(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2020-0081737
(43) 공개일자 2020년07월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/08 (2017.01) *H04B 7/0413* (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0882 (2013.01)
H04B 7/0413 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2018-0171566
(22) 출원일자 2018년12월28일
심사청구일자 2018년12월28일

(71) 출원인
인천대학교 산학협력단
인천광역시 연수구 아카데미로 119 (송도동)
(72) 발명자
전광길
인천광역시 연수구 경원대로119번길 21, 114동 904호(동춘동, 연수2차풍림아파트)
(74) 대리인
특허법인충정

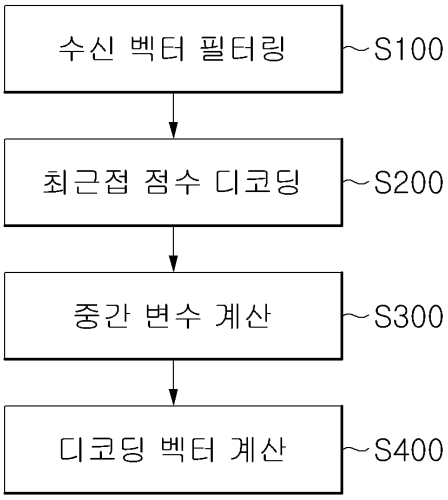
전체 청구항 수 : 총 4 항

(54) 발명의 명칭 **MIMO 통신에 대한 검파 방법**

(57) 요 약

본 발명은 차량대 차량간 MIMO 통신에 있어서, 알라모티 음어를 이용한 IF 검파 방법에 관한 것으로서, 복수의 안테나를 포함하는 k 개의 전송 노드와 N 개의 안테나를 포함하는 수신 노드 간의 MIMO 통신에 대한 검파 방법에 있어서, 수신 벡터 필터링 단계; 최근접 정수 디코딩 단계; 중간 변수 계산 단계; 및 디코딩 벡터 계산 단계; 를 포함할 수 있다.

대 표 도 - 도5



명 세 서

청구범위

청구항 1

복수의 안테나를 포함하는 k 개의 전송 노드와 N 개의 안테나를 포함하는 수신 노드 간의 MIMO 통신에 대한 검파 방법에 있어서,

유효 필터 행렬 B와 정수 행렬 A를 구하고, 수신 벡터 y에 대하여 필터 행렬 B를 통해 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$ 를 계산하는 수신 벡터 필터링 단계;

상기 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$ 를 최근접 정수인 $\tilde{\mathbf{y}}$ 로 디코딩하여 전송된 코드워드의 정수 선형 조합을 구하는 최근접 정수 디코딩 단계;

상기 최근접 정수 $\tilde{\mathbf{y}}$ 에 대하여 $\sqrt{M}$ 모듈로 연산을 수행함으로써 중간 변수 r을 구하는 중간 변수 계산 단계; 및

상기 중간 변수 r에 상기 정수 행렬 A의 역행렬을 통해 디코딩된 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 를 구하는 디코딩 벡터 계산 단계; 를 포함하고,

상기 중간 변수 계산 단계에서 M은 수신 노드의 변조 차수이고,

상기 디코딩 벡터 계산 단계에서 상기 정수 매트릭스 A 가역 행렬인 것을 특징으로 하는 MIMO 통신에 대한 검파 방법.

청구항 2

제1 항에 있어서,

상기 정수 행렬 A는 CLLL(Complex Lenstra Lenstra Lovasz) 격자 감소 알고리즘을 이용하여 계산되는 것을 특징으로 하는 MIMO 통신에 대한 검파 방법.

청구항 3

제1 항에 있어서, 상기 벡터 필터링 단계에 앞서,

시스템 모델에 대한 식 $\mathbf{Y} = \sqrt{\rho}\mathbf{HX} + \mathbf{W}$ 을 식 $\mathbf{y} = \mathbf{Gs} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{w}$ 으로 변경하는 모델 변경 단계; 를 더 포함하고,

상기 모델 변경 단계에서, 상기 ρ 는 수신 노드의 평균 신호대 잡음 비인 P를 상기 k 개의 전송 노드 전체의 안테나 수인 M_S로 나눈 값이고, 상기 X는 완전 전송 행렬이고, 상기 H는 채널 행렬을 의미하며, 상기 W는 잡음 매트릭스를 의미하고, 상기 G는 상기 채널 행렬 H의 원소를 이용하여 계산된 행렬인 것을 특징으로 하는 MIMO 통신에 대한 검파 방법.

청구항 4

제1 항에 있어서,

상기 검파 방법은 IF(Integer-Force)를 이용하여 알라모티 음어를 복호화하는 것을 특징으로 하는 MIMO에 대한 검파 방법.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 MIMO 통신에 대한 검파 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 차량대 차량간 MIMO 통신에 있어서, 알라모티 음어를 이용한 IF 검파 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 교통망 교통의 급속한 발전은 교통 안전, 교통 효율성, 도시의 지속가능한 발전에 커다란 압력을 가져온다. 엄청난 경제적 손실을 야기시키는 동시에, 그것은 또한 교통 사고, 환경 오염 증가, 그리고 다른 교통 문제들을 유발한다.

[0003] 관련 교통 관리 부서는 홀수 및 짝수 번호판 규칙, 면허 경매, 주차비 인상 등 다양한 조치를 취했지만 여전히 많은 비용이 소모된다. 교통 시스템은 상당히 복잡한 시스템으로서, 차량이나 도로를 별도로 고려하여 문제를 해결하기가 어렵다.

[0004] 지능형 교통체계(ITS)는 다양한 컴퓨터, 감지 기술, 통신 기술을 교통시스템의 관리와 제어에 통합하는 종합적인 기술이다. 이는 기존의 교통 시설을 효과적으로 활용하여 교통 시스템을 보다 안전하고 효율적이며 신뢰할 수 있게 할 수 있다.

[0005] 본질적으로, 차량 네트워킹은 각 자동차가 슈퍼 센서 노드로 간주될 수 있는 유선-소요 센서 네트워크다. 무선 센서 네트워크는 많은 수의 무작위로 구성된 센서 노드로 구성되며 네트워크 범위는 가장 기본적인 문제 중 하나이다.

