



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2011-0092404
(43) 공개일자 2011년08월18일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-0011794

(22) 출원일자 2010년02월09일

심사청구일자 2010년02월09일

(71) 출원인

고려대학교 산학협력단

서울 성북구 안암동5가 1

(72) 발명자

심병호

서울특별시 용산구 도원동 삼성래미안아파트 113동 1201호

이재석

서울특별시 성북구 안암동5가 134-29 인하우스원룸 406호

(74) 대리인

김정훈, 이권주

전체 청구항 수 : 총 10 항

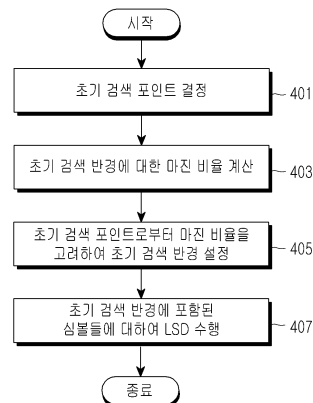
(54) 이동통신시스템에서 리스트 스피어 디코딩을 위한 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 이동통신시스템에 관한 것으로, 특히, 이동통신시스템에서 수신기의 복잡도가 감소된 리스트 스피어 디코딩(List Sphere Decoding : LSD)을 위한 방법 및 장치에 관한 것이다.

또한 본 발명에 따른 이동통신시스템에서 수신기의 리스트 스피어 디코딩(LSD)을 위한 방법은, 송신기로부터 입력된 심볼 벡터 집합의 비용함수에 근거하여 제1 포인트 및 초기 검색 반경의 마진 비율을 계산한 후, 상기 계산된 마진 비율을 고려하여 상기 초기 검색 반경을 설정하는 과정과, 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 과정을 포함한다.

대표도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

이동통신시스템에서 수신기의 리스트 스피어 디코딩(LSD)을 위한 장치에 있어서,

송신기로부터 수신된 심볼 벡터 집합에 대하여 로그-가능성 비(LLR)를 계산하는 LLR 계산기와,

상기 심볼 벡터 집합의 비용함수에 근거하여 제1 포인트 및 초기 검색 반경의 마진 비율을 계산하고, 상기 계산된 마진 비율을 이용하여 상기 초기 검색 반경을 설정한 후, 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 디코더를 포함하는 LSD를 위한 장치.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 디코더는,

상기 심볼 벡터 집합에 포함된 각각의 심볼 벡터의 비용함수를 계산하고, 상기 계산된 비용함수들 중 가장 낮은 비용함수에 해당하는 심볼 벡터를 상기 제1 포인트로 결정함을 특징으로 하는 LSD를 위한 장치.

청구항 3

제 2 항에 있어서, 상기 디코더는,

$J(s_i) = \|y - Hs_i\|^2$ 를 이용하여 상기 비용함수를 계산하며,

상기 $J(s_i)$ 는 상기 비용함수이고, 상기 y 는 상기 수신기에서의 복소 벡터의 실수 값이고, 상기 H 는 채널 행렬이고, s_i 는 i 번째 심볼 벡터임을 특징으로 하는 LSD를 위한 장치.

청구항 4

제 1 항에 있어서, 상기 디코더는,

$r_t \leq \frac{c}{2^{(f/2)}} \exp\left(\frac{t^*}{2}\right)$ 를 이용하여 상기 마진 비율을 계산하며,

$$c = \frac{(\nu + 2\lambda)}{(\nu + \lambda)}$$

상기 r_t 는 상기 마진 비율이고, t^* 는 상기 제1 포인트의 비용함수이고, 상기 c 는 $\frac{(\nu + 2\lambda)}{(\nu + \lambda)}$ 이고, 상기

$f = \frac{(\nu + \lambda)^2}{(\nu + 2\lambda)}$ 이며, λ 는 비중심적 카이-제곱 분포 상수이고, ν 는 비중심적 카이-제곱 분포의 자유도임을 특징으로 하는 LSD를 위한 장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서, 상기 디코더는,

$r_0 \leq J(s^*) - 2\sigma^2 \ln r_t$ 를 이용하여 상기 초기 검색 반경을 계산하며,

상기 r_0 는 상기 초기 검색 반경이고, 상기 $J(s^*)$ 는 상기 제1 포인트의 비용 함수이고, 상기 r_t 는 상기 마진 비율을 특징으로 하는 LSD를 위한 장치.

청구항 6

이동통신시스템에서 수신기의 리스트 스피어 디코딩(LSD)을 위한 방법에 있어서,

송신기로부터 입력된 심볼 벡터 집합의 비용함수에 근거하여 제1 포인트 및 초기 검색 반경의 마진 비율을 계산하고, 상기 계산된 마진 비율을 이용하여 상기 초기 검색 반경을 설정하는 과정과,

상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 과정을 포함하는 LSD를 위한 방법.

청구항 7

제 6 항에 있어서, 상기 초기 검색 반경을 설정하는 과정은,

상기 심볼 벡터 집합에 포함된 각각의 심볼 벡터의 비용함수를 계산하고, 상기 계산된 비용함수들 중 가장 낮은 비용함수에 해당하는 심볼 벡터를 상기 제1 포인트로 결정하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 LSD를 위한 방법.

청구항 8

제 7 항에 있어서, 상기 비용함수는,

$$J(s_i) = \|y - Hs_i\|^2$$

로부터 계산되며,

상기 $J(s_i)$ 는 상기 비용함수이고, 상기 y 는 상기 수신기에서의 복소 벡터의 실수 값이고, 상기 H 는 채널 행렬이고, s_i 는 i 번째 심볼 벡터임을 특징으로 하는 LSD를 위한 방법.

청구항 9

제 6 항에 있어서, 상기 마진 비율은,

$$r_t \leq \frac{c}{2^{(f/2)}} \exp\left(\frac{t^*}{2}\right)$$

로부터 계산되며,

$$c = \frac{(\nu + 2\lambda)}{(\nu + \lambda)}$$

상기 r_t 는 상기 마진 비율이고, t^* 는 상기 제1 포인트의 비용함수이고, 상기 c 이고, 상기

$$f = \frac{(\nu + \lambda)^2}{(\nu + 2\lambda)}$$

이며, λ 는 비중심적 카이-제곱 분포 상수이고, ν 는 비중심적 카이-제곱 분포의 자유도임을 특징으로 하는 LSD를 위한 방법.

