



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년03월24일
(11) 등록번호 10-2231906
(24) 등록일자 2021년03월19일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 25/02 (2006.01) H04L 1/20 (2006.01)
H04L 27/01 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 25/0224 (2013.01)
H04L 1/206 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2019-0121413
(22) 출원일자 2019년10월01일
심사청구일자 2019년10월01일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020050007428 A*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
한국교통대학교산학협력단
충청북도 충주시 대소원면 대학로 50
(72) 발명자
송창익
충청북도 충주시 대소원면 대학로 50
한승호
전라북도 정읍시 소성면 신천1길 62-52
(74) 대리인
김중선, 이형석

전체 청구항 수 : 총 10 항

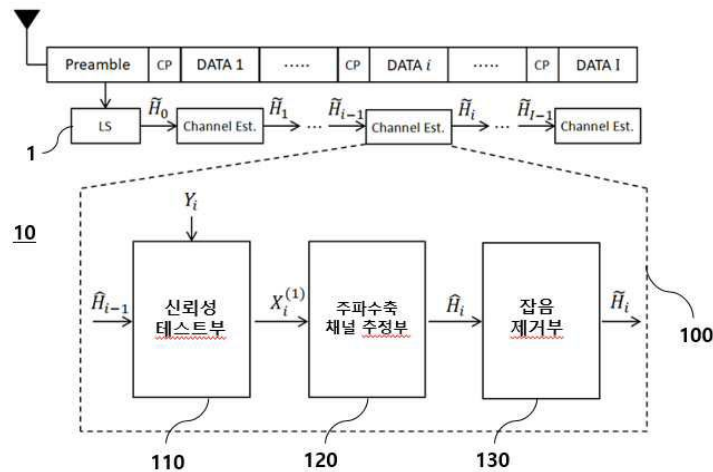
심사관 : 황철규

(54) 발명의 명칭 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 데이터 필드 내의 모든 데이터 부반송파 채널의 복소수 값을 추정하여, 고속 이동 중의 신호 전송 능력을 향상시키는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법에 관한 것이다. 본 발명은 이전 OFDM 심볼 또는 첫 번째 OFDM 심볼에서 전달받은 초기 채널값을 이용하여, 유클리드 거리를 기반으로 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하는 신뢰성 테스트부와, 신뢰성 테스트에 따라 OFDM 심벌에서 각 부반송파의 채널 값을 추정하는 주파수축 채널 추정부, 및 상기 추정된 채널 값에 포함된 잡음을 필터(F)를 이용하여 제거하는 잡음 제거부를 포함하여 구성된다.

대표도 - 도3



(52) CPC특허분류

- H04L 25/0212 (2013.01)
- H04L 27/01 (2013.01)
- H04L 27/2688 (2013.01)
- H04L 27/2695 (2021.01)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	2018R1D1A1B07049824
부처명	교육부
과제관리(전문)기관명	한국연구재단
연구사업명	개인기초연구(교육부)(R&D)
연구과제명	딥 러닝 기반 V2X 채널추정 기술 개발 및 구현
기 여 율	1/2
과제수행기관명	한국교통대학교 산학협력단
연구기간	2019.03.01 ~ 2020.02.29

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	2016-0-00500-004
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	정보보호핵심원천기술개발(R&D)
연구과제명	암호와 물리계층보안을 결합한 IoT 네트워크 보안 기술 개발
기 여 율	1/2
과제수행기관명	한국교통대학교 산학협력단
연구기간	2019.01.01 ~ 2019.12.31

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

이전 OFDM 심볼 또는 첫 번째 OFDM 심볼에서 전달받은 초기 채널값을 이용하여, 유클리드 거리를 기반으로 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하는 신뢰성테스트부;

신뢰성 테스트에 따라 OFDM 심벌에서 각 부반송파의 채널 값을 추정하는 주파수 축 채널 추정부; 및

상기 추정된 채널 값에 포함된 잡음을 필터(F)를 이용하여 제거하는 잡음 제거부를 포함하며,

상기 신뢰성 테스트부는,

등화된 신호점과 각 성좌점 간의 유클리드 거리를 하기 식을 이용하여 계산하고, 최소거리와 두번째 최소거리와

의 거리 비율 $\Gamma_i(k)$ 을 계산하여 신뢰성을 판단하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치.

$$d^{(m)} = |T_i(k) - X_i^{(m)}(k)|, \text{ for } m = 1, \dots, M$$

여기서 $X_i^{(m)}(k)$ 는 m번째 성좌점 신호, M은 modulation order를 의미함.

청구항 2

삭제

청구항 3

제 1 항에 있어서,

상기 $\Gamma_i(k)$ 은 $0 \leq \Gamma_i(k) \leq 1$ 범위이고,

상기 신뢰성 테스트부는 $\Gamma_i(k)$ 값이 작을수록 데이터 파일럿의 신뢰성이 높다고 판단하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치.

청구항 4

제 3 항에 있어서,

상기 신뢰성 테스트부는,

변조방식 및 채널환경에 따라 신뢰성 검사를 위한 임계값 T를 결정하고,

상기 T는 0.25 내지 0.45 값을 가지는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치.

청구항 5

제 1 항에 있어서,

상기 필터(F)는 $F = W_G(W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 인 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치.

여기서 W_G 는 64-포인트 FFT 행렬의 52개의 행과 처음 $L_{cp}-1$ 개의 열로 구성되는 $52 \times (L_{cp}-1)$ 크기의 행렬을 말함.

청구항 6

제 1 항에 있어서,

상기 잡음 제거부가 부반송파의 실제 채널 값을 $\hat{H}_i = H_i + Z_i = W_{CP} h_i + Z_i$ 을 이용하여 구할 때, 실제 시간 축 채널 임펄스 응답 벡터(h_i)의 크기는 최대 지연 시간에 해당하는 $L_{cp} - 1$ 로 설정되는 시변 채널 추정을 위한 채널추정 장치.

