



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(45) 공고일자 2017년02월17일  
 (11) 등록번호 10-1707680  
 (24) 등록일자 2017년02월10일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
 H04B 7/06 (2017.01) H04B 7/04 (2017.01)  
 (21) 출원번호 10-2009-0124865  
 (22) 출원일자 2009년12월15일  
 심사청구일자 2014년12월15일  
 (65) 공개번호 10-2010-0072146  
 (43) 공개일자 2010년06월30일  
 (30) 우선권주장  
 61/139,618 2008년12월21일 미국(US)  
 (56) 선행기술조사문헌  
 US08059733 B2  
 US07995670 B2

(73) 특허권자  
 엘지전자 주식회사  
 서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)  
 (72) 발명자  
 이문일  
 경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)  
 구자호  
 경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)  
 (뒷면에 계속)  
 (74) 대리인  
 인비전 특허법인

전체 청구항 수 : 총 8 항

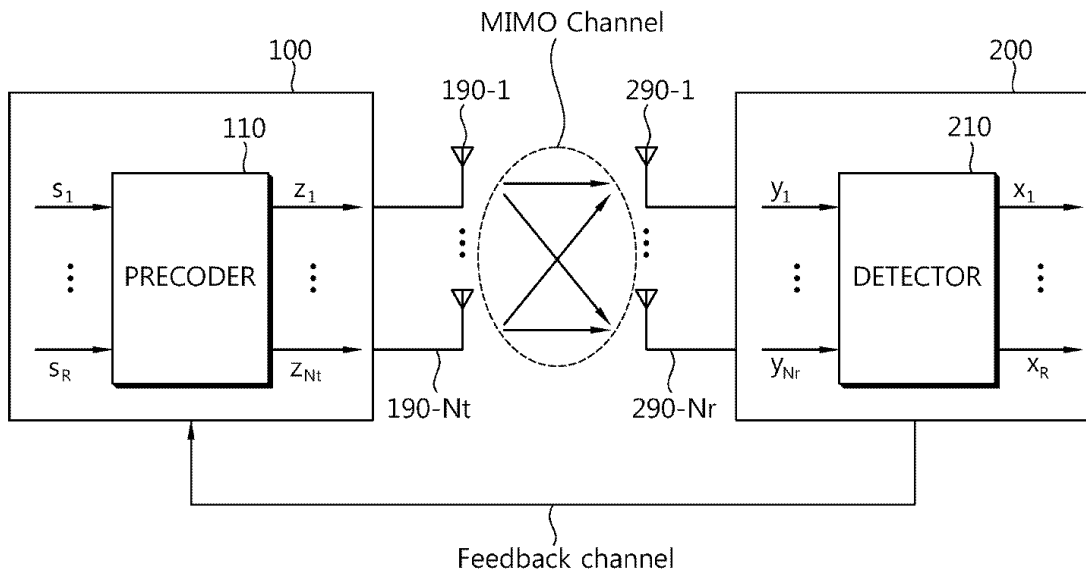
심사관 : 이철수

**(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 정보 전송 장치 및 방법**

**(57) 요약**

무선 통신 시스템에서 정보 전송 장치 및 방법을 제공한다. 상기 장치는 M개의 안테나 및 상기 M개의 안테나와 연결되어, 상기 M개의 안테나를 통해 전송되는 정보를 프리코딩 행렬을 기반으로 생성하도록 형성되는 프로세서를 포함하되, 상기 프리코딩 행렬은 복수의 행렬을 기반으로 생성되며, 상기 복수의 행렬 중 하나의 행렬인 제1 행렬은  $N(N < M)$ 개의 안테나를 위한 코드북 내에서 선택된다.

**대표도**



(72) 발명자

**고현수**

경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)

**정재훈**

경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)

**임빈철**

경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)

**권영현**

경기도 안양시 동안구 흥안대로81번길 77 (호계동, LG연구소)

---

**명세서**

**청구범위**

**청구항 1**

삭제

**청구항 2**

삭제

**청구항 3**

삭제

**청구항 4**

삭제

**청구항 5**

삭제

**청구항 6**

삭제

**청구항 7**

삭제

**청구항 8**

삭제

**청구항 9**

삭제

**청구항 10**

삭제

**청구항 11**

삭제

**청구항 12**

무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 보고하는 방법으로, 송신장치에 의해 수행되는 방법에 있어서,

$M_t \times R$  프리코딩 행렬을 선택하는 단계; 및

상기 선택된  $M_t \times R$  프리코딩을 지시하는 프리코딩 행렬 지시정보를 보고하는 단계

를 포함하되,

상기  $M_t$ 는 안테나 포트(antenna port)의 개수를 나타내고, 상기  $R$ 은 레이어(layer)의 개수를 지시하는 랭크(rank)를 나타내고,

$$\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$$

상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬은

의 형태로 설정되고,

상기  $Q_1$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제1 부분행렬,  $Q_2$ 는 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제2 부분행렬,  $Q_3$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제3 부분행렬,  $Q_4$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제4 부분행렬이고,

상기  $w_1$ 은 상기 제1 및 제2 부분행렬을 위한 가중치이고,  $w_2$ 는 상기 제3 및 제4 부분행렬을 위한 가중치이고,

상기 제1 내지 제4 부분행렬 각각은  $N_t$ 개의 행(row)을 가지고, 상기  $N_t$ 는  $M_t$ 의 절반으로 설정되는 방법.

**청구항 13**

제12항에 있어서,

상기  $M_t$ 는 8로 설정되고, 상기  $R$ 은 1 또는 2로 설정되는

방법.

**청구항 14**

무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보를 보고하는 송신장치에 있어서,

무선 신호를 송수신하는 무선 처리부; 및

상기 무선 처리부에 연결되는 프로세서를 포함하되,

상기 프로세서는,  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 선택하고, 상기 선택된  $M_t \times R$  프리코딩을 지시하는 프리코딩 행렬 지시정보를 보고하도록 설정되고,

상기  $M_t$ 는 안테나 포트(antenna port)의 개수를 나타내고, 상기  $R$ 은 레이어(layer)의 개수를 지시하는 랭크(rank)를 나타내고,

$$\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$$

상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬은

의 형태로 설정되고,

상기  $Q_1$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제1 부분행렬,  $Q_2$ 는 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제2 부분행렬,  $Q_3$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제3 부분행렬,  $Q_4$ 은 상기  $M_t \times R$  프리코딩 행렬을 위한 제4 부분행렬이고,

상기  $w_1$ 은 상기 제1 및 제2 부분행렬을 위한 가중치이고,  $w_2$ 는 상기 제3 및 제4 부분행렬을 위한 가중치이고,

상기 제1 내지 제4 부분행렬 각각은  $N_t$ 개의 행(row)을 가지고, 상기  $N_t$ 는  $M_t$ 의 절반으로 설정되는 송신장치.

**청구항 15**

제14항에 있어서,

상기  $M_t$ 는 8로 설정되고, 상기  $R$ 은 1 또는 2로 설정되는

송신장치.

**청구항 16**

무선 통신 시스템에서 프리코딩을 수행하는 방법으로, 송신장치에 의해 수행되는 방법에 있어서,

Mt × R 프리코딩 행렬을 선택하는 단계; 및

상기 선택된 Mt × R 프리코딩을 적용하는 단계

를 포함하되,

상기 Mt는 안테나 포트(antenna port)의 개수를 나타내고, 상기 R은 레이어(layer)의 개수를 지시하는 랭크(rank)를 나타내고,

$$\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$$

상기 Mt × R 프리코딩 행렬은  $\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$ 의 형태로 설정되고,

상기 Q<sub>1</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제1 부분행렬, Q<sub>2</sub>는 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제2 부분행렬, Q<sub>3</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제3 부분행렬, Q<sub>4</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제4 부분행렬이고,

상기 w<sub>1</sub>은 상기 제1 및 제2 부분행렬을 위한 가중치이고, w<sub>2</sub>는 상기 제3 및 제4 부분행렬을 위한 가중치이고,

상기 제1 내지 제4 부분행렬 각각은 N<sub>t</sub>개의 행(row)을 가지고, 상기 N<sub>t</sub>는 Mt의 절반으로 설정되는 방법.

#### 청구항 17

제16항에 있어서,

상기 Mt는 8로 설정되고, 상기 R은 1 또는 2로 설정되는

방법.

#### 청구항 18

무선 통신 시스템에서 프리코딩을 수행하는 송신장치에 있어서,

무선 신호를 송수신하는 무선 처리부; 및

상기 무선 처리부에 연결되는 프로세서를 포함하되,

상기 프로세서는 Mt × R 프리코딩 행렬을 선택하고, 상기 선택된 Mt × R 프리코딩을 적용하도록 설정되고,

상기 Mt는 안테나 포트(antenna port)의 개수를 나타내고, 상기 R은 레이어(layer)의 개수를 지시하는 랭크(rank)를 나타내고,

$$\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$$

상기 Mt × R 프리코딩 행렬은  $\begin{pmatrix} w_1 \cdot Q_1 & w_1 \cdot Q_2 \\ w_2 \cdot Q_3 & -w_2 \cdot Q_4 \end{pmatrix}$ 의 형태로 설정되고,

상기 Q<sub>1</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제1 부분행렬, Q<sub>2</sub>는 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제2 부분행렬, Q<sub>3</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제3 부분행렬, Q<sub>4</sub>은 상기 Mt × R 프리코딩 행렬을 위한 제4 부분행렬이고,

상기 w<sub>1</sub>은 상기 제1 및 제2 부분행렬을 위한 가중치이고, w<sub>2</sub>는 상기 제3 및 제4 부분행렬을 위한 가중치이고,

상기 제1 내지 제4 부분행렬 각각은 N<sub>t</sub>개의 행(row)을 가지고, 상기 N<sub>t</sub>는 Mt의 절반으로 설정되는

송신장치.

#### 청구항 19

제18항에 있어서,

상기 Mt는 8로 설정되고, 상기 R은 1 또는 2로 설정되는 송신장치.

**발명의 설명**

**발명의 상세한 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로, 더욱 상세하게는 무선 통신 시스템에서 정보 전송 장치 및 방법에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 무선 통신 시스템은 음성이나 데이터 등과 같은 다양한 종류의 통신 서비스를 제공하기 위해 광범위하게 전개되고 있다. 무선 통신 시스템의 목적은 다수의 사용자가 위치와 이동성에 관계없이 신뢰할 수 있는(reliable) 통신을 할 수 있도록 하는 것이다. 그런데 무선 채널(wireless channel)은 경로 손실(path loss), 잡음(noise), 다중 경로(multipath)에 의한 페이딩(fading) 현상, 심벌간 간섭(ISI, intersymbol interference) 또는 단말의 이동성으로 인한 도플러 효과(Doppler effect) 등의 비이상적인 특성이 있다. 따라서, 무선 채널의 비이상적 특성을 극복하고, 무선 통신의 신뢰도(reliability)를 높이기 위해 다양한 기술이 개발되고 있다.

[0003] 신뢰할 수 있는 고속의 데이터 서비스를 지원하기 위한 기술로 MIMO(multiple input multiple output)가 있다. MIMO 기술은 다중 전송 안테나와 다중 수신 안테나를 사용하여 데이터의 송수신 효율을 향상시킨다. MIMO 기술에는 공간 다중화(spatial multiplexing), 전송 다이버시티(transmit diversity), 빔포밍(beamforming) 등이 있다.

[0004] 다중 수신 안테나 및 다중 전송 안테나에 의해 MIMO 채널 행렬이 형성된다. MIMO 채널 행렬로부터 랭크(rank)를 구할 수 있다. 랭크는 공간 레이어(spatial layer)의 개수이다. 랭크는 전송기가 동시에 전송할 수 있는 공간 스트림(spatial stream)의 개수라고 정의될 수도 있다. 랭크는 공간 다중화율이라고도 한다. 전송 안테나 개수를  $N_t$ , 수신 안테나의 개수를  $N_r$ 이라 할 때, 랭크 R은  $R \leq \min\{N_t, N_r\}$ 이 된다.

[0005] 한편, ITU(International Telecommunication Union)에서는 3세대 이후의 차세대 이동 통신 시스템으로 IMT-A(International Mobile Telecommunication-Advanced) 시스템의 표준화를 진행하고 있다. IMT-A 시스템의 목표는 하향링크 1Gbps(gigabits per second) 및 상향링크 500Mbps(megabits per second)인 고속의 전송률(transmission rate)을 제공하고, IP(internet protocol) 기반의 멀티미디어 심리스(seamless) 서비스를 지원하는 것이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서는 IMT-A 시스템을 위한 후보 기술로 LTE-A(Long Term Evolution-Advanced) 시스템을 고려하고 있다. LTE-A 시스템은 LTE 시스템의 완성도를 높이는 방향으로 진행되고, LTE 시스템과 역호환성(backward compatibility)을 유지할 것으로 예상되고 있다. LTE-A 시스템과 LTE 시스템 사이에 호환성을 두는 것이 사용자의 입장에서 편리하고, 사업자의 입장에서 기존 장비의 재활용을 도모할 수 있기 때문이다.

[0006] LTE 시스템에서 하향링크 전송은 4개의 전송 안테나까지 지원된다. LTE-A 시스템에서 하향링크 전송은 8개의 전송 안테나까지 지원되도록 고려되고 있다. 이와 같이, 기존의 시스템에 비해 전송 안테나 개수가 증가되는 새로운 시스템이 고려될 수 있다. 전송 안테나가 증가될수록 정보 전송률, 신뢰도 등이 증가될 수 있다.

[0007] 따라서, 전송 안테나 개수가 확장된 무선 통신 시스템에서 효율적인 정보 전송 장치 및 방법을 제공할 필요가 있다.

