

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2017년 1월 5일 (05.01.2017)



(10) 국제공개번호
WO 2017/003252 A1

- (51) 국제특허분류:
H04B 7/04 (2006.01) *H04B 7/06* (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2016/007114
- (22) 국제출원일: 2016년 7월 1일 (01.07.2016)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
62/187,264 2015년 7월 1일 (01.07.2015) US
- (71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).
- (72) 발명자: 박해욱 (PARK, Haewook); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19, LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김기준 (KIM, Kijun); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 박종현 (PARK, Jonghyun); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).
- (74) 대리인: 특허법인 로얄 (ROYAL PATENT & LAW OFFICE); 08806 서울시 관악구 남부순환로 2072, 도원회관 빌딩 1층, 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, 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, ST, 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:

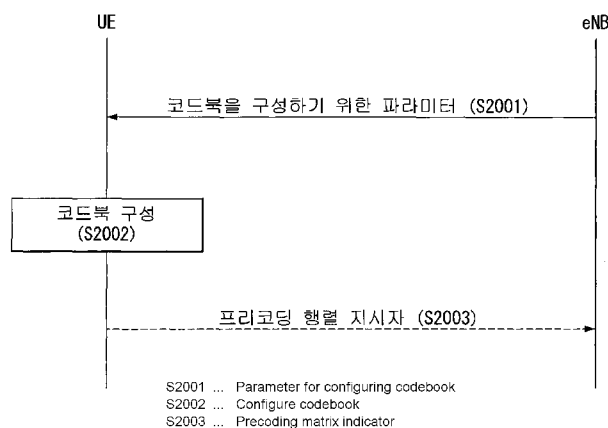
— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21 조(3))

[다음 쪽 계속]

(54) Title: CODEBOOK CONFIGURATION METHOD IN MULTI-ANTENNA WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM AND DEVICE FOR SAME

(54) 발명의 명칭: 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북 구성 방법 및 이를 위한 장치

【도 20】



(57) Abstract: Disclosed is a codebook configuration method in a multi-antenna wireless communication system and a device for same. In detail, in a method in which a terminal configures a codebook in a multi-antenna wireless communication system, the method includes: receiving a parameter for configuring a codebook (C) from a base station; and configuring the codebook (C) by using the parameter for configuring the codebook (C), wherein the codebook (C) is configured by means of a Kronecker product of a vertical codebook (W_V) for a vertical antenna element and a horizontal codebook (W_H) for a horizontal antenna element, the parameter for configuring the codebook (C) includes one or more from among an upper limit value and a lower limit value of an angle in a first dimension of a beam, and the angle in the first dimension of the beam generated from the codebook (C) may be determined within ranges of the upper limit value and the lower limit value.

(57) 요약서:

[다음 쪽 계속]

WO 2017/003252 A1



- 청구범위 보정 기한 만료 전의 공개이며, 보정서를 접수하는 경우 그에 관하여 별도 공개함 (규칙 48.2(h))

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북 구성 방법 및 이를 위한 장치가 개시된다. 구체적으로, 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 단말이 코드북을 구성하는 방법에 있어서, 기지국으로부터 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터를 수신하는 단계 및 상기 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 코드북 (C)을 구성하는 단계를 포함하고, 상기 코드북 (C)은 수직 안테나 요소 (vertical antenna element)에 대한 수직 코드북 (W_V)과 수평 안테나 요소 (horizontal antenna element)에 대한 수평 코드북 (W_H)의 크로네커 곱 (Kronecker product)으로 구성되고, 상기 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam)의 제 1 차원 (dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함하며, 상기 코드북 (C)으로부터 생성되는 빔 (beam)의 상기 제 1 차원 (dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값의 범위 내로 정해질 수 있다.

【명세서】**【발명의 명칭】**

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북 구성 방법 및 이를 위한 장치

【기술분야】

5 본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 상세하게 3차원 다중
입출력(MIMO: Multi-Input Multi-Output) 시스템을 지원하는 무선 통신
시스템에서 코드북을 구성하는 방법 및 이를 지원하는 장치에 관한 것이다.

【배경기술】

이동 통신 시스템은 사용자의 활동성을 보장하면서 음성 서비스를 제공하기
10 위해 개발되었다. 그러나 이동통신 시스템은 음성뿐 아니라 데이터 서비스까지
영역을 확장하였으며, 현재에는 폭발적인 트래픽의 증가로 인하여 자원의 부족
현상이 야기되고 사용자들이 보다 고속의 서비스에 대한 요구하므로, 보다
발전된 이동 통신 시스템이 요구되고 있다.

차세대 이동 통신 시스템의 요구 조건은 크게 폭발적인 데이터 트래픽의
15 수용, 사용자 당 전송률의 획기적인 증가, 대폭 증가된 연결 디바이스 개수의
수용, 매우 낮은 단대단 지연(End-to-End Latency), 고에너지 효율을 지원할
수 있어야 한다. 이를 위하여 이중 연결성(Dual Connectivity), 대규모 다중
입출력(Massive MIMO: Massive Multiple Input Multiple Output),
전이중(In-band Full Duplex), 비직교 다중접속(NOMA: Non-Orthogonal
20 Multiple Access), 초광대역(Super wideband) 지원, 단말
네트워킹(Device Networking) 등 다양한 기술들이 연구되고 있다.

【발명의 상세한 설명】

【기술적 과제】

본 발명의 목적은 3차원 다중 입출력(MIMO) 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템에서 틸팅(tilting) 각도를 이용한 코드북을 구성하는 방법을 제안한다.

또한, 본 발명의 목적은 3차원 다중 입출력(MIMO) 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템에서 수신단의 위치를 고려하여 코드북을 구성하는 방법을 제안한다.

본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

【기술적 해결방법】

본 발명의 일 양상은, 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 단말이 코드북을 구성하는 방법에 있어서, 기지국으로부터 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 수신하는 단계 및 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 코드북(C)을 구성하는 단계를 포함하고, 상기 코드북(C)은 수직 안테나 요소(vertical antenna element)에 대한 수직 코드북(W_V)과 수평 안테나 요소(horizontal antenna element)에 대한 수평 코드북(W_H)의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 구성되고, 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 제1 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함하며, 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값의 범위 내로 정해질 수 있다.

본 발명의 다른 일 양상은, 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북을 구성하는 단말에 있어서, 무선 신호를 송수신하기 위한 RF(Radio Frequency) 유닛 및 상기 RF 유닛을 제어하는 프로세서를 포함하고, 상기 프로세서는 기지국으로부터 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 수신하고, 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 코드북을 구성하고, 상기 코드북(C)은 수직 안테나 요소(vertical antenna element)에 대한 수직 코드북(W_V)과 수평 안테나 요소(horizontal antenna element)에 대한 수평 코드북(W_H)의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 구성되고, 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 제1 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함하며, 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값의 범위 내로 정해질 있다.

바람직하게, 상기 수직 코드북(W_V)은 아래 수학식에 의해 구성될 수 있다.

[수학식]

$$W_V = \begin{bmatrix} \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},2})) & \cdots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},Q_V})) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_V - 1) \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_V - 1) \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},2})) & \cdots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_V - 1) \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},Q_V})) \end{bmatrix}$$

여기서, N_V는 수직 안테나 요소의 개수이고, d_V는 수직 안테나 요소들 간의 간격이며, Q_V는 수직 안테나 요소의 개수와 오버샘플링 인자(oversampling factor)의 곱으로 정해지고, θ_{tilt} 는 빔(beam)의 수직 틸팅(tilting) 각도일 수 있다.

바람직하게, 상기 수평 코드북 (W_H) 은 아래 수학적식에 의해 구성될 수 있다.

[수학적식]

$$\begin{aligned}
 W_{H,1} &= \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix} \\
 W_{H,2} &= \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix} \\
 &\vdots \\
 W_{H,Q_H} &= \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{elev},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix}
 \end{aligned}$$

5

:

10

여기서, N_H 는 수평 안테나 요소의 개수이고, d_H 는 수평 안테나 요소들 간의 간격이며, Q_H 는 수평 안테나 요소의 개수와 오버샘플링 인자(oversampling factor)의 곱으로 정해지고, φ_{escan} 는 빔 (beam)의 수평 스캔(scan) 각도일 수 있다.

바람직하게, 상기 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam)의 상기 제1 차원 (dimension)에서의 모든 각도를 포함할 수 있다.

15

바람직하게, 상기 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam)의 상기 제1 차원 (dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값을 포함하고, 상기 코드북 (C)으로부터 생성되는 빔 (beam)의 상기 제1 차원 (dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 하한 값 범위 내에서 상기 제1 차원 (dimension)에서의 빔의 각도의 전체 개수를 기반으로 균등(uniform)하게 정해질 수 있다.

바람직하게, 상기 코드북 (C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam)의

상기 제1 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 또는 하한 값, 그리고 빔과 빔 사이의 각도를 포함하고, 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 또는 하한 값으로부터 상기 빔과 빔 사이의 각도의 간격으로 균등(uniform)하게 정해질 수 있다.

5 바람직하게, 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값, 그리고 빔과 빔 사이의 각도에 적용되는 가중치를 포함하고, 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 하한 값 범위 내에서 상기 가중치를 기반으로 비균등(non-uniform)하게 정해질 수
10 있다.

바람직하게, 상기 코드북(C) 내에서 선택된 프리코딩 행렬(precoding matrix)을 지시하는 프리코딩 행렬 지시자(PMI: Precoding Matrix Indicator)를 상기 기지국에게 전송할 수 있다.

바람직하게, 상기 수직 코드북(W_V)은 아래 수학식에 의해 구성될 수 있다.

15 [수학식]

$$\mathbf{D}_{(mn)}^{N_V \times N_V a} = \frac{1}{\sqrt{N_V}} e^{j \frac{2\pi(m-1)(n-1)}{N_V a}}, \quad m=1,2,\dots,N_V, \quad n=1,2,\dots,N_V a$$

여기서, $\mathbf{D}_{(mn)}^{N_V \times N_V a}$ 는 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이고, N_V는 수직 안테나 요소의 개수이며, a는 오버샘플링 인자(oversampling factor)일 수 있다.

20 바람직하게, 상기 수평 코드북(W_H)은 아래 수학식에 의해 구성될 수 있다.

[수학식]

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

여기서, $\mathbf{D}_{(mn)}^{N_H \times N_H a}$ 는 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이고, N_H 는 수평 안테나 요소의 개수이며, a 는 오버샘플링 인자(oversampling factor)일 수 있다.

5 바람직하게, 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 기계적 틸팅(mechanical tilting) 각도를 포함하고, 상기 기계적 틸팅(mechanical tilting) 각도를 기반으로 상기 빔의 방향을 나타내기 위한 좌표계를 변환(transform)함으로써 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1 차원(dimension)에서의 각도가 정해질 수 있다.

10 【유리한 효과】

본 발명의 실시예에 따르면, 특히 2차원 능동 안테나 시스템(2D-AAS: 2dimensional active antenna system)이 이용되는 3D MIMO 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템 환경에서 수신단의 위치를 고려하여 틸팅(tilitng) 각도를 이용함으로써, 수신단에게 최적화된 코드북을 구성할 수 있다.

15 또한, 본 발명의 실시예에 따르면, 3D MIMO 시스템을 지원하는 무선 통신 시스템 환경에서 수신단에게 최적화된 코드북을 구성함으로써 빔포밍 이득(beamforming gain)을 최대화할 수 있다.

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

【도면의 간단한 설명】

본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 특징을 설명한다.

도 1은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 무선 프레임의 구조를 나타낸다.

도 2는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한 도면이다.

도 3은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 4는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 상향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 5는 일반적인 다중 입출력 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다.

도 6은 다수의 송신 안테나에서 하나의 수신 안테나로의 채널을 나타낸 도이다.

도 7은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

도 8은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원 블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

도 9는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 참조 신호가 매핑되는 자원을 예시하는 도면이다.

도 10은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서, 64개의 안테나 요소(antenna elements)를 가지는 2차원 능동 안테나 시스템을 예시한다.

도 11은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 기지국 또는 단말이 AAS 기반의 3D(3-Dimension) 빔 형성이 가능한 다수의 송/수신 안테나를 갖고 있는 시스템을 예시한다.

도 12는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 교차 편파(cross polarization)를 가지는 2차원 안테나 시스템을 예시한다.

도 13은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 트랜스시버 유닛 모델을 예시한다.

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 2차원 AAS의 기하학적(geometry) 분포를 예시한다.

도 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 수직 코드북을 예시한다.

도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 수평 코드북을 예시한다.

도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 전기적 틸팅 방식과 기계적 틸팅 방식을 비교하여 설명하기 위한 도면이다.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 기계적 하향-틸트가 적용된 경우, 각도 및 단위 벡터(unit vector)를 설명하기 위한 도면이다.

도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 기계적 하향-틸트가 적용된 경우 좌표계를 예시한다.

도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 코드북 구성 방법을 예시하는 도면이다.

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

【발명의 실시를 위한 형태】

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 구체적인 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는 본 발명이 이러한 구체적인 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다.

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.

본 명세서에서 기지국은 단말과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다. 즉, 기지국을 포함하는 다수의 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. '기지국(BS: Base Station)'은 고정국(fixed station), Node B, eNB(evolved-NodeB), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(AP: Access Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, UE(User Equipment), MS(Mobile Station), UT(user terminal), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber Station), AMS(Advanced Mobile Station), WT(Wireless terminal),

MTC(Machine-Type Communication) 장치, M2M(Machine-to-Machine) 장치, D2D(Device-to-Device) 장치 등의 용어로 대체될 수 있다.

이하에서, 하향링크(DL: downlink)는 기지국에서 단말로의 통신을 의미하며, 상향링크(UL: uplink)는 단말에서 기지국으로의 통신을 의미한다.

5 하향링크에서 송신기는 기지국의 일부이고, 수신기는 단말의 일부일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말의 일부이고, 수신기는 기지국의 일부일 수 있다.

이하의 설명에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

10 이하의 기술은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access), NOMA(non-orthogonal multiple access) 등과 같은 다양한
15 무선 접속 시스템에 이용될 수 있다. CDMA는 UTRA(universal terrestrial radio access)나 CDMA2000과 같은 무선 기술(radio technology)로 구현될 수 있다. TDMA는 GSM(global system for mobile communications)/GPRS(general packet radio service)/EDGE(enhanced data rates for GSM evolution)와 같은 무선
20 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi), IEEE 802.16 (WiMAX), IEEE 802-20, E-UTRA(evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. UTRA는 UMTS(universal mobile telecommunications

system)의 일부이다. 3GPP(3rd generation partnership project) LTE(long term evolution)은 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(advanced)는 3GPP LTE의 진화이다.

5 본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802, 3GPP 및 3GPP2 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시예들 중 본 발명의 기술적 사상을 명확히 드러내기 위해 설명하지 않은 단계들 또는 부분들은 상기 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다.

10 설명을 명확하게 하기 위해, 3GPP LTE/LTE-A를 위주로 기술하지만 본 발명의 기술적 특징이 이에 제한되는 것은 아니다.

본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템 일반

15 도 1은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 무선 프레임의 구조를 나타낸다.

3GPP LTE/LTE-A에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

20 도 1에서 무선 프레임의 시간 영역에서의 크기는 $T_s = 1/(15000 \times 2048)$ 의 시간 단위의 배수로 표현된다. 하향링크 및 상향링크 전송은 $T_f = 307200 \times T_s = 10\text{ms}$ 의 구간을 가지는 무선 프레임으로 구성된다.

도 1의 (a)는 타입 1 무선 프레임의 구조를 예시한다. 타입 1 무선

프레임은 전이중(full duplex) 및 반이중(half duplex) FDD에 모두 적용될 수 있다.

무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성된다. 하나의 무선 프레임은 $T_{\text{slot}}=15360 \cdot T_s=0.5\text{ms}$ 길이의 20개의 슬롯으로 구성되고, 각 슬롯은 0부터 19까지의 인덱스가 부여된다. 하나의 서브프레임은 시간 영역(time domain)에서 연속적인 2개의 슬롯(slot)으로 구성되고, 서브프레임 i 는 슬롯 $2i$ 및 슬롯 $2i+1$ 로 구성된다. 하나의 서브프레임을 전송하는데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 한다. 예를 들어, 하나의 서브 프레임은 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms일 수 있다.

FDD에서 상향링크 전송 및 하향링크 전송은 주파수 도메인에서 구분된다. 전이중 FDD에 제한이 없는 반면, 반이중 FDD 동작에서 단말은 동시에 전송 및 수신을 할 수 없다.

하나의 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing) 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(RB: Resource Block)을 포함한다. 3GPP LTE는 하향링크에서 OFDMA를 사용하므로 OFDM 심볼은 하나의 심볼 구간(symbol period)을 표현하기 위한 것이다. OFDM 심볼은 하나의 SC-FDMA 심볼 또는 심볼 구간이라고 할 수 있다. 자원 블록(resource block)은 자원 할당 단위이고, 하나의 슬롯에서 복수의 연속적인 부 반송파(subcarrier)를 포함한다.

도 1의 (b)는 타입 2 프레임 구조(frame structure type 2)를 나타낸다.

타입 2 무선 프레임은 각 $153600 \cdot T_s = 5\text{ms}$ 의 길이의 2개의 하프 프레임(half frame)으로 구성된다. 각 하프 프레임은 $30720 \cdot T_s = 1\text{ms}$ 길이의 5개의 서브프레임으로 구성된다.

TDD 시스템의 타입 2 프레임 구조에서 상향링크-하향링크 구성(uplink-downlink configuration)은 모든 서브프레임에 대하여 상향링크와 하향링크가 할당(또는 예약)되는지 나타내는 규칙이다.

표 1은 상향링크-하향링크 구성을 나타낸다.

【표 1】

Uplink-Downlink configuration	Downlink-to-Uplink Switch-point periodicity	Subframe number									
		0	1	2	3	4	5	6	7	8	9
0	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	U
1	5ms	D	S	U	U	D	D	S	U	U	I
2	5ms	D	S	U	D	D	D	S	U	D	I
3	10ms	D	S	U	U	U	D	D	D	D	I
4	10ms	D	S	U	U	D	D	D	D	D	I
5	10ms	D	S	U	D	D	D	D	D	D	I
6	5ms	D	S	U	U	U	D	S	U	U	I

표 1을 참조하면, 무선 프레임의 각 서브프레임 별로, 'D'는 하향링크 전송을 위한 서브프레임을 나타내고, 'U'는 상향링크 전송을 위한 서브프레임을 나타내며, 'S'는 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), 보호구간(GP: Guard Period), UpPTS(Uplink Pilot Time Slot) 3가지의 필드로 구성되는 스페셜 서브프레임(special subframe)을 나타낸다.

DwPTS는 단말에서의 초기 셀 탐색, 동기화 또는 채널 추정에 사용된다. UpPTS는 기지국에서의 채널 추정과 단말의 상향링크 전송 동기를 맞추는 데 사용된다. GP는 상향링크와 하향링크 사이에 하향링크 신호의 다중경로

지연으로 인해 상향링크에서 생기는 간섭을 제거하기 위한 구간이다.

각 서브프레임 i 는 각 $T_{\text{slot}}=15360 \cdot T_s=0.5\text{ms}$ 길이의 슬롯 $2i$ 및 슬롯 $2i+1$ 로 구성된다.

상향링크-하향링크 구성은 7가지로 구분될 수 있으며, 각 구성 별로
5 하향링크 서브프레임, 스페셜 서브프레임, 상향링크 서브프레임의 위치 및/또는 개수가 다르다.

하향링크에서 상향링크로 변경되는 시점 또는 상향링크에서 하향링크로 전환되는 시점을 전환 시점(switching point)이라 한다. 전환 시점의 주기성(Switch-point periodicity)은 상향링크 서브프레임과 하향링크
10 서브프레임이 전환되는 양상이 동일하게 반복되는 주기를 의미하며, 5ms 또는 10ms가 모두 지원된다. 5ms 하향링크-상향링크 전환 시점의 주기를 가지는 경우에는 스페셜 서브프레임(S)은 하프-프레임 마다 존재하고, 5ms 하향링크-상향링크 전환 시점의 주기를 가지는 경우에는 첫번째 하프-프레임에만 존재한다.

모든 구성에 있어서, 0번, 5번 서브프레임 및 DwPTS는 하향링크 전송만을
15 위한 구간이다. UpPTS 및 서브프레임 서브프레임에 바로 이어지는 서브프레임은 항상 상향링크 전송을 위한 구간이다.

이러한, 상향링크-하향링크 구성은 시스템 정보로써 기지국과 단말이 모두 알고 있을 수 있다. 기지국은 상향링크-하향링크 구성 정보가 바뀔 때마다 구성 정보의 인덱스만을 전송함으로써 무선 프레임의 상향링크-하향링크 할당상태의
20 변경을 단말에 알려줄 수 있다. 또한, 구성 정보는 일종의 하향링크 제어정보로서 다른 스케줄링 정보와 마찬가지로 PDCCH(Physical Downlink Control Channel)를 통해 전송될 수 있으며, 방송 정보로서 브로드캐스트

채널 (broadcast channel) 을 통해 셀 내의 모든 단말에 공통으로 전송될 수도 있다.

표 2는 스페셜 서브프레임의 구성 (DwPTS/GP/UpPTS의 길이) 을 나타낸다.

【표 2】

Special subframe configuration	Normal cyclic prefix in downlink			Extended cyclic prefix in downlink		
	DwPTS	UpPTS		DwPTS	UpPTS	
		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink		Normal cyclic prefix in uplink	Extended cyclic prefix in uplink
0	$6592 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$2192 \cdot T_s$	$2560 \cdot T_s$
1	$19760 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
2	$21952 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
3	$24144 \cdot T_s$			$25600 \cdot T_s$		
4	$26336 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$	$7680 \cdot T_s$	$4384 \cdot T_s$	$5120 \cdot T_s$
5	$6592 \cdot T_s$			$20480 \cdot T_s$		
6	$19760 \cdot T_s$			$23040 \cdot T_s$		
7	$21952 \cdot T_s$			-	-	-
8	$24144 \cdot T_s$			-	-	-

5 도 1의 예시에 따른 무선 프레임의 구조는 하나의 예시에 불과하며, 무선 프레임에 포함되는 부 반송파의 수 또는 서브 프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 다양하게 변경될 수 있다.

도 2는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)를 예시한 도면이다.

10 도 2를 참조하면, 하나의 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원 블록은 주파수 영역에서 12개의 부 반송파를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 한정되는 것은 아니다.

자원 그리드 상에서 각 요소(element)를 자원 요소(resource

element)하고, 하나의 자원 블록(RB: resource block)은 12×7 개의 자원 요소를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 자원 블록들의 수 N^{DL} 은 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 종속한다.

상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일할 수 있다.

5 도 3은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 3을 참조하면, 서브 프레임내의 첫번째 슬롯에서 앞의 최대 3개의 OFDM 심볼들이 제어 채널들이 할당되는 제어 영역(control region)이고, 나머지 OFDM 심볼들은 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)이 할당되는
10 데이터 영역(data region)이다. 3GPP LTE에서 사용되는 하향링크 제어 채널의 일례로 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel), PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel) 등이 있다.

PCFICH는 서브 프레임의 첫번째 OFDM 심볼에서 전송되고, 서브 프레임
15 내에 제어 채널들의 전송을 위하여 사용되는 OFDM 심볼들의 수(즉, 제어 영역의 크기)에 관한 정보를 나른다. PHICH는 상향 링크에 대한 응답 채널이고, HARQ(Hybrid Automatic Repeat Request)에 대한 ACK(Acknowledgement)/NACK(Not-Acknowledgement) 신호를 나른다. PDCCH를 통해 전송되는 제어 정보를 하향링크 제어정보(DCI: downlink
20 control information)라고 한다. 하향링크 제어정보는 상향링크 자원 할당 정보, 하향링크 자원 할당 정보 또는 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송(Tx) 파워 제어 명령을 포함한다.

PDCCH는 DL-SCH(Downlink Shared Channel)의 자원 할당 및 전송 포맷(이를 하향링크 그랜트라고도 한다.), UL-SCH(Uplink Shared Channel)의 자원 할당 정보(이를 상향링크 그랜트라고도 한다.), PCH(Paging Channel)에서의 페이징(paging) 정보, DL-SCH에서의 시스템 정보, PDSCH에서 전송되는 랜덤 액세스 응답(random access response)과 같은 상위 레이어(upper-layer) 제어 메시지에 대한 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내 개별 단말들에 대한 전송 파워 제어 명령들의 집합, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 나눌 수 있다. 복수의 PDCCH들은 제어 영역 내에서 전송될 수 있으며, 단말은 복수의 PDCCH들을 모니터링할 수 있다. PDCCH는 하나 또는 복수의 연속적인 CCE(control channel elements)의 집합으로 구성된다. CCE는 무선 채널의 상태에 따른 부호화율(coding rate)을 PDCCH에 제공하기 위하여 사용되는 논리적 할당 단위이다. CCE는 복수의 자원 요소 그룹(resource element group)들에 대응된다. PDCCH의 포맷 및 사용 가능한 PDCCH의 비트 수는 CCE들의 수와 CCE들에 의해 제공되는 부호화율 간의 연관 관계에 따라 결정된다.

