



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0049432
(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 10-2019-0005199
(22) 출원일자 2019년01월15일
심사청구일자 2019년01월15일
(30) 우선권주장
1020180132016 2018년10월31일 대한민국(KR)

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

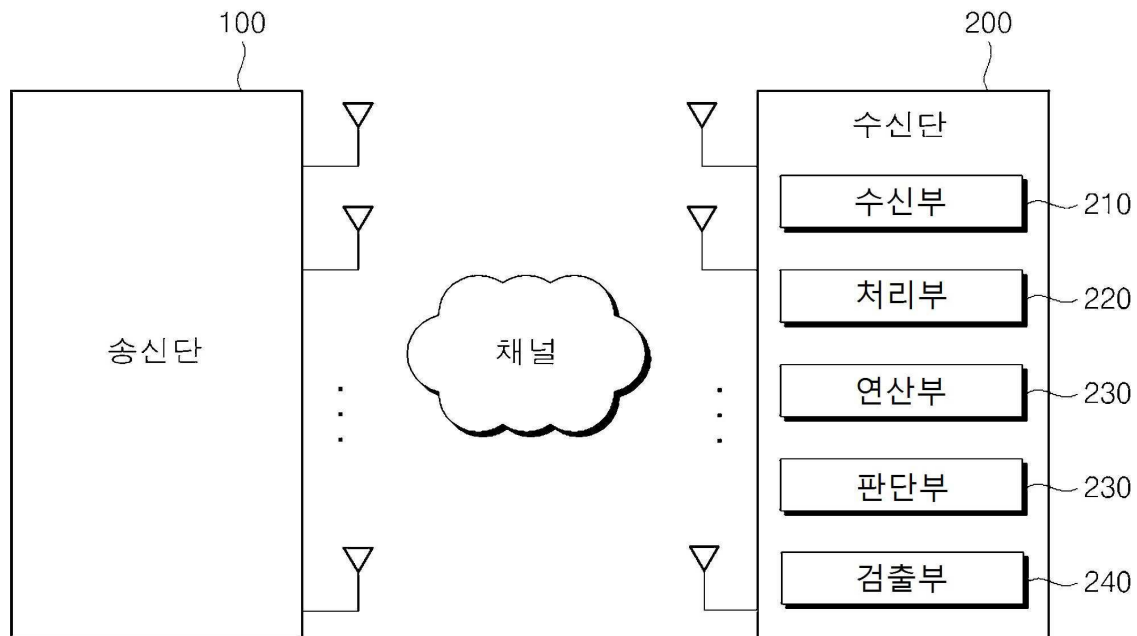
전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 MIMO-OFDM 시스템에서 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치 및 그 방법

(57) 요약

본 발명은 MIMO-OFDM 시스템에서 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, N_t 개의 송신 안테나를 갖는 송신단으로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 단계, 각 부반송파를 대상으로 채널 행렬을 (뒷면에 계속)

대표도 - 도1



특이값 분해하여 얻은 최소 및 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M개로 구분하기 위한 M-1개의 다단의 임계 레벨을 결정하는 단계, 각 부반송파의 채널값을 다단의 임계 레벨과 비교하여, 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단하는 단계, 및 변형된 수신 신호에 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_t 개의 수신 심볼을 검출하되, 해당 부반송파가 M개 채널 상태 구간 중 P번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_t 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M개 노드 중 P개($1 \leq P \leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 단계를 포함한다.

본 발명에 의하면, 부반송파 별 채널 상태에 따라 DFSD 기법의 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정하는 적응형 DFSD 기법을 사용함으로써 기존 DFSD 기법보다 매우 낮은 복잡도로 신호를 검출할 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

적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치의 신호 검출 방법에 있어서,

N_t 개의 송신 안테나를 갖는 송신단으로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계;

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

각 부반송파를 대상으로 상기 채널 행렬을 특이값 분해하여 얻은 최소 특이값과 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M개로 구분하기 위한 M-1개의 다단의 임계 레벨을 결정하는 단계;

각 부반송파의 채널값을 상기 다단의 임계 레벨과 비교하여, 상기 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단하는 단계; 및

상기 변형된 수신 신호에 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_t 개의 수신 심볼을 검출하되, 해당 부반송파가 M개 채널 상태 구간 중 P번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_t 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M개 노드 중 P개($1 \leq P \leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 단계를 포함하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 M-1개의 임계 레벨 중 i번째 임계 레벨(θ_i)은 아래 수학식에 의해 결정되는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법:

$$\theta_i = \sum_{m=1}^N \frac{2\Gamma(m) \times i}{MN}$$

여기서, i는 임계 레벨의 인덱스로 $i=\{1, 2, \dots, M-1\}$, m은 부반송파의 인덱스, M은 변조차수, N은 부반송파의 개수, $\Gamma(m)$ 는 m번째 부반송파의 채널값을 나타낸다.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

m번째 부반송파의 채널값은 상기 최대 특이값을 상기 최소 특이값으로 나눈 비율로서 아래 수학식에 의해 정의되고 1보다 크거나 같은 값을 가지되,

1보다 클수록 해당 부반송파의 채널 상태가 나쁜 것을 의미하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법:

$$\Gamma(m) \approx \frac{\sigma_{\max}(m)}{\sigma_{\min}(m)}$$

여기서, m은 부반송파의 인덱스, $\sigma_{\max}(m)$ 은 상기 최대 특이값, $\sigma_{\min}(m)$ 은 상기 최소 특이값을 나타낸다.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 수신 심볼을 검출하는 단계는,

m번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최소 레벨인 제1 임계 레벨(Θ_1) 보다 낮은 경우, 상기 M개 채널 상태 구간 중 가장 좋은 1번째 구간($P=1$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드 중 1개의 노드만을 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키고,

m번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최대 레벨인 제N-1 임계 레벨(Θ_{N-1}) 이상인 경우, 상기 M개 채널 상태 구간 중 가장 나쁜 N번째 채널 구간($P=M$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드를 모두 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 5

청구항 1 또는 청구항 4에 있어서,

상기 수신 심볼을 검출하는 단계는,

상기 1번째 신호 검출 단계 이후의 2번째 내지 N_L 번째 신호 검출 단계에서는 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용된 P개 노드 각각의 하위에 해당하는 모든 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 $P < M$ 인 경우에, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용되는 P개의 노드는 상기 최상단 레이어 상의 전체 M개 노드 중에서 유클리디안 거리가 작은 순서로 선택된 노드에 해당하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법.

청구항 7

N_L 개의 송신 안테나를 갖는 송신단으로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 수신부;

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

각 부반송파를 대상으로 상기 채널 행렬을 특이값 분해하여 얻은 최소 특이값과 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M개로 구분하기 위한 M-1개의 다단의 임계 레벨을 결정하는 연산부;

각 부반송파의 채널값을 상기 다단의 임계 레벨과 비교하여, 상기 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단하는 판단부; 및

상기 변형된 수신 신호에 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_L 개의 수신 심볼을 검출하되, 해당 부반송파가 M개 채널 상태 구간 중 P번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_L 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M개 노드 중 P개($1 \leq P \leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 검출부를 포함하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 8

청구항 7에 있어서,

상기 M-1개의 임계 레벨 중 i번째 임계 레벨(Θ_i)은 아래 수학식에 의해 결정되는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치:

$$\theta_i = \sum_{m=1}^N \frac{2\Gamma(m) \times i}{MN}$$

여기서, i는 임계 레벨의 인덱스로 $i=\{1,2,\dots,M-1\}$, m은 부반송파의 인덱스, M은 변조차수, N은 부반송파의 개수, $\Gamma(m)$ 는 m번째 부반송파의 채널값을 나타낸다.

