

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국



(43) 국제공개일
2012년 2월 2일 (02.02.2012)

PCT

(10) 국제공개번호
WO 2012/015252 A2

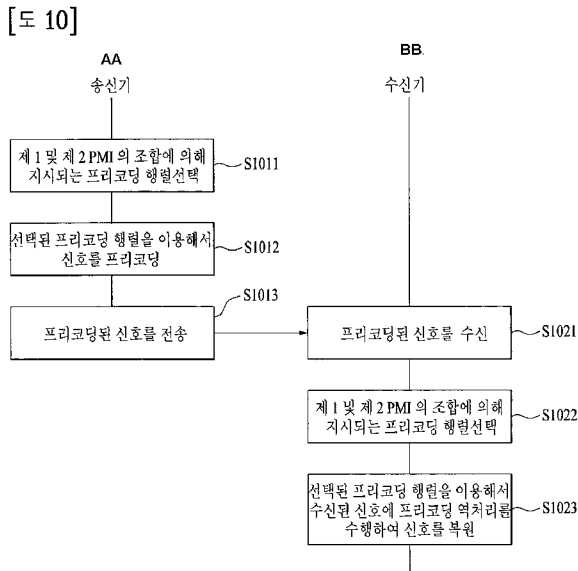
- (51) 국제특허분류:
H04B 7/04 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2011/005561
- (22) 국제출원일: 2011년 7월 28일 (28.07.2011)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
61/369,032 2010년 7월 29일 (29.07.2010) US
- (71) 출원인 (US 을(를) 제외한 모든 지정국에 대하여): 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 서울 영등포구 여의도동 20, 150-721 Seoul (KR).
- (72) 발명자; 겸
- (75) 발명자/출원인 (US 에 한하여): 김형태 (KIM, Hyung-tae) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, 431-080 Gyeonggi-do (KR). 서

- 한별 (SEO, Hanbyul) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, 431-080 Gyeonggi-do (KR). 김기준 (KIM, Kijun) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, 431-080 Gyeonggi-do (KR). 이대원 (LEE, Dae-won) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533번지 엘지전자 특허센터, 431-080 Gyeonggi-do (KR).
- (74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 서울 송파구 잠실동 175-9 현대빌딩 7층 KBK 특허법률사무소, 138-861 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, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE,

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR SENDING AND RECEIVING PRECODED SIGNALS ON A WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호 송수신 방법 및 장치



- AA ... Sending station
- BB ... Receiving station
- S1011 ... Select precoding matrix indicated by means of a combination of a first and a second PMI
- S1012 ... Precode a signal by using the selected precoding matrix
- S1013 ... Transmit the precoded signal
- S1021 ... Receive the precoded signal
- S1022 ... Select precoding matrix indicated by means of the combination of the first and the second PMI
- S1023 ... Restore the received signal by subjecting the signal to precoding reverse processing by using the selected precoding matrix

(57) Abstract: The present invention relates to a wireless communication system, and, more specifically, disclosed are a method and device for sending and receiving precoded signals. According to one embodiment of the present invention, a method whereby a sending station transmits a precoded signal on a wireless communication system that supports multiple-antenna transmission comprises the steps of: determining a first matrix from a first codebook containing precoding matrices in which a first precoding matrix indicator is indicated, determining a second matrix from a second codebook containing precoding matrices in which a second PMI is indicated, and determining a precoding matrix based on the first matrix and the second matrix; carrying out precoding by using the precoding matrix so determined in at least one layer where the signal to be transmitted is mapped; and transmitting the precoded signal to a receiving station. The precoding matrices contained in the first codebook may respectively be constituted from a block diagonal matrix, and the blocks of the block diagonal matrix may be constituted independently from each other, while the precoding matrices contained in the second codebook may respectively be constituted from an ancestor element and a child element, and the child element may comprise a phase rotation value.

(57) 요약서:

[다음 쪽 계속]



SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

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, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

(84) **지정국** (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, 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,

공개:

— 국제조사보고서 없이 공개하며 보고서 접수 후 이를 별도 공개함 (규칙 48.2(g))

본 발명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 구체적으로는 프리코딩된 신호를 송수신하는 방법 및 장치가 개시된다. 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신기가 프리코딩된 신호를 전송하는 방법은, 제 1 프리코딩행렬지시자가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬을 결정하고, 제 1 행렬 및 제 2 행렬에 기초하여 프리코딩 행렬을 결정하는 단계; 전송될 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 결정된 프리코딩 행렬을 이용하여 프리코딩을 수행하는 단계; 및 프리코딩된 신호를 수신기로 전송하는 단계를 포함하며, 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적으로 구성되며, 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소와 하위요소로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전 값을 포함할 수 있다.

【명세서】

【발명의 명칭】

무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호 송수신 방법 및 장치

【기술분야】

- 5 이하의 설명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 구체적으로는 프리코딩된 신호를 송수신하는 방법 및 장치에 대한 것이다.

【배경기술】

다중 입출력(MIMO: Multi-Input Multi-Output) 기술은 한 개의 송신 안테나와 한 개의 수신 안테나를 사용했던 것에서 탈피하여 다중 송신 안테나와 다중 수신
10 안테나를 사용하여 데이터의 송수신 효율을 향상시키는 기술이다. 단일 안테나를 사용하면 수신측은 데이터를 단일 안테나 경로(path)를 통해 수신하지만, 다중 안테나를 사용하면 수신단은 여러 경로를 통해 데이터를 수신한다. 따라서, 데이터 전송 속도와 전송량을 향상시킬 수 있고, 커버리지(coverage)를 증대시킬 수 있다.

다중 안테나 무선 통신 시스템에서 수신단(예를 들어, 단말)이 송신단(예를
15 들어, 기지국)으로 피드백하는 정보로서, 랭크 지시자(Rank Indicator; RI), 프리코딩 행렬 인덱스(Precoding Matrix Index; PMI), 채널 품질 정보(Channel Quality Information; CQI) 등이 정의되어 있다. 이들 피드백 정보를 통칭하여 채널상태정보(Channel State Information; CSI)라고 할 수 있다. 단말은 기지국으로부터의 채널에 대한 측정 결과에 기초하여, 단말이 선호하는 PMI 및 RI 를
20 기지국에게 피드백할 수 있다. 여기서, 단말이 선호하는 RI 는, 주어진 채널 상태에서 기지국에 의해 사용된다면 가장 높은 전송률을 가질 수 있는 하향링크 전송 랭크 값에 해당한다. 또한, 단말이 선호하는 PMI 는 프리코딩 행렬 후보들의 집합인 코드북에서 단말이 측정한 채널 상태에 적합한 프리코딩 행렬을 나타내는 인덱스이며, 코드북은 기지국과 단말 사이에 미리 정해져서 공유되어 있는 것이
25 사용된다. 또한, CQI 는 단말이 보고한 PMI/RI 에 기초하여 계산되며, 하향링크 전송에 적용되는 변조및코딩기법(Modulation and Coding Scheme; MCS) 레벨에 해당한다. 여기서, CQI 는, 단말이 보고한 PMI/RI 에 따른 프리코더 정보 및 랭크 값이 사용되는 경우에, 허용가능한 정도의 패킷 에러율을 제공하는 MCS 레벨을 나타낼 수 있다.

30 【발명의 상세한 설명】

【기술적 과제】

기존의 다중 안테나 무선 통신 시스템에 비하여 확장된 안테나 구성을 가지는 새로운 시스템의 도입이 논의되고 있다. 예를 들어, 기존의 시스템에서 4 개의 송신 안테나(4Tx)까지만을 지원하였지만, 확장된 안테나 구성을 갖는 새로운 시스템에서는 8 개의 송신 안테나(8Tx)를 통한 MIMO 전송을 지원하여 보다 증대된 시스템 용량을 제공할 수 있다.

또한, 다중 사용자(Multiple User)-MIMO (MU-MIMO) 기법에 따른 통신을 올바르게 수행하기 위해서는, 단일 사용자(Single User)-MIMO (SU-MIMO) 기법에 따른 통신에 비하여 채널 상태를 보다 더 정확하게 나타낼 수 있는 채널 상태 피드백이 요구된다. 특히, 미리 정해진 코드북에 기반한 PMI 피드백의 경우에는 보다 정확하게 채널 상태를 나타낼 수 있는 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북을 설계하는 것이 중요하다. 이를 위하여 채널 상태를 나타내는 2 개의 서로 다른 속성의 프리코딩 정보(예를 들어, W1 및 W2)로부터 하나의 최종 프리코딩 행렬(W)을 결정하는 계층적 코드북(hierarchical codebook)을 이용하여 프리코딩 정보를 나타낼 수 있다.

본 발명에서는 확장된 안테나 구성을 가지는 시스템에서 채널 상태를 보다 정확하게 반영할 수 있는 계층적 코드북을 이용하여 프리코딩된 신호를 송수신하는 방법 및 장치를 제공하는 것을 기술적 과제로 한다.

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】

상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 일 실시예에 따른 다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신기가 프리코딩된 신호를 전송하는 방법은, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬(W1)을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬(W2)을 결정하고, 상기 제 1 행렬(W1) 및 제 2 행렬(W2)에 기초하여 프리코딩 행렬(W)를 결정하는 단계; 전송될 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 상기 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩을 수행하는 단계; 및 상기 프리코딩된

신호를 수신기로 전송하는 단계를 포함할 수 있다. 여기서, 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성될 수 있다. 또한, 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함할 수 있다.

상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 수신기가 프리코딩된 신호를 수신하는 방법은, 송신기가 전송하는 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 프리코딩이 수행된, 프리코딩된 신호를 상기 송신기로부터 수신하는 단계; 및 상기 프리코딩된 신호를, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 결정된 제 1 행렬(W1) 및 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 결정된 제 2 행렬(W2)에 기초하여 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 처리하는 단계를 포함할 수 있다.

여기서, 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성될 수 있다. 또한, 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함할 수 있다.

상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호를 전송하는 송신기는, 수신기로 신호를 전송하는 전송 모듈; 상기 수신기로부터 신호를 수신하는 수신 모듈; 상기 전송 모듈 및 상기 수신 모듈을 포함하는 상기 송신기를 제어하는 프로세서를 포함할 수 있다. 여기서, 상기 프로세서는, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬(W1)을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬(W2)을 결정하고, 상기 제 1 행렬(W1) 및 제 2 행렬(W2)에 기초하여 프리코딩 행렬(W)를 결정하고; 전송될 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 상기 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩을 수행하고; 상기 전송 모듈을 통하여 상기 프리코딩된 신호를 상기 수신기로 전송하도록

구성될 수 있다. 여기서, 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성될 수 있다. 또한, 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로
5 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함할 수 있다.

상기의 기술적 과제를 해결하기 위하여 본 발명의 또 다른 실시예에 따른 다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호를 수신하는 수신기는, 송신기로 신호를 전송하는 전송 모듈; 상기 송신기로부터 신호를 수신하는 수신 모듈; 상기 전송 모듈 및 상기 수신 모듈을 포함하는 상기 수신기를
10 제어하는 프로세서를 포함할 수 있다. 여기서, 상기 프로세서는, 상기 송신기가 전송하는 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 프리코딩이 수행된, 프리코딩된 신호를 상기 송신기로부터 상기 수신 모듈을 통하여 수신하고; 상기 프리코딩된 신호를, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 결정된 제 1 행렬(W1) 및 제 2 PMI가 지시하는
15 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 결정된 제 2 행렬(W2)에 기초하여 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 처리하도록 구성될 수 있다. 여기서, 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로
20 구성될 수 있다. 또한, 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함할 수 있다.

본 발명의 실시예들에 대해서 이하의 사항이 공통으로 적용될 수 있다.

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬(W1(i)) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째
25 프리코딩 행렬(W2(j))는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & Y_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} e_M^k & e_M^l & \dots & e_M^n \\ \alpha_j e_M^k & \beta_j e_M^l & \dots & \gamma_j e_M^n \end{bmatrix}$$

W1(i)는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며, W2(j) 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, e_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 e_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $e_M^k, e_M^l, \dots, e_M^n$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j e_M^k, \beta_j e_M^l, \dots, \gamma_j e_M^n$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k, l, n \leq M$ 이고, k, l, n 은 각각 정수(integer)일 수 있다.

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬(W1(i)) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬(W2(j))는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} e_M^{k1} & e_M^{l1} & \dots & e_M^{n1} \\ \alpha_j e_M^{k2} & \beta_j e_M^{l2} & \dots & \gamma_j e_M^{n2} \end{bmatrix}$$

W1(i)는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며, W2(j) 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기

레이어의 개수이고, \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^{k1}, \mathbf{e}_M^{l1}, \dots, \mathbf{e}_M^{n1}$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}, \beta_j \mathbf{e}_M^{l2}, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에
 5 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)일 수 있다.

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}$$

10 $W1(i)$ 는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며, $W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1,$
 15 $n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^{k1}, \mathbf{e}_M^{l1}, \dots, \mathbf{e}_M^{n1}$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}, \beta_j \mathbf{e}_M^{l2}, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)일 수 있다.

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \tilde{e}_M^k & \tilde{e}_M^l & \dots & \tilde{e}_M^n \\ \alpha_j \tilde{e}_M^k & \beta_j \tilde{e}_M^l & \dots & \gamma_j \tilde{e}_M^n \end{bmatrix}$$

5 $W1(i)$ 는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며, $W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, \tilde{e}_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 상기 X_i 의 열(column) 벡터들의 선형 조합(linear combination)을 구성하는 계수이고, \tilde{e}_M^k ,
 10 $\tilde{e}_M^l, \dots, \tilde{e}_M^n$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \tilde{e}_M^k, \beta_j \tilde{e}_M^l, \dots, \gamma_j \tilde{e}_M^n$ 은 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, k, l, n 은 각각 정수(integer)일 수 있다. 여기서, $\tilde{e}_M^p = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T$ 이고, c_1, c_2, c_3, c_4 는 복소수이고, W 는 다음의 수학적식과 같이 정의될 수 있다.

$$W = \left[\sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \quad \alpha_j \sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \right]^T$$

15 본 발명에 대하여 전술한 일반적인 설명과 후술하는 상세한 설명은 예시적인 것이며, 청구항 기재 발명에 대한 추가적인 설명을 위한 것이다.

【유리한 효과】

본 발명에 따르면, 확장된 안테나 구성을 가지는 시스템에서 채널 상태를 보다 정확하게 반영할 수 있는 효율적인 계층적 코드북을 이용하여 프리코딩된 신호를
 20 송수신하는 방법 및 장치가 제공될 수 있다.

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

【도면의 간단한 설명】

5 본 명세서에 첨부되는 도면은 본 발명에 대한 이해를 제공하기 위한 것으로서 본 발명의 다양한 실시형태들을 나타내고 명세서의 기재와 함께 본 발명의 원리를 설명하기 위한 것이다.

 도 1은 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

 도 2는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

10 도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일례를 나타낸 예시도이다.

 도 4는 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

 도 5는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다.

 도 6은 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다.

15 도 7은 코드북 기반 프리코딩 기법을 설명하기 위한 도면이다.

 도 8 및 9 는 8Tx 크로스-극성 안테나 구성의 예시를 나타내는 도면이다.

 도 10 은 본 발명의 일례에 따른 프리코딩된 신호의 송수신 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

20 도 11은 본 발명에 따른 송신기 장치 및 수신기 장치의 구성을 도시한 도면이다.

【발명의 실시를 위한 최선의 형태】

 이하의 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은
25 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성할 수도 있다. 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.

 본 명세서에서 본 발명의 실시예들을 기지국과 단말 간의 데이터 송신 및
30 수신에 관하여 중심으로 설명한다. 여기서, 기지국은 단말과 직접적으로 통신을

수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미를 갖는다. 본 문서에서
 5 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
 5 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, eNode B(eNB), 액세스 포인트(AP: Access
 Point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다. 또한, 이하의 설명에 있어서 기지국이라는
 용어는 셀 또는 섹터를 포함하는 개념으로 사용될 수 있다. 예를 들어, 본 발명에서
 10 서빙 기지국(serving base station)은 서빙 셀이라고도 할 수도 있으며, 협력
 기지국은 협력 셀이라고도 할 수 있다. 또한, '단말(Terminal)'은 UE(User
 Equipment), MS(Mobile Station), MSS(Mobile Subscriber Station), SS(Subscriber
 Station) 등의 용어로 대체될 수 있다.

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

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

본 발명의 실시예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP
 LTE 및 LTE-A(LTE-Advanced)시스템 및 3GPP2 시스템 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
 25 의해 뒷받침될 수 있다. 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준
 문서에 의해 설명될 수 있다.

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
 30 Access) 등과 같은 다양한 무선 접속 시스템에 사용될 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 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11 (Wi-Fi),
 5 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)는 E-UTRA를 사용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부로써, 하향링크에서 OFDMA를 채용하고 상향링크에서 SC-FDMA를 채용한다. LTE-A(Advanced)는 3GPP LTE의
 10 진화이다. WiMAX는 IEEE 802.16e 규격(WirelessMAN-OFDMA Reference System) 및 발전된 IEEE 802.16m 규격(WirelessMAN-OFDMA Advanced system)에 의하여 설명될 수 있다. 명확성을 위하여 이하에서는 3GPP LTE 및 LTE-A 표준을 위주로 설명하지만 본 발명의 기술적 사상이 이에 제한되는 것은 아니다.

15 도 1 및 2를 참조하여 하향링크 무선 프레임의 구조에 대하여 설명한다.

셀룰라 OFDM 무선 패킷 통신 시스템에서, 상/하향링크 데이터 패킷 전송은 서브프레임 (Subframe) 단위로 이루어지며, 한 서브프레임은 다수의 OFDM 심볼을 포함하는 일정 시간 구간으로 정의된다. 3GPP LTE 표준에서는 FDD(Frequency Division Duplex)에 적용 가능한 타입 1 무선 프레임(radio frame) 구조와 TDD(Time
 20 Division Duplex)에 적용 가능한 타입 2의 무선 프레임 구조를 지원한다.

도 1은 타입 1 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하향링크 무선 프레임(radio frame)은 10개의 서브프레임(subframe)으로 구성되고, 하나의 서브프레임은 2개의 슬롯(slot)으로 구성된다. 하나의 서브프레임이 전송되는 데 걸리는 시간을 TTI(transmission time interval)이라 하고, 예를 들어 하나의
 25 서브프레임의 길이는 1ms이고, 하나의 슬롯의 길이는 0.5ms 일 수 있다. 하나의 슬롯은 시간 영역(time domain)에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(Resource Block; RB)을 포함한다.

