



(19) 대한민국특허청(KR)  
 (12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년08월02일  
 (11) 등록번호 10-1875397  
 (24) 등록일자 2018년07월02일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
*H04B 7/01* (2006.01) *H04B 7/02* (2018.01)  
 (21) 출원번호 10-2014-7033764  
 (22) 출원일자(국제) 2013년05월03일  
 심사청구일자 2018년03월05일  
 (85) 번역문제출일자 2014년12월01일  
 (65) 공개번호 10-2015-0016299  
 (43) 공개일자 2015년02월11일  
 (86) 국제출원번호 PCT/US2013/039580  
 (87) 국제공개번호 WO 2013/166464  
 국제공개일자 2013년11월07일  
 (30) 우선권주장  
 13/464,648 2012년05월04일 미국(US)  
 (56) 선행기술조사문헌  
 KR1020140093928 A  
 KR1020170016016 A  
 KR1020130141568 A  
 KR1020150130544 A

- (73) 특허권자  
 리어텐 엘엘씨  
 미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트 스트리트 355 스위트 110  
 (72) 발명자  
 포렌자, 안토니오  
 미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트 스트리트 355 스위트 110  
 월맨, 스티븐 지.  
 미국 94107 캘리포니아주 샌프란시스코 브라이언트 스트리트 355 스위트 110  
 (74) 대리인  
 특허법인 남앤드남

전체 청구항 수 : 총 45 항

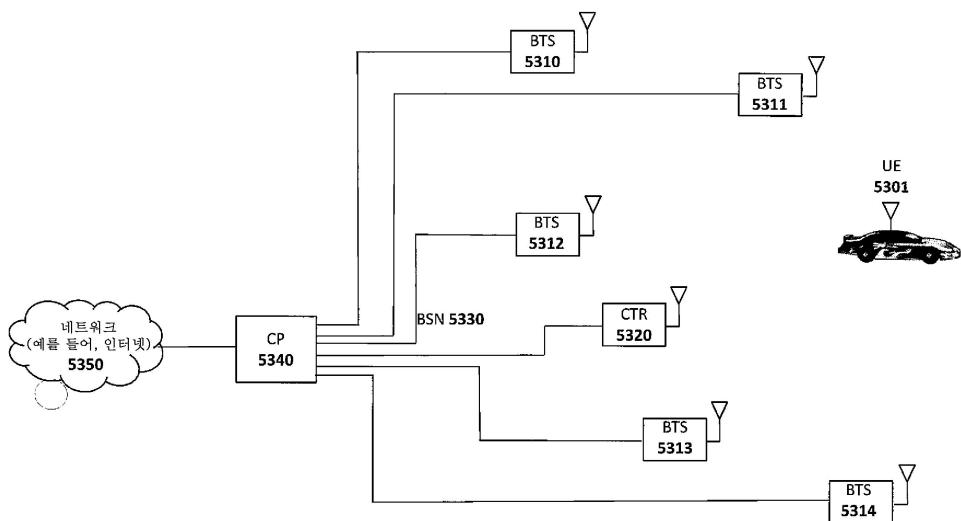
심사관 : 김성태

(54) 발명의 명칭 분산 입력 분산 출력 무선 시스템에서 도플러 효과를 극복하기 위한 시스템 및 방법

**(57) 요약**

DIDO 시스템들의 성능에 대한 도플러의 악영향을 보상하는 시스템 및 방법이 설명된다. 그러한 시스템의 일 실시예는 상이한 선택 알고리즘들을 이용하여 채널 조건 변화를 추적함으로써 활성 BTS들을 상이한 UE들에 대해 적응적으로 조정한다. 다른 실시예는 채널 예측을 이용하여 미래의 CSI 또는 DIDO 사전 코딩 가중치들을 추정하며, 따라서 오래된 CSI로 인한 에러들을 제거한다.

대 표 도 - 도53



## 명세서

### 청구범위

#### 청구항 1

다중 사용자(multiuser, MU) 다중 안테나 시스템(multiple antenna system, MAS)으로서, 네트워크를 통해 다수의 분산 송수신기국들 또는 안테나들에 통신적으로 결합되는 하나 이상의 중앙 유닛들을 포함하고,

상기 네트워크는 백홀(backhaul) 통신 채널로서 이용되는 유선 또는 무선 링크들 또는 이 둘의 조합을 포함하고,

상기 하나 이상의 중앙 유닛들이 상기 네트워크를 통해 상기 분산 송수신기국 또는 안테나들과 통신함으로써 사용자 이동성 또는 전파 환경의 변화로 인한 도플러 효과(Doppler effect)들을 보상하기 위해 상기 분산 송수신기국들 또는 안테나들과 사용자들 사이의 통신을 적응적으로 재구성하고,

상기 MU-MAS는 사용자 장비(user equipment, UE), 기지 송수신기국(base transceiver station, BTS)들, 제어기(controller, CTR)들, 중앙 프로세서(centralized processor, CP)들 및 기지국 네트워크(base station network, BSN)들의 하나 이상의 세트들을 포함하고,

상기 CP는 상기 BSN에 대한 레이턴시에 기초하여 저이동성 또는 고이동성 UE들에 대해 사용될 상기 BTS들을 적응적으로 선택하는, 시스템.

#### 청구항 2

제1항에 있어서, 무선 시스템들 내의 하나의 또는 다수의 사용자들에 대한 데이터 레이트 및/또는 커버리지를 향상시키기 위해 공간, 편파 및/또는 패턴 디이버시티를 활용하는 분산 안테나들을 이용하는, 시스템.

#### 청구항 3

제1항에 있어서, 상기 UE들은 상기 분산 안테나들 주위에 또는 사이에 배치되거나, 상기 분산 안테나들에 의해 둘러싸이는, 시스템.

#### 청구항 4

제1항에 있어서, MU-MAS는 상기 UE들로부터의 독립 스트림들(예를 들어, 데이터 또는 CSI)을 복조하기 위해 업링크 채널의 수신기에서 복합 가중치들을 이용하는, 시스템.

#### 청구항 5

제4항에 있어서, 상기 업링크 채널의 수신기의 상기 복합 가중치들은 다운링크 사전 코딩 가중치들로부터 도출되거나, 최대 비율 결합 수신기를 통해 계산되는, 시스템.

#### 청구항 6

제1항에 있어서, 상기 CP 및 상기 BTS들은 상기 BSN을 통해 그들 사이에서 교환되는 정보를 압축/압축해제하기 위한 인코더들/디코더들을 구비하는, 시스템.

#### 청구항 7

제6항에 있어서, 사전 코딩된 기저대역 데이터 스트림들은 상기 BSN에 대한 오버헤드를 줄이기 위해 상기 BTS로부터 상기 MU-MAS 분산 안테나들로/상기 MU-MAS 분산 안테나들로부터 상기 BTS로 전송되기 전에 압축되는, 시스템.

#### 청구항 8

제1항에 있어서, 상기 적응은 높은 데이터 레이트 대 낮은 데이터 레이트 BSN 또는 QoS 또는 상기 BSN을 통한

평균 트래픽 통계들(예를 들어, 상이한 네트워크들의 주간 또는 야간 사용) 또는 순간 트래픽 통계들(예를 들어, 일시적 네트워크 혼잡들)의 타입에 기초하는, 시스템.

#### 청구항 9

도플러 효과들을 보상하기 위해 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS) 내에서 구현되는 방법으로서, 상기 MU-MAS는 네트워크를 통해 다수의 분산된 기지 송수신기국(BTS)들에 통신적으로 결합되는 적어도 하나의 중앙 유닛을 포함하고,

상기 방법은 상기 복수의 BTS들에 대한 제1 이동 사용자의 도플러 속도를 측정하는 단계를 포함하고,

상기 중앙 유닛은 상기 BTS들과 사용자들 사이의 통신을 적응적으로 재구성하기 위해 상기 네트워크를 통해 상기 BTS들과 통신하고, 상기 적응적으로 재구성하는 것은 상기 복수의 BTS들 중 제1 BTS 또는 BTS들의 제1 세트에 상기 제1 이동 사용자를 동적으로 할당하되, 다른 BTS들과 관련하여 상기 제1 BTS에 대한 상기 측정된 도플러 속도에 기초하여 동적으로 할당하는 것을 포함하는, 방법.

#### 청구항 10

제9항에 있어서, 상기 제1 이동 사용자가 제2 이동 사용자보다 상대적으로 더 높은 측정된 도플러 속도를 갖는 경우, 동적으로 할당하는 것은 상기 제1 이동 사용자를 제1 BTS 또는 BTS들의 제1 세트에 할당하고, 상기 제2 이동 사용자를 제2 BTS 또는 BTS들의 제2 세트에 할당하는 것을 포함하고, 상기 제1 BTS 또는 상기 BTS들의 제1 세트는 상기 제2 BTS 또는 BTS들의 제2 세트보다 상대적으로 더 낮은 관련 레이턴시를 갖는, 방법.

#### 청구항 11

제10항에 있어서, 상기 레이턴시는 (a) 상기 제1 이동 사용자로부터 BTS로 제1 훈련 신호를 전송하는 데 걸린 시간, (b) 상기 BTS들을 중앙 프로세서(CP)에 접속하는 기지국 네트워크(BSN)에 대한 왕복 지연, 및 (c) 상기 CP가 상기 BTS들과 상기 제1 이동 사용자 사이의 무선 채널에 대한 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 처리하고, 상기 CSI에 기초하여 상기 제1 이동 사용자에 대한 사전 코딩된 데이터 스트림들을 생성하고, 현재의 송신을 위해 상기 제1 이동 사용자를 포함하는 상이한 이동 사용자들로의 송신들을 스케줄링하는 데 걸린 시간을 포함하는, 방법.

#### 청구항 12

제11항에 있어서, 상기 레이턴시는 상기 BTS로부터 상기 제1 이동 사용자에게 제2 훈련 신호를 전송하는 데 걸린 시간을 추가로 포함하는, 방법.

#### 청구항 13

제9항에 있어서, 동적으로 할당하는 것은 각각의 BTS와 상기 제1 이동 사용자 사이의 통신 채널의 링크 품질과 상기 제1 이동 사용자에 관한 각각의 BTS와 관련된 상기 측정된 도플러 속도의 결합에 기초하여 할당하는 것을 추가로 포함하는, 방법.

#### 청구항 14

제13항에 있어서, 주어진 도플러 속도에 대해, 상대적으로 더 높은 링크 품질을 갖는 상기 BTS가 선택되는, 방법.

#### 청구항 15

제13항에 있어서, 주어진 링크 품질에 대해, 상대적으로 더 낮은 도플러 속도를 갖는 상기 BTS가 선택되는, 방법.

#### 청구항 16

제9항에 있어서,

상기 BTS들과 상기 제1 이동 사용자 사이의 통신에 대한 도플러의 역효과를 보상하기 위해 과거의 복합 채널 계수들에 기초하여 미래의 복합 채널 계수들을 추정하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.

**청구항 17**

제16항에 있어서, 추정을 위해 선형 예측이 이용되는, 방법.

**청구항 18**

제9항에 있어서, 상기 제1 이동 사용자는 상기 도플러 속도 및 상기 이동 사용자와 상기 복수의 BTS들 내의 BTS들 각각 사이의 통신 채널들의 품질을 정의하는 채널 상태 정보(CSI) 둘 모두에 기초하여 상기 제1 BTS 또는 BTS들의 제1 세트에 동적으로 할당되는, 방법.

**청구항 19**

제18항에 있어서,

상기 제1 이동 사용자에 관한 상기 복수의 BTS들 내의 BTS들 각각에 대한 도플러 속도들 및 링크 품질들의 행렬을 형성하는 단계; 및

지정된 임계치 아래의 도플러 속도 및 지정된 임계치 위의 링크 품질을 갖는 BTS를 선택하는 단계를 추가로 포함하는, 방법.

**청구항 20**

도플러 효과를 보상하기 위한 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS)으로서,

복수의 기지 송수신기국(BTS)들;

상기 복수의 기지 BTS들을 적어도 하나의 중앙 프로세서(CP)에 커플링하는 네트워크;

상기 BTS들 각각과 통신 링크를 확립하는 제1 이동 사용자;

상기 CP는 상기 BTS들과 사용자들 사이의 통신을 적응적으로 재구성하기 위해 상기 네트워크를 통해 상기 BTS들과 통신하고, 상기 적응적으로 재구성하는 것은 상기 BTS들 각각에 대한 제1 이동 사용자의 도플러 속도를 측정하고, 상기 복수의 BTS들 중 제1 BTS에 상기 제1 이동 사용자를 동적으로 할당하되, 다른 BTS들과 관련하여 상기 제1 BTS에 대한 상기 측정된 도플러 속도에 기초하여 동적으로 할당하는 것을 포함하는, 시스템.

**청구항 21**

제20항에 있어서, 상기 제1 이동 사용자가 제2 이동 사용자보다 상대적으로 더 높은 측정된 도플러 속도를 갖는 경우, 동적으로 할당하는 것은 상기 제1 이동 사용자를 제1 BTS에 할당하고, 상기 제2 이동 사용자를 제2 BTS에 할당하는 것을 포함하고, 상기 제1 BTS는 상기 제2 BTS보다 상대적으로 더 낮은 관련 레이턴시를 갖는, 시스템.

**청구항 22**

제21항에 있어서, 상기 레이턴시는 (a) 상기 제1 이동 사용자로부터 BTS로 제1 훈련 신호를 전송하는 데 걸린 시간, (b) 상기 BTS들을 중앙 프로세서(CP)에 접속하는 기지국 네트워크(BSN)에 대한 왕복 지연, 및 (c) 상기 CP가 상기 BTS들과 상기 제1 이동 사용자 사이의 무선 채널에 대한 채널 상태 정보(CSI)를 처리하고, 상기 CSI에 기초하여 상기 제1 이동 사용자에 대한 사전 코딩된 데이터 스트림들을 생성하고, 현재의 송신을 위해 상기 제1 이동 사용자를 포함하는 상이한 이동 사용자들로의 송신들을 스케줄링하는 데 걸린 시간을 포함하는, 시스템.

**청구항 23**

제22항에 있어서, 상기 레이턴시는 상기 BTS로부터 상기 제1 이동 사용자에게 제2 훈련 신호를 전송하는 데 걸린 시간을 추가로 포함하는, 시스템.

**청구항 24**

제20항에 있어서, 동적으로 할당하는 것은 각각의 BTS와 상기 제1 이동 사용자 사이의 통신 채널의 링크 품질과 상기 제1 이동 사용자에 관한 각각의 BTS와 관련된 상기 측정된 도플러 속도의 결합에 기초하여 할당하는 것을 추가로 포함하는, 시스템.

**청구항 25**

제24항에 있어서, 주어진 도플러 속도에 대해, 상대적으로 더 높은 링크 품질을 갖는 상기 BTS가 선택되는, 시스템.

**청구항 26**

제24항에 있어서, 주어진 링크 품질에 대해, 상대적으로 더 낮은 도플러 속도를 갖는 상기 BTS가 선택되는, 시스템.

**청구항 27**

제20항에 있어서, 상기 CP는 상기 BTS들과 상기 제1 이동 사용자 사이의 통신에 대한 도플러의 역효과를 보상하기 위해 과거의 복합 채널 계수들에 기초하여 미래의 복합 채널 계수들을 추정하는, 시스템.

**청구항 28**

제27항에 있어서, 추정을 위해 선형 예측이 이용되는, 시스템.

**청구항 29**

제20항에 있어서, 상기 제1 이동 사용자는 상기 도플러 속도 및 상기 이동 사용자와 상기 복수의 BTS들 내의 BTS들 각각 사이의 통신 채널들의 품질을 정의하는 채널 상태 정보(CSI) 를 모두에 기초하여 상기 제1 BTS에 동적으로 할당되는, 시스템.

**청구항 30**

제29항에 있어서, 상기 CP는,

상기 제1 이동 사용자에 관한 상기 복수의 BTS들 내의 BTS들 각각에 대한 도플러 속도들 및 링크 품질들의 행렬을 형성하고;

지정된 임계치 아래의 도플러 속도 및 지정된 임계치 위의 링크 품질을 갖는 BTS를 선택하는 추가적인 동작들을 수행하는, 시스템.

**청구항 31**

다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS)으로서,

네트워크를 통해 다수의 분산 송수신기국들 또는 안테나들에 통신적으로 결합되는 하나 이상의 중앙 유닛들을 포함하고,

상기 네트워크는 백홀 통신 채널로서 이용되는 유선 또는 무선 링크들 또는 이 둘의 조합을 포함하고,

상기 하나 이상의 중앙 유닛들이 상기 네트워크를 통해 상기 분산 송수신기국 또는 안테나들과 통신함으로써 사용자 이동성 또는 전파 환경의 변화로 인한 도플러 효과들을 보상하기 위해 상기 분산 송수신기국들 또는 안테나들과 사용자들 사이의 통신을 적응적으로 재구성하고,

상기 MU-MAS는 사용자 장비(UE), 기지 송수신기국(BTS)들, 제어기(CTR)들, 중앙 프로세서(CP)들 및 기지국 네트워크(BSN)들의 하나 이상의 세트들을 포함하고,

상기 CP는 모든 BTS-UE 링크의 도플러 속도들에 기초하여 저이동성 또는 고이동성 UE들에 대해 사용될 상기 BTS들을 적응적으로 선택하는, 시스템.

**청구항 32**

제31항에 있어서, 무선 시스템들 내의 하나의 또는 다수의 사용자들에 대한 데이터 레이트 및/또는 커버리지를 향상시키기 위해 공간, 편파 및/또는 패턴 다이버시티를 활용하는 분산 안테나들을 이용하는, 시스템.

**청구항 33**

제31항에 있어서, 상기 UE들은 상기 분산 안테나들 주위에 또는 사이에 배치되거나, 상기 분산 안테나들에 의해

둘러싸이는, 시스템.

#### 청구항 34

제31항에 있어서, MU-MAS는 상기 UE들로부터의 독립 스트림들(예를 들어, 데이터 또는 CSI)을 복조하기 위해 업링크 채널의 수신기에서 복합 가중치들을 이용하는, 시스템.

#### 청구항 35

제34항에 있어서, 상기 업링크 채널의 수신기의 상기 복합 가중치들은 다운링크 사전 코딩 가중치들로부터 도출되거나, 최대 비율 결합 수신기를 통해 계산되는, 시스템.

#### 청구항 36

제31항에 있어서, 상기 CP 및 상기 BTS들은 상기 BSN을 통해 그들 사이에서 교환되는 정보를 압축/압축해제하기 위한 인코더들/디코더들을 구비하는, 시스템.

#### 청구항 37

제36항에 있어서, 사전 코딩된 기저대역 데이터 스트림들은 상기 BSN에 대한 오버헤드를 줄이기 위해 상기 BTS로부터 상기 MU-MAS 분산 안테나들로/상기 MU-MAS 분산 안테나들로부터 상기 BTS로 전송되기 전에 압축되는, 시스템.

#### 청구항 38

다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS)으로서,

네트워크를 통해 다수의 분산 송수신기국들 또는 안테나들에 통신적으로 결합되는 하나 이상의 중앙 유닛들을 포함하고,

상기 네트워크는 백홀 통신 채널로서 이용되는 유선 또는 무선 링크들 또는 이 둘의 조합을 포함하고,

상기 하나 이상의 중앙 유닛들이 상기 네트워크를 통해 상기 분산 송수신기국 또는 안테나들과 통신함으로써 사용자 이동성 또는 전파 환경의 변화로 인한 도플러 효과들을 보상하기 위해 상기 분산 송수신기국들 또는 안테나들과 사용자들 사이의 통신을 적응적으로 재구성하고,

상기 MU-MAS는 사용자 장비(UE), 기지 송수신기국(BTS)들, 제어기(CTR)들, 중앙 프로세서(CP)들 및 기지국 네트워크(BSN)들의 하나 이상의 세트들을 포함하고,

미래의 CSI 또는 MU-MAS 사전 코딩 가중치들을 추정하여 상기 MU-MAS의 성능에 대한 도플러의 역효과를 제거하기 위해 선형 예측이 이용되는,

시스템.

#### 청구항 39

제38항에 있어서, 상기 선형 예측은 시간, 주파수 및/또는 공간 도메인들에서 이용되는, 시스템.

#### 청구항 40

제38항에 있어서, 무선 시스템들 내의 하나의 또는 다수의 사용자들에 대한 데이터 레이트 및/또는 커버리지를 향상시키기 위해 공간, 편파 및/또는 패턴 다이버시티를 활용하는 분산 안테나들을 이용하는, 시스템.

#### 청구항 41

제38항에 있어서, 상기 UE들은 상기 분산 안테나들 주위에 또는 사이에 배치되거나, 상기 분산 안테나들에 의해 둘러싸이는, 시스템.

#### 청구항 42

제38항에 있어서, MU-MAS는 상기 UE들로부터의 독립 스트림들(예를 들어, 데이터 또는 CSI)을 복조하기 위해 업링크 채널의 수신기에서 복합 가중치들을 이용하는, 시스템.

**청구항 43**

제42항에 있어서, 상기 업링크 채널의 수신기의 상기 복합 가중치들은 다운링크 사전 코딩 가중치들로부터 도출되거나, 최대 비율 결합 수신기를 통해 계산되는, 시스템.

**청구항 44**

제38항에 있어서, 상기 CP 및 상기 BTS들은 상기 BSN을 통해 그들 사이에서 교환되는 정보를 압축/압축해제하기 위한 인코더들/디코더들을 구비하는, 시스템.

**청구항 45**

제44항에 있어서, 사전 코딩된 기저대역 데이터 스트림들은 상기 BSN에 대한 오버헤드를 줄이기 위해 상기 BTS로부터 상기 MU-MAS 분산 안테나들로/상기 MU-MAS 분산 안테나들로부터 상기 BTS로 전송되기 전에 압축되는, 시스템.

**발명의 설명****기술 분야****배경기술****[0001] 관련 출원들**

본 출원은 아래의 공히 계류중인 미국 특허 출원들의 일부 연속 출원이다.

"Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering"이라는 명칭으로 2010년 11월 1일자로 출원된 미국 출원 제12/917,257호; "Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,988호; "System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurements"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,976호, 현재는 2012년 5월 1일자로 허여된 미국 특허 제8,170,081호; "System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,974호; "System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,989호; "System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,958호; "System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,975호; "System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,938호; "System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications"라는 명칭으로 2009년 12월 3일자로 출원된 미국 출원 제12/630,627호; "System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications"라는 명칭으로 2008년 6월 20일자로 출원된 미국 출원 제12/143,503호, 현재는 2009년 4월 17일자로 허여된 미국 특허 제8,160,121호; "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communications"라는 명칭으로 2007년 8월 20일자로 출원된 미국 출원 제11/894,394호, 현재는 2009년 10월 6일자로 허여된 미국 특허 제7,599,420호; "System and method for Distributed Input-Distributed Wireless Communications"라는 명칭으로 2007년 8월 20일자로 출원된 미국 출원 제11/894,362호, 현재는 2009년 12월 15일자로 허여된 미국 특허 제7,633,994호; "System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications"라는 명칭으로 2007년 8월 20일자로 출원된 미국 출원 제11/894,540호, 현재는 2009년 12월 22일자로 허여된 미국 특허 제7,636,381호; "System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications"라는 명칭으로 2005년 10월 21일자로 출원된 미국 출원 제11/256,478호, 현재는 2010년 5월 4일자로 허여된 미국 특허 제7,711,030호; "System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave ("NVIS") Communication Using Space-Time Coding"이라는 명칭으로 2004년 4월 2일자로 출원된 미국 출원 제

10/817,731호, 현재는 2011년 2월 28일자로 허여된 미국 특허 제7,885,354호.

- [0004] 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들은 단일 기지국만을 또는 여러 기지국을 포함할 수 있다.
- [0005] 다른 와이파이 액세스 포인트(WiFi access point)(예를 들어, 시골 가정 내의 DSL에 부착된 와이파이 액세스 포인트)가 존재하지 않는 영역에서 광대역 유선 인터넷 접속에 부착된 (예를 들어, 2.4 GHz 802.11b, g 또는 n 프로토콜들을 이용하는) 단일 와이파이 기지국은 그의 송신 범위 내에 있는 하나 이상의 사용자에 의해 공유되는 단일 기지국인 비교적 간단한 다중 사용자 무선 시스템의 일례이다. 사용자가 무선 액세스 포인트와 동일한 방향에 있는 경우, 사용자는 통상적으로 송신 중단이 거의 없는 고속 링크를 경험할 것이다(예를 들어, 마이크로파 오븐들과 같은 2.4 GHz 간섭자들로부터의 패킷 손실이 있을 수 있지만, 다른 와이파이 장치들과 공유하는 스펙트럼으로부터의 패킷 손실은 없을 수 있다). 사용자가 중간 거리만큼 떨어져 있거나, 사용자와 와이파이 액세스 포인트 사이의 경로 내에 소수의 장애물이 존재하는 경우에, 사용자는 아마도 중간 속도 링크를 경험할 것이다. 사용자가 와이파이 액세스 포인트의 범위의 에지에 접근하고 있는 경우에, 사용자는 아마도 저속 링크를 경험할 것이며, 채널 변경으로 인해 신호 SNR이 사용 가능 레벨 아래로 떨어지는 경우에는 주기적인 드롭아웃(drop-out)을 겪을 수 있다. 마지막으로, 사용자가 와이파이 기지국의 범위를 벗어나는 경우, 사용자는 링크를 전혀 갖지 못할 것이다.
- [0006] 다수의 사용자가 와이파이 기지국에 동시에 액세스할 때, 이용 가능한 데이터 처리량이 그들 사이에 공유된다. 통상적으로, 상이한 사용자들은 주어진 시간에 와이파이 기지국에 대해 상이한 처리량들을 요구하지만, 집계된 처리량 요구가 와이파이 기지국으로부터 사용자들로의 이용 가능 처리량을 초과할 때의 시점에, 일부 또는 모든 사용자들은 그들이 요구하고 있는 것보다 적은 데이터 처리량을 받을 것이다. 와이파이 액세스 포인트가 매우 많은 수의 사용자들 사이에 공유되는 극단적인 상황에서, 각각의 사용자에 대한 처리량은 낮아지고 악화될 수 있으며, 각각의 사용자에 대한 데이터 처리량은 데이터 처리량이 전혀 없는 긴 기간들에 의해 분리되는 짧은 버스트(burst)들에 도달할 수 있고, 그러한 시간 동안 다른 사용자들이 서빙된다. 이러한 "불균일한" 데이터 전달은 미디어 스트리밍과 같은 소정의 응용들을 손상시킬 수 있다.
- [0007] 많은 수의 사용자들을 포함하는 상황들에서 추가적인 와이파이 기지국들을 추가하는 것은 어느 정도까지만 도움이 될 것이다. 미국의 2.4 GHz ISM 대역 내에는 와이파이를 위해 사용될 수 있는 3개의 비간섭 채널이 존재하며, 동일 커버리지 영역 내의 3개의 와이파이 기지국이 상이한 비간섭 채널을 각각 사용하도록 구성되는 경우에 다수의 사용자 사이의 커버리지 영역의 집계 처리량은 3배까지 증가될 것이다. 그러나, 이를 넘어서, 동일 커버리지 영역 내에 더 많은 와이파이 기지국을 추가하는 것은 집계 처리량을 증가시키지 못할 것인데, 그 이유는 그들이 그들 사이에서 동일한 이용 가능 스펙트럼을 공유하기 시작하여, 스펙트럼을 "교대로" 이용함으로써 시분할 다중화 액세스(time-division multiplexed access, TDMA)를 적절하게 이용하기 때문이다. 이러한 상황은 종종 다중 거주 유닛들 내에서와 같이 높은 인구 밀도를 갖는 커버리지 영역들에서 관찰된다. 예를 들어, 와이파이 어댑터를 갖는 대형 아파트 빌딩 내의 사용자는 사용자의 액세스 포인트가 기지국에 액세스하는 클라이언트 장치와 동일한 방향에 있는 경우에도 동일 커버리지 영역 내에 있는 다른 사용자들을 서빙하는 (예를 들어, 다른 아파트들 내의) 많은 다른 간섭 와이파이 네트워크들로 인해 아마도 매우 열악한 처리량을 경험할 것이다. 그러한 상황에서 링크 품질은 아마도 양호하겠지만, 사용자는 동일 주파수 대역에서 동작하는 이웃 와이파이 어댑터들로부터 간섭을 받아서, 사용자에 대한 유효 처리량이 낮아질 것이다.
- [0008] 와이파이와 같은 허가되지 않은 스펙트럼 및 허가된 스펙트럼 양자를 포함하는 현재의 다중 사용자 무선 시스템들은 여러 한계를 겪는다. 이들은 커버리지 영역, 다운링크(DL) 데이터 레이트 및 업링크(UL) 데이터 레이트를 포함한다. WiMAX 및 LTE와 같은 차세대 무선 시스템들의 중요한 목표는 다중 입력 다중 출력(multiple-input multiple-output, MIMO) 기술을 통해 커버리지 영역 및 DL 및 UL 데이터 레이트를 개선하는 것이다. MIMO는 무선 링크들의 송신 및 수신 측들에서 다수의 안테나를 이용하여, (더 넓은 커버리지를 발생시키는) 링크 품질 또는 (모든 사용자에 대한 다수의 비간섭 공간 채널을 생성함으로써) 데이터 레이트를 개선한다. 그러나, 모든 사용자에 대해 충분한 데이터 레이트가 이용 가능한 경우(본 명세서에서 용어 "사용자"와 "클라이언트"는 교환 가능하게 사용된다는 점에 유의함), 다중 사용자(multiuser) MIMO(MU-MIMO) 기술들에 따라 채널 공간 다이버시티를 이용하여, (단일 사용자가 아니라) 다수의 사용자에 대한 비간섭 채널들을 생성하는 것이 바람직할 수 있다. 예를 들어 아래의 참고 문헌들을 참고한다.
- [0009] G. Caire and S. Shamai, "On the achievable throughput of a multiantenna Gaussian broadcast channel," IEEE Trans. Info.Th., vol. 49, pp. 1691-1706, July 2003.
- [0010] P. Viswanath and D. Tse, "Sum capacity of the vector Gaussian broadcast channel and uplink-downlink

duality," IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, pp. 1912–1921, Aug. 2003.

[0011] S. Vishwanath, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Duality, achievable rates, and sum-rate capacity of Gaussian MIMO broadcast channels," IEEE Trans. Info. Th., vol. 49, pp. 2658–2668, Oct. 2003.

[0012] W. Yu and J. Cioffi, "Sum capacity of Gaussian vector broadcast channels," IEEE Trans. Info. Th., vol. 50, pp. 1875–1892, Sep. 2004.

[0013] M. Costa, "Writing on dirty paper," IEEE Transactions on Information Theory, vol. 29, pp. 439–441, May 1983.

[0014] M. Bengtsson, "A pragmatic approach to multi-user spatial multiplexing," Proc. of Sensor Array and Multichannel Sign. Proc. Workshop, pp. 130–134, Aug. 2002.

[0015] K.-K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "Performance enhancement of multiuser MIMO wireless communication systems," IEEE Trans. Comm., vol. 50, pp. 1960–1970, Dec. 2002.

[0016] M. Sharif and B. Hassibi, "On the capacity of MIMO broadcast channel with partial side information," IEEE Trans. Info.Th., vol. 51, pp. 506–522, Feb. 2005.

[0017] 예를 들어, MIMO 4x4 시스템들(즉, 4개의 송신 안테나 및 4개의 수신 안테나), 10 MHz 대역폭, 16-QAM 변조 및 (3bps/Hz의 스펙트럼 효율을 생성하는) 레이트 3/4를 갖는 순방향 에러 정정(forward error correction, FEC) 코딩에서, 모든 사용자에 대해 물리 계층에서 달성 가능한 이상적인 피크 데이터 레이트는 4x30Mbps = 120Mbps이며, 이는 고화질 비디오 콘텐츠를 전송하는 데 필요한 것(약 10Mbps만을 필요로 할 수 있음)보다 훨씬 높다. 4개의 송신 안테나, 4명의 사용자 및 사용자당 단일 안테나를 갖는 MU-MIMO 시스템들에서, 이상적인 시나리오들(즉, 독립적인, 동일하게 분산된(i.i.d) 채널들)에서, 다운링크 데이터 레이트는 4명의 사용자 사이에 공유될 수 있으며, 사용자들에 대한 4개의 별별 30Mbps 데이터 링크를 생성하기 위해 채널 공간 다이버시티가 이용될 수 있다.

[0018] 상이한 MU-MIMO 스킴들이 예를 들어 3GPP, "Multiple Input Multiple Output in UTRA", 3GPP TR 25.876 V7.0.0, Mar. 2007; 3GPP, "Base Physical channels and modulation", TS 36.211, V8.7.0, May 2009; 및 3GPP, "Multiplexing and channel coding", TS 36.212, V8.7.0, May 2009에서 설명되는 바와 같이 LTE 표준의 일부로서 제안되었다. 그러나, 이러한 스킴들은 4개의 송신 안테나를 이용하여 최대 2배의 DL 데이터 레이트 개선만을 제공할 수 있다. ArrayComm(예를 들어, ArrayComm, "Field-proven results", <http://www.arraycomm.com/serve.php?page=proof> 참조)과 같은 회사들에 의한 표준 및 독점 셀룰러 시스템들에서의 MU-MIMO 기술들의 실질적인 구현들은 공간 분할 다중 액세스(space division multiple access, SDMA)를 통해 (4개의 송신 안테나를 이용하여) 최대 약 3배의 DL 데이터 레이트 증가를 달성하였다. 셀룰러 네트워크들에서의 MU-MIMO 스킴들의 중요한 한계는 송신 측에서의 공간 다이버시티의 부재이다. 공간 다이버시티는 무선팅크들에서의 안테나 간격 및 다중 경로 각 폭의 합수이다. MU-MIMO 기술들을 이용하는 셀룰러 시스템들에서, 기지국의 송신 안테나들은 통상적으로 함께 클러스터링되며, (물리적으로 높은지의 여부에 관계없이 본 명세서에서 "타워들"로서 지칭되는) 안테나 지지 구조들 상의 제한된 면적으로 인해 그리고 타워들이 배치될 수 있는 장소에 대한 제한들로 인해 1 또는 2 광장만큼만 이격된다. 더욱이, 셀 타워들은 더 넓은 커버리지를 제공하기 위해 통상적으로 장애물들보다 (10미터 이상) 높게 설치되므로, 다중 경로 각 폭이 작다.

[0019] 셀룰러 시스템 배치의 다른 실질적인 문제들은 (예를 들어, 안테나 배치에 대한 도시 제한, 부동산 비용, 물리적 장애물 등으로 인한) 과도한 비용 및 셀룰러 안테나 배치를 위한 위치들의 제한된 가용성, 및 (본 명세서에서 "백홀(backhaul)"로서 지칭되는) 송신기들에 대한 네트워크 접속의 비용 및/또는 가용성을 포함한다. 또한, 셀룰러 시스템들은 종종 벽, 천장, 바닥, 가구 및 다른 장애물로부터의 손실들로 인해 빌딩 내에 깊이 위치하는 클라이언트들에 도달하기 어렵다.

[0020] 사실상, 무선 광역 네트워크에 대한 셀룰러 구조의 전체적인 개념은 동일 주파수를 사용하고 있는 송신기들(기지국들 또는 사용자들) 사이의 간섭을 방지하기 위해 셀룰러 타워들의 다소 엄격한 배치, 인접 셀들 사이의 주파수들의 교대, 및 종종 섹터화를 전제로 한다. 결과적으로, 주어진 셀의 주어진 섹터는 결국 셀 섹터 내의 모든 사용자들 사이의 DL 및 UL 스펙트럼의 공유 블록이 되며, 이어서 이 블록은 주로 시간 도메인에서만 이러한 사용자들 사이에서 공유된다. 예를 들어, 시분할 다중 액세스(TDMA) 및 코드 분할 다중 액세스(Code Division Multiple Access, CDMA) 양자에 기초하는 셀룰러 시스템들은 시간 도메인에서 사용자들 사이에서 스펙트럼을 공유한다. 그러한 셀룰러 시스템들을 섹터화와 오버레이함으로써, 아마도 2-3배의 공간 도메인 이익이 달성될 수

있다. 그리고, 이어서, 그러한 셀룰러 시스템들을 전술된 것과 같은 MU-MIMO 시스템과 오버레이함으로써, 아마도 다시 2-3배의 공간-시간 도메인 이익이 달성될 수 있다. 그러나, 셀룰러 시스템의 셀들 및 섹터들이 통상적으로 종종 타워들이 배치될 수 있는 장소에 의해 지시되는 고정 위치들에 존재하는 경우, 주어진 시간에서의 사용자 밀도(또는 데이터 레이트 요구)가 타워/섹터 배치와 잘 매칭되지 않는 경우에는 그러한 제한된 이익들조차 이용하기 어렵다. 셀룰러 스마트폰 사용자는 종종 사용자가 아무런 문제 없이 전화 상에서 대화하거나 웹페이지를 다운로드할 수 있는 이러한 오늘의 결과를 경험하며, 이어서 새로운 위치로의 운전(또는 심지어 도보) 후에 갑자기 음성 품질 저하 또는 웹페이지 저속화를 겪거나, 심지어는 접속을 완전히 잃을 것이다. 그러나, 다른 날에, 사용자는 각각의 위치에서 정확히 반대 현상을 겪을 수 있다. 환경 조건들이 동일한 것으로 가정할 때, 사용자가 아마도 경험하는 것은 사용자 밀도(또는 데이터 레이트 요구)가 매우 가변적이지만, 주어진 위치에서 사용자들 사이에 공유되는 이용 가능한 전체 스펙트럼(그리고 따라서, 종래의 기술을 이용할 때 전체 데이터 레이트)이 대부분 고정된다는 사실이다.

[0021] 또한, 종래 기술의 셀룰러 시스템들은 상이한 인접 셀들에서의 상이한 주파수들, 통상적으로 3개의 상이한 주파수의 사용에 의존한다. 주어진 양의 스펙트럼에 대해, 이것은 이용 가능 데이터 레이트를 3배로 줄인다.

[0022] 따라서, 요컨대, 종래 기술의 셀룰러 시스템들은 셀룰러화로 인해 스펙트럼 이용에서 아마도 3배를 잃고, 섹터화를 통해 스펙트럼 이용을 아마도 3배 그리고 MU-MIMO 기술을 통해 아마도 3배 개선할 수 있으며, 결과적으로 잠재적인 순수 스펙트럼 이용은  $3*3/3 = 3$ 배가 될 수 있다. 게다가, 대역폭은 통상적으로 사용자들이 주어진 시간에 어느 셀의 어느 섹터에 속하는지에 기초하여 시간 도메인에서 사용자들 사이에 분할된다. 주어진 사용자의 데이터 레이트 요구가 통상적으로 사용자의 위치와 무관하지만, 이용 가능한 데이터 레이트는 사용자와 기지국 사이의 링크 품질에 따라 변한다는 사실로 인해 발생하는 훨씬 더 심한 비효율이 존재한다. 예를 들어, 셀룰러 기지국으로부터 더 멀리 떨어진 사용자는 통상적으로 기지국에 더 가까운 사용자보다 더 낮은 이용 가능 데이터 레이트를 가질 것이다. 통상적으로 데이터 레이트가 주어진 셀룰러 섹터 내의 모든 사용자들 사이에 공유되므로, 이의 결과로 모든 사용자들은 (예를 들어, 셀의 에지에서) 열악한 링크 품질을 갖는 면 사용자들로부터의 높은 데이터 레이트 요구들에 의해 영향을 받는데, 이는 그러한 사용자들이 여전히 동일한 양의 데이터 레이트를 요구하지만, 그들이 이를 얻기 위해 공유 스펙트럼을 더 많이 소비할 것이기 때문이다.

[0023] 와이파이(예로서, 802.11b, g 및 n)에 의해 사용되는 것 및 White Spaces Coalition에 의해 제안되는 것들과 같은 다른 제안되는 스펙트럼 공유 시스템들은 스펙트럼을 매우 비효율적으로 공유하는데, 그 이유는 사용자의 범위 내의 기지국들에 의한 동시 송신들이 간섭을 유발하고, 따라서 시스템들이 충돌 방지 및 공유 프로토콜들을 이용하기 때문이다. 이러한 스펙트럼 공유 프로토콜들은 시간 도메인 내에 있고, 따라서 많은 수의 간섭 기지국들 및 사용자들이 존재할 때, 각각의 기지국 자체가 스펙트럼 이용에서 얼마나 효율적인지에 관계없이, 공동으로 기지국들은 서로 간의 스펙트럼의 시간 도메인 공유로 제한된다. 유사하게, 다른 종래 기술의 스펙트럼 공유 시스템들은 기지국들(그들은 타워들 상에 안테나들을 갖는 셀룰러 기지국들 또는 와이파이 액세스 포인트(AP)들과 같은 소규모 기지국들임) 사이의 간섭을 완화하기 위해 유사한 방법들에 의존한다. 이러한 방법들은 간섭의 범위를 제한하기 위해 기지국으로부터의 송신 전력을 제한하는 단계, 간섭 영역을 줄이기 위해 (합성 또는 물리 수단을 통해) 빔 형성(beamforming)하는 단계, 사용자 장치, 기지국 또는 이를 양자 상의 다수의 클러스터링된 안테나를 이용하여 스펙트럼 및/또는 MU-MIMO 기술들을 시간 도메인 다중화하는 단계를 포함한다. 그리고, 적절한 또는 현재 계획된 진보된 셀룰러 네트워크들의 경우, 종종 이러한 기술들 중 다수가 동시에 사용된다.

[0024] 그러나, 진보된 셀룰러 시스템들조차도 단일 사용자가 스펙트럼을 이용하는 것에 비해 스펙트럼 이용의 약 3배 증가만을 달성할 수 있다는 사실에 의해 분명한 것은 이러한 기술들 모두가 주어진 커버리지 영역에 대해 공유 사용자들 사이의 집계 데이터 레이트를 거의 증가시키지 못했다는 것이다. 특히, 주어진 커버리지 영역이 사용자들과 관련하여 스케일링됨에 따라, 주어진 양의 스펙트럼 내에서 사용자들의 증가에 맞추기 위해 이용 가능 데이터 레이트를 스케일링하기가 점점 더 어려워진다. 예를 들어, 셀룰러 시스템들에서, 주어진 영역 내에서 집계 데이터 레이트를 증가시키기 위해, 통상적으로 셀들은 (종종 나노 셀들 또는 웹토 셀들로 지칭되는) 더 작은 셀들로 세분된다. 타워들이 배치될 수 있는 장소가 제한되고, 타워들이 최소한의 "사각 지대"를 갖는 커버리지를 제공하면서도 동일 주파수들을 사용하는 이웃 셀들 간의 간섭을 방지하기 위해 상당히 구조화된 패턴으로 배치되는 것이 요구되는 경우에, 그러한 작은 셀들은 매우 비싸질 수 있다. 본질적으로, 커버리지 영역이 맵핑되어야 하고, 타워들 또는 기지국들을 배치하기 위한 이용 가능 위치들이 식별되어야 하며, 게다가 이러한 제약들이 주어지면, 셀룰러 시스템의 설계자들은 그들이 할 수 있는 최선을 다하는 것으로 만족해야 한다. 물론, 사용자 데이터 레이트 요구가 시간 경과에 따라 증가하는 경우, 셀룰러 시스템의 설계자들은 커버리지 영역

을 또다시 재맵핑하고, 타워들 또는 기지국들에 대한 위치들을 찾으려고 시도해야 하며, 다시 한 번 환경들의 제약들 안에서 작업해야 한다. 매우 자주, 양호한 솔루션이 전혀 존재하지 않으며, 이는 커버리지 영역 내에 사각 지대들 또는 불충분한 집계 데이터 레이트 용량을 유발한다. 즉, 동일 주파수를 이용하는 타워들 또는 기지국들 사이의 간섭을 방지하기 위한 셀룰러 시스템의 엄격한 물리적 배치 요구들은 셀룰러 시스템 설계에 있어서 상당한 어려움 및 제약을 유발하며, 종종 사용자 데이터 레이트 및 커버리지 요구들을 충족시킬 수 없게 한다.

[0025] 소위 종래 기술의 "협력" 및 "인지" 무선 시스템들은 무선기들 내에서 지능형 알고리즘들을 이용함으로써 주어진 영역에서의 스펙트럼 이용을 증가시키려고 시도하며, 따라서 그들은 서로 간의 간섭을 최소화할 수 있고/있거나 그들은 채널이 비워질 때까지 대기하기 위해 잠재적으로 다른 스펙트럼을 "청취"할 수 있다. 그러한 시스템들은 특히 허가되지 않은 스펙트럼의 스펙트럼 이용을 증가시키기 위해 그러한 스펙트럼에서의 사용을 위해 제안된다.

[0026] 이동 애드혹 네트워크(mobile ad hoc network, MANET)([http://en.wikipedia.org/wiki/Mobile\\_ad\\_hoc\\_network](http://en.wikipedia.org/wiki/Mobile_ad_hoc_network) 참조)는 피어 대 피어 통신을 제공하도록 의도된 협력 자기 구성 네트워크의 일례이며, 셀룰러 기반구조 없이도 무선기들 사이에 통신을 확립하는 데 사용될 수 있고, 충분히 낮은 전력의 통신에 따라, 서로의 범위 밖에 있는 동시 송신들 사이의 간섭을 잠재적으로 완화할 수 있다. 많은 수의 라우팅 프로토콜들이 MANET 시스템들을 위해 제안되고 구현되었지만(넓은 범위의 클래스들에서의 다수의 라우팅 프로토콜들의 리스트에 대한 [http://en.wikipedia.org/wiki/List\\_of\\_ad-hoc\\_routing\\_protocols](http://en.wikipedia.org/wiki/List_of_ad-hoc_routing_protocols) 참조), 그들 사이의 공통 테마는 그들 모두가 특정 효율 또는 신뢰성 패러다임들의 목표를 향해 이용 가능 스펙트럼 내의 송신기 간섭을 최소화하는 방식으로 송신들을 라우팅(예로서, 중계)하기 위한 기술들이라는 점이다.

[0027] 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들 모두는 기지국들과 다수의 사용자 사이의 동시 스펙트럼 이용을 가능하게 하기 위한 기술들을 이용함으로써 주어진 커버리지 영역 내의 스펙트럼 이용을 개선하려고 시도한다. 특히, 이러한 예들 모두에서, 기지국들과 다수의 사용자 사이의 동시 스펙트럼 이용에 이용되는 기술들은 다수의 사용자에 대한 과형들 간의 간섭을 완화함으로써 다수의 사용자에 의한 동시 스펙트럼 이용을 달성한다. 예를 들어, 3개의 기지국이 3명의 사용자 중 하나에게 송신하기 위해 상이한 주파수를 각자 이용하는 경우, 3개의 송신이 3개의 상이한 주파수에서 이루어지므로 간섭이 완화된다. 기지국에 대해 각자 180도 떨어진 기지국으로부터 3명의 상이한 사용자로의 섹터화의 경우, 빔 형성이 임의의 사용자에서 3개의 송신이 오버랩되는 것을 방지하므로 간섭이 완화된다.

[0028] 그러한 기술들이 MU-MIMO에 의해 증대되고, 예를 들어 각각의 기지국이 4개의 안테나를 가질 때, 이것은 주어진 커버리지 영역 내의 사용자들에 대한 4개의 비간섭 공간 채널을 생성함으로써 다운링크 처리량을 4배 증가시키는 잠재력을 갖는다. 그러나, 이 경우에는 여전히, 상이한 커버리지 영역들 내의 다수의 사용자에 대한 다수의 동시 송신 사이의 간섭을 완화하기 위해 소정의 기술이 이용되어야 한다.

[0029] 그리고, 전술된 바와 같이, 그러한 종래의 기술들(예로서, 셀룰러화, 섹터화)은 통상적으로 다중 사용자 무선 시스템의 비용 및/또는 배치의 유연성을 증가시킬 뿐만 아니라, 그들은 통상적으로 주어진 커버리지 영역에서의 집계 처리량을 물리적으로 또는 실질적으로 제한한다. 예를 들어, 셀룰러 시스템에서, 더 작은 셀들을 생성하기 위해 더 많은 기지국을 설치하기 위한 충분한 이용 가능 위치들이 존재하지 않을 수 있다. 그리고, MU-MIMO 시스템에서, 각각의 기지국 위치에서 클러스터링된 안테나 간격이 주어지면, 제한된 공간 다이버시티는 더 많은 안테나가 기지국에 추가될 때 처리량의 이익을 점근적으로 줄인다.

