



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년09월04일

(11) 등록번호 10-1550153

(24) 등록일자 2015년08월28일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 27/26 (2006.01) H04L 27/34 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2014-0124287

(22) 출원일자 2014년09월18일

심사청구일자 2014년09월18일

(56) 선행기술조사문헌

KR101104455 B1

US20090232241 A1

US20140185716 A1

(73) 특허권자

세종대학교산학협력단

서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)

(72) 발명자

송형규

경기 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320동 303호 (서현동, 시범단지한양아파트)

정수현

서울 노원구 덕릉로 595, 102동 1406호 (중계동, 신안아파트)

김재정

경기 고양시 덕양구 성신로 77, 1807동 2002호 (행신동, 햇빛마을18단지아파트)

(74) 대리인

특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 8 항

심사관 : 남인호

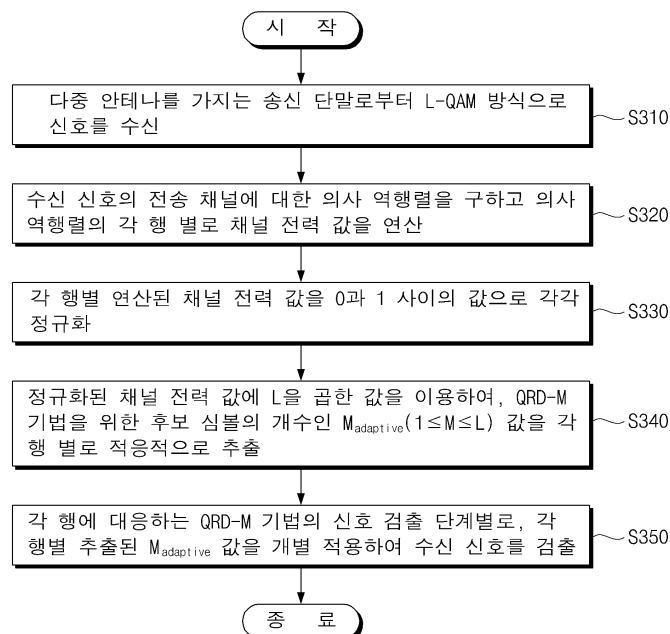
(54) 발명의 명칭 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치

(57) 요약

본 발명은 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따르면, 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계와, 수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 단계와, 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 단계와, 상기 연산된 채널

(뒷면에 계속)

대표도 - 도3



널 전력 값을 각각 정규화하는 단계와, 상기 정규화된 채널 전력 값에 상기 L 을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{\text{adaptive}} (1 \leq M \leq L)$ 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출하는 단계, 및 상기 각 행에 대응하는 상기 QRD-M 기법의 신호 검출 단계별로 상기 각 행 별 추출된 M_{adaptive} 값을 개별 적용하여 상기 수신 신호를 검출하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법을 제공한다.

상기 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 따르면, QRD-M 검출 기법에 사용되는 후보 심볼의 개수를 채널의 상태에 따라 적응적으로 조절함에 따라 기존의 QRD-M 기법의 성능은 유지하면서 신호 검출의 복잡도를 낮출 수 있는 이점이 있다.

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 2013067708

부처명 교과부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 중견연구자지원사업(핵심)

연구과제명 고속 주행 환경에서 무선 인지 지능형 차량 협력 통신 기술개발(1차년도)

기 여 율 1/1

주관기관 세종대학교 산학협력단

연구기간 2013.12.01 ~ 2014.11.30

특허청구의 범위

청구항 1

다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계;

수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 단계;

상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 단계;

상기 정규화된 채널 전력 값에 상기 L을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{adaptive}$ ($1 \leq M \leq L$) 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출하는 단계; 및

상기 각 행에 대응하는 상기 QRD-M 기법의 신호 검출 단계별로 상기 각 행 별 추출된 $M_{adaptive}$ 값을 개별 적용하여 상기 수신 신호를 검출하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 의사 역행렬의 각 행 별로 연산되는 채널 전력 값은,

상기 각 행 별로 norm 값을 계산하여 얻어지는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법.

청구항 3

청구항 1 또는 청구항 2에 있어서,

상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 단계는,

상기 각 행 별로 연산된 채널 전력 값 중 최대치를 이용하여, 상기 채널 전력 값을 0과 1 사이의 값으로 각각 정규화하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 각 행 별로 상기 $M_{adaptive}$ 값을 적응적으로 추출하는 단계는 아래의 수학적식을 이용하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법:

$$M_{adaptive} = \text{floor}(C_{normalized} \times L)$$

여기서, $C_{normalized}$ 는 상기 정규화된 채널 전력 값이고, $\text{floor}(\cdot)$ 는 소수점을 버리는 함수를 나타낸다.

청구항 5

다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 신호 수신부;

수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 연산부;

상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 정규화부;

상기 정규화된 채널 전력 값에 상기 L을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{adaptive}$ ($1 \leq M \leq L$) 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출하는 추출부; 및

상기 각 행에 대응하는 상기 QRD-M 기법의 신호 검출 단계별로 상기 각 행 별 추출된 $M_{adaptive}$ 값을 개별 적용하

여 상기 수신 신호를 검출하는 신호 검출부를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 장치.

