



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년08월25일
 (11) 등록번호 10-1433112
 (24) 등록일자 2014년08월18일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
 H04B 7/08 (2006.01) H04B 7/208 (2006.01)
 H04J 1/00 (2006.01)
 (21) 출원번호 10-2007-0132046
 (22) 출원일자 2007년12월17일
 심사청구일자 2012년12월17일
 (65) 공개번호 10-2009-0064738
 (43) 공개일자 2009년06월22일
 (56) 선행기술조사문헌
 US20040136313 A1*
 US20050195734 A1*
 US20070195865 A1*
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
 삼성전자주식회사
 경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
 (72) 발명자
 이주현
 경기도 수원시 영통구 봉영로1517번길 30, 신나무
 실6단지 풍림아파트 605동 404호 (영통동)
 최승윤
 경기도 수원시 영통구 영통로290번길 26, 벽적골
 8단지아파트 848동 401호 (영통동)
 (뒷면에 계속)
 (74) 대리인
 이정순, 권혁록

전체 청구항 수 : 총 18 항

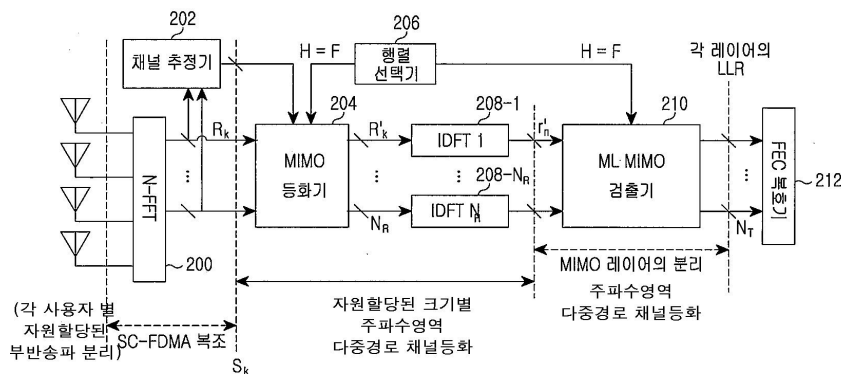
심사관 : 이정수

(54) 발명의 명칭 **단일 반송파 주파수 분할 다중 접속 시스템을 위한 수신장치 및 방법**

(57) 요약

본 발명은 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속 시스템을 위한 수신기 및 수신방법에 관한 것으로, 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA) 시스템의 수신기는, MIMO(Multiple-In Multiple-Out) 수신기법에 따라 상수 채널행렬을 선택하는 행렬선택기와, 상기 상수 채널행렬을 이용하여, 주파수영역에서 다중경로 채널을 소정의 경로 채널로 채널 등화를 수행하는 채널 등화기와, 상기 주파수영역에서 등화된 채널을 이용하여, 시간영역의 송신신호에서 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산한 후, 최소 거리를 갖는 심볼을 선택하는 MIMO 검출기를 포함하여, ML 검출시 복잡도가 낮고 성능이 우수하다.

대표도 - 도2



(72) 발명자

윤상보

경기도 성남시 분당구 이매로 54, 701동 501호 (이매동, 이매촌)

황성수

경기 용인시 수지구 수지로 68, 106동 501호 (상현동, 벽산아파트)

특허청구의 범위

청구항 1

단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA) 시스템의 수신장치에 있어서,

MIMO(Multiple-In Multiple-Out) 수신기법에 따라 상수 채널행렬을 선택하는 행렬선택기와,

상기 상수 채널행렬을 이용하여, 주파수영역에서 다중경로 채널을 소정의 경로 채널로 채널 등화를 수행하는 채널 등화기와,

상기 주파수영역에서 등화된 채널을 이용하여, 시간영역의 송신신호에서 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산한 후, 최소 거리를 갖는 심볼을 선택하는 MIMO 검출기를 포함하고,

상기 채널 등화기는, 상기 상수 채널행렬과 채널추정행렬의 역행렬을 곱하여 채널 등화를 수행하는 것을 특징으로 하는 수신장치.

청구항 2

삭제

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 채널 추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 ML(Maximum Likelihood)기반 수신기에서 송수신안테나 수가 같은 경우, $(\hat{H}_k)^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot)$, $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산임.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 채널 추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 ML(Maximum Likelihood)기반 수신기에서 무어 펜로즈 역행렬(Moore-Penrose Inverse Matrix)을 이용하는 경우 $\{(\hat{H}_k)^H \hat{H}_k\}^{-1}(\hat{H}_k)^H$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot)$, $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트((Hermitian) 전치행렬임).

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 채널 추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 제로포싱(Zero Forcing) 기반 수신기에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H\}^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot)$, $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트((Hermitian) 전치행렬, $(\cdot)^T$ 는 전치행렬임.

청구항 6

제 1항에 있어서,

상기 채널 추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기반 수신기에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H+\sigma_n^2I_{N_R}\}^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신장치.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot), (\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 전치행렬, $(\cdot)^T$ 는 전치행렬, σ_n^2 는 잡음분산이고, I_{N_R} 은 단위행렬, N_R 는 수신안테나 개수.

청구항 7

제 1항에 있어서,

상기 주파수 영역에서 채널을 추정하는 채널추정기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신장치.

청구항 8

제 1항에 있어서,

상기 행렬선택기는

시간영역에서 ML(Maximum Likelihood)기반 MIMO 검출을 고려할 시, 송신안테나 개수의 풀 랭크(Full Rank)를 갖는 임의의 행렬을 선택하거나, 특정 부반송파의 추정된 채널행렬을 선택하거나, 시간영역에서 다중경로 채널에서 임의의 경로에 대응하는 유효한 주파수영역의 채널행렬을 선택하는 것을 특징으로 하는 수신장치.

청구항 9

제 1항에 있어서,

상기 행렬선택기는

주파수영역에서 ML(Maximum Likelihood)기반 MIMO 검출을 고려할 시, 상수 채널행렬을 추정 채널행렬(\hat{H}_k)로 선택하는 것을 특징으로 하는 수신장치.

청구항 10

제 1항에 있어서,

상기 행렬선택기는

선형 MIMO 수신을 할 시, 상수 채널행렬을 $(\hat{H}_k)^T$ 로 선택하는 것을 특징으로 하는 수신장치.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $(\cdot)^T$ 는 트랜스포즈 연산임.

청구항 11

단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA) 시스템의 수신방법에 있어서,

MIMO(Multiple-In Multiple-Out) 수신기법에 따라 상수 채널행렬을 선택하는 과정과,

상기 상수 채널행렬을 이용하여, 주파수영역에서 다중경로 채널을 소정의 경로 채널로 채널 등화를 수행하는 과정과,

상기 주파수영역에서 등화된 채널을 이용하여, 시간영역의 송신신호에서 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산한 후, 최소 거리를 갖는 심볼을 선택하는 과정을 포함하고,

상기 채널 등화 과정은, 상기 상수 채널행렬과 채널추정행렬의 역행렬을 곱하여 채널 등화를 수행하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 12

삭제

청구항 13

제 11항에 있어서,

상기 채널추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 ML(Maximum Likelihood)기반 수신기에서 송수신안테나 수가 같은 경우, $(\hat{H}_k)^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot), (\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산임.