[0030] 또한, 사용자 위치 및 밀도가 예측 불가능한 다중 사용자 무선 시스템들의 경우, 처리량이 예측 불가능하고(종종 급격하게 변하고), 이는 사용자에게 불편하고, 일부 응용들(예로서, 예측 가능한 처리량을 필요로 하는 서비스들의 전달)을 비실용적이게 하거나 품질을 저하시킨다. 따라서, 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들은 여전히 예측 가능한 그리고/또는 고품질의 서비스들을 사용자들에게 제공하는 그들의 능력과 관련하여 많은 것을 필요로 한다.

[0031] 시간이 지남에 따라 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들에 대해 개발된 엄청난 정교화 및 복잡성에도 불구하고, 공통적인 테마들이 존재하는데, 즉 송신들이 상이한 기지국들(또는 애드혹 송수신기들) 사이에 분산되며, 상이한 기지국들 및/또는 상이한 애드혹 송수신기들로부터의 RF 과형 송신들이 주어진 사용자의 수신기에서 서로 간섭하는 것을 방지하도록 구조화 및/또는 제어된다.

[0032] 또는, 달리 말하면, 사용자가 하나 초과의 기지국 또는 애드혹 송수신기로부터의 송신들을 동시에 수신하는 경

우를 취하면, 다수의 동시 송신으로부터 간섭이 사용자에 대한 신호의 SNR 및/또는 대역폭을 줄이고, 이는 충분히 심한 경우에 사용자에 의해 달리 수신되었을 잠재적 데이터(또는 아날로그 정보)의 전부 또는 일부의 손실을 유발할 것이다.

[0033] 따라서, 다중 사용자 무선 시스템에서는, 하나 이상의 스펙트럼 공유 접근법 또는 다른 것을 이용하여, 동일 주파수에서 동시에 송신하는 다수의 기지국 또는 애드혹 송수신기로부터의 사용자들에 대한 그러한 간섭을 방지하거나 완화하는 것이 필요하다. 기지국들의 물리적 위치들의 제어(예로서, 셀룰러화), 기지국들 및/또는 애드혹 송수신기들의 전력 출력의 제한(예로서, 송신 범위의 제한), 빔 형성/섹터화, 및 시간 도메인 다중화를 포함하는, 그러한 간섭을 방지하기 위한 다수의 종래 기술의 접근법이 존재한다. 요컨대, 이러한 스펙트럼 공유 시스템들 모두는 동일 주파수에서 동시에 송신하는 다수의 기지국 및/또는 애드혹 송수신기들이 동일 사용자에 의해 수신될 때 결과적인 간섭이 영향 받은 사용자에 대한 데이터 처리량을 줄이거나 소멸시키는 다중 사용자 무선 시스템들의 한계를 해결하려고 시도한다. 다중 사용자 무선 시스템 내의 대부분의 또는 모든 사용자들이 (예를 들어, 다중 사용자 무선 시스템의 컴포넌트의 오작동의 경우에) 다수의 기지국 및/또는 애드혹 송수신기로부터 간섭을 겪는 경우, 이것은 다중 사용자 무선 시스템의 집계 처리량이 극적으로 감소하거나 심지어는 기능하지 못하게 되는 상황을 유발할 수 있다.

[0034] 종래 기술의 다중 사용자 무선 시스템들은 복잡성을 더하고, 무선 네트워크들에 대한 제한들을 도입하며, 종종 주어진 사용자의 경험(예를 들어, 이용 가능 대역폭, 레이턴시(latency), 예측성, 신뢰성)이 영역 내의 다른 사용자들에 의한 스펙트럼의 이용에 의해 영향을 받는 상황을 유발한다. 다수의 사용자에 의해 공유되는 무선 스펙트럼 내의 집계 대역폭에 대한 요구가 증가하고, 주어진 사용자에 대한 다중 사용자 무선 네트워크 신뢰성, 예측성 및 낮은 레이턴시에 의존할 수 있는 응용들의 성장이 증가하는 경우, 분명히 종래 기술의 다중 사용자 무선 기술은 많은 제한을 겪는다. 사실상, (예를 들어, 빌딩 벽들의 통과에 효율적인 파장들에서) 특정 타입의 무선 통신들에 적합한 스펙트럼의 제한된 가용성으로 인해, 종래 기술의 무선 기술들은 신뢰성 있고 예측 가능하고 레이턴시가 낮은 대역폭에 대한 증가하는 요구들을 충족시키기에는 불충분할 것일 수 있다.

[0035] 본 발명과 관련된 종래 기술은 다중 사용자 시나리오들에서의 널-스티어링(null-steering)을 위한 빔 형성 시스템들 및 방법들을 설명한다. 처음에 빔 형성은 어레이의 안테나들에 공급되는 신호들의 위상 및/또는 진폭(즉, 빔 형성 가중치들)을 동적으로 조정하여 사용자의 방향을 향해 에너지를 집중시킴으로써 수신 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)를 최대화하기 위해 구상되었다. 다중 사용자 시나리오들에서, 빔 형성은 간섭 소스들을 억압하고, 신호 대 간섭 플러스 잡음비(signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR)를 최대화하는 데 사용될 수 있다. 예를 들어, 무선 링크의 수신기에서 빔 형성이 사용될 때, 가중치들은 간섭 소스들의 방향에서 널을 생성하도록 계산된다. 다중 사용자 다운링크 시나리오들에서 송신기에서 빔 형성이 사용될 때, 가중치들은 사용자간 간섭을 미리 제거하고, 모든 사용자에 대해 SINR을 최대화하도록 계산된다. BD 사전 코딩과 같은 다중 사용자 시스템들을 위한 대안 기술들은 다운링크 방송 채널에서의 처리량을 최대화하도록 사전 코딩 가중치들을 계산한다. 본 명세서에 참고로 포함되는 공히 계류중인 출원들은 전술한 기술들을 설명한다(특정 인용들에 대해 공히 계류중인 출원들을 참고).

## 도면의 간단한 설명

[0036] 도면들과 관련된 아래의 상세한 설명으로부터 본 발명의 보다 나은 이해가 얻어질 수 있다.

<도 1>

도 1은 본 발명의 일 실시예에서 이웃 DIDO 클러스터들에 의해 둘러싸인 주요 DIDO 클러스터를 나타내는 도면.

<도 2>

도 2는 본 발명의 일 실시예에서 이용되는 주파수 분할 다중 액세스(frequency division multiple access, FDMA) 기술들을 나타내는 도면.

<도 3>

도 3은 본 발명의 일 실시예에서 이용되는 시분할 다중 액세스(TDMA) 기술들을 나타내는 도면.

<도 4>

도 4는 본 발명의 일 실시예에서 다루어지는 상이한 타입의 간섭 구역들을 나타내는 도면.

&lt;도 5&gt;

도 5는 본 발명의 일 실시예에서 이용되는 프레임워크를 나타내는 도면.

&lt;도 6&gt;

도 6은 간접 구역 내의 타겟 클라이언트에 SIR = 10 dB를 가정하여, SER을 SNR의 함수로서 나타내는 그래프.

&lt;도 7&gt;

도 7은 2개의 IDCI 사전 코딩 기술로부터 도출된 SER을 나타내는 그래프.

&lt;도 8&gt;

도 8은 타겟 클라이언트가 주요 DIDO 클러스터로부터 간접 클러스터로 이동하는 예시적인 시나리오를 나타내는 도면.

&lt;도 9&gt;

도 9는 거리(D)의 함수로서의 신호 대 간섭 플러스 잡음비(SINR)를 나타내는 도면.

&lt;도 10&gt;

도 10은 플랫-페이딩(flat-fading) 협대역 채널들에서의 4-QAM 변조에 대한 3개의 시나리오의 심벌 에러 레이트(symbol error rate, SER) 성능을 나타내는 도면.

&lt;도 11&gt;

도 11은 본 발명의 일 실시예에 따른 IDCI 사전 코딩을 위한 방법을 나타내는 도면.

&lt;도 12&gt;

도 12는 일 실시예에서 주요 DIDO 클러스터들의 중심으로부터의 클라이언트의 거리의 함수로서의 SINR 변화를 나타내는 도면.

&lt;도 13&gt;

도 13은 4-QAM 변조에 대해 SER을 도출하는 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 14&gt;

도 14는 유한 상태 기계가 핸드오프 알고리즘을 구현하는 본 발명의 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 15&gt;

도 15는 쇼도잉(shadowing)의 존재 시의 핸드오프 전략의 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 16&gt;

도 16은 도 93에서의 임의의 2개의 상태 사이에서 스위칭할 때의 이력 현상 루프 메커니즘을 나타내는 도면.

&lt;도 17&gt;

도 17은 전력 제어를 포함하는 DIDO 시스템의 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 18&gt;

도 18은 상이한 시나리오들에서 4개의 DIDO 송신 안테나 및 4개의 클라이언트를 가정하는 경우의 SER 대 SNR을 나타내는 도면.

&lt;도 19&gt;

도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른, 송신 전력의 상이한 값들에 대한 RF 복사선의 소스로부터의 거리의 함수로서의 MPE 전력 밀도를 나타내는 도면.

&lt;도 20a 및 도 20b&gt;

도 20a 및 도 20b는 저전력 및 고전력 DIDO 분산 안테나들의 상이한 분포들을 나타내는 도면.

<도 21a 및 도 21b>

도 21a 및 도 21b는 도 20a 및 도 20b의 구성들에 각각 대응하는 2개의 전력 분포를 나타내는 도면.

<도 22a 및 도 22b>

도 22a 및 도 22b는 도 99a 및 도 99b에 각각 도시된 2개의 시나리오에 대한 레이트 분포를 나타내는 도면.

<도 23>

도 23은 전력 제어를 포함하는 DIDO 시스템의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 24>

도 24는 데이터를 송신하기 위해 라운드 로빈 스케줄링 정책(Round-Robin scheduling policy)에 따라 모든 안테나 그룹들에 걸쳐 반복되는 방법의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 25>

도 25는 안테나 그룹핑을 이용하는 전력 제어의 코딩되지 않은 SER 성능과 미국 특히 제7,636,381호에서의 전통적인 고유 모드 선택의 비교를 나타내는 도면.

<도 26a 내지 도 26c>

도 26a 내지 도 26c는 BD 사전 코딩이 DIDO 안테나들과 클라이언트들 간의 무선 링크들을 통한 상이한 전력 레벨들을 설명하기 위해 사전 코딩 가중치들을 동적으로 조정하는 3개의 시나리오를 나타내는 도면.

<도 27>

도 27은 DIDO 2x2 시스템들에 대한 지역 도메인 또는 순간 PDP(상부 플롯) 및 주파수 도메인(하부 플롯)을 통한  
 $\beta = 1$

저주파 선택적 채널들(       로 가정)의 진폭을 나타내는 도면.

<도 28>

도 28은 클라이언트당 단일 안테나를 갖는 DIDO 2x2에 대한 채널 행렬 주파수 응답의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 29>

$\beta = 0.1$

도 29는 (예를 들어,       을 갖는) 고주파 선택도에 의해 특성화되는 채널들에 대한 클라이언트당 단일 안테나를 갖는 DIDO 2x2에 대한 채널 행렬 주파수 응답의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 30>

도 30은 상이한 QAM 스킵들(즉, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM)에 대한 예시적인 SER을 나타내는 도면.

<도 31>

도 31은 링크 적응(link adaptation, LA) 기술들을 구현하기 위한 방법의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 32>

도 32는 링크 적응(LA) 기술들의 일 실시예의 SER 성능을 나타내는 도면.

<도 33>

$$N_{FFT} = 64 \quad L_0 = 8$$

도 33은       및       을 갖는 DIDO 2x2 시스템들에 대한 OFDM 톤 인덱스의 함수로서 수학식 28의 행렬의 엔트리들을 나타내는 도면.

<도 34>

$L_0 = 8$ 

도 34는  $M=N_t=2$ 개의 송신 안테나 및 P의 변수에 대한 SER 대 SNR을 나타내는 도면.

&lt;도 35&gt;

 $L_0 = 16$ 

도 35는 상이한 DIDO 차수들 및  $N_t$ 에 대한 보간 방법의 일 실시예의 SER 성능을 나타내는 도면.

&lt;도 36&gt;

도 36은 수퍼 클러스터들, DIDO 클러스터들 및 사용자 클러스터들을 이용하는 시스템의 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 37&gt;

도 37은 본 발명의 일 실시예에 따른 사용자 클러스터들을 갖는 시스템을 나타내는 도면.

&lt;도 38a 및 도 38b&gt;

도 38a 및 도 38b는 본 발명의 일 실시예에서 이용되는 링크 품질 규준 임계치들을 나타내는 도면.

&lt;도 39 내지 도 41&gt;

도 39 내지 도 41은 사용자 클러스터들을 확립하기 위한 링크 품질 행렬들의 예들을 나타내는 도면.

&lt;도 42&gt;

도 42는 클라이언트가 상이한 DIDO 클러스터들에 걸쳐 이동하는 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 43 내지 도 46&gt;

도 43 내지 도 46은 본 발명의 일 실시예에서 구 어레이들의 해상도와 그들의 면적(A) 간의 관계들을 나타내는 도면.

&lt;도 47&gt;

도 47은 실제의 실내 및 실외 전파 시나리오들에서 MIMO 시스템들의 자유도들을 나타내는 도면.

&lt;도 48&gt;

도 48은 어레이 직경의 함수로서 DIDO 시스템들의 자유도들을 나타내는 도면.

&lt;도 49&gt;

도 49는 유선 또는 무선 접속들을 통해 통신하는 다수의 중앙 프로세서(centralized processor, CP) 및 분산 노드(distributed node, DN)를 포함하는 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 50&gt;

도 50은 CP들이 허가되지 않은 DN들과 제어 정보를 교환하고, 허가된 사용을 위해 주파수 대역들을 셋다운하도록 그들을 재구성하는 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 51&gt;

도 51은 전체 스펙트럼이 새로운 서비스에 할당되고, CP들이 제어 정보를 이용하여 모든 허가되지 않은 DN들을 셋다운하여, 허가된 DN들과의 간섭을 방지하는 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 52&gt;

도 52는 다수의 CP, 분산 노드 및 CP들을 DN들에 상호접속하는 네트워크를 포함하는 클라우드 무선 시스템의 일 실시예를 나타내는 도면.

&lt;도 53 내지 도 59&gt;

도 53 내지 도 59는 전파 환경에서 사용자 이동성 또는 변화들로 인한 도플러 효과들을 보상하기 위해 파라미터들을 적응적으로 재구성하는 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(multiple antenna system, MAS)의 실시예들을

나타내는 도면.

<도 60>

도 60은 복수의 BTS를 나타내는 도면으로서, 이들 중 일부는 양호한 SNR을 갖고, 이들 중 일부는 UE에 대해 낮은 도플러를 가짐.

<도 61>

도 61은 복수의 BTS-UE 링크에 대해 CP에 의해 기록된 SNR 및 도플러의 값들을 포함하는 행렬의 일 실시예를 나타내는 도면.

<도 62>

도 62는 본 발명의 일 실시예에 따른 상이한 시간들에서의 채널 이득(또는 CSI)을 나타내는 도면.

### **발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

[0037]

많은 전술한 종래 기술의 한계들을 극복하기 위한 하나의 솔루션은 분산 입력 분산 출력(Distributed-Input Distributed-Output, DIDO) 기술의 일 실시예이다. DIDO 기술은 아래의 특허들 및 특허 출원들에서 설명되며, 이를 모두는 본 특허의 양수인에게 양도되었고, 참고로 포함된다. 본 출원은 이를 특허 출원의 일부 연속 출원 (CIP)이다. 이러한 특허들 및 출원들은 본 명세서에서 때때로 공동으로 "관련 특허들 및 출원들"로서 지칭된다.

[0038]

"Systems And Methods To Exploit Areas of Coherence in Wireless Systems"라는 명칭으로 2011년 9월 14일자로 출원된 미국 출원 제13/232,996호;

[0039]

"Systems and Methods for Planned Evolution and Obsolescence of Multiuser Spectrum"이라는 명칭으로 2011년 9월 14일자로 출원된 미국 출원 제13/233,006호;

[0040]

"Systems And Methods To Coordinate Transmissions In Distributed Wireless Systems Via User Clustering"이라는 명칭으로 2010년 11월 1일자로 출원된 미국 출원 제12/917,257호;

[0041]

"Interference Management, Handoff, Power Control And Link Adaptation In Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,988호;

[0042]

"System And Method For Adjusting DIDO Interference Cancellation Based On Signal Strength Measurement"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,976호;

[0043]

"System And Method For Managing Inter-Cluster Handoff Of Clients Which Traverse Multiple DIDO Clusters"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,974호;

[0044]

"System And Method For Managing Handoff Of A Client Between Different Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Networks Based On Detected Velocity Of The Client"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,989호;

[0045]

"System And Method For Power Control And Antenna Grouping In A Distributed-Input-Distributed-Output (DIDO) Network"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,958호;

[0046]

"System And Method For Link adaptation In DIDO Multicarrier Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,975호;

[0047]

"System And Method For DIDO Precoding Interpolation In Multicarrier Systems"라는 명칭으로 2010년 6월 16일자로 출원된 미국 출원 제12/802,938호;

[0048]

"System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications"라는 명칭으로 2009년 12월 2일자로 출원된 미국 출원 제12/630,627호;

[0049]

"System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"이라는 명칭으로 2007년 8월 20일자로 출원되고, 2009년 10월 6일자로 허여된 미국 특허 제7,599,420호;

[0050]

"System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"라는 명칭으로 2007

년 8월 20일자로 출원되고, 2009년 12월 15일자로 허여된 미국 특허 제7,633,994호;

[0051] "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"라는 명칭으로 2007년 8월 20일자로 출원되고, 2009년 12월 22일자로 허여된 미국 특허 제7,636,381호;

[0052] "System and Method For Distributed Input-Distributed Output Wireless Communications"라는 명칭으로 2008년 6월 20일자로 출원된 미국 출원 제12/143,503호;

[0053] "System and Method For Spatial-Multiplexed Tropospheric Scatter Communications"라는 명칭으로 2005년 10월 21일자로 출원된 미국 출원 제11/256,478호;

[0054] "System and Method for Distributed Input Distributed Output Wireless Communication"이라는 명칭으로 2004년 7월 30일자로 출원되고, 2008년 8월 26일자로 허여된 미국 특허 제7,418,053호;

[0055] "System and Method For Enhancing Near Vertical Incidence Skywave ("NVIS") Communication Using Space-Time Coding"이라는 명칭으로 2004년 4월 2일자로 출원된 미국 출원 제10/817,731호.

[0056] 본 특허 출원의 분량 및 복잡성을 줄이기 위해, 관련 특허들 및 출원들 중 일부의 개시 내용은 아래에서 명확히 기재되지 않는다. 개시 내용의 충분한 상세한 설명에 대해서는 관련 특허들 및 출원들을 참고하기 바란다.

[0057] 아래의 섹션 I(관련 출원 제12/802,988호로부터의 개시 내용)은 종래 기술의 참고 문헌들 및 본 출원의 양수인에게 양도된 종래의 출원들을 지칭하는 그 자신의 엔드노트들의 세트를 이용한다는 점에 유의한다. 엔드노트 인용문들은 섹션 I의 끝에 (섹션 II의 제목 바로 전에) 목록화된다. 섹션 II 사용들 내의 인용문들은 섹션 I에서 사용되는 것들과 중복되는 그의 인용문들에 대한 숫자 표시들을 가질 수 있지만, 이러한 숫자 표시들은 (섹션 II의 끝에 목록화되는) 상이한 참고 문헌들을 식별한다. 따라서, 특정 숫자 표시에 의해 식별되는 참고 문헌들은 숫자 표시가 사용되는 섹션 내에서 식별될 수 있다.

#### I. 관련 출원 제12/802,988호로부터의 개시 내용

##### 1. 클러스터간 간섭을 제거하기 위한 방법들

[0060] 아래에서는 복수의 분산 송신 안테나를 이용하여 0의 무선 주파수(radio frequency, RF) 에너지를 갖는 공간 내의 위치들을 생성하는 무선 RF 통신 시스템들 및 방법들이 설명된다. M개의 송신 안테나가 사용될 때, 사전 정의된 위치들 내에 0의 RF 에너지의 최대 (M-1)개의 포인트를 생성하는 것이 가능하다. 본 발명의 일 실시예에서, 0 RF 에너지의 포인트들은 무선 장치들이며, 송신 안테나들은 송신기들과 수신기들 사이의 채널 상태 정보(channel state information, CSI)를 안다. 일 실시예에서, CSI는 수신기들에서 계산되고, 송신기들로 피드백 된다. 다른 실시예에서, CSI는 채널 상호성의 이용을 가정하여, 수신기들로부터의 훈련을 통해 송신기에서 계산된다. 송신기들은 CSI를 이용하여, 동시에 전송될 간섭 신호들을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 송신 안테나들에서 블록 대각화(block diagonalization, BD) 사전 코딩을 이용하여 0 RF 에너지의 포인트들을 생성한다.

[0061] 본 명세서에 설명되는 시스템 및 방법들은 전술된 전통적인 수신/송신 빔 형성 기술들과 다르다. 사실상, 수신 빔 형성은 (널-스티어링을 통해) 수신 측에서 간섭을 억압하도록 가중치들을 계산하는 반면, 본 명세서에 설명되는 본 발명의 일부 실시예들은 "0 RF 에너지"를 갖는 공간 내의 하나 또는 다수의 위치를 유발하는 간섭 패턴들을 생성하기 위해 송신 측에서 가중치들을 적용한다. 모든 사용자에 대한 신호 품질(또는 SINR) 또는 다운링크 처리량을 각각 최대화하도록 설계되는 전통적인 송신 빔 형성 또는 BD 사전 코딩과 달리, 본 명세서에 설명되는 시스템들 및 방법들은 소정 조건들 하에서 그리고/또는 소정의 송신기들로부터 신호 품질을 최소화하여, (본 명세서에서, 때때로 "사용자들"로서 지칭되는) 클라이언트 장치들에서 0 RF 에너지의 포인트들을 생성한다. 더욱이, (우리의 관련 특허들 및 출원들에서 설명되는) 분산 입력 분산 출력(DIDO) 시스템들과 관련하여, 공간 내에 분산되는 송신 안테나들은 상이한 사용자들에 대한 0 RF 에너지 및/또는 최대 SINR의 다수의 포인트를 생성하는 데 이용될 수 있는 더 높은 자유도(즉, 더 높은 채널 공간 다이버시티)를 제공한다. 예를 들어, M개의 송신 안테나를 이용할 경우, RF 에너지의 최대 (M-1)개의 포인트를 생성하는 것이 가능하다. 이와 달리, 실제의 빔 형성 또는 BD 다중 사용자 시스템들은 통상적으로 임의의 수(M)의 송신 안테나에 대해 무선 링크를 통해 서비스될 수 있는 동시 사용자들의 수를 제한하는 송신 측에서의 가까이 이격된 안테나들을 갖도록 설계된다.

[0062] M개의 송신 안테나 및 K명의 사용자를 포함하는 시스템을 고려하며, 이때 K<M이다. 송신기가 M개의 송신 안테나와 K명의 사용자 사이의 CSI ( $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ )를 아는 것으로 가정한다. 간소화를 위해, 모든 사용자는 단일 안테

나를 구비하는 것으로 가정되지만, 동일 방법은 사용자당 다수의 수신 안테나로 확장될 수 있다. K명의 사용자의 위치들에서 0 RF 에너지를 생성하는 사전 코딩 가중치들 ( $\mathbf{w} \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ )은 아래의 조건을 충족시키도록 계산된다.

[0063]  $\mathbf{H}\mathbf{w} = \mathbf{0}^{K \times 1}$

[0064] 여기서,  $\mathbf{0}^{K \times 1}$ 은 모두 0 엔트리들을 갖는 벡터이고, H는 아래와 같이 M개의 송신 안테나로부터 K명의 사용자로의 채널 벡터들 ( $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ )을 결합하여 얻어진 채널 행렬이다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_k \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix}$$

[0065] [0066] 일 실시예에서, 채널 행렬 H의 특이 값 분해(singular value decomposition, SVD)가 계산되고, 사전 코딩 가중치 w가 H의 (0 특이 값에 의해 식별되는) 널 하위 공간에 대응하는 우측 특이 벡터로서 정의된다.

[0067] 송신 안테나들은 위에서 정의된 가중 벡터를 이용하여 RF 에너지를 송신하는 한편, K명의 사용자의 위치들에서 0 RF 에너지의 K개의 포인트를 생성하며, 따라서 k 번째 사용자에서 수신된 신호는 아래 수학식에 의해 주어진다.

[0068]  $\mathbf{r}_k = \mathbf{h}_k \mathbf{w} s_k + \mathbf{n}_k = \mathbf{0} + \mathbf{n}_k$

[0069] 여기서,  $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{1 \times 1}$ 은 k 번째 사용자에서의 추가 백색 가우스 잡음(additive white Gaussian noise, AWGN)이다.

[0070] 일 실시예에서, 채널 행렬 H의 특이 값 분해(SVD)가 계산되고, 사전 코딩 가중치 w가 H의 (0 특이 값에 의해 식별되는) 널 하위 공간에 대응하는 우측 특이 벡터로서 정의된다.

[0071] 다른 실시예에서, 무선 시스템은 DIDO 시스템이고, 0 RF 에너지의 포인트들은 상이한 DIDO 커버리지 영역들 사이에서 클라이언트들에 대한 간섭을 사전 제거하도록 생성된다. 미국 출원 제12/630,627호에서는, 아래의 요소들을 포함하는 DIDO 시스템이 설명된다.

[0072] · DIDO 클라이언트들

[0073] · DIDO 분산 안테나들

[0074] · DIDO 기지 송수신기국들(base transceiver stations, BTS)

[0075] · DIDO 기지국 네트워크(base station network, BSN)

[0076] 모든 BTS는 DIDO 클러스터라고 하는 주어진 커버리지 영역에 서비스를 제공하는 다수의 분산 안테나에 BSN을 통해 접속된다. 본 특허 출원에서는, 인접하는 DIDO 클러스터들 사이의 간섭을 제거하기 위한 시스템 및 방법이 설명된다. 도 1에 도시된 바와 같이, 주요 DIDO 클러스터가 이웃 클러스터들로부터의 간섭에 의해 영향을 받는 클라이언트(즉, 다중 사용자 DIDO 시스템에 의해 서빙되는 사용자 장치)(또는 타겟 클라이언트)를 호스트하는 것으로 가정한다.

[0077] 일 실시예에서, 이웃 클러스터들은 전통적인 셀룰러 시스템들과 유사한 주파수 분할 다중 액세스(FDMA) 기술들에 따라 상이한 주파수들에서 동작한다. 예를 들어, 3의 주파수 재사용 팩터의 경우, 도 2에 도시된 바와 같이, 제3 DIDO 클러스터마다 동일 캐리어 주파수가 재사용된다. 도 2에서, 상이한 캐리어 주파수들은 F<sub>1</sub>, F<sub>2</sub> 및 F<sub>3</sub>로 식별된다. 이 실시예는 일부 구현들에서 사용될 수 있지만, 이러한 솔루션은 스펙트럼 효율의 손실을 유발하는데, 그 이유는 이용 가능 스펙트럼이 다수의 하위 대역으로 분할되고, DIDO 클러스터들의 서브세트만이 동일 하위 대역에서 동작하기 때문이다. 더욱이, 이것은 상이한 DIDO 클러스터들을 상이한 주파수들에 연관시켜 간섭을 방지하기 위해 복잡한 셀 계획을 필요로 한다. 종래 기술의 셀룰러 시스템들과 같이, 그러한 셀룰러 계획은 동일 주파수를 사용하는 클러스터들 간의 간섭을 방지하기 위해 안테나들의 특정 배치 및 송신 전력의 제한을 필요로 한다.

[0078] 다른 실시예에서, 이웃 클러스터들은 동일 주파수 대역에서, 그러나 시분할 다중 액세스(TDMA) 기술에 따라 상

이한 시간 슬롯들에서 동작한다. 예를 들어, 도 3에 도시된 바와 같이, DIDO 송신은 도시된 바와 같이 소정의 클러스터들에 대해 시간 슬롯  $T_1$ ,  $T_2$  및  $T_3$ 에서만 허용된다. 시간 슬롯들은 상이한 클러스터들에 동일하게 할당될 수 있으며, 따라서 상이한 클러스터들은 라운드 로빈 정책에 따라 스케줄링된다. 상이한 클러스터들이 상이한 데이터 레이트 요구들에 의해 특성화되는 경우(즉, 커버리지 영역마다 더 적은 수의 클라이언트를 갖는 시골 영역들 내의 클러스터들과 달리 블루는 도시 환경들 내의 클러스터들), 상이한 우선 순위들이 상이한 클러스터들에 할당되며, 따라서 더 많은 시간 슬롯이 더 큰 데이터 레이트 요구들을 갖는 클러스터들에 할당된다. 전술된 바와 같은 TDMA가 본 발명의 일 실시예에서 사용될 수 있지만, TDMA 접근법은 상이한 클러스터들에 걸쳐 시간 동기화를 필요로 할 수 있으며, 간접 클러스터들이 동일 주파수를 동시에 사용할 수 없으므로 스펙트럼 효율을 저하시킬 수 있다.

[0079] 일 실시예에서, 모든 이웃 클러스터들은 동일 주파수 대역에서 동시에 송신하며, 클러스터들에 걸쳐 공간 처리를 이용하여 간섭을 방지한다. 이 실시예에서, 다중 클러스터 DIDO 시스템은 (i) (제7,599,420호; 제7,633,994호; 제7,636,381호; 및 출원 제12/143,503호를 포함하는 관련 특허들 및 출원들에서 설명되는 바와 같이) 주요 클러스터 내에서 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 동일 주파수 대역 내에서 동시적인 비간섭 데이터 스트림들을 다수의 클라이언트로 전송하고; (ii) 타겟 클라이언트들의 위치들에서 0 무선 주파수(RF) 에너지의 포인트들을 생성함으로써 도 4의 간섭 구역들(8010) 내에 위치하는 클라이언트들에 대한 간섭을 방지하기 위해 이웃 클러스터들에서의 간섭 제거와 함께 DIDO 사전 코딩을 이용한다. 타겟 클라이언트가 간섭 구역(410) 내에 있는 경우, 주요 클러스터(411)로부터의 데이터 스트림 및 간접 클러스터(412-413)로부터의 0 RF 에너지를 포함하는 RF의 합을 수신할 것이며, 이는 단지 주요 클러스터로부터의 데이터 스트림을 포함하는 RF일 것이다. 따라서, 인접 클러스터들은 동일 주파수를 동시에 이용할 수 있으며, 이때 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트들은 간섭을 겪지 않는다.

[0080] 실제의 시스템들에서, DIDO 사전 코딩의 성능은 (DIDO 분산 안테나들에서 쓸모 없는 채널 상태 정보를 생성하는) 채널 추정 에러 또는 도플러 효과들; 멀티캐리어 DIDO 시스템들에서의 변조간 왜곡(intermodulation distortion, IMD); 시간 또는 주파수 오프셋들과 같은 상이한 팩터들에 의해 영향을 받을 수 있다. 이러한 효과들의 결과로서, 0 RF 에너지의 포인트들을 달성하는 것이 불가능할 수 있다. 그러나, 간접 클러스터들로부터의 타겟 클라이언트에서의 RF 에너지가 주요 클러스터로부터의 RF 에너지에 비해 무시될 수 있는 한, 타겟 클라이언트에서의 링크 성능은 간섭에 의해 영향을 받지 않는다. 예를 들어, 클라이언트가  $10^{-6}$ 의 타겟 비트 에러 레이트(bit error rate, BER)를 달성하기 위해 순방향 에러 정정(forward error correction, FEC) 코딩을 이용하여 4-QAM 배열들을 복조하기 위해 20 dB 신호 대 잡음비(SNR)를 필요로 하는 것으로 가정한다. 간접 클러스터로부터 수신되는 타겟 클라이언트에서의 RF 에너지가 주요 클러스터로부터 수신되는 RF 에너지보다 20 dB 낮은 경우, 간섭은 무시될 수 있으며, 클라이언트는 사전 정의된 BER 타겟 내에서 성공적으로 데이터를 복조할 수 있다. 따라서, 본 명세서에 사용되는 바와 같은 "0 RF 에너지"라는 용어는 간섭 RF 신호들로부터의 RF 에너지가 0이라는 것을 반드시 의미하지는 않는다. 오히려, 이것은 RF 에너지가 원하는 RF 신호의 RF 에너지에 비해 충분히 낮으며, 따라서 원하는 RF 신호가 수신기에서 수신될 수 있다는 것을 의미한다. 더욱이, 원하는 RF 에너지에 대한 간섭 RF 에너지의 소정의 바람직한 임계치들이 설명되지만, 본 발명의 기본 원리들은 임의의 특정 임계치 값들로 제한되지 않는다.

[0081] 도 4에 도시된 바와 같이 상이한 타입의 간섭 구역들(8010)이 존재한다. 예를 들어, (도 80에 문자 "A"로 지시되는 바와 같은) "타입 A" 구역들은 단지 하나의 이웃 클러스터로부터의 간섭에 의해 영향을 받는 반면, (문자 "B"로 지시되는 바와 같은) "타입 B" 구역들은 2개 또는 다수의 이웃 클러스터로부터의 간섭을 설명한다.

[0082] 도 5는 본 발명의 일 실시예에서 사용되는 프레임워크를 나타낸다. 점들은 DIDO 분산 안테나들을 나타내고, 십자가들은 DIDO 클라이언트들을 나타내고, 화살표들은 RF 에너지의 전파 방향들을 나타낸다. 주요 클러스터 내의 DIDO 안테나들은 사전 코딩된 데이터 신호들을 그 클러스터 내의 클라이언트들 MC(501)로 전송한다. 또한, 간접 클러스터 내의 DIDO 안테나들은 전통적인 DIDO 사전 코딩을 통해 클러스터 내의 클라이언트들 IC(502)를 서빙한다. 녹색 십자가(503)는 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트 TC(503)를 나타낸다. 주요 클러스터(511) 내의 DIDO 안테나들은 전통적인 DIDO 사전 코딩을 통해 사전 코딩된 데이터 신호들을 타겟 클라이언트로(흑색 화살표들) 전송한다. 간접 클러스터(512) 내의 DIDO 안테나들은 사전 코딩을 이용하여 타겟 클라이언트(503)의 방향들을 향하는(녹색 화살표들) 0 RF 에너지를 생성한다.

[0083] 도 4의 임의의 간섭 구역(410A, B) 내의 타겟 클라이언트 k에서 수신된 신호는 아래 수학식에 의해 주어진다.

## 수학식 1

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{H}_k \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^U \mathbf{W}_u \mathbf{s}_u + \sum_{c=1}^C \mathbf{H}_{c,k} \sum_{i=1}^{I_c} \mathbf{W}_{c,i} \mathbf{s}_{c,i} + \mathbf{n}_k$$

[0084]

[0085] 여기서,  $k=1, \dots, K$ 이고, 이때  $K$ 는 간접 구역(8010A, B) 내의 클라이언트들의 수이고,  $U$ 는 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트들의 수이고,  $C$ 는 간접 DIDO 클러스터들(412-413)의 수이고,  $I_c$ 는 간접 클러스터  $c$  내의 클라이언트들의 수이다. 더욱이,  $\mathbf{r}_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 은 클라이언트 장치들에서  $M$ 개의 송신 DIDO 안테나 및  $N$ 개의 수신 안테나를 가정할 때 클라이언트  $k$ 에서의 수신 데이터 스트림들을 포함하는 벡터이고;  $\mathbf{s}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $k$ 로의 송신 데이터 스트림들의 벡터이고;  $\mathbf{s}_u \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클러스터  $u$ 로의 송신 데이터 스트림들의 벡터이고;  $\mathbf{s}_{c,i} \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은  $c$  번째 간접 DIDO 클러스터 내의 클러스터  $i$ 로의 송신 데이터 스트림들의 벡터이고;  $\mathbf{n}_k \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 은 클러스터  $k$ 의  $N$ 개의 수신 안테나에서의 추가 백색 가우스 잡음(AWGN)의 벡터이고;  $\mathbf{H}_k \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $k$ 에서의  $M$ 개의 송신 DIDO 안테나로부터  $N$ 개의 수신 안테나로의 DIDO 채널 행렬이고;  $\mathbf{H}_{c,k} \in \mathbb{C}^{N \times M}$ 은  $c$  번째 간접 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $k$ 에서의  $M$ 개의 송신 DIDO 안테나로부터  $N$ 개의 수신 안테나로의 DIDO 채널 행렬이고;  $\mathbf{W}_k \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $k$ 에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들의 행렬이고;  $\mathbf{W}_u \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 은 주요 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $u$ 에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들의 행렬이고;  $\mathbf{W}_{c,i} \in \mathbb{C}^{M \times N}$ 은  $c$  번째 간접 DIDO 클러스터 내의 클라이언트  $i$ 에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들의 행렬이다.

[0086]

표기법을 간소화하기 위해 그리고 일반성의 손실 없이, 모든 클라이언트들은  $N$ 개의 수신 안테나를 구비하고, 모든 DIDO 클러스터 내에는  $M$ 개의 DIDO 분산 안테나가 존재하는 것으로 가정하며, 이때  $M \geq (N \cdot U)$ 이고,  $M \geq (N \cdot I_c), \forall c = 1, \dots, C$ 이다.  $M$ 이 클러스터 내의 수신 안테나들의 총 수보다 큰 경우, 여분의 송신 안테나들은 간접 구역 내의 타겟 클라이언트들에 대한 간접을 사전 제거하거나, 제7,599,420호; 제7,633,994호; 제7,636,381호; 및 출원 제12/143,503호를 포함하는 관련 특허들 및 출원들에서 설명되는 다이버시티 스킴들을 통해 동일 클러스터 내의 클라이언트들에 대한 링크 강건성을 개선하는 데 사용된다.

[0087]

DIDO 사전 코딩 가중치들은 동일 DIDO 클러스터 내의 클라이언트간 간접을 사전 제거하도록 계산된다. 예를 들어, 제7,599,420호; 제7,633,994호; 제7,636,381호; 및 출원 제12/143,503호 및 [7]을 포함하는 관련 특허들 및 출원들에 설명된 블록 대각화(BD) 사전 코딩이 클라이언트간 간접을 제거하는 데 사용될 수 있으며, 따라서 주요 클러스터에서 아래의 조건이 충족된다.

## 수학식 2

$$\mathbf{H}_k \mathbf{W}_u = \mathbf{0}^{N \times N}; \quad \forall u = 1, \dots, U; \text{ 여기서 } u \neq k$$

[0088]

[0089] 이웃 DIDO 클러스터들에서의 사전 코딩 가중 행렬들은 아래의 조건이 충족되도록 설계된다.

## 수학식 3

$$\mathbf{H}_{c,k} \mathbf{W}_{c,i} = \mathbf{0}^{N \times N}; \quad \forall c = 1, \dots, C \text{ 및 } \forall i = 1, \dots, I_c.$$

[0090]

[0091] 사전 코딩 행렬들  $\mathbf{W}_{c,i}$ 을 계산하기 위해,  $M$ 개의 송신 안테나로부터 간접 클러스터 내의  $I_c$ 개의 클라이언트 및 간접 구역 내의 클라이언트  $k$ 로의 다운링크 채널이 추정되고, 사전 코딩 행렬이 간접 클러스터 내의 DIDO BTS에 의해 계산된다. BD 방법이 간접 클러스터들에서의 사전 코딩 행렬들을 계산하는 데 사용되는 경우, 이웃 클러

스터들 내의 i 번째 클라이언트에 대한 가중치들을 계산하기 위해 아래의 유효 채널 행렬이 형성된다.

#### 수학식 4

$$\mathbf{H}_{c,i} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{c,k} \\ \tilde{\mathbf{H}}_{c,i} \end{bmatrix}$$

[0093] 여기서,  $\tilde{\mathbf{H}}_{c,i}$ 는 간접 클러스터 c에 대한 채널 행렬  $\mathbf{H}_c \in \mathbb{C}^{(N \cdot I_c) \times M}$ 로부터 얻어진 행렬이며, 여기서는 i 번째 클라이언트에 대응하는 행들이 제거된다.

[0094] 조건 2 및 3을 1에 대입하면, 타겟 클라이언트 k에 대한 수신된 데이터 스트림들이 얻어지며, 여기서는 클러스터내 및 클러스터간 간섭이 제거된다.

#### 수학식 5

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$$

[0096] 이웃 클러스터들에서 계산된 수학식 1의 사전 코딩 가중치들  $\mathbf{w}_{c,i}$ 은 사전 코딩된 데이터 스트림들을 그러한 클러스터들 내의 모든 클라이언트들로 전송하는 한편, 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트에 대한 간섭을 사전 제거하도록 설계된다. 타겟 클라이언트는 그의 주요 클러스터로부터만 사전 코딩된 데이터를 수신한다. 다른 실시 예에서는, 다이버시티 이득을 얻기 위해 동일한 데이터 스트림이 주요 및 이웃 클러스터들 양자로부터 타겟 클라이언트로 전송된다. 이 경우, 수학식 5의 신호 모델은 아래와 같이 표현된다.

#### 수학식 6

$$\mathbf{r}_k = (\mathbf{H}_k \mathbf{W}_k + \sum_{c=1}^C \mathbf{H}_{c,k} \mathbf{W}_{c,k}) \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$$

[0098] 여기서,  $\mathbf{W}_{c,k}$ 는 c 번째 클러스터 내의 DIDO 송신기들로부터 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트 k로의 DIDO 사전 코딩 행렬이다. 수학식 6의 방법은 이웃 클러스터들 간의 시간 동기화를 필요로 하며, 이는 대형 시스템들에서 달성하기 어려울 수 있지만, 그럼에도 불구하고, 다이버시티 이득 이익이 구현의 비용을 정당화하는 경우에는 사실상 가능하다는 점에 유의한다.

[0099] 제안되는 방법의 성능을 신호 대 잡음비(SNR)의 함수로서 심벌 에러 레이트(SER)와 관련하여 평가하는 것으로부터 시작한다. 일반성의 손실 없이, 클라이언트당 단일 안테나를 가정하여 아래의 신호 모델을 정의하고, 수학식 1을 아래와 같이 재구성한다.

#### 수학식 7

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{\text{SNR}} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k \mathbf{s}_k + \sqrt{\text{INR}} \mathbf{h}_{c,k} \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_{c,i} \mathbf{s}_{c,i} + \mathbf{n}_k$$

[0101] 여기서, INR은  $\text{INR}=\text{SNR}/\text{SIR}$ 로서 정의되는 간섭 대 잡음비이고, SIR은 신호 대 간섭비이다.

[0102] 도 6은 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트에  $\text{SIR}=10$  dB를 가정하여, SER을 SNR의 함수로서 나타내고 있다. 일반성의 손실 없이, 4-QAM 및 16-QAM에 대한 SER을 순방향 여러 정정(FEC) 코딩 없이 측정하였다. 코딩되지 않은 시스템들에 대해 타겟 SER을 1%로 고정한다. 이 타겟은 변조 차수에 따라 SNR의 상이한 값들에 대응한다(즉, 4-QAM에 대해  $\text{SNR}=20$  dB 및 16-QAM에 대해  $\text{SNR}=28$  dB). 코딩 이득으로 인해 FEC 코딩을 사용할 때 SNR의 동일 값들에 대해 더 낮은 SER 타겟들이 층족될 수 있다. 클러스터당 2개의 DIDO 안테나 및 (각자 단일 안테나를 구비하는) 2개의 클라이언트를 갖는 2개의 클러스터(하나의 주요 클러스터 및 하나의 간섭 클러스터)의 시나리오를 고려한다. 주요 클러스터 내의 클라이언트들 중 하나는 간섭 구역 내에 위치한다. 플랫-페이딩 협대역 채

널들을 가정하지만, 아래의 결과들은 각각의 서브캐리어가 플랫 페이딩을 겪는 주파수 선택 멀티캐리어(OFDM) 시스템들로 확장될 수 있다. 2개의 시나리오, 즉 (i) 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트를 설명하지 않고서 사전 코딩 가중치들  $\mathbf{w}_{c,i}$  을 계산하는, DIDO 클러스터간 간섭(inter-DIDO-cluster interference, IDCI)을 갖는 하나의 시나리오; 및 (ii) 타겟 클라이언트에 대한 IDCI를 제거하도록 가중치들  $\mathbf{w}_{c,i}$  을 계산함으로써 IDCI를 제거하는 다른 시나리오를 고려한다. IDCI의 존재 시에 SER이 높고, 사전 정의된 타겟을 초과한다는 점에 주목한다. 이 웃 클러스터에서의 IDCI 사전 코딩을 이용하여, 타겟 클라이언트에 대한 간섭이 제거되고, SNR>20 dB에 대해 SER 타겟들이 달성된다.

[0103] 도 6의 결과들은 수학식 5에서와 같이 IDCI 사전 코딩을 가정한다. 이 웃 클러스터들에서의 IDCI 사전 코딩이 수학식 6에서와 같이 간섭 구역 내의 타겟 클라이언트로의 데이터 스트림들을 사전 코딩하는 데에도 사용되는 경우, 추가적인 다이버시티 이득이 얻어진다. 도 7은 두 가지 기술, 즉 (i) 수학식 5에서의 IDCI 사전 코딩을 이용하는 "방법 1"; (ii) 이 웃 클러스터들이 또한 사전 코딩된 데이터 스트림을 타겟 클라이언트로 전송하는 수학식 6에서의 IDCI 사전 코딩을 이용하는 "방법 2"로부터 도출된 SER을 비교한다. 방법 2는 사전 코딩된 데이터 스트림을 타겟 클라이언트로 전송하는 데 사용되는 이 웃 클러스터 내의 DIDO 안테나들에 의해 제공되는 추가적인 어레이 이득으로 인해 전통적인 IDCI 사전 코딩에 비해 약 3 dB 이득을 생성한다. 더 일반적으로, 방법 1에 대한 방법 2의 어레이 이득은  $10 \log_{10}(C+1)$ 에 비례하며, 여기서 C는 이 웃 클러스터들의 수이고, 팩터 "1"은 주요 클러스터를 나타낸다.

[0104] 이어서, 위의 방법의 성능을 간섭 구역에 대한 타겟 클라이언트의 위치의 함수로서 평가한다. 도 8에 도시된 바와 같이, 타겟 클라이언트(8401)가 주요 DIDO 클러스터(802)로부터 간섭 클러스터(803)로 이동하는 하나의 간단한 시나리오를 고려한다. 주요 클러스터(802) 내의 모든 DIDO 안테나들(812)이 BD 사전 코딩을 이용하여 클러스터간 간섭을 제거함으로써 조건 2를 충족시키는 것으로 가정한다. 단일 간섭 DIDO 클러스터, 클라이언트 장치(801)에서의 단일 수신기 안테나 및 주요 또는 간섭 클러스터 내의 모든 DIDO 안테나들로부터 클라이언트로의 동일한 경로 손실(즉, DIDO 안테나들이 클라이언트 주위의 원 안에 배치됨)을 가정한다. (통상적인 도시 환경들에서와 같이) 경로 손실 지수 4를 갖는 하나의 간이 경로 손실 모델을 이용한다 [11].

[0105] 이하의 분석은 경로 손실을 설명하기 위해 수학식 7을 확장하는 아래의 간이 신호 모델에 기초한다.

