



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0026010  
(43) 공개일자 2008년03월24일

- |  |  |
|--|--|
| <p>(51) Int. Cl.<br/><i>H04B 7/02</i> (2006.01) <i>H04B 7/01</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2007-0003281</p> <p>(22) 출원일자 2007년01월11일<br/>심사청구일자 없음</p> <p>(30) 우선권주장 60/826,143 2006년09월19일 미국(US)</p> | <p>(71) 출원인<br/><b>엘지전자 주식회사</b><br/>서울특별시 영등포구 여의도동 20번지</p> <p>(72) 발명자<br/><b>이문일</b><br/>경기 용인시 죽전동 새터마을 현대홈타운 717호 501호</p> <p><b>임빈철</b><br/>경기도 안양시 동안구 호계2동 282-31 금호아파트 101동 1005호<br/>(뒷면에 계속)</p> <p>(74) 대리인<br/><b>김용인, 심창섭</b></p> |
|--|--|

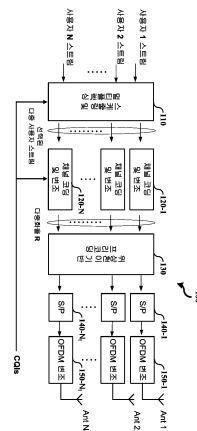
전체 청구항 수 : 총 21 항

**(54) 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법 및 이를 구현하는 송수신 장치**

**(57) 요약**

본 발명은 위상천이 기반의 프리코딩을 이용하여 다수 안테나 다수 사용자의 데이터를 전송하는 방법 및 이를 구현하는 송수신 장치에 관한 것이다. 종래의 PARC가 다수의 안테나에 서로 다른 채널 코딩 및 변조 방식을 적용하여 전송 효율을 높였던 것에서 더 나아가 위상천이 기반의 제1 프리코딩을 추가하여 사용자 간의 간섭을 최소화하도록 하고, 선택적으로는 코드북 기반의 제2 프리코딩을 더 추가하여 종래의 PU2RC에 비해 훨씬 적은 피드백 정보를 요구하면서 더 나은 성능을 발휘하도록 한다.

**대표도** - 도3a



(72) 발명자

**김재완**

서울 성동구 사근동 199 중앙하이츠아파트 101동  
607호

**박성호**

서울 서초구 방배3동 경남아파트 6동 901호

**이옥봉**

경기 성남시 분당구 정자동 한솔마을주공6단지아파  
트 607동1201호

## 특허청구의 범위

### 청구항 1

다수의 부반송파를 이용하는 다중 사용자 다중 안테나 시스템에서 데이터를 전송하는 방법에 있어서,  
수신단으로부터의 피드백 정보를 이용하여 각 안테나에 대한 사용자 데이터에 독립적인 채널 코딩 및 변조를 수행하는 단계;

각 안테나에 대한 사용자 데이터의 위상각을 일정 단위로 증감시키기 위한 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 단계;

상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 이용하여 상기 사용자 데이터에 제1 프리코딩을 수행하는 단계를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

### 청구항 2

제1항에 있어서, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬 결정 단계는  
소정의 프리코딩 행렬에서 첫 번째 부반송파에 대응하는 기준 행을 결정하는 단계와,

상기 기준 행을 일정 단위의 위상각으로 위상천이시켜 나머지 행들을 결정하는 단계를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

### 청구항 3

제2항에 있어서,

상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하는 단계와,

상기 선택된 열로만 이루어지도록 해당 프리코딩 행렬을 재구성하는 단계를 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

### 청구항 4

제1항에 있어서, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬 결정 단계는

위상천이를 위한 제1행렬과 제1행렬을 단위행렬(unitary matrix)화 하기 위한 제2행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 단계

를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

### 청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제1행렬은 행 단위로 일정하게 위상각을 증감시키는 대각행렬이고,

상기 제2행렬은 단위행렬 조건을 만족하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

### 청구항 6

제4항에 있어서,

상기 제1행렬과 제2행렬을 곱한 결과는,

$$P_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} U_{N_t \times R}$$

와 같이 표현되는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 7**

제5항에 있어서,

상기 제2행렬이 N x N (N은 2 이상의 정수) 행렬일 때,

상기 제2행렬 중 특정 안테나에 대응하는 n x n (0 < n < N) 부분 행렬을 하나 이상 선택하는 단계와,

상기 선택된 부분 행렬 외의 성분을 모두 0으로 세팅하는 단계

를 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 8**

제5항에 있어서,

상기 제2행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하는 단계와,

상기 선택된 열로만 이루어지도록 상기 제2행렬을 재구성하는 단계

를 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 9**

제1항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서,

각 안테나에 대한 채널 전력을 스케줄링하기 위한 코드북 기반의 제2 프리코딩을 수행하는 단계를 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 10**

제1항 내지 제8항 중 어느 한 항에 있어서,

상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬(P)은

$$P_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \dots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \dots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \dots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix}$$

로 표시되며,

여기서,  $w_{i,j}^k$  ( $i = 1, \dots, N_t, j = 1, \dots, R$ )는 부반송파 인덱스 k에 의해 결정되는 복소 가중치,  $N_t$ 는 송신 안테나 개수, R은 공간 다중화율인 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 11**

제10항에 있어서,

상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬은 단위 행렬(Unitary Matrix)인 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터

전송 방법.

**청구항 12**

제11항에 있어서, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬은

제1 조건 :

$$\begin{aligned} |w_{1,1}^k|^2 + |w_{2,1}^k|^2 + \dots + |w_{N_i,1}^k|^2 &= 1, \\ |w_{1,2}^k|^2 + |w_{2,2}^k|^2 + \dots + |w_{N_i,2}^k|^2 &= 1, \\ &\vdots \\ |w_{1,R}^k|^2 + |w_{2,R}^k|^2 + \dots + |w_{N_i,R}^k|^2 &= 1 \end{aligned} \quad \text{및}$$

제2 조건 :

$$\begin{aligned} w_{1,1}^{k*} w_{1,2}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,2}^k + \dots + w_{N_i,1}^{k*} w_{N_i,2}^k &= 0, \\ w_{1,1}^{k*} w_{1,3}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,3}^k + \dots + w_{N_i,1}^{k*} w_{N_i,3}^k &= 0, \\ &\vdots \\ w_{1,1}^{k*} w_{1,R}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,R}^k + \dots + w_{N_i,1}^{k*} w_{N_i,R}^k &= 0 \end{aligned}$$

을 만족하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

**청구항 13**

다수의 부반송파를 이용하는 다중 사용자 다중 안테나 시스템의 송수신 장치에 있어서,

수신단으로부터의 피드백 정보를 이용하여 각 안테나에 대한 사용자 데이터에 독립적인 채널 코딩 및 변조를 수행하는 채널 코딩 및 변조기; 및

각 안테나에 대한 사용자 데이터의 위상각을 일정 단위로 증감시키기 위한 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하고, 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 이용하여 상기 사용자 데이터에 프리코딩을 수행하는 제1 프리코더

를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 14**

제13항에 있어서, 상기 제1 프리코더는

소정의 프리코딩 행렬에서 첫 번째 부반송파에 대응하는 기준 행을 결정하고, 상기 기준 행을 일정 단위의 위상각으로 위상천이시켜 나머지 행들을 결정하는 프리코딩 행렬 결정모듈을 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 15**

제14항에 있어서,

상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하고, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 해당 프리코딩 행렬을 재구성하는 행렬 재구성 모듈을 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 16**

제13항에 있어서, 상기 제1 프리코더는

위상천이를 위한 제1행렬과 제1행렬을 단위행렬(unitary matrix)화 하기 위한 제2행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 프리코딩 행렬 결정모듈을 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 17**

제16항에 있어서,

상기 제1행렬은 행 단위로 일정하게 위상각을 증감시키는 대각행렬이고,

상기 제2행렬은 단위행렬 조건을 만족하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 18**

제16항에 있어서,

상기 제1행렬과 제2행렬을 곱한 결과는,

$$P_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} U_{N_t \times R}$$

와 같이 표현되는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 19**

제18항에 있어서,

상기 제2행렬이 N x N (N은 2 이상의 정수) 행렬일 때,

상기 제2행렬 중 특정 안테나에 대응하는 n x n (0 < n < N) 부분 행렬을 하나 이상 선택하고, 상기 선택된 부분 행렬 외의 성분을 모두 0으로 세팅하는 안테나 선택 모듈을 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 20**

제18항에 있어서,

상기 제2행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하고, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 상기 제2행렬을 재구성하는 행렬 재구성 모듈을 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**청구항 21**

제13항 내지 제20항 중 어느 한 항에 있어서,

각 안테나에 대한 채널 전력을 스케줄링하기 위한 코드북 기반의 프리코딩을 수행하는 제2 프리코더를 더 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치.

