



(19) 대한민국특허청(KR)  
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2008-0021522  
(43) 공개일자 2008년03월07일

- |   |  |
|---|--|
| <p>(51) Int. Cl.<br/> <i>H04L 27/26</i> (2006.01) <i>H04B 7/005</i> (2006.01)<br/> <i>H04L 29/06</i> (2006.01) <i>H04B 7/26</i> (2006.01)</p> <p>(21) 출원번호 10-2007-0086374<br/>                 (22) 출원일자 2007년08월28일<br/>                 심사청구일자 2007년08월28일</p> <p>(30) 우선권주장<br/>                 1020060081780 2006년08월28일 대한민국(KR)<br/>                 (뒷면에 계속)</p> | <p>(71) 출원인<br/>                 삼성전자주식회사<br/>                 경기도 수원시 영통구 매탄동 416</p> <p>(72) 발명자<br/>                 장정렬<br/>                 경기 용인시 수지구 죽전2동 벽산2차아파트 204동 1701호<br/>                 황근철<br/>                 경기 성남시 분당구 구미동 무지개마을주공12단지 아파트 1209동703호<br/>                 (뒷면에 계속)</p> <p>(74) 대리인<br/>                 권혁록, 이정순</p> |
|---|--|

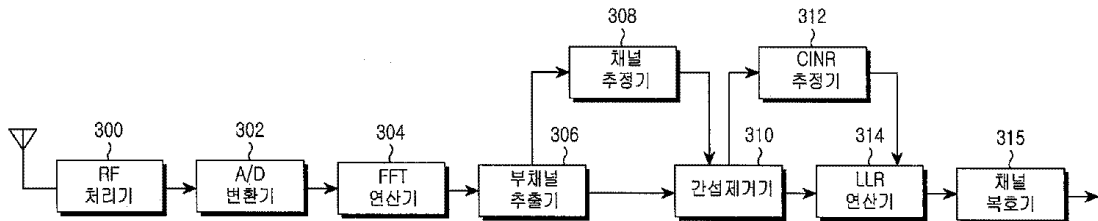
전체 청구항 수 : 총 48 항

(54) 광대역 무선접속 시스템에서 수신 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 복조 성능을 향상시키기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다. 본 발명에 따른 수신 장치는, 자기 신호(desired signal)를 추정하는 추정기와, 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 제1연산기와, 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 제2연산기를 포함한다.

대표도



(72) 발명자

**문준**

서울 동작구 상도5동 삼성래미안2차아파트 202동  
1205호

**이성호**

서울 양천구 신정동 1259번지 신트리 아파트 107동  
1305호

**황인석**

서울특별시 송파구 문정동 66-10번지 402호

**박성우**

경기 수원시 권선구 곡반정동 5블럭 2롯데 201호

**양장훈**

경기 성남시 분당구 서현동 276-1 한라시그마 102  
3호

(30) 우선권주장

1020060091543 2006년09월21일 대한민국(KR)

1020060091545 2006년09월21일 대한민국(KR)

**특허청구의 범위**

**청구항 1**

무선통신시스템에서 수신 장치에 있어서,  
 자기 신호(desired signal)를 추정하는 추정기와,  
 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 제1연산기와,  
 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 제2연산기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 2**

제1항에 있어서,  
 상기 제2연산기는 MMSE(Minimum Mean Square Error) 기반의 간섭 제거를 수행하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 3**

제1항에 있어서,  
 상기 추정기는, 상기 자기 신호의 평균 채널계수를 추정하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 4**

제1항에 있어서,  
 상기 수신 신호는 파일럿 톤의 수신신호인 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 5**

제1항에 있어서,  
 상기 상관도 행렬(R)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H})(Y_n - \hat{H})^H \}$$

여기서, N은 전송단위 내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내며,  $\hat{H}$ 는 상기 전송단위에 대한 평균 채널계수를 나타내고, 위 첨자 H는 허미시안 전치(Hermitian transpose)를 나타냄.

**청구항 6**

제5항에 있어서,  
 상기 전송단위는 적어도 하나의 톤과 적어도 하나의 OFDM심볼로 구성되는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 7**

제1항에 있어서, 상기 제2연산기는,  
 상기 상관도 행렬과 상기 자기 신호의 채널계수를 이용해서 필터 계수를 산출하는 필터계수 연산기와,  
 상기 필터 계수를 이용하여 데이터 톤 수신신호에서 간섭신호를 제거하는 간섭제거 필터를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 8**

제7항에 있어서,

상기 필터 계수(W)는 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$W = \hat{H}^H \cdot R^{-1}$$

여기서,  $\hat{H}$ 는 자기 신호의 채널계수이고,  $R$ 는 상관도 행렬을 나타내고, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 9**

제7항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)과 상기 필터 계수(W) 중 적어도 하나를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 잡음 추정기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 10**

제9항에 있어서,

상기 제2연산기로부터의 간섭 제거된 신호를 상기 협대역 잡음을 이용해서 복조하여 LLR(Log Likelihood Ratio)을 생성하는 LLR연산기와,

상기 LLR연산기로부터의 LLR들을 복호하여 정보비트열을 복원하는 복호기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 11**

제9항에 있어서,

상기 잡음 추정기는 다음 수식과 같이 협대역 잡음(CINR : Carrier to Interference plus Noise Ratio)을 추정하는 것을 특징으로 하는 장치.

$$CINR = \frac{C}{IN} = \frac{1}{WRW^H}$$

여기서, W는 필터 계수를 나타내고, R은 상관도 행렬을 나타내고, 위 첨자 H는 허미시안 전치(Hermitian Transpose)를 나타냄.

**청구항 12**

제9항에 있어서,

상기 잡음 추정기는 다음 수식과 같이 협대역 잡음(CINR)을 추정하는 것을 특징으로 하는 장치.

$$CINR = \frac{C}{IN} = WH$$

여기서, W는 필터 계수를 나타내고, H는 자기 신호의 채널계수를 나타냄.

**청구항 13**

제1항에 있어서,

프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 프리앰블 채널 추정기와,

수신 신호에서 제어채널 신호를 추출하는 추출기와,

상기 제어채널 내 특정 수신신호에서 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 감산하고, 상기 감산된 신호의 상관도

행렬을 산출하는 제3연산기와,

상기 제3연산기로부터의 상관도 행렬을 이용하여 상기 제어채널 신호에 대하여 MMSE 기반의 간섭제거를 수행하는 제4연산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 14**

제13항에 있어서,

상기 프리앰블 채널추정기는, 프리앰블 신호가 존재하는 톤들의 평균 채널계수를 산출하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 15**

제13항에 있어서,

상기 제어채널 신호는 상기 프리앰블 신호 다음에 수신되는 MAP신호인 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 16**

제13항에 있어서,

상기 특정 수신신호는 파일럿 톤의 수신신호인 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 17**

제13항에 있어서, 상기 제4연산기는,

상기 상관도 행렬과 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 이용해서 필터 계수를 산출하는 필터계수 연산기와,

상기 필터 계수를 이용하여 상기 제어채널 신호로부터 간섭신호를 제거하는 간섭제거 필터를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 18**

제13항에 있어서,

상기 제3연산기는 상관도 행렬(R)을 다음과 같이 산출하는 것을 특징으로 하는 장치.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H}_{PA})(Y_n - \hat{H}_{PA})^H \}$$

여기서, N은 제어채널신호 내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 제어채널내 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내고,

$\hat{H}_{PA}$ 는 프리앰블 신호의 채널계수를 나타내며, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 19**

제17항에 있어서,

상기 필터 계수(W)는 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$W = \hat{H}^H \cdot R^{-1}$$

여기서,  $\hat{H}^H$ 는 프리앰블 신호의 채널계수이고,  $R$ 는 상관도 행렬을 나타내고, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 20**

무선통신시스템에서 수신 장치에 있어서,

프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 제1채널추정기와,

데이터 영역에서 수신되는 파일럿 신호의 채널계수를 추정하는 제2채널추정기와,

특정 톤의 수신신호에서 상기 프리앰블 채널계수 또는 상기 파일럿 신호의 채널계수를 감산한 신호를 자기 상관하여 상관도 행렬을 산출하고, 데이터 톤의 수신신호에 대하여 상기 상관도 행렬을 이용해서 MMSE 기반의 간섭제거를 수행하는 간섭제거기를 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 21**

제20항에 있어서,

상기 간섭제거기는, 상기 데이터 톤의 수신신호가 제어채널 신호일 경우 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 이용하여 상기 상관도 행렬을 산출하고, 상기 데이터 톤의 수신신호가 데이터 영역의 신호일 경우 상기 파일럿 신호의 채널계수를 이용하여 상기 상관도 행렬을 계산하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 22**

제20항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H})(Y_n - \hat{H})^H \}$$

여기서, N은 복조를 원하는 영역내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내고,  $\hat{H}$ 는 채널계수를 나타내며, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 23**

제20항에 있어서,

상기 간섭제거기의 필터 계수를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 잡음 추정기와,

상기 간섭제거기로부터의 간섭 제거된 신호를 상기 협대역 잡음을 이용하여 복조하여 LLR을 생성하는 LLR연산기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 장치.

**청구항 24**

제23항에 있어서,

상기 협대역 잡음(CINR)은 다음과 같이 추정되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$CINR = \frac{C}{IN} = WH$$

여기서,  $W$ 는 MMSE 필터의 계수를 나타내고,  $H$ 는 채널계수를 나타냄.

**청구항 25**

광대역 무선통신시스템에서 수신 방법에 있어서,

자기 신호(desired signal)를 추정하는 과정과,

수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 과정과,

상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 26**

제25항에 있어서,

상기 간섭 제거 과정은, MMSE(Minimum Mean Square Error) 기반의 간섭 제거를 수행하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 27**

제25항에 있어서,

상기 추정 과정은, 상기 자기 신호의 평균 채널계수를 추정하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 28**

제25항에 있어서,

상기 수신 신호는 파일럿 톤의 수신신호인 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 29**

제25항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H})(Y_n - \hat{H})^H \}$$

여기서, N은 전송단위 내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내며,  $\hat{H}$ 는 상기 전송단위에 대한 평균 채널계수를 나타내고, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 30**

제29항에 있어서,

상기 전송단위는 적어도 하나의 톤과 적어도 하나의 OFDM심볼로 구성되는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 31**

제25항에 있어서, 상기 간섭 제거 과정은,

상기 상관도 행렬과 상기 자기 신호의 채널계수를 이용해서 필터 계수를 산출하는 과정과,

상기 필터 계수를 이용하여 데이터 톤 수신신호로부터 간섭신호를 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 32**

제31항에 있어서,

상기 필터 계수(W)는 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$W = \hat{H}^H \cdot R^{-1}$$

여기서,  $\hat{H}$ 는 자기 신호의 채널계수이고, R는 상관도 행렬을 나타내며, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 33**

제31항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)과 상기 필터 계수(W) 중 적어도 하나를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 과정을 더 포함

하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 34**

제33항에 있어서,

상기 제2연산기로부터의 간섭 제거된 신호를 상기 협대역 잡음을 이용해서 복조하여 LLR을 생성하는 과정과,  
상기 생성된 LLR들을 복호하여 정보비트열을 복원하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 35**

제33항에 있어서,

상기 협대역 잡음(CINR)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$CINR = \frac{C}{IN} = \frac{1}{WRW^H}$$

여기서, W는 필터 계수를 나타내고, R은 상관도 행렬을 나타내고, H는 허미시안 전치(Hermitian Transpose)를 나타냄.

