



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0049433
(43) 공개일자 2020년05월08일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04B 7/0413 (2017.01)
H04L 1/00 (2006.01) H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/03242 (2013.01)
H04B 7/0413 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0005727
(22) 출원일자 2019년01월16일
심사청구일자 2019년01월16일
(30) 우선권주장
1020180132017 2018년10월31일 대한민국(KR)

- (71) 출원인
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
송형규
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 한양아파트
320동 303호
최승진
경기도 부천시 장말로188번길 31, A동 207호 (상
동, 현대빌라)
심성준
서울특별시 종로구 송인동길 21, 105동 2005호 (송
인동, 종로청계힐스테이트)
(74) 대리인
특허법인태백

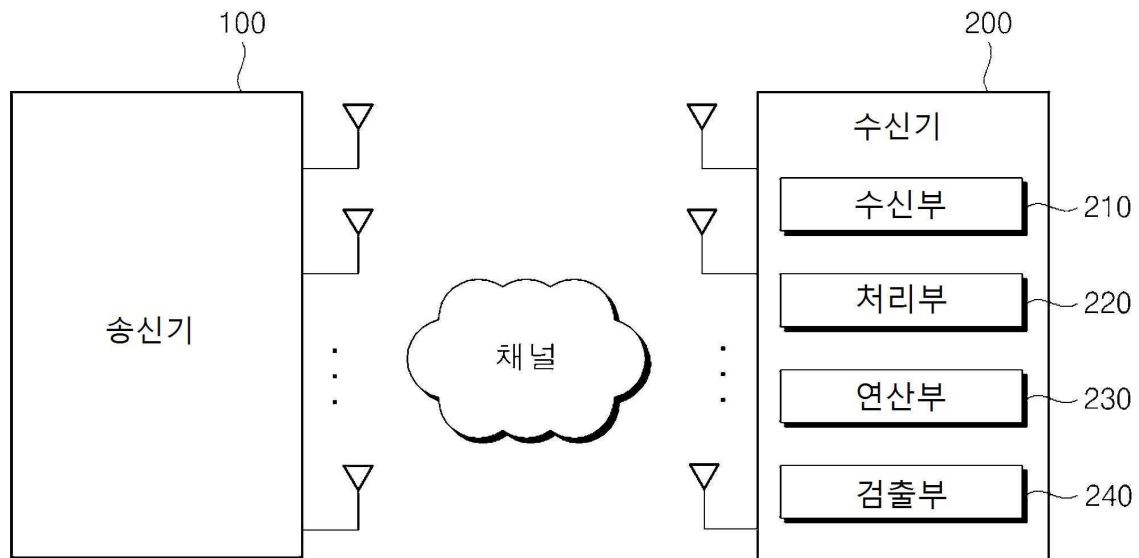
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 MIMO-OFDM 시스템 기반의 MIMO 신호 검출 장치 및 그 방법

(57) 요약

본 발명은 MIMO-OFDM 시스템 기반의 MIMO 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, N_T 개의 송신 안테나를 갖는 송신기로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계와, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 단계와, LR 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 (뒷면에 계속)

대표도 - 도1



대한 각 행의 성분을 이용하여 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 트리의 N_T 개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 설정하는 단계, 및 상기 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-BEST 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시키고, K_r 값으로 재설정된 $K(K=K_r)$ 를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시 반영하여 신호 검출을 수행하는 단계를 포함하는 신호 검출 방법을 제공한다.

본 발명에 의하면, MIMO-OFDM 시스템에서 수신 신호 검출 시에 매 레이어마다 K-Best 기법을 통해 얻은 생존 경로로부터 불필요한 경로를 추가적으로 제거함으로써 매우 낮은 복잡도를 가지면서 기존의 K-Best 기법에 준하는 높은 검출 성능을 제공할 수 있는 이점을 제공한다.

(52) CPC특허분류

H04L 1/0052 (2013.01)

H04L 25/024 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711065417

부처명 과학기술정보통신부

연구관리전문기관 정보통신기술진흥센터

연구사업명 방송통신산업기술개발

연구과제명 투명도와 레이어 가변형 실감 사이니지 기술 연구

기 여 율 1/1

주관기관 서울과학기술대학교산학협력단

연구기간 2018.01.01 ~ 2018.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

MIMO-OFDM 시스템 기반의 신호 검출 장치를 이용한 신호 검출 방법에 있어서,

N_T 개의 송신 안테나를 갖는 송신기로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계;

수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 단계;

LR 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 대한 각 행의 성분을 이용하여 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 트리의 N_T 개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 설정하는 단계; 및

상기 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-Best 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시키고, K_r 값으로 재설정된 K ($K=K_r$)를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시 반영하여 신호 검출을 수행하는 단계를 포함하는 신호 검출 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 신호 검출을 수행하는 단계는,

해당 레이어에서 최종 생존한 노드의 개수(K_r)가 기 설정된 기준값 이상이면($K_r \geq \text{기준값}$), K 를 K_r 로 재설정($K=K_r$)하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K 값으로 사용하되,

상기 K_r 이 상기 기준값보다 작으면($K_r < \text{기준값}$), K 를 K_r 의 2배($K=2 \cdot K_r$)의 값으로 재설정하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K 값으로 사용하는 신호 검출 방법.

청구항 3

청구항 2에 있어서,

상기 기준값은 상기 변조 차수(M)의 절반(기준값 = $M/2$)인 신호 검출 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 트리의 최상위 레이어인 N_T 번째 레이어의 문턱값 η_{N_T} 은 아래 수학식에 의해 결정되는 신호 검출 방법:

$$\eta_{N_T} = \left| \bar{Y}_{N_T} - \bar{Z}_{N_T} \right|,$$

$$\bar{Z}_{N_T} = Q \left(\frac{\bar{Y}_{N_T}}{\bar{R}_{N_T N_T}} \right)$$

여기서, $\bar{Y}_{N_T}$ 는 상기 LR 알고리즘을 통해 격자 감소된 수신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\bar{Z}_{N_T}$ 는 $\bar{R}_{N_T N_T}$ 에 대한 $\bar{Y}_{N_T}$ 의 양자화 연산을 통해 추정되는 격자 감소된 송신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\bar{R}_{N_T N_T}$ 는 $\bar{Y}_{N_T}$ 에 대응한

상삼각 행렬 $\overline{R}$ 의 N_T 번째 행과 N_T 번째 열의 원소, $Q(\cdot)$ 는 양자화(Quatization) 연산자를 나타낸다.

청구항 5

청구항 4에 있어서,

상기 N_T 번째 레이어 다음의 N_{T-1} 번째 레이어부터 1번째 레이어의 문턱값은 아래의 수학식에 의해 결정되는 신호 검출 방법:

$$\eta_i = \left| \overline{Y}_i - \overline{Z}_i \right| + \eta_{i+1},$$

$$\overline{Z}_i = Q\left(\frac{1}{\overline{R}_{ii}}\left(\overline{Y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} \overline{R}_{ij}\overline{Z}_j\right)\right)$$

여기서, $i = \{N_T-1, N_T-2, \dots, 1\}$ 이다.

청구항 6

MIMO-OFDM 시스템 기반의 신호 검출 장치에 있어서,

N_T 개의 송신 안테나를 갖는 송신기로부터 M-QAM 방식으로 MIMO 신호를 수신하는 수신부;

수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 처리부;

LR 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 대한 각 행의 성분을 이용하여 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 트리의 N_T 개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 설정하는 연산부; 및

상기 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-Best 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시키고, K_r 값으로 재설정된 $K(K=K_r)$ 를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시 반영하여 신호 검출을 수행하는 검출부를 포함하는 신호 검출 장치.

