

(12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구
국제사무국

(43) 국제공개일
2019 년 4 월 25 일 (25.04.2019) **WIPO | PCT**



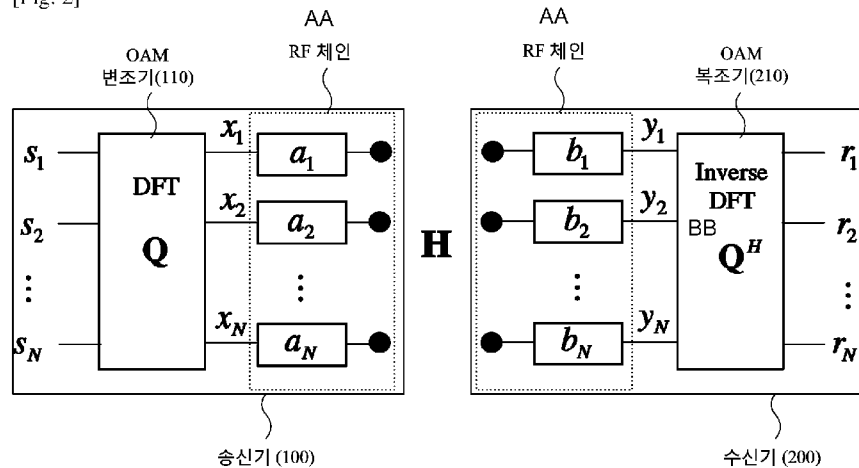
(10) 국제공개번호
WO 2019/078547 A1

- (51) 국제특허분류:
H04L 25/03 (2006.01) *H04L 27/26* (2006.01)
H04L 25/02 (2006.01) *H04L 25/14* (2006.01)
- (21) 국제출원번호: PCT/KR2018/012011
- (22) 국제출원일: 2018 년 10 월 12 일 (12.10.2018)
- (25) 출원언어: 한국어
- (26) 공개언어: 한국어
- (30) 우선권정보:
10-2017-0134481 2017 년 10 월 17 일 (17.10.2017) KR
10-2018-0113269 2018 년 9 월 20 일 (20.09.2018) KR
- (71) 출원인: 한국과학기술원 (KOREA ADVANCED INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY)
[KR/KR]: 34141 대전시 유성구 대학로 291, Daejeon (KR).
- (72) 발명자: 길계태 (GIL, Gye Tae); 34141 대전시 유성구 대학로 291, Daejeon (KR). 이용훈 (LEE, Yong Hoon); Yuseong-gu 대전시 유성구 대학로 291, Daejeon (KR). 조동호 (CHO, Dong Ho); 34141 대전시 유성구 대학로 291, Daejeon (KR). 강준혁 (KANG, Joon Hyuk); 34141 대전시 유성구 대학로 291, Daejeon (KR).
- (74) 대리인: 특허법인 아이시스 (ISIS IP LAW LLC); 06160 서울시 강남구 테헤란로3길 14, 8층, Seoul (KR).
- (81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DJ, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JO, JP, KE, KG, KH, KN, KP, KW, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA,

(54) Title: METHOD FOR ESTIMATING AND COMPENSATING FOR IMBALANCE BETWEEN RF CHAINS IN UCA-BASED OAM SYSTEM

(54) 발명의 명칭: UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 및 보상 방법

[Fig. 2]



100 ... Transmitter
110 ... OAM modulator
200 ... Receiver
210 ... OAM demodulator
AA ... RF chain
BB ... Inverse DFT

(57) Abstract: A method for compensating for imbalance between RF chains in a UCA-based OAM system includes: a step for estimating channel maximum likelihood between a transmitter and a receiver; a step for estimating a first change of a gain or phase by means of an RF chain of the transmitter and a second change of a gain or phase by means of an RF chain of the receiver on the basis of the channel maximum likelihood in the system; and a step for performing an inverse compensation for the first change on a Fourier transform of the transmitter and performing an inverse compensation for the second change on an inverse Fourier transform of the receiver. Channels between the transmitter and the receiver are defined on the basis of a first matrix which has, as elements, the first change by each of N RF chains of the transmitter, a second matrix which has, as elements, the second change by each of N RF chains

[다음 쪽 계속]

PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제21조(3))

of the receiver, and an ideal channel.

(57) 요약서: UCA 기 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법은 송신기와 수신기 사이의 채널 최대 우도를 추정하는 단계, 시스템에서 상기 채널 최대 우도를 기준으로 송신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제1 변화 및 수신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제2 변화를 추정하는 단계 및 송신기의 푸리에 변환에 상기 제1 변화에 대한 역보상을 수행하고, 수신기의 역푸리에 변환에 상기 제2 변화에 대한 역보상을 수행하는 단계를 포함한다. 송신기와 수신기 사이의 채널은 송신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 제1 변화를 요소로 갖는 제1 행렬, 수신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 제2 변화를 요소로 갖는 제2 행렬 및 이상적 채널을 기준으로 정의된다.

명세서

발명의 명칭: UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 및 보상 방법

기술분야

- [1] 이하 설명하는 기술은 UCA OAM 시스템은 송신기 및 수신기의 RF 체인들에 불균형을 추정하고 보상하는 기법에 관한 것이다.

배경기술

- [2] OAM(Orbital Angular Momentum)은 LM(Linear Momentum)과 SAM(Spin Angular Momentum)과 함께 모든 전자파가 갖는 운동량 중 하나이다. LoS(Line-of-sight) 환경에서 이론적으로 무한한 개수의 OAM 모드들을 상호 간섭없이 전송할 수 있다는 사실이 발견된 바 있다. 밀리미터파(millimeter-wave) 분야와 광통신 분야 등에서 OAM 관련 기술에 대한 연구가 진행되고 있다.
- [3] 순수 LoS 환경에서 UCA(Uniform Circular Array) OAM 시스템은 송신 UCA와 수신 UCA 안테나가 정확하게 정렬(aligned)되는 경우, 송신기에서 송신신호를 DFT(Discrete Fourier transform) 프리코딩하고 수신단에서 역 DFT 후처리를 적용하면 상호 간섭없는 평행한 N개 AWGN 채널을 형성한다. UCA OAM 시스템의 장점은 송수신 UCA가 정확히 정렬된 경우에 UCA 페어 채널(pair channel)이 순환행렬(circulant matrix)로 표현되기 때문에 발생한다.

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [4] 송신기의 N개 RF 체인(chain)들 사이 또는 수신기의 N개 RF 체인들 사이에 게인(gain) 내지 위상 불균형(imbalance)이 존재하는 경우 UCA 안테나들 사이의 순환(circulant) 특성이 유지되지 못하기 때문에 UCA OAM 수신신호들 사이에 간섭이 발생하게 된다. 이는 UCA OAM 채널의 가용 용량 감소를 가져온다.
- [5] 이 문제를 해결하기 위해서는 실시간 채널추정치를 기반으로 송신기 및 수신기에서 등화(equalization)를 해야 한다. 결국 송신기 또는 수신기의 복수의 RF 체인 사이에 게인 내지 위상의 불균형이 발생하는 경우 등화기 없이 N개의 평행 독립 채널을 형성할 수 있다는 UCA OAM 시스템의 장점이 크게 훼손된다.
- [6] 이하 설명하는 기술은 송신기 RF 체인들 사이의 게인/위상 불균형과 수신기 RF 체인들 사이의 게인/위상 불균형을 동시에 추정하여 보상하는 기법을 제공하고자 한다.

과제 해결 수단

- [7] UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법은 UCA(Uniform Circular Array) 기반 OAM(Orbital Angular Momentum) 시스템에서 송신기와 수신기 사이의 채널 최대 우도(Maximum Likelihood)를 추정하는 단계 및 상기 시스템에서 상기 채널 최대 우도를 기준으로 상기 송신기의 RF 체인에 의한

이득 내지 위상에 대한 제1 변화 및 상기 수신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제2 변화를 추정하는 단계를 포함한다.

- [8] UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법은 UCA(Uniform Circular Array) 기반 OAM(Orbital Angular Momentum) 시스템에서 송신기와 수신기 사이의 채널 최대 우도(Maximum Likelihood)를 추정하는 단계, 상기 시스템에서 상기 채널 최대 우도를 기준으로 상기 송신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제1 변화 및 상기 수신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제2 변화를 추정하는 단계 및 상기 송신기의 푸리에 변환에 상기 제1 변화에 대한 역보상을 수행하고, 상기 수신기의 역푸리에 변환에 상기 제2 변화에 대한 역보상을 수행하는 단계를 포함한다. 상기 송신기와 상기 수신기 사이의 채널은 상기 송신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제1 변화를 요소로 갖는 제1 행렬, 상기 수신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제2 변화를 요소로 갖는 제2 행렬 및 이상적 채널을 기준으로 정의된다.

발명의 효과

- [9] 이하 설명하는 기술은 채널 추정치 모델을 이용하여 송신기 및 수신기의 RF 체인들에 불균형을 보상한다. 따라서 이하 설명하는 기술은 별도의 등화기 없이 UCA OAM 시스템에서 RF 체인들의 불균형을 추정하고 보상한다.

도면의 간단한 설명

- [10] 도 1은 UCA 시스템 모델에 대한 예이다.
 [11] 도 2는 UCA OAM 시스템의 송신기 및 수신기 구조에 대한 예이다.
 [12] 도 3은 RF 체인들의 불균형을 보상하는 UCA 시스템에 대한 예이다.
 [13] 도 4는 제안 기법의 유효성에 대한 시뮬레이션 결과이다.
 [14] 도 5는 제안 기법의 달성가능 주파수 효율을 나타낸 예이다.

발명의 실시를 위한 최선의 형태

- [15] 이하 설명하는 기술은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시례를 가질 수 있는 바, 특정 실시례들을 도면에 예시하고 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 이하 설명하는 기술을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 이하 설명하는 기술의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [16] 제1, 제2, A, B 등의 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 해당 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되지는 않으며, 단지 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 이하 설명하는 기술의 권리 범위를 벗어나지 않으면서 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소도 제1 구성요소로 명명될 수 있다. 및/또는 이라는 용어는 복수의 관련된 기재된 항목들의 조합 또는 복수의 관련된 기재된 항목들 중의 어느 항목을 포함한다.
- [17] 본 명세서에서 사용되는 용어에서 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게

해석되지 않는 한 복수의 표현을 포함하는 것으로 이해되어야 하고, "포함한다" 등의 용어는 실시된 특징, 개수, 단계, 동작, 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 의미하는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 개수, 단계 동작 구성요소, 부분품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.

