



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2013-0109488
(43) 공개일자 2013년10월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/14 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-0031240
(22) 출원일자 2012년03월27일
심사청구일자 2012년03월27일

(71) 출원인
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
이인규
서울특별시 광진구 자양동 227-342번지
더클래식500 B-605
김영태
서울특별시 성북구 하월곡동 226번지 월곡래미안
루나밸리 109동 1402호
(74) 대리인
최관락, 송인호, 민영준

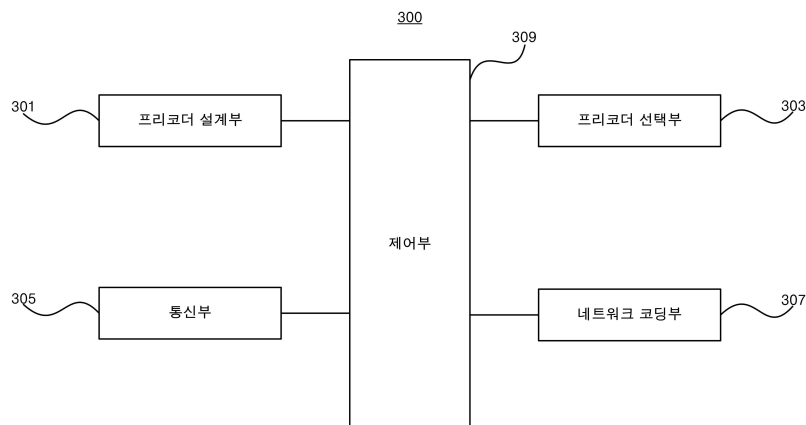
전체 청구항 수 : 총 5 항

(54) 발명의 명칭 물리적 네트워크 코딩을 이용하여 통신을 수행하는 릴레이의 신호 처리 방법

(57) 요약

물리적 네트워크 코딩을 이용하여 통신을 수행하는 릴레이의 신호처리 방법이 개시된다. 본 발명의 일실시예에 의한 물리적 네트워크 코딩을 이용하여 통신을 수행하는 릴레이의 신호 처리 방법은 제1 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제1 최소 거리 및 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 설계할 수 없는 경우, 상기 제1 최소 거리 및 상기 제2 최소 거리의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 이용하여 제1 프리코딩 벡터를 설계하는 단계; 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터 및 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 이용하여 제2 프리코딩 벡터를 설계하는 단계; 및 상기 제1 프리코딩 벡터 및 상기 제2 프리코딩 벡터 중 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 어느 하나의 프리코딩 벡터를 선택하는 단계를 포함하는 포함할 수 있다. 발명에 따르면, 릴레이에서 발생하는 간섭을 효율적으로 제거할 수 있게 된다.

대표도 - 도3



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 2010-0017909

부처명 교육과학기술부

연구사업명 중견연구자지원사업 도약 연구

연구과제명 불규칙 행렬이론을 이용한 분산 안테나 기반 다중셀 이동통신 시스템 설계

주관기관 고려대학교 산학협력단

연구기간 2010.05.01 ~ 2011.04.30

특허청구의 범위

청구항 1

물리적 네트워크 코딩을 이용하여 통신을 수행하는 릴레이의 신호 처리 방법에 있어서,

제1 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제1 최소 거리 및 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 설계할 수 없는 경우,

상기 제1 최소 거리 및 상기 제2 최소 거리의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 이용하여 제1 프리코딩 벡터를 설계하는 단계;

상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터 및 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 이용하여 제2 프리코딩 벡터를 설계하는 단계; 및

상기 제1 프리코딩 벡터 및 상기 제2 프리코딩 벡터 중 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 어느 하나의 프리코딩 벡터를 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호처리 방법.

청구항 2

제1 항에 있어서,

상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 상기 제1 최소 거리를 최대 값으로 만드는 고유 벡터이며, 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 상기 제2 최소 거리를 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 의미하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호처리 방법.

청구항 3

제2 항에 있어서,

상기 제2 프리코딩 벡터를 결정하는 단계는,

상기 제2 노드와 상기 릴레이 노드와의 링크가 없다 가정하여 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 설계하며, 상기 제1 노드와 상기 릴레이 노드와의 링크가 없다 가정하여 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 설계하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호처리 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 어느 하나의 프리코딩 벡터를 이용하여 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼을 수신하고, 상기 수신된 전송 심볼의 물리적 네트워크 코딩을 수행하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호 처리 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 물리적 네트워크 코딩을 수행하는 단계는,

상기 수신된 전송 심볼의 성좌점 및 나머지 함수(modulo operation)를 이용하여 상기 물리적 네트워크 코딩을 수행하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호처리 방법.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명의 실시예들은 릴레이의 신호 처리 방법에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는 물리적 네트워크 코딩을 이

용하여 통신을 수행하는 릴레이에서의 데이터 수신 시 발생하는 간섭을 제거하기 위한 릴레이의 신호 처리 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 들어, 무선 멀티 홉 네트워크에서 네트워크 코딩(network coding)은 효율적인 멀티캐스트 전송기법으로 각광 받고 있다.

[0003] 네트워크 코딩은 통신 네트워크의 병목 현상을 막는다는 개념으로 시작되었으며, 메시지의 교차점에서 단지 메시지를 중계만 하는 라우터를 네트워크 코더(coder)로 대체함으로써 메시지 자체를 전송하는 대신 교차점의 입력 메시지에 관한 정보를 전송하는 방법을 말한다. 이때, 종단 수신기(destination)에서는 정보를 수집해 모인 단서를 통해 본래의 메시지를 출력한다.

[0004] 도 1은 노드가 3개가 일렬로 배치된 무선 멀티 홉 네트워크에 대한 일례를 도시한 도면이다.

[0005] 도 1(a) 및 도 2(b)에 도시된 바와 같이 노드 3개(노드 A, 노드 B, 노드 C)가 일렬로 배치된 무선 멀티 홉 네트워크에서 노드 A 및 노드 C가 노드 B를 통해 데이터를 교환하는 상황을 가정하여 설명한다. 즉 노드 B는 중계 노드(realy node)로서 노드 A 및 노드 C 간의 데이터 중계 기능을 수행한다.

[0006] 도 1(a)는 노드 B가 일반적인 중계기능을 수행하는 경우를 도시한 도면이다.

[0007] 도 1(a)를 참조하면, 일측에서 노드 A가 데이터 a를 노드 B로 전송하면, 노드 B는 데이터 a를 노드 C로 중계한다. 이후, 타측에서 노드 C가 데이터 c를 노드 B로 전송하면 노드 B는 데이터 c를 노드 A로 중계한다. 이처럼 노드 B가 노드 A 및 노드 C간에 중계노드 기능을 수행하는 경우에는 데이터 전송 과정이 모두 4차례에 걸쳐 이루어지는 것을 알 수 있다.

