



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2018-0046350
(43) 공개일자 2018년05월08일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/26 (2006.01) H04L 25/03 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 27/2626 (2013.01)
H04L 25/03006 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-0091195
(22) 출원일자 2017년07월18일
심사청구일자 2017년07월18일
(30) 우선권주장
1020160141308 2016년10월27일 대한민국(KR)

(71) 출원인
고려대학교 산학협력단
서울특별시 성북구 안암로 145, 고려대학교 (안암동5가)
(72) 발명자
고영채
서울특별시 강남구 일원로 127, 107동 301호 (일원동, 가람아파트)
이태준
경기도 성남시 수정구 산성대로437번길 7, 104동 1605호 (단대동, 푸르지오)
임병주
서울특별시 강서구 등촌로13마길 29-3, 202호 (등촌동, 정우아파트)
(74) 대리인
특허법인엠에이피에스

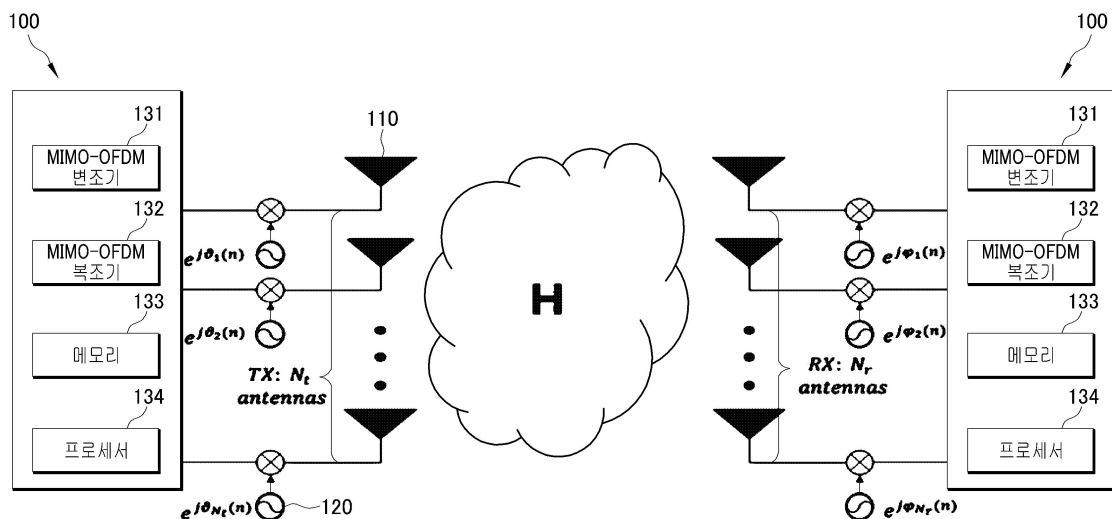
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 안테나 단마다 독립적인 발진기를 갖는 다중입출력 시스템 및 그 위상잡음 제거 방법

(57) 요약

본 발명은 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템이 위상잡음을 제거하는 방법을 개시한다. 본 방법은 송신 안테나로부터 전송된 데이터에 대한 송신 신호가 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신되는 단계; 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템을 통해 송수신되는 신호를 수학적으로 모델링한 결과를 기초로 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측하는 단계; 및 수신 신호로부터 예측된 송신단 및 수신단의 위상잡음을 제거하는 단계를 포함한다. 이때, 복수의 파라미터를 예측하는 단계는, 송신단 및 수신단 위상 잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복하여 연산하는 단계; 및 반복하여 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값이 이전 반복 단계에서 획득된 에러값보다 커지는 경우, 반복 연산을 중지하고 이전 반복 단계에서 산출된 데이터를 출력하는 단계를 포함한다.

대표도



(52) CPC특허분류

H04L 25/03821 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711035517

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신기술진흥센터

연구사업명 방송통신산업기술개발

연구과제명 고성능, 고효율의 차세대 무선랜 무선전송 원천기술 개발

기 여 율 1/1

주관기관 고려대학교산학협력단

연구기간 2016.03.01 ~ 2017.02.28

명세서

청구범위

청구항 1

안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템을 통한 위상잡음 제거 방법에 있어서,
 송신 안테나로부터 전송된 데이터에 대한 송신 신호가 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신되는 단계;
 상기 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템을 통해 송수신되는 신호를 수학적으로 모델링한 결과를 기초로, 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측하는 단계; 및
 상기 수신된 신호로부터 예측된 송신단 및 수신단의 위상잡음을 제거하는 단계를 포함하되,
 상기 복수의 파라미터를 예측하는 단계는,
 상기 송신단 및 수신단 위상 잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복하여 연산하는 단계; 및
 상기 반복 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값이 이전 반복 단계에서 획득된 에러값보다 커지는 경우, 상기 반복 연산을 중지하고 상기 이전 반복 단계에서 산출된 데이터를 출력하는 단계를 포함하는 것인 위상잡음 제거 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,
 상기 다중입출력 시스템에 대한 수학적 모델링은,
 상기 송신단 및 수신단의 위상잡음에 관한 로그 가능도 함수(log likelihood)를 설정하고, MAP(Maximum A Posterior) 예측 기법을 기초로 상기 로그 가능도 함수에서 예측하고자 하는 각 파라미터에 대해 편미분을 수행하는 것인 위상잡음 제거 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,
 상기 송신단 및 수신단의 위상잡음에 관한 로그 가능도 함수는
 상기 송신단의 위상잡음 및 상기 수신단의 위상잡음에 대한 파라미터를 포함하는 하기의 수학식 1로 나타나는 것인 위상잡음 제거 방법.

[수학식 1]

$$L(\phi, \theta) = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{y}^H \mathbf{y} - \frac{2}{\sigma^2} \text{Re}\{(\mathbf{1}^T - j\theta^T) \Xi^H \mathbf{y}\} + \frac{1}{\sigma^2} (\mathbf{1}^T - j\theta^T) \Xi^H \Xi (\mathbf{1} + j\theta) + \frac{1}{2} \phi^T \Phi^{-1} \phi + \frac{1}{2} \theta^T \Theta^{-1} \theta$$

$$(\Xi = \mathbf{P}_{\phi, D} \mathbf{F}_{N_r, D}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t, D} \mathbf{X}_D)$$

ϕ 는 송신단의 위상잡음, θ 는 수신단의 위상잡음, Φ 는 송신단의 위상잡음의 공분산 행렬, Θ 는 수신단의 위상잡음의 공분산 행렬, j는 수신 안테나의 식별번호, y는 송신 신호, $\mathbf{X}_D$ 는 데이터 벡터(x)의 대각행렬이

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_{11,D} & H_{12,D} & \cdots & H_{1N_r,D} \\ H_{21,D} & H_{22,D} & \cdots & H_{2N_r,D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_t,1,D} & H_{N_t,2,D} & \cdots & H_{N_t,N_r,D} \end{bmatrix} \quad (\text{이}$$

며, $\mathbf{P}_{\theta, D}$ 는 $\mathbf{p}_{\theta} = \exp\{j\theta\}$ 의 대각행렬, F는 정규화(normalized) DFT 행렬, H 는
 때, $H_{ij,D}$ 는 각 채널의 대각행렬)를 나타냄.

청구항 4

제 1 항에 있어서,

상기 송신단 및 수신단의 위상잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복 연산하는 단계는

최소 제곱 알고리즘을 사용하여 공통위상오차를 산출하고, 상기 공통위상오차가 보정된 초기 송신 신호와 상기 송신단 및 수신단의 위상잡음의 초기값을 산출하는 단계; 및

상기 송신단 및 수신단의 위상잡음의 초기값에 기초하여, 상기 수신단의 위상오차가 보정된 다음 반복 단계의 수신 신호를 산출하고, 상기 다음 반복 단계의 수신 신호에 대해 주파수 도메인에서 채널 균등화를 처리하여 채널 영향을 제거하고, 상기 채널 영향을 제거한 결과에 대해 주파수 도메인에서의 위상잡음을 제거하여 상기 다음 반복 단계의 송신 신호를 복원하는 과정을 반복 수행하는 단계를 포함하는 것인 위상잡음 제거 방법.

청구항 5

제 4 항에 있어서,

상기 송신단의 위상잡음의 초기값은

상기 공통위상오차가 보정된 초기 송신 신호와 $\phi=0$ 을 다음의 수학식 2에 대입하여 산출된 해이며,

상기 수신단의 위상잡음의 초기값은

상기 공통위상오차가 보정된 초기 송신 신호와 상기 수학식 2의 해를 다음의 수학식 3에 대입하여 산출된 해인 것인, 위상잡음 제거 방법.

