

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구  
국제사무국

(43) 국제공개일  
2014년 1월 16일 (16.01.2014)



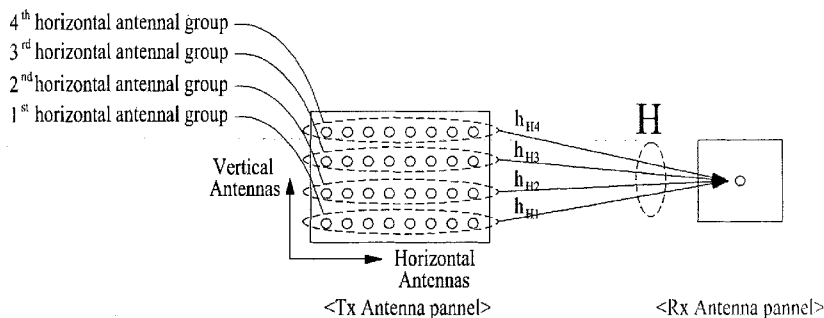
(10) 국제공개번호  
WO 2014/010912 A1

- (51) 국제특허분류: *H04L 1/06* (2006.01)      *H04B 7/04* (2006.01)
  - (21) 국제출원번호: PCT/KR2013/006089
  - (22) 국제출원일: 2013년 7월 9일 (09.07.2013)
  - (25) 출원언어: 한국어
  - (26) 공개언어: 한국어
  - (30) 우선권정보: 61/669,649    2012년 7월 9일 (09.07.2012)      US
  - (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 150-721 서울시 영등포구 여의도동 20, Seoul (KR).
  - (72) 발명자: 김형태 (KIM, Hyungtae); 431-080 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, Gyeonggi-do (KR). 박중현 (PARK, Jonghyun); 431-080 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, Gyeonggi-do (KR). 김기준 (KIM, Kijun); 431-080 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, Gyeonggi-do (KR).
  - (74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 138-861 서울시 송파구 잠실동 175-9 현대빌딩 7층 KBK 특허법률사무소, Seoul (KR).
  - (81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.
  - (84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).
- 공개:  
— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING FEEDBACK BY USING CODEBOOK IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND APPARATUS FOR SAME

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치

FIG. 6



(57) Abstract: The present invention relates to a method for a transmission end transmitting a feedback by using a codebook in a wireless communication system, which supports a multiple antennas, comprising the steps of: determining a first codeword for a first horizontal antenna group from a first codebook, which comprises at least one precoding matrix and is selected for a plurality of horizontal antenna groups from a predetermined codebook; determining a second codeword for a second horizontal antenna group; determining a third codeword for each of the antenna groups other than the first and second horizontal antenna groups, from the plurality of horizontal antenna groups; and providing a feedback of at least one of first, second, and third codewords to a receiving end, wherein the third codeword is determined according to a phase increase value, which is determined in accordance with the first and second codewords.

(57) 요약서:

[다음 쪽 계속]



WO 2014/010912 A1

---

본 발명은 다차원 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신단의 코드북 (codebook)을 이용한 피드백 전송 방법에 있어서, 미리 저장된 코드북으로부터 다수의 수평 안테나 그룹들을 위하여 선택된, 적어도 하나의 프리코딩 행렬로 구성된 제 1 코드북에서, 제 1 수평 안테나 그룹을 위한 제 1 코드워드를 결정하는 단계, 제 2 수평 안테나 그룹을 위한 제 2 코드워드를 결정하는 단계, 다수의 수평 안테나 그룹들에서 제 1 및 제 2 수평 안테나 그룹들을 제외한 나머지 수평 안테나 그룹 각각을 위한 제 3 코드워드를 결정하는 단계 및 제 1, 2 및 3 코드워드들 중 적어도 하나를 수신단으로 피드백하는 단계를 포함하며, 제 3 코드워드는, 제 1 코드워드 및 제 2 코드워드에 따라 결정된 위상 증분값에 따라 결정된 것을 특징으로 한다.

## 【명세서】

## 【발명의명칭】

무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치

## 5 【기술분야】

【1】 본 발명은 무선 통신 시스템에서 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

## 【배경기술】

10 【2】 MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 지금까지 한 개의 전송 안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중전송안테나와 다중수신안테나를 채택하여 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 말한다. 즉, 무선통신시스템의 송신단(transmitting end) 혹은 수신단(receiving end)에서 다중안테나를 사용하여 용량을 증대시키거나 성능을 개선하는 기술이  
15 다. MIMO 기술을 다중 안테나 기술로 칭할 수도 있다.

【3】 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩 행렬을 적용할 수 있다. 기존의 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(Long Term Evolution) 시스템에서는 하향링크 전송에 대해 최대 4 전송 안테나(4Tx)를 지원하고, 이에 따른 프리코딩 코드북(codebook)을 정의하고 있다.  
20

【4】 다중 안테나 시스템 기반의 셀룰러 통신 환경에서 송수신단 간에 빔포밍 (beamforming)을 통해 데이터 전송률을 향상시킬 수 있다. 빔포밍 방식을 적용할 지 여부는 채널 정보에 기초하여 운용되는데, 기본적으로 수신단에서 참조신호(Reference Signal) 등으로 추정된 채널을 코드북(codebook)으로 적절히 양자화하여 송신단으로 피드백 하는 방식이 이용된다.  
25

【5】 이하에서 코드북 생성을 위해 이용될 수 있는 공간 채널 행렬(spatial channel matrix)(혹은 채널 행렬로 불리기도 한다)에 대해 간략히 살펴본다. 공간 채널 행렬(혹은 채널 행렬)은 아래와 같이 표현할 수 있다.

$$\mathbf{H}(i,k) = \begin{bmatrix} h_{1,1}(i,k) & h_{1,2}(i,k) & \dots & h_{1,N_t}(i,k) \\ h_{2,1}(i,k) & h_{2,2}(i,k) & \dots & h_{2,N_t}(i,k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_r,1}(i,k) & h_{N_r,2}(i,k) & \dots & h_{N_r,N_t}(i,k) \end{bmatrix}$$

[6]

[7] 여기서  $H(i,k)$ 는 공간 채널 행렬이며,  $N_r$  은 수신 안테나 개수,  $N_t$  는 송신 안테나 개수,  $r$  은 수신 안테나의 인덱스,  $t$  는 송신 안테나의 인덱스,  $i$  는 OFDM(또는 SC-FDMA) 심볼의 인덱스,  $k$  는 부반송파의 인덱스를 나타낸다.

5 [8]  $h_{r,t}(i,k)$  는 채널 행렬  $H(i,k)$ 의 요소(element)로서,  $i$  번째 심볼 및  $k$  번째 부반송파상에서의  $r$  번째 채널 상태 및  $t$  번째 안테나를 의미한다.

[9] 또한, 본 발명에서 사용될 수 있는 공간 채널 공분산 행렬(spatial channel covariance matrix)에 대해 간략히 살펴본다. 공간 채널 공분산 행렬은

기호  $R$  로 나타낼 수 있다. 
$$\mathbf{R} = E \left[ \begin{matrix} \mathbf{H} & \mathbf{H}^H \\ & \mathbf{H} \end{matrix} \right]_{i,k}$$
 이고, 여기서  $H$  는 공간 채널 행렬을,  $R$  은 공간 채널 공분산 행렬을 의미한다.  $E[\ ]$ 는 평균(mean)을 의미하며,  $i$  는 심볼 인덱스,  $k$  는 주파수 인덱스를 의미한다.

[10] 특이값 분해(SVD: Singular Value Decomposition)는 직사각행렬을 분해하는 중요한 방법 중의 하나로서 신호처리와 통계학 분야에서 많이 사용되는 기법이다. 특이값 분해는 행렬의 스펙트럼 이론을 임의의 직사각행렬에 대해 일반화한 것으로, 스펙트럼 이론을 이용하면 직교 정사각행렬을 고유값을 기저로 하여 대각행렬로 분해할 수 있다. 채널 행렬  $H$  를 실수 또는 복소수의 집합 원소로 이루어진  $m \times n$  행렬이라고 가정하자. 이때 행렬  $H$  는 다음과 같이 세 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

$$H_{m \times n} = U_{m \times m} \Sigma_{m \times n} V_{n \times n}^H$$

[11]

20 [12] 여기서  $U, V$  는 유니터리 행렬(unitary matrix)들을 나타내며,  $\Sigma$ 는 음이 아닌 특이값을 포함하는  $m \times n$  대각행렬이다. 특이값은

$\Sigma = \text{diag}(\sigma_1 \dots \sigma_r), \sigma_i = \sqrt{\lambda_i}$  이다. 이와 같이 세 행렬의 곱으로 나타내는 것을 특이값 분해라고 한다. 특이값 분해는 직교 정사각행렬만을 분해할 수 있

는 고유값 분해보다 훨씬 일반적인 행렬을 다룰 수 있다. 이러한 특이값 분해와 고유값 분해 서로 관련되어 있다.

[13] 행렬  $H$  가 양의 정부호인 에르미트 행렬일 때,  $H$  의 모든 고유값은 음이 아닌 실수이다. 이때,  $H$  의 특이값과 특이벡터는  $H$  의 모든 고유값은 음이 아닌 실수 이다.  $H$  의 특이값과 특이벡터는  $H$  의 고유값과 고유벡터와 같아진다. 한편 고유값 분해(EVD: Eigen Value Decomposition)는 다음과 같이 나타낼 수 있다 (여기서 고유값은  $\lambda_1, \dots, \lambda_r$  이 될 수 있다).

$$HH^H = (U\Sigma V^H)(U\Sigma V^H)^H = U\Sigma\Sigma^T U^H$$

[14] 
$$H^H H = (U\Sigma V^H)^H (U\Sigma V^H)^H = V\Sigma^T \Sigma V$$

[15] 여기서 고유값은  $\lambda_1, \dots, \lambda_r$  이 될 수 있다.  $HH^H$  의 특이값 분해를 통해 채널의 방향을 나타내는  $U$  와  $V$  중  $U$  의 정보를 알 수 있으며,  $H^H H$  의 특이값 분해를 통해  $V$  의 정보를 알 수 있다. 일반적으로 MU-MIMO(Multi User-MIMO)에서는 보다 높은 전송률을 달성하기 위해서 송,수신단 각각 빔포밍 (beamforming)을 수행하게 되는데, 수신단 빔과 송신단 빔은 각각 행렬  $T$  와  $W$  를 통해 나타내면, 빔포밍 (beamforming)이 적용된 채널은  $THW = TU(\Sigma)VW$  로 표현된다. 따라서 높은 전송률을 달성하기 위해 수신 빔은  $U$  를 기준으로 송신 빔은  $V$  를 기준으로 생성하는 것이 바람직하다.

[16] 일반적으로 이러한 코드북을 설계하는 데 있어서의 관심은 가능한 적은 수의 비트를 이용하여 피드백 오버헤드를 줄이고, 충분한 빔포밍 이득을 달성할 수 있도록 채널을 정확히 양자화하는 문제에 있었다. 이동통신 시스템의 일 예 인 3GPP LTE(3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution), LTE-Advanced, IEEE 16m 시스템 등의 최근 통신 표준에서 제안하거나 표준으로 채택된 코드북 설계 방식 중 한 가지 방식은 다음 수학적 식 1 과 같이 채널의 롱-텀 공분산 행렬(long-term covariance matrix)를 이용하여 코드북을 변환 (transform)하는 것이다.

[17] 【수학적 식 1】

$$W' = \text{norm}(RW)$$

[18] 여기서,  $\mathbf{W}$  는 숏-텀(short-term) 채널 정보를 반영하기 위해 만들어진 기존의 코드북이며,  $\mathbf{R}$  은 채널 행렬  $\mathbf{H}$  의 롱-텀(long-term) 공분산 행렬이고,  $norm(\mathbf{A})$  은 행렬  $\mathbf{A}$  의 각 열(column) 별로 norm 이 1 로 정규화(normalization) 된 행렬을 의미하고,  $\mathbf{W}'$  은 기존 코드북  $\mathbf{W}$  를 채널 행렬  $\mathbf{H}$  , 채널 행렬  $\mathbf{H}$  의 롱-텀(long-term) 공분산 행렬  $\mathbf{R}$  및 norm 함수를 이용하여 변환한 최종 코드북이다.

[19] 또한, 채널 행렬  $\mathbf{H}$  의 롱-텀(long-term) 공분산 행렬인  $\mathbf{R}$  은 다음 수학적 식 2 와 같이 나타낼 수 있다.

[20] 【수학적 식 2】

$$\mathbf{R} = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}] = \mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H = \sum_{i=1}^{N_t} \sigma_i \mathbf{v}_i \mathbf{v}_i^H$$

10

[21] 여기서, 채널 행렬  $\mathbf{H}$  의 롱-텀(long-term) 공분산 행렬인  $\mathbf{R}$  은 특이값 분해(singular value decomposition)에 의해  $\mathbf{V} \mathbf{\Lambda} \mathbf{V}^H$  로 분해(decomposition)되며,  $\mathbf{V}$  는  $N_t \times N_t$  유니터리(unitary) 행렬이며  $\mathbf{v}_i$  를  $i$  번째 열 벡터로 가진다.  $\mathbf{\Lambda}$  는  $\sigma_i$  를  $i$  번째 대각 성분으로 가지는 대각 행렬,  $\mathbf{V}^H$  는  $\mathbf{V}$  의 허미션(hermitian) 행렬이다. 그리고  $\sigma_i, \mathbf{v}_i$  는 각각  $i$  번째 특이값(singular value) 과 그에 상응하는  $i$  번째 특이 열(singular column) 벡터를 의미한다 ( $\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \dots \geq \sigma_{N_t}$ ).

15

【발명의상세한설명】

【기술적과제】

[22] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치를 제공하는 데 있다.

20

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

25

## 【기술적해결방법】

[24] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 양상인, 다차원 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신단의 코드북(codebook)을 이용한 피드백 전송 방법은, 미리 저장된 코드북으로부터 다수의 수평 안테나 그룹들을 위하여  
5 선택된, 적어도 하나의 프리코딩 행렬로 구성된 제 1 코드북에서, 제 1 수평 안테나 그룹을 위한 제 1 코드워드를 결정하는 단계; 제 2 수평 안테나 그룹을 위한 제 2 코드워드를 결정하는 단계; 상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 상기 제 1 및 제 2 수평 안테나 그룹들을 제외한 나머지 수평 안테나 그룹 각각을 위한 제 3 코드워드를 결정하는 단계; 및 상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 중 적어도 하나를 수신단으로 피드백하는 단계를 포함하며, 상기 제 3 코드워드는, 상기 제 1 코드워드 및 상기 제 2 코드워드에 따라 결정된 위상 증분값에 따라 결정된 것을 특징으로 한다.

[25] 나아가, 상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는, 상기 다차원 안테나 및 상기 수신단 사이의 전체 채널에 대응되는 프리코딩 행렬로부터 결정되는 것  
15 을 특징으로 할 수 있다.

[26] 나아가, 상기 제 2 코드워드는, 상기 제 1 코드북에서 선택되며, 상기 제 3 코드워드는, 상기 다수의 수평 안테나 그룹들 및 상기 수신단 사이의 전체 채널에 대응되는 프리코딩 행렬로부터 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[27] 나아가, 상기 미리 저장된 코드북에 포함된 모든 프리코딩 행렬을 포함  
20 하며, 상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는, 상기 제 1 코드북에서 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[28] 나아가, 상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는, 상기 제 1 코드북에서 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[29] 나아가, 위상 파라미터를 시그널링받는 단계를 더 포함하며, 상기 제 2  
25 코드워드는, 상기 위상 파라미터에 따라 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[30] 나아가, 상기 무선 통신 시스템은 다중 랭크를 지원하며, 상기 다중 랭크를 위한 각각의 제 3 코드워드는 상호 직교하도록 결정되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[31] 나아가, 상기 제 1, 2 및 3 코드워드들은 프리코딩 매트릭스 인덱스  
30 (Precoding Matrix Index, PMI)인 것을 특징으로 할 수 있다.

[32] 나아가, 상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 각각에 대한 피드백은 서로 독립적으로 수행되는 것을 특징으로 할 수 있다. 더 나아가, 상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 각각은 서로 상이한 주기를 가지고 피드백되는 것을 특징으로 할 수 있다.

5 [33] 나아가, 상기 프리코딩 행렬은, DFT(Discrete Fourier Transform) 벡터로 구성되는 것을 특징으로 할 수 있다.