기지국은 단말에게 전송하려는 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(Cyclic Redundancy Check)를 붙인다. CRC에는 PDCCH의 소유자(owner)나 용도에 따라 고유한 식별자(이를 RNTI(Radio Network Temporary Identifier)라고 한다.)가 마스킹된다. 특정의 단말을 위한 PDCCH라면 단말의 고유한 식별자, 예를 들어 C-RNTI(Cell-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는 페이징 메시지를 위한 PDCCH라면 페이징 지시 식별자, 예를 들어 P-RNTI(Paging-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 시스템 정보,

더욱 구체적으로 시스템 정보 블록(SIB: system information block)를 위한 PDCCH라면 시스템 정보 식별자, SI-RNTI(system information RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 랜덤 액세스 프리앰블의 전송에 대한 응답인 랜덤 액세스 응답을 지시하기 위하여, RA-RNTI(random access-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

도 4는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 상향링크 서브 프레임의 구조를 나타낸다.

도 4를 참조하면, 상향링크 서브 프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 나눌 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 나르는 PUCCH(Physical Uplink Control Channel)이 할당된다. 데이터 영역은 사용자 데이터를 나르는 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)이 할당된다. 단일 반송파 특성을 유지하기 위해 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH를 동시에 전송하지 않는다.

하나의 단말에 대한 PUCCH에는 서브 프레임 내에 자원 블록(RB: Resource Block) 쌍이 할당된다. RB 쌍에 속하는 RB들은 2개의 슬롯들의 각각에서 서로 다른 부 반송파를 차지한다. 이를 PUCCH에 할당된 RB 쌍은 슬롯 경계(slot boundary)에서 주파수 도약(frequency hopping)된다고 한다.

MIMO (Multi-Input Multi-Output)

MIMO 기술은 지금까지 일반적으로 한 개의 송신안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중 송신(Tx) 안테나와 다중 수신(Rx) 안테나를 사용한다. 다시 말해서, MIMO 기술은 무선 통신 시스템의

송신단 또는 수신단에서 다중 입출력 안테나를 사용하여 용량 증대 또는 성능 개성을 꾀하기 위한 기술이다. 이하에서는 'MIMO'를 '다중 입출력 안테나'라 칭하기로 한다.

더 구체적으로, 다중 입출력 안테나 기술은 하나의 완전한 메시지(total message)를 수신하기 위하여 한 개의 안테나 경로에 의존하지 않으며, 여러 개의 안테나를 통해 수신한 복수의 데이터 조각을 수집하여 완전한 데이터를 완성시킨다. 결과적으로, 다중 입출력 안테나 기술은 특정 시스템 범위 내에서 데이터 전송율을 증가시킬 수 있으며, 또한 특정 데이터 전송율을 통해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다.

차세대 이동통신은 기존 이동통신에 비해 훨씬 높은 데이터 전송률을 요구하므로 효율적인 다중 입출력 안테나 기술이 반드시 필요할 것으로 예상된다. 이와 같은 상황에서 MIMO 통신 기술은 이동통신 단말과 중계기 등에 폭넓게 사용할 수 있는 차세대 이동통신 기술이며, 데이터 통신 확대 등으로 인해 한계 상황에 따라 다른 이동통신의 전송량 한계를 극복할 수 있는 기술로서 관심을 모으고 있다.

한편, 현재 연구되고 있는 다양한 전송효율 향상 기술 중 다중 입출력 안테나(MIMO) 기술은 추가적인 주파수 할당이나 전력증가 없이도 통신 용량 및 송수신 성능을 획기적으로 향상시킬 수 있는 방법으로서 현재 가장 큰 주목을 받고 있다.

도 5는 일반적인 다중 입출력 안테나(MIMO) 통신 시스템의 구성도이다.

도 5를 참조하면, 송신 안테나의 수를 N_T 개로, 수신 안테나의 수를 N_R 개로 동시에 늘리게 되면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게

되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가하므로, 전송 레이트(transfer rate)를 향상시키고, 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 이 경우, 채널 전송 용량의 증가에 따른 전송 레이트는 하나의 안테나를 이용하는 경우의 최대 전송 레이트(R_o)에 다음과 같은 레이트
 5 증가율(R_i)이 곱해진 만큼으로 이론적으로 증가할 수 있다.

【수학식 1】

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

즉, 예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를
 10 획득할 수 있다.

이와 같은 다중 입출력 안테나의 기술은 다양한 채널 경로를 통과한 심볼들을 이용하여 전송 신뢰도를 높이는 공간 다이버시티(spatial diversity) 방식과, 다수의 송신 안테나를 이용하여 다수의 데이터 심볼을 동시에 송신하여 전송률을 향상시키는 공간 멀티플렉싱(spatial
 15 multiplexing) 방식으로 나눌 수 있다. 또한 이러한 두 가지 방식을 적절히 결합하여 각각의 장점을 적절히 얻고자 하는 방식에 대한 연구도 최근 많이 연구되고 있는 분야이다.

각각의 방식에 대해 좀더 구체적으로 살펴보면 다음과 같다.

첫째로, 공간 다이버시티 방식의 경우에는 시공간 블록 부호 계열과,
 20 다이버시티 이득과 부호화 이득을 동시에 이용하는 시공간 트렐리스(Trellis) 부호 계열 방식이 있다. 일반적으로 비트 오류율 개선 성능과 부호 생성 자유도는 트렐리스 부호 방식이 우수하지만, 연산 복잡도는 시공간 블록 부호가

간단하다. 이와 같은 공간 다이버시티 이득은 송신 안테나 수(N_T)와 수신 안테나 수(N_R)의 곱($N_T \times N_R$)에 해당되는 양을 얻을 수 있다.

둘째로, 공간 멀티플렉싱 기법은 각 송신 안테나에서 서로 다른 데이터 열을 송신하는 방법인데, 이때 수신기에서는 송신기로부터 동시에 전송된 데이터
5 사이에 상호 간섭이 발생하게 된다. 수신기에서는 이 간섭을 적절한 신호처리 기법을 이용하여 제거한 후 수신한다. 여기에 사용되는 잡음 제거 방식은 MLD(maximum likelihood detection) 수신기, ZF(zero-forcing) 수신기, MMSE(minimum mean square error) 수신기, D-BLAST (Diagonal-Bell Laboratories Layered Space-Time), V-BLAST(Vertical-Bell
10 Laboratories Layered Space-Time) 등이 있으며, 특히 송신단에서 채널 정보를 알 수 있는 경우에는 SVD(singular value decomposition) 방식 등을 사용할 수 있다.

셋째로, 공간 다이버시티와 공간 멀티플렉싱의 결합된 기법을 들 수 있다. 공간 다이버시티 이득만을 얻을 경우 다이버시티 차수의 증가에 따른 성능개선
15 이득이 점차 포화되며, 공간 멀티플렉싱 이득만을 취하면 무선 채널에서 전송 신뢰도가 떨어진다. 이를 해결하면서 두 가지 이득을 모두 얻는 방식들이 연구되어 왔으며, 이 중 시공간 블록 부호 (Double-STTD), 시공간 BICM(STBICM) 등의 방식이 있다.

상술한 바와 같은 다중 입출력 안테나 시스템에 있어서의 통신 방법을 보다
20 구체적인 방법으로 설명하기 위해 이를 수학적으로 모델링하는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

먼저, 도 5에 도시된 바와 같이 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신

안테나가 존재하는 것을 가정한다.

먼저, 송신 신호에 대해 살펴보면, 이와 같이 N_T 개의 송신 안테나가 있는 경우 최대 전송 가능한 정보는 N_T 개 이므로, 이를 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

5 【수학식 2】

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

한편, 각각의 전송 정보 $s_1, s_2, \dots, s_{N_T}$ 에 있어 전송 전력을 달리 할 수 있으며, 이때 각각의 전송 전력을 $P_1, P_2, \dots, P_{N_T}$ 라 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같은 벡터로 나타낼 수 있다.

10 【수학식 3】

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

또한, 수학식 3의 전송 전력이 조정된 전송 정보를 전송 전력의 대각 행렬 $\mathbf{P}$ 로 다음과 같이 나타낼 수 있다.

 【수학식 4】

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

15 한편, 수학식 4의 전송 전력이 조정된 정보 벡터는 그 후 가중치 행렬 $\mathbf{W}$ 가 곱해져 실제 전송되는 N_T 개의 전송 신호 $x_1, x_2, \dots, x_{N_T}$ 를 구성한다. 여기서, 가중치 행렬은 전송 채널 상황 등에 따라 전송 정보를 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 수행한다. 이와 같은 전송 신호 $x_1, x_2, \dots,$
20 x_{N_T} 를 벡터 $\mathbf{x}$ 를 이용하여 다음과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 5】

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_TN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

여기서, w_{ij} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 전송 정보간의 가중치를 나타내며, $\mathbf{W}$ 는 이를 행렬로 나타낸 것이다. 이와 같은 행렬 $\mathbf{W}$ 를 가중치

5 행렬 (Weight Matrix) 또는 프리코딩 행렬 (Precoding Matrix)라 부른다.

한편, 상술한 바와 같은 전송 신호 ($\mathbf{x}$)는 공간 다이버시티를 사용하는 경우와 공간 멀티플렉싱을 사용하는 경우로 나누어 생각해 볼 수 있다.

공간 멀티플렉싱을 사용하는 경우는 서로 다른 신호를 다중화하여 보내게 되므로, 정보 벡터 $\mathbf{s}$ 의 원소들이 모두 다른 값을 가지게 되는 반면, 공간

10 다이버시티를 사용하게 되면 같은 신호를 여러 채널 경로를 통하여 보내게 되므로 정보 벡터 $\mathbf{s}$ 의 원소들이 모두 같은 값을 갖게 된다.

물론, 공간 멀티플렉싱과 공간 다이버시티를 혼합하는 방법도 고려 가능하다. 즉, 예를 들어 3 개의 송신 안테나를 통하여 같은 신호를 공간 다이버시티를 이용하여 전송하고, 나머지는 각각 다른 신호를 공간

15 멀티플렉싱하여 보내는 경우도 고려할 수 있다.

다음으로, 수신신호는 N_R 개의 수신 안테나가 있는 경우, 각 안테나의 수신신호 $y_1, y_2, \dots, y_{N_R}$ 를 벡터 $\mathbf{y}$ 로 다음과 같이 나타내기로 한다.

【수학식 6】

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

한편, 다중 입출력 안테나 통신 시스템에 있어서의 채널을 모델링하는 경우, 각각의 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분할 수 있으며, 송신 안테나 j로부터 수신 안테나 i를 거치는 채널을 h_{ij} 로 표시하기로 한다. 여기서, h_{ij} 의 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신안테나의 인덱스가 나중임에 유의한다.

이러한 채널은 여러 개를 한데 묶어서 벡터 및 행렬 형태로도 표시 가능하다. 벡터 표시의 예를 들어 설명하면 다음과 같다.

도 6은 다수의 송신 안테나에서 하나의 수신 안테나로의 채널을 나타낸 도이다.

도 6에 도시된 바와 같이 총 N_T 개의 송신 안테나로부터 수신안테나 i로 도착하는 채널은 다음과 같이 표현 가능하다.

【수학식 7】

$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

또한, 상기 수학식 7과 같은 행렬 표현을 통해 N_T 개의 송신 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나를 거치는 채널을 모두 나타내는 경우 다음과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 8】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

한편, 실제 채널은 위와 같은 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 를 거친 후에 백색 잡음(AWGN:

Additive White Gaussian Noise)가 더해지게 되므로, N_R 개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색 잡음 $n_1, n_2, \dots, n_{N_R}$ 을 벡터로 표현하면 다음과 같다.

【수학식 9】

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

상술한 바와 같은 전송 신호, 수신 신호, 채널, 및 백색 잡음의 모델링을 통해 다중 입출력 안테나 통신 시스템에서의 각각은 다음과 같은 관계를 통해 나타낼 수 있다.

【수학식 10】

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_RN_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

한편, 채널의 상태를 나타내는 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 행과 열의 수는 송수신 안테나 수에 의해서 결정된다. 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 앞서 살펴본 바와 같이 행의 수는 수신 안테나의 수 N_R 과 같아지고, 열의 수는 송신 안테나의 수 N_T 와 같아지게 된다. 즉, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 $N_R \times N_T$ 행렬이 된다.

일반적으로, 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수보다 클 수 없게 된다. 수식적으로 예를 들면, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 의 랭크(rank($\mathbf{H}$))는 다음과 같이 제한된다.

【수학식 11】

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

또한, 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition)를 하였을 때, 랭크는 고유치(eigen value)들 중에서 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 비슷한 방법으로, 랭크를 SVD(singular value decomposition) 했을 때 0이 아닌 특이값(singular value)들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.

본 명세서에 있어, MIMO 전송에 대한 '랭크(Rank)'는 특정 시점 및 특정 주파수 자원에서 독립적으로 신호를 전송할 수 있는 경로의 수를 나타내며, '레이어(layer)의 개수'는 각 경로를 통해 전송되는 신호 스트림의 개수를 나타낸다. 일반적으로 송신단은 신호 전송에 이용되는 랭크 수에 대응하는 개수의 레이어를 전송하기 때문에 특별한 언급이 없는 한 랭크는 레이어 개수와 동일한 의미를 가진다.

이하, 앞서 설명한 MIMO 전송 기법들과 관련하여, 코드북 기반 프리코딩 기법에 대하여 보다 구체적으로 살펴본다.

도 7은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 코드북 기반 프리코딩의 기본 개념을 설명하기 위한 도면이다.

코드북 기반 프리코딩 방식에 따른 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

5 신호를 측정하여 최적의 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다.

도 7에서는 수신단이 송신단에 프리코딩 행렬 정보를 코드워드별로 전송하는 것을 도시하고 있으나, 이에 한정될 필요는 없다.

수신단으로부터 피드백 정보를 수신한 송신단은 수신된 정보에 기반하여 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 프리코딩 행렬을 선택한

10 송신단은 전송 랭크에 대응하는 개수의 레이어 신호에 선택된 프리코딩 행렬을 곱하는 방식으로 프리코딩을 수행하며, 프리코딩이 수행된 전송 신호를 복수의 안테나를 통해 전송할 수 있다. 프리코딩 행렬에서 행(row)의 개수는 안테나의 개수와 동일하며, 열(column)의 개수는 랭크 값과 동일하다. 랭크 값은 레이어의 개수와 동일하므로, 열(column)의 개수는 레이어 개수와 동일하다.

15 예를 들어, 전송 안테나의 개수가 4이고 레이어의 개수가 2인 경우에는 프리코딩 행렬이 4×2 행렬로 구성될 수 있다. 아래의 수학적 식 12는 이러한 경우의 프리코딩 행렬을 통하여 각각의 레이어에 매핑된 정보를 각각의 안테나에 매핑시키는 동작을 나타내는 것이다.

【수학적 식 12】

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} p_{11} & y_1 \\ p_{12} & y_1 \\ p_{13} & y_1 \\ p_{14} & y_1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

수학적 식 12를 참조하면, 레이어에게 매핑된 정보는 x_1 , x_2 이고, 4×2

행렬의 각 요소 p_{ij} 는 프리코딩에 사용되는 가중치이다. y_1, y_2, y_3, y_4 는 안테나에 매핑되는 정보로서, 각 OFDM 전송방식을 사용하여 각각의 안테나를 통하여 전송될 수 있다.

송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은 $U \cdot U^H = I$ (여기서, U^H 는 행렬 U 의 에르미트(Hermit) 행렬을 의미함)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.

또한, 프리코딩은 다양한 방식의 안테나 구성에 대해서 양호한 성능을 가질 것이 요구되므로, 코드북 설계에 있어서 다양한 안테나 구성에 대한 성능을 고려할 필요가 있다. 이하에서는 다중 안테나의 예시적인 구성에 대하여 설명한다.

기존의 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 9 표준에 따른 시스템)에서는 하향링크에서 최대 4개의 전송 안테나를 지원하므로 4 전송 안테나에 대한 코드북이 설계되어 있다. 기존의 3GPP LTE의 진화인 3GPP LTE-A 시스템에서는 하향링크에서 최대 8 전송 안테나를 지원할 수 있다. 따라서, 최대 8 전송 안테나를 통한 하향링크 전송에 대하여 양호한 성능을 제공하는 프리코딩 코드북을 설계하는 것이 요구된다.

또한, 코드북 설계에 있어서는, 일정 계수 특성(constant modulus property), 유한 알파벳(infinite alphabet), 코드북 크기에 대한 제한,

네스티드 특성(nested property), 다양한 안테나 구성(antenna configuration)에 대한 양호한 성능을 제공할 것 등이 일반적으로 요구된다.

일정 계수 특성이란, 코드북을 구성하는 프리코딩 행렬의 각각의 채널 요소(channel component)의 크기(amplitude)가 일정한 특성을 의미한다.

- 5 이러한 특성에 따르면, 어떤 프리코딩 행렬이 사용되는지에 무관하게, 모든 안테나 각각으로부터 전송되는 전력 레벨이 동일하게 유지될 수 있다. 이에 따라, 전력 증폭기(Power Amplifier) 사용의 효율성을 높일 수 있다.

- 유한 알파벳(finite alphabet)이란, 예를 들어, 2 개의 전송 안테나의 경우에 프리코딩 행렬들을 스케일링 인자(scaling factor)를 제외하고
10 QPSK(Quadrature Phase Shift Keying) 알파벳 (즉, ± 1 , $\pm j$) 만을 사용하여 구성하는 것을 의미한다. 이에 따라, 프리코더에서 프리코딩 행렬을 승산(multiplication)함에 있어서 계산의 복잡성을 완화할 수 있다.

- 코드북 크기는 소정의 크기 이하로 제한될 수 있다. 코드북의 크기가 클수록 다양한 경우에 대한 프리코딩 행렬들을 포함할 수 있으므로 채널 상태를
15 보다 정밀하게 반영할 수 있지만, 그에 따라 프리코딩 행렬 지시자(PMI: Precoding Matrix Indicator)의 비트수가 증가하게 되고 이는 시그널링 오버헤드를 야기할 수 있기 때문이다.

- 네스티드 특성(nested property)이란, 높은 랭크 프리코딩 행렬의 일부분이 낮은 랭크 프리코딩 행렬로 구성되는 것을 의미한다. 이와 같이
20 프리코딩 행렬이 구성되면, 단말로부터 보고된 RI(Rank Indicator)에서 나타내는 채널 랭크보다 낮은 전송 랭크로 하향링크 전송을 하도록 기지국이 결정하는 경우에도, 적절한 성능을 보장할 수 있다. 또한, 이 특성에 따라

CQI(Channel Quality Information) 계산의 복잡성도 감소할 수 있다. 왜냐하면, 상이한 랭크에 대해 설계된 프리코딩 행렬들 중에서 프리코딩 행렬을 선택하는 동작을 할 때에, 프리코딩 행렬 선택을 위한 계산이 일부분 공유될 수 있기 때문이다.

- 5 다양한 안테나 구성(antenna configuration)에 대한 양호한 성능을 제공한다는 것은, 낮은 상관을 가진 안테나 구성, 높은 상관을 가진 안테나 구성 또는 크로스-편극 안테나 구성 등의 다양한 경우에 대해서 일정 기준 이상의 성능을 제공할 것이 요구된다는 의미이다.

10 참조 신호(RS: Reference Signal)

- 무선 통신 시스템에서 데이터는 무선 채널을 통해 전송되기 때문에, 신호는 전송 중에 왜곡될 수 있다. 수신단에서 왜곡된 신호를 정확하게 수신하기 위하여, 수신된 신호의 왜곡은 채널 정보를 이용하여 보정되어야 한다. 채널 정보를 검출하기 위하여 송신측과 수신측 모두 알고 있는 신호 전송 방법과 신호가
- 15 채널을 통해 전송될 때 왜곡된 정도를 이용하여 채널 정보를 검출하는 방법을 주로 이용한다. 상술한 신호를 파일럿 신호 또는 참조 신호(RS: reference signal)라고 한다.

- 또한 최근 대부분의 이동통신 시스템에서 패킷을 전송할 때, 지금까지 한 개의 송신안테나와 한 개의 수신안테나를 사용했던 것에서 탈피,
- 20 다중송신안테나와 다중수신안테나를 채택해 송수신 데이터 효율을 향상시킬 수 있는 방법을 사용한다. 다중 입출력 안테나를 이용하여 데이터를 송수신할 때, 신호를 정확하게 수신하기 위하여 송신 안테나와 수신 안테나 간의 채널 상태가

검출되어야 한다. 따라서 각 송신 안테나는 개별적인 참조 신호를 가져야 한다.

이동 통신 시스템에서 RS는 그 목적에 따라 크게 두 가지로 구분될 수 있다.

채널 상태 정보 획득을 위한 목적의 RS와 데이터 복조를 위해 사용되는 RS가 있다. 전자는 UE가 하향 링크로의 채널 상태 정보를 획득하는데 그 목적이

5 있으므로, 광대역으로 전송되어야 하고, 특정 서브 프레임에서 하향 링크 데이터를 수신하지 않는 UE라도 그 RS를 수신하고 측정할 수 있어야 한다. 또한 이는 핸드 오버 등의 무선 자원 무선 자원 관리(RRM: Radio Resource Management) 측정 등을 위해서도 사용된다. 후자는 기지국이 하향링크를 보낼 때 해당 리소스에 함께 보내는 RS로서, UE는 해당 RS를 수신함으로써 채널
10 추정을 할 수 있고, 따라서 데이터를 복조할 수 있게 된다. 이 RS는 데이터가 전송되는 영역에 전송되어야 한다.

하향 참조 신호는 셀 내 모든 단말이 공유하는 채널 상태에 대한 정보 획득 및 핸드오버 등의 측정 등을 위한 하나의 공통 참조 신호(CRS: common RS)와 특정 단말만을 위하여 데이터 복조를 위해 사용되는 전용 참조 신호(dedicated
15 RS)가 있다. 이와 같은 참조 신호들을 이용하여 복조(demodulation)와 채널 측정(channel measurement)을 위한 정보를 제공할 수 있다. 즉, DRS는 데이터 복조용으로만 사용되며 CRS는 채널 정보 획득 및 데이터 복조의 두 가지 목적으로 다 사용된다.

수신 측(즉, 단말)은 CRS로부터 채널 상태를 측정하고, CQI(Channel
20 Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix Index) 및/또는 RI(Rank Indicator)와 같은 채널 품질과 관련된 지시자를 송신 측(즉, 기지국)으로 피드백한다. CRS는 셀 특정 기준신호(cell-specific RS)라고도 한다. 반면,

채널 상태 정보(CSI: Channel State Information)의 피드백과 관련된 참조 신호를 CSI-RS라고 정의할 수 있다.

DRS는 PDSCH 상의 데이터 복조가 필요한 경우 자원 요소들을 통해 전송될 수 있다. 단말은 상위 계층을 통하여 DRS의 존재 여부를 수신할 수 있으며, 5 상응하는 PDSCH가 매핑되었을 때만 유효하다. DRS를 단말 특정 참조 신호(UE-specific RS) 또는 복조 참조 신호(DMRS: Demodulation RS)라고 할 수 있다.

도 8은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 하향링크 자원 블록 쌍에 매핑된 참조 신호 패턴을 예시한다.

10 도 8을 참조하면, 참조 신호가 매핑되는 단위로 하향링크 자원 블록 쌍은 시간 영역에서 하나의 서브 프레임 $\times$ 주파수 영역에서 12개의 부 반송파로 나타낼 수 있다. 즉, 시간 축(x축) 상에서 하나의 자원 블록 쌍은 일반 순환 전치(normal CP: normal Cyclic Prefix) 인 경우 14개의 OFDM 심볼의 길이를 가지고(도 8(a)의 경우), 확장 순환 전치(extended CP: extended 15 Cyclic Prefix)인 경우 12개의 OFDM 심볼의 길이를 가진다(도 8(b)의 경우). 자원 블록 격자에서 '0', '1', '2' 및 '3'으로 기재된 자원 요소들(RES)은 각각 안테나 포트 인덱스 '0', '1', '2' 및 '3'의 CRS의 위치를 의미하며, 'D'로 기재된 자원 요소들은 DRS의 위치를 의미한다.

이하 CRS에 대하여 좀 더 상세하게 기술하면, CRS는 물리적 안테나의 20 채널을 추정하기 위해 사용되고, 셀 내에 위치한 모든 단말에 공통적으로 수신될 수 있는 참조 신호로써 전체 주파수 대역에 분포된다. 즉, 이 CRS는 cell-specific한 시그널로, 광대역에 대해서 매 서브 프레임마다 전송된다. 또한,

CRS는 채널 품질 정보(CSI) 및 데이터 복조를 위해 이용될 수 있다.

CRS는 전송 측(기지국)에서의 안테나 배열에 따라 다양한 포맷으로 정의된다. 3GPP LTE 시스템(예를 들어, 릴리즈-8)에서는 기지국의 전송 안테나 개수에 따라서 최대 4개의 안테나 포트에 대한 RS가 전송된다. 하향링크

5 신호 송신 측은 단일의 송신 안테나, 2개의 송신 안테나 및 4개의 송신 안테나와 같이 3 종류의 안테나 배열을 가진다. 예를 들어 기지국의 송신 안테나의 개수가 두 개일 경우, 0번과 1번 안테나 포트에 대한 CRS가 전송되고, 네 개인 경우 0~3 번 안테나 포트에 대한 CRS가 각각 전송된다. 기지국의 송신 안테나가 4개일 경우 한 RB에서의 CRS 패턴은 도 8과 같다.

