



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0023668
(43) 공개일자 2016년03월03일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/06 (2006.01)
H04L 5/00 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0473 (2013.01)
H04B 7/0417 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-7034115
(22) 출원일자(국제) 2014년06월24일
심사청구일자 없음
(85) 번역문제출일자 2015년11월30일
(86) 국제출원번호 PCT/KR2014/005564
(87) 국제공개번호 WO 2014/208974
국제공개일자 2014년12월31일
(30) 우선권주장
61/838,887 2013년06월25일 미국(US)
(뒷면에 계속)

(71) 출원인
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(72) 발명자
강지원
서울특별시 서초구 양재대로11길 19
정재훈
서울특별시 서초구 양재대로11길 19
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
김용인, 방해철

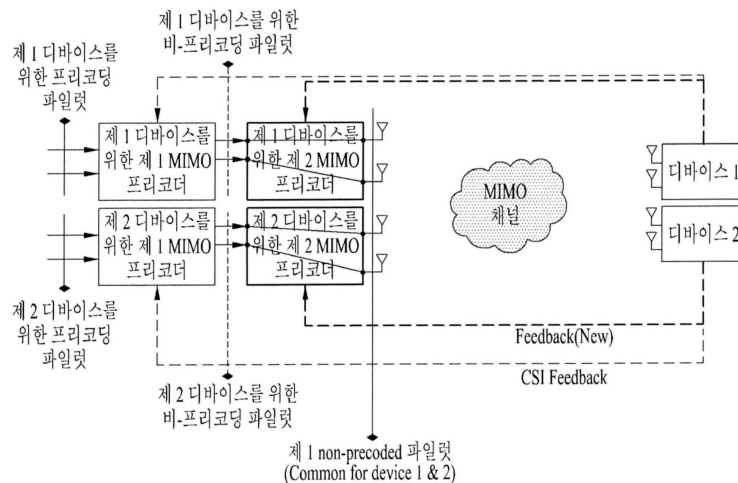
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 적응적 안테나 스케일링을 위한 프리코딩 방법 및 이를 위한 장치

(57) 요약

본 출원에서는 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법이 개시된다. 구체적으로, 상기 방법은, 하나 이상의 송신 스트림을 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계; 상기 제 1 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계; 및 상기 제 2 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 물리 안테나들로 맵핑하여 상기 수신단으로 송신하는 단계를 포함하고, 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수는, 상기 제 2 논리 안테나 포트들의 개수보다 적거나 같고, 상기 송신단과 상기 수신단 간 채널 상태에 기반하여 가변하는 것을 특징으로 한다.

대표도 - 도23



(52) CPC특허분류

H04B 7/0452 (2013.01)
H04B 7/0626 (2013.01)
H04B 7/063 (2013.01)
H04B 7/0639 (2013.01)
H04L 5/0023 (2013.01)
H04L 5/0048 (2013.01)

(30) 우선권주장

61/859,787 2013년07월30일 미국(US)
61/859,792 2013년07월30일 미국(US)
61/876,774 2013년09월12일 미국(US)

(72) 발명자

이길범

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

변일무

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

고현수

서울특별시 서초구 양재대로11길 19

명세서

청구범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법에 있어서,
하나 이상의 송신 스트림을 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계;
상기 제 1 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계; 및
상기 제 2 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 물리 안테나들로 맵핑하여 상기 수신단으로 송신하는 단계를 포함하
고,
상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수는,
상기 제 2 논리 안테나 포트들의 개수보다 적거나 같고, 상기 송신단과 상기 수신단 간 채널 상태에 기반하여
가변하는 것을 특징으로 하는,
신호 송신 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
상기 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계는 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 2 논리 안테나 포
트들로 맵핑하는 단계를 포함하고,
상기 물리 안테나들로 맵핑하는 단계는 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 물리 안테나들로 맵핑하는 단계를
포함하는 것을 특징으로 하는,
신호 송신 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,
상기 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 수신단에서의 채널 상태 정보 측정을 위한 파일럿 신호이고,
상기 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 공통 파일럿 신호
인 것을 특징으로 하는,
신호 송신 방법.

청구항 4

제 1 항에 있어서,
상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계는,
상기 수신단 특정한 프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계를 포함하는 것을
특징으로 하는,
신호 송신 방법.

청구항 5

제 1 항에 있어서,
상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 상기 송신단과 상기 수신단 간 채널 상태에 관한 정보를
상기 수신단으로부터 수신하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 논리 안테나 포트들과 상기 제 2 논리 안테나 포트들 간의 맵핑 관계에 관한 정보를 상기 수신단으로 송신하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는,

신호 송신 방법.

청구항 7

무선 통신 시스템에서 송신 장치로서,

하나 이상의 송신 스트림을 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 제 1 프리코더;

상기 제 1 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 제 2 프리코더; 및

상기 제 2 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 수신 장치로 송신하기 위하여 물리 안테나들로 맵핑하는 물리 안테나 맵퍼를 포함하고,

상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수는,

상기 제 2 논리 안테나 포트들의 개수보다 적거나 같고, 상기 송신 장치와 상기 수신 장치 간 채널 상태에 기반하여 가변하는 것을 특징으로 하는,

송신 장치.

청구항 8

제 7 항에 있어서,

제 2 프리코더는 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하고,

상기 물리 안테나 맵퍼는 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 물리 안테나들로 맵핑하는 것을 특징으로 하는,

송신 장치.

청구항 9

제 8 항에 있어서,

상기 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 수신단에서의 채널 상태 정보 측정을 위한 파일럿 신호이고,

상기 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 공통 파일럿 신호인 것을 특징으로 하는,

송신 장치.

청구항 10

제 7 항에 있어서,

상기 제 1 프리코더는,

상기 수신 장치 특정한 프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 것을 특징으로 하는,

송신 장치.

청구항 11

제 7 항에 있어서,

상기 송신 장치는,

상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 상기 송신 장치와 상기 수신 장치 간 채널 상태에 관한

정보를 상기 수신 장치로부터 수신하는 것을 특징으로 하는,
송신 장치.

청구항 12

제 7 항에 있어서,
상기 송신 장치는,
상기 제 1 논리 안테나 포트들과 상기 제 2 논리 안테나 포트들 간의 맵핑 관계에 관한 정보를 상기 수신 장치로 송신하는 것을 특징으로 하는,
송신 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 무선 통신 시스템에서 적응적 안테나 스케일링을 위한 프리코딩 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템의 일례로서 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution; 이하 "LTE"라 함) 통신 시스템에 대해 개략적으로 설명한다.

[0003] 도 1은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면이다. E-UMTS(Evolved Universal Mobile Telecommunications System) 시스템은 기존 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)에서 진화한 시스템으로서, 현재 3GPP에서 기초적인 표준화 작업을 진행하고 있다. 일반적으로 E-UMTS는 LTE(Long Term Evolution) 시스템이라고 할 수도 있다. UMTS 및 E-UMTS의 기술 규격(technical specification)의 상세한 내용은 각각 "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network"의 Release 7과 Release 8을 참조할 수 있다.

[0004] 도 1을 참조하면, E-UMTS는 단말(User Equipment; UE)과 기지국(eNode B; eNB, 네트워크(E-UTRAN)의 종단에 위치하여 외부 네트워크와 연결되는 접속 게이트웨이(Access Gateway; AG)를 포함한다. 기지국은 브로드캐스트 서비스, 멀티캐스트 서비스 및/또는 유니캐스트 서비스를 위해 다중 데이터 스트림을 동시에 전송할 수 있다.

[0005] 한 기지국에는 하나 이상의 셀이 존재한다. 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20Mhz 등의 대역폭 중 하나로 설정돼 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다. 기지국은 다수의 단말에 대한 데이터 송수신을 제어한다. 하향링크(Downlink; DL) 데이터에 대해 기지국은 하향링크 스케줄링 정보를 전송하여 해당 단말에게 데이터가 전송될 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ(Hybrid Automatic Repeat and reQuest) 관련 정보 등을 알려준다. 또한, 상향링크(Uplink; UL) 데이터에 대해 기지국은 상향링크 스케줄링 정보를 해당 단말에게 전송하여 해당 단말이 사용할 수 있는 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, HARQ 관련 정보 등을 알려준다. 기지국간에는 사용자 트래픽 또는 제어 트래픽 전송을 위한 인터페이스가 사용될 수 있다. 핵심망(Core Network; CN)은 AG와 단말의 사용자 등록 등을 위한 네트워크 노드 등으로 구성될 수 있다. AG는 복수의 셀들로 구성되는 TA(Tracking Area) 단위로 단말의 이동성을 관리한다.

[0006] 무선 통신 기술은 WCDMA를 기반으로 LTE까지 개발되어 왔지만, 사용자와 사업자의 요구와 기대는 지속적으로 증가하고 있다. 또한, 다른 무선 접속 기술이 계속 개발되고 있으므로 향후 경쟁력을 가지기 위해서는 새로운 기술 진화가 요구된다. 비트당 비용 감소, 서비스 가용성 증대, 융통성 있는 주파수 밴드의 사용, 단순구조와 개방형 인터페이스, 단말의 적절한 파워 소모 등이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 상술한 바와 같은 논의를 바탕으로 이하에서는 무선 통신 시스템에서 적응적 안테나 스케일링을 위한 프리코딩

방법 및 이를 위한 장치를 제안하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명의 일 실시예인 무선 통신 시스템에서 송신단이 수신단으로 신호를 송신하는 방법은, 하나 이상의 송신 스트림을 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계; 상기 제 1 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계; 및 상기 제 2 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 물리 안테나들로 맵핑하여 상기 수신단으로 송신하는 단계를 포함하고, 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수는 상기 제 2 논리 안테나 포트들의 개수보다 적거나 같고, 상기 송신단과 상기 수신단 간 채널 상태에 기반하여 가변하는 것을 특징으로 한다.

[0009] 바람직하게는, 상기 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계는 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계를 포함하고, 상기 물리 안테나들로 맵핑하는 단계는 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 물리 안테나들로 맵핑하는 단계를 포함할 수 있다. 이 경우, 상기 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 수신단에서의 채널 상태 정보 측정을 위한 파일럿 신호이고, 상기 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 공통 파일럿 신호인 것을 특징으로 한다.

[0010] 추가적으로, 상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계는 상기 수신단 특정한 프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 단계를 포함할 수 있다.

[0011] 또한, 상기 방법은, 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 상기 송신단과 상기 수신단 간 채널 상태에 관한 정보를 상기 수신단으로부터 수신하는 단계 또는 상기 제 1 논리 안테나 포트들과 상기 제 2 논리 안테나 포트들 간의 맵핑 관계에 관한 정보를 상기 수신단으로 송신하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0012] 한편, 본 발명의 다른 실시예인 무선 통신 시스템에서 송신 장치는, 하나 이상의 송신 스트림을 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 제 1 프리코더; 상기 제 1 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 제 2 프리코더; 및 상기 제 2 논리 안테나들로 맵핑된 신호를 수신 장치로 송신하기 위하여 물리 안테나들로 맵핑하는 물리 안테나 맵퍼를 포함하고, 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수는 상기 제 2 논리 안테나 포트들의 개수보다 적거나 같고, 상기 송신 장치와 상기 수신 장치 간 채널 상태에 기반하여 가변하는 것을 특징으로 한다.

[0013] 바람직하게는, 제 2 프리코더는 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 2 논리 안테나 포트들로 맵핑하고, 상기 물리 안테나 맵퍼는 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호를 상기 물리 안테나들로 맵핑할 수 있다. 이 경우, 상기 제 1 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 수신단에서의 채널 상태 정보 측정을 위한 파일럿 신호이고, 상기 제 2 비-프리코딩 파일럿 신호는 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 공통 파일럿 신호인 것을 특징으로 한다.

[0014] 추가적으로, 상기 제 1 프리코더는 상기 수신 장치 특정한 프리코딩 파일럿 신호를 상기 제 1 논리 안테나 포트들로 맵핑하는 것을 특징으로 한다.

[0015] 보다 바람직하게는, 상기 송신 장치는 상기 제 1 논리 안테나 포트들의 개수를 결정하기 위한 상기 송신 장치와 상기 수신 장치 간 채널 상태에 관한 정보를 상기 수신 장치로부터 수신하거나, 상기 제 1 논리 안테나 포트들과 상기 제 2 논리 안테나 포트들 간의 맵핑 관계에 관한 정보를 상기 수신 장치로 송신하는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0016] 본 발명의 실시예에 따르면 대규모 안테나 어레이를 이용하는 송수신 구조에서 무선 채널 상황에 적응적으로 파일럿 및 피드백 오버헤드를 최적화할 수 있다.

[0017] 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

[0018] 도 1은 무선 통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면.
 도 2는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio

Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면.

도 3은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 설명하기 위한 도면.

도 4는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면.

도 5는 LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면.

도 6은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 도시하는 도면.

도 7은 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도.

도 8 및 도 9는 4개의 안테나를 이용한 하향링크 전송을 지원하는 LTE 시스템에서의 하향링크 참조 신호의 구조를 도시하는 도면이다.

도 10은 현재 3GPP 표준문서에서 정의하고 있는 하향링크 DM-RS 할당 예를 도시한다.

도 11은 현재 3GPP 표준문서에서 정의된 하향링크 CSI-RS 설정 중 일반 CP인 경우의 CSI-RS 설정 #0을 예시한다.

도 12는 안테나 틸팅 방식을 설명하기 위한 도면이다.

도 13은 기존 안테나 시스템과 능동 안테나 시스템을 비교하는 도면이다.

도 14는 능동 안테나 시스템에 기반하여, 단말 특정 빔 형성한 예를 도시한다.

도 15는 능동 안테나 시스템 기반의 3 차원 빔 전송 시나리오를 도시한다.

도 16은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 전체 안테나 포트들에서 유효 안테나 포트 집합을 선택한 예를 도시한다.

도 17은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 전체 안테나 포트들에서 유효 안테나 포트 집합을 선택한 다른 예를 도시한다.

도 18 및 도 19는 다수의 파일럿 패턴을 활용하여 파일럿을 전송하는 예를 도시한다.

도 20은 본 발명의 제 2 실시예에 따라 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍을 수행하는 예를 도시한다.

도 21은 MIMO 시스템의 일반적인 프리코딩 구조를 도시한다.

도 22는 MIMO 시스템에서 본 발명의 제 4 실시예에 따른 프리코딩 구조를 도시한다.

도 23은 본 발명의 제 4 실시예에 따른 서브-어레이 기반 다중 사용자 빔포밍을 지원하는 통신 시스템을 예시한다.

도 24는 본 발명의 일 실시예에 따른 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0019] 이하에서 첨부된 도면을 참조하여 설명된 본 발명의 실시예들에 의해 본 발명의 구성, 작용 및 다른 특징들이 용이하게 이해될 수 있을 것이다. 이하에서 설명되는 실시예들은 본 발명의 기술적 특징들이 3GPP 시스템에 적용된 예들이다.

[0020] 본 명세서는 LTE 시스템 및 LTE-A 시스템을 사용하여 본 발명의 실시예를 설명하지만, 이는 예시로서 본 발명의 실시예는 상기 정의에 해당되는 어떤 통신 시스템에도 적용될 수 있다. 또한, 본 명세서는 FDD 방식을 기준으로 본 발명의 실시예에 대해 설명하지만, 이는 예시로서 본 발명의 실시예는 H-FDD 방식 또는 TDD 방식에도 용이하게 변형되어 적용될 수 있다.

[0021] 또한, 본 명세서는 기지국의 명칭은 RRH(remote radio head), eNB, TP(transmission point), RP(reception point), 중계기(relay) 등을 포함하는 포괄적인 용어로 사용될 수 있다.

[0022] 도 2는 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면이다. 제어 평면은 단말(User Equipment; UE)과 네트워크가 호를 관리하기 위해서 이용하는 제어 메시지들이 전송되는 통로를 의미한다. 사용자평면은 애플리케이션 계층에서 생성된 데이터, 예를 들어, 음성 데이터 또는 인터넷 패킷

데이터 등이 전송되는 통로를 의미한다.

- [0023] 제1계층인 물리계층은 물리채널(Physical Channel)을 이용하여 상위 계층에게 정보 전송 서비스(Information Transfer Service)를 제공한다. 물리계층은 상위에 있는 매체접속제어(Medium Access Control) 계층과는 전송 채널(Transport Channel)을 통해 연결되어 있다. 상기 전송채널을 통해 매체접속제어 계층과 물리계층 사이에 데이터가 이동한다. 송신측과 수신측의 물리계층 사이는 물리채널을 통해 데이터가 이동한다. 상기 물리채널은 시간과 주파수를 무선 자원으로 활용한다. 구체적으로, 물리채널은 하향링크에서 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조되고, 상향링크에서 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조된다.
- [0024] 제2계층의 매체접속제어(Medium Access Control; MAC) 계층은 논리채널(Logical Channel)을 통해 상위계층인 무선링크제어(Radio Link Control; RLC) 계층에 서비스를 제공한다. 제2계층의 RLC 계층은 신뢰성 있는 데이터 전송을 지원한다. RLC 계층의 기능은 MAC 내부의 기능 블록으로 구현될 수도 있다. 제2계층의 PDCP(Packet Data Convergence Protocol) 계층은 대역폭이 좁은 무선 인터페이스에서 IPv4나 IPv6와 같은 IP 패킷을 효율적으로 전송하기 위해 불필요한 제어정보를 줄여주는 헤더 압축(Header Compression) 기능을 수행한다.
- [0025] 제3계층의 최하부에 위치한 무선 자원제어(Radio Resource Control; RRC) 계층은 제어평면에서만 정의된다. RRC 계층은 무선베어러(Radio Bearer; RB)들의 설정(Configuration), 재설정(Re-configuration) 및 해제(Release)와 관련되어 논리채널, 전송채널 및 물리채널들의 제어를 담당한다. RB는 단말과 네트워크 간의 데이터 전달을 위해 제2계층에 의해 제공되는 서비스를 의미한다. 이를 위해, 단말과 네트워크의 RRC 계층은 서로 RRC 메시지를 교환한다. 단말과 네트워크의 RRC 계층 사이에 RRC 연결(RRC Connected)이 있을 경우, 단말은 RRC 연결 상태(Connected Mode)에 있게 되고, 그렇지 못할 경우 RRC 휴지 상태(Idle Mode)에 있게 된다. RRC 계층의 상위에 있는 NAS(Non-Access Stratum) 계층은 세션 관리(Session Management)와 이동성 관리(Mobility Management) 등의 기능을 수행한다.
- [0026] 네트워크에서 단말로 데이터를 전송하는 하향 전송채널은 시스템 정보를 전송하는 BCH(Broadcast Channel), 페이지징 메시지를 전송하는 PCH(Paging Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 하향 SCH(Shared Channel) 등이 있다. 하향 멀티캐스트 또는 방송 서비스의 트래픽 또는 제어 메시지의 경우 하향 SCH를 통해 전송될 수도 있고, 또는 별도의 하향 MCH(Multicast Channel)을 통해 전송될 수도 있다. 한편, 단말에서 네트워크로 데이터를 전송하는 상향 전송채널로는 초기 제어 메시지를 전송하는 RACH(Random Access Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 전송하는 상향 SCH(Shared Channel)가 있다. 전송채널의 상위에 있으며, 전송채널에 매핑되는 논리채널(Logical Channel)로는 BCCH(Broadcast Control Channel), PCCH(Paging Control Channel), CCCH(Common Control Channel), MCCH(Multicast Control Channel), MTCH(Multicast Traffic Channel) 등이 있다.
- [0027] 도 3은 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 전송 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [0028] 단말은 전원이 켜지거나 새로이 셀에 진입한 경우 기지국과 동기를 맞추는 등의 초기 셀 탐색(Initial cell search) 작업을 수행한다(S301). 이를 위해, 단말은 기지국으로부터 주 동기 채널(Primary Synchronization Channel; P-SCH) 및 부 동기 채널(Secundary Synchronization Channel; S-SCH)을 수신하여 기지국과 동기를 맞추고, 셀 ID 등의 정보를 획득할 수 있다. 그 후, 단말은 기지국으로부터 물리 방송 채널(Physical Broadcast Channel)을 수신하여 셀 내 방송 정보를 획득할 수 있다. 한편, 단말은 초기 셀 탐색 단계에서 하향링크 참조 신호(Downlink Reference Signal; DL RS)를 수신하여 하향링크 채널 상태를 확인할 수 있다.
- [0029] 초기 셀 탐색을 마친 단말은 물리 하향링크 제어 채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH) 및 상기 PDCCH에 실린 정보에 따라 물리 하향링크 공유 채널(Physical Downlink Control Channel; PDSCH)을 수신함으로써 좀더 구체적인 시스템 정보를 획득할 수 있다(S302).
- [0030] 한편, 기지국에 최초로 접속하거나 신호 전송을 위한 무선 자원이 없는 경우 단말은 기지국에 대해 임의 접속 과정(Random Access Procedure; RACH)을 수행할 수 있다(단계 S303 내지 단계 S306). 이를 위해, 단말은 물리 임의 접속 채널(Physical Random Access Channel; PRACH)을 통해 특정 시퀀스를 프리앰블로 전송하고(S303 및 S305), PDCCH 및 대응하는 PDSCH를 통해 프리앰블에 대한 응답 메시지를 수신할 수 있다(S304 및 S306). 경쟁 기반 RACH의 경우, 추가적으로 충돌 해결 절차(Contention Resolution Procedure)를 수행할 수 있다.
- [0031] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 단말은 이후 일반적인 상/하향링크 신호 전송 절차로서 PDCCH/PDSCH 수신

(S307) 및 물리 상향링크 공유 채널(Physical Uplink Shared Channel; PUSCH)/물리 상향링크 제어 채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH) 전송(S308)을 수행할 수 있다. 특히 단말은 PDCCH를 통하여 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information; DCI)를 수신한다. 여기서 DCI는 단말에 대한 자원 할당 정보와 같은 제어 정보를 포함하며, 그 사용 목적에 따라 포맷이 서로 다르다.

