



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2016년11월09일
(11) 등록번호 10-1674319
(24) 등록일자 2016년11월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/02 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/0224 (2013.01)
H04L 25/0204 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2015-0152486
(22) 출원일자 2015년10월30일
심사청구일자 2015년10월30일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020140059929 A*
KR1020140095665 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
인하대학교 산학협력단
인천광역시 남구 인하로 100, 인하대학교 (용현동)
(72) 발명자
박대영
인천광역시 연수구 신송로118번길 6, 113동 603호 (송도동, 송도풍림아이원1단지아파트)
민병천
충청북도 영동군 용산면 한글길 15-10 (한곡리)
(74) 대리인
양성보

전체 청구항 수 : 총 5 항

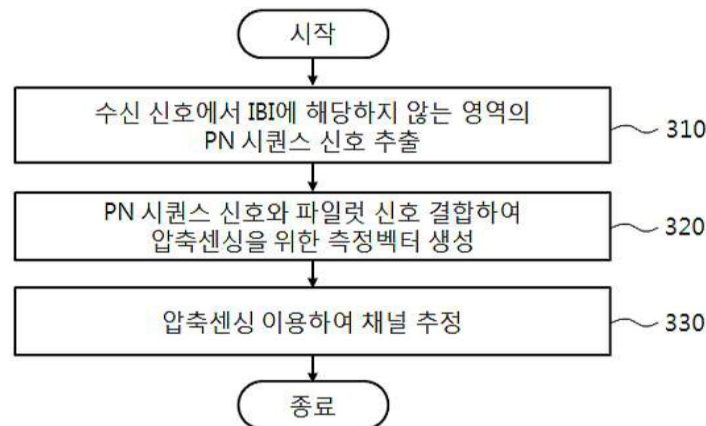
심사관 : 김대성

(54) 발명의 명칭 OFDM 시스템에서 측정벡터 결합을 이용하여 다중채널을 추정하는 방법 및 장치

(57) 요약

OFDM 시스템에서 측정벡터 결합을 이용하여 다중채널을 추정하는 방법 및 장치가 개시된다. 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 방법은, 상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호를 추출하는 단계, 상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 단계, 및 상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계를 포함할 수 있다.

대표도 - 도3



(52) CPC특허분류

H04L 25/0212 (2013.01)

H04L 27/2691 (2013.01)

H04L 27/2695 (2013.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 1711038299

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 한국연구재단

연구사업명 신진연구자지원 (후속지원)

연구과제명 무선 네트워크의 보안성을 높이기 위한 다중 안테나 기반의 물리 계층 보안 기술 연구

기 여 율 1/1

주관기관 인하대학교 산학협력단

연구기간 2016.06.01 ~ 2017.05.31

명세서

청구범위

청구항 1

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 방법에 있어서,

상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호를 추출하는 단계;

상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 단계; 및

상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계

를 포함하고,

상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호는,

상기 수신된 신호에 포함된 OFDM 데이터 블록들 사이에 위치하는 PN시퀀스(Pseudorandom Noise Sequence)의 영역 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호인 것

을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 채널 추정 방법.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 측정벡터의 길이는, 상기 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호의 개수에 대응하여 증가하는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 채널 추정 방법.

청구항 4

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 방법에 있어서,

상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호를 추출하는 단계;

상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 단계; 및

상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계

를 포함하고,

상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계는,

상기 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호의 센싱행렬과 상기 파일럿 신호의 센싱행렬을 결합한 센싱행렬의 의사역행렬(pseudoinverse matrix)을 계산하고, 계산된 센싱행렬의 의사역행렬과 상기 압축센싱을 위한 측정벡터를 곱하여 채널 임펄스 응답을 계산함으로써 상기 채널을 추정하는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 채널 추정 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 파일럿 신호는,

상기 OFDM 데이터 블록의 크기에 기초하여 기지정된 기준 비율 이하로 상기 OFDM 데이터 블록 내에 삽입되는 것을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 채널 추정 방법.

청구항 6

직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 장치에 있어서,

상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 측정벡터 생성부; 및

상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 채널 추정부를 포함하고,

상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호는,

상기 수신된 신호에 포함된 OFDM 데이터 블록들 사이에 위치하는 PN시퀀스(Pseudorandom Noise Sequence)의 영역 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호인 것

을 특징으로 하는 OFDM 시스템에서의 채널 추정 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명의 실시예들은 직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing: OFDM) 시스템에서 압축센싱을 이용하여 채널을 추정하는 기술에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 이동통신 시스템은 대용량의 데이터를 고속으로 전송하는 것을 목표로 한다. 대표적인 예로서, MIMO-OFDM(Multi Input Multi Output-Orthogonal Frequency Division Multiplexing)이 있다. MIMO-OFDM 시스템은 정확하고 빠른 데이터 송수신을 위해 저 복잡도의 채널추정 기술을 요구한다. 더욱이, 무선통신 시스템에서는 채널 상태 정보(channel state information)를 이용하여 송수신을 하기 때문에 정확하게 채널을 추정하는 것은 매우 중요하다.

[0003] 일반적으로, LS(Least Square) 기법, MMSE 기법(minimum Mean Squared Error) 등의 선형 방법들이 채널 추정을 위해 이용된다. 선형 방법들을 이용한 채널 추정 기법은 다중 경로 채널에서 채널 임펄스 응답(channel impulse response)의 탭의 개수가 많을수록 최적이 된다. 그러나, 선형 방법들을 이용한 채널 추정은 복잡도가 높다. 이에 따라, UWB(Ultra Wide Band) 채널과 같은 광대역 채널을 이용하는 경우, 채널 임펄스 응답이 성긴(sparse) 성질을 가지기 때문에 압축센싱기법을 이용하여 신호를 복원할 수 있다. 압축센싱기법은 신호가 성긴(sparse) 성질을 가진다는 가정 하에 적은 수의 샘플(sample) 만으로 원래의 신호를 복원하는 기술이다. 압축센싱으로는 넌컨벡스 기반의 압축센싱(non convex compressed sensing, l_0 -norm 최소화 방법), 컨벡스 기반의 압축센싱(convex compressed sensing, l_1 최소화 방법), 그리디 알고리즘(greedy algorithm)이 대표적이며, 세 방법 모두 센싱행렬의 성질과 측정벡터의 원소의 개수가 성능에 영향을 미친다.

