



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2019년01월11일  
(11) 등록번호 10-1937559  
(24) 등록일자 2019년01월04일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)  
H04L 25/03 (2006.01) H04L 27/36 (2006.01)  
(52) CPC특허분류  
H04L 25/03267 (2013.01)  
H04L 27/36 (2013.01)  
(21) 출원번호 10-2017-0040804  
(22) 출원일자 2017년03월30일  
심사청구일자 2017년03월30일  
(65) 공개번호 10-2018-0112151  
(43) 공개일자 2018년10월12일  
(56) 선행기술조사문헌  
KR101550151 B1\*  
(뒷면에 계속)  
전체 청구항 수 : 총 4 항

(73) 특허권자  
세종대학교산학협력단  
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)  
(72) 발명자  
송형규  
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17 320동 303호 (서현동, 시범단지한양아파트)  
노재현  
서울특별시 송파구 동남로13길 44-22, 제301호 (가락동)  
(74) 대리인  
특허법인태백

심사관 : 황철규

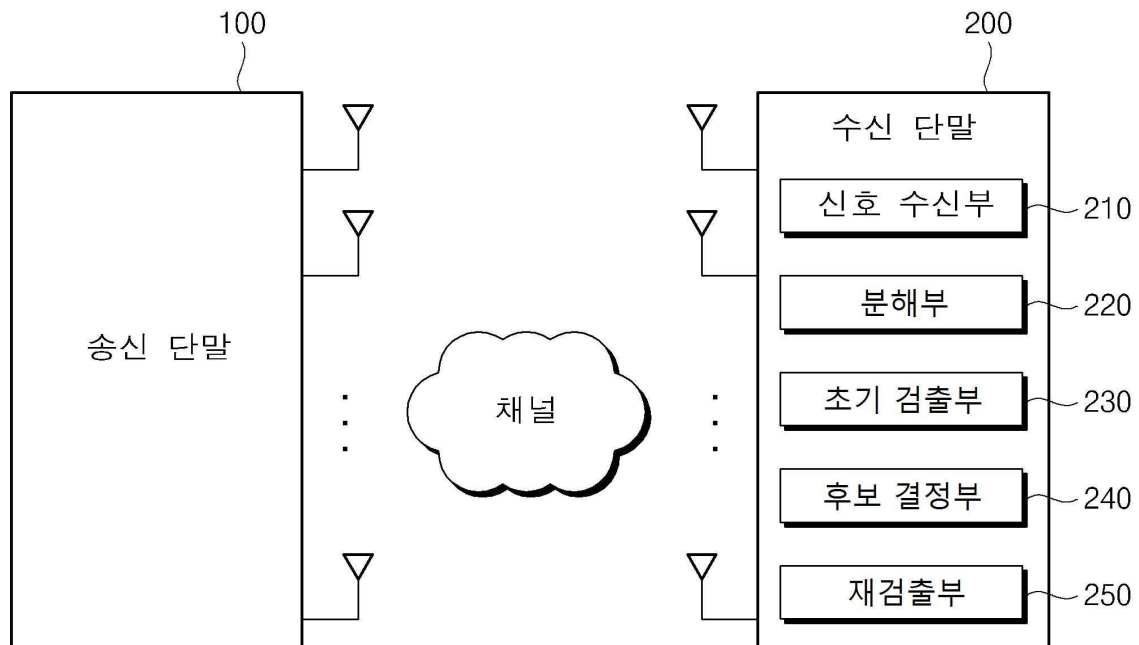
(54) 발명의 명칭 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 장치 및 그 방법

(57) 요약

본 발명은 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 송신 단말의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득하는 단계, 부분적 ZF 기법을 이용하여 상기 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개( $L=N/2$ )의 신호로 분해하는 단계, 상기

(뒷면에 계속)

대표도 - 도1



L개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 상기 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 상기 분해 신호 별로 초기 검출하는 단계, 변조 정상도 내 K개 심볼 중 상기 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는 M개(M<K)의 제1 후보 심볼 및 M개의 제2 후보 심볼을 각각 선택하는 단계, 및 상기 분해 신호에 QRD-M 기법을 적용하여 상기 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, 상기 QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 상기 M개의 제1 후보 심볼 및 상기 M개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 상기 제1 및 제2 심볼을 검출하는 단계를 포함하는 선형 근사화 신호 검출 방법을 제공한다.

본 발명에 의하면, ZF 기법을 사용하여 하나의 큰 MIMO 시스템을 여러 개의 작은 MIMO 시스템으로 분해하므로 복잡도를 낮추고 구현성이 용이하며, 분해한 여러 개의 작은 MIMO 시스템에 각각 복잡한 신호 검출 기법인 DFE와 QRD-M을 적용하여도 그 복잡도가 높지 않아 낮은 복잡도 및 높은 오류 성능을 제공한다.

(52) CPC특허분류

H04L 2025/03426 (2013.01)

H04L 2025/03624 (2013.01)

(56) 선행기술조사문헌

KR1020120116165 A

비특허문헌\*

KR1020100055954 A

KR1020120045606 A

\*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1345256326

부처명 교육부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 이공분야 기초사업연구

연구과제명 통신 기술 개발 자율 주행 환경에서 게임 이론 및 유전자 알고리즘에 기반한 지능형 레이더 및 차량 협력

기여율 1/1

주관기관 세종대학교 산학협력단

연구기간 2016.11.01 ~ 2019.10.31

명세서

청구범위

청구항 1

MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 방법에 있어서,

송신 단말의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득하는 단계;

부분적 ZF(partial zero forcing) 기법을 이용하여 상기 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개 ( $L=N/2$ )의 신호로 분해하는 단계;

상기  $L$ 개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 상기 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 상기 분해 신호 별로 초기 검출하는 단계;

변조 성상도 내  $K$ 개 심볼 중 상기 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는  $M$ 개( $M < K$ )의 제1 후보 심볼 및  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 각각 선택하는 단계; 및

상기 분해 신호에 QRD-M 기법을 적용하여 상기 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, 상기 QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 상기  $M$ 개의 제1 후보 심볼 및 상기  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 상기 제1 및 제2 심볼을 검출하는 단계를 포함하며,

$4 \times 4$  MIMO-OFDM 시스템( $N=4$ )에서 상기 수신 신호는 아래의 수학식으로 정의되고,

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

상기 수신 신호로부터 분해된 제1 및 제2 분해 신호는 각각 아래의 수학식으로 정의되는 선형 근사화 신호 검출 방법:

