



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2014-0072436
(43) 공개일자 2014년06월13일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/14 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)
H04J 11/00 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2012-0139803
(22) 출원일자 2012년12월04일
심사청구일자 2012년12월04일

(71) 출원인
경희대학교 산학협력단
경기도 용인시 기흥구 덕영대로 1732, 국제캠퍼스 내 (서천동, 경희대학교)
(72) 발명자
김윤희
경기 성남시 분당구 불정로 219, 111동 1203호 (정자동, 한솔마을청구아파트)
박진배
강원 강릉시 하평길 41, 101동 205호 (포남동, 청송아파트)
왕진수
경기도 수원시 권선구 호매실동 칠보마을 8단지 810동 1105호
(74) 대리인
최관락, 송인호, 민영준

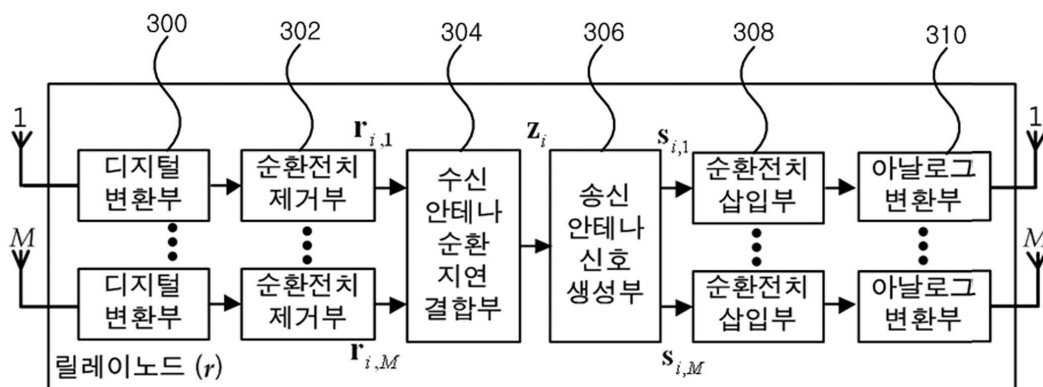
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 낮은 최대대비평균전력비를 갖는 OFDM 신호의 다중 안테나 릴레이 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 낮은 최대대비평균전력비를 갖는 OFDM 신호의 다중 안테나 릴레이 방법 및 장치를 개시한다. 본 발명에 따르면, 제1 통신노드와 제2 통신노드 사이에 OFDM 신호를 중계하는 다중 안테나 릴레이 노드 장치로서, 상기 제1 통신노드 및 상기 제2 통신노드 중 적어도 하나로부터 각 안테나로 수신된 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 디지털변환부; 상기 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치를 제거하는 순환전치제거부; 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 상기 순환전치제거부 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 복수의 후보신호를 생성하고, 상기 후보신호 중 PAPR(peak-to-average power ratio)이 가장 낮은 후보신호를 선택하는 수신안테나 순환지연결합부; 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력 신호로부터 각 안테나별 송신 신호를 생성하는 송신안테나 신호생성부; 상기 송신안테나 신호생성부에서 생성한 각 안테나별 신호에 대해 순환전치를 삽입하는 순환전치삽입부; 및 상기 순환전치삽입부 출력 신호를 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 아날로그변환부를 포함하는 릴레이 노드 장치가 제공된다.

대표도 - 도3



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 2012-0001867

부처명 교육과학기술부

연구사업명 기초연구사업

연구과제명 퍼베이시브 무선 접속을 위한 다중사용자 MIMO-OFDM 양방향 릴레이 시스템 기술

기 여 율 1/1

주관기관 경희대학교 산학협력단

연구기간 2012.05.01 ~ 2013.04.30

특허청구의 범위

청구항 1

제1 통신노드에서 제2 통신노드 사이에 OFDM 신호를 중계하는 다중 안테나 릴레이 노드 장치로서,
 상기 제1 통신노드 및 상기 제2 통신노드 중 적어도 하나로부터 각 안테나로 수신된 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 디지털변환부;
 상기 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치를 제거하는 순환전치제거부;
 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 상기 순환전치제거부 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 복수의 후보신호를 생성하고, 상기 후보신호 중 PAPR(peak-to-average power ratio)이 가장 낮은 후보신호를 선택하는 수신안테나 순환지연결합부;
 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력 신호로부터 각 안테나별 송신 신호를 생성하는 송신안테나 신호생성부;
 상기 송신안테나 신호생성부에서 생성한 각 안테나별 신호에 대해 순환전치를 삽입하는 순환전치삽입부; 및
 상기 순환전치삽입부 출력 신호를 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 아날로그변환부를 포함하는 릴레이 노드 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,
 상기 수신안테나 순환지연결합부는,
 상기 안테나 수가 M개인 경우, 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 M개의 상기 순환전치제거부 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 P개의 후보신호를 생성하는 순환지연결합 기반 후보신호생성부 및 상기 P개의 후보신호 중 상기 PAPR이 가장 작은 신호를 선택하는 최소 PAPR 신호선택부를 포함하는 릴레이 노드 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,
 상기 순환지연결합 기반 후보신호생성부는 아래의 수학적식을 통해 P개의 후보신호를 출력하는 릴레이 노드 장치.
 [수학적식]

$$q_i^{(p)} = \sum_{m=1}^M r_{i,m}^{\Delta_{m,p}}, \quad p=1,2,\dots,P$$

여기서, $\Delta_{m,p}$ 는 p 번째 후보 신호를 생성하기 위해 m 번째 안테나 수신 신호에 적용되는

순환지연값, $r_{i,m}^{\Delta}$ 는 $r_{i,m}$ 를 Δ 만큼 순환지연한 신호 즉,

$$r_{i,m}^{\Delta} = [r_{i,m}[N-\Delta] \cdots r_{i,m}[N-1] \ r_{i,m}[0] \ r_{i,m}[1] \cdots r_{i,m}[N-\Delta-1]]^T$$

이며, N은 제1 통신노드에 의해 삽입된 순환전치 길이임.

청구항 4

제3항에 있어서,
 상기 최소 PAPR 신호선택부는 상기 순환지연결합 기반 후보신호생성부의 출력 중 아래의 수학적식을 이용하여

PAPR이 최소가 되는 신호를 선택하는 릴레이 노드 장치.

[수학식]

$$\hat{p} = \arg \min_{1 \leq p \leq P} PAPR(p)$$

$$PAPR(p) = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2}$$

여기서, $q_i^{(p)}$ 는 $q_i^{(p)}$ 의 최대대비평균전력비임

청구항 5

제3항에 있어서,

상기 순환지연값은 다중 경로 페이딩 채널의 다양성을 최대도 하기 위해

$$\Delta_{m+1}^{rx}(p) - \Delta_m^{rx}(p) \geq L_{sr}, p = 1, 2, \dots, P$$

이면서 서로 다른 후보신호에 대해 다른 순환지

$$\Delta^{rx}(p) = (\Delta_1^{rx}(p), \Delta_2^{rx}(p), \dots, \Delta_M^{rx}(p))$$

연 벡터 $\Delta^{rx}(p)$ 가 할당되도록 선택되는 릴레이 노드 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 송신안테나 신호생성부는 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력에 대해 상기 각 안테나마다 다른 순환지연 값으로 순환지연시켜 송신 신호를 생성하는 릴레이 노드 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 송신 신호는 아래의 수학식에 따라 결정되는 릴레이 노드 장치.

[수학식]

$$s_{i,m} = G_i z_i^{\Delta_m^{tx}}, m = 1, 2, \dots, M$$

여기서, G_i 는 릴레이 노드 송신 전력이고, P_r 일 때 송신 전력을 맞추기 위한 증폭 이득이고, Δ_m^{tx} 는

m 제 송신 안테나의 순환 지연 값이며, $z_i^{\Delta_m^{tx}}$ 는 $z_i = q_i^{(\hat{p})}$ 의 원소를 Δ_m^{tx} 만큼 순환 이동한

$$\tilde{z}_i^{\Delta_m^{tx}} = [\tilde{z}_i[N - \Delta_m^{tx}] \cdots \tilde{z}_i[N - 1] \tilde{z}_i[0] \tilde{z}_i[1] \cdots \tilde{z}_i[N - \Delta_m^{tx} - 1]]^T \text{임.}$$

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 송신안테나 신호생성부는 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력을 시공간부호화하여 송신 신호를 생성하는 릴레이 노드 장치.