[수학식 2]

$$\hat{\theta}_{MAP} = \left(Re\{\Xi^H \Xi\} + \frac{\sigma^2}{2} \Theta^{-1} \right)^{-1} (Im\{\Xi^H y\} - Im\{\Xi^H \Xi\} 1)$$

$$(\Xi = \mathbf{P}_{\phi,D} \mathbf{F}_{N_r,D}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t,D} \mathbf{X}_D)$$

[수학식 3]

$$\hat{\theta}_{MAP} = \left(Re\{\Lambda^H \Lambda\} + \frac{\sigma^2}{2} \Phi^{-1} \right)^{-1} (Im\{\Lambda^H y\} - Im\{\Lambda^H \Lambda\} 1)$$

$$(\Lambda = \text{diag}(\mathbf{F}_{N_r,D}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t,D} \mathbf{P}_{\theta,D} \mathbf{x}))$$

위 식에서, $diag$ 는 벡터를 대각행렬(diagonal matrix)로 바꾸는 연산자로서, 같은 크기를 갖는 행렬들을 블록(block) 대각행렬로 바꾸는 연산자를 나타내며, $\mathbf{P}_{\theta,D} = diag(\mathbf{p}_{\theta})$ ($\mathbf{p}_{\theta} = \exp\{j\theta\}$)를 나타냄.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 송신단의 위상잡음의 초기값은

상기 공통위상오차가 보정된 초기 송신 신호와 수신단 위상잡음에 의한 인접 캐리어간 간섭을 고려한 다음의 수학식 4의 해인 것인 위상잡음 제거 방법.

[수학식 4]

$$\tilde{\theta}^{(0)} = \left(Re\{\Xi^H (\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}}) \Xi\} + \frac{1}{2} \Theta^{-1} \right)^{-1} (Im\{\Xi^H (\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}}) y\} - Im\{\Xi^H (\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}}) \Xi\} 1)$$

I 는 1로 구성된 벡터, $Re\{A\}$ 는 A 의 실수 부분만 추출하는 연산자, σ^2 는 노이즈 변수(variance), $\tilde{\theta}^{(0)}$ 는 수

신단의 위상잡음의 초기값, θ 는 수신단의 위상잡음의 공분산 행렬, ϵ_{rx} 는 인접 캐리어간 간섭, $C_{\epsilon_{rx}}$ 는 ϵ_{rx} 의 공분산 행렬을 나타냄.

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 에러값은

상기 반복 연산의 결과값과 파일럿 서브캐리어를 이용하여 획득한 값과의 차이인 것인 위상잡음 제거 방법.

청구항 8

제 1 항에 있어서,

상기 복수의 파라미터를 예측하는 단계는

인터폴레이션(interpolation)된 행렬을 이용하여 반복 횟수를 감소시키는 것인 위상잡음 제거 방법.

청구항 9

안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템에 있어서,

복수의 수신 안테나;

상기 복수의 수신 안테나 각각에 연결된 복수의 발진기;

수신 안테나 및 발진기를 통해 수신되는 신호로부터 수신단 및 송신단의 위상잡음을 제거하는 프로그램을 저장하는 메모리; 및

상기 프로그램을 실행하는 프로세서를 포함하되,

상기 프로세서는, 상기 프로그램이 실행됨에 따라,

상기 다중입출력 시스템을 통해 송수신되는 신호를 수학적으로 모델링한 결과를 기초로 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측하고, 상기 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신된 신호로부터 예측된 송신단 및 수신단의 위상잡음을 제거하되,

상기 복수의 파라미터 예측은

상기 송신단 및 수신단 위상 잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복하여 연산하고, 상기 반복하여 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값이 이전 반복 단계에서 획득된 에러값보다 커지는 경우, 상기 반복 연산을 중지하고 상기 이전 반복 단계에서 산출된 데이터를 출력함으로써 이뤄지는 것인 다중입출력 시스템.

청구항 10

제 1 항 내지 제 8 항 중 어느 한 항에 기재된 방법을 컴퓨터 상에서 수행하기 위한 프로그램을 기록한 컴퓨터 판독 가능한 기록 매체.

발명의 설명

기술 분야

[0001]

본 발명은 무선 통신 시스템에 관한 것으로, 보다 상세하게는 무선 통신 시스템에서 발생하는 위상잡음을 제거하는 알고리즘을 처리하는 다중 입출력(Multiple-Input Multiple-Output: MIMO) 시스템 및 그 위상잡음 제거 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002]

최근 들어, 다중입출력 시스템에 있어서 보다 좋은 채널 환경을 얻기 위해 안테나 간격을 떨어뜨려 설계하는 추세이다. 특히, 기존에는 도 1에 도시한 바와 같이 다중입출력 시스템에서 안테나 단에서 공용으로 발진기를 사

용하여 왔다. 그러나, 최근에는 도 2에 도시한 바와 같이 초고주파를 사용할 경우 RF 회로 구현상의 문제로 인해 각 안테나 단에서 발진기를 독립적으로 사용하는 경우가 늘고 있다.

[0003] 한편, 위상잡음은 발진기의 비이상적인 특성 때문에 나타나는 노이즈로서, 랜덤 프로세스 형태로 나타난다. 이러한 위상잡음은 각 발진기마다 독립적으로 나타나는데, 각 안테나 단마다 독립적인 발진기를 사용한다면 시스템에 영향을 미치는 위상잡음의 수가 안테나의 수에 비례하여 증가하게 된다. 즉, 종래에 안테나 단에 대해 공용 발진기를 사용하던 시스템보다 위상잡음으로 인해 발생하는 성능 열화가 커지게 되는 문제점이 있었다.

[0004] 구체적으로, RF 단에서 발진기의 비이상적인 특성 때문에 발생하는 위상잡음(phase noise)은 직교주파수분할(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 시스템 성능의 큰 영향을 미치게 된다. 위상잡음은 공통위상오차(Common Phase Error: CPE)와 인접서브캐리어간 간섭(Inter-Carrier Interference: ICI)의 두 가지 형태로 성능 저하를 일으킨다. 그 중 공통위상오차의 영향이 더 크기 때문에, 종래에는 공통위상오차를 추정하기 위한 연구들이 활발히 진행되어 왔다.

[0005] 이와 관련하여, 대한민국 공개특허 제 10-2003-0098224 호(발명의 명칭: 무선랜 시스템의 위상잡음 제거 장치 및 그 방법)에서는, 위상잡음이 있을 때 공통위상오차보정 알고리즘 및 인접서브캐리어간 간섭을 줄이는 알고리즘을 제안하였다. 이때, 공통위상오차보정 알고리즘은 최소 제곱 방식에서 확장된 방식이다. 그러나 이러한 기존의 위상잡음 제거 방식의 경우 단일 안테나만을 사용하였을 때 경우를 가정하였다는 한계가 있었다.

[0006] 이처럼, 각 안테나 단마다 독립적인 발진기를 갖는 다중안테나 시스템의 경우에는 안테나 수에 비례하여 위상잡음이 존재하여 성능 저하가 심각하나, 기존에는 이러한 시스템에서 위상잡음을 제거하는 알고리즘은 거의 연구되지 않고 있는 실정이다. 즉, 종래의 최소 제곱 알고리즘은 위상잡음으로 발생하는 영향 중 공통위상오차만을 예측할 수 있으며, 공통위상오차만을 보상할 경우 비록 낮은 SNR 파워에서는 성능향상을 기대할 수 있지만, 높은 SNR 파워에서는 성능 향상을 기대하기 어렵다는 단점이 있다. 이러한 경우, 비트오류율(Bit Error Rate, BER) 성능 그래프를 통해서도 높은 SNR에서 에러 플로어(error-floor) 현상이 나타나는 것을 확인할 수 있다.

[0007] 따라서, 각 안테나 단마다 독립적인 발진기를 갖는 MIMO-OFDM 시스템에서, 공통위상오차 뿐만 아니라 위상잡음으로 인해 발생하는 인접 서브캐리어 간 간섭도 함께 줄일 수 있는 위상잡음 제거 기법이 필요하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명의 일 실시예는 각 안테나 단마다 독립적인 발진기를 갖는 다중입출력 시스템에서 위상잡음을 예측 및 제거할 수 있는 다중입출력 시스템 및 그 위상잡음 제거 방법을 제공하고자 한다.

[0009] 다만, 본 실시예가 이루고자 하는 기술적 과제는 상기된 바와 같은 기술적 과제로 한정되지 않으며, 또 다른 기술적 과제들이 존재할 수 있다.

과제의 해결 수단

[0010] 상기와 같은 기술적 과제를 달성하기 위한 본 발명의 제1 측면에 따른 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템을 통한 위상잡음 제거 방법은, 송신 안테나로부터 전송된 데이터에 대한 송신 신호가 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신되는 단계; 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템을 통해 송수신되는 신호를 수학적으로 모델링한 결과를 기초로, 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측하는 단계; 및 수신 신호로부터 예측된 송신단 및 수신단의 위상잡음을 제거하는 단계를 포함한다. 이때, 복수의 파라미터를 예측하는 단계는, 송신단 및 수신단 위상 잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복하여 연산하는 단계; 및 반복하여 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값이 이전 반복 단계에서 획득된 에러값보다 커지는 경우, 반복 연산을 중지하고 이전 반복 단계에서 산출된 데이터를 출력하는 단계를 포함한다.