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_3 \\ \widetilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} - W^T \begin{bmatrix} y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{31} & \widetilde{h}_{32} \\ \widetilde{h}_{41} & \widetilde{h}_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix},$$

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_1 \\ \widetilde{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{11} & \widetilde{h}_{12} \\ \widetilde{h}_{21} & \widetilde{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $y_i$ 는  $i$ 번째 수신 안테나의 수신 신호,  $x_j$ 는  $j$ 번째 송신 안테나의 송신 신호,  $h_{ij}$ 는  $j$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 수신 안테나 사이의 전송 채널,  $\widetilde{h}_{ij}$ 는 상기 분해 시 변형된 전송 채널,  $W$ 는

$$\begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}^T$$

를 만족하는 조건으로 설정되는 가중치 벡터를 나타낸다.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기  $K$ 는 상기 송신 단말이 사용한 변조 차수이고,

상기 설정 거리가 1인 경우에, 4-QAM 변조( $K=4$ )이면  $M=3$ 이고, 16-QAM 변조( $K=16$ )이면  $M=\{3,4,5\}$ 인 선형 근사화

신호 검출 방법.

**청구항 3**

삭제

**청구항 4**

삭제

**청구항 5**

송신 단말의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득하는 신호 수신부;

부분적 ZF(partial zero forcing) 기법을 이용하여 상기 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개 ( $L=N/2$ )의 신호로 분해하는 분해부;

상기  $L$ 개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 상기 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 상기 분해 신호 별로 초기 검출하는 초기 검출부; 및

변조 성상도 내  $K$ 개 심볼 중 상기 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는  $M$ 개( $M < K$ )의 제1 후보 심볼 및  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 각각 선택하는 후보 결정부; 및

상기 분해 신호에 QRD-M 기법을 적용하여 상기 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, 상기 QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 상기  $M$ 개의 제1 후보 심볼 및 상기  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 상기 제1 및 제2 심볼을 검출하는 재검출부를 포함하며,

$4 \times 4$  MIMO-OFDM 시스템( $N=4$ )에서 상기 수신 신호는 아래의 수학적식으로 정의되고,

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

상기 수신 신호로부터 분해된 제1 및 제2 분해 신호는 각각 아래의 수학적식으로 정의되는 선형 근사화 신호 검출 장치:

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_3 \\ \tilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} - W^T \begin{bmatrix} y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{31} & \tilde{h}_{32} \\ \tilde{h}_{41} & \tilde{h}_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

$$\begin{bmatrix} \tilde{y}_1 \\ \tilde{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{h}_{11} & \tilde{h}_{12} \\ \tilde{h}_{21} & \tilde{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $y_i$ 는  $i$ 번째 수신 안테나의 수신 신호,  $x_j$ 는  $j$ 번째 송신 안테나의 송신 신호,  $h_{ij}$ 는  $j$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 수신 안테나 사이의 전송 채널,  $\tilde{h}_{ij}$ 는 상기 분해 시 변형된 전송 채널,  $W$ 는

$$\begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}^T$$

를 만족하는 조건으로 설정되는 가중치 벡터를 나타낸다.

**청구항 6**

청구항 5에 있어서,

$K$ 는 상기 송신 단말이 사용한 변조 차수이고,

상기 설정 거리가 1인 경우에, 4-QAM 변조(K=4)이면  $M=3$ 이고, 16-QAM 변조(K=16)이면  $M=\{3,4,5\}$ 인 선형 근사화 신호 검출 장치.

**청구항 7**

삭제

**청구항 8**

삭제

**발명의 설명**

**기술 분야**

[0001] 본 발명은 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 낮은 복잡도와 높은 신뢰성을 가지는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

**배경 기술**

[0002] 무선 통신 시스템에서 MIMO 시스템은 높은 대역폭 및 전력 효율로 기존의 SISO(Single Input Single Output) 시스템보다 높은 채널 용량을 제공할 수 있다. 특히 MIMO 시스템은 OFDM의 여러 장점을 활용하기 위해 MIMO-OFDM 시스템으로 결합되어 사용되고 있다.

[0003] 그런데 MIMO-OFDM 시스템은 여러 개의 송신 안테나로부터 보내진 신호가 한 번에 수신 신호로 들어오기 때문에, 자기 신호를 제외한 다른 신호들은 간섭 신호로 여겨진다. 이러한 이유로 MIMO-OFDM 시스템은 수신기에서 여러 왜곡된 송신 신호를 검출하기 위해 복잡한 신호 검출 기법이 요구된다. 그러나 복잡한 신호 검출 기법은 단말 및 소형 셀과 같은 작은 장비에서 구현되기가 힘들다.

[0004] 또한 기존의 신호 검출 기법으로는 ZF(Zero Forcing), DFE(Decision Feedback Equalizer), QRD-M(QR Decomposition-M Algorithm) 등을 들 수 있다. ZF 기법은 오류 성능은 낮은 반면 복잡도가 매우 낮아 구현이 용이하다. 하지만, DFE 기법과 QRD-M 기법은 오류 성능은 높지만 복잡도가 매우 높아 구현이 용이하지 않은 단점이 있다.

[0005] 본 발명의 배경이 되는 기술은 한국등록특허 제10-1550153호(2015.09.04 공고)에 게시되어 있다.

**발명의 내용**

**해결하려는 과제**

[0006] 본 발명은, MIMO-OFDM 시스템의 수신기에서 낮은 복잡도와 높은 신뢰성을 가질 수 있는 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 장치 및 그 방법을 제공하는데 목적이 있다.

**과제의 해결 수단**

[0007] 본 발명은, MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 방법에 있어서, 송신 단말의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득하는 단계와, 부분적 ZF(partial zero forcing) 기법을 이용하여 상기 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개( $L=N/2$ )의 신호로 분해하는 단계와, 상기  $L$ 개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 상기 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 상기 분해 신호 별로 초기 검출하는 단계와, 변조 정상도 내  $K$ 개 심볼 중 상기 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는  $M$ 개( $M < K$ )의 제1 후보 심볼 및  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 각각 선택하는 단계, 및 상기 분해 신호에 QRD-M 기법을 적용하여 상기 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, 상기 QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 상기  $M$ 개의 제1 후보 심볼 및 상기  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 상기 제1 및 제2 심볼을 검출하는 단계를 포함하는 선형 근사화 신호 검출 방법을 제공한다.

