



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0076683
(43) 공개일자 2008년08월20일

(51) Int. Cl.

H04B 7/02 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)

H04J 11/00 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2007-0095279

(22) 출원일자 2007년09월19일

심사청구일자 없음

(30) 우선권주장

1020070037008 2007년04월16일 대한민국(KR)

(뒷면에 계속)

(71) 출원인

엘지전자 주식회사

서울특별시 영등포구 여의도동 20번지

(72) 발명자

이문일

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

임빈철

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

김용인, 박영복

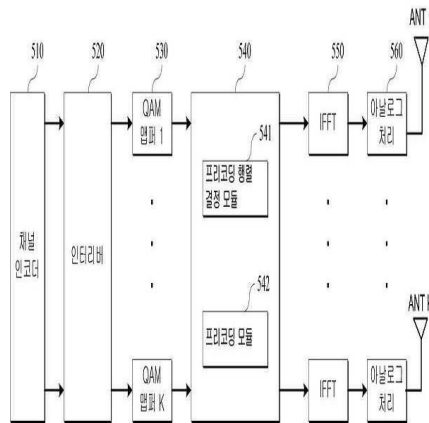
전체 청구항 수 : 총 14 항

(54) 위상천이 기반의 프리코딩 방법 및 이를 지원하는 송수신기

(57) 요약

다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서 일반화된 위상천이 기반의 프리코딩 또는 확장된 위상천이 기반의 프리코딩을 이용하여 데이터를 전송하는 방법 및 이를 지원하는 송수신기가 제공된다. 위상천이 기반의 프리코딩 행렬은 위상천이를 위한 대각행렬과, 부 반송파 간 직교성을 유지하기 위한 단위행렬을 곱하는 방식으로 일반화되어 결정될 수 있으며, 여기서 대각행렬 부분은 부 반송파 간 간섭 제거를 위한 프리코딩 행렬과, 위상천이를 위한 대각행렬을 곱하는 방식으로 확장될 수 있다. 위상천이 기반의 프리코딩 기법의 일반화 및 확장을 통해 송수신기의 설계를 단순화하거나 통신 효율을 보다 향상시킬 수 있다.

대표도



(72) 발명자

천진영

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

이육봉

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

장재원

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

정진혁

경기 안양시 동안구 호계동 533번지 LG제1연구단지

(30) 우선권주장

1020070042717 2007년05월02일 대한민국(KR)

1020070051579 2007년05월28일 대한민국(KR)

60/889,891 2007년02월14일 미국(US)

60/894,665 2007년03월13일 미국(US)

특허청구의 범위

청구항 1

다수의 부반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서의 데이터 전송 방법에 있어서,
 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서, 제1 코드북에서 프리코딩 행렬을 선택하는 단계;
 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서, 위상천이를 위한 제1 대각행렬을 결정하는 단계;
 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서, 제2 코드북에서 단위행렬을 선택하는 단계; 및
 상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬의 곱을 이용하여 해당 부 반송파에 프리코딩을 수행하는 단계
 를 포함하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,
 상기 프리코딩 행렬은, 해당 부반송파의 인덱스 k를 코드북 크기 N으로 모듈러 연산하여 선택되는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,
 상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬을 곱한 결과는

$$GPSD_{N_i \times R}^k(t) = \left(\mathbf{P}_{N_i \times R}^k(t) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R(t)k} \end{pmatrix} \right) (\mathbf{U}_{R \times R})$$

로 표현되며, 여기서 k는 부 반송파의 인덱스, $\theta_i (i=1, \dots, R)$ 는 위상각, R은 공간 다중화율을 가리키는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,
 상기 프리코딩 행렬 선택 단계는,
 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서, 위상천이를 위한 제2 대각행렬을 결정하는 단계를 더 포함하며,
 이 경우 상기 프리코딩은 상기 제2 대각행렬, 상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬의 곱을 이용하여 수행되는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,
 상기 단위행렬은, DFT 행렬인 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 6

제4항에 있어서,

상기 제1 대각행렬과 상기 단위행렬의 곱은, 아이덴티티 행렬의 각 행을 순환 천이시킨 것으로 나타나는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 7

제5항에 있어서,

상기 피드백된 정보는, 상기 제1 코드북 및 상기 제2 코드북 중 적어도 하나에 대한 행렬 인덱스를 포함하는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 8

다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서 데이터 전송을 수행하는 송수신기에 있어서,

위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제1 코드북에서 프리코딩 행렬을 선택하고, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제1 대각행렬을 결정하며, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제2 코드북에서 단위행렬을 선택한 후, 상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 프리코딩 행렬 결정 모듈; 및

상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에 해당 부 반송파의 심볼을 곱하여 프리코딩을 수행하는 프리코딩 모듈

을 포함하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

청구항 9

제9항에 있어서,

상기 프리코딩 행렬은, 해당 부반송파의 인덱스 k를 코드북 크기 N으로 모듈러 연산하여 선택되는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬을 곱한 결과는

$$GPSD_{M_i \times R}^k(t) = \left(\mathbf{P}_{M_i \times R}^k(t) \right) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R(t)k} \end{pmatrix} (\mathbf{U}_{R \times R})$$

로 표현되며, 여기서 k는 부 반송파의 인덱스, $\theta_i(i=1, \dots, R)$ 는 위상각, R은 공간 다중화율을 각각 가리키는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

청구항 11

제8항에 있어서,

상기 프리코딩 행렬 결정 모듈은 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제2 대각행렬을 결정하는 기능을 더 포함하며,

상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬은 상기 제2 대각행렬, 상기 프리코딩 행렬, 상기 제1 대각행렬 및 상기 단위행렬의 곱으로 결정되는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 이용한 데이터 전송 방법.

청구항 12

제8항 또는 제11항에 있어서,

상기 단위 행렬은, DFT 행렬인 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

청구항 13

제8항 또는 제11항에 있어서,

제1 대각행렬과 상기 단위 행렬의 곱은, 아이덴티티 행렬의 각 행을 순환 천이시킨 것으로 나타나는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 피드백된 정보는, 상기 제1 코드북 및 제2 코드북 중 적어도 하나에 대한 행렬 인덱스를 포함하는 것을 특징으로 하는 위상천이 기반 프리코딩을 수행하는 송수신기.

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

<1> 본 발명은 다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서 일반화된 위상천이 기반의 프리코딩 또는 확장된 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하는 방법 및 이를 지원하는 송수신기에 관한 것이다.