청구항 9

청구항 7에 있어서,

m번째 부반송파의 채널값은 상기 최대 특이값을 상기 최소 특이값으로 나눈 비율로서 아래 수학식에 의해 정의되고 1보다 크거나 같은 값을 가지되,

1보다 클수록 해당 부반송파의 채널 상태가 나쁜 것을 의미하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치:

$$\Gamma(m) \approx \frac{\sigma_{\max}(m)}{\sigma_{\min}(m)}$$

여기서, m은 부반송파의 인덱스, $\sigma_{\max}(m)$ 은 상기 최대 특이값, $\sigma_{\min}(m)$ 은 상기 최소 특이값을 나타낸다.

청구항 10

청구항 7에 있어서,

상기 검출부는,

m번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최소 레벨인 제1 임계 레벨(θ_1) 보다 낮은 경우, 상기 M개 채널 상태 구간 중 가장 좋은 1번째 구간($P=1$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드 중 1개의 노드만을 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키고,

m번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최대 레벨인 제N-1 임계 레벨(θ_{N-1}) 이상인 경우, 상기 M개 채널 상태 구간 중 가장 나쁜 N번째 채널 구간($P=M$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드를 모두 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 11

청구항 7 또는 청구항 10에 있어서,

상기 검출부는,

상기 1번째 신호 검출 단계 이후의 2번째 내지 N_t 번째 신호 검출 단계에서는 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용된 P개 노드 각각의 하위에 해당하는 모든 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치.

청구항 12

청구항 7에 있어서,

상기 $P < M$ 인 경우에, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용되는 P개의 노드는 상기 최상단 레이어 상의 전체 M개 노드 중에서 유클리디안 거리가 작은 순서로 선택된 노드에 해당하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 MIMO-OFDM 시스템에서 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태에 따라 DFSD(Depth-First Sphere Decoding) 기법의 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정 가능한 적응형 DFSD 검출 기법을 이용하는 신호 검출 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 시스템에서 고속 데이터 전송이 요구되면서 MIMO-OFDM 방식에 대한 관심 및 연구 개발이 매우 증가하고 있다. MIMO-OFDM 시스템은 다중 안테나를 사용함으로써 무선 통신의 채널 용량을 증가시킬 수 있고 전

송 데이터의 신뢰성을 향상시킬 수 있다. 이러한 장점을 극대화하기 위해서는 수신단의 설계가 매우 중요하다. 수신단의 목적은 송신단에서 보내는 신호를 정확하게 검출하는 것과 신호를 검출하는 과정에서 복잡도를 낮추는 것에 있다.

[0003] 기존의 신호 검출 기법 중 선형 검출 기법으로 ZF(Zero-Forcing)와 MMSE(Minimum Mean Square Error)가 있고, 비선형 검출 기법으로 DFE(Decision Feedback Equalization)와 OSIC(Ordered Successive Interference Cancellation)가 있다. ZF와 MMSE 기법은 복잡도가 낮아 실제 시스템에 구현하기가 간단한 장점은 있으나 BER 관점에서 성능이 좋지 않다.

[0004] 반면에 DFE와 OSIC 기법은 선형 검출에 비해 BER 성능은 우수하지만 복잡도가 높은 단점이 있다. 그 외 다른 검출 기법으로는 최적의 검출 기법으로 알려진 ML(maximum likelihood) 기법이 있다. ML 기법은 수신될 수 있는 모든 신호의 조합과 수신된 신호를 비교하여 가장 차이가 적은 신호 조합을 선택하는 기법으로 가장 최적의 검출 성능을 보인다. 하지만 변조 차수 또는 송신 안테나 수가 증가할수록 복잡도가 기하급수적으로 증가하므로 실제 시스템에서 사용되기는 어렵다.

[0005] 따라서 많은 연구자들은 ML 기법과 BER 성능은 유사하면서 복잡도는 더욱 낮은 기법을 연구하고 있다. 그러한 연구 중 비선형 검출 기법으로 준최적 기법인 DFSD(Depth-First Sphere Decoding) 기법이 연구되었다. DFSD 기법은 ML 기법과 BER 성능은 거의 유사하면서 복잡도는 ML 기법보다 낮다. 하지만 DFSD 기법 역시 실제 시스템에서 구현하기에는 복잡도가 높은 단점이 있다.

[0006] 본 발명의 배경이 되는 기술은 한국등록특허 제10-1484863호(2015.01.22 공고)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명은, MIMO-OFDM 시스템에서 부반송파 별 채널 상태에 따라 DFSD 기법의 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정 가능한 적응형 DFSD 기법을 사용함으로써 기존의 DFSD 기법에 준하는 BER 성능을 유지하면서 신호 검출의 복잡도를 매우 낮출 수 있는 MIMO-OFDM 시스템에서 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치 및 그 방법을 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명은, 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치의 신호 검출 방법에 있어서, N_t 개의 송신 안테나를 갖는 송신단으로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계와, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 단계와, 각 부반송파를 대상으로 상기 채널 행렬을 특이값 분해하여 얻은 최소 특이값과 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M개로 구분하기 위한 M-1개의 다단의 임계 레벨을 결정하는 단계와, 각 부반송파의 채널값을 상기 다단의 임계 레벨과 비교하여, 상기 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단하는 단계, 및 상기 변형된 수신 신호에 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_t 개의 수신 심볼을 검출하되, 해당 부반송파가 M개 채널 상태 구간 중 P번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_t 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M개 노드 중 P개($1 \leq P \leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 단계를 포함하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법을 제공한다.

[0009] 또한, 상기 M-1개의 임계 레벨 중 i번째 임계 레벨(θ_i)은 아래 수학적식에 의해 결정될 수 있다.

$$\theta_i = \sum_{m=1}^N \frac{2\Gamma(m) \times i}{MN}$$

[0010] 여기서, i는 임계 레벨의 인덱스로 $i=\{1,2,\dots,M-1\}$, m은 부반송파의 인덱스, M은 변조차수, N은 부반송파의 개수, $\Gamma(m)$ 는 m번째 부반송파의 채널값을 나타낸다.

[0012] 또한, m번째 부반송파의 채널값은 상기 최대 특이값을 상기 최소 특이값으로 나눈 비율로서 아래 수학적식에 의해 정의되고 1보다 크거나 같은 값을 가지되, 1보다 클수록 해당 부반송파의 채널 상태가 나쁜 것을 의미할 수 있

다.

$$\Gamma(m) \approx \frac{\sigma_{\max}(m)}{\sigma_{\min}(m)}$$

[0013]

[0014]

여기서, m 은 부반송파의 인덱스, $\sigma_{\max}(m)$ 은 상기 최대 특이값, $\sigma_{\min}(m)$ 은 상기 최소 특이값을 나타낸다.

[0015]

또한, 상기 수신 심볼을 검출하는 단계는, m 번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최소 레벨인 제1 임계 레벨(Θ_1) 보다 낮은 경우, 상기 M 개 채널 상태 구간 중 가장 좋은 1번째 구간($P=1$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M 개 노드 중 1개의 노드만을 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키고, m 번째 부반송파의 채널값이 상기 다단의 임계 레벨 중 최대 레벨인 제 $N-1$ 임계 레벨(Θ_{N-1}) 이상인 경우, 상기 M 개 채널 상태 구간 중 가장 나쁜 N 번째 채널 구간($P=M$)에 속하여, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M 개 노드를 모두 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시킬 수 있다.