[0004] OFDM 시스템은 ZP-OFDM(Zero-padding OFDM), CP-OFDM(Cyclic prefix OFDM), 및 TDS-OFDM(Time-domain synchronous OFDM)으로 구분된다. TDS-OFDM은 PN(Pseudorandom Noise Sequence)를 이용하여 채널을 추정한다. 이때, PN 시퀀스와 OFDM 데이터 블록 사이에는 블록간 간섭(Inter Block Interference, IBI)가 존재하기 때문에 반복 간섭 제거 알고리즘을 사용하여 채널을 추정해야 한다. 그러나, 반복 간섭 제거 알고리즘의 경우 복잡도가 매우 높으며 채널 지연 확산(channel delay spread)이 클수록 복잡도가 더 높아지는 문제가 존재한다. 이외에, 두 개의 PN-시퀀스를 이용하여 채널을 추정하는 기법이 존재하나, 주파수 효율이 감소하는 문제점이 있다.

[0005] 따라서, 채널 지연 확산(channel delay spread)이 큰 경우에도 OFDM 시스템에서 채널 추정 시 복잡도는 낮춤과 동시에 추정된 채널의 정확도를 높이는 채널 추정 기술이 요구된다.

[선행 기술 문헌]

한국공개특허 제10-2014-0059929호

한국공개특허 제10-2014-0095665호

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은 OFDM 데이터 블록 내에 파일럿 신호를 삽입하여 측정벡터의 길이를 증가시킴으로써, 채널 지연 확산(channel delay spread)이 큰 경우에 OFDM 시스템에서 저 복잡도의 압축센싱을 이용하여 채널을 추정하는 기술에 관한 것이다.

과제의 해결 수단

[0007] 본 발명의 일실시예에 있어서, 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 방법은, 상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호를 추출하는 단계, 상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 단계, 및 상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계를 포함할 수 있다.

[0008] 일측면에 따르면, 상기 블록간 간섭에 해당하지 않는 영역의 신호는, 상기 수신된 신호에 포함된 OFDM 데이터 블록들 사이에 위치하는 PN시퀀스(Pseudorandom Noise Sequence)의 영역 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호일 수 있다.

[0009] 다른 측면에 따르면, 상기 측정벡터의 길이는, 상기 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호의 개수에 대응하여 증가할 수 있다.

[0010] 또 다른 측면에 따르면, 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 단계는, 상기 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호의 센싱행렬과 상기 파일럿 신호의 센싱행렬을 결합한 센싱행렬의 의사역행렬(pseudoinverse matrix)을 계산하고, 계산된 센싱행렬의 의사역행렬과 상기 압축센싱을 위한 측정벡터를 곱하여 채널 임펄스 응답을 계산함으로써 상기 채널을 추정할 수 있다.

[0011] 또 다른 측면에 따르면, 상기 파일럿 신호는, 상기 OFDM 데이터 블록의 크기에 기초하여 기지정된 기준 비율 이하로 상기 OFDM 데이터 블록 내에 삽입될 수 있다.

[0012] 본 발명의 일실시예에 있어서, 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 시스템에서의 채널 추정 장치는, 상기 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호 중 블록간 간섭(Inter Block Interference)에 해당하지 않는 영역의 신호와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하는 측정벡터 생성부, 및 상기 측정벡터에 기초하는 압축센싱을 이용하여 상기 OFDM 시스템의 채널을 추정하는 채널 추정부를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0013] 또한, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호와 PN 시퀀스를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성하고, 생성된 측정벡터를 기초로 압축센싱을 통해 채널을 추정함으로써, 채널 추정에 따른 계산 복잡도를 낮출 수 있을 뿐만 아니라, 상기 결합을 통해 측정벡터의 길이를 증가시킴으로써, 추정된 채널의 정확도를 높일 수 있다. 즉, 압축 센싱의 성능을 향상시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0014] 도 1은 DPN-OFDM 및 TDS-OFDM 기법을 설명하기 위해 제공되는 도면이다.

도 2는 본 발명의 일실시예에 있어서, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호를 도시한 도면이다.

도 3은 본 발명의 일실시예에 있어서, OFDM 시스템에서 압축센싱을 이용하여 채널을 추정하는 방법을 설명하는 흐름도이다.

도 4는 본 발명의 일실시예에 있어서, 채널 추정 장치의 구성을 도시한 블록도이다.

도 5는 본 발명의 일실시예에 있어서, ITU-VB 채널에서의 MSE 성능 비교를 도시한 도면이다.

도 6은 본 발명의 일실시예에 있어서, SARFT-8 채널에서의 MSE 성능 비교를 도시한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0015] 이하, 본 발명의 실시예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.
- [0017] 본 실시예들은 MIMO-OFDM 시스템에서 압축센싱을 이용하여 채널을 추정하는 기술에 관한 것으로, 특히, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿(pilot) 신호와 OFDM 시스템의 송신단으로부터 수신된 신호에 포함된 PN 시퀀스의 결합을 통해 압축센싱에 이용되는 측정벡터의 길이를 증가시켜 채널을 추정하는 기술에 관한 것이다.
- [0018] 본 실시예들에서는, OFDM 시스템의 송신단에서 OFDM 데이터 블록 내에 기지정된 일정 개수의 파일럿 신호를 삽입하여 OFDM 시스템의 수신단으로 전송하는 것을 가정한다.
- [0019] 본 실시예들에서, 굵은 문자는 행렬, 벡터를 의미할 수 있다. 예컨대, $\mathbf{F}_{N \times N}$ 은 $N \times N$ FFT(Fast Fourier Transform) 행렬을 나타낼 수 있다. 그리고, $\mathbf{0}$ 는 영벡터(zero vector)를 의미하고, $(\cdot)^T, (\cdot)^H, (\cdot)^{-1}, (\cdot)^{\dagger}, \text{diag}(\cdot), \|\cdot\|_F$ 각각은 전치행렬, 켤레 전치행렬(conjugate transpose matrix), 역행렬, 의사역행렬(pseudoinverse matrix), 대각행렬, 및 l_F -norm을 나타낼 수 있다. $(\cdot)_I$ 는 I 에 해당하는 벡터 $(\cdot)$ 의 원소를 나타내고, Ψ_I 는 집합 I 에 해당하는 Ψ 의 열만 모아놓은 부분행렬을 나타내고, $\mathbf{E}(\cdot)$ 는 기대값을 나타낼 수 있다.
- [0021] 도 1은 DPN-OFDM 및 TDS-OFDM 기법을 설명하기 위해 제공되는 도면이다.
- [0022] 도 1을 참고하면, DPN-OFDM(101)에서 송수신되는 신호에 포함된 하나의 OFDM 심볼(110)은 하나의 OFDM 데이터 블록(111)과 두 개의 PN 시퀀스(112, 113)를 포함할 수 있다. 두 번째 PN 시퀀스(113)는 이전 OFDM 데이터 블록으로부터 간섭을 받지 않기 때문에 블록간 간섭(ABI)의 영향을 받지 않을 수 있다. 여기서, ABI는 PN 시퀀스와 OFDM 데이터 블록 사이에 발생하는 상호 간섭을 의미할 수 있다. ABI가 발생하지 않은 두 번째 PN 시퀀스(113)를 이용하여 채널을 추정하면 간섭을 제거하지 않아도 되어 낮은 복잡도로 쉽게 채널을 추정할 수 있으나, PN 시퀀스를 두 개 사용함에 따라 주파수 효율이 저하될 수 있다.
- [0023] 그리고, TDS-OFDM(102)과 같이 OFDM 심볼(120)이 하나의 OFDM 데이터 블록(121)과 하나의 PN 시퀀스(122)를 포함하는 경우, PN 시퀀스(122)와 OFDM 데이터 블록(121) 사이에 ABI가 발생할 수 있다. 이때, 전체 PN 시퀀스의 길이가 M 이고, 채널 임펄스 응답의 길이 L 이 보호 구간(guard interval) M 보다 작다고 가정하면, ABI의 영향을 받지 않는 영역의 길이는 $K=M-L+1$ 일 수 있다. 그러면, PN 시퀀스(122) 중 ABI의 영향을 받지 않는 영역의 PN 시퀀스(K) 만으로 압축센싱을 적용하여 채널을 추정할 수 있다.
- [0024] OFDM 심볼은 아래의 수학적 식 1과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 1

