



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2009-0119633
(43) 공개일자 2009년11월19일

(51) Int. Cl.

H04B 7/06 (2006.01) H04B 7/02 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2008-0045797

(22) 출원일자 2008년05월16일

심사청구일자 없음

(71) 출원인

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 매탄동 416

고려대학교 산학협력단

서울 성북구 안암동5가1 고려대학교 내

(72) 발명자

임채만

서울특별시 구로구 구로동 1265 구로두산 아파트
107동 1004호

이인규

서울 서초구 서초4동 삼풍아파트 21-1203

문성현

서울특별시 노원구 상계10동 주공아파트 916동
706호

(74) 대리인

권혁록, 이정순

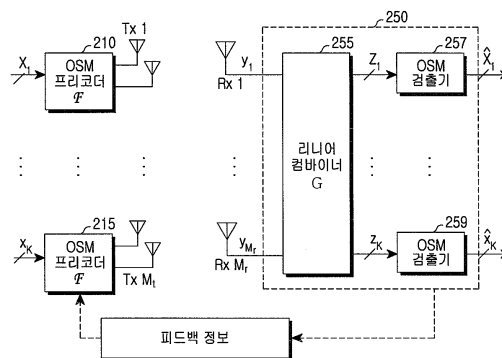
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 다중 입력 다중 출력 시스템에서 공간 다중화를 위한 장치및 방법

(57) 요약

본 발명은 페 루프 다중 입력 다중 출력 시스템에서의 공간 다중화에 관한 것으로 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 수신기의 동작 방법에 있어서 송신기가 전송한 신호를 수신하는 과정과 상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하는 과정과 상기 블록 와이즈 다중화 과정에서 획득한 피드백 정보를 상기 송신기로 피드백하는 과정을 포함하는 것으로 직교 공간 다중화 방식이 갖는 스트림 수의 제약을 극복하여 최대 스트림 수를 전송하게 함으로써 다중화 이득을 극대화할 수 있는 이점이 있다. 또한, 단일사용자 환경뿐 아니라 다중사용자 MAC(multiple access channel)환경으로 확장하여 적용할 수 있는 이점이 있다.

대표도 - 도2



특허청구의 범위

청구항 1

다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 수신기의 동작 방법에 있어서,
송신기가 전송한 신호를 수신하는 과정과,
상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하는 과정과,
상기 블록 와이즈 다중화 과정에서 획득한 피드백 정보를 상기 송신기로 피드백하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서,
상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하는 과정은,
상기 수신한 신호에 대해 페어링을 수행하는 과정과,
상기 페어링한 신호에 대한 채널 행렬이 상기 채널 행렬의 컴플리멘터리 채널 행렬의 간섭을 받지 않도록 하는 수신 필터링을 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 3

제 2항에 있어서,
상기 페어링을 수행하는 과정은 하기 <수학식 16>을 이용하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 16

$$\hat{n} = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \left[\min_{1 \leq k \leq K} d_{\min}(n, k) \right]$$

여기서, $d_{\min}(n, k)$ 는 n 번째 그룹 페어링에서 재정렬된 채널의 k 번째 서브블록의 최소 유클리디안 거리를 나타낸다. 그리고, M_t 는 송신 안테나 수이고, N 은 M_t 채널의 열에서 페어(pair) 조합이 가능한 모든 수이다. 그리고, K 는 서브 블록 채널의 수이다. 상기 $N = \binom{M_t}{2} \binom{M_t-2}{2} \dots \binom{2}{2} / K!$ 이 된다. 여기서, $\binom{M_t}{2}$ 는 M_t 중에서 2개를 선택할 수 있는 경우의 수를 나타낸다.

청구항 4

제 2항에 있어서,
상기 수신 필터링을 수행하는 과정은,
하기 <수학식 17>과 같은 같이 널 컨스트레인트(null constraint)를 만족하는 과정임을 특징으로 하는 방법.

수학식 17

$$\mathbf{G}_k \hat{\mathbf{H}}_k = 0$$

여기서, $\mathbf{G}_k$ 는 수신기 필터이다.

청구항 5

제 4항에 있어서,
상기 널 컨스트레인트(null constraint)를 만족하는 과정은,

하기 <수학식 18>과 같이 그램 슈미트 직교화 과정을 수행하여 직교성을 보장하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 18

$$\mathbf{g}_{k,1} \leftarrow \mathbf{g}_{k,1} / \|\mathbf{g}_{k,1}\|$$

$$\mathbf{g}_{k,2} \leftarrow \mathbf{g}_{k,2} \left(\mathbf{I}_{M_i} - \mathbf{g}_{k,1} \mathbf{g}_{k,1}^H / \|\mathbf{g}_{k,1}\|^2 \right), \text{ then } \mathbf{g}_{k,2} \leftarrow \mathbf{g}_{k,2} / \|\mathbf{g}_{k,2}\|$$

여기서, $\mathbf{g}_k$ 는 수신기 필터를 M_i 는 송신 안테나 수를 나타낸다.

청구항 6

제 2항에 있어서,

상기 수신 필터링은 하기 <수학식 19>를 이용하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 19

$$\mathbf{g}_{k,i} = \left[(\tilde{\mathbf{H}}_{k,i}^H \tilde{\mathbf{H}}_{k,i} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_i-1})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{k,i}^H \right]_{(1,i)}, \quad i=1, 2$$

여기서 $[\mathbf{A}]_{(1,i)}$ 는 $\mathbf{A}$ 의 첫 번째 행을 나타내며 $\tilde{\mathbf{H}}_{k,i}$ 는 채널 벡터 $\mathbf{h}_{k,i}$ 와 간섭 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 로 구성되는 $\tilde{\mathbf{H}}_{k,i} = [\mathbf{h}_{k,i} \quad \tilde{\mathbf{H}}_k]$ 와 같은 행렬이다.

