



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년01월16일

(11) 등록번호 10-1483668

(24) 등록일자 2015년01월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04B 7/04 (2006.01) H01Q 3/26 (2006.01)

H04W 24/00 (2009.01)

(21) 출원번호 10-2009-7003447

(22) 출원일자(국제) 2007년08월20일

심사청구일자 2012년08월17일

(85) 번역문제출일자 2009년02월19일

(65) 공개번호 10-2009-0042798

(43) 공개일자 2009년04월30일

(86) 국제출원번호 PCT/IB2007/053302

(87) 국제공개번호 WO 2008/023315

국제공개일자 2008년02월28일

(30) 우선권주장

06119257.1 2006년08월21일

유럽특허청(EPO)(EP)

(뒷면에 계속)

(56) 선행기술조사문헌

US20060029157 A1*

US20060094373 A1*

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

코닌클리케 필립스 엔.브이.

네덜란드, 아인트호벤 5656 에이이, 하이 테크 캠퍼스 5

(72) 발명자

토사토, 필리포

네덜란드, 아에 아인트호벤 엔엘-5656, 하이 테크 캠퍼스 빌딩 44내

모울스리, 티모쎈, 제이.

네덜란드, 아에 아인트호벤 엔엘-5656, 하이 테크 캠퍼스 빌딩 44내

(74) 대리인

문경진

전체 청구항 수 : 총 48 항

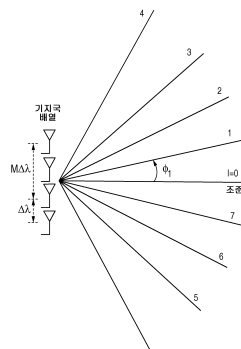
심사관 : 이정수

(54) 발명의 명칭 다중 입력 다중 출력 통신을 위한 변환-영역 피드백 시그널링

(57) 요약

본 발명은 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기와, 상기 송신기에 전달하는 적어도 하나의 수신기를 가지는 통신 네트워크에 관한 제어 방법에 관한 것이다. 수신기는 송신기로부터 수신기에 송신된 신호를 사용하여 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행한다. 수신기는 또한 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서 송신 안테나들의 각각의 배열에 관한 채널 계수들을 결정한 다음, 채널 계수들에 선행이고, 가역적이며 직교하는 변환을 적용하여, 변환 영역에서 각각의 채널 구성 요소들의 개별 가중치를 표시하는 채널 구성 요소 계수들을 확인한다. 그 후 수신기는 변환 영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하고, 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소나 하나 이상의 채널 구성 요소 계수들의 크기 또는 둘 다를 양자화된 형태로 표시하는 제어 신호를 송신기에 전달한다. 송신기는 제어 신호를 수신하고, 수신기로부터 수신된 정보를 사용하여 변환 영역에서 빔 패턴을 구성한다.

대표도 - 도1a



(30) 우선권주장

06119316.5 2006년08월22일
유럽특허청(EPO)(EP)

06121757.6 2006년10월04일
유럽특허청(EPO)(EP)

06123530.5 2006년11월06일
유럽특허청(EPO)(EP)

07301009.2 2007년04월30일
유럽특허청(EPO)(EP)

특허청구의 범위

청구항 1

송신 안테나들의 배열(302)을 지닌 송신기(T,300)와, 상기 송신기에 전달하는 적어도 하나의 수신기(R,200)를 갖는 통신 네트워크에 관한 제어 방법(100)으로서,

A) 수신기에서,

- 송신기로부터 수신기에 송신된 신호를 사용하여(102), 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하는 단계(104),
- 상기 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나에 관한 채널 계수들을 결정하는 단계(106),
- 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각(angular)영역으로의 가역 변환을 적용하여, 각영역에서의 각각의 채널 구성 요소의 개별 가중치를 표시하는 채널 구성 요소 계수들을 확인하는 단계(108),
- 상기 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계(110),
- 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해 및, 하나 이상의 채널 구성 요소들의 크기로부터 유도된 하나 이상의 채널 구성 요소들 또는, 대안적으로,

2) 하나의 채널 구성 요소와, SINR(signal-to-interference-plus-noise ratio)을 표시하는 양의 추정치 또는, 대안적으로,

3) 하나의 채널 구성 요소

중 하나를 표시하는 제어 신호를 송신기에 전달하는 단계(112),

B) 송신기에서,

- 제어 신호를 수신하는 단계(114)와,
 - 수신기로부터 수신된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계(116)를 포함하고,
- 상기 송신기에 전달하는 단계는, 양자화된 형태로 되어 있고, 채널 품질 표시기 비트들의 한 세트를 전달하는 단계를 포함하고,
- 상기 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 부분 또는 전부는 SINR 추정치를 인코딩하고,
- 상기 SINR 추정치는 전달된 채널 구성 요소에 대응하는 진폭을 포함하는 분자와, 채널의 진폭 응답으로부터 유도된 복수의 포인트의 평균값(mean value)을 포함하는 분모의 비에 의해 주어지는,
- 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 가역 변환은 선형이고 직교하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 3

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

채널 측정을 수행하는 단계는 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나로부터 송신된 파일럿(pilot) 정보를 측정하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 4

제 2항에 있어서,

채널 계수들에 가역 변환을 적용하는 단계는 채널 계수들에 역 이산 푸리에 변환(Inverse Discrete Fourier

Transform)을 적용하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 5

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

채널 계수들에 선형이고 가역인 직교 변환을 적용한 후, 수신기에서 각영역에 있는 채널 구성 요소 계수들의 불확실성(uncertainty)의 측정치를 결정하는 단계를 더 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 6

제 5항에 있어서,

수신기에서 각영역에 있는 채널 구성 요소 계수들에 필터를 적용하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 7

제 5항에 있어서,

송신기에 전달하는 단계는 각영역에서 불확실성의 측정치를 전달하는 단계를 더 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 8

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계는, 채널 구성 요소 계수를 가지는 채널 구성 요소를 확인하고 선택하는 단계를 포함하고, 상기 채널 구성 요소 계수는 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 절대적이거나 상대적인 최대 크기를 형성하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 9

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

- 구성 요소 계수들의 세트에서 2개 이상의 상대적인 최대 크기를 확인하는 단계,
- 각각의 상대적인 최대 크기의 진폭을 측정하는 단계,
- 상기 상대적인 최대 크기를 형성하는 채널 구성 요소 사이의 위상차를 측정하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 10

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

양자화된 형태로 하나 이상의 채널 구성 요소나 하나 이상의 채널 구성 요소 계수들의 크기를 상기 송신기에 전달하는 단계는, 무선 링크(radio link)를 통해 전달하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 11

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 수신기는 수신 안테나의 배열을 가지고, 채널 측정은 수신기에서 배열의 각각의 수신 안테나에 관해 수행되는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 12

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

상기 수신기는 무선 통신을 위한 이동 단말기 디바이스이고, 상기 송신기는 기지국인, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 13

삭제

청구항 14

삭제

청구항 15

제 1항에 있어서,

상기 SINR 추정치는 하한(lower bound)인, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 16

삭제

청구항 17

제 1항에 있어서,

상기 비는

$$\text{SINR} = \frac{\frac{P}{M} \hat{h}_a^{*2}}{1 + \frac{P}{M} \left(\left\| \hat{\mathbf{h}} \right\|^2 - \hat{h}_a^{*2} \right)}$$

와 같이 유도되고, 여기서 $\hat{\mathbf{h}}$ 는 채널 측정의 M-차원 벡터이며, M은 송신기에서의 송신 안테나의 개수, P는 수신기에서의 송신 전력과 열 잡음 전력 사이의 비, \hat{h}_a 는 $\hat{\mathbf{h}}$ 의 L-포인트 IDFT를 계산하여 그 절대값을 취함으로써 얻어진 벡터인, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 18

제 1항에 있어서,

SINR 추정치는 미리 결정된 한 세트의 가정 하에 계산되는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 19

제 18항에 있어서,

미리 결정된 한 세트의 가정은, 송신기에 의해 구성된 빔 패턴이 0 강제(zero forcing) 빔 형성을 사용하여 형성된다는 것을 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 20

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

송신기에서 각영역에서의 빔 패턴을 구성하는 단계는, 하나 이상의 채널 구성 요소 중 적어도 하나에서 송신 신호 임펄스(impulse)를 구성하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 21

제 20항에 있어서,

각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계는, 채널 구성 요소 계수들의 크기에 따라 결정된 진폭을 지닌 송신 신호 임펄스를 구성하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 22

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

제어 신호를 수신한 후, 송신기에서 채널 구성 요소 계수들의 각영역에서의 불확실성의 측정치를 결정하는 단계를 더 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 23

제 22항에 있어서,

송신기에서 채널 구성 요소 계수들의 각영역에서의 불확실성의 측정치를 결정하는 단계는, 상이한 시간 또는 상이한 주파수에서 전달한 채널 구성 요소들의 변동 범위를 평가하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 24

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

각영역에서 필터를 빔 패턴에 적용하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 25

제 1항 또는 제 2항에 있어서,

각영역에서 구성된 빔 패턴에 따라서, 송신기로부터 수신기로 송신하기 위한 빔 형성기를 설계하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 26

제 25항에 있어서,

빔 형성기를 설계하는 단계는, 채널 구성 요소 계수들에 선형이고 가역적인 직교 변환의 역을 적용하는 단계를 포함하는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 27

제 25항에 있어서,

빔 형성기를 설계하는 단계는, 적어도 하나의 제 2 수신기로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에 대해 추가적으로 의존하여 수행되는, 통신 네트워크에 관한 제어 방법.

청구항 28

송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에 관한 수신기 모듈(222)로서,

- 수신기의 수신 안테나와 연결되도록 구성되고, 수신된 신호에 기초하여 수신 안테나에 관한 채널 품질을 표시하는 물리적인 양의 측정을 수행하고, 송신기에서 송신 안테나들의 각각의 배열에 관한 채널 계수들의 형태로 측정 결과를 표시하는 출력 신호를 제공하도록 구성되는 채널-측정 유닛(208),

- 상기 채널-측정 유닛과 연결되고, 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역으로의 가역 변환을 적용하여 각영역에서 각각의 채널 구성 요소들의 개별 가중치를 표시하는 채널 구성 요소 계수들을 출력에서 제공하도록 구성되는 변환 유닛(212),

- 변환 유닛과 연결되고, 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에 기초하여 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하도록 구성되는 선택 유닛(214),

- 1) 하나 이상의 채널 구성 요소 또는 하나 이상의 채널 구성 요소 계수의 크기 또는 둘 다, 또는 대안적으로,
- 2) 하나의 채널 구성 요소와, SINR(signal-to-interference-plus-noise-ratio)을 표시하는 양의 추정치, 또는 대안적으로,
- 3) 하나의 채널 구성 요소를

표시하는 제어 신호를 발생시키고 이를 그 출력에서 제공하도록 구성되는 제어 유닛(216)을 포함하고,

상기 제어 유닛은 채널 품질 표시기 비트들의 한 세트의 형태로 제어 신호를 송신기에 전달하도록 구성되고,

상기 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 부분 또는 전부는 SINR 추정치를 인코딩하고,

상기 SINR 추정치는 전달된 채널 구성 요소에 대응하는 진폭을 포함하는 분자와, 채널의 진폭 응답으로부터 유도된 복수의 포인트의 평균값을 포함하는 분모의 비에 의해 주어지는,

수신기 모듈.

청구항 29

제 28항에 있어서,

가역 변환은 선형이고 직교하는, 수신기 모듈.

청구항 30

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

상기 채널-측정 유닛은 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나로부터 송신된 파일럿 정보를 측정함으로써 채널 측정을 수행하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 31

제 30항에 있어서,

변환 유닛은 채널 계수들에 역 이산 푸리에 변환을 적용하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 32

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

상기 채널-측정 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수들의 불확실성의 측정치를 결정하도록 또한 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 33

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

상기 채널-측정 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수들에 필터를 적용하도록 또한 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 34

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

제어 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수들의 불확실성의 측정치를 형성하는 불확실성 표시기를 발생시키고 이를 그것의 출력에서 제공하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 35

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

선택 유닛은 채널 구성 요소 계수를 가지는 채널 구성 요소를 확인하고 선택하도록 구성되고, 이러한 채널 구성 요소 계수는 변환 유닛으로부터 수신된 구성 요소 계수들에서의 절대적이거나 상대적인 최대 크기를 형성하는, 수신기 모듈.

청구항 36

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

선택 유닛은

- 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들의 세트에 2개 이상의 상대적인 최대 크기가 존재하는지를 확인하고,
- 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 각각의 상대적인 최대치의 진폭을 측정하며,

- 상대적인 최대치를 형성하는 채널 구성 요소 사이의 위상차를 측정하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 37

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

제어 유닛은 무선 링크를 통해, 양자화된 형태로 하나 이상의 채널 구성 요소 또는 하나 이상의 채널 구성 요소 계수의 크기를, 송신기에 전달하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 38

제 28항 또는 제 29항에 있어서,

상기 채널-측정 유닛은

- 수신 안테나들의 배열과 연결되고,
- 수신 안테나들의 배열의 각 안테나에 관한 채널 측정을 수행하도록 구성되는, 수신기 모듈.