청구항 14

제 11항에 있어서,

상기 채널추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 ML(Maximum Likelihood)기반 수신기에서 무어 펜로즈 역행렬(Moore-Penrose Inverse Matrix)을 이용하는 경우 $\{(\hat{H}_k)^H \hat{H}_k\}^{-1}(\hat{H}_k)^H$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot), (\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 전치행렬임.

청구항 15

제 11항에 있어서,

상기 채널추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 제로포싱(Zero Forcing) 기반 수신기에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H\}^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot), (\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 전치행렬, $(\cdot)^T$ 는 전치행렬임.

청구항 16

제 11항에 있어서,

상기 채널추정행렬의 역행렬 $INV(\hat{H}_k)$ 은 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기반 수신기에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H + \sigma_n^2 I_{N_R}\}^{-1}$ 이 되는 것을 특징으로 하는 수신방법.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $INV(\cdot), (\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산이고, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 전치행렬, $(\cdot)^T$ 는 전치행렬, σ_n^2 는 잡음분산이고, I_{N_R} 은 단위행렬, N_R 는 수신안테나 개수.

청구항 17

제 11항에 있어서,

상기 주파수 영역에서 채널을 추정하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 18

제 11항에 있어서,

상수 채널행렬을 선택하는 과정은,

시간영역에서 ML(Maximum Likelihood)기반 MIMO 검출을 고려할 시, 송신안테나 개수의 풀 랭크(Full Rank)를 갖는 임의의 행렬을 선택하거나, 특정 부반송파의 추정된 채널행렬을 선택하거나, 시간영역에서 다중경로 채널에서 임의의 경로에 대응하는 유효한 주파수영역의 채널행렬을 선택하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 19

제 11항에 있어서,

상수 채널행렬을 선택하는 과정은,

주파수영역에서 ML(Maximum Likelihood)기반 MIMO 검출을 고려할 시, 상수 채널행렬을 추정 채널행렬(\hat{H}_k)로 선택하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

청구항 20

제 11항에 있어서,

상수 채널행렬을 선택하는 과정은,

선형 MIMO 수신을 할 시, 상수 채널행렬을 $(\hat{H}_k)^T$ 로 선택하는 것을 특징으로 하는 수신방법.

여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 추정채널행렬, $(\cdot)^T$ 는 트랜스포즈 연산임.

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

명세서

발명의 상세한 설명

기술분야

본 발명은 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속 시스템에 관한 것으로, 특히 다중경로 채널을 단일경로 채널 혹은 경로의 수를 감소시킨 특정한 다중경로로 채널로 변환하도록 주파수영역에서 채널등화를 수행하고 시간영역에서 수신심벌을 처리하는 수신 장치 및 방법에 대해 설명하기로 한다.

[0001]

배경 기술

- [0002] 최근 상향링크에서 요구되는 성능을 만족하기 위해서 사용자 간 직교성 보장과 더불어 PAPR(Peak-to-Average Power Ratio)을 감소시키기 위한 기술이 주요 이슈로 떠오르고 있다. 일반적으로 사용되고 있는 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식은 PAPR이 높은 단점이 있다. 이러한 PAPR은 한 사용자가 다중 반송파를 사용하거나 CDMA(Code Division Multiple Access)에서와 같이 다중 코드를 사용하는 경우에 주로 발생한다. 따라서, 단일 반송파를 사용하는 방식이 PAPR 성능 측면에서 선호되고 있다. 단일 반송파 방식으로 3GPP(3rd Generation Partnership Project)에서 유력하게 논의되고 있는 방식은 SC-FDMA(Single Carrier-Frequency Division Multiple Access)이다.
- [0003] 도 1 (a)은 종래기술에 따른 SC-FDMA 시스템에서 선형 MIMO(Multi Input Multi Output)수신기를 도시하고 있다.
- [0004] 도 1 (a)에 도시된 바와 같이, 종래의 SC-FDMA 통신 시스템의 수신장치는 N-FFT(Fast Fourier Transform) 처리부(100), 채널추정기(102), 선형 MIMO 검출기(104), IDFT_1(106_1) 내지 IDFT_L(106_L), FEC(Forward Error Correction) 복호기(108)를 포함하여 구성된다.
- [0005] 상기 N-FFT 처리부(100)는 적어도 하나의 수신 안테나를 통해 수신한 RF 대역 신호를 기저대역(baseband) 신호로 변환한 후, 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT)하여 주파수 영역의 신호로 변환한다.
- [0006] 채널 추정기(102)는 상기 FFT 처리부(100)에서 주파수 영역의 신호로 변환된 각 데이터 심볼 신호를 부반송파로 디매핑하여 출력한 후, 상기 출력 신호 중 파일럿 신호를 이용하여 각 채널을 추정한다.
- [0007] 상기 선형 MIMO 검출기(104)는 상기 채널 추정기(102)에서 추정한 각 채널 추정값을 이용하여 상기 부반송파로 디매핑 해당 데이터 심볼 신호를 주파수 영역에서 채널 보상한 후, L개의 MIMO 레이어(예: 송신기에서 전송되는 흐름 수)로 분리하여 각각 상기 IDFT_1(106_1) 내지 IDFT_L(106_L)로 출력한다. 여기서, 상기 IDFT(106)의 크기는 각 사용자별로 자원할당된 크기에 따라 가변하며, 상기 선형 MIMO 검출기(104)는 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 기법을 적용할 수 있다.
- [0008] 상기 IDFT_1(106_1) 내지 상기 IDFT_L(106_L)는 상기 선형 MIMO 검출기(104)로부터 분리된 레이어 별로 출력되는 신호를 역 이산 푸리에 변환(IDFT)하여 복호를 위한 연출력(soft-out)을 생성한다.
- [0009] 상기 FEC 복호기(108)는 상기 IDFT_1(106_1) 내지 상기 IDFT_L(106_L)로부터 연출력(soft-out) 값을 제공받아 복호한 후, 복호된 정보비트에 대해서 에러정정을 수행한다.
- [0010] 상술한 바와 같이, 선형 MIMO 수신기는 MIMO 검출 시에 송신심볼벡터에 관계없이 MIMO 채널행렬만으로 MIMO 레이어 분리 및 복호를 위한 연출력(soft-out) 생성이 가능하다. 따라서, OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템에서와 유사하게 SC-FDMA 시스템에서도 주파수영역에서 부반송파 별로 채널보상을 수행하고 MIMO 레이어 분리를 수행한 다음, IDFT를 통해 연출력(soft-out)을 생성한다. 하지만, SC-FDMA 시스템에서 선형 MIMO 수신기를 적용하는 경우, OFDMA 시스템에서와 달리 주파수영역의 송신신호벡터를 먼저 분리하고 이를 IDFT 변환하여 시간영역의 송신심볼벡터에 대한 연출력(soft-out)을 생성하는 부분이 다르다.
- [0011] 한편, 선형 MIMO 수신기는 비선형 MIMO 수신기에 비해 근본적으로 성능이 열화되므로, 이를 극복하기 위해 SC-FDMA 시스템에서도 성능이 우수한 ML(Maximum-Likelihood) 기반 비선형 MIMO 수신을 고려할 수 있다.
- [0012] 도 1 (b)는 종래기술에 따른 ML 기반 비선형 MIMO 수신기를 도시하고 있다.
- [0013] 상기 도 1 (b)에 도시된 바와 같이, 종래의 SC-FDMA 통신 시스템의 수신장치는 N-FFT 처리부(101), 채널추정기(102), M-IDFT_1(103_1) 내지 M-IDFT_L(103_L), ML MIMO 검출기(105), FEC(Forward Error Correction) 복호기(107)를 포함하여 구성된다. 상기 N-FFT 처리부(101), 상기 채널추정기(102), FEC 복호기(107)는 상기 도 1 (a)에서 설명한 구성요소와 동일함으로 상세한 설명은 생략하기로 한다.
- [0014] 상기 N-FFT 처리부(101)는 적어도 하나의 수신 안테나를 통해 수신한 RF 대역 신호를 기저대역 신호로 변환한 후, 고속 푸리에 변환(FFT)하여 주파수 영역의 신호로 변환한다.