[0006] ITS의 무선 통신은 주로 단거리 무선통신과 3G(3세대 통신시스템), 4G(4세대 통신시스템), LTE(Long Term Evolution) 등 이동 통신 기술을 주로 사용하는 장거리 이동 통신 기술에 의존하고 있다.

[0007] 빅 데이터, 클라우드 컴퓨팅 및 무선 통신 기술의 급속한 발전으로, ITS의 특정 서비스 애플리케이션에 대한 네트워크 지원이 제공된다.

[0008] 클라우드 컴퓨팅의 많은 스토리지 자원은 중요한 데이터를 보호하기 위해 사용된다. ITS의 중요한 요소 중 하나로서 차량대 차량(V2V)간 통신이 연구되고 있다.

[0009] 일반적, ITS에서 차량 간 통신은 V2V와 V2I로 나눌 수 있다. 도면 1 과 같이 V2V 통신 시스템은 전송 장치가 장착된 차량을 사용하여 차량의 속도, 방향, 지리적 위치, 경로 등을 포함한 고속 무선 네트워크를 통해 신호를 전송한다. 다른 차량은 전송 무선 신호를 실시간으로 수신하고 정보 교환 과정을 구성하는 유사한 정보를 피드백한다. 차량들 간에 실시간 정보를 공유함으로써, 이 시스템은 위험을 피하기 위해 더 시기 적절하게 반응하고 교통 안전을 더욱 강화할 수 있다.

[0010] V2V 시스템은 운전자가 주변 차량과 통신하여 다양한 도로 조건에서 인지하지 못할 경우 위험을 내포할 수 있다. 예를 들어 비상 제동 중인 차량은 사고를 피하기 위해 자동으로 조치를 취할 수 있도록 주변 차량에 해당 신호를 광범위하게 전달하며, 이는 운전자의 판단보다 더 정확하고 빠르다. 이를 통해 이론적으로 사고율은 70% 이상 감소할 수 있다.

[0011] 하지만, 차량이 빠르게 움직이면 도플러 현상이 심각해진다. 특히 실제 도시 교통 환경에서 높은 건물, 교량, 터널 및 그린벨트는 고속 주행과 함께 채널을 더욱 심각하게 감쇠시킨다. 두 차량이 서로 빠르게 이동할 때 도플러 주파수 이동의 극성은 짧은 시간 내에 역전되어 채널 열화를 초래한다. 한 차량이 높은 건물과 그 주위에 다른 반사 물체를 두고 이동하는 동안, 동일한 송신 신호의 다른 경로가 수신기에서 중첩되어 다중 경로 페이딩이 형성되며, 이는 신호 강도 및 통신 품질에 심각한 영향을 미칠 수 있다. 대부분의 차량 시나리오, 특히 도시 장면에서 V2V 시스템의 채널은 다중 경로 페이딩으로 인한 매우 동적인 특성을 가지고 있다.

[0012] 전통적인 무선 통신 기술은 위의 문제들을 쉽게 해결할 수 없다. 최근에는 송신장치와 수신장치에 둘 이상의 안테나가 있는 MIMO(Multi Input Multi Output) 기술은 더 높은 속도 요건을 충족하고 비상 메시지의 전송 지연을 줄여 차량 간 실시간 통신을 실현할 수 있다.

[0013] 또한, MIMO 통신은 공간 시간 블록 코드(STBC)와 V-BLAST (Vertical-Bell Labs Layered Space-Time) 코딩과 공

간 시간 코딩과 같은 다른 신호 처리 기술을 사용하여 ITS 애플리케이션에 보다 신뢰할 수 있는 통신을 제공하기 위해 다양성 이득을 이용할 수 있다. 빔포밍 기술은 전송된 신호를 공간적으로 수렴하고 통신 범위를 크게 확장할 수 있으며, 이는 차량 밀도가 낮은 시나리오에서 더 유용하다. 따라서, MIMO 기술은 V2V 통신에 잘 적용되어 패딩 방지 및 잠김 방지 기능을 개선하여 채널 용량과 전송 신뢰성을 향상시킬 수 있다.

[0014] 도 2에서와 같이 송신기와 수신기에 각각 두 개 이상의 안테나가 장착되어 있다고 가정하십시오. 입력 신호는 변조 후 송신 안테나를 통해 전송되며, 수신기는 다중 채널 신호 중첩을 수신하여 효과적인 감지 및 복조를 통해 원래 신호를 해결한다. MIMO 기술은 많은 장점을 가지고 있지만, 종래에 사용되는 검파 방법은 시스템 성능과 계산의 복잡성에 관연된다.

[0015] 하지만 종래의 MIMO 검파 방법은 시스템의 성능과 계산의 복잡도간의 트레이드 오프가 좋지 않은 문제점이 있다. 즉, 시스템의 성능이 강조된 검파 방법은 계산의 복잡도가 지나치게 높아지며, 반대로 계산의 복잡도가 낮은 검파 방법은 성능이 저하되는 문제점이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0016] 상기한 과제를 해결하기 위해 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 알라모티(Alamouti) 음어를 이용하는 IF 검파에 있어서 계산의 복잡도와 성능을 모두 일정한 수준 이상 보장하는 것에 그 목적이 있다.

[0017] 또한, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 기존의 ML 검파보다 계산 복잡도가 낮고, 선형 검사보다 우수한 성능을 출력할 수 있는 검파 방법을 제시하는 것에 다른 목적이 있다.

[0018] 또한, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 주어진 MIMO 통신 환경에서 최대의 다양성 이득을 제공하는 것에 또 다른 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0019] 상기한 문제점을 해결하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 복수의 안테나를 포함하는 k 개의 전송 노드와 N 개의 안테나를 포함하는 수신 노드 간의 MIMO 통신에 대한 검파 방법에 있어서, 유효 필터 행렬 B와 정수 행렬 A를 구하고, 수신 벡터 y에 대하여 필터 행렬 B를 통해 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$를 계산하는 수신 벡터 필터링 단계; 상기 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$를 최근접 정수인 $\tilde{\mathbf{y}}$로 디코딩하여 전송된 코드워드의 정수 선형 조합을 구하는 최근접 정수 디코딩 단계; 상기 최근접 정수 $\tilde{\mathbf{y}}$에 대하여 $\sqrt{M}$모듈로 연산을 수행함으로써 중간 변수 r을 구하는 중간 변수 계산 단계; 및 상기 중간 변수 r에 상기 정수 행렬 A의 역행렬을 통해 디코딩된 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$를 구하는 디코딩 벡터 계산 단계; 를 포함하고, 상기 중간 변수 계산 단계에서 M은 수신 노드의 변조 차수이고, 상기 디코딩 벡터 계산 단계에서 상기 정수 매트릭스 A 가역 행렬일 수 있다.