**청구항 36**

제33항에 있어서,

상기 협대역 잡음(CINR)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$CINR = \frac{C}{IN} = WH$$

여기서, W는 필터 계수를 나타내고, H는 자기 신호의 채널계수를 나타냄.

**청구항 37**

제25항에 있어서,

프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 과정과,

수신 신호에서 제어채널 신호를 추출하는 과정과,

상기 제어채널 내 특정 수신신호에서 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 감산하고, 상기 감산된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 과정과,

상기 산출된 상관도 행렬을 이용하여 상기 제어채널 신호에 대하여 MMSE 기반의 간섭제거를 수행하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 38**

제37항에 있어서,

상기 프리앰블 채널추정 과정은, 프리앰블 신호가 존재하는 톤들의 평균 채널계수를 산출하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 39**

제37항에 있어서,

상기 제어채널 신호는 상기 프리앰블 신호 다음에 수신되는 MAP신호인 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 40**

제37항에 있어서,

상기 특정 수신신호는 파일럿 톤의 수신신호인 것을 특징으로 하는 방법.



**청구항 41**

제37항에 있어서, 상기 간섭 제거 과정은,

상기 상관도 행렬과 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 이용해서 필터 계수를 산출하는 과정과,

상기 필터 계수를 이용하여 상기 제어채널 신호에서 간섭신호를 제거하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 42**

제37항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)을 다음과 같이 산출하는 것을 특징으로 하는 방법.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H}_{PA}) (Y_n - \hat{H}_{PA})^H \}$$

여기서, N은 제어채널신호 내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 제어채널내 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내고,  $\hat{H}_{PA}$ 는 프리앰블 신호의 채널계수를 나타내며, 위첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 43**

제41항에 있어서,

상기 필터 계수(W)는 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$W = \hat{H}^H \cdot R^{-1}$$

여기서,  $\hat{H}$ 는 프리앰블 신호의 채널계수이고,  $R$ 는 상관도 행렬을 나타내며, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 44**

무선통신시스템에서 수신 방법에 있어서,

프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 과정과,

데이터 영역에서 수신되는 파일럿 신호의 채널계수를 추정하는 과정과,

특정 톤의 수신신호에서 상기 프리앰블 채널계수 또는 상기 파일럿 신호의 채널계수를 감산한 신호를 자기 상관하여 상관도 행렬을 산출하는 과정과,

데이터 톤의 수신신호에 대하여 상기 상관도 행렬을 이용해서 MMSE 기반의 간섭제거를 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 45**

제44항에 있어서, 상기 상관도 행렬 산출 과정은,

상기 데이터 톤의 수신신호가 제어채널 신호일 경우 상기 프리앰블 신호의 채널계수를 이용하여 상기 상관도 행렬을 산출하는 과정과,

상기 데이터 톤의 수신신호가 데이터 영역의 신호일 경우 상기 파일럿 신호의 채널계수를 이용하여 상기 상관도 행렬을 계산하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 46**

제44항에 있어서,

상기 상관도 행렬(R)은 다음과 같이 산출되는 것을 특징으로 하는 장치.

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H})(Y_n - \hat{H})^H \}$$

여기서, N은 복조를 원하는 영역내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타내고,  $Y_n$ 는 n번째 파일럿 톤의 수신신호를 나타내고,  $\hat{H}$ 는 채널계수를 나타내며, 위 첨자 H는 허미시안 전치를 나타냄.

**청구항 47**

제44항에 있어서,

상기 MMSE기반의 간섭제거 필터의 계수를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 과정과,

상기 간섭 제거된 신호를 상기 협대역 잡음을 이용하여 복조하여 LLR을 생성하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

**청구항 48**

제47항에 있어서,

상기 협대역 잡음(CINR)은 다음과 같이 추정되는 것을 특징으로 하는 방법.

$$CINR = \frac{C}{IN} = WH$$

여기서,  $W$ 는 MMSE 필터의 계수를 나타내고,  $H$ 는 채널계수를 나타냄.

**명세서**

**발명의 상세한 설명**

**기술분야**

<1> 본 발명의 광대역 무선접속 시스템에서 수신 장치 및 방법에 관한 것으로, 특히 다중셀 기반의 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 복조 성능을 향상시키기 위한 장치 및 방법에 관한 것이다.

**배경기술**

<2> 일반적으로, 통신시스템은 음성 서비스 위주로 발전해왔으며, 점차 음성뿐만 아니라 데이터 서비스 및 다양한 멀티미디어 서비스도 가능한 통신시스템으로 발전하고 있다. 그러나 음성 위주의 통신시스템은 전송 대역폭이 비교적 작고, 사용료가 비싸므로 급증하는 사용자들의 서비스 욕구를 충족시키지 못하였다. 게다가 통신 산업의 발달과 인터넷 서비스에 대한 사용자의 요구 증가로 인하여 인터넷 서비스를 효율적으로 제공할 수 있는 통신시스템에 대한 필요성이 증대되었다. 이에 따라 급증하는 사용자들의 요구를 충족시킬 정도의 광대역을 갖고 효율적으로 인터넷 서비스를 제공하기 위한 광대역 무선접속 시스템에 도입되었다.

<3> 상기 광대역 무선접속 시스템은 음성뿐만 아니라 저속 및 고속의 다양한 데이터 서비스, 고화질 동영상 등의 멀티미디어 응용 서비스를 통합 지원하기 위한 시스템이다. 이러한 광대역 무선접속 시스템은 2GHz, 5GHz, 26GHz 및 60GHz 등의 광대역을 이용한 무선 매체를 기반으로 이동 또는 고정 환경에서 PSTN(Public Switched Telephone Network), PSDN(Public Switched Data Network), 인터넷 망, IMT2000망, ATM(Asynchronous Transfer Mode)망 등을 접속할 수 있으며, 2Mbps급 이상의 채널 전송률을 지원할 수 있다. 상기 광대역 무선접속 시스템은 터미널의 이동성(고정 또는 이동), 통신 환경(실내 또는 실외) 및 채널 전송률에 따라 광대역 무선 가입자 망, 광대역 이동 액세스 망 및 고속 무선 LAN(Local Area Network)으로 분류할 수 있다.

<4> 상기 광대역 무선접속 시스템의 무선 접속 방식은 국제표준화 기구 중 하나인 전기 전자 공학자 협회(Institute of Electrical and Electronics Engineers)의 IEEE 802.16 표준화 그룹에서 표준화되고 있다.

- <5> IEEE 802.16 표준은 종래의 음성 서비스를 위한 무선 기술에 비하여, 데이터의 대역폭이 넓어 짧은 시간에 많은 데이터를 전송할 수 있으며, 모든 사용자들이 채널(또는 자원)을 공유하여 채널을 효율적으로 사용하는 것이 가능하다. 또한 서비스 품질(QoS : Quality of Service)이 보장되어 사용자는 서비스의 특성에 따라 서로 다른 품질의 서비스를 제공받을 수 있다.
- <6> 상기 IEEE 802.16 통신 시스템은 물리 채널(physical channel)을 위해 상기 직교 주파수 분할 다중(OFDM: Orthogonal Frequency Division Multiplexing)/직교 주파수 분할 다중 접속(OFDMA: Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식을 사용하고 있다. 즉, 상기 광대역 무선접속 시스템은 OFDM/OFDMA 방식을 사용하기 때문에 다수의 부반송파(sub-carrier)들을 사용하여 물리 채널 신호를 송신함으로써 고속 데이터 송신이 가능하다
- <7> 또한, 상기 광대역 무선접속 시스템은 다중셀(multi-cell) 구조를 통해 MS의 이동성을 지원하며, 주파수 사용의 효율성을 위해 모든 셀들이 동일한 주파수를 사용한다. 이러한 다중셀 기반의 시스템에서는 인접셀 간섭이 성능에 큰 영향을 미친다.
- <8> 도 1은 다중셀 기반의 광대역 무선접속 시스템을 개략적으로 도시하고 있다.
- <9> 도 1을 참조하면, 주파수 재 사용률을 1로 하는 다중 셀 환경에서 셀 중첩 지역에 위치한 사용자(110)는 인접셀(120)로 간섭신호를 전송하게 된다. 이렇게 발생된 인접 셀의 간섭 신호는 해당 셀내 사용자(112)의 신호에 영향을 주어 복조 성능을 떨어뜨린다. 따라서, 이러한 다중셀 기반의 시스템에서는 인접셀 간섭기법을 반드시 적용해야 한다.
- <10> 도 2는 다중셀 기반의 광대역 무선접속 시스템에서 인접셀 간섭을 주파수축에 도시한 것이다. 도시된 바와 같이, 인접셀 간섭은 주파수 대역에서 불연속적인 협대역 신호로 모델링된다.
- <11> 한편, 통신 시스템에서는 채널 복호기(decoder)로 부호화된 비트(bit)의 경판정(hard decision) 값을 전달하는 대신 연판정(soft decision) 값을 전달하여 복호(decoding)하는 것이 성능 면에서 우수하다고 알려져 있다. 여기서, 상기 복호기의 입력 연판정(soft decision) 값은 채널 상으로 전송된 변조 심볼의 추정값으로, 로그 우도율(log Likelihood Ratio : 이하 'LLR'이라 칭함) 값을 사용한다. 한편, 상기 LLR 값을 계산함에 있어 해당 주파수 대역의 잡음 값이 필요하다.
- <12> 종래 기술에 따르면, 전체 대역의 평균 잡음 값을 이용해서 LLR 값을 계산하게 되는데, 이것은 도 2에 도시된 바와 같이 협대역/불연속 특성을 갖는 인접셀 간섭을 고려할 수 없으므로, 수신단에서의 복조 성능이 열화될 수밖에 없다. 대표적으로, 기존에는 인접한 파일럿 신호(또는 심볼) 간의 뺄셈 등을 이용해서 잡음을 추정하였다. 또한, 전체 대역에 대해 평균을 취함으로써 추정 정확도를 높이고 있다. 그런데 이와 같은 전체 대역의 잡음 추정 값은 간섭이 협대역으로 나타나는 OFDM 기반의 광대역 무선접속 시스템에 적합하지 않다. 그러므로, 협대역/불연속 잡음 특성을 정확히 반영할 수 있는 잡음 추정기가 요구된다.
- <13> 이상 살펴보면 바와 같이, 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 복조 성능을 향상시키기 위해서는 다중셀 간섭 제거와 정확한 잡음 추정이 요구된다.