[0032] 한편, 단말이 상향링크를 통해 기지국에 전송하는 또는 단말이 기지국으로부터 수신하는 제어 정보는 하향링크/상향링크 ACK/NACK 신호, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), RI(Rank Indicator) 등을 포함한다. 3GPP LTE 시스템의 경우, 단말은 상술한 CQI/PMI/RI 등의 제어 정보를 PUSCH 및/또는 PUCCH를 통해 전송할 수 있다.

[0033] 도 4는 LTE 시스템에서 사용되는 무선 프레임의 구조를 예시하는 도면이다.

[0034] 도 4를 참조하면, 무선 프레임(radio frame)은 10ms($327200 \times T_s$)의 길이를 가지며 10개의 균등한 크기의 서브프레임(subframe)으로 구성되어 있다. 각각의 서브프레임은 1ms의 길이를 가지며 2개의 슬롯(slot)으로 구성되어 있다. 각각의 슬롯은 0.5ms($15360 \times T_s$)의 길이를 가진다. 여기에서, T_s 는 샘플링 시간을 나타내고, $T_s = 1/(15\text{kHz} \times 2048) = 3.2552 \times 10^{-8}$ (약 33ns)로 표시된다. 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 복수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다. LTE 시스템에서 하나의 자원블록은 12개의 부반송파 \times 7(6)개의 OFDM 심볼을 포함한다. 데이터가 전송되는 단위시간인 TTI(Transmission Time Interval)는 하나 이상의 서브프레임 단위로 정해질 수 있다. 상술한 무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

[0035] 도 5는 하향링크 무선 프레임에서 하나의 서브프레임의 제어 영역에 포함되는 제어 채널을 예시하는 도면이다.

[0036] 도 5를 참조하면, 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼로 구성되어 있다. 서브프레임 설정에 따라 처음 1 내지 3개의 OFDM 심볼은 제어 영역으로 사용되고 나머지 13~11개의 OFDM 심볼은 데이터 영역으로 사용된다. 도면에서 R1 내지 R4는 안테나 0 내지 3에 대한 기준 신호(Reference Signal(RS) 또는 Pilot Signal)를 나타낸다. RS는 제어 영역 및 데이터 영역과 상관없이 서브프레임 내에 일정한 패턴으로 고정된다. 제어 채널은 제어 영역 중에서 RS가 할당되지 않은 자원에 할당되고, 트래픽 채널도 데이터 영역 중에서 RS가 할당되지 않은 자원에 할당된다. 제어 영역에 할당되는 제어 채널로는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel) 등이 있다.

[0037] PCFICH는 물리 제어 포맷 지시자 채널로서 매 서브프레임 마다 PDCCH에 사용되는 OFDM 심볼의 개수를 단말에게 알려준다. PCFICH는 첫 번째 OFDM 심볼에 위치하며 PHICH 및 PDCCH에 우선하여 설정된다. PCFICH는 4개의 REG(Resource Element Group)로 구성되고, 각각의 REG는 셀 ID(Cell Identity)에 기초하여 제어 영역 내에 분산된다. 하나의 REG는 4개의 RE(Resource Element)로 구성된다. RE는 하나의 부반송파 \times 하나의 OFDM 심볼로 정의되는 최소 물리 자원을 나타낸다. PCFICH 값은 대역폭에 따라 1 내지 3 또는 2 내지 4의 값을 지시하며 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)로 변조된다.

[0038] PHICH는 물리 HARQ(Hybrid - Automatic Repeat and request) 지시자 채널로서 상향링크 전송에 대한 HARQ ACK/NACK을 나르는데 사용된다. 즉, PHICH는 UL HARQ를 위한 DL ACK/NACK 정보가 전송되는 채널을 나타낸다. PHICH는 1개의 REG로 구성되고, 셀 특정(cell-specific)하게 스램블(scrambling)된다. ACK/NACK은 1 비트로 지시되며, BPSK(Binary phase shift keying)로 변조된다. 변조된 ACK/NACK은 확산인자(Spreading Factor; SF) = 2 또는 4로 확산된다. 동일한 자원에 매핑되는 복수의 PHICH는 PHICH 그룹을 구성한다. PHICH 그룹에 다중화되는 PHICH의 개수는 확산 코드의 개수에 따라 결정된다. PHICH (그룹)은 주파수 영역 및/또는 시간 영역에서 다이버시티 이득을 얻기 위해 3번 반복(repetition)된다.

[0039] PDCCH는 물리 하향링크 제어 채널로서 서브프레임의 처음 n개의 OFDM 심볼에 할당된다. 여기에서, n은 1 이상의 정수로서 PCFICH에 의해 지시된다. PDCCH는 하나 이상의 CCE로 구성된다. PDCCH는 전송 채널인 PCH(Paging channel) 및 DL-SCH(Downlink-shared channel)의 자원할당과 관련된 정보, 상향링크 스케줄링 그랜트(Uplink Scheduling Grant), HARQ 정보 등을 각 단말 또는 단말 그룹에게 알려준다. PCH(Paging channel) 및 DL-SCH(Downlink-shared channel)는 PDSCH를 통해 전송된다. 따라서, 기지국과 단말은 일반적으로 특정한 제어 정보 또는 특정한 서비스 데이터를 제외하고는 PDSCH를 통해서 데이터를 각각 전송 및 수신한다.

[0040] PDSCH의 데이터가 어떤 단말(하나 또는 복수의 단말)에게 전송되는 것이며, 상기 단말들이 어떻게 PDSCH 데이터

를 수신하고 디코딩(decoding)을 해야 하는지에 대한 정보 등은 PDCCH에 포함되어 전송된다. 예를 들어, 특정 PDCCH가 "A"라는 RNTI(Radio Network Temporary Identity)로 CRC 마스크(masking)되어 있고, "B"라는 무선자원(예, 주파수 위치) 및 "C"라는 DCI 포맷 즉, 전송 형식 정보(예, 전송 블록 사이즈, 변조 방식, 코딩 정보 등)를 이용해 전송되는 데이터에 관한 정보가 특정 서브프레임을 통해 전송된다고 가정한다. 이 경우, 셀 내의 단말은 자신이 가지고 있는 RNTI 정보를 이용하여 검색 영역에서 PDCCH를 모니터링, 즉 블라인드 디코딩하고, "A" RNTI를 가지고 있는 하나 이상의 단말이 있다면, 상기 단말들은 PDCCH를 수신하고, 수신한 PDCCH의 정보를 통해 "B"와 "C"에 의해 지시되는 PDSCH를 수신한다.

[0041] 도 6은 LTE 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 도시하는 도면이다.

[0042] 도 6을 참조하면, 상향링크 서브프레임은 제어정보를 나르는 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)가 할당되는 영역과 사용자 데이터를 나르는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)가 할당되는 영역으로 나눌 수 있다. 서브프레임의 중간 부분이 PUSCH에 할당되고, 주파수 영역에서 데이터 영역의 양측 부분이 PUCCH에 할당된다. PUCCH 상에 전송되는 제어정보는 HARQ에 사용되는 ACK/NACK, 하향링크 채널 상태를 나타내는 CQI(Channel Quality Indicator), MIMO를 위한 RI(Rank Indicator), 상향링크 자원 할당 요청인 SR(Scheduling Request) 등이 있다. 한 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임 내의 각 슬롯에서 서로 다른 주파수를 차지하는 하나의 자원블록을 사용한다. 즉, PUCCH에 할당되는 2개의 자원블록은 슬롯 경계에서 주파수 호핑(frequency hopping)된다. 특히 도 6은 m=0인 PUCCH, m=1인 PUCCH, m=2인 PUCCH, m=3인 PUCCH가 서브프레임에 할당되는 것을 예시한다.

[0043] 이하 MIMO 시스템에 대하여 설명한다. MIMO(Multiple-Input Multiple-Output)는 복수개의 송신 안테나와 복수개의 수신안테나를 사용하는 방법으로서, 이 방법에 의해 데이터의 송수신 효율을 향상시킬 수 있다. 즉, 무선 통신 시스템의 송신단 혹은 수신단에서 복수개의 안테나를 사용함으로써 용량을 증대시키고 성능을 향상시킬 수 있다. 이하 본 문헌에서 MIMO를 '다중 안테나'라 지칭할 수 있다.

[0044] 다중 안테나 기술에서는, 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않는다. 그 대신 다중 안테나 기술에서는 여러 안테나에서 수신된 데이터 조각(fragment)을 한데 모아 병합함으로써 데이터를 완성한다. 다중 안테나 기술을 사용하면, 특정된 크기의 셀 영역 내에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나, 또는 특정 데이터 전송 속도를 보장하면서 시스템 커버리지(coverage)를 증가시킬 수 있다. 또한, 이 기술은 이동통신 단말과 증계기 등에 폭넓게 사용할 수 있다. 다중 안테나 기술에 의하면, 단일 안테나를 사용하던 종래 기술에 의한 이동 통신에서의 전송량 한계를 극복할 수 있다.

[0045] 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도가 도 7에 도시되어 있다. 송신단에는 송신 안테나가 N_T 개 설치되어 있고, 수신단에서는 수신 안테나가 N_R 개가 설치되어 있다. 이렇게 송신단 및 수신단에서 모두 복수개의 안테나를 사용하는 경우에는, 송신단 또는 수신단 중 어느 하나에만 복수개의 안테나를 사용하는 경우보다 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 채널 전송 용량의 증가는 안테나의 수에 비례한다. 따라서, 전송 레이트가 향상되고, 주파수 효율이 향상된다 하나의 안테나를 이용하는 경우의 최대 전송 레이트를 R_0 라고 한다면, 다중 안테나를 사용할 때의 전송 레이트는, 이론적으로, 아래 수학적 식 1과 같이 최대 전송 레이트 R_0 에 레이트 증가율 R_i 를 곱한 만큼 증가할 수 있다. 여기서 R_i 는 N_T 와 N_R 중 작은 값이다.

수학적 식 1

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[0046]

[0047] 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는, 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 이와 같은 다중 안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90년대 중반에 증명된 이후, 실질적으로 데이터 전송률을 향상시키기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있으며, 이들 중 몇몇 기술들은 이미 3세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[0048] 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, 그리고

전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발한 연구가 진행되고 있다.

[0049]

다중 안테나 시스템에 있어서의 통신 방법을 보다 구체적인 방법으로 설명하기 위해 이를 수학적으로 모델링 하는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다. 도 7에 도시된 바와 같이 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나가 존재하는 것을 가정한다. 먼저, 송신 신호에 대해 살펴보면, N_T 개의 송신 안테나가 있는 경우 최대 전송 가능한 정보는 N_T 개이므로, 전송 정보를 하기의 수학식 2와 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

수학식 2

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

[0050]

한편, 각각의 전송 정보 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} 에 있어 전송 전력을 다르게 할 수 있으며, 이때 각각의 전송 전력을 P_1, P_2, \dots, P_{N_T} 라 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보를 벡터로 나타내면 하기의 수학식 3과 같다.

수학식 3

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

[0052]

또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 를 전송 전력의 대각행렬 \mathbf{P} 를 이용하여 나타내면 하기의 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \dots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

[0054]

한편, 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 \mathbf{W} 가 적용되어 실제 전송되는 N_T 개의 송신신호 (transmitted signal) $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 여기서, 가중치 행렬은 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 수행한다. 이와 같은 전송신호 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 는 벡터 \mathbf{X} 를 이용하여 하기의 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다. 여기서 w_{ij} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 정보 간의 가중치를 의미한다. \mathbf{W} 는 가중치 행렬(Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬(Precoding Matrix)이라고 불린다.

[0055]

수학식 5

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

[0056]

[0057]

일반적으로, 채널 행렬의 랭크의 물리적인 의미는, 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다. 따라서 채널 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행(row) 또는 열(column)의 개수 중에서 최소 개수로 정의되므로, 행렬의 랭크는 행(row) 또는 열(column)의 개수보다 클 수 없게 된다. 수식적으로 예를 들면, 채널 행렬 H의 랭크(rank(H))는 수학식 6과 같이 제한된다.

수학식 6

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

[0058]

[0059]

또한, 다중 안테나 기술을 사용해서 보내는 서로 다른 정보 각각을 '전송 스트림(Stream)' 또는 간단하게 '스트림'으로 정의하기로 하자. 이와 같은 '스트림'은 '레이어(Layer)'로 지칭될 수 있다. 그러면 전송 스트림의 개수는 당연히 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수인 채널의 랭크 보다는 클 수 없게 된다. 따라서, 채널 행렬이 H는 아래 수학식 7과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\# \text{ of streams} \leq rank(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

[0060]

[0061]

여기서 "# of streams"는 스트림의 수를 나타낸다. 한편, 여기서 한 개의 스트림은 한 개 이상의 안테나를 통해서 전송될 수 있음에 주의해야 한다.

[0062]

한 개 이상의 스트림을 여러 개의 안테나에 대응시키는 여러 가지 방법이 존재할 수 있다. 이 방법을 다중 안테나 기술의 종류에 따라 다음과 같이 설명할 수 있다. 한 개의 스트림이 여러 안테나를 거쳐 전송되는 경우는 공간 다이버시티 방식으로 볼 수 있고, 여러 스트림이 여러 안테나를 거쳐 전송되는 경우는 공간 멀티플렉싱 방식으로 볼 수 있다. 물론 그 중간인 공간 다이버시티와 공간 멀티플렉싱의 혼합(Hybrid)된 형태도 가능하다.

[0063]

한편, 차세대 이동통신 시스템의 표준인 LTE-A 시스템에서는 데이터 전송률 향상을 위해 기존 표준에서는 지원되지 않았던 CoMP(Coordinated Multi Point) 전송 방식을 지원할 것으로 예상된다. 여기서, CoMP 전송 방식은 음영 지역에 있는 단말 및 기지국(셀 또는 섹터) 간의 통신성능을 향상시키기 위해 2 개 이상의 기지국 혹은 셀이 서로 협력하여 단말과 통신하기 위한 전송 방식을 말한다.

[0064]

CoMP 전송 방식은 데이터 공유를 통한 협력적 MIMO 형태의 조인트 프로세싱(CoMP-Joint Processing, CoMP-JP) 및 협력 스케줄링/빔포밍(CoMP-Coordinated Scheduling/beamforming, CoMP-CS/CB) 방식으로 구분할 수 있다.

[0065]

하향링크의 경우 조인트 프로세싱(CoMP-JP) 방식에서, 단말은 CoMP 전송 방식을 수행하는 각 기지국으로부터 데이터를 순간적으로 동시에 수신할 수 있으며, 각 기지국으로부터의 수신한 신호를 결합하여 수신 성능을 향상시

킬 수 있다(Joint Transmission; JT). 또한, CoMP 전송 방식을 수행하는 기지국들 중 하나가 특정 시점에 상기 단말로 데이터를 전송하는 방법도 고려할 수 있다 (DPS; Dynamic Point Selection).

[0066] 이와 달리, 협력 스케줄링/빔포밍 방식(CoMP-CS/CB)에서, 단말은 빔포밍을 통해 데이터를 순간적으로 하나의 기지국, 즉 서빙 기지국을 통해서 수신할 수 있다.

[0067] 상향링크의 경우 조인트 프로세싱(CoMP-JP) 방식에서, 각 기지국은 단말로부터 PUSCH 신호를 동시에 수신할 수 있다 (Joint Reception; JR). 이와 달리, 협력 스케줄링/빔포밍 방식(CoMP-CS/CB)에서, 하나의 기지국만이 PUSCH 를 수신하는데 이때 협력 스케줄링/빔포밍 방식을 사용하기로 하는 결정은 협력 셀(혹은 기지국)들에 의해 결정된다.

[0068] 이하에서는, 채널 상태 정보 (channel state information; CSI) 보고에 관하여 설명한다. 현재 LTE 표준에서는 채널 정보 없이 운용되는 개루프(open-loop) MIMO 와 채널 정보에 기반하여 운용되는 폐루프(closed-loop) MIMO 두 가지 송신 방식이 존재한다. 특히, 폐루프 MIMO 에서는 MIMO 안테나의 다중화 이득(multiplexing gain)을 얻기 위해 기지국 및 단말 각각은 채널 상태 정보를 바탕으로 빔포밍을 수행할 수 있다. 기지국은 채널 상태 정보를 단말로부터 얻기 위해, 단말에게 참조 신호를 전송하고, 이에 기반하여 측정된 채널 상태 정보를 PUCCH(Physical Uplink Control CHannel) 또는 PUSCH(Physical Uplink Shared CHannel)를 통하여 피드백하도록 명령한다.

[0069] CSI 는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), CQI(Channel Quality Indication) 세가지 정보로 크게 분류된다. 우선, RI 는 상술한 바와 같이 채널의 랭크 정보를 나타내며, 단말이 동일 주파수-시간 자원을 통해 수신할 수 있는 스트림의 개수를 의미한다. 또한, RI 는 채널의 롱텀 페이딩(long term fading)에 의해 결정되므로 PMI, CQI 값 보다 통상 더 긴 주기로 기지국으로 피드백 된다.