[0011] 또한, 본 발명의 제2 측면에 따른 안테나 별로 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템은 복수의 수신 안테나; 복수의 수신 안테나 각각에 연결된 복수의 발진기; 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신되는 신호로부터 수신단 및 송신단의 위상잡음을 제거하는 프로그램을 저장하는 메모리; 및 상기 프로그램을 실행하는 프로세서를 포함한다. 이때, 상기 프로세서는, 상기 프로그램이 실행됨에 따라 다중입출력 시스템을 통해 송수신되는 신호를 수학적으로 모델링한 결과를 기초로 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측하고, 수신 신호로부터 예측된 송신단 및 수신단의 위상잡음을 제거한다. 이때, 파라미터 예측은 송신단 및 수신단 위상 잡음에 대한 관계식을 서로 번갈아 반복하여 연산하고, 반복하여 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값

이 이전 반복 단계에서 획득된 에러값보다 커지는 경우, 반복 연산을 중지하고 상기 이전 반복 단계에서 산출된 데이터를 출력함으로써 이뤄진다.

발명의 효과

[0012] 본 발명의 일 실시예에 따르면, 각 안테나 단마다 독립적인 발진기를 가지는 다중입출력 무선 통신 시스템에서 발생하는 모든 위상잡음을 예측하기 때문에, 공통위상오차 뿐만 아니라 위상잡음으로 인해 발생하는 인접 서브캐리어 간 간섭도 함께 줄일 수 있다.

[0013] 또한, 본 발명의 일 실시예에 따르면 기존의 최소 제공근 알고리즘만을 사용한 위상잡음 제거 방식에서 보다 BER(bit error rate) 성능을 크게 향상시킬 수 있으며, 파일럿 서브캐리어의 숫자가 충분하다면 많은 다중 안테나를 갖는 시스템에서도 성능 향상을 도출할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0014] 도 1은 종래의 공통 발진기를 사용하는 다중입출력 시스템의 구성을 개략적으로 나타낸 도면이다.

도 2는 종래의 독립 발진기를 사용하는 다중입출력 시스템의 구성을 개략적으로 나타낸 도면이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템의 구성도이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따라 도 3의 프로세스가 다중입출력 시스템의 위상잡음을 제거하는 방법을 설명하는 순서도이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따라 도 3의 프로세스가 회귀 연산 알고리즘을 수행하는 상세한 방법을 설명하는 순서도이다.

도 6는 본 발명의 일 실시예에 따른 회귀 연산 알고리즘의 개요를 도시한다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 2X2 MIMO 시스템에서의 공통위상오차 보정 성능을 나타낸 그래프이다.

도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 5X5 MIMO 시스템에서의 공통위상오차 보정 성능을 나타낸 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 아래에서는 첨부한 도면을 참조하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 본 발명의 실시예를 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면 부호를 붙였다.

[0016] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 다른 부분과 "연결"되어 있다고 할 때, 이는 "직접적으로 연결"되어 있는 경우뿐만 아니라, 그 중간에 다른 소자를 사이에 두고 "전기적으로 연결"되어 있는 경우도 포함한다. 또한 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다.

[0017] 본 명세서에 있어서 '부(部)' 또는 '모듈'이란, 하드웨어 또는 소프트웨어에 의해 실현되는 유닛(unit), 양방을 이용하여 실현되는 유닛을 포함하며, 하나의 유닛이 둘 이상의 하드웨어를 이용하여 실현되어도 되고, 둘 이상의 유닛이 하나의 하드웨어에 의해 실현되어도 된다.

[0018] 이하, 도면을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 안테나 단마다 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템 및 이를 통한 위상잡음 제거 방법에 대해서 상세히 설명하도록 한다. 참고로, 본 발명의 일 실시예에서는 채널 추정과 관련한 기술은 본 발명의 핵심 기술과 큰 상관이 없으므로, 채널을 알고 있다고 가정한다.

[0019] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 다중입출력 시스템의 구성도이다.

[0020] 도 3에 도시된 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 다중입출력 시스템(100)이 다중 안테나(110)를 사용하는 무선통신시스템인 것으로 가정한다. 또한, 다중입출력 시스템(100)은 송신단/수신단 안테나(110) 별로 발진기(oscillator)(120)를 포함하는 독립 발진기 구조이며, MIMO-OFDM 변조기(Modulator)(131), MIMO-OFDM 복조기(Demodulator)(132), 메모리(133) 및 프로세서(134)를 포함한다.

[0021] 송신단/수신단 안테나(110)는 프로세서(134)의 제어에 의해, MIMO-OFDM 변조기(131)/복조기(132)에 의해 처리된

신호를 외부로 전송하거나, 외부로부터 무선 신호를 수신하여 MIMO-OFDM 변조기(131)/복조기(132)로 전달하는 기능을 수행하며, 각 안테나와 연결된 발진기(120)는 서브캐리어 주파수(subcarrier frequency)의 상향 및/또는 하향 변환하는 기능을 수행한다.

[0022] MIMO-OFDM 변조기(131)는 프로세서(134)의 제어에 의해, 데이터를 각 안테나(110)를 통해 전송될 신호를 변조하는 변조 프로세스를 수행한다. 이때, 변조 프로세스는 다양한 방식으로 수행될 수 있다. 예를 들어, MIMO-OFDM 변조기(131)는 각 안테나를 통해 전송되는 채널 상관도의 부호에 따라 전송 신호에 극성을 적용하여 전송하는 극성 다중화 MIMO(polarity multiplexing MIMO) 방식을 이용하여 신호들을 변조할 수 있으나, 이에 제한되는 것은 아니다.

[0023] MIMO-OFDM 복조기(132)는 프로세서(134)의 제어에 의해, 수신 안테나(110) 및 발진기(120)를 통해 입력된 신호들을 주파수 영역의 신호로 변환하는 복조 프로세스를 수행한다. 이때, 복조 프로세스는 변조 프로세스의 역수행 과정일 수 있다.

[0024] 메모리(133)는 프로세서(134)가 변조 프로세스 및 복조 프로세스를 제어하기 위한 하나 이상의 프로그램(또는 인스트럭션)을 저장한다. 또한, 메모리(133)는 수신 안테나(110) 및 발진기(120)를 통해 수신되는 신호로부터 수신단 및 송신단의 위상잡음을 제거하는 프로그램을 저장한다. 한편, 메모리(133)는 전원이 공급되지 않아도 저장된 정보를 유지하는 비휘발성(non-volatile) 저장 장치 및 저장된 정보를 유지하기 위하여 전력이 필요한 휘발성 저장 장치를 통칭하는 것일 수 있다.

[0025] 프로세서(134)는 다중입출력 시스템(100)을 제어하기 위한 하나 이상의 구성 요소를 포함하여 구현될 수 있다. 또한, 프로세서(134)는 메모리(133)에 저장된 프로그램을 실행함으로써, 다중입출력 시스템(100)을 통해 송수신되는 신호들을 변조 또는 복조하는 변조 프로세스 및 복조 프로세스를 수행할 수 있다. 특히, 프로세서(134)는 메모리(133)에 저장된 프로그램을 실행함으로써, 복조 프로세스에 이어서 송신단 및 수신단의 발진기에서 발생되는 위상잡음을 제거함으로써 다중입출력 시스템(100)의 위상오차 보정 성능을 향상시킬 수 있다. 이하, 도 4를 참조하여 상세히 설명한다.

[0026] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따라 프로세서(134)가 다중입출력 시스템(100)의 위상잡음을 제거하는 방법을 설명하는 순서도이다.

[0027] 먼저, 프로세서(134)는 송신 안테나로부터 전송된 데이터에 대한 송신 신호를 수신 안테나 및 발진기를 통해 수신한다 (S410).

[0028] 이후, 프로세서(134)는 다중입출력 시스템(100)을 통해 송수신되는 신호들을 수학적으로 모델링한 결과를 기초로, 송신단의 위상잡음 및 수신단의 위상잡음에 대한 복수의 파라미터를 예측한다(S420).

[0029] 이하에서는, 다중입출력 시스템(100)을 통해 송수신되는 신호들을 수학적으로 모델링하는 과정을 설명한다.

[0030] 먼저, i 번째 송신단 안테나에서 보내고자 하는 데이터인 $\mathbf{s}_i = [s_i(0), s_i(1), \dots, s_i(N-1)]^T$ 를 IDFT한 후, 시간 도메인에서 보내는 OFDM 신호(즉, 송신 신호)를 아래 수학식 1과 같이 표현할 수 있다.

수학식 1

$$x_i[n] = \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} s_i[k] e^{j2\pi kn}$$

[0031]

[0032] 수학식 1에서 송신 신호가 채널과 송신단의 위상잡음의 영향을 거쳐, j 번째 수신 안테나에 수신되는 수신 신호는 아래 수학식 2와 같이 표현할 수 있다.

