



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년01월08일
(11) 등록번호 10-1348557
(24) 등록일자 2013년12월30일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/04 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-0136506
(22) 출원일자 2012년11월28일
심사청구일자 2012년11월28일
(56) 선행기술조사문헌
EP2458747 A1
EP2525537 A1

(73) 특허권자
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
송형규
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17 (서현동, 시범단지한양아파트) 320동 303호
정혜연
서울특별시 광진구 동일로56길 61, 403호 (군자동)
(74) 대리인
특허법인대백

전체 청구항 수 : 총 16 항

심사관 : 유재천

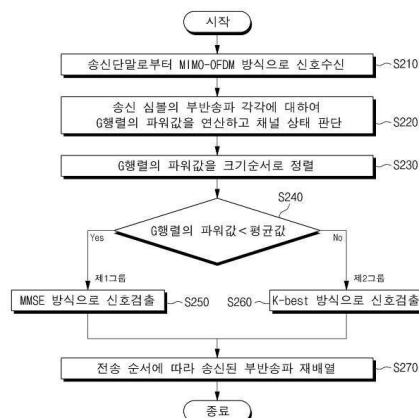
(54) 발명의 명칭 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법 및 그 장치

(57) 요약

본 발명은 MIMO 시스템을 이용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따른 MIMO 시스템을 이용한 신호 검출 방법은, 복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신하는 단계, 수신된 신호에 포함되는 부반송파 각각에 대응하여 채널 응답 계수(H) 행렬의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 구하는 단계, 상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 단계, 상기 G 행렬의 파워 값들에 대하여 평균값을 구하고, 상기 평균값과 정렬된 상기 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 단계, 그리고 상기 평균 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 상기 평균 값보다 큰 G 행렬의 파워 값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출하는 단계를 포함한다.

이와 같이 본 발명에 따르면 MIMO-OFDM 시스템에 있어서, 채널 상태를 고려하여 검출방식을 MMSE와 K-best를 혼합함으로써, 기존의 검출 방식에 비하여 검출 과정에서의 복잡도를 줄이고, 검출 에러를 크게 줄일 수 있다.

대표도 - 도2



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1415122728

부처명 지식경제부

연구사업명 산업융합기술산업원천기술개발사업

연구과제명 자율안전주행을 위한 협력제어통신/보안기술 및 핵심코어 칩 개발

기 여 율 1/1

주관기관 (주)에이디칩스

연구기간 2012.06.01 ~ 2013.05.31

특허청구의 범위

청구항 1

복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신하는 단계,

수신된 신호에 포함되는 부반송파 각각에 대응하여 채널 이득 행렬의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 구하는 단계,

상기 G 행렬의 파워 값들에 대하여 통계적 확률 특성 값을 구하고, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 단계, 그리고

상기 통계적 확률 특성 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어(layer)에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 상기 통계적 확률 특성 값보다 큰 G 행렬의 파워 값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 통계적 확률 특성 값은 평균값을 포함하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 단계를 더 포함하고,

상기 비교하는 단계는, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 정렬된 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 검출된 상기 제1 그룹 및 제2 그룹의 레이어를 전송된 순서대로 재배열하는 단계를 더 포함하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 G 행렬은 무어 펜로즈 슈도 역행렬(Moore-Penrose pseudo-inverse matrix)로서, 다음의 수식과 같이 제로 포커싱(zero-forcing) 방식 또는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 연산하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법:

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

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

여기서, $\mathbf{G}_{ZF}$ 는 제로 포커싱 방식으로 획득한 G 행렬이고, $\mathbf{G}_{MMSE}$ 는 MMSE 방식으로 획득한 G 행렬이며, H는 상기 채널 이득 행렬이고,

σ_n^2 는 잡음 전력을 나타낸다.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 G 행렬은 송신 안테나의 개수(N_t)에 대응하는 행을 가지며, 각각의 행은 상기 복수의 송신 안테나를 통해 송신되는 각각의 부반송파에 대응하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 단계는,

다음의 수학적식과 같이 표현되는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법:

$$G_{sort} = [G_1, G_2, \dots, G_{N_t}]$$

여기서, G_1 은 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 작은 인덱스를 의미하며, G_{N_t} 는 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 큰 인덱스를 의미하며, N_t 는 송신 안테나의 개수를 나타낸다.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 제1 그룹과 제2 그룹에 포함되는 레이어들은 다음과 같이 표현되는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법:

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2]^T,$$

$$\mathbf{x}_1 = [\tilde{\mathbf{x}}(1:M)]^T \quad \mathbf{x}_2 = [\tilde{\mathbf{x}}(M+1:N_T)]^T$$

여기서, M은 상기 제1 그룹(x_1)에 포함되는 레이어의 개수를 나타내며, $[\]^T$ 는 전치행렬을 나타낸다.

청구항 9

복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신하는 신호 수신부,

수신된 신호에 포함되는 부반송파 각각에 대응하여 채널 이득 행렬의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 구하는 연산부,

상기 G 행렬의 파워 값들에 대하여 통계적 확률 특성 값을 구하고, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 제어부, 그리고

상기 통계적 확률 특성 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 상기 통계적 확률 특성 값보다 큰 G 행렬의 파워 값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출하는 신호 검출부를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 통계적 확률 특성 값은 평균값을 포함하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 11

제 9항에 있어서,

상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 정렬부를 더 포함하고,

상기 제어부는, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 정렬된 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 신호 검출부는,

상기 검출된 상기 제1 그룹 및 제2 그룹의 레이어를 전송된 순서대로 재배열하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 13

제11항에 있어서,

상기 G 행렬은 무어 펜로즈 슈도 역행렬(Moore-Penrose pseudo-inverse matrix)로서, 다음의 수학적식과 같이 제로 포커싱(zero-forcing) 방식 또는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 연산하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치:

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

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

여기서, $\mathbf{G}_{ZF}$ 는 제로 포커싱 방식으로 획득한 G 행렬이고, $\mathbf{G}_{MMSE}$ 는 MMSE 방식으로 획득한 G 행렬이며, H는 상기 채널 이득 행렬이고, σ_n^2 는 잡음 전력을 나타낸다.