[0070] 두 번째로, PMI 는 채널의 공간 특성을 반영한 값으로 SINR 등의 메트릭(metric)을 기준으로 단말이 선호하는 기지국의 프리코딩 행렬 인덱스를 나타낸다. 마지막으로, CQI 는 채널의 세기를 나타내는 값으로 통상 기지국이 PMI 를 이용했을 때 얻을 수 있는 수신 SINR을 의미한다.

[0071] LTE-A 표준과 같은 보다 진보된 통신 시스템에서는 MU-MIMO (multi-user MIMO)를 이용한 추가적인 다중 사용자 다이버시티(multi-user diversity)를 얻는 것이 추가되었다. MU-MIMO 에서는 안테나 도메인에서 다중화되는 단말들 간의 간섭이 존재하기 때문에, CSI 의 정확성 여부는 CSI 를 보고한 단말뿐만 아니라, 다중화되는 다른 단말의 간섭에도 큰 영향을 미칠 수 있다. 따라서, MU-MIMO 에서는 SU-MIMO 에 비하여 보다 정확한 CSI 보고가 요구된다.

[0072] 이에, LTE-A 표준에서는 최종 PMI 를 롱텀(long term) 및/또는 광대역(wideband) PMI 인 W1 와 숏텀(short term) 및/또는 서브밴드(sub-band) PMI 인 W2 둘로 나누어 설계하는 것으로 결정되었다.

[0073] 상기 W1 및 W2 정보로부터 하나의 최종 PMI 를 구성하는 구조적 코드북 변환(hierarchical codebook transformation) 방식의 예시로 아래 수학식 8 과 같이 채널의 롱텀 공분산 행렬(long-term covariance matrix)를 이용할 수 있다.

수학식 8

$$W = norm(W1 W2)$$

[0074]

[0075] 위 수학식 1에서 W2는 숏텀 PMI로서, 숏텀 채널 정보를 반영하기 위해 구성된 코드북의 코드워드이고, W는 최종 코드북의 코드워드이며, norm(A)은 행렬 A의 각 열의 노름(norm)이 1로 정규화(normalization)된 행렬을 의미한다.

[0076] 기존 W1과 W2의 구체적인 구조는 다음 수학식 9와 같다.

수학식 9

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & X_i \end{bmatrix}, \text{ where } X_i \text{ is } Nt/2 \text{ by } M \text{ matrix.}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} e_M^k & e_M^l & e_M^m \\ \alpha_j e_M^k & \beta_j e_M^l & \gamma_j e_M^m \end{bmatrix} \text{ (if rank = } r \text{), where } 1 \leq k, l, m \leq M \text{ and } k, l, m \text{ are integer.}$$

[0077]

[0078]

수학식 9에서 코드워드의 구조는 교차 편파 안테나(cross polarized antenna)를 사용하고 안테나 간 간격이 조밀한 경우, 예를 들어, 통상 인접 안테나 간 거리가 신호 파장의 반 이하인 경우, 발생하는 채널의 상관관계(correlation) 특성을 반영하여 설계한 구조이다. 교차 편파 안테나의 경우 안테나를 수평 안테나 그룹(horizontal antenna group)과 수직 안테나 그룹(vertical antenna group)으로 구분 할 수 있는데, 각 안테나 그룹은 ULA(uniform linear array) 안테나의 특성을 가지며, 두 안테나 그룹은 공존(co-located)한다.

[0079]

따라서 각 그룹의 안테나 간 상관관계 은 동일한 선형 위상 증가(linear phase increment) 특성을 가지며, 안테나 그룹 간 상관관계는 위상 회전(phase rotation)된 특성을 갖는다. 결국, 코드북은 채널을 양자화(quantization)한 값이기 때문에 채널의 특성을 그대로 반영하여 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 설명의 편의를 위해 상기 상술한 구조로 만든 랭크 1 코드워드를 아래 수학식 10과 같이 예시할 수 있다.

수학식 10

$$W1(i) * W2(j) = \begin{bmatrix} X_i(k) \\ \alpha_j X_i(k) \end{bmatrix}$$

[0080]

[0081]

위 수학식 10에서 코드워드는 송신 안테나의 개수 $M_t \times 1$ 의 벡터로 표현되고, 상위 벡터 $X_i(k)$ 와 하위 벡터 $\alpha_j X_i(k)$ 로 구조화 되어있으며, 각각은 수평 안테나 그룹과 수직 안테나 그룹의 상관관계 특성을 보여준다. $X_i(k)$ 는 각 안테나 그룹의 안테나 간 상관관계 특성을 반영하여 선형 위상 증가 특성을 갖는 벡터로 표현하는 것이 유리하며, 대표적인 예로 DFT 행렬을 이용할 수 있다.

[0082]

LTE-A 표준과 같은 보다 진보된 통신 시스템에서는 MU-MIMO (multi-user MIMO)를 이용한 추가적인 다중 사용자 다이버시티(multi-user diversity)를 얻는 것이 추가되었다. MU-MIMO 에서는 안테나 도메인에서 다중화되는 단말들 간의 간섭이 존재하기 때문에, CSI 의 정확성 여부는 CSI 를 보고한 단말뿐만 아니라, 다중화되는 다른 단말의 간섭에도 큰 영향을 미칠 수 있다. 따라서, MU-MIMO 에서는 SU-MIMO에 비하여 보다 정확한 CSI 보고가 요구된다.

[0083]

또한, CoMP JT 의 경우 여러 기지국이 특정 단말에게 동일한 데이터를 협력 전송하므로 이론적으로 안테나가 지리적으로 분산되어 있는 MIMO 시스템으로 간주할 수 있다. 즉, JT 에서 MU-MIMO 를 하는 경우도 단일 셀-MU-MIMO 와 마찬가지로 협력 스케줄링되는 단말들 간 간섭을 피하기 위해 높은 정확성의 채널 상태 정보가 요구된다. CoMP CB 의 경우에도 역시 인접 셀이 서빙 셀에게 주는 간섭을 회피하기 위해서 정교한 채널 상태 정보가 요구된다. 일반적으로 채널 상태 정보 피드백의 정확도를 높이기 위해서는 단말의 추가적인 채널 상태 정보 피드백 보고가 필요하고 이는 PUCCH 또는 PUSCH를 통해 기지국으로 전송된다.

[0084]

이하, 하향링크 데이터 채널의 전송 모드에 관하여 설명한다. 현재 3GPP LTE 표준문서, 구체적으로 3GPP TS 36.213 문서에서는 아래 표 1 과 같이 하향링크 데이터 채널 전송 모드에 관하여 정의하고 있다. 또한, 아래 전송 모드는 상위 계층 시그널링, 즉 RRC 시그널링을 통하여 단말에게 설정된다.

표 1

| Transmission mode | DCI format | Transmission scheme of PDSCH corresponding to PDCCH |
|-------------------|---------------|---|
| Mode 1 | DCI format 1A | Single-antenna port, port 0 |
| | DCI format 1 | Single-antenna port, port 0 |
| Mode 2 | DCI format 1A | Transmit diversity |
| | DCI format 1 | Transmit diversity |
| Mode 3 | DCI format 1A | Transmit diversity |
| | DCI format 2A | Large delay CDD or Transmit diversity |
| Mode 4 | DCI format 1A | Transmit diversity |
| | DCI format 2 | Closed-loop spatial multiplexing or Transmit diversity |
| Mode 5 | DCI format 1A | Transmit diversity |
| | DCI format 1D | Multi-user MIMO |
| Mode 6 | DCI format 1A | Transmit diversity |
| | DCI format 1B | Closed-loop spatial multiplexing using a single transmission layer |
| Mode 7 | DCI format 1A | If the number of PBCH antenna ports is one, Single-antenna port, port 0 is used , otherwise Transmit diversity |
| | DCI format 1 | Single-antenna port, port 5 |
| Mode 8 | DCI format 1A | If the number of PBCH antenna ports is one, Single-antenna port, port 0 is used , otherwise Transmit diversity |
| | DCI format 2B | Dual layer transmission, port 7 and 8 or single-antenna port, port 7 or 8 |
| Mode 9 | DCI format 1A | Non-MBSFN subframe: If the number of PBCH antenna ports is one, Single-antenna port, port 0 is used , otherwise Transmit diversity MBSFN subframe: Single-antenna port, port 7 |
| | DCI format 2C | Up to 8 layer transmission, ports 7-14 or single-antenna port, port 7 or 8 |
| Mode 10 | DCI format 1A | Non-MBSFN subframe: If the number of PBCH antenna ports is one, Single-antenna port, port 0 is used , otherwise Transmit diversity MBSFN subframe: Single-antenna port, port 7 |
| | DCI format 2D | Up to 8 layer transmission, ports 7-14 or single-antenna port, port 7 or 8 |

[0085]

[0086]

표 1 을 참조하면, 현재 3GPP LTE 표준문서에서는, 전송 모드와 이에 대응하는 DCI 포맷, 즉 전송 모드 기반 DCI 포맷을 도시하고 있다. 또한, 각각의 전송 모드에 무관하게 적용될 수 있는, 즉 폴백(Fall-back) 모드를 위한 DCI 포맷 1A 가 정의되어 있다. 전송 모드에 관한 동작 예로서, 단말이 표 1 에서 PDCCH 를 블라인드 디코딩 한 결과 DCI 포맷 1B 가 검출된다면, 단일 레이어를 이용한 페루프 공간 다중화 기법으로 PDSCH가 전송되었다고 가정하여 PDSCH를 디코딩한다.

[0087]

또한, 상기 표 1 에서 전송 모드 10 은 상술한 CoMP 전송 방식의 하향링크 데이터 채널 송신 모드를 의미한다. 예를 들어, 단말이 PDCCH 를 블라인드 디코딩한 결과 DCI 포맷 2D 가 검출된다면 안테나 포트 7 내지 14, 즉 DM-RS 에 기반하여 다중 레이어 전송 기법으로 PDSCH 가 전송된다는 가정하에 PDSCH 를 디코딩한다. 또는 DM-RS 안테나 포트 7 또는 8 에 기반하여 단일 안테나 전송 기법으로 PDSCH 가 전송된다는 가정하에 PDSCH를 디코딩한다.

[0088]

반면에, PDCCH 를 블라인드 디코딩한 결과 DCI 포맷 1A 가 검출된다면, 해당 서브프레임이 MBSFN 서브프레임인지 여부에 따라 전송 모드가 달라진다. 예를 들어 해당 서브프레임이 비(非)-MBSFN 서브프레임인 경우 PDSCH 는 안테나 포트 0 의 CRS 에 기반한 단일 안테나 전송 또는 CRS 기반 전송 다이버시티 기법으로 전송되었다는 가정하에 디코딩한다. 또한, 해당 서브프레임이 MBSFN 서브프레임인 경우 PDSCH 는 안테나 포트 7 의 DM-RS 에 기반한 단일 안테나 전송이 이루어졌다는 가정하에 디코딩할 수 있다.

- [0089] 이하에서는, 참조 신호에 관하여 보다 상세히 설명한다.
- [0090] 일반적으로 채널 측정을 위하여 데이터와 함께 송신측과 수신측 모두가 이미 알고 있는 참조 신호가 송신측에서 수신측으로 전송된다. 이러한 참조 신호는 채널 측정뿐만 아니라 변조 기법을 알려주어 복조 과정이 수행되도록 하는 역할을 수행한다. 참조 신호는 기지국과 특정 단말을 위한 전용 참조 신호(dedicated RS; DRS), 즉 단말 특정 참조 신호와 셀 내 모든 단말을 위한 셀 특정 참조 신호인 공통 참조 신호(common RS 또는 Cell specific RS; CRS)로 구분된다. 또한, 공통 참조 신호는 단말에서 CQI/PMI/RI 를 측정하여 기지국으로 보고하기 위한 참조 신호를 포함하며, 이를 CSI-RS(Channel State Information-RS)라고 지칭한다.
- [0091] 도 8 및 도 9 는 4 개의 안테나를 이용한 하향링크 전송을 지원하는 LTE 시스템에서의 참조 신호의 구조를 도시하는 도면이다. 특히 도 8 은 일반(normal) 순환 전치(Cyclic Prefix)인 경우를 도시하며, 도 9 는 확장(extended) 순환 전치인 경우를 도시한다.
- [0092] 도 8 및 도 9 를 참조하면, 격자에 기재된 0 내지 3 은 안테나 포트 0 내지 3 각각에 대응하여 채널 측정과 데이터 복조를 위하여 송신되는 셀 특정 참조 신호인 CRS(Common Reference Signal)를 의미하며, 상기 셀 특정 참조 신호인 CRS 는 데이터 정보 영역뿐만 아니라 제어 정보 영역 전반에 걸쳐 단말로 전송될 수 있다.
- [0093] 또한, 격자에 기재된 'D' 는 단말 특정 RS 인 하향링크 DM-RS(Demodulation-RS)를 의미하고, DM-RS 는 데이터 영역 즉, PDSCH 를 통하여 단일 안테나 포트 전송을 지원한다. 단말은 상위 계층을 통하여 상기 단말 특정 RS 인 DM-RS 의 존재 여부를 시그널링 받는다. 도 8 및 도 9 는 안테나 포트 5 에 대응하는 DM-RS 를 예시하며, 3GPP 표준문서 36.211 에서는 안테나 포트 7 내지 14, 즉 총 8 개의 안테나 포트에 대한 DM-RS 역시 정의하고 있다.
- [0094] 도 10 은 현재 3GPP 표준문서에서 정의하고 있는 하향링크 DM-RS 할당 예를 도시한다.
- [0095] 도 10 을 참조하면, DM-RS 그룹 1 에는 안테나 포트 {7, 8, 11, 13}에 해당하는 DM-RS 가 안테나 포트 별 시퀀스를 이용하여 맵핑되며, DM-RS 그룹 2 에는 안테나 포트 {9, 10, 12, 14}에 해당하는 DM-RS 가 마찬가지로 안테나 포트 별 시퀀스를 이용하여 맵핑된다.
- [0096] 한편, 상술한 CSI-RS 는 CRS 와 별도로 PDSCH 에 대한 채널 측정을 목적으로 제안되었으며, CRS 와 달리 CSI-RS 는 다중 셀 환경에서 셀 간 간섭(inter-cell interference; ICI)를 줄이기 위하여 최대 32 가지의 서로 다른 자원 설정(configuration)으로 정의될 수 있다.
- [0097] CSI-RS (자원) 설정은 안테나 포트 개수에 따라 서로 다르며, 인접 셀 간에는 최대한 다른 (자원) 설정으로 정의되는 CSI-RS 가 송신되도록 구성된다. CSI-RS 는 CRS 와 달리 최대 8 개의 안테나 포트까지 지원하며, 3GPP 표준문서에서는 안테나 포트 15 내지 22 까지 총 8 개의 안테나 포트를 CSI-RS 를 위한 안테나 포트로 할당한다. 아래 표 1 및 표 2 는 3GPP 표준문서에서 정의하고 있는 CSI-RS 설정을 나타내며, 특히, 표 2 는 일반(Normal CP)인 경우를, 표 3 은 일반(Extended CP)인 경우를 나타낸다.

표 2

| | CSI reference signal configuration | Number of CSI reference signals configured | | | | | |
|------------------------------|------------------------------------|--|------------|---------------|------------|---------------|---|
| | | 1 or 2 | | 4 | | 8 | |
| | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | |
| Frame structure type 1 and 2 | 0 | (9,5) | 0 | (9,5) | 0 | (9,5) | 0 |
| | 1 | (11,2) | 1 | (11,2) | 1 | (11,2) | 1 |
| | 2 | (9,2) | 1 | (9,2) | 1 | (9,2) | 1 |
| | 3 | (7,2) | 1 | (7,2) | 1 | (7,2) | 1 |
| | 4 | (9,5) | 1 | (9,5) | 1 | (9,5) | 1 |
| | 5 | (8,5) | 0 | (8,5) | 0 | | |
| | 6 | (10,2) | 1 | (10,2) | 1 | | |
| | 7 | (8,2) | 1 | (8,2) | 1 | | |
| | 8 | (6,2) | 1 | (6,2) | 1 | | |
| | 9 | (8,5) | 1 | (8,5) | 1 | | |
| | 10 | (3,5) | 0 | | | | |
| | 11 | (2,5) | 0 | | | | |
| | 12 | (5,2) | 1 | | | | |
| | 13 | (4,2) | 1 | | | | |
| | 14 | (3,2) | 1 | | | | |
| | 15 | (2,2) | 1 | | | | |
| | 16 | (1,2) | 1 | | | | |
| | 17 | (0,2) | 1 | | | | |
| | 18 | (3,5) | 1 | | | | |
| | 19 | (2,5) | 1 | | | | |
| Frame structure type 2 only | 20 | (11,1) | 1 | (11,1) | 1 | (11,1) | 1 |
| | 21 | (9,1) | 1 | (9,1) | 1 | (9,1) | 1 |
| | 22 | (7,1) | 1 | (7,1) | 1 | (7,1) | 1 |
| | 23 | (10,1) | 1 | (10,1) | 1 | | |
| | 24 | (8,1) | 1 | (8,1) | 1 | | |
| | 25 | (6,1) | 1 | (6,1) | 1 | | |
| | 26 | (5,1) | 1 | | | | |
| | 27 | (4,1) | 1 | | | | |
| | 28 | (3,1) | 1 | | | | |
| | 29 | (2,1) | 1 | | | | |
| | 30 | (1,1) | 1 | | | | |
| | 31 | (0,1) | 1 | | | | |

[0098]

표 3

| | CSI reference signal configuration | Number of CSI reference signals configured | | | | | |
|------------------------------|------------------------------------|--|------------|---------------|------------|---------------|---|
| | | 1 or 2 | | 4 | | 8 | |
| | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | (k', l') | $n_s \bmod 2$ | |
| Frame structure type 1 and 2 | 0 | (11,4) | 0 | (11,4) | 0 | (11,4) | 0 |
| | 1 | (9,4) | 0 | (9,4) | 0 | (9,4) | 0 |
| | 2 | (10,4) | 1 | (10,4) | 1 | (10,4) | 1 |
| | 3 | (9,4) | 1 | (9,4) | 1 | (9,4) | 1 |
| | 4 | (5,4) | 0 | (5,4) | 0 | | |
| | 5 | (3,4) | 0 | (3,4) | 0 | | |
| | 6 | (4,4) | 1 | (4,4) | 1 | | |
| | 7 | (3,4) | 1 | (3,4) | 1 | | |
| | 8 | (8,4) | 0 | | | | |
| | 9 | (6,4) | 0 | | | | |
| | 10 | (2,4) | 0 | | | | |
| | 11 | (0,4) | 0 | | | | |
| | 12 | (7,4) | 1 | | | | |
| | 13 | (6,4) | 1 | | | | |
| | 14 | (1,4) | 1 | | | | |
| 15 | (0,4) | 1 | | | | | |
| Frame structure type 2 only | 16 | (11,1) | 1 | (11,1) | 1 | (11,1) | 1 |
| | 17 | (10,1) | 1 | (10,1) | 1 | (10,1) | 1 |
| | 18 | (9,1) | 1 | (9,1) | 1 | (9,1) | 1 |
| | 19 | (5,1) | 1 | (5,1) | 1 | | |
| | 20 | (4,1) | 1 | (4,1) | 1 | | |
| | 21 | (3,1) | 1 | (3,1) | 1 | | |
| | 22 | (8,1) | 1 | | | | |
| | 23 | (7,1) | 1 | | | | |
| | 24 | (6,1) | 1 | | | | |
| | 25 | (2,1) | 1 | | | | |
| | 26 | (1,1) | 1 | | | | |
| | 27 | (0,1) | 1 | | | | |

[0099]

[0100] 표 2 및 표 3 에서, (k', l') 는 RE 인덱스를 나타내며, k' 는 부반송파 인덱스를, l' 는 OFDM 심볼 인덱스를 나타낸다. 도 11 은 현재 3GPP 표준문서에서 정의된 CSI-RS 설정 중 일반 CP 인 경우의 CSI-RS 설정 #0 을 예시한다.