[0008] 또한, 상기  $K$ 는 상기 송신 단말이 사용한 변조 차수이고, 상기 설정 거리가 1인 경우에, 4-QAM 변조(K=4)이면  $M=3$ 이고, 16-QAM 변조(K=16)이면  $M=\{3,4,5\}$ 일 수 있다.

[0009] 또한, 4×4 MIMO-OFDM 시스템(N=4)에서 상기 수신 신호는 아래의 수학적식으로 정의될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

[0010]

[0011] 여기서,  $y_i$ 는  $i$ 번째 수신 안테나의 수신 신호,  $x_j$ 는  $j$ 번째 송신 안테나의 송신 신호,  $h_{ij}$ 는  $j$ 번째 송신 안테나와  $i$ 번째 수신 안테나 사이의 전송 채널을 나타낸다.

[0012] 또한, 상기 수신 신호로부터 분해된 제1 및 제2 분해 신호는 각각 아래의 수학적식으로 정의될 수 있다.

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_3 \\ \widetilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} - W^T \begin{bmatrix} y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{31} & \widetilde{h}_{32} \\ \widetilde{h}_{41} & \widetilde{h}_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

[0013]

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_1 \\ \widetilde{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{11} & \widetilde{h}_{12} \\ \widetilde{h}_{21} & \widetilde{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

[0014]

[0015] 여기서,  $\widetilde{h}_{ij}$ 는 상기 분해 시 변형된 전송 채널,  $W$ 는  $\begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}^T$  를 만족하는 조건으로 설정될 수 있다.

[0016] 그리고, 본 발명은, 송신 단말의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득하는 신호 수신부와, 부분적 ZF(partial zero forcing) 기법을 이용하여 상기 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개( $L=N/2$ )의 신호로 분해하는 분해부와, 상기  $L$ 개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 상기 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 상기 분해 신호 별로 초기 검출하는 초기 검출부와, 변조 성상도 내  $K$ 개 심볼 중 상기 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는  $M$ 개( $M < K$ )의 제1 후보 심볼 및  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 각각 선택하는 후보 결정부, 및 상기 분해 신호에 QRD-M 기법을 적용하여 상기 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, 상기 QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 상기  $M$ 개의 제1 후보 심볼 및 상기  $M$ 개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 상기 제1 및 제2 심볼을 검출하는 재검출부를 포함하는 선형 근사화 신호 검출 장치를 제공한다.

**발명의 효과**

[0017] 본 발명에 의하면, ZF 기법을 사용하여 하나의 큰 MIMO 시스템을 여러 개의 작은 MIMO 시스템으로 분해하므로 시스템의 복잡도를 낮추고 구현성이 용이함은 물론, 분해한 여러 개의 작은 MIMO 시스템에 대해 각각 복잡한 신호 검출 기법인 DFE 기법과 QRD-M 기법을 적용하여도 그 복잡도가 높지 않으므로 낮은 복잡도 및 높은 검출 성능을 제공할 수 있는 이점이 있다.

**도면의 간단한 설명**

- [0018] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다.
- 도 2는 본 발명의 실시예에서 변조 차수에 따라 후보 심볼을 결정하는 방법을 나타낸 도면이다.
- 도 3은 도 1에 도시된 시스템을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.
- 도 4는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 신호 검출 기법에 대한 SNR에 따른 BER 성능을 나타낸 도면이다.
- 도 5는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 신호 검출 기법에 대한 송신 안테나 개수에 따른 곱셈 연산량을 나타낸 도면이다.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0019] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.
- [0020] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다. MIMO-OFDM 시스템은 송신 단말(100)과 수신 단말(200)을 포함한다. 도 1은 N개의 송신 안테나를 가지는 송신 단말(100)과, N개의 수신 안테나를 가지는 수신 단말(200)을 포함하는 N×N MIMO-OFDM 시스템을 나타낸다.
- [0021] 송신 단말(100)은 N개의 송신 안테나를 이용하여 각각의 신호를 전달하며, 각각의 신호에는 복수의 부반송파(서브캐리어; subcarrier)가 포함되어 있다. 각각의 송신 안테나로부터 송신된 N개의 송신 신호는 채널을 통과한 뒤 혼합되어 수신 단말(200)로 수신된다. 이때, 부반송파는 다중 경로 채널을 통하여 전송되며, 안테나의 성능 또는 채널 경로에 따라 서로 다른 채널 상태를 가질 수 있다.
- [0022] 송신 단말(100)에서 전송된 신호 X는 다중 채널 H(전송 채널)를 거쳐 수신 단말(200)이 가진 N 개의 수신 안테나에서 수신된다. 수신 신호 Y는 다음의 수학적 식 1로 표현된다.

**수학적 식 1**

$$Y = HX + N = \sum_{i=1}^N \sum_{j=1}^N H_{ij} X_j + N_i$$

- [0023]
- [0024] 여기서, i는 수신 안테나의 인덱스, j는 송신 안테나의 인덱스, X<sub>j</sub>는 j번째 송신 안테나에서 전송한 신호, N<sub>i</sub>는 i번째 수신 안테나에서의 평균이 0이고 분산이 σ<sup>2</sup>인 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 나타낸다.
- [0025] 주파수 비선택적 페이딩을 가정하면, 수학적 식 1의 수신 신호 벡터 Y는 채널 행렬 H, 송신 신호 벡터 X, 그리고 잡음 벡터 N를 이용하여 다음의 수학적 식 2와 같이 표현될 수 있다.

**수학적 식 2**

$$Y = HX + N = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N1} & h_{N2} & \cdots & h_{NN} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_N \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_N \end{bmatrix}$$

- [0026]
- [0027] 여기서, x<sub>j</sub>는 j번째 송신 안테나의 송신 신호, h<sub>ij</sub>는 j번째 송신 안테나의 i번째 수신 안테나 사이의 채널, 그리고 n<sub>i</sub>는 i번째 수신 안테나에서 평균이 0이고 분산이 σ<sup>2</sup>인 AWGN을 나타낸다.
- [0028] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법을 더욱 용이하게 설명하기 위해, 일반적인 N×N MIMO-OFDM 시스템 대신 4×4 MIMO-OFDM 시스템을 예시하여 설명한다.
- [0029] 설명의 편의상 잡음이 없다고 가정하면, 수신 신호 벡터는 다음의 수학적 식 3과 같이 표현될 수 있다.