청구항 7

제 1항에 있어서,

상기 피드백 정보는,

회전각 정보 또는 페어링 정보 중 적어도 하나인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 8

다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 송신기의 동작 방법에 있어서,

수신기가 전송한 피드백 정보를 수신하는 과정과,

상기 피드백 정보에 포함된 페어링 정보를 기반으로 전체 데이터 스트림을 소정 갯 수의 독립적인 부 집단으로 분할하는 과정과,

상기 독립적인 부 집단에 대해 프리코딩을 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 피드백 정보는 회전각 정보 또는 페어링 정보 중 적어도 하나인 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 10

제 8항에 있어서,

상기 프리코딩을 수행하는 과정은,

상기 <수학식 20>을 이용하는 것을 특징으로 하는 방법.

수학식 20

$$F_B(\mathbf{x}, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \mathbf{s}(\mathbf{x})$$

여기서, F()는 프로코딩 연산을 나타내고, θ 는 회전각을 나타내고, s(x)는 송신 신호를 나타낸다.

청구항 11

다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 수신기의 장치에 있어서,

송신기가 전송한 신호를 수신하는 수신부와,

상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하여 획득한 피드백 정보를 상기 송신기로 피드백하는 필터부를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 12

제 11항에 있어서,

상기 필터부는,

상기 수신한 신호에 대해 페어링을 수행하고, 상기 페어링한 신호에 대한 채널 행렬이 상기 채널 행렬의 컴플리멘터리 채널 행렬의 간섭을 받지 않도록 하는 수신 필터링을 수행하여 상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 13

제 12항에 있어서,

상기 필터부는,

하기 <수학식 21>을 이용하여 페어링을 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 21

$$\hat{n} = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \left[\min_{1 \leq k \leq K} d_{min}(n, k) \right]$$

여기서, $d_{min}(n, k)$ 는 n번째 그룹 페어링에서 재정렬된 채널의 k번째 서브블록의 최소 유클리디안 거리를 나타낸다. 그리고, M_t 는 송신 안테나 수이고, N은 M_t 채널의 열에서 페어(pair) 조합이 가능한 모든 수이다. 그리고, K

는 서브 블록 채널의 수이다. 상기 N은 $N = \binom{M_t}{2} \binom{M_t-2}{2} \cdots \binom{2}{2} / K!$ 이 된다. 여기서, $\binom{M_t}{2}$ 는 M_t 중에서 2개를 선택할 수 있는 경우의 수를 나타낸다.

청구항 14

제 12항에 있어서,

상기 필터부는,

하기 <수학식 22>과 같은 같이 널 컨스트레인트(null constraint)를 만족하는 수신 필터링을 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 22

$$\mathbf{G}_k \tilde{\mathbf{H}}_k = 0$$

여기서, G_k 는 수신기 필터이다.

청구항 15

제 14항에 있어서,

상기 필터부는

하기 <수학식 23>과 같이 그램 슈미트 직교화 과정을 수행하여 직교성을 보장함으로써, 상기 널 컨스트레인트(null constraint)를 만족하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 23

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{k,1} &\leftarrow \mathbf{g}_{k,1} / \|\mathbf{g}_{k,1}\| \\ \mathbf{g}_{k,2} &\leftarrow \mathbf{g}_{k,2} \left(\mathbf{I}_{M_i} - \mathbf{g}_{k,1} \mathbf{g}_{k,1}^H / \|\mathbf{g}_{k,1}\|^2 \right), \text{ then } \mathbf{g}_{k,2} \leftarrow \mathbf{g}_{k,2} / \|\mathbf{g}_{k,2}\| \end{aligned}$$

여기서, $\mathbf{g}_k$ 는 수신기 필터를 M_i 는 송신 안테나 수를 나타낸다.

청구항 16

제 12항에 있어서,

상기 필터부는,

하기 <수학식 24>를 이용하여 수신 필터링을 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 24

$$\mathbf{g}_{k,i} = \left[(\tilde{\mathbf{H}}_{k,i}^H \tilde{\mathbf{H}}_{k,i} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_i-1})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}_{k,i}^H \right]_{(1,i)}, \quad i=1, 2$$

여기서 $[\mathbf{A}]_{(1,i)}$ 는 $\mathbf{A}$ 의 첫 번째 행을 나타내며 $\tilde{\mathbf{H}}_{k,i}$ 는 채널 벡터 $\mathbf{h}_{k,i}$ 와 간섭 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 로 구성되는 $\tilde{\mathbf{H}}_{k,i} = [\mathbf{h}_{k,i} \quad \tilde{\mathbf{H}}_k]$ 와 같은 행렬이다.

청구항 17

제 11항에 있어서,

상기 피드백 정보는,

회전각 정보 또는 페어링 정보 중 적어도 하나인 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 18

다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 송신기의 장치에 있어서,

수신기가 전송한 피드백 정보를 수신하는 수신부와,

상기 피드백 정보에 포함된 페어링 정보를 기반으로 전체 데이터 스트림을 소정 갯 수의 독립적인 부 집단으로 분할하고, 상기 독립적인 부 집단에 대해 프리코딩을 수행하는 프리코딩부를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 19

제 18항에 있어서,

상기 피드백 정보는 회전각 정보 또는 페어링 정보 중 적어도 하나인 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 20

제 18항에 있어서,

상기 프리코딩부는 상기 <수학식 25>을 이용하여 프리코딩을 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

수학식 25

$$F_B(\mathbf{x}, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \mathbf{s}(\mathbf{x})$$

여기서, $F()$ 는 프리코딩 연산을 나타내고, θ 는 회전각을 나타내고, $s(x)$ 는 송신 신호를 나타낸다.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

