



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 공개특허공보(A)**

(11) 공개번호 10-2015-0140633  
 (43) 공개일자 2015년12월16일

- |                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                                       |                                                                                                                                                                                      |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| (51) 국제특허분류(Int. Cl.)<br>H04B 7/06 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)<br>(52) CPC특허분류<br>H04B 7/0626 (2013.01)<br>H04B 7/0456 (2013.01)<br>(21) 출원번호 10-2015-7022895<br>(22) 출원일자(국제) 2014년03월11일<br>심사청구일자 없음<br>(85) 번역문제출일자 2015년08월24일<br>(86) 국제출원번호 PCT/KR2014/001990<br>(87) 국제공개번호 WO 2014/142506<br>국제공개일자 2014년09월18일<br>(30) 우선권주장<br>61/776,720 2013년03월11일 미국(US)<br>(뒷면에 계속) | (71) 출원인<br>엘지전자 주식회사<br>서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)<br>(72) 발명자<br>고현수<br>서울특별시 서초구 양재대로11길 19<br>강지원<br>서울특별시 서초구 양재대로11길 19<br>정재훈<br>서울특별시 서초구 양재대로11길 19<br>(74) 대리인<br>김용인, 방해철 |
|---------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|--------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|

전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 발명의 명칭 **무선 통신 시스템에서 채널 상태 정보 보고 방법 및 장치**

**(57) 요약**

본 발명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 상세하게는 채널 상태 정보를 보고하는 방법 및 장치가 개시된다. 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 단말에서 채널상태정보(CSI)를 보고하는 방법은, 기지국으로부터 참조신호를 수신하는 단계; 및 상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를 상기 기지국으로 보고하는 단계를 포함할 수 있다. 상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함할 수 있다.

(52) CPC특허분류

*H04B 7/063* (2013.01)  
*H04B 7/0632* (2013.01)  
*H04B 7/0639* (2013.01)  
*H04B 7/0645* (2013.01)

(30) 우선권주장

61/808,191 2013년04월03일 미국(US)  
61/808,220 2013년04월04일 미국(US)  
61/812,684 2013년04월16일 미국(US)

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

무선 통신 시스템의 단말에서 채널상태정보(CSI)를 보고하는 방법에 있어서,

기지국으로부터 참조신호를 수신하는 단계; 및

상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를 상기 기지국으로 보고하는 단계를 포함하고,

상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함하는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 CSI는, 상기 2-차원 안테나 구조의 제 1 도메인에 대한 제 1 프리코딩 행렬을 지시하는 하나 이상의 제 1 도메인 PMI를 포함하는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우,

상기 제 2 도메인 PMI가 보고된 후, 상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI가 보고되는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 4

제 2 항에 있어서,

상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우,

상기 제 2 도메인 PMI와, 상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI가 동시에 보고되는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 5

제 2 항에 있어서,

상기 제 1 프리코딩 행렬은 제 1 도메인 PMI<sub>1</sub> 및 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>의 조합에 의해서 지시되는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우,

상기 제 2 도메인 PMI와 상기 제 1 도메인 PMI<sub>1</sub>은 동시에 보고되고, 그 후에 상기 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>가 보고되는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 7

제 5 항에 있어서,

상기 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>는 채널품질지시자(CQI)와 동시에 보고되는, CSI 보고 방법.

#### 청구항 8

제 2 항에 있어서,

상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되지 않는 것을 지시하는 경우,  
상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI은, 소정의 제 2 도메인 PMI를 가정하여 결정되는, CSI 보고 방법.

**청구항 9**

제 8 항에 있어서,  
상기 소정의 제 2 도메인 PMI는, 가장 최근에 보고된 제 2 도메인 PMI, 또는 가장 낮은 인덱스의 제 2 도메인 PMI인, CSI 보고 방법.

**청구항 10**

제 2 항에 있어서,  
상기 RTI는 랭크 지시자(RI)와 결합되어 보고되는, CSI 보고 방법.

**청구항 11**

제 10 항에 있어서,  
상기 제 2 도메인에서는 랭크 값이 1 인 것으로 가정하고, 상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은 상기 제 1 도메인 PMI 결정의 기초가 되는, CSI 보고 방법.

**청구항 12**

제 10 항에 있어서,  
상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은, 상기 제 1 프리코딩 행렬과 상기 제 2 프리코딩 행렬이 결합된 프리코딩 행렬의 결정의 기초가 되는, CSI 보고 방법.

**청구항 13**

제 2 항에 있어서,  
상기 RTI는 RI보다 앞서서 보고되는, CSI 보고 방법.

**청구항 14**

제 13 항에 있어서,  
상기 제 2 도메인에서는 랭크 값이 1 인 것으로 가정하고, 상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은 상기 제 1 도메인 PMI 결정의 기초가 되는, CSI 보고 방법.

**청구항 15**

제 13 항에 있어서,  
상기 RTI의 보고 주기는 상기 RI의 보고 주기의 정수배이고,  
상기 RTI와 상기 RI의 보고 시점의 차이가 오프셋 값으로 설정되는, CSI 보고 방법.

**청구항 16**

제 1 항에 있어서,  
상기 CSI는 물리상향링크제어채널(PUCCH)를 통해서 전송되는, CSI 보고 방법.

**청구항 17**

제 1 항에 있어서,  
상기 제 1 도메인은 수평(horizontal) 도메인이고,  
상기 제 2 도메인은 수직(vertical) 도메인인, CSI 보고 방법.

**청구항 18**

무선 통신 시스템의 기지국에서 채널상태정보(CSI)를 수신하는 방법에 있어서,  
단말에게 참조신호를 전송하는 단계; 및

상기 참조신호를 이용하여 상기 단말에서 생성된 CSI를, 상기 단말로부터 수신하는 단계를 포함하고,

상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함하는, CSI 수신 방법.

**청구항 19**

무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 보고하는 단말 장치에 있어서,  
송신기;

수신기; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는, 상기 수신기를 제어하여 기지국으로부터 참조신호를 수신하고, 상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를, 상기 송신기를 제어하여 상기 기지국으로 보고하도록 구성되며,

상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함하는, CSI 보고 단말 장치.

**청구항 20**

무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 수신하는 기지국 장치에 있어서,

송신기;

수신기; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는, 상기 송신기를 제어하여 단말에게 참조신호를 전송하고, 상기 참조신호를 이용하여 상기 단말에서 생성된 CSI를, 상기 수신기를 제어하여 상기 단말로부터 수신하도록 구성되며,

상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함하는, CSI 수신 기지국 장치.

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 이하의 설명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 상세하게는 채널 상태 정보를 보고하는 방법 및 장치에 대한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 다중 입출력(Multi-Input Multi-Output; MIMO) 기술은 한 개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용했던 것에서 탈피하여 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 사용하여 데이터의 송수신 효율을 향상시키는 기술이다. 단일 안테나를 사용하면 수신단은 데이터를 단일 안테나 경로(path)를 통해 수신하지만, 다중 안테나를 사용하면 수신단은 여러 경로를 통해 데이터를 수신한다. 따라서, 데이터 전송 속도와 전송량을 향상시킬 수 있고, 커버리지(coverage)를 증대시킬 수 있다.

[0003] MIMO 동작의 다중화 이득을 높이기 위해서 MIMO 수신단으로부터 채널상태정보(Channel Status Information; CSI)를 피드백 받아 MIMO 송신단에서 이용할 수 있다. 수신단에서는 송신단으로부터의 소정의 참조신호

(Reference Signal; RS)를 이용하여 채널 측정을 수행함으로써 CSI를 결정할 수 있다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

[0004] 본 발명에서는 2-차원 안테나 구조를 올바르게 효율적으로 지원하기 위한 CSI 생성 및 보고 방안 등을 제공하는 것을 기술적 과제로 한다.

[0005] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

**과제의 해결 수단**

[0006] 상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 단말에서 채널상태정보(CSI)를 보고하는 방법은, 기지국으로부터 참조신호를 수신하는 단계; 및 상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를 상기 기지국으로 보고하는 단계를 포함할 수 있다. 상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함할 수 있다.

[0007] 상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템의 기지국에서 채널상태정보(CSI)를 수신하는 방법은, 단말에게 참조신호를 전송하는 단계; 및 상기 참조신호를 이용하여 상기 단말에서 생성된 CSI를, 상기 단말로부터 수신하는 단계를 포함할 수 있다. 상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함할 수 있다.

[0008] 상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 보고하는 단말 장치는, 송신기; 수신기; 및 프로세서를 포함할 수 있다. 상기 프로세서는, 상기 수신기를 제어하여 기지국으로부터 참조신호를 수신하고, 상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를, 상기 송신기를 제어하여 상기 기지국으로 보고하도록 구성될 수 있다. 상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함할 수 있다.

[0009] 상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 무선 통신 시스템에서 채널상태정보(CSI)를 수신하는 기지국 장치는, 송신기; 수신기; 및 프로세서를 포함할 수 있다. 상기 프로세서는, 상기 송신기를 제어하여 단말에게 참조신호를 전송하고, 상기 참조신호를 이용하여 상기 단말에서 생성된 CSI를, 상기 수신기를 제어하여 상기 단말로부터 수신하도록 구성될 수 있다. 상기 CSI는, 제 1 도메인 및 제 2 도메인에 의해 정의되는 2-차원 안테나 구조에서, 상기 제 2 도메인에 대한 제 2 프리코딩 행렬을 지시하는 제 2 도메인 프리코딩 행렬 지시자(PMI)의 보고 여부를 나타내는 보고 타입 지시자(RTI)를 포함할 수 있다.

[0010] 상기 본 발명에 따른 실시예들에 있어서 이하의 사항들 중의 하나 이상이 적용될 수 있다.

[0011] 상기 CSI는, 상기 2-차원 안테나 구조의 제 1 도메인에 대한 제 1 프리코딩 행렬을 지시하는 하나 이상의 제 1 도메인 PMI를 포함할 수 있다.

[0012] 상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우, 상기 제 2 도메인 PMI가 보고된 후, 상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI가 보고될 수 있다.

[0013] 상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우, 상기 제 2 도메인 PMI와, 상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI가 동시에 보고될 수 있다.

[0014] 상기 제 1 프리코딩 행렬은 제 1 도메인 PMI<sub>1</sub> 및 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>의 조합에 의해서 지시될 수 있다.

[0015] 상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되는 것을 지시하는 경우, 상기 제 2 도메인 PMI와 상기 제 1 도메인 PMI<sub>1</sub>은 동시에 보고되고, 그 후에 상기 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>가 보고될 수 있다.

[0016] 상기 제 1 도메인 PMI<sub>2</sub>는 채널품질지시자(CQI)와 동시에 보고될 수 있다.

[0017] 상기 RTI가 상기 제 2 도메인 PMI가 보고되지 않는 것을 지시하는 경우, 상기 하나 이상의 제 1 도메인 PMI은,

소정의 제 2 도메인 PMI를 가정하여 결정될 수 있다.

- [0018] 상기 소정의 제 2 도메인 PMI는, 가장 최근에 보고된 제 2 도메인 PMI, 또는 가장 낮은 인덱스의 제 2 도메인 PMI일 수 있다.
- [0019] 상기 RTI는 랭크 지시자(RI)와 결합되어 보고될 수 있다.
- [0020] 상기 제 2 도메인에서는 랭크 값이 1 인 것으로 가정하고, 상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은 상기 제 1 도메인 PMI 결정의 기초가 될 수 있다.
- [0021] 상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은, 상기 제 1 프리코딩 행렬과 상기 제 2 프리코딩 행렬이 결합된 프리코딩 행렬의 결정의 기초가 될 수 있다.
- [0022] 상기 RTI는 RI보다 앞서서 보고될 수 있다.
- [0023] 상기 제 2 도메인에서는 랭크 값이 1 인 것으로 가정하고, 상기 RI에 의해서 지시되는 랭크 값은 상기 제 1 도메인 PMI 결정의 기초가 될 수 있다.
- [0024] 상기 RTI의 보고 주기는 상기 RI의 보고 주기의 정수배이고, 상기 RTI와 상기 RI의 보고 시점의 차이가 오프셋 값으로 설정될 수 있다.
- [0025] 상기 CSI는 물리상향링크제어채널(PUCCH)를 통해서 전송될 수 있다.
- [0026] 상기 제 1 도메인은 수평(horizontal) 도메인이고, 상기 제 2 도메인은 수직(vertical) 도메인일 수 있다.
- [0027] 본 발명에 대하여 기술한 일반적인 설명과 후술하는 상세한 설명은 예시적인 것이며, 청구항 기재 발명에 대한 추가적인 설명을 위한 것이다.

**발명의 효과**

- [0028] 본 발명에 따르면 2-차원 안테나 구조를 기법을 올바르게 효율적으로 지원할 수 있는 새로운 CSI 생성 및 보고 방안이 제공될 수 있다.
- [0029] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

**도면의 간단한 설명**

- [0030] 본 명세서에 첨부되는 도면은 본 발명에 대한 이해를 제공하기 위한 것으로서 본 발명의 다양한 실시형태들을 나타내고 명세서의 기재와 함께 본 발명의 원리를 설명하기 위한 것이다.
  - 도 1은 무선 프레임의 구조에 대하여 설명하기 위한 도면이다.
  - 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다.
  - 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
  - 도 4는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
  - 도 5는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.
  - 도 6은 하나의 자원블록 쌍 상에서의 CRS 및 DRS의 예시적인 패턴을 나타내는 도면이다.
  - 도 7은 LTE-A 시스템에서 정의되는 DMRS 패턴의 일례를 나타내는 도면이다.
  - 도 8은 LTE-A 시스템에서 정의되는 CSI-RS 패턴의 예시들을 나타내는 도면이다.
  - 도 9는 CSI-RS가 주기적으로 전송되는 방식의 일례를 설명하기 위한 도면이다.
  - 도 10은 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.
  - 도 11은 8 전송안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.
  - 도 12는 액티브 안테나 어레이 시스템의 일반적인 구조를 설명하기 위한 도면이다.

- 도 13은 2-차원 안테나 어레이 구조를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 14는 AAS의 기하학적인 설명을 위한 도면이다.
- 도 15는 각도 방향의 정의를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 16은 평면 어레이 안테나 구성을 나타내는 도면이다.
- 도 17은 각도 방향의 다른 정의를 설명하기 위한 도면이다.
- 도 18은 2-차원 안테나 구성에 따른 빔포밍의 예시들을 나타내는 도면이다.
- 도 19는 수직 빔포밍의 예시들을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 20은 본 발명에 따른 채널상태정보(CSI) 송수신 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- 도 21은 본 발명에 따른 기지국 장치 및 단말 장치의 바람직한 실시예의 구성을 도시한 도면이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0031] 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.
- [0032] 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및 수신에의 관계를 중심으로 설명한다. 여기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.
- [0033] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 중계기는 Relay Node(RN), Relay Station(RS) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station) 등의 용어로 대체될 수 있다.
- [0034] 이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.
- [0035] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.
- [0036] 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.
- [0037] 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 무선 접속 시스템에 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 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, 하향 링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의 진화이다. WiMAX는 IEEE 802.16e 규격(WirelessMAN-OFDMA Reference System) 및 발전된 IEEE 802.16m 규격(WirelessMAN-OFDMA Advanced system)에 의하여 설명될 수 있다. 명확성을 위하여 이하에서는 3GPP LTE 및 3GPP LTE-A 시스템을 위주로 설명하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

- [0038] 도 1은 무선 프레임의 구조에 대하여 설명하기 위한 도면이다.
- [0039] 셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임(subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.
- [0040] 도 1(a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 하고, 예를 들어 하나의 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. 3GPP LTE 시스템에서는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로, OFDM 심볼이 하나의 심볼 구간을 나타낸다. OFDM 심볼은 또한 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간으로 칭하여질 수도 있다. 자원 블록(Resource Block; RB)은 자원 할당 단위이고, 하나의 슬롯에서 복수개의 연속적인 부반송파(subcarrier)를 포함할 수 있다.
- [0041] 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP(Cyclic Prefix)의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 일반 CP(normal CP)가 있다. 예를 들어, OFDM 심볼이 일반 CP에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 7개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP에 의해 구성된 경우에는 하나의 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 일반 CP인 경우보다 적다. 확장된 CP의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP가 사용될 수 있다.
- [0042] 일반 CP가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 2개 또는 3개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.
- [0043] 도 1(b)는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 타입 2 무선 프레임은 2개의 하프 프레임(half frame)으로 구성되며, 각 하프 프레임은 5개의 서브프레임과 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(Guard Period; GP), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)로 구성되며, 이 중 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다. DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. 보호구간은 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로 지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다. 한편, 무선 프레임의 타입에 관계 없이 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다.
- [0044] 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.
- [0045] 도 2는 하향링크 슬롯에서의 자원 그리드(resource grid)를 나타내는 도면이다.
- [0046] 하나의 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 7개의 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록(RB)은 주파수 영역에서 12개의 부반송파를 포함하는 것으로 도시되어 있지만, 본 발명이 이에 제한되는 것은 아니다. 예를 들어, 일반 CP(Cyclic Prefix)의 경우에는 하나의 슬롯이 7 OFDM 심볼을 포함하지만, 확장된 CP(extended-CP)의 경우에는 하나의 슬롯이 6 OFDM 심볼을 포함할 수 있다. 자원 그리드 상의 각각의 요소는 자원 요소(resource element)라 한다. 하나의 자원블록은 12×7 자원 요소를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록들의  $N_{DL}^{RB}$ 의 개수는 하향링크 전송 대역폭에 따른다. 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.
- [0047] 도 3은 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.
- [0048] 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3개의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역

에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크공유채널(Physical Downlink Shared Channel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다.

[0049] 3GPP LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널들에는, 예를 들어, 물리제어포맷지시자채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리HARQ지시자채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH는 하향링크공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있고, 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링할 수 있다.

[0050] PDCCH는 하나 이상의 연속하는 제어채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합(aggregation)으로 전송된다. CCE는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH의 포맷과 이용가능한 비트 수는 CCE의 개수와 CCE에 의해 제공되는 코딩 레이트 간의 상관관계에 따라서 결정된다.

[0051] 기지국은 단말에게 전송되는 DCI에 따라서 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 순환잉여검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 부가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의의 접속 프리앰블의 전송에 대한 응답인 임의접속응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

[0052] 도 4는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

[0053] 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 분할될 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 포함하는 물리상향링크제어채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH)이 할당된다. 데이터 영역에는 사용자 데이터를 포함하는 물리상향링크공유채널(Physical uplink shared channel; PUSCH)이 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해서, 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH를 동시에 전송하지 않는다. 하나의 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임에서 자원블록 쌍(RB pair)에 할당된다. 자원블록 쌍에 속하는 자원블록들은 2 슬롯에 대하여 상이한 반송파를 차지한다. 이를 PUCCH에 할당되는 자원블록 쌍이 슬롯 경계에서 주파수-호핑(frequency-hopped)된다고 한다.

[0054] 다중안테나(MIMO) 시스템의 모델링

[0055] 도 5는 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.

[0056] 도 5(a)에 도시된 바와 같이 송신 안테나의 수를  $N_T$  개로, 수신 안테나의 수를  $N_R$  개로 늘리면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서, 전송 레이트를 향상시키고 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 채널 전송 용량이 증가함에 따라, 전송 레이트는 이론적으로 단일 안테나 이용시의 최대 전송 레이트( $R_0$ )에 레이트 증가율( $R_i$ )이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

**수학식 1**

[0057] 
$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[0058] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 다중안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90년대 중반에 증명된 이후 이를 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있다. 또한, 몇몇 기술들은 이미 3세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[0059] 현재까지의 다중안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및 다중접속 환경에서의 다중안테나 통신 용량 계산 등과 관련된 정보 이론 측면 연구, 다중안테나 시스템의 무선 채널 측정 및 모형 도출 연구, 전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발히 연구가 진행되고 있다.

[0060] 다중안테나 시스템에서의 통신 방법을 수학적 모델링을 이용하여 보다 구체적으로 설명한다. 상기 시스템에는  $M_t$ 개의 송신 안테나와  $M_r$ 개의 수신 안테나가 존재한다고 가정한다.

[0061] 송신 신호를 살펴보면,  $M_t$ 개의 송신 안테나가 있는 경우 전송 가능한 최대 정보는  $M_t$ 개이다. 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 2**

[0062] 
$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_t}]^T$$

[0063] 각각의 전송 정보  $s_1, s_2, \dots, s_{N_t}$  는 전송 전력이 다를 수 있다. 각각의 전송 전력을  $P_1, P_2, \dots, P_{N_t}$  라고 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 3**

[0064] 
$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_t}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_t} s_{N_t}]^T$$

[0065] 또한,  $\hat{\mathbf{s}}$  는 전송 전력의 대각행렬  $P$  를 이용해 다음과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 4**

[0066] 
$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_t} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_t} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

[0067] 전송전력이 조정된 정보 벡터  $\hat{\mathbf{s}}$  에 가중치 행렬  $\mathbf{W}$  가 적용되어 실제 전송되는  $M_r$ 개의 송신신호  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_t}$  가 구성되는 경우를 고려해 보자. 가중치 행렬  $\mathbf{W}$  는 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 한다.  $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_t}$  는 벡터  $\mathbf{x}$  를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 5

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{p}$$

여기에서,  $w_{ij}$ 는  $i$ 번째 송신 안테나와  $j$ 번째 정보간의 가중치를 의미한다.  $\mathbf{W}$ 는 프리코딩 행렬이라고도 불린다.

수신신호는  $N_R$  개의 수신 안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신신호  $y_1, y_2, \dots, y_{N_R}$  은 벡터로 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

다중안테나 무선 통신 시스템에서 채널을 모델링하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분될 수 있다. 송신 안테나  $j$ 로부터 수신 안테나  $i$ 를 거치는 채널을  $h_{ij}$  로 표시하기로 한다.  $h_{ij}$  에서, 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신 안테나의 인덱스가 나중에 유의한다.

한편, 도 5(b)은  $M$  개의 송신 안테나에서 수신 안테나  $i$ 로의 채널을 도시한 도면이다. 상기 채널을 묶어서 벡터 및 행렬 형태로 표시할 수 있다. 도 5(b)에서, 총  $M$  개의 송신 안테나로부터 수신 안테나  $i$ 로 도착하는 채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

따라서,  $M$  개의 송신 안테나로부터  $N_R$  개의 수신 안테나로 도착하는 모든 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

수학식 8

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

실제 채널에는 채널 행렬  $\mathbf{H}$  를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해진다.  $N_R$  개의

수신 안테나 각각에 더해지는 백색잡음  $n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$  은 다음과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 9**

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

상술한 수식 모델링을 통해 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 10**

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \dots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \dots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \dots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \dots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

한편, 채널 상태를 나타내는 채널 행렬 H 의 행과 열의 수는 송수신 안테나의 수에 의해 결정된다. 채널 행렬 H 에서 행의 수는 수신 안테나의 수  $N_R$ 과 같고, 열의 수는 송신 안테나의 수  $N_T$ 와 같다. 즉, 채널 행렬 H는 행렬이  $N_R \times N_T$ 된다.

행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수 보다 클 수 없다. 채널 행렬 H의 랭크(rank(H))는 다음과 같이 제한된다.

**수학식 11**

$$rank(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

랭크의 다른 정의는 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 유사하게, 랭크의 또 다른 정의는 특이치 분해(singular value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 특이치들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크. 의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.

본 문서의 설명에 있어서, MIMO 전송에 대한 '랭크(Rank)' 는 특정 시점 및 특정 주파수 자원에서 독립적으로 신호를 전송할 수 있는 경로의 수를 나타내며, '레이어(layer)의 개수' 는 각 경로를 통해 전송되는 신호 스트림의 개수를 나타낸다. 일반적으로 송신단은 신호 전송에 이용되는 랭크 수에 대응하는 개수의 레이어를 전송하기 때문에 특별한 언급이 없는 한 랭크는 레이어 개수와 동일한 의미를 가진다.

참조 신호 (Reference Signal; RS)

무선 통신 시스템에서 패킷을 전송할 때, 전송되는 패킷은 무선 채널을 통해서 전송되기 때문에 전송과정에서 신호의 왜곡이 발생할 수 있다. 왜곡된 신호를 수신측에서 올바르게 수신하기 위해서는 채널 정보를 이용하여 수신 신호에서 왜곡을 보정하여야 한다. 채널 정보를 알아내기 위해서, 송신측과 수신측에서 모두 알고 있는 신호를 전송하여, 상기 신호가 채널을 통해 수신될 때의 왜곡 정도를 가지고 채널 정보를 알아내는 방법을 주로 사용한다. 상기 신호를 파일럿 신호 (Pilot Signal) 또는 참조 신호 (Reference Signal)라고 한다.

다중안테나를 사용하여 데이터를 송수신하는 경우에는 각 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 상황을 알아야 올바른 신호를 수신할 수 있다. 따라서, 각 송신 안테나 별로 별도의 참조 신호가 존재하여야 한다.

이동 통신 시스템에서 참조신호(RS)는 그 목적에 따라 크게 두 가지로 구분될 수 있다. 하나는 채널 정보 획득

을 위해 사용되는 RS이고, 다른 하나는 데이터 복조를 위해 사용되는 RS이다. 전자는 단말이 하향 링크 채널 정보를 획득하도록 하기 위한 RS이므로 광대역으로 전송되어야 하고, 특정 서브프레임에서 하향링크 데이터를 수신하지 않는 단말이라도 해당 RS를 수신하고 측정할 수 있어야 한다. 이러한 RS는 핸드 오버 등을 위한 측정 등을 위해서도 사용된다. 후자는 기지국이 하향링크를 보낼 때 해당 자원에 함께 보내는 RS로서, 단말은 해당 RS를 수신함으로써 채널 추정을 할 수 있고, 따라서 데이터를 복조할 수 있게 된다. 이러한 RS는 데이터가 전송되는 영역에 전송되어야 한다.

