) 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능하며 $N_S = N_V = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H 는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 폐쇄 루프 모드
- [0237] 를 포함하는 복수의 상이한 모드로 동작하는 것인, MIMO 송신기.
- [0238] 13. 실시예 11 또는 12에 있어서, 상기 수신기는 각 수신된 공간 스트림 단위로 상기 송신기에 피드백을 제공하도록 구성되는 것인, MIMO 송신기.
- [0239] 14. 실시예 11 내지 13 중 어느 하나에 있어서, 상기 프리코더는 풀 다이버시티 풀 레이트(FDFR) 프리코더인 것인, MIMO 송신기.
- [0240] 15. 실시예 11 내지 14 중 어느 하나에 있어서, 상기 코드워드는 $N_S L$ 의 변조된 심볼을 포함하고 여기서 N_S 는 공간 스트림의 수이고 L 은 각각의 심볼의 길이인 것인, MIMO 송신기.
- [0241] 16. 실시예 11 내지 15 중 어느 하나에 있어서, $N_V < N_T$ 인 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 출력에 안테나 선택 또는 빔형성이 적용되는 것인, MIMO 송신기.
- [0242] 17. 실시예 11 내지 16 중 어느 하나에 있어서,
- [0243] 플랫폼 페이딩 채널의 경우 다이버시티 이득을 제공하도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 적용되는 순환 지연 다이버시티(CCD) 유닛을 더 포함하는, MIMO 송신기.
- [0244] 18. 실시예 11 내지 17 중 어느 하나에 있어서, $N_T > N_R$ 이며 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능한 경우, 추가 이득을 얻도록 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛의 적어도 하나의 출력에 안테나 선택 또는 빔형성이 적용되는 것인, MIMO 송신기.
- [0245] 19. 실시예 11 내지 18 중 어느 하나에 있어서, 상기 가상 안테나의 수 N_V , 상기 송신 안테나의 수 N_T , 및 상기 공간 스트림의 수 N_S 는 $N_S \leq N_V \leq N_T \geq 1$ 인 한 독립적으로 값이 설정될 수 있는 것인, MIMO 송신기.
- [0246] 20. 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기로서,
- [0247] N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;
- [0248] 프리코더; 및
- [0249] 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,
- [0250] 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, $N_T > N_R$ 인 경우 상기 MIMO 송신기로부터 $\lceil N_T/N_R \rceil$ 사용자에게 전송이 상기 사용자에게 의해 제공되는 부분 피드백에 기초하여 동시에 스케줄링되는 것인, MIMO 송신기.
- [0251] 21. 실시예 20에 있어서, 다운링크 스루풋은 $\lceil N_T/N_R \rceil$ 배 곱해지는 것인, MIMO 송신기.

