(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2014 년 8 월 28 일 (28.08.2014)

WIPO | PCT

(10) 국제공개번호
WO 2014/129799 A1

(51) 국제특허분류:
H04B 7/04 (2006.01)

(21) 국제출원번호: PCT/KR2014/001341

(22) 국제출원일: 2014 년 2 월 19 일 (19.02.2014)

(25) 출원언어: 한국어

(26) 공개언어: 한국어

(30) 우선권정보:
61/766,676 2013 년 2 월 19 일 (19.02.2013) US

(71) 출원인: **엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.)** [KR/KR]; 150-721 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).

(72) 발명자: **김영태 (KIM, Youngtae)**; 137-893 서울시 서초구 양재대로 11 길 19, Seoul (KR). **김기준 (KIM, Kijun)**; 137-893 서울시 서초구 양재대로 11 길 19, Seoul (KR). **김병훈 (KIM, Byounghoon)**; 137-893 서울시 서초구 양재대로 11 길 19, Seoul (KR). **박종현 (PARK, Jonghyun)**; 137-893 서울시 서초구 양재대로 11 길 19, Seoul (KR). **김봉회 (KIM, Bonghoe)**; 137-893 서울시 서초구 양재대로 11 길 19, Seoul (KR).

(74) 대리인: **김용인 (KIM, Yong In)** 등; 138-861 서울시 송파구 올림픽로 82 7 층 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, IR, 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, SA, 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.

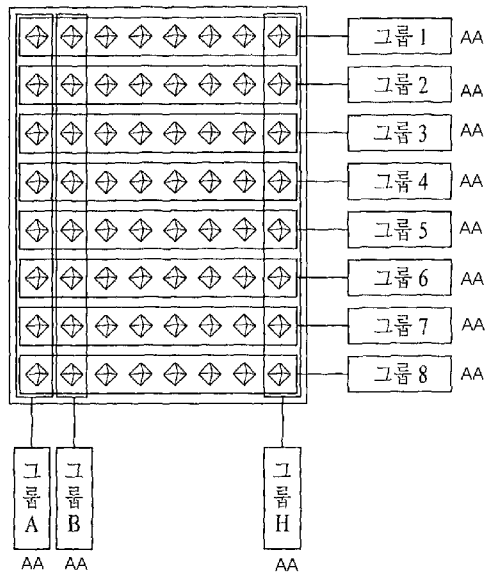
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

[다음 쪽 계속]

(54) **Title**: METHOD FOR TRANSMITTING SIGNAL IN MULTI-ANTENNA WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND APPARATUS FOR SAME

(54) **발명의 명칭** : 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치

FIG. 8



(57) **Abstract**: The present invention relates to a method for a base station transmitting a precoded signal to user equipment in a wireless communication system supporting a multi-antenna. More specifically, precoding is conducted by using a precoding matrix to which large delay-cylic delay diversity (LD-CDD) is applied, wherein the precoding matrix is determined by dividing into matrices for a horizontal direction antenna and a perpendicular direction antenna.

(57) **요약서**: 본 발명은 다중 안테나를 지원하는 무선 통신 시스템에서 기지국이 프리코딩된 신호를 단말에 전송하는 방법에 관한 것이다. 구체적으로, 큰 지연 순환지연 다이버시티 (LD-CDD)를 적용시킨 프리코딩 행렬 이용하여 프리코딩을 하고, 프리코딩 행렬은 수평 방향 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬로 구분되어 결정되는 것을 특징으로 한다.

WO 2014/129799 A1

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

【명세서】

【발명의 명칭】

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 신호 전송 방법 및 이를 위한 장치

【기술분야】

[1] 본 발명은 무선 통신 시스템에서 관한 것으로서, 보다 상세하게는, 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 효율적인 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

【배경기술】

[2] MIMO (Multiple-Input Multiple-Output) 기술은 지금까지 한 개의 전송 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중 전송 안테나와 다중 수신 안테나를 채택하여 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 말한다. 즉, 무선통신시스템의 송신단(transmitting end) 혹은 수신단(receiving end)에서 다중 안테나를 사용하여 용량을 증대시키거나 성능을 개선하는 기술이다. 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(4 Tx)를 지원하고, 이에 따른 프리코딩 코드북(codebook)을 정의하고 있다.

[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.

[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.

$$\mathbf{H}(i,k)=\begin{bmatrix} h_{1,1}(i,k) & h_{1,2}(i,k) & \cdots & h_{1,Nt}(i,k) \\ h_{2,1}(i,k) & h_{2,2}(i,k) & \cdots & h_{2,Nt}(i,k) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{Nr,1}(i,k) & h_{Nr,2}(i,k) & \cdots & h_{Nr,Nt}(i,k) \end{bmatrix}$$

[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.

[8] $h_{r,s}(i,k)$ 는 채널 행렬 H(i,k)의 요소(element)로서, i 번째 심볼 및 k 번째 부반송파 상에서의 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. $R=E\left[H_{i,k}^{H} H_{i,k} \right]$ 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×n 행렬이라고 가정하자. 이때 행렬 H 는 다음과 같이 세 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

[11] $$H_{m\times n}=U_{m\times m}\sum_{m\times n}V_{n\times n}^{H}$$

[12] 여기서 U, V 는 유니터리 행렬(unitary matrix)들을 나타내며, ∑는 음이 아닌 특이값을 포함하는 m×n 대각행렬이다. 특이값은 $\Sigma=diag(\sigma_1...\sigma_r),\sigma_i=\sqrt{\lambda_i}$ 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(Hermitian) 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 λ_1 , ..,λ_r 이 될 수 있다).

[14]
$$\mathbf{HH}^{H} = \left(\mathbf{U\Sigma V}^{H}\right)\left(\mathbf{U\Sigma V}^{H}\right)^{H} = \mathbf{U\Sigma\Sigma}^{T}\mathbf{U}^{H}$$
$$\mathbf{H}^{H}\mathbf{H} = \left(\mathbf{U\Sigma V}^{H}\right)^{H}\left(\mathbf{U\Sigma V}^{H}\right)^{H} = \mathbf{V\Sigma}^{T}\mathbf{\Sigma V}$$

[15] 여기서 고유값은 λ_1, ..,λ_r 이 될 수 있다. $\mathbf{HH}^{H}$ 의 특이값 분해를 통해 채널의 방향을 나타내는 U 와 V 중 U 의 정보를 알 수 있으며, $\mathbf{H}^{H}\mathbf{H}$ 의 특이값 분해를 통해 V 의 정보를 알 수 있다. 일반적으로 MU-MIMO (Multi User-MIMO)에서는 보다 높은 전송률을 달성하기 위해서 송수신단 각각 빔포밍(beamforming)을 수행하게 되는데, 수신단 빔과 송신단 빔은 각각 행렬 T 와 W 를 통해 나타내면, 빔포밍이 적용된 채널은 $\mathbf{THW} = \mathbf{TU(\Sigma)VW}$ 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 예인 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 수학식 1 과 같이 채널의 롱-텀 공분산 행렬(long-term covariance matrix)를 이용하여 코드북을 변환(transform)하는 것이다.

[17] 【수학식 1】

[18]
$$\mathbf{W}' = norm(\mathbf{RW})$$

[19] 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 norm이 1로 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.

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

[21] 【수학식 2】

[22]
$$\mathbf{R} = E\left[\mathbf{H}^H\mathbf{H}\right] = \mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H = \sum_{i=1}^{Nt}\sigma_i\mathbf{v}_i\mathbf{v}_i^H$$

[23] 여기서, 채널 행렬 $\mathbf{H}$의 롱-텀(long-term) 공분산 행렬인 $\mathbf{R}$은 특이값 분해(singular value decomposition)에 의해 $\mathbf{V}\Lambda\mathbf{V}^H$로 분해(decomposition) 되며, $\mathbf{V}$는 N_t x N_t 크기의 유니터리(unitary) 행렬이며 $\mathbf{v}_i$를 i 번째 열 벡터로 가진다. Λ는 σ_i를 i 번째 대각 성분으로 가지는 대각 행렬, $\mathbf{V}^H$는 $\mathbf{V}$의 에르미트(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 ($\sigma_1 \geq \sigma_2 \geq \ldots \geq \sigma_{Nt}$).

【발명의 상세한 설명】

【기술적 과제】

[24] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 프리코딩 방법 및 이를 위한 장치를 제공하는 데 있다. 특히, 2D-AAS 시스템에서 큰 지연 순환지연 다이버시티(large delay cyclic delay diversity)를 이용한 프리코딩 방법을 제공하는 데 있다.

[25] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명

이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

【기술적 해결방법】

[26] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 양상인, 무선 통신 시스템에서 기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서, 상기 기지국이 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여, 신호를 프리코딩 하는 단계; 상기 프리코딩된 신호를 자원 요소들에 맵핑하는 단계; 및 상기 맵핑된 신호를 단말로 전송하는 단계를 포함하고, 상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고, 상기 수평 및 수직 안테나를 위한 행렬은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가질 수 있다.

[27] 바람직하게는, 상기 수평 안테나를 위한 행렬은, 행렬 $W_H(i)$, 행렬 $D_H(i)$ 및 행렬 U 이 순차적으로 곱해진 행렬이고, 상기 수직 안테나를 위한 행렬은, 행렬 $W_V(i)$, 행렬 $D_V(i)$ 및 행렬 U 이 순차적으로 곱해진 행렬이며, 상기 행렬 $W_H(i)$, 행렬 $D_H(i)$, 행렬 $W_V(i)$ 및 행렬 $D_V(i)$ 의 값은, 각각의 주기 값 P_{WH}, P_{vH}, P_{WV} 및 P_{vV} 을 가지고, 상기 각각의 주기 값에 따라 순환하며, 상기 주기 값은, 상기 기지국의 수평 방향을 위한 안테나 및 상기 기지국의 수직 방향을 위한 안테나에 의해서 생성된 채널의 변화에 기초하여 설정되는 값이다(i 는 자연수).

[28] 보다 바람직하게는, 상기 수평 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값이, 수직 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값보다 크도록 설정할 수 있다.

[29] 보다 바람직하게는, 상기 수평 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값이, 수직 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값보다 작도록 설정할 수 있다.

[30] 바람직하게는, 상기 행렬 $W_H(i)$는 상기 수평 방향 안테나의 채널 조절을 위한 프리코딩 행렬이고, 상기 P_{WH} 는 상기 행렬 $W_H(i)$ 값의 주기 값이고, 상기 행렬 $W_V(i)$는 상기 수직 방향 안테나의 채널 조절을 위한 프리코딩 행렬이고, 상기 P_{WV} 는 상기 행렬 $W_V(i)$ 값의 주기 값이고, 상기 행렬 $D_H(i)$는 상기 수평 방향 안테나의 위상 지연을 위한 행렬이고, 상기 행렬 $D_V(i)$는 상기 수직 방향 안

테나의 위상 지연을 위한 행렬이며, 상기 행렬 U 는 유니터리(unitary) 행렬일 수 있다.

[31] 바람직하게는, 상기 P_{WH}의 값은 상기 P_{WV}의 값의 N_V배이고, 상기 N_V는 상기 기지국의 수직 방향 안테나 포트의 수로서, 2 이상의 정수일 수 있다.

[32] 바람직하게는, 상기 P_{WV}의 값은 상기 P_{WH}의 값의 N_V배이고, 상기 N_V는 상기 기지국의 수직 방향 안테나 포트의 수로서 2 이상의 정수일 수 있다.

[33] 바람직하게는, 상기 프리코딩을 위한 행렬은, 하기와 같은 수학식으로 표현되고, $\{W_H(i)D_H(i)U\} \otimes \{W_V(i)D_V(i)U\}$, 상기 곱 $\otimes$는, 크로네커(Kronecker) 곱일 수 있다.

[34] 바람직하게는, 상기 $D_H(i)$ 및 U 행렬은 단위(identity) 행렬 I 일 수 있다.

[35] 바람직하게는, 상기 $D_V(i)$ 및 U 행렬은 단위 행렬 I 일 수 있다.

[36] 바람직하게는, 상기 P_{vH} 및 P_{vV} 값은 매 자원요소(Resource Element; RE) 마다 값이 변할 수 있다.

[37] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 또 다른 일 양상인, 무선 통신 시스템에서 단말이 기지국으로부터 신호를 수신하는 방법에 있어서, 상기 단말이 상기 기지국으로부터 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여 프리코딩된 신호를 수신하는 단계를 포함하고, 상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고, 상기 수평 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가질 수 있다.

[38] 상술한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 또 다른 일 양상인, 무선 통신 시스템에서 단말과 신호를 송수신하는 기지국에 있어서, 송수신기; 및 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는, 상기 기지국이, 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여 신호를 프리코딩하고, 상기 프리코딩된 신호를 자원 요소들에 맵핑하며, 상기 맵핑된 신호를 단말로 전송하도록 설정되고, 상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고, 상기 수평 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가질 수 있다.

【유리한 효과】

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

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

【도면의 간단한 설명】

[41] 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.

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

[43] 도 2 는 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서의 기지국 및 단말의 구성을 도시한 블록도이다.

[44] 도 3 은 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다.

[45] 도 4 는 다중 안테나 시스템에서 일반적인 순환지연 다이버시티(CDD) 구조의 예시를 나타낸다.