**발명의 내용**

**해결 하고자하는 과제**

[0008] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 무선 통신 시스템에서 정보 전송 장치 및 방법을 제공하는 데 있다.

**과제 해결수단**

[0009] 일 양태에서, 무선 통신 시스템에서 정보 전송 장치를 제공한다. 상기 장치는 M개의 안테나 및 상기 M개의 안테

나와 연결되어, 상기 M개의 안테나를 통해 전송되는 정보를 프리코딩 행렬을 기반으로 생성하도록 형성되는 프로세서를 포함하되, 상기 프리코딩 행렬은 복수의 행렬을 기반으로 생성되며, 상기 복수의 행렬 중 하나의 행렬인 제1 행렬은  $N(N < M)$ 개의 안테나를 위한 코드북 내에서 선택된다.

[0010] 다른 양태에서, 무선 통신 시스템에서 정보 전송 방법을 제공한다. 상기 방법은 프리코딩 행렬을 기반으로 정보를 생성하는 단계 및 상기 정보를 M개의 안테나를 통해 전송하는 단계를 포함하되, 상기 프리코딩 행렬은 복수의 행렬을 기반으로 생성되며, 상기 복수의 행렬 중 하나의 행렬인 제1 행렬은  $N(N < M)$ 개의 안테나를 위한 코드북 내에서 선택된다.

**효과**

[0011] 무선 통신 시스템에서 효율적인 정보 전송 장치 및 방법을 제공할 수 있다. 따라서, 전체 시스템 성능이 향상될 수 있다.

**발명의 실시를 위한 구체적인 내용**

[0012] 이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier-frequency division multiple access) 등과 같은 다양한 다중 접속 방식(multiple access scheme)에 사용될 수 있다. CDMA는 UTRA(Universal Terrestrial Radio Access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(Global System for Mobile communications)/GPRS(General Packet Radio Service)/EDGE(Enhanced Data Rates for GSM Evolution)와 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802.20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)의 일부이다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 LTE의 진화이다.

[0013] 설명을 명확하게 하기 위해, LTE/LTE-A를 위주로 기술하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

[0014] 도 1은 무선 통신 시스템을 나타낸 블록도이다.

[0015] 도 1을 참조하면, 무선 통신 시스템(10)은 적어도 하나의 기지국(11; base station, BS)을 포함한다. 각 기지국(11)은 특정한 지리적 영역(일반적으로 셀이라고 함)(15a, 15b, 15c)에 대해 통신 서비스를 제공한다. 셀은 다수 개의 영역(섹터라고 함)으로 나누어질 수 있다. 단말(12; user equipment, UE)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(mobile station), UT(user terminal), SS(subscriber station), 무선기기(wireless device), PDA(personal digital assistant), 무선 모뎀(wireless modem), 휴대기기(handheld device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(11)은 일반적으로 단말(12)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, eNB(evolved-NodeB), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(access point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다.

[0016] 이하에서 하향링크(downlink, DL)는 기지국에서 단말로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink, UL)는 단말에서 기지국으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서 전송기는 기지국의 일부일 수 있고, 수신기는 단말의 일부일 수 있다. 상향링크에서 전송기는 단말의 일부일 수 있고, 수신기는 기지국의 일부일 수 있다.

[0017] 무선 통신 시스템은 다중 안테나를 지원할 수 있다. 전송기는 다수의 전송 안테나(transmit antenna)를 사용하고, 수신기는 다수의 수신 안테나(receive antenna)를 사용할 수 있다. 전송 안테나는 하나의 신호 또는 스트림(stream)을 전송하는 데 사용되는 물리적 또는 논리적 안테나를 의미하고, 수신 안테나는 하나의 신호 또는 스트림을 수신하는 데 사용되는 물리적 또는 논리적 안테나를 의미한다. 전송기 및 수신기가 다수의 안테나를 사용하면, 무선 통신 시스템은 MIMO(multiple input multiple output) 시스템으로 불릴 수 있다.

[0018] 무선 통신의 과정은 하나의 단일 계층으로 구현되는 것보다 수직적인 복수의 독립적인 계층으로 구현되는 것이 바람직하다. 수직적인 복수의 계층 구조를 프로토콜 스택(protocol stack)이라 한다. 프로토콜 스택은 통신 시스템에서 널리 알려진 프로토콜 구조를 위한 모델인 OSI(open system interconnection) 모델을 참조할 수 있다.

[0019] 도 2는 무선 프레임(radio frame) 구조의 예를 나타낸다.

- [0020] 도 2를 참조하면, 무선 프레임은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 무선 프레임 내 슬롯은 #0부터 #19까지 슬롯 번호가 매겨진다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)라 한다. TTI는 정보 전송을 위한 스케줄링 단위라 할 수 있다. 예를 들어, 하나의 무선 프레임의 길이는 10ms이고, 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms일 수 있다.
- [0021] 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수는 다양하게 변경될 수 있다.
- [0022] 도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 나타낸 예시도이다.
- [0023] 도 3을 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 영역(time domain)에서 복수의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 심벌을 포함하고, 주파수 영역(frequency domain)에서 N(DL) 자원블록(resource block)을 포함한다. OFDM 심벌은 하나의 심벌 구간(symbol period)을 표현하기 위한 것으로, 다중 접속 방식에 따라 OFDMA 심벌, SC-FDMA 심벌 등 다른 명칭으로 불릴 수 있다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록의 수 N(DL)은 셀에서 설정되는 하향링크 전송 대역폭(transmission bandwidth)에 종속한다. 하나의 자원블록은 주파수 영역에서 복수의 부반송파를 포함한다.
- [0024] 자원 그리드 상의 각 요소(element)를 자원요소(resource element)라 한다. 여기서, 하나의 자원블록은 시간 영역에서 7 OFDM 심벌, 주파수 영역에서 12 부반송파로 구성되는 7×12 자원요소를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 자원블록 내 OFDM 심벌의 수와 부반송파의 수는 이에 제한되는 것은 아니다. OFDM 심벌의 수는 CP(cyclic prefix)의 길이, 부반송파 간격(subcarrier spacing)에 따라 다양하게 변경될 수 있다. 예를 들어, 노멀(normal) CP의 경우 OFDM 심벌의 수는 7이고, 확장된(extended) CP의 경우 OFDM 심벌의 수는 6이다.
- [0025] 도 3의 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드는 상향링크 슬롯에 대한 자원 그리드에도 적용될 수 있다.
- [0026] 도 4는 하향링크 서브프레임의 구조의 예를 나타낸다.
- [0027] 도 4를 참조하면, 하향링크 서브프레임은 2개의 연속적인(consecutive) 슬롯을 포함한다. 하향링크 서브프레임 내의 제1 슬롯(1st slot)의 앞선 3 OFDM 심벌들은 제어영역(control region)이고, 나머지 OFDM 심벌들은 데이터 영역(data region)이 된다. 여기서, 제어영역이 3 OFDM 심벌을 포함하는 것은 예시에 불과하다.
- [0028] 데이터 영역에는 PDSCH(physical downlink shared channel)가 할당될 수 있다. PDSCH 상으로는 하향링크 정보가 전송된다.
- [0029] 제어영역에는 PCFICH(physical control format indicator channel), PHICH(physical HARQ(hybrid automatic repeat request) indicator channel), PDCCH(physical downlink control channel) 등의 제어채널이 할당될 수 있다.
- [0030] PCFICH는 단말에게 서브프레임 내에서 PDCCH들의 전송에 사용되는 OFDM 심벌의 개수에 관한 정보를 나른다(carry). PDCCH 전송에 사용되는 OFDM 심벌의 수는 매 서브프레임마다 변경될 수 있다. PHICH는 상향링크 데이터에 대한 HARQ ACK(acknowledgement)/NACK(negative acknowledgement)을 나른다.
- [0031] PDCCH는 하향링크 제어정보를 나른다. 하향링크 제어정보에는 하향링크 스케줄링 정보, 상향링크 스케줄링 정보 또는 상향링크 파워 제어 명령 등이 있다. 하향링크 스케줄링 정보는 하향링크 그랜트(grant)라고도 하고, 상향링크 스케줄링 정보는 상향링크 그랜트라고도 한다.
- [0032] 도 5는 복수의 전송 안테나를 포함하는 전송기 구조의 일 예를 나타낸 블록도이다. 여기서, 전송기는 단말 또는 기지국의 일부분일 수 있다.
- [0033] 도 5를 참조하면, 전송기(10)는 채널 인코더(channel encoder, 11), 맵퍼(mapper, 12), 직렬/병렬 변환기(serial/parallel converter, 13), 다중 안테나 인코더(multi-antenna encoder, 14) 및 복수의 전송 안테나(19-1, 19-2, ..., 19-Nt)를 포함한다.
- [0034] 채널 인코더(11)는 맵퍼(12)에 연결되고, 맵퍼(12)는 직렬/병렬 변환기(13)에 연결되고, 직렬/병렬 변환기(13)는 다중 안테나 인코더(14)에 연결되고, 다중 안테나 인코더(14)는 복수의 전송 안테나(19-1, 19-2, ..., 19-Nt)에 연결된다.
- [0035] 채널 인코더(11)는 정보 비트(information bit)를 입력받고, 정보 비트에 채널 코딩을 수행하여 부호화된 비트



(encoded bit)를 생성하도록 형성된다.

- [0036] 정보 비트는 전송기(10)가 전송하려는 정보에 대응된다. 정보 비트의 크기는 정보에 따라 다양할 수 있다. 정보는 특별한 제한 없이, 사용자 데이터, 제어정보 등일 수 있다. 전송기(10)는 물리계층(physical layer)에서 구현될 수 있다. 이 경우, 정보는 MAC(media access control) 계층과 같은 상위 계층으로부터 유래된 것일 수 있다.
- [0037] 채널 코딩은 정보 비트에 잉여 비트(redundant bit)를 붙이는 것으로, 전송 시 채널에 가해지는 잡음 등에 대한 효과를 줄이기 위해 수행된다. 채널 코딩 방식에는 제한이 없다. 예를 들어, 채널 코딩 방식에는 터보 코딩(turbo coding), 콘볼루션 코딩(convolution coding), 블록 코딩(block coding) 등이 사용될 수 있다. 채널 인코더(11)에서 생성된 부호화된 비트의 크기는 다양할 수 있다.
- [0038] 매퍼(12)는 채널 인코더(11)로부터 입력되는 부호화된 비트를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심벌로 맵핑하여 변조 심벌(modulation symbol)을 생성하도록 형성된다. 변조 방식(modulation scheme)에는 제한이 없다. 예를 들어, 변조 방식에는 m-PSK(m-phase shift keying) 또는 m-QAM(m-quadrature amplitude modulation) 등이 사용될 수 있다. 매퍼(12)에서 생성된 변조 심벌의 개수는 매퍼(12)에 입력되는 부호화된 비트의 크기 및 변조 방식에 따라 다양할 수 있다.
- [0039] 직렬/병렬 변환기(13)는 직렬로 입력되는 변조 심벌을 병렬의 변조 심벌로 변환하도록 형성된다. 다중 안테나 인코더(14)는 변조 심벌을 시공간 신호로 변환하도록 형성된다. 복수의 전송 안테나(19-1, 19-2, ..., 19-Nt)는 시공간 신호를 채널로 전송하도록 형성된다.
- [0040] 도 6은 수신기 구조의 예를 나타낸 블록도이다. 여기서, 수신기는 단말 또는 기지국의 일부분일 수 있다.
- [0041] 도 6을 참조하면, 수신기(20)는 복수의 수신 안테나(29-1, 29-2, ..., 29-Nr), 다중 안테나 디코더(multi-antenna decoder, 24), 병렬/직렬 변환기(parallel/serial converter, 23), 디매퍼(demapper, 22) 및 채널 디코더(channel decoder, 21)를 포함한다.
- [0042] 복수의 수신 안테나(29-1, 29-2, ..., 29-Nr)는 다중 안테나 디코더(24)에 연결되고, 다중 안테나 디코더(24)는 병렬/직렬 변환기(23)에 연결되고, 병렬/직렬 변환기(23)는 디매퍼(22)에 연결되고, 디매퍼(22)는 채널 디코더(21)에 연결된다.
- [0043] 복수의 수신 안테나(29-1, 29-2, ..., 29-Nr)는 채널로부터 시공간 신호를 수신하도록 형성된다. 다중 안테나 디코더(24)는 시공간 신호로부터 수신 심벌을 출력하도록 형성된다. 병렬/직렬 변환기(23)는 병렬로 입력되는 수신 심벌을 직렬의 수신 심벌로 변환하도록 형성된다.
- [0044] 디매퍼(22)는 수신 심벌로부터 추정된 부호화된 비트를 생성하도록 형성된다. 디매퍼(22)는 수신 심벌로부터 전송기(10, 도 5 참조)가 전송한 변조 심벌을 추정(estimation)하고, 추정된 변조 심벌에 복조(demodulation)를 수행하여 추정된 부호화된 비트를 생성하도록 형성될 수 있다. 디매퍼(22)는 수신 심벌로부터 변조 심벌을 추정하기 위해 검출기(detector)를 포함할 수 있다.
- [0045] 채널 디코더(21)는 추정된 부호화된 비트에 채널 디코딩을 수행하여 추정된 정보 비트를 생성하도록 형성된다. 수신기(20)는 추정된 정보 비트로부터 전송기(10, 도 5 참조)가 전송한 정보를 추정한다.
- [0046] 복수의 전송 안테나를 포함하는 전송기는 전송 기법(transmission scheme)에 따라 정보를 공간 처리(spatial processing)하여 전송할 수 있다. 다양한 전송 기법이 있으나, 이하에서의 전송기는 프리코딩(precoding)을 통해 정보를 전송한다고 가정한다.
- [0047] 도 7은 무선 통신을 위한 장치의 예를 나타낸 블록도이다.
- [0048] 도 7을 참조하면, 전송기(100)는 프리코더(110) 및 복수의 전송 안테나(190-1, ..., 190-Nt)를 포함한다. 전송기(100)와 수신기(200) 사이에는 MIMO 채널이 형성된다. 수신기(200)는 검출기(210) 및 복수의 수신 안테나(290-1, ..., 290-Nr)를 포함한다.
- [0049] 프리코더(110)는 R개의 정보 심벌  $s_1, \dots, s_R$ 을 입력받고, R개의 정보 심벌  $s_1, \dots, s_R$ 에 프리코딩을 수행하여 Nt개의 전송 심벌  $z_1, \dots, z_{Nt}$ 을 출력하도록 형성된다. 정보 심벌은 정보에 대응되는 복소수 심벌(complex symbol)이다. 예를 들어, 정보 심벌은 변조 심벌이다.
- [0050] 전송기(100)는 Nt개의 전송 안테나(190-1, ..., 190-Nt)를 통해 Nt개의 전송 심벌  $z_1, \dots, z_{Nt}$ 을 전송한다. 전송기

(100)는 R개의 정보 심벌을 동시에 전송할 수 있다. 즉, R은 랭크이다.