[0101] 또한, CSI-RS 서브프레임 설정이 정의될 수 있으며, 이는 서브프레임 단위로 표현되는 주기(T_{CSI-RS})와 서브프레임 오프셋(Δ_{CSI-RS})으로 구성된다. 아래 표 4 는, 3GPP 표준문서에서 정의하고 있는 CSI-RS 서브프레임 설정을 나타낸다.

표 4

| CSI-RS-SubframeConfig I_{CSI-RS} | CSI-RS periodicity T_{CSI-RS} (subframes) | CSI-RS subframe offset Δ_{CSI-RS} (subframes) |
|------------------------------------|--|---|
| 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 | $I_{CSI-RS} - 75$ |

[0102]

[0103] 한편, 현재 ZP(zero-power) CSI-RS 에 관한 정보는 RRC 계층 신호를 통하여 설정된다. 특히, ZP CSI-RS 자원 설정은 zeroTxPowerSubframeConfig 와 16 비트 사이즈의 비트맵인 zeroTxPowerResourceConfigList 로 구성된다. 이 중, zeroTxPowerSubframeConfig 는 표 4 에 해당하는 I_{CSI-RS} 값을 통해 해당 ZP CSI-RS 가 전송되는 주기 및 서브프레임 오프셋을 알려준다. 또한, zeroTxPowerResourceConfigList 은 ZP CSI-RS 설정을 알려주는 정보로서, 상기 비트맵의 각각의 요소는 상기 표 2 또는 상기 표 3 에서 CSI-RS 를 위한 안테나 포트가 4 개인 열(Column)에 포함된 설정들을 지시한다. 이러한 ZP CSI-RS 가 아닌 일반적인 CSI-RS 는 NZP(Non zero-power) CSI-RS 로 지칭한다.

[0104] 한편, 상술한 CoMP 기법 적용 시, 단말이 다수의 CSI-RS 설정들을 RRC 계층 신호를 통하여 설정 받을 수 있다. 각각의 CSI-RS 설정은 아래 표 5 와 같이 정의된다. 표 5 를 참조하면, 각 CSI-RS 설정 별로 QCL(Quasi Co-Location) 가정이 가능한 CRS 에 관한 정보가 포함된 것을 알 수 있다.

표 5

```

CSI-RS-ConfigNZP information elements
-- ASN1START
CSI-RS-ConfigNZP-r11 ::= SEQUENCE {
    csi-RS-ConfigNZPId-r11          CSI-RS-ConfigNZPId-r11,
    antennaPortsCount-r11          ENUMERATED {an1, an2, an4, an8},
    resourceConfig-r11             INTEGER (0..31),
    subframeConfig-r11             INTEGER (0..154),
    scramblingIdentity-r11         INTEGER (0..503),
    qcl-CRS-Info-r11               SEQUENCE {
        qcl-ScramblingIdentity-r11 INTEGER (0..503),
        crs-PortsCount-r11         ENUMERATED {n1, n2, n4, spare1},
        mbsfn-SubframeConfigList-r11 CHOICE {
            release                NULL,
            setup                  SEQUENCE {
                subframeConfigList MBSFN-SubframeConfigList
            }
        }
    }
}
-- ASN1STOP
    
```

[0105]

[0106] 이하, 안테나 포트 간 QCL (Quasi Co-Location)에 관하여 설명한다.

[0107] 안테나 포트 간 QCL 되어 있다는 것은, 단말이 하나의 안테나 포트로부터 수신하는 신호(혹은 해당 안테나 포트에 대응하는 무선 채널)의 광범위 특성들(large-scale properties)이 다른 하나의 안테나 포트로부터 수신하는

신호(혹은 해당 안테나 포트에 대응하는 무선 채널)의 광범위 특성들과 모두 또는 일부가 동일하다고 가정할 수 있다는 것을 의미한다. 여기서, 상기 광범위 특성들은 주파수 오프셋과 관련된 도플러 확산(Doppler spread), 도플러 시프트(Doppler shift), 타이밍 오프셋과 관련된 평균 지연(average delay), 지연 확산(delay spread) 등을 포함하고, 나아가 평균 이득(average gain) 또한 포함할 수 있다.

[0108] 위 정의에 의하면, 단말은 QCL 되지 않은 안테나 포트, 즉 NQCL(Non Quasi co-Located)된 안테나 포트들 간에는 광범위 특성들이 동일하다고 가정할 수 없다. 이 경우 단말은 안테나 포트 별로 주파수 오프셋 및 타이밍 오프셋 등을 획득하기 위한 트래킹(tracking) 절차를 독립적으로 수행하여야 한다.

[0109] 반면에, QCL 되어 있는 안테나 포트들 간에는 단말이 아래와 같은 동작을 수행할 수 있다는 장점이 있다.

[0110] 1) 단말이 특정 안테나 포트에 대응하는 무선 채널에 대한 전력-지연 프로파일(power-delay profile), 지연 확산 및 도플러 스펙트럼(Doppler spectrum)와 도플러 확산 추정 결과를, 다른 안테나 포트에 대응하는 무선 채널에 대한 채널 추정 시 사용되는 위너 필터(Wiener filter) 파라미터 등에 동일하게 적용할 수 있다.

[0111] 2) 또한, 단말은 상기 특정 안테나 포트에 대한 시간 동기 및 주파수 동기를 획득한 후, 동일한 동기를 다른 안테나 포트에 대하여도 적용할 수 있다.

[0112] 3) 마지막으로, 평균 이득에 관하여도 단말은 QCL 되어 있는 안테나 포트들 각각에 대한 RSRP(Reference Signal Received Power) 측정값을 평균치로 계산할 수 있다.

[0113] 예를 들어, 단말이 PDCCH(혹은 E-PDCCH)를 통해 DM-RS 기반 하향링크 데이터 채널 스케줄링 정보, 예를 들어, DCI 포맷 2C 을 수신하면, 단말은 상기 스케줄링 정보에서 지시하는 DM-RS 시퀀스를 통하여 PDSCH 에 대한 채널 추정을 수행한 후, 데이터 복조를 수행하는 경우로 가정한다.

[0114] 이와 같은 경우, 단말이 하향링크 데이터 채널 복조를 위한 DM-RS 안테나 포트가 서빙 셀의 CRS 안테나 포트와 QCL 되어 있다면, 단말은 해당 DM-RS 안테나 포트를 통한 채널 추정 시 자신의 CRS 안테나 포트로부터 추정했던 무선 채널의 광범위 특성들(large-scale properties)을 그대로 적용하여 DM-RS 기반 하향링크 데이터 채널 수신 성능을 향상시킬 수가 있다.

[0115] 마찬가지로, 단말이 하향링크 데이터 채널 복조를 위한 DM-RS 안테나 포트가 서빙 셀의 CSI-RS 안테나 포트와 QCL 되어 있다면, 단말은 해당 DM-RS 안테나 포트를 통한 채널 추정 시 서빙 셀의 CSI-RS 안테나 포트로부터 추정했던 무선 채널의 광범위 특성들(large-scale properties)을 그대로 적용하여 DM-RS 기반 하향링크 데이터 채널 수신 성능을 향상시킬 수가 있다.

[0116] 한편, LTE 시스템에서는 CoMP 모드인 전송 모드 10 으로 하향링크 신호를 송신할 시, 기지국이 상위 계층 신호를 통하여 QCL 타입 A 와 QCL 타입 B 중 하나를 단말에게 설정하도록 정의하고 있다.

[0117] 여기서, QCL 타입 A 는 CRS, DM-RS 및 CSI-RS 의 안테나 포트가 평균 이득을 제외한 나머지 광범위 특성들이 QCL 되어 있다고 가정하는 것으로, 동일 노드(point)에서 물리 채널 및 신호들이 전송되고 있음을 의미한다. 반면에, QCL 타입 B 는 DPS, JT 등의 CoMP 전송이 가능하도록 단말당 최대 4 개까지의 QCL 모드를 상위 계층 메시지를 통해 설정하고, 이 중 어떤 QCL 모드로 하향링크 신호를 수신해야하는지 동적으로 DCI(downlink control information)를 통해 설정하도록 정의되어 있다.

[0118] QCL 타입 B 가 설정된 경우의 DPS 전송에 관하여, 보다 구체적으로 설명한다.

[0119] 우선, N_1 개의 안테나 포트들로 구성된 노드 #1 는 CSI-RS 자원(resource) #1 를 전송하고, N_2 개의 안테나 포트들로 구성된 노드 #2 는 CSI-RS 자원(resource) #2 를 전송하는 것으로 가정한다. 이 경우, CSI-RS 자원 #1 을 QCL 모드 파라미터 세트 #1 에 포함시키고, CSI-RS 자원 #2 를 QCL 모드 파라미터 세트 #2 에 포함시킨다. 나아가, 기지국은 노드 #1 과 노드 #2 의 공통 커버리지 내에 존재하는 단말에게 상위 계층 신호로 파라미터 세트 #1 과 파라미터 세트 #2 를 설정한다.

[0120] 이후, 기지국이 해당 단말에게 노드 #1 을 통해 데이터(즉, PDSCH) 전송 시 DCI 를 이용하여 파라미터 세트 #1 을 설정하고, 노드 #2 를 통해 데이터 전송시 파라미터 세트 #2 를 설정하는 방식으로 DPS 를 수행할 수 있다. 단말 입장에서는 DCI 를 통해 파라미터 세트 #1 을 설정 받으면 CSI-RS 자원 #1 과 DM-RS 가 QCL 되어 있다고 가정하고, 파라미터 세트 #2 를 설정 받으면 CSI-RS 자원 #2 과 DM-RS 가 QCL 되어 있다고 가정할 수 있다.

[0121] 이하, 능동 안테나 시스템(Active Antenna System; AAS) 및 3 차원 빔포밍에 관하여 설명한다.

- [0122] 기존 셀룰러 시스템에서 기지국은 기계적 틸팅(mechanical tilting) 혹은 전기적 틸팅(electrical tilting)을 이용하여 셀 간 간섭을 줄이고, 셀 내 단말들의 쓰루풋, 예를 들어 SINR (Signal to Interference plus Noise ratio)의 향상시키는 방안을 사용해 왔다. 도면을 참조하여 보다 상세히 설명한다.
- [0123] 도 12 는 안테나 틸팅 방식을 설명하기 위한 도면이다. 특히, 도 12 의 (a)는 안테나 틸팅이 적용되지 않은 안테나 구조를 도시하고, 도 12 의 (b)는 기계적 틸팅이 적용된 안테나 구조를 도시하며, 도 12 의 (c)는 기계적 틸팅과 전기적 틸팅 모두 적용된 안테나 구조를 도시한다.
- [0124] 도 12 의 (a)와 도 12 의 (b)를 비교하면, 기계적 틸팅의 경우 도 12 의 (b)와 같이 초기 설치 시 빔 방향이 고정되어 버리는 단점이 있다. 나아가, 전기적 틸팅의 경우 도 12 의 (c)와 같이 내부 위상 천이(phase shift) 모듈을 이용하여 틸팅 각(tilting angle)을 변경할 수 있지만, 사실상 셀 고정적 틸팅으로 인하여 매우 제약적인 수직 빔포밍(수직 빔포밍)만 가능한 단점이 있다.
- [0125] 도 13 은 기존 안테나 시스템과 능동 안테나 시스템(Active Antenna System; AAS)을 비교하는 도면이다. 특히, 도 13 의 (a)는 기존 안테나 시스템을 도시하고, 도 13 의 (b)는 능동 안테나 시스템을 도시한다.
- [0126] 도 13 을 참조하면, 능동 안테나 시스템은 기존 안테나 시스템과 달리 복수의 안테나 모듈 각각이 전력 증폭기를 비롯한 RF 모듈, 즉 능동(active) 소자를 포함하고 있어, 안테나 모듈 각각에 대한 전력 및 위상 조절이 가능한 특징이 있는 시스템이다.
- [0127] 일반적으로 고려하던 MIMO 안테나 구조는 ULA(uniform linear array)와 같이 선형적인, 즉 1 차원 어레이의 안테나를 고려하였다. 이러한 1 차원 어레이 구조에서는 빔포밍으로 생성 가능한 빔이 2 차원 평면 내에 존재하게 된다. 이는 기존 기지국의 수동 안테나 시스템(Passive Antenna System; PAS) 기반 MIMO 구조에도 적용된다. PAS 기반 기지국에도 수직 안테나들 및 수평 안테나들이 존재하지만, 수직 안테나들은 하나의 RF 모듈에 묶여있어 수직방향으로 빔포밍이 불가능하며, 상술한 기계적 틸팅 만이 적용 가능하다.
- [0128] 그러나, 기지국의 안테나 구조가 능동 안테나 시스템으로 진화하면서 수직 방향의 안테나들에도 독립적인 RF 모듈이 구현되었으며, 이에 따라 수평 방향뿐만 아니라 수직 방향으로도 빔포밍이 가능하게 되었다. 이를 수직 빔포밍 또는 엘리베이션 빔포밍(elevation beamforming)이라고 지칭한다.
- [0129] 수직 빔포밍에 따르면, 생성 가능한 빔들은 수직 및 수평방향으로 3 차원 공간에 표현될 수 있으므로, 이를 3 차원 빔포밍이라 지칭할 수도 있다. 즉, 3 차원 빔포밍은 1 차원 어레이의 안테나 구조에서 평면형태의 2 차원 어레이의 안테나 구조로 진화하며 가능해 진 것이다. 여기서, 3 차원 빔포밍은 안테나 어레이가 꼭 평면(planar) 형상인 경우에만 가능한 것은 아니고, 링(ring) 형태의 3 차원 형태의 어레이 구조에서도 3 차원 빔포밍이 가능하다. 3 차원 빔포밍의 특징은 기존 1 차원 어레이의 안테나 구조가 아닌 다양한 형태의 안테나 배치로 인해 MIMO 프로세스가 3 차원 공간 상에서 이루어 진다는 것이다.
- [0130] 도 14 는 능동 안테나 시스템에 기반하여, 단말 특정 빔을 형성한 예를 도시한다. 도 14 를 참조하면, 3 차원 빔포밍으로 인하여 단말이 기지국 좌우로 움직일 경우뿐만 아니라 전후로 움직이는 경우까지 빔포밍이 가능하므로, 단말 특정 빔 형성에 보다 높은 자유도가 제공됨을 알 수 있다.
- [0131] 나아가, 능동 안테나 기반의 2 차원 어레이의 안테나 구조를 이용한 전송환경으로는 실외 기지국에서 실외 단말에게 전송하는 환경뿐만 아니라, 실외 기지국이 실내 단말에 대하여 전송하는 환경 (O2I, Outdoor to Indoor) 및 실내 기지국이 실내 단말에 전송하는 환경 (Indoor hotspot) 등을 고려할 수 있다.
- [0132] 도 15 는 능동 안테나 시스템 기반의 3 차원 빔 전송 시나리오를 도시한다.
- [0133] 도 15 를 참조하면, 셀 내 다양한 다수의 건물들이 존재하는 실제 셀 환경을 가정하게 될 경우, 기지국은 단말 특정 수평 빔 조향 뿐만 아니라 건물 높이에 따른 다양한 단말 높이를 고려한 수직 빔 조향 능력까지 고려해야 할 필요가 있다. 이와 같은 셀 환경을 고려할 경우, 기존 무선 채널 환경과는 많이 다른 채널 특성, 예를 들어 높이 차이에 따른 음영/경로 손실 변화, 페이딩 특성 변화 등을 반영할 필요가 있다.
- [0134] 다시 말해, 3 차원 빔포밍은, 기존에 선형적인 1 차원 어레이의 안테나 구조에 기반하여 수평 방향으로만 이루어 지던 수평 빔포밍이 진화된 것으로, 평면 배열(planar array) 등의 다차원 어레이의 안테나 구조 또는 대규모 안테나(massive antenna) 어레이를 기반으로 엘리베이션 빔포밍 혹은 수직 빔포밍까지 확장 및 결합된 형태로 이루어 지는 MIMO 프로세스 기법을 지칭한다.
- [0135] 상기 대규모 안테나 어레이는 다음 특성들 중 하나 이상을 가질 수 있다. 즉, i) 2 차원 평면 또는 3 차원 공간

에 위치하고, ii) 논리적 또는 물리적 안테나가 8 개 이상이며 (여기서 논리적 안테나는 안테나 포트에 표현될 수 있다), iii) 각각의 안테나가 AAS 로 구성될 수 있다. 다만, 상기 대규모 안테나 어레이의 정의는 이에 제한되는 것은 아니다.

<제 1 실시예>

기존 MIMO 시스템에서 폐루프(closed-loop) MIMO 전송을 위해서 기지국의 전체 안테나 어레이에 대한 PMI 피드백이 이루어 졌다. 이는 PMI 코드북 형태로 표현되는 전체 기지국 안테나가 생성할 수 있는 여러 빔 방향 중에 단말이 가장 선호하는 빔 방향을 피드백 하는 것으로 볼 수 있다.

아래 표 6 은 4 행 4 열 형태의 16 개 안테나로 송신하는 빔과 8 행 8 열 형태의 64 개 안테나로 송신하는 빔의 형태를 비교한 것이다. 표 6 을 참조하면, 기지국 안테나 수가 증가하게 되면 거기에 따라 기지국이 생성하는 빔 폭이 줄어들면서 빔의 형태가 날카로워지며, 결과적으로 빔 이득이 커진다는 것을 알 수 있다. 폐루프 MIMO 전송 시 빔이 날카로워질수록 채널의 작은 변화에도, 단말이 측정할 시점에서의 PMI 와 실제 기지국이 전송하는 시점에서의 PMI 가 불일치 함으로 인한 성능 저하가 매우 커진다. 즉, 피드백에 대한 성능 민감도가 매우 커질 수 있다.

표 6

| | 16 Tx Case | 64 Tx Case |
|---------------------------------|---------------------------|---------------------------|
| Design frequency (GHz) | 2 | 2 |
| Array config | 4x4 | 8x8 |
| Antenna dimension (Half Length) | 30mm | 30mm |
| elements distance | dx: 75mm dy: 75mm | dx: 75mm dy: 75mm |
| Fractional bandwidth (MHz) | 1.89GHz ~ 2.15GHz (260Mz) | 1.89GHz ~ 2.15GHz (260Mz) |
| VSWR | Max 2:1 | Max 2:1 |
| Radiation pattern shape | Directional | Directional |
| Max gain (dB) | 19.52 | 25.54 |
| Radiation efficiency (%) | 100% | 100% |
| HPBW_E-plane (°) | 26 | 12 |
| HPBW_H-plane (°) | 24 | 12 |

따라서, 본 발명에서는 다수의 송신 안테나를 가진 시스템에서 기지국이 단말 간 채널 상황에 적응적으로 빔 형태 (예를 들어, 빔 폭, 빔 이득, 빔 방향 등)를 제어하는 방법 및 이를 지원하기 위한 단말의 피드백 방법을 제안한다.