10 기지국이 단일의 송신 안테나를 사용하는 경우, 단일 안테나 포트를 위한 참조 신호가 배열된다.

기지국이 2개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 2개의 송신 안테나 포트를 위한 참조 신호는 시분할 다중화(TDM: Time Division Multiplexing) 및/또는 주파수 분할 다중화(FDM Frequency Division Multiplexing)

15 방식을 이용하여 배열된다. 즉, 2개의 안테나 포트를 위한 참조 신호는 각각이 구별되기 위해 서로 다른 시간 자원 및/또는 서로 다른 주파수 자원이 할당된다.

게다가, 기지국이 4개의 송신 안테나를 사용하는 경우, 4개의 송신 안테나 포트를 위한 참조 신호는 TDM 및/또는 FDM 방식을 이용하여 배열된다.

하향링크 신호의 수신 측(단말)에 의하여 측정된 채널 정보는 단일의 송신

20 안테나 전송, 송신 다이버시티, 폐쇄 루프 공간 다중화(closed-loop spatial multiplexing), 개방 루프 공간 다중화(open-loop spatial multiplexing) 또는 다중 사용자-다중 입출력 안테나(Multi-User MIMO)와

같은 전송 방식을 이용하여 전송된 데이터를 복조하기 위하여 사용될 수 있다.

다중 입출력 안테나가 지원되는 경우 참조 신호가 특정의 안테나 포트로부터 전송될 때, 상기 참조 신호는 참조 신호의 패턴에 따라 특정된 자원 요소들의 위치에 전송되며, 다른 안테나 포트를 위해 특정된 자원 요소들의
5 위치에 전송되지 않는다. 즉, 서로 다른 안테나 사이의 참조 신호는 서로 겹치지 않는다.

이하 DRS에 대하여 좀 더 상세하게 기술하면, DRS는 데이터를 복조하기 위하여 사용된다. 다중 입출력 안테나 전송에서 특정의 단말을 위해 사용되는 선형 부호화(precoding) 가중치는 단말이 참조 신호를 수신하였을 때 각 송신
10 안테나에서 전송된 전송 채널과 결합되어 상응하는 채널을 추정하기 위하여 변경 없이 사용된다.

3GPP LTE 시스템(예를 들어, 릴리즈-8)은 최대 4개의 전송 안테나를 지원하고, 랭크 1 빔포밍(beamforming)을 위한 DRS가 정의된다. 랭크 1 빔포밍을 위한 DRS는 또한 안테나 포트 인덱스 5 를 위한 참조 신호를 나타낸다.

15 LTE 시스템의 진화 발전된 형태의 LTE-A 시스템에서 기지국의 하향 링크로 최대 8개의 송신 안테나를 지원할 수 있도록 디자인되어야 한다. 따라서 최대 8개 송신 안테나에 대한 RS 역시 지원되어야 한다. LTE 시스템에서 하향 링크 RS는 최대 4개의 안테나 포트에 대한 RS만 정의되어 있으므로, LTE-A 시스템에서 기지국이 4개 이상 최대 8개의 하향 링크 송신 안테나를 가질 경우
20 이들 안테나 포트에 대한 RS가 추가적으로 정의되고 디자인되어야 한다. 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS는 위에서 설명한 채널 측정을 위한 RS와 데이터 복조를 위한 RS 두 가지가 모두 디자인되어야 한다.

LTE-A 시스템을 디자인 함에 있어서 중요한 고려 사항 중 하나는 하위 호환성(backward compatibility), 즉 LTE 단말이 LTE-A 시스템에서도 아무 무리 없이 잘 동작해야 하고, 시스템 또한 이를 지원해야 한다는 것이다. RS 전송 관점에서 보았을 때, LTE에서 정의되어 있는 CRS가 전 대역으로 매 서브 프레임마다 전송되는 시간-주파수 영역에서 추가적으로 최대 8개의 송신 안테나 포트에 대한 RS가 추가적으로 정의되어야 한다. LTE-A 시스템에서 기존 LTE의 CRS와 같은 방식으로 최대 8개의 송신 안테나에 대한 RS 패턴을 매 서브 프레임마다 전 대역에 추가하게 되면 RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다.

따라서 LTE-A 시스템에서 새로이 디자인되는 RS는 크게 두 가지 분류로 나누게 되는데, MCS, PMI 등의 선택을 위한 채널 측정 목적의 RS (CSI-RS: Channel State Information-RS, Channel State Indication-RS 등)와 8개의 전송 안테나로 전송되는 데이터 복조를 위한 RS (DM-RS: Data Demodulation-RS)이다.

채널 측정 목적의 CSI-RS는 기존의 CRS가 채널 측정, 핸드 오버 등의 측정 등의 목적과 동시에 데이터 복조를 위해 사용되는 것과 달리 채널 측정 위주의 목적을 위해서 디자인되는 특징이 있다. 물론 이 또한 핸드 오버 등의 측정 등의 목적으로도 사용될 수도 있다. CSI-RS가 채널 상태에 대한 정보를 얻는 목적으로만 전송되므로 CRS와 달리 매 서브 프레임마다 전송되지 않아도 된다. CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 CSI-RS는 시간 축 상에서 간헐적으로 전송된다.

데이터 복조를 위해서 해당 시간-주파수 영역에서 스케줄링 된 UE에게 전용적(dedicated)으로 DM-RS가 전송된다. 즉, 특정 UE의 DM-RS는 해당

UE가 스케줄링 된 영역, 즉 데이터를 수신 받는 시간-주파수 영역에만 전송되는 것이다.

LTE-A 시스템에서 기지국의 하향 링크로 최대 8개의 송신 안테나를 지원한다. LTE-A 시스템에서 기존 LTE의 CRS와 같은 방식으로 최대 8개의 송신 안테나에 대한 RS를 매 서브 프레임마다 전 대역에 전송하게 되면 RS 오버헤드가 지나치게 커지게 된다. 따라서 LTE-A 시스템에서는 MCS, PMI 등의 선택을 위한 CSI 측정 목적의 CSI-RS와 데이터 복조를 위한 DM-RS로 분리되어 두 개의 RS가 추가되었다. CSI-RS는 RRM 측정 등의 목적으로도 사용될 수는 있지만 CSI 획득의 주목적을 위해서 디자인되었다. CSI-RS는 데이터 복조에 사용되지 않으므로 매 서브 프레임마다 전송될 필요는 없다. 그러므로 CSI-RS의 오버헤드를 줄이기 위하여 시간 축 상에서 간헐적으로 전송하도록 한다. 즉, CSI-RS는 한 서브 프레임의 정수 배의 주기를 가지고 주기적으로 전송되거나 특정 전송 패턴으로 전송될 수 있다. 이 때 CSI-RS가 전송되는 주기나 패턴은 eNB가 설정할 수 있다.

데이터 복조를 위해서는 해당 시간-주파수 영역에서 스케줄링 된 UE에게 dedicated하게 DM-RS가 전송된다. 즉, 특정 UE의 DM-RS는 해당 UE가 스케줄링 된 영역, 즉 데이터를 수신 받는 시간-주파수 영역에만 전송된다.

CSI-RS를 측정하기 위해서 UE는 반드시 자신이 속한 셀의 각각의 CSI-RS 안테나 포트에 대한 CSI-RS의 전송 서브 프레임 인덱스, 전송 서브 프레임 내에서 CSI-RS 자원 요소(RE) 시간-주파수 위치, 그리고 CSI-RS 시퀀스 등에 대한 정보를 알고 있어야 한다.

LTE-A 시스템에 eNB는 CSI-RS를 최대 8개의 안테나 포트에 대해서 각각

전송해야 한다. 서로 다른 안테나 포트의 CSI-RS 전송을 위해 사용되는 자원은 서로 직교(orthogonal)해야 한다. 한 eNB가 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 전송할 때 각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 서로 다른 RE에 매핑함으로써 FDM/TDM방식으로 이들 자원을 orthogonal하게 할당할 수 있다.

- 5 또는 서로 다른 안테나 포트에 대한 CSI-RS를 서로 orthogonal한 코드에 매핑시키는 CDM방식으로 전송할 수 있다.

CSI-RS에 관한 정보를 eNB가 자기 셀 UE에게 알려줄 때, 먼저 각 안테나 포트에 대한 CSI-RS가 매핑되는 시간-주파수에 대한 정보를 알려줘야 한다. 구체적으로, CSI-RS가 전송되는 서브 프레임 번호들, 또는 CSI-RS가 전송되는 10 주기, CSI-RS가 전송되는 서브 프레임 오프셋이며, 특정 안테나의 CSI-RS RE가 전송되는 OFDM 심볼 번호, 주파수 간격(spacing), 주파수 축에서의 RE의 오프셋 또는 쉬프트 값 등이 있다.

CSI-RS는 1개, 2개, 4개 또는 8개의 안테나 포트를 통해 전송된다. 이때, 사용되는 안테나 포트는 각각 $p=15$, $p=15, 16$, $p=15, \dots, 18$, 15 $p=15, \dots, 22$ 이다. CSI-RS는 서브캐리어 간격 $\Delta f=15\text{kHz}$ 에 대해서만 정의될 수 있다.

CSI-RS 전송을 위해 설정된 서브프레임 내에서, CSI-RS 시퀀스는 아래 수학적 식 12와 같이 각 안테나 포트(p) 상의 참조 심볼(reference symbol)로서 이용되는 복소 변조 심볼(complex-valued modulation 20 symbol) $a_{k,l}^{(p)}$ 에 매핑된다.

【수학적 식 12】

$$a_{k,l}^{(p)} = w_{l,m} \cdot r_{l,n_s}(m')$$

$$k = k' + 12m + \begin{cases} -0 & \text{for } p \in \{15, 16\}, \text{ normal cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{17, 18\}, \text{ normal cyclic prefix} \\ -1 & \text{for } p \in \{19, 20\}, \text{ normal cyclic prefix} \\ -7 & \text{for } p \in \{21, 22\}, \text{ normal cyclic prefix} \\ -0 & \text{for } p \in \{15, 16\}, \text{ extended cyclic prefix} \\ -3 & \text{for } p \in \{17, 18\}, \text{ extended cyclic prefix} \\ -6 & \text{for } p \in \{19, 20\}, \text{ extended cyclic prefix} \\ -9 & \text{for } p \in \{21, 22\}, \text{ extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$l = l' + \begin{cases} l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-19, normal cyclic prefix} \\ 2l'' & \text{CSI reference signal configurations 20-31, normal cyclic prefix} \\ l'' & \text{CSI reference signal configurations 0-27, extended cyclic prefix} \end{cases}$$

$$w_{l''} = \begin{cases} 1 & p \in \{15, 17, 19, 21\} \\ (-1)^{l''} & p \in \{16, 18, 20, 22\} \end{cases}$$

$$l'' = 0, 1$$

$$m = 0, 1, \dots, N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$m' = m + \left\lfloor \frac{N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - N_{\text{RB}}^{\text{DL}}}{2} \right\rfloor$$

상기 수학적 식 12에서, (k', l') (여기서, k' 는 자원 블록 내 부반송파 인덱스이고, l' 는 슬롯 내 OFDM 심볼 인덱스를 나타낸다.) 및 n_s 의 조건은 아래 표 3 또는 표 4와 같은 CSI-RS 설정(configuration)에 따라 결정된다.

5 표 3은 일반 CP에서 CSI-RS 구성으로부터 (k', l') 의 매핑을 예시한다.

【표 3】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 1 and 2	0	(9, 5)	0	(9, 5)	0	(9, 5)	0
	1	(11, 2)	1	(11, 2)	1	(11, 2)	1
	2	(9, 2)	1	(9, 2)	1	(9, 2)	1
	3	(7, 2)	1	(7, 2)	1	(7, 2)	1
	4	(9, 5)	1	(9, 5)	1	(9, 5)	1
	5	(8, 5)	0	(8, 5)	0		
	6	(10, 2)	1	(10, 2)	1		
	7	(8, 2)	1	(8, 2)	1		
	8	(6, 2)	1	(6, 2)	1		
	9	(8, 5)	1	(8, 5)	1		
	10	(3, 5)	0				

Frame structure type 2 only	11	(2, 5)	0				
	12	(5, 2)	1				
	13	(4, 2)	1				
	14	(3, 2)	1				
	15	(2, 2)	1				
	16	(1, 2)	1				
	17	(0, 2)	1				
	18	(3, 5)	1				
	19	(2, 5)	1				
	20	(11, 1)	1	(11, 1)	1	(11, 1)	1
	21	(9, 1)	1	(9, 1)	1	(9, 1)	1
	22	(7, 1)	1	(7, 1)	1	(7, 1)	1
	23	(10, 1)	1	(10, 1)	1		
	24	(8, 1)	1	(8, 1)	1		
	25	(6, 1)	1	(6, 1)	1		
	26	(5, 1)	1				
	27	(4, 1)	1				
	28	(3, 1)	1				
	29	(2, 1)	1				
	30	(1, 1)	1				
	31	(0, 1)	1				

표 4는 확장 CP에서 CSI-RS 구성으로부터 (k', l') 의 매핑을 예시한다.

【표 4】

	CSI reference signal configuration	Number of CSI reference signals configured					
		1 or 2		4		8	
		(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$	(k', l')	$n_s \bmod 2$
Frame structure type 1 and 2	0	(11, 4)	0	(11, 4)	0	(11, 4)	0
	1	(9, 4)	0	(9, 4)	0	(9, 4)	0
	2	(10, 4)	1	(10, 4)	1	(10, 4)	1
	3	(9, 4)	1	(9, 4)	1	(9, 4)	1
	4	(5, 4)	0	(5, 4)	0		
	5	(3, 4)	0	(3, 4)	0		
	6	(4, 4)	1	(4, 4)	1		
	7	(3, 4)	1	(3, 4)	1		
	8	(8, 4)	0				
	9	(6, 4)	0				
	10	(2, 4)	0				
	11	(0, 4)	0				
	12	(7, 4)	1				
	13	(6, 4)	1				
	14	(1, 4)	1				
	15	(0, 4)	1				
Frame structure type 2 only	16	(11, 1)	1	(11, 1)	1	(11, 1)	1
	17	(10, 1)	1	(10, 1)	1	(10, 1)	1
	18	(9, 1)	1	(9, 1)	1	(9, 1)	1
	19	(5, 1)	1	(5, 1)	1		

	20	(4, 1)	1	(4, 1)	1		
	21	(3, 1)	1	(3, 1)	1		
	22	(8, 1)	1				
	23	(7, 1)	1				
	24	(6, 1)	1				
	25	(2, 1)	1				
	26	(1, 1)	1				
	27	(0, 1)	1				

표 3 및 표 4를 참조하면, CSI-RS의 전송에 있어서, 이중 네트워크(HetNet: heterogeneous network) 환경을 포함하여 멀티 셀 환경에서 셀간 간섭(ICI: inter-cell interference)을 줄이기 위하여 최대 32개(일반 CP 경우) 또는 최대 28개(확장 CP 경우)의 서로 다른 구성(configuration)이 정의된다.

CSI-RS 구성은 셀 내의 안테나 포트의 개수 및 CP에 따라 서로 다르며, 인접한 셀은 최대한 서로 다른 구성을 가질 수 있다. 또한, CSI-RS 구성은 프레임 구조에 따라 FDD 프레임과 TDD 프레임에 모두 적용하는 경우와 TDD 프레임에만 적용하는 경우로 나뉘질 수 있다.

표 3 및 표 4를 기반으로 CSI-RS 구성에 따라 (k', l') 및 n_s 가 정해지고, 각 CSI-RS 안테나 포트에 따라 CSI-RS 전송에 이용하는 시간-주파수 자원이 결정된다.

도 9는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 참조 신호가 매핑되는 자원을 예시하는 도면이다.

도 9(a)는 1개 또는 2개의 CSI-RS 안테나 포트들에 의한 CSI-RS 전송에 사용 가능한 20가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이고, 도 9(b)는 4개의 CSI-RS 안테나 포트들에 의해 사용 가능한 10가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이며, 도 9(c)는 8개의 CSI-RS 안테나 포트들에 의해 CSI-RS 전송에 사용 가능한

5가지 CSI-RS 구성들을 나타낸 것이다.

이와 같이, 각 CSI-RS 구성에 따라 CSI-RS가 전송되는 무선 자원(즉, RE 쌍)이 결정된다.

특정 셀에 대하여 CSI-RS 전송을 위해 1개 혹은 2개의 안테나 포트가
5 설정되면, 도 9(a)에 도시된 20가지 CSI-RS 구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에
따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다.

마찬가지로, 특정 셀에 대하여 CSI-RS 전송을 위해 4개의 안테나 포트가
설정되면, 도 9(b)에 도시된 10가지 CSI-RS 구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에
따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다. 또한, 특정 셀에 대하여 CSI-RS
10 전송을 위해 8개의 안테나 포트가 설정되면, 도 9(c)에 도시된 5가지 CSI-RS
구성들 중 설정된 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원 상에서 CSI-RS가 전송된다.

2개의 안테나 포트 별(즉, {15,16}, {17,18}, {19,20}, {21,22})로
각각의 안테나 포트에 대한 CSI-RS는 동일한 무선 자원에 CDM되어 전송된다.
안테나 포트 15 및 16를 예를 들면, 안테나 포트 15 및 16에 대한 각각의
15 CSI-RS 복소 심볼은 동일하나, 서로 다른 직교 코드(예를 들어, 왈시
코드(walsh code)가 곱해져서 동일한 무선 자원에 매핑된다. 안테나 포트
15에 대한 CSI-RS의 복소 심볼에는 [1, 1]이 곱해지고, 안테나 포트 16에
대한 CSI-RS의 복소 심볼에는 [1 -1]이 곱해져서 동일한 무선 자원에 매핑된다.
이는 안테나 포트 {17,18}, {19,20}, {21,22}도 마찬가지이다.

20 UE는 전송된 심볼에 곱해진 코드를 곱하여 특정 안테나 포트에 대한 CSI-
RS를 검출할 수 있다. 즉, 안테나 포트 15에 대한 CSI-RS를 검출하기 위해서
곱해진 코드 [1 1]을 곱하고, 안테나 포트 16에 대한 CSI-RS를 검출하기

위해서 곱해진 코드 $[1 \ -1]$ 을 곱한다.

도 9(a) 내지 (c)를 참조하면, 동일한 CSI-RS 구성 인덱스에 해당하게 되면, 안테나 포트 수가 많은 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원은 CSI-RS 안테나 포트 수가 적은 CSI-RS 구성에 따른 무선 자원을 포함한다. 예를 들어, CSI-RS 구성 0의 경우, 8개 안테나 포트 수에 대한 무선 자원은 4개 안테나 포트 수에 대한 무선 자원과 1 또는 2개의 안테나 포트 수에 대한 무선 자원을 모두 포함한다.

하나의 셀에서 복수의 CSI-RS 구성이 사용될 수 있다. non-제로 전력(NZP: non-zero power) CSI-RS는 0개 또는 1개 CSI-RS 구성만이 이용되고, 제로 전력(ZP: zero power) CSI-RS는 0개 또는 여러 개의 CSI-RS 구성이 이용될 수 있다.

상위 계층에 의해 설정되는 16 비트의 비트맵인 ZP CSI-RS(ZeroPowerCSI-RS)에서 1로 설정된 각 비트 별로, UE는 위의 표 3 및 표 4의 4개의 CSI-RS 열(column)에 해당하는 RE들에서(상위 계층에 의해 설정된 NZP CSI-RS를 가정하는 RE와 중복되는 경우를 제외) 제로 전송 전력을 가정한다. 최상위 비트(MSB: Most Significant Bit)는 가장 낮은 CSI-RS 구성 인덱스에 해당하고, 비트맵 내에서 그 다음의 비트는 순서대로 다음의 CSI-RS 구성 인덱스에 해당한다.

CSI-RS는 위의 표 3 및 표 4에서 $(n_s \bmod 2)$ 의 조건을 만족하는 하향링크 슬롯 및 CSI-RS 서브프레임 구성을 만족하는 서브프레임에서만 전송된다.

프레임 구조 타입 2(TDD)의 경우, 스페셜 서브프레임, 동기 신호(SS),

PBCH 또는 SIB 1(SystemInformationBlockType1) 메시지 전송과 충돌되는 서브프레임 또는 페이징 메시지 전송을 위해 설정된 서브프레임에서 CSI-RS는 전송되지 않는다.

또한, 안테나 포트 세트 $S(S=\{15\}, S=\{15,16\}, S=\{17,18\},$
 5 $S=\{19,20\}$ 또는 $S=\{21,22\})$ 내 속하는 어떠한 안테나 포트에 대한 CSI-RS가 전송되는 RE는 PDSCH 또는 다른 안테나 포트의 CSI-RS 전송에 사용되지 않는다.

CSI-RS 전송에 사용되는 시간-주파수 자원들은 데이터 전송에 사용될 수 없으므로, CSI-RS 오버헤드가 증가할수록 데이터 처리량(throughput)이
 10 감소하게 된다. 이를 고려하여 CSI-RS는 매 서브프레임마다 전송되도록 구성되지 않고, 다수의 서브프레임에 해당하는 소정의 전송 주기마다 전송되도록 구성된다. 이 경우, 매 서브프레임마다 CSI-RS가 전송되는 경우에 비하여 CSI-RS 전송 오버헤드가 많이 낮아질 수 있다.

CSI-RS 전송을 위한 서브프레임 주기(이하, 'CSI 전송 주기'로
 15 지칭함) ($T_{\text{CSI-RS}}$) 및 서브프레임 오프셋($\Delta_{\text{CSI-RS}}$)은 아래 표 5과 같다.

표 5은 CSI-RS 서브프레임 구성을 예시한다.

【표 5】

CSI-RS-SubframeConfig $I_{\text{CSI-RS}}$	CSI-RS periodicity $T_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)	CSI-RS subframe offset $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ (subframes)
0 - 4	5	$I_{\text{CSI-RS}}$
5 - 14	10	$I_{\text{CSI-RS}} - 5$
15 - 34	20	$I_{\text{CSI-RS}} - 15$
35 - 74	40	$I_{\text{CSI-RS}} - 35$
75 - 154	80	$I_{\text{CSI-RS}} - 75$

표 5을 참조하면, CSI-RS 서브프레임 구성($I_{\text{CSI-RS}}$)에 따라 CSI-RS

전송 주기 ($T_{\text{CSI-RS}}$) 및 서브프레임 오프셋 ($\Delta_{\text{CSI-RS}}$) 이 결정된다.

표 5의 CSI-RS 서브프레임 구성은 앞서 'SubframeConfig' 필드 및 'zeroTxPowerSubframeConfig' 필드 중 어느 하나로 설정될 수 있다. CSI-RS 서브프레임 구성은 NZP CSI-RS 및 ZP CSI-RS에 대하여

5 개별적으로 (separately) 설정될 수 있다.

CSI-RS를 포함하는 서브프레임은 아래 수학적 식 13을 만족한다.

【수학적 식 13】

$$(10n_f + \lfloor n_s/2 \rfloor - \Delta_{\text{CSI-RS}}) \bmod T_{\text{CSI-RS}} = 0$$

수학적 식 13에서 $T_{\text{CSI-RS}}$ 는 CSI-RS 전송 주기, $\Delta_{\text{CSI-RS}}$ 는 서브프레임

10 오프셋 값, n_f 는 시스템 프레임 번호, n_s 는 슬롯 번호를 의미한다.

서빙 셀에 대해 전송 모드 9 (transmission mode 9)가 설정된 UE의 경우, UE는 하나의 CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다. 서빙 셀에 대해 전송 모드 10 (transmission mode 10)이 설정된 UE의 경우, UE는 하나 또는 그 이상의 CSI-RS 자원 구성(들)이 설정될 수 있다.

15 현재 LTE 표준에서 CSI-RS 구성은 안테나 포트 개수 (antennaPortsCount), 서브프레임 구성 (subframeConfig), 자원 구성 (resourceConfig) 등으로 구성되어 있어, CSI-RS가 몇 개의 안테나 포트에서 전송되는지, CSI-RS가 전송될 서브프레임의 주기 및 오프셋이 어떻게 되는지, 그리고 해당 서브프레임에서 어떤 RE 위치 (즉, 주파수와 OFDM 심볼

20 인덱스)에서 전송되는지 알려준다.

구체적으로 각 CSI-RS (자원) 구성을 위한 아래와 같이 파라미터가 상위 계층 시그널링을 통해 설정된다.

