(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2016-0010033
(43) 공개일자 2016년01월27일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 27/01 (2006.01) *H04L 27/34* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2014-0090780
(22) 출원일자 2014년07월18일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
심동규
서울특별시 서대문구 연희로16길 7-15 205호 (연희동)
이충용
서울특별시 서초구 서운로 197 롯데캐슬클래식아파트 108동 302호 (서초동)
김태영
경기도 성남시 분당구 미금로 177 까치마을신원아파트 308동 103호 (구미동)
(74) 대리인
윤동열

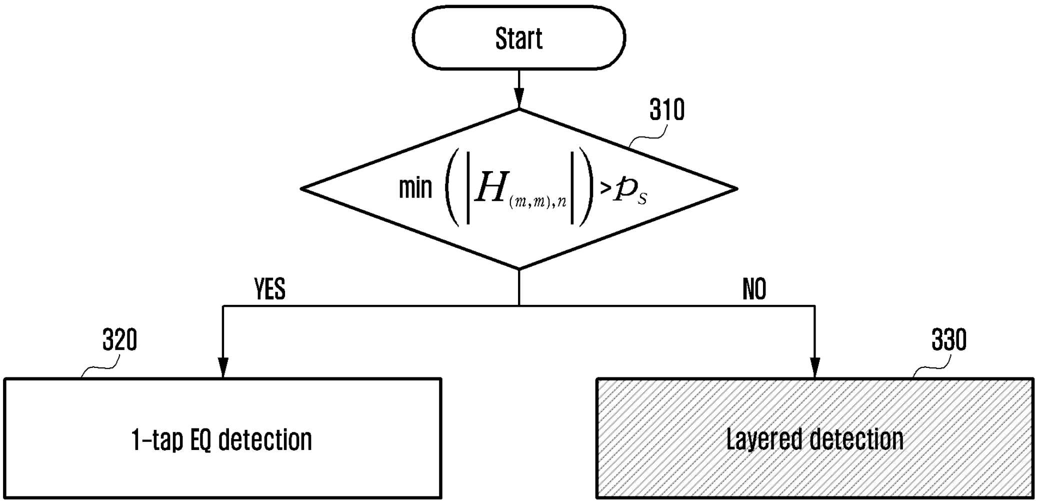
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 발명의 명칭 QAM-FBMC 시스템을 위한 계층적 검출 방법 및 장치

(57) 요 약

본 발명은 QAM-FBMC 시스템을 기반으로 하는 셀룰러 환경에서 주파수 영역 등화 방법 및 그 장치으로, 본 발명의 일 실시예에 따른 수신단의 신호 수신 방법은, 채널 추정을 수행하는 단계; 최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하는 단계; 및 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하는 단계;를 포함할 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따르면, 심볼 레벨 등화기의 구조를 유지하면서도 BER 측면에서 이득을 얻을 수 있다.

대 표 도 - 도3



명 세 서

청구범위

청구항 1

수신단의 신호 수신 방법에 있어서,

채널 추정을 수행하는 단계;

최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하는 단계; 및

상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하는 단계;

를 포함하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 2

제1 항에 있어서, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는,

채널 이득이 미리 설정된 제2 임계값보다 작은 영역에 해당하는 제2 계층(layer)에 대하여 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 3

제2 항에 있어서, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는,

상기 채널 이득이 상기 제2 임계값보다 큰 영역에 해당하는 제1 계층(layer)에 대하여 1-탭(tap) 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 4

제2 항에 있어서, 상기 간섭제거 기반의 검출을 수행하는 단계는,

상기 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들을 신호 대 잡음 비(SIR: Signal to Interference Ratio) 순서로 정렬하는 단계; 및

상기 정렬된 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들에 대하여, SIR이 큰 서브캐리어부터 순차적으로 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)를 수행하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 5

제3 항에 있어서, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는,

상기 제1 계층에서 검출된 서브캐리어들을 이용하여 상기 제2 계층에 영향을 미치는 간섭을 제거하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 6

제1 항에 있어서, 상기 제1 임계값은,

다음 수학식

$$E[SIR]=10\log\left\{\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{\rho_s}\right\}\Rightarrow\rho_s=\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{10^{\frac{E[SIR]}{10}}}$$

에 따라 설정하고, 상기 E[SIR]은 평균 SIR을 의미하며, $E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]$은 평균 최소 채널 이득을 의미하고, ρ_s는 제1 임계값을 의미하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 7

제2 항에 있어서, 상기 제2 임계값은,

다음 수학식

$$\rho_R=\alpha\rho_s,\ where\ \alpha=\frac{\max(|H_{(m,m),n}|^2)}{\min(|H_{(m,m),n}|^2)}$$

에 따라 설정하고, $\min(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최소 채널 이득을 의미하고, $\max(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최대 채널 이득을 의미하고, ρ_s는 제1 임계값을 의미하고, ρ_R은 제2 임계값을 의미하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 8

제1 항에 있어서,

채널 추정을 수행하는 단계;

상기 추정된 채널 상태에 따라 최적의 필터 타입을 선택하는 단계; 및

상기 선택한 필터에 대한 정보를 송신단에게 전송하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 9

제8 항에 있어서, 상기 제1 임계값과 비교하는 단계는,

상기 필터에 대한 정보를 이용하여 상기 제1 임계값을 설정하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 10

제1 항에 있어서,

상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작지 않은 경우, 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하는 단계;

를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신단의 신호 수신 방법.

청구항 11

수신단에 있어서,

송신단과 신호를 송수신하는 통신부; 및

채널 추정을 수행하고, 최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하고, 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하도록 제어하는 제어부;

를 포함하는 수신단.

청구항 12

제11 항에 있어서, 상기 제어부는,

채널 이득이 미리 설정된 제2 임계값보다 작은 영역에 해당하는 제2 계층(layer)에 대하여 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 13

제12 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 채널 이득이 상기 제2 임계값보다 큰 영역에 해당하는 제1 계층(layer)에 대하여 1-탭(tap) 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 14

제12 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들을 신호 대 잡음 비(SIR: Signal to Interference Ratio) 순서로 정렬하고, 상기 정렬된 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들에 대하여, SIR이 큰 서브캐리어부터 순차적으로 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)를 수행도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 15

제13 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 제1 계층에서 검출된 서브캐리어들을 이용하여 상기 제2 계층에 영향을 미치는 간섭을 제거하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 16

제11 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 제1 임계값을 다음 수학식

$$E[SIR]=10\log\left\{\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{\rho_s}\right\}\Rightarrow\rho_s=\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{10^{\frac{E[SIR]}{10}}}$$

에 따라 설정하도록 제어하며, 상기 E[SIR]은 평균 SIR을 의미하며, $E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]$은 평균 최소 채널 이득을 의미하고, ρ_s는 제1 임계값을 의미하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 17

제12 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 제2 임계값을 다음 수학식

$$\rho_R=\alpha\rho_s,\ where\ \alpha=\frac{\max(|H_{(m,m),n}|^2)}{\min(|H_{(m,m),n}|^2)}$$

에 따라 설정하도록 제어하며, $\min(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최소 채널 이득을 의미하고, $\max(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최대 채널 이득을 의미하고, ρ_s는 제1 임계값을 의미하고, ρ_R은 제2 임계값을 의미하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 18

제11 항에 있어서, 상기 제어부는,

채널 추정을 수행하고, 상기 추정된 채널 상태에 따라 최적의 필터 타입을 선택하고, 상기 선택한 필터에 대한 정보를 송신단에게 전송하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 19

제18 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 필터에 대한 정보를 이용하여 상기 제1 임계값을 설정하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

청구항 20

제11 항에 있어서, 상기 제어부는,

상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작지 않은 경우, 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하도록 제어하는 것을 특징으로 하는 수신단.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 직교 진폭 변조(QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 필터 뱅크 멀티캐리어(FBMC: Filter-Bank Multi-Carrier) 시스템을 기반으로 하는 셀룰러 환경에서 주파수 영역(frequency domain) 등화(equalization) 방법 및 그 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 다중 반송파(carrier) 전송 기법 중 직교 진폭 변조(QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 기반 필터 뱅크 멀티캐리어(FBMC: Filter-Bank Multi-Carrier) 시스템은, M-탭(tap) 등화기(equalizer) 구조를 유지하면서 비트 에러율(BER: Bit Error Rate) 성능을 향상시키기 위한 주파수 영역(frequency domain) 등화(equalization) 기법이다.

[0003] 이때, QAM-FBMC 송수신 방법은 M개의 서브캐리어(subcarrier)를 짝수 번째와 홀수 번째로 구분하여 시간 축 및 주파수 축에 대한 직교성(orthogonal)을 만족하는 서로 다른 두 개의 필터를 통하여 신호를 송수신할 수 있다. 이 경우, 짝수(even) 번째 서브캐리어와 결합하는 필터를 제1 필터 또는 짝수 필터(even filter)라 하고, 홀수(odd) 번째 서브캐리어와 결합하는 필터를 제2 필터 또는 홀수 필터(odd filter) 등과 같이 명시할 수 있다. 이때 두 개의 필터, 즉 제1 필터 및 제2 필터는 직교성을 갖는 특성이 있어, QAM 신호의 전송 및 수신을 가능하게 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명은 직교 진폭 변조(QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 필터 뱅크 멀티캐리어(FBMC: Filter-Bank Multi-Carrier) 시스템을 기반으로 하는 셀룰러 환경에서 주파수 영역(frequency domain) 등화(equalization) 방법 및 그 장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0005] 또한, 심볼(symbol) 레벨(level) 등화기(equalizer)의 구조를 갖고, 버스트 에러(burst error)를 제거하기 위하여 간섭 제거(interference cancellation) 방법을 적용하는 방법을 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0006] 또한, 채널 이득에 따라 등화 방법과 간섭 제거 영역을 적응적으로(adaptive) 적용하는 방법 및 그 장치를 제공하는 것을 목적으로 한다.

[0007] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

[0008] 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 일 실시예에 따른 수신단의 신호 수신 방법은, 채널 추정을 수행하는 단계; 최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하는 단계; 및 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하는 단계;를 포함할 수 있다.

[0009] 또한, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는, 채널 이득이 미리 설정된 제2 임계값보다 작은 영역에 해당하는 제2 계층(layer)에 대하여 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0010] 또한, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는, 상기 채널 이득이 상기 제2 임계값보다 큰 영역에 해당하는 제1 계층(layer)에 대하여 1-탭(tap) 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0011] 또한, 상기 간섭제거 기반의 검출을 수행하는 단계는, 상기 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들을 신호 대 잡음비(SIR: Signal to Interference Ratio) 순서로 정렬하는 단계; 및 상기 정렬된 제2 계층에 해당하는 서브캐리어들에 대하여, SIR이 큰 서브캐리어부터 순차적으로 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)를 수행하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0012] 또한, 상기 계층적 검출을 수행하는 단계는, 상기 제1 계층에서 검출된 서브캐리어들을 이용하여 상기 제2 계층에 영향을 미치는 간섭을 제거하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0013] 또한, 상기 제1 임계값은, 다음 수학식

$$E[SIR]=10\log\left\{\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{\rho_s}\right\} \Rightarrow \rho_s=\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{10^{\frac{E[SIR]}{10}}}$$

[0014]

[0015] 에 따라 설정하고, 상기 E[SIR]은 평균 SIR을 의미하며, $E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]$은 최소 채널 이득을 의미하고, ρ_s는 제1 임계값을 의미하는 것을 일 수 있다.

[0016] 또한, 상기 제2 임계값은, 다음 수학식

$$\rho_R=\alpha\rho_s,\ where\ \alpha=\frac{\max(|H_{(m,m),n}|^2)}{\min(|H_{(m,m),n}|^2)}$$

[0017]

[0018] 에 따라 설정하고, $\min(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최소 채널 이득을 의미하고, $\max(|H_{(m,m),n}|^2)$은 최대 채널 이득을 의미하고, ρ_S는 제1 임계값을 의미하고, ρ_R은 제2 임계값을 의미하는 것일 수 있다.

[0019] 또한, 상기 신호 수신 방법은, 채널 추정을 수행하는 단계; 상기 추정된 채널 상태에 따라 최적의 필터 타입을 선택하는 단계; 및 상기 선택한 필터에 대한 정보를 송신단에게 전송하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0020] 또한, 상기 제1 임계값과 비교하는 단계는, 상기 필터에 대한 정보를 이용하여 상기 제1 임계값을 설정하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0021] 또한, 상기 신호 수신 방법은, 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작지 않은 경우, 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행하는 단계;를 더 포함할 수 있다.

[0022] 또한, 상기 목적을 달성하기 위해 본 발명의 일 실시예에 따른 수신단은, 송신단과 신호를 송수신하는 통신부; 및 채널 추정을 수행하고, 최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하고, 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하도록 제어하는 제어부;를 포함할 수 있다.

발명의 효과

[0023] 본 명세서의 일 실시예에 따르면, 직교 진폭 변조(QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 필터 뱅크 멀티캐리어(FBMC: Filter-Bank Multi-Carrier) 시스템을 기반으로 하는 셀룰러 환경에서 주파수 영역(frequency domain) 등화(equalization) 방법 및 그 장치를 제공할 수 있다.

[0024] 또한, 심볼(symbol) 레벨(level) 등화기(equalizer)의 구조를 갖고, 버스트 에러(burst error)를 제거하기 위하여 간섭 제거(interference cancellation) 방법을 적용하는 방법을 제공할 수 있다.

[0025] 또한, 채널 이득에 따라 등화 방법과 간섭 제거 영역을 적응적으로(adaptive) 적용하는 방법 및 그 장치를 제공할 수 있다.

[0026] 또한, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따르면 심볼 레벨 등화기(symbol level equalizer)의 구조를 유지하면서도 BER 측면에서 이득을 얻을 수 있는 방법임을 알 수 있다.

