(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년02월04일
(11) 등록번호 10-1490050
(24) 등록일자 2015년01월29일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04W 16/28 (2009.01) *H04W 72/00* (2009.01)
(21) 출원번호 10-2013-0117843
(22) 출원일자 2013년10월02일
심사청구일자 2013년10월02일
(56) 선행기술조사문헌
비특허문헌1:Hyunjun Kim
Zhaoxi Fang 외 2명. "Beamforming Design for Multiuser Two-Way Relaying: A Unified Approach via Max-Min SINR." 2013.06.

(73) 특허권자
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)
(72) 발명자
이인규
서울 강남구 선릉로 221, 302동 404호 (도곡동, 도곡렉슬아파트)
공한배
서울 강남구 언주로30길 56, D동 1805호 (도곡동, 타워팰리스)
(74) 대리인
송인호, 민영준, 최관락

전체 청구항 수 : 총 3 항 심사관 : 이다나

(54) 발명의 명칭 **무선 신호 처리 방법**

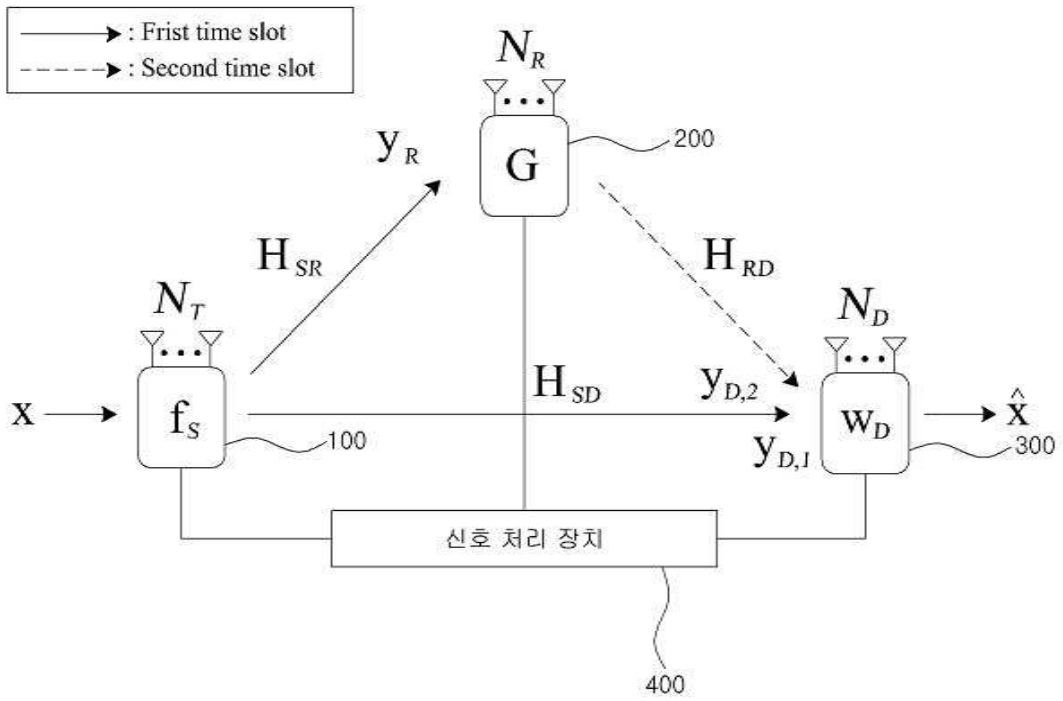
(57) 요 약

본 발명은 송신 노드로부터 수신 노드로의 직접 링크 환경을 고려한 무선 통신 중계 노드의 신호 처리 방법 및 장치에 관한 것이다.

본 발명의 일실시예에 의한 무선 신호 처리 방법은 송신 노드로부터 수신 노드로의 직접 링크가 존재하는 환경에

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도1



서 중계 노드 및 송신 노드에서의 무선 신호 처리 방법에 관한 것으로서, 송신 노드의 전송 채널을 고려하는 제1 빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계-상기 제1빔포밍 벡터 세트는 제1송신 빔포밍 벡터 및 제1중계 빔포밍 벡터를 포함함-; 수신 노드의 수신 채널을 고려하는 제2빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계;-상기 제2빔포밍 벡터 세트는 제2송신 빔포밍 벡터 및 제2중계 빔포밍 벡터를 포함함-; 상기 제1빔포밍 세트를 적용한 에러와 제2빔포밍 세트를 적용한 에러를 비교하여 상기 제1빔포밍 벡터 세트 및 상기 제2빔포밍 벡터 세트 중 어느 하나를 선택하는 단계; 및 상기 선택된 빔포밍 벡터 세트를 적용하여 신호를 처리하는 단계를 포함할 수 있다.

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	WR080951
부처명	서울특별시
연구관리전문기관	서울산업통상진흥원
연구사업명	세계 유수연구소 유치 지원사업[국제공동연구 지원사업]
연구과제명	Bell Labs 서울 유치 / 광대역 컨버전트 네트워크 기반기술 및 응용서비스 연구
기 여 율	1/1
주관기관	고려대학교 산학협력단
연구기간	2012.12.01 ~ 2013.06.01

특허청구의 범위

청구항 1

송신 노드로부터 수신 노드로의 직접 링크가 존재하는 환경에서 중계 노드 및 송신 노드에서의 무선 신호 처리 방법에 관한 것으로서,

상기 송신 노드와 중계 노드 사이의 채널 및 송신 노드와 수신 노드 사이의 채널이 고려된 제1에러 함수가 최소값을 가지도록 상기 제1송신 빔포밍 벡터를 산출하는 단계를 포함하는 제1빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계-상기 제1빔포밍 벡터 세트는 제1송신 빔포밍 벡터 및 제1중계 빔포밍 벡터를 포함함-;

상기 송신 노드와 상기 수신 노드 사이의 채널만이 고려된 제2에러 함수가 최소값을 가지도록 상기 제2송신 빔포밍 벡터를 결정하는 단계를 포함하는 제2빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계;-상기 제2빔포밍 벡터 세트는 제2송신 빔포밍 벡터 및 제2중계 빔포밍 벡터를 포함함-;

상기 제1빔포밍 세트를 적용한 에러와 제2빔포밍 세트를 적용한 에러를 비교하여 상기 제1빔포밍 벡터 세트 및 상기 제2빔포밍 벡터 세트 중 어느 하나를 선택하는 단계; 및

상기 선택된 빔포밍 벡터 세트를 적용하여 신호를 처리하는 단계를 포함하되,

상기 제1빔포밍 벡터 세트 산출 단계는 상기 결정된 제1송신 빔포밍 벡터를 상기 제1에러 함수와 상기 제2에러 함수의 합으로 표현되는 전체 에러 함수에 적용하여 상기 제1중계 빔포밍 벡터를 결정하는 단계를 더 포함하고,

상기 제2빔포밍 벡터 세트 산출 단계는 상기 결정된 제2송신 빔포밍 벡터를 상기 전체 에러 함수에 적용하여 상기 제2중계 빔포밍 벡터를 결정하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 하는 무선 신호 처리 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 송신 노드의 전송 채널은 상기 송신 노드와 중계 노드 사이의 채널 및 송신 노드와 수신 노드 사이의 채널을 포함하고,

상기 수신 노드의 수신 채널은 상기 수신 노드와 상기 송신 노드 사이의 채널 및 상기 수신 노드와 상기 중계 노드 사이의 채널을 포함하는 것을 특징으로 하는 하는 무선 신호 처리 방법.