청구항 9

제1 통신노드와 제2 통신노드 사이에 OFDM 신호를 중계하는 다중 안테나 릴레이 노드의 릴레이 방법으로서,

- (a) 상기 제1 통신노드 및 상기 제2 통신노드 중 적어도 하나로부터 각 안테나로 수신된 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 단계;
- (b) 상기 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치를 제거하는 단계;
- (c) 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 상기 (b) 단계에서의 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 복수의 후보신호를 생성하고, 상기 후보신호 중 PAPR(peak-to-average power ratio)이 가장 낮은 후보신호를 선택하는 단계;
- (d) 상기 (c) 단계에서의 출력 신호로부터 각 안테나별 송신 신호를 생성하는 단계;
- (e) 상기 (d) 단계에서 생성한 각 안테나별 신호에 대해 순환전치를 삽입하는 단계; 및
- (f) 상기 (e) 단계에서의 출력 신호를 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 단계를 포함하는 릴레이 방법.

청구항 10

제9항에 따른 방법을 수행하는 프로그램이 기록된 컴퓨터 판독 가능한 기록매체.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 낮은 최대대비평균전력비를 갖는 OFDM 신호의 다중 안테나 릴레이 방법 및 장치에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 무선 통신 시스템에서 통신 신뢰도를 높이고 기기간의 연결성을 높이기 위해 송신단과 최종 수신단 사이에 릴레이 노드를 두고, 릴레이 노드의 도움으로 신호를 전달하는 릴레이 시스템에서 통신 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 릴레이 시스템은 데이터를 단방향 또는 양방향으로 전송하는 제1 통신노드와 제2 통신노드, 그리고 이러한 데이터 전송을 돕는 릴레이 노드로 구성된다.

[0003] 릴레이 노드에서의 릴레이 전송 방식은 크게 증폭-후-전달 (amplify-and-forward) 방식과 복호-후-전달 (decode-and-forward) 방식이 있으며, 증폭-후-전달 방식은 릴레이 복잡도를 줄이는 장점으로 저 복잡도 시스템에 활용되고 있다.

[0004] 이러한 증폭-후-전달 릴레이 방식을 OFDM 송수신 시스템에 적용할 경우, 부반송파마다 수신 신호 세기가 다르기 때문에 일반적으로 릴레이 노드에서 인용 참조 논문 [M. Herdin, "A chunk based OFDM amplify-and-forward relaying scheme for 4G mobile radio systems," in Proc. IEEE ICC, pp. 4507-4512, Istanbul, Turkey, June 2006.]에서 볼 수 있듯이 각 부반송파마다 증폭 이득으로 증폭하여 전송하였다. 이와 같이 부반송파마다 증폭 이득을 다르게 OFDM 신호를 전송하려면 릴레이 노드에 FFT(fast Fourier transform)와 IFFT(inverse FFT)

동작이 필요하기 때문에 복잡도가 크게 증가한다.

[0005] 이러한 문제를 해결하기 위하여 최근 인용 참조 논문 [Z. Li and X. Xia, "A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems," IEEE Sig. Lett., Vol. 14, No. 11, pp. 804807, Nov. 2007]과 인용 참조 논문[Z. Li, X. Xia and X. Xia, "Achieving full diversity and fast ML decoding via simple analog network coding for asynchronous two-way relay networks," IEEE Trans. Commun., Vol. 57, No. 12, pp. 36723681, Dec. 2009]에서는 모든 노드가 단일 안테나를 가지고 릴레이 노드가 복수인 OFDM 기반 릴레이 시스템에서 릴레이 노드에 FFT 또는 IFFT 기능 없이 시간 영역 신호 처리만으로 제2 통신노드 수신단에서 시공간 부호화 특성을 얻을 수 있는 릴레이 송수신 방식을 제안하였다.

[0006] 그러나 이 방식은 릴레이 노드에서 채널 변환에 상관없이 일정한 신호증폭 값으로 증폭하기 때문에 평균 비트 오류율을 저하시키고, 수신 신호를 그대로 증폭하여 보내기 때문에 송신 신호의 최대대비평균전력비(peak-to-average power ratio)가 크다. 이때, OFDM 신호 특성을 가지는 송신 신호는 최대대비평균전력비가 높아 비선형 전력 증폭기에서 신호 왜곡을 일으키며 그에 따라 성능이 크게 저하된다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명은 상기한 바와 같은 종래기술의 문제점을 해결하기 위해, 제 1통신 노드와 제2 통신노드는 단일 안테나, 릴레이 노드는 다중 안테나를 갖는 OFDM 기반 릴레이 시스템에서, 릴레이 노드의 송수신 복잡도를 줄이면서 최종 전달된 신호의 품질을 향상시킬 수 있는 낮은 최대대비평균전력비를 갖는 OFDM 신호의 다중 안테나 릴레이 방법 및 장치를 제안하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0008] 상기한 목적을 달성하기 위해, 본 발명의 바람직한 일 실시예에 따르면, 제1 통신노드와 제2 통신노드 사이에 OFDM 신호를 중계하는 다중 안테나 릴레이 노드 장치로서, 상기 제1 통신노드 및 상기 제2 통신노드 중 적어도 하나로부터 각 안테나로 수신된 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 디지털변환부; 상기 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치를 제거하는 순환전치제거부; 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 상기 순환전치제거부 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 복수의 후보신호를 생성하고, 상기 후보신호 중 PAPR(peak-to-average power ratio)이 가장 낮은 후보신호를 선택하는 수신안테나 순환지연결합부; 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력 신호로부터 각 안테나별 송신 신호를 생성하는 송신안테나 신호생성부; 상기 송신안테나 신호생성부에서 생성한 각 안테나별 신호에 대해 순환전치를 삽입하는 순환전치삽입부; 및 상기 순환전치삽입부 출력 신호를 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 아날로그변환부를 포함하는 릴레이 노드 장치가 제공된다.

[0009] 상기 수신안테나 순환지연결합부는, 상기 안테나 수가 M개인 경우, 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 M개의 상기 순환전치제거부 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 P개의 후보신호를 생성하는 순환지연결합 기반 후보신호생성부 및 상기 P개의 후보신호 중 상기 PAPR이 가장 작은 신호를 선택하는 최소 PAPR 신호선택부를 포함할 수 있다.

[0010] 상기 순환지연결합 기반 후보신호생성부는 아래의 수학적식을 통해 P개의 후보신호를 출력할 수 있다.

[0011] [수학식]

$$q_i^{(p)} = \sum_{m=1}^M r_{i,m}^{\Delta_m^{rx}(p)}, \quad p=1,2,\dots,P$$

[0012]

$$\Delta_m^{rx}(p)$$

[0013] 여기서, $\Delta_m^{rx}(p)$ 는 p 번째 후보 신호를 생성하기 위해 m 번째 안테나 수신 신호에 적용되는

순환지연값, $r_{i,m}^{\Delta}$ 는 $r_{i,m}$ 를 Δ 만큼 순환지연한 신호 즉,

$$r_{i,m}^{\Delta} = [r_{i,m}[N-\Delta] \cdots r_{i,m}[N-1] r_{i,m}[0] r_{i,m}[1] \cdots r_{i,m}[N-\Delta-1]]^T$$

이며, N은 제1

통신노드에 의해 삽입된 순환전치 길이임.

[0014] 상기 최소 PAPR 신호선택부는 상기 순환지연결합 기반 후보신호생성부의 출력 중 아래의 수학적식을 이용하여 PAPR이 최소가 되는 신호를 선택할 수 있다.

