



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2012년01월12일
(11) 등록번호 10-1104455
(24) 등록일자 2012년01월03일

(51) Int. Cl.

H04B 7/08 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-0107242

(22) 출원일자 2010년10월29일

심사청구일자 2010년10월29일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020080042383 A

(73) 특허권자

세종대학교산학협력단

서울 광진구 군자동 98 세종대학교

(72) 발명자

송형규

경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320동 303호 (서현동, 한양아파트)

송유진

서울특별시 광진구 면목로6길 7, 404호 (군자동, 정우그린하우스)

유영환

서울특별시 송파구 동남로 193, 101동 1501호 (가락동, 가락쌍용아파트 28동)

(74) 대리인

특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 8 항

심사관 : 김상인

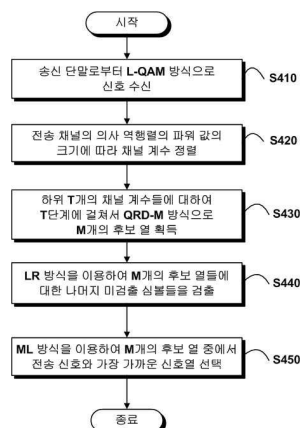
(54) MIMO 시스템의 신호 검출 방법 및 그 장치

(57) 요약

본 발명은 MIMO 시스템의 신호 검출 방법 및 그 장치에 관한 것이다. 본 발명에 따른 MIMO 시스템의 신호 검출 방법은, 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계, 수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하는 단계, 상기 의사 역행렬의 크기에 따라 상기 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬하는 단계, 상기 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T개($T \geq 2$)의 채널 계수들에 대하여 T단계에 걸쳐서 상기 의사 역행렬의 순서가 작은 채널 계수들부터 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 선택하는 단계, LR(lattice reduction) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 단계, 그리고 ML(maximum likelihood) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 단계를 포함한다.

이와 같이 본 발명에 따르면 MIMO 시스템에 있어서 기존의 QRD-M 검출방법에 비해 매우 적은 성능 감쇄를 가지며 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 또한, MIMO 시스템에서 요구하는 성능과 복잡도에 따라 QRD-M 검출방법을 적용하는 단계를 다양하게 변화시켜 성능과 복잡도를 조정할 수 있다.

대표도 - 도4



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 10C2-C2-10M

부처명 지식경제부

연구관리전문기관 유비쿼터스컴퓨팅사업단

연구사업명 21세기 프론티어 개발사업

연구과제명 상황적응 협업통신 기반 Scale-free uPAN 커뮤니티 네트워크 개발

기여율 1/1

주관기관 세종대학교

연구기간 2010.01.01 ~ 2010.12.31

특허청구의 범위

청구항 1

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

수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하는 단계,

상기 의사 역행렬의 크기에 따라 상기 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬하는 단계,

상기 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T개의 채널 계수들에 대하여 T단계에 걸쳐서 상기 의사 역행렬의 순서가 작은 채널 계수들부터 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 선택하는 단계,

LR(lattice reduction) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 단계, 그리고

ML(maximum likelihood) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 단계를 포함하며,

상기 LR 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 단계에서,

상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼($\tilde{z}_n$)은 다음의 수학식을 이용하여 검출하는 MIMO 시스템의 신호 검출 방법:

$$\tilde{z}_n = z_n - \sum_{i=1}^T r_{n,i} \cdot x_{k_i}, \quad (\text{where } T < n \leq N_t)$$

여기서, N_t 는 송신 단말의 송신 안테나 개수이고, $r_{n,i}$ 은 상기 전송채널에 대한 상삼각 행렬이다.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하는 단계에서,

상기 전송 채널의 의사 역행렬(G)의 크기는 $|G|^2$ 를 계산하여 구하며,

상기 의사 역행렬(G)은 다음의 수학식으로 연산되는 MIMO 시스템의 신호 검출 방법:

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

여기서 H는 전송 채널에 대한 매트릭스이며, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

청구항 3

제2항에 있어서,

T단계에 걸쳐서 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 획득하는 단계는,

각 단계에 대응하는 심볼에 대하여 아래의 수학식을 이용하여 squared Euclidean 거리 값을 계산하는 단계, 그리고

상기 squared Euclidean 거리 값이 가장 작은 M개의 심볼을 상기 후보 열로 선택하는 단계를 포함하는 MIMO 시스템의 신호 검출 방법:

$$e_n^{(m,l)} = \| z_n - [r_{n,n} \cdot c^{(l)} + (\sum_{i=1}^{n-1} r_{n,i} \cdot \hat{x}_i^{(m)})] \|^2 + E_{n-1}^{(m)}$$

여기서 $e_n^{(m,1)}$ 은 $n(1 \leq n \leq T)$ 번째 단계에서 $m(1 \leq m \leq M)$ 번째 후보 열과 $l(1 \leq l \leq L)$ 번째 QAM 심볼인 $c^{(l)}$ 과의 누적된 squared Euclidean 거리이고, $E_{n-1}^{(m)}$ 은 $n-1$ 번째 단계에서 구해진 m 번째 후보 심볼에 대한 squared Euclidean 거리이며, z_n 은 상기 수신 신호에서 정규직교행렬 성분이 제거된 신호이고, $\hat{x}_i^{(m)}$ 는 해당 채널 계수에 대응되는 송신 심볼 추정값이다.

청구항 4

삭제

청구항 5

제3항에 있어서,

상기 ML 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 단계에서, 상기 ML 방식은 다음의 수학적식을 이용하는 MIMO 시스템의 신호 검출 방법:

$$\hat{\mathbf{x}}_{final} = \underset{\hat{\mathbf{x}}^{(m)}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}^{(m)}\|$$

상기 $\hat{\mathbf{x}}^{(m)}$ 은 최종적으로 선택된 상기 M개의 후보 열들이고, $\mathbf{y}$ 는 상기 수신 신호이다.

청구항 6

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

수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하고, 상기 의사 역행렬의 크기에 따라 상기 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬하는 정렬부,

상기 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T개의 채널 계수들에 대하여 T단계에 걸쳐서 상기 의사 역행렬의 순서가 작은 채널 계수들부터 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 선택하는 QRD-M 검출부,

LR(lattice reduction) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 LR 검출부, 그리고

ML(maximum likelihood) 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 ML 검출부를 포함하며,

상기 LR 검출부는,

상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼($\tilde{z}_n$)을 다음의 수학적식을 이용하여 검출하는 MIMO 시스템의 신호 검출 장치:

$$\tilde{z}_n = z_n - \sum_{i=1}^T r_{n,i} \cdot x_{k_i}, \quad (\text{where } T < n \leq N_t)$$

여기서, N_t 는 송신 단말의 송신 안테나 개수이고, $r_{n,i}$ 은 상기 전송채널에 대한 상삼각 행렬이다.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 정렬부는,

상기 전송 채널의 의사 역행렬(G)의 크기는 $|G|^2$ 를 계산하여 구하며,

상기 의사 역행렬(G)은 다음의 수학식으로 연산되는 MIMO 시스템의 신호 검출 신호 검출 장치:

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

여기서 H는 전송 채널에 대한 매트릭스이며, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 QRD-M 검출부는,

각 단계에 대응하는 심볼에 대하여 아래의 수학식을 이용하여 squared Euclidean 거리 값을 계산하고, 상기 squared Euclidean 거리 값이 가장 작은 M개의 심볼을 상기 후보 열로 선택하는 MIMO 시스템의 신호 검출 장치:

$$e_n^{(m,l)} = \| z_n - [r_{n,n} \cdot c^{(l)} + (\sum_{i=1}^{n-1} r_{n,i} \cdot \hat{x}_i^{(m)})] \|^2 + E_{n-1}^{(m)}$$

여기서 $e_n^{(m,l)}$ 은 $n(1 \leq n \leq T)$ 번째 단계에서 $m(1 \leq m \leq M)$ 번째 후보 열과 $l(1 \leq l \leq L)$ 번째 QAM 심볼인 $c^{(l)}$ 과의 누적된 squared Euclidean 거리이고, $E_{n-1}^{(m)}$ 는 $n-1$ 번째 단계에서 구해진 m 번째 후보 심볼에 대한 squared Euclidean 거리이며, z_n 은 상기 수신 신호에서 정규직교행렬 성분이 제거된 신호이고, $\hat{x}_i^{(m)}$ 는 해당 채널 계수에 대응되는 송신 심볼 추정값이다.

