

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국(43) 국제공개일
2010년 2월 4일 (04.02.2010)

PCT

(10) 국제공개번호
WO 2010/013949 A2

(51) 국제특허분류:

H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/005 (2006.01)

(21) 국제출원번호:

PCT/KR2009/004233

(22) 국제출원일:

2009년 7월 29일 (29.07.2009)

(25) 출원언어:

한국어

(26) 공개언어:

한국어

(30) 우선권정보:

61/084,622 2008년 7월 30일 (30.07.2008) US
10-2009-0042772 2009년 5월 15일 (15.05.2009) KR

(71) 출원인(US을(를) 제외한 모든 지정국에 대하여): 엘지전자주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 서울특별시 영등포구 여의도동 20번지, 150-721 Seoul (KR).

(72) 발명자; 겸

(75) 발명자/출원인(US에 한하여): 고현수 (KO, Hyun Soo) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 번지 엘지 연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 천진영 (CHUN, Jin Young) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 번지 엘지 연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 이문일 (LEE, Moon Il) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 번지 엘지연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 임빈철 (IHM, Bin Chul) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구

호계 1동 533 번지 엘지 연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR). 이욱봉 (LEE, Wook Bong) [KR/KR]; 경기도 안양시 동안구 호계 1동 533 번지 엘지 연구개발연구소, 431-749 Gyeonggi-do (KR).

(74) 대리인: 양문옥 (YANG, Moon Ock); 서울특별시 강남구 역삼동 642-10 번지 송암빌딩 10층 에스엔아이피 국제특허법률사무소, 135-080 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, 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, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

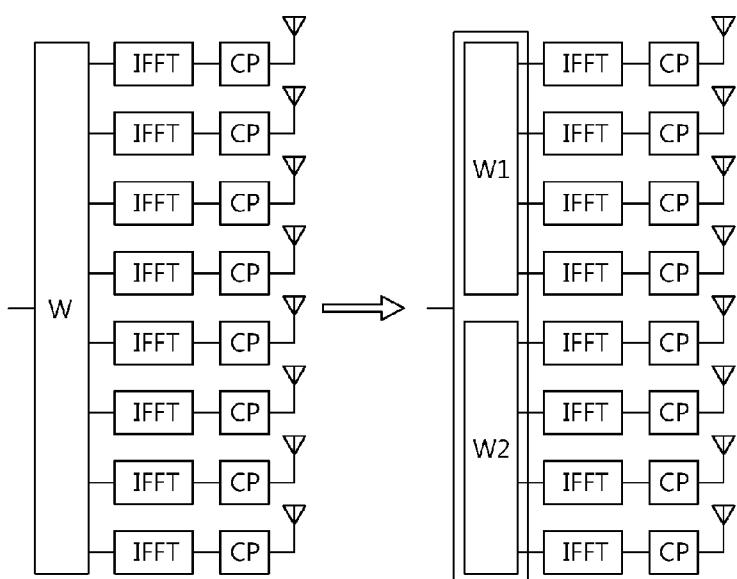
(84) 지정국(별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), 유럽 (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF,

[다음 쪽 계속]

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING DATA IN MULTIPLE ANTENNA SYSTEM

(54) 발명의 명칭: 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법

[Fig. 4]



블록 다이아고날(block diagonal) 형태의 행렬이고, 상기 제 1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황에 따라 선택되고, 상기 제 2 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 선택되는 단계, 및 상기 송신 신호를 전송하는 단계를 포함한다.

(57) Abstract: A method for transmitting data in a multiple antenna system comprises the steps of: generating a transmission signal in plural antennas through the application of a precoding weight matrix to first and second antenna clusters including the plural antennas, and transmitting the transmission signal. The precoding weight matrix is a block diagonal matrix that is configured in a precoding weight corresponding to first and second antenna clusters respectively. The precoding weight of the first antenna cluster is selected according to a channel condition, and the precoding weight of the second antenna cluster is selected regardless of the channel condition but according to a rule.

(57) 요약서: 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법은 복수의 안테나를 포함하는 제 1 안테나 클러스터(cluster) 및 제 2 안테나 클러스터에 프리코딩 가중치 행렬을 적용하여 상기 복수의 안테나에서의 송신 신호를 생성하되, 상기 프리코딩 가중치 행렬은 상기 제 1 안테나 클러스터 및 상기 제 2 안테나 클러스터 각각에 대응하는 프리코딩 가중치로 구성되는

BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, 공개:
SN, TD, TG).

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

명세서

다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법

기술분야

[1] 본 발명은 무선통신에 관한 것으로 보다 상세하게는 다중안테나를 이용한 데이터 전송방법에 관한 것이다.

배경기술

[2] 최근에는 무선통신 시스템의 성능과 통신용량을 극대화하기 위하여 다중입출력(Multiple Input Multiple Output; MIMO) 시스템이 주목받고 있다. MIMO 기술은 지금까지 하나의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용했던 것에서 탈피하여, 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 채택해 송수신 데이터 전송 효율을 향상시킬 수 있는 방법이다. MIMO 시스템을 다중안테나(Multiple antenna) 시스템이라고도 한다. MIMO 기술은 하나의 전체 메시지를 수신하기 위해 단일 안테나 경로에 의존하지 않고 여러 안테나에서 수신된 단편적인 데이터 조각을 한데 모아 완성하는 기술을 응용한 것이다. 그 결과, 특정 범위에서 데이터 전송 속도를 향상시키거나 특정 데이터 전송 속도에 대해 시스템 범위를 증가시킬 수 있다.

[3] MIMO 기술에는 송신 다이버시티(transmit diversity), 공간 다중화(spatial multiplexing) 및 빔 형성(beamforming) 등이 있다. 송신 다이버시티는 다중 송신 안테나에서 동일한 데이터를 전송하여 전송 신뢰도를 높이는 기술이다. 공간 다중화는 다중 송신 안테나에서 서로 다른 데이터를 동시에 전송하여 시스템의 대역폭을 증가시키지 않고 고속의 데이터를 전송할 수 있는 기술이다. 빔 형성은 다중 안테나에서 채널 상태에 따른 가중치를 가하여 신호의 SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)을 증가시키기 위해 사용된다. 이 때, 가중치는 가중치 벡터(weight vector) 또는 가중치 행렬(weight matrix)로 표시될 수 있고, 이를 프리코딩 벡터(precoding vector) 또는 프리코딩 행렬(precoding matrix)이라 한다.

[4] 공간 다중화는 단일 사용자에 대한 공간 다중화와 다중 사용자에 대한 공간 다중화가 있다. 단일 사용자에 대한 공간 다중화는 SU-MIMO(Single User MIMO)라고도 하며, 다중 사용자에 대한 공간 다중화는 SDMA(Spatial Division Multiple Access) 혹은 MU-MIMO(Multi User MIMO)로 불린다. MIMO 채널의 용량은 안테나 수에 비례하여 증가한다. MIMO 채널은 독립 채널로 분해될 수 있다. 송신 안테나의 수를 N_t , 수신 안테나의 수를 N_r 이라 할 때, 독립 채널의 수 N_i 는 $N_i \leq \min\{N_t, N_r\}$ 이 된다. 각각의 독립 채널은 공간 계층(spatial layer)이라 할 수 있다. 랭크(rank)는 MIMO 채널 행렬의 영이 아닌 고유값(non-zero eigenvalue)의 수로, 다중화될 수 있는 공간 스트림의 수로 정의될 수 있다.

[5] MIMO 기술에는 코드북(codebook) 기반의 프리코딩 기법이 있다. 코드북

기반의 프리코딩 기법은 미리 결정된 프리코딩 행렬 중에서 MIMO 채널과 가장 유사한 프리코딩 행렬을 선택하여 프리코딩 행렬 인덱스 (precoding matrix indicator; PMI)를 전송하는 방식으로, 귀환데이터의 오버헤드를 줄일 수 있다. 코드북은 공간 채널을 대표할 수 있는 코드북 세트(codebook set)로 구성된다. 데이터의 송신율을 높이기 위해서는 안테나의 수를 증가시켜야 하는데, 안테나의 수가 증가할수록 더 많은 코드북 세트로 코드북을 구성하여야 한다. 안테나의 수의 증가에 따른 코드북 세트의 증가로 인하여 귀환데이터의 오버헤드가 증가할 뿐만 아니라 코드북을 설계하는 데에도 어려움이 있다.

- [6] 기존의 안테나보다 수적으로 증가되는 다중안테나 시스템에서 코드북 기반의 프리코딩 기법을 효율적으로 적용할 수 있는 방법이 필요하다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [7] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 증가된 다중안테나에 대하여 코드북 기반의 프리코딩 기법을 효율적으로 적용할 수 있는 방법을 제공함에 있다.