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**발명의 목적**

**발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술**

- <13> 본 발명은 위상천이 기반의 프리코딩을 이용하여 다수 안테나 다수 사용자의 데이터를 전송하는 방법 및 이를 구현하는 송수신 장치에 관한 것이다.
- <14> 최근 W-CDMA 시스템에서 다중 안테나를 이용하여 빔포밍(beamforming), MIMO(Multi-Input Multi-Output), 그리고 전송 다이버시티(Transmit Diversity) 등의 새로운 기술을 통해 용량 증대 및 전송 속도의 고속화, 그리고 링크의 신뢰성을 극대화하기 위한 연구가 진행되고 있다. 특히, 공간 다중화를 통해 고속 전송을 추구하는 V-BLAST와 같은 MIMO 기술이 3GPP(3rd Generation Partnership Project) 표준화에 반영되고 있다.
- <15> 또한 Release 99 및 Release 4에서 채택된 2개의 안테나를 고려한 전송 다이버시티(transmit diversity)가 발전하여 3개 이상의 안테나를 고려한 V-BLAST의 진화 형태인 PARC(Per Antenna Rate Control)나, 다중 사용자를 지원하기 위해 제안된 PU2RC(per user unitary rate control)와 같은 새로운 다이버시티 기술들도 선보이고 있다.
- <16> 도 1a는 단일 사용자를 위한 PARC 구조를 도시한 블록도이고, 도 1b는 다중 사용자를 위한 PARC 구조를 도시한 블록도이다.
- <17> 기존 V-BLAST의 경우 채널 상태 정보(Channel Quality Information: CQI)의 피드백 정보 없이 각 전송 안테나마다 동일한 변조와 부호화를 설정하여 전송한다. 그러나, PARC는 도 1a 및 도 1b에서 보는 바와 같이 사용자 단말로부터 MCS (Modulation Coding Set) 및/또는 전송 안테나 집합(Transmit Antenna Subset: TAS) 등의 채널 상태 정보를 피드백 받고, 안테나별로 전송할 사용자 데이터 스트림을 선택한다. 도 1a는 단일 사용자를 위한 PARC 이므로 도면에서 보듯 3명의 사용자 데이터 스트림 중 어느 하나를 선택하게 되고, 도 1b는 다중 사용자를 위한 PARC 이므로 둘 이상의 사용자 데이터 스트림을 선택하게 된다. 이어서, 역 다중화되어 버퍼에 입력된 해당 사용자 데이터 스트림에 상기 채널 정보를 바탕으로 변조 및 부호화를 적용한 후 OFDMA 등의 다중화 변조 과정을 거쳐 각각의 전송 안테나를 통해 송신한다.
- <18> 즉, PARC에서 기지국은 사용자 단말로부터 피드백된 정보를 이용하여 시스템 전송률을 최대로 하는 형태의 스케줄링을 수행하고, 이를 통해 하나의 사용자 단말 또는 둘 이상의 사용자 단말이 동시에 동일한 주파수와 시간 자원을 공간적으로 공유하도록 한다. PARC는 기지국이 스케줄링하는 사용자 단말의 개수가 많아질수록 다중 사용자의 다이버시티 이득을 크게 얻을 수 있다.
- <19> PARC는 피드백 정보로 CQI만을 요구할 뿐이므로 피드백 오버헤드가 적고, 오버헤드가 적으므로 피드백 과정에서 에러 발생 확률이 상대적으로 적으며, 단일 사용자를 위한 PARC와 다중 사용자를 위한 PARC 간에 스위칭이 용이하다는 장점이 있다. 그러나, 다중 사용자를 위한 PARC의 경우 사용자 간의 간섭으로 인해 전송 효율이 떨어지는 문제가 있다.
- <20> 다음으로, PU2RC에 대해 살펴보면 다음과 같다. 도 2는 다중 사용자를 위한 PU2RC 구조를 도시한 블록도이다.
- <21> 기본적으로 PU2RC는 다중 사용자에게 데이터 스트림을 전송하기 위하여 공간 다중화를 사용한다. 따라서, 다중 사용자에게 전송하기 위하여 다중의 데이터 스트림이 선택된다. 전송한 바와 같이 PU2RC는 다중 사용자 환경에 초점을 맞추고 있으며, MIMO 채널의 단일값 디코포지션(singular value decomposition)에 기초한 단위행렬(Unitary Matrix)을 사용하여 프리코딩을 수행한다. 송신단에서의 단위 기본 행렬은 모든 사용자 단말로부터의 선택된 단위 기본 벡터들의 조합이며, 여기서 벡터들의 총합이 M으로 고정되는 경우 상기 단위 기본 벡터들은 모두 하나 또는 여럿 중 일부의 사용자 단말로부터 선택된 것이다. 이러한 선택은 최고의 용량 획득을 위한 시공간 다중 사용자 이론에 기초하여 수행된다.
- <22> PU2RC는 다중 사용자 간에 간섭을 줄여 높은 성능 이득을 얻을 수 있는 장점이 있으나, 채널 상태 정보 외에 신호 행렬 인덱스 정보까지 피드백 받아야 한다는 점에서 피드백 오버헤드가 크고, 따라서 전송 도중에 에러가 발생할 여지가 상대적으로 크다는 단점이 있다.

**발명이 이루고자 하는 기술적 과제**

- <23> 따라서, 본 발명은 상술한 PARC의 장점을 그대로 유지하면서 다중 사용자 간에 간섭이 최소한으로 일어날 수 있도록 하고, PU2RC의 성능에 뒤지지 않으면서도 피드백 오버헤드를 줄일 수 있는 수단을 제공하는 데에 그 목적이 있다.

**발명의 구성 및 작용**

- <24> 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은 다중 안테나 시스템에서 각 전송 안테나에 서로 다른 변조와 부호화를 설정하여 사용자 데이터를 전송하되, 위상천이 기반의 제1 프리코딩을 통해 사용자 간에 발생할 수 있는 간섭을 배제하고, 선택적으로는 코드북 기반의 제2 프리코딩을 더하여 종래와 동일하거나 적은 피드백 정보로 동일하거나 더 우수한 성능을 발휘하도록 한다.
- <25> 이를 위한 본 발명의 일 양태는 다수의 부반송파를 이용하는 다중 사용자 다중 안테나 시스템에서 데이터를 전송하는 방법에 관한 것으로서, 수신단으로부터의 피드백 정보를 이용하여 각 안테나에 대한 사용자 데이터에 독립적인 채널 코딩 및 변조를 수행하는 단계와, 각 안테나에 대한 사용자 데이터의 위상각을 일정 단위로 증감시키기 위한 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 단계와, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 이용하여 상기 사용자 데이터에 제1 프리코딩을 수행하는 단계를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법에 관한 것이다.
- <26> 여기서, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬 결정 단계는 소정의 프리코딩 행렬에서 첫 번째 부반송파에 대응하는 기준 행을 결정하는 단계와, 상기 기준 행을 일정 단위의 위상각으로 위상천이시켜 나머지 행들을 결정하는 단계를 포함하여 이루어질 수 있다. 이때, 상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하는 단계와, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 해당 프리코딩 행렬을 재구성하는 단계가 더 포함될 수 있다.
- <27> 또한, 선택적으로 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬 결정 단계는 위상천이를 위한 제1행렬과 단위행렬 조건을 만족하는 제2행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 단계를 포함하여 이루어질 수 있다. 이때, 상기 제2행렬이  $N \times N$  ( $N$ 은 2 이상의 정수) 행렬일 때, 상기 제2행렬 중 특정 안테나에 대응하는  $n \times n$  ( $0 < n < N$ ) 부분 행렬을 하나 이상 선택하는 단계와, 상기 선택된 부분 행렬 외의 성분을 모두 0으로 세팅하는 단계가 더 포함될 수 있다. 또한, 상기 제2행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하는 단계와, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 상기 제2행렬을 재구성하는 단계가 더 포함될 수 있다.
- <28> 또한, 상기 두 가지 양태의 데이터 전송 방법에는 각 안테나에 대한 채널 전력을 스케줄링하기 위한 코드북 기반의 제2 프리코딩을 수행하는 단계가 더 포함될 수 있다.
- <29> 한편, 본 발명의 다른 일 양태는 수신단으로부터의 피드백 정보를 이용하여 각 안테나에 대한 사용자 데이터에 독립적인 채널 코딩 및 변조를 수행하는 채널 코딩 및 변조기 및 각 안테나에 대한 사용자 데이터의 위상각을 일정 단위로 증감시키기 위한 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하고, 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 이용하여 상기 사용자 데이터에 프리코딩을 수행하는 제1 프리코더를 포함하는 위상천이 기반의 프리코딩을 지원하는 데이터 송수신 장치에 관한 것이다.
- <30> 여기서, 상기 제1 프리코더는 소정의 프리코딩 행렬에서 첫 번째 부반송파에 대응하는 기준 행을 결정하고, 상기 기준 행을 일정 단위의 위상각으로 위상천이시켜 나머지 행들을 결정하는 프리코딩 행렬 결정모듈을 포함할 수 있다. 이때, 상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하고, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 해당 프리코딩 행렬을 재구성하는 행렬 재구성 모듈을 더 포함할 수 있다. 또한, 선택적으로 상기 제1 프리코더는 위상천이를 위한 제1행렬과 단위행렬 조건을 만족하는 제2행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 프리코딩 행렬 결정모듈을 포함할 수 있다.
- <31> 이때, 상기 제2행렬이  $N \times N$  ( $N$ 은 2 이상의 정수) 행렬일 때, 상기 제2행렬 중 특정 안테나에 대응하는  $n \times n$  ( $0 < n < N$ ) 부분 행렬을 하나 이상 선택하고, 상기 선택된 부분 행렬 외의 성분을 모두 0으로 세팅하는 안테나 선택 모듈을 더 포함할 수 있다. 또한, 상기 제2행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하고, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 상기 제2행렬을 재구성하는 행렬 재구성 모듈을 더 포함할 수 있다.
- <32> 또한, 상기 두 가지 양태의 송수신 장치에는 각 안테나에 대한 채널 전력을 스케줄링하기 위한 코드북 기반의 프리코딩을 수행하는 제2 프리코더가 더 포함될 수 있다.
- <33> 상기 본 발명의 2가지 양태에 있어서 상기 제1행렬은 일정 단위로 위상각을 증감시키는 대각행렬이고, 상기 제2행렬은 단위행렬(unitary matrix)로 구성되는 것이 바람직하다.
- <34> 이하 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 상세히 설명한다. 명세서 전체에 걸쳐서 동일한 참조 번호는 동일한 구성요소를 나타낸다.
- <35> 이하의 기술은 다양한 통신 시스템에 사용될 수 있다. 통신 시스템은 음성, 패킷 데이터 등과 같은 다양한 통신



서비스를 제공하기 위해 널리 배치된다(deploy). 이 기술은 하향링크(downlink) 또는 상향링크(uplink)에 사용될 수 있다. 하향링크는 기지국(base station; BS)에서 단말기(mobile station; MS)로의 통신을 의미하며, 상향링크는 단말기에서 기지국으로의 통신을 의미한다.