- [0252] 22. 다중 입력 다중 출력(MIMO) 송신기로서,
- [0253] N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나;
- [0254] 스프레드된 대수적 공간-시간(TAST) 프리코더; 및
- [0255] 상기 프리코더와 상기 송신 안테나와 통신하는 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛을 포함하고,
- [0256] 상기 공간-시간 또는 공간-주파수 행렬 구성 유닛은 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스프레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하고, 상기 TAST 프리코더는 더 긴 입력 벡터를 $\min(N_R, N_T) \times \min(N_R, N_T)$ ML 행렬로 인코딩함으로써 증분 리던던시 환경에 적응하고 여기서 L은 자동 반복 요청(ARQ) 재전송의 최대 수이고 M은 분해가능한 독립적 레일리 페이딩 다중경로의 평균수인 것인, MIMO 송신기.
- [0257] 23. 송신기 및 수신기를 포함하는 무선 통신에서 단일 채널 코드워드의 다운링크 통신을 지원하는 방법으로서, 상기 송신기는 N_R 개의 수신 안테나를 갖는 수신기에 공간 스트림을 전송하기 위한 N_T 개의 송신 안테나를 포함하고, 상기 방법은,
- [0258] 가상 안테나의 수 N_V 및 상기 송신 안테나의 수 N_T 에 기초하여 스프레드된 대수적 공간-시간(TAST) 코드워드를 정의하는 행렬을 구성하는 단계;
- [0259] 상기 코드워드를 길이 L의 N_S 개의 성분 벡터로 나누는 단계; 및
- [0260] 각각의 성분 벡터를 공간, 공동 공간-시간 및 공동 공간-주파수 중 적어도 하나에 걸쳐 확산될 수 있도록 프리코딩하는 단계를 포함하는 방법.
- [0261] 24. 실시예 23에 있어서,
- [0262] 상기 송신기가
- [0263] (i) 상기 수신기로부터 아무 피드백 정보도 이용가능하지 않으며 공간 다중화 차수가 $N_S = \min(N_T, N_R)$ 로서 선택되는 경우, 개방 루프 모드;
- [0264] (ii) 채널 랭크 정보가 이용가능하며 $N_S = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 준개방 루프 모드; 및
- [0265] (iii) 채널 상태 정보(CSI)가 이용가능하며 $N_S = N_V = \text{rank}(H)$ 이고 여기서 H는 사이즈 $N_R \times N_T$ 의 MIMO 채널 행렬인 것의 경우, 폐쇄 루프 모드
- [0266] 를 포함하는 복수의 상이한 모드로 선택적으로 동작하는 단계를 더 포함하는 방법.
- [0267] 25. 실시예 24에 있어서,
- [0268] 상기 수신기가 각 수신된 공간 스트림 단위로 상기 송신기에 피드백을 제공하는 단계를 더 포함하는 방법.
- [0269] 본 발명의 특징 및 구성요소는 특정 조합의 실시예에서 설명되었지만, 각각의 특징 또는 구성요소는 실시예의 다른 특징 및 구성요소 없이 단독으로 사용될 수 있거나, 또는 본 발명의 다른 특징 및 구성요소와 함께 또는 본 발명의 다른 특징 및 구성요소 없이 다양한 조합으로 사용될 수 있다. 제공된 방법 또는 흐름도는 범용 컴퓨터 또는 프로세서에 의해 실행하기 위한 컴퓨터 판독가능한 저장 매체에 실제적으로 구현된 컴퓨터 프로그램, 소프트웨어 또는 펌웨어로 구현될 수 있다. 컴퓨터 판독가능한 저장 매체의 예로는 판독 전용 메모리(ROM), 랜덤 액세스 메모리(RAM), 레지스터, 캐시 메모리, 반도체 메모리 디바이스, 내부 하드 디스크 및 탈착가능한 디스크와 같은 자기 매체, 자기 광학 매체, 및 CD-ROM 디스크 및 DVD와 같은 광학 매체를 포함한다.
- [0270] 적합한 프로세서는 예로써, 범용 프로세서, 특수 용도 프로세서, 종래 프로세서, 디지털 신호 프로세서(DSP), 복수의 마이크로프로세서, DSP 코어와 연관되는 하나 이상의 마이크로프로세서, 컨트롤러, 마이크로컨트롤러, ASIC(Application Specific Integrated Circuit), FPGA(Field Programmable Gate Array) 회로, 임의의 기타 유형의 집적 회로(IC), 및/또는 상태 머신을 포함한다.
- [0271] 소프트웨어와 연관된 프로세서는 무선 송수신 유닛(WTRU), 사용자 기기(UE), 단말기, 기지국, 무선 네트워크 제

