



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

(11) 공개번호 10-2017-0139583  
(43) 공개일자 2017년12월19일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04B 7/06 (2017.01) H04B 7/0452 (2017.01)  
H04B 7/0456 (2017.01)
- (52) CPC특허분류  
H04B 7/0617 (2013.01)  
H04B 7/0452 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2017-7033131
- (22) 출원일자(국제) 2016년04월23일  
심사청구일자 2017년12월12일
- (85) 번역문제출일자 2017년11월15일
- (86) 국제출원번호 PCT/US2016/029077
- (87) 국제공개번호 WO 2016/172652  
국제공개일자 2016년10월27일
- (30) 우선권주장  
62/152,675 2015년04월24일 미국(US)

- (71) 출원인  
스카이라크 와이어리스, 엘엘씨  
미국 텍사스주 77098 휴스턴 리치몬드 애비뉴 1953
- (72) 발명자  
셰파드, 클레이튼, 웰스  
미국 텍사스주 77098 휴스턴 리치몬드 애비뉴 1953 스카이라크 와이어리스 엘엘씨  
중, 린  
미국 텍사스주 77098 휴스턴 리치몬드 애비뉴 1953 스카이라크 와이어리스 엘엘씨  
(뒷면에 계속)
- (74) 대리인  
특허법인 광장리앤코

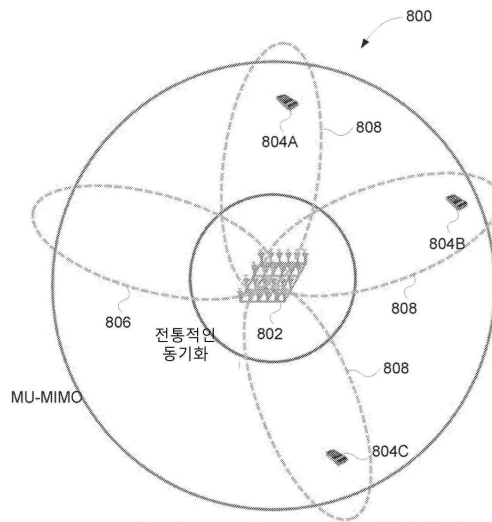
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 발명의 명칭 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템을 위한 제어 채널 설계

**(57) 요약**

개시된 실시예는 복수의 안테나 다중 사용자(MU) 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 시스템에서 제어 채널 설계를 위한 방법을 포함한다. 복수의 안테나 기지국의 식별자를 포함하는 비콘은 기본 시퀀스로 인코딩된다. 복수의 동기화 시퀀스는 인코딩된 기본 시퀀스와 직교 빔 시퀀스의 세트를 기초로 생성된다. 복수의 안테나 기지국은 복수의 안테나를 사용하여 채널 상태 정보(CSI)의 인식 없이, 복수의 동기화 시퀀스를 사용자와 동기화를 위한 및 사용자와 연계된 직교 빔 시퀀스의 세트와 연계된 복수의 빔 방향으로 송신한다.

**대표도**



(52) CPC특허분류  
*H04B 7/0456* (2013.01)

(72) 발명자  
**자베드, 아비르**  
미국 텍사스주 77098 휴스턴 리치몬드 애비뉴 1953  
스카이라크 와이어리스 엘엘씨

**유, 항**

미국 텍사스주 77098 휴스턴 리치몬드 애비뉴 1953  
스카이라크 와이어리스 엘엘씨

---

## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법으로서,

비콘을 기본 동기화 시퀀스로 인코딩 -- 상기 비콘은 상기 BS의 식별자(ID)를 포함함 --;

상기 인코딩된 기본 동기화 시퀀스와 빔형성 가중치들의 세트를 기초로 복수의 동기화 시퀀스를 생성; 및

복수의 안테나를 사용하여, 상기 복수의 동기화 시퀀스를 상기 빔형성 가중치의 세트와 연관된 복수의 빔 방향으로 송신을 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 복수의 동기화 시퀀스 송신은:

각 동기화 시퀀스 송신을 포함하고, 상기 동기화 시퀀스를 적어도 한 번 반복하여 송신하는 것이 후속하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 3

제1항에 있어서, 상기 복수의 동기화 시퀀스 송신은:

각 송신 프레임의 시작점에서 각 동기화 시퀀스를 상기 복수의 빔 방향 중 상이한 빔 방향으로 송신을 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 4

제1항에 있어서,

적어도 하나의 업링크 슬롯을 임의 접근을 위한 사용자 장비(UE)에 할당;

상기 적어도 하나의 할당된 업링크 슬롯에서 상기 UE로부터 파일럿을 수신;

상기 UE와 연계된 채널 상태 정보(CSI)를 상기 수신된 파일럿을 기초로 추정;

상기 CSI를 기초로 상기 UE와 통신 링크를 확립; 및

제어 채널 정보를 상기 통신 링크를 통해 상기 UE로 전달을 더 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제어 채널 정보는 상기 BS와 연계된 기본 서비스 세트 식별자(BSSID), 서비스 세트 식별자(SSID), 변조율, 이득 제어 정보, 채널 추정 정보 또는 암호화 정보 중 적어도 하나를 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 6

제1항에 있어서,

고유한 페이징 시퀀스를 상기 BS와 동기화되고 연계된 각 사용자 장비(UE)에 할당; 및

상기 UE에 의해 수신될 때까지, 상기 복수의 안테나를 사용하여, 상기 페이징 시퀀스를 빔 방향의 세트로 송신을 더 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

#### 청구항 7

제6항에 있어서,

상기 UE와 연계된 위치 정보를 상기 UE로부터 수신을 더 포함하고, 상기 위치 정보는 상기 UE의 물리적 위치, 상기 UE와 연계된 채널 상태 정보(CSI), 상기 UE에서 수신된 상기 동기화 시퀀스들 중 하나 이상의 강도에 대한 정보 또는 상기 UE에서 수신된 상기 동기화 시퀀스들 중 하나 이상의 도달 각도 중 적어도 하나를 포함하며, 상기 방법은

상기 위치 정보를 기초로 상기 페이징 시퀀스를 상기 빔 방향들의 세트로부터 송신을 더 포함하고, 상기 세트로부터의 각 빔 방향은 상기 복수의 빔 방향으로부터의 각 빔 방향에 비해 더 미세한 분해능(resolution)을 갖는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

**청구항 8**

제6항에 있어서,

상기 페이징 시퀀스의 검출 시 상기 UE로부터 송신된 업링크 파일럿을 수신;

상기 수신된 업링크 파일럿을 기초로 상기 UE와 연계된 채널 상태 정보(CSI)를 추정;

상기 추정된 CSI를 기초로 상기 UE와 통신 링크를 확립을 더 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

**청구항 9**

제1항에 있어서,

상기 BS에 의해 서비스가 제공되는 하나 이상의 사용자 장비(UEs)에 고유한 하나 이상의 페이징 시퀀스와, 상기 복수의 동기화 시퀀스 중 하나의 동기화 시퀀스를 복수의 빔 방향 중 상이한 빔 방향으로 송신을 더 포함하는, 기지국(BS)에 의한 무선 통신 방법.

**청구항 10**

무선 통신 장치로서,

비콘을 기본 동기화 시퀀스로 인코딩하는 인코더 -- 상기 비콘은 상기 장치의 식별자(ID)를 포함함 --;

상기 인코딩된 기본 동기화 시퀀스와 빔형성 가중치의 세트를 기초로 복수의 동기화 시퀀스를 생성하는 회로; 및

복수의 안테나를 사용하여, 상기 복수의 동기화 시퀀스를 상기 빔형성 가중치의 세트와 연계된 복수의 빔 방향으로 송신하는 송신기를 포함하는, 무선 통신 장치.

**청구항 11**

무선 통신 방법으로서,

상이한 신호 강도를 갖는 복수의 동기화 시퀀스를 수신;

상기 동기화 시퀀스의 타이밍 검출을 위해, 상기 복수의 동기화 시퀀스로부터의 동기화 시퀀스의 샘플들과 신원 확인 시퀀스의 세트를 상관; 및

상기 동기화 시퀀스로부터, 상기 동기화 시퀀스로 인코딩된 기지국(BS)의 식별자(ID)를 갖는 비콘을 디코딩을 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 12**

제11항에 있어서,

상기 상관 이전에, 상기 동기화 시퀀스의 샘플들에 대해 자기 상관 수행을 더 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 13**

제11항에 있어서,

상기 복수의 동기화 시퀀스 중 적어도 하나의 동기화 시퀀스를 모니터링; 및

상기 복수의 동기화 시퀀스 내에서 정의된 수의 비콘을 검출할 때까지 이득 설정 변경을 더 포함하는, 무선 통신 방법.

신 방법.

**청구항 14**

제11항에 있어서,

상기 비콘을 상기 BS의 상기 ID로 디코딩할 시, 임의 접근을 위해 확보된 슬롯들 중 하나로 파일럿을 상기 BS에 송신;

상기 파일럿의 수신 시 상기 BS로부터 송신된 제어 채널 정보를 수신을 더 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 15**

제14항에 있어서,

상기 수신된 제어 채널 정보를 기초로 상기 BS와 연계를 더 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 16**

제14항에 있어서,

상기 제어 채널 정보의 수신 시 다른 BS와 연계를 위해 선택을 더 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 17**

제11항에 있어서,

상기 비콘을 디코딩할 시, 위치 정보를 상기 BS로 송신;

상기 위치 정보를 기초로 상기 BS로부터 송신된 유일한 페이징 시퀀스 수신;

상기 수신된 페이징 시퀀스를 기초로 전용 임의 접근 파일럿 슬롯에서 업링크 파일럿 송신을 더 포함하는, 무선 통신 방법.

**청구항 18**

제11항에 있어서,

사용자 장비(UE)의 다중 빔형성 스트림들 상에서 상기 동기화 시퀀스의 샘플을 수신; 및

상기 비콘을 디코딩 하기 위해, 상기 UE의 각 빔형성 스트림 상에서 상기 동기화 시퀀스의 샘플들을 상관시키는, 무선 통신 방법.

**청구항 19**

제11항에 있어서,

사용자 장비(UE)의 안테나 상에서 상기 동기화 시퀀스를 검출;

상기 검출된 동기화 시퀀스를 기초로 빔형성 가중치를 계산; 및

상기 비콘을 디코딩 하기 위해, 상기 빔형성 가중치를 사용하여 상기 UE의 다중 빔형성 스트림들 상에서 상기 동기화 시퀀스의 샘플들의 서브셋을 상관시키는, 무선 통신 방법.

**청구항 20**

무선 통신 장치로서,

상이한 신호 강도를 갖는 복수의 동기화 시퀀스를 수신하는 수신기;

상기 동기화 시퀀스의 타이밍을 검출하기 위해, 상기 복수의 동기화 시퀀스로부터의 동기화 시퀀스의 샘플들과 식별 시퀀스들의 세트를 상관시키는 제1 회로; 및

상기 동기화 시퀀스에서 인코딩된 다른 장치의 식별자(ID)를 갖는 비콘을 상기 동기화 시퀀스로부터 디코딩하는 제2 회로를 포함하는 무선 통신 장치.

**발명의 설명**

**기술 분야**

- [0001] 발명자(들)
- [0002] Clayton Wells Shepard, Lin Zhong, Abeer Javed, Hang Yu
- [0003] 연관된 출원에 대한 상호 참조
- [0004] 본 출원은 그 전체가 본원에 참조로 통합되는, 2015년 4월 24일에 출원된 미국 가특허출원 제62/152,675호의 우선권을 주장한다.
- [0005] 연방으로부터 후원을 받은 연구 또는 개발에 대한 진술
- [0006] 본 발명은 미 국립 과학 재단에 의해 수상된 등록 번호 CNS0751173, CNS0923479, CNS1012831, CNS1126478 및 CNS1218700으로 부분적으로 정부 지원이 이루어졌다. 정부는 본 발명의 일정한 권리를 갖는다.
- [0007] 기술분야
- [0008] 본 개시는 일반적으로 무선 통신을 위한 방법 및 장치에 관한 것이고, 더 상세하게 복수의 안테나 다중 사용자 (MU) 다중 입력 다중 출력(MIMO) 시스템을 위한 제어 채널 설계에 관한 것이다.

**배경 기술**

- [0009] 복수의 안테나 MU-MIMO 기반 통신은 실제 제어 채널의 부족이라는 이전에 언급되지 않은 문제에 직면한다. MU-MIMO 빔형성(beamforming) 시스템의 잠재 범위는 기지국이 채널 상태 정보(CSI)를 가지면, 기지국에서 안테나의 수의 제공에 비례(scales)한다. 다른 한편으로, 전통적인 제어 채널 동작 범위는 제어 채널 동작이 CSI 획득 이전 또는 그 동안 이루어지기 때문에 일정하게 유지된다. 비-CSI(no-CSI) 모드와 CSI 모드 사이의 범위 겹은 복수의 안테나 기지국의 효율 및 실현 가능성에 대한 문제점을 제시한다.
- [0010] 복수의 안테나 MU-MIMO 기반의 통신은 급속도로 성장하는 연구 분야의 일례이고, 최근 상용화될 가능성이 있다. 하지만, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 시스템을 위한 실제 복수의 안테나 기지국의 생성은 여전히 특정 시스템 과제(challenges)에 직면한다. 현재 아키텍처에 대한 하나의 논쟁은 다양한 네트워크 동작에 필요한 유효하고 신뢰성 있는 제어 채널이 부족하다는 것이다. 무선 통신 시스템은 통상적으로, 단일 고풍력 안테나 또는 단순한 다이버시티(diversity) 방식을 사용하여 제어 채널 상에서 동작을 실현한다. 하지만, 이들 방법은 기지국 안테나의 개수가 증가할 때 급속도로 매우 효율이 떨어지게 된다.

**발명의 내용**

- [0011] 개시된 실시예는 서빙(serving) 복수의 안테나 기지국(BS)에 의해 수행되는 개방 루프 제어 동작을 위한 방법을 포함한다. 개방 루프 제어 방법은 BS의 식별자(ID)를 갖는 비콘을 기본 시퀀스로 인코딩함으로써 시작한다. 복수의 안테나 BS는 직교 빔 시퀀스의 세트와 인코딩된 기본 시퀀스를 분산시킴(spreading)으로써 복수의 동기화 시퀀스를 생성한다. 복수의 안테나 BS는 복수의 안테나를 사용하여, 복수의 동기화 시퀀스를 직교 빔 시퀀스들에 의해 결정된 복수의 상이한 빔 방향으로 송신함으로써, BS에서 임의의 사용자의 정보 없이, 복수의 안테나 BS에 의해 서비스가 제공되는 사용자의 동기화 및 연계(association)(및 가능하면 다른 제어 동작)을 용이하게 한다.
- [0012] 개시된 실시예는 복수의 안테나 BS에 의해 서비스가 제공되는 사용자 장비(UE)에 의해 수행되는 개방 루프 제어 동작을 위한 방법을 포함한다. 개방 루프 제어 방법은 복수의 안테나 상이한 신호 강도를 갖고 복수의 안테나 BS로부터 상이한 빔 방향으로 송신되는 복수의 동기화 시퀀스를 수신함으로써 시작한다. UE는 복수의 안테나 BS와의 시간 및 주파수 동기화를 달성하기 위해, 수신된 동기화 시퀀스들 중 하나를 활용할 수복수의 안테나 있다. 복수의 안테나 BS와의 동기화 이후, UE는 수신된 동기화 시퀀스로부터, BS의 식별자(ID)를 갖는 비콘을 디코딩할 수 있고, BS와의 연계 절차를 수행한다. 원래의 복수의 안테나 BS와의 연계가 완전히 완료되지 않은 경우, UE는 주변(neighborhood)의 하나 이상의 다른 BS로부터 동기화 시퀀스를 수신하고, 이들 BS 중 하나와 동기화/연계를 수행할 수도 있다. BS와의 동기화 및 연계를 수행한 후, UE는 서빙 BS에 페이징(page)하고, 서빙 BS로부

터의 임의 접근(access)을 요청할 수도 있다.

**도면의 간단한 설명**

[0013]

도 1은 본 개시의 실시예에 따른 예시적인 복수의 안테나 다중 사용자 다중 입력 다중 출력(MU-MIMO) 무선 통신 시스템이다.

도 2는 본 개시의 실시예에 따른 상이한 모드로 동작하는 예시적인 복수의 안테나 기지국이다.

도 3은 본 개시의 실시예에 따라, 도 2에 도시된 복수의 안테나 기지국의 상이한 동작 모드에 대한 이득 및 이득 꺾의 분석 결과를 나타내는 예시적인 표이다.

도 4는 본 개시의 실시예에 따른, 개방 루프 빔형성을 수행할 수 있는 예시적인 복수의 안테나 기지국이다.

도 5는 본 개시의 실시예에 따라, 적용된 추가적인 코딩 이득을 통해 개방 루프 빔형성을 수행할 수 있는 예시적인 복수의 안테나 기지국이다.

도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d는 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서 복수의 안테나 기지국의 상이한 동작을 위한 상이한 프레임 구조의 예시이다.

도 7은 본 개시의 실시예에 따른, 빔 스위핑(beamsweeping) 및 코딩(coding)을 채용함으로써 동기화 시퀀스(예를 들어, 비콘)를 송신하는 예시적인 복수의 안테나 기지국이다.

도 8은 본 개시의 실시예에 따른, 사용자의 동기화 및 페이징을 동시에 수행하는 예시적인 복수의 안테나 기지국이다.

도 9는 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에 대한 제어 채널 오버헤드의 분석을 나타내는 예시적인 표이다.

도 10은 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서, 사용자의 동기화 및 연계를 위한 비콘 검출 성능을 도시하는 예시적인 그래프이다.

도 11은 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서 사용자의 동기화 및 연계를 위한 비콘 검출 성능 대 업링크 신호 강도를 도시하는 예시적인 그래프이다.

도 12는 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서, 페이징 지연의 누적 분포 함수를 도시하는 예시적인 그래프이다.

도 13은 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서 반송파 주파수 오프셋(CFO)의 누적 분포 함수를 도시하는 예시적인 그래프이다.

도 14는 본 개시의 실시예에 따른 예시적인 무선 디바이스의 블록도이다.

도 15는 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템의 복수의 안테나 기지국에서 수행될 수 있는 방법을 도시하는 흐름도이다.

도 16은 본 개시의 실시예에 따른, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템의 복수의 안테나 기지국과 통신하는 사용자 장비(UE)에서 수행될 수 있는 방법을 도시하는 흐름도이다.

도면은 설명의 목적만을 위해 본 개시의 실시예를 도시한다. 이 분야의 기술자는 다음의 설명으로부터 본원에 설명되는 구조 및 방법의 대안적인 실시예가 본원에 설명된 본 개시의 선진된(touted) 원리 또는 이익으로부터 벗어나지 않고 채용될 수 있음을 쉽게 인식할 것이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

[0014]

본원에 개시된 기술은 직교 멀티플렉싱 방식을 기초로 하는 통신 시스템을 포함하는 다양한 무선 통신 시스템에 사용될 수 있다. 이러한 통신 시스템의 예시는 공간 분할 다중 접속(SDMA), 시분할 다중 접속(TDMA), 직교 주파수 분할 다중 접속(OFDMA) 시스템, 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(SC-FDMA) 시스템 등을 포함한다. SDMA 시스템은 충분히 상이한 방향을 활용하여 다중 사용자 단말기에 속하는 데이터를 동시에 송신할 수 있다. TDMA 시스템은 송신 신호를 각 타임 슬롯이 상이한 사용자 단말기에 할당되는 상이한 타임 슬롯으로 분할함으로써, 다중 사용자 단말기가 동일한 주파수 채널을 공유할 수 있게 한다. OFDMA 시스템은 전체 시스템 대역폭을 다중 직교 부반송파로 구분하는 변조 기법인 직교 주파수 분할 멀티플렉싱(OFDM)을 활용한다. 이들 부반송파는 톤

(tones), 빈(bins) 등으로도 지칭될 수 있다. OFDM을 통해, 각 부반송파는 독립적으로 데이터로 변조될 수 있다. SC-FDMA 시스템은 인터리브된 FDMA(IFDMA)를 활용하여 시스템 대역폭에 분산된 부반송파 상에서 송신하거나, 국부화 FDMA(LFDMA)를 활용하여 인접한 부반송파의 블록 상에서 송신하거나, 또는 개선된 FDMA(EFDMA)를 활용하여 인접한 부반송파의 다중 블록 상에서 송신할 수 있다. 일반적으로, 변조 심볼들은 OFDM을 통해 주파수 영역에서 및 SC-FDMA를 통해 시간 영역에서 생성된다.

[0015] 여기서 교시는 다양한 유선 또는 무선 장치(예를 들어, 노드)로 통합될 수 있다(예를 들어, 이들 장치 내에서 구현되거나 이들 장치에 의해 수행될 수 있다). 일부 실시예에서, 노드는 무선 노드를 포함한다. 이러한 무선 노드는 예를 들어, 유선 또는 무선 통신 링크를 통해 네트워크(예를 들어, 인터넷 또는 셀룰러 네트워크와 같은 광역 네트워크)에 대한 또는 네트워크로의 연결을 제공할 수 있다. 일부 실시예에서, 본 교시에 따라 구현된 무선 노드는 접근점(access point) 또는 접근 단말기(access terminal)을 포함할 수 있다.