청구항 9

삭제

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 ML 검출부는

다음의 수학식에 나타내는 상기 ML 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 MIMO 시스템의 신호 검출 장치:

$$\hat{\mathbf{x}}_{final} = \underset{\hat{\mathbf{x}}^{(m)}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}^{(m)}\|$$

상기 $\hat{\mathbf{x}}^{(m)}$ 은 최종적으로 선택된 상기 M개의 후보 열들이고, $\mathbf{y}$ 는 상기 수신 신호이다.

명세서

기술분야

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

배경기술

[0002] 최근 무선 통신 환경에서 고속 데이터 전송이 요구되면서 다중안테나를 사용하는 차세대 무선 시스템 전송 기술인 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 방식의 관심이 늘어나고 있다. 특히 V-BLAST(vertical Bell Lab

Layered space time) 기법은 전송률을 크게 높일 수 있어 많은 초고속 통신에 적용되고 있다. V-BLAST 기법을 사용하는 MIMO 시스템에서는 낮은 복잡도를 지니며 성능이 우수한 적절한 신호검출 기법을 찾아 선택하는 것이 중요하다.

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

[0004] 하지만 선형 검출 방법은 많은 성능저하를 가질 뿐만 아니라, 복잡도가 송신안테나와 변조 방식의 레벨이 늘어날수록 크게 증가하여 높은 복잡도로 인해 현실적으로 사용하기에는 비용이 많이 든다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 따라서 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 MIMO 시스템에 있어서 다중 전송안테나를 통해 전송된 신호를 보다 낮은 복잡도와 높은 정확성을 가진 상태에서 검출할 수 있는 MIMO 시스템의 신호 검출 방법 및 그 장치를 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0006] 이러한 과제를 해결하기 위한 본 발명의 한 실시예에 따른 MIMO 시스템의 신호 검출 방법은, 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 단계, 수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하는 단계, 상기 의사 역행렬의 크기에 따라 상기 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬하는 단계, 상기 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T개($T \geq 2$)의 채널 계수들에 대하여 T단계에 걸쳐서 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 선택하는 단계, LR 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 단계, 그리고 ML 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 단계를 포함한다.

[0007] 상기 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하는 단계에서, 상기 전송 채널의 의사 역행렬(G)의 크기는 $|G|^2$ 를 계산하여 구하며, 상기 의사 역행렬(G)은 다음의 수학식으로 연산될 수 있다.

$$[0008] \quad G = (H^H H)^{-1} H^H$$

[0009] 여기서 H는 전송 채널에 대한 매트릭스이며, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

[0010] T단계에 걸쳐서 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 획득하는 단계는, 각 단계에 대응하는 심볼에 대하여 아래의 수학식을 이용하여 squared Euclidean 거리 값을 계산하는 단계, 그리고 상기 squared Euclidean 거리 값이 가장 작은 M개의 심볼을 상기 후보 열로 선택하는 단계를 포함할 수 있다.

$$[0011] \quad e_n^{(m,l)} = \| z_n - [r_{n,n} \cdot c^{(l)} + (\sum_{i=1}^{n-1} r_{n,i} \cdot \hat{x}_i^{(m)})] \|^2 + E_{n-1}^{(m)}$$

[0012] 여기서 $e_n^{(m,l)}$ 은 $n(1 \leq n \leq T)$ 번째 단계에서 $m(1 \leq m \leq M)$ 번째 후보 열과 $l(1 \leq l \leq L)$ 번째 QAM 심볼인 $c^{(l)}$ 과의 누적된 squared Euclidean 거리이고, $E_{n-1}^{(m)}$ 는 $n-1$ 번째 단계에서 구해진 m 번째 후보 심볼에 대한 squared Euclidean 거리이며, z_n 은 상기 수신 신호에서 정규직교행렬 성분이 제거된 신호이고, $r_{n,n}$ 은 상기 전송채널에 대한 상삼각 행렬이며, $\hat{x}_i^{(m)}$ 는 해당 채널 계수에 대응되는 송신 심볼 추정값이다.

[0013] 상기 LR 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 단계에서, 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼($\tilde{z}_n$)은 다음의 수학식을 이용하여 검출할 수 있다.

$$\tilde{z}_n = z_n - \sum_{i=1}^T r_{n,i} \cdot x_{k_i}, \quad (\text{where } T < n \leq N_t)$$

[0014]

[0015]

여기서, N_t 는 송신 단말의 송신 안테나 개수이다.

[0016]

상기 ML 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 단계에서, 상기 ML 방식은 다음의 수학적식을 이용할 수 있다.

$$\hat{\mathbf{x}}_{final} = \underset{\hat{\mathbf{x}}^{(m)}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}^{(m)}\|$$

[0017]

상기 $\hat{x}^{(m)}$ 은 최종적으로 선택된 상기 M개의 후보 열들이고, y 는 상기 수신 신호이다.

[0018]

[0019]

본 발명의 한 실시예에 따른 MIMO 시스템의 신호 검출 장치는, 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신하는 신호 수신부, 수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하고, 상기 의사 역행렬의 크기에 따라 상기 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬하는 정렬부, 상기 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T개($T \geq 2$)의 채널 계수들에 대하여 T단계에 걸쳐서 순차적으로 QRD-M 방식으로 M개의 후보 열을 선택하는 QRD-M 검출부, LR 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출하는 LR 검출부, 그리고 ML 방식을 이용하여 상기 M개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택하는 ML 검출부를 포함한다.

발명의 효과

[0020]

이와 같이 본 발명에 따르면 MIMO 시스템에 있어서 기존의 QRD-M 검출방법에 비해 매우 적은 성능 감쇄를 가지며 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 또한, MIMO 시스템에서 요구하는 성능과 복잡도에 따라 QRD-M 검출방법을 적용하는 단계를 다양하게 변화시켜 성능과 복잡도를 조정할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0021]

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 방식의 통신 시스템을 설명하기 위한 도면이다.

도 2는 본 발명의 실시예에 따른 LR 기반 검출 방법에서 기존 채널의 기저를 직교 기저로 변환하는 것을 나타낸 도면이다.

도 3은 본 발명의 실시예에 적용되는 Complex LLL 전체 알고리즘을 나타낸 도면이다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 수신 단말의 신호 검출 방법을 설명하기 위한 순서도이다.

도 5는 6개의 전송 안테나를 사용하는 무선 시스템에서 $T=2$ 인 경우에 정렬되는 채널 상태를 도시한 도면이다.

도 6은 송신안테나 N_t 가 4개일 때를 예로 들어 설명한 트리 다이어그램이다.

도 7은 종래 기술에 따른 신호 검출방법과 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출방법의 복잡도를 나타낸 도면이다.

도 8과 도 9는 ZF, LR기반 검출방법, QRD-M검출방법과 본 발명의 검출방법의 BER(bit error rate) 성능을 보여주는 그래프이다.

도 10은 $N_t = N_r = 4$ 일 때, 16-QAM과 64-QAM의 BER 성능을 비교한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0022]

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

[0023]

도 1은 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 방식의 통신 시스템을 설명하기 위한 도면이다.