수학식 2

$$y_j[n] = \sum_{i=1}^{N_t} x_i[n] e^{j\theta_i[n]} \otimes h_{ij}[n] e^{j\phi_j[n]} + w_j[n]$$

[0033]

수학식 2에서 θ_i 및 ϕ_j 는 각각 i번째 송신단과 j번째 수신단에서의 위상잡음을 의미하고, w_j 는 j번째 수신단에서 가우시안 잡음을 의미하며, $\otimes$ 는 순환 컨볼루션을 의미한다. h_{ij} 은 i번째 송신단 안테나와 j번째 수신단 안테나 사이의 채널을 의미한다. N_t 및 N_r 은 각각 송신단과 수신단의 안테나 숫자를 의미한다.

[0034]

수학식 2에서의 수신 신호를 벡터로 표현하면, 수학식 2는 다음의 수학식 3에서와 같이 표현할 수 있다.

[0035]

수학식 3

$$y = P_{\phi,D} F_{N_r,D}^H H F_{N_t,D} P_{\theta,D} x + w$$

[0036]

수학식 3에 표현된 문자들은 각 문자의 벡터 형태를 나타내며, 소문자는 벡터를 나타내고, 대문자는 행렬을 나타낸다. 또한, 수학식 3의 각각의 문자는 다음의 수학식 4와 같이 정의된다.

[0037]

수학식 4

$$\begin{aligned} y_j &= [y_j(0), y_j(1), \dots, y_j(N-1)]^T, \quad y = [y_1^T, y_2^T, \dots, y_{N_r}^T]^T \\ x_i &= [x_i(0), x_i(1), \dots, x_i(N-1)]^T, \quad x = [x_1^T, x_2^T, \dots, x_{N_t}^T]^T \\ w_j &= [w_j(0), w_j(1), \dots, w_j(N-1)]^T, \quad w = [w_1^T, w_2^T, \dots, w_{N_r}^T]^T \\ \phi_j &= [\phi_j(0), \phi_j(1), \dots, \phi_j(N-1)]^T, \quad \phi = [\phi_1^T, \phi_2^T, \dots, \phi_{N_r}^T]^T, \quad p_\phi = \exp\{j\phi\}, \quad P_{\phi,D} = \text{diag}(p_\phi) \\ \theta_i &= [\theta_i(0), \theta_i(1), \dots, \theta_i(N-1)]^T, \quad \theta = [\theta_1^T, \theta_2^T, \dots, \theta_{N_t}^T]^T, \quad p_\theta = \exp\{j\theta\}, \quad P_{\theta,D} = \text{diag}(p_\theta) \\ h_{ij} &= [h_{ij}(0), h_{ij}(1), \dots, h_{ij}(N-1)]^T, \quad H_{ij,D} = \text{diag}(h_{ij}), \quad H = \begin{bmatrix} H_{11,D} & H_{12,D} & \dots & H_{1N_r,D} \\ H_{21,D} & H_{22,D} & \dots & H_{2N_r,D} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ H_{N_t1,D} & H_{N_t2,D} & \dots & H_{N_tN_r,D} \end{bmatrix} \\ F_{N_r,D} &= \text{diag}(\underbrace{[F, F, \dots, F]}_{N_r}) \end{aligned}$$

[0038]

수학식 3에서 F 는 정규화 DFT(normalized discrete Fourier transform) 행렬을 나타내고, diag 는 벡터를 대각행렬(diagonal matrix)로 바꾸는 연산자로서, 같은 크기를 갖는 행렬들을 블록(block) 대각행렬로 바꾸는 연산자를 나타낸다. 또한, h 는 채널, θ 는 송신단의 위상잡음, ϕ 는 수신단의 위상잡음을 나타낸다.

[0039]

대부분의 발진기의 스펙을 통해서 확률적 특성을 알 수 있기 때문에, 본 발명의 일 실시예에서는 위상잡음의 확률적 분포를 알고 있다고 가정한다. 한편, 위상잡음의 경우 대부분 가우시안 분포를 따르기 때문에, j번째 수

[0040]

신단에서 발생한 위상잡음이 $\phi_j \sim N(0, \Phi_j)$ 의 분포를 따를 경우, 각 발진기에서 발생하는 위상잡음은 모두 독립적이므로, 수신단에서 발생하는 위상잡음은 다음의 수학적 식 5와 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 5

$$\phi \sim N(0, \Phi), \quad \Phi = \text{diag}([\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_{N_r}])$$

또한 송신단에서 발생하는 위상잡음은 다음의 수학적 식 6과 같은 분포를 따른다고 할 수 있다.

수학적 식 6

$$\theta \sim N(0, \Theta), \quad \Theta = \text{diag}([\Theta_1, \Theta_2, \dots, \Theta_{N_t}])$$

이상에서 설명한 시스템 모델을 기초로, 프로세서(134)는 송신단/수신단의 위상잡음에 대한 파라미터들을 예측한다. 이때, 프로세서(134)는 제한된 신호로부터 효율적으로 많은 파라미터를 예측하기 위해 MAP 예측기법을 이용한다.

구체적으로, 예측하고자 하는 파라미터인 ϕ (송신단의 위상잡음) 및 θ (수신단의 위상잡음)에 관한 로그가능도(log likelyhood: LLF) 함수는 아래 수학적 식 7과 같이 나타낼 수 있다.

수학적 식 7

$$L(\phi, \theta) = -\ln p(y|\phi, \theta) - \ln p(\phi) - \ln p(\theta)$$

프로세서(134)는 MAP(Maximum A Posterior) 예측 기법을 적용하여, 상기의 수학적 식 7의 LLF 함수를 최대화 하는

ϕ 및 θ (즉, $\{\hat{\phi}_{MAP}, \hat{\theta}_{MAP}\} = \max_{\phi, \theta} L(\phi, \theta)$)를 산출한다. 이는, LLF 함수를 예측하고자하는 파라미터인

ϕ 및 θ 각각에 대해서 편미분을 수행하여, 편미분된 함수를 0으로 만드는 ϕ 및 θ 를 추출하는 것일 수 있다.

이에 앞서, 상기 수학적 식 3은 하기의 수학적 식 8과 같이 단순화하여 표현될 수 있다.

수학적 식 8

$$\mathbf{y} = \Xi \mathbf{p}_\theta + \mathbf{w} = \Lambda \mathbf{p}_\phi + \mathbf{w}$$

위 식에서, Ξ 는 $\Xi = \mathbf{P}_{\phi, D} \mathbf{F}_{N_r, D}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t, D} \mathbf{X}_D$ 를 나타내며, Λ 는 $\Lambda = \text{diag}(\mathbf{F}_{N_r, D}^H \mathbf{H} \mathbf{F}_{N_t, D} \mathbf{P}_{\theta, D} \mathbf{x})$ 를 나타낸다.

그리고 상기 수학적 식 7은 수학적 식 5, 6 및 8에 의해 다음의 수학적 식 9와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$L(\phi, \theta) = \frac{1}{\sigma_{w_e}^2} (\mathbf{y} - \Xi \mathbf{p}_\theta)^H (\mathbf{y} - \Xi \mathbf{p}_\theta) + \frac{1}{2} \phi^T \mathbf{C}_\phi^{-1} \phi + \frac{1}{2} \theta^T \mathbf{C}_\theta^{-1} \theta$$

$$= \frac{1}{\sigma_{w_e}^2} (\mathbf{y}^H \mathbf{y} - 2\Re\{\mathbf{p}_\theta^H \Xi^H \mathbf{y}\} + \mathbf{p}_\theta^H \Xi^H \Xi \mathbf{p}_\theta) - \frac{1}{2} \phi^T \mathbf{C}_\phi^{-1} \phi + \frac{1}{2} \theta^T \mathbf{C}_\theta^{-1} \theta$$

[0052]

[0053] 일반적으로, 위상잡음은 매우 작기 때문에, 테일러 급수(Taylor's series)에 의해 $\exp(j\theta) \approx 1 + j\theta$ 로 나타낼 수 있다. 이에 따라, 상기 수학식 9는 아래 수학식 10에서와 같이 다시 표현할 수 있다.

수학식 10

$$L(\phi, \theta) = \frac{1}{\sigma^2} \mathbf{y}^H \mathbf{y} - \frac{2}{\sigma^2} \Re\{(1^T - j\theta^T) \Xi^H \mathbf{y}\} + \frac{1}{\sigma^2} (1^T - j\theta^T) \Xi^H \Xi (1 + j\theta) + \frac{1}{2} \phi^T \Phi^{-1} \phi + \frac{1}{2} \theta^T \Theta^{-1} \theta$$

[0054]

[0055] 프로세서(134)는 상기 수학식 10을 θ 에 관하여 편미분 하면, 아래 수학식 11에 따라 $\hat{\theta}_{MAP}$ 을 구할 수 있다.