수학식 3

$$\begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & h_{13} & h_{14} \\ h_{21} & h_{22} & h_{23} & h_{24} \\ h_{31} & h_{32} & h_{33} & h_{34} \\ h_{41} & h_{42} & h_{43} & h_{44} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

[0030]

[0031]

[0032]

[0033]

[0034]

[0035]

[0036]

[0037]

[0038]

[0039]

[0040]

[0041]

[0042]

[0043]

여기서,  $y_i$ 는  $i$ 번째 수신 안테나의 수신 신호이며,  $x_j$  및  $h_{ij}$ 는 앞서 설명한 내용을 참조한다.

본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법은 크게 세 가지의 단계로 구분되는데, 각각은 부분적 ZF(Partial Zero-Forcing) 기법, DFE(Decision Feedback Equalizer) 기법, 그리고 QRD-M(QR Decomposition-M Algorithm) 기법이다.

ZF 기법을 사용하는 목적은 하나의 큰  $N \times N$  MIMO-OFDM 시스템을 단순히  $N/2$  개의 작은  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템으로 분해하기 위한 것이며 이는 직접적인 신호 검출 단계와는 무관하다.

수신 단말(200)이 수신한 신호에 대하여 이와 같은 ZF 기법을 적용하게 되면 이후에 적용할 신호 검출 기법의 복잡도를 매우 낮출 수 있으며 안테나 수 증가에 따른 복잡도 역시 선형적으로 증가하도록 근사화시킬 수 있다.

일반적으로 안테나의 개수가 늘어나면 시스템의 복잡도가 비선형적으로 증가하지만, 본 발명의 실시예는 ZF 기법을 통해 하나의 큰 시스템을 여러 개의 작은 시스템으로 분해한 후에 신호 검출을 수행하므로 시스템의 복잡도 증가를 선형적으로 근사화시킬 수 있다.

수신 단말(200)은 추후 분해한 신호 각각에 대해 DFE 기법을 적용하여 분해 신호에 포함된 심볼을 초기 검출한다. 이후, 초기한 심볼과 근접 거리 내에 있는 후보 심볼들을 활용하여 QRD-M 기법을 적용하여 분해 신호로부터 심볼을 재검출함으로써 검출의 정확도 및 신뢰성을 높일 수 있다.

본 발명의 실시예에 따른 선형 근사화 신호 검출 장치는 수신 단말(200)에 해당하며, 수신 단말(200)은 신호 수신부(210), 분해부(220), 초기 검출부(230), 후보 결정부(240), 그리고 재검출부(250)를 포함한다.

신호 수신부(210)는  $N$ 개의 송신 안테나를 가진 송신 단말(100)이 K-QAM 방식으로 전송한 신호를  $N$ 개의 수신 안테나를 통해 수신한다.

$K$ 는 송신 단말(100)이 사용하는 변조 차수이며 이는 곧 송신 단말(100)에서 전송 가능한 심볼의 개수를 의미한다. 예를 들어, QPSK(4-QAM) 변조 방식의 경우  $[0,0]$ ,  $[0,1]$ ,  $[1,0]$ ,  $[1,1]$ 를 포함한 4개의 심볼 전송이 가능하므로  $K=4$ 이며, 마찬가지로 16-QAM 변조 방식의 경우  $K=16$ 이다.

신호 수신부(210)는 송신 단말(100)의 송신 신호에 대응하여  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가진 수신 신호를 획득한다. 채널 행렬  $H$ 는 수학식 2와 같으며,  $N=4$ 일 때의 채널 행렬은 수학식 3에 나타낸 바 있다.

분해부(220)는 partial ZF 기법을 통해 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진  $L$ 개( $L=N/2$ )의 수신 신호로 분해한다.

즉, 분해부(220)는 하나의 큰  $N \times N$  MIMO-OFDM 시스템(Huge MIMO 시스템)을  $N/2$  개의 작은  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템(Small MIMO 시스템)으로 분해한다. 수학식 3과 같은  $4 \times 4$  MIMO-OFDM 시스템의 경우 2개의  $2 \times 2$  MIMO-OFDM으로 분해되는데 그 과정을 설명하면 다음과 같다.

수학식 3의 수신 신호는 partial ZF 기법을 통해 두 개의 신호(이하, 분해 신호)로 분해된다. 이에 따라 분해 신호는  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬로 구성된다. partial ZF 기법을 통해 분해된 제1 및 제2 분해 신호는 각각 아래의 수학식 4 및 수학식 5로 나타내어 진다.



수학식 4

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_3 \\ \widetilde{y}_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} - W^T \begin{bmatrix} y_3 \\ y_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{31} & \widetilde{h}_{32} \\ \widetilde{h}_{41} & \widetilde{h}_{42} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_3 \\ x_4 \end{bmatrix}$$

수학식 5

$$\begin{bmatrix} \widetilde{y}_1 \\ \widetilde{y}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \widetilde{h}_{11} & \widetilde{h}_{12} \\ \widetilde{h}_{21} & \widetilde{h}_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

여기서,  $\widetilde{h}_{ij}$ 는 분해 과정에서 변형된 전송 채널을 나타낸다. W는 가중치 벡터이며 다음의 수학식 6을 만족하는 조건으로 설정(계산)된다.

수학식 6

$$\begin{bmatrix} h_{31} & h_{32} \\ h_{41} & h_{42} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} \\ w_{21} & w_{22} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} \\ h_{21} & h_{22} \end{bmatrix}^T$$

이러한 방법으로, 4×4 MIMO-OFDM 시스템이 2개의 2×2 MIMO-OFDM으로 분해된다.

다음은, 각각의 분해 신호로부터 송신 신호를 검출한다. 즉, 수학식 4로부터 x3과 x4를 검출하고 수학식 5로부터 x1과 x2를 검출함으로써 송신 단말(100)이 전송한 4개의 심볼을 모두 검출할 수 있다.

여기서, 본 발명의 실시예는 각각의 분해 신호(수학식 4, 수학식 5)에 대해 먼저 DFE 기법을 적용하여 송신 심볼을 초기 검출한 다음, 다시 QRD-M 기법을 적용하여 송신 심볼을 재검출하는 과정을 통해 신호 검출의 복잡도를 낮추는 동시에 신뢰성을 높인다.

먼저, 초기 검출부(230)는 L개(L=2)의 각 분해 신호에 DFE 기법을 개별 적용하여 분해 신호에 포함된 두 개의 심볼인 제1 및 제2 심볼을 초기 검출한다. 즉, 분해 신호당 두 개의 심볼을 검출한다.

