



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2018년09월06일
(11) 등록번호 10-1896085
(24) 등록일자 2018년08월31일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/03 (2006.01) H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/0305 (2013.01)
H04L 25/0212 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2017-0102564
(22) 출원일자 2017년08월11일
심사청구일자 2017년08월11일
(56) 선행기술조사문헌
JP2007537677 A
US20170359754 A1
EP0230027 A2
US20150341723 A1

(73) 특허권자
국방과학연구소
대전광역시 유성구 북유성대로488번길 160 (수남동)
(72) 발명자
박대영
인천광역시 연수구 신송로118번길 6, 113동 603호 (송도동, 송도풍림아이원1단지아파트)
남해운
서울특별시 동작구 사당로16마길 9, 501호 (사당동, 문현빌라)
(74) 대리인
리엔목특허법인

전체 청구항 수 : 총 9 항

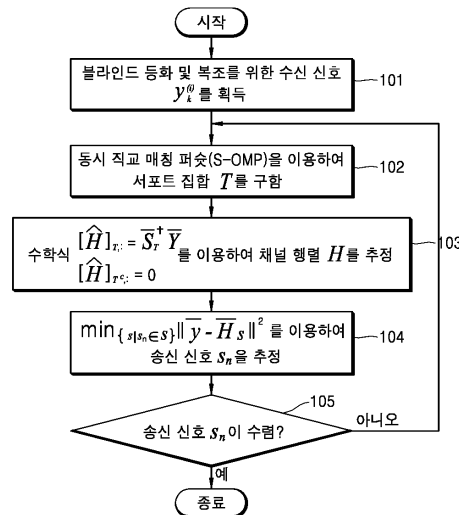
심사관 : 황철규

(54) 발명의 명칭 통신 디바이스 및 통신 디바이스에서 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법

(57) 요약

블라인드 등화 및 복조를 위한 통신 시스템은, 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템의 송신 신호를 추정하고, 블록 좌표 하강법에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여 추정된 송신 신호를 보정하고, 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단하고, 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우 수렴된 송신 신호를 통신 시스템에 대한 최적 송신 신호로서 출력한다.

대표도 - 도1



(52) CPC특허분류
H04L 25/0238 (2013.01)

(72) 발명자

김금비

경기도 광명시 철산로 57, 1308동 403호 (철산동,
철산13단지주공아파트)

이정원

대전광역시 유성구 지족로 343, 210동 902호 (지족
동, 반석마을아파트2단지)

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템의 송신 신호를 추정하는 단계;

상기 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(block coordinate descent)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여, 상기 송신 신호를 보정하는 단계;

상기 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단하는 단계; 및

상기 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 상기 수렴된 송신 신호를 상기 통신 시스템에 대한 최적 송신 신호로서 출력하는 단계를 포함하고,

상기 보정하는 단계는 상기 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 상기 송신 신호의 보정을 반복적으로 수행하는, 통신 디바이스에서 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법.

청구항 2

제 1 항에 있어서,

상기 보정하는 단계는

상기 채널 추정 모델을 이용하여 직전에 추정된 송신 신호로부터 상기 통신 시스템의 채널을 추정하는 단계; 및

상기 복조 모델에 상기 추정된 채널을 적용함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계를 포함하고,

상기 채널을 추정하는 단계 및 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계는 상기 송신 신호가 수렴된 것으로 판단될 때까지 반복적으로 수행되는, 방법.

청구항 3

제 2 항에 있어서,

상기 채널 추정 모델은 다음의 수학적식으로 표현되고,

$$\min_{\mathbf{H}} \|\overline{\mathbf{Y}} - \overline{\mathbf{S}} \mathbf{H}\|_F^2$$

(여기서, \mathbf{H} 는 채널 임펄스 응답에 대응하는 채널 행렬이고, $\overline{\mathbf{Y}}$ 는 수신 신호들의 데이터 심볼들에 관한 행렬 벡터들의 집합이고, $\overline{\mathbf{S}}$ 는 송신 신호들의 데이터 심볼들에 관한 행렬 벡터들의 집합이다)

상기 채널을 추정하는 단계는

상기 채널 추정 모델의 값을 최소화하는 상기 채널 임펄스 응답의 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 를 획득함으로써 상기 채널을 추정하는, 방법.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 채널을 추정하는 단계는

동시 직교 매칭 퍼suit(simultaneous orthogonal matching pursuit; S-OMP)을 이용하여 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 0이 아닌 행의 인덱스들의 집합에 해당되는 서포트 집합 T 를 구하는 단계; 및

다음의 수학적식을 이용하여 상기 채널 추정 모델의 값을 최소화하는 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 를 획득함으로써 상기 채널을 추정하는 단계를 포함하는, 방법.

$$\begin{aligned} [\hat{\mathbf{H}}]_{T,:} &= \overline{\mathbf{S}}_T^{\dagger} \overline{\mathbf{Y}} \\ [\hat{\mathbf{H}}]_{T^c,:} &= 0 \end{aligned}$$

(여기서, $(\cdot)^{\dagger}$ 는 의사 역(pseudo inverse) 연산이고, $[\mathbf{A}]_{T,:}$ 는 T 에 의해 색인된 행렬 \mathbf{A} 의 행들을 포함한 부행렬이다)

청구항 5

제 3 항에 있어서,

상기 복조 모델은 다음의 수학적식으로 표현되고,

$$\min_{\{s_n | s_n \in \mathcal{S}\}} \|\overline{\mathbf{y}} - \overline{\mathbf{H}} \mathbf{s}\|^2$$

(여기서, $\overline{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^{(1)T} \mathbf{y}^{(2)T} \dots \mathbf{y}^{(L)T}] \in C^{L(P+K) \times 1}$ 이고,

$$\mathbf{y}^{(i)} = [y_0^{(i)} y_1^{(i)} \dots y_{P+K-1}^{(i)}]^T \in C^{(P+K) \times 1} \text{ 이고,}$$

$$\overline{\mathbf{H}} = [\overline{\mathbf{H}}^{(1)T} \overline{\mathbf{H}}^{(2)T} \dots \overline{\mathbf{H}}^{(L)T}]^T \in C^{L(P+K) \times P} \text{ 이고,}$$

$$\overline{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_0^{(i)} & & & & \\ \vdots & \ddots & & & \\ h_K^{(i)} & \cdot & h_0^{(i)} & & \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \\ h_K^{(i)} & \cdot & h_0^{(i)} & & \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \\ & & & & h_K^{(i)} \end{bmatrix} \in C^{(P+K) \times P} \text{ 이고,}$$

$$\mathbf{s} = [s_0 s_1 \dots s_{P-1}]^T \in C^{P \times 1} \text{ 이다}$$

상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계는

상기 획득된 채널 행렬 \mathbf{H} 을 이용하여 상기 복조 모델의 값을 최소화하는 송신 신호를 획득함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는, 방법.

청구항 6

제 5 항에 있어서,

상기 수학식으로 표현된 상기 복조 모델은

$$\widetilde{\mathbf{Y}} = \widetilde{\mathbf{H}} \mathbf{S} + \widetilde{\mathbf{Z}}$$

의 관계로 정의되어 처리 가능한, 방법.