청구항 39

삭제

청구항 40

적어도 하나의 수신기에 송신하기 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에서의 수신기(R)에 관한 제어-시그널링(control-signaling) 방법으로서,

- 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하는 단계(104),
- 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서 송신 안테나의 배열 각각에 관한 채널 계수들을 결정하는 단계(106),
- 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역으로의 가역 변환을 적용하여, 각영역에서 각각의 채널 구성 요소들의 개별 가중치를 표시하는 채널 구성 요소 계수들을 확인하는 단계(108),
- 상기 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계(110),
- 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해 및, 하나 이상의 채널 구성 요소들의 크기로부터 유도된 하나 이상의 채널 구성 요소 또는, 또는 대안적으로,
- 2) 하나의 채널 구성 요소와, SINR을 표시하는 양의 추정치, 또는 대안적으로,
- 3) 하나의 채널 구성 요소

중 하나를 표시하는 제어 신호를 송신기에 전달하는 단계(112)를 포함하고,

상기 송신기에 전달하는 단계는, 양자화된 형태로 되어 있고, 채널 품질 표시기 비트들의 한 세트를 전달하는 단계를 포함하고,

상기 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 부분 또는 전부는 SINR 추정치를 인코딩하고,

상기 SINR 추정치는 전달된 채널 구성 요소에 대응하는 진폭을 포함하는 분자와, 채널의 진폭 응답으로부터 유도된 복수의 포인트의 평균값을 포함하는 분모의 비에 의해 주어지는,

제어-시그널링 방법.

청구항 41

제 40항에 있어서,

상기 가역 변환은 선형이고 직교하는, 제어-시그널링 방법.

청구항 42

송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크를 위한 수신기(200)로서,

- 상기 송신기의 송신 안테나들의 배열에 의해 송신된 신호를 수신하도록 구성되는 적어도 하나의 수신 안테나(204)와,

- 제 28항에 따른 수신기 모듈(222)을

포함하는, 통신 네트워크를 위한 수신기.

청구항 43

제 42항에 있어서,

수신 안테나들의 배열(202)을 포함하는, 통신 네트워크를 위한 수신기.

청구항 44

제 43항에 있어서,

그 형태가 무선 통신용 이동 단말기 디바이스인, 통신 네트워크를 위한 수신기.

청구항 45

적어도 하나의 수신기로 송신하기 위한 송신 안테나들의 배열(302)을 가지는 송신기(300)에 관한 송신기 제어 모듈(304)로서,

- 1) 하나 이상의 채널 구성 요소와 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기, 또는 대안적으로,

2) 하나의 채널 구성 요소와, SINR을 표시하는 양의 추정치, 또는 대안적으로,

3) 하나의 채널 구성 요소

중 하나를 표시하는 제어 신호를 외부 디바이스로부터 수신하고,

- 상기 외부 디바이스로부터 수신된 정보를 사용하여 각영역에서의 빔-패턴 제어 데이터를 구성하고 이를 그 출력에서 제공하도록 구성되고,

상기 송신기 제어 모듈은 채널 품질 표시기 비트들의 한 세트의 형태로 제어 신호를 수신하도록 구성되고,

상기 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 부분 또는 전부는 SINR 추정치를 인코딩하고,

상기 SINR 추정치는 전달된 채널 구성 요소에 대응하는 진폭을 포함하는 분자와, 채널의 진폭 응답으로부터 유도된 복수의 포인트의 평균값을 포함하는 분모의 비에 의해 주어지는,

송신기 제어 모듈.

청구항 46

제 45항에 있어서,

- 하나 이상의 채널 구성 요소 중 적어도 하나에서 송신 신호 임펄스의 형태로 빔 패턴에 관한 빔-패턴 제어 데이터를 구성하고 이를 제공하도록 구성되는, 송신기 제어 모듈.

청구항 47

제 45항에 있어서,

각영역에서 채널 구성 요소 계수들의 불확실성의 추정치를 형성하는 불확실성 표시기를 발생시키고 이를 그 출력에서 제공하도록 구성되는 채널-평가 유닛을 더 포함하는, 송신기 제어 모듈.

청구항 48

송신기(300)로서,

- 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열과,
- 제 45항에 따른 송신기 제어 모듈을 포함하는, 송신기.

청구항 49

제 48항에 있어서,
이동 통신 네트워크에서 기지국을 형성하는, 송신기.

청구항 50

적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기(T)를 위한 송신기 제어 방법으로,

- 1) 하나 이상의 채널 구성 요소와, 상기 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기, 또는 대안적으로,
- 2) 하나의 채널 구성 요소와 SINR을 표시하는 양의 추정치, 또는 대안적으로,
- 3) 하나의 채널 구성 요소

중 하나를 표시하는 제어 신호를 수신하는 단계(114)와,

- 상기 제어 신호에 포함된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계(116)를 포함하고,

상기 제어 신호를 수신하는 단계는, 양자화된 형태로 되어 있고, 채널 품질 표시기 비트들의 한 세트를 수신하는 단계를 포함하고,

상기 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 부분 또는 전부는 SINR 추정치를 인코딩하고,

상기 SINR 추정치는 전달된 채널 구성 요소에 대응하는 진폭을 포함하는 분자와, 채널의 진폭 응답으로부터 유도된 복수의 포인트의 평균값(mean value)을 포함하는 분모의 비에 의해 주어지는,

송신기 제어 방법.

청구항 51

통신 네트워크로서,

제 48항에 따른 송신기(T,300)와 제 42항에 따른 수신기(R,200)를 포함하는, 통신 네트워크.

청구항 52

제 51항에 있어서,

상기 통신 네트워크는 셀룰러 네트워크인, 통신 네트워크.

청구항 53

삭제

청구항 54

삭제

청구항 55

삭제

청구항 56

삭제

명세서

기술 분야

- [0001] 본 발명은
- [0002] - 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기와, 그 송신기에게 전달하는 적어도 하나의 수신기를 가지는 통신 네트워크에 관한 제어 방법,
- [0003] - 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에 관한 수신기 모듈,
- [0004] - 적어도 하나의 수신기로의 송신에 관한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에서의 수신기에 관한 제어-시그널링 방법,
- [0005] - 적어도 하나의 수신기로의 송신에 관한 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기를 가지는 통신 네트워크에서의 수신기에 관한 제어-시그널링 방법을 수신기가 실행하게 하도록 구성되고, 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하는 컴퓨터 프로그램 제품,
- [0006] - 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에 관한 수신기,
- [0007] - 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기에 관한 송신기 제어 모듈,
- [0008] - 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기,
- [0009] - 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기에 관한 송신기 제어 방법,
- [0010] - 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기가 송신기 제어 방법을 실행하게 하도록 구성되고, 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하는 컴퓨터 프로그램 제품,
- [0011] - 적어도 하나의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 포함하는 통신 네트워크, 및
- [0012] - 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기를 가지고, 송신기에게 전달하는 적어도 하나의 수신기를 가지는 통신 네트워크에 관한 제어 신호에 관한 것이다.

배경 기술

- [0013] 다중 입력 다중 출력(MIMO: Multiple-input multiple output)은 통신 링크의 용량과 강건함을 강화시키기 위한 차세대 무선 시스템들을 위한 기술이다. MIMO 기술은 통신 링크에서 다수의 송신 안테나와 다수의 수신 안테나의 존재에 기초한다. MIMO 기술의 응용은 WLAN(wireless local area network)을 위한 것뿐만 아니라, 셀룰러 통신과 광대역 무선 액세스를 위해 계획된다. 복수의 2개 이상의 송신 안테나가 또한 본 명세서에서의 송신 안테나의 배열로 언급된다.
- [0014] MIMO 통신의 혜택들은 변하는 다변량(multivariate) 채널에 적응할 수 있는 전파 채널과 알고리즘으로부터 공간 다이버시티를 제공하는 안테나 배열들의 조합을 통해 얻어진다.
- [0015] 미래의 이동 시스템들과 UMTS LTE(Universal Mobile Telecommunication System Long Term Evolution)에서, 다수의 안테나 기술들의 사용이 스펙트럼 효율 요구 조건을 만족시키는 데 있어 점점 중요하게 되고 있다. 공간 영역에서 다수의 코드워드들을 단일 사용자나, 동일한 시간-주파수 자원 블록을 공유하는 다수의 사용자들에 다중화시킴으로써, 스펙트럼 효율성에 있어서 상당한 이득이 다운링크 송신에서 달성될 수 있다. 다수의 안테나 송신의 다중화 이득을 이용하는 이들 단일 사용자나 다수 사용자 MIMO 방식은 때때로 SDM(spatial division multiplexing)과 SDMA(spatial division multiple access) 기술이라고 불린다. SDMA 방식은 동일한 무선 셀(radio cell) 내의 다수의 사용자가 동일한 주파수나 시간 슬롯 상에서 수용되는 것을 가능하게 한다. 이 기술의 실현은 진폭 및 위상 가중치, 및 내부 피드백 제어에 의해 시간, 주파수, 및 공간 응답을 수정할 수 있는 안테나 배열을 사용함으로써 달성될 수 있다.
- [0016] 빔 형성은 바라는 통신 목표들(targets)(단말기 디바이스들)의 방향으로 신호들의 위상을 구조상으로 더하고, 바라지 않거나 간섭하는 통신 목표들의 패들을 널링(nulling)함으로써, 안테나 배열의 방사 패턴을 생성하기 위

해 사용되는 방법이다.

[0017] 이러한 상황에서, 빔 형성 벡터는 중요한 역할을 한다. 빔 형성 벡터의 의미를 예시할 목적으로, 송신 빔 형성 및 수신 결합을 이용하는 전형적인 단일 사용자 통신 시스템에서 M개의 송신 및 N개의 수신 안테나들을 사용하여 시그널링(signaling)이 행해진다고 가정하면, 이러한 통신 시스템의 입력-출력 관계는

$$y = \mathbf{z}^H \mathbf{H} \mathbf{w} \mathbf{x} + \mathbf{z}^H \mathbf{n}$$

[0019] 로 주어지고, 여기서 H는 송신기와 수신기를 연결하는 $N \times M$ 채널 매트릭스이며, z는 수신 결합 벡터이고, \mathbf{z}^H 는 에르미트 전치(Hermitian transpose)이며, w는 송신 빔 형성 벡터이고, x는 선택된 형(constellation)으로부터의 송신된 심벌이며, n은 수신기에서 더해진 독립적인 잡음이다.

[0020] SDM과 SDMA 기술들을 위한 빔 형성 벡터들의 설계에서의 도전 중 하나는 기지국이 모든 사용자를 위한 채널들과 각 사용자의 수신 안테나를 알 필요성이다. 이는 사용자들로부터 기지국으로 많은 양의 피드백이 시그널링되는 것을 요구하게 된다.

[0021] 소수의 가능한 빔 형성 매트릭스의 코드북(codebook)을 도입함으로써 시그널링 정보를 감소시키는 해결책들에 제안되었다. 각 사용자는 이후 상이한 빔 형성 조합들의 신호대 잡음비(SINR: Signal-to-Noise-Ratio)를 평가함으로써, 코드북으로부터 하나 이상의 바람직한 빔 형성 벡터를 선택하기 위해 탐욕적(greedy) 과정을 적용한다. 그러므로, 각 사용자는 각각 바람직한 벡터나 벡터들의 하나 이상의 인덱스(index)와 더불어 대응하는 SINR을 표시하는 하나 이상의 CQI(Channel-Quality-Indicator)를 시그널링해야 한다.

[0022] 코드북-기반의 해결책들이 지닌 문제점은 채널 상태에 따라 빔 형성 벡터들이 함께 최적화되지 않는다는 점이다. 기지국은 사용자들로부터 피드백 정보만을 사용하여, 최상의 CQI 값들을 보고하는 사용자들의 세트로의 송신을 스케줄링한다.

[0023] 대안적으로, 기지국이 빔 형성의 특별한 설계를 구현할 수 있다면 셀 처리량에서의 상당한 이득이 달성될 수 있다. 이는 예컨대 일부 양자화 연산 후 사용자가 모든 채널 계수들을 보고한다면 가능하다. 하지만, 이는 사용자당 송신 안테나의 개수(M)와 수신 안테나의 개수 사이의 곱(MN)과 같은 많은 복소값들을 시그널링하는 것을 요구한다.

발명의 상세한 설명

[0024] 본 발명의 제 1 양상에 따라, 송신 안테나의 배열을 지닌 송신기와 그 송신기에게 전달하는 적어도 하나의 수신기를 갖는 통신 네트워크에 관한 제어 방법이 제공된다. 이 방법은

[0025] A) 수신기에서

[0026] - 송신기로부터 수신기에 송신된 신호를 사용하여 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하는 단계,

[0027] - 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서의 송신 안테나의 배열 각각에 관한 채널 계수들을 결정하는 단계,

[0028] - 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역(angular domain)으로의 가역 변환을 적용하여, 각영역에서 각각의 채널 성분들의 개별 가중치를 표시하는 채널 구성 요소 계수들을 확인하는 단계,

[0029] - 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소들을 선택하는 단계,

[0030] - 1) 채널 측정 벡터들의 선형 분해로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소들과, 하나 이상의 채널 구성 요소들의 크기, 또는 대안적으로,

[0031] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와 SINR의 추정치, 또는 대안적으로,