이러한 본 발명의 실시예의 경우, 비록 2번(L번)의 DFE 연산이 적용되어야 하지만, 분해 이전(4×4 MIMO-OFDM 시스템; 수학식 3)에 DFE 연산이 한번 적용되는 경우보다 더욱 낮은 복잡도를 가지는 이점이 있다. 특히, 이러한 복잡도 차이의 이점은 안테나 개수가 많아질수록 더욱 증가한다.

DFE 기법은 기 공지된 방법에 해당하며 이에 대해 간단히 설명하면 다음과 같다. DFE 기법은 QR 분해를 사용하여 신호를 순차적으로 검출하면서 비교적 낮은 복잡도로 우수한 검출 성능을 나타낸다.

먼저, 잡음으로 인한 error propagation을 최소화하기 위해 신호 검출 순위를 정한다. 신호 검출 순위를 정하는 방법은 채널 행렬 H의 의사 역행렬(pseudo-inverse 행렬)을 구하고 의사 역행렬의 각 행별로 norm 값을 계산하여 내림차순으로 순위를 결정한다. 이후에 채널 행렬의 행을 상기의 순서대로 정렬하고 이를 QR 분해한다.

의사 역행렬 G는 수학식 7을 통해 연산할 수 있다. H는 채널 행렬(전송 채널)을 의미하며,  $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

수학식 7

$$G = (H^H H)^{-1} H^H$$

[0056]

[0057] 수신 단말(200)은 수학식 7에서 연산한 의사 역행렬(G)의 norm 값( $\|G\|^2$ )을 각 행별로 구하고, norm 값이 큰 행부터 작은 행 순으로 행렬 G를 정렬한다. 또한 이를 바탕으로, 채널 행렬 H 역시 행렬 G의 정렬 순서와 동일하게 각 행을 정렬하고 이를 QR 분해한다.

[0058] 정렬된 채널 행렬을  $H_s$ 라 하고 이를 QR 분해하면 다음의 수학식 8과 같이 표현된다.

수학식 8

$$H_s = QR = \begin{bmatrix} q_{11} & q_{12} \\ q_{21} & q_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix}$$

[0059]

[0060] Q는 정규직교 행렬(orthonormal matrix), R은 상삼각 행렬(upper triangular matrix)을 나타낸다. 직교 행렬의 영향을 제거하기 위해 변형된 수신 신호에  $Q^H$ 를 곱하면 다음의 수학식 9와 같이 표현된다.

수학식 9

$$\begin{bmatrix} z_1 \\ z_2 \end{bmatrix} = Q^H \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{11} & r_{12} \\ 0 & r_{22} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix}$$

[0061]

[0062] 이를 통해,  $x_2$ 부터  $x_1$  순서로 송신 신호를 순차적으로 검출한다. 물론, 나머지 다른 하나의  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템에도 동일하게 DFE 기법을 적용하여,  $x_3$ 과  $x_4$ 를 검출한다. 이로써 초기적으로 4개의 모든 송신 신호의 검출을 완료한다.

[0063] 이처럼, DFE 검출 기법은 QR 분해를 사용하여 신호를 순차적으로 검출할 수 있으며 낮은 복잡도로 신호를 검출할 수 있다.

[0064] 이후에는 각각 분해 신호에 다시 QRD-M 기법을 적용하여 신호를 재검출한다. DFE 검출 이후 QRD-M 기법을 추가로 사용하는 이유는 오류 성능을 높이기 위함이다. 즉, partial ZF의 적용에 따른 잡음 증폭으로 인해 DFE 단계에서 error propagation이 증가하는 문제와  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템에 DFE 적용 시 높은 다이버시티 이득을 얻지 못하는 문제를 보완할 수 있다.

[0065] QRD-M 검출 기법은 QR 분해와 트리 구조를 이용하여 신호를 순차적으로 검출하며 매우 우수한 검출 성능을 가진다. QRD-M 기법 또한, DFE 기법과 마찬가지로 신호 검출 순위를 정하고 정렬된 채널 행렬의 QR 분해를 이용하지만, DFE 기법과 달리 각 레이어에서 송신 신호를 검출하는 것이 아니라, 각 레이어에서 누적 유클리디안 거리가 작은 M개의 후보군을 설정하고 최종 레이어에서 누적 유클리디안 거리가 가장 작은 경로를 선택하여 송신 신호를 검출한다.

[0066] QRD-M 기법은 QR 분해 후 M 알고리즘을 사용하여 수행한다. M 알고리즘은 K-QAM 시스템에서 가질 수 있는 모든 K개의 후보 수들 중에서 수신 신호와 비교했을 때 유클리디안 거리가 작은 M개의 후보를 선택하여 비교한다. 이때, M은 K보다 작거나 같은 값을 가진다.

[0067] QRD-M 기법의 기본 원리는 다음과 같다. QRD-M 검출 기법의 전체 검출 단계 중에 첫 번째 검출 단계(첫 번째 레이어)에서는 K-QAM 시스템의 K개의 심볼을 모두 후보 심볼로 하여, 수신 심볼과 K개의 각 후보 심볼 사이의 squared Euclidean 거리를 구한다. 그리고 그 중에서 거리가 작은 M개의 후보 심볼을 선택한다. M은 다음 검출

단계로 넘어가는 후보 심볼의 수(후보수)를 결정하는 파라미터이며, 선택된 M개의 후보 심볼은 수신할 가능성이 큰 심볼에 해당한다.