$$\begin{aligned} \mathbf{s}^i &= [s_0^i, s_1^i, s_2^i, \dots, s_{M+N-1}^i]^T \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{x}^i \end{bmatrix}_{(M+N) \times 1} \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{c} \\ \mathbf{F}_{N \times N} \tilde{\mathbf{x}}^i \end{bmatrix}_{(M+N) \times 1} \end{aligned}$$

- [0025]
- [0026] 위의 수학적 식 1에서, $\mathbf{s}$ 는 TDS-OFDM 심볼, $\mathbf{c}$ 는 시간영역의 PN 시퀀스로서 $\mathbf{c} = [c_0, c_1, c_2, \dots, c_{M-1}]^T$ 일 수 있다. 그리고, $\mathbf{x}^i$ 는 i 번째 OFDM 데이터 블록($\mathbf{x}^i = [x_0^i, x_1^i, x_2^i, \dots, x_{M+N-1}^i]^T$)을 나타낼 수 있다. 여기서, i 번째 OFDM 데이터 블록 $\mathbf{x}^i$ 는 주파수 영역의 신호로 변환하면, $\tilde{\mathbf{x}}^i = [\tilde{x}_0^i, \tilde{x}_1^i, \tilde{x}_2^i, \dots, \tilde{x}_{M+N-1}^i]^T$ 일 수 있다. 즉, $\tilde{\mathbf{x}}^i$ 는 시간 영역의 $\mathbf{x}^i$ 를 IFFT(Inverse FFT)한 신호일 수 있다. 그러면, 이산 시간 복소 채널 임펄스 응답($\mathbf{h}$)은 아래의 수학적 식 2 및 3과 같이 표현될 수 있다.

수학식 2

[0027]
$$\mathbf{h}^i = [h_0^i, h_1^i, h_2^i, \dots, h_{L-1}^i]^T$$

수학식 3

[0028]
$$h_n^i = \sum_{l=0}^{S-1} \alpha_l \delta[n - \tau_l], \quad 0 \leq n \leq L-1$$

[0029] 수학식 3에서, α_l 은 l번째 경로의 채널 이득이고, τ_l 은 l번째 경로의 지연을 나타낼 수 있다. 그리고, h_n^i 은 i번째 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^i$ 의 n번째 원소를 나타낼 수 있으며, 아래의 수학식 4와 같이 표현될 수 있다.

수학식 4

[0030]
$$h_n^i = \begin{cases} \alpha_l, & n = \tau_l \\ 0, & otherwise. \end{cases}$$

[0031] 그리고, 경로 지연 집합(path delay set) T는 아래의 수학식 5와 같이 표현될 수 있다.

수학식 5

[0032]
$$T = \{\tau_0, \tau_1, \tau_2, \dots, \tau_{S-1}\}$$

수학식 6

[0033]
$$\tau_0 \leq \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_{S-1} \leq L-1$$

[0034] 그리고, TDS-OFDM에서 시간 영역의 수신신호의 아래의 수학식 7과 같이 표현될 수 있다.

수학식 7

[0035]
$$\begin{aligned} \mathbf{d}^i &= [d_0^i, d_1^i, d_2^i, \dots, d_{L-1}^i]^T \\ &= \Phi \mathbf{h}^i + \mathbf{n}^i \end{aligned}$$

[0036] 수학식 7에서, $\mathbf{n}^i$ 는 AWGN(Additive White Gaussian Noise)를 나타내며, Φ 는 아래의 수학식 8과 같이 표현될 수 있다.

수학식 8

[0037]
$$\Phi = \begin{bmatrix} c_0 & \omega_{N-1}^{i-1} \omega_{N-2}^{i-1} \omega_{N-3}^{i-1} \dots \omega_{N-L+1}^{i-1} \\ c_1 & c_0 & \omega_{N-1}^{i-1} \omega_{N-2}^{i-1} \dots \omega_{N-L+2}^{i-1} \\ c_2 & c_1 & c_0 & \omega_{N-1}^{i-1} \dots \omega_{N-L+3}^{i-1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{L-1} & c_{L-2} & c_{L-3} & c_{L-4} & \dots & c_0 \\ c_L & c_{L-1} & c_{L-2} & c_{L-3} & \dots & c_1 \\ \vdots & c_L & c_{L-1} & c_{L-2} & \dots & c_2 \\ c_{M-1} & c_{M-2} & c_{M-3} & c_{M-4} & \dots & c_{M-L} \end{bmatrix}_{M \times L}$$

[0038] 수학식 8에 따르면, 각 OFDM 데이터 블록에 하나의 PN 시퀀스가 덧붙여 사용되었음을 확인할 수 있다.

[0039] 수신 신호 $\mathbf{d}^i$ 는 다중 경로 채널을 통해 이전의 OFDM 데이터 블록(data block)의 간섭 영향을 받을 수 있다. 즉, IBI가 존재할 수 있다. 이때, 수신 신호에서 이전의 OFDM 데이터 블록의 간섭을 받지 않는 영역(IBE free region)에 해당하는 신호는 아래의 수학식 9와 같이 표현될 수 있으며, 본 채널 추정 장치는 간섭을 받지 않는 영역(IBE free region)에 해당하는 신호로부터 압축센싱을 사용하여 채널을 추정할 수 있다.