청구항 6

청구항 5에 있어서,

상기 의사 역행렬의 각 행 별로 연산되는 채널 전력 값은,

상기 각 행 별로 norm 값을 계산하여 얻어지는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 장치.

청구항 7

청구항 5 또는 청구항 6에 있어서,

상기 정규화부는,

상기 각 행 별로 연산된 채널 전력 값 중 최대치를 이용하여, 상기 채널 전력 값을 0과 1 사이의 값으로 각각 정규화하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 장치.

청구항 8

청구항 5에 있어서,

상기 추출부는,

상기 $M_{adaptive}$ 값을 아래의 수학적식을 이용하여 추출하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 장치:

$$M_{adaptive} = \text{floor}(C_{normalized} \times L)$$

여기서, $C_{normalized}$ 는 상기 정규화된 채널 전력 값이고, $\text{floor}(\cdot)$ 는 소수점을 버리는 함수를 나타낸다.

명세서

기술분야

[0001]

본 발명은 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 MIMO-OFDM 시스템에서 전송된 신호의 검출 과정에서 성능은 유지하면서 복잡도를 낮출 수 있는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

배경기술

[0002]

최근 무선 멀티미디어 통신의 수요가 증대되면서 데이터의 고속 전송에 대한 관심이 높아짐에 따라, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술과 결합된 MIMO(Multiple-Input Multiple-Output) 무선 기술 시스템의 관심이 증가하고 있다. MIMO-OFDM 시스템은 높은 데이터 전송률을 가지며 무선 다중 경로 채널에 대해 안정성을 제공하는 장점이 있지만, 수신기 측에서 신호 검출이 어렵다는 단점이 존재한다. 이에 따라 우수한 성능을 가지면서 낮은 복잡도로 동작하는 MIMO-OFDM 신호 검출 기법에 대한 연구가 활발하게 진행되고 있다.

[0003]

MIMO-OFDM 시스템에서 신호 검출 기법들에는 여러 가지 방법이 있는데, 간단한 방법으로는 선형 검출 방법이 있다. 선형 검출 기법은 복잡도가 낮은 장점이 있지만 성능이 좋지 않아 보완이 필요하다.

[0004]

ML(Maximum Likelihood) 검출 기법은 최적의 검출 기법으로 가장 좋은 성능을 가지나, 변조 차수와 안테나의 개수가 증가하면 복잡도가 기하급수적으로 증가하는 단점이 있다. 이와 같이 검출 기법에서의 복잡도와 성능은 Trade-off 관계에 있기 때문에, 두 가지를 모두 만족하는 검출 기법이 연구되고 있다.

[0005]

본 발명의 배경이 되는 기술은 대한민국 등록특허공보 제1104455호(2012.01.12 공고)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은 기존의 QRD-M 기법의 성능은 유지하면서 신호 검출의 복잡도를 낮출 수 있는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치를 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0007] 본 발명은, 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계와, 수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 단계와, 상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 단계와, 상기 정규화된 채널 전력 값에 상기 L을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{adaptive}(1 \leq M \leq L)$ 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출하는 단계, 및 상기 각 행에 대응하는 상기 QRD-M 기법의 신호 검출 단계별로 상기 각 행 별 추출된 $M_{adaptive}$ 값을 개별 적용하여 상기 수신 신호를 검출하는 단계를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법을 제공한다.

[0008] 여기서, 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 연산되는 채널 전력 값은, 상기 각 행 별로 norm 값을 계산하여 얻어질 수 있다.

[0009] 또한, 상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 단계는, 상기 각 행 별로 연산된 채널 전력 값 중 최대치를 이용하여, 상기 채널 전력 값을 0과 1 사이의 값으로 각각 정규화할 수 있다.

[0010] 또한, 상기 각 행 별로 상기 $M_{adaptive}$ 값을 적응적으로 추출하는 단계는 아래의 수학적식을 이용할 수 있다.

$$M_{adaptive} = \text{floor}(C_{normalized} \times L)$$

[0011]

[0012] 여기서, $C_{normalized}$ 는 상기 정규화된 채널 전력 값이고, $\text{floor}(\cdot)$ 는 소수점을 버리는 함수를 나타낸다.

[0013] 그리고, 본 발명은 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 신호 수신부와, 수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산하는 연산부와, 상기 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화하는 정규화부와, 상기 정규화된 채널 전력 값에 상기 L을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{adaptive}(1 \leq M \leq L)$ 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출하는 추출부, 및 상기 각 행에 대응하는 상기 QRD-M 기법의 신호 검출 단계별로 상기 각 행 별 추출된 $M_{adaptive}$ 값을 개별 적용하여 상기 수신 신호를 검출하는 신호 검출부를 포함하는 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 장치를 제공한다.

