



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2022년04월15일
(11) 등록번호 10-2387182
(24) 등록일자 2022년04월12일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/08 (2017.01) H04B 7/04 (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0837 (2013.01)
H04B 7/0413 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0146640
(22) 출원일자 2015년10월21일
심사청구일자 2020년10월20일
(65) 공개번호 10-2017-0046378
(43) 공개일자 2017년05월02일
(56) 선행기술조사문헌
US20090252242 A1*
(뒷면에 계속)

(73) 특허권자
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
구지훈
경기도 화성시 병점중앙로 204, 105동 603호(진안동, 월드메르디앙1단지아파트)
김현섭
서울특별시 강남구 삼성로 212, 18동 903호(대치동, 은마아파트)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
권혁록, 이정순

전체 청구항 수 : 총 18 항

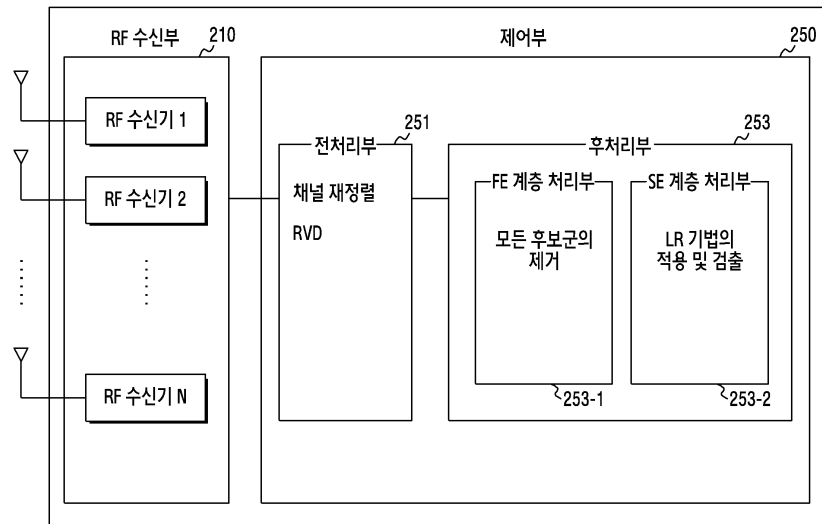
심사관 : 양찬호

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 신호 검출 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 MIMO 시스템에서 수신 신호의 고성능 검출 방법을 저 복잡도로 수행하기 위한 기술에 관한 것이다. 본 발명에 따른 전자 장치는 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호를 제거하는 동작과, 나머지 제2 계층에 대응되는 신호에 대해 격자 감소 기법을 적용하여 검출하는 동작을 포함한다.

대표도 - 도2



- | | |
|---|--|
| <p>(52) CPC특허분류
H04B 7/0854 (2013.01)</p> <p>(72) 발명자
이혁연
강원도 원주시 남원로 526, 103동 902호(단구동,
한일아파트)
김재석
서울특별시 구로구 경인로65길 16-15, 1104동 502
호(신도림동, 신도림4차e편한세상)</p> | <p>(56) 선행기술조사문헌
Seysen 알고리즘을 이용한 Lattice
Reduction-aided 다중 안테나 검출기법, 한국통신
학회 (2009.06.30.)*
Efficiency Improvement of the Fixed-complexity
Sphere Decoder, KSII TRANSACTIONS ON INTERNET
AND INFORMATION SYSTEMS (2011.02.28.)*
KR1020090037271 A
KR1020100124136 A
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌</p> |
|---|--|
-

명세서

청구범위

청구항 1

무선 통신 시스템에서 전자 장치에 있어서,
무선 주파수 신호를 수신하는 수신부와,
상기 무선 주파수 신호를 처리하기 위한 제어부를 포함하고,
상기 제어부는, 상기 무선 주파수 신호에서 제1 계층에 대응되는 제1 신호의 후보군 각각을 제거하고,
상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호의 후보군 각각을 제거하기 위하여, 상기 제1 계층의 개수를 감소시키고,
상기 제1 신호의 후보군 각각이 상기 무선 주파수 신호에서 제거된 신호에 대해 격자 감소 기법을 적용하여 제2 계층에 대응하는 제2 신호를 검출하고, 상기 검출된 제2 계층에 대응되는 제2 신호와, 상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호를 사용하여 최종 검출 신호를 결정하고,
상기 제1 계층에 대응되는 채널 신뢰도는 상기 제2 계층에 대응되는 채널 신뢰도보다 작은, 장치.

청구항 2

제1 항에 있어서,
상기 제어부는,
상기 검출된 제2 계층에 대응되는 제2 신호를 상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호의 후보군과 조합하여 전체 후보군을 검출하고, 상기 무선 주파수 신호와 상기 전체 후보군 사이의 유클리드 거리를 기준으로 상기 최종 검출 신호를 결정하는, 장치.

청구항 3

제1 항에 있어서,
상기 제어부는,
채널 신뢰도를 기준으로 상기 제1 계층 및 상기 제2 계층을 결정하는, 장치.

청구항 4

삭제

청구항 5

제3 항에 있어서,
상기 제1 계층의 감소는,

상기 제1 계층의 개수를 아래 수학적식을 만족하는 최소 p 보다 작거나 같고 1보다 크게하는, 장치.

$$(n_R - n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq n_R$$

여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. p 는 상기 수학적식을 만족하는 제1 계층의 최소 개수를 의미하고, 1보다 크거나 같은 정수이다.

청구항 6

제3 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 무선 주파수 신호에 대해 실수 값 분해(real value decomposition, RVD) 동작을 수행하고,

상기 제1 계층의 감소는,

상기 제1 계층의 개수를 아래 수학적식을 만족하는 p 보다 작거나 같고 1 보다 크게하는, 장치.

$$(2 \cdot n_R - 2 \cdot n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq 2 \cdot n_R$$

여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. p 는 상기 수학적식을 만족하는 제1 계층의 최소의 개수를 의미하고, 1보다 크거나 같은 정수이다.

청구항 7

제1 항에 있어서,

상기 제어부는,

상기 제1 계층에 대응되는 모든 신호를 펼쳐서 제거하는, 장치.

청구항 8

제1 항에 있어서

상기 제1 계층은 전체 확장 단계(full expansion stage)에 대응되고, 상기 제2 계층은 단일 확장 단계(single expansion stage)에 대응되는, 장치.

청구항 9

제1 항에 있어서,

상기 제어부는,

선형 검출 기법 및 SIC(successive interference cancellation) 검출 기법 중 적어도 하나를 이용하여 상기 제2 계층에 대응되는 제2 신호를 검출하는, 장치.

청구항 10

제1 항에 있어서,

상기 제어부는,

QR 분해 (decomposition) 동작을 수행하는, 장치.

청구항 11

무선 통신 시스템에서 전자 장치의 무선 주파수 신호 검출 방법에 있어서,

상기 무선 주파수 신호를 수신하는 동작과,

상기 무선 주파수 신호에서 제1 계층에 대응되는 제1 신호의 후보군 각각을 제거하는 동작과, 상기 제1 계층에 대응되는 신호를 제거하는 동작은, 상기 제1 계층의 개수를 감소시키는 동작을 포함하고,

상기 제1 신호의 후보군 각각이 상기 무선 주파수 신호에서 제거된 신호에 대해 격자 감소 기법을 적용하여 제2 계층에 대응하는 제2 신호를 검출하는 동작과,

상기 검출된 제2 계층에 대응되는 제2 신호와, 상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호를 사용하여 최종 검출 신호를 결정하는 동작을 포함하고,

상기 제1 계층에 대응되는 채널 신뢰도는 상기 제2 계층에 대응되는 채널의 신뢰도보다 작은, 방법.

청구항 12

제11 항에 있어서,

상기 최종 검출 신호를 결정하는 동작은,

상기 검출된 제2 계층에 대응되는 제2 신호를 상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호의 후보군과 조합하여 전체 후보군을 검출하는 동작을 더 포함하고, 상기 무선 주파수 신호와 상기 전체 후보군 사이의 유클리드 거리를 기준으로 최종 검출 신호를 결정하는, 방법.

청구항 13

제11 항에 있어서,

채널 신뢰도를 기준으로 상기 제1 계층 및 상기 제2 계층을 결정하는 동작을 더 포함하는, 방법.

청구항 14

삭제

청구항 15

제11 항에 있어서,

상기 제1 계층의 개수를 감소시키는 동작은,

상기 제1 계층의 개수를 아래 수학적식을 만족하는 최소 p 보다 작거나 같고 1보다 크게하는, 방법.

$$(n_R - n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq n_R$$

여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. p 는 상기 수학적식을 만족하는 제1 계층의 최소의 개수를 의미하고, 1보다 크거나 같은 정수이다.

청구항 16

제11 항에 있어서,

상기 제1 계층의 개수를 감소시키는 동작은,

상기 무선 주파수 신호에 대한 실수값 분해 (real value decomposition, RVD) 동작을 더 포함하고,

상기 제1 계층의 개수를 아래 수학적식을 만족하는 최소 p 보다 작거나 같고 1보다 크게하는, 방법.

$$(2 \cdot n_R - 2 \cdot n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq 2 \cdot n_R$$

여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. p 는 상기 수학적식을 만족하는 제1 계층의 최소의 개수를 의미하고, 1보다 크거나 같은 정수이다.

청구항 17

제11 항에 있어서,
상기 제1 계층에 대응되는 제1 신호를 제거하는 동작은,
상기 제1 계층에 대응되는 모든 신호를 펼쳐서 제거하는, 방법.

청구항 18

제11 항에 있어서,
상기 제1 계층은 전체 확장 단계(full expansion stage)에 대응되고, 상기 제2 계층은 단일 확장 단계(single expansion stage)에 대응되는, 방법.

청구항 19

제11 항에 있어서,
상기 제2 계층에 대응되는 제2 신호를 검출하는 동작은,
선형 검출 기법 및 SIC(successive interference cancellation) 검출 기법 중 적어도 하나를 이용하는, 방법.