[0032] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소를

[0033] 표시하는 제어 신호를 송신기에게 전달하는 단계,

[0034] B) 송신기에서,

[0035] - 제어 신호를 수신하는 단계와,

- [0036] - 수신기로부터 수신된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계를
- [0037] 포함한다.
- [0038] 본 발명의 방법은 수신기로부터 송신기로 각영역에서 각각의 채널 구성 요소의 개별 가중치를 표시하는 통신 채널 구성 요소 계수들에 기초한, 송신기측에서의 빔 형성 과정의 유리한 제어를 허용한다.
- [0039] 이 방법은, 코드북-기반의 해결책들이 지닌 주요 문제점, 즉 빔 형성 벡터들이 채널 상태에 따라 함께 최적화되지 않는다는 점을 극복한다. 코드북-기반의 구현예에서는, 송신기가 통상 무선 이동 단말기 디바이스와 같이, 수신기들로부터의 피드백 정보를 이용하여 최상의 CQI 값들을 보고하는 사용자들의 세트로의 송신을 스케줄링한다.
- [0040] 셀 처리량에서의 상당한 이득은 본 발명의 방법에 의해 달성될 수 있는데, 이는 송신기가 빔 형성기의 특별한 설계를 구현할 수 있기 때문이다. 이는, 위 대안들, 즉 1) 내지 3)에 의해 정의되고, 바람직하게는 양자화된 형태로 되어 있는 채널 구성 요소 계수들을 수신기가 보고하기 때문에 가능하다. 종래 기술에서, 이는 수신기당 송신 안테나의 개수(M)와 수신 안테나의 개수(N)의 곱(MN)과 같은 많은 복소 값들을 시그널링할 것을 요구하게 된다. 하지만 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들에서는, 이것은 수신기측에서 채널 측정으로부터 일부 CSI(channel state information)를 추출하는 것으로 충분하다. 이 정보는, 기지국과 같은 송신기가 강건한 빔 형성 매트릭스를 설계하는 것을 가능하게 하기에 충분하다. 요구된 피드백 비트들의 양은 코드북-기반의 기술들에서와 정확히 동일하다.
- [0041] 송신기와 수신기라는 용어는 통신에서 각 디바이스의 역할을 참조하여 선택된다는 점을 주목하라. 일반적으로, 청구항에서의 송신기는 상이한 통신에서 수신기의 역할을 취할 수 있고, 청구항에서의 수신기 또한 상이한 통신에서는 송신기의 역할을 취할 수 있다. 양 디바이스 모두 송신기와 연관된 방법 단계들을 수행하도록 구성되고, 수신기와 연관된 방법 단계들을 수행하도록 구성되는 송수신기 디바이스일 수 있다. 본 발명의 방법의 응용을 위한 바람직한 구성은, MIMO 통신 네트워크에서 수신기를 형성하는 이동 단말기와 송신기를 형성하는 기지국의 구성이다.
- [0042] 다음에는, 본 발명의 제 1 양상의 제어 방법의 실시예가 설명된다. 명백히 대안예로서 설명되지 않는 한, 실시예들은 서로 결합될 수 있다.
- [0043] 일 실시예에서, 채널 측정을 수행하는 것은 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나로부터 송신된 파일럿 정보를 측정하는 것을 포함한다. 바람직하게, 파일럿 신호들은 송신 안테나들의 배열의 각각의 안테나 사이에서 직교하도록 설계된다.
- [0044] 유리하게, 채널 계수들에 적용된 가역 변환은 선형이고 직교하는데, 이는 수신기에서 계산상 복잡도를 감소시키는데 도움을 준다. 채널 계수들에 적용된 가역 변환이 선형이고 직교하는 실시예에서, 변환은 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform)를 포함한다. 각영역에서의 채널 구성 요소는 상이한 각도나 각 구간(angular interval)을 나타낸다. 이 실시예에서의 채널 구성 요소 계수들은 인덱스 순서(index order)에 의해 결정된 각 또는 각 구간과 연관된 크기를 나타내는 인덱스 값들의 순서화된 세트(ordered set)의 형태를 취할 수 있다.
- [0045] 그러므로, 바람직하게 수신기로부터 송신기에게 전달된 피드백 정보는 각영역에서 데이터로부터 결정된 하나 이상의 바람직한 수신 방향을 포함할 수 있다. 이 피드백 정보는 각 양자화 그리드(angular quantization grid)를 인덱스하는(indexing) 정수로서 양자화될 수 있다.
- [0046] 바람직한 일 실시예에서, 변환은

수학식 1

$$\hat{h}_{a,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \hat{h}_m e^{j2\pi \frac{ml}{L}} \right|, \quad l = 0, \dots, L-1$$

- [0047]
- [0048] 에 따라 수행된다.

- [0049] 이는 다음과 같이 이해되어야 한다. 즉, $\hat{\mathbf{h}}$ 는 예컨대 송신기로부터 수신된 자원 블록에서 끼워 넣어진 공통 파일럿들을 감지함으로써 주어진 수신 안테나에 관해 수신기가 유도한 채널 측정들의 구성 요소(\hat{h}_m)를 지닌 M-차원

벡터를 가리킨다고 하자. 또한 M 은 송신기에서의 송신 안테나의 개수이다. 각 양자화 그리드가 $L=2^n$ 개의 레벨을 제공하도록, 예컨대 인덱스 값들의 형태로 채널 구성 요소 계수들을 전달하기 위해, 업링크 시그널링 채널의 n 개의 비트들이 준비된다고 제한 없이 가정된다. 수신기는 또는 다수의 수신기가 존재한다면, 각 수신기는 $\hat{\mathbf{h}}$ 의 L -포인트 IDFT를 계산하고, 그것의 절대값을 취하는데, 즉 수학적 1에 의해 주어진 것과 같은 요소들(\hat{h}_a)을 지닌 벡터($\hat{\mathbf{h}}_a$)를 형성한다. 이 벡터($\hat{\mathbf{h}}_a$)는 채널의 각-영역 응답 진폭의 양자화된 버전을 나타낸다.

[0050] IDFT는 적합한 변환의 특별한 예라는 점을 주목해야 한다. 선형적이고, 가역적이며 직교하는 다른 변환이 사용될 수 있다.

[0051] 또 다른 실시예는 선형이고 가역적인 직교 변환을 채널 계수들에 적용한 후, 수신기에서 각영역에서의 채널 구성 요소 계수들의 불확실성 측정치를 결정하는 단계를 포함한다. 예컨대, 이는 빔 폭의 형태로 변환된 계수들로부터 결정될 수 있다. 또 다른 예로서, 이는 상이한 시간 또는 상이한 주파수에서 얻어진 채널 구성 요소 계수들이나 채널 계수들의 세트들의 변화 범위로부터 결정될 수 있다.

[0052] 또 다른 실시예는 수신기에서, 각영역에서의 채널 구성 요소 계수들에 필터를 적용하는 단계를 포함한다. 이 실시예는 측정된 채널 계수들에서의 불확실성의 영향을 포함하는 하나의 방식을 형성한다. 각영역의 경우, 평활 필터의 사용은 각 불확실성을 포함하는 것과 등가이다.

[0053] 또 다른 실시예에서는, 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 것이 채널 구성 요소 계수를 가지는 채널 구성 요소를 확인하고 선택하는 것을 포함하는데, 이는 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 크기의 절대적이거나 또는 상대적인 최대값을 형성한다. 이 실시예를 참조하면, 채널 구성 요소 계수들이 각영역에 속하고 특별한 각 방향으로의 크기를 나타내며, 이 실시예는 방향 찾기 기술을 형성한다. 다른 방향 찾기 기술이 이용될 수 있다.

[0054] 일 실시예에서, 채널 계수들의 공분산 매트릭스에 기초하는 예상된 빔 형성 과정의 경우, 단일 피크(peak)의 위상은 요구되지 않는다. 하지만, 피크가 하나보다 많은 경우, 채널 계수들의 추정치 및/또는 공분산 매트릭스를 올바르게 복구할 수 있도록 하기 위해, 피크들 사이의 위상차가 요구된다. 그러므로, 또 다른 실시예는

- [0055] - 구성 요소 계수들의 세트에서 2개 이상의 크기의 상대적인 최대값을 확인하는 것,
- [0056] - 각각의 상대적인 최대값들의 진폭을 측정하는 것,
- [0057] - 상대적인 최대값들을 형성하는 채널 구성 요소들 사이의 위상차를 측정하는 것, 및
- [0058] - 다음에 나오는 식에 의해 주어진 SINR(signal-to-interference-plus-noise-ratio)의 하위 경계 추정치를 측정하는 것을

[0059] 포함한다. $\|\hat{\mathbf{h}}\|$ 를 채널 측정의 벡터의 유클리드 놈(Euclidean norm)이라고 하고, $\hat{h}_a^* = \hat{\mathbf{h}} \cdot \hat{\mathbf{h}}_a$ 를 채널 측정의 벡터와 그것의 양자화된 표현, 즉 함수(\hat{h}_a)의 피크 진폭 사이의 내적의 모듈러스라고 하자. 또한 P 를 수신기에서의 송신 전력과 열 잡음 전력 사이의 비라고 정의한다. 그러면, 그 추정치는

$$\text{SINR} = \frac{\frac{P}{M} \hat{h}_a^{*2}}{1 + \frac{P}{M} \left(\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 - \hat{h}_a^{*2} \right)}.$$

[0060]

[0061] 에 의해 주어진다.

[0062] 다중 피크들의 경우, 위상 정보는 통신 단계에서의 크기들로 포함되게 된다.

[0063] 일 실시예에서, 송신기에 제어 신호를 전달하는 것은, 무선 링크를 통해 통신하는 것을 포함하고, 이 경우 위에서 언급된 대안 A)의 1) 내지 3)에서 한정된 것처럼, 제어 신호에 의해 포함된 제어 정보는 바람직하게는 양자화된 형태로 제공된다.

[0064] 또 다른 실시예에서는, 가능한 양자화된 채널 표현이 코드북에 저장되고, 이는 기재되는 채널 상태에 맞추기 위해 채널 양자화기를 설계하는 데 있어 더 많은 융통성을 허용하게 된다. 편리한 코드북 설계를 지원하기 위해, 코드북은 엔트리들이 단일(unitary) 매트릭스를 형성하도록 조정될 수 있다. 임의의 코드북(단일이거나 아닌)에

있어서, 바람직한 채널 표현의 선택은 추정된 SINR의 가장 높은 값을 지닌 코드북 엔트리의 인덱스를 찾음으로써 이루어진다. 이는 바람직한 코드북 인덱스를 식별하는 것에 대응한다. SINR을 추정하는 데 있어서, 다른 빔들 상에서의 송신의 존재와, 이들 송신에 적용된 프리코딩(precoding)의 존재를 포함하여 다른 송신들로부터의 간섭에 대한 가정 범위가 만들어질 수 있다. 바람직하게, 이들 상이한 가정은, 예컨대 상이한 빔들 상에서의 상이한 사용자들로의 송신을 예정하기 위해, 송신기에서의 상이한 결정에 대응하게 된다. 다른 빔들 상의 송신은 코드북으로부터 선택된 프리코딩을 사용할 수 있고, 이는 가능한 빔 형성기들의 개수와 상이한 가능한 빔들의 개수를 제한한다는 장점을 가지게 되고, 이 빔 형성기는 송신기에서 구현되어야 하며, 간섭에 대한 가정을 고려할 때 수신기에서는 이 상이한 가능한 빔들의 개수가 고려될 필요가 있게 된다.

[0065] 수신기에서, 가장 높은 추정된 SINR에 대응하는 코드북 인덱스가 일반적으로 가정된 간섭에 의존하게 되므로, 상이한 바람직한 코드북 인덱스들이 상이한 간섭 가정에 관해 결정될 수 있다. 단일 코드북의 경우, 그 인덱스들은 동일한 단일 매트릭스로부터의 것이 되게 강제되거나(이는 고려될 필요가 있는 가능성의 개수를 제한하여, 더 낮은 성능이지만 더 낮은 수신기 복잡도를 초래한다), 상이한 단일 매트릭스로부터의 것이 되도록 허용될 수 있다(이는 더 융통성이 있지만, 추가적인 가능성을 커버하기 위해 더 많은 시그널링 오버헤드를 초래할 수 있다).

[0066] 일반적으로, 송신기가 상이한 사용자들로의 송신과 송신 세부 내용(예컨대, 비트율, 코딩, 시간/주파수 영역 자원 할당, 빔 형성/프리코딩의 사용)의 예정에 대해 결정할 수 있도록 하기 위해, 상이한 간섭 가정들에 관한 하나 이상의 바람직한 코드북 인덱스와, 대응하는 CQI 값들 일부나 전부가 송신기에게 전달될 수 있다. 수신기에서 고려될 가정들의 세트는, 예컨대 시스템 설계의 일부로서 미리 결정될 수 있거나 또는 시그널링에 의해 구성 가능하게 될 수 있는데, 이는 일반적으로 더 넓은 범위의 가정과 연관된 추가 복잡도를 고려함으로써 성능을 증가시키는 것과 시그널링 오버헤드들(예컨대, 송신기로의 더 많은 인덱스와 CQI 값들을 보내는 것) 사이의 교환(trade-off)이 있게 되기 때문이다.

[0067] 다수의 수신 안테나 수신기의 경우, 본 발명의 제 1 양상의 방법은 각 수신 안테나에 관해 한번 씩 그것을 실행함으로써 확장될 수 있다. 그러므로, 일 실시예에서 수신기에서 배열의 각각의 수신 안테나에 관한 채널 측정이 수행된다.

[0068] 2개 이상의 물리적 안테나로부터의 신호들의 선형 조합에 의해 형성된 가상 수신 안테나들에 관해 동일한 절차가 적용될 수 있다.

[0069] 바람직하게, 송신기에게 전달하는 단계는 CQI(channel quality indicator) 비트들의 한 세트에게 전달하는 것을 포함한다.

[0070] 송신기 측에서는, 일 실시예에서 각영역에 빔 패턴을 구성하는 것은, 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소들 중 적어도 하나에서 송신 신호 임펄스(impulse)를 구성하는 것을 포함하고, 이 경우 바람직한 채널 구성 요소는, 예컨대 바람직한 각 방향을 형성할 수 있다.

[0071] 이 실시예에서, 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 것은 바람직하게는 채널 구성 요소 계수들의 진폭에 따라 결정된 진폭을 지닌 송신 신호 임펄스를 구성하는 것을 포함한다.

[0072] 또 다른 실시예는 제어 신호를 수신한 후 송신기에서 채널 구성 요소 계수들의 각영역에서 불확실성의 측정치를 결정하는 단계를 더 포함한다. 송신기에서 채널 구성 요소 계수들의 각영역에서의 불확실성의 측정치를 결정하는 것은, 예컨대 상이한 시간 또는 상이한 주파수에서 전달된 바람직한 채널 구성 요소들의 변화 범위를 평가하는 것을 포함할 수 있다.

[0073] 본 발명의 제 1 양상의 방법의 또 다른 실시예는 각영역에서 빔 패턴에 필터를 적용하는 것을 포함한다. 예컨대, 이 필터는 불확실성의 얻어진 측정치에 따라 결정될 수 있다.

