(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2025-0059923
(43) 공개일자 2025년05월07일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/06 (2017.01) *H04B 7/026* (2017.01)
H04B 7/0456 (2017.01) *H04B 7/08* (2017.01)
H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/06952 (2023.05)
H04B 7/026 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2023-0144016
(22) 출원일자 2023년10월25일
심사청구일자 2023년10월25일

(71) 출원인
세종대학교산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
송형규
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320-303(서현동, 한양아파트)
유영환
서울특별시 강남구 선릉로72길 26-16, 401호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
이강민, 남승희

전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 **단일 사용자 다중 릴레이 MIMO 시스템을 위한 하이브리드 빔포밍 시스템 설계 방법**

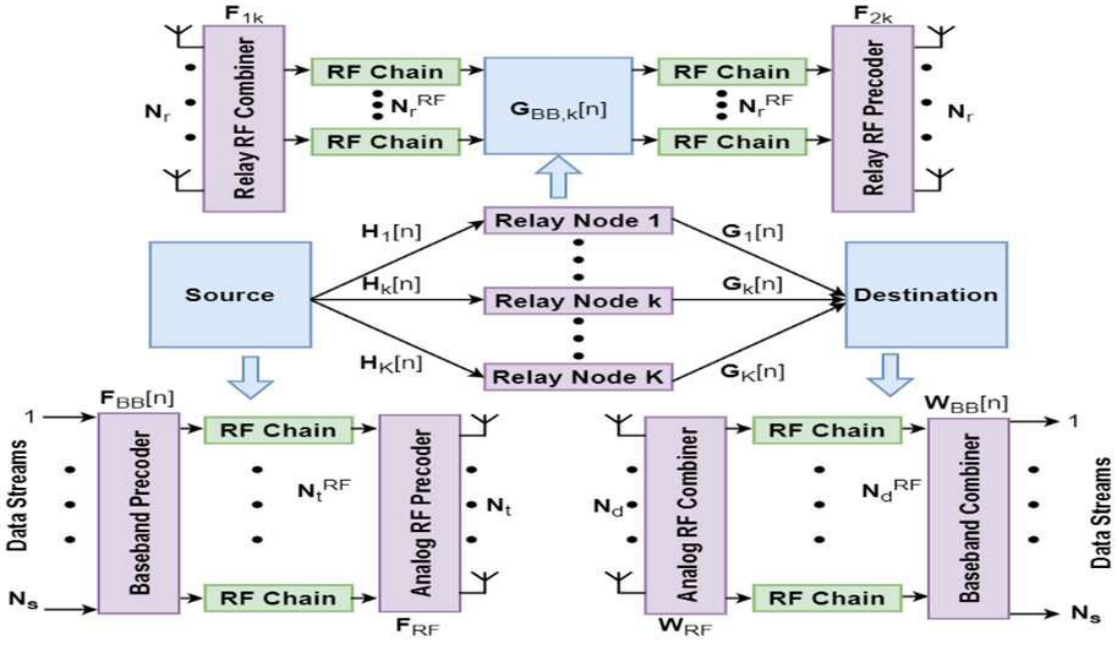
(57) 요 약

본 발명은 멀티 중계기가 있는 협력통신 환경에서 하이브리드 빔포밍 송수신기 설계이다. 각 노드들은 MIMO 시스템을 기반으로 한다.

본 발명은 성취 가능한 속도 최대화를 위해 유니터리 변환의 특성을 이용하여 아날로그 RF 및 디지털 기저대역

(뒷면에 계속)

대 표 도 - 도1



신호 처리를 분리하여 설계한다. 또한 복잡한 최적화 문제를 첫 번째 홉과 두 번째 홉 채널 사이의 통계적 독립성 개념을 사용하여 하위 문제로 분해하여 송수신기를 설계한다.

처음으로 소스 노드와 목적 노드의 아날로그 RF를 설계하고 이를 바탕으로 중계기의 아날로그 RF 빔포밍을 설계한다. 그 다음으로 디지털 프리코더와 컴바이너를 설계한다. 디지털 기저대역에서의 신호 처리들은 서로 다른 하위 채널 간의 간섭을 최소화하여 서로 다른 하위 캐리어에 해당하는 등가 기저대역 채널을 이용하여 디지털 컴바이너 및 프리코더를 구한다.

(52) CPC특허분류
H04B 7/0456 (2013.01)
H04B 7/0617 (2013.01)
H04B 7/0682 (2013.01)
H04B 7/0857 (2013.01)
H04B 7/088 (2013.01)
H04L 25/0248 (2013.01)

(72) 발명자
백정인
서울특별시 송파구 오금로31길 42-6, 402호
하피즈 무하마드 타히르 무스타파
서울특별시 광진구 군자로 121, 세종대학교 행복기숙사 235호
김민아
서울특별시 은평구 서오릉로11길 9-4, 201호

이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1345366486
과제번호 2020R1A6A1A03038540
부처명 교육부
과제관리(전문)기관명 한국연구재단
연구사업명 이공학학술연구기반구축
연구과제명 자율지능무인비행체연구소
기 여 율 33.4/100
과제수행기관명 세종대학교
연구기간 2023.03.01 ~ 2024.02.29
이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711198096
과제번호 00254529
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 정보통신기획평가원
연구사업명 정보통신방송혁신인재양성(메타버스융합대학원)
연구과제명 메타버스 융합대학원(세종대학교)
기 여 율 33.3/100
과제수행기관명 세종대학교산학협력단
연구기간 2023.07.01 ~ 2023.12.31
이 발명을 지원한 국가연구개발사업
과제고유번호 1711193689
과제번호 2018-0-01423-006
부처명 과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명 정보통신기획평가원
연구사업명 정보통신방송혁신인재양성(R&D)
연구과제명 지능형 비행로봇 융합기술 연구
기 여 율 33.3/100
과제수행기관명 세종대학교 산학협력단
연구기간 2023.01.01 ~ 2023.12.31

명 세 서

청구범위

청구항 1

다중중계기와 단일 사용자의 빔포밍 디자인 방법에 있어서,

소스 노드에서의 신호를 아날로그 빔포머와 n 번째 부반송파에 적용하는 디지털 프리코더로 분석하는 전송신호 분석단계;

상기 전송신호에 대하여 목적단말에서의 수신신호에 하이브리드 컴바이너를 적용하여 표현하는 하이브리드 컴바이너 적용단계;

상기 전송신호에 대한 시스템 전송률을 최대로 하는 프리코더와 컴바이너를 산출하는 최적화 단계;

를 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 시스템 전송률은, 아래 (수식 1)로 산출되는 R 값인, 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 1)

$$R = \left(\frac{1}{N_{sub}}\right)\sum_{n=1}^{N_{sub}}\left(\frac{1}{2}\right)log_2 det\left(\boldsymbol{I}_{N_s} + \boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{R}_N^{-1}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\right)\left(\frac{bps}{Hz}\right)$$

($\boldsymbol{A}[n] \triangleq (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H\boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{H}[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]$, $\boldsymbol{y}[n]$:목적 단말에서 수신신호, N_t:소스 단말 안테나 수, N_r :중계기 안테나 수, N_d :목적 단말 안테나 수, N_{sub} :총 부반송파 개수 $\boldsymbol{s}[n] = \{s_1[n], s_2[n], \dots, s_{N_s}[n]\} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}, n \in \{1, .., N_{sub}\}$:전송신호, $\boldsymbol{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t^{RF}}$: 소스 노드에서 아날로그 빔포머, $\boldsymbol{F}_{BB}[n] \in \mathbb{C}^{N_t^{RF} \times N_s}$:소스 단말에서 n번째 부반송파에 적용하는 디지털 프리코더, $\boldsymbol{F}_{1k}$: 중계기 단말에서 RF 컴바이너, $\boldsymbol{F}_{2k}$:중계기 단말에서 RF 프리코더, k: k번째 중계기, K: 전체 중계기 개수, $\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n]$ 중계기 노드에서 배이스 밴드 컨바이너, $\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]$:중계기 노드에서 배이스 밴드 프리코더, $\boldsymbol{H}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$: 소스 단말과 중계기 단말의 채널 행렬, $\boldsymbol{n}_k[n]$: k번째 중계기 노드에서 받은 신호의 노이즈, $\boldsymbol{G}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_d \times N_r}$:k번째 중계기와 목적 단말 간의 채널 행렬, $\boldsymbol{z}[n]$:목적 노드에서 생긴 노이즈, $\boldsymbol{W}_{RF}$: 목적단말에서 아날로그 RF 컴바이너, $\boldsymbol{W}_{BB}$:목적 단말에서 n번째 부반송파 디지털 프로세싱 컴포넌트, $\boldsymbol{H}[n] = \left[\boldsymbol{H}_1^T[n], \dots, \boldsymbol{H}_K^T[n]\right]^T \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t}$: 첫 번째 홉의 채널, $\boldsymbol{G}[n] = [\boldsymbol{G}_1[n], \dots, \boldsymbol{G}_K[n]] \in \mathbb{C}^{N_d \times KN_r}$: 두 번째 홉의 채널, $\boldsymbol{n}[n] = \left[\boldsymbol{n}_1^T[n], \dots, \boldsymbol{n}_K^T[n]\right]^T \in \mathbb{C}^{KN_r \times 1}$: 노이즈 벡터, $\boldsymbol{F}[n] = bd(\boldsymbol{F}_1[n], \dots, \boldsymbol{F}_K[n]) \in \mathbb{C}^{KN_r \times KN_r}$: 중계기에서 하이브리드 빔포밍 필터)

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 최적화 단계에서,

상기 시스템 전송률을 최대로 하는 것을,

아래 (수식 2)의 제1 최적화 문제로 전환하는, 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 2)

$$\max_{[\boldsymbol{F}_{RF},\boldsymbol{F}_{BB}[n],\boldsymbol{F}_{2k},\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n],\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n],\boldsymbol{F}_{1k},\boldsymbol{W}_{RF},\boldsymbol{W}_{BB}[n]]} R$$