하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 CP의 구성(configuration)에 따라 달라질 수 있다. CP에는 확장된 CP(extended CP)와 일반 CP(normal CP)가 있다. 예를
 30 들어, OFDM 심볼이 일반 CP에 의해 구성된 경우, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM

심볼의 수는 7개일 수 있다. OFDM 심볼이 확장된 CP에 의해 구성된 경우, 한 OFDM 심볼의 길이가 늘어나므로, 한 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 일반 CP인 경우보다 적다. 확장된 CP의 경우에, 예를 들어, 하나의 슬롯에 포함되는 OFDM 심볼의 수는 6개일 수 있다. 단말이 빠른 속도로 이동하는 등의 경우와 같이
5 채널상태가 불안정한 경우, 심볼간 간섭을 더욱 줄이기 위해 확장된 CP가 사용될 수 있다.

일반 CP가 사용되는 경우 하나의 슬롯은 7개의 OFDM 심볼을 포함하므로, 하나의 서브프레임은 14개의 OFDM 심볼을 포함한다. 이때, 각 서브프레임의 처음 2개 또는 3개의 OFDM 심볼은 PDCCH(physical downlink control channel)에 할당되고, 나머지
10 OFDM 심볼은 PDSCH(physical downlink shared channel)에 할당될 수 있다.

도 2는 타입 2 무선 프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 타입 2 무선 프레임은 2개의 해프 프레임(Half frame)으로 구성되며, 각 해프 프레임은 5개의 서브프레임으로 구성된다. 서브프레임들은 일반 서브프레임과 특별 서브프레임(special subframe)으로 분류될 수 있다. 특별 서브프레임은
15 DwPTS(Downlink Pilot Time Slot), GP(Gap Period) 및 UpPTS(Uplink Pilot Time Slot)의 3개의 필드를 포함하는 서브프레임이다. 이들 3 개의 필드의 길이는 개별적으로 설정될 수 있지만, 3 개의 필드의 전체 길이는 1ms이어야 한다. 하나의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다. 즉, 무선 프레임의 타입에 관계 없이 1개의 서브프레임은 2개의 슬롯으로 구성된다.

무선 프레임의 구조는 예시에 불과하고, 무선 프레임에 포함되는 서브프레임의 수 또는 서브프레임에 포함되는 슬롯의 수, 슬롯에 포함되는 심볼의 수는 다양하게
20 변경될 수 있다.

도 3은 하나의 하향링크 슬롯에 대한 자원 그리드(resource grid)의 일례를 나타낸 예시도이다. 이는 OFDM 심볼이 일반 CP로 구성된 경우이다. 도 3을 참조하면,
25 하향링크 슬롯은 시간 영역에서 복수의 OFDM 심볼을 포함하고, 주파수 영역에서 다수의 자원블록(resource block; RB)을 포함한다. 여기서, 하나의 하향링크 슬롯은 7 OFDM 심볼을 포함하고, 하나의 자원블록은 12 부반송파(subcarrier)를 포함하는 것을 예시적으로 기술하나, 이에 제한되는 것은 아니다. 자원 그리드 상의 각 요소(element)를 자원요소(RE)라 한다. 예를 들어, 자원 요소 $a(k,l)$ 은 k 번째
30 부반송파와 1번째 OFDM 심볼에 위치한 자원 요소가 된다. 일반 CP의 경우에, 하나의

자원블록은 12×7 자원요소를 포함한다 (확장된 CP의 경우에는 12×6 자원요소를 포함한다). 각 부반송파의 간격은 15kHz이므로, 하나의 자원블록은 주파수영역에서 약 180kHz을 포함한다. N^{DL} 은 하향링크 슬롯에 포함되는 자원블록의 수이다. N^{DL} 의 값은 기지국의 스케줄링에 의해 설정되는 하향링크 전송 대역폭(bandwidth)에 따라 결정될 수 있다.

도 4는 하향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 하나의 서브프레임 내에서 첫 번째 슬롯의 앞 부분의 최대 3 개(1개, 2개 또는 3개)의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 해당한다. 나머지 OFDM 심볼들은 물리하향링크공유채널(Physical Downlink Shared Chancel; PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. 전송의 기본 단위는 하나의 서브프레임이 된다. 즉, 2 개의 슬롯에 걸쳐 PDCCH 및 PDSCH가 할당된다. 3GPP LTE 시스템에서 사용되는 하향링크 제어 채널들에는, 예를 들어, 물리제어포맷지시자채널(Physical Control Format Indicator Channel; PCFICH), 물리하향링크제어채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH), 물리HARQ지시자채널(Physical Hybrid automatic repeat request Indicator Channel; PHICH) 등이 있다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내의 제어 채널 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 대한 정보를 포함한다. PHICH는 상향링크 전송의 응답으로서 HARQ ACK/NACK 신호를 포함한다. PDCCH를 통하여 전송되는 제어 정보를 하향링크제어정보(Downlink Control Information; DCI)라 한다. DCI는 상향링크 또는 하향링크 스케줄링 정보를 포함하거나 임의의 단말 그룹에 대한 상향링크 전송 전력 제어 명령을 포함한다. PDCCH는 하향링크공유채널(DL-SCH)의 자원 할당 및 전송 포맷, 상향링크공유채널(UL-SCH)의 자원 할당 정보, 페이징채널(PCH)의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상으로 전송되는 임의접속응답(Random Access Response)과 같은 상위계층 제어 메시지의 자원 할당, 임의의 단말 그룹 내의 개별 단말에 대한 전송 전력 제어 명령의 세트, 전송 전력 제어 정보, VoIP(Voice over IP)의 활성화 등을 포함할 수 있다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링할 수 있다. PDCCH는 하나 이상의 연속하는 제어채널요소(Control Channel Element; CCE)의 조합으로 전송된다. CCE는 무선 채널의 상태에 기초한 코딩 레이트로 PDCCH를 제공하기 위해 사용되는 논리 할당 단위이다. CCE는 복수개의 자원 요소 그룹에 대응한다. PDCCH의 포맷과

이용가능한 비트 수는 CCE의 개수와 CCE에 의해 제공되는 코딩 레이트 간의 상관관계에 따라서 결정된다. 기지국은 단말에게 전송되는 DCI에 따라서 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 순환잉여검사(Cyclic Redundancy Check; CRC)를 부가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 용도에 따라 무선 네트워크 임시 식별자(Radio Network Temporary Identifier; RNTI)라 하는 식별자로 마스킹된다. PDCCH가 특정 단말에 대한 것이라면, 단말의 cell-RNTI(C-RNTI) 식별자가 CRC에 마스킹될 수 있다. 또는, PDCCH가 페이징 메시지에 대한 것이라면, 페이징 지시자 식별자(Paging Indicator Identifier; P-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(SIB))에 대한 것이라면, 시스템 정보 식별자 및 시스템 정보 RNTI(SI-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다. 단말의 임의 접속 프리앰블의 전송에 대한 응답인 임의접속응답을 나타내기 위해, 임의접속-RNTI(RA-RNTI)가 CRC에 마스킹될 수 있다.

도 5는 상향링크 서브프레임의 구조를 나타내는 도면이다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 제어 영역과 데이터 영역으로 분할될 수 있다. 제어 영역에는 상향링크 제어 정보를 포함하는 물리상향링크제어채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH)이 할당된다. 데이터 영역에는 사용자 데이터를 포함하는 물리상향링크공유채널(Physical uplink shared channel; PUSCH)이 할당된다. PUCCH의 용도는 크게 3 가지로, PDSCH에 대한 확인응답(ACK/NACK) 전송, PDSCH의 주파수 영역 스케줄링을 위한 채널품질지시자(Channel Quality Indicator; CQI)의 전송, 및 PUSCH 전송 자원 요청(스케줄링 요청)이다. CQI 정보 비트는 하나 이상의 필드를 포함할 수 있다. 예를 들어, MCS(Modulation and Coding Scheme)를 결정하는 CQI 인덱스를 지시하는 CQI 필드, 코드북 상의 프리코딩 행렬의 인덱스를 지시하는 PMI(Precoding Matrix Indicator) 필드, 랭크를 지시하는 RI(Rank Indicator) 필드 등이 CQI 정보 비트에 포함될 수 있다.

단일 반송파 특성을 유지하기 위해서, 하나의 단말은 PUCCH와 PUSCH를 동시에 전송하지 않는다. 하나의 단말에 대한 PUCCH는 서브프레임에서 자원블록 쌍(RB pair)에 할당된다. 자원블록 쌍에 속하는 자원블록들은 2 슬롯에 대하여 상이한 부반송파를 차지한다. 이를 PUCCH에 할당되는 자원블록 쌍이 슬롯 경계에서 주파수-호핑(frequency-hopped)된다고 한다.

다중안테나(MIMO) 시스템

도 6은 다중안테나를 갖는 무선 통신 시스템의 구성도이다. 도 6(a)에 도시된 바와 같이 송신 안테나의 수를 N_T 개로, 수신 안테나의 수를 N_R 개로 늘리면, 송신기나 수신기에서만 다수의 안테나를 사용하게 되는 경우와 달리 안테나 수에 비례하여 이론적인 채널 전송 용량이 증가한다. 따라서, 전송 레이트를 향상시키고 주파수 효율을 획기적으로 향상시킬 수 있다. 채널 전송 용량이 증가함에 따라, 전송 레이트는 이론적으로 단일 안테나 이용시의 최대 전송 레이트(R_0)에 레이트 증가율(R_i)이 곱해진 만큼 증가할 수 있다.

【수학식 1】

10
$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

예를 들어, 4개의 송신 안테나와 4개의 수신 안테나를 이용하는 MIMO 통신 시스템에서는 단일 안테나 시스템에 비해 이론상 4배의 전송 레이트를 획득할 수 있다. 다중안테나 시스템의 이론적 용량 증가가 90년대 중반에 증명된 이후 이를 실질적인 데이터 전송률 향상으로 이끌어 내기 위한 다양한 기술들이 현재까지 활발히 연구되고 있다. 또한, 몇몇 기술들은 이미 3세대 이동 통신과 차세대 무선랜 등의 다양한 무선 통신의 표준에 반영되고 있다.

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

다중안테나 시스템에서의 통신 방법을 수학적 모델링을 이용하여 보다 구체적으로 설명한다. 상기 시스템에는 N_T 개의 송신 안테나와 N_R 개의 수신 안테나가 존재한다고 가정한다.

25 송신 신호를 살펴보면, N_T 개의 송신 안테나가 있는 경우 전송 가능한 최대 정보는 N_T 개이다. 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 2】

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

각각의 전송 정보 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} 는 전송 전력이 다를 수 있다. 각각의 전송

전력을 P_1, P_2, \dots, P_{N_T} 라고 하면, 전송 전력이 조정된 전송 정보는 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 3】

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

5 또한, $\hat{\mathbf{s}}$ 는 전송 전력의 대각행렬 \mathbf{P} 를 이용해 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 4】

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

10 전송전력이 조정된 정보 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 에 가중치 행렬 \mathbf{W} 가 적용되어 실제 전송되는 N_T 개의 송신신호 $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 가 구성되는 경우를 고려해 보자. 가중치 행렬 \mathbf{W} 는 전송 정보를 전송 채널 상황 등에 따라 각 안테나에 적절히 분배해 주는 역할을 한다. $\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2, \dots, \mathbf{x}_{N_T}$ 는 벡터 \mathbf{X} 를 이용하여 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 5】

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

15 여기서, w_{ij} 는 i 번째 송신 안테나와 j 번째 정보간의 가중치를 의미한다. \mathbf{W} 는 프리코딩 행렬이라고도 불린다.

수신신호는 N_R 개의 수신 안테나가 있는 경우 각 안테나의 수신신호 y_1, y_2, \dots, y_{N_R} 은 벡터로 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 6】

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

다중안테나 무선 통신 시스템에서 채널을 모델링하는 경우, 채널은 송수신 안테나 인덱스에 따라 구분될 수 있다. 송신 안테나 j 로부터 수신 안테나 i 를 거치는 채널을 h_{ij} 로 표시하기로 한다. h_{ij} 에서, 인덱스의 순서가 수신 안테나 인덱스가 먼저, 송신 안테나의 인덱스가 나중에 의미한다.

5 도 6(b)에 N_T 개의 송신 안테나에서 수신 안테나 i 로의 채널을 도시하였다. 상기 채널을 묶어서 벡터 및 행렬 형태로 표시할 수 있다. 도 6(b)에서, 총 N_T 개의 송신 안테나로부터 수신 안테나 i 로 도착하는 채널은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 7】

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

10 따라서, N_T 개의 송신 안테나로부터 N_R 개의 수신 안테나로 도착하는 모든 채널은 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 8】

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

15 실제 채널에는 채널 행렬 \mathbf{H} 를 거친 후에 백색잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)이 더해진다. N_R 개의 수신 안테나 각각에 더해지는 백색잡음 $\mathbf{n}_1, \mathbf{n}_2, \dots, \mathbf{n}_{N_R}$ 은 다음과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 9】

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

상술한 수식 모델링을 통해 수신신호는 다음과 같이 표현될 수 있다.

20 【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, 채널 상태를 나타내는 채널 행렬 \mathbf{H} 의 행과 열의 수는 송수신 안테나의 수에 의해 결정된다. 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 행의 수는 수신 안테나의 수 N_R 과 같고, 열의 수는 송신 안테나의 수 N_T 와 같다. 즉, 채널 행렬 \mathbf{H} 는 행렬이 $N_R \times N_T$ 된다.

5 행렬의 랭크(rank)는 서로 독립인(independent) 행 또는 열의 개수 중에서 최소 개수로 정의된다. 따라서, 행렬의 랭크는 행 또는 열의 개수 보다 클 수 없다. 채널 행렬 \mathbf{H} 의 랭크($rank(\mathbf{H})$)는 다음과 같이 제한된다.

【수학식 11】

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

10 랭크의 다른 정의는 행렬을 고유치 분해(Eigen value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 고유치들의 개수로 정의할 수 있다. 유사하게, 랭크의 또 다른 정의는 특이치 분해(singular value decomposition) 하였을 때, 0이 아닌 특이치들의 개수로 정의할 수 있다. 따라서, 채널 행렬에서 랭크의 물리적인 의미는 주어진 채널에서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 최대 수라고 할 수 있다.

15 본 문서의 설명에 있어서, 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
20 의미를 가진다.

채널 상태 정보 피드백

MIMO 방식은 개-루프(open-loop) 방식과 폐-루프(closed-loop) 방식으로 구분될 수 있다. 개-루프 MIMO 방식은 MIMO 수신단으로부터의 채널상태정보의 피드백이 없이
25 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 폐-루프 MIMO 방식은 MIMO

수신단으로부터의 채널상태정보를 피드백 받아 송신단에서 MIMO 전송을 수행하는 것을 의미한다. 페-루프 MIMO 방식에서는 MIMO 송신 안테나의 다중화 이득(multiplexing gain)을 얻기 위해서 송신단과 수신단의 각각이 채널 상태정보를 바탕으로 빔포밍을 수행할 수 있다. 수신단(예를 들어, 단말)이 채널상태정보를 피드백할 수 있도록 송신단(예를 들어, 기지국)은 수신단(예를 들어, 단말)에게 상향링크 제어 채널 또는 상향링크 공유 채널을 할당할 수 있다.

피드백되는 채널상태정보(CSI)는 랭크 지시자(RI), 프리코딩 행렬 인덱스(PMI) 및 채널품질지시자(CQI)를 포함할 수 있다.

RI는 채널 랭크에 대한 정보이다. 채널의 랭크는 동일한 시간-주파수 자원을 통해서 서로 다른 정보를 보낼 수 있는 레이어(또는 스트림)의 최대 개수를 의미한다. 랭크 값은 채널의 장기간(long term) 페이딩에 의해서 주로 결정되므로, PMI 및 CQI 에 비하여 일반적으로 더 긴 주기에 따라(즉, 덜 빈번하게) 피드백될 수 있다.

PMI는 송신단으로부터의 전송에 이용되는 프리코딩 행렬에 대한 정보이며, 채널의 공간 특성을 반영하는 값이다. 프리코딩이란 전송 레이어를 송신 안테나에 매핑시키는 것을 의미하며, 프리코딩 행렬에 의해 레이어-안테나 매핑 관계가 결정될 수 있다. PMI 는 신호대잡음및간섭비(Signal-to-Interference plus Noise Ratio; SINR) 등의 측정값(metric)을 기준으로 단말이 선호하는(preferred) 기지국의 프리코딩 행렬 인덱스에 해당한다. 프리코딩 정보의 피드백 오버헤드를 줄이기 위해서, 송신단과 수신단이 여러 가지 프리코딩 행렬을 포함하는 코드북을 미리 공유하고 있고, 해당 코드북에서 특정 프리코딩 행렬을 지시하는 인덱스만을 피드백하는 방식이 사용될 수 있다.

도 7을 참조하여 코드북 기반 프리코딩 기법에 대하여 보다 구체적으로 설명한다. 코드북 기반 프리코딩 방식에 따를 경우 송신단과 수신단은 전송 랭크, 안테나 개수 등에 따라 미리 정해진 소정 개수의 프리코딩 행렬들을 포함하는 코드북 정보를 공유하게 된다. 즉, 피드백 정보가 유한한(finite) 경우에 프리코딩 기반 코드북 방식이 사용될 수 있다. 여기서, 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들은 채널 상태를 양자화(quantization)한 프리코딩 행렬들로 미리 정해질 수 있다. 보다 세밀한 양자화가 적용될수록 실제 채널 상태를 보다 정확하게 반영하는 프리코딩 행렬이 결정될 수 있지만, 코드북의 크기가 너무 커지게 되면 피드백 오버헤드가

증가되므로, 적절한 크기의 코드북이 설계될 수 있다.

수신단은 수신 신호를 통해 채널 상태를 측정하여, 상술한 코드북 정보를 기반으로 유한한 개수의 선호하는 프리코딩 행렬 정보(즉, 해당 프리코딩 행렬의 인덱스)를 송신단에 피드백할 수 있다. 예를 들어, 수신단에서는 ML(Maximum Likelihood) 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 방식으로 수신 신호를 측정하여 5 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 10 코드북으로부터 특정 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 여기서, 송신단은 수신단에서 피드백한 프리코딩 행렬 인덱스를 고려하여, MIMO 전송에 적용될 프리코딩 행렬을 선택할 수 있다. 여기서, 수신단이 피드백하는 프리코딩 정보는 수신단이 선호하는 프리코딩 정보이고, 송신단에서는 반드시 수신단이 피드백한 프리코딩 행렬 인덱스가 지칭하는 프리코딩 행렬을 사용해야만 하는 것은 아니며, 15 송신단에서 적절한 프리코딩 행렬을 선택할 수도 있다. 프리코딩 행렬을 선택한 송신단은 전송 랭크에 대응하는 개수의 레이어 신호에 선택된 프리코딩 행렬을 곱하는 방식으로 프리코딩을 수행하며, 프리코딩이 수행된 전송 신호를 복수의 안테나를 통해 전송할 수 있다. 송신단은 전송 신호에 적용된 프리코딩 정보가 무엇인지 수신단에게 알려줄 수도 있다.