청구항 14

제13항에 있어서,

상기 G 행렬은 송신 안테나의 개수(N_t)에 대응하는 행을 가지며, 각각의 행은 상기 복수의 송신 안테나를 통해 송신되는 각각의 부반송파에 대응하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 15

제14항에 있어서,

상기 정렬부는,

다음의 수학적식과 같이 표현되는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치:

$$\mathbf{G}_{sort} = [\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_{N_t}]$$

여기서, $\mathbf{G}_1$ 은 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 작은 인덱스를 의미하며, $\mathbf{G}_{N_t}$ 는 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 큰 인덱스를 의미하며, N_t 는 송신 안테나의 개수를 나타낸다.

청구항 16

제15항에 있어서,

상기 연산부는,

다음의 수학적식을 이용하여 사후 신호대 잡음비(Post SNR)를 연산하여 i번째 부반송파의 채널 상태를 판단하는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치:

$$\rho_i = \frac{\| \mathbf{x}(i) \|^2}{\sigma^2 \| \mathbf{G}(i) \|^2}$$

여기서, ρ_i 는 Post SNR을 나타내고, σ^2 는 잡음 전력을 나타내며, $\| \mathbf{x}(i) \|^2$ 은 i 번째 부반송파의 송신 파워를 뜻하며 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 은 i 번째 부반송파에 대한 G 행렬의 파워 값을 나타낸다.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 MIMO-OFDM 시스템의 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 다중 전송안테나를 통해 전송된 신호를 보다 낮은 복잡도와 높은 정확성을 가진 상태에서 검출할 수 있는 MIMO-OFDM 시스템의 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 환경에서 고속 데이터 전송이 요구되면서 다중안테나를 사용하는 차세대 무선 시스템 전송 기술인 다중입출력 직교 주파수 다중 분할 시스템(MIMO-OFDM) 방식의 관심이 늘어나고 있다. 특히 V-BLAST(vertical Bell Lab Layered space time) 기법은 전송률을 크게 높일 수 있어 많은 초고속 통신에 적용되고 있다. V-BLAST 기법을 사용하는 MIMO(Multiple Input Multiple Output)-OFDM(orthogonal frequency division multiplex) 시스템에서는 낮은 복잡도를 지니며 성능이 우수한 적절한 신호검출 기법을 찾아 선택하는 것이 중요하다.

[0003] 이에 따라 MIMO 신호 검출 기법도 현재 활발하게 연구되고 있다. ZF(zero-forcing), MMSE(Minimum Mean Square Error)와 선형 검출 방법은 낮은 복잡도로 전송된 신호를 검출할 수 있는 잘 알려진 방법이다.

[0004] 특히, MLD(maximum likelihood detection) 기법은 최적의 성능을 가지지만 송신 안테나 수와 변조 방식의 레벨이 늘어날수록 복잡도는 기하급수적으로 증가한다. 이를 보완하기 위해 성능은 MLD에 근접하면서 계산 복잡도를 줄일 수 있는 여러 기법들이 연구되어 왔으나 복잡도를 줄이게 되면 원하는 성능을 얻기 어려운 문제점이 있다.

[0005] 본 발명의 배경이 되는 기술은 대한민국 공개특허공보 제2007-00882327호(2007. 08. 29 공개)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 따라서 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 MIMO 시스템에 있어서 다중 전송안테나를 통해 전송된 신호를 보다 낮은 복잡도와 높은 정확성을 가진 상태에서 검출할 수 있는 MIMO 시스템을 이용한 신호 검출 방법 및 그 장치를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0007] 이러한 과제를 해결하기 위한 본 발명의 한 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 방법은, 복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신하는 단계, 수신된 신호에 포함되는 부반송파

[0008] 각각에 대응하여 채널 이득 행렬의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 구하는 단계, 상기 G 행렬의 파워 값들에 대하여 통계적 확률 특성 값을 구하고, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 단계, 그리고 상기 통계적 확률 특성 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 상기 통계적 확률 특성 값보다 큰 G 행렬의 파워

값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출하는 단계를 포함한다.

[0009] 상기 통계적 확률 특성 값은 평균값을 포함할 수 있다.

[0010] 상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 단계를 더 포함하고, 상기 비교하는 단계는, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 정렬된 G 행렬의 파워 값들을 비교할 수 있다.

[0011] 상기 검출된 상기 제1 그룹 및 제2 그룹의 레이어를 전송된 순서대로 재배열하는 단계를 더 포함할 수 있다.

[0012] 상기 G 행렬은 무어 펜로즈 슈도 역행렬(Moore-Penrose pseudo-inverse matrix)로서, 다음의 수학적식과 같이 제로 포커싱(zero-forcing) 방식 또는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 연산할 수 있다.

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

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

[0013]

[0014] 여기서, $\mathbf{G}_{ZF}$ 는 제로 포커싱 방식으로 획득한 G 행렬이고, $\mathbf{G}_{MMSE}$ 는 MMSE 방식으로 획득한 G 행렬이며, H는 상기 채널 이득 행렬이고, σ_n^2 는 잡음 전력을 나타낸다.

[0015] 상기 G 행렬은 송신 안테나의 개수(N_t)에 대응하는 행을 가지며, 각각의 행은 상기 복수의 송신 안테나를 통해 송신되는 각각의 부반송파에 대응할 수 있다.

[0016] 상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 단계는, 다음의 수학적식과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{G}_{sort} = [\mathbf{G}_1, \mathbf{G}_2, \dots, \mathbf{G}_{N_t}]$$

[0017]

[0018] 여기서, $\mathbf{G}_1$ 은 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 작은 인덱스를 의미하며, $\mathbf{G}_{N_t}$ 는 상기 G 행렬의 파워 값이 가장 큰 인덱스를 의미하며, N_t 는 송신 안테나의 개수를 나타낸다.

[0019] 상기 제1 그룹과 제2 그룹에 포함되는 레이어들은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2]^T,$$

$$\mathbf{x}_1 = [\tilde{\mathbf{x}}(1:M)]^T \quad \mathbf{x}_2 = [\tilde{\mathbf{x}}(M+1:N_T)]^T$$

[0020]

[0021] 여기서, M은 상기 제1 그룹($\mathbf{x}_1$)에 포함되는 레이어의 개수를 나타내며, $[\]^T$ 는 전치행렬을 나타낸다.

[0022] 본 발명의 다른 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 신호 검출 장치는, 복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신하는 신호 수신부, 수신된 신호에 포함되는 부반송파 각각에 대응하여 채널 이득 행렬의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 구하는 연산부, 상기 G 행렬의 파워 값들에 대하여 통계적 확률 특성 값을 구하고, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 G 행렬의 파워 값들을 비교하는 제어부, 그리고 상기 통계적 확률 특성 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 상기 통계적 확률 특성 값보다 큰 G 행렬의 파워 값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출하는 신호 검출부를 포함한다.