[0016] 접근점("AP")은 NodeB, 무선 네트워크 제어기("RNC"), eNodeB, 기지국 제어기("BSC"), 기지국 송수신기("BTS"), 기지국("BS"), 송수신기 기능("TF"), 무선 라우터, 무선 송수신기, 기본 서비스 세트("BSS"), 확장된 서비스 세트("ESS"), 무선 기지국("RBS") 또는 어떠한 다른 용어를 포함하거나, 이들로 구현되거나 또는 알려질 수 있다. 일부 구현예에서, 접근점은 셋톱박스 키오스크, 미디어 센터 또는, 무선 또는 유선 매체를 통해 통신하는 임의의 다른 적합한 디바이스를 포함할 수 있다. 본 개시의 특정 실시예에 따라, 접근점은 무선 표준인 IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.11 패밀리에 따라 동작할 수 있다.

[0017] 접근 단말기("AT")는 접근 단말기, 가입자국, 가입자 장비(unit), 이동국, 원격지국, 원격 단말기, 사용자 단말기, 사용자 에이전트, 사용자 디바이스, 사용자 장비, 사용자국(user station) 또는 어떠한 다른 용어를 포함하거나, 이들로 구현되거나 또는 알려질 수 있다. 일부 구현예에서, 접근 단말기는 셀룰러 전화기, 무선 전화기, 세션 시작 프로토콜("SIP") 폰, 무선 가입자 회선("WLL") 국, 개인용 정보 단말기("PDA"), 무선 연결 특성을 갖는 휴대형 디바이스, 국("STA") 또는 무선 모뎀에 연결된 일부 다른 적합한 프로세스 디바이스를 포함할 수 있다. 따라서, 본원에 교시된 하나 이상의 태양은 폰(예를 들어, 셀룰러폰 또는 스마트폰), 컴퓨터(예를 들어, 랩탑), 포터블 통신 디바이스, 포터블 컴퓨팅 디바이스(예를 들어, 개인용 정보 단말기), 태블릿, 엔터테인먼트 디바이스(예를 들어, 음악 또는 비디오 재생 디바이스 또는 위성 라디오), 텔레비전 디스플레이, 플립 캠(flip-cam), 보안 비디오 카메라, 디지털 비디오 레코더(DVR), 위성 항법 시스템 디바이스, 또는 무선 또는 유선 매체를 통해 통신하는 임의의 다른 적합한 디바이스로 통합될 수 있다. 본 개시의 특정 실시예에 따라, 접근 단말기는 무선 통신 표준인 IEEE 802.11 패밀리에 따라 동작할 수 있다.

[0018] 다중 입력 다중 출력(MIMO) 기지국(또는 접근점)은 사용자의 채널 상태 정보(CSI)의 인식(knowledge)을 기초로 하는 두 개의 동작 모드 즉, 기지국이 지원된 활성 사용자에 대한 CSI 인식을 갖기 전 발생하는 비-CSI 모드와, 기지국에서 수집된 CSI를 기초로 생성된 지원 활성 사용자와 기지국 사이의 보다 효율적인 MIMO 통신 링크를 활용하는 CSI 모드를 갖는다. CSI를 수집하기 위해, 기지국은 지원된 사용자(또는 접근 단말기)와 시간 주파수 동기화를 확립한 후, 동기화된 사용자로부터 다시 상향 파일럿(pilots)을 수신한다. 게다가, 사용자가 비활성이 되면, 기지국은 비활성 사용자에게 유입되는 송신을 알릴 수 있고 즉, 기지국은 비활성 사용자를 페이징하여 비활성 사용자가 파일럿을 전송하도록 처리할 수 있다. 이들 동작 모두는 제어 채널의 일부이며, 비-CSI 모드 동안 그 전체가 전통적으로 전송된다.

[0019] MIMO 무선 통신 시스템에서, CSI 모드는 비-CSI 모드에 비해 최대  $M^2$ 만큼 높은 이득을 갖고, 여기서  $M$ 은 기지국에서 안테나의 개수이다. 현재 시스템과 같이  $M$ 이 작으면, 비-CSI 모드에서 낮은 변조율 또는 코딩 이득을 사용함으로써 이 이득 갭을 극복할 수 있다. 하지만,  $M$ 이 증가하면, CSI 모드와 비-CSI 모드 사이의 갭은 빠르게 커진다. 기존의 시스템에서, 모든 제어 채널 동작은 비-CSI 모드에서 수행되고, 전체 커버리지(coverage) 구역에 대해 전방향으로 통신된다. 따라서, 기지국의 동작 범위는 비-CSI 모드에 의해 제한될 수 있고, CSI 모드의 것에 비해 상당히 짧다. 하나의 단순한 해결책은 비-CSI 모드에서 CSI 모드에 비해 높은 송신 전력을 채용하는 것일 수 있다. 하지만, 이러한 접근법은 하드웨어(예를 들어, 기지국에서 전력 소비가 높은 전력 증폭기)의 비용을 더 높이고, 셀간 간섭을 증가시킨다.

[0020] 서술된 실시예는 많은 수의 안테나를 갖는 기지국(또는 접근점)(예를 들어, 복수의 안테나 기지국)에 대해 전술한 이득 갭을 다루는 제어 채널 설계 방법을 포함한다. 본 개시에서 활용되는(leverage) 두 개의 핵심 통찰(key insights)이 존재한다. 제1 통찰은 가능한 많은 제어 채널이 CSI 모드를 통해 전송되어야 한다는 것이다. 본 개시의 실시예에 따르면, 복수의 안테나 기지국의 비-CSI 모드를 활용하는 제어 채널 동작은 CSI 모드 확립에 필요한 동작을 나타내는 것으로서, 시간-주파수 동기화, 연계, CSI 수집, 페이징 및 임의 접근이다. CSI 모드에서



나머지 제어 채널 동작을 구현함으로써, 나머지 제어 채널 동작의 효율이 실질적으로 증가하고, 전술한 이득 갭이 회피될 수 있다. 본 개시에서 제어 채널 설계에 적용되는 제2 통찰은 동기화 및 연계가 시간 임계적인(time-critical) 제어 채널 동작이 아니라는 점이다. 예를 들어, 동기화는 수백 ms 동안 유효할 수 있는 반면, 연계는 한 번만 수행된다. 따라서, 동기화 동작을 수행하는 빈도수를 감소시킴으로써, 동기화 및 연계 동작과 연관된 비-CSI 모드에서, 셀 엣지에서의 연계 지연시간(latency)을 약간 증가시키는 대신 채널 오버헤드를 실질적으로 감소시킬 수 있다.

[0021] 서술된 실시예는 복수의 안테나 기지국이 비-CSI 동작 모드에서도 그 전체 잠재 범위를 달성할 수 있음을 보장하기 위한, 개방 루프 빔형성 및 코딩 이득 적용을 위한 방법을 포함한다. 개방 루프 빔형성을 통해, 본 개시에서 제시된 제어 채널 설계는 복수의 안테나 기지국에서 모든 안테나로부터의 전체 다이버시티, 전력 및 빔형성 이득을 활용할 수 있어서, 기지국 안테나의 개수에 따라 잠재 범위를 확장할 수 있다(예를 들어,  $M$ 배). 개방 루프 빔형성의 잠재 범위와 MU-MIMO의 상대물인 폐쇄 루프 빔형성의 잠재 범위 사이의 일정 갭이 존재하기 때문에, 본 개시에서 잠재 범위를 더 증가시키고, 동기화 및 페이징이 셀 엣지에서도 신뢰성 있음을 보장하기 위해 코딩 이득이 채용될 수 있다. 가능한 효율적이기 위해, 본원에 제시된 제어 채널 설계를 활용하는 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템은 CSI 모드를 제외한 전술한 필수 작업 및 통신만을 수행하여, 더 높은 스펙트럼 용량을 제공한다.

[0022] 일부 실시예에 대해, 본 개시에 제시된 MU-MIMO 무선 통신 시스템의 복수의 안테나 기지국은 비-CSI 모드에서 제어 채널을 통한 개방 루프 빔형성을 활용하여 커버리지 구역에 대해 상당히 긴(extra-long) 동기화 시퀀스를 스위핑한다. 본원에서 채용된 동기화 시퀀스는 사용자가 복수의 안테나 기지국과의 시간-주파수 동기화를 확립하게 할 수 있고, 연계 수행을 위해 기지국 식별자(ID)를 인코딩할 수 도 있다. 하나 이상의 실시예에서, 복수의 안테나 기지국으로부터 송신된 동기화 시퀀스는 동기화/연계 및 페이징을 동시에 수행하기 위해 사용자 ID를 더 인코딩할 수 있다.

[0023] 일부 실시예에 대해, 원하는 구역의 전체 커버리지를 위해 필요한 이득을 매칭하기 위해, 빔 패턴, 스위프 속도(sweep rate) 및 동기화 시퀀스 길이와 같은 특정한 통신 파라미터가 동적으로 구성될 수 있다. 게다가, 비-CSI 모드에서 개방 루프 빔형성 및 코딩 이득을 증가시키는 한편, CSI 모드에서 제공되는 변조율 및/또는 사용자의 수를 감소시킴으로써, 본원에 제시된 제어 채널 설계는 원격 구역에서 복수의 안테나 기지국의 범위를 확장시키도록 사용될 수 있다.

[0024] 설명된 실시예에 따라, 본원에 제시된 제어 채널 설계를 채용하는 MU-MIMO 무선 통신 시스템의 복수의 안테나 기지국은 성능 및 제어 채널 오버헤드를 평가하기 위하여, 108개의 안테나의 어레이를 사용하여 2.4 GHz 통신 링크를 통해 사용자와 통신할 수 있다. 이하에서 상세히 제시되는 측정은 전통적인 제어 채널 동작에 비해 40 dB를 초과하는 이득을 제공함을 나타낸다. 이하에서 상세히 논의되는 바와 같이, 이러한 이득은 복수의 안테나 기지국에서 표준 저 이득 3dBi 전방향 안테나만을 채용하여, 기지국 안테나 당 100  $\mu$ W 미만의 송신 전력 또는 약 10mW의 전체 기지국 송신 전력을 사용하면서, 250m를 초과하는 모바일 사용자에게 대해 신뢰성 있는 동기화를 가능케 한다. 제시된 제어 채널의 설계는 0.5% 미만의 채널 오버로 고도의 모바일 환경에서 높은 분해능(resolution) 채널 측정치 수집을 용이하게 한다. 페이징 지연의 오버헤드를 감소시키기 위해, 페이징 방식은 페이징 신호를 향하게 하는 사용자의 마지막으로 알려진 위치를 활용하는 페이징 방식이 채용된다.

[0025] 도 1은 본 개시의 실시예에 따른 예시적인 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템(100)을 도시한다. 도 1에 도시된 것처럼, 복수의 안테나 기지국(102)은 많은 수의 안테나(예를 들어, 도시된 실시예에서 설명된 바와 같이 108개까지의 안테나)의 배열을 포함할 수 있다. 복수의 안테나 기지국(102)은 안테나 배열을 채용하여 복수의 모바일 사용자(104)와 통신할 수 있다. 도 1에 도시된 바와 같이, 사용자의 동기화가 비-CSI 모드를 채용하는 전통적인 방식으로 수행되면, 커버리지 범위(즉, 이득)는 영역(106)(예를 들어, 모든 사용자에게 대한 누적 이득)으로 제한될 수 있다. 영역(즉, 이득)(106)은 CSI 모드에서 MU-MIMO 통신의 커버리지 범위를 나타내는 영역(즉, 이득)(108)(예를 들어, 모든 사용자에게 대한 누적 이득)에 비해 실질적으로 작다. 도 1에 더 도시된 바와 같이, 사용자(104)에 관련된 CSI가 복수의 안테나 기지국(102)에서 알려질 때, 폐쇄 루프 빔형성은 일정 방향(예를 들어, 빔(110)) 내의 신호 에너지를 각 사용자(104)쪽으로 향하게 하는 CSI 모드에서 MU-MIMO 통신을 위해 적용될 수 있다.

[0026] 일부 실시예에 대해 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이, 각 사용자(104)와 복수의 안테나 기지국(102)을 동기화하는 비-CSI 모드에서 개방 루프 빔형성을 적용함으로써, 전통적인 비-CSI 통신(예를 들어, 영역(106))과 MU-MIMO 통신(예를 들어, 영역(108)) 사이의 커버리지 갭(즉, 이득 갭)이 실질적으로 감소될 수 있다. 비-CSI

모드의 커버리지 영역(즉, 이득)은 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이 코딩 이득을 적용함으로써 더 확장될 수 있다.

[0027] **빔형성 및 MU-MIMO**

[0028] 도 1에 도시된 바와 같이, 빔 형성은 방향성 송신 즉, 공간 영역(110, 예를 들어 빔) 내의 송신을 실현하기 위해, 동일한 주파수로 사용자(104)에게 송신하는 기지국(102)의 복수의 안테나를 활용할 수 있다. 기지국(102)의 복수의 안테나로부터의 신호의 보강 및 상쇄 간섭은 사용자(104)에서 수신된 신호 강도가 공간적으로 변하게 하여, 빔 패턴(110)을 초래한다. 빔 패턴(110)은 기지국(102)의 각 안테나에 적용된 빔형성 가중치를 변경함으로써 변할 수 있고, 그 기지국 안테나로부터 전송된 신호의 진폭 및 위상을 효율적으로 변경한다.

[0029] 일부 실시예에서, 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 1에 도시된 복수의 안테나 기지국(102))은 비-CSI 모드에서 사용자의 동기화를 위한 개방 루프 빔형성을 채용할 수 있다. 이 경우, 복수의 안테나 기지국은 이산 푸리에 변환(DFT) 기반의 빔형성 가중치 또는 하다마르 기반의 빔형성 가중치와 같은 사전 계산된 빔형성 가중치(예를 들어, 빔 가중치)를 활용하여, 사용자의 위치에 대한 지식 없이, 빔을 원하는 공간적 방향으로 나아가게 할 수 있다. 다른 한편으로, 폐쇄 루프 또는 적응형 빔형성은 복수의 안테나 기지국과 의도된 사용자 사이의 알려진 CSI를 채용하여 의도된 사용자에서의 신호 강도를 최대화하고 의도되지 않은 사용자의 간섭을 최소화하는 빔 가중치를 계산한다. 폐쇄 루프(적응형) 빔형성의 경우 의도된 사용자는 예를 들어, (피드백 채널을 통해) 그 위치 및/또는 파일럿에 대한 정보를 복수의 안테나 기지국에 제공할 수 있다. 제공된 사용자의 위치 및/또는 파일럿에 기반하여, 복수의 안테나 기지국은 의도된 사용자에 관련된 CSI를 추정하고, 의도된 사용자를 향해 데이터 빔을 형성/조정 할 수 있다.

[0030] 복수의 안테나 기지국(102)은 통상적으로 폐쇄 루프 빔형성을 통해, 동일한 시간-주파수-코드 리소스상에서 다수의 사용자에게 동시에 서비스를 제공하는 복수의 안테나를 활용할 수 있다. 각 기지국 안테나는 그 자신의 무선 통신 장치(radio, 도 1에 미도시됨)를 포함할 수 있다. 단순함을 위해, 안테나란 용어는 본 개시에서 무선 통신 장치 및 안테나 모두를 포함하는 것으로 사용된다. MU-MIMO 무선 통신 시스템(예를 들어, 도 1에 도시된 MU-MIMO 무선 통신 시스템(100))의 스펙트럼 및 에너지 효율은 기지국 안테나의 수(예를 들어,  $M$ ) 및 공존하는 사용자의 수(예를 들어,  $K$ )에 따라 증가하고, 여기서  $M \geq K$ 이다. 그러므로, 상당히 많은 수의 기지국 안테나의 구현이 한동안 주장되었고, 이는 보통 "대용량(massive) MIMO"로 지칭되며, 5세대(5G) 셀룰러 네트워크에 대한 주요 후보 기술 중 하나로 폭넓게 고려된다. 본 개시에서, 복수의 안테나란 용어는 기지국이 서비스를 제공하는 사용자의 수에 비해 더 많은 안테나를 갖는 기지국을 참조하는데 사용된다.

[0031] 일부 실시예에 대해, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템(예를 들어, 도 1에 도시된 MU-MIMO 무선 통신 시스템)에서 효율적인 채널 추정은 시분할 이중 통신(Time Division Duplex, TDD) 호혜성(reciprocity)을 통해 다운링크 CSI를 추론하는데 사용되는 업링크 파일럿을 필요로 할 수 있다. 채널 추정이 오직 짧은 기간에만 정확할 수 있어서, 다운링크 빔형성은 채널 추정 이후 즉시 발생해야 할 수 있다. 결과적으로, 효율적인 복수의 안테나 MU-MIMO 송신 프레임 구조는 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d에 도시되고, 아래에서 더 상세히 논의되는 바와 같이 수개의 독특한 부분 즉, 빔 스위핑, CSI 수집, 다운링크 통신 및 업링크 통신을 필요로 할 수 있다.

[0032] **제어 채널 동작**

[0033] 무선 통신 시스템(예를 들어, 도 1에 도시된 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템(100))에서, 제어 채널을 통한 통신이 채용되어, 데이터 통신을 설정하는데 필요한 동작을 수행할 수 있다. 제어 채널을 통해 수행되는 동작은 동기화, 이득 제어, 연계, 타이밍 어드밴스(timing advance), 임의 접근, 페이징, 변조율 설정, 이득 제어, 스케줄링 등을 포함할 수 있다. 게다가, 제어 채널은 다중 사용자로부터 복수의 안테나를 통해 효율적인 CSI 수집을 조정할 수 있다. 서술된 실시예는 MU-MIMO 채널을 확립하는데 필요한 제어 채널 동작 즉, 동기화, 연계, CSI 수집, 임의 접근 및 페이징을 지원한다. 나머지 제어 채널 동작은 확립된 MU-MIMO 채널을 통해 수행될 수 있다.

[0034] 무선 네트워크에서 노드(예를 들어, 도 1에 도시된 모바일 사용자(104))가 오실레이터를 공유하지 않기 때문에, 그것들의 시간 주파수 기준은 드리프트(drift)를 겪는다. 따라서, 모든 고성능 디지털 무선 통신 방식은 시간 주파수 동기화를 필요로 한다. 사용자(104)는 수개의 동작을 기초로 시간-주파수 동기화를 확립할 수 있다. 먼저, 사용자(예를 들어, 도 1에 도시된 임의의 모바일 사용자(104))는 프레임 검출을 위해 수신된 신호와 저밀도 타이밍(coarse timing)을 자기 상관시킬 수 있다. 그리고 나서, 사용자는 자동 이득 제어(AGC)를 수행하여 수신된 신호가 사용자의 장비에서 사용되는 아날로그 대 디지털 컨버터(ADC)의 적합한 동적 범위 내에 있음을 보장

할 수 있다. 그 후, 사용자는 미리 알려진 시퀀스와 상호 상관을 수행하여 세밀한(finegrained) 시간 동기화를 달성할 수 있다. 마지막으로, 사용자는 알려진 신호 내의 왜곡 즉, 위상 편이를 활용하여 주파수 오프셋을 복구하고 주파수 동기화를 확립할 수 있다.

[0035] 예를 들어, 802.11 기반의 무선 통신 시스템에서, 사용자는 패킷의 시작점에서 AGC를 트리거 하는 짧은 트레이닝 시퀀스(short training sequence, STS)를 검출하기 위해 자기 상관을 연속적으로 수행한다. 그리고 나서, 사용자는 시간 동기화를 위해 후속하는 긴 트레이닝 시퀀스(long training sequence, LTS)에 대해 상호 상관을 수행한다. 마찬가지로, LTE(Long Term Evolution) 기반의 무선 통신 시스템에서, 사용자는 각 심볼의 주기적인 프리픽스를 검출하기 위해 자기 상관을 연속적으로 수행한다. 그리고 나서, 사용자는 시간 동기화를 위해 1차 동기화 신호(Primary Synchronization Signal, PSS) 및 2차 동기화 신호(Secondary Synchronization Signal, SSS)에 대해 상호 상관을 수행한다. 통상적으로, 기준 심볼이 프레임 전체에 걸쳐 송신되어, 다른 채널 영향을 보상할 뿐만 아니라, 동기화를 유지할 수 있다.

[0036] 특정 실시예에 대해, 사용자(예를 들어, 도 1에 도시된 모바일 사용자(104) 중 하나)가 데이터를 송신하거나 수신하기 전, 사용자는 먼저, 가까운 기지국을 확인하고, 하나의 기지국을 선택한 후, 그 선택된 기지국(예를 들어, 도 1에서 무선 통신 시스템의 기지국(102)에 연결된다(즉, 이와 연계한다). 연계 절차를 용이하게 하기 위해, 각 기지국은 고유의 식별자(예를 들어, 비콘)를 정규 간격으로 송신한다. 각 사용자는 종종 기지국을(예를 들어, 기지국으로부터 송신된 비콘을) 다중 주파수를 통해 스캔한 후, 신호 강도 및 인증과 같은 특정 기준을 기초로 연계할 하나의 기지국을 선택한다. 그리고 나서, 사용자는 일반적으로 임의 접근과 동일한 메커니즘을 활용하여 선택된 기지국과 접촉(contact)하여, 접근(access), 예를 들면, 인증, 암호화 및 스케줄링을 요청 및 조정한다.