20 송신단에서 프리코딩되어 전송된 신호를 수신한 수신단은 송신단에서 이루어진 프리코딩의 역처리를 수행하여 수신 신호를 복원할 수 있다. 일반적으로 프리코딩 행렬은 $U \cdot U^H = I$ 와 같은 유니터리 행렬(U) 조건을 만족하는바, 상술한 프리코딩의 역처리는 송신단의 프리코딩에 이용된 프리코딩 행렬(P)의 에르미트(Hermit) 행렬(P^H)을 수신 신호에 곱하는 방식으로 이루어질 수 있다.

25 CQI는 채널 품질 또는 채널 세기를 나타내는 정보이다. CQI는 미리 결정된 MCS 조합으로서 표현될 수 있다. 즉, 피드백되는 CQI 인덱스는 해당하는 변조기법(modulation scheme) 및 코드 레이트(code rate)를 나타낸다. 일반적으로, CQI는 기지국이 PMI를 이용하여 공간 채널을 구성하는 경우에 얻을 수 있는 수신 SINR을 반영하는 값이 된다.

30 CQI 측정과 관련하여 단말은 참조신호를 이용하여 채널 상태 또는 유효

SINR(Signal-to-Interference plus Noise Ratio)를 계산할 수 있다. 또한, 채널 상태 또는 유효 SINR은 전체 시스템 대역폭 (set S 라 칭할 수 있음) 상에서 측정되거나, 또는 일부 대역폭 (특정 서브대역 또는 특정 RB) 상에서 측정될 수 있다. 전체 시스템 대역폭(set S)에 대한 CQI를 광대역(Wideband; WB) CQI 라 하고, 일부 대역에 대한 CQI를 서브대역(SB) CQI라 할 수 있다. 단말은 계산된 채널 상태 또는 유효 SINR에 기반하여, 가장 높은 MCS를 구할 수 있다. 가장 높은 MCS는, 디코딩시 전송블록에러율이 10%를 초과하지 않고 CQI 계산에 대한 가정을 만족하는 MCS를 의미한다. 단말은 구해진 MCS에 관련된 CQI 인덱스를 결정하고, 결정된 CQI 인덱스를 기지국으로 보고할 수 있다.

또한, 또한 이러한 채널정보의 보고방식은 주기적으로 전송되는 주기적 보고 (periodic reporting)와 기지국의 요청에 의해서 전송되는 비주기적 보고(aperiodic reporting)로 나뉜다.

비주기적 보고의 경우, 기지국이 단말에게 내려주는 상향링크 스케줄링 정보에 포함된 1 비트의 요청 비트(CQI request bit)에 의해 각각의 단말에게 설정되며, 각각의 단말은 이 정보를 받으면 자신의 전송 모드를 고려한 채널정보를 물리상향링크공유채널(PUSCH)를 통해서 기지국에 전달할 수 있다. 동일한 PUSCH 상에서 RI 및 CQI/PMI 가 전송되지 않도록 설정될 수 있다.

주기적 보고의 경우, 상위계층 신호를 통해 채널정보가 전송되는 주기와 해당 주기에서의 오프셋(offset) 등이 서브프레임 단위로 각각의 단말에게 시그널링되며, 정해진 주기에 따라 각각의 단말의 전송 모드를 고려한 채널정보가 물리상향링크제어채널(PUCCH)를 통해서 기지국에 전달될 수 있다. 정해진 주기에 따라 채널정보가 전송되는 서브프레임에 상향링크로 전송되는 데이터가 동시에 존재하는 경우에는, 이때는 해당 채널정보를 물리상향링크제어채널(PUCCH)이 아닌 데이터와 함께 물리상향링크공유채널(PUSCH)를 통해서 전송할 수 있다. PUCCH를 통한 주기적 보고의 경우에는 PUSCH에 비하여 제한된 비트가 사용될 수 있다. 동일한 PUSCH 상에서 RI 및 CQI/PMI 가 전송될 수 있다. 주기적 보고와 비주기적 보고가 동일한 서브프레임 내에서 충돌하는 경우에는 비주기적 보고만이 수행될 수 있다.

30 코드북 설계

확장된 안테나 구성을 지원하는 시스템(예를 들어, LTE-A 시스템)에서는 다중사용자-MIMO (MU-MIMO) 방식을 이용하여 추가적인 다중사용자 다이버시티를 획득하는 것을 고려하고 있다. MU-MIMO 방식에서는 안테나 영역(domain)에서 다중화되는 단말들 간의 간섭 채널이 존재하므로, 다중사용자 중 하나의 단말이 5 피드백하는 채널상태정보를 기지국에서 이용하여 하향링크 전송을 수행하는 경우에 다른 단말에 대해서 간섭이 발생하지 않도록 하는 것이 필요하다. 따라서, MU-MIMO 동작이 올바르게 수행되기 위해서는 단일사용자-MIMO (SU-MIMO) 방식에 비하여 보다 높은 정확도의 채널상태정보가 피드백되어야 한다.

이와 같이 보다 정확한 채널상태정보를 측정 및 보고할 수 있도록, 기존의 RI, 10 PMI 및 CQI 로 구성되는 CSI 를 개선한 새로운 CSI 피드백 방안이 적용될 수 있다. 예를 들어, 수신단이 피드백하는 프리코딩 정보가 2 개의 PMI 의 조합에 의해서 지시될 수 있다. 2 개의 PMI 중 하나(제 1 PMI)는, 장기간 및/또는 광대역(long term and/or wideband)의 속성을 가지고, W1 으로 지칭될 수 있다. 2 개의 PMI 중 다른 하나(제 2 PMI)는, 단기간 및/또는 서브대역(short term and/or subband)의 속성을 15 가지고, W2 으로 지칭될 수 있다. W1 및 W2 의 조합(또는 함수)에 의해서 최종적인 PMI 가 결정될 수 있다. 예를 들어, 최종 PMI 를 W 라 하면, $W=W1*W2$ 또는 $W=W2*W1$ 과 같이 정의될 수 있다.

여기서, W1 은 채널의 주파수 및/또는 시간상 평균적인 특성을 반영한다. 다시 말하자면, W1 은 시간 상에서 장기간(long term) 채널의 특성을 반영하거나, 주파수 20 상에서 광대역(wideband) 채널의 특성을 반영하거나, 또는 시간상에서 장기간인 동시에 주파수 상에서 광대역 채널의 특성을 반영하는 채널 상태 정보로서 정의될 수 있다. W1 의 이러한 특성을 간략하게 표현하기 위해서, 본 문서에서는 W1 를 장기간-광대역 속성의 채널 상태 정보(또는, 장기간-광대역 PMI)라고 한다.

한편, W2 는 W1 에 비하여 상대적으로 순간적인(instantaneous) 채널 특성을 25 반영한다. 다시 말하자면, W2 는 시간 상에서 단기간(short term) 채널의 특성을 반영하거나, 주파수 상에서 서브대역(subband) 채널의 특성을 반영하거나, 또는 시간상에서 단기간인 동시에 주파수 상에서 서브대역 채널의 특성을 반영하는 채널 상태 정보로서 정의될 수 있다. W2 의 이러한 특성을 간략하게 표현하기 위해서, 본 문서에서는 W1 를 단기간-서브대역 속성의 채널 상태 정보(또는, 단기간-서브대역 30 PMI)라고 한다.

채널 상태를 나타내는 2 개의 서로 다른 속성의 정보(예를 들어, W1 및 W2)로부터 하나의 최종 프리코딩 행렬(W)을 결정할 수 있도록 하기 위해서, 각각의 속성의 채널 정보를 나타내는 프리코딩 행렬들로 구성되는 별도의 코드북 (즉, W1 에 대한 제 1 코드북 및 W2 에 대한 제 2 코드북)을 구성할 필요가 있다. 이와 같이
 5 구성되는 코드북의 형태를 계층적 코드북(hierarchical codebook)이라 할 수 있다. 또한, 계층적 코드북을 이용하여 최종 사용될 코드북을 결정하는 것을, 계층적 코드북 변환(hierarchical codebook transformation)이라 할 수 있다.

계층적 코드북 변환 방식의 일례로서, 다음 수학적 식 12 와 같이 채널의 장기간 공분산 행렬(long term covariance matrix)을 이용하여 코드북을 변환할 수 있다.

10 **【수학적 식 12】**

$$\mathbf{W} = \mathit{norm}(\mathbf{W1W2})$$

상기 수학적 식 12 에서 **W1** (장기간-광대역 PMI) 는 장기간-광대역 속성의 채널 정보를 반영하기 위해 만들어진 코드북(예를 들어, 제 1 코드북)을 구성하는 요소(즉, 코드워드(codeword))를 나타낸다. 즉, **W1** 은 장기간-광대역 속성의 채널
 15 정보를 반영하는 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬에 해당한다. 한편, **W2** (단기간-서브대역 PMI) 는 단기간-서브대역 속성의 채널 정보를 반영하기 위해서 만들어진 코드북(예를 들어, 제 2 코드북)을 구성하는 코드워드를 나타낸다. 즉, **W2** 는 단기간-서브대역 속성의 채널 정보를 반영하는 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬에 해당한다. **W** 은 변환된 최종 코드북의 코드워드를 나타낸다.
 20 $\mathit{norm}(\mathbf{A})$ 은 행렬 **A** 의 각각의 열(column)에 대한 놈(norm)이 1 로 정규화(normalization)된 행렬을 의미한다.

W1과 W2는 예시적으로 다음의 수학적 식 13과 같은 구조로 설계될 수 있다.

【수학적 식 13】

$$W1(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^k & \mathbf{e}_M^l & \dots & \mathbf{e}_M^m \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^k & \beta_j \mathbf{e}_M^l & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^m \end{bmatrix}}^{r \text{ columns}} \quad (\text{if rank} = r)$$

상기 수학식 13 에서 W1 는 블록대각행렬(block diagonal matrix) 형태로서 정의될 수 있고, 각각의 블록은 동일한 행렬이고, 하나의 블록(X_i)은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다. 여기서, Nt 는 전송 안테나의 개수이다. W2 에서,

5 \mathbf{e}_M^p ($p=k, l, \dots, m$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이며, M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고, 나머지 성분들은 0 인 벡터를 나타낸다. \mathbf{e}_M^p 가 W1 과 곱해지는 경우에 W1 의 열들(columns) 중에서 p 번째 열이 선택되므로, 이러한 벡터를 선택 벡터(selection vector)라고 할 수 있다. 여기서, M 값이 커질수록 장기간-광대역(long term/wideband) 채널을 표현하기 위해 한번에 피드백 되는

10 벡터의 수가 많아지게 되며, 이에 따라 피드백 정확도가 높아지게 된다. 하지만 M 값이 커질 수록, 낮은 빈도로 피드백되는 W1의 코드북 크기(codebook size)는 줄어들고, 높은 빈도로 피드백되는 W2의 코드북 크기가 늘어남에 따라 결과적으로 피드백 오버헤드가 늘어나게 된다. 즉, 피드백 오버헤드와 피드백 정확도 간에

15 트레이드-오프(tradeoff)가 존재한다. 따라서, 적절한 피드백 정확도를 유지하면서도 피드백 오버헤드가 너무 크게 증가하지 않도록 M 값을 결정할 수 있다.

한편, W2 에서 $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 소정의 위상값을 나타낸다. 상기 수학식 13 에서 $1 \leq k, l, m \leq M$ 이고, k, l, m 은 각각 정수(integer)이다.

상기 수학식 13 과 같은 코드북 구조는, 크로스-극성(cross polarized; X-pol) 안테나 구성(configuration)을 사용하면서 안테나 간 간격이 조밀한

20 경우(통상적으로, 인접 안테나 간 거리가 신호 파장의 반 이하인 경우)에 발생하는 채널의 상관(correlation) 특성을 잘 반영하도록 설계한 구조이다. 도 8 은 8Tx

크로스-극성 안테나 구성의 예시를 나타낸다. 도 8 에서 도시하는 바와 같이, 8Tx 크로스-극성 안테나는, 2 개의 서로 직교하는 극성을 가지는 안테나 그룹으로 구성될 수 있고, 안테나 그룹 1 (안테나 1, 2, 3, 4)의 안테나들은 동일한 극성(예를 들어 수직 극성(vertical polarization))을 가지고 안테나 그룹 2(안테나 5, 6, 7, 8)의 안테나들은 동일한 극성(예를 들어 수평 극성(horizontal polarization))을 가질 수 있다. 또한, 두 안테나 그룹은 동일한 위치에 위치한다(co-located). 예를 들어, 안테나 1 과 5 는 동일한 위치에 설치되고, 안테나 2 과 6 은 동일한 위치에 설치되고, 안테나 3 과 7 은 동일한 위치에 설치되고, 안테나 4 과 8 은 동일한 위치에 설치될 수 있다. 달리 표현하자면, 하나의 안테나 그룹 내의 안테나들은 ULA(Uniform Linear Array)와 같이 동일한 극성을 가지고, 하나의 안테나 그룹 내의 안테나 간 상관(correlation)은 선형 위상 증가(linear phase increment) 특성을 가진다. 또한, 안테나 그룹 간의 상관은 위상 회전(phase rotation)된 특성을 갖는다.

코드북은 채널을 양자화(quantization)한 값이기 때문에, 실제 채널의 특성을 그대로 반영하여 코드북을 설계하는 것이 필요하다. 이와 같이 실제 채널 특성이 상기 수학식 13 과 같이 설계된 코드북의 코드워드에 반영되었음을 설명하기 위해서, 랭크 1 코드북을 예시적으로 설명한다. 아래의 수학식 14 는 랭크 1 인 경우의 W1 코드워드와 W2 코드워드의 곱으로 최종 코드워드(W)가 결정되는 예시를 나타낸 것이다.

20 【수학식 14】

$$W1(i) * W2(j) = \begin{bmatrix} X_i(k) \\ \alpha_j X_i(k) \end{bmatrix}$$

상기 수학식 14 에서 최종 코드워드는 $N_t \times 1$ 의 벡터로 표현되며, 상위 벡터($X_i(k)$)와 하위 벡터($\alpha_j X_i(k)$)의 두 개의 벡터로 구조화되어 있다. 상위 벡터($X_i(k)$)는 크로스 극성 안테나의 수평 극성 안테나 그룹의 상관 특성을 나타내고, 하위 벡터 ($\alpha_j X_i(k)$)는 수직 극성 안테나 그룹의 상관 특성을

나타낸다. 또한, $\mathbf{X}_i(k)$ 는 각각의 안테나 그룹 내의 안테나 간 상관 특성을 반영하여 선형 위상 증가를 갖는 벡터(예를 들어, DFT 행렬)로 표현하는 것이 바람직하다.

5 다양한 안테나 구성을 지원하는 코드북 설계

전술한 바와 같이 W1 및 W2 를 사용하여 계층적 코드북을 구성하는 경우에, 최종 코드워드(W1*W2)의 상위 벡터(X_i)는 하나의 안테나 그룹의 상관 특성을 나타내고, 하위 벡터 ($a_j X_i$)는 다른 안테나 그룹의 상관 특성을 나타낸다. 만약 전술한 예시에서와 같이 하나의 안테나 그룹 내에서 상관이 존재하는 경우(예를 들어, 위상이 선형 증가하는 경우)에는 위와 같은 코드북 구조가 채널 특성을 올바르게 반영할 수 있다. 그러나, 안테나 간 상관이 낮거나 존재하지 않는 경우 (예를 들어, 안테나 그룹 간에 독립적인(independent) 채널 특성을 가지는 경우)의 채널 특성을 올바르게 반영하기 어렵다. 본 발명에서는 다양한 안테나 구성에 따른 채널 특성을 올바르게 반영할 수 있는 코드북 구조에 대하여 제안한다.

15 본 발명에서 제안하는 W1 과 W2 의 코드북 구조 및 이러한 코드북 구조에 따른 구체적인 코드북의 예시에 대하여 이하에서 설명한다. 본 발명에 따른 코드북 W1 및 W2 에 있어서, W1 코드북의 i 번째 코드워드인 W1(i)과, W2 코드북의 j 번째 코드워드인 W2(j) 는 다음의 수학적 식 15 와 같이 정의될 수 있다.

【수학적 식 15】

$$\mathbf{W1}(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_i \end{bmatrix}$$

$$20 \quad \mathbf{W2}(j) = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^k & \mathbf{e}_M^l & \dots & \mathbf{e}_M^n \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^k & \beta_j \mathbf{e}_M^l & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^n \end{bmatrix}}^{r \text{ columns}} \quad (\text{if rank} = r)$$

상기 수학적 식 15 에서 W1 는 블록대각행렬(block diagonal matrix) 형태로서

정의될 수 있다. 여기서, 블록대각행렬의 대각 성분(diagonal term)은 서로 독립적인(independent) 행렬인 X_i 와 Y_i 로 구성될 수 있다. 여기서, X_i 와 Y_i 가 독립적인 행렬이라는 것은 X_i 와 Y_i 사이에 상관관계가 존재하지 않는다는 의미이며, 이에 따라 X_i 와 Y_i 가 동일한 행렬일 수도 있고, 서로 상이한 행렬일 수도 있다는 의미이다. X_i 와 Y_i 의 각각은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다 (N_t 는 전송 안테나의 개수). W_2 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되며, r 은 전송 랭크 값(즉, 레이어의 개수)에 해당한다. W_2 에서, \mathbf{e}_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이며, M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고, 나머지 성분들은 0 인 벡터를 나타낸다. \mathbf{e}_M^p 가 W_1 과 곱해지는 경우에 W_1 의 열들(columns) 중에서 p 번째 열이 선택되므로, 이러한 벡터를 선택 벡터(selection vector)라고 할 수 있다. W_2 에서 $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 소정의 위상값을 나타낸다. 상기 수학식 13 에서 $1 \leq k, l, n \leq M$ 이고, k, l, n 은 각각 정수(integer)이다.

