



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년08월09일

(11) 등록번호 10-2287794

(24) 등록일자 2021년08월03일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04B 7/0456 (2017.01) H04B 7/0413 (2017.01)

H04B 7/06 (2017.01) H04L 25/03 (2006.01)

(52) CPC특허분류

H04B 7/0456 (2013.01)

H04B 7/0413 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2021-0056047

(22) 출원일자 2021년04월29일

심사청구일자 2021년04월29일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020160102488 A

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

세종대학교산학협력단

서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)

(72) 발명자

송형규

경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320-303(서현동, 한양아파트)

정지성

서울특별시 노원구 공릉로27길 110, 101-607(공릉동, 현대 성우아파트)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

이강민, 안준형, 남승희

전체 청구항 수 : 총 16 항

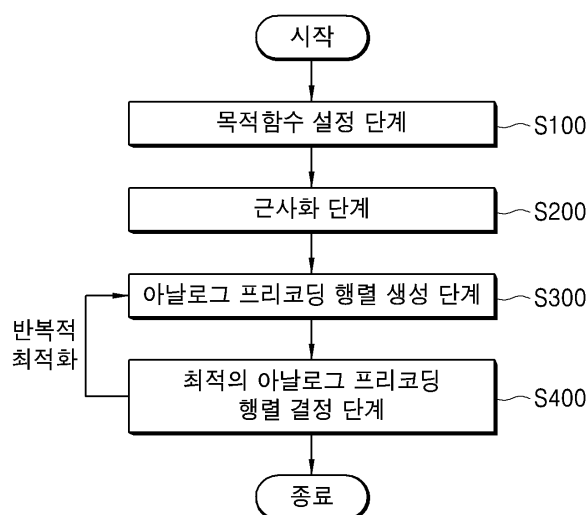
심사관 : 전용해

(54) 발명의 명칭 밀리미터파 기반의 다중 사용자 대규모 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템 및 이에 적용되는 아날로그 프리코더 행렬 획득 방법

(57) 요약

밀리미터파 기반의 다중 사용자 대규모 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템에서 주파수 스펙트럼 효율 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코더를 설계하는 방법 및 이를 적용한 하이브리드 빔포밍 시스템에 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 근사화 기법 및 반복적 최적화 알고리즘을 사용하여 최적의 아날로그 프리코더를 설계하는 방법 및 이를 적용한 하이브리드 빔포밍 시스템에 관한 것이다.

대표도 - 도3



- (52) CPC특허분류
H04B 7/0617 (2013.01)
H04B 7/0686 (2013.01)
H04L 2025/03426 (2013.01)
- (56) 선행기술조사문헌
 KR102228091 B1
 KR101625805 B1
 KR1020140017487 A
 KR1020090030200 A
- (72) 발명자
이원석
 서울특별시 광진구 동일로42길 10 106호
이영룡
 서울특별시 광진구 면목로5길 30-8, 304호(군자동)
오지혜
 서울특별시 광진구 광나루로 382, 아스하임4차
 1308호

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711075702
과제번호	2018-0-01423-001
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기술진흥센터
연구사업명	대학ICT연구센터육성지원사업
연구과제명	지능형 비행로봇 융합기술 연구
기 여 율	1/2
과제수행기관명	세종대학교산학협력단
연구기간	2021.01.01 ~ 2021.12.31

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1345321135
과제번호	2020R1A6A1A03038540
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	이공학학술연구기반구축(R&D)
연구과제명	자율지능무인비행체연구소
기 여 율	1/2
과제수행기관명	세종대학교
연구기간	2021.03.01 ~ 2022.02.28

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

송신단(Tx)의 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율에 기반하여, 아날로그 프리코딩의 주파수 스펙트럼 효율을 최대화 하기 위한 목적함수를 설정하는 목적함수 설정 단계;

상기 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬을 이용하여, 상기 목적함수 설정 단계에서 설정한 목적함수를 변형하여 근사화 하는 근사화 단계;

상기 근사화 단계를 통해 근사화 된 목적함수를 기반으로 아날로그 프리코딩 행렬의 각 열별로 계산하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성하는 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계;

상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계에서 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 현재 아날로그 프리코더에 적용되어 있는 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간 요소를 비교하여, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는지에 따라 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 결정하는 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계;

를 포함하여 구성되는 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계에서,

상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는 경우, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬을 주파수 스펙트럼 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 판단하여 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬을 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 갱신하는 것;

을 특징으로 하는 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계에서,

상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위를 벗어나는 경우, 상기 소정의 오차 범위 내에 포함될 때까지 상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계 내지 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계를 반복적으로 수행하여 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 도출하는 것;

을 특징으로 하는 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 목적함수 설정 단계에서 설정하는 목적함수는, 아래의 (수학식 1)에 따르는 것을 특징으로 하는 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

$$\text{(수학식 1)} = \underset{\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k]$$

여기서, N_u 은 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는

$N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $\mathbf{F}_{BB}[k] = [\mathbf{f}_{BB,1}[k], \mathbf{f}_{BB,2}[k], \dots, \mathbf{f}_{BB,N_u}[k]]$ 은 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는

$N_{RF} \times N_u$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, $R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미한다. \mathbf{F} 는 송신단(Tx)의 최대 송신 전력을 의미하며, σ^2 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분산을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 (수학식 1)의 목적함수를 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬을 이용하여 근사화 된 목적함수는, 아래의 (수학식 2)로 도출되는 것을 특징으로 하는 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수학식 2)

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right) \Bigg\}$$

여기서, N_t 는 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의

수, $R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계에서,

상기 근사화 된 목적함수를 기반으로 하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성하는 것은, 아래의 (수학식 3)에 의해 이루어지는 것을 특징으로 하는 주파수 스펙트럼 효율 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.

$$\arg \max_{\mathbf{f}_l} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l \mathbf{f}_l|$$

(수학식 3) =

여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_l = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \angle ((\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l)^H)}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는

식이고, $\mathbf{B}_l = \mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l (\mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A}$ 는 준정부호 행렬을 의미하고, $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H)$ 는 K개의 모든 부반송파에 대한 평균적인 채널 공분산 행렬을 의미하고, \mathbf{f}_l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열을 의미하며, \mathbf{F}_{RF}^l 는

\mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열이 제거된 행렬을 의미하고, \mathbf{h} 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 7

N_t 개의 송신 안테나와 N_{RF} 개의 RF 체인을 가진 기지국이 하나의 안테나를 갖는 N_u 개의 사용자 단말에게 N_s 개의 독립적인 데이터 스트림을 지원하는 다중 사용자 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템(단, $(N_s < N_{RF} \ll N_t, N_s = N_u)$)에 있어서,

인가되는 복수의 데이터 스트림 신호의 진폭과 위상을 조절하는 디지털 프리코더;

상기 데이터 스트림 신호에 대응하는 개수만큼 구비되어, 상기 디지털 프리코더에 의해 진폭과 위상이 조절된 신호를 RF 변환 처리하여 아날로그 프리코더로 전달하는 RF 체인;

각각의 RF 체인을 통해 전달되는 디지털 프리코더로부터의 출력 신호에 소정의 아날로그 프리코딩 행렬들을 곱하는 연산을 하여 신호의 위상을 조절하고, 위상이 조절된 신호를 다중 경로를 통해 하나 이상의 사용자 단말에 방사하는 아날로그 프리코더;

를 포함하여 구성되며,

상기 아날로그 프리코더의 아날로그 프리코딩 행렬은, 각 사용자 단말로의 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율에 기반하여 상기 아날로그 프리코더의 주파수 스펙트럼 효율을 최대화 하도록 설정된 목적함수를 변형하여 근사화하고, 근사화 된 목적함수를 바탕으로 생성되는 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 적용되는 것; 을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬은,

상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 아날로그 프리코더의 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간 오차가 소정의 오차 범위 조건을 충족하는지를 비교하여, 상기 오차 범위 조건을 충족하도록 생성된 아날로그 프리코딩 행렬로 결정되는 것; 을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

청구항 9

제8항에 있어서,

상기 아날로그 프리코더는,

N_t 개의 각각의 송신 안테나가 N_{RF} 개의 모든 RF 체인에 연결되는 제1 구조로 이루어진 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

청구항 10

제8항에 있어서,

상기 아날로그 프리코더는,

N_t 개의 각각의 송신 안테나가 1개의 RF 체인에 연결되는 제2 구조로 이루어진 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

청구항 11

제9항 또는 제10항에 있어서,

상기 아날로그 프리코더의 주파수 스펙트럼 효율을 최대화 하도록 설정된 목적함수는, 아래의 (수학식 1)에 따

르는 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

$$(수학식 1) = \underset{\mathbf{F}_{RF}, \mathbf{F}_{BB}}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k]$$

여기서, N_t 은 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $\mathbf{F}_{BB}[k] = [\mathbf{f}_{BB,1}[k], \mathbf{f}_{BB,2}[k], \dots, \mathbf{f}_{BB,N_u}[k]]$ 은 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는

$N_{RF} \times N_u$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, $R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미한다. P 는 송신단(Tx)의 최대 송신 전력을 의미하며, σ^2 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분산을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 (수학식 1)의 목적함수를 근사화하는 것은, 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬을 이용하여 근사화 하며,