[0015] 상기 IDFT₁(103_1) 내지 상기 IDFT_{N_R}(103_N_R)로부터 고속 푸리에 변환(FFT)된 신호를 역 이산 푸리에 변환(IDFT)하여 시간영역의 신호로 변환하여 상기 ML MIMO 검출기(105)로 출력한다. 여기서 상기 IDFT(103)의 크기(N_{IDFT})는 각 사용자별로 자원할당된 크기에 따라 가변한다.

[0016] 상기 채널 추정기(102)는 상기 FFT 처리부(105)에서 주파수 영역의 신호로 변환된 각 데이터 심볼 신호를 부반송파로 디매핑하여 출력한 후, 상기 출력 신호 중 파일럿 신호를 이용하여 각 채널을 추정한다.

[0017] 상기 ML MIMO 검출기(105)는 상기 선형 MIMO 검출기(104)와는 달리 상기 채널 추정기(102)로부터 추정된 채널행렬과 후보송신심볼벡터를 모두 이용해서 ML 기준(criterion)을 계산한다. 여기서, SC-FDMA 시스템의 주파수영역에서 ML기반 MIMO 수신을 위한 ML 기준은 하기 <수학식 1>과 같다.

수학식 1

$$\hat{\mathbf{S}}_k = \min_{\mathbf{S}_k} \|\mathbf{R}_k - \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k\|^2$$

$$= \min_{s_0, \dots, s_{N_{DFT}-1}} \left\| \mathbf{R}_k - \mathbf{H}_k \left\{ \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} s_n \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N_{DFT}}\right) \right\} \right\|^2$$

[0018]

[0019] 여기서, R_k는 수신신호벡터이고, H_k는 채널행렬이고, S_k는 주파수영역에서의 후보송신심볼벡터이고, N_{DFT}는 DFT 크기이고, s_n은 시간영역에서의 후보송신심볼벡터이고, 상기 k는 부반송파 인덱스이다.

[0020] 상기 FEC 복호기(107)는 상기 ML MIMO 검출기(105)로부터 연출력 값을 제공받아 복호한 후, 복호된 정보비트에 대해서 에러정정을 수행한다.

[0021] 상기 <수학식 1>을 보면, SC-FDMA 시스템의 주파수영역에서는 후보송신심볼벡터가 아니라 DFT 변환된 후보송신신호벡터에 대해 ML 기준을 계산해야 하므로, 송신스트림의 수가 송신안테나의 수와 동일하고 신호 정상점의 크기가 |C|인 동일한 변조방식을 사용한다고 가정하는 경우, 후보신호벡터의 크기는 (|C|^{M_T})^{N_{DFT}} 만큼 계산량이 증가한다. OFDMA 시스템 후보심볼벡터 크기가 (C^N)인 기존의 ML 기반 MIMO 수신기의 복잡도 대비 N_{DFT}의 지수승으로 증가하는 후보신호벡터의 크기는 SC-FDMA 시스템의 주파수영역에서 ML기반 MIMO 수신에 현실적으로 구현이 불가능한 단점이 있다.

[0022] 반면에 시간영역에서 ML 기반 MIMO 수신을 적용하는 경우, ML 기반 MIMO 수신을 위한 ML 기준(ML criterion)은 하기 <수학식 2>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

$$\hat{\mathbf{s}}_n = \min_{\mathbf{s}} \left\| \mathbf{r}_n - \begin{bmatrix} \sum_{t=1}^N \sum_{i=0}^{P-1} h_i^{1,t} s_{n-d^1} & \sum_{t=1}^N \sum_{i=0}^{P-1} h_i^{N,t} s_{n-d} \end{bmatrix}^T \right\|^2$$

[0023]

[0024] 삭제

[0025] 여기서, r_n은 시간영역에서 n 번째 샘플 수신신호벡터이며, s_{n-dⁱ}는 dⁱ 샘플 이전의 송신안테나 t에서 전송된 심볼이고, P_{r,t}은 송신안테나 t에서 수신안테나 r 사이의 분해되는 다중경로(resolvable multipath) 수, h_i^{r,t}는

i 번째 경로의 채널계수, T_s 는 샘플주기이며, $d_i^{r,t}$ 는 i 번째 경로의 샘플단위 지연을 나타낸다.

[0026] 시간영역에서 ML 기반 MIMO 수신을 적용하는 경우, 송수신안테나 쌍에 따라 다중경로 채널의 지연 프로파일(delay profile)은 서로 다를 수 있으므로, 결국 이러한 다중경로 채널을 보상하기 위해서는 2차원 시공간영역 등화기가 필요하다. 따라서, 현재 샘플의 후보심볼벡터의 크기는 $|C|^{NT}$ 로 감소하지만, ML 기준을 계산함에 있어 다중경로채널의 지연 프로파일에 따라 이전에 검출된 최대 $M_s = \sum_{r=1}^{M_r} \sum_{t=1}^{M_t} P_{r,t}$ 개의 샘플에 대한 후보심볼벡터들을 필요로 하므로 복잡도는 여전히 $(|C|^{NT})^{NS}$ 만큼의 복잡도가 증가하는 단점이 있다. 이러한 단점을 보완하기 위해서 다중경로 지연 프로파일에 연관된 전체 심볼들을 고려하지 않고 현재 샘플 근처의 W 개의 샘플에 대한 후보심볼벡터만으로 한정하여 ML 기준을 계산한다.