- [18] 도면에 대한 상세한 설명을 하기에 앞서, 본 명세서에서의 구성부들에 대한 구분은 각 구성부가 담당하는 주기능 별로 구분한 것에 불과함을 명확히 하고자 한다. 즉, 이하에서 설명할 2개 이상의 구성부가 하나의 구성부로 합쳐지거나 또는 하나의 구성부가 보다 세분화된 기능별로 2개 이상으로 분화되어 구비될 수도 있다. 그리고 이하에서 설명할 구성부 각각은 자신이 담당하는 주기능 이외에도 다른 구성부가 담당하는 기능 중 일부 또는 전부의 기능을 추가적으로 수행할 수도 있으며, 구성부 각각이 담당하는 주기능 중 일부 기능이 다른 구성부에 의해 전담되어 수행될 수도 있음은 물론이다.
- [19] 또, 방법 또는 동작 방법을 수행함에 있어서, 상기 방법을 이루는 각 과정들은 문맥상 명백하게 특정 순서를 기재하지 않은 이상 명기된 순서와 다르게 일어날 수 있다. 즉, 각 과정들은 명기된 순서와 동일하게 일어날 수도 있고 실질적으로 동시에 수행될 수도 있으며 반대의 순서대로 수행될 수도 있다.
- [20] 이하 설명하는 기술은 UAC 기반 OAM 시스템에서 송신기와 수신기 사이의 채널을 일정하게 모델링하고, 채널 모델을 기반으로 RF 체인들 사이의 불균형을 추정하여 보상한다. 채널 모델링 및 불균형 추정 내지 보상 과정은 수학적 모델 및 연산을 통해 설명될 수 있다.
- [21] 이하 설명에서 행렬 연산이 많이 사용된다. 행렬 연산 기호는 기본적으로 수학 및 공학 분야에서 널리 사용되는 기호를 사용한다. 예를 들어 A^T 는 행렬 A 의 전치 행렬을 의미하고, A^H 는 행렬 A 의 에르미트(Hermitian) 행렬을 의미하고, $\circ$ 는 하다마드(Hadamard) 연산을 의미하고, $\otimes$ 는 행렬의 외적을 의미한다.
- [22] 도 1은 UCA 시스템 모델에 대한 예이다. UCA 시스템은 송신 UCA(10)과 수신 UCA(20)를 포함한다. 송신 UCA(10)는 반경이 R_{TX} 이고, 수신 UCA(20)는 반경이 R_{RX} 이다. 송수신거리(T-R distance) D 는 송신 UCA의 중심과 수신 UCA의 중심 사이의 거리이다. 송신측과 수신측의 UCA 안테나들의 안테나 소자들은 x-y 평면 상에 균일하게 원형으로 배치된다고 가정한다.
- [23] 송신 UCA의 i 번째 안테나 소자와 수신 UCA의 j 번째 안테나 소자의 x-y 평면에서의 각도를 나타내는 θ_{TX}^j 와 θ_{RX}^i 는 각각 $\theta_{TX}^j = \frac{2\pi j}{N} + \phi_{TX}$ 와 $\theta_{RX}^i = \frac{2\pi i}{N} + \phi_{RX}$ 로 표현된다. ϕ_{TX} 는 송신 UCA(10)에서 기준(예컨대, 첫 번째) 안테나의 정면 방향인 안테나 기준 송신방향(boresight)과 사용자가 이루는 각도를 나타낸다. ϕ_{TX} 는 수신 UCA(20)에서 기준(예컨대, 첫 번째) 안테나의 정면 방향인 안테나 기준 송신방향과 사용자가 이루는 각도를 나타낸다. 송신 UCA의 j 번째 소자와 수신 UCA의 i 번째 소자 사이의 거리 d_{ij} 는

$d_{ij} = (D^2 + R_{TX}^2 + R_{RX}^2 - 2R_{TX}R_{RX}\cos\theta_{ij})^{1/2}$ 와 같이 표현된다. 여기서,
 $\theta_{ij} = \theta_{RX}^i - \theta_{TX}^j = \frac{2\pi(i-j)}{N} + \phi_{RX} - \phi_{TX}$ 이다. θ_{ij} 는 i와 j의 차(즉, i-j)에만 의존하는
 변수이므로 d_{ij} 도 i와 j의 차에 의해서만 결정된다.

- [24] 송신측과 수신측 UCA들 사이에 직접 경로(direct path)만이 존재하는 순수 LoS
 환경에서, 수신 UCA(20)의 j번째 소자와 송신 UCA(10)의 i번째 소자 사이의
 채널은 아래 수학식 1과 같이 표현된다.

[25] [수학식 1]

[26]

$$[27] \quad h_{ij} = \beta \frac{\lambda}{4\pi d_{ij}} \exp\left(-j\frac{2\pi d_{ij}}{\lambda}\right)$$

- [28] 모든 안테나 소자가 소자 인덱스 i, j와 상관없이 동일한 방사패턴값 β 를 갖는
 전방성 안테나 소자 (omni-directional antenna elements)라고 가정한다. 임의의
 파장을 갖는 협대역 신호에 대한 UCA 페어 채널 응답은 이 안테나 소자들
 사이의 거리에 의해서 결정된다. 즉 안테나 소자들 사이의 채널 응답은 안테나
 소자 인덱스 i와 j의 차이에 의해서만 결정되는 결과를 가져온다. 따라서, 송신
 UCA(10)와 수신 UCA(20)가 모두 N개의 안테나 소자를 가지고 있다고 가정할
 때, 채널 행렬 H는 순환 행렬(circulant matrix)이 된다.

- [29] 도 2는 UCA OAM 시스템의 송신기(100) 및 수신기(200) 구조에 대한 예이다.
 도 2는 송신기(100) 및 수신기(200)에서 모든 구성을 도시하지 않았고, 설명에
 필요한 구성만을 도시하였다. 송신기(100)는 입력 신호 $\{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ 를 푸리에
 변환하는 OAM 변조기(modulator, 110)를 포함한다. OAM 변조기(110)는
 입력신호에 대한 DFT를 수행한다. Q는 N개 포인트에 대한 DFT 행렬을
 의미한다. 송신기(100)는 변조한 입력 신호 $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ 를 N개의 안테나 소자를
 통해 송신한다. 수신기(200)는 N개의 안테나 소자를 통해 수신한 신호 $\{y_1, y_2, \dots, y_N\}$
 를 역푸리에 변환하는 OAM 복조기(demodulator, 210)를 포함한다. OAM
 복조기(210)는 입력신호에 대한 역 DFT를 수행한다. Q^H 는 N개 포인트에 대한 역
 DFT 행렬을 의미한다. 이후 수신기(200)는 역 DFT 변환된 신호 $\{r_1, r_2, \dots, r_N\}$ 를
 복호한다.

- [30] 도 2에서 $\{a_1, a_2, \dots, a_N\}$ 과 $\{b_1, b_2, \dots, b_N\}$ 는 각각 송신기(100)와 수신기(200)의
 N개 RF 체인들에 의한 이득 내지 위상의 변화를 나타낸다. RF 체인에 의한 이득
 내지 위상 변화 정도(변화값)는 하드웨어 구조, 통신환경 등에 따라 달라질 수
 있다. 설명의 편의를 위해 RF 체인에 의한 이득 내지 위상 변화 정도를 이하
 이득/위상 변화값이라고 명명한다. $\mathbf{a} = [a_1, a_2, \dots, a_N]^T$, $\mathbf{b} = [b_1, b_2, \dots, b_N]^T$ 라고
 정의한다. 또, $\mathbf{A} = \text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 이고 $\mathbf{B} = \text{diag}\{\mathbf{b}\}$ 라고 정의한다. 이 경우 수신신호
 $\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_N]^T$ 는 아래 수학식 2와 같이 표현될 수 있다.

[31] [수학식 2]

[32] $\mathbf{y} = \mathbf{H}_a \mathbf{x} + \mathbf{n}$

[33] 여기서, $\mathbf{H}_a = \mathbf{B}\mathbf{H}\mathbf{A}$ 이고, $\mathbf{x} = [x_1, x_2, \dots, x_N]^T \sim \mathcal{N}(0, \sigma_x^2 \mathbf{I}_N)$ 는 송신기의 RF chain들의 입력 신호 벡터이고, $\mathbf{n} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I}_N)$ 은 수신기의 RF chain들의 출력단에 나타나는 N 차원의 복소 가우시안 잡음 벡터이다. 수학식 2로부터 수신 신호 대 잡음비(SNR, signal-to-noise ratio)는 $SNR = \rho \frac{\text{tr}[\mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^H]}{N_r}$ 로 표현되고(여기서, $\rho = \frac{\sigma_x^2}{\sigma_n^2}$ 임), 채널 $\mathbf{H}_a$ 의 달성가능주파수효율(ASE, achievable spectral efficiency)는 $ASE = \log_2 \det(\mathbf{I}_{N_r} + \rho \mathbf{H}_a \mathbf{H}_a^H)$ 표현된다.

[34]

[35] $a_1 = a_2 = \dots = a_N$ 이고 $b_1 = b_2 = \dots = b_N$ 인 이상적인 송신기와 수신기 쌍(pair)의 경우, UCA OAM 변조기(110)와 복조기(120)는 다음과 같이 N 개의 병렬 채널을 형성한다. 이 경우, $\mathbf{B} = \mathbf{A} = \mathbf{I}$ 이고, 따라서 $\mathbf{H}_a = \mathbf{H}$ 가 되어 $\mathbf{H}_a$ 도 또한 순환 행렬이 된다.

[36] [수학식 3]

[37] $\mathbf{H} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H$

[38] 순환 행렬인 $\mathbf{H}$ 는 수학식 3과 같이 N-point DFT 행렬 $\mathbf{Q}$ 와 $N \times N$ 복소 대각 행렬(complex diagonal matrix) $\mathbf{\Lambda}$ 의 함수로 분해할 수 있다. 따라서 수학식 3을 수학식 2에 사용하면 아래의 수학식 4를 얻을 수 있다.