상기 근사화 된 목적함수는, 아래의 (수학식 2)로 도출되는 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

(수학식 2)

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right)$$

여기서, N_t 은 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말

의 수, $R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성되는 아날로그 프리코딩 행렬은, 아래의 (수학식 3)에 의해 생성되는 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

$$(수학식 3) = \underset{\mathbf{f}_t}{\operatorname{argmax}} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l \mathbf{f}_l|$$

여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_l = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j\angle((\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l)^H)}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는 식이고, $\mathbf{B}_l = \mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l (\mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A}$ 는 준정부호 행렬을 의미하고, $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H)$ 는 K 개의 모든 부반송파에 대한 평균적인 채널 공분산 행렬을 의미하고, \mathbf{f}_l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열을 의미하며, \mathbf{F}_{RF}^l 는 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열이 제거된 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 14

제12항에 있어서,
상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성되는 아날로그 프리코딩 행렬은,
아래의 (수학식 4)에 의해 생성되는 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

$$\text{(수학식 4)} = \arg \max_{\mathbf{f}_{sub,l}} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_{sub,l}^H \mathbf{B}_{sub,l} \mathbf{f}_{sub,l}|$$

여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_{sub,l} = \frac{1}{\sqrt{L}} e^{j\angle((\mathbf{f}_{sub,l}^H \mathbf{B}_{sub,l})^H)}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는 식이고, $\mathbf{f}_{sub,l}$ 는 L 의 길이를 갖는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열을 의미하며, $\mathbf{B}_{sub,l}$ 은 $L \times L$ 의 크기를 갖는 \mathbf{B}_l 의 l 번째 블록 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

청구항 15

제5항에 있어서,
상기 근사화 단계에서,
상기 (수학식 1)의 목적함수를 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬을 이용하여 근사화 하는 것은, 아래의 (수학식 5)에 따라 근사화 하는 것을 특징으로 하는 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법.
(수학식 5)

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] &\stackrel{(a)}{\approx} \frac{N_u}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \frac{1}{\text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \\ &\stackrel{(b)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K} \sum_{k=1}^K \frac{1}{\text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \\ &\stackrel{(c)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K N_u^2} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k]) \right) \\ &= N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 N_u^2} \text{Tr}(\mathbf{F}_{RF}^H (\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H) \mathbf{F}_{RF})) \right) \end{aligned}$$

$$\stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right) \Bigg\}$$

여기서, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수,

$$R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_i[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$$

는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수

스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타내며, σ^2 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분

산을 의미하고, $\mathbf{H}_{eff}[k] = \mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF}$ 는 아날로그 프리코더와 채널의 결합으로 표현되는 실효 채널을 의미한다.

또한, (b)는 엔센 부등식의 성질을 활용하고, (c)와 (d)는 $n \times n$ 의 크기를 갖는 정부호 행렬 \mathbf{M} 이

$$\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{M}^{-1})} \leq \frac{1}{n} \det(\mathbf{M})^{\frac{1}{n}} \leq \frac{1}{n^2} \text{Tr}(\mathbf{M})$$

의 부등식 성질을 만족함을 활용하여 유도된다.

청구항 16

제12항에 있어서,

상기 (수학식 1)의 목적함수를 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬을 이용하여 근사화 하는 것은, 아래의 (수학식 5)에 따라 근사화 하는 것을 특징으로 하는 하이브리드 빔포밍 시스템.

(수학식 5)

$$\begin{aligned} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] &\stackrel{(a)}{\approx} \frac{N_u}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 \text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \\ &\stackrel{(b)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K} \sum_{k=1}^K \frac{1}{\text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \\ &\stackrel{(c)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K N_u^2} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{H}[k]) \right) \\ &= N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 N_u^2} \text{Tr}(\mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H) \mathbf{F}_{RF} \right)) \right) \\ &\stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right) \Bigg\} \end{aligned}$$

여기서, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수,

$$R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_i[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2} \right)$$

는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수

스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타내며, σ^2 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분산

을 의미하고, $\mathbf{H}_{\text{eff}}[k] = \mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}}$ 는 아날로그 프리코더와 채널의 결합으로 표현되는 실효 채널을 의미한다. 또한, (b)는 엔센 부등식의 성질을 활용하고, (c)와 (d)는 $n \times n$ 의 크기를 갖는 정부호 행렬 \mathbf{M} 이

$$\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{M}^{-1})} \leq \frac{1}{n} \det(\mathbf{M})^{\frac{1}{n}} \leq \frac{1}{n^2} \text{Tr}(\mathbf{M})$$

의 부등식 성질을 만족함을 활용하여 유도된다.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 밀리미터파 기반의 다중 사용자 대규모 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템에서 주파수 스펙트럼 효율 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코더를 설계하는 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 이동통신의 세대가 진화하면서 5세대 이동통신(5G) 시스템의 성능을 향상시키기 위해 고 주파수 대역을 이용하여 데이터를 전송하는 밀리미터파(mmWave) 기술을 도입하고 있다. 밀리미터파 기술을 이용하면 넓은 대역폭을 이용할 수 있어 데이터 전송 속도를 높일 수 있지만 경로 손실이 높은 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해 기지국에 수백 개 이상의 안테나를 장착하여 전송 속도를 높이는 Massive MIMO 기술은 필수적인 기술이 되었다.

[0003] 종래의 디지털 빔포밍 시스템은 각각의 안테나마다 RF(radio frequency) 체인을 사용하여 기저대역에서 디지털 신호처리를 통해 신호의 진폭과 위상을 변화시켜 높은 채널 용량을 얻을 수 있다. 하지만, 안테나 수가 증가할수록 높은 비용과 전력 소비를 요하는 RF 체인이 다수 필요하여 부피와 전력 소모, 비용의 부담이 커지는 단점이 있었다.

[0004] 이러한 단점을 완화하고자 5G에서는 안테나보다 적은 수의 RF 체인을 사용하여 프리코딩을 수행하는 하이브리드 빔포밍을 핵심기술로써 채택하였다. 하이브리드 빔포밍은 디지털 빔포밍과 아날로그 빔포밍의 장단점을 결합한 시스템으로서, 안테나 수보다 적은 수의 RF 체인을 사용하며, 기저대역에서의 디지털 빔포밍과 RF 대역에서의 아날로그 빔포밍을 동시에 활용하는 형태로, 디지털 프리코더와 아날로그 프리코더를 동시에 사용하여 빔포밍을 수행한다.

[0005] 아날로그 프리코더는 개별 안테나마다 연결되어 있는 위상 천이기(Phase Shifter)로만 구성되어 고정된 진폭으로 신호의 위상만 조절 가능하기 때문에 송신 전력의 제약을 만족시킬 수 있도록 설계하여야 한다. 또한, 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM)를 사용하는 경우, 부반송파 별로 선택성이 심한 환경에서는 채널의 변화가 심하게 발생하게 되는데, 아날로그 프리코더의 경우 RF 체인을 통해서 고주파 대역으로 변환을 시켜주기 때문에 RF 대역에서 신호 처리를 수행하게 되어, 이러한 처리 방식에 의해 디지털 프리코더와 같이 모든 부반송파에 대한 신호 처리가 불가능한 문제가 있다. 이에, 이러한 시스템 환경에서 아날로그 프리코더는 모든 부반송파에 대해서 동일한 아날로그 프리코딩 행렬을 적용하여 신호 처리를 수행하게 되어, 주파수 선택적 페이딩 환경에서 상당한 성능 저하가 발생하게 된다.

[0006] 이와 같이 아날로그 프리코더는 다양한 설계의 제약이 따르기 때문에 아날로그 프리코더를 설계하는 데에 있어서 최적화 하는 데에 어려움이 존재하며, 효율적인 아날로그 프리코더를 구현하는 것이 하이브리드 빔포밍의 가장 주된 이슈이다.

[0007] 따라서, 비교적 낮은 복잡도를 요하면서 높은 주파수 스펙트럼 효율을 얻을 수 있는 아날로그 프리코더를 설계할 수 있는 기술이 요구된다.

[0008] (특허문헌 1) KR10-2228091 B1

발명의 내용

해결하려는 과제

[0009] 본 발명은 상술한 문제점을 해결하고자 하는 것으로서, 주파수 선택적 페이딩 환경에서 발생하는 주파수 스펙트럼 효율의 성능 저하를 완화시키기 위한 아날로그 프리코더 행렬 획득 방법 및 이를 적용한 하이브리드 빔포밍

시스템을 제공하고자 한다.

과제의 해결 수단

[0010] 본 발명에 따른 주파수 스펙트럼 향상을 위한 아날로그 프리코딩 행렬을 획득하는 방법은, 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율에 기반하는 소정의 목적함수를 설정하는 목적함수 설정 단계; 상기 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬과 소정의 근사화 방식을 이용하여, 상기 목적함수 설정 단계에서 설정한 목적함수를 변형하여 근사화 하는 근사화 단계; 상기 근사화 단계를 통해 근사화 된 목적함수를 기반으로 아날로그 프리코딩 행렬의 각 열별로 계산하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성하는 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계; 상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계에서 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 현재 아날로그 프리코더에 적용되어 있는 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간 요소를 비교하여, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는지에 따라 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 결정하는 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계; 를 포함하여 구성된다.