- [0090] 기존의 3GPP LTE(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8) 시스템에서는 유니캐스트(unicast) 서비스를 위해서 2 가지 종류의 하향링크 RS 를 정의한다. 그 중 하나는 공용 참조신호(Common RS; CRS)이고, 다른 하나는 전용 참조신호(Dedicated RS; DRS) 이다. CRS 는 채널 상태에 대한 정보 획득 및 핸드오버 등을 위한 측정 등을 위해서 사용되고, 셀-특정(cell-specific) RS 라고 칭할 수도 있다. DRS 는 데이터 복조를 위해 사용되고, 단말-특정(UE-specific) RS 라고 칭할 수도 있다. 기존의 3GPP LTE 시스템에서 DRS 는 데이터 복조용으로만 사용되며 CRS는 채널 정보 획득 및 데이터 복조의 두 가지 목적으로 다 사용될 수 있다.
- [0091] CRS는 셀-특정으로 전송되는 RS 이며, 광대역(wideband)에 대해서 매 서브프레임마다 전송된다. CRS는 기지국의 전송 안테나 개수에 따라서 최대 4개의 안테나 포트에 대해서 전송될 수 있다. 예를 들어 기지국의 송신 안테나의 개수가 두 개일 경우, 0번과 1번 안테나 포트에 대한 CRS가 전송되고, 네 개인 경우 0~3번 안테나 포트에 대한 CRS가 각각 전송된다.
- [0092] 도 6은 하나의 자원블록 쌍 상에서의 CRS 및 DRS의 예시적인 패턴을 나타내는 도면이다.
- [0093] 도 6의 참조신호 패턴의 예시에서는, 기지국이 4 개의 전송 안테나를 지원하는 시스템에서 하나의 자원블록 쌍(일반 CP 의 경우, 시간 상으로 14 개의 OFDM 심볼 × 주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 CRS 및 DRS의 패턴을 나타낸다. 도 6에서 'R0', 'R1', 'R2' 및 'R3' 로 표시된 자원 요소(RE)는, 각각 안테나 포트 인덱스 0, 1, 2 및 3에 대한 CRS의 위치를 나타낸다. 한편, 도 6에서 'D'로 표시된 자원 요소는 LTE 시스템에서 정의되는 DRS의 위치를 나타낸다.
- [0094] LTE 시스템의 진화 발전된 형태의 LTE-A 시스템에서는, 하향링크에서 최대 8개의 송신 안테나를 지원할 수 있다. 따라서, 최대 8개 송신 안테나에 대한 RS 역시 지원되어야 한다. LTE 시스템에서의 하향링크 RS는 최대 4 개의 안테나 포트에 대해서만 정의되어 있으므로, LTE-A 시스템에서 기지국이 4개 이상 최대 8개의 하향 링크 송신 안테나를 가질 경우 이들 안테나 포트들에 대한 RS가 추가적으로 정의되어야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS로서, 채널 측정을 위한 RS와 데이터 복조를 위한 RS 두 가지가 모두 고려되어야 한다.
- [0095] LTE-A 시스템을 설계함에 있어서 중요한 고려 사항 중 하나는 역방향 호환성(backward compatibility)이다. 역방향 호환성이란, 기존의 LTE 단말이 LTE-A 시스템에서도 올바르게 동작하도록 지원하는 것을 의미한다. RS 전송 관점에서 보았을 때, LTE 표준에서 정의되어 있는 CRS가 전 대역으로 매 서브프레임마다 전송되는 시간-주파수 영역에 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS를 추가하는 경우, RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다. 따라서, 최대 8 안테나 포트에 대한 RS를 새롭게 설계함에 있어서 RS 오버헤드를 줄이는 것이 고려되어야 한다.
- [0096] LTE-A 시스템에서 새롭게 도입되는 RS는 크게 2 가지로 분류할 수 있다. 그 중 하나는 전송 랭크, 변조및코딩기법(Modulation and Coding Scheme; MCS), 프리코딩행렬인덱스(Precoding Matrix Index; PMI) 등의 선택을 위한 채널 측정 목적의 RS인 채널상태정보-참조신호(Channel State Information RS; CSI-RS)이고, 다른 하나는 최대 8 개의 전송 안테나를 통해 전송되는 데이터를 복조하기 위한 목적의 RS 인 복조-참조신호(DeModulation RS; DMRS)이다.
- [0097] 채널 측정 목적의 CSI-RS는, 기존의 LTE 시스템에서의 CRS가 채널 측정, 핸드오버 등의 측정 등의 목적과 동시에 데이터 복조를 위해 사용되는 것과 달리, 채널 측정 위주의 목적을 위해서 설계되는 특징이 있다. 물론 CSI-RS 역시 핸드오버 등의 측정 등의 목적으로도 사용될 수도 있다. CSI-RS가 채널 상태에 대한 정보를 얻는 목적으로만 전송되므로, 기존의 LTE 시스템에서의 CRS와 달리, 매 서브프레임마다 전송되지 않아도 된다. 따라서, CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 CSI-RS는 시간 축 상에서 간헐적으로(예를 들어, 주기적으로) 전송되도록 설계될 수 있다.
- [0098] 만약 어떤 하향링크 서브프레임 상에서 데이터가 전송되는 경우에는, 데이터 전송이 스케줄링된 단말에게 전용으로(dedicated) DMRS가 전송된다. 즉, DMRS는 단말-특정(UE-specific) RS라고 칭할 수도 있다. 특정 단말 전용의 DMRS는, 해당 단말이 스케줄링된 자원영역, 즉 해당 단말에 대한 데이터가 전송되는 시간-주파수 영역에서만 전송되도록 설계될 수 있다.

- [0099] 도 7은 LTE-A 시스템에서 정의되는 DMRS 패턴의 일례를 나타내는 도면이다.
- [0100] 도 7에서는 하향링크 데이터가 전송되는 하나의 자원블록 쌍(일반 CP의 경우, 시간 상으로 14개의 OFDM 심볼 × 주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 DMRS가 전송되는 자원요소의 위치를 나타낸다. DMRS는 LTE-A 시스템에서 추가적으로 정의되는 4개의 안테나 포트(안테나 포트 인덱스 7, 8, 9 및 10)에 대하여 전송될 수 있다. 서로 다른 안테나 포트에 대한 DMRS는 상이한 주파수 자원(부반송파) 및/또는 상이한 시간 자원(OFDM 심볼)에 위치하는 것으로 구분될 수 있다(즉, FDM 및/또는 TDM 방식으로 다중화될 수 있다). 또한, 동일한 시간-주파수 자원 상에 위치하는 서로 다른 안테나 포트에 대한 DMRS들은 서로 직교 코드(orthogonal code)에 의해서 구분될 수 있다(즉, CDM 방식으로 다중화될 수 있다). 도 7의 예시에서 DMRS CDM 그룹 1로 표시된 자원요소(RE) 들에는 안테나 포트 7 및 8에 대한 DMRS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 마찬가지로, 도 7의 예시에서 DMRS 그룹 2로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 9 및 10에 대한 DMRS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다.
- [0101] 기지국에서 DMRS를 전송함에 있어서, 데이터에 대해서 적용되는 프리코딩과 동일한 프리코딩이 DMRS에 적용된다. 따라서, 단말에서 DMRS(또는 단말-특정 RS)를 이용하여 추정되는 채널 정보는 프리코딩된 채널 정보이다. 단말은 DMRS를 통하여 추정한 프리코딩된 채널 정보를 이용하여, 데이터 복조를 용이하게 수행할 수 있다. 그러나, 단말은 DMRS에 적용된 프리코딩 정보를 알 수 없으므로, DMRS로부터는 프리코딩되지 않은 채널 정보를 획득할 수 없다. 단말은, DMRS 이외의 별도의 참조신호, 즉, 전송한 CSI-RS를 이용하여 프리코딩되지 않은 채널 정보를 획득할 수 있다.
- [0102] 도 8은 LTE-A 시스템에서 정의되는 CSI-RS 패턴의 예시들을 나타내는 도면이다.
- [0103] 도 8에서는 하향링크 데이터가 전송되는 하나의 자원블록 쌍(일반 CP의 경우, 시간 상으로 14개의 OFDM 심볼 × 주파수 상으로 12 부반송파) 상에서 CSI-RS가 전송되는 자원요소의 위치를 나타낸다. 어떤 하향링크 서브프레임에서 도 8(a) 내지 8(e) 중 하나의 CSI-RS 패턴이 이용될 수 있다. CSI-RS는 LTE-A 시스템에서 추가적으로 정의되는 8개의 안테나 포트(안테나 포트 인덱스 15, 16, 17, 18, 19, 20, 21 및 22)에 대하여 전송될 수 있다. 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS는 상이한 주파수 자원(부반송파) 및/또는 상이한 시간 자원(OFDM 심볼)에 위치하는 것으로 구분될 수 있다(즉, FDM 및/또는 TDM 방식으로 다중화될 수 있다). 또한, 동일한 시간-주파수 자원 상에 위치하는 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS들은 서로 직교 코드(orthogonal code)에 의해서 구분될 수 있다(즉, CDM 방식으로 다중화될 수 있다). 도 8(a)의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 1로 표시된 자원요소(RE) 들에는 안테나 포트 15 및 16에 대한 CSI-RS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a)의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 2로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 17 및 18에 대한 CSI-RS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a)의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 3으로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 19 및 20에 대한 CSI-RS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a)의 예시에서 CSI-RS CDM 그룹 4로 표시된 자원요소들에는 안테나 포트 21 및 22에 대한 CSI-RS들이 위치할 수 있고, 이들은 직교 코드에 의해 다중화될 수 있다. 도 8(a)를 기준으로 설명한 동일한 원리가 도 8(b) 내지 8(e)에 적용될 수 있다.
- [0104] 도 6 내지 8의 RS 패턴들은 단지 예시적인 것이며, 본 발명의 다양한 실시예들을 적용함에 있어서 특정 RS 패턴에 한정되는 것이 아니다. 즉, 도 6 내지 8과 다른 RS 패턴이 정의 및 사용되는 경우에도 본 발명의 다양한 실시예들은 동일하게 적용될 수 있다.
- [0105] CSI-RS 설정(configuration)
- [0106] 전송한 바와 같이, 하향링크에서 최대 8개의 전송 안테나를 지원하는 LTE-A 시스템에서 기지국은 모든 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 전송해야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 매 서브프레임마다 전송하는 것은 오버헤드가 너무 큰 단점이 있으므로, CSI-RS는 매 서브프레임마다 전송되지 않고 시간 축에서 간헐적으로 전송되어야 그 오버헤드를 줄일 수 있다. 이에 따라, CSI-RS는 한 서브프레임의 정수 배의 주기를 가지고 주기적으로 전송되거나, 특정 전송 패턴으로 전송될 수 있다.
- [0107] 이 때 CSI-RS가 전송되는 주기나 패턴은 네트워크(예를 들어, 기지국)가 설정(configure) 할 수 있다. CSI-RS에 기초한 측정을 수행하기 위해서 단말은 반드시 자신이 속한 셀(또는 송신 포인트(TP))의 각각의 CSI-RS 안테나 포트에 대한 CSI-RS 설정(configuration)을 알고 있어야 한다. CSI-RS 설정에는, CSI-RS가 전송되는 하향링크 서브프레임 인덱스, 전송 서브프레임 내에서 CSI-RS 자원요소(RE)의 시간-주파수 위치(예를 들어, 도 8(a) 내지 8(e)와 같은 CSI-RS 패턴), 그리고 CSI-RS 시퀀스(CSI-RS 용도로 사용되는 시퀀스로서, 슬롯 번호, 셀 ID, CP

길이 등에 기초하여 소정의 규칙에 따라 유사-랜덤(pseudo-random)하게 생성됨) 등이 포함될 수 있다. 즉, 임의의(given) 기지국에서 복수개의 CSI-RS 설정(configuration)이 사용될 수 있고, 기지국은 복수개의 CSI-RS 설정 중에서 셀 내의 단말(들)에 대해 사용될 CSI-RS 설정을 알려줄 수 있다.

[0108] 복수개의 CSI-RS 설정들은, 단말이 CSI-RS의 전송 전력이 0이 아닌(non-zero) 것으로 가정하는 CSI-RS 설정을 하나를 포함하거나 포함하지 않을 수 있고, 또한, 단말이 0의 전송 전력으로 가정하는 CSI-RS 설정을 하나 이상을 포함하거나 포함하지 않을 수 있다.

[0109] 또한, 상위 계층에 의해서 0의 전송전력의 CSI-RS 설정에 대한 파라미터(예를 들어, 16-비트 비트맵 *ZeroPowerCSI-RS* 파라미터)의 각각의 비트는 CSI-RS 설정(또는 CSI-RS 설정에 따라 CSI-RS가 할당될 수 있는 RE들)에 대응할 수 있고, 단말은 해당 파라미터에서 1로 설정되는 비트에 대응하는 CSI-RS 설정의 CSI-RS RE들에서의 전송 전력이 0인 것으로 가정할 수 있다.

[0110] 또한, 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS 는 구별될 필요가 있으므로, 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS 가 전송되는 자원은 서로 직교(orthogonal)해야 한다. 도 8 과 관련하여 설명한 바와 같이, 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS 들은 직교하는 주파수 자원, 직교하는 시간 자원 및/또는 직교하는 코드 자원을 이용하여 FDM, TDM 및/또는 CDM 방식으로 다중화될 수 있다.

[0111] CSI-RS에 관한 정보(CSI-RS 설정(configuration))를 기지국이 셀 내의 단말들에게 알려줄 때, 먼저 각 안테나 포트에 대한 CSI-RS가 매핑되는 시간-주파수에 대한 정보를 알려줘야 한다. 구체적으로, 시간에 대한 정보에는, CSI-RS가 전송되는 서브프레임 번호들, CSI-RS 가 전송되는 주기, CSI-RS가 전송되는 서브프레임 오프셋, 특정 안테나의 CSI-RS 자원요소(RE)가 전송되는 OFDM 심볼 번호 등이 포함될 수 있다. 주파수에 대한 정보에는 특정 안테나의 CSI-RS 자원요소(RE)가 전송되는 주파수 간격(spacing), 주파수 축에서의 RE의 오프셋 또는 시프트 값 등이 포함될 수 있다.

[0112] 도 9는 CSI-RS가 주기적으로 전송되는 방식의 일례를 설명하기 위한 도면이다.

[0113] CSI-RS는 한 서브프레임의 정수 배의 주기(예를 들어, 5 서브프레임 주기, 10 서브프레임 주기, 20 서브프레임 주기, 40 서브프레임 주기 또는 80 서브프레임 주기)를 가지고 주기적으로 전송될 수 있다.

[0114] 도 9에서는 하나의 무선 프레임이 10 개의 서브프레임(서브프레임 번호 0 내지 9)로 구성되는 것을 도시한다. 도 9 에서는, 예를 들어, 기지국의 CSI-RS의 전송 주기가 10ms (즉, 10 서브프레임) 이고, CSI-RS 전송 오프셋(Offset)은 3 인 경우를 도시한다. 여러 셀들의 CSI-RS가 시간 상에서 고르게 분포할 수 있도록 상기 오프셋 값은 기지국마다 각각 다른 값을 가질 수 있다. 10ms의 주기로 CSI-RS가 전송되는 경우, 오프셋 값은 0 내지 9 중 하나를 가질 수 있다. 이와 유사하게, 예를 들어 5ms의 주기로 CSI-RS가 전송되는 경우 오프셋 값은 0~4 중 하나의 값을 가질 수 있고, 20ms의 주기로 CSI-RS 가 전송되는 경우 오프셋 값은 0~19 중 하나의 값을 가질 수 있고, 40ms의 주기로 CSI-RS 가 전송되는 경우 오프셋 값은 0~39 중 하나의 값을 가질 수 있으며, 80ms의 주기로 CSI-RS 가 전송되는 경우 오프셋 값은 0~79 중 하나의 값을 가질 수 있다. 이 오프셋 값은, 소정의 주기로 CSI-RS 를 전송하는 기지국이 CSI-RS 전송을 시작하는 서브프레임의 값을 나타낸다. 기지국이 CSI-RS의 전송 주기와 오프셋 값을 알려주면, 단말은 그 값을 이용하여 해당 서브프레임 위치에서 기지국의 CSI-RS를 수신할 수 있다. 단말은 수신한 CSI-RS를 통해 채널을 추정하고 그 결과로서 CQI, PMI 및/또는 RI(Rank Indicator) 와 같은 정보를 기지국에게 보고할 수 있다. 본 문서에서 CQI, PMI 및 RI 를 구별하여 설명하는 경우를 제외하고, 이들을 통칭하여 CQI (또는 CSI) 라 칭할 수 있다. 또한, CSI-RS 에 관련된 상기 정보들은 셀-특정 정보로서, 셀 내의 단말들에게 공통으로 적용될 수 있다. 또한, CSI-RS 전송 주기 및 오프셋은 CSI-RS 설정(configuration) 별로 별도로 지정될 수 있다. 예를 들어, 후술하는 바와 같이 0의 전송 전력으로 전송되는 CSI-RS 를 나타내는 CSI-RS 설정(configuration) 및 0이 아닌(non-zero) 전송 전력으로 전송되는 CSI-RS 를 나타내는 CSI-RS 설정(configuration) 에 대해서 별도의 CSI-RS 전송 주기 및 오프셋이 설정될 수 있다.

[0115] PDSCH가 전송될 수 있는 모든 서브프레임에서 전송되는 CRS와 달리, CSI-RS는 일부 서브프레임에서만 전송되는 것으로 설정될 수 있다. 예를 들어, 상위 계층에 의해서 CSI 서브프레임 세트  $C_{CSI,0}$  및  $C_{CSI,1}$  이 설정될 수 있다. CSI 레퍼런스 자원(즉, CSI 계산의 기준이 되는 소정의 자원 영역)은  $C_{CSI,0}$  또는  $C_{CSI,1}$  중 하나에 속할 수 있고,  $C_{CSI,0}$  및  $C_{CSI,1}$  의 모두에 동시에 속하지는 않을 수 있다. 이에 따라, CSI 서브프레임 세트  $C_{CSI,0}$  및  $C_{CSI,1}$  이 상위 계층에 의해서 설정되는 경우에, 단말은 CSI 서브프레임 세트 중 어디에도 속하지 않는 서브프레임에 존재하는 CSI 레퍼런스 자원에 대한 트리거(또는 CSI 계산에 대한 지시)를 받을 것으로 기대하지 않을 수 있다.



- [0116] 또한, CSI 레퍼런스 자원은 유효한 하향링크 서브프레임 상에서 설정될 수 있다. 유효한 하향링크 서브프레임은 다양한 요건을 만족하는 서브프레임으로서 설정될 수 있다. 그 요건들 중 하나는, 주기적 CSI 보고의 경우에, 단말에 대해서 CSI 서브프레임 세트가 설정된다면 주기적 CSI 보고에 연결(link)되는 CSI 서브프레임 세트에 속하는 서브프레임일 것이다.
- [0117] 또한, CSI 레퍼런스 자원에서, 단말은 다음과 같은 가정들을 고려하여 CQI 인덱스를 도출할 수 있다 (자세한 사항은 3GPP TS 36.213을 참조한다):
- [0118] - 한 서브프레임의 처음 3 개의 OFDM 심볼들은 제어 시그널링에 의해 점유됨
- [0119] - 주 동기신호(primary synchronization signal), 부(secondary) 동기 신호 또는 물리방송채널(PBCH)에 의해 사용되는 자원요소는 없음
- [0120] - 비-MBSFN(Multicast Broadcast Single Frequency Network) 서브프레임의 CP 길이
- [0121] - 리던던시 버전(Redundancy Version)은 0 임
- [0122] - 채널 측정을 위해 CSI-RS가 사용되는 경우, PDSCH EPRE(Energy Per Resource Element) 대 CSI-RS EPRE의 비(ratio)는 소정의 규칙에 따름
- [0123] - 전송모드 9(즉, 최대 8 레이어 전송을 지원하는 모드)에서의 CSI 보고의 경우에, 단말에 대해 PMI/RI 보고가 설정되면, DMRS 오버헤드는 가장 최근에 보고된 랭크에 일치하는 것으로 가정함(예를 들어, DMRS 오버헤드는 도 7에서 설명한 바와 같이 2개 이상의 안테나 포트(즉, 랭크 2 이하)의 경우에는 하나의 자원블록 쌍 상에서의 DMRS 오버헤드가 12 RE이지만, 3개 이상의 안테나 포트(즉, 랭크 3 이상)의 경우에는 24 RE이므로, 가장 최근에 보고된 랭크 값에 대응하는 DMRS 오버헤드를 가정하여 CQI 인덱스를 계산할 수 있다.)
- [0124] - CSI-RS 및 0-전력 CSI-RS에 대해서 RE가 할당되지 않음
- [0125] - PRS(Positioning RS)에 대해서는 RE가 할당되지 않음
- [0126] - PDSCH 전송 기법은 단말에 대해 현재 설정된 전송 모드(디폴트 모드일 수 있음)에 따름
- [0127] - PDSCH EPRE 대 셀-특정 참조신호 EPRE의 비(ratio)는 소정의 규칙에 따름
- [0128] 이러한 CSI-RS 설정은, 예를 들어, RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 이용하여 기지국이 단말에게 알려 줄 수 있다. 즉, 전용(dedicated) RRC 시그널링을 사용하여 CSI-RS 설정에 대한 정보가 셀 내의 단말들 각각에 제공될 수 있다. 예를 들어, 단말이 초기 액세스 또는 핸드오버를 통해서 기지국과 연결(connection)을 확립(establish)하는 과정에서, 기지국이 해당 단말에게 RRC 시그널링을 통해 CSI-RS 설정(configuration)을 알려 주도록 할 수 있다. 또는 기지국이 단말에게 CSI-RS 측정에 기반한 채널 상태 피드백을 요구하는 RRC 시그널링 메시지를 전송할 때에, 해당 RRC 시그널링 메시지를 통해 CSI-RS 설정(configuration)을 해당 단말에게 알려 주도록 할 수도 있다.
- [0129] 한편, CSI-RS가 존재하는 시간 위치, 즉, 셀-특정 서브프레임 설정 주기 및 셀-특정 서브프레임 오프셋은, 예를 들어, 다음의 표 1과 같이 정리할 수 있다.

표 1

CSI-RS 서브프레임 설정 $I_{CSI-RS}$	CSI-RS 주기 $T_{CSI-RS}$ (서브프레임)	CSI-RS 서브프레임 오프셋 $\Delta_{CSI-RS}$ (서브프레임)
0-4	5	$I_{CSI-RS}$
5-14	10	$I_{CSI-RS} - 5$
15-34	20	$I_{CSI-RS} - 15$
35-74	40	$I_{CSI-RS} - 35$
75-154	80	$I_{CSI-RS} - 75$

- [0130]
- [0131] 전술한 바와 같이, 파라미터  $I_{CSI-RS}$  는 단말이 0이 아닌 전송 전력으로 가정하는 CSI-RS와 0의 전송 전력으로 가정하는 CSI-RS에 대해서 별도로(separately) 설정될 수 있다. CSI-RS를 포함하는 서브프레임은 다음의 수학적

12와 같이 표현할 수 있다 (수학식 12에서  $n_f$ 는 시스템 프레임 번호이고,  $n_s$ 는 슬롯 번호임).

**수학식 12**

$$(10n_f + \lfloor n_s / 2 \rfloor - \Delta_{\text{CSI-RS}}) \bmod T_{\text{CSI-RS}} = 0$$

아래의 표 2와 같이 정의되는 CSI-RS-Config 정보요소(IE)는 CSI-RS 설정을 특정하기 위해서 사용될 수 있다.

**표 2**

<i>CSI-RS-Config</i> information elements	
-- ASN1START	
CSI-RS-Config-r10 ::=	SEQUENCE {
csi-RS-r10	CHOICE {
release	NULL,
setup	SEQUENCE {
antennaPortsCount-r10	ENUMERATED {an1, an2, an4, an8},
resourceConfig-r10	INTEGER (0..31),
subframeConfig-r10	INTEGER (0..154),
p-C-r10	INTEGER (-8..15)
}	
}	OPTIONAL, -- Need ON
zeroTxPowerCSI-RS-r10	CHOICE {
release	NULL,
setup	SEQUENCE {
zeroTxPowerResourceConfigList-r10	BIT STRING (SIZE (16)),
zeroTxPowerSubframeConfig-r10	INTEGER (0..154)
}	
}	OPTIONAL -- Need ON
}	
-- ASN1STOP	

상기 표 2에서 안테나포트카운트(*antennaPortsCount*) 파라미터는 CSI-RS의 전송을 위해서 사용되는 안테나 포트 (즉, CSI-RS 포트)의 개수를 나타내며, an1은 1개에 해당하고, an2는 2개에 해당한다.

상기 표 2에서  $p_C$  파라미터는, UE가 CSI 피드백을 유도(derive)할 때에 가정하는 PDSCH EPRE(Energy Per Resource Element)와 CSI-RS EPRE의 비율을 나타낸다.

상기 표 2에서 자원설정(*resourceConfig*) 파라미터는, 예를 들어, 상기 도 8에서와 같은 RB 쌍 상에서 CSI-RS가 매핑되는 자원요소의 위치를 결정하는 값을 가진다.

상기 표 2에서 서브프레임설정(*subframeConfig*) 파라미터는, 상기 표 1에서의  $I_{\text{CSI-RS}}$ 에 해당한다.

상기 표 2에서 *zeroTxPowerResourceConfigList* 및 *zeroTxPowerSubframeConfig*는 각각 0의 전송전력의 CSI-RS에 대한 *resourceConfig* 및 *subframeConfig*에 해당한다.

상기 표 2의 CSI-RS 설정 IE에 대한 보다 구체적인 사항은 표준문서 TS 36.331을 참조할 수 있다.

채널상태정보(CSI)

MIMO 방식은 개-루프(open-loop) 방식과 폐-루프(closed-loop) 방식으로 구분될 수 있다. 개-루프 MIMO 방식은 MIMO 수신단으로부터의 채널상태정보의 피드백이 없이 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 폐-루

프 MIMO 방식은 MIMO 수신단으로부터의 채널상태정보를 피드백 받아 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 페-루프 MIMO 방식에서는 MIMO 송신 안테나의 다중화 이득(multiplexing gain)을 얻기 위해서 송신단과 수신단의 각각이 채널상태정보를 바탕으로 빔포밍을 수행할 수 있다. 수신단(예를 들어, 단말)이 채널상태정보를 피드백할 수 있도록 송신단(예를 들어, 기지국)은 수신단(예를 들어, 단말)에게 상향링크 제어 채널 또는 상향링크 공유 채널을 할당할 수 있다.

[0143] 단말은 CRS 및/또는 CSI-RS를 이용하여 하향링크 채널에 대한 추정 및/또는 측정을 수행할 수 있다. 단말에 의해서 기지국으로 피드백되는 채널상태정보(CSI)는 랭크 지시자(RI), 프리코딩 행렬 인덱스(PMI) 및 채널품질지시자(CQI)를 포함할 수 있다.

[0144] RI는 채널 랭크에 대한 정보이다. 채널의 랭크는 동일한 시간-주파수 자원을 통해서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 레이어(또는 스트림)의 최대 개수를 의미한다. 랭크 값은 채널의 롱-텀(long-term) 페이딩에 의해서 주로 결정되므로, PMI 및 CQI에 비하여 일반적으로 더 긴 주기에 따라(즉, 덜 빈번하게) 피드백될 수 있다.