[46] 도 5 은 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[47] 도 6 은 8 전송 안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

[48] 도 7 은 능동 안테나 시스템(active antenna system: AAS)을 나타낸다.

[49] 도 8 은 본 발명이 적용될 수 있는 2D-AAS 에 관한 예시를 나타낸다.

【발명의 실시를 위한 형태】

[50] 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 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 LTE 의 특유한 사항을 제외하고는 다른 임의의 이동 통신 시스템에도 적용 가능하다.

[51] 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.

[52] 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.

[53] 이동 통신 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.

[54] 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.

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

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

[57] 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 동시에 전송할 수 있다.

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

[59] 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 사용될 수 있다. 핵심망(Core Network; CN)은 AG(Access Gateway)와 단말의 사용자 등록 등을 위한 네트워크 노드 등으로 구성될 수 있다. AG 는 복수의 셀들로 구성되는 TA(Tracking Area) 단위로 단말의 이동성을 관리한다.

[60] 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 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.

[61] 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 차이다. LTE-A 시스템은 최대 100 MHz 의 광대역을 지원할 것을 목표로 하고 있으며, 이를 위해 복수의 주파수 블록을 사용하여 광대역을 달성하는 캐리어 어그리게이션(carrier aggregation) 또는 대역폭 어그리게이션(bandwidth aggregation) 기

술을 사용하도록 하고 있다. 캐리어 어그리게이션보다 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.

[62] 도 2 는 본 발명에 따른 무선 통신 시스템에서의 기지국 및 단말의 구성을 도시한 블록도이다.

[63] 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.

[64] 도 2 를 참조하면, 기지국(205)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(215), 심볼 변조기(220), 송신기(225), 송수신 안테나(230), 프로세서(280), 메모리(285), 수신기(290), 심볼 복조기(295), 수신 데이터 프로세서(297)를 포함할 수 있다. 그리고, 단말(210)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(265), 심볼 변조기(270), 송신기(275), 송수신 안테나(235), 프로세서(255), 메모리(260), 수신기(240), 심볼 복조기(245), 수신 데이터 프로세서(250)를 포함할 수 있다. 안테나(230, 235)가 각각 기지국(205) 및 단말(210)에서 하나로 도시되어 있지만, 기지국(205) 및 단말(210)은 복수 개의 안테나를 구비한 다중 안테나이다. 따라서, 본 발명에 따른 기지국(205) 및 단말(210)은 MIMO (Multiple Input Multiple Output) 시스템을 지원한다. 본 발명에 따른 기지국(205) 및 단말(210)은 SU-MIMO (Single User-MIMO) 및 MU-MIMO (Multi User-MIMO) 방식 모두를 지원한다.

[65] 하향링크 상에서, 송신 데이터 프로세서(215)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(220)는 이 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 수신 및 처리하여, 심볼들의 스트림을 제공한다.

[66] 심볼 변조기(220)는, 데이터 및 파일럿 심볼들을 다중화하여 이를 송신기 (225)로 전송한다. 이때, 각각의 송신 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼, 또는 제로의 신호 값일 수도 있다. 각각의 심볼 주기에서, 파일럿 심볼들이 연속적으로 송신될 수도 있다. 파일럿 심볼들은 주파수 분할 다중화(FDM), 직교 주

파수 분할 다중화(OFDM), 시분할 다중화(TDM), 또는 코드 분할 다중화(CDM) 심볼일 수 있다.

[67] 송신기(225)는 심볼들의 스트림을 수신하여 이를 하나 이상의 아날로그 신호들로 변환하고, 또한, 이 아날로그 신호들을 추가적으로 조절하여(예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 업컨버팅(upconverting) 하여, 무선 채널을 통한 송신에 적합한 하향링크 신호를 발생시킨다. 이어서, 하향링크 신호는 안테나(230)를 통해 단말로 전송된다.

[68] 단말(210)에서, 안테나(235)는 기지국으로부터의 하향링크 신호를 수신하여 수신된 신호를 수신기(240)로 제공한다. 수신기(240)는 수신된 신호를 조정 하여(예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 다운컨버팅(downconverting))하고, 조정된 신호를 디지털화하여 샘플들을 획득한다. 심볼 복조기(245) 는 수신된 파일럿 심볼들을 복조하여 채널 추정을 위해 이를 프로세서(255)로 제공한다.

[69] 또한, 심볼 복조기(245)는 프로세서(255)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(250)로 제공한다. 수신 데이터 프로세서 (250)는 데이터 심볼 추정치들을 복조(즉, 심볼 디-매핑(demapping)) 하고, 디인터리빙(deinterleaving)하고, 디코딩하여, 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.

[70] 심볼 복조기(245) 및 수신 데이터 프로세서(250)에 의한 처리는 각각 기지국(205)에서의 심볼 변조기(220) 및 송신 데이터 프로세서(215)에 의한 처리에 대해 상보적이다.

[71] 단말(210)은 상향링크 상에서, 송신(Tx) 데이터 프로세서(265)는 트래픽 데이터를 처리하여, 데이터 심볼들을 제공한다. 심볼 변조기(270)는 데이터 심볼들을 수신하여 파일럿 심볼들과 함께 다중화하여, 변조를 수행하여, 심볼들의 스트림을 송신기(275)로 제공한다. 송신기(275)는 심볼들의 스트림을 수신 및 처리하여, 상향링크 신호를 발생시키고, 이러한 상향링크 신호는 안테나(235)를 통해 기지국(205)으로 전송된다.

[72] 기지국(205)에서, 단말(210)로부터 상향링크 신호가 안테나(230)를 통해를 수신되고, 수신기(290)는 수신한 상향링크 신호를 처리되어 샘플들을 획득한

다. 이어서, 심볼 복조기(295)는 이 샘플들을 처리하여, 상향링크에 대해 수신된 파일럿 심볼들 및 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 데이터 프로세서(297)는 데이터 심볼 추정치를 처리하여, 단말기(210)로부터 전송된 트래픽 데이터를 복구한다.

[73] 단말(210) 및 기지국(205) 각각의 프로세서(255 및 280)는 각각 단말(210) 및 기지국(205)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(255 및 280)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리 유닛(260 및 285)들과 연결될 수 있다. 메모리(260 및 285)는 프로세서(255 및 280)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.

[74] 프로세서(255 및 280)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(255 및 280)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(255 및 280)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(255 및 280) 내에 구비되거나 메모리(260 및 285)에 저장되어 프로세서(255 및 280)에 의해 구동될 수 있다.

[75] 단말과 기지국이 무선 통신 시스템(네트워크) 사이의 무선 인터페이스 프로토콜의 레이어(layer)들은, 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.

[76] 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.

[77] **다중 안테나 시스템 (MIMO)**

[78] 다중 안테나(MIMO) 기술은, 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않고 여러 안테나에서 수신된 단편적인 데이터 조각을 한데 모아 완성하는 기술을 응용한 것이다. 다중 안테나 기술은 특정 범위에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나 특정 데이터 전송 속도에 대해 시스템 범위를 증가시킬 수 있기 때문에 이동 통신 단말과 중계기 등에 폭넓게 사용할 수 있는 차세대 이동 통신기술이며, 데이터 통신 확대 등으로 인해 한계 상황에 이른 이동통신의 전송량 한계를 극복할 수 있는 차세대 기술로 관심을 모으고 있다.

[79] 도 3(a)는 일반적인 다중 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다. 도 3(a)에 도시된 바와 같이 전송 안테나의 수를 N_T개로, 수신 안테나의 수를 N_R개로 동시에 늘리게 되면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적으로 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서 전송률(transmission rate)를 향상시키고, 주파수 효율을 획기적으로 향상시키는 것이 가능하다. 채널 전송 용량의 증가에 따른 전송률은 이론적으로 하나의 안테나를 이용하는 경우의 최대 전송률(R_0)에 하기의 수학식 3 의 증가율(R_i)이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

[80] 【수학식 3】

[81] $$R_i = \min(N_T, N_R)$$

[82] 예를 들어, 4 개의 전송 안테나와 4 개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 대하여 이론상 4 배의 전송률을 획득

할 수 있다. 이와 같은 다중 안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90 년대 중반에 증명된 이후 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위하여 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있으며, 이들 중 몇몇 기술들은 이미 3 세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

[83] 현재까지의 다중 안테나 관련 연구 동향을 살펴보면 다양한 채널 환경 및 다중접속 환경에서의 다중안테나 통신 용량 계산 등과 관련된 정보 이론 측면 연구, 다중안테나 시스템의 무선 채널 측정 및 모형 도출 연구, 그리고 전송 신뢰도 향상 및 전송률 향상을 위한 시공간 신호 처리 기술 연구 등 다양한 관점에서 활발한 연구가 진행되고 있다.

[84] 다중 안테나 시스템에 있어서의 통신 방법을 보다 구체적인 방법으로 설명하기 위해 이를 수학적으로 모델링 하는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다. 도 3(a)에 도시된 바와 같이 N_T 개의 전송 안테나와 N_R 개의 수신 안테나가 존재하는 것을 가정한다. 먼저, 전송 신호에 대해 살펴보면, N_T 개의 전송 안테나가 있는 경우 최대 전송 가능한 정보는 N_T 개이므로, 전송 정보를 하기의 수학식 4와 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

[85] 【수학식 4】

[86]
$$\mathbf{s} = \left[s_1, s_2, \ldots, s_{N_T}\right]^T$$

[87] 한편, 각각의 전송 정보 $s_1, s_2, \ldots, s_{N_T}$ 에 있어 전송 전력을 다르게 할 수 있으며, 이때 각각의 전송 전력을 $P_1, P_2, \ldots, P_{N_T}$라 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보를 벡터로 나타내면 하기의 수학식 5 와 같다.

[88] 【수학식 5】

[89]
$$\hat{\mathbf{s}} = \left[\hat{s}_1, \hat{s}_2, \ldots, \hat{s}_{N_T}\right]^T = \left[Ps_1, Ps_2, \ldots, Ps_{N_T}\right]^T$$

[90] 또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 를 전송 전력의 대각행렬 P 를 이용하여 나타내면 하기의 수학식 6 과 같다.

[91] 【수학식 6】

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

[92]

[93] 한편, 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 W 가 적용되어 실제 전송되는 NT 개의 전송신호(transmitted signal) $x_1, x_2, \ldots, x_{N_T}$ 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 여기서, 가중치 행렬은 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 수행한다. 이와 같은 전송신호 $x_1, x_2, \ldots, x_{N_T}$ 는 벡터 X 를 이용하여 하기의 수학식 7 과 같이 나타낼 수 있다. 여기서 W_{ij} 는 i 번째 전송안테나와 j 번째 정보 간의 가중치를 의미한다. W 는 가중치 행렬(Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬(Precoding Matrix)이라고 불린다.

[94] 【수학식 7】

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

[95]

[96] N_R 개의 수신안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신 신호 $y_1, y_2, \ldots, y_{N_R}$ 을 벡터로 나타내면 하기의 수학식 8 과 같다.

[97] 【수학식 8】

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \ldots, y_{N_R}]^T$$

[98]

[99] 한편, 다중 안테나 통신 시스템에 있어서의 채널을 모델링 하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분할 수 있으며, 전송 안테나 j 로부터 수신 안테나 i 를 거치는 채널을 h_{ij} 로 표시하기로 한다. 여기서, h_{ij} 의 인덱

스의 순서는 수신 안테나 인덱스가 먼저, 전송안테나의 인덱스가 나중임에 유의한다.

[100] 이러한 채널은 여러 개를 한데 묶어서 벡터 및 행렬 형태로도 표시 가능하다. 벡터 표시의 예를 들어 설명하면 다음과 같다. 도 3(b)는 N_T개의 전송 안테나에서 수신 안테나 i 로의 채널을 도시한 도면이다.

[101] 도 3(b)에 도시된 바와 같이 총 N_T 개의 전송 안테나로부터 수신안테나 i 로 도착하는 채널은 다음 수학식 9와 같이 표현 가능하다.

[102] 【수학식 9】

[103]
$$\mathbf{h}_i^T = \left[h_{i1}, h_{i2}, \ldots, h_{iN_T}\right]$$

[104] 또한, 상기 수학식 9 와 같은 행렬 표현을 통해 N_T 개의 전송 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나를 거치는 채널을 모두 나타내는 경우 하기의 수학식 10과 같이 나타낼 수 있다.

[105] 【수학식 10】

[106]
$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^{\mathrm{T}} \\ \mathbf{h}_2^{\mathrm{T}} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^{\mathrm{T}} \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{\mathrm{N_R}}^{\mathrm{T}} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{12} & h_{12} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{i2} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

[107] 실제 채널은 위와 같은 채널 행렬 H 를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해지게 되므로, N_R개의 수신안테나 각각에 더해지는 백색잡음 $n_1, n_2, \cdots, n_{N_R}$ 을 벡터로 표현하면 하기의 수학식 11과 같다.

[108] 【수학식 11】

[109]
$$\mathbf{n} = \left[n_1, n_2, \ldots, n_{N_R}\right]^T$$

[110] 상기 수학식들을 이용하여 구한 수신 신호는 하기의 수학식 12와 같다.