청구항 20

제11 항에 있어서,
QR 분해(decomposition) 동작을 더 포함하는, 방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 MIMO 시스템에서 수신 신호의 고성능 검출 방법을 저 복잡도로 수행할 수 있는 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 다중 입력 다중 출력 (multiple-input multiple-output, MIMO) 시스템은 기존 무선 통신 시스템에서 데이터 송신을 위한 다중 송신 안테나와 다중 수신 안테나를 이용하는 MIMO 기술을 도입하여 고용량의 데이터 전송을 제공할 수 있다. 이러한 MIMO 시스템에서는 여러 개의 채널 경로를 통하여 수신된 신호를 수신단에서의 채널 추정 정보를 통해 검출하게 되며, 효율적인 알고리즘을 통한 고성능 및 저복잡도의 신호 검출이 필요하다. 기존의 검출 기법들 중 Maximum likelihood (ML) 기법은 최적의 성능을 가지지만 복잡도가 매우 높아 실제 구현이 어렵다. 이에 SD (sphere decoder), K-best와 같은 다양한 알고리즘이 제안된 바 있으나, 복잡도가 가변적이거나 고차 MIMO 시스템에서 성능이 하락한다는 단점이 있다. FSD(fixed-complexity sphere decoder) 알고리즘은 고정 복잡도를 가지면서 ML 기법에 근접하는 최적의 성능을 보여준다. 그러나 FSD 알고리즘은 안테나 수 및 변조 차수가 증가하면 가능한 후보 벡터를 모두 생성하여 펼치는 전체 확장 (full expansion, FE) 단계가 늘어남에 따라 복잡도가 크게 증가한다는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0003] MIMO (multiple-input multiple-output) 검출 기법의 복잡도 문제를 해결하기 위해, 격자 감소 기법을 전처리 과정으로 삽입하는 방법이 제안된 바 있다. 격자 감소 기법은 단순한 선형 또는 연속 간섭제거(successive interference cancellation, SIC) 검출기에 결합되어 사용되며, 낮은 추가 복잡도로도 성능 향상을 얻어낼 수 있다. 그러나 선형 및 SIC 검출기와 결합된 격자 감소 기법 기반 알고리즘은 안테나의 개수가 늘어남에 따라 성능이 열화될 수 있다. 이에 격자 감소 기법을 트리형 알고리즘인 K-best와 결합한 LR (lattice reduction) K-best가 제안된 바 있다. 하지만 LR K-best는 K-best와 마찬가지로 매 단계(stage)의 정렬 프로세스(sorting-process)에서의 추가적인 연산량을 필요로 하며, 고차 시스템에서 성능이 열화 될 수 있다.

- [0004] 따라서 본 발명은 종래 기술의 문제점을 해결하기 위한 것으로서, 고차 MIMO 시스템에서도 안정적인 성능을 보여주는 기존의 수신 방법을 개선하여, 후보 벡터의 수를 줄여 낮은 알고리즘 복잡도를 가지면서도 격자 감소 기법을 결합하고, MMSE (minimum-mean square error) 신호 모델을 도입하여 최적의 성능을 유지할 수 있도록 하기 위한 것이다.
- [0005] 본 발명의 일 실시 예는 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호를 검출하여 제거하고, 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법의 적용 및 검출을 위한 장치 및 방법을 제안한다.
- [0006] 본 발명의 일 실시 예는 전체 확장 단계와 단일 확장 단계를 거쳐 얻은 신호 후보군에서 최종 검출 신호를 결정하기 위한 장치 및 방법을 제안한다.
- [0007] 본 발명의 일 실시 예는 수신 신호에서 제1 계층 및 제2 계층을 구분하기 위한 장치 및 방법을 제안한다.
- [0008] 본 발명의 일 실시 예는 제1 계층을 결정하기 위한 장치 및 방법을 제안한다.
- [0009] 본 발명의 일 실시 예는 제1 계층의 개수를 결정하기 위한 장치 및 방법을 제안한다.
- [0010] 본 발명의 일 실시 예는 제1 계층의 개수를 감소시키면서 성능을 유지하기 위한 장치 및 방법을 제안한다.

과제의 해결 수단

- [0011] 본 발명의 일 실시 예에 따른 전자 장치의 동작 방법은 제1 계층에 대응되는 신호를 검출하고 상기 수신 신호에서 상기 제1 계층에 대응되는 신호를 제거하는 동작과, 나머지 제2 계층에 대응되는 신호에 대해 격자 감소 기법을 적용하여 검출하는 동작을 포함한다.
- [0012] 본 발명의 일 실시 예에 따른 전자 장치는 무선 주파수 신호를 송수신 하기 위한 송수신부, 수신 신호를 처리하기 위한 제어부를 포함하고, 제어부는 제1 계층에 대응되는 신호를 검출하고 상기 수신 신호에서 상기 제1 계층에 대응되는 신호를 제거하고, 나머지 제2 계층에 대응되는 신호에 대해 격자 감소 기법을 적용하여 검출한다.

발명의 효과

- [0013] 고차 MIMO 안테나 시스템에서의 후보 벡터 수를 줄여 기존 FSD 알고리즘의 성능을 유지하면서 고정 복잡도 및 저복잡도를 가질 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0014] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO(multiple-input multiple-output) 시스템의 모델을 개략적으로 도시한다.
- 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 전자 장치의 블록 구성을 도시한다.
- 도 3는 본 발명의 일 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 수신 신호를 검출하기 위한 방법을 나타내는 도면이다.
- 도 4은 본 발명의 실시 예에 따른 격자 감소 기법을 적용한 효과를 나타내는 도면이다.
- 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다.
- 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 제1 계층의 수가 감소된 경우, 신호 검출 방법을 도시한다.
- 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 제1 계층 및 제2 계층을 결정하는 동작을 포함하는 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다.
- 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 RVD 동작을 더 포함하는 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다.
- 도 9은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다.
- 도 10a 및 10b는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 발명의 효과를 검출하기 위한 실험 예를 도시한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0015] 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 동작 원리를 상세히 설명한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에

는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0016] 이하 사용되는 '...부', '...기' 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어, 또는, 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.

[0017] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 다중 입력 다중 출력 (multiple-input multiple-output, MIMO) 시스템의 모델을 개략적으로 도시한다. 현대 통신은 높은 데이터 전송 속도와 성능을 요구한다. MIMO 안테나 시스템은 트랜시버(transceiver)에서 공간 또는 안테나 다이버시티(diversity)를 사용함으로써 할당된 무선 주파수 (radio frequency, RF) 채널 대역폭에 대해 보다 큰 스펙트럼 효율을 달성할 수 있다. MIMO 시스템에서, 복수의 데이터 스트림 각각은 프리코딩되어 다른 물리적인 안테나들 또는 유효 안테나들에 의해 전송되기 전, 개별적으로 매핑(mapping)되어 변조된다. 그런 다음, 데이터 스트림은 수신기의 다중 안테나에서 수신된다.

[0018] 도 1을 참고하면, 송신단은 N_T 개의 안테나를 통해 신호를 송신하고, 수신단은 N_R 개의 안테나를 통해 신호를 수신할 수 있다. 도 1에 도시된 시스템 모델은 다음과 같은 수학적 식 1을 통해 표현될 수 있다.

수학적 식 1

$$y = Hs + n = \sum_{l=1}^{N_T} h_l s_l + n$$

[0019] .

[0020] 여기서, y 는 안테나가 수신하는 수신 신호 벡터, s 는 송신 심볼벡터, H 는 페이딩 채널 행렬, N_T 는 수신단의 안테나 개수 및 n 은 가우시안 잡음 (Gaussian Noise)을 나타낸다. 여기서, 페이딩 채널 행렬 H 는 N_R -by- N_T 행렬이 될 수 있다.

[0021] 수학적 식 1은 실수 값 분해 (real value decomposition, RVD)에 따라 실수부와 허수부로 나누어 수학적 식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 2

$$\underbrace{\begin{bmatrix} \Re(y) \\ \Im(y) \end{bmatrix}}_{y_r} = \underbrace{\begin{bmatrix} \Re(H) & -\Im(H) \\ \Im(H) & \Re(H) \end{bmatrix}}_{H_r} \underbrace{\begin{bmatrix} \Re(s) \\ \Im(s) \end{bmatrix}}_{s_r} + \underbrace{\begin{bmatrix} \Re(n) \\ \Im(n) \end{bmatrix}}_{n_r}$$

[0022] .

[0023] 수학적 식 2에서 실수값 분해에 의하여 실수로 변환된 행렬을 각각 y_r , H_r , s_r 및 n_r 로 정의할 수 있다. MIMO 시스템에서 복소 (complex) 연산을 처리하기 위한 하드웨어 구현이 용이하지 않은 문제점이 있다. 따라서 실수값 분해를 통해, 수학적 식 1을 실수 도메인으로 표현하여 계산함으로써 하드웨어 구현을 더 용이하게 할 수 있다. 또한, 실수값 분해를 통해 추후 검토되는 바와 같이, 전체 확장 단계(full expansion stage) 개수의 선택에 있어서 자유도를 향상시킬 수 있는 이점이 있다. 즉 실수값 분해 과정은 본 발명에 있어서 필수적인 과정은 아니며, MIMO 시스템의 하드웨어 구현의 용이성 측면에서 선택적인 사항으로 이해되어야 한다.