[0074] 또 다른 실시예는 각영역에서 구성된 빔 패턴에 따라, 송신기로부터 수신기로의 송신을 위한 빔 형성기를 설계하는 것을 포함한다. 빔 형성기를 설계하는 것은, 예컨대 앞서 언급한 IDFT로의 역(inverse)을 형성하는 DFT(Discrete Fourier Transform)와 같은 선형이고 가역적인 직교 변환의 역을 채널 구성 요소 계수들에 적용하는 것을 포함한다.

[0075] 더 나아가, 빔 형성기 설계 공정은 2개 이상의 수신기로부터 수신된 계수들에 기초할 수 있다. 그러므로, 빔 형성기를 설계하는 것은 또 다른 실시예에서는 그 수신기와는 상이한 적어도 하나의 제 2 수신기로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에 추가로 의존하여 수행된다.

- [0076] 또 다른 실시예에서는, 빔 형성기가 미리 결정된 코드북으로부터 프리코딩 계수들의 세트 중 하나에 국한된다. 프리코딩의 융통성을 한정하는 것은 송신기에서 더 낮은 복잡도를 초래할 수 있고, 시그널링 오버헤드를 더 적게 할 수 있다(예컨대, 코드북 인덱스가 프리코딩 계수들의 한정되지 않은 값들보다는 수신기로 시그널링된다면). 편리한 설계를 위해, 코드북은 단일 매트릭스로부터 구성될 수 있다.
- [0077] 코드북들을 사용하는 실시예에서는, 송신기와 수신기 모두에서, 코드북들이 상이할 수 있다. 이는 이들 코드북들의 콘텐츠와 크기가, 시스템 성능 대 복잡도 및 시그널링 오버헤드와 같은 인자들 사이의 교환을 최적화하기 위해 독립적으로 설계될 수 있다는 것을 의미한다.
- [0078] 채널 공분산 매트릭스를 사용하는 빔 형성 기술들은 채널 계수들의 절대 위상을 요구하지 않는다는 점을 주목하라.
- [0079] 일부 경우에는 채널이 업링크와 다운링크 사이에서 상호적인(reciprocal)(또는 거의 상호적인) 것으로 가정될 수 있어, 한 방향으로 측정이 이루어질 수 있고, 나머지 방향으로 측정이 적용될 수 있게 된다는 점을 주목하라. 이 경우 다음 단계들이 요구되지 않는다.
- [0080] - 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계,
- [0081] - 1) 채널 측정의 벡터의 선형 분해로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소와, 하나 이상의 채널 구성 요소의 진폭 또는 대안적으로,
- [0082] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와 SINR의 추정치 또는 대안적으로,
- [0083] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소를
- [0084] 나타내는 제어 신호를 송신기에 전달하는 단계,
- [0085] - 통신 단계 동안에 수신기로부터 수신된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계.
- [0086] 다음 단계, 즉
- [0087] - 각영역에서의 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계,
- [0088] - 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 각각의 상대적인 최대값의 진폭을 측정하는 단계,
- [0089] - 상대적인 최대값을 형성하는 채널 구성 요소들 사이의 위상차를 측정하는 단계를
- [0090] 수행하는 대신, 벡터 양자화가 채널 측정에 적용될 수 있음을 주목하라.
- [0091] 하지만, 이는 더 높은 공정 복잡도를 수반하고, 많은 경우에 위상 정보가 요구되지 않으므로, 더 많은 개수의 비트를 시그널링하는 것을 수반할 수 있다.
- [0092] MIMO 통신 네트워크에서, 송신 스테이션은 하나 이상의 수신 스테이션으로부터의 피드백 정보에 기초하여 빔 형성 매트릭스를 선택한다. 본 발명에 따르면, 피드백 정보는 수신 스테이션에서 수신된 신호에 대해 만들어진 채널 특징들의 측정치의 IDFT로부터 유도된다.
- [0093] 선택적으로, 피드백 정보는 각영역에서 신호들의 피크 크기의 표시를 포함할 수 있다.
- [0094] 선택적으로, 피드백 정보는 각영역에서 각 불확실성의 표시를 포함할 수 있다.
- [0095] 선택적으로, 필터는 각영역에서 데이터에 적용될 수 있다.
- [0096] 대안적으로, 상이한 직교 변환이 IDFT 대신 사용될 수 있다.
- [0097] 본 발명의 제 2 양상에 따르면, 수신기에 사용자 데이터를 송신하기 위해 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에서의 수신기에 관한 제어 신호 방법이 제공되고, 이 방법은
- [0098] - 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하는 단계,
- [0099] - 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나에 관한 채널 계수들을 결정하는 단계,
- [0100] - 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역으로의 가역 변환을 적용하여, 각영역에서의 각 채널 구성 요소의 개별 가중치를 나타내는 채널 구성 요소 계수들을 확인하는 단계,
- [0101] - 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계,

- [0102] - 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해와 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0103] 2) 신호대 잡음 플러스 잡음 비(SINR)를 나타내는 양의 추정치와 하나의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0104] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소 중
- [0105] 하나를 나타내는 제어 신호를 송신기에 전달하는 단계를 포함한다.
- [0106] 본 발명의 제 2 양상의 제어 시그널링 방법의 실시예들은 본 발명의 제 1 양상의 방법의 전술한 실시예들에 대응하고, 이는 또한 청구항 2 내지 청구항 27에 보듯이 수신기에서 수행된 방법 단계들을 명시한다.
- [0107] 본 발명의 제 3 양상은 컴퓨터 프로그램 제품으로, 이 컴퓨터 프로그램 제품은 사용자 데이터의 수신기로의 송신을 위한 송신 안테나의 배열을 가지는 송신기를 가지는 통신 네트워크에서 수신기에 관한 제어 시그널링 방법을 구현하도록 구성되는 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하고, 이러한 제어 시그널링 방법은
- [0108] - 수신기에서 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하는 단계,
- [0109] - 채널 측정의 출력으로부터 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나에 관한 채널 계수들을 결정하는 단계,
- [0110] - 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역으로의 가역 변환을 적용하여, 각영역에서의 각 채널 구성 요소의 개별 가중치를 나타내는 채널 구성 요소 계수들을 확인하는 단계,
- [0111] - 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하는 단계,
- [0112] - 1) 채널 계수에 의해 형성된 벡터의 선형 분해와 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0113] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와, SINR을 나타내는 양의 추정치 또는 대안적으로,
- [0114] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소
- [0115] 중 하나를 나타내는 제어 신호를 송신기에 전달하는 단계를 포함한다.
- [0116] 특히, 상기 컴퓨터 프로그램 제품은 수신기 제어 소프트웨어이거나 데이터 매체 상에 저장되거나 수신기에서 구현된 펌웨어(firmware), 또는 데이터 매체 상의 이전의 제어 소프트웨어나 펌웨어에 관한 갱신 소프트웨어일 수 있다.
- [0117] 본 발명의 제 3 양상의 컴퓨터 프로그램 제품의 실시예들은, 또한 수신기에서 수행된 방법 단계들을 명시하는 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들에 따른 수신기에 관한 제어 시그널링 방법을 구현하도록 구성되는 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하고 있고, 이 역시 청구항 2 내지 청구항 27을 보라.
- [0118] 본 발명의 제 4 양상에 따르면, 송신 안테나의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에 관한 수신기 모듈이 제공된다. 이 수신기 모듈은
- [0119] - 수신기의 수신 안테나와 연결되도록 구성되고, 수신된 신호에 기초한 수신 안테나에 관한 채널 품질을 나타내는 물리적 양의 측정을 수행하도록 구성되며, 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나에 관한 채널 계수들의 형태로 된 측정 결과를 나타내는 출력 신호를 제공하도록 구성되는 채널 측정 유닛,
- [0120] - 채널-측정 유닛과 연결되고, 채널 계수들에 공간 영역으로부터 각영역으로의 선형이고 가역 직교 변환을 적용하도록 구성되고, 각영역에서 각 채널 구성 요소들의 개별 가중치를 나타내는 채널 구성 요소 계수들을 그것의 출력에서 제공하도록 구성된 변환 유닛,
- [0121] - 변환 유닛과 연결되고, 그 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에 기초하여 각영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택하도록 구성되는 선택 유닛,
- [0122] - 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해와, 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0123] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와 SINR을 나타내는 양의 추정치 또는 대안적으로,
- [0124] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소

- [0125] 중 하나를 나타내는 제어 신호를 발생시켜 그것의 출력에서 제공하도록 구성되는 제어 유닛을 포함한다.
- [0126] 수신기 모듈은 수신기의 구성 요소나 독립적으로 거래되는 애드-온(add-on) 모듈을 이전 발생의 기존 수신기에 형성할 수 있다.
- [0127] 다음에는 수신기 모듈의 실시예들이 설명된다. 이 실시예들은 달리 명백히 언급되지 않는 한, 서로 결합될 수 있다. 이 실시예들의 추가적인 세부 내용과 장점은 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들의 설명의 상황에서 발견될 수 있고, 이들은 또한 수신기에서 수행된 방법 단계들을 명시한다.
- [0128] 일 실시예에서, 채널 측정 유닛은 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나로부터 송신된 파일럿 정보를 측정함으로써 채널 측정을 수행하도록 구성된다.
- [0129] 또 다른 실시예에서, 변환 유닛은 채널 계수들에 IDFT를 적용하도록 구성된다.
- [0130] 또 다른 실시예에서, 채널 측정 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수들의 불확실성 측정치를 결정하도록 추가로 구성된다.
- [0131] 또 다른 실시예에서, 채널 측정 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수들에 필터를 적용하도록 추가로 구성된다.
- [0132] 일 실시예에서, 제어 유닛은 각영역에서 채널 구성 요소 계수의 불확실성 측정치를 형성하는 불확실성 표시기를 발생시키고 그것의 출력에서 제공하도록 구성된다.
- [0133] 선택 유닛은 또 다른 실시예에서 채널 구성 요소 계수를 가지는 채널 구성 요소를 확인하고 선택하도록 구성되어, 변환 유닛으로부터 수신된 구성 요소 계수들에서 절대적인 최대 크기 또는 상대적인 최대 크기를 형성한다.
- [0134] 또 다른 실시예에서, 선택 유닛은
- [0135] - 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들의 세트에 2개 이상의 상대적인 최대 크기가 존재하는지를 확인하고,
- [0136] - 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 각각의 상대적인 최대값의 진폭을 측정하며,
- [0137] - 상대적인 최대값을 형성하는 채널 구성 요소들 사이의 위상차를 측정하도록 구성된다.
- [0138] 제어 유닛은 일 실시예에서 무선 링크를 통해, 하나 이상의 채널 구성 요소 계수의 크기 또는 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소들, 양자화된 형태로 송신기에 전달하도록 구성된다.
- [0139] 또 다른 실시예에서, 채널 측정 유닛은
- [0140] - 수신 안테나들의 배열과 연결되고,
- [0141] - 수신 안테나들의 배열의 각 안테나에 관한 채널 측정을 수행하도록
- [0142] 구성된다.
- [0143] 또 다른 실시예에서, 제어 유닛은 바람직하게 채널 품질 표시기 비트들의 세트의 형태로 제어 신호를 송신기에 전달하도록 구성된다.
- [0144] 본 발명의 제 5 양상에 따르면, 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기를 지닌 통신 네트워크에 관한 수신기가 제공되고, 이 수신기는
- [0145] - 송신기의 송신 안테나들의 배열에 의해 송신된 신호를 수신하도록 구성되는 적어도 하나의 수신 안테나와,
- [0146] - 본 발명의 제 4 양상이나 본 명세서에 설명된 실시예들 중 하나에 따른 수신기 모듈을 포함한다.
- [0147] 이 수신기는 일 실시예에서 수신 안테나들의 배열을 포함한다.
- [0148] 임의의 다른 실시예들과 결합될 수 있는 또 다른 실시예에서는, 수신기가 무선 통신을 위한 이동 단말기 디바이스를 형성한다.
- [0149] 또 다른 실시예에서, 수신기는 또한 본 발명의 제 7 양상과 본 발명의 실시예들 중 하나에 따른 송신기를 포함하고, 이들은 아래에 설명된다.
- [0150] 본 발명의 제 6 양상에 따르면, 송신기 제어 모듈이 제공되고, 이러한 송신기 제어 모듈은