[0145] PMI는 송신단으로부터의 전송에 이용되는 프리코딩 행렬에 대한 정보이며, 채널의 공간 특성을 반영하는 값이다. 프리코딩이란 전송 레이어를 송신 안테나에 매핑시키는 것을 의미하며, 프리코딩 행렬에 의해 레이어-안테나 매핑 관계가 결정될 수 있다. PMI는 신호대잡음및간섭비(Signal-to-Interference plus Noise Ratio; SINR) 등의 측정값(metric)을 기준으로 단말이 선호하는(preferred) 기지국의 프리코딩 행렬 인덱스에 해당한다. 프리코딩 정보의 피드백 오버헤드를 줄이기 위해서, 송신단과 수신단이 여러 가지 프리코딩 행렬을 포함하는 코드북을 미리 공유하고 있고, 해당 코드북에서 특정 프리코딩 행렬을 지시하는 인덱스만을 피드백하는 방식이 사용될 수 있다. 예를 들어, PMI는 가장 최근에 보고된 RI에 기초하여 결정될 수 있다.

[0146] CQI는 채널 품질 또는 채널 세기를 나타내는 정보이다. CQI는 미리 결정된 MCS 조합으로서 표현될 수 있다. 즉, 피드백되는 CQI 인덱스는 해당하는 변조기법(modulation scheme) 및 코드 레이트(code rate)를 나타낸다. CQI는 특정 자원 영역(예를 들어, 유효한 서브프레임 및/또는 물리자원블록에 의해 특정되는 영역)을 CQI 레퍼런스 자원으로 설정하고, 해당 CQI 레퍼런스 자원에서 PDSCH 전송이 존재하는 것으로 가정하여, 소정의 에러확률(예를 들어, 0.1)을 넘지 않고 PDSCH가 수신될 수 있는 경우를 가정하여 계산될 수 있다. 일반적으로, CQI는 기지국이 PMI를 이용하여 공간 채널을 구성하는 경우에 얻을 수 있는 수신 SINR을 반영하는 값이 된다. 예를 들어, CQI는 가장 최근에 보고된 RI 및/또는 PMI에 기초하여 계산될 수 있다.

[0147] 확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템(예를 들어, LTE-A 시스템)에서는 다중사용자-MIMO (MU-MIMO) 방식을 이용하여 추가적인 다중사용자 다이버시티를 획득하는 것을 고려하고 있다. MU-MIMO 방식에서는 안테나 영역(domain)에서 다중화되는 단말들 간의 간섭 채널이 존재하므로, 다중사용자 중 하나의 단말이 피드백하는 채널 상태정보를 기지국에서 이용하여 하향링크 전송을 수행하는 경우에 다른 단말에 대해서 간섭이 발생하지 않도록 하는 것이 필요하다. 따라서, MU-MIMO 동작이 올바르게 수행되기 위해서는 단일사용자-MIMO (SU-MIMO) 방식에 비하여 보다 높은 정확도의 채널상태정보가 피드백되어야 한다.

[0148] 이와 같이 보다 정확한 채널상태정보를 측정 및 보고할 수 있도록, 기존의 RI, PMI 및 CQI로 구성되는 CSI를 개선한 새로운 CSI 피드백 방안이 적용될 수 있다. 예를 들어, 수신단이 피드백하는 프리코딩 정보가 2개의 PMI(예를 들어,  $i_1$  및  $i_2$ )의 조합에 의해서 지시될 수 있다. 이에 따라 보다 정교한 PMI가 피드백될 수 있으며, 이러한 정교한 PMI에 기초하여 보다 정교한 CQI가 계산 및 보고될 수 있다.

[0149] 한편, CSI는 주기적으로 PUCCH를 통하여 전송되거나, 비주기적으로 PUSCH를 통하여 전송될 수 있다. 또한, RI, 제 1 PMI(예를 들어,  $w_1$ ), 제 2 PMI(예를 들어,  $w_2$ ), CQI 중에서 어느 것이 피드백되는지와, 피드백되는 PMI 및/또는 CQI가 광대역(WB)에 대한 것인지 또는 서브대역(SB)에 대한 것인지에 따라, 다양한 보고 모드가 정의될 수 있다.

[0150] CQI 계산

[0151] 이하에서는 하향링크 수신단이 단말인 경우를 가정하여 CQI 계산에 대하여 구체적으로 설명한다. 그러나, 본 발명에서 설명하는 내용은 하향링크 수신 주체로서의 중계기에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.

[0152] 단말이 CSI를 보고할 때 CQI를 계산하는 기준이 되는 자원(이하에서는, 레퍼런스 자원(reference resource)라 칭함)을 설정/정의하는 방안에 대하여 설명한다. 먼저, CQI의 정의에 대하여 보다 구체적으로 설명한다.

[0153] 단말이 보고하는 CQI는 특정 인덱스 값에 해당한다. CQI 인덱스는 채널 상태에 해당하는 변조기법, 코드 레이트, 등을 나타내는 값이다. 예를 들어, CQI 인덱스들 및 그 해석은 다음의 표 3과 같이 주어질 수 있다.

표 3

CQI index	modulation	code rate x 1024	efficiency
0	out of range		
1	QPSK	78	0.1523
2	QPSK	120	0.2344
3	QPSK	193	0.3770
4	QPSK	308	0.6016
5	QPSK	449	0.8770
6	QPSK	602	1.1758
7	16QAM	378	1.4766
8	16QAM	490	1.9141
9	16QAM	616	2.4063
10	64QAM	466	2.7305
11	64QAM	567	3.3223
12	64QAM	666	3.9023
13	64QAM	772	4.5234
14	64QAM	873	5.1152
15	64QAM	948	5.5547

[0154]

[0155]

시간 및 주파수에서 제한되지 않는 관찰에 기초하여, 단말은 상향링크 서브프레임 n에서 보고되는 각각의 CQI 값에 대해서 상기 표 3의 CQI 인덱스 1 내지 15 중에서 소정의 요건을 만족하는 가장 높은 CQI 인덱스를 결정할 수 있다. 소정의 요건은, 해당 CQI 인덱스에 해당하는 변조 기법(예를 들어, MCS) 및 전송 블록 크기(TBS)의 조합을 가지고, CQI 레퍼런스 자원이라고 칭하여지는 하향링크 물리 자원 블록들의 그룹을 차지하는 단일 PDSCH 전송 블록이 0.1(즉, 10%)을 넘지 않는 전송 블록 에러 확률로 수신될 수 있는 것으로 정해질 수 있다. 만약 CQI 인덱스 1도 상기 요건을 만족하지 않는 경우에는 단말은 CQI 인덱스 0으로 결정할 수 있다.

[0156]

전송 모드 9(최대 8 레이어 전송에 해당함) 및 피드백 보고 모드의 경우에, 단말은 CSI-RS에만 기초해서 상향링크 서브프레임 n에서 보고되는 CQI 값을 계산하기 위한 채널 측정을 수행할 수 있다. 다른 전송 모드 및 해당하는 보고 모드들의 경우에, 단말은 CRS에 기초하여 CQI 계산을 위한 채널 측정을 수행할 수 있다.

[0157]

아래의 요건이 모두 만족하는 경우에, 변조 기법 및 전송 블록 크기의 조합은 하나의 CQI 인덱스에 해당할 수 있다. 관련된 전송 블록 크기 테이블에 따라서 CQI 레퍼런스 자원에서의 PDSCH 상에서의 전송에 대해서 상기 조합이 시그널링될 수 있고, 변조 기법이 해당 CQI 인덱스에 의해서 지시되고, 그리고, 전송 블록 크기 및 변조 기법의 조합이 상기 레퍼런스 자원에 적용되는 경우에, 해당 CQI 인덱스에 의해 지시되는 코드 레이트에 최대한 가까운 유효 채널 코드 레이트를 가지는 것이 위 요건에 해당한다. 만약 전송 블록 크기 및 변조 기법의 조합의 2 개 이상이 해당 CQI 인덱스에 의해 지시되는 코드 레이트에 동일한 정도로 가까운 경우에는, 전송 블록 크기가 최소인 조합으로 결정될 수 있다.

[0158]

CQI 레퍼런스 자원은 다음과 같이 정의된다.

[0159]

주파수 영역에서 CQI 레퍼런스 자원은, 도출된 CQI 값이 관련된 대역에 해당하는 하향링크 물리 자원 블록들의 그룹으로 정의된다.

[0160]

시간 영역에서 CQI 레퍼런스 자원은, 단일 하향링크 서브프레임 n-nCQI\_ref 로 정의된다. 여기서, 주기적 CQI 보고의 경우에는, nCQI\_ref 는 4 이상의 값 중에서 가장 작은 값이면서, 하향링크 서브프레임 n-nCQI\_ref 가 유효한 하향링크 서브프레임에 해당하는 값으로 결정된다. 비주기적 CQI 보고의 경우에는, nCQI\_ref 는 상향링크 DCI 포맷(즉, 상향링크 스케줄링 제어 정보를 단말에게 제공하기 위한 PDCCH DCI 포맷)에서의 CQI 요청에 해당하는(또는 CQI 요청이 수신된) 유효한 하향링크 서브프레임과 동일한 하향링크 서브프레임이 CQI 레퍼런스 자원으로 결정된다. 또한, 비주기적 CQI 보고의 경우에, nCQI\_ref 는 4이고 하향링크 서브프레임 n-nCQI\_ref 는 유효한 하향링크 서브프레임에 해당하며, 여기서 하향링크 서브프레임 n-nCQI\_ref 는 임의접속응답그랜트(random access response grant)에서의 CQI 요청에 해당하는(또는 CQI 요청이 수신된) 서브프레임 이후에 수신될 수 있

다. 여기서, 유효한 하향링크 서브프레임이란, 해당 UE에 대해서 하향링크 서브프레임으로 설정되고, 전송 모드 9를 제외하고는 MBSFN 서브프레임이 아니고, DwPTS의 길이가  $7680 \cdot T_s$  ( $T_s = 1/(15000 \times 2048)$  초) 이하인 경우에 DwPTS 필드를 포함하지 않으며, 그리고, 해당 UE에 대해서 설정된 측정 갭에 속하지 않는 하향링크 서브프레임을 의미한다. 만약 CQI 레퍼런스 자원을 위한 유효한 하향링크 서브프레임이 없는 경우에는, 상향링크 서브프레임 n에서 CQI 보고는 생략될 수 있다.

- [0161] 레이어 영역에서 CQI 레퍼런스 자원은, CQI가 전체로 하는 임의의 RI 및 PMI로 정의된다.
- [0162] CQI 레퍼런스 자원에서 단말이 CQI 인덱스를 유도하기 위해서 다음의 사항들을 가정할 수 있다: (1) 하향링크 서브프레임의 처음 3 OFDM 심볼은 제어 시그널링의 용도로 사용된다. (2) 주동기신호, 부동기신호 또는 물리방송채널에 의해서 사용되는 자원 요소는 없다. (3) 비-MBSFN 서브프레임의 CP 길이를 가진다. (4) 리턴던시 버전은 0이다. (5) 채널 측정을 위해서 CSI-RS가 사용되는 경우, PDSCH EPRE(Energy Per Resource Element) 대 CSI-RS EPRE의 비율은 상위 계층에 의해 시그널링되는 소정의 값을 가진다. (6) 전송 모드 별로 정의된 PDSCH 전송 기법(단일 안테나 포트 전송, 전송 다이버시티, 공간 다중화, MU-MIMO 등)이 해당 UE에 대해서 현재 설정되어 있다 (디폴트 모드일 수 있음). (7) 채널 측정을 위해서 CRS가 사용되는 경우에, PDSCH EPRE 대 CRS EPRE는 소정의 요건에 따라서 결정될 수 있다. CQI 정의에 관련된 보다 구체적인 사항은 3GPP TS36.213을 참조할 수 있다.
- [0163] 요컨대, 하향링크 수신단(예를 들어, 단말)은 현재 CQI 계산을 수행하는 시점을 기준으로 과거의 특정한 단일 서브프레임을 CQI 레퍼런스 자원으로 설정하고, 해당 CQI 레퍼런스 자원에서 기지국으로부터 PDSCH가 전송되었을 때 그 에러 확률이 10%를 넘지 않을 조건을 만족하도록 CQI 값을 계산할 수 있다.
- [0164] 코드북 기반 프리코딩 기법
- [0165] 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩(precoding)을 적용할 수 있다. 코드북(Codebook) 기반의 프리코딩 기법은, 송신단과 수신단에서 프리코딩 행렬의 집합을 미리 정하여 두고, 수신단이 송신단으로부터의 채널정보를 측정하여 가장 알맞은 프리코딩 행렬이 무엇인지(즉, 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Index; PMI)를 송신단에게 피드백하여 주고, 송신단은 PMI에 기초하여 적절한 프리코딩을 신호 전송에 적용하는 기법을 말한다. 미리 정해진 프리코딩 행렬 집합 중에서 적절한 프리코딩 행렬을 선택하는 방식이므로, 항상 최적의 프리코딩이 적용되는 것은 아니지만, 실제 채널 정보에 최적의 프리코딩 정보를 명시적으로(explicitly) 피드백하는 것에 비하여 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 장점이 있다.
- [0166] 도 10은 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.
- [0167] 코드북 기반 프리코딩 방식에 따라 경우, 송신단과 수신단은 전송 랭크, 안테나 개수 등에 따라 미리 정해진 소정 개수의 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북 정보를 공유하게 된다. 즉, 피드백 정보가 유한한(finite) 경우에 프리코딩 기반 코드북 방식이 사용될 수 있다. 수신단은 수신 신호를 통해 채널 상태를 측정하여, 상술한 코드북 정보를 기반으로 유한한 개수의 신호하는 프리코딩 행렬 정보(즉, 해당 프리코딩 행렬의 인덱스)를 송신단에 피드백할 수 있다. 예를 들어, 수신단에서는 ML(Maximum Likelihood) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식으로 수신 신호를 측정하여 최적의 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 도 10에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.
- [0168] 수신단으로부터 피드백 정보를 수신한 송신단은 수신된 정보에 기반하여 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 프리코딩 행렬을 선택한 송신단은 전송 랭크에 대응하는 개수의 레이어 신호에 선택된 프리코딩 행렬을 곱하는 방식으로 프리코딩을 수행하며, 프리코딩이 수행된 전송 신호를 복수의 안테나를 통해 전송할 수 있다. 프리코딩 행렬에서 행(row)의 개수는 안테나의 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 개수와 동일하므로, 열(column)의 개수는 레이어 개수와 동일하다. 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4 이고 전송 레이어의 개수가 2 인 경우에는 프리코딩 행렬이  $4 \times 2$  행렬로 구성될 수 있다. 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어를 통해 전송되는 정보가 각각의 안테나에 매핑될 수 있다.
- [0169] 송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은  $U \cdot U^H = I$ 와 같은 유니터리 행렬(U) 조건을 만족하는 바, 상술한 프리코딩의 역처리는 송신단의 프리코딩에 이용된 프리코딩 행렬(P)의 에르미트(Hermit) 행렬 ( $P^H$ )을 수신 신호에 곱하는 방식으로 이루어질 수 있다.

[0170]

예를 들어, 다음의 표 4는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 2 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이고, 표 5는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 4 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이다.

표 4

Codebook index	Number of 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	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

[0171]

표 5

Codebook index	$u_n$	Number of layers $\nu$			
		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	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)} / \sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)} / \sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)} / 2$

[0172]

[0173]

상기 표 5에서,  $W_n^{(s)}$  는  $W_n = I - 2u_n u_n^H / u_n^H u_n$  와 같이 표현되는 수학식으로부터 구성되는 세트  $\{s\}$  로 얻어진다. 이 때,  $I$  는  $4 \times 4$  단위행렬을 나타내고  $u_n$  는 표 5 에서 주어지는 값이다.

[0174]

상기 표 4 에서 나타내는 바와 같이, 2 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 7개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있으며 여기서, 단일 행렬은 개-루프(open-loop) 시스템을 위한 것이므로, 폐-루프(loop) 시스템의 프리코딩을 위한 프리코딩 벡터/행렬은 총 6개가 된다. 또한, 상기 표 5 와 같은 4개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 64개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있다.

[0175]

추가적으로, 확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-10 또는 후속 시스템)에서는, 예를 들어 8 개의 전송 안테나를 이용한 MIMO 전송이 수행될 수 있으며, 이를 지원하기 위한 코드북 설계가 요

구된다.

[0176]

8 개의 안테나 포트를 통하여 전송되는 채널에 대한 CSI 보고를 위해서, 아래의 표 6 내지 13과 같은 코드북을 사용하는 것을 고려할 수 있다. 8 개의 CSI-RS 안테나 포트는, 안테나 포트 인덱스 15 내지 22로 표현할 수 있다. 표 6, 7, 8, 9, 10, 11, 12 및 13의 각각은, 안테나 포트 15 내지 22 를 이용한 1-레이어, 2-레이어, 3-레이어, 4-레이어, 5-레이어, 6-레이어, 7-레이어 및 8-레이어 CSI 보고에 대한 코드북의 일례를 나타낸다.

[0177]

표 6 내지 13에 있어서,  $\phi_n$  및  $v_m$  은 수학적 식 13과 같이 주어질 수 있다.

**수학적 식 13**

$$\phi_n = e^{j\pi n/2}$$

$$v_m = \begin{bmatrix} 1 & e^{j2\pi m/32} & e^{j4\pi m/32} & e^{j6\pi m/32} \end{bmatrix}^T$$

[0178]

**표 6**

$i_1$					$i_2$			
	0	1	2	3	4	5	6	7
0 - 15	$W_{2i_1,0}^{(1)}$	$W_{2i_1,1}^{(1)}$	$W_{2i_1,2}^{(1)}$	$W_{2i_1,3}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+1,3}^{(1)}$
$i_1$					$i_2$			
	8	9	10	11	12	13	14	15
0 - 15	$W_{2i_1+2,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+2,3}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,0}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,1}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,2}^{(1)}$	$W_{2i_1+3,3}^{(1)}$
where $W_{m,n}^{(1)} = \frac{1}{\sqrt{8}} \begin{bmatrix} v_m \\ \phi_n v_m \end{bmatrix}$								

[0179]

**표 7**

$i_1$			$i_2$	
	0	1	2	3
0 - 15	$W_{2i_1,2i_1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+1,1}^{(2)}$
$i_1$			$i_2$	
	4	5	6	7
0 - 15	$W_{2i_1+2,2i_1+2,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+2,2i_1+2,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+3,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+3,2i_1+3,1}^{(2)}$
$i_1$			$i_2$	
	8	9	10	11
0 - 15	$W_{2i_1,2i_1+1,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1+1,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+2,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+2,1}^{(2)}$
$i_1$			$i_2$	
	12	13	14	15
0 - 15	$W_{2i_1,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1,2i_1+3,1}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+3,0}^{(2)}$	$W_{2i_1+1,2i_1+3,1}^{(2)}$
where $W_{m,m',n}^{(2)} = \frac{1}{4} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} \\ \phi_n v_m & -\phi_n v_{m'} \end{bmatrix}$				

[0180]

표 8

$i_1$			$i_2$	
	0	1	2	3
0 - 3	$W_{8i_1, 8i_1, 8i_1+8}^{(3)}$	$W_{8i_1+8, 8i_1, 8i_1+8}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1, 8i_1+8, 8i_1+8}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+8, 8i_1, 8i_1}^{(3)}$
$i_1$			$i_2$	
	4	5	6	7
0 - 3	$W_{8i_1+2, 8i_1+2, 4i_1+10}^{(3)}$	$W_{8i_1+10, 8i_1+2, 8i_1+10}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+2, 8i_1+10, 8i_1+10}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+10, 8i_1+2, 8i_1+2}^{(3)}$
$i_1$			$i_2$	
	8	9	10	11
0 - 3	$W_{8i_1+4, 8i_1+4, 8i_1+12}^{(3)}$	$W_{8i_1+12, 8i_1+4, 8i_1+12}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+4, 8i_1+12, 8i_1+12}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+12, 8i_1+4, 8i_1+4}^{(3)}$
$i_1$			$i_2$	
	12	13	14	15
0 - 3	$W_{8i_1+6, 8i_1+6, 8i_1+14}^{(3)}$	$W_{8i_1+14, 8i_1+6, 8i_1+14}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+6, 8i_1+14, 8i_1+14}^{(3)}$	$\tilde{W}_{8i_1+14, 8i_1+6, 8i_1+6}^{(3)}$
where $W_{m, m', m''}^{(3)} = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} & v_{m''} \\ v_m & -v_{m'} & -v_{m''} \end{bmatrix}$ , $\tilde{W}_{m, m', m''}^{(3)} = \frac{1}{\sqrt{24}} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} & v_{m''} \\ v_m & v_{m'} & -v_{m''} \end{bmatrix}$				

[0181]

표 9

$i_1$			$i_2$	
	0	1	2	3
0 - 3	$W_{8i_1, 8i_1+8, 0}^{(4)}$	$W_{8i_1, 8i_1+8, 1}^{(4)}$	$W_{8i_1+2, 8i_1+10, 0}^{(4)}$	$W_{8i_1+2, 8i_1+10, 1}^{(4)}$
$i_1$			$i_2$	
	4	5	6	7
0 - 3	$W_{8i_1+4, 8i_1+12, 0}^{(4)}$	$W_{8i_1+4, 8i_1+12, 1}^{(4)}$	$W_{8i_1+6, 8i_1+14, 0}^{(4)}$	$W_{8i_1+6, 8i_1+14, 1}^{(4)}$
where $W_{m, m', n}^{(4)} = \frac{1}{\sqrt{32}} \begin{bmatrix} v_m & v_{m'} & v_m & v_{m'} \\ \varphi_n v_m & \varphi_n v_{m'} & -\varphi_n v_m & -\varphi_n v_{m'} \end{bmatrix}$				

[0182]

표 10

$i_1$			$i_2$	
	0			
0 - 3	$W_i^{(5)} = \frac{1}{\sqrt{40}} \begin{bmatrix} v_{2i} & v_{2i} & v_{2i+8} & v_{2i+8} & v_{2i+16} \\ v_{2i} & -v_{2i} & v_{2i+8} & -v_{2i+8} & v_{2i+16} \end{bmatrix}$			

[0183]

표 11

$i_1$			$i_2$	
	0			
0 - 3	$W_i^{(6)} = \frac{1}{\sqrt{48}} \begin{bmatrix} v_{2i} & v_{2i} & v_{2i+8} & v_{2i+8} & v_{2i+16} & v_{2i+16} \\ v_{2i} & -v_{2i} & v_{2i+8} & -v_{2i+8} & v_{2i+16} & -v_{2i+16} \end{bmatrix}$			

[0184]



표 12

$i_1$	$i_2$
	0
0 - 3	$W_i^{(7)} = \frac{1}{\sqrt{56}} \begin{bmatrix} v_{2i} & v_{2i} & v_{2i+8} & v_{2i+8} & v_{2i+16} & v_{2i+16} & v_{2i+24} \\ v_{2i} & -v_{2i} & v_{2i+8} & -v_{2i+8} & v_{2i+16} & -v_{2i+16} & v_{2i+24} \end{bmatrix}$

[0185]

표 13

$i_1$	$i_2$
	0
0	$W_i^{(8)} = \frac{1}{8} \begin{bmatrix} v_{2i} & v_{2i} & v_{2i+8} & v_{2i+8} & v_{2i+16} & v_{2i+16} & v_{2i+24} & v_{2i+24} \\ v_{2i} & -v_{2i} & v_{2i+8} & -v_{2i+8} & v_{2i+16} & -v_{2i+16} & v_{2i+24} & -v_{2i+24} \end{bmatrix}$

[0186]

다중 안테나 배치

도 11은 8 전송안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

도 11(a)는 N 개의 안테나가 그룹화 없이 서로 독립적인 채널을 구성하는 경우를 도시한 것이며, 일반적으로 ULA(Uniform Linear Array)라고 칭한다.

도 11(b)에서는 2 개의 안테나가 쌍을 이루는 ULA 방식의 안테나 구성(Paired ULA)을 나타낸다. 이러한 경우 쌍을 이루는 2 개의 안테나 사이에는 연관된 채널을 가지고, 다른 쌍의 안테나와는 독립적인 채널을 가질 수 있다.

부족한 공간에 많은 개수의 송신안테나를 설치해야 하는 경우에는 도 11(a) 및 도 11(b)와 같은 ULA 안테나 구성은 적합하지 않을 수 있다. 따라서, 도 11(c)와 같이 이중-극성(dual-pole) (또는 크로스-극성(cross-pole)) 안테나 구성을 적용하는 것을 고려할 수 있다. 이와 같이 전송 안테나를 구성하는 경우에는, 안테나간의 거리 d가 상대적으로 짧더라도 안테나 상관도를 낮춰 독립적인 채널을 구성할 수 있으므로, 높은 수율의 데이터 전송이 가능해진다.

도 11(c)의 예시에서는 총  $N_T$ 개의 송신 안테나를 배치함에 있어서, 인덱스 1, 2, ...,  $N_T/2$  까지의 그룹 1과, 인덱스  $N_T/2+1$ ,  $N_T/2+2$ , ...,  $N_T$  까지의 그룹 2는 서로 직교하는 극성을 가지도록 구성될 수 있다. 안테나 그룹 1의 안테나들은 동일한 극성(예를 들어 수직 극성(vertical polarization))을 가지고 안테나 그룹 2의 안테나들은 또 다른 동일한 극성(예를 들어 수평 극성(horizontal polarization))을 가질 수 있다. 또한, 두 안테나 그룹은 동일한 위치에 위치한다(co-located). 예를 들어, 안테나 1과  $N_T/2+1$ , 안테나 2와  $N_T/2+2$ , 안테나 3과  $N_T/2+3$ , ..., 안테나  $N_T/2$ 와  $N_T$ 는 동일한 위치에 배치될 수 있다. 달리 표현하자면, 하나의 안테나 그룹 내의 안테나들은 ULA(Uniform Linear Array)와 같이 동일한 극성을 가지고, 하나의 안테나 그룹 내의 안테나 간의 상관(correlation)은 선형 위상 증가(linear phase increment) 특성을 가진다. 또한, 안테나 그룹 간의 상관은 위상 회전(phase rotation)된 특성을 갖는다.

1-차원 안테나 구조

1-차원 안테나 배치는 도 11과 같은 ULA 또는 크로스-극성 안테나 어레이 구성을 포함할 수 있다. 이러한 1-차원 안테나 배치가 적용되는 경우, 전술한 바와 같은 참조신호 전송 및 CSI 피드백 방안이 적용된다. 즉, 하향링크 전송에 있어서의 송신단과 수신단(또는 기지국과 단말) 사이의 채널을 추정하기 위한 목적으로, 송신단은 참조신호(예를 들어, CRS 또는 CSI-RS)를 수신단으로 전송하고, 수신단은 참조신호로부터 채널 상태를 추정할 수 있다. 수신단은 참조신호를 통해 획득된 채널 정보를 바탕으로 하향링크 데이터 전송에 적절할 것으로 예상되는 랭크, 프리코딩 가중치, 및 이에 기초한 CQI를 산출할 수 있다.

프리코딩된 공간 다중화(Precoded Spatial Multiplexing)와 같은 MIMO 전송을 위해서는 프리코딩 정보가 요구되

는데, 프리코딩 가중치는 코드북 형태로 구성될 수 있다.