[34] 나아가, 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 양상인, 다차원 극성 안테나(Cross-poles antennas) 를 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신단의 코드북(codebook)을 이용한 피드백 전송 방법은, 미리 저장된 코드북으로부터 다수의 수평 안테나 그룹들을 위하여 선택된, 적어도 하나의 프리코딩 행렬로 구성된 제 1 코드북에서, 제 1 수평 안테나 그룹을 위한 제 1 코드워드를 결정하는 단계; 제 2 수평 안테나 그룹을 위한 제 2 코드워드를 결정하는 단계; 상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 상기 제 1 및 제 2 수평 안테나 그룹들을 제외한 나머지 수평 안테나 그룹 각각을 위한 제 3 코드워드를 결정하는 단계; 및 상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 제 1 극성(polarization) 그룹과 제 2 극성(polarization) 그룹의 위상 차를 나타내는 제 4 코드워드를 결정하는 단계; 상기 제 1, 2, 3 및 4 코드워드들 중 적어도 하나를 수신단으로 피드백하는 단계를 포함하며, 상기 제 1 극성 그룹과 상기 제 2 극성 그룹은 서로 상이한 극성을 가지도록 구성되며, 상기 제 3 코드워드는, 상기 제 1 코드워드 및 상기 제 2 코드워드에 따라 결정된 위상 증분값에 따라 결정된 것을 특징으로 한다.

**【유리한효과】**

[35] 본 발명의 실시예에 따르면 무선 통신 시스템에서 MIMO 전송을 효율적으로 지원할 수 있는 코드북을 이용한 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치를 제공할 수 있다.

25 [36] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

**【도면의간단한설명】**

[37] 본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.

5 [38] 도 1 은 이동통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면,

[39] 도 2 는 본 발명에 따른 무선 통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.

[40] 도 3 은 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[41] 도 4 는 8 전송 안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

10 [42] 도 5 는 능동 안테나 시스템(active antenna system: AAS)을 나타낸다.

[43] 도 6 은 2 차원 안테나 패널에 수평 안테나 배열과 수직 안테나 배열을 이용하여 메시브 멀티 송신 안테나(massive multiple transmission antenna)를 갖는 통신 시스템을 나타낸다.

15 [44] 도 7 및 도 8 은 선형 위상 증가 특성이 보장되지 않는 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만을 안테나 포트에 맵핑하여 나타낸 참고도이다

[45] 도 9 는 선형 위상 증가 특성을 만족하는 경우의 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만을 안테나 포트에 맵핑한 것을 설명하기 위한 참고도이다

[46] 도 10 은 크로스-극성(Cross-poles) 안테나들로 메시브 안테나가 구현된 경우를 설명하기 위한 참고도이다.

20 [47] 도 11 은 크로스-극성(Cross-poles) 안테나를 고려하여, 선형 위상 증가 특성을 만족하는 경우의 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만 안테나 포트에 맵핑한 것이다

[48] 도 12 는 서로 상이한 코드워드 피드백 주기를 설명하기 위한 참고도이다.

#### 【발명의 실시를 위한 형태】

25 [49] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시형태를 나타내고자 하는 것이 아니다. 이하의 상세한 설명은 본 발명의 완전한 이해를 제공하기 위해서 구체적 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는  
30 본 발명이 이러한 구체적 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다. 예를 들어,

이하의 상세한 설명은 이동통신 시스템이 3GPP LTE 시스템인 경우를 가정하여 구체적으로 설명하나, 3GPP LTE의 특유한 사항을 제외하고는 다른 임의의 이동통신 시스템에도 적용 가능하다.

5 [50] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.

10 [51] 아울러, 이하의 설명에 있어서 단말은 UE(User Equipment), MS(Mobile Station), AMS(Advanced Mobile Station) 등 이동 또는 고정형의 사용자단 기기를 통칭하는 것을 가정한다. 또한, 기지국은 Node B, eNode B, Base Station, AP(Access Point) 등 단말과 통신하는 네트워크 단의 임의의 노드를 통칭하는 것을 가정한다.

15 [52] 이동통신 시스템에서 단말(User Equipment)은 기지국으로부터 하향링크(Downlink)를 통해 정보를 수신할 수 있으며, 단말은 또한 상향링크(Uplink)를 통해 정보를 전송할 수 있다. 단말이 전송 또는 수신하는 정보로는 데이터 및 다양한 제어 정보가 있으며, 단말이 전송 또는 수신하는 정보의 종류 용도에 따라 다양한 물리 채널이 존재한다.

20 [53] 본 발명이 적용될 수 있는 이동통신 시스템의 일례로서 3GPP LTE (3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution; 이하 "LTE"라 함), LTE-Advanced(이하 'LTE-A'라 함) 통신 시스템에 대해 개략적으로 설명한다.

[54] 도 1은 이동통신 시스템의 일례로서 E-UMTS 망구조를 개략적으로 도시한 도면이다.

25 [55] E-UMTS(Evolved Universal Mobile Telecommunications System) 시스템은 기존 UMTS(Universal Mobile Telecommunications System)에서 진화한 시스템으로서, 현재 3GPP에서 기초적인 표준화 작업을 진행하고 있다. 일반적으로 E-UMTS는 LTE(Long Term Evolution) 시스템이라고 할 수도 있다. UMTS 및 E-UMTS의 기술 규격(technical specification)의 상세한 내용은 각각 "3rd Generation Partnership Project; Technical Specification Group Radio Access Network"의 Release 7과 Release 8을 참조할 수 있다.

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

[57] 한 기지국에는 하나 이상의 셀이 존재한다. 셀은 1.25, 2.5, 5, 10, 15, 20MHz 등의 대역폭 중 하나로 설정돼 여러 단말에게 하향 또는 상향 전송 서비스를 제공한다. 서로 다른 셀은 서로 다른 대역폭을 제공하도록 설정될 수 있다. 기지국은 다수의 단말에 대한 데이터 송수신을 제어한다. 하향링크(Downlink, DL) 데이터에 대해 기지국은 하향링크 스케줄링 정보를 전송하여 해당 단말에게  
10 데이터가 전송될 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, 하이브리드 자동 재전송 요청(Hybrid Automatic Repeat and request, HARQ) 관련 정보 등을 알려준다.

[58] 또한, 상향링크(Uplink, UL) 데이터에 대해 기지국은 상향링크 스케줄링 정보를 해당 단말에게 전송하여 해당 단말이 사용할 수 있는 시간/주파수 영역, 부호화, 데이터 크기, 하이브리드 자동 재전송 요청 관련 정보 등을 알려준다. 기지국간에는 사용자 트래픽 또는 제어 트래픽 전송을 위한 인터페이스가 사용  
15 될 수 있다. 핵심망(Core Network, CN)은 AG 와 단말의 사용자 등록 등을 위한 네트워크 노드 등으로 구성될 수 있다. AG 는 복수의 셀들로 구성되는 TA(Tracking Area) 단위로 단말의 이동성을 관리한다.

[59] 무선 통신 기술은 광대역 코드분할 다중 접속(Wideband Code Division Multiple Access, WCDMA)를 기반으로 LTE 까지 개발되어 왔지만, 사용자와 사업자의 요구와 기대는 지속적으로 증가하고 있다. 또한, 다른 무선 접속 기술이  
25 계속 개발되고 있으므로 향후 경쟁력을 가지기 위해서는 새로운 기술 진화가 요구된다. 비트당 비용 감소, 서비스 가용성 증대, 융통성 있는 주파수 밴드의 사용, 단순구조와 개방형 인터페이스, 단말의 적절한 파워 소모 등이 요구된다.

[60] 최근 3GPP 는 LTE 에 대한 후속 기술에 대한 표준화 작업을 진행하고 있다. 본 명세서에서는 상기 기술을 "LTE-Advanced" 또는 "LTE-A"라고 지칭한다. LTE 시스템과 LTE-A 시스템의 주요 차이점 중 하나는 시스템 대역폭의 차이이다.  
30 LTE-A 시스템은 최대 100 MHz 의 광대역을 지원할 것을 목표로 하고 있으며, 이

를 위해 복수의 주파수 블록을 사용하여 광대역을 달성하는 캐리어 어그리게이션 또는 대역폭 어그리게이션(carrier aggregation 또는 bandwidth aggregation) 기술을 사용하도록 하고 있다. 캐리어 어그리게이션 보다 넓은 주파수 대역을 사용하기 위하여 복수의 주파수 블록을 하나의 커다란 논리 주파수 대역으로 사용하도록 한다. 각 주파수 블록의 대역폭은 LTE 시스템에서 사용되는 시스템 블록의 대역폭에 기초하여 정의될 수 있다. 각각의 주파수 블록은 컴포넌트 캐리어(component carrier)를 이용하여 전송된다.

[61] 도 2 는 본 발명에 따른 무선 통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.

[62] 무선 통신 시스템(100)을 간략화하여 나타내기 위해 하나의 기지국(105) 과 하나의 단말(110)을 도시하였지만, 하나 이상의 기지국 및/또는 하나 이상의 단말기를 포함할 수 있다.

[63] 도 2 를 참조하면, 기지국(105)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(115), 심볼 변조기(120), 송신기(125), 송수신 안테나(130), 프로세서(180), 메모리(185), 수신기(190), 심볼 복조기(195), 수신 데이터 프로세서(197)를 포함할 수 있다. 그리고, 단말(110)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(165), 심볼 변조기(170), 송신기(175), 송수신 안테나(135), 프로세서(155), 메모리(160), 수신기(140), 심볼 복조기(155), 수신 데이터 프로세서(150)를 포함할 수 있다. 안테나(130, 135)가 각각 기지국(105) 및 단말(110)에서 하나로 도시되어 있지만, 기지국(105) 및 단말(110)은 복수 개의 안테나를 구비한 다중 안테나이다. 따라서, 본 발명에 따른 기지국(105) 및 단말(110)은 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 지원한다. 본 발명에 따른 기지국(105) 및 단말(110)은 SU-MIMO(Single User-MIMO) MU-MIMO(Multi User-MIMO) 방식 모두를 지원한다.

[64] 하향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(115)는 트래픽 데이터를 수신하고, 수신한 트래픽 데이터를 포맷하여, 코딩하고, 코딩된 트래픽 데이터를 인터리빙하고 변조하여(또는 심볼 매핑하여), 변조 심볼들("데이터 심볼들")을 제공한다. 심볼 변조기(120)는 이 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 수신 및 처리하여, 심볼들의 스트림을 제공한다.

[65] 심볼 변조기(120)는, 데이터 및 파일럿 심볼들을 다중화하여 이를 송신기(125)로 전송한다. 이때, 각각의 송신 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼, 또

는 제로의 신호 값일 수도 있다. 각각의 심볼 주기에서, 파일럿 심볼들이 연속적으로 송신될 수도 있다. 파일럿 심볼들은 주파수 분할 다중화(FDM), 직교 주파수 분할 다중화(OFDM), 시분할 다중화(TDM), 또는 코드 분할 다중화(CDM) 심볼일 수 있다.

- 5 [66] 송신기(125)는 심볼들의 스트림을 수신하여 이를 하나 이상의 아날로그 신호들로 변환하고, 또한, 이 아날로그 신호들을 추가적으로 조절하여(예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 업 컨버팅(upconverting) 하여, 무선 채널을 통한 송신에 적합한 하향링크 신호를 발생시킨다. 이어서, 하향링크 신호는 안테나(130)를 통해 단말로 전송된다.
- 10 [67] 단말(110)에서, 안테나(135)는 기지국으로부터의 하향링크 신호를 수신하여 수신된 신호를 수신기(140)로 제공한다. 수신기(140)는 수신된 신호를 조정 하여(예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 다운컨버팅(downconverting))하고, 조정된 신호를 디지털화하여 샘플들을 획득한다. 심볼 복조기(145)는 수신된 파일럿 심볼들을 복조하여 채널 추정을 위해 이를 프로세서(155)로 제공한다.
- 15 [68] 또한, 심볼 복조기(145)는 프로세서(155)로부터 하향링크에 대한 주파수 응답 추정치를 수신하고, 수신된 데이터 심볼들에 대해 데이터 복조를 수행하여, (송신된 데이터 심볼들의 추정치들인) 데이터 심볼 추정치를 획득하고, 데이터 심볼 추정치들을 수신(Rx) 데이터 프로세서(150)로 제공한다. 수신 데이터 프로세서(150)는 데이터 심볼 추정치들을 복조(즉, 심볼 디-매핑(demapping))하고,
- 20 디인터리빙(deinterleaving)하고, 디코딩하여, 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.
- [69] 심볼 복조기(145) 및 수신 데이터 프로세서(150)에 의한 처리는 각각 기지국(105)에서의 심볼 변조기(120) 및 송신 데이터 프로세서(115)에 의한 처리에 대해 상보적이다.
- 25 [70] 단말(110)은 상향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(165)는 트래픽 데이터를 처리하여, 데이터 심볼들을 제공한다. 심볼 변조기(170)는 데이터 심볼들을 수신하여 파일럿 심볼들과 함께 다중화하여, 변조를 수행하여, 심볼들의 스트림을 송신기(175)로 제공한다. 송신기(175)는 심볼들의 스트림을 수신 및 처리하여, 상향링크 신호를 발생시키고, 이러한 상향링크 신호는 안테나(135)를
- 30 통해 기지국(105)으로 전송된다.

[71] 기지국(105)에서, 단말(110)로부터 상향링크 신호가 안테나(130)를 통해 수신되고, 수신기(190)는 수신한 상향링크 신호를 처리되어 샘플들을 획득한다. 이어서, 심볼 복조기(195)는 이 샘플들을 처리하여, 상향링크에 대해 수신된 파일럿 심볼들 및 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 데이터 프로세서(197)는 데이터 심볼 추정치를 처리하여, 단말기(110)로부터 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.

[72] 단말(110) 및 기지국(105) 각각의 프로세서(155, 180)는 각각 단말(110) 및 기지국(105)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(155, 180)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리 유닛(160, 185)들과 연결될 수 있다. 메모리(160, 185)는 프로세서(180)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.

[73] 프로세서(155, 180)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(155, 180)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시예를 구현하는 경우에는, 본 발명을 수행하도록 구성된 ASICs(application specific integrated circuits) 또는 DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays) 등이 프로세서(155, 180)에 구비될 수 있다. 한편, 펌웨어나 소프트웨어를 이용하여 본 발명의 실시예들을 구현하는 경우에는 본 발명의 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등을 포함하도록 펌웨어나 소프트웨어가 구성될 수 있으며, 본 발명을 수행할 수 있도록 구성된 펌웨어 또는 소프트웨어는 프로세서(155, 180) 내에 구비되거나 메모리(160, 185)에 저장되어 프로세서(155, 180)에 의해 구동될 수 있다.

[74] 단말과 기지국이 무선 통신 시스템(네트워크) 사이의 무선 인터페이스 프로토콜의 레이어들은, 통신 시스템에서 잘 알려진 OSI(open system interconnection) 모델의 하위 3 개 레이어를 기초로 제 1 레이어(L1), 제 2 레이어(L2), 및 제 3 레이어(L3)로 분류될 수 있다. 물리 레이어는 상기 제 1 레이어에 속하며, 물리 채널을 통해 정보 전송 서비스를 제공한다. RRC(Radio

Resource Control) 레이어는 상기 제 3 레이어에 속하며 UE 와 네트워크 사이의 제어 무선 자원들을 제공한다. 단말, 기지국은 무선 통신 네트워크와 RRC 레이어를 통해 RRC 메시지들을 교환한다.

[75] 본 발명에서 사용되는 기지국이라는 용어는 지역적인 개념으로 사용되는 경우 셀 또는 섹터로 호칭될 수 있다. 서빙 기지국(또는 셀)은 단말에게 기존의 주요 서비스를 제공하는 기지국으로 볼 수 있고, 협력 다중 전송 포인트(coordinated multiple transmission point) 상에서의 제어 정보의 송수신을 수행할 수 있다. 이러한 의미에서 서빙 기지국(또는 셀)은 앵커 기지국(또는 셀)(anchor cell)이라 칭할 수 있다. 마찬가지로 인접 기지국은 지역적인 개념으로 사용되는 인접 셀로 호칭될 수도 있다.

[76] 코드북 기반 프리코딩 기법

[77] 다중 안테나 전송을 지원하기 위하여 전송 정보를 각각의 안테나에 채널 상황 등에 따라 적절하게 분배해주는 프리코딩(precoding)을 적용할 수 있다. 코드북(Codebook) 기반의 프리코딩 기법은, 송신단과 수신단에서 프리코딩 행렬의 집합을 미리 정하여 두고, 수신단(예를 들어, 단말)이 송신단(예를 들어, 기지국)으로부터의 채널정보를 측정하여 가장 알맞은 프리코딩 행렬이 무엇인지(즉, 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Index; PMI)를 송신단에게 피드백하여 주고, 송신단은 PMI 에 기초하여 적절한 프리코딩을 신호 전송에 적용하는 기법을 말한다.

[78] 미리 정해진 프리코딩 행렬 집합 중에서 적절한 프리코딩 행렬을 선택하는 방식이므로, 항상 최적의 프리코딩이 적용되는 것은 아니지만, 실제 채널 정보에 최적의 프리코딩 정보를 명시적으로(explicitly) 피드백하는 것에 비하여 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 장점이 있다.