발명의 효과

[0014] 본 발명에 따른 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법 및 그 장치에 따르면, QRD-M 검출 기법에 사용되는 후보 심볼의 개수를 채널의 상태에 따라 적응적으로 조절함에 따라 기존의 QRD-M 기법의 성능은 유지하면서 신호 검출의 복잡도를 낮출 수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0015] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다.

도 2는 도 1의 송신 단말에서 송신되는 신호를 설명하는 개념도이다.

도 3은 도 1을 이용한 신호 검출 방법의 흐름도이다.

도 4는 도 3에 대응되는 구체적인 흐름도이다.

도 5는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법의 BER 성능을 비교한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0016] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0017] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템의 구성도이다. MIMO-OFDM 시스템은 송신 단말(100)과 수신 단말(200)을 포함한다. 송신 단말(100)은 N_T 개의 다중 송신 안테나를, 수신 단말(200)은 N_R 개의 다중 수신 안테나를 가진다.

[0018] 송신 단말(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 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.

[0019] j 번째 송신 안테나의 OFDM 심볼은 다음의 수학적 식 1과 같이 정의된다.

수학적 식 1

$$[0020] \mathbf{X}_j = [X_j(0) X_j(1) \cdots X_j(k) \cdots X_j(K-1)]^T$$

[0021] 여기서, j 는 송신 안테나의 인덱스를 의미하며, k 는 부반송파의 인덱스를 의미한다. 송신 단말(100)에서 전송된 전체 OFDM 심볼은 수학적 식 2로 표현될 수 있다.

수학적 식 2

$$[0022] \mathbf{X} = [\mathbf{X}_1 \mathbf{X}_2 \cdots \mathbf{X}_j \cdots \mathbf{X}_{N_T}]^T$$

[0023] 도 2는 도 1의 송신 단말에서 송신되는 신호를 설명하는 개념도이다. 앞서와 같이 송신 단말(100)에서 송신되는 신호는 OFDM 변조 방식을 사용하여 변조된 신호를 사용한다.

[0024] 도 2는 8개의 다중 송신 안테나에서 각각 다른 부반송파에 정보가 실려서 전송된 신호를 표현한 것으로서 각각의 레이어 별로 신호 구성을 도시하고 있다. 각각 다른 레이어에서 전송하고자 하는 개별 신호는 OFDM 변조 방식을 사용하여 복수의 부반송파에 실리게 된다.

[0025] 또한 전체 K 개의 부반송파 인덱스 중에서 동일한 부반송파 인덱스를 가지는 각 레이어의 신호는 서로 혼재된 형태로 전송된다. 예를 들어, 부반송파 인덱스 $k=1$ 인 부반송파들인 N_T 개의 제1 부반송파는 서로 혼재된 상태에서 MIMO-OFDM 방식으로 수신 단말(200)로 전송된다.

[0026] 송신 단말(100)에서 전송된 신호는 다중 채널을 거쳐 수신 단말(200)이 가진 N_R 개의 수신 안테나에서 수신된다. 수신 신호 $\mathbf{Y}$ 는 다음의 수학적 식 3으로 표현될 수 있다.

수학적 식 3

$$[0027] \mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{N} = \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} H_{i,j} X_j + N_i$$

[0028] 여기서, i 는 다중 수신 안테나의 인덱스, j 는 다중 송신 안테나의 인덱스, N_i 는 i 번째 수신 안테나에서 발생한 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 나타낸다.

[0029] 이러한 수신 신호는 $N_R \times 1$ 크기를 갖는 행렬이다. 이러한 수신 신호 행렬 $\mathbf{Y}$ 은 $N_T \times 1$ 크기의 송신 신호 $\mathbf{X}$ 가 $N_R \times$

N_T 크기의 채널 행렬 H 와 곱해지고, 잡음 행렬과 더해지면서 얻어진다. 신호가 통과하는 채널 행렬(전송 채널) H 는 다음의 수학적 식 4로 나타낼 수 있다.

수학적 식 4

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{1,1} & H_{1,2} & \cdots & H_{1,N_T} \\ H_{2,1} & H_{2,2} & \cdots & H_{2,N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_R,1} & H_{N_R,2} & \cdots & H_{N_R,N_T} \end{bmatrix}$$

여기서, $H_{i,j}$ 는 i 번째 송신 안테나에서 j 번째 수신 안테나 사이의 채널 계수를 나타낸다.

수신 단말(200)로 전송된 신호는 일반적인 신호 검출 방식인 QRD-M(QR-decomposition-M algorithm) 방식에 따라 검출된다. QRD-M 검출 기법은 기 공지된 방법에 해당되는 것으로서 Tree 구조와 QR 분해를 이용하여 신호를 순차적으로 검출하며 매우 우수한 검출 성능을 가진다.

QRD-M 기법은 두 가지 기술을 통해 구현될 수 있는데 한 가지는 QR 분해이고 한 가지는 M 알고리즘이다. 이를 간단히 설명하면 다음과 같다.

우선, 신호가 통과하는 전송 채널의 정보 즉, 채널 행렬에 대해서는 수학적 식 4에 나타난 바 있다. QRD-M 기법의 경우, 채널 행렬 H 의 의사 역행렬의 크기를 구하고 이를 이용하여 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬한다. 의사 역행렬 G 는 수학적 식 5를 통해 연산할 수 있다.