[0196] 예를 들어, 4 개의 전송 안테나(이하에서는, 4Tx로 표현함)를 이용하는 MIMO 시스템에서 CRS를 이용한 프리코딩된 공간 다중화(SM)를 위한 CSI 피드백은 다음과 같이 설명할 수 있다. 4 개의 송신 안테나를 갖는 기지국에서 CRS를 전송할 때, 각각의 RS에 매핑되는 안테나 포트(AP)의 인덱스를 AP0, 1, 2, 3이라고 하면, 단말은 CRS를 이용하여 AP0, 1, 2, 3으로부터의 채널을 추정할 수 있다.

[0197] 이 경우, 단말에 의해서 추정된 채널을 표현하는 행렬(또는 벡터)를 H라고 하면,  $H = [H_{11} H_{12} H_{13} H_{14}; H_{21} H_{22} H_{23} H_{24}; \dots; H_{Nr1} H_{Nr2} H_{Nr3} H_{Nr4}]$  라고 나타낼 수 있다. 즉, H는  $N_r \times N_t$  크기의 행렬(또는 벡터)로 표현될 수 있다. 여기서,  $N_r$ 은 수신 안테나의 개수이고,  $N_t$ 는 송신 안테나의 개수이다.

[0198] 또한, 단말은 기지국이 프리코딩 가중치 행렬(또는 벡터)  $W_m(k)$ 를 사용하여 데이터를 전송한다고 가정할 수 있다.  $W_m(k)$ 에서, m은 전송 랭크를 의미하고, k는 Rank-m을 위해 정의된 프리코딩 가중치 행렬(또는 벡터)의 인덱스를 의미한다.  $W_m(k) = [W_{11} W_{12} W_{13} \dots W_{1m}; W_{21} W_{22} W_{23} \dots W_{2m}; W_{31} W_{32} W_{33} \dots W_{3m}; \dots; W_{41} W_{42} W_{43} \dots W_{4m}]$  으로 나타낼 수 있다. 즉,  $W_m(k)$ 는  $N_t \times m$  크기의 행렬 (또는 벡터)로 표현될 수 있다.

[0199] 또한, 단말은 등가채널  $H_{eq}$ 을 산출할 수 있다. 등가채널  $H_{eq}$ 는, 추정된 채널 H와 프리코딩 가중치  $W_m(k)$ 의 합성(즉,  $H_{eq} = HW_m(k)$ )에 의해서 계산되거나, 추정된 채널의 공분산 행렬(Covariance Matrix) R과 프리코딩 가중치  $W_m(k)$ 의 합성(즉,  $H_{eq} = RW_m(k)$ )에 의해서 계산될 수 있다. 등가채널  $H_{eq}$ 에 기초하여 단말은 하향링크 전송에 적합한 랭크 및 프리코딩 가중치를 선택할 수 있다. 또한, 단말은 선택된 랭크 및 프리코딩 가중치를 적용하였을 때의 예상되는 CQI를 계산할 수 있다.

[0200] 다른 예시로서, 8 개의 전송 안테나(이하에서는, 8Tx로 표현함)를 이용하는 MIMO 시스템에서 CSI-RS를 이용한 프리코딩된 공간 다중화(SM)를 위한 CSI 피드백은 다음과 같이 설명할 수 있다. 8 개의 송신 안테나를 갖는 기지국에서 CSI-RS를 전송할 때, 각각의 RS에 매핑되는 안테나 포트(AP)의 인덱스를 AP15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22라고 하면, 단말은 CSI-RS를 이용하여 AP15, 16, 17, 18, 19, 20, 21, 22으로부터의 채널을 추정할 수 있다.

[0201] 이 경우, 단말에 의해서 추정된 채널을 표현하는 행렬(또는 벡터)를 H라고 하면,  $H = [H_{11} H_{12} H_{13} H_{14} H_{15} H_{16} H_{17} H_{18}; H_{21} H_{22} H_{23} H_{24} H_{25} H_{26} H_{27} H_{28}; \dots; H_{Nr1} H_{Nr2} H_{Nr3} H_{Nr4} H_{Nr5} H_{Nr6} H_{Nr7} H_{Nr8}]$  (여기서,  $N_r$ 은 수신 안테나의 개수)라고 나타낼 수 있다.

[0202] 또한, 단말은 기지국이 프리코딩 가중치 행렬(또는 벡터)  $W_m(k)$ 를 사용하여 데이터를 전송한다고 가정할 수 있으며,  $W_m(k) = [W_{11} W_{12} W_{13} \dots W_{1m}; W_{21} W_{22} W_{23} \dots W_{2m}; W_{31} W_{32} W_{33} \dots W_{3m}; \dots; W_{81} W_{82} W_{83} \dots W_{8m}]$  으로 나타낼 수 있다.

[0203] 또한, 등가채널  $H_{eq}$  (여기서,  $H_{eq} = HW_m(k)$  또는  $H_{eq} = RW_m(k)$  에 의해서 계산됨)에 기초하여 단말은 하향링크 전송에 적합한 랭크 및 프리코딩 가중치를 선택하고, 선택된 랭크 및 프리코딩 가중치를 적용하였을 때의 예상되는 CQI를 계산할 수 있다.

[0204] 이에 따라,  $N_t$ 개의 전송 안테나를 지원하는 MIMO 시스템에서, 단말은 위와 같이 CRS 또는 CSI-RS를 이용하여 선택/계산된 CSI(예를 들어, RI, PMI, CQI)를 기지국으로 피드백할 수 있다. 기지국은 단말이 보고하는 CSI를 고려하여 하향링크 전송에 적합한 랭크, 프리코딩 가중치, 변조및코딩기법 등을 결정할 수 있다.

[0205] 2-차원 안테나 구조

[0206] 기존의 ULA와 같은 1-차원 안테나 구조에 의해서 형성되는 빔은 방위각(azimuth angle) 방향 (예를 들어, 수평도메인) 으로부터만 특정되고, 양각(elevation angle) 방향 (예를 들어, 수직 도메인) 으로는 특정될 수 없으므로, 2-차원 빔포밍만이 지원된다. 이러한 1-차원 안테나 구조(예를 들어, ULA 또는 크로스-극성 어레이 구성)는 방위각 방향의 적응적 빔포밍 또는 공간 다중화를 지원할 수 있고, 기존의 무선 통신 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8, 9, 10, 11에 따르는 시스템)에서는 이를 위한 MIMO 송수신 기법만이 설계되어 있다.

[0207] 한편, 시스템 성능의 향상을 목적으로 하는 2-차원 안테나 구조 기반의 MIMO 송수신 기법을 지원하는 경우, 2-차원 안테나 구조에 의해서 형성되는 빔은 방위각 방향 및 양각 방향으로의 방향 특정이 가능하므로, 3-차원 빔

포밍이 가능해진다.

- [0208] 이와 같이 방위각 및 앙각을 특정하여 빔을 형성하는 기능에 의하면, 섹터 특정 고저(elevation) 빔포밍(예를 들어, 수직 패턴 빔폭(beamwidth) 및/또는 다운틸트(downtilt)에 의한 적응적 제어), 수직 도메인에서의 개선된 섹터화, 사용자(또는 UE)-특정 고저 빔포밍 등의 새로운 빔포밍을 지원할 수 있게 된다.
- [0209] 수직 섹터화(Vertical Sectorization)는 수직 섹터 패턴의 이득을 통해 평균 시스템 성능을 높일 수 있으며, 일반적으로 추가적인 표준기술 지원이 요구되지 않는다.
- [0210] UE-특정 고저 빔포밍은, UE 방향으로 수직 안테나 패턴을 지정함으로써, 해당 UE에 대한 SINR을 향상시킬 수 있다. 반면, 수직 섹터화 또는 섹터-특정 수직 빔포밍과 달리, UE-특정 고저 빔포밍은 추가적인 표준기술 지원이 요구된다. 예를 들어, 2-차원 포트 구조를 올바르게 지원하기 위해서는, UE-특정 고저 빔포밍을 위한 UE의 CSI 측정과 피드백 방법이 요구된다.
- [0211] UE-특정 고저 빔포밍을 지원하기 위해서는 하향링크 MIMO 개선 방안이 요구된다. 하향링크 MIMO 개선 방안은, 예를 들어, UE의 CSI 피드백 방식의 개선(예를 들어, 새로운 코드북 설계, 코드북 선택/업데이트/변형을 지원하는 방안, CSI 페이로드 크기 증가의 최소화 등), UE-특정 고저 빔포밍을 위한 CSI-RS 설정의 변경, UE-특정 고저 빔포밍을 위한 추가적인 안테나 포트의 정의, UE-특정 고저 빔포밍을 지원하기 위한 하향링크 제어 동작의 개선(예를 들어, 안테나 포트의 개수가 증가하는 경우에 공통 채널 커버리지 및/또는 RRM(Radio Resource Management) 측정 신뢰도(reliability)를 확보하기 위한 방안 등) 등의 측면을 포함할 수 있다.
- [0212] 또한, 개선된 하향링크 MIMO 동작을 설계함에 있어서, 기지국(eNB) 안테나 교정(calibration) 에러 (위상 및 시간 상의 에러), 추정(estimation) 에러, 하향링크 오버헤드, 복잡도(complexity), 피드백 오버헤드, 역방향 호환성(backward compatibility), 실제 UE 구현, 기존의 피드백 프레임워크의 재사용, 서브대역 대 광대역 피드백 등의 다양한 요소를 고려할 수 있다.
- [0213] 도 12는 액티브 안테나 어레이 시스템의 일반적인 구조를 설명하기 위한 도면이다.
- [0214] 액티브 안테나 어레이 시스템(Active Antenna Array System; AAS)의 구조는 논리적으로 3 개의 주요 기능 블록들로 표현될 수 있다. 이들은 송수신기 유닛 어레이(Transceiver Unit Array; TXRUA), 무선 분배 네트워크(Radio Distribution Network; RDN), 및 안테나 어레이(Antenna Array; AA)라고 칭할 수 있다. TXRU들은 eNodeB와 인터페이스되며, eNB의 기저 대역(base band) 프로세싱을 위한 수신 입력을 제공하거나, eNB의 기저 대역 프로세싱으로부터 송신 출력을 제공받을 수 있다.
- [0215] 구체적으로, TXRUA는 복수개의 송신 유닛들과 복수개의 수신 유닛들을 포함할 수 있다. 송신 유닛은 AAS 기지국으로부터 기저 대역 입력을 받아서 RF(Radio Frequency) 송신 출력을 제공할 수 있으며, RF 송신 출력은 RDN을 통해서 AA에 분배될 수 있다. 수신 유닛은 AA로부터 RDN을 통해서 분배된 RF 수신 입력을 기저 대역 프로세싱을 위한 출력으로 제공할 수 있다.
- [0216] 즉, AAS는 AA와 액티브 TXRUA를 조합(combine)하는 기지국 시스템으로 정의될 수 있다. 또한, AAS는 RDN을 포함할 수 있고, 이는 액티브 TXRUA를 AA로부터 물리적으로 분리(physically separate)시키는 패시브(passive) 네트워크이며, TXRUA와 AA 간의 매핑을 정의한다. 예를 들어, RDN은 TXRUA로부터의 K개의 송신 출력을, AA로의 L개의 출력으로 변환할 수 있다. 또는, RDN은 AA로부터의 L개의 수신 입력을 TXRUA로의 K개의 입력으로 변환할 수 있다.
- [0217] 또한, 송신기 유닛과 수신기 유닛은 서로 분리될 수 있고, 안테나 요소들에 대한 매핑은 송신기 유닛과 수신기 유닛에서 서로 상이하게 정의될 수 있다.
- [0218] 이러한 AAS를 포함하는 기지국 시스템은, 전송 다이버시티, 빔포밍, 공간 다중화, 또는 이들의 어떤 조합이라도 지원하는 것으로 가정할 수 있다.
- [0219] 도 13은 2-차원 안테나 어레이 구조를 설명하기 위한 도면이다.
- [0220] 도 13(a)는  $M \times N$  안테나 어레이를 나타내며, 각각의 안테나 요소에는 (0, 0) 부터 (M-1, N-1) 까지의 인덱스가 부여될 수 있다. 도 13(a)의 안테나 어레이에서 하나의 열(column) 또는 하나의 행(row)은 ULA로 구성된 것으로 볼 수 있다.
- [0221] 도 13(b)는  $M \times (N/2)$  안테나 어레이를 나타내며, 각각의 안테나 요소는 (0, 0) 부터 (M-1, N/2-1) 까지의 인덱스가 부여될 수 있다. 도 13(b)의 안테나 어레이에서 하나의 열 또는 하나의 행은 크로스-극성 어레이의 쌍

(pair)로 구성된 것으로 볼 수 있다.

[0222]

도 14는 AAS의 기하학적인 설명을 위한 도면이다.

[0223]

도 14에서는 URA(Uniform Rectangular Array) 안테나 구조에 의해서 형성되는 복수개의 열(column)을 가지는 어레이 팩터(array factor)를 설명하기 위한 3-차원 공간(즉, x, y, z 축에 의해 정의되는 공간)을 나타낸다. 여기서, yz 평면 상에서 수평 방향으로 (또는 y축 방향으로)  $N_H$ 개의 안테나 요소가 존재하고, 수직 방향으로 (또는 z 축 방향으로)  $N_V$  개의 안테나 요소가 존재하는 것으로 가정한다. 또한, 수평 방향의 안테나 요소들 간의 간격은  $d_H$ 로 정의되고, 수직 방향의 안테나 요소들 간의 간격은  $d_V$ 로 정의된다.

[0224]

안테나 어레이 요소에 작용하는 신호의 방향은  $u$ 로 표현된다. 이러한 신호 방향의 양각(elevation angle)은  $\theta$ 로 표현되며, 신호 방향의 방위각(azimuth angle)은  $\phi$ 로 표현된다.

[0225]

도 15는 각도 방향의 정의를 설명하기 위한 도면이다.

[0226]

도 15(a)에서 나타내는 바와 같이, 양각  $\theta$ 는  $90^\circ$ 와  $-90^\circ$  사이의 값으로 정의되고,  $90^\circ$ 에 가까울수록 아래쪽(또는 지표면)으로 향하는 각도를 나타내고,  $-90^\circ$ 에 가까울수록 위쪽으로 향하는 각도를 나타내고,  $0^\circ$ 는 안테나 어레이 요소에 직각(perpendicular) 방향을 나타내는 값이 된다. 또한, 도 15(b)에서 나타내는 바와 같이, 방위각  $\phi$ 는  $0^\circ$ 와  $180^\circ$  사이의 값으로 정의될 수도 있다.

[0227]

또는, 기준 값을 무엇으로 하느냐에 따라서는, 신호 방향의 양각  $\theta$ 는  $0^\circ$ 와  $180^\circ$  사이의 값으로 정의되고, 이 경우에는  $0^\circ$ 에 가까울수록 아래쪽(또는 지표면)으로 향하는 각도를 나타내고,  $180^\circ$ 에 가까울수록 위쪽으로 향하는 각도를 나타내고,  $90^\circ$ 는 안테나 어레이 요소에 직각 방향을 나타내는 값이 된다. 또한, 방위각  $\phi$ 는  $-180^\circ$ 와  $180^\circ$  사이의 값으로 정의될 수도 있다.

[0228]

RDN은 각각의 포트로부터의 신호에 대해서 복소 가중치(complex weight)를 부여하고 서브-어레이에 분산하여, 사이드 로브 레벨(side lobe levels) 및 틸트 각(tilt angle)을 제어할 수 있다. 복소 가중치 부여는 진폭(amplitude) 가중치 부여 및 위상 시프트(phase shift)를 포함할 수 있다. 안테나 요소(m, n)에 대한 복소 가중치  $w_{m,n}$ 는 아래의 수학식 14와 같이 주어질 수 있다.

**수학식 14**

[0229]

$$w_{m,n} = |w_{m,n}| \exp\left(-j2\pi\lambda_0^{-1} \left(\bar{\phi}_{tilt} \cdot \bar{r}_{m,n}\right)\right), (m, n) \in S_p$$

[0230]

상기 수학식 14에서  $m=0, 1, \dots, N_H$  또는  $m=1, 2, \dots, N_H$  이고,  $n=0, 1, \dots, N_V$  또는  $n=1, 2, \dots, N_V$  이다.  $S_p$ 는 안테나 포트 p에 연관된 서브-어레이의 안테나 요소들의 세트이다.  $|w_{m,n}|$ 는 안테나 요소(m, n)에 부여되는 진폭 가중치이다.  $\lambda_0$ 는 자유-공간 상에서의 파장(wavelength)을 의미한다.  $\bar{r}_{m,n}$ 는 요소 위치 벡터이며, 아래의 수학식 15와 같이 정의된다.  $\bar{\phi}_{tilt}$ 는 단위 방향 벡터이며, 아래의 수학식 16과 같이 정의된다.

**수학식 15**

[0231]

$$\bar{r}_{m,n} = [0 \quad n \cdot d_H \quad m \cdot d_V]^T$$

[0232]

상기 수학식 15에서 알 수 있는 바와 같이,  $\bar{r}_{m,n}$ 의 의미는 안테나 요소(m, n)의 원점으로부터의 거리라고 할 수 있다.

**수학식 16**

[0233] 
$$\bar{\phi}_{etilt} = [\cos \theta_{etilt} \cos \varphi_{escan} \quad \cos \theta_{etilt} \sin \varphi_{escan} \quad \sin \theta_{etilt}]^T$$

[0234] 상기 수학식 16에서  $\theta_{etilt}$  는 수직 스티어링 각도(vertical steering angle) 또는 양각에 대응하고,  $\varphi_{escan}$  는 수평 스티어링 각도(horizontal steering angle) 또는 방위각에 대응한다. 즉, 수학식 16은 3차원 공간 상에서의 빔 방향을 각도로서 표현하는 것이라고 할 수 있다. 이러한 관점에서, 빔포밍은 각각의 안테나가 경험하는 위상의 차이를 동일하게 보상해 줌으로써, 안테나 어레이로부터 형성되는 빔의 방향을 특정 각도로 조정하는 것이라고 할 수 있다.

[0235] 안테나 포트 p에 대한 방사(radiation) 패턴을 의미하는 안테나 패턴  $A_p$ 는 아래의 수학식 17과 같이 주어질 수 있다. 방사 패턴이란, 안테나 포트 p에 의해서 형성되는 빔의 모양이라고 할 수 있다. 예를 들어, 빔의 모양은 어떤 위치를 향하여 집중되는 얇은 형태일 수도 있고, 어떤 범위를 향하는 굵은 형태일 수도 있다.

**수학식 17**

[0236] 
$$A_p(\theta, \varphi) = A_E(\theta, \varphi) + 10 \log_{10} \left( \left| \sum_{(m,n) \in S_p} w_{m,n} \cdot v_{m,n} \right|^2 \right)$$

[0237] 상기 수학식 17에서  $A_E(\theta, \varphi)$  는 dB 단위를 가지는 복합 어레이 요소 패턴(composite array element pattern)을 의미하며, 아래의 표 14의 요소 패턴에서 정의되는 바에 따를 수 있다 (표 14의 요소 패턴을 적용함에 있어서 필요한 파라미터들(예를 들어, 열 당 방사 요소의 개수, 열의 개수, 하나의 열에서의 최대 어레이 이득 등)의 값은, 예를 들어, Technical Report (TR) 37.840 문서를 참조할 수 있다).

**표 14**

Horizontal radiation pattern in dB	$A_{E,H}(\varphi) = -\min \left[ 12 \left( \frac{\varphi}{\varphi_{3dB}} \right)^2, A_m \right] \text{ dB}$
Front to back ratio	$A_m = 30\text{dB}$
Vertical radiation pattern in dB	$A_{E,V}(\theta) = -\min \left[ 12 \left( \frac{\theta}{\theta_{3dB}} \right)^2, SLA_v \right]$
Side lobe lower level	$SLA_v = 30\text{dB}$
Element pattern	$A_E(\varphi, \theta) = G_{E,max} - \min \left\{ -[A_{E,H}(\varphi) + A_{E,V}(\theta)], A_m \right\}$
Element Gain	$G_{E,max} = 8 \text{ dBi}$

[0238]

[0239] 상기 수학식 17에서  $v_{m,n}$  은 어레이 배치(placement)로 인한 위상 시프트 팩터이며, 아래의 수학식 18과 같이 주어진다.

**수학식 18**

[0240] 
$$v_{m,n} = \exp(j2\pi\lambda_0^{-1}(\bar{\phi} \cdot \bar{r}_{m,n})), (m,n) \in S_p$$

[0241] 상기 수학식 18에서  $\bar{\phi}$  는 아래의 수학식 19와 같이 주어진다.

**수학식 19**

[0242] 
$$\bar{\phi} = [\cos \theta \cos \varphi \quad \cos \theta \sin \varphi \quad \sin \theta]^T$$

[0243] 또한, AAS의 최대 안테나 이득(gain)은, 패시브 최대 안테나 이득과 케이블 네트워크의 손실(losses)을 포함한 값으로 정의되어야 한다.

[0244] 다음으로, 도 16 및 도 17을 참조하여 평면 어레이 안테나(또는 URA) 구성에 대해서 설명한다.

[0245] 도 16은 평면 어레이 안테나 구성을 나타내는 도면이고, 도 17은 각도 방향의 다른 정의를 설명하기 위한 도면이다.

[0246] 상기 도 14의 예시에서는 안테나 요소(m, n)의 2-차원 배치를 고려하였지만, 도 16의 예시는 안테나 요소 (n, m)의 2-차원 배치를 가정하여 설명한다.

[0247] 또한, 도 15의 예시에서는 양각  $\theta$  는  $-90^\circ$  와  $90^\circ$  사이의 값으로 정의되고 (이 경우에  $0^\circ$  는 안테나 어레이 요소에 직각 방향을 나타내는 값이 된다), 방위각  $\phi$  는  $0^\circ$  와  $180^\circ$  사이의 값으로 정의하였지만, 도 17의 예시에서는 기준 값을 달리하여 신호 방향의 각도를 정의할 수 있다.

[0248] 예를 들어, 도 17(a)에서 나타내는 바와 같이, 양각  $\theta$  는  $-90^\circ$  와  $90^\circ$  사이의 값으로 정의되고,  $-90^\circ$  에 가까울수록 아래쪽(또는 지표면)으로 향하는 각도를 나타내고,  $90^\circ$  에 가까울수록 위쪽으로 향하는 각도를 나타내고,  $0^\circ$  는 안테나 어레이 요소에 직각 방향을 나타내는 값이 된다. 또한, 도 17(b)에서 나타내는 바와 같이, 방위각  $\phi$  는  $-90^\circ$  와  $90^\circ$  사이의 값으로 정의될 수도 있다.

[0249] 도 18은 2-차원 안테나 구성에 따른 빔포밍의 예시들을 나타내는 도면이다.

[0250] 도 18(a)에서는 3-차원 빔포밍에 의한 수직 섹터화(sectorization)를 나타내고, 도 18(b)에서는 3-차원 빔포밍에 의한 수직 빔포밍을 나타낸다. 구체적으로, 도 18(a)에서 나타내는 바와 같이, 양각으로 빔포밍이 가능한 경우에는 수직 도메인의 섹터화(sectorization)가 가능하게 되고, 각각의 수직 섹터 내에서 방위각에 따라서 수평 빔포밍이 수행될 수 있다. 나아가, 도 18(b)에서 나타내는 바와 같이, 양각 빔포밍을 사용하는 경우 기지국의 안테나보다 높은 곳에 위치한 사용자들에게도 고품질의 신호를 전송할 수 있다.

[0251] 도 19는 수직 빔포밍의 예시들을 설명하기 위한 도면이다.

[0252] 도심지역의 경우 높이가 다양한 빌딩들이 분포한다. 일반적으로 기지국 안테나는 건물 옥상에 위치하는데, 안테나가 위치한 건물의 높이가 주변 건물보다 낮을 수도 있고, 높을 수도 있다.

[0253] 도 19(a)는 기지국 안테나의 높이보다 높은 주변 건물들을 고려한 빔포밍의 예시이다. 이러한 경우, 기지국 안테나와 기지국 주변의 높은 건물 사이에는 장애물들이 없기 때문에, LOS(Line of Sight) 성분이 강한 공간 채널이 생성될 수 있다. 또한, 높은 건물을 지향하는 빔포밍의 경우 건물의 높낮이에 의한 적응적 빔포밍이, 건물 내에서 수평방향의 적응적 빔포밍보다 중요한 요소가 될 수 있다.

[0254] 도 19(b)는 기지국의 안테나의 높이보다 낮은 주변 건물들을 고려한 빔포밍의 예시이다. 이러한 경우, 기지국 안테나로부터 전송된 신호가 건물 옥상에 의해 굴절되거나, 다른 건물 또는 지표면 등에 의해서 반사되어 NLOS(non-line of sight) 성분이 다수 포함된 공간 채널이 생성될 수 있다. 따라서, 기지국에서 아래쪽(또는 지표면)을 향하는 수직 빔포밍을 이용하여 사용자에게 신호를 전송할 때, 특정 공간(특히 건물에 의해 가려진 위치)에서는 양각 및 방위각에 의해 표현될 수 있는 다양한 경로를 갖는 공간채널이 생성될 수 있다.

2-차원 안테나 구조를 지원하기 위한 프리코딩 코드북 설계 방안

[0256] 본 발명에서는 2-차원 안테나 구조에 의해서 가능해지는 UE-특정 고저 빔포밍, 수직 섹터화 등의 기법을 올바르게 효율적으로 지원하기 위한 프리코딩 코드북 설계 방안에 대해서 제안한다.

[0257] 기존의 시스템에서는 수직으로는 빔의 방향이 고정되고 (즉, 빔의 수직 방향을 선택/조정할 수 없고), 수평 방향으로만 빔포밍이 수행될 수 있었다. 기지국은 가장 적절한 수평 빔포밍을 결정하기 위해서 UE로부터의 PMI 등

을 포함하는 CSI를 보고 받기 위해서, UE에게 CSI-RS 설정(CSI-RS configuration)을 지시하고 CSI-RS 설정에 따른 CSI-RS를 전송할 수 있다. CSI-RS 설정을 지시한다는 것은, 상기 표 2의 CSI-RS-Config IE에 포함되는 정보(예를 들어, CSI-RS 포트, CSI-RS 전송 타이밍, CSI-RS 전송 RE 위치 등) 중에서 하나 이상을 제공한다는 의미이다.

[0258] 3-차원 빔포밍을 위해서는 기존에 마련되어 있는 수평 빔포밍에 추가적으로 수직 빔포밍(또는, 수직 빔의 선택)이 필요하며, 이를 위한 구체적인 방안은 아직까지 정의되어 있지 않다.