- [0024] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 전자 장치의 블록 구성을 도시한다.
- [0025] 도 2를 참조하면, 전자 장치는 무선 주파수(radio frequency, RF) 신호를 송수신하기 위한 RF 수신부 210 및 수신 신호 검출을 위한 전처리부 251, 전처리된 수신 신호를 검출하는 후처리부 253을 포함할 수 있다. 상기 전처리부 251 및 후처리부 253은 통합되어 제어부 250으로 지칭될 수 있다.
- [0026] MIMO 시스템을 지원하기 위한 전자 장치의 RF 수신부 210은, RF 수신기 1 내기 RF 수신기 N을 포함할 수 있다. 즉 본 발명의 실시 예에 따른 전자 장치의 RF 수신부 210은 다수의 RF 수신기 (예를 들어, 안테나)를 포함할 수 있다. RF 수신기 1 내기 RF 수신기 N은 각각에 할당된 채널 경로를 통해 신호를 송수신할 수 있다. RF 수신부 210은 도 1의 구성 130과 대응될 수 있다.
- [0027] 전처리부 251은 신호 검출을 위한 전처리 동작으로써 채널 재정렬 및 실수값 분해 (real value decomposition, RVD) 동작을 수행할 수 있다. 채널 재정렬은, 전체 확장 단계(full expansion stage)의 경우 신뢰도가 낮은 순으로 이루어지고, 단일 확장 단계(single expansion stage)에서는 오류 전파(error-propagation)를 최소화하기 위해 신뢰도가 높은 순으로 이루어진다. 또한, MIMO 시스템에서 복소 (complex) 연산을 처리하기 위한 하드웨어 구현이 용이하지 않은 문제점이 있다. 따라서 실수값 분해를 통해, 수학식 1을 실수 도메인으로 표현하여 계산함으로써 하드웨어 구현을 더 용이하게 할 수 있다. 일 실시 예에 따라, 실수값 분해는 수학식 2를 통해 이루어질 수 있다. 또한, 실수 값 분해를 통해 전체 확장 단계 (full expansion stage, FE stage) 개수의 선택에 있어서 자유도가 향상되는 이점이 발생할 수 있다.
- [0028] 후처리부 253은 수신 신호를 검출하기 위한 동작을 실행하고, FE (full expansion) 계층 처리부 253-1 및 SE (single expansion) 계층 처리부 253-2를 포함할 수 있다. 여기서, FE 단계 및 SE 단계는 각각 제1 계층 및 제2 계층으로 지칭될 수 있다. FE 계층 처리부 253-1은 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호의 검출 및 제거를 할 수 있다. 구체적으로, FE 계층 처리부 253-1은 전처리부에서 처리된 수신 신호에 대하여, 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐 제거할 수 있다. 이처럼, 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것은 격자 감소 기법을 적용한 이후에는 심볼 정상도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨져 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하기 어렵기 때문이다. 즉 격자 감소 기법이 적용된 이후에는 기존의 방법에 따라 tree search가 어려워질 수 있다.
- [0029] SE 계층 처리부 253-2는 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호가 제거된 이후, 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법을 적용할 수 있다. 격자 감소 기법의 적용으로 격자 공간의 베이스 벡터가 되는 열 (column) 벡터를 유리한 (favorable) 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형할 수 있다. 즉, 격자 감소 기법의 적용을 통해 베이스 벡터를 서로 직교하게 할 수 있고, 그에 따라 유클리드 공간이(euclidean space) 넓어질 수 있다. 또한 유클리드 공간이 넓어지는 것이 따라 에러가 발생하지 않은 잡음의 최대 허용 범위가 늘어날 수 있다. 결과적으로, 격자 감소 기법을 적용하여 검출 신호의 신뢰도를 향상시킬 수 있다.
- [0030] 일 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 선형 검출 기법이 적용될 수 있다. 다른 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 MMSE (minimum-mean square error)-SIC (successive interference cancellation) 방식이 적용될 수 있다.
- [0031] 최종 신호를 검출하기 위해, 상기 검출된 제2 계층에 대응되는 신호를 제1 계층에 대응되는 신호의 후보군과 조합하여 최종 검출 신호의 후보군을 생성할 수 있다. 도 3은 다수의 최종 검출 신호의 후보군을 나타낸다. 생성된 최종 검출 신호의 후보군에서 아래의 수학식 3을 이용하여 하나의 최종 검출 신호를 결정할 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{s}_D = \arg \min_{\mathbf{s} \in |\Phi|} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2$$

[0032]

[0033]

여기서, $|\Phi|$ 는 본 발명의 검출 단계로 얻어진 최종 검출 신호의 후보 군을 의미하며, \mathbf{S}_D 는 수학적 3을 통해 제안되는 검출 방법을 통해 얻는 최종 결정 벡터가 된다. 즉, 제어부 250은 FE 단계와 SE 단계를 모두 거쳐 얻은 $|\Phi|$ 의 후보 군에 대하여, 수학적 3과 같이 수신 신호 \mathbf{y} 와의 유클리드 거리를 측정한다. 제어부 250은 측정된 유클리드 거리 중 가장 작은 값을 갖는 신호 후보를 최종 벡터로 결정 한다. 그리고 제어부 250은 결정된 최종 후보 벡터를 최종 검출 신호 (또는 송신 신호)로 결정한다. 도 3의 참조 번호 370은 생성된 신호 후보군 중 수학적 3을 통해 결정된 최종 검출 신호를 나타낸다.

[0034]

도 3는 본 발명의 일 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 수신 신호를 검출하기 위한 방법을 나타내는 도면이다. 효과적인 수신 신호의 검출을 위해 채널 재정렬(channel ordering)과정이 선행될 수 있다. 구체적으로, FE 단계에서는 신뢰도가 낮은 순으로 채널 재정렬이 이루어지고, 반대로 SE 단계에서는 오류 전파를 (error-propagation) 최소화하기 위해 신뢰도가 높은 순으로 채널 재정렬이 이루어 진다. 예를 들어, 도 3을 참조하면, FE 단계에 해당하는 i=1 내지 i=2의 경우 신뢰도가 낮은 순으로 채널 재정렬이 이루어질 수 있고, SE 단계에 해당하는 i=2 내지 i=n의 경우 신뢰도가 높은 순으로 채널 재정렬이 이루어질 수 있다. 여기서, 채널 재정렬은 본 발명의 실시 예에 따라 아래의 수학적 4을 바탕으로 이루어질 수 있다.

수학적 4

$$m = \begin{cases} \arg \max_i \|((\mathbf{H}_r)_i^\dagger)_i\|^2, & \text{if } n_i \text{ 가 full expansion stage에 포함된 경우} \\ \arg \min_i \|((\mathbf{H}_r)_i^\dagger)_i\|^2, & \text{if } n_i \text{ 가 full expansion stage에 포함되지 않은 경우} \end{cases}$$

[0035]

여기서, \mathbf{H}_i 는 이전 재정렬 과정에서 재정렬이 끝난 열이 소거된 채널 행렬을 의미하며, $\mathbf{H}_i^\dagger = (\mathbf{H}_i^H \mathbf{H}_i)^{-1} \mathbf{H}_i^H$ 로써, pseudo-inverse 연산을 의미한다. FE 단계에 해당하는 계층의 경우, 가장 좋지 않은 환경 순으로 채널 경로를 선택한다. 즉, 도 3에서, i=1 계층부터 i=2 계층까지 가장 좋지 않은 채널 순으로 정렬된다. 이어서 SE 단계에 해당하는 계층의 경우, 가장 좋은 환경 순으로 채널 경로를 선택한다. 즉, 도 3에서 i=3 계층부터 i=n인 계층까지 가장 좋은 채널 순으로 정렬된다. FE 단계에 해당하는 제1 계층, 즉 i=1 및 i=2 에 대응되는 계층으로부터 k개의 전체 확장 단계 310을 결정할 수 있다. 최상위 계층, 즉 i=1에 대응되는 계층으로부터 k개의 FE 계층 310을 결정할 수 있다. 일 실시 예에 따라, 도 3에서는 FE 계층 310은 i=1 및 i=2인 계층으로써 2개이다. 하지만, 다른 실시 예에 따라 송수신 안테나의 개수를 고려하여 FE 계층 310의 개수는 변경될 수 있다. 하지만, 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서 FE 계층 310의 개수는 검출 신호의 신뢰성 확보를 위해 일정 수 이상의 확보가 필요하다. 일 실시 예에 따라, FE 계층 310의 개수는 아래 수학적 5를 통해 결정될 수 있다.

수학적 5

$$(n_R - n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq n_R$$

[0037]

여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. 또한 p 는 상기 수학적 5를 만족하

[0038]

는 최소의 FE 계층 310의 개수를 의미 한다. 또한, p 는 1보다 크거나 같은 정수이다.

[0039] FE 계층 310의 경우, 신호 후보 벡터는 모두 펼쳐서 검출된 후 제거된다. 이는 채널 재정렬에 따라 FE 계층 310에 좋지 않은 채널 경로가 대응되기 때문에, 검출 신호의 신뢰성 확보를 위해 신호 후보 벡터가 모두 펼쳐서 검출된 후 제거되는 것이다.

[0040] 일 실시 예에 따라, 수신 신호에서 FE 계층 310에 대응되는 신호를 제거하는 방법은 수학식 6을 통해 제시될 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{y}' = \mathbf{y} - \mathbf{h}_{N_i} \mathbf{s}_{N_i} = \mathbf{H}' \mathbf{s}'$$

[0041]

[0042] 수학식 6에서, \mathbf{y} 는 수신 신호, \mathbf{h}_{N_i} 는 FE 계층 310에 대응되는 채널 벡터, \mathbf{s}_{N_i} 는 FE 계층 310에 대응되는 검출이 완료된 신호로써 제거되어야 할 신호에 해당한다. 그리고 \mathbf{y}' 은 수신 신호에서 FE 계층 310에 대응되는 신호가 제거된 이후의 신호를 나타내고, \mathbf{H}' 및 \mathbf{s}' 는 각각 FE 계층 310에 대응되는 신호가 제거된 이후 채널 행렬 및 송신 신호 벡터를 나타낸다. 일 실시 예에 따라, 4-by-4 MIMO 시스템에서 FE 계층 310의 개수가 하나이고, FE 계층 310에 대응되는 신호가 수학식 6를 기초로 제거된 경우, 채널 행렬 \mathbf{H}' 는 4-by-3이 된다. 다른 실시 예에 따라, 8-by-8 MIMO 시스템에서 FE 계층 310이 두 개이고, FE 계층 310에 대응되는 신호가 수학식 6를 기초로 제거된 경우, 채널 행렬 \mathbf{H}' 는 8-by-6이 된다.

[0043] 이와 같이 본 발명에서는 격자 감소 과정을 거치기 전 FE 계층 310에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것을 하나의 특징으로 한다. 이는, 격자 감소 과정을 거친 이후에는, 심볼 성상도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨지므로, 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하는 것이 어려울 수 있기 때문이다.