상기 수학식 15 에서와 같이 W_1 의 대각 성분이 독립적인 행렬로 구성되도록 함으로써, 보다 다양한 안테나 구성에 적합한 코드북을 설계할 수 있다. 이에 대해서 도 9 와 같은 안테나 구성을 예를 들어 설명한다. 도 9 에서는 8Tx 크로스-극성 안테나가, 2 개의 서로 직교하는 극성을 가지는 안테나 그룹으로 구성될 수 있고, 안테나 그룹 1 (안테나 1, 2, 3, 4)의 안테나들은 동일한 극성(예를 들어 수직 극성(vertical polarization))을 가지고 안테나 그룹 2(안테나 5, 6, 7, 8)의 안테나들은 동일한 극성(예를 들어 수평 극성(horizontal polarization))을 가질 수 있다. 여기서, 예를 들어, 안테나 1과 2 (또는 안테나 5 와 6) 사이의 거리 및 안테나 3과 4 (또는 안테나 7 과 8) 사이의 거리는 신호 파장의 반($\lambda/2$)이지만, 안테나 2와 3 (또는 안테나 6 과 7) 사이의 거리는 신호 파장의 10 배(10λ)로 구성될 수 있다. 도 9 에서 도시하는 바와 같이 8 Tx 크로스-극성 안테나 구성에 있어서, 각 안테나 간 간격이 일정한 것이 아니라 비 균등 할 경우 상기 수학식 15 와 같은 코드북 구조에 의해서 실제 채널의 특성을 보다 잘 반영할 수 있게 된다.

도 9 와 같은 안테나 구성은 단지 예시적인 것이며, 송신 안테나 간 간격이 커서 안테나 그룹 간에 독립적인 채널 특성을 가지는 다양한 경우(예를 들어, 분산 안테나 시스템(Distributed Antenna System; DAS), 2 이상의 기지국이 협력하여

데이터 전송을 수행하는 CoMP(Coordinated Multi-Point) 통신 방식 등)에 상기 수학식 15 와 같은 코드북 구성이 적용될 수 있다.

이와 같이 안테나 간 간격이 균등하지 않은 경우에, 두 안테나 그룹(예를 들어, 수직 극성 그룹 및 수평 극성 그룹) 간의 상관(correlation)을 하나의 위상(phase) 값으로 나타낼 수 없다. 예를 들어, 안테나 1 에 대한 다른 안테나들 각각의 상관은 다음의 수학식 16 과 같이 나타낼 수 있다.

【수학식 16】

$$\begin{bmatrix} \mathbf{u} \\ \mathbf{v} \\ e^{j\theta_1} \mathbf{u} \\ e^{j\theta_2} \mathbf{v} \end{bmatrix}$$

상기 수학식 16 의 벡터에서, \mathbf{u} , \mathbf{v} 는 2×1 크기의 벡터이고, 이 벡터의 i 번째 요소는 도 9 의 안테나 1 과 안테나 i 사이의 상관을 의미한다. 예를 들어, 도 9 에서 수직 극성 안테나 1 과 수평 극성 안테나 5 는 동일한 위치에 위치하므로(co-located), 수직 극성과 수평 극성의 위상 차이인 θ_1 만큼의 위상 회전을 통해서 안테나 간 상관이 표현될 수 있다. 이와 마찬가지로, 수직 극성 안테나 2 와 수평 극성 안테나 6 은 동일한 위치에 위치하므로, θ_1 만큼의 위상 회전을 통해서 안테나 간 상관이 표현될 수 있다. 또한, 수직 극성 안테나 그룹 내에서 안테나 1 및 2 간의 상관은 두 안테나 간의 조밀한 거리($\lambda/2$)에 따른 선형 위상 증가 특성을 가지며, 이를 \mathbf{u} 라는 벡터로 표현할 수 있다. 마찬가지로, 수평 극성 안테나 그룹 내에서 안테나 5 및 6 간의 상관은 선형 위상 증가 특성을 가지며, 이를 \mathbf{v} 라는 벡터로 표현할 수 있다. 이에 따라, 안테나 1, 2, 5 및 6 각각의 안테나 1 에 대한 상관은, 전술한 수학식 16 의 첫 번째 요소인 \mathbf{u} 와 세 번째 요소인 $e^{j\theta_1} \mathbf{u}$ 로서 표현할 수 있다.

이와 마찬가지로, 안테나 1 에 대한 수직 극성 안테나 3 및 4 간의 상관, 또는 안테나 1 에 대한 수평 극성 안테나 7 및 8 간의 상관은 \mathbf{v} 라는 벡터로 표현될 수 있다. 또한, 동일 위치의 수직 극성 안테나 3 과 수평 극성 안테나 7 간의 상관, 또는

동일 위치의 수직 극성 안테나 4 과 수평 극성 안테나 8 간의 상관은 θ_2 만큼의 위상 회전으로 표현될 수 있다. 이에 따라, 안테나 3, 4, 7 및 8 각각의 안테나 1 에 대한 상관은, 전술한 수학식 16 의 두 번째 요소인 \mathbf{v} 와 네 번째 요소인 $e^{j\theta_2} \mathbf{v}$ 로서 표현할 수 있다.

5 여기서, 안테나 1, 2, 5, 6 의 그룹과 안테나 3, 4, 7, 8 의 그룹 간에는 먼 거리(10λ)로 인하여 독립적인(independent) 채널이 생성된다. 이와 같이 독립적인 채널을 올바르게 반영하기 위해서는, 최종 코드워드($W1*W2$)의 구조에서 상위 요소(안테나 1, 2, 5, 6 의 채널을 반영)와 하위 요소(안테나 3, 4, 7, 8 의 채널을 반영)가 서로 독립적인 특성을 가지도록 해야 한다. 예를 들어, 전술한 수학식 15 와
10 같은 코드북 구조에 따르면, 최종 코드워드($W1*W2$)의 상위 행렬(upper matrix)과 하위 행렬(lower matrix)가 서로 독립적인 기저(basis)를 가질 수 있다. 아래의 수학식 17 은 랭크 1 인 경우와 랭크 2 인 경우에서의 최종 코드워드($W1*W2$) 를 예시적으로 나타낸다.

【수학식 17】

$$\mathbf{W1}(i) * \mathbf{W2}(j) \begin{cases} = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i(k) \\ \alpha_j \mathbf{Y}_i(k) \end{bmatrix} \quad (\text{if rank} = 1) \\ \\ = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i(k) & \mathbf{X}_i(l) \\ \alpha_j \mathbf{Y}_i(k) & \beta_j \mathbf{Y}_i(l) \end{bmatrix} \quad (\text{if rank} = 2) \end{cases}$$

15

상기 수학식 17 에서 $X_i(j)$ 는 X_i 의 j 번째 열 벡터를 의미하고, $Y_i(j)$ 는 Y_i 의 j 번째 열 벡터를 의미한다. 예를 들어, 8 Tx 안테나 구성의 경우에 랭크 1 에 대한 최종 코드워드에서 $X_i(k)$ 와 $Y_i(k)$ 의 각각은 4 ($=Nt/2$) 길이의 열 벡터이고, $X_i(k)$ 와
20 $Y_i(k)$ 는 서로 독립적인 벡터이므로, 안테나 그룹 1, 2, 5, 6 과 안테나 그룹 3, 4, 7, 8 의 안테나간 간격이 커서 상호 독립적인 채널 특성을 올바르게 반영할 수 있다. 또한, 동일한 위치의 안테나 1, 2 와 안테나 5, 6 간의 위상 차이, 또는 동일한

위치의 안테나 3, 4 와 안테나 7, 8 간의 위상 차이는 a_j 로서 반영될 수 있다. 상기 수학식 17 에서 랭크 2 인 경우의 최종 코드워드는 열 벡터의 개수가 2 개인 것을 제외하고 전술한 바와 실질적으로 동일한 특성을 가진다. 즉, 랭크 2 인 경우에도 최종 코드워드의 상위 행렬과 하위 행렬의 기저가 독립적이므로, 안테나 간 간격이 5 커서 상호 독립적인 채널 특성을 올바르게 표현할 수 있다.

또한, 상기 수학식 15 내지 17 을 통하여 설명한 코드북 구조는 4Tx 안테나 구성에 있어서 안테나 간 간격이 커서 상관이 존재하지 않는 경우(예를 들어, 일부 안테나 간 간격이 $\lambda/2$ 보다 커서 독립적인 채널 특성을 가지는 경우)에도 동일하게 적용될 수 있다. 예를 들어, 4Tx 랭크 1 의 경우에(즉, $N_t=4$ 이고 최종 코드워드의 10 열의 개수는 1), 최종 코드워드($W1*W2$)는 다음의 수학식 18 과 같이 표현될 수 있다.

【수학식 18】

$$W1(i) * W2(j) = \begin{bmatrix} X_i(k) \\ \alpha_j Y_i(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ \alpha_j \begin{bmatrix} 1 \\ y \end{bmatrix} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ \alpha_j \\ \alpha_j y \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 \\ x \\ z \\ y' \end{bmatrix}$$

상기 수학식 18 에서 최종 코드워드의 각각의 요소는 독립적인 변수로 15 표현된다는 것을 알 수 있다. 이는, 4Tx 안테나의 다양한 구성(ULA, 크로스-극성, 안테나간 간격이 균등하지 않은 안테나 구조 등)에 따른 채널 특성을 반영할 수 있음을 의미한다.

이하에서는, 상기 수학식 15 내지 수학식 18 의 특성을 만족하는 4Tx 코드북에 대한 본 발명의 다양한 예시들에 대하여 설명한다.

20 실시예 1

본 실시예는 4Tx 랭크 1 의 경우의 다양한 안테나 구성에 따른 채널 특성을 반영할 수 있는 코드북 구조의 일례에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북은 다음의 수학식 19 와 같이 정의될 수 있다.

【수학식 19】

$$W1 = \left\{ \begin{bmatrix} X(i) & 0 \\ 0 & X(i) \end{bmatrix} \mid i = 1, 2, \dots, 8 \right\} \cup \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -1 & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \right\}$$

$$X = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} & j & e^{j\frac{3\pi}{4}} & -1 & e^{j\frac{5\pi}{4}} & -j & e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{bmatrix}$$

$$W2 = \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} \right\}$$

상기 수학식 19 에서 W1 는 블록대각행렬로 구성되며, 대각성분이 동일한 8
 5 가지의 코드워드와 대각성분이 상이한 2 가지의 코드워드로 구성될 수 있다. W1 의
 코드워드 중에서 대각성분이 동일한 경우에 대각성분인 X(i)는 수학식 19 의 X
 행렬에서 i 번째 열(column) 벡터로 구성될 수 있다. 이와 같이 W1 및 W2 가 구성되는
 경우에, 각각의 경우에 대한 최종 코드워드 W(W1*W2)는 다음의 표 1 과 같이 나타낼
 수 있다. W1 가 10 개의 코드워드를 가지고, W2 가 4 개의 코드워드를 가지므로, 최종
 10 코드워드는 모두 40 개로 구성될 수 있다. 아래의 표 1 에서 a^T 는 행렬 a 의
 전치(transpose) 행렬을 의미하고, c = 1/(2√2) 이다.

【표 1】

W(1) =	[0.5 0.5 0.5 0.5] ^T
W(2) =	[0.5 0.5 -0.5 -0.5] ^T
W(3) =	[0.5 0.5 - 0.5i - 0.5i] ^T
W(4) =	[0.5 0.5 + 0.5i + 0.5i] ^T
W(5) =	[0.5 -0.5 0.5 -0.5] ^T
W(6) =	

	[0.5	-0.5	-0.5	0.5] ^T
W(7) =				
	[0.5	-0.5	0.5i	+ 0.5i] ^T
W(8) =				
	[0.5	-0.5	0.5i	- 0.5i] ^T
W(9) =				
	[0.5	c + ci	0.5	c + ci] ^T
W(10) =				
	[0.5	c + ci	-0.5	-c - ci] ^T
W(11) =				
	[0.5	c + ci	- 0.5i	c - ci] ^T
W(12) =				
	[0.5	c + ci	+ 0.5i	-c + ci] ^T
W(13) =				
	0.5	-c - ci	0.5	-c - ci] ^T
W(14) =				
	[0.5	-c - ci	-0.5	c + ci] ^T
W(15) =				
	[0.5	-c - ci	- 0.5i	-c + ci] ^T
W(16) =				
	[0.5	-c - ci	+ 0.5i	c - ci] ^T
W(17) =				
	[0.5	+ 0.5i	0.5	+ 0.5i] ^T
W(18) =				
	[0.5	+ 0.5i	-0.5	- 0.5i] ^T
W(19) =				
	[0.5	+ 0.5i	- 0.5i	0.5] ^T
W(20) =				
	[0.5	+ 0.5i	+ 0.5i	-0.5] ^T
W(21) =				
	[0.5	- 0.5i	0.5	- 0.5i] ^T
W(22) =				

W(23) =	[0.5	- 0.5i	-0.5	+ 0.5i]	^T
W(24) =	[0.5	- 0.5i	- 0.5i	-0.5]	^T
W(25) =	[0.5	- 0.5i	+ 0.5i	0.5]	^T
W(26) =	[0.5	c - ci	0.5	c - ci]	^T
W(27) =	[0.5	c - ci	-0.5	-c + ci]	^T
W(28) =	[0.5	c - ci	- 0.5i	-c - ci]	^T
W(29) =	[0.5	c - ci	+ 0.5i	c + ci]	^T
W(30) =	[0.5	-c + ci	0.5	-c + ci]	^T
W(31) =	[0.5	-c + ci	-0.5	c - ci]	^T
W(32) =	[0.5	-c + ci	- 0.5i	c + ci]	^T
W(33) =	[0.5	-c + ci	+ 0.5i	-c - ci]	^T
W(34) =	[0.5	0.5	0.5	-0.5]	^T
W(35) =	[0.5	0.5	-0.5	0.5]	^T
W(36) =	[0.5	0.5	- 0.5i	+ 0.5i]	^T
W(37) =	[0.5	0.5	+ 0.5i	- 0.5i]	^T
W(38) =	[0.5	-0.5	0.5	0.5]	^T

$W(39) = \begin{bmatrix} 0.5 & -0.5 & -0.5 & -0.5 \end{bmatrix}^T$
$W(40) = \begin{bmatrix} 0.5 & & -0.5 & & -0.5i & & -0.5i \end{bmatrix}^T$
$W(40) = \begin{bmatrix} 0.5 & & -0.5 & & +0.5i & & +0.5i \end{bmatrix}^T$

상기 표 1 에서 나타내는 본 실시예에 따른 최종 코드북은 40 개의 서로 다른 코드워드로 구성되며, 각각의 코드워드는 모두 일정 계수(constant modulus) 특성을 만족 한다. 또한, 본 실시예에 따른 최종 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의하는 4Tx 페-루프 MIMO 코드워드 16 개를 모두 포함하고, W2는 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의하는 2Tx 페루프 MIMO 코드워드로 정의된다. 달리 표현하자면, 본 실시예에 따른 최종 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의된 코드북의 상위집합(superset)으로 구성된다고 할 수 있다. W1 은 10 개의 코드워드를 포함하므로 4 비트로 표현될 수 있고, W2 는 4 개의 코드워드를 포함하므로 2 비트로 표현될 수 있다.

실시예 2

본 실시예는 4Tx 랭크 1 의 경우의 다양한 안테나 구성에 따른 채널 특성을 반영할 수 있는 코드북 구조의 다른 예시에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북은 다음의 수학적 식 20 과 같이 정의될 수 있다.

【수학적 식 20】

$$\begin{aligned}
 \mathbf{W1} = & \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{X}(i) & 0 \\ 0 & \mathbf{X}(i) \end{bmatrix} \mid i = 1, 2, \dots, 4 \right\} \cup \left\{ \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \right\} \\
 & \cup \left\{ \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 8PSK_7 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} -j \\ 8PSK_5 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 8PSK_5 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} j \\ 8PSK_7 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 8PSK_3 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} -j \\ 8PSK_1 \end{bmatrix} \end{bmatrix}, \right. \\
 & \left. \begin{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 \\ 8PSK_1 \end{bmatrix} & 0 \\ 0 & \begin{bmatrix} j \\ 8PSK_3 \end{bmatrix} \end{bmatrix} \right\} \\
 \mathbf{X} = & \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & j & -j \end{bmatrix} \\
 8PSK_i = & e^{j2\pi i/8}
 \end{aligned}$$

$$\mathbf{W2} = \left\{ \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix} \right\}$$

상기 수학식 20 에서 W1 는 블록대각행렬로 구성되며, 대각성분이 동일한 4
 5 가지의 코드워드와 대각성분이 상이한 6 가지의 코드워드로 구성될 수 있다. W1 의
 코드워드 중에서 대각성분이 동일한 경우에 대각성분인 X(i)는 수학식 20 의 X
 행렬에서 i 번째 열(column) 벡터로 구성될 수 있다. W1 의 코드워드 중에서
 대각성분이 상이한 경우에 8PSK_i 로 표시되는 성분은 e^{j2πi/8} 이며, 예를 들어, 8PSK₁=
 e^{j2π/8}, 8PSK₃= e^{j6π/8}, 8PSK₅= e^{j10π/8}, 8PSK₇= e^{j14π/8} 이다. 이와 같이 W1 및 W2 가
 10 구성되는 경우에, 각각의 경우에 대한 최종 코드워드 W(W1*W2)는 다음의 표 2 와
 같이 나타낼 수 있다. W1 가 10 개의 코드워드를 가지고, W2 가 2 개의 코드워드를
 가지므로, 최종 코드워드는 모두 20 개로 구성될 수 있다. 아래의 표 2 에서 a^T 는
 행렬 a 의 전치행렬을 의미하고, c=1/(2√2)이다.