[0027] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0028] 도 1은 QAM 신호 기반 FBMC 시스템의 신호 송수신 방법을 개략적으로 도시한 도면이다.

도 2는 QAM 신호 기반 FBMC 시스템의 신호 송수신 방법의 등화기 구조에 따른 비트 에러율(BER) 성능의 일 예를 도시한 도면이다.

도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 등화 검출 방법의 흐름도를 도시한 도면이다.

도 4 및 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 간섭 제거 기반 검출 방법의 흐름도를 도시한 도면이다.

도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 영역 임계값에 따른 계층 구분의 일 예를 도시한 도면이다.

도 7은 본 발명의 일 실시 예에 따른 영역 임계값의 변화에 따른 계층 구분의 일 예를 도시한 도면이다.

도 8은 정렬된 연속적 간섭 제거 방법의 개념에 대하여 도시한 도면이다.

도 9 및 도 10은 본 발명의 일 실시 예에 따른 연속적 간섭 제거 방법의 개념에 대하여 도시한 도면이다.

도 11은 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 피드백 정보의 전송 방법에 대하여 도시한 도면이다.

도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 신호의 송수신 방법을 도시한 도면이다.

도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 신호의 송수신 방법의 다른 일 예를 도시한 도면이다.

도 14는 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 성능의 일 예들을 개략적으로 도시한 도면이다.

도 15는 본 발명의 일 실시 예에 따른 검출 방식 선택을 위한 임계값과, 간섭 제거를 수행할 영역을 선택하기 위한 임계값에 따른 성능의 일 예들을 개략적으로 도시한 도면이다.

도 16은 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 BER과 전체 간섭 제거를 수행하는 방법에 따른 BER의 일 예를 도시한 도면이다.

도 17은 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신단의 블록 구성도의 일 예이다.

도 18은 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신단의 블록 구성도의 일 예이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0029] 이하, 본 명세서의 실시 예의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0030] 실시 예를 설명함에 있어서 본 명세서의 실시 예가 속하는 기술 분야에 익히 알려져 있고 본 명세서의 실시 예와 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 명세서의 실시 예의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.

[0031] 하기에서 본 명세서의 실시 예를 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 명세서의 실시 예의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 명세서의 실시 예의 실시 예를 설명하기로 한다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0032] 도 1은 QAM 신호 기반 FBMC 시스템의 신호 송수신 방법을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0033] 도 1을 참고하면, 직교 진폭 변조(QAM: Quadrature Amplitude Modulation) 신호 기반 필터 뱅크 멀티캐리어(FBMC: Filter-Bank Multi-Carrier) 시스템은 M개의 서브캐리어(subcarrier)를 짝수 번째와 홀수 번째로 구분하여 시간 축 및 주파수 축에 대한 직교성(orthogonal)을 만족하는 서로 다른 두 개의 필터를 통하여 신호를 송수신할 수 있다. 이 때 두 개의 필터, 즉 제1 필터(125) 및 제2 필터(127)는 직교성을 갖는 특성이 있어, QAM 신호의 전송 및 수신을 가능하게 한다.

[0034] 즉, 송신단은 짝수 번째 서브캐리어를 제1 필터(125)를 통해 신호를 송신할 수 있고, 홀수 번째 서브캐리어를 제2 필터(127)를 통해 신호를 송신할 수 있다. 그리고 송신단에서 송신된 신호는 채널(130)을 통해 수신단에서 수신될 수 있다. 이때, 수신단에서는 필터링(filtering)뿐만 아니라 채널(130)에 의한 왜곡을 보상해 주기 위하여 직교 주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템과 동일한 주파수 영역(frequency domain) 1-탭(tap) 등화(equalization)을 수행할 수 있다. 그런데, FBMC 시스템은 OFDM 시스템과 달리 필터링 과정을 추가적으로 거치기 때문에, 두 가지 형태의 등화기(equalizer) 구조가 가능하다.

[0035] 도 1의 도면 부호 145로 도시된 바와 같이, 첫 번째 구조는 시간 영역(time domain)에서 필터링을 먼저 수행한 후, 주파수 영역에서 등화를 수행하는 구조가 있을 수 있다. 이 경우, OFDM 시스템과 동일하게 M-tap 등화기 구조를 갖게 된다. 이와 같이 시간 영역에서 필터링을 우선적으로 수행한 후 주파수 영역에서 등화(equalizing) 과정을 거치게 되는 경우, 필터링된 심볼(symbol)들에 대해 1-tap 등화를 수행하므로, 심볼 레벨 등화기(symbol level equalizer)라 부를 수 있다. 이와 같은 심볼 레벨 등화기의 경우, 시간 영역에서 필터링을 수행한 후 고속 푸리에 변환(FFT: Fast Fourier Transform)을 수행한 후 주파수 영역에서 등화가 수행된다. 이러한 심볼 레벨 등화기의 구조는 FFT의 크기가 M으로 고정되며, 시간-주파수 영역(time-frequency domain) 간 변환이 한번만 이루어지기 때문에 OFDM 시스템과 동일한 복잡도를 갖게 된다.

[0036] 한편, 두 번째 구조는 주파수 영역에서 등화를 먼저 수행한 후, 시간 영역에서 필터링을 수행하는 구조이다. 이 경우, 필터링이 아직 이루어지지 않은 시그널(signal) 레벨에서 1-tap 등화를 수행하므로, 시그널 레벨 등화기(signal level equalizer)라 부를 수 있다. 이와 같은 시그널 레벨 등화기의 경우, 시간 영역에서 필터링을 수행하기 전, 수신 신호에 대하여 FFT를 수행한 후, 주파수 영역에서 등화를 수행할 수 있다. 그 후, 수신단은 역고속 푸리에 변환(IFFT: Inverse Fast Fourier Transform)을 수행하여 시간 영역에서 필터링을 수행하고, 필터링된 신호에 대하여 다시 FFT를 수행할 수 있다. 이러한 시그널 레벨 등화기의 경우 시간-주파수 영역 간 변환이 세 번 반복하는 구조를 갖게 되지만, FBMC 시스템의 오버샘플링(oversampling)된 특성을 반영하여 KM-tap 등

화기(equalizer) 구조를 구성할 수 있다.

[0037] 도 2는 QAM 신호 기반 FBMC 시스템의 신호 송수신 방법의 등화기 구조에 따른 비트 에러율(BER) 성능의 일 예를 도시한 도면이다.

[0038] 도 2를 참고하면, 심볼 레벨 등화기의 경우, 230으로 도시된 바와 같이 FBMC 시스템의 오버샘플링(oversampling)된 특성을 반영하지 못하기 때문에, 지연 확산(delay spread)가 강한 환경에서의 열화가 심각할 수 있다.

[0039] 반면, 시그널 레벨 등화기는 그 구조의 특성상 FBMC 시스템의 오버샘플링된 특성을 반영할 수 있다는 장점이 있다. 즉, 도 2의 240으로 도시된 바와 같이 지연 확산이 강한 환경에서도 성능의 열화가 거의 없을 수 있다. 그러나, 시그널 레벨 등화기의 경우에는, 주파수 영역에서 등화를 수행한 후, 다시 시간 영역의 신호로 변환을 하여 필터링을 수행하여야 한다. 때문에 시간-주파수 영역 간 변환이 반복적으로 이루어져야 한다. 또한 오버샘플링 특성을 반영하기 위해 FFT의 크기 또한 필터의 차수(order)에 비례하여 커지게 되는 등 복잡도가 크게 증가할 수 있다.

[0040] 이하에서는, QAM 신호 기반 FBMC 시스템에 적합한 주파수 영역 등화 방법 및 장치에 대하여 살펴보도록 한다. 좀 더 구체적으로, 기본적으로 심볼 레벨 등화기의 구조를 갖고, 성능 저하의 원인이 되는 버스트 에러(burst error)를 제거하기 위한 간섭 제거(interference cancellation) 방법을 적용하는 방법에 대하여 살펴본다. 또한, 지연 확산이 강한 환경에서 잔여 간섭(residual interference)에 의해 발생하는 버스트 에러를 제거하기 위한 계층적 검출(layered detection) 방식을 적용하는 등화 방법을 살펴본다. 이때, 선택 임계값(selection threshold)에 따라 M-tap 등화 검출과 계층적 검출을 선택적으로 사용하고, 영역 임계값(region threshold)에 따라 간섭 제거(interference cancellation)를 할 영역(region)을 적응적으로(adaptive) 결정하는 방법에 대해서 살펴본다. 또한, 현재 채널 상태에 적합한 필터를 사용하기 위해 수신단은 필터 지시자(FI: Filter Indicator)를 송신단에게 전달하는 방법에 대해서 살펴본다. 그리고 FI에 의해 정해진 필터를 기반으로 수신단에서 계층적 검출의 임계값을 설정하는 방법에 대해서 살펴보도록 한다.

[0041] QAM 신호 기반의 FBMC 시스템의 경우, OFDM 시스템과 달리 CP(Cyclic Prefix)가 존재하지 않는다. 때문에 QAM-FBMC 시스템의 경우 지연 확산(delay spread) 환경에서 심볼 간 간섭(ISI: Inter-Symbol Interference)가 존재할 수 있다. 그리고 이러한 ISI는 주파수 영역(frequency domain)에서 필터의 주파수 가둠(frequency confinement) 특성에 따라 캐리어 간 간섭(ICI: Inter-Carrier Interference)로 영향을 미칠 수 있다. 이러한 영향을 고려한 수신 신호는 다음 [수학식 1]과 같은 수 있다.

수학식 1

[0042]

$$Y_{m_0,n_0}=H_{(m_0,m_0),n_0}X_{m_0,n_0}+\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq n_0}}^{\infty}\sum_{\substack{m=0 \\ m\neq m_0}}^{M-1}H_{(m,m_0),n}X_{m,n}+N_{m_0,n_0}$$

[0043] 이 때, Y_{m_0,n_0}는 실제 수신된 신호를 의미하고, $H_{(m_0,m_0),n_0}X_{m_0,n_0}$는 수신되기를 원하는 신호(desired signal)을 의미하며, $\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq n_0}}^{\infty}\sum_{\substack{m=0 \\ m\neq m_0}}^{M-1}H_{(m,m_0),n}X_{m,n}$는 간섭 신호를 의미한다. 그리고 m_0는 수신되기 원하는 주파수(desired frequency)의 인덱스(index), n_0는 수신되기 원하는 시간(desired time)의 인덱스를 의미한다. 그리고 N_{m_0,n_0}는 잡음을 의미한다.

[0044] 또한, 수신 신호의 신호 대 간섭 비(SIR: Signal to Interference Ratio)는 다음 [수학식 2]와 같이 정의될 수

있다.

수학식 2

[0045]
$$SIR=\frac{|H_{(m_0,m_0),n_0}X_{m_0,n_0}|^2}{\sum_{\substack{n=-\infty \\ n\neq n_0}}^{\infty}\sum_{\substack{m=0 \\ m\neq m_0}}^{M-1}|H_{(m,m_0),n}X_{m,n}|^2}$$

[0046] 상기 [수학식 2]를 기반으로 ITU 페데스트리안 채널(ITU pedestrian channel)에서의 평균 SIR을 구하면 다음 [표 1]과 같은 수 있다.

표 1

[0047]

	Even-Even	Even-Odd	Odd-Odd
SIR	약 45dB	약 38dB	약 20dB

[0048] 상기 [표 1]에 나타난 바와 같이, 짝수 번째-짝수 번째 서브캐리어 간 SIR은 약 45dB이며, 짝수 번째-홀수 번째 서브캐리어 간 SIR은 약 38dB이며, 홀수 번째-홀수 번째 서브캐리어 간 SIR은 약 20dB일 수 있다. 이와 같이, 지연 확산 환경 하에서 성능 열화의 주요 원인은 SIR이 가장 취약한 홀수 번째-홀수 번째 서브캐리어 간 간섭임을 확인할 수 있다.

[0049] 이러한 잔여 간섭(residual interference)의 문제를 해결하기 위하여 주파수 영역에서의 전체 채널(channel)을 살펴보면 다음 [수학식 3]과 같을 수 있다.

수학식 3

[0050]
$$H_{(m_k,m_l),n}=H^{PHY}_{(m_k,m_l),n}P_{(m_k,m_l),n}$$

[0051] 이 때, H^{PHY}는 물리 채널(physical channel)을 의미하며, P는 필터의 주파수 응답(frequency response of filter)을 의미한다.

[0052] 상기 [수학식 3]을 통해 근접 서브캐리어(adjacent subcarrier) 간에는 필터의 응답에 지배적인(dominant) 영향을 받지만, 멀리 떨어져 있는 서브캐리어(far subcarrier) 간에는 물리 채널에 지배적인(dominant) 영향을 받음을 알 수 있다. 즉, ICI가 광범위하게 영향을 미치는 FBMC 시스템의 경우 물리 채널 이득(physical channel gain)의 최소값이 성능에 매우 중요한 영향을 주는 것임을 알 수 있다. 그러므로 FBMC 시스템에서 일정 채널 이득을 보장받지 못할 경우 ICI에 의해 특정 서브캐리어 구간에 대한 검출(detection)이 불가능할 수 있다. 따라서 심볼 레벨 등화기 구조에서 채널 이득이 낮을 때 발생하는 버스트 에러(burst error)를 제어하기 위해서 간섭 제거(interference cancellation) 기법을 적용할 필요가 있다.

[0053] 도 3은 본 발명의 일 실시 예에 따른 등화 검출 방법의 흐름도를 도시한 도면이다.

[0054] 도 3을 참고하면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 등화기는, 채널 이득에 따라 등화 방식을 결정할 수 있다. 좀 더 구체적으로, 상술한 바와 같이 심볼 레벨 등화기 구조에서의 성능 열화는 채널 이득이 낮을 때의 버스트 에러(burst error)가 주요 원인일 수 있다. 따라서, 본 발명의 일 실시 예에 따른 등화기는 채널 이득에 따라 등화 방식을 선택할 수 있다.