[수학적식]

$$\hat{p} = \arg \min_{1 \leq p \leq P} PAPR(p)$$

$$PAPR(p) = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2} q_i^{(p)}.$$

[0017] 여기서, 는 의 최대대비평균전력비임

[0018] 상기 순환지연값은 다중 경로 페이딩 채널의 다양성을 최대로 하기 위해

$$\Delta_{m+1}^{rx}(p) - \Delta_m^{rx}(p) \geq L_{sr}, p=1,2,\cdots,P$$

이면서 서로 다른 후보신호에 대해 다른 순환지연 벡터

$$\Delta^{rx}(p) = (\Delta_1^{rx}(p), \Delta_2^{rx}(p), \cdots, \Delta_M^{rx}(p)).$$

가 할당되도록 선택될 수 있다.

[0019] 상기 송신안테나 신호생성부는 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력에 대해 상기 각 안테나마다 다른 순환지연 값으로 순환지연시켜 송신 신호를 생성할 수 있다.

[0020] 상기 송신 신호는 아래의 수학적식에 따라 결정될 수 있다.

[수학적식]

$$s_{i,m} = G_i z_i^{\Delta_m^{tx}}, m=1,2,\cdots,M$$

[0023] 여기서, G_i 는 릴레이 노드 송신 전력이고, P_r 일 때 송신 전력을 맞추기 위한 증폭 이득이고, Δ_m^{tx} 는

m 제 송신 안테나의 순환 지연 값이며, $z_i^{\Delta_m^{tx}}$ 는 $z_i = q_i^{(p)}$ 의 원소를 Δ_m^{tx} 만큼 순환 이동한

$$z_i^{\Delta_m^{tx}} = [z_i[N-\Delta_m^{tx}] \cdots z_i[N-1] z_i[0] z_i[1] \cdots z_i[N-\Delta_m^{tx}-1]]^T$$

임

[0024] 상기 송신안테나 신호생성부는 상기 수신안테나 순환지연결합부 출력을 시공간부호화하여 송신 신호를 생성할

수 있다.

[0025] 본 발명의 다른 측면에 따르면, 제1 통신노드와 제2 통신노드 사이에 OFDM 신호를 중계하는 다중 안테나 릴레이 노드의 릴레이 방법으로서, (a) 상기 제1 통신노드 및 상기 제2 통신노드 중 적어도 하나로부터 각 안테나로 수신된 OFDM 신호를 디지털 신호로 변환하는 단계; (b) 상기 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치를 제거하는 단계; (c) 상기 각 안테나별 OFDM 신호에 대한 상기 (b) 단계에서의 출력 신호에 대해 순환지연결합을 적용하여 복수의 후보신호를 생성하고, 상기 후보신호 중 PAPR(peak-to-average power ratio)이 가장 낮은 후보신호를 선택하는 단계; (d) 상기 (c) 단계에서의 출력 신호로부터 각 안테나별 송신 신호를 생성하는 단계; (e) 상기 (d) 단계에서 생성한 각 안테나별 신호에 대해 순환전치를 삽입하는 단계; 및 (f) 상기 (e) 단계에서의 출력 신호를 아날로그 신호로 변환하여 전송하는 단계를 포함하는 릴레이 방법이 제공된다.

[0026] 본 발명의 또 다른 측면에 따르면, 상기한 방법을 수행하는 프로그램이 기록된 컴퓨터 판독 가능한 기록매체가 제공된다.

발명의 효과

[0027] 본 발명에 따르면, 무선 송수신 기법으로 광대역 고속 데이터 전송에 알맞은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing : OFDM)와 다이버시티 성능을 향상시킬 수 있는 장점이 있다.

[0028] 또한, 본 발명은 릴레이 노드에서 IFFT와 FFT를 적용하지 않고도 저복잡도로 안테나 다양성을 제공하고, 릴레이 송신 신호의 최대대비평균전력비를 줄일 수 있는 장점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0029] 도 1은 본 발명이 고려하는 다중 안테나 릴레이 노드를 포함하는 릴레이 시스템을 도시한 도면.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 통신노드 송신부의 구성을 도시한 도면.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 구성을 도시한 도면.

도 4는 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부의 상세 구성을 도시한 도면.

도 5는 본 발명에 따른 통신노드의 수신부의 구성을 도시한 도면.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 단방향 릴레이 통신 환경에서 릴레이 노드 송신 신호에 대한 최대대비평균 전력비의 여누적분포함수(complementary cumulative distribution function: CCDF), 즉 최대대비평균전력비가

$$PAPR_0$$

문턱값보다 클 확률을 도시한 도면.

도 7은 도 6과 같은 조건에서 본 발명이 제안하는 다중 안테나 릴레이 송수신 기법을 적용할 때 제2 통신노드에서의 부호화 성능을 도시한 도면.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 양방향 릴레이 통신환경에서 릴레이 노드 송신 신호에 대한 최대대비평균 전력비의 CCDF를 도시한 도면.

도 9는 도 8과 같은 조건에서 본 발명에 따른 다중 안테나 릴레이 송수신 기법을 적용할 때 제1 통신노드와 제2 통신노드의 부호화 성능 평균을 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0030] 이하, 본 발명의 바람직한 실시예를 첨부한 도면들을 참조하여 상세히 설명하기로 한다. 본 발명을 설명함에 있어 전체적인 이해를 용이하게 하기 위하여 도면 번호에 상관없이 동일한 수단에 대해서는 동일한 참조 번호를 사용하기로 한다.

[0031] 도 1은 본 발명이 고려하는 다중 안테나 릴레이 노드를 포함하는 릴레이 시스템을 도시한 도면이다.

[0032] 도 1에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 릴레이 시스템은 정보를 단방향 또는 양방향으로 전송하는 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102), 그리고 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102) 사이의 정보 전송을 돕는 릴레이

이 노드(Relay node, 110)를 포함할 수 있다.

[0033] 이때, 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)는 단일 안테나를 가지고, 릴레이 노드(110)은 M 개의 다중 안테나를 가진다. 모든 노드는 반이중(half-duplex) 방식으로 통신하고, 제1 통신노드(100)에서 제2 통신노드(102)로의 직접경로 신호는 무시 가능하며, 노드와 노드 사이의 채널은 가역적이다.

[0034] 제1 통신노드(100)와 릴레이 노드(110)의 m^1 번째 안테나 사이의 이산시간 채널충격응답을 $h_{1,m}$, 릴레이 노드(110)의 m^1 짝 안테나와 제2 통신노드(102) 사이의 이산시간 채널충격응답을 $h_{2,m}$ 이라 하면, 이는 [수학식 1]과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 1

$$h_{u,m} = [h_{u,m}[0], h_{u,m}[1], \dots, h_{u,m}[L_u - 1]]^T, u = 1, 2, m = 1, 2, \dots, M$$

[0035] 여기서, 윗첨자 u 는 행렬의 전치를 나타내고, $h_{u,m}[l]$ 은 $h_{u,m}$ 의 L_u 짝 다중경로 복소 진폭 성분을 각각 나타내며, L_u 는 $h_{u,m}$ 의 구분 가능한 다중경로 수이다.

[0037] 본 발명에서 단방향 릴레이 통신은 첫 번째 전송 단계에서 제1 통신노드(100)가 릴레이 노드(110)로 신호를 송신하고, 두 번째 전송 단계에서 릴레이 노드(110)가 상기 첫 전송 단계에서 수신한 신호를 변환하여 제2 통신노드(102)로 송신한다. 이러한 단방향 릴레이 통신에서 제1 통신노드(100)는 원천노드, 제2 통신노드(102)는 목적노드로 정의될 수 있다.

[0038] 본 발명에서 양방향 릴레이 통신은 첫 번째 전송 단계에서 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)가 동시에 릴레이 노드(110)로 신호를 송신하고, 두 번째 전송 단계에서 릴레이 노드(110)가 상기 첫 번째 전송 단계에서 수신한 신호를 변환하여 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)로 송신한다.