[0016]

또한, 상기 수신 심볼을 검출하는 단계는, 상기 1번째 신호 검출 단계 이후의 2번째 내지 N 번째 신호 검출 단계에서는 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용된 P 개 노드 각각의 하위에 해당하는 모든 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출할 수 있다.

[0017]

또한, 상기 $P < M$ 인 경우에, 상기 1번째 신호 검출 단계에서 사용되는 P 개의 노드는 상기 최상단 레이어 상의 전체 M 개 노드 중에서 유클리디안 거리가 작은 순서로 선택된 노드에 해당할 수 있다.

[0018]

그리고, 본 발명은, N_t 개의 송신 안테나를 갖는 송신단으로부터 M -QAM 방식으로 신호를 수신하는 수신부와, 수신 신호의 채널 행렬을 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득하는 연산부와, 각 부반송파를 대상으로 상기 채널 행렬을 특이값 분해하여 얻은 최소 특이값과 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M 개로 구분하기 위한 $M-1$ 개의 다단의 임계 레벨을 결정하는 결정부와, 각 부반송파의 채널값을 상기 다단의 임계 레벨과 비교하여, 상기 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단하는 판단부, 및 상기 변형된 수신 신호에 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_t 개의 수신 심볼을 검출하되, 해당 부반송파가 M 개 채널 상태 구간 중 P 번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_t 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M 개 노드 중 P 개($1 \leq P \leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하는 검출부를 포함하는 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치를 제공한다.

발명의 효과

[0019]

본 발명에 의하면, MIMO-OFDM 시스템에서 부반송파 별 채널 상태에 따라 DFSD 기법의 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정 가능한 적응형 DFSD 기법을 사용함으로써 기존의 DFSD 기법에 준하는 BER 성능을 지니면서 매우 낮은 복잡도로 신호를 검출할 수 있는 이점을 제공한다.

도면의 간단한 설명

[0020]

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

도 2는 일반적인 MIMO-OFDM 시스템의 송신단과 수신단의 구조를 나타낸 도면이다.

도 3은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용할 경우에 대한 DFSD 검출 기법의 트리 구조를 통한 신호 검출 과정을 설명하는 도면이다.

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

도 5는 본 발명의 실시예에서 QPSK 변조 기법을 사용할 경우 부반송파의 채널 상태 구간과 임계 레벨 간 관계를 설명하는 도면이다.

도 6은 본 발명의 실시예에 따른 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.

도 7은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 기법을 사용할 경우 본 실시예에 따른 신호 검출 기법, ML 검출 기법, 기존의 DFSD 검출 기법, 그리고 최상위 레이어에서 1개, 4개 및 12개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법에

대한 SNR 대비 BER 성능을 비교한 도면이다.

도 8은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 기법을 사용할 경우 본 실시예에 따른 신호 검출 기법, ML 검출 기법, 기존의 DFSD 검출 기법, 그리고 최상위 레이어에서 1개, 4개 및 12개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법에 대한 복잡도를 비교한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0021] 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.
- [0022] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다. 송신단(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를, 수신단(200)은 N_r 개의 다중 수신 안테나를 가진다.
- [0023] 송신단(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를 이용하여 각각의 신호를 전달한다. 각각의 신호에는 복수의 부반송파(서브캐리어; subcarrier)가 포함되어 있다. 각 송신 안테나로부터 송신된 N_t 개의 송신 신호가 채널을 통과한 뒤 혼합되어 수신단(200)으로 수신된다. 이때, 부반송파는 다중 경로 채널을 통하여 전송되며, 안테나의 성능 또는 채널 경로에 따라 서로 다른 채널 상태를 가질 수 있다.
- [0024] 도 2는 일반적인 MIMO-OFDM 시스템의 송신단과 수신단의 구조를 나타낸 도면이다. 도 2에 나타낸 것과 같이, 송신단에서 보내는 신호들은 디지털 변조 심볼에 맵핑되고 IFFT 과정을 통해 시간 도메인의 심볼로 변환된다. 여기서 송신단은 각각의 심볼들에 대해 심볼 간 간섭 억제를 위한 CP(Cyclic Prefix)을 붙여 수신단으로 전송한다. 수신단에서는 수신 안테나를 통해 신호들을 수신한다. 수신된 신호는 송신단의 역과정으로 CP가 제거되고 FFT 과정을 통해 주파수 도메인에서의 심볼로 변환된 후에 신호 검출 과정을 거치게 된다.
- [0025] 도 1의 송신단(100)에서 전송된 신호 X 는 다중 채널 H 을 거쳐 수신단(200)이 가진 N_r 개의 수신 안테나에서 수신된다. 수신단에 수신된 신호 Y 는 다음의 수학적 식 1로 표현된다.

수학적 식 1

$$Y = HX + N$$

- [0026]
- [0027] 여기서, Y 는 $N_r \times 1$ 크기의 수신 신호 벡터, X 는 $N_t \times 1$ 크기의 송신 신호 벡터, N 은 $N_r \times 1$ 크기의 부가 백색 가우시안 잡음(AWGN; Additive White Gaussian Noise) 벡터, H 는 복소 채널 행렬을 나타낸다.
- [0028] 수신 신호는 QR 분해에 기반한 DFSD 검출 기법을 통해 검출된다. 따라서, 수신 신호가 DFSD 기법을 통해 검출되기 전에, 채널 행렬 H 에 대한 QR 분해가 이루어지며 그 방법은 수학적 식 2와 같다.

수학적 식 2

$$H = QR$$

- [0029]
- [0030] 여기서, Q 는 $Q^H Q = I$ 를 만족하는 $N_t \times N_r$ 크기의 정규 직교 행렬(orthonormal matrix), R 은 $N_t \times N_r$ 크기의 상삼각행렬(upper triangular matrix)을 나타낸다.
- [0031] Q 성분을 제거하기 위해 수학적 식 1의 양변에 Q^H 를 곱해주면, Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호 벡터 Z 를 수학적 식 3과 같이 구할 수 있다.

수학식 3

$$Z = Q^H Y = Q^H (HX + N) = RX + Q^H N$$

여기서, Z 는 변형된 수신 신호 벡터, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다. 이와 같이 구성된 Z 를 이용하면 X_1 부터 X_{N_t} 까지 각 송신 안테나의 신호를 검출할 수 있다.

본 발명의 실시예를 위한 DFSD 검출 기법은 이러한 QR 분해로부터 얻어진 수신 신호 벡터 Z 와 트리 구조를 이용하여 각 송신 안테나의 신호를 순차적으로 검출한다.

이하에서는 본 발명의 상세한 설명에 앞서, 발명의 이해를 돕기 위하여 일반적인 DFSD 검출 기법의 원리를 간단히 설명한다.

도 3은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 변조 기법을 사용할 경우에 대한 DFSD 검출 기법의 트리 구조를 통한 신호 검출 과정을 설명하는 도면이다.

4×4 MIMO-OFDM 시스템은 송신 안테나와 수신 안테나의 개수가 모두 4개인 시스템 구조에 해당한다($N_t=N_r=4$). QPSK은 변조 차수가 4인 4-QAM으로, $[0,0]$, $[0,1]$, $[1,0]$, $[1,1]$ 를 포함한 4개의 심볼 전송이 가능하다.