청구항 7

청구항 1에 있어서,

상기 검출부는,

해당 레이어에서 최종 생존한 노드의 개수(K_r)가 기 설정된 기준값 이상이면($K_r \geq \text{기준값}$), K를 K_r 로 재설정($K=K_r$)하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용하되,

상기 K_r 이 상기 기준값보다 작으면($K_r < \text{기준값}$), K를 K_r 의 2배($K=2 \cdot K_r$)의 값으로 재설정하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용하는 신호 검출 장치.

청구항 8

청구항 7에 있어서,

상기 기준값은 상기 변조 차수(M)의 절반(기준값 = M/2)인 신호 검출 장치.

청구항 9

청구항 6에 있어서,

상기 트리의 최상위 레이어인 N_T 번째 레이어의 문턱값 η_{N_T} 은 아래 수학식에 의해 결정되는 신호 검출 장치:

$$\eta_{N_T} = \left| \overline{Y}_{N_T} - \overline{Z}_{N_T} \right|,$$

$$\overline{Z}_{N_T} = Q \left(\frac{\overline{Y}_{N_T}}{\overline{R}_{N_T N_T}} \right)$$

여기서, $\overline{Y}_{N_T}$ 는 상기 LR 알고리즘을 통해 격자 감소된 수신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\overline{Z}_{N_T}$ 는 $\overline{R}_{N_T N_T}$ 에 대한 $\overline{Y}_{N_T}$ 의 양자화 연산을 통해 추정되는 격자 감소된 송신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\overline{R}_{N_T N_T}$ 는 $\overline{Y}_{N_T}$ 에 대응한 상삼각 행렬 $\overline{R}$ 의 N_T 번째 행과 N_T 번째 열의 원소, $Q(\cdot)$ 는 양자화(Quantization) 연산자를 나타낸다.

청구항 10

청구항 9에 있어서,

상기 N_T 번째 레이어 다음의 N_{T-1} 번째 레이어부터 1번째 레이어의 문턱값은 아래의 수학식에 의해 결정되는 신호 검출 장치:

$$\eta_i = \left| \overline{Y}_i - \overline{Z}_i \right| + \eta_{i+1},$$

$$\overline{Z}_i = Q \left(\frac{1}{\overline{R}_{ii}} \left(\overline{Y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} \overline{R}_{ij} \overline{Z}_j \right) \right)$$

여기서, $i = \{N_T-1, N_T-2, \dots, 1\}$ 이다.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 MIMO-OFDM 시스템 기반의 MIMO 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 매 레이어마다 K-Best 기법을 통해 얻은 생존 경로로부터 불필요한 경로를 추가적으로 제거함으로써 기존의 K-Best 기법에 준하는 성능을 지니면서 매우 낮은 복잡도를 가지는 MIMO-OFDM 시스템 기반의 MIMO 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 기술 분야에서는 최신 응용 프로그램, 다수 사용자 및 장치들의 요구로 인해 데이터 트래픽이 급증하고 있다. 이를 해결하기 위한 기술로 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 전송 기술은 다양한 무선 통신 시스템에 채택되고 있다. MIMO-OFDM 시스템은 다중 안테나를 사용함으로써 무선 통신의 채널 용량을 증가시킬 수 있고 전송 데이터의 신뢰성을 향상시킬 수 있다.

[0003] MIMO 전송 기술에서 멀티플렉싱 이득(Multiplexing Gain)은 여러 개의 독립적인 데이터 스트림을 전송하여 사용 안테나 수에 비례한 채널 용량을 가지도록 한다. 따라서, MIMO 시스템은 부가적인 대역폭 및 송신 전력 없이도 채널 용량을 증가시키는 것을 허용한다.

[0004] MIMO 전송 기술은 다중 간섭을 유발하는 메시지를 동시에 전송하고 수신기에서 메시지를 복원해야 한다. 수신기의 근본적인 목표는 송신기로부터 전송된 원본 데이터를 정확하게 검출하는 것과 신호를 검출하는 과정에서 복잡도를 낮추는 것에 있다.

[0005] 기존의 신호 검출 기법 중 가장 일반적으로 알려진 검출 기법으로 최적 검출 기법인 ML(Maximum Likelihood) 알고리즘이 있다. ML 기법은 수신될 수 있는 모든 신호의 조합과 수신된 신호를 비교하여 가장 차이가 적은 신호 조합을 선택하는 방식으로 신호를 검출하므로 가장 최적의 검출 성능을 보인다. 하지만 다중 안테나 아키텍처

또는 고차 변조 방식을 사용함에 따라 계산 복잡도가 기하급수적으로 증가하는 문제점이 있으며, 하드웨어적 한 계로 인하여 ML 검출기를 구현하는데 많은 제약이 따른다.

[0006] 따라서, 많은 연구자들은 ML 기법과 BER 성능은 유사하면서 복잡도는 더욱 낮은 기법을 연구하고 있다. 그 중에서 트리 탐색(Tree-Search) 기반 MIMO 검출 알고리즘은 MIMO 전송 기법에서 연구된 가장 보편적인 검출 기법이다.

[0007] 트리 탐색 알고리즘은 Brute-Force 검색에 기반한 최적의 ML 알고리즘과 비교하여 제한된 수의 참조 신호를 탐색하여 계산의 복잡성을 줄이도록 설계되었다. 이러한 트리 탐색 검출 알고리즘은 BFTS(Breadth First Tree-Search)와 DFTS(Depth First Tree-Search)로 나뉜다.

[0008] 높은 채널 용량을 갖기 위해서는 우수한 성능을 갖는 MIMO 검출 기법을 수신기에서 구현하는 것은 중요하다. 그러나, BFTS 알고리즘을 기반으로 하는 기존의 K-Best 검출 기법의 경우 최적의 성능에는 상응하지만, 여전히 안테나 아키텍처 구조와 변조 차수에 따라 높은 구현 복잡도를 요구하는 문제점이 있다.

[0009] 본 발명의 배경이 되는 기술은 한국등록특허 제10-1348557호(2014.01.08 공고)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0010] 본 발명은, 매 레이어마다 K-Best 기법을 통해 얻은 생존 경로로부터 불필요한 경로를 추가적으로 제거함으로써 매우 낮은 복잡도를 가지면서 기존의 K-Best 기법에 준하는 높은 검출 성능을 제공할 수 있는 MIMO-OFDM 시스템 기반의 MIMO 신호 검출 장치 및 그 방법을 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명은, MIMO-OFDM 시스템 기반의 신호 검출 장치를 이용한 신호 검출 방법에 있어서, N_T 개의 송신 안테나를 갖는 송신기로부터 M-QAM 방식으로 MIMO 신호를 수신하는 단계와, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 단계와, LR 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 대한 각 행의 성분을 이용하여 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 트리의 N_T 개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 설정하는 단계, 및 상기 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-BEST 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시키고, K_r 값으로 재설정된 $K(K=K_r)$ 를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시 반영하여 신호 검출을 수행하는 단계를 포함하는 신호 검출 방법을 제공한다.

[0012] 또한, 상기 신호 검출을 수행하는 단계는, 해당 레이어에서 최종 생존한 노드의 개수(K_r)가 기 설정된 기준값 이상이면($K_r \geq$ 기준값), K를 K_r 로 재설정($K=K_r$)하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용하되, 상기 K_r 이 상기 기준값보다 작으면($K_r <$ 기준값), K를 K_r 의 2배($K=2 \cdot K_r$)의 값으로 재설정하여 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용할 수 있다.