【표 2】

W(1) =	[0.5000	0.5000	0.5000	0.5000] ^T
W(2) =	[0.5000	0.5000	-0.5000	-0.5000] ^T
W(3) =	[0.5000	0.5000i	0.5000	0.5000i] ^T
W(4) =	[0.5000	0.5000i	-0.5000	0.5000i] ^T
W(5) =	[0.5000	-0.5000	0.5000	-0.5000] ^T
W(6) =	[0.5000	-0.5000	-0.5000	0.5000] ^T
W(7) =	[0.5000	-0.5000i	0.5000	-0.5000i] ^T
W(8) =	[0.5000	-0.5000i	-0.5000	0.5000i] ^T
W(9) =	[0.5000	0.5000	0.5000	-0.5000] ^T
W(10) =	[0.5000	0.5000	-0.5000	0.5000] ^T
W(11) =	[0.5000	-0.5000	0.5000	0.5000] ^T
W(12) =	[0.5000	-0.5000	-0.5000	-0.5000] ^T
W(13) =	[0.5000	c - ci	-0.5000i	-c - ci] ^T
W(14) =	[0.5000	c - ci	0.5000i	c + ci] ^T
W(15) =	[0.5000	-c - ci	0.5000i	c - ci] ^T
W(16) =	[0.5000	-c - ci	-0.5000i	-c + ci] ^T

$W(17) = [0.5000 \quad -c + ci \quad -0.5000i \quad c + ci]^T$
$W(18) = [0.5000 \quad -c + ci \quad 0.5000i \quad -c - ci]^T$
$W(19) = [0.5000 \quad c + ci \quad 0.5000i \quad -c + ci]^T$
$W(20) = [0.5000 \quad c + ci \quad -0.5000i \quad c - ci]^T$

상기 표 2 에서 나타내는 본 실시예에 따른 최종 코드북은 20 개의 서로 다른 코드워드로 구성되며, 각각의 코드워드는 모두 일정 계수(constant modulus) 특성을 만족 한다. 또한, 본 실시예에 따른 최종 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 5 릴리즈-9 시스템에서 정의하는 4Tx 페-루프 MIMO 코드워드 16 개를 모두 포함한다. W1 은 10 개의 코드워드를 포함하므로 4 비트로 표현될 수 있고, W2 는 2 개의 코드워드를 포함하므로 1 비트로 표현될 수 있다. 본 실시예 2 에 따른 코드북은, 전술한 실시예 1 에서 W1 가 4 비트 크기를 가지고 W2 가 2 비트를 크기를 가지는 것에 비해서 코드북 크기가 작다(즉, W2 를 위한 페이로드 크기가 2 비트에서 10 비트로 감소하였다). 이에 따라, W2가 단-기간 주기로 전송되는 피드백 방식에 있어서, 본 실시예 2 에 따르는 경우, 전술한 실시예 1 에 비하여 피드백 오버헤드가 감소될 수 있다.

실시예 3

본 실시예는 4Tx 랭크 2 의 경우의 다양한 안테나 구성에 따른 채널 특성을 15 반영할 수 있는 코드북 구조의 일례에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북은 다음의 수학적 식 21 과 같이 정의될 수 있다.

【수학적 식 21】

$$W1 = \left\{ \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ j & -j & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & j & -j \end{bmatrix}, \right.$$

$$\left. \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -\frac{1+j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -\frac{1+j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & -\frac{1+j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix} \right\}$$

$$W2 = \left\{ \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^1 \\ e_2^1 & -e_2^1 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^2 & e_2^2 \\ e_2^2 & -e_2^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ e_2^1 & -e_2^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ -e_2^1 & -e_2^2 \end{bmatrix}, \right.$$

$$\left. \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ e_2^1 & e_2^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ je_2^1 & -je_2^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ je_2^1 & je_2^2 \end{bmatrix}, \begin{bmatrix} e_2^1 & e_2^2 \\ -je_2^1 & -je_2^2 \end{bmatrix} \right\}$$

상기 수학식 21 에서 W1 는 블록대각행렬로 구성되며, 대각성분이 동일한 4 가지의 코드워드와 대각성분이 상이한 1 가지의 코드워드로 구성될 수 있다. 이와 같이 W1 및 W2 가 구성되는 경우에, 각각의 경우에 대한 최종 코드워드 W(W1*W2)는 다음의 표 3 과 같이 나타낼 수 있다. W1 가 5 개의 코드워드를 가지고, W2 가 8 개의 코드워드를 가지므로, 최종 코드워드는 모두 40 개로 구성될 수 있다. 아래의 표 3 에서 a^T 는 행렬 a 의 전치행렬을 의미하고, c=1/(2√2)이다.

【표 3】

W(1) =				
	[0.5000	0.5000	0.5000	0.5000] ^T
	[0.5000	0.5000	-0.5000	-0.5000] ^T
W(2) =				
	[0.5000	-0.5000	0.5000	-0.5000] ^T
	[0.5000	-0.5000	-0.5000	0.5000] ^T
W(3) =				
	[0.5000	0.5000	0.5000	0.5000] ^T
	[0.5000	-0.5000	0.5000	-0.5000] ^T

W(4) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & -0.5000 & -0.5000 \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000 & 0.5000 \end{bmatrix}^T$$

W(5) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & 0.5000 & 0.5000 \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000 & 0.5000 \end{bmatrix}^T$$

W(6) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & 0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & 0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T$$

W(7) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & 0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T$$

W(8) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & -0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T$$

W(9) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & 0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & -0.5000 & -c - ci \end{bmatrix}^T$$

W(10) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -c - ci & 0.5000 & -c - ci \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -c - ci & -0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

W(11) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & 0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -c - ci & 0.5000 & -c - ci \end{bmatrix}^T$$

W(12) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & -0.5000 & -c - ci \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -c - ci & -0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

W(13) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & 0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & -c - ci & -0.5000 & c + ci \end{bmatrix}^T$$

W(14) =

$$\begin{bmatrix} 0.5000 & c + ci & 0.5000i & -c + ci \end{bmatrix}^T$$

$W(15) =$	$[0.5000$	$-c - ci$	$0.5000i$	$c - ci]^T$
	$[0.5000$	$c + ci$	$0.5000i$	$-c + ci]^T$
$W(16) =$	$[0.5000$	$-c - ci$	$-0.5000i$	$-c + ci]^T$
	$[0.5000$	$c + ci$	$-0.5000i$	$c - ci]^T$
$W(17) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	0.5000	$0.5000i]^T$
	$[0.5000$	$0.5000i$	-0.5000	$0.5000i]^T$
$W(18) =$	$[0.5000$	$-0.5000i$	0.5000	$-0.5000i]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	-0.5000	$0.5000i]^T$
$W(19) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	0.5000	$0.5000i]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	0.5000	$-0.5000i]^T$
$W(20) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	-0.5000	$-0.5000i]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	-0.5000	$0.5000i]^T$
$W(21) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	0.5000	$0.5000i]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	-0.5000	$0.5000i]^T$
$W(22) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	$0.5000i$	$-0.5000]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	$0.5000i$	$0.5000]^T$
$W(23) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	$0.5000i$	$-0.5000]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	$-0.5000i$	$-0.5000]^T$
$W(24) =$	$[0.5000$	$0.5000i$	$0 - 0.5000i$	$0.5000]^T$
	$[0.5000$	$-0.5000i$	$0 - 0.5000i$	$-0.5000]^T$
$W(25) =$				

	[0.5000	c - ci	0.5000	c - ci] ^T
	[0.5000	c - ci	-0.5000	-c + ci] ^T
W(26) =	[0.5000	-c + ci	0.5000	-c + ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	-0.5000	c - ci] ^T
W(27) =	[0.5000	c - ci	0.5000	c - ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	0.5000	-c + ci] ^T
W(28) =	[0.5000	c - ci	-0.5000	-c + ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	-0.5000	c - ci] ^T
W(29) =	[0.5000	c - ci	0.5000	c - ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	-0.5000	c - ci] ^T
W(30) =	[0.5000	c - ci	0.5000i	c + ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	0.5000i	-c - ci] ^T
W(31) =	[0.5000	c - ci	0.5000i	c + ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	-0.5000i	c + ci] ^T
W(32) =	[0.5000	c - ci	-0.5000i	-c - ci] ^T
	[0.5000	-c + ci	-0.5000i	c + ci] ^T
W(33) =	[0.5000	0.5000	0.5000	-0.5000] ^T
	[0.5000	0.5000	-0.5000	0.5000] ^T
W(34) =	[0.5000	-0.5000	0.5000	0.5000] ^T
	[0.5000	-0.5000	-0.5000	-0.5000] ^T
W(35) =	[0.5000	0.5000	0.5000	-0.5000] ^T
	[0.5000	-0.5000	0.5000	0.5000] ^T

$$\begin{aligned}
 W(36) &= \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & -0.5000 & 0.5000 \end{bmatrix}^T \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000 & -0.5000 \end{bmatrix}^T \\
 W(37) &= \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & 0.5000 & 0.5000 & -0.5000 \end{bmatrix}^T \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & -0.5000 & -0.5000 & -0.5000 \end{bmatrix}^T \\
 W(38) &= \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & 0.5000 & & 0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & -0.5000 & & 0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T \\
 W(39) &= \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & 0.5000 & & 0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & -0.5000 & & -0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T \\
 W(40) &= \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & 0.5000 & & -0.5000i & 0.5000i \end{bmatrix}^T \\
 & \begin{bmatrix} 0.5000 & & -0.5000 & & -0.5000i & -0.5000i \end{bmatrix}^T
 \end{aligned}$$

상기 표 3 에서 나타내는 본 실시예에 따른 최종 코드북은 40 개의 서로 다른 코드워드로 구성되며, 각각의 코드워드는 모두 일정 계수(constant modulus) 특성을 만족 한다. 또한, 본 실시예에 따른 최종 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의하는 4Tx 페-루프 MIMO 코드워드 16 개를 모두 포함한다. 따라서, 본 실시예에 따른 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의된 코드북의 상위집합(superset)으로 구성된다고 할 수 있다. W1 은 5 개의 코드워드를 포함하므로 3 비트로 표현될 수 있고, W2 는 8 개의 코드워드를 포함하므로 3 비트로 표현될 수 있다.

10 실시예 4

본 실시예는 전술한 수학식 15 와 다른 방식으로 코드북 구조를 정의하면서, 다양한 안테나 구성을 지원할 수 있는 코드북 설계 방안에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북 W1 및 W2 에 있어서, W1 코드북의 i 번째 코드워드인 W1(i)과, W2 코드북의 j 번째 코드워드인 W2(j) 는 다음의 수학식 22 와 같이 정의할 수 있다.

15 **【수학식 22】**

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}}^{r \text{ columns}} \quad (\text{if rank} = r)$$

상기 수학식 22 에서 W1 는 블록대각행렬(block diagonal matrix) 형태로써 정의될 수 있고, 각각의 블록은 동일한 행렬이고, 하나의 블록(X_i)은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다. 여기서, Nt 는 전송 안테나의 개수이다. W2 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되며, r 은 전송 랭크 값(즉, 레이어의 개수)에 해당한다.

W2 에서, \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이며, M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고, 나머지 성분들은 0 인 벡터를 나타낸다. \mathbf{e}_M^p 가 W1 과 곱해지는 경우에 W1 의 열들(columns) 중에서 p 번째 열이 선택되므로, 이러한 벡터를 선택 벡터(selection vector)라고 할 수 있다. 여기서, W2 의 상위 선택 벡터 (예를 들어, \mathbf{e}_M^{k1})와 하위 선택 벡터(예를 들어, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$)에서 1 의 값을 가지는 요소의 위치(즉, $k1$ 및 $k2$)가 서로 상이하다. 또한, W2 에서 $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 소정의 위상값을 나타낸다. 상기 수학식 22 에서 $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)이다.

상기 수학식 15 의 코드북 구조와 상기 수학식 22 의 코드북 구조를 비교하여 설명한다. 상기 수학식 15 의 코드북 구조에서는 W1 의 대각성분을 독립적인 행렬로 구성하고 (즉, X_i 및 Y_i), W2 에 의해서 W1 의 X_i 및 Y_i 각각에서 동일한 열이 선택되어 최종 코드워드($W=W1*W2$)의 상위 행렬과 하위 행렬이 구성되도록 (예를 들어, W 의 상위행렬은 W2 의 \mathbf{e}_M^k 에 의해 W1 의 X_i 의 k 번째 열 벡터가 선택되고, W 의 하위행렬은 W2 의 $\alpha_j \mathbf{e}_M^k$ 에 의해 W1 의 Y_i 의 k 번째 열 벡터가 선택되도록) 설계함으로써, 최종 코드워드가 다양한 안테나 구성의 채널 특성을 반영할 수 있는

유연한(flexible) 코드북 구조를 가진다. 본 실시예에 따른 상기 수학식 22 의 코드북 구조에서는 W1 의 대각성분을 동일하게 하고 (즉, X_i 및 X_i), W2 에 의해서 W1 의 X_i 의 상이한 열이 선택되어 최종 코드워드($W=W1*W2$)의 상위 행렬과 하위 행렬이 구성되도록 (예를 들어, W 의 상위행렬은 W2 의 \mathbf{e}_M^{k1} 에 의해 W1 의 X_i 의 k1 번째 열 벡터가 선택되고, W 의 하위행렬은 W2 의 $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$ 에 의해 W1 의 X_i 의 k2 번째 열 벡터가 선택되도록) 설계함으로써, 최종 코드워드가 다양한 안테나 구성의 채널 특성을 반영할 수 있는 유연한 코드북 구조를 가진다. 이와 같은 원리에 따라 코드북을 설계하는 경우에 예를 들어 4Tx 안테나의 모든 구성에 적합한 다양한 코드워드들을 포함하는 보다 일반적인 코드북을 구성할 수 있다.

10 실시예 5

본 실시예는 전술한 수학식 15 또는 수학식 22 와 다른 방식으로 코드북 구조를 정의하면서, 다양한 안테나 구성을 지원할 수 있는 코드북 설계 방안에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북 W1 및 W2 에 있어서, W1 코드북의 i 번째 코드워드인 W1(i)과, W2 코드북의 j 번째 코드워드인 W2(j) 는 다음의 수학식 23 과 같이 정의할 수 있다.

【수학식 23】

$$\mathbf{W1}(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W2}(j) = \overbrace{\begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}}^{r \text{ columns}} \quad (\text{if rank} = r)$$

상기 수학식 23 에서 W1 는 블록대각행렬(block diagonal matrix) 형태로써 정의될 수 있다. 여기서, 블록대각행렬의 대각 성분(diagonal term)은 서로 독립적인 행렬인 X_i 와 Y_i 로 구성될 수 있다. X_i 와 Y_i 의 각각은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다 (Nt 는 전송 안테나의 개수). W2 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되며,

r 은 전송 랭크 값(즉, 레이어의 개수)에 해당한다. W2 에서, \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이며, M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고, 나머지 성분들은 0 인 벡터를 나타낸다. \mathbf{e}_M^p 가 W1 과 곱해지는 경우에 W1 의 열들(columns) 중에서 p 번째 열이 선택되므로, 이러한 벡터를 선택 벡터(selection vector)라고 할 수 있다. 여기서, W2 의 상위 선택 벡터 (예를 들어, \mathbf{e}_M^{k1})와 하위 선택 벡터(예를 들어, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$)에서 1 의 값을 가지는 요소의 위치(즉, k1 및 k2)가 서로 상이하다. 또한, W2 에서 $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 소정의 위상값을 나타낸다. 상기 수학적 식 13 에서 $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)이다.

10 상기 수학적 식 23 의 코드북 구조는 상기 수학적 식 15 의 코드북 구조와 상기 수학적 식 22 의 코드북 구조의 일부 특징을 혼합한 형태이다. 구체적으로, 상기 수학적 식 23 의 코드북 구조에서는 W1 의 대각성분을 독립적으로 구성하고 (즉, X_i 및 Y_i), W2 에 의해서 W1 의 X_i 및 Y_i 각각에서 상이한 열이 선택되어 최종 코드워드($W=W1*W2$)의 상위 행렬과 하위 행렬이 구성되도록 (예를 들어, W 의 상위행렬은 W2 의 \mathbf{e}_M^{k1} 에
15 의해 W1 의 X_i 의 k1 번째 열 벡터가 선택되고, W 의 하위행렬은 W2 의 $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$ 에 의해 W1 의 Y_i 의 k2 번째 열 벡터가 선택되도록) 설계함으로써, 최종 코드워드가 다양한 안테나 구성의 채널 특성을 반영할 수 있는 유연한 코드북 구조를 가진다.

실시예 6

20 본 실시예는 전술한 수학적 식 15, 수학적 식 22 또는 수학적 식 23 과 다른 방식으로 코드북 구조를 정의하면서, 다양한 안테나 구성을 지원할 수 있는 코드북 설계 방안에 대한 것이다. 본 실시예에 따른 코드북 W1 및 W2 에 있어서, W1 코드북의 i 번째 코드워드인 W1(i)과, W2 코드북의 j 번째 코드워드인 W2(j) 는 다음의 수학적 식 24 와 같이 정의할 수 있다.

【수학적 식 24】

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \overbrace{\begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_M^k & \tilde{\mathbf{e}}_M^l & \dots & \tilde{\mathbf{e}}_M^n \\ \alpha_j \tilde{\mathbf{e}}_M^k & \beta_j \tilde{\mathbf{e}}_M^l & \dots & \gamma_j \tilde{\mathbf{e}}_M^n \end{bmatrix}}^{r \text{ columns}} \quad (\text{if rank} = r)$$

상기 수학식 24 에서 W1 는 블록대각행렬(block diagonal matrix) 형태로서 정의될 수 있고, 각각의 블록은 동일한 행렬이고, 하나의 블록(X_i)은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다. 여기서, Nt 는 전송 안테나의 개수이다. W2 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되며, r 은 전송 랭크 값(즉, 레이어의 개수)에 해당한다.

W2 에서, $\tilde{\mathbf{e}}_M^p$ ($p=k, l, \dots, n$) (는 전술한 수학식들에서 선택 벡터를 나타내는 \mathbf{e}_M^p 와 다른 의미를 가진다. W2 에서 $\tilde{\mathbf{e}}_M^p$ 는 $M \times 1$ 크기의 벡터이며, W1 의 행렬 X_i 의 열 벡터들의 선형 조합(linear combination)을 구성하는 계수를 의미한다. 예를 들어, $\tilde{\mathbf{e}}_M^p = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T$ 로 표현될 수 있고, 여기서 c_1, c_2, c_3, c_4 는 복소수이다. 또한, W2 에서 $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 각각 소정의 위상값을 나타낸다. 상기 수학식 24 에서 k, l, n 은 각각 정수(integer)이다.

예를 들어, 최종 코드워드($W=W1*W2$)는 다음의 수학식 25 와 같이 계산될 수 있다.