[0037] CSI를 획득하기 위해, 송신기(예를 들어, 도 1에 도시된 기지국(102))는 수신기(도 1에 도시된 모바일 사용자(104))가 각 반송파 채널에 대한 진폭 및 위상 편이를 계산하기 위해 사용할 수 있는 미리 알려진 시퀀스(예를 들어, 파일럿)를 전송할 수 있다. 하지만, 이러한 접근법은 시간 주파수 동기화를 필요로 하는데, 왜냐하면 시간 동기화 없이는 수신기가 파일럿이 시작하는 위치를 신뢰성 있게 알지 못하고, 주파수 동기화 없이는 부정확한 채널 추정을 야기하는 반송파 간 간섭이 존재할 것이기 때문이다.

[0038] 전통적인 MU-MIMO 무선 통신 시스템은 명시적인 CSI 추정을 사용한다. 즉, 기지국은 각 기지국 안테나로부터 파일럿을 전송할 수 있고, 사용자는 각 기지국 안테나에 대한 CSI를 추정한 후 CSI 추정을 다시 기지국으로 전송할 수 있다. 예를 들어, 반송파 감지 다중접속(CSMA) 시스템에서 CSI 수집은 매 송신 프레임의 시작마다 수행될 수 있는 반면, 스케줄링된 시스템(예를 들어, LTE 시스템)에서 CSI 수집은 각 기지국 안테나로부터 기준 심볼을 사용하여 연속적으로 수행될 수 있다. 하지만, 이들 기술은 안테나와 사용자의 수가 증가할 때 크기 조정(scale)이 잘 되지 않는다. 그로 인해, 나타나는 복수의 안테나 시스템은 통상적으로 암시적(implicit) CSI 추정을 사용한다. 즉, 각 사용자는 서빙 기지국이 모든 안테나 상에서 수신하는 업링크 파일럿을 전송할 수 있고, 이는 업링크 CSI를 제공한다. 그리고 나서, 기지국은 호혜적 교정(reciprocal calibration)을 활용하여 알려진 업링크 CSI를 기초로 다운링크 CSI를 추정할 수 있다.

[0039] 게다가, MU-MIMO 무선 통신 시스템의 제어 채널은 사용자가 유입되는(incoming) 데이터를 가질 때 사용자에게 통지함을 다룰 수 있고, 이는 본 개시에서 페이징으로 언급된다. 또한, 기지국은 제어 채널을 활용하여 사용자가 내보낼(outgoing) 데이터를 가질 때 사용자가 네트워크에 임의로 접근하도록 조정할 수 있으며, 이는 본 개시에서 임의 접근으로 언급된다. 페이징 및 임의 접근 양자는 CSI가 획득되기 전 발생해야 할 수 있는데, 왜냐하면 사용자가 파일럿을 전송하기 전 페이징되어야 하고, 사용자가 기지국에게 자신이 내보낼 데이터를 가지고 있음을 통지하여 기지국이 사용자와 연계된 채널을 추정하는 것을 알기 때문이다.

[0040] **CSI 및 비-CSI 모드 사이의 이득 갭**

[0041] 복수의 안테나 기지국은 CSI의 인식을 이용하거나(예를 들어, CSI 모드) CSI의 인식을 이용하지 않는(예를 들어, 비-CSI 모드) 두 개의 동작 모드로 동작할 수 있다. 도 2는 복수의 안테나 기지국(202)이 본 개시의 실시예에 따라 상이한 동작 모드로 동작할 수 있는 예시적인 무선 통신 시스템(200)을 도시한다. CSI 인식을 통해(예를 들어, CSI 모드에서), 복수의 안테나 기지국(202)은 단일 안테나의 피크 전력에 관련된  $M^2$ 의(여기서,  $M$ 은 기지국 안테나의 개수임) 이득을 달성할 수 있고, 이는 커버리지 영역(204)으로 도시된다. 최대 이득은 CSI 모드에서 복수의 안테나 기지국(202)이 단일 사용자와 통신할 때 페쇄 루프 빔형성을 활용하는 경우 달성될 수 있으며, 이는 커버리지 영역(206)으로 도시된다.

- [0042] 다른 한편으로, CSI 인식이 없으면(예를 들어, 비-CSI 모드에서), 복수의 안테나 기지국(202)은 일부 제어 채널 동작 중 하나의 이득만을 가질 수 있고, 이는 작은 커버리지 영역(208)으로 도시된다. 그러므로, CSI 모드와 비-CSI 모드에서 기지국을 동작시킬 때 상당한 이득 갭이 존재한다. 또한, 무선 통신 채널이 업링크 및 다운링크 송신을 위해 호혜적일 수 있는 한편, 송수신기 하드웨어(예를 들어, 복수의 안테나 기지국(202)에서의 송수신기 하드웨어)는 그렇지 않고, 그 후에 업링크 및 다운링크 통신 모드 사이의 다른 이득 갭을 생성한다.
- [0043] 비-CSI 모드에서 개방 루프 빔형성을 채용함으로써, 사용자 당 커버리지 영역(즉, 이득)은 도 2에서 빔 패턴 공간 영역(210)으로 도시된다. 일부 실시예에서, 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이, 커버리지 영역(즉, 이득)은 개방 루프 빔형성 외에 코딩 이득을 적용함으로써 증가되어 사용자당 확장된 커버리지 영역을 이룰 수 있으며, 이는 도 2에서 빔 패턴 공간 영역(212)으로 도시된다.
- [0044] 도 3은 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 2에 도시된 기지국(202))의 상이한 동작 모드에 대한 이득 및 이득 갭의 분석 결과를 도시하는 예시적인 표(300)이다. 표(300)는  $M$  개의 안테나 기지국(예를 들어, 도 2에 도시된 복수의 안테나 기지국(202))이  $K$  명의 단일 안테나 사용자를 보조할 때 비-CSI 및 CSI 동작 모드의 다운링크 및 업링크 통신 양자에 대한 분석 결과를 요약한다. 하나 이상의 실시예에서, 각 기지국 안테나는 (피크) 송신 전력( $P_{BS}$ )을 갖고, 각 사용자 안테나는 (피크) 송신 전력( $P_U$ )을 갖는다. 간단히 말해, 평균 채널 및 안테나 이득은 이들이 모든 동작 모드에 대해 일정하기 때문에 1로 정규화되고, 적합한 송신 전력에서 저잡음 증폭기(LNAs)로부터의 이득과 같이 임의의 비-호혜적 하드웨어 영향을 포함하며, 예를 들어 각 사용자 안테나에 대한 피크 송신 전력( $P_U$ )은 기지국의 LNA들로부터의 이득을 포함한다.
- [0045] 동기화 및 채널 추정의 비-CSI 모드 제어 채널 동작을 위한 단일 안테나에 비해 더 양호하게 동작하는 기존의 방식은 없다는 점이 주목되어야 한다. 따라서, 비-CSI 모드는 1의 이득을 가지며, 이는 도 3의 표(300)에 도시된 바와 같이, 각각 다운링크 및 업링크를 위한  $P_{BS}$  및  $P_U$ 이 된다. 비-CSI 모드에서  $M$ 개의 안테나 기지국의 이득은 기지국이 수행하는 동작에 의존할 수 있다. 예를 들어, CSI 수집을 위해 1의 기본 이득 제한이 존재하는데, 왜냐하면 CSI는 하나의 안테나와 다른 안테나 간의 링크에 대한 정보만을 포함하기 때문이다. 그러므로, 다른 안테나에서 수신된 신호는 그 링크의 CSI에 대한 정보를 포함하지 않는다. 다른 한편으로, 원하는 신호가 모든 기지국 안테나로부터 송신될 수 있기 때문에, 동기화에 대한 이러한 이론상 제한이 존재하지 않으며, 이는 본원에서 활용된다.
- [0046]  $M$ 의 이론상 이득을 달성하는 비-CSI 모드 기술이 존재하나, 이들 방법은 비현실적이거나, 또는 시간 주파수 동기화의 성능을 사실상 감소시킨다. 하나의 단순한 접근법은 무선 주파수(RF) 결합기(combiner)를 사용하여 단일 안테나에  $M$ 개의 기지국 안테나의 출력 전력을 병합하는 것이다. 하지만, 이는 안테나에 대한 피드백을 위한 완전한 위상 매칭과 복잡한 배선을 필요로 하기 때문에, 하드웨어로 구현하기 어렵고 비용이 많이 드는 문제가 있다. 게다가, 이 접근법을 적용함으로써,  $M$ 개의 안테나의 다이버시티 이득이 손실되는데, 왜냐하면 단일 고전력 송신기만이 유효하게 사용되고 즉, 시스템이 더 이상  $M \times K$  시스템이 아니기 때문이다. 다른 접근법은 각 안테나로부터 상이한 시간의 양만큼 심볼을 순환적으로 회전시키는 순환 지연 다이버시티(cyclic delay diversity, CDD)를 적용하는 것일 수 있다. CDD는  $M$ 개의 안테나의 전력 출력을 공간적으로 분산시키고, 상이한 부반송파 상에서 임의의(arbitrarily) 빔형성으로 여겨질 수 있다. 하지만, CDD는 시간 영역 왜곡을 야기하여 기존의 동기화 기법의 성능을 실질적으로 감소시킨다. 게다가, CDD의 성능은 더 많은 안테나가 추가될 때 급속도로 감소된다. 전술한 접근법 양자가 다운링크에서 특정 이득만을 제공할 수 있고, 업링크에서 임의의 이득을 제공하지 못함이 주목되어야 한다.
- [0047] CSI를 통한  $M \times K$  MU-MIMO 시스템의 잠재적인 전력 이득이 업링크 및 다운링크 모두에서,  $P \cdot M$  와 동일함이 잘 알려지며, 여기서  $P$ 는 송신 전력이다. CSI를 활용하여, MU-MIMO 무선 통신 시스템의 기지국은 대략  $1/M$ 의 폭을 갖는 빔을 사용하는 의도된  $K$  명의 사용자 방향으로 방사(radiation)를 지향시키거나, 이들 사용자로부터의 방사에 대해 리슨(listen)할 수 있고, 이는  $M$ 의 공간적 전력 이득을 제공한다. 다운링크에서, 기지국은 모든  $M$ 개의 안테나로부터의 전력을 송신하지만,  $K$ 명의 사용자들 사이에 전력을 분배하여, 사용자들 사이의 동일한 전력 할당을 위해  $P_{BS} \cdot M / K$ 의 링크별(per-link) 전력을 제공한다. 업링크에서, 기지국은 모든  $M$ 개의 안테나 상에서 각 사용자로부터 전력을 수신하여,  $P_U$ 의 링크당 전력을 제공한다. 이는 도 3의 표(300)에 도시된 바와 같이, 다운링크에 대해서는  $M^2 \cdot P_{BS}/K$ , 및 업링크에 대해서는  $M \cdot P_U$ 의 전체 이득을 렌더링한다.  $K$ 명의 사용자를 보조할 수 있을 MU-MIMO 기지국이  $K$ 명의 사용자를 동시에 항상 보조하는 것은 아니고, 단일 사용자의 경우,



다운링크에 대한 CSI 모드와 비-CSI 모드 사이의 갭은 최대  $M^2$ 로 증가함이 주목되어야 한다.

[0048] **이득 매칭을 위한 제어 채널 설계**

[0049] 서술된 실시예는 비-CSI 동작 모드의 제한을 극복하는 제어 채널을 설계함으로써 전술한 이득 갭을 메우는 (bridge) 방법을 포함한다. 다운링크에서 비-CSI 동작 모드와 CSI 동작 모드 사이의 이득 갭을 메우기 위해, 본원에 제시된 제어 채널 설계는 개방 루프 빔형성과 코딩 이득을 결합할 수 있다. 일부 실시예에 대해, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 시스템의 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 2에 도시된 복수의 안테나 기지국(202))은 직교 시퀀스를 전달하는 개방 루프 빔을 스위칭할 수 있고, 이는 동기화 및 페이징 동작을 가능케 한다. 업링크에서, 본 개시에 제시된 제어 채널 설계는 본래의 안테나별 비대칭 송신 전력을 활용하고 추가적인 코딩 이득을 채용하여, CSI 수집 및 임의 접근 동작을 가능케 한다. 게다가, 다운링크 동기화 시퀀스에서 기지국 ID를 인코딩하고, 임의 접근 동작을 활용함으로써, 본원에 제시된 제어 채널 설계는 연계 동작을 용이하게 한다.

[0050] **개방 루프 빔형성**

[0051] 일부 실시예에서, 개방 루프 빔형성은 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 2에 도시된 기지국(202))에서 모든 안테나의 전력 및 다이버시티를 활용하기 위해 비-CSI 모드에서 제어 채널에 대해 사용될 수 있다. 기지국 안테나의 결합된 전력이  $\alpha(M)$ 의 전체 이득에 대해  $M$ 의 이득을 제공하는 한편, 빔형성은 다른  $M$ 의 이득을 제공한다. 하지만, 빔형성 이득은 방사된 전력을 안테나의 커버리지 구역의  $1/M$  상에 집중시킨다. 따라서, 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 2에 도시된 복수의 안테나 기지국(202))은 완전한 커버리지를 제공하기 위해 빔을 스위칭해야 한다. 연계 및 동기화가 지연 허용적(delay-tolerant)이기에, 제어 채널 설계는 사용자 지각 성능에 영향을 미치지 않거나 상당한 채널 오버헤드를 생성하지 않으면서, 연계 및 동기화 동작을 위한 개방 루프 빔형성 및 빔 스위칭을 채용한다.

[0052] 복수의 안테나로부터의 이득을 활용하는 다수의 MIMO 및 다이버시티 방식이 존재하는 한편, 개방 루프 빔형성만이 시간 주파수 동기화에 유효할 수 있는데, 개방 루프 빔형성이 시간 영역 왜곡을 발생시키지 않으면서 이용 가능한 안테나 모두로부터 충분한(full) 잠재적인 결합 전력과 다이버시티 이득을 제공하기 때문이다. 게다가, 개방 루프 빔형성은 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서 수개의 실제 이익을 가질 수 있다. 첫째, 증가된 수신 전력은 사용자가 저렴한 RF 구성 예를 들어, LNA를 사용할 수 있게 한다. 둘째, 증가된 다이버시티 및 낮은 전체 전력은 인접한 셀에 대한 간섭을 감소시킬 수 있다. 셋째, 개방 루프 빔형성은 빔형성 프리코더(precoders)가 이미 MU-MIMO 통신을 위한 복수의 안테나 기지국에서 적용되도록 요구되었기에, 임의의 추가적인 하드웨어 또는 계산을 요구하지 않는다. 넷째, 개방 루프 빔형성은 커버리지 구역이 미세 조정되게 한다.

[0053] 도 4는 본 개시의 실시예에 따라, 사용자 동기화를 위한 개방 루프 빔형성을 수행하는 복수의 안테나 기지국(402)의 예시(400)를 도시한다. 개방 루프 빔형성의 공간 선택성을 극복하기 위해, 복수의 안테나 기지국(402)은 빔형성을 사용하여 신호( $s$ )를 상이한 공간 방향으로 송신하는 빔 스위칭을 채용할 수 있다. 기본적으로, 빔 스위칭은 시간 오버헤드를 추가시키지만, 공간적 커버리지를 증가시킨다. 위에서 논의된 바와 같이, 일부 제어 채널 동작이 지연 허용적이기에, 빔 스위칭은 동기화를 위한 것뿐만 아니라, 연계를 용이하게 하기 위해 적용될 수 있다.

[0054] 일부 실시예에 대해, 각 빔(예를 들어, 도 4에 도시된 빔(404))은  $M \times 1$  벡터( $\mathbf{b}_n$ )로 정의될 수 있고,  $N$ 개의 길이 스위프 패턴은  $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_n$  벡터로 구성된  $M \times N$  행렬( $\mathbf{B}$ )로 정의될 수 있다.  $M$ 개의 안테나 기지국(402)은 주어진 타임 슬롯( $n$ )과 주어진 기지국 안테나( $m$ )에서의 송신이  $s \cdot B_{m,n}$ 일 때,  $N$ 개의 타임슬롯으로 전체 스위프 패턴을 송신할 수 있다. 따라서, 각 빔(404)이 연속적으로 전송될 경우, 빔 스위칭은 동일한 시퀀스의 단일 전방향 송신에 비해  $N$ 배 길다. 하나 이상의 실시예에서, 다수의 기지국(402)은 각 프레임의 시작점에서 빔을 전송할 수 있다. 이 경우, 전체 빔 스위프는  $N \cdot F$ 의 기간을 가질 수 있고, 여기서,  $F$ 는 프레임 기간이다.

[0055]  $M \times N$  행렬( $\mathbf{B}$ )이 직교 기저(orthogonal basis)를 형성하는 경우 즉, 행렬( $\mathbf{B}$ )이  $N = M$  직교 또는 의사(pseudo) 직교 빔을 구성하는 경우, 완전한 공간 커버리지가 제공될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 빔 스위칭을 위해 사용되는 임의의 완전한  $M$ 차원 기저는, 정의에 의해 임의의 사용자의 CSI가 기저의 선형 조합에 의해 나타날 수 있기 때문에, 완전한 CSI 공간의 커버리지를 제공할 수 있다. 이는 커버리지 구역에서 임의의 주어진 지점에 대해,  $\mathbf{B}$ 에서 적어도 하나의 빔이 완전한 널(null)을 갖지 않음을 보장한다.

[0056] 기지국 안테나의 수( $M$ )가 증가할 때, 에너지가 더 공간적으로 선택적이기 때문에, 사용자가 주어진 빔을 검출할

가능성이 감소함이 주목되어야 한다. 하지만, 완전한 직교 기저가 주어지면 적어도 하나의 빔이 사용자 방향으로 향하므로, 사용자가 스위프 패턴에서 적어도 하나의 빔을 검출할 가능성은 증가하며, 그 빔은 빔이 좁아지기 때문에 높은 유효 등방성 복사 전력(EIRP)을 갖는다.

[0057] 본원에서 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템에서 채용될 수 있는 제어 채널 설계는 특정 구현을 위한 트레이드 오프를 강제하는 다수의 빔형성 기법을 활용할 수 있다. 환경 및 정확한 교정에 대한 상세한 정보 없이, 낮은 피크 전력 대 평균 전력비(PAPR)를 갖는 임의의 직교 기저가 개방 루프 빔형성에 적합할 수 있다. 완전한 기저가 공간적 커버리지를 보장하는 한편, 강한 신호를 보장하지는 않는다. 매 사용자마다 개방 루프 빔을 그 사용자에게 직접적으로 향하게 하는 것은 통계적으로 불가능하기 때문에, 빔 스위핑의 이득은 부정확성 인자( $a$ )에 의해  $M^2/a$ 로 감소될 수 있다. 가령, 즉,  $N > M$ 에 대한 오버 컴플릿(overcomplete)( $B$ )은 부정확성 인자( $a$ )를 통계적으로 감소시킴으로써 확장된 커버리지를 제공할 수 있다. 그 외에는, 전파 환경과 안테나 배치뿐만 아니라, 하드웨어 교정을 주의 깊게 고려하여, 원하는 커버리지 구역을 제공하기 위해 DFT 개방 루프 빔형성과 같은 기법이 조정될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 하다마르 빔형성 가중치가 이용될 수 있다.

[0058] 일부 실시예에서, 사용자에게 도달하는 데 걸리는 지연시간이 감소되도록 빔 스위핑의 순서가 선택될 수 있다. 예를 들어, 빔 스위핑 순서가 연속적으로 왼쪽에서 오른쪽 방향인 경우(또는 그 역인 경우), 빔이 사용자에게 도달하는데 평균 시간이 더 길어질 수 있다. 하지만, 빔 스위핑이 기지국 주위의 공간 중 일 부분으로부터 다른 부분으로 호핑함으로써 수행되는 경우 즉, 빔 스위핑이 공간의 좌측 부분으로부터 시작하여 우측 부분, 전방 부분 및 후방 부분으로 수행되는 경우, 사용자에게 도달하는 평균 지연시간이 감소될 수 있다.

[0059] 일부 실시예에서, 커버리지 구역은 비반복적 빔스위핑 패턴을 이용할 때 증가될 수 있다. 복수의 안테나 기지국은 빔스위핑 처리 동안 빔을 연속적으로 변경할 수 있다. 이 방식을 통해, 복수의 안테나 기지국은 고정된 빔스위핑 패턴을 사용할 때의 공간에 비해 더 많은 공간을 커버할 수 있다.

[0060] **코딩 이득**

[0061] 특정 실시예에 대해, 개방 루프 빔 스위핑의 사용은 비-CSI 모드와 CSI 모드 사이의 이득 갭을 감소시킬 수 있다. 도 4에 도시된 바와 같이, 전통적인 비-CSI 모드의 이득은 빔 스위핑 없이 커버리지 영역(406)에 의해 주어지고, 이 영역은 MU-MIMO CSI 모드의 커버리지 영역(이득, 408)에 비해 실질적으로 작다(예를 들어,  $M^2$ 배). 비-CSI 모드에서 개방 루프 빔스위핑을 사용함으로써, CSI 모드로부터의 이득 갭이 실질적으로 감소될 수 있다. 도 4에 도시된 바와 같이, 개방 루프 빔 스위핑의 누적 이득(커버 영역)은  $N$ 개의 상이한 빔 방향을 커버하는 공간의 모든 빔(404)을 포함하여 주어진다. 하지만, 도 4에 도시된 것처럼, 비-CSI 개방 루프 빔 스위핑과 CSI MU-MIMO 통신 사이에는 여전히 커버리지 갭(410)이 존재한다.

