



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2015-0030424

(43) 공개일자 2015년03월20일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04L 1/06 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2013-0109636

(22) 출원일자 2013년09월12일

심사청구일자 2013년09월12일

(71) 출원인

고려대학교 산학협력단

서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)

(72) 발명자

이인규

서울 강남구 선릉로 221, 302동 404호 (도곡동, 도곡테크아파트)

김태훈

서울 강동구 상암로 355, 2동 202호 (상일동, 대림빌라)

(74) 대리인

송인호, 민영준, 최관락

전체 청구항 수 : 총 5 항

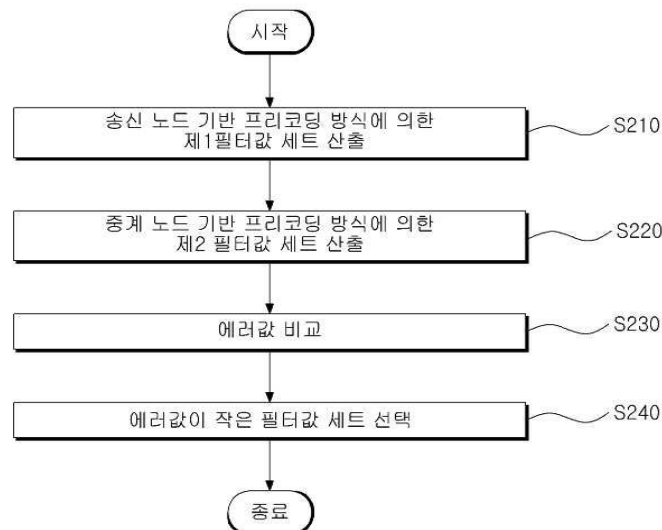
(54) 발명의 명칭 **검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법**

(57) 요약

본 발명은 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법에 관한 것이다.

본 발명의 일실시예에 의한 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법은 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법으로서, 송신 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계-상기 제1필터값 세트는 중계 노드의 제1필터값 및 송신 노드의 제1필터값을 포함함-; 중계 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계- 상기 제2필터값 세트는 중계 노드의 제2필터값 및 송신 노드의 제2필터값을 포함함; 및 상기 제1필터값 세트와 상기 제2필터값 세트 중 어느 하나를 선택하여 최종 필터값 세트로 결정하는 단계를 포함할 수 있다.

대표도 - 도2



특허청구의 범위

청구항 1

중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법으로서,
송신 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계-상기 제1필터값 세트는 중계 노드의 제1필터값 및 송신 노드의 제1필터값을 포함함-;
중계 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계- 상기 제2필터값 세트는 중계 노드의 제2필터값 및 송신 노드의 제2필터값을 포함함; 및
상기 제1필터값 세트와 상기 제2필터값 세트 중 어느 하나를 선택하여 최종 필터값 세트로 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서, 상기 최종 필터값 세트 결정 단계는
상기 제1필터값 세트를 적용한 경우와 상기 제2필터값 세트를 적용한 경우 중 에러값이 더 작은 필터값 세트를 최종 필터값 세트로 결정하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,
상기 에러값은 제1에러 공분산과 제2에러 공분산의 합으로 표현되되,
상기 제1에러 공분산은 상기 송신 노드와 상기 중계 노드 사이의 에러 공분산이고, 상기 제2에러 공분산은 상기 중계 노드와 수신 노드 사이의 에러 공분산인 것을 특징으로 하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서, 상기 제1필터값 세트 산출 단계는
상기 제1에러 공분산이 최소값을 갖도록 상기 송신 노드의 제1필터값 및 검출 되먹임 제1필터값을 산출하는 단계; 및
상기 산출된 송신 노드의 제1필터값 및 검출 되먹임 제1필터값을 적용하여 상기 제2에러 공분산이 최소값을 갖도록 중계 노드의 제1필터값을 산출하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법.

청구항 5

제 3 항에 있어서, 상기 제2필터값 세트 산출 단계는
상기 제2에러 공분산이 최소값을 갖도록 상기 중계 노드의 제2필터값 및 검출 되먹임 제2필터값을 산출하는 단계; 및
상기 산출된 중계 노드의 제2필터값 및 검출 되먹임 제2필터값을 적용하여 상기 제1에러 공분산이 최소값을 갖도록 상기 송신 노드의 제2필터값을 산출하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법.

명세서

기술분야

본 발명은 무선 신호 처리 방법에 관한 것이며, 보다 상세하게는 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가

[0001]

있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법에 관한 것이다.

배경 기술

- [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 사용함으로써 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 등록특허 제10-0454564호에는 적응적으로 피드백 신호의 시간에 따른 변화를 감지하여 일정하게 피드백신호를 제거함으로써 송신안테나로부터 출력된 무선신호가 수신안테나로 인입되어 발생하는 발진현상을 미연에 방지토록 한 이동통신용 무선중계기의 피드백신호 제거장치가 개시되어 있다.
- [0005] 하지만 대한민국 등록특허 제10-0454564호에는 검출 되먹임 수신기가 있는 중계기의 필터를 설계하는 방법에 대해서는 개시되어 있지 않다.
- [0006] 따라서 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법에 대한 연구가 필요한 실정이다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0007] 본 발명의 목적은 송신 노드 기반 프리코딩(precoding) 방식과 중계 노드 기반 프리코딩 방식을 이용하여 최적의 송신, 중계, 검출 되먹임 필터값들을 구하여 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법을 제공하는 데 있다.