수학식 9

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_{pn}^i &= [d_{L-1}^i, d_L^i, d_{L+1}^i, \dots, d_{M-1}^i]^T \\ &= \Psi_{pn} \mathbf{h}^i + \mathbf{n}^i \end{aligned}$$

[0040]

수학식 10

$$\Psi_{pn} = \begin{bmatrix} c_{L-1} & c_{L-2} & c_{L-3} & \dots & c_0 \\ c_L & c_{L-1} & c_{L-2} & \dots & c_1 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ c_{M-1} & c_{M-2} & c_{M-3} & \dots & c_{M-L} \end{bmatrix}_{K_m \times L}$$

[0041]

[0042] 수학식 9에서, $\mathbf{y}_{pn}^i$ 는 간섭을 받지 않는 영역(IBE free region)에 해당하는 신호를 나타낼 수 있다. 이에 따라, Ψ_{pn} 는 도 1의 OFDM 데이터 블록(121)에 덧붙여진 PN 시퀀스(122) 중 간섭을 받지 않는 영역에 해당하는 PN 시퀀스(K)를 나타낼 수 있으며, 간섭의 영향을 받지 않았기 때문에 압축센싱만으로 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^i$ 이 계산될 수 있다. 즉, 고 복잡도의 간섭 제거 없이 압축센싱을 이용하여 채널 임펄스 응답을 구할 수 있다. 예를 들어, 간섭을 받지 않는 영역에 해당하는 수신신호 $\mathbf{y}_{pn}^i$ 를 압축센싱의 측정벡터로, 간섭을 받지 않는 영역에 해당하는 PN 시퀀스 Ψ_{pn} 를 센싱행렬로 하여 압축센싱을 적용할 수 있다.

[0043] 압축센싱은 측정벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$ 와 센싱행렬 Ψ_{pn} 의 상관도(correlation)가 가장 큰 컬럼(column)에 non-zero 원소가 존재하는 것으로 가정하고, 반복하여 그리디 알고리즘(greedy algorithm)을 적용하여 i번째 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^i$ 의 경로지연집합 $\mathbf{T}$ 을 찾을 수 있다. 그러면, 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$ 은 아래의 수학식 11과 같이 표현될 수 있다.

수학식 11

$$\hat{\mathbf{h}}_T^i = (\Psi_{pn})_T^\dagger \mathbf{y}_{pn}^i$$

[0044]

[0045] 이상의 수학식 7 내지 수학식 11에서는 간섭이 발생하지 않는 영역(IBE free region)에 해당하는 PN 시퀀스만을 압축센싱에 적용하여 채널 임펄스 응답을 계산하는 구성을 설명하였다. 압축센싱을 이용한 신호 복원의 성능은 측정벡터의 길이에 영향을 받는다. 예컨대, 측정벡터의 길이가 길수록 복원성능이 우수하다. 즉, 간섭이 발생하지 않는 영역(IBE free region)이 기설정된 기준값 이상으로 충분히 큰 경우, 압축센싱을 적용하여 채널 임펄스 응답이 계산될 수 있다. 이때, 채널 지연 확산(channel delay spread, L)이 커질수록 간섭이 발생하지 않는 영역(K_{pn})은 작아질 수 있다. 이처럼, 채널 지연 확산(L)이 큰 환경에서는 간섭이 발생하지 않는 영역(IBE free region)에 해당하는 PN 시퀀스만을 압축센싱에 적용하여 채널을 추정하는 경우, $K_{pn}(=M-L+1)$ 이 줄어들어서 압축센싱에 사용하는 측정벡터의 원수의 개수가 감소하여 채널추정 정확도가 낮아질 수 있다. 이에 따라, 채널 지연 확산(L)이 기설정된 기준지연 이상으로 큰 환경에서도 압축센싱을 적용하기 위해 시간영역의 PN 시퀀스와 주파수 영역의 파일럿 신호를 결합하여 채널을 추정할 수 있다.

[0046] 도 2는 본 발명의 일실시예에 있어서, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호를 도시한 도면이다.

[0047] 도 2에 따르면 TFT(Time-Frequency training)-OFDM 기법은 OFDM 데이터 블록 내에 파일럿 신호를 추가하여, 채널 추정을 위해 이용할 수 있다. OFDM 심볼(200)은 PN 시퀀스(220)와 OFDM 데이터 블록(210)으로 구성되며, OFDM 데이터 블록(210)은 데이터(212)와 파일럿 신호(211)를 포함할 수 있다. 즉, 데이터들 사이에 기설정된 기준 비율 이하의 파일럿 신호가 삽입되어 송신단에서 수신단으로 전송될 수 있다. 예컨대, OFDM 데이터 대비 1% 미만의 파일럿 신호가 삽입될 수 있다. 그러면 데이터 블록에 삽입된 파일럿 신호는 수신단에서 채널 추정을 위해 이용될 수 있다.

[0048] 시간 영역의 수신 신호, 즉, 시간 영역의 OFDM 심볼 $\mathbf{y}^i$ 는 아래의 수학식 12와 같이 표현될 수 있다.

수학식 12

$$\begin{aligned} \mathbf{y}^i &= [y_0^i, y_1^i, y_2^i, \dots, y_{N-1}^i]^T \\ &= \boldsymbol{\Omega} \mathbf{h}_N^i + \mathbf{w}^i \quad (\text{Time domain}) \end{aligned}$$

[0050] 수학식 12에서, $\boldsymbol{\Omega}$ 는 OFDM 데이터 블록인 $\mathbf{x}^i$ 의 $N \times N$ 테플리츠 행렬(Toeplitz matrix)이고, $\mathbf{h}_N^i$ 는 L-길이의 채널 임펄스 응답 벡터 $\mathbf{h}^i$ 에 N-L개의 0을 추가한 N-길이의 채널 임펄스 응답 벡터를 나타낼 수 있다. $\boldsymbol{\Omega}$ 와 $\mathbf{h}_N^i$ 는 아래의 수학식 13 및 14와 같을 수 있다.

수학식 13

$$\boldsymbol{\Omega} = \begin{bmatrix} x_0^i & x_{N-1}^i & \dots & x_1^i \\ x_1^i & x_0^i & \dots & x_1^i \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{N-1}^i & x_{N-2}^i & \dots & x_0^i \end{bmatrix}_{N \times N}$$

수학식 14

$$\mathbf{h}_N^i = \begin{bmatrix} \mathbf{h}^i \\ \mathbf{0}_{N-L} \end{bmatrix}$$

[0053] 수학식 12에서, 시간 영역의 수신 신호를 주파수 영역으로 변환하면 아래의 수학식 15와 같을 수 있다.