(여기서,

$$\widetilde{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{Y}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{Y}}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \widetilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{H}}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \widetilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{Z}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{Z}}^{(L)} \end{bmatrix}$$

이고,

$$\widetilde{\mathbf{Y}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_N^{(i)} & \cdots & \mathbf{y}_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{y}_0^{(i)} & \cdots & \mathbf{y}_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$$

이고,

$$\widetilde{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_K^{(i)} & \cdots & h_0^{(i)} \\ & \ddots & \vdots \\ & & h_K^{(i)} & \cdots & h_0^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times (N+K+1)}$$

이고,

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_N & \cdots & s_{P+N-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{-K} & \cdots & s_{P-K-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+K+1) \times P}$$

이고,

$$\widetilde{\mathbf{Z}}^{(i)} = \begin{bmatrix} z_N^{(i)} & \cdots & z_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_0^{(i)} & \cdots & z_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$$

이다)

청구항 7

제 1 항에 있어서,

상기 채널 추정 모델 및 상기 복조 모델은 다음의 수학식에 대한 상기 교차적 최적화를 위한 모델들인, 방법.

$$\min_{s_n \in S, h_n^{(i)}} \sum_{i=1}^L \sum_{k=0}^{P+K-1} \left| \mathbf{y}_k^{(i)} - \sum_{n=0}^K h_n^{(i)} s_{k-n} \right|^2$$

(여기서, s_n 은 송신 신호의 데이터 심볼, $\mathbf{y}_k^{(i)}$ 는 수신 신호의 데이터 심볼, $h_n^{(i)}$ 는 채널 임펄스 응답,

L 은 다중 안테나의 개수, P 은 데이터 심볼 수, $K+1$ 은 채널 임펄스 응답의 길이이다)

청구항 8

블라인드 등화 및 복조를 위한 통신 디바이스에 있어서,
 외부로부터 신호를 수신하는 안테나 모듈;
 적어도 하나의 프로그램이 저장된 메모리; 및
 상기 적어도 하나의 프로그램을 실행함으로써 상기 블라인드 등화 및 복조를 수행하는 프로세서를 포함하고,
 상기 프로세서는
 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템의 송신 신호를 추정하고,
 상기 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(block coordinate descent)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여, 상기 송신 신호를 보정하고,
 상기 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단하고,
 상기 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 상기 수렴된 송신 신호를 상기 통신 시스템에 대한 최적 송신 신호로서 출력하고,
 상기 송신 신호의 보정은 상기 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 반복적으로 수행되는, 통신 디바이스.

청구항 9

제 8 항에 있어서,
 상기 프로세서는
 상기 채널 추정 모델을 이용하여 직전에 추정된 송신 신호로부터 상기 통신 시스템의 채널을 추정하고, 상기 복조 모델에 상기 추정된 채널을 적용함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하고,
 상기 채널의 추정 및 상기 직전에 추정된 송신 신호의 보정은 상기 송신 신호가 수렴된 것으로 판단될 때까지 반복적으로 수행되는, 통신 디바이스.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 통신 디바이스 및 통신 디바이스에서 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법에 관한다.

배경 기술

[0002] 다중 경로 페이딩 채널 환경에서 심볼 간 간섭(inter-symbol interference; ISI)은 신호 품질을 저하시킬 수 있다. 채널 응답을 알고 있으면, 채널 등화를 이용하여 심볼 간 간섭을 감소시킴으로써 전송된 신호가 복원될 수 있다. 일반적으로, 채널 임펄스 응답을 추정하기 위해 훈련 신호(training signal)가 사용된다. 하지만, 훈련 신호의 도움 없이, 전송된 신호의 통계를 선형적인 지식으로 이용하여 복원하는 블라인드 등화가 알려져 있다. 블라인드 등화는 전송된 신호의 정상도에 따라 여러 블라인드 등화 알고리즘들로 분류될 수 있다. CMA(Constant modulus algorithm)는 PSK(Phase Shift Keying) 변조를 위한 것으로, 고정 계수 비용 함수를 최소화하는 것이다. 고차 QAM(Quadrature Amplitude Modulation)과 같이 고정 계수 정상도가 아닌 경우, CMA를 사용하면 잔류 심볼 간 간섭이 상당히 크고 수렴이 매우 늦다. 따라서, 고정 계수 정상도가 아닐 때, CMA보다 잔류 심볼 간 간섭이 적은 AMA(alphabet matched algorithm)이 소개된 바 있다. 하지만, AMA의 성능은 초기화에 매우 민감하다. 이에 더해, CMA와 AMA 모두 국부적으로 수렴하고, 비평균제곱오차(non-MSE)의 특별히 고안된 비용 함수를 최소화하기 때문에 채널 왜곡을 충분히 제거하지 못할 수 있다. 따라서, QAM의 경우, 컨벡스(convex) 비용 함수를 기반으로 한 컨벡스 블라인드 등화 알고리즘이 선형 계획법(linear programming)과 핵 놈(nuclear norm)으로 제안되었다. 이 컨벡스 알고리즘은 전역적으로 수렴하지만, 수신한 심볼의 수가 충분하지 않으면 여전히 심볼 간 간섭은 상당하다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0003] 통신 디바이스 및 통신 디바이스에서 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법을 제공하는데 있다. 본 실시예가 이루고자 하는 기술적 과제는 상기된 바와 같은 기술적 과제들로 한정되지 않으며, 이하의 실시예들로부터 또 다른 기술적 과제들이 유추될 수 있다.

과제의 해결 수단

[0004] 일 측면에 따른 통신 디바이스에서 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법은 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템의 송신 신호를 추정하는 단계; 상기 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(block coordinate descent)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여, 상기 송신 신호를 보정하는 단계; 상기 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단하는 단계; 및 상기 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 상기 수렴된 송신 신호를 상기 통신 시스템에 대한 최적 송신 신호로서 출력하는 단계를 포함하고, 상기 보정하는 단계는 상기 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 상기 송신 신호의 보정을 반복적으로 수행한다.

[0005] 또한, 상기 보정하는 단계는 상기 채널 추정 모델을 이용하여 직전에 추정된 송신 신호로부터 상기 통신 시스템의 채널을 추정하는 단계; 및 상기 복조 모델에 상기 추정된 채널을 적용함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계를 포함하고, 상기 채널을 추정하는 단계 및 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계는 상기 송신 신호가 수렴된 것으로 판단될 때까지 반복적으로 수행된다.

[0006] 또한, 상기 채널 추정 모델은 다음의 수학식으로 표현되고,

$$\min_{\mathbf{H}} \|\overline{\mathbf{Y}} - \mathbf{S} \mathbf{H}\|_F^2$$

[0008] (여기서, \mathbf{H} 는 채널 임펄스 응답에 대응하는 채널 행렬이고, $\overline{\mathbf{Y}}$ 는 수신 신호들의 데이터 심볼들에 관한 행렬 벡터들의 집합이고, \mathbf{S} 는 송신 신호들의 데이터 심볼들에 관한 행렬 벡터들의 집합이다)

[0009] 상기 채널을 추정하는 단계는 상기 채널 추정 모델의 값을 최소화하는 상기 채널 임펄스 응답의 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 를 획득함으로써 상기 채널을 추정한다.

[0010] 또한, 상기 채널을 추정하는 단계는 동시 직교 매칭 퍼스uits(simultaneous orthogonal matching pursuit; S-OMP)을 이용하여 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 에서 0이 아닌 행의 인덱스들의 집합에 해당되는 서포트 집합 \mathcal{T} 를 구하는 단계; 및 다음의 수학식을 이용하여 상기 채널 추정 모델의 값을 최소화하는 상기 채널 행렬 \mathbf{H} 를 획득함으로써 상기 채널을 추정하는 단계를 포함한다.

$$\begin{aligned} [\widehat{\mathbf{H}}]_{\mathcal{T},:} &= \mathbf{S}_{\mathcal{T}}^{\dagger} \overline{\mathbf{Y}} \\ [\widehat{\mathbf{H}}]_{\mathcal{T}^c,:} &= 0 \end{aligned}$$

[0012] (여기서, $(\cdot)^{\dagger}$ 는 의사 역(pseudo inverse) 연산이고, $[\mathbf{A}]_{\mathcal{T},:}$ 는 \mathcal{T} 에 의해 색인된 행렬 \mathbf{A} 의 행들을 포함한 부행렬이다)

[0013] 또한, 상기 복조 모델은 다음의 수학식으로 표현되고,

$$\min_{\{s|s_n \in S\}} \|\overline{\mathbf{y}} - \overline{\mathbf{H}} \mathbf{s}\|^2$$

[0014] (여기서, $\overline{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^{(1)T} \mathbf{y}^{(2)T} \dots \mathbf{y}^{(L)T}] \in \mathbb{C}^{L(P+K) \times 1}$ 이고,

[0015] $\mathbf{y}^{(i)} = [y_0^{(i)} y_1^{(i)} \dots y_{P+K-1}^{(i)}]^T \in \mathbb{C}^{(P+K) \times 1}$ 이고,