[79] 도 3은 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[80] 코드북 기반 프리코딩 방식에 따를 경우, 송신단과 수신단은 전송 랭크, 안테나 개수 등에 따라 미리 정해진 소정 개수의 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북 정보를 공유하게 된다. 즉, 피드백 정보가 유한한(finite) 경우에 프리코딩 기반 코드북 방식이 사용될 수 있다. 수신단은 수신 신호를 통해 채널 상태를 측정하여, 상술한 코드북 정보를 기반으로 유한한 개수의 선호하는 프리코딩 행렬 정보(즉, 해당 프리코딩 행렬의 인덱스)를 송신단에 피드백할 수 있다.

예를 들어, 수신단에서는 ML(Maximum Likelihood) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식으로 수신 신호를 측정하여 최적의 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 도 3에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드 별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.

- 5 [81] 수신단으로부터 피드백 정보를 수신한 송신단은 수신된 정보에 기반하여 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 프리코딩 행렬을 선택한 송신단은 전송 랭크에 대응하는 개수의 레이어 신호에 선택된 프리코딩 행렬을 곱하는 방식으로 프리코딩을 수행하며, 프리코딩이 수행된 전송 신호를 복수의 안테나를 통해 수신단으로 전송할 수 있다. 프리코딩 행렬에서 행(row)의 개수
- 10 는 안테나의 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 개수와 동일하므로, 열(column)의 개수는 레이어 개수와 동일하다. 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4 이고 전송 레이어의 개수가 2 인 경우에는 프리코딩 행렬이  $4 \times 2$  행렬로 구성될 수 있다. 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어를 통해 전송되는 정보가 각각의 안테나에 매핑될 수 있다.
- 15 [82] 송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은  $U \cdot U^H = I$  와 같은 유니터리 행렬(U) 조건을 만족하는바, 상술한 프리코딩의 역처리는 송신단의 프리코딩에 이용된 프리코딩 행렬(P)의 에르미트(Hermit) 행렬 ( $P^H$ )을 수신 신호에 곱하는 방식으로 이루어질 수 있다.
- 20 [83] 예를 들어, 다음의 표 1 은 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 2 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이고, 표 2 는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 4 전송 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이다.

[84] 【표 1】

Codebook index	Number of layers $\nu$	
	1	2
0	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$	-

[85] 【표 2】

Codebook index	$u_n$	Number of layers $\nu$			
		1	2	3	4
0	$u_0 = [1 \ -1 \ -1 \ -1]^T$	$W_0^{(1)}$	$W_0^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_0^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_0^{(1234)}/2$
1	$u_1 = [1 \ -j \ 1 \ j]^T$	$W_1^{(1)}$	$W_1^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_1^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_1^{(1234)}/2$
2	$u_2 = [1 \ 1 \ -1 \ 1]^T$	$W_2^{(1)}$	$W_2^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_2^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_2^{(3214)}/2$
3	$u_3 = [1 \ j \ 1 \ -j]^T$	$W_3^{(1)}$	$W_3^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_3^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_3^{(3214)}/2$
4	$u_4 = [1 \ (-1-j)/\sqrt{2} \ -j \ (1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_4^{(1)}$	$W_4^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_4^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_4^{(1234)}/2$
5	$u_5 = [1 \ (1-j)/\sqrt{2} \ j \ (-1-j)/\sqrt{2}]^T$	$W_5^{(1)}$	$W_5^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_5^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_5^{(1234)}/2$
6	$u_6 = [1 \ (1+j)/\sqrt{2} \ -j \ (-1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_6^{(1)}$	$W_6^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_6^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_6^{(1324)}/2$
7	$u_7 = [1 \ (-1+j)/\sqrt{2} \ j \ (1+j)/\sqrt{2}]^T$	$W_7^{(1)}$	$W_7^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_7^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_7^{(1324)}/2$
8	$u_8 = [1 \ -1 \ 1 \ 1]^T$	$W_8^{(1)}$	$W_8^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_8^{(124)}/\sqrt{3}$	$W_8^{(1234)}/2$
9	$u_9 = [1 \ -j \ -1 \ -j]^T$	$W_9^{(1)}$	$W_9^{(14)}/\sqrt{2}$	$W_9^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_9^{(1234)}/2$
10	$u_{10} = [1 \ 1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{10}^{(1)}$	$W_{10}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{10}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{10}^{(1324)}/2$
11	$u_{11} = [1 \ j \ -1 \ j]^T$	$W_{11}^{(1)}$	$W_{11}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{11}^{(134)}/\sqrt{3}$	$W_{11}^{(1324)}/2$
12	$u_{12} = [1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$W_{12}^{(1)}$	$W_{12}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{12}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{12}^{(1234)}/2$
13	$u_{13} = [1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$W_{13}^{(1)}$	$W_{13}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{13}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{13}^{(1324)}/2$
14	$u_{14} = [1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$W_{14}^{(1)}$	$W_{14}^{(13)}/\sqrt{2}$	$W_{14}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{14}^{(3214)}/2$
15	$u_{15} = [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$W_{15}^{(1)}$	$W_{15}^{(12)}/\sqrt{2}$	$W_{15}^{(123)}/\sqrt{3}$	$W_{15}^{(1234)}/2$

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

[87] 상기 표 1 에서 나타내는 바와 같이, 2 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 7 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있으며 여기서, 단일 행렬은 개-루프(open-loop) 시스템을 위한 것이므로, 폐-루프(loop) 시스템의 프리코딩을 위한 프리코딩 벡터/행렬은 총 6 개가 된다. 또한, 상기 표 2 와 같은 4 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 64 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있다.

[88] 위와 같은 코드북은 상수 모듈러스(Constant modulus; CM) 특성, 네스티드 특성(Nested property), 제한된 알파벳(Constrained alphabet) 등의 공통적인 특성을 가진다. CM 특성은 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)는 '0' 을 포함하지 않으며, 같은 크기를 가지도록 구성되는 특성이다. 네스티드 특성은, 낮은 랭크의 프리코딩 행렬이 높은 랭크의 프리코딩 행렬의 특정 열의 서브셋(subset) 으로 구성되도록 설계된 것을 의미한다. 제한된 알파벳 특성은, 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)의 알

파벳이  $\left\{ \pm 1, \pm j, \pm \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}, \pm \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} \right\}$  으로 구성되는 특성을 의미한다.

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

[90] 상기 표 1 에서 나타내는 바와 같이, 2 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 7 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있으며 여기서, 단일 행렬은 개-루프(open-loop) 시스템을 위한 것이므로, 폐-루프(loop) 시스템의 프리코딩을 위한 프리코딩 벡터/행렬은 총 6 개가 된다. 또한, 상기 표 2 와 같은 4 개의 송신안테나에 대한 코드북의 경우 총 64 개의 프리코딩 벡터/행렬을 가지고 있다.

[91] 위와 같은 코드북은 상수 모듈러스(Constant modulus; CM) 특성, 네스티드 특성(Nested property), 제한된 알파벳(Constrained alphabet) 등의 공통적인 특성을 가진다. CM 특성은 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)는 '0' 을 포함하지 않으며, 같은 크기를 가지도록 구성되는 특성이다. 네스티드 특성은, 낮은 랭크의 프리코딩 행렬이 높은 랭크의 프리코딩 행렬

의 특정 열의 서브셋(subset) 으로 구성되도록 설계된 것을 의미한다. 제한된 알파벳 특성은, 코드북 내의 모든 프리코딩 행렬의 각각의 요소(element)의 알

파벳이  $\left\{ \pm 1, \pm j, \pm \frac{(1+j)}{\sqrt{2}}, \pm \frac{(-1+j)}{\sqrt{2}} \right\}$  으로 구성되는 특성을 의미한다.

[92] 피드백 채널 구조

5 [93] 기본적으로, FDD(Frequency Division Duplex) 시스템에서 하향링크 채널에 대한 정보를 기지국이 알 수 없으므로, 단말이 피드백하는 채널정보를 하향링크 전송에 이용한다. 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템의 경우, 단말이 PUCCH를 통하여 하향링크 채널 정보를 피드백하거나 또는 PUSCH를 통하여 하향링크 채널정보를 피드백 할 수 있다. PUCCH의 경우 주기적(periodic)으로 채널  
10 정보를 피드백 하고, PUSCH의 경우 기지국의 요청에 따라서 비주기적(aperiodic)으로 채널 정보를 피드백한다. 또한, 채널정보의 피드백은 할당받은 전체 주파수 대역(즉, 광대역(WideBand; WB))에 대한 채널 정보를 피드백 할 수도 있고, 특정 개수의 RB(즉, 서브대역 (SubBand; SB))에 대하여 채널 정보를 피드백 할 수도 있다.

15 [94] 확장된 안테나 구성(Antenna configuration)

[95] 도 4는 8 전송안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

[96] 도 4(a)는 N개의 안테나가 그룹화 없이 서로 독립적인 채널을 구성하는 경우를 도시한 것이며, 일반적으로 ULA(Uniform Linear Array)라고 한다. 이와 같이 다수개의 안테나를 서로 공간적으로 떨어뜨려 배치함으로써 서로 독립적인 채널을 구성하기에는 송신기 및/또는 수신기의 공간이 부족할 수 있다.  
20

[97] 도 4(b)에서는 2개의 안테나가 쌍을 이루는 ULA 방식의 안테나 구성(Paired ULA)을 나타낸다. 이러한 경우 쌍을 이루는 2개의 안테나 사이에는 연관된 채널을 가지고, 다른 쌍의 안테나와는 독립적인 채널을 가질 수 있다.

[98] 한편, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9에서 하향링크에서 4개 전송 안테나  
25 를 사용하는 것과 달리, 3GPP LTE 릴리즈-10 시스템에서는 하향링크에서 8개 전송 안테나를 사용할 수 있다. 이러한 확장된 안테나 구성을 적용하기 위해서는, 부족한 공간에 여러 개의 송신안테나를 설치해야 하므로, 도 4(a) 및 도 4(b)와 같은 ULA 안테나 구성은 적합하지 않을 수 있다. 따라서, 도 4(c)와 같이 이중-극성(dual-pole) (또는 크로스-극성(cross-pole)) 안테나 구성을 적용하는 것

을 고려할 수 있다. 이와 같이 전송 안테나를 구성하는 경우에는, 안테나간의 거리 d 가 상대적으로 짧더라도 안테나 상관도를 낮춰 높은 수율의 데이터 전송이 가능해진다.

[99] 코드북 구조(codebook structures)

5 [100] 전술한 바와 같이, 미리 정해진(pre-defined) 코드북을 송신단과 수신단에서 공유함으로써, 송신단으로부터의 MIMO 전송에 이용될 프리코딩 정보를 수신단이 피드백하기 위한 오버헤드를 낮출 수 있으므로 효율적인 프리코딩이 적용될 수 있다.

10 [101] 미리 정해진 코드북을 구성하는 하나의 예시로서, DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬 또는 월시(Walsh) 행렬을 이용하여 프리코더 행렬을 구성할 수 있다. 또는, 위상 시프트(phase shift) 행렬 또는 위상 시프트 다이버시티(phase shift diversity) 행렬 등과 결합하여 여러 가지 형태의 프리코더를 구성할 수도 있다.

15 [102] Co-polarization 안테나 계열의 경우 DFT 계열의 코드북 들이 성능이 좋다, 여기서 DFT 행렬 기반의 코드북을 구성함에 있어서, n x n DFT 행렬은 아래의 수학적 식 3 과 같이 정의 될 수 있다.

[103] 【수학적 식 3】

$$\text{DFT}_n: D_n(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k\ell/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1$$

20 [104] 상기 수학적 식 3 의 DFT 행렬은 특정 크기 n 에 대하여 하나의 행렬만이 존재한다. 따라서, 다양한 프리코딩 행렬을 정의하여 상황에 따라 적절히 사용하기 위해서는 DFTn 행렬의 회전 형태(rotated version)를 추가적으로 구성하여 사용하는 것을 고려할 수 있다. 아래의 수학적 식 4 는 예시적인 회전(rotated) DFTn 행렬을 나타낸다

[105] 【수학적 식 4】

25 rotated DFTn:  $D_n^{(G,g)}(k, \ell) = \frac{1}{\sqrt{n}} \exp(-j2\pi k(\ell + g/G)/n), \quad k, \ell = 0, 1, \dots, n-1, \quad g = 0, 1, \dots, G.$

[106] 상기 수학적 식 4 와 같이 DFT 행렬을 구성하는 경우, G 개의 회전(rotated) DFTn 행렬을 생성할 수 있으며, 생성된 행렬들은 DFT 행렬의 특성을 만족한다.

[107] 다음으로, 하우스홀더-기반(Householder-based) 코드북 구조에 대해서 설명한다. 하우스홀더-기반 코드북 구조란, 하우스홀더 행렬로 구성되는 코드북을 의미한다. 하우스홀더 행렬은 하우스홀더 변환(Householder Transform)에 사용되는 행렬이고, 하우스홀더 변환은, 선형 변환(linear transformation)의 일

5 종이며 QR 분해(QR decomposition)를 수행하는 데에 이용될 수 있다. QR 분해는 어떤 행렬을 직교(orthogonal) 행렬(Q)과 상삼각행렬(upper triangular matrix) (R) 로 분해하는 것을 의미한다. 상삼각행렬은 주대각선성분 아래의 성분이 모두 0 인 정사각행렬을 의미한다. 4×4 하우스홀더 행렬의 예는 아래의 수학적식 5와 같다.

10 [108] 【수학적식 5】

$$\mathbf{M}_1 = \mathbf{I}_4 - 2\mathbf{u}_0\mathbf{u}_0^H / \|\mathbf{u}_0\|^2 = \frac{1}{\sqrt{4}} * \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{u}_0^T = [1 \quad -1 \quad -1 \quad -1]$$

[109] 하우스홀더 변환에 의해 CM 특성을 갖는 4×4 유니터리 행렬을 생성할 수 있다. 상기 표 2 와 같은 4 전송 안테나를 위한 코드북과 같이, 하우스홀더

15 변환을 이용하여 n×n 프리코딩 행렬을 생성하고, 생성된 프리코딩 행렬의 열서브셋(column subset)을 이용하여 n 보다 작은 랭크 전송을 위한 프리코딩 행렬로 사용하도록 구성 할 수 있다.

[110] 8 전송 안테나를 위한 코드북

[111] 확장된 안테나 구성(예를 들어, 8 전송 안테나)을 가지는 3GPP LTE 릴리즈-10 시스템에서, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 시스템에서 사용된 피드백 방식을 확장하여 적용할 수 있다. 예를 들어, RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Index), CQI(Channel Quality Information) 등의 채널상태정보(Channel State Information; CSI)를 피드백 할 수 있다. 이하에서는, 확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템에서 사용될 수 있는 이중 프리코더(dual precoder) 기반

20

피드백 코드북을 설계하는 방안에 대하여 설명한다. 이중 프리코더 기반 피드백 코드북에서, 송신단의 MIMO 전송에 사용될 프리코더를 지시하기 위해서, 수신단은 프리코딩 행렬 인덱스(PMI)를 송신단으로 전송할 수 있는데, 2 개의 서로 다른 PMI 의 조합에 의해서 프리코딩 행렬이 지시될 수 있다. 즉, 수신단은 송신단으로 2 개의 서로 다른 PMI (즉, 제 1 PMI 및 제 2 PMI)를 송신단으로 피드백하고, 송신단은 제 1 및 제 2 PMI 의 조합에 의해 지시되는 프리코딩 행렬을 결정하여 MIMO 전송에 적용할 수 있다.

[112] 이중 프리코더 기반 피드백 코드북 설계에 있어서, 8 전송 안테나 MIMO 전송, 단일사용자-MIMO (Single User-MIMO; SU-MIMO) 및 다중사용자-MIMO (Multiple User-MIMO; MU-MIMO) 지원, 다양한 안테나 구성에 대한 적합성, 코드북 설계 기준, 코드북 크기 등을 고려할 수 있다.

[113] 8 전송 안테나 MIMO 전송에 적용되는 코드북으로서, 랭크 2 보다 큰 경우에는 SU-MIMO 만을 지원하고, 랭크 2 이하에서는 SU-MIMO 및 MU-MIMO 모두에 최적화되고, 다양한 안테나 구성에 대해 적합하도록 피드백 코드북을 설계하는 것을 고려할 수 있다.

[114] MU-MIMO 에 대해서, MU-MIMO 에 참여하는 단말들이 상관 영역 (correlation domain)에서 구별되도록(separated) 하는 것이 바람직하다. 따라서, MU-MIMO 를 위한 코드북은 높은 상관을 가지는 채널에서 올바르게 동작하도록 설계될 필요가 있다. DFT 벡터들은 높은 상관을 가지는 채널에서 양호한 성능을 제공하므로, 랭크-2 까지의 코드북 집합에 DFT 벡터를 포함시키는 것을 고려할 수 있다. 또한, 많은 공간 채널을 생성할 수 있는 높은 산란 전파 (scattering propagation) 환경 (예를 들어, 반사파가 많은 옥내(indoor) 환경 등)에서는, MIMO 전송 방식으로 SU-MIMO 동작이 보다 적합할 수 있다. 따라서, 랭크-2 보다 큰 랭크를 위한 코드북은, 다중-레이어들을 구별하는 성능이 양호하도록 설계하는 것을 고려할 수 있다.