청구항 3

삭제

청구항 4

삭제

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 제1송신 빔포밍 벡터와 상기 제2송신 빔포밍 벡터는 서로 크기가 같고 방향이 다르고,

상기 제1중계 빔포밍 벡터와 상기 제2중계 빔포밍 벡터는 서로 방향은 같고 크기가 다른 것을 특징으로 하는 하는 무선 신호 처리 방법.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 송신 노드와 중계 노드의 신호 처리 방법 및 장치에 관한 것으로, 보다 상세하게는 송신 노드로부터 수신 노드로의 직접 링크 환경을 고려한 무선 통신 송신 노드 와 중계 노드의 신호 처리 방법 및 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 일반적으로 무선 통신 시스템에서 전파의 음영지역을 해소하기 위하여 중계 노드가 사용된다. 중계 노드는 미약한 전파를 수신하여 증폭한 후, 증폭된 신호를 다시 송신하는 기능을 수행하며 이를 위해 별도의 수신안테나와 송신안테나가 필요하다.

[0003] 중계 노드를 사용함으로 인해, 기지국의 커버리지(Coverage) 증대, 전송률(Throughput) 개선 등의 효과가 발생한다. 즉, 시스템은 열악한 채널 환경을 가지는 특정 지역에 중계 노드를 위치시켜 전송률을 향상시키고, 셀 경계 부근에 중계 노드를 위치시켜 기지국의 커버리지 밖에 있는 단말과 기지국이 통신할 수 있도록 서비스할 수 있다.

[0004] 대한민국 공개특허 10-2008-0113677호에는 중계 장치를 사용하는 통신 방식에서, 송신 장치와 중계 장치의 데이터 송신 시간과 데이터 송신 출력을 결정하는 장치 및 방법이 개시된다.

[0005] 하지만, 상기 대한민국 공개특허 10-2008-0113677호는 전송율을 최대화시킬 수 있도록 빔포밍을 선택적으로 수행하는 방법에 대해서는 개시하지 않고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명의 목적은 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템에서 낮은 복잡도로 송신 빔포밍 벡터와 중계 빔포밍 벡터를 결정할 수 있는 무선 신호 처리 방법을 제공하는 데 있다.

과제의 해결 수단

[0007] 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 일실시예에 의하면, 송신 노드로부터 수신 노드로의 직접 링크가 존재하는 환경에서 중계 노드 및 송신 노드에서의 무선 신호 처리 방법에 관한 것으로서, 송신 노드의 전송 채널을 고려하는 제1빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계-상기 제1빔포밍 벡터 세트는 제1송신 빔포밍 벡터 및 제1중계 빔포밍 벡터를 포함함-; 수신 노드의 수신 채널을 고려하는 제2빔포밍 벡터 세트를 산출하는 단계;-상기 제2빔포밍 벡터 세트는 제2송신 빔포밍 벡터 및 제2중계 빔포밍 벡터를 포함함-; 상기 제1빔포밍 세트를 적용한 에러와 제2빔포밍 세트를 적용한 에러를 비교하여 상기 제1빔포밍 벡터 세트 및 상기 제2빔포밍 벡터 세트 중 어느 하나를 선택하는 단계; 및 상기 선택된 빔포밍 벡터 세트를 적용하여 신호를 처리하는 단계를 포함하는 무선 신호 처리 방법을 제공하는 데 있다.

발명의 효과

[0008] 본 발명의 일실시예에 의한 무선 신호 처리 방법은 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템에서 복잡도를 비약적으로 낮추면서도 전송율을 최대화할 수 있는 빔포밍 벡터를 결정할 수 있다.

[0009] 본 발명의 일실시예에 의하면, 빔포밍 벡터를 선택적으로 적용하여 전송율을 최대화할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0010] 도 1은 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템을 나타내는 도면이다.

도 2는 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템 환경에서 무선 신호 처리 방법을 나타내는 흐름도이다.

도 3은 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템 환경에서 고려하는 채널에 따라 구분된 송신 빔포밍 벡터를 설명하기 위한 도면이다.

도 4는 본 일실예와 관련된 무선 처리 방법과 다른 신호 처리 방법의 성능을 비교한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0011] 이하, 본 발명의 일실시예와 관련된 무선 신호 처리 방법에 대해 도면을 참조하여 설명하도록 하겠다.

[0012] 본 명세서에서 사용되는 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 명세서에서, "구성된다" 또는 "포함한다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 여러 구성 요소들, 또는 여러 단계들

을 반드시 모두 포함하는 것으로 해석되지 않아야 하며, 그 중 일부 구성 요소들 또는 일부 단계들은 포함되지 않을 수도 있고, 또는 추가적인 구성 요소 또는 단계들을 더 포함할 수 있는 것으로 해석되어야 한다.

[0013] 도 1은 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템을 나타내는 도면이다.

[0014] 도시된 바와 같이, 상기 무선 통신 시스템은 송신 노드(100), 중계 노드(200), 수신 노드(300) 및 신호 처리 장치(400)를 포함할 수 있다. 상기 무선 통신 시스템에는 직접 링크가 존재할 수 있다. 본 명세서에서 송신 빔포밍 벡터는 송신 노드(100)의 빔포밍 벡터를 의미하고, 중계 빔포밍 벡터는 중계 노드(200)의 빔포밍 벡터를 의미한다.

[0015] 상기 무선 통신 시스템은 송신 노드(100)와 중계 노드(200)의 협업을 통하여 수신 노드(300)에 데이터를 전송하는 시스템을 가정한다. 또한, 송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이에 중계 노드(200)를 통한 링크뿐만 아니라 직접링크 또한 존재하는 시스템을 고려한다. 송신 노드(100), 중계 노드(200), 수신 노드(300)은 각각 N_T, N_R, N_D 개의 안테나를 가지고 있으며, 중계 노드(200)는 데이터 수신과 송신을 동시에 할 수 없다고 가정한다. 그러므로 데이터 송신은 총 두 time slot에 거쳐서 이루어지며, 첫 번째 time slot에는 송신 노드(100)가 실선과 같이 중계 노드(200)와 수신 노드(300)에 데이터를 전송하며, 두 번째 time slot에는 점선과 같이 중계 노드(200)가 수신 노드(300)에 데이터를 전송한다.