수학식 11

$$\hat{\theta}_{MAP} = \left(\Re\{\Xi^H \Xi\} + \frac{\sigma^2}{2} \Theta^{-1} \right)^{-1} (\text{Im}\{\Xi^H \mathbf{y}\} - \text{Im}\{\Xi^H \Xi\} \mathbf{1})$$

[0056]

[0057] 또한, 위와 유사하게, 프로세서(134)는 상기 수학식 10을 ϕ 에 관하여 편미분하면, 아래 수학식 12와 같이 $\hat{\phi}_{MAP}$ 을 구할 수 있다.

수학식 12

$$\hat{\phi}_{MAP} = \left(\Re\{\Lambda^H \Lambda\} + \frac{\sigma^2}{2} \Phi^{-1} \right)^{-1} (\text{Im}\{\Lambda^H \mathbf{y}\} - \text{Im}\{\Lambda^H \Lambda\} \mathbf{1})$$

[0058]

[0059] 한편, 상기 수학식 11 및 12의 해를 구하기 위해서는 $\mathbf{x}$, ϕ 및 θ 의 값이 필요하다.

[0060] 따라서 프로세서(134)는 송신단 및 수신단의 위상잡음에 관한 관계식을 반복적으로 회귀 연산하고, 반복하여 연산한 결과에 따라 획득되는 에러값이 이전 단계의 반복에서보다 커지는 경우, 반복을 중지하고 이전 단계에서 구한 데이터를 출력한다. 이에 대해서는, 도 5를 참조하여 상세히 설명한다.

[0061] 도 5를 참조하면, 프로세서(134)는 송신단 및 수신단의 위상잡음의 초기값을 산출한다(S421).

[0062] 구체적으로, 프로세서(134)는 최소 제곱법(Least Square) 알고리즘을 이용하여 공통위상오차를 산출하고, 공통 위상오차를 보정한 초기 송신 신호($\tilde{\mathbf{x}}^{(0)}$)를 산출한다. 그리고, 프로세서(134)는 $\phi = \mathbf{0}$ 및 $\tilde{\mathbf{x}}^{(0)}$ 를 수학식

11에 대입하여 송신단 위상잡음의 초기값($\tilde{\theta}^{(0)}$)을 산출한다. 이어서, 프로세서(134)는 $\tilde{x}^{(0)}$ 및 $\tilde{\theta}^{(0)}$ 를 수학적 식 12에 대입함으로써 수신단 위상잡음의 초기값($\tilde{\phi}^{(0)}$)을 산출한다.

[0063] 이후, 산출된 초기값들에 기초하여, 프로세서(134)는 송신단 및 수신단의 위상잡음에 관한 관계식을 반복 회귀 연산한다.

[0064] 구체적으로, 프로세서(134)는 k+1 단계의 송신 데이터($\tilde{x}^{(k+1)}$)는, 다음의 수학적 식 13에서와 같이 수신 신호(y)에 k단계의 수신단 위상잡음($\tilde{\phi}^{*(k)}$)를 곱하여 수신단의 위상오차를 보정한다(S422).

수학적 식 13

$$\tilde{y}^{(k+1)} = y \cdot \tilde{\phi}^{*(k)}$$

[0065] 다음으로, 프로세서(134)는 보정된 수신 신호($\tilde{y}^{(k+1)}$)에 대해 DFT를 수행한 후, 주파수 도메인에서 채널을 균등화(Equalization)함으로써 채널의 영향을 제거한다(S423).

[0066] 한편, 채널 이퀄라이제이션(Equalization)을 수행한 후 획득된 신호를 $\tilde{s}_{i,eq}^{(k+1)}$ 라고 정의할 때, 이는 주파수 도메인에서의 신호이므로 송신단의 위상잡음에 영향받는다. 따라서, 프로세서(134)는 주파수 도메인에서의 위상잡음 벡터($F\tilde{\theta}_i^{*(k)}$)를 이용하여 순환 행렬(circulant matrix)을 생성한 후, 생성된 순환 행렬을 $\tilde{s}_{i,eq}^{(k+1)}$ 에 곱해줌으로써, 송신단의 위상잡음의 영향이 제거된 데이터를 복원한다(S424). 상기한 과정은 다음의 수학적 식 14 및 15로 나타낼 수 있다.

수학적 식 14

$$\mathbf{a}_{\theta_i}^{(k)} = F\tilde{\theta}_i^{*(k)}, \quad \mathbf{A}_{\theta_i}^{(k)} = \text{circ}(\mathbf{a}_{\theta_i}^{(k)})$$

수학적 식 15

$$\tilde{\mathbf{s}}_i^{(k+1)} = \mathbf{A}_{\theta_i}^{(k)} \tilde{\mathbf{s}}_{i,eq}^{(k+1)}, \quad \tilde{\mathbf{x}}_i^{(k+1)} = F\tilde{\mathbf{s}}_i^{(k+1)}$$

[0067] 프로세서(134)는 전술한 과정을 통해, k+1단계에서 획득된 송신 신호($\tilde{x}_i^{(k+1)}$)와 수신단 위상잡음($\tilde{\phi}^{(k+1)}$)을 수학적 식 11에 대입함으로써 송신단 위상잡음($\tilde{\theta}^{(k+1)}$)을 산출하며, k+1 단계에서 획득된 송신 신호($\tilde{x}_i^{(k+1)}$)와 산

출된 송신단 위상잡음($\tilde{\theta}^{(k+1)}$)을 수학적 12에 대입함으로써 수신단 위상잡음($\tilde{\phi}^{(k+1)}$)을 산출할 수 있다(S425).

이때, 산출된 송신 신호($\tilde{x}_i^{(k+1)}$), 송신단 및 수신단의 위상잡음($\tilde{\phi}^{(k+1)}$, $\tilde{\theta}^{(k+1)}$)은 메모리(133)에 저장될 수 있다.

[0071] 한편, 프로세서(134)는 각 반복 단계 별로 위상오차 보정 성능의 지표로서 에러값을 산출하고, 에러값과 이전 반복 단계에서의 에러값을 비교한다(S426). 프로세서(134)는 에러값이 이전 반복 단계에서의 에러값보다 작으면 전술한 과정을 반복 연산하며(S422 로 이동), 에러값이 이전 반복 단계에서의 에러값보다 크면 반복 연산을 중지하고 이전 단계에서 산출된 데이터(즉, 송신 신호와 송신단 및 수신단의 위상잡음)를 출력한다(S426). 예를 들어, k+1번째의 에러 값($e^{(k+1)}$)은, 파일럿 서브캐리어를 이용하여 획득한 송신 신호($\tilde{x}^{(k+1)}$)와의 차이를 통해서 산출될 수 있다. 이는 다음의 수학적 16과 같이 나타날 수 있다.

수학적 16

$$e^{(k+1)} = \sum_{i=1}^{N_t} \sum_{q \in S_p} \| \tilde{s}_i(q) - s_i(q) \|^2$$

[0072]

[0073] 위 식에서, S_p 는 파일럿 서브캐리어 인덱스의 집합을 나타낸다. 이상에서 설명한 회귀 연산 알고리즘의 개요는 도6과 같다.

[0074] 한편, 상기한 알고리즘은 초기값을 이용하여 반복 계산하므로, 초기값을 정확하게 설정하여 반복 횟수를 감소시키는 것은 알고리즘의 복잡도를 감소시키는데 영향을 미친다.

[0075] 따라서, 프로세서(134)는 보다 정확한 초기값을 설정하기 위한 동작을 더 수행할 수 있다. 즉, 도 4 및 도 5에

서 전술한 알고리즘에서, 프로세서(134)는 공통위상오차를 보정하여 초기 송신 신호($\tilde{x}^{(0)}$)를 산출한 후, 송신단 위상잡음의 초기값($\tilde{\theta}^{(0)}$)을 예측하기 위해서 $\phi=0$ 이라고 가정을 하였다. 그러나, 실제 환경에서, 초

기 송신 신호($\tilde{x}^{(0)}$)는 수신단 위상잡음에 의한 인접 캐리어간 간섭을 포함한다. 즉, 수신단 위상잡음이 0일 가능성은 매우 낮다.

[0076] 이때, 위상잡음의 영향은 다음의 수학적 17과 같이 나타날 수 있다.

수학적 17

$$y_j = \alpha_{\phi_j} F^H \sum_{i=1}^{N_t} \alpha_{\theta_i} H_{ji,D} s_i + F^H \tilde{A}_{\phi_j} \sum_{i=1}^{N_t} \alpha_{\theta_i} H_{ji,D} s_i + P_{\phi_j,D} F^H \sum_{i=1}^{N_t} H_{ji,D} \tilde{A}_{\theta,i} s_i + w_j$$

[0077]

[0078] 위 식에서, α_{θ_i} 및 α_{ϕ_j} 는 각각 i번째 송신단과 j번째 수신단의 위상잡음에 의해서 발생한 공통위상오차를 나타낸다. 또한, $\tilde{A}_{\theta_i}$ 및 $\tilde{A}_{\phi_j}$ 는 원래의 행렬(A_{θ_i} 및 A_{ϕ_j})로부터 대각요소(diagonal) 성분이 제거된 행렬을 나타낸다.