배경기술

- <2> 최근 정보통신 서비스의 보편화와 다양한 멀티미디어 서비스들의 등장, 그리고 고품질 서비스의 출현 등으로 인해 무선통신 서비스에 대한 요구가 급속히 증대되고 있다. 이에 능동적으로 대처하기 위해서는 무엇보다도 통신 시스템의 용량이 증대되어야 하는데, 무선통신 환경에서 통신 용량을 늘리기 위한 방안으로는 가용 주파수 대역을 새롭게 찾아내는 방법과, 한정된 자원에 대한 효율성을 높이는 방법을 생각해 볼 수 있다. 이 중 후자(後者)의 방법으로 송수신기에 다수의 안테나를 장착하여 자원 활용을 위한 공간적인 영역을 추가로 확보함으로써 다이버시티 이득을 취하거나, 각각의 안테나를 통해 데이터를 병렬로 전송함으로써 전송 용량을 높이는 이른바 다중 안테나 송수신 기술이 최근 큰 주목을 받으며 활발하게 개발되고 있다.
- <3> 이와 같은 다중 안테나 송수신 기술 중 특히 직교 주파수 분할 다중화 방식(OFDM; Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 이용하는 다중 입력 다중 출력(MIMO; Multiple-Input Multiple-Output) 시스템의 일반적인 구조를 도 1을 참고로 살펴보면 다음과 같다.
- <4> 송신단에 있어서, 채널 인코더(101)는 전송 데이터 비트에 중복의 비트를 첨부하여 채널이나 잡음에 의한 영향을 줄이고, 맵퍼(103)는 데이터 비트 정보를 데이터 심볼 정보로 변환해주며, 직렬-병렬 변환기(105)는 데이터 심볼을 다수의 부 반송파에 실기 위해 병렬화하고, 다중 안테나 인코더(107)는 병렬화된 데이터 심볼을 시공간 신호로 변환한다. 수신단에서의 다중 안테나 디코더(109), 병렬-직렬 변환기(111), 디 맵퍼(113) 및 채널 디코더(115)는 송신단에서의 다중 안테나 인코더(107), 직렬-병렬 변환기(105), 맵퍼(103) 및 채널 인코더(101)의 역기능을 각각 수행한다.
- <5> 다중 안테나 OFDM 시스템에서는 데이터의 전송 신뢰도를 높이기 위한 다양한 기술이 요구되는데, 이 중 공간 다이버시티 이득을 높이는 기법(scheme)으로는 시공간 부호(Space-Time Code; STC), 순환지연 다이버시티(Cyclic Delay Diversity; CDD) 등이 있고, 신호대잡음비(Signal to Noise Ratio; SNR)를 높이기 위한 기법으로는 빔포밍(BeamForming; BF), 프리코딩(Precoding) 등이 있다. 여기서, 시공간 부호 및 순환지연 다이버시티는 주로 송신단에서 피드백 정보를 이용할 수 없는 개루프 시스템의 전송 신뢰도를 높이기 위해 사용되며, 빔포밍 및 프리코딩은 송신단에서 피드백 정보를 이용할 수 있는 폐루프 시스템에서 해당 피드백 정보를 통해 신호대잡음비를 최대화하기 위해 사용된다.
- <6> 상술한 기법들 중 공간 다이버시티 이득을 높이기 위한 기법 및 신호대잡음비를 높이기 위한 기법으로 특히 순환지연 다이버시티와 프리코딩을 살펴보면 다음과 같다.
- <7> 순환지연 다이버시티 기법은 여러 개의 송신 안테나를 가지는 시스템에서 OFDM 신호를 전송함에 있어서 모든 안

테나가 각기 다른 지연 또는 다른 크기로 신호를 전송함으로써 수신단에서 주파수 다이버시티 이득을 얻는 것이다. 도 2는 순환지연 다이버시티 기법을 이용하는 다중 안테나 시스템의 송신단 구성을 도시하고 있다.

- <8> OFDM 심볼은 직렬-병렬 변환기 및 다중 안테나 인코더를 통해 각 안테나별로 분리 전달된 후, 채널 간 간섭을 방지하기 위한 순환 전처리부(CP; Cyclic Prefix)가 첨부되어 수신단으로 전송된다. 이때, 첫 번째 안테나에 전달되는 데이터 시퀀스는 그대로 수신단으로 전송되지만 그 다음 순번의 안테나에 전달되는 데이터 시퀀스는 바로 전 순번의 안테나에 비해 일정 비트만큼 순환지연되어 전송된다.
- <9> 한편, 이와 같은 순환지연 다이버시티 기법을 주파수 영역에서 구현하면 상기의 순환지연은 위상 시퀀스의 곱으로 표현할 수 있다. 즉, 도 3에서 보듯 주파수 영역에서의 각 데이터 시퀀스에 안테나별로 서로 다르게 설정되는 소정의 위상 시퀀스(위상 시퀀스 1 ~ 위상 시퀀스 M)를 곱한 후 고속 역푸리에 변환(IFFT)을 수행하여 수신단으로 전송할 수 있는데, 이를 위상천이 다이버시티(phase shift diversity) 기법이라 한다.
- <10> 위상천이 다이버시티 기법을 이용하면 플랫 페이딩 채널(flat fading channel)을 주파수 선택성 채널로 변화시킬 수 있고, 채널 부호를 통해 주파수 다이버시티 이득을 얻거나 주파수 선택적 스케줄링을 통해 다중 사용자 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.
- <11> 한편, 프리코딩 기법(Precoding scheme)에는 페루프 시스템에서 피드백 정보가 유한한 경우에 이용되는 코드북 기반의 프리코딩(codebook based precoding) 방식과, 채널 정보를 양자화(quantization)하여 피드백하는 방식이 있다. 이 중 코드북 기반의 프리코딩은 송수신단에서 이미 알고 있는 프리코딩 행렬의 인덱스를 송신단으로 피드백함으로써 신호대잡음비(SNR) 이득을 얻는 방식이다.
- <12> 도 4는 상기 코드북 기반의 프리코딩을 이용하는 다중 안테나 시스템의 송수신단 구성을 도시하고 있다. 여기서, 송신단 및 수신단은 각각 유한한 프리코딩 행렬(P1~ PL)을 가지고 있으며, 수신단에서는 채널정보를 이용하여 최적의 프리코딩 행렬 인덱스(I)를 송신단으로 피드백하고, 송신단에서는 피드백된 인덱스에 해당하는 프리코딩 행렬을 전송 데이터($X_1 \sim X_M$)에 적용한다. 참고로, 다음의 표 1은 2개의 송신 안테나를 가지며 공간 다중화율 2를 지원하는 IEEE 802.16e 시스템에서 3비트의 피드백 정보를 사용할 때 적용할 수 있는 코드북(codebook)의 일례를 보여주고 있다.

표 1

| 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 |

- <13>
- <14> 전술한 위상천이 다이버시티 기법은 상술한 장점 외에 개루프에서 주파수 선택성 다이버시티 이득을 얻을 수 있고 페루프에서도 주파수 스케줄링 이득을 얻을 있다는 장점 때문에 현재 많은 주목을 받고 있으나, 공간 다중화율이 1이므로 높은 데이터 전송률을 기대할 수 없고 자원 할당을 고정적으로 할 경우 상기 이득들을 얻기 힘들다는 문제가 있다.
- <15> 또한, 전술한 코드북 기반의 프리코딩 기법은 작은 양의 피드백 정보(인덱스 정보)를 요구하면서 높은 공간 다중화율을 이용할 수 있으므로 효과적인 데이터 전송이 가능하다는 장점이 있지만, 피드백을 위해 안정된 채널이 확보되어야 하므로 채널 변화가 심한 이동 환경에는 적합하지 않고 특히 페루프 시스템에서만 적용 가능하다는 문제가 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

<16> 본 발명은 종래의 순환지연 다이버시티, 위상천이 다이버시티 및 프리코딩 기법의 단점을 보완하는 위상천이 기반의 프리코딩 기법을 제공하고, 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 일반화하거나 확장하는 방식으로 위상천이 기반 프리코딩 기법을 다양하게 적용할 수 있도록 하는 데에 그 목적이 있다.

과제 해결수단

<17> 위와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 양태는, 다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서의 데이터 전송 방법에 관한 것으로서, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제1 코드북에서 프리코딩 행렬을 선택하는 단계와, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제1 대각행렬을 결정하는 단계와, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제2 코드북에서 단위행렬을 선택하는 단계 및 상기 프리코딩 행렬, 대각행렬 및 단위행렬의 곱에 해당 부 반송파의 심볼을 곱하여 프리코딩을 수행하는 단계를 포함하며, 여기에 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제2 대각행렬을 결정하는 단계가 더 포함될 수 있다.

<18> 본 발명의 다른 일 양태는, 다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서 데이터 전송을 수행하는 송수신기에 관한 것으로서, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제1 코드북에서 프리코딩 행렬을 선택하고, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제1 대각행렬을 결정하며, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 제2 코드북에서 단위행렬을 선택한 후, 상기 프리코딩 행렬, 대각행렬 및 단위행렬을 곱하여 위상천이 기반 프리코딩 행렬을 결정하는 프리코딩 행렬 결정 모듈 및 상기 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬에 해당 부 반송파의 심볼을 곱하여 프리코딩을 수행하는 프리코딩 모듈을 포함하며, 상기 프리코딩 행렬 결정 모듈은 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제2 대각행렬을 결정하는 기능을 더 포함할 수 있다.