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 제1 최적화 문제를, 아래 (수식 3)의 제2 최적화 문제로 전환하는, 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 3)

$$\max_{[\boldsymbol{F}_{RF},\boldsymbol{F}_{BB}[n],\boldsymbol{F}_{2k},\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n],\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n],\boldsymbol{F}_{1k},\boldsymbol{W}_{RF},\boldsymbol{W}_{BB}[n]]} Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\}$$

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 제2 최적화 문제는, 아래 (수식 4)의 산출값을 최대화 하는 제3 최적화 문제로 주어지는, 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 4)

$$Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\} \approx \left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2\right)\left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2\right)$$

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 (수식 4)의 제3 최적화 문제를, 프리코더를 최적화하는 문제와 컴바이너를 최적화하는 문제로 분리하는 최적화 문제 분리 단계; 를 포함하며,

상기 프리코더를 최적화하는 문제는 아래 (수식 5)로 주어지며,

상기 컴바이너를 최적화하는 문제는 아래 (수식 6)로 주어지는, 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 5)

$$\max_{[\boldsymbol{F}_{RF},\ \boldsymbol{F}_{1k}],\ n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}\left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2\right)$$

(제약조건: $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, |\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \forall\, x,y$)

(수식 6)

$$\max_{[\ \boldsymbol{F}_{2k},\ \boldsymbol{W}_{RF}],\ n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}\left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2\right)$$

(제약조건: $|\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$)

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 수식 5와 수식 6을 바탕으로 소스 노드와 목적 노드에서 아날로그 빔포밍을 디자인하기 위하여 소스와 릴레이 노드의 채널의 텐서를 (수식 7)과 같이 분해하는 단계;

그 중 (수식 7)의 $\boldsymbol{A}_{(2)}$의 첫번째 열을 통하여 (수식 8)로 주어지는 제약 없는 빔포머 $\boldsymbol{F}_{tmp}$를 생성하는 단계;

(수식 9)와 같은 원소별 진폭이 1인 빔포밍 행렬 $\boldsymbol{F}_{RF}$을 설정하고, 수식 10으로 설정되는 제4 최적화 문제를 설정하는 단계;를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 7)

$$\boldsymbol{H}_{SR} = \boldsymbol{S}_1 \times_1 \boldsymbol{A}_{(1)} \times_2 \boldsymbol{A}_{(2)} \times_3 \boldsymbol{A}_{(3)}$$

($\boldsymbol{H}_{SR} \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t \times N_{sub}}$: 첫번째 홉의 채널, $\boldsymbol{S}_1 \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t \times N_{sub}}$: 코어 텐서, $\boldsymbol{A}_{(1)} \in \mathbb{C}^{KN_r \times KN_r}$, $\boldsymbol{A}_{(2)} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$, $\boldsymbol{A}_{(3)} \in \mathbb{C}^{N_{sub} \times N_{sub}}$: orthonormal 기저로 이루어진 unitary 행렬)

(수식 8)

$$\boldsymbol{F}_{tmp} = \boldsymbol{A}_{(2)}(:,1:N_t^{RF}) = \begin{bmatrix} r_{11}e^{j\theta_{11}} & \cdots & r_{1N_t^{RF}}e^{j\theta_{1N_t^{RF}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N_t1}e^{j\theta_{N_t1}} & \cdots & r_{N_tN_t^{RF}}e^{j\theta_{N_tN_t^{RF}}} \end{bmatrix}$$

(수식 9)

$$\boldsymbol{F}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_t}}\right)\begin{bmatrix} e^{jX_{11}} & \cdots & e^{jX_{1N_t^{RF}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{jX_{N_t1}} & \cdots & e^{jX_{N_tN_t^{RF}}} \end{bmatrix}$$

(수식 10)

$$\underset{\boldsymbol{F}_{RF}}{\mathrm{Min}}\left\|\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right\|_F^2 = Tr\left\{\left(\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right)\left(\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right)^H\right\}$$

제한조건: $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall\, x,y$

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 (수식 10)으로 설정되는 제4 최적화 문제를 아래 (수식 11)의 제5 최적화문제로 간략화하여, 소스 노드의 아날로그 빔포밍 벡터를 구하는 단계; 를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 11)

$$\boldsymbol{F}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_t}}\right) exp\{j\, arg(\boldsymbol{F}_{tmp})\}$$

($arg(.)$:argument 값)

청구항 9

중계기 노드와 목적 노드의 채널을 텐서 분해를 하여, 제약 없는 컴바이너 $\boldsymbol{W}_{tmp} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d^{RF}}$)를 구하고, 수식 12로부터 RF 컴바이닝 행렬 $\boldsymbol{W}_{RF}$ 를 구하는 단계; 를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 11)

$$\boldsymbol{W}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_d}}\right) exp\{j\ arg(\boldsymbol{W}_{tmp})\}$$

($arg(.)$:argument 값)

청구항 10

제9항에 있어서,

릴레이 노드에서, 아래 수식 12, 수식 13을 통하여 L1 노름의 진폭 제약 조건을 제외한 $\boldsymbol{H}_{tmp1}$, $\boldsymbol{H}_{tmp2}$를 구하는 단계;

아래 수식 14, 15를 통하여 RF 컴바이너($\boldsymbol{F}_{1k}$) 및 프리코더($\boldsymbol{F}_{2k}$) 행렬을 구하는 단계;를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 12)

$$\boldsymbol{H}_{tmp1} = \max\left(\left\|\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{tmp}\right\|_1\right), \forall n \in \{1, \dots, N_{sub}\}$$

제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$

(수식 13)

$$\boldsymbol{H}_{tmp2} = \max\left(\left\|\boldsymbol{W}_{tmp}^H\boldsymbol{G}_k[n]\right\|_1\right), \forall n \in \{1, \dots, N_{sub}\}$$

제약조건:

$$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H + \sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n$$

(수식 14)

$$\boldsymbol{F}_{1k} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right) e^{j\ arg(\boldsymbol{H}_{tmp1})}$$

($\left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right)$: 정규화 된 파워 값)

(수식 15)

$$\boldsymbol{F}_{2k} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right) e^{jarg(\boldsymbol{H}_{tmp2}^H)}$$

청구항 11

제10항에 있어서,

첫 번째 홉의 등가 베이스밴드 채널인 $\boldsymbol{H}_{eq}^{k}[n] = \boldsymbol{F}_{1k}^{H}\boldsymbol{H}_{k}[n]\boldsymbol{F}_{RF}$와 두 번째 홉의 등가 베이스밴드 채널인 $\boldsymbol{G}_{eq}^{k}[n] = \boldsymbol{W}_{RF}^{H}\boldsymbol{G}_{k}[n]\,\boldsymbol{F}_{2k}$에 대해 SVD(특이값 분해)를 수행하는 단계;

k번째 릴레이 스테이션에서 각 하위 캐리어마다 최적의 베이스밴드 프리코더 $\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]$와 컴바이너 $\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n]$는 각각 N_s개의 가장 큰 특이값에 해당하는 $\boldsymbol{V}_{RD,k}[n]$ 및 $\boldsymbol{U}_{SR,k}[n]$의 열 벡터 N_s개를 선택함으로써 획득되는 단계; 를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법

청구항 12

제11항에 있어서,

소스에서 목적지로의 등가 베이스밴드 채널을 정의하고 SVD를 수행하는 단계; $\boldsymbol{V}_{SD}[n]$및 $\boldsymbol{U}_{SD}[n]$의 N_s개의 열 벡터를 선택하여 수식 16, 17로 주어지는, 최적의 디지털 프리코더 $\boldsymbol{F}_{BB}[n]$와 컴바이너 $\boldsymbol{W}_{BB}[n]$를 설계하는 단계;

를 추가로 포함하는 하이브리드 빔포밍 시스템 구성방법.

(수식 16)

$$\boldsymbol{F}_{BB}[n] = \boldsymbol{V}_{SD}[n](:,1:N_s)$$

(수식 17)

$$\boldsymbol{W}_{BB}[n] = \boldsymbol{U}_{SD}[n](:,1:N_s)$$

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 광대역 MIMO(Multiple-input and multiple-output) 협력 통신 시스템에서 다중 중계기와 소스 단말 및 목적 단말 사이의 전송 효율을 높이기 위한 송수신단 하이브리드 빔포밍 디자인 기술이다.

배 경 기 술

[0002] 현재의 통신시스템은 서비스가 다양해지고, 이에 따라 고속 및 고용량 데이터를 서비스도 요구되어진다. 뿐만 아니라 적은 지연시간, 높은 주파수 효율 등 또한 요구한다. 이러한 요구 조건을 만족하기 위하여 MIMO나 빔포밍 같은 기술들을 개발하였다. 또한 높은 전송속도를 위하여 고주파를 사용하고 있고 점점 더 높은 주파수대를 고려하고 있다. 하지만 고주파를 사용하여 빔포밍 기술을 활용할 때, 다중 안테나의 간격을 좁힐 수 있어 보다 많은 안테나를 사용할 수 있어서 이득이 있을 수 있으나, 신호 강도가 급격히 감소하기 때문에 과도한 경로 손실, 비, 다양한 가스에 의한 대기 흡수 및 침투 손실 등 신호를 멀리 보내는데 불리하다. 이를 극복하기 위해서는 기지국을 많이 세워야 하나 이는 비용이 많이 든다. 따라서 이를 보완하기 위해서는 협력 통신을 고려할 수 있다. 협력통신은 본인의 안테나를 공유하여 가상안테나를 구성하고 다른 단말의 전송을 도와주는 기술이다. 이를 통하여 커버리지를 확장할 수 있고 다이버시티 이득을 얻을 수 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0003] 본 발명은 광대역 협력 통신 시스템에서 전송 효율을 높이기 위하여 다중안테나와 빔포밍을 사용한다. 하지만 빔포밍 시스템을 구축하기 위해서는 여러가지 문제가 있는데 그 중 하나인 전역 최적화 값을 쉽게 찾을 수 없는 non-convex 최적화 문제가 발생한다. 이는 수학적으로 풀어내기 복잡하기 때문에 실제로 빔포밍을 구현하기 어려워진다. 따라서 본 발명에서는 이를 해결하고 보다 쉬운 최적화 방법을 구하여 빔포밍 시스템을 디자인하는 방법을 제공하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0004] 본 발명은 원래 복잡한 최적화 문제를 상대적으로 간단한 형태로 변환한다. 그런 다음, 유니터리 변환의 특성을 활용하여 RF(Radio frequency)와 기저 대역 신호 처리를 따로 분리하여 디자인의 복잡성을 낮춘다. 또한, 첫 번째 홉 및 두 번째 홉 채널 사이에서 통계적 독립성을 활용하여 아날로그 빔포밍 설계를 두 개의 하위 문제로 분해한다. 각 하위 문제는 단순화 한 최적화 방법을 활용하여 RF 프리코딩과 컨바이닝을 통해 어레이 이득을 확보한다. 마지막으로, 관측된 등가 채널을 고려하여 전송된 데이터 스트림 간의 간섭을 최소화하는 방식으로 각 서브 캐리어에 해당하는 디지털 기저 대역 처리 행렬을 결정함으로써, 빔포밍 시스템을 디자인한다.