[111] 【수학식 12】

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{12} & h_{12} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{i2} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{Hx} + \mathbf{n}$$

[112]

[113] 한편, 채널 상황을 나타내는 채널 행렬 H 의 행과 열의 수는 전송안테나와 수신 안테나의 개수에 의해 결정된다. 채널 행렬 H 에서 행의 수는 수신 안테나의 개수(N_R)과 동일하고, 열의 수는 전송 안테나의 개수(N_T)와 동일하다. 즉, 채널 행렬 H 는 $N_R \times N_T$ 행렬로 표시될 수 있다. 일반적으로, 행렬의 랭크는 서로 독립적인 행의 수와 열의 수 중에서 더 작은 수에 의해 정의된다. 그러므로, 행렬의 랭크는 행렬의 행의 수나 열의 수보다 더 큰 값을 가질 수 없다. 채널 행렬 H 의 랭크는 다음의 수학식 13 에 의해 표현될 수 있다.

[114] 【수학식 13】

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

[115]

[116] 다중 안테나 시스템의 운영(operation)을 위해 사용되는 다중 안테나 송수신 기법(scheme)은 FSTD(frequency switched transmit diversity), SFBC (Space Frequency Block Code), STBC(Space Time Block Code), CDD(Cyclic Delay Diversity), TSTD(time switched transmit diversity) 등이 사용될 수 있다. 랭크 2 이상에서는 공간 다중화(Spatial Multiplexing; SM), GCDD (Generalized Cyclic Delay Diversity), S-VAP(Selective Virtual Antenna Permutation) 등이 사용될 수 있다.

[117] FSTD 는 각 다중 안테나로 전송되는 신호마다 서로 다른 주파수의 부반송파를 할당함으로써 다이버시티 이득을 얻는 방식이다. SFBC 는 공간 영역과 주파수 영역에서의 선택성을 효율적으로 적용하여 해당 차원에서의 다이버시티 이득과 다중 사용자 스케줄링 이득까지 모두 확보할 수 있는 기법이다. STBC 는 공간 영역과 시간 영역에서 선택성을 적용하는 기법이다. 순환지연 다이버시티 (Cyclic Delay Diversity; CDD) 기법은 각 송신안테나간의 경로 지연을 이용하여 다이버시티 이득을 얻는 기법이다. TSTD 는 다중 안테나로 전송되는 신호를 시간으로 구분하는 기법이다. 공간 다중화는 안테나별로 서로 다른 데이터를 전

송하여 전송률을 높이는 기법이다. GCDD 는 시간 영역과 주파수 영역에서의 선택성을 적용하는 기법이다. S-VAP 는 단일 프리코딩 행렬을 사용하는 기법으로, 공간 다이버시티 또는 공간 다중화에서 다중 코드워드를 안테나 간에 섞어주는 MCW(Multi Codeword) S-VAP 와 단일 코드워드를 사용하는 SCW(Single Codeword) S-VAP 가 있다.

[118] 위와 같은 MIMO 전송 기법들 중에서 STBC 기법은, 동일한 데이터 심볼이 시간 영역에서 직교성을 지원하는 방식으로 반복되어 시간 다이버시티를 획득하는 방식이다. 유사하게, SFBC 기법은 동일한 데이터 심볼이 주파수 영역에서 직교성을 지원하는 방식으로 반복되어 주파수 다이버시티를 획득하는 방식이다. STBC 에 사용되는 시간 블록 코드 및 SFBC 에 사용되는 주파수 블록 코드의 예시는 아래의 수식 14 및 15 와 같다. 수식 14 는 2 전송 안테나 경우의, 수식 15 는 4 전송 안테나의 경우의 블록 코드를 나타낸다.

[119] 【수학식 14】

[120]
$$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} S_1 & S_2 \\ -S_2^* & S_1^* \end{pmatrix}$$

[121] 【수학식 15】

[122]
$$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{pmatrix} S_1 & S_2 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & S_3 & S_4 \\ -S_2^* & S_1^* & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -S_4^* & S_3^* \end{pmatrix}$$

[123] 수학식 14 및 15 에서 S_i (i=1, 2, 3, 4)는 변조된 데이터 심볼을 나타낸다. 또한, 수학식 14 및 15 의 행렬의 행(row)은 안테나 포트를 나타내고, 열(column)은 시간 (STBC 의 경우) 또는 주파수 (SFBC 의 경우)를 나타낸다.

[124] 한편, 전술한 MIMO 전송 기법들 중에서 CDD 기법은 지연 확산을 인위적으로 증가시켜 주파수 다이버시티를 증가시키는 방식이다.

[125] 도 4 는 다중 안테나 시스템에서 일반적인 CDD 구조의 예시를 나타낸다.

[126] 도 4(a)는 시간 영역에서의 순환 지연을 적용하는 방식을 나타낸다. OFDM 심볼은 직렬-병렬 변환기 및 다중 안테나 인코더를 통해 각 안테나별로 분

리 전달된 후, 채널간 간섭을 방지하기 위한 순환 전처리부(Cyclic Prefix; CP)가 첨부되어 수신단으로 전송된다. 이때, 첫번째 안테나에 전달되는 데이터 시퀀스는 그대로 수신단으로 전송되지만 그 다음 순번의 안테나에 전달되는 데이터 시퀀스는 바로 전 순번의 안테나에 비해 일정 샘플만큼 순환지연되어 전송된다. 한편, 이와 같은 순환지연 다이버시티 기법을 주파수 영역에서 구현하면 상기의 순환지연은 위상 시퀀스의 곱으로 표현할 수 있다. 다시 말해서, 도 4(a)의 순환 지연을 적용하는 CDD 기법은, 도 4(b)와 같이 위상-시프트 다이버시티를 적용하는 것으로 구현될 수도 있다.

[127] 도 4(b)는 도 4(a)에 도시된 바와 같은 CDD 기법을 주파수 영역에서 구현하는 방법을 설명하기 위한 도면이다. 도 4(b)에서 보듯 주파수 영역에서의 각 데이터 시퀀스에 안테나별로 서로 다르게 설정되는 소정의 위상 시퀀스(위상 시퀀스 1 내지 위상 시퀀스 M)를 곱한 후 고속 역푸리에 변환(IFFT)을 수행하여 수신단으로 전송할 수 있는데, 이를 위상천이 다이버시티(phase shift diversity) 기법이라 한다.

[128] **코드북 기반 프리코딩 기법**

[129] 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.

[130] 미리 정해둔 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.

[131] 도 5는 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

[132] 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 5 에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드 별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.

[133] 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 개수는 안테나의 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 수와 동일하므로, 열의 개수는 레이어 수와 동일하다. 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4 이고 전송 레이어의 수가 2 인 경우에는 프리코딩 행렬이 4×2 행렬로 구성될 수 있다. 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어를 통해 전송되는 정보가 각각의 안테나에 매핑될 수 있다.

[134] 송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은 $U*U^H = I$ 와 같은 유니터리(unitary) 행렬(U) 조건을 만족하는 바, 상술한 프리코딩의 역처리는 송신단의 프리코딩에 이용된 프리코딩 행렬(P)의 에르미트(Hermitian) 행렬 (P^H)을 수신 신호에 곱하는 방식으로 이루어질 수 있다.

[135] 예를 들어, 다음의 표 1 은 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 2 전송 (2 Tx) 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이고, 표 2 는 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 4 전송 (8 Tx) 안테나를 사용한 하향링크 전송에 사용되는 코드북을 나타내는 것이다.

[136] 【표 1】

Codebook index	Number of layers υ	
	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	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1\\-j\end{bmatrix}$	-

[137] 【표 2】

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

[138] 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.

[139] 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 4×4 단일행렬을 나타내고 u_n 는 표 2 에서 주어지는 값이다.

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

[141] **피드백 채널 구조**

[142] 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 PUCCH 를 통하여 하향링크 채널 정보를 피드백하거나 또는 PUSCH 를 통하여 하향링크 채널정보를 피드백 할 수 있다. PUCCH 의 경우 주기적(periodic)으로 채널정보를 피드백 하고, PUSCH 의 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.

[143] **확장된 안테나 구성(Antenna configuration)**

[144] 도 6 은 8-전송 안테나를 구성하는 예시들을 나타낸 것이다.

[145] 도 6(a) 는 N 개의 안테나가 그룹화 없이 서로 독립적인 채널을 구성하는 경우를 도시한 것이며, 일반적으로 ULA(Uniform Linear Array) 라고 한다.

이와 같이 복수 개의 안테나를 서로 공간적으로 떨어뜨려 배치함으로써 서로 독립적인 채널을 구성하기에는 송신기 및/또는 수신기의 공간이 부족할 수 있다.

[146] 도 6(b)에서는 2 개의 안테나가 쌍(pair)을 이루는 ULA 방식의 안테나 구성(Paired ULA)을 나타낸다. 이러한 경우 쌍을 이루는 2 개의 안테나 사이에는 연관된 채널을 가지고, 다른 쌍의 안테나와는 독립적인 채널을 가질 수 있다.

[147] 한편, 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8/9 에서 하향링크에서 4 개 전송 안테나를 사용하는 것과 달리, 3GPP LTE 릴리즈-10 시스템에서는 하향링크에서 8 전송 안테나를 사용할 수 있다. 이러한 확장된 안테나 구성을 적용하기 위해서는, 부족한 공간에 여러 개의 송신 안테나를 설치해야 하므로, 도 6(a) 및 도 6(b) 와 같은 ULA 안테나 구성은 적합하지 않을 수 있다. 따라서, 도 6(c) 와 같이 이중-극성(dual-pole) (또는 크로스-극성(cross-pole)) 안테나 구성을 적용하는 것을 고려할 수 있다. 이와 같이 전송 안테나를 구성하는 경우에는, 안테나간의 거리 d 가 상대적으로 짧더라도 안테나 상관도를 낮춰 높은 수율의 데이터 전송이 가능해진다.

[148] **코드북 구조(codebook structures)**

[149] 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.

[150] 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.

[151] Co-polarization 안테나 계열의 경우 DFT 계열의 코드북 들이 성능이 좋다, 여기서 DFT 행렬 기반의 코드북을 구성함에 있어서, n x n DFT 행렬은 아래의 수학식 16 과 같이 정의 될 수 있다.

[152] 【수학식 16】

[153] $\mathbf{DFT}n: \quad D_n(k,\ell)=\frac{1}{\sqrt{n}}\exp\left(-j2\pi k\ell/n\right) \quad , \quad k,\ell=0,1,\ldots,n-1$

[154] 상기 수학식 16 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 수학식 17 은 예시적인 회전(rotated) DFTn 행렬을 나타낸다

[155] 【수학식 17】

[156] $$\text{rotated DFT}n:\quad D_n^{(G,g)}(k,\ell)=\frac{1}{\sqrt{n}}\exp\left(-j2\pi k(\ell+g/G)/n\right),\quad k,\ell=0,1,\ldots,n-1,\quad g=0,1,\ldots,G.$$

상기 수학식 17 과 같이 DFT 행렬을 구성하는 경우, G 개의 회전(rotated) DFTn 행렬을 생성할 수 있으며, 생성된 행렬들은 DFT 행렬의 특성을 만족한다.

[157] 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 일종이며 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 수학식 18 과 같다.

[158] 【수학식 18】

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

[160] $$\mathbf{u}_0^T=\begin{bmatrix}1&-1&-1&-1\end{bmatrix}$$

[161] 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 변환을 이용하여 n×n 프리코딩 행렬을 생성하고, 생성된 프리코딩 행렬의 열 서브셋(column subset)을 이용하여 n 보다 작은 랭크 전송을 위한 프리코딩 행렬로 사용하도록 구성 할 수 있다.

[162] 8 전송 안테나를 위한 코드북

[163] 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 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.

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

[165] 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.

[166] 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.

[167] 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 4λ 안테나 간격을 가지는 Cross-polarization 어레이가 구성되거나, 높은-상관 안테나 구성으로서 0.5λ 안테나 간격을 가지는 ULA 가 구성되거나, Cross-polarization 안테나 구성으로서 0.5λ 안테나 간격을 가지는 Cross-polarization 어레이가 구성될 수 있다. DFT 기반 코드북 구조는 높은-상관 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 제공할 수 있다.

[168] 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.

[169] 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.

[170] 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.

[171] 전술한 내용을 바탕으로, 본 발명에서는 무선 통신 시스템에서 효과적인 송신을 위해서, 피드백 양을 감소시켜 동작할 수 있는 프리코딩 매트릭스 (precoding matrix) 생성 방식 및 새로운 피드백 구조를 제안한다. 본 발명은

특히 송신기가 능동 안테나 시스템(active antenna system: 이하 AAS)을 활용한 매시브 안테나(massive antenna)를 이용할 때 효과적이며, 대표적인 실시 예로서 셀룰러(cellular) 망에서 기지국과 사용자 단말의 하향 링크 통신에 활용될 수 있다.

[172] 도 7은 능동 안테나 시스템(active antenna system: AAS)을 나타낸다.

[173] 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.

[174] 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 패턴(beam pattern)을 형성하는 등의 진보된 MIMO 기술을 가능하게 한다.

[175] 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.

[176] 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 장점이 있다.

[177] 도 8 은 본 발명이 적용될 수 있는 2D-AAS 의 일 예를 보여주는 도면이다.