**발명의 내용**

**해결 하고자하는 과제**

- <14> 따라서, 본 발명의 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 복조 성능을 향상시키기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <15> 본 발명의 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 다중셀 간섭을 제거하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <16> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 MMSE(Minimum Mean Square Error)기반의 간섭제거기의 연산 복잡도를 줄이기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <17> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 자기 신호가 제거된 수신신호의 상관도 행렬을 이용해서 필터계수를 구하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <18> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 협대역 잡음을 추정하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

있다.

- <19> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 LLR 추정 성능을 향상시키기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <20> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 잡음 추정기의 연산 복잡도를 줄이기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <21> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 MMSE 기반의 간섭제거기에서 계산된 파라미터를 이용하여 잡음을 계산하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <22> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 상향링크 신호로부터 다중셀 간섭을 제거하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <23> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 하향링크 신호로부터 다중셀 간섭을 제거하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.
- <24> 본 발명의 또 다른 목적은 광대역 무선접속 시스템에서 수신된 제어채널 신호로부터 다중셀 간섭을 제거하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

**과제 해결수단**

- <25> 상기 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 일 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 장치에 있어서, 자기 신호(desired signal)를 추정하는 추정기와, 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 제1연산기와, 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 제2연산기를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <26> 본 발명의 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 장치에 있어서, 자기 신호(desired signal)를 추정하는 추정기와, 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 제1연산기와, 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 제2연산기와, 상기 상관도 행렬(R)과 간섭 제거 필터의 계수(W) 중 적어도 하나를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 잡음 추정기를 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <27> 본 발명의 또 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 장치에 있어서, 프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 제1채널추정기와, 데이터 영역에서 수신되는 파일럿 신호의 채널계수를 추정하는 제2채널추정기와, 특정 톤의 수신신호에서 상기 프리앰블 채널계수 또는 상기 파일럿 신호의 채널계수를 감산한 신호를 자기 상관하여 상관도 행렬을 산출하고, 데이터 톤의 수신신호에 대하여 상기 상관도 행렬을 이용해서 MMSE 기반의 간섭 제거를 수행하는 간섭제거기를 포함하는 것을 특징으로 하는 한다.
- <28> 본 발명의 또 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 방법에 있어서, 자기 신호(desired signal)를 추정하는 과정과, 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 과정과, 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <29> 본 발명의 또 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 방법에 있어서, 자기 신호(desired signal)를 추정하는 과정과, 수신 신호로부터 상기 추정된 자기 신호를 제거하고, 상기 제거된 신호의 상관도 행렬을 산출하는 과정과, 상기 상관도 행렬을 이용하여 간섭 제거를 수행하는 과정과, 상기 상관도 행렬(R)과 간섭제거 필터의 계수(W) 중 적어도 하나를 이용하여 협대역 잡음을 추정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.
- <30> 본 발명의 또 다른 견지에 따르면, 광대역 무선통신시스템에서 수신 방법에 있어서, 프리앰블 신호의 채널계수를 추정하는 과정과, 데이터 영역에서 수신되는 파일럿 신호의 채널계수를 추정하는 과정과, 특정 톤의 수신신호에서 상기 프리앰블 채널계수 또는 상기 파일럿 신호의 채널계수를 감산한 신호를 자기 상관하여 상관도 행렬을 산출하는 과정과, 데이터 톤의 수신신호에 대하여 상기 상관도 행렬을 이용해서 MMSE 기반의 간섭제거를 수행하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

**효과**

- <31> 상술한 바와 같이, 본 발명은 간섭제거기법을 적용함에 있어서 간섭신호의 채널을 추정할 필요가 없기 때문에 연산 복잡도를 현저히 줄일 수 있다. 간섭 신호의 채널을 추정할 필요가 없기 때문에, 다른 셀의 파일럿 구조를 알 필요가 없으며, 가장 큰 간섭 및 간섭의 개수를 결정하기 위한 별도의 알고리즘도 필요 없다. 또한, 간섭이

없는 경우에 대해서는 MRC(Maximum Ratio Combing) 방법과 동일하므로 간섭의 여부에 따라 복조 알고리즘을 스위칭할 필요가 없다. 또한, 협대역 잉여 간섭의 양을 LLR 연산시 효과적으로 반영할 수 있으므로, 복조 성능을 향상시킬 수 있다. 특히, MAP과 같은 중요한 제어정보의 복조 성능을 높일 수 있으므로, 시스템과의 연결 끊김 현상을 줄일 수 있다. 이러한 효과들은 결국 시스템 용량을 증대시킬 수 있다.

**발명의 실시를 위한 구체적인 내용**

- <32> 이하 첨부된 도면을 참조하여 본 발명의 동작 원리를 상세히 설명한다. 하기에서 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 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.
- <33> 이하, 본 발명은 광대역 무선접속 시스템에서 다중셀 간섭을 제거하기 위한 기술에 대해 살펴본다. 또한, 본 발명은 간섭 제거기에서 계산된 파라미터를 이용해서 협대역 잡음을 추정하기 위한 방안에 대해 살펴보기로 한다.
- <34> 이하 설명은 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing)기반의 광대역 무선접속 통신시스템을 예로 설명하지만, 본 발명은 다중셀 기반의 통신시스템이라면 동일하게 적용될 수 있다.
- <35> 본 발명의 설명에 앞서, 먼저 일반적인 MMSE 기반의 간섭 제거 방식을 살펴보기로 한다.
- <36> 상기 MMSE 방식은 하기 <수학식 1>과 같이 나타낼 수 있다.

**수학식 1**

$$\hat{x} = WY$$

$$W = (H_D)^H R^{-1}$$

- <37>
- <38> 여기서,  $\mathbf{Y}$ 는 수신신호를 나타내며, 수신안테나의 개수가  $N_R$ 일 때  $N_R \times 1$ 의 열벡터이다.  $W$ 는 MMSE 필터의 계수를 나타내며, 복조하고자 하는 신호가 하나일 때  $1 \times N_R$ 의 행벡터이다.  $\hat{x}$ 는 MMSE필터에 의해 추정된 송신신호를 나타낸다.  $H_D$ 는 복조하고자 하는 신호의 무선 채널 특성을 나타내며,  $N_R \times 1$ 의 열벡터이다. 그리고,  $R$ 은 수신신호의 상관도를 나타내며,  $N_R \times N_R$ 의 행렬이다. 그리고, 위 첨자 -1은 역행렬을 의미하고, 위 첨자 H는 허미시안 전치(Hermitian Transpose)를 나타낸다.
- <39> 상기 <수학식 1>에서 상관도 행렬  $R$ 은 하기 <수학식 2>와 같다.

**수학식 2**

$$R = E[YY^H] = E[(HX+N)(HX+N)^H]$$

$$= HH^H + \sigma^2 I$$

- <40>
- <41> 여기서,  $\mathbf{X}$ 는 모든 사용자들의 송신신호 벡터이며, 사용자의 수가  $N_U$ 일 때  $N_U \times 1$ 의 열벡터이다.  $H$ 는 모든 사용자들과 수신안테나 사이의 무선 채널을 나타내며,  $N_R \times N_U$ 의 행렬이다.  $N$ 은 수신안테나의 잡음을 나타내며,  $N_R \times 1$ 의 열벡터이다. 그리고  $\sigma^2$ 는 잡음 전력을 나타내고,  $I$ 는  $N_R \times N_R$ 크기의 단위 행렬(Identity matrix)을 나타낸다.
- <42> 상기와 같은 일반적인 MMSE 방식은 <수학식 2>에서 채널 행렬  $H$ 를 구성하기 위해, 복조를 원하는(desired) 사용자의 채널응답(또는 채널계수) 뿐만 아니라 간섭을 주는 다른 사용자들의 채널응답들도 모두 추정해야 한다.
- <43> 상술한 방식과 달리 간섭 단말의 채널추정이 필요 없는 MMSE 간섭제거기를 살펴보면 다음과 같다.

- <44> 이하, 구체적인 실시예를 도면의 참조와 함께 상세히 살펴보기로 한다.
- <45> 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 구성을 도시하고 있다. 여기서, 상기 수신기는 상향링크인 경우 기지국이 되며, 하향링크인 경우 단말이 될 수 있다.
- <46> 도시된 바와 같이, 수신기는 RF처리기(300), A/D(Analog to Digital)변환기(302), FFT연산기(304), 부채널 추출기(306), 채널 추정기(308), 간섭제거기(310), CINR(Carrier to Interference plus Noise Ratio)추정기(312), LLR연산기(314) 및 채널복호기(315)를 포함하여 구성된다. 도 3은 수신기의 구성을 간략히 나타낸 것으로, 자세히 도시하지는 않았지만 본 발명의 실시예에서는 수신기가 다중 안테나를 구비하는 것으로 가정하여 살펴보기로 한다.
- <47> 도 3을 참조하면, RF처리기(300)는 전처리기(front end unit)와 필터(filter) 등의 구성들을 포함하며, 무선채널을 통과한 고주파 대역의 신호를 기저대역 신호로 변환하여 출력한다. 상기 A/D변환기(302)는 상기 RF처리기(300)로부터의 아날로그 기저대역 신호를 디지털 신호로 변환하여 출력한다.
- <48> FFT연산기(304)는 상기 A/D변환기(302)로부터의 샘플데이터를 고속 푸리에 변환하여 주파수 영역의 데이터를 출력한다. 부채널 추출기(306)는 사용된 부채널 구조에 따라 상기 FFT연산기(304)로부터의 주파수 영역의 데이터에서 데이터 신호와 파일럿 신호를 구분하여 추출한다. 여기서, 도 5와 같은 부채널 구조를 가정할 경우, 상기 부채널 추출기(306)는 소정 단위(2bin×9심볼) 기준으로 18개의 파일럿 신호들을 추출하여 채널추정기(308)로 제공한다. 또한, 상기 부채널 추출기(306)는 추출된 데이터 신호와 파일럿 신호를 구분하여 간섭제거기(310)로 제공한다.
- <49> 상기 채널추정기(308)는 상기 부채널 추출기(306)로부터의 파일럿 신호들을 이용해서 복조를 원하는(desired) 신호의 채널계수를 추정하여 출력한다. 이때 채널 추정 방법은 여러 가지가 가능하다. 예를 들어, 간섭의 영향을 최소화할 수 있는 방법은 파일럿 톤을 평균하는 것이다. 이때 주파수 축으로는 무선 채널의 주파수 선택도(frequency selectivity)를 고려하여 빈(bin)마다 별도로 평균을 구할 수 있다. 여기서, 각 빈에 대한 추정된 채널은 하기 <수학식 3>과 같다. 하기 수학식 3은 도 5와 같은 부채널 구조를 가정한 것이다.