과제의 해결 수단

- [0008] 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 일실시예에 의하면, 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법으로서, 송신 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계-상기 제1필터값 세트는 중계 노드의 제1필터값 및 송신 노드의 제1필터값을 포함함-; 중계 노드 기반 프리 코딩 방식으로 제1필터값 세트를 산출하는 단계- 상기 제2필터값 세트는 중계 노드의 제2필터값 및 송신 노드의 제2필터값을 포함함; 및 상기 제1필터값 세트와 상기 제2필터값 세트 중 어느 하나를 선택하여 최종 필터값 세트로 결정하는 단계를 포함하는 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법이 제공된다.

발명의 효과

- [0009] 본 발명의 일실시예에 의한 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법은 에러를 최소화하면서 필터 설계 시 복잡도를 낮출 수 있다.
- [0010] 본 발명의 일실시예에 의하면, 송신 노드 기반 프리코딩(precoding) 방식과 중계 노드 기반 프리 코딩 방식을 이용하여 중계 노드가 존재하고 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 최적의 필터값들을 산출할 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0011] 도 1은 본 발명의 일실시예와 관련된 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 시스템을 나타내는 도면이다.
- 도 2는 본 발명의 일실시예와 관련된 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 시스템 환경에서 무선 신호 처리 방법을 나타내는 흐름도이다.
- 도 3은 도 2의 무선 신호 처리 방법에서 송신 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 필터값 세트를 방법을 나타내는 흐름도이다.

도 4는 도 2의 무선 신호 처리 방법에서 중계 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 필터값 세트를 방법을 나타내는 흐름도이다.

도 5 내지 도 6은 본 일실예와 관련된 무선 처리 방법과 다른 신호 처리 방법의 성능을 비교한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

이하, 본 발명의 일실시예와 관련된 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 환경에서 무선 신호 처리 방법에 대해 도면을 참조하여 설명하도록 하겠다.

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 단계들을 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.

도 1은 본 발명의 일실시예와 관련된 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 시스템을 나타내는 도면이다.

도시된 바와 같이, 무선 통신 시스템은 송신 노드(100), 중계 노드(200), 및 수신 노드(300)를 포함할 수 있다. 상기 수신 노드(300)는 검출 되먹임 수신기(310, Decision Feedback Receiver)와 연결되어 있다. 송신 노드(100), 중계 노드(200), 수신 노드(300)는 각각 N_t , N_r , N_d 안테나 개수를 가진다. 데이터 스트림인 $N_s \leq \min\{N_t, N_r, N_d\}$ 만큼의 데이터 신호를 보내는 공간 분할 시스템을 고려한다. 상기 무선 통신 시스템은 송신 노드(100)로부터 수신 노드(300)로의 직접 링크는 pathloss로 인해 신호가 매우 미약하므로 고려하지 않는다. 또한, 중계 노드(200)는 송신 및 수신 과정을 두 개의 hop에 걸쳐 진행되는 half duplex 방식을 고려하였다.

먼저, 송신 노드(100)와 중계 노드 사이(200)의 전송 과정을 고려한 첫 번째 hop에서 $\mathbb{E}[\mathbf{x}\mathbf{x}^\dagger] = \sigma_x^2 \mathbf{I}_{N_s}$ 조건을 만족하는 송신 신호 벡터 $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_{N_s}]^T$ 는 송신 노드(100)의 필터(이하, '송신 필터'라 함) $\mathbf{F}$ 의해 프리 코딩(precoding)되어 중계 노드(200)로 전송된다. 송신 필터는 $\text{tr}(\mathbf{F}\mathbf{F}^\dagger) = N_s$ 조건을 만족한다는 가정 하에 송신 신호를 수학식 1과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$\mathbf{s} = \mathbf{F}\mathbf{x}$$

송신 파워는 수학식 2와 같이 정의할 수 있다.

수학식 2

$$P_T \triangleq \mathbb{E}[\|\mathbf{s}\|^2] = \sigma_x^2 N_s$$

그래서 첫 번째 타임 슬롯에서 중계 노드(200)의 수신 신호 벡터 $\mathbf{y}_r$ 는 수학식 3과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{y}_r = \mathbf{H}\mathbf{F}\mathbf{x} + \mathbf{n}_1$$

여기서 $\mathbf{H} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$ 는 송신 노드(100)와 중계 노드(200) 사이의 채널 매트릭스이며, $\mathbf{n}_1$ 은 평균이 0이고,

공분산 매트릭스가 $\mathbb{E}[\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_1^\dagger] = \sigma_{n_1}^2 \mathbf{I}_{N_r}$ 인 복소 백색 가우시안 노이즈 벡터이다.

[0023] 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 전송을 고려한 두 번째 타임 슬롯에서 중계 노드(200) 수신 신호는 중계 노드의 필터(이하, '중계 필터'라 함) $\mathbf{Q}$ 의해 프리 코딩(precoding)되어 수신 노드(300)에서의 수신 신호 $\mathbf{y}_d$ 는 수학식 4와 같다.