[0027] 그러나, 상기 도 1 (b)는 다중사용자의 신호 분리를 위해 여전히 선형 MIMO 수신기법을 적용하고, 시간영역에서 심볼간 간섭(Inter-Symbol Interference: 이하 "ISI"라 칭함)을 제거하기 위한 목적으로 ML 수신기법을 추가로 고려하는 것으로 모든 다중경로에 대한 영향을 고려하지 않아 여전히 MIMO 수신성능의 저하가 발생할 수 있다. ML 함수 계산에 필요한 후보심볼벡터의 크기가 $(|C|^{NT})^{2W+1}$ 로 주어지므로 $|C|^{NT}$ 에 비해서 복잡도가 $2W+1$ 의 지수 승으로 증가하는 단점이 있다.

[0028] 상술한 바와 같이, SC-FDMA시스템에 ML 기반 MIMO 검출을 할 경우, 주파수영역에서는 IDFT의 길이의 지수 승으로 후보전송심볼벡터가 증가하고, 시간영역에서는 다중경로의 총합의 지수 승으로 ML 기준의 계산량이 증가하여 구현이 어려운 단점이 있다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0029] 본 발명에서는 SC-FDMA 시스템에서 다중경로 채널을 단일경로 채널로 변환하여 주파수영역에서 채널보상을 수행하고 시간영역에서 수신심벌을 처리하는 수신 장치 및 방법을 제한하여 상기 서술한 문제점을 해결하고자 한다.

과제 해결수단

[0030] 상기한 과제를 달성하기 위한 본 발명의 제 1 견지에 따르면, 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA) 시스템의 수신장치에 있어서, MIMO(Multiple-In Multiple-Out) 수신기법에 따라 상수 채널행렬을 선택하는 행렬선택기와, 상기 상수 채널행렬을 이용하여, 주파수영역에서 다중경로 채널을 소정의 경로 채널로 채널 등화를 수행하는 채널 등화기와, 상기 주파수영역에서 등화된 채널을 이용하여, 시간영역의 송신신호에서 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산한 후, 최소 거리를 갖는 심볼을 선택하는 MIMO 검출기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0031] 상기한 과제를 달성하기 위한 본 발명의 제 2 견지에 따르면, 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: SC-FDMA) 시스템의 수신방법에 있어서, MIMO(Multiple-In Multiple-Out) 수신기법에 따라 상수 채널행렬을 선택하는 과정과, 상기 상수 채널행렬을 이용하여, 주파수영역에서 다중경로 채널을 소정의 경로 채널로 채널 등화를 수행하는 과정과, 상기 주파수영역에서 등화된 채널을 이용하여, 시간영역의 송신신호에서 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산한 후, 최소 거리를 갖는 심볼을 선택하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

효과

[0032] 상술한 바와 같이, 본 발명에서는 SC-FDMA 시스템에서 다중경로 채널을 단일경로 채널로 변환하여 주파수영역에서 채널보상을 수행하고 시간영역에서 수신심벌을 처리함으로써, ML 검출시 복잡도가 낮고 성능이 우수하다. 또

한, 다중 부반송파를 위한 채널등화기의 주파수영역의 상수 채널행렬을 서로 다르게 운용함으로써, SC-FDMA시스템에서 선형 MIMO 수신기법과 ML기반 MIMO 수신기를 통합지원할 수 있는 장점이 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0033] 이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면을 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 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.

[0034] 이하, 본 발명은 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(Single Carrier Frequency Division Multiple Access: 이하 "SC-FDMA"라 칭함) 통신시스템에서 다중경로 채널을 단일경로 채널로 변환하여 주파수영역에서 채널보상을 수행하고 시간영역에서 수신심벌을 처리하는 수신 장치 및 방법에 대해 설명하기로 한다.

[0035] ML(Maximum Likelihood) 기반 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 수신기는 MIMO 채널행렬과 송신심벌벡터를 모두 활용할 수 있는 시간영역에서 적용해야 한다. 그러나, 시간영역에서는 다중경로 채널로 인해 채널행렬은 하나로 주어지지 않고, 송수신안테나 간의 다중경로 수의 합으로 주어진다. 반면, 주파수영역에서는 이러한 다중경로 채널의 영향이 부반송파당 하나의 채널행렬을 갖는다고 가정할 수 있으므로 채널을 보상하는 것은 주파수영역에서 수행하는 것이 용이하다. 한편, 임의의 송수신안테나에서 주파수영역의 부반송파별 선택성과 시간영역의 다중경로 채널에 대한 임펄스 응답(impulse response) 간의 관계는 <수학식 3>과 같이 주어진다.

수학식 3

$$H_k^{r,t} = \sum_{n=0}^{N_{DFT}-1} h_n^{r,t} \exp\left(-j \frac{2\pi nk}{N_{DFT}}\right), \quad h_n^{r,t} = \frac{1}{N_{IDFT}} \sum_{k=0}^{N_{IDFT}-1} H_k^{r,t} \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N_{DFT}}\right)$$

[0036]

$$\sum_{k=0}^{N_{DFT}-1} \exp\left(j \frac{2\pi nk}{N_{DFT}}\right) = \begin{cases} 1, & \text{if } n=0 \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0037]

[0038] 여기서, r은 수신안테나 인덱스, t는 송신안테나 인덱스, $H_k^{r,t}$ 은 송신안테나 t와 수신안테나 r 사이 주파수영역의 k 번째 부반송파에 대한 채널행렬, $h_n^{r,t}$ 은 송신안테나 r와 수신안테나 t 사이 시간영역의 n 번째 심벌에 대한 채널행렬, k는 부반송파 인덱스, n은 데이터 심벌 인덱스, N_{DFT} 은 DFT 크기, N_{IDFT} 은 IDFT 크기이다. 상기 DFT와 IDFT의 크기는 하나의 사용자에 대해서는 동일하며, 각 사용자별로 자원할당된 크기에 따라 가변한다.

[0039] 상기 <수학식 3>으로부터, 부반송파별 주파수 선택성이 0인 경우, 시간영역에서 다중경로의 수는 1개가 된다는 것을 하기 <수학식 4>와 같이 유도할 수 있다.

수학식 4

$$H_0^{r,t} = \dots = H_{N_{DFT}-1}^{r,t} \equiv H^{r,t} \Leftrightarrow h_0^{r,t} = H^{r,t}, \quad h_1^{r,t} = \dots = h_{N_{DFT}-1}^{r,t} = 0$$

[0040]

[0041] 여기서, $H^{r,t}$ 는 기설정된 주파수영역의 채널상수이고 $h^{r,t}$ 는 시간영역의 채널상수이다. 즉, IDFT 크기에 해당하는 부반송파들이 모두 $H^{r,t}$ 으로 설정된다면 시간영역에서 0번째 심벌에 해당하는 채널상수 값을 갖고 나머지는 0이 된다.