[0079] 한편, 상기 수학적 17의 첫 번째 항에서 나타나는 공통위상오차는 공통위상오차 보정 알고리즘을 통해 보상 가능하다. 예를 들어, 공통위상오차는 모든 서브캐리어마다 같은 위상오차가 발생하는 것이기 때문에, 전술한 바

와 같이, OFDM 심볼 안에 파일럿을 이용하여 최소 제곱(Least-Square) 문제의 해를 도출함으로써 예측될 수 있다.

[0080] 위상잡음으로 발생한 인접 캐리어간 간섭은 두 번째 항과 세 번째 항으로 나타난다. 각각의 항은 수신단과 송신단의 위상잡음으로 인해 발생하는 인접 캐리어 간 간섭을 나타낸다. 따라서, 인접 캐리어간 간섭을 간단히 나타냄으로써, 수학식 17은 다음의 수학식 18로 표현될 수 있다.

수학식 18

$$y_j = \alpha_{\phi_j} F^H \sum_{i=1}^{N_t} \alpha_{\theta_i} H_{ji,D} s_i + \epsilon_{rx} + \epsilon_{tx} + w_j$$

[0082] 위 식에서, ϵ_{rx} 은 수신단의 위상잡음으로 발생한 인접 캐리어간 간섭을 나타내며, ϵ_{tx} 은 송신단의 위상잡음으로 발생한 인접 캐리어간 간섭을 나타낸다.

[0083] 즉, 보다 정확한 송신단 위상잡음의 초기값($\tilde{\theta}^{(0)}$)을 산출하기 위해서, 프로세서(134)는 수신단 위상잡음으로 발생하는 인접 캐리어간 간섭(ϵ_{rx})을 고려하여야 한다. 이를 위해, 프로세서(134)는 ϵ_{rx} 의 공분산 행렬(covariance matrix)을 산출한다. 이는 다음의 수학식 19 내지 21에 의해 산출될 수 있다.

수학식 19

$$C_{\epsilon_{rx}} = E[\epsilon_{rx} \epsilon_{rx}^H]$$

$$= \sum_{l=1}^{N_t} \sum_{m=1}^{N_t} E[F^H \tilde{A}_{\phi_j} H_{jl,D} \alpha_{\theta_l} s_l s_m^H \alpha_{\theta_m}^* H_{jm,D}^H \tilde{A}_{\phi_j}^H F]$$

$$= \sum_{l=1}^{N_t} E[\tilde{P}_{\phi_j,D} F^H (E[s_l s_l^H] \circ E[h_{jl} h_{jl}^H]) F \tilde{P}_{\phi_j,D}^H]$$

$$= \sum_{l=1}^{N_t} D \circ E[\tilde{p}_{\phi_j} \tilde{p}_{\phi_j}^H]$$

[0088] 위 식에서, $\tilde{p}_{\phi_j}$ 는 벡터의 평균 값을 뺀 나머지 벡터를 나타내며, $\tilde{P}_{\phi_j,D}$ 는 $\tilde{p}_{\phi_j}$ 를 대각행렬(diagonal matrix)로 변환한 행렬을 나타낸다. 한편, D는 다음의 수학식 20과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 20

$$D = F^H (E_s I \circ E[h_{jl} h_{jl}^H])$$

[0090] 한편, 상기 수학식 19에서, 수식 분석을 위해서 위너 과정(Wiener Process)의 가정에 따라

$(\Phi_j)_{l,k} = \sigma_\phi^2 \min(l, k)$ 로 나타내면, $E[\tilde{\mathbf{p}}_{\phi_j} \tilde{\mathbf{p}}_{\phi_j}^H]$ 은 다음의 수학식 21에 의해 산출될 수 있다.

수학식 21

$$E[\tilde{\mathbf{p}}_{\phi_j} \tilde{\mathbf{p}}_{\phi_j}^H] = \frac{\sigma_\phi^2}{6N} [3b^2 - 3(2N+1)b + 3a^2 - 3a + 2N^2 + 3N + 1]$$

따라서, 프로세서(134)는 상기한 수학식 19 내지 21을 통해 산출된 ϵ_{rx} 의 공분산 행렬을 이용하기 위해, 전술한 MAP 예측 기법을 변형하여 ϵ_{rx} 를 노이즈로 갖는 다음의 수학식 22을 통해 보다 정확한 송신단 위상잡음 초기값($\tilde{\theta}^{(0)}$)을 산출할 수 있다.

수학식 22

$$\tilde{\theta}^{(0)} = \left(\text{Re}\{\Xi^H(\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}})\Xi\} + \frac{1}{2}\Theta^{-1} \right)^{-1} \left(\text{Im}\{\Xi^H(\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}})y\} - \text{Im}\{\Xi^H(\sigma^2 I + C_{\epsilon_{rx}})\Xi\}1 \right)$$

이와 같이, 개시된 실시예는 수신단의 위상잡음을 모르는 상태에서 초기값을 구해야하기 때문에 수신단의 위상잡음이 있는 상황에서 발생하는 간섭을 고려하여 송신단 위상잡음을 산출함으로써, 보다 정확하게 초기값을 예측할 수 있다.

또한, 추가 실시예로서, 프로세서(134)는 역행렬(inverse matrix) 연산에 따른 복잡도를 감소시키기 위해 인터폴레이션(interpolation)을 이용할 수 있다. 예를 들어, 프로세서(134)는 NxM(N>M) 크기의 인터폴레이션 행렬(G)을 이용하여, 기존의 역행렬의 사이즈를 M/N배 만큼 감소시킬 수 있다. 이를 통해, 상기 수학식 11 및 12은 다음의 수학식 23 및 24와 같이 표현될 수 있다.

수학식 23

$$\hat{\theta}_{MAP} = \left(\text{Re}\{G^H \Xi^H \Xi G\} + \frac{\sigma^2}{2} \tilde{\Theta}^{-1} \right)^{-1} \left(\text{Im}\{G \Xi^H y\} - \text{Im}\{G^H \Xi^H \Xi G\}1 \right)$$

수학식 24

$$\hat{\phi}_{MAP} = \left(\text{Re}\{G^H \Lambda^H \Lambda G^H\} + \frac{\sigma^2}{2} \tilde{\Phi}^{-1} \right)^{-1} \left(\text{Im}\{G^H \Lambda^H y\} - \text{Im}\{G^H \Lambda^H \Lambda G^H\}1 \right)$$

상기 수학식 23 및 24 각각에서 $\tilde{\theta}$ 와 $\tilde{\phi}$ 은 인터폴레이션된 위상잡음의 공분산 행렬로서, 원래의 값을 알고 있다면 유도가능하다.

한편, 본 발명의 일 실시예에 따른 다중입출력 시스템(100)을 통해 위상잡음을 제거한 결과에 따른 위상오차 보정 성능은 아래 도 7 및 도 8과 같다.

도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 2X2 MIMO 시스템에서의 위상오차 보정 성능을 나타낸 그래프이고, 도 8은

본 발명의 일 실시예에 따른 5X5 MIMO 시스템에서의 위상오차 보정 성능을 나타낸 그래프이다.

[0101] 이와 같이, 도 7 및 도 8에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 위상오차 보정 알고리즘과 기존의 공통위상오차보정 알고리즘에 따른 BER(bit error rate) 성능을 비교하였다. 이때, 다중입출력 시스템(100)의 위상잡음 제거 처리를 시뮬레이션한 조건으로서 각각 안테나 수가 2X2인 시스템과 5X5인 시스템을 적용하였다. 또한 변조 방식을으로서 OFDM(FFT size: 64, pilot subcarrier:16), 16 QAM을 사용하였으며, 위상잡음 모델로서는 Wiener

$2\pi\beta T_s = 5 \times 10^{-3} (rad)^2$
Process 을 적용하였다.

[0102] 이처럼, 본 발명의 일 실시예에 따른 다중입출력 시스템(100)은 반복적으로 위상잡음을 예측하기 때문에, 공통 위상오차만을 보정한 종래의 기술보다 보다 정확하게 초기 송신 신호를 복원하여 성능을 크게 향상시킬 수 있다.

[0103] 이상에서와 같이, 다중입출력 시스템(100)은 각 안테나 단마다 독립적인 위상잡음이 존재하는 상황에서 시스템 모델을 수학적으로 모델링한 결과에 기초하여, 송신단과 수신단의 위상잡음을 수학적으로 도출한다. 그리고, 반복적으로 돌아가는 알고리즘을 처리함으로써 공통위상오차만을 보정하는 종래의 기술보다 위상오차 보정 성능을 크게 향상시킬 수 있다. 또한, 파일럿 숫자가 안테나의 수보다 많은 경우 2X2이상의 다중안테나 시스템에서도 충분히 좋은 성능을 도출할 수 있다.