[0024] 도 1과 같이 송신 단말(100)은 N_t 개의 다중 송신 안테나를 가지며, 수신 단말(200)은 N_r 개의 다중 수신 안테나를 가진다. 송신 단말(100)과 수신 단말(200)은 V-BLAST 방식으로 통신을 수행하며, $N_t \times 1$ 의 크기를 가지는 전송신호 $\mathbf{x}$ 는 다음의 수학적 식 1과 같이 주어진다.

수학적 식 1

[0025]
$$\mathbf{X} = [x_1 \ x_2 \ \cdots \ x_{N_t}]^T$$

[0026] 여기서 x_i 는 i 번째 송신안테나를 통해 전송된 신호를 나타내며 $(\cdot)^T$ 는 전치(transpose) 행렬을 나타낸다. 전송된 신호는 다중 채널을 거쳐 수신안테나 어레이에서 수신되고, $N_r \times 1$ 크기의 수신신호 벡터($\mathbf{y} = [y_1, y_2, \cdots y_{N_r}]^T$)는 다음의 수학적 식 2로 표현된다.

수학적 식 2

[0027]
$$\mathbf{y} = \sum_{i=1}^{N_t} \mathbf{h}_i \cdot x_i + \mathbf{w} = \mathbf{H} \cdot \mathbf{x} + \mathbf{w}$$

[0028] 여기서 i, j 는 각각 송신 안테나 인덱스와 수신 안테나 인덱스를 나타내고, $\mathbf{w} = [w_1, w_2, \cdots w_{N_r}]^T$ 는 $N_r \times 1$ 크기의 백색 가우시안 잡음(Additive White Gaussian Noise: AWGN)을 나타낸다.

[0029] 수학적 식 2에서의 $\mathbf{H}$ 는 아래의 수학적 식 3으로 나타낼 수 있다.

수학적 식 3

[0030]
$$\mathbf{H} = [\mathbf{h}_1 \ \mathbf{h}_2 \ \cdots \ \mathbf{h}_{N_t}] = \begin{bmatrix} h_{1,1} & h_{1,2} & \cdots & h_{1,N_r} \\ h_{2,1} & h_{2,2} & \cdots & h_{2,N_r} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_t,1} & h_{N_t,2} & \cdots & h_{N_t,N_r} \end{bmatrix}$$

[0031] 여기서 $\mathbf{H}$ 는 $N_r \times N_t$ 의 채널 계수 행렬이고 행렬의 각 원소들은 서로 독립적이고 $\mathbf{h}_i = [h_{1,i}, h_{2,i}, \cdots h_{N_r,i}]^T$ 이다.

[0032] 본 발명의 실시예에 따른 수신 단말(200)은 신호 검출 장치로서, 그 구성을 더욱 상세하게 살펴보면, 수신 단말(200)은 신호 수신부(210), 정렬부(220), QRD-M 검출부(230), LR 검출부(240) 및 ML 검출부(250)를 포함한다.

[0033] 신호 수신부(210)는 다중 안테나를 가지는 송신 단말로부터 L-QAM 방식으로 신호를 수신한다. 정렬부(220)는 수신 신호의 전송 채널의 의사 역행렬의 크기를 구하고, 상기 의사 역행렬의 크기에 따라 전송 채널에 포함된 채널 계수를 정렬한다. QRD-M 검출부(230)는 의사 역행렬의 크기가 작은 하위 T 개($T \geq 2$)의 채널 계수들에 대하여 T 단계에 걸쳐서 상기 의사 역행렬의 순서가 작은 채널 계수들부터 순차적으로 QRD-M 방식으로 M 개의 후보 열을 선택한다.

[0034] LR 검출부(240)는 LR 방식을 이용하여 상기 M 개의 후보 열들에 대한 나머지 미검출 심볼들을 검출한다. ML 검출부(250)는 ML 방식을 이용하여 상기 M 개의 후보 열들 중에서 전송 신호와 가장 가까운 신호열을 선택한다.

[0035] 이하에서는 본 발명의 실시예에 적용되는 QRD-M 검출 방법과 LR 기반 검출 방법에 대하여 설명한다.

[0036] 먼저 수학적 식 4 내지 수학적 식 10을 통하여 본 발명의 실시예에 적용되는 QRD-M 검출 방법에 대하여 설명한다.

QRD-M은 QR분해를 기반으로 하며, H를 QR 분해를 통해 다음 수학적 식 4와 같이 Q와 R로 분해한다.

수학적 식 4

$$H=QR$$

여기서 R은 상삼각 행렬 (upper triangular matrix)이고 Q는 $Q^H Q=I$ 를 만족하는 정규직교 행렬(orthonormal matrix)이다. Q^H 을 이용해 수신 신호(y)에서 Q성분을 제거하면, Q성분이 제거된 수신 신호(z)에 대한 $N_t \times 1$ 벡터는 아래의 수학적 식 5와 같다.

수학적 식 5

$$z=Q^H y=Q^H Hx=Q^H w=Rx+\tilde{w}$$

$$\begin{bmatrix} z_{N_t} \\ z_{N_t-1} \\ \vdots \\ z_1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{N_t, N_t} & r_{N_t, N_t-1} & \cdots & r_{N_t, 1} \\ 0 & r_{N_t-1, N_t} & \cdots & r_{N_t-1, 1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{1, 1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{N_t} \\ x_{N_t-1} \\ \vdots \\ x_1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_{N_t} \\ \tilde{w}_{N_t-1} \\ \vdots \\ \tilde{w}_1 \end{bmatrix}$$

QRD-M 방법에 따르면 첫 번째 단계에서 L개의 심볼을 사용하여 변조를 수행하는 L-QAM(quadrature amplitude modulation) 시스템에서 L개의 심볼을 모두 후보심볼로 이용하여 아래와 같이 z_1 과 각 후보 심볼 사이의 유클리드 거리(Euclidean distance)를 아래의 수학적 식 6과 같이 계산한다.

수학적 식 6

$$e_1^{(l)} = \| z_1 - r_{1,1} \cdot c^{(l)} \|^2$$

여기서 $c=[c^{(1)} c^{(2)} \cdots c^{(L)}]$ 는 L-QAM시스템의 L개의 심볼을 나타내고 $e_1^{(l)}$ 은 l번째 후보 심볼인 $c^{(l)}$ 과 z_1 사이의 squared Euclidean 거리이다.

수학적 식 6을 통해 squared Euclidean 거리벡터인 $e_1=[e_1^{(1)} e_1^{(2)} \cdots e_1^{(L)}]$ 을 구하고 squared Euclidean 거리벡터를 검사하여 L개의 심볼 중에서 squared Euclidean 거리가 작은 M개의 후보 심볼을 선택한다. 이때 M은 다음 단계로 넘어가는 후보 심볼의 수를 결정하는 파라미터이며, L보다 작거나 같아야 한다($M \leq L$).

그리고, 선택된 M개의 후보 심볼은 squared Euclidean 거리가 작은 것부터 순차적으로 정렬된다. 이렇게 선택되고 정렬된 M개의 심볼 $\hat{x}_1=[\hat{x}_1^{(1)} \hat{x}_1^{(2)} \cdots \hat{x}_1^{(M)}]$ 은 다음 단계로 전달된다.

n번째 단계 검출 단계의 squared Euclidean 거리는 이전 단계에서 검출된 M개의 후보열과 L-QAM시스템의 L개의 심볼의 조합인 $M \cdot L$ 개의 후보 열을 고려하여 계산한다. $M \cdot L$ 개의 후보열은 다음의 수학적 식 7과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{c}_n = \left[\overbrace{\left\{ \hat{c}_1^{(1)} \hat{x}_1^{(1)} \dots \hat{x}_{n-1}^{(1)} \right\}, \dots, \left\{ \hat{c}_L^{(1)} \hat{x}_1^{(1)} \dots \hat{x}_{n-1}^{(1)} \right\}, \dots}^L, \dots, \overbrace{\left\{ \hat{c}_1^{(M)} \hat{x}_1^{(M)} \dots \hat{x}_{n-1}^{(M)} \right\}, \dots, \left\{ \hat{c}_L^{(M)} \hat{x}_1^{(M)} \dots \hat{x}_{n-1}^{(M)} \right\}}^M \right]^T$$