청구항 10

제 6 항에 있어서, 상기 초기 검색 반경은,

$$r_0 \leq J(s^*) - 2\sigma^2 \ln r_t$$

로부터 설정되며,

상기 r_0 는 상기 초기 검색 반경이고, 상기 $J(s^*)$ 는 상기 제1 포인트의 비용 함수이고, 상기 r_t 는 상기 마진 비율을 특징으로 하는 LSD를 위한 방법.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 이동통신시스템에 관한 것으로, 특히 이동통신시스템에서 수신기의 복잡도가 감소된 리스트 스피어 디코딩(List Sphere Decoding : LSD)을 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output : MIMO)을 이용하는 MIMO 통신시스템은, 데이터를 전송하기 위하여 다중 전송 안테나 및 다중 수신 안테나를 이용하여, 통신 용량 및 수신기 성능을 증대시킬 수 있다. 그러나, MIMO 통신시스템에서는 각각의 레이어(Layer) 사이에 간섭이 존재하고 채널 행렬이 랜덤 페이딩(Random fading)한 특성이 있기 때문에, 신호 검출시 문제가 발생할 수 있다.

[0003] 특히, 상기 MIMO 통신시스템에서의 소프트 디코딩(soft decoding)을 구현할 시, SM(Spatial Multiplexing)방식, ZF(Zero-Forcing)방식 또는 MMSE(Minimum Mean Square Error Bit) 방식이 사용될 경우, 채널 행렬의 특성으로 인해 성능이 열화될 수 있다. 반대로, 격자 코드(lattice code) 검출방식을 사용할 경우 더 우수한 성능을 얻을 수는 있지만, 변조 레벨이나 송신 안테나 수의 증가에 따라 복잡도가 기하급수적으로 증가하는 문제점이 있다.

[0004] 상기 문제점들을 개선하기 위해, MIMO 통신시스템에서 새로운 신호 검출 기술들이 제안되어 왔다. 이중 널리 이용되는 방식은 LSD(List Sphere Decoding)방식이다. 상기 LSD 방식은 기존 격자 코드 검출방식의 복잡도를 낮추고, 리스트의 크기에 따른 성능을 가진다. 그러나, 리스트의 크기가 항상 고정되어있다는 점에서, 상기 LSD 방식의 복잡도 역시 개선될 여지가 있다. 즉, 상기 LSD 방식의 복잡도는 리스트의 크기, 심볼을 검색하기 위한 초기 검색 레디움(Initial Searching Radium) 및 초기 검색 포인트(Initial Searching Point)에 따라 결정된다. 이는 심볼의 검색 과정이 매우 다양하다는 것과 실질적인 하드웨어 디자인을 구현한다는 것이 곤란하다는 것을 나타낸다. 이에 따라 상기 심볼의 검색 과정을 일정하게 하고 하드웨어 디자인을 쉽게 하기 위해서는 다른 형태의 LSD가 요구된다.

[0005] 따라서, MIMO 통신시스템에서 기존 LSD의 성능과 근접하면서 수신기의 복잡도를 낮출 수 있는 최적의 LSD 방식이 요구된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은 MIMO 통신시스템에서 신호 검출 시 이용될 수 있는 최적의 LSD를 위한 장치 및 방법을 제공한다.

[0007] 또한 본 발명은 MIMO 통신시스템에서 높은 성능과 낮은 복잡도를 가지는 LSD를 위한 장치 및 방법을 제공한다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명에 따른 이동통신시스템에서 수신기의 리스트 스피어 디코딩(LSD)을 위한 장치는, 송신기로부터 수신된 심볼 벡터 집합에 대하여 로그-가능성 비(LLR)를 계산하는 LLR 계산기와, 상기 심볼 벡터 집합의 비용함수에 근거하여 제1 포인트 및 초기 검색 반경의 마진 비율을 계산하고, 상기 계산된 마진 비율을 이용하여 상기 초기 검색 반경을 설정한 후, 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 디코더를 포

함한다.

[0009] 또한 본 발명에 따른 이동통신시스템에서 수신기의 리스트 스피어 디코딩(LSD)을 위한 방법은, 송신기로부터 입력된 심볼 벡터 집합의 비용함수에 근거하여 제1 포인트 및 초기 검색 반경의 마진 비율을 계산하고, 상기 계산된 마진 비율을 이용하여 상기 초기 검색 반경을 설정하는 과정과, 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 과정을 포함한다.

발명의 효과

[0010] 본 발명은 MIMO 통신시스템의 수신기에서 LSD를 이용하여 디코딩함으로써, 기존의 LSD의 성능과 근접하면서 수신기의 복잡도를 낮출 수 있다.

[0011] 한편 그 외의 다양한 효과는 후술될 본 발명의 실시 예에 따른 상세한 설명에서 직접적 또는 암시적으로 개시될 것이다.

도면의 간단한 설명

[0012] 도 1은 본 발명이 적용되는 이동통신시스템을 나타낸 도면,
 도 2는 본 발명이 적용되는 이동통신시스템에서의 송신기(101)의 일 예를 나타낸 도면,
 도 3은 본 발명이 적용되는 이동통신시스템에서의 수신기(226)의 일 예를 나타낸 도면,
 도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 검출기(237)에서 LSD를 수행하기 위한 과정을 나타낸 도면,
 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 이동통신시스템에서의 성능과 복잡도를 나타낸 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다.

[0014] 본 발명의 주요한 요지는 수신기에서 송신기로부터 수신된 신호와 마진 비율을 고려하여 초기 검색 반경을 설정한 후, 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행하는 것이다.

[0015] 이를 위해 후술 될 본 발명의 이동통신시스템에서 LSD를 위한 방법 및 장치에 대해 구체적으로 살펴보도록 한다.

[0016] 도 1은 본 발명이 적용되는 이동통신시스템으로, 다중 액세스 포인트들(Access Point : AP)(10a 내지 10c) 및 다중 단말들(20)을 가진 이동통신시스템(1)을 보이고 있다.