[0039] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)의 송신부 구성을 도시한 도면이다.

[0040] 도 2에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)의 송신부는 채널부호화부(200), 변조심볼대응부(202), 역푸리에변환부(204), 순환전치삽입부(206) 및 아날로그변환부(208)를 포함할 수 있다.

[0041] 채널부호화부(200)는 정보 비트열을 채널 부호화하여 부호화 비트열을 생성한다.

[0042] 변조심볼 대응부(202)는 채널부호화부(200) 출력을 PSK 또는 QAM과 같은 변조심볼열로 대응시킨다.

[0043] 역푸리에 변환부(204)는 변조심볼열을 크기가 N 인 역푸리에 변환을 (IFFT) 통해 시간 영역 OFDM 신호를 생성한다.

[0044] 순환전치삽입부(206)는 역푸리에변환부 출력 OFDM 신호에 순환전치를 삽입한다.

[0045] 그리고 아날로그변환부(208)는 순환전치가 삽입된 신호를 무선 채널 전송에 알맞은 아날로그 신호로 변환한다.

[0046] 단방향 릴레이 통신의 경우 제1 통신노드(100)만이 OFDM 신호를 생성하고 양방향 릴레이 통신의 경우 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)가 송신 OFDM 신호를 각각 생성한다.

[0047] 제 u 통신노드($u=1$ 이면 100, $u=2$ 이면 102)에서 제 OFDM 신호를 생성하기 위해 상기 역푸리에변환부(204)에 입력되는 변조심볼열 벡터를

$$X_{u,i} = [X_{u,i}[0] \ X_{u,i}[1] \ \cdots \ X_{u,i}[N-1]]^T$$

라 하면, 그에 대한 역푸리에변환부(204)의 출력

$$x_{u,i} = [x_{u,i}[0] \ x_{u,i}[1] \ \cdots \ x_{u,i}[N-1]]^T$$

$$X_{u,i}[k]$$

은 다음과 같이 표현된다. 여기서 k 는 제

u

i

k

통신노드의 제 OFDM 신호의 제 부반송파 변조 심볼이 된다.

수학식 2

$$x_{u,i} = F^H X_{u,i}$$

[0048]

$$F(n,k) = \frac{1}{\sqrt{N}} \exp\left(-j \frac{2\pi kn}{N}\right) \text{인 } N \times N$$

[0049] 여기서, F 은 $N \times N$ 제 원소가 유니타리(unitary) 푸리에변환 행렬이다.

[0050] 제 u 통신노드의 순환전치삽입부(206)에서 삽입하는 순환전치 길이를 N_{cp} 로 두면, 그에 따른 OFDM 신호

$$x_{u,i}$$

에 대한 순환전치 삽입부(206) 출력은

$$\bar{x}_{u,i} = [x_i[N-N_{cp}] \ \cdots \ x_{u,i}[N-1] \ x_{u,i}[0] \ x_{u,i}[1] \ \cdots \ x_{u,i}[N-1]]^T$$

이다. 이때 변조

$$E[|X_{u,i}[k]|^2] = P_u$$

심볼의 평균 전력을 라 하면, 각 OFDM 신호의 평균 전력도

$$E[|x_{u,i}[n]|^2] = P_u \text{ 이다.}$$

[0051] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 릴레이 노드의 구성을 도시한 도면이다.

[0052] 도 3에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 릴레이 노드(110)는 다중 안테나 송수신 처리를 위한 구성을 포함하며, 디지털변환부(300), 순환전치제거부(302), 수신안테나 순환지연결합부(304), 송신안테나 신호생성부(306), 순환전치삽입부(308), 아날로그변환부(310)를 포함할 수 있다.

[0053] 디지털변환부(300)는 각 안테나별로 수신된 OFDM 신호를 기저 대역 이산 시간 신호로 변환한다.

[0054] 순환전치제거부(302)는 각 안테나별 OFDM 신호마다 순환전치 부분을 제거한다.

[0055] 수신안테나 순환지연결합부(304)는 순환지연 다양성과 최대대비평균전력비를 줄일 수 있는 안테나별 순환전치제거부(302) 출력 신호를 결합한다.

[0056] 송신안테나 신호생성부(306)는 상기한 수신안테나 순환지연결합부(304)의 출력으로 각 송신 안테나로 전송될 송신 신호를 생성한다.

[0057] 순환전치삽입부(308)는 송신안테나 신호생성부(306)의 출력에 순환전치를 추가한다.

[0058] 그리고 아날로그변환부(310)는 순환전치삽입부(308)의 출력을 아날로그 신호로 변환한다.

[0059] 릴레이 노드(110)의 m 번째 안테나에서 수신한 i 짝 OFDM 신호에 대한 순환전치제거부(302)의 출력

$$\mathbf{r}_{i,m} = [r_{i,m}[0] \ r_{i,m}[1] \ \cdots \ r_{i,m}[N-1]]^T$$

을 $\mathbf{r}_{i,m}$ 라 하면 [수학식 3]과 같이 표현할 수 있다.

수학식 3

$$\mathbf{r}_{i,m} = \sum_{u=1}^U \mathbf{h}_{u,m} \otimes \mathbf{x}_{u,i} + \mathbf{v}_{i,m}$$

[0060]

[0061] 여기서, U 는 신호를 첫 전송 단계에서 송신하는 통신노드 수로 단방향 릴레이 통신일 때 $U=1$ 이고, 양방향 릴레이 통신일 때 $U=2$ 이며, $\otimes$ 는 순환 컨볼루션(circular convolution) 연산자이고,

$\mathbf{v}_{i,m} = [v_{i,m}[0] \ v_{i,m}[1] \ \cdots \ v_{i,m}[N-1]]^T$ 은 m 번째 안테나의 가산 가우시안 잡음 벡터로,

$$v_{i,m}[n] \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_r^2)$$

원소 $v_{i,m}[n]$ 은 서로 독립이며 평균이 0이고 분산이 σ_r^2 인 복소 가우시안 분포를 가진다.

[0062] 도 4는 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부의 상세 구성을 도시한 도면이다.

[0063] 도 4에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부(304)는 각 안테나 순환전치제거부 출력

$$\mathbf{r}_{i,m}, m=1,2,\cdots,M$$

p

으로부터 순환지연결합을 기반으로 p 개의 순환지연결합 기반 후보신호

를 생성하는 순환지연결합 기반 후보신호생성부(400) 및 p 개의 후보신호 가운데 최대대비평균전력비가 가장 작은 신호를 선택하는 최소 PAPR 신호선택부(402)를 포함할 수 있다.

[0064] 여기서, 순환지연결합 기반 후보신호생성부(400)의 p 번째 출력 $q_i^{(p)}$ 은 [수학식 4]와 같이 쓸 수 있다.

수학식 4

$$q_i^{(p)} = \sum_{m=1}^M r_{i,m}^{\Delta_m^{rx}(p)}, \quad p = 1, 2, \dots, P$$

[0065]

[0066] 여기서, $\Delta_m^{rx}(p)$ 는 p 번째 후보 신호를 생성하기 위해 m 짝 안테나 수신 신호에 적용되는 순환지

연값, $r_{i,m}^{\Delta}$ 는 $r_{i,m}$ 를 Δ 만큼 순환지연한 신호 즉,

$$r_{i,m}^{\Delta} = [r_{i,m}[N-\Delta] \cdots r_{i,m}[N-1] \ r_{i,m}[0] \ r_{i,m}[1] \cdots r_{i,m}[N-\Delta-1]]^T$$

를 나타낸다.

[0067] 최소 PAPR 신호선택부(402)는 상기한 후보신호 생성부(400)의 출력 $q_i^{(p)}$ 가운데 [수학식 5]와 같이 최대대

비평균전력비가 가장 작은 신호 인덱스 $\hat{p}$ 를 다음과 같이 선택하여 $z_i = q_i^{(\hat{p})}$ 를 출력한다.