【수학식 25】

$$W = \left[\sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \quad \alpha_j \sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \right]^T$$

상기 수학식 24 와 같은 코드북 구조는 크로스-극성 안테나 구성의 채널 특성을 반영하는 데에 적합하다. 예를 들어, 상기 수학식 25 에서 $\sum_{n=1}^4 c_n X_i(n)$ 는 어떤

안테나 그룹(예를 들어, 수직 극성 안테나 그룹)의 채널 특성을 반영하는 요소이고,

$\alpha_j \sum_{n=1}^4 c_n \mathbf{X}_i(n)$ 는 다른 안테나 그룹(예를 들어, 수평 극성 안테나 그룹)의 채널

특성을 반영하는 요소일 수 있다. 이러한 최종 코드워드 W 는, $W1$ 및 $W2$ 에 의하여

5 생성된다. $W1$ 에 있어서, 하나의 안테나 그룹 (수직 극성 안테나 그룹 또는 수평 극성 안테나 그룹) 내의 안테나들 간의 장기간 상관(long term correlation)에 가까운(즉, 장기간 상관을 반영하는) M 개의 열 벡터들로 X_i 를 구성할 수 있다. 다시 말하자면, 하나의 안테나 그룹에 의해 형성되는 채널 행렬을 특이치 분해((singular value decomposition)하였을 때에, 지배적인 우측 특이 벡터(dominant right singular vector)에 가까운 M 개의 열 벡터들로 $W1$ 의 대각성분인 X_i 를 구성할 수

10 있다. $W2$ 의 $\tilde{\mathbf{e}}_M^p$ 는 이러한 M 개의 열 벡터들 중에서 2 개 이상을 선형 조합(linear combination)하고, $W2$ 의 하위 벡터의 위상 값(예를 들어, α_j) 은 수직 극성 안테나

그룹과 수평 극성 안테나 그룹 간의 상관을 나타낸다. 다시 말하자면, $W2$ 의 $\tilde{\mathbf{e}}_M^p$ 를

구성하는 계수들은, $W1$ 의 X_i 를 구성하는 M 개의 열 벡터 중 복수개가 선형 조합된 벡터가 순간 채널(instant channel)에 가까운 (즉, 순간 채널을 반영하는) 벡터가

15 되도록 결정될 수 있다. 여기서, 열 벡터들의 선형 조합의 계수 값을 단기간으로 전송(예를 들어, 빈번하게 피드백)할 수 있다.

전술한 수학적식 24 와 같은 코드북 구조에 따라서 4Tx 랭크 1 에 대한 본 발명의 코드북 구조의 일례에 대해서 이하에서 설명한다. 본 예시에 따른 코드북은 다음의 수학적식 26 과 같이 정의될 수 있다.

20 【수학적식 26】

$$W1 = \left\{ \begin{bmatrix} \mathbf{X}(i:i+1) & 0 \\ 0 & \mathbf{X}(i:i+1) \end{bmatrix} \mid i = 1,3,5,7 \right\},$$

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} & j & e^{j\frac{3\pi}{4}} & -1 & e^{j\frac{5\pi}{4}} & -j & e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{bmatrix}$$

$$W2 = \left\{ \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_M^m \\ \alpha_n \tilde{\mathbf{e}}_M^m \end{bmatrix} \mid m = 1,2,3,4, n = 1,2,3,4 \right\},$$

where $\tilde{\mathbf{e}}_M^1 = \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \end{bmatrix}$, $\tilde{\mathbf{e}}_M^2 = \begin{bmatrix} 1 \\ -1 \end{bmatrix}$, $\tilde{\mathbf{e}}_M^3 = \begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix}$, $\tilde{\mathbf{e}}_M^4 = \begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix}$ and

$$\alpha_1 = 1, \alpha_2 = -1, \alpha_3 = j, \alpha_4 = -j.$$

상기 수학식 26 에서 W1 는 블록대각행렬로 구성되며, 대각성분이 동일한 행렬 $X(i:i+1)$ 로 구성될 수 있다. $X(i:i+1)$ 는 상기 수학식 26 의 X 행렬에서 i 번째 열 및 i+1 번째 열로 구성되는 행렬을 의미한다. 예를 들어, $X(i:i+1)$ 는, i 가 1 인

5 경우에 $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & e^{j\frac{\pi}{4}} \end{bmatrix}$ 이고, i 가 3 인 경우에 $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & e^{j\frac{3\pi}{4}} \end{bmatrix}$ 이고, i 가 5 인 경우에

$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & e^{j\frac{5\pi}{4}} \end{bmatrix}$ 이고, i 가 7 인 경우에 $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -j & e^{j\frac{7\pi}{4}} \end{bmatrix}$ 이다. 따라서, W1 는 4 개의

코드워드를 가진다.

상기 수학식 26 에서 W2 는 m 및 n 값에 따라 서로 다른 16 개의 코드워드를 가진다. 이를 정리하면 다음의 표 4 와 같다. 아래의 표 4 에서 a^T 는 행렬 a 의

10 전치행렬을 의미한다.

【표 4】

m \ n	1	2	3	4
1	$[1 \ 1 \ 1 \ 1]^T$	$[1 \ 1 \ -1 \ -1]^T$	$[1 \ 1 \ j \ j]^T$	$[1 \ 1 \ -j \ -j]^T$
2	$[1 \ -1 \ 1 \ -1]^T$	$[1 \ -1 \ -1 \ 1]^T$	$[1 \ -1 \ j \ -j]^T$	$[1 \ -1 \ -j \ j]^T$
3	$[1 \ -j \ 1 \ -j]^T$	$[1 \ -j \ -1 \ j]^T$	$[1 \ -j \ j \ 1]^T$	$[1 \ -j \ -j \ -1]^T$
4	$[1 \ j \ 1 \ j]^T$	$[1 \ j \ -1 \ -j]^T$	$[1 \ j \ j \ -1]^T$	$[1 \ j \ -j \ 1]^T$

상기 수학식 26 과 같이 W1 및 W2 가 구성되는 경우에, 각각의 경우에 대한 최종 코드워드 $W(W1*W2)$ 는 다음의 표 5 와 같이 나타낼 수 있다. W1 는 4 개의 코드워드를

15 가지고, W2 는 16 개의 코드워드를 가지며, W1 과 W2 의 조합으로 가능한 64개의

코드워드 중 중첩된 코드워드를 제외하면 최종 코드워드는 모두 52 개로 구성될 수 있다. 아래의 표 5 에서 a^T 는 행렬 a 의 전치행렬을 의미하고, $c = 1/(2\sqrt{2})$ 이다.

【표 5】

W(1) =	[2c	0	2c	0] ^T
W(2) =	[2c	0	-2c	0] ^T
W(3) =	[2c	0	0	+ 2ci] ^T
W(4) =	[2c	0	0	- 2ci] ^T
W(5) =	[0	2c	0	2c] ^T
W(6) =	[0	2c	0	-2c] ^T
W(7) =	[0	2c	0	+ 2ci] ^T
W(8) =	[0	2c	0	- 2ci] ^T
W(9) =	[c - ci	c + ci	c - ci	c + ci] ^T
W(10) =	[c - ci	c + ci	-c + ci	-c - ci] ^T
W(11) =	[c - ci	c + ci	c + ci	-c + ci] ^T
W(12) =	[c - ci	c + ci	-c - ci	c - ci] ^T
W(13) =	[c + ci	c - ci	c + ci	c - ci] ^T
W(14) =	[c + ci	c - ci	-c - ci	-c + ci] ^T

$$\begin{aligned}
W(15) &= [c + ci \quad c - ci \quad -c + ci \quad c + ci]^T \\
W(16) &= [c + ci \quad c - ci \quad c - ci \quad -c - ci]^T \\
W(17) &= [0 \quad 0.5000 + 0.5000i \quad 0 \quad 0.5000 + 0.5000i]^T \\
W(18) &= [0 \quad 0.5000 + 0.5000i \quad 0 \quad -0.5000 - 0.5000i]^T \\
W(19) &= [0 \quad 0.5000 + 0.5000i \quad 0 \quad -0.5000 + 0.5000i]^T \\
W(20) &= [0 \quad 0.5000 + 0.5000i \quad 0 \quad 0.5000 - 0.5000i]^T \\
W(21) &= [c - ci \quad + 0.5000i \quad c - ci \quad + 0.5000i]^T \\
W(22) &= [c - ci \quad + 0.5000i \quad -c + ci \quad - 0.5000i]^T \\
W(23) &= [c - ci \quad + 0.5000i \quad c + ci \quad -0.5000]^T \\
W(24) &= [c - ci \quad + 0.5000i \quad -c - ci \quad 0.5000]^T \\
W(25) &= [c + ci \quad 0.5000 \quad c + ci \quad 0.5000]^T \\
W(26) &= [c + ci \quad 0.5000 \quad -c - ci \quad -0.5000]^T \\
W(27) &= [c + ci \quad 0.5000 \quad -c + ci \quad + 0.5000i]^T \\
W(28) &= [c + ci \quad 0.5000 \quad c - ci \quad - 0.5000i]^T \\
W(29) &= [0 \quad + 2ci \quad 0 \quad + 2ci]^T \\
W(30) &= [0 \quad + 2ci \quad 0 \quad - 2ci]^T
\end{aligned}$$

W(31) =	[0	+ 2ci	0	-2c] ^T
W(32) =	[0	+ 2ci	0	2c] ^T
W(33) =	[c - ci	-c + ci	c - ci	-c + ci] ^T
W(34) =	[c - ci	-c + ci	-c + ci	c - ci] ^T
W(35) =	[c - ci	-c + ci	c + ci	-c - ci] ^T
W(36) =	[c - ci	-c + ci	-c - ci	c + ci] ^T
W(37) =	[c + ci	c + ci	c + ci	c + ci] ^T
W(38) =	[c + ci	c + ci	-c - ci	-c - ci] ^T
W(39) =	[c + ci	c + ci	-c + ci	-c + ci] ^T
W(40) =	[c + ci	c + ci	c - ci	c - ci] ^T
W(41) =	[0	-0.5000 + 0.5000i	0	-0.5000 + 0.5000i] ^T
W(42) =	[0	-0.5000 + 0.5000i	0	0.5000 - 0.5000i] ^T
W(43) =	[0	-0.5000 + 0.5000i	0	-0.5000 - 0.5000i] ^T
W(44) =	[0	-0.5000 + 0.5000i	0	0.5000 + 0.5000i] ^T
W(45) =	[c - ci	-0.5000	c - ci	-0.5000] ^T
W(46) =	[c - ci	-0.5000	-c + ci	0.5000] ^T

W(47) =	[c - ci	-0.5000	c + ci	- 0.5000i]T
W(48) =	[c - ci	-0.5000	-c - ci	+ 0.5000i]T
W(49) =	[c + ci	+ 0.5000i	c + ci	+ 0.5000i]T
W(50) =	[c + ci	+ 0.5000i	-c - ci	- 0.5000i]T
W(51) =	[c + ci	+ 0.5000i	-c + ci	-0.5000]T
W(52) =	[c + ci	+ 0.5000i	c - ci	0.5000]T

상기 표 1 에서 나타내는 본 실시예에 따른 최종 코드북은 52 개의 서로 다른 코드워드로 구성되며, 그 중에서 32 개의 코드워드는 모두 일정 계수(constant modulus) 특성을 만족 한다. 또한, 본 실시예에 따른 최종 코드북은 기존의 3GPP LTE 릴리즈-8 또는 릴리즈-9 시스템에서 정의하는 4Tx 페-루프 MIMO 코드워드 16 개 중에서 12 개를 포함한다. W1 은 4 개의 코드워드를 포함하므로 2 비트로 표현될 수 있고, W2 는 16 개의 코드워드를 포함하므로 4 비트로 표현될 수 있다.

도 10 은 본 발명의 일례에 따른 프리코딩된 신호의 송수신 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

단계 S1011 에서 송신기는 제 1 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬을 결정하고, 제 1 행렬 및 제 2 행렬에 기초하여 프리코딩 행렬을 결정할 수 있다. 이와 같이 제 1 PMI 및 제 2 PMI 의 조합에 의해서 지시(indicate)되는 프리코딩 행렬을 선택하는 경우에, 제 1 및 제 2 PMI 는 수신기로부터 피드백되는 PMI들이고 수신기는 송신기로부터의 채널을 측정하여 제 1 및 제 2 PMI 를 결정하고 이를 피드백할 수 있다. 또는, 제 1 및 제 2 PMI 는 수신기로부터 피드백되는 PMI 를 고려하여 송신기가 적절하게 선택하는 PMI들일 수도 있다. 즉, 제 1 PMI에 기초하여 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬을

결정하고, 제 2 PMI에 기초하여 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬을 결정하는 것은, 수신기로부터 피드백된 제 1 및 제 2 PMI 를 그대로 이용하거나, 수신기로부터 피드백된 제 1 및 제 2 PMI 를 고려하여 송신기가 제 1 및 제 2 코드북으로부터 제 1 및 제 2 행렬을 적절하게 선택하는 것을 포함한다.

5 단계 S1012 에서 송신기는 선택된 프리코딩 행렬을 이용하여 수신기로 전송할 신호에 프리코딩을 수행할 수 있다. 단계 S1013 에서 송신기는 프리코딩된 신호를 N_t 개의 전송 안테나를 통하여 수신기로 전송할 수 있다.

단계 S1021 에서 수신기는 송신기로부터 전송되는 신호를 수신할 수 있다. 단계 S1022 에서 수신기는 제 1 PMI 및 제 2 PMI 의 조합에 의해서 지시되는 프리코딩
10 행렬을 선택할 수 있다. 이러한 프리코딩 행렬에 대한 정보(예를 들어, 제 1 및 제 2 PMI)는 송신기에 의해서 주어질 수도 있다. 단계 S1023 에서 수신기는 선택된 프리코딩 행렬을 이용하여 수신된 신호에 프리코딩의 역처리를 수행하여 신호를 복원할 수 있다.

이와 같이 송신기 및 수신기가 프리코딩 처리 및 역처리에 사용하는 프리코딩
15 행렬(W)은, 제 1 코드북(예를 들어, W_1 코드북)에 포함된 행렬들 중에서 제 1 PMI 에 의해서 지시되는 행렬($W_1(i)$)와 제 2 코드북(예를 들어, W_2 코드북)에 포함된 행렬들 중에서 제 2 PMI 에 의해 지시되는 행렬($W_2(j)$)의 곱에 의해서 결정될 수 있다.

제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬로서 정의되고, 블록대각행렬의 대각성분(즉, 블록들)은 상호 독립적으로 구성될 수 있다. 예를
20 들어, 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W_1(i)$)은 $N_t \times 2M$ (N_t =송신기의 전송 안테나 개수) 크기의 블록대각행렬이고, 각각의 블록은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, 블록들은 서로 동일하거나 또는 상이할 수 있다.

제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위요소와 하위요소로
25 구성되며, 하위요소는 위상 회전 값을 포함할 수 있다. 예를 들어, 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W_2(j)$)는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다 (r 은 레이어의 개수(즉, 전송 랭크 값)임). 예를 들어, 상위요소와 하위요소는 각각 $W_1(i)$ 의 블록들에서 동일한 열을 선택하는 선택벡터로 구성되며, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다. 또는,
30 상위요소와 하위요소는 각각 $W_1(i)$ 의 블록들에서 상이한 열을 선택하는 선택벡터로

구성되며, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다. 또는, 상위요소와 하위요소는 각각 $W1(i)$ 의 블록들에서 하나 이상의 열의 선형 조합(linear combination)을 구성하는 계수일 수 있고, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다.

5 도 10를 참조하여 설명한 프리코딩된 신호의 송수신 방법에 있어서, 제 1 코드북($W1$ 코드북)에 포함되는 행렬들 및 제 2 코드북($W2$ 코드북)에 포함되는 행렬들을 구성하는 방안으로서 전술한 본 발명의 다양한 예시들에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.

10 또한, 도 10에 대한 설명에 있어서 송신기는 기지국이고 수신기는 단말이 될 수 있고, 또는 송신기는 단말이고 수신기는 기지국이 될 수 있다. 또한, 송신기의 동작은 하향링크 전송 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있고, 수신기의 동작은 하향링크 수신 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.

15 도 11은 본 발명에 따른 송신기 및 수신기의 구성을 도시한 도면이다.

도 11을 참조하여 본 발명에 따른 송신기(1110)는, 수신모듈(1111), 전송모듈(1112), 프로세서(1113), 메모리(1114) 및 복수개의 안테나(1115)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(1115)는 MIMO 송수신을 지원하는 송신기를 의미한다. 프로세서(1113)는 송신기(1110)의 전반의 동작을 제어할 수 있다.

20 본 발명의 일 실시예에 따른 송신기(1110) 수신기에게 프리코딩된 신호를 전송하도록 구성될 수 있다. 송신기(1110)는 N_t 개의 안테나(1115)를 구비하고, 메모리(1114)에 프리코딩 행렬의 선택에 이용되는 코드북(즉, 제 1 및 제 2 코드북)을 저장할 수 있다.

송신기의 프로세서(1113)는, 제 1 PMI 및 제 2 PMI의 조합에 의해서
25 지시(indicate)되는 프리코딩 행렬을 선택하도록 구성될 수 있다. 예를 들어, 송신기의 프로세서(1113)는, 제 1 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬을 결정하고, 제 1 행렬 및 제 2 행렬에 기초하여 프리코딩 행렬을 결정할 수 있다. 프로세서(1113)가 제 1 PMI 및 제 2 PMI
30 의 조합에 의해서 지시(indicate)되는 프리코딩 행렬을 선택하는 경우에, 제 1 및

제 2 PMI 는 수신기로부터 피드백되는 PMI들이고 수신기는 송신기로부터의 채널을 측정하여 제 1 및 제 2 PMI 를 결정하고 이를 피드백할 수 있다. 또는, 제 1 및 제 2 PMI 는 수신기로부터 피드백되는 PMI 를 고려하여 프로세서(1113)가 적절하게 선택하는 PMI들일 수도 있다. 즉, 프로세서(1113)가 제 1 PMI에 기초하여 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬을 결정하고, 제 2 PMI에 기초하여 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬을 결정하는 것은, 수신기로부터 피드백된 제 1 및 제 2 PMI 를 그대로 이용하거나, 수신기로부터 피드백된 제 1 및 제 2 PMI 를 고려하여 프로세서(1113)가 제 1 및 제 2 코드북으로부터 제 1 및 제 2 행렬을 적절하게 선택하는 것을 포함한다.

또한, 프로세서(1113)는, 선택된 프리코딩 행렬을 이용하여 전송될 신호가 매핑된 하나 이상의 레이어에 프리코딩을 수행하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(1113)는, 프리코딩된 신호를 전송 모듈(1112) 및 N_t 개의 안테나(1115)를 통하여 전송하도록 구성될 수 있다.

송신기(1110)의 프로세서(1113)는 그 외에도 송신기(1110)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(1114)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로 대체될 수 있다.