[0013] 또한, 상기 기준값은 상기 변조 차수(M)의 절반(기준값 = M/2)일 수 있다.

[0014] 또한, 상기 트리의 최상위 레이어인 N_T 번째 레이어의 문턱값 η_{N_T} 은 아래 수학식에 의해 결정될 수 있다.

$$\eta_{N_T} = \left| \overline{Y}_{N_T} - \overline{Z}_{N_T} \right|,$$

$$\overline{Z}_{N_T} = Q \left(\frac{\overline{Y}_{N_T}}{\overline{R}_{N_T N_T}} \right)$$

[0017] 여기서, $\overline{Y}_{N_T}$ 는 상기 LR 알고리즘을 통해 격자 감소된 수신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\overline{Z}_{N_T}$ 는 $\overline{R}_{N_T N_T}$ 에 대한

$\overline{Y}_{N_T}$ 의 양자화 연산을 통해 추정되는 격자 감소된 송신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\overline{R}_{N_T N_T}$ 는 $\overline{Y}_{N_T}$ 에 대응한 상삼각 행렬 $\overline{R}$ 의 N_T 번째 행과 N_T 번째 열의 원소, $Q(\cdot)$ 는 양자화(Quantization) 연산자를 나타낸다.

또한, 상기 N_T 번째 레이어 다음의 N_{T-1} 번째 레이어부터 1번째 레이어의 문턱값은 아래의 수학식에 의해 결정될 수 있다.

$$\eta_i = \left| \overline{Y}_i - \overline{Z}_i \right| + \eta_{i+1},$$

$$\overline{Z}_i = Q\left(\frac{1}{\overline{R}_{ii}}\left(\overline{Y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} \overline{R}_{ij} \overline{Z}_j\right)\right)$$

여기서, $i = \{N_T-1, N_T-2, \dots, 1\}$ 이다.

그리고, 본 발명은, MIMO-OFDM 시스템 기반의 신호 검출 장치에 있어서, N_T 개의 송신 안테나를 갖는 송신기로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 수신부와, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 처리부와, LR 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 대한 각 행의 성분을 이용하여 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 트리의 N_T 개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 설정하는 연산부, 및 상기 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-BEST 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시키고, K_r 값으로 재설정된 $K(K=K_r)$ 를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시 반영하여 신호 검출을 수행하는 검출부를 포함하는 신호 검출 장치를 제공한다.

발명의 효과

본 발명에 의하면, MIMO-OFDM 시스템에서 수신 신호 검출 시에 매 레이어마다 K-Best 기법을 통해 얻은 생존 경로로부터 불필요한 경로를 추가적으로 제거함으로써 매우 낮은 복잡도를 가지면서 기존의 K-Best 기법에 준하는 높은 검출 성능을 제공할 수 있는 이점을 제공한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다.

도 2는 도 1의 MIMO-OFDM 시스템에서 송수신기의 신호 처리 구조를 나타낸 도면이다.

도 3은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용하는 경우 K-Best 검출 기법 기반의 트리 탐색 구조를 이용한 신호 검출 과정을 설명하는 도면이다.

도 4는 도 1의 시스템을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법을 더욱 상세히 설명하는 도면이다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법과 다른 검출 방법에 대한 SNR(Signal to Noise Rate) 대비 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타낸 도면이다.

도 7은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용하는 경우에 대한 신호 검출 시뮬레이션 결과를 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이고, 도 2는 도 1의 MIMO-OFDM 시스템에서 송수신 신호 처리 구조를 나타낸 도면이다.

[0027] 도 1 및 도 2에 나타낸 것과 같이, MIMO-OFDM 시스템은 멀티플렉싱 이득(Multiplexing Gain)을 얻기 위하여, N_T 개의 다중 송신 안테나를 갖는 송신기(100)와, N_R 개의 다중 수신 안테나를 가지는 수신기(200)를 포함하는 구조를 가진다.

[0028] 송신기(100)는 N_T 개의 송신 안테나를 이용하여 각각의 신호를 전달한다. 각각의 신호에는 복수의 부반송파(서브 캐리어; subcarrier)가 포함되어 있다. 각 송신 안테나로부터 송신된 N_T 개의 송신 신호가 채널을 통과한 뒤 혼합되어 수신기(200)로 수신된다. 이때, 부반송파는 다중 경로 채널을 통하여 전송되며, 안테나의 성능 또는 채널 경로에 따라 서로 다른 채널 상태를 가질 수 있다.

[0029] 도 2에 나타낸 것과 같이, 송신기(100)에서 보내는 신호들은 디지털 변조 심볼에 맵핑되고 IFFT 과정을 통해 시간 도메인의 심볼로 변환된다. 송신기(100)는 전송 데이터를 N_T 개의 데이터 서브 스트림으로 역다중화하고 각각의 서브 스트림을 M진 PSK 방식 또는 QAM 방식의 변조 심볼로 매핑한 다음, IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 및 CP(Cyclic Prefix) 삽입을 수행하여 OFDM 심볼을 생성한다.

[0030] 송신기(100)로부터 N_T 개의 송신 안테나를 통하여 전송된 신호는 다중 채널 H를 거쳐 수신기(200)가 가진 N_R 개의 수신 안테나에 수신된다. 수신기(200)는 수신된 신호로부터 CP를 제거하고 FFT 처리하여 주파수 도메인의 심볼로 변환한 후 신호 검출을 수행한다. 수신 신호 Y는 다음의 수학적 식 1로 표현될 수 있다.

수학적 식 1

[0031]
$$Y = HX + N$$

[0032] 여기서, X는 송신 신호, H는 채널 행렬, N은 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise)을 나타낸다.

[0033] 채널 행렬 H는 다음의 수학적 식 2와 같이 표현된다.

수학적 식 2

[0034]
$$H = \begin{bmatrix} H_{11} & H_{12} & \cdots & H_{1N_T} \\ H_{21} & H_{22} & \cdots & H_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R1} & H_{N_R2} & \cdots & H_{N_RN_T} \end{bmatrix}$$

[0035] 수신 신호는 QR 분해에 기반한 K-Best 검출 기법을 통해 검출된다. 따라서, 수신 신호를 K-Best 기법을 통해 검출하기 이전에, 다음의 수학적 식 3과 같이 채널 행렬 H에 대한 QR 분해를 수행한다.

수학적 식 3

[0036]
$$H = QR$$

[0037] 수학적 식 3에서, Q는 $Q^H Q = I$ 를 만족하는 $N_T \times N_R$ 의 정규직교행렬(orthonormal matrix)이고, R은 $N_T \times N_R$ 의 상삼각행렬(upper triangular matrix)을 나타낸다.

[0038] 수학적 식 1의 채널 행렬 H를 수학적 식 3을 통해 QR 분해하면 다음의 수학적 식이 얻어진다.

수학식 4

[0039]
$$Y = HX + N = QRX + N$$

[0040] 여기서, Q 성분을 제거하기 위해 수학식 4의 양변에 Q^H 를 곱해주면, Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 수학식 5와 같이 도출할 수 있다.

수학식 5

[0041]
$$Q^H Y = Q^H QRX + Q^H N = RX + Q^H N$$

[0042] 수학식 5를 더욱 간소화하면 아래의 수학식 6과 같이 표현될 수 있다.

수학식 6

[0043]
$$\hat{Y} = RX + \hat{N}$$

[0044] 여기서, $\hat{Y}$ 는 변형된 수신 신호, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다. 또한, $\hat{Y} = Q^H Y$, $\hat{N} = Q^H N$ 임을 알 수 있다. 이와 같이 구성된 $\hat{Y}$ 를 이용하면 X_1 부터 X_N 까지의 각 송신 안테나의 신호를 검출할 수 있다.