[0259] 본 발명의 기본적인 원리를 설명하기 위해서, 2-차원 URA(또는 UPA)를 제 1 도메인(예를 들어, 수평 도메인)의 ULA와 제 2 도메인(예를 들어, 수직 도메인)의 ULA가 조합된 형태로 가정할 수 있다. 예를 들어, 수직 도메인에서의 양각을 결정한 후에 수평 도메인에서의 방위각을 결정하는 방식으로, 또는 수평 도메인에서의 방위각을 결정한 후에 수직 도메인에서의 양각을 결정하는 방식으로 3-차원 빔이 형성될 수 있다. 이와 같이 2-차원 안테나 구조에서 제 1 및 제 2 도메인의 어느 하나에 대한 ULA를 선택하는 것을 영역 선택(regional selection) 또는 도메인 선택이라고 칭할 수 있다. 이와 같이, 2-차원 안테나 구조에서는 수평 빔포밍(또는 방위각 방향 빔포밍)과 함께 수직 빔포밍(또는 양각 방향 빔포밍)이 수행될 수 있다.

[0260] 기존의 시스템에서는 수평 방향의 빔포밍을 위해서 설계된 프리코딩 코드북은, 방위각의 전방위를 등간격으로 나누거나, 임의의 빔 방향이 형성되도록 설계할 수 있다. 예를 들어, DFT(Discrete Fourier Transform) 기반으로 설계된 코드북은  $e^{j2\pi nk/N}$ 의 형태로 위상이 결정되는데, 여기서  $2\pi/N$ 은 위상이 등간격으로 나누어진다는 의미로서 이해될 수 있다. 또는 임의의 빔 방향은 임의의 위상 값을 가지는 형태로 코드북이 결정된다는 것으로 이해될 수 있다. 이와 같이, 미리 결정되어 있는 코드북에 포함된 요소(들) 중의 하나는 특정 프리코딩 행렬 또는 특정 빔 방향에 대응되고, UE는 코드북 중에서 특정 요소를 지시하는 정보(예를 들어, PMI)를 기지국에게 피드백함으로써, UE가 선호하는 빔 방향을 기지국에게 보고할 수 있다.

[0261] 2-차원 안테나 전송을 효율적으로 지원하기 위해서는, 수직 빔포밍에 대한 PMI도 UE가 기지국에게 보고할 수 있어야 하며, 이를 위하여 수직 빔포밍에 이용될 수 있는 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 수직 빔포밍을 위한 코드북 설계에 있어서, 기존의 코드북 설계와 같이 방위각을 등간격으로 나누는 방식을 그대로 적용하는 것은 효율적이지 않다. 왜냐하면, 도 18 또는 도 19 등에서 예시하는 바와 같이 수직 방향으로의 빔포밍은 안테나보다 낮은 위치의 방향으로의 빔이 형성될 경우가 많기 때문에, 코드북의 설계에 있어서도 가장 많이 사용될 수 있는 빔 방향에 대응하는 요소들이 코드북에 많이 포함되도록 하는 것이 효율적이다. 만약 수직 빔포밍에 이용되는 코드북 설계에 있어서도 양각을 등간격으로 나누는 방식이 적용된다면, 코드북에 의해 표현될 수 있는 빔 방향의 개수는 제한적인데 비하여, 사용될 가능성이 낮은 빔포밍 가중치가 코드북 요소에 포함될 수 있으므로, 그러한 코드북 내에서 적절한 빔포밍 가중치를 계산할 때 불필요한 계산이 증가되거나, UE가 선호하는 실제 빔 방향을 표현하지 못하는 부적절한 코드북 요소가 선택/결정될 수도 있다. 따라서, 본 발명에서는 이러한 문제점을 해결할 수 있는 코드북 설계 방안에 대해서 제안한다.

[0262] 또한, 본 발명에서 제안하는 다양한 실시예들에서 각도 방향의 정의는 도 15에서 설명한 각도 방향의 정의를 따르는 것으로 이해되어야 한다. 다만, 본 발명의 범위가 이에 제한되는 것은 아니고, 다른 각도 방향의 정의에 대해서도 본 발명에서 제안하는 원리가 각도의 수치를 대체함으로써 동일하게 적용될 수 있음은 자명하다.

[0263] 실시형태 1

[0264] 본 실시형태 1은 프리코딩을 위한 피드백 코드북 구성에 있어서, 수직 빔포밍과 수평 빔포밍의 관계를 고려하여 정밀하고 효율적인 3-차원 빔포밍을 지원하는 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터)를 구성하는 방안에 대한 것이다. 또한, 본 실시형태 1에 따르면 양각 방향에서는 특정 각도 범위의 빔이 형성되도록 코드북을 구성하는 방안 에 대해서도 제안하며, 예를 들어, 도착방향(Direction of Arrival; DoA) 기반으로 수직 빔포밍 가중치를 표현하는 경우, DFT 기반으로 수직 빔포밍 가중치를 표현하는 경우 등에 이러한 원리가 적용될 수 있다, 나아가 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터에도 이러한 원리가 적용될 수도 있다.

[0265] 실시예 1

[0266] 양각 0° 가 안테나 어레이에 대한 직각 방향을 나타내는 값이라고 하면, 수직 빔포밍을 위한 코드북은, 양각 -90° 내지 90° 범위의 빔을 형성할 수 있는 가중치 벡터를 포함할 수 있다.

[0267] 실시예 1-1

[0268] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학적 식 20과 같이 표현

될 수 있다.

**수학식 20**

$$W_v = e^{j \cdot 2\pi \cdot m \cdot d_v \cdot \sin(\theta) / \lambda} / \sqrt{M}$$

[0270] 상기 수학식 20에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ),  $d_v$ 는 수직 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을 나타낸다.

[0271] 양각이  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\sin(\theta)$ 는  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

실시예 1-2

[0273] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 다음의 수학식 21과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 21**

$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot d_h \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\psi) / \lambda} / \sqrt{N}$$

[0275] 상기 수학식 21에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을,  $\psi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0276] 양각이  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\cos(\theta)$ 는  $0 \leq \cos(\theta) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0277] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\psi$ 의 범위는  $-180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$  (또는  $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$ )이 되고, 이에 따라,  $\sin(\psi)$ 는  $-1 \leq \sin(\psi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

실시예 1-3

[0279] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학식 22와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 22**

$$W_v = e^{j \cdot 2\pi \cdot m \cdot k / K} / \sqrt{M}$$

[0281] 상기 수학식 22에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ).  $K$ 는 수직 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $k$ 는 수직 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다. 양각이  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면,  $k$ 는 0 내지  $K$  사이의 값(예를 들어,  $k=0, 1, \dots, K-1$ )을 가질 수 있다.

[0282] 상기 DoA 기반의 실시예 1-1의 수학식 20에서  $d_v = \lambda/2$  라고 하면,  $W_v = \exp(j \times \pi \times m \times \sin(\theta)) / \sqrt{M}$ 으로 표현할 수 있다. 여기서,  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이면  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 1$  이다. 한편, DFT 기반의 본 실시예 1-3의 상기 수학식 22에서 빔 인덱스  $k$ 에 따라서  $2k/K$ 가 0 내지 2 범위의 값을 가지게 되는 것을 고려하면, DoA 기반 방식에서의 양각  $\theta$ 의 범위와, DFT 기반 방식에서의 빔 인덱스  $k$ 와의 관계를 설정할 수 있다.

[0283] DFT 기반 방식에서  $k = 0, 1, \dots, K/2$  인 경우에,  $2k/K$ 는 0 내지 1의 값을 가진다. 여기서,  $2k/K$  값의 범위



는, 양각  $\theta$ 가  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 의 범위를 가지는 경우의  $\sin(\theta)$  값의 범위(즉,  $0 \leq \sin(\theta) \leq 1$ )와 동일하다.

[0284] 나아가,  $k = K/2, K/2+1, \dots, K$ 인 경우에,  $2k/K$ 는 1 내지 2의 값을 가진다. 여기서,  $A = \pi \times 2k/K$ 라고 가정하면,  $A$  값의 범위는  $\pi$  내지  $2\pi$ 가 된다. 또한,  $\exp(jA)$ 의 관점에서는,  $A$  값의 범위가  $\pi$  내지  $2\pi$ 인 경우의  $\exp(jA)$  값은,  $A$  값의 범위가  $-\pi$  내지 0인 경우의  $\exp(jA)$  값과 동일하다. 이는,  $2k/K$ 의 값이 -1 내지 0의 값을 가지는 것과 동일하게 볼 수 있다. 여기서,  $2k/K$  값의 범위는, 양각  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ 의 범위를 가지는 경우의  $\sin(\theta)$  값의 범위(즉,  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 0$ )와 동일하다.

[0285] 요컨대, DoA 기반 방식에서 양각  $\theta$ 가  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 로 설정되는 것은, DFT 기반 방식에서 빔 인덱스  $k$ 가 0 내지  $K/2$  범위의 값으로 설정되는 것에 대응할 수 있다.

[0286] 또한, DoA 기반 방식에서 양각  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ 로 설정되는 것은, DFT 기반 방식에서 빔 인덱스  $k$ 가  $K/2$  내지  $K$  범위의 값으로 설정되는 것에 대응할 수 있다.

[0287] 실시예 1-4

[0288] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학적 식 23과 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 23**

[0289] 
$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot c \cdot h / H} / \sqrt{N}$$

[0290] 상기 수학적 식 23에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.  $c$ 는 수직 빔포밍을 위한 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값이다.

[0291] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(노는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0292] 수직 빔 인덱스  $k$ 가 0 내지  $K$  사이의 값을 가지는 경우에,  $c$ 는 0 내지 1 사이의 값을 가지도록 설정될 수 있다.

[0293] 구체적으로, 상기 실시예 1-3에서와 같이, 양각이  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  범위의 값을 가지는 경우, 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터의 변수  $k$ 는 0 내지  $K$  사이의 값을 가질 수 있다. 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터에는, 수직 빔포밍에서 선택된 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값(즉,  $c$ )가 존재하며, 그 값은 아래의 수학적 식 24와 같이 정의될 수 있다.

**수학적 식 24**

[0294] 
$$c = \sqrt{1 - (2k/K - 1)^2}$$

[0295] 상기 수학적 식 24에서 나타내는 바와 같이, 본 발명에서의  $c$  값은  $\sin^2(\theta) + \cos^2(\theta) = 1$ 을 맞추기 위한 계수 또는 변수로서의 의미를 가질 수 있으며, 이러한 관점에서,  $\sin(\theta)$ 는  $k$ 에 대응하고,  $\cos(\theta)$ 는  $c$ 에 대응한다.

[0296] 이에 따라, 수직 도메인에서 선택된 각도  $\theta$ 에 따라서, 수평 도메인에서 적절한 각도  $\psi$ 가 선택될 수 있다. 수직 도메인에서 선택된 양각에 별도로(또는 무관하게, 또는 독립적으로) 수평 도메인만을 고려하여 방위각을 선택하는 경우, 실제로 양각 방향의 빔포밍이 적용되는 경우에는 원래 선택된 방위각 방향이 최적의 성능을 보장할 수 없는 경우가 대부분일 것이다. 이에 따라, 좀더 정확한 빔포밍을 가능하게 하기 위해서는, 수직 도메인에서 선택된 각도  $\theta$ 에 따라서(또는  $\theta$ 를 고려하여, 또는  $\theta$ 에 종속적으로) 수평 도메인에서 적절한 각도  $\psi$ 를 선택하는 것이 바람직하다.

[0297] 따라서, 본 발명에 따르면  $c$  값을 사용하는 가중치 벡터(들)을 포함하는 프리코딩 코드북을 설계함으로써, UE 입장에서는 보다 정확하고 효율적인 프리코딩 정보를 포함하는 CSI 피드백이 가능해지고, eNB 입장에서는 보다 정확하고 효율적인 프리코딩(또는 빔포밍)이 가능해진다.

[0298] 실시예 1-5

[0299] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학적 식 25와 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 25**

[0300] 
$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot d_h \cdot \sin(\psi) / \lambda} / \sqrt{N}$$

[0301] 상기 수학적 식 25에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\psi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0302] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\psi$ 의 범위는  $-180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$  (또는  $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$ )이 되고, 이에 따라,  $\sin(\psi)$ 는  $-1 \leq \sin(\psi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0303] 본 실시예 1-5는 상기 실시예 1-2에서  $\theta=0^\circ$  로 가정한 경우에 해당한다. 이러한 관점에서, 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0304] 실시예 1-6

[0305] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학적 식 26과 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 26**

[0306] 
$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot h / H} / \sqrt{N}$$

[0307] 상기 수학적 식 26에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.

[0308] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0309] 본 실시예 1-6은 상기 실시예 1-4에서  $c$  값이 1이라고 가정한 것과 동일한 의미이다. 이러한 관점에서, 본 실시예에는 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0310] 실시예 2

[0311] 양각  $0^\circ$  가 안테나 어레이에 대한 직각 방향을 나타내는 값이라고 하면, 수직 빔포밍을 위한 코드북은, 양각  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 빔을 형성할 수 있는 가중치 벡터를 포함할 수 있다.

[0312] 실시예 2-1

[0313] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학적 식 27과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 27**

$$W_v = e^{j2\pi \cdot m \cdot d_v \cdot \sin(\theta) / \lambda} / \sqrt{M}$$

[0314]

[0315] 상기 수학식 27에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ),  $d_v$ 는 수직 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을 나타낸다.

[0316]

양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\sin(\theta)$ 는  $0 \leq \sin(\theta) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0317]

실시예 2-2

[0318]

2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 다음의 수학식 28과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 28**

$$W_h = e^{j2\pi \cdot n \cdot d_h \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\psi) / \lambda} / \sqrt{N}$$

[0319]

[0320] 상기 수학식 28에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을,  $\psi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0321]

양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\cos(\theta)$ 는  $0 \leq \cos(\theta) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0322]

방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\psi$ 의 범위는  $-180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$  (또는  $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$ ) 이 되고, 이에 따라,  $\sin(\psi)$ 는  $-1 \leq \sin(\psi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0323]

실시예 2-3

[0324]

2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학식 29와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 29**

$$W_v = e^{j2\pi \cdot m \cdot k / K} / \sqrt{M}$$

[0325]

[0326] 상기 수학식 29에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ).  $K$ 는 수직 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $k$ 는 수직 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다. 양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면,  $k$ 는  $0$  내지  $K/2$  사이의 값(예를 들어,  $k=0, 1, \dots, K/2-1$ )을 가질 수 있다.

[0327]

상기 DoA 기반의 실시예 2-1의 수학식 27에서  $d_v = \lambda/2$  라고 하면,  $W_v = \exp(j \times \pi \times m \times \sin(\theta)) / \sqrt{M}$ 으로 표현할 수 있다. 여기서,  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  이면  $0 \leq \sin(\theta) \leq 1$  이다. 한편, DFT 기반의 본 실시예 2-3의 상기 수학식 29에서 빔 인덱스  $k$ 에 따라서  $2k/K$ 가  $0$  내지  $2$  범위의 값을 가지게 되는 것을 고려하면, DoA 기반 방식에서의 양각  $\theta$ 의 범위와, DFT 기반 방식에서의 빔 인덱스  $k$ 와의 관계를 설정할 수 있다.

[0328]

DFT 기반 방식에서  $k = 0, 1, \dots, K/2$  인 경우에,  $2k/K$ 는  $0$  내지  $1$ 의 값을 가진다. 여기서,  $2k/K$  값의 범위는, 양각  $\theta$ 가  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ 의 범위를 가지는 경우의  $\sin(\theta)$  값의 범위(즉,  $0 \leq \sin(\theta) \leq 1$ )와 동일하다.

[0329] 이에 따라, DoA 기반 방식에서 양각  $\theta$ 가  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  로 설정되는 것은, DFT 기반 방식에서 빔 인덱스  $k$ 가 0 내지  $K/2$  범위의 값으로 설정되는 것에 대응할 수 있다.

[0330] 실시예 2-4

[0331] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학식 30과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 30**

[0332] 
$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot c \cdot h / H} / \sqrt{N}$$

[0333] 상기 수학식 30에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.  $c$ 는 수직 빔포밍을 위한 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값이다.

[0334] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0335] 수직 빔 인덱스  $k$ 가 0 내지  $K/2$  사이의 값을 가지는 경우에,  $c$ 는 0 내지 1 사이의 값을 가지도록 설정될 수 있다.

[0336] 구체적으로, 상기 실시예 2-3에서와 같이, 양각이  $\theta$ 가  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$  범위의 값을 가지는 경우, 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터의 변수  $k$ 는 0 내지  $K/2$  사이의 값을 가질 수 있다. 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터에는, 수직 빔포밍에서 선택된 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값(즉,  $c$ )가 존재하며, 그 값은 아래의 수학식 31과 같이 정의될 수 있다.

**수학식 31**

[0337] 
$$c = \sqrt{1 - (2k/K - 1)^2}$$

[0338] 상기 수학식 31에서 나타내는 바와 같이,  $c$  값은 수직 도메인에서 선택된 각도  $\theta$ 에 따라서(또는  $\theta$ 를 고려하여, 또는  $\theta$ 에 종속적으로), 수평 도메인에서 적절한 각도  $\psi$ 가 선택되도록 하는 계수 또는 변수로서 의미를 가진다.

[0339] 한편, 본 실시형태에서와 같이 양각이 제한되는 경우(예를 들어,  $0^\circ \leq \theta \leq 90^\circ$ )라면,  $c$  값을 단순히 1로 설정(또는, 양각  $\theta=0^\circ$  으로 가정)함으로써 UE의 계산의 복잡성을 줄일 수도 있다. 이하에서는 이러한 예시들에 대해서 설명한다.

[0340] 실시예 2-5

[0341] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학식 32와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 32**

[0342] 
$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot d_h \cdot \sin(\varphi) / \lambda} / \sqrt{N}$$

[0343] 상기 수학식 32에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\psi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0344] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\psi$

의 범위는  $-180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$  (또는  $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$ ) 이 되고, 이에 따라,  $\sin(\psi)$ 는  $-1 \leq \sin(\psi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0345] 본 실시예 2-5는 상기 실시예 2-2에서  $\theta=0^\circ$  로 가정한 경우에 해당한다. 이러한 관점에서, 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0346] 실시예 2-6

[0347] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학적식 33과 같이 표현될 수 있다.

### 수학적식 33

[0348] 
$$W_h = e^{j2\pi n \cdot h/H} / \sqrt{N}$$

[0349] 상기 수학적식 33에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.

[0350] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0351] 본 실시예 2-6은 상기 실시예 2-4에서  $c$  값이 1이라고 가정한 것과 동일한 의미이다. 이러한 관점에서, 본 실시예는 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0352] 실시예 3

[0353] 양각  $0^\circ$  가 안테나 어레이에 대한 직각 방향을 나타내는 값이라고 하면, 수직 빔포밍을 위한 코드북은, 양각  $-90^\circ$  내지  $0^\circ$  범위의 빔을 형성할 수 있는 가중치 벡터를 포함할 수 있다.

[0354] 실시예 3-1

[0355] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학적식 34와 같이 표현될 수 있다.

### 수학적식 34

[0356] 
$$W_v = e^{j2\pi m \cdot d_v \cdot \sin(\theta)/\lambda} / \sqrt{M}$$

[0357] 상기 수학적식 34에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ),  $d_v$ 는 수직 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을 나타낸다.

[0358] 양각이  $-90^\circ$  내지  $0^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\sin(\theta)$ 는  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 0$  범위의 값을 가지게 된다.

[0359] 실시예 3-2

[0360] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 다음의 수학적식 35와 같이 표현될 수 있다.

**수학식 35**

$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot d_h \cdot \cos(\theta) \cdot \sin(\varphi) / \lambda} / \sqrt{N}$$

[0361]

[0362]

상기 수학식 35에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며 (예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\theta$ 는 양각을,  $\varphi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0363]

양각이  $-90^\circ$  내지  $0^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\theta$ 의 범위는  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  이 되고, 이에 따라,  $\cos(\theta)$ 는  $0 \leq \cos(\theta) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0364]

방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\varphi$ 의 범위는  $-180^\circ \leq \varphi \leq 180^\circ$  (또는  $-90^\circ \leq \varphi \leq 90^\circ$ ) 이 되고, 이에 따라,  $\sin(\varphi)$ 는  $-1 \leq \sin(\varphi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0365]

실시예 3-3

[0366]

2-차원 안테나 어레이에 대한 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학식 36과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 36**

$$W_v = e^{j \cdot 2\pi \cdot m \cdot k / K} / \sqrt{M}$$

[0367]

[0368]

상기 수학식 36에서  $W_v$ 는 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $M$ 은 수직 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다 (예를 들어,  $m=0, 1, \dots, M-1$ ).  $K$ 는 수직 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $k$ 는 수직 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다. 양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가진다고 하면,  $k$ 는  $K/2$  내지  $K$  사이의 값(예를 들어,  $k=K/2, K/2+1, \dots, K-1$ )을 가질 수 있다.

[0369]

상기 DoA 기반의 실시예 3-1의 수학식 34에서  $dv = \lambda/2$  라고 하면,  $W_v = \exp(j \times \pi \times m \times \sin(\theta)) / \sqrt{M}$ 으로 표현할 수 있다. 여기서,  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  이면  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 0$  이다. 한편, DFT 기반의 본 실시예 3-3의 상기 수학식 36에서 빔 인덱스  $k$ 에 따라서  $2k/K$ 가 1 내지 2 범위의 값을 가지게 되는 것을 고려하면, DoA 기반 방식에서의 양각  $\theta$ 의 범위와, DFT 기반 방식에서의 빔 인덱스  $k$ 와의 관계를 설정할 수 있다.

[0370]

DFT 기반 방식에서  $k = K/2, K/2+1, \dots, K$  인 경우에,  $2k/K$ 는 1 내지 2의 값을 가진다. 여기서,  $A = \pi \times 2k/K$  라고 가정하면,  $A$  값의 범위는  $\pi$  내지  $2\pi$ 가 된다. 또한,  $\exp(jA)$ 의 관점에서는,  $A$  값의 범위가  $\pi$  내지  $2\pi$ 인 경우의  $\exp(jA)$  값은,  $A$  값의 범위가  $-\pi$  내지  $0$ 인 경우의  $\exp(jA)$  값과 동일하다. 이는,  $2k/K$ 의 값이  $-1$  내지  $0$ 의 값을 가지는 것과 동일하게 볼 수 있다. 여기서,  $2k/K$  값의 범위는, 양각  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ 의 범위를 가지는 경우의  $\sin(\theta)$  값의 범위(즉,  $-1 \leq \sin(\theta) \leq 0$ )와 동일하다.

[0371]

요컨대, DoA 기반 방식에서 양각  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  로 설정되는 것은, DFT 기반 방식에서 빔 인덱스  $k$ 가  $K/2$  내지  $K$  범위의 값으로 설정되는 것에 대응할 수 있다.

[0372]

실시예 3-4

[0373]

2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학식 37과 같이 표현될 수 있다.

**수학식 37**

$$W_h = e^{j \cdot 2\pi \cdot n \cdot c_h / H} / \sqrt{N}$$

[0374]

[0375]

상기 수학식 37에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를

나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.  $c$ 는 수직 빔포밍을 위한 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값이다.

[0376] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0377] 수직 빔 인덱스  $k$ 가  $K/2$  내지  $K$  사이의 값을 가지는 경우에,  $c$ 는 1 내지 0 사이의 값을 가지도록 설정될 수 있다.

[0378] 구체적으로, 상기 실시예 3-3에서와 같이, 양각이  $\theta$ 가  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$  범위의 값을 가지는 경우, 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터의 변수  $k$ 는  $K/2$  내지  $K$  사이의 값을 가질 수 있다. 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터에는, 수직 빔포밍에서 선택된 빔 인덱스에 따라서 결정되는 값(즉,  $c$ )가 존재하며, 그 값은 아래의 수학적 식 38과 같이 정의될 수 있다.

**수학적 식 38**

[0379] 
$$c = \sqrt{1 - (2k/K - 1)^2}$$

[0380] 상기 수학적 식 38에서 나타내는 바와 같이,  $c$  값은 수직 도메인에서 선택된 각도  $\theta$ 에 따라서(또는  $\theta$ 를 고려하여, 또는  $\theta$ 에 종속적으로), 수평 도메인에서 적절한 각도  $\psi$ 가 선택되도록 하는 계수 또는 변수로서의 의미를 가진다.

[0381] 한편, 본 실시형태에서와 같이 양각이 제한되는 경우(예를 들어,  $-90^\circ \leq \theta \leq 0^\circ$ )라면,  $c$  값을 단순히 1로 설정(또는, 양각  $\theta=0^\circ$  으로 가정)함으로써 UE의 계산의 복잡성을 줄일 수도 있다. 이하에서는 이러한 예시들에 대해서 설명한다.

[0382] 실시예 3-5

[0383] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DoA 기반으로 아래의 수학적 식 39와 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 39**

[0384] 
$$W_h = e^{j2\pi n \cdot d_h \cdot \sin(\psi)/\lambda} / \sqrt{N}$$

[0385] 상기 수학적 식 39에서,  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타내며(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ ),  $d_h$ 는 수평 도메인에서의 안테나간 거리를 나타낸다.  $\lambda$ 는 파장을,  $\psi$ 는 방위각을 나타낸다.

[0386] 방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면, 가중치 벡터의 변수  $\psi$ 의 범위는  $-180^\circ \leq \psi \leq 180^\circ$ (또는  $-90^\circ \leq \psi \leq 90^\circ$ )이 되고, 이에 따라,  $\sin(\psi)$ 는  $-1 \leq \sin(\psi) \leq 1$  범위의 값을 가지게 된다.

[0387] 본 실시예 3-5는 상기 실시예 3-2에서  $\theta=0^\circ$  로 가정한 경우에 해당한다. 이러한 관점에서, 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0388] 실시예 3-6

[0389] 2-차원 안테나 어레이에 대한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터는, DFT 기반으로 아래의 수학적 식 40과 같이 표현될 수 있다.

수학식 40

$$W_h = e^{j2\pi n h/H} / \sqrt{N}$$

[0390]

[0391] 상기 수학식 40에서  $W_h$ 는 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터를 의미한다.  $N$ 은 수평 도메인에서의 안테나의 개수를 나타내고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 번호(또는 안테나 인덱스)를 나타낸다.  $H$ 는 수평 도메인의 빔의 개수를 나타내고,  $h$ 는 수평 도메인에서의 빔 번호(또는 빔 인덱스)를 나타낸다.

[0392]

방위각이  $-180^\circ$  내지  $180^\circ$  범위의 값(또는  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값)을 가진다고 하면,  $n$ 은 0 내지  $N$  사이의 값(예를 들어,  $n=0, 1, \dots, N-1$ )을 가질 수 있다.