[0042] 상술한 바와 같이, 주파수 선택성을 제거하여 시간영역에서 다중경로 채널을 단일경로 채널에 가깝도록 변환할 수 있다면, 시간영역에서 ML 기반 MIMO 수신기를 적용함에 있어 단일경로 채널에서와 동일하게 적용이 가능하다. 여기서, 주파수영역에서 적절하게 채널행렬을 변형시킴으로써 주파수 선택성을 제거할 수 있다(도 4 참조). 이를 이용하여, 본 발명에서 MIMO 채널 보상은 주파수영역에서 수행하고, ML 기반 MIMO 수신은 시간영역에서 수행할 수 있도록 주파수영역의 채널행렬을 다중 부반송파에 걸쳐서 등화하는 기법을 제안한다.

[0043] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 SC-FDMA 시스템에서 비선형 MIMO 수신기를 도시하고 있다.

[0044] 상기 도 2에 도시된 바와 같이, 본 발명의 SC-FDMA 통신 시스템의 수신기는 N-FFT 처리부(200), 채널추정기(202), 채널등화기(204), 행렬선택기(206), IDFT_1(208_1) 내지 IDFT_N_R(208_N_R), ML MIMO 검출기(210), FEC 복호기(212)를 포함하여 구성된다.

[0045] 상기 N-FFT 처리부(200)는 적어도 하나의 수신 안테나를 통해 수신한 RF 대역 신호를 기저대역(baseband) 신호로 변환 한 후, 고속 푸리에 변환(Fast Fourier Transform: FFT)하여 IDFT 크기(N_{IDFT}) 부반송파로 분리하여 출력한다. 상기 채널 추정기(202)는 상기 N-FFT 처리부(200)로부터 N_{IDFT}개의 부반송파들에 대해 채널을 추정한다.

[0046] 상기 채널등화기(204)는 주파수 선택성을 제거 혹은 감소시켜 시간영역에서 다중경로 채널을 단일경로 혹은 경로의 수를 감소시킨 특정한 다중경로 채널로 변환하기 위해 주파수영역의 수신신호벡터에 채널 등화행렬을 곱하여 등화된 주파수영역의 수신신호벡터를 출력한다. 여기서, 행렬선택기(206)로부터 제공받은 기설정된 상수 채널행렬 H를 제공받아 주파수영역의 채널등화행렬(T_k)을 산출할 수 있다. 상기 채널등화행렬(T_k)은 하기 <수학식 5>를 이용하여 산출할 수 있다.

수학식 5

$$\mathbf{T}_k \hat{\mathbf{H}}_k = \mathbf{H}, \quad \mathbf{T}_k = \mathbf{H} \times \text{Inv}(\hat{\mathbf{H}}_k)$$

[0047]

[0048] 여기서, $\hat{\mathbf{H}}_k$ 는 k 번째 부반송파의 채널추정행렬, H는 기설정된 상수 채널행렬, $\text{Inv}(\cdot)$ 는 역행렬 연산을 의미한다. 채널등화를 위한 상수 채널행렬(H)은 g하기 <수학식 5>와 같이 정의된다.

수학식 6

$$H = \sum_{q=0}^{Q-1} H_q \exp\left(-\frac{2\pi\tau_q k}{N}\right), \quad \tau_q \in \{\text{정수} \mid 0 \leq \tau_q \leq N, \tau_0 = 0\}$$

여기서, Q는 채널등화 후 감소된 채널 경로의 수이고, τ_q 는 (q+1)번째 경로의 샘플단위 지연을 나타낸다. 즉, Q = 1일 때, $H=H_0$ 가 되어 단일경로 채널로 채널등화하는 경우가 되며, 1 < Q << N 일 때, 경로가 감소된 특정 다중경로 채널로 등화하는 경우가 된다. 본 발명의 이후에서 자세한 식의 유도는 Q = 1인 경우를 예로 서술하기로 한다.

특히, $\text{Inv}(\hat{\mathbf{H}}_k)$ 는 송수신안테나의 개수나 최적화 기법에 따라 하기 <수학식 7> 과 같이 다양하게 변형할 수 있다.

수학식 6

$$Inv(\hat{\mathbf{H}}_k) = \begin{cases} (\hat{\mathbf{H}}_k)^{-1} & \text{for ML Rx with } N_T = N_R \\ \left\{ \hat{\mathbf{H}}_k^H \hat{\mathbf{H}}_k \right\}^{-1} \hat{\mathbf{H}}_k^H & \text{for ML Rx with Moore - Penrose inverse} \\ \left\{ \hat{\mathbf{H}}_k (\hat{\mathbf{H}}_k)^H \right\}^{-1} & \text{for ZF Rx with } \mathbf{H} = (\hat{\mathbf{H}}_k)^T \\ \left\{ \hat{\mathbf{H}}_k (\hat{\mathbf{H}}_k)^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} \right\}^{-1} & \text{for MMSE Rx with } \mathbf{H} = (\hat{\mathbf{H}}_k)^T \end{cases}$$

[0049]

[0050] 여기서, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 채널추정행렬, σ_n^2 는 채널추정에 사용되는 파일럿 신호에 포함된 잡음의 분산이고, \mathbf{I}_{NR} 은 단위행렬이고, $(\cdot)^{-1}$ 는 역행렬 연산기호, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 행렬기호를 나타낸다.

[0051] 즉, 송수신안테나 개수가 같고 ML 수신기 기반에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 상기 <수학식 5>에서 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $(\hat{H}_k)^{-1}$ 이 되고, ML 수신기 기반에서 무어 펜로즈 역행렬(Moore-Penrose Inverse)을 이용하는 경우 상기 <수학식 5>에서 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)^H \hat{H}_k\}^{-1} (\hat{H}_k)^H$ 이 되고, $H=(\hat{H}_k)^T$ 을 갖는 제로포싱(zero-forcing) 수신기인 경우 상기 <수학식 5>에서 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H\}^{-1}$ 이 되고, $H=(\hat{H}_k)^T$ 을 갖는 MMSE(Minimum Mean Squared Error) 수신기인 경우 상기 <수학식 5>에서 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R}\}^{-1}$ 이 된다.

[0052] 상기 <수학식 6>에서 Q = 1일 경우, 주어진 채널등화행렬을 주파수영역 수신신호벡터(R_k)에 곱하면, 등화된 주파수영역 수신신호벡터(R'_k)는 하기 <수학식 8>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

$$\begin{aligned} \mathbf{R}'_k &= \mathbf{T}_k \mathbf{R}_k \\ &= \mathbf{H}_0 \times Inv(\hat{\mathbf{H}}_k) \{ \mathbf{H}_k \mathbf{S}_k + \mathbf{n}_k \} \\ &= \mathbf{H}_0 \{ Inv(\hat{\mathbf{H}}_k) \mathbf{H}_k \} \mathbf{S}_k + \mathbf{T}_k \mathbf{n}_k \end{aligned}$$

[0053]

[0054] 여기서, R'_k 는 주파수영역에서 채널등화된 수신신호벡터이고, T_k 는 채널등화행렬이고, R_k 는 주파수영역에서 수신신호벡터이고, H_0 는 주파수영역에서 상수채널이고, \hat{H}_k 는 k 번째 부반송파의 채널추정행렬이고, H_k 는 k 번째 부반송파의 채널행렬, S_k 는 주파수영역에서 송신신호벡터이고, n_k 은 주파수영역에서 잡음이다.