기술적 해결방법

- [8] 본 발명의 일 양태에 따른 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법은 복수의 안테나를 포함하는 제1 안테나 클러스터(cluster) 및 제2 안테나 클러스터에 프리코딩 가중치 행렬을 적용하여 상기 복수의 안테나에서의 송신 신호를 생성하되, 상기 프리코딩 가중치 행렬은 상기 제1 안테나 클러스터 및 상기 제2 안테나 클러스터 각각에 대응하는 프리코딩 가중치로 구성되는 블록 다이아고날(block diagonal) 형태의 행렬이고, 상기 제1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황에 따라 선택되고, 상기 제2 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 선택되는 단계, 및 상기 송신 신호를 전송하는 단계를 포함한다.

- [9] 본 발명의 다른 양태에 따른 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법은 복수의 안테나가 복수개씩 묶여서 구성된 제1 안테나 클러스터 및 제2 안테나 클러스터를 포함하는 송신기로부터 수신신호를 수신하되, 상기 제1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황에 따라 선택되고, 상기 제2 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 선택되는 단계, 및 상기 수신신호에 대한 채널을 추정하여 상기 제1 안테나 클러스터에 대한 PMI를 포함하는 귀환데이터를 전송하는 단계를 포함한다.

- [10]

유리한 효과

- [11] 프리코딩 가중치의 일부는 채널 독립적 프리코딩을 사용하고 나머지는 채널 종속적 프리코딩을 사용하여 기회적 빔포밍(opportunistic beamforming)에 의한 스케줄링 이득과 채널 종속적 프리코딩에 의한 처리성능을 최대화할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [12] 도 1은 무선 통신 시스템을 나타낸 블록도이다.
- [13] 도 2는 송신기 구조의 일 예를 나타낸다.
- [14] 도 3은 다중안테나 시스템에서 송신기와 수신기 간의 데이터 처리를 나타낸다.
- [15] 도 4는 본 발명의 일 실시 예에 따른 안테나 클러스터링(antenna clustering)을 나타낸다.
- [16] **발명의 실시를 위한 형태**
- [17] 도 1은 무선통신 시스템을 나타낸 블록도이다. 무선통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신 서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다.
- [18] 도 1을 참조하면, 무선통신 시스템은 단말(10; User Equipment, UE) 및 기지국(20; Base Station, BS)을 포함한다. 단말(10)은 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, MS(Mobile Station), UT(User Terminal), SS(Subscriber Station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 기지국(20)은 일반적으로 단말(10)과 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, 노드-B(Node-B), BTS(Base Transceiver System), 액세스 포인트(Access Point) 등 다른 용어로 불릴 수 있다. 하나의 기지국(20)에는 하나 이상의 셀이 존재할 수 있다.
- [19] 이하에서 하향링크(downlink; DL)는 기지국(20)에서 단말(10)로의 통신을 의미하며, 상향링크(uplink; UL)는 단말(10)에서 기지국(20)으로의 통신을 의미한다. 하향링크에서, 송신기는 기지국(20)의 일부일 수 있고 수신기는 단말(10)의 일부일 수 있다. 상향링크에서, 송신기는 단말(10)의 일부일 수 있고 수신기는 기지국(20)의 일부일 수 있다.
- [20] 무선통신 시스템은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) /OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 기반 시스템일 수 있다. OFDM은 다수의 직교 부반송파를 이용한다. OFDM은 IFFT(inverse fast Fourier Transform)과 FFT(fast Fourier Transform) 사이의 직교성 특성을 이용한다. 송신기는 데이터에 IFFT를 수행하여 전송한다. 수신기는 수신신호에 FFT를 수행하여 원래 데이터를 복원한다. 송신기는 다중 부반송파들을 결합하기 위해 IFFT를 사용하고, 수신기는 다중 부반송파들을 분리하기 위해 대응하는 FFT를 사용한다.
- [21] 무선통신 시스템은 다중안테나(multiple antenna) 시스템일 수 있다. 다중안테나 시스템은 다중입출력(multiple-input multiple-output; MIMO) 시스템일 수 있다. 또는 다중안테나 시스템은 다중 입력 싱글 출력(multiple-input single-output; MISO) 시스템 또는 싱글 입력 싱글 출력(single-input single-output; SISO) 시스템 또는 싱글 입력 다중 출력(single-input multiple-output; SIMO) 시스템일 수도 있다. MIMO 시스템은 다수의 전송 안테나와 다수의 수신 안테나를 사용한다. MISO 시스템은 다수의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한다. SISO 시스템은 하나의 송신 안테나와 하나의 수신 안테나를 사용한다. SIMO 시스템은 하나의

송신 안테나와 다수의 수신 안테나를 사용한다.

- [22] 다중 안테나 시스템에서 다중 안테나를 이용한 기법으로는 랭크 1에서 SFBC(Space Frequency Block Code), STBC(Space Time Block Code)와 같은 STC(Space-Time Coding), CDD(Cyclic Delay Diversity), FSTD(frequency switched transmit diversity), TSTD(time switched transmit diversity) 등이 사용될 수 있다. 랭크 2 이상에서는 공간 다중화(Spatial Multiplexing; SM), GCDD(Generalized Cyclic Delay Diversity), S-VAP(Selective Virtual Antenna Permutation) 등이 사용될 수 있다. SFBC는 공간 영역과 주파수 영역에서의 선택성을 효율적으로 적용하여 해당 차원에서의 다이버시티 이득과 다중 사용자 스케줄링 이득까지 모두 확보할 수 있는 기법이다. STBC는 공간 영역과 시간 영역에서 선택성을 적용하는 기법이다. FSTD는 다중 안테나로 전송되는 신호를 주파수로 구분하는 기법이고, TSTD는 다중 안테나로 전송되는 신호를 시간으로 구분하는 기법이다. 공간 다중화는 안테나별로 서로 다른 데이터를 전송하여 전송률을 높이는 기법이다. GCDD는 시간 영역과 주파수 영역에서의 선택성을 적용하는 기법이다. S-VAP는 단일 프리코딩 행렬을 사용하는 기법으로, 공간 다이버시티 또는 공간 다중화에서 다중 코드워드를 안테나 간에 섞어주는 MCW(Multi Codeword) S-VAP와 단일 코드워드를 사용하는 SCW(Single Codeword) S-VAP가 있다.

- [23] 도 2는 송신기 구조의 일례를 나타낸다.

- [24] 도 2를 참조하면, 송신기(100)는 인코더(110-1,...,110-K), 변조기(120-1,...,120-K), 계층 맵퍼(130), 프리코더(140), 부반송파 맵퍼(150-1,...,150-K) 및 OFDM 신호 발생기(160-1,...,160-K)를 포함한다. 송신기(100)는 N_t ($N_t \geq 1$)개의 송신 안테나(170-1,...,170- N_t)를 포함한다.

- [25] 인코더(110-1,...,110-K)는 입력되는 데이터를 정해진 코딩 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded data)를 형성한다. 부호화된 데이터를 코드워드(codeword; CW)라 하며, 코드워드 b 는 수학식 1과 같이 표현될 수 있다.

- [26] 수학식 1

$$b^{(q)}(0), \dots, b^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$$

- [27] 여기서, q 는 코드워드의 인덱스이고,

$$M_{\text{bit}}^{(q)}$$

은 q 코드워드의 비트수이다.

- [28] 코드워드는 스크램블링(scrambling)이 수행된다. 스크램블링된 코드워드 c 는 수학식 2와 같이 표현될 수 있다.

- [29] 수학식 2

$$c^{(q)}(0), \dots, c^{(q)}(M_{\text{bit}}^{(q)} - 1)$$

- [30] 변조기(120-1,...,120-K)는 코드워드를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심볼로 배치한다. 변조 방식(modulation scheme)에는 제한이 없으며, m-PSK(m-Phase Shift Keying) 또는 m-QAM(m-Quadrature Amplitude Modulation)일 수 있다. 예를 들어, m-PSK는 BPSK, QPSK 또는 8-PSK 일 수 있다. m-QAM은 16-QAM, 64-QAM 또는 256-QAM 일 수 있다.
- [31] 신호 성상 상의 심볼로 배치되는 코드워드 d는 수학식 3과 같이 표현될 수 있다.
- [32] 수학식 3

$$d^{(q)}(0), \dots, d^{(q)}(M_{\text{symb}}^{(q)} - 1)$$

- [33] 여기서,

$$M_{\text{symb}}^{(q)}$$

은 q 코드워드의 심볼 수이다.