[0016] $\overline{\mathbf{H}} = [\overline{\mathbf{H}}^{(1)T} \overline{\mathbf{H}}^{(2)T} \dots \overline{\mathbf{H}}^{(L)T}]^T \in \mathbb{C}^{L(P+K) \times P}$ 이고,

[0017] $\overline{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_0^{(i)} & & & & \\ & \ddots & & & \\ & & h_K^{(i)} & \dots & h_0^{(i)} \\ & & & \ddots & \\ & & & & h_K^{(i)} & \dots & h_0^{(i)} \\ & & & & & \ddots & \\ & & & & & & h_K^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(P+K) \times P}$ 이고,

[0018] $\mathbf{s} = [s_0 s_1 \dots s_{P-1}]^T \in \mathbb{C}^{P \times 1}$ 이다)

[0019] 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하는 단계는 상기 획득된 채널 행렬 $\overline{\mathbf{H}}$ 을 이용하여 상기 복조 모델의 값을 최소화하는 송신 신호를 획득함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정한다.

$$\widetilde{\mathbf{Y}} = \widetilde{\mathbf{H}} \mathbf{S} + \widetilde{\mathbf{Z}}$$

[0020] 또한, 상기 수학식으로 표현된 상기 복조 모델은 $\widetilde{\mathbf{Y}} = \widetilde{\mathbf{H}} \mathbf{S} + \widetilde{\mathbf{Z}}$ 의 관계로 정의되어 처리 가능하다.

[0021] (여기서, $\widetilde{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{Y}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{Y}}^{(L)} \end{bmatrix}$, $\widetilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{H}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{H}}^{(L)} \end{bmatrix}$, $\widetilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \widetilde{\mathbf{Z}}^{(1)} \\ \vdots \\ \widetilde{\mathbf{Z}}^{(L)} \end{bmatrix}$ 이고,

[0022] $\widetilde{\mathbf{Y}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_N^{(i)} & \dots & \mathbf{x}_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{x}_0^{(i)} & \dots & \mathbf{x}_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$ 이고,

[0024]

$$\tilde{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_K^{(i)} & \cdots & h_0^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ h_K^{(i)} & \cdots & h_0^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times (N+K+1)}$$

이고,

[0025]

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_N & \cdots & s_{P+N-1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ s_{-K} & \cdots & s_{P-K-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+K+1) \times P}$$

이고,

[0026]

$$\tilde{\mathbf{Z}}^{(i)} = \begin{bmatrix} z_N^{(i)} & \cdots & z_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ z_0^{(i)} & \cdots & z_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$$

이다)

[0027]

또한,

[0028]

상기 채널 추정 모델 및 상기 복조 모델은 다음의 수학식에 대한 상기 교차적 최적화를 위한 모델들이다

[0029]

$$\min_{s_n \in S, h_n^{(i)}} \sum_{i=1}^L \sum_{k=0}^{P+K-1} \left| y_k^{(i)} - \sum_{n=0}^K h_n^{(i)} s_{k-n} \right|^2$$

[0030]

(여기서, s_n 은 송신 신호의 데이터 심볼, $y_k^{(i)}$ 는 수신 신호의 데이터 심볼, $h_n^{(i)}$ 는 채널 임펄스 응답,

L 은 다중 안테나의 개수, P 은 데이터 심볼 수, $K+1$ 은 채널 임펄스 응답의 길이이다)

[0031]

다른 측면에 따르면, 블라인드 등화 및 복조를 위한 통신 디바이스는 외부로부터 신호를 수신하는 안테나 모듈; 적어도 하나의 프로그램이 저장된 메모리; 및 상기 적어도 하나의 프로그램을 실행함으로써 상기 블라인드 등화 및 복조를 수행하는 프로세서를 포함하고,

[0032]

상기 프로세서는 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템의 송신 신호를 추정하고, 상기 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(block coordinate descent)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여, 상기 송신 신호를 보정하고, 상기 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단하고, 상기 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 상기 수렴된 송신 신호를 상기 통신 시스템에 대한 최적 송신 신호로서 출력하고, 상기 송신 신호의 보정은 상기 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 반복적으로 수행된다.

[0033]

또한, 상기 프로세서는 상기 채널 추정 모델을 이용하여 직전에 추정된 송신 신호로부터 상기 통신 시스템의 채널을 추정하고, 상기 복조 모델에 상기 추정된 채널을 적용함으로써 상기 직전에 추정된 송신 신호를 보정하고, 상기 채널의 추정 및 상기 직전에 추정된 송신 신호의 보정은 상기 송신 신호가 수렴된 것으로 판단될 때까지 반복적으로 수행된다.

도면의 간단한 설명

[0034]

도 1은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

도 2는 일 실시예에 따라, 반복 횟수에 따른 정규화된 평균제곱오차(normalized mean square error, NMSE)를 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

도 3은 일 실시예에 따라, 심볼 수에 따른 NMSE를 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

도 4는 일 실시예에 따라, 신호 대 잡음비에 따른 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

도 5는 일 실시예에 따라, 성감도에 따른 BER을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

도 6은 일 실시예에 따라, 심볼 수에 따른 비트 오류율을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

도 7은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 통신 시스템의 블록도이다.

도 8은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법의 흐름도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0035] 본 실시예들에서 사용되는 용어는 본 실시예들에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어들을 선택하였으나, 이는 당 분야에 종사하는 기술자의 의도 또는 관례, 새로운 기술의 출현 등에 따라 달라질 수 있다. 또한, 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우 해당되는 부분에서 상세히 그 의미를 기재할 것이다. 따라서, 본 실시예들에서 사용되는 용어는 단순한 용어의 명칭이 아닌, 그 용어가 가지는 의미와 본 실시예들 전반에 걸친 내용을 토대로 정의되어야 한다.

[0036] 본 실시예들은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 형태를 가질 수 있는바, 일부 실시예들을 도면에 예시하고 상세하게 설명하고자 한다. 그러나, 이는 본 실시예들을 특정한 개시형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 실시예들의 사상 및 기술범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다. 본 명세서에서 사용한 용어들은 단지 실시예들의 설명을 위해 사용된 것으로, 본 실시예들을 한정하려는 의도가 아니다.

[0037] 본 실시예들에 사용되는 용어들은 다르게 정의되지 않는 한, 본 실시예들이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미가 있다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥상 가지는 의미와 일치하는 의미를 가지는 것으로 해석되어야 하며, 본 실시예들에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않아야 한다.

[0038] 이하에서는 도면들을 참조하여 본 실시예들을 상세히 설명하도록 한다.

[0039] 도 1은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0040] 블라인드 등화(blind equalization)는 훈련 신호를 이용하지 않고 채널을 등화함으로써 전송효율 측면에서 이득을 볼 수 있는 방식이다. 블라인드 등화는 수신 신호만을 이용해서 원래의 신호를 추정하는 것이고, 이는 컨벡스하지 않은 최적화 문제이다. 따라서, 이와 같은 최적화 문제는 Block Coordinate Descent (BCD) 알고리즘 기반으로 교차적 최적화로 바꾸어 문제를 해결하는 방식을 이용할 수 있다. 채널 추정을 위해서는 신호의 초기화가 필요하므로, 수신 신호를 이용하여 블라인드 등화를 통해 구한 신호를 사용한다. 블라인드 등화를 통해 구한 신호를 파일럿으로 간주하여 채널을 추정하고, 이와 같이 추정된 채널을 통해 변조를 수행하여 원래의 신호를 검출한다. 이러한 최적화를 수렴할 때까지 반복한다면, 블라인드 등화기를 단독으로 이용하는 것보다 더 좋은 성능을 얻을 수 있다. 이와 같은 후처리는 등화 후에 적용되기 때문에 등화 방식에 상관없이 성능의 향상을 기대할 수 있다.

[0041] 본 실시예에 따르면, 블라인드 등화 후에 적용되는 후처리가 제공될 수 있다. 블라인드 등화기 출력을 파일럿으로 이용하여 채널을 추정하고, 이와 같이 추정된 채널 정보를 이용하여 등화시키는 것이 수렴될 때까지 프로세스가 반복될 수 있다. 이하에서는, 본 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법에 대해 상세하게 설명하도록 한다.