발명의 효과

[0005] 본 발명에 따르면, 아날로그 RF(Rradio Frequency) 부분과 디지털 기저대역 처리 부분의 구성 요소의 설계를 분리하여 별도로 고려함으로써, 상호 관련성을 단순화하고, 위상만 있는 프리코더와 컴바이너를 사용하여 시스템에서 수학적으로 복잡한 문제를 완화할 수 있다. 또한 분해한 하위 문제의 목적함수를 L1-노름 최대화 문제로 변환함으로써, 문제를 단순화하여, 채널 불완전성과 PN(Pilot Noise)과 같은 노이즈나 왜곡이 존재하는 상황에서 강건한 성능을 제공하도록 한다. 따라서 제안된 발명은 채널 추정 오차와 PN이 존재하는 상황에서 이론적인 성능과 비교하여 비교적 좋은 성능을 보이는 효과적인 빔포밍을 구현하도록 하며, 다른 하이브리드 빔포밍 방법과 비교하여 우수한 성능을 보인다.

도면의 간단한 설명

[0006] [도 1] 제안한 발명의 단일 사용자 다중 릴레이 MIMO 시스템에 대한 제안된 하이브리드 송수신기의 블록 다이어그램 도면이다.

[도 2] $N_t = N_r = N_d = 100$ 및 $N_s = \{6, 8\}$ 일 때 SNR에 대한 스펙트럼 효율을 나타낸 도면으로 중계기는 4개이다.

[도 3] SNR에 대한 스펙트럼 효율로 PN이 있을 경우 및 완벽하지 않은 CSI일때를 보여주는 도면이다. $N_t = N_r = N_d = 100$ 이고, $N_t = N_r = N_d = 100$ 이다.

[도 4] SNR에 대한 스펙트럼 효율 그래프로 중계기 노드가 6개일때를 보여주는 도면이다.

[도 5] SNR이 -15, 0, 15일 때, 안테나 수에 따른 스펙트럼 효율을 보여주는 도면이다.

[도 6] SNR이 -15, 0, 15일 때, 중계기 노드의 수에 따른 스펙트럼 효율을 보여주는 도면이다.

[도 7] 기존의 방식과 비교한 SNR에 대한 스펙트럼 효율을 나타낸 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0008] 발명의 실시를 위한 구체적인 내용을 설명하기 전에 원활한 이해를 위하여 수식의 표식법에 대하여 설명한다. 대문자 A는 행렬이고, 소문자 a는 벡터를 의미한다. 주어진 행렬A; $\|A\|_F$, $\|A\|_1$, $A(:,i)$, $A(:,1:j)$, $Tr(A)$, $\det(A)$, A^T, A^H, $\angle A$ $|A(i,j)|$는 각각 프로베니우스 놈, L_1놈, i번째 열, 첫번째부터 j 번째 열, 대각합(trace), 행렬식(determinant), 전치(transpose), 켤레전치(conjugate transpose), 행렬 각 요소의 모듈러스를 각각 의미한다. I_m는 $m \times m$단위행렬, $\mathcal{CN}(0, \sigma^2 I_n)$,는 평균이 0이고, 공분산이 $\sigma^2 I_n$인 가우시안 분포를 나타낸다. $\sqcup_r$, $\times_r$ $(r = 1,2,3)$는 각각 r번째 차원의 행렬이나 텐서를 합치는 연산, r모드 텐서와 행렬의 곱을 각각 나타낸다. $bd(A_1, \ldots, A_K)$는 부분행렬 $A_1, \ldots, A_K$로 구성된 블록 대각행렬을 나타낸다. $diag(a_1, \ldots, a_K)$는 대각행렬을 $\mathbb{E}[.]$은 기대값을 나타낸다.

[0009] 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0010] 본 발명은 단일 유저 다중 중계 MIMO 시스템을 기반으로 한다.

[0011] 본 발명의 이해를 위하여 처음은 시스템의 신호에 대하여 설명하고, 다음으로 신호의 단순화에 대하여 설명한다. 그리고 마지막으로 소스 단말과 목적 단말의 빔포밍 디자인 및 릴레이 단말에서의 빔포밍 디자인에 대하여 설명한다.

[0012] [도 1]은 전체 시스템 모델을 설명하는 도면이다. 모든 중계 단말은 반이중 방식으로 가정하고, AF(Amplify and Forward)방식을 사용한다. 그리고 급격한 경로 손실의 발생으로 인하여 목적 단말과 소스 단말 사이의 LOS(Line of Sight)가 없다고 가정한다. 소스 단말, 중계기 단말, 목적 단말의 안테나 개수는 각각 N_t, N_r, N_d로 정의한다. 각 단말별 RF체인의 개수는 N_t^{RF}, N_r^{RF}, N_d^{RF}라고 가정한다. 또한 원활한 통신을 위하여 $N_s \le min(N_t^{RF}, N_r^{RF}, N_d^{RF}) \ll \min(N_t, N_r, N_d)$의 조건을 만족한다고 가정하고 시스템을 구성한다. N_{sub}를 각 부반송파의 서브캐리어 개수라 한다면, 전송 신호는 $\boldsymbol{s}[n] = \{s_1[n], s_2[n], \dots, s_{N_s}[n]\} \in \mathbb{C}^{N_s \times 1}, n \in \{1, .., N_{sub}\}$로 표현할 수 있다.

[0013] n번째 부반송파의 하이브리드 빔포밍을 마친 소스노드의 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

[0014] $$\boldsymbol{x}_s[n] = \boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n]$$

[0015] n 은 부반송파 번호, $\boldsymbol{F}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t^{RF}}$는 레디에이션 패턴을 제어하기 위한 라디오 프론트 엔드 (RF) 빔포밍 매트릭스이고, $\boldsymbol{F}_{BB}[n] \in \mathbb{C}^{N_t^{RF} \times N_s}$는 n번째 부반송파에 대한 베이스밴드 (BB) 빔포밍 매트릭스이며 앞의 항은 모든 부반송파에 적용되는 아날로그 빔포머이고, 뒤의 항은 n번째 부반송파에 적용하는 디지털 base band precoding을 의미한다. s[n]은 n번째 부반송파에서의 전송 신호를 의미한다.

[0017] 수학식 1 신호는 아래의 파워 제한 수식을 만족하여야 한다.

$$(\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le N_s, \ \forall n \in \{1, \dots, N_{sub}\})$$

[0018]

[0020] 이는 모든 부분송파에 대하여 $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le N_s$ 를 만족하도록 전력이 관리되고 제한되어야 함을 의미한다.

[0021] 본 발명은, 협력통신을 가정하였으므로 중계기 노드(Relay Node)는 수신한 신호의 처리를 위하여 하이브리드 컴바이너가 필요하고, 목적 단말에 전송할 신호의 생성을 위하여 하이브리드 프리코더가 필요하다. 이는 도 1에 설명되어 있다.

[0022] 도 1에 도시된 것과 같이 data strems가 소스노드에서 중계기 노드를 거쳐 목적 단말/목적 노드에 도달하기 위해서는 ① 소스노드의 베이스밴드 프리코더, 아날로그 RF 프리코더를 거쳐, ② 릴레이 노드의 RF 컴바이너, RF 프리코더를 거친후, ③ 목적단말의 RF 컴바이너, 베이스밴드 컴바이너를 거쳐, data streams가 최종 수신 복원된다.

[0023] 도 1에서, k번째 중계기 노드의 RF 컴바이너를 $\boldsymbol{F}_{1k} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{RF}}$로, RF 프리코더를 $\boldsymbol{F}_{2k} \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r^{RF}}$로 정의할 수 있다. 여기서 k는 k번째 중계기 노드를 의미한다. 또한 k번째 중계기 노드의 베이스 밴드 컴바이너와 프리코더를 각각 $\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n] \in \mathbb{C}^{N_r^{RF} \times N_s}$, $\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n] \in \mathbb{C}^{N_r^{RF} \times N_s}$로 정의할 수 있다.

[0024] k번째 중계기에서 하이브리드 빔포밍 필터 $\boldsymbol{F}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_r}$는 수학식 2에서와 같이, 상기 컴바이너와 프리코더에서 나오는 신호의 결합으로 정의된다.

수학식 2

[0025] $$\boldsymbol{F}_k[n] = \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H = \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB,k}[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H$$

[0027] 한편, 앞서 본 수학식 1의 소스노드에서 하이브리드 빔포밍을 마친 신호에 대하여 k번째 중계기에서 n번째 부반송파 수신신호는 다음과 같이 쓸 수 있다.

수학식 3

[0028] $$\boldsymbol{y}_k[n] = \boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n] + \boldsymbol{n}_k[n]$$

[0030] 여기서 $\boldsymbol{y}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$이고, 이는 중계기에서의 수신신호이다. 그리고 $\boldsymbol{H}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times N_t}$는 소스 단말과 중계기 단말의 채널 행렬이다. 그리고 $\boldsymbol{n}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_r \times 1}$은 zero mean circularly symmetric complex Gaussian (ZMCSCG)노이즈이다.