[0045] 수신기(200)는 상삼각행렬 R의 특성을 이용하여 BFS(Breadth First Tree-Search)의 순서로 수학식 6의 수신 신호 $\hat{Y}$ 에 대하여 트리 탐색(Tree Search) 알고리즘을 수행하여 수신 신호를 검출한다.

[0046] 트리 탐색 알고리즘은 가능한 모든 참조 신호 중 제한된 수의 참조 신호를 탐색하여 계산의 복잡성을 줄이는 기법이다. 본 발명의 실시예는 트리 탐색 검출 알고리즘의 하나인 BFS(Breadth First Tree-Search)를 기반으로 하는 K-Best 검출 기법을 활용하여 신호 검출을 수행한다.

[0047] 다만, 본 발명의 실시예는 K 값이 고정된 기존의 K-Best 기법과는 달리, 매 레이어마다 K 값을 재정의하여 신호 검출을 수행하는 개선된 K-Best 기법을 제안하며, 이를 통해 각 레이어에서 불필요한 생존 경로를 추가적으로 제거함으로써 신호 검출의 복잡도를 크게 줄인다.

[0048] 이하에서는 본 발명의 상세한 설명에 앞서, 발명의 이해를 돕기 위하여 기존의 K-Best 기법의 원리를 간단히 설명한다.

[0049] 도 3은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용하는 경우 K-Best 검출 기법 기반의 트리 탐색 구조를 이용한 신호 검출 과정을 설명하는 도면이다.

[0050] 4×4 MIMO-OFDM 시스템은 송신 안테나와 수신 안테나의 개수가 모두 4개인 시스템 구조이다($N_T = N_R = 4$). QPSK은 변조 차수가 4인 4-QAM으로, $[0, 0]$, $[0, 1]$, $[1, 0]$, $[1, 1]$ 를 포함한 4개의 심볼 전송이 가능하다. 이 경우, 참조 심볼은 $[0, 0]$, $[0, 1]$, $[1, 0]$, $[1, 1]$ 을 포함하여 4개가 존재한다.

[0051] 트리 구조는 최상단부터 최하단까지 총 N_T 개의 레이어로 이루어지며, 통상적으로 맨 아래는 1번째 레이어, 맨 위는 N_T 번째 레이어로 명명한다. 신호 검출 과정은 레이어의 개수에 대응하여 총 N_T 개의 신호 검출 단계로 이루어지며, 트리 상단의 N_T 번째 레이어(최상단 레이어)부터 시작하여 아래 방향으로 이루어진다. 따라서, K-Best 검출 기법을 위한 신호 검출 단계 중에서 1번째 신호 검출 단계는 최상단 레이어를 통해 이루어지고 마지막 N_T 번째 검출 단계는 최하단 레이어를 통해 이루어진다.

- [0052] K-Best 방식은 각 레이어에서 노드를 확장하는 방식으로 동작하는데, 노드들 중 K개의 생존 노드를 선택한다. 구체적으로는 각 레이어에서 노드들 중 유클리디안 거리(Euclidean distance) 값이 작은 K개의 노드를 선택하며 미선택된 노드의 경로는 고려하지 않는다. 이후, 마지막 레이어에서 생존한 노드들 중에서 가장 짧은 경로를 선택한다. 실질적으로 K는 변조 차수(M)보다 작은 값이 사용될 수 있다.
- [0053] 도 3은 K=2인 경우에 대한 K-Best 기법을 나타낸 것으로, 매 레이어마다 2개의 노드가 생존하는 것을 알 수 있다. 생존 노드는 음영 표시되어 있다. 우선, 최상위의 4th 레이어에서의 동작을 보면, 4th 레이어에는 참조 심볼의 개수 만큼 4개의 노드가 존재하며, 그 중 유클리디안 거리가 짧은 순의 2개의 참조 심볼이 추정되어 생존 노드로 선택된다.
- [0054] 생존한 2개 노드의 하위에는 각각 참조 심볼의 개수 만큼 4개의 노드가 연결되어 확장되고 3rd 레이어에는 총 8개의 노드가 존재한다. 이때부터는 이전의 레이어에서 추정된 노드에서부터 누적된 유클리디안 거리를 구하여, 8개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 짧은 순의 2개의 노드를 선택하여 생존시키며, 이러한 동작을 마지막 1st 레이어까지 반복한다.
- [0055] 위와 같은 방식을 통해 가장 짧은 누적 유클리디안 거리의 경로에 해당하는 노드의 참조 심볼이 추정된다. 도 3의 최종 경로를 참조하면, 가장 작은 누적 유클리디안 거리를 갖는 경로에 대한 심볼 조합은 $\widetilde{X}_1, \widetilde{X}_2, \widetilde{X}_3, \widetilde{X}_4$ 이며, 이를 각 송신 안테나가 송신한 심볼로 추정할 수 있다.
- [0056] 이러한 K-Best 기법을 이용한 신호 검출 방법은 당업자라면 용이하게 실시할 수 있는 공지 기술에 해당되므로 이에 대한 더욱 상세한 설명은 생략한다.
- [0057] 앞서의 경우 설명의 편의를 위해 변조 차수가 4인 QPSK 방식을 예시하여 설명하였지만, 송신 안테나 수가 증가하거나 변조 차수가 높아지면 신호 검출의 복잡도가 훨씬 높아지는 문제점이 있다. 예를 들어, 16-QAM 변조 방식을 사용하는 MIMO-OFDM 시스템에서 K=12를 적용하여 K-Best 검출 기법을 수행할 경우, 매 레이어마다 12개의 노드가 생존하게 되므로 연산량과 복잡도가 크게 증가한다.
- [0058] 후술하는 본 발명의 실시예는 LR(Lattice Reduction) 기반의 비선형 알고리즘을 기반으로 매 레이어마다 문턱값을 도출하고 이를 이용하여 신호 검출 단계에서 각 레이어마다 불필요한 생존 경로를 추가적으로 제거하고 다음 번 레이어에 적용되는 K값을 재설정함으로써, 기존의 K-Best 기법에 준하는 높은 검출 성능을 유지하면서 더욱 낮은 복잡도를 갖는 새로운 신호 검출 기법을 제시한다.
- [0059] 도 4는 도 1의 시스템을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.
- [0060] 도 1 및 도 4를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 장치는 수신기(200)에 해당할 수 있으며, 수신기(200)에 포함될 수도 있다. 이러한 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 장치는 수신부(210), 처리부(220), 연산부(230) 및 검출부(240)를 포함한다.
- [0061] 먼저, 수신부(210)는 N_T개의 송신 안테나를 갖는 송신기(100)로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신한다(S410). 수신 신호는 수학식 1에 나타낸 바 있다.
- [0062] 여기서, M은 송신기(100)에서 사용하는 변조 방식(변조 차수)를 나타내는 것으로, 송신기(100)에서 전송 가능한 심볼의 개수를 의미한다. 그 예로 QPSK(4-QAM) 방식은 [0,0], [0,1], [1,0], [1,1]를 포함한 4개의 심볼 전송이 가능하므로 M=4이며, 마찬가지로 16-QAM 방식의 경우 M=16이다.
- [0063] 다음, 처리부(220)는 수신 신호의 채널 행렬 H를 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득한다(S420). QR 분해는 수학식 3을 참조하며, QR 분해에 기반한 변형된 수신 신호는 수학식 6에 나타낸 바 있다.
- [0064] 그리고, 연산부(230)는 LR(Lattice Reduction) 알고리즘을 통하여 격자 감소 처리된 수신 신호에 대한 각 행의 성분을 이용하여, 트리 탐색 기반의 신호 검출 시의 N_T개의 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 각각 설정한다(S430).
- [0065] 이를 위해, 수학식 3의 수신 신호 Y에 LR 알고리즘을 적용하여 격자 감소된 수신 신호 $\overline{Y}$ 를 얻는다. 여기서, LR 알고리즘 자체는 기 공지된 기술에 해당하므로 상세한 설명을 생략한다. 본 발명의 실시예는 LR 알고리즘 중

에서도 LLL(Lenstra-Lenstra-Lovasz) 격자 감소 알고리즘을 이용할 수 있다.