[0023] 상기 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키는 정렬부를 더 포함하고, 상기 제어부는, 상기 통계적 확률 특성 값과 상기 정렬된 G 행렬의 파워 값들을 비교할 수 있다.

[0024] 상기 연산부는, 다음의 수학적식을 이용하여 사후 신호대 잡음비(Post SNR)를 연산하여 i번째 부반송파의 채널 상태를 판단할 수 있다.

$$\rho_i = \frac{\| \mathbf{x}(i) \|^2}{\sigma^2 \| \mathbf{G}(i) \|^2}$$

[0025]

[0026] 여기서, ρ_i 는 Post SNR을 나타내고, σ^2 는 잡음 전력을 나타내며, $\| \mathbf{x}(i) \|^2$ 은 i 번째 부반송파의 송신 파워를 뜻하며 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 은 i 번째 부반송파에 대한 $\mathbf{G}$ 행렬의 파워 값을 나타낸다.

발명의 효과

[0027]

이와 같이 본 발명에 따르면 MIMO-OFDM 시스템에 있어서, 채널 상태를 고려하여 검출방식을 MMSE와 K-best를 혼합함으로써, 기존의 검출 방식에 비하여 검출 과정에서의 복잡도를 줄이고, 검출 에러를 크게 줄일 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0028]

도 1a는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 방식의 통신 시스템을 설명하기 위한 도면이다.

도 1b는 도 1a에 따른 송신 단말을 통해 송신되는 신호를 설명하기 위한 예시도이다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 방식으로 수신된 신호를 검출하는 과정을 설명하기 위한 순서도이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 따른 $\mathbf{G}$ 행렬을 설명하기 위한 도면이다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 K-best 방식을 이용한 신호 검출 과정을 설명하기 위한 도면이다.

도 5 및 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법과 MMSE, K-best 검출 방법의 BER(bit error rate) 성능을 비교한 결과를 나타내는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0029]

첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다. 본 발명이 속한 분야의 통상의 지식을 가진 자에게는 아래와 같은 본 발명에 따른 동작을 심볼을 사용하여 실시한 설명을 참조하여 프레임 단위로 확장하는 것은 용이하게 이해할 수 있는 내용이므로 이에 대한 별도의 설명은 생략한다.

[0030]

도 1a는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 방식의 통신 시스템을 설명하기 위한 도면이고, 도 1b는 도 1a에 따른 송신 단말을 통해 송신되는 신호를 설명하기 위한 예시도이다.

[0031]

도 1a와 같이 송신 단말(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를 가지며, 수신 단말(200)은 N_r 개의 다중 수신 안테나를 가진다.

[0032]

송신 단말(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를 이용하여 각각 신호를 전달하는데, 각각의 신호는 복수개의 부반송파(서브캐리어)가 포함되어 있으며, 각 송신 안테나로부터 송신된 N_t 개의 부반송파가 혼합되어 채널을 통하여 수신 단말(200)로 전송된다. 이때, 부반송파는 다중 경로 채널을 통하여 전송되며, 안테나의 성능이나 채널 경로에 따라 서로 다른 채널 상태를 가질 수 있다. 각 송신 안테나에서 송신되는 신호를 도 1b와 같이 예를 들어 설명한다.

[0033]

도 1b와 같이 송신 단말(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를 통하여 N_t 개의 레이어(layer x_1 , layer x_2 , ..., layer x_{N_t} ,) 형태의 송신 신호를 전송하며, 각 레이어는 복수의 부반송파로 이루어진다. 도 1b에서는 설명의 편의상 각 레이어가 5개의 부반송파를 가지는 것으로 도시하였다. 동일한 인덱스를 가지는 부반송파는 서로 혼재된 상태로 수신 단말(200)의 다중 수신 안테나로 전송된다. 즉, N_t 개의 제1 부반송파는 서로 혼재된 상태에서 MIMO-OFDM 방식으로 수신 단말(200)로 전송된다.

[0034] 수신 단말(200)은 신호 수신부(210), 연산부(220), 정렬부(230), 제어부(240) 및 신호 검출부(250)를 포함한다.

[0035] 먼저 신호 수신부(210)는 복수의 송신 안테나를 가지는 송신 단말로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신한다. 그리고, 연산부(220)는 수신된 신호에 포함되는 부반송파 각각에 대응하여 채널 이득 행렬(H 행렬)의 역행렬에 대응하는 G 행렬의 파워 값을 연산한다.

[0036] 정렬부(230)는 G 행렬의 파워 값들을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬시키고, 제어부(240)는 G 행렬의 파워 값들에 대하여 통계적 확률 특성 값을 구하고, 통계적 확률 특성 값과 정렬된 G 행렬의 파워 값들을 비교한다. 본 발명의 실시예에 따르면 통계적 확률 특성 값은 평균 값을 포함하는 것으로, 채널 환경 및 통신 방법에 따라 다양하게 설계 변경할 수 있다.

[0037] 그리고 신호 검출부(250)는 평균 값보다 작은 G 행렬의 파워 값을 가지는 제1 그룹의 레이어에 대해서는 MMSE(minimum mean square error) 방식으로 신호를 검출하고, 평균 값보다 큰 G 행렬의 파워 값을 가지는 제2 그룹의 레이어에 대해서는 K-best 방식으로 신호를 검출한다.

[0038] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 방식으로 수신된 신호를 검출하는 과정을 설명하기 위한 순서도이다.

[0039] 먼저, 수신 단말(200)의 신호 수신부(210)는 N_t 개의 다중 수신 안테나를 통하여 송신 단말(100)로부터 MIMO-OFDM 방식으로 신호를 수신한다(S210). 여기서, 신호 수신부(210)가 수신한 신호는 다음과 같이 수학적 1 및 수학적 2로 나타낼 수 있다.

수학적 1

[0040]
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

수학적 2

[0041]
$$\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_t}] \quad \mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_r}] \quad \mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_r}]$$

[0042] 여기서, $\mathbf{x}$ 는 $N_t \times 1$ 크기를 가지는 송신 안테나에서 전송되는 레이어, $\mathbf{y}$ 는 $N_r \times 1$ 크기를 가지는 수신 안테나에서 수신되는 레이어, $\mathbf{n}$ 은 $N_r \times 1$ 크기를 가지는 가우시안 형태의 잡음 벡터를 나타낸다.