- [34] 계층 맵퍼(130)는 프리코더(140)가 안테나 특정 심볼을 각 안테나의 경로로 분배할 수 있도록 입력 심볼의 계층을 정의한다. 계층(layer)은 프리코더(140)로 입력되는 정보 경로(information path)로 정의된다. 각 안테나의 경로로 입력되는 심볼 x는 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

- [35] 수학식 4

$$\mathbf{x}(i) = [x^{(0)}(i) \quad \dots \quad x^{(v-1)}(i)]^T$$

- [36] 여기서,

$$v$$

는 계층 수를 의미한다.

- [37] 프리코더(140) 이전의 정보 경로를 가상 안테나(virtual antenna) 또는 계층(layer)이라 할 수 있다. 프리코더(140)는 입력 심볼을 다중 송신 안테나(170-1,...,170-Nt)에 따른 MIMO 방식으로 처리한다. 예를 들어, 프리코더(140)는 코드북(codebook) 기반의 프리코딩을 이용할 수 있다. 프리코더(140)는 안테나 특정 심볼을 해당 안테나의 경로의 부반송파 맵퍼(150-1,...,150-K)로 분배한다. 프리코더(140)에 의해 하나의 부반송파 맵퍼를 통해 하나의 안테나로 보내어지는 각 정보 경로를 스트림(stream)이라 한다. 이를 물리적 안테나(physical antenna)라 할 수 있다.

- [38] 각 안테나 포트 p로 보내어지는 신호

$$y^{(p)}(i)$$

는 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

- [39] 수학식 5

$$\mathbf{y}(i) = \begin{bmatrix} \dots & \mathbf{y}^{(p)}(i) & \dots \end{bmatrix}^T$$

- [40] 부반송파 맵퍼(150-1,...,150-K)는 입력 심볼을 적절한 부반송파에 할당하고, 사용자에 따라 다중화한다. OFDM 신호 발생기(160-1,...,160-K)는 입력 심볼을 OFDM 방식으로 변조하여 OFDM 심볼을 출력한다. OFDM 신호 발생기(160-1,...,160-K)는 입력 심볼에 대해 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform)를 수행할 수 있으며, IFFT가 수행된 시간 영역 심볼에는 CP(cyclic prefix)가 삽입될 수 있다. OFDM 심볼은 각 송신 안테나(170-1,..,170-Nt)를 통해 송신된다.
- [41] MIMO 시스템에서 송신기(100)는 두 가지 모드로 동작할 수 있다. 하나는 SCW 모드이고, 다른 하나는 MCW 모드이다. SCW 모드에서는 MIMO 채널을 통해 송신되는 송신 신호가 동일한 송신률(data rate)을 갖는다. MCW 모드에서는 MIMO 채널을 통해 송신되는 데이터가 독립적으로 인코딩되어, 송신 신호가 서로 다른 송신률을 가질 수 있다. MCW 모드는 랭크가 2이상인 경우에 동작한다.
- [42] 도 3은 다중안테나 시스템에서 송신기와 수신기 간의 데이터 처리를 나타낸다.
- [43] 도 3을 참조하면, 송신기(200)는 스케줄러(210), 채널인코더/맵퍼(220), MIMO 인코더(230) 및 OFDM 변조기(240)를 포함한다. 송신기(200)는 Nt(Nt>1)개의 송신 안테나를 포함한다. 송신기(200)는 하향링크에서 기지국의 일부분일 수 있고, 상향링크에서 단말의 일부분일 수 있다.
- [44] 스케줄러(210)는 N명의 사용자들로부터 데이터를 입력받아, 한 번에 전송될 K개의 스트림을 출력한다. 스케줄러(210)는 각 사용자의 채널정보를 이용하여 가용할 수 있는 무선자원에 전송할 사용자와 전송률을 결정한다. 스케줄러(210)는 귀환 데이터로부터 채널 정보를 추출하여 코드율(code rate), 변조 및 코딩 방식(modulation and coding scheme; MCS) 등을 선택한다. MIMO 시스템의 동작을 위해 귀환데이터에는 CQI(channel quality indicator), CSI(channel state information), Channel Covariance Matrix, Precoding Weight, Channel Rank 등의 제어정보가 포함될 수 있다. CSI에는 송수신기 사이의 채널행렬(channel matrix), 채널의 상관행렬(channel correlation matrix), 양자화된(quantized) 채널행렬 또는 양자화된 채널상관행렬 등이 있다. CQI에는 송수신기 사이에 신호대잡음비(signal to noise ratio; SNR), 신호대간섭과잡음비(signal to interference and noise ratio; SINR) 등이 있다.
- [45] 스케줄러가 할당하는 가용 무선자원은 무선통신 시스템에서 데이터 전송시에 사용되는 무선자원을 의미한다. 예를 들어, TDMA(Time division multiple access) 시스템에서는 각 시간 슬롯(time slot)이 자원이고, CDMA(Code division multiple access) 시스템에서는 각 코드와 시간 슬롯이 자원이며, OFDMA(Orthogonal frequency division multiple access) 시스템에서는 각 부반송파와 시간슬롯이

자원이다. 동일한 셀(Cell) 또는 섹터(Sector)내에서 다른 사용자에게 간섭을 일으키지 않기 위하여 각 자원은 시간, 코드 또는 주파수 영역에서 직교하게 정의될 수 있다.

- [46] 채널인코더/맵퍼(220)는 입력되는 스트림을 정해진 코딩방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터를 형성하고 부호화된 데이터를 신호 성상(signal constellation) 상의 위치를 표현하는 심볼로 맵핑한다. MIMO 인코더(230)는 입력되는 심벌에 대해 프리코딩(precoding)을 수행한다. 프리코딩은 전송할 심볼에 전처리를 수행하는 기법이며, 이러한 프리코딩 기법 중에서는 가중치 벡터 또는 프리코딩 행렬 등을 적용하여 심볼을 생성하는 RBF(random beamforming), ZFBF(zero forcing beamforming) 등이 있다. 프리코딩 기법으로 미리 정해진 코드북 세트를 이용하는 코드북 기반의 프리코딩을 이용할 수 있다.
- [47] OFDM 변조기(240)는 입력되는 심볼을 적절한 부반송파에 할당하여 송신안테나를 통해 송신한다.
- [48] 수신기(300)는 OFDM 복조기(310), 채널추정기(320), MIMO 디코더(330), 채널 디코더/디맵퍼(340) 및 귀환정보 획득기(350)를 포함한다. 수신기(300)는 $N_r(N_r > 1)$ 개의 수신 안테나를 포함한다. 수신기(300)는 하향링크에서 단말의 일부분일 수 있고 상향링크에서 기지국의 일부분일 수 있다.
- [49] 수신 안테나로부터 수신된 신호는 OFDM 복조기(310)에 의해 복조되고, 채널 추정기(320)는 채널을 추정하고, MIMO 디코더(330)는 MIMO 인코더(230)에 대응하는 후처리를 수행한다. 디코더/디맵퍼(340)는 입력되는 심볼을 부호화된 데이터로 디맵핑하고 부호화된 데이터를 디코딩하여 원래 데이터를 복원한다. 귀환정보 획득기(350)는 CSI, CQI, PMI 등을 포함하는 사용자 정보(360)를 생성한다. 생성된 사용자 정보(360)는 귀환데이터로 구성되어 송신기(200)로 전송된다.
- [50] <MIMO-OFDM 시스템의 귀환데이터>
- [51] MIMO-OFDM 시스템의 동작을 위해 CQI, CSI, 채널 분산 행렬(channel covariance matrix), 프리코딩 가중치(precoding weight), 채널 랭크(channel rank) 등의 제어정보가 요구된다. FDD(frequency division duplex) 시스템에서 수신기는 이러한 정보들을 귀환 채널을 통해 보고한다. TDD(time division duplex) 시스템에서는 채널의 상호관계(reciprocity) 특성을 이용해 상향링크 채널을 추정하여 하향링크 전송에 사용될 정보들을 획득할 수 있다.
- [52] CQI는 자원 할당 및 연결 적합성(link adaptation)을 위해 필요하며, CQI로는 SNR/SINR 등이 사용될 수 있다. SNR/SINR은 1.89dB 간격 16 레벨로 양자화되어 4비트 CQI로 정의될 수 있다. 수신기는 SNR/SINR을 양자화한 후 정의된 CQI 인덱스를 송신기로 보고한다. 또한 MIMO 기법이 사용될 때 위해 최대 2 코드워드(CW)가 지원될 수 있다. 즉, 랭크 2이상의 전송을 위해서는 제1 CW 및 제2 CW의 CQI가 송신기로 보고되어야 한다. 제1 CW는 4bit로 표현되고 제2 CW는 제1 CW에 대한 차이값으로 3비트로 표현될 수 있다.