격자 감소된 수신 신호를 얻는 과정을 간단히 설명하면 다음과 같다. 우선, LLL 격자 감소 알고리즘을 이용하여 감소된 격자 basis $\bar{H} = HT$ 를 생성함으로써 수학적 3을 다음과 같이 변환한다.

수학적 7

$$Y = \bar{H}Z + N = HT(T^{-1}X) + N$$

여기서, $Z = T^{-1}X$ 이며, T는 단위 행렬이다. Z는 T를 이용하여 변형된 송신 신호에 해당한다.

격자 감소 알고리즘에 따라 수학적 5는 수학적 8와 같이 표현될 수 있다.

수학적 8

$$\bar{Q}^H Y = \bar{Q}^H \bar{Q} \bar{R} Z + \bar{Q}^H N = \bar{R} Z + \bar{Q}^H N$$

수학적 8을 더욱 간소화하면 아래의 수학적 9와 같이 표현될 수 있다.

수학적 9

$$\bar{Y} = \bar{R} Z + \bar{N}$$

여기서, $\bar{Y}$ 는 격자 감소된 수신 신호를 나타낸다. 또한, $\bar{Y} = \bar{Q}^H Y$, $\bar{N} = \bar{Q}^H N$ 이며, $\bar{R}$ 은 격자 감소된 상삼각행렬, $\bar{N}$ 은 격자 감소된 노이즈를 나타낸다.

연산부(230)는 수학적 9의 격자 감소된 수신 신호를 이용하여 트리의 각 레이어에 대한 문턱값을 개별 결정한다.

먼저, 트리의 최상위 레이어인 N_T 번째 레이어의 문턱값 η_{N_T} 은 아래 수학적 10에 의해 결정된다.

수학적 10

$$\eta_{N_T} = |\bar{Y}_{N_T} - \bar{Z}_{N_T}|$$

여기서, $\bar{Y}_{N_T}$ 는 LR 알고리즘을 통해 격자 감소된 수신 신호의 N_T 번째 행 성분, $\bar{Z}_{N_T}$ 는 $\bar{R}_{N_T N_T}$ 에 대한 $\bar{Y}_{N_T}$ 의 양자화 연산을 통해 추정되는 격자 감소된 송신 신호의 N_T 번째 행 성분을 나타낸다.

이러한 수학적 10의 $\bar{Z}_{N_T}$ 는 다음의 수학적 11을 통해 구해진다.

수학식 11

$$\bar{Z}_{N_T} = Q\left(\frac{\bar{Y}_{N_T}}{\bar{R}_{N_T N_T}}\right)$$

여기서, $\bar{R}_{N_T N_T}$ 는 $\bar{Y}_{N_T}$ 에 대응한 상삼각 행렬 $\bar{R}$ 의 N_T 번째 행과 N_T 번째 열의 원소, $Q(\cdot)$ 는 양자화(Quantization) 연산자를 나타낸다.

그리고, N_T 번째 레이어 다음의 N_{T-1} 번째 레이어의 문턱값은 아래 수학식 12에 의해 결정된다.

수학식 12

$$\eta_{N_T-1} = \left| \bar{Y}_{N_T-1} - \bar{Z}_{N_T-1} \right| + \eta_{N_T}$$

수학식 12를 통해 알 수 있듯이, N_{T-1} 번째 레이어의 문턱값은 상위 레이어의 문턱값을 가산하여 얻은 누적 문턱값에 해당한다.

수학식 12의 $\bar{Z}_{N_T-1}$ 는 이전에 얻은 수학식 10의 $\bar{Z}_{N_T}$ 를 기반으로 다음의 수학식 13에 따라 구해진다.

수학식 13

$$\bar{Z}_{N_T-1} = Q\left(\frac{1}{\bar{R}_{N_T-1 N_T-1}}(\bar{Z}_{N_T-1} - \bar{R}_{N_T-1 N_T} \bar{Z}_{N_T})\right)$$

N_{T-2} 번째 레이어에 대해서도 상술한 방식으로 문턱값을 연산하면 된다.

따라서, N_{T-1} 번째 레이어부터 1번째 레이어의 문턱값은 아래의 수학식 14와 같이 정의될 수 있다.

수학식 14

$$\eta_i = \left| \bar{Y}_i - \bar{Z}_i \right| + \eta_{i+1}$$

여기서, $i = \{N_{T-1}, N_{T-2}, \dots, 1\}$ 을 나타내며, $\bar{Z}_i$ 는 다음의 수학식 15과 같다.

수학식 15

$$\bar{Z}_i = Q\left(\frac{1}{\bar{R}_{ii}}\left(\bar{Y}_i - \sum_{j=i+1}^{N_T} \bar{R}_{ij} \bar{Z}_j\right)\right)$$

이와 같은 방법으로 각 레이어에 대한 문턱값이 결정되면, 신호 검출 시에 각각의 문턱값을 기초로 각 레이어마

다 불필요한 생존 경로를 추가적으로 제거하는 것을 통해 기존 K-Best 기법의 복잡도를 현저히 줄인다.

[0092] 구체적으로, 검출부(240)는 앞서 QR 분해에 기반한 수학식 6의 변형된 수신 신호 $\hat{\mathbf{Y}}$ 에 K-Best 기법을 적용하여 신호를 검출하되, 매 레이어마다 K-Best 기법을 통해 생존한 K개 노드 중 불필요한 노드를 해당 레이어의 문턱값을 이용하여 추가로 제거하여 신호를 검출한다(S440).

[0093] 검출부(240)는 변형된 수신 신호 $\hat{\mathbf{Y}}$ 에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행하되, 매 레이어마다 해당 레이어에서 K-Best 기법에 의해 생존한 K개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 해당 레이어의 문턱값보다 큰 노드를 제거하여 K_r 개($K_r \leq K$)의 노드를 최종 생존시킨다. 그런 다음, K를 K_r 로 재설정하여, 재설정된 $K(K=K_r)$ 를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용 시에 반영하여 신호 검출을 수행한다.

[0094] 이하에서는 본 발명의 이해를 돕기 위하여, 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 기법을 사용하고, K-Best 기법을 위한 K 값이 초기에 12로 설정된 상황($N_T=N_R=4$, $M=16$, $K=12$)을 가정하여 설명하면 다음과 같다.

[0095] 트리는 4개의 레이어로 이루어지며, 문턱값은 총 4개($\eta_1 \sim \eta_4$) 존재한다. η_4 은 최상위 레이어의 문턱값, η_1 는 최하위 레이어의 문턱값을 나타낸다. 16-QAM 방식이므로 참조 심볼은 변조 차수($M=16$)에 대응하여 16개 존재한다.

[0096] 이러한 경우, 트리 최상위 레이어인 4th 레이어에는 참조 심볼의 개수 만큼의 16개의 노드가 존재한다.