- <1> 본 발명은 다중 입력 다중 출력 시스템에서 많은 수의 데이터 스트림을 지원할 수 있는 공간 다중화를 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- <2> 다중 입력 다중 출력(다중 입력 다중 출력(MIMO):Multi Input Multi Output) 통신 시스템에서의 시스템 용량에 대해서는 많은 연구가 있었다.
- <3> 이와 관련하여, 직교 공간 다중화(Orthogonalized Spatial Multiplexing) 방식이 제안되었고, 이것은 단순한 수신기에서 적은 피드백 정보만으로도 단순한 ML(Maximum likelihood) 디코딩을 허용한다. 이 방식은 송신기에서의 단순한 변환으로도 채널의 직교성을 얻을 수 있다.
- <4> 상기 직교 공간 다중화 방식은 폐 루프 다중 입력 다중 출력 통신 시스템을 위한 전송 기법으로서 개 루프 시스템과 달리 송신 단에서 심볼을 전송하기 전에 프리코딩을 수행하며 이를 위한 정보를 수신 단으로부터 피드백 채널 경로를 통해 수신한다.
- <5> 상기 직교 공간 다중화 방식은 단일 위상 정보 θ 를 피드백 채널 정보로 활용하고 이를 통해 송신 단에서 프리코딩을 통해 송신 심볼 벡터를 회전시켜 원하는 전송을 수행할 수 있다. 그리고, 상기 직교 공간 다중화 방식은 단 하나의 피드백 위상 정보와 낮은 수신 복잡도를 가지면서 폐 루프 다중 입력 다중 출력 시스템에서 좋은 성능을 제공한다.
- <6> 하지만, 직교 공간 다중화 방식은 프리코딩의 구조적인 특성상 두 개의 송신 심볼(두 개의 데이터 스트림)만 전송 가능한 문제점이 있다. 물론, 두 개 이상의 송신 안테나를 갖는 시스템에서 안테나 선택 기법과 결합하여 성능을 극대화할 수 있으나, 이 경우, 다중화 이득(multiplexing gain)을 극대화할 수 없으므로 이로 인한 전송률의 손실을 있는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

- <7> 본 발명의 목적은 다중 입력 다중 출력 시스템에서 공간 다중화를 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <8> 본 발명의 다른 목적은 다중 입력 다중 출력 시스템에서 다수의 데이터 스트림을 지원할 수 있는 직교 공간 다중화 방식을 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

과제 해결수단

- <9> 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제 1 견지에 따르면, 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 수신기의 동작 방법에 있어서 송신기가 전송한 신호를 수신하는 과정과 상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화

(B-OSM)를 수행하는 과정과 상기 블록 와이즈 다중화 과정에서 획득한 피드백 정보를 상기 송신기로 피드백하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

<10> 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제 2 견지에 따르면 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 송신기의 동작 방법에 있어서 수신기가 전송한 피드백 정보를 수신하는 과정과 상기 피드백 정보에 포함된 페어링 정보를 기반으로 전체 데이터 스트림을 소정 갯 수의 독립적인 부 집단으로 분할하는 과정과 상기 독립적인 부 집단에 대해 프리코딩을 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

<11> 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제 3 견지에 따르면, 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 수신기의 장치에 있어서 송신기가 전송한 신호를 수신하는 수신부와 상기 수신한 신호에 대해 블록 와이즈 다중화(B-OSM)를 수행하여 획득한 피드백 정보를 상기 송신기로 피드백하는 필터부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<12> 본 발명의 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제 4 견지에 따르면, 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 송신기의 장치에 있어서 수신기가 전송한 피드백 정보를 수신하는 수신부와 상기 피드백 정보에 포함된 페어링 정보를 기반으로 전체 데이터 스트림을 소정 갯 수의 독립적인 부 집단으로 분할하고, 상기 독립적인 부 집단에 대해 프리코딩을 수행하는 프리코딩부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

효 과

<13> 본 발명은 직교 공간 다중화 방식이 갖는 스트림 수의 제약을 극복하여 최대 스트림 수를 전송하게 함으로써 다중화 이득을 극대화할 수 있는 이점이 있다. 또한, 단일사용자 환경뿐 아니라 다중사용자 MAC(multiple access channel)환경으로 확장하여 적용할 수 있는 이점이 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

<14> 이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 그리고, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다.

<15> 이하, 본 발명은 다중 입력 다중 출력 통신 시스템에서 공간 다중화를 위한 장치 및 방법에 대해 설명할 것이다.

<16> 본 발명은 전송한 직교 공간 다중화 방식을 일반적인 환경으로 확장한 것이다. 먼저, 직교 공간 다중화 시스템에 대해 설명하면 하기와 같다.

<17> 도 1은 본 발명에 따른 직교 공간 다중화 시스템의 송수신 블록을 나타낸 도면이다.

<18> 상기 도 1을 참조하면, 안테나 선택 기법과 결합한 직교 공간 다중화 방식은 일반적으로 N_t 개의 송신 안테나와 N_r 개의 수신 안테나를 사용하며, N_t 개의 송신 안테나 중 최적의 안테나 두 개를 선택(스위치(120)에 의해 선택됨)하여 실제 전송에 이용한다.

<19> 본 발명에서는 안테나 선택기법을 고려하지 않고 송신 안테나 수를 2로 가정하기로 한다. 이때 직교 공간 다중화의 시스템 모델은 하기 <수학식 1>과 같다. 여기서 프리코딩은 프리코딩부(F())(110)에서 수행된다.

수학식 1

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{F}(\mathbf{x}, \boldsymbol{\theta}) + \mathbf{n} = \mathbf{H}_\theta \mathbf{s}(\mathbf{x}) + \mathbf{n}$$

<20> 여기서 $\mathbf{H}$ 는 $N_r \times 2$ 의 채널 행렬을 나타내고, 행렬 내 요소들은 서로 독립적이며 평균이 0, 분산이 1인 복소 가우시안 분포를 이룬다. 그리고, 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 는 수신 단에서 완벽히 알고 있다고 가정한다. 그리고, $\mathbf{H}_\theta$ 는 직교 공간 다중화 프리코딩이 적용된 유효 채널 행렬이다. $\boldsymbol{\theta}$ 의 역할은 $\mathbf{H}_\theta$ 의 채널 행이 이루는 공간을 서로 직교하게 만드는 것이다.

<22> 그리고, $\mathbf{x}$ 는 두 개의 송신 심볼 x_1 과 x_2 로 구성된 송신 심볼 벡터를 나타내며, $\mathbf{y} = [y_1 \cdots y_{N_r}]^T$ 은 수신 신호 벡

터이다. $\mathbf{n}$ 은 복소 백색 가우시안 잡음 (complex AWGN) 벡터를 나타내고 잡음 벡터 $\mathbf{n}$ 의 코베리언스 (covariance) 행렬은 $\sigma_n^2 \mathbf{I}$ 라고 가정한다.