[0031] 수학식 2와 수학식 3을 바탕으로 중계기에서 k번째 중계기에서 n번째 부반송파의 출력 신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 4

[0032] $$\boldsymbol{x}_k[n] = \boldsymbol{F}_k[n]\boldsymbol{y}_k[n] = \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB,k}[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n] + \boldsymbol{n}_k[n])$$

[0033] 수학식 4는 중계기에서의 출력신호 $\boldsymbol{x}_k$는, 수신신호 $\boldsymbol{y}_k$가 중계기 하이브리드 빔포밍 필터 $\boldsymbol{F}_k$를 거쳐 출력됨을 표현한다.

[0034] 그리고 위의 수식을 바탕으로 목적 단말에서 n번째 부반송파의 수신신호는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 5

[0035] $$\begin{aligned}\boldsymbol{y}_d[n] &= \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{x}_k[n] + \boldsymbol{z}[n] \\ &= \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{F}_k[n]\,(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n] + \boldsymbol{n}_k[n]) + \boldsymbol{z}[n]\end{aligned}$$

[0036] 여기서, $\boldsymbol{y}_d[n] \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$이고, K는 전체 중계기 노드의 개수, $\boldsymbol{G}_k[n] \in \mathbb{C}^{N_d \times N_r}$는 k번째 중계기와 목적 단말 간의 채널 행렬이고, $\boldsymbol{z}[n] \in \mathbb{C}^{N_d \times 1}$는 두 노드간 노이즈 항이다. 위의 수식에 하이브리드 컴바이너를 적용하면 다음과 같은 수식으로 쓸 수 있다.

수학식 6

$$\boldsymbol{y}[n] = (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \left\{ \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{G}_k[n]\, \boldsymbol{F}_k[n]\, (\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n] + \boldsymbol{n}_k[n]) + \boldsymbol{z}[n] \right\}$$
$$= (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{H}[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\boldsymbol{s}[n]$$
$$+ (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{n}[n] + (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{z}[n]$$

[0037]

[0038] 여기서, $\boldsymbol{W}_{RF} \in \mathbb{C}^{N_a \times N_a^{RF}}$ 는 목적 단말에서 아날로그 RF 컴바이너이고, $\boldsymbol{W}_{BB}[n] \in \mathbb{C}^{N_r^{RF} \times N_s}$ 는 목적 단말에서 n번째 부반송파 디지털 프로세싱 컴포넌트이다. 또한 $\boldsymbol{H}[n] = [\boldsymbol{H}_1^T[n], \dots, \boldsymbol{H}_K^T[n]]^T \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t}$ 는 첫 번째 홉에서의 채널이고, $\boldsymbol{G}[n] = [\boldsymbol{G}_1[n], \dots, \boldsymbol{G}_K[n]] \in \mathbb{C}^{N_d \times KN_r}$ 는 두 번째 홉의 채널을 의미한다. $\boldsymbol{n}[n] = [\boldsymbol{n}_1^T[n], \dots, \boldsymbol{n}_K^T[n]]^T \in \mathbb{C}^{KN_r \times 1}$ 은 K 개의 릴레이 노드들의 노이즈 벡터이다. $\boldsymbol{F}[n] = bd(\boldsymbol{F}_1[n], \dots, \boldsymbol{F}_K[n]) \in \mathbb{C}^{KN_r \times KN_r}$ 는 중계기에서 하이브리드 빔포밍 필터이다.

[0039] 위의 수식을 간단하게 정리하면 다음과 같다.

수학식 7

[0040] $$\boldsymbol{y}_F[n] = \boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{s}[n] + \boldsymbol{v}[n]$$

[0041] 여기서, $\begin{cases} \boldsymbol{A}[n] \triangleq (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{H}[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n] \\ \boldsymbol{v}[n] \triangleq (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{n}[n] + (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{z}[n] \end{cases}$ 로 정의할 수 있다. 이를 바탕으로 가능한 시스템 전송률은 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 8

[0042] $$R = \left(\frac{1}{N_{sub}}\right) \sum_{n=1}^{N_{sub}} \left(\frac{1}{2}\right) log_2 det\left(\boldsymbol{I}_{N_s} + \boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{R}_N^{-1}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\right) \left(\frac{bps}{Hz}\right)$$

[0043] 여기서, Nsub은 서브캐리어의 수, n은 서브캐리어(부반송파) 인덱스, I_{Ns}는 데이터 스트림의 수인 Ns를 크기로 가지는 단위행렬, A[n]은 n번째 서브캐리어의 채널 행렬, 서브캐리어 n의 채널 행렬을 나타낸다.

[0044] $\boldsymbol{R}_N$은 잡음 공분산 행렬로서, 아래 수식으로 표현되며, 시스템에서의 잡음에 대한 정보를 제공한다.

[0045] $$\boldsymbol{R}_N = \mathbb{E}[\boldsymbol{v}[n]\boldsymbol{v}^H[n]]$$
$$= \sigma_r^2 \{(\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\}\{(\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H \boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\}^H$$
$$+ \sigma_d^2 (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])$$

[0046] 그리고 1/2는 협력통신은 두 홉으로 이루어지기 때문에 나누어 지는 것을 표현한 것이다.

[0047] 이를 바탕으로 효율적인 빔포밍의 설계는 수학식 8의 전송률을 최대로 하는 것을 목표로 한다. 따라서 다음과 같은 최적화 문제 수식으로 표현할 수 있다.

수학식 9

[0048] $$\max_{[\boldsymbol{F}_{RF},\boldsymbol{F}_{BB}[n],\boldsymbol{F}_{2k},\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n],\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n],\boldsymbol{F}_{1k},\boldsymbol{W}_{RF},\boldsymbol{W}_{BB}[n]]} R$$

[0049] 수학식 9는 전송률 R 값을 가장 크게 하는 []안의 값들을 구하는 최적화 문제이며, 아래와 같은 제약조건이 주어진다

[0050] ① ① RF (라디오 주파수)와 베이스밴드 프리코더 행렬의 크기 제약 조건: RF와 베이스밴드 프리코더 행렬의 크기의 제곱 합이 P_s 이하

[0051] $$\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$$

[0052] ② 중계기에서의 전력 제약 조건: 중계기에서의 전송 전력이 P_(r,k) 이하

[0053] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H+\sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k},\forall,k,n$$

[0054] ③ 프리코더와 가중치 행렬의 정규화 조건

[0055] $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$ (RF 프리코더 행렬의 각 요소가 정규화되어야 함, N_t는 RF 프리코더 행렬의 크기)

[0056] $|\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}$ (베이스밴드 프리코더 행렬의 각 요소가 정규화되어야 함, N_r은 베이스밴드 프리코더 행렬의 크기)

[0057] $|\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}$ (다른 베이스밴드 프리코더 행렬의 각 요소가 정규화되어야 함, N_r은 베이스밴드 프리코더 행렬의 크기)

[0058] $|\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$ (가중치 행렬의 각 요소가 정규화되어야 함, N_d는 가중치 행렬의 크기)

[0059] 수학식 9는, 아래 수학식 10과 같이 행렬 $\boldsymbol{A}[n]$과 이의 전치 행렬 $\boldsymbol{A}^H[n]$의 무어-펜로즈 유사도인 $Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\}$를 최대화하는 문제로 단순화된다.

수학식 10

[0060] $$\max_{[\boldsymbol{F}_{RF},\boldsymbol{F}_{BB}[n],\boldsymbol{F}_{2k},\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n],\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n],\boldsymbol{F}_{1k},\boldsymbol{W}_{RF},\boldsymbol{W}_{BB}[n]]} Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\}$$

[0061] 수학식 10의 제약조건은 다음과 같다.

[0062] ① 전송전력의 제한: RF와 베이스밴드 프리코더 행렬의 크기의 제곱 합이 P_s 이하

[0063] $$\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$$

[0064] ② 중계기에서의 전력 제약 조건: 중계기에서의 전송 전력이 P_(r,k) 이하

[0065] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H+\sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k},\forall,k,n$$

[0066] ③ 프리코더와 가중치 행렬의 정규화 조건: 각 행렬의 각 요소의 크기가 정규화 조건을 만족하여야 함

[0067] $$|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, |\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$$

[0068] 수학식 10에서, $\boldsymbol{A}[n] \triangleq (\boldsymbol{W}_{RF}\boldsymbol{W}_{BB}[n])^H\boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{H}[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]$로 정의되며, 본 발명의 시스템은 두 개의 독립적인

문제(RF 및 디지털)이기 때문에 아래 수학식 11 로부터 빔포밍 디자인을 시작할 수 있다. 본 발명은 수학식 11의 산출값을 최대화하는 것이 목표이다.

수학식 11

$$Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\} = \left\| \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_k[n]\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n] \right\|_F^2$$
$$= \left\| \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n] \right\|_F^2$$

[0069]

[0070] 모든 변수는 앞서 설명한 것들과 동일하고, $\|\boldsymbol{A}_1 + \cdots + \boldsymbol{A}_K\|_F^2 \le \|\boldsymbol{A}_1\|_F^2 + \cdots + \|\boldsymbol{A}_K\|_F^2$ 와 $\|\boldsymbol{A}_1\boldsymbol{A}_2\|_F^2 \le \|\boldsymbol{A}_1\|_F^2\|\boldsymbol{A}_2\|_F^2$ 성질을 이용하면 수학식 11의 우변은 수학식 12와 같은 수식들로 정리가 가능하다.