[0020] 상기 정수 행렬 A는 CLLL(Complex Lenstra Lenstra Lovasz) 격자 감소 알고리즘을 이용하여 계산될 수 있다.

[0021] 상기 벡터 필터링 단계에 앞서, 시스템 모델에 대한 식 $\mathbf{Y} = \sqrt{\rho}\mathbf{HX} + \mathbf{W}$을 식 $\mathbf{y} = \mathbf{Gs} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{w}$으로 변경하는 모델 변경 단계; 를 더 포함하고, 상기 모델 변경 단계에서, 상기 ρ는 수신 노드의 평균 신호대 잡음 비인 P를 상기 k 개의 전송 노드 전체의 안테나 수인 M_S로 나눈 값이고, 상기 X는 완전 전송 행렬이고, 상기 H는 채널 행렬을 의미하며, 상기 W는 잡음 매트릭스를 의미하고, 상기 G는 상기 채널 행렬 H의 원소를 이용하여 계산된 행렬일 수 있다.

발명의 효과

[0022] 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 알라모티 음어를 이용하는 IF 검파에 있어서 계산의 복잡도와 성능을 모두 일정한 수준 이상 보장하는 효과가 있다.

[0023] 또한, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 기존의 ML 검파보다 계산 복잡도가 낮고, 선형 검사보다 우수한 성능을 출력할 수 있다.

[0024] 또한, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 주어진 MIMO 통신 환경에서 최대의 다양성 이득을 제공하는 효과가 있다.

[0025] 다만, 본 발명의 일 실시예가 달성할 수 있는 효과는 이상에서 언급한 것들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0026] 도 1은 차량대 차량 통신을 간단히 설명하기 위한 도면이다.

도 2는 MIMO 시스템 모델을 설명하기 위한 도면이다.

도 3은 다중 전송 노드 시스템을 설명하기 위한 도면이다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법을 블록 다이어그램 설명한 도면이다.

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법을 설명하기 위한 순서도이다.

도 6 내지 도 8은 조건을 달리하며, 본 발명의 실시예에 따른 검파 방법을 종래의 검파 방법과 비교하기 위한 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0027] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시예를 가질 수 있는 바, 특정 실시예들을 도면에 예시하고, 이를 상세한 설명을 통해 상세히 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명은 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.

[0028] 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지 기술에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우 그 상세한 설명을 생략한다. 또한, 본 명세서의 설명 과정에서 이용되는 숫자(예를 들어, 제 1, 제 2 등)는 하나의 구성요소를 다른 구성요소와 구분하기 위한 식별기호에 불과하다.

[0029] 또한, 본 명세서에서, 일 구성요소가 다른 구성요소와 "연결된다" 거나 "접속된다" 등으로 언급된 때에는, 상기 일 구성요소가 상기 다른 구성요소와 직접 연결되거나 또는 직접 접속될 수도 있지만, 특별히 반대되는 기재가 존재하지 않는 이상, 중간에 또 다른 구성요소를 매개하여 연결되거나 또는 접속될 수도 있다고 이해되어야 할 것이다.

[0030] 이하에서는, 도면을 참조하여 본 발명의 기술적 사상에 따른 예시적인 실시예들에 대해 설명한다.

[0031] 도 3은 다중 전송 노드 시스템을 설명하기 위한 도면이다. 본 발명의 실시예를 설명하기에 앞서, MIMO 통신에 따른 다중 전송 노드 시스템을 설명하기로 한다.

[0032] 도 3과 같이 데이터를 전송하는 K 개의 송신 노드들로부터 하나의 수신 노드가 동 시간에 존재하는 것으로 가정한다. 송신 노드 k(k는 1 내지 K의 자연수)는 각각 M_k 개의 안테나를 구비한다(여기서 k는 노드 인덱스를 의미할 수 있다). 즉, 전송 노드의 총 안테나 수 M_S는 $\sum_{k=1}^{K} M_k$ 를 만족한다. 그리고, 수신 노드는 N 개의 안테나를 구비할 수 있다. 채널은 레일리 페이딩(Rayleigh fading)에 따라 분산되어 있는 것으로 가정한다. 상기 페이딩은 독립적이고, 채널 상태 정보(Channel State Information: CSI)는 리시버에 의해 알려진 상태이다. H_k는 전송 노드 k와 수신 노드 간의 채널 매트릭스를 의미할 수 있다. H_k는 $\mathbf{H}_k \in \mathcal{C}^{N \times M_k}$ 를 만족하며, H_k의 원소들은 IID(Independent Identically Distributed) 콤플렉스 표준 가우시안 분포를 따른다. T-시간 슬롯 블록에 있어서, 채널이 일정하다고 가정하여 다음 블록에서 독립적으로 실현된다.

[0033] 본 발명의 실시예에서 알라모티(Alamouti) STBC(Space-Time Block Code)는 모든 전송 노드에서 사용된다. 여기서 M_k의 값은 2이고, T의 값은 2일 수 있다. 전송 벡터 S_k는 $[s_1, s_2 \ldots, s_{2mk}]^T$ 는 기호의 M_k-차원 복합 전송에 해당하는 $2M_k$ 차원의 실제 벡터이다. 실제 심볼 벡터 s_k는 변조 차수 M을 가진 정수 컨스틸레이션(constellation)에서 값을 얻도록 제한된다. 만약, $\mathbf{X}(\mathbf{s}_k)(k=1,\ldots,K) \in \mathbb{C}^{M_k \times T}$ 가 T_{MK}로 정규화한 에너지인 전송 STBC 행렬을 나타내는 경우 수신된 신호 T 시간 슬롯 내의 $\mathbf{Y} \in \mathbb{C}^{N \times T}$ 는 다음 [수식 1]과 같이 표현될 수 있다.