위의 수학식 7을 통해 $n(1 \leq n \leq T)$ 번째 단계에서 고려되는 $m(1 \leq m \leq M)$ 번째 후보 열은 다음의 수학식 8과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

$$[X_1^{(m)} X_2^{(m)} \dots X_{n-1}^{(m)}]$$

위의 m 번째 후보 열과 $l(1 \leq l \leq L)$ 번째 QAM 심볼인 $c^{(l)}$ 과의 누적된 squared Euclidean 거리($e_n^{(m,l)}$)는 다음의 수학식 9와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$e_n^{(m,l)} = \| z_n - [r_{n,n} \cdot c^{(l)} + (\sum_{i=1}^{n-1} r_{n,i} \cdot \hat{x}_i^{(m)})] \|^2 + E_{n-1}^{(m)}$$

여기서 $E_{n-1}^{(m)}$ 는 $n-1$ 번째 단계에서 구해진 m 번째 후보 심볼에 대한 squared Euclidean 거리이다. z_n 은 상기 수신 신호에서 Q 성분이 제거된 신호이고, $r_{n,n}$ 은 상삼각 행렬이며, $\hat{x}_i^{(m)}$ 는 후보 심볼이며, Q 는 정규직교행렬이다. 이전단계와 동일한 방법으로 누적된 squared Euclidean 거리를 검사하여 거리가 짧은 M 개의 심볼 조합을 선택한다. 선택된 M 개의 심볼 조합을 squared Euclidean 거리가 작은 것부터 $E_n = [E_n^{(1)} E_n^{(2)} \dots E_n^{(M)}]$ 와 같이 정렬한다. 다음 단계의 검출에 이용될 n 번째 단계에서의 검출된 후보 열은 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\hat{\mathbf{X}} = [\{\hat{x}_1^{(1)} \dots \hat{x}_n^{(1)}\}, \{\hat{x}_1^{(2)} \dots \hat{x}_n^{(2)}\}, \dots, \{\hat{x}_1^{(M)} \dots \hat{x}_n^{(M)}\}]^T$$

마지막 단계는 앞 단계에서 구해진 M 개의 후보 열을 고려하여 이루어지며, 마지막 단계에서 얻어진 M 개의 심볼 조합들 중에서 가장 작은 누적된 squared Euclidean 거리를 갖는 한 개의 심볼 조합이 최종적으로 선택된다.

이와 같이 QRD-M 방법은 매우 우수한 검출 성능을 갖지만 기본적인 검출 구조가 Tree 구조로 구성되어 있기 때문에 변조레벨이나 전송안테나의 수가 증가할수록 검출 복잡도가 크게 증가하는 단점이 있다. 이러한 QRD-M 검출 방법의 복잡도를 줄이기 위해 본 발명의 실시예에서는 LR기반 검출 방법을 추가하여 구성한다.

이하에서는 도 2 및 도3을 통하여 본 발명의 실시예에 적용되는 LR 기반 검출 방법에 대하여 설명한다. 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 LR 기반 검출 방법에서 기준 채널의 기저를 직교 기저로 변환하는 것을 나타낸 도면이고, 도 3은 본 발명의 실시예에 적용되는 Complex LLL 전체 알고리즘을 나타낸 도면이다.

LR 기반 검출 방법을 적용하기 위해서는 먼저 도 2에 나타난 것과 같이 주어진 채널 H 의 기저를 직교기저 또는

직교에 가까운 기저로 구성된 새로운 채널 $\tilde{\mathbf{H}}$ 로 바꾸는 과정이 선행되어야 한다. 선형 검출 기법에서는 잡음 증폭에 의해 성능열화가 초래되는데, 새로운 $\tilde{\mathbf{H}}$ 는 기존의 $\mathbf{H}$ 보다 더 좋은 조건을 가지며 잡음에 강하다. LR 기반 검출 방법은 lattice의 좋은 기저를 찾는 방법으로 LLL(Lenstra-Lenstra-Lovasz)과 같은 알고리즘을 이용한다. Complex LLL 알고리즘은 Real LLL과 비교하여 훨씬 더 낮은 복잡도를 가지는 알고리즘이며 전체 알고리즘은 도3에 나타낸다. 여기서 δ 는 우수한 성능과 복잡도의 trade-off를 달성하기 위해 선택되는 매개변수이다.

[0057] Complex CLLL 알고리즘을 통해 얻은 새로운 채널은 다음의 수학적 식 11과 같다.

수학적 식 11

[0058]
$$\tilde{\mathbf{H}} = \tilde{\mathbf{Q}}\tilde{\mathbf{R}} = \mathbf{H}\mathbf{U}$$

[0059] 여기서 $\mathbf{U}$ 는 unimodular 행렬로써 $\mathbf{U}$ 와 $\mathbf{U}^{-1}$ 의 모든 항목은 가우스의 정수이고 determinant가 ± 1 또는 $\pm i$ 이다. 수학적 식 11의 새로운 채널을 사용하여 수학적 식 2를 다시 나타내면 아래의 수학적 식 12와 같다.

수학적 식 12

[0060]
$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{U}\mathbf{U}^{-1}\mathbf{x} + \mathbf{w} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{U}^{-1}\mathbf{x} + \mathbf{w} = \tilde{\mathbf{H}}\mathbf{s} + \mathbf{w}$$

[0061] 여기서 $\mathbf{s} = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{x}$ 이다.

[0062] LR을 이용한 검출 방법에서는 선형검출 기법 및 선형검출 기법을 기반으로 하는 OSIC 기법 등 다양한 검출기법을 적용할 수 있다. LR기반에 ZF 등화기를 적용하기 위해서 새로운 채널 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 Moore-Penrose 의사 역행렬 변환을 수행하고 이 변환은 다음의 수학적식에 의해 표현될 수 있다.

수학적 식 13

[0063]
$$\tilde{\mathbf{G}}_{\text{ZF}} = (\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H$$

[0064] 여기서 $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

[0065] 수학적 식 12에서 $\mathbf{s}$ 를 검출하기 위해 선형 ZF를 적용하여 $\tilde{\mathbf{G}}$ 을 수학적 식 12의 $\mathbf{y}$ 에 곱하면 아래와 같이 표현 할 수 있다.

수학적 식 14

[0066]
$$\tilde{\mathbf{s}} = \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{y} = \mathbf{U}^{-1}\mathbf{x} + \tilde{\mathbf{G}}\mathbf{w} = \mathbf{s} + \tilde{\mathbf{w}}$$

[0067] 원래 lattice 값은 정수 이어야 하지만 수학적 식 14에서 구한 값은 신호의 변조 방법과 안테나 수에 따라 정규화를 통해 정수의 값이 아니기 때문에 정수 값으로 돌려줘야 한다. 따라서 수학적 식 14를 정수 값으로 rounding 함으로써 $\hat{\mathbf{s}}$ 를 구할 수 있다.

수학식 15

[0068] $\hat{\mathbf{s}} = Q(\tilde{\mathbf{s}}) = Q(\tilde{\mathbf{G}}\mathbf{y}) = Q(\mathbf{s} + \tilde{\mathbf{w}})$

[0069] 여기서 신호의 lattice는 정수로 이루어져 있으므로 양자화 $Q(\cdot)$ 는 rounding과 똑같은 연산이라고 볼 수 있다. $\hat{\mathbf{s}}$ 를 구한 후에는 다음의 수학식 16과 같이 송신신호 $\hat{\mathbf{x}}$ 가 추정된다.

