(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0085326
(43) 공개일자 2010년07월29일

(51) Int. Cl.
H04B 7/08 (2006.01) *H04L 1/02* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2009-0004541
(22) 출원일자 2009년01월20일
심사청구일자 2009년01월20일

(71) 출원인
인하대학교 산학협력단
인천 남구 용현동 253 인하대학교
(72) 발명자
장경희
서울특별시 양천구 목6동 목동신시가지아파트 220동 702호
모하이센 마나르
인천시 남구 용현4동 81-20번지 302호
안홍선
인천광역시 연수구 선학동 375-6 301호
(74) 대리인
특허법인태동

전체 청구항 수 : 총 6 항

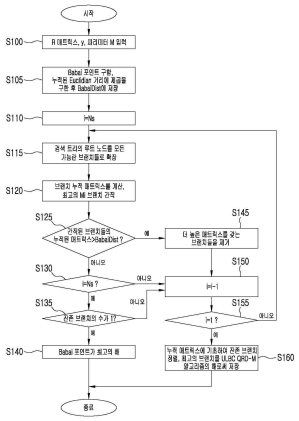
(54) 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법

(57) 요 약

본 발명은 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법에 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 신호를 수신하는 단계, QRD-M(QR-decomposition with M) 알고리즘에 대한 복잡도의 상한 및 하한을 제한하는 단계, 복잡도의 상한 및 하한이 제한된 상기 QRD-M 알고리즘을 이용하여, 상기 수신된 신호를 검출하는 단계를 포함하는 것을 그 구성상의 특징으로 한다.

본 발명에서 제안하고 있는 다중 안테나 시스템의 검출 방법에 따르면, 복잡도의 상한 및 하한이 제한된 QRD-M 알고리즘을 사용함으로써 신호 검출시 발생하는 연산량을 효과적으로 감소시킬 수 있는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법을 제공할 수 있다.

대 표 도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

신호를 수신하는 단계;

QRD-M(QR-decomposition with M) 알고리즘에 대한 복잡도의 상한 및 하한을 제한하는 단계;

복잡도의 상한 및 하한이 제한된 상기 QRD-M 알고리즘을 이용하여, 상기 수신된 신호를 검출하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 QRD-M 알고리즘의 복잡도의 상한을 제한하기 위하여, 미리 설정된 검색 트리의 크기를 사용하는 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

청구항 3

제1항에 있어서, QRD-M 알고리즘에 대한 복잡도의 상한 및 하한을 제한하는 상기 단계는,

상기 QRD-M 알고리즘에서 Babai 포인트를 구하여 수신 벡터로부터의 누적Euclidean 거리를 계산한 후, 그 값을 만족하지 못하는 잔존 브랜치를 제거하는 단계; 및

최적 해를 포함하는 방식으로 검색 구의 반경을 고정시켜 복잡도의 하한을 제한하는 단계

를 포함하는 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 수신된 신호는 서로 다른 안테나로부터 동시에 전송되는 독립적인 스트림인 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 다중 안테나 시스템은 공간 다중화 방식을 사용하는 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법은 직교 주파수 분할 다중화에 적용되는 것을 특징으로 하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법에 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 QRD-M 알고리즘을 사용하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템을 위한 신호 검출 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 최근에는 무선 이동통신 시장의 급성장으로 인하여 무선 환경에서의 다양한 멀티미디어 서비스가 요구되고 있으며, 이로 인하여 전송 데이터의 대용량화 및 데이터 전송의 고속화가 이루어지고 있다. 이에 따라, 한정된 주파수를 효율적으로 사용할 수 있는 여러 방법이 개발되고 있으며, 그 일 예로서 다중 안테나를 이용한 다중 입력 다중 출력 기술(Multiple-Input Multiple-Output; 이하 'MIMO'라 칭함)이 개발 및 사용되고 있다.