[39] [수학식 4]

[40] $\mathbf{y} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \mathbf{x} + \mathbf{n}$

[41]

[42] $\mathbf{x} = \mathbf{Q} \mathbf{s}$ 로 놓으면, 수학식 4는 $\mathbf{y} = \mathbf{Q} \mathbf{\Lambda} \mathbf{Q}^H \mathbf{Q} \mathbf{s} + \mathbf{n}$ 와 같이 정리된다. 따라서, 수신기(200)의 역 DFT의 출력신호는 $\mathbf{r} = \mathbf{Q}^H \mathbf{y} = \mathbf{\Lambda} \mathbf{s} + \mathbf{Q}^H \mathbf{n}$ 이 된다. 여기서, $\mathbf{Q}^H \mathbf{n} \sim \mathcal{N}(0, \sigma_n^2 \mathbf{I}_N)$ 이다. 결과적으로, 송신기(100)에서 DFT 프리코더를 사용하고 수신기(200)에서 역 DFT 처리를 사용함으로써 채널정보 피드백과 채널간 간섭 제거없이 N개의 평행 독립 채널들을 구성할 수 있게 된다.

[43] 실제 구현된 시스템의 경우, RF 체인들의 게인/위상 파라미터들이 일반적으로 동일한 값을 갖지 못하기 때문에, UCA OAM 시스템의 장점을 보전하는 것이 어렵다. $\mathbf{B} \neq \mathbf{I}_N$ 또는 $\mathbf{A} \neq \mathbf{I}_N$ 인 경우에 $\mathbf{H}_a = \mathbf{B}\mathbf{H}\mathbf{A}$ 로 표현되는 $\mathbf{H}_a$ 행렬이 더 이상 순환 행렬이 되지 않기 때문이다.

[44] 이하 수신기 및 송신기의 RF 체인들 사이의 게인/위상 불균형을 보상하기 위한 기법을 설명한다.

[45] 채널 추정

[46] $\mathbf{H}_a$ 를 추정하기 위하여 N개의 다른 시간/주파수 자원을 사용하여 파일럿 심볼(pilot symbol)들을 송신한다. i번 째 시간/주파수 자원을 통해 n번 째 송신기 RF 체인으로 송신되는 파일럿 심볼을 x_{ni} 로, m번 째 수신기 RF 체인을 통해 수신되는 신호를 y_{mi} 로 정의하자. 이 경우, i번 째 시간/주파수를 통해 수신된

신호는 아래의 수학식 5와 같이 표현된다.

[47] [수학식 5]

$$[48] \quad \mathbf{y}_i = \mathbf{H}_a \mathbf{x}_i + \mathbf{n}_i$$

[49] 여기서, $\mathbf{y}_i = [\gamma_{1,i} \gamma_{2,i} \dots \gamma_{N,i}]^T$, $\mathbf{x}_i = [x_{1,i} x_{2,i} \dots x_{N,i}]^T$ 이고, $\mathbf{n}_i$ 는 N차원 복소

가우시안 잡음이다. L개의 시간/주파수 자원을 통해 송신된 신호와 수신된

신호를 각각 $\mathbf{X}_p = [\mathbf{x}_1 \mathbf{x}_2 \dots \mathbf{x}_L] \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 와 $\mathbf{Y}_p = [\mathbf{y}_1 \mathbf{y}_2 \dots \mathbf{y}_L] \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 로 정의하고,

$\mathbf{N}_p = [\mathbf{n}_1 \mathbf{n}_2 \dots \mathbf{n}_L] \in \mathbb{C}^{N \times L}$ 로 정의하면 수신 신호는 아래의 수학식 6과 같이 나타낼 수 있다.

[50] [수학식 6]

$$[51] \quad \mathbf{Y}_p = \mathbf{H}_a \mathbf{X}_p + \mathbf{N}_p$$

[52] 이로부터 $\mathbf{H}_a$ 에 대한 최대 우도 추정(maximum-likelihood estimate)은 아래의 수학식 7과 같고, 수학식 6을 수학식 7에 대입하면 아래의 수학식 8과 같다.

[53] [수학식 7]

$$[54] \quad \tilde{\mathbf{H}}_a = \mathbf{Y}_p \mathbf{X}_p^H (\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1}$$

[55] [수학식 8]

$$[56] \quad \tilde{\mathbf{H}}_a = \mathbf{H}_a + \mathbf{N}_a$$

[57] 여기서, $\mathbf{N}_a = \mathbf{N}_p \mathbf{X}_p^H (\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1}$ 이다. 수학식 8로부터 MSE는 아래의 수학식 9와 같이 표현된다.

[58] [수학식 9]

$$[59] \quad E[\|\tilde{\mathbf{H}}_a - \mathbf{H}_a\|_F^2] = N \sigma_h^2 \text{tr}\{(\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H)^{-1}\}$$

[60] $\|\mathbf{X}_p\|_F^2 \leq P_t$ 의 조건에서 MSE는 $\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H = \frac{P_t}{N} \mathbf{I}_N$ 이 만족될 때 최소화된다. 이 때

$\mathbf{N}_a \sim \mathcal{N}\left(0, \frac{N^2 \sigma_h^2}{P_t} \mathbf{I}_N\right)$, 즉 $\mathbf{N}_a$ 의 요소들은 동일하게 분산된 제로 평균(zero-mean)을

갖는 복소 가우시안 확률 변수(complex Gaussian random variable)가 된다. 또한,

PSK 파일럿을 가정하면, $P_t = N L \sigma_x^2$ 이므로, $\mathbf{X}_p \mathbf{X}_p^H = \frac{P_t}{N} \mathbf{I}_N$ 이 만족될 때 아래의

수학식 10과 같이 표현할 수 있다.

[61] [수학식 10]

$$[62] \quad E[\|\tilde{\mathbf{H}}_a - \mathbf{H}_a\|_F^2] = \frac{N^2 \sigma_h^2}{L \sigma_x^2}$$

[63]

[64] **RF 체인 불균형 추정**

[65] $\mathbf{H}_a$ 에 대한 ML 추정은 아래 수학식 11과 같이 표현된다.

[66] [수학식 11]

$$[67] \quad \tilde{\mathbf{H}}_a = \mathbf{B} \mathbf{H} \mathbf{A} + \mathbf{N}_a$$

[68] $\mathbf{N}_a$ 는 제로 평균 복소 가우시안 분산이며, $\mathbf{H}$ 가 알려진 경우, $\mathbf{A}$ 와 $\mathbf{B}$ 의 대각 요소들은 다음과 같이 추정할 수 있다. 한편 송신기와 수신기 UCA 사이의 거리

D와 (R_{TX}, R_{RX}) 및 (ϕ_{RX}, ϕ_{TX}) 가 주어지면, 이상적인 채널에 대한 $\mathbf{H}$ 를 알 수 있다. 수학식 11의 양변을 벡터화하면 수학식 12와 같다.

[69] [수학식 12]

$$[70] \quad \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_a) = (\mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B}) \text{vec}(\mathbf{H}) + \text{vec}(\mathbf{N}_a)$$

[71]

[72] $\tilde{\mathbf{h}}_a = \text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_a)$, $\mathbf{h} = \text{vec}(\mathbf{H})$ 로 정의하면, 다시 아래의 수학식 13과 같이 정리할 수 있다.

[73] [수학식 13]

$$[74] \quad \begin{aligned} \tilde{\mathbf{h}}_a &= (\mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B}) \mathbf{h} + \mathbf{n}_a = \text{diag}\{\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}\} \mathbf{h} + \mathbf{n}_a \\ &= (\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}) \circ \mathbf{h} + \mathbf{n}_a = \text{vec}(\mathbf{b} \mathbf{a}^T) \circ \mathbf{h} + \mathbf{n}_a \end{aligned}$$

[75]

[76] 수학식 13의 두 번째 등호(equality) $\mathbf{A} = \text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 와 $\mathbf{B} = \text{diag}\{\mathbf{b}\}$ 이기 때문에 $\mathbf{A}^T \otimes \mathbf{B} = \text{diag}\{\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}\}$ 임을 적용한 것이다. 세 번째 등호 내용은 $\text{diag}\{\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}\} \mathbf{h}$ 는 $\mathbf{a} \otimes \mathbf{b}$ 와 $\mathbf{h}$ 의 하다마드 곱셈(hadamard product)로 표현한 것이다. 네 번째 등호 내용은 $\mathbf{a} \otimes \mathbf{b} = \text{vec}(\mathbf{b} \mathbf{a}^T)$ 를 적용한 것이다.

[77] 가정 1. $\mathbf{b}^H \mathbf{b} = 1$ 이고, $\angle(1)$ 의 phase가 zero가 되어야 한다(즉, $\angle(1) = \angle(1)$)고 가정한다. 이 가정을 하는 이유는 수학식 13의 RF 불균형 모델이 $\mathbf{a}$ 와 $\mathbf{b}$ 의 곱으로 되어 있어서 $\mathbf{a}$ 와 $\mathbf{b}$ 대신에 $\mathbf{a}/\alpha$ 와 $\alpha \mathbf{b}$ 를 사용해도 마찬가지로 동일한 값을 갖게 되어 $\mathbf{a}$ 와 $\mathbf{b}$ 를 특이적으로 한정하지 못하기 때문이다.

[78] $\mathbf{n}_a$ 가 제로 평균 복소 가우시안이므로, $\tilde{\mathbf{h}}_a$ 는 $\text{vec}(\mathbf{b} \mathbf{a}^T) \circ \mathbf{h}$ 을 평균으로 갖고 공분산 행렬(covariance matrix)이 $\sigma^2 \mathbf{I}_N$ 인 복소 가우시안 랜덤 벡터가 된다. 따라서 $\tilde{\mathbf{h}}_a \in \mathbb{C}^{N \times 1}$ 에 대한 조건부 확률밀도함수는 아래 수학식 14와 같이 알려지지 않은 파라미터 $\mathbf{a}$ 와 $\mathbf{b}$ 의 함수로 표현된다.