- 전송 모드 10이 설정된 경우, CSI-RS 자원 구성 식별자
- CSI-RS 포트 개수(antennaPortsCount): CSI-RS 전송을 위해 사용되는 안테나 포트의 개수를 나타내는 파라미터(예를 들어, 1 CSI-RS 포트, 2 CSI-RS 포트, 4 CSI-RS 포트, 8 CSI-RS 포트)
- 5 - CSI-RS 구성(resourceConfig) (표 3 및 표 4 참조): CSI-RS 할당 자원 위치에 관한 파라미터
- CSI-RS 서브프레임 구성(subframeConfig, 즉 I_CSI-RS) (표 5 참조): CSI-RS가 전송될 서브프레임 주기 및/또는 오프셋에 관한 파라미터
- 전송 모드 9가 설정된 경우, CSI 피드백을 위한 전송 파워(P_C):
- 10 피드백을 위한 참조 PDSCH 전송 파워에 대한 UE의 가정과 관련하여, UE가 CSI 피드백을 도출하고 1 dB 단계 크기로 [-8, 15] dB 범위 내에서 값을 취할 때, P_C는 PDSCH RE 당 에너지(EPRE: Energy Per Resource Element)와 CSI-RS EPRE의 비율로 가정된다.
- 전송 모드 10이 설정된 경우, 각 CSI 프로세스에 대하여 CSI 피드백을
- 15 위한 전송 파워(P_C). CSI 프로세스에 대하여 CSI 서브프레임 세트들 C_CSI,0 및 C_CSI,1가 상위 계층에 의해 설정되면, P_C는 CSI 프로세스의 각 CSI 서브프레임 세트 별로 설정된다.
- 임의 랜덤(pseudo-random) 시퀀스 발생기 파라미터(n_ID)
- 전송 모드 10이 설정된 경우, QCL(QuasiCo-Located) 타입 B UE
- 20 가정을 위한 QCL 스크램블링 식별자(qcl-ScramblingIdentity-r11), CRS 포트 카운트(crs-PortsCount-r11), MBSFN 서브프레임 설정 리스트(mbsfn-SubframeConfigList-r11) 파라미터를 포함하는 상위 계층 파라미터('qcl-

CRS-Info-r11')

UE가 도출한 CSI 피드백 값이 $[-8, 15]$ dB 범위 내의 값을 가질 때, P_C 는 CSI-RS EPRE에 대한 PDSCH EPRE의 비율로 가정된다. 여기서, PDSCH EPRE는 CRS EPRE에 대한 PDSCH EPRE의 비율이 ρ_A 인 심볼에 해당한다.

5 서빙 셀의 동일한 서브프레임에서 CSI-RS와 PMCH이 함께 설정되지 않는다.

프레임 구조 타입 2에서 4개의 CRS 안테나 포트가 설정된 경우, UE는 일반 CP의 경우 [20-31] 세트(표 3 참조) 또는 확장 CP의 경우 [16-27] 세트(표 4 참조)에 속하는 CSI-RS 구성 인덱스가 설정되지 않는다.

10 UE는 CSI-RS 자원 구성의 CSI-RS 안테나 포트가 지연 확산(delay spread), 도플러 확산(Doppler spread), 도플러 쉬프트(Doppler shift), 평균 이득(average gain) 및 평균 지연(average delay)에 대하여 QCL 관계를 가진다고 가정할 수 있다.

전송 모드 10 그리고 QCL 타입 B가 설정된 UE는 CSI-RS 자원 구성에 해당하는 안테나 포트 0-3과 CSI-RS 자원 구성에 해당하는 안테나 포트 15-22가 도플러 확산(Doppler spread), 도플러 쉬프트(Doppler shift)에
15 대하여 QCL 관계라고 가정할 수 있다.

전송 모드 1-9가 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 UE는 하나의 ZP CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다. 전송 모드 10이 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 UE는 하나 또는 그 이상의 ZP CSI-RS 자원 구성이 설정될 수 있다.

20 상위 계층 시그널링을 통해 ZP CSI-RS 자원 구성을 위한 아래와 같은 파라미터가 설정될 수 있다.

- ZP CSI-RS 구성 리스트(zeroTxPowerResourceConfigList) (표 3

및 표 4 참조): 제로-파워 CSI-RS 구성에 관한 파라미터

- ZP CSI-RS 서브프레임 구성 (zeroTxPowerSubframeConfig, 즉 I_CSI-RS) (표 5 참조): 제로-파워 CSI-RS가 전송되는 서브프레임 주기 및/또는 오프셋에 관한 파라미터

5 서빙 셀의 동일한 서브프레임에서 ZP CSI-RS와 PMCH가 동시에 설정되지 않는다.

전송 모드 10이 설정된 UE의 경우, 서빙 셀에 대하여 하나 또는 그 이상의 CSI-IM(Channel-State Information - Interference Measurement) 자원 구성이 설정될 수 있다.

10 상위 계층 시그널링을 통해 각 CSI-IM 자원 구성을 위한 아래와 같은 파라미터가 설정될 수 있다.

- ZP CSI-RS 구성 (표 3 및 표 4 참조)
- ZP CSI RS 서브프레임 구성(I_CSI-RS) (표 5 참조)

15 CSI-IM 자원 구성은 설정된 ZP CSI-RS 자원 구성 중 어느 하나와 동일하다.

서빙 셀의 동일한 서브프레임 내 CSI-IM 자원과 PMCH가 동시에 설정되지 않는다.

매시브 MIMO(Massive MIMO)

20 다수의 안테나를 가지는 MIMO 시스템을 매시브 MIMO(Massive MIMO) 시스템으로 지칭할 수 있으며, 스펙트럼 효율(spectral efficiency), 에너지 효율(energy efficiency), 프로세싱 복잡도(processing

complexity)를 향상 시키기 위한 수단으로써 주목 받고 있다.

최근 3GPP에서는 미래의 이동 통신 시스템의 스펙트럼 효율성에 대한 요구사항을 만족시키기 위하여 매시브 MIMO 시스템에 대한 논의가 시작되었다.

매시브 MIMO는 전-차원 MIMO(FD-MIMO: Full-Dimension MIMO)로도
5 지칭된다.

LTE 릴리즈(Rel: release)-12 이후의 무선 통신 시스템에서는 능동
안테나 시스템(AAS: Active Antenna System)의 도입이 고려되고 있다.

신호의 위상 및 크기를 조정할 수 있는 증폭기와 안테나가 분리되어 있는
기존의 수동 안테나 시스템과 달리, AAS는 각각의 안테나가 증폭기와 같은 능동
10 소자를 포함하도록 구성된 시스템을 의미한다.

AAS는 능동 안테나 사용에 따라 증폭기와 안테나를 연결하기 위한 별도의
케이블, 커넥터, 기타 하드웨어 등이 필요하지 않고, 따라서 에너지 및 운용
비용 측면에서 효율성이 높은 특징을 갖는다. 특히, AAS는 각 안테나 별 전자식
빔 제어(electronic beam control) 방식을 지원하기 때문에 빔 방향 및 빔
15 폭을 고려한 정교한 빔 패턴 형성 또는 3차원 빔 패턴을 형성하는 등의 진보된
MIMO 기술을 가능하게 한다.

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 2차원(2D: 2-Dimension) 안테나 배열을
20 형성할 경우, AAS의 능동 안테나에 의해 3차원 빔 패턴을 형성할 수 있다.

도 10은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서, 64개의 안테나
요소(antenna elements)를 가지는 2차원 능동 안테나 시스템을 예시한다.

도 10에서는 일반적인 2차원 (2D: 2 Dimension) 안테나 배열을 예시하고 있으며, 도 10과 같이 $N_t = N_v \cdot N_h$ 개의 안테나가 정방형의 모양을 갖는 경우를 고려할 수 있다. 여기서, N_h 는 수평 방향으로 안테나 열의 개수를 N_v 는 수직 방향으로 안테나 행의 개수를 나타낸다.

5 이러한 2D 구조의 안테나 배열을 이용하면, 3차원 공간에서 전송 빔을 제어할 수 있도록 무선 파장 (radio wave)이 수직 방향 (고도 (elevation)) 및 수평 방향 (방위각 (azimuth))으로 모두 제어될 수 있다. 이러한 타입의 파장 제어 메커니즘을 3차원 빔포밍으로 지칭할 수 있다.

도 11은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 기지국 또는
10 단말이 AAS 기반의 3D (3-Dimension) 빔 형성이 가능한 다수의 송/수신 안테나를 갖고 있는 시스템을 예시한다.

도 11은 앞서 설명한 예를 도식화한 것으로서, 2차원 안테나 배열 (즉, 2D-AAS)를 이용한 3D MIMO 시스템을 예시한다.

송신 안테나 관점에서 상기 3차원 빔 패턴을 활용할 경우, 빔의 수평
15 방향뿐만 아니라 수직 방향으로의 준-정적 또는 동적인 빔 형성을 수행할 수 있으며 일례로 수직 방향의 섹터 형성 등의 응용을 고려할 수 있다.

또한, 수신 안테나 관점에서는 대규모 수신 안테나를 활용하여 수신 빔을 형성할 때, 안테나 배열 이득 (antenna array gain)에 따른 신호 전력 상승 효과를 기대할 수 있다. 따라서, 상향링크의 경우, 기지국이 다수의 안테나를
20 통해 단말로부터 전송되는 신호를 수신할 수 있으며, 이때 단말은 간섭 영향을 줄이기 위해 대규모 수신 안테나의 이득을 고려하여 자신의 송신 전력을 매우 낮게 설정할 수 있는 장점이 있다.

도 12는 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 교차 편파(cross polarization)를 가지는 2차원 안테나 시스템을 예시한다.

편파(Polarization)를 고려한 2D 평면 배열 안테나(planar antenna array) 모델의 경우, 도 12와 같이 도식화할 수 있다.

5 수동적 안테나(passive antenna)에 따른 기존의 MIMO 시스템과 달리, 능동 안테나에 기반한 시스템은 각 안테나 요소에 부착된(또는 포함된) 능동 소자(예를 들어, 증폭기)에 가중치를 적용함으로써 안테나 요소의 이득(gain)을 동적으로 조절할 수 있다. 방사 패턴(radiation pattern)은 안테나 요소의 개수, 안테나 간격(spacing) 등과 같은 안테나 배치(arrangement)에 의존하므로, 안테나 시스템은 안테나 요소 레벨에서
10 모델링될 수 있다.

도 12의 예시와 같은 안테나 배열 모델을 (M, N, P) 로 나타낼 수 있으며, 이는 안테나 배열 구조를 특징 짓는 파라미터에 해당된다.

M 은 각 열(즉, 수직 방향에서)에서 같은 편파(polarization)를 가지고
15 있는 안테나 요소(antenna element)의 개수(즉, 각 열에서 $+45^\circ$ 경사(slant)를 가지고 있는 안테나 요소의 개수 또는 각 열에서 -45° 경사(slant)를 가지고 있는 안테나 요소의 개수)를 나타낸다.

N 은 수평 방향의 열의 개수(즉, 수평 방향에서 안테나 요소의 개수)를 나타낸다.

20 P 는 편파(polarization)의 차원(dimension)의 개수를 나타낸다. 도 12의 경우와 같이 교차 편파(cross polarization)의 경우 $P=2$ 이나, 동일 편파(co-polarization)의 경우 $P=1$ 이다.

안테나 포트(antenna port)는 물리적 안테나 요소(physical antenna element)로 매핑될 수 있다. 안테나 포트(antenna port)는 해당 안테나 포트와 관련된 참조 신호에 의해 정의될 수 있다. 예를 들어, LTE 시스템에서 안테나 포트 0는 CRS(Cell-specific Reference Signal)와 관련되고, 5 안테나 포트 6는 PRS(Positioning Reference Signal)와 관련될 수 있다.

일례로, 안테나 포트와 물리적 안테나 요소 간은 일대일 매핑될 수 있다. 단일의 교차 편파(cross polarization) 안테나 요소가 하향링크 MIMO 또는 하향링크 전송 다이버시티를 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 예를 들어, 안테나 포트 0는 하나의 물리적 안테나 요소에 매핑되는 반면, 10 안테나 포트 1은 다른 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우, 단말 입장에서는, 2개의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 참조 신호와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 참조 신호와 관련된다.

다른 일례로, 단일의 안테나 포트는 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 15 수 있다. 빔포밍(beamforming)을 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 빔포밍은 다중의 물리적 안테나 요소를 이용함으로써, 하향링크 전송이 특정 단말에게 향하도록 할 수 있다. 일반적으로 다중의 교차 편파(cross polarization) 안테나 요소의 다중의 열(column)로 구성되는 안테나 배열(antenna array)를 사용하여 이를 달성할 수 있다. 이 경우, 단말 20 입장에서는, 단일의 안테나 포트로부터 발생된 단일의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 CRS와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 CRS와 관련된다.

즉, 안테나 포트는 기지국에서 물리적 안테나 요소로부터 전송된 실제 하향링크 전송이 아닌 단말 입장에서의 하향링크 전송을 나타낸다.

다른 일례로, 다수의 안테나 포트가 하향링크 전송을 위해 사용되나, 각 안테나 포트는 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우는 안테나 배열이 하향링크 MIMO 또는 하향링크 다이버시티를 위해 사용되는 경우 등이 이에 해당될 수 있다. 예를 들어, 안테나 포트 0 및 1은 각각 다중의 물리적 안테나 요소에 매핑될 수 있다. 이 경우, 단말 입장에서는, 2개의 하향링크 전송이 존재한다. 하나는 안테나 포트 0을 위한 참조 신호와 관련되고, 또 다른 하나는 안테나 포트 1을 위한 참조 신호와 관련된다.

FD-MIMO에서는, 데이터 스트림의 MIMO 프리코딩은 안테나 포트 가상화, 트랜스시버 유닛(또는 송수신 유닛)(TXRU: transceiver unit) 가상화, 안테나 요소 패턴을 거칠 수 있다.

안테나 포트 가상화는 안테나 포트 상의 스트림이 TXRU 상에서 프리코딩된다. TXRU 가상화는 TXRU 신호가 안테나 요소 상에서 프리코딩된다. 안테나 요소 패턴은 안테나 요소로부터 방사되는 신호는 방향성의 이득 패턴(directional gain pattern)을 가질 수 있다.

기존의 송수신기(transceiver) 모델링에서는, 안테나 포트와 TXRU 간의 정적인 일대일 매핑이 가정되고, TXRU 가상화 효과는 TXRU 가상화 및 안테나 요소 패턴의 효과 모두를 포함하는 정적인 (TXRU) 안테나 패턴으로 합쳐진다.

안테나 포트 가상화는 주파수-선택적인 방법으로 수행될 수 있다. LTE에서 안테나 포트는 참조 신호(또는 파일럿)와 함께 정의된다. 예를 들어, 안테나 포트 상에서 프리코딩된 데이터 전송을 위해, DMRS가 데이터 신호와 동일한

대역폭에서 전송되고, DMRS와 데이터 모두 동일한 프리코더(또는 동일한 TXRU 가상화 프리코딩)로 프리코딩된다. CSI 측정을 위해 CSI-RS는 다중의 안테나 포트를 통해 전송된다. CSI-RS 전송에 있어서, 단말에서 데이터 프리코딩 벡터를 위한 TXRU 가상화 프리코딩 행렬을 추정할 수 있도록 CSI-RS 포트와

5 TXRU 간의 매핑을 특징짓는 프리코더는 고유한 행렬로 설계될 수 있다.

TXRU 가상화 방법은 1차원 TXRU 가상화(1D TXRU virtualization)와 2차원 TXRU 가상화(2D TXRU virtualization)이 논의되며, 이에 대하여 아래 도면을 참조하여 설명한다.

도 13은 본 발명이 적용될 수 있는 무선 통신 시스템에서 트랜스미버 유닛

10 모델을 예시한다.

1D TXRU 가상화에 있어서, M_{TXRU} 개의 TXRU은 동일한 편파(polarization)을 가지는 단일의 열(column) 안테나 배열로 구성되는 M 개의 안테나 요소와 관련된다.

2D TXRU 가상화에 있어서, 앞서 도 12의 안테나 배열 모델 구성 (M , N , P)에 상응하는 TXRU 모델 구성은 (M_{TXRU} , N , P)로 나타낼 수 있다. 여기서, M_{TXRU} 는 2D 같은 열, 같은 편파(polarization)에 존재하는 TXRU의 개수를 의미하며, $M_{\text{TXRU}} \leq M$ 을 항상 만족한다. 즉, TXRU의 총 개수는 $M_{\text{TXRU}} \times N \times P$ 와 같다.

15

TXRU 가상화 모델은 안테나 요소와 TXRU와의 상관 관계에 따라 도 13(a)와 같이 TXRU 가상화(virtualization) 모델 옵션-1: 서브-배열 분할 모델(sub-array partition model)과 도 13(b)와 같이 TXRU 가상화 모델

20 옵션-2: 전역 연결(full-connection) 모델로 구분될 수 있다.

도 13(a)를 참조하면, 서브-배열 분할 모델(sub-array partition model)의 경우, 안테나 요소는 다중의 안테나 요소 그룹으로 분할되고, 각 TXRU는 그룹 중 하나와 연결된다.

도 13(b)를 참조하면, 전역 연결(full-connection) 모델의 경우, 다중의 TXRU의 신호가 결합되어 단일의 안테나 요소(또는 안테나 요소의 배열)에 전달된다.

도 13에서 q 는 하나의 열(column) 내 M 개의 같은 편파(co-polarized)를 가지는 안테나 요소들의 송신 신호 벡터이다. w 는 광대역 TXRU 가상화 가중치 벡터(wideband TXRU virtualization weight vector)이며, W 는 광대역 TXRU 가상화 가중치 행렬(wideband TXRU virtualization weight matrix)이다. x 는 M_{TXRU} 개의 TXRU들의 신호 벡터이다.

여기서, 안테나 포트와 TXRU들과의 매핑은 일대일(1-to-1) 또는 일대다(1-to-many)일 수 있다.

도 13에서 TXRU와 안테나 요소 간의 매핑(TXRU-to-element mapping)은 하나의 예시를 보여주는 것일 뿐이고, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니며 하드웨어 관점에서 이 밖에 다양한 형태로 구현될 수 있는 TXRU와 안테나 요소 간의 매핑에도 본 발명이 동일하게 적용될 수 있다.

2D AAS를 기반으로 동작하는 시스템을 위한 코드북 설계 방법

본 발명에서는 2차원(2-dimensional) AAS(active antenna system)이 설치된(이용하는) 3차원(3D) MIMO 시스템을 위한 코드북 설계를 제안한다.

지금까지의 안테나들은 수평 방향으로 균등(uniform)하게 배치(deploy)된 형태를 가지고, 일반적으로 수평방향으로 빔포밍을 수행하였다. 하지만, 최근에 도 10과 도 12의 경우와 같이 수평과 수직방향의 2D 형태의 안테나가 차세대 통신 시스템에서 고려되고 있다.

5 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 2차원 AAS의 기하학적(geometry) 분포를 예시한다.

도 14에서는 $N_V \times N_H$ 안테나 요소(antenna elements) (또는 안테나 포트)로 이루어진 2D AAS의 기하학적(geometry) 분포를 예시한다.

10 도 14를 참조하면, y 축으로 N_H 개의 안테나 요소가 위치하고, z 축으로 N_V 개의 안테나 요소가 위치한다. 이때, N_V 개의 안테나 요소들은 수직 방향으로 d_V 만큼 떨어져 있고, N_H 개의 안테나 요소들은 수평 방향으로 d_H 만큼 떨어진 경우를 예시한다.

또한, 도 14에서 하나의 점(dot)은 앞서 도 12에서 예시된 $+45^\circ$ 경사(slant)를 가지는 안테나 요소와 -45° 경사(slant)를 가지고 있는
15 안테나 요소로 구성되는 크로스 편파 안테나 요소를 나타낼 수 있다.

여기서, 방위각(azimuth angle) φ 와 상하각(elevation angle) θ 는 도 14에서 u 위치를 향하는 안테나 빔 방향을 결정하게 된다.

안테나 어레이 인자(factor) 행렬 $\tilde{W}$ 는 $\tilde{W} = W \cdot V$ 와 같이 표현할 수 있다.

여기서, 행렬 V 는 안테나 위치 설정에 따른 위상 시프트(phase shift)를
20 나타내며 아래 수학식 13과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 13】

$$V = [v_{1,1}, v_{1,2}, \dots, v_{1,N_V}, \dots, v_{N_H,1}, v_{N_H,2}, \dots, v_{N_H,N_V}]^T$$

$$v_{m,n} = \exp \left(j \cdot 2\pi \left((n-1) \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta) + (m-1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta) \cdot \sin(\varphi) \right) \right),$$

$$m = 1, 2, \dots, N_H; n = 1, 2, \dots, N_V;$$

여기서, $\exp()$ 는 지수 함수(exponential function)를 나타내고, λ 는 파장의 길이를 나타낸다.

또한, 행렬 W 는 사이드 로브(side lobe) 레벨 조절과 수평 및 수직
5 방향의 전기적 스티어링(electrical steering)을 가능하게 하는 가중
인자(weighting factor)(즉, 가중 벡터 또는 프리코딩 벡터)이다.

가중 벡터 W 의 위상(phase)는 아래 수학식 14와 같이 수평, 수직
스티어링(steering) 각도와 각 안테나 요소 간의 간격의 함수로 주어진다.

【수학식 14】

$$W = [w_{1,1}, w_{1,2}, \dots, w_{1,N_V}, \dots, w_{N_H,1}, w_{N_H,2}, \dots, w_{N_H,N_V}]^T$$

$$w_{m,n} = \frac{1}{\sqrt{N_H N_V}} \exp \left(-j \cdot 2\pi \left((n-1) \cdot \frac{d_V}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt}}) + (m-1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt}}) \cdot \sin(\varphi_{\text{scan}}) \right) \right),$$

$$m = 1, 2, \dots, N_H; n = 1, 2, \dots, N_V;$$

수학식 14에서 θ_{tilt} 는 전기적 하향-틸트 스티어링(electrical down-
tilt steering)이며, 수직 차원(vertical dimension)에서
수평면(horizontal plane)을 기준으로 안테나의 빔의 상향/하향 각도를
15 나타낸다. 이를, (안테나) 하향/상향-틸트 혹은 (수직) 틸팅 각도라고 지칭할
수 있다. φ_{scan} 는 수평 방향의 전기적 스티어링(electrical steering)이며,
수평 차원(horizontal dimension)에서 안테나의 특정
기준방향(boresight)과 관심방향(direction of interest) 간의 각도를
나타낸다. 이를 (수평) 스캔 각도(scan angle)(또는 (수평) 틸팅 각도)라고
20 지칭할 수 있다. 앞서 수학식 14에서 예시된 것과 같이, θ_{tilt} 는 수직

스티어링 (steering) 뿐만 아니라, $\sin(\theta_{\text{tilt}}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan}})$ 형태로 표현되어 수평 스티어링 (steering)에도 영향을 끼치는 것을 알 수 있다.

앞서 수식 13 및 14를 고려하면, 빔포밍 이득 (beamforming gain)을 최대화 하기 위해서는 UE의 위치를 고려하여 θ_{tilt} , φ_{escan} 을 최적화하고, 최적화된 θ_{tilt} , φ_{escan} 를 기반으로 코드북을 설계하는 것이 바람직하다.

한편, 빔포밍 벡터 (beamforming vector)를 위한 코드북은 DFT (Discrete Fourier Transform) 행렬이 이용될 수도 있다.

DFT 행렬 (**D**)은 아래 수식 15와 같이 정의된다.

【수식 15】

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

수식 15에서 $m=1,2,\dots,M$ 이고, $n=1,2,\dots,M \cdot a$ 이다. 여기서, M은 안테나 어레이의 크기 (즉, 전체 안테나 포트의 개수)를 의미한다. 또한, (mn) 은 **D** 행렬에서 (m, n)의 원소(element)를 의미한다. j는 허수 단위(imaginary unit/unit imaginary number)이다. a는 오버샘플링 인자(oversampling factor)를 의미한다.

기본적으로, **D** 행렬은 한 열 안에서 각 원소(element)들은 선형적으로 위상(phase)가 증가하는 형태를 가질 수 있다. 따라서, **D** 행렬에서 n 번째 열은 원소(element)들이 $\frac{2\pi(n-1)}{Ma}$ 만큼씩 위상(phase)이 증가된다.

DFT 행렬 (**D**)은 앞서 수식 14와 잘 부합되는 특성을 가지며, 이로 인하여 DFT 행렬을 이용한 코드북이 널리 사용되고 있다.

다만, 수학적 식 14 및 15를 살펴볼 때, DFT를 이용한 코드북의 경우 안테나 요소들 사이의 관계를 잘 반영되어 있으나, 안테나의 θ_{tilt} , φ_{scan} 에 대해서는 적절하게 반영되지 않는다. 다시 말해, DFT를 이용한 코드북의 경우, UE의 위치가 적절하게 고려되지 않으므로, 해당 UE에게 최적화된 코드북이 적용될 수

5 없는 단점이 있다.

이에 따라, 본 발명에서는 DFT 행렬의 특성과 θ_{tilt} , φ_{scan} 를 반영한 코드들이 코드북의 전체 혹은 일부를 구성하는 방법을 제안한다.

DFT 행렬을 이용한 코드북을 2D AAS로 확장을 할 때, 간단하게 수평 방향

10 가중 벡터와 수직 방향 가중 벡터의 크로네커 곱(Kronecker product) 방식을 이용하여 확장할 수 있다. 현재 DFT 행렬을 이용한 코드북의 경우 아래 수학적 식 16과 같은 구조를 갖는다.