수학식 4

$$\mathbf{y}_d = \mathbf{GQHF}\mathbf{x} + \mathbf{GQn}_1 + \mathbf{n}_2$$

[0024]

[0025] 여기서 $\mathbf{G} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_r}$ 는 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 채널 매트릭스이며, $\mathbf{n}_2$ 는 평균이 0이고, 공분산 매트릭스가 $\mathbb{E}[\mathbf{n}_2 \mathbf{n}_2^\dagger] = \sigma_{n_2}^2 \mathbf{I}_{N_d}$ 인 복소 백색 가우시안 노이즈 벡터이다. 또한, 중계 필터는 중계 노드(200)의 파워 $P_R \triangleq \mathbb{E}[\|\mathbf{Qy}_r\|^2]$ 조건을 만족한다.

[0026] 수신 노드(300)에서는 비선형 검출 되먹임 수신기(310)가 적용되어 송신된 신호를 순차적으로 검출한다. 도 1에서 확인할 수 있듯이, 수신 신호 $\mathbf{y}_d$ 가 feedforward 매트릭스 $\mathbf{W}$ 을 통과한 신호를 $\mathbf{z} = \mathbf{W}\mathbf{y}_d$ 로 얻을 수 있다. 그리고 대각 요소들이 모두 0인 feedback 매트릭스 $\mathbf{D}$ 을 사용한다. 검출과정은 x_{N_s} 부터 x_1 까지 순차적

으로 이루어지며, 검출된 신호는 송신 신호(x)와 동일하다고 가정할 수 있다(즉, $\tilde{x}_k = x_k$). 그러면 검출된 신호는 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

$$\hat{\mathbf{x}} = \mathbf{W}\mathbf{y}_d - \mathbf{D}\mathbf{x}$$

[0027]

[0028] MSE(Mean Squared Error)를 위해 오류 벡터를 수학식 6과 같이 정의할 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{e} = \hat{\mathbf{x}} - \mathbf{x} = (\mathbf{W}\bar{\mathbf{H}} - \mathbf{D} - \mathbf{I})\mathbf{x} + \mathbf{W}\mathbf{n}$$

[0029]

[0030] 여기서 $\bar{\mathbf{H}} = \mathbf{GQHF}$ 와 $\mathbf{n} = \mathbf{GQn}_1 + \mathbf{n}_2$ 이다. 그러면 오류 공분산 매트릭스 $\mathbf{R}_e$ 는 수학식 7과 같이 계산할 수 있다.

수학식 7

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_e &= \mathbb{E}[\mathbf{e}\mathbf{e}^\dagger] \\ &= (\mathbf{W}\bar{\mathbf{H}} - \mathbf{D} - \mathbf{I})(\mathbf{W}\bar{\mathbf{H}} - \mathbf{D} - \mathbf{I})^\dagger + \mathbf{W}\mathbf{R}_n\mathbf{W}^\dagger \end{aligned}$$

[0031]

여기서 $\mathbf{R}_n = \sigma_{n_1}^2 \mathbf{G} \mathbf{Q} \mathbf{Q}^\dagger \mathbf{G}^\dagger + \sigma_{n_2}^2 \mathbf{I}_{N_d}$ 이다. 또한, 각 채널 링크 사이의 Signal-to-Noise-Ratio (SNR)는 각각 $\text{SNR}_1 \triangleq P_T / (N_s \sigma_{n_1}^2)$ 와 $\text{SNR}_2 \triangleq P_R / (N_s \sigma_{n_2}^2)$ 로 정의하였다.

검출 되먹임 수신기(310)가 있는 상황에서 feedforward 매트릭스 $\mathbf{W}$ 는 수학식 8과 같이 구해질 수 있다.

수학식 8

$$\mathbf{W} = (\mathbf{D} + \mathbf{I}) \bar{\mathbf{H}}^\dagger \left(\bar{\mathbf{H}} \bar{\mathbf{H}}^\dagger + \frac{1}{\sigma_x^2} \mathbf{R}_n \right)^{-1}$$

상기 수학식 8의 결과를 상기 수학식 7에 적용하면, 에러 공분산 매트릭스 $\mathbf{R}_e$ 를 수학식 9로 표현될 수 있다.

수학식 9

$$\mathbf{R}_e = \mathbf{U} \left(\bar{\mathbf{H}}^\dagger \mathbf{R}_n^{-1} \bar{\mathbf{H}} + \frac{1}{\sigma_x^2} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{U}^\dagger$$

여기서 $\mathbf{U} \triangleq \mathbf{D} + \mathbf{I}$ 는 대각 요소들이 모두 1인 feedback 매트릭스이다. 수학식 9의 결과를 이용하면, MSE를 최적화하는 문제는 수학식 10과 같이 표현될 수 있다.