- <36> 기지국은 일반적으로 단말기와 통신하는 고정된 지점(fixed station)을 말하며, 노드-B(node-B), BTS(base transceiver system), 액세스 포인트(access point) 등 다른 용어(terminology)로 불릴 수 있다. 단말기는 고정되거나 이동성을 가질 수 있으며, UE(user equipment), UT(user terminal), SS(subscriber station), 무선기기(wireless device) 등 다른 용어로 불릴 수 있다.
- <37> 본 발명은 싱글-캐리어 또는 멀티-캐리어 통신 시스템에 사용될 수 있다. 멀티-캐리어 시스템은 OFDM(orthogonal frequency division multiplexing)이나 다른 멀티-캐리어 변조 기법을 활용할 수 있다. OFDM은 전체 시스템 대역폭을 직교성을 갖는 다수의 부반송파(subcarrier)로 분할한다(partition). 부반송파는 서브밴드(subband), 톤(tone) 등으로 불릴 수 있다. 싱글-캐리어 시스템은 SC-CDMA(single-carrier frequency division multiple access), CDMA(code division multiple access) 등 싱글-캐리어 변조 기법을 활용할 수 있다.
- <38> 일반적으로 통신 시스템은 송신기(transmitter)와 수신기(receiver)를 포함한다. 여기서, 송신기와 수신기는 송신 기능과 수신 기능을 모두 수행하는 송수신기(transceiver)라 할 수 있다. 다만, 피드백에 관한 설명을 명확하게 하기 위해 일반 데이터의 전송을 담당하는 일방을 송신기라 하고, 송신기로 피드백 데이터를 전송하는 타방을 수신기라 한다.
- <39> 하향링크에서 송신기는 기지국의 일부분(part)일 수 있고, 수신기는 단말기의 일부분일 수 있다. 상향링크에서 송신기는 단말기의 일부분일 수 있고, 수신기는 기지국의 일부분일 수 있다. 기지국은 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있다. 단말기는 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있다.
- <40> <실시예 1>
- <41> 본 실시예는 다중 사용자 다중 안테나 시스템에서 각 전송 안테나에 서로 다른 변조와 부호화를 설정하여 전송 효율을 최대화하는 한편, 위상천이 기반의 프리코딩을 적용하여 사용자 간의 간섭을 최소화하는 방법 및 이를 구현하는 송수신 장치를 제안한다.
- <42> 도 3a는 실시예 1에 따른 통신 시스템의 송신기 구조를 나타낸 블록도이다. 도면에서 보듯, 송신기(100)는 스케줄러 및 멀티플렉서(scheduler/multiplexer)(110), 채널 코더 및 변조기(channel encoder/modulator; 120-1, ..., 120-N), 프리코더(precoder, 130), 직/병렬 변환기(serial/parallel converter)(140-1, ..., 140-N<sub>t</sub>), 변조기(modulator; 150-1, ..., 150-N<sub>t</sub>)를 포함한다. 한편, 도 3b 및 도 3c는 도 3a의 송신기에서 특히 프리코더(130)의 구성을 실시예에 따라 상세하게 도시한 블록도이다.
- <43> 스케줄러 및 멀티플렉서(110)는 사용자별로 정보 비트들(stream of information bits)이 입력되면 전송 대상 사용자 단말을 스케줄링하여 그 중에서 실제 전송할 사용자를 선택하고, 선택된 정보 비트들을 다중화한다.
- <44> 채널 코더 및 변조기(120-1, ..., 120-N)는 상기 다중화된 정보 비트 스트림들을 정해진 코딩 방식에 따라 인코딩하여 부호화된 데이터(coded data)를 형성하고, 정보 비트 스트림의 부호화된 데이터를 미리 정해진 변조 방식(modulation scheme)에 따라 변조한다. 상기 정보 비트들은 텍스트, 음성, 영상 또는 기타 데이터를 포함할 수 있다.
- <45> 또한, 채널 코더(120-1, ..., 120-N)는 정보 비트들 각각에 CRC(cyclic redundancy check)와 같은 에러 검출 비트들을 추가하고, 에러 정정을 위한 여분의 코드를 추가할 수 있다. 에러 정정 코드는 터보 부호(turbo code), LDPC(low density parity check code) 및 기타 길쌈(convolution) 부호 중 어느 하나일 수 있으며 이에 한정하지 않고 에러 정정을 수행하는 타 부호가 이에 해당할 수 있다.
- <46> 변조기(120-1, ..., 120-N)에 의해 부호화된 데이터는 진폭과 위상 성상(constellation)에 따른 위치를 표현하는 심벌들로 맵핑된다. 변조 방식에는 제한이 없으며, m-PSK(m-quadrature 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.
- <47> 프리코더(130)는 상기 맵핑된 심벌들에 위상천이 기반의 프리코딩을 수행한다. 프리코더(130)의 출력에 의해 한 번의 주기(또는 하나의 타임 슬롯)에 전송되는 심벌들의 집합을 전송 심벌(transmit symbol)이라 한다. 프리코

더(130)에서 수행되는 위상천이 기반의 프리코딩은 차후에 상세히 설명한다.

- <48> 직/병렬 변환기(serial/parallel converter)(140-1, ..., 140- $N_t$ )는 프리코딩된 전송 심벌들을 각각 병렬화하여 변조기(150-1, ..., 150- $N_t$ )로 입력한다.
- <49> 변조기(150-1, ..., 150- $N_t$ )는 병렬화되어 입력된 각 전송 심벌을 다중 접속 변조(multiple access modulation) 방식에 따라 변조한다. 다중 접속 변조 방식에 대하여는 제한이 없으며, 잘 알려진 CDMA와 같은 싱글-캐리어 변조 방식이나 OFDMA와 같은 멀티-캐리어 변조 방식을 채택할 수 있다.
- <50> 이하에서는 멀티-캐리어 변조 기법으로 OFDM을 이용하는 2개 안테나 시스템 및 4개 안테나 시스템을 일 예로 하는 위상천이 기반의 프리코딩 방법을 설명하고, 이를  $N_t$ 개의 다중 안테나 시스템으로 확장하기 위한 일반화된 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 구성 방법을 설명하기로 한다.
- <51> 위상천이 기반 프리코딩 방법
- <52> 도 4는 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하기 위한 송신기의 주요 구성을 도시한 블록도이다.
- <53> 위상천이 기반의 프리코딩 방법은 전송하려는 모든 스트림을 전체 안테나를 통해 전송하되 각기 다른 위상의 시퀀스를 곱하여 전송하는 것이다.
- <54> 일반적으로, 작은 순환 지연값을 사용하여 위상 시퀀스를 생성하면 수신기에서 볼 때 채널에 주파수 선택성이 생기면서 주파수 영역에 따라 채널의 크기가 커지거나 작아지게 된다. 도 5는 순환 지연에 의해 채널 크기가 변화된 모습을 도시한 도면이다.
- <55> 도면에서 보듯, 송신기(100)는 상대적으로 작은 순환 지연값에 따라 요동(fluctuation)하는 주파수 대역 중에서 주파수가 커져 채널 상태가 양호해지는 부분에 사용자 단말을 할당하여 주파수 다이버시티를 확보한다. 이때, 각 안테나에 대하여 일정하게 증가 또는 감소하는 순환 지연값을 적용하기 위해 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 이용한다.
- <56> 위상천이 기반 프리코딩 행렬( $\mathbf{P}$ )을 일반화하여 표현하면 다음과 같다.

**수학식 1**

$$\mathbf{P}_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \dots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \dots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \dots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix}$$

- <57>
- <58> 여기서,  $w_{i,j}^k$  ( $i = 1, \dots, N_t$ ,  $j = 1, \dots, R$ )는 부반송파 인덱스  $k$ 에 의해 결정되는 복소 가중치를 나타내고,  $N_t$ 는 송신 안테나의 개수,  $R$ 은 공간 다중화율을 각각 나타낸다. 여기서, 복소 가중치는 안테나에 곱해지는 OFDM 심벌 및 해당 부반송파의 인덱스에 따라 상이한 값을 가질 수 있다. 상기 복소 가중치는 채널 상황 및 피드백 정보의 유무 중 적어도 어느 하나에 따라 결정될 수 있다.
- <59> 한편, 상기 수학식 1의 프리코딩 행렬( $\mathbf{P}$ )은 다중 안테나 시스템에서의 채널용량의 손실을 줄이기 위해 단위 행렬로 설계되는 것이 바람직하다. 여기서, 단위 행렬 구성을 위한 조건을 알아보기 위해 다중 안테나 시스템의 채널용량을 수학식으로 나타내면 다음과 같다.

**수학식 2**

$$C_u(\mathbf{H}) = \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_{N_r} + \frac{\text{SNR}}{N} \mathbf{H}\mathbf{H}^H \right) \right)$$

- <60>
- <61> 여기서,  $\mathbf{H}$ 는  $N_r \times N_t$  크기의 다중 안테나 채널 행렬이고  $N_r$ 은 수신 안테나의 개수를 나타낸다. 상기 수학식 2에

위상천이 기반 프리코딩 행렬( $\mathbf{P}$ )을 적용하면 다음과 같다.

**수학식 3**

<62> 
$$C_{\text{recode}} = \log_2 \left( \det \left( \mathbf{I}_M + \frac{\text{SNR}}{N} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}^H \right) \right)$$

<63> 수학식 3에서 보듯, 채널용량에 손실이 없도록 하기 위해서는  $\mathbf{P} \mathbf{P}^H$ 가 단위 행렬(Identity Matrix)이 되어야 하므로 위상천이 기반 프리코딩 행렬( $\mathbf{P}$ )은 다음과 같은 조건을 만족하는 단위행렬이어야 한다.

**수학식 4**

<64> 
$$\mathbf{P} \mathbf{P}^H = \mathbf{I}_M$$

<65> 위상천이 기반 프리코딩 행렬( $\mathbf{P}$ )이 단위행렬이 되기 위해서는 다음의 두 가지 조건 즉, 전력 제약 조건 및 직교 제약 조건을 동시에 만족하여야 한다. 전력 제약은 행렬을 이루는 각 열(column)의 크기가 1이 되도록 만드는 것이고, 직교 제약은 행렬의 각 열(column) 사이에 직교 특성을 갖도록 만드는 것이다. 이들 각각을 수학식으로 표현하면 다음과 같다.

**수학식 5**

<66> 
$$\begin{aligned} |w_{1,1}^k|^2 + |w_{2,1}^k|^2 + \dots + |w_{N,1}^k|^2 &= 1, \\ |w_{1,2}^k|^2 + |w_{2,2}^k|^2 + \dots + |w_{N,2}^k|^2 &= 1, \\ &\vdots \\ |w_{1,R}^k|^2 + |w_{2,R}^k|^2 + \dots + |w_{N,R}^k|^2 &= 1 \end{aligned}$$

**수학식 6**

<67> 
$$\begin{aligned} w_{1,1}^{k*} w_{1,2}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,2}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,2}^k &= 0, \\ w_{1,1}^{k*} w_{1,3}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,3}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,3}^k &= 0, \\ &\vdots \\ w_{1,1}^{k*} w_{1,R}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,R}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,R}^k &= 0 \end{aligned}$$

<68> 다음으로, 하나의 실시예로서 2 x 2 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일반화된 수학식을 제시하고, 상기 두 가지 조건을 만족하기 위한 수학식을 알아보기로 한다. 수학식 7은 2개의 송신 안테나를 가지고 공간 다중화율이 2인 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일반식을 나타내고 있다.