[0044] 따라서, 본 발명은 FE 계층 310에 대응되는 신호가 제거된 이후, SE 계층(single expansion stage) 350에 대응되는 신호를 검출하기 위하여 상기 수학식 6에서 격자 감소 과정을 수행할 수 있다. 격자 감소 기법은 채널 행렬을 구성하는 기저 벡터의 직교성을 높이는 과정이며, 이에 따라 잡음 강화를 (noise enhancement) 줄일 수 있으며 추가적인 다이버시티(diversity)를 얻을 수 있다. 수신 신호에서 FE 계층 310에 대응되는 신호의 제거를 나타내는 수학식 6에서, 일 실시 예에 따라, 격자 감소 기법을 적용한 이후의 시스템 모델은 수학식 7을 통해 표현될 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{y}'_{(k)} \triangleq \mathbf{H}' \mathbf{s}'_{(k)} = \mathbf{H}' \mathbf{T} \mathbf{T}^{-1} \mathbf{s}'_{(k)} = \tilde{\mathbf{H}}' \mathbf{z}_{(k)},$$

$$\text{여기서, } \tilde{\mathbf{H}}' = \mathbf{H}' \mathbf{T}, \mathbf{z}_{(k)} = \mathbf{T}^{-1} \mathbf{s}'_{(k)}.$$

[0045]

[0046] 수학식 7에서, $\tilde{\mathbf{H}}'$ 는 격자 감소 알고리즘을 통해 얻은 격자 감소가 적용된(lattice-reduced) 채널 행렬이고, $\mathbf{z}_{(k)}$ 는 격자 감소 도메인으로 옮겨 온 송신 신호이다. 상기 격자 감소 도메인의 송신 신호 $\mathbf{z}_{(k)}$ 는 FE 계층 310에 대응되는 신호가 제거된 상태를 반영한 것이다.

- [0047] 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 격자 감소 기법을 적용한 효과를 나타내는 도면이다. 도 4에서, 참조 번호 410은 격자 감소 기법이 적용되지 않은 검출 기법을 나타내고 참조 번호 450은 본 발명의 실시 예에 따라 격자 감소 기법이 적용된 검출 기법을 나타낸다. 격자 감소 기법의 적용을 통해 격자 공간의 베이스(basis) 벡터가 되는 열(column) 벡터를 유리한 (favorable) 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형하여 검출을 진행할 수 있다. 즉, 도 4을 참고하면, 참조 번호 410에서는 베이스 벡터 411 및 413이 서로 직교하지 않지만, 격자 감소 기법이 적용된 참조 번호 450에서는 베이스 벡터 451 및 453이 서로 직교하는 것을 확인할 수 있다. 이를 통한 효과를 검토해 보면, 격자 감소 기법이 적용되지 않은 참조 번호 410에서는 송신 신호 401과 수신 신호 403이 같은 사각형 내부에 위치하지 않지만, 격자 감소 기법이 적용된 참조 번호 450에서는 송신 신호 401과 수신 신호 403이 같은 사각형 내부에 위치하게 된다. 이를 통해 격자 감소 기법이 적용되지 않은 참조 번호 410에서는 수신 신호 403과 같은 사각형 내부에 위치한 407이 송신 신호로 잘못 검출된다. 하지만, 격자 감소 기법이 적용된 참조 번호 450에서는 수신 신호 403과 같은 사각형 내부에 위치한 401이 송신 신호로 검출될 수 있다. 이를 다르게 표현하면 유클리드 공간(euclidean space) 405에 대응되는 에러가 발생하지 않는 잡음의 최대 허용 길이가 더 늘어날 수 있다. 즉, 도 4을 참고하면, 참조 번호 410보다 격자 감소 기법이 적용된 참조 번호 450에서의 유클리드 공간 405가 더 크고, 따라서 허용 가능한 잡음의 크기도 더 커지므로 잡음에 더 강인해지는 효과가 있다.
- [0048] 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다. 도 5의 동작은, 구체적으로 도 2의 제어부 250에서 수행될 수 있다.
- [0049] 다수의 수신 안테나를 구비한 전자 장치는 501 동작에서, 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호를 제거할 수 있다. 여기서 제1 계층은 도 3의 FE 계층 310에 대응된다. 구체적으로, 전자 장치는 다수의 안테나를 통해 수신된 신호에 대해서 채널 재정렬을 하고, 그 후 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐 제거할 수 있다. 여기서, 채널 재정렬은 일 실시 예에 따라 상기 수학식 4을 통해 이루어질 수 있다. 또한, 제1 계층에 대응되는 신호의 제거는 일 실시 예에 따라 수학식 6을 통해 이루어질 수 있다. 이와 같이 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것은 격자 감소 기법을 적용한 이후에는 심볼 정상도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨서 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하기 어렵기 때문이다. 즉 격자 감소 기법이 적용된 이후에는 기존의 방법에 따라 tree search가 어려워질 수 있다.
- [0050] 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호가 제거된 이후, 전자 장치는 503 동작에서 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법을 적용하여 검출할 수 있다. 여기서, 제2 계층은 도 3의 SE 계층 350에 대응된다. 일 실시 예에 따라 격자 감소 기법은 상기 수학식 7을 통해 이루어질 수 있다. 격자 감소 기법의 적용으로 격자 공간의 베이스 벡터가 되는 열(column) 벡터를 유리한 (favorable) 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형할 수 있다. 즉, 격자 감소 기법의 적용을 통해 베이스 벡터를 서로 직교하게 할 수 있고, 그에 따라 유클리드 공간이 넓어질 수 있다. 또한, 유클리드 공간의 증가로 에러가 발생하지 않는 잡음의 최대 허용 범위가 증가할 수 있다. 결과적으로, 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 격자 감소 기법을 적용하여 검출되는 신호의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 일 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 선형 검출 기법이 적용될 수 있다. 다른 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호의 검출을 위해 MMSE-SIC 방식을 적용할 수 있다.
- [0051] 그 후 전자 장치는 505 동작에서, 최종 검출 신호를 결정할 수 있다. 최종 검출 신호의 검출을 위해 전자 장치는 503 동작에서 검출된 제2 계층에 대응되는 신호와 제1 계층에 대응되는 신호의 후보군을 조합하여 최종 검출 신호의 후보군을 생성할 수 있다. 최종 검출 신호의 후보군 생성은 도 3을 참고를 통해 이해될 수 있을 것이다. 전자 장치는 생성된 최종 검출 신호의 후보군과 수신 신호 사이의 유클리드 거리를 측정하고, 후보군 중 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 후보를 최종 검출 신호로 결정할 수 있다. 본 발명의 실시 예에 따라 후보군 중 최종 검출 신호의 결정은 수학식 3을 통해 이루어질 수 있다.
- [0052] 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 제1 계층의 수가 감소된 경우, 신호 검출 방법을 도시한다. 도 6은, 앞서 검토한 도 3과 비교해 보면 제 1계층, 즉 FE 계층 310의 개수가 2개에서 1개로 감소한 것을 확인할 수 있다.
- [0053] 실시 예의 제한이 아닌 단지 설명을 위한 목적으로, 송신측 안테나가 8개이고 수신측 안테나가 8개인, 8-by-8

MIMO 시스템을 가정할 수 있다. 8-by-8 MIMO 시스템의 경우 수학적 5를 따를 때, 최소 FE 계층 310의 개수 p 는 2가 된다. 즉, 8-by-8 MIMO 시스템에서는 일반적으로 FE 계층 310의 개수가 2개 이상인 경우, 최적의(optimal) 성능이 유지될 수 있다. 하지만, 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서는 최소 FE 계층 310의 개수가 더 커지고, 결과적으로 구현의 복잡도가 매우 증가하게 된다. 따라서 본 발명에서는 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서 수학적 5를 통해 결정되는 최소 FE 계층 310의 개수를 더 감소시켜 구현의 복잡도를 감소시키기 위한 장치 및 방법을 제시 한다.

[0054] 도 6의 참고와 함께, 구체적으로 검토해 보면, 일 실시 예에 따라 8-by-8 MIMO 시스템의 경우 $i=n$ 에서, n 은 8이 된다. 이 경우, 검출된 신호의 최적의 성능 확보를 위해 수학적 5에 따라 FE 계층 310은 최소 2개 확보 되어야 하지만, 본 발명은 일 예로써, 도 6에 도시된 것처럼 FE 계층 610의 개수를 1개로 설정 하였다. 즉, 8-by-8 MIMO 시스템에서 FE 계층 610은 1개가 되고, SE 계층 650의 개수는 7개가 된다. FE 계층 610의 개수가 2개에서 1개로 감소한 경우, 구현의 복잡도 면에서 큰 이득이 발생할 수 있다. 예를 들어, 64 QAM의 경우, 8-by-8 MIMO 시스템에서는 FE 계층 610의 개수가 1개 감소할 때마다 구현의 복잡도가 64배씩 감소할 수 있다. 다른 예로, 256 QAM의 경우, 8-by-8 MIMO 시스템에서는 FE 계층 610의 개수가 1개 감소할 때마다 구현의 복잡도가 256배 감소할 수 있다. 이처럼 FE 계층 610의 개수를 줄임으로써 구현의 복잡도 면에서 큰 이득이 발생하지만, 검출신호의 신뢰성은 하락하게 된다. 따라서 본 발명에서는 검출 신호의 신뢰성을 높이기 위해 격자 감소 기법을 적용하는 것이다. 격자 감소 기법의 적용으로 인하여 검출 신호의 신뢰성은 높아질 수 있지만, 반대로 구현의 복잡도가 다소 증가할 수 있다. 하지만, FE 계층 610의 개수 감소에 의한 구현 복잡도 감소 효과가 매우 크므로 시스템 전체적으로 검토해 보면, 구현의 복잡도는 크게 감소할 수 있고 또한 검출 신호의 신뢰성을 높일 수 있다.

[0055] 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 제1 계층 및 제2 계층을 결정하는 동작을 포함하는 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다. 도 7의 동작은, 구체적으로 도 2의 제어부 250에서 수행될 수 있다.