[0055] 상기 <수학식 7>에서 채널행렬의 추정이 정확하고 그 역행렬이 존재하는 경우, $\{Inv(\hat{H}_k)H_k\}=I_{N_k}$ 로 가정할 수 있으므로 <수학식 8>은 하기<수학식 9>같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

$$\mathbf{R}'_k = \mathbf{H}_0 \mathbf{S}_k + \mathbf{n}'_k, \quad \mathbf{n}'_k = \mathbf{T}_k \mathbf{n}_k$$

[0056]

[0057] 여기서, R'_k 는 주파수영역에서 채널등화된 수신신호벡터이고, H_0 는 주파수영역에서 상수채널이고, S_k 는 주파수영역

역에서 송신신호벡터이고, n'_k 은 주파수영역에서 등화된 잡음이고, n_k 은 주파수영역에서 잡음이고, T_k 는 채널등화행렬이다. 즉, 상기 <수학식 9>에서 처럼 송신신호벡터 S_k 에 대해서 k 에 관계없이 채널행렬은 N_{IDFT} 개의 부반송파에 대해서는 상수행렬로 H_0 로 변환된다.

[0058] 상기 IDFT₁(208_1) 내지 상기 IDFT_{N_R}(208_N_R)는 채널등화된 수신신호벡터(R'_k)를 각각 부반송파별로 이산 푸리에 역변환(Inverse Discrete Fourier Transform: 이하 "IDFT"라 칭함) 연산을 수행하여 시간영역의 수신신호벡터(r'_n)를 출력한다. 예를 들어, N_{IDFT} 개의 부반송파에 대해 채널등화된 수신신호벡터를 각 수신안테나별로 N_{IDFT} 포인트 IDFT를 수행하면 시간영역에서 n 번째 샘플의 수신신호벡터는 하기 <수학식 10>와 같이 나타난다.

수학식 10

$$r'_n = H_0 s_n + \eta_n, \text{ for } Q=1$$

$$r'_n = H = \sum_{q=0}^{Q-1} H_q s_{n-q} + \eta_n, \text{ for } 1 < Q \ll N$$

[0060] 여기서, r'_n 은 시간영역의 등화된 수신신호벡터이고, H 는 주파수영역에서 상수채널(즉, 시간영역에서나 주파수영역에서나 동일한 상수채널을 이용함), s_n 은 n 번째 샘플 데이터 심벌, n_n 은 n 번째 샘플 데이터 심벌에 대한 잡음이다. 시간영역 잡음벡터 n_n 은 IDFT 크기인 N_{IDFT} 가 충분히 크면 가우시안으로 가정할 수 있다. 또한, $Q=1$ 인 경우 상기 <수학식 10>의 시간영역 채널행렬은 더 이상 다중경로 채널이 아니며, 모든 N_{IDFT} 개의 샘플에 대해 주파수영역의 채널등화행렬을 계산할 때, 주어진 상수 MIMO 채널행렬 H 와 동일하므로, 시간영역에서 별도의 채널추정 없이 전체 샘플에 대한 ML 함수 계산시 복잡도를 감소시킬 수 있다.

$Q > 1$ 인 경우에도 Q 를 N 보다 매우 작게 설정함으로써 경로의 수가 감소된 특정한 다중경로 채널을 형성할 수 있으므로 시간영역에서 별도의 채널 추정 없이 ML 함수 계산시 복잡도를 감소시킬 수 있다.

[0061] 상기 ML MIMO 검출기(210)는 IDFT를 통해 시간영역으로 변환된 샘플에 대해서 동일한 상수 채널행렬과 시간영역 송신심볼벡터를 이용해서 2차원 ML 기반 MIMO 검출을 수행한다. 즉, 상기 시간영역 송신심볼벡터와 상수 채널행렬(H)을 이용하여 송신 가능한 심볼들에 대한 유클리디언 거리(euclidean distance)를 계산하여 최소 거리를 갖는 심볼을 선택한다. 여기서, ML기반 MIMO 수신을 위한 주파수영역 채널행렬과 시간영역 송신심볼벡터를 이용한 2차원 ML 수신기의 ML 기준(criterion)은 하기 <수학식 11>과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$\hat{s}_n = \min_{s_n} \|r'_n - Hs_n\|^2, \text{ for } Q=1$$

$$\hat{s}_n = \min_{s_n} \left\| r'_n - \sum_{q=0}^{Q-1} H_q s_{n-q} \right\|^2, \text{ for } 1 < Q < N$$

[0062] 여기서, \hat{s}_n 은 추정된 송신신호벡터, r'_n 은 시간영역의 등화된 수신신호벡터이고, H 는 주파수영역에서 상수 채널행렬, s_n 은 n 번째 샘플에 대한 후보심벌이다.

[0064] 상기 FEC 복호기(212)는 상기 ML MIMO 검출기(210)로부터 레이어별 연출력 값을 제공받아 복호한 후, 복호된 정보비트에 대해서 에러정정을 수행한다.

[0065] 상기 행렬선택기(206)는 상수 채널행렬(H)을 결정하여 상기 MIMO 등화기(204)와 상기 ML MIMO 검출기(210)로 제공해준다.

[0066] 본 발명에서 제안하는 다중 부반송파의 주파수영역 채널등화기(204)는 ML기반 MIMO 수신기법뿐 아니라 선형 MIMO 수신기법에도 적용될 수 있다. 상기 <수학식 5>에 주어진 주파수영역 상수 채널행렬(H)을 선택하는 방식에 따라 시간영역에서 다양한 MIMO 수신기법을 적용할 수 있으며, 선형 및 비선형 MIMO 수신기법을 지원하는 상수 채널행렬(H) 선택기법은 하기 <수학식 12>과 나타낼 수 있다.

수학식 11

$$\mathbf{H} = \begin{cases} \mathbf{F} & \text{for MIMO Rx in time-domain} \\ \hat{\mathbf{H}}_k & \text{for MIMO Rx in frequency-domain, } k = 0, 1, \dots, N_{IDFT} - 1 \\ \left(\hat{\mathbf{H}}_k \right)^T & \text{for Linear MIMO Rx} \end{cases}$$

[0067]

[0068] 여기서, 시간영역에서 F는 추정된 채널행렬 자체가 풀 랭크(full rank)(즉, 행렬의 열들이 직교성을 가져 서로 간에 영향을 미치는 않음)를 갖는다는 가정하에 N_T의 풀 랭크를 갖는 임의의 행렬을 의미한다. 구현에 따라서,

상수 채널행렬 F를 선택하는 방법은 자원할당된 특정 부반송파의 추정된 채널행렬 \hat{H}_c , $0 \leq c \leq N_{IDFT} - 1$ 로 선택하거나 하기 <수학식 13>와 같이 시간영역 다중경로 채널에서 첫 번째 경로에 대응하는 유효한 주파수영역의 채널 행렬에 해당하는 행렬 \hat{h}_0 로 선택할 수도 있다.