[0008] 도 1(b)는 노드 B가 네트워크 코딩을 통한 중계기능을 수행하는 경우를 나타낸다.

[0009] 도 1(b)를 참조하면, 노드 A는 데이터 a를 노드 B로 전송하고, 노드 C는 데이터 c를 노드 B로 전송한다. 그러면, 데이터 a 및 c를 수신 받은 노드 B는 데이터 a 및 c를 코딩하여, 노드 A 및 노드 C로 전송한다. 즉, 노드 B는 데이터 a 및 c에 대한 배타적 논리합(XOR) 연산을 수행한 결과 즉 $a \oplus c$ 를 노드 A 및 노드 B로 각각 전송한다.

[0010] 이와 같은 네트워크 코딩은 네트워크 계층(network layer) 또는 물리 계층(physical layer)에서 이루어질 수 있다. 네트워크 계층 네트워크 코딩을 통한 데이터 전송 시 노드 B는 노드 A로부터 데이터를 전송 받은 후 노드 C로부터 데이터를 전송 받는다. 이 경우 데이터 전송과정이 총 3차례에 걸쳐 이루어진다. 물리 계층 네트워크 코딩을 통한 데이터 전송 시에는 노드 A와 노드 C로부터 동시에 데이터를 전송 받을 수 있다. 따라서, 이 경우 데이터 전송 과정이 모두 2차례에 걸쳐 이루어진다. 따라서, 물리 계층 네트워크 코딩에 의하는 경우 일반 데이터 전송시보다 전송횟수가 반으로 줄어드는 장점이 있다.

[0011] 최근에는 물리 계층의 네트워크 코딩(physical network coding, PNC)을 이용한 DNF(denoise and forward) 기법이 소개되었다. 이 기법은 노드 A 및 노드 C에서 그들의 데이터가 동시에 전송되면 노드 B는 단지 데이터를 디코딩 없이 감지한다. 이로서 이 기법은 노드 A 및 노드 C가 노드 B로 데이터를 동시에 전송하는 다중 접속(multiple access, MA) 스테이지에서의 간섭에 의한 검출 에러를 억제한다. DNF에 대한 기법은 학술논문 P. Popovski and H. Yomo, "Physical network coding in two-way wireless relay channels," in Proc. IEEE ICC, June 2007에 개시되어 있다.

[0012] 하지만 노드 B에서 데이터를 디코딩 하는 경우 다중 접속 스테이지에서의 간섭이 문제가 되며 학술논문 S. Zhang, S. C. Liew, and P. P. Lam, "Physical-Layer Network Coding," in Proc. ACM MOBICOM 2006, September 2006에서는 다중 접속 스테이지의 간섭을 제거하는 기법을 개시하고 있다.

[0013] 이 기법에서는 첫 번째 타임에 노드 A 및 노드 C는 프리코딩한 정보를 릴레이 노드 B로 전송하고 노드 B는 받은 정보를 물리적 네트워크 코딩하게 된다. 두 번째 타임에서 노드 B는 네트워크 코딩한 정보를 양쪽 노드로 전송한다. 상기 기법이 다중 안테나 릴레이 상황에서 적용되는 경우, 반복적 방법을 사용하여 최적의 프리코딩을 설계하게 되는데 이는 복잡도가 매우 높아지는 문제가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0014] 상기한 바와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해, 본 발명에서는 릴레이에서 발생하는 간섭을 효율적으로 제거할 수 있도록 하는 릴레이의 신호 처리 방법을 제안하고자 한다.
- [0015] 본 발명의 다른 목적들은 하기의 실시예를 통해 당업자에 의해 도출될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

- [0016] 상기한 목적을 달성하기 위해 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따르면, 물리적 네트워크 코딩을 이용하여 통신을 수행하는 릴레이의 신호 처리 방법에 있어서, 제1 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제1 최소 거리 및 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 설계할 수 없는 경우, 상기 제1 최소 거리 및 상기 제2 최소 거리의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 이용하여 제1 프리코딩 벡터를 설계하는 단계; 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터 및 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 이용하여 제2 프리코딩 벡터를 설계하는 단계; 및 상기 제1 프리코딩 벡터 및 상기 제2 프리코딩 벡터 중 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 어느 하나의 프리코딩 벡터를 선택하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 릴레이의 신호처리 방법이 제공된다.
- [0017] 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 상기 제1 최소 거리를 최대 값으로 만드는 고유 벡터이며, 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 상기 제2 최소 거리를 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 의미할 수 있다.
- [0018] 상기 제2 프리코딩 벡터를 결정하는 단계는, 상기 제2 노드와 상기 릴레이 노드와의 링크가 없다 가정하여 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 설계하며, 상기 제1 노드와 상기 릴레이 노드와의 링크가 없다 가정하여 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 설계할 수 있다.
- [0019] 상기 어느 하나의 프리코딩 벡터를 이용하여 상기 제1 노드 및 상기 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼을 수신하고, 상기 수신된 전송 심볼의 물리적 네트워크 코딩을 수행하는 단계를 더 포함 할 수 있다.
- [0020] 상기 물리적 네트워크 코딩을 수행하는 단계는, 상기 수신된 전송 심볼의 성좌점 및 나머지 함수(modulo operation)를 이용하여 상기 물리적 네트워크 코딩을 수행할 수 있다.

발명의 효과

- [0021] 본 발명에 따르면, 릴레이에서 발생하는 간섭을 효율적으로 제거할 수 있게 된다.

도면의 간단한 설명

- [0022] 도 1은 노드가 3개가 일렬로 배치된 무선 멀티 홉 네트워크에 대한 일례를 도시한 도면이다.
- 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 멀티 안테나 릴레이 시스템의 일례를 도시한 도면이다.
- 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 신호 처리 장치의 블록도이다.
- 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 신호 처리 방법의 순서도를 도시한 도면이다.
- 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드에 수신된 전송 심볼의 16-QAM의 성좌점들이 4-PAM이 되는 것을 도시한 도면이다.
- 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 신호처리 방법에 따라 물리적 네트워크 코딩을 수행한 경우의 성능을 도시한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0023] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시예를 가질 수 있는 바, 특정 실시예들을 도면에 예시하고 상세한 설명에 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어

야 한다. 각 도면을 설명하면서 유사한 참조부호를 유사한 구성요소에 대해 사용하였다.

[0024] 이하에서, 본 발명에 따른 실시예들을 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0025] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 멀티 안테나 릴레이 시스템의 일례를 도시한 도면이다.

[0026] 도 2(a)의 다중 접속(multiple access, MA) 스테이지에서는 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)들이 프리코딩한 정보를 릴레이 노드(203)로 전송하고, 릴레이 노드(203)는 받은 정보를 이용하여 물리적 네트워크 코딩을 수행한다. 그리고 도 2(b)의 브로드캐스팅(broadcasting, BC) 스테이지에서는 릴레이 노드(203)는 물리적 네트워크 코딩한 정보를 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로 전송하며 본 발명에서는 이 때의 최적의 프리코딩 설계기법을 제안한다.