[0043] 수학적 1에서 채널 이득 행렬(H 행렬)은 $N_r \times N_t$ 의 크기를 가지며, 다음의 수학적 3과 같이 나타낼 수 있다.

수학적 3

[0044]
$$\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \dots & H_{1,N_t} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \dots & H_{2,N_t} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_r,1} & H_{N_r,2} & \dots & H_{N_r,N_t} \end{pmatrix}$$

[0045] 여기서, $H_{i,j}$ 는 j번째 송신 안테나에서 i번째 수신 안테나 사이의 채널 이득을 나타내고, $H_{i,j}$ 는 다중 경로 채널을 통과한다고 가정한다.

[0046] 연산부(220)는 수신된 부반송파 각각에 대하여 G행렬의 파워 값을 연산하고 송신 심볼에 포함된 각 부반송파의 채널 상태를 판단한다(S220). 각각의 부반송파의 채널 상태는 사후 신호대 잡음비(이하 "Post SNR"이라 함)를 통하여 알 수 있는데 Post SNR은 다음의 수학적 식 4와 같다.

수학적 식 4

$$\rho_i = \frac{\| \mathbf{x}(i) \|^2}{\sigma^2 \| \mathbf{G}(i) \|^2}$$

[0047]

[0048] 여기서, ρ_i 는 Post SNR을 나타내며, σ^2 는 잡음 전력을 나타낸다. 또한 $\| \mathbf{x}(i) \|^2$ 는 i번째 부반송파의 송신 파워를 뜻하며 $\mathbf{G}(i)$ 는 채널 응답 계수(H)의 역행렬에 대응하는 G 행렬(무어 펜로즈 슈도 역행렬(Moore-Penrose pseudo-inverse matrix))의 각 행에 대응하는 값으로, 송신 안테나와 동일한 개수(N_t)를 가진다.

[0049] 채널의 상태를 판단하기 위한 수학적 식 4에서 i번째 부반송파의 송신 파워($\| \mathbf{x}(i) \|^2$)는 대부분 1의 값으로 정하여 전송하기 때문에 Post SNR에 미치는 영향은 거의 없다고 볼 수 있다. 따라서 Post SNR에 영향을 미치는 부분은 수학적 식 5와 6에서 획득한 G 행렬(무어 펜로즈 슈도 역행렬)의 파워 값인 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 가 되며, $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 는 $\mathbf{G}(i)$ 의 norm 값에 대응한다.

[0050] $\mathbf{G}(i)$ 는 다음의 수학적 식 5 및 수학적 식 6과 같이 ZF(zero-forcing)형식과 MMSE(minimum mean square error) 형식으로 나타낼 수 있다. 수학적 식 5는 잡음이 고려되지 않은 ZF(zero-forcing) 형식의 $\mathbf{G}(i)$ 이며, 수학적 식 6은 잡음이 고려되지 않은 MMSE(minimum mean square error) 형식의 $\mathbf{G}(i)$ 를 나타낸다.

수학적 식 5

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

[0051]

수학적 식 6

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

[0052]

[0053] 여기서, $\mathbf{G}_{ZF}$ 는 제로 포커싱 방식으로 획득한 G 행렬이고, $\mathbf{G}_{MMSE}$ 는 MMSE 방식으로 획득한 G 행렬이며, H는 수학적 식 3에 나타난 채널 응답 계수이다.

[0054] 이와 같이 연산부(220)는 송신되는 부반송파의 채널 상태를 판단하기 위해 i번째 부반송파에 대응하여 수학적 식 5 또는 수학적 식 6을 이용하여 G 행렬의 norm 값에 해당하는 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 값을 구한다.

[0055] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 G 행렬을 설명하기 위한 도면이다.

[0056] 도 3과 같이 G 행렬(무어 펜로즈 슈도 역행렬)은 송신 안테나와 동일한 개수(N_t)의 행을 가지고 있으며, 각 행마다의 파워 값인 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 값은 i번째 송신 안테나로부터 송신된 부반송파에 대응한다.

[0057] 또한, 연산부(220)는 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 값이 큰 값을 가지면 post SNR이 작아지게 되어 채널 상태가 좋지 않은 것으로 판단하고, 반대로 $\| \mathbf{G}(i) \|^2$ 값이 작은 값을 갖게 된다면 post SNR이 크게 되어 채널 상태가 좋은 것으로 판단

한다.

[0058] 다음으로 정렬부(230)는 연산부(220)로부터 생성된 각각의 부분송파에 대한 $\|G(i)\|^2$ 값을 작은 값부터 큰 값 순서대로 정렬(ordering)시킨다(S230).

[0059] 그리고, 정렬부(230)는 각 행의 파워를 작은 순서대로 정렬하고, 각 행에 해당하는 인덱스를 다음의 수학적식 7과 같이 저장한다.

수학적식 7

$$G_{sort} = [G_1, G_2, \dots, G_{N_t}]$$

[0060]

[0061] 여기서, G_1 은 $\|G(i)\|^2$ 의 값이 가장 작은 인덱스를 의미하며, G_{N_t} 는 $\|G(i)\|^2$ 의 값이 가장 큰 인덱스를 의미한다. 또한 G_1 에 해당하는 레이어의 채널 상태가 가장 우수하며, G_{N_t} 에 해당하는 레이어의 채널 상태가 가장 좋지 않은 것을 나타낸다.

[0062] 예를 들어, G 행렬(무어 펜로즈 슈도 역행렬)에서 첫 번째 행에 대응하는 파워 값($\|G(1)\|^2$)이 가장 작고, 세 번째 행에 대응하는 파워 값($\|G(3)\|^2$), 네 번째 행에 대응하는 파워 값($\|G(4)\|^2$), 두 번째 행에 대응하는 파워 값($\|G(2)\|^2$)이 순차적으로 큰 값을 가진다고 가정하면, 수학적식 7에서 $G_{sort} = [\|G(1)\|^2, \|G(3)\|^2, \|G(4)\|^2, \|G(2)\|^2] = [G_1, G_2, G_3, G_4]$ 를 만족하게 된다. 즉, $\|G(1)\|^2$ 이 G_1 이 되고, $\|G(3)\|^2$ 이 G_2 가 되며, $\|G(4)\|^2$ 가 G_3 이 되고, $\|G(2)\|^2$ 이 G_4 가 된다.