[0011] 여기서, 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계에서, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는 경우, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬을 주파수 스펙트럼 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 판단하여 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬을 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 갱신하는 것; 을 특징으로 한다.

[0012] 반면, 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계에서, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위를 벗어나는 경우, 상기 소정의 오차 범위 내에 포함될 때까지 상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계 내지 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계를 반복적으로 수행하여 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 도출하는 것; 을 특징으로 한다.

[0013] 여기서, 상기 소정의 목적함수는, 아래의 (수학식 1)에 따르는 것을 특징으로 한다.

[0014] (수학식 1) =
$$\underset{\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k]$$

[0015] 여기서, N_t 은 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{\text{RF}}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $\mathbf{F}_{\text{BB}}[k] = [\mathbf{f}_{\text{BB},1}[k], \mathbf{f}_{\text{BB},2}[k], \dots, \mathbf{f}_{\text{BB},N_u}[k]]$ 은 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는 $N_{\text{RF}} \times N_s$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, $R_u[k] = \log_2(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},i}[k]|^2})$ 는 u 번째

사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미한다. P 는 송신단(Tx)의 최대 송신 전력을 의미하며, σ^2 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분산을 의미하고, \mathbf{h} 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0016] 한편, 상기 (수학식 1)의 목적함수를 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬과 소정의 근사화 방식을 이용하여 근사화 된 목적함수는, 아래의 (수학식 2)로 도출되는 것을 특징으로 한다.

[0017] (수학식 2)

[0018]
$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{\text{RF}}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{\text{RF}} \right| \frac{1}{N_{\text{RF}}} \right) \right\}$$

[0019] 여기서, N_t 은 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는

$N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $R_u[k] = \log_2(1 + \frac{h_u[k]^H F_{RF} f_{BB,u}[k]^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |h_u[k]^H F_{RF} f_{BB,i}[k]|^2})$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

한편, 상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계에서, 상기 근사화 된 목적함수를 기반으로 하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성하는 것은, 아래의 (수학식 3)에 의해 이루어지는 것을 특징으로 한다.

$$\text{argmax}_{\mathbf{f}_l} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l \mathbf{f}_l|$$

(수학식 3) =

여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_l = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j\angle((\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l)^H)}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는 식이고, $\mathbf{B}_l = \mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l (\mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A}$ 는 준정부호 행렬을 의미하고, $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H)$ 는 K 개의 모든 부반송파에 대한 평균적인 채널 공분산 행렬을 의미하고, \mathbf{f}_l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열을 의미하며, \mathbf{F}_{RF}^l 는 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열이 제거된 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

본 발명에 따른 N_t 개의 송신 안테나와 N_{RF} 개의 RF 체인을 가진 기지국이 하나의 안테나를 갖는 N_u 개의 사용자 단말에게 N_s 개의 독립적인 데이터 스트림을 지원하는 다중 사용자 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템 (단, $(N_s < N_{RF} \ll N_t, N_s = N_u)$)에 있어서, 인가되는 복수의 데이터 스트림 신호의 진폭과 위상을 조절하는 디지털 프리코더; 상기 데이터 스트림 신호에 대응하는 개수만큼 구비되어, 상기 디지털 프리코더에 의해 진폭과 위상이 조절된 신호를 RF 변환 처리하여 아날로그 프리코더로 전달하는 RF 체인; 각각의 RF 체인을 통해 전달되는 디지털 프리코더로부터의 출력 신호에 소정의 아날로그 프리코딩 행렬들을 곱하는 연산을 하여 신호의 위상을 조절하고, 위상이 조절된 신호를 다중 경로를 통해 하나 이상의 사용자 단말에 방사하는 아날로그 프리코더;를 포함하여 구성되며, 상기 아날로그 프리코더의 아날로그 프리코딩 행렬은, 각 사용자 단말로의 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율에 기반하는 소정의 목적함수를 변형하여 근사화하고, 근사화 된 목적함수를 바탕으로 생성되는 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 적용되는 것;을 특징으로 한다.

여기서, 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬은, 상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 상기 아날로그 프리코더의 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬 간 오차가 소정의 오차 범위 조건을 충족하는지를 비교하여, 상기 오차 범위 조건을 충족하는 생성된 아날로그 프리코딩 행렬로 결정되는 것;을 특징으로 한다.

한편, 상기 아날로그 프리코더는, N_t 개의 각각의 송신 안테나가 N_{RF} 개의 모든 RF 체인에 연결되는 제1 구조로 이루어진 것을 특징으로 한다.

한편, 상기 아날로그 프리코더는, N_t 개의 각각의 송신 안테나가 1개의 RF 체인에 연결되는 제2 구조로 이루어진 것을 특징으로 한다.

여기서, 상기 소정의 목적함수는, 아래의 (수학식 1)에 따르는 것을 특징으로 한다.

$$\text{argmax}_{\mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k]$$

(수학식 1) =

[0029] 여기서, N_t 는 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $\mathbf{F}_{BB}[k] = [\mathbf{f}_{BB,1}[k], \mathbf{f}_{BB,2}[k], \dots, \mathbf{f}_{BB,N_u}[k]]$ 은 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는 $N_{RF} \times N_u$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, $R_u[k] = \log_2(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2})$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미한다. P 는 송신단(Tx)의 최대 송신 전력을 의미하며, σ^2 은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)의 분산을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0030] 한편, 상기 소정의 목적함수를 근사화하는 것은, 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬과 소정의 근사화 방식을 이용하여 근사화 하며, 상기 근사화 된 목적함수는, 아래의 (수학식 2)로 도출되는 것을 특징으로 한다.

[0031] (수학식 2)

$$\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right) \quad [0032]$$

[0033] 여기서, N_t 는 송신 안테나 수, N_{RF} 는 RF 체인 수, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, N_u 는 수신단(Rx)에 해당하는 단일 안테나를 갖는 사용자 단말의 수, $R_u[k] = \log_2(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{f}_{BB,i}[k]|^2})$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0034] 한편, 상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성되는 아날로그 프리코딩 행렬은, 아래의 (수학식 3)에 의해 생성되는 것을 특징으로 한다.

$$\text{argmax}_{\mathbf{f}_l} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l \mathbf{f}_l| \quad [0035]$$

(수학식 3)=

[0036] 여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_l = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j\angle((\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l)^H)}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는 식이고, $\mathbf{B}_l = \mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l (\mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A}$ 는 준정부호 행렬을 의미하고, $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H)$ 는 K 개의 모든 부반송파에 대한 평균적인 채널 공분산 행렬을 의미하고, \mathbf{f}_l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열을 의미하며, \mathbf{F}_{RF}^l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열이 제거된 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0037] 한편, 상기 근사화 된 목적함수에 기반하여 생성되는 아날로그 프리코딩 행렬은, 아래의 (수학식 4)에 의해 생성되는 것을 특징으로 한다.

[0038] (수학식 4) =
$$\underset{\mathbf{f}_{sub,l}}{\operatorname{argmax}} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |\mathbf{f}_{sub,l}^H \mathbf{B}_{sub,l} \mathbf{f}_{sub,l}|$$

[0039] 여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $\mathbf{f}_{sub,l} = \frac{1}{\sqrt{L}} e^{j2\pi((\mathbf{f}_{sub,l}^H \mathbf{B}_{sub,l})^T \mathbf{x})}$ 는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열벡터를 산출하는 식이고, $\mathbf{f}_{sub,l}$ 는 L 의 길이를 갖는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열을 의미하며, $\mathbf{B}_{sub,l}$ 은 $L \times L$ 의 크기를 갖는 \mathbf{B}_l 의 l 번째 블록 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0040] 발명의 효과

[0040] 본 발명은 하이브리드 빔포밍 시스템에서 오차 최소화의 근사화 기법 및 반복적 최적화 알고리즘을 통해 아날로그 프리코딩 행렬을 획득하여 아날로그 프리코더를 설계함으로써, 주파수 선택적 페이딩 환경에서 기존의 아날로그 프리코더에 비해 높은 주파수 스펙트럼 효율 성능을 얻을 수 있다.

[0041] 또한, 이러한 하이브리드 빔포밍 시스템 구현으로 송신 안테나의 절반에 해당하는 RF 체인을 사용하면서도 디지털 빔포밍에 근사한 성능을 달성할 수 있다.

[0042] 도면의 간단한 설명

[0042] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 밀리미터파 기반 다중 사용자 대규모 MIMO 기반의 하이브리드 빔포밍 시스템의 전체적인 구성을 도시한 도면이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 하이브리드 빔포밍 시스템에 적용되는 아날로그 프리코더의 구조를 도시한 도면이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 아날로그 프리코딩 행렬 획득 방법을 도시한 도면이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 최적의 프리코딩 행렬을 획득하기 위한 최적화 과정을 도시한 도면이다.

도 5는 구조 1의 아날로그 프리코더에 대하여 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 본 발명과 종래 기술의 주파수 스펙트럼 효율을 비교하여 나타낸 그래프이다.