수학식 12

$$\mathbf{F} = \tilde{\mathbf{h}}_0 = \frac{1}{N_{IDFT}} \sum_{k=0}^{N_{IDFT}-1} \hat{\mathbf{H}}_k \exp\left(j \frac{2\pi \cdot 0 \cdot k}{N_{IDFT}}\right)$$

$$= \frac{1}{N_{IDFT}} \sum_{k=0}^{N_{IDFT}-1} \hat{\mathbf{H}}_k, \quad k = 0, 1, \dots, N_{IDFT} - 1$$

[0069]

[0070]

[0071] 여기서, \hat{h}_0 은 첫번째 샘플에 대한 시간영역에서 채널행렬이고, N_{IDFT}는 IDFT 크기, \hat{H}_k 는 추정된 채널행렬이다.

[0072] 그리고, 주파수영역에서 H은 \hat{H}_k 로 선택하고, 선형 MIMO 수신시 H을 $(\hat{H}_k)^H$ 로 선택할 수 있다.

[0073] 또한, ML기반 MIMO 수신기 중에서 QR 분해를 이용하는 QRD-M, QOC 등의 준최적 ML 수신기의 경우에는 앞서 상술한 선택된 채널행렬(H)을 QR 분해하여 역삼각행렬에 해당하는 R, F=QR을 다시 상수 채널행렬로 선택할 수도 있다.

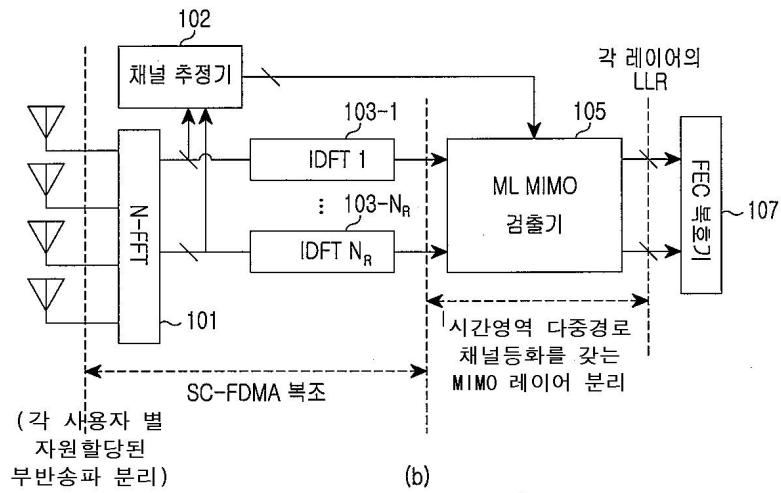
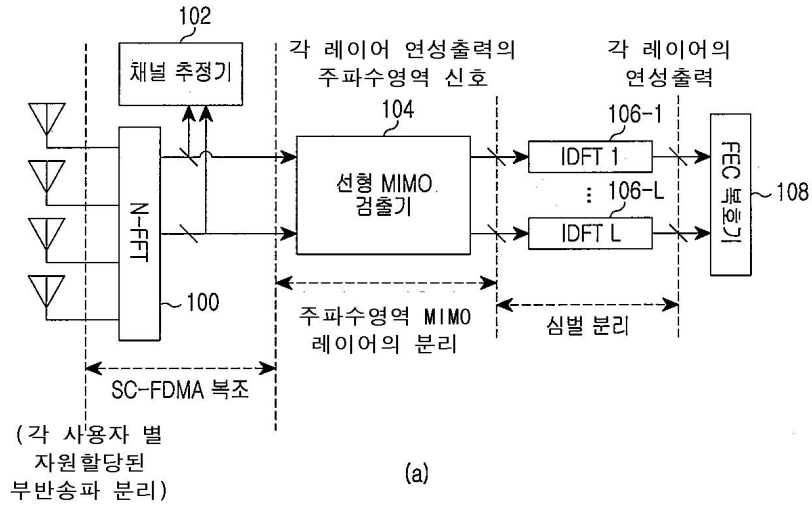
[0074] 한편, 종래 기술(도 1 (a))의 선형 MIMO 수신기법은 상기 <수학식 12>에서 상수 채널행렬(H)을 $H=(\hat{H}_k)^T$ 로 설정하고, 상기 <수학식 7>에서 역행렬을 ZF 혹은 MMSE에 해당하는 역행렬로 설정하여 각 부반송파별로 주파수영역에서 채널등화를 수행한 경우에 해당하는 것을 알 수 있다. 따라서, 본 발명의 주파수영역 채널등화기(204)는 ML기반 MIMO 수신기에서뿐만 아니라 선형 MIMO 수신기를 위해서도 적용할 수 있다.