수학식 15

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{y}}^i &= [\bar{y}_0^i, \bar{y}_1^i, \bar{y}_2^i, \dots, \bar{y}_{N-1}^i]^T \\ &= \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{y}^i \quad (\text{Freq. domain}) \\ &= \mathbf{F}_{N \times N} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{F}_{N \times N}^H \mathbf{h}_N^i + \bar{\mathbf{w}}^i \\ &= \text{diag}(\bar{\mathbf{x}}^i) \mathbf{F}_{N \times N} \begin{bmatrix} \mathbf{h}^i \\ \mathbf{0}_{N-L} \end{bmatrix} + \bar{\mathbf{w}}^i \\ &= \text{diag}(\bar{\mathbf{x}}^i) \mathbf{F}_{(L)} \mathbf{h}^i + \bar{\mathbf{w}}^i \end{aligned}$$

[0055] 수학식 15에서, $\mathbf{F}_{N \times N} \boldsymbol{\Omega} \mathbf{F}_{N \times N}^H = \text{diag}(\bar{\mathbf{x}}^i)$ 를 의미하고, $\mathbf{F}_{(L)}$ 은 $\mathbf{F}_{N \times N}$ 의 첫 번째 컬럼(column)부터 L번째 컬럼에 해당하는 행렬을 의미할 수 있다. $\bar{\mathbf{w}}^i = \mathbf{F}_{N \times N} \mathbf{w}^i$ 는 주파수 영역에서의 잡음을 나타낼 수 있다.

[0056] 수학식 15에서, 주파수 영역의 수신 신호 $\bar{\mathbf{y}}^i$ 에 포함된 파일럿 신호는 아래의 수학식 16과 같을 수 있다.

수학식 16

$$\begin{aligned}\bar{\mathbf{y}}_{pilot}^i &= \Psi_{pilot} \mathbf{h}^i + \bar{\mathbf{w}}_I^i \\ \Psi_{pilot} &= diag(\bar{\mathbf{x}}_I^i) \mathbf{F}_{(L)}^T \\ \Gamma &= \{P_0, P_1, P_2, \dots, P_{(K_{pilot})-1}\} \\ P_0 &\leq P_1 \leq P_2 \leq \dots \leq P_{K_{pilot}-1} \leq N-1\end{aligned}$$

[0057]

[0058]

수학식 16에 따르면, N개의 OFDM 데이터 블록 내에 임의의 개수(K_{pilot})의 원소가 파일럿 신호로 삽입되었음을 확인할 수 있다. 그리고, 수신 신호는 OFDM 시스템에서 채널 임펄스 응답을 구하기 위해 이용될 수 있다. 예컨대, TDS-OFDM, TFT-OFDM 시스템에서 수신 신호에 포함된 파일럿 신호를 이용하여 채널 임펄스 응답이 계산될 수 있다.

[0059]

도 2 및 수학식 12 내지 16에서와 같이, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호를 이용하여 채널을 추정할 수 있다. 이때, 파일럿 신호가 많이 삽입될수록, 즉, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호의 개수(K_{pilot})가 증가할수록 압축센싱을 통한 신호 복원의 성능은 좋아지지만, 주파수 효율은 감소할 수 있다. 이에 따라, 소량의 파일럿 신호를 OFDM 데이터 블록에 삽입하고, 파일럿 신호와 PN 시퀀스를 결합하여 측정벡터를 생성하여 측정벡터의 길이를 증가시킬 수 있다. 그리고, 길이가 증가된 측정벡터를 이용하여 압축센싱을 수행함으로써, 신호복원의 성능을 향상시킬 수 있다. 이하에서는 도 3 및 도 4를 참고하여 파일럿 신호와 간섭이 발생하지 않는 영역(ABI free region)의 PN 시퀀스를 결합하여 압축센싱을 수행함으로써, 채널을 추정하는 방법에 대해 설명하기로 한다.

[0060]

도 3은 본 발명의 일실시예에 있어서, OFDM 시스템에서 압축센싱을 이용하여 채널을 추정하는 방법을 설명하는 흐름도이고, 도 4는 본 발명의 일실시예에 있어서, 채널 추정 장치의 구성을 도시한 블록도이다.

[0061]

도 4의 채널 추정 장치(400)는 OFDM 시스템을 구성하는 구성 요소들 중 일부인 OFDM 수신단에서 채널 추정과 관련된 구성요소만을 포함하는 것으로 도시하였으나, 이는 실시예에 해당되며, OFDM 시스템의 수신단은 수신 신호를 IFFT 변환하는 구성, 디코딩하는 구성 등을 더 포함할 수도 있다.

[0062]

그리고, 채널 추정 장치(400)는 측정벡터 생성부(410) 및 채널 추정부(420)를 포함하고, 도 3의 각 단계들(310 내지 330 단계)은 도 4의 측정벡터 생성부(410) 및 채널 추정부(420)에 의해 수행될 수 있다.

[0063]

310 단계에서, 측정벡터 생성부(410)는 OFDM 시스템의 송신단에서 전송된 신호를 수신하고, 수신 신호에서 간섭이 발생하지 않는 영역(ABI free region)에 해당하는 PN 시퀀스 신호를 추출할 수 있다. 위의 수학식 9를 참고하면, 간섭이 발생하지 않는 영역(ABI free region)에 해당하는 PN 시퀀스 신호는 $\mathbf{y}_{pn}^i = \Psi_{pn} \mathbf{h}^i + \mathbf{n}^i$ 일 수 있다.

[0064]

320 단계에서, 측정벡터 생성부(410)는 상기 PN 시퀀스 신호 $\mathbf{y}_{pn}^i$ 와 수신된 신호에 포함된 파일럿 신호를 결합하여 압축센싱을 위한 측정벡터를 생성할 수 있다. 위의 수학식 16을 참고하면, 수신 신호에 포함된 파일럿 신호는 $\tilde{\mathbf{y}}_{pilot}^i = \tilde{\Psi}_{pilot} \mathbf{h}^i + \tilde{\mathbf{w}}_I^i$ 일 수 있다. 그러면, 상기 PN 시퀀스 신호 $\mathbf{y}_{pn}^i$ 와 파일럿 신호 $\tilde{\mathbf{y}}_{pilot}^i$ 를 결합하면 아래의 수학식 17과 같이 표현될 수 있다.

수학식 17

$$\begin{bmatrix} \mathbf{y}_{pn}^i \\ \tilde{\mathbf{y}}_{pilot}^i \end{bmatrix}_{(K_{pn} + K_{pilot}) \times 1} = \begin{bmatrix} \Psi_{pn} \\ \tilde{\Psi}_{pilot} \end{bmatrix} \mathbf{h}^i + \begin{bmatrix} \mathbf{n}^i \\ \tilde{\mathbf{w}}_I^i \end{bmatrix}$$

[0065]

[0066]

위의 수학식 17을 아래의 수학식 18과 같이 간단히 표현할 수 있다.

수학식 18

[0067]
$$\mathbf{y}_{aug}^i = \mathbf{\Psi}_{aug} \mathbf{h}^i + \mathbf{n}_{aug}^i$$

[0068] 수학식 17 및 18에 따르면, 상기 PN 시퀀스 신호 $\mathbf{y}_{pn}^i$ 와 파일럿 신호 $\mathbf{y}_{pilot}^i$ 를 결합하여 생성된 압축센싱을 위한 측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^i$ 는 PN 시퀀스 신호의 센싱행렬 $\mathbf{\Psi}_{pn}$ 과 파일럿 신호 $\mathbf{y}_{pilot}^i$ 의 센싱행렬 $\mathbf{\Psi}_{pilot}$ 을 결합한 센싱행렬 $\mathbf{\Psi}_{aug}$ 과 채널 임펄스 응답 $\mathbf{h}^i$ 의 곱에 잡음을 더한 값으로 표현될 수 있다.