도 6은 구조 2의 아날로그 프리코더에 대하여 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 본 발명과 종래 기술의 주파수 스펙트럼 효율을 비교하여 나타낸 그래프이다.

도 7은 클러스터 수에 따른 본 발명과 종래 기술의 주파수 스펙트럼 효율을 비교하여 나타낸 그래프이다.

도 8은 RF 체인의 개수에 따른 본 발명과 종래 기술의 주파수 스펙트럼 효율을 비교하여 나타낸 그래프이다.

[0043] 발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0043] 아래에서는 첨부한 도면을 참조하여 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 본 발명의 실시 예를 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시 예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면부호를 붙였다.

[0044] 이하, 도면을 참조하여 본 발명에 대하여 상세하게 설명한다.

[0045] 본 발명은 밀리미터파 기반의 대규모 다중 사용자 MIMO 시스템에서의 효율적인 하이브리드 빔포밍을 위한 최적의 아날로그 프리코더를 설계하는 방법에 관한 것이다.

[0046] 보다 구체적으로는, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)을 사용하는 하이브리드 빔포밍 시스템에서의 최적의 아날로그 프리코더를 설계하기 위한 아날로그 프리코딩 행렬 획득 알고리즘에 관한 것이다.

[0047] 1. 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍 시스템

[0048] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 밀리미터파 기반의 다중 사용자 대규모(Multi-User Massive) MIMO 기반의 하이

브리드 빔포밍 시스템의 전체적인 구성을 도시한 도면이다.

[0049] 도 1에 보이는 것과 같이, 본 발명의 하이브리드 빔포밍 시스템은 N_t 개의 송신 안테나와 N_{RF} 개의 RF 체인을 가진 송신단(Tx)이 하나의 안테나를 갖는 N_u 개의 사용자 단말(user1, user2, ...)에게 N_s 개의 독립적인 데이터 스트림을 지원하는 시스템을 가정한다. 또한 송신 스트림과 안테나, RF 체인, 사용자 단말의 수는 다음을 만족한다고 가정한다. $(N_s < N_{RF} \ll N_t, N_s = N_u)$

[0050] 이 때, 송신단(Tx)에서 송신하는 $k = 1, \dots, K$ 번째 부반송파(Sub-carrier)에 해당하는 송신 신호는 다음의 (수학식 1)과 같이 표현될 수 있다.

[0051] (수학식 1)

[0052]
$$\mathbf{x}[k] = \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k] \mathbf{s}[k]$$

[0053] 여기서, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, $\mathbf{F}_{BB}[k] = [\mathbf{f}_{BB,1}[k], \mathbf{f}_{BB,2}[k], \dots, \mathbf{f}_{BB,N_u}[k]]$ 는 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는 $N_{RF} \times N_s$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, 그리고 $\mathbf{s}[k]$ 는 $N_s \times 1$ 의 크기를 갖는 k 번째 부반송파에 해당하는 데이터 스트림 벡터를 나타낸다.

[0054] 송신단(Tx)에서는 $N_s = N_{RF}$ 로 가정하였을 때, 기저대역에 대해 데이터 스트림이 디지털 프리코더(100)를 거쳐 각각의 RF 체인으로 분할되고 아날로그 프리코더(200)의 아날로그 프리코딩 행렬을 통해 신호의 위상이 조절된다.

[0055] 따라서, k 번째 부반송파에 해당하는 u 번째 사용자 단말의 수신 신호는 다음의 (수학식 2)와 같이 표현될 수 있다.

[0056] (수학식 2)

[0057]
$$y_u[k] = \mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{RF} \mathbf{F}_{BB}[k] \mathbf{s}[k] + n_u[k]$$

[0058] 여기서, $\mathbf{H}[k] = [\mathbf{h}_1[k], \mathbf{h}_2[k], \dots, \mathbf{h}_{N_u}[k]]$ 는 $N_t \times N_s$ 의 크기를 갖는 k 번째 부반송파에 해당하는 채널 행렬을 의미하고 각 사용자 단말별 채널의 열벡터 $\mathbf{h}_u[k]$ 로 이루어져 있으며, $n_u[k]$ 는 가우시안 노이즈(Additive White Gaussian Noise, AWGN) 벡터이고, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{RF}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, $\mathbf{F}_{BB}[k] = [\mathbf{f}_{BB,1}[k], \mathbf{f}_{BB,2}[k], \dots, \mathbf{f}_{BB,N_u}[k]]$ 는 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는 $N_{RF} \times N_s$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬, 그리고 $\mathbf{s}[k]$ 는 $N_s \times 1$ 의 크기를 갖는 k 번째 부반송파에 해당하는 데이터 스트림 벡터이다.

[0059] 도 2는 본 발명의 하이브리드 빔포밍 시스템에 적용되는 아날로그 프리코더 구조를 도시한 도면이다.

[0060] 도 2를 참조하면, (a)는 각각의 송신 안테나가 모든 RF 체인에 연결되어 있는 Fully-connected 구조(이하, 구조 1이라 함)이고, (b)는 각각의 송신 안테나가 1개의 RF 체인과 연결되어 있는 Sub-connected 구조(이하, 구조 2라 함)이다.

[0061] 먼저, 도 2의 (a)와 같은 구조 1을 갖는 아날로그 프리코더의 아날로그 프리코딩 행렬은, 다음의 (수학식 3)과 같이 표현될 수 있다.

(수학식 3)

$$\mathbf{F}_{RF} = [\mathbf{f}_{RF,1}, \mathbf{f}_{RF,2}, \dots, \mathbf{f}_{RF,N_{RF}}]$$

여기서, $\mathbf{f}_{RF,i}$ 는 $N_t \times 1$ 의 크기를 갖는 아날로그 프리코더의 i 번째 열벡터이며, 위상 천이기로만 구성되어 있는 아날로그 프리코더의 제약으로 각각은 단위 진폭에 다른 위상 값을 갖는다.

다음, 도 2의 (b)와 같은 구조 2를 갖는 아날로그 프리코더의 아날로그 프리코딩 행렬은, 다음의 (수학식 4)와 같이 표현될 수 있다.

(수학식 4)

$$\mathbf{F}_{RF} = \begin{bmatrix} \mathbf{f}_{sub,1} & 0 & \dots & 0 \\ 0 & \mathbf{f}_{sub,2} & & 0 \\ 0 & 0 & \ddots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & \mathbf{f}_{sub,N_{RF}} \end{bmatrix}$$

여기서, $\mathbf{f}_{sub,i}$ 는 $(L = N_t / N_{RF})$ 의 크기를 갖는 아날로그 프리코더의 i 번째 열벡터이며, 동일한 제약으로 인하여 단위 진폭 값을 갖는다.

위와 같은 구조 1과 구조 2는 각각 총 $N_t \times N_{RF}$ 개, N_t 개의 위상 천이기를 사용하는데, 이로 인하여 구조 1은 구조 2보다 큰 빔포밍 이득을 얻을 수 있는 반면, 구조 2는 구조 1보다 적은 수의 위상 천이기를 사용하기 때문에 더욱 적은 전력을 요하는 장점이 있다.

본 발명의 하이브리드 빔포밍 시스템의 송신단(Tx)은, 앞서 설명한 도 1을 참조하면 크게 디지털 프리코더(100), RF 체인(200), 아날로그 프리코더(300)를 포함하여 구성된다.

1.1. 디지털 프리코더(100)

디지털 프리코더(100)는, 인가되는 복수의 데이터 스트림 신호의 진폭과 위상을 조절하는 구성이다.

1.2. RF 체인(200)

RF 체인(200)은, 상기 데이터 스트림 신호에 대응하는 개수만큼 구비되어, 상기 디지털 프리코더(100)에 의해 진폭과 위상이 조절된 신호를 RF 변환 처리를 수행하여 연결된 아날로그 프리코더(300)로 전달하는 구성이다.

도면에는 도시되지 않았지만, 믹서(mixer), ADC(Analog-to-Digital Converter), DAC(Digital-to-Analog Converter) 등을 포함하는 통상의 RF 회로를 포함하여 구성된다.

한편, 디지털 프리코더(100)와 RF 체인(200) 사이에는 통상 송신단(Tx)에 구성되는 신호 처리를 위한 고속푸리에 역변환 소자(K-point IFFT), CP(Cyclic Prefix)가 구성될 수 있다.

1.3. 아날로그 프리코더(300)

아날로그 프리코더(300)는, 각각의 RF 체인(200)를 통해 전달되는 디지털 프리코더(100)로부터의 출력 신호에 소정의 아날로그 프리코딩 행렬들을 곱하는 연산을 하여 신호의 위상을 조절하고, 위상이 조절된 신호를 다중 경로를 통해 수신단(Rx)에 해당하는 하나 이상의 사용자 단말(user1, user2, ...)에 방사하는 구성이다.

본 발명은 이러한 아날로그 프리코더(300)에서 보다 높은 주파수 스펙트럼 효율을 얻을 수 있도록 하기 위하여, 후술하는 알고리즘을 통해 획득되는 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 적용하여 설계된다.

이하에서는, 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍 시스템에 적용되는 아날로그 프리코더의 아날로그 프리코딩 행렬을 얻는 방법에 대하여 설명한다.