<23> 그리고, $F(\mathbf{x}, \theta)$ 는 직교 공간 다중화 프리코딩을 의미하며 두 개의 송신 심볼을 하기 <수학식 2>와 같이 부호화한다.

수학식 2

<24>
$$F(\mathbf{x}, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \mathbf{s}(\mathbf{x})$$

<25> 여기서 $\mathbf{s}(\mathbf{x})$ 는 하기 <수학식 3>과 같이 정의된다.

수학식 3

<26>
$$\mathbf{s}(\mathbf{x}) \triangleq \begin{bmatrix} \Re[x_1] + j\Re[x_2] \\ \Im[x_1] + j\Im[x_2] \end{bmatrix}$$

<27> 여기서, $\Re[x]$ 과 $\Im[x]$ 는 각각 복소수 x 의 실수 부와 허수 부를 나타낸다.

<28> 상기 <수학식 2>에서 θ 는 $\mathbf{s}(\mathbf{x})$ 를 통해 구성되는 새로운 심볼 간의 직교성을 보장하기 위한 회전각으로서 하기 <수학식 4>와 같이 표현된다.

수학식 4

<29>
$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{\mathbf{h}_{r,1}^\theta \cdot \mathbf{h}_{r,4}^\theta}{\mathbf{h}_{r,1}^\theta \cdot \mathbf{h}_{r,2}^\theta} \right)$$

<30> 상기 θ 는 채널 정보를 완벽히 알고 있는 수신 단에서 계산하여 피드백 경로를 통해 송신 단으로 전달된다. 이러한 방식은 "closed-form"으로 간단한 계산을 통해 구할 수 있으므로 직교 공간 다중화 시스템에서 프리코딩 설계시 계산 복잡도가 거의 요구되지 않는 이점이 있다.

<31> 직교 공간 다중화는 이런 직교화된 공간에 각각의 심볼을 전송하여 수신 단에서 최적의 ML 검출을 수행할 때(ML 디코딩부 130, 140에서 수행됨) 독립적인 검출(symbol-by-symbol detection)을 가능하게 하므로 수신 복잡도가 크게 낮아진다.

<32> 이에 반하여 일반적인 개 루프 다중 입력 다중 출력(MIMO) 시스템은 송신 심볼 간의 직교성이 보장되지 않아 joint ML 추정 기법을 사용해야 하며 따라서 수신 복잡도가 송신 안테나 개수의 지수적으로 증가한다.

<33> 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 와이즈 직교 공간 다중화 시스템의 송수신 블록 구성을 도시한 도면이다.

<34> 상기 도 2를 참조하면, 수신 단(250)에서 리니어 컴바이너(255) 선형 필터 $\mathbf{G}$ 를 계산한다. 본 발명은 상기 수신 필터 $\mathbf{G}$ 를 통해 전체 데이터 스트림을 K 개의 독립적인 부 집단으로 나눌 수 있으며, 형성된 각 독립된 부 집단은 블록 단위로 직교 공간 다중화를 적용하여 데이터를 전송한다.

<35> 다중 사용자 MAC(multiple access channel) 환경에서는 각 부 집단을 각각의 독립적인 사용자로 해석할 수 있다. 각 사용자는 두 개의 스트림을 전송할 수 있으며, K 명의 사용자별로 독립적인 채널이 형성되고 나면 각 사용자는 직교 공간 다중화 프리코딩을 거쳐 데이터를 전송한다.

<36> 기지국에서의 필터 출력 신호 $\mathbf{z}$ 는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 5

<37>

$$\mathbf{z} = \mathbf{G}\mathbf{H}\mathbf{F}_B(\mathbf{x}, \theta) + \mathbf{G}\mathbf{n} = \mathbf{H}_G\mathbf{F}_B(\mathbf{x}, \theta) + \mathbf{v}$$

<38>

여기서, $\mathbf{F}_B(\mathbf{x}, \theta)$ 는 전송한 바 있는 하기 <수학식 6>의 직교 공간 다중화 부호화를 의미한다. 그리고, $\mathbf{H}_G = \mathbf{H}\mathbf{G}$ 는 유효 채널을 의미하며, $\mathbf{v}$ 는 코베리언스(covariance)행렬 $\sigma_n^2 \mathbf{G}\mathbf{G}^H$ 를 갖는 필터 출력 잡음 벡터이다.

수학식 6

<39>

$$\mathbf{F}_B(\mathbf{x}, \theta) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & \exp(j\theta) \end{bmatrix} \mathbf{s}(\mathbf{x})$$

<40>

전체 스트림을 여러 개의 부 집단으로 나누는 것은 그룹 선택(GD:group detection)로 알려져 있는 차선의 수신 기법에 속한다.

<41>

지금부터 수신 필터 $\mathbf{G}$ 를 설계하는 새로운 기법에 대해 설명할 것이다. 먼저 원래의 채널 행렬 $\mathbf{H}$ 를 하기 <수학식 7>과 같이 표현한다.

수학식 7

<42>

$$\mathbf{H} = [\mathbf{H}_1 \mathbf{H}_2 \cdots \mathbf{H}_K]$$

<43>

이때 $\mathbf{H}_k$ 는 $N_r \times 2$ 크기를 갖는 k 번째 부 집단의 유효 채널 행렬을 의미한다 ($\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{k,1} \mathbf{h}_{k,2}]$). 다음으로 $\mathbf{H}_k$ 의 "complementary" 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 를 하기 <수학식 8>과 같이 정의한다. 위와 같은 표기법을 따라 $\mathbf{G}$ 역시 같은 형태로 표현하도록 한다.

수학식 8

<44>

$$\tilde{\mathbf{H}}_k = [\mathbf{H}_1 \cdots \mathbf{H}_{k-1} \mathbf{H}_{k+1} \cdots \mathbf{H}_K]$$

$$\mathbf{G} = [\mathbf{G}_1^T \mathbf{G}_2^T \cdots \mathbf{G}_K^T]^T$$

<45>

본 발명의 목적은 k 번째 부 집단 채널 $\mathbf{H}_k$ 가 채널 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 간섭을 받지 않도록 하는 $\mathbf{G}_k$ 를 찾고자 하는 것으로서 ($\mathbf{G}_k = [\mathbf{g}_{k,1}^T \mathbf{g}_{k,2}^T]^T$), 간섭을 완벽히 제거하도록 하는 행렬 $\mathbf{G}_k$ 는 하기 <수학식 9>의 "null constraint"를 만족시켜야 한다.