### 수학식 8

$$r_k = \sqrt{\frac{\text{SNR} \cdot D_0^4}{D^4}} \mathbf{h}_k \mathbf{w}_k s_k + \sqrt{\frac{\text{SNR} \cdot D_0^4}{(1-D)^4}} \mathbf{h}_{c,k} \sum_{i=1}^I \mathbf{w}_{c,i} s_{c,i} + n_k$$

[0106] 여기서, 신호 대 간섭비(SIR)는  $SIR=((1-D)/D)^4$ 로서 도출된다. IDCI의 모델링에서, 3개의 시나리오, 즉 i) IDCI가 없는 이상적인 사례; (ii) 조건 3을 충족시키기 위해 간섭 클러스터에서의 BD 사전 코딩을 통해 IDCI가 사전 제거된 사례; iii) 이 웃 클러스터에 의해 사전 제거되지 않은 IDCI를 갖는 사례를 고려한다.

[0107] 도 9는 D의 함수로서의 (즉, 타겟 클라이언트가 주요 클러스터(802)로부터 간섭 클러스터(8403) 내의 DIDO 안테나들(813)을 향해 이동할 때의) 신호 대 간섭 플러스 잡음비(SINR)를 나타낸다. SINR은 수학식 8의 신호 모델을 이용하여 신호 전력 대 간섭 플러스 잡음 전력의 비율로서 도출된다.  $D_0=0.1$  및  $D=D_0$ 에 대해 SNR=50 dB인 것으로 가정한다. IDCI의 부재 시에, 무선 링크 성능은 잡음에 의해서만 영향을 받으며, SINR은 경로 손실로 인해 감소한다. IDCI의 존재 시에(즉, IDCI 사전 코딩이 없는 경우), 이 웃 클러스터 내의 DIDO 안테나들로부터의 간섭은 SINR의 감소에 기여한다.

[0108] 도 10은 플랫 페이딩 협대역 채널들에서의 4-QAM 변조에 대한 위의 3개의 시나리오의 심벌 에러 레이트(SER) 성능을 나타낸다. 이러한 SER 결과들은 도 9의 SINR에 대응한다. 도 9의 SINR 임계치  $SINR_T=20$  dB에 대응하는 코딩되지 않은 (즉, FEC 없는) 시스템들에 대한 1%의 SER 임계치를 가정한다. SINR 임계치는 데이터 송신에 사용되는 변조 차수에 의존한다. 더 높은 변조 차수들은 통상적으로 동일 타겟 에러 레이트를 달성하기 위해 더 높은 SINR<sub>T</sub>에 의해 특성화된다. FEC를 이용할 경우, 코딩 이득으로 인해 동일 SINR 값에 대해 더 낮은 타겟 SER이 달성될 수 있다. 사전 코딩이 없는 IDCI의 경우, 타겟 SER은 범위  $D<0.25$  내에서만 달성된다. 이 웃 클러스터에서의 IDCI 사전 코딩의 경우, 타겟 SER을 충족시키는 범위는  $D<0.6$ 까지 확장된다. 그 범위를

초과하면, SINR은 경로 손실로 인해 증가하며, SER 타겟은 충족되지 않는다.

[0110] IDCI 사전 코딩을 위한 방법의 일 실시예가 도 11에 도시되며, 아래의 단계들로 구성된다.

[0111] · SIR 추정(1101): 클라이언트들은 주요 DIDO 클러스터로부터 (즉, 수신된 사전 코딩 데이터에 기초하여) 신호 전력을 그리고 이웃 DIDO 클러스터들로부터 간섭 플러스 잡음 신호 전력을 추정한다. 단일 캐리어 DIDO 시스템들에서, 프레임 구조는 짧은 침묵 기간들을 갖도록 설계될 수 있다. 예를 들어, 침묵 기간들은 채널 추정을 위한 훈련과 채널 상태 정보(CSI) 피드백 동안의 사전 코딩된 데이터 송신 사이에 정의될 수 있다. 일 실시예에서, 이웃 클러스터들로부터의 간섭 플러스 잡음 신호 전력은 주요 클러스터 내의 DIDO 안테나들로부터 침묵 기간들 동안 측정된다. 실제의 DIDO 멀티캐리어(OFDM) 시스템들에서는, 송신 및 수신 측들에서의 필터링으로 인한 대역의 에지에서의 직류(DC) 오프셋 및 감쇠를 방지하기 위해 통상적으로 널 톤들이 사용된다. 멀티캐리어 시스템들을 이용하는 다른 실시예에서, 간섭 플러스 잡음 신호 전력은 널 톤들로부터 추정된다. 대역의 에지에서의 송신/수신 필터 감쇠를 보상하기 위해 정정 팩터들이 사용될 수 있다. 주요 클러스터로부터의 신호 플러스 간섭 및 잡음 전력( $P_s$ )과 이웃 클러스터들로부터의 간섭 플러스 잡음 전력( $P_{IN}$ )이 추정되면, 클라이언트는 아래와 같이 SINR을 계산한다.

## 수학식 9

$$\text{SINR} = \frac{P_s - P_{IN}}{P_{IN}}$$

[0112] [0113] 대안으로서, SINR 추정은 무선 신호 전력을 측정하기 위해 통상적인 무선 통신 시스템들에서 사용되는 수신 신호 강도 지시(received signal strength indication, RSSI)로부터 도출된다.

[0114] 수학식 9의 규준은 잡음과 간섭 전력 레벨을 구별하지 못할 수 있다는 점에 주목한다. 예를 들어, 간섭이 없는 환경들에서 쉐도잉에 의해 영향을 받는 (즉, 주요 클러스터 내의 모든 DIDO 분산 안테나들로부터의 신호 전력을 감쇠시키는 장애물들 뒤에 있는) 클라이언트들은 클러스터간 간섭에 의해 영향을 받지 않는 경우에도 낮은 SINR을 추정할 수 있다.

[0115] 제안되는 방법에 대한 더 신뢰성 있는 규준은 아래와 같이 계산되는 SIR이다.

## 수학식 10

$$\text{SIR} = \frac{P_s - P_{IN}}{P_{IN} - P_N}$$

[0116] [0117] 여기서,  $P_N$ 은 잡음 전력이다. 실제의 멀티캐리어 OFDM 시스템들에서, 수학식 10의 잡음 전력( $P_N$ )은 주요 및 이웃 클러스터들로부터의 모든 DIDO 안테나들이 널 톤들의 동일 세트를 사용하는 것으로 가정하여 널 톤들로부터 추정된다. 간섭 플러스 잡음 전력( $P_{IN}$ )은 전술된 바와 같이 침묵 기간으로부터 추정된다. 마지막으로, 신호 플러스 간섭 및 잡음 전력( $P_s$ )은 데이터 톤들로부터 도출된다. 이러한 추정들로부터, 클라이언트는 수학식 10의 SIR을 계산한다.

[0118] · 이웃 클러스터들에서의 채널 추정(1102-1103): 수학식 10의 추정된 SIR이 도 11의 8702에서 결정되는 사전 정의된 임계치( $SIR_T$ ) 아래인 경우, 클라이언트는 이웃 클러스터들로부터 훈련 신호들을 청취하기 시작한다.  $SIR_T$ 는 데이터 송신에 사용되는 변조 및 FEC 코딩 스킴(MCS)에 의존한다는 점에 유의한다. 클라이언트의 MCS에 따라 상이한 SIR 타겟들이 정의된다. 상이한 클러스터들로부터의 DIDO 분산 안테나들이 시간 동기화될 때(즉, 동일한 초당 펄스(pulse-per-second, PPS) 시간 기준에 롤링될 때), 클라이언트는 8703에서 훈련 시퀀스를 이용하여 그의 채널 추정치들을 이웃 클러스터들 내의 DIDO 안테나들로 전송한다. 이웃 클러스터들에서의 채널 추정을 위한 훈련 시퀀스는 주요 클러스터로부터의 훈련과 직교하도록 설계된다. 대안으로서, 상이한 클러스터들 내의 DIDO 안테나들이 시간 동기화되지 않는 경우, 상이한 DIDO 클러스터들에서의 시간 동기화를 위해 (양호한 교차 상관 특성들을 갖는) 직교 시퀀스들이 사용된다. 클라이언트가 이웃 클러스터들의 시간/주파수 기준에 롤링되면, 1103에서 채널 추정이 수행된다.

- [0119] · IDCI 사전 코딩(1104): 이웃 클러스터들 내의 DIDO BTS에서 채널 추정치들이 이용 가능하면, IDCI 사전 코딩이 수학식 3의 조건을 충족시키도록 계산된다. 이웃 클러스터들 내의 DIDO 안테나들은 사전 코딩된 데이터 스트림들을 그들의 클라이언트 내의 클라이언트들로만 전송하는 한편, 도 4의 간섭 구역(410) 내의 클라이언트들에 대한 간섭을 사전 제거한다. 클라이언트가 도 4의 탑 B 간섭 구역(410) 내에 위치하는 경우, 클라이언트에 대한 간섭은 다수의 클러스터에 의해 생성되며, IDCI 사전 코딩이 모든 이웃 클러스터들에 의해 동시에 수행 된다는 점에 주목한다.
- [0120] 핸드오프를 위한 방법들
- [0121] 이하, 개별 영역들 내에 위치되거나 상이한 종류의 서비스들(즉, 낮은 또는 높은 이동성의 서비스들)을 제공하는 분산 안테나들이 배치된 DIDO 클러스터들을 가로질러 이동하는 클라이언트들을 위한 상이한 핸드오프 방법들이 설명된다.
- [0122] a. 인접 DIDO 클러스터들 사이의 핸드오프
- [0123] 일 실시예에서, 전술된 클러스터간 간섭을 제거하기 위한 IDCI 사전 코더가 DIDO 시스템들에서의 핸드오프 방법들에 대한 기준선으로 사용된다. 셀룰러 시스템들에서의 전통적인 핸드오프는 클라이언트들이 상이한 기지국들에 의해 서빙되는 셀들 사이에서 중단 없이 스위칭하도록 고안된다. DIDO 시스템들에서, 핸드오프는 클라이언트들이 접속의 손실 없이 하나의 클러스터로부터 다른 클러스터로 이동하는 것을 가능하게 한다.
- [0124] DIDO 시스템들에 대한 핸드오프 전략의 일 실시예를 설명하기 위하여, 2개의 클러스터(802, 803)만을 갖는 도 8의 예를 다시 고려한다. 클라이언트(801)가 주요 클러스터(C1)(802)로부터 이웃 클러스터(C2)(803)로 이동할 때, 핸드오프 방법의 일 실시예는 상이한 클러스터들에서의 신호 품질을 동적으로 계산하고, 클라이언트에 대해 최저 에러 레이트 성능을 생성하는 클러스터를 선택한다.
- [0125] 도 12는 클러스터들(C1)의 중심으로부터의 클라이언트의 거리의 함수로서 SINR 변화를 나타낸다. FEC 코딩이 없는 4-QAM 변조에 대해, 타겟 SINR=20 dB인 것으로 고려한다. 원들에 의해 식별되는 라인은 C1 및 C2 양자에 간섭 제거 없이 DIDO 사전 코딩을 사용할 때 C1 내의 DIDO 안테나들에 의해 서빙되고 있는 타겟 클라이언트에 대한 SINR을 나타낸다. SINR은 경로 손실 및 이웃 클러스터로부터의 간섭으로 인해 D의 함수로서 감소한다. 이웃 클러스터에서 IDCI 사전 코딩이 구현될 때, SINR 손실은 (삼각형들을 갖는 라인에 의해 도시되는 바와 같아) 경로 손실에만 기인하는데, 그 이유는 간섭이 완전히 제거되기 때문이다. 클라이언트가 이웃 클러스터로부터 서빙될 때 대칭 거동을 경험한다. 핸드오프 전략의 일 실시예는 클라이언트가 C1으로부터 C2로 이동할 때 사전 결정된 타겟 위로 SINR을 유지하기 위해 알고리즘이 상이한 DIDO 스킴들 사이에서 스위칭하도록 정의된다.
- [0126] 도 12의 플롯으로부터, 도 13의 4-QAM 변조에 대한 SER을 도출한다. 상이한 사전 코딩 전략들 사이에서 스위칭 함으로써, SER이 사전 정의된 타겟 내에 유지된다는 점에 주목한다.
- [0127] 핸드오프 전략의 일 실시예는 아래와 같다.
- [0128] · C1-DIDO 및 C2-DIDO 사전 코딩: 클라이언트가 간섭 구역으로부터 떨어져 C1 내에 위치할 때, 양 클러스터들(C1, C2)은 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 독립적으로 동작한다.
- [0129] · C1-DIDO 및 C2-IDCI 사전 코딩: 클라이언트가 간섭 구역을 향해 이동함에 따라, 그의 SIR 또는 SINR이 저하된다. 타겟 SINR<sub>T1</sub>에 도달할 때, 타겟 클라이언트는 C2 내의 모든 DIDO 안테나들로부터 채널을 추정하기 시작하고, CSI를 C2의 BTS에 제공한다. C2의 BTS는 IDCI 사전 코딩을 계산하여 C2 내의 모든 클라이언트들로 전송하는 한편, 타겟 클라이언트에 대한 간섭을 방지한다. 타겟 클라이언트가 간섭 구역 내에 있는 한, 그의 CSI를 C1 및 C2 양자에 계속 제공할 것이다.
- [0130] · C1-IDCI 및 C2-DIDO 사전 코딩: 클라이언트가 C2를 향해 이동함에 따라, 그의 SIR 또는 SINR은 그것이 타겟에 다시 도달할 때까지 계속 감소한다. 이 시점에서, 클라이언트는 이웃 클러스터로 스위칭하기로 결정한다. 이 경우, C1은 IDCI 사전 코딩을 이용하여 그의 방향을 향하는 0의 간섭을 생성하기 위해 타겟 클라이언트로부터의 CSI를 이용하기 시작하는 반면, 이웃 클러스터는 전통적인 DIDO 사전 코딩을 위해 CSI를 이용한다. 일 실시예에서, SIR 추정치가 타겟에 접근함에 따라, 클러스터들(C1, C2)은 DIDO 및 IDCI 사전 코딩 스킴들 양자를 교대로 시도하여, 클라이언트가 양 사례에서 SIR을 추정하는 것을 가능하게 한다. 이어서, 클라이언트는 최상의 스킴을 선택하여, 소정의 에러 레이트 성능 규준을 최대화한다. 이러한 방법이 적용될 때, 핸드오프 전략을 위한 분기점은 도 12의 삼각형 및 마름모를 갖는 꼭선들의 교점에서 발생한다. 일 실시예는 수학식 6에 설명된 변경된 IDCI 사전 코딩 방법을 이용하며, 이 방법에서는 이웃 클러스터가 또한 사전 코딩된 데이터 스트

림을 타겟 클라이언트로 전송하여 어레이 이득을 제공한다. 이러한 접근법을 이용하면, 핸드오프 전략이 간소화되는데, 그 이유는 클라이언트가 분기점에서 양 전략들에 대한 SINR을 추정할 필요가 없기 때문이다.

[0131] C1-DIDO 및 C2-DIDO 사전 코딩: 클라이언트가 간접 구역으로부터 C2를 향해 이동함에 따라, 주요 클러스터(C1)는 IDCI 사전 코딩을 통한 그 타겟 클라이언트에 대한 간접의 사전 제거를 중지하고, C1 내에 남은 모든 클라이언트들에 대한 전통적인 DIDO 사전 코딩으로 다시 스위칭한다. 우리의 핸드오프 전략에서의 이러한 최종 분기점은 타겟 클라이언트로부터 C1으로의 불필요한 CSI 피드백을 방지하여 피드백 채널에 대한 오버헤드를 줄이는 데 유용하다. 일 실시예에서, 제2 타겟 SINR<sub>T2</sub>가 정의된다. SINR(또는 SIR)이 이 타겟 위로 증가할 때, 전략은 C1-DIDO 및 C2-DIDO로 스위칭된다. 일 실시예에서, 클러스터(C1)는 DIDO 및 IDCI 사전 코딩 사이에서 계속 교대하여, 클라이언트로 하여금 SINR을 추정하는 것을 가능하게 한다. 이어서, 클라이언트는 위로부터 타겟 SINR<sub>T1</sub>에 더 가까이 접근하는 C1에 대한 방법을 선택한다.

[0132] 전술된 방법은 상이한 스킵들에 대한 SINR 또는 SIR 추정치들을 실시간으로 계산하고, 이들을 이용하여 최적의 스킵을 선택한다. 일 실시예에서, 핸드오프 알고리즘은 도 14에 도시된 유한 상태 기계에 기초하여 설계된다. 클라이언트는 그의 현재 상태를 계속 추적하고, SINR 또는 SIR이 도 12에 도시된 사전 정의된 임계치들 아래로 떨어지거나 초과할 때 다음 상태로 스위칭한다. 전술된 바와 같이, 상태 1201에서 양 클러스터들(C1, C2)은 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 독립적으로 동작하고, 클라이언트는 클러스터(C1)에 의해 서빙되며; 상태 1202에서 클라이언트는 클러스터(C1)에 의해 서빙되고, C2 내의 BTS는 IDCI 사전 코딩을 계산하고, 클러스터(C1)는 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 동작하며; 상태 1203에서 클라이언트는 클러스터(C2)에 의해 서빙되고, C1 내의 BTS는 IDCI 사전 코딩을 계산하고, 클러스터(C2)는 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 동작하며; 상태 1204에서 클라이언트는 클러스터(C2)에 의해 서빙되고, 양 클러스터들(C1, C2)은 전통적인 DIDO 사전 코딩을 이용하여 독립적으로 동작한다.

[0133] 쉐도잉 효과의 존재 시에, 신호 품질 또는 SIR은 도 15에 도시된 바와 같이 임계치들 주위에서 변동하여 도 14의 연속 상태들 사이의 반복 스위칭을 유발할 수 있다. 상태들의 반복 변경은 바람직하지 않은 효과인데, 그 이유는 이것이 송신 스킵들 사이의 스위칭을 가능하게 하기 위해 클라이언트들과 BTS들 사이의 제어 채널들에 대해 큰 오버헤드를 유발하기 때문이다. 도 15는 쉐도잉의 존재 시의 핸드오프 전략의 일례를 나타낸다. 일 실시예에서, 쉐도잉 계수는 분산 3을 갖는 로그-정규 분포에 따라 시뮬레이션된다 [3]. 이하, DIDO 핸드오프 동안 반복 스위칭 효과를 방지하기 위한 일부 방법들이 정의된다.

[0134] 본 발명의 일 실시예는 상태 스위칭 효과들에 대처하기 위해 이력 현상 루프를 이용한다. 예를 들어, 도 14에서 "C1-DIDO, C2-IDCI"(9302)와 "C1-IDCI, C2-DIDO"(9303) 상태들 사이에서 (또는 그 반대로) 스위칭할 때, 임계 SINR<sub>T1</sub>은 범위 A<sub>1</sub> 내에서 조정될 수 있다. 이러한 방법은 신호 품질이 SINR<sub>T1</sub> 주위에서 요동함에 따라 상태들 사이의 반복 스위치들을 방지한다. 예를 들어, 도 16은 도 14의 임의의 2가지 상태 사이에서 스위칭할 때의 이력 현상 루프 메커니즘을 나타낸다. 상태 B로부터 A로 스위칭하기 위해 SIR은 (SIR<sub>T1</sub>+A<sub>1</sub>/2)보다 커야 하지만, A로부터 B로 다시 스위칭하기 위해 SIR은 (SIR<sub>T1</sub>-A<sub>1</sub>/2) 아래로 떨어져야 한다.

[0135] 다른 실시예에서, 임계 SINR<sub>T2</sub>는 도 14의 유한 상태 기계의 제1 및 제2 (또는 제3 및 제4) 상태들 사이의 반복 스위칭을 방지하도록 조정된다. 예를 들어, 값들의 범위(A<sub>2</sub>)는 임계 SINR<sub>T2</sub>가 채널 조건 및 쉐도잉 효과에 따라 그 범위 내에서 선택되도록 정의될 수 있다.

[0136] 일 실시예에서, 무선 링크를 통해 예측되는 쉐도잉의 분산에 따라, SINR 임계치는 범위 [SINR<sub>T2</sub>, SINR<sub>T2</sub>+A<sub>2</sub>] 내에서 동적으로 조정된다. 로그-정규 분포의 분산은 클라이언트가 그의 현재 클러스터로부터 이웃 클러스터로 이동할 때의 수신 신호 강도(또는 RSSI)의 분산으로부터 추정될 수 있다.

[0137] 전술한 방법들은 클라이언트가 핸드오프 전략을 트리거하는 것으로 가정한다. 일 실시예에서, 핸드오프 결정은 다수의 BTS 사이의 통신이 인에이블되는 것을 가정하여 DIDO BTS들에 맡겨진다.

[0138] 간소화를 위해, 전술한 방법들은 FEC 코딩 및 4-QAM이 없는 것으로 가정하여 도출된다. 더 일반적으로, SINR 또는 SIR 임계치들은 상이한 변조 코딩 스킵들(MCS들)에 대해 도출되며, 핸드오프 전략은 링크 적응(예를 들어, 미국 특허 제7,636,381호 참조)과 연계하여 간접 구역 내의 각각의 클라이언트에 대한 다운링크 데이터 레이트를 최적화하도록 설계된다.

[0139] b. 낮은 그리고 높은 도플러 DIDO 네트워크들 사이의 핸드오프

[0140]

DIDO 시스템들은 다운링크 채널을 통해 데이터 스트림들을 사전 코딩하기 위해 폐루프 송신 스킴들을 이용한다. 폐루프 스킴들은 피드백 채널을 통한 레이턴시에 의해 고유하게 제한된다. 실제의 DIDO 시스템들에서는, 높은 처리 능력을 갖는 송수신기들에 의해 계산 시간이 감소될 수 있으며, 레이턴시의 대부분은 BTS로부터 분산 안테나들로 CSI 및 기저대역 사전 코딩 데이터를 전송할 때 DIDO BSN에 의해 도입될 것으로 예상된다. BSN은 디지털 가입자 회선(digital subscriber line, DSL), 케이블 모뎀, 광섬유 링, T1 회선, 하이브리드 광섬유 동축(hybrid fiber coaxial, HFC) 네트워크 및/또는 고정 무선(예로서, 와이파이)을 포함하지만 이에 제한되지 않는 다양한 네트워크 기술들로 구성될 수 있다. 전용 광섬유는 통상적으로 매우 큰 대역폭 및 잠재적으로 국지적 영역에서 1 밀리초보다 작은 낮은 레이턴시를 갖지만, 그것은 DSL 및 케이블 모뎀들보다 덜 광범위하게 배치된다. 현재, DSL 및 케이블 모뎀 접속들은 통상적으로 미국에서 10 내지 25 ms의 라스트-마일(last-mile) 레이턴시를 갖지만, 그들은 매우 광범위하게 배치된다.

[0141]

BSN을 통한 최대 레이턴시는 DIDO 사전 코딩의 성능 저하 없이 DIDO 무선 링크를 통해 허용될 수 있는 최대 도플러 주파수를 결정한다. 예를 들어, [1]에서, 400 MHz의 캐리어 주파수에서, 약 10 ms의 레이턴시를 갖는 네트워크들(즉, DSL)은 최대 8 mph(이동 속도)의 클라이언트 속도를 허용할 수 있는 반면, 1 ms의 레이턴시를 갖는 네트워크들(즉, 광섬유 링)은 최대 70 mph(즉, 프리웨이 트래픽)의 속도를 지원할 수 있다는 것이 밝혀졌다.

[0142]

BSN을 통해 허용될 수 있는 최대 도플러 주파수에 따라 2개의 또는 다수의 DIDO 서브네트워크가 정의된다. 예를 들어, DIDO BTS와 분산 안테나들 사이에 높은 레이턴시의 DSL 접속들을 갖는 BSN은 낮은 이동성 또는 고정 무선 서비스들만을 제공할 수 있는 반면(즉, 낮은 도플러의 네트워크), 낮은 레이턴시의 광섬유 링을 통한 낮은 레이턴시의 BSN은 높은 이동성을 허용할 수 있다(즉, 높은 도플러의 네트워크). 광대역 사용자들의 대부분은 그들이 광대역을 사용할 때 이동하지 않으며, 더구나 대부분은 아마도 옆에서 이동하는 많은 고속 물체를 갖는(예를 들어, 하이웨이 옆의) 영역들 근처에 위치하지 않는다는 점에 주목하는데, 그 이유는 그러한 위치들이 통상적으로 거주하거나 사무실을 운영하기에 덜 바람직한 장소들이기 때문이다. 그러나, 높은 속도들에서(예를 들어, 하이웨이에서 자동차를 운전하는 동안) 광대역을 사용하거나 고속 물체들 옆에(예를 들어, 하이웨이 근처에 위치한 상점 내에) 위치하는 광대역 사용자들이 존재한다. 이러한 2가지의 상이한 사용자 도플러 시나리오를 해결하기 위해, 일 실시예에서, 낮은 도플러 DIDO 네트워크는 넓은 영역에 걸쳐 분산된 비교적 낮은 전력(즉, 실내 또는 옥상 설치를 위해 1 W 내지 100 W)을 갖는 통상적으로 더 많은 수의 DIDO 안테나로 구성되는 반면, 높은 도플러 네트워크는 고전력 송신(즉, 옥상 또는 타워 설치를 위해 100 W)을 갖는 통상적으로 더 적은 수의 DIDO 안테나로 구성된다. 낮은 도플러 DIDO 네트워크는 통상적으로 더 많은 수의 낮은 도플러 사용자들을 서빙하며, DSL 및 케이블 모뎀과 같은 저가의 높은 레이턴시 광대역 접속들을 이용하여 통상적으로 더 낮은 접속 비용으로 서빙할 수 있다. 높은 도플러 DIDO 네트워크는 통상적으로 더 적은 수의 높은 도플러 사용자들을 서빙하며, 광섬유와 같은 더 비싼 낮은 레이턴시 광대역 접속들을 이용하여 통상적으로 더 높은 접속 비용으로 서빙할 수 있다.

[0143]

상이한 타입의 DIDO 네트워크들(예로서, 낮은 도플러 및 높은 도플러) 사이의 간섭을 방지하기 위하여, 시분할 다중 액세스(TDMA), 주파수 분할 다중 액세스(FDMA) 또는 코도 분할 다중 액세스(CDMA)와 같은 상이한 다중 액세스 기술들이 이용될 수 있다.

[0144]

이하, 클라이언트들을 상이한 타입의 DIDO 네트워크들에 할당하고, 그들 간의 핸드오프를 가능하게 하기 위한 방법들이 제안된다. 네트워크 선택은 각각의 클라이언트의 이동성의 타입에 기초한다. 클라이언트의 속도(v)는 아래의 식에 따라 최대 도플러 시프트에 비례한다 [6].

## 수학식 11

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \sin \theta$$

[0145]

여기서,  $f_d$ 는 최대 도플러 시프트이고,  $\lambda$ 는 캐리어 주파수에 대응하는 파장이고,  $\theta$ 는 송신기-클라이언트 방향을 지시하는 벡터와 속도 벡터 사이의 각도이다.

[0146]

일 실시예에서, 모든 클라이언트의 도플러 시프트는 블라인드 추정 기술들을 통해 계산된다. 예를 들어, 도플러 시프트는 도플러 레이더 시스템들과 유사하게 RF 에너지를 클라이언트로 전송하고 반사 신호를 분석함으로써 추정될 수 있다.

- [0148] 다른 실시예에서, 하나 또는 다수의 DIDO 안테나가 훈련 신호들을 클라이언트로 전송한다. 이러한 훈련 신호들에 기초하여, 클라이언트는 채널 이득의 제로-크로싱 레이트(zero-crossing rate)를 카운트하거나 스펙트럼 분석을 수행하는 것과 같은 기술들을 이용하여 도플러 시프트를 추정한다. 고정된 속도( $v$ ) 및 클라이언트 측적에 대해, 수학식 11의 각속도  $\frac{v \sin \theta}{c}$ 는 모든 DIDO 안테나로부터의 클라이언트의 상대 거리에 의존할 수 있다는 점에 주목한다. 예를 들어, 이동 클라이언트 근처의 DIDO 안테나들은 멀리 떨어진 안테나들보다 큰 각속도 및 도플러 시프트를 생성한다. 일 실시예에서, 도플러 속도는 클라이언트로부터 상이한 거리들에 있는 다수의 DIDO 안테나로부터 추정되며, 평균, 가중 평균 또는 표준 편차가 클라이언트의 이동성에 대한 지시자로서 사용된다. 추정된 도플러 지시자에 기초하여, DIDO BTS는 클라이언트를 낮은 또는 높은 도플러 네트워크에 할당할지를 결정한다.
- [0149] 도플러 지시자는 모든 클라이언트들에 대해 주기적으로 모니터링되며, BTS로 전송된다. 하나 또는 다수의 클라이언트가 그들의 도플러 속도를 변경할 때(즉, 버스를 타고 있는 클라이언트 대 걷거나 앉아 있는 클라이언트), 그러한 클라이언트들은 그들의 이동성 레벨을 허용할 수 있는 상이한 DIDO 네트워크에 동적으로 재할당된다.
- [0150] 저속 클라이언트들의 도플러는 고속 물체들 근처에(예를 들어, 하이웨이 근처에) 있는 것에 의해 영향을 받을 수 있지만, 도플러는 통상적으로 그 자신이 이동하고 있는 클라이언트들의 도플러보다 훨씬 작다. 따라서, 일 실시예에서, 클라이언트의 속도가(예를 들어, GPS를 이용하여 클라이언트 위치를 모니터링하는 것과 같은 수단을 이용하여) 추정되며, 속도가 낮은 경우에 클라이언트는 낮은 도플러 네트워크에 할당되고, 속도가 높은 경우에 클라이언트는 높은 도플러 네트워크에 할당된다.
- [0151] 전력 제어 및 안테나 그룹핑을 위한 방법들
- [0152] 전력 제어를 포함하는 DIDO 시스템들의 블록도가 도 17에 도시된다. 먼저, 모든 클라이언트( $1, \dots, U$ )에 대한 하나 또는 다수의 데이터 스트림( $s_k$ )과, DIDO 사전 코딩 유닛에 의해 생성된 가중치들을 곱한다. 사전코딩된 데이터 스트림들과, 입력 채널 품질 정보(channel quality information, CQI)에 기초하여 전력 제어 유닛에 의해 계산된 전력 스케일링 팩터를 곱한다. CQI는 클라이언트들로부터 DIDO BTS로 피드백되거나, 업링크 다운링크 채널 상호성을 가정하여 업링크 채널로부터 도출된다. 이어서, 상이한 클라이언트들에 대한  $U$ 개의 사전 코딩된 스트림을 결합하고,  $M$ 개의 송신 안테나 각각에 대해 하나씩,  $M$ 개의 데이터 스트림( $t_m$ )으로 다중화한다. 마지막으로, 스트림들( $t_m$ )을 디지털/아날로그 컨버터(DAC) 유닛, 무선 주파수(RF) 유닛, 전력 증폭기(PA) 유닛 그리고 마지막으로 안테나들로 전송한다.
- [0153] 전력 제어 유닛은 모든 클라이언트들에 대해 CQI를 측정한다. 일 실시예에서, CQI는 평균 SNR 또는 RSSI이다. CQI는 경로 손실 또는 쉐도잉에 따라 상이한 클라이언트들에 대해 다르다. 우리의 전력 제어 방법은 상이한 클라이언트들에 대한 송신 전력 스케일링 팩터들( $P_k$ )을 조정하고, 이들을 상이한 클라이언트들에 대해 생성된 사전 코딩된 데이터 스트림들과 곱한다. 클라이언트들의 수신 안테나들의 수에 따라 모든 클라이언트에 대해 하나 또는 다수의 데이터 스트림이 생성될 수 있다는 점에 유의한다.
- [0154] 제안되는 방법의 성능을 평가하기 위해, 수학식 5에 기초하여 경로 손실 및 전력 제어 파라미터들을 포함하는 아래의 신호 모델이 정의되었다.

## 수학식 12

$$\mathbf{r}_k = \sqrt{\text{SNR} P_k \alpha_k} \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$$

- [0155] 여기서,  $k=1, \dots, U$ 이고,  $U$ 는 클라이언트들의 수이고,  $\text{SNR}=P_o/N_o$ 이고, 이때  $P_o$ 는 평균 송신 전력이고,  $N_o$ 는 잡음 전력이고,  $\alpha_k$ 는 경로 손실/쉐도잉 계수이다. 경로 손실/쉐도잉을 모델링하기 위해, 아래의 간이 모델을 사용한다.

## 수학식 13

$$\alpha_k = e^{-\alpha \frac{k-i}{U}}$$

- [0157] 여기서,  $\alpha=4$ 는 경로 손실 지수이며, 경로 손실은 클라이언트들의 인덱스에 따라 증가하는 것으로 가정한다(즉, 클라이언트들은 DIDO 안테나들로부터 증가하는 거리에 위치한다).
- [0158] 도 18은 상이한 시나리오들에서 4개의 DIDO 송신 안테나 및 4개의 클라이언트를 가정한 경우의 SER 대 SNR을 나타낸다. 이상적인 사례는 모든 클라이언트들이 동일한 경로 손실(즉,  $\alpha=0$ )을 갖는 것으로 가정하여, 모든 클라이언트들에 대해  $P_k=1$ 을 산출한다. 정사각형들을 갖는 플롯은 클라이언트들이 상이한 경로 손실 계수들을 갖고 전력 제어를 갖지 않는 사례를 나타낸다. 점들을 갖는 곡선은  $P_k = 1/\alpha_k$ 가 되도록 전력 제어 계수들이 선택되는 (경로 손실을 갖는) 동일 시나리오로부터 도출된다. 전력 제어 방법을 이용하여, 더 많은 전력이 더 높은 경로 손실/쉐도잉을 겪는 클라이언트들을 향하는 데이터 스트림들에 할당되어, 전력 제어를 갖지 않는 사례에 비해 (이 특정 시나리오의 경우) 9 dB SNR 이득이 발생한다.
- [0159] 연방 통신 위원회(Federal Communications Commission, FCC)(및 다른 국제 규제 기관들)는 무선 장치들로부터 전송될 수 있는 최대 전력에 대한 제약들을 정의하여, 전자기(electromagnetic, EM) 복사선에 대한 인체의 노출을 제한한다. 2가지 타입의 제한, 즉 i) 사람들이 장벽, 경고 또는 라벨을 통해 무선 주파수(RF) 소스를 충분히 인식하게 되는 "직업상의/관리되는" 제한; ii) 노출에 대한 관리가 존재하지 않는 "일반 모집단의/관리되지 않는" 제한이 존재한다 [2].
- [0160] 상이한 타입의 무선 장치들에 대해 상이한 방사 레벨들이 정의된다. 일반적으로, 실내/실외 응용들에 사용되는 DIDO 분산 안테나들은 [2]:
- [0161] "통상적으로 사용자 또는 근처의 사람의 신체로부터 20 cm 이상 떨어져 유지되는 방사 구조들과 함께 사용되는, 고정되지 않은 위치들에서 사용되도록 설계된 송신 장치들(transmitting devices designed to be used in other than fixed locations that would normally be used with radiating structures maintained 20 cm or more from the body of the user or nearby persons)"로서 정의되는 "이동" 장치들의 FCC 카테고리에 적합하다.
- [0162] "이동" 장치들의 EM 방사는  $\text{mW/cm}^2$ 로 표현되는 최대 허용 가능 노출(maximum permissible exposure, MPE)에 관하여 측정된다. 도 19는 700 MHz 캐리어 주파수에서의 송신 전력의 상이한 값들에 대해 RF 복사선의 소스로부터의 거리의 함수로서 MPE 전력 밀도를 나타낸다. 통상적으로 인체로부터 20 cm 이상 떨어져서 동작하는 장치들에 대한 FCC의 "관리되지 않는" 제한을 충족시키기 위한 최대 허용 송신 전력은 1 W이다.
- [0163] "일반 모집단"으로부터 떨어진 옥상 또는 빌딩에 설치된 송신기들에 대해서는 덜 제한적인 전력 방사 제약들이 정의된다. 이러한 옥상 송신기들에 대해, FCC는 유효 방사 전력(effective radiated power, ERP)에 관하여 측정되는 1000 W의 더 느슨한 방사 한계를 정의한다.
- [0164] 위의 FCC 제약들에 기초하여, 일 실시예에서, 실제의 시스템들에 대한 2가지 타입의 DIDO 분산 안테나들이 정의된다.
- [0165] 저전력(LP) 송신기들: 1 W의 최대 송신 전력 및 5 Mbps의 소비자 등급 광대역(예를 들어, DSL, 케이블 모뎀, FTTH(Fibre To The Home)) 백홀 접속을 갖고, 임의의 장소(즉, 실내 또는 실외)에 임의의 높이에 배치됨.
- [0166] 고전력(HP) 송신기들: 100 W의 송신 전력 및 상용 등급 광대역(예로서, 광섬유 링) 백홀(DIDO 무선 링 크들을 통해 이용 가능한 처리량에 의해 사실상 "무제한의" 데이터 레이트를 가짐)을 갖고, 약 10 미터의 높이의 옥상 또는 건물에 설치된 안테나들.
- [0167] DSL 또는 케이블 모뎀 접속을 갖는 LP 송신기들은 (이전 섹션에서 설명된 바와 같은) 낮은 도플러 DIDO 네트워크들에 대한 양호한 후보들인데, 그 이유는 그들의 클라이언트들이 주로 고정되거나 낮은 이동성을 갖기 때문이라는 점에 유의한다. 상용 광섬유 접속을 갖는 HP 송신기들은 더 높은 클라이언트 이동성을 허용할 수 있으며, 높은 도플러 DIDO 네트워크들에서 사용될 수 있다.
- [0168] 상이한 타입의 LP/HP 송신기들을 갖는 DIDO 시스템들의 성능에 대한 실질적인 직관을 얻기 위해, 캘리포니아주

팔로 알토 시내의 DIDO 안테나 설치의 실제 사례를 고려한다. 도 20a는 팔로 알토 내의  $N_{LP}=100$ 개의 저전력 DIDO 분산 안테나의 무작위 분포를 나타낸다. 도 20b에서, 50개의 LP 안테나는  $N_{HP}=50$ 개의 고전력 송신기로 대체된다.

[0170] 도 20a 및 도 20b의 DIDO 안테나 분포들에 기초하여, DIDO 기술을 이용하는 시스템들에 대한 팔로 알토 내의 커버리지 맵들이 도출된다. 도 21a 및 도 21b는 도 20a 및 도 20b의 구성들에 각각 대응하는 2개의 전력 분포를 나타낸다. 700 MHz의 캐리어 주파수에서 3GPP 표준 [3]에 의해 정의되는 도시 환경들에 대한 경로 손실/쉐도잉 모델을 가정하여 (dBm 단위로 표현되는) 수신 전력 분포가 도출된다. HP 송신기들 중 50%를 사용하는 것은 선택된 영역에 대해 더 양호한 커버리지를 생성한다는 점에 주목한다.

[0171] 도 22a 및 도 22b는 위의 2가지 시나리오에 대한 레이트 분포를 나타낸다. (Mbps 단위로 표현되는) 처리량은 [4,5] 내의 3GPP 롱텀 에볼루션(long-term evolution, LTE) 표준에서 정의되는 상이한 변조 코딩 스킵들에 대한 전력 임계치들에 기초하여 도출된다. 전체 이용 가능 대역폭은 700 MHz 캐리어 주파수에서 10 Mbps로 고정된다. 2개의 상이한 주파수 할당 계획, 즉 i) LP 국들에만 할당되는 5 MHz 스펙트럼; ii) HP 송신기들에 대한 9 MHz 및 LP 송신기들에 대한 1 MHz가 고려된다. 통상적으로 LP 국들에 대해서는 제한된 처리량을 갖는 그들의 DSL 백홀 접속으로 인해 더 낮은 대역폭이 할당된다는 점에 유의한다. 도 22a 및 도 22b는 HP 송신기들 중 50%를 사용할 때 레이트 분포를 크게 증진시켜 평균 클라이언트당 데이터 레이트를 도 22a의 2.4 Mbps로부터 도 22b의 38 Mbps로 증가시키는 것이 가능하다는 것을 보여준다.

[0172] 이어서, 임의의 주어진 시간에 더 높은 전력을 허용하여 도 22b의 DIDO 시스템들의 다운링크 채널을 통한 처리량을 증가시키도록 LP 국들의 전력 송신을 제어하기 위한 알고리즘들이 정의된다. 전력 밀도에 대한 FCC 제한들은 [2]와 같이 시간에 대한 평균에 기초하여 정의된다는 점에 주목한다.

#### 수학식 14

$$S = \frac{\sum_{n=1}^N S_n t_n}{T_{MPE}}$$

[0173] 여기서,  $T_{MPE} = \sum_{n=1}^N t_n$ 는 MPE 평균 시간이고,  $t_n$ 은 전력 밀도  $S_n$ 을 갖는 복사선에 대한 노출 기간이다. "관리되는" 노출의 경우, 평균 시간은 6분인 반면, "관리되지 않는" 노출의 경우에는 30분까지 증가한다. 이어서, 수학식 14의 평균 전력 밀도가 "관리되지 않는" 노출의 경우의 30분 평균에 대한 FCC 제한을 충족시키는 한, 임의의 전원이 MPE 제한들보다 높은 전력 레벨들로 송신하는 것이 허용된다.

[0174] 이러한 분석에 기초하여, DIDO 안테나당 평균 전력을 MPE 제한들 아래로 유지하면서, 순간적인 안테나당 송신 전력을 증가시키기 위한 적응적 전력 제어 방법들이 정의된다. 활성 클라이언트들보다 더 많은 송신 안테나를 갖는 DIDO 시스템들이 고려된다. 이것은 DIDO 안테나들이 (와이파이 액세스 포인트들과 유사한) 저가의 무선 장치들로서 고안될 수 있고, DSL, 케이블 모뎀, 광섬유 또는 다른 인터넷 접속이 존재하는 임의의 장소에 배치될 수 있는 경우에 타당한 가정이다.

[0175] 적응적 안테나별 전력 제어를 갖는 DIDO 시스템들의 프레임워크가 도 23에 도시된다. 멀티플렉서 (multiplexer)(234)로부터 나오는 디지털 신호의 진폭은 DAC 유닛들(235)로 전송되기 전에 전력 스케일링 팩터들( $S_1, \dots, S_M$ )을 이용하여 동적으로 조정된다. 전력 스케일링 팩터들은 CQI(233)에 기초하여 전력 제어 유닛 (232)에 의해 계산된다.

[0176] 일 실시예에서,  $N_g$ 개의 DIDO 안테나 그룹이 정의된다. 모든 그룹은 적어도 활성 클라이언트들의 수(K) 정도로 많은 DIDO 안테나를 포함한다. 임의의 주어진 시간에, 하나의 그룹만이 MPE 제한( $\overline{MPE}$ )보다 큰 전력 레벨( $S_o$ )로 클라이언트들에 송신하는  $N_a > K$ 개의 활성 DIDO 안테나를 갖는다. 하나의 방법이 도 24에 도시된 라운드 로빈 스케줄링 정책에 따라 모든 안테나 그룹들에 걸쳐 반복된다. 다른 실시예에서, 상이한 스케줄링 기술들(즉, 비례-공정 스케줄링 [8])을 클러스터 선택을 위해 이용하여 여러 레이트 또는 처리량 성능을 최적화한다.

[0177] 라운드 로빈 전력 할당을 가정하면, 수학식 14로부터 아래와 같이 모든 DIDO 안테나에 대한 평균 송신 전력이

도출된다.

### 수학식 15

$$S = S_o \frac{t_o}{T_{MPE}} \leq \overline{MPE}$$

[0179]

[0180] 여기서,  $t_o$ 는 안테나 그룹이 활성인 기간이고,  $T_{MPE}=30$ 분은 FCC 가이드라인들 [2]에 의해 정의되는 평균 시간이다. 수학식 15의 비율은 모든 DIDO 안테나로부터의 평균 송신 전력이 MPE 제한( $\overline{MPE}$ )을 충족시키도록 정의되는, 그룹들의 듀티 팩터(duty factor, DF)이다. 듀티 팩터는 아래의 정의에 따라 활성 클라이언트들의 수, 그룹들 및 그룹당 활성 안테나들의 수에 의존한다.

### 수학식 16

$$DF \triangleq \frac{K}{N_g N_a} = \frac{t_o}{T_{MPE}}$$

[0181]

[0182] 전력 제어 및 안테나 그룹핑을 포함하는 DIDO 시스템들에서 획득되는 (dB 단위의) SNR 이득은 아래와 같이 듀티 팩터의 함수로서 표현된다.

### 수학식 17

$$G_{dB} = 10 \log_{10} \left( \frac{1}{DF} \right)$$

[0183]

[0184] 수학식 17의 이득은 모든 DIDO 안테나들에 걸친  $G_{dB}$ 의 추가 송신 전력의 대가로 달성된다는 점에 주목한다.

[0185]

일반적으로, 모든  $N_g$  그룹들의 모든  $N_a$ 로부터의 전체 송신 전력은 아래와 같이 정의된다.

### 수학식 18

$$\bar{P} = \sum_{j=1}^{N_g} \sum_{i=1}^{N_a} P_{ij}$$

[0186]

[0187] 여기서,  $P_{ij}$ 는 아래의 식에 의해 주어지는 평균 안테나당 송신 전력이고,

### 수학식 19

$$P_{ij} = \frac{1}{T_{MPE}} \int_0^{T_{MPE}} S_{ij}(t) dt \leq \overline{MPE}$$

[0188]

[0189]  $S_{ij}(t)$ 는  $j$  번째 그룹 내의  $i$  번째 송신 안테나에 대한 전력 스펙트럼 밀도이다. 일 실시예에서, 수학식 19의 전력 스펙트럼 밀도는 모든 안테나에 대해 에러 레이트 또는 처리량 성능을 최적화하도록 설계된다.

[0190]

제안되는 방법의 성능에 대한 소정의 직관을 얻기 위해, 주어진 커버리지 영역 내의 400개의 DIDO 분산 안테나 및 DIDO 시스템들을 통해 제공되는 무선 인터넷 서비스에 가입하는 400개의 클라이언트를 고려한다. 모든 인터넷 접속이 항상 완전히 이용되지는 않을 것이다. 클라이언트들 중 10%가 임의의 주어진 시간에 무선 인터넷 접속을 활발하게 이용하는 것으로 가정한다. 그러면, 400개의 DIDO 안테나가  $N_a=40$ 개의 안테나의  $N_g=10$ 개의 그룹

으로 각각 분할될 수 있고, 모든 그룹은 임의의 주어진 시간에 드리 펙터 DF=0.1로 K=40개의 활성 클라이언트를 서빙한다. 이러한 송신 스킴으로부터 발생하는 SNR 이득은 모든 DIDO 안테나들로부터의 10 dB 추가 송신 전력에 의해 제공되는  $G_{dB}=10\log_{10}(1/DF)=10$  dB이다. 그러나, 평균 안테나당 송신 전력은 일정하고, MPE 제한 내에 있다는 점에 주목한다.

[0191] 도 25는 안테나 그룹핑을 이용하는 상기 전력 제어의 (코딩되지 않은) SER 성능과 미국 특허 제7,636,381호에서의 전통적인 고유 모드 선택의 비교를 나타낸다. 모든 스킴들은 4개의 클라이언트와 더불어 BD 사전 코딩을 이용하며, 각각의 클라이언트는 단일 안테나를 구비한다. SNR은 잡음 전력에 대한 송신 안테나별 전력의 비율(즉, 안테나별 송신 SNR)을 나타낸다. DIDO 4x4를 이용하여 표시되는 곡선은 4개의 송신 안테나 및 BD 사전 코딩을 가정한다. 정사각형들을 갖는 곡선은 2개의 추가 송신 안테나 및 고유 모드 선택을 갖는 BD에 대한 SER 성능을 나타내며, 전통적인 BD 사전 코딩에 비해 (1% SER 타겟에서) 10 dB SNR 이득을 생성한다. 안테나 그룹핑 및 DF=1/10을 이용하는 전력 제어도 동일 SER 타겟에서 10 dB 이득을 생성한다. 고유 모드 선택은 다이버시티 이득으로 인해 SER 곡선의 기울기를 변경하는 반면, 우리의 전력 제어 방법은 평균 송신 전력의 증가로 인해 SER 곡선을 (동일 기울기를 유지하면서) 좌측으로 시프트시킨다는 점에 주목한다. 비교를 위해, DF=1/10에 비해 추가적인 7 dB 이득을 제공하기 위해 더 큰 드리 펙터 DF=1/50을 갖는 SER이 도시된다.