3. 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍 시스템 기반의 아날로그 프리코더 행렬 획득 방법

도 3은 본 발명에 따른 아날로그 프리코더 행렬을 획득하는 방법을 도시한 도면이다. 도 3을 참조하면, 크게 목적 함수 설정 단계(S100), 근사화 단계(S200), 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계(S300), 최적의 아날로그 프리

코딩 행렬 결정 단계(S400)를 포함할 수 있다.

3.1. 목적함수 설정 단계(S100)

먼저, 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율에 기반하는 소정의 목적함수를 설정하는 단계를 수행할 수 있다.

보다 구체적으로, 아날로그 프리코더(300)의 주파수 스펙트럼 효율을 최대화 하기 위한 목적함수(objective form)와 제약식(equality constraint)을 설정한다. 설정한 목적함수와 제약식은 다음의 (수학식 5)와 같다.

(수학식 5)

$$\text{목적함수} = \underset{\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}}{\operatorname{argmax}} \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k]$$

$$\text{제약식 1)} \quad \operatorname{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{BB}}[k] \mathbf{F}_{\text{BB}}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}}^H) \leq P$$

$$\text{제약식 2)} \quad \left| \mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j) \right| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$$

여기서, $R_u[k] = \log_2 \left(1 + \frac{|\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},u}[k]|^2}{\sigma^2 + \sum_{i \neq u} |\mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},i}[k]|^2} \right)$ 는 u 번째 사용자 단말의 k 번째 부반송파에 대한 주파수 스펙트럼 효율을 의미한다. P 는 송신단(Tx)의 최대 송신 전력을 의미하며, σ^2 은 AWGN의 분산을 의미하고, $\mathbf{F}_{\text{RF}}(i, j)$ 는 \mathbf{F}_{RF} 행렬의 (i, j) 번째에 해당하는 요소이며, \mathbf{F}_{RF} 는 모든 부반송파에 대하여 동일하게 적용되는 $N_t \times N_{\text{RF}}$ 의 크기의 아날로그 프리코딩 행렬, $\mathbf{F}_{\text{BB}}[k] = [\mathbf{f}_{\text{BB},1}[k], \mathbf{f}_{\text{BB},2}[k], \dots, \mathbf{f}_{\text{BB},N_u}[k]]$ 는 N_u 개의 사용자 단말에 대하여 k 번째 부반송파에 해당하는 $N_{\text{RF}} \times N_s$ 의 크기의 디지털 프리코딩 행렬이다. 또한, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

3.2. 근사화 단계(S200)

상기 목적함수 및 제약식 설정 후, 송신단(Tx)의 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬과 소정의 근사화 방식을 이용하여, 상기 목적함수 설정 단계(S100)에서 설정한 목적함수를 변형하여 근사화 하는 단계를 수행할 수 있다.

여기서, 상기 소정의 근사화 방식이라 함은, 공지의 연선 부등식과 정부호 행렬의 특성을 활용하는 것으로서, 아래에서 수학식을 참고하여 상기 방식을 이용하여 근사화 하는 과정을 설명하도록 한다.

구체적으로, 디지털 프리코더(100)는 실효 채널에 대한 ZF 프리코딩(Zero-forcing precoding)을 통해 설계되는데, 이 때의 실효 채널은 아날로그 프리코더(300)와 채널의 결합으로서, k 번째 부반송파에 대한 실효 채널은 다음의 (수학식 6)과 같이 표현될 수 있다.

(수학식 6)

$$\mathbf{H}_{\text{eff}}[k] = \mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}}$$

또한, 위 제약식 1을 만족시켜주기 위하여 정규화 과정을 거치게 되면, i 번째 부반송파에 대한 디지털 프리코딩 행렬은 다음의 (수학식 7)과 같이 표현될 수 있다.

(수학식 7)

$$\mathbf{F}_{\text{BB}}[k] = \frac{\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}[k]}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}[k]\|_F}$$

여기서, $\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}[k] = \mathbf{H}_{\text{eff}}[k]^H (\mathbf{H}_{\text{eff}}[k] \mathbf{H}_{\text{eff}}[k]^H)^{-1}$ 는 정규화 되지 않은 디지털 프리코더를 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

따라서, 위 (수학식 5)의 목적함수는 (수학식 7)에서 설계된 디지털 프리코딩 행렬로 치환하여 다음의 (수학식 8)과 같이 근사화 될 수 있다.

(수학식 8)

$$\begin{aligned} & \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \left| \mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},u}[k] \right|^2 \right) \\ &= \frac{N_u}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \frac{1}{\|\mathbf{F}_{\text{RF}}\hat{\mathbf{F}}_{\text{BB}}[k]\|_F^2} \right) \\ &\stackrel{(a)}{\approx} \frac{N_u}{K} \sum_{k=1}^K \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \frac{1}{\text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \end{aligned}$$

여기서, (a) 의 근사화 과정은 송신 안테나의 수 N_t 가 충분히 클 경우 아날로그 프리코더의 곱이 $\mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \approx \mathbf{I}$ 를 만족하므로 성립된다.

하지만 (수학식 8)에서 아날로그 프리코더 \mathbf{F}_{RF} 의 행렬이 대각합(trace) 연산의 내부에 역행렬의 형태로 존재하므로, 추가적인 근사화 과정을 수행하며, 이는 다음의 (수학식 9)와 같이 유도될 수 있다.

(수학식 9)

$$\begin{aligned} & \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} R_u[k] \\ &= \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \sum_{u=1}^{N_u} \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2} \left| \mathbf{h}_u[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{f}_{\text{BB},u}[k] \right|^2 \right) \\ &\stackrel{(b)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K} \sum_{k=1}^K \frac{1}{\text{Tr}((\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k])^{-1})} \right) \\ &\stackrel{(c)}{\leq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 K N_u^2} \sum_{k=1}^K \text{Tr}(\mathbf{H}[k]^H \mathbf{F}_{\text{RF}} \mathbf{F}_{\text{RF}}^H \mathbf{H}[k]) \right) \\ &= N_u \log_2 \left(1 + \frac{1}{\sigma^2 N_u^2} \text{Tr}(\mathbf{F}_{\text{RF}}^H (\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H) \mathbf{F}_{\text{RF}})) \right) \end{aligned}$$

$$\stackrel{(d)}{\geq} N_u \log_2 \left(1 + \frac{N_{RF}}{\sigma^2 N_u^2} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \left(\frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right) \mathbf{F}_{RF} \right| \frac{1}{N_{RF}} \right)$$

여기서, (b)는 통상 엔센 부등식의 성질을 활용하여 유도될 수 있고, (c)와 (d)는 $n \times n$ 의 크기를

갖는 통상 정부호 행렬 \mathbf{M} 이 $\frac{1}{\text{Tr}(\mathbf{M}^{-1})} \leq \frac{1}{n} \det(\mathbf{M})^{\frac{1}{n}} \leq \frac{1}{n^2} \text{Tr}(\mathbf{M})$ 의 부등식 성질을 만족함을 활용하여 유도될 수 있다. 또한, \mathbf{H} 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

(수학식 9)을 통해 유도된 최종 식(d)은 적은 근사화 오차를 통해 이를 최적화 하였을 때 성능의 이득을 얻을 수 있으며, 본 발명은 (d)의 행렬식을 최대가 되도록 하는 아날로그 프리코더(\mathbf{F}_{RF})의 아날로그 프리코딩 행렬을 구하는 것을 최종 목표로 하는 것이라 할 수 있다.

따라서, 주파수 스펙트럼 효율을 최대화하기 위한 (수학식 5)의 목적함수는 다음의 (수학식 10)로 변환하여 표현될 수 있다.

$$\text{(수학식 10)} = \underset{\mathbf{F}_{RF}}{\text{argmax}} \left| \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF} \right|$$

$$\text{제약식 1)} \quad |\mathbf{F}_{RF}(i, j)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$$

여기서, $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K (\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H)$ 는 모든 부반송파에 대한 평균적인 채널 공분산 행렬을 의미하고, \mathbf{H} 는 행렬의 허미션을 나타낸다. 한편, (수학식 5)의 목적함수에서의 제약식 1은 위 (수학식 6)의 정규화 과정을 통해 충족되었으므로 생략되었다.

3.3. 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계(S300)

다음, 상기 근사화 단계(S200)를 통해 근사화 한 목적함수를 이용하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성하는 단계를 수행할 수 있다.

위 (수학식 5)의 목적함수의 근사화를 통해 (수학식 10)과 같이 변환하였지만, (수학식 10)의 목적함수를 활용하여 아날로그 프리코더의 제약식 2를 만족하면서 최적화를 수행하는 것은 여전히 어려운 문제이다. 따라서 (수학식 10)의 목적함수를 행렬식의 성질을 통해 추가적으로 변환하며, 이는 다음의 (수학식 11)과 같이 표현될 수 있다.