[0027] 이를 위해 우선 도 2의 릴레이 시스템에 대해 설명하도록 한다. 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)는 각각 N_A, N_B 개의 안테나를 가지며, 릴레이 노드(203)는 N_R 개의 안테나를 가진다. 모든 노드에서(201, 202, 203)에서 채널 상황 정보(Channel state information, CSI)를 이용할 수 있다 가정하며, 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)간의 직접 링크는 없다. 또한, 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)는 단일 스트림을 전송한다고 가정하며 Half duplex 시스템의 어떤 노드에서의 전송과 수신은 서로 다른 타임 슬롯을 통해 수행되는 것으로 가정한다.

[0028] 본 발명에서는 M-QAM 성좌도를 고려하며, x_i ($i = A$ and B , 여기서 A는 제1 노드(201), B는 제2 노드(202)를 의미함)는 노드 i 로부터 전송되는 QAM 전송 심볼을 의미한다. 전송 심볼은 실수부 x_{iI} 및 허수부 x_{iQ} 성분으로 구성된다.

[0029] 여기서, x_{ik} ($k=I$ and Q)는 $x_{ik} = \mathcal{M}(s_{ik})$ 로 표시할 수 있으며, $\mathcal{M}$ 은 성좌 맵퍼(mapper)로 정의된다.

[0030] 그리고, s_{iI} 와 $s_{iQ} \in \{0, 1, \dots, \sqrt{M}-1\}$ 는 x_i 의 실수부와 허수부의 확률정보로서 성좌점을 의미한다.

[0031] 이 경우, x_{ik} 는 하기의 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

[0032] [수학식 1]

$$x_{ik} = (2s_{ik} - (\sqrt{M} - 1)) / \sqrt{2\mathcal{E}}$$

[0033]

$$\text{where } \mathcal{E} = (M - 1)/3$$

[0034]

[0035] 도 2(a)의 다중 접속 스테이지에서 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)는 각각의 전송 필터 $\mathbf{u}_A \in \mathbb{C}^{N_A \times 1}$, $\mathbf{u}_B \in \mathbb{C}^{N_B \times 1}$ 를 이용하여 프리코딩을 수행하며 $\|\mathbf{u}_A\|^2 = \|\mathbf{u}_B\|^2 = 1$ 와 같은 관계식을 만족한다. 전송 프리코딩 벡터는 각 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 동시에 릴레이 노드(203)로 전송된다.

[0036] 릴레이 노드(203)에 수신되는 신호 $\mathbf{y}_R$ 은 하기의 수학식 2와 같이 표현할 수 있다.

[0037] [수학식 2]

$$\mathbf{y}_R = \sqrt{P_A} \mathbf{H}_A \mathbf{u}_A x_A + \sqrt{P_B} \mathbf{H}_B \mathbf{u}_B x_B + \mathbf{z}_R$$

[0038]

[0039] 여기서, P_i 는 노드 i 의 전송 파워, $\mathbf{u}_i$ 는 i 링크의 전송 필터, $\mathbf{H}_i \in \mathbb{C}^{N_R \times N_i}$ 는 i 링크의 채널 매트릭스, $\mathbf{z}_R$ 은 열잡음(thermal noise)을 의미하며 $\mathcal{N}(0, \sigma_R^2)$ 의 가우시안 잡음으로 표시할 수 있다.

[0040] 릴레이 노드(203)는 선형 검파(linear detection)을 이용하는 수신 필터 $\mathbf{g}_R \in \mathbb{C}^{N_R \times 1}$ with $\|\mathbf{g}_R\|^2 = 1$ 를 이용하여 정보들을 프리코딩 하며, 릴레이 노드(203)에서 선형 필터를 통과한 신호는 하기의 수학식 3과 같이 표현할 수 있다.

[0041] [수학식 3]

$$y_R = \sqrt{P_A} \mathbf{g}_R^H \mathbf{H}_A \mathbf{u}_A x_A + \sqrt{P_B} \mathbf{g}_R^H \mathbf{H}_B \mathbf{u}_B x_B + z_R$$

[0043] 여기서, $y_R = \mathbf{g}_R^H \mathbf{y}_R$ 이며, $z_R = \mathbf{g}_R^H \mathbf{z}_R$ 를 의미한다.

[0044] 이어서, 릴레이 노드(203)는 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)들로부터 신호를 수신한 후 하기의 수학식을 이용하여 $(\hat{x}_A, \hat{x}_B)$ 를 검출한다.

[0045] [수학식 4]

$$\hat{x}_A + \hat{x}_B = \arg \max_{x_A + x_B} \|y_R - \sqrt{P_A} \mathbf{g}_R^H \mathbf{H}_A \mathbf{u}_A x_A - \sqrt{P_B} \mathbf{g}_R^H \mathbf{H}_B \mathbf{u}_B x_B\|^2$$

[0047] 여기서 $\hat{x}_A$ 는 릴레이 노드(203)에서 검출된 제1 노드(201)의 전송 심볼, $\hat{x}_B$ 는 릴레이 노드(203)에서 검출된 제2 노드(202)의 전송 심볼을 의미한다.

[0048] 이때, $s_{Ak} + s_{Bk}$ 는 $s_{Ak} + s_{Bk} = (\hat{x}_{Ak} + \hat{x}_{Bk})\mathcal{E} + M - 1$

[0049] 를 이용하여 산출할 수 있으므로, 릴레이 노드(203)는 검출된 전송 심볼의 성좌점 및 나머지 함수(modulo operation, MOD)를 이용하여 물리적 네트워크 코딩을 수행하며 s_{Rk} 를 생성한다. s_{Rk} 는 하기의 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

[0050] [수학식 5]

$$\begin{aligned} s_{Rk} &= C_k(s_{Ak}, s_{Bk}) \\ &= (s_{Ak} + s_{Bk}) \bmod M \end{aligned}$$

[0052] for $k = I$ and Q

[0053] 여기서, C_k 는 실수부 또는 허수부를 위한 물리적 네트워크 코딩 함수, $\bmod$ 는 나머지 함수를 의미한다. 여기서 나머지 함수 연산은 실수부와 허수부에 대해 각각 수행된다.

[0054] 도 2(b)의 브로드캐스팅 스테이지에서 릴레이 노드(203)는 결정된 심볼인 결정 심볼 $x_R = \mathcal{M}(s_R)$ 을 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로 브로드캐스팅 한다.

[0055] 이때, 각 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)에 수신된 신호는 하기의 수학식 6과 같이 표현할 수 있다.