[0016] 그러면 첫 번째 time slot에 중계 노드(200)와 수신 노드(300)에서의 수신 신호 $\mathbf{y}_R$와 $\mathbf{y}_{D,1}$는 수학식 1과 같다.

수학식 1

[0017]
$$\mathbf{y}_R = \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S x + \mathbf{n}_R$$
$$\mathbf{y}_{D,1} = \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S x + \mathbf{n}_{D,1}$$

[0018] 여기서 $\mathbf{H}_{SR}$, $\mathbf{H}_{SD}$는 각각 송신 노드(100)와 중계 노드(200) 사이의 채널, 송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이의 채널을 의미하며, $\mathbf{n}_R$ 과 $\mathbf{n}_{D,1}$ 는 각각 중계 노드(200)와 수신 노드(300)에서의 평균이 0이고 분산이 1인 복소 백색 가우시안 노이즈를 나타낸다. x 와 $\mathbf{f}_S$ 는 각각 전송하고자 하는 데이터와 송신 노드(100) 빔포밍 벡터를 의미한다.

[0019] 두 번째 time slot에서는 중계 노드(200)가 첫 번째 time slot에 수신한 신호에 중계 노드(200) 필터 $\mathbf{G}$ 를 곱한 후 수신 노드(300)에 전송해 주며, 이때 수신 노드(300)에서의 수신 신호는 수학식 2와 같다.

수학식 2

[0020]
$$\mathbf{y}_{D,2} = \mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{y}_R + \mathbf{n}_{D,2}$$

[0021] 여기서 $\mathbf{H}_{RD}$와 $\mathbf{n}_{D,2}$ 는 각각 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 채널과 두 번째 time slot에서 수신 노드(300)에서의 평균이 0이고 분산이 1인 복소 백색 가우시안 노이즈를 나타낸다.

[0022] 두 time slot 동안 수신 노드(300)에서 수신된 신호를 하나의 벡터로 표현하면 수학식 3과 같다.

수학식 3

[0023]
$$\mathbf{y}_D = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_{D,1} \\ \mathbf{y}_{D,2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S \\ \mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S \end{bmatrix} x + \begin{bmatrix} \mathbf{n}_{D,1} \\ \mathbf{n}_D \end{bmatrix}$$

[0024] 여기서 $\mathbf{n}_D = \mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{n}_R + \mathbf{n}_{D,2}$ 이며, $\mathbf{n}_D$ 의 공분산 행렬은 $\mathbf{R}_{n_D} = \mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{G}^H\mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{I}_{N_D}$ 이다. 이하 실시예에서 송신 노드(100)와 중계 노드(200)에서 power constraint가 있다고 가정하며, 데이터의 평균 파워가 $E[|x|^2] = \rho$ 와 같다고 가정한다. 그러므로 송신 노드(100)에서의 power constraint는 수학식 4와 같다.

수학식 4

[0025]
$$E[||\mathbf{f}_S||^2] \leq P_T/\rho$$

[0026] 중계 노드(200)에서의 power constraint는 수학식 5와 같다.

수학식 5

[0027]
$$E[||\mathbf{G}\mathbf{y}_R||^2] \leq P_R$$

[0028] 송신 빔포밍 벡터와 중계 필터가 주어진 상황에서 중계 환경의 signal-to-noise ratio (SNR)을 최대화하는 최적의 수신 노드(300)의 수신 벡터 $\mathbf{w}_D$ 는 수학식 6과 같다.

수학식 6

[0029]
$$\mathbf{w}_D = \frac{1}{\beta}\mathbf{h}_w$$

[0030] 여기서 $\beta \triangleq \mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{G}^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{R}_{n_D}^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + \mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S + 1/\rho$, 이며, $\mathbf{h}_w \triangleq [(\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S)^T \ (\mathbf{R}_{n_D}^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S)^T \ ]^T$ 이다. 본 실시예에서는 수신 노드(300)에서 수학식 6과 같은 수신 벡터를 사용한다고 가정한다.

[0031] 시스템 error를 $e = \mathbf{w}_D^H\mathbf{y}_D - x$ 로 정의하면, mean squared error (MSE) $\mathrm{MSE}\ \epsilon \triangleq E[|e|^2]$ 는 수학식 7과 같다.

수학식 7

[0032]
$$\epsilon = \frac{1}{\beta}$$

[0033] 본 실시예에서 고려하는 단일 스트림 전송 시스템에서는 MSE를 최소화하는 문제와 SNR을 최대화하는 문제가 동일한 문제가 되며, SNR보다 MSE를 통하여 접근하는 것이 용이하다.

[0034] 그러므로 이하 실시예에서는 MSE를 최소화하는 문제를 고려한다. 그리고 송신 빔포밍 벡터와 중계 필터 최적화 문제는 수학식 8과 같이 만들 수 있다. 상기 중계 필터는 중계 노드(200)의 필터를 의미한다.

수학식 8

$$\begin{aligned} &\min_{\mathbf{f}_S,\mathbf{G}} \ \epsilon \\ s.t \ \ &\mathrm{Tr}\left(\rho \mathbf{f}_S \mathbf{f}_S^H\right) \le P_T \\ &\mathrm{Tr}\left(\mathbf{G}(\rho \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H + \mathbf{I}_{N_R})\mathbf{G}^H\right) \le P_R \end{aligned}$$

[0035]

[0036] 여기서 첫 번째와 두 번째 constraint는 각각 송신 노드(100)와 중계 노드(200)의 power constraint를 의미한다. 이 문제는 $\mathbf{f}_S$ 와 $\mathbf{G}$ 에 대해서 jointly non-convex 문제이므로 솔루션을 도출하기가 어렵다. 그러나 이 문제는 $\mathbf{G}$ 에 대해서는 convex 문제이므로 Karush-Kuhn-Tucher (KKT) 조건을 이용하면 최적화된 $\mathbf{G}$ 의 구조를 구할 수 있다. KKT 조건은 수학식 9와 같다.

수학식 9

$$\begin{aligned} \frac{\partial \mathcal{L}}{\partial \mathbf{G}^*} \ = \ & \rho\left(\mathbf{w}_{D,1}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S - 1\right)\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H \\ & + \left(\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{w}_{D,2}^H\mathbf{H}_{RD} + \mu\mathbf{I}_{N_R}\right) \\ & \times\mathbf{G}\left(\rho\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H + \mathbf{I}_{N_R}\right) = 0. \end{aligned}$$

[0037]

[0038] 여기서 μ 는 Lagrangian multiplier를 나타낸다.