수학식 9

<46>

$$\mathbf{G}_k \tilde{\mathbf{H}}_k = 0$$

<47>

기존에서는, 프로젝션(projection) 행렬을 이용하여 위 수식의 해법을 제공하며, 이 경우 부 집단 간 간섭은 완벽히 제거될 수 있다. 하지만, 기존의 다중 안테나 선형 ZF(zero forcing) 수신기의 분석에서도 잘 알려져 있듯이 간섭을 완전히 제거하는 기법은 그 필터를 거치면서 잡음의 전력이 증가하기 때문에 수신 SNR이 떨어지게 된다.

<48>

따라서, 본 발명은 상기 <수학식 9>의 "null constraint"의 해법을 도출하는 새로운 방법을 제안한다. 이는 제안하는 방법이 기존의 MMSE(minimum mean square error) 해법을 적용하여 쉽게 정규화된(regularized) 버전으로 확장될 수 있기 때문이다.

<49>

먼저 채널 $\mathbf{H}$ 에 대한 기존의 다중안테나 선형 ZF 또는 MMSE 수신기는 하기 <수학식 10>과 같이 나타낼 수

있다.

수학식 10

$$\mathbf{G}_{ZF} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$$

$$\mathbf{G}_{MMSE} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H} + \sigma_n^2 \mathbf{I})^{-1} \mathbf{H}^H$$

<50>

<51> 여기서, MMSE 측면에서의 최적화된 필터 $\mathbf{G}_{MMSE}$ 는 잘 알려진 대로 간섭을 완벽히 제거하지는 않지만 잡음 신호를 동시에 고려한 최적의 해법을 제공하므로 ZF 필터 $\mathbf{G}_{ZF}$ 보다 성능이 우수하다.

<52> 이때, 수신 필터 $\mathbf{G}_{ZF}$ 또는 $\mathbf{G}_{MMSE}$ 의 각 i 번째 행의 역할은 i 번째 전송 심볼을 검출하기 위하여 채널 $\mathbf{H}$ 의 i 번째 열을 기준으로 하여 남은 $i-1$ 개의 열 공간과의 간섭을 제거하는 것이다.

<53> 예를 들어, $\mathbf{G}_{ZF}$ 의 첫 번째 행 $\mathbf{g}_{ZF,1}$ 은 채널 $\mathbf{H}$ 의 첫 번째 열 $\mathbf{h}_1$ 의 채널 이득을 살리고 다른 신호 공간과의 간섭을 완벽히 제거한다(즉, $\mathbf{g}_{ZF,1} \mathbf{H} = [1 \ 0 \ \dots \ 0]$).

<54> 본 발명의 제안 시스템에서는 이를 바탕으로 하여 $\mathbf{G}_{MMSE}$ 의 해법을 적용하고 하기 <수학식 11>과 같이 정규화 버전의 필터 $\mathbf{G}_k$ 를 설계한다.

수학식 11

$$\mathbf{g}_{k,i} = \left[(\bar{\mathbf{H}}_{k,i}^H \bar{\mathbf{H}}_{k,i} + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{M_i-1})^{-1} \hat{\mathbf{H}}_{k,i}^H \right]_{(1,:)}, \quad i=1, 2$$

<55>

<56> 여기서 $[\mathbf{A}]_{(1,:)}$ 는 $\mathbf{A}$ 의 첫 번째 행을 나타내며 $\bar{\mathbf{H}}_{k,i}$ 는 채널 벡터 $\mathbf{h}_{k,i}$ 와 간섭 채널 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 로 구성되는 $\bar{\mathbf{H}}_{k,i} = [\mathbf{h}_{k,i} \ \tilde{\mathbf{H}}_k]$ 와 같은 행렬이다.

<57> 상기 해법은 전술한 예와 같은 방법으로 $i=1$ 일 때 $\mathbf{h}_{k,1}$ 의 공간을 기준으로 하여 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 간섭을 제거하는 필터 $\mathbf{g}_{k,1}$ 을 생성하며, $i=2$ 일 때 $\mathbf{h}_{k,2}$ 의 공간을 기준으로 하여 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 간섭을 제거하는 필터 $\mathbf{g}_{k,2}$ 를 생성한다.

<58> 따라서, 결과적으로 형성된 $\mathbf{G}_k = [\mathbf{g}_{k,1}^T \ \mathbf{g}_{k,2}^T]^T$ 는 의도한 바와 같이 k 번째 부집단 채널인 $\mathbf{H}_k = [\mathbf{h}_{k,1} \ \mathbf{h}_{k,2}]$ 를 유지하고, 간섭 채널인 $\tilde{\mathbf{H}}_k$ 의 영향을 제거하는 기능을 수행한다.

<59> 이와 같이 $\mathbf{G}_k$ 의 두 개의 행을 각각 독립적으로 계산하는 이유는 행렬 $\mathbf{G}_k$ 에 대한 블록 단위의 MMSE 해법을 찾기가 쉽지 않기 때문이다.

<60> $\mathbf{G}_{MMSE}$ 의 해법 대신 마찬가지로 $\mathbf{G}_{ZF}$ 의 필터 수식을 적용하여 "null constraint"를 정확히 만족하는 필터를 설계할 수도 있으며 이는 앞서 언급하였듯이 성능이 낮다.

<61> 본 발명이 제안하는 $\mathbf{G}_{MMSE}$ 해법을 바탕으로 한 설계 기준은 "null constraint"를 정확히 만족하지 않으므로 다른 부 집단과의 간섭을 어느 정도 허용하지만, 잡음의 파워를 동시에 고려한 최적의 해법을 제공하기 때문에 낮은 SNR 영역에서 성능 이득을 갖는다.