[0051] 프리코딩은 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

**수학적식 1**

[0052] 
$$\mathbf{z} = \mathbf{Q}_{N_t \times R} \mathbf{s}$$

[0053] 여기서,  $\mathbf{z} = [z_1 \dots z_{N_t}]^T$ 는 전송 심벌 벡터이고,  $\mathbf{Q}_{N_t \times R}$ 는  $N_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬이고,  $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_R]^T$ 는 정보 심벌 벡터이다.  $N_t$ 는 전송 안테나의 개수이고, R은 랭크이다. 랭크가 1인 경우( $R=1$ ), 프리코딩 행렬은 열 벡터(column vector)이므로 프리코딩 벡터라 할 수 있다. 이하, 프리코딩 행렬은 프리코딩 벡터를 포함하는 개념이다.

[0054] 수신기(200)는  $N_r$ 개의 수신 안테나( $290-1, \dots, 290-N_r$ )를 통해  $N_r$ 개의 수신 심벌  $y_1, \dots, y_{N_r}$ 을 수신한다.

[0055] 검출기(210)는  $N_r$ 개의 수신 심벌  $y_1, \dots, y_{N_r}$ 로부터 R개의 정보 심벌  $s_1, \dots, s_R$ 을 추정하여 R개의 추정 심벌  $x_1, \dots, x_R$ 을 검출하도록 형성된다. 추정 심벌  $x_i$ 는 정보 심벌  $s_i$ 를 추정한 심벌이다( $i=1, \dots, R$ ). 검출기(210)는 ZF(zero forcing), MMSE(minimum mean squared error) 또는 ML(maximum likelihood) 등의 검출 기법을 통해 추정 심벌을 검출할 수 있다.

[0056]  $N_r$ 개의 수신 심벌  $y_1, \dots, y_{N_r}$ 을 수신 신호 벡터  $\mathbf{y}$ 라 하고 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

**수학적식 2**

[0057] 
$$\mathbf{y} = \mathbf{H} \mathbf{Q}_{N_t \times R} \mathbf{s} + \mathbf{n}$$

[0058] 여기서,  $\mathbf{y} = [y_1 \dots y_{N_r}]^T$ 는 수신 신호 벡터이고,  $\mathbf{H}$ 는  $N_r \times N_t$  크기의 MIMO 채널 행렬이고,  $\mathbf{Q}_{N_t \times R}$ 는  $N_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬이고,  $\mathbf{s} = [s_1 \dots s_R]^T$ 는 정보 심벌 벡터이고,  $\mathbf{n} = [n_1 \dots n_{N_r}]^T$ 은 잡음 벡터이다. 이하, 행렬은 열 벡터 및 행 벡터(row vector)를 포함하는 개념이다.

[0059] 프리코더(110)에서 어떤 프리코딩 행렬이 사용될 것인지 문제된다. 예를 들어, 프리코딩 행렬은 MIMO 채널 행렬이 SVD(singular value decomposition)에 의해 분해된 행렬로부터 결정될 수 있다.

[0060] MIMO 채널 행렬은 SVD에 의해 다음 수학적식과 같이 분해될 수 있다.

**수학적식 3**

[0061] 
$$\mathbf{H} = \mathbf{U} \mathbf{D} \mathbf{V}^H$$

[0062] 여기서,  $\mathbf{U}$  및  $\mathbf{V}$ 는 각각 유니터리(unitary matrix) 행렬이고,  $\mathbf{D}$ 는 대각 행렬(diagonal matrix)이다.  $(\cdot)^H$ 는  $(\cdot)$ 의 허미션(Hermitian) 행렬이다.

[0063] 프리코딩 행렬로 유니터리 행렬  $\mathbf{V}$ 가 사용될 경우, 시스템의 성능이 향상될 수 있다. 프리코딩 행렬이 SVD 방식으로 결정되는 경우, 수학적식 2는 다음 수학적식과 같이 변형될 수 있다.

수학식 4

$$\begin{aligned}
 \mathbf{U}^H \mathbf{y} &= \mathbf{U}^H (\mathbf{H}\mathbf{Q}_{N_t \times R} \mathbf{s} + \mathbf{n}) \\
 &= \mathbf{U}^H (\mathbf{U}\mathbf{D}\mathbf{V}^H) \mathbf{V}\mathbf{s} + \mathbf{U}^H \mathbf{n} \\
 &= \mathbf{D}\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{n}}
 \end{aligned}$$

[0064]

[0065] 여기서,  $\mathbf{D}$ 는 대각 행렬이므로 수신기(200)에서 정보 심벌 벡터  $\mathbf{s}$ 가 쉽게 추정될 수 있다. 계산 복잡도가 낮기 때문이다.

[0066] 전송기(100)에서 MIMO 채널 행렬로부터 분해된 유니터리 행렬이 프리코딩 행렬로 사용될 경우, 시스템 성능이 향상될 수 있다. 다만, 프리코딩 행렬이 반드시 상기 유니터리 행렬일 필요는 없다. 상기 유니터리 행렬 외에도 채널 상황에 맞는 프리코딩 행렬이 사용될 경우, 시스템 성능이 향상될 수 있다. 전송기(100)에서 채널 상황에 맞는 프리코딩 행렬이 사용되기 위해서, 전송기(100)는 전송기(100)와 수신기(200) 사이의 채널상태 정보(channel state information)를 알아야 한다.

[0067] 일반적으로 전송기(100)는 채널상태 정보를 알 수 없다. 따라서, 수신기(200)는 채널을 추정하고, 전송기(100)에게 피드백 채널(feedback channel) 상으로 채널상태 정보를 피드백할 수 있다. 전송기(100)는 피드백된 채널상태 정보를 기반으로 수신기(200)로 정보를 전송할 수 있다. 이와 같은 정보 전송 방식은 폐루프(closed-loop) 방식이라 한다. 폐루프 방식은 채널 적응적으로 정보가 전송됨으로써 시스템 성능이 향상될 수 있다. 그러나 채널상태 정보를 피드백하기 위한 무선 자원이 필요하다.

[0068] 전송기(100)는 피드백된 채널상태 정보를 이용하지 않고 수신기(200)로 정보를 전송할 수도 있다. 이와 같은 정보 전송 방식은 개루프(open-loop) 방식이라 한다. 개루프 방식의 경우, 수신기(200)는 채널상태 정보를 피드백하지 않을 수 있다. 또는 수신기(200)는 채널상태 정보를 피드백하나 전송기(100)에서 피드백된 채널상태 정보를 이용하지 않을 수도 있다.

[0069] 전송기(100)는 코드북(codebook) 기반 프리코딩 방식으로 정보를 전송할 수 있다. 코드북은 복수의 행렬들을 원소로 하는 집합이다. 코드북은 전송기와 수신기 사이에 미리 설정된다. 코드북 내 복수의 행렬 각각은 코드북 인덱스에 일대일로 맵핑될 수 있다.

[0070] 수신기(200)는 채널상태 정보를 피드백할 수 있다. 피드백되는 채널상태 정보는 PMI(precoding matrix indicator)를 포함할 수 있다. PMI는 코드북 내 행렬을 지시한다. 전송기(100)는 피드백된 채널상태 정보를 기반으로 프리코딩 행렬을 코드북 내에서 선택한다. 전송기(100)는 프리코딩 행렬을 코드북의 부분집합(subset) 내에서 선택할 수도 있다. 코드북 기반의 프리코딩 방식으로는 항상 최적의(optimal) 프리코딩 행렬이 적용될 수는 없다. 하지만 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 장점이 있다.

[0071] 다음 표는 전송 안테나의 개수  $N_t$ 가 2인 경우에 사용될 수 있는 코드북의 예를 나타낸다. 다만 이는 코드북의 예시일 뿐, 코드북을 제한하는 것은 아니다.

표 1

Codebook index	Rank	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

[0072]

[0073] 표를 참조하면, 전송 안테나 개수  $N_t$ 가 2인 경우의 코드북은 총 7개의 행렬을 포함한다. 코드북은 랭크 1에 대

해서는 4개의 행렬, 랭크 2에 대해서는 3개의 행렬을 포함한다.

[0074] LTE에서 개루프 방식이 적용되는 경우, 랭크 2를 위한 코드북 인덱스 0에 대응되는 행렬이 프리코딩 행렬로 사용된다. LTE에서 페루프 방식이 적용되는 경우, 랭크가 2이면 코드북 인덱스 0에 대응되는 행렬은 프리코딩 행렬로 사용되지 않는다. 즉, LTE에서 단위행렬(identity matrix)은 개루프 방식에서만 사용된다. LTE에서 페루프 방식을 위한 프리코딩 행렬은 총 6개가 된다.

[0075] 다음 표는 전송 안테나의 개수  $N_t$ 가 4인 경우에 사용될 수 있는 코드북의 예를 나타낸다. 다만 이는 코드북의 예시일 뿐, 코드북을 제한하는 것은 아니다.

표 2

Codebook index	$u_n$	Rank			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{\{1\}}$	$W_0^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_0^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_0^{\{1234\}}/2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{\{1\}}$	$W_1^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_1^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_1^{\{1234\}}/2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{\{1\}}$	$W_2^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_2^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_2^{\{3214\}}/2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{\{1\}}$	$W_3^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_3^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_3^{\{3214\}}/2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{\{1\}}$	$W_4^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_4^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_4^{\{1234\}}/2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{\{1\}}$	$W_5^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_5^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_5^{\{1234\}}/2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{\{1\}}$	$W_6^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_6^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_6^{\{1324\}}/2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{\{1\}}$	$W_7^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_7^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_7^{\{1324\}}/2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{\{1\}}$	$W_8^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_8^{\{124\}}/\sqrt{3}$	$W_8^{\{1234\}}/2$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{\{1\}}$	$W_9^{\{14\}}/\sqrt{2}$	$W_9^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_9^{\{1234\}}/2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{\{1\}}$	$W_{10}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{\{1324\}}/2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{\{1\}}$	$W_{11}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{\{134\}}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{\{1324\}}/2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{\{1\}}$	$W_{12}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{\{1234\}}/2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{\{1\}}$	$W_{13}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{\{1324\}}/2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{\{1\}}$	$W_{14}^{\{13\}}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{\{3214\}}/2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{\{1\}}$	$W_{15}^{\{12\}}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{\{123\}}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{\{1234\}}/2$

[0076]

[0077] 여기서,  $W_n^{\{s\}}$ 는 수학적식  $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$ 로부터 집합  $\{s\}$ 에 의해 정해진 열들(columns)로 정의된 행렬을 나타낸다 ( $n=0,1,\dots,15$ ).  $I$ 는  $4 \times 4$  단위행렬이고, 벡터  $u_n$ 은 표에 의해 주어진다. 표를 참조하면, 전송 안테나 개수  $N_t$ 가 4인 경우의 코드북은 총 64개의 행렬을 포함한다.

[0078] LTE에서 개루프 방식이 적용되는 경우, 코드북 인덱스 12, 13, 14 및 15에 대응되는 행렬들이 프리코딩 행렬로 사용된다. 기지국은 PUSCH 상으로 전송되는 정보에 상기 행렬들을 순환적으로(cyclically) 적용한다. LTE에서는 개루프 방식을 위한 프리코딩 행렬이 전송기와 수신기 사이에 미리 규약되어 있다. 이와 같이, 개루프 방식을 위한 프리코딩 행렬은 코드북 내 행렬이 이용될 수 있다. 다만 이는 개루프 방식 프리코딩의 예시일 뿐, 개루프 방식의 프리코딩 행렬을 제한하는 것은 아니다.

[0079] 코드북은 다음과 같은 특성을 갖도록 구성될 수 있다. 다만 이는 코드북 특성의 예시일 뿐, 코드북을 제한하는 것은 아니다.