[0056] 다수의 안테나를 구비한 전자 장치는 701 동작에서 수신 신호를 검출하는데 있어서 2개의 계층으로 구분할 수 있다. 도 3에 도시된 FE 계층 310에 대응되는 제1 계층과 SE 계층 350에 대응되는 제2 계층으로 구분될 수 있다. 여기서, 제1 계층과 제2 계층을 구분하기 위한 전처리 동작으로써, 채널 재정렬동작이 이루어질 수 있다. 여기서, 채널 재정렬은 앞서 언급된 수학적 4를 통해 이루어질 수 있다. 일 실시 예에 따라, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 수학적 5에 따를 때 제1 계층의 개수는 2개가 되고, 제2 계층의 개수는 6개가 된다. 하지만 수학적 5에 따를 때, 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서는 제1 계층의 개수가 증가하고, 이 경우 구현의 복잡도가 크게 증가하게 된다. 따라서 본 발명에서는 제1 계층의 개수를 감소 시키는 동작을 제안한다. 즉, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 제1 계층의 수를 수학적 5에 구속되지 않고 1개로 결정할 수 있다.

[0057] 701 동작에서, 제1 계층 및 제2 계층의 개수가 결정된 이후, 전자 장치는 703 동작에서 제1 계층에 대응되신 신호를 전체 수신 신호에서 제거할 수 있다. 구체적으로, 전자 장치는 다수의 안테나를 통해 수신된 신호에 대해서 채널 재정렬을 하고, 그 후 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐 제거할 수 있다. 본 발명의 실시 예에 따라, 제1 계층에 대응되는 신호의 제거는 일 실시 예에 따라 수학적 6를 통해 이루어질 수 있다. 이와 같이, 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것은 격자 감소 기법을 적용한 이후에는 심볼 성장도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨서 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하기 어렵기 때문이다. 즉 격자 감소 기법이 적용된 이후에는 기존의 방법에 따라 tree search가 어려워질 수 있다.

[0058] 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호가 제거된 이후, 전자 장치는 705 동작에서 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법을 적용하여 검출할 수 있다. 일 실시 예에 따라 격자 감소 기법은 상기 수학적 7을 통해 이루어질 수 있다. 격자 감소 기법의 적용으로 격자 공간의 베이스 벡터가 되는 열(column) 벡터를 유리한(favorable) 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형할 수 있다. 즉, 격자 감소 기법의 적용을 통해 베이스 벡터를 서로 직교하게 할 수 있고, 그에 따라 유클리드 공간이 넓어질 수 있다. 또한 유클리드 공간이 넓어지는 것에 따라 에러가 발생하지 않는 잡음의 최대 허용 범위가 증가할 수 있다. 결과적으로, 격자 감소 기법을 적용하여 검출되는 신호의 신뢰도가 향상될 수 있다. 일 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 선형 검출 기법이 적용될 수 있다. 다른 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 MMSE-SIC 방식이 적용될 수 있다.

[0059] 그 후 전자 장치는 707 동작에서, 최종 검출 신호를 결정할 수 있다. 최종 검출 신호의 검출을 위해 전자 장치는 70503 동작에서 검출된 제2 계층에 대응되는 신호와 제1 계층에 대응되는 신호의 후보군을 조합하여 최종 검

출 신호의 후보군을 생성할 수 있다. 최종 검출 신호의 후보군 생성은 도 3을 참고를 통해 이해될 수 있을 것이다. 전자 장치는 생성된 최종 검출 신호의 후보군과 수신 신호 사이의 유클리드 거리를 측정하고, 후보군 중 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 후보를 최종 검출 신호로 결정할 수 있다. 본 발명의 실시 예에 따라 후보군 중 최종 검출 신호의 결정은 수학식 3을 통해 이루어 질 수 있다.

[0060] 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 실수 값 분해 동작을 더 포함하는 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다. 도 8의 동작은, 구체적으로 도 2의 제어부 250에서 수행될 수 있다. 앞서 검토한 것처럼, 도 1에 도시된 MIMO 시스템 모델의 수신 신호는 수학식 1을 통해 표현할 수 있다. 하지만, MIMO 시스템에서 복소 연산은 제1 계층 (또는 전체 확장 단계 310)의 개수의 선택에 있어 자유도가 낮으며, 하드웨어 구현의 용이성이 떨어진다. 따라서 전자 장치는 801 동작에서 수학식 1을 통해 표현되는 수신 신호에 대해서 실수 값 분해(real value decomposition, RVD)를 할 수 있다. 일 실시 예에 따라, 실수값 분해는 수학식 2를 통해 이루어 질 수 있다. 실수값 분해를 통해 제1 계층 (또는 전체 확장 단계 310)의 개수의 선택에 있어서 자유도를 향상시킬 수 있다. 또한, 실수값 분해를 통해 수학식 1을 실수 도메인으로 표현하여 계산함으로써 하드웨어 구현의 용이성 측면에서 이익이 될 수 있다.

[0061] 자유도 향상에 대해 구체적으로 검토해 보면, 일 실시 예에 따라, 4-by-4 MIMO 시스템에서는 실수값 분해를 수행하지 않은 경우, 수학식 5에 따라 최소 제1 계층의 개수는 1개로 결정될 수 있다. 이 경우, 복잡도를 감소시키기 위한 목적으로 제1 계층의 개수를 더 이상 감소시킬 수 없다. 즉 FE 계층 310의 개수 선택에 대한 자유가 없다. 하지만, 실수값 분해가 수행된 경우, 원래의 4-by-4 MIMO 시스템은 8-by-8 MIMO 시스템과 같은 형태의 수신 신호의 식을 갖게 된다. 즉 x-by-y MIMO 시스템에 대한 수학식 1은, 2*x-by-2*y MIMO 시스템에 대한 수학식 1과 같은 형태로 변형된다. 이에 따라 최소 FE 계층 310의 개수를 결정하기 위한 수학식 5는 아래 수학식 8과 같이 변형될 수 있다.

수학식 8

$$(2^*n_R - 2^*n_T)(p + 1) + (p + 1)^2 \geq 2^*n_R$$

[0062]

[0063] 여기서, n_R 은 송신측 안테나 개수, n_T 는 수신측 안테나 개수를 의미한다. 또한 p 는 상기 수학식 8를 만족하는 최소의 FE 계층 310의 개수를 의미 한다. 또한, p 는 1보다 크거나 같은 정수이다. 결과적으로, 일 예로써, 4-by-4 MIMO 시스템에서 실수값 분해가 수행된 경우 p 값은 2가 될 수 있다. 따라서 본 발명에서 특징으로 하는 FE 계층 310의 개수를 1또는 2로 조정이 가능하다. 상기 언급된 특징으로 인하여, 실수값 분해를 통해 FE 계층 310의 개수 결정에 있어서 자유도가 증가하는 것이다.

[0064] 다수의 안테나를 구비한 전자 장치는 803 동작에서 수신 신호를 검출하는데 있어서 2개의 계층으로 구분할 수 있다. 도 3에 도시된 FE 계층 310에 대응되는 제1 계층과 SE 계층 350에 대응되는 제2 계층으로 구분될 수 있다. 여기서, 제1 계층과 제2 계층을 구분하기 위한 전처리 동작으로써, 채널 재정렬 동작이 이루어질 수 있다. 여기서, 채널 재정렬은 앞서 언급된 수학식 4을 통해 이루어질 수 있다. 일 실시 예에 따라 4-by-4 MIMO 시스템에서 실수값 분해가 이루어진 경우, 수학식 8에 따를 때 제1 계층의 개수는 2개가 되고, 제2 계층의 개수는 6개가 될 수 있다. 다른 실시 예에 따라, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 실수값 분해가 수행되지 않은 경우 (즉 실수값 분해를 수행하는 801 동작은 필수 구성이 아니다), 수학식 5에 따를 때 제1 계층의 개수는 2개가 되고, 제2 계층의 개수는 6개가 된다. 하지만 수학식 5 및 수학식 8에 따를 때, 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서는 최소 제1 계층의 개수가 증가하고, 이 경우 구현의 복잡도가 크게 증가하게 된다. 따라서 본 발명에서는 제1 계층의 개수를 감소 시키는 동작을 제안한다. 즉, 예를 들어, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 제1 계층의 수를 수학식 5에 구속되지 않고 1개로 결정할 수 있다.

[0065] 803 동작에서, 제1 계층 및 제 2 계층의 개수가 결정된 이후, 전자 장치는 805 동작에서 제1 계층에 대응되는 신호를 전체 수신 신호에서 제거할 수 있다. 구체적으로, 전자 장치는 다수의 안테나를 통해 수신된 신호에 대해서 채널 재정렬을 하고, 그 후 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐 제거할 수 있다. 여기서, 채널 재정렬

은 일 실시 예에 따라 상기 수학적 식 4을 통해 이루어질 수 있다. 또한, 제1 계층에 대응되는 신호의 제거는 일 실시 예에 따라 수학적 식 6를 통해 이루어질 수 있다. 이와 같이 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것은 격자 감소 기법을 적용한 이후에는 심볼 정상도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨서 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하기 어렵기 때문이다. 즉 격자 감소 기법이 적용된 이후에는 기존의 방법에 따라 tree search가 어려워질 수 있다.

[0066] 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호가 제거된 이후, 전자 장치는 807 동작에서 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법을 적용하여 검출할 수 있다. 일 실시 예에 따라 격자 감소 기법은 상기 수학적 식 7을 통해 이루어질 수 있다. 격자 감소 기법의 적용으로 격자 공간의 베이스 벡터가 되는 열(column) 벡터를 유리한(favorable) 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형할 수 있다. 즉, 격자 감소 기법의 적용을 통해 베이스 벡터를 서로 직교하게 할 수 있고, 그에 따라 유클리드 공간이 넓어질 수 있다. 또한 유클리드 공간이 넓어지는 것에 따라 에러가 발생하지 않는 잡음의 최대 허용 범위가 증가할 수 있다. 결과적으로, 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 격자 감소 기법을 적용하여 검출되는 신호의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 일 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 선형 검출 기법이 적용될 수 있다. 다른 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 MMSE-SIC 방식이 적용될 수 있다.