[0055] 즉, 310 단계에서, 원하는 채널 이득의 최소값이 미리 설정된 임계값보다 높은지 여부를 판단할 수 있다. 이때의 임계값을 선택 임계값(selection threshold)(ρ_s)라 칭하기로 한다. 그러나 이는 편의를 위한 용어일 뿐이며, 등화 방식을 선택하기 위하여 채널 이득과 비교하기 위한 미리 설정된 임계값이라면 그 용어를 불문하고 이

에 적용될 수 있다. 이에, 필요에 따라 이 임계값을 제1 임계값 등과 같이 표현할 수도 있다.

[0056] 310 단계에서 판단 결과 채널 이득의 최소값이 선택 임계값(ρ_S)보다 큰 경우에는 320 단계에서 1-tap 등화기를 기반으로 검출(detection)을 수행할 수 있다. 한편, 실시 예에 따라 채널 이득의 최소값이 선택 임계값(ρ_S) 이상인 경우에 1-tap 등화기를 기반으로 검출(detection)을 수행할 수도 있다.

[0057] 반면, 채널 이득의 최소값이 선택 임계값(ρ_S) 이하인 경우에는 330 단계에서 간섭 제거(interference cancellation)를 기반으로 검출(detection)을 수행하게 된다. 또는, 실시 예에 따라 채널 이득의 최소값이 선택 임계값(ρ_S) 미만인 경우에 간섭 제거(interference cancellation)를 기반으로 검출(detection)을 수행할 수도 있다. 한편, 간섭 제거(interference cancellation)를 기반으로 하는 검출은 버스트 에러가 발생하는 FBMC 시스템을 고려하여 계층적(layered) 구조를 갖게 된다. 즉, 모든 서브캐리어 영역이 아닌 특정 계층(layer)에 해당하는 영역(region)에 대하여서만 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)을 수행할 수 있다. 이 때, 상기 계층(layer)라는 용어는 채널 이득과 적어도 하나의 임계값을 비교하여 채널 이득이 상기 임계값보다 큰 영역과 그 이하인 영역(또는 임계값 이상인 영역과 그 미만인 영역)을 구분하기 위한 용어를 의미하는 것이다. 예를 들면, 채널 이득이 제1 임계값보다 큰 영역을 제1 계층(1^{st} layer), 제1 임계값 이하인 영역을 제2 계층(2^{nd} layer)과 같이 지칭할 수 있다. 그리고 이 때 연속적 간섭 제거를 수행하기 위한 영역을 설정하기 위하여, 채널 이득과 비교하기 위한 상기 임계값을, 예를 들면 영역 임계값(region threshold)(ρ_R)라 칭할 수 있다. 그러나 이는 편의를 위한 용어일 뿐이며, 연석적 간섭 제거를 수행하기 위한 영역을 설정하기 위하여 채널 이득과 비교하기 위한 미리 설정된 임계값이라면 그 용어를 불문하고 이에 적용될 수 있다. 이에, 필요에 따라 이 임계값을 제2 임계값 등과 같이 표현할 수도 있다. 또한, 상기 제1 계층과 제2 계층의 용어도 채널 이득과 영역 임계값을 비교하여 구별하기 위한 용어이며, 이는 예를 들면 A 계층, B 계층 등과 같이 구별을 할 수도 있다.

[0058] 이에 따라, 영역 임계값(ρ_R)을 넘는 첫 번째 계층(layer)(또는 제1 계층)에 해당하는 서브캐리어들에 대해서는 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행할 수 있다. 그리고 그 이외의 서브캐리어들, 즉 영역 임계값(ρ_R) 이하인 두 번째 계층(layer)에 해당하는 서브캐리어들에 대해서는 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행할 수 있다. 이 때, 두 번째 계층(또는 제2 계층)의 경우, 실시 예에 따라 SIR 순서로 정렬(ordering)을 수행한 후 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)를 함으로써, 에러 전파(error propagation)을 최소화할 수 있다. 이에 대한 구체적인 설명은 후술하기로 한다.

[0059] 도 4 및 도 5는 본 발명의 일 실시 예에 따른 간섭 제거 기반 검출 방법의 흐름도를 도시한 도면이다. 그리고 도 6은 본 발명의 일 실시 예에 따른 영역 임계값에 따른 계층 구분의 일 예를 도시한 도면이다.

[0060] 이때, 도 4 및 도 5에 도시된 흐름도는 도 3의 310 단계에서 판단 결과 채널 이득의 최소값이 선택 임계값(ρ_S) 이하인 경우에, 간섭 제거 기반의 검출을 수행하는 330 단계를 구체적으로 도시한 도면이다.

[0061] 도 4를 참고하면, 410 단계에서 수신단은 모든 채널 이득을 영역 임계값(region threshold)(ρ_R)과 비교할 수 있다. 즉, 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation)를 수행할 제2 계층(layer)에 해당하는 서브캐리어들을 선정하기 위하여 모든 채널 이득을 영역 임계값(ρ_R)과 비교할 수 있다.

[0062] 비교 결과, 채널 이득이 영역 임계값(ρ_R)보다 큰 경우(또는 실시 예에 따라 영역 임계값 이상인 경우), 420

단계에서 그에 해당하는 서브캐리어를 제1 계층으로 선택할 수 있다. 반면, 채널 이득이 영역 임계값(ρ_R) 이하인 경우(또는 실시 예에 따라 영역 임계값 미만인 경우), 430 단계에서 그에 해당하는 서브캐리어를 제2 계층으로 선택할 수 있다.

[0063] 즉, 도 6을 참고하면, 채널 이득과 영역 임계값(ρ_R)을 비교하여, 채널 이득이 영역 임계값(ρ_R)보다 큰 영역의 서브캐리어는 제1 영역(610)으로 선택할 수 있다. 그리고 채널 이득이 영역 임계값(ρ_R)보다 작은 영역의 서브캐리어는 제2 영역(620)으로 선택할 수 있다.

[0064] 다시 도 4로 돌아와서, 440 단계에서 수신단은 전체 서브캐리어에 대하여 그 채널 이득과 영역 임계값(ρ_R)의 비교가 되었는지 여부를 판단할 수 있다. 판단 결과 전체 서브캐리어에 대하여 계층 선택이 완료되지 않은 경우 410 단계로 돌아가 다음 서브캐리어에 대한 계층 선택을 진행할 수 있다. 한편, 이러한 계층 선택은 홀수 번째 서브캐리어(odd subcarrier)에 대해서만 수행하면 되므로, 실시 예에 따라 전체 서브캐리어의 수 중 1/2만에 대해서 비교를 수행할 수도 있다.

[0065] 이후, 전체 서브캐리어에 대한 계층 선택이 완료된 경우, 450 단계 및 460 단계에서 수신단은 제1 계층에 해당하는 서브캐리어에 대하여 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)을 수행할 수 있다. 이는 종래의 1-tap 등화기를 이용하여 검출(detection)과 그 수행 방법이 유사하므로, 구체적인 설명은 생략하기로 한다.

[0066] 그리고, 470 단계에서 수신단은 나머지 제2 계층에 대하여 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행할 수 있다. 이에 대하여는 도 5를 참고하여 구체적으로 설명하도록 한다.

[0067] 도 5를 참고하면, 510 단계에서 수신단은 제1 계층의 심볼들을 기반으로 제2 계층에 영향을 미치는 간섭을 한번에 제거할 수 있다. 즉, 이 경우에 제1 계층에 속하는 서브캐리어들로 인하여 제2 계층에 미치는 간섭을 제1 계층에 속하는 서브캐리어들 순서대로 제거하는 것이 아니라, 제1 계층의 심볼들로 인한 간섭들을 한번에 제거할 수 있다.

[0068] 그 후, 520 단계에서 제2 계층에 속하는 심볼들을 SIR 순서로 정렬(ordering)할 수 있다. 이때, 실시 예에 따라 상기 510 단계와 520 단계의 순서는 바뀔 수 있다.

[0069] 이후, 530 단계 및 540 단계에서 수신단은 첫 번째 심볼에 대하여 1-tap 등화기를 이용하여 검출을 수행할 수 있다. 그리고, 550 단계에서 수신단은 검출을 수행한 심볼로 인하여 제2 계층의 나머지 서브캐리어들에 미치는 간섭을 제거할 수 있다. 그리고, 560 단계에서 제2 계층에 속한 모든 서브캐리어들에 대한 검출이 완료되었는지 여부를 판단하고, 완료되지 않은 경우 530 단계로 돌아가 다음 심볼에 대하여 검출을 수행할 수 있다. 그리고, 550 단계에서 마찬가지로 검출을 수행한 심볼로 인한 간섭을 제거할 수 있다.

[0070] 이와 같은 연속적 간섭 제거(successive interference cancellation) 기반의 검출에 대한 구체적인 설명은 후술하도록 한다.

[0071] 도 7은 본 발명의 일 실시 예에 따른 영역 임계값의 변화에 따른 계층 구분의 일 예를 도시한 도면이다.

[0072] 도 7의 (a)를 참고하면, 필터의 주파수 가둠(frequency confinement) 특성이 상대적으로 좋은 경우에, 평균 SIR이 커짐으로 인해 영역 임계값(ρ_R)(730)은 작아질 수 있다. 때문에, 제2 계층(720)에 해당하는 심볼들의 수는 줄어들 수 있다.

[0073] 반면, 도 7의 (b)를 참고하면, 필터의 주파수 가둠(frequency confinement) 특성이 상대적으로 나쁜 경우, 평균 SIR이 작아짐으로 인해 영역 임계값(ρ_R)(735)은 커질 수 있다. 때문에, 제2 계층(725)에 해당하는 심볼들의 수가 도 7의 (a)에 비하여 늘어날 수 있다.

[0074] 이상에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 등화 검출 방법에 대하여 살펴보았다.

[0075] 이하에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 연속적 간섭 제거 방법에 대하여 좀 더 구체적으로 살펴보도록 한다.

[0076] 도 8은 정렬된 연속적 간섭 제거 방법의 개념에 대하여 도시한 도면이다. 그리고 도 9 및 도 10은 본 발명의 일 실시 예에 따른 연속적 간섭 제거 방법의 개념에 대하여 도시한 도면이다.

[0077] 정렬된 연속적 간섭 제거(OCIC: Ordered Successive Interference Cancellation)를 기반으로 하는 신호 검출(detection) 방법은, 다중-입력 다중-출력(MIMO: Multiple-Input Multiple-Output) 시스템에서 스트림(stream) 간 간섭(interference), 안테나 간 간섭(IAI: Inter-Antenna Interference)을 제거하기 위하여 사용될 수 있다.

[0078] 그런데, MIMO 시스템에서 전송하는 독립 스트림(independent stream)의 개수는 송신 안테나의 개수보다 작으므로 순차적인(sequential) 검출(detection) 방식에 큰 부담이 없다. 즉, MIMO 시스템에서의 스트림의 개수($n_{s,MIMO}$)개의 스트림을 신호 대 간섭 및 잡음 비(SINR: Signal To Interference plus Noise Ratio) 또는 SIR 순서대로 정렬(ordering)한 후, 연속적으로(successive) 검출을 할 수 있다. 이 경우, $n_{s,MIMO}$ 번의 순차적인 검출과 $n_{s,MIMO}$ - 1 번의 간섭 제거 과정이 필요하다.

[0079] 도 8을 참고하면, 예를 들면 4 개의 심볼이 존재하는 경우, 수신단은 (a) 단계에서 4 개의 심볼을 SIR 순서대로 정렬할 수 있다.

[0080] 그리고, 수신단은 (b) 단계에서 SIR이 가장 큰 심볼(S2)에 대하여 검출을 수행하고, S2 심볼로 인한 간섭을 나머지 심볼, S1, S3, S4에서 제거할 수 있다.

[0081] 그 후, (c) 단계에서 다음으로 수신단은 SIR이 큰 S1 심볼을 검출하고, S1 심볼로 인한 간섭을 S3, S4 심볼에서 제거할 수 있다. 그리고, (d) 단계에서 다음으로 SIR이 큰 S4 심볼을 검출하고, 그로 인한 간섭을 S3 심볼에서 제거할 수 있다. 마지막으로, 수신단은 남은 S3 심볼을 검출할 수 있다.

[0082] 이와 같이 모든 심볼들에 대하여 순차적인 검출과 간섭 제거를 수행하는 경우, 심볼의 개수 즉, $n_{s,MIMO}$ 번(도 8에 도시된 예에서는 4번)의 검출 과정이 필요하다. 그리고 $n_{s,MIMO}$ - 1 번(도 8에 도시된 예에서는 3번)의 간섭 제거 과정이 필요하다.

[0083] 그런데, QAM-FBMC 시스템에서 전송하는 스트림의 개수($n_{s,FBMC}$)는 시스템에서 사용하고 있는 서브캐리어의 개수($n_{subcarrier}$)와 동일하다. 이 경우, FBMC의 ICI를 해결하기 위하여 OSIC를 적용하는 경우, 스트림의 개수가 매우 많아지게 되므로, 기존 OSIC와 동일하게 전체 스트림에 대해서 순차적인(sequential) 검출(detection)을 하는 것은 부담으로 작용할 수 있다. 즉, 스트림의 개수($n_{s,FBMC}$) 개의 스트림을 SINR 순서대로 정렬(ordering)한 후, 순차적으로 검출을 수행하는 경우, $n_{s,FBMC}$ 번의 순차적인 검출과 $n_{s,FBMC}$ - 1 번의 간섭 제거 과정이 필요하다. 그런데, 상술한 바와 같이 FBMC 시스템에서 전송하는 스트림의 개수($n_{s,FBMC}$)는 MIMO 시스템에서 전송하는 스트림의 개수($n_{s,MIMO}$)보다 매우 많다.