수학식 16

[0070] $\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{U}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{U}\mathbf{U}^{-1}\hat{\mathbf{x}}$

[0071] LR기반에 MMSE 등화기를 적용하기 위해서는 MMSE를 위한 채널 $\tilde{\mathbf{H}}$ 의 Moore-Penrose 의사 역행렬 변환 $\tilde{\mathbf{G}}_{MMSE} = (\tilde{\mathbf{H}}^H \tilde{\mathbf{H}} + \sigma_w^2 \mathbf{I}_{N_t})^{-1} \tilde{\mathbf{H}}^H$ 을 이용하여 ZF(zero-forcing)와 동일하게 수행하면 된다.

[0072] 이하에서는 상기에서 설명한 QRD-M 검출 방법과 LR 기반 검출 방법을 이용하는 본 발명의 실시예에 따른 수신 단말의 신호 검출 방법을 도 4 내지 도 6을 통하여 설명하도록 한다.

[0073] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 수신 단말의 신호 검출 방법을 설명하기 위한 순서도이다. 도 5은 6개의 전송 안테나를 사용하는 무선 시스템에서 $T=2$ 인 경우에 정렬되는 채널 상태를 도시한 도면이고, 도 6은 송신안테나 N_t 가 4개일 때를 예로 들어 설명한 트리 다이어그램이다.

[0074] 본 발명의 실시예에 따르면 QRD-M 검출 방법의 복잡도를 줄이기 위하여 Complex LLL 알고리즘을 사용하는 LR기반의 검출 방법을 제시하는 것이다. LR기반 검출기를 이용하기 위해 새로운 파라미터 T를 적용한다. 적용된 파라미터 T는 QRD-M 검출 방법이 수행되는 단계의 수를 나타낸다($T \leq N_t$). 전체 N_t 개의 송신안테나를 사용하는 MIMO 통신 시스템의 신호검출 단계는 N_t 개의 단계로 구성된다.

[0075] 도 5에서 나타난 바와 같이 설정된 T값에 따라 처음 T단계 동안 QRD-M 방법으로 T개의 신호가 순차적으로 검출되며, 나머지 T+1부터 N_t 까지 N_t-T 개의 검출단계 동안에는 LR 검출부(240)를 통해 T개를 뺀 나머지 N_t-T 개의 신호가 검출된다.

[0076] 먼저 수신 단말(200)의 신호 수신부(210)은 N_t 개의 송신 안테나를 가지는 송신 단말(100)로부터 L-QAM 방식으로 상기 수학식 2와 같은 신호를 수신한다(S410).

[0077] 이때 신호가 통과하는 채널 H는 상기 수학식 3과 같이 나타낼 수 있으며, 정렬부(220)는 채널 H에 대하여 다음의 수학식 17을 이용하여 Moore-Penrose 의사 역행렬 변환을 수행하고, 의사 역행렬 G의 파워 값 $|G|^2$ 의 크기에 따라 채널 계수를 정렬한다(S420).

수학식 17

[0078] $\mathbf{G} = (\mathbf{H}^H \mathbf{H})^{-1} \mathbf{H}^H$

[0079] 여기서 $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타낸다.

[0080] 즉, 수신 단말(200)은 채널 상태가 좋지 않은 채널을 통해 수신 신호를 보다 정확하게 검출하기 위해서 수학식 17에서 구한 Moore-Penrose 의사 역행렬 G의 파워 값 $|G|^2$ 을 계산한다. 여기서 구해진 G행렬의 norm값인 $|G|^2$

을 가장 큰 값부터 작은 값으로 정렬한다. 정렬된 값의 인덱스열은 아래의 수학적식 18과 같이 표현할 수 있다.

수학적식 18

$$\mathbf{k} = [k_1 \ k_2 \ \dots \ k_{N_t}]$$

채널 계수 H 의 열 역시 정렬된 인덱스 열 k 값에 따라 $|G|^2$ 의 정렬 순서와 동일하게 정렬하며, 정렬된 $\bar{H}$ 와 채널 계수는 다음의 수학적식 19와 같다.

수학적식 19

$$\bar{H} = [h_{k_{N_t}}, h_{k_{N_t-1}}, \dots, h_{k_1}]$$

QRD-M 검출 방법은 LR기반 검출 방법과 비교했을 때 비교적 더 우수한 성능을 나타내므로, QRD-M 검출부(230)는 정렬된 채널들 중에서 하위 T 개의 채널계수들에 대하여 T 단계에 걸쳐서 QRD-M을 적용하며, 각 단계에 따라 M 개의 후보 열을 획득한다(S430).

여기서, 의사 역행렬 G 의 파워 값이 작을수록 채널 상태가 열악한 것으로 판단하며, 의사 역행렬 G 의 파워 값이 작은 채널계수에 대응하는 심볼들부터 순차적으로 검출한다.

즉, 수학적식 19에서는 h_{k_1} 과 h_{k_2} 의 채널 상태가 가장 열악한 것이므로, 도 5에서 보는 바와 같이, h_{k_1} 과 h_{k_2} 채널을 이용하는 심볼들에 대하여 상기 수학적식 6 및 수학적식 9를 이용하여 squared Euclidean 거리 값을 계산하고, squared Euclidean 거리 값이 가장 작은 M 개의 심볼을 상기 후보 열로 선택한다.

따라서, 정렬된 채널계수 $\bar{H}$ 에 따라 처음 2단계 동안 QRD-M이 실행되어, 2개의 심볼을 포함하는 M 개의 후보 열이 검출된다.

이와 같이 QRD-M을 T 단계까지 실행하면 T 개의 정렬된 심볼 $[x_{k_1}, x_{k_2} \dots x_{k_T}]$ 을 검출할 수 있는데, 여기서 이 심볼들은 비교적 좋지 못한 채널인 하위 채널을 통과한 신호들이다. 또한 QRD-M 검출 방법의 특성상 각각의 단계에 대하여 M 개의 후보 열을 획득한다. T 번째 단계를 통해 검출된 심볼은 아래의 수학적식 20과 같이 나타낼 수 있다.

수학적식 20

$$\hat{\mathbf{X}}_T = \left[\left\{ \hat{x}_{k_1}^{(1)} \dots \hat{x}_{k_T}^{(1)} \right\}, \left\{ \hat{x}_{k_1}^{(2)} \dots \hat{x}_{k_T}^{(2)} \right\}, \dots, \left\{ \hat{x}_{k_1}^{(M)} \dots \hat{x}_{k_T}^{(M)} \right\} \right]^T$$

그리고, 아직 검출되지 않은 나머지 심볼들 $[x_{k_{T+1}}, x_{k_{T+2}} \dots x_{k_N}]$ 을 검출하기 위해 LR 검출부(240)는 $T+1$ 번째 검출단계부터 N_t 번째 검출단계까지 LR(lattice reduction) 검출방법을 수행하여 나머지 심볼들을 검출한다(S440).

정렬된 인덱스 값이 크면 좋은 채널을 경험하였으므로 LR기반 검출방법을 이용하더라도 전체적인 성능에 큰 영향을 주지 않는다. QRD-M 검출방법을 통해 검출된 신호들을 이용하여 상기 수학적식 5를 아래와 같이 수정하면 다음의 수학적식 21과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 21

$$\begin{bmatrix} \tilde{z}_{N_t} \\ \tilde{z}_{N_t-1} \\ \vdots \\ \tilde{z}_{T+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_{N_t, N_t} & r_{N_t, N_t-1} & \cdots & r_{N_t, T+1} \\ 0 & r_{N_t-1, N_t} & \cdots & r_{N_t-1, T+1} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & 0 & \cdots & r_{1, T+1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_{k_{N_t}} \\ x_{k_{N_t-1}} \\ \vdots \\ x_{k_{T+1}} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \tilde{w}_{N_t} \\ \tilde{w}_{N_t-1} \\ \vdots \\ \tilde{w}_{T+1} \end{bmatrix}$$

그리고 나머지 미검출 심볼($\tilde{z}_n$)는 아래의 수학식 22와 같이 구한다.