[0056] [수학식 6]

$$\mathbf{y}_i = \sqrt{P_R} \mathbf{H}_i^H \mathbf{u}_R x_R + \mathbf{z}_i$$

[0057]

[0058] for $i = A$ and B

[0059] 여기서, P_R 은 릴레이 노드(203)의 전송 파워, $\mathbf{z}_i$ 는 가우시안 노이즈, $\mathbf{u}_R$ 은 릴레이 노드(203)의 빔포밍 벡터를 의미한다. 이때, 빔포밍 벡터는 $\mathbf{u}_R \in \mathbb{C}^{N_R \times 1} \quad \|\mathbf{u}_R\|^2 = 1$ 를 만족한다.

[0060] 간단하게, 브로드캐스팅 스테이지의 채널과 다중 접속 스테이지의 채널은 reciprocal 채널이다.

[0061] 제1 노드(201)는 릴레이 노드(203)의 심볼 $\hat{x}_R$ 을 검출하여 릴레이 성좌점 s_{Rk} 를 얻을 수 있다. 여기서 제2 노드(202)의 전송 심볼의 성좌점 s_B 는 $s_{Bk} = (s_{Ak} + s_{Rk}) \bmod M$ 와 같이 정의되므로, 자신의 전송 심볼의 성좌점인 s_A 를 이용하여 원하고자 하는 s_B 를 얻을 수 있다. 또한 상기와 같은 방법으로 제2 노드(202)도 제1 노드(201)의 성좌점 s_A 를 검출할 수 있게된다.

[0062] 제1 노드(201)와 제2 노드(202)의 전송 심볼들의 성좌점 (s_A, s_B) 간의 거리는 다중 접속 스테이지에서의 간섭을 결정하는 값이다. 즉, 제1 노드(201)와 제2 노드(202)로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들에 의해 릴레이 노드(203)에서 발생하는 간섭을 결정하는 값이다. 따라서, 간섭을 최소화 하기 위해서는 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 할 수 있도록 프리코딩을 설계하여야 한다.

[0063] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 신호 처리 장치의 블록도이다.

[0064] 도시된 바와 같이 릴레이 노드의 신호 처리 장치(300)는 프리코더 설계부(301), 프리코더 선택부(303), 통신부(305), 네트워크 코딩부(307) 및 제어부(309)를 포함할 수 있다.

[0065] 프리코더 설계부(301)는 릴레이 노드(203)에서 발생하는 간섭의 최소값의 상한(upper bound)을 최대화 시키기 위한 프리코딩 벡터를 설계한다.

[0066] 프리코더 설계부(301)에서 프리코딩 벡터를 설계하는 과정을 설명하기 위해 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)의 전송 필터 $\mathbf{u}_i$ 및 릴레이 노드(203)의 수신 필터 $\mathbf{g}_R$ 을 하기의 수학식 7과 같이 표현할 수 있다.

[0067] [수학식 7]

$$\mathbf{u}_i = \mathbf{V}_i \mathbf{f}_i$$

[0068]

$$\mathbf{g}_R = \mathbf{U}_A \mathbf{t}_R$$

[0069]

$$\text{where } \mathbf{H}_i = \hat{\mathbf{U}}_i \Sigma_i \mathbf{V}_i^H$$

[0070]

[0071] 여기서, 채널 매트릭스 $\mathbf{H}_i$ 는 특이값 분해(singular value decomposition, SVD)를 통해 $\mathbf{H}_i = \hat{\mathbf{U}}_i \Sigma_i \mathbf{V}_i^H$ 와 같이 분해가 가능하며, $\mathbf{U}_i$ 는 채널 매트릭스 $\mathbf{H}_i$ 의 좌측 특이 매트릭스이며, $\mathbf{V}_i$ 는

채널 매트릭스 $\mathbf{H}_i$ 의 우측 특이 매트릭스를 의미한다. 또한, $\mathbf{f}_i$ 는 분해 전송 필터, $\mathbf{t}_R$ 은 분해 수신 필터를 의미한다.

[0072] 상기에서 릴레이 노드(203)는 수신 필터 $\mathbf{g}_R$ 을 이용하여 프리코딩을 수행하므로, 이하에서는 설명의 편의를 위해 분해 수신 필터 $\mathbf{t}_R$ 을 프리코딩 벡터로 정의하여 설명하도록 한다.

[0073] 수학적 7을 이용하여 릴레이 노드(203)에서의 수신 신호에 관한 수학적 3을 하기의 수학적 8과 같이 표현할 수 있다.

[0074] [수학적 8]

$$y_R = \sqrt{P_A} \mathbf{t}_R^H \Sigma_A \mathbf{f}_A x_A + \sqrt{P_B} \mathbf{t}_R^H \mathbf{U}_R \Sigma_B \mathbf{f}_B x_B + z_R$$

$$\text{where } \mathbf{U}_R \triangleq \mathbf{U}_A^H \mathbf{U}_B$$

[0077] 이어서, 수학적 8을 이용하여 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)에서 동시에 전송되는 전송 심볼에 의해 릴레이에서 발생하는 간섭의 최소값은 하기의 수학적 9와 같이 표현할 수 있다.

[0078] [수학적 9]

$$d_{\min, \text{MA}}^2 \leq U_{\text{MA}} \triangleq \min \left(\frac{|\sqrt{P_A} \mathbf{t}_R^H \Sigma_A \mathbf{f}_A \delta_{\min}|^2}{\sigma_R^2}, \frac{|\sqrt{P_B} \mathbf{t}_R^H \mathbf{U}_R \Sigma_B \mathbf{f}_B \delta_{\min}|^2}{\sigma_R^2} \right)$$

[0081] 여기서, $d_{\min, \text{MA}}^2$ 는 다중 접속 스테이지의 제1 노드(201)와 제2 노드(202)의 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리, U_{MA} 는 양쪽 링크 중 어느 한쪽의 링크가 없다고 가정했을 때 한쪽 노드에서 보낸 심볼의 성좌점 사이의 최소 거리 중 작은 값, $\delta_{\min}$ 은 전송 심볼의 전송 전의 최소 거리를 의미한다.

[0082] 즉, 프리코더 설계부(301)는 릴레이 노드(203)에서 발생하는 간섭의 최소값의 상한을 최대화시키기 위해 U_{MA} 를 최대화하는 프리코딩 벡터를 설계한다.

[0083] U_{MA} 를 최대화하기 위해 수학적 9를 프리코딩 벡터 $\mathbf{t}_R$ 에 대해 정리할 수 있으며, 이를 위해 분해 전송 필터를 코시슈바르츠 부등식(Cauchy-schwarz inequality)을 이용하여 하기의 수학적 10과 같이 표현할 수 있다.