[0034] [수식 1]

$$\mathbf{Y} = \sqrt{\rho}\left(\sum_{k=1}^{K}\mathbf{H}_k\mathbf{X}(\mathbf{s}_k)\right) + \mathbf{W}$$

$$= \sqrt{\rho}[\mathbf{H}_1,\ldots,\mathbf{H}_k]\begin{bmatrix}\mathbf{X}_1\\ \vdots \\ \mathbf{X}_k\end{bmatrix} + \mathbf{W}$$

$$= \sqrt{\rho}\mathbf{H}\mathbf{X} + \mathbf{W},$$

[0035]

[0036] 여기서 ρ 는 리시버에서의 평균 신호대 잡음 비율을 의미하는 P를 M_S로 나눈 값일 수 있다. $X(S_k) = X_k$ 는 전송 노드 k 의 전송 행렬일 수 있다. 완전 전송 행렬 X 는 $[\mathbf{X}_1{}^T,\ldots,\mathbf{X}_K{}^T]^T \in \mathbb{C}^{M_S \times T}$ 를 만족하고, 채널 행렬 H는 $[\mathbf{H}_1,\ldots,\mathbf{H}_k] = (h_{i,j}) \in \mathbb{C}^{N \times M_S}$ 를 만족할 수 있다. 그리고, 잡음 행렬 $\mathbf{W} \in \mathbb{C}^{N \times \tilde{T}}$ 을 만족하며, 모두 IID 콤플렉스 표준 가우시안 분포를 따를 수 있다.

[0037] 에러율 측정의 편의를 위하여 채널 모델은 다음과 같은 [수식 2]의 실제 폼으로 변경될 수 있다.

[0038] [수식 2]

$$\mathbf{y} = \sqrt{\rho}\mathbf{G}\mathbf{s} + \mathbf{w}$$

[0039]

[0040] 여기서 $\mathbf{s} \in \mathbb{R}^{2M_S \times 1}$, $\mathbf{w} \in \mathbb{R}^{2NT \times 1}$ 를 만족하며, 2개의 전송 노드를 예로들면, G 는 다음과 [수식 3]같이 설명될 수 있다.

[0041] [수식 3]

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} Re(\mathbf{G}') & -Im(\mathbf{G}') \\ Im(\mathbf{G}') & Re(\mathbf{G}') \end{bmatrix} \in \mathbb{R}^{2NT \times 2M_s},$$

$$\mathbf{G}' = \begin{bmatrix} H_{1(11)} & H_{1(12)} & H_{2(11)} & H_{2(12)} \\ H_{1(21)} & H_{1(22)} & H_{2(21)} & H_{2(22)} \\ -H^*_{1(11)} & H^*_{1(12)} & -H^*_{2(11)} & H^*_{2(12)} \\ -H^*_{1(21)} & H^*_{1(22)} & -H^*_{2(21)} & H^*_{2(22)} \end{bmatrix}$$

[0042]

[0043] 여기서 $H_{k(mn)}$은 채널 행렬 Hk의 m번째 행과 n번째 열의 원소를 의미할 수 있다. 그리고 이는 아래 [수식 4]와 같이 재작성될 수 있다.

[0044] [수식 4]

[0045] $$\mathbf{y} = \mathbf{Gs} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{w}$$

[0046] 여기서 $\bar{\rho} = \frac{1}{\rho} = \frac{M_s}{P}$ 이다.

[0047] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법을 블록 다이어그램 설명한 도면이다. 전송 기호를 직접 감지하는 대신, IF 수신기가 처음에는 해당 기호의 정수 조합을 감지하여 도 4와 같이 잡음 증폭을 어느 정도 감소시킬 수 있다.

[0048] 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법에 있어서, 핵심 단계 중 하나는 채널 행렬 H를 가능한 한 근사치인 BH ≒ A로 만드는 사전 처리 행렬 B를 찾는 것이다. IF 알고리즘을 사용하여 알라모티 음어를 복구하려면 2 NT = $2M_S$를 충족해야 하며 정수 행렬 A는 가역 행렬이어야 한다.

$$\left\{ \mathbf{Gs} \middle| \mathbf{s} \in \mathcal{S}^{2M_s} \right\}$$

[0049] 전송 벡터 s는 의 서브셋 값을 취하여 격자로부터 만든 격자 코드다.

[0050] 도 4에서 수신된 벡터 y에 필터 행렬 B를 곱하면 G는 비특이 정수(nonsingular integer) 행렬 A에 투영할 수 있다.

[0051] 투사된 신호는 다음과 같이 [수식 5]으로 표시될 수 있다.

[0052] [수식 5]

[0053]
$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{y}} &= \mathbf{By} \\ &= \mathbf{BGs} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{Bw} \\ &\approx \mathbf{As} + (\mathbf{BG} - \mathbf{A})\mathbf{s} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{Bw}, \end{aligned}$$

[0054] 여기서 As는 전송된 코드의 선형 조합 이고, $(\mathbf{BG} - \mathbf{A})\mathbf{s} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{Bw}$ 는 유효 잡음을 의미한다. [수식 5]의 시스템 모델은 종래의 선형 검파 방법이나 ZF 검파 방법에 사용될 수 있다.

[0055] 편의를 위하여, i번째 층의 효과 잡음 세기는 다음 [수식 6]과 같이 정의될 수 있다.

[0056] [수식 6]

$$g(\mathbf{a}_i, \mathbf{b}_i) \triangleq \|\mathbf{b}_i\mathbf{G} - \mathbf{a}_i\|^2 \bar{E} + \frac{\bar{\rho}}{2}\|\mathbf{b}_i\|^2$$

[0057]

[0058] 여기서 a_i, b_i는 각각 행렬 A와 B의 i번 째 행을 나타내는 행 벡터, 이고, $\bar{E}$ 는 컨스틸레이션(constellation)의 평균 에너지다. 층당 유효 잡음 편차를 최소화하려면 $g(a_i,b_i)$를 최소로 만들기 위해 적절한 행렬 A와 B를 생성해야 한다. 여기서 행렬 A는 CLLL(Complex Lenstra Lenstra Lovsz) 알고리즘을 이용하여 생성될 수 있다. CLLL은 해당 기준으로 최단 벡터를 얻는 것을 목표로 한다.