수학식 12

$$\left\| \sum_{k=1}^{K} \boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n] \right\|_F^2$$
$$\le \sum_{k=1}^{K} \left\| \left(\boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\right)\left(\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\right) \right\|_F^2$$
$$\le \sum_{k=1}^{K} \left\{ \left\| \left(\boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\right) \right\|_F^2 \left\| \left(\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\right) \right\|_F^2 \right\}$$
$$\le \left(\sum_{k=1}^{K} \left\| \left(\boldsymbol{W}_{BB}^H[n]\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k}\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]\right) \right\|_F^2 \right) \left(\sum_{k=1}^{K} \left\| \left(\boldsymbol{G}_{BB1,k}^H[n]\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\right) \right\|_F^2 \right)$$

[0071]

[0072] 여기서 먼저 문제를 분해하여 아날로그 빔포밍으로만 수식을 생각하여 정리하면 다음과 같은 수학식 13이 도출된다. 이는 디지털 성분인 $\boldsymbol{G}_{BB2,k}$ 와 $\boldsymbol{G}_{BB2,k}$ 를 '1'로 놓고 진행하는 것이다.

수학식 13

$$Tr\{\boldsymbol{A}[n]\boldsymbol{A}^H[n]\} \approx \left(\sum_{k=1}^{K} \|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2 \right) \left(\sum_{k=1}^{K} \|(\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2 \right)$$

[0073]

[0074] 본 발명은, 수학식 13의 수식을 가장 크게 하는 것이 목적이므로 다음과 같이 수학식 14와 수학식 15의 두 식으로 표현할 수 있다. 이때 수학식 14는 프리코더, 수학식 15는 컴바이너를 의미한다. 이렇게 두 개의 독립적인 문제로 나누어진 수학식 14와 수학식 15를 통해 빔포밍 시스템의 설계를 최적화한다. 이와 같은 최적화 문제 분리를 통하여 RF 빔포밍과 프리코더, 그리고 컴바이너를 개별적으로 최적화하여 전체 시스템의 빔포밍을 향상시킬 수 있다.

수학식 14

[0075] $$[\boldsymbol{F}_{RF},\ \boldsymbol{F}_{1k}],\ \max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}} \left(\sum_{k=1}^{K} \|(\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2\right)$$

[0076] (수학식 14의 제약조건)

[0077] $$\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s\,,$$

[0078] $$|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}\,, |\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \forall\, x,y$$

수학식 15

[0079] $$[\,\boldsymbol{F}_{2k},\ \boldsymbol{W}_{RF}],\ \max_{n\in\{1,\dots,N_{sub}\}}\left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2\right)$$

[0080] (수학식 15)의 제약조건

[0081] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H + \sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n,$$

[0082] $$|\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$$

[0083] 위 수식과 같이 소스 노드에서 아날로그 빔포밍 프리코더를 구하고 목적 노드에서 빔포밍 컴바이너를 구하기 위하여 대안적인 최적화 방법을 사용한다. 따라서 여러 값들 중에 한 값을 고정하고 하나씩 찾는다. 이와 같은 방법을 이용하기 위해 F_{RF} 와 W_{RF} 값을 찾은 후에 k번째의 중계기에서의 RF 빔포밍 디자인을 한다.

[0084] 먼저 $\boldsymbol{F}_{RF}$ 값을 찾기 위해서 다음과 같이 첫번째 홉의 채널을 $\boldsymbol{H}[n] = [\boldsymbol{H}_1^T[n], \dots, \boldsymbol{H}_K^T[n]]^T \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t}$ 로 가정하고, 두번째 홉의 채널은 $\boldsymbol{G}[n] = [\boldsymbol{G}_1[n], \dots, \boldsymbol{G}_K[n]] \in \mathbb{C}^{N_d \times KN_r}$ 로 가정한다. 행렬 $\boldsymbol{H}[n]$ 의 크기는 $KN_r \times N_t$이며, K는 중계기의 수, N_r은 릴레이 노드의 수, N_t는 안테나의 수이다. 행렬 $\boldsymbol{G}[n]$ 의 크기는 $N_d \times KN_r$이며, N_d는 목적노드의 안테나 수이다.

[0085] 이러한 채널 행렬의 소스 노드와 릴레이 노드를 텐서 분해하여 아래 수학식 16, 17과 같이, 새로운 행렬 $\boldsymbol{H}_{SR} \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t \times N_{sub}}$ 와 $\boldsymbol{H}_{RD} \in \mathbb{C}^{N_d \times KN_r \times N_{sub}}$ 를 획득한다.

수학식 16

[0086] $$\boldsymbol{H}_{SR} = \boldsymbol{S}_1 \times_1 \boldsymbol{A}_{(1)} \times_2 \boldsymbol{A}_{(2)} \times_3 \boldsymbol{A}_{(3)}$$

[0087] 여기서, $\boldsymbol{S}_1 \in \mathbb{C}^{KN_r \times N_t \times N_{sub}}$ 로 코어 텐서이고, $\boldsymbol{A}_{(1)} \in \mathbb{C}^{KN_r \times KN_r}$, $\boldsymbol{A}_{(2)} \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 이며, $\boldsymbol{A}_{(3)} \in \mathbb{C}^{N_{sub} \times N_{sub}}$ 인 orthonormal한 기저를 가지는 유니터리 행렬이다.

[0088] 특히, $\boldsymbol{A}_{(2)}$는 아래 수학식 17에 의해 생성된 열 공간을 위한 직교 정규 기저로 구성되어 있다.

수학식 17

[0089] $$\boldsymbol{H}_1 = \left[\left(\boldsymbol{H}_{SR}^{[1]}\right)^T, \left(\boldsymbol{H}_{SR}^{[2]}\right)^T, \dots, \left(\boldsymbol{H}_{SR}^{[N_{sub}]}\right)^T\right]$$

[0090] 이를 SVD분해를 하여 보면 $\boldsymbol{H}_1 = \boldsymbol{U}_1\boldsymbol{\Sigma}_1\boldsymbol{V}_1^H$, $\boldsymbol{A}_{(2)} = \boldsymbol{U}_1$로 표현할 수 있고 $\boldsymbol{F}_{tmp}$는 다음과 같은 수학식 18로 설명이 가능하다.

수학식 18

$$\boldsymbol{F}_{tmp} = \boldsymbol{A}_{(2)}(:,1:N_t^{RF}) = \begin{bmatrix} r_{11}e^{j\theta_{11}} & \cdots & r_{1N_t^{RF}}e^{j\theta_{1N_t^{RF}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ r_{N_t1}e^{j\theta_{N_t1}} & \cdots & r_{N_tN_t^{RF}}e^{j\theta_{N_tN_t^{RF}}} \end{bmatrix}$$

[0091]

[0092] 이러한 SVD분해를 통해 얻으면 정확한 값을 얻을 수 있지만 차수가 너무 높아서 실제로 구현하기가 힘들다. 따라서 더 간단한 $[\boldsymbol{H}_1\boldsymbol{H}_1{}^H] \in \mathbb{C}^{N_t \times N_t}$ 의 고유 값 분해를 통하여 이끌어 낼 수 있다. 거기에 수학식 18의 빔포밍 행렬은 원소 별 진폭의 제한이 없어서 실제로 적용하기 힘들다. 따라서 원소별 진폭이 1이고, 위한 빔포밍 행렬을 수학식 19와 같이표현하고, 수학식 20과 같은 최적화 문제를 설정하여 이를 만족하는 빔포밍 벡터 $\boldsymbol{F}_{RF}$를 구한다.

수학식 19

$$\boldsymbol{F}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_t}}\right)\begin{bmatrix} e^{jX_{11}} & \cdots & e^{jX_{1N_t^{RF}}} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ e^{jX_{N_t1}} & \cdots & e^{jX_{N_tN_t^{RF}}} \end{bmatrix}$$

[0093]

[0094] 수학식 19로 변형하는 것이 소스에서 더 적합 하지만 관련된 상수 모듈러스 제약 때문에 오류를 피하지 않고 이 변환을 완료하는 것은 매우 어렵다. 따라서 이를 수학식 20의 목표함수를 최소화하는 최적화문제로 변형한다.

수학식 20

$$\min_{\boldsymbol{F}_{RF}} \left\|\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right\|_F^2 = Tr\left\{\left(\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right)\left(\boldsymbol{F}_{tmp} - \boldsymbol{F}_{RF}\right)^H\right\}$$

[0095]

[0096] 제약조건: $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall\, x,y$

[0097] 수학식 20을 단순화시키면 수학식 21, 다시 수학식 22가 도출된다.

수학식 21

$$\min_{X_{mi}} \sum_{i=1}^{N_t^{RF}} \sum_{m=1}^{N_t} \left(r_{mi}e^{j\theta_{mi}} - e^{jX_{mi}}\right)\left(r_{mi}e^{j\theta_{mi}} - e^{jX_{mi}}\right)^H$$

[0098]

[0099] 제약조건: $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall\, x,y$

[0100] 이를 단순하게 정리하면 다음과 같이 쓸 수 있다.

수학식 22

[0101] $$\min_{X_{mi}} \sum_{i=1}^{N_t^{RF}} \sum_{m=1}^{N_t} \{1 + r_{mi}^2 - r_{mi} e^{j(\theta_{mi} - X_{mi})} - r_{mi} e^{-j(\theta_{mi} - X_{mi})}\}$$

[0102] 제약조건: $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall\, x, y$

[0104] 목적 함수로부터 명백하게 알 수 있듯이, 수학식 22를 최소화하기 위한 최적해는 소스에서 필요한 RF 빔포머를 설계하기 위해 $\theta_{mi} = X_{mi}\ \forall i, m$ 일 때 얻어진다. 더욱이, 얻어진 결과는 최소 평균 제곱 오차 (MMSE) 하에서 제한 없는 빔포밍 행렬에서 아날로그 빔포밍 구성 요소를 유도하는 조건을 나타내고 있다. 게다가, 위상 변환 값은 빔포밍 벡터가 최대 에너지를 형성하는 방향을 설명한다. 따라서 소스에서 아날로그 빔포머의 구성요소는 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 23

[0106] $$\boldsymbol{F}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_t}}\right) exp\{j\ arg(\boldsymbol{F}_{tmp})\}$$

[0107] 여기서 $arg(.)$는 argument를 의미한다.