(수학식 11)

$$\begin{aligned} & \left| \mathbf{F}_{RF}^H \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF} \right| \\ &= \left| \begin{matrix} \mathbf{f}_l^H \mathbf{A} \mathbf{f}_l & \mathbf{f}_l^H \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l \\ \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{f}_l & \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l \end{matrix} \right| \\ &= \left| \mathbf{f}_l^H (\mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l (\mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l)^{-1} \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A}) \mathbf{f}_l \right| \left| \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l \right| \\ &= \left| \mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l \mathbf{f}_l \right| \left| \mathbf{F}_{RF}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{RF}^l \right| \end{aligned}$$

여기서, \mathbf{F}_{RF}^l 는 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열이 제거된 행렬을 의미하고, \mathbf{f}_l 은 \mathbf{F}_{RF} 에서 l 번째 열을 의미하고,

$B_l = A - AF_{RF}^l (F_{RF}^{lH} A F_{RF}^l)^{-1} F_{RF}^{lH} A$ 는 준정부호 행렬을 의미하며, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다. (수학식 11)의 변환은 행렬식의 성질인 $\begin{vmatrix} A & B \\ C & D \end{vmatrix} = |A - BD^{-1}C| |D|$ 를 통해 유도될 수 있다.

[0131] (수학식 11)의 최종 수식에서 $|F_{RF}^{lH} A F_{RF}^l|$ 는 f_l 과 독립적인 관계를 갖기 때문에 l 번째 열에 대해서만 최적화를 수행할 수 있다는 것을 의미하며, 이를 통해 아날로그 프리코더의 각 열별로 최적화를 수행할 수 있고 (수학식 10)의 목적함수는 (수학식 11)을 적용하여 다음의 (수학식 12)로 변환하여 표현될 수 있다.

[0132] 여기서, 앞서 설명한 것처럼, 본 발명의 알고리즘은 도 2에 보이는 것과 같이 아날로그 프리코더의 두 가지 구조를 모두 적용될 수 있다. 이에, 아날로그 프리코더의 구조에 따라 후술하는 (수학식 10)의 목적함수를 행렬식의 성질을 활용하여 변환한 (수학식 12)는 아날로그 프리코더의 구조에 따라 다르게 표현될 수 있다.

[0133] <실시 예 1: 구조 1의 아날로그 프리코더>

[0134] (수학식 12) =
$$\arg \max_{f_l} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |f_l^H B_l f_l|$$

[0135] 제약식 1)
$$|f_l(m)| = \frac{1}{\sqrt{N_t}}$$

[0136] 주파수 스펙트럼 효율을 향상시키기 위하여 (수학식 12)의 목적함수를 최대화하는 아날로그 프리코딩 행렬을 각 열별로 계산한다. 이 때, 모든 아날로그 프리코딩 행렬의 요소들은 동일한 진폭을 갖는 제약을 만족해야 한다.

l 번째 아날로그 프리코딩 벡터는 $(f_l^H B_l)^E$ 의 위상만을 사용하여 구성되며 이는 다음의 (수학식 13)과 같다.

[0137] (수학식 13)

[0138]
$$f_l = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \angle ((f_l^H B_l)^E)}$$

[0139] (수학식 13)을 이용하여 모든 아날로그 프리코딩 행렬의 각 열들을 계산하여 아날로그 프리코딩 행렬을 생성할 수 있다.

[0140] <실시 예 2: 구조 2의 아날로그 프리코더>

[0141] 한편, 도 2의 (b)와 같은 구조 2로 이루어진 아날로그 프리코더의 경우, L 의 길이를 갖는 벡터들이 블록의 형태로 대각행렬을 이루며, 이에 구조 2에 대한 목적 함수와 제약식은 다음의 (수학식 14)와 같이 표현될 수 있다.

[0142] (수학식 14) =
$$\arg \max_{f_{sub,l}} \sum_{l=1}^{N_{RF}} |f_{sub,l}^H B_{sub,l} f_{sub,l}|$$

[0143] 제약식 1)
$$|f_{sub,l}(m)| = \frac{1}{\sqrt{L}}$$

[0144] 여기서, N_{RF} 는 RF 체인 수, $f_{sub,l}$ 는 L 의 길이를 갖는 아날로그 프리코딩 행렬의 l 번째 열을 의미하며, $B_{sub,l}$ 은 $L \times L$ 의 크기를 갖는 B_l 의 l 번째 블록 행렬을 의미하고, H 는 행렬의 허미션을 나타낸다.

[0145] $f_{sub,l}$ 는 다음의 (수학식 15)로 표현될 수 있다.

[0146] (수학식 15)

$$f_{sub,l} = \frac{1}{\sqrt{L}} e^{j2\pi((f_{sub,l} B_{sub,l})^T \pi)}$$

[0148] 따라서, 위 (수학식 15)를 이용하여 아날로그 프리코더 행렬의 각 열들을 계산하여, 하나의 아날로그 프리코더 행렬을 생성할 수 있다.

[0149] 3.4. 최적의 아날로그 프리코딩 행렬 결정 단계(S400)

[0150] 상기 아날로그 프리코딩 행렬이 생성되면, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬과 이전에 프리코딩 수행된 아날로그 프리코딩 행렬과의 비교를 수행하여, 두 행렬 간의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는지에 따라 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬이 주파수 스펙트럼 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코딩 행렬인지의 여부를 판단할 수 있다.

[0151] 상기 두 행렬 간 오차가 소정의 오차 범위 내에 속하는 경우, 상기 생성된 아날로그 프리코딩 행렬을 주파수 스펙트럼 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코더로 판단하여, 그 아날로그 프리코딩 행렬을 아날로그 프리코더에 적용할 수 있다.

[0152] 이 경우, 이전에 아날로그 프리코딩 수행된, 즉 아날로그 프리코더에 기 적용된 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬을 상기 최적의 아날로그 프리코딩 행렬로 갱신하는 것일 수 있다.

[0153] 반면, 상기 두 행렬 간 오차가 소정의 오차 범위를 벗어나는 경우, 상기 생성된 아날로그 프리코더 행렬의 각 열을 다시 계산하고, 이를 상기 이전에 수행된 아날로그 프리코딩 행렬과의 오차가 소정의 오차 범위 내에 포함되는지를 비교하여, 상기 소정의 오차 범위 내에 포함될 때까지 상기 아날로그 프리코딩 행렬 생성 단계(S300)로 회귀하여 아날로그 프리코딩 행렬의 각 열들을 다시 계산하여 업데이트하고, 이를 이전에 소정의 초기 아날로그 프리코딩 행렬과의 오차를 비교하는 과정을 반복적으로 수행하여, 상기 오차가 소정의 오차 범위에 속할 때의 아날로그 프리코딩 행렬을 아날로그 프리코더에 적용하여 주파수 스펙트럼 효율이 향상된 아날로그 프리코더를 설계할 수 있다.

[0154] 다시 말해, 생성한 아날로그 프리코딩 행렬과 이전에 프리코딩 수행된 아날로그 프리코딩 행렬과의 손실함수(MSE: Mean Squared Error)를 비교하여, 두 행렬 간 오차 최소화 기법을 이용한 반복적인 최적화 과정을 통해 주파수 스펙트럼 효율 향상을 위한 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 얻을 수 있으며, 이는 도 4에서 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 획득하기 위한 최적화 과정을 보여준다.

[0155] 이와 같은 주파수 스펙트럼 향상을 위한 목적함수의 근사화 및 오차 최소화 기법을 이용한 반복적인 최적화를 통해 최적의 아날로그 프리코딩 행렬을 획득하여 아날로그 프리코더에 적용함으로써, 아날로그 프리코더에서 보다 높은 주파수 스펙트럼 효율을 얻을 수 있도록 하는 결과를 달성하는 것이 가능하다.

[0156] 도 5와 도 6은 아날로그 프리코더의 두 가지 구조에 대하여, 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍과 종래의 하이브리드 빔포밍과의 신호 대 잡음비(signal-to-noise ratio, SNR)에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 비교하는 그래프이고, 도 7과 도 8은 64개의 송신 안테나 기지국(송신단, Tx)과 8명의 단일 안테나 유저(수신단, Rx)가 존재하는 환경에서, 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍과 종래의 하이브리드 빔포밍과의 채널 클러스터 혹은 RF 채널 수에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 비교하는 도면이다.

[0157] 도 5 내지 도 8을 설명하기에 앞서, 먼저 도 5 내지 도 8에서 언급된 종래 기술에 대하여 간략하게 설명한다.

[0158] 제1 기존 하이브리드 빔포밍(논문: “Hybrid Beamforming Design for Downlink MU-MIMO-OFDM Millimeter-Wave Systems”)은, 주파수 선택적 페이딩 환경에서의 아날로그 프리코더 설계 기법에 관한 것으로, 최적화를 수행하기 위하여 주파수 스펙트럼 효율식의 근사화 과정을 수행하고, 근사화 된 수식을 통해 목적 함수를 설정하여 특정 수렴조건을 만족할 때까지 반복적인 최적화를 수행하여 아날로그 프리코더를 설계하는 기술을 제시하고 있다. 제1 기존 하이브리드 빔포밍의 경우, 상기 근사화 과정에서 본 발명에 따른 기법에 비해 큰 오차가 발생하여 성능이 저하되는 문제를 가지고 있다.