[0084] 따라서, 영역 임계값(ρ_R)을 통해 전체 서브캐리어를 적어도 두 개의 계층(layer)으로 나누고, 첫 번째 계층에 대해서는 연속적 검출(successive detection)이 아닌 1-tap 등화기를 이용해 동시에 검출(parallel detection)을 수행할 수 있다.

[0085] 그리고, 나머지 두 번째 계층에 대해서는 영역을 검출하기 전에, 첫 번째 계층에서 검출된 스트림들을 이용하여 한번에 간섭들을 제거하고, 그 후에 순차적인 검출을 수행할 수 있다.

[0086] 이러한 방법을 통해 연속적 검출(successive detection)을 수행해야 할 구간을 크게 줄일 수 있다. 즉, 두 번째 계층(제2 계층)의 스트림의 개수($n_{s,2nd}$)개의 스트림을 SINR 순서대로 정렬(ordering)한 후, 연속적으로 검출을 수행하는 경우, $n_{s,2nd}$ + 1 번의 순차적인 검출과 $n_{s,2nd}$ 번의 간섭 제거 과정이 필요하다.

[0087] 도 9를 참고하면, FBMC 시스템에서 수신단은 (a) 단계에서 영역 임계값(ρ_R)과 채널 이득을 비교하여 심볼들을 제1 계층(1-1, 1-2)과 제2 계층(2)으로 구분할 수 있다.

[0088] 그리고, 수신단은 (b) 단계에서 제1 계층(1-1, 1-2)에 속하는 심볼들에 대하여 동시에 검출을 수행할 수 있다. 그리고, 제1 계층에 속하는 심볼들로 인하여 제2 계층(2)에 속하는 심볼들에 미치는 간섭을 한번에 제거할 수

있다.

[0089] 이후, 도 10을 참고하면, (a) 단계에서 수신단은 제2 계층(2)에 속하는 심볼들을 SIR 또는 SINR 순서대로 정렬(ordering)할 수 있다. 이때, 상술한 바와 같이 제2 계층(2)에 속하는 심볼들의 경우, 제1 계층의 심볼들로부터 오는 간섭들이 모두 제거되어 있는 상태이다.

[0090] 그리고 수신단은 (b) 단계에서 SIR이 가장 큰 S_{k+1} 심볼의 검출을 수행하고, S_{k+1} 심볼로 인한 간섭을 S_k, S_{k+2}, S_{k+2} 심볼에서 제거할 수 있다.

[0091] 그 후, (c) 단계에서 수신단은 다음으로 SIR이 큰 S_k 심볼을 검출하고, S_k 심볼로 인한 간섭을 S_{k+3}, S_{k+2} 심볼에서 제거할 수 있다. 그리고, (d) 단계에서 다음으로 SIR이 큰 S_{k+3} 심볼을 검출하고, 그로 인한 간섭을 S_{k+2} 심볼에서 제거할 수 있다. 마지막으로, 수신단은 남은 S_{k+2} 심볼을 검출할 수 있다.

[0092] 이와 같이, 영역 임계값(ρ_R)과 채널 이득을 비교하여 서브캐리어들을 제1 계층과 제2 계층으로 구별한 후, 제2 계층에 대하여만 연속적 검출(successive detection)을 수행하는 경우에, 제2 계층에 속하는 심볼의 개수 + 1 번, 즉 $n_{s,2nd}$ + 1 번(도 9 및 도 10에 도시된 예에서는 5번)의 검출 과정이 필요하다. 즉, 제1 계층의 심볼 검출을 위한 1 번과, 제2 계층에 속하는 심볼의 검출을 위한 $n_{s,2nd}$ 번의 검출 과정이 필요하다. 그리고 $n_{s,2nd}$ 번(도 9 및 도 10에 도시된 예에서는 4번)의 간섭 제거 과정이 필요하다. 즉, 제1 계층의 심볼로 인한 제2 계층의 심볼에 대한 간섭 제거를 위한 1 번과, 제2 계층의 연속적 간섭 제거를 위한 $n_{s,2nd}$ - 1 번의 간섭 제거 과정이 필요하다.

[0093] 그런데, 이와 같은 검출 방법의 경우, 일반적으로 제1 계층에 속하는 심볼의 개수($n_{s,1st}$)가 제2 계층에 속하는 심볼의 개수($n_{s,2nd}$)보다 매우 크기 때문에($n_{s,1st} \gg n_{s,2nd}$), 순차적 검출과 간섭 제거의 수를 크게 주일 수 있다. 때문에, 처리 시간(process time)이 매우 짧아지며 전력 소모(power consumption) 역시 많이 줄일 수 있다.

[0094] 하기 [표 2]는 기존의 OSIC와 본 발명의 일 실시 예에 따른 OSIC의 처리 과정의 수를 비교한 것이다. 이때, N은 $n_{s,2nd}$ 보다 매우 큰 값이므로, 본 발명의 일 실시 예에 따르는 경우 그 처리 효율이 높아질 수 있다.

표 2

[0095]

	일반적인 방법	계층적 검출 방법
순차적 검출	N 번	$n_{s,2nd}$ + 1 번
간섭 제거	N - 1 번	$n_{s,2nd}$ 번

[0096] 이상에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 연속적 간섭 제거 방법에 대하여 살펴보았다.

[0097] 이하에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 임계값들을 설정하는 방법에 대하여 살펴보도록 한다.

[0098] 상술한 바와 같이, 계층적 검출은 채널 상태에 적합한 검출 방식을 선택하고, 간섭 제거를 수행할 영역(region)을 선택하기 위하여 두 종류의 임계값을 설정하였다.

[0099] 먼저, 채널 상태에 따른 적합한 검출 방식을 선택하기 위한 선택 임계값(ρ_S)을 설정하는 방법에 대하여 살펴보도록 한다.

[0100] 선택 임계값(ρ_S)은 가장 작은 원하는 채널 이득(desired channel gain)에 대해 평균 SIR(E[SIR])을 보장하기 위하여, 주어진 시스템에서 사용하는 필터와 현재 채널의 특성에 따라 계산할 수 있다. 예를 들면 선택 임계값(ρ_S)은 다음 [수학식 4]와 같이 정의될 수 있다.

수학식 4

[0101]

$$E[SIR]=10\log\left\{\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{\rho_s}\right\} \Rightarrow \rho_s=\frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{10^{\frac{E[SIR]}{10}}}$$

[0102] 즉, 선택 임계값(ρ_s)은 가장 작은 채널 이득에서의 성능을 보장하기 위한 간섭으로 해석할 수 있다. 위와 같이 선택 임계값(ρ_s)을 정의함으로써 간섭을 견딜 수 있는 채널 환경에 대해서는 1-tap 등화를 수행하고, 그렇지 못한 경우에는 계층적 검출(layered detection)을 수행할 수 있다. 이를 통해 불필요한 간섭 제거(interference cancellation) 과정을 최소화 할 수 있다.

[0103] 다음으로, 계층적 검출(layered detection)을 수행하는 것으로 결정된 경우에 간섭 제거를 수행할 영역(region)을 선택하기 위한 영역 임계값(ρ_R)을 설정하는 방법에 대하여 살펴보도록 한다.

[0104] 영역 임계값(ρ_R)은 예를 들면, 다음 [수학식 5]와 같이 정의될 수 있다.

수학식 5

[0105]

$$\rho_R=\alpha\rho_s,\ where\ \alpha=\frac{\max(|H_{(m,m),n}|^2)}{\min(|H_{(m,m),n}|^2)}$$

[0106] 이때, 최대 채널 이득($\max(|H_{(m,m),n}|^2)$)과 최소 채널 이득($\min(|H_{(m,m),n}|^2)$)의 비로 정의한 상수 α는 현재 채널에서 버스트 에러(burst error)가 발생할 영역(region)에 대한 지표가 될 수 있다. 따라서 상수 α를 선택 임계값(ρ_s)과 곱함으로써 현재 채널에서 버스트 에러(burst error)가 발생할 영역에 대한 최대 간섭 크기의 예상이 가능하다. 이때, 상기 최대 채널 이득과 최소 채널 이득의 차이가 크면, 간섭이 많아져 간섭 제거를 적용할 영역이 증가할 수 있다. 이를 통해 계층적 검출(layered detection)에서 간섭 제거(interference cancellation)를 적용할 영역을 채널 환경에 따라 적응적으로(adaptive) 줄이면서도 성능 저하를 최소화 할 수 있다.

[0107] 이상에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 임계값들을 설정하는 방법에 대하여 살펴보았다.

[0108] 이하에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 피드백 정보의 전송 방법에 대하여 살펴보도록 한다.

[0109] 도 11은 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 피드백 정보의 전송 방법에 대하여 도시한 도면이다.

[0110] 두 개의 서로 다른 필터들을 사용하는 QAM 신호 기반 FBMC 시스템은 각 채널의 상황에 적합한 필터의 설계가 가능하다. 예를 들면, 지연 확산(delay spread)의 영향이 작은 환경에서는 직교성(orthogonal)이 강한 필터들의 성능이 우수하며, 지연 확산의 영향이 강한 환경에서는 주파수 가둠(frequency confinement) 특성에 최적화된 필터들의 성능이 우수할 수 있다. 따라서, 송신단에서는 현재 채널에 적합한 필터를 사용하기 위해 수신단으로부터 피드백 정보(feedback information), 필터 지시자(FI: Filter Indicator)를 수신할 필요가 있다.

[0111] 좀 더 구체적으로 살펴보면, 1110 단계에서 수신단은 채널 추정(channel estimation)을 수행한 후, 현재 채널

상태에 적합한 필터의 타입을 선택할 수 있다. 그리고, 수신단은 1120 단계에서 선택한 필터에 대한 정보를 포함하는 FI를 송신단에게 피드백할 수 있다.

[0112] 수신단으로부터 현재 채널 상태에 적합한 필터에 대한 정보를 포함하는 FI를 피드백 받은 송신단은, 1130 단계에서 수신한 FI를 기반으로 필터를 선택하고 그에 따라 FBMC 심볼을 전송할 수 있다.

[0113] 한편, 1140 단계에서 수신단은 상기 1110 단계에서 선택한 필터를 기반으로 계층적 검출(layered detection)에서 사용하는 임계값들, 즉 선택 임계값(ρ_S) 및 영역 임계값(ρ_R)을 정할 수 있다. 그리고 수신단은 송신단이 송신한 신호를 상기 설정한 임계값을 이용하여 계층적 검출(layered detection)을 수행할 수 있다.

[0114] 이상에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 계층적 검출을 위한 피드백 정보의 전송 방법에 대하여 살펴보았다.

[0115] 이하에서는, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 대하여 살펴보도록 한다.

[0116] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 신호의 송수신 방법을 도시한 도면이다.

[0117] 도 12를 참고하면, 수신단은 채널 추정을 하고, 현재 채널에 적합한 필터를 선택한 후 필터 정보를 송신단으로 피드백할 수 있다. 즉, 1210 단계에서 수신단은 파일럿 신호를 이용하여 채널을 추정할 수 있다. 그 후, 1215 단계에서 수신단은 추정한 채널을 기반으로 가장 적합한 필터를 선택할 수 있다. 그리고 1220 단계에서 수신단은 추정 채널과 선택된 필터를 기반으로 선택 임계값(ρ_S) 및 영역 임계값(ρ_R) 중 적어도 하나를 계산할 수 있다. 그리고, 1225 단계에서 수신단은 선택된 필터에 대한 정보를 송신단에게 전송할 수 있다. 이때, 실시 예에 따라 수신단은 선택된 필터에 해당하는 인덱스(index)와 같은 식별 정보를 송신단에게 피드백할 수 있다.

[0118] 이후, 송신단에서 수신단으로부터 수신한 필터 정보를 기반으로 FBMC 신호를 전송한 경우에, 수신단은 1230 단계에서 수신된 FBMC 신호에서 각 필터들에 해당하는 신호들을 분리할 수 있다. 이후, 수신단은 계층적 검출(layered detection)을 수행할 수 있다.

[0119] 즉, 수신단은 1240 단계에서 해당 필터의 선택 임계값(ρ_S)과 필터가 속한 채널의 최소 이득의 크기를 비교할 수 있다. 비교 결과, 최소 채널 이득이 선택 임계값(ρ_S)보다 큰 경우, 1250 단계에서 수신단은 1-tap 등화를 수행할 수 있다.

[0120] 반면, 최소 채널 이득이 선택 임계값(ρ_S)보다 크지 않은 경우, 수신단은 1260 단계에서 해당 필터에 해당하는 영역 임계값(ρ_R)을 계산할 수 있다.

[0121] 그리고, 수신단은 1270 단계에서 해당 필터의 영역 임계값(ρ_R)과 필터가 속한 채널들의 이득 크기를 비교하여 각 심볼들, 즉 서브캐리어들이 속하는 계층(layer)을 선택할 수 있다. 예를 들면, 채널 이득 크기가 영역 임계값(ρ_R)보다 큰 경우 해당 심볼은 제1 계층으로 선택되고, 채널 이득의 크기가 영역 임계값(ρ_R)보다 크지 않은 경우 해당 심볼은 제2 계층으로 선택될 수 있다.

[0122] 이후, 1280 단계에서 수신단은 제1 계층에 해당하는 심볼들에 대하여 1-tap 등화를 수행할 수 있다.

[0123] 그리고 1290 단계에서 수신단은 검출(detection)된 제1 계층의 심볼들을 기반으로 제2 계층에 영향을 미치는 간섭들을 한번에 제거할 수 있다. 그 후 수신단은 1295 단계에서 제2 계층에 해당하는 심볼들을 SIR 순서대로 정렬(ordering)한 후 간섭 제거(interference cancellation)을 기반으로 연속적 검출(successive detection)을 수행할 수 있다.