수학식 5

$$\hat{p} = \arg \min_{1 \leq p \leq P} PAPR(p)$$

[0068]

$$PAPR(p) = \frac{\max_{0 \leq n \leq N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2}{\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |q_i^{(p)}[n]|^2} = \alpha_i^{(p)}$$

[0069] 여기서, 는 의 최대대비평균전력비이다.

$$\{\Delta_m^{rx}(p), m=1,2,\dots,M, p=1,2,\dots,P\}$$

[0070] 본 발명의 [수학식 4]에서 사용하는 순환 지연값 은 다중경로

$$\Delta_{m+1}^{rx}(p) - \Delta_m^{rx}(p) \geq L_{sr}, p=1,2,\dots,P$$

페이딩 채널의 다양성을 최대로 하기 위해 이면서 서로 다

$$\Delta^{rx}(p) = (\Delta_1^{rx}(p), \Delta_2^{rx}(p), \dots, \Delta_M^{rx}(p)).$$

른 후보신호에 대해 다른 순환지연 벡터 가 할당되도록 선택하는 것이 바람직하다.

$$\Delta_1^{rx}(p) = 0, p=1,2,\dots,P$$

[0071] 이때, 본 발명의 다른 실시예에 따르면, 으로 두고,

$$\Delta_m^{rx}(p) = (m-1)(L_{sr} + \epsilon) + \kappa_m(p), m=2,3,\dots,M$$

로 설정할 수 있다.

$$\epsilon = \lceil P^{\frac{1}{M-1}} \rceil \quad \kappa_m(p) = \lfloor p/\epsilon^{M-m} \rfloor \% \epsilon$$

[0072] 여기서, 그리고이며, 여기서 $\lceil \cdot \rceil$ 는 올림 기호, $\lfloor \cdot \rfloor$ 는 내

$$\% \epsilon$$

림 기호, 그리고 는 나머지 연산자이다. 한 예로 $M=3$ 이고 후보신호 수가 $P=16$ 이면, $\epsilon=4$ 이

$$\Delta_2^{rx}(p) = L_{sr} + 4 + \lfloor p/4 \rfloor \% 4, \quad \Delta_3^{rx}(p) = 2L_{sr} + 8 + p \% 4.$$

고 따라서 와 로 주어진다.

[0073] 다시 도 3을 참조하면, 송신안테나 신호생성부(306)에서는 상기와 같이 얻어지는 수신안테나 순환지연결합부

(304)의 출력 z_i 를 송신안테나 다양성을 제공할 수 있도록 m 번째 송신안테나 신호

$$s_{i,m} = [s_{i,m}[0] s_{i,m} \dots s_{i,m}[N-1]].$$

로 변환하며, 순환전치삽입부(308)는 $s_{i,m}'$ 에 길이가 $N_{cp,r} \geq L_{rd}$ 인 순환전치를 출력

$$\tilde{s}_{i,m} = [s_{i,m}[N-N_{cp,r}] s_{i,m}[N-N_{cp,r}+1] \dots s_{i,m}[N-1] s_{i,m}[0] s_{i,m}[1] \dots s_{i,m}[N-1]].$$

으로 내보내면, 아날로그변환부(310)가 이를 무선채널 전송에 알맞은 한 아날로그 신호로 변환한 뒤 제2 통신노드(102)로 전송한다.

[0074] 본 발명의 다른 실시예에서는 송신안테나 신호생성부(306)에서 송신안테나 다양성을 제공하는 방법으로 순환지연다양성 기법을 이용할 수 있다. 그 경우 m 번째 송신안테나 신호 $s_{i,m}$ 는 다음과 같다.

수학식 6

$$s_{i,m} = G_i z_i^{\Delta_m^{tx}}, m=1,2,\dots,M$$

[0075]

[0076] 여기서, G_i 는 릴레이 노드 송신 전력 P_r 일 때 송신 전력을 맞추기 위한 증폭 이득이고, Δ_m^{tx} 는 m 번째 송신 안테나의 순환지연값이며, $z_i^{\Delta_m^{tx}} = \mathbf{q}_i^{(\hat{p})}$ 의 원소를 Δ_m^{tx} 만큼 순환 이동한 $z_i^{\Delta_m^{tx}} = [z_i[N - \Delta_m^{tx}] \dots z_i[N - 1] z_i[0] z_i[1] \dots z_i[N - \Delta_m^{tx} - 1]]^T$ 이다.

[0077] 본 발명에서는 증폭 이득 G_i 를 기존 방법과 같이 모든 OFDM 신호에 동일하게 $G_i = G$ 로 쓸 수 있고, 또 다른 방법으로 채널 페이딩 효과를 보상하도록 매 OFDM 신호에 대해 수신 전력을 다음과 같이 계산하여 보상할 수 있다.

수학식 7

$$G_i = \sqrt{\frac{P_r}{\frac{M}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |z_i[n]|^2}}$$

[0078]

[0079] 한편, 송신안테나별 순환지연값 Δ_m^{tx} 는, $\Delta_1^{tx} = 0, \Delta_{m+1}^{tx} - \Delta_m^{tx} \geq L_{rd}, m=1,2,\dots,M-1$ 로 두어 서 송신 순환지연다양성 이득을 충분히 얻도록 하는 것이 바람직하다.

[0080] 본 발명의 다른 실시예에서는 상기 송신안테나 신호생성부(306)에서 송신 안테나 다양성을 제공하는 방법으로 인용참조논문 [Z. Li and X. Xia, "A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems," IEEE Sig. Lett., Vol. 14, No. 11, pp. 804807, Nov. 2007]의 시공간부호를 사용할

수 있다. 구체적으로, 안테나 수가 $M=2$ 일 때, m 번째 송신안테나 신호 $s_{i,m}$ 은 다음과 같다.

수학식 8

$$\begin{aligned} s_{i,1} &= G_i z_i \\ s_{i,2} &= (-1)^{i+1} G_{i-(-1)^{i+1}} \zeta^*(z_{i-(-1)^{i+1}}^*) \end{aligned}$$

[0081]

[0082]

여기서, $\zeta([a[0], a[1], \dots, a[N-1]]) = [a[0], a[N-1], a[N-2], \dots, a[1]]$ 이 G_i 는 [수학식 7]과 같이 OFDM 신호마다 다르게 설정한다.

[0083]

송신안테나 신호생성부(306)에서 생성된 신호 $s_{i,m}$ 은 순환전치삽입부(308)에서 순환전치를 삽입하여 출력

$$\tilde{s}_{i,m}$$

를 내보내어 아날로그변환부(310)에서 아날로그 신호로 변환하여 신호를 전송한다.

[0084]

두 번째 전송 단계에서 단방향 릴레이 통신의 경우 제2 통신노드만이 신호를 수신하며, 양방향 릴레이 통신의 경우 제1 통신노드와 제2 통신노드가 동시에 신호를 수신한다.

[0085]

도 5a는 본 발명에 따른 단방향 릴레이 통신에서의 제2 통신노드의(102) 수신부 구성을, 도 5b는 본 발명에 따른 양방향 릴레이 통신에서의 제1 통신노드(100) 및 제2 통신노드의(102) 수신부 구성을 보인 것이다.

[0086]

도 5a 내지 도 5b에 도시된 바와 같이, 본 발명에 따른 통신노드의 수신부는 디지털변환부(500), 순환전치제거부(502), 푸리에변환부(504), 복조부(506) 및 채널복호부(508)를 포함할 수 있고, 양방향 릴레이 통신의 경우 추가적으로 자가간섭제거부(505)를 포함할 수 있다.

[0087]

디지털변환부(500)는 릴레이 노드(110)로부터의 수신신호를 디지털 신호로 변환한다.

[0088]

순환전치제거부(502)는 각 OFDM 신호의 순환 전치 부분을 제거한다.

[0089]

푸리에변환부(504)는 순환전치제거부(502)의 출력을 주파수 영역 신호로 변환한다.

[0090]

자가간섭제거부(505)는 양방향 릴레이 통신에서 상기 푸리에변환부(504) 출력에서 자가간섭을 소거한다.