**수학식 3**

$$\hat{H}_b = \frac{1}{9} \sum_{s=1}^3 \sum_{p=1}^3 H_{b,s,p}$$

$$\begin{cases} b : bin\ index, 1, 2 \\ s : slot\ index, 1, 2, 3 \\ p : pilot\ index, 1, 2, 3 \end{cases}$$

- <50>
- <51> 여기서,  $\hat{H}_b$ 는  $N_R \times 1$ 의 열벡터(column vector)이다. 이와 같이, 파일럿 신호를 이용하는 방법 외에도 사운딩 신호를 이용하거나 여타 다양한 방식이 사용될 수 있다.
- <52> 상기 간섭제거기(310)는 상기 채널추정기(308)로부터의 채널계수와 상기 부채널 추출기(306)로부터의 파일럿 톤의 수신신호를 이용해서 상관도 행렬(R)을 계산하고, 상기 상관도 행렬과 상기 채널계수를 이용해서 간섭제거 필터의 계수(W)를 계산한다. 여기서, 상기 상관도 행렬은 수신신호(파일럿 톤의 수신신호)에서 자기신호(채널계수)를 감산한 신호를 상관하여 구해진다. 그리고, 상기 간섭제거기(310)는 상기 계산된 계수를 상기 간섭제거 필터에 설정하고, 상기 부채널 추출기(310)로부터의 데이터 신호를 상기 간섭제거 필터로 필터링하여 간섭 제거된 신호를 출력한다. 상기 간섭제거기(310)의 상세 구성에 대해서는 이후 도 6의 참조와 함께 상세히 살펴보기로 한다.
- <53> CINR추정기(312)는 상기 간섭제거기(312)로부터 상기 상관도 행렬(R)과 필터 계수(W)를 제공받고, 상기 상관도 행렬(R)과 상기 필터 계수(W)를 이용해서 CINR(또는 협대역 잡음)을 계산하여 출력한다. 다른 예로, 상기 CINR추정기(312)는 상기 간섭제거기(312)로부터의 필터 계수(W)와 채널추정기(308)로부터의 채널계수(H)를 이용해서 협대역 잡음을 계산할 수 있다. 여기서, 협대역이라는 용어는, 상기 계산된 잡음(CINR)이 전체 대역에 해당하는 것이 아니라 특정 대역(예 : 빈(bin))에 해당하는 것임을 나타내기 위한 것이다. 이렇게 계산된 CINR 값은 LLR연산시 복조신호에 신뢰도를 적용하기 위한 가중치로 사용된다. 상기 CINR추정기(312)의 동작에 대해서는 이후 수식의 참조와 함께 상세히 살펴보도록 한다.
- <54> LLR연산기(314)는 상기 간섭제거기(310)로부터의 간섭 제거된 신호를 복조(demodulation)하여 LLR 값을 생성하

고, 상기 LLR값에 상기 CINR 값에 따른 가중치(신뢰도)를 적용하여 출력한다. 즉, 상기 LLR계산기(314)는 상기 간섭 제거된 신호를 상기 CINR추정기(312)로부터의 협대역 잡음을 이용해서 복조하여 LLR값을 생성한다. 채널복호기(315)는 상기 LLR연산기(314)로부터의 LLR들을 연관성 복호(soft decision decoding)하여 송신기에서 송신한 정보비트열을 복원한다.

<55> 도 4는 광대역 무선접속 시스템에서 B-AMC(Band-Adaptive Modulation and Coding) 부채널 구조를 도시하고 있다.

<56> 도시된 바와 같이, 하나의 부채널은 총 54(18톤 × 3심볼)개의 톤(부반송파)들로 구성된다. 여기서, 48개는 데이터 톤이고, 6개의 파일럿 톤이다. 파일럿 톤은 기지국과 단말에서 미리 알고 있는 정해진 신호(파일럿 신호)를 전송하는 톤으로, 그 위치들은 미리 정해진다. 설명의 편의를 위해 파일럿 신호는 '1' 값을 가지는 신호로 가정하기로 한다. 하나의 부채널은 주파수 축으로 18개의 톤들로 구성되고, 시간 축으로 3개의 심볼들로 구성된다. 이때, 주파수 축으로 9개의 톤들은 다시 빈(bin)으로 정의된다. 그리고, 3 심볼 크기는 슬롯으로 정의된다.

<57> 만약, 3 슬롯의 크기로 구성된 프레임 구조를 고려하면, 도 5에 도시된 바와 같이 부채널은 시간 축으로 3슬롯 동안 연속해서 나타난다. 즉, 3슬롯 B-AMC 프레임을 가정할 경우, 부채널 추출기에서 추출된 톤 값들은 도 5와 같은 형태로 2차원으로 저장된다. 이때, 각 톤에 대한 수신 신호  $Y$ 는 다중 수신안테나를 고려할 경우  $N_R \times 1$ 의 열벡터이다.

<58> 상기 도 5와 같은 부채널 구조를 사용하는 시스템에서, 타 신호 간섭을 제거하기 위한 간섭제거기에 대해 살펴보면 다음과 같다.

<59> 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 MMSE 간섭제거기(310)의 구성을 도시하고 있다.

<60> 도시된 바와 같이, MMSE 간섭제거기(310)는 상관도 행렬 연산기(600), 필터계수 연산기(602) 및 간섭제거 필터(604)를 포함하여 구성된다.

<61> 도 6을 참조하면, 상관도 행렬 연산기(600)는 상기 채널추정기(308)로부터의 채널계수( $\hat{H}_b$ )와 상기 부채널 추출기(306)로부터의 파일럿 톤 수신신호( $Y_{b,s,p}$ )를 이용해서 하기 <수학식 4>와 같이 상관도 행렬( $R$ )을 연산한다.

**수학식 4**

$$R = \frac{1}{18} \sum_{b=1}^2 \sum_{s=1}^3 \sum_{p=1}^3 \{ (Y_{b,s,p} - \hat{H}_b) (Y_{b,s,p} - \hat{H}_b)^H \}$$

<62> 여기서, 인덱스 b, s, p는 수학식 3에서 정의된 바와 같다.

<64> 상기 수학식 4에서 일반적인 MMSE 방식과 다른 점에 있다면, 수신신호에서 원하는 신호(desired signal)의 값을 빼주는 데 있다. 수신신호에서 원하는 신호를 감산함으로써, 잡음 및 간섭만 남길 수 있다. 즉, 잡음 및 간섭 신호의 상관도 평균을 구함으로써, 필터의 수렴속도를 빠르게 할 수 있다.

<65> 필터계수 연산기(602)는 상기 상관도 행렬 연산기(600)로부터의 상관도 행렬( $R$ )과 상기 채널추정기(308)로부터의 채널계수( $\hat{H}_b$ )를 이용해서 필터 계수를 연산한다. 여기서, 반영되는 필터 계수의 주기에 따라 연산 횟수는 변동될 수 있다. 도 5에서 하나의 슬롯, 각 빈마다 필터 계수를 반영한다면 총 6개의 필터 계수를 연산해야 하며, 3슬롯, 각 빈마다 채널 계수를 반영한다면 총 2개의 필터 계수를 연산해야 한다. 본 발명의 실시예에서는 하드웨어 연산 복잡도, 채널의 시변률, 주파수 선택도 등을 고려해서 후자의 방법으로 필터 계수를 연산하는 것으로 가정하기로 한다. 그러므로, 필터 계수,  $W_b$ 는 하기 수학식 5와 같이 연산될 수 있다.

수학식 5

$$W_b' = \hat{H}_b^H \cdot R^{-1}, \quad b=1,2$$

$$W_b = \frac{W_b'}{|W_b' \hat{H}_b|}$$

<66>

<67> 여기서, b는 빈 인덱스이다. 그리고, 두 번째 식은 필터 계수를 정규화(normalization)한 것이다.

<68> 간섭제거 필터(604)는 상기 필터 계수 연산기(602)로부터의 필터 계수( $W_b$ )를 이용하여 해당 빈의 수신신호에서 간섭신호를 제거하여 출력한다. 이를 수식으로 나타내면 하기 <수학식 6>과 같다.

수학식 6

$$\hat{x} = W_b Y$$

<69>

<70> 이하, 상기 CINR추정기(312)에 대해 보다 자세히 살펴보기로 한다.

<71> 앞서 설명한 바와 같이, 본 발명에 따른 CINR추정기(312)는 상기 간섭제거기(312)로부터 상기 상관도 행렬(R)과 필터 계수(W)를 제공받고, 상기 상관도 행렬(R)과 상기 필터 계수(W)를 이용해서 CINR(또는 잡음전력)를 계산한다. 혹은 상기 CINR추정기(312)는 필터계수(W)와 채널계수(H)를 이용해서 잡음전력을 추정한다. 그리고 상기 추정된 잡음 전력은 이후 LLR 연산을 위해 사용된다.

<72> 상기 <수학식 6>에서 간섭 제거된 신호  $\hat{x}$ 를 다르게 표현하면 하기 <수학식 7>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 7

$$\hat{x} = W_b Y = W_b H_d X_d + W_b (H_I X_I + N)$$

<73>

<74> 한편, 상기 <수학식 7>로부터 신호( $C$ )의 크기는 하기 <수학식 8>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

$$C = E[\|W_b H_d X_d\|^2] = \|W_b H_d\|^2 = 1$$

<75>

<76> 여기서, 신호의 크기가 '1'이 되는 이유는 상기 수학식 5에서 정규화를 해주었기 때문이다.

<77> 또한, 상기 <수학식 7>로부터 간섭( $I$ ) 및 잡음( $N$ )의 크기는 하기 수학식 9와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$IN = E[\|W_b (H_I X_I + N)\|^2] \approx W_b R W_b^H$$

<78>

<79> 여기서,  $R$ 은 상기 상관도 행렬 연산기(600)에서 구한 상관도 행렬을 나타내고,  $W_b$ 는 상기 필터계수 연산기(620)에서 구한 필터 계수를 나타낸다.

<80> 따라서, 상기 수학식 8과 상기 수학식 9로부터 CINR은 하기 수학식 10과 같이 간단히 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$CINR = \frac{C}{IN} = \frac{1}{W_b R W_b^H}$$

<81>



<82> 또한, 상기 수학적 식 5에서 필터 계수에 대한 정규화가 이루어지지 않은 경우, CINR은 하기 수학적 식 11과 같이 나타낼 수 있다.

**수학적 식 11**

$$CINR = \frac{C}{IN} = \frac{W_b^H H_d (W_b^H H_d)^H}{W_b^H R W_b} = \frac{W_b^H H_d (W_b^H H_d)^H}{H_d^H R^{-1} R W_b} = W_b^H H_d$$

<83> 상기 수학적 식 10과 상기 수학적 식 11에 나타난 바와 같이, CINR 값은 MMSE 간섭제거기에서 계산된 파라미터들 ( $W, R$ ) 및 채널계수( $H$ )를 이용해서 간단히 연산됨을 알 수 있다.