- [0080] (1) 일정한 절대값(constant modulus): 코드북 내 임의의 행렬의 각 요소는 '0'이 아닌 같은 크기를 갖는다.
- [0081] (2) 중첩 특성(nested property): 하위 랭크(lower rank) 행렬은 상위 랭크(higher rank) 행렬의 특정 열의 부분집합으로 구성되도록 설계된다.
- [0082] (3) 제한된 알파벳(constrained alphabet): 코드북 내 임의의 행렬의 각 요소의 알파벳은  $\{\pm 1, \pm j, \pm(1+j)/\sqrt{2}, \pm(-1+j)/\sqrt{2}\}$ 로 구성된다.
- [0083] 도 8은 채널상태 정보 전송 방법의 예를 나타낸 흐름도이다.
- [0084] 도 8을 참조하면, 기지국은 단말로 참조신호(reference signal, RS)를 전송한다(S11). 참조신호는 채널 측정을 위해 기지국과 단말이 모두 알고 있는 신호이다. 참조신호는 파일럿(pilot)으로도 불릴 수 있다. 채널 측정을 위한 참조신호는 셀 내 모든 단말에게 전송되는 공용 참조신호(common RS)일 수 있다. 공용 참조신호는 셀 간 충돌을 방지하기 위하여 셀 마다 다를 수 있다. 이 경우, 공용 참조신호는 셀 특정 참조신호(cell-specific RS)이다. 채널 측정을 위한 참조신호의 예로 CSI-RS(channel state information-RS)가 있다.
- [0085] 단말은 참조신호를 기반으로 채널을 측정한다(S12). 단말은 기지국으로 채널상태 정보를 피드백한다(S13). 채널 상태 정보란 채널에 대한 일반적인 정보를 의미하는 것으로, 특별한 제한은 없다. 채널상태 정보는 CQI(channel quality indicator), PMI 및 RI(rank indicator)를 포함할 수 있다. CQI는 채널에 적합한 MCS(modulation coding scheme)를 지시한다. PMI는 채널에 적합한 코드북 인덱스를 지시한다. RI는 채널의 랭크를 지시한다.
- [0086] 채널상태 정보는 전체 대역에 대해 피드백되거나, 전체 대역 중 일부 대역인 서브밴드(subband)에 대해 피드백될 수 있다. 예를 들어, 서브밴드는 특정 개수의 자원블록이다. 서브밴드는 단말에 의해 선택되거나, RRC(radio resource control) 시그널링과 같이 상위 계층 시그널링에 의해 설정될 수 있다.
- [0087] 채널상태 정보는 주기적으로 전송될 수 있다. 예를 들어, 단말은 PUCCH 상으로 채널상태 정보를 주기적으로 전송할 수 있다. 또는 채널상태 정보는 기지국이 요청한 경우에 비주기적으로 전송될 수 있다. 예를 들어, 기지국이 상향링크 그랜트에서 채널상태 정보를 요청하는 경우, 단말은 PUSCH 상으로 채널상태 정보를 비주기적으로 전송할 수 있다.
- [0088] FDD(frequency division duplex) 방식에서는 기지국은 하향링크 채널 특성을 알 수 없다. 따라서 단말은 하향링크 채널 특성에 대한 채널상태 정보를 피드백한다. 기지국은 피드백된 채널상태 정보를 하향링크 전송에 이용할 수 있다. TDD(time division duplex) 방식에서는 상향링크 채널의 특성과 하향링크 채널의 특성이 거의 상보적인(reciprocal) 채널 상보성(channel reciprocity)이 있다. TDD 방식의 경우에도 단말은 하향링크 채널 특성에 대한 채널상태 정보를 피드백할 수 있다.
- [0089] 이하, 프리코딩을 통해 정보를 전송하는 전송기의 구조에 대해 상술한다. MIMO-OFDM 시스템은 랭크에 따라 공간적으로 하나 또는 복수의 부호어(codeword)를 가질 수 있다. 부호어란 정보 비트에 채널 코딩이 수행된 부호화된 비트를 말한다. 공간적으로 하나의 부호어를 가지는 경우를 단일 부호어(single codeword, SCW) 구조라 한다. 공간적으로 복수의 부호어를 가지는 경우를 다중 부호어(multiple codeword, MCW) 구조라 한다.
- [0090] 도 9는 단일 부호어를 갖는 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다. 여기서, 전송기는 단말 또는 기지국의 일부 분일 수 있다.
- [0091] 도 9를 참조하면, 전송기(300)는 채널 인코더(310), 코드비트 파서 및 공간-주파수 인터리버(codebit parser and space-frequency interleaver, 320), 복수의 맵퍼(330-1,...,330-R), 프리코더(340), 복수의 IFFT부(inverse fast Fourier transform unit, 350-1,...,350-Nt), 복수의 아날로그 프로세서(analog processor, 360-1,...,360-Nt) 및 복수의 전송 안테나(390-1,...,390-Nt)를 포함한다.
- [0092] 채널 인코더(310)는 코드비트 파서 및 공간-주파수 인터리버(320)에 연결되고, 코드비트 파서 및 공간-주파수 인터리버(320)는 복수의 맵퍼(330-1,...,330-R)에 연결되고, 복수의 맵퍼(330-1,...,330-R)는 프리코더(340)에 연결되고, 프리코더(340)는 복수의 IFFT부(350-1,...,350-Nt)에 연결된다. 복수의 IFFT부(350-1,...,350-Nt) 각각은 복수의 아날로그 프로세서(360-1,...,360-Nt) 각각에 연결되고, 복수의 아날로그 프로세서(360-1,...,360-Nt) 각각은 복수의 전송 안테나(390-1,...,390-Nt) 각각에 연결된다. 즉, IFFT부 #n(350-n)은 아날로그 프로세서 #n(360-n)에 연결되고, 아날로그 프로세서 #n(360-n)은 전송 안테나 #n(390-n)에 연결된다 (n=1,...,Nt).
- [0093] 코드비트 파서 및 공간-주파수 인터리버(320)는 채널 인코더(310)로부터 입력되는 부호화된 비트를 분해

(parsing)하고, 분해된 부호화된 비트마다 전송 안테나 및 주파수 자원에 걸쳐(across) 재배열(interleaving)하여 재배열된 비트(interleaved bit)를 생성하도록 형성된다. 각 재배열된 비트는 복수의 맵퍼(330-1, ..., 330-R) 각각에 입력된다. 복수의 맵퍼(330-1, ..., 330-R) 각각은 공간 스트림을 출력한다. 각 공간 스트림은 하나 또는 복수의 복소수 심벌로 구성된다. 예를 들어, 복소수 심벌은 변조 심벌이다. 여기서, R은 랭크이다.

- [0094] 프리코더(340)는 R개의 공간 스트림에 프리코딩을 수행하여 Nt개의 전송 스트림을 생성하도록 형성된다. 각 전송 스트림은 각 공간 스트림과 같은 개수의 복소수 심벌로 구성될 수 있다.
- [0095] 전송 스트림은 순서대로 정보 전송을 위해 할당받은 자원블록 내 자원요소에 맵핑될 수 있다. 하나의 복소수 심벌은 하나의 자원요소에 맵핑될 수 있다. 다중 안테나 전송의 경우, 전송 안테나마다 정의된 하나의 자원 그리드(도 3 참조)가 있다.
- [0096] 전송기(300)가 정보 전송을 위해 할당받은 자원블록은 하나 이상일 수 있다. 복수의 자원블록이 할당되는 경우, 복수의 자원블록은 연속적으로 할당되거나, 불연속적으로 할당될 수 있다. 여기서, 자원블록은 물리적(physical) 자원블록이거나, 가상적(virtual) 자원블록일 수 있다. 물리적 자원블록은 주파수 영역에서 물리적으로 집중된(localized) 부반송파들을 포함한다. 가상적 자원블록은 주파수 영역에서 물리적으로 분산된(distributed) 부반송파들을 포함한다. 가상적 자원블록이 포함하는 부반송파들의 분산 방식에는 특별한 제한이 없다.
- [0097] 복수의 IFFT부(350-1, ..., 350-Nt) 각각은 자원블록 내 OFDM 심벌마다 시간-연속적인(time-continuous) OFDM 신호를 생성하도록 형성된다. 시간-연속적인 OFDM 신호는 OFDM 베이스밴드(baseband) 신호라고도 한다. 복수의 IFFT부(350-1, ..., 350-Nt) 각각은 OFDM 심벌마다 IFFT 수행, CP 삽입 등을 통해 OFDM 신호를 생성할 수 있다.
- [0098] 복수의 아날로그 프로세서(360-1, ..., 360-Nt) 각각은 복수의 전송 안테나(390-1, ..., 390-Nt) 각각을 위한 OFDM 베이스밴드 신호를 처리하여 무선 신호(radio signal)를 생성하도록 형성된다. OFDM 베이스밴드 신호는 반송파 주파수(carrier frequency)로 업컨버전(upconversion)되어 무선 신호로 변환될 수 있다. 반송파 주파수는 중심 주파수(center frequency)라고도 한다. 전송기(300)는 단일 반송파(single carrier) 시스템 및 다중 반송파(multiple carrier) 시스템을 모두 지원할 수 있다. 무선 신호는 업컨버전 외에도 증폭(amplification), 필터링(filtering) 등이 더 수행되어 생성될 수 있다. 복수의 전송 안테나(390-1, ..., 390-Nt) 각각을 통해 무선 신호가 전송된다.
- [0099] 이와 같이, 공간 레이어 전체에 대해 하나의 부호어가 사용될 수 있다.
- [0100] 도 10은 다중 부호어를 갖는 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다. 여기서, 전송기는 단말 또는 기지국의 일부분일 수 있다.
- [0101] 도 10을 참조하면, 전송기(400)는 복수의 채널 인코더(410-1, ..., 410-R), 복수의 인터리버(420-1, ..., 420-R), 복수의 맵퍼(430-1, ..., 430-R), 프리코더(440), 복수의 IFFT부(450-1, ..., 450-Nt), 복수의 아날로그 프로세서(460-1, ..., 460-Nt) 및 복수의 전송 안테나(490-1, ..., 490-Nt)를 포함한다.
- [0102] 복수의 채널 인코더(410-1, ..., 410-R) 각각은 복수의 인터리버(420-1, ..., 420-R) 각각에 연결되고, 복수의 인터리버(420-1, ..., 420-R) 각각은 복수의 맵퍼(430-1, ..., 430-R) 각각에 연결되고, 복수의 맵퍼(430-1, ..., 430-R)는 프리코더(440)에 연결된다. 즉, 채널 인코더 #m(410-r)은 인터리버 #m(420-r)에 연결되고, 인터리버 #r(420-r)은 맵퍼 #r(430-r)에 연결된다(r=1, ..., R).
- [0103] 프리코더(440)는 복수의 IFFT부(450-1, ..., 450-Nt)에 연결된다. 복수의 IFFT부(450-1, ..., 450-Nt) 각각은 복수의 아날로그 프로세서(460-1, ..., 460-Nt) 각각에 연결되고, 복수의 아날로그 프로세서(460-1, ..., 460-Nt) 각각은 복수의 전송 안테나(490-1, ..., 490-Nt) 각각에 연결된다. 즉, IFFT부 #n(450-n)은 아날로그 프로세서 #n(460-n)에 연결되고, 아날로그 프로세서 #n(460-n)은 전송 안테나 #n(490-n)에 연결된다(n=1, ..., Nt).
- [0104] 이와 같이, 공간 레이어별 각각의 부호어가 사용될 수 있다. 이 외에는 도 7에서 설명된 전송기(300)에 관한 설명이 다중 부호어 구조의 전송기(400)에도 적용될 수 있다.
- [0105] 도 11은 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다. 여기서, 전송기는 단말 또는 기지국의 일부분일 수 있다.
- [0106] 도 11을 참조하면, 전송기(500)는 복수의 채널 인코더(510-1, ..., 510-Q), 복수의 스크램블러(scrambler, 520-1, ..., 520-Q), 복수의 맵퍼(530-1, ..., 530-Q), 레이어 맵퍼(layer mapper, 540), 프리코더(550), 복수의 자원 요소 맵퍼(resource element mapper, 560-1, ..., 560-Nt), 복수의 IFFT부(570-1, ..., 570-Nt), 복수의 아날로그

프로세서(580-1, ..., 580-Nt) 및 복수의 전송 안테나(590-1, ..., 590-Nt)를 포함한다.