[79] [수학식 14]

$$[80] \quad p(\tilde{\mathbf{h}}_a | \mathbf{a}, \mathbf{b}) = \frac{1}{(\pi \sigma^2)^{N/2}} e^{-\frac{1}{\sigma^2} \|\tilde{\mathbf{h}}_a - \text{vec}(\mathbf{b} \mathbf{a}^T) \circ \mathbf{h}\|^2}$$

[81] 수학식 14의 $p(\tilde{\mathbf{h}}_a | \mathbf{a}, \mathbf{b})$ 는 $\mathbf{a}$, $\mathbf{b}$ 에 대한 우도 함수이므로, $\mathbf{a}$, $\mathbf{b}$ 에 대한 ML 추정치는 아래의 수학식 15와 같다.

[82] [수학식 15]

$$[83] \quad (\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{b}}) = \underset{\mathbf{a}, \mathbf{b}}{\text{argmin}} \|\tilde{\mathbf{h}}_a - \text{vec}(\mathbf{b} \mathbf{a}^T) \circ \mathbf{h}\|^2$$

[84] 수학식 15의 목적 함수(objective function)를 $J(\mathbf{a}, \mathbf{b})$ 로 정의하면, 아래의 수학식 16과 같다.

[85] [수학식 16]

$$\begin{aligned}
 [86] \quad J(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \|\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} - \text{vec}(\mathbf{b}\mathbf{a}^T) \circ \mathbf{h}\|^2 \\
 &= \|\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}}) - \text{vec}(\mathbf{b}\mathbf{a}^T) \circ \text{vec}(\mathbf{H})\|^2 \\
 &= \|\text{vec}(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}}) - \text{vec}(\mathbf{b}\mathbf{a}^T \circ \mathbf{H})\|^2 \\
 &= \|\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T \circ \mathbf{H}\|_F^2
 \end{aligned}$$

[87] 수학식 16은 다시 아래의 수학식 17과 같이 쓸 수 있다.

[88] [수학식 17]

$$\begin{aligned}
 [89] \quad J(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \|(\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} \circ \mathbf{H}^{\circ-1} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T) \circ \mathbf{H}\|_F^2 \\
 &\leq \|\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} \circ \mathbf{H}^{\circ-1} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T\|_F^2 \|\mathbf{H}\|_F^2
 \end{aligned}$$

[90] 여기서, 두 번째 부등호(inequality) 내용은 $\|\mathbf{A} \circ \mathbf{B}\|_F^2 \leq \text{tr}\{\mathbf{A}\mathbf{B}^T\} \leq \|\mathbf{A}\|_F^2 \|\mathbf{B}\|_F^2$ 을 적용한 것이다. $(\cdot)^{\circ-1}$ 는 하다마드 역 연산(hadamard inverse)을 나타낸다. 이것은 $\|\tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} \circ \mathbf{H}^{\circ-1} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T\|_F^2$ 를 최소화하는 $\mathbf{a}, \mathbf{b}$ 를 찾는 것이 수학식 15의 해를 찾는 것과 동치임을 나타낸다. 따라서, $\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}_{\mathbf{a}} \circ \mathbf{H}^{\circ-1}$ 로 정의하면, $\mathbf{a}, \mathbf{b}$ 에 대한 추정 문제는 아래의 수학식 18과 같이 다시 쓸 수 있다.

[91] [수학식 18]

$$[92] \quad (\hat{\mathbf{a}}, \hat{\mathbf{b}}) = \underset{\mathbf{a}, \mathbf{b}}{\text{argmin}} \|\mathbf{C} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T\|_F^2$$

[93]

[94] 수학식 18로부터 $\mathbf{a}$ 와 $\mathbf{b}$ 에 대한 joint estimator는 다음과 같이 유도된다. 먼저, 아래의 수학식 19와 같이 정의한다.

[95] [수학식 19]

$$[96] \quad J_1(\mathbf{a}, \mathbf{b}) = \|\mathbf{C} - \mathbf{b}\mathbf{a}^T\|_F^2$$

[97]

[98] 그러면, 수학식 19는 아래의 수학식 20과 같이 다시 쓸 수 있다.

[99] [수학식 20]

$$\begin{aligned}
 [100] \quad J_1(\mathbf{a}, \mathbf{b}) &= \text{tr}\{\mathbf{C}^H \mathbf{C} - \mathbf{C}^H \mathbf{b}\mathbf{a}^T - \mathbf{a}^* \mathbf{b}^H \mathbf{C}\} \\
 &\quad + \text{tr}\{\mathbf{a}^* \mathbf{b}^H \mathbf{b}\mathbf{a}^T\}
 \end{aligned}$$

[101]

[102] 수학식 20에 $\frac{\partial \text{tr}\{\mathbf{a}\mathbf{b}^H\}}{\partial \mathbf{x}} = \mathbf{a}^T \mathbf{b}^T$ 를 적용하면 아래의 수학식 21과 같다.

[103] [수학식 21]

$$[104] \quad \frac{\partial J_1(\mathbf{a}, \mathbf{b})}{\partial \mathbf{a}^*} = -\mathbf{C}^T \mathbf{b}^* + \mathbf{a}(\mathbf{b}^H \mathbf{b})$$

[105]

[106] $\frac{\partial J_1}{\partial \mathbf{a}^*} \Big|_{\mathbf{a}=\hat{\mathbf{a}}} = 0$ 을 풀면, 아래의 수학식 22를 얻을 수 있다.

[107] [수학식 22]

[108] $\hat{\mathbf{a}}(\mathbf{b}) = \mathbf{C}^T \mathbf{b}^* (\mathbf{b}^H \mathbf{b})^{-1}$

[109] 다음으로 수학식 22를 수학식 19의 $\mathbf{a}$ 자리에 대입하면, 아래의 수학식 23과 같다.

[110] [수학식 23]

[111] $J_1(\mathbf{a}, \mathbf{b})_{\mathbf{a}=\hat{\mathbf{a}}(\mathbf{b})} = \|\mathbf{C}\|_F^2 - \frac{1}{\mathbf{b}^H \mathbf{b}} \mathbf{b}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{b}$

[112]

[113] [수학식 24]

[114] $\arg \min_{\mathbf{b}} J_1(\mathbf{a}, \mathbf{b})_{\mathbf{a}=\hat{\mathbf{a}}(\mathbf{b})} = \arg \max_{\mathbf{b}} \frac{\mathbf{b}^H \mathbf{C} \mathbf{C}^H \mathbf{b}}{\mathbf{b}^H \mathbf{b}}$

[115]

[116] 수학식 24에 따라서 가정 1의 $\mathbf{b}^H \mathbf{b} = 1$ 조건을 만족하는 초평면(hyperplane) 상에서 수학식 24의 해는 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 의 고유벡터(eigenvector)들 중에서 가장 큰 고유값(eigenvalue)에 해당하는 고유 벡터가 된다. 이 고유 벡터를 $\mathbf{v}_{\max}$ 라고 정의하면, $e^{j\phi}$ 도 또한 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 의 가장 큰 고유값에 해당하는 고유 벡터이므로 이러한 고유 벡터는 특정(unique)되지 않게 된다. 이러한 고유 벡터들 중에서 가정 1의 $\mathbf{b}(1)=|\mathbf{b}(1)|$ 조건을 만족시키는 고유 벡터는 아래의 수학식 25와 같다.

[117] [수학식 25]

[118] $\hat{\mathbf{b}} = \frac{v_{\max}(1)}{v_{\max}(1)} \mathbf{v}_{\max}$

[119] 여기서, $v_{\max}(1)$ 은 $\mathbf{v}_{\max}$ 의 첫 번째 요소를 나타낸다.

[120] 마지막으로, 수학식 25를 수학식 22에 대입하여 아래의 수학식 26 같이 $\hat{\mathbf{a}}$ 를 얻는다.

[121] [수학식 26]

[122] $\hat{\mathbf{a}} = \frac{v_{\max}(1)}{v_{\max}(1)} \mathbf{C}^T \mathbf{v}_{\max}^*$

[123] 수학식 25와 수학식 26을 통해 각각 전술한 A와 B의 대각 요소 $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 를 추정하였다. OAM 시스템은 이를 통해 RF 체인들 사이의 불균형을 추정한다. $\hat{\mathbf{A}} = \text{diag}\{\hat{\mathbf{a}}\}$ 으로 정의하고 $\hat{\mathbf{B}} = \text{diag}\{\hat{\mathbf{b}}\}$ 으로 정의하자. OAM 시스템은 $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 를 수학식 25와 수학식 26으로부터 구하고, 송신기(300)의 변조기(310)에 변환값을 역으로 보정하도록 하고, 수신기(400)의 복조기(410)에도 변환값을 역으로 보정하도록 한다.

[124] 도 3은 RF 체인들의 불균형을 보상하는 UCA 시스템에 대한 예이다. 도 3은 기본적으로 도 2의 구성과 동일하다. 도 3은 송신기(300) 및 수신기(400)에서 모든 구성을 도시하지 않았고, RF 체인 불균형 추정 및 보정에 필요한 구성만을 도시하였다. 송신기(300)는 입력 신호 $\{s_1, s_2, \dots, s_N\}$ 를 푸리에 변환하는 OAM 변조기(modulator, 310)를 포함한다. OAM 변조기(310)는 입력신호에 대한 DFT를 수행한다. Q는 N개 포인트에 대한 DFT 행렬을 의미한다. OAM 변조기(310)는

$\hat{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{Q}$ 를 DFT 행렬로 사용한다. 이는 송신기의 RF 체인에 의한 이득/위상 변화값을 보정하기 위한 것이다. 송신기(300)는 변조한 입력 신호 $\{x_1, x_2, \dots, x_N\}$ 를 N개의 안테나 소자를 통해 송신한다.

- [125] 수신기(400)는 N개의 안테나 소자를 통해 수신한 신호 $\{y_1, y_2, \dots, y_N\}$ 를 역푸리에 변환하는 OAM 복조기(demodulator, 410)를 포함한다. OAM 복조기(410)는 입력신호에 대한 역 DFT를 수행한다. $\mathbf{Q}^H$ 는 N개 포인트에 대한 역 DFT 행렬을 의미한다. OAM 복조기(410)는 $\mathbf{Q}^H\hat{\mathbf{B}}^{-1}$ 를 역DFT 행렬로 사용한다.

이는 수신기의 RF 체인에 의한 이득/위상 변화값을 보정하기 위한 것이다. 이후 수신기(400)는 역 DFT 변환된 신호 $\{r_1, r_2, \dots, r_N\}$ 를 복호한다.