<85> 또한, 일반적인 MMSE 간섭제거기를 가정할 경우도 동일하게 수학적 식 10과 수학적 식 11을 사용하여 CINR 값을 계산할 수 있다. 이 경우, 수신을 원하는 사용자의 채널  $H_d$  외에도 간섭신호의 채널을 추정해야 한다. 이때, 추정된 간섭신호의 채널을  $H_I$ 라 한다. 여기서, 수신 안테나의 개수가  $N_R$  이고, 간섭신호의 개수가  $N_{IC}$ 라 할 때, 상기 간섭신호의 채널  $H_I$ 는  $N_R \times N_{IC}$ 의 크기를 갖는다.

<86> 따라서, 일반적인 MMSE 간섭제거기를 사용할 경우, 상기 수학적 식 10에 따른 상관도 행렬  $R$ 은 하기 <수학적 식 12>와 같이 산출된다.

**수학적 식 12**

$$R = H_I H_I^H + \sigma^2 I$$

<87> 여기서,  $\sigma^2$ 는 수신기의 열 잡음(thermal noise)을 나타내고,  $I$ 는  $N_R \times N_R$  크기를 갖는 단위 행렬(identity matrix)을 나타낸다.

<89> 상술한 바와 같이, 본 발명은 수신기에 MMSE 기반의 간섭제거기를 사용하는 경우, MMSE 기반의 간섭제거기에서 구한 파라미터들을 이용해서 신호대잡음비(CINR)를 간단히 연산할 수 있다. 이때, 필터 계수의 정규화 여부에 따라 수학적 식 10 또는 수학적 식 11을 이용해서 CINR을 구할 수 있다.

<90> 도 14는 본 발명에 따른 협대역 잡음(CINR) 사용시 획득되는 성능 이득을 도시한 그래프이다.

<91> 그래프에서 가로축은 CINR을 나타내고, 세로축은 PER(Packet Error Rate)를 나타낸다. 도시된 바와 같이, 동일한 수신세기(CNR : carrier to noise ratio)를 기준으로 평균 잡음을 사용해서 LLR을 연산하는 것보다 본 발명에 따른 협대역 잡음을 사용해서 LLR을 계산할 때 패킷 에러률(PER)을 낮출 수 있다.

<92> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 전반적인 동작 절차를 도시하고 있다. 여기서, 상기 수신기는 상향링크인 경우 기지국이 되며, 하향링크인 경우 단말이 될 수 있다.

<93> 도 7을 참조하면, 먼저 수신기는 701단계에서 적어도 하나의 수신안테나를 이용해서 신호를 수신한다. 이때, 안테나를 통해 수신되는 신호는 복조를 원하는(desired) 신호와 간섭 및 잡음이 가산된 형태이다.

<94> 안테나를 통해 신호가 수신되면, 상기 수신기는 703단계에서 수신된 RF대역의 신호를 기저대역 신호로 변환하고, 상기 기저대역 신호를 OFDM복조하여 주파수 영역의 데이터를 생성한다. 이후, 상기 수신기는 705단계에서 사용된 부채널 구조에 따라 상기 주파수 영역의 데이터에서 데이터 신호와 파일럿 신호를 구분하여 추출한다.

<95> 그리고, 상기 수신기는 707단계에서 상기 추출된 파일럿 신호(또는 사운딩 신호)를 이용해서 복조를 원하는 신호의 채널계수( $\hat{H}_b$ )를 추정한다. 상기 채널계수를 추정된 후, 상기 수신기는 709단계에서 파일럿 톤 수신신호에서 상기 채널계수를 감산하고, 상기 감산된 신호를 자기 상관하여 상관도 행렬(R)을 계산한다. 그리고, 상기 수신기는 711단계에서 상기 상관도 행렬(R)과 상기 채널계수( $\hat{H}_b$ )를 이용해서 간섭제거필터의 계수(W)를 산출

한다. 이후, 상기 수신기는 713단계에서 상기 산출된 필터 계수(W)를 이용해서 수신신호로부터 간섭신호를 제거한다.

<96> 그리고, 상기 수신기는 715단계에서 간섭제거를 위해 계산된 상관도 행렬( $R$ )과 필터 계수( $W$ )를 획득한다.

그리고, 상기 수신기는 713단계에서 상기 상관도 행렬( $R$ )과 상기 필터 계수( $W$ )를 이용해서 협대역 잡음(CINR)을 추정한다. 여기서, 상기 CINR 값은 필터 계수의 정규화 여부에 따라 수학식 10 또는 수학식 11을 이용해서 구할 수 있다.

<97> 이와 같이, CINR를 추정후, 상기 수신기는 717단계에서 상기 간섭신호가 제거된 신호를 복조(demodulation)하여 LLR 값을 생성하고, 상기 LLR값에 상기 CINR값에 따른 가중치(또는 신뢰도)를 적용한다. 그리고, 상기 수신기는 719단계에서 상기 LLR 값들을 연관성 복호(soft decision deciding)하여 송신기에서 송신한 정보비트열을 복원한다.

<98> 일반적으로, 광대역 무선접속 시스템에서 하향링크 프레임의 경우, 맨 처음 단말 동기를 위한 프리앰블 신호가 위치되고 이어 DL/UL MAP이 위치된다. 상기 MAP정보는 상/하향링크의 자원할당을 묘사하는 정보(데이터 버스트의 위치, 변조레벨 등)로서, 단말기가 인접 셀 간섭 등으로 인해 이를 복조하지 못하면 시스템과의 연결이 끊기는 심각한 문제가 발생할 수 있다.

<99> 도 8은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 하향링크 프레임 구조를 도시하고 있다. 도면에서 가로축은 시간 영역(time domain)이고, 세로축은 주파수 영역(frequency domain)이다.

<100> 도시된 바와 같이, 하향링크(DL : Downlink) 프레임은 프리앰블(preamble), FCH(Frame Control Header), DL(downlink) MAP, UL(uplink) MAP 그리고 하향링크 데이터 영역으로 구성된다. 여기서, 상기 하향링크 프리앰블은 단말의 초기 동기 획득 및 셀 탐색에 이용되며, FCH는 프레임의 기본 구성을 묘사하는 정보를 포함한다. DL MAP은 하향링크 데이터 버스트들의 영역을 알려주는 정보들을 포함하며, UL MAP은 상향링크 프레임의 구조를 알려주는 정보들을 포함한다.

<101> 단말은 실제 트래픽이 실리는 데이터 버스트(Data Burst)의 위치(또는 자원)를 알기 위해서 하향링크 프레임의 전반부에 위치하는 MAP정보를 반드시 복조해야 한다. 따라서, 다중셀 간섭이 존재하는 환경에서, 상기 MAP정보를 오류 없이 수신하기 위해서는 반드시 간섭 제거 기술이 필요하다.

<102> 앞서 설명한 바와 같이, 간섭 제거 필터의 계수(W)를 결정함에 있어서 채널정보(또는 채널계수)가 필요한데, 이하 본 발명은 간섭 제거 기법을 적용하는 정보의 위치에 따라 프리앰블 신호의 채널정보 및 파일럿 신호의 채널정보를 적절히 스위칭하여 사용하는 방안에 대해 살펴보기로 한다.

<103> 도 9는 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 구성을 도시하고 있다. 여기서, 상기 수신기는 단말의 수신기로 가정하기로 한다.

<104> 도시된 바와 같이, 수신기는 RF처리기(900), A/D(Analog to Digital)변환기(902), FFT연산기(904), 부채널 추출기(906), 프리앰블 채널추정기(908), 파일럿 채널추정기(910), 간섭제거기(912), 잡음 추정기(914), LLR연산기(916) 및 채널복호기(918)를 포함하여 구성된다. 자세히 도시하지는 않았지만 상기 수신기가 다중 안테나를 구비하는 것으로 가정하여 살펴보기로 한다.

<105> 도 9를 참조하면, RF처리기(900)는 전처리기(front end unit)와 필터(filter) 등의 구성들을 포함하며, 무선채널을 통과한 고주파 대역의 신호를 기저대역 신호로 변환하여 출력한다. 상기 A/D변환기(902)는 상기 RF처리기(900)로부터의 아날로그 기저대역 신호를 디지털 신호로 변환하여 출력한다.

<106> FFT연산기(904)는 상기 A/D변환기(902)로부터의 샘플데이터를 고속 푸리에 변환하여 주파수 영역의 데이터를 출력한다. 부채널 추출기(906)는 프리앰블 수신 구간일 경우 일정 톤(또는 부반송파) 간격으로 매핑되어 있는 프리앰블 신호를 추출하여 프리앰블 채널추정기(908)로 제공한다. 만약, 데이터 수신 구간이면, 상기 부채널 추출기(906)는 사용된 부채널 구조에 따라 상기 FFT연산기(904)로부터의 주파수 영역의 데이터에서 데이터 신호와 파일럿 신호를 구분하여 추출한다. 여기서, 도 11의 부채널 구조를 가정할 경우, 상기 부채널 추출기(906)는 소정 단위(14톤×2심볼) 기준으로 4개의 파일럿 신호들을 추출하여 파일럿 채널추정기(910)로 제공한다. 동시에, 상기 부채널 추출기(906)는 추출된 데이터 신호와 파일럿 신호를 구분하여 간섭제거기(912)로 제공한다.

<107> 상기 프리앰블 채널추정기(908)는 상기 부채널 추출기(906)로부터의 프리앰블 신호를 이용해서 서빙 기지국의

채널계수를 추정하여 출력한다. 일반적으로, 프리엠블 신호는 하나의 OFDM심볼로 이루어지며, 도 10에 도시된 바와 같이 주파수축에서 3개의 부반송파 간격으로 신호가 존재한다. 3개의 부반송파 간격으로 매핑되는 신호는 기지국과 단말 사이에 미리 알고 있는 신호로, 단말에서 채널 추정에 사용될 수 있다.

<108> 상기 프리엠블 신호를 이용한 채널 추정 방식은 여러 가지가 있지만, 본 발명의 실시예에서는 간단한 선형 보간 기법을 이용하는 것으로 가정한다. 프리엠블 신호가 존재하는 부반송파( $i = \dots, k-9, k-6, k-3, k, k+3, k+6 \dots$ )에 해당하는 무선 채널응답(채널계수)은 하기 <수학식 13>과 같이 미리 알고 있는 신호 값( $P_i$ )을 나누어 줌으로써 획득할 수 있다.

**수학식 13**

$$\hat{H}_{PA,i} = \frac{Y_{PA,i}}{P_i}, \quad (i = \dots, k-9, k-6, k-3, k, k+3, k+6 \dots)$$

<109> 여기서,  $Y_{PA}$ 는  $N_{ant} \times 1$ 의 크기를 갖는 벡터이다.