[0084] [수학적 10]

$$\mathbf{f}_A = \frac{\Sigma_A^H \mathbf{t}_R}{\sqrt{\mathbf{t}_R^H \Sigma_A \Sigma_A^H \mathbf{t}_R}} \text{ and } \mathbf{f}_B = \frac{\Sigma_B^H \mathbf{U}_R^H \mathbf{t}_R}{\sqrt{\mathbf{t}_R^H \mathbf{U}_R \Sigma_B \Sigma_B^H \mathbf{U}_R^H \mathbf{t}_R}}$$

[0086] 수학적 10을 수학적 9에 대입하는 경우, U_{MA} 를 최대화 시키는 문제는 하기의 수학적 11과 같이 프리코딩 벡터에 대해 정리할 수 있다.

[0087] [수학식 11]

$$\begin{aligned} \mathbf{t}_R &= \arg \max_{\mathbf{t}_R} \min(\alpha, \beta) \\ \text{s.t. } &||\mathbf{t}_R||^2 = 1 \end{aligned}$$

[0088]

[0089] where

$$\alpha \triangleq \mathbf{t}_R^H \Sigma_A \Sigma_A^H \mathbf{t}_R$$

[0090]

$$\beta \triangleq P_{BA} \mathbf{t}_R^H \mathbf{U}_R \Sigma_B \Sigma_B^H \mathbf{U}_R^H \mathbf{t}_R$$

[0091]

$$P_{BA} = P_B / P_A$$

[0092]

[0093] 여기서, α 는 제1 노드(201)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리(이하, 제1 최소 거리), β 는 제2 노드(202)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리(이하, 제2 최소 거리)를 의미한다.

[0094] 수학식 11은 제1 최소 거리 및 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 설계하기 위한 수식이다. 그러나 수학식 11과 같이 표현된 성좌점 사이의 최소 거리를 최대화 시키는 문제는 일반적으로 concave하지 않으므로 최적의 프리코딩 벡터를 설계하는 것이 어렵다. 따라서, 본 발명에서는 수학식 11에 조건을 추가하여 non-concave 문제로 변환한다.

[0095] 첫 번째로, 하기의 수학식 12에 따라 프리코딩 벡터가 설계될 수 있다.

[0096] [수학식 12]

$$\mathbf{t}_R^\dagger = \begin{cases} \mathbf{u}_{R1} & \text{for } \mathbf{u}_{R1} \in \mathbb{W} \\ \mathbf{e}_1 & \text{for } \mathbf{e}_1 \in \overline{\mathbb{W}} \end{cases}$$

[0097]

$$\begin{aligned} \mathbb{W} &\triangleq \{\mathbf{t}_R \in \mathbb{C}^{N_R \times 1} \mid \alpha \geq \beta, ||\mathbf{t}_R||^2 = 1\} \\ \overline{\mathbb{W}} &\triangleq \{\mathbf{t}_R \in \mathbb{C}^{N_R \times 1} \mid \alpha < \beta, ||\mathbf{t}_R||^2 = 1\} \end{aligned}$$

[0098]

[0099] 여기서, $\dagger$ 는 허미션(Hermitian) 연산, $\mathbf{u}_{R1}$ 은 제2 최소 거리와 관련된 수식인 $\mathbf{U}_R \Sigma_B \Sigma_B^H \mathbf{U}_R^H$ 의 최대 고유값(eigenvalue)에 상응하는 제1 고유 벡터(eigenvector), $\mathbf{e}_1$ 은 제1 최소 거리와 관련된 수식인 $\Sigma_A \Sigma_A^H$ 의 최대 고유값에 상응하는 제2 고유 벡터를 의미하며 실현 가능한 프리코딩 벡터의 전체 집합이 $\mathbb{U} = \mathbb{W} \cup \mathbb{W}^c$ 라 정의되는 경우, $\mathbb{W}$ 는 $\mathbb{W}^c$ 는 의 여집합이다.

[0100] 수학식 12는 제2 최소 거리를 제1 최소 거리 보다 작게 만들 수 있는 제1 고유 벡터가 존재하면 제1 고유 벡터가 수학식 12의 해답이 되며, 제1 최소 거리를 제2 최소 거리 보다 작게 만들 수 있는 제2 고유 벡터가 존재하면 제2 고유 벡터가 수학식 12의 해답이 됨을 의미한다.

[0101] 보다 상세하게, 수학식 12에 따라 제2 최소 거리가 최대가 되는 제1 고유 벡터를 프리코딩 벡터로 가정한다. 수학식 11에 따르면 프리코딩 벡터에 따라 제1 최소 거리 및 제2 최소 거리가 결정되므로, 가정된 프리코딩 벡터에 따른 제1 최소 거리가 제2 최소 거리 이상인 경우 프리코딩 벡터 설계부(301)는 제1 고유 벡터를 프리코딩 벡터로 설계한다.

[0102] 만약 제1 최소 거리가 제2 최소거리보다 작은 경우에는 제2 고유 벡터를 프리코딩 벡터로 가정한다. 가정된 프리코딩 벡터에 따른 제1 최소 거리가 제2 최소 거리 미만인 경우 프리코더 설계부(301)는 제2 고유 벡터를 프리코딩 벡터로 설계한다.

[0103] 만약 수학적식 12를 만족하는 제1 고유 벡터 내지 제2 고유 벡터가 없는 경우 프리코더 설계부(301)는 제1 최소 거리와 제2 최소 거리가 동일하게 되도록 하는 프리코딩 벡터를 설계 하여야 한다. 이는 하기의 수학적식 13에 따라 수행될 수 있다.

[0104] [수학적식 13]

$$\mathbf{t}_R^\dagger = \arg \max_{\mathbf{t}_R} \mathbf{t}_R^H \mathbf{K}_A \mathbf{t}_R$$

$$\text{s.t. } \|\mathbf{t}_R\|^2 = 1 \text{ and } \mathbf{t}_R^H (\mathbf{K}_A - \mathbf{K}_B) \mathbf{t}_R = 0$$

[0107] where

$$\mathbf{K}_A \triangleq \Sigma_A \Sigma_A^H / \sigma_A^2$$

$$\mathbf{K}_B \triangleq \mathbf{U}_R \Sigma_B \Sigma_B^H \mathbf{U}_R^H P_{BA} / \sigma_B^2$$

[0110] 여기서, σ_A^2 는 제1 노드(201)의 가우시안 잡음, σ_B^2 는 제2 노드(202)의 가우시안 잡음, $\mathbf{K}_A$ 및 $\mathbf{K}_B$ 는 positive semi definite(PSD)이며, $\mathbf{k}_i$ 를 $\mathbf{K}_i$ 의 최대 고유값의 고유벡터라 하는 경우 $\mathbf{k}_A \notin \overline{\mathbb{W}}$, $\mathbf{k}_B \notin \mathbb{W}$ 가 성립한다.

