



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2012-0041627
(43) 공개일자 2012년05월02일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/005 (2006.01) H04B 7/04 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2010-0103164
(22) 출원일자 2010년10월21일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
기영민
경기도 수원시 영통구 중부대로271번길 27-9, 10
1동 1302호 (원천동, 주공아파트)
심병효
서울특별시 용산구 원효로 40, 강변삼성아파트
103동 1002호 (원효로4가)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
이건주

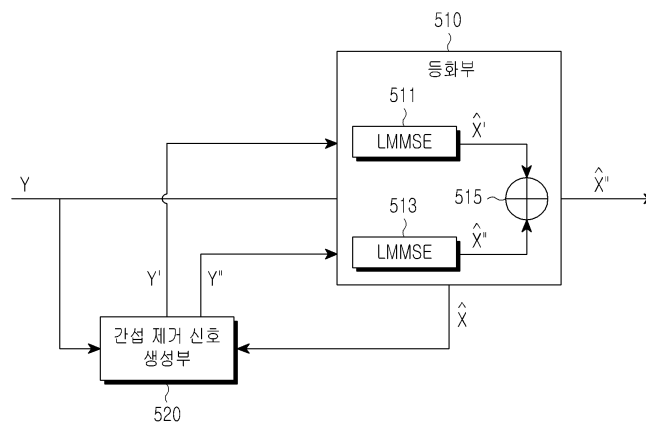
전체 청구항 수 : 총 14 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 간섭 제거를 이용한 등화 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명의 방법은, 적어도 둘 이상의 송신 안테나들과 적어도 두 이상의 수신 안테나들을 포함하는 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법에 있어서, 수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하는 과정; 상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정; 상기 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하는 과정; 상기 독립적으로 등화된 복수 개의 수신 신호들을 결합하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정하는 과정을 포함한다.

대표도 - 도5



(72) 발명자

황중윤

경기도 용인시 수지구 심곡로 16, 금호베스트빌아파트 501동 1102호 (상현동)

원승환

경기도 수원시 영통구 청명북로 33, 삼성래미안아파트 439동 606호 (영통동)

임채만

서울특별시 구로구 도림로 59, 107동 1004호 (구로동, 구로두산아파트)

특허청구의 범위

청구항 1

적어도 둘 이상의 송신 안테나들과 적어도 두 이상의 수신 안테나들을 포함하는 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법에 있어서,

수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하는 과정;

상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정;

상기 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하는 과정;

상기 독립적으로 등화된 복수 개의 수신 신호들을 결합하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정하는 과정을 포함하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 2

제 1항에 있어서, 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정은,

상기 수신 신호를 등화하여 추정된 송신 신호에, 상기 송신기 신호 처리의 역 절차를 적용하여 심볼을 생성하는 과정;

상기 생성된 심볼을 클리닝하는 과정;

상기 클리닝된 심볼에 대하여 가상 송신 절차를 적용하는 과정;

상기 가상 송신 절차가 적용된 심볼에 상기 송신기와 상기 수신기 간의 채널을 적용하는 과정과;

상기 채널이 적용된 심볼을 이용하여, 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정을 포함하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 3

제 2항에 있어서, 상기 심볼을 클리닝하는 과정은,

비선형 MMSE(Minimize Mean Square Error) 방식을 이용하여 심볼을 클리닝하며,

상기 비선형 MMSE 방식에서 사용되는 지수 함수는 일차 선형 함수로 근사화됨을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 4

제3항에 있어서, 상기 지수 함수가 일차 선형 함수로 근사화될 시,

상기 지수 함수는, 상기 지수 함수의 값이 큰 구간의 길이가 상기 지수 함수의 값이 작은 구간의 길이보다 짧게 설정되어 복수의 구간으로 구분되고,

상기 구분된 각 구간에서, 상기 지수 함수와 일차 선형 함수와의 평균 자승 오차(MSE) 값이 최소가 되도록 하는 일차 선형 함수가, 상기 근사화된 일차 선형 함수로 결정됨을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 5

제 2항에 있어서, 상기 송신기 신호 처리의 역 절차를 적용하여 심볼을 생성하는 과정은,

상기 수신 신호를 등화하여 추정된 송신 신호에, 역 프리코딩 행렬을 곱하고, 역 스캐램블링을 수행하고, 역 확산을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 6

제 2항에 있어서, 상기 가상 송신 절차를 적용하는 과정은,

상기 클리닝된 심볼을 확산하고, 스크램블링을 수행하고, 프리코딩 행렬을 곱함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 7

제 1항에 있어서, 상기 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정은,

상기 수신 안테나의 개수와 동일한 개수로, 상기 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법.