**수학식 7**

<69> 
$$\mathbf{P}_{2 \times 2}^k = \begin{pmatrix} \alpha_1 e^{jk\theta_1} & \beta_1 e^{jk\theta_2} \\ \beta_2 e^{jk\theta_3} & \alpha_2 e^{jk\theta_4} \end{pmatrix}$$

<70> 여기서,  $\alpha_i, \beta_i (i = 1, 2)$ 는 실수값을 가지고,  $\theta_i (i = 1, 2, 3, 4)$ 는 위상값을 나타내며,  $k$ 는 OFDM 신호의 부반송파 인덱스를 나타낸다. 이와 같은 프리코딩 행렬을 단위 행렬로 구현하기 위해서는 수학식 8의 전력제약 조건과 수학식 9의 직교제약 조건을 만족해야 한다.

수학식 8

<71>

$$|\alpha_1 e^{jk\theta_1}|^2 + |\beta_2 e^{jk\theta_3}|^2 = 1, \quad |\alpha_2 e^{jk\theta_4}|^2 + |\beta_1 e^{jk\theta_2}|^2 = 1$$

수학식 9

<72>

$$(\alpha_1 e^{jk\theta_1})^* \beta_1 e^{jk\theta_2} + (\beta_2 e^{jk\theta_3})^* \alpha_2 e^{jk\theta_4} = 0$$

<73>

여기서, \* 표식은 켈레 복소수를 가리킨다. 상기 수학식 7 내지 수학식 9를 모두 만족하는 2 x 2 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일 실시예는 다음과 같다.

수학식 10

<74>

$$P_{2 \times 2}^k = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{jk\theta_2} \\ e^{jk\theta_3} & 1 \end{pmatrix}$$

<75>

여기서,  $\theta_2$  와  $\theta_3$ 는 직교제약에 의해 수학식 11과 같은 관계를 가진다.

수학식 11

<76>

$$k\theta_3 = -k\theta_2 + \pi$$

<77>

한편, 프리코딩 행렬은 송신단 및 수신단의 메모리에 코드북(codebook) 형태로 저장될 수 있는데, 상기 코드북은 유한 개의 서로 다른  $\theta_2$ 값을 통해 생성된 다양한 프리코딩 행렬을 포함하여 구성될 수 있다. 또한,  $\theta_2$ 값은 채널 상황과 피드백 정보의 유무에 따라서 적절하게 설정될 수 있으며, 피드백 정보를 사용하는 경우라면  $\theta_2$ 를 작게 설정하고 피드백 정보를 사용하지 않는 경우라면  $\theta_2$ 를 크게 설정함으로써 높은 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

<78>

한편, 상기 수학식 7과 같은 위상천이 기반 프리코딩 행렬이 생성되더라도 채널 상황에 따라서 실제 안테나 수에 비해 공간 다중화율(Rank; R)이 작게 설정되어야 하는 경우가 발생할 수 있다. 이러한 경우에는 상기 생성된 위상천이 기반 프리코딩 행렬 중 현재의 공간 다중화율(작아진 공간 다중화율)에 상응하는 개수의 특정 열(column)을 선택하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 새롭게 재구성할 수 있다. 즉, 공간 다중화율이 달라질 때마다 해당 시스템에 적용되는 새로운 프리코딩 행렬을 생성하는 것이 아니라, 최초 생성된 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 그대로 활용하되 해당 프리코딩 행렬의 특정 열을 선택하여 프리코딩 행렬을 재구성한다.

<79>

일 예로, 상기 수학식 10의 프리코딩 행렬은 2개의 송신 안테나를 가지는 다중 안테나 시스템에서 공간 다중화율이 2인 경우를 상정하고 있으나, 어떠한 이유로 공간 다중화율이 1로 낮아지는 경우가 발생할 수 있다. 이 경우, 상기 수학식 10의 행렬 중 특정 열을 선택하여 프리코딩을 수행할 수 있는데, 두 번째 열을 선택한 경우의 위상천이 기반 프리코딩 행렬은 다음의 수학식 12와 같고, 이는 종래에 있어서 2개의 송신 안테나의 순환지연 다이버시티 기법과 동일한 형태가 된다.

수학식 12

<80>

$$P_{2 \times 1}^k = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} e^{jk\theta_2} \\ 1 \end{pmatrix}$$

<81>

여기서는 2개의 송신 안테나를 가지는 시스템을 예로 들었으나, 4개의 송신 안테나를 가지는 시스템에도 확장하여 적용할 수 있다. 즉, 송신 안테나가 4개인 경우의 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 생성한 후 변화하는 공간 다중화율에 따라 특정 열을 선택하여 프리코딩을 수행할 수 있다. 일 예로, 도 6은 송신 안테나가 4개이고 공간 다중화율이 2인 다중 안테나 시스템에 종래의 공간 다중화 기법(Spatial Multiplexing)과 순환 지연 다이버시티(Cyclic Delay Diversity)가 적용된 경우를 도시하고 있고, 도 7은 상기와 같은 다중 안테나 시스템에 수학식

10의 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 적용한 경우를 도시하고 있다.

<82> 도 6에 의하면 제1 안테나 및 제3 안테나에는 제1 시퀀스( $S_1$ ) 및 제2 시퀀스( $S_2$ )가 전달되고, 제2 안테나 및 제4 안테나에는 소정 크기로 위상천이된 제1 시퀀스( $s_1 e^{j\theta_1}$ ) 및 제2 시퀀스( $s_2 e^{j\theta_1}$ )가 전달된다. 따라서, 전체적으로는 공간 다중화율이 2가 됨을 알 수 있다.

<83> 이에 비해, 도 7에서 제1 안테나에는  $s_1 + s_2 e^{jk\theta_2}$  가 전달되고, 제2 안테나에는  $s_1 e^{jk\theta_3} + s_2$  가 전달되며, 제3 안테나에는  $s_1 e^{jk\theta_1} + s_2 e^{jk(\theta_1+\theta_2)}$  가 전달되고, 제4 안테나에는  $s_1 e^{jk(\theta_1+\theta_3)} + s_2 e^{jk\theta_1}$  가 전달된다. 따라서, 상기 도 6의 시스템에 비해 프리코딩 방법의 장점을 가지면서도 단일한 프리코딩 행렬을 이용하여 4개의 안테나에 대해 순환지연(또는 위상천이)을 수행할 수 있으므로 순환지연 다이버시티 기법에 의한 장점까지 가질 수 있다.

<84> 이상에서 살펴본 2개 안테나 시스템 및 4개 안테나 시스템에 대한 공간 다중화율별 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 정리하면 다음과 같다.

표 1

2개 안테나 시스템		4개 안테나 시스템	
공간 다중화율 1	공간 다중화율 2	공간 다중화율 1	공간 다중화율 2
$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\theta_1 k} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{-j\theta_1 k} \\ e^{j\theta_1 k} & 1 \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} 1 \\ e^{j\theta_1 k} \\ e^{j\theta_2 k} \\ e^{j\theta_3 k} \end{pmatrix}$	$\frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} 1 & -e^{-j\theta_1 k} \\ e^{j\theta_1 k} & 1 \\ e^{j\theta_2 k} & -e^{-j\theta_3 k} \\ e^{j\theta_3 k} & e^{-j\theta_2 k} \end{pmatrix}$

<85> 여기서,  $\theta_i (i = 1, 2, 3)$ 는 순환지연 값에 따른 위상각이고,  $K$ 는 OFDM의 부반송파 인덱스이다. 상기 표 2에서 상기 4가지 경우의 프리코딩 행렬 각각은 도 8에서 볼 수 있듯이 4개의 송신 안테나를 가지면서 공간 다중화율이 2인 다중 안테나 시스템에 대한 프리코딩 행렬의 특정 부분을 취하여 얻을 수 있다. 따라서, 상기 4가지의 경우에 대한 각각의 프리코딩 행렬을 코드북에 별도로 구비할 필요가 없으므로 송신단 및 수신단의 메모리 용량을 절약할 수 있다. 또한, 상술한 위상천이 기반 프리코딩 행렬은 동일한 원리에 의해 안테나 수가  $M$ 이고 공간 다중화율이  $N(N \leq M)$ 인 시스템에 대하여도 확장될 수 있다.

<87> 위상천이 기반 프리코딩 방법을 구현하기 위한 제1 프리코더

<88> 상술한 위상천이 기반의 프리코딩 방법을 구현하기 위해 제1 프리코더(130-1)는 프리코딩 행렬 생성 모듈(131-1), 행렬 재구성 모듈(133-1) 및 프리코딩 모듈(134-1)을 포함하여 이루어진다.

<89> 프리코딩 행렬 생성 모듈(131-1)은 소정의 프리코딩 행렬에서 첫 번째 부반송파에 대응하는 기준 행을 결정하고, 상기 기준 행을 일정한 단위로 증가하는 위상각으로 위상천이(phase shift)시켜 나머지 행들을 결정한다. 본 발명에서는 (송신 안테나 개수) x (공간 다중화율) 크기의 단위 행렬(Unitary Matrix)을 이용하여 프리코딩을 수행하는데, 상기 단위 행렬은 각 부반송파의 인덱스별로 구비되며, 첫 번째 인덱스에 대한 단위 행렬을 위상천이시켜 나머지 인덱스의 단위 행렬을 구한다.

