



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년12월03일

(11) 등록번호 10-1574191

(24) 등록일자 2015년11월27일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04J 11/00 (2006.01) H04B 7/26 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2010-0001185

(22) 출원일자 2010년01월07일

심사청구일자 2014년12월05일

(65) 공개번호 10-2011-0080782

(43) 공개일자 2011년07월13일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020010072840 A

(73) 특허권자

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)

(72) 발명자

박정순

경기도 수원시 영통구 인계로264번길 4-53, 305호 (매탄동)

김경민

경기도 의왕시 안양관교로 64, 삼호아파트 2동 202호 (포일동)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

권혁록, 이정순

전체 청구항 수 : 총 20 항

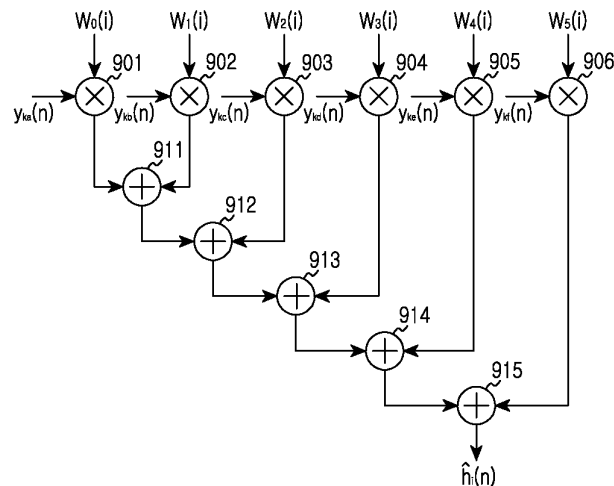
심사관 : 김대성

(54) 발명의 명칭 광대역 무선통신 시스템에서 채널 추정 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 무선통신 시스템에서 채널 추정에 관한 것으로, 채널 추정 장치는, 다수의 채널 추정 방식들 각각을 위한 계수 집합들을 저장하는 저장기와, 파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 상기 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 제어기와, N개의 곱셈기들 및 N-1개의 합산기들을 포함하고, 선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 N탭 필터를 포함하며, 무선통신 시스템에서 다양한 FIR 필터링을 위한 계수들을 파일럿 신호들을 중심으로 표현함으로써, 상기 FIR 필터링을 위한 계수들의 개수를 위너 채널 추정 기법을 위한 계수들의 개수와 동일하게 감소시킬 수 있으며, 이에 따라, 다양한 방식의 채널 추정 기법을 공통된 하드웨어를 통해 구현할 수 있다.

대표도 - 도9



(72) 발명자

임종한

서울특별시 강남구 논현로 213, 역삼럭키아파트
102동 506호 (도곡동)

김성수

서울특별시 서초구 반포대로 275, 레미안 퍼스티지
123동 1201호 (반포동)

김인형

경기도 용인시 기흥구 마북로 124-9, 105동 1001호
(마북동, 교동마을 현대홈타운)

박진

서울특별시 양천구 목동동로 189, C동 2804호 (신
정동, 삼성쉐르빌1)

명세서

청구범위

청구항 1

무선통신 시스템에서 채널 추정 장치에 있어서,

다수의 채널 추정 방식들 각각을 위한 계수 집합들을 저장하는 저장기와,

파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 상기 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 제어기와,

선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 N탭 필터를 포함하며,

상기 다수의 채널 추정 방식들은, 도플러(Doppler) 주파수, 지연 확산 및 잡음 전력을 이용하여 결정되는 계수들을 이용한 위너(Wiener) 기법을 포함하는 제1방식, 시간 축 선형 보간, 시간 축 IIR(Infinite Impulse Response) 필터링, 주파수 축 선형 보간 및 주파수 축 FIR(Finite Impulse Response) 필터링으로 구성되는 제2방식, 및, 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간으로 구성되는 제3방식 중 적어도 둘을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링을 수행함으로써 상기 제2방식을 위한 N탭 필터의 입력 값들을 결정하는 연산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 연산기는,

상기 시간 축 선형 보간을 위한 다수의 곱셈기들 및 적어도 하나의 합산기와,

상기 IIR 필터링을 위한 다수의 곱셈기들 및 적어도 하나의 합산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 시간 축 선형 보간을 위한 다수의 곱셈기들은, k번째 부반송파 및 n번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값 및 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값에 $(L-1)/L$ 및 $1/L$ 을 각각 곱하고,

상기 시간 축 선형 보간을 위한 적어도 하나의 덧셈기는 상기 시간 축 보간을 위한 곱셈기들의 출력을 합산함으로써 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 데이터 톤의 채널 추정 값을 산출하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 5

제3항에 있어서,

상기 IIR 필터링을 위한 다수의 곱셈기들은 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 톤의 채널 추정 값 및 k번째

부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 톤의 채널 추정 값에 α 및 $(1-\alpha)$ 각각을 곱하고,

상기 IIR 필터링을 위한 적어도 하나의 덧셈기는 상기 IIR 필터링을 위한 다수의 곱셈기들의 출력을 합산함으로써 IIR 필터링된 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 톤의 채널 추정 값을 결정하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 6

제1항에 있어서,

상기 채널 파라미터는, 상기 도플러 주파수, 상기 지연 확산 및 상기 잡음 전력 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 신뢰도 값은, 상기 채널 파라미터를 결정하기 위해 사용된 샘플들의 개수가 많을수록, 또는, 상기 채널 파라미터 값의 변화량이 작을수록 높아지는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 제어기는,

하나의 수신단을 위한 프리코딩을 적용한 상기 하나의 수신단만을 위한 파일럿 신호인 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 이상인 경우, 상기 제1방식을 선택하고,

프리코딩을 적용하지 아니한 모든 수신단들을 위한 파일럿 신호인 공통 파일럿이 수신된 경우, 상기 제2방식을 선택하고,

상기 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 미만인 경우, 상기 제3방식을 선택하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 9

제1항에 있어서,

상기 N탭 필터는, N개의 곱셈기들 및 N-1개의 덧셈기들을 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 10

무선통신 시스템에서 채널 추정 방법에 있어서,

파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 과정과,

선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들 적용한 N탭 필터를 통해 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 과정을 포함하며,

상기 다수의 채널 추정 방식들은, 도플러(Doppler) 주파수, 지연 확산 및 잡음 전력을 이용하여 결정되는 계수들을 이용한 위너(Wiener) 기법을 포함하는 제1방식, 시간 축 선형 보간, 시간 축 IIR(Infinite Impulse Response) 필터링, 주파수 축 선형 보간 및 주파수 축 FIR(Finite Impulse Response) 필터링으로 구성되는 제2방식, 및, 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간으로 구성되는 제3방식 중 적어도 둘을 포함하는 것을 특

정으로 하는 방법.

청구항 11

제10항에 있어서,

파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링을 수행함으로써 상기 제2방식을 위한 N탭 필터의 입력 값들을 결정하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 제2방식을 위한 N탭 필터의 입력 값들을 결정하는 과정은,

k번째 부반송파 및 n번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값 및 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값에 $(L-1)/L$ 및 $1/L$ 을 각각 곱하는 과정과,

상기 $(L-1)/L$ 및 상기 $1/L$ 각각과 곱해진 파일럿 신호의 수신 값들을 합산함으로써 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 데이터 톤의 채널 추정 값을 산출하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13

제11항에 있어서,

k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 톤의 채널 추정 값 및 k번째 부반송파 및 (n+1-1)번째 심벌의 톤의 채널 추정 값에 α 및 $(1-\alpha)$ 각각을 곱하는 과정과,

상기 α 및 상기 $(1-\alpha)$ 각각과 곱해진 채널 추정 값들을 합산함으로써 IIR 필터링된 k번째 부반송파 및 (n+1)번째 심벌의 톤의 채널 추정 값을 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14

제10항에 있어서,

상기 채널 파라미터는, 상기 도플러 주파수, 상기 지연 확산 및 상기 잡음 전력 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15

제14항에 있어서,

상기 신뢰도 값은, 상기 채널 파라미터를 결정하기 위해 사용된 샘플들의 개수가 많을수록, 또는, 상기 채널 파라미터 값의 변화량이 작을수록 높아지는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16