[0017] 도 1을 참조하면, AP(10a 내지 10c)는 기지국으로 단말들(20) 통신한다. 상기 각각의 AP(10a 내지 10c)는 특정 셀(2a 내지 2c)에 대한 통신 커버리지를 제공한다. 그리고 시스템 용량을 개선하기 위하여, 액세스 터미널 커버리지 영역은 작은 다중 영역들, 예컨대 3개의 섹터화된 셀들(4a, 4b, 4c)로 분할될 수 있다. 상기 각각의 섹터화된 셀들(4a, 4b, 4c)은 각각의 베이스 트랜시버 서브시스템(Base Transceiver subSystem : BTS)에 의하여 서비스된다. 상기 섹터화된 셀(4a, 4b, 4c)에 대한 AP들 (10a 내지 10c) 은 전형적으로 공동으로 배치된다. 여기에 기술된 시그널링 전송 기술들은 섹터화된 셀들을 가진 시스템 뿐만아니라 비섹터화된 셀들을 가진 시스템에 대하여 사용될 수 있다.

[0018] 단말들(20)은 무선 장치, 셀룰라 전화, 개인휴대단말(PDA), 무선 모뎀 카드 등일 수 있으며, 임의의 주어진 시간에 순방향 및 역방향 링크들을 통해 0, 1 또는 다중 AP들(10a 내지 10c)과 통신할 수 있다.

[0019] 그리고 중앙집중 아키텍처에 대하여, 시스템 제어기(30)는 AP들(10a 내지 10c)에 접속되며, 상기 AP들(10a 내지 10c)을 제어한다. 상기 시스템 제어기(30)는 단일 네트워크 엔티티 또는 네트워크 엔티티들의 집합일 수 있다. 분산형 아키텍처에 대하여, AP들(10a 내지 10c)은 필요에 따라 서로 통신할 수 있다.

[0020] 도 2는 본 발명이 적용되는 이동통신시스템에서의 송신기(101)의 일 예를 보이고 있다.

- [0021] 도 2를 참조하면, 비트들(202)은 레이트 예측 알고리즘(212)에 의하여 지정된 패킷 포맷(Packet Format : PF)(208, 210)에 따라 인코더(204)를 통해 인코딩되고, 매핑기(206)를 통해 심볼 매핑된다. 그리고 매핑된 심볼들은 디멀티플렉서(214)를 통해 M 스트림들(216) 또는 계층들로 역다중화되며, 여기서 M(228)은 5-비트 CQI(224)외에 5m-sec마다 수신기(226) 피드백에 의하여 지정된 2-비트 정수일 수 있다. M 스트림(216)은 공간 매핑기(218)을 통해 변조기들(220) 및 안테나들(222)에 공간적으로 매핑된다.
- [0022] 도 3은 본 발명이 적용되는 이동통신시스템에서의 수신기(226)의 일 예를 보이고 있다.
- [0023] 도 3을 참조하면, 다중 안테나들(232)은 에어(air)를 통해 송신기(101)로부터 전송된 신호를 수신한다. 각각의 안테나(232)들의 출력은 복조기(233)를 통해 복조되어 등화기(234)에 입력된다. 상기 등화기(234)는 각각 톤 단위로 구현될 수 있으며, 각각의 톤에 대하여 다중 수신된 신호들을 M 심볼들(236)로 처리한다. 그리고 등화기(234)는 CQI(Channel Quality Indicator) 및 랭크 계산(231)을 가능하게 하는 정보를 생성할 수 있다. 또한 상기 M 심볼들(236)은 디멀티플렉서(235)를 통해 역다중화되며, 검출기(237)를 통해 역 다중화된 M 심볼들 각각에 대한 로그-가능성 비(Log-Likelihood ratio : LLR)가 계산되어 디코딩된 비트들(239)이 출력된다. 여기서, 상기 검출기(237)는 도 3에 도시하지 않았으나 LLR을 계산하는 LLR 계산기 및 LSD를 수행하는 디코더를 포함한다.
- [0024] 여기서, 상기 검출기(237)가 소프트 디코딩을 수행하는 경우, 상기 소프트 디코딩 결과는 경판정 기준(hard decision criteria)과 비교할 때에 개선된 비트 에러율(Bit Error Rate : BER) 성능을 나타낼 수 있다. 이에 따라, 본 발명에서 개선된 BER 성능을 나타내기 위하여, 상기 검출기(237)에서는 상기 소프트 디코딩을 수행한다. 그리고 상기 설명한 바와 같이 상기 검출기(237)에서 디코딩을 하기 위해, 각 비트의 LLR이 요구된다. 따라서, 검출기(237)은 일정한 심볼 벡터 집합으로부터 LLR을 계산한다. 일반적으로는 LLR 계산에 필요한 심볼의 수가 늘어날수록 그 신뢰성은 증가한다. 그러나 MIMO 통신시스템의 연산 복잡도는 고차 변조(High Order Modulation : HOM) 또는 다수의 안테나로 인해 크게 증가한다. 이러한 복잡도를 해결하기 위해, 검출기(237)는 모든 가능한 심볼을 갖는 집합의 부분집합을 이용하여 LSD를 수행하여야 한다. 이에 따라 본 발명에서는 검출기(237)에서 모든 가능한 심볼을 갖는 집합의 일부를 결정하는 방법에 대하여 제안한다.
- [0025] 이하에서는, 수신기의 검출기(237)를 통해 일반적으로 LSD를 수행하는 방법을 설명 한 후, 본 발명의 실시 예에 따라 LSD를 수행하는 방법에 대하여 설명하기로 한다.
- [0026] MIMO 통신시스템은 아래 <수학식 1>을 이용하여 나타낼 수 있다.

수학식 1

[0027]
$$y_c = H_c s_c + n_c$$

- [0028] 상기 <수학식 1>에서 H_c 는 관찰자에게 알려진 $M \times M$ 복소 MIMO 채널이다. 그리고 상기 도 2에서 설명한 바와 같이, 이진 신호 비트는 부호화율(code rate) R로 코딩되고 이진 시퀀스 x로 인터리빙되며, 상기 x는 변조 함수 f에 의해 심볼 시퀀스와 맵핑되어 $s_c = [s_1, \dots, s_M]^T$ 를 발생시킨다. 즉, 상기 s_c 는 송신기에서의 송신 심볼 벡터이다. 여기서, $s_i = f(x) = f([x_1, x_2, \dots, x_{M_c}])$ 이고, 심볼 그룹은 2^{M_c} 개의 심볼로 구성된다. 따라서, 전체 2^{MM} 개의 송신 심볼 벡터가 있다. 또한 상기 <수학식 1>에서 y_c 는 수신기에서의 복소 벡터이며, n_c 는 수신기에서의 잡음 벡터이다.