[53] 프리코딩 기법은 전처리 가중치를 사용하여 송신 데이터 열을 전처리하여 전송하는 MIMO 기법이다. 수학식 6은 전처리 가중치를 사용하여 송신 데이터 열 x 를 전처리하는 프리코딩 기법을 나타낸다.

[54] 수학식 6

$$\begin{bmatrix} y^{(0)}(i) \\ \vdots \\ y^{(P-1)}(i) \end{bmatrix} = W(i) \begin{bmatrix} x^{(0)}(i) \\ \vdots \\ x^{(v-1)}(i) \end{bmatrix} \quad \text{where, } i = 0, 1, \dots, M_{\text{symbol}}^{\text{layer}}$$

[55] 여기서, $W(i)$ 는 프리코딩 행렬을 나타낸다. 전처리된 송신 데이터 열 y 는 수학식 7과 같이 CDD(cyclic delay diversity)를 위한 다이버시티 행렬 $D(i)$ 및 DFT 행렬 U 가 적용될 수 있다.

[56] 수학식 7

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

[57] $D(i)$ 와 U 는 전송 계층에 따라 결정될 수 있다.

[58] 수학식 8은 랭크에 따른 프리코딩 행렬 $W(i)$ 를 생성하는 일례를 나타낸다.

[59] 수학식 8

$$W(i) = C_k$$

$$[60] \quad k = \left(\left[\frac{i}{v} \right] \bmod 4 \right) + 1, \quad \text{where } k=1, 2, 3, 4,$$

[61] 여기서, C_1, C_2, C_3, C_4 는 프리코더 인덱스 12, 13, 14, 15에 대응하는 프리코딩 행렬을 나타내고, v 는 랭크(전송 계층)를 나타낸다.

[62] 표 1은 전송 계층에 따라 적용되는 CDD(cyclic delay diversity)를 위한 지연 행렬 $D(i)$ 및 DFT 행렬 U 의 일례를 나타낸다.

[63] 표 1

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

- [64] 프리코딩 가중치를 생성하는 방법에 따라 Zero Forcing Beamforming, Eigen Beamforming 및 코드북 기반 프리코딩(codebook based precoding) 등으로 구분할 수 있다. 각 기법을 적용하기 위해서는 CSI, 채널 분산 행렬, 코드북 인덱스 등이 필요하다. 기존의 시스템에서는 2개의 안테나(2Tx) 및 4개의 안테나(4Tx) MIMO 전송에서 코드북 기반 프리코딩이 지원되며, 이를 위해서 2Tx/4Tx를 위한 각각의 코드북이 정의된다.
- [65] 코드북 기반 프리코딩에서, 수신기는 미리 결정된 몇 개의 프리코딩 행렬을 보유하고 있으며, 송신기로부터 전송되는 신호를 이용하여 채널을 추정하고 추정된 채널 상태와 가장 유사한 프리코딩 행렬을 결정한다. 수신기는 결정된 프리코딩 행렬의 인덱스(PMI) 송신기로 귀환시킨다. 송신기는 귀환된 프리코딩 행렬에 적합한 코드북을 선택하여 데이터를 전송한다. 코드북 기반 프리코딩에서는 PMI만이 전송되므로 귀환데이터의 양이 매우 줄어든다. 코드북 기반 프리코딩 기법은 코드북을 구성하는 방법, 코드북의 종류, 코드북의 크기에 따라 시스템의 성능에 차이가 발생한다. 코드북 기반 프리코딩 기법에서 코드북이 채널상태를 충분히 나타내지 못하면 성능 열화가 발생할 수 있으나, 코드북의 크기가 증가되면 채널상태를 충분히 나타낼 수 있어 최적의 성능에 근접할 수 있다. 따라서 귀환데이터의 양을 충분히 줄이면서 최적의 성능에 근접할 수 있는 코드북의 설계가 요구된다.
- [66] 전송안테나의 수가 증가할수록 요구되는 코드북의 크기도 증가된다. 기존 시스템의 2Tx 전송에서는 랭크 1을 위해 4개의 프리코딩 행렬을 가진 코드북, 랭크 2를 위해 3개의 프리코딩 행렬을 가진 코드북이 정의된다. 4Tx 전송에서는 랭크 1 내지 4를 위해 각각 16개의 프리코딩 행렬을 가진 코드북이 정의된다. 표 2는 4Tx MIMO를 위한 코드북의 일 예를 나타낸다.
- [67] 표 2

Codebook Index	Number of Layers			
	1	2	3	4
0	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$
1	$\begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ -1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ -j & 1 \\ -1 & j \\ j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 \\ -j & 1 & -j \\ -1 & j & 1 \\ j & 1 & j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & j & -1 & -j \\ -j & 1 & -j & 1 \\ -1 & j & 1 & -j \\ j & 1 & j & 1 \end{bmatrix}$
2	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$
3	$\begin{bmatrix} 1 \\ j \\ -1 \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ j & 1 \\ -1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 \\ j & 1 & j \\ -1 & -j & 1 \\ -j & 1 & -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -j & -1 & j \\ j & 1 & j & 1 \\ -1 & -j & 1 & j \\ -j & 1 & -j & 1 \end{bmatrix}$
4	$\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ -j \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & -j \\ -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$
5	$\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ j \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & j \\ j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$
6	$\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ -j \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ -j & 1 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} & -j \\ -j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$

[68]

7	$\begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ j \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -j \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ j & 1 \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1+j}{\sqrt{2}} & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & j \\ j & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} \\ \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{-1+j}{\sqrt{2}} & j \\ j & \frac{1-j}{\sqrt{2}} & 1 & \frac{1+j}{\sqrt{2}} \\ \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & -j & \frac{-1-j}{\sqrt{2}} & 1 \end{bmatrix}$	
8	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	
9	$\begin{bmatrix} 1 \\ -j \\ 1 \\ -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & j \\ -j & -1 \\ 1 & -j \\ -j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & j \\ -j & j & -1 \\ 1 & 1 & -j \\ -j & j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & j & 1 & j \\ -j & 1 & j & -1 \\ 1 & -j & 1 & -j \\ -j & -1 & j & 1 \end{bmatrix}$	
10	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	
11	$\begin{bmatrix} 1 \\ j \\ 1 \\ j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ j & -j \\ 1 & 1 \\ j & -j \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -j \\ j & -j & -1 \\ 1 & 1 & j \\ j & -j & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -j & 1 & -j \\ j & 1 & -j & -1 \\ 1 & j & 1 & j \\ j & -1 & -j & 1 \end{bmatrix}$	
12	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	
13	$\begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ -1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	
14	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \\ 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$	
[69]	15	$\begin{bmatrix} 1 \\ -1 \\ -1 \\ -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ -1 & 1 \\ -1 & -1 \\ -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 \\ -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & -1 & 1 & -1 \\ -1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$

[70]

<Closed-loop MIMO>

채널 상황에 따라 채널과 유사한 프리코딩 가중치를 사용하는 방식을

폐루프(closed-loop) MIMO 방식이라 하고, 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 프리코딩 가중치를 사용하는 방식을 개방루프(open-loop) MIMO 방식이라 한다.

[73] 폐루프 MIMO를 위해서 수신기가 보고하는 프리코딩 가중치의 양은 주파수 단위, 보고 주기 등에 따라 달라 질 수 있다. 주파수 단위는 하나의 프리코딩 가중치가 주파수 범위라고 정의하면, 주파수 범위에 따라 시스템 대역폭(system bandwidth)은 광대역 밴드(Wideband, WB), 서브밴드(subband, SB), 베스트 밴드(bestband, BB) 등으로 주파수 단위를 구분할 수 있다. 서브밴드는 적어도 하나의 부반송파를 포함하며, 광대역 밴드는 적어도 하나의 서브밴드를 포함할 수 있다. 베스트 밴드는 수신기에서의 채널 측정에 따라 채널 상태가 좋은 밴드를 의미한다. 코드북 기반 프리코딩에서는 정의된 PMI가 귀환되는데, PMI가 적용되는 범위에 따라 WB PMI, SB PMI, BB PMI로 정의할 수 있다. 정의된 프리코딩 행렬 중에서 일정 대역의 자원의 평균 처리율(throughput)을 최대화할 수 있는 PMI가 선택된다. 프리코딩 가중치는 적용되는 범위가 좁을수록 더 좋은 성능을 보인다.

[74] 연속된 12개의 부반송파의 뚜음을 자원블록(resource block)이라 하면, 시스템 대역폭과 서브밴드는 자원블록을 기본 단위로 표현될 수 있다. 표 3은 시스템 대역폭과 서브밴드를 자원블록을 기본 단위로 하여 표현한 일 예이다.