- [0075] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 SC-FDMA 시스템에서 수신동작을 위한 흐름도를 도시하고 있다.
- [0076] 상기 도 3을 참조하면, 수신기는 300 단계에서 적어도 하나의 수신 안테나를 통해 수신한 RF 대역 신호를 기저 대역 신호를 변환한 후, 고속 푸리에 변환(FFT)한다.
- [0077] 이후, 수신기는 302 단계에서 고속 푸리에 변환(FFT)된 주파수영역의 신호를 IDFT 크기(N_{IDFT}) 부반송파로 분리하여 출력한다.
- [0078] 이후, 수신기는 304 단계에서 ML 기반 MIMO 검출을 할지를 판단하여, ML 기반 MIMO 검출 시 306 단계로 진행하여 부반송파별로 채널등화행렬(T_k)을 구하기 위해 역행렬($INV(\hat{H}_k)$)을 설정한다(상기 <수학식 6> 참조). 예를 들어, 송수신안테나 개수가 같고 ML 기반에서 $H=(\hat{H}_k)^T$ 인 경우 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $(\hat{H}_k)^{-1}$ 이 되고, ML 기반에서 무어 펜로즈 역행렬(Moore-Penrose Inverse matrix)을 이용하는 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)^H \hat{H}_k\}^{-1} (\hat{H}_k)^H$ 이 된다.
- [0079] 이후, 수신기는 308 단계에서 시간영역에서 MIMO 검출을 수행할지를 판단하여, 시간영역에서 MIMO 검출을 수행할 시 310 단계로 진행하여 N_{IDF} 개의 부반송파에 대해 상수 채널행렬(H)을 설정한다(<수학식 11> 참조). 예를 들어, 시간영역에서 H는 F로 설정한다. 이후, 수신기는 312 단계에서 상수 채널행렬(H)을 이용하여 채널등화행렬(T_k)을 생성하고 주파수영역에서 채널등화를 수행한다. 즉, 주파수영역에서의 추정된 채널행렬과 수신신호벡터에 각각 채널등화행렬(T_k)을 곱한다(<수학식 5>와 <수학식 8> 참조). 이후, 수신기는 314 단계에서 수신안테나별로 등화된 주파수영역 수신신호벡터에 대해 IDFT 연산을 수행한다. 이후, 상기 수신기는 316 단계에서 시간영역 ML 기반 MIMO 검출을 수행한다.
- [0080] 반면, 시간영역이 아닌 주파수영역에서 MIMO 검출을 수행할 시, 318 단계로 진행하여 N_{IDFT} 부반송파에 대해 상수 채널행렬(H)을 \hat{H}_k 로 설정한다. 이후, 320 단계로 진행하여, 단일 부반송파에 대해 주파수영역 채널등화를 수행한다. 이후, 322 단계로 진행하여, 주파수영역에서 MIMO 검출을 수행하고 324 단계에서 N_{IDFT} 포인트 IDFT 연산을 수행한다.
- [0081] 반면, 상기 304 단계에서 ML 기반 MIMO를 수행하지 않을 시(즉, 선형 MIMO 검출) 326 단계로 진행하여 부반송파에 대해 역행렬($INV(\hat{H}_k)$)을 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H\}^{-1}$ 혹은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H + \sigma_n^2 I_{N_k}\}^{-1}$ 을 설정한다. 예를 들어, $H=(\hat{H}_k)^T$ 을 갖는 제로포싱(zero-forcing)인 경우 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H\}^{-1}$ 이 되고, $H=(\hat{H}_k)^T$ 을 갖는 MMSE 인 경우 $INV(\hat{H}_k)$ 은 $\{(\hat{H}_k)(\hat{H}_k)^H + \sigma_n^2 I_{N_k}\}^{-1}$ 이 된다. 이후, 328 단계에서 부반송파에 대해 H를 $(\hat{H}_k)^T$ 로 설정한다. 이후, 상기 320 단계 내지 상기 324 단계를 수행한다.
- [0082] 이후, 본 발명의 수신동작을 종료한다.
- [0083] 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.
- 도면의 간단한 설명**
- [0084] 도 1 (a)은 종래기술에 따른 SC-FDMA 시스템에서 선형 MIMO(Multi Input Multi Output)수신기,
- [0085] 도 1 (b)는 종래기술에 따른 ML 기반 비선형 MIMO 수신기,
- [0086] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 SC-FDMA 시스템에서 비선형 MIMO 수신기,
- [0087] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 SC-FDMA 시스템에서 수신동작을 위한 흐름도 및,

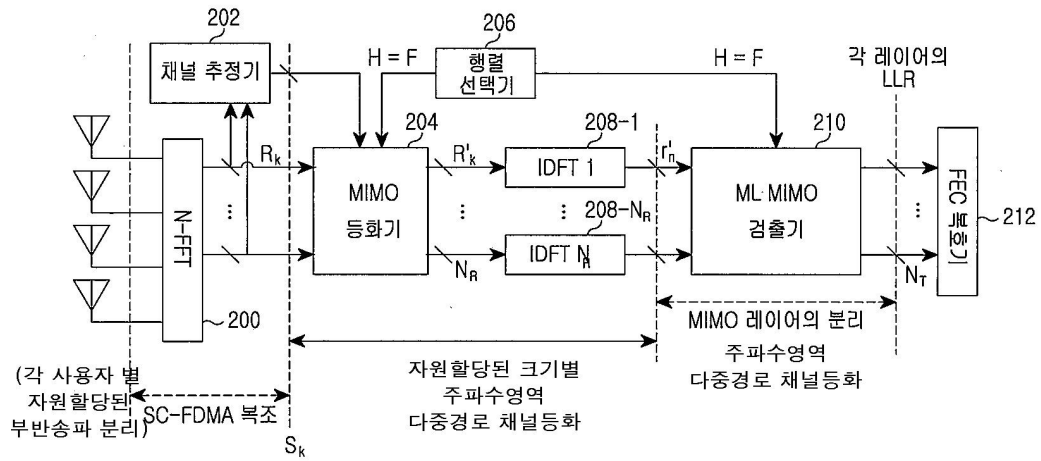
[0088] 도 4는 본 발명에 따른 채널등화 예시도.

도면

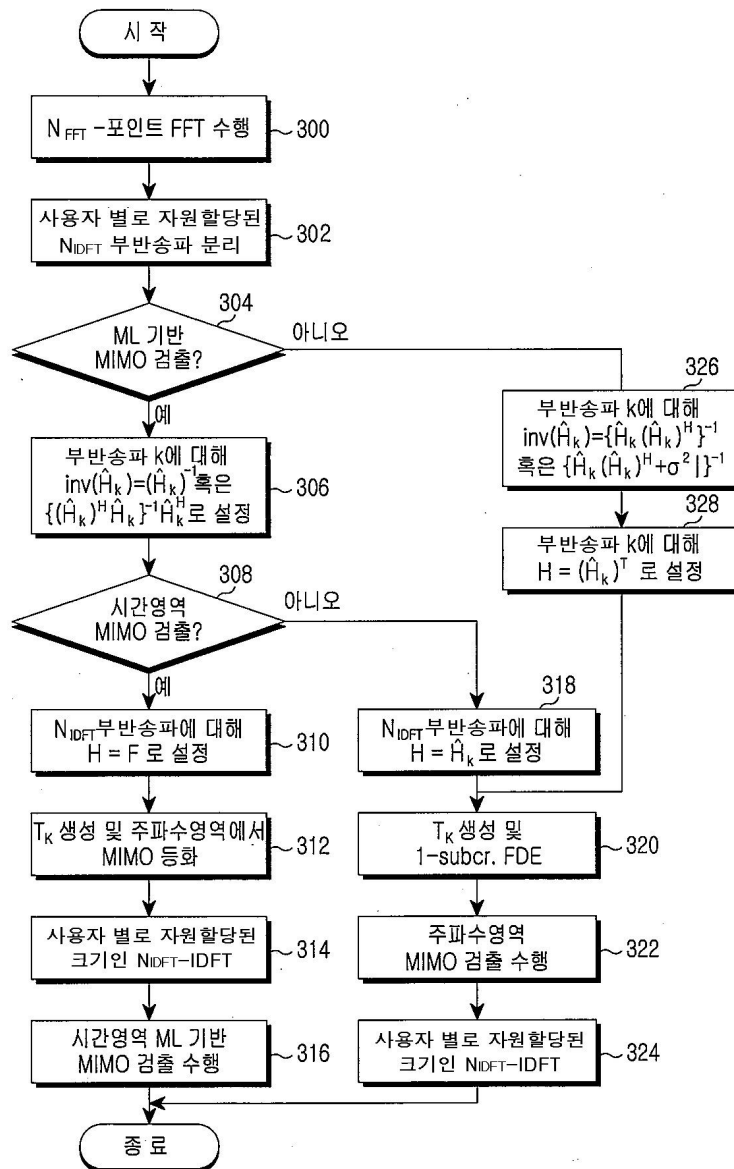
도면1



도면2



도면3



도면4