수학적 식 5

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

이러한 수학적 식 5에서 H 는 수학적 식 4의 채널 행렬(전송 채널)을 의미하며, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

수신 단말(200)은 수신 신호를 보다 정확하게 검출하기 위해서, 수학적 식 5에서 연산한 의사 역행렬(G)의 norm 값인 $\|\mathbf{G}\|^2$ 을 계산한다. 여기서, 행렬 G 의 norm 값인 $\|\mathbf{G}\|^2$ 을 가장 큰 행부터 작은 행으로 정렬한다. 즉, 행렬 G 의 norm 값을 각 행에 대하여 구하고, norm 값이 큰 행부터 작은 행 순으로 행렬 G 를 정렬한다.

또한 이를 바탕으로, 수학적 식 4의 채널 행렬 H 역시 앞서 행렬 G 의 정렬 순서와 동일하게 각 행을 정렬하여, 정렬된 전송 채널 행렬인 H_{sort} 를 구한다.

이하에서는 정렬된 전송 채널인 H_{sort} 의 QR 분해에 기반하는 QRD-M 기법에 대하여 설명한다. 상기 정렬된 전송 채널 H_{sort} 는 QR 분해를 통해 수학적 식 6과 같이 Q 와 R 로 분해될 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{H}_{sort} = \mathbf{Q}\mathbf{R}$$

여기서, Q는 정규직교 행렬(orthonormal matrix)이고 R은 상삼각 행렬(upper triangular matrix)이다.

정렬된 전송 채널 $\mathbf{H}_{sort}$ 가 반영된 수신 신호 Y는 수학식 7과 같다.

수학식 7

$$\mathbf{Y} = \mathbf{H}_{sort}\mathbf{X} + \mathbf{N} = \mathbf{Q}\mathbf{R}\mathbf{X} + \mathbf{N}$$

Q 행렬은 정규 직교 행렬이기 때문에 $\mathbf{Q}\mathbf{Q}^H = \mathbf{I}$ 를 만족한다. 따라서, 수학식 7의 수신 신호 Y에 Q에 대한 에르미트 변환 $\mathbf{Q}^H$ 을 곱하면, Q 성분이 제거된 수신 신호인 Z 행렬이 생성되며, 이는 수학식 8과 같다.

수학식 8

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

이와 같이 구성된 Z를 이용하면 X_1 부터 X_{N_T} 까지 순차적으로 신호를 검출할 수 있다. 다음은 M 알고리즘을 사용한다.

M 알고리즘은 L-QAM 시스템에서 가질 수 있는 모든 L개의 후보 수들 중에서 수신신호와 비교했을 때 가장 유클리디안 거리가 작은 M 개의 후보만을 선택, 비교한다. 최종적으로 검출되는 신호는 유클리디안 거리가 가장 짧은 신호이며, 이는 결과적으로 송신한 신호와 검출되는 신호 사이의 에러 확률이 가장 작은 신호를 선택한다는 개념이다.

이를 이용한 QRD-M 검출 기법은 전체 1 내지 N_T 번째의 검출 단계 중 첫 번째 검출 단계에서는 L-QAM 시스템의 L 개의 심볼을 모두 후보 심볼로 하여, 수신 심볼과 각 후보 심볼과의 squared Euclidean 거리를 구한다. 그리고 그 중에서 거리가 작은 순의 M개의 후보 심볼을 선택한다. 선택된 M개의 후보 심볼은 수신할 가능성이 큰 심볼에 해당한다. 이 M은 다음 검출 단계로 넘어가는 후보 심볼의 수(후보수)를 결정하는 파라미터로서, M은 L보다 작거나 같은 값을 가진다. 여기서 QPSK 시스템의 경우 L=4이고, 16-QAM 시스템의 경우 L=16이 사용된다.

그리고, 다음 검출 단계의 squared Euclidean 거리는 이전 단계에서 검출된 M개의 후보 심볼과 L-QAM시스템의 L 개의 심볼의 조합인 M·L개의 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.

이후의 신호 검출 단계에서도 상기와 같은 과정을 반복하며, 마지막 단계는 앞 단계에서 구해진 M개의 심볼 조합들을 이용하여 squared Euclidean 거리를 검사한 다음, 가장 작은 누적된 squared Euclidean 거리를 갖는 한 개의 심볼 조합을 최종적으로 선택한다.

상기의 QRD-M 방식을 이용한 신호 검출 방법은 당업자라면 용이하게 실시할 수 있는 공지 기술에 해당되므로 이에 대한 더욱 상세한 설명은 생략한다.

기존의 QRD-M 기법에서는 후보를 선택할 때 고정된 M 값을 사용한다. 즉, 고정된 M개의 후보수를 고려하고 있다. 또한, 신호 검출의 복잡도는 선택하는 후보 수 M 값에 따라 크게 달라진다. 여기서, 후보 수 M 값이 커질수록 신호 검출 성능은 우수해지고 복잡도는 증가한다.