[0091]

복조부(506)는 단방향 릴레이 통신의 경우 푸리에변환부(504) 출력, 양방향 릴레이 통신의 경우 자가간섭제거부

$$X_i[k]$$

(505) 출력으로부터 변조심볼 $X_i[k]$ 를 복조하며, 채널복호부(508)는 복조부(506) 출력 신호를 채널복호화하여 복호된 정보비트열을 출력한다.

[0092]

제2 통신노드(102) 수신부의 번째 OFDM 신호에 대한 순환전치제거부(502)에서의 출력은 다음 같다.

수학식 9

$$y_{2,i} = \sum_{m=1}^M h_{2,m} \odot s_{i,m} + w_{2,i}$$

[0093]

$$\mathbf{w}_{2,i} = [w_{2,i}[0] \ w_{2,i}[1] \cdots w_{2,i}[N-1]]$$

[0094] 여기서, σ_d^2 는 평균이 0이고 분산이 σ_d^2 인 독립 복소 가우시안 잡음 벡터이다.

[0095] 상기 신호에 대한 푸리에변환부(504)에서 출력은 $\mathbf{Y}_{2,i}$ 이다.

[0096] 이때, 릴레이 노드(110)의 송신안테나 신호생성부(306)에서 [수학식 6]의 순환지연다양성을 적용하면, $\mathbf{Y}_{2,i}$ 의 k 째 원소 즉, k 째 부반송파에서 수신 신호 $\mathbf{Y}_{2,i}[k]$ 는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{Y}_{2,i}[k] = H_2^{tx}[k] \left(G_i \sum_{u=1}^U H_u^x[k] \cdot \mathbf{X}_{u,i}[k] \right) + \tilde{\Pi}_{2,i}[k]$$

[0097]

$$H_{u,m}^{rx}[k] = \sum_{m=1}^M H_{u,m}[k] \exp \left(-j \frac{2\pi k \Delta_m^{rx}(p)}{N} \right) \quad H_2^{tx}[k] = \sum_{m=1}^M H_{2,m}[k] \exp \left(-j \frac{2\pi k \Delta_m^{tx}}{N} \right)$$

[0098] 여기서, $\tilde{\Pi}_{2,i}[k] = G_i \sum_{m=1}^M \tilde{V}_i[k] H_{2,m}[k] \exp \left(-j \frac{2\pi k \Delta_m^{tx}}{N} \right) + \Pi_{2,i}[k]$, 그리

고

$$\tilde{V}_i[k] = \sum_{m=1}^M V_{i,m}[k] \exp \left(-j \frac{2\pi k \Delta_m^{rx}(p)}{N} \right) \quad H_{u,m}[k] \quad V_{i,m}[k] \quad \Pi_{2,i}[k]$$

여기서, $\tilde{V}_i[k]$, $H_{u,m}[k]$, $V_{i,m}[k]$, $\Pi_{2,i}[k]$ 는 각각

$$\mathbf{H}_{u,m} = \sqrt{N} \mathbf{F}_{L_u} \mathbf{h}_{u,m} \quad \mathbf{V}_{i,m} = \mathbf{F} \mathbf{v}_{i,m} \quad \Pi_2 = \mathbf{F} \mathbf{w}_2$$

의 k 째 원소이다. 여기서, $\mathbf{F}_L$ 은 행렬 $\mathbf{F}$ 에서

$$N \times L$$

처음 열로 구성된 크기가 $N \times L$ 행렬을 나타낸다.

[0099] 제2 통신노드(102) 수신부는 양방향 릴레이 통신인 경우 자가간섭제거부(505)에서 추가적으로 푸리에변환부

$$G_i H_2^{tx}[k] H_2^{rx}[k] \cdot \mathbf{X}_{2,i}[k]$$

(504) 출력 [수학식10]에서 자가간섭 성분을 제거하여

$$\tilde{\mathbf{Y}}_{2,i}[k] = G_i H_2^{tx}[k] H_1^{rx}[k] \cdot \mathbf{X}_{1,i}[k] + \tilde{\Pi}_{2,i}[k]$$

를 얻는다.

[0100] 제2 통신노드(102)의 복조부(506)에서 제1 통신노드(100)가 보낸 $X_{1,i}[k]$ 를 검출하기 위하여 $H_{eq}[k] = G_i H_2^x[k] H_1^x[k]$ 의 공액값 $H_{eq}^*[k]$ 를 단방향 릴레이 통신인 경우 $Y_{2,i}[k]$ 에, 양방향 릴레이 통신인 경우 $\bar{Y}_{2,i}[k]$ 에 곱하여 신호를 검출하게 된다.

[0101] 본 발명의 다른 실시예에 따르면, 릴레이 노드(110)에서 [수학식 8]의 시공간 부호를 적용하였을 경우에 단방향 릴레이 통신의 $Y_{2,i}[k]$ 는 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$\begin{bmatrix} Y_{2,i}[k] \\ Y_{2,i+1}^*[k] \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} G_i H_1^x[k] H_{2,1}[k] & G_{i+1} H_1^x[k] H_{2,2}[k] \\ -G_i (H_{1,rx}[k])^* H_{2,2}^*[k] & G_{i+1} (H_1^x[k])^* H_{2,1}^*[k] \end{bmatrix}}_{\mathbf{H}_{eq}[k]} \begin{bmatrix} X_{1,i}[k] \\ X_{1,i+1}^*[k] \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \bar{\Pi}_{2,i}[k] \\ \Pi_{2,i+1}^*[k] \end{bmatrix}$$

[0102] 여기서, $\bar{\Pi}_{2,i}[k] = G_i H_{2,1}[k] \bar{V}_i[k] - G_{i+1} H_{2,2}[k] \bar{V}_i^*[k] + \Pi_{2,i}[k]$, $\Pi_{2,i+1}[k] = G_{i+1} H_{2,2}[k] \bar{V}_{i+1}[k] + G_i H_{2,1}[k] \bar{V}_i^*[k] + \Pi_{i+1}[k]$ 이다.

[0104] 양방향 릴레이 통신의 자가간섭제거 후의 신호는 $\bar{Y}_{2,i}[k]$ [수학식 11]과 같은 형태로 나타난다.

[0105] 제2 통신노드(102) 수신부의 복조부는 $X_{1,i}[k]$ 와 $X_{1,i+1}[k]$ 를 복조하기 위해 단방향 릴레이 통신인 경우 $\begin{bmatrix} Y_{2,i}[k] \\ Y_{2,i+1}^*[k] \end{bmatrix}$ 에, 양방향 릴레이 통신인 경우 $\begin{bmatrix} \bar{Y}_{2,i}[k] \\ \bar{Y}_{2,i+1}^*[k] \end{bmatrix}$ 에 $\mathbf{H}_{eq}[k]$ 의 공액전치행렬을 곱하여 신호를 검출하게 된다.

[0106] 양방향 릴레이 통신에서 제1 통신노드도 상기와 같은 방법으로 제2 통신노드가 송신한 신호 $X_{2,i}[k]$ 와 $X_{2,i+1}[k]$ 를 검출하게 된다.

[0107] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 단방향 릴레이 통신에서 릴레이 노드 송신 신호에 대한 최대대비평균전력비의 여누적분포함수(complementary cumulative distribution function: CCDF), 즉 최대대비평균전력비가 문턱

$PAPR_0$ 값보다 클 확률을 도시한 도면이다.

[0108] 이 때, 성능 도출 시스템 변수는 $N=128$, $N_{cp}=32$, $M=2$ 이고, 채널 전력 지연 분포는

$$L=L_1=L_2=6 \quad E\{|h_{u,m}[l]|^2\}=\left\{\frac{1-e^{-1}}{1-e^{-L}}\right\}e^{-l}, l=0,1,\dots,L-1, u=1,2$$

인 지수 분포 즉, 를 사용

하였으며, 신호대잡음비는 $\bar{\gamma}=P_1/\sigma_r^2=P_r/\sigma_d^2=20\text{dB}$ 로 두었다.