[0393]

본 실시예 3-6은 상기 실시예 3-4에서  $c$  값이 1이라고 가정한 것과 동일한 의미이다. 이러한 관점에서, 본 실시예는 양각을 고려하지 않고(또는 양각이  $0^\circ$  인 것으로 가정하고) 방위각을 선택하는 방식이라고 할 수 있으며, 이에 따라 실제 빔 방향의 정확도가 다소 떨어지더라도, UE의 계산의 복잡도를 줄이는 측면에서 효과적인 방식이라고 할 수 있다.

[0394]

위와 같은 본 발명에서 제안하는 프리코딩 코드북 구성 방안에 있어서, 아래의 사항들을 추가적으로 고려할 수 있다.

[0395]

프리코딩 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터)를 구성함에 있어서, 양각의 값(또는 양각의 범위에) 따라서 수직 빔포밍의 해상도(resolution)를 상이하게 설정할 수 있다. 실제로 물리적인 안테나 어레이가 배치되는 공간이 높은 건물의 옥상인 점을 고려하면, 안테나 어레이 위치가 신호 송수신의 대상 위치보다 높이 배치되는 경우(예를 들어, 도 19(b)의 경우)가, 그 반대의 경우(예를 들어, 도 19(a)의 경우)보다 많을 것으로 예상된다. 또한, 안테나 어레이 위치가 신호 송수신의 대상 위치보다 높이 배치되는 경우(예를 들어, 도 19(b)의 경우)에서 다양한 장애물로 인한 굴절, 반사 등을 고려하면, 그 반대의 경우(예를 들어, 도 19(a)의 경우)에 비하여 빔 방향을 보다 세밀하게 조정하는 것이 요구된다.

[0396]

이러한 점을 고려하면, 양각  $0^\circ$  가 안테나 어레이에 대한 직각 방향을 나타내는 값이라고 하면, 양각의  $-90^\circ$  내지  $90^\circ$  (또는  $0^\circ$  내지  $90^\circ$ ) 범위인 경우에, 양각이  $90^\circ$  에 가까울수록(즉, 안테나 어레이에서 아래 방향을 향할수록) 수직 빔포밍이 보다 촘촘한(dense) 해상도를 가지고, 양각이 그 반대 방향( $-90^\circ$  또는  $0^\circ$ )에 가까울수록 수직 빔포밍이 보다 듬성한(sparse) 해상도를 가지도록 프리코딩 코드북을 설계할 수 있다. 즉, 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 포함하는 프리코딩 코드북 내에서, 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬의 해상도는, 양각이  $0^\circ$  에 가까운 경우가 양각이  $90^\circ$  에 가까운 경우에 비하여 낮게 구성된다고 할 수 있다. 또한, 프리코딩 코드북 내에서, 양각  $90^\circ$  근처에 대응하는 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터)의 개수가, 양각이  $-90^\circ$  (또는  $0^\circ$ ) 근처에 대응하는 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터)의 개수보다 많을 수 있다.

[0397]

나아가, 프리코딩 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬(또는 프리코딩 벡터)을 구성함에 있어서, 양각의 값(또는 양각의 범위에) 따라서 수평 빔포밍의 해상도를 상이하게 설정할 수 있다. 전술한 바와 마찬가지로, 양각이  $90^\circ$  에 가까울수록 보다 세밀한 빔 방향의 설정이 가능한 것이 유리하므로, 양각이  $90^\circ$  에 가까울수록(즉, 안테나 어레이에서 아래 방향을 향할수록) 수평 빔포밍이 보다 촘촘한 해상도를 가지고, 양각이 그 반대 방향( $-90^\circ$  또는  $0^\circ$ )에 가까울수록 수평 빔포밍이 보다 듬성한 해상도를 가지도록 프리코딩 코드북을 설계할 수 있다. 즉, 수평 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 포함하는 프리코딩 코드북 내에서, 수평 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬의 해상도는, 양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가지는 경우가 양각이  $-90^\circ$  내지  $0^\circ$  범위의 값을 가지는 경우에 비하여 높게 구성된다고 할 수 있다. 예를 들어, 양각이  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위의 값을 가지는 경우에 대한 수평 빔포밍의 해상도를 보다 촘촘하게 하고, 양각이  $-90^\circ$  내지  $0^\circ$  범위의 값을 가지는 경우에 대한 수평 빔포밍의 해상도는 보다 듬성하게 할 수 있다.

[0398]

실시형태 2

[0399]

본 실시형태 2는 수평 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터와 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터를 포함하는 코드북 세트를 구성하는 방안에 대한 것이다.

[0400]

실시예 1

[0401]

본 실시예에서는 수직-수평 빔포밍을 위한 코드북 구성 방안에 대해서 제안한다.



[0402] 3-차원 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터(또는 프리코딩 가중치 행렬)는 2 개의 지시자(또는 2 개의 PMI)의 조합에 의해 결정 또는 지시될 수 있다. 2 개의 지시자는, 예를 들어,  $I_1$  및  $I_2$ 라고 칭할 수 있다.  $I_1$  및  $I_2$ 는 동시에 보고될 수도 있고, 피드백 오버헤드의 감소를 위해서 상이한 시점에 보고될 수도 있다. 여기서,  $I_1$ 은 롱-텀(long-term)으로 보고되고, 광대역(wideband)에 적용될 수 있다.

[0403] 실시예 1-1

[0404] 코드북을 구성하는 하나 이상의 요소의 각각은, 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 및 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬을 모두 포함하도록 설계될 수 있다.

[0405] 실시예 1-2

[0406] 제 1 지시자(예를 들어,  $I_1$ )에 의해서 지시되는 프리코더 세트는, 수직 빔포밍을 위한 하나의 가중치 벡터/행렬 및 수평 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보(candidate) 가중치 벡터/행렬의 전부를 포함한다. 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 의해서 서로 다른 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 결정되며, 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 대해서 동일한 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 대응될 수 있다.

[0407] 예를 들어, 아래의 표 15와 같이 제 1 지시자( $I_1$ ) 및 제 2 지시자( $I_2$ )에 의해서 3-차원 빔포밍을 위한 프리코더 벡터/행렬이 구성될 수 있다.

표 15

$I_1 \backslash I_2$	0	1	2	3
0	$W_v(0),$ $W_h(0)$	$W_v(0),$ $W_h(1)$	$W_v(0),$ $W_h(2)$	$W_v(0),$ $W_h(3)$
1	$W_v(1),$ $W_h(0)$	$W_v(1),$ $W_h(1)$	$W_v(1),$ $W_h(2)$	$W_v(1),$ $W_h(3)$
2	$W_v(2),$ $W_h(0)$	$W_v(2),$ $W_h(1)$	$W_v(2),$ $W_h(2)$	$W_v(2),$ $W_h(3)$
3	$W_v(3),$ $W_h(0)$	$W_v(3),$ $W_h(1)$	$W_v(3),$ $W_h(2)$	$W_v(3),$ $W_h(3)$

[0408]

[0409] 상기 표 15의 예시에서  $I_1=0$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 하나의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$ 가 지시되고, 수평 빔포밍을 위한 4 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $W_h(0), W_h(1), W_h(2)$  및  $W_h(3)$ 이 지시된다. 이에 추가적으로,  $I_2$ 의 값에 따라서 상기 4 개의 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬 후보들 중에서 어느 하나가 특정될 수 있다. 다른  $I_1$  값에 대해서도 유사한 방식으로 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시되고,  $I_2$ 와의 조합에 의해 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시될 수 있다.

[0410] 실시예 1-3

[0411] 제 1 지시자(예를 들어,  $I_1$ )에 의해서 지시되는 프리코더 세트는, 수직 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 일부 및 수평 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 전부를 포함한다. 제 1 지시자( $I_1$ )의 제 1 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬은 제 2 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬과 일부가 중복될 수도 있다. 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 대해서 동일한 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 대응될 수 있다.

[0412] 예를 들어, 아래의 표 16과 같이 제 1 지시자( $I_1$ ) 및 제 2 지시자( $I_2$ )에 의해서 3-차원 빔포밍을 위한 프리코더 벡터/행렬이 특정될 수 있다.

표 16

$I_2 \backslash I_1$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	$W_v(0), Wh(0)$	$W_v(0), Wh(1)$	$W_v(0), Wh(2)$	$W_v(0), Wh(3)$	$W_v(1), Wh(0)$	$W_v(1), Wh(1)$	$W_v(1), Wh(2)$	$W_v(1), Wh(3)$
1	$W_v(1), Wh(0)$	$W_v(1), Wh(1)$	$W_v(1), Wh(2)$	$W_v(1), Wh(3)$	$W_v(2), Wh(0)$	$W_v(2), Wh(1)$	$W_v(2), Wh(2)$	$W_v(2), Wh(3)$
2	$W_v(2), Wh(0)$	$W_v(2), Wh(1)$	$W_v(2), Wh(2)$	$W_v(2), Wh(3)$	$W_v(3), Wh(0)$	$W_v(3), Wh(1)$	$W_v(3), Wh(2)$	$W_v(3), Wh(3)$
3	$W_v(3), Wh(0)$	$W_v(3), Wh(1)$	$W_v(3), Wh(2)$	$W_v(3), Wh(3)$	$W_v(0), Wh(0)$	$W_v(0), Wh(1)$	$W_v(0), Wh(2)$	$W_v(0), Wh(3)$

[0413]

[0414]

상기 표 16의 예시에서  $I_1=0$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 2 개의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$  또는  $W_v(1)$ 가 지시되고, 수평 빔포밍을 위한 4 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $Wh(0), Wh(1), Wh(2)$  및  $Wh(3)$ 이 지시된다. 이에 추가적으로,  $I_2$ 의 값에 따라서 상기 수직 빔포밍을 위한 2 개의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$  또는  $W_v(1)$  중에서 어느 하나가 특정되고, 또한 상기 4 개의 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬 후보들 중에서 어느 하나가 특정될 수 있다. 다른  $I_1$  값에 대해서도 유사한 방식으로 수직 빔포밍을 위한 2 개의 (후보) 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬이 결정되고,  $I_2$ 와의 조합에 의해 최종적으로 하나의 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬이 지시되고, 또한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시될 수 있다.

[0415]

실시예 1-4

[0416]

제 1 지시자(예를 들어,  $I_1$ )에 의해서 지시되는 프리코더 세트는, 수직 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 일부 및 수평 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 전부를 포함한다. 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 의해서 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬은 중복되지 않으며, 서로 다른 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 결정된다. 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 대해서 동일한 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 대응될 수 있다.

[0417]

예를 들어, 아래의 표 17과 같이 제 1 지시자( $I_1$ ) 및 제 2 지시자( $I_2$ )에 의해서 3-차원 빔포밍을 위한 프리코더 벡터/행렬이 특정될 수 있다.

표 17

$I_2 \backslash I_1$	0	1	2	3	4	5	6	7
0	$W_v(0), Wh(0)$	$W_v(0), Wh(1)$	$W_v(0), Wh(2)$	$W_v(0), Wh(3)$	$W_v(1), Wh(0)$	$W_v(1), Wh(1)$	$W_v(1), Wh(2)$	$W_v(1), Wh(3)$
1	$W_v(2), Wh(0)$	$W_v(2), Wh(1)$	$W_v(2), Wh(2)$	$W_v(2), Wh(3)$	$W_v(3), Wh(0)$	$W_v(3), Wh(1)$	$W_v(3), Wh(2)$	$W_v(3), Wh(3)$
2	$W_v(4), Wh(0)$	$W_v(4), Wh(1)$	$W_v(4), Wh(2)$	$W_v(4), Wh(3)$	$W_v(5), Wh(0)$	$W_v(5), Wh(1)$	$W_v(5), Wh(2)$	$W_v(5), Wh(3)$
3	$W_v(6), Wh(0)$	$W_v(6), Wh(1)$	$W_v(6), Wh(2)$	$W_v(6), Wh(3)$	$W_v(7), Wh(0)$	$W_v(7), Wh(1)$	$W_v(7), Wh(2)$	$W_v(7), Wh(3)$

[0418]

[0419]

상기 표 17의 예시에서  $I_1=0$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 2 개의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$  또는  $W_v(1)$ 가 지시되고, 수평 빔포밍을 위한 4 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $Wh(0), Wh(1), Wh(2)$  및  $Wh(3)$ 이 지시된다. 이에 추가적으로,  $I_2$ 의 값에 따라서 상기 수직 빔포밍을 위한 2 개의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$  또는  $W_v(1)$  중에서 어느 하나가 특정되고, 또한 상기 4 개의 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬 후보들 중에서 어느 하나가 특정될 수 있다. 다른  $I_1$  값에 대해서도 유사한 방식으로 수직 빔포밍을 위한 2 개의 (후보) 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡

터/행렬이 결정되고,  $I_2$ 와의 조합에 의해 최종적으로 하나의 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬이 지시되고, 또한 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시될 수 있다.

[0420] 실시예 1-5

[0421] 제 1 지시자(예를 들어,  $I_1$ )에 의해서 지시되는 프리코더 세트는, 수직 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 일부 및 수평 빔포밍을 위한 하나 이상의 후보 가중치 벡터/행렬의 일부를 포함한다. 제 1 지시자( $I_1$ )의 제 1 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬은 제 2 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬과 일부 또는 전부가 중복될 수도 있다. 서로 다른 제 1 지시자( $I_1$ )에 의해서 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬은 중복되지 않으며, 서로 다른 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 결정된다.

[0422] 예를 들어, 아래의 표 18과 같이 제 1 지시자( $I_1$ ) 및 제 2 지시자( $I_2$ )에 의해서 3-차원 빔포밍을 위한 프리코더 벡터/행렬이 특정될 수 있다.

표 18

$I_1 \backslash I_2$	0	1	2	3
0	$W_v(0),$ $W_h(0)$	$W_v(0),$ $W_h(1)$	$W_v(0),$ $W_h(2)$	$W_v(0),$ $W_h(3)$
1	$W_v(0),$ $W_h(4)$	$W_v(0),$ $W_h(5)$	$W_v(0),$ $W_h(6)$	$W_v(0),$ $W_h(7)$
2	$W_v(1),$ $W_h(0)$	$W_v(1),$ $W_h(1)$	$W_v(1),$ $W_h(2)$	$W_v(1),$ $W_h(3)$
3	$W_v(1),$ $W_h(4)$	$W_v(1),$ $W_h(5)$	$W_v(1),$ $W_h(6)$	$W_v(1),$ $W_h(7)$

[0423]

[0424] 상기 표 18의 예시에서  $I_1=0$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 하나의 가중치 벡터/행렬인  $W_v(0)$ 가 지시되고, 수평 빔포밍을 위한 4 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $W_h(0), W_h(1), W_h(2)$  및  $W_h(3)$ 이 지시된다. 이에 추가적으로,  $I_2$ 의 값에 따라서 상기 4 개의 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬 후보들 중에서 어느 하나가 특정될 수 있다. 다른  $I_1$  값에 대해서도 유사한 방식으로 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시되고,  $I_2$ 와의 조합에 의해 수평 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬 중의 하나가 지시될 수 있다.

[0425] 또한, 전술한 다양한 예시들에 대해서, 상기 실시형태 1에서 설명했던 방식에 따라서 DoA 기반 또는 DFT 기반의 프리코딩 가중치 벡터/행렬이 구성될 수도 있다.

[0426] 또한, 수직 도메인의 PMI의 값에 따라서 수평 도메인의 코드북의 크기가 적응적으로 변경되도록 코드북을 설계할 수도 있다. 예를 들어,  $W_v(0)$ 에 대해서는  $W_h(0)$  내지  $W_h(7)$ 의 7개의 수평 도메인 PMI가 대응되도록 하여 큰 크기의 코드북을 설계하고,  $W_v(3)$ 에 대해서는  $W_h(0)$  및  $W_h(1)$ 의 2 개의 수평 도메인 PMI 만이 대응되도록 하여 보다 작은 크기의 코드북으로 설계할 수도 있다.

[0427] 또한, 수직 방향에서의 양각의 값(또는 범위)에 따라서 상이한 크기의 코드북이 설계될 수도 있다. 예를 들어, 양각  $0^\circ$  내지  $45^\circ$  범위에 대해서는 보다 많은 개수의 수직 및/또는 수평 프리코딩 가중치 행렬/벡터를 포함하고 (즉, 보다 촘촘한 빔포밍을 지원하고), 양각  $45^\circ$  내지  $90^\circ$  범위에 대해서는 보다 적은 개수의 수직 및/또는 수평 프리코딩 가중치 행렬/벡터를 포함하도록 (즉, 보다 듬성한 빔포밍을 지원하도록) 코드북을 설계할 수 있다. 추가적인 예시로서, 양각  $0^\circ$  내지  $-45^\circ$  범위에 대해서는 보다 많은 개수의 수직 및/또는 수평 프리코딩 가중치 행렬/벡터를 포함하고 (즉, 보다 촘촘한 빔포밍을 지원하고), 양각  $0^\circ$  내지  $90^\circ$  범위에 대해서는 보다 적은 개수의 수직 및/또는 수평 프리코딩 가중치 행렬/벡터를 포함하도록 (즉, 보다 듬성한 빔포밍을 지원하도록) 코드북을 설계할 수도 있다. 이와 유사하게, 특정 양각 범위에 대해서는 수직/수평 프리코딩 가중치 행렬/벡터가 촘촘하게 또는 듬성하게 정의되도록 코드북을 설계할 수 있다.

[0428] 이하에서 설명하는 실시예들은 수평 빔포밍을 위한 코드북 세트와 수직 빔포밍을 위한 코드북 세트를 구분하여 구성하는 방안에 대한 것이다.

- [0429] 실시예 2
- [0430] 본 실시예는 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬(들)을 포함하는 코드북(이하, 수직 빔포밍 코드북)을 구성하는 방안에 대한 것이다.
- [0431] 본 실시예에 따르면, 수직 빔포밍 코드북의 특정 하나의 프리코딩 벡터/행렬은 2 개의 지시자(또는 2 개의 PMI)의 조합에 의해 결정 또는 지시될 수 있다. 2 개의 지시자는, 예를 들어,  $V-I_1$  및  $V-I_2$ 라고 칭할 수 있다.  $V-I_1$  및  $V-I_2$ 는 동시에 보고될 수도 있고, 피드백 오버헤드의 감소를 위해서 상이한 시점에 보고될 수도 있다. 여기서, 수직 빔포밍을 위한 PMI(예를 들어,  $V-I_1$  및/또는  $V-I_2$ )는 롱-텀(long-term)으로 보고되고, 광대역(wideband)에 적용될 수 있다. 또는, 수직 빔포밍을 위한 PMI 중에서  $V-I_1$ 은  $V-I_2$ 에 비하여 롱-텀으로 보고되고, 광대역에 적용될 수 있다.
- [0432] 이와 같이 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬이 2 개의 지시자에 의해서 지시되는 경우, 최종적으로 3-차원 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬은 수평 빔포밍을 위한 하나의 (또는 복수개의) 프리코딩 벡터/행렬의 추가적인 조합에 의해서 특정될 수 있다. 예를 들어, 3-차원 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬은, 2 개의 V-PMI와 1 개의 H-PMI의 조합에 의해서 지시될 수 있다.
- [0433] V-PMI(예를 들어,  $V-I_1$  및/또는  $V-I_2$ )는 상기 실시형태 1에서 설명했던 방식에 따라서 DoA 기반 또는 DFT 기반으로 구성된 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 지시하도록 수직 빔포밍 코드북이 구성될 수 있다.
- [0434] 또한, 수직 도메인에서의 안테나 포트의 개수에 따라서 V-PMI(예를 들어,  $V-I_1$  및/또는  $V-I_2$ )의 크기 또는 길이가 결정된다.
- [0435] 또한,  $V-I_1$ 의 제 1 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬은 제 2 값에 대응하는 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬과 일부 또는 전부가 중복될 수도 있다. 예를 들어, 아래의 표 19과 같이  $V-I_1$  및  $V-I_2$ 에 의해서 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 벡터/행렬이 특정될 수 있다.

표 19

$V-I_2 \backslash V-I_1$	0	1
0	$W_V(0)$	$W_V(1)$
1	$W_V(1)$	$W_V(2)$
2	$W_V(2)$	$W_V(3)$
3	$W_V(3)$	$W_V(0)$

- [0436]
- [0437] 상기 표 19의 예시에서  $V-I_1=0$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 2 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $W_V(0)$  및  $W_V(1)$ 이 지시되며, 그 중에서 어느 하나는  $V-I_2$ 의 값에 따라서 결정된다.  $V-I_1=1$ 인 경우, 수직 빔포밍을 위한 2 개의 후보 가중치 벡터/행렬인  $W_V(1)$  및  $W_V(2)$ 이 지시되며, 그 중에서 어느 하나는  $V-I_2$ 의 값에 따라서 결정된다. 다른  $V-I_1$  값에 대해서도 유사한 방식으로 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬의 후보군이 지시되고,  $V-I_2$ 와의 조합에 의해 그 중에서 하나의 수직 빔포밍을 위한 가중치 벡터/행렬이 지시될 수 있다.
- [0438]  $V-I_1$ 과  $V-I_2$ 이 상이한 시점에 보고되는 경우에, 보고 주기는 다음과 같이 설정될 수 있다.
- [0439]  $V-I_1$ 과  $V-I_2$ 의 관계에서는,  $V-I_2$ 은  $V-I_1$  보다 자주 보고 될 수 있다 (또는,  $V-I_2$ 의 보고 주기는  $V-I_1$ 의 보고 주기보다 짧게 주어질 수 있다).
- [0440]  $V-I_2$ 은 H-PMI의 관계에서는,  $V-I_2$ 은 H-PMI 보다 자주 보고 될 수 있다 (또는,  $V-I_2$ 의 보고 주기는 H-PMI의 보고 주기보다 짧게 주어질 수 있다). 또는,  $V-I_2$ 은 H-PMI과 동일한 시점에서 보고될 수 있다.
- [0441] 만약, H-PMI가 2 개의 지시자(예를 들어,  $H-I_1$  및  $H-I_2$ )로 구성되는 경우,  $H-I_1$ 은  $V-I_2$ 와 동일한 시점에서 보고

될 수 있다. 또는,  $H-I_1$ 은 RI와 동일한 시점에서 보고될 수 있다. 또는,  $H-I_1$ 은 다른 PMI 또는 다른 CSI와 동시에 보고되지 않고, 단독으로 보고될 수도 있다. 또는,  $H-I_1$ 과  $H-I_2$ 는 동일한 시점에서 보고될 수 있다.

[0442] 실시예 3

[0443] 본 실시예는 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬(들)을 포함하는 코드북(이하, 수직 빔포밍 코드북)을 구성하는 또 다른 방안에 대한 것이다.

[0444] 본 실시예에 따르면, 수직 빔포밍 코드북의 특정 하나의 프리코딩 벡터/행렬은 하나의 지시자(또는 하나의 PMI)에 의해서 결정 또는 지시될 수 있다. 이러한 하나의 지시자를, 예를 들어, V-I라고 칭할 수 있다. 여기서, 수직 빔포밍을 위한 PMI(예를 들어, V-I)는 롱-텀(long-term)으로 보고되고, 광대역(wideband)에 적용될 수 있다.

[0445] 이와 같이 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬이 하나의 지시자(예를 들어, V-I)에 의해서 지시되는 경우, 최종적으로 3-차원 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬은 수평 빔포밍을 위한 하나의 (또는 복수개의) 프리코딩 벡터/행렬의 추가적인 조합에 의해서 특정될 수 있다. 예를 들어, 3-차원 빔포밍을 위한 프리코딩 가중치 벡터/행렬은, 1 개의 V-I와 하나 이상의 H-PMI(예를 들어, H-I, 또는  $H-I_1$  및  $H-I_2$ )의 조합에 의해서 지시될 수 있다.

[0446] V-I는 상기 실시형태 1에서 설명했던 방식에 따라서 DoA 기반 또는 DFT 기반으로 구성된 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 지시하도록 수직 빔포밍 코드북이 구성될 수 있다.

[0447] 또한, 수직 도메인에서의 안테나 포트의 개수에 따라서 V-I의 크기 또는 길이가 결정된다.

[0448] 예를 들어, 표 20에서 나타내는 바와 같이, V-I는 특정 하나의 수직 빔포밍 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 지시할 수 있다.

표 20

V-I	
0	$W_v(0)$
1	$W_v(1)$
2	$W_v(2)$
3	$W_v(3)$

[0449]

[0450] 한편, V-I는 H-PMI(예를 들어, H-I, 또는  $H-I_1$  및  $H-I_2$ )와 상이한 시점에 보고될 수 있다. 이 경우, V-I는 H-PMI 보다 자주 보고 될 수 있다 (또는, V-I의 보고 주기는 H-PMI의 보고 주기보다 짧게 주어질 수 있다).

[0451] 전술한 실시예들의 변형예로서, 수직 빔포밍 가중치 벡터/행렬과 수평 빔포밍 가중치 벡터/행렬을 합성하여, 3-차원 빔포밍을 위한 (즉, 수직 빔포밍 및 수평 빔포밍을 동시에 결정하는) 가중치 벡터/행렬을 구성할 수도 있다. 예를 들어, 하나의 PMI가 수직 도메인과 수평 도메인에 대해 모두 적용되는 하나의 프리코딩 벡터/행렬을 지시하도록 코드북을 구성할 수도 있다. 이러한 코드북을 구성하고, 하나의 PMI 또는 복수개의 PMI들의 조합에 의해서 특정 하나의 3-차원 프리코딩 벡터/행렬이 지시될 수 있다.

[0452] 실시형태 3

[0453] 본 실시형태 3은 PUCCH 보고 타입을 정의하는 방안에 대한 것이다. 구체적으로, AAS기반의 2-차원 어레이 안테나 구성을 가지는 MIMO 시스템에서 UE-특정 수직 빔포밍 및 수평 빔포밍을 수행할 때, 수직 빔포밍을 위한 프리코더의 인덱스 및 수평 빔포밍을 위한 프리코더의 인덱스를 보고하는 방안에 대해서 제안한다.

[0454] 기존의 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8, 9, 10, 11)에서 PUCCH 자원은 최대 11 비트 내지 최대 13 비트를 전송할 수 있도록 설계되었다. 또한, 랭크-2 이상의 전송에서는 2 개의 전송 블록(또는 2 개의 코드워드)를 지원할 수 있으며, 2 개의 전송 블록은 2 개의 코드워드에 일-대-일로 매핑된다. 또한, CQI는 각각의 전송 블록(또는 코드워드)에 대해서 측정 및 보고된다. 이 경우, 제 1 전송 블록(또는 코드워드)의 CQI는 4 비트로, 제 2 전송 블록(또는 코드워드)에 대한 CQI는 3 비트로 표현되며, 이에 따라 2 전송 블록(또는 2 코드워드

드) 전송에 대한 CQI를 보고하기 위해서 총 7 비트가 요구된다. 또한, 프리코딩이 적용되는 시스템에서 PMI를 보고하기 위해서 4 비트가 필요하다면, 프리코딩 및 CQI를 동시에 보고하기 위해서 최대 11 비트가 사용될 수 있다.