우선, 기지국이 단말에게 신호를 전송함에 있어서, 각 단말의 채널 상황에 적합한 유효 송신 안테나 포트 집합을 적응적으로 선택하여 적용하는 것을 제안한다.

상기 유효 송신 안테나 포트 집합은 기지국의 전체 송신 안테나 포트 집합의 임의의 부분 집합으로 단말에게 데이터 송신을 수행하는 안테나 집합을 의미하며, 단말과의 채널 상황에 따라 데이터 송신에 이용되는 안테나를 전체 안테나의 일부로 한정할 수 있다.

도 16 은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 전체 안테나 포트들에서 유효 안테나 포트 집합을 선택한 예를 도시한다.

도 16 을 참조하면, 8tx ULA(uniform linear array)인 경우 빔이 상대적으로 날카로우므로, 움직임이 적고 주변 환경도 정적이며 LoS(line of sight)가 확보되는 환경에서는 상당한 이득을 얻을 수 있으나, 단말의 움직임이 심하거나 단말 주변에 채널의 동적 변화를 일으키는 요인이 많은 경우, 피드백 오버헤드는 상당히 큰데 비해 패킷 오류에 의한 재전송 확률이 커지며 재전송이 일어나지 않는다고 해도 NLoS(Non line of sight)환경에서는 빔 포밍 이득자체가 매우 작아질 수 있다.

- [0145] 기존에는 이러한 환경에 처한 단말에게는 개루프(open-loop) MIMO 기술을 적용하였다. 그러나 개루프 MIMO 기술은 빔 이득을 얻지 못하는 기술이므로 안테나 수가 늘어나면 늘어날 수록 페루프 MIMO 에 비해 성능 저하가 커지는 단점이 있다. 따라서, 본 발명에서는 기지국이 단말의 채널 환경이 일정 수준의 빔포밍 이득을 얻기 힘들다고 예상되는 경우, 도 16 과 같이 빔 이득을 줄이더라도 빔 폭을 넓히는 형태로 빔을 형성하여 전송하는 방법을 제안한다. 즉, 도 16 은 빔 폭을 넓히기 위해 유효 안테나 포트의 수 및 유효 안테나 어레이(array)의 크기를 줄이는 예이다.
- [0146] 유효 안테나 포트들 즉, 유효 안테나 어레이는 도 16 과 같이 항상 인접한 안테나 포트들끼리 구성되는 것은 아니다.
- [0147] 도 17 은 본 발명의 제 1 실시예에 따라 전체 안테나 포트들에서 유효 안테나 포트 집합을 선택한 다른 예를 도시한다. 단말이 NLoS 환경이면서 동시에 기지국과 인접하여 SINR 이 우수하여 랭크(rank) 2 이상의 공간 다중화(spatial multiplexing)가 가능한 상황을 가정한다면, 피드백 오버헤드 대비 성능을 고려하여 도 17 과 같이 전체 유효 안테나 어레이의 크기는 크게 줄이지 않되, 유효 안테나의 개수만을 줄여 전송할 수 있다.
- [0148] 유사한 실시 예로 인접 두 안테나끼리 묶어 하나의 논리 안테나로 맵핑하는 경우, 전체 유효 안테나 어레이의 크기는 거의 유지한 채로 유효 안테나의 개수(혹은 논리 안테나의 개수)를 반으로 줄일 수 있다.
- [0149] 2 차원 안테나 어레이에 본 발명을 적용할 경우, 전체 안테나에 대해 유효 안테나 포트 집합을 한번에 결정할 수 있으나, 수직 영역 및 수평 영역 각각에 대해 유효 안테나의 수 및/또는 유효 안테나 어레이의 크기를 제어할 수도 있다. 즉, 수직 영역의 유효 안테나 포트 집합과 수평 영역의 유효 안테나 포트 집합을 각각 결정할 수 있다. 다만, 본 발명의 유효 송신 안테나 포트 집합이 적용되는 물리 신호/채널의 범위는 LTE 시스템에서의 DM-RS(UE-specific RS), PDSCH 와 같은 단말 특정 신호/채널에 한정될 수 있다.
- [0150] 본 발명에 따르는 경우, 단말 특정 빔 형성에 있어 채널 오류가 심각할 것으로 예상되는 환경에 있는 단말 혹은 데이터 재전송이 필요한 단말(fall-back mode)에게 빔의 샤프니스(sharpness)를 줄여 전송함으로써 패킷 오류 확률을 낮출 수 있으며, 채널 오류가 심각할 것으로 예상되는 환경에 있는 단말이나 SINR 이 좋지 않은 단말에게 피드백 오버헤드를 줄이거나 피드백 정밀도를 높일 수 있다.
- [0151] 한편, 본 발명에 따르면, 단말의 채널 상황을 셋 이상의 카테고리로 구분하여 전송 모드를 결정할 수 있다. 예를 들어 유효 안테나 포트 집합, 즉 부분적 안테나 어레이(partial antenna array)를 이용한 전송 모드를 아래와 같이 정의할 수 있다.
- [0152] - Category 1 (Low mobility, LoS, Static environment) → Dedicated beamforming with entire antennas
- [0153] - Category 2 (Mid mobility, weak LoS, Non-static environment) → Dedicated beamforming with a subset of antennas
- [0154] - Category 3 (High mobility, NLoS, Dynamic environment) → open-loop beamforming
- [0155] 한편, 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍 시 기지국과 단말의 채널의 특성, 예를 들어, 단말의 이동성(speed, rotation, acceleration, etc.), 채널의 Doppler 정도 (Doppler spread, Max Doppler value, etc.), 단말 주변 scattering 환경 (Scatterer 의 수 및 분포, Scatterer 의 mobility, etc.), 채널 행렬의 특성 파라미터(rank, eigen value, condition number, etc), LoS/NLoS factor (LoS 이득 대 NLoS 이득, NLoS cluster 의 수, etc) 및 SINR 중 적어도 하나에 의해 유효 송신 안테나 포트 집합이 결정될 수 있다. 위 정보 중 일부는 기지국 커버리지 내에서 단말 위치에 따른 무선 환경 데이터 베이스로부터 획득하거나, 기지국이 상향링크 신호를 이용해 직접 측정할 수도 있으며, 일부의 정보는 단말이 제공할 수 있다.
- [0156] 또는, 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍 시 단말은 기지국에게 단말의 이동성 (speed, rotation, acceleration, etc.), 채널의 Doppler 정도 (Doppler spread, Max Doppler value, etc.), 단말 주변 scattering 환경 (Scatterer 의 수 및 분포, Scatterer 의 mobility, etc.), 채널 행렬의 특성 파라미터(rank, eigen value, condition number, etc), LoS/NLoS factor (LoS 이득 대 NLoS 이득, NLoS cluster 의 수, etc) 및 SINR 중 하나 이상의 정보를 제공할 수도 있다. 이를 위하여, 단말은 위치 센서, 가속 센서 등 다양한 센서에서의 정보를 이용해 피드백 정보를 구성할 수 있다.
- [0157] 이하, 단말의 피드백 정보를 기반으로 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍 방법에 대해 설명한다.
- [0158] 우선, 단말은 기지국에게 선호하는 유효 송신 안테나 포트 집합을 피드백 할 수 있다. 이는, 단말이 전체 기지

국 송신 안테나 포트들 중에서 어느 송신 안테나 포트들을 유효 안테나 포트 집합으로 선택하는 것인지를 판단하여 이 정보를 피드백하는 것이다. 마찬가지로, 단말은, 단말 이동성, 도플러 정도, 주변 환경의 스캐터링 환경, LoS 여부, SINR 등 중 획득 가능한 정보를 가지고 최적의 유효 안테나 집합을 선택한다.

[0159] 단말의 피드백 정보는 다음과 같이 다양하게 구성될 수 있다.

[0160] a) 유효 송신 안테나 포트 집합 정보는 안테나 포트 인덱스의 집합 (혹은 안테나 포트 집합의 인덱스), 파일럿 패턴 인덱스 및 안테나 포트의 개수 중 하나 이상의 정보로 구성될 수 있다.

[0161] 예를 들어, 상기 유효 송신 안테나 포트 집합 정보가 안테나 포트 수와 안테나 포트 집합 인덱스로 구성되고, 기지국 안테나가 총 8 개 있는 경우, 단말은 2tx, 4tx, 8tx 중 선호하는 안테나 수를 선택하고, 해당 안테나 수에 해당하는 인덱스를 아래 아래 표 7 에서 선택하여 해당 인덱스와 함께 피드백 한다.

표 7

| Index | 2tx | 4tx |
|-------|------------|----------------|
| 0 | Port {0,1} | Port {0,1,2,3} |
| 1 | Port {0,7} | Port {0,2,4,6} |

[0162]

[0163] <제 2 실시예>

[0164] 본 발명의 제 2 실시예에서는, 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍 기법을 3D 빔포밍 기법에서 수직 빔포밍과 수평 빔포밍에 각각 적용하는 경우를 고려한다. 3D 빔포밍 기법에서는 안테나 수가 많아지면 파일럿 및 피드백 오버헤드가 증가하는 문제가 있으며, 또한 단일 파일럿 패턴으로 모든 기지국 안테나에서 전송하는 파일럿을 커버하기 어렵다는 문제점 또한 존재한다. 이러한 문제점을 해결하기 위하여, 기지국이 단말에게 다수의 파일럿 패턴을 활용하여 파일럿을 전송할 수 있다.

[0165] 도 18 및 도 19 는 다수의 파일럿 패턴을 활용하여 파일럿을 전송하는 예를 도시한다. 특히, 도 18 은 수평 방향으로 파일럿 패턴을 설정한 예로서, 수평 방향으로 안테나들을 그룹핑하여 각각 하나의 CSI-RS 자원을 할당하는 것이다. 이 경우 각각의 파일럿 패턴(즉, CSI-RS 자원)에 해당하는 프리코더는 수평 빔포밍을 수행하는 프리코더 해당하며, 각 파일럿 패턴을 연결하는 프리코더, 보다 구체적으로 각 파일럿 패턴의 위상 및 크기 차이를 나타내는 계수들의 집합은 수직 빔포밍을 수행하는 프리코더에 해당한다. 물론, 수직 방향으로 안테나들을 그룹핑하여 파일럿 패턴을 할당하는 방법도 가능하다.

[0166] 도 19 는 상기 수직 방향의 프리코더를 각 파일럿 패턴의 위상 및 크기 차이를 나타내는 계수들의 집합이 아닌 별도의 파일럿 패턴으로 구성한 것으로, 결과적으로 수평 방향 및 수직 방향 모두로 파일럿 패턴을 설정한 예이다.

[0167] 이러한 경우, 수평 방향 및 수직 방향 각각에 대하여 독립적인 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍을 수행하기 위하여 다음을 제안한다.

[0168] A) 단말은 다수의 QCL(quasi-co-located) 파일럿 패턴을 수신한 후, (1) 선호하는 QCL 파일럿 패턴에 포함할 안테나 포트 수 및/또는 인덱스와 (2) 선호하는 QCL 파일럿 패턴들을 연결할 계수의 개수 및/또는 인덱스를 기지국에 피드백 한다. 여기서, 다수의 QCL 파일럿 패턴은 동일한 전송 포인트에서 전송되는 파일럿 패턴들의 집합을 의미하며, 동일한 수의 안테나 포트들을 포함하는 특징을 더 가질 수도 있다. 상기 파일럿 패턴은 LTE 시스템에서 NZP(non-zero-power) CSI-RS 자원 혹은 CSI-RS 프로세스(process)일 수 있다.

[0169] 상기 정보 (1), 즉 선호하는 QCL 파일럿 패턴에 포함할 안테나 포트 수 및/또는 인덱스는 각각의 QCL 파일럿 패턴들에 대해 독립적인 정보일 수도 있으나, 전체 QCL 파일럿 패턴들에 대해 공통적으로 적용할 수 있는 대표적인 값 하나로 표현될 수도 있다.

[0170] 상기 정보 (2), 즉 선호하는 QCL 파일럿 패턴들을 연결할 계수의 개수 및/또는 인덱스에서, QCL 파일럿 패턴들을 연결할 계수란 파일럿 패턴들의 특정 안테나 포트들간의 위상차 그리고/또는 크기차이를 나타내는 계수값으로, 단말은 해당 계수값들을 모아서 기지국에게 피드백 할 수 있다.

[0171] 예를 들어, 도 18 에서 단말이 각 CSI-RS 자원의 첫 번째 안테나 포트들 간의 크기 및 위상차를 계산하여 기지국에 피드백할 수 있다. 이 값은 기지국 입장에서 수직 빔포밍에 사용될 수 있으며, 전체 수직 안테나 어레이를

모두 활용하기 위해서는 상기 계수값 (이하, 연결 계수)은 전체 QCL 파일럿 패턴들 총 수(N) 개가 필요하다. 다만, 특정 파일럿 패턴을 기준으로 차이값을 측정할 수 있기 때문에 기준이 되는 파일럿 패턴에 대한 정보는 필요하지 않을 수도 있으므로, $N - 1$ 개의 계수값이 요구될 수도 있다. 예를 들어 두 개의 파일럿 패턴이 전송되는 경우 첫 번째 파일럿 패턴에 대한 두 번째 파일럿 패턴의 연결 계수 하나만 있어도 무방하다. 보다 구체적으로 설명한다.

[0172] 도 20 은 본 발명의 제 2 실시예에 따라 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍을 수행하는 예를 도시한다. 특히, 도 20 은 $4 \times 4 = 16$ 개의 안테나 포트가 전송되는 이차원 안테나 어레이 환경을 가정한다.

[0173] 도 20 을 참조하면, 기지국은 단말에게 4 개의 QCL CSI-RS 자원들, 즉 CSI-RS 자원 1~4 을 설정 및 전송한다. 이 때 단말은 수평 방향으로 2 개의 안테나 포트에 해당하는 빔 폭과 수직 방향으로 3 개의 안테나 포트에 해당하는 빔 폭을 선호한다면, 단말은 다음 정보를 피드백할 수 있다. 단, 연결계수를 총 $N-1$ 개 피드백 하는 시스템 가정한다.

[0174] - Preferred number of antenna ports for each QCL CSI-RS resource = 2

[0175] - Preferred number of linking coefficients = 2

[0176] 위 예에서는, 각 정보에서 안테나 포트의 개수 정보와 연결 계수의 개수 정보만을 표현하였으나, 선호하는 안테나 서브 어레이를 특정 부분에 몰리지 않도록 안테나 인덱스 정보가 함께 피드백 될 수 있다. 예를 들어, CSI-RS 패턴에 포함된 안테나 포트 #0~#3 중 안테나 포트 #2 및 #3 을 선호한다면, 다음과 같이 안테나 포트 인덱스의 집합 형태로 표현하거나 선호 안테나 포트 시작 인덱스를 안테나 포트 수와 함께 피드백 하는 방법을 사용할 수 있다.

[0177] - 선호 안테나 포트 인덱스 집합: {#2, #3}

[0178] - 선호 안테나 포트 시작 인덱스(#2) + 안테나 포트 수(2)

[0179] 물론, 상기 인덱스 정보는 연결 계수에 대해서도 동일한 형태로 적용 가능하다.

[0180] 제안한 정보와 더불어, 단말은 상기 피드백 정보에 기반하여 선호하는 PMI 와 같은 프리코더 정보 및 연결계수 정보를 피드백 할 수 있다. 즉, 각 CSI-RS 자원에 대하여, 4tx PMI 코드북이 아닌, 2tx PMI 코드북에서 선택한 PMI 를 전송하고, 네 개 중 세 개의 CSI-RS 자원을 연결할 연결 계수만을 피드백 할 수 있다. CQI, RI 등 기타 CSI 피드백 정보 역시 상기 피드백 정보에 기반하여 계산될 수 있다. 이 때, 제안한 정보와 상기 CSI 피드백의 전달 주기는 상이할 수 있다.

[0181] 도 19 와 같이 수평 방향 및 수직 방향 모두로 파일럿 패턴이 적용된다면, 단말은 각각의 파일럿 패턴에 대한 선호하는 안테나 포트 수 및 인덱스 정보를 피드백하여, 수평 방향 및 수직 방향에 대하여 독립적인 부분적 안테나 어레이를 이용한 빔포밍을 수행할 수 있다.

[0182] 본 발명에서 제안하는 피드백 정보를 광대역 시스템에서 적용한다면 특정 주파수 영역(예를 들어, subband, sub-carrier, resource block 등)으로 구분하여 각 주파수 영역에 대해 별개의 피드백 정보 집합을 피드백할 수 있다. 혹은 단말이 선택하거나 기지국이 지정한 특정 주파수 영역에 대해서만 피드백 정보가 전송될 수 있다. 상기 주파수 영역은 주파수 연속적인 하나 이상의 영역으로 구성되거나 주파수 불연속적인 영역으로 구성될 수 있다.

[0183] <제 3 실시예>

[0184] 한편, 부분적 안테나 어레이 기반 빔포밍의 목적 중 하나는 단말의 이동성(mobility) 등 채널 환경 및 특성에 따라 최적의 빔 폭을 갖는 빔을 형성하는 것이다. 빔 폭을 결정하는 가장 결정적 요소가 유효 안테나 어레이의 크기임을 감안하면, 결국 단말의 채널 상황에 따라 유효 안테나 어레이의 크기를 적응적으로 형성하는 기술이라고 볼 수 있다.

[0185] 단말은 도플러, LoS 등 채널의 통계적 특성이나 혹은 단말 내 센서 등을 통해 측정된 이동 속도 등으로 자신에게 적합한 유효 안테나 어레이의 크기를 결정할 수 있다. 결국, 단말에게 유효 안테나 어레이의 크기가 중요한 요소이지만, 부분적 안테나 어레이의 구체적 위치는 중요치 않을 수 있다.

[0186] 예를 들어, 안테나 4 개가 존재할 때, 선호하는 빔 폭이 2 개의 인접 안테나가 생성하는 빔 폭과 일치한다고 가정한다. 이 때, 기지국은 해당 단말에게 데이터를 전송함에 있어 안테나 집합 {0,1}, {1,2}, {2,3} 중 어떠한

집합을 사용하더라도 단말의 성능에는 크게 영향이 없을 확률이 크다. 따라서 단말 입장에서는 선호하는 안테나 포트 수 혹은 유효 안테나 어레이의 크기가 중요한 요소이다.

[0187] 반면에, 기지국 입장에서는 여러 단말에게 CDMA/FDMA/TDMA/SDMA 중 어느 형태로든 데이터를 동시 전송해야 하므로, 기지국 안테나 별 송신 전력을 균형있게 맞춰주어야 한다. 즉, 각 사용자에게 신호를 전송하는 안테나 집합을 서로 겹치지 않도록 최대한 분산시켜야 한다.

[0188] 예를 들어, 4 개 안테나가 존재할 때, 사용자 A 가 선호하는 유효 안테나 어레이의 크기가 2, 사용자 B 가 선호하는 유효 안테나 어레이의 크기도 2 일 때, 기지국은 사용자 A 에게 안테나 집합 {0,1}, 사용자 B 에게 안테나 집합 {2,3}를 이용해서 데이터를 전송하는 것이 안테나 별 송신 전력의 균형을 고려할 때 가장 효율적이다.