수학식 22

$$\tilde{z}_n = z_n - \sum_{i=1}^T r_{n,i} \cdot x_{k_i}, \quad (\text{where } T < n \leq N_t)$$

즉, LR 검출부(240)는 나머지 심볼들을 검출하기 위하여 M개의 후보 열들에 대하여 LR기반 검출을 M번 실행한다. QRD-M으로부터 얻은 M개의 후보 열을 모두 고려하여 LR기반 검출방법을 M번 반복하면 모든 신호를 검출한 M개의 또 다른 후보 열을 얻는다. N_t 번째 단계를 모두 거쳐 검출된 송신 추정 신호의 열은 아래의 수학식 23과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 23

$$\hat{\mathbf{X}} = [\hat{\mathbf{X}}^{(1)} \cdots \hat{\mathbf{X}}^{(m)} \cdots \hat{\mathbf{X}}^{(M)}]$$

$$\hat{\mathbf{X}}^{(m)} = [\hat{x}_{k_1}^{(m)} \hat{x}_{k_2}^{(m)} \cdots \hat{x}_{k_{N_t}}^{(m)}]$$

여기서

마지막으로 ML 검출부(250)는 ML(maximum likelihood) 검출을 통해 상기와 같이 획득한 M개의 후보 열 가운데 전송신호와 가장 가까운 신호 열을 선택한다(S450). ML 검출은 다음의 수학식 24와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 24

$$\hat{\mathbf{x}}_{final} = \underset{\hat{\mathbf{x}}^{(m)}}{\operatorname{argmin}} \|\mathbf{y} - \mathbf{H} \cdot \hat{\mathbf{x}}^{(m)}\|$$

위의 수학식 24의 $\hat{\mathbf{x}}^{(m)}$ 에 M개의 후보 열을 대입하여 에러 값이 가장 작은 신호 열을 선택하게 된다. 이렇게 선택된 신호인 $\hat{\mathbf{x}}_{final} = [\hat{x}_{k_1} \hat{x}_{k_2} \cdots \hat{x}_{k_{N_t}}]$ 는 최종적으로 인덱스 열 k를 이용하여 전송안테나의 순서로 재정렬되어 송신 신호로 추정된다.

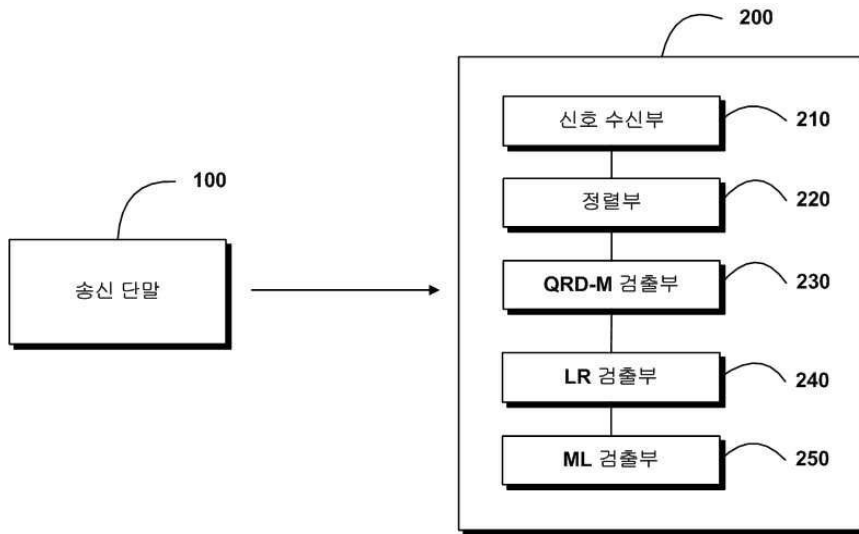
도 7은 종래 기술에 따른 신호 검출방법과 본 발명의 실시예에 따른 신호 검출방법의 복잡도를 나타낸 도면이다. 복잡도를 계산할 때 덧셈의 계산은 하드웨어 적으로 구현하기 쉽기 때문에 고려를 하지 않았고, 곱하기 연산만 고려하였다. 허수끼리의 한 번의 곱은 실수와 실수의 곱하기 4번과 같다고 하였다. 또한 송신 안테

나, 수신안테나 숫자는 같고, LR기반 검출방법을 위해 컴퓨터 시뮬레이션을 통해 Complex LLL알고리즘의 평균적 이 수행 복잡도를 계산하였다.

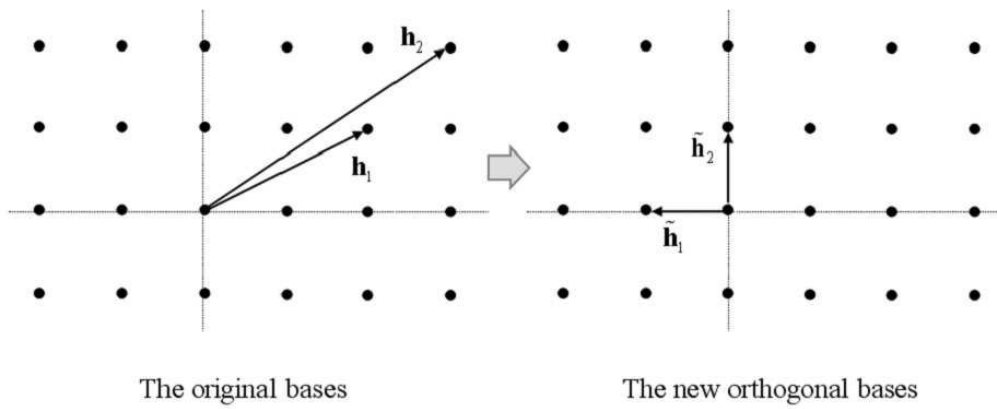
- [0102] 본 발명에서는 복잡도가 QRD-M의 단계를 나타내는 파라미터인 T 값이 증가함에 따라 복잡도가 증가한다. 검출 구조가 Tree 구조로 구성되어 있는 QRD-M이 LR기반 검출방법과 비교하여 복잡도가 비교적 높기 때문이다.
- [0103] 송수신 안테나의 개수가 4이고 변조레벨 $L=16$ 인 경우 T 가 N_t 의 절반인 2로 설정 되었을 때, $M=16$ 이거나 24이면, 본 발명의 복잡도는 일반적인 QRD-M의 약 1/2.1이거나 1/2.3 밖에 되지 않는 것을 볼 수 있다. 도 7에서 볼 수 있듯이 본 발명은 QRD-M과 비교하여 T 값에 따라 상당한 복잡도를 줄일 수 있으며 훨씬 낮은 복잡도를 가진다.
- [0104] 도 8내지 도 10은 본 발명에 따른 성능을 비교한 그래프이다. 모의실험 에서, 시간 및 주파수 동기화 채널 추정 은 완벽하다고 가정하였다.
- [0105] 도 8과 도 9는 ZF, LR기반 검출방법, QRD-M검출방법과 본 발명의 검출방법의 BER(bit error rate) 성능을 보여 주는 그래프이다. 도 8와 도 9에서 $T = N_t$ 인 경우는 일반적인 QRD-M 검출 방법이고 $T < N_t$ 인 경우는 본 발명에 의해 향상된 검출방법을 나타낸다.
- [0106] 본 발명의 실시예에 따른 검출방법이 ZF와 기존의 LR기반 검출방법 보다 나은 BER 성능을 나타낸다는 것을 알 수 있다. 또한, 본 발명에 의해 향상된 검출방법은 T 값이 작아짐에 따라 보다 정확하게 신호를 검출할 수 있는 QRD-M 검출 방법을 이용하는 단계의 수가 작아지므로 성능이 점차 감소하지만 그 감소 정도는 크지 않다. 따라서 QRD-M에 상응하는 성능을 얻을 수 있다.
- [0107] 각 그래프에서 M 값이 증가할수록 더 많은 후보 심볼을 고려하기 때문에 보다 정확하게 심볼을 검출할 수 있으므로 BER 성능이 높아지는 것을 확인할 수 있다.
- [0108] $N_t = N_r = 4$ 이고 $T=2$ 일 때 본 발명의 실시예에 따른 검출방법은 LR기반 검출방법보다 10^{-4} 에서 약 8.5dB 성능 이득을 얻는다. 또한 본 발명은 QRD-M 검출방법 보다 10^{-4} 에서 약 1.5dB 성능 감소를 보이며 QRD-M의 약 50%에 해당하는 복잡도만을 가진다. 따라서 약간의 성능 감소를 가져오지만 복잡도는 기존의 QRD-M의 절반으로 크게 줄 일 수 있는 것을 알 수 있다.
- [0109] 도 10은 $N_t = N_r = 4$ 일 때, 16-QAM과 64-QAM의 BER 성능을 비교한 그래프이다. 일반적으로 16-QAM이 64-QAM보다 좋은 성능을 가지고 있지만, 본 발명에 의한 검출방법은 64-QAM에서 또한 충분히 잘 실행 될 수 있다. 64-QAM이 더욱 연관성 있는 열의 H 를 가지고 있더라도 LR기반 검출방법은 상당한 성능 이득을 얻을 수 있다.
- [0110] 본 발명에 의해 향상된 검출방법의 성능과 복잡도는 T 값에 따라 결정되므로, T 값은 시스템에서 요구되는 성능과 복잡도에 따라 조정될 수 있다.
- [0111] 이와 같이 본 발명의 실시예에 따르면 MIMO 시스템에 있어서 기존의 QRD-M 검출방법에 비해 매우 적은 성능 감쇄를 가지며 복잡도를 크게 낮출 수 있다. 또한, MIMO 시스템에서 요구하는 성능과 복잡도에 따라 QRD-M 검출방법을 적용하는 단계를 다양하게 변화시켜 성능과 복잡도를 조절할 수 있다.
- [0112] 본 발명의 실시예는 다양한 컴퓨터로 구현되는 동작을 수행하기 위한 프로그램 명령을 포함하는 컴퓨터로 읽을 수 있는 매체를 포함한다. 이 매체는 지금까지 설명한 MIMO 시스템의 신호 검출 방법을 실행시키기 위한 프로그램 을 기록한다. 이 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 이러한 매체의 예에는 하드디스크, 플로피디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체, CD 및 DVD와 같은 광기록 매체, 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 자기-광 매체, 롬, 램, 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 구성된 하드웨어 장치 등이 있다. 또는 이러한 매체는 프로그램 명령, 데이터 구조 등을 지정하는 신호를 전송하는 반송파를 포함하는 광 또는 금속선, 도파관 등의 전송 매체일 수 있다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다.
- [0113] 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