제10항에 있어서,

상기 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 과정은,

하나의 수신단을 위한 프리코딩을 적용한 상기 하나의 수신단만을 위한 파일럿 신호인 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 이상인 경우, 상기 제1방식을 선택하는 과정과,

프리코딩을 적용하지 아니한 모든 수신단들을 위한 파일럿 신호인 공통 파일럿이 수신된 경우, 상기 제2방식을 선택하는 과정과,

상기 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 미만인 경우, 상기 제3방식을 선택하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 17

제10항에 있어서,

상기 N탭 필터는, N개의 곱셈기들 및 N-1개의 덧셈기들을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 18

무선통신 시스템에서 채널 추정 장치에 있어서,

파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 제어기와, 상기 다수의 채널 추정 방식들은, 도플러(Doppler) 주파수, 지연 확산 및 잡음 전력을 이용하여 결정되는 계수들을 이용한 위너(Wiener) 기법을 포함하는 제1방식, 시간 축 선형 보간, 시간 축 IIR(Infinite Impulse Response) 필터링, 주파수 축 선형 보간 및 주파수 축 FIR(Finite Impulse Response) 필터링으로 구성되는 제2방식, 및, 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간으로 구성되는 제3방식 중 적어도 둘을 포함하며,

선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 N탭 필터와,

파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링을 수행함으로써 상기 제2방식을 위한 N탭 필터의 입력 값들을 결정하는 연산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 19

제18항에 있어서,

상기 제어기는,

하나의 수신단을 위한 프리코딩을 적용한 상기 하나의 수신단만을 위한 파일럿 신호인 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 이상인 경우, 상기 제1방식을 선택하고,

프리코딩을 적용하지 아니한 모든 수신단들을 위한 파일럿 신호인 공통 파일럿이 수신된 경우, 상기 제2방식을 선택하고,

상기 전용 파일럿이 수신되고, 상기 신뢰도 값이 임계치 미만인 경우, 상기 제3방식을 선택하는 것을 특징으로 하는 장치.

청구항 20

제19항에 있어서,

상기 다수의 채널 추정 방식들 각각을 위한 계수 집합들을 저장하는 저장기를 더 포함하며,

상기 N탭 필터는, 상기 제1방식이 선택되면, 상기 제어기로부터 제공되는 파일럿 신호들의 수신 값들 및 상기 저장기로부터 제공되는 상기 제1방식을 위한 계수 집합을 이용하여 최종 채널 추정 값을 결정하고, 상기 제2방식이 선택되면, 상기 연산기로부터의 입력 값들 및 상기 저장기로부터 제공되는 상기 제2방식을 위한 계수 집합을 이용하여 최종 채널 추정 값을 결정하고, 상기 제3방식이 선택되면, 상기 제어기로부터 제공되는 파일럿 신호들의 수신 값들 및 상기 저장기로부터 제공되는 상기 제3방식을 위한 계수 집합을 이용하여 최종 채널 추정 값을 결정하는 것을 특징으로 하는 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 광대역 무선통신 시스템에 관한 것으로, 특히, 광대역 무선통신 시스템에서 무선 채널을 추정하기 위한 것이다.

배경 기술

[0002] 차세대 통신 시스템인 4세대(4G : 4th Generation) 통신 시스템에서는 약 100Mbps의 전송 속도를 이용하여 다양한 QoS(Quality of Service)을 가지는 서비스들을 사용자에게 제공하기 위한 활발한 연구가 진행되고 있다. 특히, 현재 4G 통신 시스템에서는 무선 근거리 통신 네트워크 시스템 및 무선 도시 지역 네트워크 시스템과 같은 광대역 무선 접속(BWA : Broadband Wireless Access) 통신 시스템에 이동성과 QoS를 보장하는 형태로 고속 서비스를 지원하도록 하는 연구가 활발하게 진행되고 있다. 이를 위해, 주목받고 있는 물리채널의 신호 방식은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)/OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식이다.

[0003] OFDMA 시스템의 용량 증대를 위해 프리코딩(precoding) 기법이 적용될 수 있다. 상기 프리코딩 기법이 적용되는 경우, 각 사용자가 겪는 하향링크 채널에 따라 또는 채널의 주파수 대역 변화량에 따라 적절한 프리코딩을 수행하기 위해 곱하기 위해 주파수 영역에서 일정한 블록단위로 프리코딩 행렬(precoding matrix)이 달라진다. 이때, 사용자 특정 파일럿(user-specific pilot)은 데이터와 함께 프리코딩되므로, 기존에 사용되던 셀 특정 파일럿을 전제로 하는 채널 추정 기법이 아닌 특정 블록 내의 파일럿들만을 이용하는 이차원 위너(Wiener) 채널 추정 기법이 적용된다. 여기서, 상기 사용자 특정 파일럿은 전용 참조 신호(dedicated reference signal), 상기 셀 특정 파일럿은 공통 파일럿(common pilot)이라 불릴 수 있다.

[0004] 상기 이차원 위너 채널 추정 기법은 블록의 크기가 증가할수록 성능이 좋아지는 반면, 복잡도도 함께 증가한다. 따라서, 일정 크기 이상의 블록에 대한 위너 채널 추정기는 구현이 어렵다는 문제점을 갖는다. 따라서, 블록의 크기가 큰 경우, 상기 이차원 위너 채널 추정 기법을 대신하여, 간단하면서도 성능이 우수한 주파수축 FIR(Finite Impulse Response) 필터링/시간축 IIR(Infinite Impulse Response) 필터링 기법의 적용이 필요하다.

[0005] 상기 위너 채널 추정 기법 및 상기 FIR 필터링/IIR 필터링을 이용한 채널 추정 기법을 모두 구현하는 것은 수신단의 하드웨어의 복잡도 및 제어 연산의 부담을 증가시키는 결과를 초래한다. 따라서, 하드웨어의 복잡도 및 제어 연산의 부담에 대한 증가 없이 상기 위너 채널 추정 기법 및 상기 FIR 필터링/IIR 필터링을 이용한 채널 추정 기법을 실시하기 위한 대안이 제시되어야 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 따라서, 본 발명의 목적은 광대역 무선통신 시스템에서 채널을 추정하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

[0007] 본 발명의 다른 목적은 광대역 무선통신 시스템에서 채널 추정으로 인한 하드웨어의 복잡도 및 제어 연산의 부담을 감소시키기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

[0008] 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선통신 시스템에서 위너 채널 추정 기법 및 FIR 필터링/IIR 필터링을 이용한 채널 추정 기법을 모두 지원하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제1견지에 따르면, 무선통신 시스템에서 채널 추정 장치는, 다수의 채널 추정 방식들 각각을 위한 계수 집합들을 저장하는 저장기와, 파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 상기 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 제어기와, N개의 곱셈기들 및 N-1개의 합산기들을 포함하고, 선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 N탭 필터를 포함하며, 상기 다수의 채널 추정 방식들은, 도플러 주파수, 지연 확산 및 잡음 전력을 이용하여 결정되는 계수들을 이용한 위너(Wiener) 기법을 포함하는 제1방식, 시간 축 선형 보간, 시간 축 IIR 필터링, 주파수 축 선형 보간 및 주파수 축 FIR 필터링으로 구성되는 제2방식, 및, 시간 축 선형 보간 및 주파수

수 축 선형 보간으로 구성되는 제3방식 중 적어도 둘을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0010]

상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 제2견지에 따르면, 무선통신 시스템에서 채널 추정 방법은, 파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도 값 중 적어도 하나에 따라 상기 다수의 채널 추정 방식들 중 하나를 선택하는 과정과, 선택된 채널 추정 방식을 위한 계수 집합들 적용한 N개의 곱셈기들 및 N-1개의 합산기들을 포함하는 N탭 필터를 통해 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정하는 과정을 포함하며, 상기 다수의 채널 추정 방식들은, 도플러 주파수, 지연 확산 및 잡음 전력을 이용하여 결정되는 계수들을 이용한 위너(Wiener) 기법을 포함하는 제1방식, 시간 축 선형 보간, 시간 축 IIR 필터링, 주파수 축 선형 보간 및 주파수 축 FIR 필터링으로 구성되는 제2방식, 및, 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간으로 구성되는 제3방식 중 적어도 둘을 포함하는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0011]

무선통신 시스템에서 다양한 FIR 필터링을 위한 계수들을 파일럿 신호들을 중심으로 표현함으로써, 상기 FIR 필터링을 위한 계수들의 개수를 위너 채널 추정 기법을 위한 계수들의 개수와 동일하게 감소시킬 수 있으며, 이에 따라, 다양한 방식의 채널 추정 기법을 공통된 하드웨어를 통해 구현할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0012]

- 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템의 프레임 구조를 간략히 도시하는 도면,
- 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템의 파일럿 신호들 및 데이터 신호들의 분포를 도시하는 도면,
- 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 전용 파일럿들을 포함하는 블록을 도시하는 도면,
- 도 4는 광대역 무선통신 시스템에서 제1방식의 채널 추정의 구성을 도시하는 도면,
- 도 5는 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 공통 파일럿들의 분포를 도시하는 도면,
- 도 6은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 제2방식의 채널 추정의 구성을 도시하는 도면,
- 도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 블록 구성을 도시하는 도면,
- 도 8은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 제1연산기의 세부 구조를 도시하는 도면,
- 도 9는 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 제2연산기의 세부 구조를 도시하는 도면,
- 도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 채널 추정 절차를 도시하는 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013]

이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 그리고, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우, 그 상세한 설명은 생략한다.