여기서, 상기 L_{cp} 은 CP(cyclic prefix)의 길이를 나타냄.

청구항 7

이전 OFDM 심볼 또는 첫 번째 OFDM 심볼에서 전달받은 초기 채널 값을 이용하여, 유클리드 거리를 기반으로 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하는 신뢰성 테스트 단계;

상기 신뢰성 테스트 후, i번째 OFDM 심벌에서 각 부반송파의 채널 값을 추정하는 채널 값 추정단계; 및 추정된 채널 값에 포함된 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거단계를 수행하여 채널추정을 하며, 상기 신뢰성 테스트 단계는,

i 번째 OFDM 심볼, k-번째 부반송파에서 수신된 심볼 $Y_i(k)$ 를 이전 OFDM 심볼에서 추정된 채널 $\tilde{H}_{i-1}(k)$ 로 등화하여 등화된 신호 $T_i(k)$ 를 계산하는 단계;

상기 $T_i(k)$ 와 각 성좌점 간의 유클리드 거리를 $d^{(m)} = |T_i(k) - X_i^{(m)}(k)|, \text{ for } m = 1, \dots, M$ 를 이용하여 계산하는 단계;

성좌점 간의 최소거리 및 두 번째 최소거리와의 거리비율 $\Gamma_i(k)$ 을 계산하는 단계; 및

특정 임계값 T를 기준으로 신뢰성이 있다고 판단된 데이터 파일럿을 신뢰성 인덱스 집합에 업데이트 하는 단계를 포함하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정방법.

여기서, $X_i^{(m)}(k)$ 는 m번째 성좌점 신호, M은 modulation order를 의미함.

청구항 8

삭제

청구항 9

제 7 항에 있어서,

상기 $T_i(k)$ 와 임계값 T가 $\Gamma_i(k) \leq T$ 인 경우에 상기 데이터 파일럿이 신뢰성이 있다고 판단하고, 상기 T는 0.25 내지 0.45 값을 가지는 시변 채널 추정을 위한 채널추정방법.

청구항 10

제 7 항에 있어서,

상기 채널값 추정단계에서 신뢰성 테스트를 통과하지 못한 부반송파는 현재 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 이전 OFDM 심벌에서 추정한 채널 값 $\tilde{H}_{i-1}(k)$ 으로 대체하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정방법.

청구항 11

제 7 항에 있어서,

상기 잡음 제거단계는 필터(F)을 $F = W_G(W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 로 설계하고, $F \hat{H}_i$ 방법을 사용하여, 주파수축 채널 추정값 \hat{H}_i 의 잡음 성분을 제거하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정방법.

청구항 12

제 11 항에 있어서,

상기 필터(F) $F = W_G(W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 은 QR 분해를 수행하여 직교행렬 Q_G 의 함수 $Q_G Q_G^H$ 로 표현할 수 있는 시변 채널 추정을 위한 채널추정방법.

발명의 설명

기술분야

[0001] 본 발명은 채널추정장치에 관한 것으로, 특히 데이터 필드 내의 모든 데이터 부반송파 채널의 복소수 값을 추정하여, 고속 이동 중의 신호 전송 능력을 향상시키는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법에 관한 것이다.

배경기술

[0002] 최근 차량 및 정보통신의 발전으로 차세대 지능형 교통 시스템에 관한 연구가 활발히 진행되고 있으며, 이에 IEEE802.11p 기반의 DSRC(Direct Short Range Communication) 차량용 통신시스템이 제안되었다.

[0003] 그러나 제안된 시스템은 시간 경과에 따라 차량과 차량 (V2V : Vehicle to Vehicle)과 같은 고속 환경에서의 원하는 정보를 송/수신하는데 어려움이 있었다. 즉, 정보를 고속으로 송수신하기 위해서는 고정밀의 채널 추정이 반드시 수행되어야 하지만, 상기 방법은 프리앰블(preamble)의 긴 훈련 시퀀스(long training sequence)에만 의존하여 채널 추정을 하기 때문에, 차량용 통신채널을 추정하기가 쉽지 않은 문제가 있었던 것이다.

[0004] 종래에 이러한 문제를 해결하기 위한 방안으로 다양한 채널추정기법들이 제안된 바 있다. 예를 들면, DPA(Data-Pilot Aided) 채널추정기법으로 IEEE802.11p 통신규격의 부족한 파일럿 신호를 극복하기 위해 수신단에서 복원된 데이터를 가상의 파일럿으로 다시 사용하여 더 정확한 채널을 추정하는 방식이 있고, 이와 같은 DPA 채널추정기법에는 STA(Spectral Temporal Averaging), CDP(Constructed Data Pilots), TRFI(Time domain Reliable test Frequency domain Interpolation) 등이 있다.

[0005] 그러나 상기 DPA 채널추정기법은 수신단의 데이터 복원력에 의존하기 때문에 수신단에서 관찰되는 잡음과 채널 왜곡의 크기에 따라 데이터 파일럿을 구성하는 과정에서 오류가 발생할 수 있다. 그리고 발생한 오류는 연쇄적으로 패킷 내 다음 심벌의 채널추정에 영향을 주기 때문에 전체적인 성능을 떨어뜨리는 가장 큰 원인으로 지목되고 있다. 통상 이와 같은 DPA 채널추정기법의 성능 열화 현상을 에러전파효과라 불린다.

[0006] 이러한 에러전파효과를 완화하기 위해 디코더를 이용하여 복원된 비트단위 데이터를 통해 보다 신뢰성 있는 데이터 파일럿을 구축하는 Coded-DPA 방식이 제안되었다. 그러나 상기 Coded-DPA 방식들은 수신단의 높은 계산 복잡도로 인하여 수신기의 단가를 높이는 반면 만족스러운 성능이득을 이루지 못하였다.