[0124] 각 단계에 대한 구체적인 설명은 상술하였으므로 그 설명은 생략하기로 한다.

[0125] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 신호의 송수신 방법의 다른 일 예를 도시한 도면이다.

[0126] 도 13의 경우에는, FBMC에 사용하는 필터가 복수 개 존재하는 경우에 대한 동작 방법에 대하여 도시한 도면이다.

[0127] 도 13을 참고하면, FBMC에 사용하는 필터가 복수 개 존재하는 경우, 각 필터 별로 계층적 검출(layered detection)을 수행할 수 있다.

[0128] 즉, 송신단이 1310 단계에서 신호를 모듈레이션(modulation)하여, 1320 단계에서 제1 필터를 통해 전송한 경우, 채널(1330)을 통해 수신단에 수신될 수 있다. 그리고 1340 단계에서 수신단은 제1 필터를 통해 송신된 신호를 수신하여 디모듈레이션(demodulation)을 수행하고, 1390 단계에서 제1 필터에 대한 계층적 검출을 수행할 수 있다. 즉, 수신단은 1350 단계에서 제1 필터를 위한 선택 임계값($\rho_{S,1}$)을 계산하고, 그에 따라 1360 단계에서 계층적 검출을 수행할 것인지 여부를 결정해, 1370 단계 및 1380 단계에서 검출을 수행할 수 있다.

[0129] 또한, 송신단이 1310 단계에서 신호를 모듈레이션(modulation)하여, 1325 단계에서 제K 필터를 통해 전송한 경우, 채널(1330)을 통해 수신단에 수신될 수 있다. 그리고 1345 단계에서 수신단은 제K 필터를 통해 송신된 신호를 수신하여 디모듈레이션(demodulation)을 수행하고, 1395 단계에서 제K 필터에 대한 계층적 검출을 수행할 수 있다. 즉, 수신단은 1355 단계에서 제K 필터를 위한 선택 임계값($\rho_{S,K}$)을 계산하고, 그에 따라 1365 단계에서 계층적 검출을 수행할 것인지 여부를 결정해, 1375 단계 및 1385 단계에서 검출을 수행할 수 있다.

[0130] 이와 같이, FBMC에 사용하는 필터가 복수 개 존재하는 경우, 각 필터 별로 계층적 검출(layered detection)을 수행할 수 있다.

[0131] 이상에서는, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 대하여 살펴보았다.

[0132] 이하에서는, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 성능에 대하여 살펴보도록 한다.

[0133] 도 14는 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 성능의 일 예들을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0134] 먼저, 도 14의 (a)는 SISO(Single Input Single Output)의 환경 ITU pedestrian 채널에서의 비트 에러율(BER: Bit Error Rate)의 일 예를 도시한 도면이다. 도 14의 (a)를 참고하면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 수신 방법에 따르면 특정 채널에 대해서만 간섭 제거(interference cancellation)를 기반으로 하는 계층적 검출(layered detection)을 수행하지만, 기존 심볼 레벨 등화기에 비하여 성능 이득이 매우 큰 것을 알 수 있다. 즉, 기존의 심볼 레벨 등화기의 BER(1420)에 비하여 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신 방법에 따른 BER(1430)이 더 낮으므로, 성능 이득이 더 큰 것을 확인할 수 있다. 또한, 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신 방법에 따른 BER(1430)은 KM-tap 등화기의 BER(1440)과 큰 차이가 없고, OFDM M-tap 등화기(1410)와 유사한 성능을 보이는 것을 확인할 수 있다.

[0135] 그리고, 도 14의 (b)는 MIMO 환경에서의 BER 성능의 일 예를 도시한 도면이다. 도 14의 (b)를 참고하면, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 수신 방법에 따라서 MIMO 시스템에서 계층적 검출(layered detection)을 수행한 경우에도 상기 SISO 환경에서와 유사하게 계층적 검출(layered detection)을 통해 성능 개선이 가능함을 확인할 수 있다. 즉, 기존의 심볼 레벨 등화기의 BER(1460)에 비하여 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신 방법에 따른 BER(1470)이 더 낮으므로, 성능 이득이 더 큰 것을 확인할 수 있다.

[0136] 도 14의 (a) 및 (b)에서 확인할 수 있는 것과 같이, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따르면 심볼 레벨 등화기(symbol level equalizer)의 구조를 유지하면서도 BER 측면에서 이득을 얻을 수 있는 방법임을 알 수 있다.

[0137] 도 15는 본 발명의 일 실시 예에 따른 검출 방식 선택을 위한 임계값과, 간섭 제거를 수행할 영역을 선택하기 위한 임계값에 따른 성능의 일 예들을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0138] 먼저, 도 15의 (a)는 버스트 에러(burst error)가 발생하는 횟수와 선택 임계값(ρ_S)에 따른 계층적 검출(layered detection)의 적용 횟수에 대한 그래프이다. SISO 환경에서, 10000번의 채널을 발생시킨 실험에서, 잔여 간섭(residual interference)으로 인해 버스트 에러(burst error)가 발생한 횟수는 약 1073번 정도로, 약 11%의 확률로 최소 채널 이득(channel gain)이 확보되지 못할 수 있다. 따라서, 선택 임계값(ρ_S)을 통해 특정

채널 환경에 대해서면 계층적 검출(layered detection)을 수행하는 것이 효율적임을 확인할 수 있다.

[0139] 또한, ITU pedestrian 채널에서 상기 [수학식 4]에 따라 선택 임계값(ρ_S)을 계산하여 보면 하기 [수학식 6]과 같을 수 있다.

수학식 6

[0140]

$$\rho_S = \frac{E[\min(|H_{(m,m),n}|^2)]}{10^{\frac{E[SIR]}{10}}} = \frac{0.47}{100} = 0.0047$$

[0141] 이렇게 계산된 선택 임계값(ρ_S)을 도 15의 (a)의 결과와 비교하여 보면, 상기 [수학식 4]와 관련하여 정의한 선택 임계값(ρ_S)이 간섭 제거(interference cancellation) 기법이 필요한 경우에 대한 예상과 일치하는 것을 확인할 수 있다.

[0142] 다음으로, 도 15의 (b)는 영역 임계값(ρ_R)에 따른 BER 결과의 일 예를 도시한 도면이다. 도 15의 (b)에 도시된 바와 같이, 선택 임계값(ρ_S)만을 고려하는 경우에 간섭 제거(interference cancellation) 기법으로 얻을 수 있는 최대 이득을 가질 수 없음을 확인할 수 있다. 따라서, 영역 임계값(ρ_R)에 따라 정렬된 연속적 검출(ordered successive detection)을 수행할 영역을 선정하여주는 과정이 필요하다. 특히, 본 발명의 일 실시 예에 따라서, 현재 채널에 적합한 영역을 정렬된 연속적 검출(ordered successive detection)을 수행할 영역으로 설정함으로써, 복잡도를 크게 낮추면서도 원하는 성능을 얻을 수 있음을 확인할 수 있다.

[0143] 도 16은 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 BER과 전체 간섭 제거를 수행하는 방법에 따른 BER의 일 예를 도시한 도면이다.

[0144] 도 16을 참고하면, 계층적 검출(layered detection)에서 임계값들을 사용하지 않고, 모든 채널과 모든 영역에 대하여 간섭 제거를 수행하는 경우의 BER(1610)이 도시되어 있다. 그리고, 본 발명의 일 실시 예에 따라, 선택 임계값(ρ_S)에 따라 채널 상황에 따라 적응적으로 계층적 검출(layered detection)을 수행할지 여부를 결정하고, 영역 임계값(ρ_R)에 따라 연속적 검출(successive detection)을 수행할 영역을 결정하여 그에 따른 검출을 수행하는 경우의 BER(1620)이 도시되어 있다. 이 경우에, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 검출 및 등화를 수행하는 경우가, 전체 채널의 모든 영역에 대하여 간섭 제거를 수행하는 경우와 비교하여 성능 차이가 거의 없음을 확인할 수 있다. 따라서, 본 발명의 일 실시 예에 따라 채널 상황에 따라 적응적으로 계층적 검출을 수행하는 것이 효율성 면에서 우수함을 확인할 수 있다.

[0145] 이상에서는, 본 발명의 일 실시 예에 따른 신호의 송수신 방법에 따른 성능에 대하여 살펴보았다.

[0146] 이하에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신단 및 송신단의 블록 구성도에 대하여 개략적으로 살펴보도록 한다.

[0147] 도 17은 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신단의 블록 구성도의 일 예이다.

[0148] 도 17을 참고하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 수신단은 통신부(1710), 및 상기 수신단의 전반적인 동작을 제어하는 제어부(1730)를 포함할 수 있다. 또한, 상기 수신단은 필터(1720)를 더 포함할 수 있다.

[0149] 수신단의 제어부(1730)는 상술한 실시예들 중 어느 하나의 동작을 수행하도록 수신단을 제어한다. 예를 들면, 상기 제어부(1730)는, 채널 추정을 수행하고, 최소 채널 이득을 미리 설정된 제1 임계값과 비교하고, 상기 최소 채널 이득이 상기 제1 임계값보다 작은 경우, 계층적 검출(layered detection)을 수행하도록 제어할 수 있다. 또한, 상기 제어부(1730)는 채널 이득이 미리 설정된 제2 임계값보다 작은 영역에 해당하는 제2 계층(layer)에 대하여 간섭 제거(interference cancellation) 기반의 검출(detection)을 수행하도록 제어할 수 있다.

[0150] 또한, 수신단의 통신부(1710)는 상술한 실시예들 중 어느 하나의 동작에 따라 신호를 송수신한다. 예를 들면, 상기 통신부(1710)는 송신단으로부터 신호를 수신하고, 송신단에게 추정된 채널에 따라 선택된 필터에 대한 정보를 송신할 수 있다.

[0151] 도 18은 본 발명의 일 실시 예에 따른 송신단의 블록 구성도의 일 예이다.

[0152] 도 18을 참고하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 송신단은 통신부(1810), 및 상기 송신단의 전반적인 동작을 제어하는 제어부(1830)를 포함할 수 있다. 또한, 상기 송신단은 필터(1820)를 더 포함할 수 있다.

[0153] 송신단의 제어부(1830)는 상술한 실시예들 중 어느 하나의 동작을 수행하도록 송신단을 제어한다. 예를 들면, 상기 제어부(1830)는 수신단으로부터 필터에 대한 정보를 피드백받아, 그에 따라 필터를 선택하고, 선택된 필터를 이용하여 FBMC 심볼을 전송하도록 제어할 수 있다.

[0154] 또한, 송신단의 통신부(1810)는 상술한 실시예들 중 어느 하나의 동작에 따라 신호를 송수신한다. 예를 들면, 상기 통신부(1810)는 송신단에게 FBMC 심볼을 전송하고, 수신단으로부터 수신단이 채널 상태에 따라 선택한 필터에 대한 정보를 수신할 수 있다.

[0155] 이상에서는 본 발명의 일 실시 예에 따른 수신단 및 송신단의 블록 구성도에 대하여 살펴보았다.

[0156] 본 명세서와 도면에 개시된 실시 예는 기술 내용을 쉽게 설명하고, 이해를 돕기 위해 특정 예를 제시한 것일 뿐이며, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 여기에 개시된 실시 예들 이외에도 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형 예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명한 것이다.

[0157] 한편, 본 명세서와 도면에는 본 발명의 바람직한 실시 예에 대하여 개시하였으며, 비록 특정 용어들이 사용되었으나, 이는 단지 본 발명의 기술 내용을 쉽게 설명하고 발명의 이해를 돕기 위한 일반적인 의미에서 사용된 것이지, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 여기에 개시된 실시 예 외에도 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형 예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명한 것이다.