[0003] MIMO 기술은 송/수신기가 각각 다중 안테나를 사용하는 시스템으로서, 단일 안테나를 사용하는 시스템에 비하여 추가적인 주파수나 송신 전력의 할당 없이도 채널 전송 용량을 안테나 수에 비례하여 증가시킬 수 있어 최근에 활발하게 연구가 진행되고 있다.

[0004] 이러한 MIMO 시스템의 채널 용량은 전송된 심볼들의 블록을 복구하기 위해 수신기 측에 사용되는 신호 검출 방법에 주로 달려 있으며, 높은 성능과 낮은 복잡도를 동시에 달성하기 위한 MIMO 시스템의 신호 검출 방법들에 대한 관심이 증가되고 있다.

[0005] 이에 종래의 MIMO 시스템에서는 신호 검출 방법으로 최적의 성능을 제공하는 최대 우도(Maximum Likelihood; 이하 'ML'이라 칭함) 검출 방법이 사용되었다. 그러나 ML 검출 방법은 ML 해법을 얻기 위하여 소모적인 검색을 수행하기 때문에, 변조 크기가 고정된 경우에 서로 다른 안테나를 통해 전송된 심볼들의 수로 정의되는 문제 크기(problem size)가 큰 경우에는 실용적이지 못한 문제점이 있었다.

[0006] 이에 따라, MIMO 시스템에서는 ML 검출 방법이 아닌 다른 다양한 검출 방법들이 개발되었으며, 그 예로서 구 디코딩(Sphere Decoding; 이하 'SD'라 칭함) 및 QRD-M(QR-decomposition with M) 알고리즘이 ML 검출 방법에 대한 대체 알고리즘으로 개발 및 사용되고 있다.

[0007] SD 검출 방법은 ML 검출 방법에 가까운 성능을 달성하며, ML 검출 방법에 비해 큰 복잡도 감소를 제공한다. 그러나 SD 검출 방법은 채널 매트릭스가 나쁠 경우, 즉 채널 매트릭스의 조건 수(condition number)가 큰 경우나 순간 잡음 전력이 높은 경우에는 극단적인 순간 복잡도를 나타낸다. 따라서 이동 기지국이 제한된 전력 및 낮은 레이턴시 인내도(latency tolerance)를 갖는 실질적인 애플리케이션에 대해서는, 큰 표준편차를 갖는 SD 검출 방법의 랜덤한 복잡도를 사용하기에는 문제점이 있었다.

[0008] QRD-M 검출 방법은 성능과 복잡도 사이의 절충을 위하여 제안된 방법으로서, QRD-M 검출 방법은 신호의 검출 시 요구되는 연산량이 채널 조건이나 잡음 전력에 상관없이 고정된다. 따라서 검출 프로세스에 대한 일정한 복잡도를 달성하기 위한 검색에서, 채널 매트릭스가 좋은 조건인 경우에는 정확히 동일한 성능을 얻기 위해 보다 적은 연산이 수행될 수 있다는 사실이 무시되는 문제점이 있었다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0009] 본 발명은 기존에 제안된 방법들의 상기와 같은 문제점들을 해결하기 위해 제안된 것으로서, 종래의 QRD-M 검출 방법을 개량한 복잡도의 상한 및 하한이 제한된 QRD-M 알고리즘을 사용하여 신호를 검출하는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법을 제공하는 것을 그 목적으로 한다.

과제 해결수단

[0010] 상기한 목적을 달성하기 위한 본 발명의 특징에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법은,

[0011] 신호를 수신하는 단계,

[0012] QRD-M(QR-decomposition with M) 알고리즘에 대한 복잡도의 상한 및 하한을 제한하는 단계, 및

[0013] 복잡도의 상한 및 하한이 제한된 상기 QRD-M 알고리즘을 이용하여, 상기 수신된 신호를 검출하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0014] 바람직하게는, 상기 QRD-M 알고리즘의 복잡도의 상한을 제한하기 위하여, 미리 설정된 검색 트리의 크기를 사용하는 것을 특징으로 한다.