[178] 2D-AAS 는 안테나를 수직 방향과 수평 방향으로 설치하여, 대량의 안테나 시스템이 형성될 수 있다. 현재까지는 2D-AAS 시스템을 위한 프리코딩을 위하여, 수직 방향의 안테나 및 수평 방향의 안테나들을 위한 프리코딩을 수행할 수 있으며, 이 프리코딩은 서로 독립적으로 수행될 수 있다. 수직 방향의 안테

나 및 수평 방향의 안테나는 그 특성이 상이할 수 있고, 사용 또한 다른 방식으로 이뤄질 수 있기 때문이다. 예를 들면, 수직 방향의 안테나들은 수신기를 향하여 더 많은 안테나 빔이 형성되도록 롱-텀(long-term)으로 프리코딩을 적용할 수 있고, 수평 방향의 안테나들은 채널에 따라 피드백을 받아 숏-텀(short-term)으로 프리코딩을 적용할 수 있다. 그 반대의 적용도 가능하다. 안테나가 설치되어 있는 방향에 따라서, 서로 다른 프리코딩을 적용하기 위한 프리코딩 방법은 다음 수학식 19 와 같다.

[179] 【수학식 19】

[180] $$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W_H \otimes W_V \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix}$$

[181] 도 8 에 도시된 바와 같이 W_H 및 W_V 는 수평 방향의 안테나(그룹 1 내지 그룹 8)를 위한 프리코딩 행렬 및 수직 방향의 안테나(그룹 A 내지 그룹 H)를 위한 프리코딩 행렬로 정의될 수 있다. W_H 및 W_V 는 N_H x v_H 및 N_V x v_V 크기(size)의 행렬일 수 있다. N_H 및 N_V 는 수평 방향 및 수직 방향의 안테나 포트를 의미하고, v_H 및 v_V 는 수평 방향 및 수직 방향의 안테나의 랭크(rank)를 의미한다. 따라서, 전체 레이어(layer)의 개수(v)는 $v = v_H v_V$ 의 관계를 가진다. 상기 수학식 19 는 $(A^T \otimes B)\mathrm{vec}_{row}(X) = \mathrm{vec}_{row}(AXB)$ 의 관계에 의하여, 다음 수학식 20 과 같이 표현될 수 있다.

[182] 【수학식 20】

[183] $$\mathrm{vec}_{row}(Y(i)) = \mathrm{vec}_{row}\left(W_H(i)X(i)\{W_V(i)\}^T\right)$$

[184] 상기 수학식 20 에서 $\mathrm{vec}_{row}(A)$ 는 A 행렬을 행순 (row-ordered)으로 열(column)을 만드는 함수이다. 또한, $X(i)$ 는 v_H x v_V 의 크기를 갖는 심볼 매트릭스로서, $\mathbf{x}(i) = \mathrm{vec}_{row}(X(i))$ 이다. 따라서, 레이어 도메인의 2D 심볼 매트릭스 $X(i)$ 에 대해서, 두 개의 프리코딩 행렬 $W_H(i)$ 및 $W_V(i)$ 가 각각 $X(i)$ 의 앞과 뒤에 곱해져서 2D 전송 행렬 $Y(i)$ 를 구성할 수 있다.

[185] 이하 본 발명에서는, 2D-AAS 를 사용하는 3D MIMO 시스템에서 상기 수학식 19 및 수학식 20 과 같은 프리코딩을 적용하는 경우에, 큰 지연 순환지연 다

이버시티(LD-CDD)를 이용하는 방법을 제안하려고 한다. 상기 방법을 설명하기에 앞서, 큰 지연 순환지연 다이버시티에 대하여 알아보기로 한다.

[186] **큰 지연 순환 지연 다이버시티(LD-CDD)**

[187] 현재, LTE 에서 기술화되어 있는 LD-CDD 는 다음 수학식 21 과 같이 표현할 수 있다.

[188] 【수학식 21】

[189] $$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i)D(i)U \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(\upsilon-1)}(i) \end{bmatrix}$$

[190] 상기 수학식 21 에서, $\mathbf{x}(i) = \left[x^{(0)}(i) \ \cdots \ x^{(\nu-1)}(i)\right]^T$ 는 프리코딩이 적용되지 않은 데이터 심볼 벡터를 의미하고, $\mathbf{y}(i) = \left[y^{(0)}(i) \ \cdots \ y^{(P-1)}(i)\right]^T$ 는 프리코딩을 거친 송신 벡터를 의미한다. 상기 수학식 21 에서 v 는 전송 데이터 레이어의 개수를 의미하고, P 는 독립 안테나 포트의 개수를 의미한다.

[191] $W(i)$ 는 채널 조절을 수행하는 프리코딩 행렬을 의미한다. 따라서, 채널이 변화하는 경우에, 코드북에서 적절한 코드워드(codeword)를 선택할 수 있다. 다만, 현재의 LTE 시스템에서는 채널에 따라 코드워드를 선택하여 사용하지는 않고 있으며, LTE 시스템에서 사용하는 채널 조절을 위한 프리코딩 행렬 $W(i)$ 는 다음 수학식 22 와 같다.

[192] 【수학식 22】

[193] $$\begin{cases} W(i) = C_l & \text{for 2 antenna ports} \\ W(i) = C_k, \quad k = \left(\left\lfloor \frac{i}{\upsilon} \right\rfloor \bmod 4\right) + 1 \in \{1,2,3,4\} & \text{for 4 antenna ports} \end{cases}$$

[194] 상기 수학식 22 에서 C_k 는 코드워드를 의미하며, $W(i)$ 는 고정값 또는 일정한 패턴을 가지고 변화하는 채널에 대응할 수 있다. 안테나 포트 수가 2 개인 경우에는 프리코딩 행렬 $W(i)$ 는 C_1 코드워드를 가지나, 안테나 포트 수가 4 개인 경우에는 k 값에 따라서 일정한 패턴을 가지고 변하는 코드워드를 가진다.

[195] 앞의 수학식 21 에서 $D(i)$ 및 U 는 가상(virtual) 안테나 도메인에서 모든 레이어(layer)들을 종합하여, 전체 가상 안테나에 동등한 비율로 레이어를 분산시키는 역할을 한다. 따라서, 레이어들은 모두 동등한 수준의 채널 품질

(channel quality)를 가질 수 있다. 레이어들을 동등한 수준으로 조절함으로써 신호의 오버헤드를 줄일 수 있다. 예를 들어, 선형(linear) MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식을 수신단에서 적용할 경우, 하나의 CQI 만을 피드백하여도 되며, 서로 다른 레이어들에 대하여 개별적인 HARQ 재전송을 할 필요가 없어지게 되어, 하향링크(DL) 제어 시그널링의 오버헤드를 줄일 수 있다.

[196] 하기의 표 3은 LTE 시스템에서 사용하는 $D(i)$ 및 U를 보여주고 있다.

[197] 【표 3】

Number of layers υ	U	$D(i)$
2	$\frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix}1 & 1\\ 1 & e^{-j2\pi/2}\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1 & 0\\ 0 & e^{-j2\pi i/2}\end{bmatrix}$
3	$\frac{1}{\sqrt{3}}\begin{bmatrix}1 & 1 & 1\\ 1 & e^{-j2\pi/3} & e^{-j4\pi/3}\\ 1 & e^{-j4\pi/3} & e^{-j8\pi/3}\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1 & 0 & 0\\ 0 & e^{-j2\pi i/3} & 0\\ 0 & 0 & e^{-j4\pi i/3}\end{bmatrix}$
4	$\frac{1}{2}\begin{bmatrix}1 & 1 & 1 & 1\\ 1 & e^{-j2\pi/4} & e^{-j4\pi/4} & e^{-j6\pi/4}\\ 1 & e^{-j4\pi/4} & e^{-j8\pi/4} & e^{-j12\pi/4}\\ 1 & e^{-j6\pi/4} & e^{-j12\pi/4} & e^{-j18\pi/4}\end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix}1 & 0 & 0 & 0\\ 0 & e^{-j2\pi i/4} & 0 & 0\\ 0 & 0 & e^{-j4\pi i/4} & 0\\ 0 & 0 & 0 & e^{-j6\pi i/4}\end{bmatrix}$

[198] 큰 지연 순환지연 다이버시티 시스템을 일반화하여 설명할 경우, $W(i)$는 채널에 관련있는 프리코딩 행렬로 정의할 수 있고, U 는 유니터리 행렬(unitary matrix)로 정의할 수 있으며, $D(i)$는 하기의 수학식 23 과 같이 대각(diagonal)의 요소들이 위상(phase) 차를 갖는 대각 행렬로 정의할 수 있다.

[199] 【수학식 23】

[200] $$D(i)=\begin{bmatrix}1 & 0 & \cdots & 0\\ 0 & e^{j\theta_{1,i}} & \cdots & 0\\ \vdots & \vdots & \ddots & 0\\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{\upsilon-1,i}}\end{bmatrix}$$

[201] 상기 수학식 23 에서, $D(i)$는 주파수마다 위상 천이(phase shift)를 한다. 다시 말해서, $D(i)$는 위상 지연을 위한 행렬로 볼 수 있다. 일반화된 $W(i)$, U 및 $D(i)$를 상기 수학식 21 에 적용할 경우, 모든 레이어들은 $D(i)$ 및 U 에

의해 주파수에 따라 변하는 빔포밍에 대응되고, 각 레이어들은 주파수마다 다양해지며 서로 평균화될 수 있다. 송신 벡터 $\mathbf{y}$ 의 공분산 행렬(covariance matrix)를 계산하면 다음 수학식 24 와 같다.

[202] 【수학식 24】

[203] $$\mathbf{R}_{\mathbf{yy}}^{(i)} = \mathrm{E}\left[\mathbf{y}(i)(\mathbf{y}(i))^H\right] = W(i)D(i)UU^H(D(i))^H(W(i))^H = W(i)(W(i))^H$$

[204] 상기 수학식 24 에서 $W(i)$가 채널의 높은 고유값(eigenvalue)을 최대한 이용하여 채널 이득을 높이는 프리코딩으로 사용되는 경우를 가정할 수 있다. 상기 수학식 24 에서 보듯이, $D(i)$ 및 U 는 이러한 채널 이득을 보존한 채, 전체 레이어의 채널 품질을 평균화시키는데 사용된 것을 알 수 있다. 상기 수학식 24 에서 $D(i)$ 및 U 는 송신 벡터 $\mathbf{y}$ 의 공분산 행렬을 유지하는 점에 주목할 필요가 있다.

[205] **실시예**

[206] 본 발명에서는, 2D AAS 를 적용하는 3D MIMO 시스템에서, 상기 수학식 19 또는 수학식 20 과 같은 프리코딩이 사용된 경우에, LD-CDD 를 이용하기 위한 프리코딩을 제안한다. LD-CDD 를 수직 방향 및 수평 방향 안테나를 가지는 2D-AAS 시스템에 적용하는 방법으로 크게 2 가지로 구분할 수 있으며, 다음 수학식 25 및 수학식 26 과 같다.

[207] 【수학식 25】

[208] 방법 1 : $$\mathbf{y}(i) = \left[W_H(i) \otimes W_V(i)\right]D(i)U\mathbf{x}(i)$$

[209] 【수학식 26】

[210] 방법 2 : $$\mathbf{y}(i) = \left[\left\{W_H(i)D_H(i)U_H\right\} \otimes \left\{W_V(i)D_V(i)U_V\right\}\right]\mathbf{x}(i)$$

[211] 수학식 25(이하, 방법 1)은 수평 방향의 성분 및 수직 방향의 성분의 곱 전체에 대하여 LD-CDD 를 적용시킨 것이며, 수학식 26(이하, 방법 2)의 경우는 수평 방향의 성분 및 수직 방향의 성분으로 구분하여, 그 각각의 프리코딩 행렬에 LD-CDD 를 적용시킨 것이다. 이 두 가지 방법은, 채널 상황에 따라 달리 적용할 수 있다.

[212] 먼저, 방법 1 이 적용될 수 있는 상황을 고려해 볼 수 있다. 방법 1 은, $W_H(i) \otimes W_V(i)$에 의해 채널의 높은 고유치를 획득하여, $D(i)U$에 의해 모든 레이어들이 평균화되는 LD-CDD 방식이다. 이 방법은 채널이 수평 방향 및 수직 방향

안테나에 의해서 형성된 채널 모두가 빠르게 변하는 경우에 적합할 수 있다. 빠른 속도로 변하는 채널을 정확하게 피드백하기 힘든 경우라면, $W_H(i) \otimes W_V(i)$ 가 자기의 역할을 못할 수 있으며, $D(i)U$ 에 의해서 다양화된 채널을 통해 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 방법 1 은 가장 일반적인 형태의 방법이나, $D(i)$ 및 U 를 랭크($\nu = \nu_H \nu_V$) 별로 모두 설계해야 하는 단점이 있다. 예를 들어, $\nu_H = 4$, $\nu_V = 4$ 를 가정하면, $D(i)$ 및 U 모두가 사이즈의 행렬을 가지고 있어야 한다. 이 경우, 앞서 표 3 에 기재된 행렬을 이용할 수 없고 $D(i)$ 및 U 를 다시 설계해야 하는 단점이 있다.