<110> 그리고, 프리엠블 신호가 존재하지 않는 부반송파에 대한 채널 계수는 선형 보간(linear interpolation)을 이용해서 추정한다. 예를들어,  $k-1, k+2$ 번째 인덱스에 대한 채널 계수는 하기 수학식 14와 같이 획득할 수 있다.

**수학식 14**

$$\hat{H}_{PA,k+1} = \frac{(2 \hat{H}_{PA,k} + \hat{H}_{PA,k+3})}{3}$$

$$\hat{H}_{PA,k+2} = \frac{(\hat{H}_{PA,k} + 2 \hat{H}_{PA,k+3})}{3}$$

<111> 이와 같이, 모든 부반송파들에 대한 채널계수를 추정한 후, 상기 프리엠블 채널 추정기(908)는 상기 추정된 채널계수들을 평균하고, 그 평균값( $\hat{H}_{PA}$ )을 간섭제거기(912)로 제공한다. 이렇게 추정된 프리엠블 신호의 채널 계수는 이후 MAP신호에서 간섭을 제거할 때, 간섭제거 필터의 계수 산출에 이용된다. 즉, MAP정보는 프리엠블과 인접해 있으므로 무선채널응답이 크게 변경되지 않는 가정하에 채널 추정이 정확한 프리엠블의 채널계수를 이용해서 간섭제거 필터의 계수를 산출한다. 물론, MAP구간내 파일럿 신호의 채널계수를 이용해서 필터의 계수를 산출할 수도 있다.

<112> 상기 파일럿 채널추정기(910)는 상기 부채널 추출기(906)로부터의 파일럿 신호들을 이용해서 서빙 기지국의 채널계수를 추정하여 출력한다. 상기 파일럿 신호를 이용한 채널 추정 방식은 여러 가지가 있지만, 본 발명의 실시예에서는 간단한 선형 보간 기법을 이용하는 것으로 가정한다. 파일럿 톤의 수신신호를  $Y_a$ 라 할 때, 상기  $Y_a$ 는  $N_{ant} \times 1$ 의 크기를 갖는 벡터이다. 여기서, 도 11과 같은 부채널 구조를 가정할 때, 파일럿 신호가 존재하는 부반송파에 대한 무선 채널응답은 하기 수학식 15와 같이 미리 알고 있는 신호 값( $P_i$ )을 나누어 줌으로써 획득할 수 있다.

**수학식 15**

$$\hat{H}_{d,i} = \frac{Y_{d,i}}{P_i}, \quad (i = 1, 5, 9, 13)$$

<113> 여기서,  $i$ 는 주파수축 인덱스를 나타낸다.

<114> 그리고, 프리엠블과 마찬가지로 파일럿 신호가 존재하지 않는 부반송파에 대한 채널 계수는 선형 보간(linear

interpolation)을 이용해서 추정한다.

<118> 이와 같이, 모든 부반송파들에 대한 채널계수를 추정한 후, 상기 파일럿 채널 추정기(910)는 상기 추정된 채널 계수들을 슬롯 단위로 평균하고, 슬롯당 평균값( $\hat{H}_s$ )을 간섭제거기(912)로 제공한다. 이렇게 추정된 파일럿 신호의 채널계수는 해당 데이터 신호에서 간섭을 제거할 때, 간섭제거 필터의 계수 산출에 이용된다.

<119> 상기 간섭제거기(912)는 상기 프리앰블 채널 추정기(908) 혹은 상기 파일럿 채널 추정기(910)로부터의 채널계수( $\hat{H}$ )와 상기 부채널 추출기(906)로부터의 파일럿 톤의 수신신호를 이용해서 상관도 행렬(R)을 계산하고, 상기 상관도 행렬과 상기 채널계수를 이용해서 간섭제거 필터의 계수(W)를 계산한다. 그리고, 상기 간섭제거기(912)는 상기 계산된 계수를 상기 간섭제거 필터에 설정하고, 상기 부채널 추출기(906)로부터의 데이터 신호를 상기 간섭제거 필터로 필터링하여 간섭 제거된 신호를 출력한다. 상기 간섭제거기(912)의 상세 구성은 도 6과 동일하다.

<120> 잡음 추정기(914)는 앞서 설명한 바와 같이, 필터 계수(W)와 채널계수를 이용해서 CINR을 계산하거나, 필터계수(W)와 상관도 행렬(R)을 이용해서 CINR을 계산한다. 이렇게 계산된 CINR 값은 LLR 연산시 복조신호에 신뢰도를 적용하기 위한 가중치로 사용된다.

<121> LLR연산기(916)는 상기 간섭제거기(912)로부터의 간섭 제거된 신호를 복조(demodulation)하여 LLR 값을 생성하고, 상기 LLR값에 상기 CINR 값에 따른 가중치(신뢰도)를 적용하여 출력한다. 채널복호기(918)는 상기 LLR연산기(916)로부터의 LLR들을 연관정 복호(soft decision decoding)하여 송신기에서 송신한 정보비트열을 복원한다.

<122> 도 11은 광대역 무선접속 시스템에서 PUSC(Partial Usage of Subcarrier) 부채널 구조를 도시하고 있다.

<123> 도시된 바와 같이, 하나의 클러스터는 총 28(14톤 × 2심볼)개의 톤(부반송파)들로 구성된다. 여기서, 24개는 데이터 톤이고, 4개는 파일럿 톤이다. 파일럿 톤은 기지국과 단말에서 미리 알고 있는 정해진 신호(파일럿 신호)를 전송하는 톤으로, 그 위치들은 미리 정해진다. 설명의 편의를 위해 파일럿 신호는 '1' 값을 가지는 신호로 가정하기로 한다. 하나의 클러스터는 주파수 축으로 14개의 톤들로 구성되고, 시간 축으로 2개의 심볼들로 구성된다. 이때, 2 심볼 크기는 슬롯으로 정의된다.

<124> 만약, 2 슬롯 또는 3슬롯 크기로 구성된 프레임 구조를 고려하면 도 7에 도시된 바와 같이 부채널은 시간 축으로 2슬롯 또는 3슬롯 동안 연속해서 나타난다. 즉, 2슬롯-PUSC 프레임을 가정할 경우, 부채널 추출기에서 추출된 톤 값들은 (a)과 같은 형태로 2차원으로 저장된다. 이때, 각 톤에 대한 수신 신호  $Y$ 는 앞서 설명한 바와 같이  $N_{ant} \times 1$ 의 열벡터이다. 여기서,  $N_{ant}$ 는 수신 안테나의 개수를 나타낸다.

<125> 상기 도 11과 같은 부채널 구조를 사용하는 시스템에서, 인접 셀 간섭을 제거하기 위한 간섭제거기(도 6)에 대해 살펴보면 다음과 같다.

<126> 도 6을 참조하면, 상관도 행렬 연산기(600)는 상기 프리앰블 채널추정기(908) 또는 상기 파일럿 채널추정기(910)로부터의 채널계수( $\hat{H}$ )와 상기 부채널 추출기(906)로부터의 파일럿 톤 수신신호( $Y$ )를 이용해서 하기 <수학식 16> 및 <수학식 17>과 같이 상관도 행렬( $R$ )을 연산한다. 여기서, MAP신호에서 간섭을 제거하는 경우, 상기 채널계수는 프리앰블 채널계수( $\hat{H}_{PA}$ )가 되고, 데이터 영역의 데이터 신호에서 간섭을 제거하는 경우 상기 채널계수는 파일럿 채널계수( $\hat{H}_s$ )가 된다.

**수학식 16**

$$R = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N \{ (Y_n - \hat{H}_{PA})(Y_n - \hat{H}_{PA})^H \}$$

<127>

<128> 여기서, N은 MAP신호내 존재하는 파일럿 톤의 개수를 나타낸다.

수학식 17

$$R = \frac{1}{4Ns} \sum_{s=1}^{Ns} \sum_{p=1}^4 \{ (Y_{s,p} - \hat{H}_s)(Y_{s,p} - \hat{H}_s)^H \}$$

<129>

<130> 여기서, b는 PUSC 슬롯 인덱스를 나타내고, p는 클러스터내 파일럿 인덱스를 나타낸다.

<131> 상기 <수학식 16>과 상기 <수학식 17>에서 일반적인 MMSE 방식과 다른 점이 있다면, 수신신호에서 복조를 원하는 신호의 값(평균 채널 값)을 빼주는 데 있다. 수신신호에서 원하는 신호를 감산함으로써, 잡음 및 간섭만 남길 수 있다. 즉, 잡음 및 간섭 신호의 상관도 평균을 구함으로써, 필터의 수렴속도를 빠르게 할 수 있다.

<132> 필터계수 연산기(602)는 상기 프리앰블 채널추정기(908) 또는 상기 파일럿 채널추정기(910)에서 추정된 채널계수( $\hat{H}$ )와 상기 상관도 행렬 연산기(600)로부터의 상관도 행렬( $R$ )를 이용해서 필터 계수를 연산한다. 여기서, 프리앰블 채널계수를 이용할 때는 필터 계수를 한번만 연산하면 되지만, 데이터 영역의 파일럿 채널계수를 이용할 때는 반영되는 필터 계수의 주기에 따라 연산 횟수는 변동될 수 있다. 도 12의 (b)에서 슬롯마다 필터 계수를 반영한다면 총 3개의 필터 계수를 연산해야 한다. 상기 필터 계수는 하기 <수학식 18>과 같이 연산된다.

수학식 18

$$W = \hat{H}^H \cdot R^{-1}$$

<133>

<134> 간섭제거 필터(604)는 상기 필터 계수 연산기(602)로부터의 필터 계수( $W$ )를 이용하여 수신신호에서 간섭신호를 제거하여 출력한다. 이를 수식으로 나타내면 하기 <수학식 19>과 같다.

수학식 19

$$\hat{x} = WY$$

<135>

<136> 도 13은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 전반적인 동작 절차를 도시하고 있다. 여기서, 상기 수신기는 단말의 수신기로 가정하기로 한다.

<137> 도 13을 참조하면, 먼저 수신기는 1301단계에서 수신신호에서 프레임의 시작을 검출한다. 상기 프레임의 시작이 검출되면, 상기 수신기는 1303단계에서 프레임의 앞부분에서 수신되는 프리앰블 신호를 이용해서 채널을 추정한다. 예를 들어, 프리앰블 신호가 존재하는 부반송파(파일럿 톤)에 대해서 무선 채널 응답을 구하고, 주파수축으로 선형 보간하여 전체 주파수 대역에 대한 무선 채널 응답을 구한다. 그리고, 상기 전체 주파수 대역에 대한 무선 채널 응답들을 평균하여 프리앰블 채널계수( $\hat{H}_{p,m}$ )를 획득한다.