<19> 본 발명의 다른 일 양태는, 다수의 부 반송파를 이용하는 다중 안테나 시스템에서의 데이터 전송 방법에 관한 것으로서, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 대각행렬을 결정하는 단계와, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 코드북으로부터 단위행렬을 선택하는 단계 및 상기 단위행렬 및 대각행렬의 곱에 해당 부 반송파의 심볼을 곱하여 프리코딩을 수행하는 단계를 포함하며, 상기 단위행렬 및 대각행렬의 곱에 의한 위상천이 기반의 프리코딩 행렬은 동일한 위상의 행(column)으로 이루어진다.

<20> 본 발명의 다른 일 양태는, 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서 위상천이를 위한 제1 대각행렬 및 제2 대각행렬을 결정하는 단계와, 코드북으로부터 단위행렬을 선택하는 단계와, 상기 제1 대각행렬, 단위행렬 및 제2 대각행렬의 곱에 해당 부 반송파의 심볼을 곱하여 프리코딩을 수행하는 단계를 포함한다.

<21> 상기 네 가지 양태에 있어서, 상기 단위행렬은 해당 부반송파의 인덱스 k 를 코드북 크기 N 으로 모듈러 연산하여 선택될 수 있다.

<22> 또한, 상기 프리코딩 행렬, 대각행렬(제1 대각행렬 및 제2 대각행렬을 포함한다) 및 단위행렬 중 적어도 하나는 시간에 따라 변경될 수 있다.

<23> 또한, 상기 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일부로서, 위상천이를 위한 제2 대각행렬을 결정하는 단계를 더 포함하며, 이 경우 상기 프리코딩은 상기 제2 대각행렬, 프리코딩 행렬, 제1 대각행렬 및 단위행렬의 곱을 이용하여 수행될 수 있다.

<24> 또한, 상기 프리코딩 행렬 및 단위행렬 중 적어도 하나는 수신단으로부터 피드백된 정보에 기초하여 선택할 수 있으며, 이때 상기 피드백된 정보는 상기 제1 코드북 및 제2 코드북 중 적어도 하나에 대한 행렬 인덱스를 포함한다.

효과

<25> 본 발명에 의하면 종래의 순환지연 다이버시티, 위상천이 다이버시티 및 프리코딩 기법의 단점을 보완하는 위상천이 기반의 프리코딩 기법을 통해 효율적인 통신이 가능해지며, 특히 위상천이 기반의 프리코딩 기법을 일반화 또는 확장시켜 송수신기의 설계를 단순화하거나 통신 효율을 더욱 향상시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<26> 이하, 본 발명의 명세서에 첨부된 도면을 참고하여 바람직한 실시예를 상세하게 설명하기로 한다.

<27> <실시예 1>

<28> 위상천이 기반의 프리코딩 행렬

<29> 도 5는 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하기 위한 송수신기의 주요 구성을 도시한 블록도이다.

<30> 위상천이 기반의 프리코딩은 전송하려는 모든 스트림을 전체 안테나를 통해 전송하되 각기 다른 위상의 시퀀스를 곱하여 전송하는 것이다. 일반적으로, 작은 순환지연값을 사용하여 위상 시퀀스를 생성하면 수신기에서 볼 때 채널에 주파수 선택성이 생기면서 주파수 영역에 따라 채널의 크기가 커지거나 작아지게 된다.

<31> 도 5에서 보듯, 송신기는 상대적으로 작은 순환지연값에 따라 요동(fluctuation)하는 주파수 대역 중에서 주파수가 커져 채널 상태가 양호해지는 부분에 사용자 단말을 할당하여 스케줄링 이득을 확보한다. 이때, 각 안테나에 대하여 일정하게 증가 또는 감소하는 순환지연값을 적용하기 위해 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 이용한다.

<32> 위상천이 기반의 프리코딩 행렬(P)은 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

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

<33>

<34> 여기서, k는 부 반송파의 인덱스 또는 특정 주파수 대역의 인덱스를 가리키고, $w_{i,j}^k$ ($i = 1, \dots, N_t, j = 1, \dots, R$)는 k에 의해 결정되는 복소 가중치를 나타낸다. 또한, N_t 는 송신 안테나의 개수를 나타내고, R은 공간 다중화율을 나타낸다. 여기서, 복소 가중치는 안테나에 곱해지는 OFDM 심볼 및 해당 부 반송파의 인덱스에 따라 상이한 값을 가질 수 있다. 상기 복소 가중치는 채널 상황 및 피드백 정보의 유무 중 적어도 하나에 따라 결정될 수 있다.

<35> 한편, 상기 수학식 1의 프리코딩 행렬(P)은 다중 안테나 시스템에서의 채널용량의 손실을 줄이기 위해 단위 행렬로 설계되는 것이 바람직하다. 여기서, 단위 행렬의 구성 조건을 알아보기 위해 다중 안테나 개루프 시스템의 채널용량을 수학식으로 표현하면 다음과 같다.

수학식 2

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

<36>

<37> 여기서, H는 $N_r \times N_t$ 크기의 다중 안테나 채널 행렬이고 N_r 은 수신 안테나의 개수를 나타낸다. 상기 수학식 2에 위상천이 기반 프리코딩 행렬(P)을 적용하면 다음과 같다.

수학식 3

$$C_{\text{precoding}} = \log_2 \left(\det \left(\mathbf{I}_{M_r} + \frac{\text{SNR}}{N} \mathbf{H} \mathbf{P} \mathbf{P}^H \mathbf{H}^H \right) \right)$$

<38>

<39> 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(P)은 다음과 같은 조건을 만족하여야 한다.

수학식 4

<40> $PP^E = \mathbb{I}_N$

<41> 위상천이 기반 프리코딩 행렬(P)이 단위행렬이 되기 위해서는 다음의 두 가지 조건 즉, 전력 제약 조건 및 직교 제약 조건을 동시에 만족하여야 한다. 전력 제약 조건은 행렬을 이루는 각 열(column)의 크기가 1이 되도록 만드는 것이고, 직교 제약 조건은 행렬의 각 열(column) 사이에 직교 특성을 갖도록 만드는 것이다. 이들 각각을 수학식으로 표현하면 다음과 같다.

수학식 5

$$|w_{1,1}^k|^2 + |w_{2,1}^k|^2 + \dots + |w_{N,1}^k|^2 = 1,$$

$$|w_{1,2}^k|^2 + |w_{2,2}^k|^2 + \dots + |w_{N,2}^k|^2 = 1,$$

⋮

$$|w_{1,R}^k|^2 + |w_{2,R}^k|^2 + \dots + |w_{N,R}^k|^2 = 1$$

<42>

수학식 6

$$w_{1,1}^{k*} w_{1,2}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,2}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,2}^k = 0,$$

$$w_{1,1}^{k*} w_{1,3}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,3}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,3}^k = 0,$$

⋮

$$w_{1,1}^{k*} w_{1,R}^k + w_{2,1}^{k*} w_{2,R}^k + \dots + w_{N,1}^{k*} w_{N,R}^k = 0$$

<43>

<44> 다음으로, 2 x 2 크기의 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일반화된 수학식의 일례를 제시하고, 상기 두 가지 조건을 만족하기 위한 관계식을 알아보기로 한다. 수학식 7은 송신 안테나가 2개이고 공간 다중화율이 2인 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일반식을 나타낸다.

수학식 7

$$P_{2 \times 2}^k = \begin{pmatrix} \alpha_1 e^{jk\theta_1} & \beta_1 e^{jk\theta_2} \\ \beta_2 e^{jk\theta_3} & \alpha_2 e^{jk\theta_4} \end{pmatrix}$$

<45>

<46> 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 부 반송파 인덱스를 나타낸다. 이와 같은 프리코딩 행렬을 단위 행렬로 구현하기 위해서는 수학식 8의 전력제약 조건과 수학식 9의 직교제약 조건을 만족해야 한다.

수학식 8

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

<47>

수학식 9

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

<48>

<49> 여기서, * 표식은 켈레 복소수를 가리킨다. 상기 수학식 7 내지 수학식 9를 모두 만족하는 2 x 2 위상천이 기반 프리코딩 행렬의 일례는 다음과 같다.