[0015] 바람직하게는, 상기 QRD-M 알고리즘은 불필요한 연산을 생략하기 위하여, 최적 해를 포함하는 방식으로 검색 구의 반경을 고정시키는 것을 특징으로 한다.

[0016] 바람직하게는, 상기 수신된 신호는 서로 다른 안테나로부터 동시에 전송되는 독립적인 스트림인 것을 특징으로 한다.

[0017] 바람직하게는 상기 다중 안테나 시스템은 공간 다중화 방식을 사용하는 것을 특징으로 한다.

[0018] 바람직하게는, 상기 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법은 직교 주파수 분할 다중화에 적용되는 것을 특징으로 한다.

효 과

[0019] 본 발명에서 제안하고 있는 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법에 따르면, 복잡도의 상한 및 하한이 제한된 QRD-M 알고리즘을 사용함으로써 신호 검출 시 발생하는 연산량을 효과적으로 감소시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0020] 이하에서는 첨부된 도면들을 참조하여, 본 발명에 따른 실시예에 대하여 상세하게 설명하기로 한다.

[0021] 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 시스템은 공간 다중화 방식으로서, 무시할 수 있는 내부-캐리어 간섭(inter-carrier interference)을 갖는 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM) 시스템과 함께 적용된다. 따라서 본 발명의 실시예에 다른 MIMO 시스템은 다음 수학식 1과 같이 모델링될 수 있다.

수학식 1

[0022] $$\mathbf{r} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{v}$$

[0023] 여기서, $\mathbf{r} \in \mathbb{C}^{N_r}$은 수신된 벡터, $\mathbf{v} \in \mathbb{C}^{N_r}$는 분산 σ^2을 갖는 가우시안 잡음, $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$는 그 원소 $h_{i,j}$가 i번째 안테나와 j번째 송신 안테나 사이의 전달 함수(transfer function)인 전체 칼럼 랭크(full column rank) 복소 채널 매트릭스를 나타낸다.

[0024] 또한, $N_r = N_t = N$와 $N_s = 2 \times N_t$가 실공간의 차원을 나타낸다고 고려하면, 상기 수학식 1은 다음 수학식 2와 같은 단순한 식에 의해 실공간 $\mathbb{R}^{N_s}$으로 맵핑될 수 있다.

수학식 2

[0025]
$$\begin{bmatrix} \Re(\mathbf{r}) \\ \Im(\mathbf{r}) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{H}) & -\Im(\mathbf{H}) \\ \Im(\mathbf{H}) & \Re(\mathbf{H}) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{x}) \\ \Im(\mathbf{x}) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Re(\mathbf{v}) \\ \Im(\mathbf{v}) \end{bmatrix}$$

[0026] 여기서, $\Re(\mathbf{x})$와 $\Im(\mathbf{x})$는 각각 $\mathbf{x}$의 실수부와 허수부를 나타낸다.

[0027] 단순화를 위해, 상기 수학식 2를 $\mathbf{r}_r = \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r + \mathbf{v}_r$로 적는다. 여기서, $\mathbf{r}_r \in \mathbb{R}^{N_s}$, $\mathbf{H}_r \in \mathbb{R}^{N_s \times N_s}$, $\mathbf{v}_r \in \mathbb{R}^{N_s}$, $\mathbf{x}_r \in \mathbb{Z}^{N_s}$.

[0028] 전송된 벡터 $\mathbf{x}_r$에 대하여 동작시키면, $\mathbf{H}_r$은 격자 $L_s(\mathbf{H}_r) := \{\mathbf{z} = \mathbf{H}_r \mathbf{x}_r \mid \mathbf{x}_r \in \mathbb{Z}^{N_s}\}$을 생성한다. 결과적으로, 상기 수학식 1은 격자 포인트 $\mathbf{z}$를 잡음 $\mathbf{v}_r$에 의해 교란시킨 결과로 볼 수 있다.