도면

도면1



도면2



도면3

Algorithm : CLLL Reduction Algorithm

Input : $\mathbf{H}$, $\delta \in ((1/2), 1]$

Output : $\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{R}}, \mathbf{U}$

$[\tilde{\mathbf{Q}}, \tilde{\mathbf{R}}] = \text{QR Decomposition}(\mathbf{H}); \quad m = \text{size}(\mathbf{H}, 2); \quad \mathbf{U} = \mathbf{I}_m; \quad k = 2;$

while ($k \leq m$)

for $n = k-1:-1:1$

$\mu = \text{round}(\tilde{\mathbf{R}}(n, k) / \tilde{\mathbf{R}}(n, n));$

if $\mu \neq 0$

$\tilde{\mathbf{R}}(1:n, k) = \tilde{\mathbf{R}}(1:n, k) - \mu \tilde{\mathbf{R}}(1:n, n);$

$\mathbf{U}(:, k) = \mathbf{U}(:, k) - \mu \mathbf{U}(:, n);$

end

end

if $\delta \left| \tilde{\mathbf{R}}(k-1, k-1) \right|^2 > \left| \tilde{\mathbf{R}}(k, k) \right|^2 + \left| \tilde{\mathbf{R}}(k-1, k) \right|^2$

$\tilde{\mathbf{R}}(:, k-1:k) = \tilde{\mathbf{R}}(:, k:k-1); \quad \mathbf{U}(:, k-1:k) = \mathbf{U}(:, k:k-1);$

$\alpha = \frac{\tilde{\mathbf{R}}(k-1, k-1)}{\left\| \tilde{\mathbf{R}}(k-1:k, k-1) \right\|}; \quad \beta = \frac{\tilde{\mathbf{R}}(k, k-1)}{\left\| \tilde{\mathbf{R}}(k-1:k, k-1) \right\|}; \quad \Theta = \begin{bmatrix} \alpha^* & \beta \\ -\beta & \alpha \end{bmatrix};$

$\tilde{\mathbf{R}}(k-1:k, k-1:m) = \Theta \tilde{\mathbf{R}}(k-1:k, k-1:m);$

$\tilde{\mathbf{Q}}(:, k-1:k) = \tilde{\mathbf{Q}}(:, k-1:k) \Theta^H; \quad k = \max(k-1, 2);$