수학식 10

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

<50> <51> 여기서, θ_2 와 θ_3 는 직교제약 조건에 의해 수학식 11과 같은 관계를 가진다.

수학식 11

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

<52> <53> 프리코딩 행렬은 송신단 및 수신단의 메모리에 코드북(codebook) 형태로 저장될 수 있는데, 상기 코드북은 유한 개의 서로 다른 θ_2 값을 통해 생성된 다양한 프리코딩 행렬을 포함할 수 있다. 여기서, θ_2 값은 채널 상황과 피드백 정보의 유무에 따라서 적절하게 설정될 수 있으며, 피드백 정보를 사용하는 경우라면 θ_2 를 작게 설정하고 피드백 정보를 사용하지 않는 경우라면 θ_2 를 크게 설정함으로써 높은 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

<54> 한편, 위상천이 기반 프리코딩에 적용된 지연 샘플의 크기에 따라 주파수 다이버시티 이득 또는 주파수 스케줄링 이득을 얻을 수 있다. 도 6은 지연 샘플의 크기에 따른 위상천이 기반 프리코딩의 2가지 적용예를 그래프로 도시한 것이다.

<55> 도 6에서 보듯, 큰 값의 지연 샘플(또는 순환지연)을 이용하는 경우 주파수 선택성 주기가 짧아지므로 주파수 선택성이 높아지고 결국 채널부호는 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이는 주로 채널의 시간적 변화가 심하여 피드백 정보의 신뢰성이 떨어지는 개루프 시스템에서 이용되는 것이 바람직하다.

<56> 또한, 작은 값의 지연 샘플을 이용하는 경우에는 플랫 페이딩 채널에서 변화된 주파수 선택성 채널에 채널의 크기가 커진 부분과 작아진 부분이 존재한다. 따라서, OFDM 신호의 일정 부 반송파 영역은 채널 크기가 커지게 되고, 다른 부 반송파 영역은 채널 크기가 작아지게 된다.

<57> 이러한 경우, 여러 명의 사용자를 수용하는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템에서 각 사용자별로 채널 크기가 커진 일정 주파수 밴드를 통해 신호를 전송하면 신호대잡음비(Signal to Noise Ratio; SNR)를 높일 수 있다. 또한, 각 사용자별로 채널 크기가 커진 주파수 대역이 다른 경우가 자주 발생하므로 시스템의 입장에서 다중 사용자 다이버시티 스케줄링 이득을 얻게 된다. 한편, 수신측에서는 피드백 정보로 단순히 각 자원 할당이 가능한 부 반송파 영역의 CQI(Channel Quality Indicator) 정보만을 전송하면 되므로 상대적으로 피드백 정보가 작아지는 장점도 가진다.

<58> 위상천이 기반의 프리코딩을 위한 지연 샘플(또는 순환지연)은 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.

<59> <실시예 2>

일반화된 위상천이 다이버시티 행렬

<61> 이상에서 설명한 위상천이 기반의 프리코딩 행렬은 안테나 수가 M_t (M_t 는 2 이상의 자연수)이고 공간 다중화율이 R (R 은 1 이상의 자연수)인 시스템에 대하여 다음의 수학식 12와 같은 형태로 표현될 수 있다. 이는 종래의 위상천이 다이버시티 기법을 일반화하여 표현한 것으로 볼 수 있으므로, 이하에서는 수학식 12에 의한 다중 안테나 기법을 일반화된 위상천이 다이버시티(Generalized Phase Shift Diversity; GPSD)라 부르기로 한다.

수학식 12

<62>

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} W_{1,1}^k & W_{1,2}^k & \cdots & W_{1,R}^k \\ W_{2,1}^k & W_{2,2}^k & \cdots & W_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N_t,1}^k & W_{N_t,2}^k & \cdots & W_{N_t,R}^k \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} \left(U_{N_t \times R}^k \right)$$

<63> 여기서, $GPSD_{N_t \times R}^k$ 는 N_t 개의 송신 안테나와 R 의 공간 다중화율을 가지는 MIMO-OFDM 신호의 k 번째 부 반송파에 대한 GPSD 행렬을 나타내며,

$U_{N_t \times R}$ 는 $U_{N_t \times R}^H \times U_{N_t \times R} = \mathbb{I}_{R \times R}$ 를 만족하는 단위 행렬(제2행렬)로서 각 안테나에 상응하는 부 반송파 심볼 간의 간섭을 최소화하기 위해 사용된다. 특히, 위상천이를 위한 대각행렬(제1행렬)의 단위행렬 특성을 그대로 유지시키기 위해 $U_{N_t \times R}$ 자신도 단위행렬의 조건을 만족하는 것이 바람직하다. 수학식 12에서 주파수 영역의 위상각 $\theta_i, i=1, \dots, N_t$ 는 시간 영역의 지연 시간 $\tau_i, i=1, \dots, N_t$ 와 다음과 같은 관계를 가진다.

수학식 13

<64>

$$\theta_i = -2\pi / N_{fft} \cdot \tau_i$$

<65> 여기서, N_{fft} 는 OFDM 신호의 부 반송파 개수를 나타낸다.

<66> 수학식 12의 변형례로 다음과 같은 방식으로 GPSD 행렬을 구할 수 있다.

수학식 14

<67>

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \begin{pmatrix} W_{1,1}^k & W_{1,2}^k & \cdots & W_{1,R}^k \\ W_{2,1}^k & W_{2,2}^k & \cdots & W_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ W_{N_t,1}^k & W_{N_t,2}^k & \cdots & W_{N_t,R}^k \end{pmatrix} = \left(U_{N_t \times R}^k \right) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix}$$

<68> 수학식 14의 방식으로 GPSD 행렬을 구성하면 각 데이터 스트림(또는 OFDM 부 반송파)의 심볼들이 각각 동일한 위상만큼 천이되므로 행렬의 구성이 용이해지는 장점이 있다. 즉, 수학식 12의 GPSD 행렬이 동일한 위상의 행(row)을 가지는 데 비해, 수학식 14의 GPSD 행렬은 동일한 위상의 열(column)을 가지게 되므로 각 부 반송파 심볼들이 동일한 위상만큼 천이되는 것이다. 수학식 14를 확장하면 다음과 같은 방식으로 GPSD 행렬을 구할 수 있다.

수학식 15

$$\begin{aligned}
 GPSD_{N_t \times R}^k &= \begin{pmatrix} w_{1,1}^k & w_{1,2}^k & \dots & w_{1,R}^k \\ w_{2,1}^k & w_{2,2}^k & \dots & w_{2,R}^k \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N_t,1}^k & w_{N_t,2}^k & \dots & w_{N_t,R}^k \end{pmatrix} \\
 &= \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix} \left(U_{N_t \times R}^k \right) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t} k} \end{pmatrix}
 \end{aligned}$$

<69>

<70> 수학식 15에 의하면 GPSD 행렬의 행(row)과 열(column)이 각각 독립적인 위상을 가지므로 좀더 다양한 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

<71> 수학식 12, 14, 15의 일례로, 2개의 전송 안테나를 가지며 1비트 코드북을 사용하는 시스템의 GPSD 행렬식을 표현하면 다음과 같다.

수학식 16

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

<72>

<73> 수학식 16에서 α 값이 정해지면 β 값은 쉽게 정해지므로 α 값에 대한 정보를 적절한 2가지 값으로 정해놓고 이에 대한 정보를 코드북 인덱스로 피드백하도록 구현할 수 있다. 일례로, 피드백 인덱스가 0이면 α 는 0.2로 하고, 피드백 인덱스가 1이면 α 는 0.8로 하기로 송수신기 간에 미리 약속할 수 있다.

<74> 수학식 12, 14, 15에서 단위 행렬($U_{N_t \times R}$)의 일례로 신호대잡음비(SNR) 이득을 얻기 위한 소정의 프리코딩 행렬이 이용될 수 있으며, 이러한 프리코딩 행렬로 왈쉬 하다마드 행렬(Walsh Hadarmard matrix) 또는 DFT 행렬이 사용될 수 있다. 그 중, 왈쉬 하다마드 행렬이 사용된 경우의 수학식 12에 의한 GPSD 행렬의 일례는 다음과 같다.