[0039] 위의 수식을 $\mathbf{G}$ 에 대해서 정리를 하면 수학식 10과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned} \mathbf{G} \ &= \left(1-\mathbf{w}_{D,1}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S\right)\left(\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{w}_{D,2}^H\mathbf{H}_{RD}+\mu\mathbf{I}_{N_R}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\left(\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H+1/\rho\mathbf{I}_{N_R}\right)^{-1} \\ &= \left(1-\mathbf{w}_{D,1}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S\right)\left(\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{w}_{D,2}^H\mathbf{H}_{RD}+\mu\mathbf{I}_{N_R}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\left(\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S+1/\rho\right)^{-1}\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H \\ &= \left(1-\mathbf{w}_{D,1}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S\right)\left(\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2}\mathbf{w}_{D,2}^H\mathbf{H}_{RD}+\mu\mathbf{I}_{N_R}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{w}_{D,2} \\ &\quad\times\left(1+\frac{\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S+1/\rho}\right)\frac{1}{\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S+\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S+1/\rho}\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H. \end{aligned}$$

[0040]

[0041] 그러므로 $\mathbf{G}$ 의 최적화된 구조는 $\hat{\mathbf{G}} = \mathbf{f}_R\mathbf{w}_R^H$ 로 나타낼 수 있다. 여기서 $\mathbf{f}_R$은 중계 빔포밍 벡터를 나타내고,

w_R은 중계 노드(200)의 수신 벡터를 나타낸다. f_R은 수학식 11로 나타내고, w_R은 수학식 12로 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$\mathbf{f}_R = \left(1-\mathbf{w}_{D,1}^H \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S\right)\left(1+\frac{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SD}^H \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S+1/\rho}\right) \times\left(\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{w}_{D,2}\mathbf{w}_{D,2}^H \mathbf{H}_{RD}+\mu\mathbf{I}_{N_R}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{w}_{D,2}$$

[0042]

수학식 12

$$\mathbf{w}_R = \frac{\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + \mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SD}^H \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S + 1/\rho}$$

[0043]

[0044] 여기서 $\mathbf{w}_R$는 $\mathbf{f}_S$로 표현되므로 최적화하고자 하는 변수를 $\mathbf{f}_S$와 $\mathbf{G}$가 아닌 $\mathbf{f}_S$와 $\mathbf{f}_R$로 대체할 수 있다.

[0045] 수학식 7의 MSE는 $\zeta = 1/\left(\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SD}^H \mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S + 1/\rho\right)$로 정의하면 수학식 13과 같이 표현된다.

수학식 13

$$\begin{aligned}\epsilon &= \zeta - \zeta^2 \mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{G}^H \mathbf{H}_{RD}^H \left(\mathbf{R}_{n_D} + \zeta \mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{G}^H \mathbf{H}_{RD}^H\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{G}\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S \\ &= \zeta - \zeta^2 \mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{w}_R \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \left(\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \mathbf{w}_R^H \left(\mathbf{w}_R + \zeta \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{w}_R\right)\mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{I}_{N_D}\right)^{-1} \\ &\quad \times \mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \mathbf{w}_R^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S \\ &= \zeta - \zeta^2 \mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{w}_R \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \left(\omega \mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{I}_{N_D}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \mathbf{w}_R^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\end{aligned}$$

[0046]

[0047] 여기서 $\omega \triangleq \mathbf{w}_R^H \left(\mathbf{w}_R + \zeta \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{w}_R\right)$이며 $\mathbf{w}_R = \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S/\left(\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta\right)$이므로 ω는 수학식 14와 같다.

수학식 14

$$\begin{aligned}\omega &= \mathbf{w}_R^H \left(\frac{\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta} + \zeta \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S \frac{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta}\right) \\ &= \mathbf{w}_R^H \left(\frac{\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta} + \zeta \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S - \frac{\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S}{\mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta}\right) \\ &= \zeta \mathbf{w}_R^H \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S.\end{aligned}$$

[0048]

[0049] 수학식 14를 수학식 13에 대입하면 MSE는 수학식 15와 같이 표현된다.

수학식 15

$$\begin{aligned}\epsilon &= \zeta - \omega^2 \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \left(\omega \mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H + \mathbf{I}_{N_d}\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \\ &= \zeta - \omega^2 \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \left(\mathbf{I}_{N_D} - \left(\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + 1/\omega\right)^{-1}\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\right)\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R \\ &= \zeta - \omega^2 \mathbf{f}_R^H \mathbf{H}_{RD}^H \mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + \omega^2 \frac{\left(\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R\right)^2}{\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + 1/\omega} \\ &= \zeta - \omega \frac{\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R}{\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + 1/\omega} \\ &= \zeta - \omega + \frac{1}{\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + 1/\omega}.\end{aligned}$$

[0050]

[0051] ω 가 $\omega = \zeta - 1/\left(\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta\right)$ 이므로 수학식 15는 최종적으로 수학식 16과 같이 표현된다.

수학식 16

$$\epsilon(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R) = \epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S) + \epsilon^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R)$$

[0052]

[0053] BC는 Broadcast로 송신 노드(100)에서 데이터를 전송하는 채널을 의미하고, MAC는 Multiple Access Channel로 수신 노드(300)에서 데이터를 수신하는 채널을 의미한다.

[0054] 여기서 $\epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S) \triangleq 1/\left(\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + \mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S + 1/\rho\right)$ 이며, $\epsilon^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R) \triangleq 1/\left(\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\ \mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + 1/\omega\right)$ 이다. 여기서 ϵ^{MAC} 의 $1/\omega$ 때문에 MSE 최소화 문제가 여전히 복잡한 형태를 가진다. 그러므로 문제 접근을 용이하게 하기 위해서 수학식 17과 같이 ω 의 상향치가 이용될 수 있다.

수학식 17

$$\omega = \zeta - \frac{1}{\mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_S + 1/\zeta} \leq \zeta$$

[0055]

[0056] 수학식 17을 수학식 16에 대입하면 MSE의 상향치가 수학식 18과 같이 구해진다.

수학식 18

$$\epsilon(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R) \leq \epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S) + \bar{\epsilon}^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R)$$

[0057]

[0058] 여기서 $\bar{\epsilon}^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R) \triangleq 1/\left(\mathbf{f}_R^H\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD}\mathbf{f}_R + \mathbf{f}_S^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_S \quad + 1/\rho\right)$ 이다.

[0059] 여기서 $\epsilon(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R)$ 는 전체 에러 함수이고, $\epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S)$ 는 상기 송신 노드(100)와 중계 노드(200) 사이의 채널 및 송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이의 채널이 고려된 에러 함수(편의상, '제1에러 함수'라 함)이다. 또한, $\bar{\epsilon}^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R)$ 는 상기 송신 노드(100)와 상기 수신 노드(300) 사이의 채널 및 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 채널이 고려된 에러 함수(편의상, '제2에러 함수'라 함)이다.