[213] 따라서, 이러한 단점을 고려하여 제안하는 방법이 방법 2 이다. 방법 2 를 적용한다면, $D_H(i)$, $D_V(i)$, U_H 및 U_V 를 모두 크기의 행렬 모델로 가지고 있어야 하며, 이는 상기 표 3 을 이용하여 쉽게 획득할 수 있다. H 및 V 인덱스에 따라 서로 다르게 $D_H(i)$, $D_V(i)$, U_H 및 U_V 를 설계한다고 가정할 경우, ν_H 및 ν_V 의 수가 증가함에 따라, 방법 2 가 방법 1 에 비하여 적은 수의 행렬의 설계가 필요함을 알 수 있다.

[214] 또한, 방법 2 는 방법 1 에 비하여 활용 범위가 더 넓다. 본 발명에서 제안하는 내용이 3D-MIMO 시스템에 관한 것이므로, 수평 방향의 안테나 요소에 의하여 생성된 채널 및 수직 방향의 안테나 요소에 의하여 생성된 채널의 특성이 서로 차이가 있음을 알 수 있다. 방법 2 의 경우, 채널 특성에 따라 수평 방향의 안테나를 위한 $W_H(i)$ 및 $D_H(i)$ 를 설계할 수 있고, 수직 방향의 안테나를 위한 $W_V(i)$ 및 $W_V(i)$ 를 각각 설계할 수 있다. 반면에, 방법 1 의 경우라면, $D(i)$ 만으로 수평 및 수직 방향의 안테나를 위한 설계를 할 수 있다.

[215] 방법 2 를 좀더 설명하기로 하면, 방법 2 에서 및 의 행렬에서 H 및 V 인덱스는 각각 수평 방향(horizontal) 및 수직 방향(vertical)을 나타낸다. 따라서, 수평 방향 및 수직 방향의 안테나에 의해 생성된 채널의 특성에 따라 서로 다른 주기로 설계(또는 설정)할 수 있다.

[216] 다시 말해서, 방법 2 는 기지국이 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여, 신호를 프리코딩하여, 프리코딩된 신호를 자원 요소(RE)에 맵핑하고, 맵핑된 신호를 단말로 전송하는 과정에 있어서, 상기 프리코딩을 위한 행렬은, 제 1 행렬 W,

제 2 행렬 D 및 제 3 행렬 U 가 순차적으로 곱해진 행렬 간의 곱으로서 다음과 같이 표현되며,

[217] $\{W_H(i)D_H(i)U_H\} \otimes \{W_V(i)D_V(i)U_V\}$

[218] 상기 아래첨자 H 는 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬임을 나타내고, 상기 아래첨자 V 는 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬임을 나타내고, i 는 자연수이다.

[219] 이하에서는 수평 방향 및 수직 방향 안테나를 위해 $D(i)$ 및 U 가 일정한 패턴을 갖도록 하는 것을 제안한다. 하기 수학식 27 내지 수학식 30 에서 살펴본다.

[220] 【수학식 27】

[221] $$W_H(i) = C_k, \quad k = \left(\left\lfloor \frac{i}{p_{WH}} \right\rfloor \bmod N_H \right) + 1 \in \{1,2,\cdots,N_H\} \quad \text{또는 } k = \text{고정값}$$

[222] 【수학식 28】

[223] $$W_V(i) = C_l, \quad l = \left(\left\lfloor \frac{i}{p_{WV}} \right\rfloor \bmod N_V \right) + 1 \in \{1,2,\cdots,N_V\} \quad \text{또는 } l = \text{고정값}$$

[224] 【수학식 29】

[225] $$D_H(i) = D'_H(m), \quad m = \left(\left\lfloor \frac{i}{p_{vH}} \right\rfloor \bmod \nu_H \right) + 1 \in \{1,2,\cdots,\nu_H\} \quad \text{또는 } m = \text{고정값}$$

[226] 【수학식 30】

[227] $$D_V(i) = D'_V(n), \quad m = \left(\left\lfloor \frac{i}{p_{vV}} \right\rfloor \bmod \nu_V \right) + 1 \in \{1,2,\cdots,\nu_V\} \quad \text{또는 } n = \text{고정값}$$

[228] 상기 수학식 27 내지 수학식 30 에서 $W_H(i)$, $W_V(i)$, $D_H(i)$ 및 $D_V(i)$ 의 값은 각각 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV} 에 따라 같은 값을 갖는 주기가 결정되고, 각각 N_H, N_V, ν_H 및 ν_V 에 따라 $W_H(i)$, $W_V(i)$, $D_H(i)$ 및 $D_V(i)$ 의 값들이 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV} 단위로 순환하게 된다. 이 때 주기 값 중에 적어도 하나 이상의 주기 값은 다른 주기 값과 동일한 값을 가질 수 있으며, 같은 값을 갖는

길이를 나타내는 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV} 는 채널 특성에 따라 서로 연관성을 가질 수 있다. 한 예로 아래와 같은 주기 값의 예를 들 수 있다.

[229]
$$\begin{cases} p_{vV} = 1 \\ p_{vH} = 1 \\ p_{WV} = \nu_H \times \nu_V \\ p_{WH} = N_V \times \nu_H \times \nu_V \end{cases}$$

[230] 상기 예를 설명하면, 상기 수학식 27 내지 수학식 30 의 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV} 를 ($N_V \times \nu_H \times \nu_V$, $\nu_H \times \nu_V$, 1 및 1) 로 설정함으로써, $W_H(i)$ 는 $N_V \times \nu_H \times \nu_V$ 개의 RE 마다 값이 변하고(N_V 는 기지국의 수직 방향 안테나 포트의 수로서, 2 이상의 정수일 수 있다), $W_V(i)$ 는 $\nu_H \times \nu_V$ 개의 RE(resource element)마다 값이 변한다. 또한, $D_H(i)$ 및 $D_V(i)$ 는 매 RE 마다 값이 변하게 된다. 이러한 설정은 주파수 평면 페이딩 채널(frequency flat fading channel)을 가정하고, 수평 방향의 안테나들에 의하여 생성된 채널이 수직 방향의 안테나들에 의하여 생성된 채널보다 빠르게 변하는 상황에 적합한 설정이다. 주파수 평면 페이딩 채널을 위해 주파수 도메인에서는 $D_H(i)$ 및 $D_V(i)$ 로 채널을 다양화시킬 수 있다. 상대적으로 빠른 속도로 움직이는 수평 방향의 채널에 대해서는 $W_H(i)$ 를 통해서 채널을 다양화시킬 수 있고, 상대적으로 느린 속도로 변하는 수직 방향의 채널에 대해서는, $W_H(i)$ 보다 빠르게 움직이는 $W_V(i)$ 를 통해서 채널을 다양화시킬 수 있다. 이러한 방법을 응용하여 주기 값 P 를 채널 상황에 따라 적절히 맞추어 적용할 수 있을 것이다.

[231] 앞에서 제시한 예 이외에도 주기를 표현하는 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV} 를 다른 방법으로 설정할 수 있다. 하기의 표 4 와 같은 경우들이 가능하다.

[232] 【표 4】

경우	P_{WH}, P_{WV}, P_{vH}, P_{vV}
1	$N_V\nu_H\nu_V$, $\nu_H\nu_V$, ν_V, 1
2	$\nu_H\nu_V$, $N_V\nu_H\nu_V$, ν_V, 1

[233]

3	$v_H v_V$, $v_H v_V$, v_V, 1
4	$N_V v_H v_V$, $v_H v_V$, 1, v_H
5	$v_H v_V$, $N_V v_H v_V$, v_H, 1
6	$v_H v_V$, $v_H v_V$, v_H, 1
7	$N_V v_H v_V$, $v_H v_V$, 1, 1
8	$v_H v_V$, $N_V v_H v_V$, 1, 1
9	$v_H v_V$, $v_H v_V$, 1, 1

[234] 상기 표 4 에서 본 경우들은 $D_H(i)$ 및 $D_V(i)$ 두 행렬 모두 $W_H(i)$ 및 $W_V(i)$ 보다 빠르게 변하게 주기를 설정하는 경우들이다. 이 경우들은 상기 표 3 및 수학식 22 에서 알 수 있는 바와 같이, $D(i)$가 $W(i)$보다 더 빠르게 변하는 현재의 LTE 시스템과 유사한 구조를 가진다.

[235] 한편으로는, 수평 방향의 채널 및 수직 방향의 채널이 서로 상이한 점을 고려하여, 수평 방향의 채널을 위한 프리코딩 행렬 $W_H(i)$ 및 $D_H(i)$ 모두를 수직 방향의 채널을 위한 프리코딩 행렬 $W_V(i)$ 및 $D_V(i)$보다 더 빠르거나 더 느리게 변하도록 주기를 설정하는 것도 가능하다. 하기의 표 5 와 같은 경우들이 가능하다.

[236] 【표 5】

[237]

경우	P_{WH}, P_{WV}, P_{vH}, P_{vV}
1	$N_V v_H v_V$, v_V, $N_V v_V$, 1
2	$N_V v_V$, v_V, $N_V v_V$, 1
3	$N_V v_H v_V$, 1, $N_V v_V$, 1
4	$N_V v_V$, 1, $N_V v_V$, 1
5	v_H, $N_H v_H v_V$, 1, $N_H v_H$
6	v_H, $N_H v_H$, 1, $N_H v_H$
7	1, $N_H v_H v_V$, 1, $N_H v_H$
8	1, $N_H v_H$, 1, $N_H v_H$

[238] 표 5 에서의 경우와 같이, 수평 방향의 채널 및 수직 방향의 채널에 대하여 채널 특성에 따라 주기를 설정할 경우, 채널 특성에 따른 다이버시티 이득을 얻을 수 있는 효과가 있다.

[239] 앞서 설명한 수학식 25 의 방법 1 의 경우도, 방법 2 와 같이 채널 상황 (특성)에 따라, 주기에 변화를 주는 것이 가능하다. 상기 방법 1 도, 방법 4 와 같이 $W_H(i)$, $W_V(i)$ 및 $D(i)$가 하기의 수학식 31 내지 수학식 33 과 같은 패턴을 갖는 것을 제안한다.

[240] 【수학식 31】

[241] $W_H(i)=C_k$, $k=\left(\left\lfloor \frac{i}{p_{WH}} \right\rfloor \bmod N_H\right)+1\in\{1,2,\cdots,N_H\}$ 또는 $k=$고정값

[242] 【수학식 32】

[243] $W_V(i)=C_l$, $l=\left(\left\lfloor \frac{i}{p_{WV}} \right\rfloor \bmod N_V\right)+1\in\{1,2,\cdots,N_V\}$ 또는 $l=$고정값

[244] 【수학식 33】

[245] $D(i)=D'(m)$, $m=(i \bmod \nu_H\nu_V)+1\in\{1,2,\cdots,\nu_H\nu_V\}$ 또는 $m=$고정값

[246] 상기 수학식 31 내지 수학식 33 에서 $W_H(i)$ 및 $W_V(i)$의 값은 각각 p_{WH} 및 p_{WV} 에 따라 같은 값을 갖는 주기가 결정된다. 또한 N_H 및 N_V 에 따라 $W_H(i)$ 및 $W_V(i)$의 값들이 및 단위로 순환한다. 이 경우, 같은 값을 가지는 길이를 나타내는 p_{WH} 및 p_{WV} 는 채널 특성에 따라 서로 연관성을 가질 수 있으며, 아래와 같은 경우를 예로 들 수 있다.

[247] $\begin{cases} p_{WV}=\nu_H\times\nu_V \\ p_{WH}=N_V\times\nu_H\times\nu_V \end{cases}$

[248] 이러한 예의 경우에, $W_H(i)$ 는 $N_V\times\nu_H\times\nu_V$ 개의 RE 마다 값이 변하며, $W_V(i)$는 $\nu_H\times\nu_V$ 개의 RE 마다 값이 변한다(반대의 예로, 주기를 서로 바꾸어 설정할 경우면, $W_H(i)$는 $\nu_H\times\nu_V$ 개의 RE 마다 값이 변하며, $W_V(i)$는 $N_V\times\nu_H\times\nu_V$ 개의 RE 마다 값이 변하게 할 수도 있다). 이러한 주기의 설정은 수평 방향의 안테나들에 의해 생성된 채널이 수직 방향의 안테나들에 의해 생성된 채널보다

빠르게 변하는 상황일 때 적합한 설정이다. 상대적으로 빠른 속도로 변하는 수평 방향의 채널에 대하여 $W_V(i)$보다 느리게 움직이는 $W_H(i)$를 사용할 수 있고, 상대적으로 느린 속도로 변하는 수직 방향의 채널에 대하여 $W_H(i)$보다 빠르게 움직이는 $W_V(i)$를 통하여 채널을 다양화시킬 수 있다. 이렇게 채널 상황에 따라서, 적절한 주기 값을 설정할 수 있다. 아래와 같은 경우도 주기 값 설정의 또 다른 예로 들 수 있다.

[249] $\begin{cases} p_{WV} = N_H \times \nu_H \times \nu_V \\ p_{WH} = \nu_H \times \nu_V \end{cases}$ 또는 $\begin{cases} p_{WV} = \nu_H \times \nu_V \\ p_{WH} = \nu_H \times \nu_V \end{cases}$

[250] 앞에서 설명한 바와 같이, 주기를 나타내는 p_{WH}, p_{WV}, p_{vH} 및 p_{vV}의 값은 송신기 및 수신기 간에 미리 약속한 값을 사용하거나, 또는 상위 계층에 의한 RRC 시그널링을 통해 설정할 수 있다. 수신기가 송신기에게 적절한 주기 값을 피드백하는 것도 가능하다.