청구항 8

적어도 둘 이상의 송신 안테나들과 적어도 두 이상의 수신 안테나들을 포함하는 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치에 있어서,

수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하는 등화부;

상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 간섭 제거 신호 생성부를 포함하며,

상기 등화부는, 상기 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하고, 상기 독립적으로 등화된 복수 개의 수신 신호들을 결합하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 9

제 8항에 있어서, 상기 간섭 제거 신호 생성부는,

상기 수신 신호를 등화하여 추정된 송신 신호에, 상기 송신기 신호 처리의 역 절차를 적용하여 심볼을 생성하는 심볼 생성부;

상기 생성된 심볼을 클리닝하는 심볼 클리닝부;

상기 클리닝된 심볼에 대하여 가상 송신 절차를 적용하는 가상 송신부;

상기 가상 송신 절차가 적용된 심볼에 상기 송신기와 상기 수신기 간의 채널을 적용하는 가상 채널부;

상기 채널이 적용된 심볼을 이용하여, 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 간섭 제거 처리부를 포함하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 10

제 9항에 있어서, 상기 심볼 클리닝부는,

비선형 MMSE(Minimize Mean Square Error) 방식을 이용하여 심볼을 클리닝하며,

상기 비선형 MMSE 방식에서 사용되는 지수 함수를 일차 선형 함수로 근사화함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 11

제9항에 있어서, 상기 심볼 클리닝부는,

상기 지수 함수를 일차 선형 함수로 근사화할 시,

상기 지수 함수를, 상기 지수 함수의 값이 큰 구간의 길이가 상기 지수 함수의 값이 작은 구간의 길이보다 짧게 설정하여 복수의 구간으로 구분하고,

상기 구분된 각 구간에서, 상기 지수 함수와 일차 선형 함수와의 평균 자승 오차(MSE) 값이 최소가 되도록 하는 일차 선형 함수를, 상기 근사화된 일차 선형 함수로 결정함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 12

제 9항에 있어서, 상기 심볼 생성부는,

상기 수신 신호를 등화하여 추정된 송신 신호에, 역 프리코딩 행렬을 곱하고, 역 스크램블링을 수행하고, 역 확산함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 13

제 9항에 있어서, 상기 가상 송신부는,

상기 클리닝된 심볼을 확산하고, 스크램블링을 수행하고, 프리코딩 행렬을 곱함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

청구항 14

제 8항에 있어서, 상기 간섭 신호 생성부는,

상기 수신 안테나의 개수와 동일한 개수로, 상기 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성함을 특징으로 하는 MIMO 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치.

명세서

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에서 간섭 제거에 대한 것이다. 더 상세하게는 무선 통신 시스템에서 간섭 제거를 이용하여 수신 신호를 등화하는 방법 및 장치에 대한 것이다.

배경 기술

[0002] 3GPP(3rd Generation Partnership Project)의 HSPA(High Speed Packet Access) 시스템은 64-QAM(Quadrature amplitude modulation)의 고차 변조(high-order modulation; HOM)와 두 개의 스트림을 동시에 보내는 2x2 MIMO(multiple-input and multiple-output) 시스템을 사용하는 것을 큰 특징으로 하고 있다.

[0003] HSPA시스템은 WCDMA 이동통신 시스템과 비교하여 작은 확산 길이 (spreading factor; SF)를 갖는 데이터 채널 (HS-PDSCH)의 사용하는 점을 큰 특징으로 한다. 큰 길이의 SF를 갖는 심볼들은 수신기의 역 확산(de-spreading)을 통해서 심볼간 간섭 (intersymbol interference: ISI)이나 셀간 간섭(inter-cell interference: ICI) 등을 효율적으로 억제할 수 있었지만 길이가 16인 SF심볼의 경우 역 확산만으로 심볼을 보호하는 것이 근본적으로 어려워지게 되었다. 따라서 보편적으로 사용되어온 레이크(RAKE) 수신 방식 대신 등화기(Equalizer)를 이용하여 송신 신호를 추정하는 방식을 사용한다.