[0159] 제2 기존 하이브리드 빔포밍(논문: “Low-Complexity OFDM-Based Hybrid Precoding for Multiuser Massive MIMO Systems”)은, 상기 제1 기존 하이브리드 빔포밍과 동일한 근사화 과정을 통해 목적 함수를 설계하고, 부분송파 평균의 채널 공분산 행렬을 SVD 분해(Singular value decomposition)하여 이 때의 Singular matrix의 위상을

추출하여 아날로그 프리코더를 설계하는 기술을 제시하고 있다.

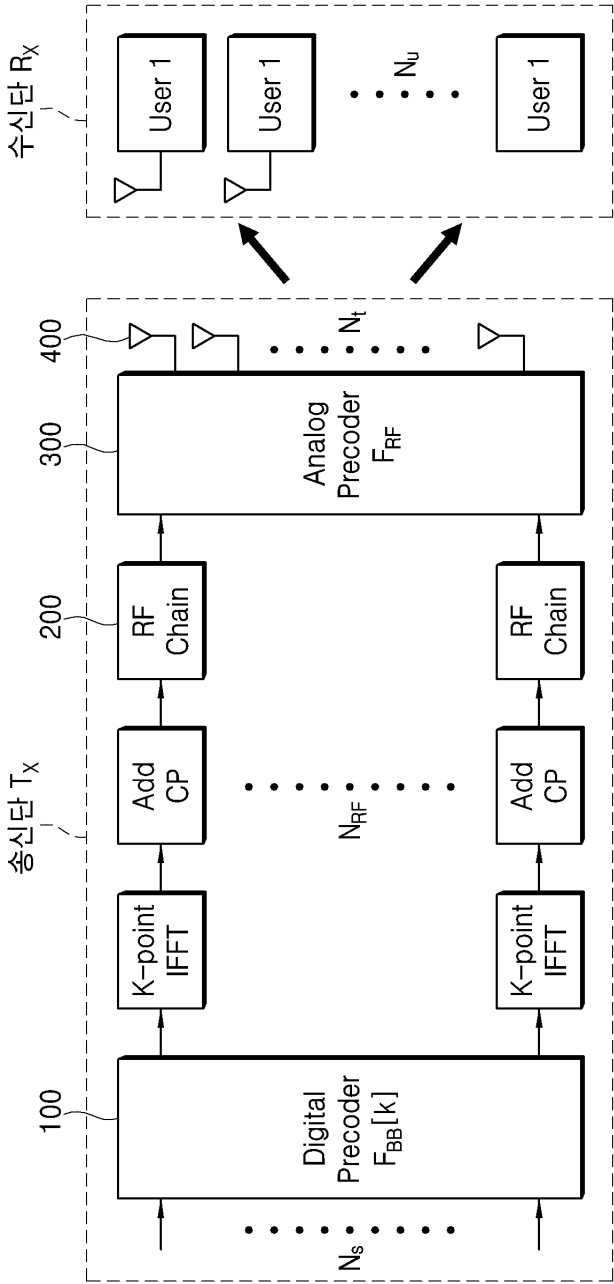
- [0160] 제3 기존 하이브리드 빔포밍(논문: “Hybrid Digital and Analog Beamforming Design for Large-Scale Antenna Arrays”)은, 다중 사용자 MIMO 평탄 페이딩 환경에서의 아날로그 프리코더 설계 기법에 관한 것으로, 기지국의 전력 제약을 만족시키면서 송신 전력을 최소화하기 위한 아날로그 프리코딩 행렬을 설계하며, 프리코더 설계 과정에서 반복적 최적화 알고리즘이 사용된다. 이러한 제3 기존 하이브리드 빔포밍은 주파수 평탄 페이딩 환경에서는 좋은 성능을 보이지만, 주파수 선택적 환경에서 큰 성능 저하를 보이는 문제점이 있다.
- [0161] 도 5는 아날로그 프리코더의 구조 1에 대한 것이고, 도 6은 아날로그 프리코더의 구조 2에 대한 것이다. 도 5, 6은 16개의 송신 안테나 기지국(송신단, Tx)과 4명의 단일 안테나 유저(수신단, Rx)가 존재하는 환경의 가정하에 전디지털 빔포밍, 본 발명에서 제안된 하이브리드 빔포밍, 기존 하이브리드 빔포밍들을 상호 비교하고 있다.
- [0162] 도 5의 그래프는 구조 1의 아날로그 프리코더에 대하여 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 보여주고 있다. 도 5에 보이는 것처럼, 본 발명에서 제안된 하이브리드 빔포밍의 경우 기존 하이브리드 빔포밍들에 비해 전디지털 빔포밍에 가장 근접한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.
- [0163] 도 6의 그래프는 구조 2의 아날로그 프리코더에 대하여 신호 대 잡음비(SNR)에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 보여주고 있다. 이 또한, 도 6에 보이는 것처럼, 본 발명에서 제안된 하이브리드 빔포밍이 기존 하이브리드 빔포밍들에 비해 전디지털 빔포밍에 가장 근접한 성능을 달성하는 것을 확인할 수가 있다.
- [0164] 도 7, 8은 64개의 송신 안테나 기지국(송신단, Tx)과 8명의 단일 안테나 유저(수신단, Rx)가 존재하는 환경의 가정하에 본 발명에서 제안된 하이브리드 빔포밍과 기존 하이브리드 빔포밍들을 상호 비교하고 있다.
- [0165] 도 7의 그래프는 클러스터 수에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 보여주고 있다. 도 7을 보면, 클러스터의 수가 증가할수록 본 발명에서 제안된 하이브리드 빔포밍과 기존 하이브리드 빔포밍들 간의 편차가 감소하는 추세를 보이지만, 전반적으로 본 발명에서 제안한 하이브리드 빔포밍이 기존 하이브리드 빔포밍들에 비해 클러스터 수가 증가하는 상태에서도 적은 성능 저하를 보이는 것을 확인할 수 있다. 여기서, 클러스터의 수가 증가한다는 것은 주파수 선택적 환경이 더 심해지는 것을 의미하므로 성능 저하가 크게 발생하는 환경인데, 그럼에도 불구하고 본 발명의 하이브리드 빔포밍의 경우 성능 저하가 크게 발생하지 않음을 보이고 있다.
- [0166] 도 8의 그래프는 RF 체인의 개수에 따른 주파수 스펙트럼 효율을 보여주고 있다. 도 8을 보면, RF 체인의 수가 증가함에 따라 본 발명의 하이브리드 빔포밍과 기존 하이브리드 빔포밍들의 성능 차이가 크게 발생하는 것을 확인할 수 있다. 이를 통해, RF 체인의 개수가 많을수록 성능 이득이 더욱 향상됨을 확인할 수 있다. 도 8에서의 실험 환경에 비해 실제 환경에서는 RF 체인의 개수가 굉장히 많아지기 때문에, 실제 환경에서 본 발명에 따른 하이브리드 빔포밍은 기존 하이브리드 빔포밍들에 비해 훨씬 더 좋은 성능을 달성 가능한 것으로 예측할 수 있다.
- [0167] 한편, 본 발명의 기술적 사상은 상기 실시 예에 따라 구체적으로 기술되었으나, 상기 실시 예는 그 설명을 위한 것이며, 그 제한을 위한 것이 아님을 주의해야 한다. 또한, 본 발명의 기술분야에서 당업자는 본 발명의 기술 사상의 범위 내에서 다양한 실시 예가 가능함을 이해할 수 있을 것이다.

부호의 설명

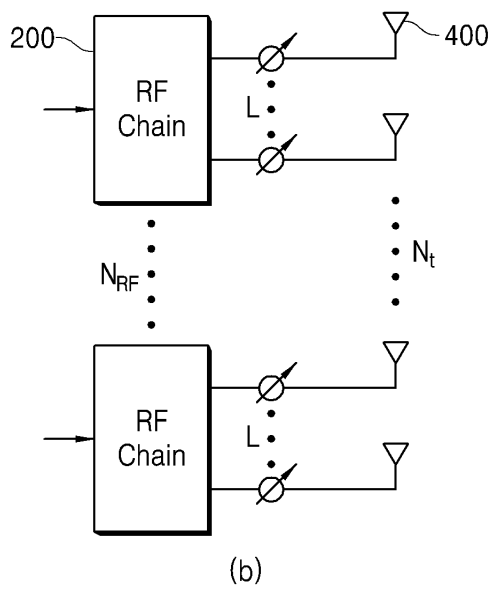
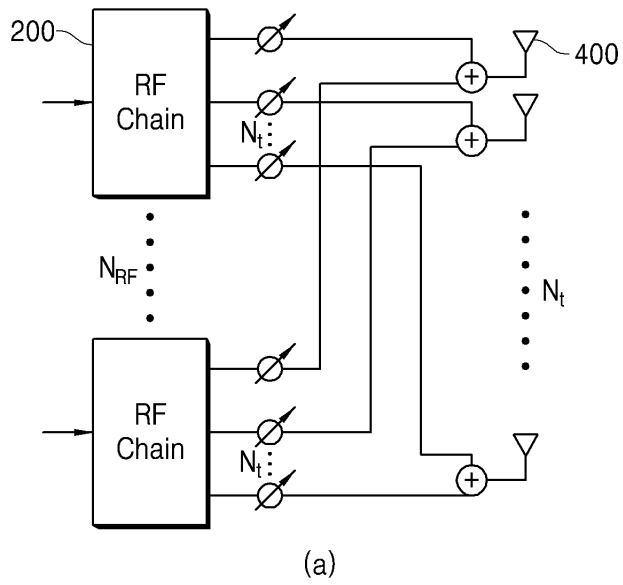
- [0168] Tx: 송신단
Rx: 수신단
100: 디지털 프리코더
200: RF 체인
300: 아날로그 프리코더
400: 송신 안테나