<62> 위 설계 기준을 통해 계산된 $\mathbf{g}_{k,1}$ 과 $\mathbf{g}_{k,2}$ 는 일반적으로 서로 직교하지 않으며, 따라서 잡음벡터가 $\mathbf{G}_k$ 를 통과하면 백색 잡음이라는 가정을 잃게 된다.

<63> 잡음이 백색이 아닐 경우에는 잡음의 코베리언스(covariance) 행렬이 단위행렬 형태를 벗어나게 되어 검출 단계에서 이를 고려하지 않을 경우, 성능의 열화가 발생하며, 이를 고려한 검출을 수행하기 위해서는 계산 복잡도가 증가한다.

<64> 본 발명에서는 $\mathbf{G}_k$ 행렬의 행 공간 내의 (즉, $\mathbf{g}_{k,1}$ 과 $\mathbf{g}_{k,2}$ 사이의) "Gram-Schmidt orthogonalization"을 수행하여 직교성을 보장하도록 한다.

<65> 따라서, 필터링 이후에도 잡음이 백색의 성질을 유지하여 기존의 최대 유클리디언 거리 방법(maximum Euclidean distance rule)대로 ML 검출을 수행할 수 있다. Gram-Schmidt orthogonalization 과정은 하기 <수학식 12>과 같다.

수학식 12

$$\begin{aligned} \mathbf{g}_{k,1} &\leftarrow \mathbf{g}_{k,1} / \|\mathbf{g}_{k,1}\| \\ \mathbf{g}_{k,2} &\leftarrow \mathbf{g}_{k,2} \left(\mathbf{I}_{M_i} - \mathbf{g}_{k,1} \mathbf{g}_{k,1}^H / \|\mathbf{g}_{k,1}\|^2 \right), \text{ then } \mathbf{g}_{k,2} \leftarrow \mathbf{g}_{k,2} / \|\mathbf{g}_{k,2}\| \end{aligned}$$

<67> 시스템 모델에서, 제안한 설계 기준을 통해 도출한 수신 필터 $\mathbf{G}$ 를 적용하면 유효 채널 행렬 $\mathbf{H}_G$ 는 결과적으로 하기 <수학식 13>과 같다.

수학식 13

$$\mathbf{H}_G = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{G,1} & \mathbf{G}_1 \mathbf{H}_2 & \cdots & \mathbf{G}_1 \mathbf{H}_K \\ \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_1 & \mathbf{H}_{G,2} & \cdots & \mathbf{G}_2 \mathbf{H}_K \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{G}_K \mathbf{H}_1 & \mathbf{G}_K \mathbf{H}_2 & \cdots & \mathbf{H}_{G,K} \end{bmatrix}$$

<69> 여기서 K 개의 대각 요소 행렬들은 각 사용자의 유효 채널 행렬을 의미하고 비대각 요소 행렬은 부 집단 간의 잔여 간섭을 의미한다.

<70> 이들은 대각 요소에 비하여 상대적으로 매우 작은 값을 가진다. $\mathbf{H}_G$ 를 통해 최종적으로 표현되는 k 번째 사용자의 출력 수신 신호 벡터 $\mathbf{z}_k$ 는 하기 <수학식 14>와 같다.

수학식 14

$$\mathbf{z}_k = \mathbf{H}_{G,k} F(\mathbf{x}_k, \theta^{(k)}) + \sum_{j \neq k} \mathbf{G}_k \mathbf{H}_j F(\mathbf{x}_j, \theta^{(j)}) + \mathbf{v}_k$$

<72> 이때 잡음 벡터 $\mathbf{v}_k$ 는 전술한 Gram-Schmidt 과정에 의하여 백색 성질을 유지하게 된다($E[\mathbf{v}_k \mathbf{v}_k^H] = \sigma_v^2 \mathbf{G}_k \mathbf{G}_k^H = \sigma_v^2 \mathbf{I}_2$).

<73> 상기 수신 단(250)은 각각의 $\theta^{(k)}$ 을 송신 단으로 피드백하고 상기 송신 단의 직교 공간 다중화(OSM) 프리코더(201, 215)는 이 값을 수신하여 프리코딩한다.

<74> OSM 검출기(257, 259)는 상기 리니너 컴바이너 G(255)가 필터링한 신호에서 심볼을 검출한다.

<75> 최종적으로 얻어진 이 유효 채널 모델은 기존의 직교 공간 다중화 채널 모델과 수식적으로 완전히 동일하며, 각 사용자는 독립적인 직교 공간 다중화 송수신을 통해 성능을 극대화할 수 있다.

<76> 또한, 본 발명의 직교 공간 다중화 기법은 GD(group detection) 과정에서 페어링(pairing)을 통해 추가적인 성능 향상을 이룰 수 있다.

<77> 상기 페어링은 최소 유클리디안 거리(Minimum Euclidean distance)($d_{\min}$)에 기반한다.

<78> 상기 최소 유클리디안 거리는 심볼 오류율(symbol Error Rate)에 연관되고, 하기 <수학식 15>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 15

$$\hat{n} = \arg \max_{1 \leq n \leq N} \left[\min_{1 \leq k \leq K} d_{\min}(n, k) \right]$$

<79>

<80> 여기서, $d_{\min}(n, k)$ 는 n 번째 그룹 페어링에서 재정렬된 채널의 k 번째 서브블록의 최소 유클리디안 거리를 나타낸다. 그리고, M_t 는 송신 안테나 수이고, N 은 M_t 채널의 열에서 페어(pair) 조합이 가능한 모든 수이다. 그리고, K 는 서브 블록 채널의 수이다. 상기 $N = \binom{M_t}{2} \binom{M_t-2}{2} \cdots \binom{2}{2} / K!$ 이 된다. 여기서, $\binom{M_t}{2}$ 는 M_t 중에서 2개를 선택할 수 있는 경우의 수를 나타낸다.

<81> 상기 <수학식 15>에서 모든 N 개의 페어 조합에서 최소 거리가 큰 n 페어의 조합을 구할 수 있고 이는 상기 송신 단으로 피드백된다.

<82> 직교 공간 다중화의 목적 중의 하나는 수신 복잡도를 작게 만드는 것이다. 기존의 ML 기법은 스트림 수에 따라 복잡도가 지수적으로 증가하지만, 직교 공간 다중화 전송은 거의 동일한 성능에서 복잡도를 심볼 단위(symbol-by-symbol)수준으로 낮출 수 있다.]