[0029] 최종적으로, QR-분해를 이용하면, 실제 채널 매트릭스 $\mathbf{H}_r$은 단위 매트릭스 $\mathbf{Q}$와 상삼각 매트릭스(upper triangular matrix) $\mathbf{R}$의 곱으로 분해된다. 수학식 2의 양변에 $\mathbf{Q}$의 역수, 즉 전치 매트릭스를 곱하면, 다음 수학식 3이 도출될 수 있다.

수학식 3

[0030]
$$\mathbf{y} = \mathbf{R}\mathbf{x}_r + \mathbf{n}$$

[0031] 여기서, $\mathbf{y}=\mathbf{Q}^T\mathbf{r}_r$이고, $\mathbf{n}=\mathbf{Q}^T\mathbf{v}_r$이다.

[0032] 상기 수학식 3은 본 발명에서 제안하는 MIMO 시스템의 QRD-M 알고리즘을 포함하는 신호 검출 방법을 논의하는 시작점으로서 사용된다.

[0033] 또한, 본 발명의 실시예에서는 3GPP 공간 채널 모델-확장(Spatial Channel Model-Extended; SCM-E)이 사용된다. 요약하면, 채널은 딜레이 도메인에서 Dirac 델타 함수로 나타나는 6개의 메인-경로로 구성되며, 각각의 메인 경로는 20개의 독립적인 서브-경로들로 요약된다. 각각의 서브 경로는 중간 경로로 그룹화되며, 각각의 메인 경로는 채널 시나리오에 따라 3개 또는 4개의 중간 경로로 구성된다. 각각의 메인 경로가 3개의 중간 경로를 포함하는 서브-어번(sub-urban) 매크로 시나리오를 고려한다. 아래의 표 1은 캐리어 주파수 f_c = 3.7 GHz에서 전력과 딜레이 프로파일을 나타낸다. 딜레이 프로파일은 각각의 메인 경로에 포함되는 3개의 중간 경로의 딜레이 샘플들의 평균수로서 주어지며, 모든 메인 경로의 전력 프로파일 값의 합은 1이다.

표 1

[0034]

경로	1	2	3	4	5	6
딜레이	0.33	2.33	4.67	12.67	42.67	87.33
전력	0.526	0.126	0.285	0.048	0.012	0.003

[0035] 이하에서는 본 발명의 일실시예에 따른 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법으로서 복잡도의 상한 및 하한을 제한한(Upper-Lower Bounded-Complexity; 이하 'ULBC'라 칭함) QRD-M 알고리즘에 대하여 살펴보기로 한다.

[0036] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘의 흐름도를 나타내는 도면이다. 도 1에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일실시예에 따른 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘은 Babai 포인트 솔루션을 사용한다. Babai 포인트 솔루션은, L. Babai에 의하여 "On Lovasz'Lattice Reduction and the Nearest Point Problem"이란 제목으로 Combinatorica, vol. 6, no.1, mar.1986,pp1-13 에 상세히 기술되어 있으므로, 본 발명에서는 자세한 설명은 생략한다.

[0037] ULBC QRD-M 알고리즘이 시작되면, Babai 포인트를 구하기 위하여 R 매트릭스, y, 파리미터 M을 입력하여(S100) Babai 포인트를 구하고 누적된 Euclidean 거리의 제곱을 구한 후, 구해진 값을 BabaiDist에 저장한다(S105). 다음으로 검출 단계를 나타내는 i에 총 단계인 N_s를 설정한다(S110). 그 후, 검색 트리의 루트 노드를 모든 가능한 브랜치들로 확장하고(S115), 브랜치 누적 매트릭스를 계산하며, 최고의 M_i 브랜치를 저장한다(S120).