[0109] 도 6에서는 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부(304)에서 후보 신호의 수가 $P=1$ 인 경우와 (도 6에서

는 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부(304)에서 후보 신호의 수가 $P=1$ 인 경우와 ('Prop: P=1')와 후보 신호의 수가 $P=16$ 인 경우 ('Prop: P=16') 송신안테나 신호생성부(306)에서 [수학식 6]의 순환지연다

양성 기법을 적용할 때에 대해 보였다: 'Prop: P=1')와 후보 신호의 수가 $P=16$ 인 경우 ('Prop: P=16') 송신안테나 신호생성부(306)에서 [수학식 6]의 순환지연다양성 기법을 적용할 때에 대해 보였다:

[0110] 한편, 기존의 참고 문헌 [Z. Li and X. Xia, "A simple Alamouti space-time transmission scheme for asynchronous cooperative systems," *IEEE Sig. Lett.*, Vol. 14, No. 11, pp. 804807, Nov. 2007]의 시공간

부호화 기법 즉 $s_{i,1}=Gy_{i,1}$ 와 $s_{i,2}=G(-1)^{i+1}\zeta(y_{i-(-1)^{i+1},2}^*)$ 를 적용할 때의 성능을 ('Conv') 함께 보였다.

[0111] 본 발명에 따른 방법은 후보 신호 수가 $P=16$ 일 때 최대대비평균전력비가 문턱값보다 커질 확률을 현저히 줄이는 것을 볼 수 있다.

[0112] 도 7은 도 6과 같은 조건에서 본 발명이 제안하는 다중 안테나 릴레이 송수신 기법을 적용할 때 제2 통신노드에



서의 부호화 성능을 신호대잡음비 $\bar{\gamma}$ 에 따라 도시한 도면이다.

[0113] 이 때, 제1 통신노드에서 적용한 채널부호화 기법은 구속장 길이가 7이고 부호화율이 1/2인 IEEE 802.11a 시스템과 동일한 길쌈 부호이며, 이에 대한 제2 통신노드 수신단에서의 복호기는 연관정 비터비 복호기를 사용하였다. 도에서 'Conv' 는 도 6에서 기술한 기존 기법, Prop:CDD' 는 본 발명에 따른 릴레이 노드(110)의 송신안테나 신호생성부(306)에서 순환지연다양성 기법을 'Prop:STBC' 는 본 발명의 릴레이 노드(110)의 송신안테나 신호생성부(306)에서 시공간부호화 기법을 적용할 경우, 제2 통신노드(102)의 채널복호부(508) 출력의 비트오류율 성능을 보인 것이다. 도면에서 볼 수 있듯이 본 발명의 제안 기법이 기존 기법보다 채널 복호 후의 성능을 향상시키는 것을 알 수 있다.

[0114] 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 양방향 릴레이 통신환경에서 릴레이 노드 송신 신호에 대한 최대대비평균전력비의 CCDF를 도시한 도면이다.

[0115] 이 때, 성능 도출 시스템 변수는 $N=128$, $N_{cp}=32$, $M=2$ 이고, 채널 전력 지연

$$L=L_1=L_2=6 \quad E\{|h_{u,m}[l]|^2\}=\left\{\frac{1-e^{-1}}{1-e^{-L}}\right\}e^{-l}, l=0,1,\dots,L-1, u=1,2$$

분포는 인 지수 분포 즉,

$$\bar{\gamma} = P_1/\sigma_r^2 = P_2/\sigma_r^2 = P_r/\sigma_d^2 = P_r/\sigma_s^2 = 20\text{dB}$$

를 사용하였으며, 신호대잡음비를 모두 같게

로 두었다.

[0116] 도 8에서는 본 발명에 따른 수신안테나 순환지연결합부(304)에서 후보 신호의 수가 $P=1$ 인 경우와 ('Prop:

$$P=16$$

P=1')와 후보 신호의 수가 $P=16$ 인 경우 ('Prop: P=16') 송신안테나 신호생성부(306)에서 [수학식 6]의 순환지연다양성 기법을 양방향 릴레이 통신에서 적용할 때에 대해 보였다.

[0117] 한편, 양방향 릴레이 통신환경에서의 기존의 참고 문헌 [Z. Li, X. Xia and X. Xia, "Achieving full diversity and fast ML decoding via simple analog network coding for asynchronous two-way relay networks," *IEEE Trans. Commun.*, Vol. 57, No. 12, pp. 36723681, Dec. 2009]의 시공간 부호화 기법을 적용할 때의 성능을 ('Conv') 함께 보였다.

[0118] 양방향 릴레이 통신에서도 후보신호의 개수가 $P=16$ 일 때, 최대대비평균전력비가 문턱값보다 커질 확률이 줄어드는 것을 볼 수 있다.

[0119] 도 9에서는 도 8과 같은 조건에서 본 발명이 제안하는 다중안테나 송수신 기법을 양방향 통신에 적용할 때 제1

$$\bar{\gamma}$$

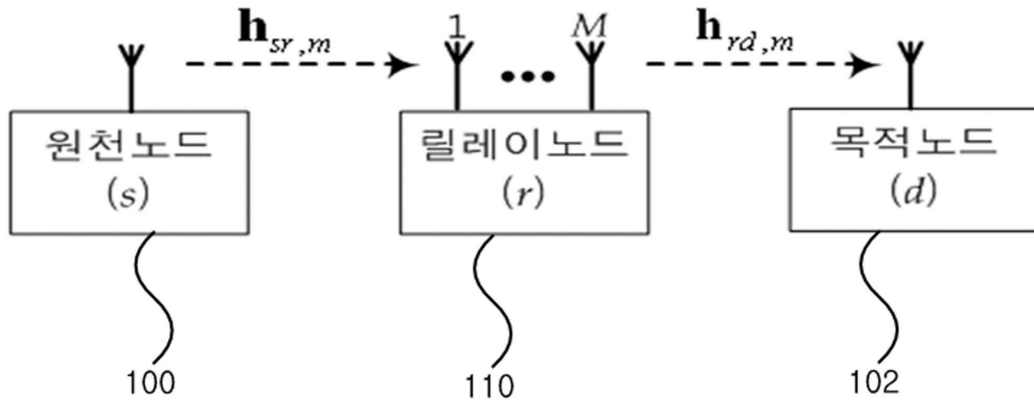
통신노드와 제2 통신노드에서의 부호화 성능의 평균을 신호대잡음비에 따라 도시한 도면이다. 채널부호화 기법은 도 7에서의 환경과 동일한 조건을 사용하였다. 도에서 'Conv' 는 도 8에서 기술한 기존 기법, 'Prop:CDD' 는 본 발명에 따른 양방향 릴레이 통신 환경에서의 릴레이 노드(110)의 송신안테나 신호생성부(306)에서 순환지연다양성 기법을 'Prop:STBC' 는 본 발명의 릴레이 노드(110)의 송신안테나 신호생성부(306)에서 시공간부호화 기법을 적용할 경우, 제1 통신노드(100)와 제2 통신노드(102)의 채널복호부(508) 출력의 비트오류율을 성능을 보인 것이다. 도면에서 볼 수 있듯이 양방향 릴레이 통신에서도 본 발명의 제안 기법이 기존 기법보다 채널 복호 후의 성능을 향상시키는 것을 알 수 있다.

[0120] 본 발명의 실시예들은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 본 발명을 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 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), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 본 발명의 일실시예들의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

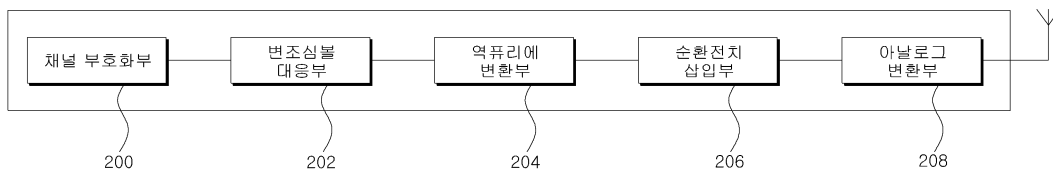
[0121] 상기한 본 발명의 바람직한 실시예는 예시의 목적을 위해 개시된 것이고, 본 발명에 대해 통상의 지식을 가진 당업자라면 본 발명의 사상과 범위 안에서 다양한 수정, 변경, 부가가 가능할 것이며, 이러한 수정, 변경 및 부가는 하기의 특허청구범위에 속하는 것으로 보아야 할 것이다.