- [0151] - 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해와, 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0152] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와, SINR을 나타내는 품질의 추정치 또는 대안적으로,
- [0153] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소 중 하나를
- [0154] 나타내는 제어 신호를 외부 디바이스로부터 수신하고,
- [0155] - 그것의 출력에서 외부 디바이스로부터 수신된 정보를 사용하여 각영역에서 빔-패턴 제어 데이터를 구성하고 제공하도록 구성된다.
- [0156] 송신기 제어 모듈은 송신기의 구성 요소나 독립적으로 거래되는 애드-온 모듈을 이전 발생의 기존 수신기에 형성할 수 있다.
- [0157] 다음에는, 송신기 제어 모듈의 실시예들이 설명된다. 이 실시예들은 달리 명백히 언급되지 않는 한, 서로 결합될 수 있다. 실시예들의 추가 세부 내용과 장점은 송신기에서 수행된 방법 단계들을 추가로 명시하는 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들의 설명 상황에서 발견될 수 있다.
- [0158] 일 실시예에서, 송신기 제어 모듈은 또한
- [0159] - 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 중 적어도 하나에서 송신 신호 임펄스의 형태로 빔 패턴에 관한 빔-패턴 제어 데이터를 구성하고 제공하도록 구성된다.
- [0160] 송신기 제어 모듈의 또 다른 실시예는 또한 채널-평가 유닛을 포함하고, 이 채널-평가 유닛은 각영역에서의 채널 구성 요소 계수들의 불확실성 측정치를 형성하는 불확실성 표시기를 발생시키고 이를 그것의 출력에서 제공하도록 구성된다.
- [0161] 본 발명의 제 7 양상에서는 송신기가 제공되는데, 이 송신기는
- [0162] - 송신 안테나들의 배열과,
- [0163] - 본 발명의 제 6 양상 또는 본 명세서에 설명된 본 발명의 제 6 양상의 실시예들 중 하나에 따른 송신기 제어 모듈을 포함한다.
- [0164] 일 실시예에서, 송신기는 이동 통신 네트워크에서의 기지국을 형성한다.
- [0165] 또 다른 실시예에서, 송신기는 또한 본 발명의 제 5 양상이나 본 발명의 제 5 양상의 실시예들 중 하나에 따른 수신기를 포함한다.
- [0166] 본 발명의 제 8 양상에 따르면, 송신기 제어 방법이 제공되는데, 이 방법은
- [0167] - 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소나 상기 하나 이상의 채널 구성 요소 계수들의 크기 또는 둘 모두를 나타내는 제어 신호를 양자화된 형태로 수신하는 단계,
- [0168] - 제어 신호에 포함된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계를 포함한다.
- [0169] 송신기 제어 방법의 실시예들은 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들의 설명 상황에서 설명된 실시예들에 대응하고, 이들은 또한 송신기에서 수행된 방법 단계들을 명시한다.
- [0170] 본 발명의 제 9 양상에 따르면, 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하는 컴퓨터 프로그램 제품이 제공되는데, 이러한 실행 가능한 프로그램 코드는 수신기에 사용자 데이터를 송신하기 위한 송신 안테나들의 배열을 가지는 송신기에 관한 송신기 제어 방법을 구현하도록 구성되고, 이 송신기 제어 방법은
- [0171] - 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소나 하나 이상의 채널 구성 요소 계수들의 크기 또는 둘 모두를 나타내는 제어 신호를 양자화된 형태로 수신하는 단계,
- [0172] - 제어 신호에 포함된 정보를 사용하여 각영역에서 빔 패턴을 구성하는 단계를 포함한다.
- [0173] 본 발명의 제 9 양상의 컴퓨터 프로그램 제품의 실시예들은 실행 가능한 프로그램 코드를 포함하고, 이 실행 가능한 프로그램 코드는 또한 송신기에서 수행된 방법 단계들을 명시하는 본 발명의 제 1 양상의 방법의 실시예들의 설명 상황에서 설명된 실시예들에 대응하는 송신기 제어 방법을 구현하도록 구성되며, 또한 청구항 42 내지 청구항 53을 보라.

- [0174] 특히, 컴퓨터 프로그램 제품은 데이터 매체에 저장되거나 송신기에서 구현된 송신기 제어 소프트웨어 또는 펌웨어, 또는 데이터 매체 상의 이전의 송신기 제어 소프트웨어나 펌웨어에 관한 갱신 소프트웨어일 수 있다.
- [0175] 본 발명의 제 10 양상은, 본 발명의 제 8 양상이나 본 발명의 제 8 양상의 실시예들 중 하나에 따른 송신기와, 본 발명의 제 5 양상이나 본 발명의 제 5 양상의 실시예들 중 하나에 따른 수신기를 포함하는 통신 네트워크에 의해 형성된다.
- [0176] 이 통신 네트워크는, 일 실시예에서 바람직하게는 범용 이동 통신 표준(Universal Mobile Communication Standard)에 따른 셀룰러 무선 네트워크이다. 통신 네트워크의 네트워크 엔티티(entity)들 사이의 통신은 바람직하게는 MIMO(Multiple-input multiple output) 기술을 이용한다.
- [0177] 본 발명의 제 11 양상은 송신 안테나의 배열을 지닌 송신기와, 송신기에 전달하는 적어도 하나의 수신기를 가지는 통신 네트워크에 관한 제어 신호에 의해 형성되고, 이 제어 신호는
- [0178] 1) 채널 계수들에 의해 형성된 벡터의 선형 분해와, 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소 또는 대안적으로,
- [0179] 2) 하나의 바람직한 채널 구성 요소와, SINR을 나타내는 양의 추정치 또는 대안적으로,
- [0180] 3) 하나의 바람직한 채널 구성 요소를 나타내는 제어 정보를 포함한다.
- [0181] 이 제어 정보는, 예컨대 양자화된 형태로 제공될 수 있다.
- [0182] 본 발명의 실시예들은 또한 종속항들에서 한정된다.
- [0183] 이제 도면을 참조하여 본 발명을 더 상세히 설명한다.

실시예

- [0192] 전형적인 통신 시스템으로서, 각각 단일 수신 안테나를 지닌 K개의 수신기 쪽으로의 셀룰러 다운링크 송신을 고려한다. 일반적인 수신기에서의 신호는

$$y_k = \mathbf{h}_k \sum_{i=1}^K \mathbf{w}_i x_i + n_k$$

- [0193]
- [0194] 로서 표현될 수 있고, 여기서 \mathbf{h}_k 는 사용자(k)에 의해 '보여진(seen)' 시간-샘플 채널 계수들을 지닌 M-차원 행-벡터이고, \mathbf{w}_i 는 데이터 심벌들(x_i)을 M개의 송신 안테나로 다중화하는 빔 형성 벡터이며, n_k 는 추가적인 잡음 구성 요소이다. 다음에는 일반적인 사용자를 표시하는 아래 첨자(k)는 생략한다.

- [0195] 이후 단말기로도 불리는 수신기가, 자원 블록에서 끼워 넣어진 공통 파일럿들을 감지함으로써 주어진 수신 안테나에 관해 유도한 채널 측정의 M-차원 벡터를 $\hat{\mathbf{h}}$ 라고 표시한다. M은 이후 기지국, 짧게는 BS라고도 부르는 송신기에서의 송신 안테나들의 개수이다. 업링크 시그널링 채널의 n 비트들이, 각 양자화 그리드가 $L=2^n$ 개의 레벨을 제공하도록, 인덱스 값들을 보고하기 위해 준비된다고 가정한다. 각 단말기는 $\hat{\mathbf{h}}$ 의 L-포인트 IDFT를 계산하고, 그 절대값을 취하는데, 즉 요소들인

$$\hat{h}_{a,l} = \frac{1}{\sqrt{M}} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \hat{h}_m e^{j2\pi \frac{ml}{L}} \right|, \quad l=0, \dots, L-1$$

- [0196]
- [0197] 을 지닌 벡터($\hat{\mathbf{h}}_a$)를 형성한다.
- [0198] 이 벡터는

수학식 2

$$\hat{h}_a(\phi) = \frac{1}{\sqrt{M}} \left| \sum_{m=0}^{M-1} \hat{h}_m e^{j2\pi m \Delta \sin \phi} \right|$$

- [0199]

[0200] 로 주어진 채널($\hat{\mathbf{h}}$)의 각-영역 응답 진폭의 양자화된 버전을 나타내고, 여기서 Φ 는 송신 배열 조준의 주어진 전파 방향에 의해 형성된 각이며, Δ 는 캐리어 파장으로 정규화된 송신 안테나 간격이다.

[0201] 이후 단말기는 통상적으로

$$l^* = \arg \max_i \hat{h}_{a,i}$$

$$\hat{h}_a^* = \hat{h}_{a,l^*}$$

[0203] 로 계산된 피크 인덱스와 피크 값인, 함수($\hat{h}_{a,l}$)의 하나 이상의 포인트들을 보고한다.

[0204] 대안적으로, 단말기는 예컨대

$$\text{SINR} = \frac{\frac{P}{M} \hat{h}_a^{*2}}{1 + \frac{P}{M} \left(\|\hat{\mathbf{h}}\|^2 - \hat{h}_a^{*2} \right)}$$

[0205]

[0206] 에 의해 제공된 SINR의 하한 추정치인 SINR의 추정치를 보고할 수 있다.

[0207] SINR의 하한 추정치를 보고하는 것은, 수치상 시뮬레이션 결과들로부터 입증되듯이, 본 발명의 방법 및 시스템에 놀라운 정도로 높은 효율을 가져온다. 이러한 보고는, 예컨대 CQI(channel quality indicator) 비트들 중 일부의 도움으로 행해질 수 있다.

[0208] 이러한 추정은 복수의 가정 하에 이루어질 수 있다. 예컨대, 이러한 추정은 송신기가 0 강제(zero forcing) 빔 형성을 사용함으로써 빔 패턴을 형성한다는 가정 하에 행해질 수 있다.

[0209] 또한, 단말기는 피크 로브(peak lobe)의 폭을 측정함으로써, 각 퍼짐(angular spread)의 추정치를 보고할 수 있다. 이는, 예컨대 피크의 어느 한쪽에서 3dB 감쇠 내에 있는 $\hat{h}_{a,l}$ 의 포인트들의 개수를 보고함으로써 시그널링될 수 있다(이후의 예를 보라).

[0210] 채널 측정의 각영역 표현을 위한 변환은, ULA(uniform linear array)로 가정될 송신 배열의 기하학적 구조 때문에, IDFT라는 점을 주목하라. 상이한 기하학적 구조는 공간 영역으로부터 각영역으로의 상이한 변환을 암시한다. 하지만, 단말기는 실제 배열의 기하학적 구조에 관계없이, 송신 ULA의 가정 하에, 각도 인덱스들의 향으로 된 채널 측정을 보고할 수 있다. 배열의 기하학적 구조에 따라 올바른 각들과 대응하는 단위 공간 서명(unit spatial signature)과 이들 인덱스를 연관시키는 것은 BS에 달려 있다. 이러한 단계는 BS가 올바른 각 방향으로 빔이 향하게 할 수 있도록 하기 위해 필요할 수 있다.

[0211] 단말기가 송신기에서 안테나 간격(spacing)을 알 필요는 없다는 점을 주목하라. 하지만, 이 파라미터는 BS에 알려져 있고 따라서 물리적인 전파 각과 보고된 피크 인덱스를 연관시킬 수 있다. 실제로, IDFT 연산은 지향성 사인(sine)의 균일한 양자화를 포함하는데, 이 경우 $\Omega = \sin \Phi$ 이고, 스텝(step) 크기는 $\frac{2}{L} = \frac{1}{2^{n-1}}$ 이다. 그 결과 각(Φ)에 대한 양자화는 균일하지 않다. 각들은 배열의 넓은 면 방향에 가깝기보다는 조준($\Phi=0$) 부근에서 좀더 미세하게 양자화된다. 이는 ULA가 조준을 따라, 대략 $\frac{1}{M\Delta}$ 라디안들과 같은 최대 각 해상도를 가지기 때문에, 바람직한 특성이다.

[0212] 각 정보는 BS에 의해 다음과 같이 유도된다.

$$\Phi^* = \arcsin \frac{l^* - \text{fix} \left(\frac{2(l^* - 1)}{L} \right) L}{L\Delta}$$

[0213]

[0214] 여기서, 'fix'란 0쪽으로의 반올림(round-towards-zero) 연산을 표시한다.

[0215] 안테나들이 조밀하게 배치되어 있다면($\Delta < 1/2$), 위 식은 답이 없을 수 있다. 하지만, 이는 안테나 배열들이 보통 최대 비상관(uncorrelation) 특성들을 위해 $\Delta \geq 1/2$ 가 되게 설계되기 때문에, 매우 드문 경우이다. 게다가,

안테나 간격이 파장의 절반 아래로 감소함에 따라, 방사 패턴은 전방향성 안테나의 방사 패턴에 가깝게 되고, 지향성 정보는 덜 중요해진다.

[0216] 계속해서, 도 1a 내지 도 2b를 참조한 예를 설명한다.

[0217] 120° 의 셀 섹터를 커버하는 4-안테나 ULA를 고려한다. 정규화된 안테나 간격은 $\Delta=1/\sqrt{3}$ 으로 설정된다. 각 인덱스를 시그널링하기 위해 준비된 비트들의 개수는 $n=3$ 으로 고정되고 따라서 $L=8$ 이다.

[0218] 도 1a는 8-포인트 IDFT를 통한 각 응답의 계산으로부터 생기는 8-레벨 각 양자화 그리드를 보여준다. 도 1b는 양자화 도표를 예시한다. 지향성 사인(directional sine)이 균일하게 양자화됨을 주목하라. 도 2a와 도 2b는 카테시안과 폴라 플롯으로 나타낸 채널 실현(피크 값에 의해 정규화된)의 각영역 응답의 진폭을 보여준다. 작은 원(bullet)은 수식식 1에 의해 계산된 양자화된 버전을 표시하고, 실선은 수식식 2의 함수를 표시한다. 각 응답을 그리기 위해 안테나 간격의 지식이 필요해지고, 이는 각 값에 IDFT 인덱스를 연관시키는 데 있어 필수적이다는 점을 주목하라.

[0219] 도 3은 본 명세서에서 제안된 바와 같은 업링크 시그널링 채널에서의 제어 신호(S)의 포맷을 보여주는데, 처음 3개의 비트는 이 예에서는 각영역 응답의 피크에 대응하는 7(111)인 IDFT 인덱스를 보고하기 위해 사용된다. 두 번째 필드는 피크에서의 각 응답의 진폭의 값을 포함한다. 세 번째 선택적인 필드는 각 퍼짐의 표시를 포함하는데, 예컨대 단말기는 피크의 어느 한 쪽에 피크 값의 3dB 내의 진폭을 지닌 IDFT 포인트들의 개수를 셀 수 있다. 이후 BS는 3dB에서의 메인 로브(main lobe)의 각 퍼짐의 추정치를 유도할 수 있고, 이는 도 2a로부터 볼 수 있는 것과 같이 거의 25° 이다.

[0220] 수치상 결과들

[0221] 서브-캐리어 사용마다의 활동중인 사용자들의 평균수와 평균 처리량 측면에서 CVQ(Channel vector quantization) 기술과 PU2RC를 비교하고, 이 경우 평균은 독립적으로 발생된 채널 매트릭스인 H의 앙상블(ensemble)인 w.r.t이다. 2개의 상이한 채널 모델을 고려한다.