<138> 이후, 상기 수신기는 1305단계에서 상기 프리앰블 다음에 위치하는 MAP신호를 수신신호에서 추출한다. 즉, 수신신호를 OFDM복조한 주파수 영역의 데이터에서 MAP신호를 추출한다. 그리고, 상기 수신기는 907단계에서 상기 프리앰블 채널계수와 미리 정해진 톤(파일럿 톤)의 수신신호를 이용해서 상관도 행렬( $R$ )을 계산하고, 상기 상관도 행렬( $R$ )과 상기 프리앰블 채널계수를 이용해서 MMSE 필터 계수를 계산한다. 여기서, 상기 상관도 행렬( $R$ )은 상기 <수학식 16>과 같이 계산되고, 상기 MMSE 필터 계수( $W$ )는 상기 <수학식 18>과 같이 계산될 수 있다.

<139> 이와 같이, MMSE 필터 계수를 산출한후, 상기 수신기는 1309단계에서 상기 필터 계수가 설정된 MMSE 필터를 이용하여 상기 MAP신호에서 간섭신호를 제거한다. 그리고, 상기 수신기는 1311단계에서 상기 간섭 제거된 MAP신호를 복조(demodulation) 및 복호(decoding)하여 MAP정보를 복원한다. 여기서, 상기 MAP정보는 하향링크 및 상향링크에 대한 자원할당정보를 포함한다.

<140> 상기 MAP정보를 복원한후, 상기 수신기는 1313단계에서 수신신호(데이터 영역의 수신신호)에서 파일럿 신호와 데이터 신호를 구분하여 추출한다. 상기 추출되는 파일럿 신호와 데이터 신호는 상기 MAP정보가 지정하는 영역(또는 자원)의 신호이다. 이후, 상기 수신기는 1315단계에서 상기 추출된 파일럿 신호를 이용해서 채널을 추정한다. 예를들어, 상기 추출된 파일럿 신호에 대한 채널 응답을 구하고, 주파수축으로 선형 보간하여 파일럿 신호가 매핑되지 않은 부반송파(데이터 톤)에 대한 채널 응답을 구한다. 그리고, 소정 시간 구간 단위(예 : 슬롯 단위)로 평균하여 파일럿 채널계수를 획득한다.

<141> 이후, 상기 수신기는 1317단계에서 상기 파일럿 채널계수와 미리 정해진 톤(파일럿 톤)의 수신신호를 이용하여 상관도 행렬(R)을 계산하고, 상기 상관도 행렬(R)과 상기 파일럿 채널계수를 이용하여 상기 MMSE 필터 계수(W)를 계산한다. 여기서, 상기 상관도 행렬(R)은 상기 <수학식 17>과 같이 계산되고, 상기 MMSE 필터 계수(W)는 상기 <수학식 18>과 같이 계산될 수 있다.

<142> 이와 같이, MMSE 필터 계수를 산출한후, 상기 수신기는 1319단계에서 상기 필터 계수가 설정된 MMSE 필터를 이용하여 상기 데이터 신호에서 간섭신호를 제거한다. 그리고, 상기 수신기는 1321단계에서 상기 간섭 제거된 데이터 신호를 복조(demodulation) 및 복호(decoding)하여 사용자 정보를 복원한다.

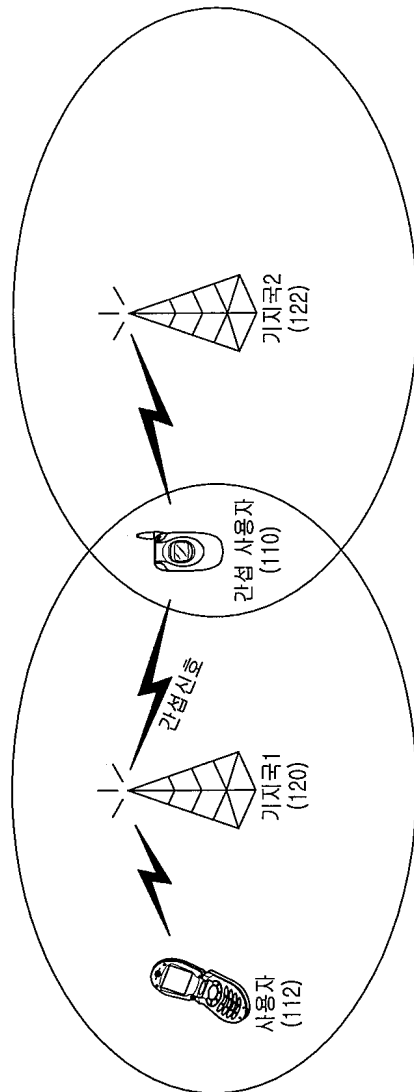
<143> 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 가령, 상술한 실시예는 특정 부채널 구조를 예들들어 설명하지만, 본 발명은 B-AMC 부채널 및 PUSC 부채널 구조 이외에 다른 부채널 구조에도 동일하게 적용될 수 있다. 또한, CINR, SNR(Signal to Noise Ratio), SINR(Signal to Interference plus Noise Ratio)은 유사한 개념의 용어들로서, 협대역 잡음 추정을 위해 CINR 외에 SNR, SINR 등이 계산될 수도 있다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시예에 국한되어 정해져서는 아니 되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

**도면의 간단한 설명**

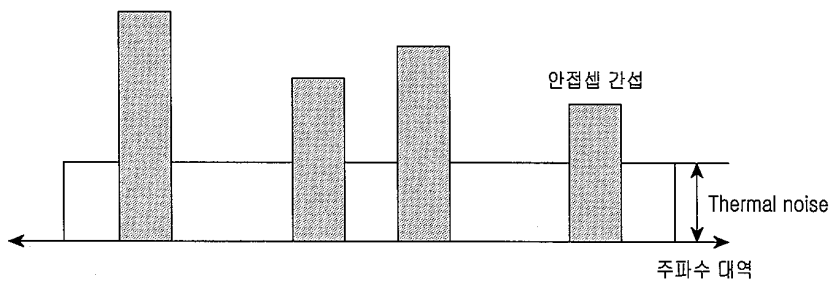
- <144> 도 1은 다중셀 기반의 광대역 무선접속 시스템을 개략적으로 도시하는 도면.
- <145> 도 2는 다중셀 기반의 광대역 무선접속 시스템에서 인접셀 간섭을 주파수축에 도시하는 도면.
- <146> 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 구성을 도시하는 도면.
- <147> 도 4는 광대역 무선접속 시스템에서 B-AMC 부채널 구조를 도시하는 도면.
- <148> 도 5는 광대역 무선접속 시스템에서 3슬롯 B-AMC부채널 구조를 도시하는 도면.
- <149> 도 6은 본 발명의 실시예에 따른 MMSE 간섭제거기의 구성을 도시하는 도면.
- <150> 도 7은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 동작 절차를 도시하는 도면.
- <151> 도 8은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 하향링크 프레임 구조를 도시하는 도면.
- <152> 도 9는 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 구성을 도시하는 도면.
- <153> 도 10은 프리앰블의 주파수축 특성을 도시하는 도면.
- <154> 도 11은 본 발명에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 PUSC부채널 구조를 도시하는 도면.
- <155> 도 12는 본 발명에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 2슬롯 PUSC부채널 및 3슬롯 PUSC부채널 구조를 도시하는 도면.
- <156> 도 13은 본 발명의 실시예에 따른 광대역 무선접속 시스템에서 수신기의 전반적인 동작 절차를 도시하는 도면.
- <157> 도 14는 본 발명에 따른 협대역 잡음(CINR) 사용시 획득되는 성능 이득을 도시한 그래프.