【수학적 식 16】

$$W = W_1 W_2 = (W_{1H} \otimes W_{1V}) (W_{2H} \otimes W_{2V})$$

수학적 식 16에서, w_1 은 채널의 장기적인(long-term) 특성을 나타내며,

15 광대역(wideband) 단위로 기지국에게 피드백된다. w_1 를 제1 PMI라고 지칭할 수 있다.

w_2 는 채널의 단기적인(short-term) 특성을 나타내며, 서브밴드(subband) 단위로 피드백되며, 주로 선택(selection)과 동위상(co-phasing)(예를 들어, 교차 편파 안테나(cross polarization antenna)의

20 경우)의 역할을 수행한다. w_2 를 제2 PMI라고 지칭할 수 있다.

또한, 첨자(subscript) H와 V는 각각 수평 방향과 수직 방향을 의미하며,

⊗ 는 크로네커 곱(Kronecker product)을 의미한다.

w_{1V} 는 수직 방향의 DFT 코드북($\mathbf{D}$ 행렬)내의 하나 이상의 열들로 이루어진 ' $\mathbf{D}$ 행렬의 부분집합(subset)'으로 선택될 수 있다.

수직 방향의 DFT 코드북($\mathbf{D}$ 행렬)은 아래 수학식 17과 같이 만들 수 있다.

5 【수학식 17】

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

수학식 17에서, $m=1,2,\dots,N_V$ 이고, $n=1,2,\dots,N_V a$ 이다. 또한, 수학식 17의 DFT 코드북에서 a 는 오버샘플링 인자(oversampling factor)이고, N_V 는 수직 안테나 요소(vertical antenna element)의 개수를 나타낸다.

10 또한, 이와 유사하게, w_{1H} 는 수평 방향의 DFT 코드북($\mathbf{D}$ 행렬) 내의 하나 이상의 열들로 이루어진 ' $\mathbf{D}$ 행렬의 부분집합(subset)'으로 선택될 수 있다.

수평 방향의 DFT 코드북($\mathbf{D}$ 행렬)은 아래 수학식 18과 같이 만들 수 있다.

 【수학식 18】

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

15 수학식 18에서, $m=1,2,\dots,N_H$ 이고, $n=1,2,\dots,N_H a$ 이다. 또한, 수학식 18의 DFT 코드북에서 a 는 오버샘플링 인자(oversampling factor)이고, N_H 는 수평 안테나 요소(horizontal antenna element)의 개수를 나타낸다.

20 본 발명에서는 w_1 을 구성하는 w_{1H} 와 w_{1V} 를 설계하는 방법을 제안한다.

본 발명에서 제안하는 방법은 앞서 수학적 식 16의 구조에도 적용될 수 있으나, 이에 한정되지 않고 일반적인 코드북에도 적용될 수 있다.

본 발명에서는 수직 코드북(vertical codebook)을 w_v 으로 지칭하고, 수평 코드북(horizontal codebook)을 w_h 로 지칭한다.

5 본 발명에서 제안하는 w_v 의 형태는 도 15에 예시된 수학적 식과 같다.

도 15는 본 발명의 일 실시예에 따른 수직 코드북을 예시한다.

도 15에서 예시된 수학적 식에서 N_v 는 수직 방향의 안테나 요소의 개수를 나타낸다. 그리고, Q_v 는 w_v 를 이루는 열의 개수(즉, 전체 수직
틸팅(tilting) 각도의 개수)를 의미하고, 일례로, Q_v 는 안테나 수직
10 요소(element)의 개수와 오버샘플링 인자(oversampling factor)의 곱으로 나타낼 수 있다.

본 발명에서 제안하는 w_h 의 형태는 도 16에 예시된 수학적 식과 같다.

도 16은 본 발명의 일 실시예에 따른 수평 코드북을 예시한다.

도 16에서 예시된 수학적 식에서, N_h 는 수평 방향의 안테나 요소의 개수를
15 나타낸다. 그리고, 각 $w_{h,i}$ ($i=1, \dots, Q_v$)은 Q_h 개의 열로 구성된다. 즉, Q_h 는 $w_{h,i}$ 를 이루는 열의 개수(즉, 전체 수평 스캔(scan) 각도의 개수)를 의미한다. 예를 들어, Q_h 는 안테나의 수평 요소(element) 개수와 오버샘플링 인자(oversampling factor)의 곱으로 나타낼 수 있다.

도 16에서 예시된 수학적 식을 참조하여 $w_{h,i}$ ($i=1, \dots, Q_v$)을 이루는
20 원소들을 살펴보면, 상술한 바와 같이 $\sin(\theta_{etilt}) \cdot \sin(\varphi_{escan})$ 형태로 θ_{etilt} , φ_{escan} 가 서로 엮여 있기 때문에(즉, 하나의 항(monomial)을 구성하므로) w_h 는 θ_{etilt} 의 함수 형태의 행렬로 표현될 수 있다.

여기서, 수평과 수직 성분에 대한 오버샘플링 인자(oversampling factor)는 실시 예에 따라서 동일할 수도 있으며, 혹은 상이 할 수도 있다.

도 15에서 예시된 w_v 를 제1 PMI로 지칭할 수 있으며, 도 16에서 예시된 w_h 를 제2 PMI로 지칭할 수 있다. 또는 이와 반대도 가능하다. 이 경우,
5 w_2 를 제3 PMI로 지칭할 수도 있다.

도 16에서 예시된 수학적식과 같이 w_h 를 θ_{util} 의 함수 형태 행렬로 표현하면, 전체 코드북 C (fat matrix)은 아래 수학적식 19와 같이 표현 할 수 있다.

【수학적식 19】

$$C = [w_{h,1} \otimes w_v(:,1) \quad w_{h,2} \otimes w_v(:,2) \quad \dots \quad w_{h,Q_v} \otimes w_v(:,Q_v)]$$

수학적식 19에서, $w_v(:,i)$, $i = 1, \dots, Q_v$ 는 w_v 행렬의 i 번째 열을 의미한다.

10 이 경우, C를 구성하는 빔의 개수는 $Q_h \times Q_v$ 가 된다.

이때, 코드북을 사용하는 시스템에 따라서, C를 전체 코드북으로 사용할 수 있다.

또는, 앞서 수학적식 16과 같이 이중(dual) 형태의 코드북의 경우, 수신 단말이 기지국에 피드백하는 비트 수(즉, PMI의 비트 수)에 따라 C의 부분
15 집합을 w_1 행렬로 이용할 수도 있다. 좀더 구체적인 일례로, w_1 과 w_2 의 피드백 비트 수를 각각 L_1 , L_2 라 정의 하면, C에서 특정 규칙 혹은 기지국과의 약속에 따라서 2^{L_2} 의 열로 이루어진 C의 부분집합 2^{L_1} 개가 w_1 후보를 구성할 수 있으며, 수신 단말은 기지국에 2^{L_1} 개의 w_1 후보 중 하나의 인덱스를 보고할 수 있다.

20 이하, 도 15에서 예시된 수학적식 및 도 16에서 예시된 수학적식에서 θ_{util} , φ_{scan} 를 결정하는 방법에 대하여 살펴본다.

이하, 설명의 편의를 위해 θ_{tilt} 를 결정하는 방법을 위주로 설명하나, 본 발명이 이에 한정되는 것은 아니다.

1-A) 본 발명의 일 실시예에 따르면, 기지국과 수신단이 $\theta_{\text{tilt},i}$ 값들을 서로 약속할 수 있다.

5 기지국은 사전에 측정 혹은 시뮬레이션을 통하여, 단말 주위 환경(채널, 안테나 구성(configuration), TXRU 가상화(virtualization) 등)을 고려하여 최적화된 전기적 틸팅(etilting) 각도를 계산하고, 이를 단말에게 알려줄 수 있다.

 예를 들어, 수직 TXRU(vertical TXRU)가 4개이고 각 TXRU의
10 간격(spacing)이 0.8λ 인 경우, 최적화된 틸팅(tilting) 각도가 71.8° , 90° , 108.2° , 128.7° 로 기지국에서 결정되었다고 가정한다. 이 경우, 기지국은 위의 4개의 틸팅 각도 값과 0.8λ 값을 수신 단말에 알려줄 수 있다. 또는, 71.8° , 90° , 108.2° , 128.7° 로 계산된 전체 위상(phase) 값 $2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt}})$ 들을 단말에 알려줄 수도 있다.

15 이때, 기지국의 상술한 값들(예를 들어, 틸팅(tilting) 각도 또는 전체 위상(phase) 값들)을 명시적(explicit)으로 수신 단말에 RRC 시그널링(signaling)을 통해 알려줄 수 있다.

 또는, 기지국은 상술한 값들을 비트맵(bitmap) 방식을 통하여 수신 단말에 RRC 시그널링(signaling)을 통해 알려줄 수도 있다.

20 2-B) 본 발명의 다른 일 실시예에 따르면, 기지국이 $\theta_{\text{tilt},i}$ 값의 상한 값 및/또는 하한 값을 단말에게 알려줄 수 있다.

단말의 위치 등 주위 환경에 따라 수직 빔(vertical beam)이 커버해야 하는 범위를 살펴보면, 앞서 도 14의 예시와 같이 θ_{etilt} 의 범위는 $0^\circ \sim 180^\circ$ 이다. 하지만, 실제 환경을 고려할 때, 특정 각도 (예를 들어 극단적으로 0° 와 180°)에 위치한 수신 단말들이 존재할 가능성은 거의 없다. 따라서, 수직 성분으로 전기적 틸팅(etilting) 각도를 정할 때, 수신 단말의 위치 등의 환경을 고려하여 상한과 하한 값을 고려하는 방법이 효율적이다. 그리고, 상한과 하한 값을 기준으로 균등하게 전기적 틸팅(etilting) 각도를 배분하거나(정하거나) 상황에 따라서 비균등하게 정하는 것이 시스템 성능 관점에서 유리할 수 있다.

따라서, 본 발명에서는 기지국에 의해 상한 값 및/또는 하한 값을 정하여 단말에게 알려줄 때, θ_{etilt} 을 계산하는 방식을 제안한다. θ_{etilt} 의 상한 값과 하한 값은 $\theta_{\max}$ 과 $\theta_{\min}$ 로 각각 정의하며, $\theta_{\min} \leq \theta_{etilt} \leq \theta_{\max}$ 관계가 성립된다.

i) 균등(uniform) 방식

1) w_v 는 Q_v 의 열로 구성된다. 수신 단말은 기지국으로부터 수신한 θ_{etilt} 의 상한 값과 하한 값을 이용하여, 아래 수학식 20 또는 수학식 21과 같이 각 열의 위상(phase) 차이인 $\theta_{etilt,i}$ 값을 계산할 수 있다.

【수학식 20】

$$\theta_{etilt,i} = \theta_{\min} + (i-1) \cdot \frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{Q_v - 1}, \quad i = 1, \dots, Q_v$$

【수학식 21】

$$\theta_{etilt,i} = \theta_{\max} - (i-1) \cdot \frac{\theta_{\max} - \theta_{\min}}{Q_v - 1}, \quad i = 1, \dots, Q_v$$

2) 기지국은 하한 값 그리고 빔과 빔사이의 각도(예를 들어, 스텝 크기(step size))를 단말에게 알려줄 수 있다. 또는, 기지국은 상한 값 그리고 빔과 빔 사이의 각도를 단말에게 알려줄 수 있다.

이 경우, 단말은 기지국으로부터 수신한 정보를 기반으로, 한정된 각도
5 내에서 균등(uniform)한 빔으로 이루어진 코드북을 계산 할 수 있다. 예를
들어 하한 값이 60° 이고, 스텝 크기(step size) 각도가 10° 이고, $N_v=2$,
 $Q_v=4$, $d_v=0.8 \lambda$ 라고 가정한다. 이 경우, 단말은 빔들의 틸팅(tilting)
각도는 $\{60^\circ, 70^\circ, 80^\circ, 90^\circ\}$ 를 이루는 것을 알 수 있고, 완성된
코드북은 아래 수학식 22와 같다.

10 【수학식 22】

$$W_v = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ \exp(j \cdot 2\pi \cdot 0.8 \cdot \cos(\frac{60}{180}\pi)) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot 0.8 \cdot \cos(\frac{70}{180}\pi)) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot 0.8 \cdot \cos(\frac{80}{180}\pi)) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot 0.8 \cdot \cos(\frac{90}{180}\pi)) \end{bmatrix}$$

앞서 설명한 1) 또는 2) 방식을 이용하기 위하여, 단말은 기지국으로부터
 $\theta_{\max}$ 및/또는 $\theta_{\min}$ 값과 Q_v , N_v 등의 값들을 RRC 시그널링을 통해 전달 받을
수 있다.

15 여기서, Q_v 는 N_v 와 오버샘플링 인자(oversampling factor) a 의
곱으로 이루어질 수도 있다. 또는, Q_v 는 또는 수직 성분을 위한 피드백 비트
수가 L_v 로 주어진다면, 2^{L_v} 로 정해질 수도 있다. 이 경우, 단말은
기지국으로부터 Q_v 대신 a 혹은 L_v 의 값으로 시그널링 받을 수도 있다.

ii) 비균등(non-uniform) 방식

20 코드북 내의 빔들의 $\theta_{\text{etilt},i}$ 의 상한과 하한 사이의 각도가
균등(uniform)하게 정해지는 방식에 비하여 non-uniform 방식에서는 $\theta_{\text{etilt},i}$

값들이 상한 값과 하한 값 사이에서 비균등하게 정해질 수도 있다. 특히, 이와 같이 비균등하게 $\theta_{etilt,i}$ 값이 정해지는 방식은 수직 방향의 특정 위치에 수신 단말들이 모여있는 경우(예를 들어, 핫스팟(hot spot) 존재하는 경우)에 효과적일 수 있다.

- 5 1) $\theta_{etilt,i}$ 들의 값이 핫스팟을 중심으로 예를 들어 가우시안(Gaussian) 분포 등 특정 비균등(non-uniform)한 분포 형태로 정해질 수 있다.

즉, 코드북 w_v 의 Q_v 빔들은 핫스팟에 상응하는 특정 θ_{etilt} 를 기준으로 상대적으로 많은 빔들이 구성되며, 상한과 하한 부근에서는 상대적으로 적은 빔들로 구성될 수 있다. 이러한 방식의 일례로, 빔과 빔사이의 각도에
10 가중치(weight)를 곱함으로써 코드북이 구성될 수 있다.

2) 앞서 1)의 실시예에서는 핫스팟(hot spot)이 하나일 때를 가정했지만, 핫스팟(hot spot)이 여러 개인 경우 또는 특정 각도에 치우쳐있을 때도, 유사한 방식으로 적용이 가능하다.

앞서 설명한 1) 또는 2) 방식을 이용하기 위하여, 단말은 기지국으로부터
15 θ_{max} 및/또는 θ_{min} 값과 Q_v , N_v , 가중치(weight) 등의 값들을 RRC 시그널링을 통해 전달 받을 수 있다.

지금까지는 θ_{etilt} 의 값을 설정하는 방식에 대하여 제안하였다. 이와 매우 유사하게, θ_{etilt} 의 값이 고정될 때(즉, 특정 값으로 정해질 때), φ_{escan} 의 값들을
20 동일한 방법을 통하여 결정될 수 있으며, 이를 통해 수평 스캔 각도(scan angle) 성분해 해당하는 코드북인 도 16에서 예시된 수학식의 w_H 이 구성될 수 있다. 예를 들어, θ_{etilt} 의 값이 고정될 때(즉, 특정 값으로 정해질 때), 앞서

설명한 1-A) 방식 또는 1-B) 방식과 유사하게, 도 16에서 예시된 수학식의 w_H 이 구성될 수 있다.

보다 구체적으로, 1-A) 방식이 이용될 때, 기지국은 빔의 모든 수평 스캔 각도, 또는 해당 스캔 각도로 계산된 전체 위상(phase) 값들을
5 명시적(explicit)으로 단말에게 알려줄 수 있다.

또한, 1-B) 방식 중 균등 방식이 이용될 때, 기지국은 빔의 수평 스캔 각도의 상한 값 및 하한 값을 단말에게 알려주고, 빔의 수평 스캔 각도는 상한 값 및 하한 값 범위 내에서 Q_H 를 기반으로 균등하게 정해질 수 있다. 또는, 기지국은 빔의 수평 스캔 각도의 상한 값 및 하한 값과 빔과 빔 사이의 수평
10 각도를 단말에게 알려주고, 빔의 수평 스캔 각도는 상한 값 및 하한 값 범위 내에서 빔과 빔 사이의 수평 각도 간격으로 균등하게 정해질 수 있다.

또한, 1-B) 방식 중 비균등 방식이 이용될 때, 기지국은 빔의 수평 스캔 각도의 상한 값 및 하한 값과 빔과 빔 사이의 각도에 적용되는 가중치를 단말에게 알려주고, 빔의 수평 스캔 각도는 상한 값 및 하한 값 범위 내에서
15 빔과 빔 사이의 가중치를 기반으로 비균등하게 정해질 수 있다.

전체 코드북을 구성하는 방법은 다음과 같다.

2-A) 전체 코드북은 도 15에서 예시된 수학식으로 구성된 w_v 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 w_H 의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 구성될 수
20 있다.

2-B) 또는, 전체 코드북은 도 16에서 예시된 수학식으로 구성된 w_H 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 w_v 의 크로네커 곱(Kronecker product)으로

구성될 수 있다.

이때, w_H 는 θ_{etilt} 를 특정 값(예를 들어, $\theta_{\text{etilt}} = 90^\circ$)으로 고정한다고
 기지국과 수신 단말이 사전에 약속할 수 있으며, 단말은 고정된 θ_{etilt} 를 기반으로
 φ_{escan} 의 값들을 계산하여 w_H 를 구성할 수 있다.

5 또는, 기지국이 특정 θ_{etilt} 값을 수신 단말에 알려주는 경우, 단말은 수신한
 θ_{etilt} 값을 이용하여 w_H 를 구성할 수도 있다.

2-C) 또는, 전체 코드북은 도 15에서 예시된 수학적식으로 구성된 w_v 와 도
 16에서 예시된 수학적식으로 구성된 w_H 의 행렬들을 기반으로 앞서 수학적식 19를
 이용하여 구성될 수도 있다.

10

지금까지는 앞서 수학적식 13 및 14에서 예시한 것과 같이, DFT 행렬의
 위상(phase) 조절하여 안테나의 틸팅(tilting) 효과를 가져오는 전기적
 틸팅(electrical tilting)을 이용한 코드북 디자인을 제안하였다.

이와 상이하게, 물리적으로 안테나를 틸팅(tilting)하는 방식을 기계적
 15 틸팅(mechanical tilting)이라고 지칭할 수 있다.

도 17은 본 발명의 일 실시예에 따른 전기적 틸팅 방식과 기계적 틸팅
 방식을 비교하여 설명하기 위한 도면이다.

도 17(a)는 틸팅이 적용되지 않은 경우를 예시하고, 도 17(b)는 전기적
 틸팅이 적용된 경우를 예시하며, 도 17(c)는 기계적 틸팅이 적용된 경우를
 20 예시한다.

도 17(a)와 같이 틸팅이 적용되지 않은 경우, 각 안테나 요소에 입력되는
 신호를 모두 동일한 위상을 가지고, 빔은 수평 방향의 형태를 가지게 된다.

도 17(b)와 같이 전기적 틸팅이 적용되는 경우, 각 안테나 요소에 입력되는 신호의 위상이 상이하고, 이로 인하여 빔은 수평 방향보다 낮은 방향의 형태를 가지게 된다.

도 17(c)와 같이 기계적 틸팅이 적용되는 경우, 각 안테나 요소에
5 입력되는 신호를 모두 동일한 위상을 가지나 안테나 자체가 기울어지고, 이로 인하여 빔은 수평 방향보다 낮은 방향의 형태를 가지게 된다.

이하, 기계적 틸트(mechanical tilt)를 고려한 코드북 디자인을 제안한다.

이를 위하여, 앞서 도 14에서 β° 만큼 기계적 하향-틸트(mechanical
10 downtilt)가 적용된 경우를 고려하며 이를 도식화 하면 아래 도 18과 같다.

도 18은 본 발명의 일 실시예에 따른 기계적 하향-틸트가 적용된 경우, 각도 및 단위 벡터(unit vector) ($\hat{n}$)를 설명하기 위한 도면이다. 여기서, 기계적 틸팅 β° 에 의한 단위 벡터의 회전 각도 ψ 는 $\psi = \arg(\sin\theta\cos\beta - \cos\phi\cos\theta\sin\beta + j\sin\phi\sin\beta)$ 로 정의된다.

15 도 18에서는 y축을 중심으로 β° 만큼 하향-틸트된 경우를 예시한다.

구형(Sphere) 좌표계에서 β° 만큼 기계적 하향틸트(mechanical
downtilt)되었을 때, 기존의 좌표계를 대표했던 (x, y, z) 는 새로운
좌표계인 (x', y', z') 로 변환(transform)된다. y축을 중심으로 아래
방향으로 β 만큼만 좌표계가 이동하였으므로 도 18과 마찬가지로, y축의 변화는
20 없지만, x, z축에 해당하는 좌표계는 이동하게 되므로, 도 14에서 예시된
방위각(azimuth angle) ϕ 와 상하각(elevation angle) θ 는 각각 ϕ' , θ' 로
변환된다. 이때, ϕ' , θ' 의 정의는 각각 아래 수학식 23 및 수학식 24와 같다.

【수학식 23】

$$\theta' = \arccos(\cos\phi \sin\theta \sin\beta + \cos\theta \cos\beta)$$

【수학식 24】

$$\phi' = \arg(\cos\phi \sin\theta \sin\beta - \cos\theta \cos\beta + j \sin\phi \sin\theta)$$

5 수학식 23에서 $\arccos$ 은 $\cos$ 함수의 역함수를 나타내고, 수학식 24에서 $\arg$ 는 복소수의 편각(argument) 연산을 나타낸다.

따라서, 기계적 틸팅(mechanical tilting)을 고려한 시스템의 경우, 앞서 수학식 23 및 수학식 24를 이용하면, 본 발명의 앞부분에서 설명한 전기적 틸팅(electrical tilting)을 이용한 코드북 디자인을 그대로 적용할 수 있다.

10 적용할 수 있는 방법은 다음과 같다.

3-A) 본 발명의 일 실시예에 따르면, 기지국은 수신 단말에, 전기적 틸팅(electrical tilting) 방식을 이용한 코드북 설계 방식(즉, 앞서 설명한 1-A) 방식 또는 1-B) 방식)에서 시그널링했던 정보 외에 추가적으로 β 를 알려준다.

15 β 와 앞서 수학식 23 및 수학식 24를 이용하여 방위각(azimuth angle) ϕ' 와 상하각(elevation angle) θ' 가 계산될 수 있다. 이를 통해 앞서 수학식 15에서 예시된 수학식 및/또는 도 16에서 예시된 수학식과 같이 코드북이 계산될 수 있다. 즉, 수학식 15에서 예시된 수학식에서 ϕ 대신에 ϕ' 가 대입되고, 및 도 16에서 예시된 수학식 θ 대신에 θ' 가 대입됨으로써 각각 w_v 및 w_h 가
20 계산될 수 있다.

이때, 전체 코드북을 구성하는 방법은 다음과 같다.

i) β 와 앞서 수학식 23, 24 및 앞서 도 15에서 예시된 수학식으로 구성된

w_v 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 w_H 의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 w_1 이 구성될 수 있다.

ii) β 와 앞서 수학식 23, 24 및 앞서 도 16에서 예시된 수학식으로 구성된 w_H 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 w_H 의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 w_1 이 구성될 수 있다.

iii) β 와 앞서 수학식 23, 24 및 앞서 도 15에서 예시된 수학식으로 구성된 w_v 와 β 와 앞서 수학식 23, 24 및 앞서 도 16에서 예시된 수학식으로 구성된 w_H 의 크로네커 곱(Kronecker product)으로 w_1 이 구성될 수 있다.

3-B) 본 발명의 다른 일 실시예에 따르면, 앞서 3-A) 방식을 이용하여 코드북이 구성되는 경우, 기계적 틸팅(Mechanical tilting)은 전기적 틸팅(electrical titling)에 비하여 틸팅(tilting) 주기가 상대적으로 길 수 있으므로, β 는 방위각(azimuth angle) φ 와 상하각(elevation angle) θ 보다 긴 주기로 시그널링될 수 있다.

한편, 앞서 도 18은 y 축을 중심으로 β 만큼 하향틸트(downtilt)한 경우를 고려하였으나 본 발명은 이에 한정되는 것은 아니며, 각 x , z , y 축에서 각각 α , β , γ 만큼 회전한 경우로 일반화할 수 있다.

도 19는 본 발명의 일 실시예에 따른 기계적 하향-틸트가 적용된 경우 좌표계를 예시한다.

도 19에서는 원점을 중심으로 각 x , z , y 축에서(즉, x , z , y 축을 중심으로) α , β , γ 각도만큼 스티어링(steering)한 경우 좌표계를 도식화한 것이다.

x 축에서 α 각도만큼 스티어링(steering)한 경우 좌표계는 $(x', y',$

z')이고, 이에 더하여 z 축에서 β 각도만큼 스티어링(steering)한 경우 좌표계는 (x'', y'', z'') 이며, 이에 더하여, y 축에서 γ 각도만큼 스티어링(steering)한 경우 좌표계는 (x''', y''', z''') 와 같다.