DFSD 검출 기법은 공지된 바와 같이 수신단에서 수신된 심볼을 중점으로 반지름의 길이가 C 인 구(sphere) 내에서 ML 검출 기법이 적용된 것이다. 다만, 다차원의 구(sphere)에서 심볼을 추정하기는 어렵기 때문에 도 3에서와 같은 트리 구조를 이용한다. 트리 구조 내 모든 경로를 표현하기에 무리가 있어 점선을 통해 일부 경로의 도시를 생략하였다.

도 3을 참조하면, 트리 구조는 최상단부터 최하단까지 총 N_t 개의 레이어로 이루어지며, 맨 아래는 1번째 레이어, 맨 위는 N_t 번째 레이어로 명명한다.

DFSD 검출 기법을 위한 신호 검출 과정은 총 N_t 개의 신호 검출 단계로 이루어지며, 트리 상단의 N_t 번째 레이어(최상단 레이어)부터 시작하여 아래 방향으로 이루어진다. 따라서, DFSD 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.

먼저, 첫 번째 신호 검출 단계로, 트리 구조의 최상단 레이어에서 유클리디안 거리(ED; Euclidian Distances)를 아래의 수학식 4의 방법으로 연산한다. 여기서, 유클리디안 거리는 제곱 유클리디안 거리(squared ED)를 의미하며, 이하에서는 간단히 squared ED로 명명한다.

수학식 4

$$d_{N_t}(k) = \| z_{N_t} - r_{N_t N_t} s(k) \|^2, (k = 1, 2, \dots, |S|)$$

여기서 j , $d_{N_t}(k)$ 는 최상단 레이어(N_t 번째 레이어)에서의 k 번째 squared ED, z_{N_t} 는 수학식 3의 변형된 수신

신호 벡터 Z 의 원소, $r_{N_t N_t}$ 은 R 행렬의 원소, $s(k)$ 는 k 번째 참조(reference) 심볼, $|S|$ 는 성상도의 크기를 나타낸다.

도 3의 경우 QPSK 방식에 대한 예시이므로, 참조 심볼은 $[0,0]$, $[0,1]$, $[1,0]$, $[1,1]$ 을 포함한 4개가 존재하며, 성상도의 크기는 4가 된다.

도 3의 최상단 레이어에 위치한 4개의 노드에는 그에 대응되어 참조 심볼 $S(1)$, $S(2)$, $S(3)$, $S(4)$ 이 기재되어 있으며, 이들은 각각 $[0,0]$, $[0,1]$, $[1,0]$, $[1,1]$ 에 해당할 수 있다. 물론, 각 노드에 대한 하위에도 참조 심볼

의 개수만큼 4개의 노드가 연결되어 있으며 순서대로 S(1), S(2), S(3), S(4)를 의미할 수 있다.

[0046] 다음, 위에서 구한 squared ED에서 가장 짧은 거리의 노드에 해당하는 참조 심볼을 추정한다. 노드의 가치에 기재된 숫자가 작을수록 거리가 짧은 것을 의미한다.

[0047] 다음 레이어부터는 정확한 신호 추정을 위해 이전의 레이어에서 추정된 노드에서부터 누적된 유클리디안 거리(이하, accumulated squared ED)를 구한다. 최상단 레이어의 바로 아래에 위치한 N_t-1 번째 레이어에서의 accumulated squared ED는 하기의 수학적 식 5를 통해 산출된다.

수학적 식 5

$$d_{N_t-1}^t(k) = \left\| z_{N_t-1} - \left\{ r_{N_t-1N_t-1}s(k) + r_{N_t-1N_t}\hat{x}_{N_t}^t \right\} \right\|^2 + d_{N_t}(k)$$

[0049] 여기서, $\hat{x}_{N_t}^t$ 는 N_t 번째 레이어에서 참조 심볼 중 추정된 심볼이다. 이러한 수학적 식 5를 n 번째 레이어에 대해 일반화한 수식은 다음과 같다.

수학적 식 6

$$d_n^t(k) = \left\| z_n - \left\{ r_{nn}s(k) + \sum_{l=n+1}^{N_t} r_{nl}\hat{x}_l^t \right\} \right\|^2 + d_{n+1}^t(k_{n+1})$$

[0051] 여기서, $\hat{x}_l^t$ 는 N_t 번째 레이어부터 $n+1$ 번째 레이어까지 참조 심볼 중 추정된 심볼이고, $d_{n+1}^t(k_{n+1})$ 은 N_t 번째 레이어부터 $n+1$ 번째 레이어까지의 k_{n+1} 번째 accumulated squared ED를 나타낸다.

[0052] 위의 과정을 마지막 레이어까지 계속 반복하면서 매 레이어의 accumulated squared ED가 가장 짧은 거리의 노드에 해당하는 참조 심볼을 추정하며 마지막 레이어에서 가장 짧은 accumulated squared ED가 초기 반지름 길이가 된다. 도 3의 경우 초기 반지름 길이가 13으로 결정된 것을 나타낸다.

[0053] 이후부터는 초기 반지름 길이를 기준으로 매 층의 다른 경로의 accumulated squared ED와 비교하여 초기 반지름 길이보다 더 길면 해당 경로는 제거된다. 도 3에서 13보다 작은 길이의 경로는 컷(cut)된 것을 알 수 있다.

[0054] 그 다음, 마지막 레이어까지 생존한 경로의 accumulated squared ED가 초기 반지름 길이보다 더 짧은 경우 생존한 경로의 accumulated squared ED가 새로운 반지름 길이가 된다. 도 3의 경우 새로운 반지름으로 11이 결정된 것을 나타낸다.

[0055] 위와 같은 방식을 통해 가장 짧은 accumulated squared ED의 경로에 해당하는 노드의 참조 심볼이 추정된다. 도 3의 최종 경로를 참조하면, 가장 작은 accumulated squared ED를 갖는 심볼 조합은 s(3), s(1), s(1), s(2)이며 이를 각 송신 안테나가 송신한 심볼로 추정할 수 있다.

[0056] 이러한 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법은 당업자라면 용이하게 실시할 수 있는 공지 기술에 해당되므로 이에 대한 더욱 상세한 설명은 생략한다.

[0057] 상술한 바와 같은 기존의 DFSD 기법은 트리 구조 내의 모든 수의 노드를 사용하므로 정확한 신호 검출이 가능하고 BER 성능이 좋은 장점이 있으나 복잡도가 높은 단점이 있다.

[0058] 후술하는 본 발명의 실시예에서는 채널 상태에 따라 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정함으로써, 모든 수의 노드를 사용하는 기존의 DFSD 기법과는 유사한 BER 성능을 지니면서 더욱 낮은 복잡도를 가지는 적응형 DFSD 검출 기법을 제안한다.

[0059] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 장치 및 방법에 관하여 더욱 구체적

으로 설명한다. 이때, 비교가 용이하도록 도 3과 마찬가지로 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 QPSK 기법이 적용된 경우를 예시한다.

[0060] 도 4는 도 1의 시스템을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다.

[0061] 도 1 및 도 4를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 장치는 수신단(200)에 해당할 수 있으며, 수신단(200)에 포함될 수도 있다. 이러한 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 장치는 수신부(210), 처리부(220), 연산부(230), 판단부(240) 및 검출부(250)를 포함한다.