- [0107] 복수의 채널 인코더(510-1, ..., 510-Q) 각각은 복수의 스크램블러(520-1, ..., 520-Q) 각각에 연결되고, 복수의 스크램블러(520-1, ..., 520-Q) 각각은 복수의 맵퍼(530-1, ..., 530-Q) 각각에 연결되고, 복수의 맵퍼(530-1, ..., 530-Q)는 레이어 맵퍼(540)에 연결되고, 레이어 맵퍼는 프리코더(550)에 연결된다. 즉, 채널 인코더 #q(510-q)은 스크램블러 #q(520-q)에 연결되고, 스크램블러 #q(520-q)은 맵퍼 #q(530-q)에 연결된다 (q=1, ..., Q). Q는 부호어의 개수이다. LTE에서는 2 부호어까지 지원된다. 따라서, LTE에서 Q는 1 또는 2이다.
- [0108] 프리코더(550)는 복수의 자원요소 맵퍼(560-1, ..., 560-Nt)에 연결된다. 복수의 자원요소 맵퍼(560-1, ..., 560-Nt) 각각은 복수의 IFFT부(570-1, ..., 570-Nt) 각각에 연결되고, 복수의 IFFT부(570-1, ..., 570-Nt) 각각은 복수의 아날로그 프로세서(580-1, ..., 580-Nt) 각각에 연결되고, 복수의 아날로그 프로세서(580-1, ..., 580-Nt) 각각은 복수의 전송 안테나(590-1, ..., 590-Nt) 각각에 연결된다. 즉, 자원요소 맵퍼 #n(560-n)은 IFFT부 #n(570-n)에 연결되고, IFFT부 #n(570-n)은 아날로그 프로세서 #n(580-n)에 연결되고, 아날로그 프로세서 #n(580-n)은 전송 안테나 #n(580-n)에 연결된다(n=1, ..., Nt). LTE에서 프리코딩 기법이 적용되는 경우, Nt는 2 또는 4이다.
- [0109] 복수의 스크램블러(520-1, ..., 520-Q) 각각은 각 부호어에 대한 부호화된 비트와 스크램블링 시퀀스(scrambling sequence)를 스크램블하여 스크램블된 비트(scrambled bit)를 생성하도록 형성된다.
- [0110] 복수의 맵퍼(530-1, ..., 530-Q) 각각은 각 부호어에 대한 변조 심벌을 생성하도록 형성된다. 레이어 맵퍼(540)는 각 부호어에 대한 변조 심벌을 R개의 공간 레이어에 맵핑하도록 형성된다. 변조 심벌이 공간 레이어에 맵핑되는 방식은 다양할 수 있다. 이를 통해 R개의 공간 스트림이 생성된다. 여기서, R은 랭크이다. 랭크 R은 부호어의 개수 Q와 같거나 클 수 있다. 전송 안테나의 개수 Nt는 랭크 R과 같거나 작다.
- [0111] 공간 스트림을  $s_r(1), s_r(2), \dots, s_r(M)$ 이라 한다( $r=1, \dots, R$ ). 여기서, M은 공간 스트림 당 복소수 심벌의 개수이다. 정보 심벌 벡터를  $\mathbf{s}(k)=[s_1(k) \dots s_R(k)]^T$ 라 한다( $k=1, \dots, M$ ).
- [0112] 프리코더(550)는  $N_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬  $\mathbf{Q}_{N_t \times R}(k)$  및 정보 심벌 벡터  $\mathbf{s}(k)$ 를 곱함으로써 프리코딩을 수행하여 전송 심벌 벡터  $\mathbf{z}(k)=[z_1(k) \dots z_{N_t}(k)]^T$ 를 출력할 수 있다( $k=1, \dots, M$ ). 전송 스트림을  $z_n(1), z_n(2), \dots, z_n(M)$ 이라 한다( $n=1, \dots, N_t$ ).
- [0113] 자원요소 맵퍼 #n(560-n)는 전송 스트림  $z_n(k)$ 을 순서대로 자원블록 내 자원요소에 맵핑한다( $k=1, \dots, M$ ). 인덱스 k는 공간 스트림(또는 전송 스트림)을 구성하는 복소수 심벌의 순서를 지시하는 인덱스이다. 또는 인덱스 k는 자원블록 내 자원요소를 지시하는 인덱스를 의미할 수 있다. 또는 인덱스 k는 OFDM 심벌 내 부반송파를 지시하는 인덱스를 의미할 수도 있다. 이하, 인덱스 k는 전송 심벌이 맵핑되는 시간-주파수 자원을 지시하는 인덱스라 할 수 있다. 시간-주파수 자원은 부반송파, 자원요소 또는 자원그룹 동일 수 있다. 프리코딩 행렬은 인덱스 k에 따라 다른 행렬이 사용될 수 있다.
- [0114] 지금까지 코드북 기반의 프리코딩 기법이 적용된 정보 전송 장치 및 방법에 대해 살펴보았다. LTE 시스템에서 하향링크 전송은 4개의 전송 안테나까지 지원된다. 따라서 LTE 시스템에서는 2개의 전송 안테나를 위한 코드북 및 4개의 전송 안테나를 위한 코드북이 이미 구비되어 있다(표 1 및 2 참조). 그런데, LTE-A 시스템에서 하향링크 전송은 8개의 전송 안테나까지 지원되도록 고려되고 있다.
- [0115] 이와 같이, 기존의 시스템에 비해 전송 안테나 개수가 증가되는 경우, 이미 구비되어 있는 코드북을 이용하여 확장된 전송 안테나를 위한 프리코딩 행렬이 재구성될 필요가 있다.
- [0116] 이하, Nt개의 전송 안테나를 위한 코드북을 기반으로 Mt개의 전송 안테나를 위한 프리코딩 행렬을 구성하는 방법을 설명한다( $N_t < M_t$ ).
- [0117] 전송 안테나의 개수가 증가하면, 최대 랭크 역시 증가될 수 있다. Nt개의 전송 안테나를 위한 최대 랭크를  $N_{rank}$ 라 하고, Mt개의 전송 안테나를 위한 최대 랭크를  $M_{rank}$ 라 한다. 수신 안테나의 개수에 특별한 제한이 없는 경우,  $N_{rank}$ 는 Nt와 같고,  $M_{rank}$ 는 Mt와 같을 수 있다.
- [0118] 이하, Mt개의 전송 안테나를 위한  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬을  $\mathbf{P}_{M_t \times R}(k)$ 라 한다( $R=1, \dots, M_{rank}$ ). Nt개의 전송 안테나를 위한 코드북은 랭크 r마다 특정 개수의  $N_t \times r$  크기의 행렬들로 구성된다( $r=1, \dots, N_{rank}$ ). 코드북은 랭

크 r마다 다른 개수의 행렬들로 구성될 수 있다. 또는, 랭크 r에 관계없이 같은 개수의 행렬들로 구성될 수도 있다.

[0119]  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 은 적어도 하나의 요소행렬을 기반으로 생성된다. 이하, 요소행렬이란  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북에서 선택되어  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬 생성에 사용되는 행렬을 의미한다.

[0120]  $N_t \times r$  크기의 요소행렬  $Q_{N_t \times r}(k)$ 은 다음 수학적식과 같이 코드북 내에서 선택된다.

**수학적식 5**

[0121] 
$$Q_{N_t \times r}(k) \in \{ Q_{N_t \times r}^1, Q_{N_t \times r}^2, Q_{N_t \times r}^3, \dots, Q_{N_t \times r}^C \}$$

[0122] 여기서, C는 랭크 r인 경우  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북 내 행렬의 개수이다.

[0123]  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북은 다양하게 구비될 수 있다. 코드북에 특별한 제한은 없다. 예를 들어, 코드북은 표 1 및/또는 표 2의 형태로 구비될 수 있다.

[0124] 프리코딩 행렬은 복수의 부분행렬(submatrix)로 분할될 수 있다. 부분행렬이란 더 큰 행렬(bigger matrix)로부터 특정 행 및 열을 선택함으로써 형성되는 행렬을 의미한다.

[0125]  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 의  $N_t \times r$  크기의 부분행렬은  $N_t \times r$  크기의 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다. 이 경우, 프리코딩 행렬의  $(M_t - N_t)$  행과  $(R - r)$  열을 더 구성해야 한다. 이는 다음과 같이 다양한 방식으로 구성될 수 있다.

[0126] 먼저, 프리코딩 행렬의 랭크 R이  $N_{rank}$ 와 같거나 작은 경우를 설명한다.

[0127]  $M_t$ 가  $2N_t$ 와 같은 경우, 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 의 일 예를 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

**수학적식 6**

[0128] 
$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1, N_t \times R}(k) \\ w_2(k) \cdot Q_{2, N_t \times R}(k) \end{pmatrix}$$
  
 or 
$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} Q_{1, N_t \times R}(k) \cdot w_1(k) \\ Q_{2, N_t \times R}(k) \cdot w_2(k) \end{pmatrix}$$

[0129] 여기서,  $Q_{1, N_t \times R}(k)$ 는 제1 요소행렬,  $Q_{2, N_t \times R}(k)$ 는 제2 요소행렬,  $w_1(k)$ 는 제1 가중치 행렬(weighting matrix),  $w_2(k)$ 는 제2 가중치 행렬이다. 또는,  $w_1(k)$  및  $w_2(k)$  각각은 행렬이 아니라 요소행렬에 스칼라배되는 스칼라인 가중치일 수도 있다.

[0130] 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬 각각은  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북 내에서 선택된다. 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬은 동일한 코드북 내에서 선택된다.

[0131] 가중치 행렬이란  $N_t \times R$  크기의 요소행렬에 곱해지는 행렬이다. 가중치 행렬의 크기는  $N_t \times N_t$ 이거나  $R \times R$ 일 수 있다. 이하, 설명의 편의를 위해 가중치 행렬의 크기는  $N_t \times N_t$ 라 가정한다. 가중치 행렬은 정규화(normalization)를 위해 사용될 수 있다. 또는, 가중치 행렬은 프리코딩 행렬의 구성행렬로 사용될 수 있다.

[0132] 가중치 행렬에는 특별한 제한이 없다. 가중치 행렬은 요소행렬의 크기에 따라 미리 정해진 방식대로 구성될 수 있다. 또는, 가중치 행렬은 전송 안테나의 개수  $M_t$  또는 랭크 R에 따라 미리 정해진 방식대로 구성될 수도 있다. 가중치 행렬은 인덱스 k에 따라 변할 수도 있고, 변하지 않을 수도 있다.

[0133] 예를 들어, 가중치 행렬은 대각 행렬 형태로 구성될 수 있다.  $N_t \times N_t$  크기의 가중치 행렬  $w_i(k)$ 의 일 예를 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.



수학식 7

$$w_i(k) = \begin{pmatrix} a_{1,i}(k) \cdot \exp(jd_{1,i}(k)) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_{2,i}(k) \cdot \exp(jd_{2,i}(k)) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \cdots & a_{N_t,i}(k) \cdot \exp(jd_{N_t,i}(k)) \end{pmatrix}$$

[0134]

[0135]

여기서,  $a_{n,i}(k)$ 는  $n$ 행의 가중치 크기(magnitude)이고,  $d_{n,i}(k)$ 는  $n$ 행의 가중치 위상(phase)이다( $a_{v,i}(k) \geq 0$ ,  $0 \leq d_{v,i}(k) < 2\pi$ ,  $n=1,2,\dots,N_t$ ).  $i$ 는 가중치 행렬이 곱해지는 요소행렬을 지시하는 인덱스이다.

[0136]

이와 같이  $M_t$ 가  $2N_t$ 인 경우,  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬은  $N_t \times R$  크기의 제1 부분행렬 및  $N_t \times R$  크기의 제2 부분행렬로 분할될 수 있다. 이는 프리코딩 행렬이 행 방향으로만 분할된 것이다. 제1 부분행렬은  $N_t \times R$  크기의 제1 요소행렬을 기반으로 생성되고, 제2 부분행렬은  $N_t \times R$  크기의 제2 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다. 이는  $M_t$ 가  $2N_t$ 인 경우뿐 아니라,  $M_t$ 가  $N_t$ 의 배수가 되는 경우에 확장 적용가능하다.  $M_t$ 가  $mN_t$ 인 경우,  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬은  $m$ 개의  $N_t \times R$  크기의 부분행렬로 행 방향으로 분할될 수 있다.  $m$ 개의 부분행렬 각각은 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다.

[0137]

그런데,  $R$ 이  $N_{rank}$ 보다 큰 경우가 문제된다. 예를 들어, 복수의  $N_t \times N_{rank}$  크기의 요소행렬을 기반으로 프리코딩 행렬의 부분행렬을 생성하더라도,  $(R - N_{rank})$  열을 더 구성해야되기 때문이다.

[0138]

$M_t$ 가  $2N_t$ 와 같은 경우, 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 의 다른 예를 다음 수학적식과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,N_t \times (R-x)}(k) & w_3(k) \cdot Q_{3,N_t \times x}(k) \\ w_2(k) \cdot Q_{2,N_t \times (R-x)}(k) & w_4(k) \cdot Q_{4,N_t \times x}(k) \end{pmatrix}$$

[0139]

[0140]

여기서,  $x$ 는  $0 < x \leq N_{rank}$ 를 만족하고,  $(R-x)$ 는  $0 < R-x \leq N_{rank}$ 를 만족한다. 이 경우, 프리코딩 행렬의 랭크  $R$ 은  $2 \leq R \leq 2N_{rank}$ 를 만족한다. 랭크  $R$ 이  $N_{rank}$  이하인 경우에도, 상기 수학적식과 같이 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

[0141]

이와 같이  $M_t$ 가  $2N_t$ 인 경우,  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬은 2개의  $N_t \times (R-x)$  크기의 부분행렬 및 2개의  $N_t \times x$  크기의 부분행렬로 분할될 수 있다. 이는 프리코딩 행렬이 행 방향 및 열 방향으로 분할된 것이다. 복수의 부분행렬 각각은 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다. 이를 통해, 프리코딩 행렬의 랭크  $R$ 은 최대  $2N_{rank}$ 까지 확장될 수 있다. 여기서는, 프리코딩 행렬이 열 방향으로 한번 분할되었으나, 열 방향으로 여러 번 분할될 수도 있다. 프리코딩 행렬이 열 방향으로 여러 번 분할될 경우, 랭크  $R$ 이  $2N_{rank}$ 보다 큰 경우에도 확장 적용가능하다. 마찬가지로, 프리코딩 행렬이 행 방향으로 여러 번 분할 될 경우,  $M_t$ 가  $N_t$ 의 배수가 되는 경우에 확장 적용가능하다.

[0142]

그런데, 복수의 부분행렬 각각이 서로 다른 요소행렬을 기반으로 생성되는 경우, 시스템의 오버헤드가 증가될 수 있다. 따라서, 수학식 8은 다음 수학적식과 같이 변형될 수 있다.

수학식 9

$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,N_t \times (R-x)}(k) & w_3(k) \cdot Q_{1,N_t \times x}(k) \\ w_2(k) \cdot Q_{2,N_t \times (R-x)}(k) & w_4(k) \cdot Q_{2,N_t \times x}(k) \end{pmatrix}$$

[0143]

[0144]

여기서,  $Q_{m,N_t \times x}(k)$ 는  $Q_{m,N_t \times (R-x)}(k)$ 의 열 부분집합으로 구성될 수 있다( $m=1,2$ ). 또는,  $Q_{m,N_t \times (R-x)}(k)$ 는  $Q_{m,N_t \times x}(k)$ 의 열 부분집합으로 구성될 수 있다( $m=1,2$ ).