부호의 설명

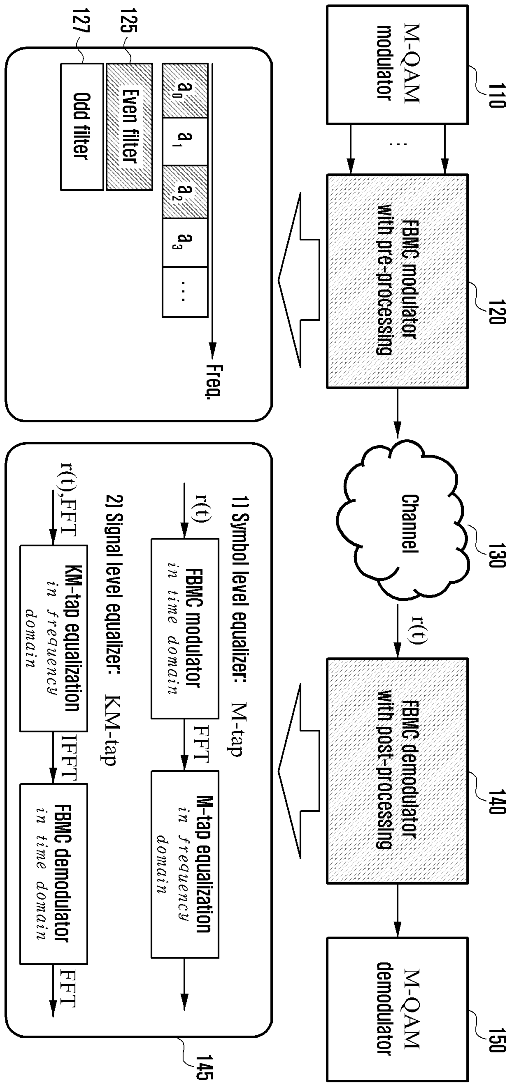
[0158] 125: 제1 필터 127: 제2 필터

130: 채널 145 등화기

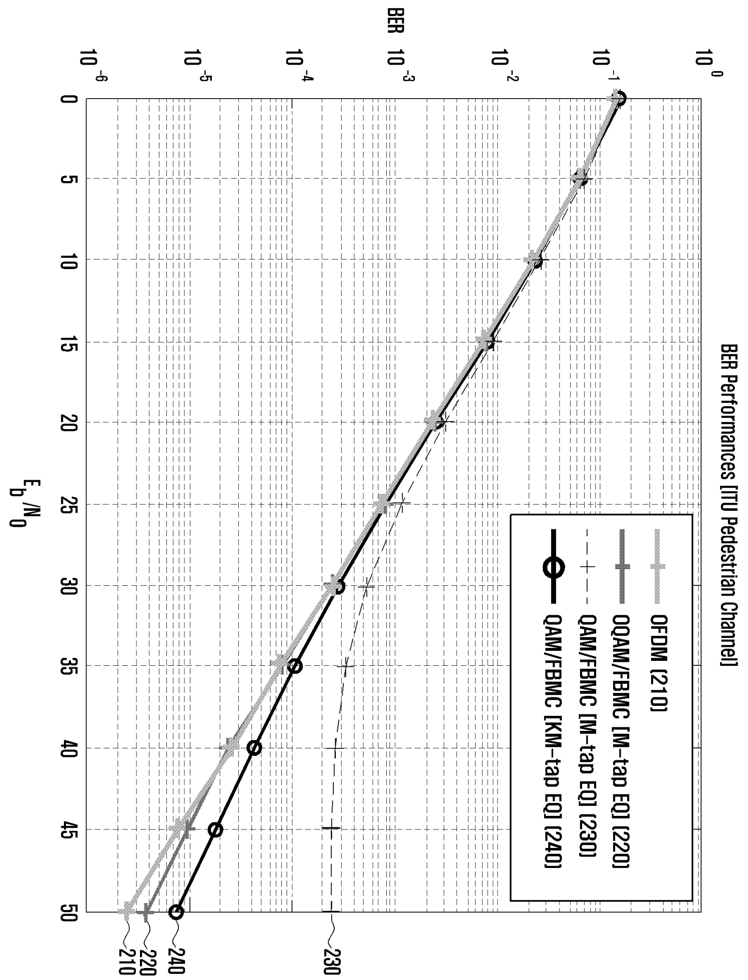
610: 제1 계층 620: 제2 계층

도면

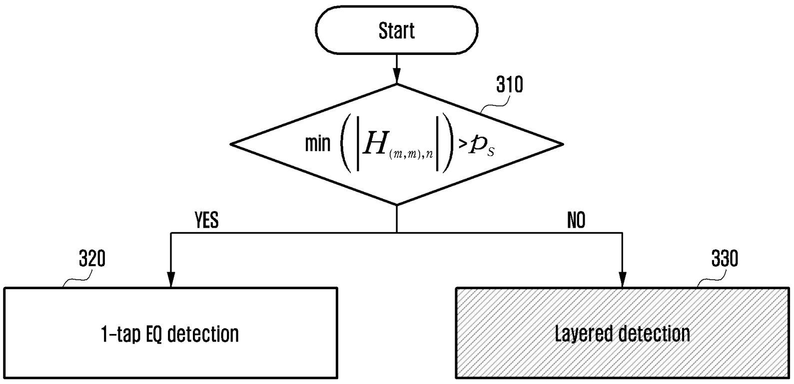
도면1


M-QAM modulator
110
FBMC modulator with pre-processing
120
Channel
130
r(t)
FBMC demodulator with post-processing
140
M-QAM demodulator
150
Freq.
a0
a1
a2
a3
Even filter
125
Odd filter
127
1) Symbol level equalizer: M-tap
r(t)
FBMC modulator in time domain
FFT
M-tap equalization in frequency domain
2) Signal level equalizer: KM-tap
r(t),FFT
KM-tap equalization in frequency domain
IFFT
FBMC demodulator in time domain
FFT
145

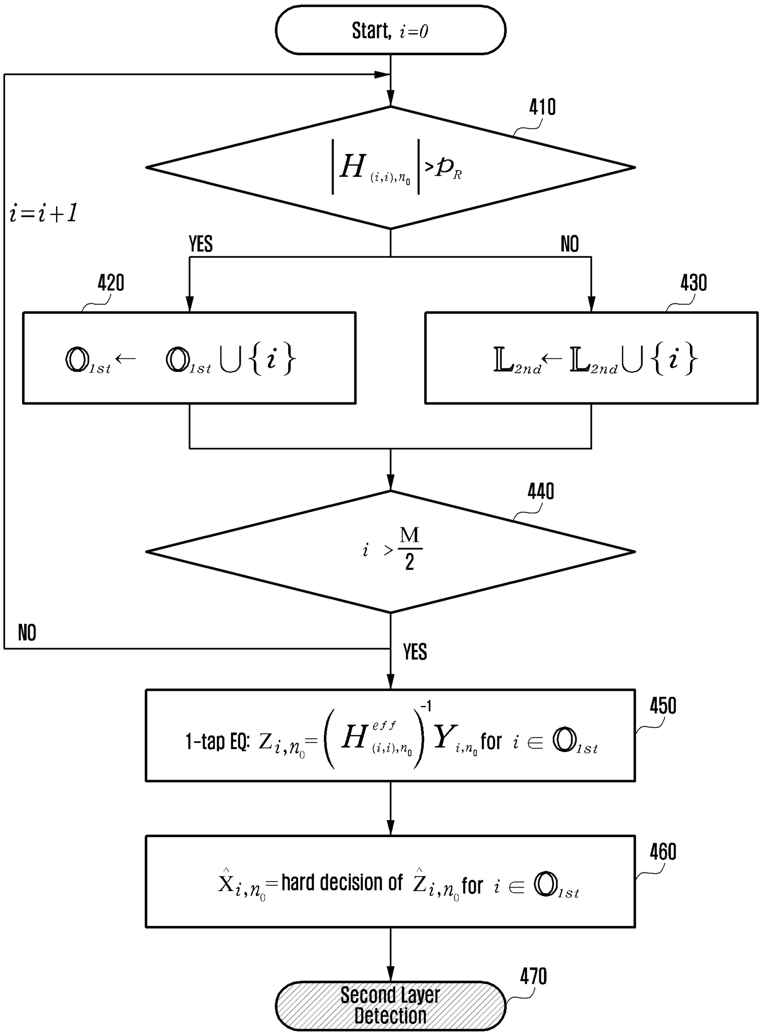
도면2


BER Performances [ITU Pedestrian Channel]
OFDM [210]
OQAM/FBMC [M-tap EQ] [220]
QAM/FBMC [M-tap EQ] [230]
QAM/FBMC [KM-tap EQ] [240]
BER
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
10^{-6}
0
5
10
15
20
25
30
35
40
45
50
E_b/N_0
230
240
220
210

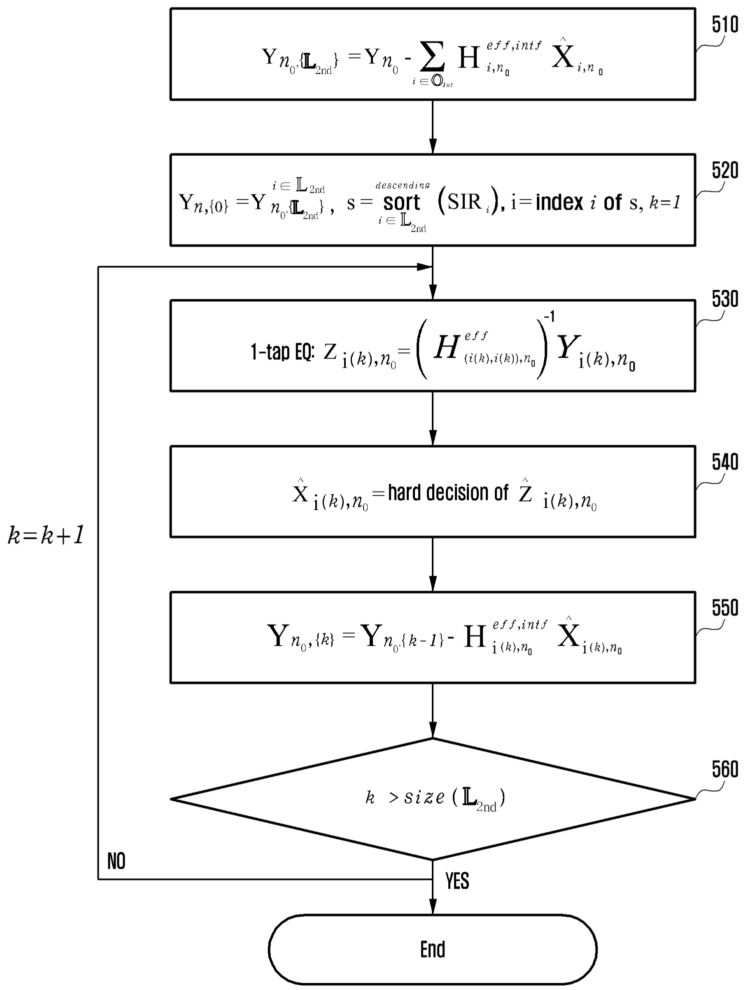
도면3


Start
310
min $\left(\left|H_{(m,m),n}\right|\right) > p_s$
YES
NO
320
330
1-tap EQ detection
Layered detection

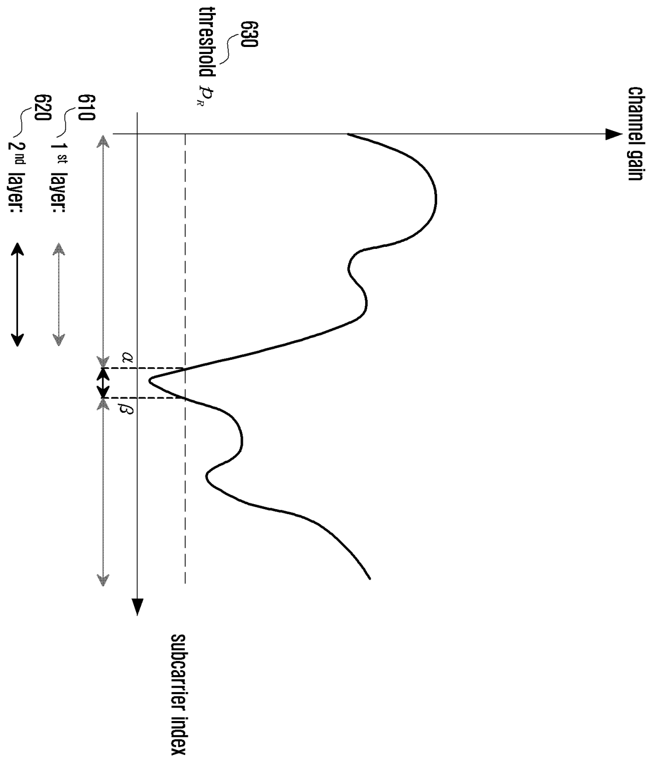
도면4


Start, $i=0$
410
$\left|H_{(i,i),n_0}\right| > p_R$
$i=i+1$
YES
NO
420
430
$\mathbb{O}_{1st} \leftarrow \mathbb{O}_{1st} \cup \{i\}$
$\mathbb{L}_{2nd} \leftarrow \mathbb{L}_{2nd} \cup \{i\}$
440
$i > \frac{M}{2}$
NO
YES
450
1-tap EQ: $Z_{i,n_0} = \left(H^{eff}_{(i,i),n_0}\right)^{-1} Y_{i,n_0}$ for $i \in \mathbb{O}_{1st}$
460
$\hat{X}_{i,n_0}$ = hard decision of $\hat{Z}_{i,n_0}$ for $i \in \mathbb{O}_{1st}$
470
Second Layer Detection