[0062] 먼저, 수신부(210)는 N_t 개의 송신 안테나를 갖는 송신단(100)으로부터 M-QAM 방식으로 신호를 수신한다(S410). 수신 신호는 수학적 식 1에 나타낸 바 있다.

[0063] 여기서, M은 송신단(100)이 사용하는 변조 방식(변조 차수)을 나타내는 것으로, 송신단(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.

[0064] 다음, 처리부(220)는 수신 신호의 채널 행렬 H를 QR 분해하여 Q 성분이 제거된 변형된 수신 신호를 획득한다(S420). QR 분해는 수학적 식 2 및 3을 참조한다.

[0065] 그리고, 연산부(230)는 각 부반송파를 대상으로 채널 행렬 H를 특이값 분해(SVD; Singular Value Decomposition)하여 얻은 최소 특이값과 최대 특이값을 기초로 채널값을 연산한 다음, 부반송파별 연산한 채널값과 변조차수(M)를 이용하여 채널 상태 구간을 M개로 구분하기 위한 M-1개의 다단의 임계 레벨을 결정한다(S430).

[0066] 채널 행렬은 각 부반송파 별로 존재하며, 부반송파의 채널 행렬을 특이값 분해하면 대각 행렬을 얻을 수 있다. 본 실시예의 경우 대각 행렬 내의 대각 성분 원소(특이값)들 중 최대값과 최소값을 추출하고, 이를 이용하여 해당 부반송파의 채널값을 연산한다. 여기서, 특이값 분해 자체는 기 공지된 기술에 해당하므로 상세한 설명을 생략한다.

[0067] 연산부(230)는 m번째 부반송파에 대한 채널값 $\Gamma(m)$ 을 아래의 수학적 식 7을 통해 연산한다.

수학적 식 7

$$\Gamma(m) \approx \frac{\sigma_{\max}(m)}{\sigma_{\min}(m)}$$

[0068]

[0069] 여기서, m은 부반송파의 인덱스, $\sigma_{\max}(m)$ 은 최대 특이값, $\sigma_{\min}(m)$ 은 최소 특이값을 나타낸다.

[0070] 부반송파의 채널값은 최대 특이값을 최소 특이값으로 나눈 비율로서 1보다 크거나 같은 값을 가진다. 이때, 채널값이 1보다 클수록 해당 부반송파의 채널 상태가 나쁘고 1에 가까울수록 채널 상태가 좋은 것을 나타낸다. 즉, 채널 상태에 따라 부반송파의 채널값이 달라지는 것을 알 수 있다.

[0071] 연산부(230)는 부반송파 각각의 채널값과 변조 차수 M을 이용하여 M-1개의 임계 레벨을 구한다. 이때, i번째 임계 레벨(θ_i)은 아래 수학적 식 8과 같이 정의될 수 있다.

수학적 식 8

$$\theta_i = \sum_{m=1}^N \frac{2\Gamma(m) \times i}{MN}$$

[0072]

[0073] 여기서, i는 임계 레벨의 인덱스로 $i=\{1,2,\dots,M-1\}$, m은 부반송파의 인덱스, M은 변조차수, N은 부반송파의 개수, $\Gamma(m)$ 은 m번째 부반송파의 채널값을 나타낸다.

- [0074] 수학식 8에서 Θ_i 는 i 에 비례하므로 제1 임계 레벨(Θ_1)에서 제N-1 임계 레벨(Θ_{N-1})로 갈수록 레벨이 증가하며, 수학식 8을 통해 다단의 임계 레벨이 생성된다.
- [0075] 특히, 수학식 8의 일부분인 $\Sigma(\Gamma(m)/N)$ 성분은 N개 부반송파의 채널값을 모두 합산하여 N으로 나눈 값 즉, 평균 채널값을 나타낸다. 그리고, i 를 제외한 나머지 $2/M$ 성분은 변조 차수의 절반에 해당한다. 따라서, 수학식 8을 달리 표현하면, i 번째 임계 레벨 = [평균 채널값 $\times(2/M)\times i$]로 축약될 수 있다.
- [0076] 예를 들어, 변조차수 $M=4$ 인 QPSK 변조 방식의 경우, 총 3개의 임계 레벨($\Theta_1\sim\Theta_3$)이 결정되고 그 중간 레벨은 $\Theta_2(=\Theta_{M/2})$ 가 된다. 이때, 축약된 수식에 의하면, 2번째 임계 레벨(Θ_2) = [평균 채널값 $\times(2/M)\times 2$] = '평균 채널 값'이 된다.
- [0077] 같은 방법으로, 변조 차수 $M=16$ 인 16-QAM 변조 방식의 경우, 총 15개의 임계 레벨($\Theta_1\sim\Theta_{15}$)이 결정되고 그 중간 레벨은 $\Theta_8(=\Theta_{M/2})$ 이 된다. 이 역시, 축약된 수식에 의하면, 8번째 임계 레벨(Θ_8) = [평균 채널값 $\times(2/M)\times 8$] = '평균 채널값'이 된다. 즉, 변조 차수와 무관하게, 다단의 임계 레벨의 중심 레벨은 항상 부반송파의 평균 채널 값에 해당함을 알 수 있다.
- [0078] 앞서와 같이, QPSK 변조 기법을 사용할 경우 $M=4$, $i=\{1,2,3\}$ 이므로 수학식 8에 의해 총 3개의 임계 레벨($\Theta_1, \Theta_2, \Theta_3$)이 결정되게 되며, 이로 인해 부반송파의 채널 상태 구간은 4개로 구분될 수 있다.
- [0079] 이후, 판단부(240)는 각 부반송파의 채널값을 다단의 임계 레벨과 비교하여, 부반송파 각각이 속한 채널 상태 구간을 판단한다(S440). 예를 들어, QPSK 변조 기법을 사용할 경우, N개 부반송파 각각이 4개의 채널 상태 구간 중 어떤 구간에 속하는지 판단한다.
- [0080] 도 5는 본 발명의 실시예에서 QPSK 변조 기법을 사용할 경우 부반송파의 채널 상태 구간과 임계 레벨 간 관계를 설명하는 도면이다.
- [0081] 이러한 도 5는 3개의 임계 레벨에 의하여 채널 상태 구간이 총 4개의 구간(Best, Better, Worse, Worst)로 구분된 것을 나타낸 것이다.
- [0082] 판단부(240)는 m 번째 부반송파의 채널값 $\Gamma(m)$ 이 Θ_1 보다 작으면 Best 채널 상태로 판단하고, Θ_1 과 Θ_2 사이에 있으면 그 보다 나쁜 Better 채널 상태로 판단하고, Θ_2 와 Θ_3 사이에 있으면 Worse 채널 상태로 판단하고, 마지막으로 Θ_3 이상이면 Worst 채널 상태로 판단할 수 있다.
- [0083] 본 발명의 실시예의 경우, 판단된 채널 상태에 따라 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정하여 신호를 검출하는 적응형 DFSD 기법을 사용한다.
- [0084] 이를 위해, 검출부(250)는 QR 분해를 통해 변형된 수신 신호에 대해 DFSD 기법을 적용하여 각 부반송파 별로 N_t 개의 수신 심볼을 검출하되, 이때 부반송파의 채널 상태를 기초로 최상위 레이어 상의 사용 노드 수를 적응적으로 조절하여 신호를 검출한다(S450).
- [0085] 구체적으로, 검출부(250)는 해당 부반송파가 M개 채널 상태 구간 중 P번째 채널 상태 구간에 속하면, DFSD 기법을 위한 전체 N_t 개의 신호 검출 단계 중 트리 최상단 레이어에 대응한 1번째 신호 검출 단계의 경우 사용 가능한 전체 M개 노드 중 P개($1\leq P\leq M$)의 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출한다.
- [0086] 만일, 해당 부반송파가 4개의 채널 상태 구간 중 가장 좋은 1번째 채널 상태에 속하면($P=1$), 해당 레이어 상의 전체 4개 노드 중에서 1개의 노드만을 사용하여 수신 심볼을 검출하며, 해당 부반송파가 2번째 또는 3번째 채널 상태에 속하면($P=2$ 또는 3), 전체 4개 노드 중에서 2개 또는 3개의 노드만을 사용한다.
- [0087] 물론, 이와 같이, $P\leq M$ 인 경우는, 1번째 신호 검출 단계에서 사용되는 P개의 노드는 최상단 레이어 상의 전체 M개 노드 중에서 유클리디안 거리가 작은 순서로 선택된 노드에 해당함은 자명하다.
- [0088] 그런데, $P=M$ 경우 즉, 해당 부반송파가 가장 나쁜 4번째 채널 상태에 속하면($P=4$), 전체 4개 노드를 모두 사용하여 수신 심볼을 검출한다. 모든 노드를 사용하는 방식은 기존의 DFSD 기법과 동일한 방식에 해당한다.
- [0089] 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법을 설명하는 도면이다. 이러한 도 6