[0111] 수학적식 13을 통해 제1 최소 거리가 제2 최소거리와 동일하도록 하는 프리코딩 벡터를 설계하기 위해서는 컨벡스 최적화법(convex optimization)을 이용할 수 있다.

[0112] 그러나 컨벡스 최적화법은 반복 연산을 사용하므로 복잡도가 매우 높아지는 문제가 있다.

[0113] 따라서, 본 발명의 일 실시예에 따르면, 프리코더 설계부(301)는 연산도가 높은 수학적식 13을 통해 프리코딩 벡터를 설계하는 대신 하기에서 설명할 연산이 보다 간단한 2 개의 방법을 통해 제1 프리코딩 벡터 및 제2 프리코딩 벡터를 설계하고, 그 중 최적의 프리코딩 벡터를 선택할 수 있다.

[0114] 첫 번째로 프리코더 설계부(301)는 제1 최소 거리 및 제2 최소 거리의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 제1 프리코딩 벡터로 설계할 수 있다. 보다 상세하게, 수학적식 12의 $\mathbf{K}_A$ 와 $\mathbf{K}_B$ 의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 제1 프리코딩 벡터로 설계할 수 있다.

[0115] 두 번째로 프리코더 설계부(301)는 제1 노드(201)가 없다 가정하는 경우의 최적의 프리코딩 벡터 및 제2 노드(202)가 없다 가정하는 경우의 최적의 프리코딩 벡터를 이용하여 제2 프리코딩 벡터로 설계할 수 있다.

[0116] 보다 상세하게, 제1 노드(201)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터 및 제2 노드(202)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 결합하여 제2 프리코딩 벡터를 설계할 수 있다. 이는 하기의 수학적식 14와 같이 표현될 수 있다.

[0117] [수학적식 14]

$$\mathbf{t}_R^1 = \frac{\mathbf{t}_{R,A}^1 + \mathbf{t}_{R,B}^1}{\|\mathbf{t}_{R,A}^1 + \mathbf{t}_{R,B}^1\|}$$

- [0119] where $t_{R,A}^1 = e_1$ and $t_{R,B}^1 = u_{R1}$
- [0120] 여기서, $t_{R,A}^1$ 제2 노드(202)와 릴레이 노드(203)간의 링크가 없다 가정하는 경우의 제1 노드(201)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터, $t_{R,B}^1$ 는 제1 노드(201)과 릴레이 노드(203)간의 링크가 없다 가정하는 경우의 제2 노드(202)로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 의미한다.
- [0121] 프리코더 선택부(303)는 상기와 같이 결정된 제1 프리코딩 벡터 및 제2 프리코딩 벡터 중 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 어느 하나의 프리코딩 벡터를 최적의 프리코딩 벡터로 선택한다.
- [0122] 정리하면, 종래에는 제1 최소 거리 및 제2 최소거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 결정할 수 없는 경우($u_{R1} \notin \mathbb{W}$ and $e_1 \notin \overline{\mathbb{W}}$) 반복적 방법의 복잡한 연산을 통해 제1 최소 거리 및 제2 최소거리가 동일하게 되도록 하는 프리코딩 벡터를 결정해야 했다. 하지만 본 발명에서는 간단한 연산으로 제1 프리코딩 벡터 및 제2 프리코딩 벡터를 설계하고, 둘 중 최적의 프리코딩 벡터를 선택함으로써 시스템의 복잡도를 크게 낮추었다.
- [0123] 통신부(305)는 프리코더 선택부(303)에 선택된 프리코딩 벡터를 이용하여 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 전송되는 전송 심볼을 수신한다. 또한, 물리적 네트워크 코딩된 정보를 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로 전송한다.
- [0124] 네트워크 코딩부(307)는 수학적 4를 이용하여 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 전송된 전송 심볼들을 검출한다. 이어서, 검출된 전송 심볼의 성좌점 및 나머지 함수를 이용하여 물리적 네트워크 코딩을 수행한다.
- [0125] 제어부(309)는 프리코더 설계부(301), 프리코더 선택부(303), 통신부(305) 및 네트워크 코딩부(307)에서 수행하는 전반적인 기능을 제어한다.
- [0126] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 신호 처리 방법의 순서도를 도시한 도면이다.
- [0127] 단계(S400)에서 프리코더 설계부(301)는 제1 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제1 최소 거리 및 제2 노드로부터 전송되는 전송 심볼의 성좌점 간의 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터를 설계할 수 있다.
- [0128] 단계(S405)에서 제1 최소 거리 및 제2 최소 거리 중 작은 값이 최대화가 되는 프리코딩 벡터가 설계되는 경우, 단계(S425)에서 네트워크 코딩부(307)는 단계(S405)에서 설계된 프리코딩 벡터를 이용하여 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 수신된 전송 심볼의 물리적 네트워크 코딩을 수행할 수 있다.
- [0129] 단계(S400)에 따른 프리코딩 벡터가 설계되지 않는 경우 단계(S410)에서 프리코더 설계부(301)는 제1 최소 거리 및 제2 최소 거리의 합을 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 이용하여 제1 프리코딩 벡터를 설계할 수 있다.
- [0130] 이어서, 단계(S415)에서 프리코더 설계부(301)는 상기 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터 및 상기 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터를 이용하여 제2 프리코딩 벡터를 설계할 수 있다.
- [0131] 보다 상세하게, 제1 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 제1 최소 거리를 최대 값으로 만드는 고유 벡터이며, 제2 최소 거리를 최대화 하는 프리코딩 벡터는 제2 최소 거리를 최대 고유값으로 만드는 고유 벡터를 의미할 수 있다.
- [0132] 단계(S420)에서 프리코더 선택부(403)는 제1 프리코딩 벡터 및 제2 프리코딩 벡터 중 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 동시에 전송되는 전송 심볼들의 성좌점 간의 최소 거리를 최대화 하는 어느 하나의 프리코딩 벡터를 선택할 수 있다.
- [0133] 마지막으로, 단계(S425)에서 네트워크 코딩부(307)는 단계(S420)에서 선택된 어느 하나의 프리코딩 벡터를 이용하여 제1 노드(201) 및 제2 노드(202)로부터 수신된 전송 심볼의 물리적 네트워크 코딩을 수행할 수 있다. 보다 상세하게, 수신된 전송 심볼의 성좌점 및 나머지 함수(modulo operation)를 이용하여 물리적 네트워크 코딩을

수행할 수 있다.

- [0134] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드에 수신된 전송 심볼의 16-QAM의 성좌점들이 4-PAM이 되는 것을 도시한 도면이다.

[0135] 도 5를 참조하면, 릴레이 노드(203)는 릴레이 노드(203)에 수신된 전송 심볼들의 성좌점들을 수학적 식 5를 이용하여 물리적 네트워크 코딩을 수행한다.