도면

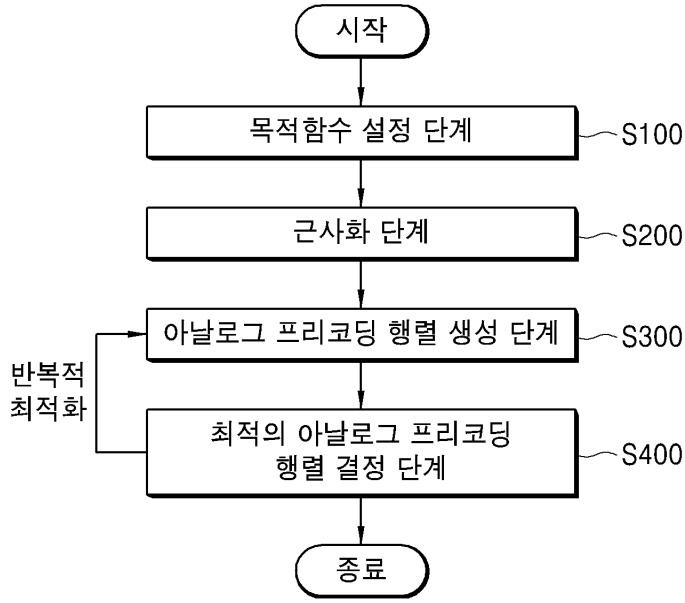
도면1



도면2



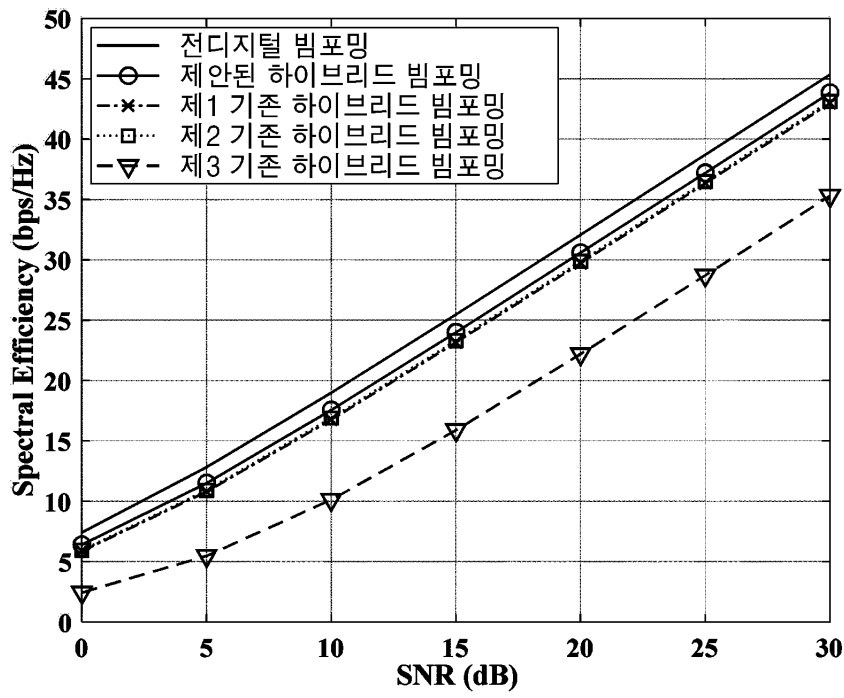
도면3



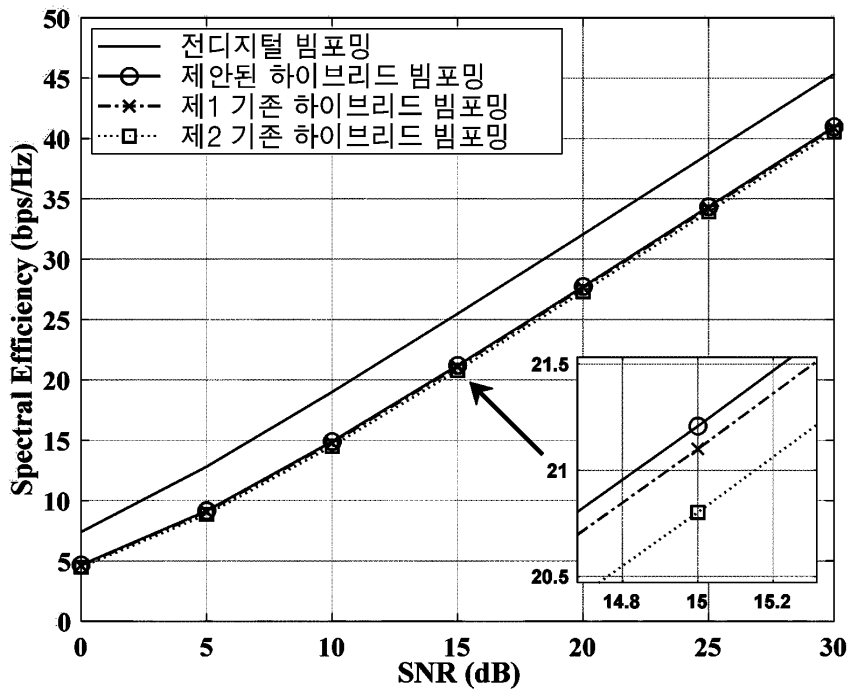
도면4

- 1: **Input** : \mathbf{H}
- 2: **Initialization** : Generate random initial matrix \mathbf{F}_{RF} that satisfies the constant modulus constraint.
- 3: $\mathbf{A} = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K \left(\mathbf{H}[k] \mathbf{H}[k]^H \right)$
- 4: **for** $l = 1 : N_{\text{RF}}$ **do**
- 5: Calculate $\mathbf{B}_l = \mathbf{A} - \mathbf{A} \mathbf{F}_{\text{RF}}^l (\mathbf{F}_{\text{RF}}^{lH} \mathbf{A} \mathbf{F}_{\text{RF}}^l)^{-1} \mathbf{F}_{\text{RF}}^{lH} \mathbf{A}$
- 6: Set $\mathbf{f}_l = \mathbf{F}_{\text{RF}}(:, l)$
- 7: Update $\mathbf{F}_{\text{RF}}(:, l) = \frac{1}{\sqrt{N_t}} e^{j \angle ((\mathbf{f}_l^H \mathbf{B}_l)^H)}$
- 8: **end for**
- 9: Go to Step 4 until \mathbf{F}_{RF} converges
- 10: **for** $k = 1 : K$ **do**
- 11: Calculate $\mathbf{F}_{\text{BB}}[k]$ according to (8)
- 12: **end for**
- 13: **Output** : $\mathbf{F}_{\text{RF}}, \mathbf{F}_{\text{BB}}$

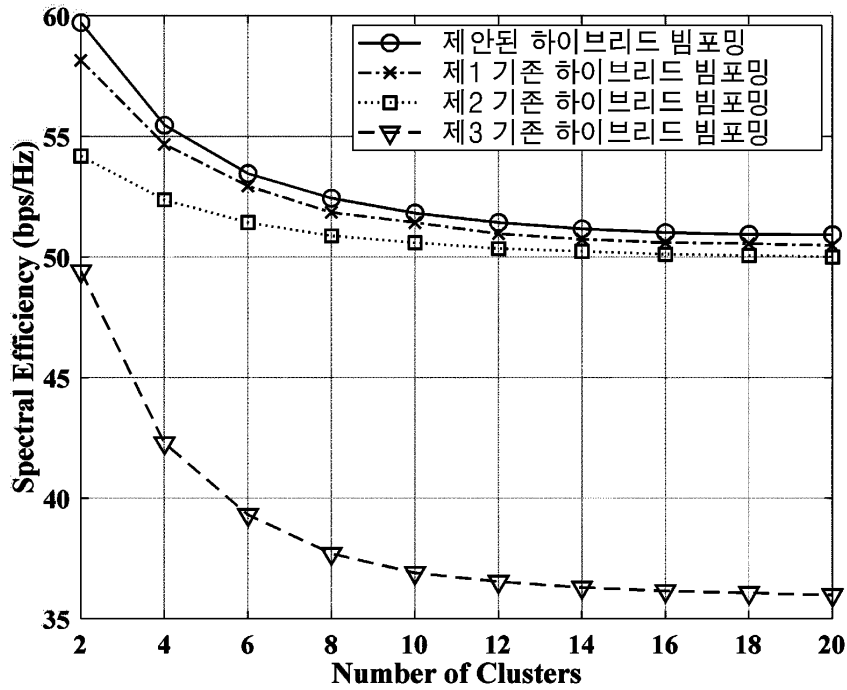
도면5



도면6



도면7



도면8