<90> 즉, 프리코딩 행렬 생성 모듈(131-1)은 메모리(150)에 미리 저장된 코드북(codebook)에서 임의의 제1 프리코딩 행렬을 선택한다. 2번 인덱스의 부반송파에 대한 제2 프리코딩 행렬은 상기 제1 프리코딩 행렬에 소정 크기의 위상천이(phase shift)를 가하여 생성된다. 이때, 천이되는 위상의 크기는 현재의 채널 상황 및/또는 수신단으

로부터의 피드백 정보의 유무에 따라 다양하게 설정될 수 있다. 3번째 인덱스의 부반송파에 대한 제3 프리코딩 행렬은 상기 제2 프리코딩 행렬에 재차 위상천이를 수행하여 얻어진다. 즉, 상기 제2 프리코딩 행렬의 생성 과정은 제3 프리코딩 행렬 내지 마지막 순번의 프리코딩 행렬의 생성 과정에서 반복되어 수행된다.

<91> 행렬 재구성 모듈(133-1)은 상기 프리코딩 행렬 생성 모듈(131)에서 생성된 각 프리코딩 행렬에서 주어진 공간 다중화율에 상응하는 개수만큼의 열(column)을 선택하고 그 외의 열은 삭제함으로써 프리코딩 행렬을 재구성한다. 여기서, 상기 선택된 열로만 이루어진 프리코딩 행렬을 새로이 생성할 수도 있다. 한편, 상기 프리코딩 행렬에서 특정 열을 선택하는 것은 임의의 열이 선택되는 것일 수도 있고, 미리 정해진 정책에 따라 특정 열이 선택되는 것일 수도 있다.

<92> 프리코딩 모듈(134-1)은 상기 결정된 각 프리코딩 행렬에 해당 부반송파에 대한 OFDM 심벌을 대입하여 프리코딩을 수행한다.

<93> 일반화된(generalized) 위상천이 기반 프리코딩 방법

<94> 이상에서는 송신 안테나가 4개이고 공간 다중화율이 2인 경우의 위상천이 기반 프리코딩 행렬이 구성되는 과정을 설명하였으나, 본 발명의 위상천이 기반 프리코딩 방법은 안테나 수가  $N_t$  ( $N_t$ 는 2 이상의 자연수)이고 공간 다중화율이  $R$  ( $R$ 은 1 이상의 자연수)인 시스템에 대하여 확장될 수 있다. 이는 전술한 내용과 동일한 방법으로 확장될 수도 있고, 다음의 수학적 식 13과 같은 방법으로 일반화될 수도 있다.

수학적 식 13

$$P_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} U_{N_t \times R}$$

<95> 여기서, 등호(等號, '=') 우측의 전반부 행렬은 위상천이를 위한 단위행렬이고, 후반부 행렬(U)은 특정 목적을 위해 사용되는 행렬로서  $U_{N_t \times R}^H \times U_{N_t \times R} = I_{R \times R}$  을 만족하는 단위행렬이다.

<97> 2개의 전송 안테나를 가지며 1비트 코드북을 사용하는 경우의 위상천이 기반 프리코딩 행렬 생성식의 일 예는 다음과 같다.

수학적 식 14

$$P_{2 \times 2}^k = \begin{pmatrix} \alpha & \beta \\ \beta & -\alpha \end{pmatrix}, \quad \alpha^2 + \beta^2 = 1$$

<98> 수학적 식 14에서  $\alpha$  값이 정해지면  $\beta$  값은 쉽게 정해지므로  $\alpha$  값에 대한 정보를 적절한 2가지 값으로 정해놓고 이에 대한 정보를 코드북 인덱스로 피드백하도록 구현할 수 있다. 일 예로, 피드백 인덱스가 0이면  $\alpha$  는 0.2로 하고, 피드백 인덱스가 1이면  $\alpha$  는 0.8로 하기로 송수신기 간에 미리 약속할 수 있다.

<100> 후반부 행렬의 일 예로 신호대잡음비(SNR) 이득을 얻기 위한 소정의 프리코딩 행렬이 이용될 수 있으며, 특히 이러한 프리코딩 행렬로 왈쉬코드(Walsh code)가 사용되는 경우의 위상천이 기반 프리코딩 행렬(P) 생성식을 살펴보면 다음과 같다.



수학식 15

$$P_{4 \times 4}^k = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4 k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

<101>

<102>

수학식 15는 4개의 송신 안테나와 공간 다중화율 4를 가지는 시스템을 전제로 하고 있으며, 여기서 상기 후반부 행렬을 적절히 재구성함으로써 특정 송신 안테나를 선택하거나(antenna selection), 공간 다중화율을 조절(rate tuning)할 수 있다.

<103>

다음의 수학식 16은 송신 안테나가 4개인 시스템에서 2개의 안테나를 선택하기 위해 상기 후반부 행렬을 재구성한 모습을 보여주고 있다.

수학식 16

$$P_{4 \times 4}^k = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4 k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 0 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

<104>

<105>

또한, 아래의 표 2는 시간 또는 채널의 상황 등에 따라 공간 다중화율이 변하는 경우 해당 다중화율에 맞도록 상기 후반부 행렬을 재구성하기 위한 방법을 보여주고 있다.

표 2

$$P_{4 \times 4}^k = \frac{1}{\sqrt{4}} \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_3 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_4 k} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix}$$

<106>

<107>

이때, 표 2에서는 다중화율에 따라 후반부 행렬의 1번째 열, 1~2번째 열, 1~4번째 열(column)이 선택된 경우를 도시하고 있으나, 반드시 이에 한정하는 것은 아니며 다중화율이 1인 경우 1,2,3,4번째 열 중 어느 하나가 선택될 수 있고, 다중화율이 2인 경우 1~2, 2~3, 3~4, 4~1번째 열 중 어느 하나가 선택될 수 있다.

<108>

한편, 상기 후반부 행렬은 송신단 및 수신단에 코드북 형태로 구비될 수도 있다. 이 경우, 송신단은 수신단으로부터 코드북의 인덱스 정보를 피드백 받고, 자신이 구비한 코드북으로부터 해당 인덱스의 단위 행렬(후반부 행렬)을 선택한 후 상기 수학식 13을 이용하여 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 구성한다.

<109>

한편, 위상천이 기반의 프리코딩을 위한 순환 지연값은 송수신기에 미리 정해진 값일 수도 있고, 수신기가 피드백을 통해 송신기에 전달한 값일 수도 있다. 또한, 공간 다중화율(R) 역시 송수신기에 미리 정해진 값일 수도 있으나, 수신기가 주기적으로 채널 상태를 파악하여 공간 다중화율을 산출하여 송신기로 피드백할 수도 있고 수신기가 피드백한 채널 정보를 이용하여 송신기가 공간 다중화율을 산출 및 변경할 수도 있다.

<110>

일반화된 위상천이 기반 프리코딩 방법을 구현하기 위한 제1 프리코더

<111>

이 경우의 제1 프리코더(130-2)는 크게 프리코딩 행렬 결정모듈(131-2), 안테나 선택 모듈(132), 행렬 재구성

모듈(133-2) 및 프리코딩 모듈(134-2)을 포함하여 이루어진다.

- <112> 프리코딩 행렬 결정모듈(131-2)은 수학식 13과 같이 위상천이를 위한 제1행렬과 단위행렬 조건을 만족하는 제2행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정한다.
- <113> 안테나 선택 모듈(132)은 상기 제2행렬이  $N \times N$  ( $N$ 은 2 이상의 정수) 크기의 행렬이라고 할 때, 수학식 16과 같이 상기 제2행렬 중 특정 안테나에 대응하는  $n \times n$  ( $0 < n < N$ ) 크기의 부분 행렬을 하나 이상 선택하고, 상기 선택된 부분 행렬 외의 성분을 모두 0으로 세팅하여 데이터 전송에 사용할 특정 안테나를 선택한다.
- <114> 행렬 재구성 모듈(133-2)은 표 2에서와 같이 상기 제2행렬에서 소정의 공간 다중화율에 상응하는 개수의 열(column)을 선택하고, 상기 선택된 열로만 이루어지도록 상기 제2행렬을 재구성한다.
- <115> 이상의 설명에서 언급하지 않았으나 본 실시예의 송신기를 구현하기 위해 각종 설정 정보들을 저장하는 메모리(도면에 미도시), 피드백 정보를 수신하기 위한 수신회로(도면에 미도시) 및 전송한 각종 구성요소들의 전반적인 제어를 위한 제어기(도면에 미도시) 등을 구비해야 함은 본 발명이 속한 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명하다.
- <116> 즉, 메모리에는 위상천이 기반 프리코딩을 위한 코드북과 적응적 채널 코딩 및 변조(Adaptive Channel Coding & Modulation; AMC) 기법을 지원하기 위한 MCS 룩업 테이블이 저장될 수 있다. 상기 코드북은 위상천이 기반의 프리코딩 행렬 항목과 각 행렬에 대한 인덱스 항목을 하나 이상 포함하며, 상기 MCS 룩업 테이블은 입력된 정보 비트들에 적용할 코딩을 항목, 변조 방식 항목 및 이들 항목들과 매칭되는 MCS 레벨 인덱스 항목을 하나 이상 포함한다.
- <117> 수신회로는 수신기로부터 전송된 신호를 안테나를 통해 받아들이고 이를 디지털화하여 제어기로 보낸다. 수신회로에 수신된 신호로부터 추출된 정보에는 채널품질정보(channel quality information; CQI)가 포함될 수 있다. CQI는 수신기가 송신기(100)로 채널 환경이나 코딩 방식, 변조 방식에 대해 피드백하는 정보이며, 구체적으로는 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 인덱스 정보 및 특정 코딩율(coding rate) 및/또는 변조 방식(modulation scheme or modulation size)를 지정하기 위한 인덱스 정보 중 적어도 하나가 이에 해당할 수 있다. 상기 인덱스 정보로 MCS(Modulation and Coding Scheme) 레벨 인덱스가 이용될 수 있다.
- <118> <실시예 2>
- <119> 본 실시예는 실시예 1에 코드북 기반의 프리코딩을 더 적용하여 전송 전력을 효율적으로 스케줄링함으로써 데이터의 전송 신뢰도 및 전송 효율(throughput)을 높이는 방법 및 이를 구현하는 송수신기를 제안한다.
- <120> 도 9는 실시예 2에 따른 통신 시스템의 송신기 구조를 나타낸 블록도이다. 실시예 1의 스케줄러 및 멀티플렉서(110), 채널 코더 및 변조기(120-1, ..., 120- $N_t$ ), 프리코더(130), 직/병렬 변환기(140-1, ..., 140- $N_t$ ), 변조기(150-1, ..., 150- $N_t$ )는 실시예 2의 스케줄러 및 멀티플렉서(210), 채널 코더 및 변조기(220-1, ..., 220- $N$ ), 프리코더(240), 직/병렬 변환기(250-1, ..., 250- $N_t$ ), 변조기(260-1, ..., 260- $N_t$ )와 동일하게 적용될 수 있으며, 다만 코드북 기반의 프리코더(230)가 더 추가된다.
- <121> 본 실시예의 프리코더(240)가 수행하는 코드북 기반의 프리코딩은 실시예 1의 프리코더(130)이 수행하는 위상천이 기반 프리코딩(이를 제1 프리코딩이라 한다)과 구별하기 위해 제2 프리코딩이라 한다. 제2 프리코딩은 송수신단에서 이미 알고 있는 프리코딩 행렬의 인덱스를 수신단으로부터 피드백 받아 신호대잡음비(SNR) 이득을 얻는 방식이다.
- <122> 도 10은 코드북 기반의 프리코딩을 지원하는 다중 안테나 시스템의 송수신 과정을 도시한 개념도이다.
- <123> 도면에서 보듯, 송신단 및 수신단은 각각 유한한 프리코딩 행렬( $P_1 \sim P_L$ )을 구비하고 있으며, 수신단에서는 채널 정보를 이용하여 최적의 프리코딩 행렬 인덱스( $J$ )를 송신단으로 피드백하고, 송신단의 프리코더(240)는 피드백된 인덱스에 해당하는 프리코딩 행렬을 전송 데이터( $X_1 \sim X_{M_t}$ )에 적용한다.
- <124> 표 3은 2개의 전송 안테나를 구비하고 공간 다중화율 2를 지원하며 3비트의 피드백 정보를 사용하는 경우에 적용할 수 있는 코드북의 일 예를 보여준다.