- [126] UAC 기반 OAM 시스템은 $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 를 추정하고, OAM 변조기(310)와 OAM 복조기(410)에 각각 $\hat{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{Q}$ 와 $\mathbf{Q}^H\hat{\mathbf{B}}^{-1}$ 를 적용한다. UAC 기반 OAM 시스템에서 특정한 제어 장치가 $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 를 연산하고, $\hat{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{Q}$ 와 $\mathbf{Q}^H\hat{\mathbf{B}}^{-1}$ 를 각각 OAM 변조기(310)와 OAM 복조기(410)에 전달할 수 있다. 제어 장치는 RF 체인에 의한 이득/위상 변화값을 추정하고 보정하는 알고리즘이 임베디드된 장치일 수 있다. 또는 송신기(300)가 RF 체인에 의한 이득/위상 변화값을 추정하여 $\hat{\mathbf{A}}^{-1}\mathbf{Q}$ 를 자신의 OAM 변조기(310)에 적용하고, 수신기(400)가 RF 체인에 의한 이득/위상 변화값을 추정하여 $\mathbf{Q}^H\hat{\mathbf{B}}^{-1}$ 를 자신의 OAM 복조기(410)에 적용할 수도 있다.

- [127] 제안된 기술의 유효성을 검증하기 위해 시뮬레이션을 수행하였다. 시뮬레이션에 적용된 UCA 안테나 파라미터들은 $N = 8$, $R_{TX} = R_{RX} = 25\lambda$, $\lambda = 5.45\text{cm}$ (i.e., $f_c = 5.5\text{ GHz}$)이다. $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 는 단위 분산(unit variance)를 갖는 제로 평균 복소 가우시안 분포를 갖도록 하였다. 채널추정을 위한 파일럿 시퀀스에는 DFT 시퀀스를 사용하였다. 모든 성능 측정치들은 10^5 의 반복 시뮬레이션 실행을 통해 얻었다.

- [128] 도 4는 제안 기법의 유효성에 대한 시뮬레이션 결과이다. 도 4는 $\mathbf{H}_a$, $\hat{\mathbf{a}}$, 그리고 $\hat{\mathbf{b}}$ 에 대한 정규화된 MSE(NMSE)를 나타낸 것이다. $\mathbf{H}_a$ 에 대한 NMSE는 $E[\|\hat{\mathbf{H}}_a - \mathbf{H}_a\|^2] / \|\mathbf{H}_a\|^2$ 으로 정의되고, $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 에 대한 NMSE는 각각 $E[\|\hat{\mathbf{a}} - \mathbf{a}\|^2] / \|\mathbf{a}\|^2$ 와 $E[\|\hat{\mathbf{b}} - \mathbf{b}\|^2] / \|\mathbf{b}\|^2$ 로 정의된다. NMSE가 SNR과 파일럿 심볼의 길이(L)에 의존성을 관찰하기 위해 $L = \{8, 16, 24\}$ 의 3가지 경우에 대해 시뮬레이션을 하였다. 시뮬레이션 결과는, 수학적 10에서 예상한 대로, $\mathbf{H}_a$ 에 대한 NMSE는 SNR이 10 dB 증가할 때마다 1/10배로 감소하며, 파일럿 시퀀스의 길이 L에 대해 반비례하여 감소함을 보여주었다. 또한, SNR이 증가함에 따라 $\mathbf{H}_a$ 에 대한 NMSE가 작아짐에 영향을 받아 $\hat{\mathbf{a}}$ 와 $\hat{\mathbf{b}}$ 에 대한 NMSE도 단조적으로 감소하는 것이 관찰된다.

- [129] 도 5는 제안 기법의 달성가능 주파수 효율을 나타낸 예이다. 도 5는 SNR = 20 dB의 조건에서 UCA OAM 시스템의 송수신 거리에 따른 달성가능 주파수 효율을 나타낸 것이다. 도 5는 ASE가 송수신 거리가 레일리 거리(Rayleigh

distance) 19.23 m에서 최대값을 갖고, 28m 이상의 거리에서 단조적으로 감소하며, 제안된 RF 체인 불균형 추정치를 사용하여 보상함으로써 레일리 거리에서 미보상시 41.5 bps/Hz인 것을 보상을 통해 51.5 bps/Hz로 개선하여 제로 불균형(zero imbalance)에 근접한 달성가능 주파수 효율을 보여준다.

- [130] 또한, 상술한 바와 같은 지상 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형을 추정하는 방법 내지 보상하는 방법은 컴퓨터에서 실행될 수 있는 실행가능한 알고리즘을 포함하는 프로그램(또는 어플리케이션)으로 구현될 수 있다. 상기 프로그램은 비일시적 판독 가능 매체(non-transitory computer readable medium)에 저장되어 제공될 수 있다.
- [131] 비일시적 판독 가능 매체란 레지스터, 캐쉬, 메모리 등과 같이 짧은 순간 동안 데이터를 저장하는 매체가 아니라 반영구적으로 데이터를 저장하며, 기기에 의해 판독(reading)이 가능한 매체를 의미한다. 구체적으로는, 상술한 다양한 어플리케이션 또는 프로그램들은 CD, DVD, 하드 디스크, 블루레이 디스크, USB, 메모리카드, ROM 등과 같은 비일시적 판독 가능 매체에 저장되어 제공될 수 있다.
- [132] 본 실시예 및 본 명세서에 첨부된 도면은 전술한 기술에 포함되는 기술적 사상의 일부를 명확하게 나타내고 있는 것에 불과하며, 전술한 기술의 명세서 및 도면에 포함된 기술적 사상의 범위 내에서 당업자가 용이하게 유추할 수 있는 변형 예와 구체적인 실시예는 모두 전술한 기술의 권리범위에 포함되는 것이 자명하다고 할 것이다.

청구범위

- [청구항 1] UCA(Uniform Circular Array) 기반 OAM(Orbital Angular Momentum) 시스템에서 송신기와 수신기 사이의 채널 최대 우도(Maximum Likelihood)를 추정하는 단계; 및
상기 시스템에서 상기 채널 최대 우도를 기준으로 상기 송신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제1 변화 및 상기 수신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제2 변화를 추정하는 단계를 포함하되,
상기 송신기와 상기 수신기 사이의 채널은 상기 송신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제1 변화를 요소로 갖는 제1 행렬, 상기 수신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제2 변화를 요소로 갖는 제2 행렬 및 이상적 채널을 기준으로 정의되는 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.
- [청구항 2] 제1항에 있어서,
상기 채널 최대 우도는 상기 제1 행렬, 상기 제2 행렬, 상기 이상적 채널 및 제로(zero) 평균을 갖는 복소수 가우시안 확률 변수를 기준으로 결정되는 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.
- [청구항 3] 제1항에 있어서,
상기 채널 최대 우도는 $\tilde{\mathbf{H}}_a = \mathbf{H}_a + \mathbf{N}_a$ 로 표현되며,
 $\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는 상기 채널 최대 우도, $\mathbf{A} = \text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 이고 $\mathbf{a}$ 는 상기 제1 행렬, $\mathbf{B} = \text{diag}\{\mathbf{b}\}$ 이고 $\mathbf{b}$ 는 상기 제2 행렬, $\mathbf{H}$ 는 이상적 채널, $\mathbf{N}_a$ 는 제로(zero) 평균을 갖는 복소수 가우시안 확률 변수인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.
- [청구항 4] 제1항에 있어서,
상기 이상적 채널은 상기 송신기와 상기 수신기 사이의 거리, 상기 송신기와 상기 수신기의 안테나 반경, 상기 송신기와 상기 수신기의 방위각으로 결정되는 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.
- [청구항 5] 제1항에 있어서,
상기 제2 행렬에서 $\mathbf{b}^H \mathbf{b} = \mathbf{1}$ 이며, $\mathbf{b}$ 는 제2 행렬의 대각 요소인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.
- [청구항 6] 제1항에 있어서,

[청구항 7]

$\| \tilde{\mathbf{H}}_a - \mathbf{b} \mathbf{a}^T \circ \mathbf{H} \|_F^2$ 를 최소화하는 상기 제1 행렬의 대각 요소 a 및 상기 제2 행렬의 대각 요소 b 로 결정되며, $\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는 상기 채널 최대 우도, $\circ$ 는 하다마드 연산, $\mathbf{H}$ 는 이상적 채널인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법. 제1항에 있어서, 상기 제1 변화 및 상기 제2 변화는 $\mathbf{C} \mathbf{C}^H$ 의 고유벡터 중에서 가장 큰 고유값(eigenvalue)을 갖는 타깃 고유벡터와 상기 타깃 고유벡터의 첫 번째 요소를 기준으로 추정되며, $\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}_a \circ \mathbf{H}^{\circ-1}$, $\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는 상기 채널 최대 우도, a 는 상기 제1 행렬, $\circ$ 는 하다마드 연산, $(\cdot)^{\circ-1}$ 는 역하다마드 연산인

[청구항 8]

UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법. 제7항에 있어서, 상기 추정된 제2 변화는 $\hat{\mathbf{b}} = \frac{|v_{\max}(1)|}{v_{\max}(1)} \mathbf{v}_{\max}$ 로

결정되고, 상기 추정된 제1 변화는

$$\hat{\mathbf{a}} = \frac{|v_{\max}(1)|}{v_{\max}(1)^*} \mathbf{C}^T \mathbf{v}_{\max}^*$$

로 결정되며, $\mathbf{v}_{\max}$ 는 상기

타깃 고유벡터이고, $v_{\max}(1)$ 은 상기 타깃 고유벡터의 첫 번째 요소인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 추정 방법.