역시 트리 구조 내 모든 경로를 표현하기에 무리가 있어 점선을 통해 일부 경로를 생략하였다.

- [0090] 본 발명의 실시예에서 채널 상태에 따라 최상위 레이어에서 다른 수의 노드를 사용하기 위해 최상위 레이어의 노드들을 squared ED의 오름차순 대로 정렬한다. 그 결과 최상위 레이어의 노드들 중 가장 낮은 squared ED를 도출한 노드가 가장 왼쪽에 정렬된 것을 알 수 있다.
- [0091] 도 6의 (a)는 최상위 레이어에서 1개의 노드를 사용한 DFSD 검출 기법이고, (b)는 최상위 레이어에서 4개의 노드를 모두 사용한 DFSD 검출 기법을 나타낸다.
- [0092] 본 발명의 실시예에서 검출부(250)는, 도 6의 (a)와 같이, m번째 부반송파의 채널값이 다단의 임계 레벨 중 최소 레벨인 제1 임계 레벨(Θ_1) 보다 낮은 경우, M개 채널 상태 구간 중 가장 좋은 1번째 구간($P=1$; Best)에 속하므로, 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드 중 1개의 노드만을 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시킨다.
- [0093] 하지만, 도 6의 (b)와 같이, m번째 부반송파의 채널값이 다단의 임계 레벨 중 최대 레벨인 제N-1 임계 레벨(Θ_{N-1}) 이상인 경우, M개 채널 상태 구간 중 가장 나쁜 N번째 채널 구간($P=M$; Worst)에 속하므로, 1번째 신호 검출 단계에서 전체 M개 노드를 모두 사용하여 다음 번째 신호 검출 단계를 진행시키는 것을 알 수 있다.
- [0094] 물론, 1번째 신호 검출 단계 이후의 2번째 내지 N번째 신호 검출 단계에서는 앞서 최상위 레이어에서 사용된 P개 노드 각각의 하위에 있는 모든 노드를 사용하여 수신 심볼을 검출하면 된다. 도 6의 (a)의 경우 최상위 레이어에서 사용된 1개 노드에 대한 하위의 모든 노드들이 사용된 것을 알 수 있다. 물론, 도 6의 (b)의 경우 최상위 레이어에서 이미 모든 노드들이 사용된 경우이므로 모든 레이어에서 전체 노드들이 사용된다.
- [0095] 최상위 레이어에서 적은 수의 노드를 사용할수록 전체적으로 통과하는 노드 수가 작아지므로 복잡도가 낮아지는 반면에, BER 성능이 좋지 않다. 반대로 모든 노드를 사용할 경우 통과하는 노드의 수가 많으므로 복잡도는 매우 높아지지만 정확한 신호 검출이 가능하며 BER 성능이 좋아진다.
- [0096] 따라서, 본 발명에서 제안한 적응형 DFSD 검출 기법에서는 도 6의 (a)와 같이, 부반송파의 채널 상태가 매우 좋을 때는 최상위 레이어에서 1개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법을 적용하고, 도 6의 (b)와 같이, 부반송파의 채널 상태가 매우 나쁠 때는 최상위 레이어에서 모든 수의 노드를 사용한 DFSD 검출 기법을 적용한다. 물론, 그 이외의 상황에서는 2개 또는 3개의 노드를 사용한 DFSD 검출 기법을 사용하면 된다.
- [0097] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방법의 성능을 기존 기법과 비교하여 설명한다.
- [0098] 도 7은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 기법을 사용할 경우 본 실시예에 따른 신호 검출 기법, ML 검출 기법, 기존의 DFSD 검출 기법, 그리고 최상위 레이어에서 1개, 4개 및 12개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법에 대한 SNR 대비 BER 성능을 비교한 도면이다.
- [0099] 도 7에 나타난 바와 같이, 채널 상태에 따라 가장 높은 레이어의 사용 노드 수를 달리 적용하는 적응형 DFSD 기법을 사용한 본 실시예에 따른 신호 검출 기법(+ 표시선)의 경우, 모든 수의 노드를 사용하는 기존의 DFSD 기법($\times$ 표시선) 혹은 ML 기법($\circ$ 표시선)에 준하는 매우 우수한 BER 성능을 나타냄을 알 수 있다.
- [0100] 또한 최상위 레이어에서 1개, 4개 및 12개의 노드만을 사용한 DFSD 검출 기법($\triangle, \nabla, \diamond$ 표시선)의 경우 채널 상태를 고려하지 않고 항상 1개, 4개 및 12개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법에 해당하므로, 이는 본 발명의 실시예와 같은 적응형 DFSD 기법을 사용한 경우보다 훨씬 낮은 BER 성능을 나타냄을 알 수 있다.
- [0101] 도 8은 4×4 MIMO-OFDM 시스템에서 16-QAM 변조 기법을 사용할 경우 본 실시예에 따른 신호 검출 기법, ML 검출 기법, 기존의 DFSD 검출 기법, 그리고 최상위 레이어에서 1개, 4개 및 12개의 노드만 사용한 DFSD 검출 기법에 대한 복잡도를 비교한 도면이다.
- [0102] 도 8에 나타난 것과 같이, 본 발명의 실시예에 따른 적응형 DFSD 기법을 이용한 신호 검출 방식은 기존의 DFSD 검출 기법과 비교하여 볼 때, SNR이 낮은 영역에서도 복잡도를 매우 낮출 수 있음은 물론, SNR이 높아질수록 낮은 복잡도로 수렴하는 것을 알 수 있다.
- [0103] 또한, 도 7 및 도 8에서 알 수 있듯이, 가장 높은 레이어에서 적은 수의 노드를 사용한 DFSD 검출 기법의 경우 복잡도가 낮으나 BER 성능이 좋지 않다. 그와 반대로 가장 높은 레이어에서 많은 수의 노드를 사용한 DFSD 검출 기법은 BER 성능은 좋지만 복잡도가 높다는 것을 알 수 있다. 이러한 특성을 이용하여 본 실시예에서 제안한 검

출 기법은 채널 상태에 따라 가장 높은 레이어에서 다른 수의 노드를 적응적으로 사용한 DFSD 검출 기법을 적용함으로써, 기존의 DFSD 검출 기법과 같은 우수한 BER 성능을 나타냄은 물론 복잡도는 더욱 낮출 수 있는 효과가 있다.