도 11을 참조하여 본 발명에 따른 수신기(1120)는, 수신모듈(1121), 전송모듈(1122), 프로세서(1123), 메모리(1124) 및 복수개의 안테나(1125)를 포함할 수 있다. 복수개의 안테나(1125)는 MIMO 송수신을 지원하는 수신기 장치를 의미한다. 프로세서(1123)는 수신기(1120)의 전반의 동작을 제어할 수 있다.

본 발명의 일 실시예에 따른 수신기(1120)는 N_t 개의 전송 안테나를 구비하는 송신기(1110)로부터 프리코딩된 신호를 수신하도록 구성될 수 있다. 수신기(1120)는 메모리(1124)에 프리코딩 행렬의 선택에 이용되는 코드북(즉, 제 1 및 제 2 코드북)을 저장할 수 있다. 수신기의 프로세서(1123)는, 전송 모듈(1122)을 통하여 송신기(1110)로 제 1 및 제 2 PMI 를 전송하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(1123)는, 수신 모듈(1121)을 통하여 송신기(1110)로부터 프리코딩된 신호를 수신하도록 구성될 수 있다. 송신기의 프리코딩 수행에 이용되는 프리코딩 행렬은, 예를 들어, 수신기(1120)가 전송한 제 1 및 제 2 PMI 를 이용하여 선택된 것이거나, 수신기(1120)가 전송한 제 1 및 제 2 PMI 를 고려하여 송신기(1110)가

적절하게 선택한 것일 수도 있다. 또한, 프로세서(1123)는, 제 1 PMI 및 제 2 PMI 의 조합에 의해서 지시(indicate)되는 프리코딩 행렬을 선택하도록 구성될 수 있다. 수신기의 프로세서(1123)가 선택하는 프리코딩 행렬에 대한 정보는 송신기(1110)에 의해서 제공될 수도 있다. 또한, 프로세서(1123)는, 선택된 프리코딩 행렬을
5 이용하여 상기 수신된 신호에 프리코딩의 역처리를 수행하여 신호를 복원하도록 구성될 수 있다.

수신기(1120)의 프로세서(1123)는 그 외에도 수신기(1120)가 수신한 정보, 외부로 전송할 정보 등을 연산 처리하는 기능을 수행하며, 메모리(1124)는 연산 처리된 정보 등을 소정시간 동안 저장할 수 있으며, 버퍼(미도시) 등의 구성요소로
10 대체될 수 있다.

송신기(1110) 및 수신기(1120)에서 이용하는 제 1 및 제 2 코드북은 다음과 같이 구성될 수 있다.

제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬로서 정의되고, 블록대각행렬의 대각성분(즉, 블록들)은 상호 독립적으로 구성될 수 있다. 예를
15 들어, 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$)은 $N_t \times 2M$ (N_t =송신기의 전송 안테나 개수) 크기의 블록대각행렬이고, 각각의 블록은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, 블록들은 서로 동일하거나 또는 상이할 수 있다.

제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위요소와 하위요소로
20 구성되며, 하위요소는 위상 회전 값을 포함할 수 있다. 예를 들어, 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의될 수 있다 (r 은 레이어의 개수(즉, 전송 랭크 값)임). 예를 들어, 상위요소와 하위요소는 각각 $W1(i)$ 의 블록들에서 동일한 열을 선택하는 선택벡터로 구성되며, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다. 또는,
25 상위요소와 하위요소는 각각 $W1(i)$ 의 블록들에서 상이한 열을 선택하는 선택벡터로 구성되며, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다. 또는, 상위요소와 하위요소는 각각 $W1(i)$ 의 블록들에서 하나 이상의 열의 선형 조합(linear combination)을 구성하는 계수일 수 있고, 하위요소는 상위요소에 소정의 위상 회전 값을 곱한 것일 수 있다.

30 도 11 을 참조하여 설명한 송신기 및 수신기의 구성에 있어서, 제 1 코드북($W1$

코드북)에 포함되는 행렬들 및 제 2 코드북(W2 코드북)에 포함되는 행렬들을 구성하는 방안으로서 전술한 본 발명의 다양한 예시들에서 설명한 사항들이 독립적으로 적용되거나 또는 2 이상의 실시예가 동시에 적용될 수 있으며, 중복되는 내용은 명확성을 위하여 설명을 생략한다.

5 또한, 도 11 에 대한 설명에 있어서 송신기는 기지국이고 수신기는 단말이 될 수 있고, 또는 송신기는 단말이고 수신기는 기지국이 될 수 있다. 또한, 송신기의 동작은 하향링크 전송 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있고, 수신기의 동작은 하향링크 수신 주체로서의 중계기 장치에 대해서도 동일하게 적용될 수 있다.

10 상술한 본 발명의 실시예들은 다양한 수단을 통해 구현될 수 있다. 예를 들어, 본 발명의 실시예들은 하드웨어, 펌웨어(firmware), 소프트웨어 또는 그것들의 결합 등에 의해 구현될 수 있다.

하드웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은 하나 또는 그 이상의 ASICs(Application Specific Integrated Circuits), DSPs(Digital Signal
15 Processors), DSPDs(Digital Signal Processing Devices), PLDs(Programmable Logic Devices), FPGAs(Field Programmable Gate Arrays), 프로세서, 컨트롤러, 마이크로 컨트롤러, 마이크로 프로세서 등에 의해 구현될 수 있다.

펌웨어나 소프트웨어에 의한 구현의 경우, 본 발명의 실시예들에 따른 방법은
20 이상에서 설명된 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등의 형태로 구현될 수 있다. 소프트웨어 코드는 메모리 유닛에 저장되어 프로세서에 의해 구동될 수 있다. 상기 메모리 유닛은 상기 프로세서 내부 또는 외부에 위치하여, 이미 공지된 다양한 수단에 의해 상기 프로세서와 데이터를 주고 받을 수 있다.

상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은
25 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 본 발명의 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 예를 들어, 당업자는 상술한 실시예들에 기재된 각 구성을 서로 조합하는 방식으로 이용할 수 있다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들
30 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

본 발명은 본 발명의 정신 및 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 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. 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다. 또한, 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함할 수 있다.

10 **【산업상 이용가능성】**

상술한 바와 같은 본 발명의 실시형태들은 다양한 이동통신 시스템에 적용될 수 있다.

【청구의 범위】

【청구항 1】

다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 송신기가 프리코딩된 신호를 전송하는 방법으로서,

5 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬(W1)을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬(W2)을 결정하고, 상기 제 1 행렬(W1) 및 제 2 행렬(W2)에 기초하여 프리코딩 행렬(W)를 결정하는 단계;

10 전송될 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 상기 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩을 수행하는 단계; 및

상기 프리코딩된 신호를 수신기로 전송하는 단계를 포함하고,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성되며,

15 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함하는, 프리코딩된 신호 전송 방법.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

20 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬(W1(i)) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬(W2(j))는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & Y_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} e_M^k & e_M^l \dots e_M^n \\ \alpha_j e_M^k & \beta_j e_M^l \dots \gamma_j e_M^n \end{bmatrix}$$

W1(i)는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기

블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬이고, Nt 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, \mathbf{e}_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^k, \mathbf{e}_M^l, \dots, \mathbf{e}_M^n$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^k, \beta_j \mathbf{e}_M^l, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^n$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k, l, n \leq M$ 이고, k, l, n 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 전송 방법.

【청구항 3】

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}$$

$W1(i)$ 는 $Nt \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬이고, Nt 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^{k1}, \mathbf{e}_M^{l1}, \dots, \mathbf{e}_M^{n1}$ 은

상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$, $\beta_j \mathbf{e}_M^{l2}$, ..., $\gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, α_j , β_j , γ_j 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 전송 방법.

5 **【청구항 4】**

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬(W1(i)) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬(W2(j))는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$\mathbf{W1}(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{Y}_i \end{bmatrix}$$

$$\mathbf{W2}(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}$$

10 W1(i)는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

W2(j) 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고,

15 \mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, \mathbf{e}_M^{k1} , \mathbf{e}_M^{l1} , ..., \mathbf{e}_M^{n1} 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}$, $\beta_j \mathbf{e}_M^{l2}$, ..., $\gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, α_j , β_j , γ_j 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 전송 방법.

20

【청구항 5】

제 1 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{e}}_M^k & \tilde{\mathbf{e}}_M^l & \dots & \tilde{\mathbf{e}}_M^n \\ \alpha_j \tilde{\mathbf{e}}_M^k & \beta_j \tilde{\mathbf{e}}_M^l & \dots & \gamma_j \tilde{\mathbf{e}}_M^n \end{bmatrix}$$

5

$W1(i)$ 는 $Nt \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬이고, Nt 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, $\tilde{\mathbf{e}}_M^p$ ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 상기 X_i 의 열(column) 벡터들의 선형 조합(linear combination)을 구성하는 계수이고, $\tilde{\mathbf{e}}_M^k, \tilde{\mathbf{e}}_M^l, \dots, \tilde{\mathbf{e}}_M^n$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \tilde{\mathbf{e}}_M^k, \beta_j \tilde{\mathbf{e}}_M^l, \dots, \gamma_j \tilde{\mathbf{e}}_M^n$ 은 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, k, l, n 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 전송 방법.

15 **【청구항 6】**

제 5 항에 있어서,

$$\tilde{\mathbf{e}}_M^p = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T \text{ 이고, } c_1, c_2, c_3, c_4 \text{ 는 복소수이고,}$$

W 는 다음의 수학적식과 같이 정의되는,

$$W = \left[\sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \quad \alpha_j \sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \right]^T,$$

20 프리코딩된 신호 전송 방법.

【청구항 7】

다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 수신기가 프리코딩된 신호를 수신하는 방법으로서,

송신기가 전송하는 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 프리코딩이 수행된, 5 프리코딩된 신호를 상기 송신기로부터 수신하는 단계; 및

상기 프리코딩된 신호를, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 결정된 제 1 행렬(W1) 및 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 결정된 제 2 행렬(W2)에 기초하여 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 처리하는 단계를 10 포함하고,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성되며,

상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper 15 element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함하는, 프리코딩된 신호 수신 방법.

【청구항 8】

제 7 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 20 행렬(W1(i)) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬(W2(j))는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & Y_i \end{bmatrix} .$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} e_M^k & e_M^l & \dots & e_M^n \\ \alpha_j e_M^k & \beta_j e_M^l & \dots & \gamma_j e_M^n \end{bmatrix}$$

W1(i)는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(N_t/2) \times M$ 크기의

행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W_2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고,

\mathbf{e}_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분 중에서 p 번째

성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^k, \mathbf{e}_M^l, \dots, \mathbf{e}_M^n$ 은 상기 상위 요소에

5 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^k, \beta_j \mathbf{e}_M^l, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^n$ 는 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j,$

γ_j 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k, l, n \leq M$ 이고, k, l, n 은 각각

정수(integer)인, 프리코딩된 신호 수신 방법.

【청구항 9】

제 7 항에 있어서,

10 상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W_1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W_2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W_1(i) = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{X}_i \end{bmatrix}$$

$$W_2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}$$

15 $W_1(i)$ 는 $N_t \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(N_t/2) \times M$ 크기의 행렬이고, N_t 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W_2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고,

\mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분

중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^{k1}, \mathbf{e}_M^{l1}, \dots, \mathbf{e}_M^{n1}$ 은

20 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}, \beta_j \mathbf{e}_M^{l2}, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에

해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 수신 방법.

【청구항 10】

5 제 7 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & Y_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \mathbf{e}_M^{k1} & \mathbf{e}_M^{l1} & \dots & \mathbf{e}_M^{n1} \\ \alpha_j \mathbf{e}_M^{k2} & \beta_j \mathbf{e}_M^{l2} & \dots & \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2} \end{bmatrix}$$

10 $W1(i)$ 는 $Nt \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 및 Y_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 와 Y_i 의 각각은 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬이고, Nt 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고,

\mathbf{e}_M^p ($p=k1, k2, l1, l2, \dots, n1, n2$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 \mathbf{e}_M^p 의 M 개의 벡터 성분

15 중에서 p 번째 성분은 1 이고 나머지 성분들은 0 이고, $\mathbf{e}_M^{k1}, \mathbf{e}_M^{l1}, \dots, \mathbf{e}_M^{n1}$ 은

상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \mathbf{e}_M^{k2}, \beta_j \mathbf{e}_M^{l2}, \dots, \gamma_j \mathbf{e}_M^{n2}$ 는 상기 하위 요소에

해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, $1 \leq k1, k2, l1, l2, n1, n2 \leq M$ 이고, $k1, k2, l1, l2, n1, n2$ 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 수신 방법.

20 【청구항 11】

제 7 항에 있어서,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 i 번째 프리코딩 행렬($W1(i)$) 및 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들 중에서 j 번째 프리코딩 행렬($W2(j)$)는 다음의 수학적식과 같이 정의되고,

$$W1(i) = \begin{bmatrix} X_i & 0 \\ 0 & X_i \end{bmatrix}$$

$$W2(j) = \begin{bmatrix} \tilde{e}_M^k & \tilde{e}_M^l & \dots & \tilde{e}_M^n \\ \alpha_j \tilde{e}_M^k & \beta_j \tilde{e}_M^l & \dots & \gamma_j \tilde{e}_M^n \end{bmatrix}$$

5 $W1(i)$ 는 $Nt \times 2M$ 크기의 블록대각행렬로서 정의되고, X_i 는 상기 블록대각행렬의 각각의 블록에 해당하고, X_i 는 $(Nt/2) \times M$ 크기의 행렬이고, Nt 는 상기 송신기의 전송 안테나의 개수이며,

$W2(j)$ 는 $2M \times r$ 크기의 행렬로서 정의되고, r 은 상기 레이어의 개수이고, \tilde{e}_M^p ($p=k, l, \dots, n$)는 $M \times 1$ 크기의 벡터이고 상기 X_i 의 열(column) 벡터들의 선형
 10 조합(linear combination)을 구성하는 계수이고, $\tilde{e}_M^k, \tilde{e}_M^l, \dots, \tilde{e}_M^n$ 은 상기 상위 요소에 해당하고, $\alpha_j \tilde{e}_M^k, \beta_j \tilde{e}_M^l, \dots, \gamma_j \tilde{e}_M^n$ 은 상기 하위 요소에 해당하고, $\alpha_j, \beta_j, \gamma_j$ 는 상기 위상 회전 값에 해당하고, k, l, n 은 각각 정수(integer)인, 프리코딩된 신호 수신 방법.

【청구항 12】

15 제 11 항에 있어서,

$$\tilde{e}_M^p = [c_1 \ c_2 \ c_3 \ c_4]^T \text{ 이고, } c_1, c_2, c_3, c_4 \text{ 는 복소수이고,}$$

W 는 다음의 수학적식과 같이 정의되는,

$$W = \left[\sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \quad \alpha_j \sum_{n=1}^4 c_n X_i(n) \right]^T,$$

프리코딩된 신호 수신 방법.

20 【청구항 13】

다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호를 전송하는 송신기로서,

수신기로 신호를 전송하는 전송 모듈;

상기 수신기로부터 신호를 수신하는 수신 모듈;

5 상기 전송 모듈 및 상기 수신 모듈을 포함하는 상기 송신기를 제어하는 프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

10 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 제 1 행렬(W1)을 결정하고, 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 제 2 행렬(W2)을 결정하고, 상기 제 1 행렬(W1) 및 제 2 행렬(W2)에 기초하여 프리코딩 행렬(W)를 결정하고;

전송될 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 상기 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 프리코딩을 수행하고;

15 상기 전송 모듈을 통하여 상기 프리코딩된 신호를 상기 수신기로 전송하도록 구성되며,

상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성되며,

20 상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함하는, 프리코딩된 신호 송신기.

【청구항 14】

다중 안테나 전송을 지원하는 무선 통신 시스템에서 프리코딩된 신호를 수신하는 수신기로서,

25 송신기로 신호를 전송하는 전송 모듈;

상기 송신기로부터 신호를 수신하는 수신 모듈;

상기 전송 모듈 및 상기 수신 모듈을 포함하는 상기 수신기를 제어하는 프로세서를 포함하고,

상기 프로세서는,

30 상기 송신기가 전송하는 신호가 매핑되는 하나 이상의 레이어에 프리코딩이

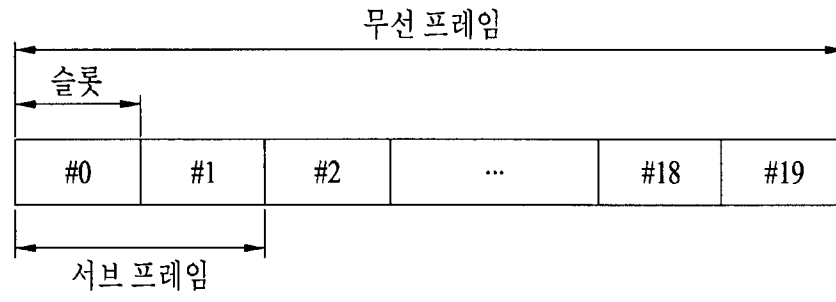
수행된, 프리코딩된 신호를 상기 송신기로부터 상기 수신 모듈을 통하여 수신하고;

상기 프리코딩된 신호를, 제 1 프리코딩행렬지시자(PMI)가 지시(indicate)하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 1 코드북으로부터 결정된 제 1 행렬(W1) 및 제 2 PMI가 지시하는 프리코딩 행렬들을 포함하는 제 2 코드북으로부터 결정된 제 2 행렬(W2)에 기초하여 결정된 프리코딩 행렬(W)을 이용하여 처리하도록 구성되며,

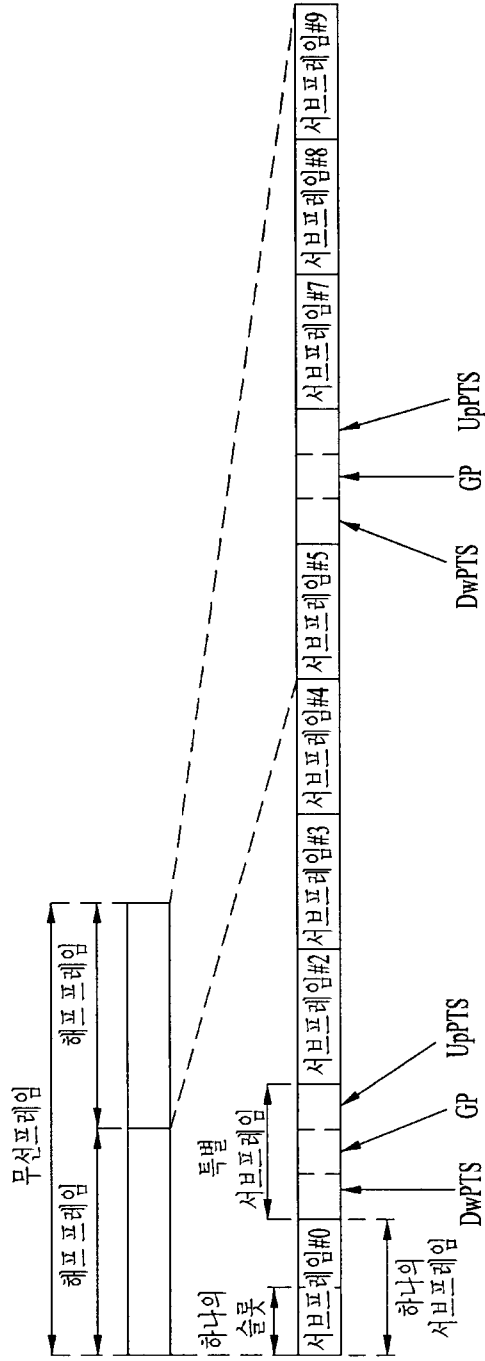
상기 제 1 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 블록대각행렬(block diagonal matrix)로 구성되고, 상기 블록대각행렬의 블록들은 상호 독립적(independent)으로 구성되며,

상기 제 2 코드북에 포함되는 프리코딩 행렬들의 각각은 상위 요소(upper element)와 하위요소(lower element)로 구성되며, 상기 하위요소는 위상 회전(phase rotation) 값을 포함하는, 프리코딩된 신호 수신기.