[청구항 9]

UCA(Uniform Circular Array) 기반 OAM(Orbital Angular Momentum) 시스템에서 송신기와 수신기 사이의 채널 최대 우도(Maximum Likelihood)를 추정하는 단계; 상기 시스템에서 상기 채널 최대 우도를 기준으로 상기 송신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제1 변화 및 상기 수신기의 RF 체인에 의한 이득 내지 위상에 대한 제2 변화를 추정하는 단계; 및 상기 송신기의 푸리에 변환에 상기 제1 변화에 대한 역보상을 수행하고, 상기 수신기의 역푸리에 변환에 상기 제2 변화에 대한 역보상을 수행하는 단계를 포함하되,

상기 송신기와 상기 수신기 사이의 채널은 상기 송신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제1 변화를 요소로 갖는 제1 행렬, 상기 수신기의 N개 RF 체인 각각에 의한 상기 제2 변화를 요소로 갖는 제2 행렬 및 이상적 채널을 기준으로 정의되는 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

[청구항 10]

제9항에 있어서,

상기 채널 최대 우도는 $\tilde{\mathbf{H}}_a = \mathbf{H}_a + \mathbf{N}_a$ 로 표현되며,

$\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는 상기 채널 최대 우도, $\mathbf{A} = \text{diag}\{\mathbf{a}\}$ 이고 $\mathbf{a}$ 는 상기 제1 행렬,

$\mathbf{B} = \text{diag}\{\mathbf{b}\}$ 이고 $\mathbf{b}$ 는 상기 제2 행렬, $\mathbf{H}$ 는 이상적 채널, $\mathbf{N}_a$ 는 제로(zero) 평균을 갖는 복소수 가우시안 확률 변수인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

[청구항 11]

제9항에 있어서,

상기 제1 변화 및 상기 제2 변화는 각각

$\|\tilde{\mathbf{H}}_a - \mathbf{b}\mathbf{a}^T \circ \mathbf{H}\|_F^2$ 를 최소화하는 상기 제1 행렬의

대각 요소 $\mathbf{a}$ 및 상기 제2 행렬의 대각 요소 $\mathbf{b}$ 로 결정되며, $\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는

상기 채널 최대 우도, $\circ$ 는 하다마드 연산, $\mathbf{H}$ 는 이상적 채널인

UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

[청구항 12]

제9항에 있어서,

상기 제1 행렬에 대한 추정된 대각 요소의 역행렬을 이용하여 상기 제1 변화에 대한 역보상을 수행하고, 상기 제2 행렬에 대한 추정된 대각 요소의 역행렬을 이용하여 상기 제2 변화에 대한 역보상을 수행하는 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

[청구항 13]

제9항에 있어서,

상기 제1 변화 및 상기 제2 변화는 $\mathbf{C}\mathbf{C}^H$ 의 고유벡터 중에서

가장 큰 고유값(eigenvalue)을 갖는 타깃 고유벡터와 상기 타깃 고유벡터의 첫 번째 요소를 기준으로 추정되며,

$\mathbf{C} = \tilde{\mathbf{H}}_a \circ \mathbf{H}^{\circ-1}$, $\tilde{\mathbf{H}}_a$ 는 상기 채널 최대 우도, $\mathbf{a}$ 는 상기

제1 행렬, $\circ$ 는 하다마드 연산, $(\cdot)^{\circ-1}$ 는 역하다마드 연산인

UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

[청구항 14]

제13항에 있어서,

상기 추정된 제2 변화는 $\hat{\mathbf{b}} = \frac{|v_{\max}(1)|}{v_{\max}(1)} \mathbf{v}_{\max}$ 로

결정되고, 상기 추정된 제1 변화는

$\hat{\mathbf{a}} = \frac{|v_{\max}(1)|}{v_{\max}(1)^*} \mathbf{C}^T \mathbf{v}_{\max}^*$ 로 결정되되, $\mathbf{v}_{\max}$ 는 상기

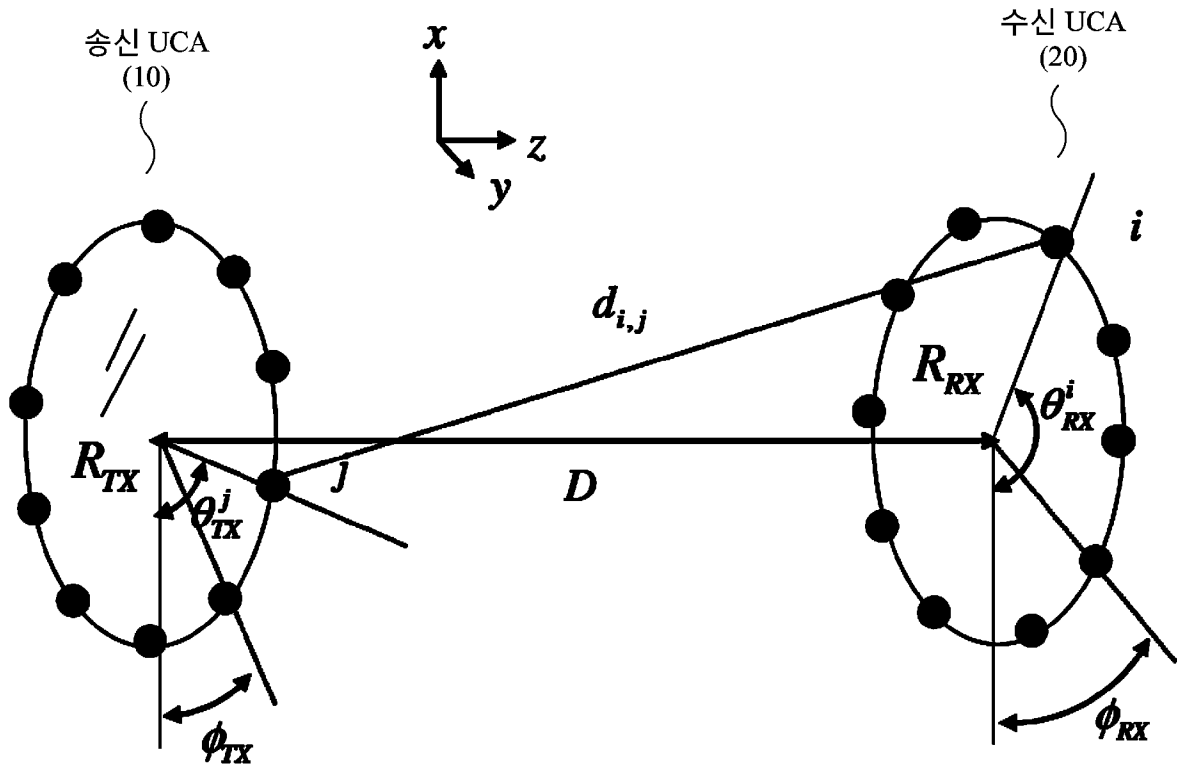
타깃 고유벡터이고, $v_{\max}(1)$ 은 상기 타깃 고유벡터의 첫 번째

요소인 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법.

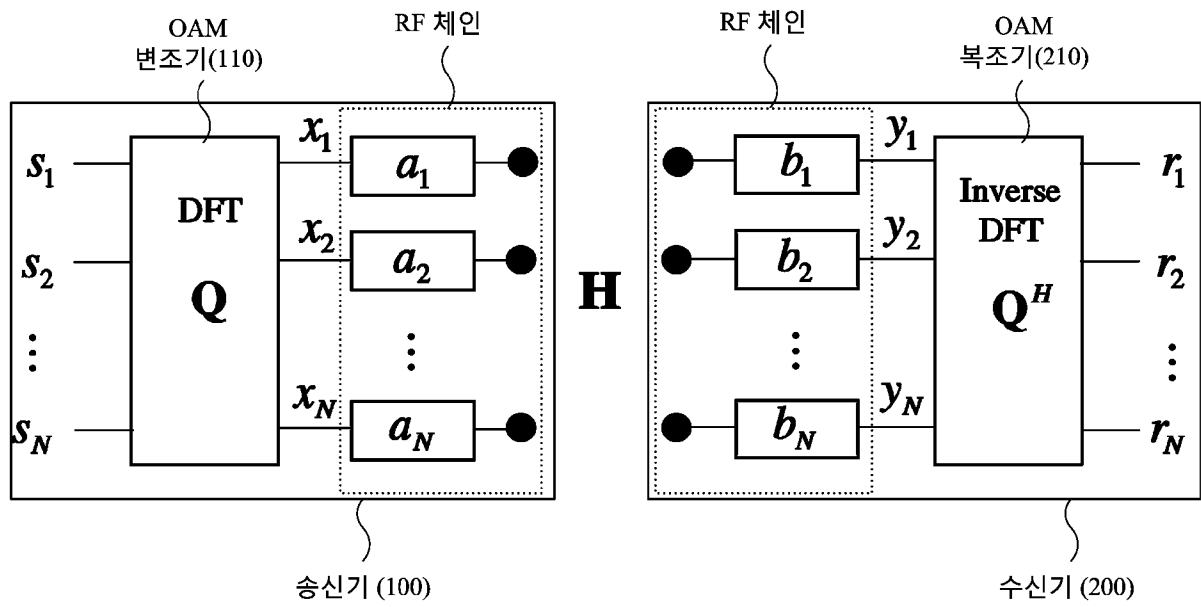
[청구항 15]

컴퓨터에서 제9항 내지 제14항 중 어느 하나의 항에 기재된 UCA 기반 OAM 시스템에서 RF 체인 사이의 불균형 보상 방법을 실행하기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록 매체.