[0060] Closed-form 솔루션을 도출하기 위하여 위와 같은 MSE의 상향치를 최소화하는 $\mathbf{f}_R$과 $\mathbf{f}_S$를 구하는 문제로 다룰 수 있다. 고려하는 문제는 수학식 19와 같이 만들어질 수 있다.

수학식 19

[0061]
$$\min_{\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R} \ \epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S) + \bar{\epsilon}^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R)$$
$$s.t \ \ \mathrm{Tr}\left(\rho \mathbf{f}_S \mathbf{f}_S^H\right) \le P_T$$
$$\mathrm{Tr}\left(\mathbf{f}_R \mathbf{w}_R^H (\rho \mathbf{H}_{SR} \mathbf{f}_S \mathbf{f}_S^H \mathbf{H}_{SR}^H + \mathbf{I}_{N_R}) \mathbf{w}_R \mathbf{f}_R^H\right) \le P_R$$

[0062] 상기 수학식 19에 대해 몇 가지 유용한 관찰이 얻어질 수 있다. 먼저 $\mathbf{f}_R$가 $\bar{\epsilon}^{MAC}$에만 연관이 있으므로 $\mathbf{f}_S$가 주어진 상황에서 최적화된 $\mathbf{f}_R$는 closed-form으로 쉽게 구할 수 있다. 그러나 $\mathbf{f}_S$가 ϵ^{BC}와 $\bar{\epsilon}^{MAC}$모두에 연관성이 있으므로 최적화된 $\mathbf{f}_S$를 closed-form 솔루션을 구하기는 매우 어렵다.

[0063] 송신 노드(100)-중계 노드(200) 링크 채널의 SNR과 중계 노드(200)-수신 노드(300) 링크 채널의 SNR을 각각 SNR_{SR} 와 SNR_{RD} 라고 정의한다.

[0064] ϵ^{BC} 와 ϵ^{MAC} 의 수식으로부터 SNR_{SR} 이 증가함에 따라 ϵ^{BC}는 감소하고, ϵ^{MAC}는 증가할 것을 알 수 있다.

[0065] 또한, SNR_{RD} 이 증가함에 따라 ϵ^{BC}는 변화가 없고, ϵ^{MAC}는 감소할 것을 알 수 있다. 그러므로 SNR_{SR} 이 SNR_{RD} 보다 큰 경우 ϵ^{MAC} 와 비교했을 때 ϵ^{BC}을 무시할 수 있음을 알 수 있다. 마찬가지 이유로 SNR_{RD} 이 SNR_{SR} 보다 큰 경우에는 ϵ^{MAC} 을 무시할 수 있다. 즉, ϵ^{BC}와 ϵ^{MAC}둘 중에 하나만 최적화하여도 성능 손실이 적을 것이라는 것을 예상할 수 있다.

[0066] 또한, ϵ^{BC} 와 $\bar{\epsilon}^{MAC}$ 합을 최적화하는 $\mathbf{f}_S$ 는 도출하기 어렵지만 ϵ^{BC}와 $\bar{\epsilon}^{MAC}$각각을 최적화하는 $\mathbf{f}_S$의 closed-form 솔루션은 쉽게 도출할 수 있다.

[0067] 이러한 관찰을 통해서 ϵ^{BC} 와 $\bar{\epsilon}^{MAC}$ 각각을 최적화하는 $\mathbf{f}_S$ 를 구한 후 두 솔루션 중에 더 좋은 성능을 보이는 솔루션을 채택하는 빔포밍 기법이 사용될 수 있다. 이에 대해서는 도 2 및 도 3을 통해 설명하기로 한다.

[0068] 도 2는 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템 환경에서 무선 신호 처리 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0069] 신호 처리 장치(400)는 ϵ^{BC} 을 최적화하는 제1빔포밍 벡터 세트를 산출하고(S210), $\bar{\epsilon}^{MAC}$을 최적화하는 제2

빔포밍 벡터 세트를 산출할 수 있다(S220). 빔포밍 벡터 세트는 송신 빔포밍 벡터와 중계 빔포밍 벡터의 쌍으로 구성될 수 있다.

[0070] 먼저 ϵ^{BC} 와 $\bar{\epsilon}^{MAC}$ 을 각각 최소화하는 문제는 수학식 20과 같이 만들 수 있다.

수학식 20

$$\mathbf{f}_{S,1} = \arg\min_{\mathbf{f}_S} \epsilon^{BC}(\mathbf{f}_S) \quad s.t. \quad \mathrm{Tr}\left(\rho \mathbf{f}_S \mathbf{f}_S^H\right) \leq P_T$$

$$\mathbf{f}_{S,2} = \arg\min_{\mathbf{f}_S} \bar{\epsilon}^{MAC}(\mathbf{f}_S, \mathbf{f}_R) \quad s.t. \quad \mathrm{Tr}\left(\rho \mathbf{f}_S \mathbf{f}_S^H\right) \leq P_T$$

[0071]

[0072] ϵ^{BC} 을 최소화하는 솔루션을 $\mathbf{f}_{S,1}$, $\bar{\epsilon}^{MAC}$ 을 최소화하는 솔루션을 $\mathbf{f}_{S,2}$로 나타낸다. 먼저 $\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD} = \mathbf{U}_{SD}\mathbf{\Lambda}_{SD}\mathbf{U}_{SD}^H$, $\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR} + \mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD} = \mathbf{U}_{BC}\mathbf{\Lambda}_{BC}\mathbf{U}_{BC}^H$ 와 같이 행렬의 Eigenvalue Decomposition (EVD)을 정의하면, $\mathbf{f}_{S,1}$ 과 $\mathbf{f}_{S,2}$ 는 각각 수학식 21과 같이 구해질 수 있다.

[0073] U는 unitary rotation matrix 이고, $\mathbf{\Lambda}$는 eigenvalue들로 이루어진 대각 행렬이다.

수학식 21

$$\mathbf{f}_{S,1} = \sqrt{\frac{P_T}{\rho}}\mathbf{u}_{BC,1} \quad \textbf{and} \quad \mathbf{f}_{S,2} = \sqrt{\frac{P_T}{\rho}}\mathbf{u}_{SD,1}$$

[0074]

[0075] 여기서 $\mathbf{u}_{BC,i}$ 와 $\mathbf{u}_{SD,i}$ 는 각각 $\mathbf{U}_{BC}$ 와 $\mathbf{U}_{SD}$ 의 i 번째 열을 의미한다.

[0076] 송신 빔포밍 벡터가 주어진 경우, 중계 빔포밍 벡터 $\mathbf{f}_R$ 는 간단하게 구해질 수 있으며, 그 문제는 수학식 22와 같이 만들 수 있다.