[0007] 따라서 상기한 채널추정방법들 대비 성능이 우수한 채널추정방법이 필요하게 되었다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명의 목적은 상기한 문제점을 해결하기 위한 것으로, 차량의 고속 이동에 따라 빠르게 변화하는 물리적 채널

널을 더 정확하게 추정할 수 있는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법을 제공하는 것이다.

[0009] 본 발명의 다른 목적은 종래보다 높은 수신율을 보장할 수 있는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법을 제공하는 것이다.

[0010] 본 발명의 또 다른 목적은 기존의 Coded-DPA 방식 대비 보다 낮은 복잡도로 에러전파효과를 완화하고 최적화된 성능이득을 제공하는 시변 채널 추정을 위한 채널추정장치 및 방법을 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0011] 이와 같은 목적을 달성하기 위한 본 발명은, 이전 OFDM 심볼 또는 첫 번째 OFDM 심볼에서 전달받은 초기 채널 값을 이용하여, 유클리드 거리를 기반으로 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하는 신뢰성 테스트부; 신뢰성 테스트에 따라 OFDM 심벌에서 각 부반송파의 채널 값을 추정하는 주파수 축 채널 추정부; 및 상기 추정된 채널 값에 포함된 잡음을 필터(F)를 이용하여 제거하는 잡음 제거부를 포함하는 채널추정장치를 제공한다.

[0012] 바람직하게 상기 신뢰성 테스트부는, 등화된 신호점과 각 성좌점 간의 유클리드 거리를 하기 식을 이용하여 계산하고, 최소거리와 두번째 최소거리와의 거리 비율 $\Gamma_i(k)$ 을 계산하여 신뢰성을 판단한다.

[0013]
$$d^{(m)} = |T_i(k) - X_i^{(m)}(k)|, \text{ for } m = 1, \dots, M$$

[0014] 여기서 $X_i^{(m)}(k)$ 는 m번째 성좌점 신호, M은 modulation order를 나타낸다.

[0015] 바람직하게 상기 $\Gamma_i(k)$ 은 $0 \leq \Gamma_i(k) \leq 1$ 범위이고, 상기 신뢰성 테스트부는 $\Gamma_i(k)$ 값이 작을수록 데이터 파일럿의 신뢰성이 높다고 판단한다.

[0016] 바람직하게 상기 신뢰성 테스트부는 변조방식 및 채널환경에 따라 신뢰성 검사를 위한 임계값 T를 결정하고, 상기 T는 0.25 내지 0.45 값을 갖는다.

[0017] 바람직하게 상기 필터(F)은 하기 식으로 설계된다.

[0018] 상기 식은 $F = W_G(W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 이다.

[0019] 여기서 W_G 는 64-포인트 FFT 행렬의 52개의 행과 처음 $L_{cp}-1$ 개의 열로 구성되는 $52 \times (L_{cp}-1)$ 크기의 행렬을 말한다.

[0020] 바람직하게 상기 잡음 제거부가 부반송파의 실제 채널값을 하기 식을 이용하여 구할 때, 실제 시간 축 채널 임펄스 응답 벡터(h_i)의 크기를 최대 지연 시간에 해당하는 $L_{cp}-1$ 로 설정한다.

[0021] 상기 식은
$$\begin{aligned} \hat{H}_i &= H_i + Z_i \\ &= W_G h_i + Z_i \end{aligned}$$
 이고, 상기 L_{cp} 은 CP(cyclic prefix)의 길이를 나타낸다.

[0022] 본 발명의 다른 특징에 따르면, 이전 OFDM 심볼 또는 첫 번째 OFDM 심볼에서 전달받은 초기 채널 값을 이용하여, 유클리드 거리를 기반으로 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하는 신뢰성 테스트 단계; 상기 신뢰성 테스트 후, i번째 OFDM 심벌에서 각 부반송파의 채널 값을 추정하는 채널 값 추정단계; 및 추정된 채널 값에 포함된 잡음 성분을 제거하는 잡음 제거단계를 수행하여 채널추정을 하는 채널 추정방법을 제공한다.

[0023] 상기 신뢰성 테스트 단계는, i 번째 OFDM 심볼, k-번째 부반송파에서 수신된 심볼 $Y_i(k)$ 를 이전 OFDM 심볼에서 추정된 채널 $\hat{H}_{i-1}(k)$ 로 등화하여 등화된 신호 $T_i(k)$ 를 계산하는 단계; 상기 $T_i(k)$ 와 각 성좌점 간의 유클리드 거리를 $d^{(m)} = |T_i(k) - X_i^{(m)}(k)|, \text{ for } m = 1, \dots, M$ 를 이용하여 계산하는 단계; 성좌점 간의 최

소거리 및 두 번째 최소거리와의 거리비율 $\Gamma_i(k)$ 을 계산하는 단계; 특정 임계값 T를 기준으로 신뢰성이 있다고 판단된 데이터 파일럿을 신뢰성 인덱스 집합에 업데이트 하는 단계를 포함하여 수행된다.

[0024] 여기서, $X_i^{(m)}(k)$ 는 m번째 성좌점 신호, M은 modulation order를 의미한다.

[0025] 바람직하게, 상기 $\Gamma_i(k)$ 와 임계값 T가 $\Gamma_i(k) \leq T$ 인 경우에 상기 데이터 파일럿이 신뢰성이 있다고 판단한다.

[0026] 바람직하게 상기 T는 0.25 내지 0.45 값을 가진다.

[0027] 바람직하게, 상기 채널값 추정단계에서 신뢰성 테스트를 통과하지 못한 부반송파는 현재 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 이전 OFDM 심벌에서 추정된 채널 값 $\tilde{H}_{i-1}(k)$ 으로 대체한다.

[0028] 바람직하게, 상기 잡음 제거단계는 필터(F)을 $F = W_G(W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 로 설계하고, $F\hat{H}_i$ 방법을 사용하여, 주파수축 채널 추정값 \hat{H}_i 의 잡음 성분을 제거한다.