[0109] 이와 마찬가지의 방식을 사용하여, 중계기 노드와 목적 노드의 채널을 텐서 분해를 하여, 제약 없는 컴바이너 $\boldsymbol{W}_{tmp} \in \mathbb{C}^{N_d \times N_d^{RF}}$)를 구하고,목적 단말에서의 $\boldsymbol{W}_{RF}$, 즉 아날로그 빔포밍 컨바이닝 행렬을 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 24

[0110] $$\boldsymbol{W}_{RF} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_d}}\right) exp\{j\ arg(\boldsymbol{W}_{tmp})\}$$

[0111] 한편, 앞서 디자인한 두 가지를 가지고 각각의 중계기 노드들의 빔포머를 디자인할 수 있다. 수학식 14와 15을 전개하면 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 25

[0112] $$[\boldsymbol{F}_{RF},\ \boldsymbol{F}_{1k}],\ \max_{n \in \{1,\ldots,N_{sub}\}} \left(\sum_{k=1}^{K} \|(\boldsymbol{F}_{1k}^H \boldsymbol{H}_k[n] \boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2 \right)$$
$$= \|(\boldsymbol{F}_{11}^H \boldsymbol{H}_1[n] \boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2 + \cdots + \|(\boldsymbol{F}_{1K}^H \boldsymbol{H}_K[n] \boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2$$

[0113] 제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$,

[0114] $$|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, |\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \forall\, x,y$$

수학식 26

[0115] $$[\boldsymbol{F}_{2k},\ \boldsymbol{W}_{RF}],\ \max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}\left(\sum_{k=1}^{K}\|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2\right) = \|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_1[n]\ \boldsymbol{F}_{21})\|_F^2 + \cdots + \|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_K[n]\ \boldsymbol{F}_{2K})\|_F^2$$

[0116] 제약조건:

[0117] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H + \sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n,$$

[0118] $$|\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$$

[0119] 앞서 언급하였듯이 중계기에서는 $\boldsymbol{F}_{RF}$와 $\boldsymbol{W}_{RF}$에 서로 독립적이므로 각각의 중계기 노드에서도 앞서 디자인 한 것처럼 할 수 있다. 따라서 다음 수식들과 같이 단순화시킬 수 있다.

수학식 27

[0120] $$[\boldsymbol{F}_{RF},\ \boldsymbol{F}_{1k}],\ \max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}\|(\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF})\|_F^2$$

[0121] 제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$,

[0122] $$|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, |\boldsymbol{F}_{1k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, \forall\, x,y$$

수학식 28

[0123] $$[\boldsymbol{F}_{2k},\ \boldsymbol{W}_{RF}],\ \max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}\|(\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\ \boldsymbol{F}_{2k})\|_F^2$$

[0124] 제약조건:

[0125] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H + \sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n,$$

[0126] $$|\boldsymbol{F}_{2k}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_r}}, |\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x,y$$

[0127] k번째 중계기에서 단말에서 위상 만을 처리하는 컴포넌트 즉, $\boldsymbol{F}_{1k}$와 $\boldsymbol{F}_{2k}$는 $\|\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\|_F^2$와 $\|\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\|_F^2$를 각각 최대로 하면 얻을 수 있다. 따라서 다음과 같이 두 수학식으로 더 간단하게 표현할 수 있다.

수학식 29

[0128] $$\max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}(\|\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\|_F^2)$$

[0129] 제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$, $|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall x,y$

수학식 30

[0131] $$\max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}(\|\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\|_F^2)$$

[0132] 제약조건:

[0133] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H+\sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n$$

[0134] $$|\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall x,y$$

[0135] 수학식 29와 수학식 30의 해결책은 각각 $\boldsymbol{F}_{1k}$와 $\boldsymbol{F}_{2k}$의 설계로 이어질 수 있다. 이를 설명하기 전에 최적화 기술의 본질적 특징을 설명하면 다음과 같다. 최적화 기술은 기술은 데이터의 오류, 잡음 및 기타 불규칙성이 존재할 때에도 강건해야 한다. 원하지 않는 값들을 피하는 능력이 높을수록 설계는 더욱 강건해 질것이다. 또한, L_1 노름은 L_2 노름보다 측정 값의 예상치 및 불규칙한 값에 대해 더욱 강건하다. Frobenius 노름과 행렬의 L_2 노름은 서로 밀접한 관련이 있다. 이 관점을 고려하면, RF 처리 구성 요소를 설계하는 작업은 각 최적화 문제의 목적 함수를 L_1 노름 최대화 문제로 변환함으로써 달성할 수 있다. 따라서 새로운 목적 함수는 이상치나 잡음이 있는 채널에서 더 나은 결과를 얻을 수 있고 다음과 같이 두 수학식으로 표현할 수 있다.

수학식 31

[0136] $$\max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}(\|\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\|_1^2)$$

[0137] 제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$,

[0138] $$|\boldsymbol{F}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}, \forall x,y$$

수학식 32

[0139] $$\max_{n\in\{1,\ldots,N_{sub}\}}(\|\boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\|_1^2)$$

[0140] 제약조건:

[0141] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H+\sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n,$$

[0142] $$|\boldsymbol{W}_{RF}(x,y)| = \frac{1}{\sqrt{N_d}}, \forall\, x, y$$

[0143] 하지만 위의 두 수학식은 모든 요소들이 아직 non-convex한 문제가 있다. 따라서 이러한 문제를 해결하는 동안 수학적으로 다루기 어려운 상황을 피하기 위해 상수 진폭 제약 조건은 일시적으로 완화시킨다. 이는 릴레이 노드에서 필요한 RF 빔포밍 솔루션을 더 나은 설계하기 위해 상수 진폭 제약 조건에서 상쇄되는 위상 이동 값을 추출하기 위해서이다. 진폭 제약 조건을 제외한 수식은 다음과 같이 구할 수 있다.

수학식 33

[0144] $$\boldsymbol{H}_{tmp1} = \max\left(\left\|\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{tmp}\right\|_1\right), \forall n \in \{1, \ldots, N_{sub}\}$$

[0145] 제약조건: $\|\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n]\|_F^2 \le P_s$

수학식 34

[0146] $$\boldsymbol{H}_{tmp2} = \max\left(\left\|\boldsymbol{W}_{tmp}^H\boldsymbol{G}_k[n]\right\|_1\right), \forall n \in \{1, \ldots, N_{sub}\}$$

[0147] 제약조건:

[0148] $$Tr\left\{\boldsymbol{F}_k[n]\left((\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])(\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}\boldsymbol{F}_{BB}[n])^H + \sigma_r^2\boldsymbol{I}_{N_r}\right)\boldsymbol{F}_k^H[n]\right\} \le P_{r,k}, \forall, k, n$$

[0149] $\boldsymbol{H}_{tmp1}$는 이론적인 상계 값으로 유사하게 구할 수 있기 때문에 대안적인 방법으로 생각될 수 있다. 이는 아래 수학식으로 대체된다.

[0150] $$max|\boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}|, \forall n = \boldsymbol{F}_{1k}^H\,\boldsymbol{H}_{tmp1}$$

[0151] 이는 EGT(equal gain transmission)형태와 같음을 알 수 있다. 그러므로 k번째 릴레이의 RF 컴바이너($\boldsymbol{F}_{1k}$)는 다음과 같이 표현할 수 있다.

수학식 35

[0152] $$\boldsymbol{F}_{1k} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right)e^{j\,arg(\boldsymbol{H}_{tmp1})}$$

[0153] 여기서 $\left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right)$는 정규화된 파워 값이다. 이와 마찬가지로 $\boldsymbol{F}_{2k}$인 RF 프리코딩 행렬 값을 다음과 같다.

수학식 36

[0154] $$\boldsymbol{F}_{2k} = \left(\frac{1}{\sqrt{N_r}}\right)e^{jarg(\boldsymbol{H}_{tmp2}^H)}$$

[0155] 지금 까지는 아날로그 빔포밍을 알아보았고, 하이브리드 송수신기 설계를 완료하기 위해 디지털 빔포밍을 디자인하여야 하고 이는 다른 주파수-캐리어에 대한 해당 베이스밴드 처리 구성 요소를 유도해야 한다.

[0156] 이 목표를 달성하기 위해, 첫 번째 홉의 등가 베이스밴드 채널인 $\boldsymbol{H}_{eq}^k[n] = \boldsymbol{F}_{1k}^H\boldsymbol{H}_k[n]\boldsymbol{F}_{RF}$와 두 번째 홉의 등가 베이스밴드 채널인 $\boldsymbol{G}_{eq}^k[n] = \boldsymbol{W}_{RF}^H\boldsymbol{G}_k[n]\,\boldsymbol{F}_{2k}$에 대해 SVD(특이값 분해)를 수행한다. 이 과정을 통해 k번째 중계기 노드

에서 n번째 주파수 하위 캐리어에 해당하는 직교 디지털 프리코더와 결합기를 찾을 수 있다. 특이값 분해의 결과, $\boldsymbol{H}_{eq}^{k}[n]=\boldsymbol{U}_{SR,k}[n]\boldsymbol{\Sigma}_{SR,k}[n]\boldsymbol{V}_{SR,k}^{H}[n]$ 및 $\boldsymbol{G}_{eq}^{k}[n]=\boldsymbol{U}_{RD,k}[n]\boldsymbol{\Sigma}_{RD,k}[n]\boldsymbol{V}_{RD,k}^{H}[n]$ 이므로, k번째 릴레이 스테이션에서 각 하위 캐리어마다 최적의 베이스밴드 프리코더 $\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]$ 와 컴바이너 $\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n]$ 는 각각 N_s개의 가장 큰 특이값에 해당하는 $\boldsymbol{V}_{RD,k}[n]$ 및 $\boldsymbol{U}_{SR,k}[n]$ 의 열 벡터 N_s 개를 선택함으로써 얻을 수 있다. 따라서, 아래 수학식 37이 도출된다.