수학식 10

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{U}} \quad & \text{tr}(\mathbf{R}_e(\mathbf{F}, \mathbf{Q}, \mathbf{U})) \\ \text{s.t.} \quad & \text{tr}(\sigma_x^2 \mathbf{F} \mathbf{F}^\dagger) = P_T \end{aligned}$$

$$\text{tr}(\mathbf{Q}(\sigma_x^2 \mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}^\dagger + \sigma_{n_1}^2 \mathbf{I}_{N_s}) \mathbf{Q}^\dagger) = P_R$$

하지만 수학식 10은 non-convex이며 closed-form을 가진 송/수신 중계 필터를 구하기 힘들다. 따라서 다음의 Theorem을 이용하여 수학식 10이 간단히 표현될 수 있다.

Theorem 1:

중계 송/수신 필터는 $\mathbf{Q} = \mathbf{B} \mathbf{L}_r$ 의 형태로 나타낼 수 있고, 이를 이용하여 에러 공분산 매트릭스 수학식 9는 수학식 11과 같이 표현될 수 있다. 여기서 $\mathbf{B}$ 는 중계 송신 필터를 의미하고, $\mathbf{L}_r$ 은 중계 수신 필터를 의미한다.

수학식 11

$$\mathbf{R}_e = \mathbf{R}_{e_1} + \mathbf{R}_{e_2}$$

여기서 $\mathbf{R}_{e_1}$ 은 상기 송신 노드(100)와 상기 중계 노드(200) 사이의 에러 공분산이고, $\mathbf{R}_{e_2}$ 는 상기 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 에러 공분산이다. 또한, $\mathbf{R}_{e_1}$ 와 $\mathbf{R}_{e_2}$ 은 각각 $\sigma_{n_1}^2 \mathbf{U} \left(\mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{F} + \frac{\sigma_{n_1}^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{U}^\dagger$ 와 $\sigma_{n_2}^2 \mathbf{U} \left(\mathbf{B}^\dagger \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{B} + \sigma_{n_2}^2 \mathbf{R}_y^{-1} \right)^{-1} \mathbf{U}^\dagger$ 로 구해진다. 그리고 $\mathbf{L}_r \triangleq \left(\mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{F} + \frac{\sigma_{n_1}^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}^\dagger$ 으로 주어지고, $\mathbf{R}_y$ 은 $\mathbf{y} \triangleq \mathbf{L}_r (\mathbf{H} \mathbf{F} \mathbf{x} + \mathbf{n}_1)$ 의 공분산 매트릭스이다.

상기 수학식 11을 이용하면, 수학식 10은 다음의 수학식 12와 같이 만들 수 있다.

수학식 12

$$\begin{aligned} & \min_{\mathbf{F}, \mathbf{B}, \mathbf{U}} \text{tr}(\mathbf{R}_{e_1} + \mathbf{R}_{e_2}) \\ & \text{s.t. } \text{tr}(\sigma_x^2 \mathbf{F} \mathbf{F}^\dagger) = P_T \quad \text{and} \quad \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R}_y \mathbf{B}^\dagger) = P_R \end{aligned}$$

수학식 12에 feedback 매트릭스 $\mathbf{U}$ 으로 인해 여전히 non-convex이다. 따라서 본 발명의 일실시예에서는 이러한 문제점을 해결하기 위해 송신 노드 기반 프리 코딩 방식 및 중계 노드 기반 프리 코딩 방식의 두 가지 경우로 필터를 산출할 수 있다. 송신 노드 기반 프리 코딩 방식은 송신 노드(100)와 중계 노드(200) 에러 공분산이 최소화되도록 필터를 우선적으로 산출하는 방식을 의미하고, 중계 노드 기반 프리 코딩 방식은 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 에러 공분산이 최소화되도록 필터를 우선적으로 산출하는 방식을 의미한다. 즉, 송신 노드 기반 프리 코딩 방식은 첫 번째 타임 슬롯에서의 채널 환경에 의한 에러를 우선적으로 고려한 방식이고, 중계 노드 기반 프리 코딩 방식은 두 번째 타임 슬롯에서의 채널 환경에 의한 에러를 우선적으로 고려한 방식이다.

도 2는 본 발명의 일실시예와 관련된 검출 되먹임 수신기가 있는 무선 통신 시스템 환경에서 무선 신호 처리 방법을 나타내는 흐름도이다. 즉, 도 2는 신호 처리 장치(400)에서 상기 두 가지 방식을 이용하여 송신 필터 및 중계 필터를 산출하는 방식을 나타낸다.

상기 두 경우의 필터 산출 방법을 살펴보기 전에 각 채널 매트릭스 $\mathbf{H}$ 와 $\mathbf{G}$ 에 singular value decomposition (SVD)는 수학식 13과 같다.

수학식 13

$$\mathbf{H} = \mathbf{U}_h \Sigma_h \mathbf{V}_h^\dagger \quad \mathbf{G} = \mathbf{U}_g \Sigma_g \mathbf{V}_g^\dagger$$

여기서 $\mathbf{U}_h$, $\mathbf{V}_h$, $\mathbf{U}_g$, $\mathbf{V}_g$ 는 unitary 매트릭스이며, $\Sigma_{h1} \triangleq \text{diag}\{\sigma_{h1}, \sigma_{h2}, \dots, \sigma_{h_{N_s}}\}$ 와 $\Sigma_{g1} \triangleq \text{diag}\{\sigma_{g1}, \sigma_{g2}, \dots, \sigma_{g_{N_s}}\}$ 는 singular 값들을 가지는 대각 매트릭스이다. 또한 $\mathbf{U}_{h1}$, $\mathbf{V}_{h1}$, $\mathbf{U}_{g1}$, $\mathbf{V}_{g1}$,

는 각각의 unitary 매트릭스에서 처음부터 N_s 행들의 값을 가지는 매트릭스로 정의한다.