발명의 효과

[0029] 이상과 같은 본 발명의 채널추정장치 및 방법에 따르면, 차량의 고속 이동에 따라 빠르게 변화하는 물리적 채널을 더 정확하게 추정할 수 있고, 종래보다 높은 수신율을 보장할 수 있다.

[0030] 또 기존의 Coded-DPA 방식 대비 보다 낮은 복잡도로 에러전파효과를 완화하고 최적화된 성능이득을 제공하는 효과가 있다.

[0031] 그리고 본 발명은 잡음 제거를 위한 필터는 패킷의 구조가 변경되지 않는 한 수신되는 모든 OFDM 심벌에서 동일하기 때문에 상수로 취급 가능하며, 따라서 잡음 제거에 따른 수신단의 추가적인 계산 복잡도를 최소화할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0032] 도 1은 IEEE 802.11p 물리계층 패킷 구조.

도 2는 IEEE 802.11p 물리계층 프레임 구조.

도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 채널추정장치 구성도.

도 4는 본 발명에 따른 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트가 이루어지는 실시 예 그래프.

도 5는 본 발명에 따른 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트의 임계값 T에 따른 MSE 성능 그래프.

도 6 내지 도 9는 기존 채널추정방법과 본 발명의 채널추정방법의 성능을 비교한 그래프.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0033] 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 설명한다. 본 발명에 따른 동작 및 작용을 이해하는 데 필요한 부분을 중심으로 상세히 설명한다. 본 발명의 실시 예를 설명하면서, 본 발명이 속하는 기술 분야에 익히 알려졌고 본 발명과 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 발명의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.

[0034] 또한, 본 발명의 구성 요소를 설명하는 데 있어서, 동일한 명칭의 구성 요소에 대하여 도면에 따라 다른 참조부호를 부여할 수도 있으며, 서로 다른 도면임에도 동일한 참조부호를 부여할 수도 있다. 그러나 이와 같은 경우라 하더라도 해당 구성 요소가 실시 예에 따라 서로 다른 기능을 갖는다는 것을 의미하거나, 서로 다른 실시 예에서 동일한 기능을 갖는다는 것을 의미하는 것은 아니며, 각각의 구성 요소의 기능은 해당 실시 예에서의 각각

의 구성 요소의 설명에 기초하여 판단하여야 할 것이다.

[0035] 본 발명은 IEEE 802.11p 물리계층 패킷 구조를 기반으로 하는 채널추정방법이지만, WiFi, LTE등 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 기술을 사용하는 대부분의 광대역 무선통신시스템에서도 사용 가능하며, 기존의 채널추정방법들보다 성능이 향상된 새로운 방식의 채널추정방안을 제안하는 것이고, 이하에서는 도면에 도시한 실시 예에 기초하면서 본 발명에 대하여 더욱 상세하게 설명하기로 한다.

[0036] 도 1은 IEEE 802.11p 물리계층 패킷 구조, 도 2는 IEEE 802.11p 물리계층 프레임 구조이다. 도면을 참고하면, 각 패킷은 프리앰블(Preamble) 영역, 송신신호의 정보가 저장된 시그널 필드(Signal Field), 데이터 필드(Data field)로 구성된다.

[0037] 상기 프리앰블은 동일한 10개의 짧은 훈련 심볼과 2개의 긴 훈련 심볼로 구성되며, 긴 훈련 심볼 내의 GI는 64개의 샘플 길이를 갖는 T_1 또는 T_2 의 뒷부분 32개의 샘플 길이를 갖는 Cyclic prefix이다. 상기 T_1 또는 T_2 는 동기 또는 채널 추정에 사용된다.

[0038] 한편, 데이터 필드는 실제 메시지가 전송되는 구간으로, 연속된 OFDM 심볼들로 구성됨을 알 수 있다. 그리고 각 OFDM 심볼은 인덱스 집합 $\Phi = \{-32, -31, \dots, 31\}$ 를 갖는 총 64개의 부반송파로 이루어진다. 여기서 4개의 부반송파 $\Phi_P = \{-21, -7, 7, 21\}$ 는 상(phase) 변화 및 채널 추정을 위한 파일럿 신호 삽입을 위해 사용되고 다른 12개 부반송파 $\Phi_V = \{-32, \dots, -27, 0, 27, \dots, 31\}$ 는 가드밴드와 직류 부반송파에 해당하여 사용하지 않고, 나머지 48개의 부반송파 $\Phi_D = \Phi \setminus (\Phi_P \cup \Phi_V)$ 에서 메시지 데이터가 전달되는 구조이다.

[0039] 도 3은 본 발명의 바람직한 실시 예에 따른 채널추정장치를 나타낸 구성도이다. 본 발명은 채널의 빠른 변화로 인해 수신기에서 채널 임펄스 응답, 즉 채널의 delay profile 특성을 예측하기 어려운 일반적인 차량용 통신 채널 환경을 고려하였다.

[0040] 본 실시 예에 따른 채널추정장치(10)는, 초기 채널 추정부(1)와 함께 데이터 필드 채널 추정부(100)를 포함하나, 실질적으로 상기 데이터 필드의 채널추정과 관련된 것이라 할 것이다. 즉 데이터 필드 채널 추정부(100)가 채널추정장치(1)라 할 수 있고, 상기 초기 채널 추정부(1)는 데이터 필드 채널 추정부(100)가 첫 번째 OFDM 심볼의 채널을 추정하는데 사용하는 초기 채널 추정값을 제공하는 역할을 한다.

[0041] 상기 데이터 필드 채널추정부(100)는, 신뢰성 테스트부(110), 주파수축 채널 추정부(120) 및 잡음 제거부(130)를 포함하며, 이러한 데이터 필드 채널 추정부(100)는 상술한 바와 같이 상기 초기 채널 추정부(1)가 추정된 채널 추정 값을 이용하여 데이터 필드 내의 첫 번째 OFDM, 심볼의 채널을 추정하는데 사용된다. 이러한 구성을 더 구체적으로 살펴본다.