[0097] 먼저, 검출부(240)는 $K=12$ 를 적용한 K-Best 기법을 통해, 4th 레이어 상의 16개 노드 중에서 유클리디안 거리가 짧은 순의 12개의 노드를 생존시킨다.

[0098] 최상위 레이어(N_T 번째 레이어)에서의 레이어 메트릭(유클리디안 거리)은 다음의 수학식 16을 이용하여 계산한다. 이러한 수학식 16은 기 공지된 것에 해당한다.

수학식 16

[0099]
$$E_{N_T}^L = \left| \hat{Y}_{N_T} - R_{N_T N_T} c_L \right|^2, \quad L = 1, 2, \dots, l$$

[0100] 여기서, $E_{N_T}^L$ 는 N_T 번째 레이어의 L번째 참조 신호의 유클리디안 거리(ED), L은 참조 신호의 인덱스, $\mathbf{c} = [c_1 \ c_2 \ \dots \ c_l]$ 로서 참조 신호 후보군을 나타낸다. 본 실시예의 경우 $l=M$ 에 해당한다.

[0101] 이러한 방법으로 검출부(240)는 N_T 번째 레이어에서 계산된 모든 경로 중에서 낮은 유클리디안 거리를 갖는 K개의 경로를 생존 경로로 선택하고 나머지 미선택된 경로를 제거한다.

[0102] 여기서, 검출부(240)는 K-Best 기법에 의해 얻은 12개의 생존 노드의 유클리디안 거리를 다시 수학식 10에 의한 문턱값 η_4 과 비교한다. 만일, 12개의 생존 노드 중 유클리디안 거리가 문턱값 η_4 보다 큰 노드가 2개 존재할 경우, 해당 노드를 제외한 나머지 10개($K_r=10$)의 노드를 4th 레이어에 최종적으로 생존시킨다.

[0103] 그리고, 검출부(240)는 최종 생존한 노드의 개수($K_r=10$)를 기초로 K 값을 재설정한다. 이에 따라, K 값은 12에서 10으로 갱신되며, 갱신된 K값($K=10$)을 다음 레이어(3rd 레이어)의 K-Best 기법 적용 시에 반영한다.

[0104] 4th 레이어에서 최종 생존한 10개의 노드의 하위에는 각각 참조 심볼의 개수 만큼 16개의 노드가 연결되므로 3rd 레이어에는 총 10×16 개의 노드가 존재하게 된다.

[0105] 검출부(240)는 3rd 레이어에 대하여, $K=10$ 을 적용한 K-Best 기법을 통해, 3rd 레이어 상의 총 10×16 개의 노드 중에서 누적 유클리디안 거리가 짧은 순서의 10개의 노드만을 생존시킨다.

[0106] 최상위 레이어 바로 아래의 N_T-1 번째 레이어에서의 레이어 메트릭(유클리디안 거리)은 다음의 수학적 식 17을 이용하여 계산한다.

수학적 식 17

$$E_{N_T-1}^L = \left| \hat{Y}_{N_T-1} - (R_{N_T-1, N_T-1} c_L + R_{N_T-1, N_T} \tilde{x}_{N_T, P}) \right|^2 + E_{N_T, P}$$

[0107]

[0108] 여기서, $E_{N_T, P}$ 는 N_T 번째 레이어의 P번째 생존 경로($P=1, 2, \dots, K$), $\tilde{x}$ 는 상위 레이어의 후보 참조 신호이다. 이러한 수학적 식 17 역시 기 공지된 것에 해당한다.

[0109] 이때, 검출부(240)는 3^{rd} 레이어에서 K-Best 기법을 통해 초기 생존한 10개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 문턱값 η_3 보다 낮은 노드가 존재하는지 판단하는데, 만일 전혀 존재하지 않는다면, $K=10$ 을 그대로 유지하고 다음 레이어에 대한 동작을 수행한다.

[0110] 하지만, 초기 생존한 10개의 생존 노드 중 누적 유클리디안 거리가 문턱값 η_3 보다 큰 노드가 2개 존재하였다면, 검출부(240)는 10개 노드 중 이를 제외한 나머지 8개의 노드만 3^{rd} 레이어에 최종 생존시킨다. 그리고, K를 다시 $K=8$ 로 재설정하여, 다음 레이어(2^{nd} 레이어)의 K-Best 기법 적용 시에 반영한다.

[0111] 이러한 동작을 최하위의 1^{st} 레이어까지 반복한 후에, 가장 작은 누적 유클리디안 거리 값을 갖는 생존 경로의 후보 신호 집합을 최종 추정 신호로 결정한다.

[0112] 수학적 식 17에 대한 일반화된 재귀 알고리즘 형태는 다음의 수학적 식 18과 같다.

수학적 식 18

$$E_i^L = \left| \hat{Y}_{N_T-1} - \left(R_{ii} c_L + \sum_{k=i+1}^{N_T} R_{ik} \tilde{x}_{k, P} \right) \right|^2 + E_{i+1, P}$$

[0113]

[0114] 한편, 재설정된 K 값이 기준값 미만으로 무한정 낮아질 경우 신호 검출 성능이 저하될 수 있으므로, 본 발명의 실시예는 K 값을 기준값과 비교하여 기준값 미만으로 떨어지게 되면 K 값을 상향 보상하는 과정을 거친다.

[0115] 즉, 검출부(240)는 해당 레이어에서 최종 생존한 노드의 개수(K_r)가 기 설정된 기준값 이상이면($K_r \geq$ 기준값), K를 K_r 로 재설정($K=K_r$)하고 이를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용하면 된다.

[0116] 따라서, 최종 생존한 노드의 개수(K_r)가 기준값보다 작은 경우($K_r <$ 기준값)에는 K를 K_r 의 2배 값($K=2 \cdot K_r$)으로 재설정하고, 이를 다음 레이어의 K-Best 기법 적용을 위한 K값으로 사용한다.

[0117] 여기서, 기준값은 변조 차수(M)의 절반(기준값 = $M/2$) 값을 사용할 수 있다. 즉, $M=16$ (16-QAM)인 경우에 기준값은 8이 된다. 예를 들어, 검출부(240)는 앞서 3^{rd} 레이어에서 초기 생존한 10개 노드 중 누적 유클리디안 거리가 문턱값 η_3 보다 큰 노드가 3개이면, 10개 노드 중 7개의 노드만 3^{rd} 레이어에 최종 생존시킨다. 이때, 최종 생존한 노드는 7개($K_r=7$)이며 이는 기준값 미만이기 때문에($K_r < 8$), K를 7이 아닌 14($K=2 \cdot K_r$)로 재설정하고 이를 다음 레이어(2^{nd} 레이어)의 신호 검출 시에 적용한다.

[0118] 이와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법은 매 레이어마다 K값을 재설정하여 다음 레이어의 K-Best 검출 시에 적용하며, 적용되는 K값은 현재 레이어에서 사용한 K와 같거나 작을 수 있다. 이때, K값이 $M/2$ 보다

작아지기 전까지 K 값은 유지 또는 감소되는 방향으로 설정되되, $2/M$ 보다 작아지면 다시 상향 보상되는 것을 알 수 있다.