[251] 앞에서 설명한 내용을 종합해보면, 방법 1 및 방법 2 는 프리코딩하는 방법에 있어서, 큰 지연 순환 지연 다이버시티(LD-CDD)를 적용한 방법이다. 방법 1 은 수평 방향의 성분 및 수직 방향의 성분의 곱 전체에 대하여 LD-CDD 를 적용시킨 것이며, 방법 2 는 수평 방향의 성분 및 수직 방향의 성분으로 구분하여, 그 각각의 프리코딩 행렬에 LD-CDD 를 적용시킨 것이다. 방법 1 의 경우는, 곱 전체에 LD-CDD 를 적용한 것이므로, 그 변형이 어려우나, 방법 2 의 경우는 수평 방향과 수직 방향 각각을 구분하여 LD-CDD 를 적용시킨 것이므로, 그 변형이 가능하다.

[252] 수평 방향 또는 수직 방향 어느 하나의 방향에만 LD-CDD 를 적용하는 것을 예로 들 수 있다. 먼저, 수평 방향에만 LD-CDD 를 적용시킨 예(이하, 방법 3)는 하기의 수학식 34 와 같이 나타낼 수 있다. 반대로, 수직 방향에만 LD-CDD 를 적용시킨 예(이하, 방법 4)는 하기의 수학식 35 와 같이 나타낼 수 있다.

[253] 【수학식 34】

[254] 방법 3 : $\mathbf{y}(i) = \left[\{W_H(i) D_H(i) U_H\} \otimes W_V(i)\right] \mathbf{x}(i)$

[255] 【수학식 35】

[256] 방법 4 : $\mathbf{y}(i) = \left[W_H(i) \otimes \{W_V(i) D_V(i) U_V\}\right] \mathbf{x}(i)$

[257] 방법 3 의 경우는, 수평 방향에만 LD-CDD 를 적용시킨 것으로서, 다시 표현하면, 수학식 26 의 방법 2 를 변형한 것으로 이해할 수 있다. 다시 말해서, 수학식 26 에서, $W_V(i)=D_V(i)=I$ 로 설계할 경우에, 방법 3 의 수학식 34 와 같은 결과를 얻을 수 있다. 마찬가지로, 수학식 26 에서, $W_H(i)=D_H(i)=I$ 로 설계할 경우에, 방법 4 의 수학식 35 와 같은 결과를 얻을 수 있다. 이러한 변형은, 수평 방향 또는 수직 방향 어느 하나의 채널을 위한 채널 특성을 가지는 경우에 적합하게 적용될 수 있다. 따라서, 채널 특성에 따라 다이버시티 이득을 획득하는 방법을 제안한 것이다. 이러한 방법 1 내지 방법 4 의 LD-CDD 적용은, 택일하여 하나의 방법만 적용할 수 있으며, 4 가지 방법 중에서 RRC 시그널링을 통해 수신기가 선택된 방법을 획득하거나, 수신기가 채널 특성에 적합한 방법을 송신기에 피드백하는 것도 가능하다.

[258] 위에서 설명한 방법 1 내지 방법 4 는 전체적으로 이득을 살펴보면, 프리코딩 행렬 $W_H(i)\otimes W_V(i)$ 에 의한 채널 이득을 감소시키지 않는다. 이하에서, 방법 1 내지 방법 4 의 채널 이득이 감소되지 않음을 송신 벡터 $\mathbf{y}$ 의 공분산행렬(covariance matrix)를 구함으로써 확인할 수 있다. 송신 벡터의 공분산행렬을 구하는 방법은 상기 수학식 24 에서 설명한 바와 같다. 하기의 수학식 36 내지 수학식 39 에서는 공분산행렬을 구함으로써, 프리코딩 행렬에 의하여 채널 이득이 감소되지 않음을 나타내고 있다.

[259] 【수학식 36】

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{yy}^{(i)} &= \mathrm{E}\left[\mathbf{y}(i)(\mathbf{y}(i))^H\right] \\ &= [W_H(i)\otimes W_V(i)]D(i)UU^H(D(i))^H[W_H(i)\otimes W_V(i)]^H \\ &= [W_H(i)\otimes W_V(i)][W_H(i)\otimes W_V(i)]^H\end{aligned}$$

[260]

[261] 【수학식 37】

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{yy}^{(i)} &= \mathrm{E}\left[\mathbf{y}(i)(\mathbf{y}(i))^H\right] \\ &= [\{W_H(i)D_H(i)U_H\}\otimes\{W_V(i)D_V(i)U_V\}][\{W_H(i)D_H(i)U_H\}\otimes\{W_V(i)D_V(i)U_V\}]^H \\ &= [\{W_H(i)D_H(i)U_HU_H^H(D_H(i))^H(W_H(i))^H\}\otimes\{W_V(i)D_V(i)U_VU_V^H(D_V(i))^H(W_V(i))^H\}] \\ &= [W_H(i)\otimes W_V(i)][W_H(i)\otimes W_V(i)]^H\end{aligned}$$

[262]

[263] 【수학식 38】

$$\mathbf{R}_{yy}^{(i)} = \mathrm{E}\left[\mathbf{y}(i)(\mathbf{y}(i))^H\right]$$
$$= \left[\{W_H(i)D(i)U\}\otimes W_V(i)\right]\left[\{W_H(i)D(i)U\}^H \otimes (W_V(i))^H\right]$$
$$= \left[\{W_H(i)D(i)UU^H(D(i))^H(W_H(i))^H\}\otimes W_V(i)(W_V(i))^H\right]$$
[264] $$= \left[W_H(i)\otimes W_V(i)\right]\left[W_H(i)\otimes W_V(i)\right]^H$$

[265] 【수학식 39】

$$\mathbf{R}_{yy}^{(i)} = \mathrm{E}\left[\mathbf{y}(i)(\mathbf{y}(i))^H\right]$$
$$= \left[W_H(i)\otimes\{W_V(i)D(i)U\}\right]\left[(W_H(i))^H \otimes \{W_V(i)D(i)U\}^H\right]$$
$$= \left[W_H(i)(W_H(i))^H \otimes \{W_V(i)D(i)UU^H(D(i))^H(W_V(i))^H\}\right]$$
[266] $$= \left[W_H(i)\otimes W_V(i)\right]\left[W_H(i)\otimes W_V(i)\right]^H$$

[267] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

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

[269] 본 발명에 따른 실시예는 다양한 수단, 예를 들어, 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 하나 또는 그 이상의 ASICs(application specific integrated circuits), DSPs(digital signal

processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays), 프로세서, 콘트롤러, 마이크로 콘트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

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

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

[272] 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】

[273] 상술한 바와 같은 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 효율적인 피드백 전송 방법 및 이를 위한 장치는 3GPP LTE 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

【청구의범위】

【청구항 1】

무선 통신 시스템에서 기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서,

상기 기지국이 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여, 신호를 프리코딩 하는 단계;

상기 프리코딩된 신호를 자원 요소들에 맵핑하는 단계; 및

상기 맵핑된 신호를 단말로 전송하는 단계;

를 포함하고,

상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고,

상기 수평 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬들은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가지는, 신호 전송 방법.

【청구항 2】

제1항에 있어서,

상기 수평 방향 안테나를 위한 행렬은, 행렬 $W_H(i)$, 행렬 $D_H(i)$ 및 행렬 U이 순차적으로 곱해진 행렬이고,

상기 수직 방향 안테나를 위한 행렬은, 행렬 $W_V(i)$, 행렬 $D_V(i)$ 및 행렬 U이 순차적으로 곱해진 행렬이며,

상기 행렬 $W_H(i)$, 행렬 $D_H(i)$, 행렬 $W_V(i)$ 및 행렬 $D_V(i)$ 의 값은, 각각의 주기 값 P_{WH}, P_{vH}, P_{WV} 및 P_{vV} 을 가지고, 상기 각각의 주기 값에 따라 순환하며(i는 자연수),

상기 주기 값은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나에 의해서 생성된 채널의 변화에 기초하여 설정되는 값인, 신호 전송 방법.

【청구항 3】

제2항에 있어서,

상기 수평 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 갖는 주기 값이, 상기 수직 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값보다 큰, 신호 전송 방법.

【청구항 4】

제2항에 있어서,

상기 수평 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 갖는 주기 값이, 상기 수직 방향 안테나를 위한 행렬의 값이 가지는 주기 값보다 작은, 신호 전송 방법.

【청구항 5】

제2항에 있어서,

상기 행렬 $W_H(i)$는 상기 수평 방향 안테나의 채널 조절을 위한 프리코딩 행렬이고, 상기 P_{WH}는 상기 행렬 $W_H(i)$ 값의 주기 값이며,

상기 행렬 $W_V(i)$는 상기 수직 방향 안테나의 채널 조절을 위한 프리코딩 행렬이고, 상기 P_{WV}는 상기 행렬 $W_V(i)$ 값의 주기 값이며,

상기 행렬 $D_H(i)$는 상기 수평 방향 안테나의 위상 지연을 위한 행렬이고,

상기 행렬 $D_V(i)$는 상기 수직 방향 안테나의 위상 지연을 위한 행렬이며,

상기 행렬 U는 유니터리(unitary) 행렬인, 신호 전송 방법.

【청구항 6】

제5항에 있어서,

상기 P_{WH}의 값은 상기 P_{WV}의 값의 N_V배이고,

상기 N_V는 상기 기지국의 수직 방향 안테나 포트의 수로서, 2 이상의 정수인, 신호 전송 방법.

【청구항 7】

제5항에 있어서,

상기 P_{WV}의 값은 상기 P_{WH}의 값의 N_V배이고,

상기 N_V는 상기 기지국의 수직 방향 안테나 포트의 수로서 2 이상의 정수인, 신호 전송 방법.

【청구항 8】

제2항에 있어서,

상기 프리코딩을 위한 행렬은, 하기와 같은 수학식으로 표현되고,

$$\{W_H(i)D_H(i)U\} \otimes \{W_V(i)D_V(i)U\}$$

상기 곱 ⊗는, 크로네커(Kronecker) 곱인, 신호 전송 방법.

【청구항 9】

제2항에 있어서,

상기 $D_H(i)$ 및 U 행렬은 단위(identity) 행렬 I인, 신호 전송 방법.

【청구항 10】

제2항에 있어서,

상기 $D_V(i)$ 및 U 행렬은 단위(identity) 행렬 I인, 신호 전송 방법.

【청구항 11】

제2항에 있어서,

상기 P_{VH} 및 P_{VV} 값은 매 자원요소(Resource Element; RE)마다 값이 변하는, 신호 전송 방법.

【청구항 12】

무선 통신 시스템에서 단말이 기지국으로부터 신호를 수신하는 방법에 있어서,

상기 단말이 상기 기지국으로부터 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여 프리코딩된 신호를 수신하는 단계를 포함하고,

상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고,

상기 수평 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬들은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가지는, 신호 수신 방법.

【청구항 13】

무선 통신 시스템에서 단말과 신호를 송수신하는 기지국에 있어서,

송수신기; 및

프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

상기 기지국이, 프리코딩을 위한 행렬을 이용하여 신호를 프리코딩하고, 상기 프리코딩된 신호를 자원 요소들에 맵핑하며, 상기 맵핑된 신호를 상기 단말로 전송하도록 설정되고,

상기 프리코딩을 위한 행렬은, 상기 기지국의 수평 방향 안테나를 위한 행렬 및 상기 기지국의 수직 방향 안테나를 위한 행렬을 기초로 연산되고,

상기 수평 및 수직 방향 안테나를 위한 행렬은 각각의 순환 지연(cyclic delay) 값을 가지는, 기지국.