<83> 본 발명의 직교 공간 다중화 기법 역시 사용자 간 간섭을 제거하여 각 사용자별로 독립적인 채널을 형성하므로 낮은 복잡도를 유지하며, 따라서 전체적으로 싱글 심볼 디코딩 수준(single-symbol decodable)의 검출 복잡도를 가진다.

<84> 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 동작 과정을 도시한 도면이다.

<85> 상기 도 3을 참조하면, 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 동작 과정을 도시한 도면이다.

<86> 상기 도 3을 참조하면, 상기 수신기는 송신기가 전송한 신호를 수신한 경우(310 단계). 전송한 그룹 디텍션 과정에서 페어링을 수행한다(320 단계). 상기 페어링 과정은 상기 <수학식 15>에 나타나 있다.

<87> 이후, 채널 $\mathbf{H}_k$ 가 채널 $\hat{\mathbf{H}}_k$ 의 간섭을 받지 않도록 하는 수신 필터($\mathbf{G}$)를 계산한다(330 단계). 상기 수신 필터 계산과정은 상기 <수학식 10>~<수학식 12>에 나타나 있다. 상기 수신 필터($\mathbf{G}$) 계산 과정에서는 Gram schmit 직교화 과정 수행하여 직교성을 보장하는 과정을 수행한다(340 단계).

<88> 이후, 상기 수신 필터를 적용하여 유효 채널 행렬($\mathbf{H}_e$)을 계산하고(350 단계), 수신 필터를 이용한 연산(수학식 14)에서 얻어진 회전각($\theta^{(k)}$)과 페어링 정보를 송신기로 전송(피드백)한다(360 단계).

<89> 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 송신기의 동작 과정을 도시한 도면이다.

<90> 상기 도 4를 참조하면, 상기 송신기는 수신기가 전송한 피드백 정보를 수신한 경우(410 단계). 상기 피드백 정보 중, 회전각 및 페어링 정보를 기반으로 하여 프리코딩을 수행한다(420 단계). 상기 프리코딩 과정은 상기 <수학식 1>에서 <수학식 4>에 나타나 있다.

<91> 이후, 프리코딩한 정보를 상기 수신기로 전송한다(430 단계).

<92> 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 모의 실험의 예리 율을 도시한 도면이다.

<93> 상기 도 5를 참조하면, 송수신 안테나 수를 4로 하였으며, 4개의 스트림을 전부 사용하는 "full spatial multiplexing" 상황을 가정하였다. 변조방식은 4QAM을 적용하였으며 주파수 평행 채널을 가정한다.

<94> 본 발명의 기법은 직교 공간 다중화의 확장으로서(블록와이즈 직교 공간 다중화,Blockwise-OSM), 같은 안테나 수를 통해 비교 가능한 다른 기법과 비교를 수행하였다.

<95> 본 발명의 기법을 단일 사용자 페루프 다중 입력 다중 출력 기법으로 분류하자면, 기존의 기법으로는 MMSE 관점

에서 최적화된 프리코딩 기법이 있다. 이 방법 역시 작은 복잡도를 통해 수신 가능하지만, 이 기법은 성능이 나쁜 스트림의 영향으로 에러율 관점에서 좋은 성능을 갖지 못한다.

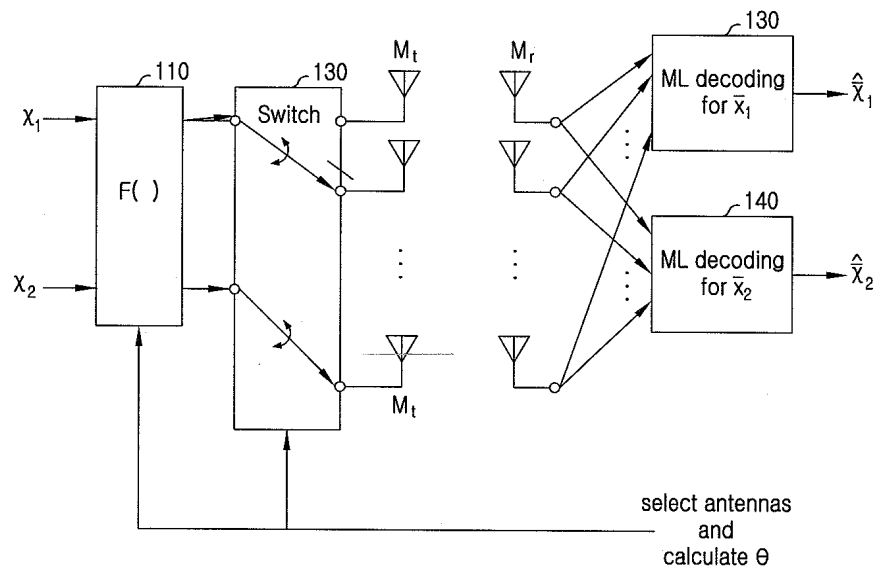
- <96> 본 발명의 기법은 기존의 기법과 비교하여 같은 수신 복잡도를 유지하면서 큰 성능 개선을 이룰 수 있다. 그리고, 수신 복잡도뿐만 아니라 피드백 복잡도 면에서도 제안된 기법은 더욱 효율적이다.
- <97> 상기의 MMSE 관점에서 최적화된 프리코딩 기법이 파워 로딩까지 수행할 경우 전체 채널 정보를 피드백해야 함에 반하여, 제안된 기법은 K 개의 위상 정보만을 전달하면 직교 공간 다중화를 블록 와이즈(blockwise)로 적용하는데 아무런 문제가 없다.
- <98> 상기 도 5에서 빨간색 실선은 제안된 본 발명의 블록 와이즈 직교 공간 다중화의 BER(Block Error Rate) 성능이다.
- <99> SVD(Singular-Value Decomposition)를 사용하는 기존의 기법과 비교하여 10^{-4} 기준에서 약 10dB의 큰 성능 이득을 제공한다. 기존의 기법이 파워 로딩까지 수행할 때 전체 채널 정보를 요구하는 것에 반하여, 4x4에서 블록 와이즈 직교 공간 다중화 기법의 피드백 채널 정보량은 두 개의 위상 값으로 비교적 효율적이다.
- <100> 또한, 페어링에 의한 추가적인 이득을 살펴보면, 심볼 최소 거리를 최대화하는 기준을 적용하여 부 집단을 더욱 효율적으로 나눌 수 있으며 이 방법에 의하여 10^{-4} 에서 약 2.5dB의 추가적인 성능 향상이 이뤄짐을 확인할 수 있다.
- <101> 이때 피드백 정보량은 2비트가 증가하게 되는데 관찰되는 성능 이득과 비교하면 매우 작은 증가량으로 생각된다. 정리하면, 제안된 기법은 기존의 기법과 비교하여 큰 복잡도 증가 없이, 더 적은 피드백 정보량으로, 여전히 낮은 수신 복잡도를 통해 총 12.5dB의 성능 이득을 제공한다.
- <102> 한편 본 발명의 기법을 다중 사용자 MAC 시스템에 적용한다면 비교대상으로 BD(block diagonalization)기법을 고려할 수 있다. 상기 BD 기법은 송신단에서 마찬가지로 사용자 간 간섭을 효과적으로 제거하지만, SVD를 바탕으로 한 한계점으로 성능이 열악한 스트림에 좌우되어 좋은 에러율 성능을 제공하지 못한다.
- <103> 간단하면서도 에러율 성능이 좋은 기법으로 수신 안테나 선택 기법이 존재하지만, 이는 사용자별 스트림 수가 1로 제한되는 단점을 가지며 따라서 시스템 전송률 관점에서 바람직하지 못하다. 제안하는 기법은 에러율과 전체 전송률 관점 사이에서 두 기법의 장점을 절충하여 효과적인 성능을 제공한다.
- <104> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면의 간단한 설명