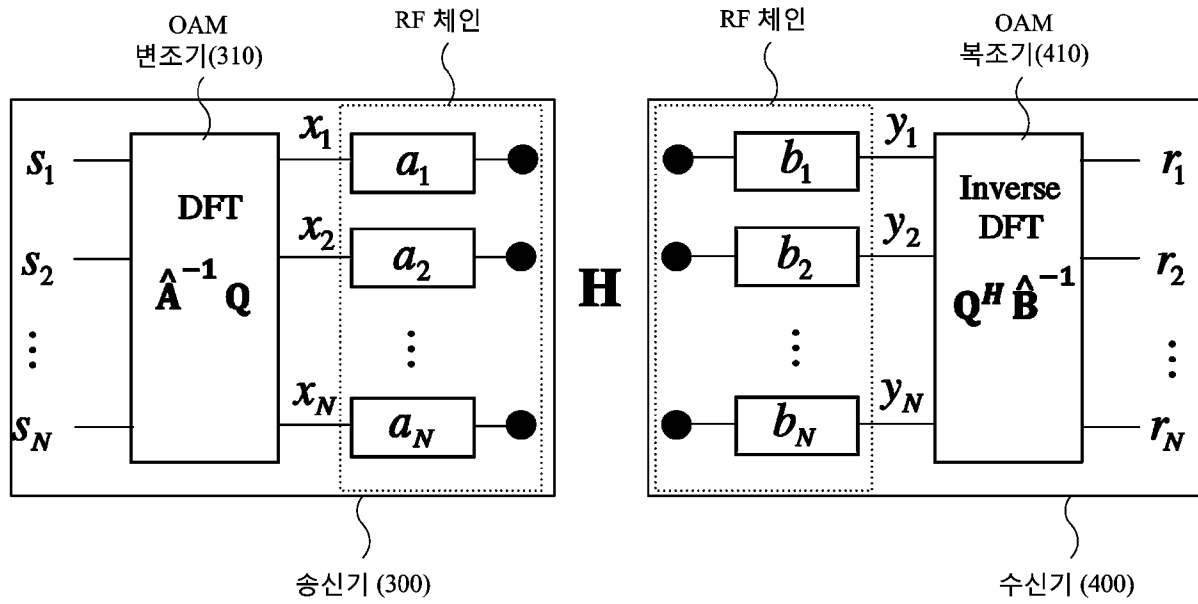
[Fig. 1]



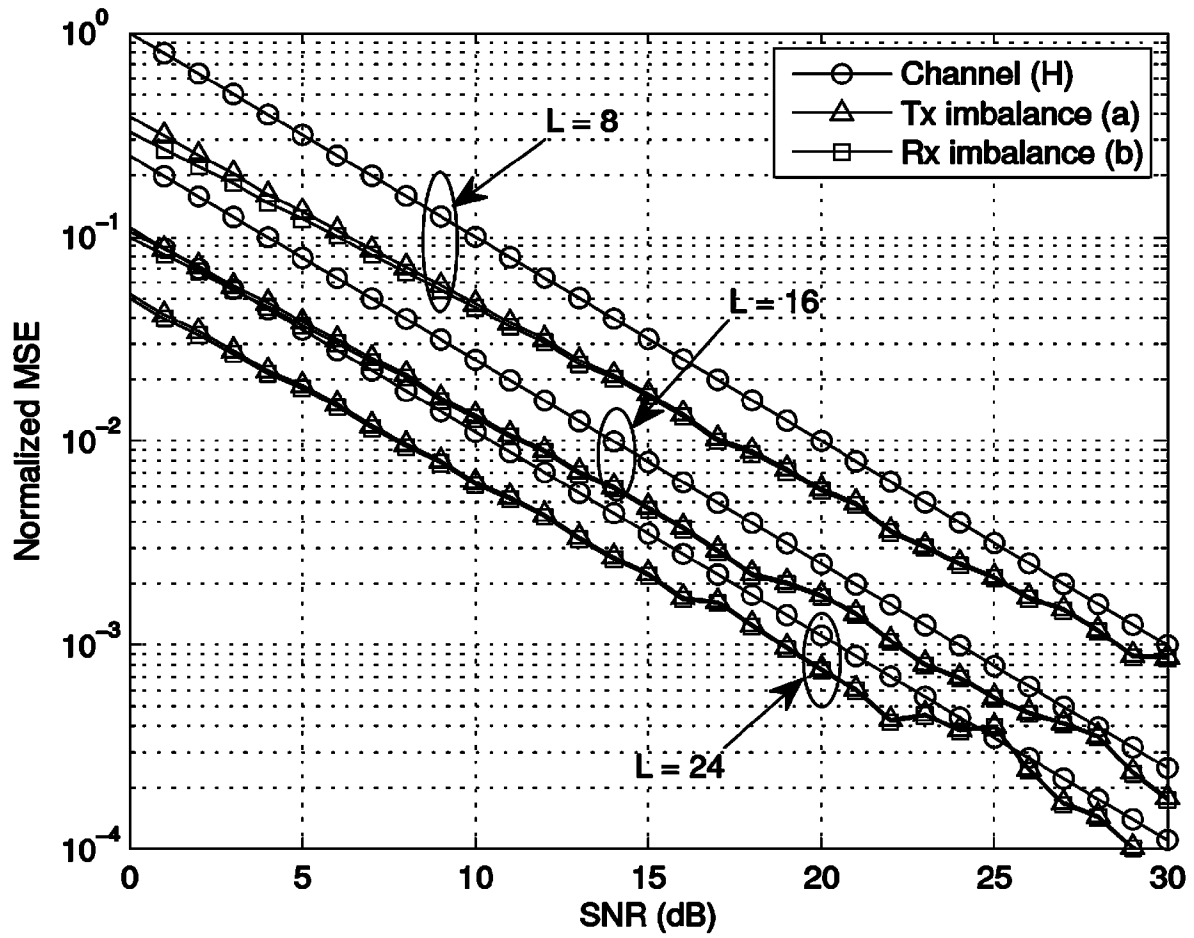
[Fig. 2]



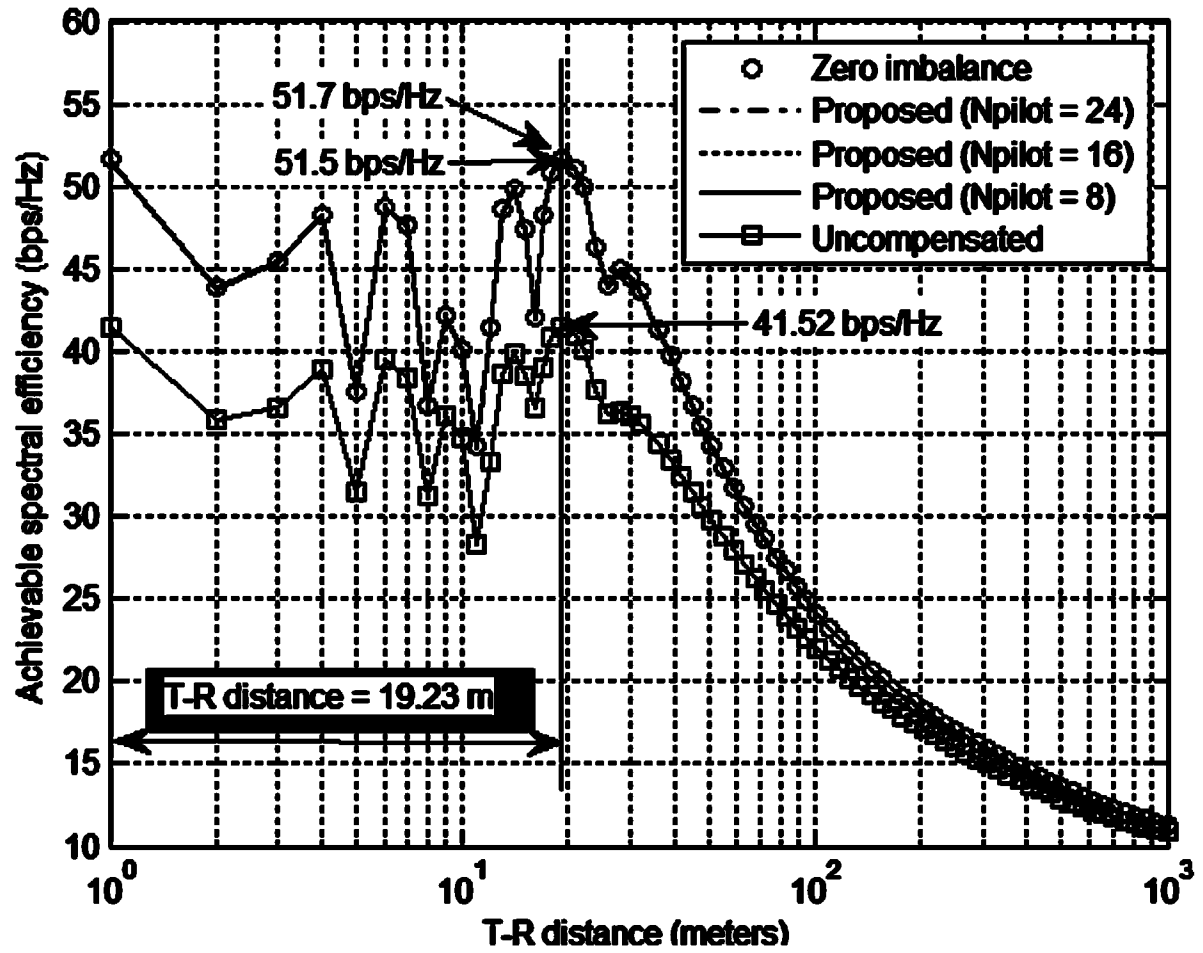
[Fig. 3]



[Fig. 4]



[Fig. 5]



INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

PCT/KR2018/012011

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

H04L 25/03(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04L 27/26(2006.01)i, H04L 25/14(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04L 25/03; H01Q 1/12; H01Q 1/24; H01Q 21/20; H01Q 3/26; H04B 17/00; H04L 12/24; H04L 27/01; H04W 72/12; H04L 25/02; H04L 27/26; H04L 25/14

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

eKOMPASS (KIPO internal) & Keywords: UCA, OAM, maximum likelihood, phase, gain, RF chain, matrix

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	KR 10-2017-0029454 A (KOREA ADVANCED INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY) 15 March 2017 See paragraphs [0032]-[0052]; and figure 1.	1-15
A	KR 10-2017-0099679 A (ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS RESEARCH INSTITUTE) 01 September 2017 See paragraphs [0015]-[0022]; and figure 1.	1-15
A	US 2017-0117626 A1 (SAJUYIGBE, Adesoji J. et al.) 27 April 2017 See paragraphs [0036]-[0085]; and figures 3A-10.	1-15
A	US 2017-0170574 A1 (RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA S.P.A. et al.) 15 June 2017 See paragraphs [0022]-[0070]; and figures 1-6.	1-15
A	US 2013-0235885 A1 (BROADCOM CORPORATION) 12 September 2013 See paragraphs [0041]-[0164]; and figures 1-27.	1-15



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

* Special categories of cited documents:

“A” document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

“E” earlier application or patent but published on or after the international filing date

“L” document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

“O” document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means

“P” document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

“T” later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention

“X” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

“Y” document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

“&” document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

10 JANUARY 2019 (10.01.2019)

Date of mailing of the international search report

01 FEBRUARY 2019 (01.02.2019)

Name and mailing address of the ISA/KR

Korean Intellectual Property Office
Government Complex Daejeon Building 4, 189, Cheongsu-ro, Seo-gu,
Daejeon, 35208, Republic of Korea