수학식 37

[0157] $$\boldsymbol{G}_{BB1,k}[n]=\boldsymbol{U}_{SR,k}[n](:,1:N_s),\boldsymbol{G}_{BB2,k}[n]=\boldsymbol{V}_{RD,k}[n](:,1:N_s)$$

[0159] 이제 소스에서 목적지로의 등가 베이스밴드 채널을 정의하여 최적의 디지털 프리코더 $\boldsymbol{F}_{BB}[n]$와 컴바이너 $\boldsymbol{W}_{BB}[n]$를 설계하는 것이 가능하다. 이를 위해 다음과 같이 등가 베이스밴드 채널을 정의할 수 있다.

수학식 38

[0160] $$\boldsymbol{H}_{SD,eq}[n]=\boldsymbol{W}_{RF}^{H}\boldsymbol{G}[n]\boldsymbol{F}[n]\boldsymbol{H}[n]\boldsymbol{F}_{RF}\in\mathbb{C}^{N_d^{RF}\times N_t^{RF}}$$

[0162] 수학식 37, 38로부터, 등가 채널은 $\boldsymbol{H}_{SD,eq}[n]=\boldsymbol{U}_{SD}[n]\boldsymbol{\Sigma}_{SD}[n]\boldsymbol{V}_{SD}^{H}[n]$ 로 표현될 수 있으며, 필요한 베이스밴드 처리 구성 요소는 $\boldsymbol{V}_{SD}[n]$ 및 $\boldsymbol{U}_{SD}[n]$ 의 N_s 개의 열 벡터를 선택하여 얻을 수 있다. 따라서 아래와 같이, $\boldsymbol{F}_{BB}[n]$ 이 도출된다.

수학식 39

[0163] $$\boldsymbol{F}_{BB}[n]=\boldsymbol{V}_{SD}[n](:,1:N_s),\ \boldsymbol{W}_{BB}[n]=\boldsymbol{U}_{SD}[n](:,1:N_s)$$

[0165] 이 디자인은 전송된 데이터 스트림 간의 간접적인 간섭을 최소화하고 낮은 차원의 디지털 프리코더와 컴바이너를 이끌어낼 수 있다.

[0167] 이상, 본 발명에 따른 빔포머 구성방법에 대하여 설명하였다. 구체적인 하드웨어적인 구성에 대한 설명은 생략하였지만, 하이브리드 빔포밍 시스템에서 통상의 신호처리장치의 하드웨어 구성에 본 발명에 따른 빔포밍 알고리즘을 적용하여 빔포밍 시스템을 구현할 수 있음이 통상의 기술자에게 자명하다.

[0169] <실시 예>

[0170] 도 2, 도 3, 도 4, 도 5, 도 6, 도 7은 본 발명을 이용하여 시뮬레이션 한 결과이다. 시뮬레이션을 위하여 64개의 부반송파를 갖는 시스템을 고려한다. 그리고 소스 노드와 중계기 노드의 채널 간섭은 무시되어지고, 소스 노드와 중계기 노드의 거리는 거의 같다고 가정하였다. n번째 부반송파에서 주파수 영역의 mm-Wave 채널은 $\boldsymbol{H}_{mm-wave}[n]\in\mathbb{C}^{N_r\times N_t}$ 으로 다음 수학식과 같이 말할 수 있다.

수학식 40

[0171] $$\boldsymbol{H}_{mm-wave}[n] = \sqrt{\frac{N_t N_r}{N_{cl} N_{ray}}} \sum_{i=0}^{N_{cl}-1} \sum_{l=1}^{N_{ray}} \alpha_{il}\, \boldsymbol{a}_r(\varphi_{il}^r, \theta_{il}^r)\ \boldsymbol{a}_t(\varphi_{il}^t, \theta_{il}^t)^H\, e^{-j2\pi \frac{i.n}{N_{sub}}}$$

[0172] 여기서, N_{cl}는 클러스터의 수를 N_{ray}는 클러스터당 전송신호의 경로의 개수를 의미한다. α_{il}는 l번째의 전파경로의 복소수 이득을 나타내며, $\alpha_{il} \sim \mathcal{CN}(0, \sigma_{\alpha,i}^2)$이다. $\varphi\, \boldsymbol{a}_t(\varphi_{il}^t, \theta_{il}^t)$와 $\varphi\ \boldsymbol{a}_r(\varphi_{il}^r, \theta_{il}^r)$는 전송과 수신의 어레이 응답 벡터를 나타낸다.그리고 $\varphi\varphi(\varphi_{il}^t, \varphi_{il}^r)$ 와$(\theta_{il}^t, \theta_{il}^r)$는 각각 방위와 고도에서의 angle of departure(AoD)와 angles of arriveal(AoA)를 의미한다.

[0173] 도면 2에서는 릴레이 노드의 개수를 증가시킴으로써 달성 가능한 전송률을 볼 수 있다. 이 경우 시스템 매개변수는 $N_t = N_r = N_d = 100$으로 초기화되며, 소스와 목적지 사이에 4개의 릴레이 노드를 배치하여 N_s={6,8} 데이터 스트림을 전송하였다. 도면 2에서는 릴레이 노드의 개수를 증가시킴으로써 달성 가능한 전송률을 볼 수 있다. 이 경우 시스템 매개변수는 $N_t = N_r = N_d = 100$으로 초기화되며, 소스와 목적지 사이에 4개의 릴레이 노드를 배치하여 N_s={6,8} 데이터 스트림을 전송하였다. 각 주파수-캐리어에 해당하는 mm-Wave 채널 행렬은 이러한 채널 매개변수 $N_{ray} = 10$, $N_{cl} = 3, \sigma_{\alpha,i}^2 = 1\ \forall i$, $AS = 10^o$로 설정하였다. 제안된 방식의 성능은 채널 추정 오류가 10%인 경우 완벽한 CSI(Channel state information) 가정 하에서의 성능에 근접한 것을 알 수 있다. 도 2에서 보이듯이, 채널 추정 오류가 각각 20%와 30%로 증가할 때 성능이 점진적으로 감소된다. 도면 3은 PN(Phase noise)가 있는 경우에 제안한 발명의 성능을 나타낸다. 시스템 매개변수와 mm-Wave 채널 매개변수는 이전 경우와 동일하며, 시뮬레이션 결과를 생성하기 위해 사용하였다. 아래의 수학식과 같이 완벽하지 않은 채널이라 가정하여 시뮬레이션을 하였다.

수학식 41

[0174] $$\boldsymbol{H}_{est} = \delta \boldsymbol{H} + \sqrt{1-\delta^2}\boldsymbol{E}$$

[0175] 여기서 $\delta \in [0,1]$는 주정 된 채널정보의 정확성을 말한다. $\boldsymbol{E}$는 독립적이고 동일하게 분포된(i.i.d) 가우시안 랜덤 변수로 이루어진 오차 행렬이다. 즉, $\mathcal{CN}(0,1)$로 표시할 수 있다. 얻은 결과로부터, PN이 존재할 때 제안된 발명으로 얻은 스펙트럼 효율은 $\delta = 0.8$을 사용하여 수학식 41을 통해 생성된 불완전한 채널 행렬의 성능과 거의 동일함을 명확히 알 수 있다. 도 4는 통신 노드들에 상대적으로 작은 안테나 수로 릴레이 노드의 수를 더욱 증가시킴으로써 스펙트럼 효율을 그린 그래프이다. 이 경우, 소스, 각 중계기 스테이션 및 목적지의 안테나 수는 $N_t = N_r = N_d = 64$로 설정되어 있으며, 6개의 중계기 노드를 배치하여 소스 노드 신호 전송을 도와준다. $N_s = \{8, 10, 12\}$데이터 스트림을 전송한다. 얻은 결과는 제안된 발명이 $\delta = 0.9$에서 달성한 스펙트럼 효율이 완벽한 채널정보를 안다는 가정 하에서의 성능에 근접함을 보여준다. 또한, 제안된 발명의의 성능은 $= 0.85, 0.8$에서, 채널 추정 오류가 증가함에 따라 성능 저하가 점진적으로 발생한다. 이는 도 4에 나타나 있는 대로 성능 곡선이 다른 도면의 경우와 유사한 패턴을 따른다는 것을 의미한다. 이러한 면은 제안된 발명의 성능 일관성과 유용성을 나타낸다. 도 5는 통신 노드의 안테나 수에 따른 제안된 하이브리드 빔포밍 설계의 스펙트럼 효율 성능을 그린 그래프이다. 적은, 중간, 많은 안테나 수에 대한 제안된 방식의 유효성을 보여주기 위해 소스, 각 릴레이 스테이션 및 목적지의 안테나 수를 $N_t = N_r = N_d = \{16, 25, 36, 49, 64, 81, 100, 121, 144, 169, 196, 225\}$와 같이 점진적으로 넓은 범위로 변화시켰다. 데이터 스트림의 수는 $N_s = 4$로 설정되고, 시뮬레이션 결과는 SNR을 -15, 0, 15 [dB]로 고정하였다. 또한, 소스 노드에서 목적지 노드로의 신호 전송을 지원하기 위해 4개의 릴레이

노드가 배치하였다.

[0176] 도 5에서는 안테나 수가 적을 때 스펙트럼 효율이 빠르게 증가하는 것을 알 수 있으며, 중간 범위의 안테나 수에 대해서는 상대적으로 느린 증가율을 보인다. 안테나 수가 많을 때는 스펙트럼 효율의 증가가 현저히 낮아지고, 이 경향은 포화 수준에 도달하고 있다고 볼 수 있다. 다양한 SNR 수준에서 일관된 성능과 함께, 채널 추정 오류가 15%인 경우의 스펙트럼 효율은 CSI가정 하의 성능과 근접한다. 또한, PN과 $\delta = 0.85$의 성능 간에는 미미한 차이가 있음을 확인할 수 있다. 도 6은 중계기 노드의 개수에 따른 전송률을 보여주는 그래프이다. 모든 노드들에서 안테나는 16개를 사용하고 있다. 그리고 데이터 스트림은 10기로 가정한다. 나머지 mm-Wave 채널의 변수들은 앞의 예와 동일하다. 얻은 결과로부터, 소스와 목적지 사이에 두 번째 중계기 노드를 배치할 때 전송률이 크게 증가함을 알 수 있다. 또한, 성능 곡선은 중계기 노드의 증가와 함께 데이터 전송률이 증가하지만, 데이터 전송률의 증가는 점진적으로 작아진다. 릴레이 스테이션의 추가로 인해 데이터 전송률의 변화가 미미하게 작아지면, 시스템은 포화 수준에 진입하게 되며, 이러한 동작은 성능 향상을 위해 배치할 수 있는 최대 릴레이 노드의 수를 결정하는 데 도움을 줄 수 있다. 마지막 도면은 제안한 도면과 두개의 OMP(Orthogonal matching pursuit)기반의 AF 하이브리드 빔포밍 협력통신 시스템의 성능을 비교한 것이다.