[0059] 또한, 다른 방법으로서 행렬 A와 B는 다음과 같이 계산될 수 있다.

[0060] [수식 7]

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \sqrt{P^{-(n+1)}}\mathbf{I}_n & -\sqrt{P^{-n}}\mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$$

[0061]

[0062] 상기 행렬 L을 사용함으로써 다음과 같이 행렬 A와 B가 계산될 수 있다.

1. Construct matrix

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} \sqrt{\bar{\rho}^{-(N_a+1)}}\mathbf{I} & -\sqrt{\bar{\rho}^{-N_a}}\mathbf{G} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I} \end{bmatrix}$$

2. $\mathbf{L}' = \mathrm{CLLL}(\mathbf{L})$
3. $\mathbf{V} = \mathbf{L}'\mathbf{L}^{-1}$
4. $\mathbf{v}_m = [\mathbf{d}_m \ \mathbf{c}_m]$
5. $\mathbf{a}_m \leftarrow \mathbf{c}_m$
6. $\mathbf{B}_i = \mathbf{A}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\left(\rho^{-1}\mathbf{I} + \mathbf{G}\mathbf{G}^{\mathrm{H}}\right)^{-1}$

[0063]

[0064] 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법을 설명하기 위한 순서도이다. 도 5를 참조하면, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법은 수신 벡터 필터링 단계(S100), 최근접 정수 디코딩 단계(S200), 중간 변수 계산 단계(S300), 디코딩 벡터 계산 단계(S400)를 포함할 수 있다. 그리고 벡터 필터링 단계에 앞서 모델 변경 단계가 수행될 수 있다.

[0065] 벡터 필터링 단계(S100)는 유효 필터 행렬 B와 정수 행렬 A를 구하고, 수신 벡터 y에 대하여 필터 행렬 B를 통해 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$ 를 계산하는 단계일 수 있다.

[0066] 최근접 정수 디코딩 단계(S200)는 상기 필터링된 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$ 를 최근접 정수인 $\tilde{\mathbf{y}}$로 디코딩하여 전송된 음어의 정수 선형 조합을 구하는 단계일 수 있다.

[0067] 중간 변수 계산 단계(S300)는 상기 최근접 정수 $\tilde{\mathbf{y}}$ 에 대하여 $\sqrt{M}$ 모듈로 연산을 수행함으로써 중간 변수 r을 구하는 단계일 수 있다.

[0068] 디코딩 벡터 계산 단계(S400)는 상기 중간 변수 r에 상기 정수 행렬 A의 역행렬을 통해 디코딩된 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$를 구하는 단계일 수 있다.

[0069] 여기서, 중간 변수 계산 단계에서 M은 수신 노드의 변조 차수이고, 상기 디코딩 벡터 계산 단계에서 상기 정수 매트릭스 A 가역 행렬인 것을 특징으로 할 수 있다.

[0070] 상기 검파 방법에 대한 다양성 이득(Diversity gain)은 다음과 같이 계산될 수 있다.

[0071] 잡음에서 코드값 선형 조합을 복구하는 것과 관련된 상기 최근접 정수 디코딩 단계(S200)를 제외하고 위의 디코딩 단계에서는 다른 단계가 결정된다. 결과적으로, 상기 최근접 정수 디코딩 단계(S200)에서 i 번째 계층의 수신 벡터 $\hat{\mathbf{y}}$는 다음과 [수식 8]과 같이 계산될 수 있다.

[0072] [수식 8]

[0073]
$$\hat{\mathbf{y}}_i = \mathbf{a}_i\mathbf{s} + (\mathbf{b}_i\mathbf{G} - \mathbf{a}_i)\mathbf{s} + \sqrt{\bar{\rho}}\mathbf{b}_i\mathbf{w},$$

[0074] 여기서 $\hat{\mathbf{y}}_i$는 $\hat{\mathbf{y}}$의 i 번째 행을 나타낸다. 그리고, $(\mathbf{b}_i\mathbf{G} - \mathbf{a}_i)\mathbf{s}$는 양자화 잡음에 대한 용어로서, 완성된 유효 잡음은 양자화 잡음으로 인해 가우스 분포를 따르지 않게 된다.

[0075] 고정된 a_i에 있어서, 최적 b_i는 다음과 [수식 9]와 같이 표현될 수 있는 유효 잡음 세기 $g(a_i, b_i)$를 최소화하는데 사용될 수 있다.

[0076] [수식 9]

[0077]
$$\mathbf{b}_i = \mathbf{a}_i\mathbf{G}^T\left(\frac{\bar{\rho}}{\bar{E}}\mathbf{I}_{2NT} + \mathbf{G}\mathbf{G}^T\right)^{-1},$$

[0078] 여기서, $\bar{\rho} = \frac{M_S}{P}$이고, b_i는 $\mathbf{b}_i = \mathbf{a}_i\mathbf{G}^{-1}$와 같이 단순하게 표현될 수 있다. 여기서 P는 큰 값을 가질 수 있으며, $\frac{M_S}{P\bar{E}}\mathbf{I}_{2NT}$는 무시할 수 있을 만큼의 값을 가진다. 이러한 방식으로 큰 값인 P의 케이스에서 유효 잡음 세기는 다음 [수식 10]과 같이 표현될 수 있다.

[0079] [수식 10]

[0080]
$$g(\mathbf{a}_i, \mathbf{b}_i) = \frac{\bar{\rho}}{2}\|\mathbf{b}_i\|^2$$

[0081] 보다 일반적으로, STBC 측정에 의한 다양성 이득은 주로 큰 수인 케이스에 초점을 둔다.

[0082] 무제한 격자 $\mathbb{Z}$에 있어서, i 번째 계층의 에러율은 $P_e(i, \mathbf{G}, \mathbb{Z})$로 정의될 수 있다. 그리고 IF 검파 방법의 최대 에러율은 다음 [수식 11]과 같이 정해질 수 있다.