[0042] 도면을 보면, 초기 채널추정부(1)는 프리앰블(preamble)에서 송수신단이 공유하고 있는 훈련심볼 $X_0(k)$ 가 두 개의 연속된 OFDM 심볼에서 전송되었을 때, 수신한 $Y_{0_1}(k), Y_{0_2}(k)$ 를 이용하여 수학적 1과 같이 LS(Least Square) 방식을 통해 초기 채널추정을 하여 추정값 $\tilde{H}_0(k)$ 를 계산한다.

수학적 1

[0043]
$$\tilde{H}_0(k) = \frac{Y_{0_1}(k) + Y_{0_2}(k)}{2X_0(k)}$$

[0044] 이렇게 추정된 초기 채널추정치 $\tilde{H}_0(k)$ 는 데이터 필드 채널 추정부(100)로 전달되고, 데이터 필드 내의 첫 번째 OFDM 심볼을 추정하는데 사용된다. 그리고 아래 과정을 통해 데이터 필드 내의 모든 데이터 부반송파 채널의

복소수 값을 추정하게 된다.

[0045] 데이터 필드의 채널 추정을 위하여, 신뢰성 테스트부(110)는 이전 OFDM 심볼 또는 상기 프리앰블에서 전달받은 채널 추정 값을 이용하여 현재 OFDM 심볼 내의 모든 부반송파 수신신호를 디매핑(de-mapping)하여 데이터 파일럿을 구축한다. 이때 본 실시 예는 종래 채널방법인 DPA 방법과 다르게 유클리드 거리(Euclidean distance) 기반의 데이터 파일럿의 신뢰성 테스트를 수행하여 높은 신뢰도를 갖는 데이터만을 가상의 파일럿으로 이용한다.

[0046] 상기 유클리드 거리 기반의 데이터 파일럿 신뢰성 테스트는 신뢰성 테스트부(110)가 다음 4단계를 통해 수행하며, 각 단계는 부반송파 인덱스 집합 Φ_D 48개의 데이터 부반송파에 대하여 동일하게 수행될 것이다.

[0047] 첫 번째로, i 번째 OFDM 심볼, k-번째 부반송파에서 수신된 심볼 $Y_i(k)$ 를 이전 OFDM 심볼에서 추정된 채널 $\tilde{H}_{i-1}(k)$ 로 등화하여 다음 수학식 2와 같이 등화된 신호 $T_i(k)$ 를 계산한다.

수학식 2

[0048]
$$T_i(k) = \frac{Y_i(k)}{\tilde{H}_{i-1}(k)}, k \in \Phi_D$$

[0049] 여기서, 상기 $Y_i(k) = H_i(k)X_i(k) + N_i(k)$ 이고, $H_i(k)$, $X_i(k)$, $N_i(k)$ 는 각각 i번째 OFDM 심볼 k번째 부반송파에서의 채널 주파수 응답(CFR), 송신데이터, 가우신안 잡음을 의미한다.

[0050] 두 번째로, 상기 $T_i(k)$ 와 각 성좌점 간의 유클리드 거리를 수학식 3을 이용하여 계산한다.

수학식 3

[0051]
$$d^{(m)} = |T_i(k) - X_i^{(m)}(k)|, \text{ for } m = 1, \dots, M$$

[0052] 여기서, $X_i^{(m)}(k)$ 는 m번째 성좌점 신호, M은 modulation order를 의미한다.

[0053] 그런 다음, 세 번째로 하기 수학식 4를 이용하여 최소거리 $d^{(1)}$ 과 두 번째 최소거리 $d^{(2)}$ 와의 거리비율 $0 \leq \Gamma_i(k) \leq 1$ 을 계산한다.

수학식 4

[0054]
$$\Gamma_i(k) = \frac{d^{(1)}}{d^{(2)}}, k \in \Phi_D$$

[0055] 이때, $\Gamma_i(k)$ 이 작을수록 데이터 파일럿 $X_i^{(1)}(k)$ 의 신뢰성이 높다고 판단하게 된다.

[0056] 네 번째로, 특정 임계값 T를 기준으로 $\Gamma_i(k) \leq T$ 이면, 해당 부반송파에서 복원되는 데이터 파일럿 $X_i^{(1)}(k)$

는 신뢰성이 있다고 판단하고, 신뢰성 인덱스 집합 Ω_i 에 k 를 업데이트 한다. 즉 $\Omega_i = \Omega_i \cup k$ 이다. 여기서, 상기 임계값 T 가 작을수록 데이터 파일럿의 신뢰성은 높아지나, 반면 신뢰성 검사를 통과하는 반송파의 수(즉, 복원된 데이터 파일럿 수)가 감소하여 성능이 감소할 수 있기 때문에, 상기 임계값 T 를 적절하게 결정하는 것이 매우 중요하다.

[0057] 이를 위하여 본 실시 예는 도 5 및 하기 [표 1]의 채널환경과 변조기법과 같이 컴퓨터 시뮬레이션을 통한 채널의 MSE(Mean Square Error) 값을 분석하여 최적의 임계값 T 값을 도출하였다. 본 실시 예에서 임계값 T 의 최적 값은 0.25 ~ 0.45 범위를 가진다.

[0058] 여기서, 도 5는 상대속도 126km/h NLOS 환경(실선), 상대속도 252km/h LOS 환경(점선)에서의 임계값 T 에 따른 MSE 그래프를 나타낸 것이고, [표 1]은 채널환경과 변조방식에 따른 유클리드 거리 기반의 데이터 파일럿 신뢰성 테스트의 최적 임계값을 나타낸다.