Facsimile No. +82-42-481-8578

Authorized officer

Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2018/012011

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
KR 10-2017-0029454 A	15/03/2017	NONE	
KR 10-2017-0099679 A	01/09/2017	NONE	
US 2017-0117626 A1	27/04/2017	EP 3163766 A1	03/05/2017
US 2017-0170574 A1	15/06/2017	CN 106233659 A	14/12/2016
		EP 3132558 A1	22/02/2017
		JP 2017-515337 A	08/06/2017
		KR 10-2016-0146850 A	21/12/2016
		WO 2015-159264 A1	22/10/2015
US 2013-0235885 A1	12/09/2013	CN 103312658 A	18/09/2013
		CN 103312658 B	06/07/2016
		CN 103313100 A	18/09/2013
		CN 103313100 B	14/09/2016
		CN 103634615 A	12/03/2014
		CN 103731680 A	16/04/2014
		EP 2639990 A2	18/09/2013
		EP 2639991 A2	18/09/2013
		EP 2639991 A3	22/02/2017
		EP 2639992 A2	18/09/2013
		EP 2639992 A3	22/02/2017
		EP 2639992 B1	18/04/2018
		EP 2639993 A2	18/09/2013
		EP 2639993 A3	15/04/2015
		HK 1185476 A1	24/03/2017
		HK 1185485 A1	16/06/2017
		KR 10-1409913 B1	19/06/2014
		KR 10-1409924 B1	19/06/2014
		KR 10-1455094 B1	27/10/2014
		KR 10-1469824 B1	05/12/2014
		KR 10-2013-0103685 A	24/09/2013
		KR 10-2013-0103686 A	24/09/2013
		KR 10-2013-0103687 A	24/09/2013
		KR 10-2013-0103688 A	24/09/2013
		TW 201338463 A	16/09/2013
		TW 201338482 A	16/09/2013
		TW 201340696 A	01/10/2013
		TW 201349810 A	01/12/2013
		TW 1487327 B	01/06/2015
		TW 1504208 B	11/10/2015
		TW 1547128 B	21/08/2016
		US 10015052 B2	03/07/2018
		US 10079727 B2	18/09/2018
		US 2013-0235739 A1	12/09/2013
		US 2013-0235744 A1	12/09/2013
		US 2013-0235882 A1	12/09/2013
		US 2013-0235883 A1	12/09/2013

INTERNATIONAL SEARCH REPORT
Information on patent family members

International application No.

PCT/KR2018/012011

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
		US 2013-0235884 A1	12/09/2013
		US 2013-0235887 A1	12/09/2013
		US 2013-0239142 A1	12/09/2013
		US 2013-0239150 A1	12/09/2013
		US 2013-0239159 A1	12/09/2013
		US 2013-0239160 A1	12/09/2013
		US 2013-0239161 A1	12/09/2013
		US 2014-0173672 A1	19/06/2014
		US 2014-0331269 A1	06/11/2014
		US 2015-0103847 A1	16/04/2015
		US 2015-0143447 A1	21/05/2015
		US 2015-0281750 A1	01/10/2015
		US 2015-0304152 A1	22/10/2015
		US 2015-0304695 A1	22/10/2015
		US 2016-0036660 A1	04/02/2016
		US 2016-0080171 A1	17/03/2016
		US 2016-0119069 A1	28/04/2016
		US 2016-0134479 A1	12/05/2016
		US 8667548 B2	04/03/2014
		US 8701152 B2	15/04/2014
		US 8806556 B2	12/08/2014
		US 8819755 B2	26/08/2014
		US 8917745 B2	23/12/2014
		US 8973076 B2	03/03/2015
		US 9088807 B2	21/07/2015
		US 9094161 B2	28/07/2015
		US 9185442 B2	10/11/2015
		US 9226010 B2	29/12/2015
		US 9240917 B2	19/01/2016
		US 9240956 B2	19/01/2016
		US 9241177 B2	19/01/2016
		US 9253515 B2	02/02/2016
		US 9264747 B2	16/02/2016
		US 9705746 B2	11/07/2017
		US 9923774 B2	20/03/2018
		US 9979599 B2	22/05/2018

A. 발명이 속하는 기술분류(국제특허분류(IPC))

H04L 25/03(2006.01)i, H04L 25/02(2006.01)i, H04L 27/26(2006.01)i, H04L 25/14(2006.01)i

B. 조사된 분야

조사된 최소문헌(국제특허분류를 기재)

H04L 25/03; H01Q 1/12; H01Q 1/24; H01Q 21/20; H01Q 3/26; H04B 17/00; H04L 12/24; H04L 27/01; H04W 72/12;
H04L 25/02; H04L 27/26; H04L 25/14

조사된 기술분야에 속하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록실용신안공보 및 한국공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC
일본등록실용신안공보 및 일본공개실용신안공보: 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드: UCA, OAM, 최대 우도, 위상, 이득, RF 체인, 행렬

C. 관련 문헌

카테고리*	인용문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	KR 10-2017-0029454 A (한국과학기술원) 2017.03.15 단락 [0032]-[0052]; 및 도면 1 참조.	1-15
A	KR 10-2017-0099679 A (한국전자통신연구원) 2017.09.01 단락 [0015]-[0022]; 및 도면 1 참조.	1-15
A	US 2017-0117626 A1 (ADESOJI J. SAJUYIGBE 등) 2017.04.27 단락 [0036]-[0085]; 및 도면 3A-10 참조.	1-15
A	US 2017-0170574 A1 (RAI RADIOTELEVISIONE ITALIANA S.P.A. 등) 2017.06.15 단락 [0022]-[0070]; 및 도면 1-6 참조.	1-15
A	US 2013-0235885 A1 (BROADCOM CORPORATION) 2013.09.12 단락 [0041]-[0164]; 및 도면 1-27 참조.	1-15

☐ 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다.

☒ 대응특허에 관한 별지를 참조하십시오.

* 인용된 문헌의 특별 카테고리:

“A” 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

“T” 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

“E” 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

“X” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

“L” 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

“Y” 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

“O” 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

“&” 동일한 대응특허문헌에 속하는 문헌

“P” 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

국제조사의 실제 완료일

2019년 01월 10일 (10.01.2019)

국제조사보고서 발송일

2019년 02월 01일 (01.02.2019)

ISA/KR의 명칭 및 우편주소



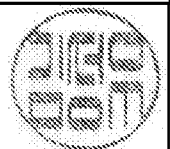
대한민국 특허청
(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,
4동 (둔산동, 정부대전청사)

팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관

김성우

전화번호 +82-42-481-3348



국제조사보고서에서 인용된 특허문헌	공개일	대응특허문헌	공개일
KR 10-2017-0029454 A	2017/03/15	없음	
KR 10-2017-0099679 A	2017/09/01	없음	
US 2017-0117626 A1	2017/04/27	EP 3163766 A1	2017/05/03
US 2017-0170574 A1	2017/06/15	CN 106233659 A	2016/12/14
		EP 3132558 A1	2017/02/22
		JP 2017-515337 A	2017/06/08
		KR 10-2016-0146850 A	2016/12/21
		WO 2015-159264 A1	2015/10/22
US 2013-0235885 A1	2013/09/12	CN 103312658 A	2013/09/18
		CN 103312658 B	2016/07/06
		CN 103313100 A	2013/09/18
		CN 103313100 B	2016/09/14
		CN 103634615 A	2014/03/12
		CN 103731680 A	2014/04/16
		EP 2639990 A2	2013/09/18
		EP 2639991 A2	2013/09/18
		EP 2639991 A3	2017/02/22
		EP 2639992 A2	2013/09/18
		EP 2639992 A3	2017/02/22
		EP 2639992 B1	2018/04/18
		EP 2639993 A2	2013/09/18
		EP 2639993 A3	2015/04/15
		HK 1185476 A1	2017/03/24
		HK 1185485 A1	2017/06/16
		KR 10-1409913 B1	2014/06/19
		KR 10-1409924 B1	2014/06/19
		KR 10-1455094 B1	2014/10/27
		KR 10-1469824 B1	2014/12/05
		KR 10-2013-0103685 A	2013/09/24
		KR 10-2013-0103686 A	2013/09/24
		KR 10-2013-0103687 A	2013/09/24
		KR 10-2013-0103688 A	2013/09/24
		TW 201338463 A	2013/09/16
		TW 201338482 A	2013/09/16
		TW 201340696 A	2013/10/01
		TW 201349810 A	2013/12/01
		TW I487327 B	2015/06/01
		TW I504208 B	2015/10/11
		TW I547128 B	2016/08/21
		US 10015052 B2	2018/07/03
		US 10079727 B2	2018/09/18
		US 2013-0235739 A1	2013/09/12
		US 2013-0235744 A1	2013/09/12
		US 2013-0235882 A1	2013/09/12
		US 2013-0235883 A1	2013/09/12

국제조사보고서에서
인용된 특허문헌

공개일

대응특허문헌

공개일

US 2013-0235884 A1	2013/09/12
US 2013-0235887 A1	2013/09/12
US 2013-0239142 A1	2013/09/12
US 2013-0239150 A1	2013/09/12
US 2013-0239159 A1	2013/09/12
US 2013-0239160 A1	2013/09/12
US 2013-0239161 A1	2013/09/12
US 2014-0173672 A1	2014/06/19
US 2014-0331269 A1	2014/11/06
US 2015-0103847 A1	2015/04/16
US 2015-0143447 A1	2015/05/21
US 2015-0281750 A1	2015/10/01
US 2015-0304152 A1	2015/10/22
US 2015-0304695 A1	2015/10/22
US 2016-0036660 A1	2016/02/04
US 2016-0080171 A1	2016/03/17
US 2016-0119069 A1	2016/04/28
US 2016-0134479 A1	2016/05/12
US 8667548 B2	2014/03/04
US 8701152 B2	2014/04/15
US 8806556 B2	2014/08/12
US 8819755 B2	2014/08/26
US 8917745 B2	2014/12/23
US 8973076 B2	2015/03/03
US 9088807 B2	2015/07/21
US 9094161 B2	2015/07/28
US 9185442 B2	2015/11/10
US 9226010 B2	2015/12/29
US 9240917 B2	2016/01/19
US 9240956 B2	2016/01/19
US 9241177 B2	2016/01/19
US 9253515 B2	2016/02/02
US 9264747 B2	2016/02/16
US 9705746 B2	2017/07/11
US 9923774 B2	2018/03/20
US 9979599 B2	2018/05/22