[0192] 우리의 전력 제어는 전통적인 고유 모드 선택 방법들보다 낮은 복잡성을 가질 수 있다는 점에 유의한다. 사실상, 모든 그룹의 안테나 ID가 사전 계산되고, 탐색표들을 통해 DIDO 안테나들 및 클라이언트들 사이에 공유될 수 있으며, 따라서 임의의 주어진 시간에 K개의 채널 추정치만이 필요하다. 고유 모드 선택의 경우, (K+2)개의 채널 추정치가 계산되며, 임의의 주어진 시간에 모든 클라이언트들에 대해 SER을 최소화하는 고유 모드를 선택하기 위해 추가적인 계산 처리가 필요하다.

[0193] 이어서, 일부 특수 시나리오들에서 CSI 피드백 오버헤드를 줄이기 위해 DIDO 안테나 그룹핑을 포함하는 다른 방법이 설명된다. 도 26a는 다수의 DIDO 분산 안테나(십자가들)에 의해 커버되는 하나의 영역 내에 클라이언트들(점들)이 무작위로 분산되는 하나의 시나리오를 나타낸다. 모든 송신-수신 무선 링크에 대한 평균 전력은 아래와 같이 계산될 수 있다.

## 수학식 20

$$\mathbf{A} = \{|\mathbf{H}|^2\}$$

[0194] 여기서, H는 DIDO BTS에서 이용 가능한 채널 추정 행렬이다.

[0195] 도 26a 내지 도 26c의 행렬들 A는 1000개의 사례에 대한 채널 행렬들을 평균함으로써 수치적으로 획득된다. 2 개의 대안 시나리오가 도 26b 및 도 26c에 각각 도시되며, 여기서 클라이언트들은 DIDO 안테나들의 서브세트 주 위에 함께 그룹화되며, 멀리 떨어진 DIDO 안테나들로부터 무시될 수 있는 전력을 수신한다. 예를 들어, 도 26b 는 블록 대각 행렬 A를 생성하는 안테나들의 2개 그룹을 나타낸다. 하나의 극단적인 시나리오는 모든 클라이언트가 하나의 송신기에만 매우 가깝고, 송신기들이 서로 멀리 떨어져서, 모든 다른 DIDO 안테나들로부터의 전력이 무시될 수 있는 때의 시나리오이다. 이 경우, DIDO 링크는 다수의 SISO 링크로 축퇴되며, A는 도 26c에서와 같이 대각 행렬이다.

[0196] 전술한 3개의 시나리오 모두에서, BD 사전 코딩은 DIDO 안테나들과 클라이언트들 간의 무선 링크들을 통한 상이한 전력 레벨들을 설명하기 위해 사전 코딩 가중치들을 동적으로 조정한다. 그러나, DIDO 클러스터 내에서 다수의 그룹을 식별하고, 각각의 그룹 내에서만 DIDO 사전 코딩을 행하는 것이 편리하다. 우리의 제안되는 그룹핑 방법은 아래의 장점들을 생성한다.

[0197] 계산 이득: DIDO 사전 코딩은 클러스터 내의 모든 그룹 내에서만 계산된다. 예를 들어, BD 사전 코딩이 사용되는 경우, 특이 값 분해(SVD)는 복잡성  $O(n^3)$ 를 가지며, 여기서 n은 채널 행렬 H의 최소 차원이다. H가 블록 대각 행렬로 축소될 수 있는 경우, SVD는 감소된 복잡성을 갖고서 모든 블록에 대해 계산된다. 사실상, 채널 행렬이  $n=n_1+n_2$ 가 되도록 차원  $n_1$  및  $n_2$ 를 갖는 2개의 블록 행렬로 분할되는 경우, SVD의 복잡성은 단지  $O(n_1^3)+O(n_2^3)<O(n^3)$ 이다. 극단적인 경우, H가 대각 행렬인 경우, DIDO 링크는 다수의 SISO 링크로 축소되며, SVD 계산은 필요하지 않다.

- [0199] · CSI 피드백 오버헤드 감소: 일 실시예에서, DIDO 안테나들 및 클라이언트들이 그룹들로 분할될 때, CSI는 동일 그룹 내에서만 클라이언트들로부터 안테나들까지 계산된다. TDD 시스템들에서, 채널 상호성을 가정하여, 안테나 그룹핑은 채널 행렬  $H$ 를 계산하기 위한 채널 추정치들의 수를 줄인다. CSI가 무선 링크를 통해 피드백되는 FDD 시스템들에서, 안테나 그룹핑은 또한 DIDO 안테나들과 클라이언트들 사이의 무선 링크들을 통한 CSI 피드백 오버헤드의 감소를 생성한다.
- [0200] DIDO 업링크 채널에 대한 다중 액세스 기술들
- [0201] 본 발명의 일 실시예에서는, DIDO 업링크 채널에 대해 상이한 다중 액세스 기술들이 정의된다. 이러한 기술들은 업링크를 통해 클라이언트들로부터 DIDO 안테나들로 CSI 또는 송신 데이터 스트림들을 피드백하는 데 사용될 수 있다. 이하, CSI 및 데이터 스트림들을 업링크 스트림들로서 피드백하는 것을 설명한다.
- [0202] · 다중 입력 다중 출력(MIMO): 업링크 스트림들은 개루프 MIMO 다중화 스팸들을 통해 클라이언트로부터 DIDO 안테나들로 전송된다. 이러한 방법은 모든 클라이언트들이 시간/주파수 동기화되는 것으로 가정한다. 일 실시예에서, 클라이언트들 사이의 동기화는 다운링크로부터의 훈련을 통해 달성되며, 모든 DIDO 안테나들은 동일 시간/주파수 기준 클럭에 롤링되는 것으로 가정된다. 상이한 클라이언트들에서의 지연 확산의 변화들은 MIMO 업링크 스팸의 성능에 영향을 줄 수 있는 상이한 클라이언트들의 클럭들 사이의 jitter( jitter)를 생성할 수 있다는 점에 유의한다. 클라이언트들이 MIMO 다중화 스팸들을 통해 업링크 스트림들을 전송한 후, 수신 DIDO 안테나들은 비선형(즉, 최대 가능성, ML) 또는 선형(즉, 제로-포싱(zeros-forcing), 최소 제곱 평균 에러) 수신 기들을 이용하여, 공동 채널 간섭을 제거하고, 업링크 스트림들을 개별적으로 복조할 수 있다.
- [0203] · 시분할 다중 액세스(TDMA): 상이한 클라이언트들이 상이한 시간 슬롯들에 할당된다. 모든 클라이언트는 그의 시간 슬롯이 이용 가능할 때 그의 업링크 스트림을 전송한다.
- [0204] · 주파수 분할 다중 액세스(FDMA): 상이한 클라이언트들이 상이한 캐리어 주파수들에 할당된다. 멀티캐리어(OFDM) 시스템들에서, 톤들의 서브셋트들이 업링크 스트림들을 동시에 전송하는 상이한 클라이언트들에 할당되며, 따라서 레이턴시가 감소한다.
- [0205] · 코드 분할 다중 액세스(CDMA): 모든 클라이언트가 상이한 의사-랜덤 시퀀스에 할당되며, 클라이언트들 사이의 직교성이 코드 도메인에서 달성된다.
- [0206] 본 발명의 일 실시예에서, 클라이언트들은 DIDO 안테나들보다 훨씬 낮은 전력으로 송신하는 무선 장치들이다. 이 경우, DIDO BTS는 업링크 SNR 정보에 기초하여 클라이언트 서브그룹들을 정의하며, 따라서 서브그룹들 간의 간섭이 최소화된다. 모든 서브그룹 내에서, 전술한 다중 액세스 기술들을 이용하여, 시간, 주파수, 공간 또는 코드 도메인들에서 직교 채널들을 생성하며, 따라서 상이한 클라이언트들 사이의 업링크 간섭이 방지된다.
- [0207] 다른 실시예에서, 전술된 업링크 다중 액세스 기술들은 이전 섹션에서 제시된 안테나 그룹핑 방법들과 함께 사용되어, DIDO 클러스터 내의 상이한 클라이언트 그룹들을 정의한다.
- [0208] DIDO 멀티캐리어 시스템들에서의 링크 적응을 위한 시스템 및 방법
- [0209] 무선 채널들의 시간, 주파수 및 공간 선택성을 이용하는 DIDO 시스템들에 대한 링크 적응 방법들은 미국 특허 제7,636,381호에서 정의되었다. 아래에서는 무선 채널들의 시간/주파수 선택성을 이용하는 멀티캐리어(OFDM) DIDO 시스템들에서의 링크 적응을 위한 본 발명의 실시예들이 설명된다.
- [0210] [9]에서의 지수적으로 감쇠하는 전력 지연 프로파일(power delay profile, PDP) 또는 살레-발렌수엘라(Saleh-Valenzuela) 모델에 따라 레일리(Rayleigh) 페이딩 채널들을 시뮬레이션한다. 간소화를 위해, 아래와 같이 정의되는 다중 경로 PDP를 갖는 단일 클러스터 채널을 가정한다.

## 수학식 21

$$P_n = e^{-\beta n}$$

- [0212] 여기서,  $n=0, \dots, L-1$ 은 채널 탭의 인덱스이고,  $L$ 은 채널 탭들의 수이고,  $\beta = 1/\sigma_{DS}$ 는 채널 지연 확산( $\sigma_{DS}$ )에 역비례하는 채널 응집 대역폭의 지시자인 PDP 지수이다.  $\beta$ 의 낮은 값들은 주파수 플랫 채널들을 생성하는 반면,

$\beta$ 의 높은 값들은 주파수 선택적 채널들을 생성한다. 수학식 21의 PDP는 정규화되며, 따라서 L개의 채널 텁 모두에 대한 전체 평균 전력은 아래와 같이 단일화된다.

## 수학식 22

$$\bar{P}_n = \frac{P_n}{\sum_{i=0}^{L-1} P_i} .$$

[0213]

[0214] 도 27은 DIDO 2x2 시스템들에 대한 지연 도메인 또는 순간 PDP(상부 플롯) 및 주파수 도메인(하부 플롯)을 통한 저주파 선택적 채널들( $\beta = 1$ 로 가정)의 진폭을 나타낸다. 첫 번째 첨자는 클라이언트를 지시하고, 두 번째 첨자는 송신 안테나를 지시한다. ( $\beta = 0.1$ 을 갖는) 고주파 선택적 채널들이 도 28에 도시된다.

[0215] 이어서, 주파수 선택적 채널들에서의 DIDO 사전 코딩의 성능이 설명된다. 수학식 2의 조건을 충족시키는 수학식 1의 신호 모델을 가정하여, BD를 통해 DIDO 사전 코딩 가중치들이 계산된다. 아래와 같이, 수학식 2의 조건을 이용하여 수학식 5의 DIDO 수신 신호 모델을 재구성한다.

## 수학식 23

[0216]

$$\mathbf{r}_k = \mathbf{H}_{ek} \mathbf{s}_k + \mathbf{n}_k$$

[0217] 여기서,  $\mathbf{H}_{ek} = \mathbf{H}_k \mathbf{W}_k$ 는 사용자 k에 대한 유효 채널 행렬이다. 클라이언트당 단일 안테나를 갖는 DIDO 2x2의 경우, 유효 채널 행렬은 도 29에 도시된 주파수 응답과 더불어 그리고 도 28의 (예로서,  $\beta = 0.1$ 을 갖는) 고주파 선택성에 의해 특성화되는 채널들에 대해 하나의 값으로 축소된다. 도 29의 연속 라인은 클라이언트 1을 지시하는 반면, 점들을 가진 라인은 클라이언트 2를 지시한다. 도 29의 채널 품질 규준에 기초하여, 채널 조건들의 변화에 따라 MCS들을 동적으로 조정하는 시간/주파수 도메인 링크 적응(LA) 방법들이 정의된다.

[0218] AWGN 및 레일리 페이딩 SISO 채널들에서 상이한 MCS들의 성능을 평가하는 것으로부터 시작한다. 간소화를 위해, FEC 코딩이 없는 것으로 가정하지만, 아래의 LA 방법들은 FEC를 포함하는 시스템들로 확장될 수 있다.

[0219] 도 30은 상이한 QAM 스킵들(즉, 4-QAM, 16-QAM, 64-QAM)에 대한 SER을 나타낸다. 일반성의 손실 없이, 코딩되지 않는 시스템들에 대해 1%의 타겟 SER을 가정한다. AWGN 채널들에서 그러한 타겟 SER을 충족시키기 위한 SNR 임계치들은 3개의 변조 스킵에 대해 각각 8 dB, 15.5 dB 및 22 dB이다. 레일리 페이딩 채널들에서, 상기 변조 스킵들의 SER 성능은 AWGN보다 나쁜 것으로 잘 알려져 있으며 [13], SNR 임계치들은 각각 18.6 dB, 27.3 dB 및 34.1 dB이다. DIDO 사전 코딩은 다중 사용자 다운링크 채널을 한 세트의 별별 SISO 링크들로 변환한다는 점에 주목한다. 따라서, SISO 시스템들에 대한 도 30에서와 동일한 SNR 임계치들이 DIDO 시스템들에 대해 클라이언트별로 유지된다. 더욱이, 순간 LA가 수행되는 경우, AWGN 채널들에서의 임계치들이 사용된다.

[0220] DIDO 시스템들에 대해 제안되는 LA 방법의 주요 아이디어는 채널이 (도 28에 도시된) 시간 도메인 또는 주파수 도메인에서 심한 페이드(fade)를 겪을 때 링크 강건성을 제공하기 위해 낮은 MCS 차수들을 사용하는 것이다. 이와 달리, 채널이 큰 이득에 의해 특성화될 때, LA 방법은 스펙트럼 효율을 증가시키기 위해 더 높은 MCS 차수들로 스위칭한다. 미국 특허 제7,636,381호와 비교되는 본 출원의 한 가지 기여는 수학식 23에서 그리고 도 29에서 유효 채널 행렬을 규준으로 사용하여 적응을 가능하게 한다는 것이다.

[0221] LA 방법들의 일반적인 프레임워크가 도 31에 도시되어, 아래와 같이 정의된다.

[0222] · CSI 추정: 3171에서, DIDO BTS는 모든 사용자들로부터 CSI를 계산한다. 사용자들은 단일 또는 다수의 수신 안테나를 구비할 수 있다.

[0223] · DIDO 사전 코딩: 3172에서, BTS는 모든 사용자들에 대해 DIDO 사전 코딩 가중치들을 계산한다. 일 실시예에서, BD가 이러한 가중치들을 계산하는 데 사용된다. 사전 코딩 가중치들은 톤별로 계산된다.

[0224]

· 링크 품질 규준 계산: 3173에서, BTS는 주파수-도메인 링크 품질 규준들을 계산한다. OFDM 시스템들에서, 규준들은 CSI 및 모든 톤에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치들로부터 계산된다. 본 발명의 일 실시예에서, 링크 품질 규준은 모든 OFDM 톤들에 대한 평균 SNR이다. (평균 SNR 성능에 기초하여) 이러한 방법을 LA1로서 정의한다. 다른 실시예에서, 링크 품질 규준은 수학식 23에서의 유효 채널의 주파수 응답이다. (주파수 다이버시티를 이용하기 위해 톤별 성능에 기초하여) 이러한 방법을 LA2로서 정의한다. 모든 클라이언트가 단일 안테나를 갖는 경우, 주파수 도메인 유효 채널이 도 29에 도시된다. 클라이언트들이 다수의 수신 안테나를 갖는 경우, 링크 품질 규준은 모든 톤에 대한 유효 채널 행렬의 프로베니우스 뉴(Frobenius norm)으로서 정의된다. 대안으로서, 다수의 링크 품질 규준이 모든 클라이언트에 대해 수학식 23의 유효 채널 행렬의 특이 값들로서 정의된다.

[0225]

· 비트-로딩 알고리즘: 3174에서, 링크 품질 규준들에 기초하여, BTS는 상이한 클라이언트들 및 상이한 OFDM 톤들에 대한 MCS들을 결정한다. LA1 방법의 경우, 도 30의 레일리 페이딩 채널들에 대한 SNR 임계치들에 기초하여 모든 클라이언트들 및 모든 OFDM 톤들에 대해 동일 MCS가 사용된다. LA2의 경우, 채널 주파수 다이버시티를 이용하기 위해 상이한 OFDM 톤들에 상이한 MCS들이 할당된다.

[0226]

· 사전 코딩된 데이터 전송: 3175에서, BTS는 사전 코딩된 데이터 스트림들을 비트 로딩 알고리즘으로부터 도출된 MCS들을 이용하여 DIDO 분산 안테나들로부터 클라이언트들로 전송한다. 하나의 헤더를 사전 코딩된 데이터에 첨부하여 상이한 톤들에 대한 MCS들을 클라이언트들로 전송한다. 예를 들어, 8개의 MCS가 이용 가능하고, OFDM 심벌들이  $N=64$  톤을 이용하여 정의되는 경우, 현재의 MCS를 모든 클라이언트로 전송하기 위해서는  $\log_2(8)*N=192$ 개의 비트가 필요하다. 그러한 비트들을 심벌들에 맵핑하기 위해 4-QAM(2 비트/심벌 스펙트럼 효율)이 사용되는 것으로 가정하면, MCS 정보를 맵핑하기 위해  $192/2/N=1.5$ 개의 OFDM 심벌만이 필요하다. 다른 실시예에서는, 다수의 서브캐리어(또는 OFDM 톤)가 하위 대역들로 그룹핑되며, 동일 MCS가 동일 하위 대역 내의 모든 톤들에 할당되어, 제어 정보로 인한 오버헤드를 줄인다. 더욱이, MCS는 (응집 시간에 비례하는) 채널 이득의 시간 변화에 기초하여 조정된다. (낮은 도플러 효과에 의해 특성화되는) 고정-무선 채널에서, MCS는 채널 응집 시간의 분수(fraction)마다 재계산되며, 따라서 제어 정보에 대해 필요한 오버헤드가 감소한다.

[0227]

도 32는 전술된 LA 방법들의 SER 성능을 나타낸다. 비교를 위해, 사용되는 3개의 QAM 스킵 각각에 대해 레일리 페이딩 채널들에서의 SER 성능이 플롯팅된다. LA2 방법은 MCS들을 주파수 도메인의 유효 채널의 변동에 적응시켜, LA1에 비해 낮은 SNR(즉,  $SNR=20$  dB)에 대한 스펙트럼 효율에서의 1.8 bps/Hz 이득 및 ( $SNR>35$  dB에 대한) SNR에서의 15 dB 이득을 제공한다.

[0228]

#### 멀티 캐리어 시스템들에서의 DIDO 사전 코딩 보간을 위한 시스템 및 방법

[0229]

DIDO 시스템들의 계산 복잡성은 주로 중앙 프로세서 또는 BTS에 국한된다. 계산적으로 가장 비싼 작업은 모든 클라이언트들에 대한 그들의 CSI로부터의 사전 코딩 가중치들의 계산이다. BD 사전 코딩이 이용될 때, BTS는 시스템 내의 클라이언트들의 수 만큼 많은 특이 값 분해(SVD) 작업을 수행해야 한다. 복잡성을 줄이는 한 가지 방법은 병렬 처리를 통한 것이며, 이 경우에 SVD는 매 클라이언트에 대해 개별 프로세서 상에서 계산된다.

[0230]

멀티캐리어 DIDO 시스템들에서, 각각의 서브캐리어는 플랫 페이딩 채널을 경험하며, SVD는 매 서브캐리어를 통해 매 클라이언트에 대해 수행된다. 명확히, 시스템의 복잡성은 서브캐리어들의 수에 따라 선형으로 증가한다. 예를 들어, 1 MHz 신호 대역폭을 갖는 OFDM 시스템들에서, 순환 프리픽스( $L_0$ )는 큰 지역 확산을 갖는 실외 도시 매크로셀 환경들에서 심벌간 간섭을 방지하기 위해 적어도 8개의 채널 탭(즉, 8 마이크로초의 지속기간)을 가져야 한다 [3]. OFDM 심벌들을 생성하는 데 사용되는 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform, FFT)의 크기( $N_{FFT}$ )는 데이터 레이트의 손실을 줄이기 위해 통상적으로  $L_0$ 의 배수로 설정된다.  $N_{FFT}=64$ 인 경우, 시스템의 유효 스펙트럼 효율은 팩터  $N_{FFT}/(N_{FFT}+L_0)=89\%$ 에 의해 제한된다.  $N_{FFT}$ 의 더 큰 값은 DIDO 사전 코더에서의 더 높은 계산 복잡성의 대가로 더 높은 스펙트럼 효율을 생성한다.

[0231]

DIDO 사전 코더에서 계산 복잡성을 줄이는 한 가지 방법은 (파일럿 톤들이 호출되는) 톤들의 서브셋트에 대해 SVD 작업을 수행하고, 보간을 통해 나머지 톤들에 대한 사전 코딩 가중치들을 도출하는 것이다. 가중치 보간은 클라이언트간 간섭을 유발하는 하나의 에러 소스이다. 일 실시예에서는, 최적의 가중치 보간 기술들을 이용하여 클라이언트간 간섭을 줄임으로써 멀티캐리어 시스템들에서 향상된 에러 레이트 성능 및 더 낮은 계산 복잡성을 생성한다. M개의 송신 안테나, U개의 클라이언트 및 클라이언트당 N개의 수신 안테나를 갖는 DIDO 시스템들에서, 다른 클라이언트들 u에 대한 0의 간섭을 보증하는 k 번째 클라이언트( $\mathbf{W}_k$ )의 사전 코딩 가중치들에 대한

조건은 수학식 2로부터 아래와 같이 도출된다.

### 수학식 24

$$\mathbf{H}_u \mathbf{W}_k = \mathbf{0}^{N \times N}; \quad \forall u = 1, \dots, U; \text{ 여기서 } u \neq k$$

[0232]

[0233] 여기서,  $\mathbf{H}_u$ 는 시스템 내의 다른 DIDO 클라이언트들에 대응하는 채널 행렬들이다.

[0234]

본 발명의 일 실시예에서, 가중치 보간 방법의 목적 함수는 아래와 같이 정의된다.

### 수학식 25

$$f(\boldsymbol{\theta}_k) = \sum_{\substack{u=1 \\ u \neq k}}^U \|\mathbf{H}_u \hat{\mathbf{W}}_k(\boldsymbol{\theta}_k)\|_F$$

[0235]

[0236] 여기서,  $\boldsymbol{\theta}_k$ 는 사용자 k에 대해 최적화될 파라미터들의 세트이고,  $\hat{\mathbf{W}}_k(\boldsymbol{\theta}_k)$ 는 가중치 보간 행렬이고,  $\|\cdot\|_F$ 는 행렬의 프로베니우스 놈을 나타낸다. 최적화 문제는 아래와 같이 공식화된다.

### 수학식 26

$$\boldsymbol{\theta}_{k,\text{opt}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_k \in \Theta_k} f(\boldsymbol{\theta}_k)$$

[0237]

[0238] 여기서,  $\boldsymbol{\theta}_k$ 은 최적화 문제의 가능한 세트이고,  $\boldsymbol{\theta}_{k,\text{opt}}$ 는 최적 솔루션이다.

[0239]

수학식 25의 목적 함수는 하나의 OFDM 톤에 대해 정의된다. 본 발명의 다른 실시예에서, 목적 함수는 보간될 모든 OFDM 톤들에 대한 행렬들의 수학식 25의 프로베니우스 놈의 선형 결합으로서 정의된다. 다른 실시예에서, OFDM 스펙트럼은 톤들의 서브세트들로 분할되며, 최적 솔루션은 아래의 식에 의해 주어진다.

### 수학식 27

$$\boldsymbol{\theta}_{k,\text{opt}} = \arg \min_{\boldsymbol{\theta}_k \in \Theta_k} \max_{n \in A} f(n, \boldsymbol{\theta}_k)$$

[0240]

[0241] 여기서, n은 OFDM 톤 인덱스이고, A는 톤들의 서브세트이다.

[0242]

수학식 25의 가중치 보간 행렬  $\hat{\mathbf{W}}_k(\boldsymbol{\theta}_k)$ 는 파라미터들의 세트  $\boldsymbol{\theta}_k$ 의 함수로서 표현된다. 수학식 26 또는 27에 따라 최적 세트가 결정되면, 최적 가중치 행렬이 계산된다. 본 발명의 일 실시예에서, 주어진 OFDM 톤(n)에 대한 가중치 보간 행렬은 파일럿 톤들에 대한 가중치 행렬들의 선형 결합으로서 정의된다. 단일 클라이언트를 갖는 빔 형성 시스템들에 대한 가중치 보간 함수의 일례가 [11]에서 정의되었다. DIDO 다중 클라이언트 시스템들에서, 가중치 보간 행렬은 다음과 같이 표현된다.

### 수학식 28

$$\hat{\mathbf{W}}_k(lN_0 + n, \theta_k) = (1 - c_n) \cdot \mathbf{W}(l) + c_n e^{j\theta_k} \cdot \mathbf{W}(l + 1)$$

[0243]

[0244] 여기서,  $0 \leq l \leq (L_0-1)$ ,  $L_0$ 는 파일럿 톤들의 수이고,  $c_n = (n-1)/N_0$ 이며, 이때  $N_0 = N_{FFT}/L_0$ 이다. 이어서, 수학식 28의 가중치 행렬이 정규화되며, 따라서 모든 안테나로부터의 단일 전력 송신을 보증하기 위해  $\|\widehat{\mathbf{W}}_k\|_F = \sqrt{NM}$ 이다.  $N=1$ (클라이언트당 단일 수신 안테나)인 경우, 수학식 28의 행렬은 그의 놈에 대해 정규화되는 벡터가 된다. 본 발명의 일 실시예에서, 파일럿 톤들은 OFDM 톤들의 범위 내에서 균일하게 선택된다. 다른 실시예에서, 파일럿 톤들은 보간 예러를 최소화하기 위해 CSI에 기초하여 적응적으로 선택된다.

[0245] [11]의 시스템 및 방법과 본 특허 출원에서 제안되는 것의 한 가지 차이는 목적 함수라는 점에 주목한다. 구체적으로, [11]의 시스템들은 다수의 송신 안테나 및 단일 클라이언트를 가정하며, 따라서 관련 방법은 사전 코딩 가중치와 채널의 곱을 최대화하여 클라이언트에 대한 수신 SNR을 최대화하도록 설계된다. 그러나, 이 방법은 그것이 보간 예러로 인해 클라이언트간 간섭을 유발하므로 다중 클라이언트 시나리오들에서는 유효하지 않다. 이와 달리, 우리의 방법은 클라이언트간 간섭을 최소화하여 모든 클라이언트들에 대한 예러 레이트 성능을 개선하도록 설계된다.

[0246] 도 33은  $N_{FFT} = 64$  및  $L_0 = 8$ 을 갖는 DIDO 2x2 시스템들에 대한 OFDM 톤 인덱스의 함수로서의 수학식 28의 행렬의 엔트리들을 나타낸다. 채널 PDP가  $\beta = 1$ 을 갖는 수학식 21의 모델에 따라 생성되며, 채널은 8개의 채널 탭만으로 구성된다.  $L_0$ 는 채널 탭들의 수보다 크도록 선택되어야 한다는 점에 주목한다. 도 33의 실선들은 이상적인 함수들을 나타내는 반면, 점선들은 보간된 함수들이다. 보간된 가중치들은 수학식 28의 정의에 따라 파일럿 톤들에 대한 이상적인 가중치들과 매칭된다. 나머지 톤들에 대해 계산된 가중치들은 추정 예러로 인한 이상적인 사례의 근사치일 뿐이다.

[0247] 가중치 보간 방법을 구현하는 한 가지 방법은 수학식 26의 가능한 세트  $\Theta_k$ 에 대한 포괄적인 검색을 통한 것이다. 검색의 복잡성을 줄이기 위해, 가능한 세트를 범위  $[0, \frac{2\pi}{P}]$  내에 균일하게 P개의 값으로 양자화한다.

도 34는  $L_0 = 8$ ,  $M=N_t=2$ 개의 송신 안테나 및 가변 수의 P에 대한 SER 대 SNR을 나타낸다. 양자화 레벨들의 수가 증가함에 따라, SER 성능이 개선된다. P=10의 사례는 감소된 검색 수로 인한 훨씬 더 낮은 계산 복잡성 때문에 P=100의 성능에 접근한다는 점에 주목한다.

[0248] 도 35는 상이한 DIDO 차수들 및  $L_0 = 16$ 에 대한 보간 방법의 SER 성능을 나타낸다. 클라이언트들의 수가 송신 안테나들의 수와 동일하고, 모든 클라이언트가 단일 안테나를 구비하는 것으로 가정한다. 클라이언트들의 수가 증가함에 따라, 가중치 보간 예러들에 의해 생성되는 클라이언트간 간섭의 증가로 인해 SER 성능이 저하된다.

[0249] 본 발명의 다른 실시예에서는, 수학식 28의 가중치 보간 함수들과 다른 가중치 보간 함수들이 사용된다. 예를 들어, 선형 예측 자동 회귀 모델들 [12]를 이용하여, 채널 주파수 상관성의 추정치들에 기초하여 상이한 OFDM 톤들에 걸쳐 가중치들을 보간할 수 있다.

#### 참고 문헌들

[0251] [1] A. Forenza and S. G. Perlman, "System and method for distributed antenna wireless communications", U.S. Application Serial No. 12/630,627, filed December 2, 2009, entitled "System and Method For Distributed Antenna Wireless Communications"

[0252] [2] FCC, "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields," OET Bulletin 65, Ed. 97-01, Aug. 1997

[0253] [3] 3GPP, "Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP & 3GPP2)", SCM Text V6.0, April 22, 2003

[0254] [4] 3GPP TR 25.912, "Feasibility Study for Evolved UTRA and UTRAN", V9.0.0 (2009-10)

[0255] [5] 3GPP TR 25.913, "Requirements for Evolved UTRA (E-UTRA) and Evolved UTRAN (E-UTRAN)", V8.0.0

(2009-01)

- [0256] [6] W. C. Jakes, *Microwave Mobile Communications*, IEEE Press, 1974
- [0257] [7] K. K. Wong, et al., "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 2, pp. 773-786, July 2003;
- [0258] [8] P. Viswanath, et al., "Opportunistic beamforming using dumb antennas," *IEEE Trans. On Inform. Theory*, vol. 48, pp. 1277-1294, June 2002.
- [0259] [9] A. A. M. Saleh, et al., "A statistical model for indoor multipath propagation," *IEEE Jour. Select. Areas in Comm.*, vol. 195 SAC-5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.
- [0260] [10] A. Paulraj, et al., *Introduction to Space-Time Wireless Communications*, Cambridge University Press, 40 West 20th Street, New York, NY, USA, 2003.
- [0261] [11] J. Choi, et al., ``Interpolation Based Transmit Beamforming for MIMO-OFDM with Limited Feedback,'' *IEEE Trans. on Signal Processing*, vol. 53, no. 11, pp. 4125-4135, Nov. 2005.
- [0262] [12] I. Wong, et al., ``Long Range Channel Prediction for Adaptive OFDM Systems,'' *Proc. of the IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems, and Computers*, vol. 1,pp. 723-736, Pacific Grove, CA, USA, Nov. 7-10, 2004.
- [0263] [13] J. G. Proakis, *Communication System Engineering*, Prentice Hall, 1994
- [0264] [14] B.D.Van Veen, et al., ``Beamforming: a versatile approach to spatial filtering,'' *IEEE ASSP Magazine*, Apr. 1988.
- [0265] [15] R.G. Vaughan, "On optimum combining at the mobile," *IEEE Trans. On Vehic. Tech.*, vo137, n.4, pp.181-188, Nov. 1988
- [0266] [16] F.Qian, "Partially adaptive beamforming for correlated interference rejection," *IEEE Trans. On Sign. Proc.*, vol.43, n.2, pp.506-515, Feb.1995
- [0267] [17] H.Krim, et. al., "Two decades of array signal processing research," *IEEE Signal Proc. Magazine*, pp.67-94, July 1996
- [0268] [19] W.R. Remley, "Digital beamforming system", US Patent N. 4,003,016, Jan. 1977
- [0269] [18] R.J. Masak, "Beamforming/null-steering adaptive array", US Patent N. 4,771,289, Sep.1988
- [0270] [20] K.-B.Yu, et. al., "Adaptive digital beamforming architecture and algorithm for nulling mainlobe and multiple sidelobe radar jammers while preserving monopulse ratio angle estimation accuracy", US Patent 5,600,326, Feb.1997
- [0271] [21] H.Boche, et al., "Analysis of different precoding/decoding strategies for multiuser beamforming", *IEEE Vehic. Tech. Conf.*, vol.1, Apr. 2003
- [0272] [22] M.Schubert, et al., "Joint 'dirty paper' pre-coding and downlink beamforming," vol.2, pp.536-540, Dec. 2002
- [0273] [23] H.Boche, et al." A general duality theory for uplink and downlink beamformingc", vol.1, pp.87-91, Dec. 2002
- [0274] [24] K. K. Wong, R. D. Murch, and K. B. Letaief, "A joint channel diagonalization for multiuser MIMO antenna systems," *IEEE Trans. Wireless Comm.*, vol. 2, pp. 773-786, Jul 2003;
- [0275] [25] Q. H. Spencer, A. L. Swindlehurst, and M. Haardt, "Zero forcing methods for downlink spatial multiplexing in multiuser MIMO channels," *IEEE Trans. Sig. Proc.*, vol. 52, pp. 461-471, Feb. 2004.

II. 관련 출원 제12/917,257호로부터의 개시 내용

- [0277] 아래에서는, 협동하여 동작하는 복수의 분산 송신 안테나를 이용하여, 주어진 사용자들에 대한 무선 링크들을 생성하면서 다른 사용자들에 대한 간섭을 억압하는 무선 RF(무선 주파수) 통신 시스템들 및 방법들이 설명된다.

상이한 송신 안테나들 간의 조정은 사용자 클러스터링을 통해 가능해진다. 사용자 클러스터는 주어진 사용자에 의해 신뢰성 있게 검출될 수 있는 신호(즉, 잡음 또는 간섭 레벨을 초과하는 수신 신호 강도)를 갖는 송신 안테나들의 서브세트이다. 시스템 내의 모든 사용자는 그 자신의 사용자 클러스터를 정의한다. 동일 사용자 클러스터 내에서 송신 안테나들에 의해 전송되는 파형들은 응집성 있게 결합하여, 타겟 사용자의 위치에서 RF 에너지를 생성하고, 그러한 안테나들에 의해 도달 가능한 임의의 다른 사용자의 위치에서 0 RF 간섭의 포인트들을 생성한다.

- [0278] 하나의 사용자 클러스터 내의  $M$ 개의 송신 안테나 및 그러한  $M$ 개의 안테나에 의해 도달 가능한  $K$ 명의 사용자를 갖는 시스템을 고려하며, 이때  $K \leq M$ 이다. 송신기들은  $M$ 개의 송신 안테나와  $K$ 명 사용자 사이의 CSI ( $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{K \times M}$ )를 아는 것으로 가정한다. 간소화를 위해, 모든 사용자는 단일 안테나를 구비하는 것으로 가정하지만, 동일 방법은 사용자당 다수의 수신 안테나로 확장될 수 있다. 아래와 같이  $M$ 개의 송신 안테나로부터  $K$ 명의 사용자로의 채널 벡터들 ( $\mathbf{h}_k \in \mathbb{C}^{1 \times M}$ )을 결합함으로써 얻어지는 채널 행렬  $\mathbf{H}$ 를 고려한다.

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1 \\ \vdots \\ \mathbf{h}_k \\ \vdots \\ \mathbf{h}_K \end{bmatrix}$$

[0279]

[0280] 사용자  $k$ 에 대한 RF 에너지 및 모든 다른  $K-1$ 명의 사용자에 대한 0 RF 에너지를 생성하는 사전 코딩 가중치들 ( $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{M \times 1}$ )은 아래의 조건을 충족시키도록 계산된다.

[0281]

$$\tilde{\mathbf{H}}_k \mathbf{w}_k = \mathbf{0}^{K \times 1}$$

[0282]

여기서,  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 는 행렬  $\mathbf{H}$ 의  $k$  번째 행을 제거함으로써 얻어지는 사용자  $k$ 의 유효 채널 행렬이고,  $\mathbf{0}^{K \times 1}$ 은 모두 0의 엔트리들을 갖는 벡터이다.

[0283]

일 실시예에서, 무선 시스템은 Dido 시스템이며, 사용자 클러스터링을 이용하여 타겟 사용자에 대한 무선 통신 링크를 생성하는 한편, 사용자 클러스터 내에 위치하는 안테나들에 의해 도달 가능한 임의의 다른 사용자에 대한 간섭을 사전 제거한다. 미국 출원 제12/630,627호에서는, 아래의 요소들을 포함하는 Dido 시스템이 설명된다.

[0284]

- Dido 클라이언트들: 하나 또는 다수의 안테나를 구비하는 사용자 단말기들;

[0285]

- Dido 분산 안테나들: 사전 코딩된 데이터 스트림들을 다수의 사용자에게 전송하여 사용자간 간섭을 억압하도록 협동하여 동작하는 송수신기국들;

[0286]

- Dido 기지 송수신기국들(BTS): Dido 분산 안테나들에 대한 사전 코딩된 파형들을 생성하는 중앙 프로세서.

[0287]

- Dido 기지국 네트워크(BSN): BTS를 Dido 분산 안테나들 또는 다른 BTS들에 접속하는 유선 백홀.

[0288]

Dido 분산 안테나들은 BTS들 또는 Dido 클라이언트들의 위치에 대한 그들의 공간 분포에 따라 상이한 서브세트들로 그룹핑된다. 도 36에 도시된 바와 같이, 3개 타입의 클러스터가 정의된다.

[0289]

- 수퍼-클러스터(3640)는 하나 또는 다수의 BTS에 접속되는 Dido 분산 안테나들의 세트이며, 따라서 모든 BTS들과 각각의 사용자들 사이의 왕복 레이턴시는 Dido 사전 코딩 루프의 제약 내에 있다.

[0290]

- Dido 클러스터(3641)는 동일 BTS에 접속되는 Dido 분산 안테나들의 세트이다. 수퍼 클러스터가 하나의 BTS만을 포함할 때, 그의 정의는 Dido 클러스터와 일치한다.

[0291]

- 사용자 클러스터(3642)는 사전 코딩된 데이터를 주어진 사용자에게 협력 전송하는 Dido 분산 안테나들의 세트이다.

[0292]

예를 들어, BTS들은 BSN을 통해 다른 BTS들에 그리고 Dido 분산 안테나들에 접속되는 로컬 허브들이다. BSN은 디지털 가입자 회선(DSL), ADSL, VDSL [6], 케이블 모뎀, 광섬유 링, T1 회선, 하이브리드 광섬유 동축(HFC) 네트워크 및/또는 고정 무선(예로서, 와이파이)을 포함하지만 이에 제한되지 않는 다양한 네트워크 기술들로 구성

될 수 있다. 동일 수퍼 클러스터 내의 모든 BTS들은 BSN을 통해 DIDO 사전 코딩에 대한 정보를 공유하며, 따라서 왕복 레이턴시는 DIDO 사전 코딩 루프 내에 있다.

[0293] 도 37에서, 점들은 DIDO 분산 안테나들을 나타내고, 십자가들은 사용자들이고, 대시 선들은 사용자들(U1, U8) 각각에 대한 사용자 클러스터들을 나타낸다. 후술되는 방법은 타겟 사용자(U1)에 대한 통신 링크를 생성하는 한편, 사용자 클러스터 내의 또는 외의 임의의 다른 사용자(U2-U8)에 대한 O RF 에너지의 포인트들을 생성하도록 설계된다.

[0294] [5]에서 유사한 방법이 제안되었으며, 여기서는 DIDO 클러스터들 사이의 오버랩핑 영역들에서의 간섭을 제거하기 위해 O RF 에너지의 포인트들이 생성되었다. 클러스터간 간섭을 억압하면서 DIDO 클러스터 내의 클라이언트들로 신호를 전송하기 위해 추가 안테나들이 필요하였다. 본 출원에서 제안되는 방법의 일 실시예는 DIDO 클러스터간 간섭을 제거하려고 시도하지 않으며, 오히려 클러스터가 클라이언트에 결합되고(즉, 사용자-클러스터), 그 이웃 내의 임의의 다른 클라이언트에 대한 간섭(또는 무시될 수 있는 간섭)이 생성되지 않는 것을 보증하는 것으로 가정한다.

[0295] 제안되는 방법과 관련된 한 가지 아이디어는 사용자 클러스터로부터 충분히 먼 사용자들이 큰 경로 손실로 인해 송신 안테나로부터의 복사선에 의해 영향을 받지 않는다는 것이다. 사용자 클러스터 내에 있거나 가까운 사용

$$K \leq M$$

자들은 사전 코딩으로 인해 간섭 없는 신호를 수신한다. 더욱이, 조건  $K \leq M$ 이 충족되도록 (도 37에 도시된 바와 같이) 사용자 클러스터에 추가적인 송신 안테나들이 추가될 수 있다.

[0296] 사용자 클러스터링을 이용하는 방법의 일 실시예는 아래의 단계들로 구성된다.

[0297] a. 링크 품질 측정: 모든 DIDO 분산 안테나와 모든 사용자 사이의 링크 품질이 BTS로 보고된다. 링크 품질 규준은 신호 대 잡음비(SNR) 또는 신호 대 간섭 플러스 잡음비(SINR)로 구성된다.

[0298] 일 실시예에서, DIDO 분산 안테나들은 훈련 신호들을 전송하고, 사용자들은 그러한 훈련에 기초하여 수신 신호 품질을 추정한다. 훈련 신호들은 시간, 주파수 또는 코드 도메인들에서 직교하도록 설계되며, 따라서 사용자들은 상이한 송신기들을 구별할 수 있다. 대안으로서, DIDO 안테나들은 하나의 특정 주파수(즉, 비컨(beacon) 채널)에서 협대역 신호들(즉, 단일 톤)을 전송하며, 사용자들은 비컨 신호에 기초하여 링크 품질을 추정한다. 도 38a에 도시된 바와 같이, 데이터를 성공적으로 복조하기 위해 하나의 임계치가 잡음 레벨 위의 최소 신호 진폭(또는 전력)으로서 정의된다. 이 임계치 아래의 임의의 링크 품질 규준 값은 0으로 가정된다. 링크 품질 규준은 송신기로 피드백되는 유한 수의 비트들에 대해 양자화된다.

[0299] 상이한 실시예에서, 훈련 신호들 또는 비컨들은 사용자들로부터 전송되며, 링크 품질은 업링크(DL) 및 다운링크(DL) 경로 손실 간의 상호성을 가정하여 (도 38b에서와 같이) DIDO 송신 안테나들에서 추정된다. 경로 손실 상호성은 UL 및 DL 주파수 대역들이 비교적 근접할 때 (동일 주파수에 UL 및 DL 채널들을 갖는) 시분할 다중화(time division duplexing, TDD) 시스템들 및 주파수 분할 다중화(frequency division duplexing, FDD) 시스템들에서 현실적인 가정이라는 점에 유의한다.

[0300] 링크 품질 규준들에 대한 정보는 도 37에 도시된 바와 같이 BSN을 통해 상이한 BTS들 사이에 공유되며, 따라서 모든 BTS들은 상이한 DIDO 클러스터들에 걸친 모든 안테나/사용자 커플 사이의 링크 품질을 안다.

[0301] b. 사용자 클러스터들의 정의: DIDO 클러스터들 내의 모든 무선 링크들의 링크 품질 규준들은 BSN을 통해 모든 BTS들 사이에 공유되는 링크 품질 행렬에 대한 엔트리들이다. 도 37의 시나리오에 대한 링크 품질 행렬의 일례가 도 39에 도시된다.

[0302] 링크 품질 행렬은 사용자 클러스터들을 정의하는 데 사용된다. 예를 들어, 도 39는 사용자 U8에 대한 사용자 클러스터의 선택을 나타낸다. 사용자 U8에 대한 0이 아닌 링크 품질 규준들을 갖는 송신기들의 서브세트(즉, 활성 송신기들)가 먼저 식별된다. 이러한 송신기들은 사용자 U8에 대한 사용자 클러스터를 채운다. 이어서, 사용자 클러스터 내의 송신기들로부터 다른 사용자들로의 0이 아닌 엔트리들을 포함하는 하위 행렬이 선택된다. 링크 품질 규준들은 사용자 클러스터를 선택하는 데에만 사용되므로, 그들은 2개의 비트만을 이용하여 (즉, 도 38에서 임계치들 위 또는 아래의 상태를 식별하기 위해) 양자화될 수 있으며, 따라서 피드백 오버헤드를 낮춘다는 점에 유의한다.

[0303] 사용자 U1에 대한 다른 예가 도 40에 도시된다. 이 예에서, 활성 송신기들의 수는 하위 행렬 내의 사용자들의

$$K \leq M$$

수보다 적으며, 따라서 조건  $K \leq M$ 에 위배된다. 따라서, 하나 이상의 열을 하위 행렬에 추가하여 그러한 조건을 충족시킨다. 송신기들의 수가 사용자들의 수를 초과하는 경우, 여분의 안테나들은 다이버시티 스kip들(즉, 안테나 또는 고유 모드 선택)을 위해 사용될 수 있다.

[0304] 사용자 U4에 대한 또 다른 예가 도 41에 도시된다. 하위 행렬은 2개의 하위 행렬의 결합으로서 얻어질 수 있다는 점에 주목한다.

[0305] c. BTS들로의 CSI 보고: 사용자 클러스터들이 선택되면, 사용자 클러스터 내의 모든 송신기들로부터 그려한 송신기들에 의해 도달되는 모든 사용자로의 CSI가 모든 BTS들에 의해 이용될 수 있다. CSI 정보는 BSN을 통해 모든 BTS들 사이에 공유된다. TDD 시스템들에서, UL/DL 채널 상호성은 UL 채널을 통한 훈련으로부터 CSI를 도출하는 데 이용될 수 있다. FDD 시스템들에서는, 모든 사용자들로부터 BTS들로의 피드백 채널들이 필요하다. 피드백의 양을 줄이기 위해, 링크 품질 행렬의 0이 아닌 엔트리들에 대응하는 CSI만이 피드백된다.

[0306] d. DIDO 사전 코딩: 마지막으로, (예를 들어, 관련 미국 특허 출원들에서 설명되는 바와 같이) DIDO 사전 코딩이 상이한 사용자 클러스터들에 대응하는 모든 CSI 하위 행렬에 적용된다.

[0307] 일 실시예에서, 유효 채널 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 특이 값 분해(SVD)가 계산되고, 사용자  $k$ 에 대한 사전 코딩 가중치  $\mathbf{w}_k$ 가  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 널 하위 공간에 대응하는 우측 특이 벡터로서 정의된다. 대안으로서,  $M > K$ 이고, SVD가 유효 채널 행렬을  $\tilde{\mathbf{H}}_k = \mathbf{V}_k \Sigma_k \mathbf{U}_k^H$ 로서 분해하는 경우, 사용자  $k$ 에 대한 DIDO 사전 코딩 가중치는 아래 수학식에 의해 주어진다.

$$\mathbf{w}_k = \mathbf{U}_o (\mathbf{U}_o^H \cdot \mathbf{h}_k^T)$$

[0308] 여기서,  $\mathbf{U}_o$ 는  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 널 하위 공간의 특이 벡터들인 열들을 갖는 행렬이다.

[0309] 기본적인 선형 대수 고려로부터, 행렬  $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 널 하위 공간 내의 우측 특이 벡터는 0의 고유값에 대응하는 C의 고유 벡터와 동일하다는 점에 주목한다.

$$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} = (\mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H)^H (\mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H) = \mathbf{U} \boldsymbol{\Sigma}^2 \mathbf{U}^H$$

[0310] 여기서, 유효 채널 행렬은 SVD에 따라  $\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{V} \boldsymbol{\Sigma} \mathbf{U}^H$ 로서 분해된다. 그러면,  $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 SVD의 계산에 대한 하나의 대안은 C의 고유값 분해를 계산하는 것이다. 거듭제곱 방법과 같이 고유값 분해를 계산하기 위한 여러 방법들이 존재한다. C의 널 하위 공간에 대응하는 고유 벡터에만 관심이 있으므로, 반복에 의해 설명되는 역 거듭제곱 방법이 사용된다.

$$\mathbf{u}_{i+1} = \frac{(\mathbf{C} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{u}_i}{\|(\mathbf{C} - \lambda \mathbf{I})^{-1} \mathbf{u}_i\|}$$

[0311] 여기서, 제1 반복에서의 벡터  $(\mathbf{u}_i)$ 는 랜덤 벡터이다.