[0051] 상기 신호 처리 장치(400)는 송신 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 제1필터값 세트를 산출할 수 있다(S210). 필터값 세트는 중계 필터값 및 송신 필터값, 검출 되먹임 필터값을 포함할 수 있다.

[0052] 도 3은 도 2의 무선 신호 처리 방법에서 송신 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 필터값 세트를 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0053] 먼저, 상기 신호 처리 장치(400)는 송신 노드(100)와 중계 노드(200) 사이의 에러 공분산(편의상, '제1에러 공분산'이라 함)이 최소값을 갖도록 송신 노드의 제1필터값 및 검출 되먹임 제1필터값을 산출할 수 있다(S310). 즉, 수학식 12에서 $\text{tr}(\mathbf{R}_{e1})$ 을 최소화 하는 문제를 수학식 14와 같이 만들 수 있다.

수학식 14

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{F}, \mathbf{U}} \text{tr} \left(\sigma_{n_1}^2 \mathbf{U} \left(\mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}^\dagger \mathbf{H} \mathbf{F} + \frac{\sigma_{n_1}^2}{\sigma_x^2} \mathbf{I}_{N_s} \right)^{-1} \mathbf{U}^\dagger \right) \\ \text{s.t. } \text{tr}(\sigma_x^2 \mathbf{F} \mathbf{F}^\dagger) = P_T. \end{aligned}$$

[0054]

[0055] 수학식 14를 최적의 송신 필터(즉, 송신 노드의 제1필터값)는 수학식 15와 같은 형태를 가진다.

수학식 15

$$\mathbf{F} = \mathbf{V}_{h_1} \Sigma_{f_1} \mathbf{V}_f^\dagger$$

[0056]

[0057] 여기서, $\Sigma_{f_1} \triangleq \text{diag}\{\sigma_{f_1}, \sigma_{f_2}, \dots, \sigma_{f_{N_s}}\}$ 이고, 각각의 값들은 water-filling과 비슷한 수학식 16과 같은 해들로 구할 수 있다.

수학식 16

$$|\sigma_{f_i}|^2 = \left(\mu_1 - \frac{\sigma_{n_1}^2}{\sigma_x^2 |\sigma_{h_i}|^2} \right)^+$$

[0058]

[0059] 그리고 $\mathbf{V}_f$ 와 $\mathbf{U}$ 는 수학식 17의 geometric mean decomposition (GMD) 결과를 이용하여 구할 수 있다.

수학식 17

$$\frac{1}{\sigma_x} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_{n_1}^2} \Sigma_{f_1}^\dagger \Sigma_{h_1}^\dagger \Sigma_{h_1} \Sigma_{f_1} + \mathbf{I}_{N_s} \right)^{\frac{1}{2}} = \mathbf{T}_1 \hat{\mathbf{U}} \mathbf{V}_f$$

[0060]

[0061] 위의 수식에서 $\hat{\mathbf{U}} \triangleq \frac{1}{\alpha_1} \mathbf{U}$ 이고, $\alpha_1^2 = \sigma_x^2 \prod_{i=1}^{N_s} \left(\frac{\sigma_x^2}{\sigma_{n_1}^2} |\sigma_{f_i}|^2 |\sigma_{h_i}|^2 + 1 \right)^{-\frac{1}{N_s}}$ 을 이용하여 $\mathbf{U}$ 을 구한다.

[0062] 그리고 산출된 송신 필터값 및 검출 되먹임 필터값을 적용하여 중계 노드(200)와 수신 노드(300) 사이의 에러 공분산(편의상, '제2에러 공분산'이라 함)이 최소값을 갖도록 중계 필터값(좀 더 정확히 표현하면, 중계 송신 필터값 $\mathbf{B}$)을 산출할 수 있다(S320). 즉, S320 단계는 구해진 $\mathbf{F}$ 와 $\mathbf{U}$ 를 이용하여 $\mathbf{B}$ 를 구하는 것이다. 수학식 12에서 $\text{tr}(\mathbf{R}_{e_2})$ 을 최소화 하는 문제는 수학식 18과 같다.

수학식 18

$$\begin{aligned} \min_{\mathbf{B}} \text{tr} \left(\mathbf{U} \left(\frac{1}{\sigma_{n_2}^2} \mathbf{B}^\dagger \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \mathbf{B} + \mathbf{R}_y^{-1} \right)^{-1} \mathbf{U}^\dagger \right) \\ \text{s.t. } \text{tr}(\mathbf{B} \mathbf{R}_y \mathbf{B}^\dagger) = P_R. \end{aligned}$$

[0063]

[0064] 수학식 18을 풀면 수학식 19와 같이 $\mathbf{B}$ 를 구할 수 있다.