[0042] 다중 경로 채널을 고려하면, 수신 신호는 수학식 1과 같다.

수학식 1

$$y(t) = \sum_{n=0}^{P-1} h(t-nT-t_0)s_n + z(t)$$

[0043]

[0044] 수학식 1을 참고하면, $h(t)$ 는 채널 임펄스 응답, s_n 은 n번째 데이터 심볼, $z(t)$ 는 σ^2 을 분산으로 하는

가산성 백색 가우시안 잡음이다. P 은 데이터 심볼 수, T 는 심볼 주기, t_0 는 지연이다. s_n 은 M-QAM 심볼이며, 수학식 2와 같이 표현될 수 있다.

수학식 2

$$s_n \in S = \{m_1 + jm_2 \mid m_1, m_2 = -q+1, -q+3, \dots, q-1\}$$

수학식 2에서, $q = \log_2 M$ 이고, 짝수 정수이다. $n < 0$ 또는 $n > P-1$ 이면, $s_n = 0$ 으로 가정한다.

L 은 양의 정수이고, 표본화 간격은 $\Delta = T/L$ 이다. 과표본화 (oversampling)된 채널 출력은 수학식 3과 같이 표현될 수 있다.

수학식 3

$$y(m\Delta) = \sum_{n=0}^{P-1} h(m\Delta - nT - t_0) s_n + z(m\Delta)$$

여기서, $L > 1$ 인 경우, 과표본화된 신호는 수학식 4와 같이, L 개의 부시퀀스 (subsequence)로 나눌 수 있다.

수학식 4

$$y_k^{(i)} = \sum_{n=0}^{P-1} h_{k-n}^{(i)} s_n + z_k^{(i)}, \quad i=1, 2, \dots, L$$

수학식 3 및 4에서, $m = kL + i$, $y_k^{(i)} = y(kT + i\Delta)$, $h_k^{(i)} = h(kT + i\Delta - t_0)$ 이다. 일반성을 잃지 않고, 채널 임펄스 응답의 길이를 $K+1$ 로 가정한다. $k < 0$ 또는 $k > K$ 이면 $h_k^{(i)} = 0$ 이다. 수신 신호는 수학식 5와 같다.

수학식 5

$$y_k^{(i)} = \sum_{n=0}^K h_n^{(i)} s_{k-n} + z_k^{(i)}, \quad i=1, 2, \dots, L$$

[0053] 수학식 5에서 $k=0, 1, \dots, P+K-1$ 이다. L 개의 수신 안테나를 사용하고, 과표본화율이 1일 때, 수신 신호는 수학식 5와 정확하게 일치한다. 따라서, 수학식 5는 단일입력 다중출력(SIMO) 수신기를 위한 일반적인 수신 신호 모델이다. 예를 들어, 3개의 수신 안테나를 사용하고, 과표본화율이 2이면, L 은 6이다.

[0054] 블라인드 등화 문제는 오직 관찰된 $\mathbf{y}^k^{(i)}$ 만을 사용하여 \mathbf{s}^n 을 추정하는 것이다. 즉, $\mathbf{y}^k^{(i)}$ 는 도 1의 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법의 입력에 해당된다(101 단계). 최적화 문제로 나타내면 수학식 6과 같이 표현될 수 있다.

수학식 6

$$\min_{\mathbf{s}^n \in \mathcal{S}, h_n^{(i)}} \sum_{i=1}^L \sum_{k=0}^{P+K-1} \left| \mathbf{y}_k^{(i)} - \sum_{n=0}^K h_n^{(i)} \mathbf{s}_{k-n} \right|^2$$

[0055] 수학식 6은 문제 P1에 해당되고, 문제 P1은 비컨벡스(non-convex) 최적화 문제이다.

[0056] 광대역 무선 채널은 성긴(sparse) 다중 경로 구조를 갖는 경향이 있다. 다수의 안테나 환경에서, 각각의 안테나에서 측정된 채널 임펄스 응답은 공통의 서포트(support)를 갖는다. 그 이유는 잡음 존재 하에, 안테나 간의 거리가 무시할 정도로 작고, 한정된 거리로 인해 경로의 집단화 효과를 갖기 때문이다. 따라서, 공통 성긴(joint sparse) 채널을 고려한다.

[0057] 한편, 블라인드 등화 문제를 사전 학습(dictionary learning) 문제로 생각할 수 있고, 이에 따라 두 개의 부분 문제로 나눌 수 있다. 블록 좌표 하강법(block coordinate descent; BCD) 알고리즘을 기반으로 한 교대(교차

[0058] 적)(alternating) 최적화로 문제 P1을 푼다. \mathbf{s}^n 이 주어지면, 문제 P1은 알려진 파일럿 신호 \mathbf{s}^n 을 이용하는

채널 추정 문제가 된다. $h_n^{(i)}$ 가 주어지면, 문제 P1은 심볼 간 간섭이 있는 채널에서의 신호 검파 문제가 된다. 수렴할 때까지 교대 최적화를 반복한다.

[0059] 먼저 \mathbf{s}^n 이 주어진다고 가정한다. 이와 같은 경우, \mathbf{s}^n 은 알려진 파일럿 신호가 되며, 문제 P1은 수학식 7과 같은 최소 제곱법(least square; LS) 문제가 될 수 있다.

수학식 7

$$\min_{\mathbf{H}} \left\| \overline{\mathbf{Y}} - \overline{\mathbf{S}} \mathbf{H} \right\|_F^2$$

[0060] 수학식 7은 문제 P2에 해당되고, 수학식 8 내지 수학식 12는 수학식 7의 각 항목들의 계산에 관련된다.

[0061]

수학식 8

$$\overline{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}^{(1)} & \mathbf{y}^{(2)} & \dots & \mathbf{y}^{(L)} \end{bmatrix} \in C^{(P+K) \times L}$$

수학식 14

[0070]

$$\text{supp}(\mathbf{h}^{(1)}) = \text{supp}(\mathbf{h}^{(2)}) = \dots = \text{supp}(\mathbf{h}^{(L)})$$

[0071]

이것은 각기 다른 수신 안테나에서 채널 임펄스 응답이 공통의 서포트를 갖는 것을 의미한다. 이러한 공통 성감 특성을 이용해 채널 임펄스 응답의 서포트 집합이 쉽게 찾아질 수 있고, 채널 추정 성능이 향상될 수 있다. 공통 서포트 집합을 찾는 문제는 다중 측정 벡터(multiple measurement vector; MMV) 문제에 해당된다. \mathbf{H} 의 행 서포트는 수학식 15와 같이 정의될 수 있다.

수학식 15

[0072]

$$\text{rowsupp}(\mathbf{H}) = \{i \in \Omega \mid \mathbf{H}_k^{(i)} \neq 0 \text{ for some } k\}$$

[0073]

수학식 15에서, Ω 는 \mathbf{H} 의 행 색인 집합이다. \mathbf{H} 의 행- l_0 노름(norm)은 \mathbf{H} 의 0이 아닌 행의 수를 의미한다. 즉, \mathbf{H} 의 행- l_0 노름(norm)은 수학식 16과 같이 표현될 수 있다.

수학식 16

[0074]

$$\|\mathbf{H}\|_{\text{row-}l_0} = |\text{rowsupp}(\mathbf{H})|$$

[0075]

다중 측정 벡터(MMV) 문제는 $\overline{\mathbf{S}}$ 가 주어졌을 때, 측정 행렬 $\overline{\mathbf{Y}}$ 로부터 행이 성긴 행렬인 \mathbf{H} 를 복원하는 것이다. 다중 측정 벡터(MMV) 문제를 풀기 위해, 동시 직교 매칭 퍼suit(simultaneous orthogonal matching pursuit; S-OMP)을 이용한다(102 단계).

[0076]

동시 직교 매칭 퍼suit(S-OMP) 알고리즘은 다음의 네 단계들로 구성되어 있다.

[0077]

1) $\mathbf{R}_0 = \overline{\mathbf{Y}}$, 서포트 집합을 $T_0 = \emptyset$ 로, 반복을 위해 $i=1$ 로 초기화를 한다.