[0312] 널 하위 공간의 고유값 ( $\lambda$ )가 알려지면(즉, 0), 역 거듭제곱 방법은 수렴을 위해 한 번의 반복만을 필요로 하며, 따라서 계산 복잡성이 감소한다. 이어서, 사전 코딩 가중치 벡터를 다음과 같이 표현한다.

$$\mathbf{w} = \mathbf{C}^{-1} \mathbf{u}_1$$

[0313] 여기서,  $\mathbf{u}_1$ 은 1과 동일한 실수 엔트리들을 갖는 벡터이다(즉, 사전 코딩 가중치 벡터는  $\mathbf{C}^{-1}$ 의 열들의 합이다).

[0314] DIDO 사전 코딩 계산은 하나의 행렬 반전을 필요로 한다. 슈트라센(Strassen)의 알고리즘 [1] 또는 쿠퍼스미스-위노그라드(Coppersmith-Winograd)의 알고리즘 [2,3]과 같이 행렬 반전의 복잡성을 줄이기 위한 여러 개의 수치적 솔루션들이 존재한다. C는 정의에 의해 에르미트 행렬(Hermitian matrix)이므로, 대안 솔루션은 C를 그의 실수 및 허수 성분들로 분해하고, [4, 섹션 11.4]의 방법에 따라 실수 행렬의 행렬 반전을 계산하는 것이다.

[0315] 제안되는 방법 및 시스템의 다른 특징은 그의 재구성 가능성이다. 클라이언트가 도 42에서와 같이 상이한 DIDO

클러스터들 사이에서 이동할 때, 사용자 클러스터는 그의 이동들을 추적한다. 즉, 송신 안테나들의 서브세트는 클라이언트가 그의 위치를 변경함에 따라 계속 갱신되며, 유효 채널 행렬(및 대응하는 사전 코딩 가중치들)이 재계산된다.

[0320] 본 명세서에 제안되는 방법은 도 36의 수퍼 클러스터 내에서 유효한데, 그 이유는 BSN을 통한 BTS들 간의 링크들이 낮은 레이턴시를 가져야 하기 때문이다. 상이한 수퍼 클러스터들의 오버랩핑 영역들에서의 간섭을 억압하기 위하여, 추가 안테나들을 이용하여 DIDO 클러스터들 사이의 간섭 영역들에서 O RF 에너지의 포인트들을 생성하는 [5]에서의 우리의 방법을 이용하는 것이 가능하다.

[0321] 본 명세서에서 용어 "사용자"와 "클라이언트"는 교환 가능하게 사용된다는 점에 유의해야 한다.

#### 참고 문헌들

[0323] [1] S. Robinson, "Toward an Optimal Algorithm for Matrix Multiplication", SIAM News, Volume 38, Number 9, November 2005.

[0324] [2] D. Coppersmith and S. Winograd, "Matrix Multiplication via Arithmetic Progression", J. Symb. Comp. vol.9, p.251-280, 1990.

[0325] [3] H. Cohn, R. Kleinberg, B. Szegedy, C. Umans, "Group-theoretic Algorithms for Matrix Multiplication", p. 379-388, Nov. 2005.

[0326] [4] W.H. Press, S.A. Teukolsky, W. T. Vetterling, B.P. Flannery "NUMERICAL RECIPES IN C: THE ART OF SCIENTIFIC COMPUTING", Cambridge University Press, 1992.

[0327] [5] A. Forenza and S.G.Perlman, "Interference Management, Handoff, Power Control and Link Adaptation in Distributed-Input Distributed-Output (DIDO) Communication Systems", Patent Application Serial No. 12/802,988, filed June 16, 2010.

[0328] [6] Per-Erik Eriksson and **Björn** Odenhammar, "VDSL2: Next important broadband technology", Ericsson Review No. 1, 2006.

#### III. 무선 시스템들에서 응집 영역들을 이용하기 위한 시스템들 및 방법들

[0330] 실제의 전파 환경들에서의 다중 안테나 시스템들(MAS)의 용량은 무선 링크를 통해 이용 가능한 공간 다이버시티의 함수이다. 공간 다이버시티는 무선 채널 내의 산란 물체들의 분포는 물론, 송신 및 수신 안테나 어레이들의 기하 구조에 의해 결정된다.

[0331] MAS 채널들에 대한 하나의 인기 있는 모델은 산란기들의 그룹들을 송신기들 및 수신기들 주위에 위치하는 클러스터들로서 정의하는 소위 클러스터링된 채널 모델이다. 일반적으로, 클러스터들이 더 많고, 그들의 각 폭이 더 클수록, 무선 링크들을 통해 달성 가능한 공간 다이버시티 및 용량은 더 커진다. 클러스터링된 채널 모델들은 실제의 측정들을 통해 검증되었으며 [1-2], 그러한 모델들의 변형들이 상이한 실내(즉, WLAN을 위한 IEEE 802.11n 기술 그룹 [3]) 및 실외(3G 셀룰러 시스템들에 대한 3GPP 기술 사양 그룹 [4]) 무선 표준들에 의해 채택되었다.

[0332] 무선 채널들에서의 공간 다이버시티를 결정하는 다른 팩터들은 안테나 요소 간격 [5-7], 안테나들의 수 [8-9], 어레이 개구 [10-11], 어레이 기하 구조 [5,12,13], 편파 및 안테나 패턴 [14-28]을 포함하는 안테나 어레이들의 특성들이다.

[0333] 안테나 어레이 설계의 효과들은 물론, 무선 링크들의 공간 다이버시티(또는 자유도)에 대한 전파 채널의 특성들을 설명하는 통합 모델이 [29]에서 제시되었다. [29]의 수신 신호 모델은 다음 수학식에 의해 주어진다.

$$\mathbf{y}(\mathbf{q}) = \int \mathbf{C}(\mathbf{q}, \mathbf{p}) \mathbf{x}(\mathbf{p}) d\mathbf{p} + \mathbf{z}(\mathbf{q})$$

[0335] 여기서,  $\mathbf{x}(\mathbf{p}) \in \mathbb{C}^3$  는 송신 신호를 설명하는 편파 벡터이고,  $\mathbf{p}, \mathbf{q} \in \mathbb{R}^3$  는 송신 및 수신 어레이들을 각각 설명하는 편파 벡터 위치들이고,  $\mathbf{C}(\cdot, \cdot) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$  는 아래 수학식에 의해 주어지는 송신 및 수신 벡터 위치들 사이의 시스템을 응답을 설명하는 행렬이다.

$$[0336] \quad C(\mathbf{q}, \mathbf{p}) = \iint A_r(\mathbf{q}, \hat{\mathbf{m}}) H(\hat{\mathbf{m}}, \hat{\mathbf{n}}) A_t(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) d\hat{\mathbf{n}} d\hat{\mathbf{m}}$$

[0337] 여기서,  $A_t(\cdot, \cdot), A_r(\cdot, \cdot) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$  는 각각 송신 및 수신 어레이 응답들이고,  $H(\hat{\mathbf{m}}, \hat{\mathbf{n}}) \in \mathbb{C}^{3 \times 3}$ 는 송신 방향  $\hat{\mathbf{n}}$ 과 수신 방향  $\hat{\mathbf{m}}$  사이의 복소수 이득들인 엔트리들을 갖는 채널 응답 행렬이다. DIDO 시스템들에서, 사용자 장치들은 단일 또는 다수의 안테나를 가질 수 있다. 간소화를 위해, 이상적인 등방성 패턴들을 갖는 단일 안테나 수신기들을 가정하며, 시스템 응답 행렬을 아래와 같이 다시 표현한다.

$$[0338] \quad C(\mathbf{q}, \mathbf{p}) = \int H(\mathbf{q}, \hat{\mathbf{n}}) A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) d\hat{\mathbf{n}}$$

[0339] 여기서는 송신 안테나 패턴  $A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p})$  만이 고려된다.

[0340] 맥스웰 방정식(Maxwell equation)들, 및 그린 함수(Green function)의 파-필드(far-field) 항으로부터, 어레이 응답은 아래와 같이 근사화될 수 있다 [29].

$$[0341] \quad A(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) = \frac{j\eta e^{j2\pi d_o}}{2\lambda^2 d_o} (\mathbf{I} - \hat{\mathbf{n}}\hat{\mathbf{n}}^H) a(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p})$$

[0342] 여기서,  $\mathbf{p} \in P$ 이고,  $P$ 는 안테나 어레이를 정의하는 공간이고, 여기서

$$[0343] \quad a(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) = \exp(-j2\pi \hat{\mathbf{n}}^H \mathbf{p})$$

[0344]이고, 이때  $(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) \in \Omega \times P$ 이다. 편파되지 않은 안테나들에 대해, 어레이 응답의 연구는 위의 적분 커널의 연구와 동등하다. 이하, 상이한 타입의 어레이들에 대한 적분 커널들의 표현들에 대해 단행 것을 보여준다.

#### 편파되지 않은 선형 어레이들

[0346] (과장에 의해 정규화된) 길이  $L$ 의 편파되지 않은 선형 어레이들 및  $z$ 축을 따라 배향되고 원점에 중심을 갖는 안테나 요소들에 대해, 적분 커널은 아래 수학식에 의해 제공된다 [29].

$$[0347] \quad a(\cos \theta, p_z) = \exp(-j2\pi p_z \cos \theta).$$

[0348] 위의 수학식을 시프트된 다이애드(dyad)들의 급수로 전개하면, sinc 함수는  $1/L$ 의 해상도를 갖고, 어레이 제한된 그리고 대략적으로 파 벡터 제한된 하위 공간의 차원(즉, 자유도)은 아래와 같이 얻어진다.

$$[0349] \quad D_F = L |\Omega_\theta|$$

[0350] 여기서,  $\Omega_\theta = \{\cos \theta : \theta \in \Theta\}$ 이다. 브로드사이드 어레이(broadside array)들에 대해  $|\Omega_\theta| = |\Theta|$ 인 반면, 엔드 파이어(endfire)에 대해서는  $|\Omega_\theta| \approx |\Theta|^2/2$ 이라는 점에 주목한다.

#### 편파되지 않은 구 어레이들

[0352] (과장에 의해 정규화된) 반경  $R$ 의 구 어레이에 대한 적분 커널은 아래의 수학식에 의해 주어진다 [29].

$$[0353] \quad a(\hat{\mathbf{n}}, \mathbf{p}) = \exp\{-j2\pi R [\sin \theta \sin \theta' \cos(\phi - \phi') + \cos \theta \cos \theta']\}.$$

[0354] 제1 종류의 구 베셀 함수들의 합을 이용하여 위의 함수를 분해하면, 구 어레이들의 해상도는  $1/(\pi R^2)$ 이고, 자유도는 아래 수학식에 의해 주어진다.

$$[0355] \quad D_F = A |\Omega| = \pi R^2 |\Omega|$$

[0356] 여기서,  $A$ 는 구 어레이의 면적이고,  $|\Omega| \subset [0, \pi) \times [0, 2\pi]$ 이다.

[0357] 무선 채널들에서의 응집 영역들

[0358] 구 어레이들의 해상도와 그들의 면적(A) 간의 관계가 도 43에 도시된다. 중간의 구는 면적 A의 구 어레이이다. 단위 구 상의 채널 클러스터들의 투영은 클러스터들의 각 폭에 비례하는 크기의 상이한 산란 영역들을 정의한다. "응집 영역"이라고 하는, 각각의 클러스터 내의 크기  $1/A$ 의 영역은 어레이의 방사 필드의 기본 함수들의 투영을 나타내며, 과 벡터 도메인에서의 어레이의 해상도를 정의한다.

[0359] 도 43과 도 44를 비교하면, 응집 영역의 크기는 어레이의 크기의 역으로서 감소한다는 점에 주목한다. 사실상, 더 큰 어레이들은 에너지를 더 작은 영역들에 집중시켜 더 많은 수의 자유도( $D_F$ )를 생성할 수 있다. 위의 정의에 나타난 바와 같이, 자유도들의 전체 수는 클러스터의 각 폭에도 의존한다는 점에 유의한다.

[0360] 도 45는 어레이 크기가 도 44보다 훨씬 더 큰 영역을 커버하여 추가적인 자유도를 생성하는 다른 예를 나타낸다. DIDO 시스템들에서, 어레이 개구는 (안테나들이 과장의 분수들만큼 이격된 것으로 가정하여) 모든 DIDO 송신기들에 의해 커버되는 전체 영역에 의해 균사화될 수 있다. 게다가, 도 45는 DIDO 시스템들이 안테나들을 공간에 분산시켜 응집 영역들의 크기를 줄임으로써 자유도들의 수를 증가시킬 수 있다는 것을 보여준다. 이들 도면은 이상적인 구 어레이들을 가정하여 생성된다는 점에 유의한다. 실질적인 시나리오들에서, 넓은 영역들에 걸쳐 무작위로 분산된 DIDO 안테나들 및 결과적인 응집 영역들의 형상은 도면들에서와 같이 규칙적이 아닐 수 있다.

[0361] 도 46은 DIDO 송신기들 사이의 물체들의 수의 증가에 의해 무선 파들이 산란될 때 어레이 크기의 증가에 따라 더 많은 클러스터가 무선 채널 내에 포함되는 것을 보여준다. 따라서, 위의 정의에 따라, (방사 필드에 걸치는) 증가된 수의 기본 함수들을 자극하여 추가적인 자유도들을 생성하는 것이 가능하다.

[0362] 본 특허 출원에서 설명되는 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템들(MAS)은 무선 채널들의 응집 영역을 이용하여 상이한 사용자들에 대한 동시적인 독립 비간섭 데이터 스트림을 생성한다. 주어진 채널 조건들 및 사용자 분포에 대해, 방사 필드의 기본 함수들은 모든 사용자가 간섭 없는 링크들을 경험하는 방식으로 상이한 사용자들에 대한 독립적이고 동시적인 무선 링크들을 생성하도록 선택된다. MU-MAS가 모든 송신기와 모든 사용자 사이의 채널을 알 때, 그러한 정보에 기초하여 사전 코딩 송신을 조정하여 상이한 사용자들에 대한 개별 응집 영역들을 생성한다.

[0363] 본 발명의 일 실시예에서, MU-MAS는 DPC(dirty-paper coding) [30-31] 또는 TH(Tomlinson-Harashima) [32-33] 사전 코딩과 같은 비선형 사전 코딩을 이용한다. 본 발명의 다른 실시예에서, MU-MAS는 우리의 이전의 특허 출원들 [0003-0009] 또는 제로-포싱 빔 형성(zero-forcing beamforming, ZF-BF) [34]에서와 같이 볼록 대각화(BD)와 같은 비선형 사전 코딩을 이용한다.

[0364] 사전 코딩을 가능하게 하기 위해, MU-MAS는 채널 상태 정보(CSI)의 지식을 필요로 한다. CSI는 시분할 이중(TDD) 시스템들에서 업링크/다운링크 채널 상호성이 가능하다는 것을 가정하여 피드백 채널을 통해 MU-MAS에 의해 이용될 수 있거나 업링크 채널을 통해 추정된다. CSI를 위해 필요한 피드백의 양을 줄이는 한 가지 방법은 제한된 피드백 기술들을 이용하는 것이다 [35-37]. 일 실시예에서, MU-MAS는 제한된 피드백 기술들을 이용하여 제어 채널의 CSI 오버헤드를 줄인다. 제한된 피드백 기술들에서는 코드북 설계가 중요하다. 일 실시예는 송신 어레이의 방사 필드에 걸치는 기본 함수들로부터 코드북을 정의한다.

[0365] 사용자들이 공간에서 이동하거나, 전파 환경이 (사람 또는 차와 같은) 이동 물체들로 인해 시간 경과에 따라 변할 때, 응집 영역들의 위치들 및 형상이 변한다. 이것은 잘 알려진 무선 통신에서의 도플러 효과에 기인한다. 본 특허 출원에서 설명되는 MU-MAS는 도플러 효과로 인해 환경이 변할 때 모든 사용자에 대해 응집 영역들을 계속 적응시키기 위해 사전 코딩을 조정한다. 이러한 응집 영역들의 적응은 상이한 사용자들에 대한 동시 비간섭 채널들을 생성한다.

[0366] 본 발명의 다른 실시예는 MU-MAS 시스템의 안테나들의 서브세트를 적응적으로 선택하여 상이한 크기들의 응집 영역들을 생성한다. 예를 들어, 사용자들이 공간 내에 드문드문 분포되는 경우(즉, 시골 영역 또는 무선 자원의 사용이 적은 시각), 도 43에서와 같이, 안테나들의 작은 서브세트만이 선택되고, 응집 영역의 크기는 어레이 크기에 비해 크다. 대안으로서, 인구 밀집 영역들(즉, 도시 영역 또는 무선 서비스의 사용이 최대인 시각)에서는, 서로 바로 인접한 사용자들에 대한 작은 응집 영역들을 생성하기 위해 더 많은 안테나가 선택된다.

[0367] 본 발명의 일 실시예에서, MU-MAS는 전술한 특허 출원들 [0003-0009]에서 설명된 바와 같은 DIDO 시스템이다. DIDO 시스템은 선형 또는 비선형 사전 코딩 및/또는 제한된 피드백 기술들을 이용하여 상이한 사용자들에 대한

응집 영역을 생성한다.

#### [0368] 수치 결과들

[0369] 전통적인 다중 입력 다중 출력(MIMO) 시스템들에서 자유도들의 수를 어레이 크기의 함수로서 계산하는 것으로부터 시작한다. 편파되지 않은 선형 어레이를 및 2가지 타입의 채널 모델, 즉 와이파이 시스템들을 위한 IEEE 802.11n 표준에서와 같은 실내 채널 모델 및 셀룰러 시스템들을 위한 3GPP-LTE 표준에서와 같은 실외 채널 모델을 고려한다. [3]에서의 실내 채널 모드는 범위 내의 클러스터들의 수 [2, 6] 및 범위 내의 각 폭 [15°, 40°] 를 정의한다. 도시 마이크로에 대한 실외 채널 모델은 약 6개의 클러스터 및 약 20°의 기지국에서의 각 폭을 정의한다.

[0370] 도 47은 실제의 실내 및 실외 전파 시나리오들에서의 MIMO 시스템들의 자유도들을 나타낸다. 예를 들어, 1 파장 이격된 10개의 안테나를 갖는 선형 어레이들을 고려하면, 무선 링크를 통해 이용 가능한 최대 자유도들(또는 공간 채널들의 수)은 실외 시나리오들에 대해 약 3 그리고 실내에 대해 7로 제한된다. 물론, 실내 채널들은 더 큰 각 폭으로 인해 더 많은 자유도를 제공한다.

[0371] 이어서, Dido 시스템들에서의 자유도들을 계산한다. Dido 액세스 포인트들이 인접 빌딩의 상이한 층들에 분산될 수 있는 도시 시내 시나리오들과 같이 3D 공간에 걸쳐 안테나들이 분산되는 사례를 고려한다. 따라서, (광섬유 또는 DSL 백본을 통해 모두가 서로 접속된) Dido 송신 안테나들을 구 어레이로서 모델링한다. 또한, 클러스터들이 입체각에 걸쳐 균일하게 분산되는 것으로 가정한다.

[0372] 도 48은 어레이 함수로서 Dido 시스템들의 자유도들을 나타낸다. 10 파장과 동일한 직경에 대해, 약 1000개의 자유도가 Dido 시스템에서 이용 가능하다는 점에 주목한다. 이론상, 사용자들에 대한 최대 1000개의 비간섭 채널을 생성하는 것이 가능하다. 공간 내에 분산된 안테나들로 인한 공간 다이버시티의 증가는 Dido에 의해 제공되는 다중화 이득이 전통적인 MIMO 시스템들을 능가하는 비결이다.

[0373] 비교로서, Dido 시스템들을 이용하여 시외 환경들에서 달성 가능한 자유도들을 보여준다. 클러스터들이 고도각  $\alpha, \pi - \alpha$  ] 내에 분산되는 것으로 가정하며, 클러스터들에 대한 입체각을  $|\Omega| = 4\pi \cos \alpha$  로서 정의한다. 예를 들어, 2층 빌딩들을 갖는 시외 시나리오들에서, 산란기들의 고도각은  $\alpha = 60^\circ$  일 수 있다. 이 경우, 파장의 함수인 자유도들의 수가 도 48에 도시된다.

#### [0374] 참고 문헌들

[0375] [1] A. A. M. Saleh and R. A. Valenzuela, "A statistical model for indoor multipath propagation," IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 195 SAC-5, no. 2, pp. 128-137, Feb. 1987.

[0376] [2] J. W. Wallace and M. A. Jensen, "Statistical characteristics of measured MIMO wireless channel data and comparison to conventional models," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, no. 7-11, pp. 1078-1082, Oct. 2001.

[0377] [3] V. Erceg et al., "TGn channel models," IEEE 802.11-03/940r4, May 2004.

[0378] [4] 3GPP Technical Specification Group, "Spatial channel model, SCM-134 text V6.0," Spatial Channel Model AHG (Combined ad-hoc from 3GPP and 3GPP2), Apr. 2003.

[0379] [5] D.-S. Shiu, G. J. Foschini, M. J. Gans, and J. M. Kahn, "Fading correlation and its effect on the capacity of multielement antenna systems," IEEE Trans. Comm., vol. 48, no. 3, pp. 502-513, Mar. 2000.

[0380] [6] V. Pohl, V. Jungnickel, T. Haustein, and C. von Helmolt, "Antenna spacing in MIMO indoor channels," Proc. IEEE Veh. Technol. Conf., vol. 2, pp. 749-753, May 2002.

[0381] [7] M. Stoytchev, H. Safar, A. L. Moustakas, and S. Simon, "Compact antenna arrays for MIMO applications," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 708-711, July 2001.

[0382] [8] K. Sulonen, P. Suvikunnas, L. Vuokko, J. Kivinen, and P. Vainikainen, "Comparison of MIMO antenna configurations in picocell and microcell environments," IEEE Jour. Select. Areas in Comm., vol. 21, pp. 703-712, June 2003.

- [0383] [9] Shuangqing Wei, D. L. Goeckel, and R. Janaswamy, "On the asymptotic capacity of MIMO systems with fixed length linear antenna arrays," Proc. IEEE Int. Conf. on Comm., vol. 4, pp. 2633–2637, 2003.
- [0384] [10] T. S. Pollock, T. D. Abhayapala, and R. A. Kennedy, "Antenna saturation effects on MIMO capacity," Proc. IEEE Int. Conf. on Comm., 192 vol. 4, pp. 2301–2305, May 2003.
- [0385] [11] M. L. Morris and M. A. Jensen, "The impact of array configuration on MIMO wireless channel capacity," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 214–217, June 2002.
- [0386] [12] Liang Xiao, Lin Dal, Hairuo Zhuang, Shidong Zhou, and Yan Yao, "A comparative study of MIMO capacity with different antenna topologies," IEEE ICCS'02, vol. 1, pp. 431–435, Nov. 2002.
- [0387] [13] A. Forenza and R. W. Heath Jr., "Impact of antenna geometry on MIMO communication in indoor clustered channels," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 1700–1703, June 2004.
- [0388] [14] M. R. Andrews, P. P. Mitra, and R. deCarvalho, "Tripling the capacity of wireless communications using electromagnetic polarization," Nature, vol. 409, pp. 316–318, Jan. 2001.
- [0389] [15] D.D. Stancil, A. Berson, J.P. Van't Hof, R. Negi, S. Sheth, and P. Patel, "Doubling wireless channel capacity using co-polarised, co-located electric and magnetic dipoles," Electronics Letters, vol. 38, pp. 746–747, July 2002.
- [0390] [16] T. Svantesson, "On capacity and correlation of multi-antenna systems employing multiple polarizations," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 3, pp. 202–205, June 2002.
- [0391] [17] C. Degen and W. Keusgen, "Performance evaluation of MIMO systems using dual-polarized antennas," Proc. IEEE Int. Conf. on Telecommun., vol. 2, pp. 1520–1525, Feb. 2003.
- [0392] [18] R. Vaughan, "Switched parasitic elements for antenna diversity," IEEE Trans. Antennas Propagat., vol. 47, pp. 399–405, Feb. 1999.
- [0393] [19] P. Mattheijssen, M. H. A. J. Herben, G. Dolmans, and L. Leyten, "Antenna-pattern diversity versus space diversity for use at handhelds," IEEE Trans. on Veh. Technol., vol. 53, pp. 1035–1042, July 2004.
- [0394] [20] L. Dong, H. Ling, and R. W. Heath Jr., "Multiple-input multiple-output wireless communication systems using antenna pattern diversity," Proc. IEEE Glob. Telecom. Conf., vol. 1, pp. 997–1001, Nov. 2002.
- [0395] [21] J. B. Andersen and B. N. Getu, "The MIMO cube—a compact MIMO antenna," IEEE Proc. of Wireless Personal Multimedia Communications Int. Symp., vol. 1, pp. 112–114, Oct. 2002.
- [0396] [22] C. Waldschmidt, C. Kuhnert, S. Schulteis, and W. Wiesbeck, "Compact MIMO-arrays based on polarisation-diversity," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 2, pp. 499–502, June 2003.
- [0397] [23] C. B. Dietrich Jr, K. Dietze, J. R. Nealy, and W. L. Stutzman, "Spatial, polarization, and pattern diversity for wireless handheld terminals," Proc. IEEE Antennas and Prop. Symp., vol. 49, pp. 1271–1281, Sep. 2001.
- [0398] [24] S. Visuri and D. T. Slock, "Colocated antenna arrays: design desiderata for wireless communications," Proc. of Sensor Array and Multichannel Sign. Proc. Workshop, pp. 580–584, Aug. 2002.
- [0399] [25] A. Forenza and R. W. Heath Jr., "Benefit of pattern diversity via 2-element array of circular patch antennas in indoor clustered MIMO channels," IEEE Trans. on Communications, vol. 54, no. 5, pp. 943–954, May 2006.
- [0400] [26] A. Forenza and R. W. Heath, Jr., ``Optimization Methodology for Designing 2-CPAs Exploiting Pattern Diversity in Clustered MIMO Channels'', IEEE Trans. on Communications, Vol. 56, no. 10, pp. 1748 –1759, Oct. 2008.
- [0401] [27] D. Piazza, N. J. Kirsch, A. Forenza, R. W. Heath, Jr., and K. R. Dandekar, ``Design and

Evaluation of a Reconfigurable Antenna Array for MIMO Systems," IEEE Transactions on Antennas and Propagation, vol. 56, no. 3, pp. 869-881, March 2008.

[0402] [28] R. Bhagavatula, R. W. Heath, Jr., A. Forenza, and S. Vishwanath, ``Sizing up MIMO Arrays," IEEE Vehicular Technology Magazine, vol. 3, no. 4, pp. 31-38, Dec. 2008.

[0403] [29] Ada Poon, R. Brodersen and D. Tse, "Degrees of Freedom in Multiple Antenna Channels: A Signal Space Approach", IEEE Transactions on Information Theory, vol. 51(2), Feb. 2005, pp. 523-536.

[0404] [30] M. Costa, "Writing on dirty paper," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 29, No. 3, Page(s): 439 - 441, May 1983.

[0405] [31] U. Erez, S. Shamai (Shitz), and R. Zamir, "Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference," Proceedings of International Symposium on Information Theory, Honolulu, Hawaii, Nov. 2000.

[0406] [32] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Page(s): 138 - 139, March 1971.

[0407] [33] H. Miyakawa and H. Harashima, "A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference," Transactions of the Institute of Electronic

[0408] [34] R. A. Monziano and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, New York: Wiley, 1980.

[0409] [35] T. Yoo, N. Jindal, and A. Goldsmith, "Multi-antenna broadcast channels with limited feedback and user selection," IEEE Journal on Sel. Areas in Communications, vol. 25, pp. 1478-91, July 2007.

[0410] [36] P. Ding, D. J. Love, and M. D. Zoltowski, "On the sum rate of channel subspace feedback for multi-antenna broadcast channels," in Proc., IEEE Globecom, vol. 5, pp. 2699-2703, November 2005.

[0411] [37] N. Jindal, "MIMO broadcast channels with finite-rate feedback," IEEE Trans. on Info. Theory, vol. 52, pp. 5045-60, November 2006.

#### IV. 다중 사용자 스펙트럼의 계획된 진화 및 퇴화를 위한 시스템 및 방법

[0413] 고속 무선 서비스들에 대한 요구의 증가 및 셀룰러 전화 가입자들의 수의 증가는 초기의 아날로그 음성 서비스들(AMPS [1-2])로부터 디지털 음성(GSM [3-4], IS-95 CDMA [5]), 데이터 트래픽(EDGE [6], EV-DO [7]) 및 인터넷 브라우징(와이파이 [8-9], WiMAX [10-11], 3G [12-13], 4G [14-15])을 지원하는 표준들까지 지난 30년 동안 무선 산업에서 급진적인 기술 혁명을 일으켰다. 이러한 다년간의 무선 기술 성장은 2가지의 주요 노력에 의해 가능했다:

[0414] i) 연방 통신 위원회(FCC) [16]는 새로 출현한 표준들을 지원하기 위해 새로운 스펙트럼을 할당해 왔다. 예를 들어, 1세대 AMPS 시스템들에서, FCC에 의해 할당되는 채널들의 수는 증가하는 수의 셀룰러 클라이언트들을 지원하기 위해 1983년의 최초 333개로부터 1980년대 후반의 416개까지 증가하였다. 더 최근에, 와이파이, 블루투스(Bluetooth) 및 지그비(ZigBee)와 같은 기술들의 상용화는 1985년에 다시 FCC에 의해 할당된 무허가ISM 대역의 사용을 통해 가능했다 [17].

[0415] ii) 무선 산업은 제한된 이용 가능 스펙트럼을 더 효율적으로 이용하여 더 높은 데이터 레이트의 링크들 및 증가된 수의 가입자들을 지원하는 새로운 기술들을 개발해 왔다. 무선 세계에서의 하나의 큰 혁명은 개선된 스펙트럼 효율로 인해 주어진 주파수 대역에 대해 훨씬 더 높은 통화 볼륨을 가능하게 한 아날로그 AMPS 시스템들로부터 1990년대의 디지털 D-AMPS 및 GSM으로의 이동이었다. 다른 급진적인 이동은 다중 입력 다중 출력(MIMO)과 같은 공간 처리 기술들에 의해 2000년대 초반에 이루어져, 이전의 무선 네트워크들보다 데이터 레이트를 4배 개선하였으며, 상이한 표준들(즉, 와이파이에 대한 IEEE 802.11n, WiMAX에 대한 IEEE 802.16, 4G-LTE에 대한 3GPP)에 의해 채택되었다.

[0416] 고속 무선 접속을 위한 솔루션들을 제공하기 위한 노력들에도 불구하고, 무선 산업은 게이밍과 같은 서비스들에 대한 요구의 증가를 충족시키기 위해 고화질(HD) 비디오 스트리밍을 제공하고, (유선 백본의 구축이 비용이 많이 들고 비실용적인 장소인 시골 영역을 포함하는) 모든 곳에서 무선 커버리지를 제공해야 하는 새로운 난제들에 직면하고 있다. 현재, 가장 진보된 무선 표준 시스템들(즉, 4G-LTE)은 특히 네트워크가 높은 볼륨의 동시

링크들로 인해 오버로딩될 때 HD 스트리밍 서비스들을 지원하기 위한 데이터 레이트 요구들 및 레이턴시 제약들을 제공할 수 없다. 다시 한 번, 주요 단점들은 제한된 스펙트럼 가용성, 및 데이터 레이트를 전정으로 향상시키고 완전한 커버리지를 제공할 수 있는 스펙트럼 효율적인 기술들의 결여였다.

[0417] 최근에 분산 입력 분산 출력(DIDO) [18-21]이라고 하는 새로운 기술이 출현하였으며, 우리의 이전의 특허 출원들 [0002-0009]에서 설명되었다. DIDO 기술은 스펙트럼 효율의 규모(orders of magnitude)의 증가를 보증하여, 오버로딩된 네트워크들에서 HD 무선 스트리밍 서비스들을 가능하게 한다.

[0418] 동시에, 미국 정부는 다음 10년 동안 500 MHz의 스펙트럼을 자유롭게 하는 계획을 착수함으로써 스펙트럼 부족의 문제를 해결하여 왔다. 이러한 계획은 새로 출현한 무선 기술들이 새로운 주파수 대역들에서 동작하는 것을 가능하게 하고, 도시 및 시골 영역들에서 고속 무선 커버리지를 제공하는 것을 목표로 하여 2010년 6월 28일자로 시작되었다 [22]. 이러한 계획의 일부로서, 2010년 9월 23일자로, FCC는 "백색 공간"이라고 하는 무허가 사용을 위해 약 200 MHz의 VHF 및 UHF 스펙트럼을 개방하였다 [23]. 이러한 주파수 대역들에서 동작하기 위한 하나의 제한은 동일 대역에서 동작하는 기존의 무선 마이크 장치들에 대한 유해한 간섭을 발생시키지 않아야 한다는 것이다. 따라서, 2011년 7월 22일자로, IEEE 802.22 활동 그룹은 스펙트럼을 동적으로 모니터링하고 이용 가능 대역들에서 동작하여 공존하는 무선 장치들에 대한 해로운 간섭을 방지하는 주요 특징을 갖는 인지 무선 기술(또는 스펙트럼 감지)을 이용하는 새로운 무선 시스템에 대한 표준을 완성하였다 [24]. 백색 공간의 일부를 허가된 사용에 할당하고, 이를 스펙트럼 경매에 내놓기 위한 토론은 최근에야 이루어졌다 [25].

[0419] 동일 주파수 대역들 내의 무허가 장치들의 공존 및 무허가 대 허가 사용을 위한 스펙트럼 쟁탈은 다년간에 걸쳐 FCC 스펙트럼 할당 계획들에 대한 2가지의 주요 과제였다. 예를 들어, 백색 공간에서, 무선 마이크들과 무선 통신 장치들 간의 공존은 인지 무선 기술을 통해 가능해졌다. 그러나, 인지 무선은 DIDO와 같은 공간 처리를 이용하는 다른 기술들의 스펙트럼 효율의 일부만을 제공할 수 있다. 유사하게, 와이파이 시스템들의 성능은 액세스 포인트들의 수의 증가, 및 동일 무허가 ISM 대역에서 동작하고, 제어되지 않는 간섭을 생성하는 블루투스/지그비 장치들의 사용으로 인해 지난 10년 동안 크게 저하되었다. 무허가 스펙트럼의 하나의 단점은 앞으로 다년간 스펙트럼을 계속 오염시킬 RF 장치들의 규제되지 않은 사용이다. RF 오염은 또한 무허가 스펙트럼이 미래의 허가된 동작들을 위해 사용되는 것을 방해하며, 따라서 무선 광대역 상용 서비스들 및 스펙트럼 경매들을 위한 중요한 시장 기회들을 제한한다.

[0420] 우리는 무선 스펙트럼의 동적 할당을 허가하여 상이한 서비스들 및 표준들의 공존 및 진화를 가능하게 하는 새로운 시스템 및 방법들을 제안한다. 우리의 방법의 일 실시예는 스펙트럼의 소정 부분들에서 동작하기 위한 자격들을 RF 송수신기들에 동적으로 부여하고, 동일 RF 장치들의 퇴화를 제공하여 아래의 특징들을 제공한다:

[0421] i) 새로운 타입의 무선 동작들(즉, 허가 대 무허가)을 가능하게 하고/하거나 새로운 RF 전력 방사 제한들을 충족시키기 위한 스펙트럼 재구성 가능성. 이러한 특징은 허가 대 무허가 스펙트럼의 사용을 미리 계획할 필요 없이 필요할 때마다 스펙트럼 경매를 가능하게 한다. 이것은 또한 FCC에 의해 시행되는 새로운 전력 방사 레벨들을 충족시키도록 송신 전력 레벨들이 조정되는 것을 가능하게 한다.

[0422] ii) 동일 대역(즉, 백색 공간 및 무선 마이크, 와이파이 및 블루투스/지그비)에서 동작하여, 새로운 기술들이 생성될 때 대역을 동적으로 재할당하는 한편, 기존의 기술들과의 간섭을 방지할 수 있는 상이한 기술들의 공존.

[0423] iii) 시스템들이 더 높은 QoS(즉, HD 비디오 스트리밍)를 요구하는 새로운 타입의 서비스들을 지원하기 위해 더 높은 스펙트럼 효율, 더 양호한 커버리지 및 개선된 성능을 제공할 수 있는 더 진보된 기술들로 이동함에 따른 무선 기반구조의 중단 없는 진화.

[0424] 이하, 다중 사용자 스펙트럼의 계획된 진화 및 퇴화를 위한 시스템 및 방법이 설명된다. 본 시스템의 일 실시예는 도 49에 도시된 바와 같이 유선 또는 무선 접속들을 통해 통신하는 하나 또는 다수의 중앙 프로세서(CP)(4901-4904) 및 하나 또는 다수의 분산 노드(DN)(4911-4913)로 구성된다. 예를 들어, 4G-LTE 네트워크들 [26]과 관련하여, 중앙 프로세서는 여러 개의 노드 B 송수신기에 접속되는 액세스 코어 게이트웨이(access core gateway, ACGW)이다. 와이파이와 관련하여, 중앙 프로세서는 인터넷 서비스 제공자(ISP)이고, 분산 노드들은 모뎀들 또는 케이블 또는 DSL에 대한 직접 접속을 통해 ISP에 접속되는 와이파이 액세스 포인트들이다. 본 발명의 다른 실시예에서, 시스템은 하나의 중앙 프로세서(또는 BTS), 및 DIDO 액세스 포인트들(또는 BSN을 통해 BTS에 접속되는 DIDO 분산 안테나들)인 분산 노드들을 갖는 분산 입력 분산 출력(DIDO) 시스템 [0002-0009]이다.

- [0425] DN들(4911-4913)은 CP들(4901-4904)과 통신한다. DN들로부터 CP로 교환되는 정보는 노드들의 구성을 네트워크 아키텍처의 진화된 설계로 동적으로 조정하는 데 사용된다. 일 실시예에서, DN들(4911-4913)은 그들의 식별 번호를 CP와 공유한다. CP는 네트워크를 통해 접속된 모든 DN들의 식별 번호들을 탐색표들 또는 공유 데이터베이스 내에 저장한다. 그러한 탐색표들 또는 데이터베이스는 다른 CP들과 공유될 수 있고, 그러한 정보는 동기화되며, 따라서 모든 CP들은 네트워크 상의 모든 DN들에 대한 가장 최신 정보에 대한 액세스를 항상 갖는다.
- [0426] 예를 들어, FCC는 스펙트럼의 소정 부분을 무허가 사용에 할당하기로 결정할 수 있으며, 제안되는 시스템은 그러한 스펙트럼 내에서 동작하도록 설계될 수 있다. 이어서, 스펙트럼의 부족으로 인해, FCC는 그러한 스펙트럼의 일부를 상용 캐리어들(즉, AT&T, Verizon 또는 Sprint), 방위 또는 공공 안전을 위한 허가된 사용에 할당하는 것이 필요할 수 있다. 전통적인 무선 시스템들에서는 이러한 공존이 가능하지 않을 것인데, 그 이유는 무허가 대역에서 동작하는 기존의 무선 장치들이 허가된 RF 송수신기들에 대한 해로운 간섭을 생성할 것이기 때문이다. 우리의 제안되는 시스템에서, 분산 노드들은 CP들(4901-4903)과 제어 정보를 교환하여, 그들의 RF 송신을 진화 대역 계획에 적응시킨다. 일 실시예에서, DN들(4911-4913)은 처음에 이용 가능 스펙트럼의 상이한 주파수 대역들에 걸쳐 동작하도록 설계되었다. FCC가 그러한 스펙트럼의 하나 또는 다수의 부분을 허가된 동작에 할당함에 따라, CP들은 무허가 DN들과 제어 정보를 교환하고, 허가된 사용을 위해 주파수 대역들을 셋다운하도록 그들을 재구성하며, 따라서 무허가 DN들은 허가된 DN들과 간섭하지 않는다. 이러한 시나리오는 도 50에 도시되며, 이 도면에서 무허가 노드들(예로서, 5002)은 실선 원들로 지시되고, 허가된 노드들은 빈 원들(예로서, 5001)로 지시된다. 다른 실시예에서, 전체 스펙트럼이 새로운 허가된 서비스에 할당될 수 있으며, CP들이 제어 정보를 이용하여, 모든 무허가 DN들을 셋다운하여, 허가된 DN들에 대한 간섭을 방지한다. 이러한 시나리오는 퇴화된 무허가 노드들이 십자가로 커버되는 도 51에 도시된다.
- [0427] 다른 예로서, FCC 노출 제한들 [27]을 충족시키기 위해, 주어진 주파수 대역에서 동작하는 소정 장치들에 대한 전력 방사들을 제한하는 것이 필요할 수 있다. 예를 들어, 무선 시스템은 처음에 실외 옥상 송수신기 안테나들에 접속된 DN들(4911-4913)과의 고정 무선 링크들을 위해 설계될 수 있다. 이어서, 동일 시스템은 더 양호한 실내 커버리지를 제공하기 위해 실내 휴대용 안테나들을 갖는 DN들을 지원하도록 개선될 수 있다. 휴대용 장치들에 대한 FCC 노출 제한들은 인체에 대한 아마도 더 가까운 근접으로 인해 옥상 송신기들보다 더 제한적이다. 이 경우, 실외 응용들을 위해 설계된 구식 DN들은 송신 전력 설정이 조정되는 한은 실내 응용들을 위해 재사용될 수 있다. 본 발명의 일 실시예에서, DN들은 사전 정의된 송신 전력 레벨들의 세트들을 갖도록 설계되며, CP들(4901-4903)은 제어 정보를 DN들(4911-4913)로 전송하여, 시스템이 업그레이드될 때 새로운 전력 레벨들을 선택하며, 따라서 FCC 노출 제한들을 충족시킨다. 다른 실시예에서, DN들은 하나의 전력 방사 설정만을 갖도록 제조되며, 새로운 전력 방사 레벨들을 초과하는 그러한 DN들은 CP에 의해 원격적으로 셋다운된다.
- [0428] 일 실시예에서, CP들(4901-4903)은 네트워크 내의 모든 DN들(4911-4913)을 주기적으로 모니터링하여, 소정 표준에 따라 RF 송수신기들로서 동작하기 위한 그들의 자격을 정의한다. 최신이 아닌 DN들은 퇴화된 것으로 표시되고, 네트워크로부터 제거될 수 있다. 예를 들어, 현재의 전력 제한 및 주파수 대역 내에서 동작하는 DN들은 네트워크 내에 활성 상태로 유지되며, 나머지는 모두 셋다운된다. CP에 의해 제어되는 DN 파라미터들은 전력 방사 및 주파수 대역으로 제한되지 않으며; DN과 클라이언트 장치들 사이의 무선 링크를 정의하는 임의의 파라미터들일 수 있다는 점에 유의한다.
- [0429] 본 발명의 다른 실시예에서, DN들(4911-4913)은 동일 스펙트럼 내의 상이한 표준 시스템들의 공존을 가능하게 하도록 재구성될 수 있다. 예를 들어, WLAN과 관련하여 동작하는 소정의 DN들의 전력 방사, 주파수 대역 또는 다른 구성 파라미터들을 조정하여, WPAN 응용들을 위해 설계된 새로운 DN들의 채택을 수용하는 한편, 해로운 간섭을 방지할 수 있다.
- [0430] 무선 네트워크에서 데이터 레이트 및 커버리지를 향상시키기 위해 새로운 무선 표준들이 개발됨에 따라, DN들(4911-4913)은 그러한 표준들을 지원하도록 개선될 수 있다. 일 실시예에서, DN들은 기저대역 신호 처리를 위한 알고리즘들을 실행하는 FPGA, DSP, CPU, GPU 및/또는 GPGPU와 같은 프로그래밍 가능 계산 능력을 구비하는 소프트웨어 정의 무선기(software defined radio, SDR)들이다. 표준이 업그레이드되는 경우, 새로운 기저대역 알고리즘들이 CP로부터 DN들로 원격적으로 업로드되어 새로운 표준을 반영할 수 있다. 예를 들어, 일 실시예에서, 제1 표준은 CDMA 계열이고, 이어서 이는 상이한 타입의 시스템들을 지원하기 위해 OFDM 기술로 대체된다. 유사하게, 샘플 레이트, 전력 및 다른 파라미터들이 DN들에 대해 원격적으로 개선될 수 있다. DN들의 이러한 SDR 특징은 새로운 기술들이 개발될 때 네트워크의 계속적인 업그레이드를 가능하게 하여, 전체 시스템 성능을 개선한다.