표 3

System bandwidth	Subband size	M (number of bestband)
6-7	Wideband CQI only	Wideband CQI only
8-11	2	1
11-26	2	3
27-63	3	5
64-110	4	6

[76] 광대역 밴드 (WB)는 시스템 대역폭으로 정의될 수 있고, CQI를 계산하는 가장 큰 단위로 정해질 수 있다. 서브밴드는 연속된 k개의 자원블록으로 정의될 수 있고, CQI를 계산하는 최소 단위로 정해질 수 있다. 베스트밴드의 수는 시스템 대역폭에 따라 달리 결정될 수 있다.

[77] 시스템 대역폭에 따라 서로 다른 서브밴드 크기가 정의될 수 있다. CQI 계산 범위와 PMI 적용 범위는 동일한 크기의 값이 사용될 수 있다. 24 자원블록을 시스템 대역폭으로 갖는 시스템을 예로 들어 CQI 계산 및 PMI 적용하는 방법에 대하여 설명한다.

[78] (1) WB CQI/WB PMI를 전송하는 경우, 수신기는 24 자원블록의 평균적인 처리량(throughput)을 최대화할 수 있는 PMI를 선택하고, 선택된 PMI를 적용하여 24 자원블록의 평균적인 CQI를 계산한다. 수신기는 하나의 WB CQI 및 하나의 WB PMI를 구할 수 있다.

[79] (2) SB CQI/SB PMI를 전송하는 경우, 수신기는 2 자원블록으로 이루어지는 서브밴드들에 대한 PMI를 선택하고 평균 CQI를 계산한다. 수신기는 12개의 SB

CQI와 12개의 SB PMI를 구할 수 있다.

- [80] (3) SB CQI/WB PMI를 전송하는 경우, 수신기는 24 자원블록의 평균적인 처리량을 최대화할 수 있는 PMI를 선택하고, 이 PMI를 이용하여 각 2 자원블록 단위로 평균 CQI를 계산한다(12 CQIs/1 PMI). 수신기는 12개의 SB CQI와 하나의 WB PMI를 구할 수 있다.
- [81] (4) WB CQI/SB PMI를 전송하는 경우, 수신기는 2 자원블록 단위로 PMI를 선택하고 선택된 PMI들을 적용하여 24 자원블록의 평균 CQI를 계산한다. 수신기는 하나의 WB CQI와 12개의 SB PMI를 구할 수 있다.
- [82] (5) Best M average CQI/PMI 및 WB CQI/PMI를 전송하는 경우, 수신기는 2 자원블록 단위의 서브밴드 중 처리량이 가장 높은 3개의 서브밴드를 선택하고 베스트 밴드($2 \times 3 = 6$ RB)를 위한 PMI를 선택하고 베스트 밴드의 평균 CQI를 계산하며, 전대역 24 자원블록에 대한 PMI를 선택하고 CQI를 계산한다.
- [83] <Opportunistic Beamforming>
- [84] 채널 상황이 거의 최고점에 있는 사용자에게 자원을 할당하는 스케줄링을 고려할 때, 각 사용자의 채널이 변화가 느린 정적인 채널상황인 경우에 다중사용자 다이버시티 이득(multi-user diversity gain)이 적어진다. 이러한 정적인 채널상황을 공간적인 신호처리를 통해 채널상황의 변화를 더 빠르고 크게 만들어 줌으로써 다중사용자 이득을 높이는 기법을 기회적 빔포밍(opportunistic beamforming) 기법이라고 한다. 기회적 빔포밍 기법을 적용하면, 기지국은 각 안테나에 불규칙한 형태의 크기와 위상을 갖는 프리코딩 가중치를 사용함으로써 마치 불규칙한 방향으로 빔을 형성하는 효과를 얻을 수 있다. 이에 따라 각 사용자들의 채널 상황을 좀 더 역동적으로 바꾸게 된다. 따라서 채널이 느리게 변화하는 채널상황에서 기회적 빔포밍 기법을 사용하고 동시에 스케줄링 기법을 사용하면 더욱 큰 다중사용자 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 또한 OFDMA 시스템에서는 주파수 자원별로 서로 다른 프리코딩 가중치를 적용할 수 있으며, 주파수 균일 채널(frequency flat channel)을 주파수 선택적 채널(frequency selective channel)로 만들어 줌으로써 스케줄링 이득을 얻을 수 있다. OFDMA 시스템에서의 주파수 자원에는 서브블록(subblock), 자원블록(resource block), 부반송파(subcarrier) 등이 있다.
- [85] 코드북 기반 프리코딩 기법은 미리 결정된 프리코딩 행렬 중 채널상황과 가장 유사한 프리코딩 행렬을 선택하여 PMI를 보고하는 방식으로 귀환데이터에 의한 오비헤드를 줄일 수 있는 장점이 있으나, 코드북은 공간 채널을 대표할 수 있는 코드북 세트의 조합으로 구성되므로 송신 안테나의 수가 증가할수록 더 많은 코드북 세트의 조합으로 코드북을 구성하여야 한다. 송신 안테나 수의 증가에 따라 코드북 설계에 어려움이 생기고, 코드북 크기가 증가함에 따라 귀환데이터의 오비헤드가 증가할 수 있다.
- [86] 이제, 기존에 정의된 코드북을 활용하여 코드북 기반 프리코딩 기법을 확장되는 송신 안테나에 대하여 적용하는 방법에 대하여 설명한다.

- [87] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 안테나 클러스터링(antenna clustering)을 나타낸다.
- [88] 도 4를 참조하면, 코드북 기반 프리코딩 기법을 확장되는 송신 안테나에 대하여 적용하기 위해 안테나 클러스터링(antenna clustering) 및 채널 종속적 프리코딩(channel dependent precoding)/채널 독립적 프리코딩(channel independent precoding)을 이용한다. 확장된 안테나를 갖는 송신기의 코드북 기반 프리코딩을 위해 프리코딩 가중치를 구성할 때 프리코딩 가중치의 일부는 기존의 코드북을 이용한 채널 종속적 프리코딩을 적용하고, 나머지는 기존의 코드북을 이용한 채널 독립적 프리코딩을 적용한다.
- [89] 안테나 클러스터링은 P개의 송신 안테나를 N개씩 묶어서 Z개의 안테나 클러스터(antenna cluster)를 구성하는 것이다($P, N, Z > 0$ 인 정수). k개의 안테나 클러스터에는 채널 종속적 프리코딩이 적용되고, $Z-k$ 개의 안테나 클러스터에는 채널 독립적 프리코딩이 적용될 수 있다($Z > k > 0$ 인 정수). 예를 들어, 도시한 바와 같이 8Tx 전송에서 4개의 안테나를 묶어 2개의 안테나 클러스터를 구성할 수 있으며, 하나의 안테나 클러스터에는 채널 종속적 프리코딩이 적용되고 다른 하나의 안테나 클러스터에는 채널 독립적 프리코딩이 적용될 수 있다. N개 안테나를 갖는 안테나 클러스터는 1 내지 N 랭크를 지원할 수 있으며, 각 안테나 클러스터에서는 랭크 1 내지 N의 코드북을 사용하여 최대 처리량을 나타내는 PMI가 선택되어 사용될 수 있다.
- [90] 확장된 안테나를 갖는 송신단의 코드북 기반 프리코딩 방식을 위해 프리코딩 가중치를 구성할 때 프리코딩 가중치의 일부는 채널 종속적 프리코딩을 사용하고 나머지는 채널 독립적 프리코딩을 사용한다. 채널 종속적 프리코딩은 단말이 보고하는 귀환데이터에 포함되는 CQI, PMI, RI 등을 바탕으로 프리코딩 가중치를 선택하는 방식이다. 채널 종속적 프리코딩은 폐루프 MIMO 방식에서 사용된다. 채널 독립적 프리코딩은 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 프리코딩 가중치를 사용하는 방식이다. 채널 독립적 프리코딩은 개방루프 MIMO 방식에서 사용된다.
- [91] 수학식 9는 P_z 개의 송신 안테나를 가지는 Z번째 안테나 클러스터에서 크기가 V_z 인 계층을 갖는 프리코딩 가중치 $W_z(i)$ 를 포함하는 프리코딩 가중치 행렬을 나타낸다.
- [92] 수학식 9

$$W(i) = \begin{bmatrix} W_0(i) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & W_1(i) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & W_{Z-1}(i) \end{bmatrix}$$

- [93] 여기서, $W_z(i)$ 는 z 번째 안테나 클러스터에 대한 프리코딩 가중치 $P_z \times V_z$ 이고, P_z 는 z 번째 안테나 클러스터에 대한 송신 안테나 수, V_z 는 z 번째 안테나 클러스터에 대한 계층 수, $W(i)$ 는 송신 안테나에 대한 프리코딩 가중치 $P \times V$ 행렬, P 는 전체 송신 안테나 수, V 는 전체 계층 수로

$$V = \sum_{z=0, \dots, Z-1} V_z$$

, $i = 0, 1, \dots,$

$$M_{\text{symbol}}^{\text{layer}}$$

-1 이고,

$$M_{\text{symbol}}^{\text{layer}}$$

는 계층 당 변조 심볼 수를 나타낸다. 각 안테나 클러스터에 대한 프리코딩 가중치는 기존 시스템에서 미리 정의되어 있는 프리코딩 행렬일 수 있다. 예를 들어, 각 안테나 클러스터에 대한 프리코딩 가중치는 4Tx 시스템에서 정의되어 있는 4Tx 또는 2Tx 전송을 위한 코드북의 프리코딩 행렬일 수 있다.