[0189] 본 발명의 제 3 실시예에서는 이러한 안테나 별 전력 균형을 위하여, 기지국은 단말에게 안테나 포트 셔플링(shuffling) 정보를 제공하는 것을 제안한다. 단말은 상기 셔플링 정보를 이용하여 안테나 포트 수 혹은 유효 안테나 어레이의 크기 정보 피드백 또는 CSI (channel status information)의 피드백 중 적어도 하나의 동작을 수행할 수 있다. 상기 CSI 피드백 과정은 PMI, CQI, RI 피드백과 같은 암묵적(implicit) 피드백 정보뿐만 아니라 공분산 행렬(covariance matrix), 채널 계수(channel coefficient), MIMO 채널 행렬(channel matrix)과 같은 명시적(explicit) 피드백 정보도 포함할 수 있다.

[0190] 상기 안테나 포트 셔플링 정보는 해당 단말이 어떠한 안테나 집합을 기준으로 안테나 수를 결정 혹은 CSI 피드백을 수행할 것인지를 알려주는 정보로서, 단말 별로 다른 정보가 시그널링될 수 있다.

[0191] 또한, 본 발명에서 기지국은 단말 별로 서로 다른 순서로 안테나 포트를 맵핑하도록 하여 서로 다른 안테나 집합으로 각각의 단말을 지원하는 것이 바람직하다. 예를 들어 안테나 {0,1,2,3}이 있을 경우, 단말 A 에게는 {0,1,2,3} 단말 B 에게는 {2,3,1,0}의 순서로 안테나를 맵핑하도록 하도록 셔플링 정보를 서로 다르게 지정하면, 단말 A 와 단말 B 가 각각 2 개의 안테나를 이용한 송신을 원하는 경우, 기지국은 단말 A 에게 자연스럽게 안테나 {0,1}을 할당하고 단말 B 에게 안테나 {2,3}을 할당할 수 있게 된다.

[0192] 따라서, 제안하는 안테나 포트 셔플링 정보는, 1) 안테나 포트 인덱스 천이 값(Antenna port index shifting value), 2) 리버스 안테나 포트 인덱스(Reverse Antenna port index) ON/OFF, 3) 안테나 포트 인덱스 퍼뮤테이션 값(Antenna port index permutation value)과 같은 정보들 또는 상기 정보들의 조합 형태로 구성될 수 있다. 이를 보다 구체적으로 설명한다.

[0193] 1) 안테나 포트 인덱스 천이 값(Antenna port index shifting value)

[0194] 기지국은 셀 내의 단말들에게 4tx CSI-RS (안테나 포트 인덱스 15, 16, 17, 18)를 전송한다고 가정하면, 기지국은 셀 내 단말들 각각에 대하여 안테나 포트 인덱스 천이 값을 0~3 의 정수 중 하나로 설정한다. 각 단말은 해당 값 만큼 안테나 포트 인덱스를 순환 천이(cyclic shift)시킨다. 예를 들어, 안테나 포트 인덱스 천이 값이 2 이면 {17, 18, 15, 16}순서로 재배열하고, 이러한 순서를 기준으로 안테나 포트의 수 혹은 안테나 포트 간격의 크기를 결정한다. 보다 구체적으로, 안테나 포트 인덱스 천이 값이 2 일 경우, 단말에 할당되는 안테나 포트의 개수가 1 개 내지 3 개에 대응하는 포트 인덱스는 다음과 같이 맵핑될 수 있다.

[0195] - 1tx case=port {17} only

[0196] - 2 tx case=port {17, 18}

[0197] - 3 tx case=port {17, 18, 15}

[0198] 위 예에서, 3tx case 와 같이 안테나 포트 인덱스가 인접하지 않는 경우를 방지하기 위해, 안테나 포트 인덱스 천이 값 적용 시 순환 천이가 아닌 다른 방법을 적용할 수도 있다. 예를 들어, 천이 값을 일단 적용한 후, 최대 안테나 포트 인덱스에 도달한 경우, 결합된 안테나 포트 인덱스 집합에서 가장 가까운 인덱스부터 순차적으로 포함하도록 규칙을 설정할 수 있다. 즉, 안테나 포트 인덱스 천이 값이 2 일 경우, 단말에 할당되는 안테나 포트의 개수가 1 개 내지 3 개에 대응하는 포트 인덱스는 다음과 같이 맵핑될 수 있다.

[0199] - 1tx case=port {17} only

[0200] - 2 tx case=port {17, 18}

[0201] - 3 tx case=port {17, 18, 16}

[0202] 특히, 3 tx case 의 경우, 인덱스 집합 {17,18}과 가장 가까운 인덱스는 16 이므로, 안테나 포트 인덱스 16 이

상기 결합된 안테나 포트 집합에 포함된 것을 알 수 있다.

[0203] 이를 알고리즘으로 표현하면 다음 표 8과 같다.

표 8

```

j=1
For i=I_ini to I_max,
If i+S≤I_max
Pi= i+S
Else
Pi= I_ini +S-j
j=j+1
End
    
```

[0204]

[0205] 표 8 에서, I_{ini} 는 최소 안테나 포트 인덱스로서 상기 예에서는 안테나 포트 인덱스 15 를, I_{max} 는최대 안테나 포트 인덱스로서, 안테나 포트 인덱스 18 에 대응할 수 있다. 그리고, S 는 안테나 포트 인덱스 천이 값으로서, 위 예에서는 2 의 값을 갖는다. 표 8 의 알고리즘의 결과로 P_i (집합에 포함되는 i 번째 안테나 포트의 인덱스)가 도출된다.

[0206] 2. 리버스 안테나 포트 인덱스(Reverse Antenna port index) ON/OFF

[0207] 상기 안테나 포트 인덱스 천이 값은 단말 별로 안테나 포트 인덱스의 시작 지점을 알려주었다면, 리버스 안테나 포트 인덱스 ON/OFF 정보는 안테나 포트 인덱스를 읽는 방향을 지시한다. 예를 들어, 리버스 안테나 포트 인덱스가 ON 상태이면 안테나 포트 인덱스를 거꾸로 읽는 것이다.

[0208] 가령 4tx CSI-RS 에서 리버스 안테나 포트 인덱스가 ON 상태인 단말은 안테나 포트 인덱스를 뒤부터 {18, 17, 16, 15}로 읽는다. 본 정보는 단독으로 사용될 수도 있으나 안테나 포트 인덱스 천이 값과 함께 사용되어 안테나 포트 인덱스의 시작 시점과 방향을 동시에 지정할 수도 있다.

[0209] 3. 안테나 포트 인덱스 퍼뮤테이션 값(Antenna port index permutation value)

[0210] 안테나 포트 인덱스 퍼뮤테이션 값은 안테나 포트 인덱스를 재배열(re-ordering)할 때 사용하는 퍼뮤테이션 정보를 직접 알려주기 위한 정보이다. 예를 들어, 적용 가능한 퍼뮤테이션 규칙을 복수 개 정의하고, 해당 퍼뮤테이션 규칙을 지시하는 인덱스를 시그널링하거나, 인덱스 퍼뮤테이션을 one-line notation, two-line notation, 혹은 cyclic notation 형태로 표현하여 시그널링할 수 있다. 혹은 퍼뮤테이션 행렬 형태로 표현하여 퍼뮤테이션 행렬 인덱스를 시그널링에 사용할 수 있다.

[0211] 상기 예에서는, 안테나 서플링 정보를 이용해 안테나 수를 결정하는 예를 들었으나, 안테나 서플링 정보는 안테나 수를 결정한 후 CSI 피드백을 수행하는 과정에서도 활용될 수 있다. 예를 들어, 단말이 4tx CSI-RS 수신 시 안테나 서플링 정보에 의해 2tx PMI 를 결정할 때 안테나 포트 {15, 16}이 아닌 안테나 포트 {17,18}을 기준으로 2tx PMI 코드북에서 PMI 를 선택하도록 규정할 수도 있다.

[0212] 안테나 서플링 정보는 기지국이 단말에게 시그널링할 수 있으나, 네트워크에서 규정한 소정의 규칙에 의해 안테나 서플링을 수행하도록 할 수 있다. 예를 들어, 단말의 식별자에 의해 사용할 안테나 서플링 규칙이 결정되도록 할 수 있다. 또는 각 단말 별로 랜덤하게 안테나 서플링 규칙을 선택하도록 할 수도 있다.

[0213] 이하 안테나 서플링이 적용된 경우, 기지국-단말 간 시그널링에 관한 예들을 예시한다.

[0214] A) 기지국이 단말로 안테나 서플링 정보 및 파일럿 신호를 송신하고, 단말은 기지국으로 선호 안테나 포트 수와 선호 안테나 포트 수에 따른 CSI 를 피드백한다.

[0215] B) 또는, 기지국은 단말로 파일럿 신호를 송신하고, 단말은 기지국으로 선호 안테나 포트의 개수를 피드백한다. 이후, 기지국은 단말로 선호 안테나 포트의 개수에 기반한 안테나 서플링 정보를 시그널링하고, 단말은 기지국으로 안테나 선호 안테나 포트 수 및 서플링 정보에 기반한 CSI 를 피드백한다.

[0216] C) 또는, 기지국은 단말로 제 1 안테나 서플링 정보 및 파일럿 신호를 송신하고, 이를 수신한 단말은 기지국으로 선호 안테나 포트의 개수를 송신한다. 기지국은 단말로 상기 선호 안테나 포트 개수에 기반한 제 2 안테나 서플링 정보를 시그널링하고, 단말은 이에 기반하여 CSI 를 산출하여 기지국으로 피드백한다.

- [0217] 아래 D) 및 E)는 기지국이 단말 별로 적용할 안테나 수를 판단하여 지정하는 예이다.
- [0218] D) 기지국은 단말로, 파일럿 신호를 송신함과 아울러, 해당 단말에 적용되는 안테나 포트의 개수 및 안테나 서플링 정보를 시그널링한다. 물론, 단말은 이를 이용하여 CSI 를 산출하여 기지국으로 피드백한다.
- [0219] E) 또는, 단말은 기지국으로 자신의 이동성 및 채널의 통계적 정보 (예를 들어, LoS, Doppler, 등)를 전달하고, 이를 수신한 기지국은 단말로 파일럿 신호를 송신함과 아울러, 해당 단말에 적용되는 안테나 포트의 개수 및 안테나 서플링 정보를 시그널링한다. 물론, 단말은 이를 이용하여 CSI 를 산출하여 기지국으로 피드백한다.
- [0220] 한편, 본 발명을 3D 빔포밍 환경에 적용할 경우, 2 차원 안테나 어레이의 수직 방향과 수평 방향에 대해 각각 안테나 서플링 정보가 제공될 수 있다. 또한, 수직 방향 혹은 수평 방향 중 한 방향으로 다수의 파일럿 패턴이 설정되는 경우, 상기 안테나 서플링 정보는 파일럿 패턴 내의 안테나 포트 서플링 정보 및 연결 계수 계산/보고를 위한 파일럿 패턴 서플링 정보 형태로 구성될 수 있다. 여기서, 연결 계수란, 설정된 다수의 파일럿 패턴들의 특정 안테나 포트들간의 위상차 그리고/또는 크기차이를 나타내는 계수값을 나타낸다.
- [0221] 즉, 다수의 QCL(quasi-co-located) 파일럿 패턴이 단말에게 할당되는 경우, 안테나 포트 서플링 정보는 파일럿 패턴에 속한 안테나 포트들의 서플링 정보 그리고/또는 파일럿 패턴들의 서플링 정보를 포함할 수 있다.
- [0222] 상기 다수의 QCL 파일럿 패턴은 동일한 전송 포인트에서 전송되는 파일럿 패턴들의 집합을 의미하며, 동일한 수의 안테나 포트들을 포함하는 특징을 더 가질 수도 있다. 또한, 상기 파일럿 패턴은 LTE 시스템에서 NZP(non-zero-power) CSI-RS 자원 혹은 CSI-RS 프로세스 일 수 있다.
- [0223] 상기 안테나 포트들의 서플링 정보는 파일럿 패턴 별로 독립적인 정보일 수도 있고, 모든 QCL 파일럿 패턴에 대해 공통적으로 적용되는 하나의 정보일 수도 있다. 만일 수직 방향과 수평 방향 모두에 대하여 파일럿 패턴이 설정되는 경우, 상기 안테나 서플링 정보는 파일럿 패턴 내의 안테나 포트 서플링 정보만으로 표현될 수 있다.
- [0224] **<제 4 실시예>**
- [0225] 도 21 은 MIMO 시스템의 일반적인 프리코딩 구조를 도시한다.
- [0226] 도 21 을 참조하면, M 개의 공간 데이터 스트림 (혹은 레이어)들은 MIMO 프리코더에 의해 N_t 개의 송신 안테나 포트 혹은 N_t 개의 논리 송신 안테나로 맵핑된다. 여기서 M 은 전송 랭크(transmission rank)를 나타낸다. 물론, 논리 안테나는 실제 물리 안테나와 일대일로 맵핑되지 않을 수 있다. 예를 들어, 기지국과 같이 대규모 안테나 어레이 설치가 가능한 경우, 다수의 물리 안테나가 하나의 논리 안테나로 맵핑될 수 있다. 일반적으로 이러한 논리 안테나-물리 안테나 간의 맵핑 관계는 통신 규격 표준화의 대상은 아니다. 수신기에서도 마찬가지로 논리 수신 안테나와 물리 수신 안테나간의 맵핑 관계가 설정된 후 MIMO 수신기를 통과하게 된다. 광대역 시스템에서는 MIMO 프리코더/수신기 전 또는 후에 부반송파 맵퍼/디맵퍼(subcarrier mapper/demapper)와 같은 주파수 변조(frequency modulation) 관련 블록 또는 모듈이 추가될 수 있다.
- [0227] LTE 시스템에서 지원하는 파일럿 신호는 크게 MIMO 프리코딩 적용 유무에 따라 프리코딩 파일럿(precoded pilot)과 비-프리코딩 파일럿(non-precoded pilot)으로 나눌 수 있다. 비-프리코딩 파일럿은 주로 채널 측정용으로 사용되며 하향링크에서는 CRS, CSI-RS, 상향링크에서는 SRS 가 이러한 범주에 속한다. 프리코딩 파일럿은 파일럿 신호도 MIMO 프리코더를 통과하여 전송되며, 주로 수신기의 전송 스트림 복조(demodulation) 용도로 사용된다. 하향링크에서 단말 특정 RS, EPDCCH DM-RS, 상향링크에서 DM-RS 가 프리코딩 파일럿에 해당한다.
- [0228] 각 파일럿 신호는 그 종류에 따라 서로 다른 논리 안테나-물리 안테나 맵퍼를 사용할 수 있다. 일례로 CSI-RS 에 대해서는 N_t 가 최대 8 까지 지원되나, 동일한 하향링크 파일럿인 CRS 에 대해서는 N_t 가 최대 4 까지만 지원된다.
- [0229] 프리코딩 파일럿이 사용되는 경우, 수신기는 각 M 개의 레이어에서 전송되는 신호가 각 N_r 개의 수신 논리 안테나에 수신된 신호를 측정하여 크기 $N_r \times M$ MIMO 채널 행렬을 추정할 수 있게 된다. 반면, 비-프리코딩 파일럿이 사용되는 경우, 수신기는 각 N_t 개의 송신 논리 안테나에서 N_r 개의 수신 논리 안테나로 수신되는 신호를 측정하므로 크기 $N_r \times N_t$ MIMO 채널 행렬을 추정할 수 있게 된다. 광대역 시스템에서 일부 주파수 자원을 통해 파일럿이 전송된다면, 해당 주파수 자원 영역에 대한 $N_r \times M$ 혹은 $N_r \times N_t$ MIMO 채널 행렬을 추정할 수 있다.
- [0230] 채널 추정용 파일럿 신호로부터 수신기가 측정한 $N_r \times N_t$ 채널 행렬에 대한 정보는 송신기로 피드백되어, 송신기가 데이터 전송 시 사용할 MIMO 프리코더를 결정하는데 도움을 줄 수 있다. 이러한 피드백 정보로서 선호 레이어 수(M)에 대한 정보인 RI, 선호 $N_t \times M$ MIMO 프리코더 정보인 PMI, $N_r \times N_t$ 채널의 통계적 특성 정보인 공

분산 행렬 (covariance matrix) 등을 예시할 수 있다.

[0231] 도 22는 MIMO 시스템에서 본 발명의 제 4 실시예에 따른 프리코딩 구조를 도시한다. 특히, 도 22의 프리코딩 구조는 수신기 입장에서 나타낸 것으로, 송신기 입장에서는 다중 사용자(multi-user) MIMO 전송을 고려하여 다수의 수신기로 각각의 MIMO 프리코더를 통해 전송하는 구조로 확장되어 나타낼 수 있다.

[0232] 한편, 상술한 대규모(Massive) MIMO 로 대표되는 차세대 안테나 시스템과 같이 송신 안테나 수가 많아져 송신 논리 안테나 수(N_t)가 기존보다 훨씬 많아진다면, 수신기가 추정해야 하는 채널도 그만큼 많아져 채널 추정이 복잡해진다. 이러한 복잡도는 수신 안테나 수(N_r)까지 많아지는 경우 더욱 심각하게 증가할 수 있다. 또한, 송신 논리 안테나 수(N_t)와 채널 추정용 파일럿의 수는 비례하므로, 동일 수준의 채널 추정 성능을 유지하려면 파일럿 오버헤드를 증가시켜야만 한다. 더구나 일반적으로 피드백의 오버헤드 및/또는 정밀도는 송신 논리 안테나 수 증가에 따라 기하급수적으로 증가한다. 결국, 송신 논리 안테나 수의 증가에 따라 파일럿 오버헤드 증가, 피드백 오버헤드 증가/피드백 정확도 감소, 채널 추정 복잡도/오류 증가 등과 같은 문제가 발생할 수 있다.

[0233] 본 발명에서는 송신 논리 안테나 수의 증가에 따른 파일럿/피드백 오버헤드 및 복잡도 증가 문제를 해결하기 위하여, M 개의 레이어들을 $N_{t'}$ 개의 제 2 논리 안테나들로 맵핑하는 제 1 MIMO 프리코더와 $N_{t'}$ 개의 제 2 논리 안테나들을 N_t (단, $N_{t'} \leq N_t$)개의 제 1 논리 안테나들로 맵핑하는 제 2 MIMO 프리코더로 구성하는 것을 제안한다. 제 2 논리 안테나의 구성은 송신기와 수신기 사이의 채널 특성에 따라 적응적으로 결정된다.

[0234] 상기 제 2 MIMO 프리코더는 제 1 논리 안테나들을 같거나 더 적은 수의 제 2 논리 안테나들과 맵핑하는 역할을 수행한다. 제 2 MIMO 프리코더의 일 실시예로 $N_{t'} = 2$, $N_t = 4$ 인 경우 다음 수학적 식 11 과 같은 $N_t \times N_{t'}$ 행렬을 제 2 MIMO 프리코더로 사용할 수 있다.