도 19와 같이 각 x , z , y 축에서 α, β, γ 각도만큼 스티어링(steering)한 경우, 수학식 23 및 24는 아래 수학식 25 및 26과

같이 일반화되어 표현될 수 있다. $\hat{\rho} = \begin{bmatrix} x \\ y \\ z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sin \theta \cos \phi \\ \sin \theta \sin \phi \\ \cos \theta \end{bmatrix}$ 는 구(sphere) 좌표계를

데카르트(Cartesian) 좌표계로 변환하기 위한 매개 변수이다.

【수학식 25】

$$\theta'(\alpha, \beta, \gamma; \theta, \phi) = \arccos \left(\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}^T R^{-1} \hat{\rho} \right) = \arccos (\cos \beta \cos \gamma \cos \theta + (\sin \beta \cos \gamma \cos(\phi - \alpha) - \sin \gamma \sin(\phi - \alpha)) \sin \theta)$$

【수학식 26】

$$\phi'(\alpha, \beta, \gamma; \theta, \phi) = \arg \left(\begin{bmatrix} 1 \\ j \\ 0 \end{bmatrix}^T R^{-1} \hat{\rho} \right) = \arg \left(\begin{array}{l} (\cos \beta \sin \theta \cos(\phi - \alpha) - \sin \beta \cos \theta) + \\ j(\cos \beta \sin \gamma \cos \theta + (\sin \beta \sin \gamma \cos(\phi - \alpha) + \cos \gamma \sin(\phi - \alpha)) \sin \theta) \end{array} \right)$$

수학식 25 및 26에서 행렬 R 은 x , z , y 축에서 각각 α, β, γ 만큼 회전한 것을 반영한 회전 행렬을 의미하며, 아래 수학식 27과 같다. 그리고, 행렬 R 의 역함수는 아래 수학식 28과 같다.

【수학식 27】

$$R = \begin{pmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma & \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma \\ \sin \alpha \cos \beta & \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma & \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma - \cos \alpha \sin \gamma \\ -\sin \beta & \cos \beta \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma \end{pmatrix}$$

【수학식 28】

$$R^{-1} = \begin{pmatrix} \cos \alpha \cos \beta & \sin \alpha \cos \beta & -\sin \beta \\ \cos \alpha \sin \beta \sin \gamma - \sin \alpha \cos \gamma & \sin \alpha \sin \beta \sin \gamma + \cos \alpha \cos \gamma & \cos \beta \sin \gamma \\ \cos \alpha \sin \beta \cos \gamma + \sin \alpha \sin \gamma & \sin \alpha \sin \beta \cos \gamma - \cos \alpha \sin \gamma & \cos \beta \cos \gamma \end{pmatrix}$$

수학식 25 및 26을 이용하여 일반화된 기계적 틸트(mechanical tilt)를 고려한 코드북은 앞서 설명한 방법에 의하여 구성될 수 있다.

도 20은 본 발명의 일 실시예에 따른 코드북 구성 방법을 예시하는 도면이다.

도 20을 참조하면, 단말은 기지국으로부터 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 수신한다(S2001).

이때, 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 제1 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함할 수 있다. 여기서, 제1 차원(dimension)은 수직 차원(vertical dimension) 및 수평 차원(horizontal dimension) 중 적어도 어느 하나를 의미할 수 있다. 즉, 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 수직 방향 틸팅(tilting) 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함할 수 있으며, 수평 스캔 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함할 수도 있으며, 수직 방향 틸팅(tilting) 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상과 수평 스캔 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함할 수도 있다.

보다 구체적으로 앞서 1-A) 방법이 이용되는 경우, 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔의 제1 차원(dimension)에서의 모든 각도(즉, 수직 방향의 모든 틸팅(tilting) 각도 및/또는 빔의 수평 방향의 모든 스캔 각도)를 포함할 수 있다.

또한, 앞서 1-B) 방법 중 균등(uniform) 방식이 이용되는 경우,

코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 제1
 차원 (dimension) 에서의 각도 (즉, 수직 방향 틸팅 (tilting) 각도 및/또는
 빔의 수평 방향 스캔 각도) 의 상한 값 및/또는 하한 값을 포함할 수도 있으며,
 추가로 제1 차원 (dimension) 에서의 빔의 각도의 전체 개수 (즉, Q_v 및/또는
 5 Q_H), N_v (및/또는 N_H), 빔과 빔 사이의 각도 (스텝 사이즈) (즉, 수직
 방향의 경우 빔과 빔 사이의 수직 틸팅 각도 차이, 수평 방향의 경우 빔과 빔
 사이의 스캔 각도 차이) 등의 값들을 포함할 수 있다.

또한, 앞서 1-B) 방법 중 비균등 (non-uniform) 방식이 이용되는 경우,
 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 제1
 10 차원 (dimension) 에서의 각도 (즉, 수직 방향 틸팅 (tilting) 각도 및/또는
 빔의 수평 방향 스캔 각도) 의 상한 값 및/또는 하한 값을 포함할 수도 있으며,
 추가로 제1 차원 (dimension) 에서의 빔의 각도의 전체 개수 (즉, Q_v 및/또는
 Q_H), N_v (및/또는 N_H), 빔과 빔 사이의 각도에 적용되는 가중치 (즉, 수직
 방향의 경우 빔과 빔 사이의 수직 틸팅 각도 차이에 적용되는 가중치, 수평
 15 방향의 경우 빔과 빔 사이의 스캔 각도 차이에 적용되는 가중치) 등의 값들을
 포함할 수 있다.

또한, 기지국에 의해 기계적 틸팅 (mechanical tilting) 이 이용되는
 경우, 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔의 방향을 나타내는 좌표계의
 각 축 (x , y , z) 에서의 회전 각도 (α , β , γ) 를 더 포함할 수도 있다.

20 이때, 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 상위 계층 시그널링 (예를
 들어, RRC 시그널링) 을 통해 전달될 수 있다.

단말은 기지국으로부터 수신한 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터를

이용하여 코드북(C)을 구성한다(S2002).

즉, 단말은 기지국으로부터 수신한 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 앞서 도 14 내지 도 19에서 예시된 방법을 통해 수직 방향
틸팅(tilting) 각도(θ') 및/또는 수평 방향 스캔 각도(ϕ')를 기반으로
5 코드북(C)을 구성할 수 있다.

보다 구체적으로 앞서 1-A) 방법이 이용되는 경우, 기지국으로부터 수신한
빔의 제1 차원(dimension)에서의 모든 각도(즉, 수직 방향의 모든
틸팅(tilting) 각도 및/또는 빔의 수평 방향의 모든 스캔 각도)를 가지는 빔을
생성하기 위한 코드북(C)을 구성할 수 있다.

10 또한, 앞서 1-B) 방법 중 균등(uniform) 방식이 이용되는 경우,
코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 제1 차원(dimension)에서의 각도(즉,
수직 방향 틸팅(tilting) 각도 및/또는 빔의 수평 방향 스캔 각도)가 상한 값
및 하한 값 범위 내에서 제1 차원(dimension)에서의 빔의 각도의 전체
개수(즉, Q_v 및/또는 Q_H)를 기반으로 균등(uniform)하게 정해지도록,
15 코드북(C)을 구성할 수 있다. 또한, 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의
제1 차원(dimension)에서의 각도(즉, 수직 방향 틸팅(tilting) 각도
및/또는 빔의 수평 방향 스캔 각도)가 상한 값 또는 하한 값으로부터 빔과 빔
사이의 각도의 간격으로 균등(uniform)하게 정해지도록, 코드북(C)을 구성할
수도 있다.

20 또한, 앞서 1-B) 방법 중 비균등(non-uniform) 방식이 이용되는 경우,
코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 제1 차원(dimension)에서의 각도(즉,
수직 방향 틸팅(tilting) 각도 및/또는 빔의 수평 방향 스캔 각도)가 상한 값

및 하한 값 범위 내에서 가중치를 기반으로 비균등(non-uniform)하게
정해지도록, 코드북(C)를 구성할 수도 있다.

또한, 기계적 틸팅이 적용되는 경우, 기계적 틸팅(mechanical tilting)
각도를 기반으로 빔의 방향을 나타내기 위한 좌표계를
5 변환(transform)함으로써 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 제1
차원(dimension)에서의 각도(즉, 수직 방향 틸팅(tilting) 각도 및/또는
빔의 수평 방향 스캔 각도)를 정할 수 있다.

여기서, 코드북(C)은 수직 안테나 요소(vertical antenna element)에
대한 수직 코드북(W_V)과 수평 안테나 요소(horizontal antenna
10 element)에 대한 수평 코드북(W_H)의 크로네커 곱(Kronecker product)으로
구성될 수 있다.

보다 구체적으로, 코드북(C)은 도 15에서 예시된 수학적식으로 구성된
 W_V 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 W_H 의 크로네커 곱(Kronecker
product)으로 구성될 수 있다. 또는, 코드북(C)은 도 16에서 예시된
15 수학적식으로 구성된 W_H 와 기존의 DFT 행렬로 이루어진 W_V 의 크로네커
곱(Kronecker product)으로 구성될 수도 있다. 또는, 코드북(C)은 도
15에서 예시된 수학적식으로 구성된 W_V 와 도 16에서 예시된 수학적식으로 구성된
 W_H 의 행렬들을 기반으로 앞서 수학적식 19를 이용하여 구성될 수도 있다.

또한, 기지국에 의해 기계적 틸팅(mechanical tilting)이 이용되는
20 경우, 빔의 방향을 나타내는 좌표계의 각 축(x, y, z)에서의 회전 각도(α , β ,
 γ)(즉, 기계적 틸팅 각도)를 기반으로 좌표계를 변환함으로써 코드북(C) 내
빔(beam)의 수직 방향 틸팅(tilting) 각도(θ') 및/또는 수평 방향 스캔

각도(ϕ')가 정해질 수 있다.

단말은 코드북(C)에서 선택된 프리코딩 행렬을 지시하는 프리코딩 행렬 지시자(PMI: Precoding Matrix Indicator)를 기지국에게 전송할 수 있다(S2003).

5 이때, 단말은 코드북(C) 전체 또는 코드북(C)의 부분 집합 내에서 선택된 프리코딩 행렬을 지시하는 PMI를 기지국에게 전송할 수 있다.

또한, 앞서 설명한 바와 같이, 코드북(C)이 이중(dual) 형태로 구성되는 경우, 단말이 기지국에 피드백하는 PMI의 비트 수에 따라 코드북(C)의 부분 집합 중 하나를 지시하는 인덱스를 PMI로서 기지국에게 전송할 수도 있다.

10

본 발명이 적용될 수 있는 장치 일반

도 21은 본 발명의 일 실시예에 따른 무선 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

도 21을 참조하면, 무선 통신 시스템은 기지국(2110)과 기지국(2110)
15 영역 내에 위치한 다수의 단말(2120)을 포함한다.

기지국(2110)은 프로세서(processor, 2111), 메모리(memory, 2112) 및 RF부(radio frequency unit, 2113)을 포함한다. 프로세서(2111)는 앞서 도 1 내지 도 20에서 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(2111)에 의해 구현될 수 있다.

20 메모리(2112)는 프로세서(2111)와 연결되어, 프로세서(2111)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다. RF부(2113)는 프로세서(2111)와 연결되어, 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다.

단말(2120)은 프로세서(2121), 메모리(2122) 및 RF부(2123)을 포함한다. 프로세서(2121)는 앞서 도 1 내지 도 20에서 제안된 기능, 과정 및/또는 방법을 구현한다. 무선 인터페이스 프로토콜의 계층들은 프로세서(2121)에 의해 구현될 수 있다. 메모리(2122)는 프로세서(2121)와
5 연결되어, 프로세서(2121)를 구동하기 위한 다양한 정보를 저장한다. RF부(2123)는 프로세서(2121)와 연결되어, 무선 신호를 송신 및/또는 수신한다.

메모리(2112, 2122)는 프로세서(2111, 2121) 내부 또는 외부에 있을 수 있고, 잘 알려진 다양한 수단으로 프로세서(2111, 2121)와 연결될 수 있다.
10 또한, 기지국(2110) 및/또는 단말(2120)은 한 개의 안테나(single antenna) 또는 다중 안테나(multiple antenna)를 가질 수 있다.

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
15 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
20 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.

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),
5 PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 일 실시예는 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차, 함수 등의 형태로 구현될 수
10 있다. 소프트웨어 코드는 메모리에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리는 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

본 발명은 본 발명의 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상술한 상세한 설명은
15 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니 되고 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.

【산업상 이용가능성】

본 발명의 다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북 구성 방안은 3GPP
20 LTE/LTE-A 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 3GPP LTE/LTE-A 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

【청구의 범위】**【청구항 1】**

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 단말이 코드북을 구성하는 방법에 있어서,

- 5 기지국으로부터 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 수신하는 단계; 및
 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 코드북(C)을
 구성하는 단계를 포함하고,

 상기 코드북(C)은 수직 안테나 요소(vertical antenna element)에
 대한 수직 코드북(w_v)과 수평 안테나 요소(horizontal antenna
10 element)에 대한 수평 코드북(w_h)의 크로네커 곱(Kronecker product)으로
 구성되고,

 상기 코드북(C)을 구성하기 위한 파라미터는 빔(beam)의 제1
 차원(dimension)에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함하며,

 상기 코드북(C)으로부터 생성되는 빔(beam)의 상기 제1
15 차원(dimension)에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값의 범위 내로
 정해지는 코드북 구성 방법.

【청구항 2】

 제1항에 있어서,

 상기 수직 코드북(w_v)은 아래 수학식에 의해 구성되고,

20 [수학식]

$$W_v = \begin{bmatrix} \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},2})) & \cdots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},Q_v})) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},2})) & \cdots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{tilt},Q_v})) \end{bmatrix}$$

여기서, N_v 는 수직 안테나 요소의 개수이고, d_v 는 수직 안테나 요소들
간의 간격이며, Q_v 는 수직 안테나 요소의 개수와 오버샘플링
인자(oversampling factor)의 곱으로 정해지고, θ_{tilt} 는 빔 (beam)의 수직
5 틸팅 (tilting) 각도인 코드북 구성 방법.

【청구항 3】

제1항에 있어서,

상기 수평 코드북 (W_H)은 아래 수학적식에 의해 구성되고,

[수학적식]

$$W_{H,1} = \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix}$$

$$W_{H,2} = \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix}$$

$$\vdots$$

$$W_{H,Q_H} = \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{tilt},Q_H}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},Q_H})\right) \end{bmatrix}$$

여기서, N_H 는 수평 안테나 요소의 개수이고, d_H 는 수평 안테나 요소들
15 간의 간격이며, Q_H 는 수평 안테나 요소의 개수와 오버샘플링
인자(oversampling factor)의 곱으로 정해지고, φ_{escan} 는 빔 (beam)의 수평
스캔 (scan) 각도인 코드북 구성 방법.

【청구항 4】

제1항에 있어서,

상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 상기 제1 차원 (dimension) 에서의 모든 각도를 포함하는 코드북 구성 방법.

5 **【청구항 5】**

제1항에 있어서,

상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 상기 제1 차원 (dimension) 에서의 각도의 상한 값 및 하한 값을 포함하고,

상기 코드북 (C) 으로부터 생성되는 빔 (beam) 의 상기 제1
10 차원 (dimension) 에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값 범위 내에서
상기 제1 차원 (dimension) 에서의 빔의 각도의 전체 개수를 기반으로
균등 (uniform) 하게 정해지는 코드북 구성 방법.

【청구항 6】

제1항에 있어서,

15 상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 상기 제1
차원 (dimension) 에서의 각도의 상한 값 또는 하한 값, 그리고 빔과 빔 사이의
각도를 포함하고,

상기 코드북 (C) 으로부터 생성되는 빔 (beam) 의 상기 제1
차원 (dimension) 에서의 각도는 상기 상한 값 또는 상기 하한 값으로부터 상기
20 빔과 빔 사이의 각도의 간격으로 균등 (uniform) 하게 정해지는 코드북 구성
방법.

【청구항 7】

제1항에 있어서,

상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 상기 제1 차원 (dimension) 에서의 각도의 상한 값 및 하한 값, 그리고 빔과 빔 사이의 각도에 적용되는 가중치를 포함하고,

5 상기 코드북 (C) 으로부터 생성되는 빔 (beam) 의 상기 제1 차원 (dimension) 에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값 범위 내에서 상기 가중치를 기반으로 비균등 (non-uniform) 하게 정해지는 코드북 구성 방법.

【청구항 8】

제2항에 있어서,

10 상기 코드북 (C) 내에서 선택된 프리코딩 행렬 (precoding matrix) 을 지시하는 프리코딩 행렬 지시자 (PMI: Precoding Matrix Indicator) 를 상기 기지국에게 전송하는 단계를 더 포함하는 코드북 구성 방법.

【청구항 9】

제1항에 있어서,

15 상기 수직 코드북 (W_V) 은 아래 수학식에 의해 구성되고,

[수학식]

$$\mathbf{D}_{(mn)}^{N_V \times N_V a} = \frac{1}{\sqrt{N_V}} e^{j \frac{2\pi(m-1)(n-1)}{N_V a}}, \quad m = 1, 2, \dots, N_V, \quad n = 1, 2, \dots, N_V a$$

여기서, $\mathbf{D}_{(mn)}^{N_V \times N_V a}$ 는 DFT (Discrete Fourier Transform) 행렬이고,

N_V 는 수직 안테나 요소의 개수이며, a 는 오버샘플링 인자 (oversampling factor) 인 코드북 구성 방법.

20

【청구항 10】

제1항에 있어서,

상기 수평 코드북 (W_H) 은 아래 수학식에 의해 구성되고,

[수학식]

$$D_{(mn)}^{N_H \times N_H a} = \frac{1}{\sqrt{N_H}} e^{j \frac{2\pi(m-1)(n-1)}{N_H a}}$$

5 여기서, $D_{(mn)}^{N_H \times N_H a}$ 는 DFT(Discrete Fourier Transform) 행렬이고, N_H 는 수평 안테나 요소의 개수이며, a 는 오버샘플링 인자(oversampling factor)인 코드북 구성 방법.

【청구항 11】

제1항에 있어서,

10 상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 기계적 틸팅 (mechanical tilting) 각도를 포함하고,

상기 기계적 틸팅 (mechanical tilting) 각도를 기반으로 상기 빔의 방향을 나타내기 위한 좌표계를 변환 (transform) 함으로써 상기 코드북 (C) 으로부터 생성되는 빔 (beam) 의 상기 제1 차원 (dimension) 에서의
15 각도가 정해지는 코드북 구성 방법.

【청구항 12】

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 코드북을 구성하는 단말에 있어서,

무선 신호를 송수신하기 위한 RF(Radio Frequency) 유닛; 및

상기 RF 유닛을 제어하는 프로세서를 포함하고,

20 상기 프로세서는 기지국으로부터 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터를 수신하고,

상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터를 이용하여 코드북을 구성하고,

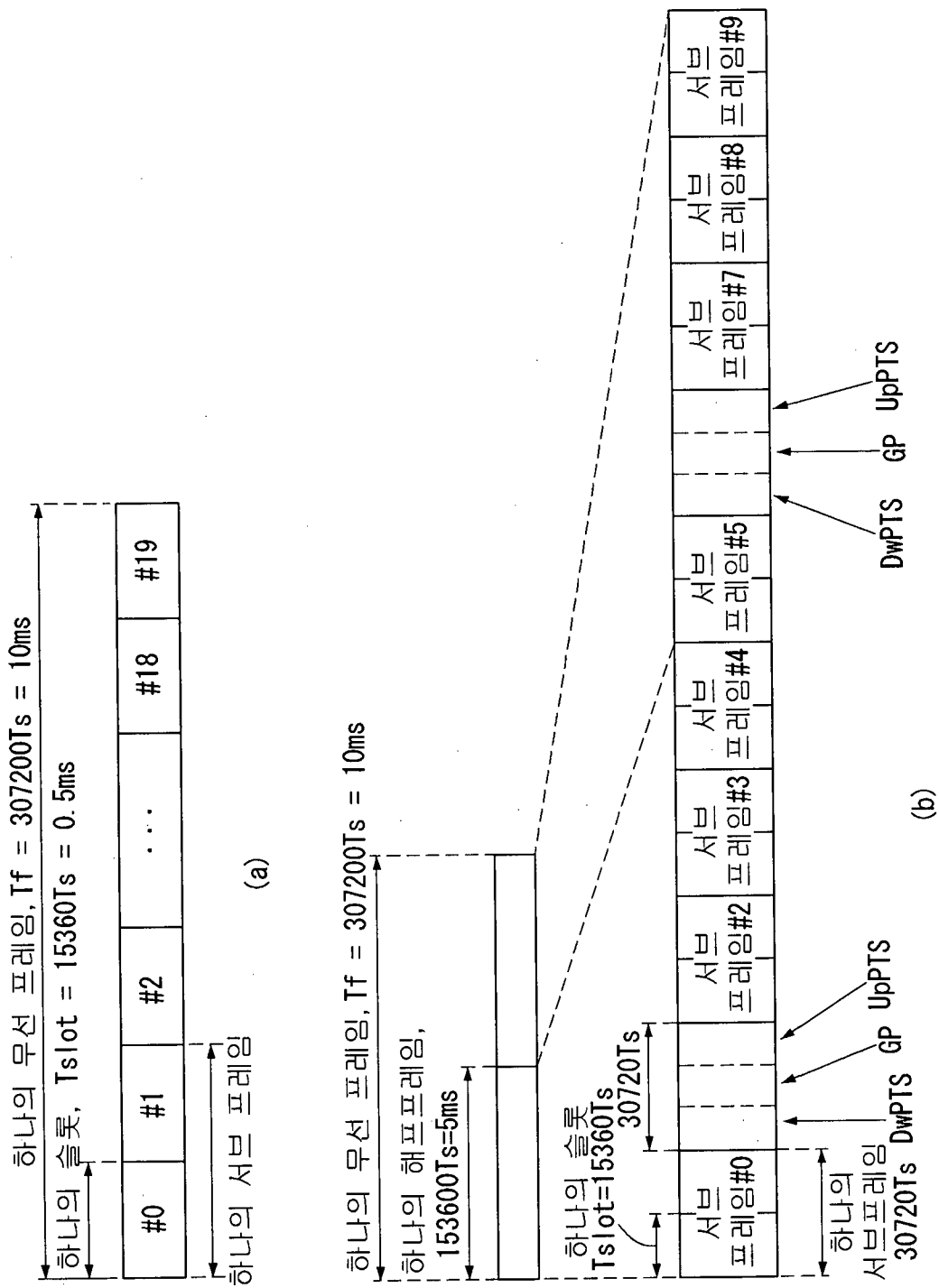
상기 코드북 (C) 은 수직 안테나 요소 (vertical antenna element) 에
대한 수직 코드북 (W_V) 과 수평 안테나 요소 (horizontal antenna
element) 에 대한 수평 코드북 (W_H) 의 크로네커 곱 (Kronecker product) 으로
5 구성되고,

상기 코드북 (C) 을 구성하기 위한 파라미터는 빔 (beam) 의 제1
차원 (dimension) 에서의 각도의 상한 값 및 하한 값 중 하나 이상을 포함하며,

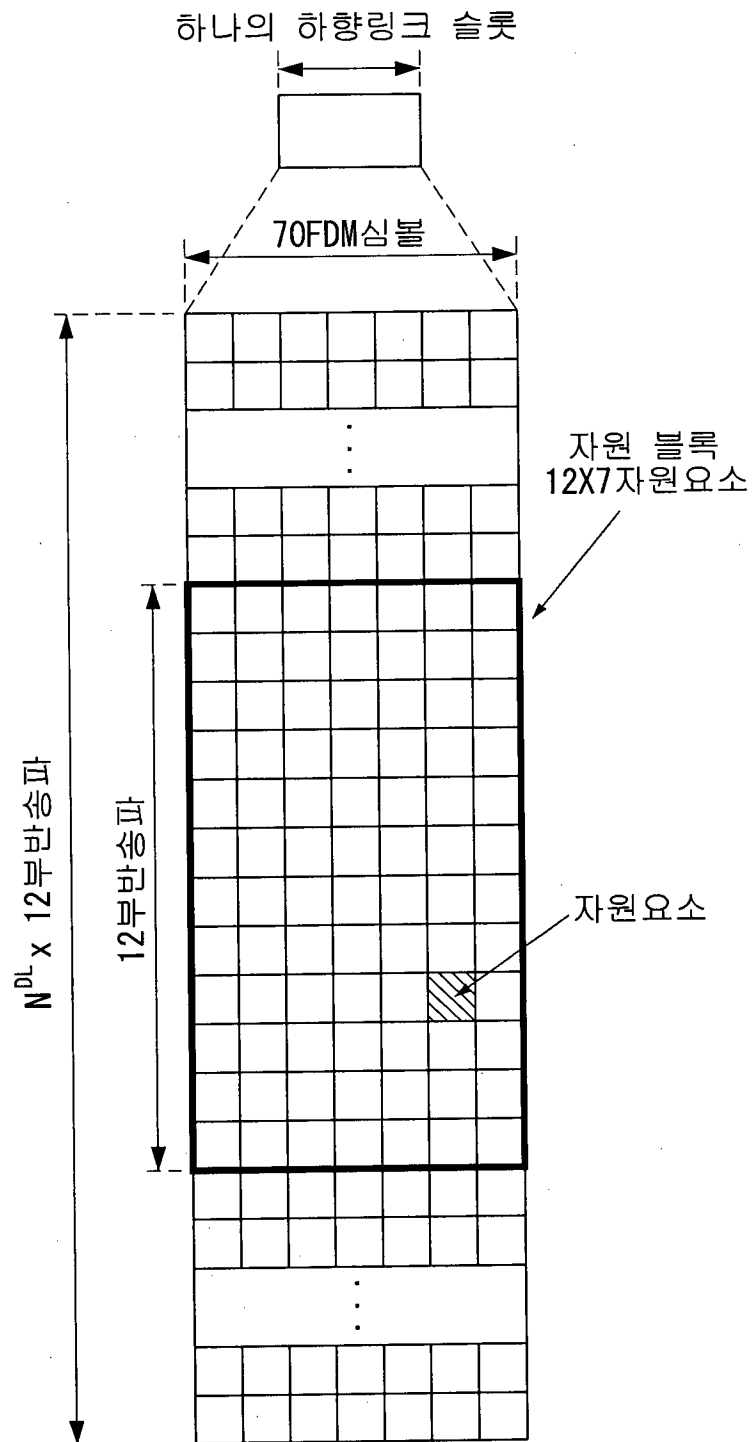
상기 코드북 (C) 으로부터 생성되는 빔 (beam) 의 상기 제1
차원 (dimension) 에서의 각도는 상기 상한 값 및 상기 하한 값의 범위 내로
10 정해지는 단말.