[115] MIMO 전송을 위한 프리코더 설계에 있어서, 하나의 프리코더 구조가 다양한 안테나 구성(낮은-상관, 높은-상관, Cross-polarization 등의 안테나 구성)에 대해서 양호한 성능을 가지도록 하는 것이 바람직하다. 8 개의 전송 안테나의 배치에 있어서, 낮은-상관 안테나 구성으로서  $4\lambda$  안테나 간격을 가지는 Cross-polarization 어레이가 구성되거나, 높은-상관 안테나 구성으로서  $0.5\lambda$

안테나 간격을 가지는 ULA 가 구성되거나, Cross-polarization 안테나 구성으로서  $0.5\lambda$  안테나 간격을 가지는 Cross-polarization 어레이가 구성될 수 있다. DFT 기반 코드북 구조는 높은-상관 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 제공할 수 있다.

- 5 [116] 한편, Cross-polarization 안테나 구성에 대해서는 블록대각행렬(block diagonal matrix)들이 보다 적합할 수 있다. 따라서, 8 전송 안테나를 위한 코드북에 대각행렬이 도입되는 경우에, 모든 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 제공하는 코드북을 구성할 수 있다.

10 [117] 코드북 설계 기준은, 전술한 바와 같이 유니터리 코드북, CM 특성, 유한 알파벳, 적절한 코드북 크기, 네스티드 특성 등을 만족하도록 하는 것이다. 이는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 코드북 설계에 대해 적용된 것이며, 확장된 안테나 구성을 지원하는 3GPP LTE 릴리즈-10 코드북 설계에 대해서도 이러한 코드북 설계 기준을 적용하는 것을 고려할 수 있다.

15 [118] 코드북 크기와 관련하여, 8 전송 안테나를 이용하는 장점을 충분하게 지원하기 위해서는 코드북 크기가 증가되어야만 한다. 낮은 상관을 가지는 환경에서 8 전송 안테나로부터 충분한 프리코딩 이득을 얻기 위해서는, 큰 크기의 코드북 (예를 들어, 랭크 1 및 랭크 2 에 대해서 4 비트가 넘는 크기의 코드북)이 요구될 수 있다. 높은 상관을 가지는 환경에서는 프리코딩 이득을 얻기 위해서 4 비트 크기의 코드북이 충분할 수 있다. 그러나, MU-MIMO 의 다중화 이득을 달성하기 위해서는, 랭크 1 및 랭크 2 를 위한 코드북 크기를 증가시킬 수 있다.

20

[119] 전술한 사항을 바탕으로, 본 발명에서는 송신단이 효과적으로 빔 성형을 수행할 수 있도록 수신단이 피드백 하는 프리코딩 매트릭스의 코드북 구조와 코드북 생성 방식을 설명하고, 이를 이용한 신호 전송 방법을 설명한다.

25 [120] 이하에서 설명하는 본 발명의 실시예들은, 송신단이 능동 안테나 시스템(active antenna system: 이하 AAS)을 활용한 메시브 안테나(massive antenna)를 이용할 때 효과적이며, 대표적인 실시 예로서 셀룰러(cellular) 망에서 기지국과 사용자 단말의 하향 링크 통신에 활용될 수 있다.

[121] 도 5는 능동 안테나 시스템(active antenna system: AAS)을 나타낸다.

[122] LTE Rel-12 이후의 무선 통신 시스템에서는 능동 안테나 시스템(이하 AAS)의 도입이 고려되고 있다. 신호의 위상 및 크기를 조정할 수 있는 능동 회로와 안테나가 분리되어 있는 기존의 수동 안테나 시스템과 달리, AAS 는 각각의 안테나가 능동 회로를 포함하는 능동 안테나로 구성된 시스템을 의미한다.

5 [123] 특히, AAS 는 능동 안테나 사용에 따라 능동 회로와 안테나를 연결하기 위한 별도의 케이블, 커넥터, 기타 하드웨어 등이 필요하지 않고, 따라서 에너지 및 운용 비용 측면에서 효율성이 높은 특징을 갖는다. 또한, 상기 AAS 는 각 안테나 별 전자식 빔 제어(electronic beam control) 방식을 지원하기 때문에 빔 방향 및 빔 폭을 고려한 정교한 빔 패턴 형성 또는 3 차원 빔 패턴을 형성하  
10 는 등의 진보된 MIMO 기술을 가능하게 한다.

[124] 이러한 AAS 등의 진보된 안테나 시스템의 도입으로 다수의 입출력 안테나와 다차원 안테나 구조를 갖는 대규모 MIMO 구조 또한 고려되고 있다. 일례로 기존의 일자 형 안테나 배열과 달리 2 차원 안테나 배열을 형성할 경우, AAS 의 능동 안테나에 따라 3 차원 빔 패턴을 형성할 수 있다.

15 [125] 따라서, 기지국 입장에서 3 차원 빔 패턴을 활용할 경우, 빔의 수평 방향뿐만 아니라 수직 방향으로의 섹터 형성을 고려할 수 있다. 또한 단말 입장에서는 대규모 수신 안테나를 활용하여 수신 빔을 형성할 때, 안테나 배열 이득(antenna array gain)에 따른 신호 전력 상승 효과를 기대할 수 있으며 따라서 기존보다 낮은 송신 전력만으로도 시스템의 성능 요구사항을 충족할 수 있는 장  
20 점이 있다.

[126] 도 6 은 2 차원 안테나 패널에 수평 안테나 배열과 수직 안테나 배열을 이용하여 메시브 멀티 송신 안테나(massive multiple transmission antenna)를 갖는 통신 시스템을 나타낸다.

[127] 도 6 에서 수신 안테나의 개수는 1 개인 시스템을 중심으로 설명하나, 다  
25 중 송수신 안테나를 갖는 MIMO 시스템에서도 동일한 방식이 적용될 수 있다.  $N_H$  는 수평 방향 안테나 개수를 나타내고,  $N_V$  는 수직 방향 안테나 개수를 나타낸다.

[128] 도 6 에서, 송신단은  $N_H=8$ ,  $N_V=4$  로 총 32 개의 안테나를 갖는다.  $\mathbf{h}_{H_i}$  는 점선으로 표시된  $i$  번째 수평 안테나 그룹과 수신단 사이의 채널을 나타내며, 1

행  $N_H$  열 행렬이며, 전체 채널은  $\mathbf{H} = [(\mathbf{h}_{H1})^* \quad (\mathbf{h}_{H2})^* \quad (\mathbf{h}_{H3})^* \quad (\mathbf{h}_{H4})^*]^*$  이다. 각 안테나는 수평 방향으로  $d_H$ , 수직 방향으로  $d_V$  의 동일한 간격으로 배치되어 있으며, 안테나 간격이 조밀하여 (예를 들어, 반 파장 이하의 거리인 경우) 안테나 포트 간 채널 상관관계가 존재하는 환경을 가정하였다.

5 [129] 각 수평 안테나 그룹에 대한 안테나 토폴로지(Antenna Topology)는 조밀한 간격으로 배치된 ULA 이므로  $\mathbf{h}_{H_i}$  의 채널 요소(element)는 선형 위상 증가의 특성을 갖는다. 따라서  $\mathbf{h}_{H_i}$  는 선형 위상 증가 특성을 가진 DFT 행렬로 표현될 수 있으며, 이하, 수학식 6 은 상기 DFT 행렬을 나타낸다.  $N_H, M, mn$  은 각각 수평 방향 안테나 개수, DFT 열 벡터 개수, 행렬의  $m$  행  $n$  열을 나타낸다. 수

10 학식 6 에서  $\mathbf{d}_i$  는  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $i$ -번째 열 벡터이며,  $N_H$  행 1 열이다.

[130] 【수학식 6】

$$\mathbf{D}_{mn}^{N_H \times M} = e^{j \frac{2\pi(m-1)(n-1)}{M}}$$

$$\mathbf{D}^{N_H \times M} = [\mathbf{d}_1 \quad \mathbf{d}_2 \quad \dots \quad \mathbf{d}_M]$$

[131] 또한 각 수평 안테나 그룹은 수직 방향으로  $d_V$  의 동일한 간격으로 조밀

15 하게 배치해 있으므로  $\mathbf{h}_{H_1}, \mathbf{h}_{H_2}, \mathbf{h}_{H_3}, \mathbf{h}_{H_4}$  은 서로 높은 상관관계를 갖는다.

이러한 채널 특성을 고려해 볼 때, 각  $\mathbf{h}_{H_i}$  를 전체 코드북에서 독립적으로 선택하는 것 보다 codebook 내에서 상관관계가 높은 일부 코드워드 그룹을 추출한 뒤, 그 그룹 내에서  $\mathbf{h}_{H_i}$  의 PMI 를 선택함으로써 피드백 오버헤드를 낮출 수 있다.

20 [132] 상술한 메시브 안테나(massive antenna)의 채널 특성을 고려해 볼 때, 코드북은  $C_1$  과  $C_2$  두 개가 존재하며, 두 코드북의 조합으로 하나의 완성된 PMI 를 나타내도록 구조를 가지는 것이 효과적이다.

[133] 【수학식 7】

$$C_1 = \{ \{ \mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K \}, \{ \mathbf{d}_{K+1}, \mathbf{d}_{K+2}, \dots, \mathbf{d}_{2K} \}, \dots, \{ \mathbf{d}_{(L-1)K+1}, \mathbf{d}_{(L-1)K+2}, \dots, \mathbf{d}_{LK} \} \}$$

[134] 수학식 7 에서 코드북  $C_1$  은  $L$  개의 코드워드를 가지며 각 코드워드는 상  
관 계수가 높은  $K$  개의 행렬 또는 벡터의 집합으로 정의된다.  $\mathbf{d}_i$  는 상기 정의  
된 DFT 행렬의  $i$  번째 열 벡터이며, 수평 안테나 그룹의 ULA 채널 특성을 반영  
5 하여  $C_1$  을 DFT 행렬로 구성한 일레이다.

[135] DFT 행렬  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  은  $\frac{M}{N_H}$  을 주기로 상호 직교 열 벡터가 존재하며 서로  
가까운 열에 위치한 열 벡터일수록 상관 계수가 높은 특징을 갖는다. 예를 들어

DFT 행렬의  $i$  번째 열 벡터는  $\left( (i-1) + \frac{M}{N_H} j \right) \bmod M + 1$  (여기서,  $j$ =정수, mod 는  
modular 연산을 나타낸다.) 번째 열 벡터와 직교이며,  $i \bmod M+1$  와  $(i-2) \bmod$   
10  $M+1$  번째 열 벡터와 상관 계수가 가장 높다. 따라서 수학식 7 에서 직교 주기인

$\frac{M}{N_H}$  보다 작은 값으로  $K$  를 설정하고 인접한 DFT 열 벡터 그룹을 코드워드로  
설정하는 것이 효과적이다.

[136] 또한, 수학식 7 에서 각 코드워드는 서로 상호 배타적인(mutually  
exclusive) 특성을 갖지만, 코드워드간의 부분 집합이 존재하도록 설정함으로써,  
15 새로운 코드워드를 피드백 하더라도 이전에 피드백한 코드워드와 부분적으로 동  
일 프리코딩 매트릭스를 생성할 수 있도록 함이 바람직하다. 이는 채널이 시간-  
주파수에 대해 끊임없이(continuous) 변하는 속성을 반영하여 효과적인 빔 성형  
을 할 수 있도록 한다.

[137] 또한,  $C_1$  의 코드워드는 광대역(wideband) 또는 롱-텀 채널 정보(long  
20 term channel statistic)을 고려하여  $C_2$  의 코드워드보다 긴 주기로 피드백되도  
록 설정될 수도 있다.

[138] 한편, 코드북  $C_2$  는  $C_1$  에서 선택된 행렬 또는 벡터 그룹으로,  $C_2$  의 코드  
워드는 행렬 또는 벡터를 나타낸다. 예를 들어,  $C_1$  에서 첫 번째 코드워드가 선  
택된 경우  $C_2$  는 수학식 8 과 같이 정의된다.

[139] 【수학식 8】

$$C_2 = \{ \mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \dots, \mathbf{d}_K \}$$

[140] 수학식 8 에서,  $C_2$  는  $C_1$  에 의해 결정되며,  $C_1$  이 DFT 행렬로 만들어 졌을 경우,  $C_2$  는 DFT 행렬을 이루는 일부 열 벡터로 구성된다. 하지만  $C_2$  를 DFT 행렬을 이루는 모든 열 벡터의 집합으로 정의할 수도 있으며, 이 경우  $C_1$  은 존재하지 않는다.

5 [141]  $C_2$  에서  $\mathbf{h}_{H_i}$  를 기준으로 메트릭(metric)을 최대화 하는 코드워드를 선택하여 피드백 한다. 메트릭(Metric)은 여러 형태로 정의 될 수 있으며, 대표적으로,  $\mathbf{h}_{H_i}$  와의 상관 계수,  $\mathbf{h}_{H_i}$  의 우세 특이 벡터(dominant singular vector)

10 와의 상관 계수 또는 SINR 등으로 정의될 수 있다. 예를 들어,  $\mathbf{h}_{H_i}$  와의 상관 계수가 높은 경우가 기준이라면, 단말이 기지국으로 피드백 하는 프리코딩 매트릭스는 다음과 같다.

[142] 【수학식 9】

$$\mathbf{P} = [\mathbf{d}_1^* \quad \mathbf{d}_2^* \quad \mathbf{d}_3^* \quad \mathbf{d}_4^*]^*$$

15 [143] 수학식 9 의 프리코딩 매트릭스는 수평 방향 안테나의 채널 특성을 반영하여 생성된 것이다. 하지만, 수직 방향 안테나 역시 조밀하게 배치되어 있다는 가정하에, ULA 특성에 따라 안테나 포트 간 선형 위상 증가 관계가 성립한다. 따라서, 수직 방향 안테나의 채널 특성을 반영하여 프리코딩 매트릭스를 생성하는 것이 보다 효과적이며, 이를 위해 DFT 행렬로 생성된 코드북  $C_3$  를 추가로 생성할 수 있다.

[144] 【수학식 10】

$$C_3 = \{\mathbf{a}_1, \mathbf{a}_2, \dots, \mathbf{a}_J\},$$

where

20 
$$[\mathbf{a}_1 \quad \mathbf{a}_2 \quad \dots \quad \mathbf{a}_J] = \mathbf{D}^{N_T \times J}$$

[145] UE 가  $C_3$  의 첫 번째 코드워드를 선택할 경우, 기지국으로 피드백 하는 프리코딩 매트릭스는 수학식 11 과 같이 변경된다.  $\alpha_{1i}$  는  $\mathbf{a}_1$  의  $i$  번째 element 를 의미한다.

[146] 【수학식 11】

$$\mathbf{P} = [(\alpha_{i1} \mathbf{d}_1)^* \quad (\alpha_{i2} \mathbf{d}_2)^* \quad (\alpha_{i3} \mathbf{d}_3)^* \quad (\alpha_{i4} \mathbf{d}_4)^*]^*$$

[147]  $C_1, C_2, C_3$  를 이용하여 만들어진 단일 랭크용 PM 은 수학식 12 와 같이 일반화 하여 표현할 수 있겠다.  $i$  는  $C_3$  의 코드워드 인덱스를 의미하며,  $k_1, k_2, k_3$ , 그리고  $k_4$  는 각각  $C_2$  의 코드워드 인덱스를 나타낸다.

5 [148] 【수학식 12】

$$\mathbf{P} = [(\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \quad (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \quad (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \quad (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*]^*$$

[149] 도 7 은 DFT 기반의  $C_1, C_2, C_3$  를 이용하여 만들어진 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만을 안테나 포트에 맵핑하여 나타낸 것이다. 프리코딩 매트릭스의 각 요소(element)는 크기가 1 로 동일하게 설정되어 있으며, 오직 위상만이 차  
10 이 나므로 프리코딩 매트릭스의 모든 정보가 나타나있다.

[150] 도 7 에서, 프리코딩 매트릭스의 수평 방향 안테나에 해당하는 부분은 DFT 특성에 따라 선형 위상 증가의 특성을 갖는다. 반면, 프리코딩 매트릭스의 수직 방향 안테나에 해당하는 부분은  $C_3$  를 이용했는데도 불구하고, 첫 번째 수  
15 직 안테나 그룹에 해당하는 부분을 제외한 나머지 수직 안테나 그룹에서 선형 위상 증가 특성을 보장하지 못한다. 즉, 도 8 을 참조하여 설명하면, 첫 번째 수직 안테나 그룹은 코드북이 ULA 안테나 특성을 반영하는 안테나 포트들로 구성되나, 두 번째 이후의 수직 안테나 그룹은 코드북이 ULA 안테나 특성을 반영하지 못하는 안테나 포트들로 구성될 수 있다.