표 1

	BPSK	QPSK	16QAM
Crossing NLOS (상대속도 126km/h)	0.25	0.3	0.35
Highway LOS (상대속도 252km/h)	0.3	0.35	0.4
Highway NLOS (상대속도 252km/h)	0.35	0.4	0.45

[0060] 상기한 신뢰성 테스트가 완료되면, 주파수축 채널 추정부(120)는 하기 수학식 5와 같이 i 번째 OFDM 심벌에서 각 반송파의 채널 값을 추정한다. 이때 신뢰성 테스트를 통과하지 못한 반송파의 데이터 파일럿은 신뢰성이 없다고 판단하여 사용하지 않고, 현재 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 을 이전 OFDM 심벌에서 추정한 채널 값인 $\tilde{H}_{i-1}(k)$ 로 대체한다.

수학식 5

$$\hat{H}_i(k) = \begin{cases} \frac{Y_i(k)}{X_i^{(1)}(k)}, & k \in \Omega_i \\ \frac{Y_i(k)}{X_i(k)}, & k \in \Phi_p \\ \tilde{H}_{i-1}(k), & k \notin \Omega_i \end{cases}$$

[0061] 이와 같이 채널이 추정되면 잡음 제거부(130)는 잡음 제거과정을 수행한다. 즉, 상기 수학식 5에서 추정된 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 은 비록 기존의 DPA 채널추정기법들보다 좋은 성능 이득을 제공하지만, 여전히 불필요한 잡음 성분이 포함되어 있어 이를 제거할 필요가 있기 때문이다.

[0063] 잡음 제거를 위한 조건으로, 앞서 설명한 신뢰성 테스트를 통해 구축된 데이터 파일럿들의 높은 신뢰성을 바탕으로 복원된 데이터 파일럿이 실제 송신신호와 일치한다고 가정하기로 한다. 이는 수학식 6과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 6

[0064]

$$X_i^{(1)}(k) = X_i(k), \forall i, k \in \Omega_i$$

[0065]

그러면 상기 채널 추정값 $\hat{H}_i(k)$ 은 하기 수학식 7과 같이 표현된다.

수학식 7

[0066]

$$\hat{H}_i(k) = \begin{cases} H_i(k) + Z_i(k), & k \in \Omega_i \cup \Phi_p \\ H_i(k) + \bar{Z}_i(k), & k \notin \Omega_i \end{cases}$$

[0067]

이때 잡음성분은 각각 $Z_i(k) = \frac{N_i(k)}{X_i(k)}$ 와 $\bar{Z}_i(k) = \tilde{H}_{i-1}(k) - H_i(k) + Z_{i-1}(k)$ 로 정의할 수 있고, 또 $H_i(k)$ 는 i번째 OFDM 심볼 K번째 부반송파의 실제 채널 값을 의미한다.

[0068]

상기 수학식 7은 다음의 수학식 8과 같이 벡터 형태로 표현할 수 있다.

수학식 8

[0069]

$$\begin{aligned} \hat{H}_i &= H_i + Z_i \\ &= W_G h_i + Z_i \end{aligned}$$

[0070]

여기서, $\hat{H}_i = [\hat{H}_i(k)]_{k \in \Phi_p \cup \Phi_D}$ 는 상기 주파수축 채널 추정부(120)가 수학식 5에서 추정한 52×1 크기의 주파수축 채널벡터, $H_i = [H_i(k)]_{k \in \Phi_p \cup \Phi_D}$ 는 알려지지 않은 52×1 크기의 실제 주파수축 채널벡터, h_i 는 알려지지 않은 $(L_{cp}-1) \times 1$ 크기의 실제 시간축 채널 임펄스 응답 벡터, W_G 는 64-포인트 FFT 행렬의 52개의 행과 처음 $L_{cp}-1$ 개의 열로 구성되는 $52 \times (L_{cp}-1)$ 크기의 행렬, Z_i 는 잡음 벡터를 의미한다.

[0071]

또한 상기 L_{cp} 는 시스템에서 정의한 cyclic prefix(CP)의 길이를 나타내며, 수신단은 h_i 의 크기를 최대 지연 시간에 해당하는 $L_{cp}-1$ 로 설정한다. 참고로 802.11p에서 상기 L_{cp} 는 16이다($L_{cp} = 16$).

[0072]

상기 수학식 8에서 잡음성분 $\{Z_i, \forall i\}$ 들로 인한 채널왜곡효과를 완화하기 위하여 수학식 9와 같이 least square 문제를 설정한다.

수학식 9

[0073]

$$\arg \min_{h_i} E[\| \hat{H}_i - W_G h_i \|^2]$$

[0074] 여기서, 채널 임펄스 응답 $\hat{h}_i = (W_G^H W_G)^{-1} W_G \hat{H}_i$ 를 유도한다.

[0075] 그러면 52×1 크기의 주파수축 채널 추정값 \hat{H}_i 으로부터 보다 작은 $(L_{cp} - 1) \times 1$ 크기의 채널 임펄스 응답 \hat{h}_i 으로 변환하는 과정에서 잡음 제거효과가 나타난다.

[0076] 그런 다음, 상기 채널 임펄스 응답 \hat{h}_i 에 대하여 FFT 연산을 수행하여 수학식 10과 같이 잡음 성분이 줄어든 주파수축 채널 추정값 \tilde{H}_i 로 변환한다.

수학식 10

[0077]
$$\tilde{H}_i = W_G \hat{h}_i = F \hat{H}_i$$

[0078] 여기서 F는 $F = W_G (W_G^H W_G)^{-1} W_G^H$ 이고, 상기 수학식 5에 의하여 얻어진 채널 추정 값 \hat{H}_i 내의 잡음 영향을 보상하기 위한 채널보상장치 또는 필터에 해당하며, 상기 채널보상장치는 QR 분해 $W_G = Q_G R_G$ 를 통해 수학식 11과 같이 직교 행렬 Q_G 의 함수로 간략화할 수 있다.