[0067] 그 후 전자 장치는 809 동작에서, 최종 검출 신호를 결정할 수 있다. 최종 검출 신호의 검출을 위해 전자 장치는 807 동작에서 검출된 제2 계층에 대응되는 신호와 제1 계층에 대응되는 신호의 후보군을 조합하여 최종 검출 신호의 후보군을 생성할 수 있다. 최종 검출 신호의 후보군 생성은 도 3을 참고를 통해 이해될 수 있을 것이다. 전자 장치는 생성된 최종 검출 신호의 후보군과 수신 신호 사이의 유클리드 거리를 측정하고, 후보군 중 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 후보를 최종 검출 신호로 결정할 수 있다. 본 발명의 실시 예에 따라 후보군 중 최종 검출 신호의 결정은 수학적 식 3을 통해 이루어질 수 있다.

[0068] 여기서, 상기 언급된 4-by-4 MIMO 시스템 또는 8-by-8 MIMO 시스템은 단지 설명을 위한 목적으로 제시된 것이며, 이는 실시 예의 제한으로 이해되어서는 안 된다. 따라서 다른 고차 MIMO 시스템에 대해서도 본 발명의 사상이 적용될 수 있음은 자명할 것이다.

[0069] 도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 신호 검출 방법을 나타내는 흐름도이다. 도 9의 동작은, 구체적으로 도 2의 제어부 250에서 수행될 수 있다.

[0070] 전자 장치는 수신 신호에 대해서 전처리 과정으로써, 실수값 분해 수행 901 및 채널 재정렬 903을 할 수 있다. 여기서 실수값 분해 동작 901은 전체 확장 단계 개수의 선택에 있어 자유도를 얻고 하드웨어 구현의 용이성을 얻기 위한 것이며, 일 실시 예에 따라 실수값 분해 동작은 수학적 식 2를 통해 이루어질 수 있다. 또한, 채널 재정렬 903은 전체 확장 단계에서는 신뢰도가 낮은 순으로 이루어지고, 단일 확장 단계에서는 반대로 오류 전파(error-propagation) 최소화하기 위해 신뢰도가 높은 순으로 채널 재정렬이 이루어진다. 채널 재정렬은, 일 실시 예에 따라, 수학적 식 4을 통해 이루어질 수 있다.

[0071] 다수의 안테나를 구비한 전자 장치는 905 동작에서 수신 신호를 검출하는데 있어서 2개의 계층으로 구분할 수 있다. 도 3에 도시된 FE 계층 310에 대응되는 제1 계층과 SE 계층 350에 대응되는 제2 계층으로 구분될 수 있다. 일 실시 예에 따라 4-by-4 MIMO 시스템에서 실수값 분해 901이 이루어진 경우, 수학적 식 8에 따를 때 제1 계층의 개수는 2개가 되고, 제2 계층의 개수는 6개가 될 수 있다. 다른 실시 예에 따라, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 실수값 분해가 수행되지 않은 경우(즉 실수값 분해를 수행하는 901 동작은 필수 구성이 아니다), 수학적 식 5에 따를 때 제1 계층의 개수는 2개가 되고, 제2 계층의 개수는 6개가 된다. 하지만 수학적 식 5 및 수학적 식 8에 따를 때, 고차 및 안테나 수가 많은 MIMO 시스템에서는 최소 제1 계층의 개수가 증가하고, 이 경우 구현의 복잡도가 크게 증가하게 된다. 따라서 본 발명에서는 제1 계층의 개수를 감소 시키는 동작을 제안한다. 즉, 8-by-8 MIMO 시스템의 경우, 제1 계층의 수를 수학적 식 5에 구속되지 않고 1개로 결정할 수 있다.

[0072] 905 동작에서, 제1 계층 및 제2 계층의 개수가 결정된 이후, 전자 장치는 907 동작에서 제1 계층에 대응되는 신호를 전체 수신 신호에서 제거할 수 있다. 구체적으로, 전자 장치는 다수의 안테나를 통해 수신된 신호에 대해서 채널 재정렬 903을 하고, 그 후 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐 제거할 수 있다. 제1 계층에 대응되는 신호의 제거는 일 실시 예에 따라 수학적 식 6를 통해 이루어질 수 있다. 이와 같이 제1 계층에 대응되는 신호를 모두 펼쳐서 제거하는 것은 격자 감소 기법을 적용한 이후에는 심볼 정상도의 도메인이 격자 감소 도메인으로 옮겨서 기존의 FSD 알고리즘과는 달리 후보 벡터군을 생성하기 어렵기 때문이다. 즉 격자 감소 기법이 적

용된 이후에는 기존의 방법에 따라 tree search가 어려워질 수 있다.

- [0073] 수신 신호에서 제1 계층에 대응되는 신호가 제거된 이후, 전자 장치는 909 동작에서 제2 계층에 대응되는 신호에 대한 격자 감소 기법을 적용하여 검출할 수 있다. 다만, 전자 장치는 제1 계층에 대응되는 신호의 검출을 위한 전처리 동작으로써 QR 분해 동작을 거칠 수 있다. 여기서, Q는 n -by- n 직교 행렬이고, R은 상 삼각 행렬이다. 일 실시 예에 따라 격자 감소 기법은 상기 수학적 7을 통해 이루어질 수 있다. 격자 감소 기법의 적용으로 격자 공간의 베이스 벡터가 되는 열(column) 벡터를 유리한(favorable)한 특성을 갖는 베이스 벡터로 변형할 수 있다. 즉, 격자 감소 기법의 적용을 통해 베이스 벡터를 서로 직교하게 할 수 있고, 그에 따라 유클리드 공간이 넓어질 수 있다. 또한, 유클리드 공간이 넓어지는 것에 따라 에러가 발생하지 않는 잡음의 최대 허용 범위가 증가할 수 있다. 결과적으로, 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 격자 감소 기법을 적용하여 검출되는 신호의 신뢰도를 향상시킬 수 있다. 일 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 선형 검출 기법이 적용될 수 있다. 다른 실시 예에 따라 제2 계층에 대응되는 신호를 검출하기 위해 MMSE-SIC 방식이 적용될 수 있다.
- [0074] 그 후 전자 장치는 911 동작에서, 최종 검출 신호를 결정할 수 있다. 최종 검출 신호의 검출을 위해 전자 장치는 909 동작에서 검출된 제2 계층에 대응되는 신호와 제1 계층에 대응되는 신호의 후보군을 조합하여 최종 검출 신호의 후보군을 생성할 수 있다. 최종 검출 신호의 후보군 생성은 도 3을 참고를 통해 이해될 수 있을 것이다. 전자 장치는 생성된 최종 검출 신호의 후보군과 수신 신호 사이의 유클리드 거리를 측정하고, 후보군 중 가장 작은 유클리드 거리를 갖는 후보를 최종 검출 신호로 결정할 수 있다. 본 발명의 실시 예에 따라 후보군 중 최종 검출 신호의 결정은 수학적 3을 통해 이루어질 수 있다.
- [0075] 여기서, 상기 언급된 4-by-4 MIMO 시스템 또는 8-by-8 MIMO 시스템은 단지 설명을 위한 목적으로 제시된 것이며, 이는 실시예의 제한으로 이해되어서는 안 된다. 따라서 다른 고차 MIMO 시스템에 대해서도 본 발명의 사상이 적용될 수 있음은 자명할 것이다.
- [0076] 도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 MIMO 시스템에서 발명의 효과를 검출하기 위한 실험 예를 도시한다. 본 발명의 성능을 검출하기 위한 4-by-4 MIMO 시스템을 기반으로 모의 실험을 진행하였고, 수신단에서 완벽한 채널 추정을 가정하였다. 송신 신호는 64 QAM 또는 256 QAM으로 변조 되었으며, 비교 평가를 위해 기존 SD, FSD, LRA-MMSE, LRA-MMSE-SIC의 성능과 함께 제시되었다.
- [0077] 도 10a는 4-by-4 64 QAM MIMO 시스템하에서 성능 평가를 보여준다. 가로축은 비트 에너지 대 잡음 전력비를 (E_b/N_0) 나타내고, 세로축은 비트 에러율 (bit error rate, BER) 나타낸다. 본 발명의 LRA-MMSE-FSD 알고리즘은 기존 SD 및 FSD의 최적의(optimal) 성능에 근접한 성능을 보여준다.
- [0078] 도 10b는 4-by-4 256 QAM MIMO 시스템하에서 성능 평가 결과를 보여준다. 본 발명의 LRA-MMSE-FSD 알고리즘은 기존 SD 및 FSD의 최적의 성능과 거의 동일한 성능을 보여준다.
- [0079] 본 발명의 청구항 또는 명세서에 기재된 실시 예들에 따른 방법들은 하드웨어, 소프트웨어, 또는 하드웨어와 소프트웨어의 조합의 형태로 구현될(implemented) 수 있다.
- [0080] 소프트웨어로 구현하는 경우, 하나 이상의 프로그램(소프트웨어 모듈)을 저장하는 컴퓨터 판독 가능 저장 매체가 제공될 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 저장 매체에 저장되는 하나 이상의 프로그램은, 전자 장치(device) 내의 하나 이상의 프로세서에 의해 실행 가능하도록 구성된다(configured for execution). 하나 이상의 프로그램은, 전자 장치로 하여금 본 발명의 청구항 또는 명세서에 기재된 실시 예들에 따른 방법들을 실행하게 하는 명령어(instructions)를 포함한다.
- [0081] 이러한 프로그램(소프트웨어 모듈, 소프트웨어)은 랜덤 액세스 메모리(random access memory), 플래시(flash) 메모리를 포함하는 불휘발성(non-volatile) 메모리, 롬(ROM: Read Only Memory), 전기적 삭제가능 프로그램가능 롬(EEPROM: Electrically Erasable Programmable Read Only Memory), 자기 디스크 저장 장치(magnetic disc storage device), 콤팩트 디스크 롬(CD-ROM: Compact Disc-ROM), 디지털 다목적 디스크(DVDs: Digital

Versatile Discs) 또는 다른 형태의 광학 저장 장치, 마그네틱 카세트(magnetic cassette)에 저장될 수 있다. 또는, 이들의 일부 또는 전부의 조합으로 구성된 메모리에 저장될 수 있다. 또한, 각각의 구성 메모리는 다수 개 포함될 수도 있다.