FIG. 1

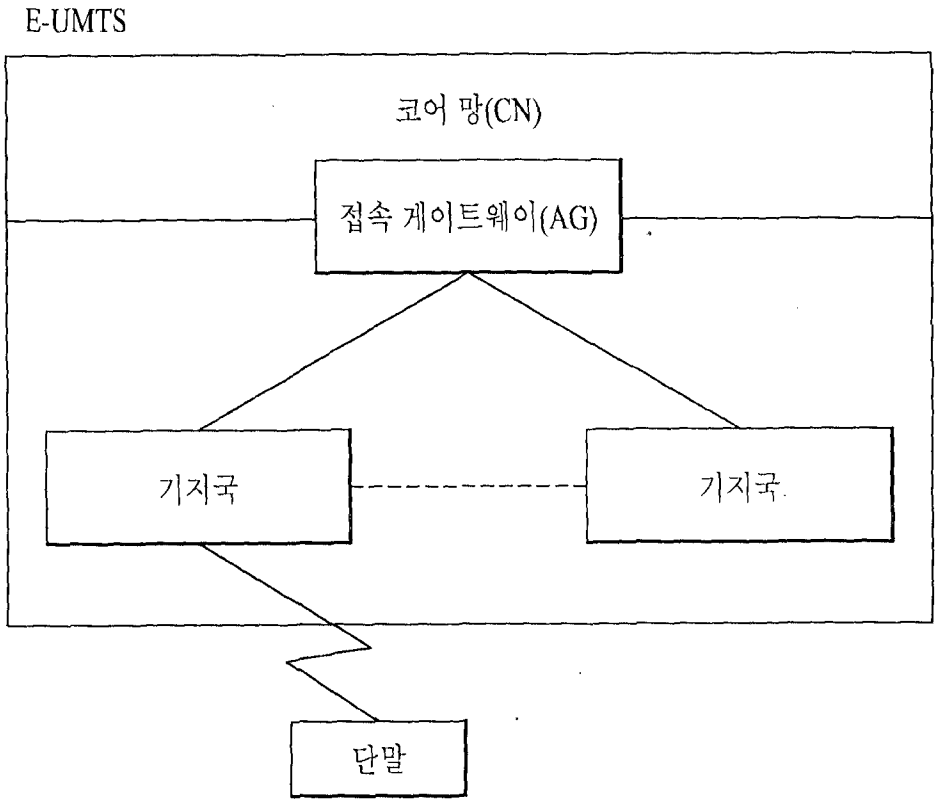


FIG. 2

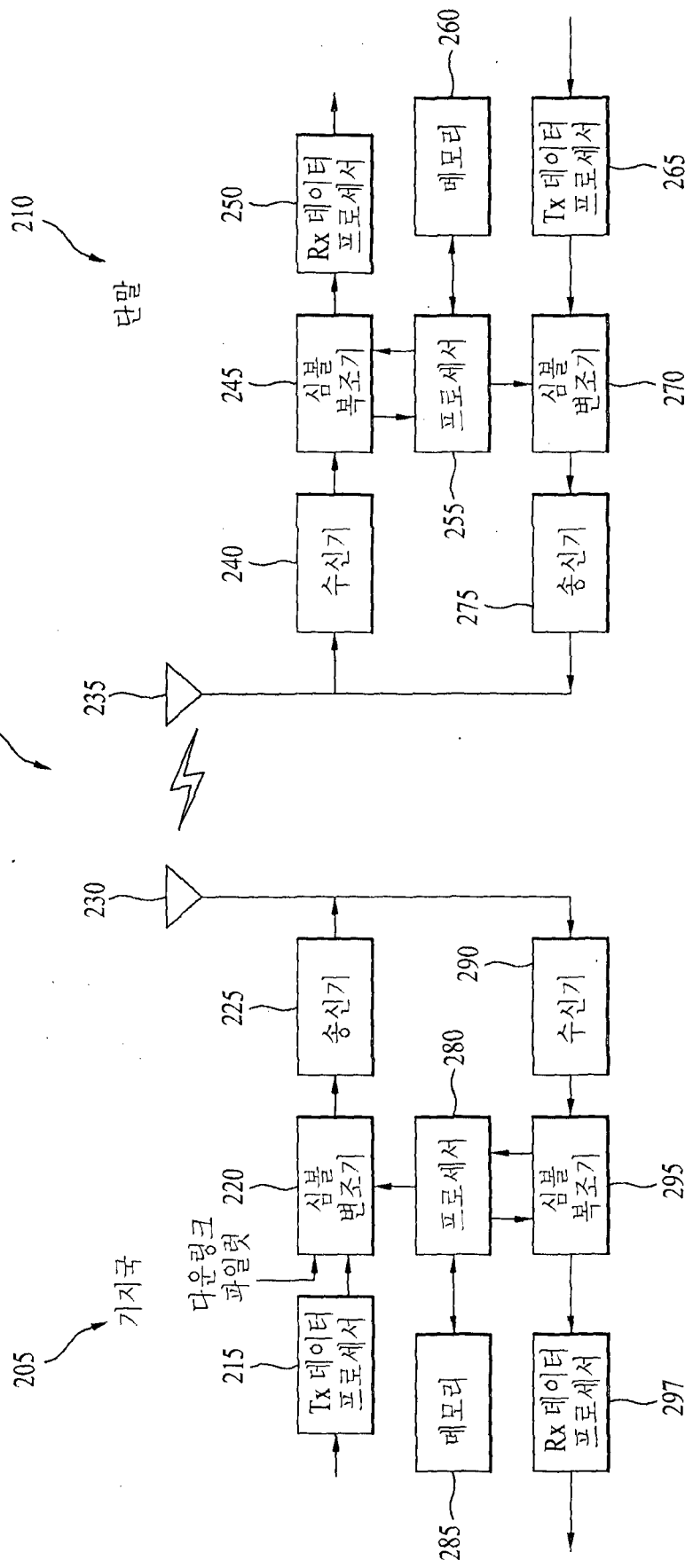
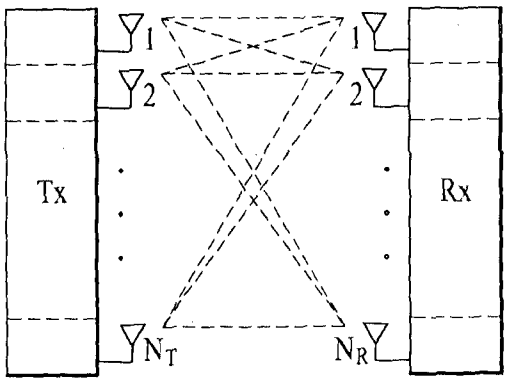
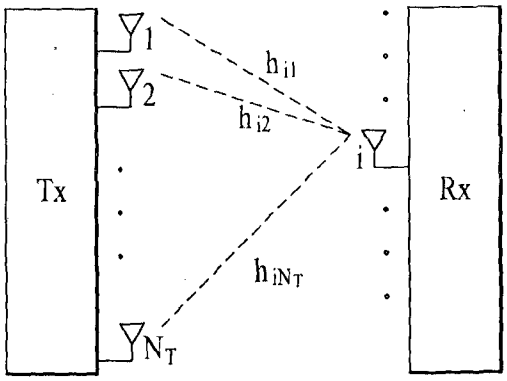

200
205
기지국
210
단말
215
Tx 데이터 프로세서
220
심볼 변조기
225
송신기
230
235
240
수신기
245
심볼 복조기
250
Rx 데이터 프로세서
255
260
265
270
275
280
285
290
295
297
다운링크 파일럿
프로세서
메모리
송신기
수신기
심볼 변조기
심볼 복조기
Tx 데이터 프로세서
Rx 데이터 프로세서

FIG. 3

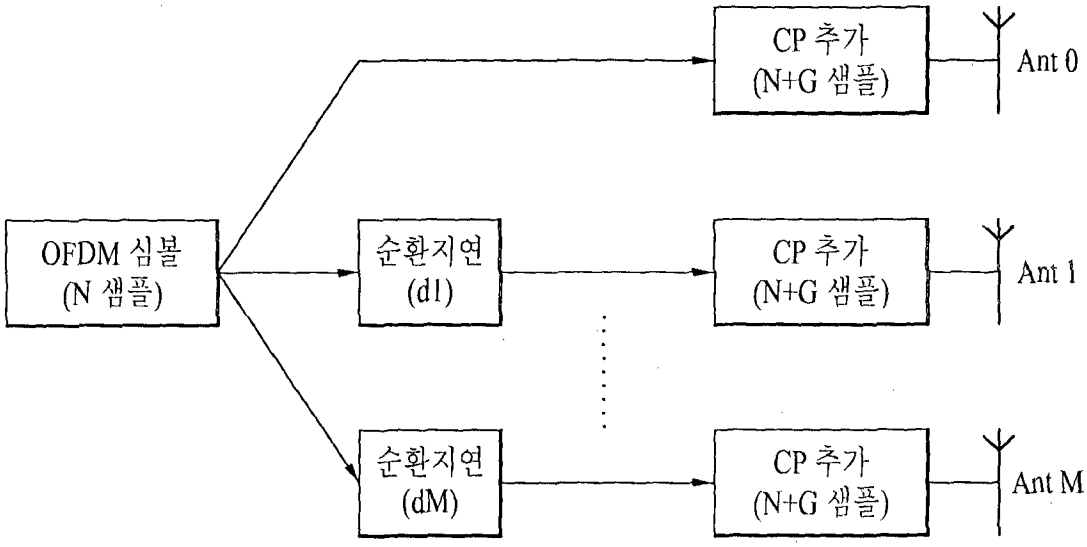


(a)

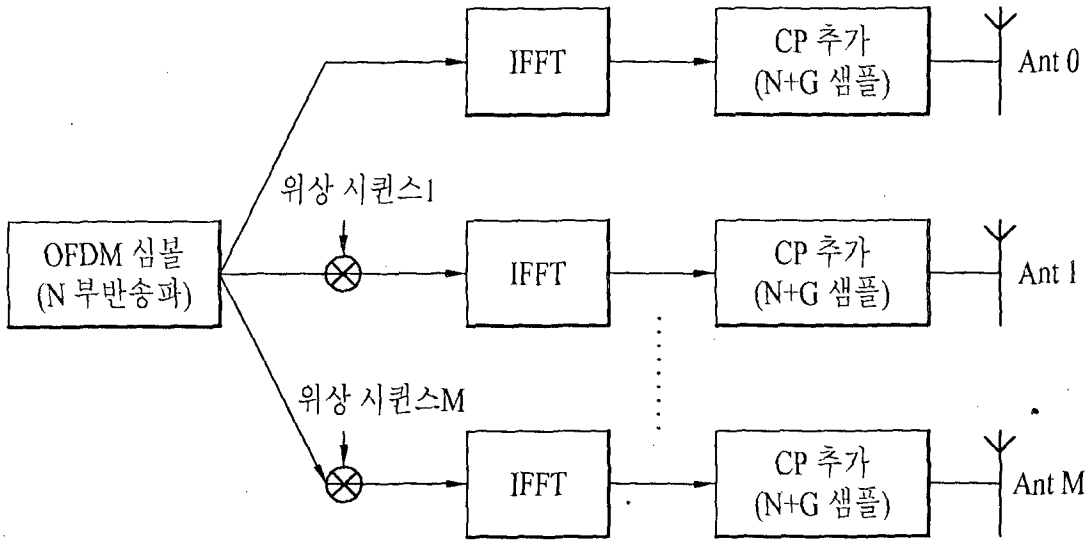


(b)

FIG. 4


OFDM 심볼
(N 샘플)
순환지연
(d1)
순환지연
(dM)
CP 추가
(N+G 샘플)
CP 추가
(N+G 샘플)
CP 추가
(N+G 샘플)
Ant 0
Ant 1
Ant M

(a)


OFDM 심볼
(N 부반송파)
위상 시퀀스1
위상 시퀀스M
IFFT
IFFT
IFFT
CP 추가
(N+G 샘플)
CP 추가
(N+G 샘플)
CP 추가
(N+G 샘플)
Ant 0
Ant 1
Ant M

(b)

FIG. 5

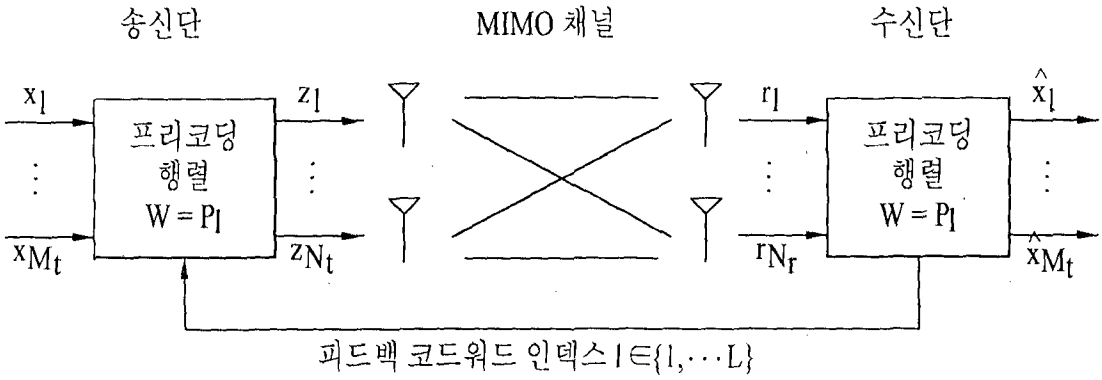

송신단
MIMO 채널
수신단
x1
xMt
프리코딩 행렬 W = Pl
z1
zNt
r1
rNr
프리코딩 행렬 W = Pl
x̂1
x̂Mt
피드백 코드워드 인덱스 l∈{1,···L}