- [0068] 다음 번째 검출 단계의 squared Euclidean 거리는 이전 단계에서 검출된 M개의 후보 심볼과 K개의 심볼의 조합인  $M \cdot K$ 개의 후보 열을 고려하여 계산한다. 또한, 이전 단계와 동일한 방법으로, 누적된 squared Euclidean 거리를 검사하여 거리가 짧은 순으로 정렬한 다음, 거리가 작은 M개의 심볼 조합을 선택한다. 이 M개의 심볼 조합들은 다음 단계에서 신호 검출을 위한 후보 심볼들로 사용된다.
- [0069] 이후의 검출 단계에서도 상기와 같은 과정을 반복하며, 마지막 검출 단계는 앞 단계에서 구해진 M개의 심볼 조합들을 이용하여 가장 작은 누적된 squared Euclidean 거리를 갖는 하나의 심볼 조합을 최종적으로 선택한다.
- [0070] 일반적인 QRD-M 기법을 수학식 9를 예로 들어 설명하면 다음과 같다. 수학식 9는 두 개의 레이어(행)가 존재하므로 두 번의 검출 단계를 가진다.
- [0071] 먼저, 수학식 9의 두 번째 layer에서 K개의 각 디지털 reference 심볼 별로 squared Euclidean 거리  $e_2(k) = |z_2 - r_{22}c(k)|^2$  을 계산한다. 여기서  $c(k)$ 는 디지털 변조 성상도 내에서 k번째 reference 심볼을 나타낸다. 예를 들어, QPSK(4-QAM) 변조의 경우 K=4이고,  $c(k)$ 는 [0,0], [0,1], [1,0], [1,1]을 포함한다. 각  $c(k)$ 에 대해 모든 squared Euclidean 거리를 구한 후에 거리가 작은 M개의 후보군을 선정한다.
- [0072] 다음, 첫 번째 레이어에서도 두 번째 레이어와 마찬가지로 각  $c(k)$ 에 대해 모든 squared Euclidean 거리를 계산하고 squared Euclidean 거리를 계산하지만, 이전 레이어의 후보군을 고려하여 누적 squared Euclidean 거리를 계산한다. 누적 squared Euclidean 거리가 짧은 순으로 정렬한 다음 거리가 작은 M개의 심볼 조합을 선택하며 그 중에서 거리가 가장 작은 심볼 조합을 최종적인 송신 신호로 검출한다.
- [0073] 다만 본 발명의 실시예는 변조 차수에 따라 M 값을 결정하고, DFE 기법을 통해 검출한 심볼과 가까운 M개의 후보 심볼을 대상으로 QRD-M 기법을 적용함으로써, 각 레이어에서 K개 심볼을 모두 비교하지 않아도 되며 QRD-M 기법의 복잡도를 낮출 수 있다.
- [0074] 구체적으로, 본 발명의 실시예는 수신 신호로부터 분리한 분해 신호 각각에 DFE 기법을 개별 적용하여 두 개의 제1 및 제2 심볼을 초기 검출한 후, 검출한 심볼 각각을 기준으로 QRD-M 기법을 위한 후보 심볼들을 선택하고 이를 QRD-M 기법을 위한 후보군으로 사용한다.
- [0075] 이를 위해, 후보 결정부(240)는 디지털 변조 성상도 내 K개 심볼 중 앞서 초기 검출한 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는 M개(M<K)의 제1 후보 심볼 및 M개의 제2 후보 심볼을 각각 선택한다.
- [0076] 재검출부(250)는 분해 신호에 각각 QRD-M 기법을 적용하여 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 M개의 제1 후보 심볼 및 M개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 제1 및 제2 심볼을 재검출하도록 한다.
- [0077] K는 송신 단말(100)이 사용하는 변조 차수이며 QPSK의 경우 K=4이고, 16-QAM인 경우 K=16임을 설명한 바 있다. 본 실시예의 경우, DFE 기법을 통해 초기 검출한 심볼 각각을 중심으로 변조 성상도 내에서 해당 심볼점 및 그 이웃점을 포함하여 후보 심볼들을 결정하며 결정된 후보 심볼들을 이용하여 QRD-M 기법을 수행하여 복잡도를 낮추는 동시에 검출 정확도를 높인다.
- [0078] 도 2는 본 발명의 실시예에서 변조 차수에 따라 후보 심볼을 결정하는 방법을 나타낸 도면이다. 도 2에서 좌측 그림은 송신 단말(100)이 QPSK 변조를 사용한 경우이고, 우측 그림은 16-QAM 변조를 사용한 경우이다.
- [0079] 먼저, QPSK의 경우, 성상도 내 심볼 종류는 총 4개이며, DFE 기법을 통해 초기 검출한 심볼(중심점)을 기준으로 설정 거리 이내인 가장 가까운 심볼들은 중심점과 그것에 대한 두 이웃점을 포함하여 총 3개의 심볼이 존재한다. 여기서 설정 거리는 1을 사용할 수 있다. 이처럼, QPSK 변조(K=4)인 경우에는 DFE를 통해 초기 검출된 심볼 각각에 대응하여 3개(M=3)의 후보 심볼이 선택된다.
- [0080] 16-QAM의 경우, 성상도 내 심볼 종류는 총 16개이며, 초기 검출한 심볼(중심점)을 기준으로 거리가 1 이내인 심볼들은 중심점과 그것에 대한 네 개의 이웃점을 포함하여 5개(M=5)의 심볼이 존재한다. 물론 성상도에서 모서리 지점에 위치한 심볼의 경우는 M=3이 되고, 모서리를 제외한 가장자리 지점의 심볼은 M=4가 된다. 이처럼, 16-QAM 변조(K=16)인 경우에는 DFE를 통해 초기 검출된 심볼 각각에 대응하여 3개, 4개 또는 5개의 후보 심볼이 선택된다.