- [0431] 다른 실시예에서, 본 명세서에 설명되는 시스템은 다수의 CP, 분산 노드들, 및 CP들과 DN들을 상호접속하는 네트워크로 구성하는 클라우드 무선 시스템이다. 도 52는 클라우드 무선 시스템의 일례를 나타내며, 여기서 실선 원들(예로서, 5203)로 식별되는 노드들은 CP(5206)와 통신하고, 빈 원들로 식별되는 노드들은 CP(5205)와 통신하고, CP들(5205-5206)은 완전히 네트워크(5201)를 통해 서로 간에 통신한다. 본 발명의 일 실시예에서, 클라우드 무선 시스템은 DIDO 시스템이고, DN들은 CP에 접속되고, 정보를 교환하여, 시스템 파라미터들을 주기적으로 또는 즉시 재구성하고, 무선 아키텍처의 변경 조건들을 동적으로 조정한다. DIDO 시스템에서, CP는 DIDO BTS이고, 분산 노드들은 DIDO 분산 안테나들이고, 네트워크는 BSN이고, 다수의 BTS는 우리의 이전의 특허 출원들 [0002-0009]에서 설명된 바와 같이 DIDO 중앙 프로세서를 통해 서로 상호접속된다.
- [0432] 클라우드 무선 시스템 내의 모든 DN들(5202-5203)은 상이한 세트들로 그룹핑될 수 있다. 이러한 DN들의 세트들은 다수의 클라이언트 장치에 대한 비간섭 무선 링크들을 동시에 생성할 수 있으며, 한편 각각의 세트는 상이한 다중 액세스 기술들(예로서, TDMA, FDMA, CDMA, OFDMA 및/또는 SDMA), 상이한 변조들(예로서, QAM, OFDM) 및/또는 코딩 스킴들(예로서, 컨볼루션 코딩(convolutional coding), LDPC, 터보 코드)을 지원한다. 유사하게, 모든 클라이언트는 상이한 다중 액세스 기술들 및/또는 상이한 변조/코딩 스킴들을 이용하여 서빙될 수 있다. 시스템 내의 활성 클라이언트들 및 그들이 그들의 무선 링크들에 대해 채택하는 표준에 기초하여, CP들(5205-5206)은 그러한 표준들을 지원할 수 있고 클라이언트 장치들의 범위 내에 있는 DN들의 서브세트를 동적으로 선택한다.
- [0433] 참고 문헌들
- [0434] [1] Wikipedia, "Advanced Mobile Phone System"
- [0435] [http://en.wikipedia.org/wiki/Advanced\\_Mobile\\_Phone\\_System](http://en.wikipedia.org/wiki/Advanced_Mobile_Phone_System)
- [0436] [2] AT&T, "1946: First Mobile Telephone Call"
- [0437] <http://www.corp.att.com/attlabs/reputation/timeline/46mobile.html>
- [0438] [3] GSMA, "GSM technology"
- [0439] <http://www.gsmworld.com/technology/index.htm>
- [0440] [4] ETSI, "Mobile technologies GSM"
- [0441] <http://www.etsi.org/WebSite/Technologies/gsm.aspx>
- [0442] [5] Wikipedia, "IS-95"
- [0443] <http://en.wikipedia.org/wiki/IS-95>
- [0444] [6] Ericsson, "The evolution of EDGE"
- [0445] [http://www.ericsson.com/res/docs/whitepapers/evolution\\_to\\_edge.pdf](http://www.ericsson.com/res/docs/whitepapers/evolution_to_edge.pdf)
- [0446] [7] Q. Bi (2004-03). "A Forward Link Performance Study of the 1xEV-D0 Rel. 0 System Using Field Measurements and Simulations" (PDF). Lucent Technologies.
- [0447] [http://www.cdg.org/resources/white\\_papers/files/Lucent%201xEV-D0%20Rev%200%20Mar%2004.pdf](http://www.cdg.org/resources/white_papers/files/Lucent%201xEV-D0%20Rev%200%20Mar%2004.pdf)
- [0448] [8] Wi-Fi alliance, <http://www.wi-fi.org/>
- [0449] [9] Wi-Fi alliance, "Wi-Fi certified makes it Wi-Fi"
- [0450] [http://www.wi-fi.org/files/WFA\\_Certification\\_Overview\\_WP\\_en.pdf](http://www.wi-fi.org/files/WFA_Certification_Overview_WP_en.pdf)
- [0451] [10] WiMAX forum, <http://www.wimaxforum.org/>
- [0452] [11] C. Eklund, R. B. Marks, K. L. Stanwood and S. Wang, "IEEE Standard 802.16: A Technical Overview of the WirelessMAN™Air Interface for Broadband Wireless Access"
- [0453] [http://ieee802.org/16/docs/02/C80216-02\\_05.pdf](http://ieee802.org/16/docs/02/C80216-02_05.pdf)
- [0454] [12] 3GPP, "UMTS", <http://www.3gpp.org/article/umts>

- [0455] [13] H. Ekström , A. Furuskär , J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlqvist "Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution", IEEE Communications Magazine, pp.38-45, Mar. 2006
- [0456] [14] 3GPP, "LTE", <http://www.3gpp.org/LTE>
- [0457] [15] Motorola, "Long Term Evolution (LTE): A Technical Overview", <http://business.motorola.com/experiencelte/pdf/LTETechnicalOverview.pdf>
- [0458] [16] Federal Communications Commission, "Authorization of Spread Spectrum Systems Under Parts 15 and 90 of the FCC Rules and Regulations", June 1985.
- [0459] [17] ITU, "ISM band" <http://www.itu.int/ITU-R/terrestrial/faq/index.html#g013>
- [0460] [18] S. Perlman and A. Forenza "Distributed-input distributed-output (DIDO) wireless technology: a new approach to multiuser wireless", Aug. 2011  
[http://www.rearden.com/DIDO/DIDO\\_White\\_Paper\\_110727.pdf](http://www.rearden.com/DIDO/DIDO_White_Paper_110727.pdf)
- [0461] [19] Bloomberg Businessweek, "Steve Perlman's Wireless Fix", July 27, 2011  
<http://www.businessweek.com/magazine/the-edison-of-silicon-valley-07272011.html>
- [0462] [20] Wired, "Has OnLive's Steve Perlman Discovered Holy Grail of Wireless?", June 30, 2011  
<http://www.wired.com/epicenter/2011/06/perlman-holy-grail-wireless/>
- [0463] [21] The Wall Street Journal "Silicon Valley Inventor's Radical Rewrite of Wireless", July 28, 2011  
<http://blogs.wsj.com/digits/2011/07/28/silicon-valley-inventors-radical-rewrite-of-wireless/>
- [0464] [22] The White House, "Presidential Memorandum: Unleashing the Wireless Broadband Revolution", June 28, 2010  
<http://www.whitehouse.gov/the-press-office/presidential-memorandum-unleashing-wireless-broadband-revolution>
- [0465] [23] FCC, "Open commission meeting", Sept. 23<sup>rd</sup>, 2010  
<http://reboot.fcc.gov/open-meetings/2010/september>
- [0466] [24] IEEE 802.22, "IEEE 802.22 Working Group on Wireless Regional Area Networks", <http://www.ieee802.org/22/>
- [0467] [25] "A bill", 112th congress, 1<sup>st</sup> session, July 12, 2011  
<http://republicans.energycommerce.house.gov/Media/file/Hearings/Telecom/071511/DiscussionDraft.pdf>
- [0468] [26] H. Ekström, A. Furuskär , J. Karlsson, M. Meyer, S. Parkvall, J. Torsner, and M. Wahlqvist "Technical Solutions for the 3G Long-Term Evolution", IEEE Communications Magazine, pp.38-45, Mar. 2006
- [0469] [27] FCC, "Evaluating compliance with FCC guidelines for human exposure to radiofrequency electromagnetic fields," OET Bulletin 65, Edition 97-01, Aug. 1997
- [0470] V. 분산 입력 분산 출력 무선 시스템들에서 도플러 효과들을 보상하기 위한 시스템 및 방법
- [0471] 상세한 설명의 이 부분에서는, 자신의 파라미터들을 적응적으로 재구성하여 사용자 이동성 또는 전파 환경의 변화로 인한 도플러 효과들을 보상하는 다중 사용자 무선 송신을 위한 다중 사용자(MU) 다중 안테나 시스템(MAS)이 설명된다. 일 실시예에서, MAS는 공히 계류중인 특허 출원들 [0002-0016]에서 설명되고 도 53에 도시된 바와 같은 분산 입력 분산 출력(DIDO) 시스템이다. 일 실시예의 DIDO 시스템은 아래의 컴포넌트들을 포함한다.
- [0472] · 사용자 장비(UE): 일 실시예의 UE(5301)는 고정 또는 이동 클라이언트들이 DIDO 백홀로부터 다운링크(DL) 채널을 통해 데이터 스트림들을 수신하고 업링크(UL) 채널을 통해 DIDO 백홀로 데이터를 전송하기 위한 RF

송수신기를 포함한다.

[0480] · 기지 송수신기국(BTS): 일 실시예의 BTS들(5310-5314)은 무선 채널을 이용하여 DIDO 백홀과 인터페이스 한다. BTS들(5310-5314)은 기저대역 신호를 RF로 변환하기 위한 DAC/ADC 및 무선 주파수(RF) 체인으로 구성되는 액세스 포인트들이다. 일부 예들에서, BTS는 전력 증폭기/안테나를 구비하는 간단한 RF 송수신기이며, RF 신호는 우리의 특허 출원 [0010]에서 설명되는 바와 같이 RF-오버-파이버(RF-over-fiber) 기술을 통해 BTS로 운반된다.

[0481] · 제어기(CTR): 일 실시예의 CTR(5320)은 BTS들 및/또는 UE들의 시간/주파수 동기화를 위해 훈련 신호들을 전송하고, UE들로부터/로 제어 정보를 수신/송신하고, 채널 상태 정보(CSI) 또는 채널 품질 정보를 UE들로부터 수신하는 것과 같은 소정의 특수화된 특징들을 위해 설계된 하나의 특정 타입의 BTS이다.

[0482] · 중앙 프로세서(CP): 일 실시예의 CP(5340)는 Dido 백홀을 이용하여 인터넷 또는 다른 타입의 외부 네트워크들(5350)과 인터페이스하는 Dido 서버이다. CP는 Dido 기저대역 처리를 계산하고, DL 송신을 위해 과형들을 분산 BTS들로 전송한다.

[0483] · 기지국 네트워크(BSN): 일 실시예의 BSN(5330)은 CP를 분산 BTS들에 접속하여 DL 또는 UL 채널에 대한 정보를 운반하는 네트워크이다. BSN은 유선 또는 무선 네트워크 또는 이 둘의 조합이다. 예를 들어, BSN은 DSL, 케이블, 광섬유 네트워크, 또는 시선 또는 비시선 무선 링크이다. 더구나, BSN은 독점 네트워크 또는 근거리 네트워크 또는 인터넷이다.

[0484] 공히 계류중인 출원들에서 설명된 바와 같이, Dido 시스템은 다수의 사용자들에 대한 독립 채널들을 생성하며, 따라서 각각의 사용자는 간섭 없는 채널들을 수신한다. Dido 시스템들에서, 이것은 분산 안테나들 또는 BTS들을 이용하여 공간 다이버시티를 이용함으로써 달성된다. 일 실시예에서, Dido 시스템은 공간, 편파 및/또는 패턴 다이버시티를 이용하여 각각의 채널 내의 자유도들을 증가시킨다. 무선 링크의 증가된 자유도들은 독립 데이터 스트림들을 증가된 수의 UE들로 전송(즉, 다중화 이득)하고/하거나, 커버리지를 개선(즉, 다이버시티 이득)하는 데 사용된다.

[0485] BTS들(5310-5314)은 인터넷 또는 BSN에 대한 액세스가 존재하는 편리한 임의의 장소에 배치된다. 본 발명의 일 실시예에서, UE들(5301-5305)은 도 54에 도시된 바와 같이 BTS들 또는 분산 안테나들 사이에, 그들 주위에 무작위로 배치되고/되거나, 그들에 의해 둘러싸인다.

[0486] 일 실시예에서, BTS들(5310-5314)은 도 55에 도시된 바와 같이 훈련 신호 및/또는 독립 데이터 스트림들을 UE들(5301)로 전송한다. 훈련 신호는 UE들에 의해 상이한 목적들, 예를 들어 시간/주파수 동기화, 채널 추정 및/또는 채널 상태 정보(CSI)의 추정을 위해 사용된다. 본 발명의 일 실시예에서, MU-MAS DL은 DPC(dirty-paper coding) [1-2] 또는 TH(Tomlinson-Harashima) [3-4] 사전 코딩과 같은 비선형 사전 코딩을 이용한다. 본 발명의 다른 실시예에서, MU-MAS DL은 공히 계류중인 특허 출원들 [0003-0009] 또는 제로-포싱 빔 형성(ZF-BF) [5]에서 설명된 바와 같이 블록 대각화(BD)와 같은 비선형 사전 코딩을 이용한다. BTS들의 수가 UE들의 수보다 많은 경우, 여분의 BTS들은 [0002-0016]에서 설명된 안테나 선택 또는 고유 모드 선택과 같은 다이버시티 스킵들을 통해 모든 UE에 대한 링크 품질을 향상시키는 데 사용된다. BTS들의 수가 UE들의 수보다 적은 경우, 여분의 UE들은 전통적인 다중화 기술들(예로서, TDMA, FDMA, CDMA, OFDMA)을 통해 다른 UE들과 무선 링크들을 공유한다.

[0487] UL 채널은 데이터를 UE들(5301)로부터 CP(5340)로 그리고/또는 Dido 사전 코더에 의해 이용되는 CSI(또는 채널 품질 정보)를 전송하는 데 사용된다. 일 실시예에서, UE들로부터의 UL 채널들은 전통적인 다중화 기술들(예로서, TDMA, FDMA, CDMA, OFDMA)을 통해 도 56에 도시된 바와 같이 CTR로 또는 가장 가까운 BTS로 다중화된다. 본 발명의 다른 실시예에서는, 도 57에 도시된 바와 같이, UE들(5301)로부터의 UL 채널들을 분산 BTS들(5310-5314)로 분리하기 위해 공간 처리 기술들이 사용된다. 예를 들어, UL 스트림들은 다중 입력 다중 출력(MIMO) 다중화 스킵들을 통해 클라이언트로부터 Dido 안테나들로 전송된다. MIMO 다중화 스킵들은 클라이언트들로부터 독립 데이터 스트림들을 전송하고, Dido 안테나들에서 선형 또는 비선형 수신기들을 이용하여 공동 채널 간섭을 제거하는 것을 포함한다. 다른 실시예에서, UL/DL 채널 상호성이 유지되고, 채널이 도플러 효과로 인해 DL 및 UL 송신들 사이에서 크게 변하지 않는다는 것을 가정하여, 업링크를 통해 다운링크 가중치들을 이용하여 업링크 스트림들을 복조한다. 다른 실시예에서, 모든 클라이언트로부터 Dido 안테나들에서 신호 품질을 향상시키기 위해 UL 채널을 통해 최대 비율 결합(maximum ratio combining, MRC) 수신기가 사용된다.

[0488] DL/UL 채널들을 통해 전송되는 데이터, 제어 정보 및 CSI는 BSN(5330)을 통해 CP(5340)와 BTS들(5310-5314) 사

이에 공유된다. DL 채널에 대한 공지된 훈련 신호들은 BSN(5330)에 대한 오버헤드를 줄이기 위해 BTS들(5310-5314)에서 메모리에 저장될 수 있다. 네트워크의 타입(즉, 무선 대 유선, DSL 대 케이블 또는 광섬유)에 따라서는, 특히 기저대역 신호가 BTS들로 전송될 때, CP(5340)와 BTS들(5310-5314) 사이에서 정보를 교환하기 위해 BSN(5330)을 통해 이용 가능한 충분한 데이터 레이트가 존재하지 않을 수 있다. 예를 들어, BTS들이 (무선 링크를 통해 사용되는 디지털 변조 및 FEC 코딩 스킴에 따라) 5 MHz 대역폭을 통해 10 Mbps의 독립 데이터 스트림들을 모든 UE로 전송하는 것으로 가정한다. 실수 성분에 대해 16 비트의 양자화가 사용되고, 허수 성분에 대해 16 비트의 양자화가 사용되는 경우, 기저대역 신호는 BSN을 통한 CP로부터 BTS들로의 160 Mbps의 데이터 처리량을 필요로 한다. 일 실시예에서, CP 및 BTS들은 BSN을 통해 전송되는 정보를 압축 및 압축해제하기 위한 인코더들 및 디코더들을 구비한다. 순방향 링크에서, CP로부터 BTS들로 전송되는 사전 코딩된 기저대역 데이터를 압축하여 BSN을 통해 전송되는 비트들 및 오버헤드의 양을 줄인다. 유사하게, 역방향 링크에서, (업링크 채널을 통해 UE들로부터 BTS들로 전송되는) CSI는 물론, 데이터는 BSN을 통해 BTS들로부터 CP로 전송되기 전에 압축된다. 무손실 및/또는 유손실 기술들 [6]을 포함하지만 이에 제한되지 않는 상이한 압축 알고리즘들을 이용하여, BSN을 통해 전송되는 비트들 및 오버헤드의 양을 줄인다.

[0489] 일 실시예에서 사용되는 DIDO 시스템들의 하나의 특징은 사전 코딩을 가능하게 하기 위해 CP(5340)가 모든 BTS들(5310-5314)과 UE들(5301) 사이의 CSI 또는 채널 품질 정보를 알게 하는 것이다. [0006]에 설명된 바와 같이, DIDO의 성능은 무선 링크들의 변화 레이트에 비해 CSI가 CP로 전송되는 레이트에 의존한다. 채널 복소 이득의 변화들은 도플러 효과를 유발하는 UE 이동성 및/또는 전파 환경의 변화에 기인하는 것으로 잘 알려져 있다. 채널의 변화 레이트는 최대 도플러 시프트에 역비례하는 채널 응집 시간( $T_c$ )에 관하여 측정된다. DIDO 송신들을 신뢰성 있게 수행하기 위해, CSI 피드백으로 인한 레이턴시는 채널 응집 시간의 일부(예로서, 1/10 이하)이어야 한다. 일 실시예에서, CSI 피드백 루프를 통한 레이턴시는 도 58에 도시된 바와 같이 CSI 훈련이 전송되는 시간과 사전 코딩된 데이터가 UE 측에서 복조되는 시간 사이의 시간으로서 측정된다.

[0490] 주파수 분할 이중(FDD) DIDO 시스템들에서, BTS들(5310-5314)은 CSI 훈련을 UE들(5301)로 전송하고, 이들은 CSI를 추정하여 BTS들로 피드백한다. 이어서, BTS들은 CSI를 BSN을 통해 CP(5340)로 전송하고, 이 CP는 DIDO 사전 코딩된 데이터 스트림들을 계산하여 BSN(5330)을 통해 BTS들로 다시 전송한다. 마지막으로, BTS들은 사전 코딩된 스트림들을 UE들로 전송하고, 이들은 데이터를 복조한다. 도 58을 참조하면, DIDO 피드백 루프에 대한 전체 레이턴시는 아래 수학식에 의해 주어진다.

$$2*T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

[0492] 여기서,  $T_{DL}$  및  $T_{UL}$ 은 각각 다운링크 및 업링크 프레임들을 구성, 전송 및 처리하기 위한 시간들을 포함하고,  $T_{BSN}$ 은 BSN을 통한 왕복 지연이고,  $T_{CP}$ 는 CP가 CSI를 처리하고, UE들에 대한 사전 코딩된 데이터 스트림들을 생성하고, 현재의 송신을 위해 상이한 UE들을 스케줄링하는 데 걸리는 시간이다. 이 예에서, (BTS로부터 UE로의) 훈련 신호 시간 및 (UE로부터 BTS로의) 피드백 신호 시간을 설명하기 위해,  $T_{DL}$ 에 2를 곱한다. 시분할 이중(TDD)에서, 채널 상호성이 이용될 수 있는 경우, UE들이 CSI 훈련을 BTS들로 전송하고, 이들이 CSI를 계산하여 이를 CP로 전송하므로, 첫 번째 단계(즉, CSI 훈련 신호를 BTS로부터 UE로 전송하는 단계)는 생략된다. 따라서, 이 실시예에서, DIDO 피드백 루프에 대한 전체 레이턴시는

$$T_{DL} + T_{UL} + T_{BSN} + T_{CP}$$

[0494] 이다. 레이턴시  $T_{BSN}$ 은 BSN의 타입, 즉 전용 케이블인지, DSL인지, 광섬유 접속인지 또는 일반 인터넷인지에 의존한다. 통상적인 값들은 1 ms 내지 50 ms의 분수들 사이에서 변할 수 있다. CP에서의 계산 시간은 DIDO 처리가 ASIC, FPGA, DSP, CPU, GPU 및/또는 GPGPU와 같은 전용 프로세서들 상의 CP에서 구현되는 경우에 감소할 수 있다. 더욱이, BTS들(5310-5314)의 수가 UE들(5301)의 수를 초과하는 경우, 모든 UE들은 동시에 서빙될 수 있고, 따라서 다중 사용자 스케줄링으로 인한 레이턴시가 제거된다. 따라서, 레이턴시  $T_{CP}$ 는  $T_{BSN}$ 에 비해 무시될 수 있다. 마지막으로, DL 및 UL에 대한 송신 및 수신 처리는 통상적으로 무시될 수 있는 계산 시간을 갖는 ASIC, FPGA 또는 DSP 상에서 구현되며, 신호 대역폭이 비교적 큰(예를 들어, 1 MHz 초과인) 경우, 프레임 지속기간이 매우 짧아질 수 있다(즉, 1 ms 미만). 따라서,  $T_{DL}$  및  $T_{UL}$ 이 또한  $T_{BSN}$ 에 비해 무시될 수 있다.

[0495] 본 발명의 일 실시예에서, CP(5340)는 모든 UE들(5301)의 도플러 속도를 추적하고, 최저  $T_{BSN}$ 을 갖는 BTS들(5310-5314)을 더 높은 도플러를 갖는 UE들에 동적으로 할당한다. 이러한 적응은 아래와 같은 상이한 기준들에

기초한다:

[0496]

- BSN의 타입: 예를 들어, 전용 광섬유 링크들은 통상적으로 케이블 모뎀 또는 DSL보다 낮은 레이턴시를 겪는다. 게다가, 더 낮은 레이턴시의 BSN들은 높은 이동성의 UE들(예로서, 프리웨이 상의 차량, 기차)을 위해 사용되는 반면, 더 높은 레이턴시의 BSN들은 고정-무선 또는 낮은 이동성의 UE들(예로서, 홈 장비, 도보자, 거주 영역 내의 차량)을 위해 사용된다.

[0497]

- QoS의 타입: 예를 들어, BSN은 상이한 타입의 Dido 또는 논(non)-Dido 트래픽을 지원할 수 있다. 상이한 타입의 트래픽에 대해 상이한 우선 순위를 갖는 서비스 품질(QoS)을 정의하는 것이 가능하다. 예를 들어, BSN은 Dido 트래픽에 높은 우선 순위를 할당하고, 논-Dido 트래픽에 낮은 우선 순위를 할당한다. 대안으로서, 높은 우선 순위의 QoS는 높은 이동성의 UE들에 대한 트래픽에 할당되고, 낮은 우선 순위의 QoS는 낮은 이동성을 갖는 UE들에 할당된다.

[0498]

- 장기적인 통계: 예를 들어, BSN을 통한 트래픽은 시각(예로서, 집에서의 야간 사용 및 사무실에서의 주간 사용)에 따라 크게 다를 수 있다. 더 높은 트래픽 부하는 더 큰 레이턴시를 유발할 수 있다. 게다가, 상이한 시각들에서, 더 높은 트래픽을 갖는 BSN들은 더 높은 트래픽이 더 큰 레이턴시를 유발하는 경우에 낮은 이동성의 UE들을 위해 사용되는 반면, 더 낮은 트래픽을 갖는 BSN들은 더 낮은 트래픽이 더 적은 레이턴시를 유발하는 경우에 높은 이동성의 UE들을 위해 사용된다.

[0499]

- 단기적인 통계: 예를 들어, 임의의 BSN은 더 높은 레이턴시를 유발할 수 있는 일시적인 네트워크 혼잡에 의해 영향을 받을 수 있다. 게다가, CP는 혼잡이 더 큰 레이턴시를 유발하는 경우에 낮은 이동성의 UE들을 위해 혼잡한 BSN들로부터 그리고 나머지 BSN들이 더 낮은 레이턴시인 경우에 높은 이동성의 UE들을 위해 나머지 BSN들로부터 BTS들을 적응적으로 선택할 수 있다.

[0500]

본 발명의 다른 실시예에서, BTS들(5310-5314)은 각각의 개별 BTS-UE 링크 상에서 겪는 도플러에 기초하여 선택된다. 예를 들어, 도 59의 시선(Line-of-sight, LOS) 링크 B에서, 최대 도플러 시프트는 아래의 주지된 수학식에 따라, BTS-UE 링크와 차량 속도( $v$ ) 사이의 각도( $\phi$ )의 함수이다.

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cdot \cos \phi$$

[0501]

[0502] 여기서,  $\lambda$ 는 캐리어 주파수에 대응하는 파장이다. 따라서, LOS 채널들에서, 도플러 시프트는 도 59에서 링크 A에 대해 최대이고, 링크 C에 대해 거의 0이다. 논-LOS(NLOS)에서, 최대 도플러 시프트는 UE들 주위의 다중 경로들의 방향에 의존하지만, 일반적으로 Dido 시스템들에서의 BTS들의 분산성으로 인해, 일부 BTS들(예로서, BTS(5312))은 주어진 UE에 대해 더 높은 도플러를 겪을 것인 반면, 다른 BTS들(예로서, BTS(5314))은 그 주어진 UE에 대해 더 낮은 도플러를 겪을 것이다.

[0503]

[0503] 일 실시예에서, CP는 모든 BTS-UE 링크에 대한 도플러 속도를 추적하고, 모든 UE에 대해 최저 도플러 효과를 갖는 링크들만을 선택한다. [0002]에서 설명된 기술들과 유사하게, CP(5340)는 모든 UE(5301)에 대해 "사용자 클러스터"를 정의한다. 사용자 클러스터는 도 60에 도시된 바와 같이 UE에 대한 (소정의 신호 대 잡음비(SNR) 임계치에 기초하여 정의되는) 양호한 링크 품질 및 (예를 들어, 사전 정의된 도플러 임계치에 기초하여 정의되는) 낮은 도플러를 갖는 BTS들의 세트이다. 도 60에서, BTS들(5 내지 10) 모두는 UE1에 대한 양호한 SNR을 갖지만, BTS들(6 내지 9)만이 낮은 (예를 들어, 지정된 임계치 아래의) 도플러 효과를 겪는다.

[0504]

[0504] 이 실시예의 CP는 모든 BTS-UE 링크에 대한 SNR 및 도플러의 모든 값을 행렬 내에 기록하고, 각각의 UE에 대해, SNR 및 도플러 임계치들을 충족시키는 하위 행렬을 선택한다. 도 61에 도시된 예에서, 하위 행렬은  $C_{2,6}$ ,  $C_{2,7}$ ,  $C_{3,9}$ ,  $C_{4,7}$ ,  $C_{4,8}$ ,  $C_{4,9}$  및  $C_{5,6}$ 을 둘러싸는 녹색 점선에 의해 식별된다. 그러한 UE에 대해 그러한 하위 행렬에 기초하여 Dido 사전 코딩 가중치들이 계산된다. BTS들(5, 10)은 도 61의 표에 의해 지시되는 바와 같이 UE들(2, 3, 4, 5, 7)에 의해 도달될 수 있다는 점에 유의한다. 그러면, 그러한 다른 UE들로 송신할 때 UE1에 대한 간섭을 방지하기 위해, BTS들(5, 10)은 스위치 오프되거나, TDMA, FDMA, CDMA 또는 OFDMA와 같은 전통적인 다중화 기술들에 기초하여 상이한 직교 채널들에 할당되어야 한다.

[0505]

[0505] 다른 실시예에서, Dido 사전 코딩 시스템들의 성능에 대한 도플러의 역효과는 과거의 채널 추정치들에 기초하여 미래의 복소 채널 계수들을 추정하기 위한 하나의 기술인 선형 예측을 통해 감소된다. 제한이 아니라 예로서, 단일 입력 단일 출력(single-input single-output, SISO) 및 OFDM 무선 시스템들에 대한 상이한 예측 알고리즘

들이 [7-11]에서 제안되었다. 미래의 채널 복소 계수들을 알면, 오래된 CSI로 인한 에러를 줄이는 것이 가능하다. 예를 들어, 도 62는 상이한 시간들에서의 채널 이득(또는 CSI)을 나타내며: i)  $t_{CTR}$ 은 도 58의 CTR이 FDD 시스템들에서 UE들로부터 CSI를 수신하는(또는 등가적으로 BTS들이 TDD 시스템들에서 DL/UL 상호성을 이용하여 UL 채널로부터 CSI를 추정하는) 시간이고; ii)  $t_{CP}$ 는 CSI가 BSN을 통해 CP로 전송하는 시간이고; iii)  $t_{BSN}$ 은 CSI가 무선 링크를 통한 사전 코딩을 위해 사용되는 시간이다. 도 62에서, (도 58에 또한 도시되는) 지연  $T_{BSN}$ 으로 인해, 시간  $t_{CTR}$ 에서 추정되는 CSI는 시간  $t_{BSN}$ 에서 DL 채널을 통한 무선 송신을 위해 사용되는 시간만큼 구식일 것이라는 점에(즉, 복소 채널 이득이 변경되었다는 점에) 주목한다. 도플러로 인한 이러한 효과를 방지하기 위한 한 가지 방법은 CP에서 예측 방법을 수행하는 것이다. 시간  $t_{CTR}$ 에 CP에서 이용 가능한 CSI 추정치들은 CTR 대 CP 레이턴시로 인해  $T_{BSN}/2$ 만큼 지연되며, 도 62의 시간  $t_0$ 에서의 채널 이득에 대응한다. 게다가, CP는 시간  $t_0$  전에 추정되고 메모리에 저장된 CSI의 전부 또는 일부를 사용하여, 시간  $t_0+T_{BSN} = t_{CP}$ 에서 미래의 채널 계수를 예측한다. 예측 알고리즘이 최소 에러 전파를 갖는 경우, 시간  $t_{CP}$ 에서 예측된 CSI는 미래에 채널 이득을 신뢰성 있게 재현한다. 예측된 CSI와 현재의 CSI 간의 시간 차이는 예측 수평선으로 지칭되며, SISO 시스템들에서는 통상적으로 채널 응집 시간을 이용하여 스케일링된다.

[0506] DIDO 시스템들에서, 예측 알고리즘은 시간 및 공간 도메인들 양자에서 미래의 채널 계수들을 추정하므로 더 복잡하다. MIMO 무선 채널들의 공간-시간 특성들을 이용하는 선형 예측 알고리즘들이 [12-13]에서 설명되었다. [13]에서는, (제곱 평균 에러, 즉 MSE에 관하여 측정되는) MIMO 시스템들에서의 예측 알고리즘들의 성능은 더 높은 채널 응집 시간(즉, 도플러 효과 감소) 및 (더 낮은 공간 상관성으로 인한) 더 낮은 채널 응집 거리에 대해 개선된다는 것이 설명되었다. 따라서, 공간-시간 방법들의 (초 단위로 표현되는) 예측 수평선은 채널 응집 시간에 정비례하고, 채널 응집 거리에 반비례한다. DIDO 시스템들에서, 응집 거리는 분산 안테나들에 의해 생성되는 높은 공간 선택성으로 인해 낮다.

[0507] 본 명세서에서는, DIDO 시스템들의 시간 및 공간 다이버시티를 이용하여 미래의 벡터 채널(즉, BTS들로부터 UE들로의 CSI)을 예측하는 예측 기술들이 설명된다. 이러한 실시예들은 무선 채널들에서 이용 가능한 공간 다이버시티를 이용하여, 임의의 기준의 SISO 및 MIMO 예측 알고리즘들을 통해 무시될 수 있는 CSI 예측 에러 및 확장된 예측 수평선을 획득한다. 이러한 기술들의 한 가지 중요한 특징은 분산 안테나들이 분산된 UE들로부터 상관성 없는 복소 채널 계수들을 수신하는 경우에 그러한 분산 안테나들을 이용한다는 것이다.

[0508] 본 발명의 일 실시예에서, 공간 및 시간 예측기를 주파수 도메인에서 추정기와 결합하여, 시스템에서, 예를 들어 OFDM 시스템들에서 모든 이용 가능한 서브캐리어들을 통해 CSI 예측을 가능하게 한다. 본 발명의 다른 실시예에서, DIDO 사전 코딩 가중치들은 (CSI가 아니라) DIDO 가중치들의 이전의 추정치들에 기초하여 예측된다.

#### 참고 문헌들

- [0510] [1] M. Costa, "Writing on dirty paper," IEEE Transactions on Information Theory, Vol. 29, No. 3, Page(s): 439 - 441, May 1983.
- [0511] [2] U. Erez, S. Shamai (Shitz), and R. Zamir, "Capacity and lattice-strategies for cancelling known interference," Proceedings of International Symposium on Information Theory, Honolulu, Hawaii, Nov. 2000.
- [0512] [3] M. Tomlinson, "New automatic equalizer employing modulo arithmetic," Electronics Letters, Page(s): 138 - 139, March 1971.
- [0513] [4] H. Miyakawa and H. Harashima, "A method of code conversion for digital communication channels with intersymbol interference," Transactions of the Institute of Electronic
- [0514] [5] R. A. Monziano and T. W. Miller, Introduction to Adaptive Arrays, New York: Wiley, 1980.
- [0515] [6] Guy E. Bleloch, "Introduction to Data Compression", Carnegie Mellon University Tech. Report Sept. 2010
- [0516] [7] A. Duel-Hallen, S. Hu, and H. Hallen, "Long-Range Prediction of Fading Signals," IEEE Signal Processing Mag., vol. 17, no. 3, pp. 62-75, May 2000.
- [0517] [8] A. Forenza and R. W. Heath, Jr., "Link Adaptation and Channel Prediction in Wireless OFDM

Systems," in Proc. IEEE Midwest Symp. on Circuits and Sys., Aug 2002, pp. 211-214.

[0518] [9] M. Sternad and D. Aronsson, "Channel estimation and prediction for adaptive OFDM downlinks [vehicular applications]," in Proc. IEEE Vehicular Technology Conference, vol. 2, Oct 2003, pp. 1283-1287.

[0519] [10] D. Schafhuber and G. Matz, "MMSE and Adaptive Prediction of Time-Varying Channels for OFDM Systems," IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 4, no. 2, pp. 593-602, Mar 2005.

[0520] [11] I. C. Wong and B. L. Evans, "Joint Channel Estimation and Prediction for OFDM Systems," in Proc. IEEE Global Telecommunications Conference, St. Louis, MO, Dec 2005.

[0521] [12] M. Guillaud and D. Slock, "A specular approach to MIMO frequencyselective channel tracking and prediction," in Proc. IEEE Signal Processing Advances in Wireless Communications, July 2004, pp. 59-63.

[0522] [13] Wong, I.C. Evans, B.L., "Exploiting Spatio-Temporal Correlations in MIMO Wireless Channel Prediction", IEEE Globecom Conf., pp.1-5, Dec. 2006

[0523] 본 발명의 실시예들은 전술된 바와 같은 다양한 단계들을 포함할 수 있다. 단계들은 범용 또는 특수 목적 프로세서로 하여금 소정의 단계들을 수행하게 하는 기계 실행 가능 명령어들로 구현될 수 있다. 예를 들어, 전술된 기지국들/AP들 및 클라이언트 장치들 내의 다양한 컴포넌트들은 범용 또는 특수 목적 프로세서 상에서 실행되는 소프트웨어로서 구현될 수 있다. 본 발명의 적절한 태양들을 불명확하게 하지 않기 위해, 컴퓨터 메모리, 하드 드라이브, 입력 장치 등과 같은 다양한 잘 알려진 개인 컴퓨터 컴포넌트들은 도면들에 도시되지 않았다.

[0524] 대안으로서, 일 실시예에서, 본 명세서에서 설명된 다양한 기능 모듈들 및 관련 단계들은 주문형 집적 회로 ("ASIC")와 같이 단계들을 수행하기 위한 하드웨어드 논리를 포함하는 특정 하드웨어 컴포넌트들에 의해 또는 프로그래밍된 컴퓨터 컴포넌트들과 주문형 하드웨어 컴포넌트들의 임의의 조합에 의해 수행될 수 있다.

[0525] 일 실시예에서, 전술된 코딩, 변조 및 신호 처리 논리(903)와 같은 소정의 모듈들은 프로그래밍 가능 디지털 신호 프로세서("DSP")(또는 DSP들의 그룹), 예를 들어 텍사스 인스트루먼츠(Texas Instruments)의 TMS320x 아키텍처(예로서, a TMS320C6000, TMS320C5000 등)를 이용하는 DSP 상에서 구현될 수 있다. 이 실시예에서의 DSP는 예를 들어 PCI 카드와 같은 개인용 컴퓨터에 대한 애드-온 카드 내에 내장될 수 있다. 물론, 본 발명의 기본 원리들을 여전히 따르면서 다양한 다른 DSP 아키텍처들이 사용될 수 있다.

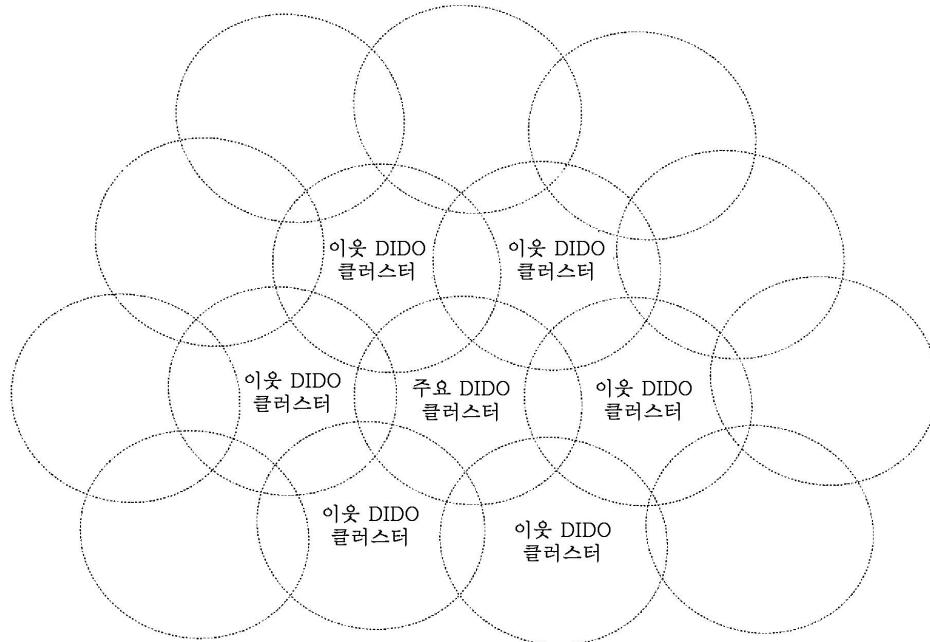
[0526] 본 발명의 요소들은 기계 실행 가능 명령어들을 저장하기 위한 기계 판독 가능 매체로서 또한 제공될 수 있다. 기계 판독 가능 매체는 플래시 메모리, 광학 디스크, CD-ROM, DVD ROM, RAM, EPROM, EEPROM, 자기 또는 광학 카드, 전파 매체 또는 전자 명령어들을 저장하기에 적합한 다른 타입의 기계 판독 가능 매체를 포함할 수 있지 만 이에 제한되지 않는다. 예를 들어, 본 발명은 통신 링크(예로서, 모뎀 또는 네트워크 접속)를 통해 반송파 또는 다른 전파 매체 내에 구현된 데이터 신호들을 통해 원격 컴퓨터(예로서, 서버)로부터 요청 컴퓨터(예로서, 클라이언트)로 전송될 수 있는 컴퓨터 프로그램으로서 다운로드될 수 있다.

[0527] 상기한 설명 전반에 걸쳐, 설명의 목적으로, 본 시스템 및 방법의 충분한 이해를 제공하기 위해 다양한 특정 상세들이 설명되었다. 그러나, 당업자에게는 이 시스템 및 방법이 그러한 특정 상세들 중 일부 없이도 실시될 수 있다는 것이 명백할 것이다. 따라서, 본 발명의 사상 및 범주는 아래의 특허청구범위와 관련하여 판정되어야 한다.

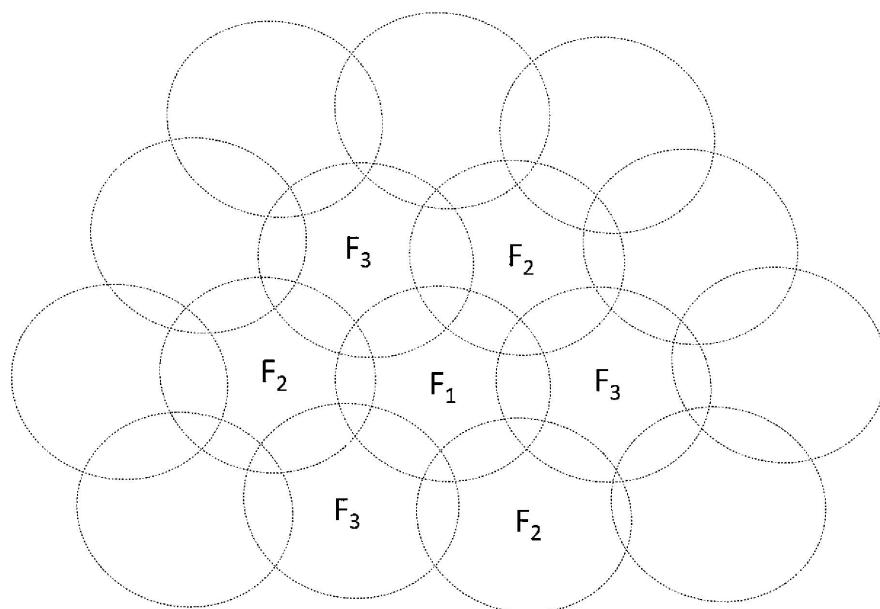
[0528] 더욱이, 상기한 설명 전반에 걸쳐, 본 발명의 더 충분한 이해를 제공하기 위해 다수의 공보들이 인용되었다. 이러한 인용된 참고 문헌들 모두는 본 출원에 참고로 포함된다.