[0063] 다음으로 제어부(240)는 정렬된 각각의 G_i 값($\|G(i)\|^2$)들의 평균값을 구하고, 정렬된 각 G_i 값들과 평균값을 비교한다(S240). 여기서, $\|G(i)\|^2$ 들의 평균값은 모든 채널을 고려한 평균 값으로 채널 상태 판단의 기준이 되며, 평균값보다 작은 값을 가지는 G_i 값의 개수를 M으로 설정한다.

[0064] 결과적으로 M값은 채널 상태가 평균보다 우수한 레이어의 개수로서, 신호 검출부(250)는 채널 상태가 평균보다 우수한 M개의 레이어에 대하여 MMSE 검출 방식을 이용하여 신호를 검출하고(S250), 채널 상태가 평균 이하인 나머지 레이어에 대하여 K-best 검출 기법을 이용하여 신호를 검출한다(S260).

[0065] 즉, 신호 검출부(250)는 채널 상태가 평균 이상인 것으로 판단되는 제1 그룹의 레이어에 대하여, 검출 성능은 다소 낮지만 복잡도는 낮은 MMSE 검출 방식을 이용하여 신호를 검출한다. 또한 신호 검출부(250)는 채널 상태가 평균보다 낮은 것으로 판단되는 제2 그룹의 레이어에 대하여, 복잡도는 높지만 검출 성능이 우수한 K-Best 방식을 이용하여 신호를 검출한다. 이와 같이 신호 검출부(250)는 채널 상태를 고려하여, 채널 상태가 좋은 경우에는 MMSE 검출 방식을 이용함으로써 복잡도를 낮추고, 채널 상태가 좋지 않은 경우에는 K-best 방식을 이용함으로써 검출 성능을 높이도록 함으로써, 신호 검출의 효율성을 높이도록 한다.

[0066] 이하에서는 신호 검출부(250)가 MMSE 방식 또는 K-best 방식을 이용하여 수신 신호를 검출하는 과정을 더욱 상세하게 설명한다.

[0067] 먼저 신호 검출부(250)는 수학적식 6을 통해 구한 Moore-Penrose pseudo-inverse 행렬(G_{MMSE})로 MMSE 등화를 하여 아래의 수학적식 7과 MMSE의 해를 구한다.

수학적식 8

$$\hat{\mathbf{x}}_{MMSE} = \mathbf{G}\mathbf{y}$$

[0068]

[0069] 앞서 수학적식 7에서 구한 인덱스에 따라 수학적식 3에 나타낸 채널 응답 계수를 추정된 값을 $\tilde{\mathbf{H}}$ 라하고, 수학적식 8에 나타낸 MMSE의 해를 추정된 값을 $\tilde{\mathbf{x}}_{mmse}$ 라고 한다.

[0070] M 값에 따라 검출해야 할 추정신호 $\tilde{\mathbf{x}}$ 는 다음의 수학적식 9와 같이 나눌 수 있다.

수학적식 9

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2]^T, \\ \mathbf{x}_1 = [\tilde{\mathbf{x}}(1:M)]^T \quad \mathbf{x}_2 = [\tilde{\mathbf{x}}(M+1:N_T)]^T$$

[0072] 여기서, M은 상기 제1 그룹($\mathbf{x}_1$)에 포함되는 레이어의 개수를 나타내며, $[\]^T$ 는 전치행렬을 나타낸다.

[0073] 결과적으로, 신호 검출부(250)는 $\mathbf{x}_1$ 벡터에 해당하는 제1 그룹의 레이어들은 MMSE 방식으로 검출하고, $\mathbf{x}_2$ 벡터에 해당하는 제2 그룹의 레이어들은 K-best 방식으로 검출을 하게 된다.

[0074] 먼저 MMSE 방식의 경우 등화 행렬을 통해 추정된 $\tilde{\mathbf{x}}_{mmse}$ 을 양자화 과정을 통해 수신 심볼들을 복조하는 검출 방식이다. MMSE 방식은 송신신호와 기 설정된 수신신호의 평균오차제곱값의 최소값으로 신호를 추정하는 방식으로, 당업자라면 MMSE 방식을 통하여 신호를 검출하는 과정을 용이하게 실시할 수 있는 바, 이에 대한 상세한 설명은 생략한다.

[0075] 다음으로, K-best 방식은 트리 검색 알고리즘에 기반하는 것으로, 먼저 채널의 행렬 $\tilde{\mathbf{H}}$ 를 다음의 수학적식 10과 같이 QR 분해한다.

수학적식 10

$$\tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$$

[0077] 여기서, R은 상 삼각행렬이고, Q는 $\mathbf{Q}^H \mathbf{Q} = \mathbf{I}$ 를 만족하는 정규직교행렬이다. 또한 $\mathbf{Q}^H$ 는 Q 행렬의 켤레켄치 전치(conjugate transpose) 행렬이다.

[0078] 수학적식 1에 수학적식 10에서 분해된 채널 형태를 대입하고, 양변에 $\mathbf{Q}^H$ 를 곱하면 다음의 수학적식 11과 같이 표현할 수 있다.

수학적식 11

$$\mathbf{Z} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \mathbf{Q}^H \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} = \mathbf{R} \mathbf{x} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n} = \mathbf{R} \mathbf{x} + \bar{\mathbf{n}}$$

[0080] 여기서, $\bar{\mathbf{n}}$ 은 가우시안 분포를 가지는 벡터를 의미한다.

[0081] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 K-best 방식을 이용한 신호 검출 과정을 설명하기 위한 도면이다.

[0082] 도 4와 같이 K-best 방식은 각 레이어에서 모든 노드를 확장하는 방식을 가지는데, 노드들 중에서 K개의 생존 노드를 선택한다. 즉, Euclidean distance 값이 작은 K개의 path들을 선택하고 나머지는 고려하지 않으며, 마지막 레이어에서 생존한 노드들 중에서 가장 짧은 path를 선택하도록 한다.

[0083] K-best의 path metric 계산은 앞서 수학적 식 11과 같이 양변에 Q^H 를 곱해줌으로써 아래의 수학적 식 12와 같이 계산된다.