[0083] [수식 11]

[0084]
$$P_e(i, \mathbf{G}, \mathbb{Z}) \leq \exp\left(-cP\varepsilon_1^2(\Lambda)\right)$$

[0085] 여기서 c는 P의 상수 독립성이고, $\varepsilon_1^2(\Lambda)$ 는 격자 $\Lambda = \left\{ \mathbf{d}\mathbf{G}^T \,|\forall \mathbf{d} \in \mathbb{Z}^{2M_S} \right\}$ 의 스퀘어 유클리드 거리를 의미할 수 있다.

[0086] 무한 STBC ℓ_∞ 는 선형 디자인 X_{LD}에 의해 생성될 수 있고, $\ell_\infty \triangleq \left\{ \mathbf{X} = \sum_{k=1}^{M_S} \mathbf{D}_k s_k | s_k \in \mathbb{Z}, \forall k \right\}$ 로 정의될 수 있다. ℓ_∞의 특이한 케이스로서, 유한 STBC ℓ 도 선형 디자인 X_{LD}에 의해 생성될 수 있다.

[0087] 하지만, 전송된 코드는 고정된 컨스틸레이션 $\mathcal{S} = \left\{0, 1, \ldots, \sqrt{M} - 1\right\} \in \mathbb{Z}$ 으로부터 생성될 수 있다. 즉, $\ell \triangleq \left\{ \mathbf{X} = \sum_{k=1}^{M_S} \mathbf{D}_k s_k | s_k \in \mathcal{S}, \forall k \right\}$ 를 의미한다.

[0088] X의 최소 특이 값을 $\lambda_{\min}(\mathbf{X}) \triangleq \min_{1 \le j \le M_S} \lambda_j(\mathbf{X})$ 과 같이 정의하면, 유한 STBC의 최소 특이 값은 $\lambda_{\min}(\ell_\infty) \triangleq \inf_{\mathbf{X} \in \ell_\infty, \mathbf{X} \neq \mathbf{0}} \lambda_{\min}(\mathbf{X})$ 과 같이 표현될 수 있다.

[0089] 아래에서, 다양성 이득은 모든 전송 노드는 2개의 안테나를 구비한 것을 가정한다. 정보는 우선 다음과 같이 알라모티 STBC에 의하여 암호화될 수 있다.

$$\mathbf{X}_{LD} = \begin{bmatrix} x_1 & -x_2^* \\ x_2 & x_1^* \end{bmatrix}$$

[0090]

[0091] 그리고 하나의 안테나를 구비하고 IF 검파 방법을 사용하는 리시버에 있어서, 노드 j의 전송 행렬은 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{X}_j = \begin{bmatrix} x_{2j-1} & -x_{2j}^* \\ x_{2j} & x_{2j-1}^* \end{bmatrix}$$

[0092]

[0093] P가 큰 수인 조건에서, STBC에서의 IF 검파 방법을 사용하여 구해질 수 있는 에러 율의 최대 값은 $P_e(i, \mathbf{G}, \mathbb{Z}) \le \exp\left(-c\rho\varepsilon_1^2(\Lambda)\right)$ 이고, 여기서 $\varepsilon_1^2(\Lambda)$ 는 다음 [수식 12]와 같이 표현될 수 있다.

[0094] [수식 12]

$$\varepsilon_1^2(\Lambda) = \left\| \mathbf{d}\mathbf{G}^T \right\|^2 = \left\| \mathbf{G}\mathbf{d}^T \right\|^2$$

[0095]

[0096] 여기서 $\mathbf{d} \in \mathbb{Z}^{2M_S}$ 를 만족한다. d의 원소들은 반드시 S에 포함될 필요는 없다. G가 H의 동등한 식인 것에 대응하여, $\varepsilon_1^2(\Lambda)$ 는 다음과 같이 더 표현될 수 있다.

[0097] [수식 13]

$$\varepsilon_1^2(\Lambda) = \|\mathbf{HX}\|_F^2 = Trace\left(\mathbf{HXX}^H\mathbf{H}^H\right)$$

[0098]

[0099] 여기서 $\mathbf{X} = [\mathbf{X}_1, \mathbf{X}_2, \ldots, \mathbf{X}_K]^T$, $\mathbf{X}_k(1 \le k \le K) \in \ell_\infty$ 를 만족하며, XX^H는 특별히 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{XX}^H = \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1 \\ \mathbf{X}_2 \\ \vdots \\ \mathbf{X}_K \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{X}_1^H & \mathbf{X}_2{}^H & \ldots & \mathbf{X}_K{}^H \end{bmatrix}$$

[0100]

[0101] XX^H는 특히 값 디콤포지션(Singular Value Decomposition)을 통하여 $\mathbf{XX}^H = \mathbf{U\Sigma U}^H$ 으로 표현될 수 있다. 여기서 $\mathbf{\Sigma}$ 는 $\sigma_j(\mathbf{X})$ 의 스퀘어 특이 값을 포함하는 사선 행렬을 의미한다. X가 알라모티 블록으로 구성되므로, $\mathbf{\Sigma} \in \mathbb{R}^{M_S \times M_S}$ 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\mathbf{\Sigma} = \begin{bmatrix} \sigma^2 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \sigma^2 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[0102]

[0103] 여기서 σ^2 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\sigma^2 = |x_1|^2 + |x_2|^2 + \ldots + |x_{2K-1}|^2 + |x_{2K}|^2 = \sigma_1^2 + \ldots + \sigma_K^2.$$

[0104]

[0105] $\mathbf{X}_k(1 \le k \le K)$ 의 특이 값의 스퀘어는 X_k가 알라모티 블록인 이상,

$\sigma_k^2 = |x_{2k-1}|^2 + |x_{2k}|^2 > 0$ 을 만족할 수 있다.

[0106] $\sigma_k^2 > 0$ 에 따라, σ_1^2 과 σ_k^2 는 선형적으로 $\sigma_2^2 = p_2\sigma_1^2,\ \sigma_3^2 = p_3\sigma_1^2,\ \sigma_K^2 = p_K\sigma_1^2$ 과 같이 표현될 수 있다.