[0104] 이상의 본 발명의 일 실시예에 따른 안테나 별 독립 발진기를 갖는 다중입출력 시스템의 위상잡음 제거 방법은 컴퓨터에 의해 실행되는 프로그램 모듈과 같은 컴퓨터에 의해 실행 가능한 명령어를 포함하는 기록 매체의 형태로도 구현될 수 있다. 컴퓨터 판독 가능 매체는 컴퓨터에 의해 액세스될 수 있는 임의의 가용 매체일 수 있고, 휘발성 및 비휘발성 매체, 분리형 및 비분리형 매체를 모두 포함한다. 또한, 컴퓨터 판독가능 매체는 컴퓨터 저장 매체를 포함할 수 있다. 컴퓨터 저장 매체는 컴퓨터 판독가능 명령어, 데이터 구조, 프로그램 모듈 또는 기타 데이터와 같은 정보의 저장을 위한 임의의 방법 또는 기술로 구현된 휘발성 및 비휘발성, 분리형 및 비분리형 매체를 모두 포함한다.

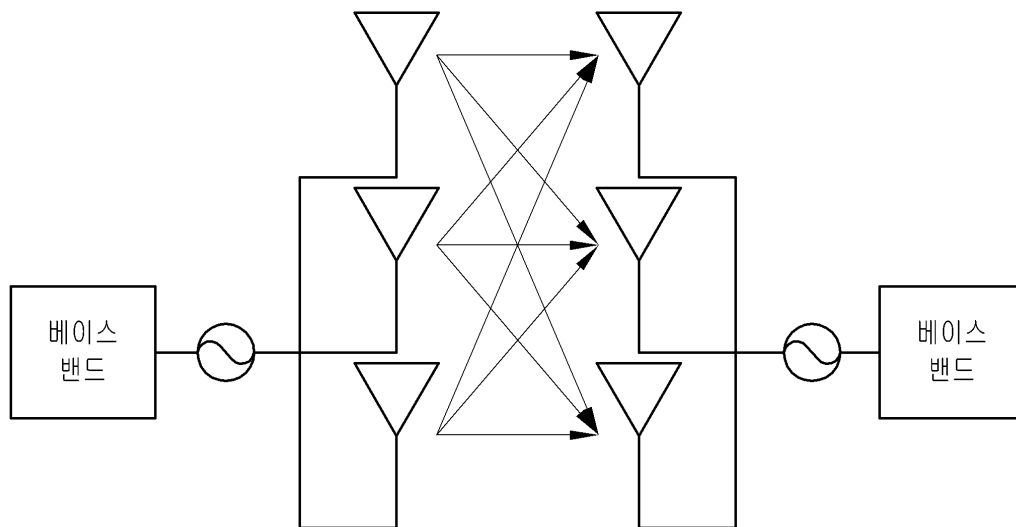
[0105] 전술한 본 발명의 설명은 예시를 위한 것이며, 본 발명이 속하는 기술분야의 통상의 지식을 가진 자는 본 발명의 기술적 사상이나 필수적인 특징을 변경하지 않고서 다른 구체적인 형태로 쉽게 변형이 가능하다는 것을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 이상에서 기술한 실시예들은 모든 면에서 예시적인 것이며 한정적이 아닌 것으로 이해해야만 한다. 예를 들어, 단일형으로 설명되어 있는 각 구성 요소는 분산되어 실시될 수도 있으며, 마찬가지로 분산된 것으로 설명되어 있는 구성 요소들도 결합된 형태로 실시될 수 있다.

부호의 설명

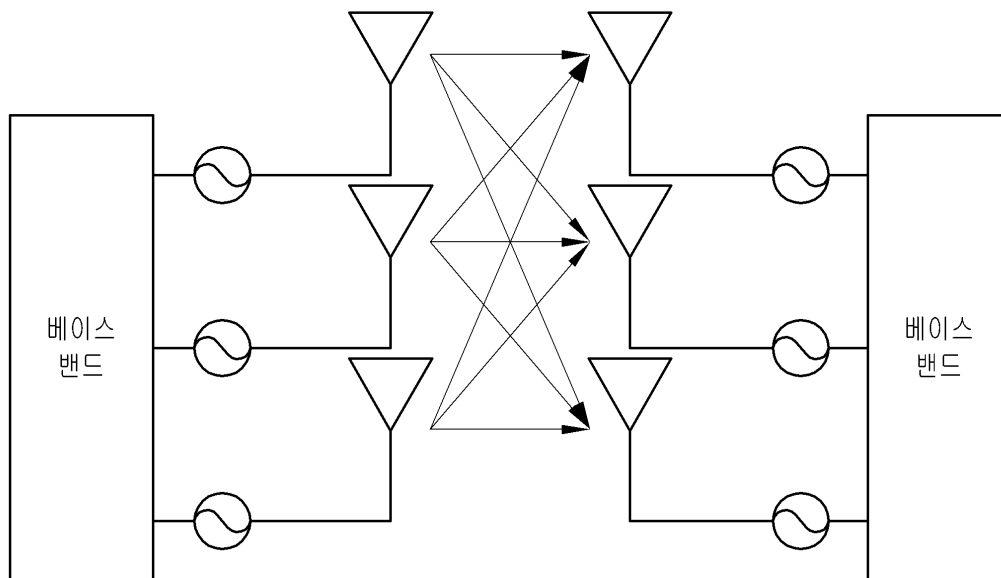
[0106] 100: 다중입출력 시스템
110: 안테나
120: 발진기
131: MIMO-OFDM 변조기
132: MIMO-OFDM 복조기
133: 메모리
134: 프로세서