[0062] 비-CSI 모드와 CSI 모드 사이의 남은 갭을 좁히기 위해, 본 개시의 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템은 비-CSI 모드에서 다운링크 및 업링크 통신 양자에서 가변 코딩 이득을 추가적으로 사용한다. 일부 실시예에서, 코딩 이득은 더 긴 기간에 걸쳐 신호를 전송함으로써 달성될 수 있고 따라서, 시간에 걸쳐 통합된 전체 수신된 전력은 기간이 증가함에 따라 선형적으로 증가할 수 있다. 하지만, 코딩 이득은 채널 사용 오버헤드를 선형적으로 증가시키는 비용을 초래할 수 있다. 일부 실시예에 대해, 코딩 이득이 조정 가능하여 이득 대 오버헤드 간의 트레이드 오프를 동적으로 미세 조정하기 위하여 사용될 수 있기 때문에, 코딩 이득은 동작 모드들 사이의 매칭을 위해 이득을 조정하는 바람직한 방법이다.

[0063] 도 5는 본 개시의 실시예에 따라, 추가적인 코딩 이득을 적용하여 개방 루프 빔형성을 수행하는 복수의 안테나 기지국(502)의 예시(500)를 도시한다. 도 5에 도시된 것처럼 다운링크에서 코딩 이득을 적용함으로써, 빔별 커버리지 영역(즉, 이득)은 커버리지 영역(504)(예를 들어, 개방 루프 빔 스위핑만이 적용될 때의 커버리지 영역)으로부터 커버리지 영역(506)(예를 들어, 코딩 이득이 개방 루프 빔 스위핑과 결합될 때의 커버리지 영역)으로 증가될 수 있다. 따라서, 개방 루프 빔 스위핑과 코딩 이득을 결합함으로써, 도 4에 도시된 커버리지 갭(410)이 완전히 제거될 수 있고, 다운링크에서 전체 커버리지가 달성될 수 있다.

[0064] 다시 도 3을 참조하면, 표(300)가 신호대 간섭 잡음비(SINR)에 대해 이득 갭을 분석할 수 있는 한편, 프레임의 모든 부분이 동일한 SINR 요건을 갖는 것은 아니라는 점이 주목되어야 한다. 예를 들어, 데이터 송신은 변조 및 코딩 방식을 변경함으로써 더 높은 SINR로부터 이익을 얻을 수 있다. 고차(higher-order) 변조는 높은 SINR이 성공적으로 디코딩되도록 요구하여, 고차 변조는 CSI 모드에서 네거티브 코딩 이득으로 여겨질 수 있다. 예를 들어, 802.11 기반의 시스템에서, 직교 주파수 분할 다중(OFDM) 이진 위상 편이 키잉(binary phase shift keying, BPSK) 변조는 15 dB SINR을 필요로 하는 한편, 64 QAM은 31dB를 필요로 할 수 있다. 대조적으로, 길이

가 128인 카사미(Kasami) 시퀀스에 대한 검출 임계치는 약  $-5\text{dB}$ 이다. 이는 데이터 송신에 사용되는 CSI 모드와 비-CSI 모드 사이의 이득 갭을 효율적으로 더 감소시킬 수 있지만, 이득 갭 감소는 실제 데이터 변조율에 의존한다. 동작 코딩 이득을 활용함으로써, 본 개시의 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템의 범위 및 오버헤드는 각 배치에 대한 특정 요건으로 조정될 수 있다.

[0065] 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d는 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템의 상이한 동작을 위한 상이한 프레임 구조의 예시를 도시한다. 일부 실시예에 대해, 도 6a에 도시된 것처럼, 복수의 안테나 기지국(602)은 사용자(604A)에게 기지국 ID를 인코딩할 수도 있는 가변 길이 직교 동기화 시퀀스(예를 들어, 비콘(606))을 송신할 수 있다. 도 6a에 추가로 도시되고 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이, 복수의 안테나 기지국(602)은 복수의 안테나 기지국(602)과 동기화를 수행하는 사용자(604A)와는 다른 사용자(604B)에게 페이지 지정하기 위해 페이지 시퀀스(608)를 (예를 들어, 비콘을 통해 동시에) 송신할 수 있다.

[0066] 복수의 안테나 기지국(602)은 동시에 동기화를 제공하고, 동기화 시퀀스의 길이에 비례하는 이득( $C_{\text{down}}$ )을 달성할 수 있다. 동기화 시퀀스가 동기화 이전에 검출될 필요가 있기 때문에, 동기화 시퀀스는 그들 자신과 직교 세트에서의 다른 시퀀스 양자와의 낮은 스트리밍 자기 상관을 필요로 한다. 즉, 동기화 시퀀스가 이들이 시작할 때의 지식 없이 검출 가능해야 하므로, 수신기(예를 들어, 도 6a에서의 사용자(604A))는 매 샘플마다 완전한 상관을 수행해야 할 수 있다. 따라서, 동기화 시퀀스의 시간 천이는 낮은 상관성을 생성해야 할 수 있고, 그렇지 않은 경우 오류가 있는 검출을 야기할 수 있다.

[0067] 일부 실시예에 대해, 도 6b에 도시된 동기화 이후, 복수의 안테나 기지국(602)은 직교 파일럿 슬롯(610A, 610B)을 활성 사용자(604A, 604B, 604C 등)에게 할당하고, 연계 및 임의 접근(예를 들어, CSI 수집)을 위한 전용 업링크 파일럿 슬롯(610B)을 예약할 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 업링크 파일럿 슬롯은 사용자의 채널 품질에 기반한 코딩 이득을 가능케 하기 위해 가변 길이일 수 있고, 예를 들어, 셀 엣지에서 사용자는 채널 추정 정확도를 증가시키기 위해 더 긴 파일럿을 활용할 수 있다. 일부 실시예에 대해, 도 6c 및 도 6d에 도시된 바와 같이, 복수의 안테나 기지국(602)은 사용자(604A, 604B, 604C 등)에 대한 다운링크 및 업링크 연결을 제공하기 위해 획득된 CSI 뿐만 아니라, 효율적인 MU-MIMO 통신 링크에 대한 임의의 나머지 제어 채널 정보를 활용할 수 있다.

[0068] 일부 실시예에 대해, 파일럿을 주파수로 직교화함으로써, 제어 채널 설계는 채널 추정의 정확도를 증가시키고, 적어도  $K$ 의 업링크 이득을 제공할 수 있다. 주파수 직교화(예를 들어, 직교 주파수 분할 다중 접근(OFDMA))은 모든 사용자가 동시 송신을 할 수 있게 하여, 복수의 안테나 기지국에서 수신된 순시 전력을  $K$ 배 증가시킨다. 매 주파수마다 완전한 CSI를 수집하기 위해, 사용자는 도 6b에 도시된 바와 같이 더 시간 직교화될 수 있다. 즉, 직교 파일럿(610A, 610B)은 상이한 사용자(604A, 604B, 604C) 등에 할당되고, 업링크에서 동시에 송신될 수 있다. 이와 같이, 주어진 사용자에 대해 수신되고, 시간에 걸쳐 통합된 전체 전력도  $K$ 배 증가한다. 정확한 CSI를 획득하기 위해, 각 사용자는 매 가간섭(coherence) 시간 간격마다, 적어도 주파수 가간섭의 역의 기간 동안 파일럿을 전송하도록 요구될 수 있다. 하지만, 양호하지 않은 채널 품질을 통해 주파수 가간섭 간격에 필요한 것보다 더 길게 전송하도록 사용자를 스케줄링함으로써, 코딩 이득( $C_{\text{up}}$ )이 증가될 수 있다. 이러한 접근법은 전체 셀에 대해 고품질 채널 측정을 보장하고, 도 5에 도시된 바와 같이 이득 갭을 완전히 메운다.

[0069] 하나 이상의 실시예에서, 연계 및 임의 접근을 위해 사용자는 트레이닝 단계 동안 전용 시간 주파수 블록 상에서 직교 동기화 시퀀스를 전송할 수 있다. 이는 사용자가 코딩 이득을 여전히 달성하게 하는 한편, 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이 충돌 회피 및 타이밍 어드밴스 추정을 동시에 가능케 한다.

[0070] **결합된 이득**

[0071] 일부 실시예에 대해, 논의된 바와 같이 개방 루프 빔형성 및 코딩 이득의 조합은 도 5에 도시된 것처럼 이득 갭을 메우기 위해 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템에서 제어 채널에 대해 채용될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 빔 스위핑은 복수의 안테나 기지국의 총 전력을 커버리지 구역의 작은 부분 상에 집중시킴으로써 대다수의 다운링크 이득을 제공할 수 있다. 즉, 개방 루프 빔 스위핑은  $M^2/a$ 의 이득을 달성할 수 있고, 여기서  $a$ 는 빔형성 부정확도이다. 다운링크에서, 제어 채널 설계는 비-CSI 동작 모드와 CSI 동작 모드 사이의 갭을  $M^2/K$ 로부터  $M^2/K/(C_{\text{down}} \cdot M^2/a) = a/(C_{\text{down}} \cdot K)$ 로 감소시켜,  $C_{\text{down}} \approx a/K$ 이 되도록 코딩 이득이 조정될 수 있다. 업링크에서, 제어 채널 설계는 OFDMA 및 코딩을 활용하여, 비-CSI 모드에서  $C \cdot K$ 의 이득을 달성한다. 이는 비

-CSI 대 CSI 갭을  $M$ 로부터  $M/(K \cdot C_{up})$ 로 감소시키며, 갭을 매우기 위해  $C_{up}$ 가 거의  $M/K$  이 되도록 제안한다.

[0072] 하지만, 적합한 다운링크 코딩 이득( $C_{down}$ )이 적용되면, 개방 루프 빔 스위핑과 결합되어, 비-CSI 다운링크 이득은  $M^2/K$ 이 된다. 대조적으로, 비-CSI 업링크 이득은  $(C_{up} \cdot K \cdot P_U)$ 이며, 이는 새로운 이득 갭을 초래한다. 업링크-다운링크 갭을 완화시키기 위해, 기지국과 사용자의 전체 송신 전력이 거의 동일해져야 하고(예를 들어,  $0(P_U) \approx 0(M \cdot P_{BS})$ ), 이는 매크로 셀(macro cells)이 10 내지 18dB 만큼 높은 차이를 가질 수 있더라도, 기존의 양방향 통신 시스템을 대표한다. 이는  $(C_{up} \cdot K \cdot P_U)/(M^2/K \cdot P_{BS})$ 로부터  $(C_{up} \cdot K^2)/M$ 로 갭을 감소시키고,  $P_U$ 와  $P_{BS}$  사이의 임의의 잔여 불일치와 함께, 업링크 코딩 이득이 거의  $M/K^2$ 로 조정되어야 함을 제안하여 갭의 메움을 완료한다.

[0073] 비-CSI 대 CSI에서의 갭을 매우는데 필요한 업링크 코딩 이득( $C_{up}$ )(즉,  $M/K$ )과 업링크 대 다운링크에서 갭을 매우는데 필요한 업링크 코딩 이득( $C_{up}$ )(즉,  $M/K^2$ )을 비교하여,  $K$ 의 잔여 갭이 존재함이 관찰될 수 있다. 다운링크 모드에 의해 기지국의 범위가 제한되기 때문에,  $C_{up}$ 는 특정 실시예에 대해, 업링크-다운링크 갭을 매칭시키도록 선택되어야 한다. 그리고 나서, 송신 전력을 감소시키거나 변조율을 증가시키기 위해, CSI 업링크에서  $K$ 의 잔여 갭이 사용될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 총 코딩 이득은 셀 엣지에서만 필요할 수 있고, 여기서 사용자는 상당히 긴 파이프를 이용한다. 또한, 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템이 주어진 커버리지 구역에 대해, 기지국의 안테나별 필요한 송신 전력을  $M^2$  배, 그리고 사용자의 안테나별 필요한 송신 전력을  $K$  배 감소시킨다.

[0074] **제어 채널 설계**

[0075] 서술된 실시예는 동기화, 연계, CSI 수집, 임의 접근 및 페이지징을 위한 제어 채널 설계 및 제어 채널의 사용에 관한 것이고, 아래에서 더 상세히 논의될 것이다.

[0076] **동기화**

[0077] 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템은 시간 동기화 및 주파수 동기화 양자를 달성한다. 일부 실시예에서, 동기화는 빔 스위핑을 사용함으로써 복수의 안테나 기지국으로부터 모바일 사용자로 송신되는 확장된 길이 시퀀스를 기초로 달성될 수 있다.

[0078] 도 7은 본 개시의 실시예에 따라, 빔 스위핑을 사용함으로써 동기화 시퀀스를 송신하는 복수의 안테나 기지국(702)의 예시(700)를 도시한다. 도 7에 도시된 바와 같이, 복수의 안테나 기지국(702)은  $N$ 개의 상이한 빔 방향(704)을 사용하여 송신 시퀀스를 송신할 수 있다. 일부 실시예에 대해, 사용자는 수신된 샘플에 대한 스트리밍 상호 상관을 수행하여, 기지국(702)으로부터 전송된 동기화 시퀀스를 검출할 수 있다. 각 사용자는 매 샘플마다 수신된 신호( $R$ )와 시퀀스( $S$ )의 상관성을 계산할 수 있다(즉,  $\sum_{i=1}^n (R_{t-i} \cdot S_i^*)$ ). 상관은  $R$ 과  $S$ 가 시간 정렬될 때 즉, 시간 동기화될 때 단일 샘플에서 피크를 생성할 수 있다.

[0079] 본원에 제시된 제어 채널 설계는 두 개의 주요 과제에 직면한다. 첫째, 별도의 빔 상에 동시에 전송되는 비콘 및 페이지징 시퀀스 양자가 동기화를 위해 사용될 수 있기 때문에, 다중 동기화 시퀀스는 동시에 검출되어야 할 수 있다. 둘째, 시간 동기화는 저밀도 타이밍 정보 또는 AGC 없이 수행되어야 한다. 위에서 논의된 바와 같이, 저밀도 프레임 검출 및 AGC는 세밀한 시간 동기화를 달성하기 위해 CSI 모드에서 채용될 수 있다. 하지만, 이들 기법은 빔 스위프 및 MU-MIMO 다운링크가 매우 공간 선택적이어서 사용자가 매우 가변적인 전력으로 매 동기화 시퀀스를 수신해야 하기 때문에, 비-CSI 모드에서 채용하는데 비효율적이거나 심지어 불가능할 수 있다. 복수의 안테나 기지국(702)은 트레이닝 시퀀스 송신과 함께 모든 동기화 시퀀스의 송신을 진행하여 저밀도 프레임 검출 및 AGC를 용이하게 할 수 있다. 하지만, 트레이닝 시퀀스는 이득 갭을 극복하기 위해 길이를 상당히 증가시켜야 할 수 있다. 게다가, 이러한 트레이닝 시퀀스에 의해 설정된 이득은 단일 빔에 대해서만 유효할 것이므로, 빔 스위핑에 대해 매우 비효율적이다.

[0080] 서술된 실시예는 본원에서 상세히 논의된 세 개의 기술을 기초로 전술한 과제를 해소한다. 첫째, 일부 실시예에 대해, 두 개의 최대 정밀 상관기(full-precision correlators)가 수신된 샘플에 대해 스트리밍 상호 상관을 수행하기 위해 채용될 수 있다. 두 개의 병렬적인 최대 정밀 상관, 예를 들어, 12 비트 상관을 수행함으로써, 본



원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템은 매우 가변적인 신호 강도와 동기화 시퀀스를 쉽게 검출할 수 있을 뿐만 아니라, 동시에 전송되는 페이징 및 비콘 동기화 시퀀스를 쉽게 구분할 수 있다.

[0081] 둘째, 일부 실시예에 대해, 매 시퀀스 마다 AGC를 수행하는 것이 비효율적이 때문에, 송신 이득 제어가 채용될 수 있다. 복수의 안테나 기지국(702)이 동기화 시퀀스를 빔 스위칭하기 때문에, 사용자는 실질적으로 상이한 신호 강도를 갖는 모든 시퀀스를 수신한다. 그러므로, 사용자는 사용자의 동적 범위 내에 있는 스위치에서 시퀀스를 기다릴 수 있다. 사용자가 시퀀스를 검출하지 않은 경우 예를 들어, 임의의 기지국을 발견하기 전, 사용자는 시퀀스를 검출할 때까지 그의 수신 이득 설정을 느리게 변경할 수 있다. 이득 설정은 사용자의 동적 범위 내에 속하는 동기화 시퀀스 및 비콘의 수를 증가시키도록 변경될 수 있다. 동기화가 확립된 후, 사용자는 후속하는 동기화 시퀀스 모두에 대해 리슨하고, 그에 따라 이득을 조정할 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 도 6c 및 도 6d에서 세그먼트(614, 616)로 도시된 바와 같이, 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템이 피드백을 사용함으로써 업링크 이득 제어를 수행하는 한편, 세밀한 다운링크 이득 제어는 각 다운링크 단계(phase)의 시작점에서 수행될 수 있다.

[0082] 셋째, 일부 실시예에 대해, 상관기의 출력 및 스파이크 검출기(spike detector)의 구동 평균을 결합함으로써 검출 임계치가 동적으로 설정될 수 있다. 이는 전통적인 AGC 없이, 단일 샘플 상관 피크의 크기가 급격히 변할 수 있기 때문이다. 평균 상관기 출력은 평균 입력 전력을 제공할 수 있지만, 상관 시퀀스의 전력에 의해 추가적으로 크기 조정될 수 있어서, 검출 임계치를 조정하지 않고도 상이한 시퀀스가 검출될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 스파이크 검출기는 짧은 전력 버스트(burst)가 존재할 때 검출 임계치를 간단하게 기하급수적으로 상승시켜, 잘못된 긍정 오류(false-positives)를 회피할 수 있다.

[0083] 일부 실시예에 대해, 반송파 주파수 오프셋(CFO)을 결정하기 위해, 사용자는 수신된 다운링크 동기화 시퀀스에서 위상 드리프트를 계산할 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 다운링크 동기화 시퀀스는 두 번 반복된 동일한 서브 시퀀스를 포함할 수 있다. CFO로부터의 드리프트가 일정하기 때문에, 각 반복에서 수신된 대응하는 샘플은 동일한 위상 오프셋을 갖는다. 즉, 두 번 반복된  $n$  길이의 서브 시퀀스가 동기화 시퀀스( $S$ )를 형성하고,  $\theta(S_i, S_{i+n}) = \theta(S_j, S_{j+n})$ , 여기서,  $\theta$ 는 동기화 시퀀스( $S$ )의 복소 샘플(complex samples)의 쌍 사이의 위상 차이다. 이는  $S_i$ 와  $S_{i+n}$ 가 동일한 심볼의 복소 샘플이기 때문이다. 따라서, CFO의 부제 시,  $\theta(S_i, S_{i+n}) = 0$ 이다. CFO를 통해, 개수( $n$ )에 비례하는 위상 드리프트가 존재하며, 따라서 모든 복소 샘플( $i$ )에 대해 일정하다. 즉,  $\theta(S_i, S_{i+n}) = drift(n)$ . 그러므로, CFO는:

[0084] [수학식 1]

$$CFO = \frac{1}{2\pi \cdot n} \sum_{i=1}^n \theta(S_i, S_{i+n})$$

[0085]

[0086] 로 계산될 수 있다.

[0087] 하나 이상의 실시예에서, 수학식 1에 표시된  $2\pi$  로의 나눗셈은 수행되지 않는데, 왜냐하면 CFO가 고정 복소사인 곡선을 생성할 때  $2\pi$  배 되기 때문이다. 따라서,  $n$ 을 2의 멱수로 선택함으로써 수학식 1에서의 나눗셈은 간단한 비트 이동 동작이 된다. 일 실시예에서, 잡음의 존재 시, 잡음이 평균 동작에 의해 필터링될 수 있어서, 동기화 시퀀스가 길어질수록 더 신뢰성이 있어질 수 있다. 본원에 제시된 주파수 동기화를 위한 기법은 두 개의 동기화 시퀀스가 CFO 회복에 영향을 미치지 않고 (예를 들어, 빔 스위칭 동안) 동시에 송신되게 할 수 있다. 동시에 송신된 동기화 시퀀스 양자가 두 번 반복하는 서브 시퀀스를 포함하기 때문에, 결합된 신호도 두 번 반복하고, CFO를 정확하게 계산하는데 여전히 사용될 수 있다. 일부 실시예에서, 동기화 시퀀스와 동시에 전송되는 다른 시퀀스가 존재하지 않는 경우, CFO는 동기화 시퀀스의 반복을 채용하지 않고도 계산될 수 있다.