[0038] 단계 S120 이후, 저장된 브랜치들의 누적된 매트릭스가 BabaiDist보다 더 높은지 비교한다(S125). 단계 S125에서의 비교 결과, 저장된 브랜치들의 누적된 매트릭스가 BabaiDist보다 더 높지 않으면, $i=N_s$인지 확인한다(S130). $i=N_s$이고 잔존 브랜치의 수가 1이면(S135), Babai 포인트가 최고의 해라고 인식(S140)하고 검출 알고리즘을 종료한다.

[0039] 한편, 단계 S125에서의 비교 결과, 저장된 브랜치들의 누적된 매트릭스가 BabaiDist보다 더 높으면, 더 높은 매트릭스를 갖는 브랜치들을 제거한다(S145).

[0040] 한편, 단계 S130에서 $i=N_s$가 아니거나, 단계 S135에서 잔존 브랜치의 수가 1이 아니라면 다음의 검출 단계로 넘어가기 위하여 i=i-1을 수행한다. 또한, 단계 S145의 수행 후에도 i=i-1을 수행하여 다음의 검출 단계로 넘어간다(S150).

[0041] 단계 S150의 수행 결과 i=1이면(S155), 누적 매트릭스에 기초하여 잔존 브랜치를 정렬하고, 최고의 브랜치를 ULBC QRD-M 알고리즘의 해로서 저장(S160)하고 알고리즘을 종료한다.

[0042] 한편, 단계 S155에서 i=1이 아니라면, 단계 S115로 회귀하여 i=1이 될 때까지 반복적인 검출 작업을 수행한다.

[0043] 한편, 도 1에 도시된 본 발명에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘은 초기 반경으로서 BabaiDist의 선택은 아래와 같은 모티브가 주어진다.

[0044] 첫 번째로, 만약 Babai 포인트가 기존의 QRD-M 알고리즘에 의해 얻어지는 격자점들 중 최선이라면, BabaiDist를 계산하는 것은, 단계 1에서 검출 프로세스를 완료하는데 사용되는 해를 반환한다. 두 번째로, 검색 반경을 정의하는 다른 기준들은, 해의 공집합을 도출할 수 있다. 따라서 반경은 증가시켜져야 하며, 검출은 다시 초기화된다. 반면에, 검색 반경은 다수의 격자점들이 포함되어 결과적으로 연산 복잡도가 증가할 만큼 클 수 있다.

[0045] 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘의 연산 복잡도를 나타내는 도면이다. 도 2a는 일반적인 시나리오에 대한 것으로서, 여기서 Babai 포인트는 종래의 QRD-M 알고리즘에 의해 얻어지는 점들의 집합보다 수신된 벡터에 더 가깝다. 따라서 이들 점들은 검출 프로세스 동안 제거되며, 방문되는 노드들의 평균수가 감소된다. 도 2b는 최선의 경우인 복잡도 상의 하한을 나타낸 것으로서, Babai 포인트가 수신된 벡터에 가장 가까운 격자점인 경우에 얻어질 수 있다. 따라서 방문된 노드들의 개수 상의 하한은 다음 수학식 4와 같이 주어질 수 있다.

수학식 4

[0046] $$f_{ULBC}^{LB} = N_s + C^{1/2}$$

[0047] 여기서, C는 변조 집합 크기로서, 예컨대 QPSK에 대하여 4이며, N_s는 Babai 포인트를 얻기 위해 방문된 노드들의 개수를 나타낸다.

[0048] 도 2c는 최악의 경우인 복잡도 상의 상한을 나타낸 것으로서, Babai 포인트가 종래의 QRD-M 알고리즘에 의해 얻어지는 가장 먼 점보다 수신된 벡터로부터 더 멀리 있는 경우에 얻어진다. 따라서 방문된 노드들의 개수 상의 상한은 다음 수학식 5와 같이 주어진다.

수학식 5

[0049] $$f_{ULBC}^{UB} = f_{QRD-M} + N_s$$

[0050] 여기서, f_{QRD-M}은 종래의 QRD-M 알고리즘에 의해 방문되는 노드들의 개수를 나타낸다.