도면

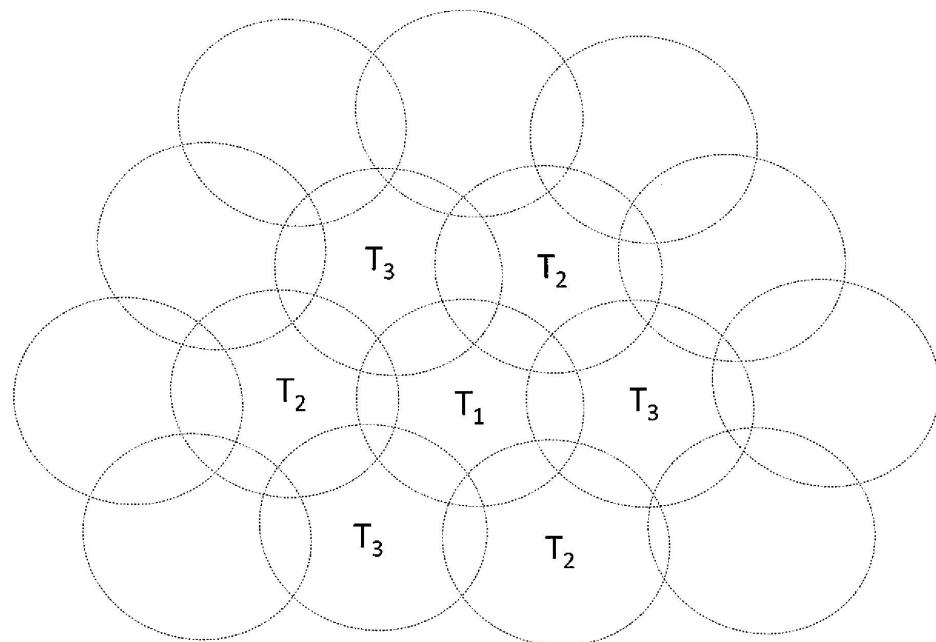
도면1



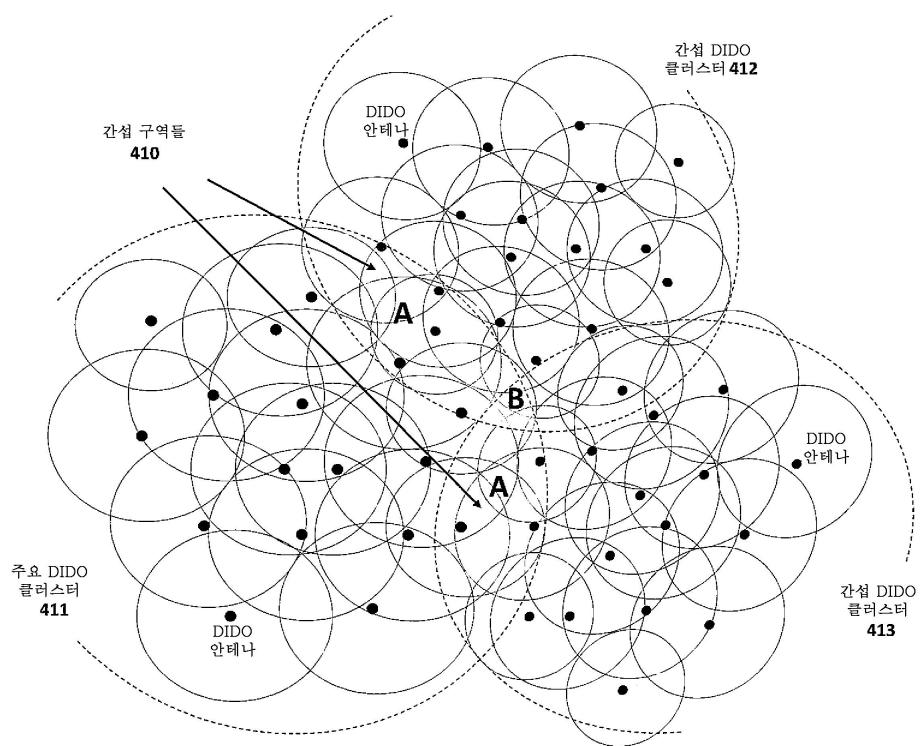
도면2



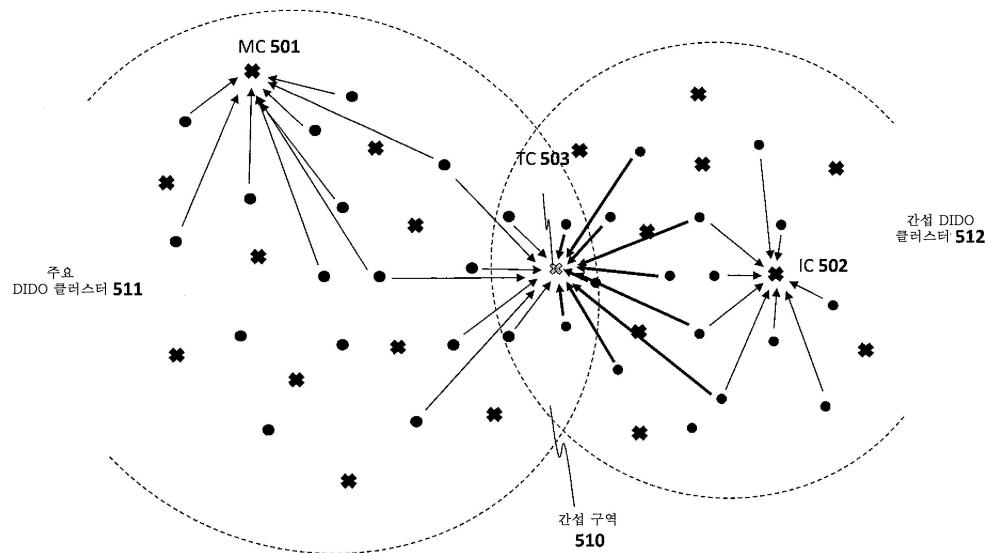
도면3



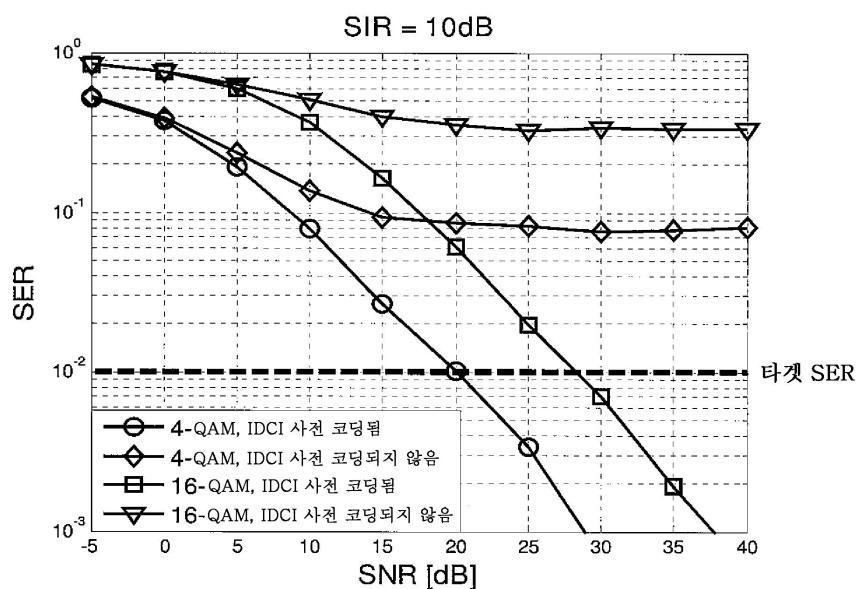
도면4



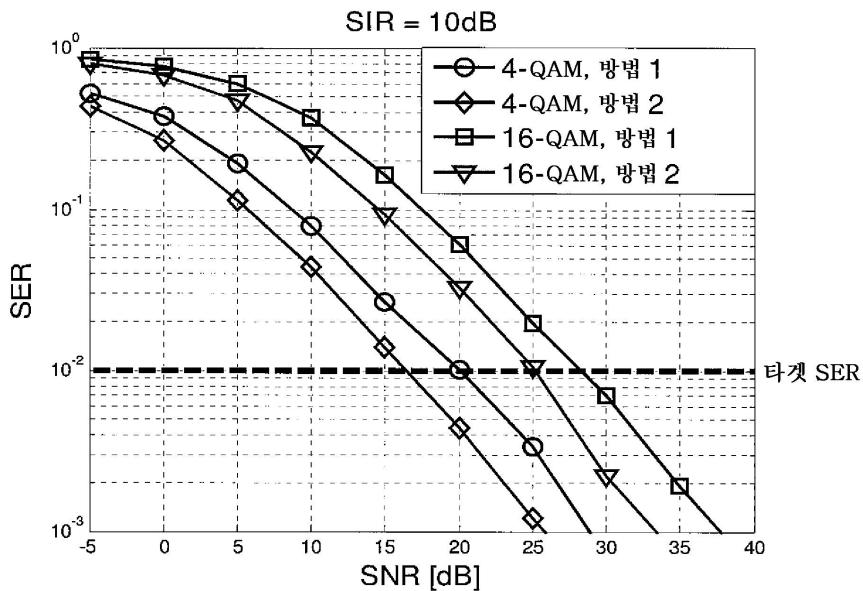
도면5



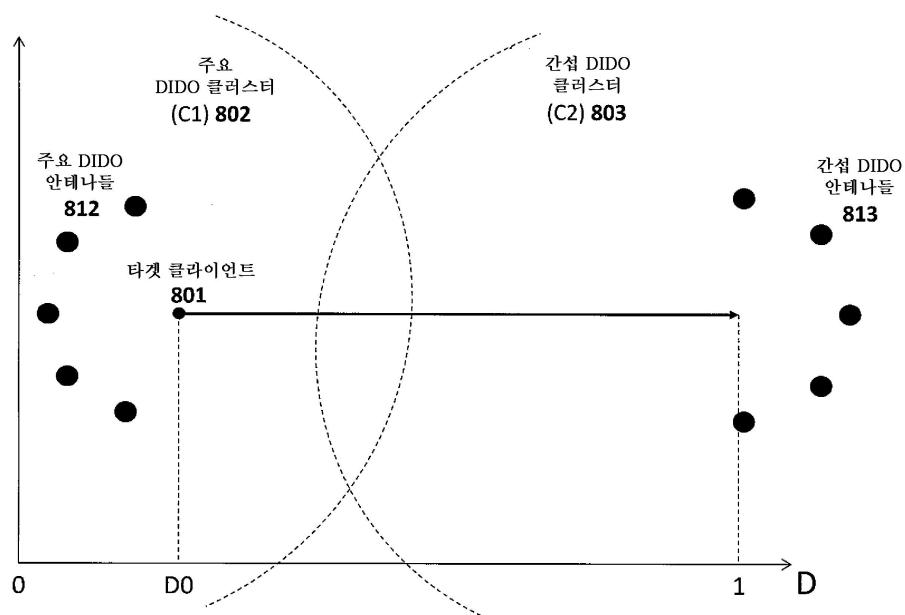
도면6



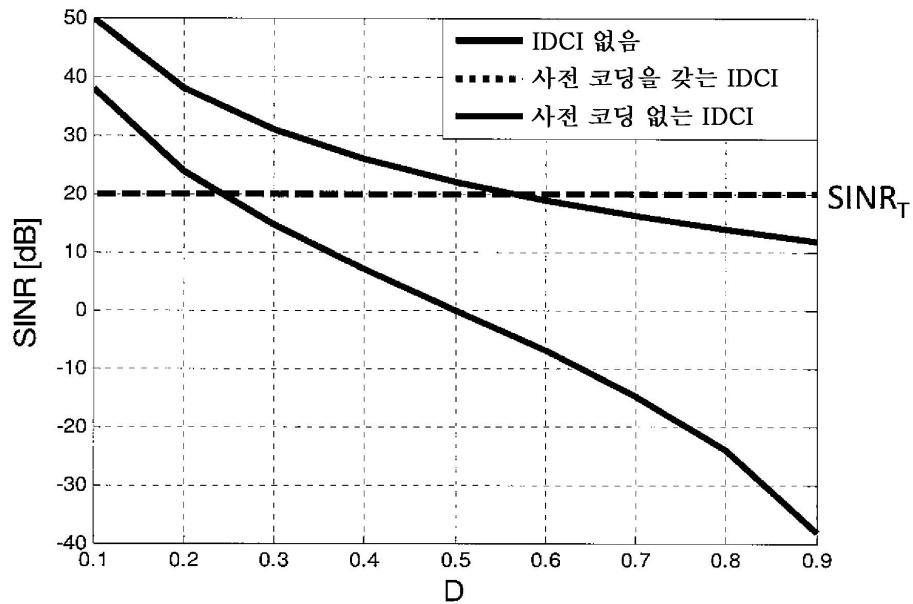
도면7



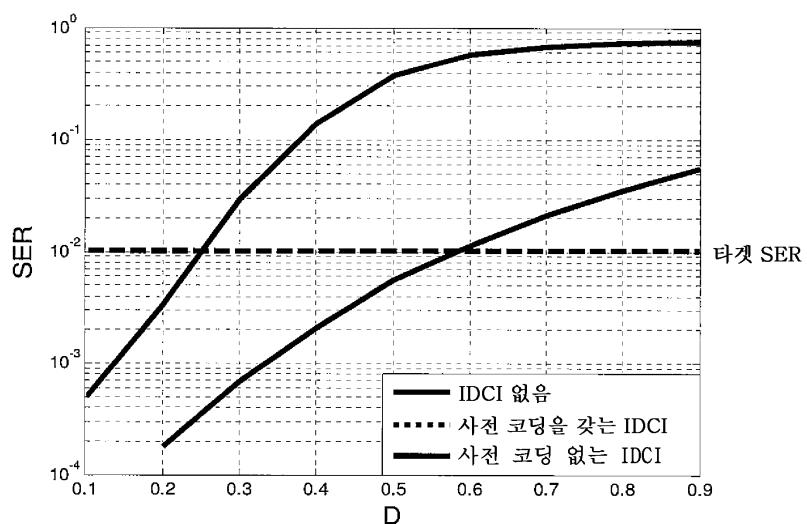
도면8



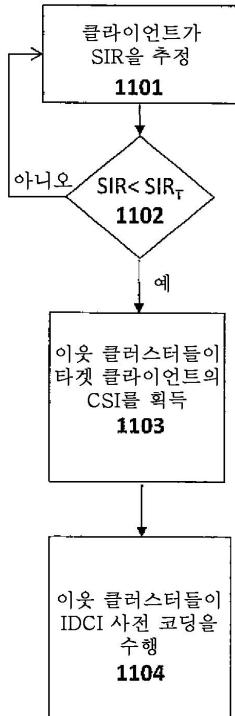
도면9



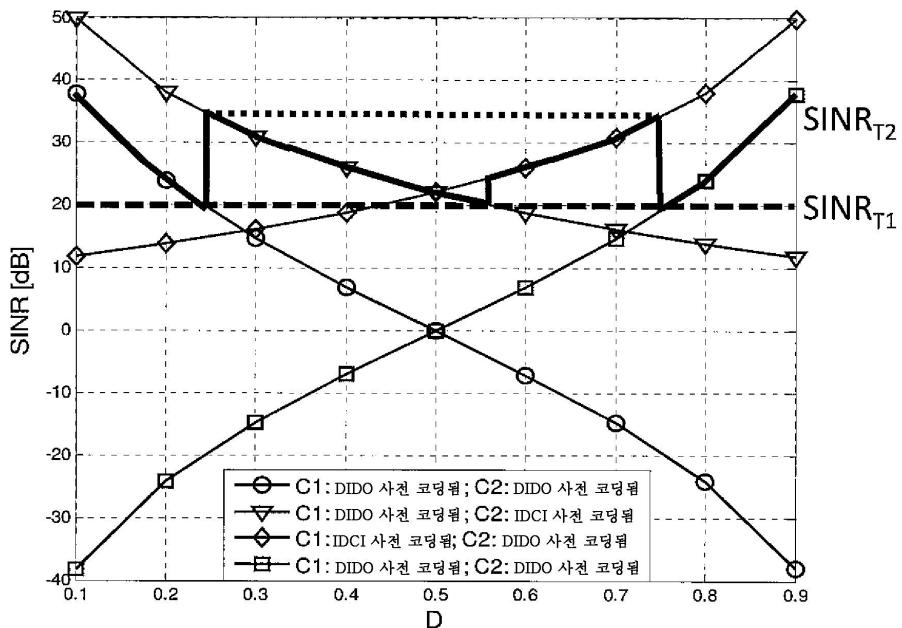
도면10



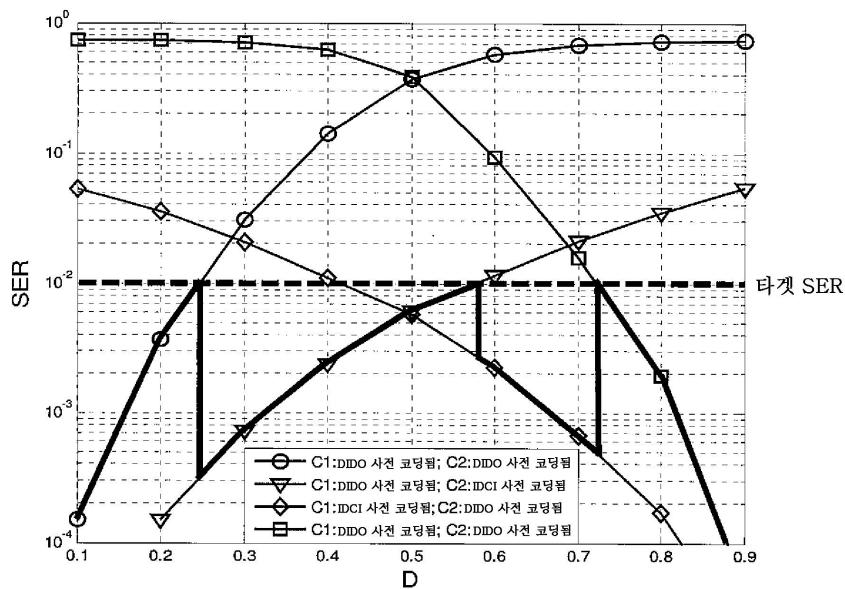
도면11



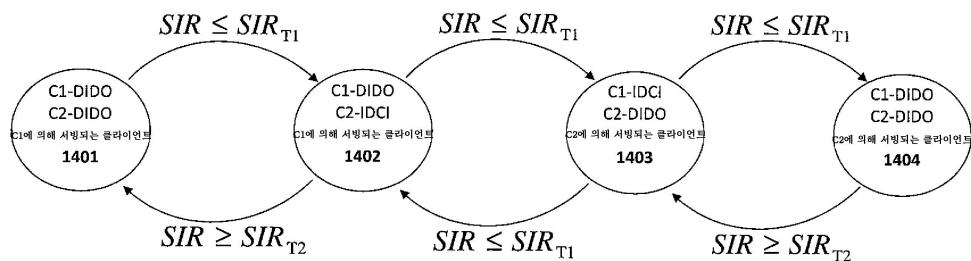
도면12



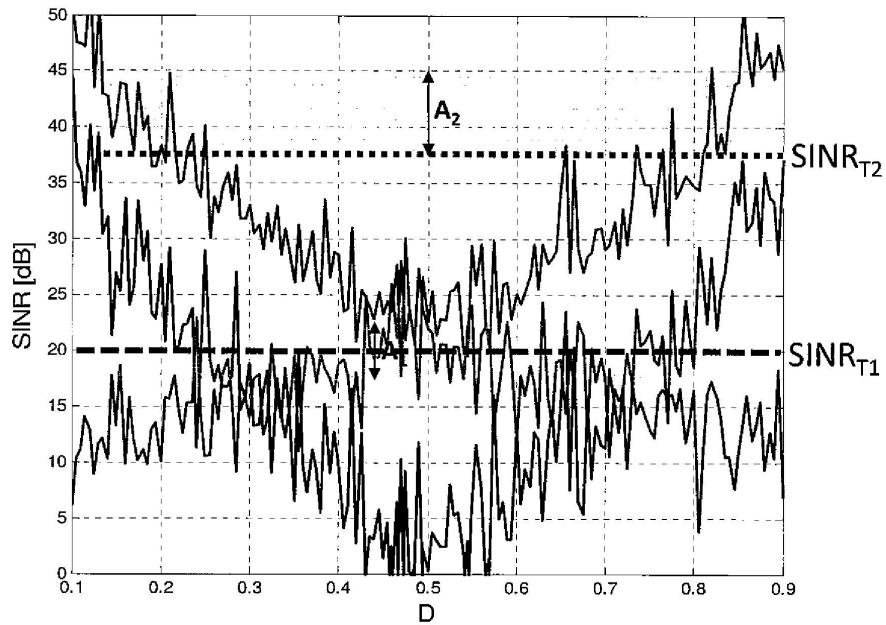
도면13



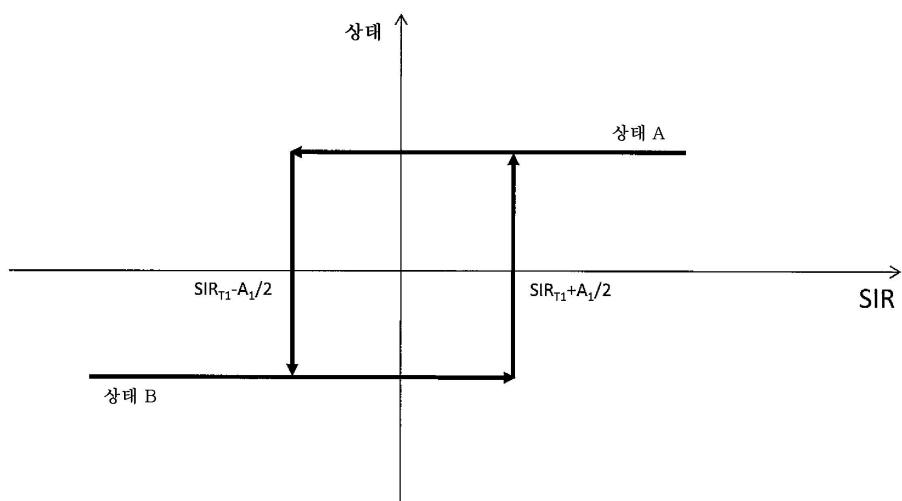
도면14



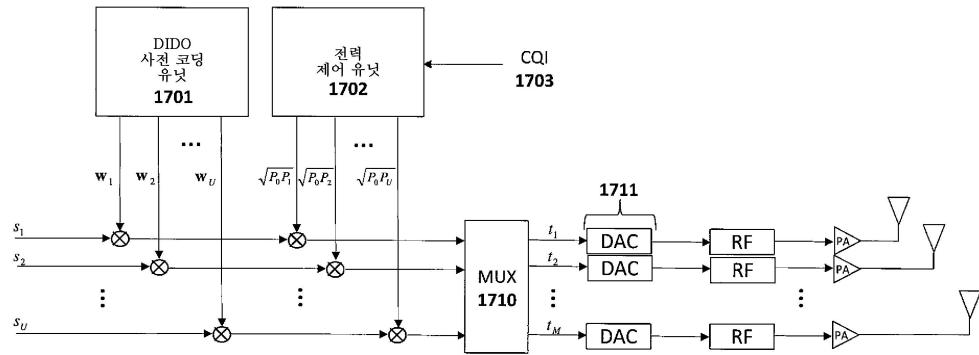
도면15



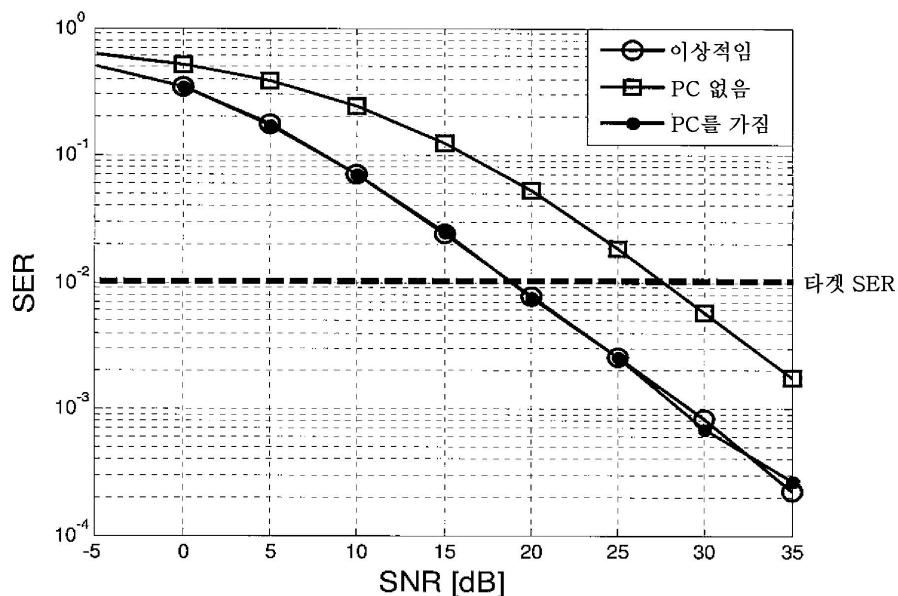
도면16



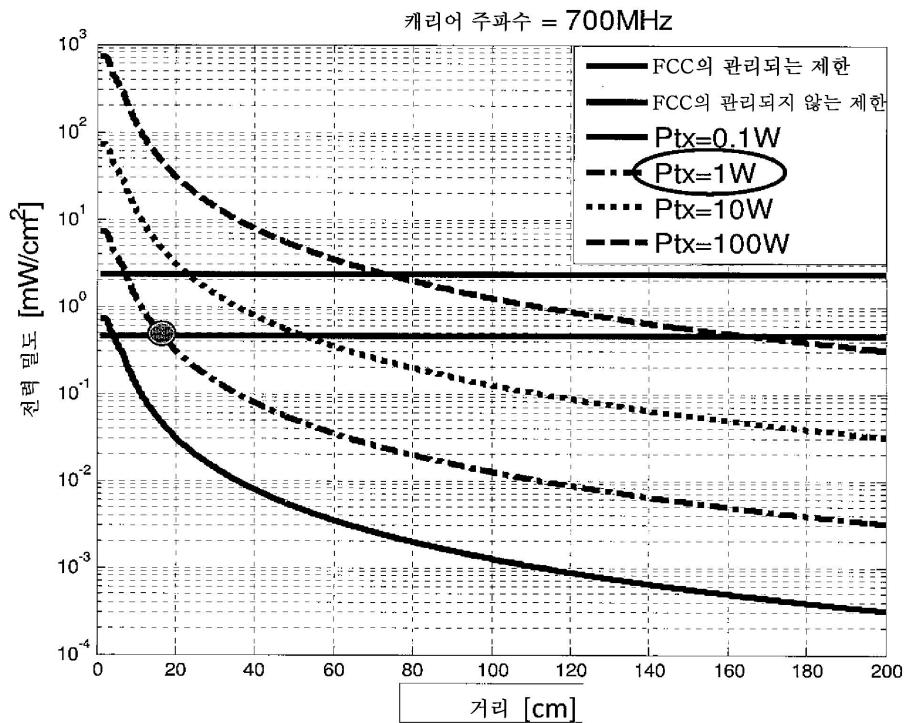
도면17



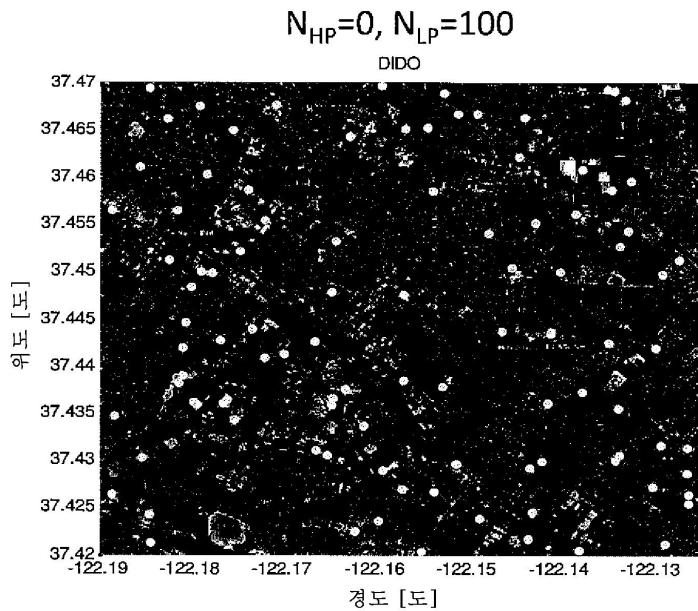
도면18



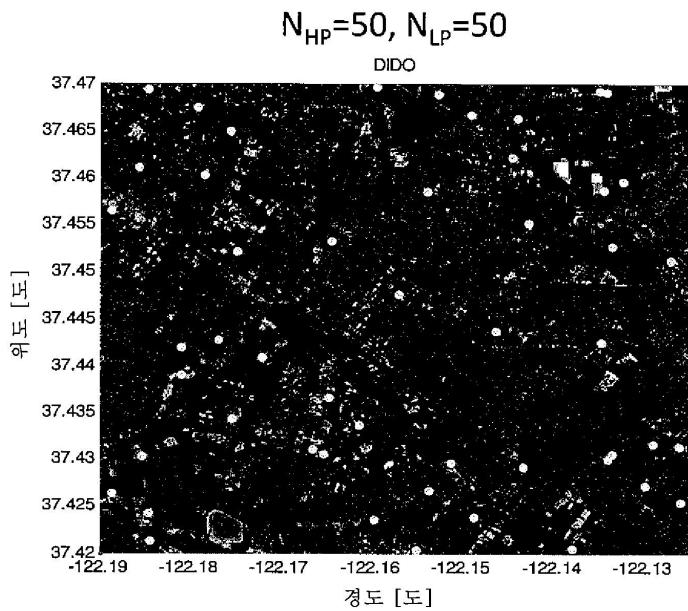
도면19



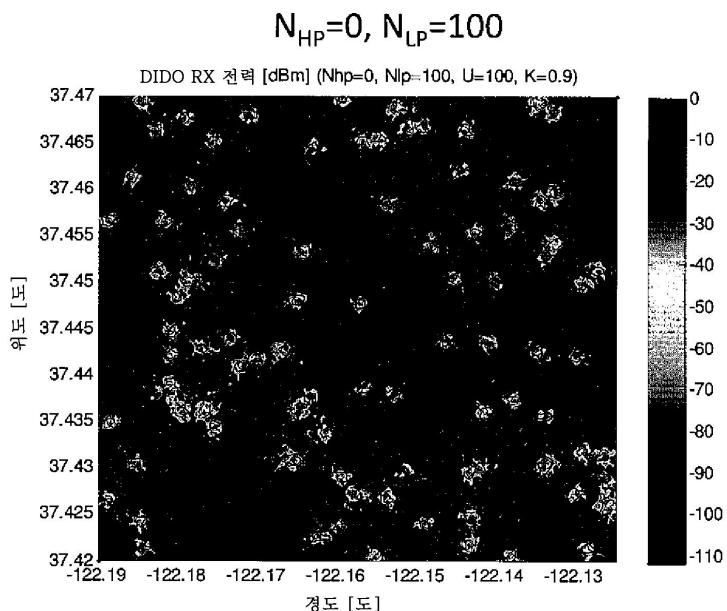
도면20a



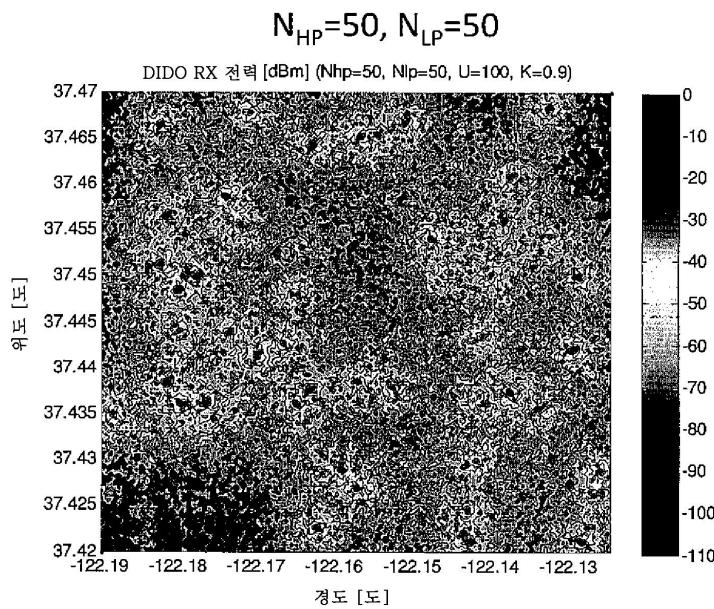
도면20b



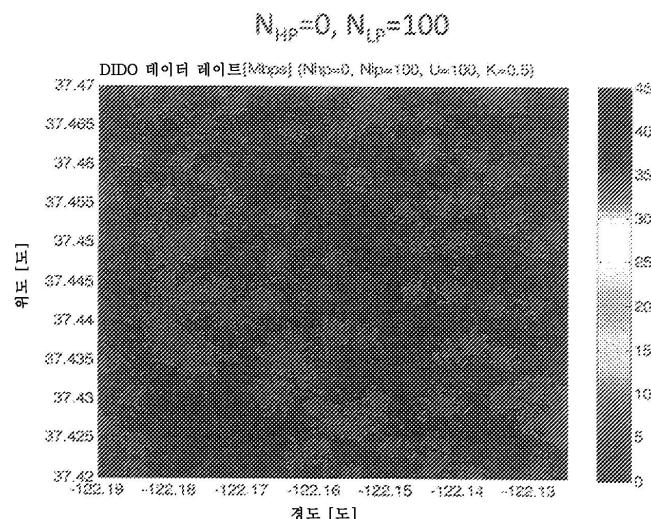
도면21a



## 도면21b

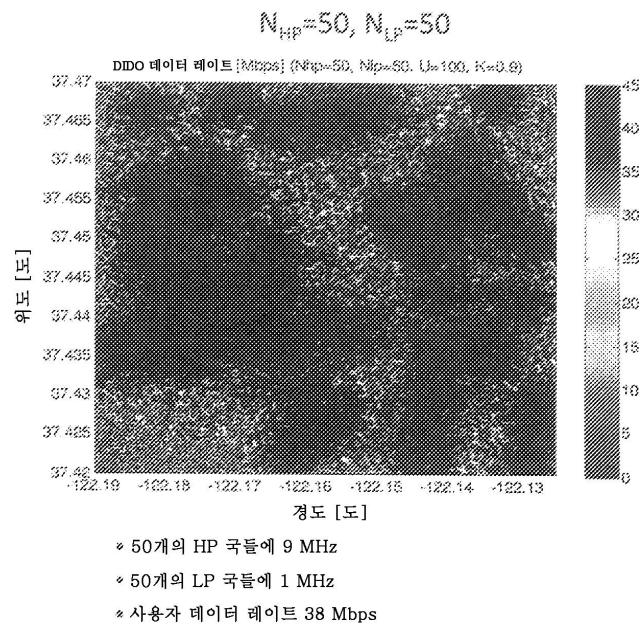


## 도면22a

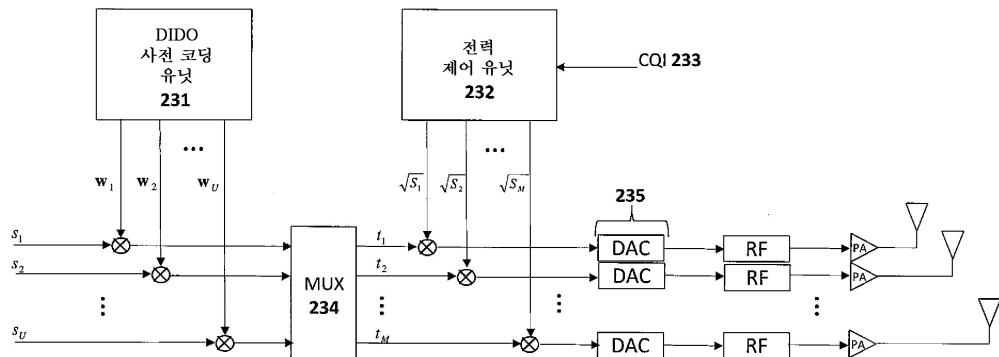


- HP 국들 없음
- 100개의 LP 국들에 5 MHz
- 사용자 데이터 레이트 2.4 Mbps

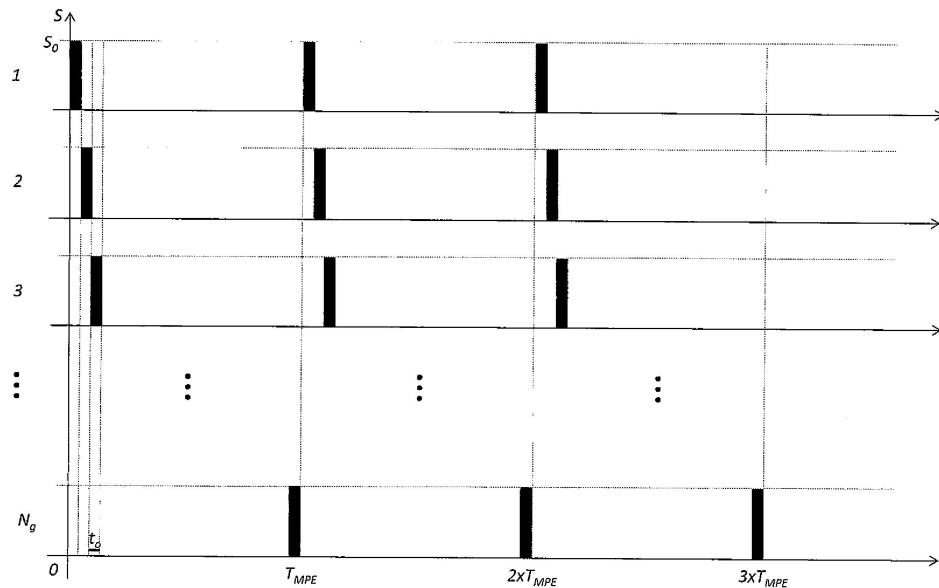
## 도면22b



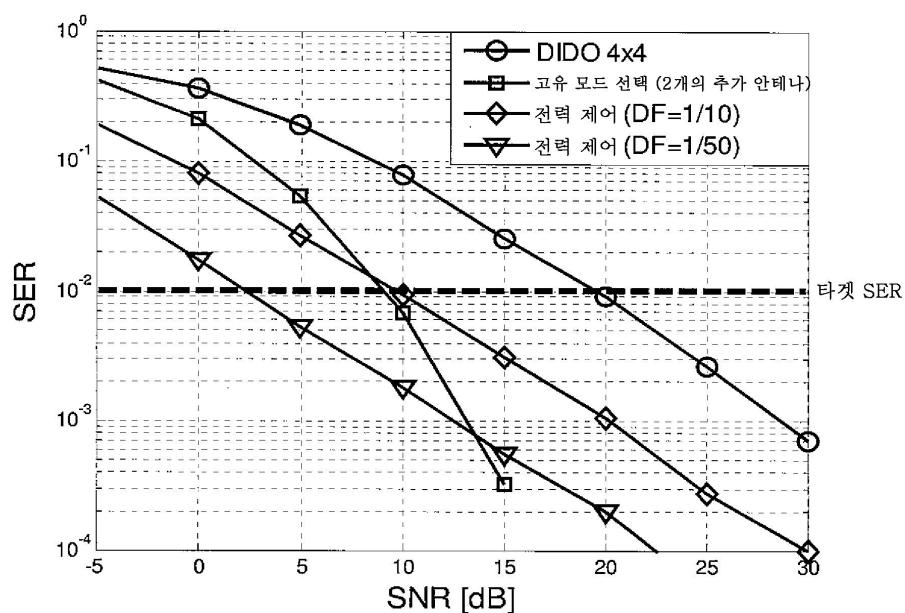
## 도면23



도면24



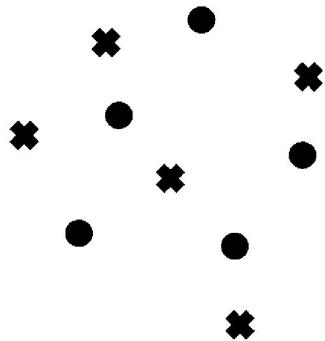
도면25



도면26a

$$E\{|\mathbf{H}|^2\}$$

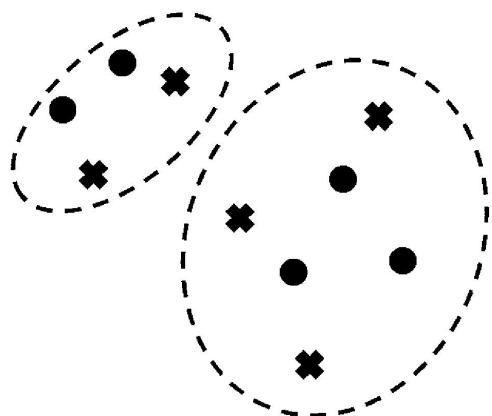
0.9945	1.0025	0.9951	0.9987	1.0054
0.9977	1.0195	0.9811	1.0142	1.0125
0.9857	0.9953	0.9952	1.0268	0.9988
0.9917	0.9853	1.0135	1.0053	0.9828
0.9981	0.9923	0.9973	0.9915	1.0250



도면26b

$$E\{|\mathbf{H}|^2\}$$

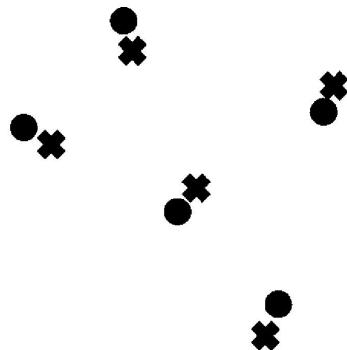
1.0163	0.9877	0	0	0
1.0317	0.9755	0	0	0
0	0	0.9904	0.9917	1.0002
0	0	1.0300	0.9748	1.0116
0	0	0.9978	1.0253	0.9953



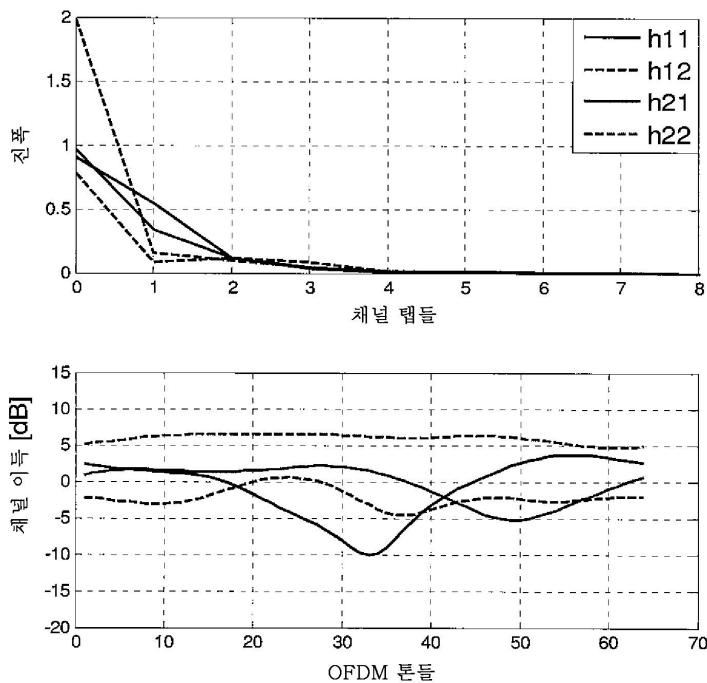
도면26c

$$E\{|\mathbf{H}|^2\}$$

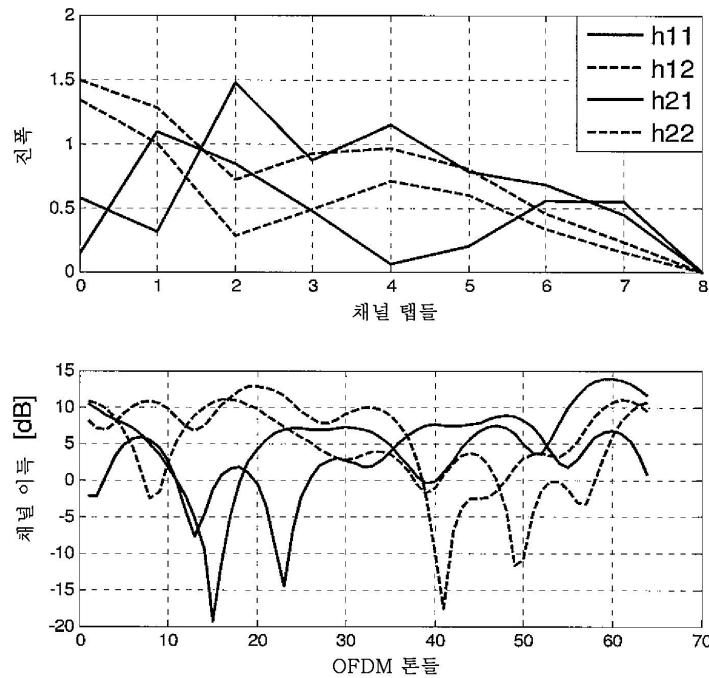
1.0298	0	0	0	0
0	0.9903	0	0	0
0	0	1.0033	0	0
0	0	0	1.0255	0
0	0	0	0	1.0143



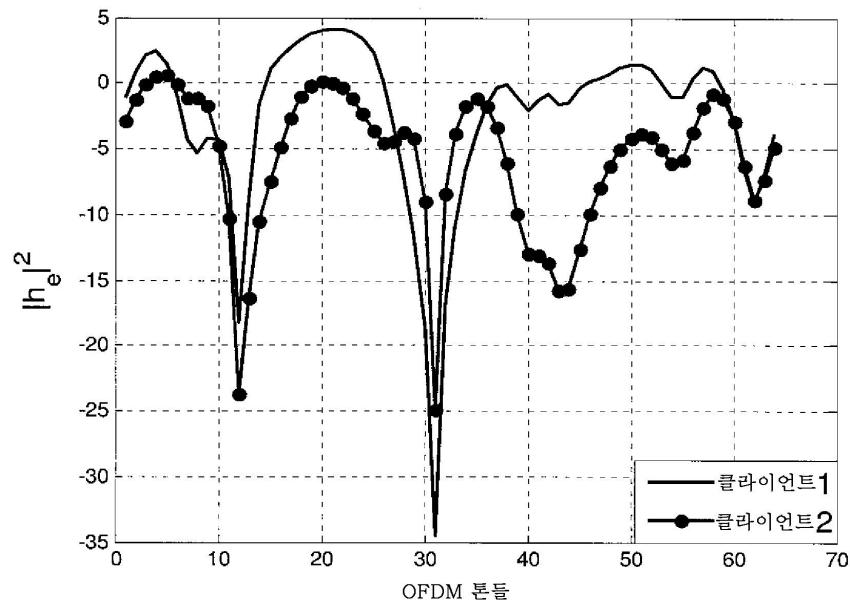
도면27



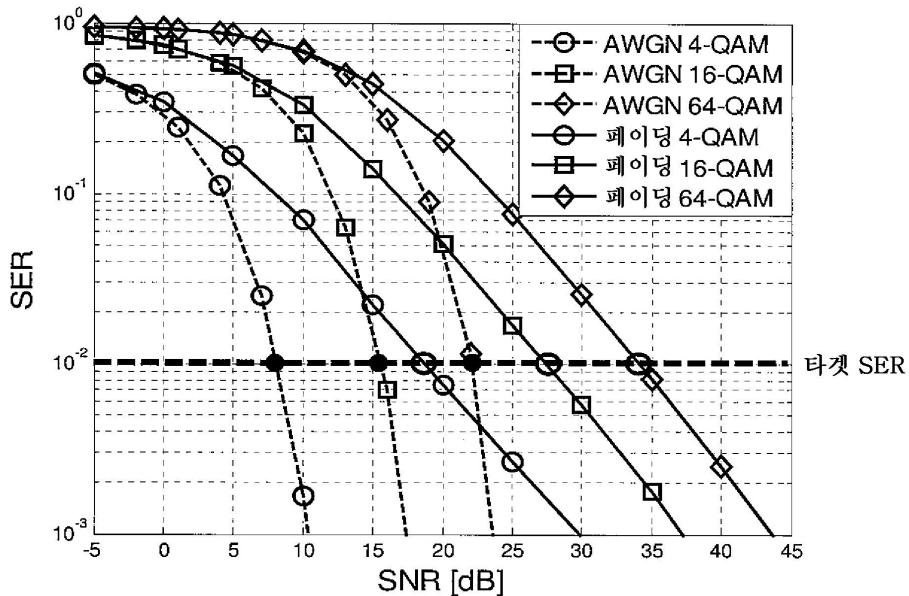
도면28



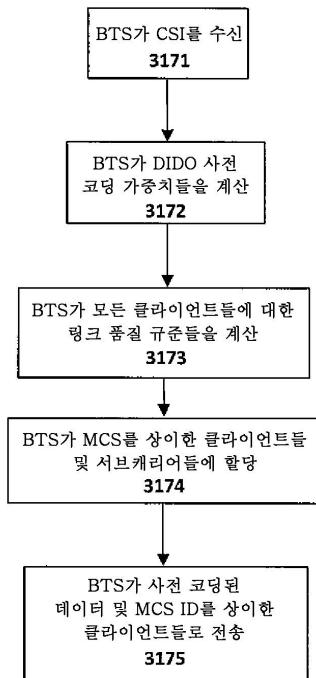
도면29



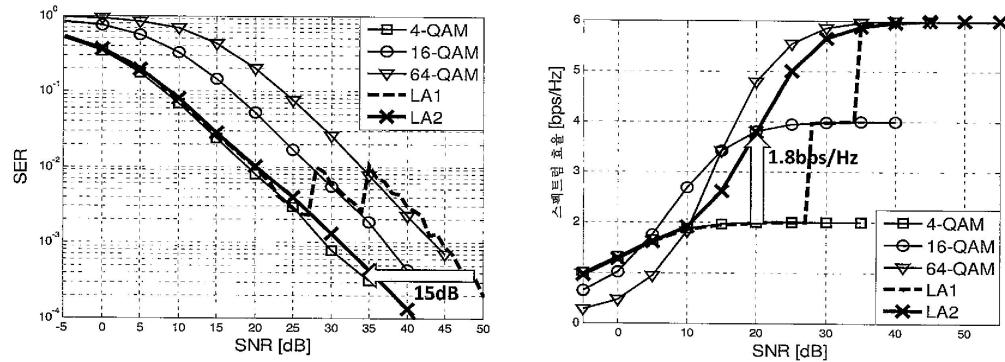
도면30



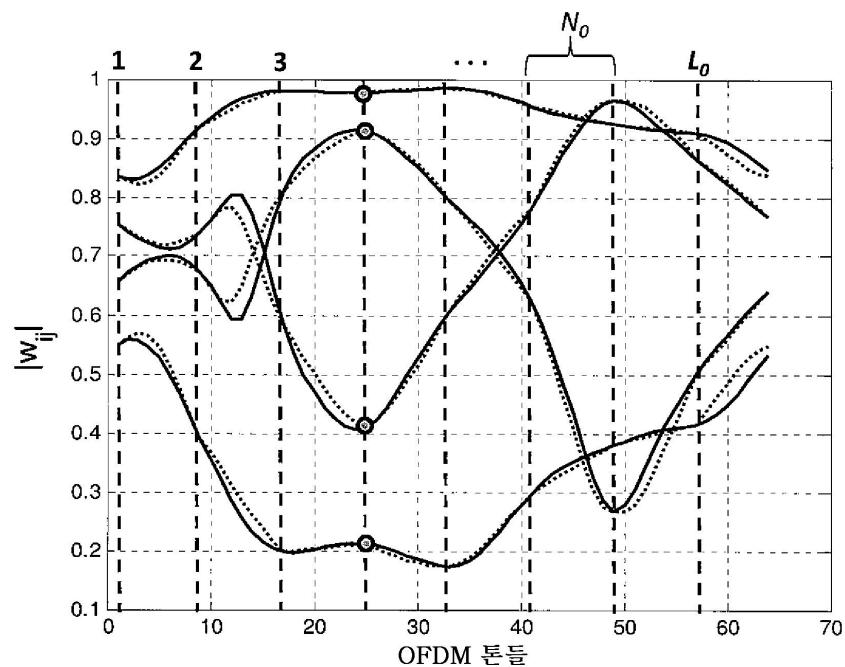
도면31



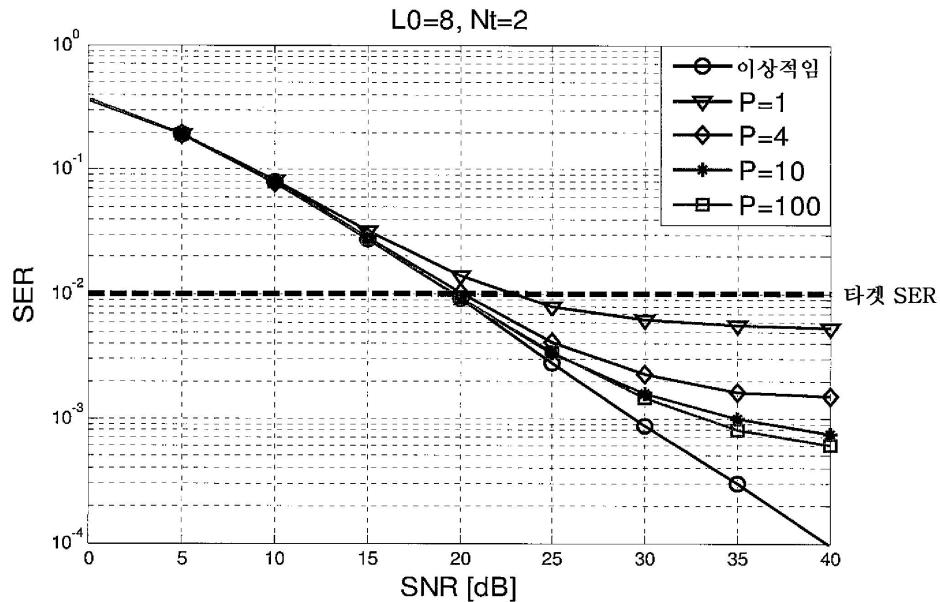
도면32



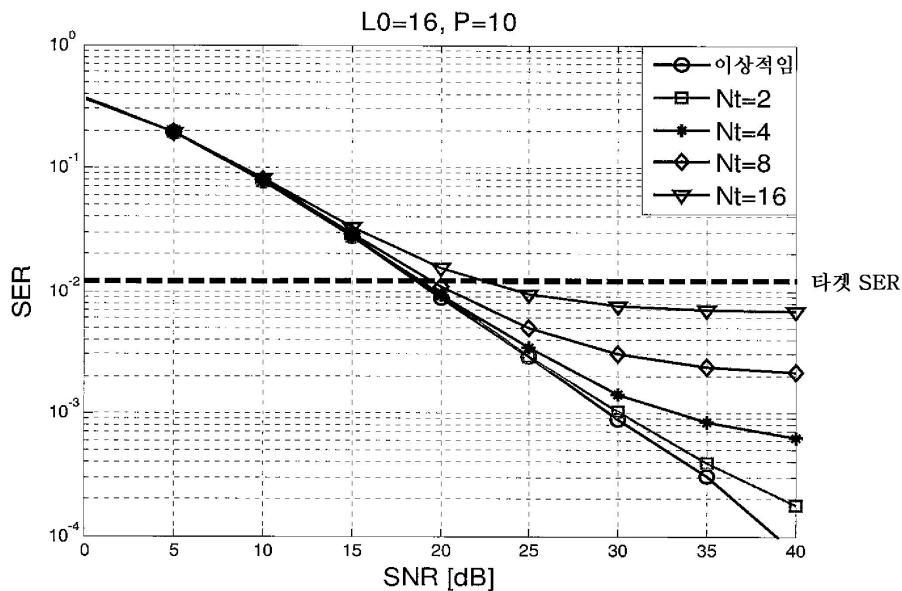
도면33



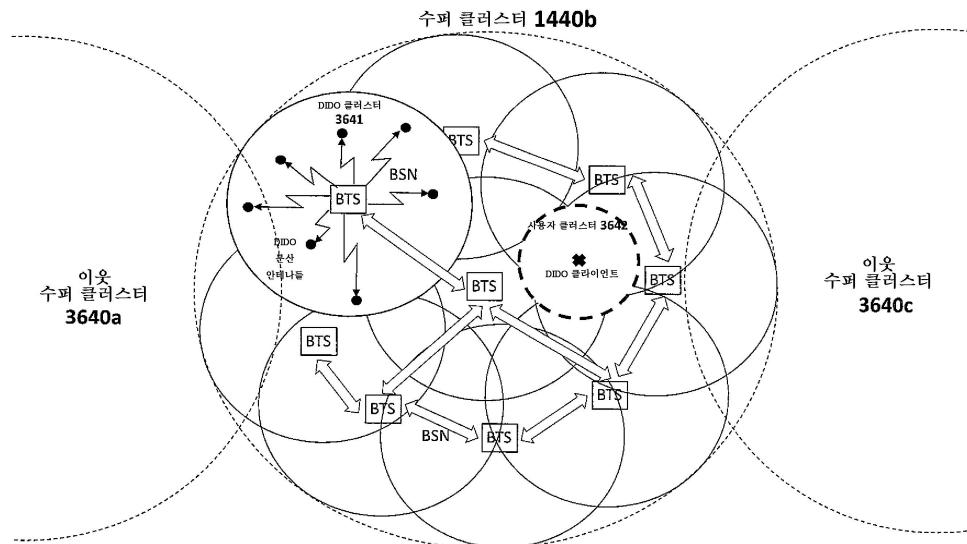
도면34



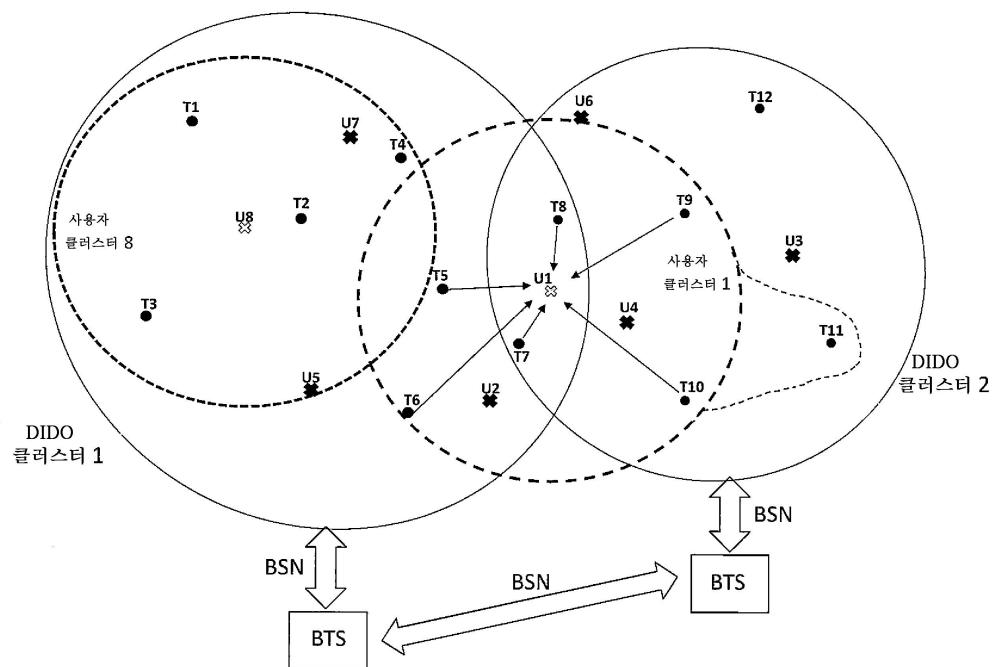
도면35



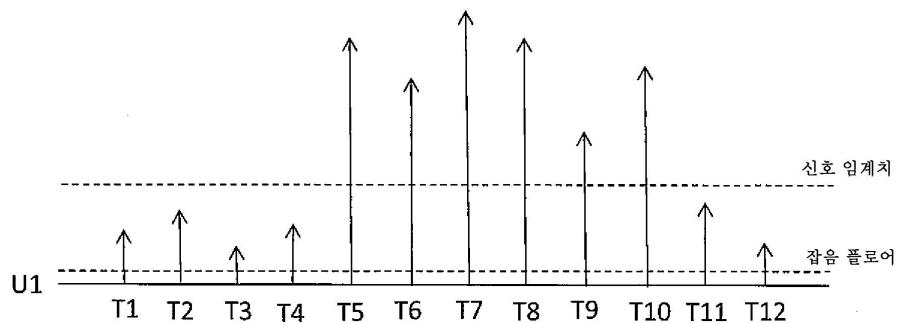
도면36



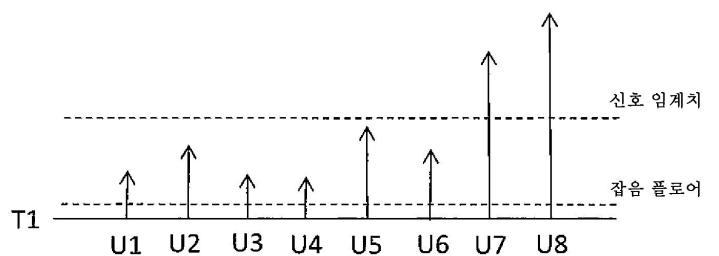
도면37



도면38a



도면38b



도면39

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
U1	0	0	0	0	$C_{1,3}$	$C_{1,6}$	$C_{1,7}$	$C_{1,8}$	$C_{1,9}$	$C_{1,10}$	0	0
U2	0	0	0	0	$C_{2,3}$	$C_{2,6}$	$C_{2,7}$	0	0	0	0	0
U3	0	0	0	0	0	0	0	0	$C_{3,10}$	$C_{3,11}$	$C_{3,12}$	
U4	0	0	0	0	0	0	$C_{4,7}$	$C_{4,8}$	$C_{4,9}$	$C_{4,10}$	0	0
U5	0	$C_{5,2}$	$C_{5,3}$	0	$C_{5,5}$	$C_{5,6}$	0	0	0	0	0	0
U6	0	0	0	$C_{6,4}$	0	0	0	$C_{6,8}$	$C_{6,9}$	0	0	$C_{6,12}$
U7	$C_{7,1}$	$C_{7,2}$	0	$C_{7,4}$	$C_{7,5}$	0	0	0	0	0	0	0
U8	$C_{8,1}$	$C_{8,2}$	$C_{8,3}$	$C_{8,4}$	0	0	0	0	0	0	0	0