[151] 따라서, 수평 방향과 수직 방향 모두 선형 위상 증가 특성을 갖도록 프  
20 리코딩 매트릭스를 설계하기 위해서 다음과 같은 위상 관계가 성립해야 한다.

[152] 【수학식 13】

$$\theta_{H2} = \theta_{H1} + \Delta$$

$$\theta_{H3} = \theta_{H1} + 2\Delta$$

$$\theta_{H4} = \theta_{H1} + 3\Delta$$

[153] 도 9 는 수학식 13 을 만족하는 경우의 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만을 안테나 포트에 맵핑한 것을 설명하기 위한 참고도이다. 도 9 에서, 모든 수  
25 평 방향 및 수직 방향의 안테나 포트는 선형 위상 증가의 특성을 갖는 경우를 나타낸다.

[154] 즉,  $\mathbf{P} = [(\alpha_{i1}\mathbf{d}_{k_1})^* \ (\alpha_{i2}\mathbf{d}_{k_2})^* \ (\alpha_{i3}\mathbf{d}_{k_3})^* \ (\alpha_{i4}\mathbf{d}_{k_4})^*]^*$  가 수학적

13 을 만족시키는 프리코딩 매트릭스가 되도록, 본 발명에서는  $C_2$  에서 각  $\mathbf{h}_{H_i}$  의 최적 코드워드 선택 시 일종의 제약을 가하는 방식을 제안한다.  $\mathbf{h}_{H_i}$  에 해

당하는 코드워드를  $\tilde{\mathbf{h}}_{H_i}$  라고 가정하고,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  의 위상 증분 값과  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  의 위상  
 5 증분 값의 차이를  $\Delta$  라고 할 때,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  는  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  와  $\Delta$  만큼의 위상 증분 값 차  
 이가 존재해야 하며,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  는  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  와  $2\Delta$  만큼의 위상 증분 값 차이가 존재  
 해야 수학적 13 의 조건을 만족시킬 수 있다.

[155] 즉, 본 발명에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 결정되면  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  는 수학적 13  
 의 위상 관계가 만족하도록 설정되는 방법을 제안한다. 따라서, 본 발명에 따

10 르면,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $i, j$  번째 열 벡터 경우,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  
 $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  는 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $((j-1)+|i-j|) \bmod M+1$  번째,  $((j-1)+2|i-j|) \bmod$   
 $M+1$  번째 열 벡터로 결정된다. 여기서,  $|i-j|$  는 두 코드워드의 위상 증분을 나  
 타내므로,  $\Delta$  와 동일한 값을 의미하며, 두번째 코드워드(즉,  $j$  번째 열 벡터)  
 를 기준으로  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  는 각각  $\Delta$  및  $2\Delta$  의 차이를 지닌다. 따라서, DFT  
 15 행렬의 열 벡터 개수를 고려하여,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  를 결정하게 된다.

[156] 이하에서는 프리코딩 매트릭스 피드백을 위한 본 발명의 실시예들에 대  
 하여 설명한다.

[157] <제 1 실시예>

[158] 본 발명의 제 1 실시예에 따르면, 단말이  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  를 선택하고, 나

20 머지 수평 방향 안테나 그룹의 코드워드는  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  행렬에서 선택하여 피드백  
 할 수 있다.

[159] 즉, UE 는  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  를 선택하고,  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  를 선택한 뒤,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $i, j$  번째 열 벡터 경우,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  를 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $((j-1)+|i-j|) \bmod M+1$  번째,  $((j-1)+2|i-j|) \bmod M+1$  번째 열 벡터로 결정할 수 있다.

5 [160] <제 2 실시예>

[161] 본 발명의 제 2 실시예에 따르면, UE 가  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  를 선택하고, 나머지 수평 방향 안테나 그룹의 코드워드는  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  행렬에서 선택하여 피드백할 수 있다.

[162] 즉, UE 는  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  를 선택하고,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $i, j$  번째 열 벡터 경우,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  를 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $((j-1)+|i-j|) \bmod M+1$  번째,  $((j-1)+2|i-j|) \bmod M+1$  번째 열 벡터로 결정한다.

[163] <제 3 실시예>

[164] 본 발명의 제 3 실시예에 따르면, UE 가  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  행렬에서 모든 수평 방향 안테나 그룹의 코드워드를 선택하여 피드백할 수 있다.

15 [165] 따라서, UE 는  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  를 선택하고,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $i, j$  번째 열 벡터 경우,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  를 각각  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  의  $((j-1)+|i-j|) \bmod M+1$  번째,  $((j-1)+2|i-j|) \bmod M+1$  번째 열 벡터로 결정한다.

[166] 이러한 경우, 코드북은 하나만 존재하며, DFT 행렬의 벡터로 이루어진다. 즉,  $C_1$  을 사용하지 않고  $C_2$  를 DFT 행렬의 모든 벡터로 구성하여  $C_2$  에서 모든 수

20 평 방향 안테나 그룹의 코드워드  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  을 선택할 수 있다.

[167] 피드백 오버 헤드를 감소시키기 위하여  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  는  $\mathbf{D}^{N_H \times M}$  행렬 상에서  $|i - j| < r$  을 만족하도록 제한 할 수 있으며,  $r$  은 기지국 또는 UE 가 결정하여 시그널링한다.

[168] <제 4 실시예>

5 [169] 본 발명의 제 4 실시예에 따르면, UE 가  $C_2$  에서 모든 수평 방향 안테나 그룹의 코드워드  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  을 선택하여 피드백할 수 있다.

[170] 따라서,  $C_2$  가 DFT 행렬의 일부 벡터로 이루어진 경우, UE 는  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  를 선택하고,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$  가 각각  $C_2$  의  $i$ ,  $j$  번째 코드워드 인 경우,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$  와  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  를 각각  $C_2$  의  $j+|i-j|$  번째,  $j+2|i-j|$  번째 열 벡터로 결정한다.

[171] 다만, 본 발명의 제 4 실시예에서,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  가  $C_2$  에 대응되는 범위를 초과하지 않도록  $\Delta$  혹은  $|i-j|$  가 결정됨이 바람직할 것이다.

[172] <제 5 실시예>

[173] 본 발명의 제 5 실시예에 따르면, UE 가  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  을 선택하여 피드백하고  $C_2'$  에서 수학식 13 의  $\Delta$  을 선택하여 피드백 할 수 있다.

[174] 즉, UE 는  $C_2$  에서  $\tilde{\mathbf{h}}_{H1}$  를 선택하고, 코드북  $C_2'$  에서 위상 정보를 나타내는  $\Delta$  값을 선택하여 피드백 한다.

[175] 이 경우  $\tilde{\mathbf{h}}_{H2}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H3}$ ,  $\tilde{\mathbf{h}}_{H4}$  는 수학식 13 에 의해 단말과 기지국이 생성할 수 있다. 예를 들어, 코드북  $C_2'$  는 수학식 14 와 같이 구성될 수 있다. 아래 수식에서  $R$  은 기지국에서 단말로 시그널링 해주는 값으로  $\Delta$  값의 범위를 지정한다. 나아가, 기지국은 단말로  $R$  이 될 수 있는 후보값들을 시그널링해줄 수도 있다. 즉,  $R$  이 클 경우  $\Delta$  는 0 도를 기준으로 작은 범위의 위상을 나타낸다.

[176] 【수학식 14】

$$C_2' = \left\{ e^{j \frac{2\pi(q)}{RQ}} \mid -Q \leq q \leq Q \right\}$$

여기서,  $j$  는 정수를 나타내며,  $Q, q$  는 각각 소정의 위상을 나타낸다.

[177] 이상의 실시예들에서,  $C_3$  를 이용하여 수직 방향의 선형 위상 증가를 나타낼 수도 있다. 단말은 상술한 본 발명의 실시예에 따라  $C_2$  (또는  $C_2'$  )에서 선택된 두 코드워드와  $C_1, C_3$  에서 각각 선택된 코드워드를 기지국으로 피드백한다.  $C_1, C_2$  (또는  $C_2'$  ),  $C_3$  의 코드워드 피드백 주기는 각각 다를 수 있으며, 이에 대한 내용은 후술한다.

[178] 상술한 본 발명의 실시예는 송신 랭크가 1 인 경우를 가정하였으나, 랭크 2 이상에서 확장 적용 가능하다. 즉, 랭크 2 용 프리코딩 매트릭스를 생성하기 위하여, 첫 번째 랭크에 적용되는  $C_3$  의 코드워드와 두 번째 랭크에 적용되는  $C_3$  의 코드워드가 서로 직교가 되도록 제한하고,  $C_3$  를 제외한 나머지 코드북에서 선택된 코드워드는 두 랭크에 동일 값을 적용함으로써, 첫 번째 랭크의 프리코더(precoder)와 두 번째 랭크의 프리코더(precoder)가 서로 직교인 프리코딩 매트릭스를 구성할 수 있다.

[179] 수학식 15 는 상술한 다중 랭크 프리코딩 매트릭스 중 랭크 2 용 프리코딩 매트릭스를 나타낸다.  $i$  와  $j$  는 각각  $C_3$  에서 선택된 첫 번째 랭크용 코드워드 인덱스와 두 번째 랭크용 코드워드 인덱스를 의미하며,  $k_1, k_2, k_3$ , 그리고  $k_4$  는 각각  $C_2$  의 코드워드 index 를 나타낸다. 여기서,  $\alpha_i$  와  $\alpha_j$  는 서로 직교이므로  $(\alpha_i)^* \alpha_j = 0$  을 만족한다.

[180] 【수학식 15】

$$P = \begin{bmatrix} (\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^* \\ (\alpha_{j1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{j2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{j3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{j4} \mathbf{d}_{k_4})^* \end{bmatrix}^*$$

[181] 또한,  $C_3$  의 각 코드워드는  $N_v \times 1$  ( $N_v$ : 수직 방향의 안테나 개수)의 열 벡터이므로 DFT 행렬을 이용하여  $C_3$  를 생성할 경우  $N_v$  개의 상호 직교 코드워드

가 존재한다. 따라서, 랭크가  $N_V$  이하인 경우, 상술한 방식을 적용하여 다중 랭크 프리코딩 매트릭스를 생성할 수 있다. 예를 들어, 랭크 4 인 경우 프리코딩 매트릭스는 수학식 16 과 같이 정의 될 수 있다.  $i, j, l$  과  $m$  는 각각  $C_3$  에서 선택된 첫 번째, 두 번째, 세 번째, 네 번째 랭크용 코드워드 인덱스를 의미하며,  $k_1, k_2, k_3$ , 그리고  $k_4$  는 각각  $C_2$  의 코드워드 인덱스를 나타낸다. 여기서,  $\mathbf{a}_i, \mathbf{a}_j, \mathbf{a}_l, \mathbf{a}_m$  는 서로 직교이다.

[182] 【수학식 16】

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} (\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^* \\ (\alpha_{j1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{j2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{j3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{j4} \mathbf{d}_{k_4})^* \\ (\alpha_{l1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{l2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{l3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{l4} \mathbf{d}_{k_4})^* \\ (\alpha_{m1} \mathbf{d}_{k_1})^* & (\alpha_{m2} \mathbf{d}_{k_2})^* & (\alpha_{m3} \mathbf{d}_{k_3})^* & (\alpha_{m4} \mathbf{d}_{k_4})^* \end{bmatrix}^*$$

[183] 이상 co-poles 안테나 (즉, 동일 극성(polarization)을 갖는 안테나)로 2 차원 패널상에 메시브(massive) 안테나가 구현되었을 경우 효과적으로 사용될 수 있는 코드북 구조와 실시예에 대하여 설명하였다.

[184] 나아가, 상술한 본 발명의 실시예들은 크로스-극성(Cross-poles)을 가지는 안테나를 사용하여 메시브 안테나를 구현한 경우에도 적용할 수 있다. 도 10 은 크로스-극성 안테나를 사용하여 구현한 메시브 안테나를 나타낸다.

[185] 도 10 과 같이 메시브 안테나가 구현된 경우, 상술한 본 발명의 코드북 구조를 변형하여 적용할 수 있다. 즉, 크로스-극성 안테나에서 각 수평 안테나 그룹은 극성(polarization)이 동일한 두 개의 그룹으로 나누어 질 수 있다. 즉, 극성을 기준으로 설정된 두 그룹을 A 와 B 로 정의하면,  $\mathbf{h}_{Hi}$  는  $\mathbf{h}_{Hi}^A$  와  $\mathbf{h}_{Hi}^B$  로 나누어 진다.

[186] 일반적으로 조밀한 간격으로 배치된 크로스-극성 안테나는 동일 극성(polarization) 그룹에서 ULA 특성을 지니며, 두 그룹 A, B 간에는 위상 차가 존재하는 특성을 지닌다.

[187] 즉, 위상 차를  $\tau$  라고 정의할 경우  $\mathbf{h}_{Hi}^A$  와  $e^{j\tau} \mathbf{h}_{Hi}^B$  는 높은 확률로 높은 상관 계수를 가지며,  $\mathbf{h}_{Hi}^A$  와  $\mathbf{h}_{Hi}^B$  는 각각 선형 위상 증가 특성을 지닌다. 이러한 채널 특성을 고려하여 두 극성(polarization) 그룹 간 위상 차를 나타내는 size Q codebook 은  $C_4$ 로 나타내며, 수학적 식 17 과 같이 정의될 수 있다.

5 [188] 【수학적 식 17】

$$C_4 = \left\{ e^{j\frac{2\pi}{Q}}, e^{j\frac{2\pi \times 2}{Q}}, \dots, e^{j\frac{2\pi \times (Q-1)}{Q}} \right\}$$

[189]  $C_4$  를 추가적으로 이용하여, 수학적 식 12 를 수학적 식 18 과 같이 변형할 수 있다.  $e^{j\tau_i}$  는 i 번째 수평 안테나 그룹에서 극성(polarization) 그룹 A 와 B 의 위상 차를 나타내며,  $C_4$  의 코드워드 중 하나로 정의된다.

10 [190] 【수학적 식 18】

$$\mathbf{P} = \left[ \overbrace{(\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*}^{\text{Polarization group A}} \ \overbrace{(e^{j\tau_1} \alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (e^{j\tau_2} \alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (e^{j\tau_3} \alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (e^{j\tau_4} \alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*}^{\text{Polarization group B}} \right]^*$$

[191] 수직 안테나 그룹에서도 마찬가지로 극성(polarization) 그룹 A 와 B 가 존재하며, 크로스-극성(cross-poles) 안테나의 특성을 지닌다. 따라서 수평 방향과 수직 방향 안테나 특성을 모두 고려해 모든 i 에 대해  $e^{j\tau_i}$  값이 동일하도록 프리코딩 매트릭스를 생성하는 것이 바람직하다. 이 경우, 피드백 오버헤드를 감소 시킬 수 있는 효과도 얻을 수 있다.

15

[192] 도 11 은 수학적 식 18 과 같이 프리코딩 매트릭스를 구성한 경우, 프리코딩 매트릭스의 위상 정보만을 안테나 포트에 맵핑한 것이다. 즉, 도 11 에서 나타

난 바와 같이, 모든 i 에 대해  $\tau_i$  값이 동일한 경우 수직 방향으로 극성

20 (polarization)그룹 A 와 B 는  $\tau_i$  만큼의 위상 차를 갖게 되어 수직 방향으로도 크로스-극성(cross-poles) 안테나 특성을 반영하는 것을 알 수 있다.

[193] 또한, 동일 극성을 가지는 안테나에 따른 본 발명의 실시예들에서 상술 하였던,  $C_3$  를 이용하여 수직 방향의 선형 위상 증가를 나타내는 방식도 적용될

수 있다. 또한, 단말은 크로스-극성을 가지는 안테나를 이용하는 경우에도, C<sub>2</sub> (또는 C<sub>2</sub>' )에서 선택된 두 코드워드와 C<sub>1</sub>, C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> 에서 각각 선택된 코드워드를 기지국으로 피드백 할 수 있다. C<sub>1</sub>, C<sub>2</sub> (또는 C<sub>2</sub>' ), C<sub>3</sub>, C<sub>4</sub> 의 코드워드 피드백 주기는 각각 다를 수 있다.

5 [194] 또한, 크로스-극성 안테나를 사용하여 메시브 안테나를 구현한 경우, 다중 랭크 프리코딩 매트릭스를 생성하는 경우에도 상술한 본 발명의 실시예가 적용될 수 있다.

[195] 즉, 랭크 2 일 경우 프리코딩 매트릭스는 수학식 19 와 같이 생성될 수 있다.