[0014]

이하 본 발명은 광대역 무선통신 시스템에서 하드웨어의 복잡도 및 제어 연산의 부담을 최소화하며 다수의 채널 추정 기법을 지원하기 위한 기술에 대해 설명한다. 이하 본 발명은 주파수 분할 다중(Orthogonal Frequency Division Multiplexing, 이하 'OFDM'이라 칭함)/직교 주파수 분할 다중 접속(Orthogonal Frequency Division Multiple Access, 이하 'OFDMA'이라 칭함) 방식의 무선통신 시스템을 예로 들어 설명한다.

[0015]

이하 설명의 편의를 위해, 본 발명은 특정 블록 내의 전용 파일럿(dedicated pilot)들을 이용하여 상기 블록 내의 채널들을 추정하는 방식을 위너(Wiener) 방식 또는 제1방식이라 칭하고, 공통 파일럿(common pilot)들을 이용하는 방식을 FIR(Finite Impulse Response) 필터링/IIR(Infinite Impulse Response) 필터링 방식 또는 제2

방식이라 칭한다.

[0016] 먼저, 본 발명의 실시 예에 따른 시스템의 프레임 구조를 살펴본다.

[0017] 도 1은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템의 프레임 구조를 간략히 도시하고 있다. 상기 도 1을 참고하면, 프레임은 프리앰블(preamble) 심벌(110) 및 데이터 심벌들(120)로 구성된다. 상기 프리앰블 심벌(110)은 주파수 동기, 타이밍 동기 및 채널 추정을 위해 이용되며, 송신단 및 수신단에서 미리 알고 있는 신호이다. 상기 데이터 심벌들(120)은 데이터 전송을 위한 것으로서, 일부 부반송파는 파일럿 신호들을 송신하기 위해, 나머지 부반송파들은 데이터 신호들을 송신하기 위해 사용된다. 이때, 상기 파일럿 신호들 및 상기 데이터 신호들의 분포는 도 2에 도시된 바와 같다.

[0018] 도 2는 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템의 파일럿 신호들 및 데이터 신호들의 분포를 도시하고 있다. 상기 도 2에 도시된 바와 같이, 상기 데이터 심벌(220)은 보호 구간(guard band)들(210), 파일럿 신호들(220) 및 데이터 신호들(230)을 포함한다. 상기 보호 구간들(210)은 최 외각 대역에 위치하며, 상기 파일럿 신호들(220)은 상기 데이터 신호들(230)의 사이에 일정한 간격으로 배치된다.

[0019] 먼저, 본 발명은 제1방식의 채널 추정 기법 및 제2방식의 채널 추정 기법의 구성을 간략히 설명한다.

[0020] 상기 제1방식의 동작을 설명하기 위해 도 3과 같은 파일럿 신호의 분포를 가정한다. 도 3은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 전용 파일럿들을 포함하는 블록을 도시하고 있다. 상기 도 3을 참고하면, 상기 블록은 시간 축에서 6개의 심벌들 및 주파수 축에서 18개의 부반송파들에 걸쳐 있으며, 6개의 전용 파일럿 신호들 P_0 내지 P_5 (301 내지 306)을 포함한다. 이때, 상기 전용 파일럿 신호들의 수신 값을 y_0 내지 y_5 라 하면, 데이터 톤(tone)의 채널 값은 도 4와 같이 추정된다. 여기서, 상기 전용 파일럿 신호의 수신 값은 상기 전용 파일럿 신호가 위치한 톤의 채널 값을 의미한다.

[0021] 상기 도 4는 광대역 무선통신 시스템에서 제1방식의 채널 추정의 구성을 도시하고 있다. 상기 도 4를 참고하면, n 번째 데이터 톤($=d(n)$)의 채널 추정 값을 결정하는 경우, 수신단은 상기 y_0 내지 y_5 각각에 상기 $d(n)$ 을 위한 계수들 $w_0(d_n)$ 내지 $w_5(d_n)$ 을 곱한 후, 곱셈의 결과 값을 합산한다. 이로써, 모든 데이터 톤들의 채널 추정 값들이 결정된다.

[0022] 이때, 상기 n 번째 데이터 톤을 위한 계수들은 상기 전용 파일럿 신호들의 개수만큼 요구되며, 파일럿 톤들과의 위치 관계, 잡음 전력, 도플러(Doppler) 주파수, 지연 확산 등에 따라 결정된다. 예를 들어, 상기 계수들은 하기 <수학식 1>과 같이 결정된다.

수학식 1

$$W = R_{yx} R_{xx}^{-1}, \quad w_i(d_n) = W_{dn,i}$$

$$R_t(n) = J_0(2\pi f_d n T_s)$$

$$R_f(k) = \frac{1}{1 + j2\pi k \Delta f t_{RMS}}$$

$$(R_{yx})_{ij} = R_f(k_{d_i} - k_{p_j}) \times R_t(n_{d_i} - n_{p_j})$$

$$\text{if } i=j, (R_{xx})_{ij}=1+\sigma^2$$

$$\text{else } (R_{xx})_{ij}=R_f(k_{p_i}-k_{p_j}) \times R_t(n_{p_i}-n_{p_j})$$

상기 <수학식 1>에서, 상기 $\mathbb{W}$ 는 가중치 집합(set), 상기 R_{yx} 는 추정하고자 하는 데이터 부반송파 및 파일럿 부반송파 간 상호상관(crosscorrelation), 상기 R_{xx} 는 파일럿 부반송파들 간 자기상관(autocorrelation), 상기 $w_i(d_n)$ 은 n 번째 데이터 톤에 대응되는 i 번째 가중치, 상기 $w_{dn,i}$ 는 n 번째 데이터 톤에 대응되는 가중치 집합의 i 번째 원소, 상기 R_t 는 시간 축 상관(correlation), 상기 f_d 는 도플러 주파수 추정 값, 상기 T_s 는 심벌 간격, 상기 R_f 는 주파수축 상관(correlatio), 상기 k 는 부반송파 간격, 상기 τ_{RMS} 는 지연 확산(delay spread) 추정 값, 상기 σ^2 은 잡음 전력을 의미한다.

즉, R_{xx} 와 R_{yx} 는 도플러 주파수 추정 값 f_d 로부터 결정되는 R_t 및 지연 확산 추정 값 τ_{RMS} 으로부터 결정되는 R_f 의 곱으로 표현이 되며, 이때, 파일럿 및 데이터의 부반송파 및 심볼 위치를 바탕으로 부반송파 간격 k 및 심볼 간격 T_s 가 결정된다.

상기 제2방식의 동작을 설명하기 위해 도 5와 같은 파일럿 신호들의 분포를 가정한다. 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 공통 파일럿들의 분포를 도시하고 있다. 상기 도 5를 참고하면, 채널 추정이 수행되는 단위는 시간 축에서 6개의 심벌들 및 주파수 축에서 36개의 부반송파들에 걸쳐 있으며, 각 블록들은 12개의 공통 파일럿 신호들 P_0 내지 P_{11} (501 내지 512)를 포함한다. 상기 제2방식의 채널 추정은 상기 도 5에 도시된 것보다 더 넓은 범위에 걸쳐 수행될 수 있다. 이때, 상기 전용 파일럿 신호들의 수신 값을 y_0 내지 y_5 라 하면, 데이터 톤(tone)의 채널 값은 도 6과 같이 추정된다.