[0051] 이하에서는 도 3 내지 5를 참조하여 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘의 성능을 SD 알고리즘 및 종래의 QRD-M 알고리즘의 성능과 비교하여 설명한다.

[0052] 도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 4개의 송신 안테나가 사용될 경우의 전송 프레임 구조를 도시한 것이다. 도 3에서 서로 다른 안테나의 파일럿들은 서로 직교하며, 2번째 및 6번째 OFDM 심볼 내에 삽입된다. 파일럿 위치에서 ZF 알고리즘에 의해 채널이 평가된 후, 시간 및 주파수 도메인 모두 내에서 보간(interpolation)을 수행함으로써 데이터 위치에서 채널 계수가 평가된다. 본 프레임 구조는, 파일럿 밀도를 조작함으로써 임의 개수의 전송 안테나에 대하여 사용될 수 있다.

[0053] 도 4는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘의 PER 성능을 SD 알고리즘 및 종래의 QRD-M 알고리즘의 성능과 비교한 것이다. 도 4에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘은 종래의 QRD-M 알고리즘과 동일한 성능을 보인다. 이것은 본 발명에 따른 다중 안테나 시스템의 ULBC QRD-M 알고리즘이 종래의 QRD-M 알고리즘에 의해 얻어지는 해로부터 벗어나지 않는다는 것을 의미한다.

[0054] 목표 PER 10^{-2}에서, SD는 종래의 QRD-M 알고리즘 및 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘 어느 것보다 SNR에서 약 1dB만큼 더 뛰어난 성능을 보인다. 여기서, 16 QAM에 대하여 $q=C^{1/2}=4$이며, $M=[q, q^2, q^3, \cdots, q^n]$이다.

[0055] 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 사용되는 ULBC QRD-M 알고리즘의 평균 복잡도를 나타내는 것으로서, 도 5에 도시된 바와 같이, SD 알고리즘은 최고의 평균 복잡도를 달성하는 반면에, 기존의 QRD-M 알고리즘은 고정되지만 상당히 높은 복잡도를 갖는다. 이에 비하여, 본 발명에서 제안하

고 있는 ULBC QRD-M 알고리즘은, 단지 기존 QRD-M 알고리즘의 예상 연산 요구량의 26%만을 가지고 동일한 성능을 달성한다. 더구나, 본 발명에서 제안된 ULBC QRD-M 알고리즘의 가장 중요한 이점은, 낮은 평균 복잡도를 갖는다는 점뿐만 아니라, 수학식 5에 의해 정의되는 바와 같이 복잡도의 상한이 제한된다는 점이다. ULBC QRD-M 알고리즘의 낮은 평균 복잡도는, Babai 포인트보다 큰 누적 매트릭스를 갖는 모든 브랜치들을 제거하기 때문에 가능하다.

[0056] 이상에서 상세히 살펴본 바와 같이, 본 발명의 일실시예에 따른 다중 안테나 시스템의 신호 검출 방법은 상한 및 하한이 제한되는 QRD-M 알고리즘을 사용한다. 본 발명에 따른 다중 안테나 시스템의 QRD-M 알고리즘은 종래의 QRD-M 알고리즘과 동일한 성능을 보여주면서, 예상 연산 복잡도를 74%만큼 감소시킨다. 따라서 본 발명의 일실시예에 따른 다중 안테나 시스템의 QRD-M 알고리즘은 실질적인 애플리케이션에 대하여 SD 알고리즘 및 종래의 QRD-M 알고리즘의 대체 알고리즘으로 사용됨이 바람직하다.

[0057] 이상 설명한 본 발명은 본 발명이 속한 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의하여 다양한 변형이나 응용이 가능하며, 본 발명에 따른 기술적 사상의 범위는 아래의 특허청구범위에 의하여 정해져야 할 것이다.

도면의 간단한 설명

[0058] 도 1은 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 사용되는 QRD-M 알고리즘의 흐름도.