수학식 17

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

<75>

<76> 수학식 17은 4개의 송신 안테나와 공간 다중화율 4를 가지는 시스템을 전제로 하고 있으며, 여기서 상기 제2행렬을 적절히 재구성함으로써 특정 송신 안테나를 선택하거나(antenna selection), 공간 다중화율을 조절(rate tuning)할 수 있다.

<77> 한편, 수학식 12, 14, 15의 단위 행렬($U_{N_t \times R}$)은 송신단 및 수신단에 코드북 형태로 구비될 수 있다. 이 경우, 송신단은 수신단으로부터 코드북의 인덱스 정보를 피드백 받고, 자신이 구비한 코드북으로부터 해당 인덱스의 제2행렬을 선택한 후 상기 수학식 12, 14, 15 중 하나를 이용하여 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 구성한다.

<78> 수학적식 12, 14, 15의 단위 행렬($U_{N_t \times R}$)로 2 x 2, 4 x 4 Walsh코드를 사용한 경우의 GPSD 행렬의 일례를 정리하면 다음과 같다.

표 2

| 2 Tx | |
|---|--|
| Rate 1 | Rate 2 |
| $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta_k} \end{bmatrix}$ | $\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} \end{bmatrix}$ |

<79>

표 3

| 4 Tx | | | |
|---|--|--|--|
| Rate 1 | Rate 2 | Rate 4 | |
| $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta_{1k}} \\ e^{j\theta_{2k}} \\ e^{j\theta_{3k}} \end{bmatrix}$ | $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} \\ e^{j\theta_k} & e^{j\theta_k} \\ e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} \end{bmatrix}$ | $\frac{1}{2} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} & e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} \\ e^{j\theta_k} & e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} \\ e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} & -e^{j\theta_k} & e^{j\theta_k} \end{bmatrix}$ | |

<80>

<81> <실시에 3>

<82> 시간 가변형의 일반화된 위상천이 다이버시티

<83> 수학적식 12, 14, 15의 GPSD 행렬에서 대각행렬의 위상각(θ_i) 및/또는 단위 행렬(U)은 시간에 따라 변경될 수 있다. 일례로, 수학적식 12에 대한 시간 가변형의 GPSD는 다음과 같이 표시할 수 있다.

수학적식 18

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

<84>

<85> 여기서, $GPSD_{N_t \times R}^k(t)$ 는 특정 시간 t에서 N_t 개의 송신 안테나와 R의 공간 다중화율을 가지는

MIMO-OFDM 신호의 k번째 부 반송파에 대한 GPSD 행렬을 나타내며, $U_{N_t \times R}(t)$ 는

$U_{N_t \times R}^H \times U_{N_t \times R} = I_{R \times R}$ 를 만족하는 단위 행렬(제4행렬)로서 각 안테나에 상응하는 부 반송파 심볼 간의 간섭을 최소화하기 위해 사용된다. 특히, 위상천이를 위한 대각행렬(제3행렬)의 단위행렬 특

성을 그대로 유지시키기 위해 $U_{N_t \times R}(t)$ 자신도 단위행렬의 조건을 만족하는 것이 바람직하다. 수학적식

18에서 위상각 $\theta_i(t)$, $i=1, \dots, N_t$ 과 지연 시간 $\tau_i(t)$, $i=1, \dots, N_t$ 는 다음과 같은 관계가 성립한다.

수학식 19

$$\theta_i(t) = -2\pi / N_{fft} \cdot \tau_i(t)$$

<86>

<87> 여기서, N_{fft} 는 OFDM 신호의 부 반송파 개수를 나타낸다.

<88> 수학식 18과 수학식 19에서 볼 수 있듯이 시간지연 샘플 값과 단위 행렬은 시간의 경과에 따라 변할 수 있으며, 여기서 시간의 단위는 OFDM 심볼 단위가 될 수도 있고 일정 단위의 시간이 될 수도 있다.

<89> 시간 가변형의 GPSD를 얻기 위한 단위 행렬로 2 x 2, 4 x 4 왈쉬코드를 사용한 GPSD 행렬의 일례를 정리하면 다음의 표 4 및 표 5와 같다.

표 4

| 2 Tx | |
|--|---|
| Rate 1 | Rate 2 |
| $\begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta(t)k} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\theta(t)k} & -e^{j\theta(t)k} \end{bmatrix}$ |

<90>

표 5

| 4 Tx | | | |
|--|--|--|--|
| Rate 1 | Rate 2 | Rate 4 | |
| $\begin{bmatrix} 1 \\ e^{j\theta_1(t)k} \\ e^{j\theta_2(t)k} \\ e^{j\theta_3(t)k} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ e^{j\theta_1(t)k} & -e^{j\theta_1(t)k} \\ e^{j\theta_2(t)k} & e^{j\theta_2(t)k} \\ e^{j\theta_3(t)k} & -e^{j\theta_3(t)k} \end{bmatrix}$ | $\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ e^{j\theta_1(t)k} & -e^{j\theta_1(t)k} & e^{j\theta_1(t)k} & -e^{j\theta_1(t)k} \\ e^{j\theta_2(t)k} & e^{j\theta_2(t)k} & -e^{j\theta_2(t)k} & -e^{j\theta_2(t)k} \\ e^{j\theta_3(t)k} & -e^{j\theta_3(t)k} & -e^{j\theta_3(t)k} & e^{j\theta_3(t)k} \end{bmatrix}$ | |

<91>

<92> 실시예 3에서는 수학식 12에 대한 시간 가변형 GPSD 행렬을 소개하였지만, 수학식 14과 수학식 15에서의 대각행렬 및 단위행렬에도 동일하게 적용할 수 있다. 따라서, 이하의 실시예에서는 수학식 12를 일례로 설명하겠지만 수학식 14, 15에도 동일하게 확장 적용할 수 있음은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명하다.

<93> <실시예 4>

일반화된 위상천이 다이버시티의 확장

<95> 실시예 2에서 대각행렬과 단위행렬로 구성된 GPSD 행렬에 프리코딩 행렬에 해당하는 제3행렬을 추가하여 확장된 GPSD 행렬을 구성할 수 있다. 이를 수학식으로 표현하면 다음과 같다.

수학식 20

$$GPSD_{N_t \times R}^k = (\mathbb{P}_{N_t \times R}) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_R k} \end{pmatrix} (\mathbb{U}_{R \times R})$$

<96>

<97>

확장된 GPSD 행렬은 수학식 12에 비해 $N_t \times R$ 크기의 프리코딩 행렬(P)이 대각행렬 앞에 추가되며, 따라서 대각행렬의 크기는 $R \times R$ 로 변경된다는 데에 특징이 있다. 상기 추가되는 프리코딩 행렬($\mathbb{P}_{N_t \times R}$)은 특정 주파수 대역 또는 특정 부 반송파 심볼에 대하여 상이하게 설정될 수 있으며, 개루프 시스템에서는 고정 행렬(unitary matrix)로 설정되는 것이 바람직하다. 이와 같은 프리코딩 행렬($\mathbb{P}_{N_t \times R}$)의 추가로 보다 최적화된 신호대잡음비(SNR) 이득을 얻을 수 있다.

<98>

송신단 및 수신단에는 다수의 프리코딩 행렬(P)을 포함하는 코드북(codebook)이 구비되는 것이 바람직하다.

<99>

한편, 확장된 GPSD 행렬에서 프리코딩 행렬(P), 대각행렬의 위상각(θ) 및 단위행렬(U) 중 적어도 하나는 시간에 따라 변경될 수 있다. 이를 위해, 소정의 시간 단위 또는 소정의 부 반송파 단위로 다음 순번의 프리코딩 행렬(P)의 인덱스가 피드백되면, 소정의 코드북에서 상기 인덱스에 상응하는 특정 프리코딩 행렬(P)을 선택할 수 있다.