10 [196] 【수학식 19】

$$P = \begin{bmatrix} \overbrace{(\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*}^{\text{Polarization group A}} & \overbrace{(e^{j\tau_{11}} \alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (e^{j\tau_{12}} \alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (e^{j\tau_{13}} \alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (e^{j\tau_{14}} \alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*}^{\text{Polarization group B}} \\ \overbrace{(\alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (\alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (\alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (\alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*} & \overbrace{(e^{j\tau_{21}} \alpha_{i1} \mathbf{d}_{k_1})^* \ (e^{j\tau_{22}} \alpha_{i2} \mathbf{d}_{k_2})^* \ (e^{j\tau_{23}} \alpha_{i3} \mathbf{d}_{k_3})^* \ (e^{j\tau_{24}} \alpha_{i4} \mathbf{d}_{k_4})^*} \end{bmatrix}^*$$

[197] 수학식 19 에서,  $e^{j\tau_{1i}}$  와  $e^{j\tau_{2i}}$  는 각각 i 번째 수평 안테나 그룹에서 극성(polarization) 그룹 A 와 B 의 첫 번째 랭크에 대한 위상 차와 두 번째 랭크에 대한 위상 차를 나타내며 C<sub>4</sub> 의 코드워드 중 하나로 정의된다. 따라서, 상술한 바와 같이, 극성(polarization) 그룹 간의 모든 위상 차를 동일한 값으로 나타내어 피드백 오버헤드를 줄이고, 수평과 수직 방향 모두 극성(polarization) 그룹 간 위상 차를 나타낼 수 있다.

15 [198] 즉, 수학식 20 을 만족하는 프리코딩 매트릭스를 생성하거나, 더 간단하게는 수학식 21 을 만족하는 프리코딩 매트릭스를 생성할 수 있다.

[199] 【수학식 20】

$$e^{j\tau_{11}} = e^{j\tau_{12}} = e^{j\tau_{13}} = e^{j\tau_{14}}, e^{j\tau_{21}} = e^{j\tau_{22}} = e^{j\tau_{23}} = e^{j\tau_{24}}$$

[200] 【수학식 21】

$$e^{j\tau_{11}} = e^{j\tau_{12}} = e^{j\tau_{13}} = e^{j\tau_{14}} = e^{j\tau_{21}} = e^{j\tau_{22}} = e^{j\tau_{23}} = e^{j\tau_{24}}$$

25 [201] 상술한 본 발명의 모든 실시예에서 수평 방향 안테나와 수직 방향 안테나에 적용되는 코드 북 및 설정은 서로 맞바꾸어 적용 가능하다. 즉 수평 방향 안테나에 적용되는 코드 북 및 규칙을 수직 방향 안테나에 적용하고, 수직 방향

안테나에 적용되는 코드 북 및 규칙을 수평 방향 안테나에 적용하여 동일한 효과를 볼 수 있다.

[202] 또한, 상술한 본 발명의 실시예들에서 코드워드 피드백 주기는 서로 상이할 수 있는바, 이하에서는 수평 방향 안테나의 채널을 타겟으로 만들어진 코드북(즉,  $C_1$ ,  $C_2$ ), 수직 방향 안테나의 채널을 타겟으로 만들어진 코드북(즉,  $C_3$ ), 그리고 극성(polarization) 그룹 간의 위상 차를 타겟으로 만들어진 코드북(즉,  $C_4$ )을 서로 다른 빈도로 피드백 하는 방식을 설명한다.

[203] 단말은 상술한 본 발명의 실시예에 따른 코드북에서 참조 신호(Reference Signal, RS)로부터 추정된 채널을 기준으로 코드워드 (즉, LTE system 에서의 PMI)를 선택한 뒤, 해당 코드워드를 기지국으로 피드백 해야 한다.

[204] 각각의 코드북은 서로 다른 채널 특성을 타겟으로 설정되었기 때문에 선택된 코드워드를 서로 다른 빈도로 피드백하는 것이 효과적이다. 즉, 상대적으로 빠르게 변하는 채널 특성을 타겟으로 한 코드북의 코드워드는 높은 빈도로 피드백하고, 상대적으로 느리게 변하는 채널 특성을 타겟으로 한 코드북의 코드워드는 낮은 빈도로 피드백하는 것이 효과적이다. 예를 들어, 극성(polarization) 그룹간의 위상 차를 나타내는 코드북  $C_4$ 는 가장 높은 빈도로, 수직 방향 안테나를 타겟으로 만들어진 코드북  $C_3$ 와 수평 방향 안테나를 타겟으로 만들어진 코드북  $C_1$ 은 낮은 빈도로 피드백 할 수 있겠다.

[205] 도 12는 서로 상이한 코드워드 피드백 주기를 나타낸다.  $T_{Ci}$ 는 코드북  $C_i$ 의 코드워드가 피드백 되는 주기를 나타낸다. 즉  $T_{Ci}$  값이 클수록 단말은 낮은 빈도로  $C_i$ 의 코드워드를 피드백 한다.

[206] 도 12의 A)에서는  $C_2$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_4$ 의 코드워드는 3번 피드백 되고,  $C_1$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_2$ 의 코드워드는 2번 피드백 되며,  $C_3$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_1$ 의 코드워드는 2번 피드백 된다.

[207] 도 12의 B)에서는  $C_2$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_4$ 의 코드워드는 3번 피드백 되고,  $C_3$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_2$ 의 코드워드는 2번 피드백 되며,  $C_1$ 의 코드워드가 1번 피드백 될 동안  $C_3$ 의 코드워드는 2번 피드백 된다.

[208] 도 12의 C)에서는 C<sub>2</sub>의 코드워드와 C<sub>3</sub>의 코드워드가 1번 피드백 될 동안 C<sub>4</sub>의 코드워드는 3번 피드백 되고, C<sub>1</sub>의 코드워드가 1번 피드백 될 동안 C<sub>2</sub>의 코드워드와 C<sub>3</sub>의 코드워드가 2번 피드백 된다.

[209] 또한, 각 코드북의 피드백 빈도가 같을 경우 두 코드북의 코드워드는 동일 서브프레임에서 동시에 전송 될 수 있으며, 도 12의 A, B, C에서 T<sub>C4</sub>= T<sub>C2</sub>가 될 경우 C<sub>2</sub>의 코드워드가 1번 피드백 될 동안 C<sub>4</sub>의 코드워드도 1번 피드백 된다. 뿐만 아니라, 도 12에서 RI, CQI 등은 생략하였지만, 필요한 경우 코드워드가 전송되는 서브프레임과 동일한 서브 프레임에서 코드워드와 함께 피드백 되어질 수도 있다.

[210] 또한, 본 발명에서는 프리코딩 매트릭스를 나타내는 정보 중 일부를 특정 코드워드를 이용하여 피드백 할 수 있다.

[211] 예를 들어, 도 11에서, 프리코딩 매트릭스는  $\theta_v, \theta_H, \Delta, \tau_i$ 의 정보로 표현될 수 있다. 따라서, 본 발명에서는 C<sub>1</sub>의 코드워드 한 개와 C<sub>2</sub>의 코드워드 두 개를 통해  $\theta_H, \Delta$ 를 피드백 하거나, C<sub>1</sub>의 코드워드 한 개와 C<sub>2</sub>의 코드워드 한 개를 통해  $\theta_H$ 를 피드백하고, C<sub>2'</sub>의 코드워드 한 개를 통해  $\Delta$ 를 피드백 할 수 있다. 또한, C<sub>3</sub>의 코드워드 한 개를 통해  $\theta_v$ 를 피드백하고, C<sub>4</sub>의 코드워드 한 개를 통해 각  $\tau_i$ 를 피드백 할 수도 있다.

[212] 나아가, 본 발명은 상술한 실시예들에 제한되지 않고 어떤 코드북의 형태가 되든 무관하게  $\theta_v, \theta_H, \Delta, \tau_i$ 를 표현하는 임의의 코드북으로  $\theta_v, \theta_H, \Delta, \tau_i$ 를 피드백 하는 모든 경우에 적용될 수 있다.

[213] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구

성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

5 [214] 본 문서에서 기지국에 의해 수행된다고 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 그 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수 있다. 즉, 기지국을 포함하는 복수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 단말과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있음은 자명하다. 기지국은 고정국(fixed station),  
10 Node B, eNodeB(eNB), 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.

[215] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 하나 또는 그 이상의  
15 ASICs(application specific integrated circuits), DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

[216] 펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상  
20 에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다.

[217] 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

25 [218] 본 발명은 본 발명의 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적 범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

**【산업상이용가능성】**

- [219] 상술한 바와 같은 무선 통신 시스템에서 무선 통신 시스템에서 코드북을 생성하는 방법 및 이를 위한 장치는 3GPP LTE 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는
- 5 것이 가능하다.

**【청구의범위】****【청구항 1】**

다차원 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신단의 코드북 (codebook)을 이용한 피드백 전송 방법에 있어서,

5           미리 저장된 코드북으로부터 다수의 수평 안테나 그룹들을 위하여 선택된, 적어도 하나의 프리코딩 행렬로 구성된 제 1 코드북에서, 제 1 수평 안테나 그룹을 위한 제 1 코드워드를 결정하는 단계;

제 2 수평 안테나 그룹을 위한 제 2 코드워드를 결정하는 단계;

10           상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 상기 제 1 및 제 2 수평 안테나 그룹들을 제외한 나머지 수평 안테나 그룹 각각을 위한 제 3 코드워드를 결정하는 단계; 및

상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 중 적어도 하나를 수신단으로 피드백하는 단계를 포함하며,

상기 제 3 코드워드는,

15           상기 제 1 코드워드 및 상기 제 2 코드워드에 따라 결정된 위상 증분값에 따라 결정된 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 2】**

제 1 항에 있어서,

20           상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는,

상기 다차원 안테나 및 상기 수신단 사이의 전체 채널에 대응되는 프리코딩 행렬로부터 결정되는 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 3】**

25           제 1 항에 있어서,

상기 제 2 코드워드는, 상기 제 1 코드북에서 선택되며,

상기 제 3 코드워드는, 상기 다수의 수평 안테나 그룹들 및 상기 수신단 사이의 전체 채널에 대응되는 프리코딩 행렬로부터 결정되는 것을 특징으로 하는,

30           피드백 전송 방법.

## 【청구항 4】

제 1 항에 있어서,  
 상기 제 1 코드북은,  
 상기 미리 저장된 코드북에 포함된 모든 프리코딩 행렬을 포함하며,  
 5 상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는,  
 상기 제 1 코드북에서 결정되는 것을 특징으로 하는,  
 피드백 전송 방법.

## 【청구항 5】

제 1 항에 있어서,  
 10 상기 제 2 코드워드 및 제 3 코드워드는,  
 상기 제 1 코드북에서 결정되는 것을 특징으로 하는,  
 피드백 전송 방법.

## 【청구항 6】

제 1 항에 있어서,  
 15 상기 제 3 코드워드는, 특정 프리코딩 행렬에서, 수학적 식 A 에 의하여 결정된 인덱스를 가지는 열 벡터 행렬인 것을 특징으로 하는, 피드백 전송 방법:

[수학적 식 A]

$$C_{3,index} = ((j - 1) + |i - j|) \bmod M + 1$$

여기서,  $C_{3,index}$  는 제 3 코드워드 열 인덱스를 나타내며,  $i$  는 제 1 코드워드에 대응하는 상기 특정 프리코딩 행렬의 열 벡터 인덱스,  $j$  는 제 1 코드워드에 대응하는 상기 특정 프리코딩 행렬의 열 벡터 인덱스, mod 는 modular 연산,  $M$  은 상기 특정 프리코딩 행렬의 총 열 벡터 개수를 나타낸다.

## 【청구항 7】

제 1 항에 있어서,  
 25 위상 파라미터를 시그널링받는 단계를 더 포함하며,  
 상기 제 2 코드워드는, 상기 위상 파라미터에 따라 결정되는 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

## 【청구항 8】

제 7 항에 있어서,

상기 제 2 코드워드는, 수학식 B 에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는, 피드백 전송 방법:

[수학식 B]

$$C = \left\{ e^{j \frac{2\pi(q)}{RQ}} \mid -Q \leq q \leq Q \right\}$$

여기서, C 는 제 2 코드워드, Q 및 q 는 각각은 미리 정해진 위상 파라미터, R 은 시그널링받은 위상 파라미터를 나타낸다.

**【청구항 9】**

제 1 항에 있어서,

상기 무선 통신 시스템은 다중 랭크를 지원하며,

상기 다중 랭크를 위한 각각의 제 3 코드워드는 상호 직교하도록 결정되는 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 10】**

제 1 항에 있어서,

상기 제 1, 2 및 3 코드워드들은 프리코딩 매트릭스 인덱스(Precoding Matrix Index, PMI)인 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 11】**

제 1 항에 있어서,

상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 각각에 대한 피드백은 서로 독립적으로 수행되는 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 12】**

제 11 항에 있어서,

상기 제 1, 2 및 3 코드워드들 각각은 서로 상이한 주기를 가지고 피드백되는 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 13】**

제 1 항에 있어서,

상기 프리코딩 행렬은,

- 5 DFT(Discrete Fourier Transform) 벡터로 구성되는 것을 특징으로 하는,  
피드백 전송 방법.

**【청구항 14】**

다차원 극성 안테나(Cross-poles antennas) 를 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신단의 코드북(codebook)을 이용한 피드백 전송 방법에 있어서,

- 10 미리 저장된 코드북으로부터 다수의 수평 안테나 그룹들을 위하여 선택된, 적어도 하나의 프리코딩 행렬로 구성된 제 1 코드북에서, 제 1 수평 안테나 그룹을 위한 제 1 코드워드를 결정하는 단계;

제 2 수평 안테나 그룹을 위한 제 2 코드워드를 결정하는 단계;

- 15 상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 상기 제 1 및 제 2 수평 안테나 그룹들을 제외한 나머지 수평 안테나 그룹 각각을 위한 제 3 코드워드를 결정하는 단계; 및

상기 다수의 수평 안테나 그룹들에서 제 1 극성(polarization) 그룹과 제 2 극성(polarization) 그룹의 위상 차를 나타내는 제 4 코드워드를 결정하는 단계;

- 20 상기 제 1, 2, 3 및 4 코드워드들 중 적어도 하나를 수신단으로 피드백하는 단계를 포함하며,

상기 제 1 극성 그룹과 상기 제 2 극성 그룹은 서로 상이한 극성을 가지도록 구성되며,

상기 제 3 코드워드는,

- 25 상기 제 1 코드워드 및 상기 제 2 코드워드에 따라 결정된 위상 증분값에 따라 결정된 것을 특징으로 하는,

피드백 전송 방법.

**【청구항 15】**

제 14 항에 있어서,

상기 제 4 코드워드는, 수학식 C 에 의하여 결정되는 것을 특징으로 하는, 피드백 전송 방법:

[수학식 C]

$$C_4 = \left\{ e^{j \frac{2\pi}{Q}}, e^{j \frac{2\pi \times 2}{Q}}, \dots, e^{j \frac{2\pi \times (Q-1)}{Q}} \right\}$$

- 5 여기서,  $C_4$  는 제 4 코드워드를 나타내며,  $j$  는 정수를 나타내고,  $Q$  는 소정의 위상 파라미터를 나타낸다.