[0104] 이상과 같은 본 발명에 의하면, MIMO-OFDM 시스템에서 부반송파 별 채널 상태에 따라 DFSD 기법의 트리 구조 내 가장 높은 레이어 상의 노드 수를 달리 설정 가능한 적응형 DFSD 기법을 사용함으로써 기존의 DFSD 기법에 준하는 BER 성능을 지니면서 매우 낮은 복잡도로 신호를 검출할 수 있는 이점을 제공한다.

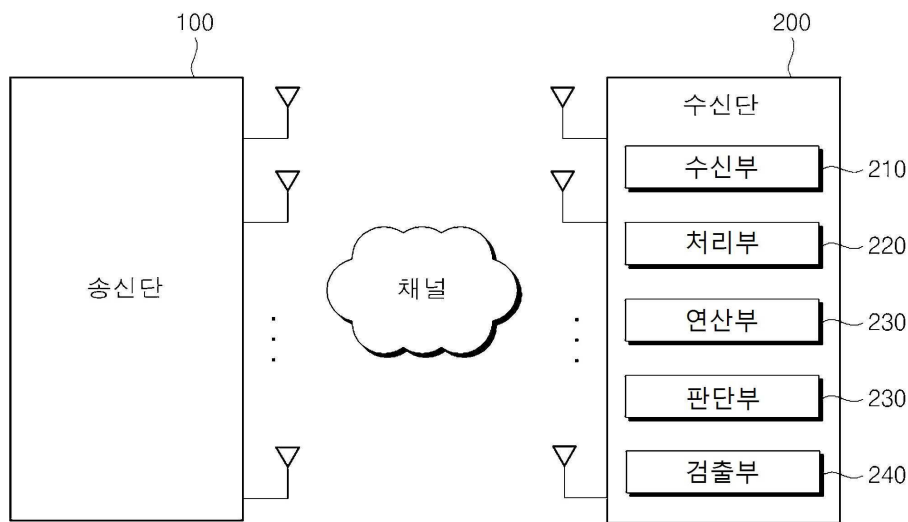
[0105] 본 발명은 도면에 도시된 실시 예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 다른 실시 예가 가능하다는 점을 이해할 것이다. 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 특허청구범위의 기술적 사상에 의하여 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

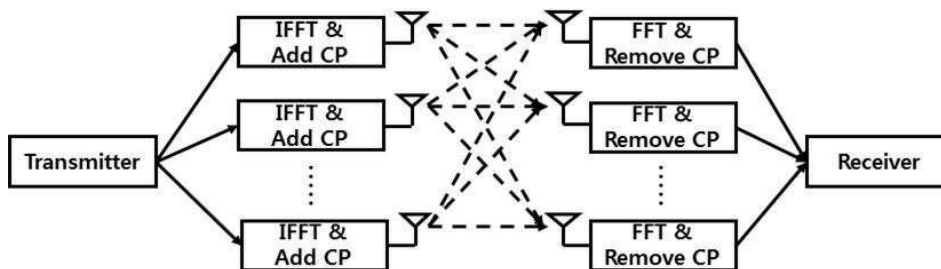
[0106] 100: 송신단 200: 수신단
210: 수신부 220: 처리부
230: 연산부 240: 판단부
250: 검출부