- [0119] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법을 더욱 상세히 설명하는 도면이다.
- [0120] 우선, 수신기(200)는 송신기(100)로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신한다(S501). 그리고, 수학식 1의 수신 신호의 채널 행렬 H 를 QR 분해 후 Q^H 를 곱하여(S502), Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 수학식 6과 같이 획득한다. 물론, 이와 함께 수신 신호에 대한 QR 분해 및 격자 감소 알고리즘을 기반으로 격자 감소된 수신 신호로부터 각 레이어 별 적용되는 문턱값을 결정해 둔다.
- [0121] 이후에는 변형된 수신 신호에 K-Best 기법을 적용하여 N_T 번째부터 1번째의 레이어까지 신호 검출을 수행한다. 가장 먼저, $i=N_T$ 를 적용하여(S503), 트리 최상위의 N_T 번째 레이어에서 각 노드의 누적 유클리디안 거리를 계산한다(S504), 유클리디안 거리가 낮은 순으로 K 개의 노드를 생존시킨다(S505). 여기서 최상위 레이어에서는 그 이전에 구해진 유클리디안 거리가 존재하지 않으므로 누적 유클리디안 거리는 현재 구한 유클리디안 거리와 동일함은 자명하다.
- [0122] 다음, K 개의 생존 노드 중에서 1번째 생존 노드($L=1$)부터 시작하여(S606), 해당 생존 노드의 누적 유클리디안 거리를 N_T 번째 레이어의 문턱값 η_{N_T} 과 비교하여(S507), 문턱값 이상이면 생존 노드에서 제거시키고(S508), 문턱값 미만이면 생존을 최종 유지한다(S509). 그리고 $L=K$ 가 될 때 L 을 1씩 증가시켜(S510~S511), 그 다음의 2번째 생존 노드부터 K 번째 생존 노드까지 S507~S509 단계를 반복한다.
- [0123] 그 결과 현재의 N_T 번째 레이어에서 초기 생존한 K 개 노드 중에서 제거되지 않고 남은 k_r 개의 생존 노드가 최종 결정된다. 여기서 물론, 제거된 노드가 없다면 k_r 은 K 와 동일하게 되고 제거된 노드가 적어도 하나이면 k_r 은 K 보다 작아진다.
- [0124] 다음, S512 단계를 통해 현재 $i=1$ 인지 판단하고, $i=1$ 이 아니므로 S513 단계로 넘어간다. 그리고 N_T 번째 레이어에서 최종 생존한 노드의 수(k_r)를 기초로 K 값을 재정의한 다음(S513), i 를 1만큼 감소시켜(S514), 다음 번째 레이어(N_T-1 번째 레이어)에 대해 앞서 S513단계에서 재정의된 K 를 적용하여 S504 내지 S511 단계의 과정을 반복한다.
- [0125] 이후, S512 단계에서 $i=1$ 인 경우, 즉 최하위 레이어까지 완료된 경우, 최종 생존 경로 중에서 가장 작은 누적 유클리디안 거리를 갖는 생존 경로에 대응된 후보 신호 집합을 최종 추정 신호로 결정한다(S515).
- [0126] 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법과 다른 검출 방법에 대한 SNR(Signal to Noise Rate) 대비 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타낸 도면이고, 도 7은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용하는 경우에 대한 신호 검출 시뮬레이션 결과를 나타낸 도면이다.
- [0127] 도 6의 경우 본 실시예에 따른 기법에 대한 BER 결과를 기존의 K-Best 검출 기법, LR aided ZF-DFD 검출 기법 및 ZF-DFD 검출 기법의 BER 결과와 함께 나타내고 있다. 도 7은 SNR에 대비하여 신호 검출에 필요한 평균 메트릭 연산 수를 나타낸 것으로, 평균 메트릭 연산 수가 많을수록 복잡도가 높은 것을 의미한다.
- [0128] 도 6 및 도 7의 결과로부터 본 실시예에 따른 신호 검출 기법은 다른 검출 기법들에 비해 신호 검출을 위한 복잡도는 감소하면서도 기존과 유사한 신호 검출 성능을 제공할 수 있다.
- [0129] 이상과 같은 본 발명에 따르면, MIMO-OFDM 시스템에서 트리 구조 기반의 수신 신호 검출 시에 매 레이어마다 K-Best 기법에 의한 생존 경로로부터 불필요한 경로를 추가적으로 제거할 수 있어 기존의 K-Best 기법에 준하는 높은 BER 성능을 지니면서 매우 낮은 복잡도로 신호를 검출할 수 있다.
- [0130] 본 발명은 도면에 도시된 실시 예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시 예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