[0136] 일례로, 서로 간섭이 발생할 수 있는 거리 d_4 의 성좌점 (0,3), (1,2), (2,1), (3,0)들은 물리적 네트워크 코딩을 통해 동일한 3의 인코딩 결과를 얻게 되며 이로 인해 릴레이 노드(203)에서 발생하는 간섭이 제거된다.

[0137] 즉, 릴레이 노드(203)에 동시에 수신된 전송 심볼들의 성좌점 간의 거리 b^2 의 최소값은 릴레이 노드(203)에서 발생하는 간섭의 최소값과 일치하게 되는 효과가 있다.

[0138] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 프리코딩 방법에 따라 물리적 네트워크 코딩을 수행한 경우의 성능을 도시한 도면이다.

[0139] 도 6에서 opt-LD는 수학적 식 12 및 수학적 식 13을 이용하여 프리코딩 벡터를 설계한 경우의 결과, sub-LD는 제1 프리코딩 벡터 및 제2 프리코딩 벡터 중 최적의 프리코딩 벡터를 선택한 경우의 결과, Optimum two-way AF는 종래 기법에 의한 결과를 도시한 것이다.

[0140] 도 6을 살펴보면, 본 발명에서 제안한 opt-LD 기법 및 sub-LD 기법이 10^{-4} 의 BER에서 종래 기법보다 2 내지 3의 dB의 이득을 얻는 것을 확인할 수 있다. sub-LD 기법이 opt-LD 기법보다 1 dB의 이득을 적게 획득하나 opt-LD 보다 훨씬 적은 계산 복잡도를 가지는 장점이 있다.

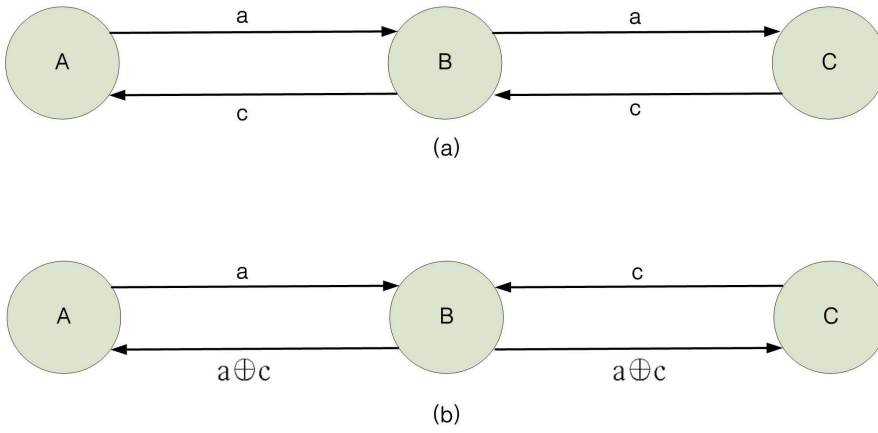
[0141] 이상과 같이 본 발명에서는 구체적인 구성 요소 등과 같은 특정 사항들과 한정된 실시예 및 도면에 의해 설명되었으나 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐, 본 발명은 상기의 실시예에 한정되는 것은 아니며, 본 발명이 속하는 분야에서 통상적인 지식을 가진 자라면 이러한 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 따라서, 본 발명의 사상은 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니되며, 후술하는 특허청구범위뿐만 아니라 이 특허청구범위와 균등하거나 등가적 변형이 있는 모든 것들은 본 발명 사상의 범주에 속한다고 할 것이다.

부호의 설명

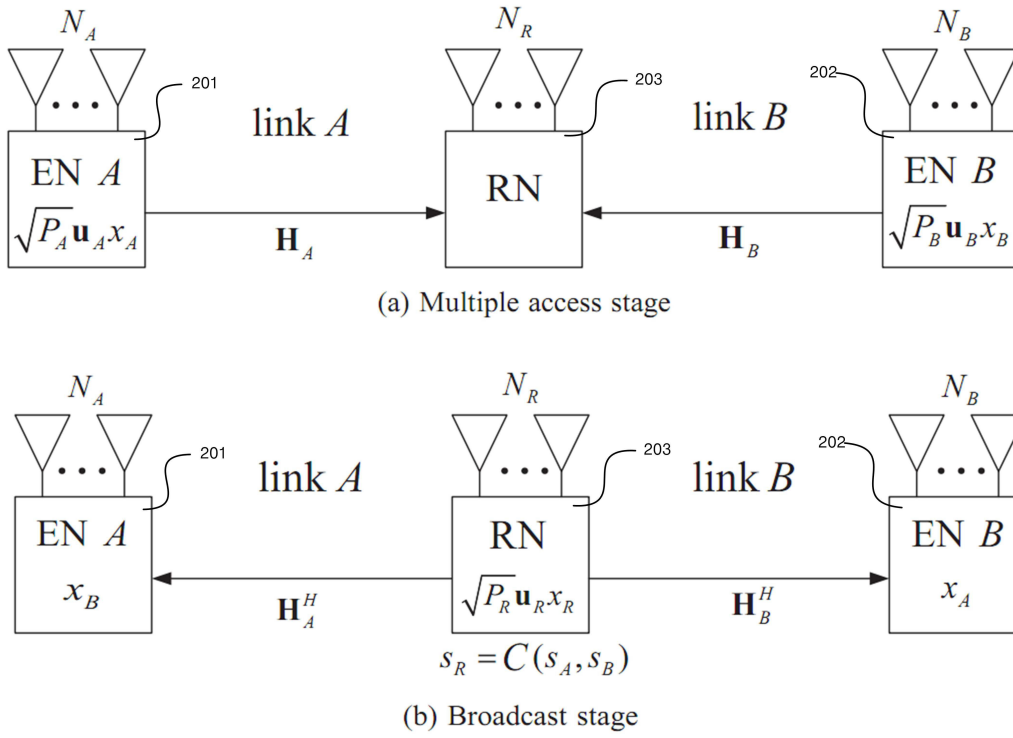
- [0142] 201: 제1 노드 202: 제2 노드
 - 203: 릴레이 노드
 - 300: 릴레이 노드의 신호 처리 장치
 - 301: 프리코더 설계부 303: 프리코더 선택부
 - 305: 통신부 307: 네트워크 코딩부
 - 309: 제어부