- [94] P_z 개의 송신 안테나를 가지는 z 번째 안테나 클러스터에서 크기 V_z 인 계층을 갖는 프리코딩 가중치 $W_z(i)$ 를 선택한 경우, $W_z(i)$ 는 $P_z \times V_z$ 크기의 행렬이 된다. 각 안테나 클러스터에서 서로 다른 랭크의 전송이 가능하도록 하기 위해서 안테나 클러스터들의 프리코딩 가중치 행렬은 블록 다이아고날(block diagonal) 형태로 구성된다. 따라서, 송신기에서 사용되는 프리코딩 가중치 행렬은 사선 형태로 구성된 $P \times V$ 크기의 행렬이 될 수 있다. 블록 다이아고날 형태의 행렬은 0이 아닌 요소가 $(1,1), (2,2), (3,3) \dots (m,n)$ 또는 $(1,n), (2,n-1), (3,n-2) \dots (m,1)$ 과 같이 구성되고, 나머지 위치에는 0인 요소로 구성되는 행렬을 의미한다(여기서, m 은 행, n 은 열의 위치를 나타낸다, $m, n > 0$ 인 정수).

- [95] Z 개의 안테나 클러스터 중에서 임의의 M 개는 채널 종속적 프리코딩을 사용하고, $Z-M$ 개의 안테나 클러스터는 채널 독립적 프리코딩을 사용할 수 있다. 랭크는 Z 개의 안테나 클러스터에 대하여 각각 전송될 수도 있고, 정해진 규칙에 따라 하나의 랭크 정보만 전송될 수도 있다. PMI는 채널 종속적 프리코딩이 사용되는 안테나 클러스터의 PMI만이 보고된다. CQI는 각 안테나 클러스터에서 사용되는 코드워드에 맞춰서 보고될 수 있다.

- [96] 수학식 10은 2개의 안테나 클러스터에 대한 프리코딩 가중치 행렬을 나타낸다.

- [97] 수학식 10

$$W(i) = \begin{bmatrix} W_0(i) & 0 \\ 0 & W_1(i) \end{bmatrix}$$

- [98] 예를 들어, 8Tx 전송에서 4개의 안테나를 묶어 2개의 안테나 클러스터를 구성할 때, 제1 안테나 클러스터에는 채널 종속적 프리코딩이 적용되고 제2

안테나 클러스터에는 채널 독립적 프리코딩이 적용될 수 있다. 각 안테나 클러스터에서는 독립적으로 랭크를 선택할 수 있다. 선택된 랭크에 대한 보고는 (1) 2 안테나 클러스터에서 각각 전송될 수도 있고, (2) 코드워드에 따라 미리 정해지는 랭크 조합에 따라 하나의 랭크 정보가 보고될 수도 있다.

[99] 하나의 안테나 클러스터에서는 채널 독립적 프리코딩이 사용되므로, PMI는 채널 종속적 프리코딩을 사용하는 안테나 클러스터의 PMI만이 보고된다. PMI의 보고 양은 CQI/PMI 보고 방식에 따라 정해질 수 있다.

[100] 표 4는 채널 종속적 프리코딩과 채널 독립적 프리코딩이 사용되고 하나의 랭크 정보가 전송되는 경우, 기존 시스템(4Tx 시스템)의 랭크/CQI/PMI 보고 방식에 따라 2개의 안테나 클러스터를 통한 귀환데이터를 나타낸다.

[101] 표 4

Reporting Format	1	2	3	4	5
1 st Antenna Cluster	Rank 1 WB CQI	Rank 1 (CW: 1)	Rank 1 (CW: 1)	Rank 2~4 (CW: 1,2)	Rank 2~4 (CW: 1,2)
		Rank 1 (CW: 3)	Rank 2~4 (CW: 3,4)	Rank 1 (CW: 3)	Rank 2~4 (CW: 3,4)
WB CQI/WB PMI	WB PMI(for 1 st AC)	Rank WB CQI(1) WB CQI(3)	Rank WB CQI(1) WB CQI (3)	Rank WB CQI(1) WB CQI (3)	Rank WB CQI(1) WB CQI (3)
		WB PMI(for 1 st AC)			
Best M CQI/PMI (1)	BB CQI	Rank WB CQI(1) WB CQI(3)	Rank WB CQI(1) WB CQI(3)	Rank WB CQI(1) WB CQI(2)	Rank WB CQI(1) WB CQI(2)
		BB CQI(1) BB CQI(3)	BB CQI(1) BB CQI(3)	BB CQI(1) BB CQI(2)	BB CQI(1) BB CQI(2)
WB CQI/SB PMIs	SB PMIs(for 1 st AC)	WB PMI(for 1 st AC) Best Band Index			
		WB CQI(1) WB CQI(3)	WB CQI(1) WB CQI(3)	WB CQI(1) WB CQI(2)	WB CQI(1) WB CQI(2)
Best M CQI/PMI (2)	WB CQI BB CQI	Rank WB CQI(1) WB CQI(3)	Rank WB CQI(1) WB CQI(3)	Rank WB CQI(1) WB CQI(2)	Rank WB CQI(1) WB CQI(2)
		WB CQI(4) BB CQI(1)	WB CQI(4) BB CQI(1)	WB CQI(4) BB CQI(1)	WB CQI(4) BB CQI(1)
SB CQIs/WB PMI	WB PMI(for 1 st AC)	BB CQI(3) WB PMI(for 1 st AC)	BB CQI(3) WB PMI(for 1 st AC)	BB CQI(3) WB PMI(for 1 st AC)	BB CQI(3) WB PMI(for 1 st AC)
		BB PMI(for 1 st AC) Best Band Index			

[102]

		Rank SB CQIs(3) WB PMI(for 1 st AC)	Rank SB CQIs(3) WB PMI(for 1 st AC)	Rank SB CQIs(2) WB PMI(for 1 st AC)	Rank SB CQIs(2) WB PMI(for 1 st AC)
		SB CQIs(4) WB PMI(for 1 st AC)	WB PMI(for 1 st AC)	SB CQIs(3) WB PMI(for 1 st AC)	SB CQIs(3) WB PMI(for 1 st AC)

[103]

[104]

안테나 클러스터들이 맵핑되는 물리 안테나는 안테나 스위칭 행렬(antenna switching matrix)을 사용하여 선택될 수 있다. 채널 종속적 프리코딩 및 채널 독립적 프리코딩으로 구성된 프리코딩 가중치 행렬에 안테나 스위칭 행렬이

적용될 수 있으며, 이는 수학식 11과 같이 표현된다.

[105] 수학식 11

$$4W(i)$$

[106] 여기서, A는 안테나 스위칭 행렬 $P \times P$ 이고, W(i)는 프리코딩 가중치 행렬 $P \times V$ 이다. 안테나 스위칭 행렬은 $P!$ 종류의 행렬을 만들 수 있다. 예를 들어, 8Tx 갖는 시스템을 가정하면 프리코딩 가중치가 물리 안테나로 맵핑되도록 하는 안테나 스위칭 행렬의 종류는 $8!$ 이 될 수 있다.

[107] 수학식 12는 프리코딩이 맵핑되는 물리 안테나 A_0 내지 A_3 을 나타낸다.

[108] 수학식 12

$$A_0 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[109]

$$A_1 = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

[110]

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[111] $A_3 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$

[112] 표 5는 프리코딩이 맵핑되는 물리 안테나 수를 나타낸다.