- [0029] 상기 검출기(237)는 일반적으로 상기 <수학식 1>에서의 y_c 즉, 모든 가능한 심볼을 갖는 집합을 이용하여 LLR을 계산한다. 즉, 검출기(237)를 통해 LSD를 수행하기 이전에, 검출기(237)는 상기 <수학식 1>에서의 y_c 를 실수 값(y)으로 변경한다. 여기서 실수 성분과 허수 성분은 분리된다. 그리고 검출기(237)는 상기 y에서의 LLR을 아래 <수학식 2>와 같이 나타낸다.

수학식 2

$$L_D(x_k|y) = \ln \frac{P(x_{k+}|y)}{P(x_{k-}|y)}$$

[0030]

[0031] 여기서, x_{k+} 및 x_{k-} 는 각각 시퀀스 x 의 k 번째 비트가 +1과 -1인 경우를 표시한다. x_k 가 i.i.d.(independent and identical distribution)로 가정되면, <수학식 2>를 아래 <수학식 3>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

$$L_D(x_k|y) = \ln \frac{P(x_{k+})}{P(x_{k-})} + \ln \frac{\sum_{x_{k+}} P(y|x_{k+})P(x_{\bar{k}})}{\sum_{x_{k-}} P(y|x_{k-})P(x_{\bar{k}})}$$

[0032]

$$P(x_k) = \frac{e^{\frac{x_k L_A(x_k)}{2}}}{e^{\frac{L_A(x_k)}{2}} + e^{\frac{-L_A(x_k)}{2}}}$$

[0033]

상기 <수학식 3>에서 $x_{\bar{k}}$ 는 $[x_1, x_2, \dots, x_{k-1}, x_{k+1}, \dots, x_{M_c}]$ 이며, 는 각 비트의 확률 질량 함수(probability mass function : pmf)이다. 그리고 상기 <수학식 3>의 우측의 제 1 항과 제 2 항은 각각 LLR의 우선적인 성분과 외부적인 성분이다. 상기 각 항은 일반적으로 $L_A(x_k)$ 와 $L_E(x_k)$ 로 지칭된다. 또한 상

기 $P(x_k)$ 가 초기에 동일한 것으로 $(P(x_{k+}) = P(x_{k-}) = \frac{1}{2})$ 가정되는 때에, $L_A(x_k) = 0$ 이다. 하지만, 외부 디코더가 이 출력을 우선적인 성분로서 MIMO 통신시스템에 피드백하는 경우, pmf는 동일하지 않게 되며 $(P(x_{k+}) \neq P(x_{k-}))$, 이후 $L_A(x_k) \neq 0$ 이다.

[0034]

한편, 가우시안 잡음 가정에서, 상기 <수학식 3>의 $P(y|x_k)$ 는 아래 <수학식 4>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

$$P(y|x_k) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_k}\|^2}{2\sigma^2}\right)$$

[0035]

[0036] 상기 <수학식 4>에서 s_{x_k} 는 k 번째 비트가 x_k 인 시퀀스 x 로부터 맵핑된 심볼이다.

[0037]

이후, 검출기(237)는 상기 <수학식 3> 및 <수학식 4>로부터 계산된 LLR을 이용하여 아래 <수학식 5>와 같이 LSD를 이용한 소프트 출력을 생성할 수 있다.

수학식 5

$$L_E(x_k) = \ln \frac{\sum_{x_{k+}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k+}}\|^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{2} X \frac{T}{k} L_{A,\bar{k}}\right)}{\sum_{x_{k-}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k-}}\|^2}{2\sigma^2} + \frac{1}{2} X \frac{T}{k} L_{A,\bar{k}}\right)}$$

[0038]

[0039] 상기 <수학식 5>에서 $L_{A,\bar{k}}$ 는 k번째 LLR을 제외한 우선적인 LLR의 시퀀스이다.

[0040] 상기 <수학식 5>에서와 같이 많은 심볼 $s_{x_{k+}}$ 및 $s_{x_{k-}}$ 을 취할수록, 반복적인 디코더의 성능을 높일 수 있다. 하지만, MIMO 통신시스템에서 채널 행렬이 더 크거나 HOM이 이용되는 때에, 모든 가능한 심볼의 개수 (2^{MM})는 기하급수적으로 증가한다. 결과적으로 검출기(237)에서 상기 <수학식 5>를 이용하여 LSD를 수행하면 연산 복잡도가 높아진다.

[0041] 이러한 문제를 해결하기 위해 검출기(237)에서 2^{MM} 개의 모든 가능한 심볼 중 일부만을 이용하여 <수학식 5>를 연산하는 방안이 있다. 여기서, 리스트 $\mathcal{L}$ 을 가능한 모든 심볼 중 부분집합으로 지칭한다. 상기 $\mathcal{L}$ 은 ML솔루션

과 낮은 메트릭 $\|y - Hs\|^2$ 를 가지는 심볼들을 높은 확률로 포함하도록 획득한다. 여기서, 검출기(237)는 상기 심볼을 검색하기 이전에, 리스트 크기 또는 심볼 개수(N_{cand})를 결정하여야 한다. 상기 $\mathcal{L}$ 를 획득하기 위해 LSD를 이용하며, 상기 LSD를 이용하는 방법은 종래 SD를 이용하는 방법에 약간의 수정이 가해진 것이다.

[0042] 먼저, SD를 위해 실수값 채널 행렬 H의 QR 분할은 $H=QR$ 이며, 여기서 Q와 R은 각각 유니터리 및 상위 삼각 행렬이다. 이후, 초기 조건은 아래 <수학식 6>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 6

[0043]
$$\|\tilde{y} - Rs\|^2 \leq R_0$$

[0044] 여기서, 초기 반경 $R_0 = \infty$ 이고, $\tilde{y} = Q^T y$ 이다. $\mathcal{L}$ 의 포인트 수가 미리 정해진 심볼 개수(N_{cand})로 증가할 때까지 바바이 포인트(Babai point)를 포함한 모든 검색된 심볼들이 리스트에 추가된다.