수학식 11

[0079]
$$F = Q_G Q_G^H$$

[0080] 본 발명에서 상기 채널보상장치 F는 패킷의 구조가 바뀌지 않는 한, 수신되는 모든 OFDM 심볼에서 동일하다. 그래서 상수로 취급 가능하며, 따라서 잡음제거에 따른 수신단의 추가적인 계산의 복잡도를 최소화할 수 있다.

[0081] 이와 같은 채널추정방법을 통해 본 발명은 차량의 고속 이동시에도 물리적인 채널을 정확하게 추정할 수 있고, 수신기는 더 높은 수신율을 보장할 수 있게 된다. 이러한 것은 본 발명에 따른 채널추정방법과 기존 채널추정방법의 성능을 비교한 예를 보면 확인할 수 있다.

[0082] 성능비교는, 차량의 상대 속도별 채널 환경에서 PER 및 MSE(Mean Squared Error)의 모의실험결과로서, 도 6은 상대속도 126km/h 도심 교차로 None Line of Sight(NLoS) 환경에서 PER 시뮬레이션 결과, 도 7은 상대속도 252km/h 고속도로 Line of Sight(LoS) 환경에서 PER 시뮬레이션 결과, 도 8은 상대속도 252km/h 고속도로 None Line of Sight(NLoS) 환경에서 PER 시뮬레이션 결과, 도 9는 상대속도 126km/h 도심 교차로 None Line of Sight(NLoS) 환경에서 패킷 길이에 따른 MSE 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다.

[0083] 이와 같은 성능 결과를 통해 본 발명의 채널추정장치가 기존의 STA, CDP, TRFI, ICED 및 SFD 채널추정기법보다 더 우수한 성능을 나타내고 있음을 알 수 있을 것이다.

[0084] 이상과 같이 본 발명의 도시된 실시 예를 참고하여 설명하고 있으나, 이는 예시적인 것들에 불과하며, 본 발명이 속하는 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 본 발명의 요지 및 범위에 벗어나지 않으면서도 다양한 변형, 변경 및 균등한 타 실시 예들이 가능하다는 것을 명백하게 알 수 있을 것이다. 따라서 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 청구범위의 기술적인 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

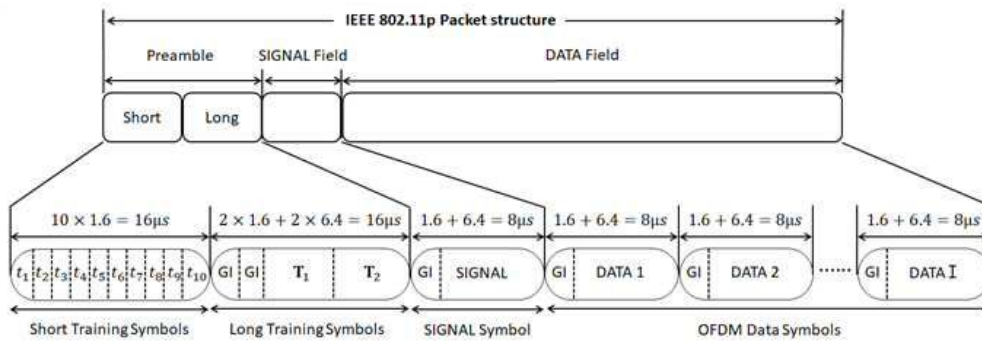
부호의 설명

[0085] 1: 채널추정장치

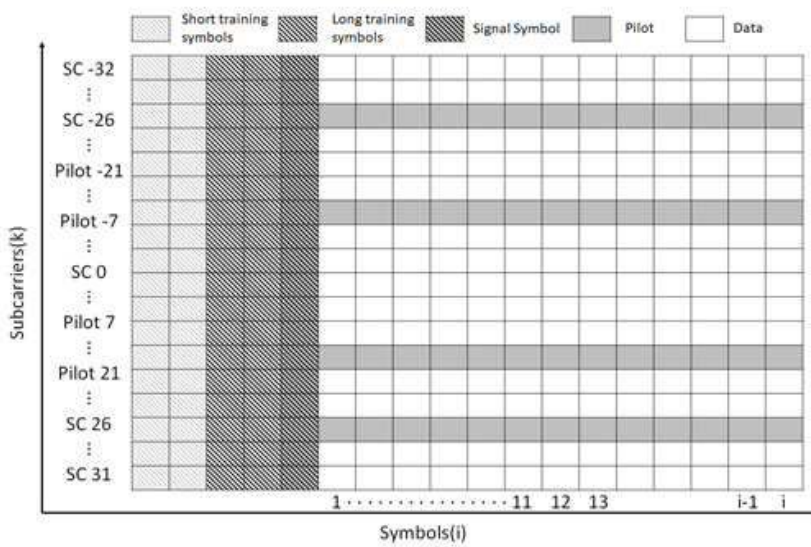
- 10: 초기 채널 추정부(LS)
- 100: 데이터 필드 채널 추정부
- 110: 신뢰성 테스트부
- 120: 주파수축 채널 추정부
- 130: 잡음 제거부