<100>

본 실시예에 의한 확장된 GPSD 행렬식은 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 21

$$GPSD_{N_t \times R}^k(t) = (\mathbb{P}_{N_t \times R}(t)) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j\theta_R(t)k} \end{pmatrix} (\mathbb{U}_{R \times R}(t))$$

<101>

<102>

확장된 GPSD 행렬의 일례로 2개 및 4개의 전송 안테나를 가지는 다중 안테나 시스템에 대한 행렬식을 살펴보면 다음과 같다. 여기서, 단위행렬(U)로 DFT 행렬을 사용하였으나 반드시 이에 한정하는 것은 아니며 왈쉬 하다 마드 코드 등 단위 조건을 만족하는 행렬이면 어느 것이라도 가능하다.

수학식 22

$$GPSD_{2 \times 2}^k(t) = (\mathbb{P}_{2 \times 2}(t)) \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta(t)k} \end{pmatrix} (DFT_{2 \times 2})$$

<103>

수학식 23

$$GPSD_{4 \times R}^k(t) = (\mathbb{P}_{4 \times R}(t)) \begin{pmatrix} 1 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & e^{j(R-1)\theta(t)k} \end{pmatrix} (DFT_{4 \times R})$$

<104>

<105>

또한, 확장된 GPSD 행렬의 다른 일례로 4개의 전송 안테나를 가지는 다중 안테나 시스템에 대한 행렬식을 살펴보면 다음과 같다.

수학식 24

$$GPSD_{N_t \times R}^k(t) = \underbrace{\begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_{N_t}(t)k} \end{pmatrix}}_{D_1} \left(\mathbf{P}_{N_t \times R}(t) \right) \underbrace{\begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R(t)k} \end{pmatrix}}_{D_2} \left(\mathbf{U}_{R \times R} \right)$$

<106>

<107>

수학식 24에서, 확장된 GPSD 행렬은 수학식 12에 비해 $N_t \times N_t$ 크기의 대각행렬(D1)과 $N_t \times R$ 크기의 프리코딩 행렬(P)이 대각행렬(D2) 앞에 추가되며, 따라서 대각행렬(D2)의 크기는 $R \times R$ 로 변경된다는 데에 특징이 있다. 상기 추가되는 프리코딩 행렬($\mathbb{P}_{N_t \times R}$)은 특정 주파수 대역 또는 특정 부 반송파 심볼에 대하여 상이하게 설정될 수 있으며, 개루프 시스템에서는 고정 행렬(unitary matrix)로 설정되는 것이 바람직하다.

<108>

이 경우, 대각행렬(D1)과 대각행렬(D2)를 통해 하나의 시스템에서 위상각을 동시에 두 가지 종류로 천이시킬 수 있다. 일례로, 대각행렬(D1)을 통해 작은 값의 위상천이를 적용하고, 대각행렬(D2)을 통해 큰 값의 위상천이를 적용하는 경우, 전자에 의해 다중 사용자 다이버시티 스케줄링 이득을 얻을 수 있고 후자에 의해 주파수 다이버시티 이득을 얻을 수 있다. 이 경우 대각행렬(D1) 시스템의 성능향상을 위해 사용되며 대각행렬(D2)는 각 스트림간에 채널을 평균화하는 목적으로 사용될 수 있다. 또한, 대각행렬(D1)을 통해 큰 값의 위상천이를 적용하여 주파수 다이버시티 이득을 증가시키고 대각행렬(D2)를 통해 큰 값의 위상천이를 적용하여 각 스트림간에 채널을 평균화하여 사용할 수 있다. 이러한 이득은 수학식 21의 구조로부터 얻을 수 있는데, 이때 수학식 21의 행렬(P)는 부반송파 단위 또는 주파수 자원단위로 변형하여 사용하여야 한다. 이러한 형식을 수학식으로 표현하면 아래와 같이 표현할 수 있다.

수학식 25

$$GPSD_{N_t \times R}^k(t) = \left(\mathbf{P}_{N_t \times R}^k(t) \right) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1(t)k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2(t)k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R(t)k} \end{pmatrix} \left(\mathbf{U}_{R \times R} \right)$$

<109>

<110>

수학식 25에서 $\mathbf{P}_{N_t \times R}^k(t)$ 는 자원인덱스 l 마다 다른 프리코딩 행렬(P)를 사용함으로써 주파수 다이버시티 이득을 증가시키고 대각행렬과 단일행렬(U)를 통해 각 스트림간에 채널을 평균화하여 사용하는 것이다. 예를 들면, 특정 시간에서 송수신기간에 정해놓은 프리코딩 행렬 집합이 미리 정의되어 있다면 수학식 26과 같이 표현할 수 있다.

수학식 26

$$\mathbf{P}_{N_t \times R} = \left\{ P_{N_t \times R}^1, P_{N_t \times R}^2, \dots, P_{N_t \times R}^{N_c} \right\}$$

<111>

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \left(\mathbf{P}_{N_t \times R}^{k \bmod N_c} \right) \begin{pmatrix} e^{j\theta_1 k} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2 k} & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_R k} \end{pmatrix} \left(\mathbf{U}_{R \times R} \right)$$

<112>

<113>

수학식 26에서 프리코딩 행렬의 집합은 N_c 개의 프리코딩 행렬을 포함하고 있다.

<114> 위의 수학적식 26은 아래의 수학적식 27과 같은 형태로 단순화 시킬 수 있다.

수학적식 27

$$\mathbf{P}_{N_t \times R} = \{P_{N_t \times R}^0, P_{N_t \times R}^2, \dots, P_{N_t \times R}^{N_c-1}\}$$

$$GPSD_{N_t \times R}^k = \left(\mathbf{P}_{N_t \times R}^{k \bmod N_c} \right) \Pi_{R \times R}^k$$

<115>

<116> 위의 수학적식 27에서 $\Pi_{R \times R}^k$ 은 데이터 스트림을 섞어주는 역할을 하는데, 아래의 수학적식 28과 같은 간단한 형태로도 표현이 가능하다. 즉, 예를 들어, 대각 행렬의 대각선 위의 원소의 값은 모두 1이고 나머지는 모두 0인 아이덴티티 행렬의 각 행을 순환 천이시킨 것으로 나타나거나, 위상천이를 위한 대각 행렬과 DFT 행렬의 곱으로 나타낼 수 있다.

수학적식 28

<117> 공간 다중화율 2

$$\Pi_{2 \times 2}^k = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}^k \text{ or } \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1 k} \end{pmatrix} DFT_{2 \times 2}$$

<118>

<119> 공간 다중화율 3

$$\Pi_{3 \times 3}^k = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 \end{pmatrix}^k \text{ or } \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1 k} & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_2 k} \end{pmatrix} DFT_{3 \times 3}$$

<120>

<121> 공간 다중화율 4

$$\Pi_{4 \times 4}^k = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^k \text{ or } \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & e^{j\theta_1 k} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & e^{j\theta_2 k} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & e^{j\theta_3 k} \end{pmatrix} DFT_{4 \times 4}$$

<122>

<123> 추가적으로 수학적식 26의 N_c 개의 프리코딩 행렬을 포함하는 코드북은 기지국 또는 단말에 따라 코드북의 일정 부분만 사용하는 코드북 부분집합 제한 기법을 적용하여 사용하는 경우 N_c 개의 프리코딩 행렬은 $N_{restrict}$ 의 개수의 프리코딩 행렬로 줄여 사용하여야 한다. 여기에서 코드북 부분집합 제한 기법은 다중셀 간섭을 줄이기 위해 사용 될 수 있다. 여기서 $N_{restrict} \leq N_c$ 의 조건을 항상 만족하여야 한다. 예를 들어, 수학적식 27의 코드북의 전체 프

리코딩 행렬의 개수가 $N_c = 6$ 라고 가정하면 전체 집합의 코드북 $\mathbf{P}_{N_t \times R}$ 과 일례로 6개의 프리코딩 행렬 중 4개의 프리코딩 행렬만 사용하도록 결정된 코드북 $\mathbf{P}_{N_t \times R}^{restrict}$ 는 아래의 수학적식 29와 같이 표현 할 수 있다.