[0045] 그리고 LSD에서 노드들을 통과하는 동안에, 심볼을 검색하는 방식은 전형적인 SD와 동일하다. 하지만, LSD에서 심볼의 검색 반경은 SD 알고리즘의 갱신 조건뿐만 아니라 현재의 리스트 크기에 의해 제어된다. 검출기(237)는 만약 $\mathcal{L}$ 가 충분히 채워지지 않은 경우에, 심볼의 검색 반경을 갱신하지 않지만 현재의 지점에 해당하는 심볼을 $\mathcal{L}$ 에 추가한다. 그리고 검출기(237)는 $\mathcal{L}$ 가 충분히 채워진 경우에, $\mathcal{L}$ 의 최대 거리 메트릭 d_0 과 현재 검색 지점의 거리 메트릭 d 을 비교한 후, 상기 비교결과 $d < d_0$ 인 경우에, 현재의 검색 지점으로 $\mathcal{L}$ 에서 d_0 를 갖는 원래 지점을 대체한다. 상기 검출기(237)는 대체가 발생한 때에, $\mathcal{L}$ 의 다른 지점의 거리 메트릭과 d 를 비교하고, 최대 거리 메트릭에 의해 새로운 검색 반경을 갱신한다.

[0046] 상기 검출기(237)에서 상기 심볼의 검색 과정이 수행된 이후에, 상기 <수학식 5>는 아래의 <수학식 7>과 같이 변환된다.

수학식 7

[0047]
$$L_E(x_k) \approx \ln \frac{\sum_{x_{k+}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k+}}\|^2}{2\sigma^2}\right)}{\sum_{x_{k-}} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{\|y - Hs_{x_{k-}}\|^2}{2\sigma^2}\right)}$$

[0048] 여기서, <수학식 7>은 외부 반복 이전의 첫번째 출력이므로, prior information은 즉 상기 <수학식 5>의

$L_{A,\bar{K}}(x_k)$ 요소는 제로가 된다. 만일 $\{x_{k+}, x_{k+} \in \ell\} = \emptyset$ 또는 $\{x_{k-}, x_{k-} \in \ell\} = \emptyset$ 인 경우, 상기 <수학식 7>의 분자 또는 분모 각각에 매우 작은 수를 할당한다.

[0049] 또한 검출기(237)에서 LSD의 성능은 N_{cand} 에 의해 결정된다. 이에 큰 N_{cand} 는 $\mathcal{L}$ 에서 높은 확률의 작은 거리 메트릭 $\|y - Hs\|^2$ 을 갖는 많은 인수를 포함하게 하며, 이는 LLR의 신뢰성 증가를 가져온다. 그러나 복잡도의 측면에서는, 따라서, N_{cand} 가 클수록 복잡도 역시 크게 증가한다. 그러므로 사용자는 리스트의 적당한 크기를 결정해야 하며, 일반적으로 $1 \leq N_{\text{cand}} \ll 2^{MM_c}$ 로 설정된다.

[0050] 따라서 상기 검출기(237)는 종래 <수학식 5>를 연산하는 대신에, <수학식 7>을 이용하여 LSD를 수행함으로써 복잡도를 감소시킬 수 있다. 하지만, <수학식 7>에서 N_{cand} 가 고정되어 있기 때문에, 신호대잡음비(SNR) 등의 조건이 크게 주어져 모든 N_{cand} 개의 심볼이 필요 없는 경우, 상기 검출기(237)에서는 <수학식 7>을 이용하는 경우에도 여전히 많은 개수의 심볼에 대하여 LSD를 수행하게 된다.

[0051] 이에 따라 본 발명에서는 전체 LLR에 영향을 적게 미치는 범위 내에서 상기 <수학식 7>의 분자와 분모 모두에서 비교적 낮은 이동 확률을 갖는 심볼을 제거하는 방법을 제안한다. 본 발명에서 제안하는 방법으로 리스트 크기의 $N \leq N_{\text{cand}}$ 로의 감소를 예상할 수 있으며, 이는 직접적으로 종래보다 적게 방문될 노드 개수를 가져온다.

[0052] 이를 위해 본 발명의 실시 예에서는 다음과 같이 LSD를 수행하기 위한 초기 검색 반경(radius)(r_0)을 최적으로 설정한다.

[0053] 검출기(237)에서 LLR을 계산하기 이전의 심볼 벡터 $\ell = \{s^*, s_2, \dots, s_N\}$ 로 채워진 리스트를 획득한다. 여기서 s_i 는 비용함수 $J(s_i) = \|y - Hs_i\|^2$ 에 기초하여 그 값이 작은 순서대로 정렬된다. 특히, $J(s_i) = \|y - Hs_i\|^2$ 이다. 즉, s^* 는 초기 검색 반경을 설정하기 위한 ML-솔루션(이하, 제1 포인트)이 될 수 있다. 상기 리스트 $\mathcal{L}$ 는 비교적 큰 $P(y|s_i)$ 를 갖는 심볼만을 포함하는데, $P(y|s_i)$ 는 아래의 <수학식 8>을 만족하는 것으로 가정된다.

수학식 8

[0054] $r_i P(y|s^*) \leq P(y|s_i)$

[0055] 상기 <수학식 8>에서 r_i 는 마진 비율(marginal ratio) ($0 < r_i \leq 1$)이며, $i=1, 2, \dots, N$ 이다. 상기 <수학식 8>로부터, 양호한 성능을 위해 많은 개수의 심볼이나 비교적 작은 r_i 가 요구된다. 반면에, 보다 높은 복잡도 이득을 위해 작은 수의 심볼이나 비교적 큰 r_i 가 요구된다. 이에 상기 <수학식 8>을 만족하는 심볼만을 검색하기 위해, r_i 에 의해 정의되는 초기 검색 반경을 설정하는 것이 필요하다. 상기 <수학식 4>의 가정을 이용하면, 상기 <수학식 8>은 아래의 <수학식 9>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

[0056] $J(s_i) \leq J(s^*) - 2\sigma^2 \ln r_i, i=1, 2, \dots, N$

[0057] 상기 <수학식 9>에서 N 은 r_t 와 $J(s^*)$ 에 대응하는 리스트 크기이다. 리스트의 모든 심볼이 상기 <수학식 9>를 만족하기 때문에, 초기 검색 반경 r_0 은 아래의 <수학식 10>과 같다.