상기 도 6은 광대역 무선통신 시스템에서 제2방식의 채널 추정의 구성을 도시하고 있다. 상기 도 6을 참고하면, (a)에 도시된 바와 같이, 수신단은 동일 부반송파에 위치한 파일럿 신호들의 수신값을 이용하여 시간 축 선형 보간(linear interpolation)(610)을 수행함으로써 파일럿 신호를 포함하는 부반송파의 데이터 톤들의 채널 추정값들을 결정한다. 즉, k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값에 $(L-1)/L$ 을 곱하고, k 번째 부반송파 및 $n+L$ 번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값에 $1/L$ 을 곱한 후, 합산함으로써 k 번째 부반송파 및 $n+1$ 번째 심벌의 데이터 톤의 채널 추정 값이 결정된다. 그리고, (b)에 도시된 바와 같이, 수신단은 시간 축의 선형 보간을 통해 결정된 채널 추정 값들에 대해 IIR 필터링(620)을 수행한다. 상기 IIR 필터링(620)은 일종의 누적 평균화이다. 즉, k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값에 α 를 곱하고, k 번째 부반송파 및 $n-1$ 번째 심벌의 채널 추정 값에 $(\alpha-1)$ 을 곱한 후, 합산함으로써 k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값이 필터링된다. 이로써, 시간 축에서의 채널 추정 동작은 완료된다. 이후, (c)에 도시된 바와 같이, 상기 수신단은 주파수 축 선형 보간(630)을 수행함으로써 나머지 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정한다. 즉, k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값에 $(M-m)/M$ 을 곱하고, $k+M$ 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값에 m/M 을 곱한 후, 합산함으로써 $k+m$ 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값이 결정된다. 그리고, (d)에 도시된 바와 같이, 상기 수신단은 주파수 축의 선형 보간을 통해 결정된 채널 추정 값들에 대해 FIR 필터링(640)을 수행한다. 상기 FIR 필터링(640)은 일종의 저대역 필터링(LPF : Low Pass Filtering)이다. 이때, 필터링하고자 하는 부반송파를 중심으로 상/하위 일정 개수의 부반송파들의 채널 추정 값들이 사용된다. 즉, k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 채널 추정 값을 필터링하고자 하는 경우, $k+(N/2)$ 번째 부반송파 내지 $k-(N/2)$ 번째 부반송파 등 $N+1$ 개의 채널 추정 값들이 사용된다. 살펴보면, 수신단은 $N+1$ 개의 채널 추정 값들에 계수들 w_0 내지 w_N 을 곱한 후, 합산한다. 이로써, 모든 데이터 톤들의 채널 추정 값들이 결정된다. 여기서, 상기 FIR 필터링을 위한 계수들은 채널의 시간 코히어런스(time coherence) 및 주파수 코히어런스(frequency coherence)에 따라 결정되며, 부반송파의 위치와 무관하게 일정하다.

이때, 상기 도 6의 (a) 내지 (d)에 도시된 과정은 심벌 단위로 수행된다. 이에 따라, 첫 번째 심벌을 제외한 나머지 심벌들의 시간 보간 시, 주파수 보간 및 FIR 필터링된 값이 사용된다.

[0034] 상기 제1방식은 전용 파일럿 신호들의 수신 값에 계수들을 곱하고 합산함으로써 수행되고, 상기 제2방식은 공통 파일럿 신호들에 대한 선형 보간, IIR 필터링 및 FIR 필터링을 통해 수행된다. 이에 더불어, 전용 파일럿 신호들에 대한 선형 보간을 통한 채널 추정도 가능하며, 본 발명은 이를 제3방식이라 칭한다. 상기 제3방식에 따르는 경우, 상기 제2방식과 유사하게, 수신단은 동일 부반송파에 위치하는 전용 파일럿 신호들의 수신 값을 이용하여 시간 축의 선형 보간을 수행한 후, 주파수 축의 선형 보간을 수행함으로써, 데이터 톤들의 채널 추정 값을 결정한다.

[0035] 상기 제1방식, 상기 제2방식 및 상기 제3방식은 서로 다른 연산 복잡도를 가지며, 서로 다른 개수의 곱셈기를 필요로 한다. 상기 제1방식은 블록에 포함되는 파일럿 신호들의 개수만큼의 곱셈기들이 요구되고, 상기 제2방식은 FIR 필터링에 필요한 계수들의 개수만큼의 곱셈기들이 요구되고, 상기 제3방식은 하나의 부반송파에 포함되는 파일럿 신호들의 개수 또는 하나의 심벌에 포함되는 파일럿 신호들의 개수 중 큰 수 만큼의 곱셈기들이 요구된다. 하나의 부반송파, 하나의 심벌 및 하나의 블록에 포함되는 파일럿 신호의 개수는 제한되기 때문에, 상기 FIR 필터링에 필요한 계수들의 개수가 가장 큰 것이 일반적이다. 따라서, 상기 제2방식이 가장 많은 개수의 곱셈기를 필요로 할 것이다.

[0036] 각 방식의 연산 방법 및 요구되는 곱셈기의 개수가 상이하므로, 3가지 방식들을 모두 지원하기 위해서는 3가지의 채널 추정 장치가 구비되어야 한다. 하지만, 본 발명은 하나의 하드웨어를 통해 계수들의 값을 적절히 조절함으로써 상기 3가지 방식들의 채널 추정을 모두 지원하는 기술을 제안한다.

[0037] 본 발명의 기술적 근거는 다음과 같다.

[0038] 본 발명의 기본적 발상은 FIR 필터링 및 선형 보간을 주어진 파일럿 신호의 수신 값에 일정한 개수의 계수들을 곱하고 합산하는 형태로 구현함으로써 상기 3가지 방식들이 제1방식의 구성을 공유하는 것이다. 이를 통해, 공통 파일럿 신호들에 대한 주파수 축 FIR 필터링이 보다 적은 수의 곱셈기들을 통해 수행될 수 있으며, 전용 파일럿 신호들에 대한 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간도 한번의 동작으로 수행될 수 있다.

[0039] 상기 제1방식의 구조를 이용하여 상기 제2방식의 채널 추정을 수행하는 기술적 근거는 다음과 같다.

[0040] 상기 제1방식은 블록 단위의 처리를, 상기 제2방식은 심벌 단위의 처리를 수행하므로, 처리 단위는 상대적으로 작은 상기 제1방식에 맞추는 것이 바람직하다. 상술한 바와 같이, 상기 제2방식은 심벌 단위로 전 대역의 채널 추정 값들이 결정되기 때문에, 주파수 축 보간의 결과 값들이 시간 축 선형 보간 및 IIR 필터링을 위해 사용된다. 하지만, 하나의 심벌의 전대역의 채널 추정 값들이 도출되기 전에 파일럿 신호들을 이용하여 시간 축 선형 보간 및 IIR 필터링을 수행하는 것이 상기 제1방식의 구조와 보다 유사하므로, 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링은 하나의 절차로 수행된다. 즉, 심벌 단위로 채널을 추정하는 상기 제2방식과 달리, 수신단은 모든 파일럿 신호가 위치한 부반송파들의 시간 축 선형 보간 및 IIR 필터링을 모두 수행한 후, 심벌 단위 주파수 축 선형 보간 및 FIR 필터링을 수행한다. 시간 축의 IIR 필터링은 시간 축으로 평균을 취하는 효과를 유지하면 되므로, 주파수축 FIR 필터링을 거친 최종 채널 추정 값들 대신 파일럿 신호의 수신 값들을 사용하더라도 성능 열화는 발생하지 않는다.

[0041] 주파수 축 선형 보간 및 FIR 필터링을 보면 다음과 같다. 상기 주파수 축 선형 보간은 상기 FIR 필터링이 수행되는 영역 내에서 파일럿 신호들 간의 결정되지 아니한 채널 추정 값들을 결정하기 위한 것이다. 즉, 상기 선형 보간을 통해 결정된 채널 추정 값들이 상기 FIR 필터링의 입력으로서 사용된다. 예를 들어, 14째 부반송파의 채널 추정 값에 대한 FIR 필터링을 수행하는 연산은 하기 <수학식 2>와 같다.