[0107] 특히 σ^2 는 다음과 같이 표현될 수 있다.

$$\begin{aligned}\sigma^2 &= \sigma_1^2 + \sigma_2^2 + \ldots + \sigma_K^2 \\ &= (1 + p_2 + \ldots + p_K)\sigma_1{}^2 \\ &= p\sigma_1{}^2.\end{aligned}$$

[0108]

[0109] 따라서, $\varepsilon_1{}^2(\Lambda)$ 는 다음과 같이 변환될 수 있다.

$$\begin{aligned}\varepsilon_1{}^2(\Lambda) &= trace(\mathbf{H}\mathbf{X}\mathbf{X}^H\mathbf{H}^H) \\ &= trace(\mathbf{H}\mathbf{U}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{U}^H\mathbf{H}^H).\end{aligned}$$

[0110]

[0111] 여기서 U가 유니터리(unitary) 행렬 이므로, H와 R은 같은 분포를 가질 수 있다. R = HU이므로, $\varepsilon_1^2(\Lambda)$ 는 다음 [수식 14]과 같이 표현될 수 있다.

[0112] [수식 14]

$$\begin{aligned}\varepsilon_1{}^2(\Lambda) &= trace(\mathbf{R}\boldsymbol{\Sigma}\mathbf{R}^H) \\ &= trace(\mathbf{R}\begin{bmatrix}\sigma^2 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \sigma^2 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & 0\end{bmatrix}\mathbf{R}^H) \\ &= ptrace(\mathbf{R}\begin{bmatrix}\sigma_1^2 & 0 & \ldots & 0 \\ 0 & \sigma_1^2 & \vdots & \vdots \\ \vdots & \ldots & 0 & 0 \\ 0 & \ldots & 0 & 0\end{bmatrix}\mathbf{R}^H)\end{aligned}$$

[0113]

$$= p\sum_{i=1}^{M}\|r_i\|^2\delta^2(\mathbf{X}_1)$$

[0114]

[0115] 여기서 M의 값은 2이며, R의 i번째 열과 $\delta^2(\mathbf{X}_1)$ 는 X_1의 특이 값의 스퀘어를 의미한다. $\sigma^2(\mathbf{X}_1) \geq \sigma_{\min}^2(\ell_\infty)$ 을 만족하는 이상, $\varepsilon_1^2(\Lambda)$ 는 [수식 15]와 같이 표현될 수 있다.

[0116] [수식 15]

$$\varepsilon_1{}^2(\Lambda) \geq p\sum_{i=1}^{M}\|r_i\|^2\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty)$$

[0117]

$\varepsilon_1^2(\Lambda)$

[0118] 의 최소 값을 에러 율의 최대 값에 대입하면, 다음과 같은 [수식 16]을 얻을 수 있다.

[0119] [수식 16]

$$P_e(i,\mathbf{G},\mathbb{Z}) \leq \exp(-cPp\sum_{i=1}^{M}\|r_i\|^2\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty))$$

[0120]

[0121] 상기 방정식에서 cP 와 $\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty)$ 는 모두 P와 관련 없는 상수이다. 행렬 H와 R이 동일한 분포를 가지는 이상 표준 일반 분포 $\sum_{i=1}^{M}\|r_i\|^2$ 는 chi-스퀘어 분포를 따른다.

[0122] [수식 17]

$$E_{\mathbf{G}}[P_e(m,\mathbf{G},\mathbb{Z})] = P_e(m,\mathbb{Z}) \leq \left(\frac{1}{1+cp\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty)P}\right)^{M\times N}$$

[0123]

$cp\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty) \neq 0,$

[0124] 를 만족하기 때문에, P가 큰 값을 가지는 이상 1은 무시될 수 있다.

[0125] [수식 18]

$$P_e(m,\mathbb{Z}) \leq \left(\frac{1}{cp\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty)P}\right)^{M\times N}$$

[0126]

[0127] [수식 18]은 한 계층의 에러율을 나타낸다. 에러율의 총합은 다음과 같이 표현될 수 있다.

[0128] [수식 19]

$$\Pr(\hat{y} \neq \mathbf{As}|\mathbf{G}) \leq \sum_{i=1}^{2M_s} P_e(i, \mathbf{G}, \mathbb{Z})$$

[0129]

[0130] 상기한 것과 같은 예측이 이루어진 후에, 본 발명의 실시예에 따른 MIMO 검파 방법에서 상기 최근접 정수 디코딩 단계(S200)의 평균 에러율은 다음 [수식 20]과 같이 표현될 수 있다.

[0131] [수식 20]

$$\begin{aligned}\Pr(\hat{y} \neq \mathbf{As}|\mathbf{G}) &\leq \sum_{i=1}^{2M_s} E_{\mathbf{G}}[P_e(i, \mathbf{G}, \mathbb{Z})] \\ &= \sum_{i=1}^{2M_s} P_e(i, \mathbb{Z}) \\ &\leq \frac{c'}{p^{M\times N}},\end{aligned}$$

[0132]

[0133] 여기서 $c' = \frac{2M_S}{(cp\delta_{\min}{}^2(\ell_\infty))^{M\times N}}$ 를 만족한다.

[0134] 상기 측정을 통하여 본 발명의 실시예에 따른 검파 방법이 $M \times N$ 의 다양성 이득을 달성할 수 있고 이는 최대 값을 의미한다. 따라서, M개의 전송 안테나를 포함하는 K 개의 노드들과 N 개의 수신 안테나를 구비한 알라모티 음어를 이용하는 MIMO 통신에서, 최대 다양성 이득 $M \times N$ 이 본 발명의 실시예에 따른 검파 방법에 의해 구해질 수 있음을 알 수 있다.

[0135] 도 6 내지 도 8은 조건을 달리하며, 본 발명의 실시예에 따른 검파 방법을 종래의 검파 방법과 비교하기 위한 그래프이다.

[0136] 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 검파 방법(IL)과 종래의 ML 검파 방법에 따른 BER(Bit Error Rate)을 V-BLAST에서 비교한 것이다. 도 6에서 각각의 전송 노드는 2개의 안테나를 구비하고, 수신 노드도 2개의 안테나를 구비한 것으로 가정한다.