[0004] 그런데 등화기는 채널 행렬을 효과적으로 반전(inversion)하는 장점이 있지만 간섭 신호(interference)가 클 경우 반전 성능이 열화되어 추정된 송신 신호의 신뢰성이 낮아지는 단점이 있다. 이러한 이유로 간섭신호를 적절히 처리하면서 등화를 수행하는 것이 수신 성능을 증가시키기 위한 중요한 연구 이슈가 되어 왔다. 한편, 간섭 제거를 사용하는 CDMA 시스템 또는 MIMO 시스템에서 간섭을 제거하면서 신호 검출(detection)을 수행하는 기법들은 종래 연구되어 왔으나, 주파수 선택적 페이딩(frequency selective fading)을 겪는 HSPA 시스템에 적용되기 적절하지 않기 때문에 간섭 제거를 위한 등화기에 대한 요청이 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0005] 본 발명은 MIMO 시스템에서 수신 성능을 높이기 위한 등화 방법 및 장치를 제공한다.

[0006] 본 발명은 MIMO 시스템에서 독립적인 송신 신호들 상호 간에 의하여 발생하는 수신 신호에서의 간섭을 제거하기 위한 방법 및 장치를 제공한다.

[0007] 본 발명은 MIMO 시스템에서 수신기에서 등화된 심볼을 클리닝하는 과정에서 지수 함수를 선형 함수로 근사화할 때의 근사화 오차를 최소화하기 위한 방법 및 장치를 제공한다.

과제의 해결 수단

[0008] 본 발명의 방법은, 적어도 둘 이상의 송신 안테나들과 적어도 두 이상의 수신 안테나들을 포함하는 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 방법에 있어서, 수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하는 과정; 상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 과정; 상기 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하는 과정; 상기 독립적으로 등화된 복수 개의 수신 신호들을 결합하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정하는 과정을 포함한다.

[0009] 본 발명의 장치는, 적어도 둘 이상의 송신 안테나들과 적어도 두 이상의 수신 안테나들을 포함하는 다중 입력 다중 출력(MIMO) 무선 통신 시스템에서 수신 신호를 등화하는 장치에 있어서, 수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하는 등화부; 상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하는 간섭 제거 신호 생성부를 포함하며, 상기 등화부는, 상기 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하고, 상기 독립적으로 등화된 복수 개의 수신 신호들을 결합하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정함을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0010] 본 발명의 구성에 따른 대표적인 효과는 다음과 같다.

[0011] 본 발명은 MIMO 시스템에서 독립적인 송신 신호들 상호 간에 의하여 발생하는 수신 신호에서의 간섭을 제거한 신호를 생성하고, 상기 간섭이 제거된 신호를 등화하여 등화의 신뢰성을 향상시켜 수신 성능을 높일 수 있다. 또한, 본 발명은 등화된 심볼을 클리닝하는 과정에서 지수 함수를 선형 함수로 근사화할 때의 근사화 오차를 감소시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0012] 도 1은 HSPA 시스템에서 2x2 MIMO 송신기의 구조를 설명하는 도면,
 도 2는 HSPA 시스템에서 2x2 MIMO 송신기에서 송신기 및 수신기 간의 채널과 수신기의 등화 과정 설명하는 도면,
 도 3은 송신 신호들 상호 간 간섭이 있을 때 LMMSE 등화기의 출력을 도시한 산점도,
 도 4는 송신 신호들 상호 간 간섭이 없을 때 LMMSE 등화기의 출력을 도시한 산점도,
 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 2X2 MIMO 송수신 시스템의 수신기에서 LMMSE 등화기의 구성을 설명하는 도면,
 도 6은 도 5의 간섭 제거 신호 생성부(520)의 구성을 설명하는 도면,
 도 7은 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 수신기에서 등화 방법을 설명하는 도면,
 도 8은 도 7의 705 단계를 구체적으로 설명한 도면,
 도 9는 16-QAM 변조 방식의 성상도에서 각 성좌점들의 비선형 MMSE 추정값에 대한 기여도를 설명하는 도면,
 도 10에서 지수 함수를 테일러(Taylor) 급수를 이용하여 근사화한 결과를 설명하는 도면,
 도 11은 본 발명의 실시예에 따라 지수 함수를 선형 함수로 근사화하기 위하여 지수 함수를 구간 별로 구분하는 방식을 설명하는 도면,
 도 12는 본 발명의 실시예에 따라 해당 구간에서 지수 함수에 대한 근사화된 선형 함수를 결정하는 과정을 설명하는 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0013] 이하에서 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 도면들 중 동일한 구성 요소들은 가능한 한 어느 곳에서든지 동일한 부호들로 나타내고 있음에 유의해야 한다. 또한 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있는 공지 기능 및 구성에 대한 상세한 설명 생략한다.