수학식 2

$$\hat{h}_{14}(0) = w_{20} \hat{y}_4(0) + w_{19} \hat{y}_5(0) + \dots + w_0 \hat{y}_{24}(0)$$

[0042]

[0043]

상기 <수학식 2>에서, 상기 $\hat{h}_{14}(0)$ 는 14번째 부반송파 및 0번째 심벌의 톤에 대한 FIR 필터링 결과 값, 즉, 채널 추정 값, 상기 w_i 는 i번째 필터 계수, 상기 $\hat{y}_k(0)$ 는 k번째 부반송파 및 0번째 심벌의 톤에 대한 시간 축 선형 보간, IIR 필터링 및 주파수 축 선형 보간의 결과 값을 의미한다.

[0044]

상기 <수학식 2>는 21개의 필터 계수 w_i 및 주파수 축 선형 보간의 결과 값들 곱셈으로 표현되며, 부반송파 단위의 연산이기 때문에 21개 곱셈기가 요구된다. 상기 <수학식 2>를 IIR 필터링된 파일럿 톤의 채널 추정 값들로 정리하면 하기 <수학식 3>과 같다.

수학식 3

[0045]

$$h_{14}(0) = w_{20} \left(\frac{4}{8} \hat{y}_0(0) + \frac{4}{8} \hat{y}_8(0) \right) + \dots + w_0 \left(\frac{4}{8} \hat{y}_{18}(0) + \frac{4}{8} \hat{y}_{26}(0) \right)$$

[0046]

$$= \left(\frac{4}{8} w_{20} + \frac{3}{8} w_{19} + \frac{2}{8} w_{18} + \frac{1}{8} w_{17} \right) \hat{y}_0(0) + \dots$$

[0047]

$$\dots + \left(\frac{1}{8} w_5 + \frac{2}{8} w_4 + \frac{3}{8} w_3 + \frac{4}{8} w_2 + \frac{5}{8} w_1 + \frac{6}{8} w_0 \right) \hat{y}_{26}(0)$$

[0048]

상기 <수학식 3>에서, 상기 $\hat{h}_{14}(0)$ 는 14번째 부반송파 및 0번째 심벌의 톤의 채널 추정 값, 상기 w_i 는 i번째 필터 계수, 상기 $\hat{y}_k(0)$ 는 k번째 부반송파 및 0번째 심벌의 톤에 대한 시간 축 선형 보간, IIR 필터링 및 주파수 축 선형 보간의 결과 값을 의미한다.

[0049]

상기 <수학식 3>은 IIR 필터링된 파일럿 톤의 채널 추정 값들에 7개의 계수들이 곱해진 형태로 해석될 수 있다. 따라서, 부반송파 별로 주파수 축 선형 보간 계수들 및 FIR 필터 계수들을 반영한 7개의 계수들을 이용하면, 요구되는 곱셈기의 개수가 FIR 필터링 계수들의 개수에서 FIR 필터의 영향을 받는 파일럿 신호들의 개수로 감소된다. 상기 <수학식 3>에서, 각 $\hat{y}_k(0)$ 와 곱해진 w_i 들의 조합들 각각이 새로운 계수들이다. 단, 제2방식의 경우, 상기 FIR 필터링 계수들은 부반송파의 위치에 무관하게 일정했지만, 계수를 감소시키는 경우 부반송파에 따라 계수들이 변화한다. 따라서, 각 부반송파에 대한 계수 집합이 정의되어야 한다. 하지만, 저장량은 부담이 되지 않는 반면, FIR 필터링에 요구되는 곱셈기의 개수가 크게 감소되므로, 하드웨어의 복잡도가 감소되는 이득이 있다.

[0050]

상기 제1방식의 구조를 이용하여 상기 제3방식의 채널 추정을 수행하는 기술적 근거는 다음과 같다.

[0051]

예를 들어, 부반송파11 및 심벌3의 채널 추정 값은 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간에 의해 결정되며, 하기 <수학식 4>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 4

[0052]

$$\hat{h}_{11}(3) = \frac{5}{8} \left(\frac{2}{3} y_8(2) + \frac{1}{3} y_8(5) \right) + \frac{3}{8} \left(\frac{1}{3} y_{16}(1) + \frac{2}{3} y_{16}(4) \right)$$

$$= \frac{5}{12} y_8(2) + \frac{5}{24} y_8(5) + \frac{1}{8} y_{16}(1) + \frac{1}{4} y_{16}(4)$$

[0053]

상기 <수학식 4>에서, 상기 $\hat{h}_{11}(3)$ 는 11번째 부반송파 및 3번째 심벌의 톤에 대한 FIR 필터링 결과 값, 즉, 채널 추정 값, 상기 $y_k(n)$ 는 k번째 부반송파 및 n번째 심벌의 톤에 대한 시간 축 선형 보간, IIR 필터링 및 주파수 축 선형 보간의 결과 값을 의미한다.

[0055]

즉, 상기 <수학식 4>에 나타난 바와 같이, 상기 제3방식의 채널 추정은 상기 제2방식과 유사하게 블록 내의 파일럿 신호들의 수신 값들 및 해당 데이터 톤을 위한 계수들을 곱하는 형태로 해석 가능하다. 즉, 수신단은 블록 내의 데이터 톤들 각각에 대응되는 계수 집합들을 정의하고, 채널 추정 값을 결정하고자하는 데이터 톤에 대응되는 계수 집합을 선택적으로 사용함으로써, 파일럿 신호들의 수신 값으로부터 상기 데이터 톤의 채널 추정 값을 결정할 수 있다. 상기 <수학식 4>에서, 각 $y_k(n)$ 과 곱해진 가중치들 각각이 새로운 계수들이다.

[0056]

이하 본 발명은 상술한 바와 같이 채널을 추정하는 수신단의 구조 및 동작에 대하여 도면을 참고하여 상세히 설명한다.

[0057]

도 7은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 블록 구성을 도시하고 있다.

[0058]

상기 도 7을 참고하면, 상기 수신단은 RF(Radio Frequency)수신기(702), OFDM복조기(704), 부반송파디매핑기(706), 등화기(708), LS(Least Square)추정기(710), 채널추정제어기(712), 제1연산기(714), 계수저장기(716), 제2연산기(718)를 포함하여 구성된다.

[0059]

상기 RF수신기(702)는 안테나를 통해 수신되는 RF 대역 신호를 기저대역 신호로 하향변환한다. 상기 OFDM복조기(704)는 상기 기저대역 신호를 OFDM 심벌 단위로 분할하고, FFT(Fast Fourier Transform) 연산을 통해 부반송파들에 매핑된 신호들을 복원한다. 상기 부반송파디매핑기(706)는 상기 부반송파들에 매핑된 신호들을 처리단위로 구분하여 출력한다. 상기 부반송파디매핑기(706)는 데이터 심벌에 포함된 파일럿 신호들을 상기 LS추정기(710)로 제공하고, 상기 데이터 심벌에 포함된 데이터 신호들을 상기 등화기(708)로 제공한다. 상기 등화기(708)는 상기 제2연산기(718)로부터 제공되는 데이터 톤들의 최종적인 채널 추정 값들을 이용하여 데이터 신호의 왜곡을 보상한다. 상기 LS추정기(710)는 상기 부반송파디매핑기(706)로부터 제공되는 파일럿 신호의 수신 값들을 이용하여 파일럿 톤들의 채널 값들을 결정하고, 상기 파일럿 톤들의 채널 값들을 상기 채널추정제어기(712)로 제공한다.