수학식 10

[0058]
$$r_0 \leq J(s^*) - 2\sigma^2 \ln r_t$$

[0059] 상기 <수학식 10>에서 $r_0 < \infty$ 이다. 이에 따라, 본 발명의 실시 예에 따른 초기 검색 반경은 $r_0 < \infty$ 이고, 상기에서 설명한 종래 초기 검색 반경은 $R_0 = \infty$ 이므로, 본 발명의 실시 예에서 감소된 초기 반경에 따라 본 발명의 LSD는 $N(N \leq N_{cand})$ 개의 심볼을 검색할 수 있다. 또한 종래 LSD의 N_{cand} 가 심볼의 검색에서 고정되어 있지만, 본 발명의 실시 예에서는 LSD에서의 N 은 $J(s^*)$ 또는 r_t 로 인해 r_0 가 각 심볼의 검색에서 고정되어 있지 않다.

[0060] 여기서, 상기 <수학식 10>에서 r_t 는 다음과 같이 유도할 수 있다. 상기 설명한 바와 같이, 리스트 $\ell = \{s^*, s_2, \dots, s_N\}$ 의 심볼들은 비용 함수에 기초하여 정렬되는 것으로 가정된다. 이후 상기 <수학식 8>에 의해, $\min P(y | s_i) = P(y | s_N) \geq r_t P(y | s^*)$ 이며, 이는 아래 <수학식 11>을 생성할 수 있다.

수학식 11

[0061]
$$N r_t P(y | s^*) \leq \sum_{i=1}^N P(y | s_i)$$

[0062] $t_i = J(s_i) / \sigma^2$ 로 가정하면, 이후 상기 <수학식 11>은 아래의 <수학식 12>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 12

[0063]
$$r_t g(t^*) \leq \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(t_i)$$

[0064] 상기 <수학식 12>에서 $t^* = J(s^*) / \sigma^2$ 이고, $g(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{t}{2}), t \geq 0$ 이다. 그리고 <수학식 12>의 우측은 $g(t_i)$ 의 표본 평균이며, 이는 대략적으로 아래 <수학식 13>과 같다.

수학식 13

[0065]
$$\frac{1}{N} \sum_{i=1}^N g(t_i) \approx \sum_{i=1}^N P_G(g(t_i)) g(t_i) = \sum_{i=1}^N P_T(t_i) g(t_i)$$

[0066] 상기 <수학식 13>에서 $P_G(\cdot)$ 와 $P_T(\cdot)$ 는 각각 G 와 T 의 pmf이다. 그리고 t_i 는

$[t^* \quad t_N] = [J(s^*)/\sigma^2 \quad J(s_N)/\sigma^2]$ 에서 분포된다. 현재 범위에서, <수학식 13>은 대략적으로 아래 <수학식 14>와 같다.

수학식 14

$$\sum_{i=1}^N P_T(t_i)g(t_i) \approx \int_{t^*}^{t_N} f_T(t)g(t)dt$$

상기 <수학식 14>에서 $f_T(t)$ 는 T의 확률 밀도 함수(pdf)이다.

가우시안 잡음 가정하에서, $t_i = J(s_i) = \|y - Hs_i\|^2$ 는 $\lambda = \sum \left(\frac{\mu_j}{\sigma_j} \right)^2$ 에서 2M의 자유도(Degree of Freedom : DOF)를 갖는 비중심적 카이-제곱 분포(chi-square distribution) χ_{2M}^2 를 갖는다. 여기서, μ_j 는 $E[y - Hs_i] = E[Hs_i + n - Hs_i] \approx [Hs^* - Hs_i]$ 의 j번째 요소이며, n은 제로-평균 가우시안 잡음이며 s_i 는 s^* 로 근사화되는, 송신기에서 송신된 신호이다.

한편, 상기 검출기(237)는 상기 초기 검색 반경을 획득하기 이전에, 비중심적 카이-제곱 분포 상수

$\lambda = \sum \left(\frac{\mu_j}{\sigma_j} \right)^2$ 를 연산하는 것이 필요하다. $\mu = [\mu_1, \mu_2, \dots, \mu_{2M}]^T = E[Hs^* - Hs_i]$ 가 주로 비교정된 리스트 크기 N에 종속하기 때문에, 정확한 λ 를 획득하는 것은 쉽지 않다. 결과적으로, s^* 에 수개의 심볼을 랜덤으로 던짐으로써 랜덤 개수의 샘플($N' \leq N_{cand}$)을 획득하고 이러한 샘플이 리스트에 있거나 s^* 근처에 있는 것으로 기대하는 방식을 시도한다. 이후, s^* 와 이러한 샘플간의 거리 메트릭스의 평균값을 연산함으로써 $\mu = E[Hs^* - Hs_i]$ 를 추정하고 λ 를 획득한다.

상기 계산된 r_t 의 상한이 클 경우, 근본적으로 $0 < r_t \leq 1$ 인 것으로 가정되지만 $r_t > 1$ 인 경우가 발생할 수도 있다. 이는 J(s^*)가 클 경우, 특히 높은 SNR에서 발생할 수 있다. 이 경우에, 이전 송신에서 검색된 r_t 의 평균값을 사용한다. 하지만, 송신이 처음 발생된 경우에, $r_t = 1 - D$ 로 정의되며, 여기서 $0 < D < 1$ 는 사용자에게 의해 선택된다.