[0014] 한편, 이하의 설명에서 신호 처리에 대한 설명은 시간 영역 신호라는 특별한 설명이 없는 한 주파수 영역의 신호를 기준으로 설명한다. 다만, 이는 설명의 편의를 위한 것일 뿐, 본 발명의 신호 처리는 주파수 영역 또는 시

간 영역에서 수행될 수 있다.

[0015] 도 1은 HSPA 시스템에서 2x2 MIMO 송신기의 구조를 설명하는 도면이다.

[0016] 도 1을 참조하면, 두 개의 독립적인 전송 채널 프로세싱(transport channel processing)(101, 103)을 거친 각 데이터는 확산(spreading) 및 스크램블링(scrambling)(103, 104)을 거친 후에 프리코딩 매트릭스(precoding matrix)에 따른 가중치(weight)가 곱해진다. 상기 가중치는 가중치 생성기(120)에서 생성되며, 프리코딩 매트릭스는 <수학식 1>로 정의되어 있다.

수학식 1

$$\begin{bmatrix} w_1 & w_2 \\ w_3 & w_4 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0.7071 & 0.7071 \\ w & -w \end{bmatrix}$$

[0017]

[0018] 참고로, 상기 <수학식 1>에서 w는 네 종류의 값을 가질 수 있는데, 수신기에서 채널과 모든 가능한 프리코딩 매트릭스(precoding matrix)의 조합으로 이루어진 네 가지 신호 중 가장 큰 에너지를 가지는 프리코딩 매트릭스를 선택하고, 수신기는 상기 선택한 프리코딩 매트릭스를 송신기로 전송하도록 HSPA 표준에 정의되어 있다.

[0019] 상기 프리코딩을 거친 신호들은, 합산기(109, 110)에서 엇갈려 합산되고, 송신 안테나(113, 114)를 통하여 총 네 개의 무선 채널을 겪으면서 수신기로 송신된다. 이하에서 송신기 및 수신기 간의 채널과 수신기의 등화 과정에 대하여 설명한다.

[0020] 도 2는 HSPA시스템에서 2x2 MIMO 송신기에서 송신기 및 수신기 간의 채널과 수신기의 등화 과정 설명하는 도면이다.

[0021] 도 2를 참조하면, 송신기(200)로부터 출력된 독립적인 송신 신호인 X₁, X₂는 송신 안테나 1(201)과 송신 안테나 2(202)를 통하여 출력되고, 채널 행렬 H로 표현되는 무선 채널을 통하여 수신기(210)로 송신된다.

[0022] 채널 행렬 H는 H₁, H₂, H₃, H₄로 구성되며, 상기 H₁은 송신 안테나 1(201)과 수신 안테나 1(214) 간의 채널을 의미하고, H₂는 송신 안테나 1(201)과 수신 안테나 2(215) 간의 채널을 의미하고, H₃는 송신 안테나 2(202)와 수신 안테나 1(214) 간의 채널을 의미하며, H₄는 송신 안테나 2(202)와 수신 안테나 2(215) 간의 채널을 의미한다.

[0023] 수신기(210)는 수신 안테나 1(214) 및 수신 안테나 2(215)를 통하여 신호 Y₁, Y₂를 각각 수신하고 상기 수신 신호 Y₁, Y₂는 LMMSE 등화기(111)와 MIMO 복호기(113)를 포함하는 수신기로 입력된다.