FIG. 6

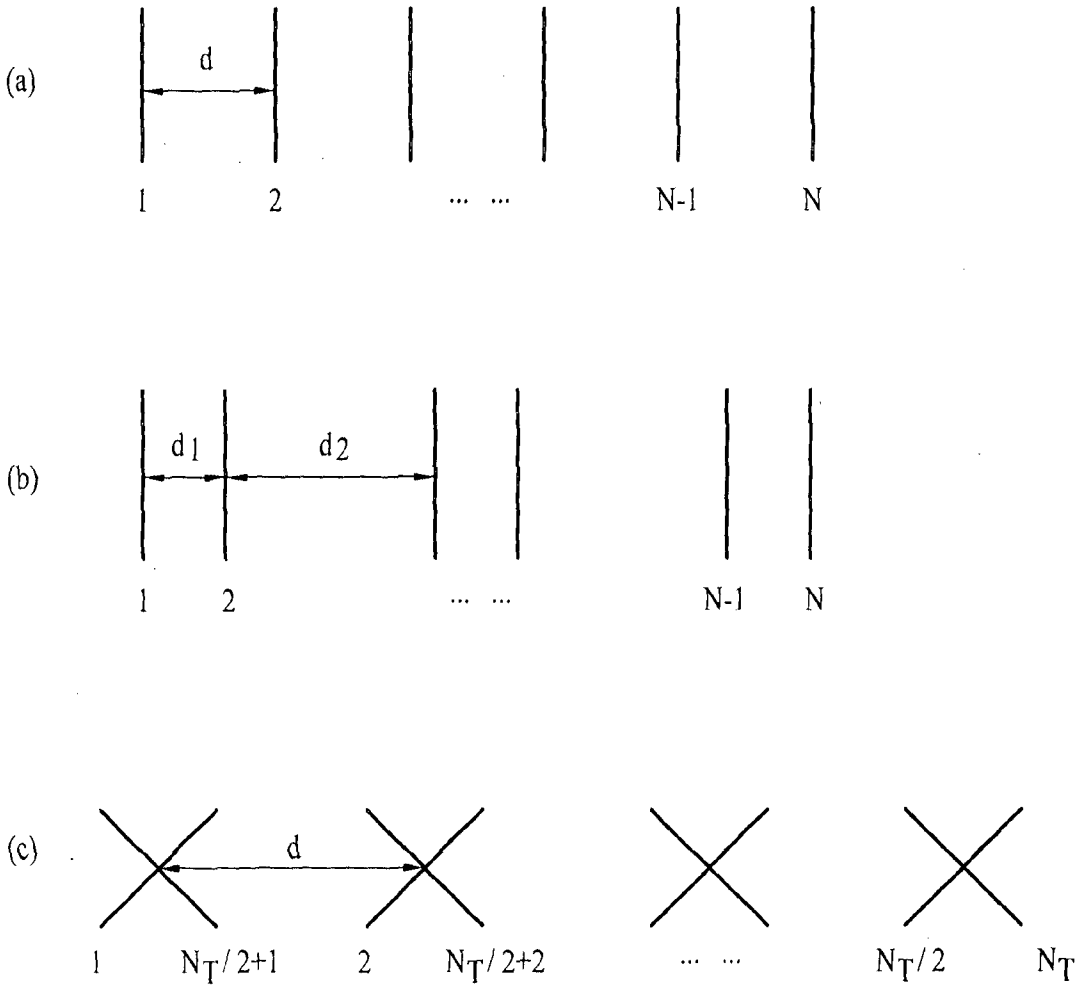

(a)
d
1
2
··· ···
N-1
N
(b)
d1
d2
1
2
··· ···
N-1
N
(c)
d
1
NT/2+1
2
NT/2+2
··· ···
NT/2
NT

FIG. 7

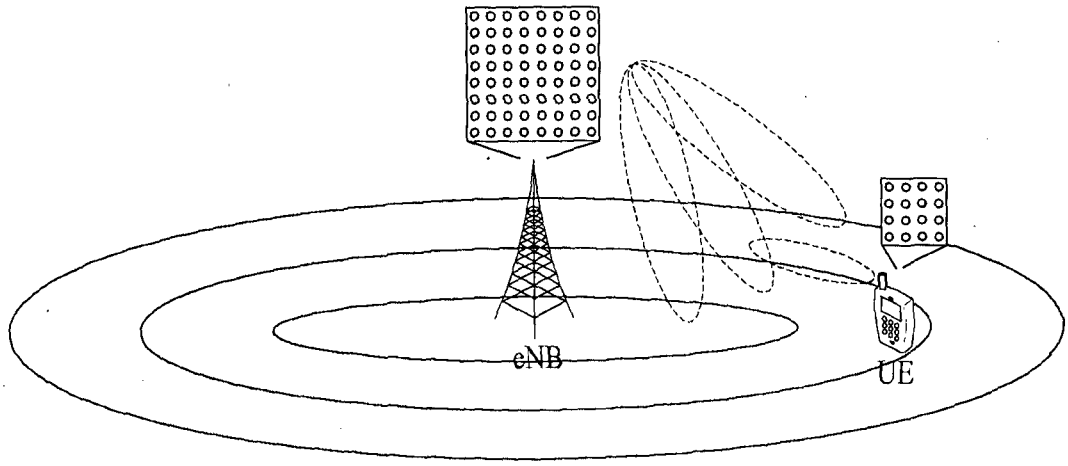
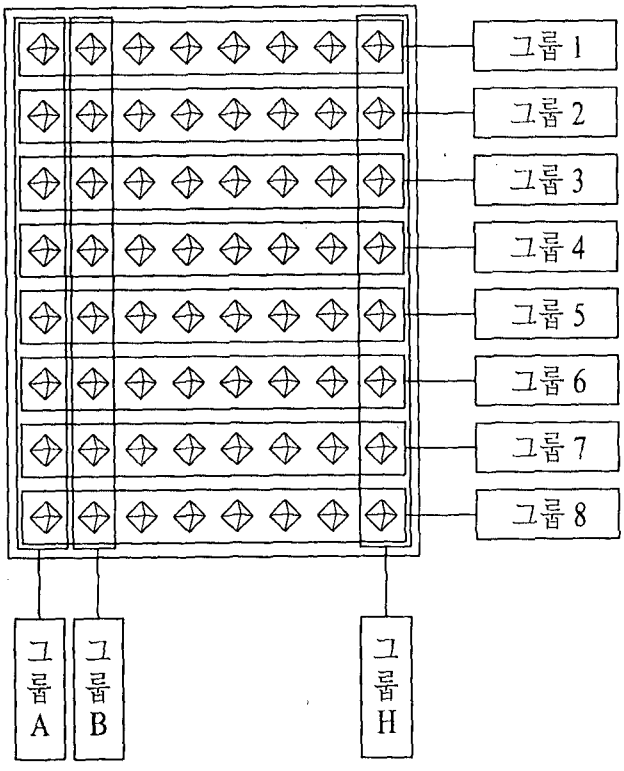


FIG. 8



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/KR2014/001341

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

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)

H04B 7/04; H04W 74/04; H04B 7/02; H04L 25/03; H04W 52/04; H04L 27/26

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) & Keywords: MIMO, free coding, resource element, mapping, horizontal and vertical direction antenna, cyclic shift, AAS(active antenna system), LD-CDD(large delay cyclic delay diversity)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	KR 10-2009-0098643 A (LG ELECTRONICS INC.) 17 September 2009 See paragraphs 16-20; claim 5; and figures 4, 5.	1-13
A	KR 10-2010-0039858 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 16 April 2010 See paragraphs 120-131; claims 1-4; and figure 9.	1-13
A	US 2011-0261894 A1 (YU, Qian et al.) 27 October 2011 See paragraphs 10-23; and figure 4.	1-13
A	US 2012-0120884 A1 (YU, Qian et al.) 17 May 2012 See paragraphs 10-24; and figure 5.	1-13
A	KR 10-2009-0131678 A (QUALCOMM INCORPORATED) 29 December 2009 See paragraphs 40-43; and figures 4, 5.	1-13

☐ 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
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search	Date of mailing of the international search report
26 MAY 2014 (26.05.2014)	**26 MAY 2014 (26.05.2014)**
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.

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 2009)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.
PCT/KR2014/001341

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2009-0098643 A	17/09/2009	CN 102017449 A	13/04/2011
		CN 102017449 B	11/09/2013
		EP 2272180 A1	12/01/2011
		JP 05236753 B2	17/07/2013
		JP 2011-518458 A	23/06/2011
		US 2010-0166094 A1	01/07/2010
		US 8320488 B2	27/11/2012
		WO 2009-113766 A1	17/09/2009
KR 10-2010-0039858 A	16/04/2010	CN 101689898 A	31/03/2010
		EP 2015503 A2	14/01/2009
		EP 2015503 A3	08/01/2014
		EP 2571215 A2	20/03/2013
		EP 2571215 A3	16/10/2013
		JP 05180299 B2	10/04/2013
		JP 05460826 B2	02/04/2014
		JP 2010-532130 A	30/09/2010
		JP 2013-066208 A	11/04/2013
		US 2009-0028264 A1	29/01/2009
		US 8160177 B2	17/04/2012
		WO 2009-002093 A2	31/12/2008
		WO 2009-002093 A3	26/02/2009
US 2011-0261894 A1	27/10/2011	CN 102273115 A	07/12/2011
		EP 2375604 A1	12/10/2011
		EP 2660991 A2	06/11/2013
		JP 05372963 B2	18/12/2013
		JP 05451932 B2	26/03/2014
		JP 2013-225934 A	31/10/2013
		WO 2010-079748 A1	15/07/2010
US 2012-0120884 A1	17/05/2012	JP 05398722 B2	29/01/2014
		WO 2010-032385 A1	25/03/2010
KR 10-2009-0131678 A	29/12/2009	AU 2008-245591 A1	06/11/2008
		CA 2682808 A1	06/11/2008
		CA 2682808 C	18/02/2014
		CN 101663840 A	03/03/2010
		CN 101663840 B	29/05/2013
		EP 2151069 A1	10/02/2010
		JP 2010-527537 A	12/08/2010
		JP 2013-146076 A	25/07/2013
		TW 200910802 A	01/03/2009
		TW I375423 B	21/10/2012
		TW I375423 I	21/10/2012
		US 2008-0287075 A1	20/11/2008
		US 8594219 B2	26/11/2013
		WO 2008-134551 A1	06/11/2008

국 제 조 사 보 고 서

국제출원번호
PCT/KR2014/001341

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04B 7/04(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04B 7/04; H04W 74/04; H04B 7/02; H04L 25/03; H04W 52/04; H04L 27/26

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, 프리코딩, 자원요소, 맵핑, 수평 및 수직 방향 안테나, 순환지연, AAS(active antenna system), LD-CDD(large delay cyclic delay diversity)

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	KR 10-2009-0098643 A (엘지전자 주식회사) 2009.09.17 단락 16-20; 청구항 5; 및 도면 4, 5 참조.	1-13
A	KR 10-2010-0039858 A (삼성전자주식회사) 2010.04.16 단락 120-131; 청구항 1-4; 및 도면 9 참조.	1-13
A	US 2011-0261894 A1 (QIAN YU 외 3명) 2011.10.27 단락 10-23; 및 도면 4 참조.	1-13
A	US 2012-0120884 A1 (QIAN YU 외 4명) 2012.05.17 단락 10-24; 및 도면 5 참조.	1-13
A	KR 10-2009-0131678 A (콸콤 인코포레이티드) 2009.12.29 단락 40-43; 및 도면 4, 5 참조.	1-13

☐ 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

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

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

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

"P" 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

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

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

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

"&" 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

국제조사의 실제 완료일	국제조사보고서 발송일
2014년 05월 26일 (26.05.2014)	2014년 05월 26일 (26.05.2014)

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

심사관
강희곡
전화번호 +82-42-481-8264

국제조사보고서
대응특허에 관한 정보

국제출원번호
PCT/KR2014/001341

국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
KR 10-2009-0098643 A	2009/09/17	CN 102017449 A	2011/04/13
		CN 102017449 B	2013/09/11
		EP 2272180 A1	2011/01/12
		JP 05236753 B2	2013/07/17
		JP 2011-518458 A	2011/06/23
		US 2010-0166094 A1	2010/07/01
		US 8320488 B2	2012/11/27
		WO 2009-113766 A1	2009/09/17
KR 10-2010-0039858 A	2010/04/16	CN 101689898 A	2010/03/31
		EP 2015503 A2	2009/01/14
		EP 2015503 A3	2014/01/08
		EP 2571215 A2	2013/03/20
		EP 2571215 A3	2013/10/16
		JP 05180299 B2	2013/04/10
		JP 05460826 B2	2014/04/02
		JP 2010-532130 A	2010/09/30
		JP 2013-066208 A	2013/04/11
		US 2009-0028264 A1	2009/01/29
		US 8160177 B2	2012/04/17
		WO 2009-002093 A2	2008/12/31
		WO 2009-002093 A3	2009/02/26
US 2011-0261894 A1	2011/10/27	CN 102273115 A	2011/12/07
		EP 2375604 A1	2011/10/12
		EP 2660991 A2	2013/11/06
		JP 05372963 B2	2013/12/18
		JP 05451932 B2	2014/03/26
		JP 2013-225934 A	2013/10/31
		WO 2010-079748 A1	2010/07/15
US 2012-0120884 A1	2012/05/17	JP 05398722 B2	2014/01/29
		WO 2010-032385 A1	2010/03/25
KR 10-2009-0131678 A	2009/12/29	AU 2008-245591 A1	2008/11/06
		CA 2682808 A1	2008/11/06
		CA 2682808 C	2014/02/18
		CN 101663840 A	2010/03/03
		CN 101663840 B	2013/05/29
		EP 2151069 A1	2010/02/10
		JP 2010-527537 A	2010/08/12
		JP 2013-146076 A	2013/07/25
		TW 200910802 A	2009/03/01
		TW I375423 B	2012/10/21
		TW I375423 I	2012/10/21
		US 2008-0287075 A1	2008/11/20
		US 8594219 B2	2013/11/26
		WO 2008-134551 A1	2008/11/06