[0455] 기존의 3GPP LTE 시스템에서는 수평 빔포밍만을 지원하며, 이를 위한 CSI의 보고를 위해서 PUCCH가 이용되는 경우의 보고 방식을 다음과 같이 정의하고 있다. 특히, 8Tx 전송을 위한 코드북은 2개의 지시자(제 1 지시자( $i_1$ ) 및 제 2 지시자( $i_2$ ))를 기반으로 설계가 되었는데, 이를 위해서 PUCCH 보고 모드에서는 3 가지 방식으로 제 1 지시자 및 제 2 지시자를 보고할 수 있다.

[0456] 첫 번째 방식은, 제 1 지시자( $i_1$ )를 보고한 후, 제 2 지시자( $i_2$ )와 CQI를 동시에 보고하는 방식이다.

[0457] 두 번째 방식은, 제 1 지시자( $i_1$ ), 제 2 지시자( $i_2$ ) 및 CQI를 동시에 보고하는 방식이다.

[0458] 세 번째 방식은, 제 1 지시자( $i_1$ ) 보고 여부에 대한 특정 지시자(예를 들어, Precoding Type Indicator; PTI)를 정의하고, 이에 따라 상이한 보고 방식을 적용하는 것이다. 만약 상기 특정 지시자가 제 1 지시자( $i_1$ )가 보고된다는 것을 나타내는 경우라면, 소정의 시간에 제 1 지시자( $i_1$ )를 보고한 후, 제 2 지시자( $i_2$ )와 CQI를 동시에 보고한다. 만약 상기 특정 지시자가 제 1 지시자( $i_1$ )가 보고되지 않는다는 것을 나타내는 경우라면, 소정의 시간에 제 2 지시자( $i_2$ ) 및 CQI를 동시에 보고하게 된다(이 경우, 제 1 지시자( $i_1$ )가 없이 제 2 지시자( $i_2$ )만으로 특정 프리코딩 벡터/행렬을 결정할 수 없으므로, 이전에 보고되었던 제 1 지시자( $i_1$ )를 사용한다고 가정하여 특정 프리코딩 벡터/행렬을 결정 또는 지시할 수 있다).

[0459] 발전된 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-11 이후)에서는 AAS 기반의 2-차원 어레이 안테나 구성을 가정한 MIMO 시스템에 대한 잠재적인 이득을 최대화하기 위한 논의가 진행중이다. AAS 기반의 2-차원 어레이 안테나 구성에서는, 수직 도메인 빔포밍을 가변적으로 및/또는 UE-특정으로 수행할 수 있다는 점이 기존의 시스템과 구분되는 특징이다. 이러한 수직 빔포밍을 적용함에 있어서, 기존의 시스템과 구분되는 점은 UE가 자신에게 가장 적합한(또는 선호하는) 수직 도메인 빔 방향을 선택하여 기지국에게 보고한다는 것이다. 이하에서는, 수직 빔포밍과 수평 빔포밍을 위한 PMI를 보고할 때에 추가적으로 고려해야 하는 UE 동작에 대해서 제안한다.

[0460] 본 발명에서는, PUCCH를 통한 CSI 보고의 경우 수직 빔포밍을 위한 PMI(V-PMI)의 보고 여부를 알려주는 특정 지시자(또는 플래그 지시자)를 정의한다. 이러한 특정 지시자를 V-PMI 보고 타입 지시자(Reporting Type Indicator; RTI)라고 칭한다. V-PMI RTI는 UE가 PUCCH를 통하여 전송하는 CSI에 포함될 수 있다. 또한, V-PMI RTI의 값에 따라서 UE는 V-PMI 보고를 수행하거나 수행하지 않을 수 있다 (또는, UE는 V-PMI 보고를 수행하거나 수행하지 않는지 여부에 따라서, V-PMI RTI의 값이 결정된다고도 표현할 수 있다).

[0461] 만약, V-PMI RTI가 제 1 값(또는 On을 나타내는 값)으로 설정되는 경우, V-PMI RTI의 보고 후에 V-PMI가 보고될 수 있다. 이러한 경우, V-PMI 보고 후에, H-PMI가 보고될 수 있다. 또는, V-PMI와 H-PMI가 동일한 시점에서 보고될 수도 있다. 또는, V-PMI와 함께 H-PMI의 일부가 동일한 시점에서 보고되고, 그 후에 H-PMI의 나머지 일부가 보고될 수도 있다 (예를 들어, V-PMI 및 H-PMI<sub>1</sub>이 동시에 보고된 후, H-PMI<sub>2</sub>와 CQI가 동시에 보고될 수 있다).

[0462] 만약, V-PMI RTI가 제 2 값(또는 Off를 나타내는 값)으로 설정되는 경우, V-PMI RTI의 보고 후에 V-PMI가 보고되지 않고 H-PMI만이 보고될 수 있다. 이러한 경우, 수직 빔포밍을 위한 프리코더는 가장 최근에 보고된 (예를 들어, V-PMI RTI의 보고 이전에 가장 마지막으로 보고된) V-PMI에 의해서 지시되는 프리코더가 그대로 사용된다고 가정할 수 있다. 또는, 수직 빔포밍을 위한 프리코더는 디폴트(default)로 설정되어 있는 특정 V-PMI에 의해서 지시되는 프리코더가 사용될 수도 있다. 디폴트 V-PMI는 가장 낮은 번호(또는 인덱스)를 가지는 V-PMI일 수 있다.

[0463] V-PMI RTI는 RI와 결합되어 보고될 수도 있다. 이 경우, V-PMI는 랭크-1에 기초하여 선택/결정된 것으로 가정하고, 보고되는 RI는 H-PMI의 선택/결정의 기초가 되는 랭크 값을 지시하는 것으로 사용될 수 있다 (예를 들어, V-PMI RTI의 값이 On을 지시하는지 Off를 지시하는지에 무관하게, RI는 그 후에 보고되는 H-PMI에 연관된 전송 랭크 값을 지시할 수 있다). 또는, 보고되는 RI는 V-PMI와 H-PMI의 조합에 의해서 지시되는 프리코딩 벡터/행렬 (또는 V-PMI에 의해 지시되는 프리코딩 벡터/행렬과 H-PMI에 의해 지시되는 프리코딩 벡터/행렬의 결합(예를 들어, Kronecker product)의 결과로 얻어지는 프리코딩 벡터/행렬)의 랭크 값을 지시하는 것으로 사용될 수도 있

다.

- [0464] 또는, V-PMI RTI는 RI 보다 앞서서 보고될 수도 있다. 이 경우, V-PMI는 랭크-1에 기초하여 선택/결정된 것으로 가정하고, 보고되는 RI는 H-PMI의 선택/결정의 기초가 되는 랭크 값(즉, H-PMI에 연관된 랭크 값)을 지시하는 것으로 사용될 수 있다. 또한, V-PMI RTI의 보고 주기는 RI의 보고 주기의 정수배로 결정될 수 있으며, RI 보다 앞서서 V-PMI RTI가 보고된다는 것은 소정의 보고 시점(예를 들어, RI 보고 시점)을 기준으로 하는 오프셋(offset) 값으로서 지시될 수 있다.
- [0465] 실시형태 4
- [0466] 본 실시형태 4는 수직 빔포밍이 적용되는 경우에, 레거시(legacy) MIMO 동작을 지원하는 방안에 대한 것이다. 레거시 MIMO 동작이란, 수직 빔포밍이 도입되기 전의 시스템(예를 들어, 수평 빔포밍만을 지원하는 시스템)에서 정의되었던 MIMO 전송 기법들을 의미한다.
- [0467] 기존의 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8, 9, 10, 11)에서는 패시브 안테나 기반의 수직 틸팅(vertical tilting)을 가정하여, 수직 도메인 빔포밍은 고정된 패턴이 사용되고 (또는 아무런 수직 도메인 빔포밍이 적용되지 않는 것이라고도 표현할 수 있음), 수평 도메인의 1-차원 어레이 기반의 MIMO 전송 동작이 정의되어 있다. MIMO 전송 기법(scheme)으로는, 단일 안테나 포트 전송 기법, 전송 다이버시티 기법, 공간 다중화 기법, 페-루프 MIMO 기법, 단일-레이어 빔포밍 기법, 이중-레이어 빔포밍 기법, 다중-레이어 빔포밍 기법 등이 정의되어 있다.
- [0468] 기본적인 전송 방법은 단일 안테나 포트 전송 기법 및 전송 다이버시티 기법이다. CRS 안테나 포트의 개수에 따라서, 1 개의 CRS 포트가 사용되면 단일 안테나 포트 전송 기법이 사용되고, 2 개의 CRS 포트가 사용되면 SFBC(Space-Frequency Block Code) 기법이 사용되고, 4 개의 CRS 포트가 사용되는 SFBC-FSTD(Frequency Switched Transmit Diversity) 기법이 기본적인 전송 방법으로서 사용될 수 있다.
- [0469] CRS는, 셀 선택을 위한 RSRP(Reference Signal Received Power)/RSRQ(Reference Signal Received Quality) 측정을 위해서 사용될 수도 있고, 링크 적응(link adaptation)을 위한 정보로서의 CQI를 측정하기 위해서 사용될 수도 있고, 프리코딩 기반의 전송 기법을 위한 정보로서의 PMI 선택을 위해서 사용될 수도 있고, 높은 랭크를 지원하기 위한 랭크 선택을 위해서 사용될 수도 있으며, 데이터 및 제어 채널의 복조를 위해서 사용될 수도 있다.
- [0470] 패시브 안테나가 사용되는 경우에는 단일 수직 빔포밍이 적용되며, CRS, CSI-RS, DMRS(또는 UE-특정 RS), 동기 신호, 제어 채널, 데이터 채널 등의 모두에 대해서 동일한 수직 빔포밍이 적용되기 때문에 (또는 아무런 수직 빔포밍의 적용이 없다고도 표현할 수 있음), 수직 도메인에서는 동일한 커버리지를 가진다.
- [0471] 한편, AAS 기반의 2-차원 안테나 어레이에 대해서 수직 빔포밍이 적용되는 경우, 수직 도메인에 대해서 가변적인 빔포밍이 가능하게 된다. 이에 따라, RS(CRS, CSI-RS, DMRS(또는 UE-특정 RS) 등), 동기 신호, 제어 채널, 데이터 채널 등에 서로 상이한 수직 빔포밍이 적용될 수도 있다. 이러한 경우, 측정 부정합(measurement mismatch)의 문제가 발생할 수도 있고, 레거시 기법에서는 수직 빔포밍의 적용 자체를 고려하지 않기 때문에 수직 빔포밍의 적용이 레거시 개체(UE, eNB 등)의 동작에 불명료성(ambiguity)을 야기하는 등이 문제가 발생할 수도 있다. 이를 해결하기 위해서, 이하에서는 수직 빔포밍의 도입에 따른 본 발명의 다양한 예시들에 설명한다.
- [0472] 실시예 1
- [0473] 본 실시예에서는 다중의 수직 빔포밍 (또는 수직 전기적 틸팅(vertical electric tilting), 또는 단순히 수직 틸팅) 기반 전송 다이버시티를 가정하는 CQI 계산 방안에 대해서 설명한다.
- [0474] DMRS 기반의 데이터 전송을 위한 CSI 피드백은, PMI를 보고하는 경우와, PMI를 보고하지 않는 경우로 구분된다. 예를 들어, CSI-RS 기반으로 CSI를 생성 및 보고하는 경우에 PMI 및 이에 기반한 CQI가 보고될 수 있다. 한편, TDD 시스템에서 CRS 기반으로 CSI를 생성 및 보고하는 경우에는 PMI 없이 CQI가 보고될 수도 있으며, 이 경우에는 기지국이 상향링크 참조신호를 통해 프리코딩 가중치를 측정하고, 단말은 PMI 없이 CQI를 기지국으로 보고할 수 있다. 여기서, 단말이 PMI를 보고하지는 않지만, 개-루프 공간 다중화 기법 또는 전송 다이버시티 기법을 가정하고 CQI를 측정 및 보고할 수 있다. 개-루프 MIMO 전송을 가정하고 측정된 SNR(Signal-to-Noise Ratio)에 비하여, 프리코딩이 적용되는 경우에는 소정의 수준(예를 들어, 3dB)만큼 SNR이 향상되는 것을 고려하여, 기지국은 단말이 보고한 CQI를 보정하여 사용할 수 있다.
- [0475] 한편, 페-루프 프리코딩 및 고정 빔포밍이 적용되는 경우에는 사용자의 위치에 따라서 SNR이 상당한 차이(예를

들어, 0dB 내지 6dB)를 가질 수 있다. 즉, 고정된 방향으로의 빔은 어떤 위치에서는 집중된 신호 세기로 인하여 SNR이 높은 것으로 측정될 것이지만, 다른 위치에서는 신호 세기가 낮게 측정되므로 SNR이 낮은 것으로 측정될 수 있다. 이에 따라, 수직 도메인에서 고정 빔포밍이 적용되는 경우에 사용자 위치에 따라 CQI 계산 값이 크게 차이나게 된다.

[0476] 기존의 패시브 안테나는 수직 도메인으로 고정 빔 패턴을 사용하는 것이라고 간주할 수 있다. 한편, AAS의 경우에는, CRS는 (레거시 시스템과 마찬가지로) 고정 빔 패턴으로 전송되고, DMRS 기반 데이터 전송에는 가변적인 수직 빔포밍이 적용되는 것으로 가정한다. 이 경우, PMI가 보고되지 않는 경우에 CRS 기반으로 CQI를 계산하는 경우, 수직 도메인에서 고정 빔포밍의 적용으로 인해서 사용자의 위치에 따라 SNR이 크게 차이나는 문제가 발생하게 된다. 이를 해결하기 위해서, 본 발명에서는 다음과 같은 방안들을 제안한다.

[0477] PMI가 보고되지 않는 경우에는 SNR을 수직 빔포밍 방향(또는 수직 틸팅)에 따라서 계산하도록 할 수 있다. 또한, 3GPP LTE 전송 모드 2(TM2) (즉, 전송 다이버시티)를 위해서는 수직 빔포밍 (또는 수직 틸팅) 정보를 상위 계층(예를 들어, RRC) 시그널링을 통해서 단말에게 전달할 수 있다. 또한, 기존의 시스템에 따라서 PMI를 보고하지 않는 경우라고 하더라도, 이는 수평 도메인에서의 프리코딩 정보를 보고하지 않는 것이라고 정의되는 것이므로, 수직 빔포밍 (또는 수직 틸팅) 정보를 단말이 보고하도록 하는 추가적인 동작을 정의할 수도 있다.

[0478] 또한, 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)을 고려하여 CQI를 계산하도록 하기 위한 특별한 참조신호(RS)를 단말에게 설정하여 줄 수도 있다. 상기 특별한 RS로는 CSI-RS가 사용될 수도 있고, 또는 기존에 정의된 CRS와는 상이한 측정 목적의 CRS가 사용될 수도 있다.

[0479] 여기서, 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)은, 수직 도메인 빔포밍을 위한 가중치 벡터로서 표현될 수 있다. 또한, 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)은, CRS 별로 수직 틸팅을 상이하게 적용함으로써, 단말의 입장에서는 상이한 셀로부터의 CRS (또한 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용된 CRS)인 것으로 인식되도록 할 수도 있다. 또한, 복수개의 수직 섹터화된 CSI-RS 설정을 단말에게 알려줌으로써, 단말이 각각의 CSI-RS 설정에 대응하는 수직 도메인 섹터에 대한 CSI를 계산/선택하도록 할 수 있다.

[0480] 실시예 2

[0481] 수직 빔포밍을 위해서 새로운 전송 모드가 정의될 수 있다. 이러한 새로운 전송 모드는 수직 빔포밍 및 수평 빔포밍을 수행하는 프리코딩 기법과, 피드백 정보 없이도 동작할 수 있는 폴백(fallback) 기법으로 구성될 수 있다. 폴백 기법은 통신 상에 문제가 있을 때에 특별한 설정 없이도 수행가능한 기본적인 동작이라고 할 수 있다.

[0482] 예를 들어, 상기 폴백 기법은, V-PMI 인덱스가 0인 경우에 해당하는 수직 빔포밍을 위한 프리코딩 벡터/행렬을 사용하고 단일 안테나 전송 기법을 적용하는 것으로 정의될 수 있다. 또는, 상기 폴백 기법은, 개-루프 전송을 적용한 수직 도메인 섹터화에 기반한 전송 기법으로 적용될 수 있다.

[0483] 폴백 기법 등을 지원하기 위해서, 디폴트 수직 빔포밍(또는 디폴트 프리코딩 가중치)를 이용하는 방안에 대해서 이하에서 설명한다.

[0484] 레거시 MIMO 기법을 적용하기 위해서, 수직 도메인으로는 고정된 프리코딩 가중치를 사용하도록 할 수 있다.

[0485] AAS 기반 2-차원 어레이 안테나 구성이 적용되는 MIMO 시스템에서 수직 도메인 빔포밍을 위해서 안테나 요소에 빔포밍 가중치 벡터/행렬이 적용된다고 할 때, 레거시 MIMO 기법을 위해서 수직 도메인을 위한 가중치 벡터/행렬 중에서 특정 (또는 디폴트) 프리코딩 가중치 벡터/행렬을 사용하여 특정 (또는 디폴트) 안테나 포트를 구성할 수 있다. 만약 코드북 형태로 가중치 벡터/행렬이 정의되어 있는 경우라면, 코드북 내에서 특정 요소(예를 들어, 가장 낮은 인덱스에 대응하는 프리코딩 가중치 벡터/행렬)가 상기 특정(또는 디폴트) 프리코딩 가중치 벡터/행렬로서 사용될 수 있다.

[0486] 예를 들어, 수직 도메인에 4 개의 안테나 요소가 존재하고, 수평 도메인에 4 개의 안테나 요소가 존재하는 2-차원 안테나 어레이를 가정한다. 이 경우, 아래의 수학적 식 41과 같이, 수직 도메인의 특정 (또는 디폴트) 가중치 벡터를 적용하여 수평 도메인의 4 개의 안테나 포트를 구성할 수 있다.



수학식 41

$$\begin{aligned}
 H_{ap} &= [H_0 \ H_1 \ H_2 \ H_3] \\
 &= H_{ae} \cdot W_v \\
 &= [H_{00} \ H_{01} \ H_{02} \ H_{03}; \ H_{10} \ H_{11} \ H_{12} \ H_{13}; \ H_{20} \ H_{21} \ H_{22} \ H_{23}; \ H_{30} \ H_{31} \ H_{32} \ H_{33}] \cdot \\
 &\quad [W_0; \ W_1; \ W_2; \ W_3] \\
 &= [ (H_{00} \ W_0 + H_{10} \ W_1 + H_{20} \ W_2 + H_{30} \ W_3) \ (H_{01} \ W_0 + H_{11} \ W_1 + H_{21} \ W_2 + H_{31} \ W_3) \\
 &\quad (H_{02} \ W_0 + H_{12} \ W_1 + H_{22} \ W_2 + H_{32} \ W_3) \ (H_{03} \ W_0 + H_{13} \ W_1 + H_{23} \ W_2 + H_{33} \ W_3) ]
 \end{aligned}$$

[0487]

[0488]

상기 수학식 41에서  $H_{ap}$  는  $H_k$  에 의해서 구성되는 공간 채널 벡터/행렬이다.  $H_k$  는  $k$ 에 대한 공간 채널이며,  $k$  는 안테나 포트 인덱스이다.  $H_{ae}$  는  $H_{mn}$  에 의해서 구성되는 공간 채널 벡터/행렬이다.  $H_{mn}$  은 안테나 요소 ( $m$ ,  $n$ )에 대한 공간 채널이며,  $m$ 은 수직 도메인에서의 안테나 요소 인덱스이고,  $n$ 은 수평 도메인에서의 안테나 요소 인덱스이다.  $W_v$  는 수직 도메인 빔포밍을 위한 특정 (또는 디폴트) 가중치 벡터/행렬이다.

[0489]

실시예 3

[0490]

본 발명에 따르면, 시간 도메인에서 수직 섹터화를 적용할 수 있다. 예를 들어, 자원이 할당되는 시간 단위를 서브프레임이라고 하면, 서브프레임 별로 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)을 적용하도록 할 수 있다.

[0491]

예를 들어, 각각의 서브프레임 단위로 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용될 수 있다. 또는, 연속되는  $N$  (예를 들어,  $N=2, 5, 10$ ) 개의 서브프레임 단위로 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용될 수도 있다. 또는, 비트맵을 사용하여 제 1 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용되는 서브프레임(들)과, 제 2 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용되는 서브프레임(들)을 구분하여 지시할 수도 있다. 또는, 서브프레임 타입(예를 들어, 일반(normal) 서브프레임과 MBSFN 서브프레임)에 따라 서로 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용되도록 설정할 수도 있다.

[0492]

또한, 반송파 기반 수직 섹터화도 가능하다. 이는 서로 상이한 반송파(또는 셀)에 대해서 상이한 수직 빔포밍(또는 수직 틸팅)이 적용되는 것으로 이해될 수 있다.

[0493]

도 20은 본 발명에 따른 채널상태정보(CSI) 송수신 방법을 설명하기 위한 도면이다.

[0494]

단계 S10에서 기지국은 단말로 2-차원 안테나 구조에 대한 CSI 생성에 이용될 수 있는 참조신호(예를 들어, CSI-RS)를 전송할 수 있다.

[0495]

단계 S20에서 단말은 기지국으로부터 수신된 참조신호를 이용하여 2-차원 안테나 구조에 대한 CSI를 생성할 수 있다.

[0496]

단계 S30에서 단말은 생성된 CSI를 기지국으로 보고할 수 있다.

[0497]

2-차원 안테나 구조에 대한 CSI 생성 및/또는 보고에 있어서, 본 발명에서 제안하는 다양한 예시들(예를 들어, 2-차원 안테나 구조에 적합한 수직/수평 빔포밍을 표현하기 위한 프리코딩 행렬 구성 방안, 코드북 설계 방안, 프리코딩 행렬 지시자 구성 방안, 프리코딩 행렬 지시자 보고 방안, 레거시 시스템의 개체를 지원하는 방안 등)의 하나 또는 둘 이상의 조합이 적용될 수 있다.

[0498]

도 20에서 설명하는 예시적인 방법은 설명의 간명함을 위해서 동작의 시리즈로 표현되어 있지만, 이는 단계가 수행되는 순서를 제한하기 위한 것은 아니며, 필요한 경우에는 각각의 단계가 동시에 또는 상이한 순서로 수행될 수도 있다. 또한, 본 발명에서 제안하는 방법을 구현하기 위해서 도 20에서 예시하는 모든 단계가 반드시 필요한 것은 아니다.

[0499]

도 21은 본 발명에 따른 단말 장치 및 기지국 장치의 바람직한 실시예의 구성을 도시한 도면이다.

[0500]

도 21을 참조하여 본 발명에 따른 기지국 장치(10)는, 송신기(11), 수신기(12), 프로세서(13), 메모리(14) 및 복수개의 안테나(15)를 포함할 수 있다. 송신기(11)는 외부 장치(예를 들어, 단말)로의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 수신기(12)는 외부 장치(예를 들어, 단말)로부터의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 프로세서(13)는 기지국 장치(10) 전반의 동작을 제어할 수 있다. 복수개의 안테나(15)는 2-차원 안

테나 구조에 따라서 구성될 수 있다.

- [0501] 본 발명의 일례에 따른 기지국 장치(10)의 프로세서(13)는, 송신기(11)를 제어하여 단말에게 참조신호를 전송하고, 상기 참조신호를 이용하여 상기 단말에서 생성된 CSI를, 상기 수신기(12)를 제어하여 상기 단말로부터 수신하도록 구성될 수 있다.
- [0502] 위와 같은 기지국 장치(10)의 구체적인 구성에 있어서, 2-차원 안테나 구조에 대한 CSI 생성 및/또는 보고에 대해서 본 발명에서 제안하는 다양한 예시들(예를 들어, 2-차원 안테나 구조에 적합한 수직/수평 빔포밍을 표현하기 위한 프리코딩 행렬 구성 방안, 코드북 설계 방안, 프리코딩 행렬 지시자 구성 방안, 프리코딩 행렬 지시자 보고 방안, 레거시 시스템의 개체를 지원하는 방안 등)의 하나 또는 둘 이상의 조합이 적용될 수 있다.
- [0503] 기지국 장치(10)의 프로세서(13)는 그 외에도 기지국 장치(10)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(14)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [0504] 도 21을 참조하여 본 발명에 따른 단말 장치(20)는, 송신기(21), 수신기(22), 프로세서(23), 메모리(24) 및 복수개의 안테나(25)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(25)는 MIMO 송수신을 지원하는 단말 장치를 의미한다. 송신기(21)는 외부 장치(예를 들어, 기지국)로의 각종 신호, 데이터 및 정보를 전송할 수 있다. 수신기(22)는 외부 장치(예를 들어, 기지국)로부터의 각종 신호, 데이터 및 정보를 수신할 수 있다. 프로세서(23)는 단말 장치(20) 전반의 동작을 제어할 수 있다.
- [0505] 본 발명의 일례에 따른 단말 장치(20)의 프로세서(23)는, 수신기(22)를 제어하여 기지국으로부터 참조신호를 수신하고, 상기 참조신호를 이용하여 생성된 상기 CSI를, 상기 송신기(21)를 제어하여 상기 기지국으로 보고하도록 구성될 수 있다.
- [0506] 위와 같은 단말 장치(20)의 구체적인 구성에 있어서, 2-차원 안테나 구조에 대한 CSI 생성 및/또는 보고에 대해서 본 발명에서 제안하는 다양한 예시들(예를 들어, 2-차원 안테나 구조에 적합한 수직/수평 빔포밍을 표현하기 위한 프리코딩 행렬 구성 방안, 코드북 설계 방안, 프리코딩 행렬 지시자 구성 방안, 프리코딩 행렬 지시자 보고 방안, 레거시 시스템의 개체를 지원하는 방안 등)의 하나 또는 둘 이상의 조합이 적용될 수 있다.
- [0507] 단말 장치(20)의 프로세서(23)는 그 외에도 단말 장치(20)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(24)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.
- [0508] 또한, 본 발명의 다양한 실시예들을 설명함에 있어서, 하향링크 전송 주체(entity) 또는 상향링크 수신 주체는 주로 기지국을 예로 들어 설명하였고, 하향링크 수신 주체 또는 상향링크 전송 주체는 주로 단말을 예로 들어 설명하지만, 본 발명의 범위가 이에 제한되는 것은 아니다. 예를 들어, 상기 기지국에 대한 설명은 셀, 안테나 포트, 안테나 포트 그룹, RRH, 전송 포인트, 수신 포인트, 액세스 포인트, 중계기 등이 단말로의 하향링크 전송 주체가 되거나 단말로부터의 상향링크 수신 주체가 되는 경우에 동일하게 적용될 수 있다. 또한, 중계기가 단말로의 하향링크 전송 주체가 되거나 단말로부터의 상향링크 수신 주체가 되는 경우, 또는 중계기가 기지국으로의 상향링크 전송 주체가 되거나 기지국으로부터의 하향링크 수신 주체가 되는 경우에도 본 발명의 다양한 실시예를 통하여 설명한 본 발명의 원리가 동일하게 적용될 수도 있다.
- [0509] 상술한 본 발명의 실시예들은 다양한 수단을 통해 구현될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 실시예들은 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0510] 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 하나 또는 그 이상의 ASICs(Application Specific Integrated Circuits), DSPs(Digital Signal Processors), DSPDs(Digital Signal Processing Devices), PLDs(Programmable Logic Devices), FPGAs(Field Programmable Gate Arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.
- [0511] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.
- [0512] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분

야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 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.