[0088] 다중 경로 환경에서 주파수 왜곡을 피하기 위해, 주기적 프리픽스(cyclic prefix)가 동기화 시퀀스에 프리펜딩(prepend)될 수 있다. 하지만, 프리펜딩된 주기적 프리픽스는 주기적 프리픽스가 시퀀스의 서브셋과 정렬한 후, 주기적 프리픽스가 상관기에서 긍정 오류를 야기시킬 수 있으므로, 시간 동기화가 덜 강력해지게 한다. 이를 피하기 위해, 주기적 포스트픽스(postfix)가 채용될 수 있지만, 이 후의 CFO 계산이 그에 따라 지연될 수 있다. 즉, 수학식 1에서의 합은 주기적 포스트픽스의 길이에서 시작할 수 있다. 상관기가 시간 영역에서 동작하기 때문에 이 접근법이 상관기 성능에 영향을 미치지 않는 점이 주목되어야 한다.

**[0089] 연계 절차**

**[0090]** 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 시스템은 (i) 빔 스위칭된 동기화 시퀀스에서 고유한 기지국 식별자(예를 들어, 비콘) 인코딩, (ii) 사용자가 인코딩된 비콘을 스캔하여 기지국을 선택, 및 (iii) 사용자가 MIMO 링크에 대해 선택된 기지국에 대해 더 많은 정보를 빠르게 획득하게 하는 "소프트" 연계 메커니즘을 제공함으로써 연계를 가능케 한다. 각 동작에 대해 더 많은 세부사항이 여기에 제공된다.

**[0091]** 일부 실시예에 대해, 모든 기지국은 도 6a에 도시되고 위에서 논의된 바와 같이, 비콘으로 불리는 지역적으로 (locally) 고유한 식별자를 인코딩하는 동기화 시퀀스를 빔 스위칭할 수 있다. 이 접근법은 사용자가 기지국과 동시에 동기화할 뿐만 아니라 기지국을 식별할 수 있게 한다. 간결함을 위해 기지국은 각각이 지역적으로 고유한 식별자를 갖도록 조정되는 것으로 간주되어, 그의 비콘이 시간적으로 겹치지 않도록 보장할 수 있어서, 임의 접근 충돌을 방지하고 파일럿 오염(pilot contamination)을 감소시킨다.

**[0092]** 일부 실시예에 대해, 연계 이전에, 사용자는 인근의 모든 기지국의 ID뿐만 아니라 각 기지국으로부터 비콘의 평균 전력을 결정하기 위해, 적어도 하나의 전체 스위프 간격(가능하면 다중 주파수에 대한)을 리스할 수 있다. 비콘이 빔형성되기에, 그의 수신된 전력은 사용자와 기지국 사이의 실제 채널 품질을 나타내지 않는다. 따라서, 사용자는 각 기지국으로부터 신호 강도의 대략적인 추정치를 획득하기 위해 비콘에 대해 전체 스위프 간격을 리스해야 할 수 있다. 하지만, 실제 SINR 및 채널 품질은 위에서 논의된 빔형성 부정확성에 기인하여, 연계될 때까지 정확하게 결정될 수 없다. 게다가, 비콘에 포함된 고유한 식별자는 인증, 암호화 및 사람이 관독 가능한 식별자(예를 들어, 서비스 세트 식별자(SSID))와 같은 임의의 추가적인 정보를 전달하지 않을 수 있다. 그러므로, 하나 이상의 실시예에서, 최상의 매칭을 검색하기 위해, 사용자는 다중 기지국에 대해 소프트 연계(soft-associate)하도록 구성될 수 있다.

**[0093]** 본원에서 구현된 비콘이 고유한 식별자만을 포함하기 때문에, 사용자가 CSI 모드를 통해 더 많은 정보를 수집할 수 있게 하는, 소프트 연계로 불리는 추가적인 메커니즘이 제공될 수 있다. 전통적인 제어 채널 설계는 비콘 내의 기지국에 대한 정보를 브로드캐스트한다. 예를 들어, 802.11 기반의 비콘은 기본 서비스 세트 식별자(BSSID), SSID, 변조율, 암호화 정보 등을 포함할 수 있다. 이 정보는 각 사용자에게 의해, 사용자가 기지국에 접속을 원하거나 심지어 이에 연결할 수 있는지를 결정하도록 활용될 수 있다. 게다가, 사용자는 기지국에 대한 그 채널 품질을 판단해야 할 수 있고, 이는 CSI 모드에서만 수행될 수 있다.

**[0094]** 일부 실시예에 대해, 본원에서 구현된 소프트 연계 메커니즘은 사용자가, 기지국과의 MIMO 링크를 빠르고 효율적으로 확립하여 제어 채널 정보를 효율적으로 교환하게 할 수 있다. 소프트 연계를 수행하기 위해, 각 사용자는 먼저, 비콘을 성공적으로 디코딩함으로써 기지국과 동기화해야 할 수 있다. 그 후, 사용자는 이하에서 더 상세히 논의되는 바와 같이, 임의 접근을 위해 예약된 슬롯들 중 하나로 파일럿을 전송할 수 있다. 기지국이 파일럿을 성공적으로 수신하면, 기지국은 그 사용자에게 대한 CSI에 대한 정보를 갖고, CSI 정보를 사용하여 MIMO 링크를 오픈하며, 남은 제어 채널 정보를 사용자에게 전달할 수 있다. 사용자가 전체 연계를 진행하면(예를 들어, 인증, 링크 품질 등을 기초로), 기지국은 사용자 전용 파일럿 슬롯과 고유한 페이징 시퀀스를 스케줄링하여 사용자와의 링크를 유지할 수 있다. 그렇지 않은 경우, 사용자는 오직 하나의 기지국과 연계하기 전에, 이웃에서 다른 기지국을 스캔하고, 그 다른 기지국에 대해 소프트 연계를 계속할 수 있다.

**[0095] CSI 수집**

**[0096]** 일부 실시예에 대해, 비콘 검출 이후 모든 활성 사용자는 도 6b에 도시된 바와 같이, 그들의 스케줄링된 슬롯으로 업링크 파일럿을 전송할 수 있다. 그리고 나서, 기지국은 수신된 업링크 파일럿을 활용하여 기지국과 사용자 사이의 채널에 관련된 CSI를 수집할 수 있다. CSI 수집 단계는 연계 요청과 페이징 응답을 포함하는 임의 접근을 위해 전용되는 일부 리소스 슬롯(예를 들어, 도 6b에 도시된 슬롯(612))을 포함하는, 사용자에게 임의로 할당될 수 있는 다수의 시간-주파수 코드 리소스를 포함할 수 있다. 연계 요청 및 페이징을 지원하기 위해, 임의 접근 슬롯(612)은 연계 슬롯과 임의 접근 사이로 나뉠 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 주어진 리소스 요소로 기준 신호를 전송하는 사용자는 업링크 및 다운링크 단계 양자에 대해 대응하는 시간 및 주파수 가간섭 간격에서 공간적 리소스 요소를 얻을 수 있다. 이를 기초로, 주어진 기준 심볼은 가간섭 시간 간격뿐만 아니라, 더 넓은 주파수 가간섭 간격 양자에 대해 유효한 추정치를 제공할 수 있다. 특정 실시예에 대해, 더 긴 파일럿 슬롯이 특정 임계치 이하의 채널 품질을 갖는 사용자에게 할당되어 CSI 정확도를 향상시킬 수 있다.

**[0097] 임의 접근**

**[0098]** 도 6b에 도시된 바와 같이, 개시된 실시예는 각 채널 추정 단계의 시작점에서 예약 파일럿 슬롯(예를 들어, 도

6b에 도시된 임의 접근 슬롯(612))을 기초로 임의 접근을 위한 방법을 포함한다. 복수의 안테나 기지국(602)과의 연결을 개시하기 위해, 사용자(604A, 604B, 604C)는 이들 예약된 파일럿 슬롯들 중 하나로 업링크 파일럿을 전송할 수 있다. 다른 사용자와의 간섭 없이, 사용자(602)가 올바른(correct) 파일럿 슬롯 내로 업링크 파일럿을 전송하도록, 사용자(602)는 비콘을 성공적으로 수신하여 복수의 안테나 기지국(602)과 동기화를 확립해야 할 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 기지국(602)은 수신된 업링크 파일럿(들)을 활용하여 사용자의 채널뿐만 아니라 타이밍 어드밴스를 추정할 수 있고, 사용자에 대해 매우 효율적인 MU-MIMO 링크를 생성할 수 있다. 그리고 나서, 생성된 MU-MIMO 링크는 비콘이 사전 결정된 기간 동안 수신되지 않은 경우 변조율 및 파일럿 스케줄링을 포함하는 모든 나머지 제어 채널 정보를 전달할 뿐만 아니라, 활성 사용자에 대한 동기화를 유지/개선시키는데 사용될 수 있다. 일부 실시예에서, 전달된 제어 채널 정보는 BSSID, SSID, 변조율, 이득 제어 정보, MU-MIMO 통신 링크에 관련된 채널 추정 정보 또는 복수의 안테나 기지국과 연계된 암호화 정보 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[0099] LTE 무선 통신 표준 규정은 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템이 보다 긴 길이 시퀀스가 채용되어 이득 갭을 미세 조정하게 하는 점을 제외하고, 본원에서 사용된 MU-MIMO 시스템에 적합할 수 있는 강제 임의 접근 솔루션을 제공한다. LTE에 의해 명시된 바와 같이, 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템을 임의 접근, 충돌 검출 및 회피뿐만 아니라 타이밍 어드밴스를 위해 채용할 수도 있다.

[0100] **페이징**

[0101] 서술된 실시예는 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템의 복수의 안테나 기지국이 복수의 안테나 기지국의 전체 커버리지 구역에 대해 사용자에게 신뢰성 있고 빠르게 페이징하는 것을 가능케 한다. 이를 달성하기 위해, 상술된 빔 스위핑 및 코딩 이득이 적용될 수 있다. 하지만, 동기화 및 연계와는 달리, 페이징은 지연 허용적 동작이 아니다. 그로 인해, 복수의 안테나 기지국은 사용자의 알려진 위치를 활용하여 빔 스위핑으로부터의 지연을 실질적으로 감소시킬 수 있다.

[0102] 도 8은 본 개시의 실시예에 따라 사용자(804A, 804B, 804C)의 페이징을 수행하는 복수의 안테나 기지국(802)의 예시(800)를 도시한다. 연계 시, 기지국(802)은 각 유저에게 고유한 페이징 시퀀스를 할당할 수 있다. 이러한 페이징 시퀀스는 도 6a에 도시된 바와 같이, 비콘과 거의 동일하게, 그리고 비콘과 동시에 구성되고 송신될 수 있다. 또한, 도 8에 도시된 바와 같이, 복수의 안테나 기지국(802)은 페이징 시퀀스(808)를 복수의 안테나 기지국(802)과 이미 동기화되고 연계된 사용자(804A, 804B, 804C)에게 송신함과 동시에, (예를 들어, 빔 스위핑을 사용하여) 동기화를 위해 비콘(806)을 송신할 수 있다.

[0103] 일부 실시예에 대해, 페이징 시퀀스(예를 들어, 페이징 시퀀스(808))는 직교성을 보장하기 위해 비콘(예를 들어, 비콘(806))과 동일한 코드북으로부터 선택될 수 있다. 게다가, 페이징 시퀀스는 시간 주파수 동기화를 용이하게 하기 위해 두 번 반복될 수 있다. 사용자에게 페이징하기 위해, 기지국(예를 들어, 도 6a에 도시된 기지국(602), 도 8에 도시된 기지국(802))은 도 6a 및 도 8에 도시된 바와 같이, 비콘(예를 들어, 도 6a에 도시된 비콘(606), 도 8에 도시된 비콘(806)), 사용자와 연계된 고유한 페이징 시퀀스(예를 들어, 도 6a에 도시된 페이징 시퀀스(608), 도 8에 도시된 페이징 시퀀스(808))를 각 프레임의 시작점이지만 별도의 빔으로 빔 스위핑한다. 비콘과 페이징 시퀀스 사이의 이러한 추가적인 공간 분리는 시퀀스 간 간섭을 감소시키기 때문에, 어느 한 쪽의 검출을 향상시킬 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 페이징 시퀀스(예를 들어, 도 6a에 도시된 페이징 시퀀스(608), 도 8에 도시된 페이징 시퀀스(808))를 검출하기 위해, 사용자(예를 들어, 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d에 도시된 사용자(604A, 604B, 604C), 도 8에 도시된 사용자(804A, 804B, 804C))는 상술한 비콘(예를 들어, 도 6a에 도시된 비콘(606), 도 8에 도시된 비콘(806))에 대해 사용되는 동일한 동기화 상관을 수행할 수 있다. 페이징 시퀀스의 성공적인 검출은 사용자에게 동기화를 유사하게 제공할 수 있다. 하지만, 페이징 시퀀스를 검출하는 경우, 사용자는 이전의 전용(예를 들어, 연계 시) 임의 접근 파일럿 슬롯으로 업링크 슬롯을 즉시 전송할 수 있다. 업링크 파일럿의 송신은 기지국(예를 들어, 도 8에서 복수의 안테나 기지국(802))이 CSI를 추정하고 페이징된 사용자(예를 들어, 도 8에서 사용자(804A))와 MIMO 통신을 개시하도록 허용할 수 있다.

[0104] 일부 실시예에서, 각 페이징 시퀀스는 복수의 안테나 기지국(802)이 사용자로부터 페이징 시퀀스가 성공적으로 수신되었음에 대한 확인 응답을 수신할 때까지, 대응하는 사용자에게 송신된다. 비콘(806) 및 페이징 시퀀스(808)는 비콘(806) 및 페이징 시퀀스(808)에 대응하는 사용자에서 검출될 수 있고, 그의 빔 방향은 의사 직교(pseudo-orthogonal)일 수 있다. 일 실시예에서, 비콘(806) 및 페이징 시퀀스(808)의 반복은 겹쳐진 페이징 및 비콘 시퀀스 동안 CFO 회복에서 사용자를 보조하도록 구현될 수 있다. 다른 실시예에서, 비콘(806) 및 페이징 시퀀스(808)는 별도의 시간 프레임(들)에서 송신될 수 있다. 이 경우, 비콘 시퀀스(806) 및 페이징 시퀀스(808)

내의 위상 드래프트가 간섭 없이 검출될 수 있기 때문에, 비콘(806) 및 페이징 시퀀스(808)를 반복하여 사용자에서 CFO를 회복하는 것이 필요하지 않다.

[0105] 연계 및 동기화가 시간에 민감하지 않은 반면, 페이징에 대해서는 빔 스위칭으로부터의 지연이 인정되지 않을 수 있다. 그러므로, 일부 실시예에서 복수의 안테나 기지국(802)은 빔 스위칭을 가이드하기 위해 사용자의 이전 위치(예를 들어, 사용자(804A)의 마지막으로 알려진 위치)의 인식을 활용할 수 있고, 이는 페이징 동작의 속도를 상당히 증가시킬 수 있다. 사용자의 마지막으로 알려진 위치를 활용하는 것이, 사용자가 페이징될 때까지 스위치가 계속되기에, 예측된 페이징 지연만을 개선시킬 수 있음이 주목되어야 한다. 일부 실시예에서, 사용자의 위치 정보는 사용자의 물리적 위치, 사용자와 연계된 CSI, 사용자에서 수신된 하나 이상의 비콘의 강도에 대한 정보(예를 들어, 사용자에서 수신된 비콘 스위치의 가장 강한 빔에 대한 정보), 사용자에서 수신된 가장 강한 빔의 도달 각도 또는 복수의 안테나 기지국(802)으로부터의 송신 빔을 특정 사용자에게 나아가게 하는 것을 용이하게 할 수 있는 임의의 다른 정보 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[0106] 추가적으로 또는 대안적으로, 사용자(804A, 804B, 804C)는 임의 접근 요청(예를 들어, 폴링(polling))을 복수의 안테나 기지국(802)으로 주기적으로 전송할 수 있다. 이러한 접근법은 연계를 유지, 손실된 페이지 요청에 대한 검사 및 복수의 안테나 기지국(802)에서 사용자의 마지막으로 알려진 위치를 업데이트하는 다중 목적을 보조하여, 효율적인 페이징과 기지국간 핸드오버를 보조할 수 있다.

[0107] 개시된 실시예는 주어진 배치에 대한 이력 사용자 정보를 사용하여 비콘 스위치 및 페이징 검색을 최적화하는 방법을 더 포함한다. 예를 들어, 시간에 걸쳐, 기지국은 사용자가 공간 내의 특정 배치에 있지 않음(예를 들어, 미정인 상태임)을 학습할 수 있고, 기지국은 빔을 공간 내의 이들 특정 위치로 스위칭하지 않거나, 빔을 적은 빈도로 스위칭할 수 있다. 마찬가지로, 기지국은 사용자가 통상적인 움직임 패턴을 가짐을 학습할 수 있다. 따라서, 사용자가 기지국으로부터 전송된 페이징 시퀀스에 응답하지 않는 경우, 기지국은 페이징 시퀀스를 가능한 모든 방향 대신 예상된 사용자 위치 쪽으로 페이징 시퀀스를 전송하기 위해 빔 스위칭을 수행할 수 있다. 예상된 사용자 위치는 사용자의 마지막으로 알려진 물리적 위치, 사용자에 연계된 CSI, 사용자에서 수신된 비콘의 강도에 대한 정보, 사용자에서 수신된 비콘 스위치의 가장 강한 빔에 대한 정보, 사용자에서 수신된 가장 강한 비콘의 도달 각도 등 중 적어도 하나를 기초로 할 수 있다.

[0108] 개시된 실시예는 복수의 안테나 기지국의 비-CSI 동작 모드 동안 복수의 안테나 사용자의 동기화 및 연계를 위한 방법을 더 포함한다. 일부 실시예에서, 각 복수의 안테나 사용자는 다중 빔형성 스트림 상에서 동기화 시퀀스의 샘플을 수신할 수 있다. 그리고 나서, 다중 빔형성 스트림 상에서 동기화 시퀀스의 샘플에 대한 다중 상관(예를 들어, 스트리밍 상호 상관 또는 자기 상관)이 수행되어, 동기화 시퀀스로 인코딩되는 복수의 안테나 기지국의 식별을 통해 비콘을 디코딩한다. 일부 다른 실시예에서, 동기화 시퀀스는 낮은 임계치에서의 자기 상관 또는 상호 상관을 기초로 복수의 안테나 사용자의 임의의 안테나 상에서 검출될 수 있다. 그 후, 빔형성 가중치는 검출된 동기화 시퀀스를 기초로 계산될 수 있다. 그리고 나서, 동기화 시퀀스의 샘플의 서브셋은 동기화 시퀀스로 인코딩 되는 복수의 안테나 기지국의 식별과 함께 비콘을 디코딩하기 위해, 계산된 빔형성 가중치를 사용하는 다중 사용자 안테나 상에서 스트리밍 상호 상관 또는 자기 상관을 기초로 처리될 수 있다. 복수의 안테나 일부 실시예에서, 빔형성 가중치는 미리 결정될 수 있고, 하다마르 기반 빔형성 가중치 또는 DFT 기반 빔형성 가중치 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[0109] **오버헤드 분석**

[0110] 본 개시에 제시된 제어 채널 설계는 작지만 무시할 수 없는 오버헤드를 가질 수 있다. 일부 실시예에 대해, 이러한 오버헤드는 네 개의 메트릭 (i) 전체 채널 오버헤드, (ii) 연계 지연, (iii) 임의 접근 지연, 및 (iv) 페이징 지연에 의해 측정될 수 있다. 도 9는 이들 오버헤드 및 지연을 결정하는 수학적(900)을 제공한다. 도 9에 주어진 표(910)는 예시적인 시스템 구성을 위한 예시 값을 제공한다. 이러한 분석을 위해, 프레임이 각 프레임의 시작에서 비콘을 통해 연속적으로 송신됨이 가정될 수 있다. 예측된 지연은 페이징 방식에 의존한다. 하지만, 예측된 페이징 지연은 전체 빔 스위칭을 수행하는데 얼마나 오래 걸리는지와 같이 연계 지연에 의해 상한된다.

[0111] 일부 실시예에 대해, 활성 사용자는 동기화가 CSI 다운로드 제어 단계에서 유지될 수 있기 때문에, 동기화를 유지하는데 유효한 비콘을 수신할 필요가 없다. 비활성화이지만 연계된 사용자가 비콘 및 페이징 신호를 리스함으로써 동기화를 유지할 수도 있다. 시간 주파수 동기화가 유효한 기간은 오실레이터의 정확도, 프레임 설계(예를 들어, 주기적 프리픽스)뿐만 아니라, 기온의 변동에 의존할 수 있다. 오실레이터의 통상적인 정확도가 주어지면, 동기화는 수백 ms 동안 유효할 수 있으나, 이는 시스템 별 기준에 의해 결정될 수 있다. 가령, 비콘



은 연계를 위해서만 필요할 수 있어서, 스윙 간격은 그에 따라 조정될 수 있다. 하나 이상의 실시예에서, 도 9에 도시된 오버헤드는 시스템 파라미터를 변경함으로써 조정될 수 있다. 도 9에서 표(910)에 대해, 본 개시에 제시된 제어 채널 설계는 셀 엣지에서 연계 지연을 약간 증가시키는 대신, 수천 개의 안테나를 2% 미만의 오버헤드로 지원할 수 있다.