도면

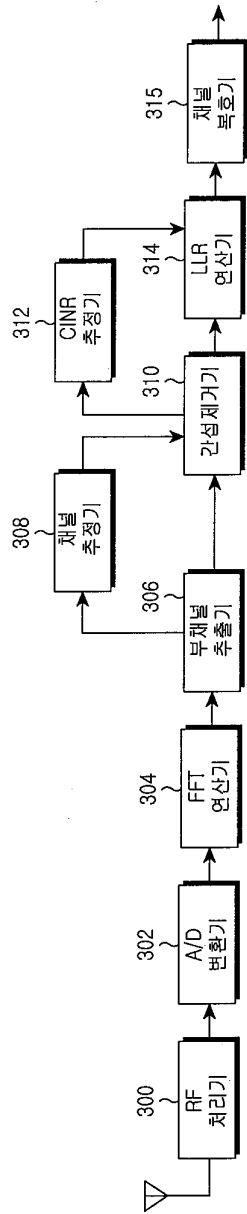
도면1



도면2

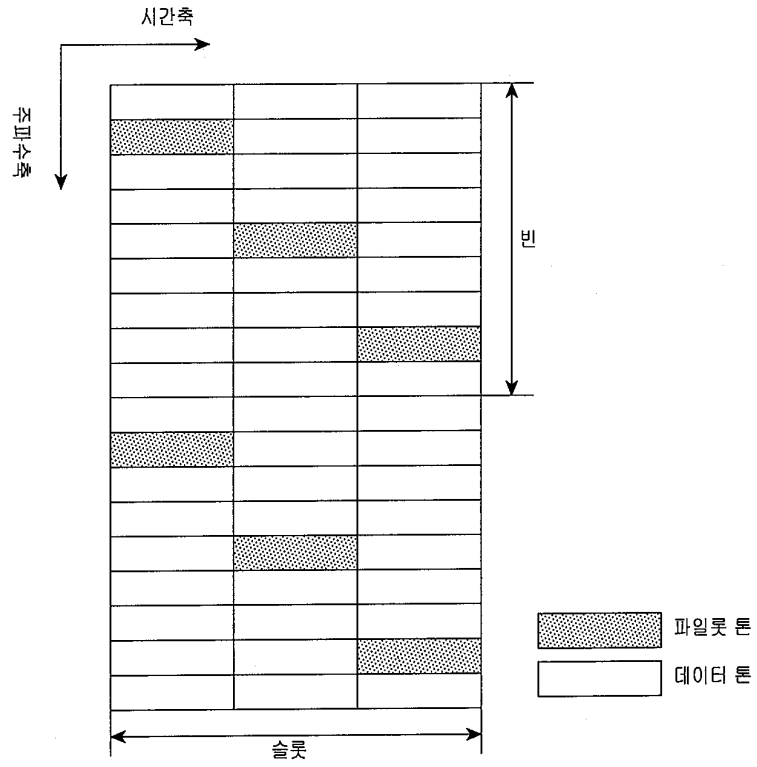


도면3

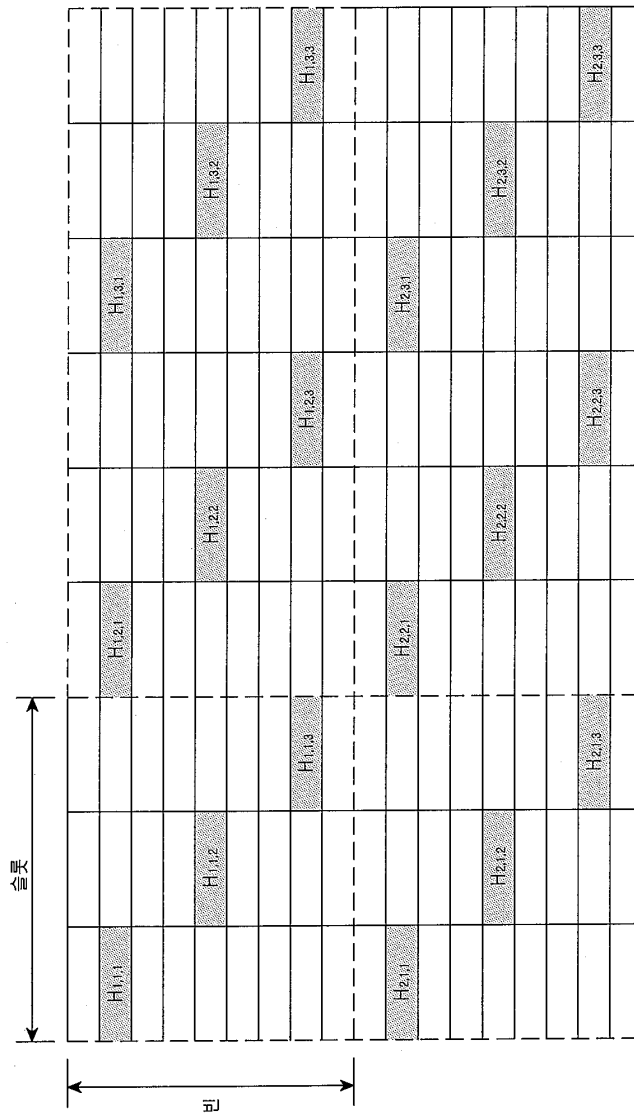




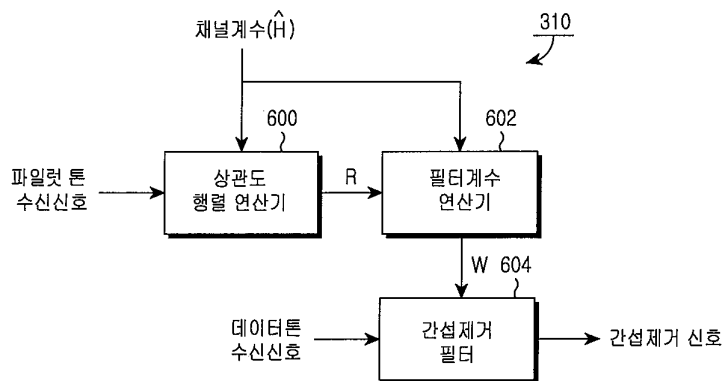
도면4



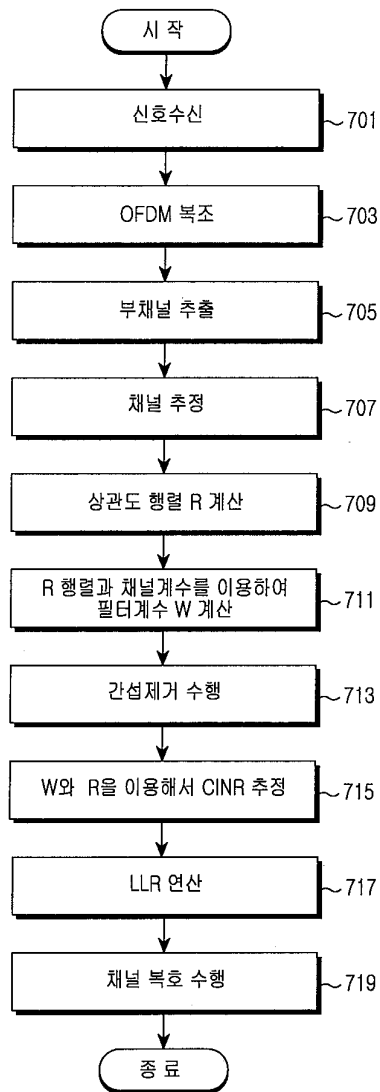
도면5



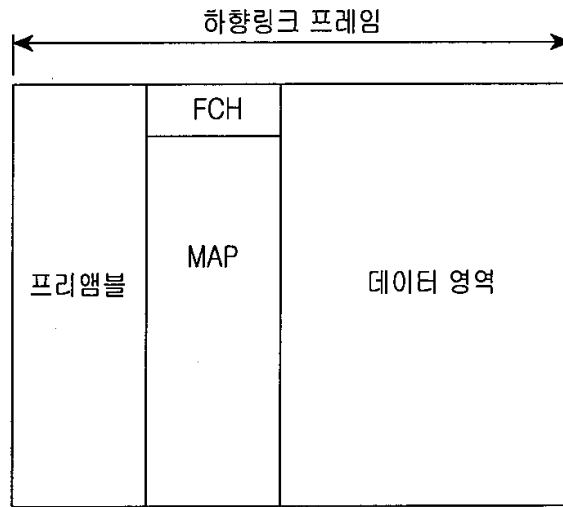
도면6



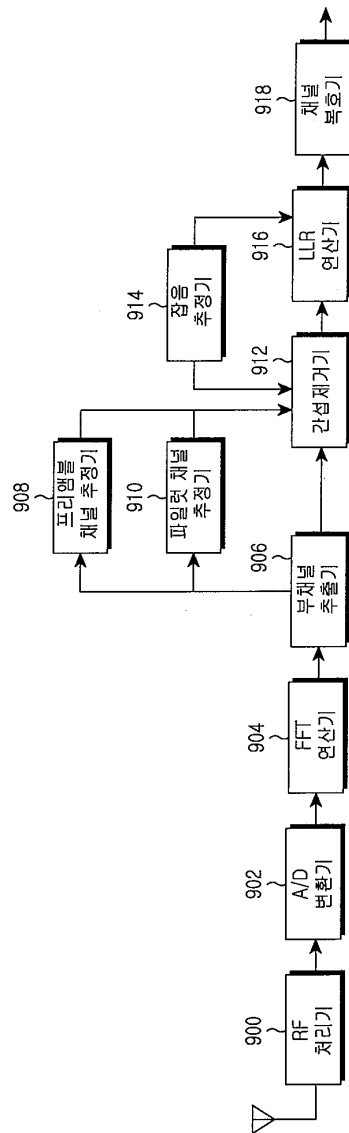
도면7



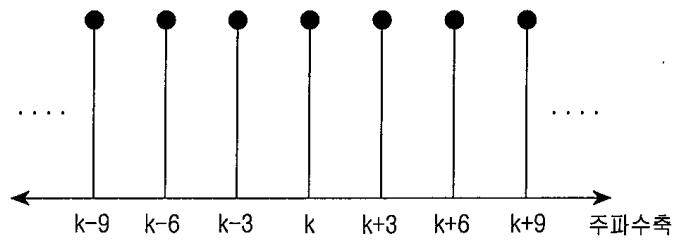
도면8



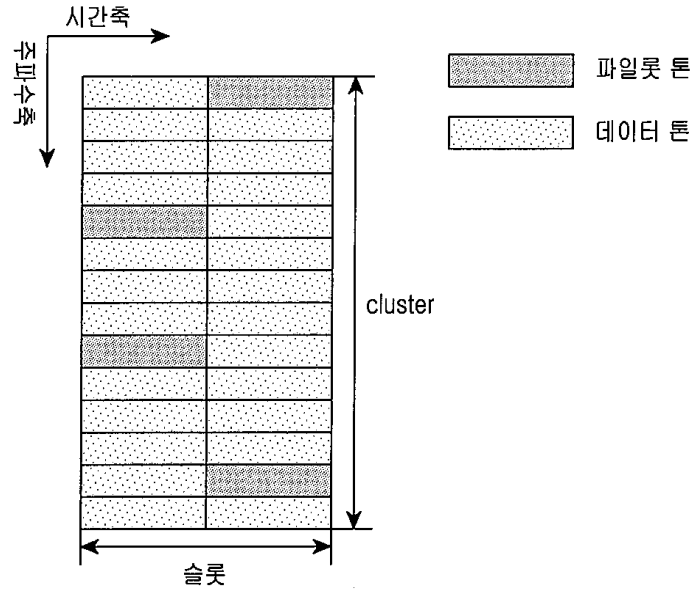
도면9



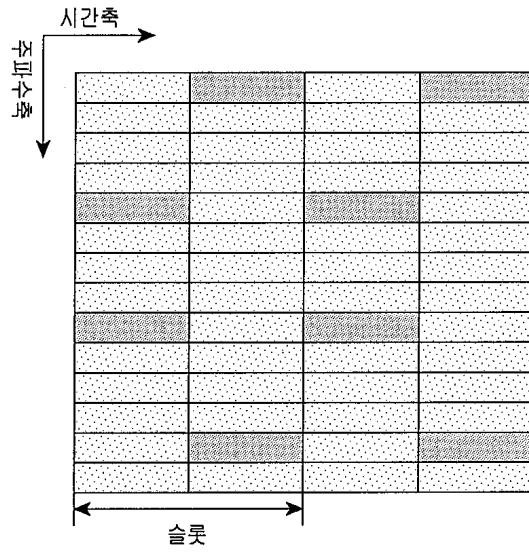
도면10



도면11



도면12

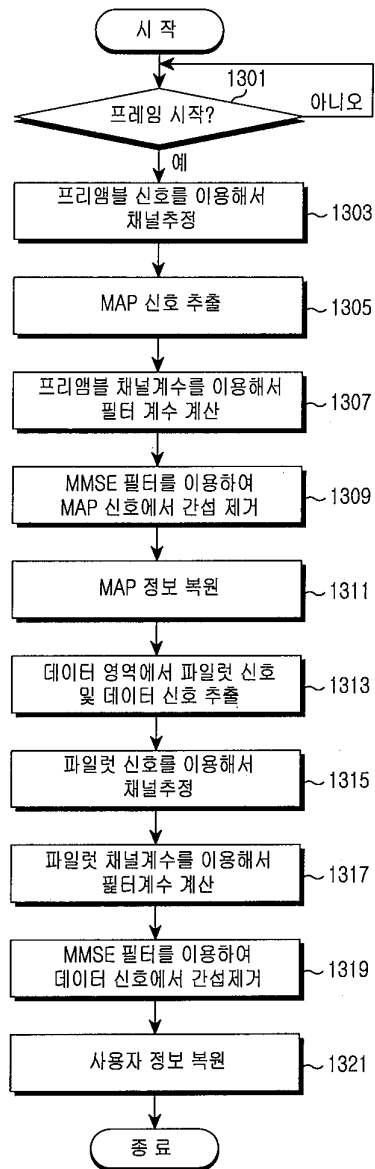


(a) 2 슬롯 길이의 PUSC 부채널



(b) 3 슬롯 길이의 PUSC 부채널

도면13





도면14