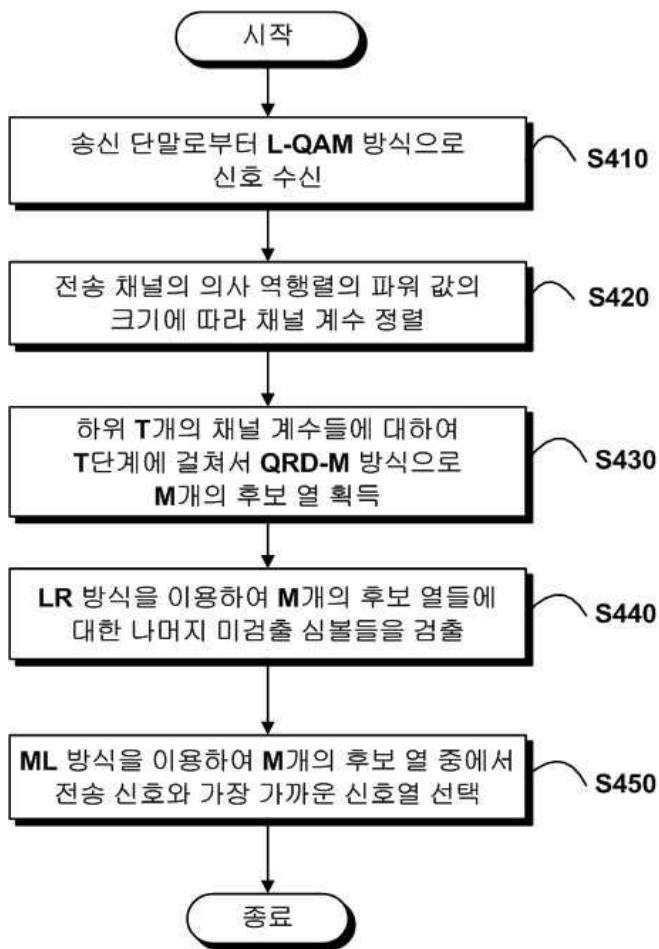
else

$k = k+1;$

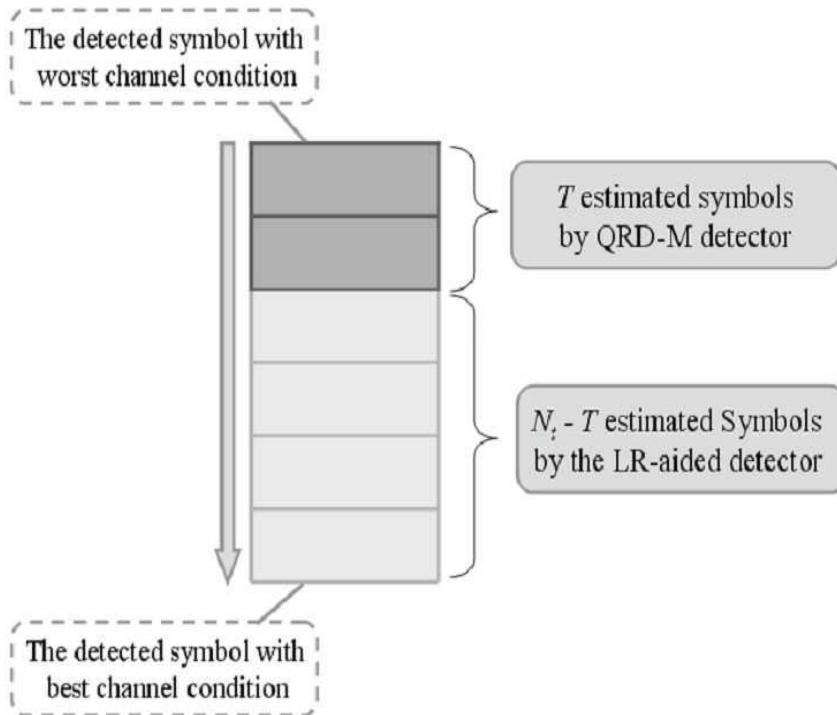
end

end

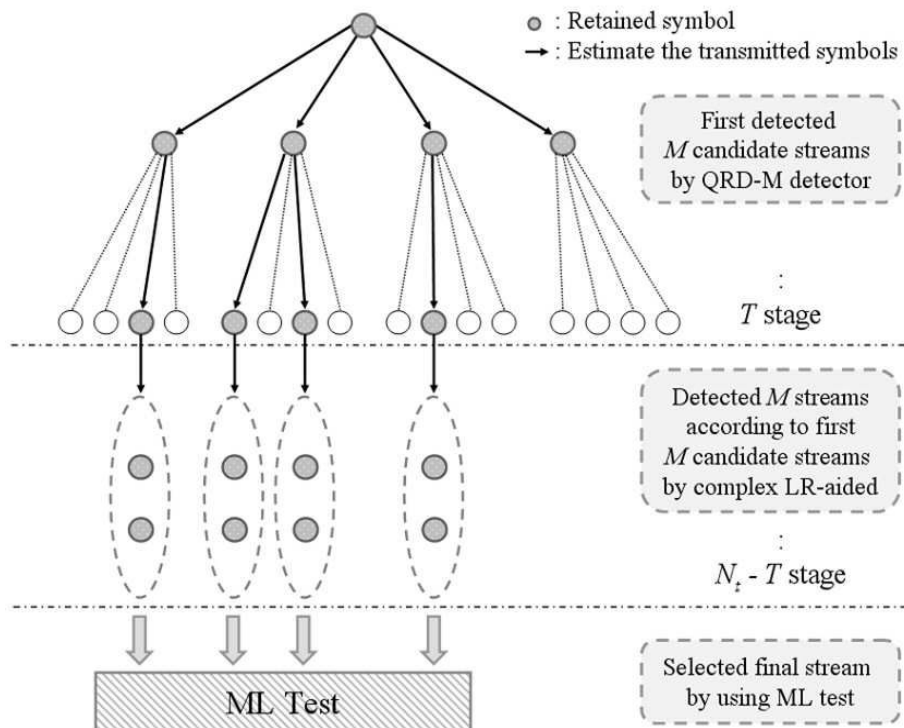
도면4



도면5



도면6

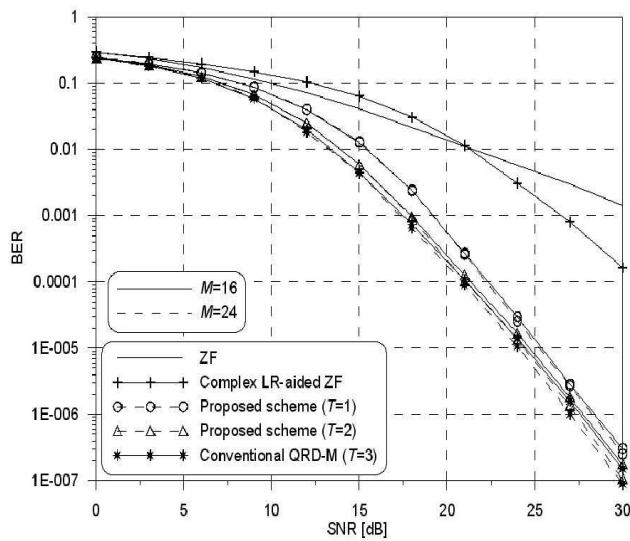


도면7

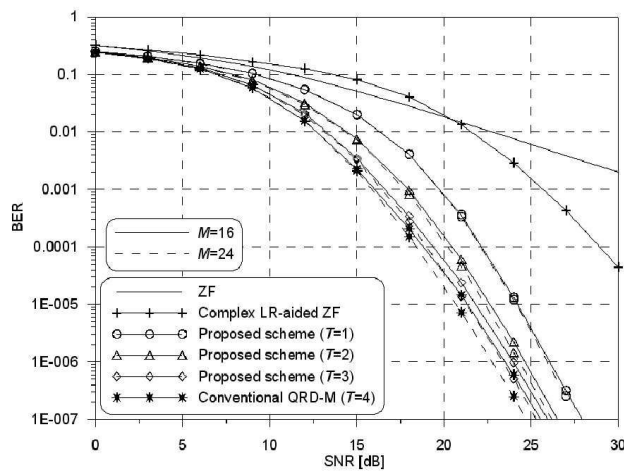
Detection scheme	The required number of multiplications per subcarrier ($N = N_r = N_t$)			The computational complexity ($L=16$)		
Complex LR-aided ZF	The average number of multiplications by CLLL algorithm	ZF	Generation of symbol replica	1821		
	$\begin{cases} \text{CLLL algorithm : } N = 4 \rightarrow 669 \\ \tilde{\mathbf{H}} : 4 \cdot N^3 \end{cases}$	$12 \cdot N^3 + 4 \cdot N^2$	$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{U} \hat{\mathbf{s}} : 4 \cdot N^2$			
QRD-M	QR decomposition, multiplications of $\mathbf{Q}^H$	Generation of symbol replica	Calculation of the Euclidian distances	$M=16$	$M=24$	
	$4 \cdot N^3 + 4 \cdot N^2$	$4 \cdot L + \sum_{n=2}^N 4 \cdot M \cdot L \cdot n$	$4 \cdot L + \sum_{n=2}^N 4 \cdot M \cdot L$	12736	18880	
Proposed scheme	Reverse ordering	QRD-M (T stage)				
	$\begin{cases} \text{G matrix : } 12 \cdot N^3 \\ \text{G matrix power : } 4 \cdot N^2 \end{cases}$	$\begin{cases} \text{QRD-M : } 4 \cdot N^3 + 4 \cdot N^2 + 8 \cdot L \\ \quad + \sum_{n=2}^T 4 \cdot M \cdot L \cdot n + 4 \cdot M \cdot L \\ \text{Revise } \tilde{\mathbf{Z}} : 4 \cdot (N-T) \cdot T \cdot M \end{cases}$			$T=1$	3620 4731
					$T=2$	6112 8416
	CLLL ($N-T$ stage)		ML test			
		$\begin{cases} \text{CLLL algorithm : } N-T=1 \rightarrow 0, N-T=2 \rightarrow 80, \\ \quad N-T=3 \rightarrow 295 \\ 16 \cdot (N-T)^3 + 4 \cdot (N-T)^2 \cdot (1+M) \end{cases}$		$4 \cdot M \cdot N^2$	$T=3$	9828 13972

$\circ L$: constellation symbol size, $\circ M$: the number of retained symbols in the QRD-M, $\circ T$: the number of stage for the QRD-M

도면8



도면9



도면10