수학적식 29

$$\mathbf{P}_{N_t \times R} = \{P_{N_t \times R}^0, P_{N_t \times R}^1, P_{N_t \times R}^2, P_{N_t \times R}^3, P_{N_t \times R}^4, P_{N_t \times R}^5\},$$

<124>

<125>
$$\mathbf{P}_{N_t \times R}^{restrict} = \{P_{N_t \times R}^0, P_{N_t \times R}^2, P_{N_t \times R}^3, P_{N_t \times R}^5\} = \mathbf{W}_{N_t \times R} = \{W_{N_t \times R}^0, W_{N_t \times R}^1, W_{N_t \times R}^2, W_{N_t \times R}^3\}$$

<126> 위의 수학적 식 29에서 $\mathbf{W}_{N_t \times R}$ 는 $\mathbf{P}_{N_t \times R}^{restrict}$ 코드북의 인덱스를 다시 배열한 등가 코드북이다.

<127> 따라서, 상기 $\mathbf{W}_{N_t \times R}$ 를 적용하면 수학적 식 27은 수학적 식 30과 같이 표현할 수 있다.

수학적 식 30

<128>
$$\mathbf{P}_{N_t \times R}^{restrict} = \{P_{N_t \times R}^0, P_{N_t \times R}^2, P_{N_t \times R}^3, P_{N_t \times R}^5\} = \mathbf{W}_{N_t \times R} = \{W_{N_t \times R}^0, W_{N_t \times R}^1, W_{N_t \times R}^2, W_{N_t \times R}^3\}$$

<129>
$$GPSD_{N_t \times R}^k = \left(W_{N_t \times R}^{k \bmod N_{restrict}} \right) \Pi_{R \times R}^k$$

<130> 위의 수학적 식 30의 k는 부반송파 또는 주파수 자원 인덱스를 나타내고 위의 경우 $N_{restrict} = 4$ 이다.

<131> <실시예 5>

<132> 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하는 송수신기

<133> 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.

<134> 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 있고, 단말기 역시 다수의 수신기와 다수의 송신기를 포함할 수 있다. 일반적으로 수신기의 각 구성은 그에 대응되는 송신기의 각 구성의 역기능을 수행하므로 이하에서는 송신기에 대하여만 상세히 설명하기로 한다.

<135> 도 7은 위상천이 기반 프리코딩 기법이 적용된 SCW OFDM 송신기의 일 실시예에 대한 블록 구성도이고, 도 8은 MCW OFDM 송신기의 일 실시예에 대한 블록 구성도이다.

<136> 채널 인코더(510, 610), 인터리버(520, 620), 고속 역푸리에 변환기(IFFT)(550, 650) 및 아날로그 변환기(560, 660)를 비롯한 기타의 구성은 도 1에서의 그것들과 동일하므로 여기서는 설명을 생략하고, 여기서는 프리코더(540, 640)에 대하여만 상세히 설명한다.

<137> 프리코더(540, 640)는 프리코딩 행렬 결정모듈(541, 641)과, 프리코딩 모듈(542, 642)를 포함하여 이루어진다.

<138> 프리코딩 행렬 결정모듈(541, 641)은 수학적 식 12, 14, 15 및 수학적 식 20, 21 중 하나의 형태로 위상천이 기반의 프리코딩 행렬을 결정한다. 구체적인 프리코딩 행렬 결정 방법은 실시예 2 내지 실시예 4를 통해 상세히 설명한 바 있으므로 여기서는 그에 대한 설명은 생략한다. 수학적 식 12, 14, 15 및 수학적 식 20, 21 중 하나의 형태로 결정된 위상천이 기반 프리코딩 행렬은 수학적 식 18에서 보듯 시간에 따라 부 반송파 간 간섭 배제를 위한 프리코딩 행렬 및/또는 대각행렬의 위상각 및/또는 단위행렬을 변경할 수 있다.

<139> 또한, 프리코딩 행렬 결정모듈(541, 641)은 상기 프리코딩 행렬 및 단위행렬 중 적어도 하나는 수신단으로부터 피드백된 정보에 기초하여 선택할 수 있으며, 이때 상기 피드백 정보는 소정의 코드북에 대한 행렬 인덱스를 포함하는 것이 바람직하다.

<140> 프리코딩 모듈(542, 642)은 상기 결정된 위상천이 기반의 프리코딩 행렬에 해당 부반송파에 대한 OFDM 심벌을 곱하여 프리코딩을 수행한다.

<141> 이상에서 설명한 본 발명이 속하는 기술분야의 당업자는 본 발명이 그 기술적 사상이나 필수적 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 실시될 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 이상에서 기술한 실시예는 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적인 것이 아닌 것으로서 이해할 것이다. 본 발명의 범위는 상기 상

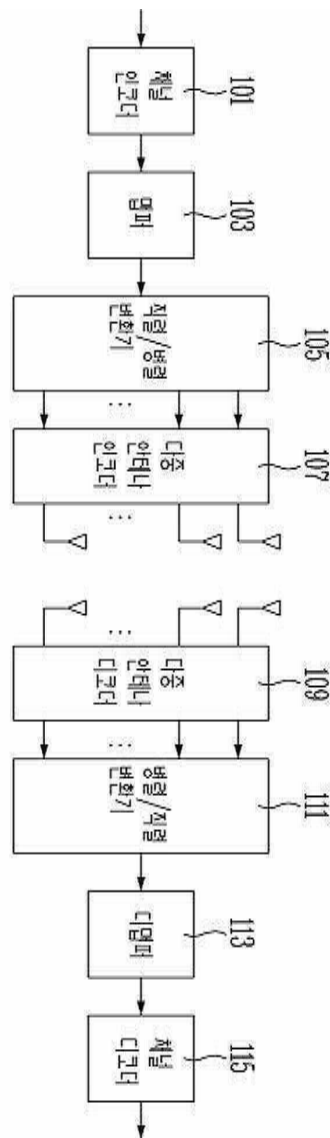
세한 설명보다는 후술하는 특허청구범위에 의하여 나타내어지며, 특허청구범위의 의미 및 범위 그리고 그 동일한 개념으로부터 도출되는 모든 변경 또는 변형된 형태가 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 해석될 것이다.

도면의 간단한 설명

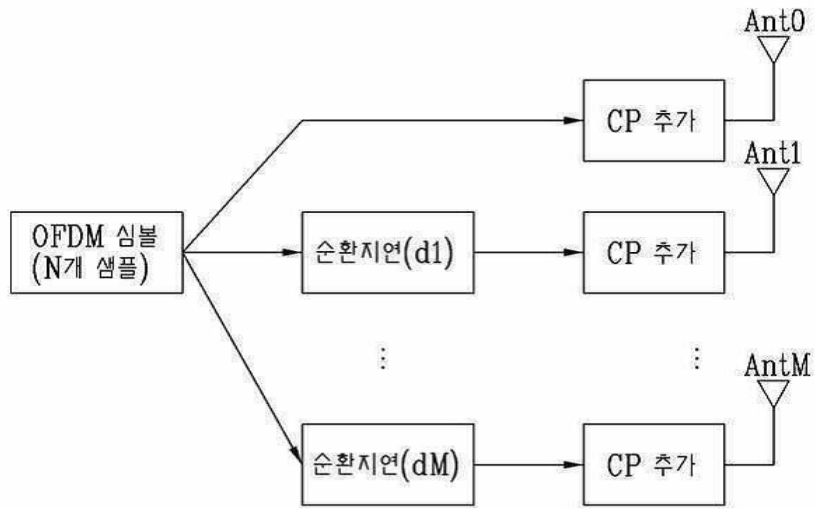
- <142> 도 1은 다중 송수신 안테나를 구비하는 직교 주파수 분할 다중화 시스템의 블록 구성도이다.
- <143> 도 2는 종래의 순환지연 다이버시티 기법을 이용하는 다중 안테나 시스템의 송신단 구성도이다.
- <144> 도 3은 종래의 위상천이 다이버시티 기법을 이용하는 다중 안테나 시스템의 송신단 구성도이다.
- <145> 도 4는 종래의 프리코딩 기법을 이용하는 다중 안테나 시스템의 송수신단 구성도이다.
- <146> 도 5는 위상천이 기반의 프리코딩을 수행하기 위한 송수신기의 주요 구성을 도시한 블록도이다.
- <147> 도 6은 위상천이 기반 프리코딩 또는 위상천이 다이버시티의 2가지 적용예를 그래프로 도시한 것이다.
- <148> 도 7은 위상천이 기반 프리코딩 기법이 적용된 SCW OFDM 송신기의 일 실시예에 대한 블록 구성도이고, 도 8은 MCW OFDM 송신기의 일 실시예에 대한 블록 구성도이다.