[0059] 도 2는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 사용되는 QRD-M 알고리즘의 연산 복잡도를 나타내는 도면.

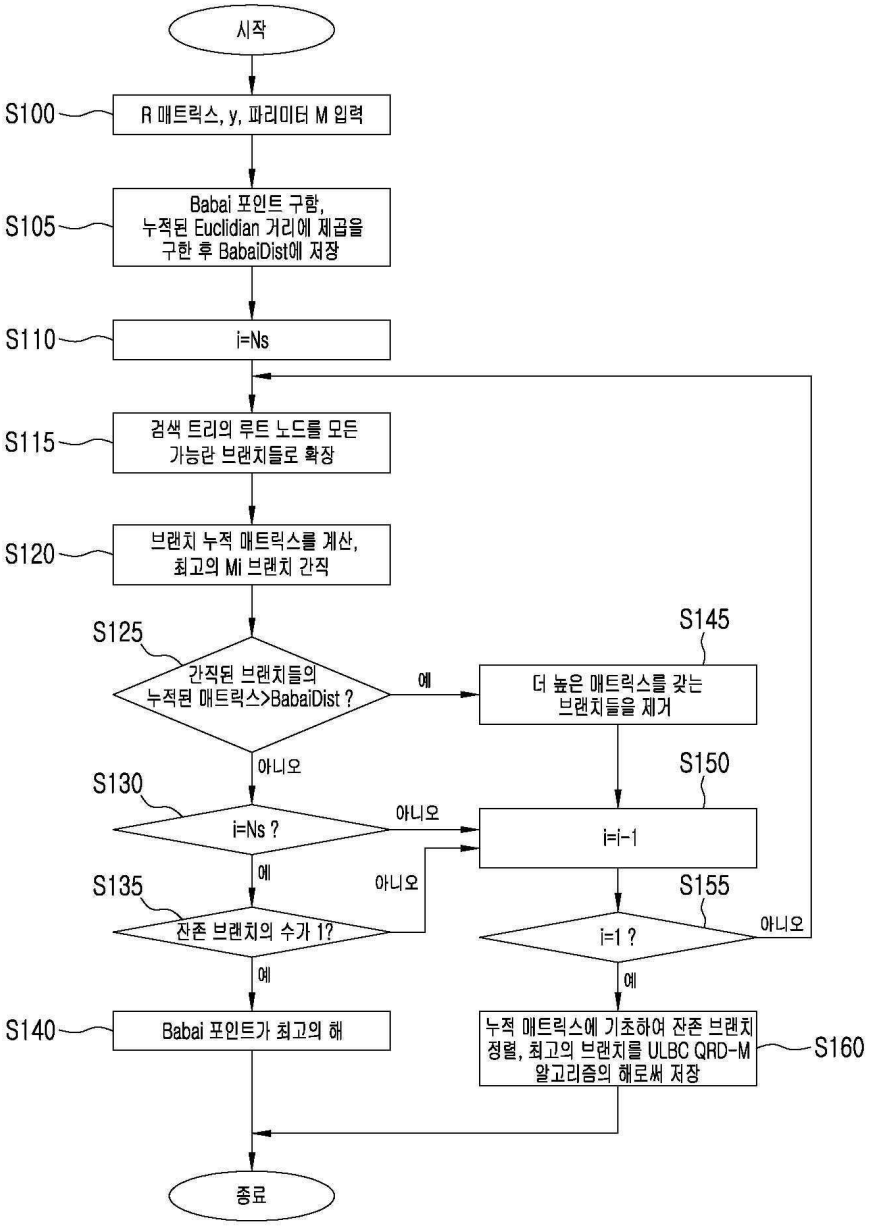
[0060] 도 3은 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 4개의 송신 안테나가 사용될 경우의 전송 프레임 구조.

[0061] 도 4는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 사용되는 QRD-M 알고리즘의 성능을 나타낸 도면.