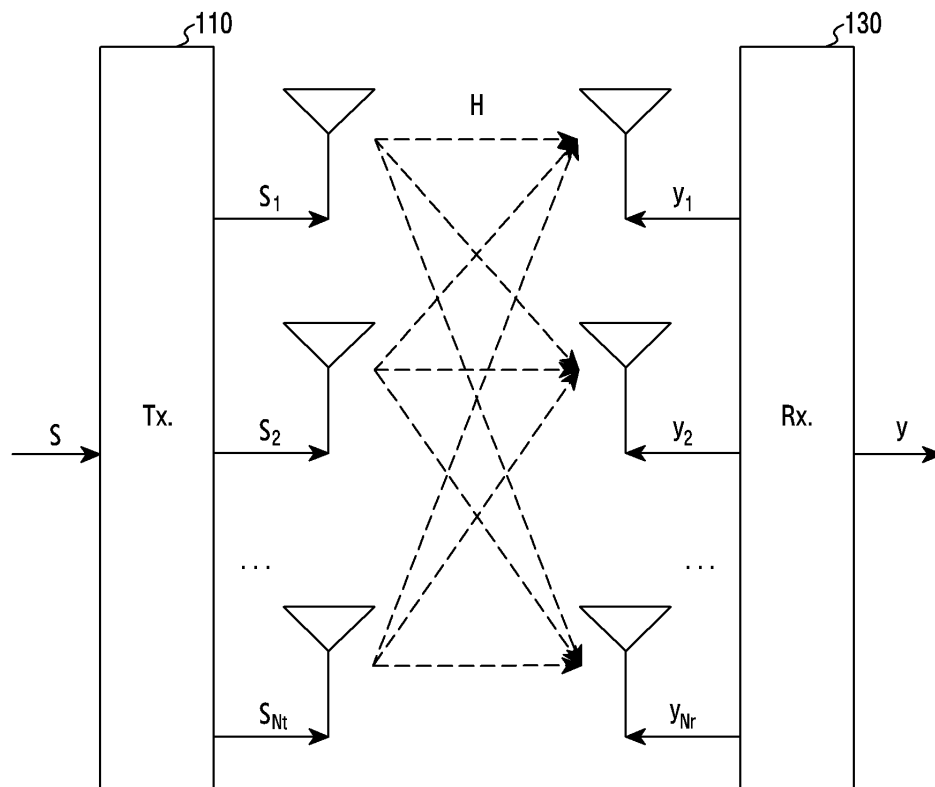
[0082] 또한, 상기 프로그램은 인터넷(Internet), 인트라넷(Intranet), LAN(Local Area Network), WLAN(Wide LAN), 또는 SAN(Storage Area Network)과 같은 통신 네트워크, 또는 이들의 조합으로 구성된 통신 네트워크를 통하여 접근(access)할 수 있는 부착 가능한(attachable) 저장 장치(storage device)에 저장될 수 있다. 이러한 저장 장치는 외부 포트를 통하여 본 발명의 실시 예를 수행하는 장치에 접속할 수 있다. 또한, 통신 네트워크상의 별도의 저장장치가 본 발명의 실시 예를 수행하는 장치에 접속할 수도 있다.

[0083] 상술한 본 발명의 구체적인 실시 예들에서, 발명에 포함되는 구성 요소는 제시된 구체적인 실시 예에 따라 단수 또는 복수로 표현되었다. 그러나, 단수 또는 복수의 표현은 설명의 편의를 위해 제시한 상황에 적합하게 선택된 것으로서, 본 발명이 단수 또는 복수의 구성 요소에 제한되는 것은 아니며, 복수로 표현된 구성 요소라고 하더라도 단수로 구성되거나, 단수로 표현된 구성 요소라 하더라도 복수로 구성될 수 있다.

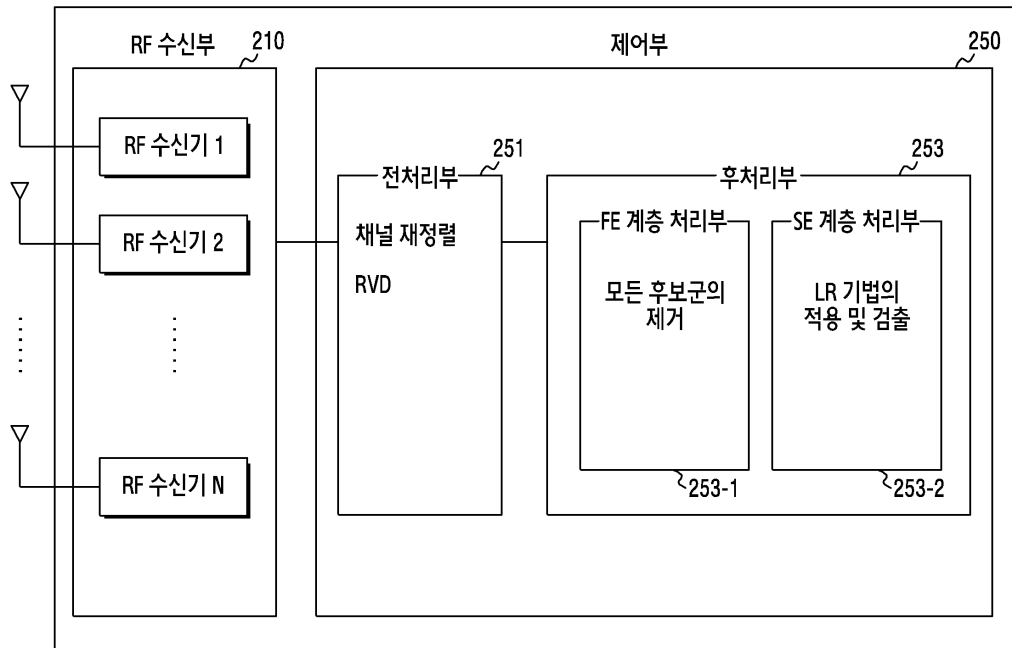
[0084] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