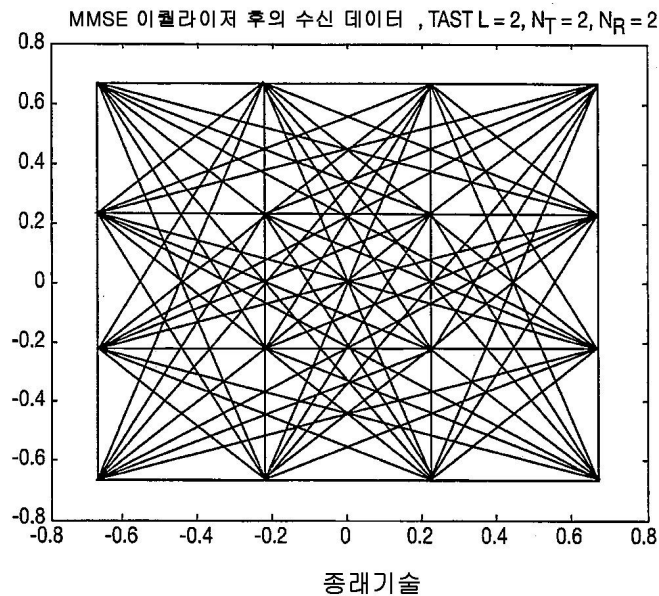
어기(RNC), 또는 임의의 호스트 컴퓨터에 사용하기 위한 무선 주파수 트랜시버를 구현하는 데 사용될 수 있다. WTRU는 카메라, 비디오 카메라 모듈, 비디오폰, 스피커폰, 진동 장치, 스피커, 마이크로폰, 텔레비전 트랜시버, 핸드프리 헤드셋, 키보드, 블루투스 모듈, 주파수 변조(FM) 라디오 유닛, LCD 디스플레이 유닛, OLED 디스플레이 유닛, 디지털 뮤직 플레이어, 미디어 플레이어, 비디오 게임 플레이어 모듈, 인터넷 브라우저, 및/또는 임의의 무선 로컬 영역 네트워크(WLAN) 모듈과 같이 하드웨어 및/또는 소프트웨어로 구현되는 모듈과 함께 사용될 수 있다.

도면의 간단한 설명

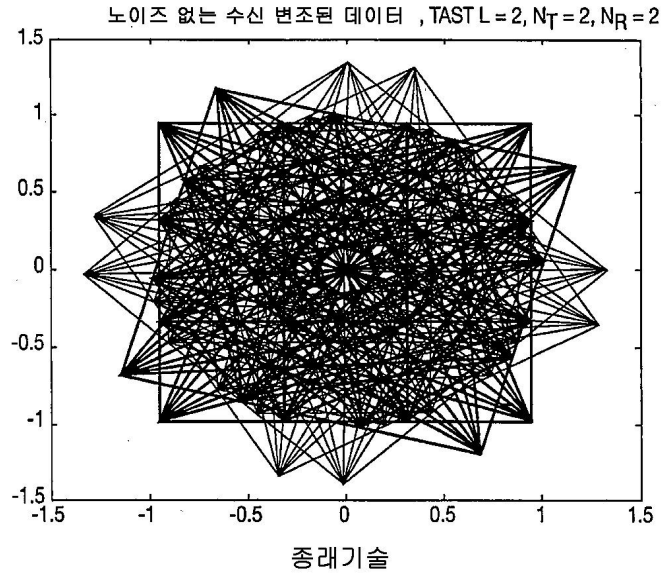
- [0272] 도 1은 16 QAM에 대한 종래의 MMSE 이퀄라이저 후의 수신 데이터의 정상도 도면이다.
- [0273] 도 2는 도 1의 수신 데이터에 TAST 코딩이 적용된 후에 16 QAM에 대하여 노이즈 없이 수신 변조된 데이터의 회전된 정상도 도면이다.
- [0274] 도 3은 종래의 진보된 수신기를 이용하여 SF 프리코딩에서 공간 다중화 STST TAST의 성능을 도시한다.
- [0275] 도 4는 MIMO 송신기의 블록도이다.
- [0276] 도 5는 MIMO 수신기의 블록도이다.