도면

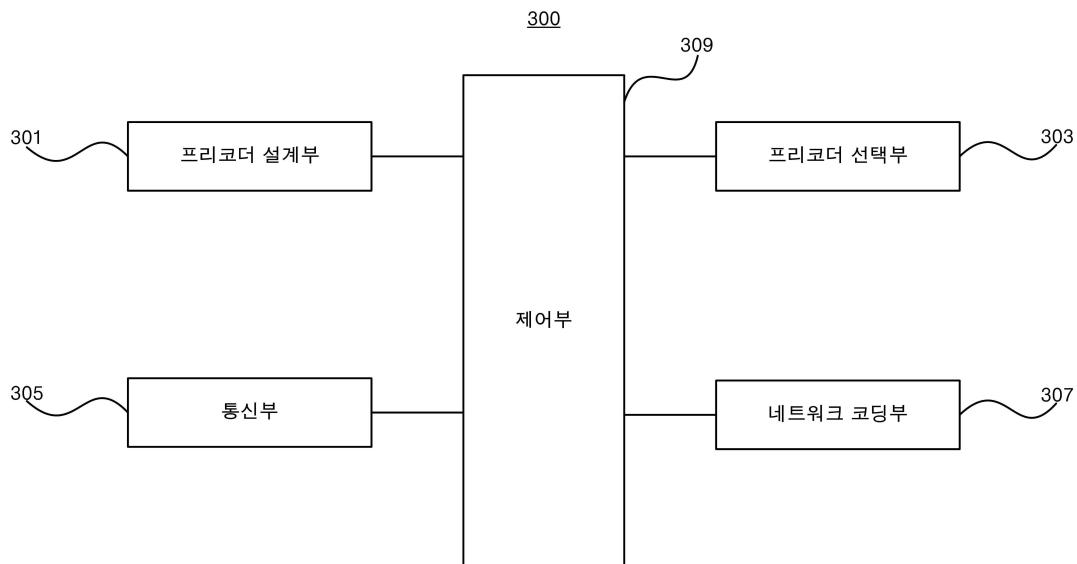
도면1



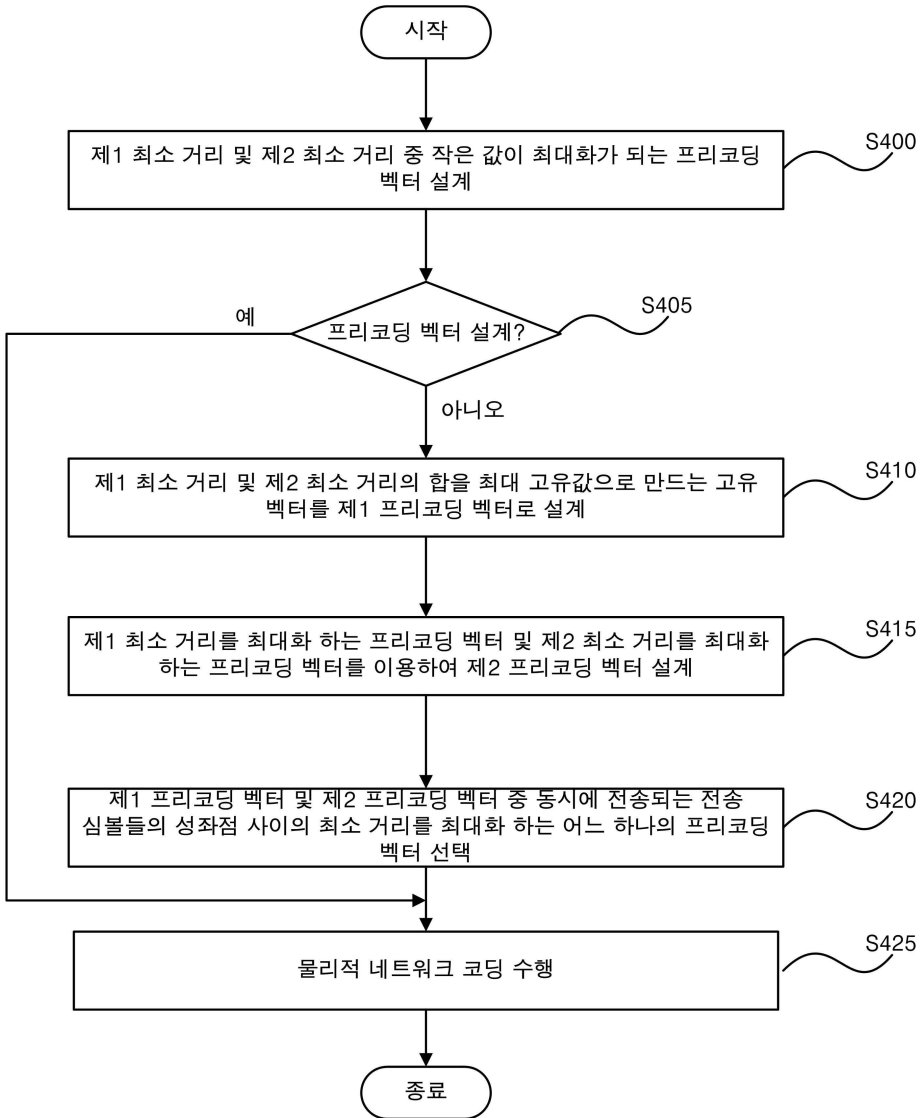
도면2



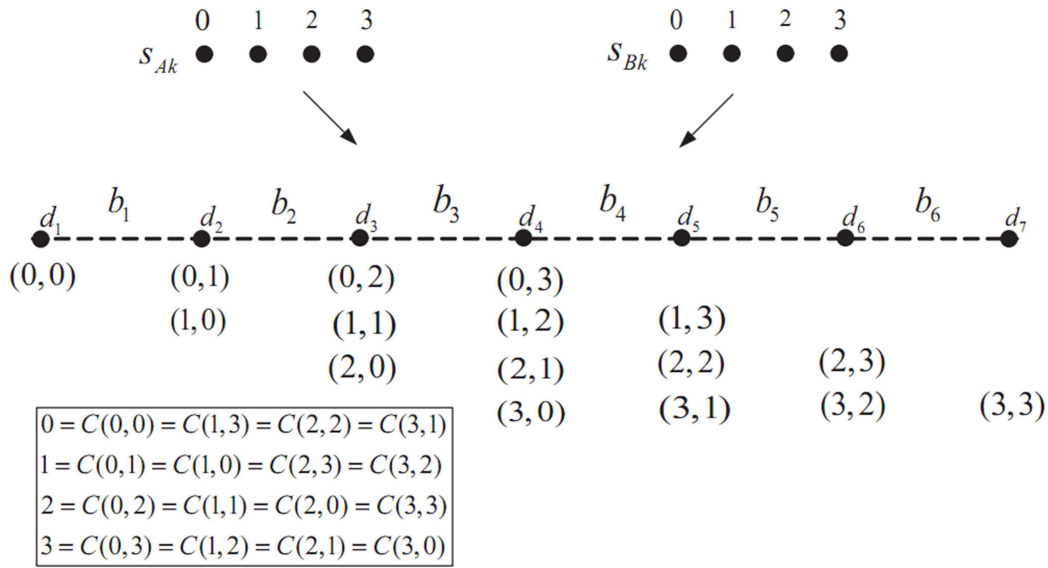
도면3



도면4



도면5



도면6