**[0112] 구현**

**[0113]** 일부 예시적인 실시예에 따라, 본원에 제시된 제어 채널 설계는 복수의 안테나가 지원될 수 있더라도, 108개의 안테나의 어레이를 포함하는 복수의 안테나 MU-MIMO 기지국의 프로토타입으로 구현될 수 있다. 예시적인 실시예는 빔 스윙을 위한 하다마르 빔 가중치를 채용한다. 하다마르 빔 가중치는 최소 개수의 가중치를 사용하여, 전체 다이버시티 이득을 가능케 하고 완전한 공간적 커버리지에 최소량의 오버헤드를 제공할 수 있는, 완전하고 완벽한 직교 기준을 제공한다. 게다가, 하다마르 빔 가중치는 1의 바람직한 피크 대 평균 전력비(PARF)의 특징을 이룰 수 있고, 이는 기지국 안테나가 그들의 전체 잠재적인 송신 전력을 사용하게 할 수 있다. 추가적으로, 하다마르 빔 가중치를 계산하는 것은 안테나 구경 또는 환경의 임의의 지식을 필요로 하지 않아서, 교정 또는 환경적 고려 없이 빠른 배치를 가능케 한다.

**[0114]** 예시적인 실시예는 다운로드 코딩을 위한 카사미 시퀀스를 활용한다. 카사미 시퀀스는 원하는 검출 성능을 제공할 수 있고, 그들 자신과 다른 직교 시퀀스 양자와 낮은 경계의 스트리밍 상관을 가질 수 있다. 이는 카사미 시퀀스가 시간 동기화 없이 신뢰성 있게 검출되게 한다. 게다가, 카사미 시퀀스는 많은 수의 직교 시퀀스 예를 들어, 길이가 256인 4096개의 카사미 시퀀스를 제공할 수 있고, 이는 함께 위치한 사용자와 기지국이 유일하게 식별될 수 있게 한다.

**[0115]** 예시적인 실시예는 업링크 추정 코딩을 위해 자도프 추(Zadoff-Chu) 시퀀스를 사용한다. 자도프 추 시퀀스가 일정한 진폭을 가져서, 바람직한 수준의 PAPR을 갖는다. 게다가, 자도프 추 시퀀스는 적은 계산적 오버헤드로 타이밍 어드밴스를 추정하기 위해 각 사용자의 경로 지연과 함께, 다중 사용자의 임의 접근 요청을 동시에 검출하도록 사용될 수 있다. 가변 길이인 자도프 추 시퀀스는 이득 요건에 매칭하기 위해, 그리고 CSI 추정을 위해 여가서 채용될 수 있다.

**[0116]** 예시적인 실시예는 올바른 시퀀스가 검출될 때 매우 강한 단일 샘플 피크를 생성하는, 비콘, 페이징 및 동기화를 위한 실시간 스트리밍 시간 영역 상관기를 지원한다. 가령, 성능 범위 및 정확도는 검출 임계치에 매우 의존적이다. 비콘 또는 페이징 코드에 대한 이득 제어가 본 개시에서 수행되지 않기 때문에, 검출 임계치는 입력 전력을 기초로 동적으로 설정된다. 게다가, 검출 임계치는 긍정 오류를 회피하기 위해 전력 서지(power surges) 동안 증가할 수 있다. 게다가, 동적 검출 임계치는 일정하게 크기 조정될 수 있고, 이는 컴퓨터 프로그램 가능 소프트웨어 코드에 의해 제어될 수 있다. 동적 검출 임계치는 특히 긍정 오류를 회피하기 위한 메커니즘을 통해 범위를 증가시키도록 더 최적화될 수 있다.

**[0117] 성능 결과**

**[0118]** 본원에 제시된 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템을 위한 제어 채널 설계의 성능은 CSI 모드와 비-CSI 모드 사이의 이득 갭을 메우기 위한 다양한 환경에서 동기화, 비콘, 및 페이징에 대해 평가된다. 본원에 제시된 결과는 제시된 제어 채널 설계가 비-CSI 모드의 범위를 전통적인 제어 채널에 비해 40dB를 초과하여 확대할 수 있음을 증명한다. 또한, 사용자의 이전의 위치의 지식을 활용함으로써, 페이징 지연이 400%까지 개선될 수 있고, 10kHz를 초과하는 CFO가 신뢰성 있게 교정될 수 있다.

**[0119]** 본원에 제시된 제어 채널 설계의 성능은 실내 환경 및 전자파 무반사실(anechoic chamber)에서 기지국으로부터 가변 거리에 있는 100개의 이산적인 사용자 위치에서 시험되었다. 하드웨어 이용도에 기인하여, 그리고 상이한 안테나의 성능을 시험하기 위해, 제시된 제어 채널 설계는 세 개의 별도의 안테나 구성: (i) 전자파 무반사실에서 80개의 방향성 6 dBi 패치 안테나를 통해, (ii) 실내 및 실외에서 104개의 전방향성 3dBi 모노폴 안테나를 통해, 및 (iii) 실내에서 108개의 전방향성 3dBi 모노폴 안테나를 통해 사용되었다. 모든 안테나 구성에서, 사용자는 3dBi 전방향성 안테나(예를 들어, 사용자 당 하나의 안테나)를 활용하였다.

**[0120]** 각 위치에서, 본원에 제시된 제어 채널 설계는 2.4GHz에서 20MHz 대역폭에 걸쳐 시험되고, 비콘, 페이징 신호 및 업링크 파일럿의 정확한 검출에 대한 성능이 분석되며, 이는 비-CSI 모드에서 제어 채널 설계의 성능을 증명한다. 제어로서, 빔형성되지 않은 비콘 및 페이징 신호가 각 기지국 안테나로부터 추가적으로 전송된다. 즉, 전통적인 단일 안테나 시스템과 위에서 논의된 단순한 고전력 솔루션을 통한 성능을 비교하기 위해, 64 길이의 코드를 사용하는 저전력 및 고전력 모드에서 식별 매트릭스를 적용함으로써 "빔 스윙"이 수행된다. 구현된 제어

채널 설계가 실시간으로 구동할 수 있지만, 구현은 성공적인 검출, 긍정 오류 및 수신된 신호 강도 지시자(RSSI)와 같은 노드로부터의 성능 통계를 수집하기 위해 매 빔 이후 잠시 멈춘다. 이러한 측정 지연으로 인해, 시험은 상대적으로 정적인 채널에서 이동 없이 행해진다. 획득된 결과는 제시된 제어 채널 설계 대 전통적인 방법의 비콘, 페이징 및 CSI 수집의 성능을 분석하는데 사용된다. 추가적으로, 제어된 시험은 CFO 추정기의 성능을 시험하기 위해 설정된다.

[0121] 도 10 및 도 11은 기지국의 비콘 즉, 기지국 ID로 인코딩되고, 다양한 구성 파라미터를 갖는 동기화 시퀀스를 성공적으로 수신할 확률을 도시한다. 도 10 내지 도 11에서, 고전력(예를 들어, 도 10에서 바(1002), 도 11에서 플롯(1102)) 및 저전력(예를 들어, 도 10에서 바(1004) 및 플롯(1104)) 양자의 단일 안테나 송신이 다이버시티 송신(예를 들어, 도 10에서 바(1006), 도 11에서 플롯(1106)) 및 64의 코드 길이(예를 들어, 도 10에서 바(1008), 도 11에서 플롯(1108)) 및 128의 코드 길이(예를 들어, 도 10에서 바(1010), 도 11에서 플롯(1110))를 갖는 제시된 제어 채널 설계와 비교될 수 있다. 단일 안테나 다이버시티 모드의 경우, 기지국은 안테나가 송신하는 것을 회전시켜, 어레이의 전체 다이버시티를 활용한다.

[0122] 도 10 및 도 11은 주어진 위치에 대해 모든 기지국 안테나에 대한 평균 업링크 CSI 신호 강도를 기초로 결과를 분류하며, 이는 커버 구역에 대한 거리 및 공정한 메트릭(fair metric)의 근사값이다. 다운링크 RSSI가 빔마다 변하기 때문에, 다운링크 RSSI가 양호하지 않은 메트릭임이 주목되어야 한다. 게다가, 산란체(scatterer)가 신호 강도를 상당히 변하게 할 수 있으므로, 거리도 양호한 메트릭은 아니다. 명백하게, 업링크 송신 전력을 변경하는 것은 도 11에 도시된 동일한 플롯을 왼쪽 또는 오른쪽으로 간단히 이동시킬 것이고, 이는 코드 길이와 업링크 및 다운링크 송신 전력 양자가 실제 시스템에서 어떻게 뒤틀려야 하는지를 나타낸다.

[0123] 104개의 안테나 위치 및 108개의 안테나 위치를 포함하는 모든 위치에 대한 결과는 36개의 전자파 무반사실 위치(왼쪽 바) 및 64개의 실내 위치(오른쪽 바)에 대한 별도의 바를 통해 도 10에 도시된다. 도 10에서, 실내 위치에서 제시된 시스템(예를 들어, 왼쪽 바(1010, 1008))이 전통적인 제어 채널(예를 들어, 다이버시티 방식에 대한 왼쪽 바(1006)) 및 단일 고전력 안테나 시스템(예를 들어, 왼쪽 바(1002)) 보다 상당히 많은 위치를 신뢰성 있게 보조할 수 있음이 관찰될 수 있다. 사용자가 기지국에 대해 -70 dBm을 초과하는 평균 RSSI를 가질 때에도, 사용자는 고전력 단일 안테나 방식(예를 들어, 왼쪽 바(1004)를 참조)으로 전송된 비콘의 거의 25%를 손실한다. 이는 다중 경로에 기인한 것이고, 일부 위치에서 심지어 상당히 인접한 두 개의 경로가 이롭지 않게 간섭하여 널을 생성할 수 있고, 이는 추가적인 신호 강도를 통해 쉽게 극복되지 않는다. 다이버시티 방식(예를 들어, 바(1006)를 참조)이 단일 안테나(예를 들어, 바(1002) 참조)에 비해 더 양호하게 수행하더라도, 다이버시티 방식은 사용자가 -70 dBm보다 낮은 업링크 RSSI를 갖는 다수의 비콘을 여전히 신뢰성 있게 수신할 수 없다. 이는 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템에서 전체 어레이의 전력 및 다이버시티 양자를 활용하는, 본 개시에 제시된 제어 채널 설계(예를 들어, 도 10에서 바(1008 및 1010)로 표시된 비콘 검출 성능 참조)의 필요성을 나타낸다.

[0124] 도 11은 전자파 무반사실로부터의 비콘 검출 성능 결과를 도시한다. 전자파 무반사실에는 다중 경로가 존재하지 않기 때문에, 각 기법의 검출률은 RSSI에 매우 근접하게 관련되므로, 이들 결과는 각 기법의 상대적인 성능을 정확하게 증명한다. 도 11로부터, 제시된 제어 채널 설계(예를 들어, 플롯(1108 및 1110))이 단일 안테나 방식(예를 들어, 플롯(1102)) 보다 40dB를 초과하여, 그리고 고전력 방식(예를 들어, 플롯(1104))에 비해 20dB 만큼 우수할 수 있음이 관찰될 수 있다.

[0125] 위치 정보를 활용하여 페이징을 가속화하기 위해 제시된 제어 채널 설계의 능력을 증명하기 위해, 페이징 스위치가 의도된 사용자의 마지막 위치를 기초로 페이징 스위치가 가이드되는 간단한 방식이 시험된다. 마지막 44개의 위치에서 108개의 안테나 기지국 구성에 대한 시험이 수행된다. 모바일 사용자는 임계 비율에 대한 상관 크기에 의해 결정되는 각 빔의 검출 가능성을 기초로 페이징된다.

[0126] 도 12에 도시된 바와 같이, 사용자 위치를 활용하지 않는 경우 사용자의 70%에만 성공적으로 페이징하는 것에 비해, 제시된 제어 채널 설계를 사용하는 기지국은 제2 프레임에 의해, 사용자의 94%에 성공적으로 페이징할 수 있음이 결정된다. 사용자가 기지국 근처에 있을 때, 사용자가 스위치에서 대부분의 빔을 수신함으로써, 사용자의 위치를 기초로 한 최적화는 낮은 RSSI 플롯(1202)에 의해 도시되는 것처럼 더 나은 이익을 제공하지 않는다. 하지만, 페이징 지연은 평균 4.8 프레임으로부터 1.2 프레임으로 감소되는 네 배의 개선이 있고, 최악의 경우에도 68 프레임에서 3 프레임으로의 개선이 있다(플롯(1202 및 1204) 대 플롯(1206)으로 도시된 제시된 제어 채널 설계).

[0127] 비콘 또는 페이징 시퀀스의 성공적인 검출이 본질적으로 시간 주파수 동기화를 제공하는 한편, 제시된 CFO 교정의 정확도를 더 정확하게 시험하기 위해, 더 제어된 실험이 본원에 설정된다. 기준 클럭이 기지국과 사용자 사

이에 공유되어 CFO를 효율적으로 제거하고, 사용자는 기지국으로부터 0.5m에 위치된다. 그리고 나서, 제어된 CFO는 -10 kHz 내지 10 kHz 범위의 복소 사인 곡선과 곱함으로써 비콘 시퀀스에서 유도된다. 성능 대 코딩 이득 및 SNR을 측정하기 위해, 길이가 64 및 128인 비콘이 전송되고, 송신 전력을 -12 dBm로부터 -42 dBm로 감소시키기 위해 기지국에서 감쇠기가 사용된다. 이들 감쇠는 사용자가 대략 -60 dBm (High), -75 dBm (Mid), 및 -90 dBm (Low) RSSI를 수신하게 하였다. CFO 추정치의 오차 크기의 누적 분포는 도 13에 나타난다. 명료함을 위해, 도 13에 제시된 결과는 단일 추정으로부터 유도되나, 다중 추정도 오차의 크기 정도를 감소시키기 위해 사용될 수 있다.

[0128] 도 13으로부터, 중간 및 높은 RSSI를 통해, 제시된 시스템이 CFO를 128-길이 비콘(예를 들어, 플롯(1302, 1304))을 사용하여 0.8 kHz 내로, 그리고 64-길이 비콘(예를 들어, 플롯(1308, 1310))을 이용하여 1.3kHz 내로 항상 교정할 수 있음이 관찰될 수 있다. 낮은 RSSI 체제에서, 64-길이 비콘(예를 들어, 플롯(1312))이 양호하지 않게 동작(perform)을 시작하여, 비콘 중 80%를 2kHz 오차 내로 교정할 수 있음이 관찰될 수 있다. 대조적으로, 낮은 RSSI(예를 들어, 플롯(1306))를 갖는 128-길이 비콘은 높은 RSSI 64-길이(예를 들어, 플롯(1308))와 유사하게 동작하며, 이는 비콘 길이를 확장하는 것이 CFO 추정 오차를 더 감소시킬 수 있음을 나타낸다. 야기된 CFO의 양이 정확도에 영향을 미치지 않음이 또한 주목되어야 한다.

[0129] 도 14는 도 1에 도시된 시스템(100), 도 2에 도시된 시스템(200), 도 5에 도시된 시스템(500), 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d에 도시된 시스템, 도 7에 도시된 시스템(700) 및/또는 도 8에 도시된 시스템(800) 내에서 채용될 수 있는, 무선 디바이스(1402)에서 활용될 수 있는 다양한 구성요소를 도시한다. 무선 디바이스(1402)는 본원에 서술된 다양한 방법을 구현할 수 있는 디바이스의 예시이다. 무선 디바이스(1402)는 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 1의 기지국(102), 도 2의 기지국(202), 도 5의 기지국(502), 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d의 기지국(602), 도 7의 기지국(702) 및/또는 도 8의 기지국(802)) 또는 사용자(접근) 단말기(예를 들어, 도 1의 사용자 단말기(104), 도 6a, 도 6b, 도 6c 및 도 6d의 사용자 단말기(604A, 604B, 604C 등) 및/또는 도 8의 사용자 단말기(804A, 804B, 804C)일 수 있다.

[0130] 무선 디바이스(1402)는 무선 디바이스(1402)의 동작을 제어하는 프로세서(1404)를 포함할 수 있다. 프로세서(1404)는 중앙 처리 장치(CPU)로도 언급될 수 있다. 읽기 전용 메모리(ROM) 및 임의 접근 메모리(RAM)를 포함할 수 있는 메모리(1406)는 명령 및 데이터를 프로세서(1404)에 제공한다. 메모리(1406) 중 일부는 비휘발성 임의 접근 메모리(NVRAM)도 포함할 수 있다. 프로세서(1404)는 메모리(1406) 내에 저장된 프로그램 명령을 기초로 논리적 및 산술 동작을 통상적으로 수행한다. 메모리(1406) 내의 명령은 본원에 서술된 방법을 구현하기 위해 실행 가능할 수 있다.

[0131] 무선 디바이스(1402)는 무선 디바이스(1402)와 다른 무선 노드(예를 들어, 원격 위치 내의 다른 무선 노드) 사이에서 데이터의 송수신을 허용하기 위한 송신기(1410) 및 수신기(1412)를 포함할 수 있는 하우징(1408)을 포함할 수도 있다. 송신기(1410) 및 수신기(1412)는 송수신기(1414)로 결합될 수 있다. 하나 이상의 안테나(1416)는 하우징(1408)에 부착될 수 있고, 송수신기(1414)에 전기적으로 연결될 수 있다. 무선 디바이스(1402)는 다중 송신기, 다중 수신기 및 다중 송수신기를 포함할 수도 있다(미도시).

[0132] 무선 디바이스(1402)는 송수신기(1414)에 의해 수신된 신호의 수준을 검출하고 정량화할 수 있는 신호 검출기(1418)를 포함할 수도 있다. 신호 검출기(1418)는 전체 에너지, 심볼 당 부반송파 별 에너지, 전력 스펙트럼 밀도 및/또는 다른 정량화 메트릭을 이용하여 그러한 신호의 검출을 정량화할 수 있다. 무선 디바이스(1402)는 신호를 프로세스 하는데 사용하는 디지털 신호 프로세서(DSP)도 포함할 수 있다.

[0133] 무선 디바이스(1402)의 다양한 구성 요소는 버스 시스템(1422)에 연결될 수 있고, 버스 시스템은 전력 버스, 제어 신호 버스 및 데이터 버스에 부가된 상태 신호 버스를 포함할 수 있다.

[0134] 도 15는 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 5에 도시된 기지국(502) 및/또는 도 8에 도시된 기지국(802))에서 수행될 수 있는 방법(1500)을 도시하는 흐름도이다.

[0135] 방법(1500)의 동작이 시작하여, 복수의 안테나 기지국의 인코더(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 프로세서(1404))가 비콘(예를 들어, 도 6a에 도시된 비콘(606))을 기본 동기화 시퀀스(예를 들어, 동기화 시퀀스  $s$ )로 인코딩할 수 있고, 비콘은 기지국의 식별자를 포함한다.

[0136] 복수의 안테나 기지국의 회로(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 프로세서(1404))는 인코딩된 기본 동기화 시퀀스(예를 들어, 시퀀스  $s$ )와 빔형성 가중치(예를 들어, 시퀀스  $(\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_n)$ 에서의 빔형성 가중치)의 세트를 기초로, 즉, 인코딩된 기본 동기화 시퀀스(예를 들어, 시퀀스  $s$ )를 빔형성 가중치를 갖는 시퀀

스( $\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2, \dots, \mathbf{b}_n$ )로 커버함으로써(예를 들어, 퍼뜨림으로써), 복수의 동기화 시퀀스를 생성한다(1504).