도면

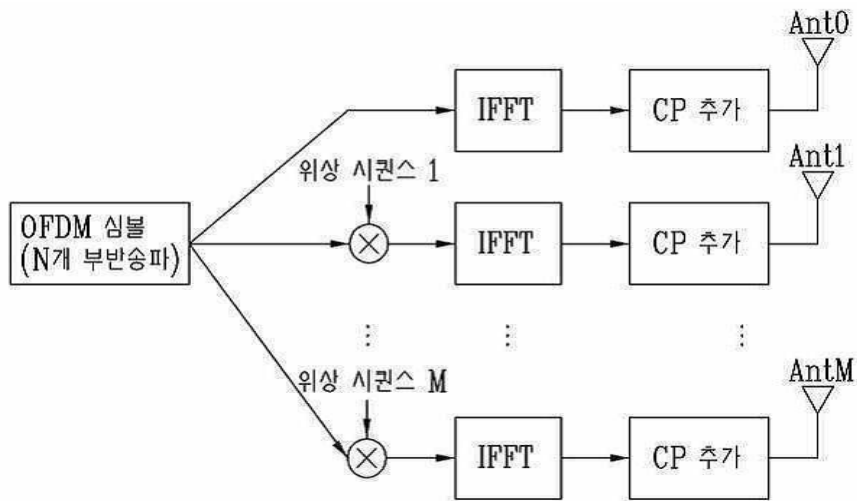
도면1



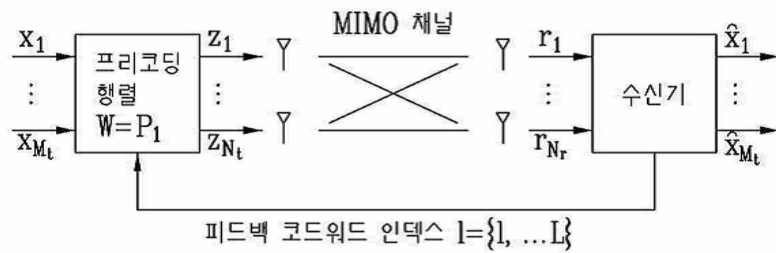
도면2



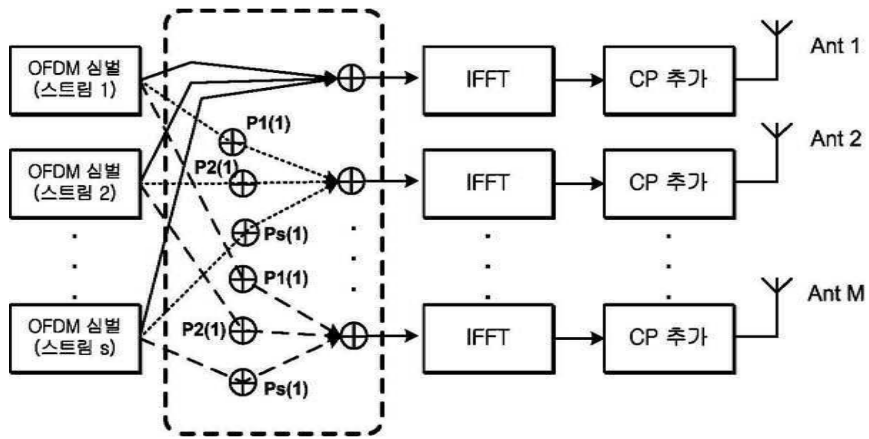
도면3



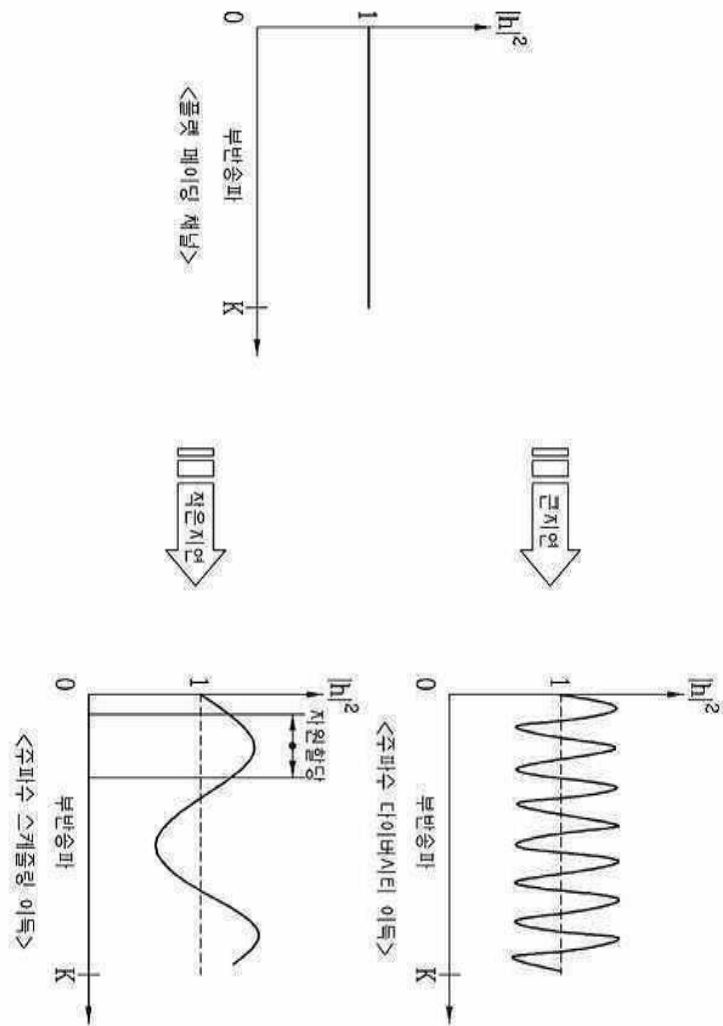
도면4



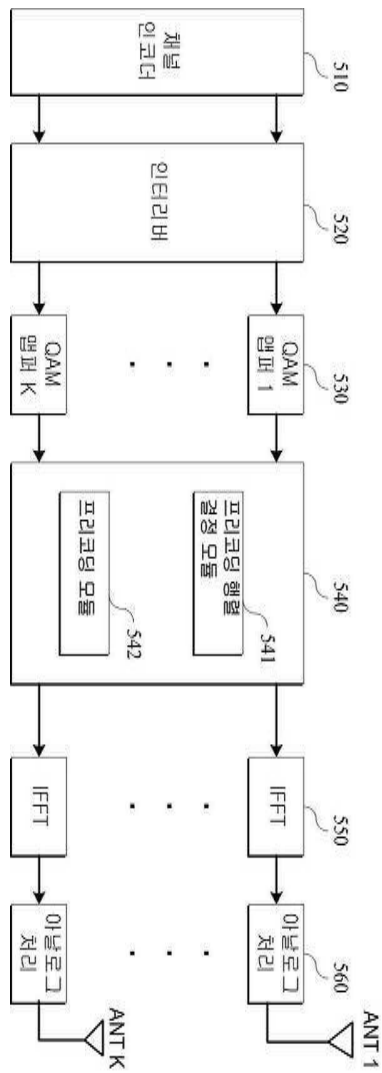
도면5



도면6



도면7



도면8