[0069] 이에 따라, 측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^i$ 의 크기는 $(K_{pn} + K_{pilot}) \times 1$ 이 되고, 센싱행렬 $\mathbf{\Psi}_{aug}$ 의 크기는 $(K_{pn} + K_{pilot}) \times L$ 이 될 수 있다. 즉, 위의 수학식 9와 같이 간섭이 발생하지 않는 PN 시퀀스만을 이용하여 측정벡터를 생성한 경우보다, PN 시퀀스와 파일럿 신호를 결합하여 측정벡터를 생성한 경우에, 측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^i$ 의 길이가 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿의 개수(K_{pilot})만큼 증가할 수 있다. 이처럼, OFDM 데이터 블록에 덧붙여지는 PN 시퀀스와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입되는 파일럿 신호를 결합하여 측정벡터의 길이가 증가됨에 따라, 채널 지연 확산(channel delay spread)이 큰 경우에도 저 복잡도의 압축센싱을 이용하여 향상된 정확도로 채널을 추정할 수 있다. 예컨대, OFDM 데이터 블록에 PN 시퀀스를 두 개 덧붙여서 채널을 추정하는 경우보다 PN 시퀀스의 개수(K_{pn})를 감소시키더라도 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호의 개수(K_{pilot})가 압축센싱을 위한 측정벡터에 추가되기 때문에, 압축센싱만으로도 정확도가 높은 채널 추정을 수행할 수 있다.

[0070] 330 단계에서, 채널 추정부(420)는 상기 생성된 측정벡터를 기초로 압축센싱을 이용하여 채널을 추정할 수 있다.

[0071] 예를 들어, 아래의 수학식 19와 같이, 채널 추정부(420)는 압축센싱을 위한 측정벡터를 이용하여 경로지연집합 T를 계산할 수 있다.

수학식 19

[0072]
$$\mathbf{y}_{aug}^i = (\mathbf{\Psi}_{aug})_T \mathbf{h}_T^i + \mathbf{n}_{aug}^i$$

[0073] 그러면, 추정된 채널 임펄스 응답 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$ 은 아래의 수학식 20과 같이 표현될 수 있다.

수학식 20

[0074]
$$\hat{\mathbf{h}}_T^i = (\mathbf{\Psi}_{aug})_T^\dagger \mathbf{y}_{aug}^i$$

[0075] 수학식 20에 따르면, 채널 추정부(420)는 간섭이 발생하지 않은 영역의 PN 시퀀스와 파일럿 신호의 센싱행렬이 결합된 센싱행렬의 의사역행렬($(\mathbf{\Psi}_{aug})_T^\dagger$)과 측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^i$ 의 곱을 통해 채널 임펄스 응답 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$ 을 계산할 수 있다.

[0076] 이상에서 설명한 바와 같이, 간섭이 발생하지 않은 영역의 PN 시퀀스와 파일럿 신호를 결합하여 압축센싱을 적용함에 따라 복잡도는 낮추면서도 신호 복원 성능을 높이는 채널 추정을 수행할 수 있다. 이때, 채널 추정부(420)는 CoSaMP와 PA-CoSaMP 압축센싱을 이용하여 채널을 추정할 수 있다.

[0077] CoSaMP 알고리즘은 측정벡터 $\mathbf{y}_{aug}^i$ 와 센싱행렬 $\mathbf{\Psi}_{aug}$ 의 상관도(correlation)가 큰 2S개의 컬럼(Column)을 결정하고, 결정된 2S개의 컬럼을 추정하고자 하는 신호의 위치에 추가하여 신호를 복원한다. 그리고, 복원된 신호 중에서 절대값이 큰 신호 S개만을 추출하여 최종 신호로서 복원하는 기술이다. 아래의 표 1은 PN 시퀀스만을 이용한 경우의 CoSaMP 알고리즘을 나타내고 있다.

표 1

입력: 센싱행렬 Ψ_{pn}, 잡음이 섞인 측정 벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{h}^i$의 성감 개수 S 출력: S 개의 원소를 가지는 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$	초기화: $\mathbf{a}^0 \leftarrow \mathbf{0}$, $\mathbf{r}^0 \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i$, $k \leftarrow 0$ For $k < S$ $k \leftarrow k + 1$ $\mathbf{c} \leftarrow (\Psi_{pn})^H \mathbf{r}$ (Correlation) $W \leftarrow \text{supp}(\mathbf{c}_{2S})$ (Identify large components) $T \leftarrow W \cup \text{supp}(\mathbf{a}^{k-1})$ (Merge Supports) $\mathbf{b}_T \leftarrow (\Psi_{pn})_T^+ \mathbf{y}_{pn}^i$ (Signal estimation) $\mathbf{a}^k \leftarrow \mathbf{b}_s$ (Prune approximation) $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \Psi_{pn} \mathbf{a}^k$ (Update current samples) end $\hat{\mathbf{h}}_T^i = \mathbf{a}^k$
--	---

표 1에서, 압축센싱으로 신호를 복원하기 이전에 성감(sparse) 신호의 위치를 부분적으로 알 수 있음을 가정하면, 사전 정보(Priori-aided information)로 사용할 수 있으므로 압축센싱의 신호 복원 정확도를 향상시키고, 알고리즘의 복잡도를 낮출 수 있다. PA-CoSaMP 알고리즘은, 복원 이전에 성감 신호의 위치를 부분적으로 알고 있음을 가정하고 압축센싱을 수행하는 기술로서, 아래의 표 2와 같을 수 있다.