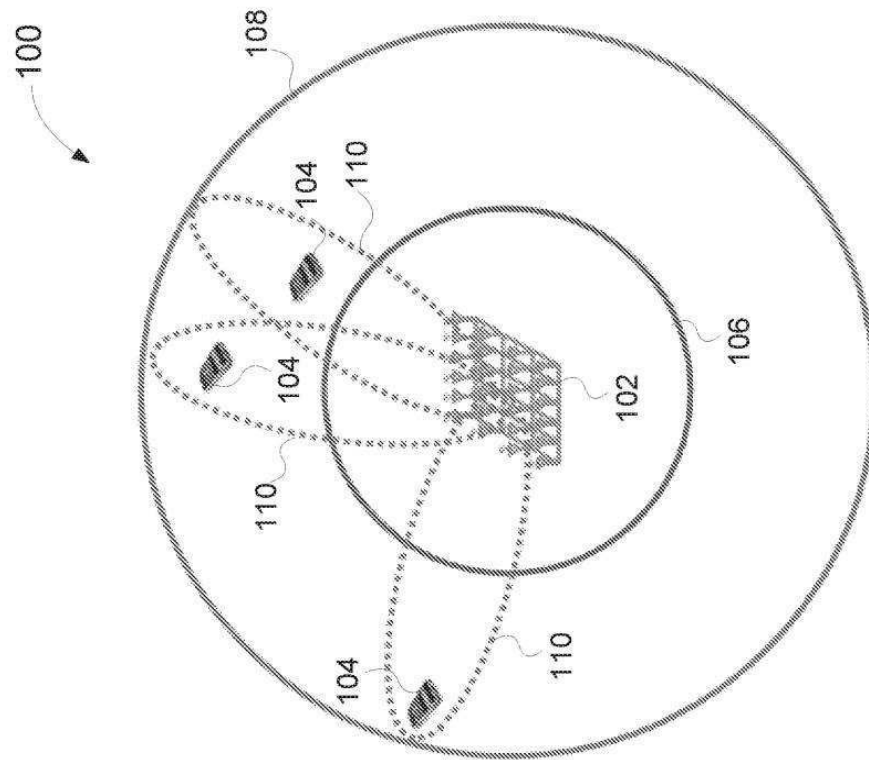
- [0137] 복수의 안테나 기지국의 송신기(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 송신기(1410))는 복수의 안테나를 사용하여 복수의 동기화 시퀀스를, 빔형성 가중치 세트와 연계된 복수의 빔 방향(예를 들어, 도 5에 도시된 빔 방향(506))으로 송신한다(1506). 일 실시예에서, 공간적 빔 방향은 서로 직교한다. 다른 실시예에서, 공간적 빔 방향은 직교하지 않고, 다수의 빔 방향은 원하는 커버 구역을 변경하기 위해 증가 또는 감소될 수 있다. 빔형성 가중치는 커버 구역을 선택된 구역만으로 제한하도록 선택될 수 있다. 일부 실시예에서, 비-CSI 모드에서의 코딩 이득을 달성하기 위해, 복수의 동기화 시퀀스는 송신 이전에, 골드 코드(Gold codes), 카사미 코드 또는 자도프 추 코드 중 적어도 하나를 기초로 인코딩될 수 있다.
- [0138] 도 16은 본 개시의 실시예에 따라, 복수의 안테나 기지국(예를 들어, 도 5에 도시된 기지국(502), 도 8에 도시된 기지국(802))과 통신하는 사용자 장비(도 6a에 도시된 UE(604A), 도 8에 도시된 UE(804A)와 같은 UE)에서 수행될 수 있는 방법(1600)을 도시하는 흐름도이다.
- [0139] 방법(1600)의 동작들이 UE의 수신기(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 수신기(1412))가 상이한 신호 강도를 갖는 복수의 동기화 시퀀스(예를 들어, 시퀀스  $R$ )를 수신함(1602)으로써 시작될 수 있다.
- [0140] UE의 제1 회로(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 프로세서(1404) 또는 DSP(1420))는 동기화 시퀀스의 타이밍을 검출하기 위해(즉, 시간 동기화를 결정하기 위해)복수의 동기화 시퀀스로부터 동기화 시퀀스의 1604개의 샘플과 식별 시퀀스의 세트(예를 들어, 미리 알려진 기지국 신원 확인 시퀀스 또는 비콘의 세트)를 상관시킨다(1604). 일부 실시예에서, 동기화 시퀀스 내에서 반복하는 시퀀스의 존재를 검출하고, 반복하는 시퀀스의 존재를 이용함으로써 스트리밍 상호 상관의 계산적 오버헤드를 감소시키기 위해, UE는 먼저 동기화 시퀀스의 수신된 샘플에 대해 자기 상관을 수행할 수 있다.
- [0141] UE의 제2 UE 회로(예를 들어, 도 14에 도시된 무선 디바이스(1402)의 프로세서(1404))는 동기화 시퀀스로부터, 동기화 시퀀스에 인코딩된 복수의 안테나 기지국의 식별자를 갖는 비콘(예를 들어, 도 6a에 도시된 비콘(606))을 디코딩한다(1606).
- [0142] 서술된 실시예는 복수의 안테나 MU-MIMO 무선 통신 시스템에서 효율적인 제어 채널을 설계하는 방법을 포함한다. 제어 채널 설계를 위해 제시된 방법은 시간에 걸친 세밀한 제어, 코딩 이득 및 공간적 리소스를 제공하여, 기지국 내 및 무선 통신 네트워크를 통한 최적화를 가능케 한다. 제시된 제어 채널 설계는 기지국이 사용자의 마지막으로 알려진 위치, 트래픽 패턴 및 환경 특성과 같은 기존의 정보를 활용하여, 타이밍, 코딩 이득 및 공간적 커버리지를 통합하여 최적화할 수 있게 한다. 게다가, 이들 동일한 특성은 희소 네트워크(sparse networks)에서 셀의 범위를 더 확장시키거나, 커버리지 구역을 제한하거나, 간섭을 주의 깊게 조정(carefully tune)하거나, 또는 더 많은 안테나를 동적으로 통합하여 주어진 기지국의 수용량을 증가시키도록 사용될 수 있다.
- [0143] 개시된 실시예는 복수의 안테나 MU-MIMO 시스템에서 무선 제어 채널의 설계, 구현 및 실험적인 변형을 제공한다. 복수의 안테나 기지국의 실제 설계 제약은 전체적으로 고려함으로써, 무시해도 될 정도의 오버헤드를 갖는 108개의 안테나 기지국 상에서 범위 또는 송신 효율을 40 dB를 초과하여 개선하는 유연한 설계가 달성될 수 있다. 제시된 제어 채널 설계는 공간, 시간, 코드 및 주파수 리소스의 유연한 최적화를 제공하여, 수 개의 안테나로부터 수천 개의 안테나로 크기 조정하게 할 수 있다. 제시된 제어 채널 설계가 가능한 많이 MU-MIMO를 활용함으로써 기본 제어 채널의 성능을 상당히 개선시킬 뿐만 아니라, 공간 정보를 활용하여 페이징 동작을 가능한 빠르고 효율적으로 하게 한다.
- [0144] 상술한 방법의 다양한 동작은 대응하는 기능을 수행할 수 있는 임의의 적합한 수단에 의해 수행될 수 있다. 수단은 회로, 주문형 반도체(application specific integrated circuit, ASIC) 또는 프로세서를 포함하나 이에 제한되지 않는 다양한 하드웨어 및/또는 소프트웨어 구성요소(들) 및/또는 모듈(들)을 포함할 수 있다.
- [0145] 본원에 사용된 항목의 리스트 중 "적어도 하나"를 언급하는 어구는 단일 요소들을 포함하는 항목들의 임의의 조합을 언급한다. 예를 들어, "a, b 또는 c 중 적어도 하나"는 a, b, c, a-b, a-c 및 a-b-c를 커버하는 것으로 의도된다.
- [0146] 상술한 방법의 다양한 동작은 다양한 하드웨어 및/또는 소프트웨어 구성 요소(들), 회로 및/또는 모듈(들)과 같이 동작을 수행할 수 있는 임의의 적합한 수단에 의해 수행될 수 있다. 일반적으로, 도면에 도시된 임의의 동작은 동작을 수행할 수 있는 대응하는 기능 수단에 의해 수행될 수 있다.



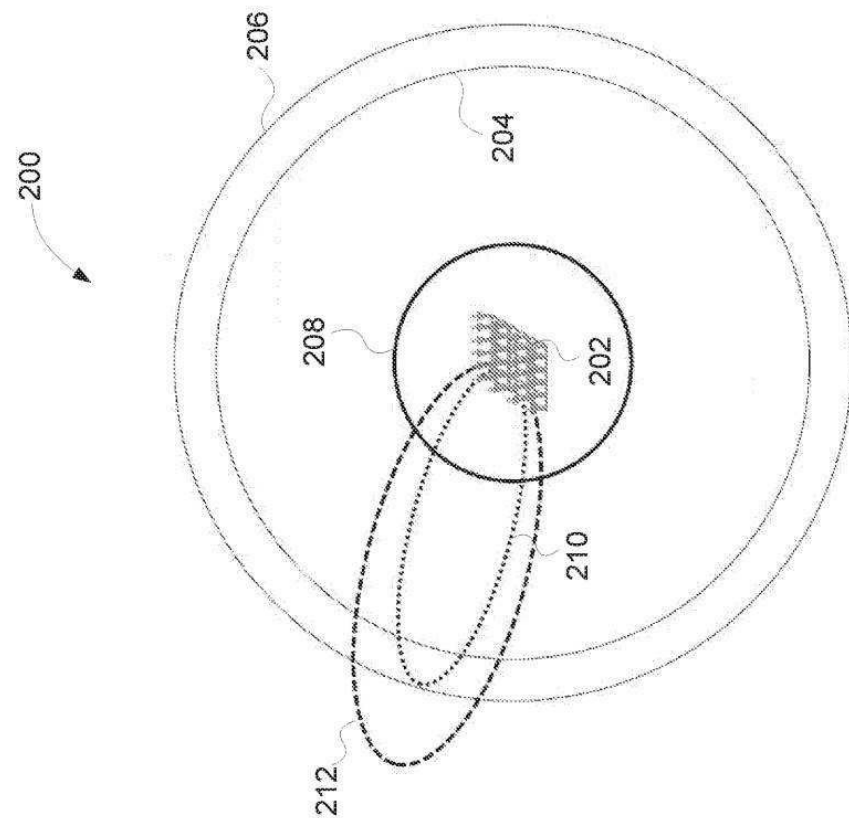
- [0147] 본 개시의 실시예의 기술한 서술은 예시의 목적으로 제시된 것이고, 포괄적이거나, 또는 본 개시를 개시된 정확한 형태로 한정하는 것으로 의도되지 않는다. 관련 기술 분야의 숙련자라면, 상기 개시를 고려하여 다수의 변경 및 변형이 가능함을 인식할 수 있다.
- [0148] 본 서술의 일부 부분은 본 개시의 실시예를 정보에 대한 동작의 알고리즘 및 기호적 표현에 대해 서술한다. 이들 알고리즘의 서술 및 표현은 데이터 처리 분야의 기술자에 의해, 그들의 작업 내용을 해당 기술분야의 다른 기술자에게 효율적으로 전달하기 위해 흔히 사용된다. 기능적, 계산적 또는 논리적으로 서술되더라도 이들 동작은 컴퓨터 프로그램 또는 동등한 전기 회로, 마이크로 코드 등에 의해 구현되는 점이 이해될 것이다. 또한, 편의를 위해 일반성의 손실 없이 동작 장치를 모듈로 언급하였다. 서술된 동작 및 그들의 연계된 모듈은 소프트웨어, 펌웨어, 하드웨어 또는 그들의 임의의 조합으로 구현될 수 있다.
- [0149] 본원에 서술된 단계, 동작 또는 프로세스 중 임의의 것은 하나 이상의 하드웨어 또는 소프트웨어 모듈을 통해 단독으로 또는 다른 디바이스와의 조합으로 수행 또는 구현될 수 있다. 일 실시예에서, 소프트웨어 모듈은 컴퓨터 프로그램 코드를 포함하는 컴퓨터 판독 가능 매체를 포함하는 컴퓨터 프로그램 제품으로 구현되고, 이는 서술된 단계, 동작 또는 프로세스 중 임의의 하나 또는 모두를 수행하는 컴퓨터 프로세서에 의해 실행될 수 있다.
- [0150] 개시된 실시예는 또한, 본원에서의 동작을 수행하는 장치에 관한 것일 수 있다. 이러한 장치는 요구된 목적을 위해 특별히 구성될 수 있고/있거나, 컴퓨터에 저장된 컴퓨터 프로그램에 의해 선택적으로 활성화되거나 재구성되는 범용 컴퓨팅 디바이스를 포함할 수 있다. 그러한 컴퓨터 프로그램은 컴퓨터 시스템 버스에 연결될 수 있는, 비-일시적인 유형의 컴퓨터 판독가능 저장 매체 또는 전자 명령을 저장하는데 적합한 임의의 타입의 매체에 저장될 수 있다. 게다가, 본 명세서에서 언급되는 임의의 컴퓨팅 시스템은 단일 프로세서를 포함하거나, 증가된 컴퓨팅 성능을 위해 다중 프로세서 설계를 사용하는 아키텍처일 수 있다.
- [0151] 개시된 실시예는 본원에 서술된 컴퓨팅 프로세스에 의해 생성되는 제품에 관한 것일 수도 있다. 그러한 제품은 컴퓨팅 프로세스로부터 초래하는 정보를 포함할 수 있고, 정보는 비-휘발성 유형의 컴퓨터 판독가능 저장 매체에 저장되며, 컴퓨터 프로그램 제품 또는 본원에 서술된 다른 데이터 조합의 임의의 실시예를 포함할 수 있다.
- [0152] 마지막으로, 본 명세서에 사용된 언어는 주로 가독성 및 교육의 목적으로 선택되었고, 본 발명의 주제를 기술하거나 제한하기 위해 선택된 것이 아닐 수 있다. 그러므로, 본 개시의 범주는 상세한 설명에 의한 것이 아닌, 본 명세서에 기초한 출원에 대해 제시하는 임의의 청구항에 의해 제한되는 것으로 의도된다. 따라서, 본 실시예의 개시는 본 개시의 범주를 제한하려는 것이 아닌 설명하기 위함이며, 다음의 청구항에서 제시된다.

도면

도면1



도면2

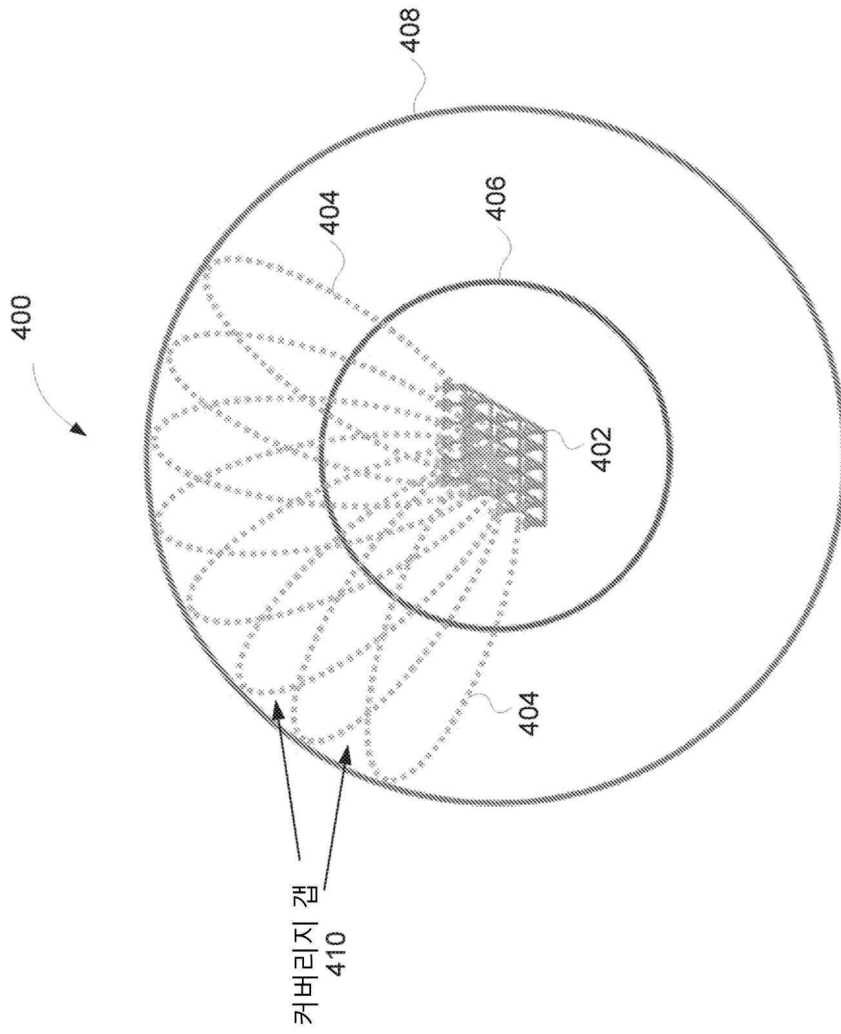


도면3

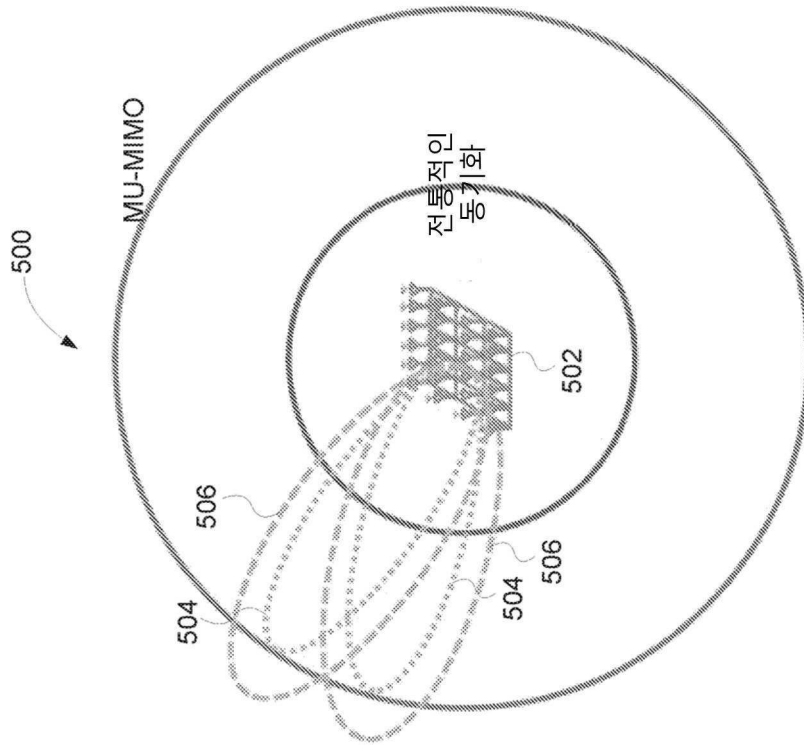
300

모드	CSI	비 CSI	갭
업링크	$M \times P_U$	$P_U$	$M$
다운링크	$M^2 \times P_{BS}/K$	$P_{BS}$	$M^2/K$
갭	$K \cdot P_U/M/P_{BS}$	$P_U/P_{BS}$	