[0222] 독립적인 레일리(Rayleigh) 페이딩. H의 요소는 i.i.d. 적합한 가우시안 랜덤 변수들 $\sim CN(0,1)$ 이다. 이 모델은 서로에 관해 공간상으로 완전히 상관되지 않은 채널을 발생시킨다.

[0223] 3GPP SCM(spatial channel model)[13]. 2개의 반대 시나리오에 관한 결과를 보고한다.

[0224] 단일 경로 전파가 있는 서브-어반 매크로(sub-urban macro)(간략하게, SCM-SM1Path). 이는 각 사용자에게 관해 거의 라인-오브-사이트(line-of-site) 전파인, 매우 공간적으로 상관된 채널을 모델화한다.

[0225] 10-경로 전파가 있는 어반 마이크로(urban micro)(간략하게, SCM-Um10Path). 이는 낮은 공간 상관을 지닌 풍부한 산란(scattering) 환경을 시뮬레이션한다.

[0226] $M=4$ 송신 안테나들과 $K=20$ 단일 안테나 사용자들의 경우를 고려한다. UE들로부터의 CSI가 0-지연(zero-delay)의 에러가 없는 피드백 채널들 상의 노드(B)에 보내지고, 각각의 UE가 그것의 채널에 관한 완벽한 지식을 가지고, 다른 것들의 지식은 모른다고 가정한다. 게다가, M -차원 벡터들의 코드북이 노드(B)와 UE들 모두에 알려져 있고, 각각의 UE가 $\log(M)$ 비트 인덱스와 아날로그(즉, 양자화되지 않은) 실제 CQI 값을 피드백한다고 가정한다.

[0227] MU-MIMO 기술들의 공간 다중화 이득을 평가하기 위한 베이스라인(baseline) 기준으로서, 각 채널 경우에 있어 송신기가 최상의 달성 가능한 속도(rate)를 지닌 사용자를 선택하는 시스템의 TDMA-타입을 고려한다. 이 베이스라인 시스템에서, 각 UE는 채널 벡터 양자화를 수행하고, 양자화 인덱스 및 다음에 나오는 CQI를 보고한다.

[0228]
$$CQI_{k,TDMA} = \|\mathbf{h}_k\|^2 \cos^2 \theta_k$$

[0229] 빔 형성 벡터(\mathbf{g}_k)는

[0230]
$$\mathbf{g}_{k,TDMA} = P\hat{\mathbf{h}}_k^H$$

- [0231] 로 주어지고, 사용자 속도인
- [0232]
$$R_{k,TDMA} = \log(1 + P \cdot CQI_{k,TDMA})$$
- [0233] 이 달성 가능하다. 이러한 베이스라인 시스템의 다중화 이득(높은 SNR에 관한 비인 $R/\log_2(\text{SNR})$ 의 한계(limit)로서 정의된)은, 송신기에서 이용 가능한 CSI의 레벨과는 관계없이 1이다. 이러한 TDMA 시스템에서의 양자화의 정확도는 오직 SNR 오프셋 w.r.t.에 영향을 미치는데, 즉 완벽한 CSI 곡선이다.
- [0234] 비교를 위해, 또한 DPC(dirty paper coding) 합-속도(sum-rate) 용량 곡선(capacity curve)과, 송신기에서 이용 가능한 탐욕적 사용자 선택과 완벽한 CSI를 지닌 사용자들에 걸친 물-채우기 전력 할당(water-filling power allocation)(간략하게는 ZFWF)을 지닌 ZF 빔 형성을 위한 달성 가능한 처리량을 그렸다.
- [0235] 첫 번째 경우(도 4)는, 레일리 페이딩 채널 모델, 즉 $B=4, 8, 12$ 의 양자화 비트인 공간적으로 상관되지 않은 채널이다. CVQ 기술과 베이스라인 TDMA에 관해, 각각 $B=4$ 비트와 $B=8$ 비트인 그라스만니안(Grassmannian) 코드북인 $G(4, 1, 16)$ 과 $G(4, 1, 256)$ 를 사용하고, $B=12$ 비트에 관해서는 RVQ가 사용된다. 또한 더 적은 개수의 양자화 비트에 대해 RVQ를 시도하였고 dB의 일부 내에서 성능이 그라스만니안 코드북에 근접하다. 그라스만니안 코드북이 M-차원 복소 단위 구체에서 등방성으로 분포된 벡터들 중 임의의 검색에 의해 발생됨을 상기한다. 모든 SNR과 양자화 레벨들에 관해 TDMA와 CVQ에 비해 PU2RC 성능이 떨어짐을 볼 수 있다. 8-비트 양자화 및 업워드(upwards)에 관해, 그라스만 코드북들이나 RVQ 중 하나와 함께, CVQ 기술이 전체 SNR 범위에서 최상의 성능을 제공한다. PU2RC-타입의 방식이 지닌 한 가지 명확한 문제점은 큰 코드북들의 한계에서 다중화 이득이 1만큼 위로 경계가 정해진다는 점이다. 이는 $p=1/L=M/2^B$ 가 사용자가 그 코드북에서의 주어진 빔 형성 매트릭스를 선택할 확률이라면, 동일한 매트릭스를 선택하는 K명의 사용자 중 L의 확률이 파라미터들인 (p, K) , $\beta(p, K)$, 및 평균값인 $\bar{I}=Kp$ 를 지닌 2항(binomial) 임의 변수이기 때문이다. 따라서 동일한 빔 형성 매트릭스를 선택하는 사용자들의 평균수는 양자화 비트들의 개수(B)에 따라 지수함수적으로 감소한다. 결국에는, 큰 B의 경우 K가 일정하게 유지된다면, 심지어 단일 사용자만이 할당된다. 이는 활동중인 사용자의 평균수가 SNR에 대해 그러저는 도 5에서 명확히 볼 수 있다. 반면에, CVQ에 관한 사용자 할당은 SNR과 B에 따라 최대 4까지 점진적으로 증가한다.
- [0236] 도 6과 도 8에서, SCM 채널 모델은 각각 "서브-어반 매크로(sub-urban macro)" 시나리오 및 하나의 전파 경로(간단히, SCM-SMPath1)와, "어반 마이크로(urban micro)" 시나리오 및 10개의 경로들(간단히, SCM-Umpath10)로 평가된다. SCM-SMPath1 채널은 수신기들에서의 국부적인 산란과 매우 높은 공간 상관을 지닌 거의 라인-오브-사이트(line-of-sight) 전파 상태를 모델화한다. SCM-Umpath10은 풍부한 산란 어반 시나리오를 모델화한다. 공간 상관, 즉 이들 2개의 채널의 각영역에서의 "지향성(directional)" 성질 때문에, 그라스만니안 및 임의의 코드북이 잘 맞지 않는다. 실제로 이들 코드북은 그 방향이 M-차원 단위 구체에서 등방성으로 분포하는 상관되지 않은 채널 벡터들에 관해 특별히 설계된다. SCM 채널의 상관 성질은 푸리에 코드북에 의해 더 잘 획득된다. 그러한 코드북 구조는 도 6 내지 도 9에서 CVQ 방식과 TDMA에 관해 사용된다. 그러한 코드북을 사용하는 벡터 양자화는 DFT 변환에 의해 매우 효율적으로 행해질 수 있다는 점을 주목한다. 게다가, 전체 코드북은 벡터 양자화 동작이 간단한 푸리에 변환으로 되기 때문에 메모리에 저장될 필요가 없다. 도 7과 도 9에서 할당된 사용자들의 평균수가 SCM-SMPath1과 SCM-Umpath10 채널 모델에 관해 각각 도시되어 있다.
- [0237] 도 10은 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기(T)와, 송신기(T)에 전달하는 수신기(R)를 가지는 통신 네트워크에 관한 제어 방법(100)에 관한 일 실시예의 흐름도를 보여준다.
- [0238] 일 구현예에서, 송신기(T)는 UMTS 표준에 따른 셀룰러 통신 네트워크에서의 MIMO 기술이 제공된 노드(B)이고, 수신기(R)는 노드(B)를 통해 통신 네트워크에 부착된 이동 단말기이다. 그러한 일 구현예에서는 통상적으로 각각 수신기를 지닌 2개 이상의 이동 단말기가 존재하게 되지만, 그 방법은 대개 하나의 이동 단말기에서의 하나의 수신기를 참조하여 설명된다.
- [0239] 송신기(T)와 수신기(R)의 구조상 세부 내용이 도 11과 도 12를 참조하여 설명된다. 본 실시예의 목적상, 기지국의 송신기 특징만이 논의된다. 하지만, 노드(B)가 또한 통상적으로 수신기 부분을 포함한다는 점이 이해된다.
- [0240] 도 10의 흐름도에서, 수신기(R) 측과 송신기(T) 측에서 수행된 방법 단계들이 그에 따라 라벨이 붙여진 흐름도의 상이한 가지에 도시되어 있다. 각 측에서 수행된 방법 단계들은 각각 송신기와 수신기에 관한 각각의 개별 제어 방법을 형성한다.
- [0241] 방법(100)은 단계(102)에서 송신기 측에 제공된 배열의 각각의 송신 안테나를 통해 송신기가 파일럿 정보를 송

신하는 것으로 시작한다. 파일럿 신호들은 송신 안테나들의 배열의 각 안테나 사이에서 직교한다. 수신기에 송신된 파일럿 신호들은 단계(104)에서 수신기의 수신 안테나에 관한 채널 측정을 수행하기 위해, 수신기 측에서 사용된다. 계속해서, 단계(106)에서는 채널 측정의 출력으로부터 송신기(T)의 송신 안테나들의 배열의 각 요소에 관한 채널 계수들이 결정된다.

[0242] 계속해서, 결정된 채널 계수들은 채널 구성 요소 계수들을 얻도록, 가역 변환을 거치게 되고, 이러한 채널 구성 요소 계수들은 단계(108)에서 변환 영역에서의 각각의 채널 구성 요소의 개별 가중치를 표시한다. 적합한 가역 변환의 일 예는 IDFT이다. 하지만 다른 가역 변환이 사용될 수 있다. 선형적이고 직교하는 변환이 바람직한데, 이는 그것이 수신기에서 계산상 복잡도를 감소시키기 때문이다. 본 실시예에서의 변환 영역은, 변환 영역에서의 채널 구성 요소가 상이한 각도 또는 각 간격(angular interval)을 표시하도록 하는 각영역이다. 그러므로, 본 실시예에서 결정된 채널 구성 요소 계수들은 인덱스 순서(order)에 의해 결정된 각도 또는 각 간격과 연관된 크기 값들의 순서화된(ordered) 세트를 형성한다.

[0243] 계속해서, 단계(110)에서는 수신기(R)가 변환 영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택한다. 이 선택 단계에서, 수신기는 채널 구성 요소 계수를 가지는 채널 구성 요소를 확인하고 선택하며, 이러한 채널 구성 요소 계수는 채널 구성 요소 계수들의 세트에서 크기의 절대적이거나 상대적인 최대값을 형성한다. 단계(112)에서는, 수신기(R)가 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소를 제공하고, 이러한 바람직한 채널 구성 요소는 채널 측정의 벡터의 선형 분해와, 송신기로의 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기로부터 유도된다. 대안적인 일 실시예에서, 수신기는 하나의 바람직한 채널 구성 요소와 SINR의 추정치를 나타내는 제어 신호를 송신기에 전달한다. 또 다른 대안적인 일 실시예에서는, 수신기가 하나의 바람직한 채널 구성 요소를 표시하는 제어 신호를 송신기에 전달한다.

[0244] 단계(114)에서, 송신기(T)는 제어 신호를 수신하고, 방법이 끝나는 단계(116)에서는 수신기(R)로부터 수신된 정보를 사용하여 변환 영역에서 빔 패턴을 구성한다. 2개 이상의 수신기(R)를 지닌 일 실시예에서는, 빔 패턴이 2개 이상의 수신기로부터의 정보를 사용하여 구성될 수 있다.

[0245] 도 11은 도 10의 제어 방법에서 수신기의 동작을 수행하기에 적합한 수신기(200)의 일 실시예의 간략화된 블록도를 보여준다. 도 11의 수신기는 본 출원에 의해 개시된 기술의 특성을 설명하는 것에 관련되는 세부 사항만이 도시되어 있다. MIMO 통신 네트워크에서의 동작을 위한 수신기의 알려진 기능성은 본 발명을 명세서의 간략함과 간결함을 위해 도시되지 않는다.

[0246] 수신기(200)는, 도 10을 참조하여 설명된 통신 네트워크에서의 동작과, 도 10에서 수신기(R)에 의해 수행된 방법 단계들에 대응하는 수신기에 관한 제어-시그널링 방법을 수행하기 위해 설계된다. 수신기(200)는 수신 안테나의 배열(202)을 가지고, 그들 중 2개의 수신 안테나(204,206)가 도시되어 있다. 대안적인 일 실시예에서, 수신기(200)는 오직 하나의 수신 안테나를 가진다.

[0247] 수신기(200)는 채널 측정 유닛(208)을 가지는데, 이 채널 측정 유닛(208)의 입력 측에는 수신 안테나의 배열(202)이 연결된다. 채널 측정 유닛(208)은 그것의 출력 측에 변환 유닛(212)이 연결된다. 변환 유닛(212)에는 선택 유닛(214)이 연결되어 있고, 이 선택 유닛(214)에는 제어 유닛(216)이 연결되어 있다. 이 제어 유닛은 송신기 부분(218)이 연결되어 있고, 이 송신기 부분(218)은 그것의 출력 측에 송신 안테나(220)가 연결되어 있다. 유닛(208 내지 216)은 수신기 모듈(222)의 형태를 취할 수 있고, 이 수신기 모듈(222)은 본 명세서에 설명된 기술로 기존의 수신기 구조들을 갱신하는데 사용될 수 있다. 이와 같이, 수신기 모듈(222)은 입력 및 출력 포트들(224,226,228)을 가지게 된다.