FIG. 1

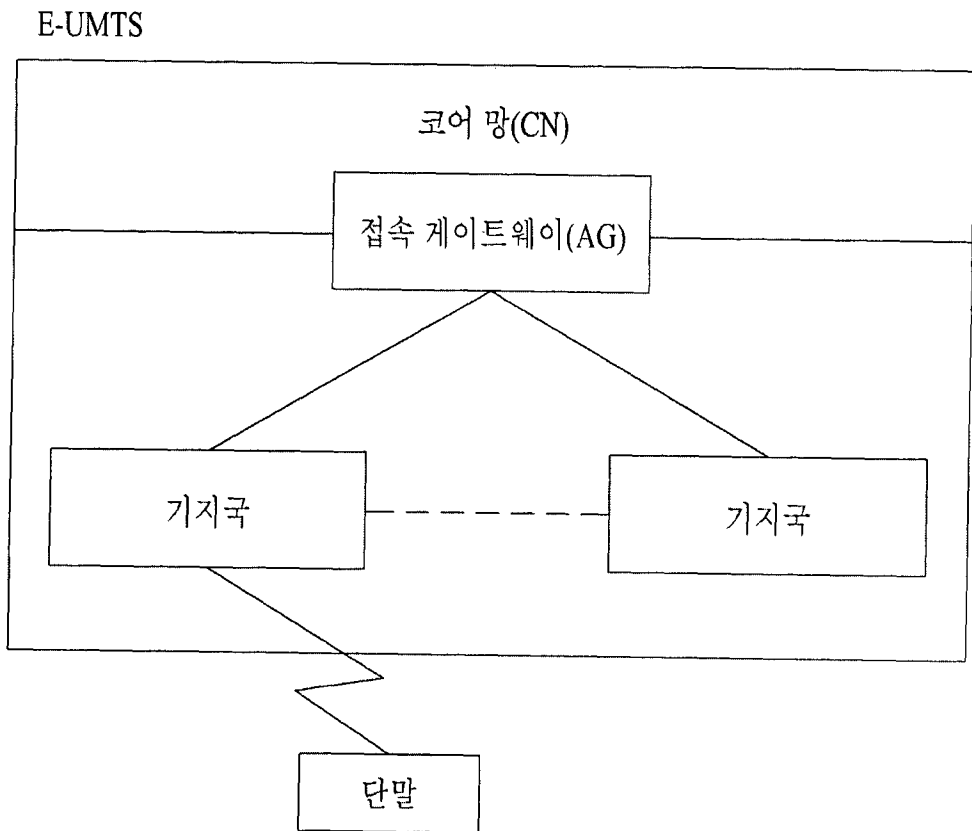


FIG. 2

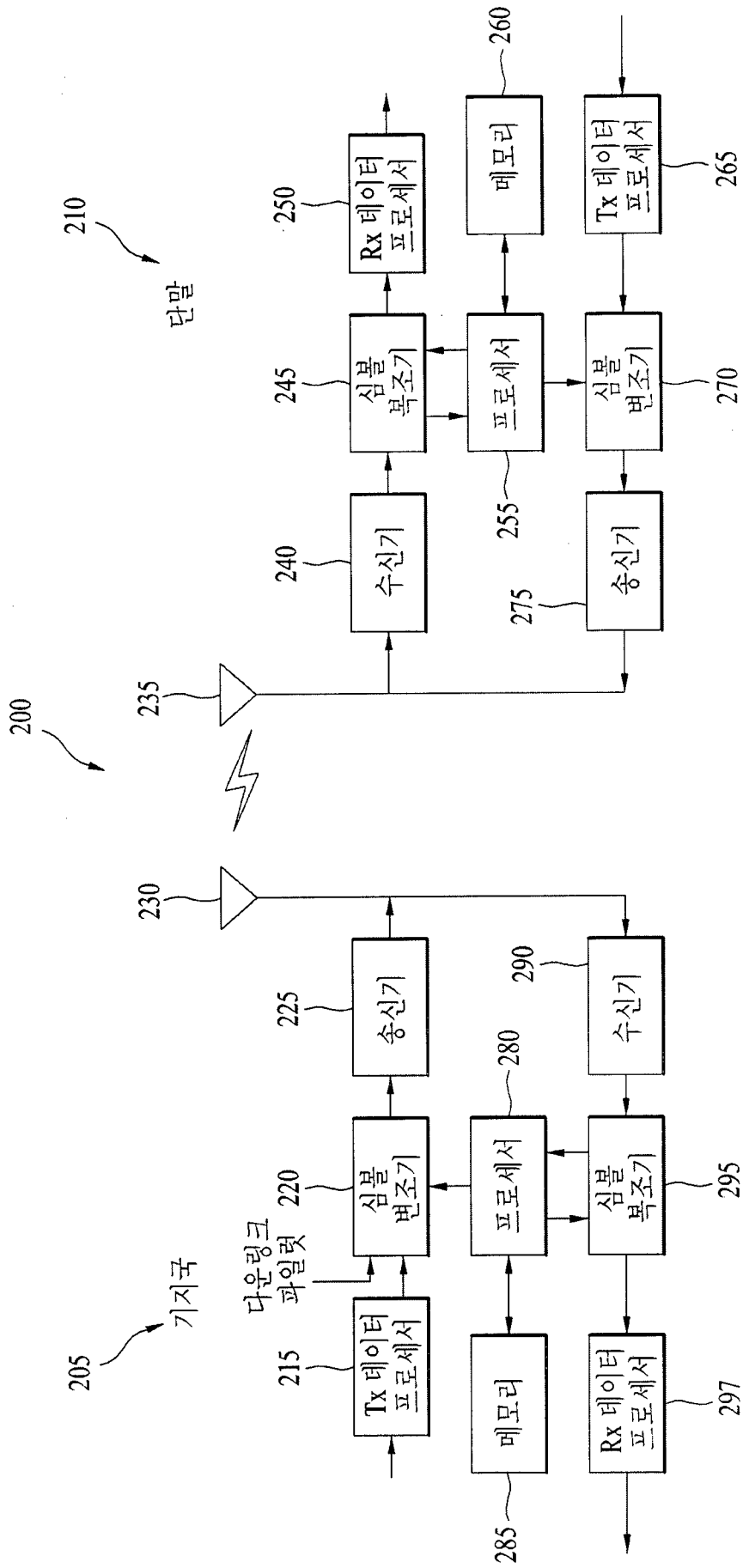


FIG. 3

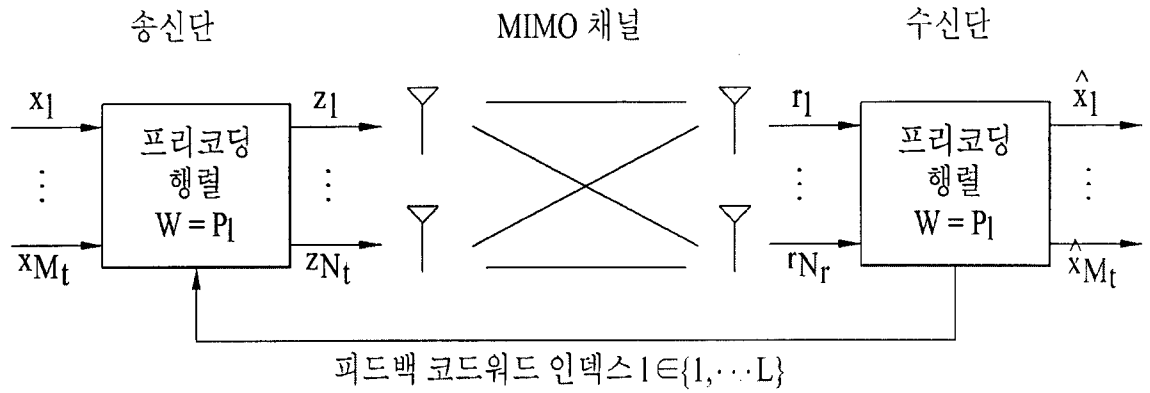


FIG. 4

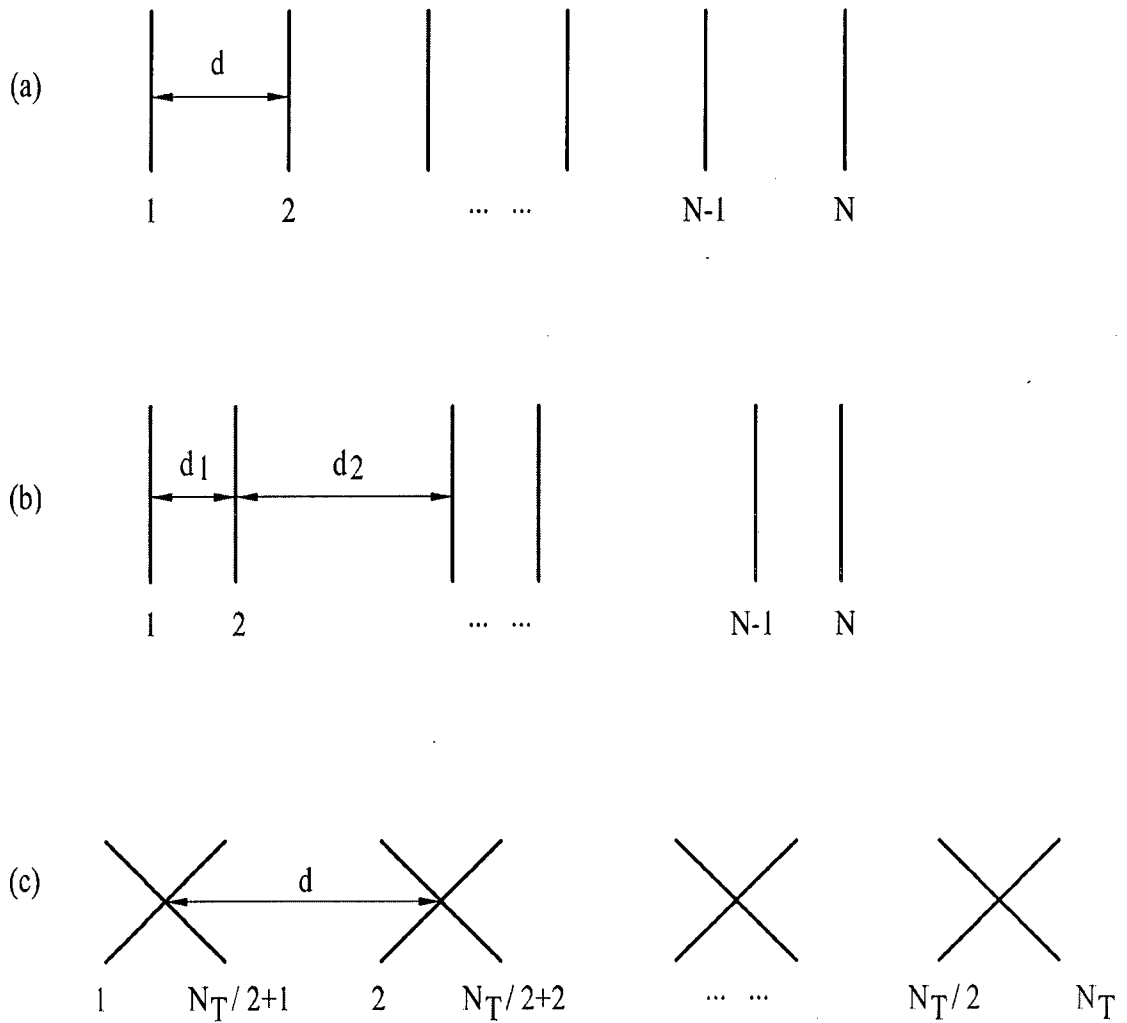


FIG. 5

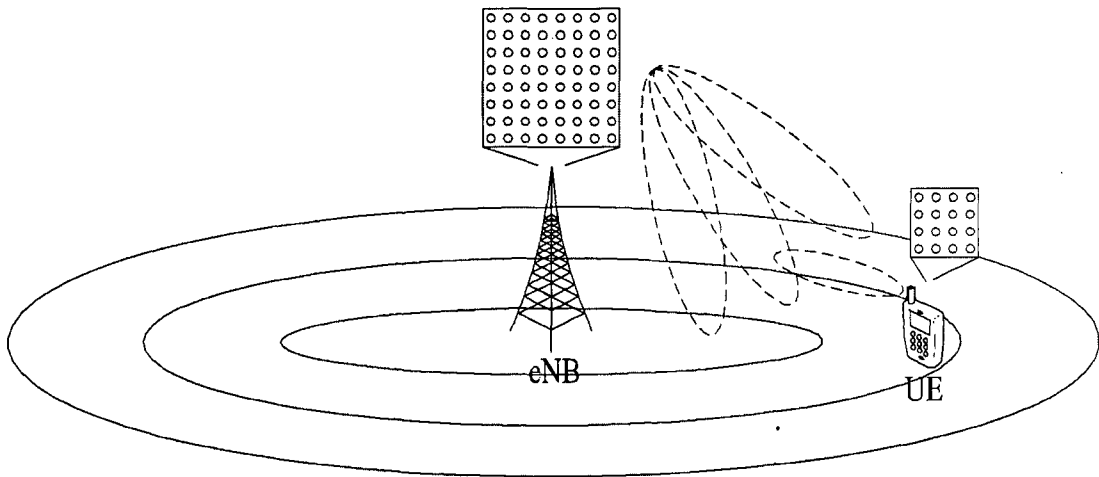


FIG. 6

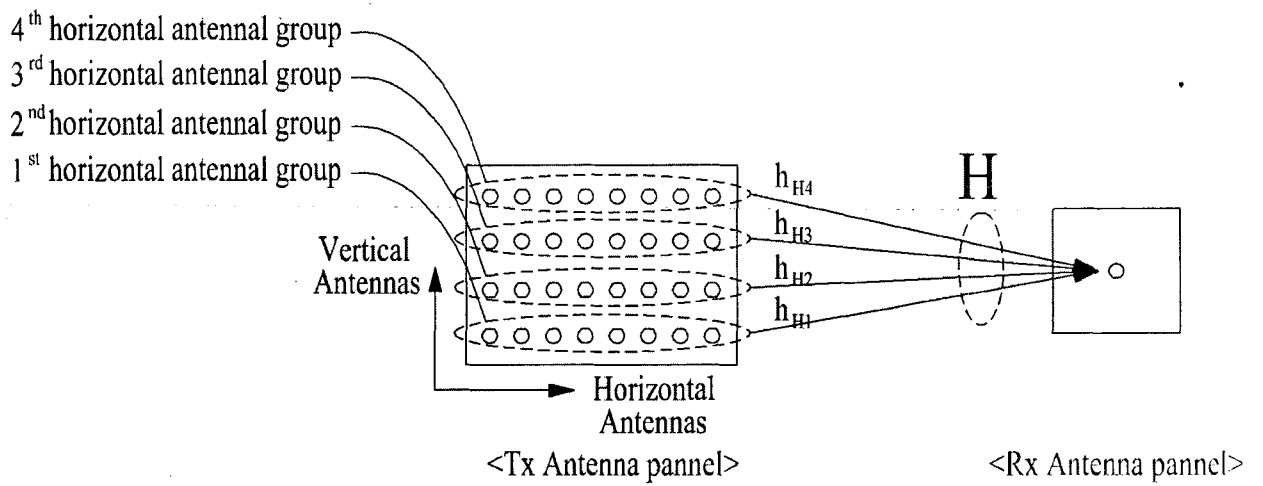


FIG. 7

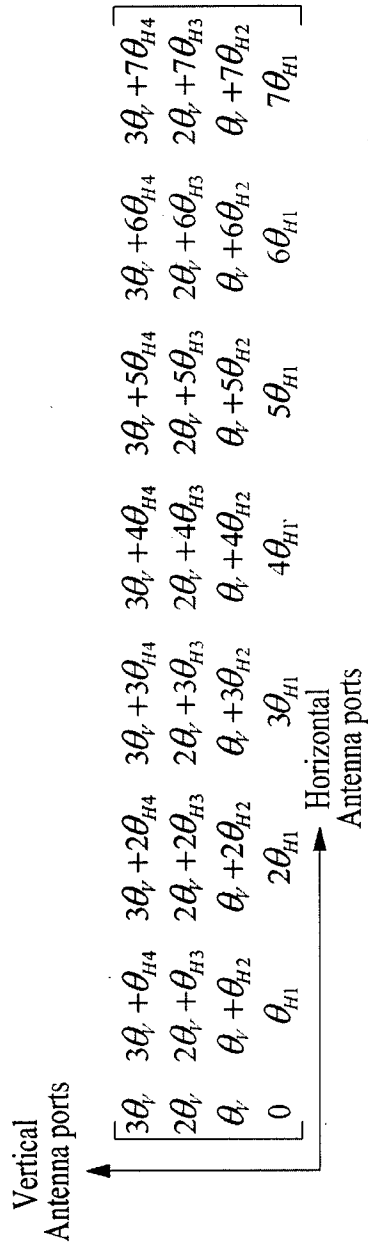


FIG. 8

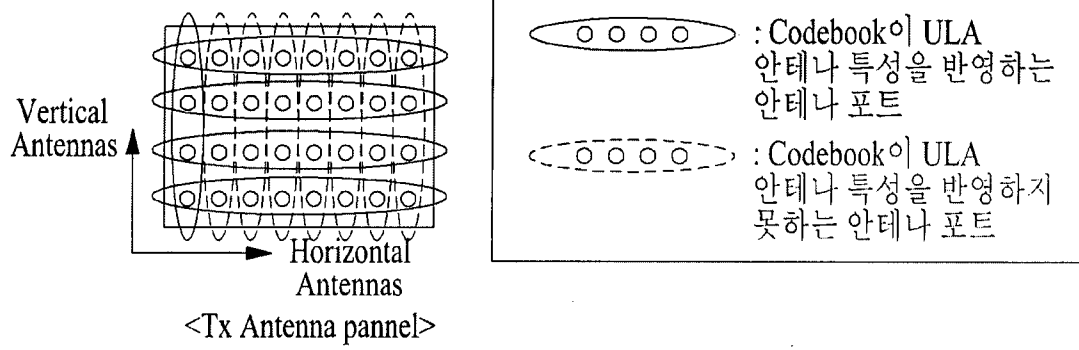


FIG. 9

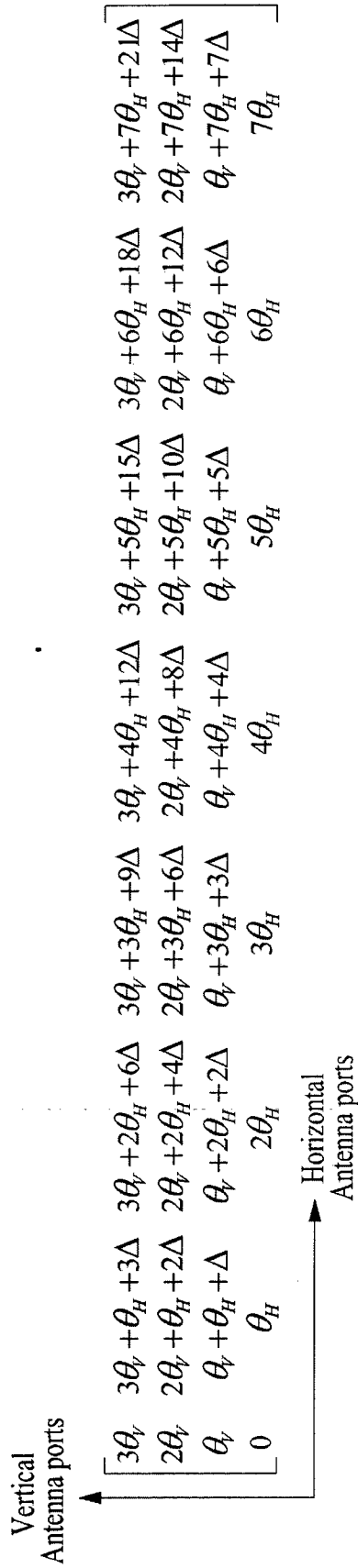


FIG. 10

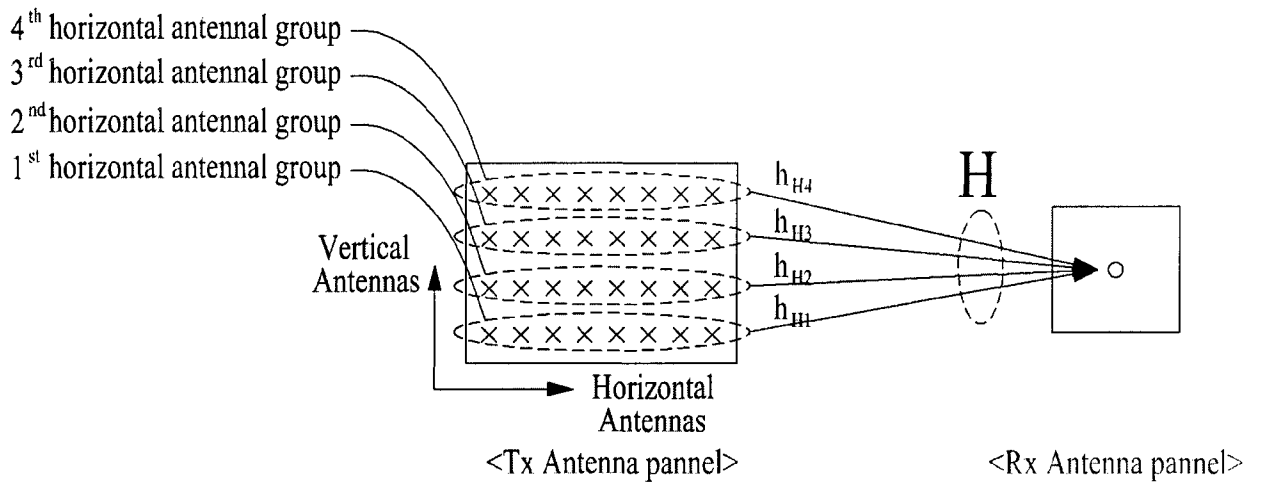
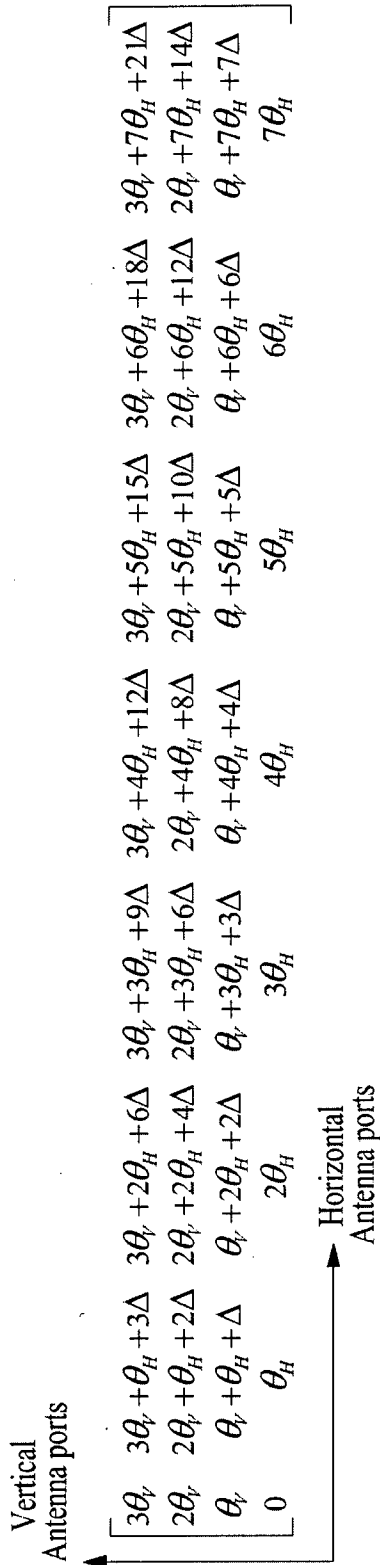
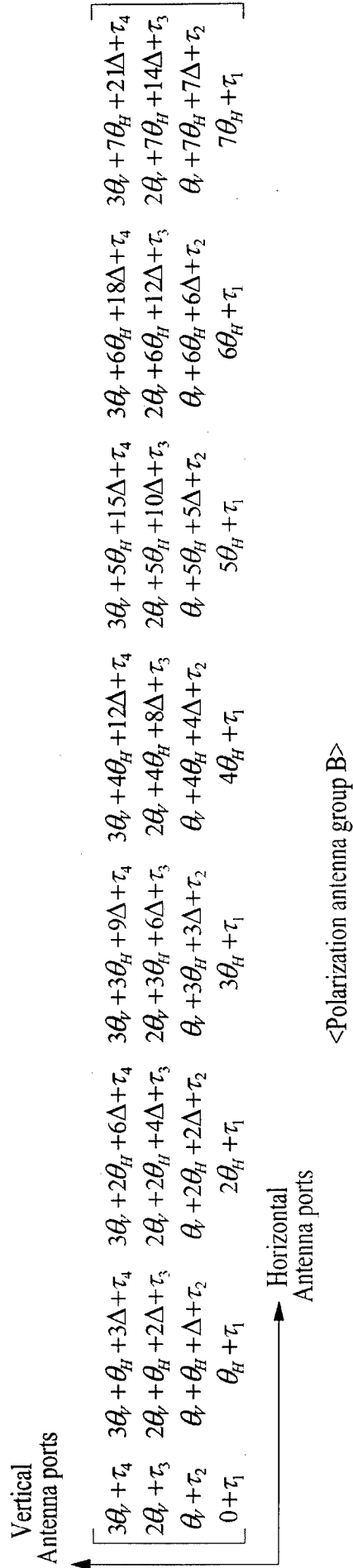


FIG. 11

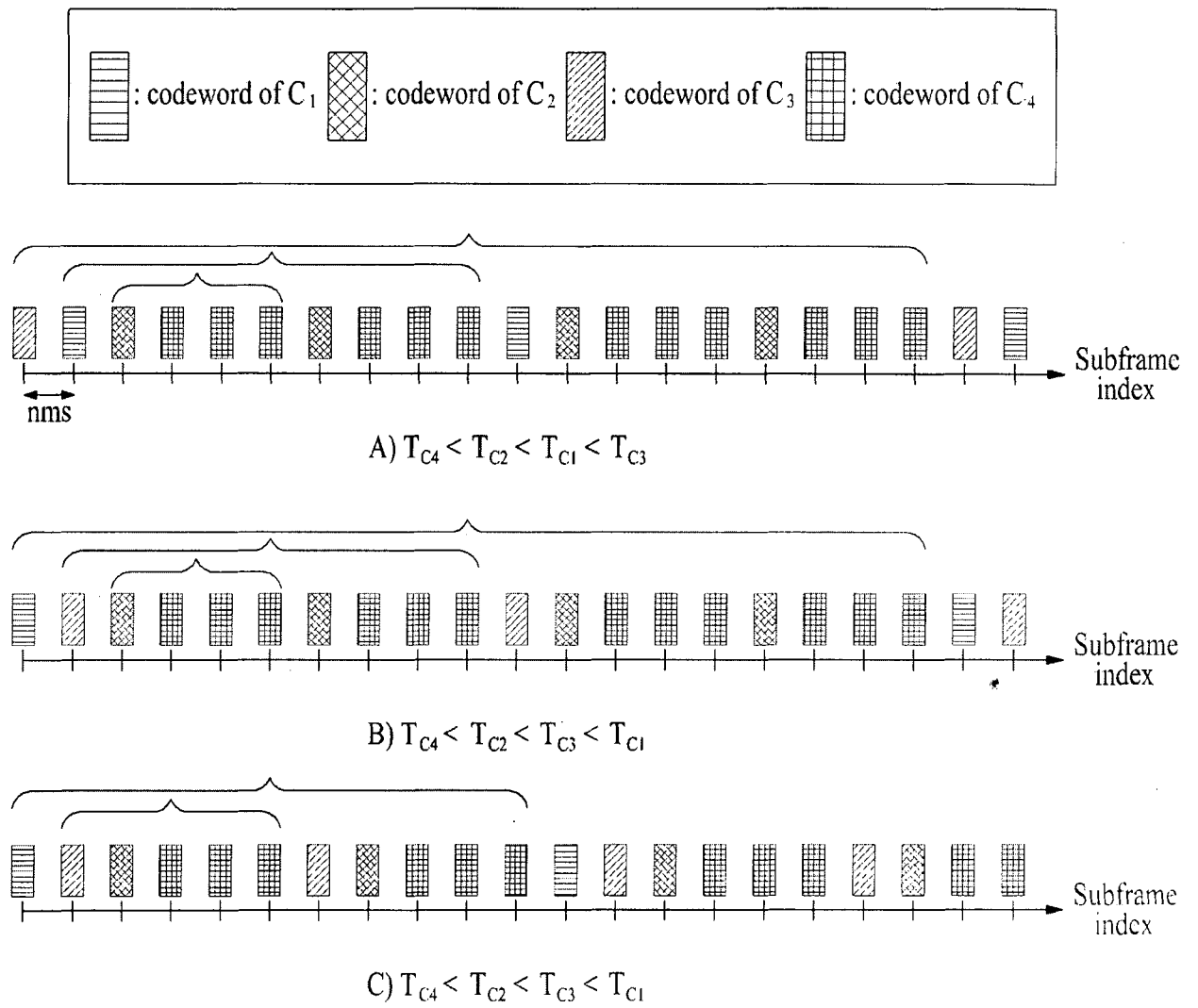


<Polarization antenna group A>



<Polarization antenna group B>

FIG. 12



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

**PCT/KR2013/006089**

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

**H04L 1/06(2006.01)i, H04B 7/04(2006.01)i**

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L 1/06; H04L 27/00; H04L 27/02; H03M 13/00; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 27/12; H03M 7/40

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above  
Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

eKOMPASS (KIPO internal) &amp; Keywords: MIMO, codebook, feedback

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	KR 10-2011-0093565 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 18 August 2011 See paragraphs [0123]-[0128]; and figure 10.	1-15
A	US 2008-0303699 A1 (ZHANG, Jianzhong et al.) 11 December 2008 See paragraphs [0043]-[0050]; and figure 4.	1-15
A	US 2008-0063116 A1 (YOKOYAMA, Hitoshi) 13 March 2008 See paragraphs [0091]-[0095]; and figures 1, 7 and 8.	1-15
A	KR 10-2012-0044530 A (KT CORPORATION) 08 May 2012 See paragraphs [0024]-[0052]; and figures 3, 4.	1-15
A	US 2009-0041150 A1 (TSAI, Jiann-An et al.) 12 February 2009 See paragraphs [0087]-[0089]; and figures 6-8.	1-15

 Further documents are listed in the continuation of Box C. See patent family annex.

\* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"&amp;" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

24 OCTOBER 2013 (24.10.2013)

Date of mailing of the international search report

**25 OCTOBER 2013 (25.10.2013)**

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Intellectual Property Office  
Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701,  
Republic of Korea

Facsimile No. 82-42-472-7140

Authorized officer

Telephone No.

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**  
Information on patent family members

International application No.

**PCT/KR2013/006089**

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2011-0093565 A	18/08/2011	US 2011-0194631 A1	11/08/2011
		WO 2011-099756 A2	18/08/2011
		WO 2011-099756 A3	15/12/2011
US 2008-0303699 A1	11/12/2008	US 7629902 B2	08/12/2009