[0078]

2) $\overline{\mathbf{S}}$ 의 n 번째 열과 \mathbf{R}_{i-1} 과의 상관도가 가장 큰 색인 n 을 찾는다. 이때, 수학식 17을 이용하여 계산될 수 있다.

수학식 17

[0079]

$$n^* = \text{argmax}_n \|\overline{\mathbf{S}}_n^H \mathbf{R}_{i-1}\|_1$$

[0080] 수학식 17에서, $\overline{\mathbf{S}}^n$ 은 $\overline{\mathbf{S}}$ 의 n 번째 열이다.

[0081] 3) 투영 행렬(projection matrix) $\mathbf{P}_i = \overline{\mathbf{S}}_{T_i} (\overline{\mathbf{S}}_{T_i}^H \overline{\mathbf{S}}_{T_i})^{-1} \overline{\mathbf{S}}_{T_i}^H$ 을 만든다. $\overline{\mathbf{S}}_{T_i}$ 는 T_i 에

의해 색인된 $\overline{\mathbf{S}}$ 의 열들을 포함한 부행렬(submatrix)이다. 투영 행렬 \mathbf{P}_i 을 이용하여 나머지 $\mathbf{R}_i = (\mathbf{I} - \mathbf{P}_i) \overline{\mathbf{Y}}$ 를 갱신한다.

[0082] 4) $i=i+1$ 을 갱신한다. 나머지의 프로베니우스 놈(Frobenius norm)이 미리 정한 임계값보다 작아질 때까지 위의 세 단계를 반복한다.

[0083] 서포트 집합 T 을 찾은 후, 성긴 채널 행렬 $\widehat{\mathbf{H}}$ 를 추정한다(103 단계). 문제 P2의 최적 해는 수학식 18과 같이 표현될 수 있다.

수학식 18

$$\begin{aligned} [\widehat{\mathbf{H}}]_{T,:} &= \overline{\mathbf{S}}_T^\dagger \overline{\mathbf{Y}} \\ [\widehat{\mathbf{H}}]_{T^c,:} &= 0 \end{aligned}$$

[0085] 수학식 18에서, $(\cdot)^\dagger$ 는 의사 역(pseudo inverse) 연산이고, $[\mathbf{A}]_{T,:}$ 는 T 에 의해 색인된 행렬 \mathbf{A} 의 행들을 포함한 부행렬이다.

[0086] 두 번째로, $\mathbf{h}_n^{(i)}$ 가 주어진다고 가정한다. 비터비(Viterbi) 알고리즘을 이용한 최대 가능도 시퀀스 추정기법(maximum likelihood sequence estimator; MLSE)은 지수 복잡도(exponential complexity)를 갖기 때문에 복잡도를 낮추기 위해 영강압(zero-forcing) 검파기와 같은 부최적(suboptimal) 추정을 사용한다. $\mathbf{h}_n^{(i)}$ 이 주어질 때, 문제 P1은 수학식 19와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 19

$$\min_{\{s|s_n \in S\}} \|\overline{\mathbf{y}} - \overline{\mathbf{H}} \mathbf{s}\|^2$$

[0088] 수학식 19는 문제 P3에 해당되고, 수학식 20 내지 수학식 24는 수학식 19의 각 항목들의 계산에 관련된다.

수학식 20

[0089] $\overline{\mathbf{y}} = [\mathbf{y}^{(1)T} \quad \mathbf{y}^{(2)T} \quad \cdots \quad \mathbf{y}^{(L)T}] \in \mathbb{C}^{L(P+K) \times 1}$

수학식 21

[0090] $\mathbf{y}^{(i)} = [y_0^{(i)} \quad y_1^{(i)} \quad \cdots \quad y_{P+K-1}^{(i)}]^T \in \mathbb{C}^{(P+K) \times 1}$

수학식 22

[0091] $\overline{\mathbf{H}} = [\overline{\mathbf{H}}^{(1)T} \quad \overline{\mathbf{H}}^{(2)T} \quad \cdots \quad \overline{\mathbf{H}}^{(L)T}]^T \in \mathbb{C}^{L(P+K) \times P}$

수학식 23

[0092]
$$\overline{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_0^{(i)} \\ \vdots \\ h_K^{(i)} \cdot h_0^{(i)} \\ \vdots \\ h_K^{(i)} \cdot h_0^{(i)} \\ \vdots \\ h_K^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(P+K) \times P}$$

수학식 24

[0093] $\mathbf{s} = [s_0 \quad s_1 \quad \cdots \quad s_{P-1}]^T \in \mathbb{C}^{P \times 1}$

[0094] 문제 P3는 다중입력 다중출력(MIMO) 검파 문제이며, 비결정 난해(NP-hard) 문제이다. 일반성을 잃지 않고, $\overline{\mathbf{H}}$ 의 랭크가 완전(full)임을 가정한다. 문제 P3의 부최적(suboptimal) 해는 수학식 25와 같은 영강압 검파기를 이용하여 구한다 (104 단계).

수학식 25

[0095]

$$\hat{\mathbf{s}} = \text{demod}(\mathbf{H} \mathbf{y})$$

[0096]

수학식 25에서, $\text{demod}(\mathbf{Y})$ 는 \mathbf{Y} 의 각각의 원소에 가장 가까운 정상도 점을 찾는 원소 단위 복조 연산자이다. 즉, $[\text{demod}(\mathbf{Y})]_{i,j} = \arg \min_{s \in \mathcal{S}} |\mathbf{Y}_{i,j} - s|$ 이다.

[0097]

도 1의 흐름도에서 105 단계에 의해 반복적으로 채널 추정과 복조가 수행될 수 있다. 초기의 \mathbf{S}_k 를 추정하기 위해, 수신기는 어떠한 종류의 블라인드 등화기도 사용할 수 있다.

[0098]

문제 P3는 계산 복잡도가 높다. 따라서, 더 간단한 검파 알고리즘이 필요할 수 있다. 임의의 \mathcal{N} 에 대해 수학식 5를 다시 쓰면, 수학식 26과 같이 표현될 수 있다.

수학식 26

[0099]

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \tilde{\mathbf{H}} \mathbf{S} + \tilde{\mathbf{Z}}$$

[0100]

수학식 27 내지 수학식 31은 수학식 26의 각 항목들의 계산에 관련된다.

수학식 27

[0101]

$$\tilde{\mathbf{Y}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Y}}^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Y}}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{H}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{H}}^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{H}}^{(L)} \end{bmatrix}, \quad \tilde{\mathbf{Z}} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{Z}}^{(1)} \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{Z}}^{(L)} \end{bmatrix}$$

수학식 28

[0102]

$$\tilde{\mathbf{Y}}^{(i)} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_N^{(i)} & \cdots & \mathbf{y}_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{y}_0^{(i)} & \cdots & \mathbf{y}_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$$

수학식 29

[0103]
$$\widetilde{\mathbf{H}}^{(i)} = \begin{bmatrix} h_K^{(i)} \cdots h_0^{(i)} \\ \vdots \\ h_K^{(i)} \cdots h_0^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times (N+K+1)}$$

수학식 30

[0104]
$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_N \cdots s_{P+N-1} \\ \vdots \\ s_{-K} \cdots s_{P-K-1} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+K+1) \times P}$$

수학식 31

[0105]
$$\widetilde{\mathbf{Z}}^{(i)} = \begin{bmatrix} z_N^{(i)} \cdots z_{P+N-1}^{(i)} \\ \vdots \\ z_0^{(i)} \cdots z_{P-1}^{(i)} \end{bmatrix} \in \mathbb{C}^{(N+1) \times P}$$

[0106] $L(N+1) \geq N+K+1$ 을 만족하도록 과표본화 인자 L 이 충분히 크며, 크기 $L(N+1) \times N+K+1$ 의 행렬인 채널 행렬 $\widetilde{\mathbf{H}}$ 의 열 랭크가 완전하다고 가정한다.

[0107] $\theta \in \mathbb{C}^{1 \times L(N+1)}$ 의 선형 등화기를 고려한다. 영강압 기준에 의해 정확한 등화 조건은 수학식 32와 같이 표현될 수 있다.