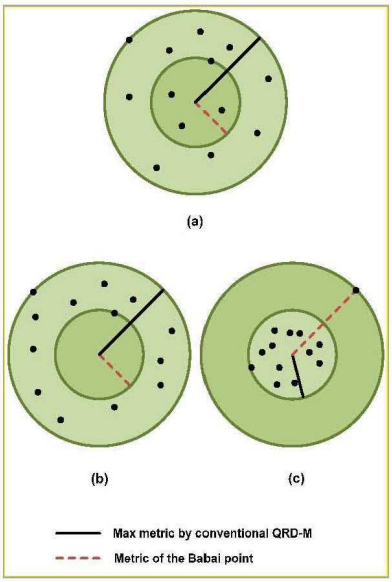
[0062] 도 5는 본 발명의 일실시예에 따른 공간 다중화 방식의 다중 안테나 시스템에서 사용되는 QRD-M 알고리즘의 평균 복잡도를 나타낸 도면.

도면

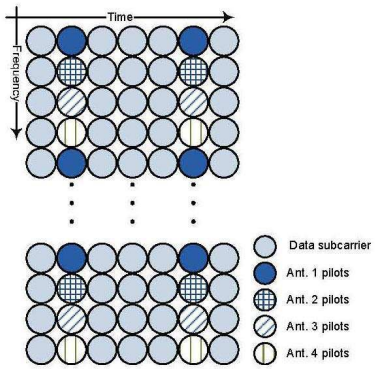
도면1


시작
S100
R 매트릭스, y, 파리미터 M 입력
S105
Babai 포인트 구함,
누적된 Euclidian 거리에 제곱을
구한 후 BabaiDist에 저장
S110
i=Ns
S115
검색 트리의 루트 노드를 모든
가능란 브랜치들로 확장
S120
브랜치 누적 매트릭스를 계산,
최고의 Mi 브랜치 간직
S125
간직된 브랜치들의
누적된 매트릭스>BabaiDist ?
예
S145
더 높은 매트릭스를 갖는
브랜치들을 제거
아니오
S130
i=Ns ?
아니오
S150
i=i-1
예
S135
잔존 브랜치의 수가 1?
아니오
S155
i=1 ?
아니오
예
S140
Babai 포인트가 최고의 해
누적 매트릭스에 기초하여 잔존 브랜치
정렬, 최고의 브랜치를 ULBC QRD-M
알고리즘의 해로써 저장
S160
종료

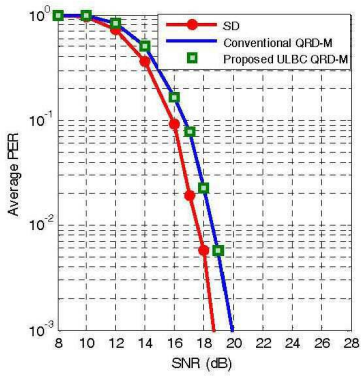
도면2


(a)
(b)
(c)
Max metric by conventional QRD-M
Metric of the Babai point

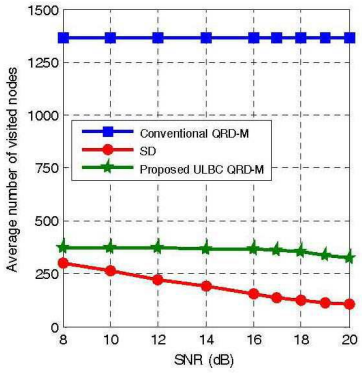
도면3


Time
Frequency
Data subcarrier
Ant. 1 pilots
Ant. 2 pilots
Ant. 3 pilots
Ant. 4 pilots

도면4


SD
Conventional QRD-M
Proposed ULBC QRD-M
Average PER
SNR (dB)

도면5


1500
1250
1000
750
500
250
0
8
10
12
14
16
18
20
Average number of visited nodes
SNR (dB)
Conventional QRD-M
SD
Proposed ULBC QRD-M