표 3

Matrix index (binary)	Column1	Column2	Matrix index (binary)	Column1	Column2
000	1	0	100	0.7941	0.6038 - j0.0689
	0	1		0.6038 + j0.0689	-0.7941
001	0.7940	-0.5801 - j0.1818	101	0.3289	0.6614 - j0.6740
	-0.5801 + j0.1818	-0.7940		0.6614 + j0.6740	-0.3289
010	0.7940	0.0576 - j0.6051	110	0.5112	0.4754 + j0.7160
	0.0576 + j0.6051	-0.7940		0.4754 - j0.7160	-0.5112
011	0.7941	-0.2978 + j0.5298	111	0.3289	-0.8779 + j0.3481
	-0.2978 - j0.5298	-0.7941		-0.8779 - j0.3481	-0.3289

<125>

<126>

실시에 2와 같이 코드북 기반의 프리코딩과 위상천이 기반의 프리코딩을 동시에 적용하는 경우, 송신기는 수신기가 선호하는 프리코딩 인덱스(preferred precoding index), 채널 상태 정보(CQI) 및 채널 상황이 가장 좋은 주파수 대역에 대한 정보를 주기적으로 피드백 받는다. 송신기는 이러한 피드백 정보를 토대로 동일한 프리코딩 인덱스를 사용하면서 선호하는 데이터 스트림이 서로 다른 수신기(사용자 단말)을 동일한 주파수와 동일한 시간대에서 스케줄링한다.

<127>

한편, 실시예 2의 메모리(도면에 미도시)는 실시예 1의 메모리에 비해 프리코딩을 위한 코드북을 더 구비하여야 한다. 또한, 실시예 2의 수신회로(도면에 미도시)는 실시예 1의 수신회로보다 상기 코드북에서 프리코딩 행렬을 선택하기 위한 코드북 인덱스 정보를 더 수신하여야 한다.

<128>

이상 설명한 실시예 1 및 실시예 2의 송수신 장치는 데이터 전송 과정에 있어서 순간잡음에 의한 손실을 최소화하기 위해 코드비트 파싱을 통한 인터리빙을 수행하는 인터리버(도면에 미도시), 프리코딩된 전송 심벌을 시간 영역의 반송파에 실기 위한 고속 역푸리에 변환기(IFFT)(도면에 미도시), 전송 심벌을 고주파 신호로 변환하기 위한 필터(도면에 미도시) 및 아날로그 변환기(도면에 미도시) 등을 더 포함할 수 있다.

<129>

다음으로, 본 발명에서 제안한 위상천이 기반의 다중 사용자 다중 안테나 방법의 성능을 검증하기 위해 표 4의 환경에서 시뮬레이션을 수행한 결과를 살펴보면 다음과 같다.

표 4

<130>

파라미터	설 정
시스템 구조(System structure)	3GPP LTE system (OFDMA-based downlink)
OFDM 파라미터(OFDM parameters)	5 MHz (300+1 subcarriers)
서브 프레임 길이(Subframe length)	0.5 ms
자원 블록 크기(Resource block size)	75 subcarriers * 4 OFDM symbol
채널 모델(Channel Models)	ITU Pedestrian A, Typical Urban (6-ray)
이동 속도(Mobile Speed)(km/h)	3
변조 기법 및 채널 코딩율(Modulation schemes and channel coding rates)	QPSK (R=1/3, 1/2, 3/4) 16-QAM (R=1/2, 5/8, 3/4) 64-QAM (R= 3/5, 2/3, 3/4, 5/6)
채널 코드(Channel Code)	Turbo code Component decoder : max-log-MAP
MIMO 모드(MIMO mode)	MU-MIMO
자원 할당(Resource allocation )	Localized mode
안테나 구성(Antenna configuration)	[2Tx, 2Rx]
공간상관도(Spatial correlation)(Tx, Rx)	(0%, 0%), (70%, 70%)
MIMO 수신기(MIMO receiver)	MMSE receiver
채널 추정(Channel Estimation)	Perfect channel estimation

H-ARQ	Bit-level chase combining # of Maximum Retransmission : 3 TTIs # of Retransmission delay : 3 TTIs
-------	---

- <131> 도 11a는 ITU PedA 채널에서 공간 상관도가 전혀 없는 경우 종래의 PARC와 본 발명이 제안하는 방법을 비교한 결과이고, 도 11b는 송수신기의 공간 상관도가 70%인 경우 종래의 PARC와 본 발명이 제안하는 방법을 비교한 결과이다.
- <132> 도 11a 및 도 11b에서 보듯, 송수신기의 공간 상관도에 상관없이 본 발명의 전송 방법이 PARC보다 항상 전송률 (throughput)이 높게 나온다는 것을 알 수 있다. 또한, 송수신기의 공간 상관도가 높아짐에 따라 성능 차이가 커짐을 알 수 있다. 즉, 본 발명에 의하면 다수 사용자에게 대한 간섭이 크게 줄어들기 때문에 전체적인 전송 성능이 높아지는 것이다.
- <133> 도 12a 및 도 12b는 주파수 선택성이 높은 TU 채널에서 종래의 PARC와 본 발명의 전송 방법을 비교한 결과를 도시한 것이다.
- <134> 도 12a에서 보듯 송수신기의 공간 상관도가 전혀 없는 경우에도 PARC와 본 발명의 성능 차이는 거의 없으며, 특히 도 12b에서 보듯 송수신기의 공간 상관도가 70%로 높아짐에 따라 본 발명이 코드북 기반의 프리코딩에 의해 SNR 이득을 얻게 되므로 전송률(throughput)이 15% 이상 향상됨을 알 수 있다.
- <135> 이상에서 설명한 본 발명은, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 있어 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 여러 가지 치환, 변형 및 변경이 가능하므로 전술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니다.

**발명의 효과**

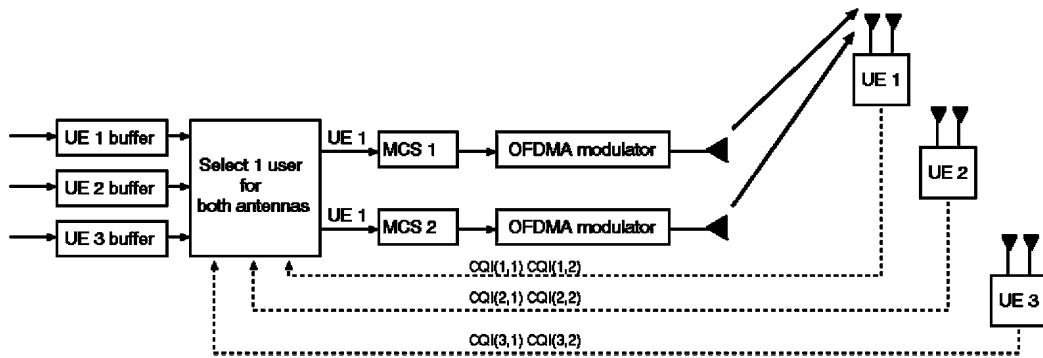
- <136> 본 발명에 의하면 상술한 PARC의 장점을 그대로 유지하면서 다중 사용자 간의 간섭을 최소화할 수 있고, PU2RC의 성능에 뒤지지 않으면서도 피드백 오버헤드를 줄일 수 있다.