【도면】

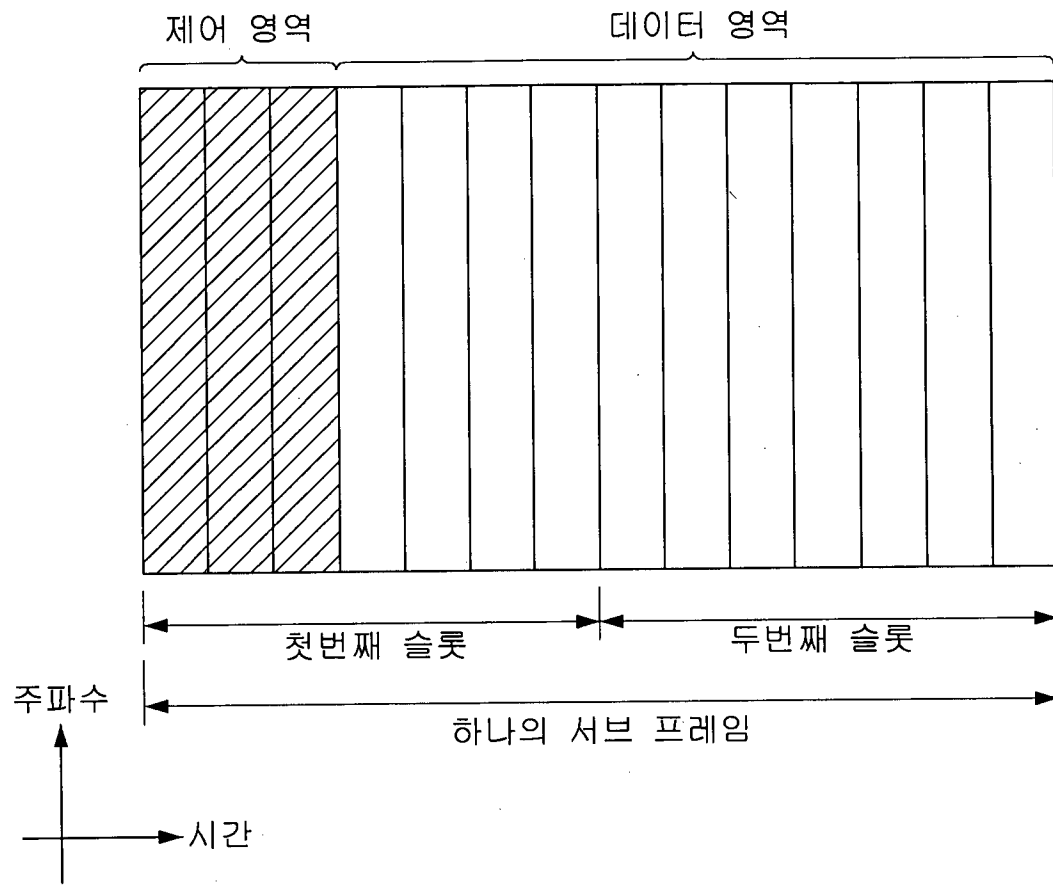
【도 1】



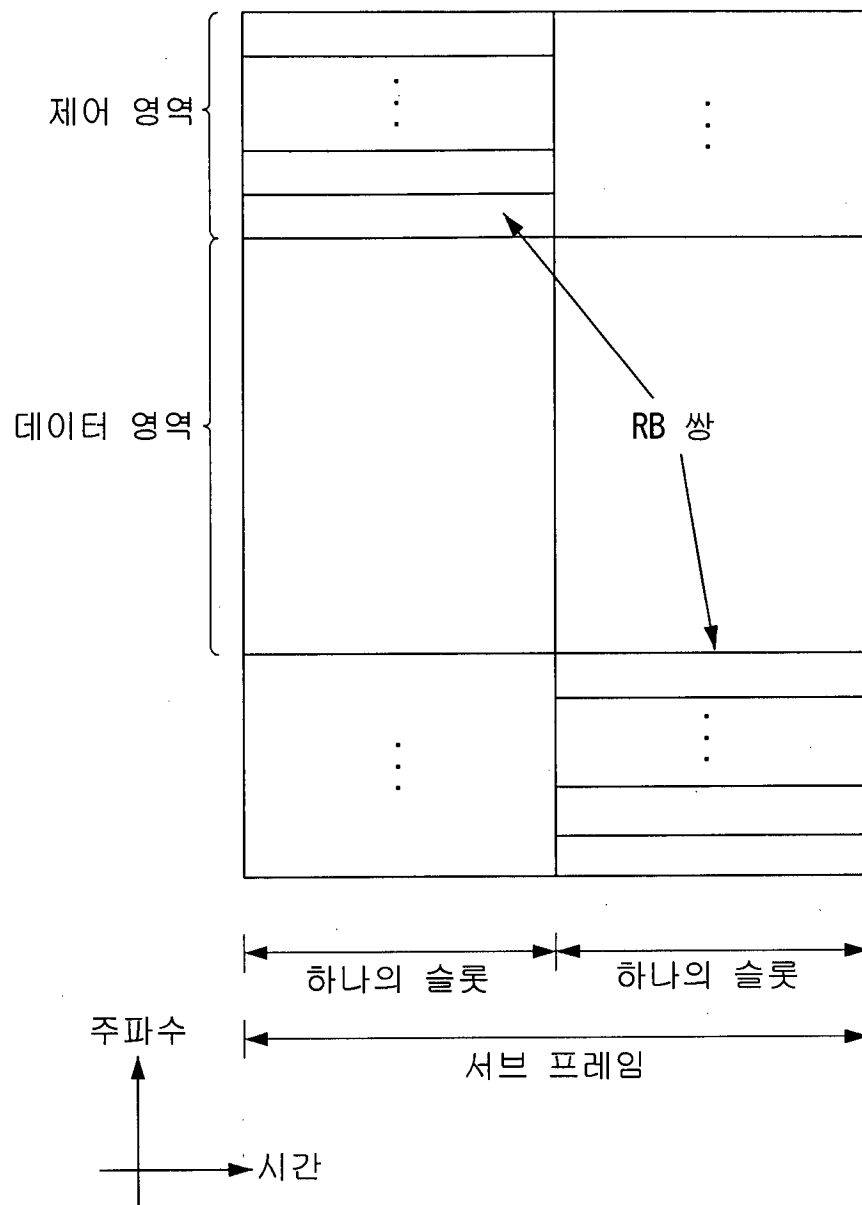
【도 2】



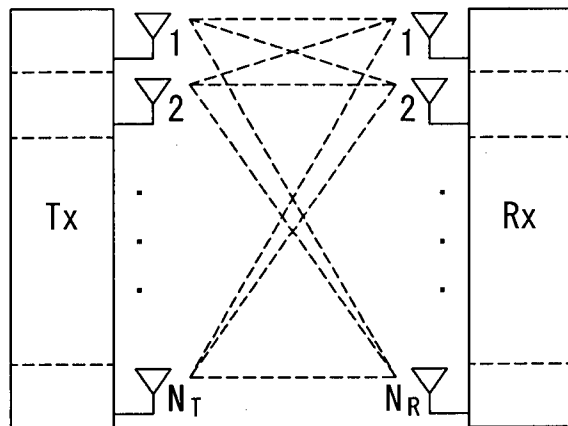
【도 3】



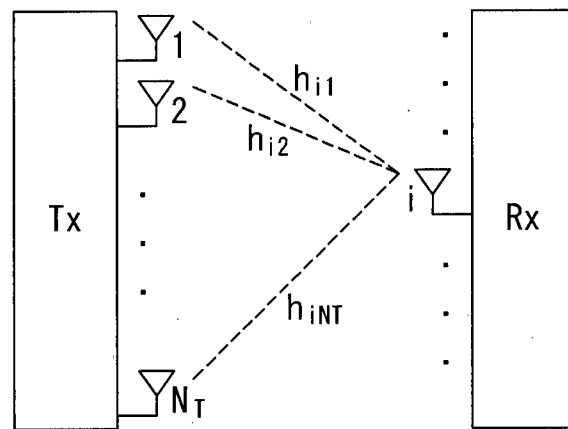
【도 4】



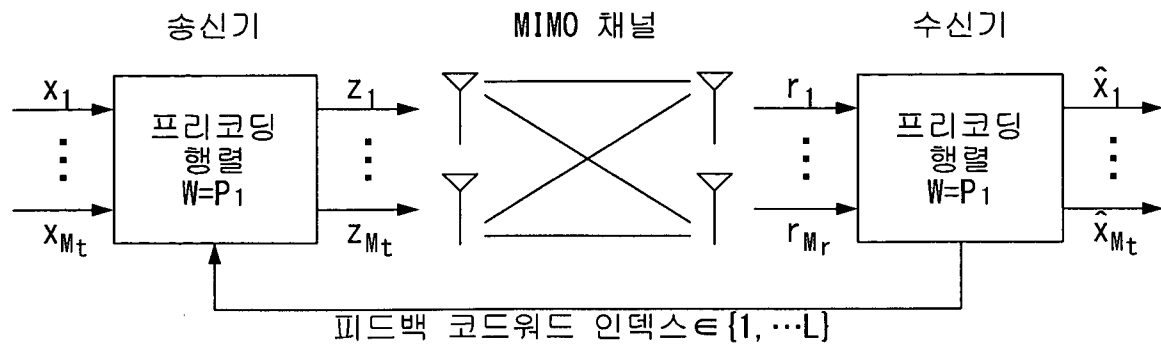
【도 5】



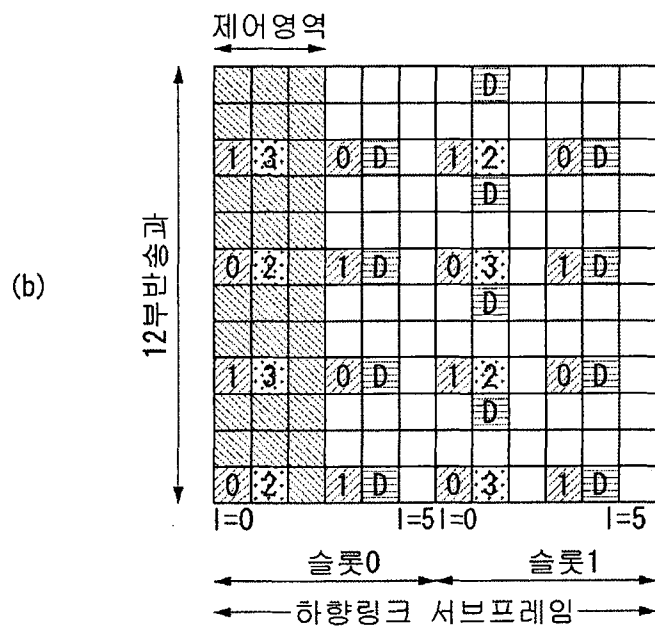
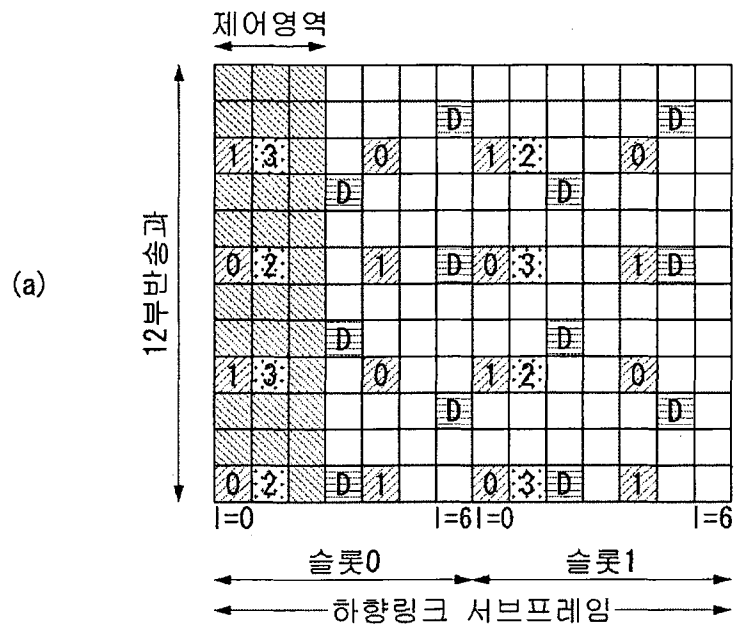
【도 6】



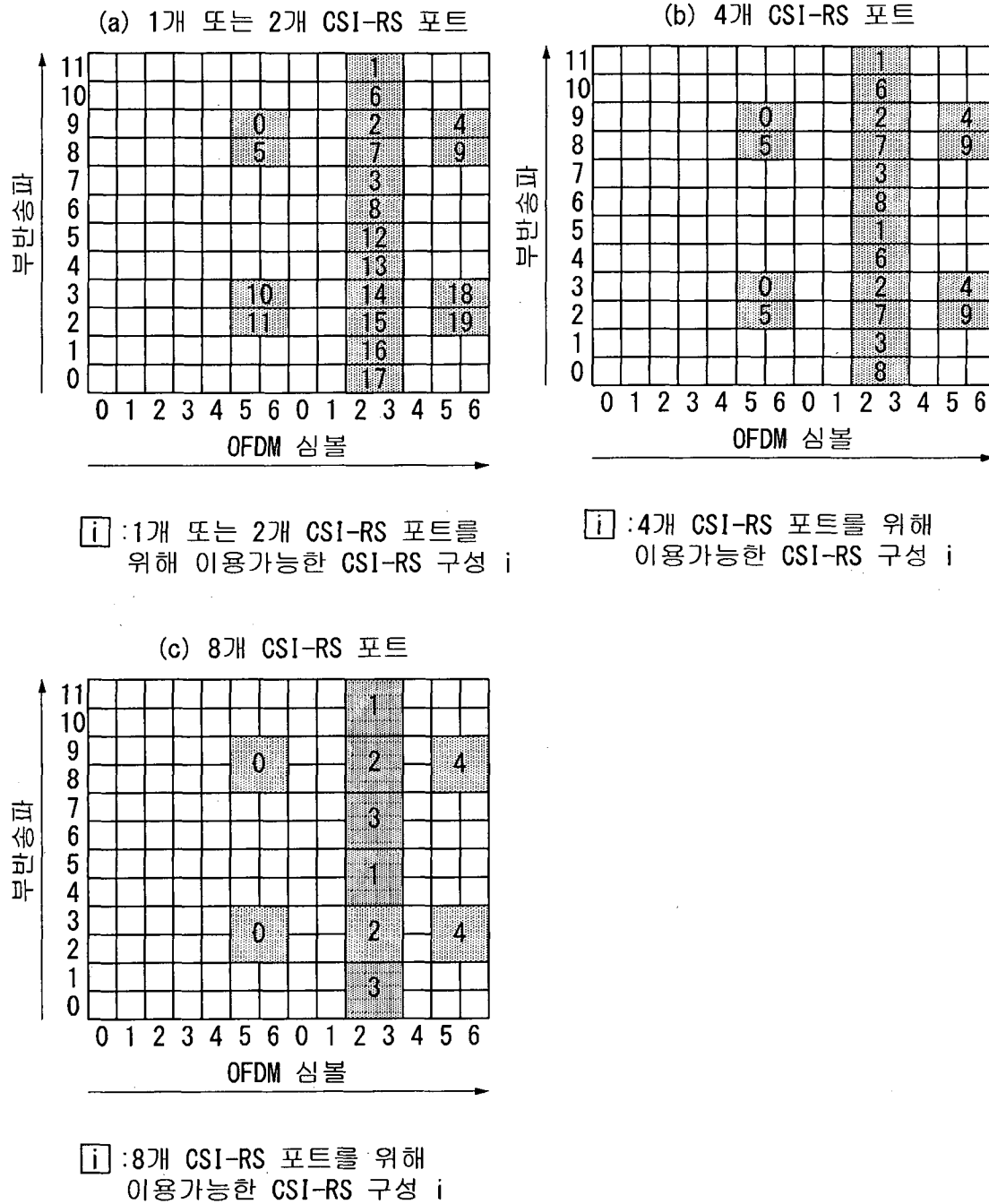
【도 7】



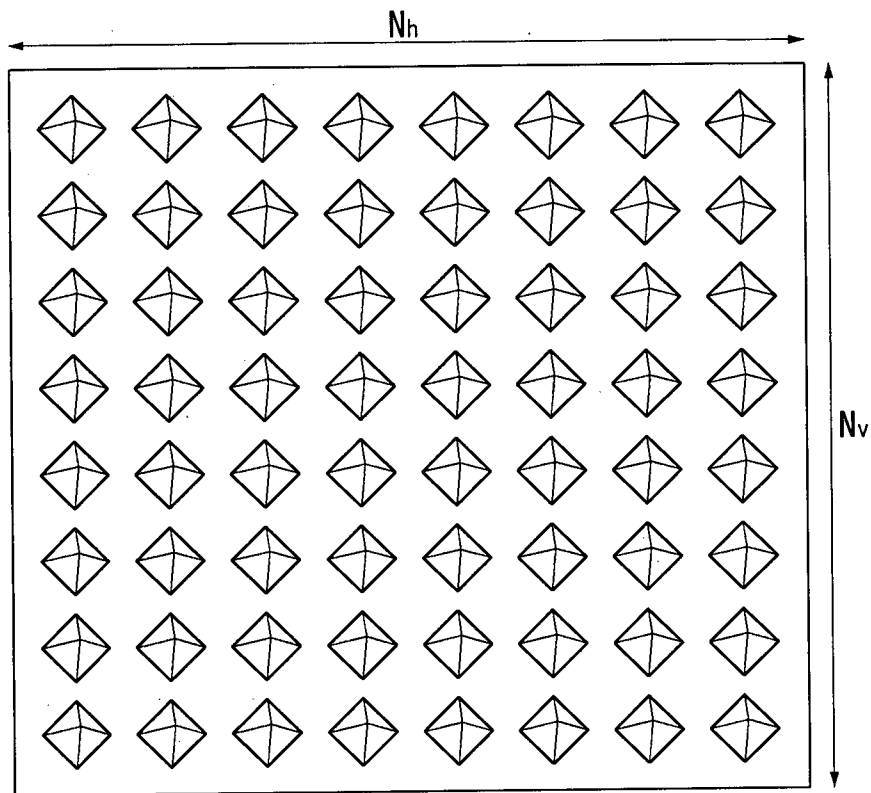
【도 8】



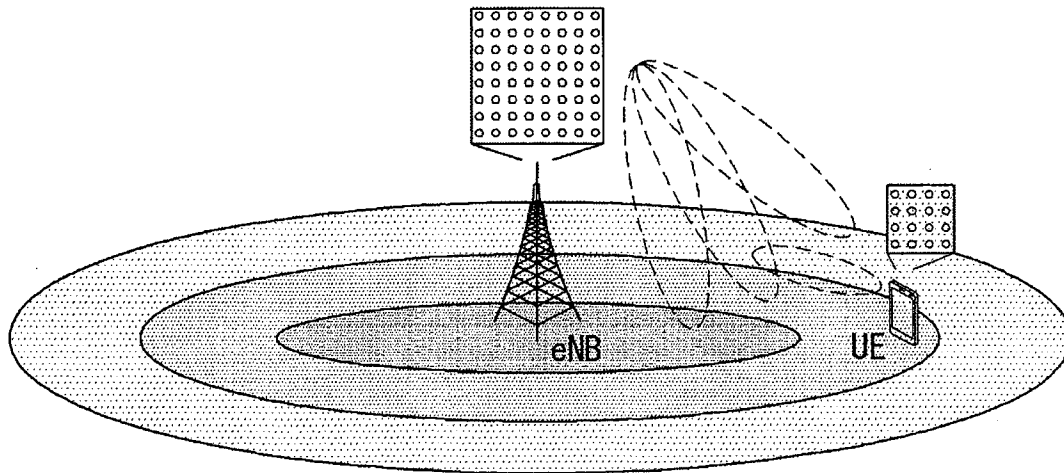
【도 9】



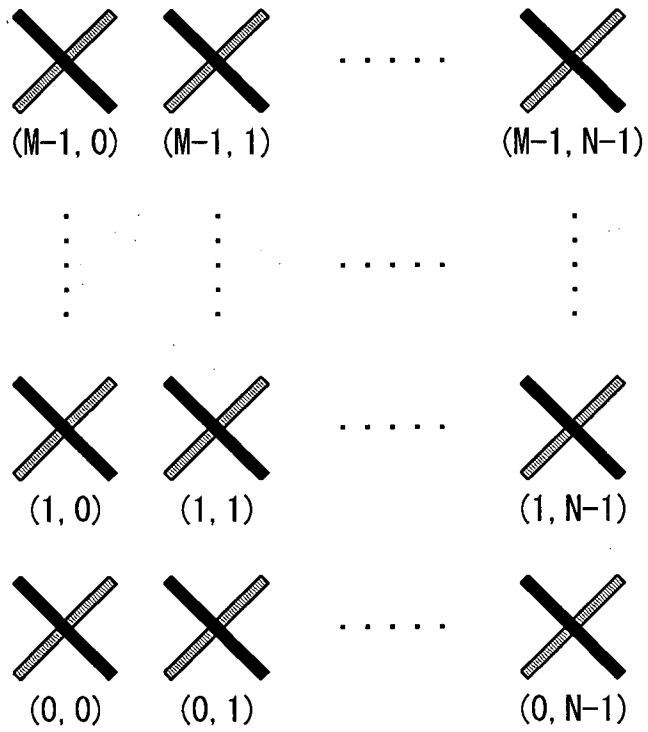
【도 10】



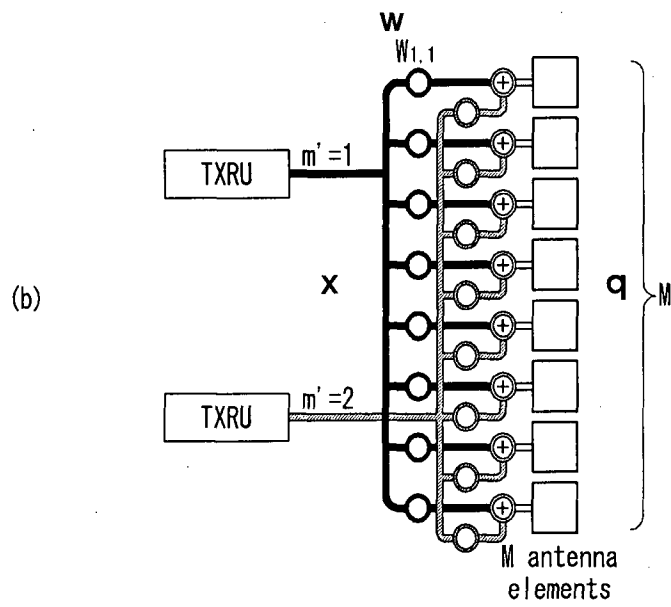
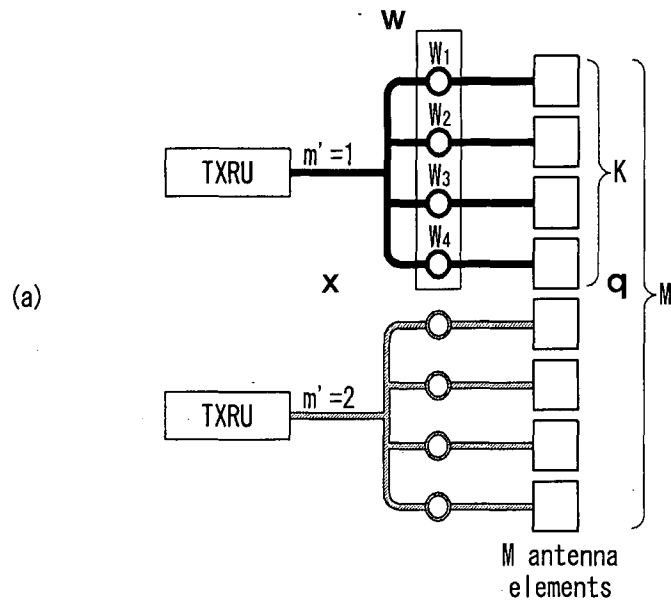
【도 11】