[0024] 상기 도 2에서 수신 신호 Y₁, Y₂는 하기 <수학식 2>로 표현될 수 있다.

수학식 2

$$\begin{aligned} Y_1 &= H_1 X_1 + H_3 X_2 + N_1, \\ Y_2 &= H_2 X_1 + H_4 X_2 + N_2 \end{aligned}$$

[0025]

[0026] 상기 N₁은 수신 신호 Y₁에서의 잡음 신호를 의미하고, 상기 N₂는 수신 신호 Y₂에서의 잡음 신호를 의미한다.

[0027] 상기 <수학식 2>를 이산 시간(Discrete-time) 신호로 표현하면, 하기 <수학식 3>으로 표현된다.

수학식 3

$$y_1[n] = h_1[n] * x_1[n] + h_3[n] * x_2[n] + n_1,$$

$$y_2[n] = h_2[n] * x_1[n] + h_4[n] * x_2[n] + n_2.$$

[0028]

[0029]

한편, 수신기(210)의 LMMSE 등화기(211)는 수신 신호와 원하는 신호(desired signal)간의 상호 상관(cross-correlation)과 수신 신호간의 자기 상관(auto-correlation)을 이용하여 송신 신호를 추정하여 출력한다.

[0030]

구체적으로, LMMSE 등화기(111)는 송신 신호와 등화기 출력 신호 간의 평균 자승오차(mean square error; MSE)를 최소화(minimize)할 수 있도록 설계되며 이때 MSE는 <수학식 4>와 같이 정의된다.

수학식 4

$$MSE = E[|X - \hat{X}|^2] = E[|X - WY|^2]$$

[0031]

[0032]

상기 <수학식 4>를 만족시키는 MMSE 가중치(weight)는 하기 <수학식 5>와 같이 상호 상관(cross-correlation)과 자기 상관(auto-correlation) 역행렬의 곱으로 표현된다.

수학식 5

$$\hat{X} = WY = R_{xy} R_{yy}^{-1} Y$$

[0033]

[0034]

따라서 2x2 MIMO 시스템에서 등화기의 출력은 하기 <수학식 6>와 같이 표현된다.

수학식 6

$$\begin{aligned} \hat{X} &= R_{xy} R_{yy}^{-1} Y \\ &= R_{xx} H^H \begin{bmatrix} \sigma_{x1}^2 |H_1|^2 + \sigma_{x2}^2 |H_3|^2 + \sigma_{n1}^2 & \sigma_{x1}^2 H_1 H_2^* + \sigma_{x2}^2 H_3 H_4^* \\ \sigma_{x1}^2 H_2 H_1^* + \sigma_{x2}^2 H_4 H_3^* & \sigma_{x1}^2 |H_2|^2 + \sigma_{x2}^2 |H_4|^2 + \sigma_{n2}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[0035]

[0036]

한편, 상기 종래의 LMMSE 등화기의 출력($\hat{X}$)을 살펴보면, $\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$ 가 포함되어 있다. 한편, $\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$ 에서 상기 <수학식 2>와 같이 송신 스트림 X_1 의 관점에서는 송신 스트림 X_2 의 신호가 간섭으로 작용하고, 송신 스트림 X_2 의 관점에서는 송신 스트림 X_1 의 신호가 간섭으로 작용하게 된다.

[0037]

그런데 일반적으로 이동 통신 환경에서 송수신기 사이의 거리에 비하여 MIMO 송신 안테나 간의 간격이 현저히 작은 경우가 대부분이다. 이 경우 평면파 이론에 의할 때 각 송신 안테나에서 출력된 신호가 경험하는 채널은 평면파의 입사각에 따른 위상 차이만 있을 뿐 동일한 것으로 알려져 있다. 이 같이 송신 안테나의 출력 신호가 경험하는 채널이 동일한 현상은 수신 안테나간 상관(correlation)이 높은 경우에도 발생할 수 있다.