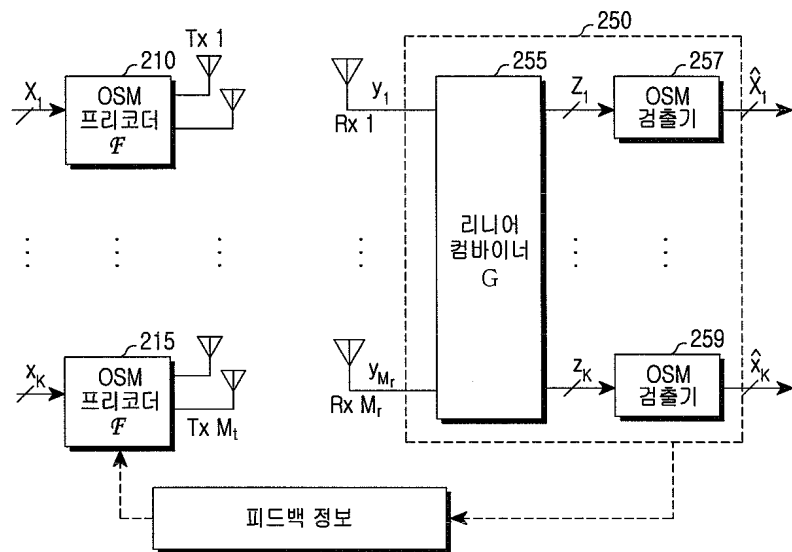
- <105> 도 1은 본 발명에 따른 직교 공간 다중화 시스템의 송수신 블록을 나타낸 도면,
- <106> 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 블록 와이즈 직교 공간 다중화 시스템의 송수신 블록 구성을 도시한 도면,
- <107> 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 동작 과정을 도시한 도면,
- <108> 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 송신기의 동작 과정을 도시한 도면, 및,
- <109> 도 5은 본 발명의 실시 예에 따른 모의 실험의 에러 율을 도시한 도면.

도면

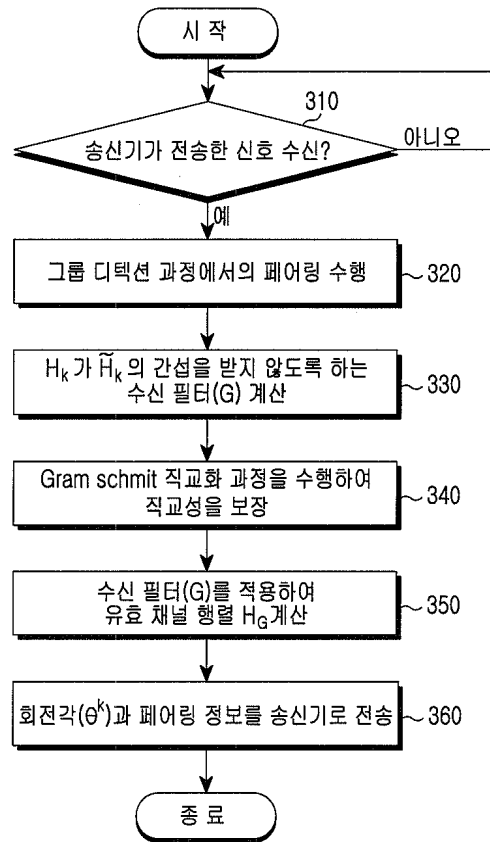
도면1



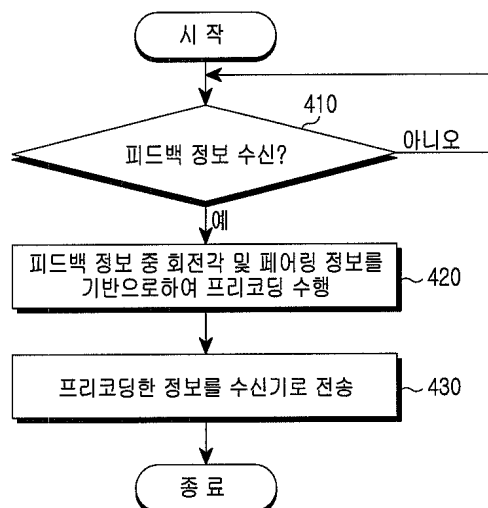
도면2



도면3



도면4



도면5