[0248] 동작시, 채널 측정 유닛(208)은 수신된 신호에 기초하여 송신기에서 배열의 각각의 송신 안테나에 관한 채널 계수들의 측정을 수행한다. 채널 측정 유닛에 의해 사용된 수신된 신호는 통상적으로 MIMO 송신기의 송신 안테나들의 배열을 통해 MIMO 송신기{도 10의 예에서는 노드(B)}로부터 수신된 파일럿 정보를 포함하는 파일럿 신호이다. 채널 측정은 수신 안테나 배열(202)의 각 안테나에 관해 수행된다.

[0249] 채널 측정들로부터 얻어진 채널 계수들은 변환 유닛(212)으로 공급되고, 이 변환 유닛(212)은 채널 계수들에 대해 가역 변환, 즉 적합하게는 IDFT인, 바람직하게는 선형이고 직교하는 변환을 수행한다. 변환 유닛은 그것의 출력에서 선택 유닛(214)에 채널 구성 요소 계수들을 제공한다. 이 채널 구성 요소 계수들은, 설명된 것과 같이 적합하게는 각영역인 변환 영역에서 각각의 채널 구성 요소의 개별 가중치를 표시한다. 선택 유닛(214)은 변환 유닛으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에 기초하여, 변환 영역에서 하나 이상의 채널 구성 요소를 선택한다. 이 선택은 적합하게는 변환 유닛(212)으로부터 수신된 채널 구성 요소 계수들에서의 절대적이거나 상대적인

최대 크기를 결정하도록 허용하는 기준에 기초한다. 이후 선택 유닛은 선택된 채널 구성 요소 정보를 제어 유닛(216)에 제공한다. 제어 유닛(216)은 송신 부분(218)에, 선택 유닛(216)에 의해 선택된 것과 같은 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소나, 하나 이상의 채널 구성 요소 계수의 크기, 또는 둘 다를 보낸다. 대안적인 일 실시예에서, 제어 유닛은 선택 유닛(216)에 의해 선택된 것과 같은 하나의 바람직한 채널 구성 요소와, SINR이 추정치를 제공한다. 이 정보는 송신 안테나(220)를 통해 송신기(도 11에는 미도시)에 송신하기 위해, 송신 부분(218)에 의해 처리된다.

[0250] 도 12는 도 10의 제어 방법에서 송신기의 동작을 수행하기에 적합한 송신기(300)의 간략화된 블록도를 보여준다. 도 12의 송신기(300)는 본 출원에 의해 개시된 기술의 특성들을 설명하는 것에 관련되는 세부 내용만이 도시되어 있다. MIMO 통신 네트워크에서의 동작을 위한 송신기의 알려진 기능성은, 본 명세서의 간략함과 간결함을 위해 도시되지 않는다.

[0251] 송신기(300)는 송신 안테나와 수신 안테나의 배열(302)을 가지고, 이는 도 12에서 단일 결합된 배열로서 도시되어 있다. 송신기는 또한 송신기 제어 모듈(304)을 가지고, 이러한 송신기 제어 모듈(304)은 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소와, 하나 이상의 채널 구성 요소의 크기를 표시하는 제어 신호를 수신 안테나들로부터 수신하도록 구성된다.

[0252] 제어 신호는 도 3, 도 10, 및 도 11을 참조하여 더 상세히 설명되었다. 대안적인 일 실시예에서, 수신된 제어 신호는 바람직한 채널 구성 요소와 SINR의 추정치를 표시한다.

[0253] 수신된 정보로부터, 송신기 제어 유닛(304)은 변환 영역에서 빔 패턴 제어 데이터를 구성하고, 그것을 수신기의 데이터의 송신 동안 사용될 송신 제어 신호들의 형태로, 안테나 배열(302)에 제공하며, 수신기로부터는 하나 이상의 바람직한 채널 구성 요소를 표시하는 외부 제어 신호가 수신된다. MIMO 안테나 배열(302)로 공급될 송신 신호를 발생시키는 역할을 하는 송신기의 기능 블록들은 도 12의 블록도에서 생략되어 있다.

[0254] 본 발명이 도면과 전술한 설명에서 상세히 예시되고 설명되었지만, 그러한 예시와 설명은 제한적인 것이 아닌 예시적이거나 전형적인 것으로 고려되어야 하는데, 즉 본 발명은 개시된 실시예들에 제한되지 않는다.

[0255] 개시된 실시예에 대한 다른 변형예는, 청구된 본 발명을 실시할 때, 당업자에 의해 도면, 상세한 설명, 및 첨부된 청구항의 연구를 통해 이해되고 성취될 수 있다.

[0256] 단일 유닛이 청구항에서 인용된 여러 항목의 기능을 이행할 수 있다. 일정한 방법이 서로 상이한 종속항에서 인용되고 있다는 단순한 사실은, 이러한 방법의 결합이 유리하게 하기 위해 사용될 수 없다는 것을 나타내는 것은 아니다.

[0257] 컴퓨터 프로그램이 광학 저장 매체나, 다른 하드웨어와 함께 또는 다른 하드웨어의 부분으로서 공급된 고체 상태의 매체와 같은 적합한 매체 상에 저장되고/배포될 수 있지만, 또한 인터넷이나 다른 유선 또는 무선 통신 시스템을 통하는 것과 같은 다른 형태로 배포될 수 있다.

[0258] 청구항에서, "포함하는"이라는 단어는 다른 요소나 단계를 배제하지 않고, 단수 표현을 복수의 존재를 배제하지 않는다.

산업상 이용 가능성

[0259] 전술한 바와 같이, 본 발명은 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기와, 그 송신기에 전달하는 적어도 하나의 수신기를 가지는 통신 네트워크에 이용 가능하다.

도면의 간단한 설명

[0184] 도 1a는 8-포인트 IDFT를 통한 각 응답의 계산으로부터 나온 8-레벨 각 양자화 그리드를 도시하는 도면.

[0185] 도 1b는 양자화 도표를 예시하는 도면.

[0186] 도 2a와 도 2b는 각각 카테시안(Cartesian)과 폴라 플롯(polar plot)으로 나타내고 피크 값으로 정규화된 채널 실현의 각영역 응답의 진폭을 도시하는 도면.

[0187] 도 3은 업링크 시그널링 채널에 사용된 제어 신호의 포맷을 도시하는 도면.

[0188] 도 4 내지 도 9는 시스템 및 방법을 시뮬레이션한 수치상 결과를 도시하는 도면.

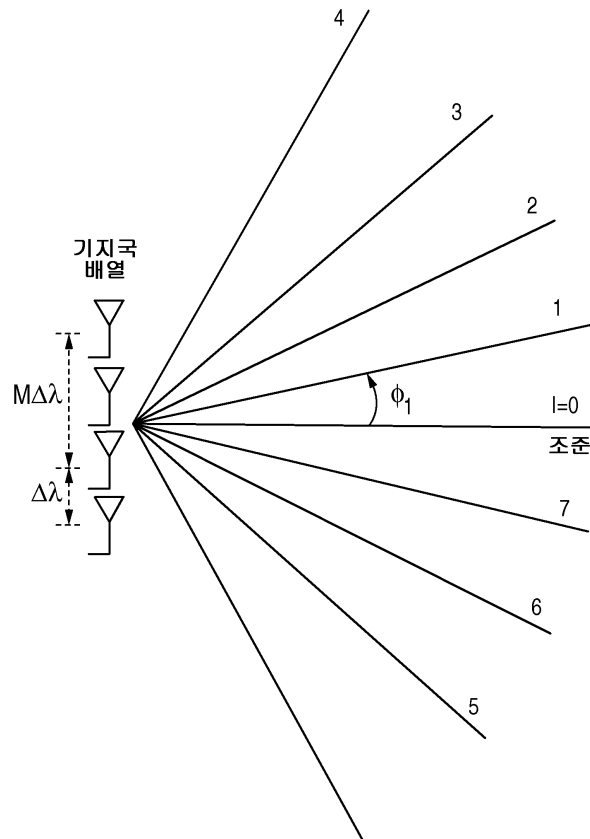
[0189] 도 10은 송신 안테나들의 배열을 지닌 송신기와, 송신기에 전달하는 수신기를 가지는 통신 네트워크를 위한 제어 방법에 관한 일 실시예의 흐름도.

[0190] 도 11은 도 10의 제어 방법에서 수신기의 동작들을 수행하기에 적합한 수신기의 일 실시예의 블록도.

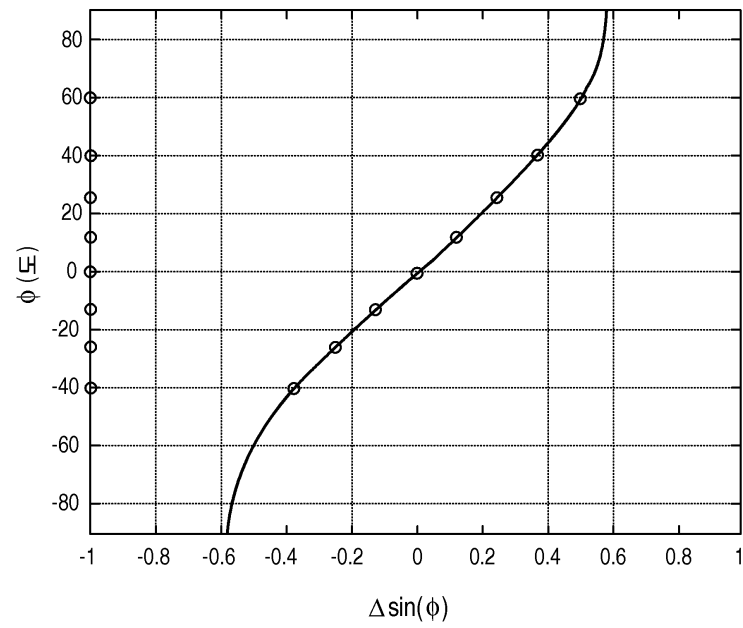
[0191] 도 12는 도 10의 제어 방법에서 송신기의 동작들을 수행하기에 적합한 송신기의 개략 블록도.