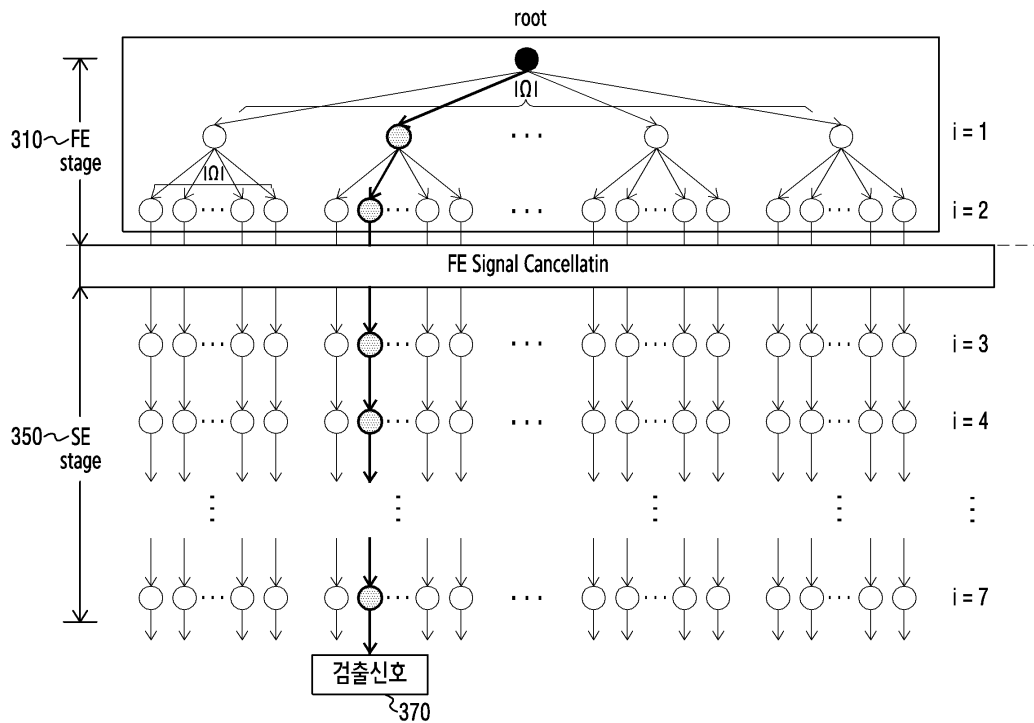
도면1



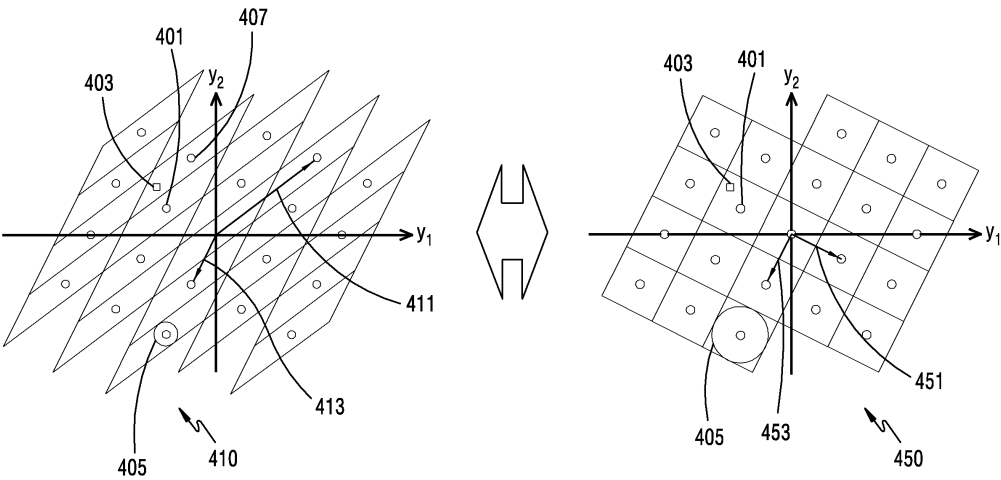
도면2



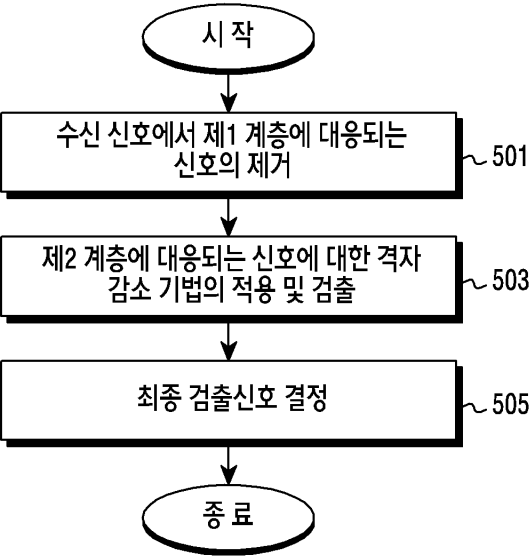
도면3



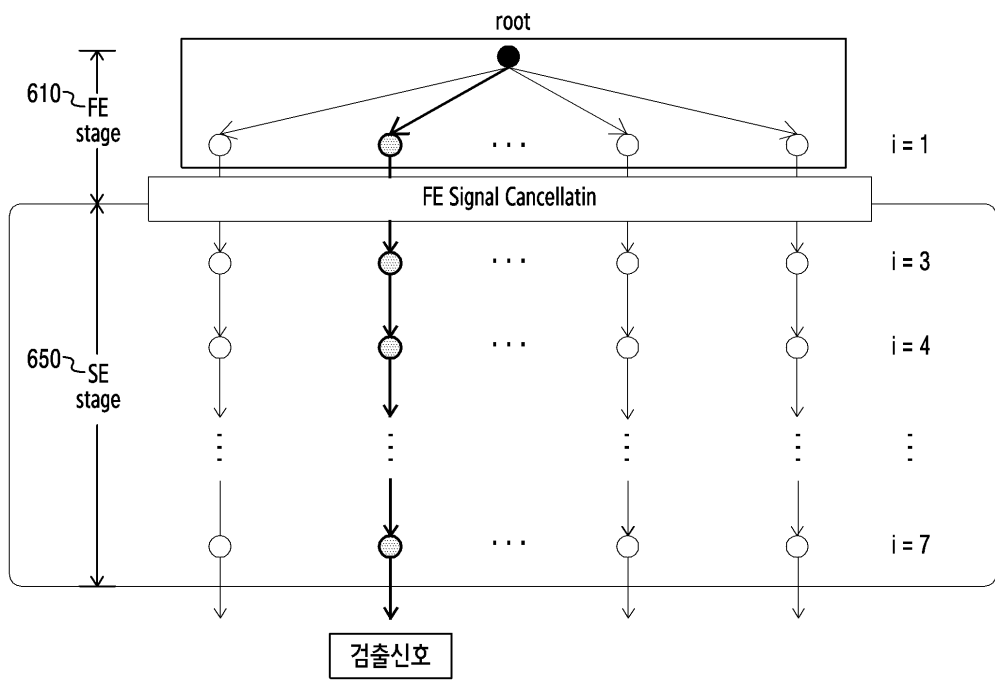
도면4



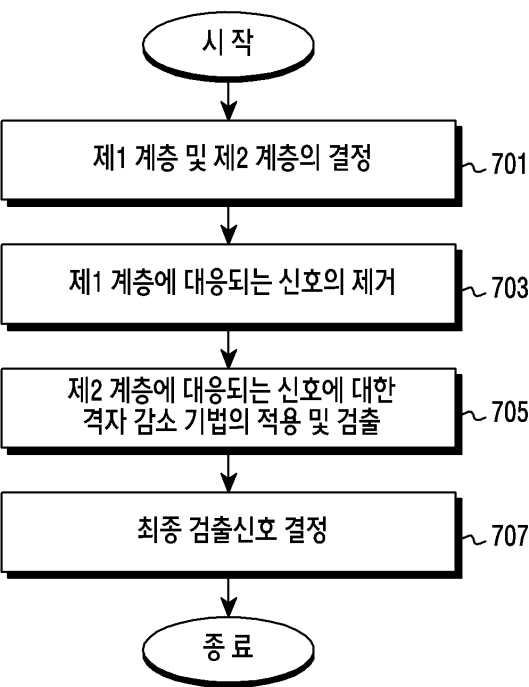
도면5



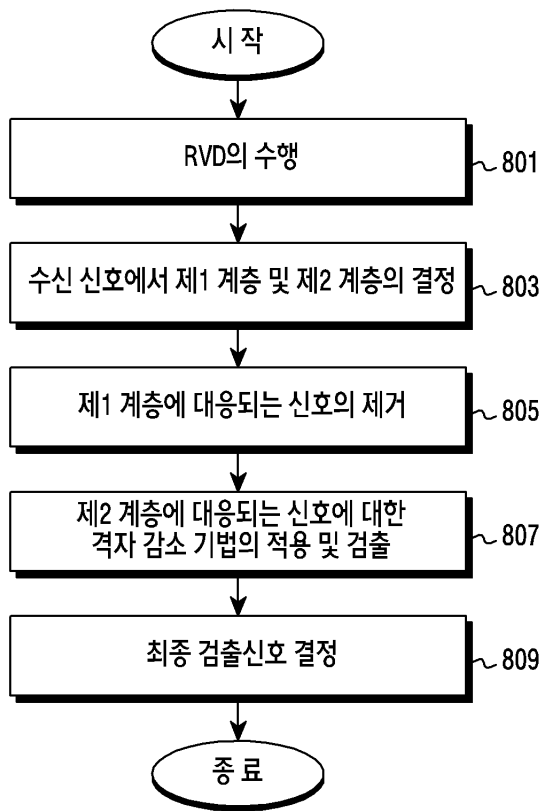
도면6



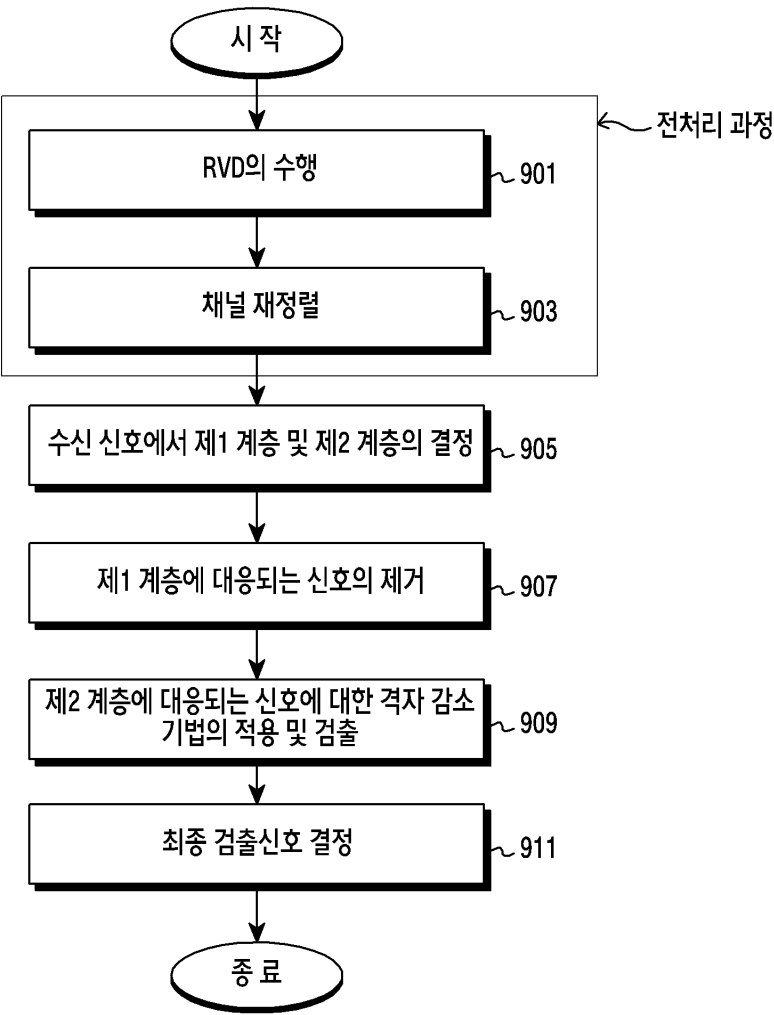
도면7



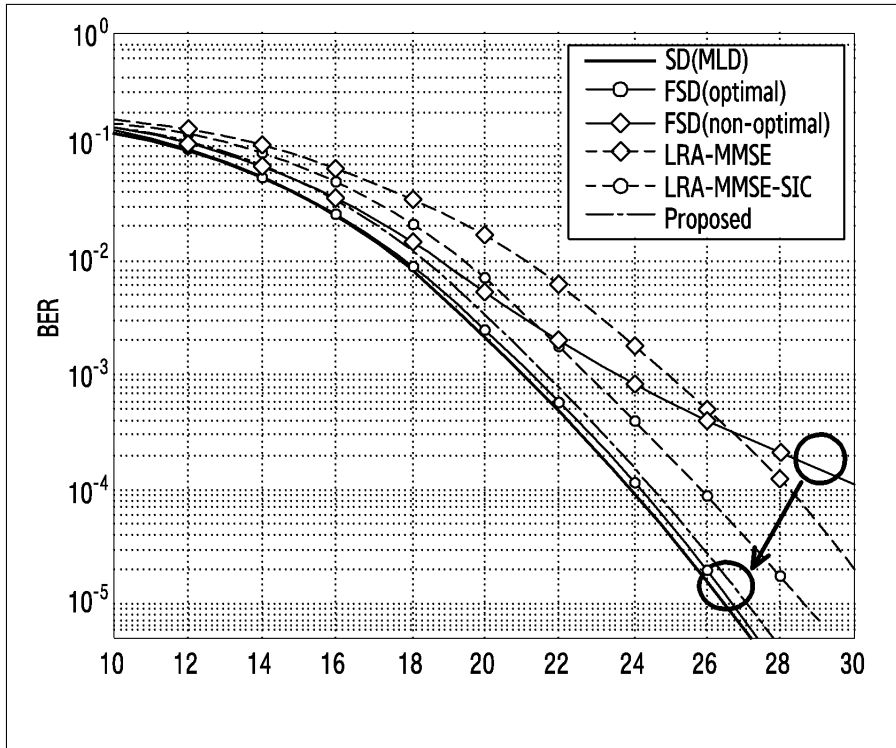
도면8



도면9



도면10a



도면10b