수학식 32

[0108]
$$\theta \widetilde{\mathbf{H}} = \mathbf{e}_q^H$$

[0109] $\mathbf{e}_q \in \mathbb{C}^{(N+K+1) \times 1}$ 는 q 번째 위치에 1이 있고, 나머지 원소는 모두 0인 q 번째 표준 기저 벡터를 의미

한다. \mathbf{G} 를 $\widetilde{\mathbf{H}}$ 의 의사역행렬이라고 하면, $\mathbf{G} = \widetilde{\mathbf{H}}^\dagger = (\widetilde{\mathbf{H}}^H \widetilde{\mathbf{H}})^{-1} \widetilde{\mathbf{H}}^H$ 이다. $\mathbf{G} \widetilde{\mathbf{H}} = \mathbf{I}$

이기 때문에, $[\mathbf{G}]_{q,:}$ 는 정확한 등화 필터이고, 수학식 33과 같이 표현될 수 있다.

수학식 33

[0110]

$$[\mathbf{G}]_{q,:} \mathbf{H} = \mathbf{e}_q^H$$

[0111]

$[\mathbf{G}]_{q,:}$ 는 \mathbf{G} 의 q 번째 행벡터이다. q 를 선택하는데 있어 자유도가 있기 때문에, 복조 후의 잔여 오류를 최소화하는 것은 수학식 34를 이용하여 결정될 수 있다.

수학식 34

[0112]

$$q_{\min} = \arg \min_{q=1,\dots,N} \| [\mathbf{G}]_{q,:} \tilde{\mathbf{Y}} - \text{demod}([\mathbf{G}]_{q,:} \tilde{\mathbf{Y}}) \|^2$$

[0113]

이를 통해 정보 심볼 추정치를 수학식 35를 이용하여 결정한다.

수학식 35

[0114]

$$[\hat{s}_{N-q_{\min}+1} \cdots \hat{s}_{P+N-q_{\min}}] = \text{demod}([\mathbf{G}]_{q_{\min},:} \tilde{\mathbf{Y}})$$

[0115]

앞서 설명된 수학식 18에서 검파된 심볼 $[\hat{s}_{N-q_{\min}+1} \cdots \hat{s}_{P+N-q_{\min}}]$ 만을 사용하여 $\overline{\mathbf{S}}$ 와 $\overline{\mathbf{Y}}$ 의 크기를 줄인다.

[0116]

수학식 25의 복잡도는 $O(P^3)$ 인 반면에, 간단하게 만든 위의 수학식 35의 복잡도는 $O(P)$ 다. P 는 보통 몇 백 정도이기 때문에, 복잡도 감소 효과가 상당히 크다.

[0117]

모의실험 파라미터 값으로 16-QAM 심볼, $N+1=31$ 개의 등화기 탭 수, $K+1=16$ 개의 채널 탭 수를 사용하였다. 균일 전력 지연 프로파일의 성긴 레일리 페이딩 채널에서 실시하였다. \mathbf{S} 는 채널의 성감도다. 지니 보조(Genie-aided) 채널 추정을 사용하였다. 지니는 채널 추정 성능을 향상시키기 위해 완전한 채널 서포트 정보를 제공해준다. 이 경우는 모의실험 결과에서 이상적인 채널 추정 및 복조(Perfect CE-Demodulation, PCED)에

[0118]

해당한다. 각각의 실험에서 첫 번째 방법인 도 1에서 102 단계와 103 단계 대신 $h_n^{(i)}$ 을 문제 P2로부터 추정하는 것으로 대체한 알고리즘(Iterative CE-Demodulation, ICED)과 두 번째 방법인 도 1의 알고리즘(Iterative sparse CE-Demodulation, ISCED)과의 성능을 비교하였다. ICED는 ISCED와 달리 채널의 성감을 고려하지 않은 것이다. 두 알고리즘들 모두 최대 반복 횟수를 50으로 설정하였다.

도 2는 일 실시예에 따라, 반복 횟수에 따른 정규화된 평균제곱오차(normalized mean square error, NMSE)를

$$\frac{1}{L(P+K+1)} \sum_{i=1}^L \sum_{k=0}^{P+K} \left| y_k^{(i)} - \sum_{n=0}^K h_n^{(i)} s_{k-n} \right|^2$$

다. 각 나타낸 그래프를 도시한 도면이다. 여기서, NMSE는

각 신호 대 잡음비 $SNR=10\text{dB}, 20\text{dB}$ 일 때, $P=500$ 개의 심볼과 채널 성감도 $S=5$, 수신 안테나 수 $L=4$ 를 사용하였다. 도 2를 통해, 반복 횟수가 증가함에 따라 두 알고리즘의 NMSE가 모두 감소한다는 점을 알 수 있다. 한편, ISCED가 ICED보다 NMSE의 수렴이 더 빠른 것으로 보아, 채널이 성긴 경우, ISCED의 성능이 더 좋은 것을 알 수 있다.

[0119] 도 3은 일 실시예에 따라, 심볼 수에 따른 NMSE를 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

[0120] 각각 신호 대 잡음비 $SNR=10\text{dB}, 20\text{dB}$ 일 때, 또한 각각 수신 안테나 수 $L=2, 4$ 일 때, 채널 성감도 $S=5$ 를 사용했다. 심볼 수가 증가함에 따라 두 알고리즘 모두 NMSE가 감소한다. 심볼 수와 관계없이 ISCED는 ICED보다 항상 NMSE가 작다. 수신 안테나 수 $L=4$ 일 때가 2일 때보다 다이버시티가 더 크기 때문에 성능이 더 좋다. 수신 안테나 수 $L=4$ 인 경우, ISCED의 NMSE는 $SNR=10\text{dB}$ 일 때는 $P=1600$ 에서, $SNR=20\text{dB}$ 일 때는 $P=3200$ 에서 PCED에 수렴한다. ICED가 ISCED보다 수렴하는 데에 심볼이 더 많이 필요하다. 심볼이 많을수록 도 1의 102 단계에서 서포트 집합을 정확히 찾을 수 있기 때문에 지니 보조의 완전한 채널 추정의 성능을 달성할 수 있다.

[0121] 도 4는 일 실시예에 따라, 신호 대 잡음비에 따른 비트 오류율(BER)을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

[0122] $P=500$ 개의 심볼과 채널 성감도 $S=5$, 수신 안테나 수 $L=4$ 를 사용하였다. 두 알고리즘들 모두 SNR이 증가함에 따라 BER은 감소하며, ISCED는 ICED보다 항상 BER이 낮다. 도 3에서 $P=500$ 일 때의 ISCED와 PCED의 NMSE 격차가 $SNR=10\text{dB}$ 일 때보다 $SNR=20\text{dB}$ 일 때가 더 크다. 마찬가지로 도 4에서도, SNR이 높을수록 ISCED와 PCED의 NMSE 차이가 증가하는 것을 확인할 수 있다. 그러나 $SNR=5\sim 7\text{dB}$ 일 때는 완전한 채널 추정의 성능과 거의 일치한다.

[0123] 도 5는 일 실시예에 따라, 성감도에 따른 BER을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

[0124] $SNR=10\text{dB}$ 일 때, $P=500$ 개의 심볼, 수신 안테나 수 $L=4$ 를 사용하였다. ISCED의 경우, 채널 성감도가 증가함에 따라 BER이 증가한다. 성감도가 낮은 경우, ISCED의 BER은 완전한 채널 추정일 때와의 BER과 같다. 성감도가 높은 경우, 즉 채널이 성기지 않는 경우, ISCED의 BER은 ICED의 BER에 근접한다.

[0125] 도 6은 일 실시예에 따라, 심볼 수에 따른 비트 오류율을 나타낸 그래프를 도시한 도면이다.

[0126] $SNR=10\text{dB}$ 일 때, 채널 성감도 $S=5$, 수신 안테나 수 $L=4$ 를 사용하였다. 심볼 수가 증가함에 따라 두 알고리즘 모두 BER이 감소한다. 심볼 수에 상관없이 ISCED는 항상 ICED보다 BER이 낮다. 심볼 수가 $P=1900$ 일 때, ISCED는 완전한 채널 추정일 때와의 성능과 거의 같다.