도면

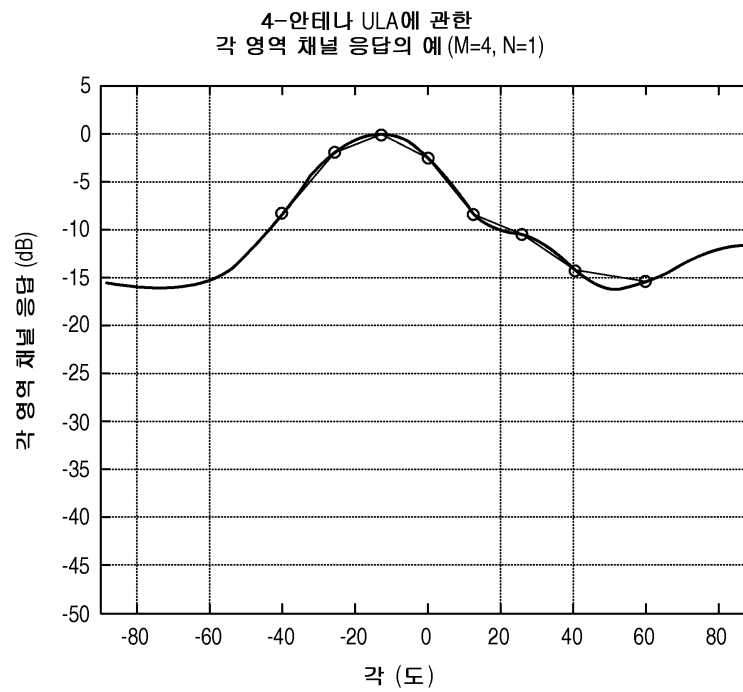
도면1a



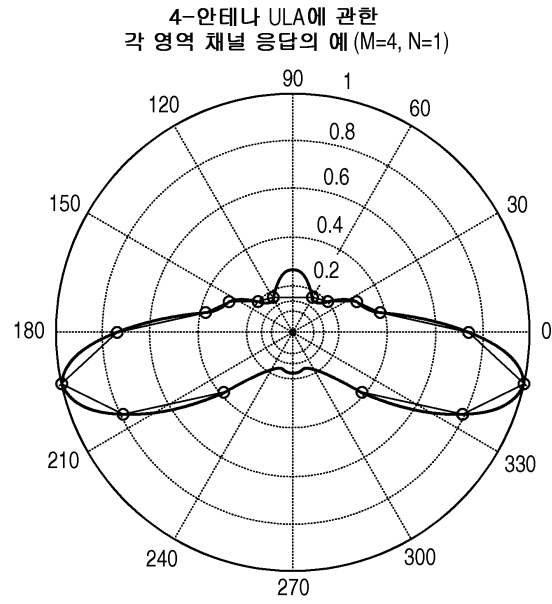
도면1b



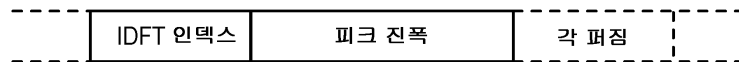
도면2a



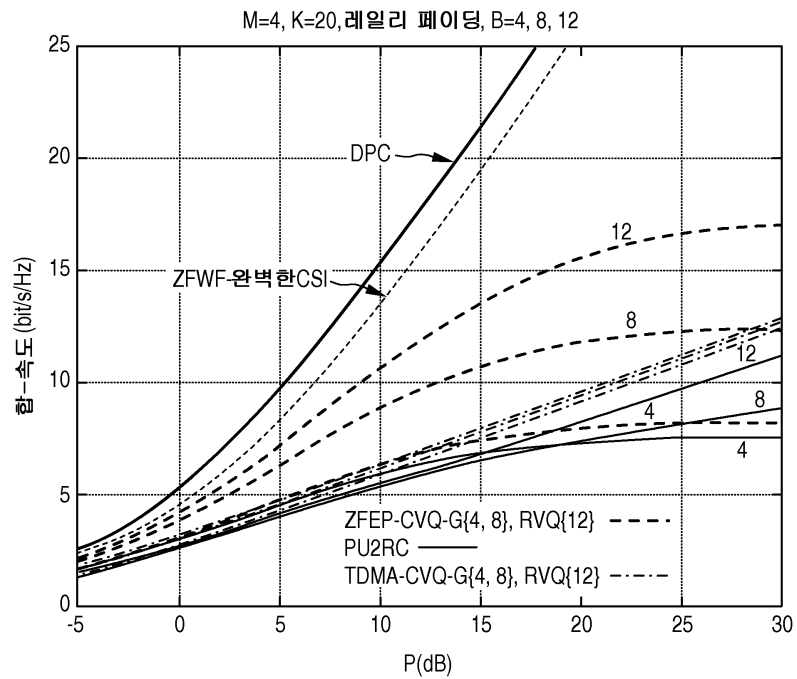
도면2b



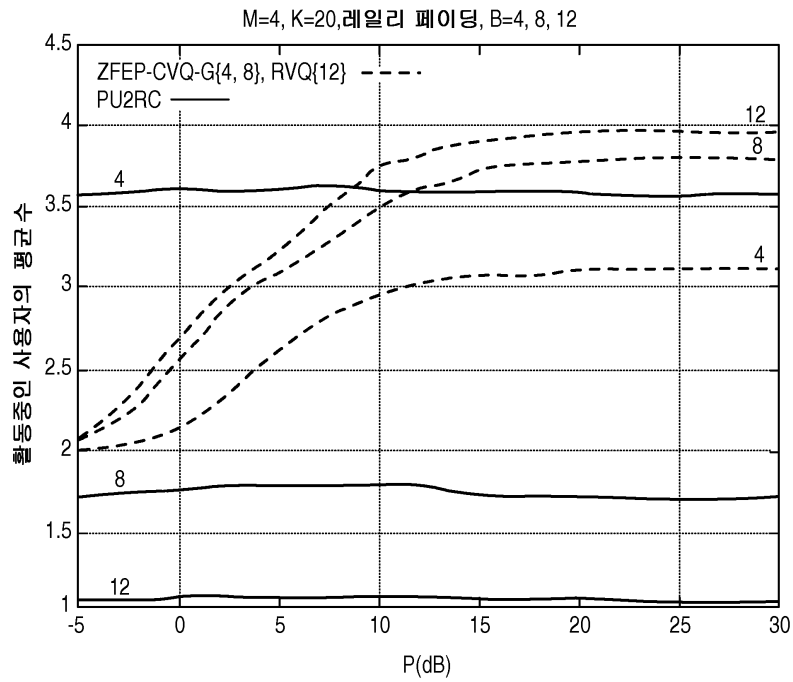
도면3



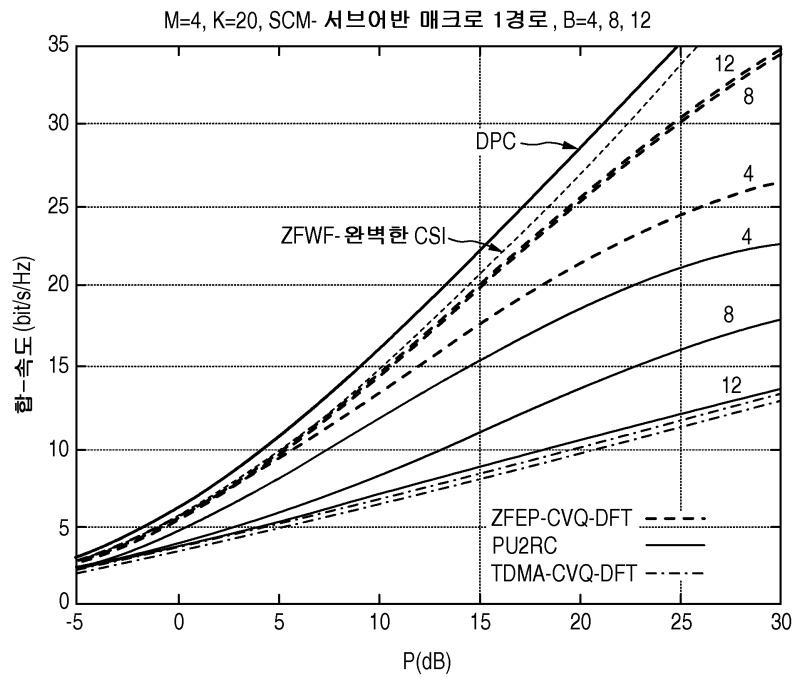
도면4



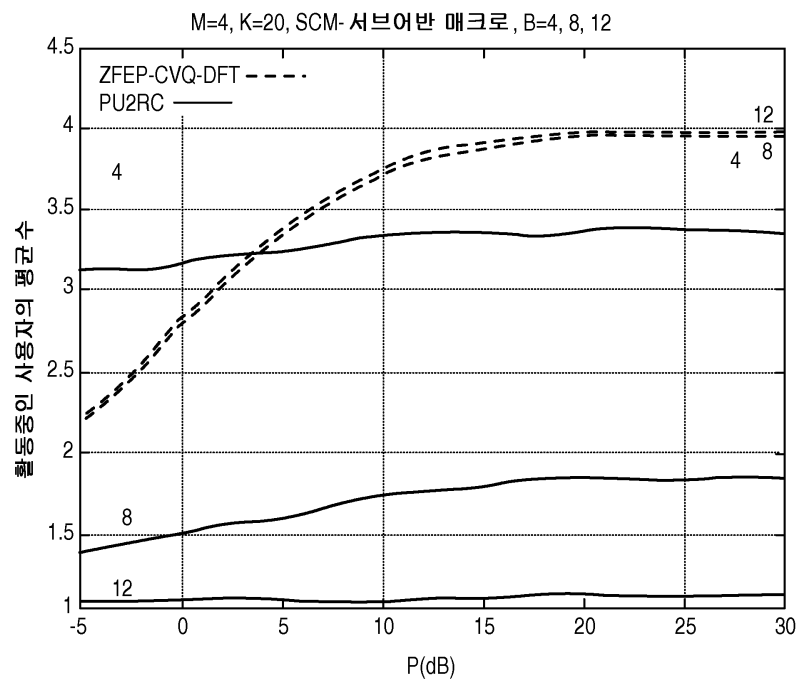
도면5



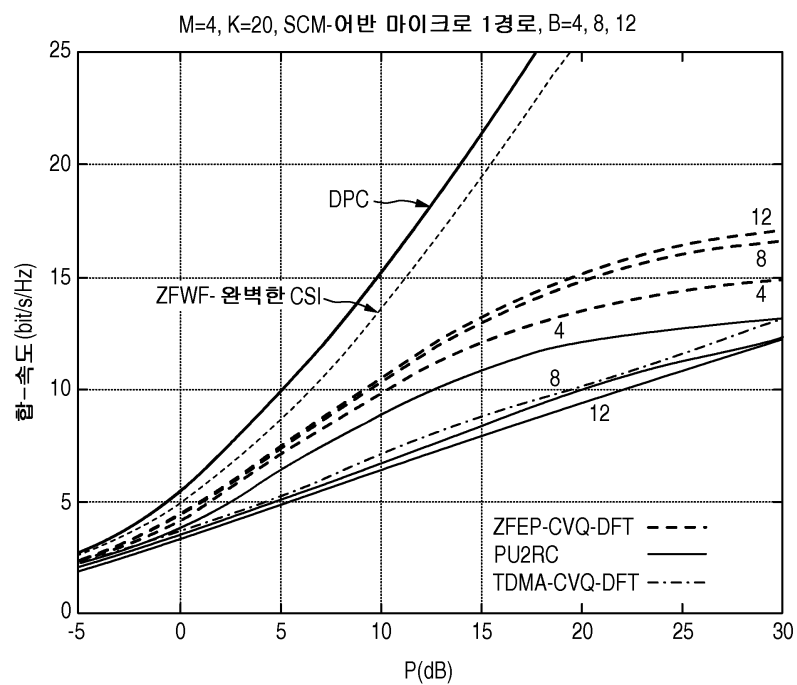
도면6



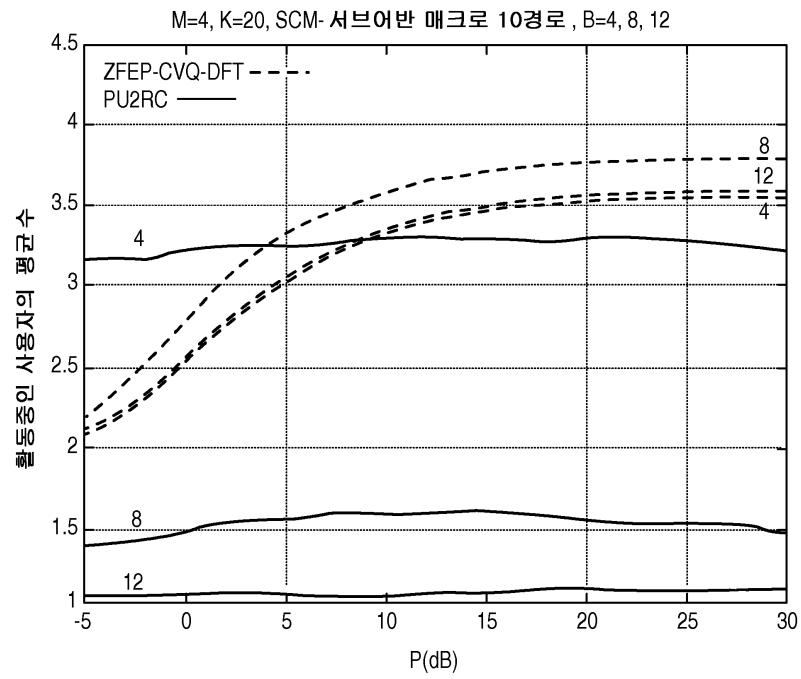
도면7



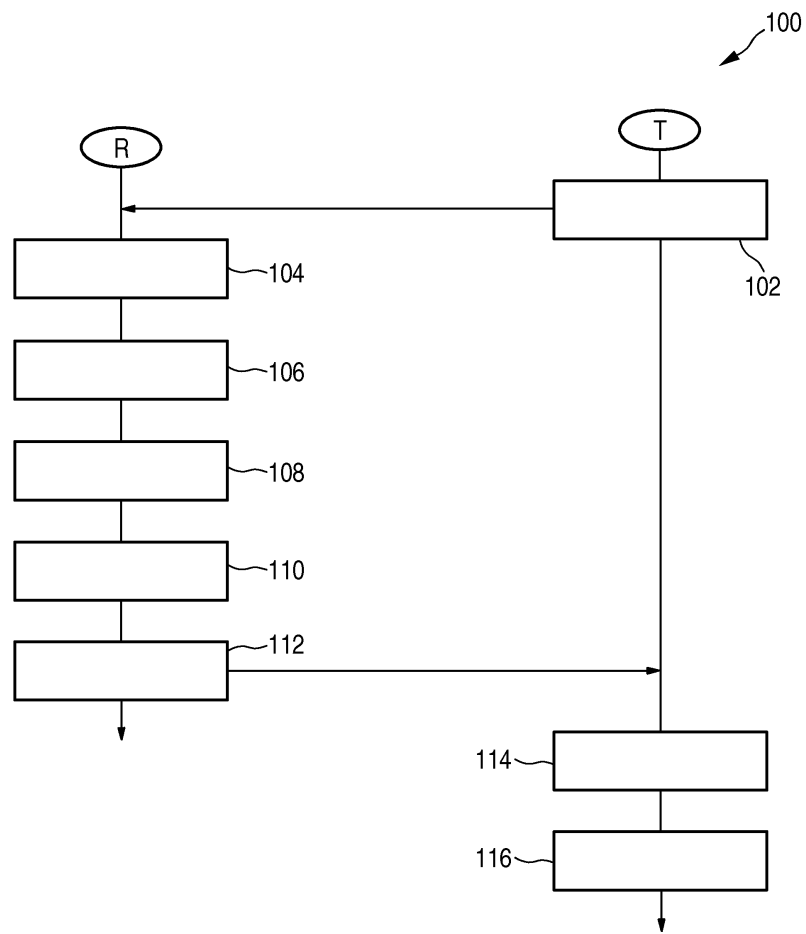
도면8



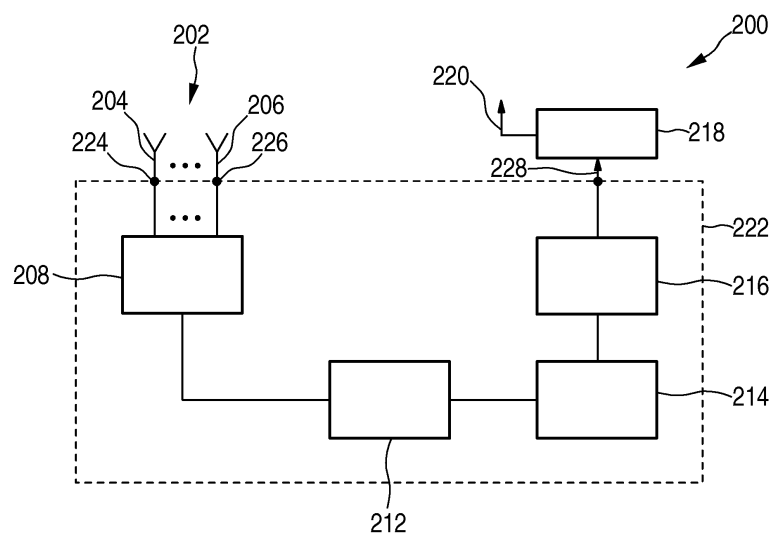
도면9



도면10



도면11



도면12