수학식 22

$$\mathbf{f}_{R,k} = \arg\max_{\mathbf{f}_R} \bar{\gamma}^{MAC}(\mathbf{f}_{S,k}, \mathbf{f}_R)$$

$$\text{s.t.} \quad \mathrm{Tr}\left(\eta_k \mathbf{f}_R \mathbf{f}_R^H\right) \leq P_R,$$

[0077]

[0078] 여기서 $\mathbf{f}_{R,k}$ 는 $\mathbf{f}_{S,k}$ 가 주어졌을 때의 솔루션이며, $\eta_k = \mathrm{w}_{R,k}^H(\rho\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_{S,k}\mathbf{f}_{S,k}^H\mathbf{H}_{SR}^H + \mathbf{I}_{N_R})\mathrm{w}_{R,k}$, $\mathrm{w}_{R,k} \triangleq \mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_{S,k}/\left(\mathbf{f}_{S,k}^H\mathbf{H}_{SR}^H\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_{S,k} + \mathbf{f}_{S,k}^H\mathbf{H}_{SD}^H\mathbf{H}_{SD}\mathbf{f}_{S,k} + 1/\rho\right)$ 이다.

$\mathbf{H}_{RD}^H\mathbf{H}_{RD} = \mathbf{U}_{RD}\mathbf{\Lambda}_{RD}\mathbf{U}_{RD}^H$, 과 같이 EVD를 정의하면, $\mathbf{f}_{R,k}$ 는 수학식 23과 같이 구할 수 있다.

수학식 23

$$\mathbf{f}_{R,k} = \sqrt{\frac{P_R}{\eta_k}}\mathbf{u}_{RD,1} \qquad \text{for} \quad k = 1,2$$

[0079]

[0080] 신호 처리 장치(400)는 전술한 바와 같이 도출된 두 가지 경우의 솔루션(즉, 빔포밍 벡터 세트), $(\mathbf{f}_{S,1}, \mathbf{f}_{R,1})$과 $(\mathbf{f}_{S,2}, \mathbf{f}_{R,2})$의 성능을 비교할 수 있다(S230). 상기 성능 비교는 도출된 두 가지 빔포밍 벡터 세트를 수학식 16의 전체 에러 함수에 각각 적용함으로써, 수행될 수 있다. 신호 처리 장치(400)는 에러가 적은 빔포밍 세트를 더 성능이 좋은 빔포밍 세트로 판단할 수 있다. 즉, 두 가지 중에 더 높은 성능을 가지는 빔포밍 세트를 최종 빔포밍 세트(솔루션)로 수학식 24와 같이 결정할 수 있다.

수학식 24

$$(\hat{\mathbf{f}}_S, \hat{\mathbf{f}}_R) = \begin{cases} (\mathbf{f}_{S,1}, \mathbf{f}_{R,1}) & \text{if} \quad \epsilon_1 \leq \epsilon_2 \\ (\mathbf{f}_{S,2}, \mathbf{f}_{R,2}) & \text{if} \quad \epsilon_1 \geq \epsilon_2 \end{cases}$$

[0081]

[0082] 이하에서는 도출된 빔포밍 벡터에 분석하도록 하겠다.

[0083] 도 3은 본 발명의 일실시예와 관련된 직접 경로가 존재하는 무선 통신 시스템 환경에서 고려하는 채널에 따라 구분된 송신 빔포밍 벡터를 설명하기 위한 도면이다.

[0084] 도출된 솔루션을 분석해보면, $\mathbf{f}_{S,1}$ 과 $\mathbf{f}_{S,2}$ 은 서로 크기가 같고 빔포밍 벡터의 방향만 다르며, 그 방향은 $\mathbf{H}_{SD}$만 고려한 것과 $\mathbf{H}_{SD}$와 $\mathbf{H}_{SR}$ 모두 고려한 것으로 구별된다. $\mathbf{f}_{S,1}$은 송신 노드의 송신 채널 모두를 고려하고, $\mathbf{f}_{S,2}$ 는 수신 노드(300)의 수신 채널을 고려한다. 상기 송신 노드(100)의 송신 채널은 송신 노드(100)에서 데이터를 전송하는 채널로 송신 노드(100)-중계 노드(200) 링크 채널 및 송신 노드(100)-수신 노드(300) 링크 채널이 있다. 또한, 수신 노드(300)의 수신 채널은 수신 노드(300)에서 데이터를 수신하는 채널로, 수신 노드(300)-송신 노드(100) 링크 채널 및 수신 노드(300)-중계 노드(200) 링크 채널이 있다.

[0085] 좀 더 구체적으로, $\mathbf{f}_{S,1}$ 은 송신 노드(100)-중계 노드(200) 링크 채널 및 직접링크 채널(송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이의 채널) 모두를 고려하여 설계되는 반면, $\mathbf{f}_{S,2}$ 은 직접링크 채널(송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이의 채널)만 고려하도록 설계된다.

[0086] 또한, $\mathbf{f}_{R,1}$ 과 $\mathbf{f}_{R,2}$ 는 방향이 같으며, 크기만 다르다. 즉, 중계 빔포밍 벡터는 항상 같은 방향 $\mathbf{u}_{RD,1}$으로 데이터를 전송하며, 송신 빔포밍 벡터는 직접링크 채널(송신 노드(100)와 수신 노드(300) 사이의 채널)만 고려하는 경우 $\mathbf{u}_{SD,1}$ 와 '직접링크 채널과 송신 노드(100)-중계 노드(200) 링크 채널' 모두 고려하는 경우 $\mathbf{u}_{BC,1}$ 중 더 높은 성능을 가지는 빔포밍 벡터 세트를 최종 빔포밍 벡터 세트(솔루션)으로 정하게 된다.

[0087] 송신 빔포밍 벡터를 계산하는데 요구되는 피드백 정보는 직접링크 채널 $\mathbf{H}_{SD}$, 송신 노드(100)-중계 노드(200) 링크 채널 $\mathbf{H}_{SR}$ 그리고 두 솔루션 중 한 가지를 고르기 위한 1 bit의 정보이다. 즉, 송신 노드(100)와 직접 연결이 되어있는 local 채널 정보와 1 bit의 정보만이 요구된다. 중계 노드(200)에서의 $\mathbf{f}_{R,k}$와 $\mathbf{w}_{R,k}$는 모두

$\mathbf{H}_{SD}$을 필요로 한다. 그러나 중계 필터는 $\mathbf{w}_{R,k}$와 $\mathbf{f}_{R,k}$의 곱으로 이루어져있으며, 필터 $\mathbf{G}_k \triangleq \mathbf{f}_{R,k}\mathbf{w}_{R,k}^H$는 수학식 25와 같이 구해진다.