수학식 19

$$\begin{aligned} \mathbf{B} &= \bar{\mathbf{B}} \mathbf{R}_y^{-\frac{1}{2}} \\ &= \mathbf{V}_{g_1} \mathbf{\Lambda} \mathbf{U}_a^\dagger \mathbf{R}_y^{-\frac{1}{2}} \end{aligned}$$

[0065]

[0066] 수학식 19에서 $\mathbf{U}_a$ 는 $(\mathbf{R}_y^{1/2})^\dagger \mathbf{U}^\dagger$ 의 SVD 결과에 오른쪽 unitary 매트릭스이다. 또한, $\mathbf{\Lambda}$ 는 $\mathbf{\Sigma}_{g_1}^{-1} \mathbf{\Lambda}_x^{1/2}$ 같이 나타낼 수 있고 여기서 $\mathbf{\Lambda}_x$ 는 $\frac{1}{\sigma_{n_2}^2} \bar{\mathbf{B}}^\dagger \mathbf{G}^\dagger \mathbf{G} \bar{\mathbf{B}}$ 의 eigen 값들을 이용하여 구할 수 있다. 위와 같이 수학식 12를 걸쳐 해결함으로써 closed-form을 가진 송/수신, 중계 필터를 구할 수 있다.

[0067] 다음으로 신호 처리 장치(400)는 중계 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 제2필터값 세트를 산출할 수 있다(S220). 필터값 세트는 중계 필터값 및 송신 필터값, 검출 되먹임 필터값을 포함할 수 있다.

[0068] 도 4는 도 2의 무선 신호 처리 방법에서 중계 노드 기반 프리 코딩 방식에 의해 필터값 세트를 방법을 나타내는 흐름도이다.

[0069] 먼저, 상기 신호 처리 장치(400)는 제2에러 공분산이 최소값을 갖도록 중계 노드의 제2필터값 및 검출 되먹임 제2필터값을 산출할 수 있다(S410).

[0070] 그리고 산출된 중계 노드의 제2필터값 및 검출 되먹임 제2필터값을 적용하여 상기 제1에러 공분산이 최소값을 갖도록 상기 송신 노드의 제2필터값을 산출할 수 있다(S420). 구체적인 필터값 산출 과정은 도 3과 유사하기 때문에 생략하기로 한다.

[0071] 최종적으로 시스템 환경에 따라 에러 성능은 두 단계의 hop 채널 중, 더 높은 MSE 값을 가지는 hop 채널에 좌우되기 때문에 위에서 언급한 두가지 필터 설계 방식 중 성능이 더 우수한 필터값 세트를 다음과 같은 방식으로 선택할 수 있다.

수학식 20

$$(\hat{\mathbf{F}}, \hat{\mathbf{B}}) = \begin{cases} (\mathbf{F}_1, \mathbf{B}_1), & \text{if } \text{MSE}(\mathbf{F}_1, \mathbf{B}_1) < \text{MSE}(\mathbf{F}_2, \mathbf{B}_2) \\ (\mathbf{F}_2, \mathbf{B}_2), & \text{if } \text{MSE}(\mathbf{F}_1, \mathbf{B}_1) > \text{MSE}(\mathbf{F}_2, \mathbf{B}_2) \end{cases}$$

[0072]

[0073]

수학식 20은 송신 노드 기반 프리 코딩 방식과 중계 노드 기반 프리 코딩의 MSE를 비교하여 더 작은 MSE를 가지는 경우에 해당하는 필터 해들(즉, 필터값 세트)을 최종적으로 선택하는 것을 나타낸다(S230, S240). 상기와 같은 선택 방법은 각각의 노드 단에서 채널정보 $\mathbf{H}$ 와 $\mathbf{G}$ 의 두 가지 모두 필요로 하게 된다. 하지만 송신 노드 기반 프리 코딩 방식과 중계 노드 기반 프리 코딩 방식은 각각의 노드에 인접한 채널 정보만을 필요로 하므로 요구되는 채널 정보량에서 이득이 있다. 따라서 최종적인 선택방법은 추가적인 채널 정보를 이용함으로써 각각의 송신 노드 기반 프리 코딩 방식과 중계 노드 기반 프리 코딩 방식에 비해 향상된 BER(Bit Error Rate) 성능을 나타낸다는 것을 시뮬레이션 결과를 통해 알 수 있다.

[0074]

도 5 내지 도 6은 본 일실예와 관련된 무선 처리 방법과 다른 신호 처리 방법의 성능을 비교한 도면이다.

[0075]

도 5는 $SNR_0 \triangleq \frac{P}{\sigma_{z_1}^2}$ 에 대해 BER 성능을 나타낸 그래프이다. Optimal-DFE는 기존의 반복적 접근방법을 통해 중계 필터를 설계한 기법이고, Optimal-Linear는 수신기가 비선형 DFE 대신 선형 수신기를 가졌을 때 최적 필터를 설계한 기법이다. 그래프를 통해 선형 수신기를 사용하는 것보다 DFE 비선형 수신기를 쓰는 것이 월등한 성능 향상을 가진다는 것을 알 수 있다. 또한, 제안된 기법(본 발명의 일실시에에 의한 기법)을 종래의 DFE 수신기를 가진 최적 기법과 비교하였을 때 BER 성능 열화가 미미하다는 것을 알 수 있다. 따라서 본 발명의 일실시에에서 제안된 필터 설계 기법이 기존의 반복적 접근 방식에 비해 상당한 복잡도를 줄였음에도 불구하고 기존 기법의 BER 성능에 근접하는 효율적인 기법이라는 것을 알 수 있다.