- [0053] 이와 같이 신호 검출기의 성능과 복잡도 사이에는 트레이드 오프 관계가 있기 때문에 작은 M 값을 선택하면 성능이 좋지 않으며 큰 M 값을 선택하면 그에 대한 보상으로 우수한 성능을 얻을 수 있다.
- [0054] 이와 같이 복잡도와 성능 사이가 트레이드 오프 관계임에도 불구하고, 본 발명의 실시예에서는 채널 상태 정보를 적절히 이용하여 기존의 QRD-M 기법에서 최대의 M 값을 선택한 것과 거의 동일한 성능을 가지면서 복잡도를 줄일 수 있는 방법을 제공한다.
- [0055] 본 발명의 실시예에서는 M 값이 고정된 기존의 방법과 달리, QRD-M 검출 기법에서 사용되는 후보 심볼의 개수 M 값을 각 레이어 별로 다르게 적용시키는 방법을 사용한다. 이를 통해 성능의 열화 없이도 복잡도 문제를 해결한다. 여기서, 다르게 적용시키는 기준을 구하기 위하여 본 실시예에서는 송신 단말과 수신 단말 사이의 채널 정보를 이용한다.
- [0056] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO-OFDM 시스템에서 채널 상태 정보를 사용한 신호 검출 방법에 관하여 상세히 설명한다. 도 3은 도 1을 이용한 신호 검출 방법의 흐름도이고, 도 4는 도 3에 대응되는 구체적인 흐름도이다.
- [0057] 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 장치는 수신 단말(200)에 해당되는 것으로서, 수신 단말(200)은 신호 수신부(210), 연산부(220), 정규화부(230), 추출부(240), 신호 검출부(250)를 포함한다.
- [0058] 먼저, 송신 단말(100)은 N_T 개의 다중 안테나 별로 전송 신호를 송신한다. 그러면, 신호 수신부(210)는 다중 안테나를 가지는 상기 송신 단말(100)로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신한다(S310). 수신 신호는 수학식 3을 참조한다. 이때 신호가 통과하는 채널(전송 채널)은 수학식 4를 참조한다.
- [0059] 이후에는, QRD-M 기법을 적용하기 위하여 사전에 수학식 5 내지 수학식 8의 과정을 수행할 수 있다. 즉, 채널 행렬 H에 대한 무어-슈도 역행렬인 G 행렬을 구하고, G 행렬을 구성하는 각 행의 norm 값을 연산한 다음 norm 값이 큰 순서에 따라 행렬 G를 재정렬하고, 그에 대응하여 채널 행렬 H 또한 재정렬한다. 그리고, 재정렬된 채널 행렬 H_{sort} 을 QR 분해한 다음, 수신 신호 Y에 Q^H 를 곱하여 새로운 Z 행렬을 만들어준다. 지금까지는 기존의 QRD-M 기법의 원리와 동일하다.
- [0060] 다만, 실질적인 신호 검출을 수행하기 이전에, 본 실시예는 채널 상태에 기반하여 각각의 신호 검출 과정에 적용되는 M 값을 적응적으로 선택하는 과정을 수행한다.
- [0061] 이를 위해, 연산부(220)는 수신 신호의 전송 채널에 대한 의사 역행렬을 구하고 상기 의사 역행렬의 각 행 별로 채널 전력 값을 연산한다(S320). 전송 채널 H에 대한 의사 역행렬 G는 앞서의 수학식 5를 이용한다.
- [0062] 이러한 S320 단계에서, 의사 역행렬의 각 행 별로 연산되는 채널 전력 값은, G 행렬의 각 행 별로 norm 값을 구하여 얻어진다. 즉, i번째 행에서의 채널 전력 값은 $\|G_i\|^2$ 로 표현될 수 있다. 여기서 채널 전력 값이 클수록 채널 상태가 좋지 않은 행인 것을 의미한다.
- [0063] 물론, 이러한 S320 단계는 앞서 채널 행렬 H를 재정렬하기 위하여 이미 수행한 과정(채널 행렬 H에 대한 의사 역행렬 G를 구하는 과정, G 행렬을 구성하는 각 행의 norm 값을 연산하는 과정)을 그대로 활용할 수도 있다.
- [0064] 다음, 정규화부(230)는 상기 각 행별로 연산된 채널 전력 값을 각각 정규화한다(S330). 앞서 S320 단계에서 연산된 채널 전력 값만으로는 전체 수신 신호가 겪은 채널 행렬에서 어떤 부분의 채널이 좋고 나쁜지에 대한 기준을 알 수가 없다. 따라서, 연산된 채널 전력 값을 0부터 1 사이의 값으로 정규화하는 과정을 거친다.
- [0065] 여기서, 정규화부(230)는 상기 각 행 별로 연산된 채널 전력 값 중 최대치를 이용하여, 상기 채널 전력 값을 0과 1 사이의 값으로 각각 정규화하며, 이는 수학식 9를 참조한다.