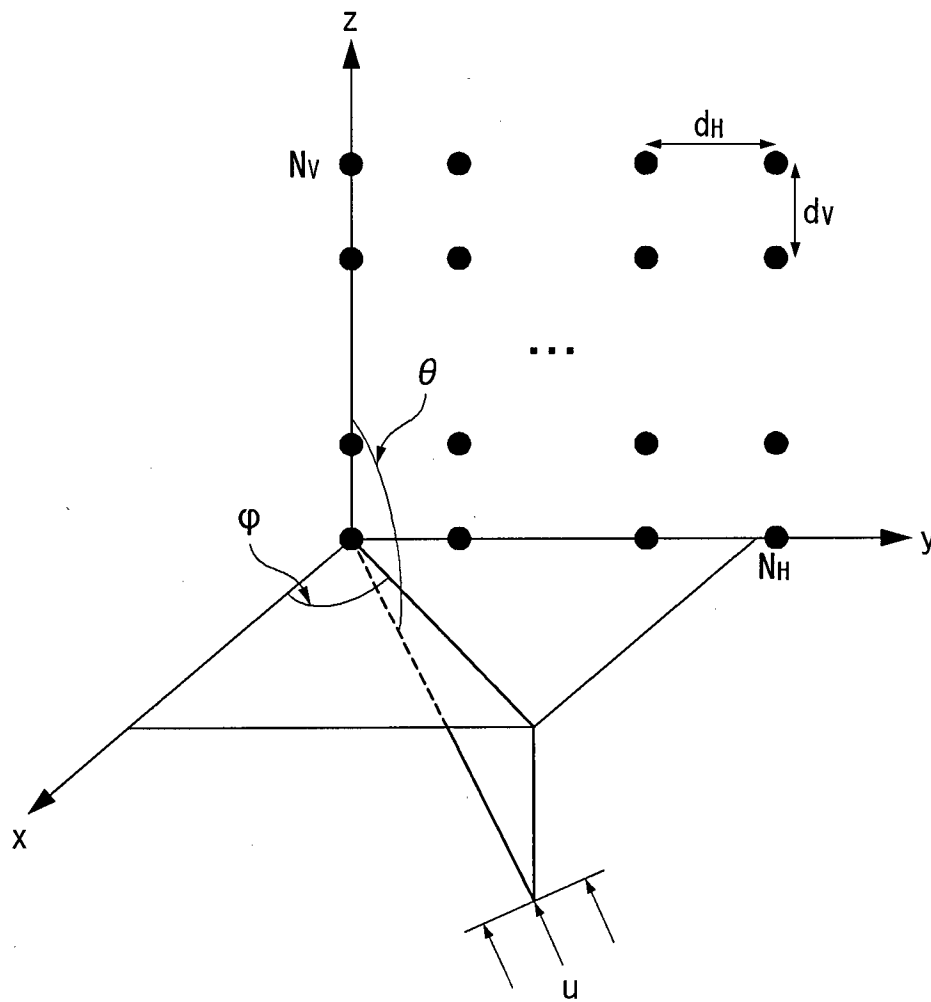
【도 12】



【도 13】



【도 14】



【도 15】

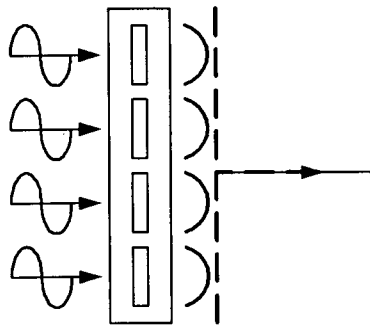
$$W_v = \begin{bmatrix} \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},2})) & \dots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},Q_v})) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},1})) & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},2})) & \dots & \exp(j \cdot 2\pi \cdot (N_v - 1) \cdot \frac{d_v}{\lambda} \cdot \cos(\theta_{\text{eilt},Q_v})) \end{bmatrix}$$

【도 16】

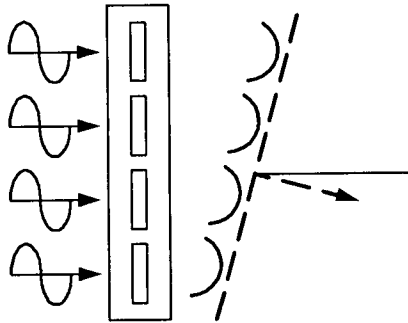
$$\begin{aligned} W_{H,1} &= \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},1}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) \end{bmatrix} \\ W_{H,2} &= \begin{bmatrix} \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},1})\right) & \cdots & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{\text{eiltl},2}) \cdot \sin(\varphi_{\text{escan},2})\right) \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$W_{H, Q_i} = \begin{bmatrix} \vdots & \vdots & 1 & \vdots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{entlt, Q_i}) \cdot \sin(\varphi_{escan, 1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{entlt, Q_i}) \cdot \sin(\varphi_{escan, 2})\right) & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{entlt, Q_i}) \cdot \sin(\varphi_{escan, 1})\right) & \exp\left(j \cdot 2\pi \cdot (N_H - 1) \cdot \frac{d_H}{\lambda} \cdot \sin(\theta_{entlt, Q_i}) \cdot \sin(\varphi_{escan, 2})\right) & \vdots & \vdots & \vdots \end{bmatrix}$$

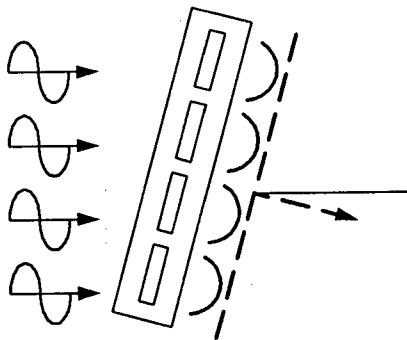
【도 17】



(a) Without tilt

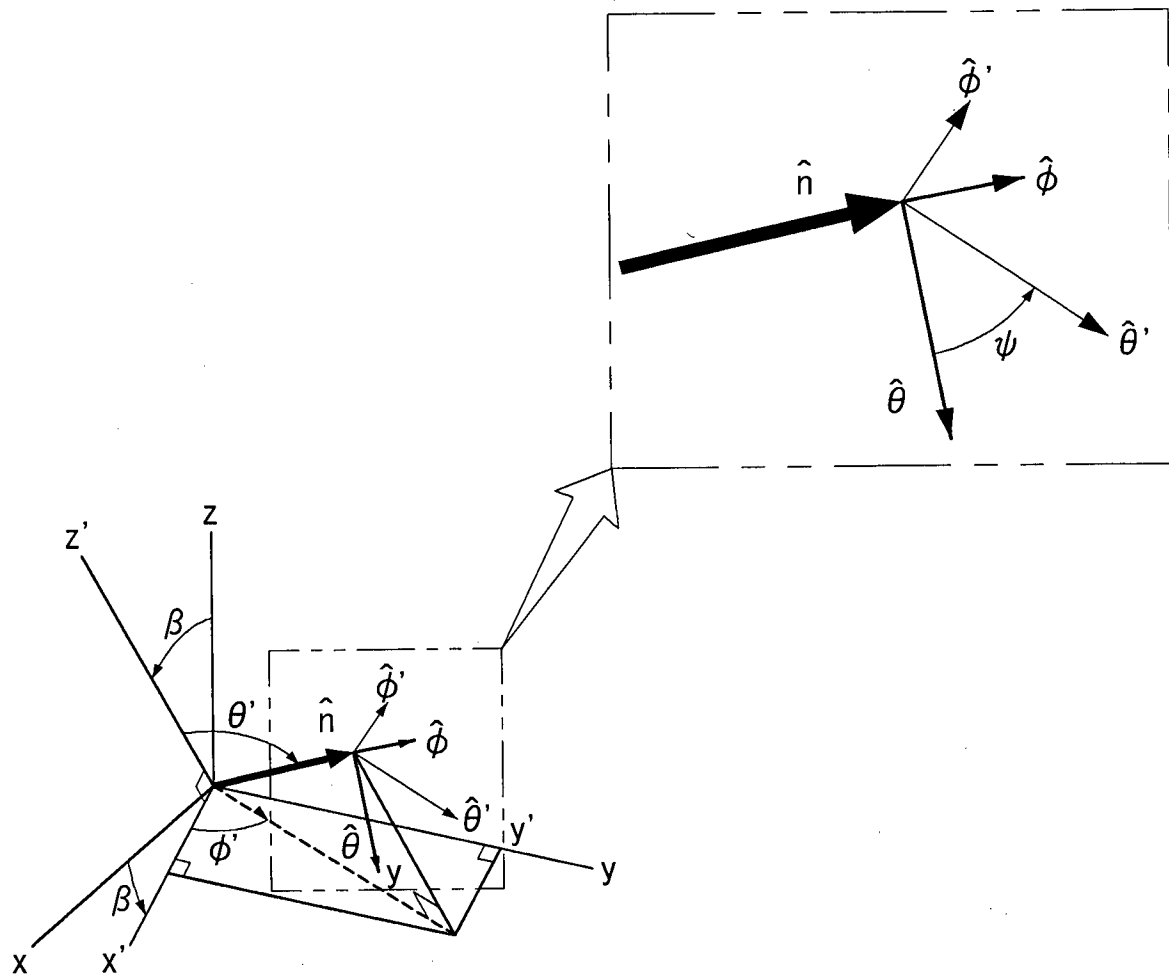


(b) Electrical tilt

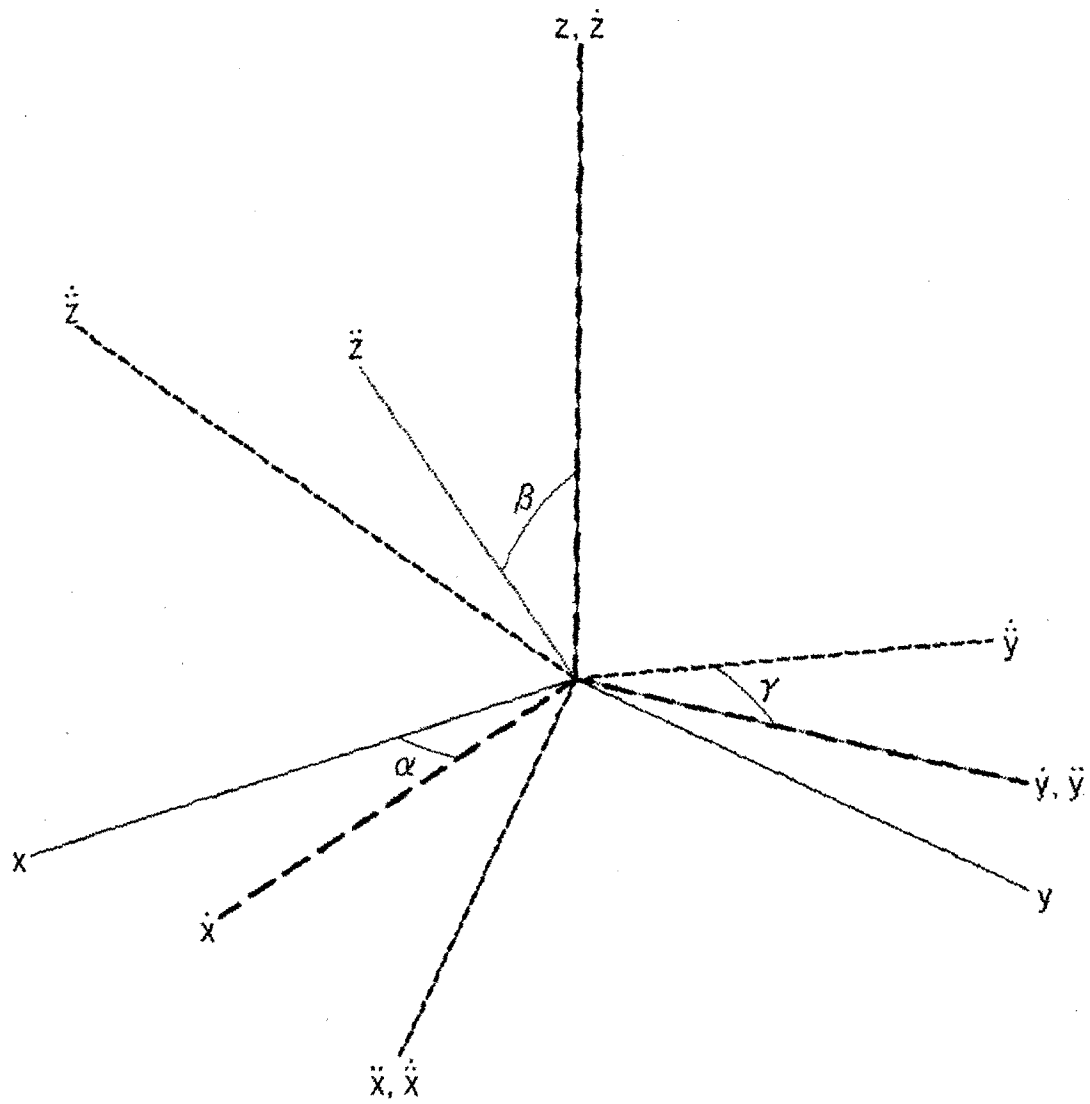


(c) Mechanical tilt

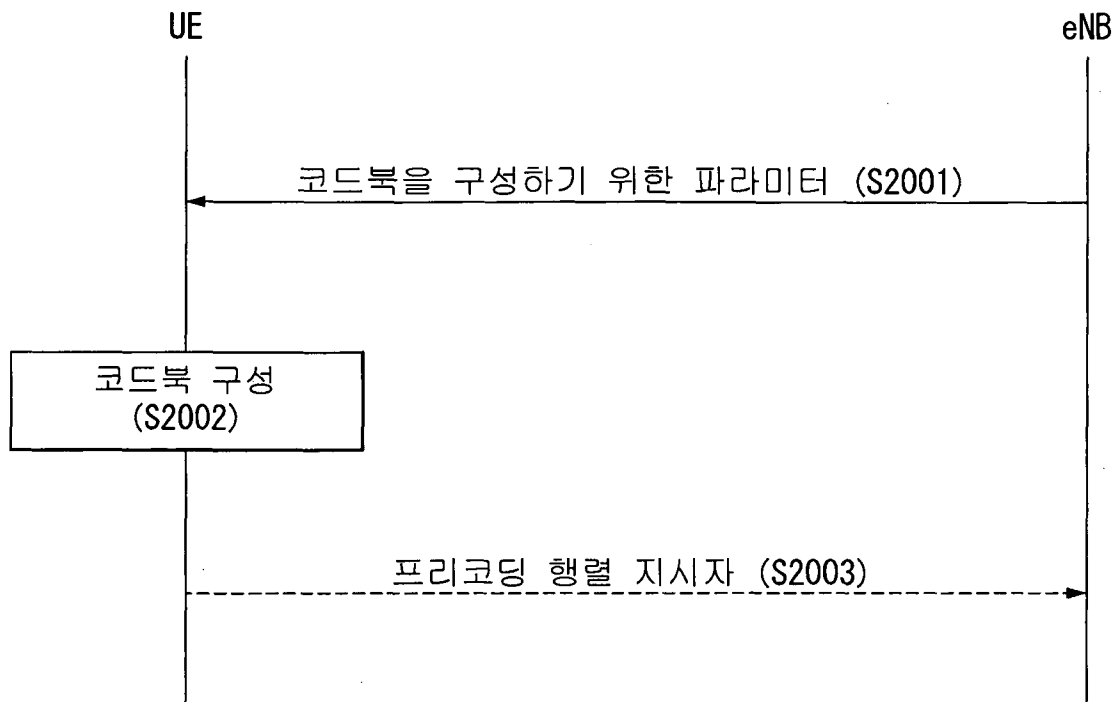
【도 18】



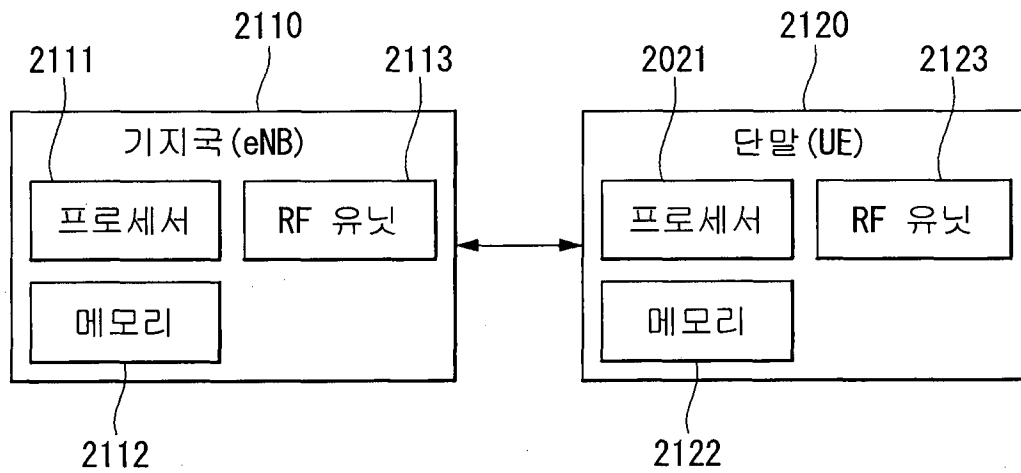
【도 19】



【도 20】



【도 21】



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2016/007114**A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER****H04B 7/04(2006.01)i, H04B 7/06(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 88/02; H04B 7/10; H04B 7/06; H04W 88/08; H04W 72/04; G10L 21/00

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: multiple antenna wireless communication, codebook, vertical code book, horizontal code book, Kronecker product, beam, upper value, lower value

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	US 2015-0146650 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 28 May 2015 See paragraphs [0058]-[0124]; claims 1, 3; and figures 4, 9.	1,4-6,11,12
A		2,3,7-10
Y	WO 2014-119276 A1 (NEC CORPORATION) 07 August 2014 See paragraphs [0023]-[0037]; and figures 25, 26.	1,4-6,11,12
A	US 7895044 B2 (LIN, Xintian E. et al.) 22 February 2011 See column 4, line 24-column 5, line 17; and figure 2.	1-12
A	KR 10-2015-0058471 A (INTERDIGITAL PATENT HOLDINGS, INC.) 28 May 2015 See paragraphs [0132]-[0135]; and figure 9b.	1-12
A	KR 10-2013-0009314 A (SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.) 23 January 2013 See paragraphs [0027]-[0051]; and figures 4-7.	1-12



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

21 OCTOBER 2016 (21.10.2016)

Date of mailing of the international search report

24 OCTOBER 2016 (24.10.2016)

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/KR2016/007114

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
US 2015-0146650 A1	28/05/2015	NONE	
WO 2014-119276 A1	07/08/2014	AU 2014-212975 A1 EP 2953282 A1 EP 2953282 A4 US 2015-0372729 A1	20/08/2015 09/12/2015 10/08/2016 24/12/2015
US 7895044 B2	22/02/2011	CN 101138168 A CN 101138168 B CN 103095352 A DE 112006000195 B4 DE 112006000195 T5 DE 202006021149 U1 GB 2437859 A GB 2437859 B TW 1315946 B US 2006-0155533 A1 US 2006-0155534 A1 US 2009-0323844 A1 US 2009-0326933 A1 US 2010-0067594 A1 US 2010-0157921 A1 US 2013-0033977 A1 US 2013-0058204 A1 US 2013-0195099 A1 US 2013-0202056 A1 US 7778826 B2 US 8340961 B2 US 8417517 B2 US 8428937 B2 US 8682656 B2 WO 2006-076213 A1	05/03/2008 23/04/2014 08/05/2013 28/02/2013 06/03/2008 06/03/2013 07/11/2007 10/06/2009 11/10/2009 13/07/2006 13/07/2006 31/12/2009 31/12/2009 18/03/2010 24/06/2010 07/02/2013 07/03/2013 01/08/2013 08/08/2013 17/08/2010 25/12/2012 09/04/2013 23/04/2013 25/03/2014 20/07/2006
KR 10-2015-0058471 A	28/05/2015	CN 104737465 A EP 2901569 A1 IN 2516DEN2015 A JP 2016-500942 A TW 201419786 A US 2014-0093005 A1 WO 2014-052879 A1	24/06/2015 05/08/2015 11/09/2015 14/01/2016 16/05/2014 03/04/2014 03/04/2014
KR 10-2013-0009314 A	23/01/2013	AU 2014-284745 A1 CA 2841973 A1 CN 103814529 A EP 2732562 A2 EP 2732562 A4 JP 2014-525191 A US 2013-0017836 A1 WO 2013-012185 A2	23/01/2014 24/01/2013 21/05/2014 21/05/2014 21/01/2015 25/09/2014 17/01/2013 24/01/2013

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2016/007114

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
		WO 2013-012185 A3	11/04/2013

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))**H04B 7/04(2006.01)i, H04B 7/06(2006.01)i****B. 조사된 분야**

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04B 7/04; H04W 88/02; H04B 7/10; H04B 7/06; H04W 88/08; H04W 72/04; G10L 21/00

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: 다중 안테나 무선 통신, 코드북, 수직 코드북, 수평 코드북, 크로네커 곱, 빔, 상한 값, 하한 값

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
Y	US 2015-0146650 A1 (LG ELECTRONICS INC.) 2015.05.28 단락 [0058]-[0124]; 청구항 1, 3; 및 도면 4, 9 참조.	1,4-6,11,12
A		2,3,7-10
Y	WO 2014-119276 A1 (NEC CORPORATION) 2014.08.07 단락 [0023]-[0037]; 및 도면 25, 26 참조.	1,4-6,11,12
A	US 7895044 B2 (XINTIAN E. LIN 등) 2011.02.22 컬럼 4, 라인 24 - 컬럼 5, 라인 17; 및 도면 2 참조.	1-12
A	KR 10-2015-0058471 A (인터디지털 패튼 홀딩스, 인크) 2015.05.28 단락 [0132]-[0135]; 및 도면 9b 참조.	1-12
A	KR 10-2013-0009314 A (삼성전자주식회사) 2013.01.23 단락 [0027]-[0051]; 및 도면 4-7 참조.	1-12

☐ 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

2016년 10월 21일 (21.10.2016)

국제조사보고서 발송일

2016년 10월 24일 (24.10.2016)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소



대한민국 특허청

(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,

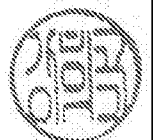
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

강희국

전화번호 +82-42-481-8264



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
US 2015-0146650 A1	2015/05/28	없음	
WO 2014-119276 A1	2014/08/07	AU 2014-212975 A1 EP 2953282 A1 EP 2953282 A4 US 2015-0372729 A1	2015/08/20 2015/12/09 2016/08/10 2015/12/24
US 7895044 B2	2011/02/22	CN 101138168 A CN 101138168 B CN 103095352 A DE 112006000195 B4 DE 112006000195 T5 DE 202006021149 U1 GB 2437859 A GB 2437859 B TW I315946 B US 2006-0155533 A1 US 2006-0155534 A1 US 2009-0323844 A1 US 2009-0326933 A1 US 2010-0067594 A1 US 2010-0157921 A1 US 2013-0033977 A1 US 2013-0058204 A1 US 2013-0195099 A1 US 2013-0202056 A1 US 7778826 B2 US 8340961 B2 US 8417517 B2 US 8428937 B2 US 8682656 B2 WO 2006-076213 A1	2008/03/05 2014/04/23 2013/05/08 2013/02/28 2008/03/06 2013/03/06 2007/11/07 2009/06/10 2009/10/11 2006/07/13 2006/07/13 2009/12/31 2009/12/31 2010/03/18 2010/06/24 2013/02/07 2013/03/07 2013/08/01 2013/08/08 2010/08/17 2012/12/25 2013/04/09 2013/04/23 2014/03/25 2006/07/20
KR 10-2015-0058471 A	2015/05/28	CN 104737465 A EP 2901569 A1 IN 2516DEN2015 A JP 2016-500942 A TW 201419786 A US 2014-0093005 A1 WO 2014-052879 A1	2015/06/24 2015/08/05 2015/09/11 2016/01/14 2014/05/16 2014/04/03 2014/04/03
KR 10-2013-0009314 A	2013/01/23	AU 2014-284745 A1 CA 2841973 A1 CN 103814529 A EP 2732562 A2 EP 2732562 A4 JP 2014-525191 A US 2013-0017836 A1 WO 2013-012185 A2	2014/01/23 2013/01/24 2014/05/21 2014/05/21 2015/01/21 2014/09/25 2013/01/17 2013/01/24

국제조사보고서에서
인용된 특허문헌

공개일

대응특허문헌

공개일

WO 2013-012185 A3

2013/04/11