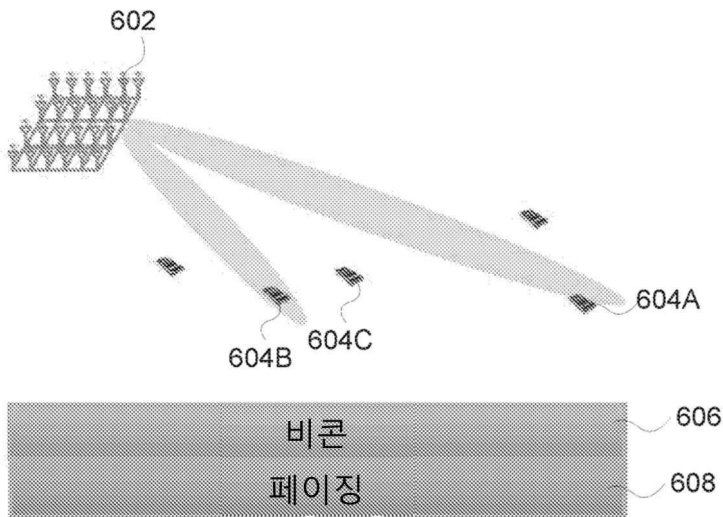
도면4



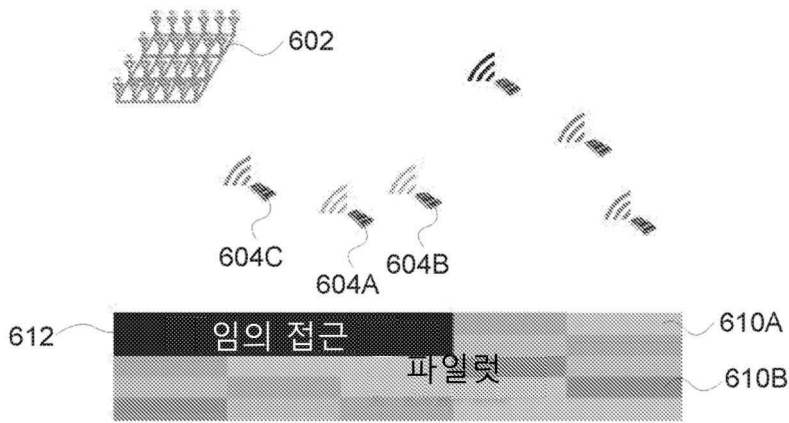
도면5



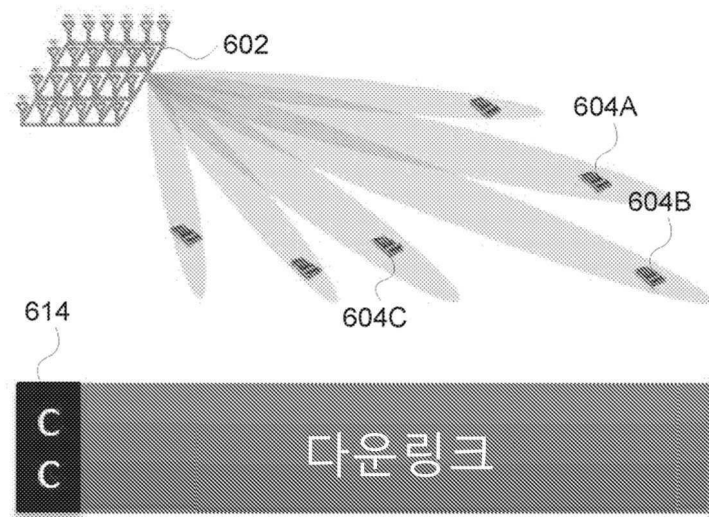
도면6a



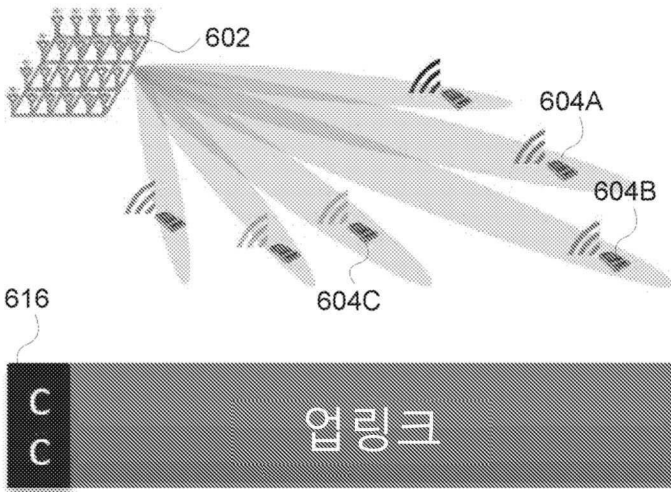
도면6b



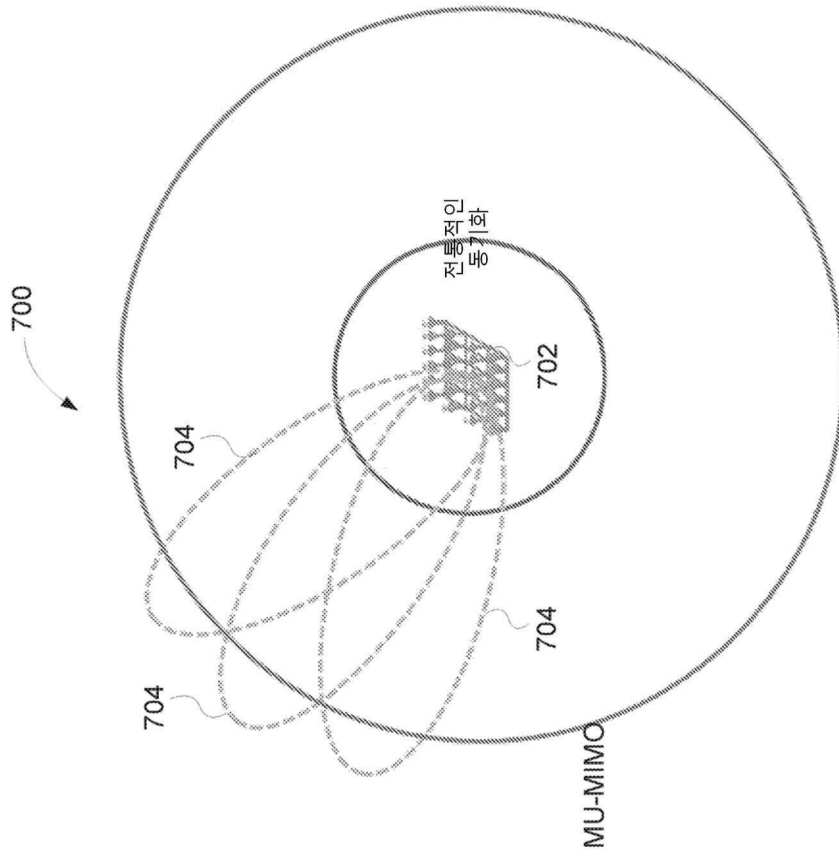
도면6c



도면6d

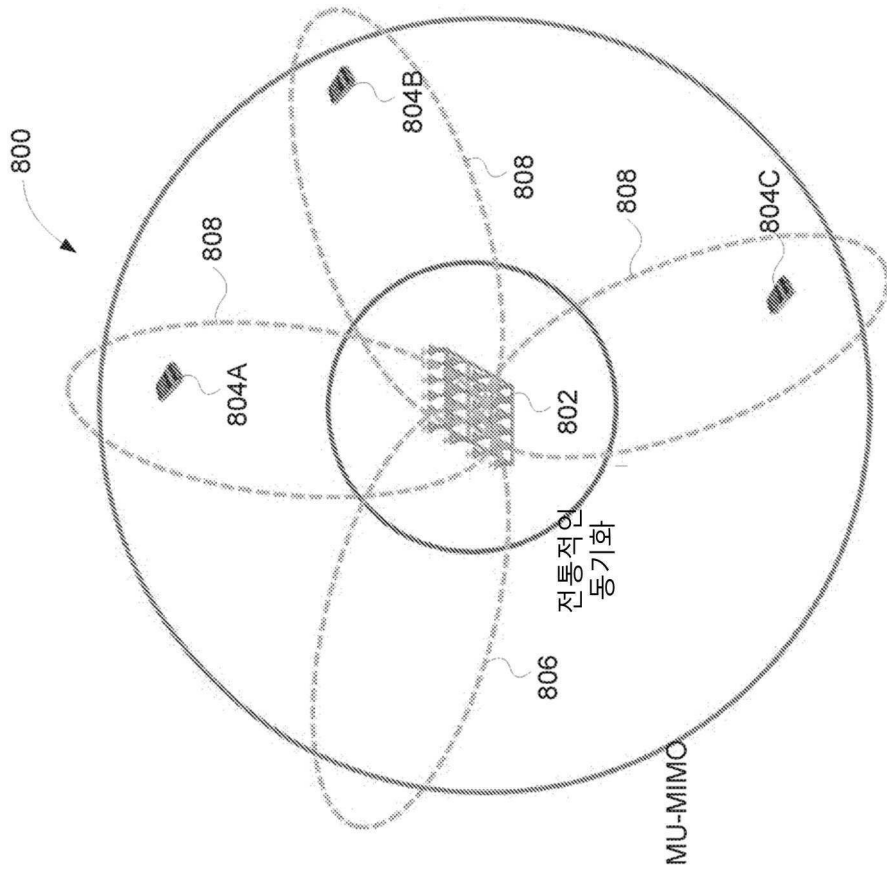


도면7





도면8





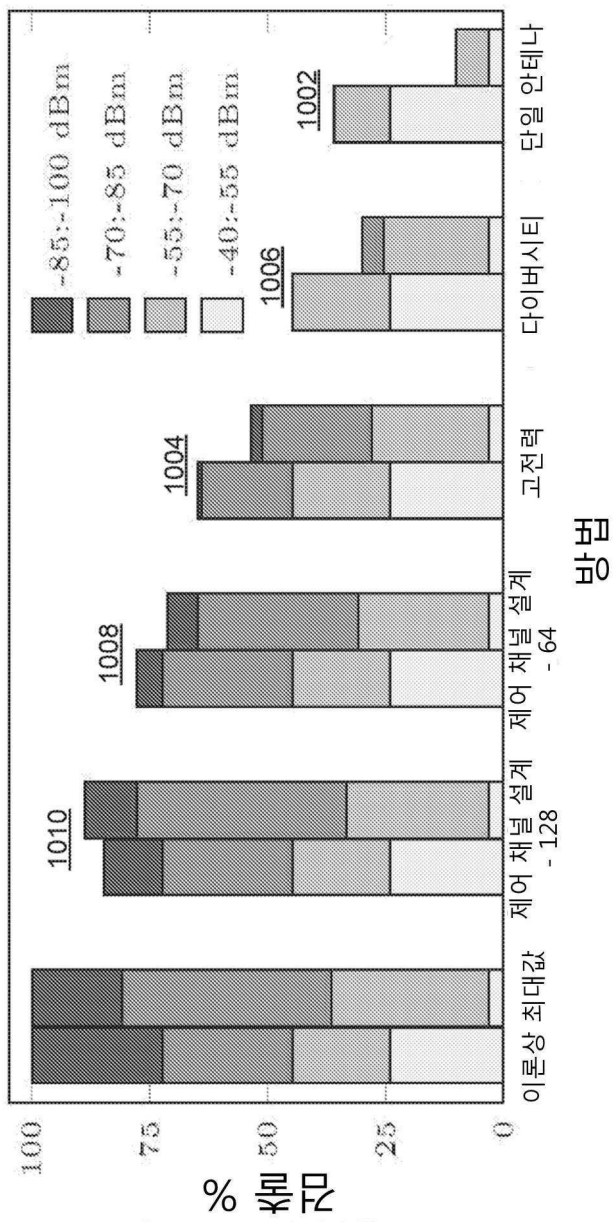
도면9

Var	설명	오버헤드	설명
L	시퀀스 길이	C D <sub>A</sub> D <sub>R</sub>	채널 활용 연계 지연 임의 접근 지연
B	대역폭		
F	프레임 기간		
N	빔의 #		

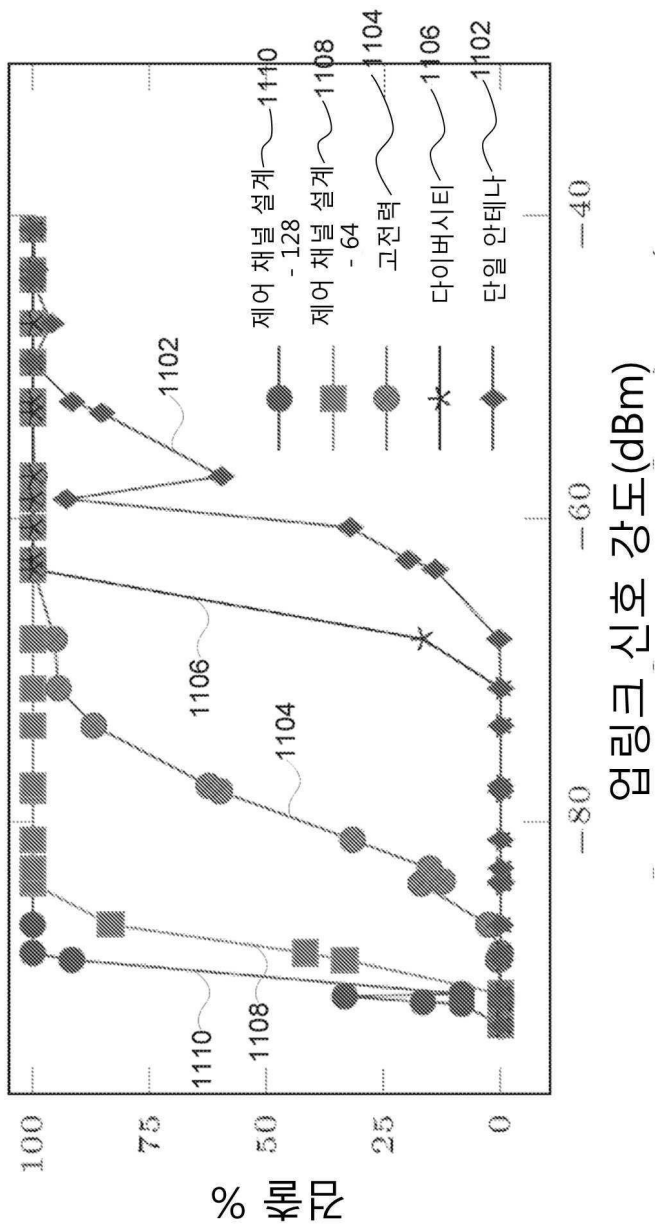
$$900 \rightarrow C = \frac{L/B}{F} \quad D_A = \frac{N \cdot F}{2} \quad D_R = \frac{F}{2} \quad 910$$

L	B	F	N	C	D <sub>A</sub>	D <sub>R</sub>
128	20MHz	15ms	100	0.043%	750ms	7.5ms
128	40MHz	1ms	100	0.32%	50ms	0.5ms
256	20MHz	10ms	100	0.128%	500ms	5ms
256	20MHz	5ms	500	0.256%	1250ms	2.5ms
512	40MHz	2ms	1000	0.64%	1000ms	1ms
1024	80MHz	1ms	4000	1.28%	2000ms	0.5ms

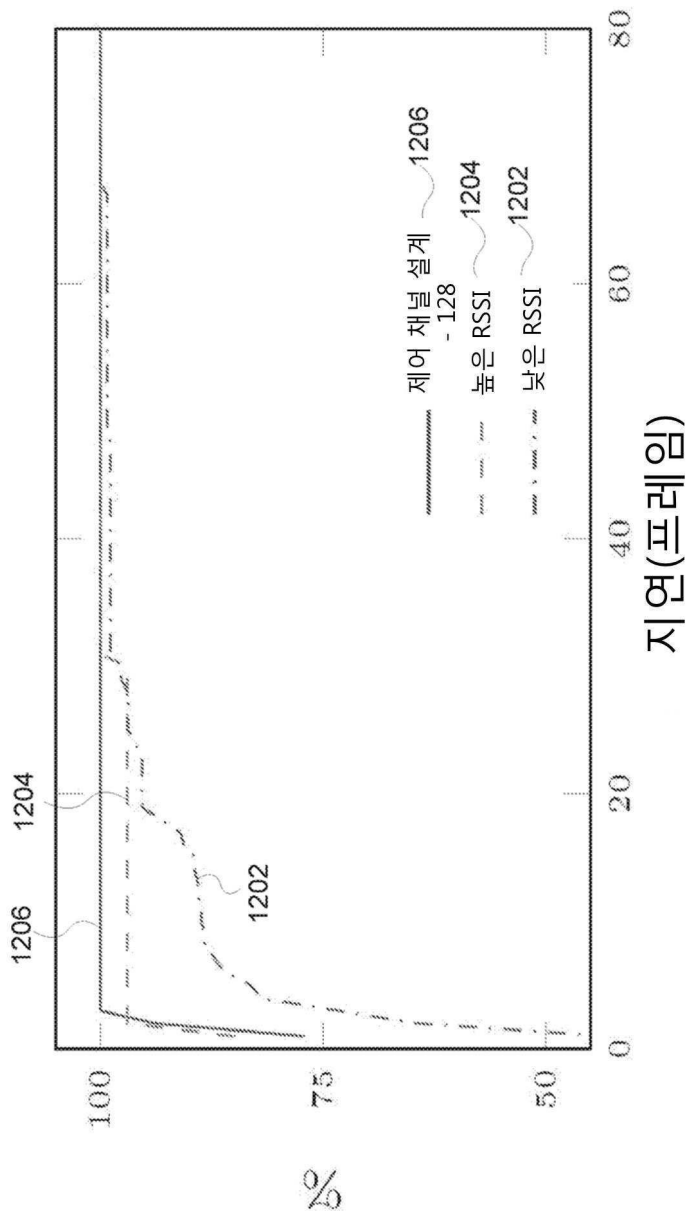
도면10



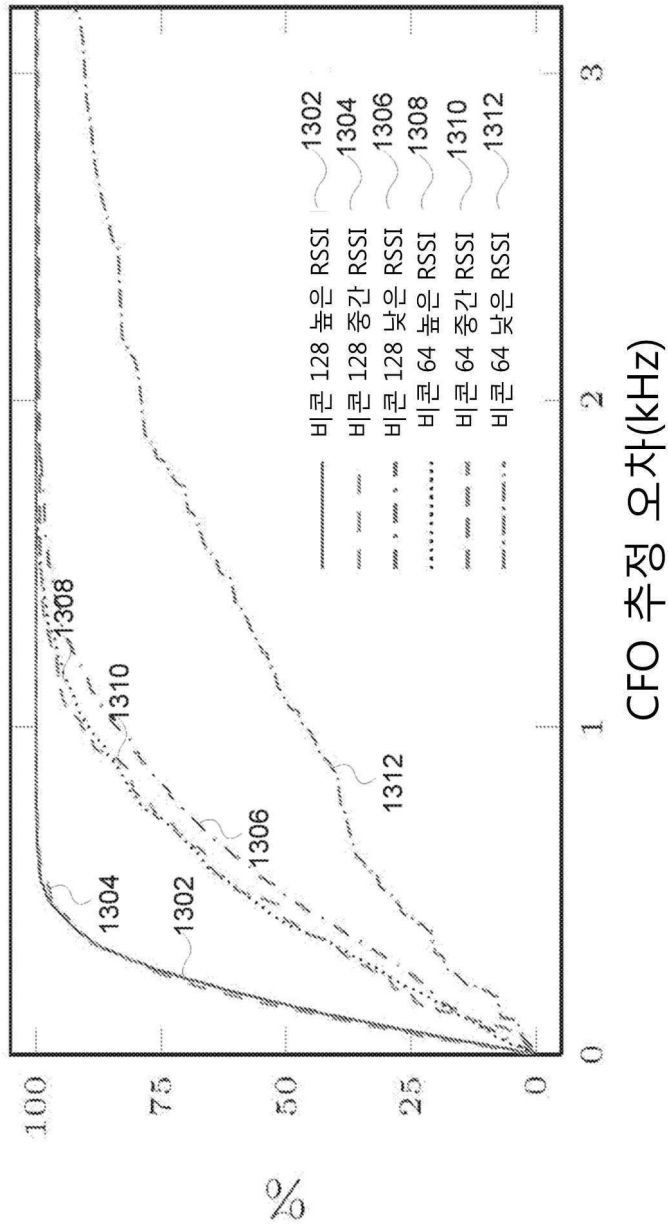
도면11



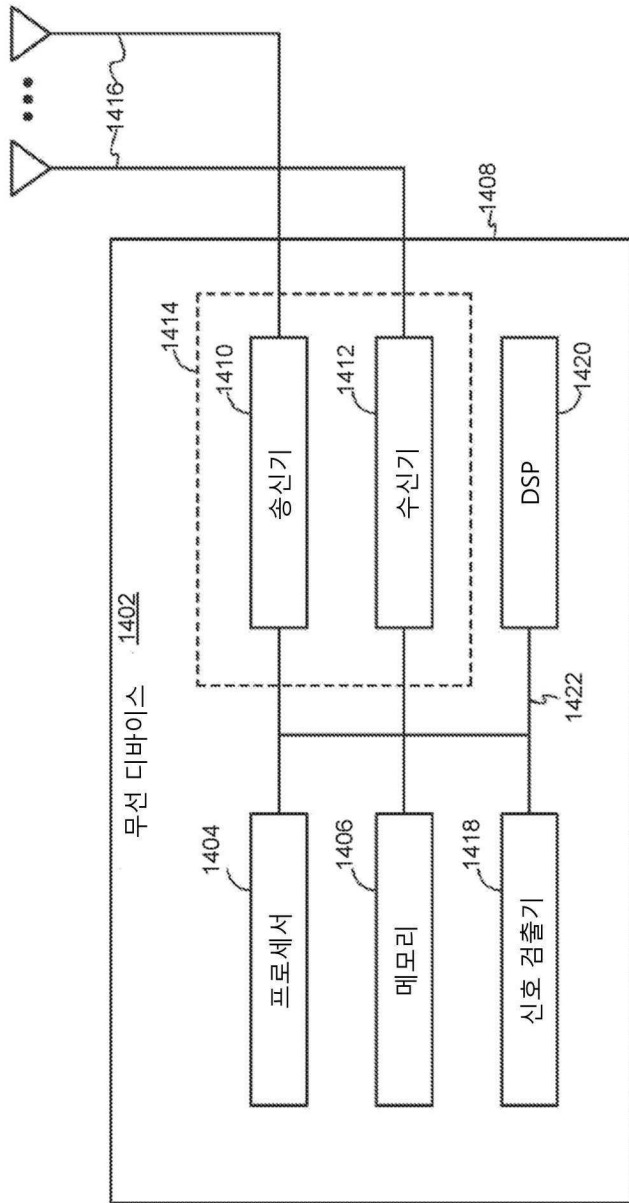
도면12



도면13

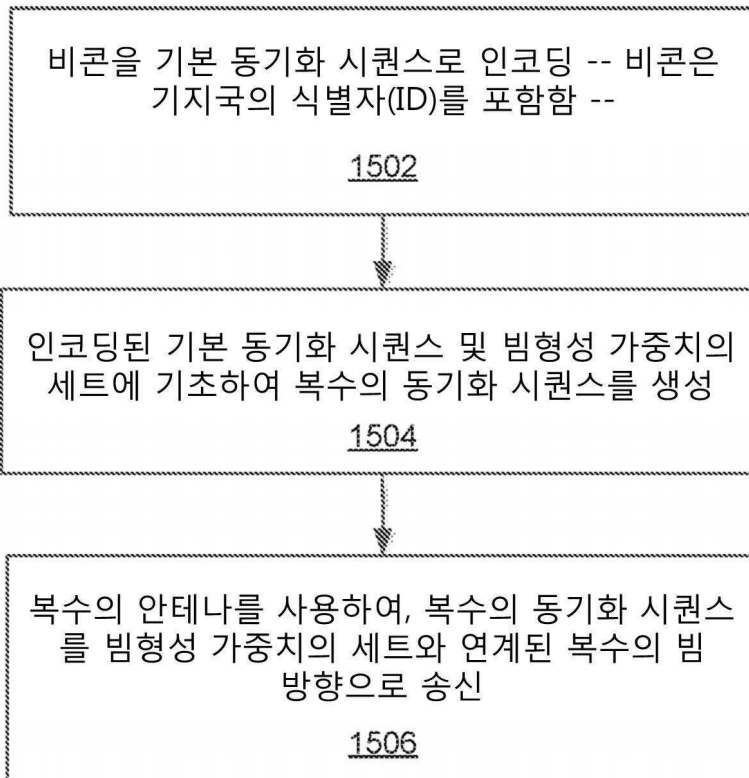


도면14



도면15

1500



도면16

1600