US 2008-0063116 A1	13/03/2008	CN 101138181 A0	05/03/2008
		CN 101138181 B	13/10/2010
		CN 101147334 A	19/03/2008
		CN 101147334 B	18/07/2012
		EP 1860810 A1	28/11/2007
		EP 1865618 A1	12/12/2007
		EP 1865618 A4	02/05/2012
		JP 04486992 B2	23/06/2010
		JP 04699452 B2	08/06/2011
		KR 10-0938525 B1	25/01/2010
		KR 10-2007-0100812 A	11/10/2007
		US 2008-0031375 A1	07/02/2008
		US 7852906 B2	14/12/2010
		US 8045644 B2	25/10/2011
		WO 2006-098011 A1	21/09/2006
WO 2006-098147 A1	21/09/2006		
WO 2006-103758 A1	05/10/2006		
KR 10-2012-0044530 A	08/05/2012	NONE	
US 2009-0041150 A1	12/02/2009	US 8254487 B2	28/08/2012

**A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))**

H04L 1/06(2006.01)i, H04B 7/04(2006.01)i

**B. 조사된 분야**

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04L 1/06; H04L 27/00; H04L 27/02; H03M 13/00; H04J 11/00; H04B 7/04; H04L 27/12; H03M 7/40

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC  
일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: MIMO, codebook, feedback

**C. 관련 문헌**

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	KR 10-2011-0093565 A (삼성전자주식회사) 2011.08.18 단락 [0123]-[0128]; 및 도면 10 참조.	1-15
A	US 2008-0303699 A1 (JIANZHONG ZHANG et al.) 2008.12.11 단락 [0043]-[0050]; 및 도면 4 참조.	1-15
A	US 2008-0063116 A1 (HITOSHI YOKOYAMA) 2008.03.13 단락 [0091]-[0095]; 및 도면 1, 7, 8 참조.	1-15
A	KR 10-2012-0044530 A (주식회사 케이티) 2012.05.08 단락 [0024]-[0052]; 및 도면 3, 4 참조.	1-15
A	US 2009-0041150 A1 (JIANN-AN TSAI et al.) 2009.02.12 단락 [0087]-[0089]; 및 도면 6-8 참조.	1-15

추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다.

대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.

\* 인용된 문헌의 특별 카테고리:

“A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일  
2013년 10월 24일 (24.10.2013)

국제조사보고서 발송일  
2013년 10월 25일 (25.10.2013)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소  
대한민국 특허청  
(302-701) 대전광역시 서구 청사로 189,  
4동 (둔산동, 정부대전청사)  
팩스 번호 +82-42-472-7140

심사관  
김도원  
전화번호 +82-42-481-5560



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
KR 10-2011-0093565 A	2011/08/18	US 2011-0194631 A1 WO 2011-099756 A2 WO 2011-099756 A3	2011/08/11 2011/08/18 2011/12/15
US 2008-0303699 A1	2008/12/11	US 7629902 B2	2009/12/08
US 2008-0063116 A1	2008/03/13	CN 101138181 A0 CN 101138181 B CN 101147334 A CN 101147334 B EP 1860810 A1 EP 1865618 A1 EP 1865618 A4 JP 04486992 B2 JP 04699452 B2 KR 10-0938525 B1 KR 10-2007-0100812 A US 2008-0031375 A1 US 7852906 B2 US 8045644 B2 WO 2006-098011 A1 WO 2006-098147 A1 WO 2006-103758 A1	2008/03/05 2010/10/13 2008/03/19 2012/07/18 2007/11/28 2007/12/12 2012/05/02 2010/06/23 2011/06/08 2010/01/25 2007/10/11 2008/02/07 2010/12/14 2011/10/25 2006/09/21 2006/09/21 2006/10/05
KR 10-2012-0044530 A	2012/05/08	없음	
US 2009-0041150 A1	2009/02/12	US 8254487 B2	2012/08/28