수학적 식 12

$$\arg \min_{x \in S^{N_T}} \|y - Hx\|^2 = \arg \min_{x \in S^{N_T}} \|Q^H y - Rx_{\text{candi}}\|^2$$

[0085] 여기서, x_{candi} 는 송신 신호의 모든 가능한 성상도를 나타내며, 예를 들어 송신 신호가 QPSK 방식으로 변조되었다고 가정하면 4가지의 모든 가능한 값(00, 01, 11, 10)들을 후보군으로 포함하게 된다.

[0086] 더욱 상세히 설명하면, path metric 값은 $K \times (\text{성상도 크기})$ 에 해당하는 개수의 metric으로 확장되고, 이 중에서 작은 값을 가지는 metric 중에서 K개의 metric만 생존시키고, 나머지는 모두 고려하지 않도록 한다. 이와 같은 방식을 반복하면 다음의 수학적 식 13과 같이 일반적인 식으로 path metric 값을 구할 수 있다.

수학적 식 13

$$\left\| Z_i - (Rx_{i,\text{candidate}} + \sum_{j=i+1}^{N_t} Rx_{j,\text{keep}}) \right\|^2$$

[0088] 그리고, 마지막 레이어에서는 가장 작은 metric을 선택함으로써, 마지막 레이어까지 생존한 성상도의 값을 송신 신호로 추정을 하게 된다.

[0089] 이와 같이 신호 검출부(250)에 의해 추정된 신호는 다음의 수학적 식 14와 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 14

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{\mathbf{x}}_1 \tilde{\mathbf{x}}_2]^T$$

[0091] 여기서 추정된 신호 $\tilde{\mathbf{x}}$ 는 수학적 식 7에서 G_{sort} 에 의하여 크기 순서대로 정렬이 되었으므로, 신호 검출부(250)는 다음의 수학적 식 15와 같이 전송 순서로 재정렬을 한다(S270).

수학적 식 15

$$\tilde{\mathbf{x}} = [\tilde{\mathbf{x}}_{G_1}, \dots, \tilde{\mathbf{x}}_{G_{N_t}}]^T$$

[0093] 즉, 안테나의 순서대로 레이어가 결합되어 송신되었다면, 다시 송신된 순서대로 레이어를 재정렬함으로써, 수학적 식 15와 같이 재정렬된 신호 $\tilde{\mathbf{x}}$ 가 송신 안테나에서 송신된 신호로 최종적으로 추정된다.

[0094] 다시 도 4를 통해 K-best 검출 방식에 대하여 더욱 상세하게 설명하면, 도 4는 QPSK 변조방식을 사용하고 송신

안테나와 수신 안테나가 각각 4개이며, $K=3$ 인 K-best 검출 방식의 트리 구조를 예시한 것이다.

[0095] 본 발명의 실시예에 따른 K-best 방식에서, 수학식 4에 나타난 채널 상태를 고려하여 채널이 좋을 경우는 K 값을 적게 할당하고, 채널이 안 좋을 경우에는 K 값을 많이 할당하는 방식을 사용할 수 있다. 따라서 채널 상태가 좋지 않을 경우 K-best 방식으로 더 많은 신호를 검출하게 되는데, 신호 검출을 나누는 기준 M에 따라 값을 설정할 수 있다. M값이 0일 경우 오로지 K-best 방식으로만 검출하기 때문에 변조 차수의 수로 값을 정해주고, M값이 N_t 의 개수와 같다면 오직 MMSE 방식으로만 검출하게 된다.

[0096] 즉, M 값이 작을 경우는 채널의 상태가 좋지 않은 상태를 의미하므로, K 값을 크게 하였고, 반대로 M값이 클 경우 채널의 상태는 좋은 상태를 나타내므로 K값을 작게 설정하여 복잡도를 줄일 수 있게 된다.

[0097] 다음의 표 1은 종래의 여러 신호 검출방식들과 본 발명에 적용된 검출 방식의 복잡도를 비교하여 나타낸 것이다. 복잡도를 계산할 때 덧셈 계산은 하드웨어적으로 구현하기 용이하기 때문에 고려하지 않았고, 곱셈 연산만을 고려하여 복잡도를 계산하였다.

[0098] 또한 송신 안테나, 수신안테나의 수는 각각 4이고, 변조기법은 QPSK를 사용하며, 허수끼리의 1회의 곱셈은 실수와 실수의 4회의 곱셈과 같은 복잡도를 가진다고 가정하였다.

표 1

Detection scheme	Required number of multiplication ($N_T=N_R=4$)
MMSE	836
1-Best	1056
2-Best	1248
3-Best	1440
MMSE-3-best (M=1)	745
MMSE-2-best (M=2)	354
MMSE-1-best (M=3)	411
Adaptive MMSE-K best	547.0689

[0099]

[0100] 표 1에서 나타난 것처럼, 본 발명의 실시예를 이용한 경우(Adaptive MMSE-K best)에는 1-Best, 2-Best, 3-Best를 이용한 경우보다 복잡도가 작은 것을 알 수 있다.

[0101] 또한, 본 발명의 실시예와 달리 채널 상태를 고려하지 않고 일률적으로 MMSE-K best 검출 방식을 이용한 것과 비교하면, 본 발명의 실시예를 적용한 경우가 MMSE-3-best(M=1)보다 복잡도가 작고, MMSE-2-best(M=2) MMSE-1-best(M=3)보다는 복잡도가 다소 높은 것으로 나타났다.

[0102] 도 5 및 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법과 MMSE, K-best 검출 방법의 BER(bit error rate) 성능을 비교한 결과를 나타내는 그래프이다.

[0103] 도 5에 나타난 것처럼, 본 발명의 실시예를 이용한 경우(Proposed scheme)가 MMSE만을 이용하거나, K-best 만을 이용한 경우와 비교할 때, SNR이 증가할수록 BER이 낮다는 것을 알 수 있다. 또한 도 6에 나타난 것처럼, 본 발명의 실시예를 이용한 경우(Proposed scheme)가 MMSE만을 이용하거나, 채널 상태에 관계없이 MMSE-1-best(M=3), MMSE-2-best(M=2), MMSE-3-best(M=1)을 적용한 방식에 비하여 BER이 낮은 것으로 측정되었다.

[0104] 이와 같이 본 발명의 실시예에 따르면 MIMO-OFDM 시스템에 있어서, 채널 상태를 고려하여 검출방식을 MMSE와 K-best를 혼합함으로써, 기존의 검출 방식에 비하여 검출 과정에서의 복잡도를 줄이고, 검출 에러를 크게 줄일 수 있다.