[0038]

결국 이러한 환경에서 H_1 채널과 H_2 채널은 거의 동일하고, H_3 채널과 H_4 채널 값은 거의 동일한 것으로 볼 수

있다. 따라서 상기 <수학식 2>는 하기 <수학식 7>로 표현될 수 있다.

수학식 7

$$\begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} H_1 & H_3 \\ H_1 + \varepsilon_1 & H_3 + \varepsilon_2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} N_1 \\ N_2 \end{bmatrix}$$

[0039]

[0040]

이렇게 H_1 채널과 H_2 채널이 거의 동일하고, H_3 채널과 H_4 채널이 거의 동일한 환경 하에서, LMMSE의 자기 상관 (autocorrelation)행렬의 반전 (inversion)은 큰 오차를 갖게 되고, 따라서 MMSE를 이용한 등화의 출력 신호의 오류율(error rate) 역시 매우 커진다. 따라서 송신 신호 상호 간 간섭이 있는 경우의 LMMSE 등화기 출력 신호는 상호 간 간섭이 없는 경우 LMMSE 등화기 출력 신호보다 송신 신호의 추정 오차가 매우 커진다.

[0041]

도 3은 송신 신호들 상호 간 간섭이 있을 때 LMMSE 등화기의 출력을 도시한 산점도(scatter plot)이고, 도 4는 송신 신호들 상호 간 간섭이 없을 때 LMMSE 등화기의 출력을 도시한 산점도(scatter plot)이다. 도 4가 도 3보다 송신 신호의 추정에 오차가 적음을 보여준다. 따라서 LMMSE 등화기 출력의 오류를 감소시키기 위하여 스트림 간 간섭을 제거 또는 감소시킬 필요가 있다.

[0042]

본 발명은 이러한 필요에 따라 상호 간 간섭이 제거된 수신 신호를 생성하고 이를 등화에 이용한다. 본 발명의 기본 개념을 간략히 설명한다.

[0043]

본 발명은 상기 <수학식 7>에서 수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하고, 상기 추정된 송신 신호를 이용하여 상기 수신 신호로부터 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하고, 상기 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 독립적으로 등화하고, 이를 결합(combining)하여 간섭이 제거된 송신 신호를 추정한다. 즉, 간섭이 제거된 수신 신호들을 생성하고 이를 등화하여 가산하는 방식으로 높은 신뢰도를 가지는 송신 신호를 추정하는 동시에 다이버시티(diversity) 이득을 얻을 수 있다. 한편, 이러한 과정을 반복적으로 수행하면 수신 신호의 품질을 추가적으로 향상시킬 수 있다.

[0044]

이하의 본 발명의 설명은 2X2 MIMO 송수신 시스템을 예로 하여 설명하고 있으나, 이는 설명의 편의를 위한 것일 뿐 2X2 이외의 다른 다중 송수신 시스템에서 동일하게 적용될 수 있다.

[0045]

도 5는 본 발명의 실시예에 따른 2X2 MIMO 송수신 시스템의 수신기에서 LMMSE 등화기의 구성을 설명하는 도면이다.

[0046]

본 발명의 등화기(500)는 등화부(510)와 간섭 제거 신호 생성부(520)를 포함한다.

[0047]

도 5에서 입력 신호 Y 는 2개의 안테나에서 수신된 (Y_1, Y_2) 로 구성된다. 또한, 간섭 제거 신호 생성부(520)의 출력 Y' , Y'' 은 각각 (Y_1', Y_2') 과 (Y_1'', Y_2'') 로 구성된다. 또한, 제1 LMMSE 등화기(511)의 출력 $\hat{X}_1'$, $\hat{X}_1''$ 은 각각 $(\hat{X}_{11}', \hat{X}_{21}')$ 과 $(\hat{X}_{11}'', \hat{X}_{21}'')$ 로 구성된다.

[0048]

수신 신호 Y 는 등화부(510)와 간섭 제거 신호 생성부(520)로 입력된다.

[0049]

등화부(510)는 제1 LMMSE 등화기(511) 또는 제2 LMMSE 등화기(513) 중 하나를 이용하여 상기 수신 신호 Y 를 등화하여 송신 신호를 추정하고, 상기 추정된 송신 신호($\hat{X}$)를 간섭 제거 신호 생성부(520)로 전달한다.