표 2

입력: 센싱행렬 Ψ_{pn}, initial path delay set D_0, initial channel sparsity level S_0, 잡음이 섞인 측정 벡터 $\mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{h}^i$의 성감 개수 S 출력: S 개의 원소를 가지는 $\hat{\mathbf{h}}_T^i$	초기화: $\mathbf{a}^0 \leftarrow (\Psi_{pn})_{D_0}^\dagger \mathbf{y}_{pn}^i$, $\mathbf{r}^0 \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \Psi_{pn} \mathbf{a}^0$, $k \leftarrow 0$ For $k < S - S_0$ $k \leftarrow k + 1$ $\mathbf{c} \leftarrow (\Psi_{pn})^H \mathbf{r}$ (Correlation) $W \leftarrow \text{supp}(\mathbf{c}_{2(S-S_0)})$ (Identify large components) $T \leftarrow W \cup \text{supp}(\mathbf{a}^{k-1})$ (Merge Supports) $\mathbf{b}_T \leftarrow (\Psi_{pn})_T^\dagger \mathbf{y}_{pn}^i$ (Signal estimation) $\mathbf{a}^k \leftarrow \mathbf{b}_s$ (Prune approximation) $\mathbf{r} \leftarrow \mathbf{y}_{pn}^i - \Psi_{pn} \mathbf{a}^k$ (Update current samples) end $\hat{\mathbf{h}}_T^i = \mathbf{a}^k$
---	---

표 1 및 표 2를 참고하면, CoSaMP 알고리즘과 PA-CoSaMP 알고리즘의 차이점은 초기화 과정에서 이미 알고 있는 위치의 신호는 복원할 수 있다는 것이며, 반복횟수가 S 에서 $S-S_0$ 로 감소한 것이다. 즉, PA-CoSaMP 알고리즘은 CoSaMP 알고리즘보다 복잡도가 낮아질 수 있다.

아래의 표 3은 TDS-OFDM, DPN-OFDM, TFT-OFDM의 주파수 효율을 비교한 것이다. 표 3에서, PN 시퀀스의 길이 $M=256$ 이고, OFDM 데이터 블록에 삽입된 파일럿 신호의 개수 $K_{\text{pilot}} = 20$ 이다.

표 3

OFDM block length(N)	TDS-OFDM	DPN-OFDM	TFT-OFDM
2048	88.89%	80.00%	88.02%
4096	94.12%	88.89%	93.66%

표 3에 따르면, TDS-OFDM, TFT-OFDM, DPN-OFDM 순으로 주파수 효율이 좋은 것을 확인할 수 있다. TDS-OFDM의 경우 반복적으로 간섭을 제거해야 하므로 복잡도가 높아지며, 신호 복원 성능이 떨어진다. 그리고, DPN-OFDM의 경우, 간섭이 발생하지 않는 영역의 PN 시퀀스만을 이용하여 압축센싱을 수행함에 따라 복잡도는 TDS-OFDM보다 낮지만 주파수 효율이 가장 낮다. 간섭이 발생하지 않는 영역의 PN 시퀀스와 파일럿 신호를 결합하여 채널을 추정한 TFT-OFDM의 경우, 주파수 효율도 DPN-OFDM보다는 높으면서 복잡도는 낮춤을 확인할 수 있다. 이때, OFDM 데이터 블록의 길이가 길어질수록 TFT-OFDM의 주파수 효율이 거의 TDS-OFDM 수준을 유지하면서 낮은 복잡도로 채널을 추정함을 확인할 수 있다.

아래의 표 4는 PN 시퀀스와 파일럿 신호를 결합하여 채널을 추정하는 알고리즘에 대한 성능 평가를 위해 모의 실험에 이용한 파라미터들을 나타내고 있다.

표 4

[0086]

Path Index	ITU-VB		SARFT-8	
	Delay	Gain	Delay	Gain
	(μ s)	(dB)	(μ s)	(dB)
1	0.00	-2.50	0.00	-18.00
2	0.30	0.00	1.80	0.00
3	8.90	-12.80	1.95	-20.00
4	12.90	-10.00	3.60	-20.00
5	17.10	-25.20	7.50	-10.00
6	20.00	-16.00	31.80	0.00

[0087]

모의 실험에서 OFDM 데이터 블록 N=2048, 보호 구간 길이 M=256으로 설정하고, OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿의 개수 $K_{pilot} = 20$ 이다. 모의 실험은 표 4와 같이 두 가지 채널 모델(ITU-VB, SARFT-8)에서 채널을 추정하여 성능을 평가하였다. SARFT-8 채널에서의 다중경로(multipath)의 개수 S=6이고, 채널길이(channel length) L=241이다. 이에 따라, 간섭이 발생하지 않는 영역(IBC free region)의 PN 시퀀스 개수 $K_{pn} = 16$ 이다. ITU-VB 채널의 경우, S=6, L=152이고, 채널 추정을 위한 PN 시퀀스는 마지막 25개만을 사용하여 $K_{pn} = 25$ 이다.

[0088]

도 5는 본 발명의 실시예에 있어서, ITU-VB 채널에서의 MSE 성능 비교를 도시한 도면이고, 도 6은 본 발명의 실시예에 있어서, SARFT-8 채널에서의 MSE 성능 비교를 도시한 도면이다.

[0089]

도 5에 따르면, PN 시퀀스와 파일럿 신호를 결합하여 채널을 추정할 경우, ITU-VB 채널에서 CRLB(Cramer-Rao Lower Bound)가 기존방법대비 2.5dB 낮아졌음을 확인할 수 있다. 그리고, 타겟 MSE를 10^{-2} 로 한 경우, PN 시퀀스만을 이용하여 채널을 추정하는 방법(PA-CoSaMP-PN), 파일럿 신호만을 이용하여 채널을 추정하는 방법(PA-CoSaMP-Pilot)보다 제안하는 방법(PA-CoSaMP-Aug)이 각각 2.5dB, 1.5dB의 SNR 이득을 얻을 수 있다. 그리고, ITU-VB 채널에서 제안하는 방법(PA-CoSaMP-Aug)의 경우, 측정벡터의 길이가 기존의 알고리즘과 비교하여 증가했기 때문에 채널 추정 오차가 작음을 알 수 있다.

[0090]

도 6에 따르면, ITU-VB 채널과 비교하여 측정벡터의 길이가 PN 시퀀스 기준으로 25에서 16으로 감소했다. 이때, 타겟 MSE를 10^{-2} 로 한 경우, PA-CoSaMP-PN, PA-CoSaMP-Pilot보다 PA-CoSaMP-Aug가 각각 11dB, 9dB의 SNR 이득을 가짐을 확인할 수 있다. SARFT-8 채널과 같이 측정 벡터의 길이가 감소하는 채널의 경우, MSE 차이가 클 수 있다. 예컨대, SNR이 40dB인 경우, PA-CoSaMP-Aug의 MSE가 PA-CoSaMP-PN 및 PA-CoSaMP-Pilot 보다 1/100 배로 감소하는 것을 확인할 수 있다.

[0091]

이상에서 설명한 바와 같이, 간섭이 발생하지 않는 영역(IBC free region)의 PN 시퀀스와 OFDM 데이터 블록 내에 삽입된 파일럿 신호를 결합하여 측정벡터의 크기를 증가시킬 수 있으며, 크기가 증가된 측정벡터를 이용하여 압축센싱을 수행함에 따라 주파수 효율은 거의 없으면서도 채널 추정 오차를 감소시킬 수 있다.

[0092]

실시예에 따른 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 실시예를 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 실시예의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.