- [0081] 또한, 각 변조 방식의 경우에서, DFE를 통해 초기 검출된 심볼의 위치에 따라 후보 심볼의 개수와 심볼의 종류가 모두 결정된다. 이와 같이 중심점 및 그 이웃점을 포함한 심볼들만을 후보 심볼로 사용하여 QRD-M 기법을 적용하게 되면 각 레이어에서 K개의 심볼을 모두 비교할 필요가 없게 되어 복잡도를 줄일 수 있다.
- [0082] 또한, 후보 심볼을 선택할 때 중심점과 그 이웃점들을 모두 포함하여 선택하는 이유는 다음과 같다. 본 발명의 실시예에서 중심점은 DFE 기법을 통해 초기 검출된 심볼인데, 만약 잘못 검출되었을 경우 즉, 초기 검출에서 오류가 있었다면 실제 송신 심볼은 중심점과 가까운 위치에 있을 확률이 높기 때문이다.
- [0083] 따라서, 초기 검출한 심볼 및 그와 이웃한 심볼들을 모두 후보군으로 하여 QRD-M 기법을 적용함으로써 검출 오류를 줄일 수 있다. 예를 들어 DFE 기법을 통해 초기 검출한 두 심볼 중에 제1 심볼이 [1,1]인 경우 이를 기준으로 선택한 제1 후보 심볼들은 [1,1] 및 그와 이웃한 [0,1], [1,0]을 포함하여 총 3개가 된다. 이때, 실제 송신 단말(100)이 송신한 제1 심볼이 [1,1]이 아닌 [0,1] 이었다면 DFE의 초기 검출에서 오류가 있었다고 볼 수 있다. 하지만, 본 실시예는 이들 3개의 후보 심볼들을 후보군으로 하여 다시 QRD-M 기법으로 재검출하는 과정을 거침에 따라 원래의 [0,1]을 정확하게 검출할 수 있게 된다.
- [0084] 이처럼 본 발명의 실시예는 DFE 기법을 통해 검출한 심볼과 가까운 M개의 후보 심볼만을 대상으로 QRD-M 기법을 적용함으로써 K개의 모든 심볼을 모두 사용할 필요가 없어 QRD-M 기법의 복잡도를 낮출 수 있다.
- [0085] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템을 이용한 선형 근사화 신호 검출 방법에 관하여 상세히 설명한다. 도 3은 도 1에 도시된 시스템을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.
- [0086] 먼저, 송신 단말(100)은 N 개의 송신 안테나 별로 전송 심볼을 송신한다. 그러면, 신호 수신부(210)는 N 개의 수신 안테나를 통하여 신호를 수신한다(S310). 수신 신호는  $N \times N$  크기의 채널 행렬을 가지며 수학식 2와 수학식 3을 참조한다.
- [0087] 이후, 분해부(220)는 partial ZF 기법을 이용하여 수신 신호를  $2 \times 2$  크기의 채널 행렬을 가진 L개( $L=N/2$ )의 신호로 분해한다(S320). 수학식 3과 같은  $4 \times 4$  MIMO-OFEM 시스템의 경우, 수학식 4 및 수학식 5와 같이 2개의  $2 \times 2$  MIMO-OFEM 시스템으로 분해된다.
- [0088] 이후, 초기 검출부(230)는 L개의 분해 신호에 대해 각각 DFE 기법을 적용하여, 분해 신호에 포함된 제1 및 제2 심볼을 분해 신호 별로 초기 검출한다(S330). 그리고, 후보 결정부(240)는 변조 성상도 내 K개 심볼 중 제1 심볼 및 제2 심볼을 각각 중심으로 설정 거리 내에 있는 M개( $M < K$ )의 제1 후보 심볼 및 M개의 제2 후보 심볼을 각각 선택한다(S340).
- [0089] 다음, 재검출부(250)는 분해 신호에 각각 QRD-M 기법을 적용하여 제1 및 제2 심볼을 재검출하되, QRD-M 기법을 위한 제1 및 제2 신호 검출 레이어에 각각 M개의 제1 후보 심볼 및 M개의 제2 후보 심볼을 개별 적용하여, 제1 및 제2 심볼을 검출한다(S350).
- [0090] 다음은 본 발명의 실시예에 따른 기법과 기존 기법 간의 성능 시험 결과를 설명한다.
- [0091] 도 4는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 신호 검출 기법에 대한 SNR에 따른 BER 성능을 나타낸 도면이다. 제안된 신호 검출 기법의 BER 성능은 기존의 ZF 기법의 BER 성능보다 우수한다. 이는 DFE와 QRD-M 기법이 적용되었기 때문이다. 또한 제안된 기법은 낮은 SNR에서는 기존의 DFE 기법의 BER 성능보다 약간의 열화가 발생하는데, 이는 partial ZF로 인한 잡음 증폭이 커져 이후의 DEF 및 QRD-M 단계에서 error propagation이 크기 때문이다. 더욱이  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템에 적용되는 DFE와 QRD-M은 안테나 개수가 적어 높은 다이버시티 이득을 얻지 못한다. 하지만 제안된 기법의 경우 SNR이 증가할수록 기존의 DFE 기법의 BER 성능보다 우수하며 이는 partial ZF로 인한 잡음 증폭이 작아져 DFE와 QRD-M에서 error propagation이 작아지는 이유에서이다.
- [0092] 도 5는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 신호 검출 기법에 대한 송신 안테나 개수에 따른 곱셈 연산량을 나타낸 도면이다. 본 발명에서 곱셈 연산량은 복소수 곱셈 연산량을 나타내며, 두 복소수 간 곱셈 연산량의 수는 4로 가정하였다. 제안된 신호 검출 기법의 복잡도는 기존의 DFE 기법보다 매우 낮은데, 이는 partial ZF로 인해  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템에 적용되는 DFE와 QRD-M의 복잡도가 매우 낮기 때문이다. 한편, 제안된 신호 검출 기법의 복잡도는 안테나의 개수가 적을 때 기존의 ZF의 복잡도보다 약간 높는데, 이는 기존의 ZF의 복잡도와 partial ZF의 복잡도가 거의 비슷하기 때문이다. 그러나 안테나의 개수가 증가할수록 기존의 ZF와 복잡도 차이가 줄어들는데, 이는 partial ZF의 복잡도가 기존의 ZF의 복잡도보다 현저히 낮기 때문이며, DFE와 QRD-M의 복잡도 또한  $2 \times 2$  MIMO-OFDM 시스템에 적용되므로 안테나의 개수가 증가함에 따라 그 복잡도의 증가율이 선형적으로 근사화하기 때문이다.

[0093] 이상과 같은 본 발명에 따르면, ZF 기법을 사용하여 하나의 큰 MIMO 시스템을 여러 개의 작은 MIMO 시스템으로 분해하므로 시스템의 복잡도를 낮추고 구현성이 용이함은 물론, 분해한 여러 개의 작은 MIMO 시스템에 대해 각각 복잡한 신호 검출 기법인 DFE 기법과 QRD-M 기법을 적용하여도 그 복잡도가 높지 않으므로 낮은 복잡도 및 높은 검출 성능을 제공할 수 있는 이점이 있다.

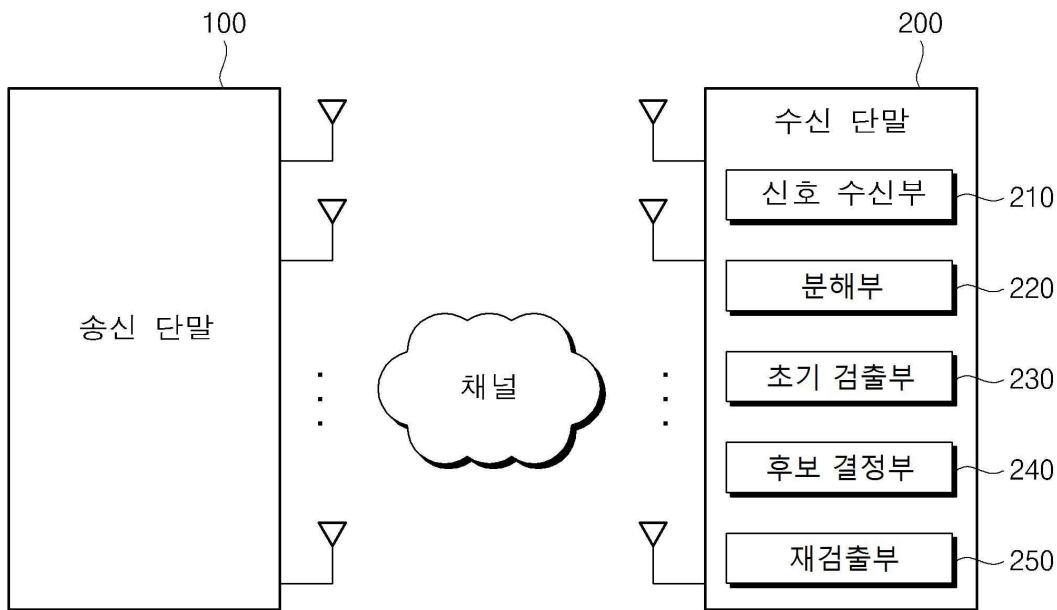
[0094] 본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