[113] 표 5

	Antenna Cluster #1	Antenna Cluster #2
A_0	1, 2, 3, 4	5, 6, 7, 8
A_1	1, 3, 5, 7	2, 4, 6, 8
A_2	5, 6, 7, 8	1, 2, 3, 4
A_3	2, 4, 6, 8	1, 3, 5, 7

[114] A_0 의 경우, 안테나 클러스터 #1은 1, 2, 3, 4 번째 안테나에 맵핑되고, 안테나 클러스터 #2는 5, 6, 7, 8 번째 안테나에 맵핑된다. A_1 의 경우, 안테나 클러스터 #1은 1, 3, 5, 7 번째 안테나에 맵핑되고, 안테나 클러스터 #2는 2, 4, 6, 8 번째 안테나에 맵핑된다. A_2 와 A_3 은 각각 A_0 과 A_1 의 교환(swapping) 관계이다.

[115] 채널 독립적 프리코딩에서는 자원할당의 기본단위인 자원블록 또는 서브밴드에서 동일한 프리코딩 가중치가 사용되고 인접한 자원블록 또는 서브밴드에서는 다른 프리코딩 가중치가 사용될 수 있다.

[116] 표 6은 채널 종속적 프리코딩과 채널 독립적 프리코딩이 적용되는 밴드 크기의 일예를 나타낸다.

[117] 표 6

	Channel Dependent precoding	Channel Independent precoding
1	WB	SB
2	SB	SB
3	BB	SB

[118] 채널 독립적 프리코딩은 항상 서브밴드(SB)에 대해 적용되고, 채널 종속적 프리코딩은 보고 방식에 따라 정의되는 전체밴드(WB), 서브밴드(SB), 베스트밴드(BB) 등에 대해 적용될 수 있다.

[119] 랭크에 따라 채널 종속적 프리코딩과 채널 독립적 프리코딩의 조합 및 채널 종속적 프리코딩 간의 조합이 사용될 수 있다. 표 7은 랭크에 따른 프리코딩의 조합의 일예를 나타낸다.

[120] 표 7

Rank	Precoding
1 ~ 4	Channel Dependant + Channel Independent
5 ~ 8	Channel Dependant + Channel Dependant

[121] 랭크 1 내지 4에서는 채널 종속적 프리코딩과 채널 독립적 프리코딩의 조합이 사용되고, 랭크 5 내지 8에서는 각 안테나 클러스터에서 채널 종속적 프리코딩이 사용이 사용될 수 있다. 랭크 1 내지 4에서 귀환데이터의 오버헤드를 줄일 수 있고 8Tx 전송 성능을 향상시킬 수 있다.

[122] <일부 안테나 클러스터들을 하나의 안테나 클러스터로 구성하는 방법>

[123] 확장된 안테나를 사용하는 시스템에서 기존 단말을 지원하기 위하여 일부 안테나 클러스터들을 하나의 안테나 클러스터로 구성하는 방법에 대하여 설명한다.

[124] P_z 개 송신 안테나를 갖는 안테나 클러스터를 위상 벡터 $D_z(i)$ 로 결합하여 하나의 가장 안테나로 간주할 수 있다. 즉, Z개의 안테나 클러스터는 Z개의 가장 안테나로 간주될 수 있다. 프리코딩 가중치 행렬은 가장 안테나 전송을 위해 사용되는 $Z \times V$ 크기의 행렬이며, 이를 수학식 13과 같이 나타낼 수 있다.

[125] 수학식 13

$$D(i)W(i) = \begin{bmatrix} D_0(i) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D_1(i) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & D_{z-1}(i) \end{bmatrix} W(i)$$

[126] $D_z(i) = [e^{j\theta_0 i} \ e^{j\theta_1 i} \ \dots \ e^{j\theta_{z-1} i}]^T$

[127] $\theta_p = -2\pi \cdot k_i \cdot p \cdot \delta, \ p = 0, \dots, P_z - 1$

[128] 여기서, $W(i)$ 는 프리코딩 가중치 행렬 $Z \times V$ 이고, Z 는 안테나 클러스터의 수, V 는 계층 수이다.

[129] 안테나 구분을 위해 사용되는 파일럿에 $D_z(i)$ 를 곱하여 전송함으로써 하나의 안테나에서 전송하는 것과 같은 효과를 갖게 되며, 수신기는 각 안테나의 채널을 추정하여 데이터를 복조하고 프리코딩 가중치를 선택할 수 있다.

[130] 모든 안테나 클러스터에 속한 안테나의 수가 같을 때, $D_z(i)$ 의 위상이 모든 안테나 클러스터에 동일하게 적용될 수 있으며, 이는 수학식 14와 같이 나타낼 수 있다.

[131] 수학식 14

$$D(i)\tilde{IW}(i) = \begin{bmatrix} D_0(i) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & D_1(i) & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & D_{z-1}(i) \end{bmatrix} \tilde{IW}(i)$$

[132] $D_z(i) = \begin{bmatrix} e^{j\theta_0 i} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1 i} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & e^{j\theta_{z-1} i} \end{bmatrix}$

[133] $\theta_p = -2\pi \cdot k_i \cdot p \cdot \delta, \ p = 0, \dots, P_z - 1$

[134]

$$\tilde{I} = \begin{bmatrix} A_{R_0} & O_{R_0} & \cdots & O_{R_0} \\ O_{R_1} & A_{R_1} & \cdots & O_{R_1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ O_{R_{2-1}} & O_{R_{2-1}} & \cdots & A_{R_{2-1}} \end{bmatrix}$$

A_m : $m \times 1$ array of all ones

O_m : $m \times 1$ array of all zeros

[135] 8Tx 시스템에서 첫 번째 안테나와 다섯 번째 안테나를 묶어 안테나 클러스터 (1,5)를 구성하고, 나머지 안테나를 안테나 클러스터 (2,6), (3,7), (4,8)로 묶을 때 수학식 31의 가중치를 사용하여 구성할 수 있다.

[136] 수학식 15

$AD(i) \tilde{I}$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{-j\frac{4\pi}{9}} \end{bmatrix}$$

[137]

- [138] 상술한 바와 같이, 프리코딩 가중치의 일부는 채널 종속적 프리코딩을 사용하고, 나머지는 채널 독립적 프리코딩을 사용함으로써 기회적 빔포밍에 의한 스케줄링 이득을 얻을 수 있고 채널 종속적 프리코딩에 의한 처리량 최대화 효과를 기대할 수 있다.
- [139] 상술한 모든 기능은 상기 기능을 수행하도록 코딩된 소프트웨어나 프로그램 코드 등에 따른 마이크로프로세서, 제어기, 마이크로제어기, ASIC(Application Specific Integrated Circuit) 등과 같은 프로세서에 의해 수행될 수 있다. 상기 코드의 설계, 개발 및 구현은 본 발명의 설명에 기초하여 당업자에게 자명하다고 할 것이다.
- [140] 이상 본 발명에 대하여 실시예를 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 통상의 지식을 가진자는 본 발명의 기술적 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시켜 실시할 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서 상술한 실시예에 한정되지 않고, 본 발명은 이하의 특허청구범위의 범위 내의 모든 실시예들을 포함한다고 할 것이다.