수학식 9

$$0 \leq \frac{\|G_i\|^2}{\|G_i\|_{\max}^2} \leq 1$$

[0066]

[0067] 이와 같이, 각각의 채널 전력 값을 i 개의 채널 전력 값 중 최대의 채널 전력 값으로 나누면, 0과 1 사이의 값으로 정규화된다. 물론, 최대 채널 전력 값은 자신의 값으로 나누어지면서 1로 정규화될 것이다.

[0068] 이후에는 상기 정규화된 채널 전력 값을 사용하여 M 값을 1 부터 L 사이의 값으로 만들어준다. 여기서, L 은 L -QAM 시스템에서 가질 수 있는 최대 성상도 후보수의 값 즉, 전송 가능한 심볼의 개수를 의미한다. QPSK 시스템의 경우 $L=4$, 16-QAM 시스템의 경우 $L=16$, 64-QAM 시스템의 경우 $L=64$ 이다.

[0069] 즉, 추출부(240)는 상기 정규화된 채널 전력 값에 L 을 곱한 값을 각각 이용하여, QRD-M 기법을 위한 후보 심볼의 개수인 $M_{adaptive}(1 \leq M \leq L)$ 값을 상기 각 행 별로 적응적으로 추출한다(S240).

[0070] 본 실시예는 각각의 행 별로 M 값이 적응적으로 변화하기 때문에, M 값을 $M_{adaptive}$ 로 정의하도록 한다. 각각의 행 별로 $M_{adaptive}$ 값을 적응적으로 추출하는 과정은 아래의 수학적 식 10을 이용한다.

수학적 식 10

$$M_{adaptive} = \text{floor}(C_{normalized} \times L)$$

[0072] 여기서, $C_{normalized}$ 는 상기 정규화된 채널 전력 값이고, $\text{floor}(\cdot)$ 는 소수점을 버리는 함수를 나타낸다.

[0073] 수학적 식 10에 따르면, 각 행별로 얻어진 정규화된 채널 전력 값($C_{normalized}$)에 L 을 곱한 다음, 그 소수점을 버린 값을 $M_{adaptive}$ 값으로 선택한다. 이러한 과정은 각각의 행 별로 수행한다. 그러면, 각 행에 대응하는 $M_{adaptive}$ 값이 적응적으로 추출된다.

[0074] 이러한 수학적 식 10을 통하여 $M_{adaptive}$ 은 1부터 L 까지의 값을 가지게 된다. 채널 전력 값이 나쁜 행일수록 $M_{adaptive}$ 은 큰 값으로 도출될 것이다.

[0075] 이후, 신호 검출부(250)는 상기 각 행에 대응하는 레이어의 신호 검출 단계별로 상기 각 행별 추출된 $M_{adaptive}$ 값을 개별적으로 적용하여 QRD-M 기법으로 수신 신호를 검출한다(S350).

[0076] 기존의 QRD-M 방식은 모든 레이어에서 동일한 M 개의 후보를 사용하여 신호를 검출하는 것인데 반하여, 본 실시예의 경우 각 레이어 별로 모두 다른 M 개의 후보를 사용하여 신호를 검출할 수 있다. 또한, 각 레이어 별로 적용되는 M 값은 채널 상태 정보에 기반하는 것을 알 수 있다. 즉, 본 실시예에 따른 신호 검출 방법은 기존의 신호 검출 방법이 각 레이어 별로 모두 같은 M 개의 후보를 사용하여 신호를 검출하는 것과 달리, 채널 상태를 고려하여 각 레이어 별로 각기 다른 M 개의 후보를 사용하도록 한다.

[0077] 이상과 같은 본 발명이 실시예에 따른 신호 검출 기법은 채널 상태 정보가 QRD-M 검출 기법의 후보 수의 값에 직접적으로 관련을 가지며, 채널 상태가 좋은 경우에는 낮은 후보수를, 채널 상태가 나쁜 경우에는 많은 후보수를 할당해주어 기존의 QRD-M 검출 기법에 비해 낮은 복잡도로 높은 성능을 얻게 된다.

[0078] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법과 기존의 신호 검출 기법 간의 성능에 대한 시뮬레이션 결과를 설명한다.

[0079] 검출 성능과 복잡도 분석을 위해, 시뮬레이션 시에는 수신기 측에서의 심볼 타이밍 오프셋과 주파수 오프셋을 고려하지 않으며, 채널 추정은 완벽하게 이루어진 상태로 가정한다. 또한 송신 안테나는 8개, 수신 안테나는 8개를 사용하는 것으로 가정한다. 변조 기법은 16-QAM 변조 기법을 사용한다. 따라서 최대로 가질 수 있는 후보 수 M 은 16이 된다.

[0080] 표 1은 16-QAM 변조 기법을 사용하는 기존의 신호 검출 기법에 대한 연산의 복잡도를 나타낸다. 이를 통하여 기존의 QRD-M 검출 방법과 본 실시예의 검출 방법 사이의 복잡도를 비교할 수 있다. 그 비교 결과는 후술할 것이다.