[0076]

도 6은 노드 단에 안테나 개수가 각각 3개 일 때 BER 성능을 나타낸 그래프이다. 본 발명의 일실시에에 의한 송신 노드 기반 프리 코딩 방식(SP case)와 중계 노드 기반 프리 코딩 방식(RP case)은 BER 성능이 거의 동일하다는 것을 알 수 있고, 각 채널 생성마다 두 가지 case 중 더 작은 MSE를 가지는 필터를 선택하는 기법이 조금 더 나은 BER 성능을 가지는 것을 확인 할 수 있다.

[0077]

살펴본 바와 같이, 본 발명의 일실시에에 의한 무선 신호 처리 방법은 에러를 최소화하면서 필터 설계 시 복잡도를 낮출 수 있다.

[0078]

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.

[0079]

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.

[0080]

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

[0081]

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.

[0082]

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

100: 송신 노드

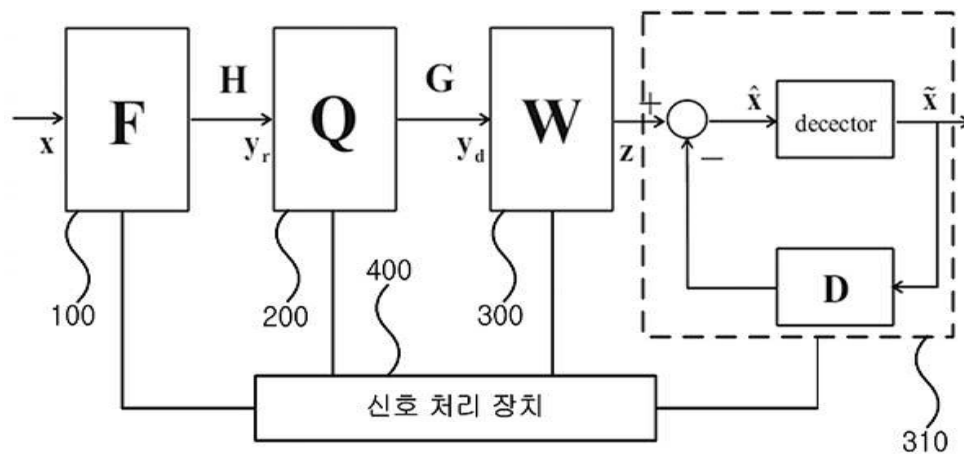
200: 중계 노드

300: 수신 노드

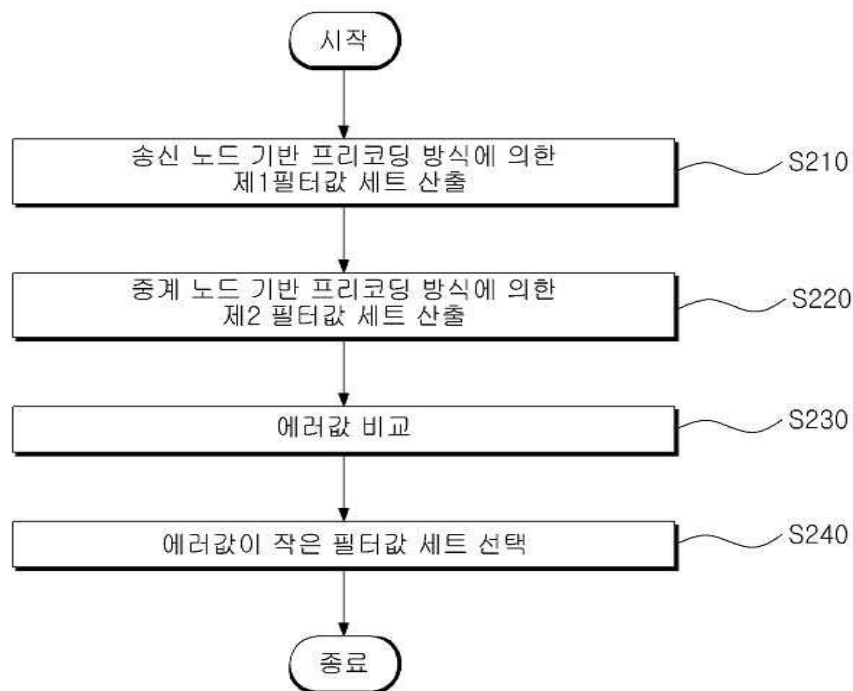
310: 검출 회로인 수신기

도면

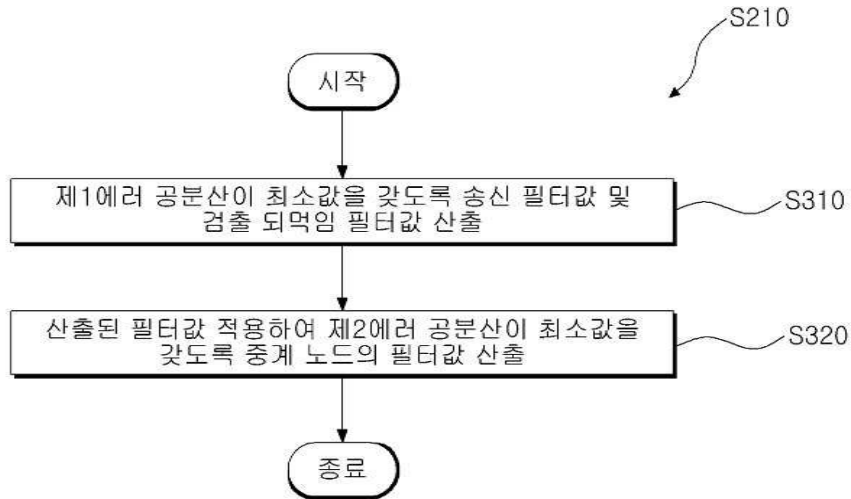
도면1



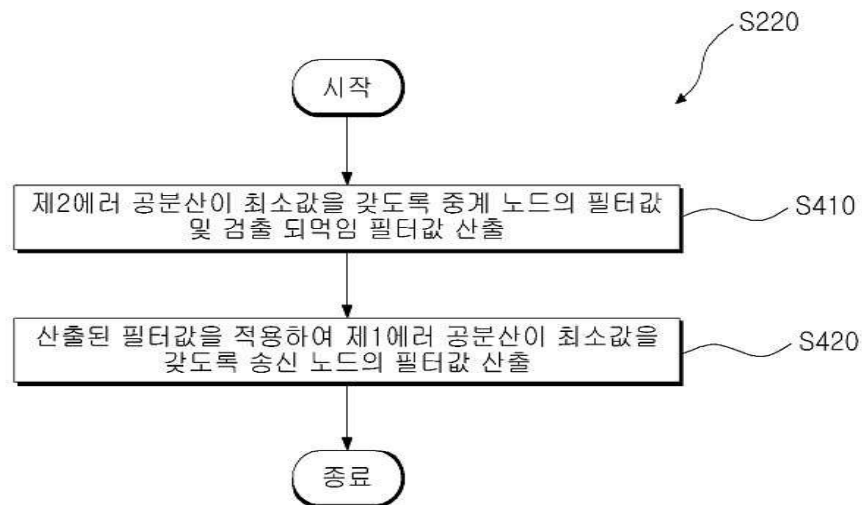
도면2



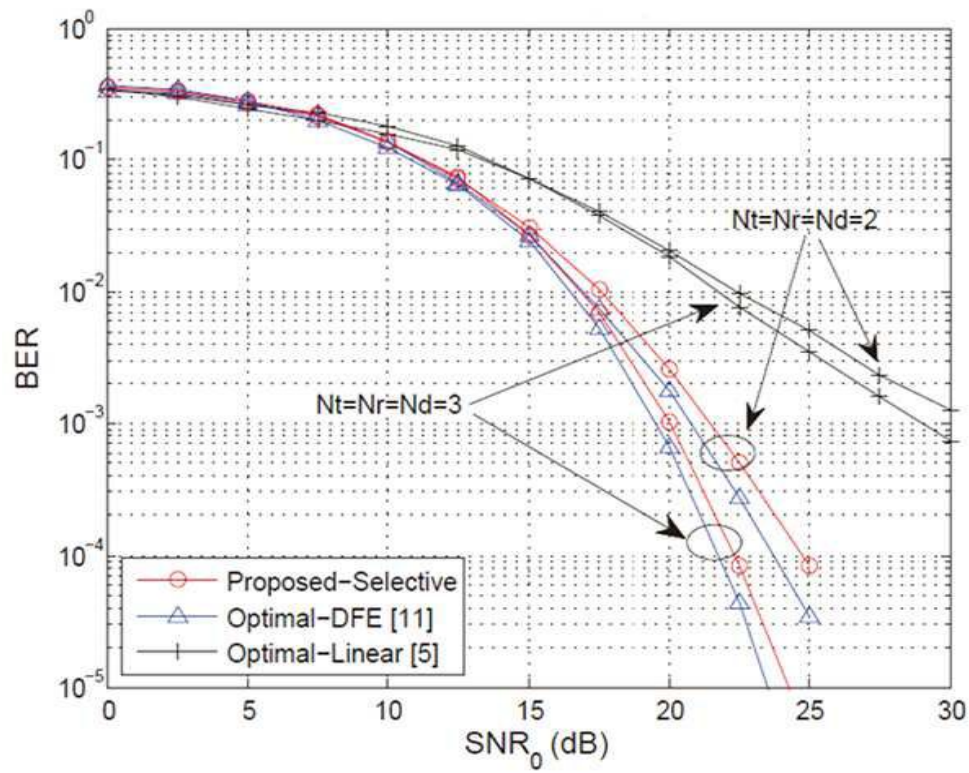
도면3



도면4



도면5



도면6