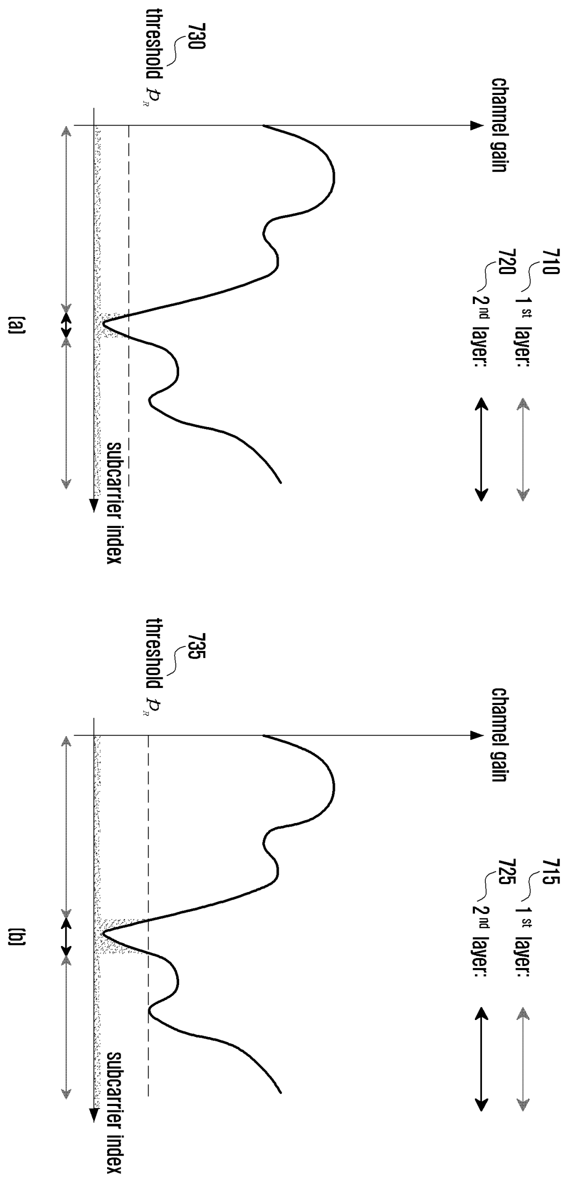
도면5



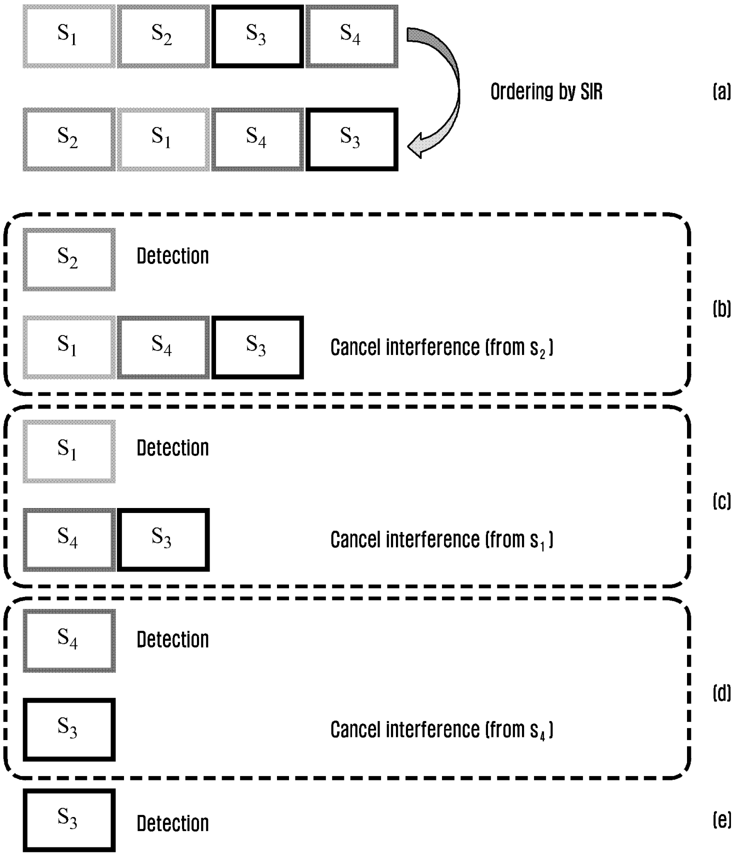
도면6


channel gain
subcarrier index
630
threshold
610
620
1st layer:
2nd layer:
α
β

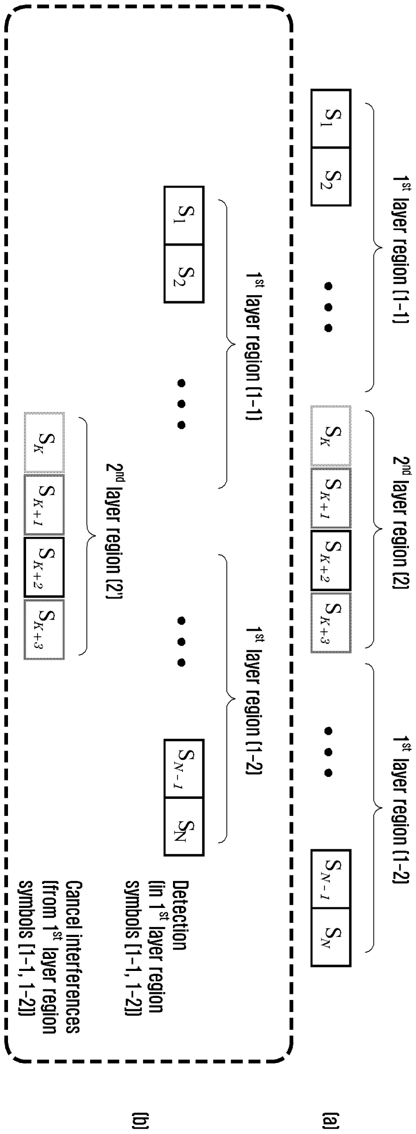
도면7


channel gain
710
720
1st layer:
2nd layer:
730
threshold
subcarrier index
[a]
channel gain
715
725
1st layer:
2nd layer:
735
threshold
subcarrier index
[b]

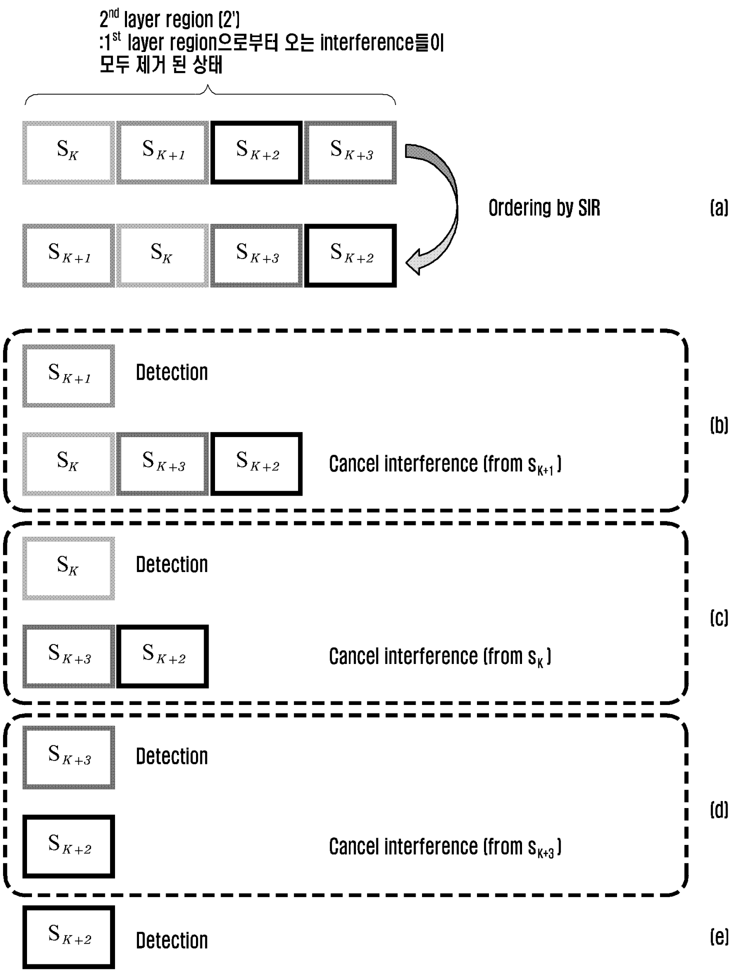
도면8


S1
S2
S3
S4
Ordering by SIR
(a)
S2
S1
S4
S3
S2
Detection
(b)
S1
S4
S3
Cancel interference (from s2)
S1
Detection
(c)
S4
S3
Cancel interference (from s1)
S4
Detection
(d)
S3
Cancel interference (from s4)
S3
Detection
(e)

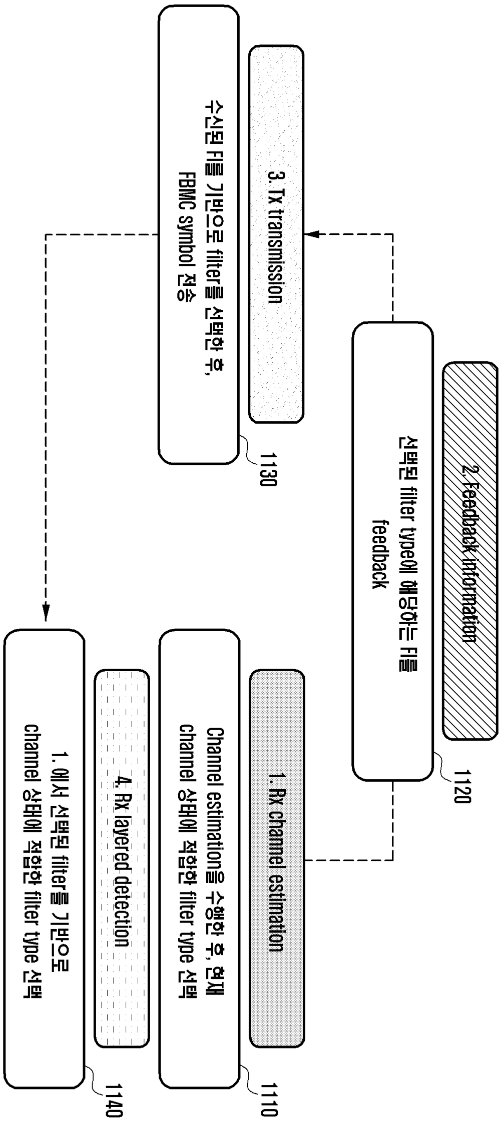
도면9


S1
S2
SK
SK+1
SK+2
SK+3
SN-1
SN
1st layer region (1-1)
2nd layer region (2)
1st layer region (1-2)
Detection
(in 1st layer region
symbols (1-1, 1-2))
Cancel interferences
(from 1st layer region
symbols (1-1, 1-2))
(a)
(b)

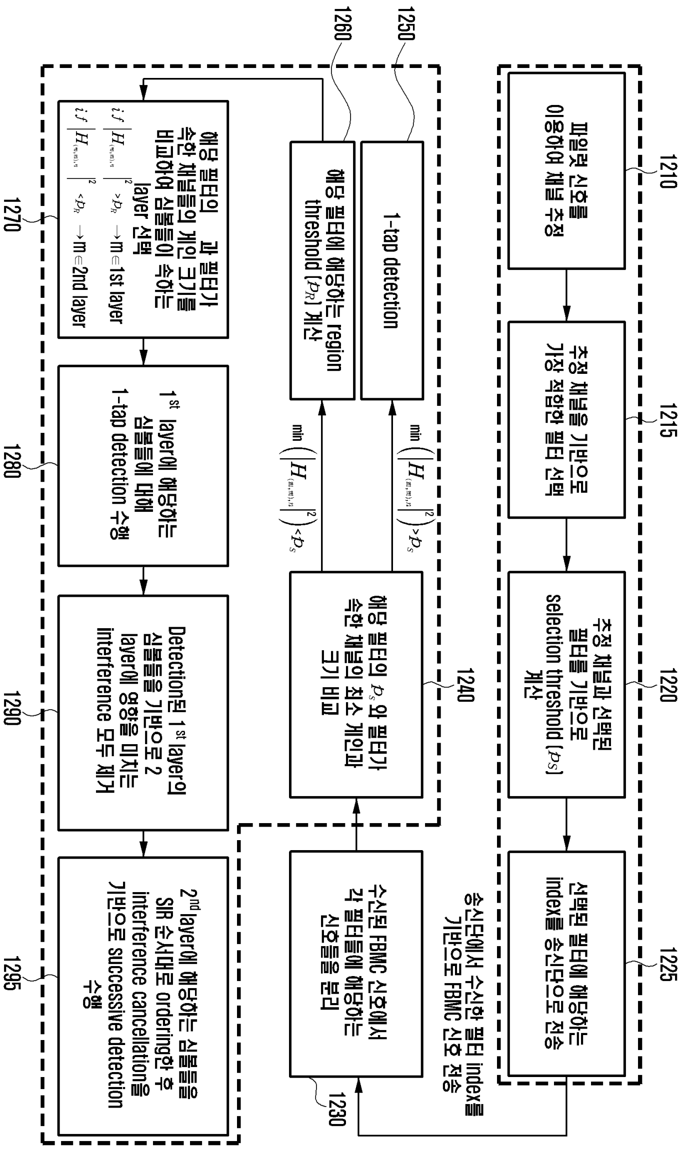
도면10


2nd layer region (2')
:1st layer region으로부터 오는 interference들이
모두 제거 된 상태
S_K S_{K+1} S_{K+2} S_{K+3}
Ordering by SIR
(a)
S_{K+1} S_K S_{K+3} S_{K+2}
S_{K+1} Detection
(b)
S_K S_{K+3} S_{K+2} Cancel interference (from s_{K+1})
S_K Detection
(c)
S_{K+3} S_{K+2} Cancel interference (from s_K)
S_{K+3} Detection
(d)
S_{K+2} Cancel interference (from s_{K+3})
S_{K+2} Detection
(e)

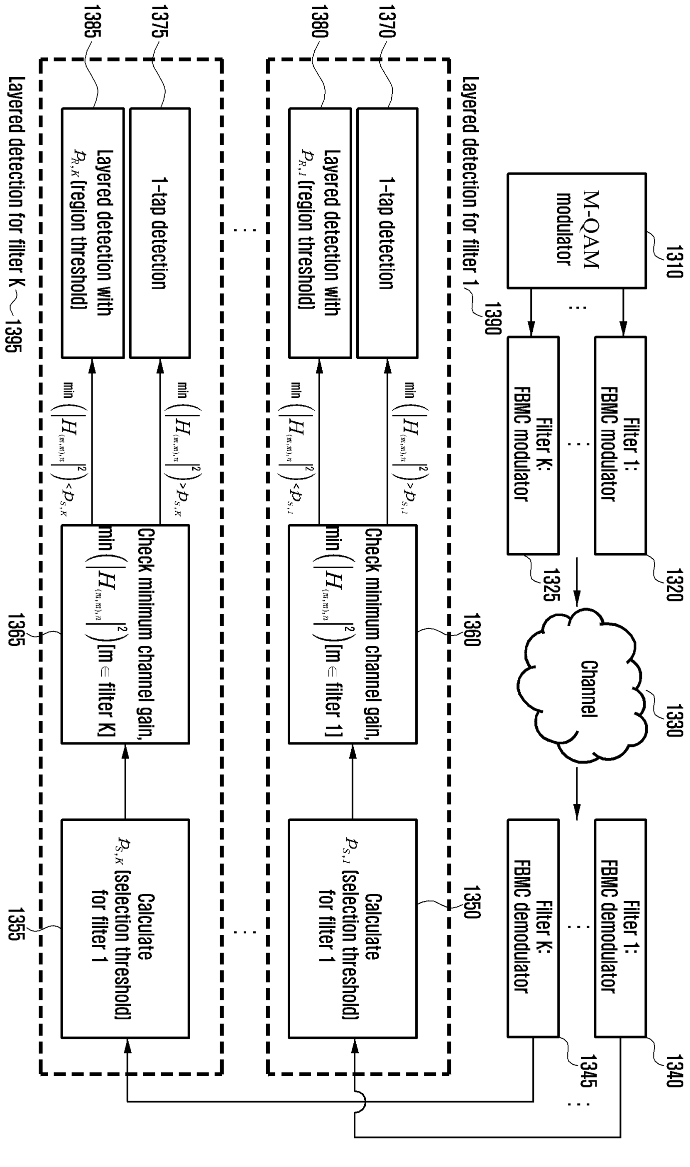
도면11


1. Rx channel estimation
Channel estimation을 수행한 후, 현재 channel 상태에 적합한 filter type 선택
1110
2. Feedback information
선택된 filter type에 해당하는 FI를 feedback
1120
3. Tx transmission
수신된 FI를 기반으로 filter를 선택한 후, FBMC symbol 전송
1130
4. Rx layered detection
1. 에서 선택된 filter를 기반으로 channel 상태에 적합한 filter type 선택
1140