표 1

후보 수 M 값	QRD-M 검출 방법의 곱셈 연산 복잡도
1	9216

2	11904
3	14592
4	17280
5	19968
6	22656
7	25344
8	28032
9	30720
10	33408
11	36096
12	38784
13	41472
14	44160
15	46848
16	49536

[0082] 우선, 본 발명에서 복잡도 계산을 위해, 각각의 레이어 별로 변화하는 $M_{adaptive}$ 값을 각 반송파 별로 모두 더하여 평균을 낸 것을 하나의 행렬로 만들었다. 이때 얻게 되는 행렬의 한 예는

$$\bar{M}_{adaptive} = [1, 1, 2, 2, 3, 4, 9, 10]$$

로 표현될 수 있다. 물론 이는 하나의 예로서 시뮬레이션 시마다 바뀌는 채널의 상태에 따라 달라질 수 있지만 이는 본 실시예의 보편적인 예의 결과이다.

[0083] $M_{adaptive}$ 행렬은 8개의 $M_{adaptive}$ 값으로 이루어져 있으며, 이를 바탕으로 각 레이어에 대응하는 8개의 신호 검출 단계별로 후보수 M 값이 적응적으로 조절되게 된다. 여기서, $M_{adaptive}$ 행렬을 구성하는 8개의 성분들은 수학식 8의 floor 함수로 내림된 값에 해당한다. 총 8개의 $M_{adaptive}$ 값의 평균은 4이다. 레이어가 높아질수록 $M_{adaptive}$ 값이 커지는 이유는 채널 행렬인 H 행렬을 의사 역행렬의 채널 정보를 사용하여 이미 순서대로 정렬하여 H_{sort} 로 변환했기 때문이다.

[0084] 도 5는 기존의 신호 검출 기법과 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 기법의 BER 성능을 비교한 그래프이다. 기존의 QRD-M 검출 기법은 고정된 M 값을 사용하므로, 본 발명과의 비교를 위하여, $M=1, 4, 8, 16$ 인 경우 각각에 대한 결과를 개별 도시하고 있다.

[0085] 기존의 QRD-M 검출 방법 중에서 $M=16$ (최대 M 값)을 사용한 경우는 본 발명의 실시예의 경우와 동일한 성능으로 신호를 검출하는 것을 확인할 수 있다. 또한, 기존의 QRD-M 검출 방법의 경우, M 값이 변화함에 따라 각기 다른 성능을 가지는 것을 확인할 수 있다. 여기서, 16의 절반인 8을 후보 수 M 값으로 가지는 경우(—■—)는 오히려 M 값을 적응적으로 조절하는 본 실시예의 기법보다 성능이 저조한 것을 알 수 있다.

[0086] 기존의 QRD-M 신호 검출 방법의 경우 송수신 안테나의 개수와 변조 차수가 증가할수록 연산의 복잡도가 기하급수적으로 증가한다. 그 이유는 QRD-M 검출 방법 자체가 특정 개수의 후보 수를 가지고 신호가 가질 수 있는 후보를 모두 비교하기 때문이며 후보 수가 많아질수록 그 복잡도는 커지게 된다.

[0087] 그렇기 때문에, 채널 상태 정보를 사용하여 후보의 개수를 적응적으로 변화시키는 본 발명의 실시예의 경우, 최대의 후보 수가 고정되어 있는 기존의 QRD-M 검출 방법과 동일한 성능을 가지는 동시에, 연산의 복잡도 면에서는 기존에 비해 34.88%의 계산량 만을 필요로 하는 이점을 제공한다. 이는 위의 실시 예에서 총 8개의 $M_{adaptive}$ 값의 평균이 4라는 점에 착안하여, 표 1 및 도 5를 연관지어 살펴보면 확인할 수 있다. 동일한 성능을 가진 $M=16$ 인 경우의 복잡도가 표 1에 의해 49536이며, 본 실시예에서의 $M_{adaptive}$ 값의 평균은 4이므로, 본 실시예에서

$$\frac{17280}{49536} \times 100 \approx 34.88$$

평균 복잡도는 % 로 계산될 수 있다. 이로부터 본 실시예는 성능이 동일한 $M=16$ 인 QRD-M 검출기법에 비하여 복잡도가 65.12% 줄어든 것을 알 수 있다. 결과적으로, 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출 방법은 기존의 검출 방법과 비교하여 볼 때 성능은 동일하게 유지하면서 연산의 복잡도를 크게 감소시키는 효과가 있다.