**도면의 간단한 설명**

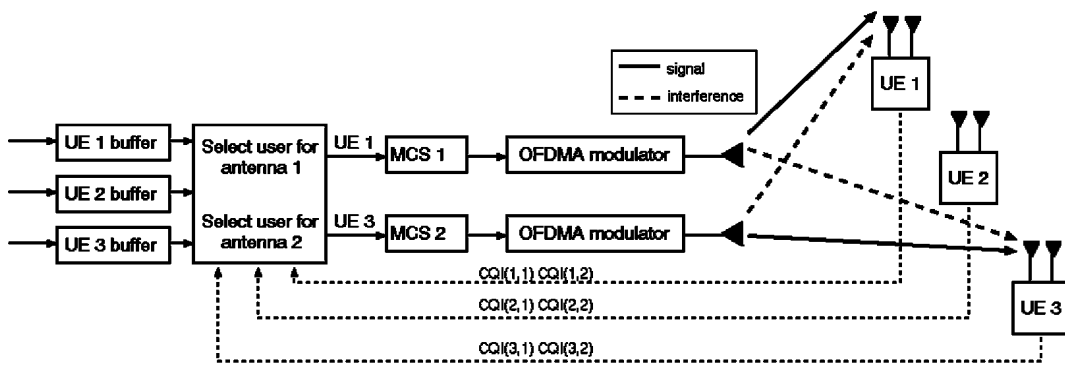
- <1> 도 1a는 단일 사용자를 위한 PARC 구조를 도시한 블록도이고, 도 1b는 다중 사용자를 위한 PARC 구조를 도시한 블록도이다.
- <2> 도 2는 다중 사용자를 위한 PU2RC 구조를 도시한 블록도이다.
- <3> 도 3a 내지 도 3c는 본 발명에 따른 통신 시스템의 송신기 구조의 일 실시예를 도시한 블록도이다.
- <4> 도 4는 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하기 위한 송신기의 주요 구성을 도시한 블록도이다.
- <5> 도 5는 순환 지연에 의해 채널 크기가 변화된 모습을 도시한 도면이다.
- <6> 도 6은 송신 안테나가 4개이고 공간 다중화율이 2인 다중 안테나 시스템에 종래의 공간 다중화 기법과 순환 지연 다이버시티가 적용된 경우를 도시한 것이다.
- <7> 도 7은 도 6의 다중 안테나 시스템에 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 적용한 경우를 도시한 것이다.
- <8> 도 8은 위상천이 기반 프리코딩 방법에 이용되는 프리코딩 행렬의 일 실시예를 도시한 것이다.
- <9> 도 9는 본 발명에 따른 통신 시스템의 송신기 구조의 다른 일 실시예를 도시한 블록도이다.
- <10> 도 10은 코드북 기반의 프리코딩을 지원하는 다중 안테나 시스템의 송수신 과정을 도시한 개념도이다.
- <11> 도 11a 및 도 11b는 ITU PedA 채널에서 종래의 PARC와 본 발명의 전송 방법을 비교한 결과를 도시한 것이다.
- <12> 도 12a 및 도 12b는 TU 채널에서 종래의 PARC와 본 발명의 전송 방법을 비교한 결과를 도시한 것이다.

도면

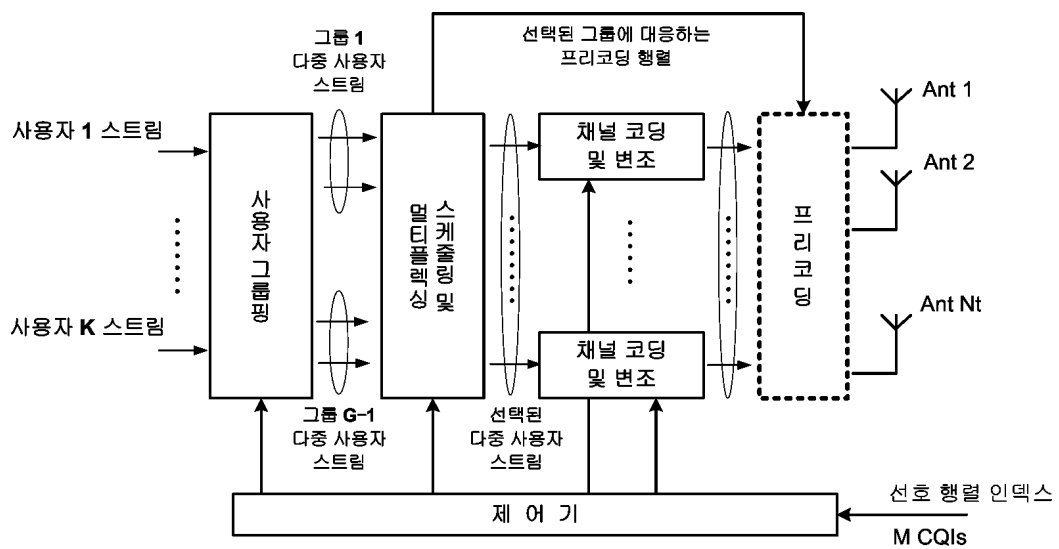
도면1a



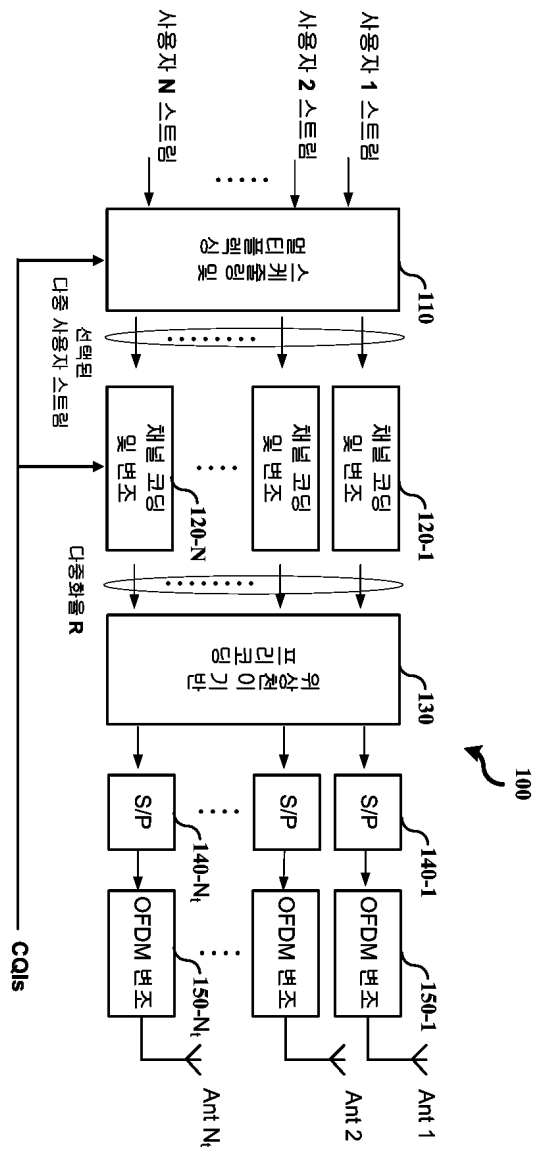
도면1b



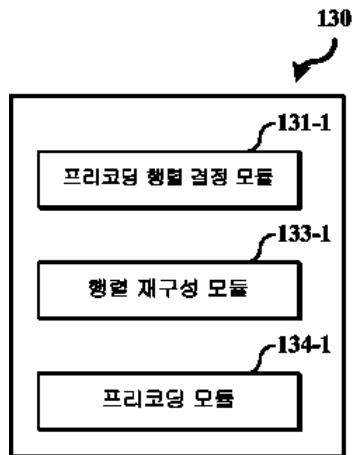
도면2



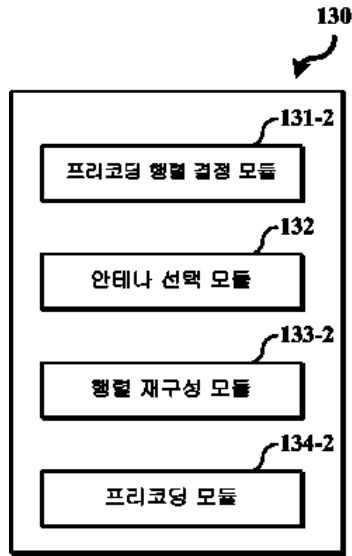
도면3a



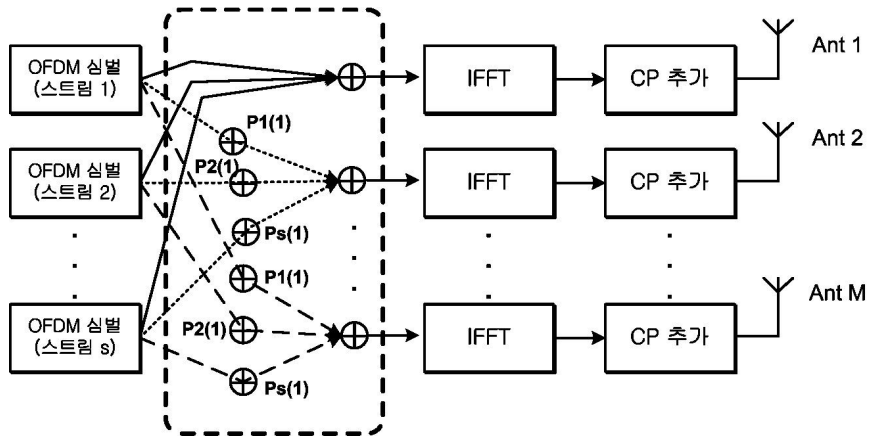
도면3b



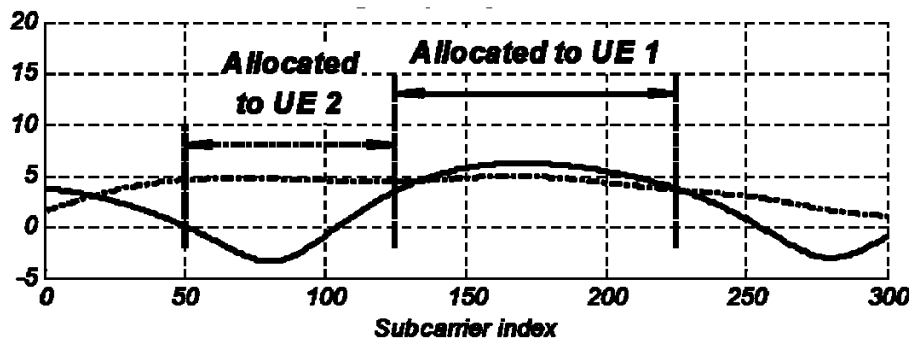
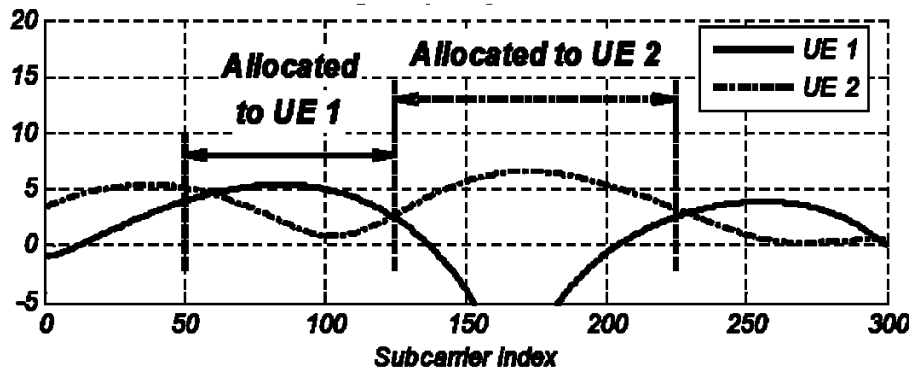
도면3c