[0093]

이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 상기의 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다

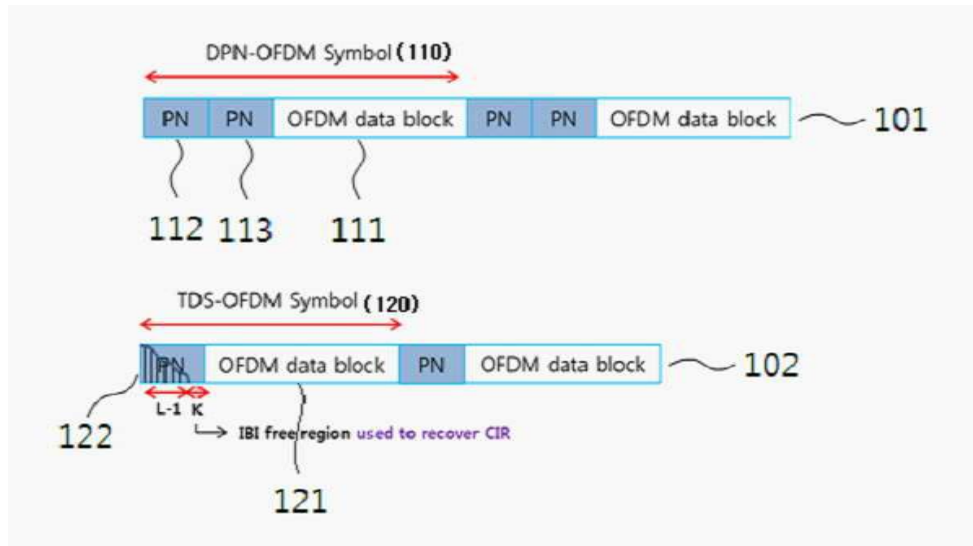
른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될 수 있다.

[0094]

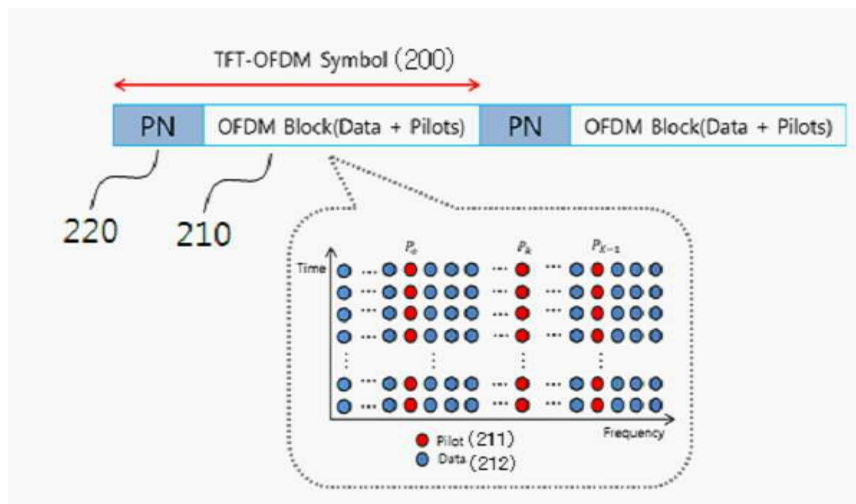
그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

도면

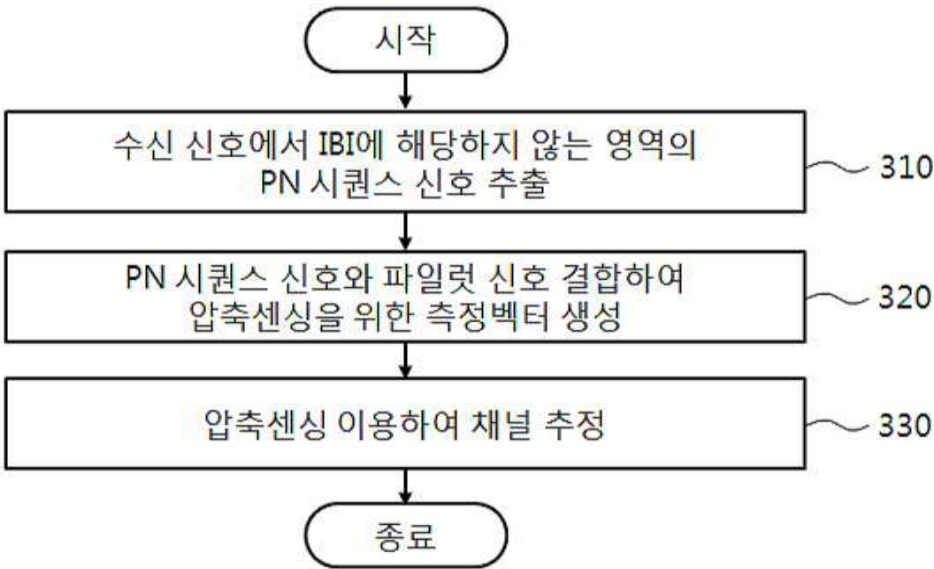
도면1



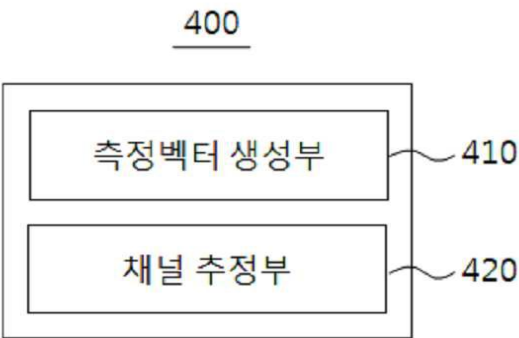
도면2



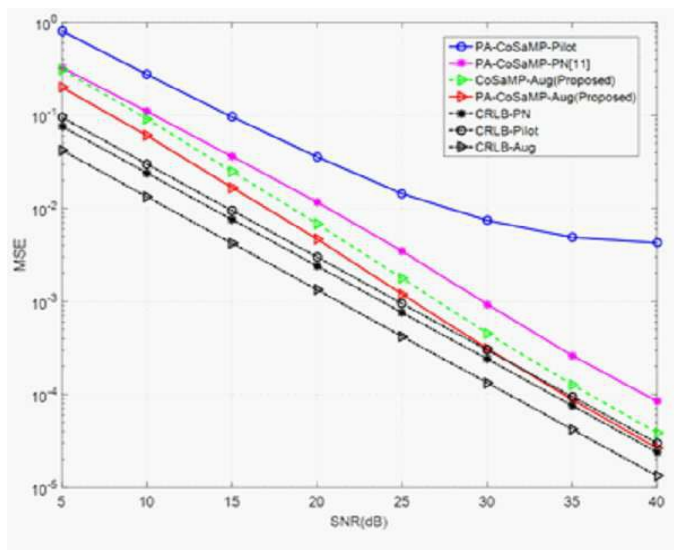
도면3



도면4



도면5



도면6