[0050]

상기 간섭 제거 신호 생성부(520)는 수신 신호 Y 에서 상기 추정된 송신 신호($\hat{X}$)를 이용하여 서로 다른 안테나에서 생성된 송신 신호들 상호 간 간섭을 제거한 신호들(Y' , Y'')을 생성한다. 이후, 상기 Y' 과 Y'' 은 등화부(510)로 입력되며, 제1 LMMSE 등화기(511)와 제2 LMMSE 등화기(513) 각각에서 독립적으로 등화되어 $\hat{X}_1'$, $\hat{X}_1''$ 이 출력된다.

[0051] 이후, 상기 $\hat{X}$ '과 $\hat{X}$ ' '는 가산기(515)에서 선형 가산 되어 $\hat{X}$ ' ' '이 출력된다. 상기 $\hat{X}$ ' ' '는 최종적으로 추정된 송신 신호가 된다. 이렇게 본 발명의 실시예에서는 송신 신호들 상호 간에 의한 간섭이 제거된 복수 개의 수신 신호들을 생성하고 이를 독립적으로 등화한 이후 등화된 신호들을 선형 가산하여 $\hat{X}$ ' ' '을 출력하여, 등화기의 출력, 즉, 추정된 송신 신호의 신뢰성을 높일 수 있다. 한편, 상기 $\hat{X}$ ' ' '를 다시 간섭 제거 신호 생성부(520)으로 입력하여 상기 동작들을 반복하면 추정된 송신 신호의 신뢰성은 더 높아진다.

[0052] 상기 Y '은 하기 <수학식 8>로 표현되고, 상기 Y ' '은 <수학식 9>로 표현된다.

수학식 8

$$Y_1' = H_1 X_1 + H_3 (X_2 - \hat{X}_2) + N_1,$$

$$Y_2' = H_2 (X_1 - \hat{X}_1) + H_4 X_2 + N_2$$

[0053]

수학식 9

$$Y_1'' = H_1 (X_1 - \hat{X}_1) + H_3 X_2 + N_1,$$

$$Y_2'' = H_2 X_1 + H_4 (X_2 - \hat{X}_2) + N_2$$

[0054]

[0055] 한편, LMMSE에서 추정된 송신 신호는 원래 송신 신호의 감쇠 형태로 나타나므로 상기 <수학식 8> 및 <수학식 9>를 행렬-벡터 모델로 다시 표현하면 <수학식 10>으로 표현된다.

수학식 10

$$Y' = \begin{bmatrix} H_1 & \varepsilon H_2 \\ \varepsilon H_3 & H_4 \end{bmatrix} X + N,$$

$$Y'' = \begin{bmatrix} \varepsilon H_1 & H_2 \\ H_3 & \varepsilon H_4 \end{bmatrix} X + N.$$

[0056]

[0057] 상기 <수학식 10>에서 유의할 점은 송신 신호의 감쇠를 채널 행렬의 감쇠로 치환하여 표현한 것이다. 상기 <수학식 10>에 따라 간섭이 제거된 후의 등화기의 필터 계수를 다시 설계하면 등화의 성능을 높일 수 있다.

[0058] 한편, 상기 Y '를 등화한 결과 및 Y ' '를 등화 결과는 하기 <수학식 11>을 기초로 하여 표현된다. 즉, 하기 <수학식 11>에서 Y 를 Y '으로, Y_1 을 Y_1 ' , Y_2 를 Y_2 '으로 치환하고, $\hat{X}$ 을 $\hat{X}$ ' '으로 치환하면 되고, 하기 <수학식 11>에서 Y 를 Y ' '으로, Y_1 을 Y_1 ' ' , Y_2 를 Y_2 ' '으로 치환하고, $\hat{X}$ 을 $\hat{X}$ ' ' '으로 치환하면 된다.