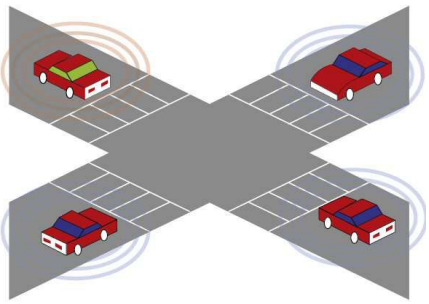
[0137] 도 7은 전송 노드의 K의 값이 2인 상황에서 알라모티 음어에 따른 IF 검파 방법과 ML 검파 방법에 따른 BER을 비교한 그래프이다.

[0138] 도 8은 전송 노드의 K의 값이 3인 상황에서 알라모티 음어에 따른 IF 검파 방법과 ML 검파 방법에 따른 BER을 비교한 그래프이다.

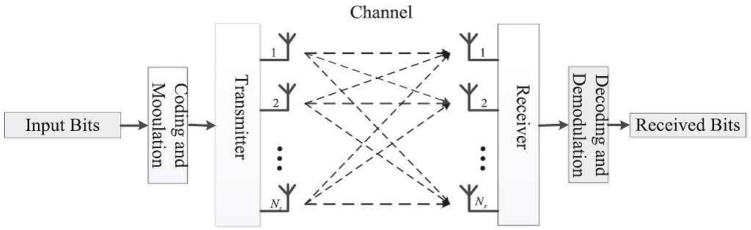
[0139] 이상, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 실시예를 설명하였지만, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 그 기술적 사상이나 필수적인 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 실시될 수 있다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 이상에서 기술한 실시예들은 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적이 아닌 것으로 이해해야만 한다.

도면

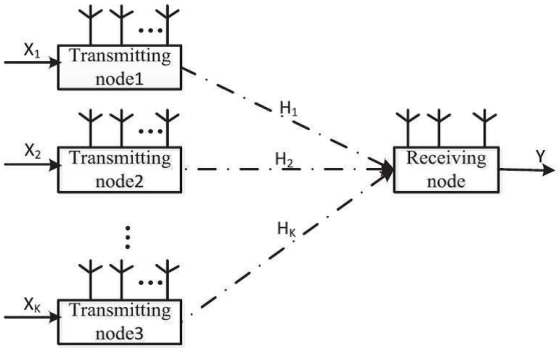
도면1



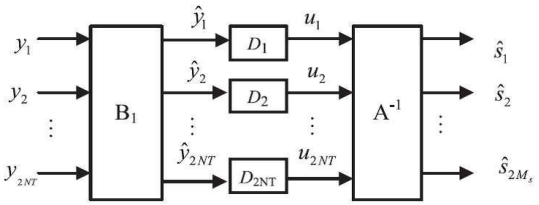
도면2



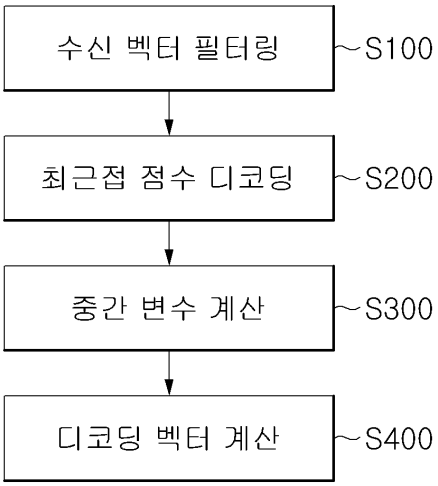
도면3



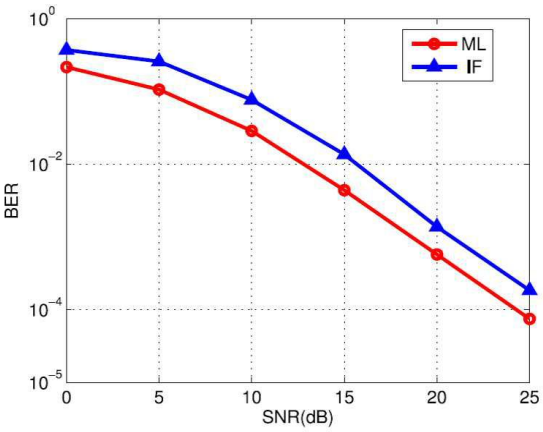
도면4



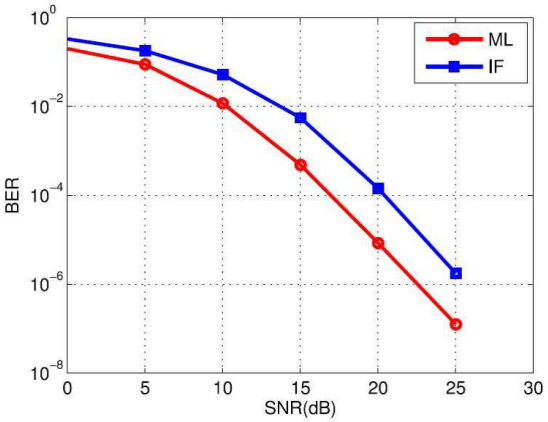
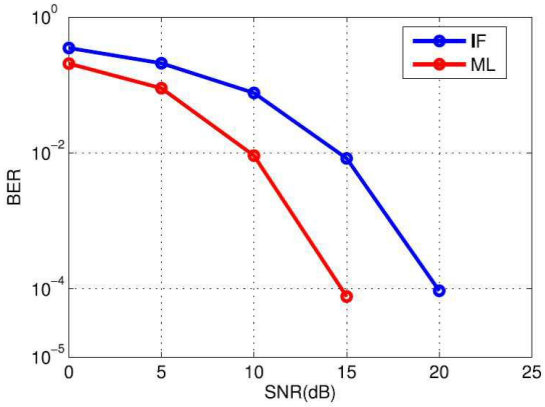
도면5


수신 벡터 필터링
S100
최근접 점수 디코딩
S200
중간 변수 계산
S300
디코딩 벡터 계산
S400

도면6


ML
IF
BER
SNR(dB)

도면7


ML
IF
BER
SNR(dB)

도면8