도면

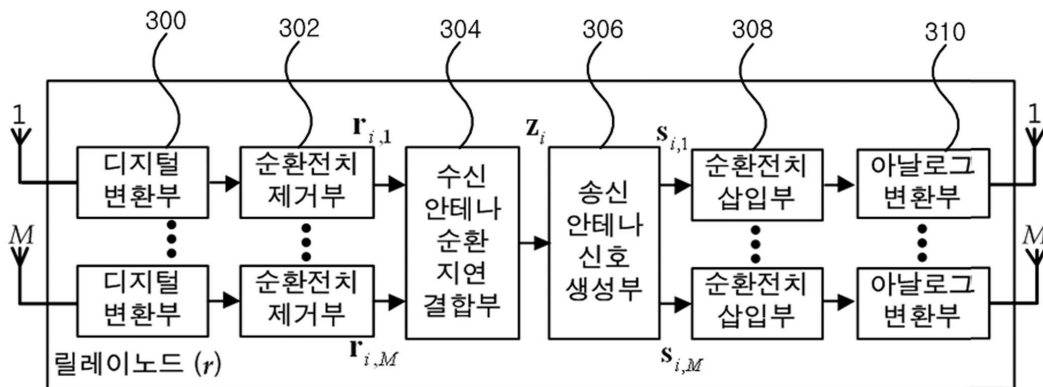
도면1



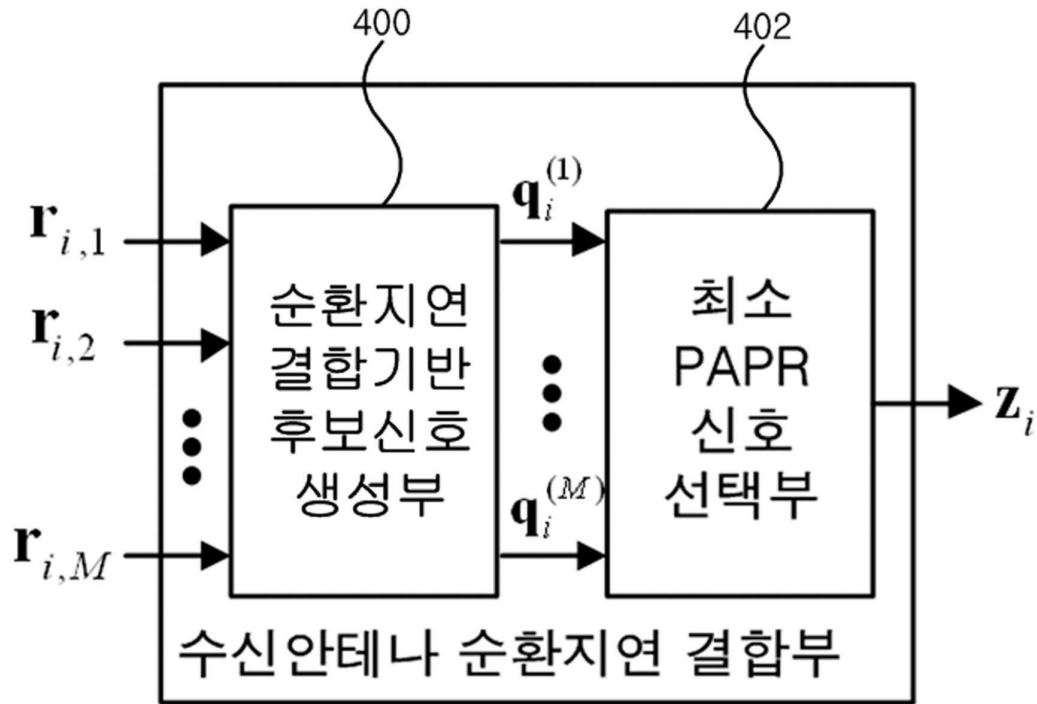
도면2



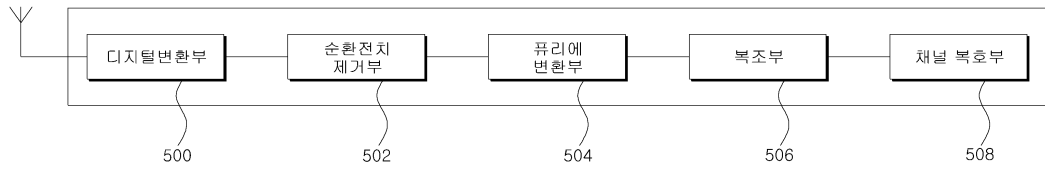
도면3



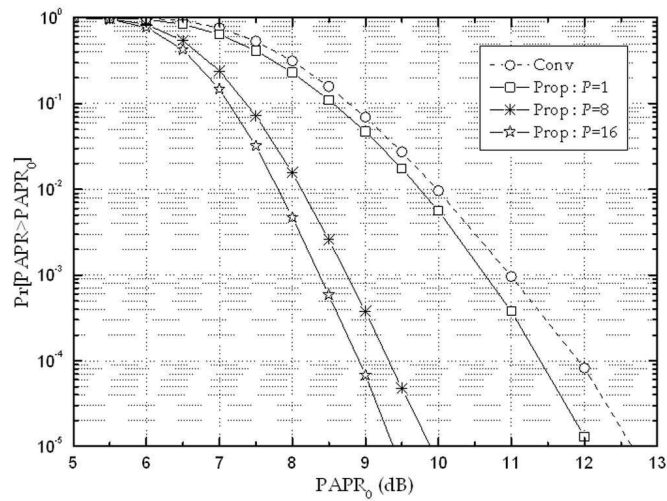
도면4



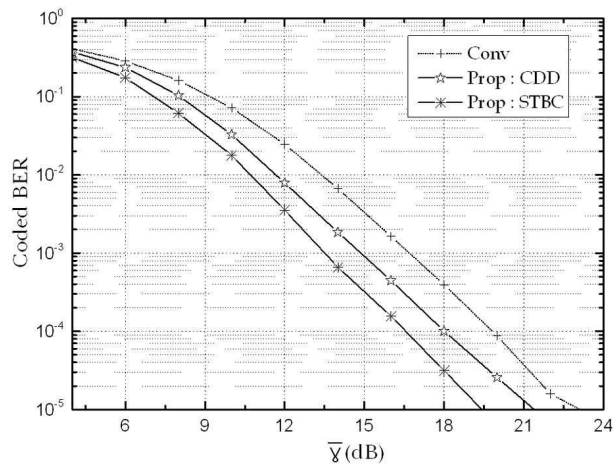
도면5



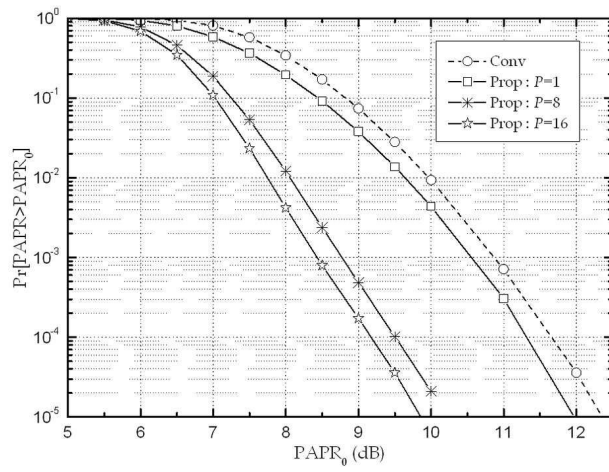
도면6



도면7



도면8



도면9