[0177] 도 7에서, [1], [2]는 각각 아래 논문에서 제안된 방법에 따른 성능을 보인다.

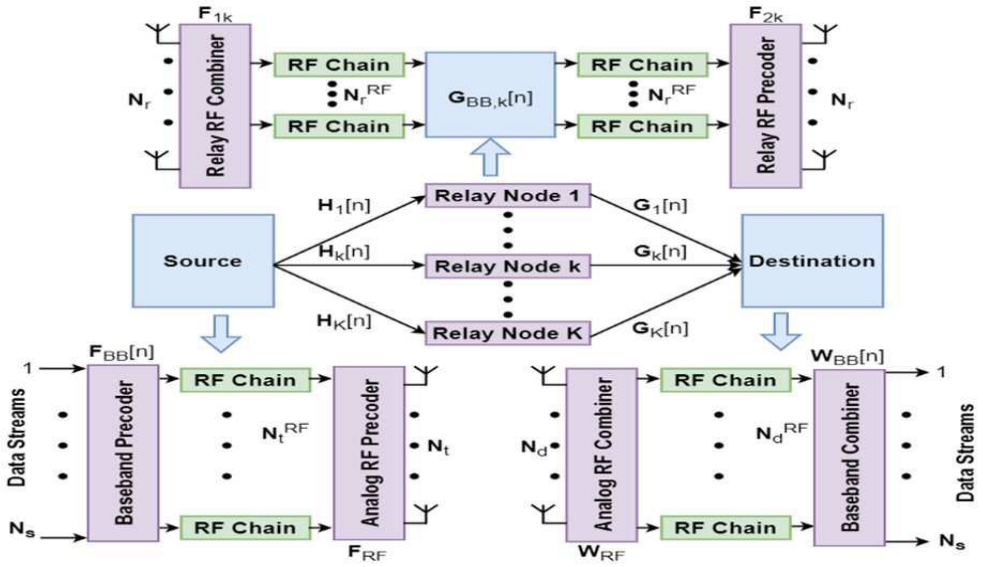
[0178] [1] J. Lee and Y. H. Lee, "AF relaying for millimeter wave communication systems with hybrid RF/baseband MIMO processing," 2014 IEEE International Conference on Communications (ICC), Sydney, NSW, Australia, 2014, pp. 5838-5842, doi: 10.1109/ICC.2014.6884253.

[0179] [2] H. Abbas and K. Hamdi, "Hybrid Beamformers Design for MIMO Relay Networks in Millimeter Wave," 2017 IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), San Francisco, CA, USA, 2017, pp. 1-6, doi: 10.1109/WCNC.2017.7925884.

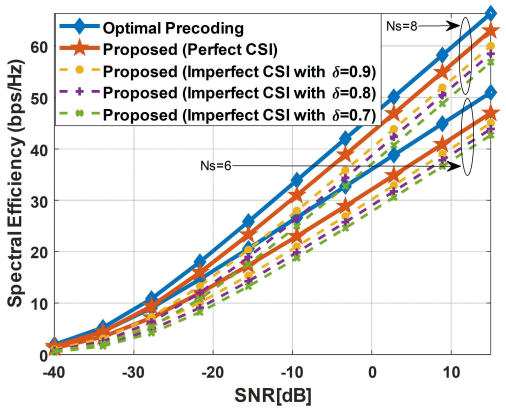
[0180] 통신 노드에 배치된 안테나 수는 $N_t = N_r = N_d = 25$로 설정되어 있으며, $N_s = 8$데이터 스트림을 전송한다. 소스와 목적지 사이에는 전송 범위, 링크 품질, 커버리지 및 스펙트럼 효율을 향상시키기 위해 4개의 릴레이 노드로 설정하였다. mm-Wave 채널 매개변수는 이전 경우와 동일하다. 또한, 시뮬레이션 결과를 생성하는 동안 RF 체인의 수는 데이터 스트림의 수와 동일하다고 가정하였다. 얻은 결과로부터, 제안된 방법은 [1], [2]의 하이브리드 프리코딩 기술과 비교했을 때 우수한 성능을 보여준다.

도면

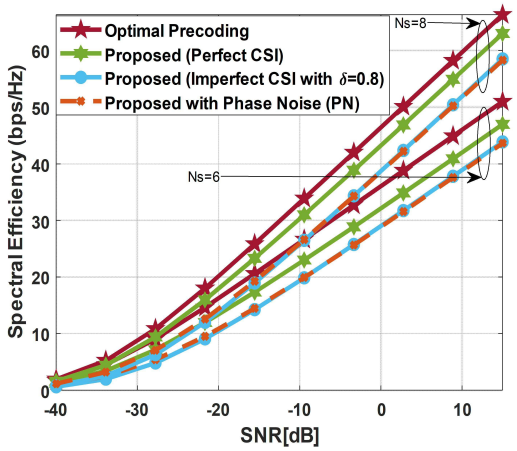
도면1



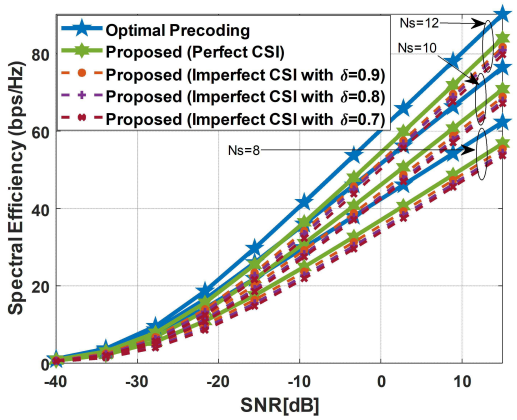
도면2


Optimal Precoding
Proposed (Perfect CSI)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.9)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.8)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.7)
Ns=8
Ns=6
Spectral Efficiency (bps/Hz)
SNR[dB]

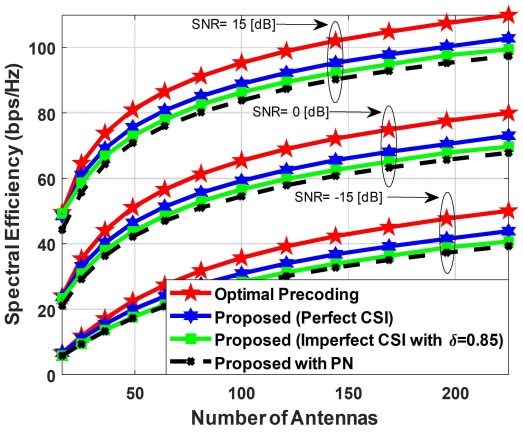
도면3


Optimal Precoding
Proposed (Perfect CSI)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.8)
Proposed with Phase Noise (PN)
Ns=8
Ns=6
Spectral Efficiency (bps/Hz)
SNR[dB]

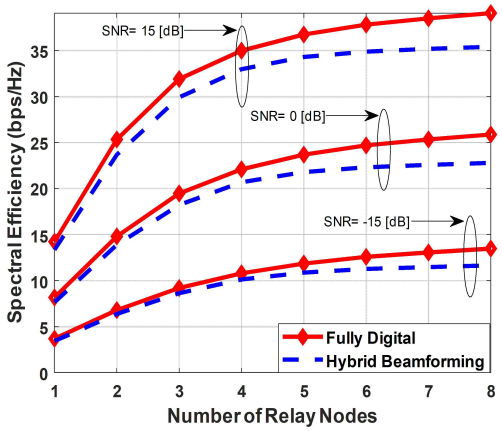
도면4


Optimal Precoding
Proposed (Perfect CSI)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.9)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.8)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.7)
Ns=12
Ns=10
Ns=8
Spectral Efficiency (bps/Hz)
SNR[dB]

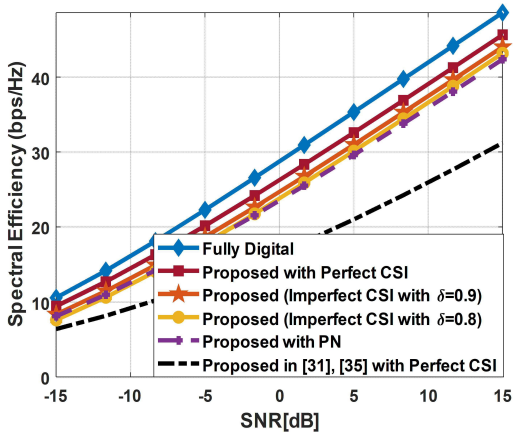
도면5


SNR= 15 [dB]
SNR= 0 [dB]
SNR= -15 [dB]
Optimal Precoding
Proposed (Perfect CSI)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.85)
Proposed with PN
Spectral Efficiency (bps/Hz)
Number of Antennas
0
20
40
60
80
100
50
100
150
200

도면6


SNR= 15 [dB]
SNR= 0 [dB]
SNR= -15 [dB]
Fully Digital
Hybrid Beamforming
Spectral Efficiency (bps/Hz)
Number of Relay Nodes
0
5
10
15
20
25
30
35
1
2
3
4
5
6
7
8

도면7


Fully Digital
Proposed with Perfect CSI
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.9)
Proposed (Imperfect CSI with δ=0.8)
Proposed with PN
Proposed in [31], [35] with Perfect CSI
Spectral Efficiency (bps/Hz)
SNR[dB]
0
10
20
30
40
-15
-10
-5
0
5
10
15