도면

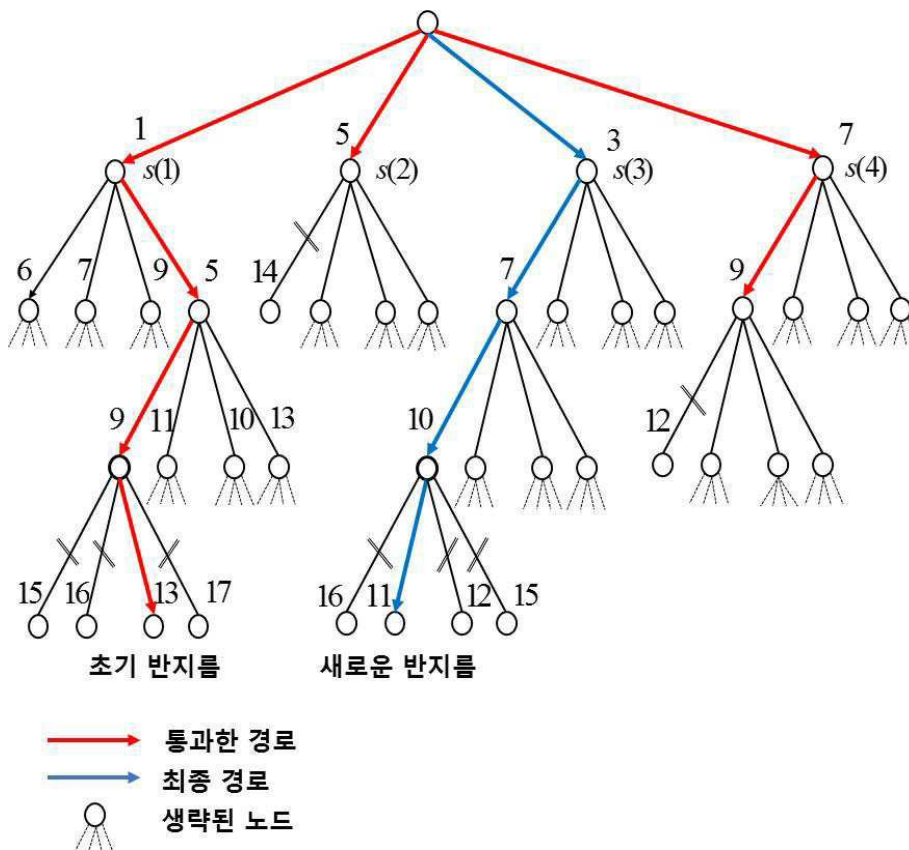
도면1



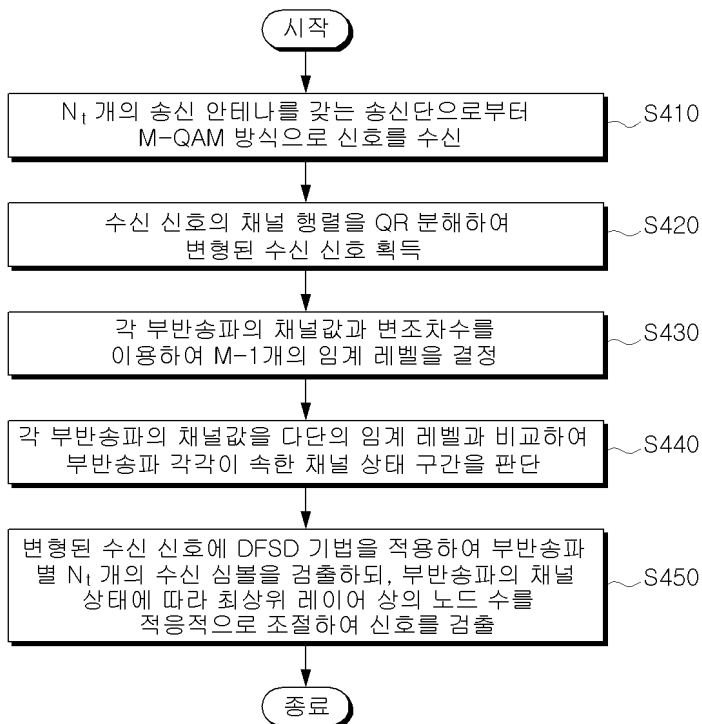
도면2



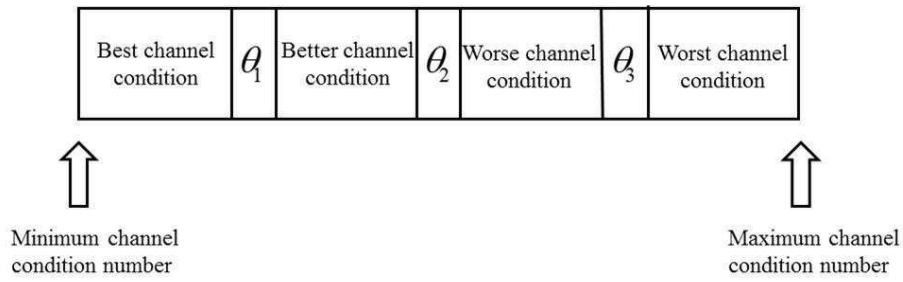
도면3



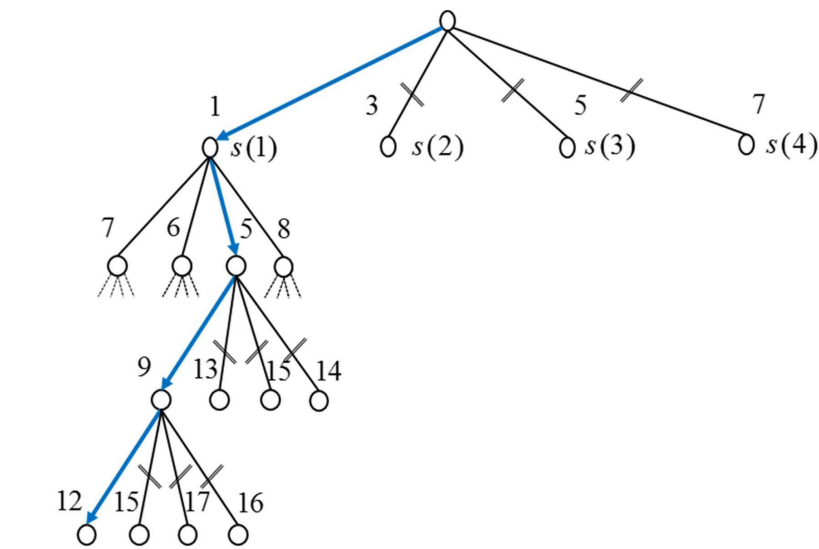
도면4



도면5

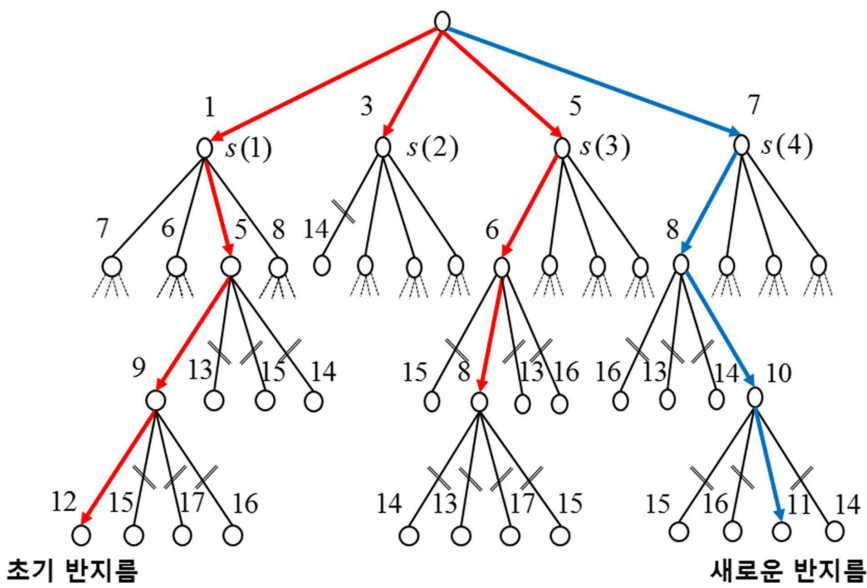


도면6



초기 반지름

(a) 채널 상태가 가장 좋을 때 사용할 제안된 검출 기법

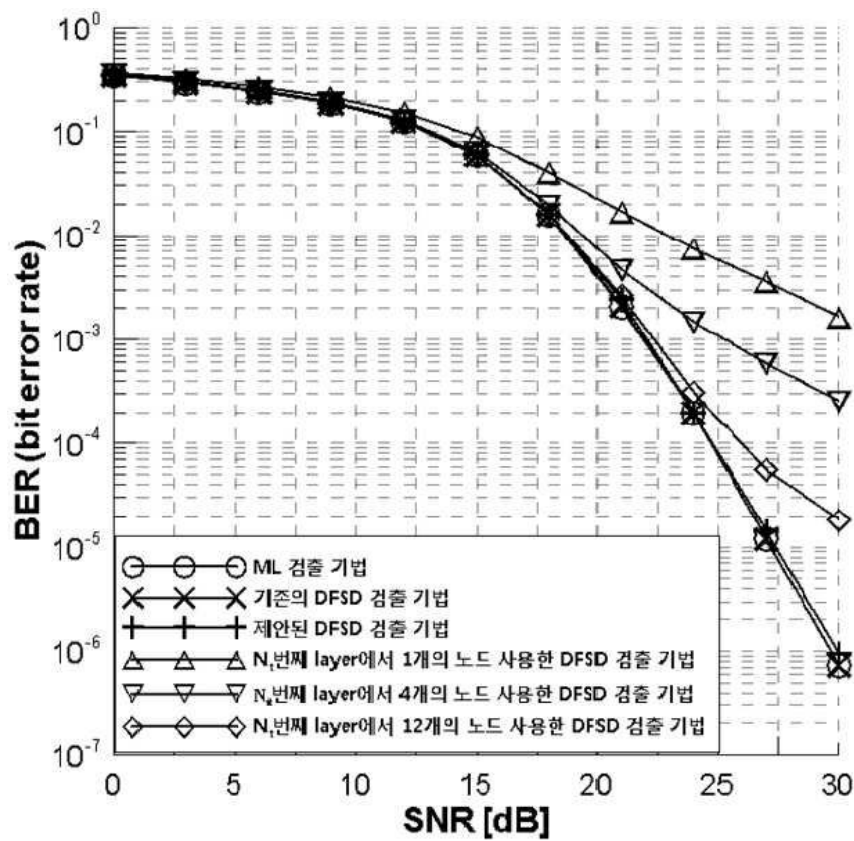


초기 반지름

새로운 반지름

(b) 채널 상태가 가장 나쁠 때 사용할 제안된 검출 기법

도면7



도면8