[0145]

이하, 설명의 편의를 위해  $(R-x)$ 가  $x$ 보다 크고,  $Q_{m,N_t \times x}(k)$ 는  $Q_{m,N_t \times (R-x)}(k)$ 의 열 부분집합으로 구성된다고 가정한다.

다.  $Q_{1,N_t \times (R-x)}(k)$ 는 제1 요소행렬이고,  $Q_{2,N_t \times (R-x)}(k)$ 는 제2 요소행렬이다.  $Q_{1,N_t \times x}(k)$ 는 제1 요소행렬의 열 부분집합으로 구성되고,  $Q_{2,N_t \times x}(k)$ 는 제2 요소행렬의 열 부분집합으로 구성된다.

[0146] 요소행렬의 어떤 열이 선택되는지에 특별한 제한은 없다. 예를 들어,  $x$ 는 2이고,  $R$ 은 6인 경우를 설명한다.  $Q_{m,N_t \times 2}(k)$ 는 제 $m$  요소행렬의 1열 및 4열로 구성될 수 있다. 즉,  $Q_{1,N_t \times 2}(k)$  및  $Q_{2,N_t \times 2}(k)$  각각은  $Q_{1,N_t \times 4}(k)$  및  $Q_{2,N_t \times 4}(k)$  각각의 같은 위치의 열 부분집합으로 구성될 수 있다. 또는,  $Q_{1,N_t \times 2}(k)$ 는 제1 요소행렬의 1열 및 4열로 구성되고,  $Q_{2,N_t \times 2}(k)$ 는 제2 요소행렬의 2열 및 3열로 구성될 수 있다. 즉,  $Q_{1,N_t \times 2}(k)$  및  $Q_{2,N_t \times 2}(k)$  각각은  $Q_{1,N_t \times 4}(k)$  및  $Q_{2,N_t \times 4}(k)$  각각의 다른 위치의 열 부분집합으로 구성될 수 있다.

[0147]  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북이 하나의 코드북 인덱스로 랭크마다의 행렬을 지시할 수 있다(표 1 및 2 참조). 이 경우,  $Q_{m,N_t \times x}(k)$ 과  $Q_{m,N_t \times (R-x)}(k)$ 는 각각 동일 코드북 인덱스가 지시하는 랭크  $x$ 인 행렬과 랭크  $(R-x)$ 인 행렬일 수 있다.

[0148] 가중치 행렬은 다음 수학적식과 같이 변형될 수 있다.

**수학적식 10**

$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,N_t \times (R-x)}(k) & w_1(k) \cdot Q_{1,N_t \times x}(k) \\ w_2(k) \cdot Q_{2,N_t \times (R-x)}(k) & w_2(k) \cdot Q_{2,N_t \times x}(k) \end{pmatrix}$$

[0149] 상기 수학적식에 따라 생성된 프리코딩 행렬은 유니터리 행렬일 수 있다.

[0150] 이와 같이 프리코딩 행렬의 동일 행을 구성하는 부분 행렬들은 동일한 요소행렬을 기반으로 생성되고, 다른 행을 구성하는 부분 행렬들은 다른 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다.

[0151] 프리코딩 행렬의 서로 다른 행을 구성하는 부분 행렬들이 각각 다른 요소행렬을 기반으로 생성되는 방식은 행 확장 방식이라 한다. 마찬가지로, 프리코딩 행렬의 서로 다른 열을 구성하는 부분 행렬들이 각각 다른 요소행렬을 기반으로 생성되는 방식은 열 확장 방식이라 한다.

[0152] 다음 수학적식은 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 가 열 확장 방식으로 생성되는 예를 나타낸다.

**수학적식 11**

$$P_{M_t \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,N_t \times (R-x)}(k) & w_3(k) \cdot Q_{2,N_t \times x}(k) \\ w_2(k) \cdot Q_{1,N_t \times (R-x)}(k) & w_4(k) \cdot Q_{2,N_t \times x}(k) \end{pmatrix}$$

[0153] 이와 같이,  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬은 복수의 부분행렬로 분할될 수 있다. 지금까지 설명한 프리코딩 행렬의 복수의 부분행렬 각각은  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 코드북 내에서 선택되는 행렬을 기반으로 생성된다. 이하, 코드북 내에서 선택되는 행렬을 기반으로 생성되는 프리코딩 행렬의 부분행렬을 코드북 기반 부분행렬이라 한다.

[0154] 그런데, 프리코딩 행렬을 구성하는 부분행렬들이 모두 코드북 기반 부분행렬일 경우, 시스템 오버헤드가 증가될 수 있다. 각 부분행렬에 대응하는 채널상태 정보가 피드백되어야 하기 때문에 피드백 오버헤드가 증가될 수 있다. 따라서, 프리코딩 행렬을 구성하는 부분행렬들 중 하나 이상의 부분행렬은 코드북 기반 부분행렬로 생성되나, 나머지 부분행렬은 다른 방식으로 생성될 수 있다. 이하, 복수의 부분행렬 중 코드북 기반 부분행렬을 제외한 부분행렬을 잔여 부분행렬이라 한다.

[0155] 다음 수학적식은  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬  $P_{M_t \times R}(k)$ 의 또 다른 예를 나타낸다.

수학식 12

$$P_{Mt \times R}(k) = \begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times R}(k) \\ C_{(Mt-Nt) \times R}(k) \end{pmatrix}$$

$$\text{or } P_{Mt \times R}(k) = \begin{pmatrix} C_{(Mt-Nt) \times R}(k) \\ w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times R}(k) \end{pmatrix}$$

[0158]

[0159] 여기서, C(k)는 (Mt-Nt)×R 크기의 잔여 부분행렬이다.

[0160] 잔여 부분행렬은 피드백을 필요로 하지 않는 형태의 행렬을 사용한다. 따라서 잔여 부분행렬에는 개루프 프리코딩 방식이 적용될 수 있다. 잔여 부분행렬은 미리 정해진 고정된 행렬(fixed matrix)이거나, 인덱스 k에 따라 미리 정해진 행렬일 수 있다. (Mt-Nt)가 Nt인 경우, 잔여 부분행렬은 코드북 내에서 미리 정해진 행렬일 수도 있다.

[0161] 예를 들어, 잔여 부분행렬은 모든 원소가 '0'인 영행렬(zero matrix)일 수 있다. 잔여 부분행렬이 영행렬인 경우, Mt개의 전송 안테나 중 특정 전송 안테나만 선택되어 정보 전송에 사용될 수 있다. 즉, 안테나 선택(antenna selection) 효과가 있다. 이 경우, 프리코딩 행렬의 일정한 절대값 특성이 깨진다.

[0162] 전송 안테나 개수 Mt에 따라 잔여 부분행렬의 행의 개수(Mt-Nt)가 달라질 수 있다. 따라서, Mt가 Nt의 배수가 아닌 경우에도 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.

[0163] 상기 수학식에서 프리코딩 행렬은 하나의 잔여 부분행렬을 포함하나, 프리코딩 행렬은 복수의 잔여 부분행렬을 포함할 수 있다.

[0164] 다음 표는 잔여 부분행렬을 포함하는 Mt×R 크기의 프리코딩 행렬 형태의 다양한 예를 나타낸다.

표 3

(1)	$\begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \\ C_{Nt \times (R-x)} & w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times x}(k) \end{pmatrix}$
(2)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times x}(k) \\ w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(3)	$\begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times x}(k) \\ C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(4)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \\ w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times x}(k) \end{pmatrix}$
(5)	$\begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \\ C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(6)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \\ w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(7)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times x}(k) \\ C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(8)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & C_{Nt \times x} \\ C_{Nt \times (R-x)} & w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times x}(k) \end{pmatrix}$
(9)	$\begin{pmatrix} w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \\ w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times (R-x)}(k) & C_{Nt \times x} \end{pmatrix}$
(10)	$\begin{pmatrix} C_{Nt \times (R-x)} & w_1(k) \cdot Q_{1,Nt \times x}(k) \\ C_{Nt \times (R-x)} & w_2(k) \cdot Q_{2,Nt \times x}(k) \end{pmatrix}$

[0165]

[0166] 상기 표의 예처럼 프리코딩 행렬은 다양한 형태가 가능하다. 프리코딩 행렬은 다양한 형태 중 어느 한가지 형태

로만 구비될 수 있다. 또는, 경우에 따라 동시에 여러 가지 형태로 구비될 수도 있다. 또한, 단말 및/또는 기지국에 따라 프리코딩 행렬은 다른 형태로 구비될 수 있다. 다만 상기 표는 프리코딩 행렬 형태의 예시일 뿐, 프리코딩 행렬 형태를 제한하는 것은 아니다.

- [0167] 지금까지 복수의 코드북 기반 부분행렬이 사용되는 경우, 복수의 코드북 기반 부분행렬 각각은 모두 동일한 코드북이 사용된다고 가정하였다. 그런데, 복수의 코드북 기반 부분행렬 각각은 서로 다른 코드북이 사용될 수도 있다. 예를 들어,  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 제1 코드북과  $L_t(L_t < M_t)$ 개의 전송 안테나를 위한 제2 코드북이 사용될 수도 있다. 일 예로, 제1 코드북은 표 2이고( $N_t=4$ ), 제2 코드북은 표 1일 수 있다( $L_t=2$ ).
- [0168] 정리하면,  $M_t \times R$  크기의 프리코딩 행렬은 복수의 부분행렬로 분할될 수 있다. 복수의 부분행렬 중 적어도 하나는  $N_t \times r$  크기의 코드북 기반 부분행렬이다. 프리코딩 행렬의 나머지 ( $M_t - N_t$ ) 행 및 ( $R - r$ )열은 코드북 기반 부분행렬 및/또는 잔여 부분행렬일 수 있다. 상기에서 설명된 수학적식과 표는 프리코딩 행렬 형태의 예시에 불과하다.
- [0169] 지금까지  $N_t \times r$  크기의 코드북 기반 부분행렬은  $N_t \times N_t$  크기의 가중치 행렬 및  $N_t \times r$  크기의 요소행렬을 기반으로 생성되는 것으로 설명하였다. 즉, 코드북 기반 부분행렬과 요소행렬 크기가 동일하다. 다만, 이는 예시일 뿐, 가중치 행렬의 크기를 조절하여 코드북 기반 부분행렬의 크기를 변형시킬 수도 있다. 이 경우에도 다양한 형태의 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다.
- [0170] 지금까지 프리코딩 행렬의 생성 방법을 설명하였으나, 이는 프리코딩 행렬의 생성 방법을 제한하는 것은 아니다. 이외에도 프리코딩 행렬은 다양한 방식으로 생성 가능하다. 하나 이상의 요소행렬, 가중치 행렬, 잔여 부분행렬 등의 다양한 조합 방식으로 프리코딩 행렬이 생성될 수 있다. 이때 조합이란 행렬의 곱, 프리코딩 행렬의 부분행렬 등을 의미할 수 있다. 즉, 프리코딩 행렬은 복수의 행렬을 기반으로 생성되되, 복수의 행렬 중 하나의 행렬은  $N_t$ 개의 안테나를 위한 코드북 내에서 선택된다.
- [0171] 이하, 프리코딩 행렬이 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬을 기반으로 생성되는 경우에 대해 상술한다. 이하의 내용은 3개 이상의 요소행렬을 기반으로 프리코딩 행렬이 생성되는 경우에도 확장 적용 가능하다. 프리코딩 행렬의 제1 부분행렬은 제1 요소행렬을 기반으로 생성되고, 프리코딩 행렬의 제2 부분행렬은 제2 요소행렬을 기반으로 생성될 수 있다. 상기 수학적식들에서  $\mathbf{Q}_{1, N_t \times R}(k)$ 는 제1 요소행렬,  $\mathbf{Q}_{2, N_t \times R}(k)$ 는 제2 요소행렬이다.
- [0172] (1) 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬 각각은 서로 다른 코드북 내에서 선택될 수 있다. 또는,  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 하나의 코드북 내에서 선택될 수 있다.
- [0173] (2) 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬 각각은 인덱스  $k$ 에 따라 달라질 수 있다.
- [0174] (3) 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬은 하나의 채널상태 정보를 기반으로 선택될 수 있다. 예를 들어, 채널상태 정보는 PMI 및 RI를 포함할 수 있다. 아니면, 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬은 각각 다른 채널상태 정보를 기반으로 선택될 수 있다. 즉, 각 요소행렬은 서로 독립적으로 피드백되는 채널상태 정보를 통해 선택될 수 있다.
- [0175] 이하, 제1 요소행렬을 위해 피드백되는 채널상태 정보를 제1 채널상태 정보, 제2 요소행렬을 위해 피드백되는 채널상태 정보를 제2 채널상태 정보라 한다.
- [0176] (1) 제1 채널상태 정보 및 제2 채널상태 정보는 각각은 주기적 또는 비주기적으로 전송될 수 있다. 예를 들어, 제1 채널상태 정보는 주기적으로 전송되고, 제2 채널상태 정보는 비주기적으로 전송될 수 있다. 이때, 제1 채널상태 정보는 PUCCH 상으로 주기적으로 전송되고, 제2 채널상태 정보는 PUSCH 상으로 비주기적으로 전송될 수 있다.
- [0177] (2) 제1 채널상태 정보 및 제2 채널상태 정보 모두 주기적으로 전송될 수 있다. 이때, 제1 채널상태 정보는 제1 주기로 피드백되고, 제2 채널상태 정보는 제2 주기로 피드백된다고 가정한다. 예를 들어, 제1 주기는  $aT_{TI}$ 이고, 제2 주기는  $bT_{TI}$ 일 수 있다( $a$  및  $b$ 는 각각 자연수). 제1 주기 및 제2 주기는 같거나, 서로 다를 수 있다. 제1 주기와 제2 주기는 정수배 관계일 수 있다. 제1 주기는 제2 주기의 정수배이거나, 제2 주기는 제1 주기의 정수배일 수 있다.
- [0178] (3) 제1 채널상태 정보의 전송 시점과 제2 채널상태 정보의 전송 시점이 겹칠 수 있다. 이 경우, 수신기는 제1 채널상태 정보 및 제2 채널상태 정보 중 하나의 채널상태 정보를 탈락(drop)시킬 수 있다.
- [0179] 이와 같이, 전송기는 프리코딩 행렬 중 일부분에 대한 채널상태 정보만을 피드백받을 수 있다. 이를 통해 피드백 오버헤드를 줄일 수 있다. 또한, 특정 안테나에 대한 채널상태 정보만이 업데이트될 수 있다. 특정 전송 안

테나의 채널추정 정확도가 우수한 경우, 특정 전송 안테나에 대한 채널상태 정보를 더 자주 업데이트하거나, 특정 전송 안테나에 대해 피드백되는 채널상태 정보의 양을 증가시킬 수 있다. 이를 통해 전체 시스템 성능이 최적화될 수 있다.