[0513]

본 발명은 본 발명의 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다. 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함할 수 있다.

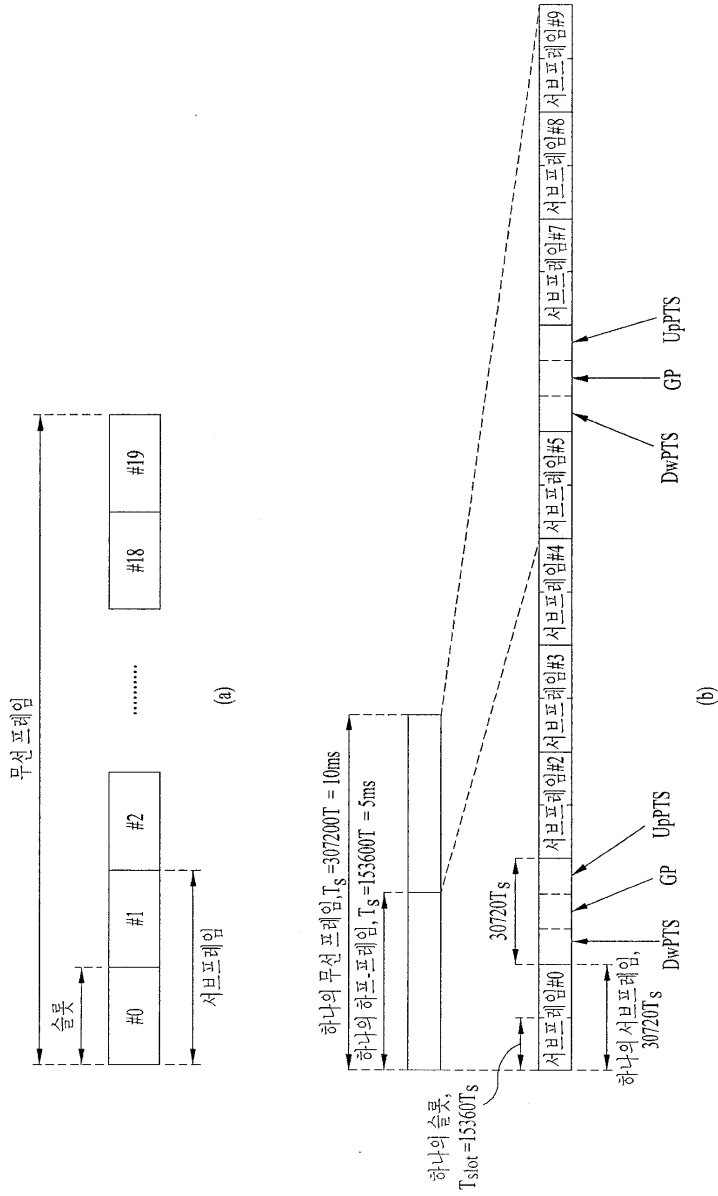
### 산업상 이용가능성

[0514]

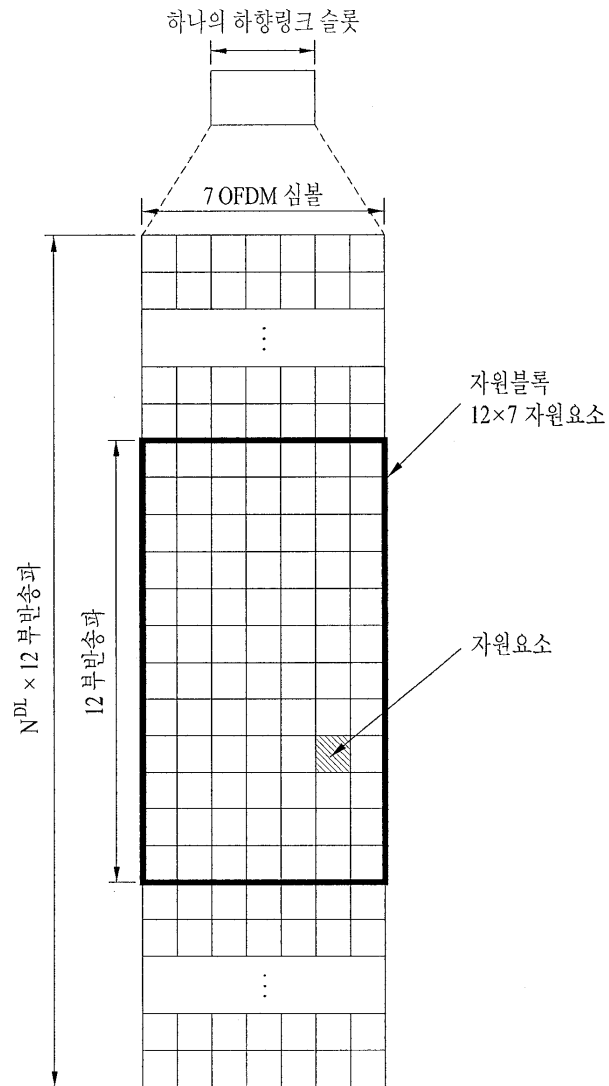
상술한 바와 같은 본 발명의 실시형태들은 다양한 이동통신 시스템에 적용될 수 있다.

도면

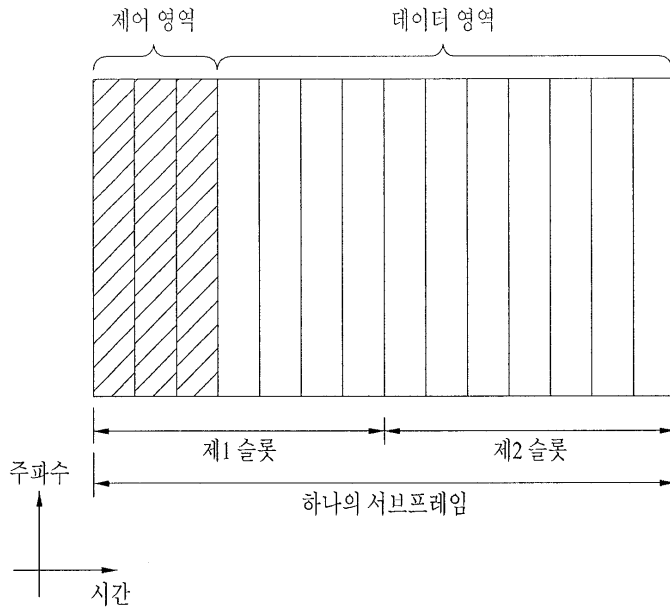
도면1



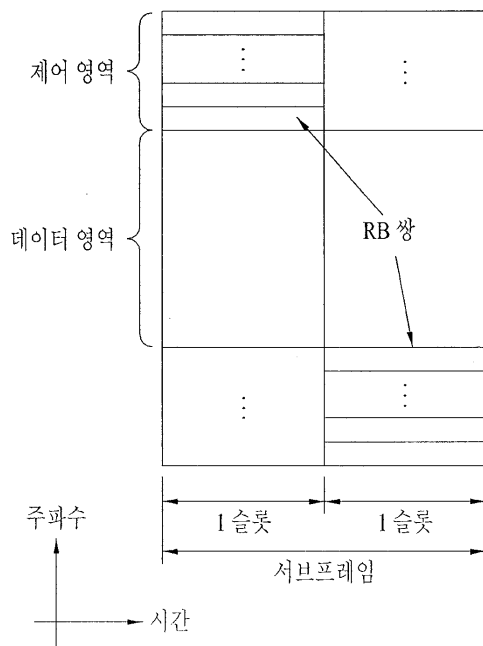
도면2



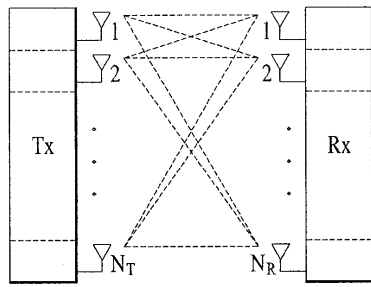
도면3



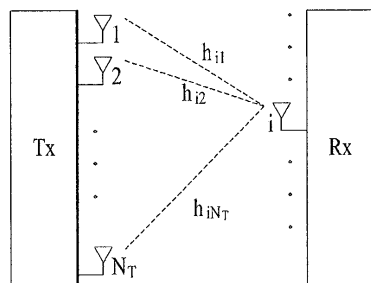
도면4



도면5

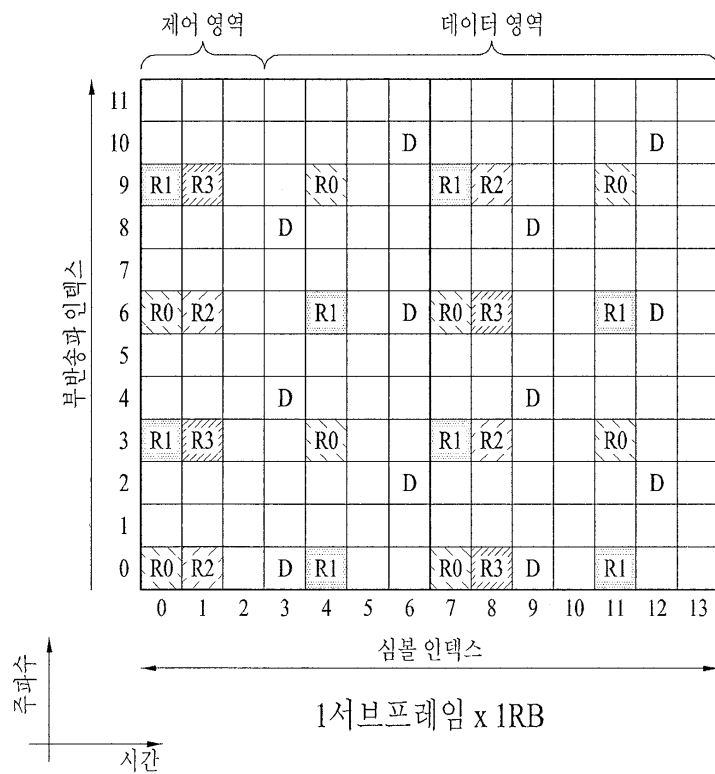


(a)

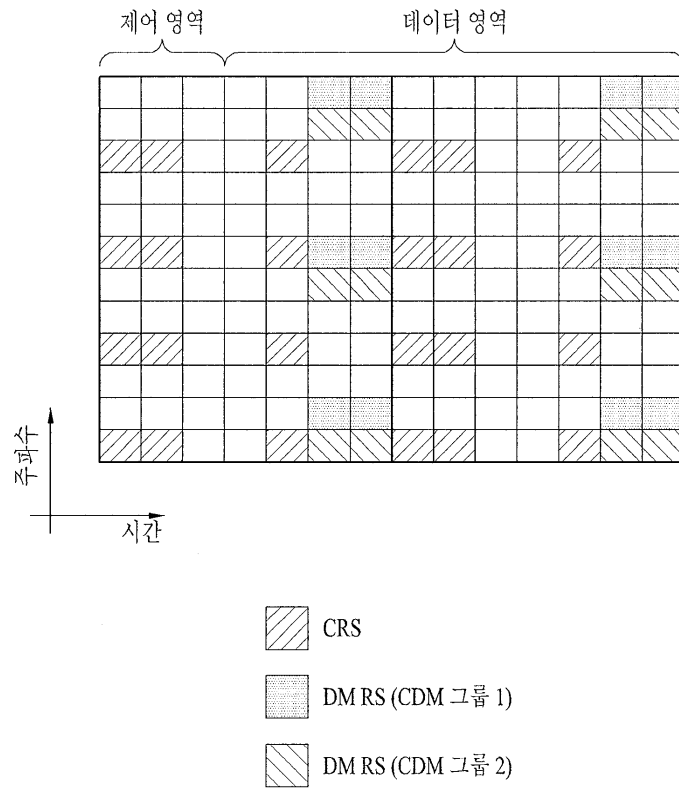


(b)

도면6

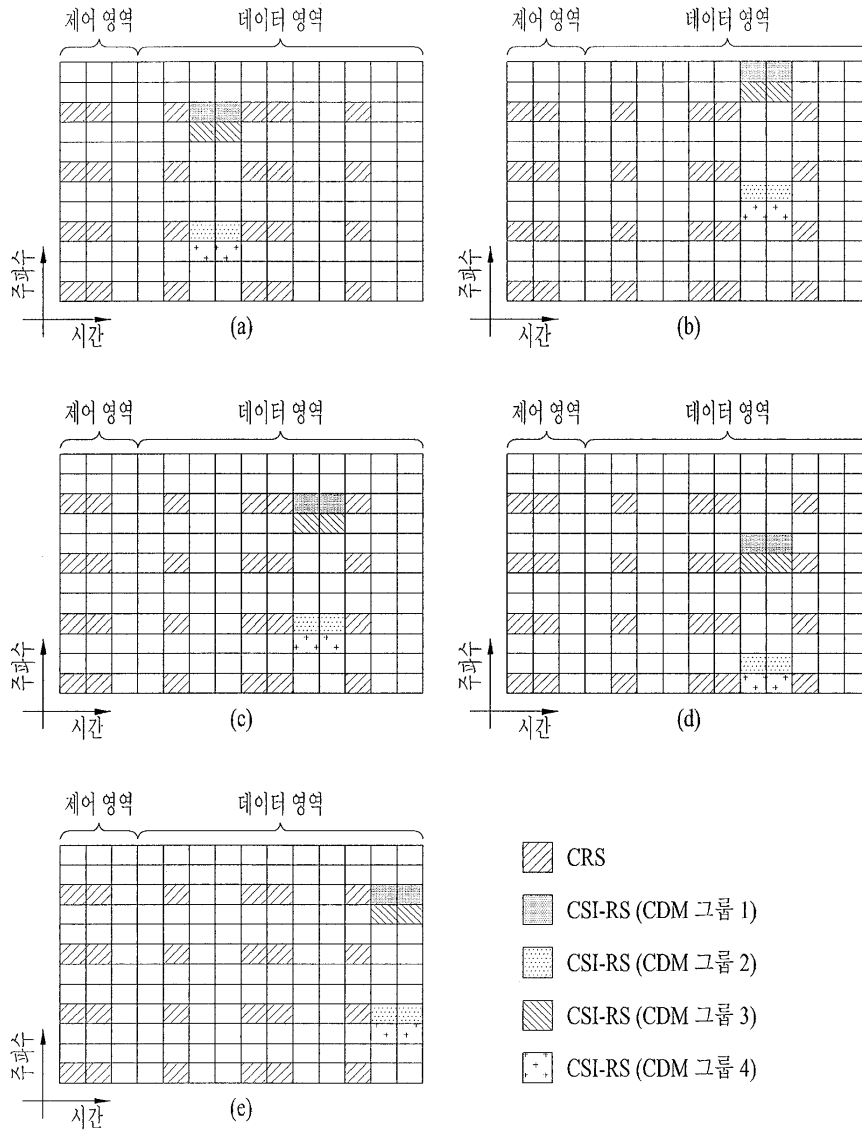


도면7

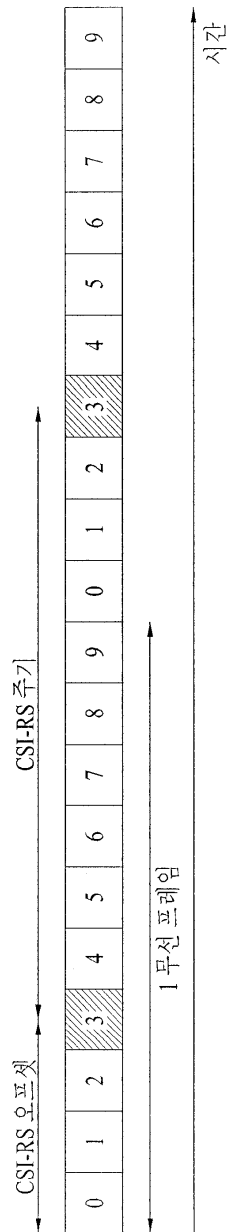




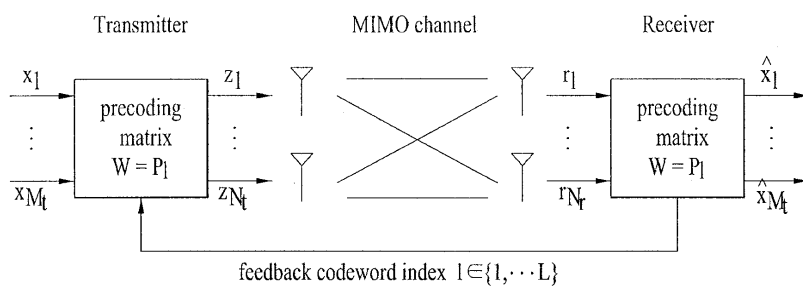
도면8



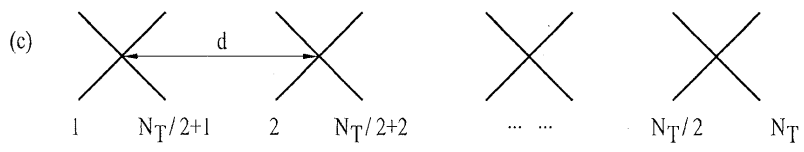
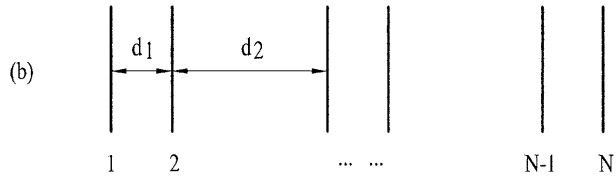
도면9



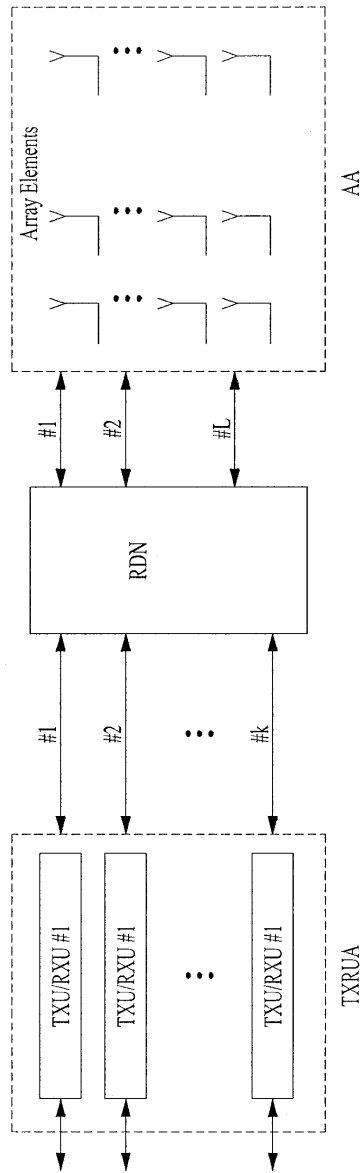
도면10



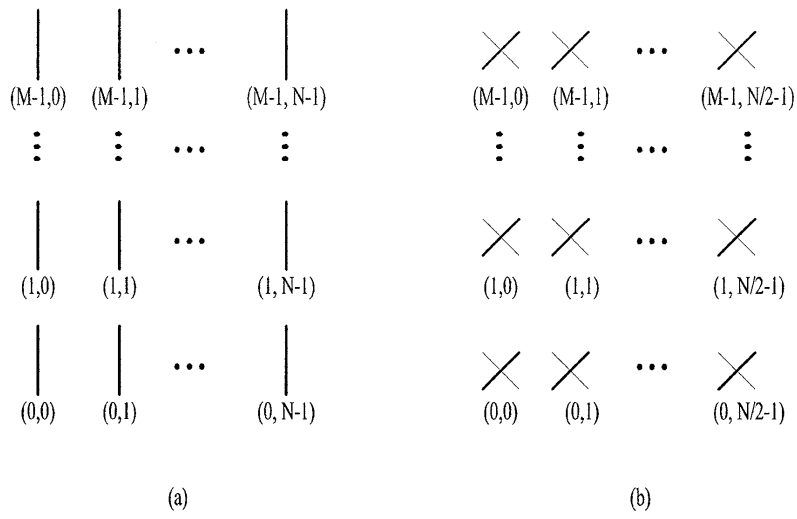
도면11



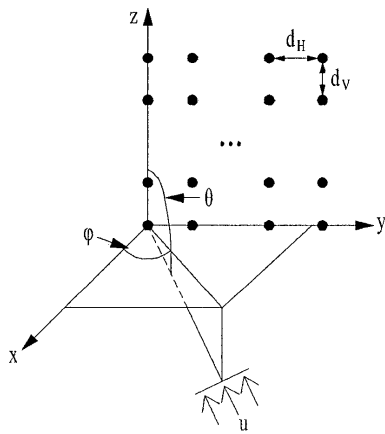
도면12



도면13



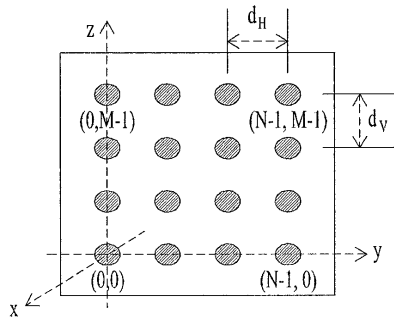
도면14



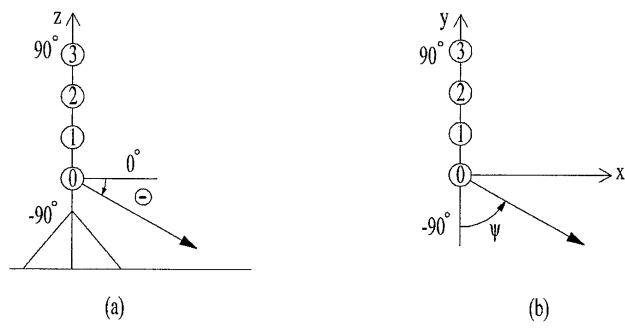
도면15



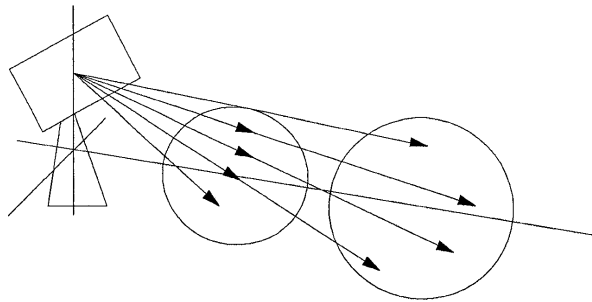
도면16



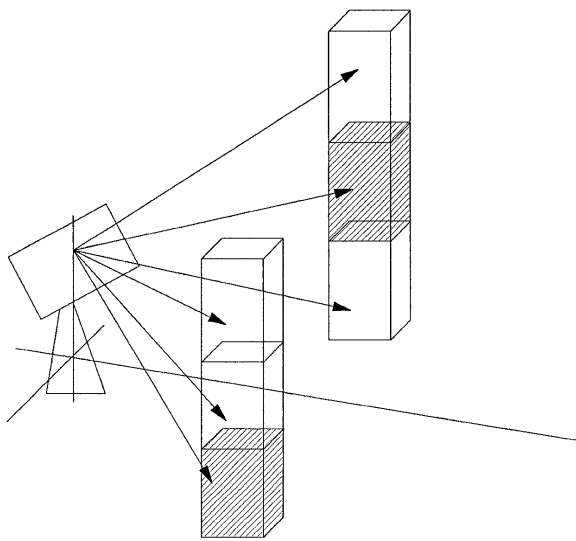
도면17



도면18

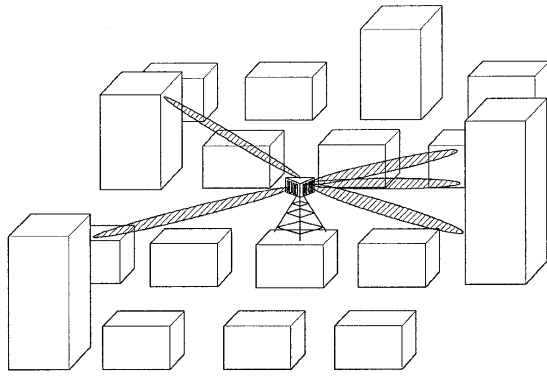


(a)

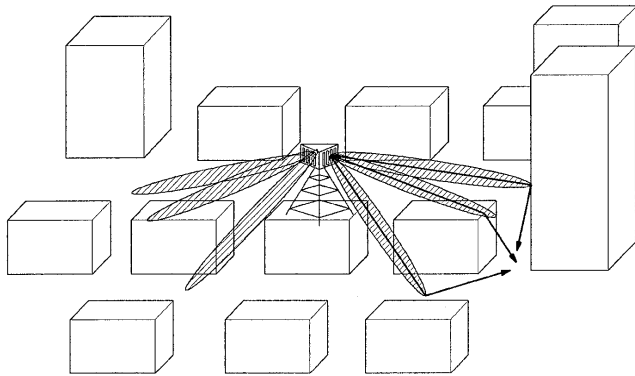


(b)

도면19

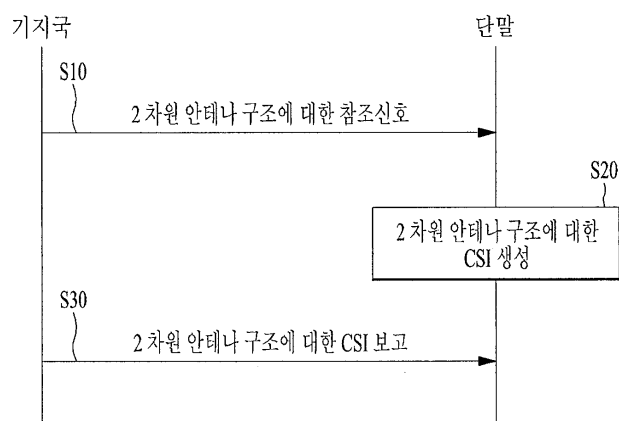


(a)



(b)

도면20





도면21