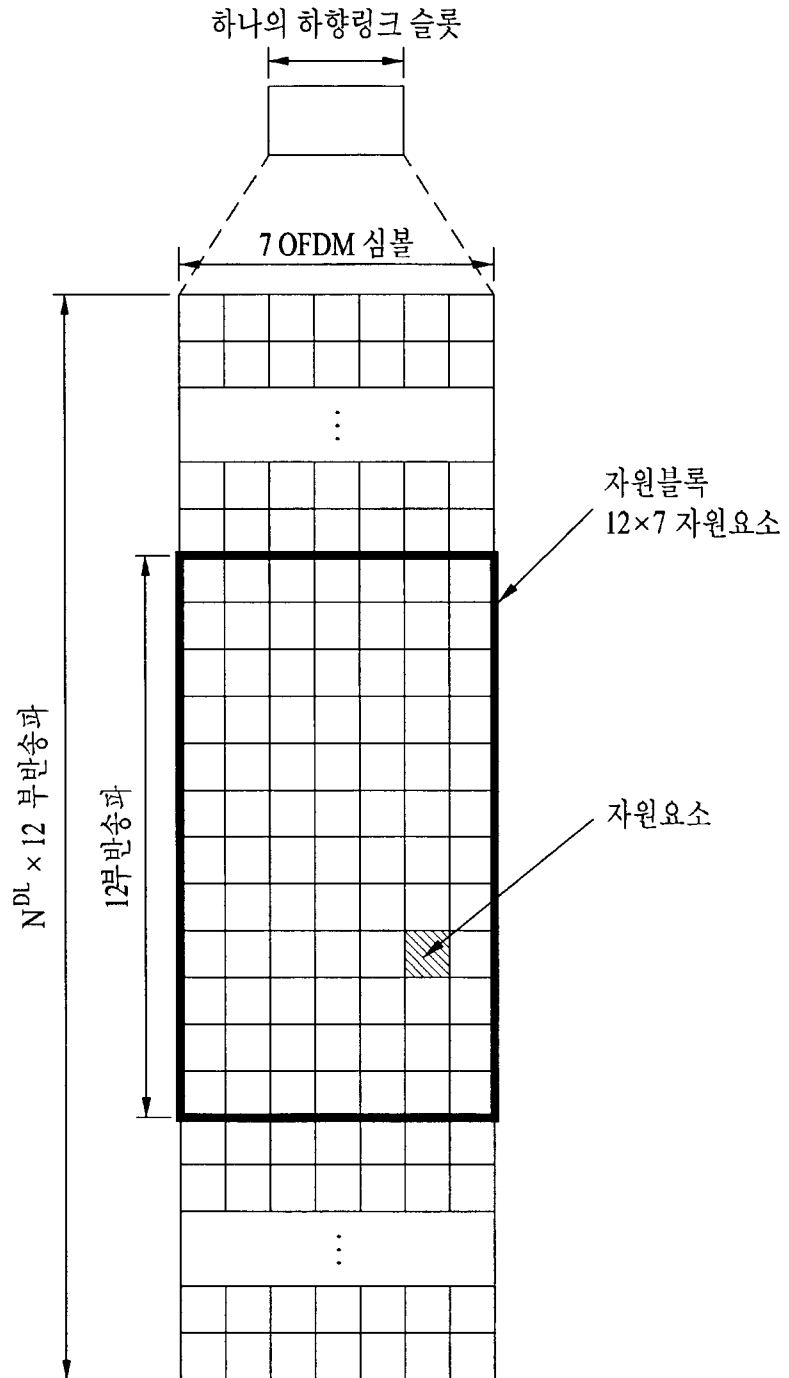
1/11
[도 1]



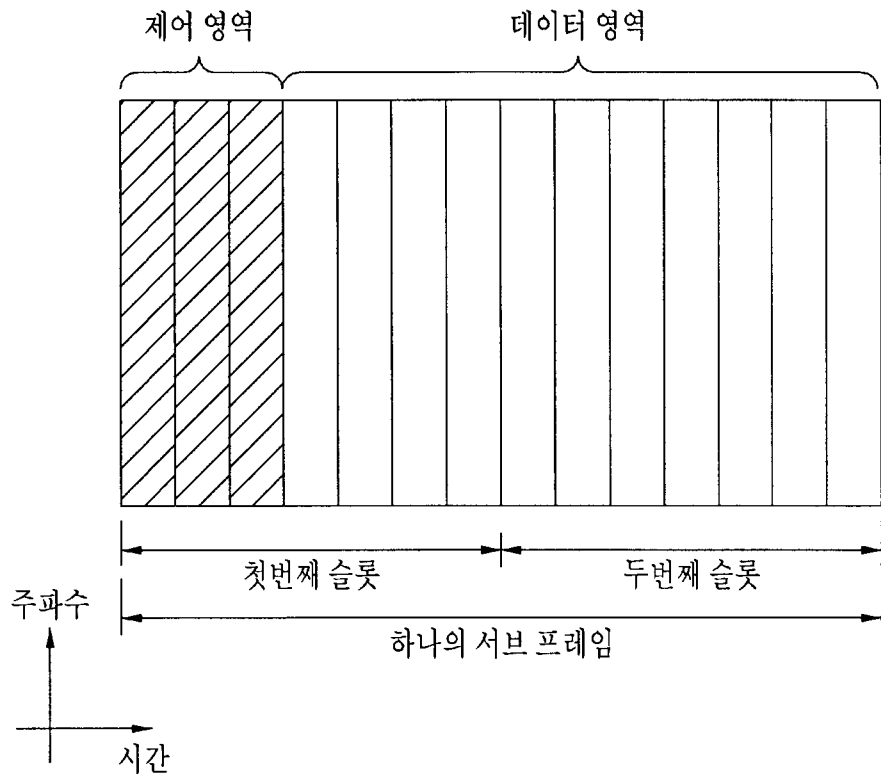
[도 2]



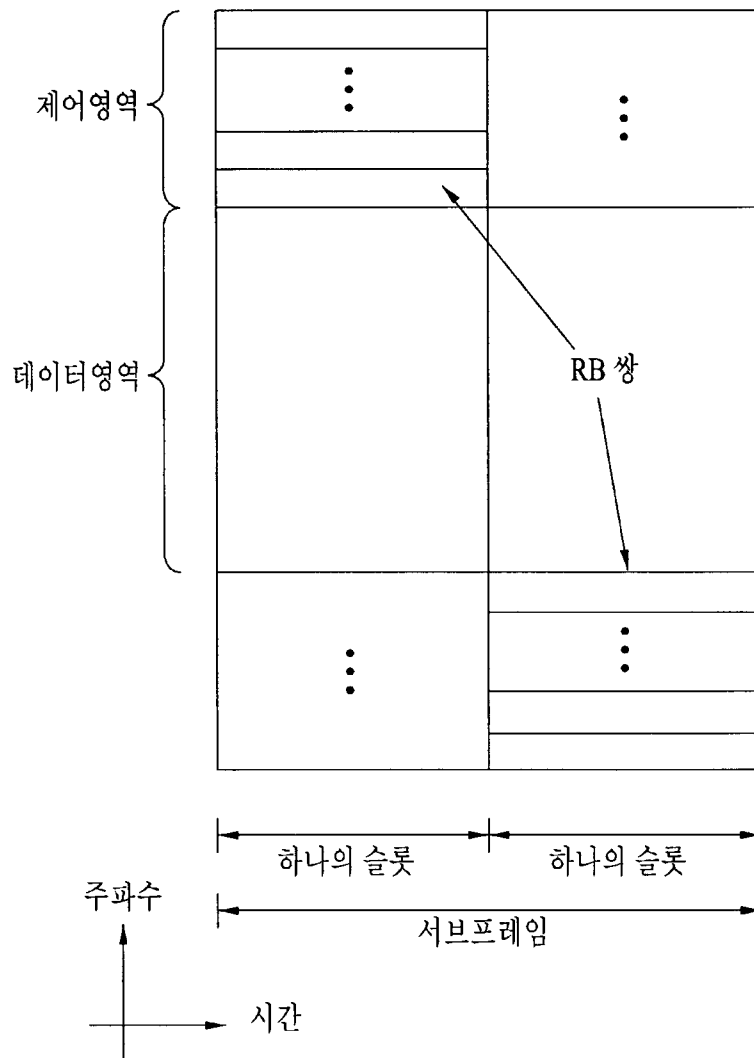
3/11
[도 3]



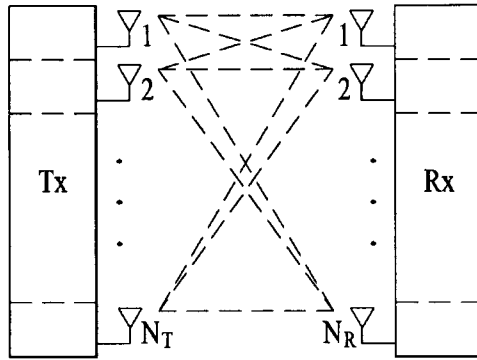
4/11
[도 4]



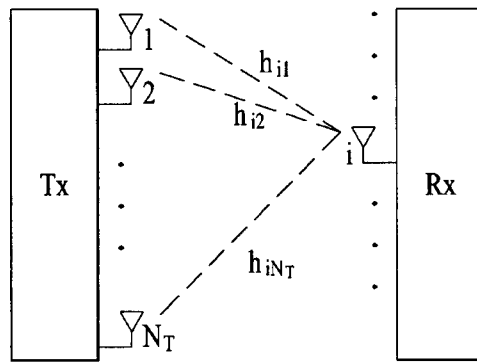
5/11
[도 5]



6/11
 [6]

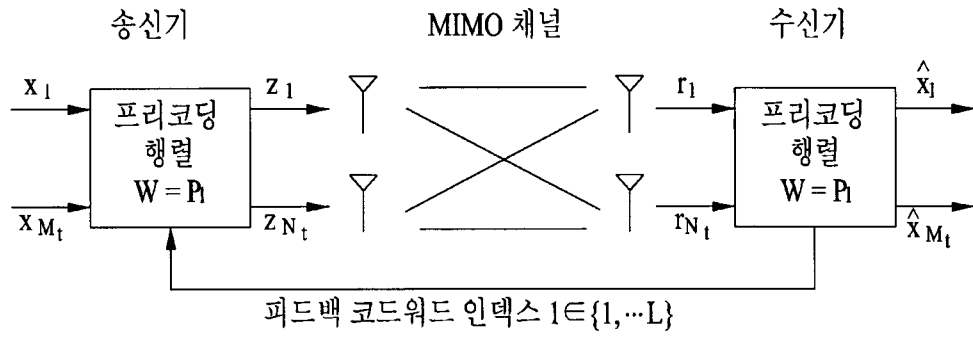


(a)

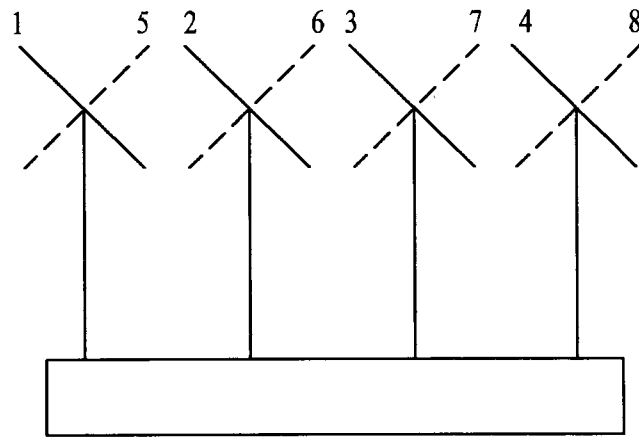


(b)

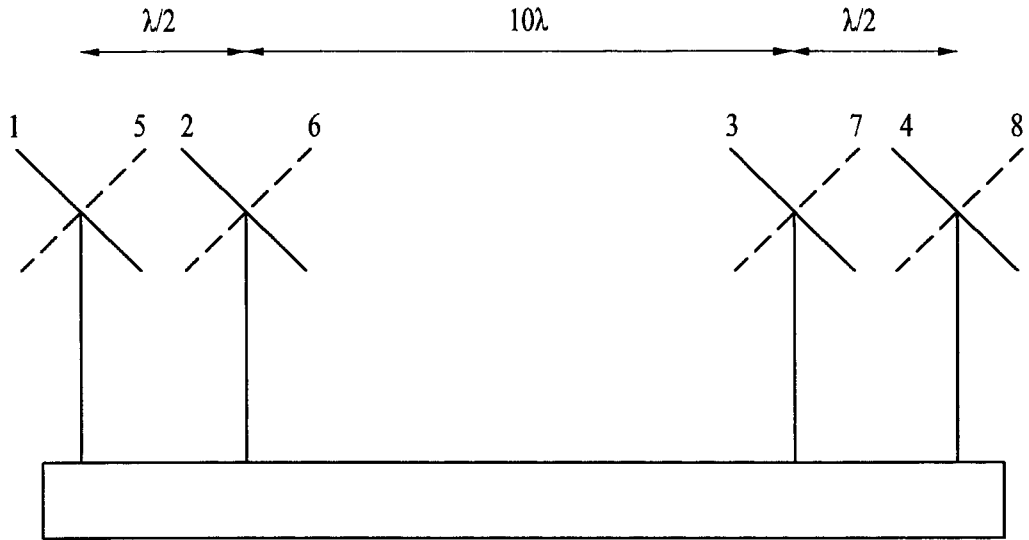
7/11
[도 7]



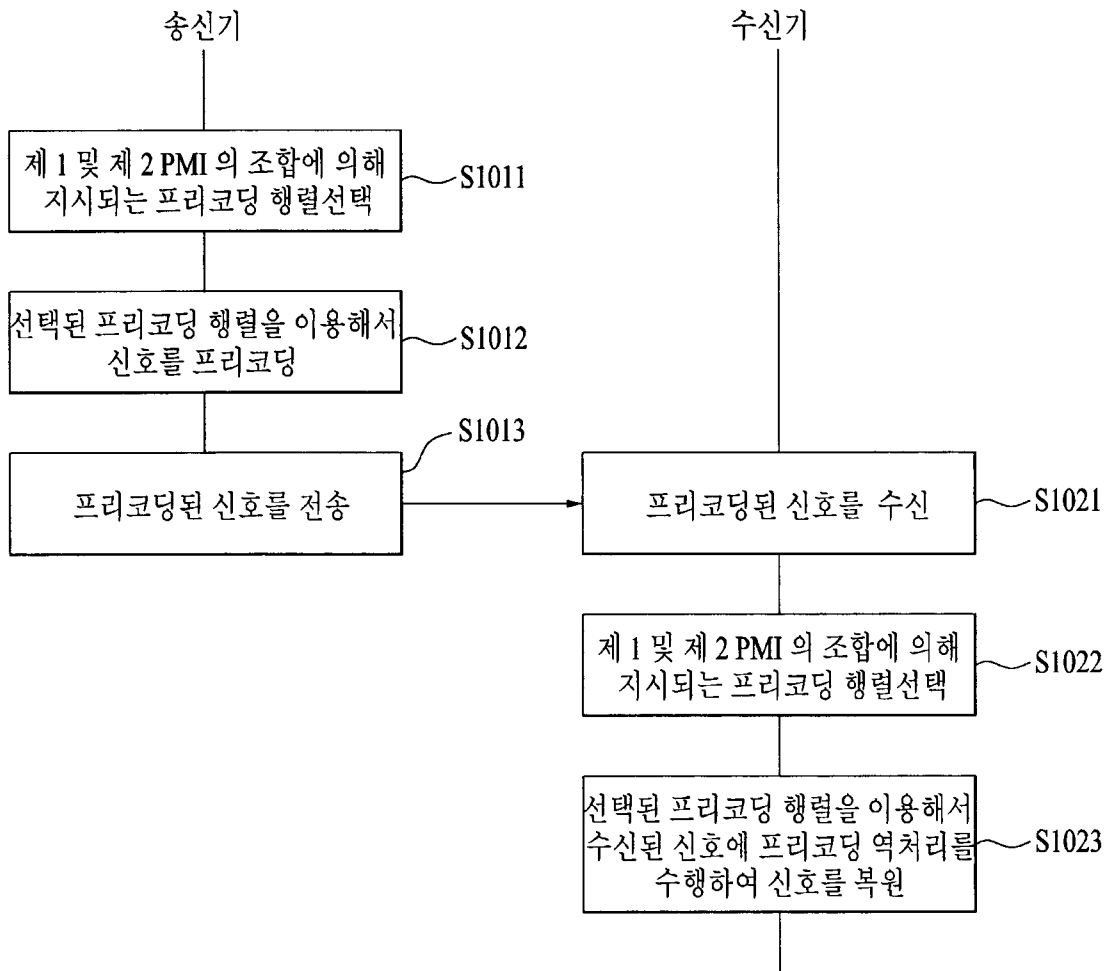
8/11
[도 8]



9/11
[도 9]



10/11
[도 10]



11/11
[도 11]