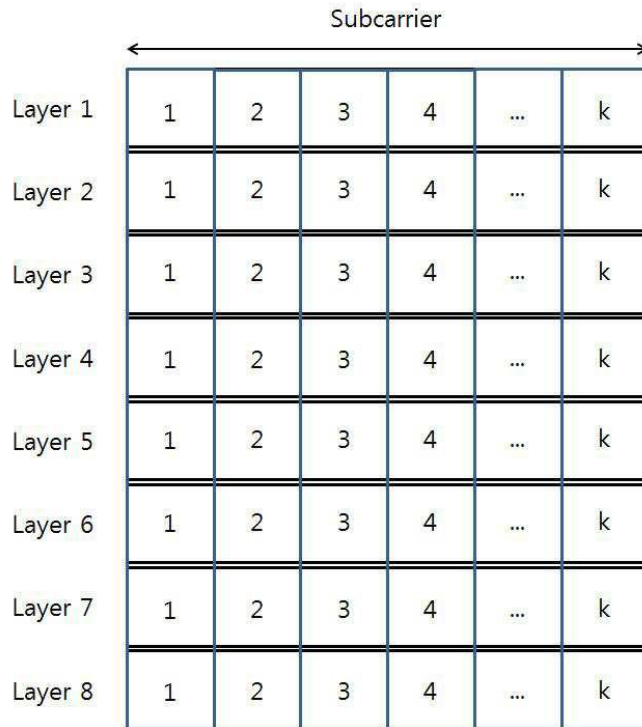
[0089]

[0090]

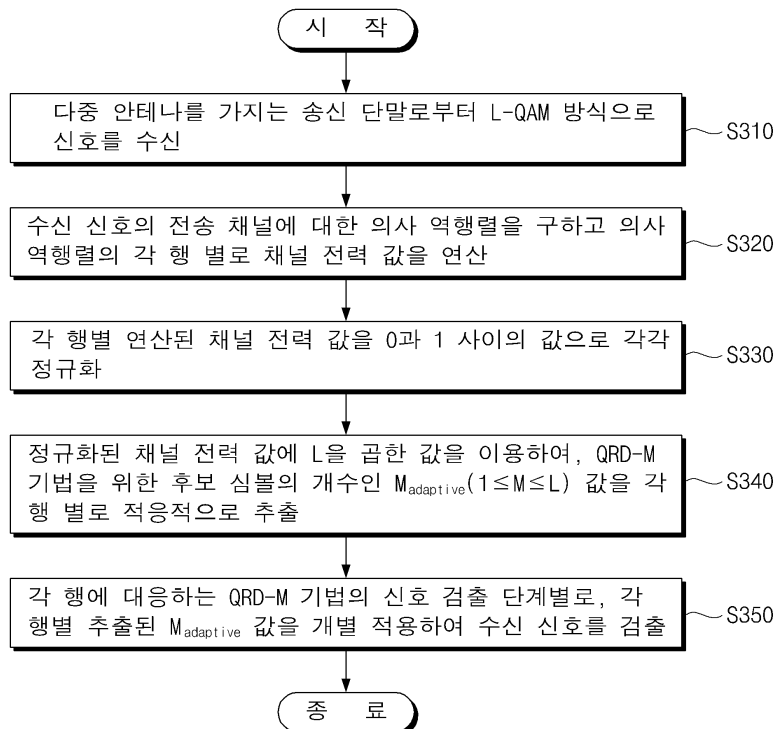
[0091]

- 12 -

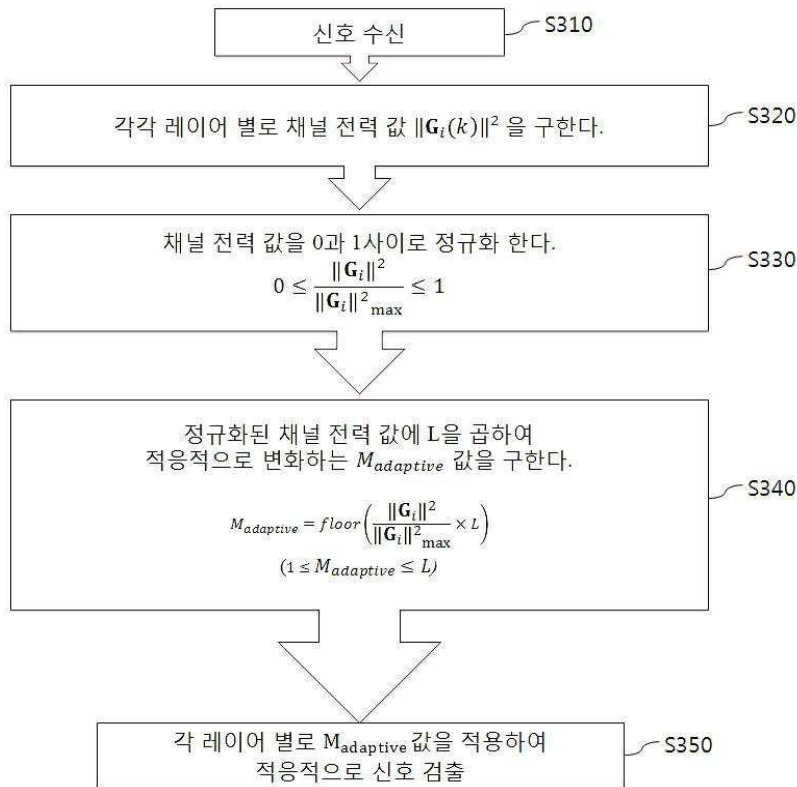
도면2



도면3



도면4



도면5