[0127] 도 7은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 통신 시스템의 블록도이다.

[0128] 도 7을 참고하면, 통신 시스템(700)은 외부로부터의 송신 신호 s_k 를 채널 H 를 통해 수신하는 통신 디바이스(710)를 포함한다. 통신 디바이스(710)는 수신 신호 y_k 를 수신하는 안테나(711), 블라인드 등화 및 복조를 수행하는 프로세서(712), 및 프로세서(712)에 의해 처리될 적어도 하나의 프로그램을 저장하는 메모리(713)를 포함한다.

[0129] 통신 시스템(700) 상의 통신 디바이스(710)는 앞서 도 1에서 설명된 블라인드 등화 및 복조를 수행할 수 있다.

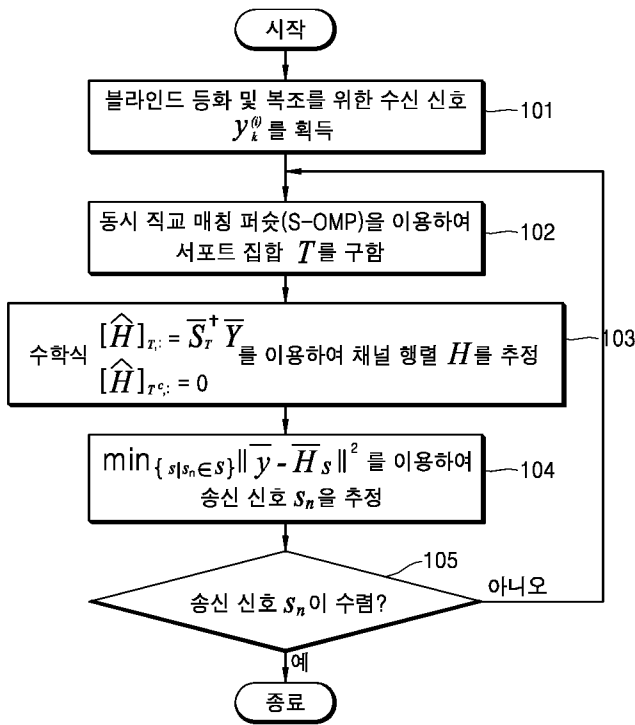
[0130] 구체적으로, 프로세서(712)는 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템(700)의 송신 신호를 추정한다 (도 1의 101 단계). 프로세서(712)는 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(BCD)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여 송신 신호를 보정한다 (도 1의 102 단계 내지 104 단계). 여기서, 채널 추정 모델은 수학식 7 와 같이 표현되고, 복조 모델은 수학식 19와 같이 표현될 수 있다. 한편,

복조 모델은 앞서 설명된 바와 같이, 수학적 20 내지 수학적 24를 이용하여 처리되거나, 또는 수학적 27 내지 수학적 31을 이용하여 처리될 수 있다.

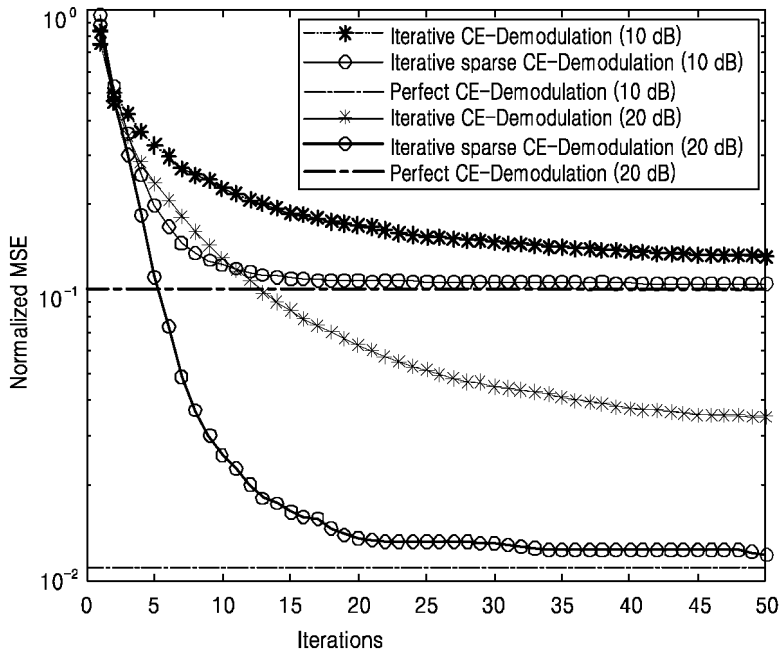
- [0131] 프로세서(712)는 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단한다 (도 1의 105 단계). 프로세서(712)는 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 수렴된 송신 신호를 통신 시스템(700)에 대한 최적 송신 신호로서 출력한다. 한편, 송신 신호의 보정은 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 반복적으로 수행된다.
- [0132] 도 8은 일 실시예에 따른 블라인드 등화 및 복조를 위한 방법의 흐름도이다. 도 8의 방법은 앞서 설명된 블라인드 등화 및 복조의 알고리즘들을 수행하는 과정들이므로, 이하 생략된 내용이라 하더라도 앞서 도면들에서 설명된 내용들은 도 8의 방법에도 적용될 수 있다.
- [0133] 801 단계에서, 프로세서(712)는 블라인드 등화를 이용하여 통신 시스템(700)의 송신 신호를 추정한다.
- [0134] 802 단계에서, 프로세서(712)는 블라인드 등화의 교차적(alternating) 최적화를 위해 블록 좌표 하강법(BCD)에 기반하여 정의된 채널 추정 모델 및 복조 모델을 이용하여, 송신 신호를 보정한다.
- [0135] 803 단계에서, 프로세서(712)는 보정된 송신 신호가 수렴되었는지 여부를 판단한다.
- [0136] 804 단계에서, 프로세서(712)는 보정된 송신 신호가 수렴된 것으로 판단된 경우, 수렴된 송신 신호를 통신 시스템(700)에 대한 최적 송신 신호로서 출력한다.
- [0137] 한편, 프로세서(712)는 보정된 송신 신호가 수렴될 때까지 802 단계를 반복적으로 수행한다.
- [0138] 앞서 설명된 본 실시예들에서는, 블라인드 등화기에 사용하는 후 처리 방법을 제안하였다. 블라인드 등화 문제를 잔여를 최소화하는 사전 학습 문제로 고려하여, 블록 좌표 하강법을 적용한 채널 임펄스 응답의 추정과 심볼의 복조를 반복적으로 수행하였다. 압축 센싱 기술을 적용하여 각기 다른 수신 안테나의 공통된 성긴 채널 임펄스 응답을 추정하였다. 또한, 성능을 유지한 채로, 채널 행렬의 크기를 줄여 복조 복잡도를 줄이는 방안도 제시하였다. 모의실험 결과에 비추어 보면, 수신 심볼이 충분히 많을 때, 앞서 설명된 알고리즘의 NMSE와 BER 성능이 완전한 채널 추정의 성능을 달성할 수 있음을 확인할 수 있었다. 게다가, 완전 채널 추정 성능을 달성하기 위해 ISCED는 ICED보다 훨씬 적은 수의 심볼을 필요로 한다는 점을 알 수 있었다. 따라서, 패킷이 충분히 길지 않을 때에는 공통 성긴 성질을 이용하는 것이 바람직할 수 있다.
- [0139] 한편, 상술한 본 발명의 실시예들은 컴퓨터에서 실행될 수 있는 프로그램으로 작성 가능하고, 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체를 이용하여 상기 프로그램을 동작시키는 범용 디지털 컴퓨터에서 구현될 수 있다. 또한, 상술한 본 발명의 실시예에서 사용된 데이터의 구조는 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체에 여러 수단을 통하여 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터로 읽을 수 있는 기록매체는 마그네틱 저장매체(예를 들면, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크 등), 광학적 판독 매체(예를 들면, 시디롬, 디브이디 등)와 같은 저장매체를 포함한다.
- [0140] 본 실시예와 관련된 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상기된 기재의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 개시된 방법들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