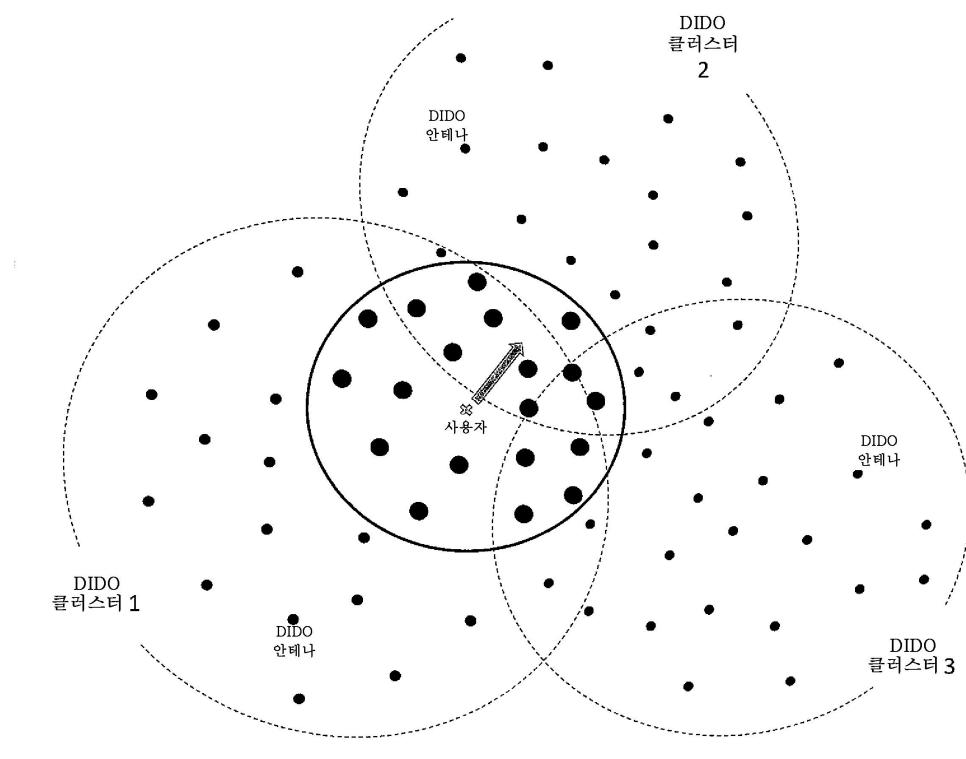
## 도면40

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
<b>U1</b>	0	0	0	0	$C_{1,5}$	$C_{1,6}$	$C_{1,7}$	$C_{1,8}$	$C_{1,9}$	$C_{1,10}$	0	0
<b>U2</b>	0	0	0	0	$C_{2,5}$	$C_{2,6}$	$C_{2,7}$	0	0	0	0	0
<b>U3</b>	0	0	0	0	0	0	0	0	$C_{3,9}$	$C_{3,10}$	$C_{3,11}$	$C_{3,12}$
<b>U4</b>	0	0	0	0	0	0	$C_{4,7}$	$C_{4,8}$	$C_{4,9}$	$C_{4,10}$	0	0
<b>U5</b>	0	$C_{5,2}$	$C_{5,3}$	0	$C_{5,5}$	$C_{5,6}$	0	0	0	0	0	0
<b>U6</b>	0	0	0	$C_{6,4}$	0	0	0	$C_{6,8}$	$C_{6,9}$	0	0	$C_{6,12}$
<b>U7</b>	$C_{7,1}$	$C_{7,2}$	0	$C_{7,4}$	$C_{7,5}$	0	0	0	0	0	0	0
<b>U8</b>	$C_{8,1}$	$C_{8,2}$	$C_{8,3}$	$C_{8,4}$	0	0	0	0	0	0	0	0

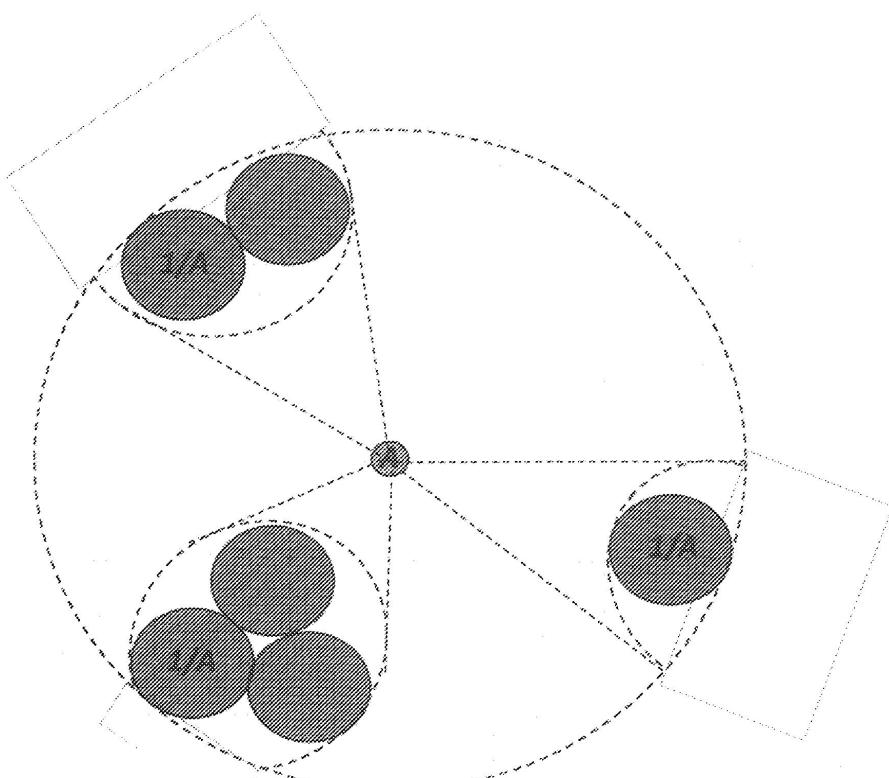
## 도면41

	T1	T2	T3	T4	T5	T6	T7	T8	T9	T10	T11	T12
<b>U1</b>	0	0	0	0	$C_{1,5}$	$C_{1,6}$	$C_{1,7}$	$C_{1,8}$	$C_{1,9}$	$C_{1,10}$	0	0
<b>U2</b>	0	0	0	0	$C_{2,5}$	$C_{2,6}$	$C_{2,7}$	0	0	0	0	0
<b>U3</b>	0	0	0	0	0	0	0	0	$C_{3,9}$	$C_{3,10}$	$C_{3,11}$	$C_{3,12}$
<b>U4</b>	0	0	0	0	0	0	$C_{4,7}$	$C_{4,8}$	$C_{4,9}$	$C_{4,10}$	0	0
<b>U5</b>	0	$C_{5,2}$	$C_{5,3}$	0	$C_{5,5}$	$C_{5,6}$	0	0	0	0	0	0
<b>U6</b>	0	0	0	$C_{6,4}$	0	0	0	$C_{6,8}$	$C_{6,9}$	0	0	$C_{6,12}$
<b>U7</b>	$C_{7,1}$	$C_{7,2}$	0	$C_{7,4}$	$C_{7,5}$	0	0	0	0	0	0	0
<b>U8</b>	$C_{8,1}$	$C_{8,2}$	$C_{8,3}$	$C_{8,4}$	0	0	0	0	0	0	0	0

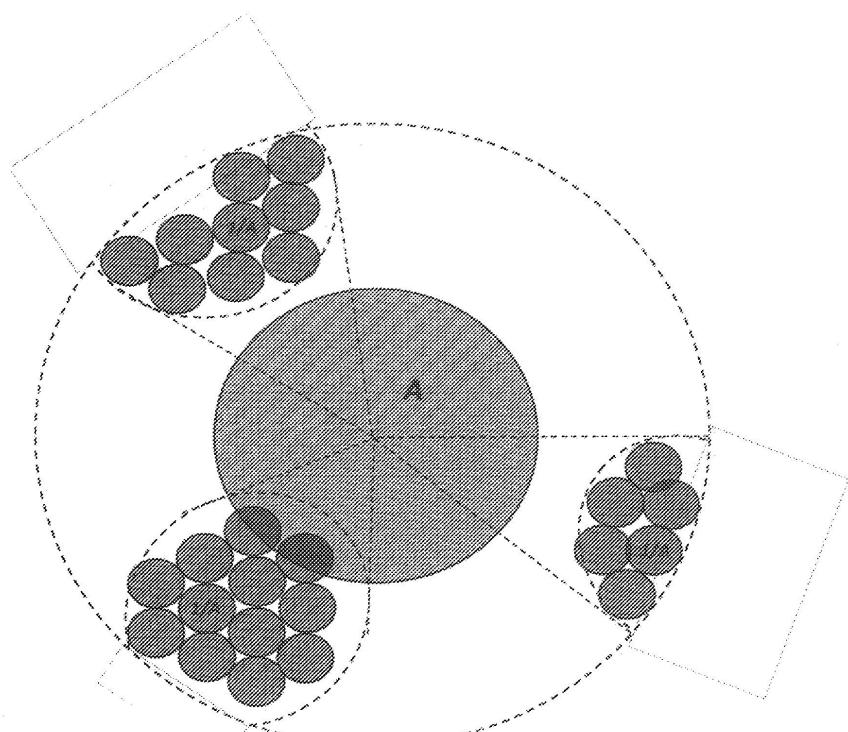
도면42



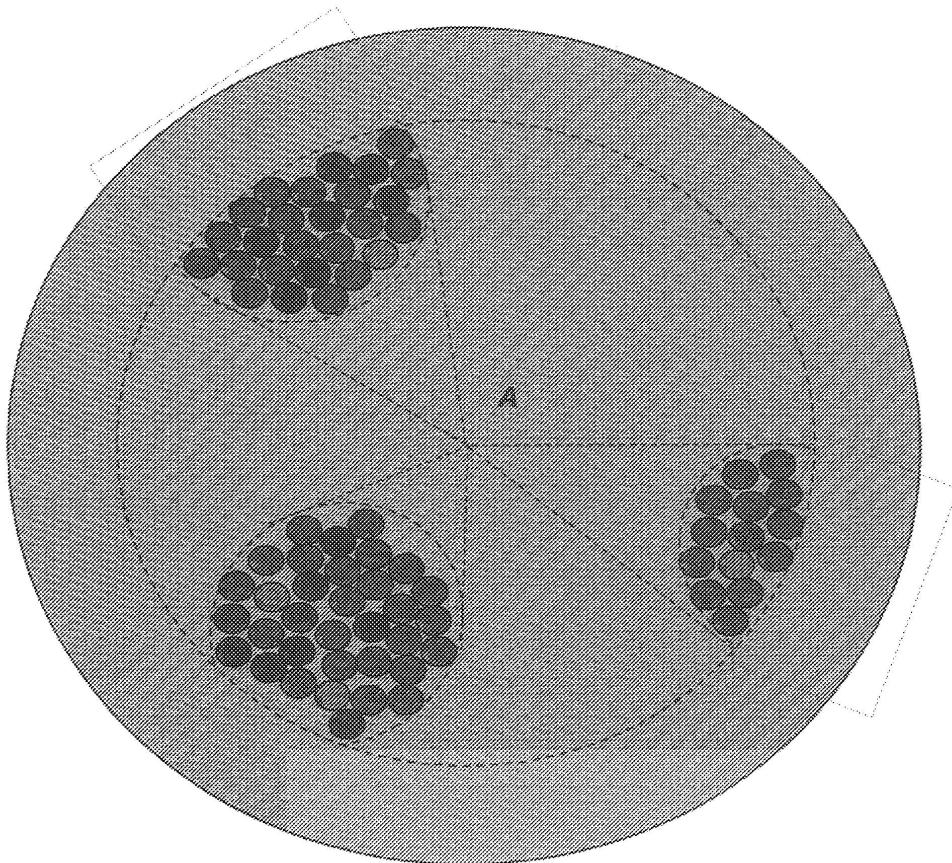
도면43



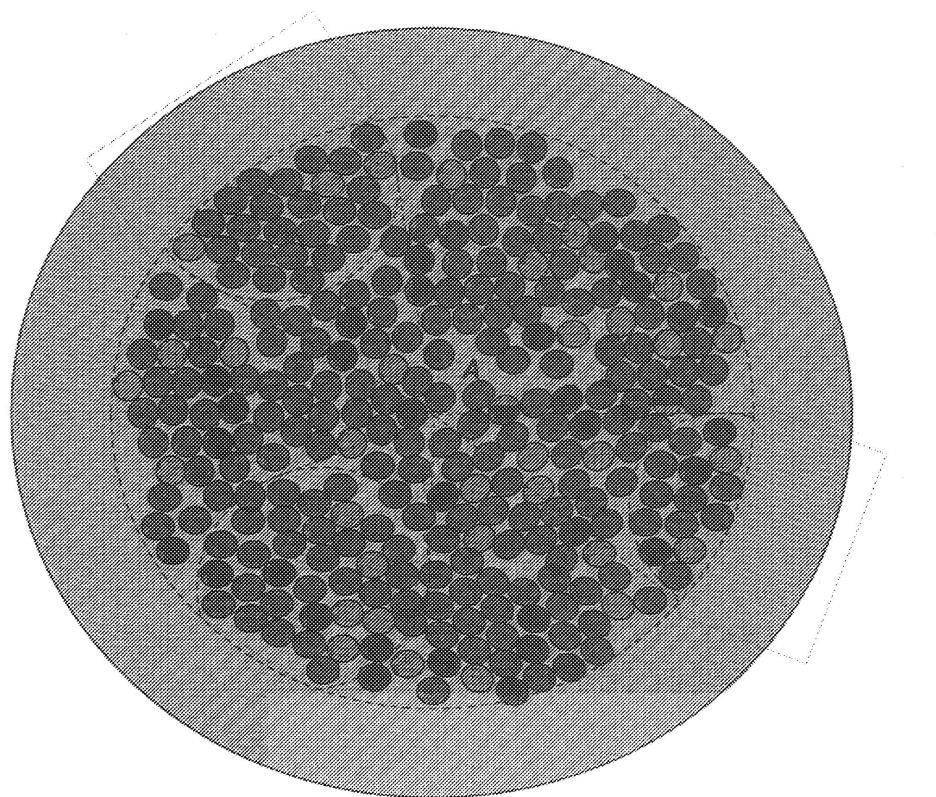
도면44



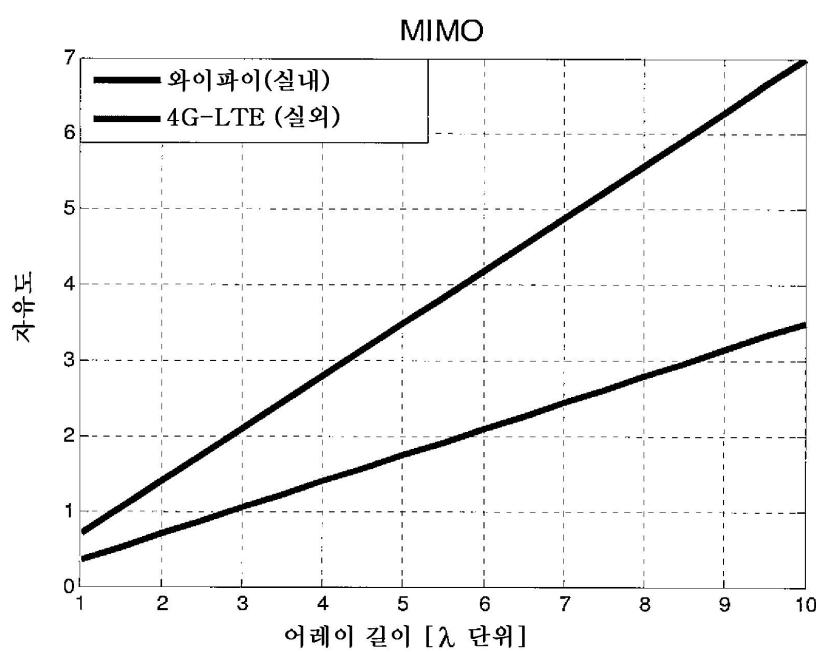
도면45



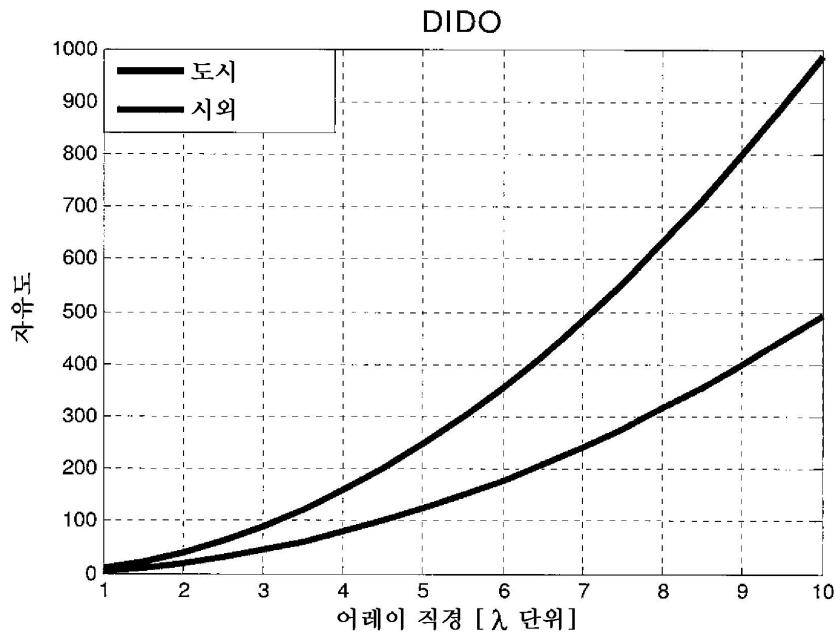
도면46



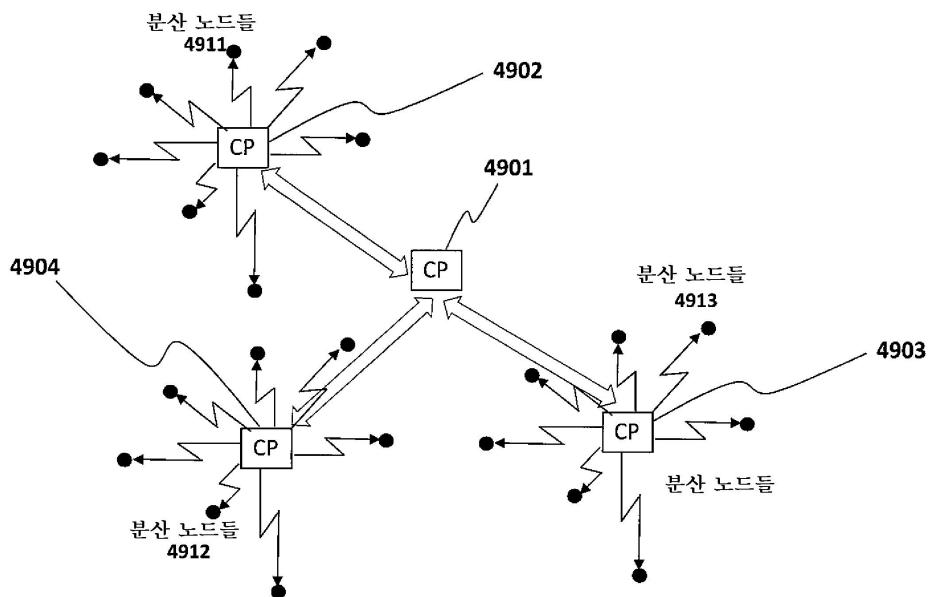
도면47



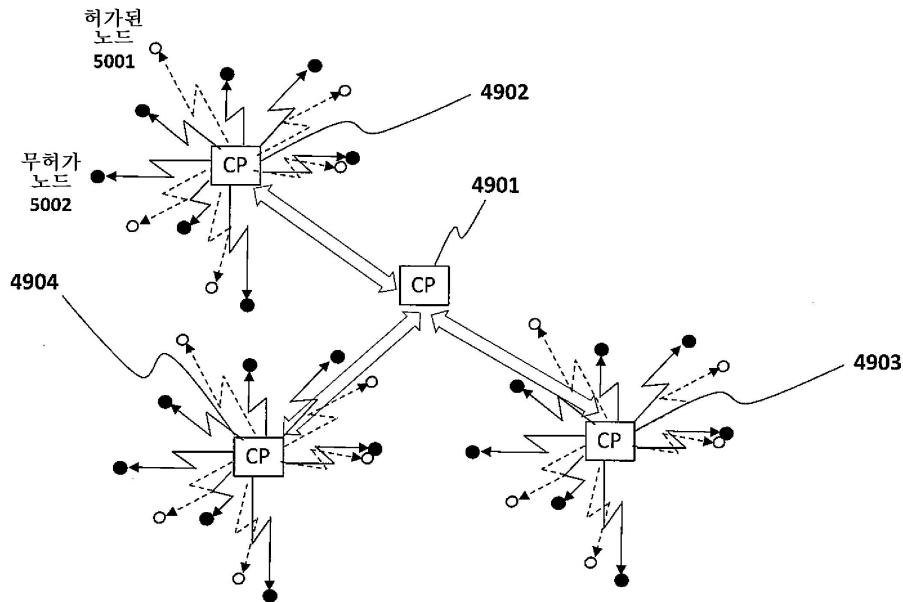
도면48



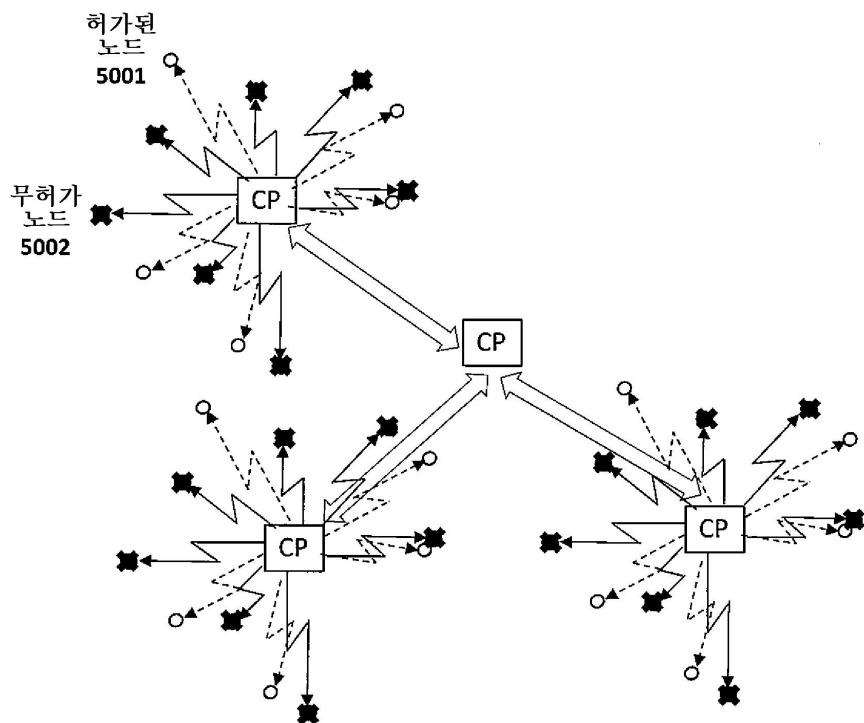
도면49



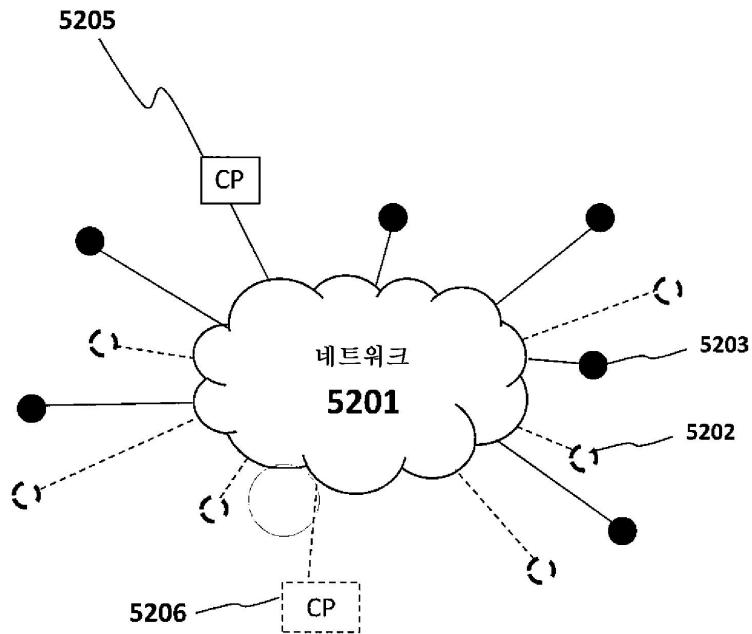
도면50



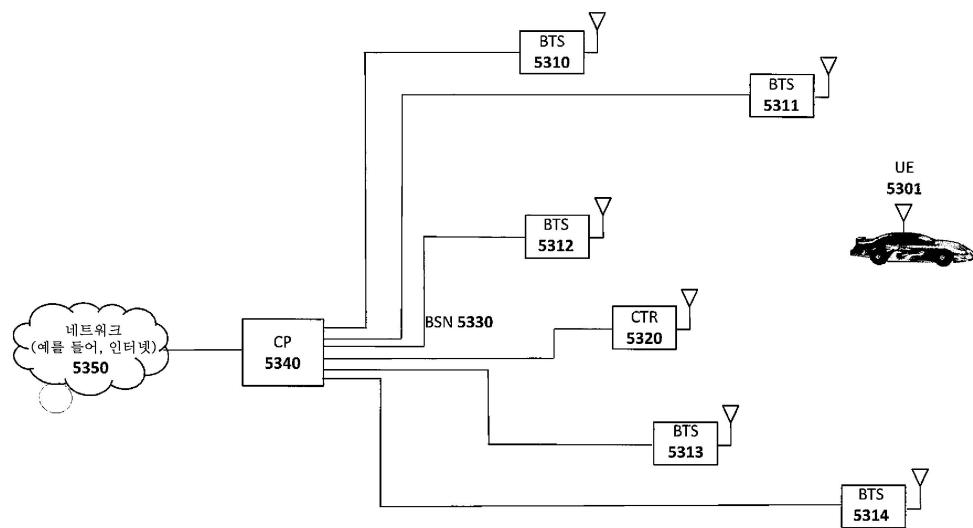
도면51



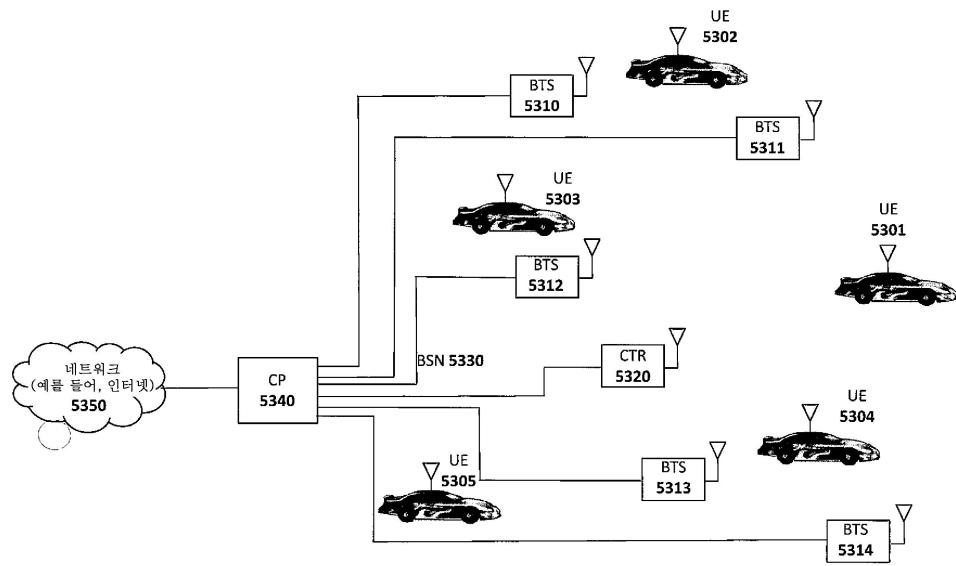
도면52



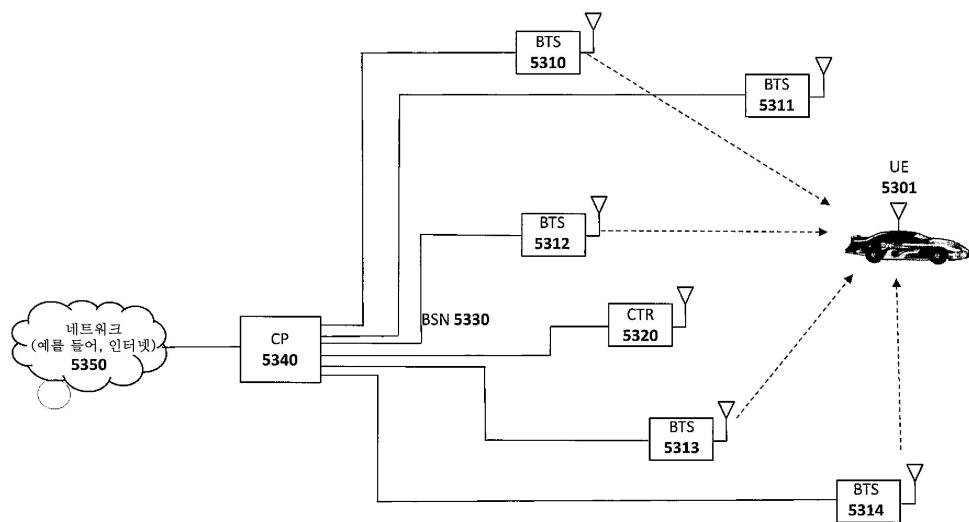
도면53



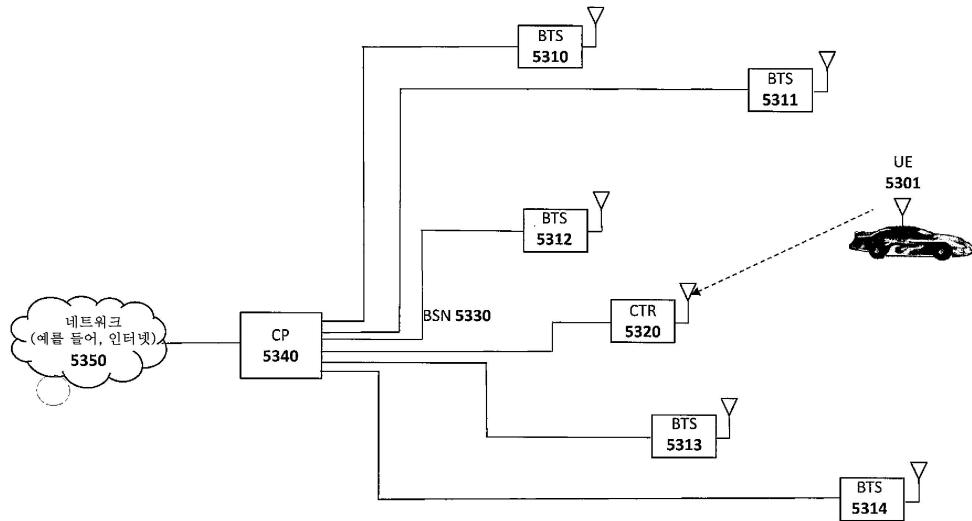
도면54



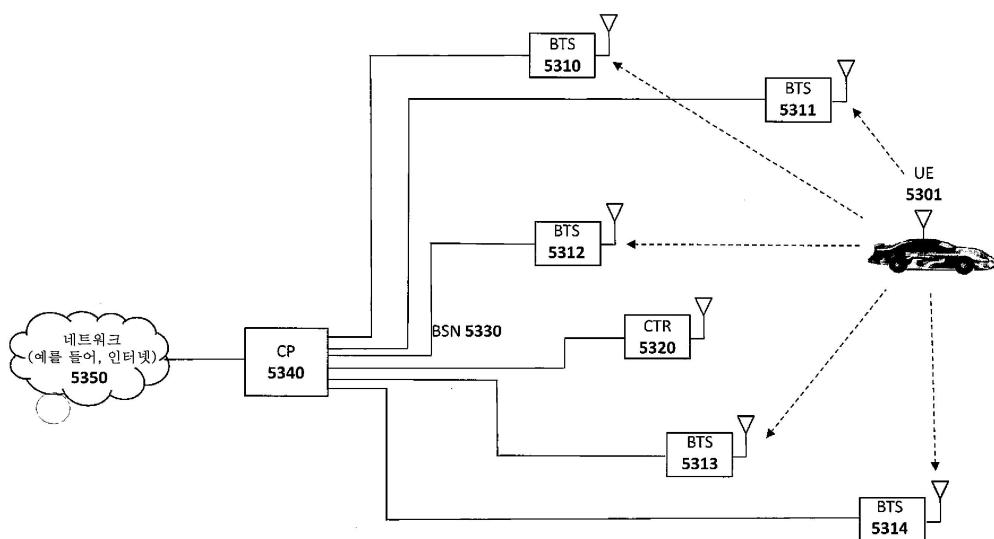
도면55



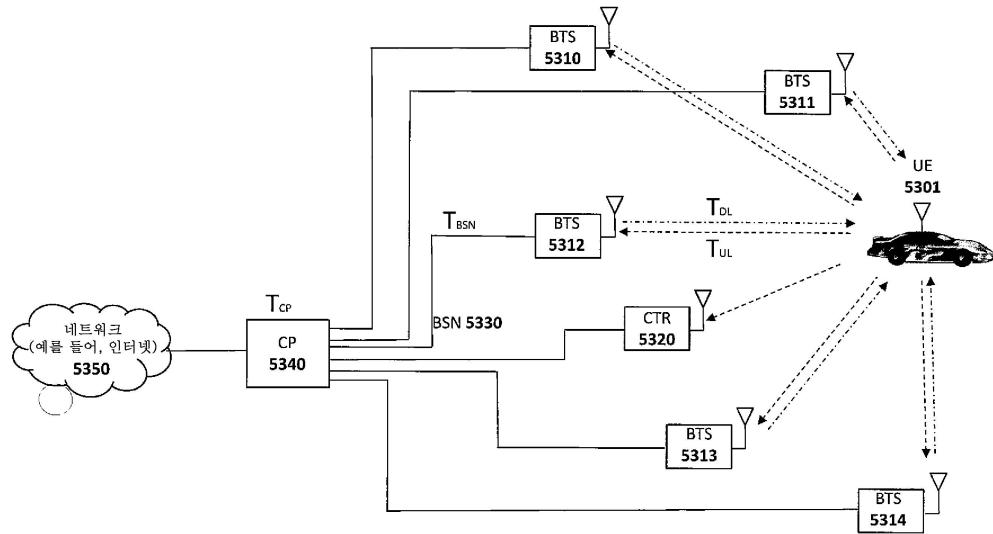
도면56



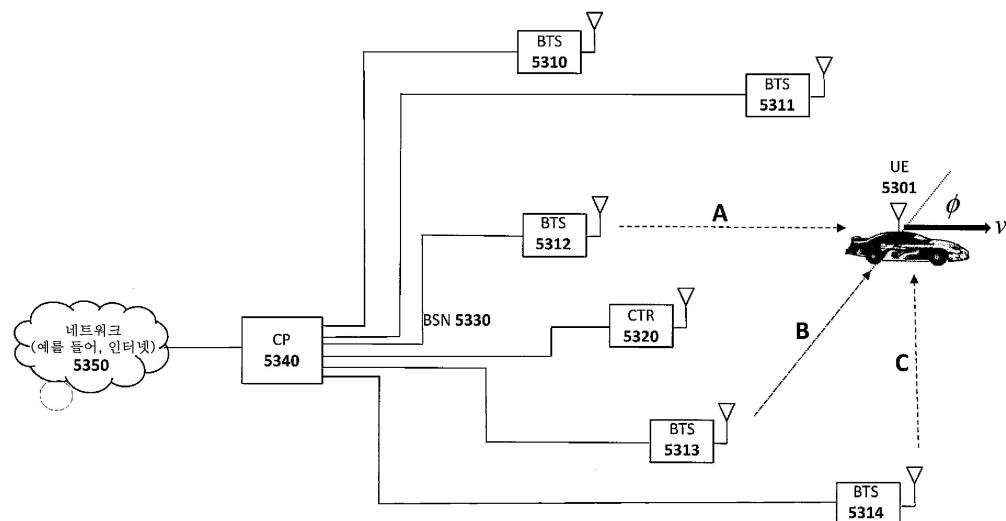
도면57



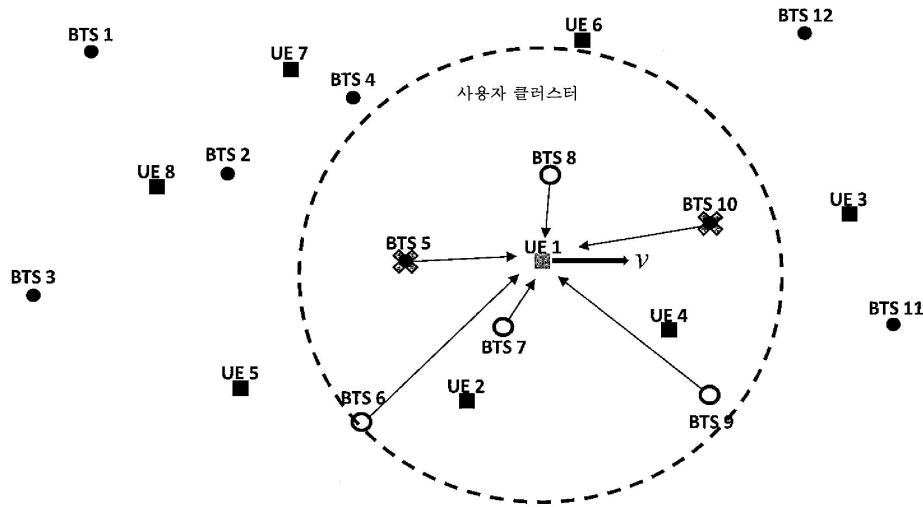
도면58



도면59



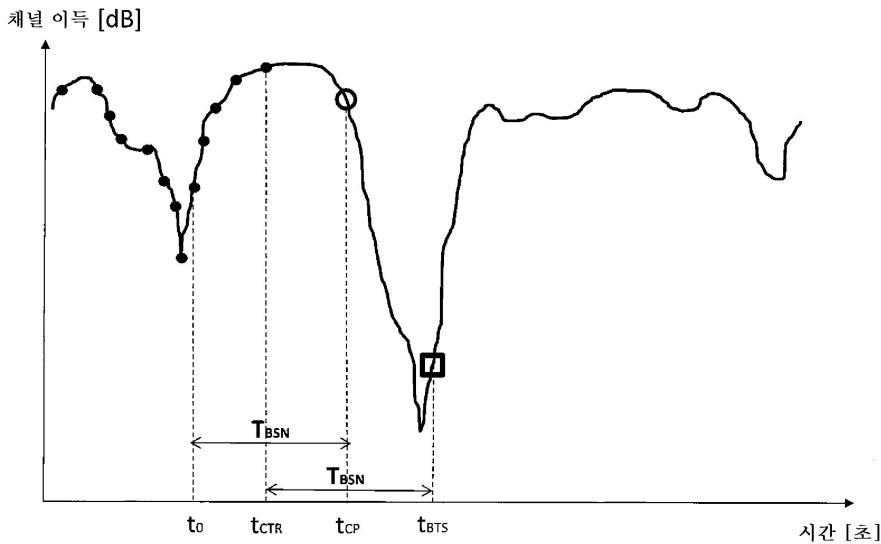
도면60



도면61

	BTS1	BTS2	BTS3	BTS4	BTS5	BTS6	BTS7	BTS8	BTS9	BTS10	BTS11	BTS12
UE1	0	0	0	0	X	C <sub>1,5</sub>	C <sub>1,7</sub>	C <sub>1,8</sub>	C <sub>1,9</sub>	X	0	0
UE2	0	0	0	0	C <sub>2,5</sub>	C <sub>2,6</sub>	C <sub>2,7</sub>	0	0	0	0	0
UE3	0	0	0	0	0	0	0	C <sub>3,9</sub>	C <sub>3,10</sub>	C <sub>3,11</sub>	C <sub>3,12</sub>	
UE4	0	0	0	0	0	0	C <sub>4,7</sub>	C <sub>4,8</sub>	C <sub>4,9</sub>	C <sub>4,10</sub>	0	0
UE5	0	C <sub>5,2</sub>	C <sub>5,3</sub>	0	C <sub>5,5</sub>	C <sub>5,6</sub>	0	0	0	0	0	0
UE6	0	0	0	C <sub>6,4</sub>	0	0	0	C <sub>6,8</sub>	C <sub>6,9</sub>	0	0	C <sub>6,12</sub>
UE7	C <sub>7,1</sub>	C <sub>7,2</sub>	0	C <sub>7,4</sub>	C <sub>7,5</sub>	0	0	0	0	0	0	0
UE8	C <sub>8,1</sub>	C <sub>8,2</sub>	C <sub>8,3</sub>	C <sub>8,4</sub>	0	0	0	0	0	0	0	0

## 도면62



## 【심사관 직권보정사항】

## 【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 1항, 9항, 31항, 38항

## 【변경전】

상기 MU-MAS 시스템은

## 【변경후】

상기 MU-MAS는

## 【직권보정 2】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 5항, 35항, 43항

## 【변경전】

상기 업링크 수신기의

## 【변경후】

상기 업링크 채널의 수신기의

## 【직권보정 3】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 제13항, 제24항

## 【변경전】

상기 제1 사용자에

## 【변경후】

상기 제1 이동 사용자에

## 【직권보정 4】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 22항

【변경전】

제20항에 있어서

【변경후】

제21항에 있어서

【직권보정 5】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 제11항, 제22항

【변경전】

상기 제1 사용자를

【변경후】

상기 제1 이동 사용자를

【직권보정 6】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 제11항

【변경전】

제9항에 있어서

【변경후】

제10항에 있어서