[0105] 본 발명의 실시예는 다양한 컴퓨터로 구현되는 동작을 수행하기 위한 프로그램 명령을 포함하는 컴퓨터로 읽을 수 있는 매체를 포함한다. 이 매체는 지금까지 설명한 MIMO 시스템의 신호 검출 방법을 실행시키기 위한 프로그램을 기록한다. 이 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 이러한 매체의 예에는 하드디스크, 플로피디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체, CD 및 DVD와 같은 광기록 매체, 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 자기-광 매체, 롬, 램, 플래시 메모리 등과 같은 프로그램

명령을 저장하고 수행하도록 구성된 하드웨어 장치 등이 있다. 또는 이러한 매체는 프로그램 명령, 데이터 구조 등을 지정하는 신호를 전송하는 반송파를 포함하는 광 또는 금속선, 도파관 등의 전송 매체일 수 있다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.

[0106] 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

부호의 설명

- [0107]
- 100 : 송신 단말,

200 : 수신 단말,

210 : 신호 수신부,

220 : 연산부,

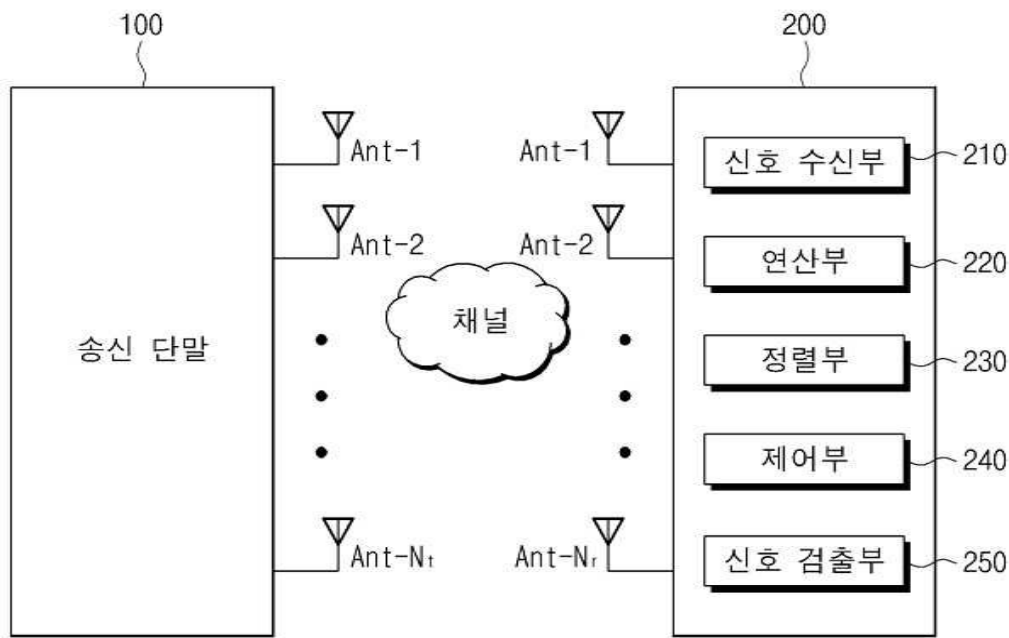
230 : 정렬부,

240 : 제어부,

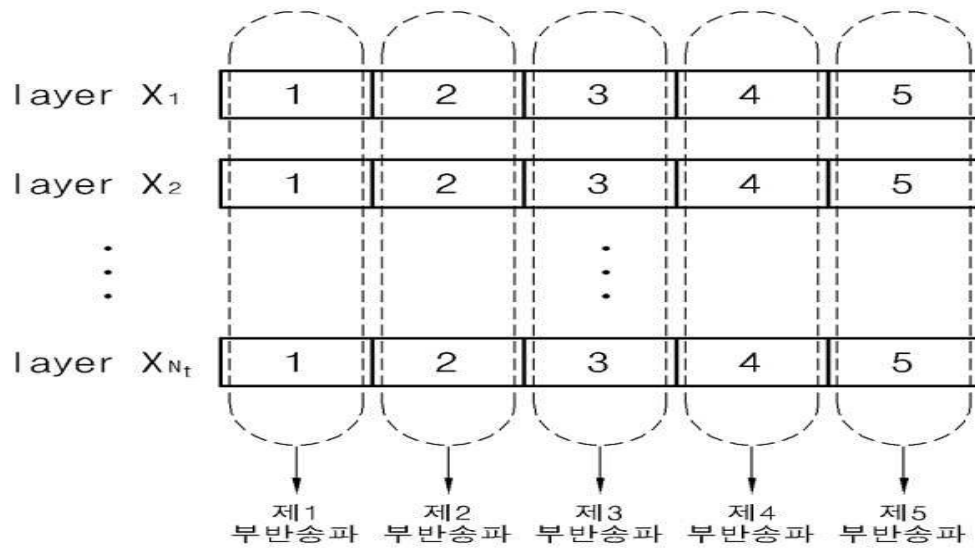
250 : 신호 검출부

도면

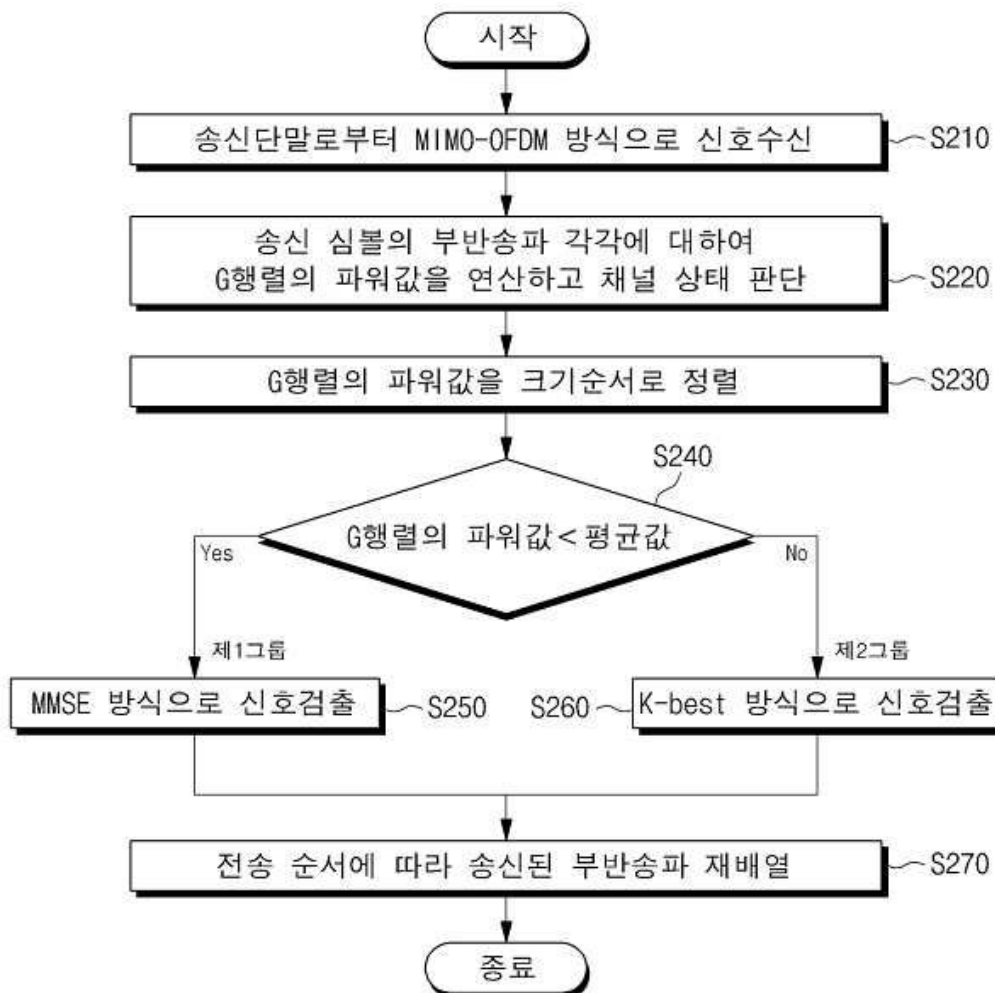
도면1a



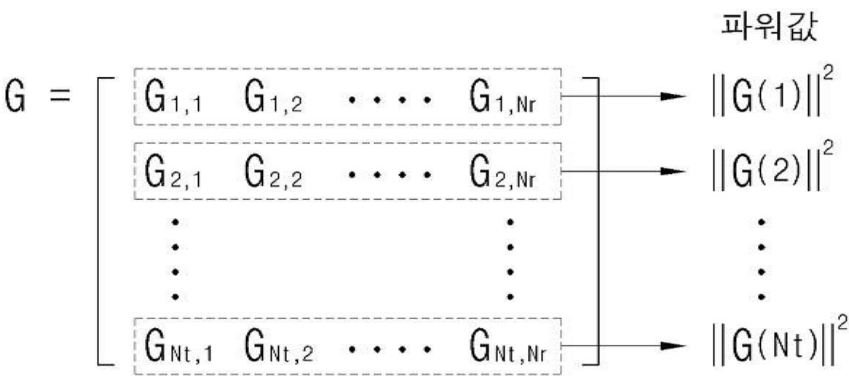
도면1b



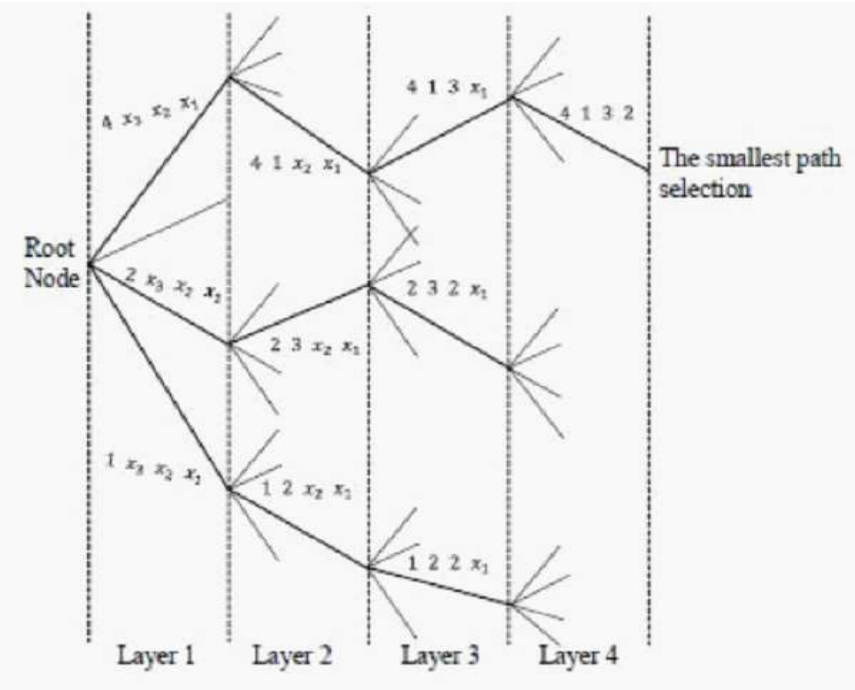
도면2



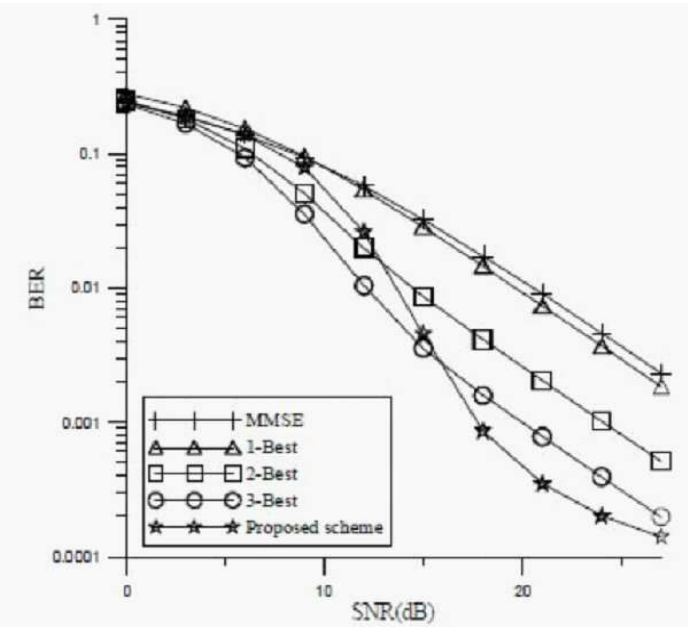
도면3



도면4



도면5



도면6