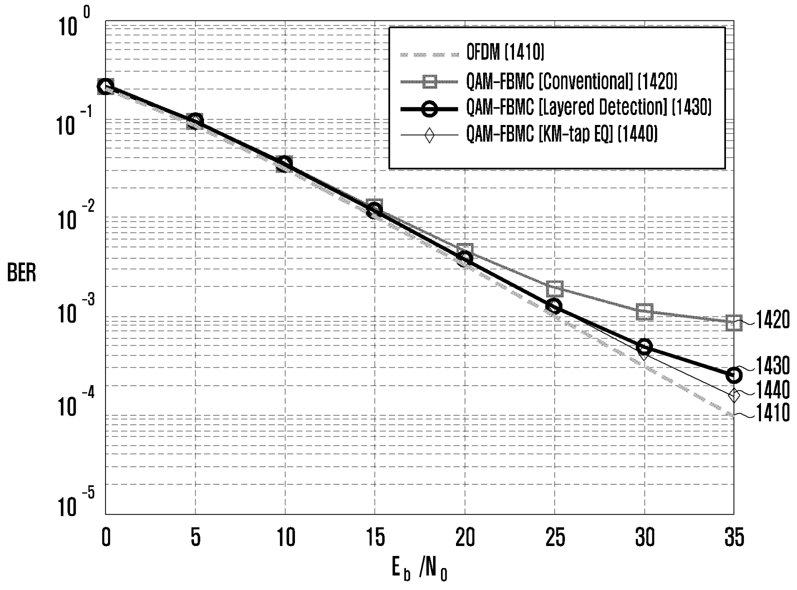
도면12

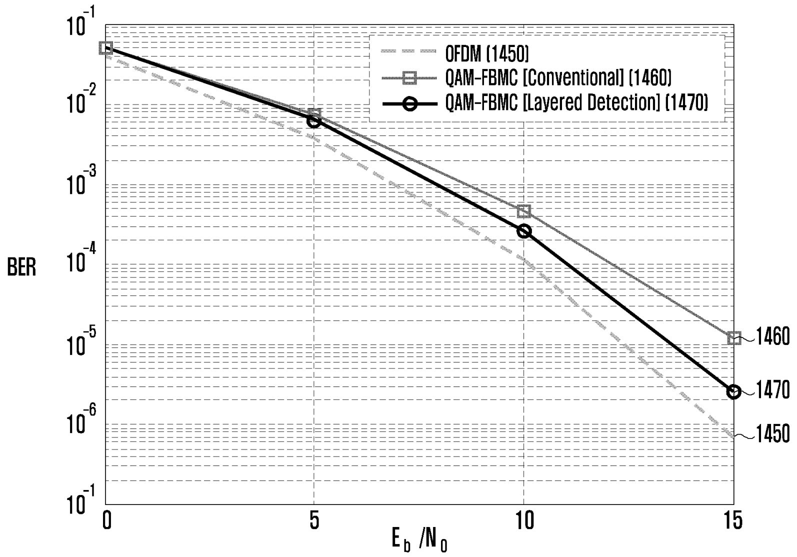

1210
파일럿 신호를 이용하여 채널 추정
1215
추정 채널을 기반으로 가장 적합한 필터 선택
1220
추정 채널과 선택된 필터를 기반으로 selection threshold [ρS] 계산
1225
선택된 필터에 해당하는 index를 송신단으로 전송
송신단에서 수신한 필터 index를 기반으로 FBMC 신호 전송
1230
수신된 FBMC 신호에서 각 필터들에 해당하는 신호들을 분리
1240
해당 필터의 ρS 와 필터가 속한 채널의 최소 게인과 크기 비교
min(|H|2)>ρS
min(|H|2)<ρS
1250
1-tap detection
1260
해당 필터에 해당하는 region threshold [ρR] 계산
1270
해당 필터의 과 필터가 속한 채널들의 게인 크기를 비교하여 심볼들이 속하는 layer 선택
if |H|2 >ρR → m∈1st layer
if |H|2 <ρR → m∈2nd layer
1280
1st layer에 해당하는 심볼들에 대해 1-tap detection 수행
1290
Detection된 1st layer의 심볼들을 기반으로 2 layer에 영향을 미치는 interference 모두 제거
1295
2nd layer에 해당하는 심볼들을 SIR 순서대로 ordering한 후 interference cancellation을 기반으로 successive detection 수행

도면13

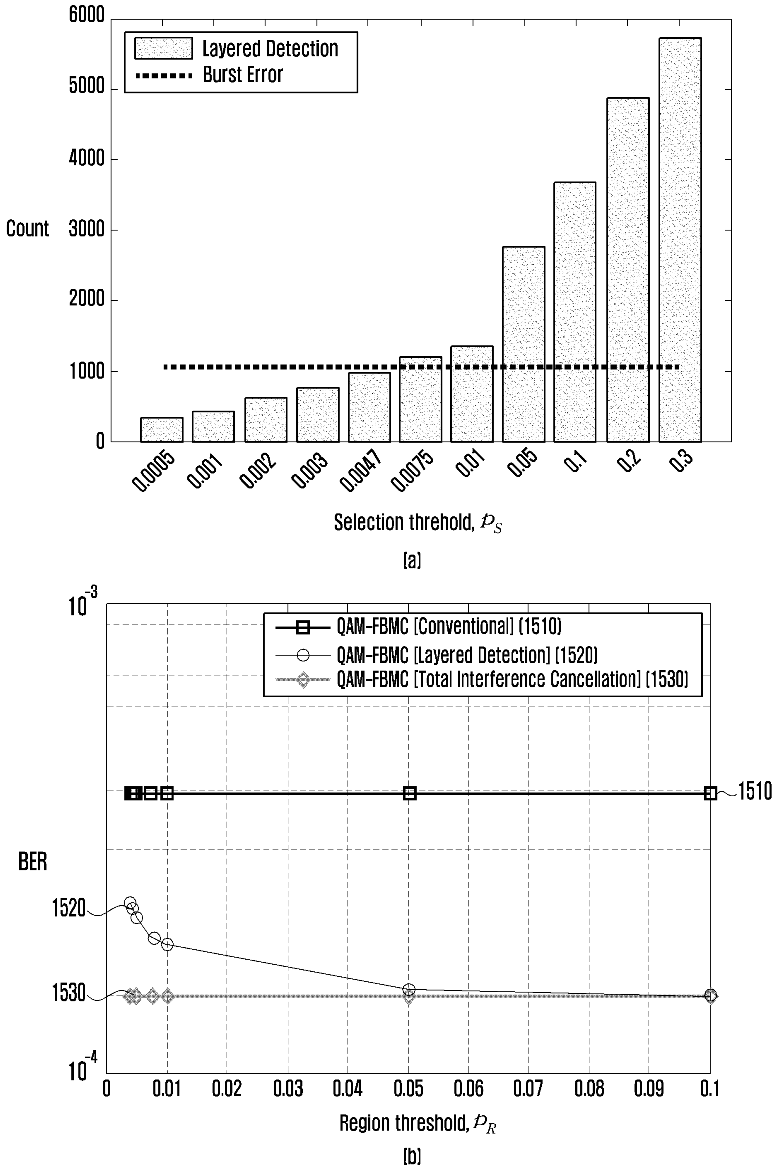

M-QAM modulator
1310
Filter 1: FBMC modulator
1320
Filter K: FBMC modulator
1325
Channel
1330
Filter 1: FBMC demodulator
1340
Filter K: FBMC demodulator
1345
Layered detection for filter 1
1390
1-tap detection
1370
Layered detection with $\rho_{R,1}$ [region threshold]
1380
Check minimum channel gain, $\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right)$[m ∈ filter 1]
1360
Calculate $\rho_{S,1}$ [selection threshold] for filter 1
1350
$\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right) > \rho_{S,1}$
$\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right) < \rho_{S,1}$
1-tap detection
1375
Layered detection with $\rho_{R,K}$ [region threshold]
1385
Check minimum channel gain, $\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right)$[m ∈ filter K]
1365
Calculate $\rho_{S,K}$ [selection threshold] for filter 1
1355
$\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right) > \rho_{S,K}$
$\min\left(\left|H_{(m,m),n}\right|^2\right) < \rho_{S,K}$
Layered detection for filter K
1395

도면14

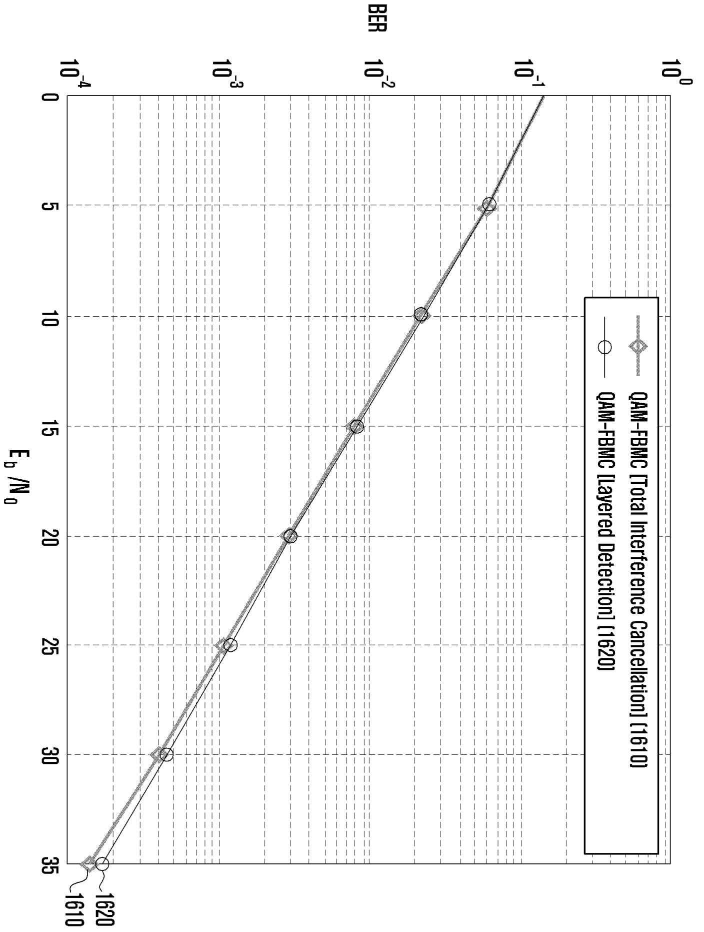

OFDM [1410]
QAM-FBMC [Conventional] [1420]
QAM-FBMC [Layered Detection] [1430]
QAM-FBMC [KM-tap EQ] [1440]
BER
10^{0}
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
0
5
10
15
20
25
30
35
E_b/N_0
1420
1430
1440
1410
(a)


OFDM [1450]
QAM-FBMC [Conventional] [1460]
QAM-FBMC [Layered Detection] [1470]
BER
10^{-1}
10^{-2}
10^{-3}
10^{-4}
10^{-5}
10^{-6}
10^{-1}
0
5
10
15
E_b/N_0
1460
1470
1450
(b)

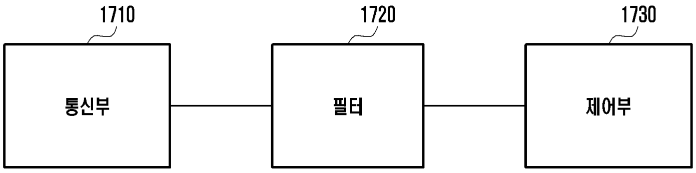
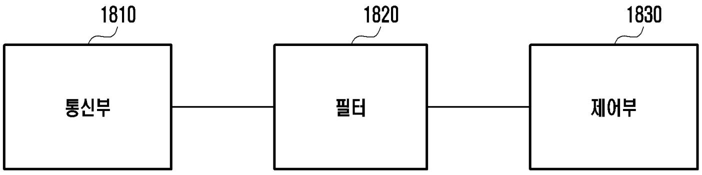
도면15


Layered Detection
Burst Error
Count
6000
5000
4000
3000
2000
1000
0
0.0005
0.001
0.002
0.003
0.0047
0.0075
0.01
0.05
0.1
0.2
0.3
Selection threhold, p_S
(a)
10^-3
10^-4
BER
QAM-FBMC [Conventional] (1510)
QAM-FBMC [Layered Detection] (1520)
QAM-FBMC [Total Interference Cancellation] (1530)
1510
1520
1530
0
0.01
0.02
0.03
0.04
0.05
0.06
0.07
0.08
0.09
0.1
Region threshold, p_R
(b)

도면16



도면17



도면18