[0060]

상기 채널추정제어기(712)는 채널 추정 방식을 결정하고, 결정된 방식에 따르도록 상기 제1연산기(714), 상기 계수저장기(716), 상기 제2연산기(718)를 제어한다. 본 발명의 실시 예에 따라, 상기 채널추정기(708)는 파일럿 신호의 종류 및 채널 파라미터의 신뢰도에 따라 상기 채널 추정 방식을 결정한다. 여기서, 상기 파일럿 신호의 종류는 공통 파일럿 및 전용 파일럿을 포함하며, 상기 채널 파라미터는 도플러 주파수, 지연 확산, 잡음 전력 등을 포함한다. 상기 채널 파라미터의 신뢰도는 상기 채널 파라미터를 산출하기 위해 사용된 샘플들의 개수, 상기 채널 파라미터 값의 변화량 등에 의해 판단된다. 즉, 상기 채널 파라미터를 산출하기 위해 사용된 샘플들의 개수가 많을수록, 상기 채널 파라미터 값의 변화량이 작을수록, 신뢰도는 크다. 즉, 상기 부반송파디매핑기(706)로부터 제공된 파일럿 신호들이 공통 파일럿이면, 상기 채널추정제어기(712)는 제2방식에 따라 채널을 추정할 것을 판단한다. 또한, 상기 부반송파디매핑기(706)로부터 제공된 파일럿 신호들이 전용 파일럿일 때, 상기 채널 파라미터의 신뢰도가 기준 이상이면, 상기 채널추정제어기(712)는 제1방식에 따라 채널을 추정할 것을 판단하고, 상기 채널 파라미터의 신뢰도가 기준 미만이면, 상기 채널추정제어기(712)는 제3방식에 따라 채널을 추정할 것을 판단한다.

[0061]

상기 제1연산기(714)는 상기 제2방식의 채널 추정을 위한 블록으로서, 시간 축 보간 및 IIR 필터링을 수행한다. 즉, 상기 제1연산기(714)는 동일 부반송파에 포함되는 파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 시간 축의 보간을

수행하고, 상기 시간 축의 보간을 통해 얻어진 값들에 대하여 감쇄 계수 α 를 이용한 IIR 필터링을 수행한다.

[0062] 도 8은 상기 제1연산기(714)의 상세한 구성의 예를 도시한다. 상기 도 8을 참고하면, 상기 제1연산기(714)는 시간 축 보간을 위한 곱셈기들(801 및 802) 및 IIR 필터링을 위한 곱셈기들(811 및 812)를 포함하며, 덧셈기들(821 및 822)을 포함한다. 상기 시간 축 보간을 위한 곱셈기들(801 및 802)은 k 번째 부반송파 및 n 번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값 및 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 파일럿 신호의 수신 값에 $(L-1)/L$ 및 $1/L$ 을 각각 곱한다. 그리고, 상기 덧셈기들 중 하나(821)는 상기 시간 축 보간을 위한 곱셈기들(801 및 802)의 출력을 합산함으로써 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 데이터 톤의 채널 추정 값을 산출하고, 상기 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 데이터 톤의 채널 추정 값을 상기 IIR 필터링을 위한 곱셈기들(811 및 812) 중 하나로 제공한다. 그리고, 상기 IIR 필터링을 위한 곱셈기들(811 및 812)는 상기 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 톤의 채널 추정 값 및 k 번째 부반송파 및 $(n+1-1)$ 번째 심벌의 톤의 채널 추정 값에 α 및 $(1-\alpha)$ 각각을 곱한다. 그리고, 상기 덧셈기들 중 하나(822)는 상기 IIR 필터링을 위한 곱셈기들(801 및 802)의 출력을 합산함으로써 IIR 필터링된 k 번째 부반송파 및 $(n+1)$ 번째 심벌의 톤의 채널 추정 값을 결정한다. 상기 제1연산기(714)에 의해, 파일럿 심벌을 포함하는 부반송파의 모든 톤들의 채널 추정 값이 결정된다. 단, 상기 제1연산기(714)에 의해 결정된 채널 추정 값들은 최종적인 채널 추정 값이 아니며, 상기 제2연산기(718)를 통해 FIR 필터링된 후 최종적인 채널 추정 값이 된다.

[0063] 상기 계수저장기(716)는 상기 제1방식, 상기 제2방식 및 상기 제3방식 각각에 따른 각 톤의 위치에 대응되는 계수 집합들을 저장하며, 상기 채널추정제어기(712)의 제어에 따라 저장된 계수 집합을 상기 제2연산기(718)로 제공한다. 다시 말해, 상기 계수저장기(716)는 상기 채널추정제어기(712)로부터 제공되는 채널 추정 값을 결정하고자 하는 데이터 톤의 위치 및 채널 추정 방식에 대응되는 계수 집합을 상기 제2연산기(718)로 제공한다. 예를 들어, 상기 제1방식에 따른 계수 집합들은 상기 <수학식 1>과 같이 결정되며, 상기 제2방식에 따른 계수 집합들은 상기 <수학식 3>과 같이 결정되며, 상기 제3방식에 따른 계수 집합들은 상기 <수학식 4>와 같이 결정된다.

[0064] 상기 제2연산기(718)는 상기 채널추정제어기(712)에 의해 지시되는 채널 추정 방식에 따라 데이터 톤들의 최종적인 채널 추정 값을 결정한다. 상기 제1방식에 따르는 경우, 상기 제2연산기(718)는 상기 채널추정제어기(712)로부터 파일럿 신호들의 수신 값들을 제공받고, 상기 계수저장기(716)로부터 채널 추정 값을 결정하고자 하는 데이터 톤의 위치 및 상기 제1방식에 대응되는 계수 집합을 제공받은 후, 상기 계수 집합을 이용한 N -탭 필터링을 수행함으로써 상기 데이터 톤의 최종적인 채널 추정 값을 결정한다. 상기 제2방식에 따르는 경우, 상기 제2연산기(718)는 상기 제1연산기(714)로부터 동일 심벌에 포함된 일부 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 제공받고, 상기 계수저장기(716)로부터 채널 추정 값을 결정하고자 하는 데이터 톤의 위치 및 상기 제2방식에 대응되는 계수 집합을 제공받은 후, 상기 계수 집합을 이용한 N -탭 필터링을 수행함으로써 상기 데이터 톤의 최종적인 채널 추정 값을 결정한다. 상기 제3방식에 따르는 경우, 상기 제2연산기(718)는 상기 채널추정제어기(712)로부터 파일럿 신호들의 수신 값들을 제공받고, 상기 계수저장기(716)로부터 채널 추정 값을 결정하고자 하는 데이터 톤의 위치 및 상기 제3방식에 대응되는 계수 집합을 제공받은 후, 상기 계수 집합을 이용한 N -탭 필터링을 수행함으로써 상기 데이터 톤의 최종적인 채널 추정 값을 결정한다.

[0065] 도 9는 상기 제2연산기(718)의 상세한 구성의 예를 도시한다. 상기 도 9를 참고하면, 상기 제2연산기(718)는 6개의 곱셈기들(901 내지 906) 및 5개의 덧셈기들(911 내지 916)을 포함한다. 상기 도 9에서 상기 제2연산기(718)에 포함되는 곱셈기들의 개수가 6개인 것은 하나의 블록 내의 전용 파일럿 신호의 개수가 6개이기 때문이며, 블록 내의 전용 파일럿 신호의 개수에 따라 상기 제2연산기(718)에 포함되는 곱셈기들의 개수는 달라질 수 있다. 상기 도 9를 참고하면, 상기 곱셈기들(901 내지 906) 각각은 계수 집합에 포함되는 계수들 중 하나 및 상기 채널추정제어기(712) 또는 상기 제1연산기(714)로부터 제공된 필터의 입력 값들 중 하나 간 곱셈을 수행하고, 상기 덧셈기들(911 내지 916)은 상기 곱셈기들(901 내지 906)의 출력 값들을 합산한다. 즉, 상기 제2연산기(718)의 구조는 단일하나, 입력되는 계수 집합 및 입력 값들에 따라 상기 제1방식, 상기 제2방식 및 상기 제3방식에 따른 채널 추정 값들이 결정된다.

[0066] 상기 채널추정제어기(712)가 제1방식을 적용할 것을 판단한 경우, 상기 채널추정제어기(712)는 채널 추정 값을 결정하고자하는 데이터 톤들의 위치를 상기 계수저장기(716)로 알리고, 상기 제2연산기(718)로 파일럿 신호들의 수신 값들을 제공한다. 이에 따라, 상기 계수저장기(716)는 상기 데이터 톤들 각각에 대응되는 상기 제1방식을 위한 계수 집합들을 상기 제2연산기(718)로 제공하고, 상기 제2연산기(718)는 상기 파일럿 신호들의 수신 값들 및 상기 제1방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 상기 제1방식에 따른 채널 추정 값들을 결정한다.