- [0180] 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬 각각은  $N_t$ 개의 전송 안테나를 위한 하나의 코드북 내에서 선택될 수 있다. 이때, 제1 요소행렬 및 제2 요소행렬 각각은 서로 다른 코드북 부분집합 내에서 제한적으로 선택될 수 있다. 즉, 하나의 코드북으로부터 다중 코드북 부분집합이 설정될 수 있다.
- [0181] 코드북 기반의 프리코딩에서, 코드북은 유한한 개수의 행렬로 구성된다. 코드북을 구성하는 행렬의 개수는 각 랭크마다 다를 수도 있고, 같을 수도 있다. 예를 들어, 4개의 전송 안테나 및 랭크  $r$ 이 1, 2, 3 및 4를 위한 코드북이 각 랭크마다 16개의 행렬로 구성된다고 가정한다. 따라서, 4개의 전송 안테나를 위한 코드북은 총 64개의 행렬로 구성된다. 기지국은 인접 기지국에 대한 간섭량을 조절하기 위하여 코드북을 구성하는 64개의 행렬 중 특정 행렬을 사용하지 못하도록 제한할 수 있다. 이와 같이, 코드북 내 특정 프리코딩 행렬을 사용을 제한하여, 코드북의 부분집합 내에서 행렬이 선택되도록 할 수 있다. 이때, 비트맵(bitmap) 방식으로 코드북을 구성하는 각각의 행렬의 사용 가능 여부를 지시할 수 있다. 예를 들어, 코드북이 총 64개의 행렬로 구성되는 경우, 64 비트 길이의 지시자를 이용하여 각 행렬의 사용 가능 여부를 지시할 수 있다. 또는, 다른 형식을 이용하여 특정 그룹단위로 행렬의 사용 가능 여부를 지시할 수도 있다. 코드북의 부분집합 내에서 행렬이 선택되도록 하는 경우, 수신기로부터 피드백되는 채널상태 정보 양이 줄어들 수 있다. 또는, 피드백 오버헤드가 그대로 유지될 수도 있다.
- [0182] 상기 설명된 것과 같이, 프리코딩 행렬은 코드북 내에서 선택된 다수의 요소행렬을 기반으로 구성될 수 있다. 예를 들어, 프리코딩 행렬은 제1 요소행렬 내지 제 $N$  요소행렬( $N$ 은 자연수)을 기반으로 생성된다고 가정한다. 제1 요소행렬 내지 제 $N$  요소행렬은 모두 동일한 코드북 내에서 선택될 수 있다. 이때, 제1 행렬 내지 제 $N$  행렬은 각각 독립적인 코드북 부분집합으로부터 선택될 수 있다.
- [0183] 이와 같이, 복수의 요소행렬들이 동일한 코드북 내에서 선택되지만, 기지국은 각 요소행렬들이 서로 다른 코드북 부분집합에서 선택되도록 구성할 수 있다. 각 요소행렬들의 코드북 부분집합은 서로 다르게 구성될 수 있다. 이를 통하여, 복수의 요소행렬 각각은 다른 크기의 피드백 오버헤드를 가지도록 구성될 수 있다. 또는, 복수의 요소행렬 각각은 동일한 피드백 오버헤드를 가질 수도 있다.
- [0184] 도 12는 본 발명의 실시예에 따른 정보 전송 방법을 나타낸 순서도이다.
- [0185] 도 12를 참조하면, 기지국은 단말에게 하향링크 그래נט를 전송한다(S110). 기지국은 단말에게 하향링크 그래נט를 기반으로 하향링크 정보를 전송한다(S120). 하향링크 정보는 제안된 방법에 의한 프리코딩 기법이 적용되어 전송된다.
- [0186] 하향링크 그래נט는 하향링크 정보가 전송되는 무선 자원을 지시하는 자원 할당 필드, 하향링크 정보에 대한 변조 방식 및 채널 코딩 방식을 지시하는 MCS 필드, MIMO 정보 필드 등을 포함할 수 있다. MIMO 정보 필드는 랭크 정보, 요소행렬 정보 등을 포함할 수 있다.
- [0187] 기지국은 단말에게 상향링크 그래נט를 전송한다(S130). 단말은 기지국에게 상향링크 그래נט를 기반으로 상향링크 정보를 전송한다(S140). 상향링크 정보는 제안된 방법에 의한 프리코딩 기법이 적용되어 전송된다.
- [0188] 상향링크 그래ंट는 상향링크 정보 전송을 위한 무선 자원을 지시하는 자원 할당 필드, 상향링크 정보에 대한 변조 방식 및 채널 코딩 방식을 지시하는 MCS 필드, MIMO 정보 필드 등을 포함할 수 있다. MIMO 정보 필드는 랭크 정보, 요소행렬 정보 등을 포함할 수 있다.
- [0189] 도 13은 본 발명의 실시예가 구현되는 무선 통신을 위한 장치를 나타낸 블록도이다. 기지국(50)은 프로세서(processor, 51) 및 안테나(59)를 포함한다.
- [0190] 프로세서(51)는 안테나(59)와 연결되어, 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 프로토콜 스택의 계층들은 프로세서(51)에 의해 구현될 수 있다. 안테나(59)는 신호를 전송하거나, 수신한다. 안테나(59)는 하나 또는 복수일 수 있다. 기지국(50)은 메모리(미도시)를 더 포함할 수 있다. 메모리(미도시)는 프로세서(51)와 연결되어, 프로세서(51)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다.
- [0191] 단말(60)은 프로세서(61) 및 안테나(69)를 포함한다. 프로세서(61)는 안테나(69)와 연결되어, 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(61)에 의해 구현될 수 있다. 안테나(69)는 전송 신호를 전송하거나, 수신 신호를 수신한다. 안테나(69)는 하나 또는 복수일 수 있다. 단말(60)은

메모리(미도시)를 더 포함할 수 있다. 메모리(미도시)는 프로세서(61)와 연결되어, 프로세서(61)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다.

[0192] 프로세서(51,61)는 ASIC(application-specific integrated circuit), 다른 칩셋, 논리 회로, 데이터 처리 장치 및/또는 베이스밴드 신호 및 무선 신호를 상호 변환하는 RF부(RF(radio frequency) unit)를 포함할 수 있다. 제안된 전송기는 프로세서(51,61) 내에 구현될 수 있다. 메모리(미도시)는 ROM(read-only memory), RAM(random access memory), 플래쉬 메모리, 메모리 카드, 저장 매체 및/또는 다른 저장 장치를 포함할 수 있다. 실시예가 소프트웨어로 구현될 때, 상술한 기법은 상술한 기능을 수행하는 모듈(과정, 기능 등)로 구현될 수 있다. 모듈은 메모리(미도시)에 저장되고, 프로세서(51,61)에 의해 실행될 수 있다. 메모리(미도시)는 프로세서(51,61) 내부 또는 외부에 있을 수 있고, 잘 알려진 다양한 수단으로 프로세서(51,61)와 연결될 수 있다.

[0193] 이와 같이, 무선 통신 시스템에서 효율적인 정보 전송 장치 및 방법을 제공할 수 있다. 확장된 전송 안테나에 대한 코드북을 새로 구비할 필요 없이, 이미 구비되어 있는 기존 시스템의 코드북을 그대로 이용할 수 있다. 이를 통해 기존 시스템과 호환성이 유지될 수 있다. 호환성이 유지되면, 사용자의 입장에서 편리하고, 사업자의 입장에서 기존 장비의 재활용을 도모할 수 있다. 전송 안테나 개수가 확장될 때, 유연하게(flexibly) 대처 가능하다. 전송 안테나 개수가 확장되면, 피드백해야하는 채널상태 정보가 지나치게 증가될 수 있다. 기존 코드북을 기반으로 프리코딩 행렬을 생성할 경우, 피드백 오버헤드가 조절될 수 있다. 이를 통해, 무선 통신의 신뢰도가 증가될 수 있고, 전체 시스템 성능이 향상될 수 있다.

[0194] 당업자는 상술한 설명을 통해 또는 상술한 설명에 기반하여 본 발명을 실시함에 따라 본 발명의 부가적인 장점, 목적, 특징들을 용이하게 알 수 있다. 또한, 본 발명은 당업자가 상술한 설명에 기반하여 본 발명을 실시함에 따라 예측치 않은 장점을 가질 수도 있다.

[0195] 상술한 예시적인 시스템에서, 방법들은 일련의 단계 또는 블록으로써 순서도를 기초로 설명되고 있지만, 본 발명은 단계들의 순서에 한정되는 것은 아니며, 어떤 단계는 상술한 바와 다른 단계와 다른 순서로 또는 동시에 발생할 수 있다. 또한, 당업자라면 순서도에 나타난 단계들이 배타적이지 않고, 다른 단계가 포함되거나 순서도의 하나 또는 그 이상의 단계가 본 발명의 범위에 영향을 미치지 않고 삭제될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다.

[0196] 상술한 실시예들은 다양한 양태의 예시들을 포함한다. 다양한 양태들을 나타내기 위한 모든 가능한 조합을 기술할 수는 없지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자는 다른 조합이 가능함을 인식할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

**도면의 간단한 설명**

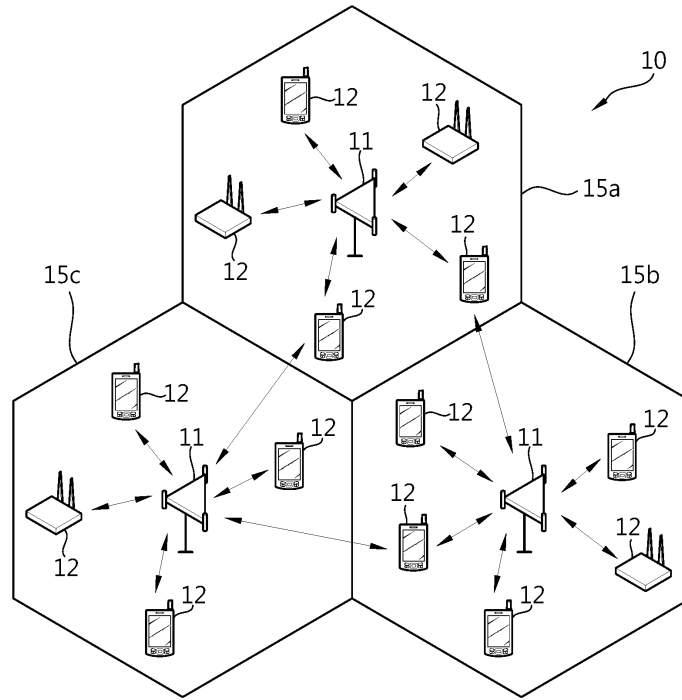
- [0197] 도 1은 무선 통신 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [0198] 도 2는 무선 프레임 구조의 예를 나타낸다.
- [0199] 도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드를 나타낸 예시도이다.
- [0200] 도 4는 하향링크 서브프레임의 구조의 예를 나타낸다.
- [0201] 도 5는 복수의 전송 안테나를 포함하는 전송기 구조의 일 예를 나타낸 블록도이다.
- [0202] 도 6은 수신기 구조의 예를 나타낸 블록도이다.
- [0203] 도 7은 무선 통신을 위한 장치의 예를 나타낸 블록도이다.
- [0204] 도 8은 채널상태 정보 전송 방법의 예를 나타낸 흐름도이다.
- [0205] 도 9는 단일 부호어를 갖는 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다.
- [0206] 도 10은 다중 부호어를 갖는 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다.
- [0207] 도 11은 전송기 구조의 예를 나타낸 블록도이다.

[0208] 도 12는 본 발명의 실시예에 따른 정보 전송 방법을 나타낸 순서도이다.

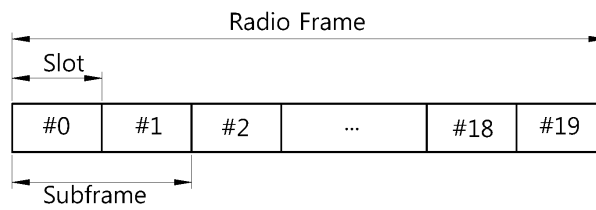
[0209] 도 13은 본 발명의 실시예가 구현되는 무선 통신을 위한 장치를 나타낸 블록도이다.