**부호의 설명**

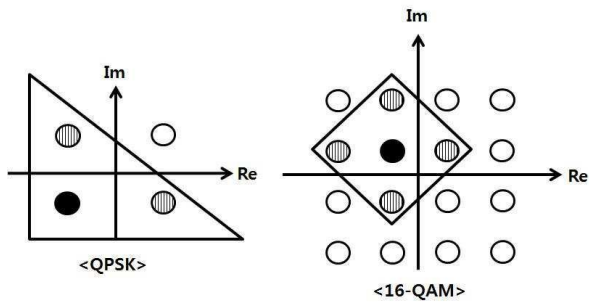
- |        |             |             |
|--------|-------------|-------------|
| [0095] | 100: 송신 단말  | 200: 수신 단말  |
|        | 210: 신호 수신부 | 220: 분해부    |
|        | 230: 초기 검출부 | 240: 후보 결정부 |
|        | 250: 재검출부   |             |

**도면**

**도면1**

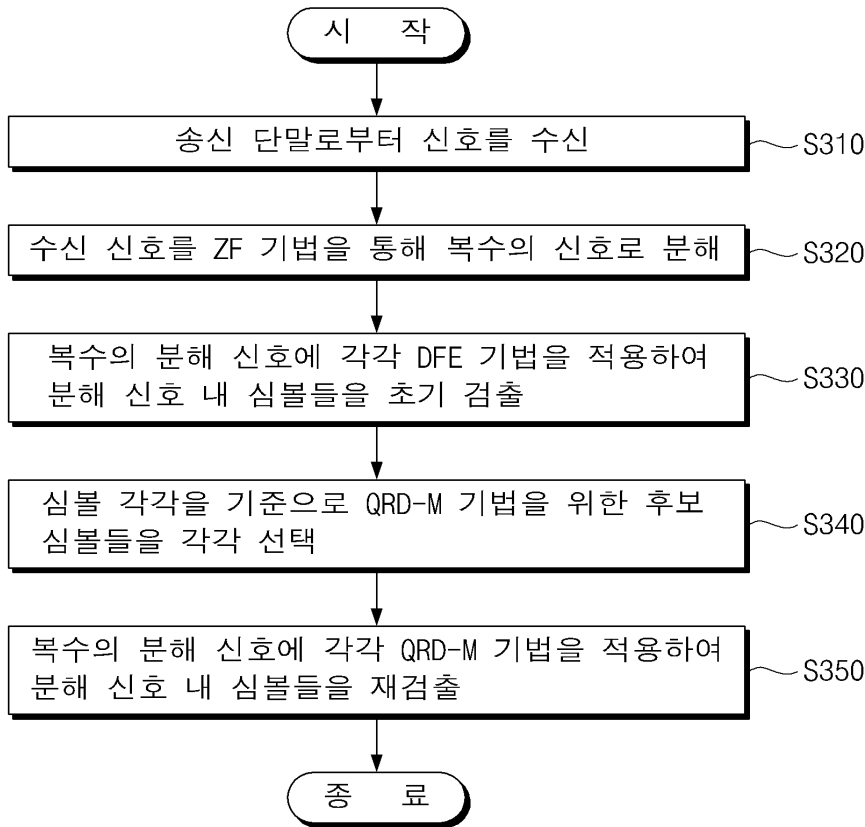


도면2

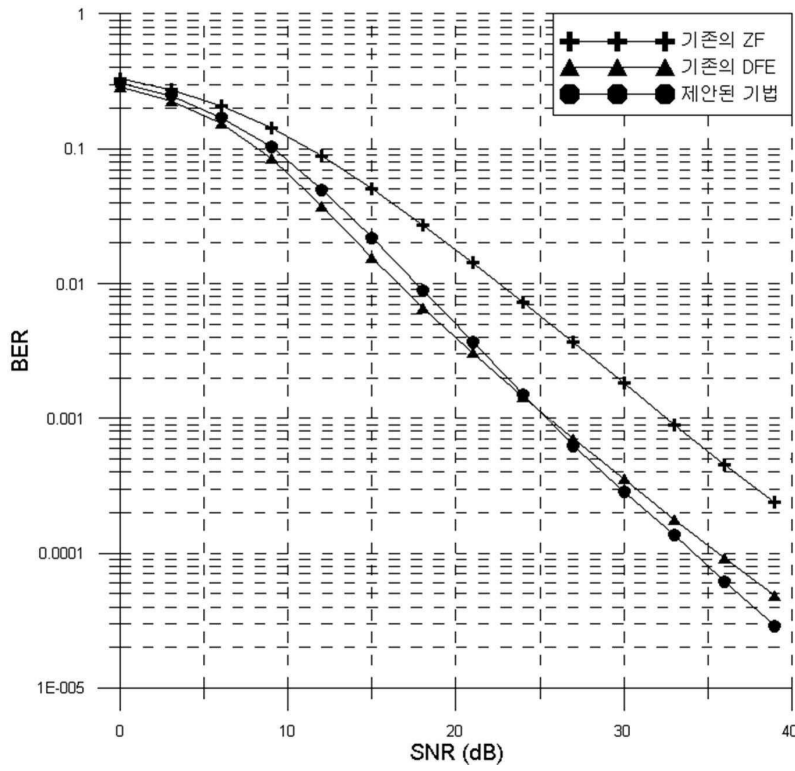


- : 중심점 (DFE 기법을 통해 검출된 심볼)
- ◐ : 이웃점 (설정 거리 내 이웃한 심볼)

도면3



도면4



도면5