상기 r_t 를 계산하면서, 복소 비중심 카이-제곱 분포 항 $f_T(t)$ 을 적분하기보다는 <수학식 14>를 연산하기 위해 효율적인 근사화를 따른다. 파트나익(Patnaik)은 비중심 카이-제곱 분포가 $c x^2$ 로 근사화될 수 있음을 제안하였

다. C와 f는 ν 와 λ 로부터 획득되는데, 이들은 $c = \frac{(\nu+2\lambda)}{(\nu+\lambda)}$ 와 $f = \frac{(\nu+\lambda)^2}{(\nu+2\lambda)}$ 로서 제시된다. 여기서, 상기 ν

$$f_T(t) \approx \frac{c}{2^{(f/2)} \Gamma(\frac{f}{2})} t^{f-1} \exp\left(-\frac{t}{2}\right)$$

는 DOF이다. 이후, 이 된다. 이러한 파라미터와 근사화에 있어서, 상기 <수학식 14>의 적분항은 아래 <수학식 15>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 15

$$\frac{c}{2^{(f/2)} \Gamma(\frac{f}{2}) \sqrt{2\pi}} \int_{t^*}^{t_N} t^{\frac{f}{2}-1} \exp(-t) dt$$

[0073]

상기 <수학식 15>에서 $f_T(t)$ 의 적분보다 보다 단순하게 된다. $t \geq 0$ 이고 $e^t > 0$ 이기 때문에, <수학식 15>의 범위 t^* 부터 t_N 까지의 적분은 제로에서 무한대까지의 적분보다 작게 되며, 이는

$\int_{t^*}^{t_N} t^{\frac{f}{2}-1} \exp(-t) dt \leq \int_0^{\infty} t^{\frac{f}{2}-1} \exp(-t) dt = \Gamma(\frac{f}{2})$ 이기 때문에, 상기 <수학식 15>는 아래 <수학식 16>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 16

$$\frac{c}{2^{(f/2)} \Gamma(\frac{f}{2}) \sqrt{2\pi}} \int_{t^*}^{t_N} t^{\frac{f}{2}-1} \exp(-t) dt \leq \frac{c}{2^{(f/2)} \sqrt{2\pi}}$$

[0075]

여기서, 상기 <수학식 12>의 부등호는 최종적으로 $r_t \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp(-\frac{t^*}{2}) \leq \frac{c}{2^{(f/2)} \sqrt{2\pi}}$ 로 된다. 따라서, 마진 비율 r_t 의 상한은 아래 <수학식 17>과 같다.

수학식 17

$$r_t \leq \frac{c}{2^{(f/2)} \exp(\frac{t^*}{2})}$$

[0077]

상기 <수학식 17>에서 복잡도를 고려하면, 초기 반경을 최소로 하기 위해 r_t 를 최대값으로 설정하는 것이 바람직하다.

따라서, 본 발명에 따른 검출기(237)는 제1 포인트를 결정한 후, $r_t = \frac{c}{2^{(f/2)} \exp(\frac{t^*}{2})}$ 으로 설정하여, <수학식 10>을 이용하여 초기 검색 포인트로부터의 초기 검색 반경을 설정한다. 그리고 검출기(237)는 상기 설정된 초기 검색 반경에 포함되는 심볼에 대해서 LSD를 수행한다. 즉, 본 발명에 따른 검출기(237)는 아래 도 4와 같은 과정으로 LSD를 수행한다.

도 4는 본 발명의 실시 예에 따른 수신기의 검출기(237)에서 LSD를 수행하기 위한 과정을 보이고 있다.

도 4를 참조하면 401 단계에서 검출기(237)는 LLR을 계산하기 이전의 심볼 벡터 $\ell = \{s^*, s_2, \dots, s_N\}$ 로 채워진 리스트를 획득하여, 제1 포인트(s^*)를 결정한다. 그리고 검출기(237)는 상기 <수학식 8>을 만족하는 심볼만을 검

색하기 위해, 마진 비율(r_t)에 의해 정의되는 초기 검색 반경(r_0)을 설정하여야 한다. 이에, 403 단계에서 검출기(237)는 <수학식 17>을 이용하여 마진 비율(r_t)를 계산한다. 그리고 405 단계에서 상기 <수학식 10>을 이용하여 상기 마진 비율(r_t)를 고려하여 초기 검색 포인트로부터 초기 검색 반경(r_0)을 설정한다. 이에 따라 407 단계에서 검출기(237)는 상기 설정된 초기 검색 반경(r_0)에 포함되는 심볼들에 대하여 LSD를 수행한다.

[0082] 따라서, 본 발명은 상기 <수학식 7>에서 비교적 낮은 우도(likelihood)를 갖는 심볼을 제거하여(즉, 초기 검색 반경(r_0)에 포함되는 심볼들을 이용하여) LSD를 수행하므로, 높은 성능과 낮은 복잡도를 가지는 LSD를 구현할 수 있다.

[0083] 추가적으로 본 발명의 실시 예에 따라 도 5를 참조하여 다음과 같은 모의실험을 수행하여, MIMO 통신시스템의 성능과 복잡도에 대한 효과를 설명하기로 한다.

[0084] 본 발명의 실시 예에 따른 LSD를 수행하기 위하여, 5dB 이하의 SNR과 5dB 이상의 SNR에 대해, 각각 1000 비트와 10000 비트가 생성되며, 4×4 복소 행렬 H_c 는 레일리 페이딩 채널(Rayleigh fading channel)로 가정한다. 그리고 부호화율 1/2의 터보 코딩이 사용되며, 이후 코딩된 시퀀스는 랜덤 인터리버를 통과한다. 이후 16 QAM이 인터리빙된 시퀀스에 적용됨을 가정한다. 또한 모든 심볼 벡터의 제 1 송신에서 $r_t > 1$ 이면, r_t 를 얻기 위해