도면

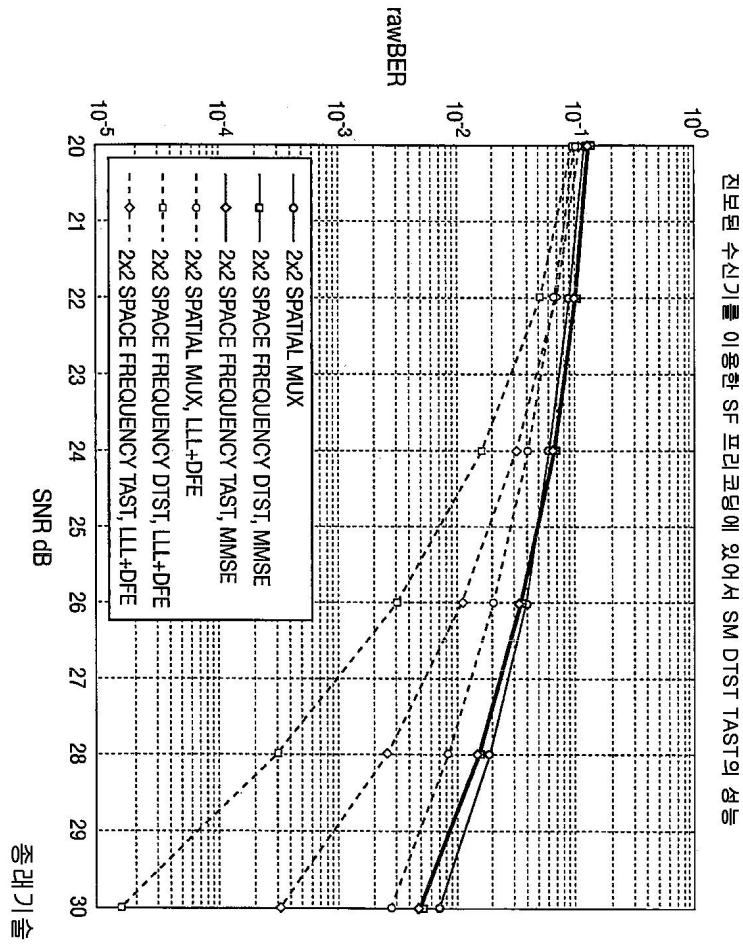
도면1



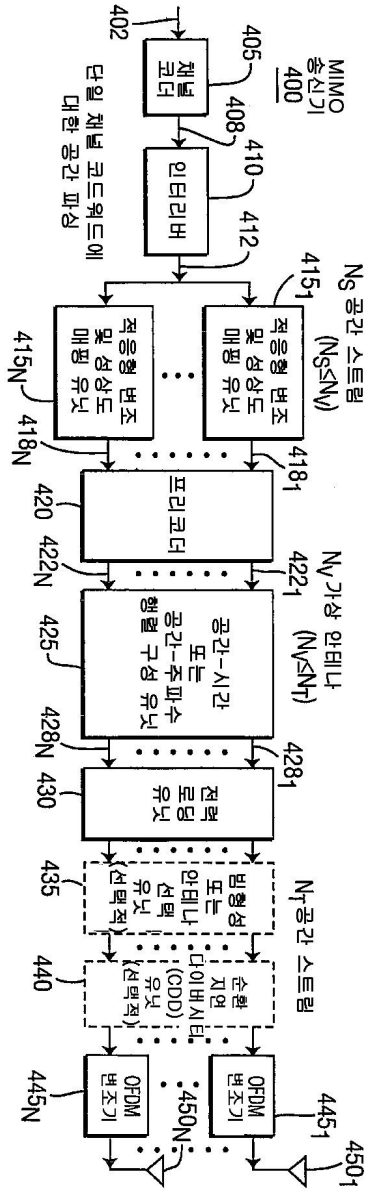
도면2



도면3



도면4



도면5