수학적 식 11

$$D_1 = \sqrt{\rho_1} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \text{ (Antenna Selection Type),}$$

$$D_2 = \sqrt{\rho_2/2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \text{ (Partial Antenna Combining Type),}$$

[0235]

[0236] 상기 실시 예에서 ρ_1 , ρ_2 는 전력 스케일링 인자(power scaling factor)로 제 2 MIMO 프리코더에 의한 전력 감소/증가/유지 여부에 따라 값은 결정될 수 있다.

[0237] 상술한 바와 같이, 논리 안테나 수는 송신기 입장에서는 채널 측정용 파일럿의 수, 수신기 입장에서는 CSI 피드백 구성을 위한 유효 MIMO 채널의 크기를 결정한다. 기존 시스템에서 이러한 논리 안테나는 비-프리코딩 파일럿 전송 그리고 이를 기반한 CSI 피드백으로 단순화 되었다. 즉, 논리 안테나 수 = 송신기 전송 파일럿 수 = 수신기의 CSI 피드백 구성 시 기준이 되는 유효 MIMO 채널에서의 송신 안테나 수의 관계가 성립하였다.

[0238] 본 제안에서는 새로운 논리 안테나, 즉 제 2 논리 안테나를 정의한다. 제안하는 논리 안테나는 송신기 입장에서는 전송 파일럿 오버헤드를 줄이는 데 사용할 수 있고, 수신기 입장에서는 CSI 피드백 구성 시 기준이 되는 유효 MIMO 채널의 차원(dimension)을 줄여 피드백 오버헤드를 줄이거나 피드백 정밀도를 높이는 데 사용할 수 있다. 이 때, 제 2 논리 안테나는 제 2 비-프리코딩 파일럿 도입 여부에 따라 송신기의 전송 파일럿 수와는 일치하지 않을 수 있으며, 줄어든 차원 기반의 CSI 피드백 도입 여부에 따라 수신기의 CSI 피드백 구성 시 기준이 되는 유효 MIMO 채널에서의 송신 안테나 수와 일치하지 않을 수도 있다. 즉, 제안하는 논리 안테나는 송신기의 전송 파일럿과 수신기의 피드백 채널 구성 중 어느 하나에만 영향을 줄 수도 있다.

[0239] 본 발명의 장점은 송신기, 수신기, 혹은 네트워크의 상태에 따라 적용될 논리 안테나 수를 적응적으로 바꿀 수 있다는 점이다. 일반적으로 제 1 비-프리코딩 파일럿은 수신기와는 무관하게 결정된다. 하향링크를 고려하면, 제 1 비-프리코딩 파일럿은 해당 송신기 (즉, 기지국) 커버리지 내의 모든 수신기(즉, 단말)가 수신한다. 예를 들어, LTE 시스템에서 제 1 비-프리코딩 파일럿에 해당하는 CRS 혹은 CSI-RS 는 해당 기지국의 커버리지 내의 단말들이 공통적으로 수신하여 CSI 피드백뿐만 아니라 셀 선택, 핸드오버 등에도 활용되는 신호이다. 상향링크에서의 제 1 비-프리코딩 파일럿의 구성 역시 송신기(단말)의 특성에 따라서 결정되므로, 제 1 논리 송신 안테나의 수는 수신기에 따라 적응적으로 바꾸기가 어렵다.

- [0240] 그러나, 본 발명에 따르면, 제 2 MIMO 프리코더를 수신기 혹은 수신기 상태에 따라 적응적으로 적용하여 제 2 논리 송신 안테나의 구성을 바꿀 수 있다. 제 2 논리 송신 안테나는 수신기의 피드백 구성 혹은 송신기의 파일럿 구성에 영향을 주어 피드백 오버헤드/정확도를 향상시키거나 파일럿 오버헤드를 줄일 수 있다.
- [0241] 우선, 피드백 오버헤드 감소 및/또는 정확도 향상을 위하여, 수신기가 제 2 논리 안테나들을 기준으로 구성된 $N_r \times N_t'$ 유효 MIMO 채널을 기준으로 CSI 피드백 정보를 구성하는 것을 제안한다.
- [0242] 상기 CSI 피드백은 PMI, RI 와 같은 암묵적(implicit) 정보뿐만 아니라, 채널 계수(channel coefficient), 공분산 행렬(covariance matrix)과 같은 명시적(explicit) 정보도 포함할 수 있다. 구체적으로, 암묵적 정보의 경우, 기존에는 $N_t \times M$ MIMO 프리코더에 대한 정보를 피드백 하였다면 제안하는 구조에서는 $N_t' \times M$ MIMO 프리코더에 대한 정보를 피드백 한다. 또한, 명시적 정보의 경우, 기존에는 $N_r \times N_t$ 채널에 대한 정보를 피드백 하였다면, 제안하는 방법에서는 $N_r \times N_t'$ 채널에 대한 정보를 피드백 한다.
- [0243] 결국 본 발명에 따르면, 송신기의 총 송신 논리 안테나 수보다 더 작은 수의 논리 안테나를 기준으로 피드백 정보를 구성할 수 있도록 한다. 얼마나 그리고 어떻게 더 작은 수의 논리 안테나들을 형성할 지는 제 2 MIMO 프리코더에 의해 결정된다. 제 2 MIMO 프리코더의 구성은 송신기가 자율적으로 결정할 수도 있으나, 수신기가 송신기의 제 2 MIMO 프리코더 결정에 도움이 되는 정보를 제공할 수도 있다. 따라서 다음 1) 및 2)를 제안한다.
- [0244] 1) 수신기는 제 1 비-프리코딩 파일럿의 수신을 통해 제 2 MIMO 프리코더를 결정하기 위해 필요한 정보를 송신기에게 피드백할 수 있다. 피드백하는 정보는 아래 a) 내지 d) 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.
- [0245] a) 선호하는 제 2 논리 송신 안테나 수(N_t')
- [0246] b) 선호하는 제 2 MIMO 프리코더 구성 정보
- [0247] c) 제 1 논리 송신 안테나 기반 CSI 피드백 정보
- [0248] d) 채널 특성 정보 (도플러 특성, 수신기 이동 속도 등)
- [0249] 위 a) 내지 d)의 정보 중 c) 제 1 논리 송신 안테나 기반 CSI 피드백 정보가 적용된다면, 제 2 논리 송신 안테나 기반 CSI 피드백 양을 고려하여 전체 피드백 양을 최적화 할 수 있다. 예를 들어 기존 시스템에서 5msec 마다 100 비트 사이즈의 제 1 논리 안테나 기반 피드백을 수행하였다면 1msec 당 20 비트의 피드백이 수행되는 것이다. 반면에, 본 발명에서는 20msec 마다 20 비트 사이즈의 제 1 논리 안테나 기반 CSI 피드백을 수행하고, 추가적으로 5msec 마다 50 비트 사이즈의 제 2 논리 안테나 기반 CSI 피드백을 수행하도록 함으로써, 피드백 오버헤드를 줄일 수 있다. 즉, 1msec 당 11 비트의 피드백이 수행되는 것이다. 상기 c) 뿐만 아니라 a), b) 및 d)에 대해서도 유사한 방식으로 피드백 오버헤드를 줄일 수 있다.
- [0250] 또한, 수신기가 제 2 논리 안테나 기반의 채널을 측정하여 보고하기 위해서는 크게 두 가지 방법을 생각할 수 있다. 첫 번째는 적용되는 제 2 MIMO 프리코더 정보를 수신기에게 직접 알려주는 방법이다. 이러한 정보의 예로 제 2 MIMO 프리코더에 대한 몇몇 후보들을 구성하고, 후보 인덱스 형태로 수신기에게 알려주는 방식을 고려할 수 있다. 수신기는 상기 제 2 MIMO 프리코더 정보를 수신한 후, 제 1 논리 안테나 기반으로 생성된 제 1 비-프리코딩 파일럿을 측정하여 제 2 논리 안테나 기반 $N_r \times N_t'$ 유효 MIMO 채널을 측정할 수 있다. 예를 들어, 총 100 개의 제 1 논리 안테나(port #0~#99)가 송신되는 시스템에서 수신기에게 안테나 포트 #10~#19 만을 선택하는 안테나 선택 타입(antenna selection type)의 제 2 MIMO 프리코더가 사용될 것임을 알려주면, 수신기는 해당 10 개의 제 2 논리 안테나 집합 (안테나 포트 #10~#19 에 해당)에 해당하는 유효 MIMO 채널을 수신하여 CSI 피드백 정보를 구성할 수 있다.
- [0251] 다만, 위 방식은 수신기의 피드백 오버헤드/정확도 향상을 위해 적용 가능한 방법이나, 파일럿 오버헤드를 줄이지는 못한다. 따라서, 두 번째 방법으로 송신기가 제 2 논리 안테나마다 구별되는 새로운 파일럿 신호(즉, 제 2 비-프리코딩 파일럿)를 전송하는 방법도 고려할 수 있다. 이 경우, 수신기는 제 2 비-프리코딩 파일럿을 수신하여 제 2 논리 안테나 기반 $N_r \times N_t'$ 유효 MIMO 채널을 바로 측정할 수 있다. 특히 피드백 오버헤드/정확도 향상과 무관하게 파일럿 오버헤드를 줄일 수 있는 하나의 방법으로도 활용 가능하다.
- [0252] 2) 송신기는 각 제 2 논리 안테나마다 구별되는 파일럿 신호(즉, 제 2 비-프리코딩 파일럿)를 전송할 수 있다.
- [0253] 상기 제 2 비-프리코딩 파일럿은 상기 도 19 와 같이 제 1 MIMO 프리코더를 통과하지는 않으나, 제 2 MIMO 프리코더는 통과하여 전송되는 파일럿 신호를 의미한다. 상기 제 2 비-프리코딩 파일럿이 제 1 비-프리코딩 파일럿과 함께 전송될 경우, 제 1 비-프리코딩 파일럿은 핸드오버, 셀 선택/재선택과 같은 L2 측정 용도나 제 2 MIMO

프리코더 결정 용도로 사용될 수 있다. 또한, 이 경우 제 2 비-프리코딩 파일럿은 PMI, RI, 공분산 행렬, 채널 계수 등과 같은 CSI 측정/피드백 용도로 사용될 수 있다. 그리고, 제 1 비-프리코딩 파일럿은 용도에 따라 서로 다른 종류의 파일럿이 전송될 수 있다. 예를 들어, L2 측정 용도로 CRS 혹은 LTE Rel-12 NCT(new carrier type)에서 논의되고 있는 축소된 CRS(reduced CRS)가 사용되고, 제 2 MIMO 프리코더 결정 용도로 CSI-RS 가 사용될 수 있다.

[0254] 제 2 비-프리코딩 파일럿이 도입될 경우, 파일럿 오버헤드를 줄일 수 있다. 예를 들어, 총 100 개의 비-프리코딩 파일럿 (예를 들어, CSI-RS)를 5msec 마다 전송하는 시스템의 파일럿 오버헤드는 1 msec 당 20 파일럿 자원이라고 할 수 있다. 이 시스템에서 해당 제 1 프리코딩 파일럿의 전송 주기를 20msec 으로 늘리고, 제안하는 제 2 프리코딩 파일럿을 5msec 마다 전송하되, 제 2 논리 안테나 수는 제 2 MIMO 프리코더에 의해 20 개로 줄어든다고 가정하면 전체 파일럿 오버헤드는 1msec 당 9 파일럿 자원으로 두 배 이상 줄어들게 된다.

[0255] 또한, 제 2 프리코딩 파일럿은 송신기와 수신기 사이의 채널 상황에 따라 결정되므로, 제 2 프리코딩 파일럿의 전송 주기나 주파수 축의 전송 밀도와 같은 파일럿 오버헤드를 해당 수신기의 채널 상황에 의해 최적화 시킬 수 있는 장점이 있다.

[0256] 본 발명에서 제안하는 구조를 사용하여 제 2 MIMO 프리코더를 단말의 이동성 혹은 도플러 특성에 따라 송신 안테나 수를 적응적으로 설정하면 단말은 해당 안테나 수에 맞추어 피드백을 수행할 수 있다. 예를 들어, 상기 도 16 과 같이 제 1 논리 안테나 수가 8 개인 환경에서, 단말이 저-이동성 특성을 가질 경우 제 2 논리 안테나 수를 8 개로 구성하고, 중-이동성 특성을 가질 경우 제 2 논리 안테나 수를 4 개로 구성하되, 고-이동성 특성을 가질 경우 제 2 논리 안테나 수를 1 개로 구성하는 것과 같이, 제 2 MIMO 프리코더가 적응적으로 변화할 수 있다.

[0257] 3D 빔포밍 환경에서 이러한 Adaptive Partial Array Beamforming 을 적용한다면 안테나 어레이의 수직 방향과 수평 방향에 대하여 전송되는 파일럿에 대해 독립적으로 차수(dimension)를 제어할 수 있다. 또한, 수직 방향과 수평 방향에 대해 수신기가 피드백 할 정보 역시 독립적으로 차수(dimension)를 제어할 수 있다.

[0258] 한편, 대규모 안테나 어레이 시스템(Massive antenna system)에서 기지국의 안테나 수는 단말의 안테나 수 보다 훨씬 많아질 가능성이 크다. 이러한 경우 제안한 구조를 응용하면, 서브-어레이(sub-array) 기반의 다중 사용자 빔포밍(multi-user beamforming)이 용이하게 지원된다.

[0259] 도 23 은 본 발명의 제 4 실시예에 따른 다른 서브-어레이 기반 다중 사용자 빔포밍을 지원하는 통신 시스템을 예시한다.

[0260] 도 23 을 참조하면, 기지국의 안테나가 100 개이고, 해당 기지국 범위 내에 5 개의 단말이 존재한다고 하면, 기지국은 100 개의 안테나를 20 개씩 분할하여 5 개의 단말을 각각 지원하는 것이 가능하다. 이 때, 한 안테나가 지원하는 단말이 둘 이상이 되는 형태, 즉 단말과 안테나 사이의 맵핑 관계에 있어 복수의 단말이 하나의 안테나에 맵핑되는 경우, 각 단말당 20 개 이상의 안테나가 지원되는 것도 가능하나 편의상 이를 배제하여 설명한다.

[0261] 이 경우, 각 단말은 20 개의 제 2 논리 안테나를 기준으로 피드백을 구성하여 피드백 오버헤드/정확도를 향상시킬 수 있다. 제 2 비-프리코딩 파일럿의 오버헤드는 사용자당 20 개씩으로 기지국 입장에서는 동일하게 총 100 개의 파일럿 자원이 든다고 볼 수 있으나, 각 단말의 상황에 따라 제 2 비-프리코딩 파일럿의 전송주기나 주파수 축 밀도를 독립적으로 제어할 수 있으므로 실제 파일럿 오버헤드/정확도는 기존 시스템 보다 월등히 향상시킬 수 있다.

[0262] 도 24 는 본 발명의 일 실시예에 따른 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

[0263] 도 24 를 참조하면, 통신 장치(2400)는 프로세서(2410), 메모리(2420), RF 모듈(2430), 디스플레이 모듈(2440) 및 사용자 인터페이스 모듈(2450)을 포함한다.

[0264] 통신 장치(2400)는 설명의 편의를 위해 도시된 것으로서 일부 모듈은 생략될 수 있다. 또한, 통신 장치(2400)는 필요한 모듈을 더 포함할 수 있다. 또한, 통신 장치(2400)에서 일부 모듈은 보다 세분화된 모듈로 구분될 수 있다. 프로세서(2410)는 도면을 참조하여 예시한 본 발명의 실시 예에 따른 동작을 수행하도록 구성된다. 구체적으로, 프로세서(2410)의 자세한 동작은 도 1 내지 도 23 에 기재된 내용을 참조할 수 있다.

[0265] 메모리(2420)는 프로세서(2410)에 연결되며 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 프로그램 코드, 데이터 등을 저장한다. RF 모듈(2430)은 프로세서(2410)에 연결되며 기저대역 신호를 무선 신호를 변환하거나 무선신호를 기저

대역 신호로 변환하는 기능을 수행한다. 이를 위해, RF 모듈(2430)은 아날로그 변환, 증폭, 필터링 및 주파수 상향 변환 또는 이들의 역과정을 수행한다. 디스플레이 모듈(2440)은 프로세서(2410)에 연결되며 다양한 정보를 디스플레이한다. 디스플레이 모듈(2440)은 이로 제한되는 것은 아니지만 LCD(Liquid Crystal Display), LED(Light Emitting Diode), OLED(Organic Light Emitting Diode)와 같은 잘 알려진 요소를 사용할 수 있다. 사용자 인터페이스 모듈(2450)은 프로세서(2410)와 연결되며 키패드, 터치 스크린 등과 같은 잘 알려진 사용자 인터페이스의 조합으로 구성될 수 있다.

[0266] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 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. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

[0267] 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 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. 기지국은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.

[0268] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 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, 콘트롤러, 마이크로 콘트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

[0269] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 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.

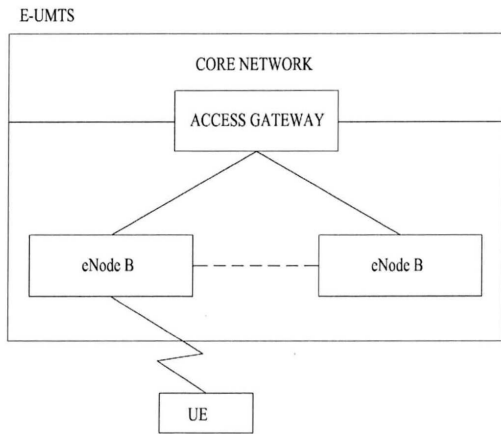
[0270] 본 발명은 본 발명의 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

산업상 이용가능성

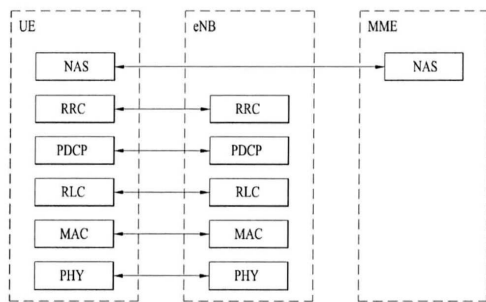
[0271] 상술한 바와 같은 무선 통신 시스템에서 적응적 안테나 스케일링을 위한 프리코딩 방법 및 이를 위한 장치는 3GPP LTE 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다. 또한, 본 발명은 대규모 안테나에 관한 것이지만, 다른 안테나 구조에도 적용 가능하다.