[0067] 상기 채널추정제어기(712)가 제2방식을 적용할 것을 판단한 경우, 상기 채널추정제어기(712)는 채널 추정 값을

결정하고자하는 데이터 톤들의 위치를 상기 계수저장기(716)로 알리고, 상기 제1연산기(714)로 파일럿 신호들의 수신 값들을 제공한다. 이에 따라, 상기 제1연산기(714)는 상기 파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 시간 축 선형 보간 및 IIR 필터링을 수행함으로써 상기 파일럿 신호들이 위치한 부반송파의 모든 심벌들에 대한 선형 보간 및 IIR 필터링 결과 값들을 결정한다. 그리고, 상기 제1연산기(714)는 상기 선형 보간 및 IIR 필터링 결과 값들을상기 제2연산기(718)로 제공한다. 또한, 상기 계수저장기(716)는 상기 데이터 톤들 각각에 대응되는 상기 제2방식을 위한 계수 집합들을 상기 제2연산기(718)로 제공하고, 상기 제2연산기(718)는 상기 선형 보간 및 IIR 필터링 결과 값들 및 상기 제2방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 상기 제2방식에 따른 채널 추정 값들을 결정한다.

[0068] 상기 채널추정제어기(712)가 제3방식을 적용할 것을 판단한 경우, 상기 채널추정제어기(712)는 채널 추정 값을 결정하고자하는 데이터 톤들의 위치를 상기 계수저장기(716)로 알리고, 상기 제2연산기(718)로 파일럿 신호들의 수신 값들을 제공한다. 이에 따라, 상기 계수저장기(716)는 상기 데이터 톤들 각각에 대응되는 상기 제3방식을 위한 계수 집합들을 상기 제2연산기(718)로 제공하고, 상기 제2연산기(718)는 상기 파일럿 신호들의 수신 값들 및 상기 제3방식을 위한 계수 집합들을 이용하여 상기 제3방식에 따른 채널 추정 값들을 결정한다.

[0069] 도 10은 본 발명의 실시 예에 따른 광대역 무선통신 시스템에서 수신단의 채널 추정 절차를 도시하고 있다.

[0070] 상기 도 10을 참고하면, 상기 수신단은 1001단계에서 파일럿 신호들을 포함하는 데이터 심벌들이 수신되는지 확인한다. 여기서, 상기 데이터 심벌들의 수신은 프레임 구조에 의해 결정된다. 따라서, 상기 수신단은 상기 데이터 심벌들이 수신되는 프레임 구간인지 여부를 판단함으로써 상기 데이터 심벌들의 수신 여부를 확인한다.

[0071] 상기 데이터 심벌들이 수신되면, 상기 수신단은 1003단계로 진행하여 상기 데이터 심벌들에 포함된 파일럿 신호들이 공통 파일럿인지 또는 전용 파일럿인지 판단한다. 여기서, 상기 공통 파일럿인지 또는 상기 전용 파일럿인지 여부는 사전에 송신단 및 상기 수신단 간 협의된 바에 따른다. 따라서, 상기 수신단은 협의를 통해 결정된 설정을 확인함으로써 상기 파일럿 신호들이 공통 파일럿인지 또는 전용 파일럿인지 판단한다. 여기서, 상기 전용 파일럿은 상기 수신단을 위한 프리코딩을 적용한 상기 수신단만을 위한 파일럿 신호를 의미하며, 상기 공통 파일럿은 프리코딩을 적용하지 아니한 모든 수신단들을 위한 파일럿 신호를 의미한다.

[0072] 상기 파일럿 신호들이 공통 파일럿인 경우, 상기 수신단은 1005단계로 진행하여 시간 축 선형 보간 및 IIR 필터링을 수행한다. 즉, 상기 수신단은 상기 파일럿 신호들의 수신 값들을 이용하여 상기 파일럿 신호들이 위치하는 부반송파 내의 데이터 톤들에 대한 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링의 결과 값을 결정한다. 이때, 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링은 미리 정의된 크기의 블록 범위 내에서 수행된다. 예를 들어, 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링은 상기 도 8에 도시된 바와 같이 4개의 곱셈기들 및 2개의 합산기들을 통해 수행된다. 상기 1005단계를 통해, 상기 파일럿 신호들이 위치하는 부반송파 내의 데이터 톤들에 대한 상기 시간 축 선형 보간 및 상기 IIR 필터링의 결과 값들, 즉, 제2방식을 위한 N탭 필터의 입력 값들이 결정된다.

[0073] 이어, 상기 수신단은 1007단계로 진행하여 제2방식을 위한 계수 집합들을 로딩한다. 상기 제2방식을 위한 계수 집합들은 N탭 필터를 이용하여 주파수 축 선형 보간 및 FIR 필터링을 수행하기 위한 것으로서, 데이터 톤들의 위치들 각각에 대응하는 집합들이 존재한다. 예를 들어, 상기 제2방식을 위한 계수 집합들은 상기 <수학식 3>과 같이 결정된다. 상기 제2방식을 위한 계수 집합들은 사전에 미리 결정되어 상기 수신단의 내부에 저장되어 있으며, 상기 1007단계에서, 상기 수신단은 저장된 계수 집합들을 로딩한다.

[0074] 상기 계수 집합들을 로딩한 후, 상기 수신단은 1009단계로 진행하여 상기 N태 필터에 상기 계수 집합을 적용하여 상기 데이터 톤들의 채널 추정 값들을 결정한다. 예를 들어, 상기 데이터 톤들의 채널 추정 값들은 상기 도 9에 도시된 바와 같이 N개의 곱셈기들 및 N-1개의 합산기들을 통해 수행된다. 이때, 상기 N개의 곱셈기들 및 상기 N-1개의 합산기들은 상기 제2방식의 채널 추정은 물론 제1방식 및 제3방식의 채널 추정을 위해서도 사용된다.

[0075] 상기 1003단계에서, 상기 데이터 심벌들에 포함된 파일럿 신호들이 전용 파일럿이면, 상기 수신단은 1011단계로 진행하여 채널 파라미터의 신뢰도가 기준 이상인지 판단한다. 여기서, 상기 채널 파라미터는 도플러 주파수, 지연 확산, 잡음 전력 등을 포함한다. 상기 채널 파라미터의 신뢰도는 상기 채널 파라미터를 산출하기 위해 사용된 샘플들의 개수, 상기 채널 파라미터 값의 변화량 등에 의해 판단된다. 즉, 상기 수신단은 상기 채널 파라미터를 산출하기 위해 사용된 샘플들의 개수, 상기 채널 파라미터 값의 변화량 등을 이용하여 신뢰도 값을 산출한다.

후, 상기 신뢰도 값이 소정 임계치보다 큰지 판단한다.

[0076]

만일, 상기 채널 파라미터의 신뢰도가 기준 이상이면, 상기 수신단은 1013단계로 진행하여 제1방식을 위한 계수 집합들을 로딩한다. 상기 제1방식을 위한 계수 집합들은 N탭 필터를 통해 위너 기법을 수행하기 위한 것으로서, 데이터 톤들의 위치들 각각에 대응하는 집합들이 존재한다. 예를 들어, 상기 제1방식을 위한 계수 집합들은 상기 <수학식 1>과 같이 결정된다. 상기 제1방식을 위한 계수 집합들은 사전에 미리 결정되어 상기 수신단의 내부에 저장되어 있으며, 상기 1013단계에서, 상기 수신단은 저장된 계수 집합들을 로딩한다. 이어, 상기 수신단은 1009단계로 진행한다.

[0077]

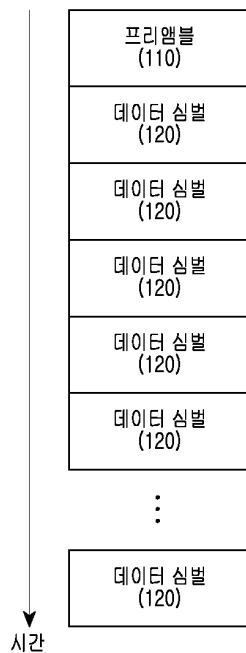
반면, 상기 채널 파라미터의 신뢰도가 기준 미만이면, 상기 수신단은 1015단계로 진행하여 제3방식을 위한 계수 집합들을 로딩한다. 상기 제3방식을 위한 계수 집합들은 시간 축 선형 보간 및 주파수 축 선형 보간을 N탭 필터를 통해 수행하기 위한 것으로서, 데이터 톤들의 위치들 각각에 대응하는 집합들이 존재한다. 예를 들어, 상기 제3방식을 위한 계수 집합들은 상기 <수학식 4>와 같이 결정된다. 상기 제3방식을 위한 계수 집합들은 사전에 미리 결정되어 상기 수신단의 내부에 저장되어 있으며, 상기 1015단계에서, 상기 수신단은 저장된 계수 집합들을 로딩한다. 이어, 상기 수신단은 1009단계로 진행한다.