도면

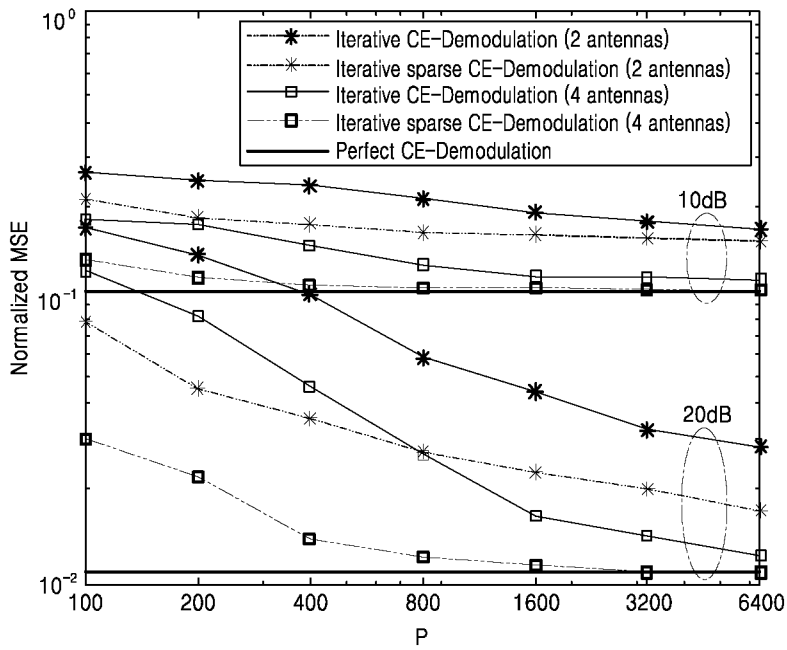
도면1



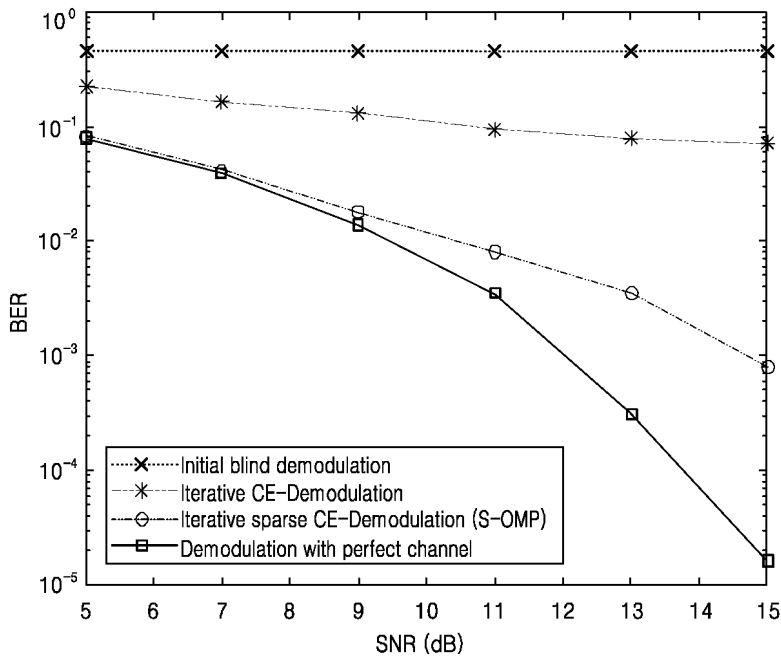
도면2



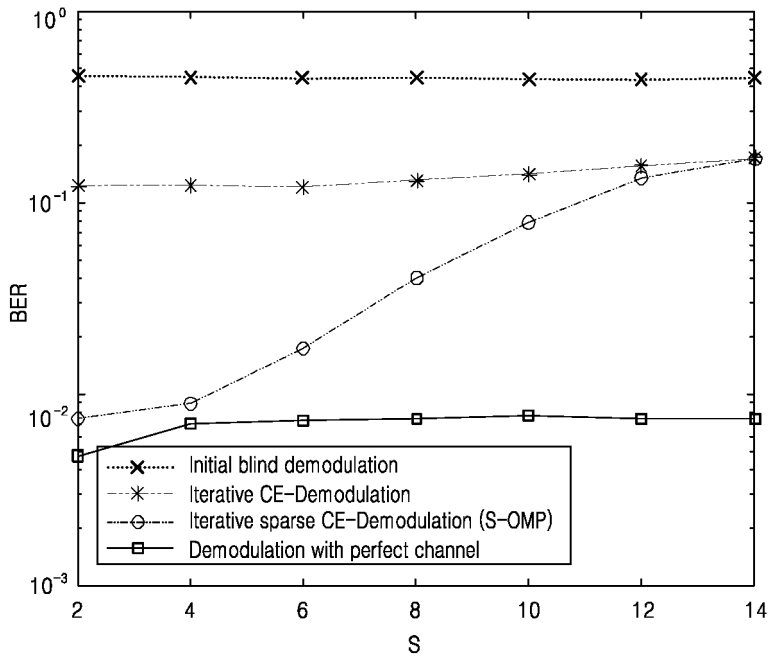
도면3



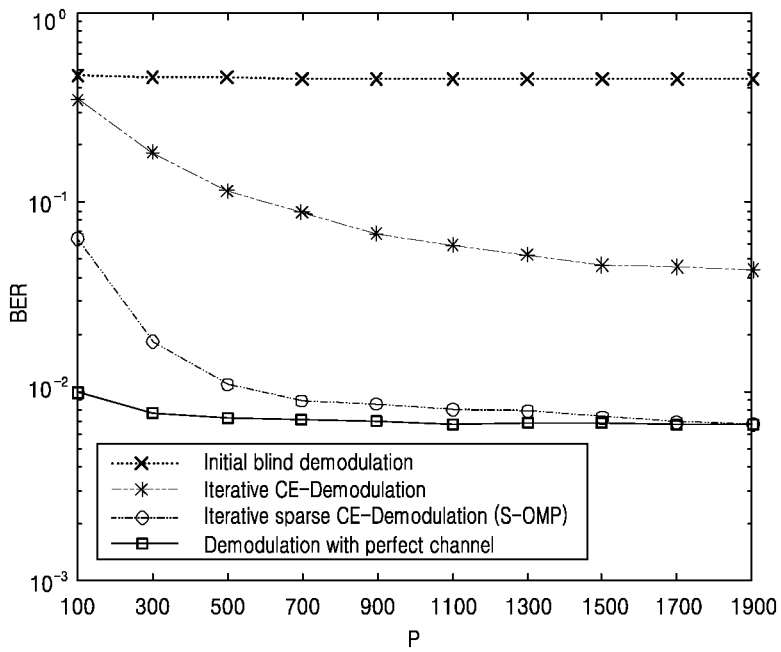
도면4



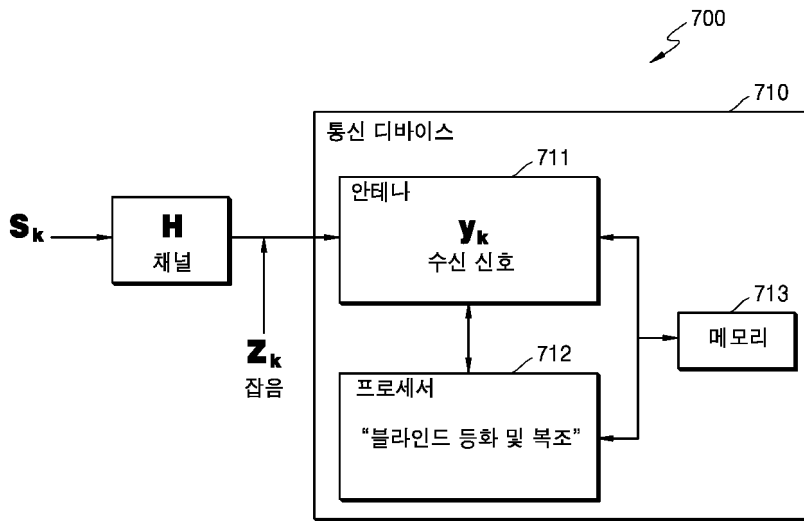
도면5



도면6



도면7



도면8