도면

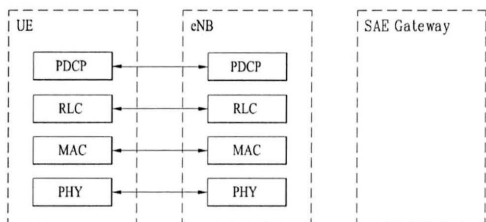
도면1



도면2

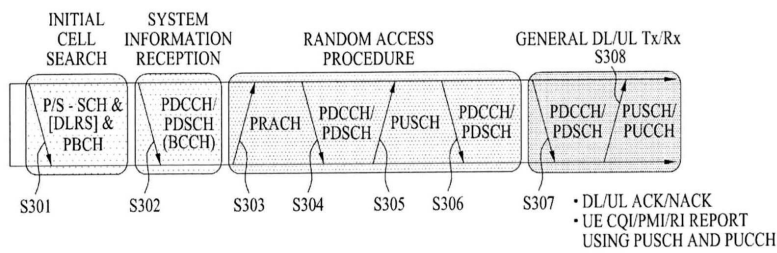


(A) CONTROL-PLANE PROTOCOL STACK

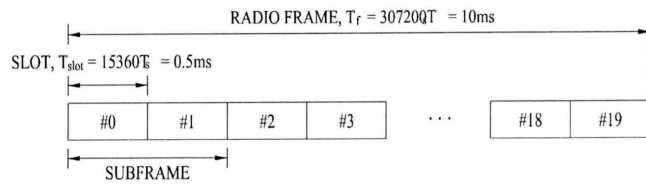


(B) USER-PLANE PROTOCOL STACK

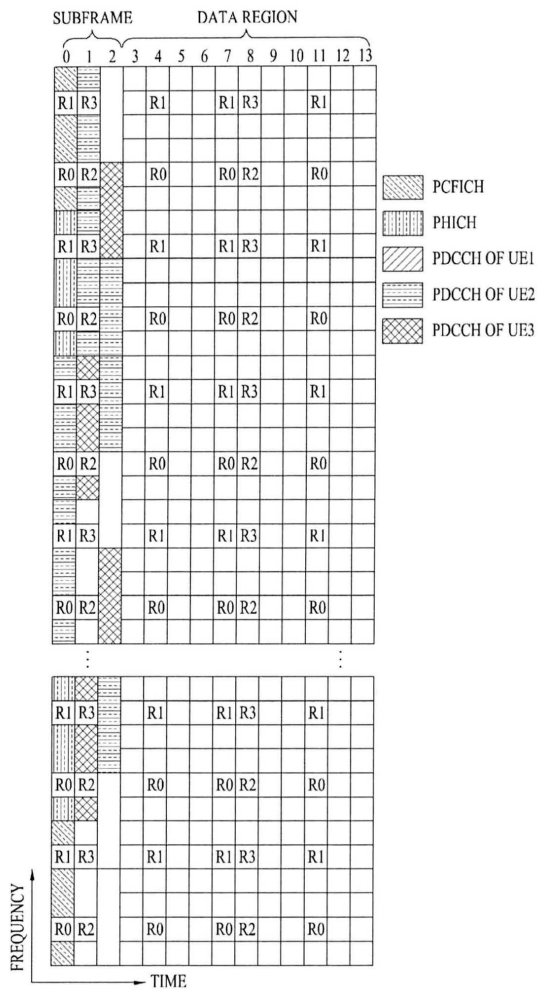
도면3



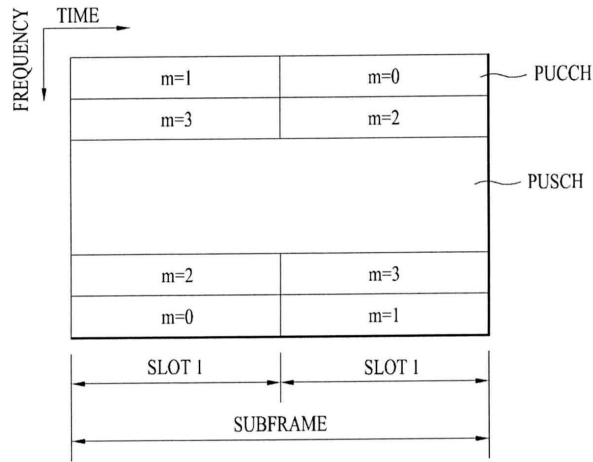
도면4



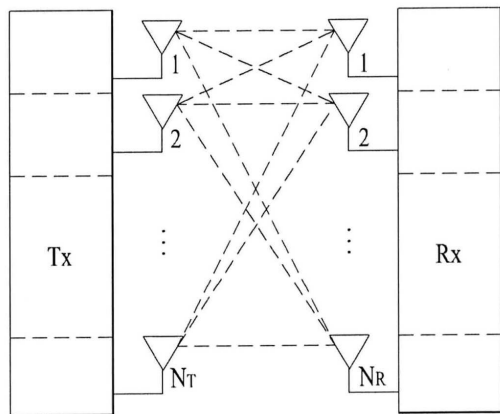
도면5



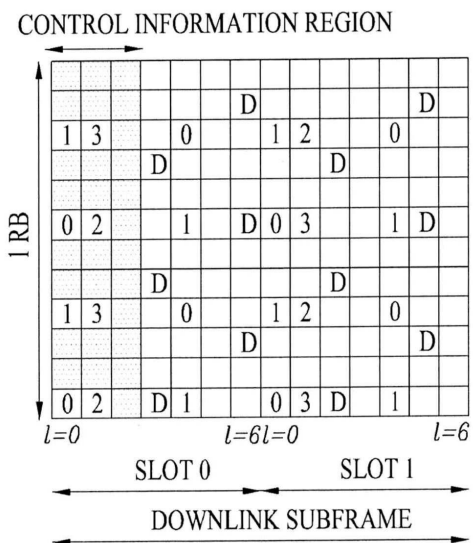
도면6



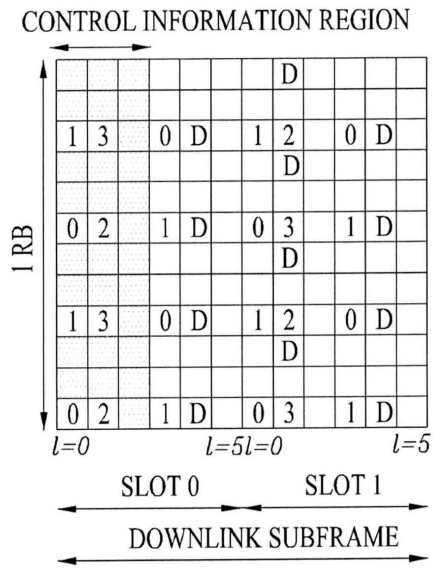
도면7



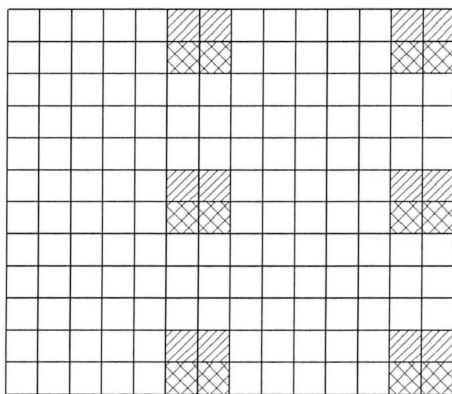
도면8



도면9



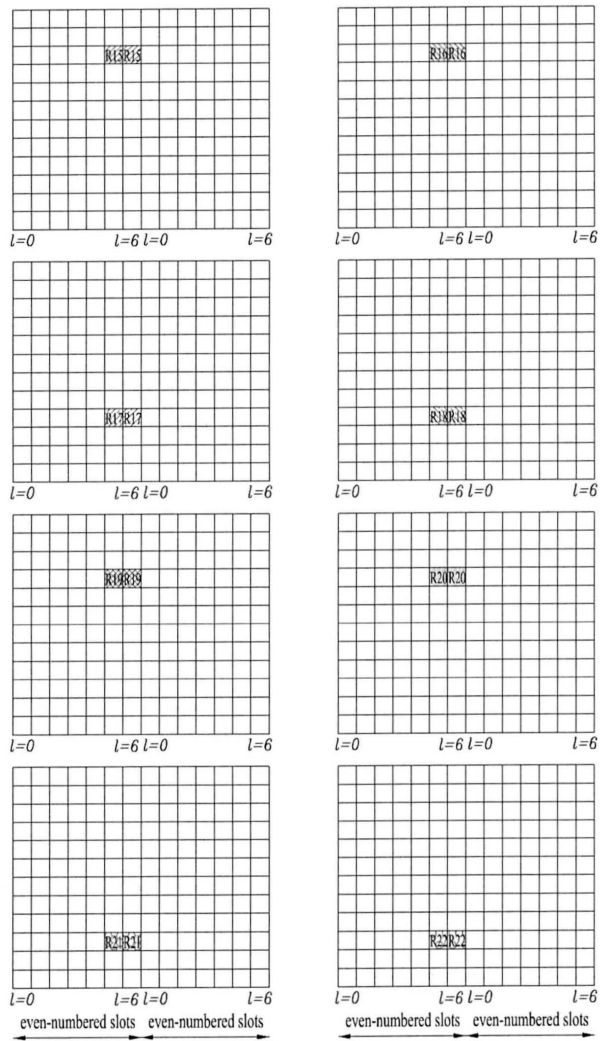
도면10



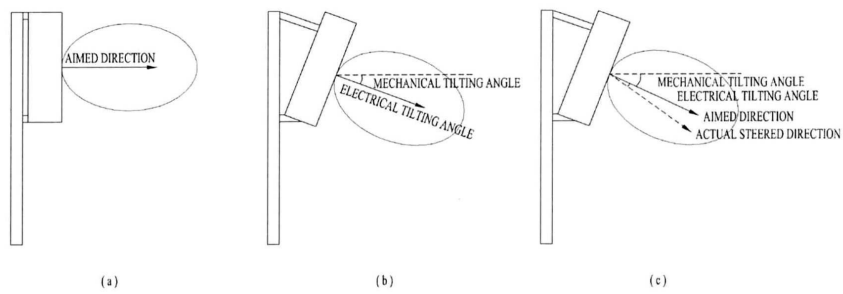
: DMRS GROUP 1

: DMRS GROUP 2

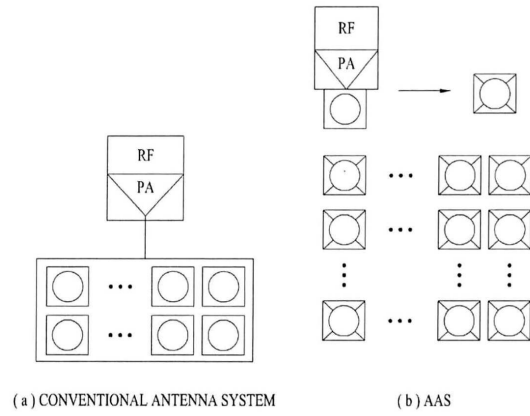
도면11



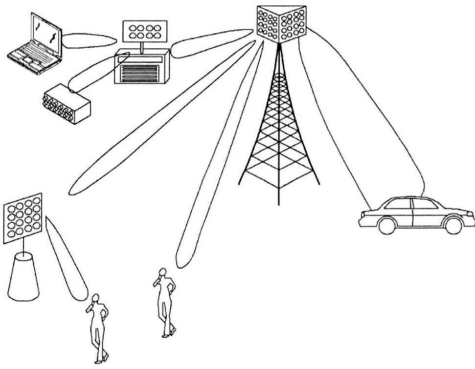
도면12



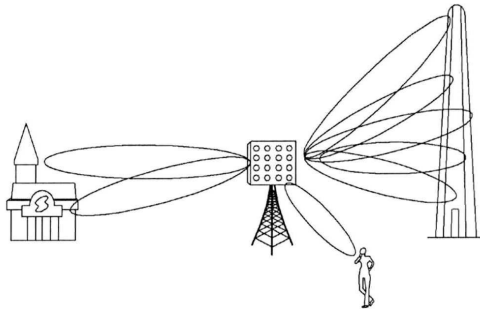
도면13



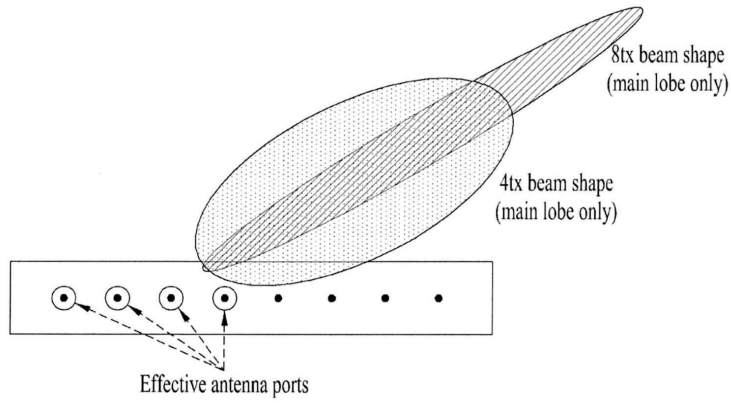
도면14



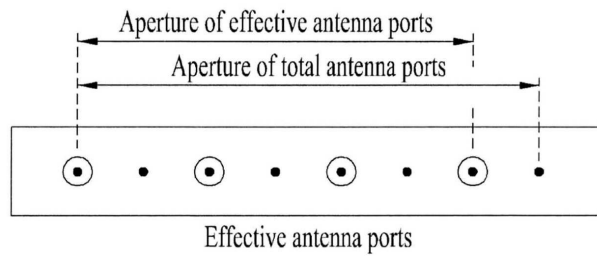
도면15



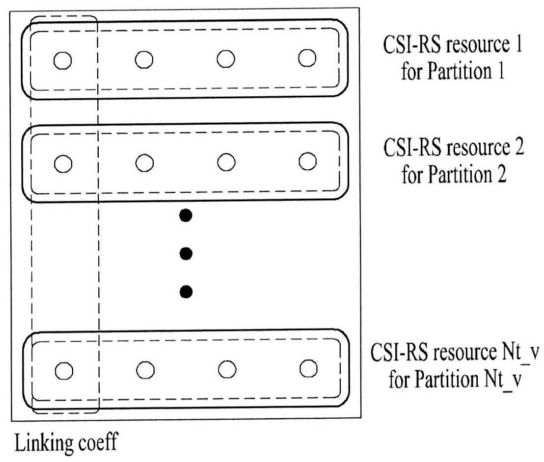
도면16



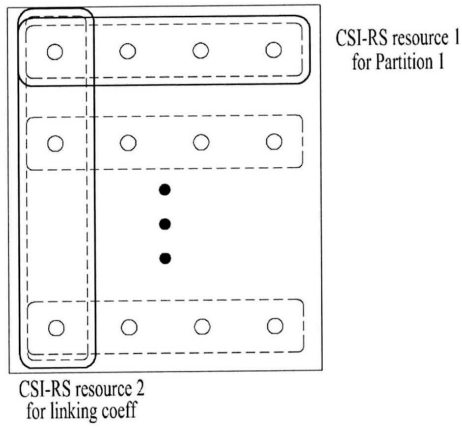
도면17



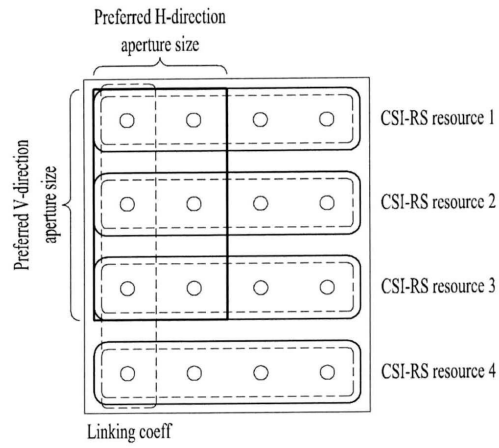
도면18



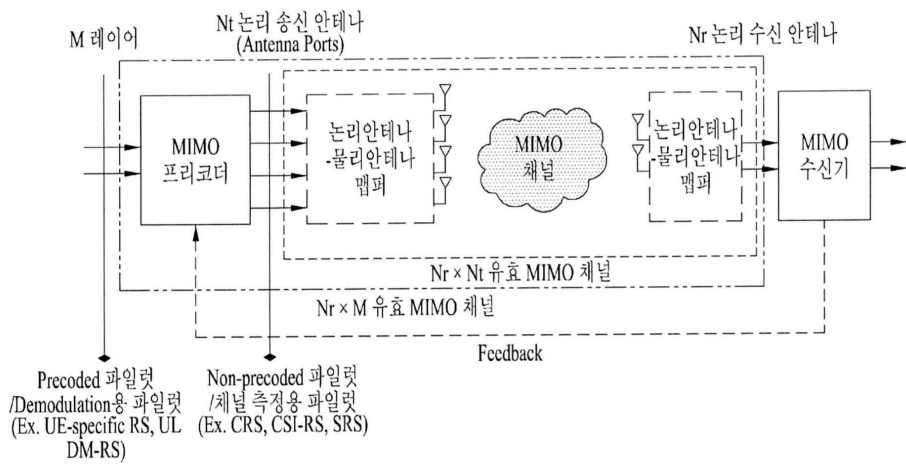
도면19



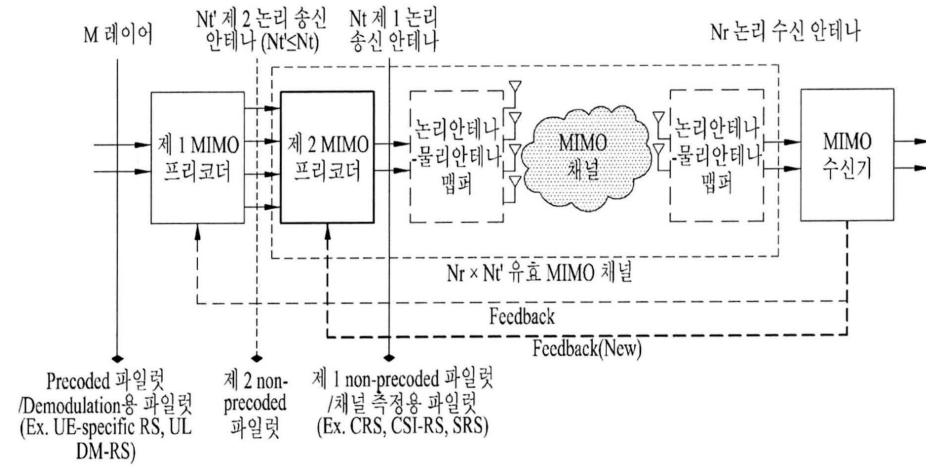
도면20



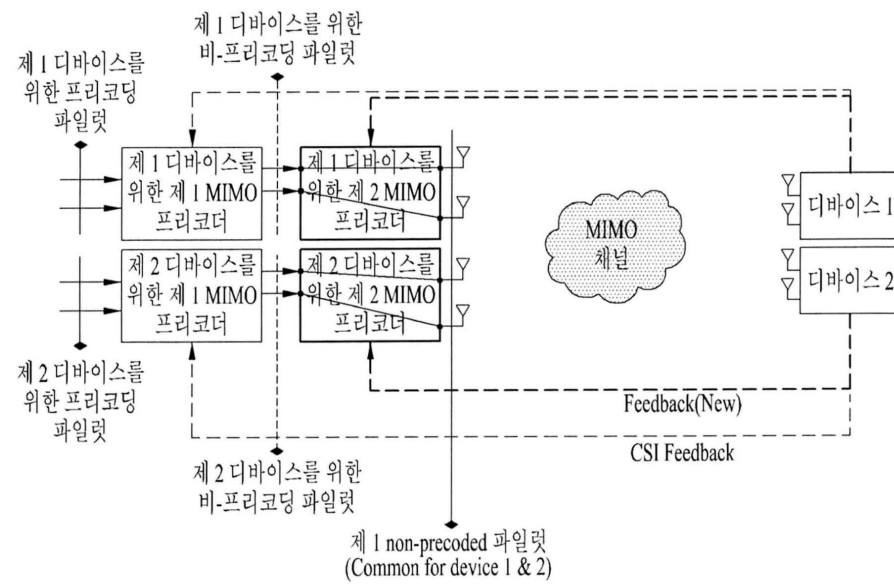
도면21



도면22



도면23



도면24