[0078]

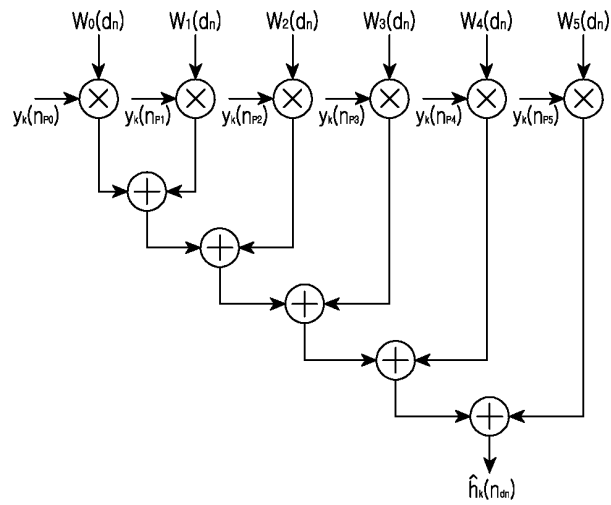
한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

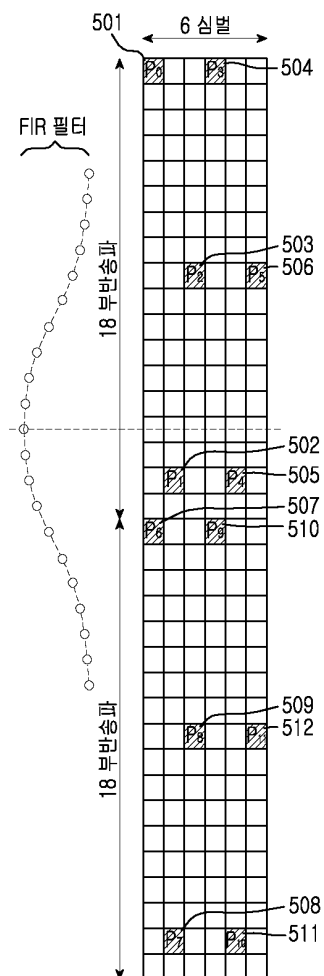
도면1



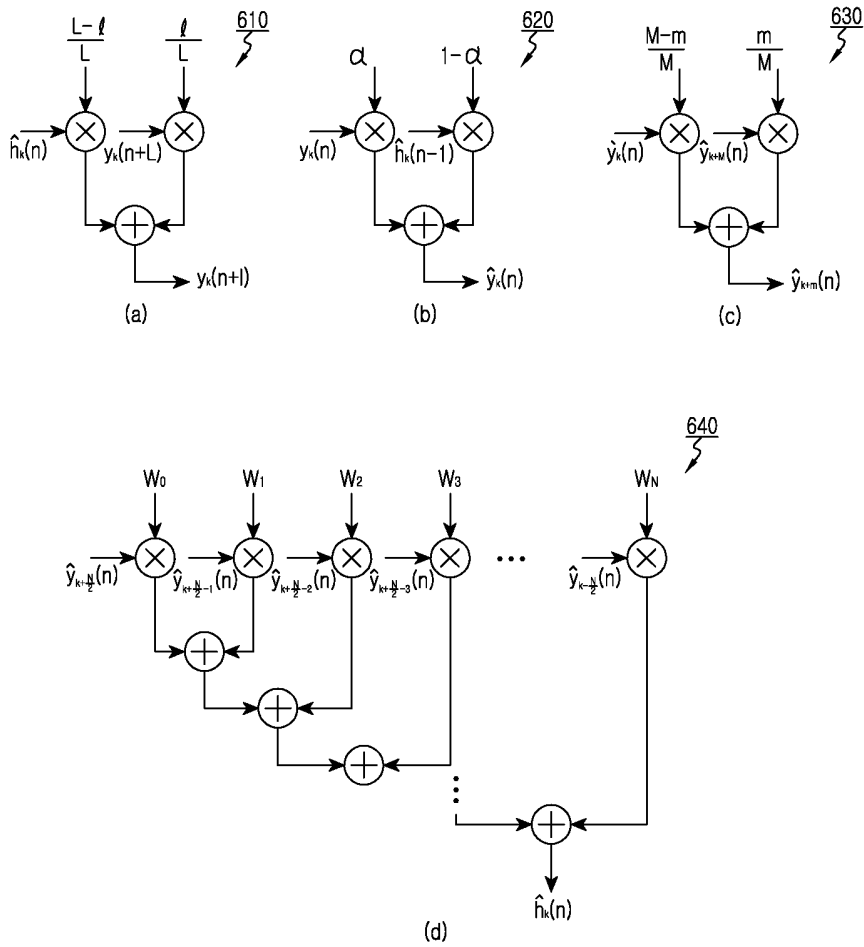
도면4



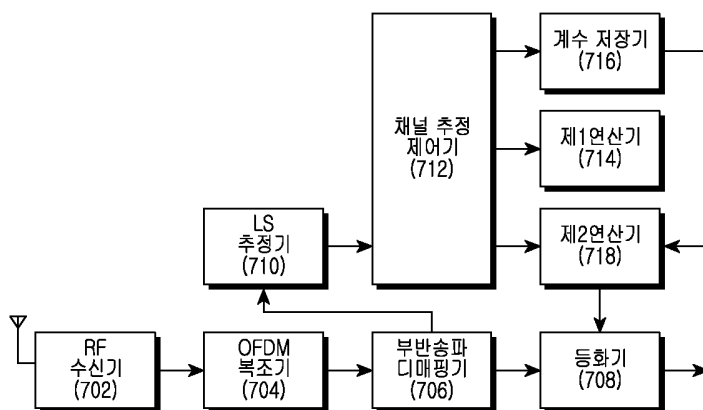
도면5



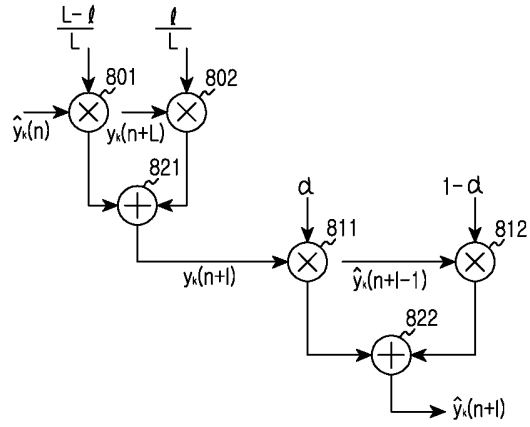
도면6



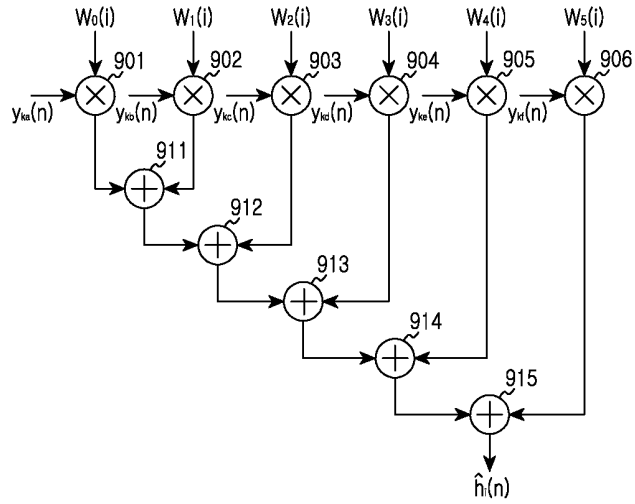
도면7



도면8



도면9



도면10