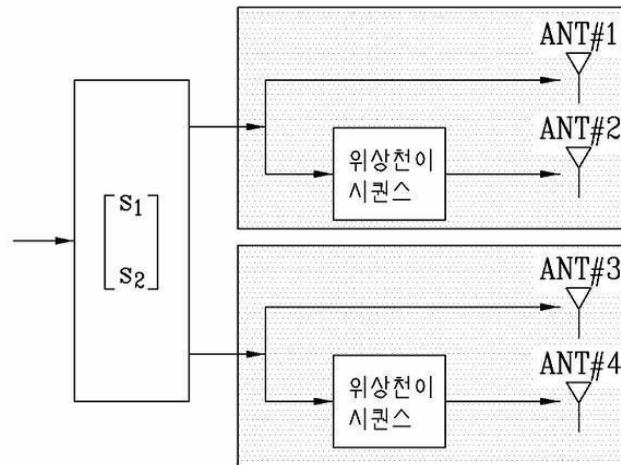
도면4



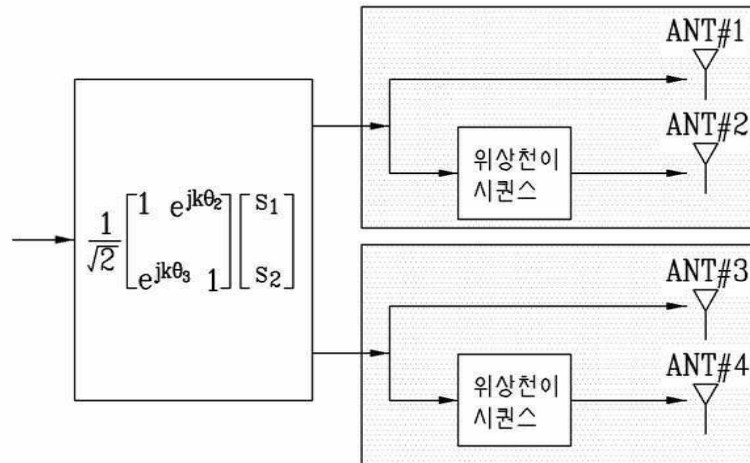
도면5



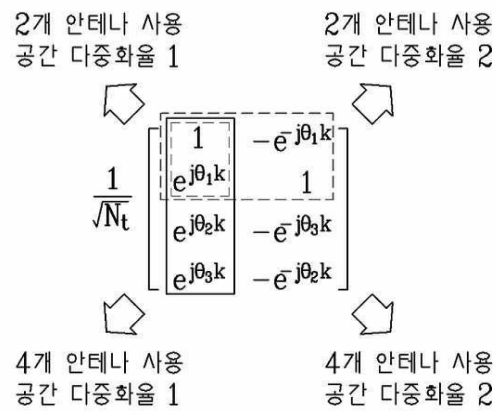
도면6



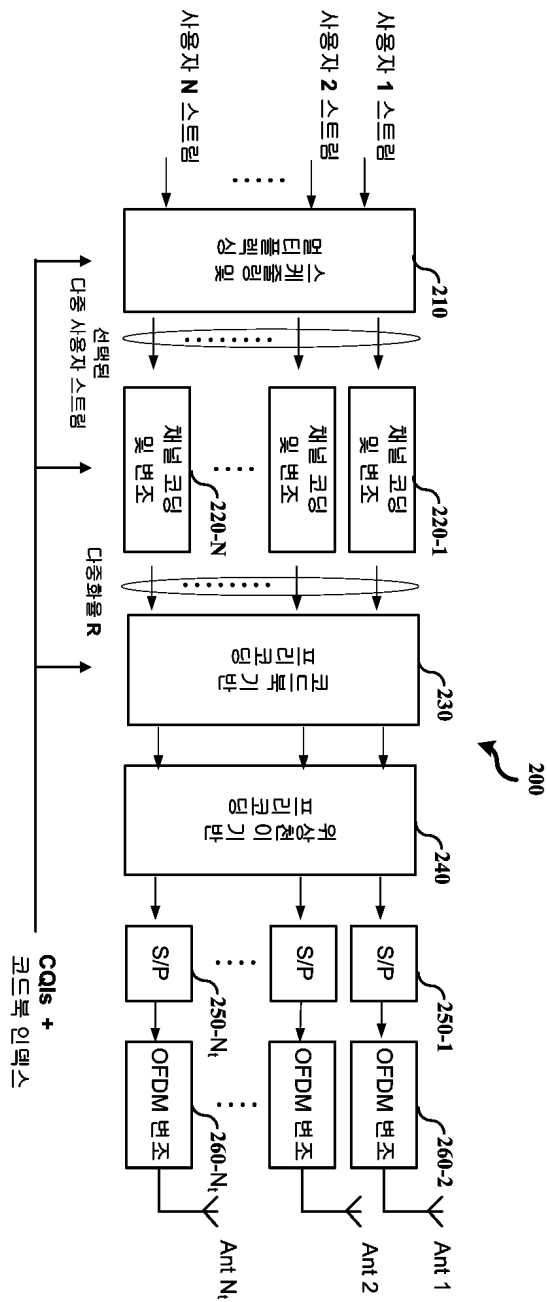
도면7



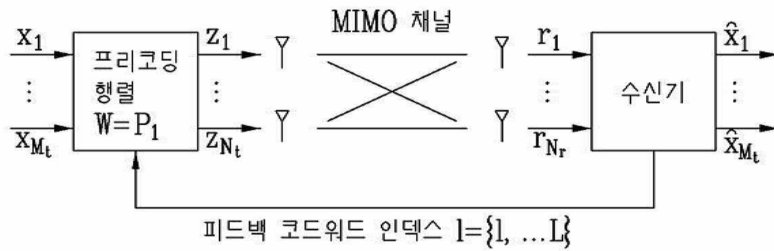
도면8



도면9

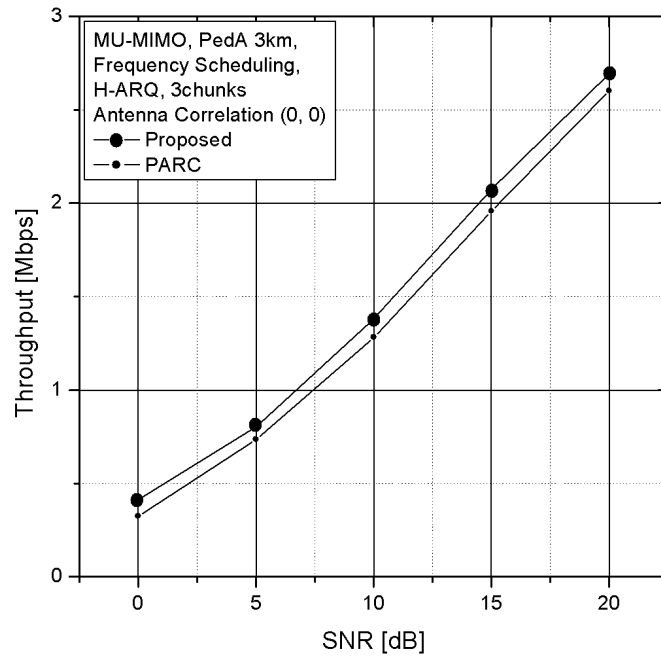


도면10

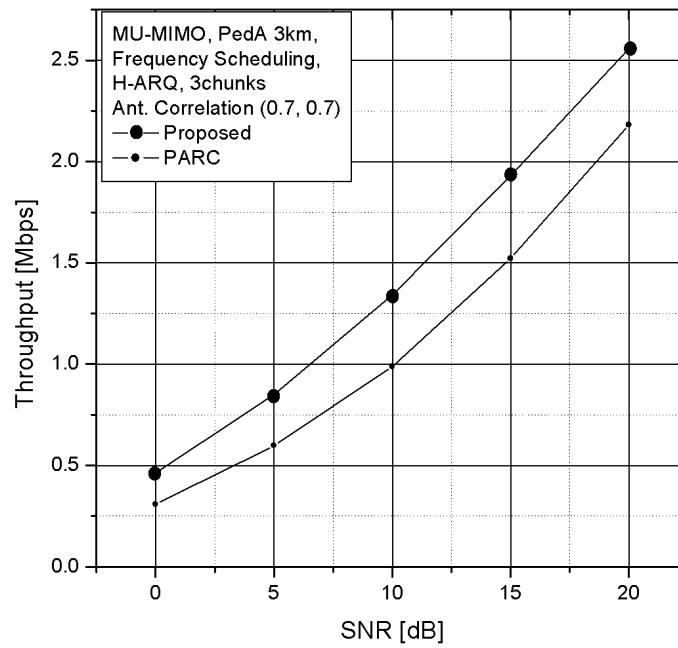




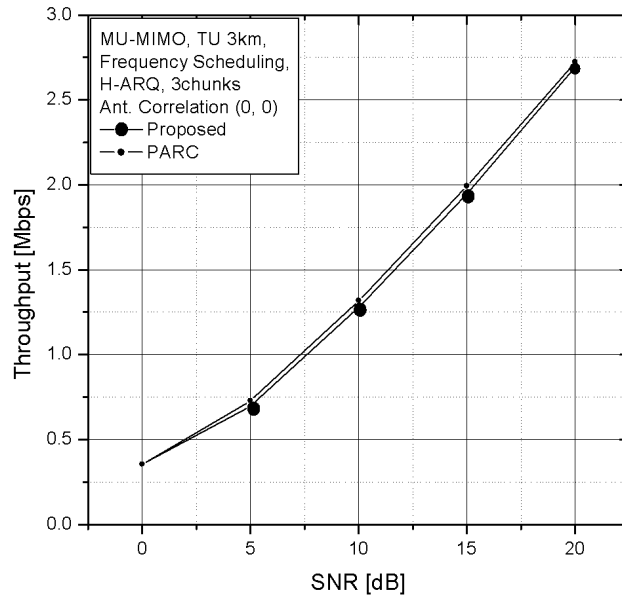
도면11a



도면11b



도면12a



도면12b