도면

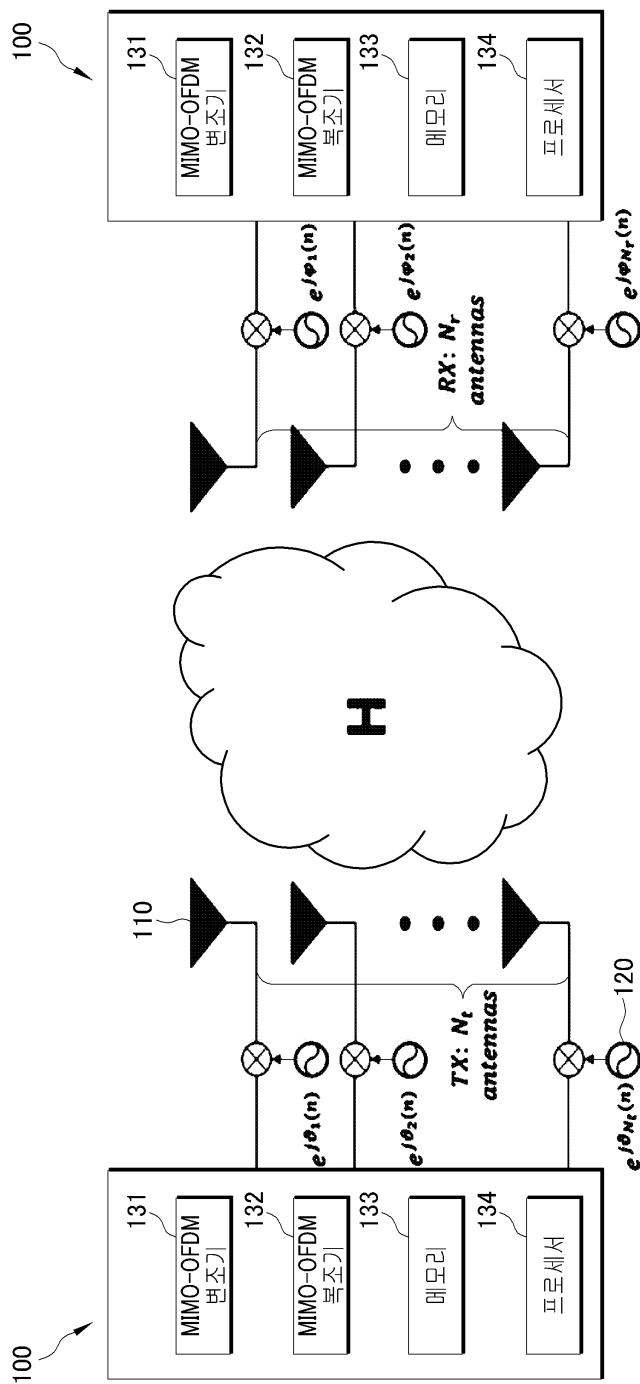
도면1



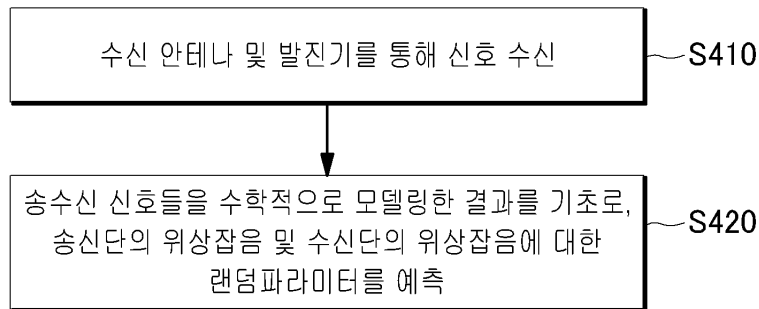
도면2



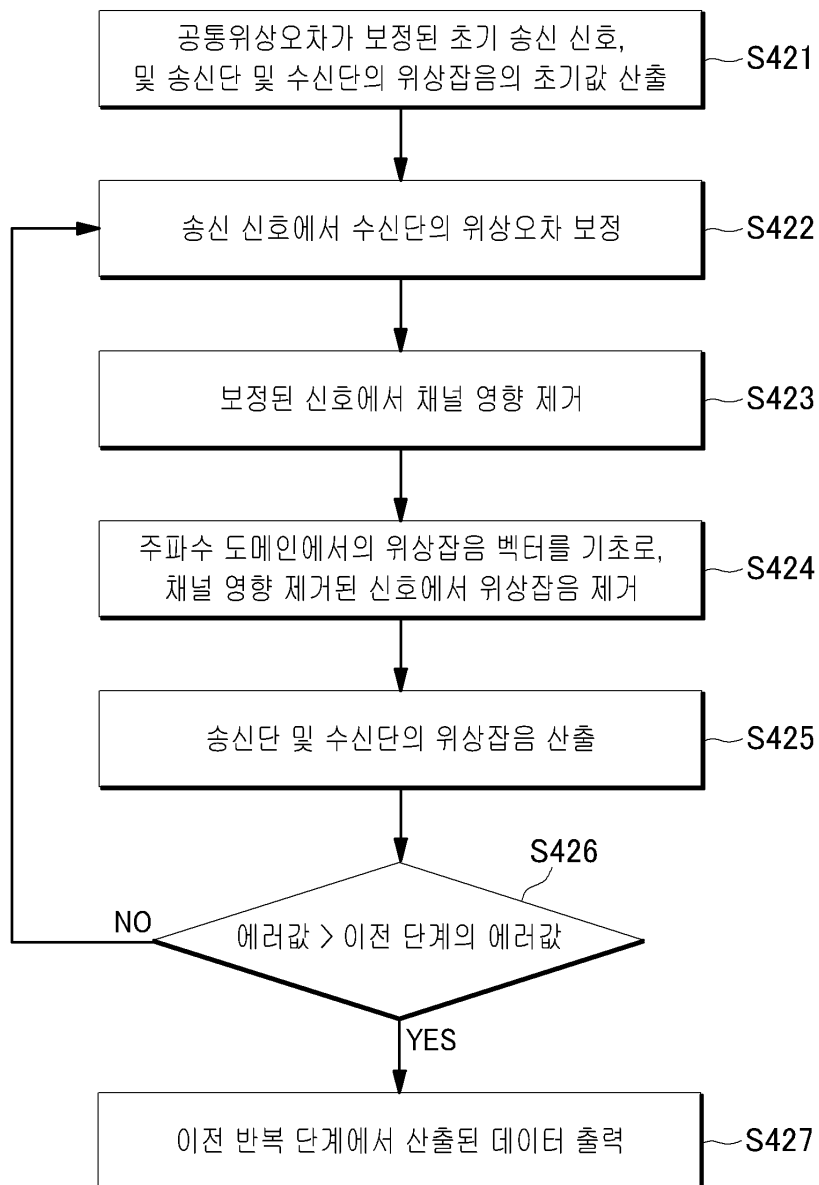
도면3



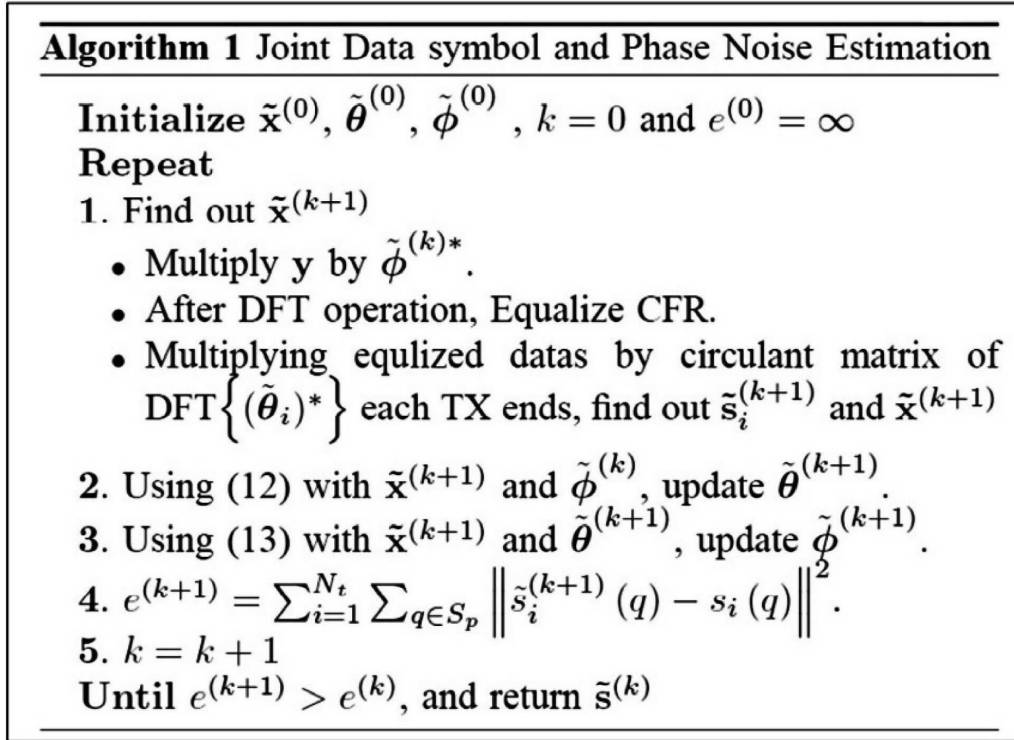
도면4



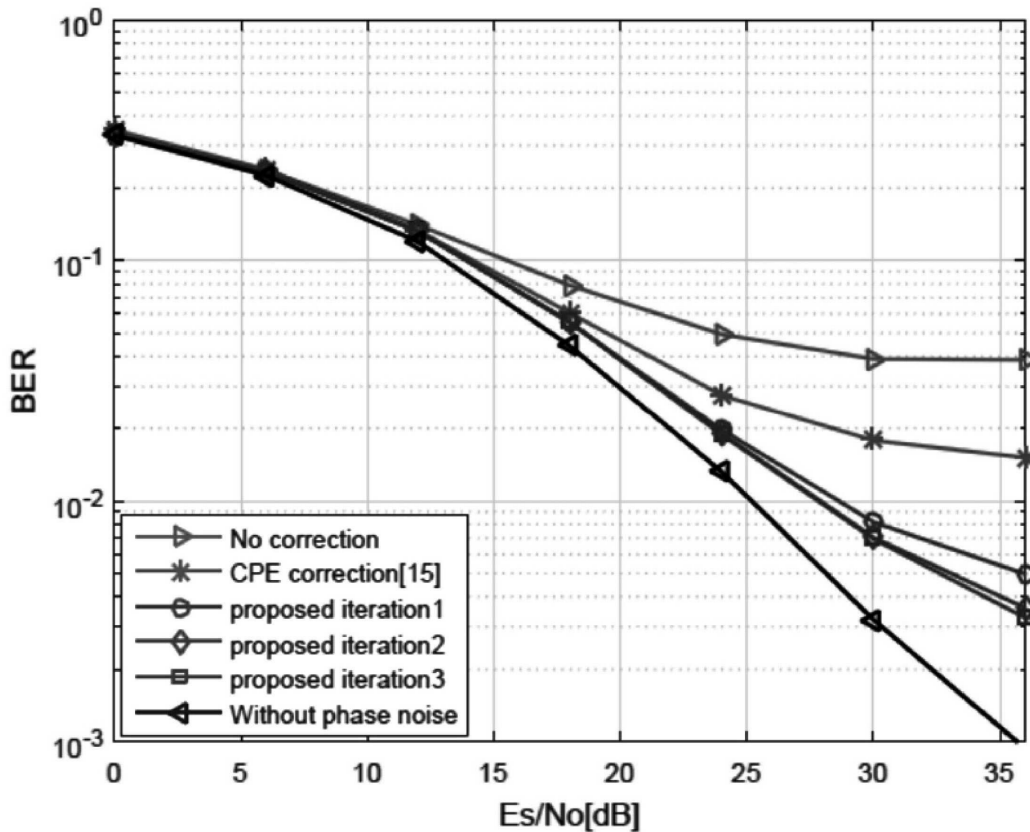
도면5



도면6



도면7



도면8