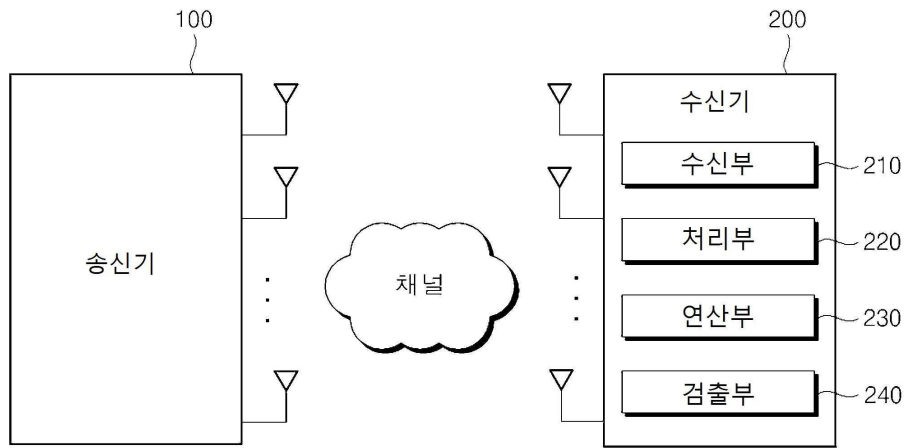
부호의 설명

- [0131] 100: 송신기 200: 수신기

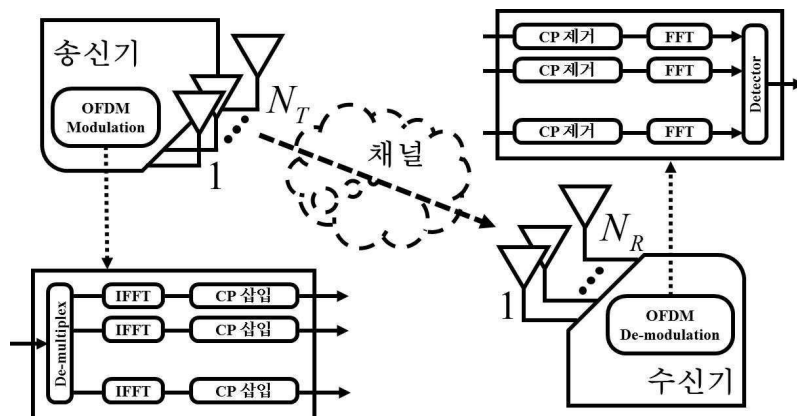
210: 수신부 220: 처리부
230: 연산부 240: 검출부

도면

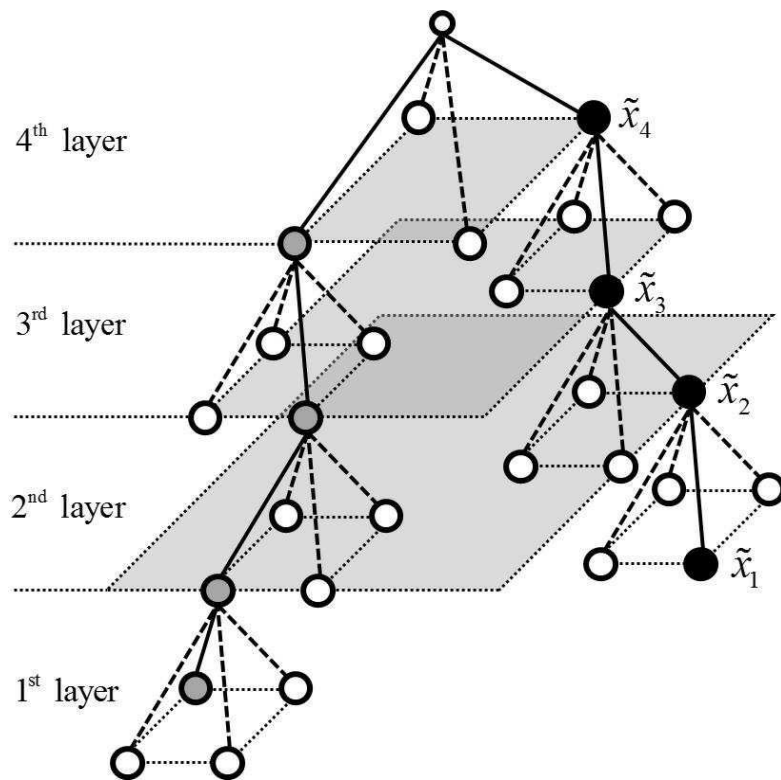
도면1



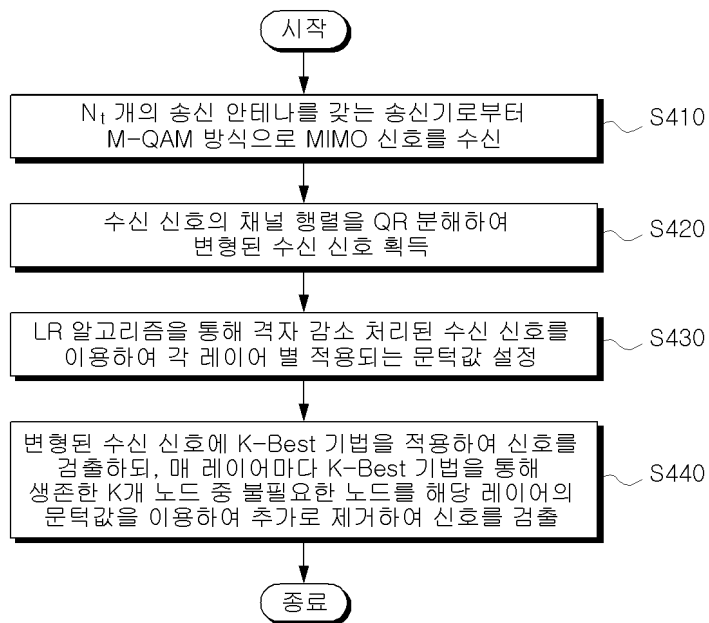
도면2



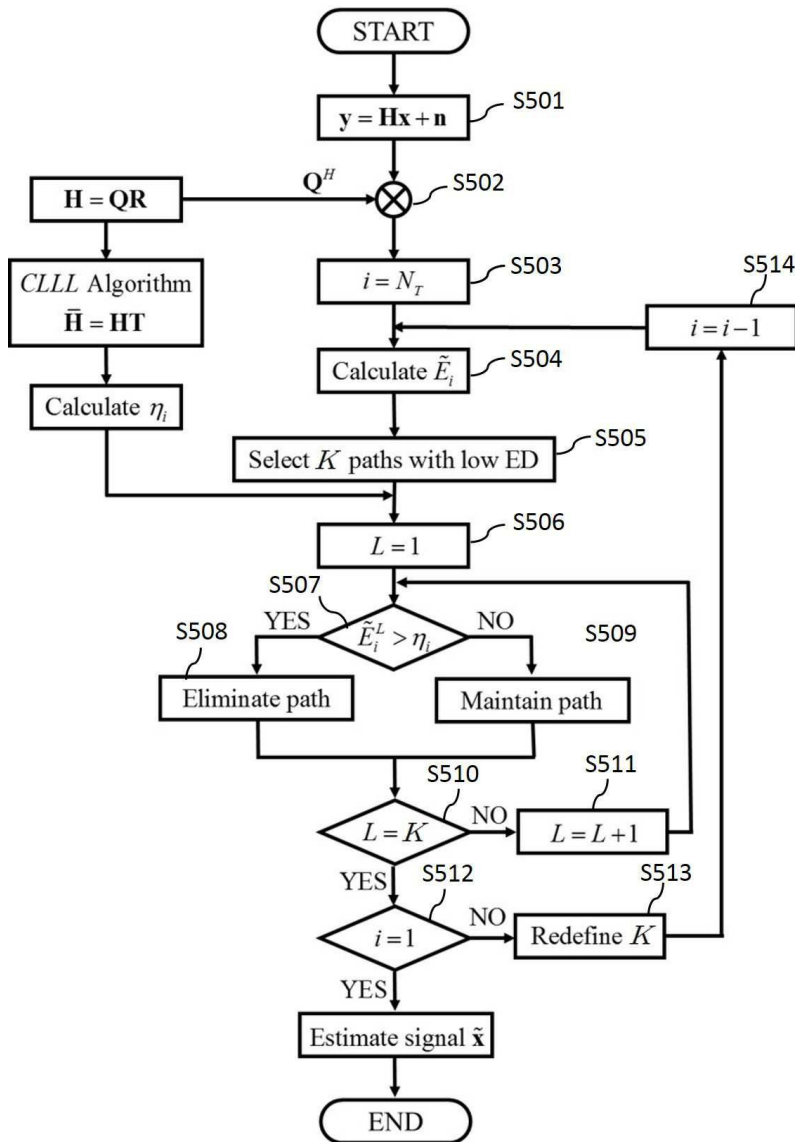
도면3



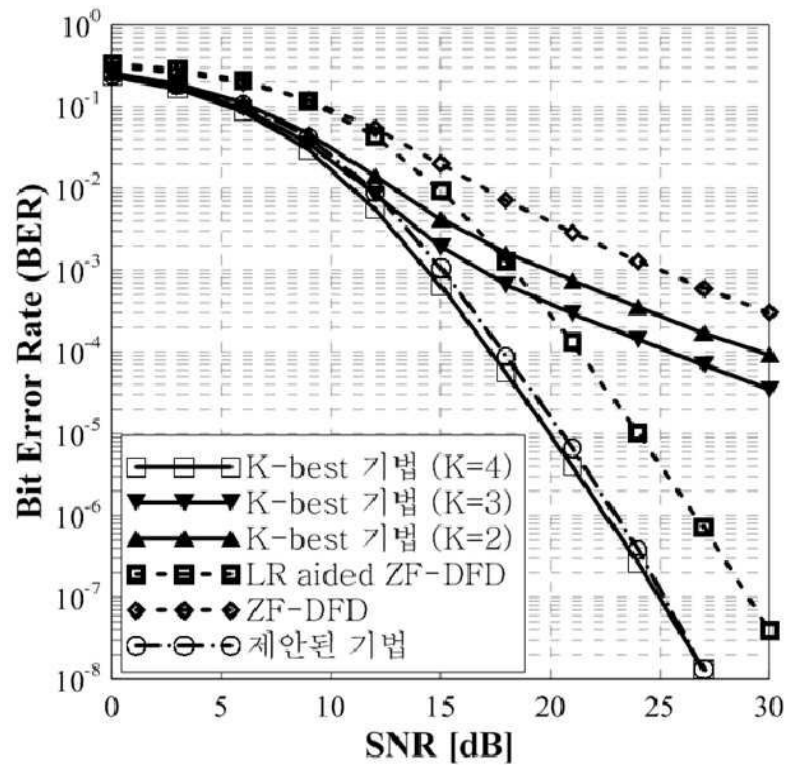
도면4



도면5



도면6



도면7