청구범위

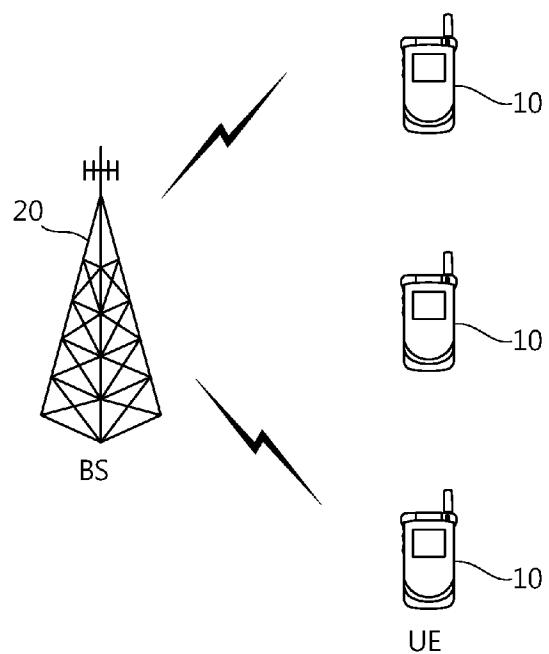
- [1] 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법에 있어서,
복수의 안테나를 포함하는 제1 안테나 클러스터(cluster) 및 제2 안테나
클러스터에 프리코딩 가중치 행렬을 적용하여 상기 복수의 안테나에서의
송신 신호를 생성하되, 상기 프리코딩 가중치 행렬은 상기 제1 안테나
클러스터 및 상기 제2 안테나 클러스터 각각에 대응하는 프리코딩
가중치로 구성되는 블록 다이아고날(block diagonal) 형태의 행렬이고, 상기
제1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황에 따라 선택되고,
상기 제2 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황과 무관하게
일정한 규칙에 따라 선택되는 단계; 및
상기 송신 신호를 전송하는 단계를 포함하는 다중안테나 시스템에서
데이터 전송방법.
- [2] 제1 항에 있어서, 상기 프리코딩 가중치는 안테나 클러스터에 포함되는
송신 안테나의 수 P 및 상기 안테나 클러스터에 적용되는 계층 수 V 에 대한
 $P \times V$ 의 프리코딩 행렬인 것을 특징으로 하는 다중안테나 시스템에서
데이터 전송방법($P, V > 0$ 인 정수).
- [3] 제1 항에 있어서, 상기 프리코딩 가중치 행렬에 상기 제1 안테나 클러스터
및 상기 제2 안테나 클러스터를 물리 안테나에 맵핑시키기 위한 안테나
스위칭 행렬을 적용하여 상기 송신 신호를 생성하는 것을 특징으로 하는
다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법.
- [4] 제1 항에 있어서, 상기 제1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치의 선택을
위하여 PMI를 수신하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는
다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법.
- [5] 제1 항에 있어서, 전체 주파수 벤드는 복수의 부반송파를 포함하는
서브밴드를 복수개 포함하고, 상기 제2 안테나 클러스터의 프리코딩
가중치는 각 서브밴드에 대하여 적용되는 것을 특징으로 하는 다중안테나
시스템에서 데이터 전송방법.
- [6] 제5 항에 있어서, 상기 제1 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 상기
전체 주파수 벤드 또는 상기 서브밴드에 대하여 적용되는 것을 특징으로
하는 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법.
- [7] 제1 항에 있어서, 상기 제1 안테나 클러스터 및 상기 제2 안테나 클러스터는
위상 벡터로 결합되어 상기 프리코딩 가중치 행렬은 가상 안테나 전송을
위해 사용되는 것을 특징으로 하는 다중안테나 시스템에서 데이터
전송방법.
- [8] 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법에 있어서,
복수의 안테나가 복수개씩 묶여서 구성된 제1 안테나 클러스터 및 제2
안테나 클러스터를 포함하는 송신기로부터 수신신호를 수신하되, 상기 제1

안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황에 따라 선택되고, 상기 제2 안테나 클러스터의 프리코딩 가중치는 채널 상황과 무관하게 일정한 규칙에 따라 선택되는 단계; 및

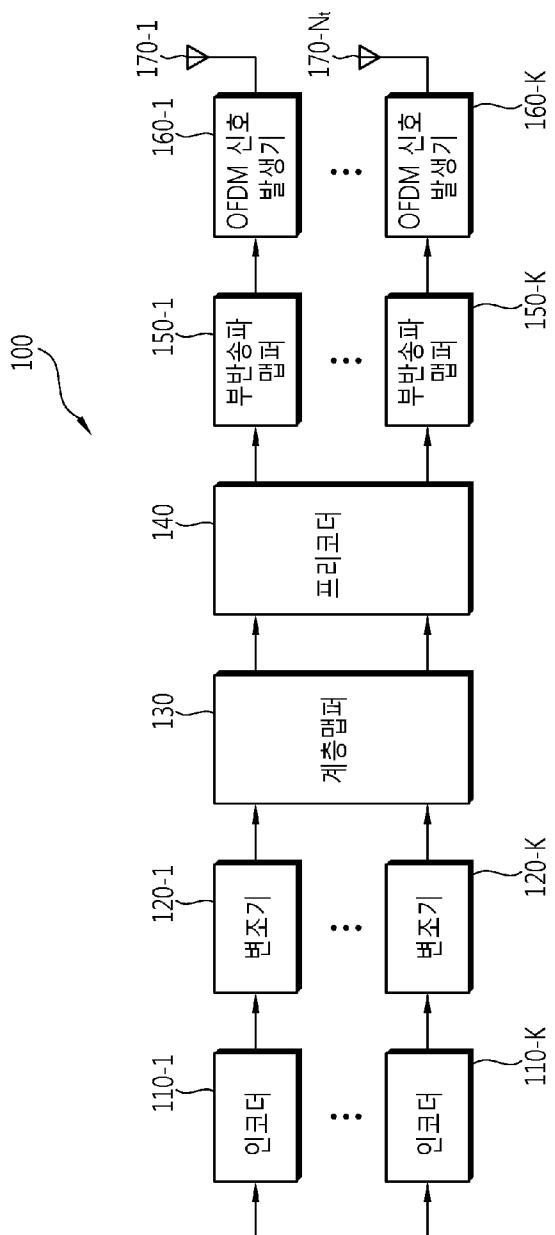
상기 수신신호에 대한 채널을 추정하여 상기 제1 안테나 클러스터에 대한 PMI를 포함하는 귀환데이터를 전송하는 단계를 포함하는 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법.

- [9] 제8 항에 있어서, 상기 제1 안테나 클러스터 및 상기 제2 안테나 클러스터로부터 서로 다른 랭크의 수신신호가 수신되는 것을 특징으로 하는 다중안테나 시스템에서 데이터 전송방법.

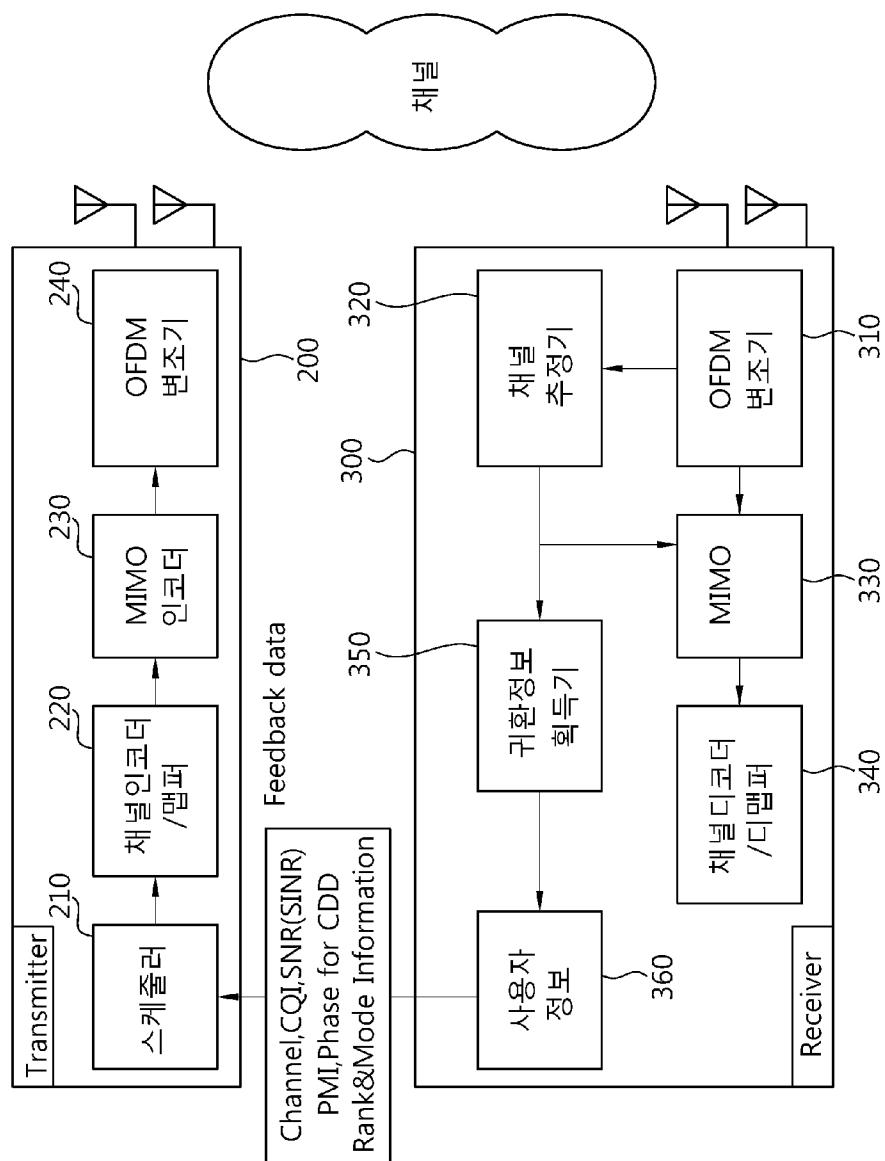
[Fig. 1]



[Fig. 2]



[Fig. 3]



[Fig. 4]