수학식 25

[0088]
$$\mathbf{G}_k = \sqrt{\frac{P_R}{\tau_k}}\mathbf{u}_{RD,1}\mathbf{f}_{S,k}^H\mathbf{H}_{SR}^H$$

[0089] 여기서 $\tau_k = \|\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_{S,k}\|^2\left(\rho\|\mathbf{H}_{SR}\mathbf{f}_{S,k}\|^2+1\right)$이다. 즉, 중계 필터를 계산하는데 요구되는 피드백 정보는 중계 노드(200)와 직접 연결이 되어있는 $\mathbf{H}_{RD}$와 $\mathbf{H}_{SR}$뿐이다.

[0090] 즉, 본 발명의 일실시예에 의한 기법은 기존의 기법과 피드백 관점에서 비교했을 때 $\mathbf{H}_{RD}$의 largest eigenvalue 즉, 스칼라 값에 대한 피드백 정보를 요구하던 기존의 기법에 비해 단지 1 bit의 정보만 요구된다는데 장점이 있다.

[0091] 상기와 같이 성능이 더 우수한 빔포밍 벡터 세트가 선택되면, 신호 처리 장치(400)는 선택된 빔포밍 벡터 세트에 따라 빔포밍을 수행하도록 제어 처리할 수 있다(S250).

[0092] 도 4는 본 일실예와 관련된 무선 처리 방법과 다른 신호 처리 방법의 성능을 비교한 도면이다. 즉, 도 4는 제안하는 기법(본 발명의 일실시예에 의한 방법)과 기존 문헌상의 기법들 간의 outage probability 성능 비교 그래프이다.

[0093] 여기서 Optimal은 직접링크를 고려한 시스템에서 반복적 접근 방식인 gradient 방식을 이용하여 송신 빔포밍을 찾는 알고리즘이며, 이는 매우 높은 복잡도를 요구한다. 또한, Antenna selection 기법은 SNR을 최대화하는 하나의 소스 안테나와 하나의 릴레이 안테나를 선택하는 기법으로 설계가 간단하지만 성능 저하가 큰 알고리즘이다.

[0094] 도 4를 통해 확인할 수 있듯이, 제안하는 알고리즘이 거의 모든 SNR 영역에서 optimal가 거의 일치하는 성능을 보이는 것을 알 수 있으며, 안테나의 개수가 늘어남에 따라 antenna selection 기법과 제안하는 알고리즘의 성능 차이가 커지는 것을 알 수 있다.

[0095] 전술한 본 발명의 일실시예에 의한 무선 신호 처리 방법은 빔포밍 벡터를 선택적으로 적용함으로써, 그 복잡도를 비약적으로 낮출 수 있다.

[0096] 상술한 무선 신호 처리 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터로 판독 가능한 기록 매체에 기록될 수 있다. 이때, 컴퓨터로 판독 가능한 기록매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 한편, 기록매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다.

[0097] 컴퓨터로 판독 가능한 기록매체에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(Magnetic Media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(Optical Media), 플롭티컬 디스크(Floptical Disk)와 같은 자기-광 매체(Magneto-Optical Media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다.

[0098] 한편, 이러한 기록매체는 프로그램 명령, 데이터 구조 등을 지정하는 신호를 전송하는 반송파를 포함하는 광 또는 금속선, 도파관 등의 전송 매체일 수도 있다.

[0099] 또한, 프로그램 명령에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상술한 하드웨어 장치는 본 발명의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0100] 상기와 같이 설명된 무선 신호 처리 방법은 상기 설명된 실시예들의 구성과 방법이 한정되게 적용될 수 있는 것

이 아니라, 상기 실시예들은 다양한 변형이 이루어질 수 있도록 각 실시예들의 전부 또는 일부가 선택적으로 조합되어 구성될 수도 있다.