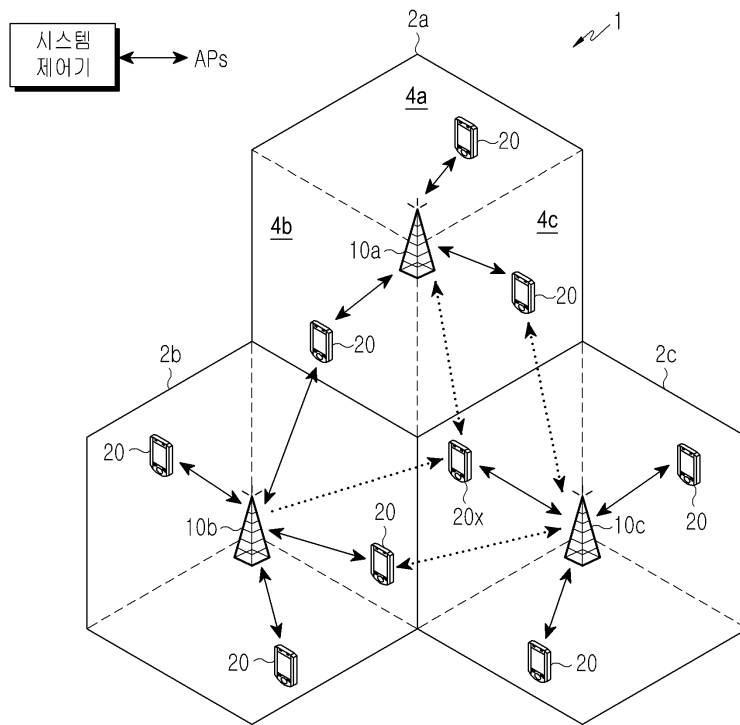
$D = 0.1$ 로 설정한다. 초기 반경 $r_0 < J(s^*)$ 이고, 이에 따라 $\epsilon = 0$ 이면, 초기반경을 계속 증가시켜 리스트가 공집합이 되지 않도록 한다.

[0085] 이와 같은 모의실험의 결과 도 5에 도시한 바와 같이, 본 발명의 실시 예에 따른 LSD와 종래 LSD 간의 성능 차이를 비교하면 복잡도 차이는 비교적으로 크다. 즉, 도 5에서 SNR이 증가함에 따라, 요구되는 심볼의 개수는 동일한 N개로 감소하며, 점근적으로 한 개로 된다. 높은 SNR에서, 평균적인 노드 개수는 일정한 값으로 수렴한다.

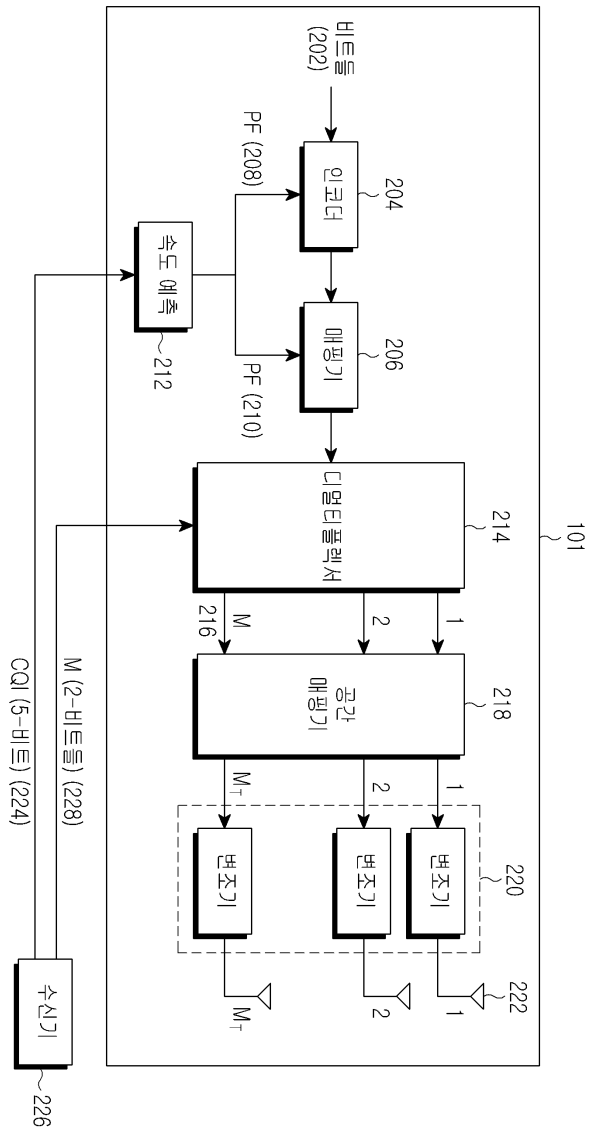
[0086] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허 청구의 범위뿐만 아니라 이 특허 청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

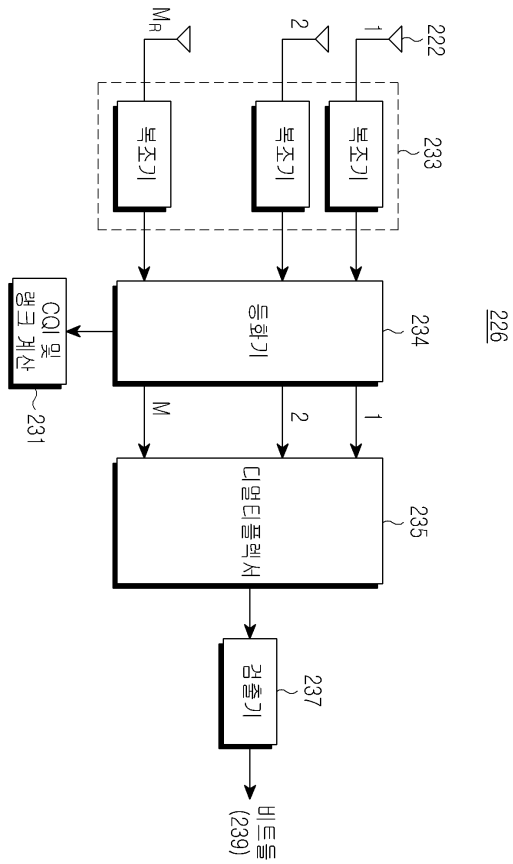
도면1



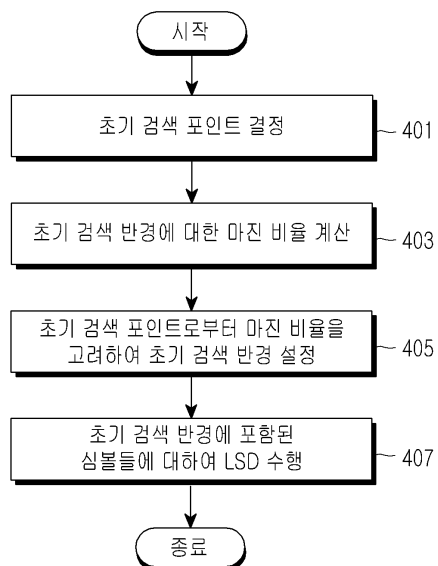
도면2



도면3



도면4



도면5