도면

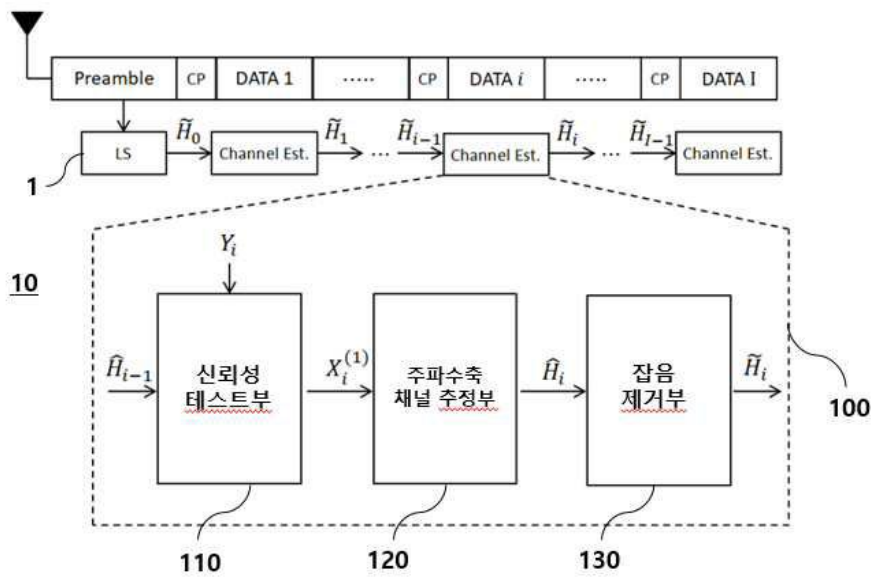
도면1



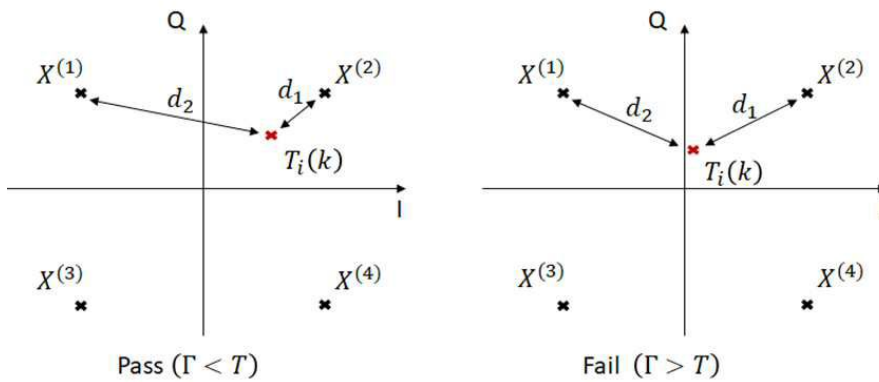
도면2



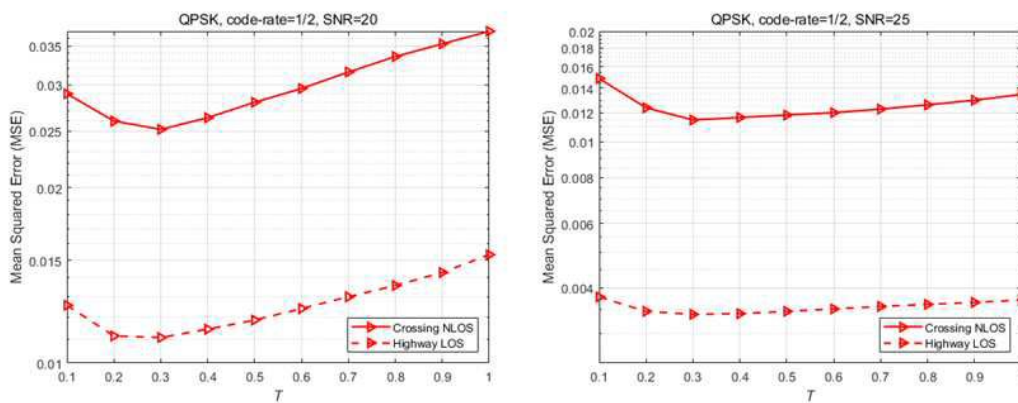
도면3



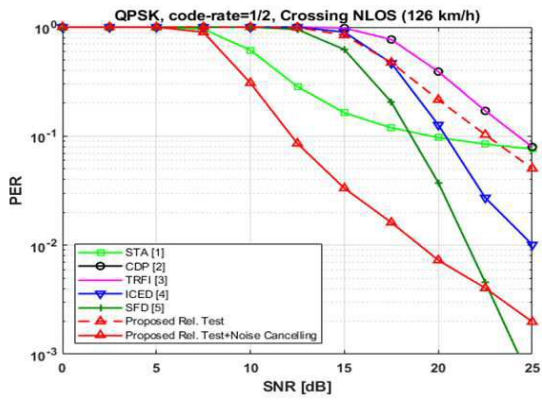
도면4



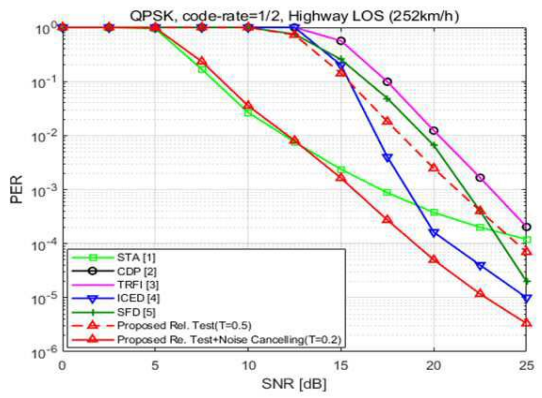
도면5



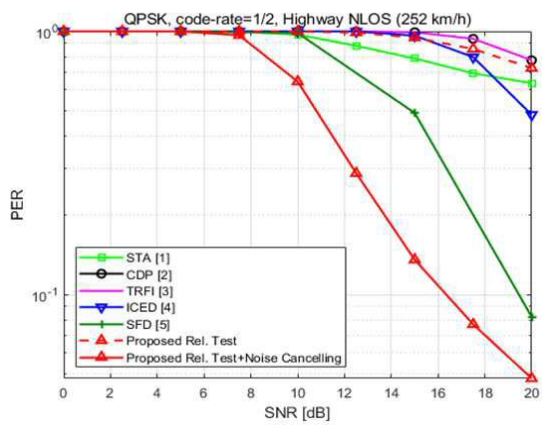
도면6



도면7



도면8



도면9