부호의 설명

[0101] 100: 송신 노드

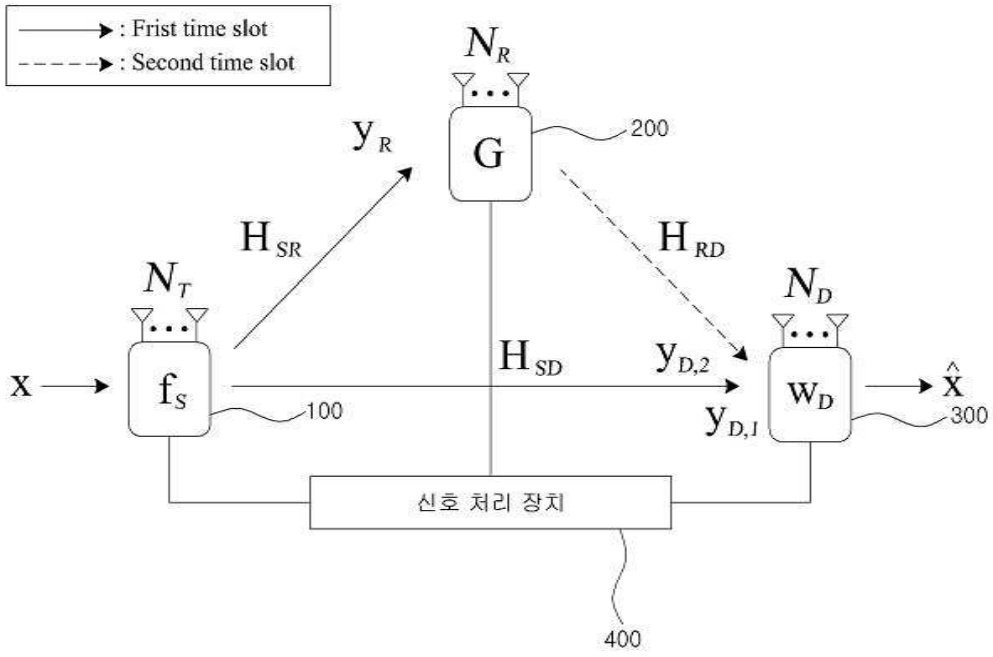
200: 중계 노드

300: 수신 노드

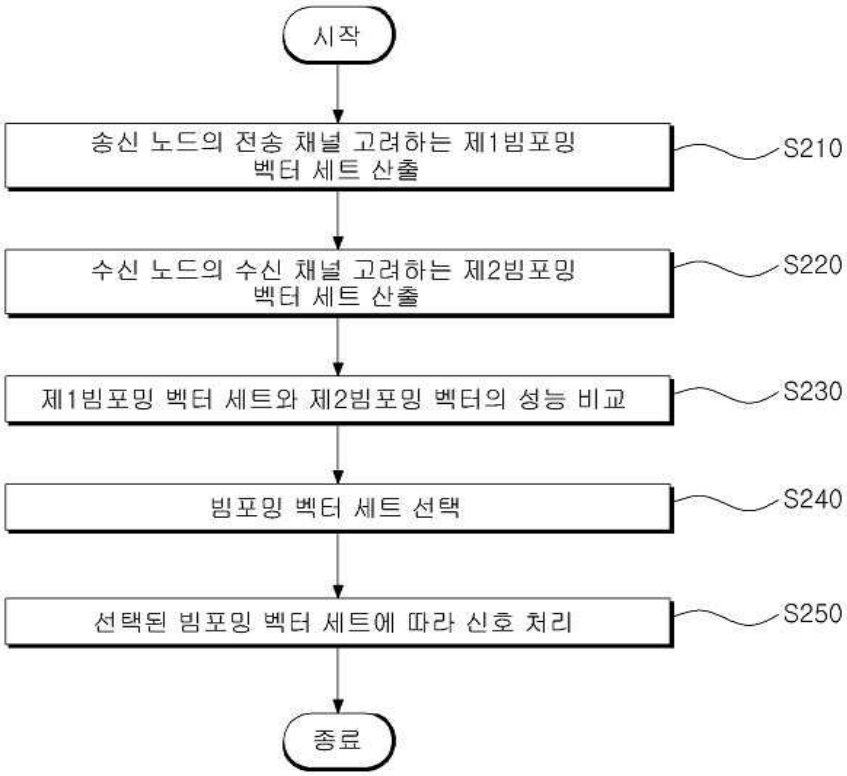
400: 신호 처리 장치

도면

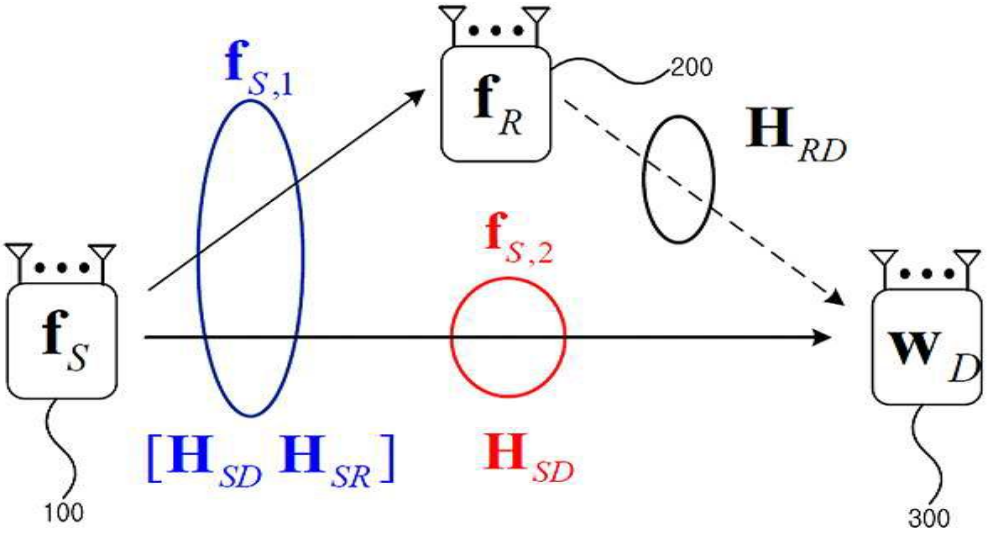
도면1



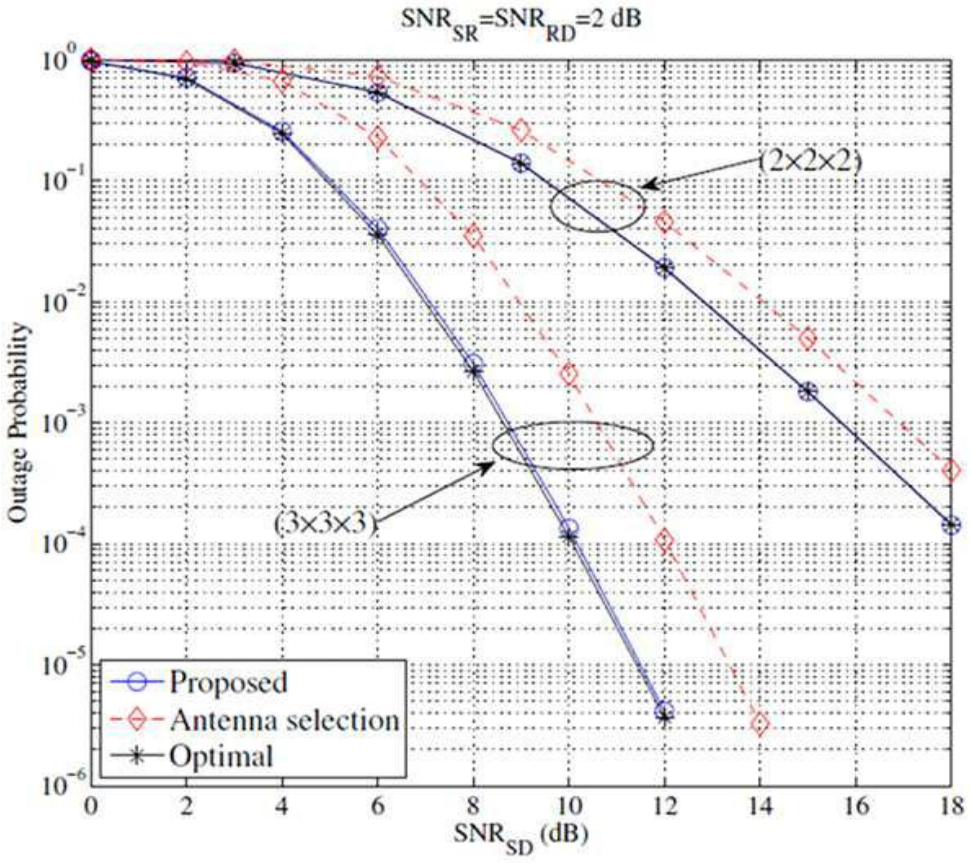
도면2


시작
송신 노드의 전송 채널 고려하는 제1빔포밍 벡터 세트 산출
S210
수신 노드의 수신 채널 고려하는 제2빔포밍 벡터 세트 산출
S220
제1빔포밍 벡터 세트와 제2빔포밍 벡터의 성능 비교
S230
빔포밍 벡터 세트 선택
S240
선택된 빔포밍 벡터 세트에 따라 신호 처리
S250
종료

도면3


$\mathbf{f}_{S,1}$
$\mathbf{f}_R$
200
$\mathbf{H}_{RD}$
$\mathbf{f}_{S,2}$
$\mathbf{f}_S$
$\mathbf{w}_D$
$[\mathbf{H}_{SD}\ \mathbf{H}_{SR}]$
$\mathbf{H}_{SD}$
100
300

도면4


SNR_SR=SNR_RD=2 dB
Outage Probability
SNR_SD (dB)
(2×2×2)
(3×3×3)
Proposed
Antenna selection
Optimal