도면

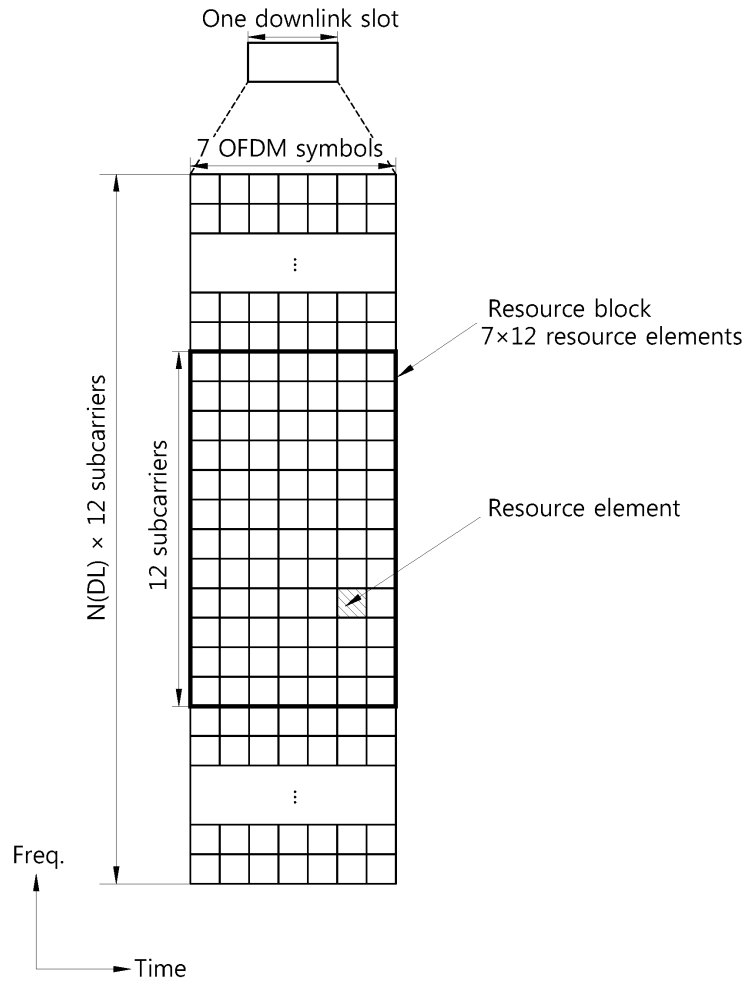
도면1



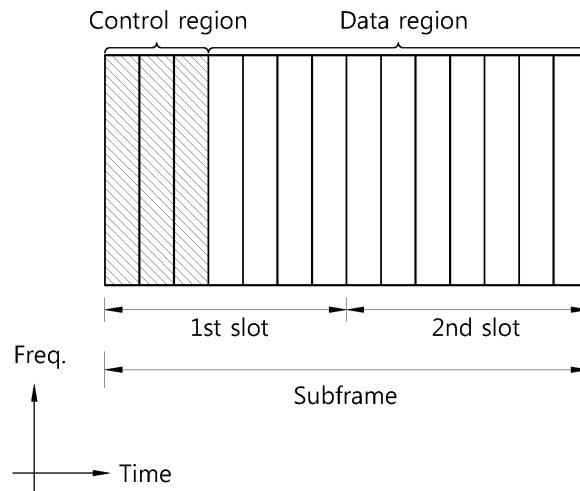
도면2



도면3

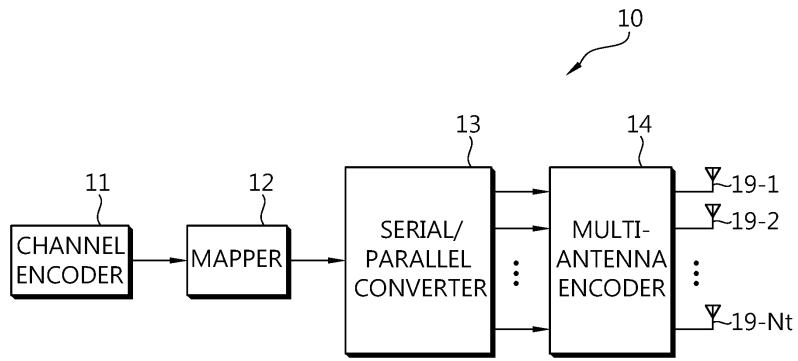


도면4

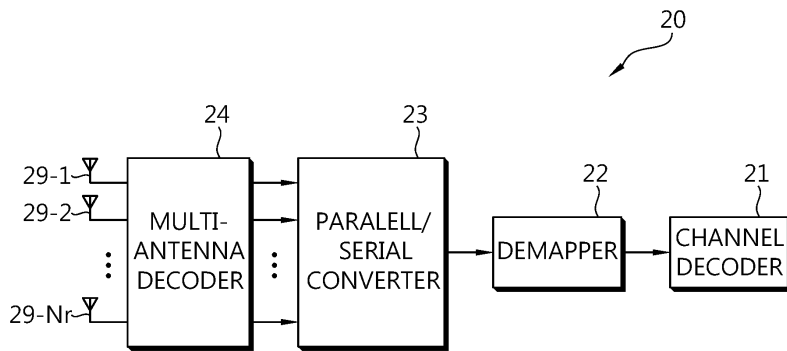




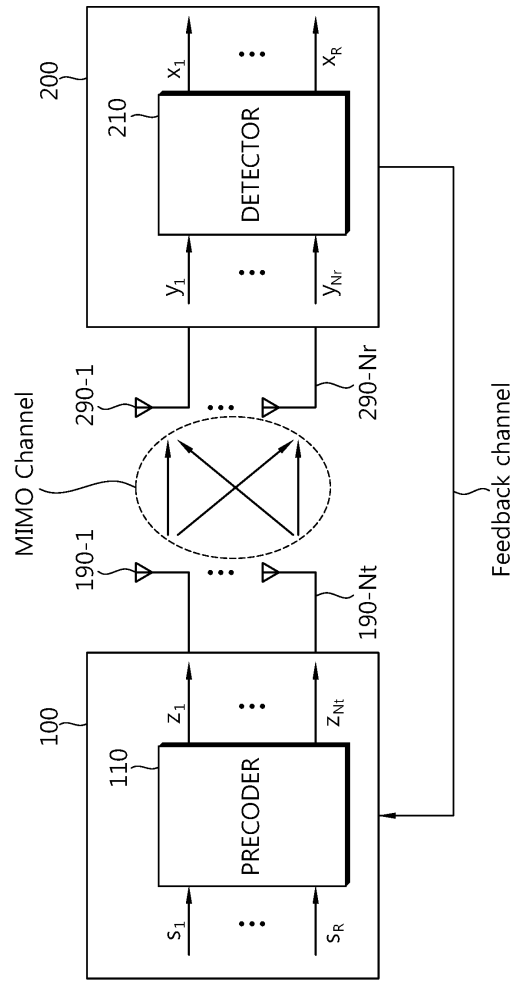
도면5



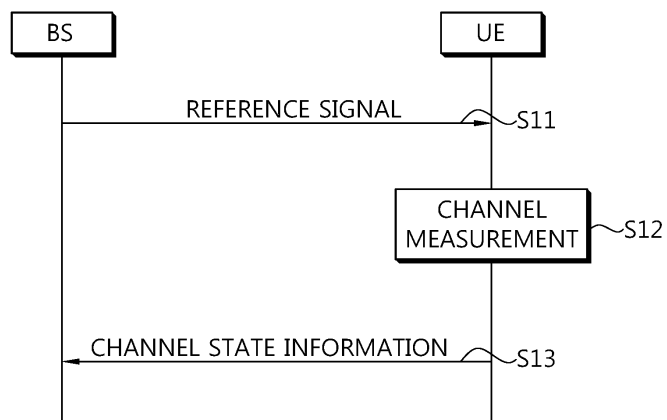
도면6



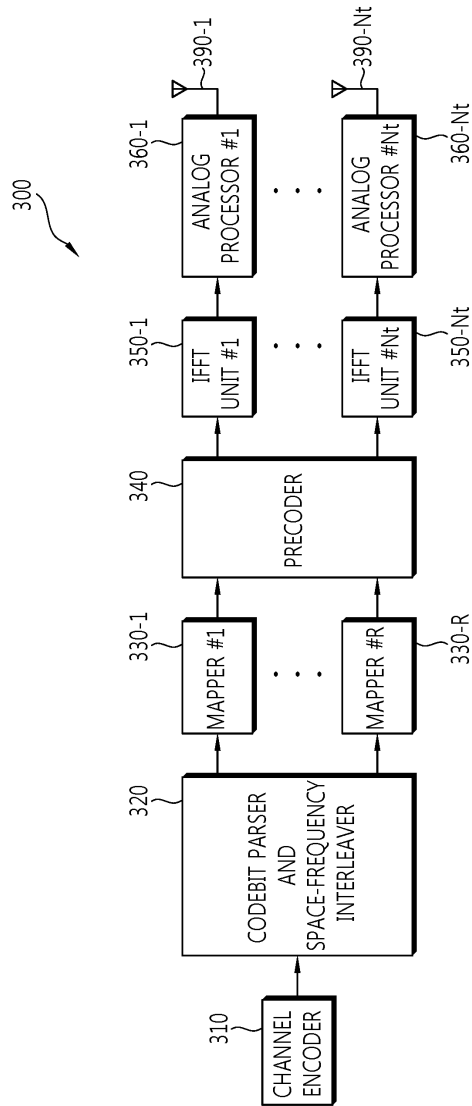
도면7



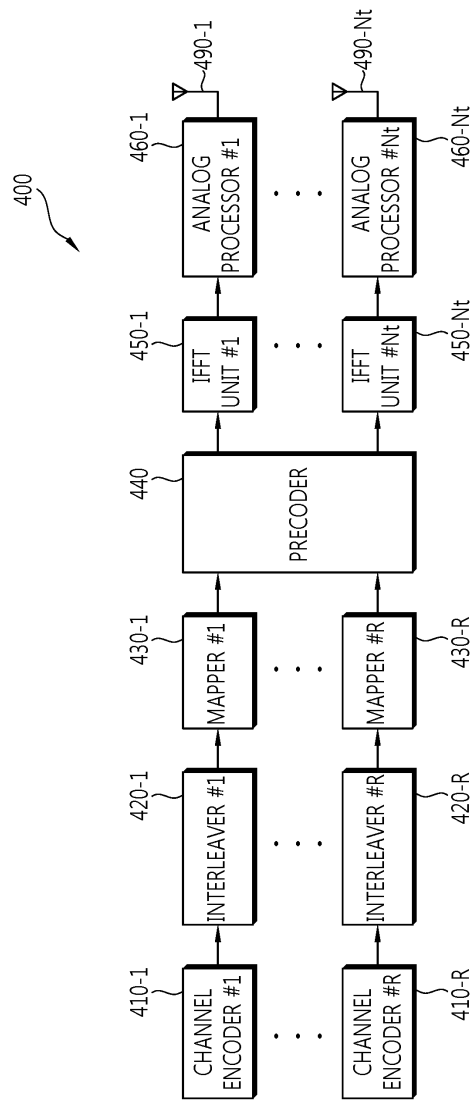
도면8



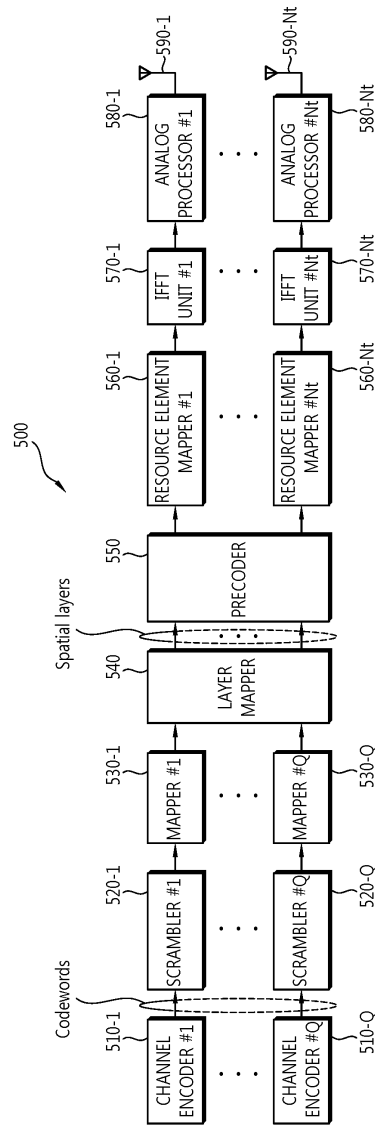
도면9



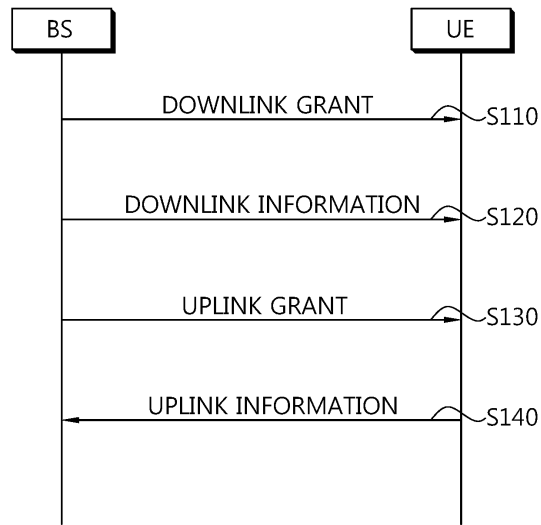
도면10



도면11



도면12



도면13