수학식 11

$$\hat{X} = R_{yy} R_{yy}^{-1} Y$$

$$= R_{xx} H^H \begin{bmatrix} \sigma_{x1}^2 |H_1|^2 + \varepsilon \sigma_{x2}^2 |H_3|^2 + \sigma_{n1}^2 & \varepsilon \sigma_{x1}^2 H_1 H_2^* + \varepsilon \sigma_{x2}^2 H_3 H_4^* \\ \varepsilon \sigma_{x1}^2 H_2 H_1^* + \varepsilon \sigma_{x2}^2 H_4 H_3^* & \varepsilon \sigma_{x1}^2 |H_2|^2 + \sigma_{x2}^2 |H_4|^2 + \sigma_{n2}^2 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} Y_1 \\ Y_2 \end{bmatrix}$$

[0059]

[0060]

도 6은 도 5의 간섭 제거 신호 생성부(520)의 구성을 설명하는 도면이다.

[0061]

간섭 제거 처리부(520)는 심볼 생성부(610), 심볼 클리닝부(620), 가상 송신부(630), 가상 채널부(640)와 간섭 제거 처리부(650)를 포함한다.

[0062]

심볼 생성부(610)는 간섭 제거 신호 생성부(520)로부터 전달된 추정된 송신 신호 $\hat{x}$ 로부터 심볼을 생성한다. 상기 심볼 생성부(620)는 심볼을 생성하기 위하여 $\hat{x}$ 에 상기 도 1에서 설명한 송신기의 신호 처리 절차의 역 절차를 적용한다. 즉, $\hat{x}$ 에 역 프리코딩 행렬을 곱한 이후, 역 스캐램블링을 수행하고, 역 확산을 수행하여 심볼을 생성한다. 상기 역 확산은 역 하다마드(Hadamard) 변환을 통하여 수행될 수 있고, 상기 역 스캐램블링은 PN 코드를 곱하여 수행되는 것이 일반적이다.

[0063]

상기 심볼 생성부(610)에서 생성된 심볼은 코드채널의 이득(g)과 심볼(s)이 곱해진 형태로, 하기 <수학식 12>와 같이 표현된다.

수학식 12

$$r = gs + v$$

[0064]

[0065]

심볼 클리닝부(620)는 상기 생성된 심볼에 대해서 심볼 클리닝을 수행하여 상기 심볼 생성부(620)에서 생성된 심볼보다 더 신뢰성 있는 심볼을 생성할 수 있다. 본 발명은 심볼 클리닝을 효율적으로 수행하기 위한 방식을 제안하는데, 이에 대해서는 도 9 이하에서 후술하기로 한다.

[0066]

가상 송신부(630)는 상기 클리닝이 수행된 심볼에 상기 도 1의 송신기의 신호 처리 절차를 적용한다. 즉, 심볼에 대하여 확산 및 스캐램블링을 수행한 이후, 프리코딩 매트릭스를 곱한다. 상기 확산은 하다마드(Hadamard) 변환을 통하여 수행될 수 있고, 상기 스캐램블링은 PN 코드를 곱하여 수행되는 것이 일반적이다.

[0067]

한편, 가상 채널부(640)는 상기 가상 송신부(630)의 출력 신호가 송신기(200)와 수신기(210) 간의 채널(H)을 경험하도록 하기 위하여, 상기 가상 송신부(630)의 출력 신호에 채널 함수를 곱한다. 만일 신호가 시간 영역에서 처리되는 경우라면 채널 함수의 컨벌루션이 수행될 것이다.

[0068]

간섭 제거 처리부(650)는 상기 수신 신호(Y)에서 상기 가상 채널부(640)부의 출력 신호를 이용하여 상기 <수학식 8>의 Y'과 및 <수학식 9>의 Y''을 출력하여 송신 신호 상호 간의 간섭이 제거된 신뢰도 높은 수신 신호들을 생성한다. 이후 상기 Y'과 Y''는 도 5에서 설명된 바와 같이 등화부(510)로 입력되어 독립적으로 등화된 이후, 선형 가산 되어 $\hat{x}'''$ 을 출력한다.

[0069]

한편, 상기 심볼 생성부(610), 심볼 클리닝부(620), 가상 송신부(630)는 등화부(510)에서 등화되어 추정된 송신 신호($\hat{x}$)의 신뢰성을 더욱 향상시키기 위한 구성들이다. 따라서 시스템의 복잡성을 감소시키고자 하는 경우에 상기 801 내지 807 단계는 생략될 수도 있다. 이 경우 가상 채널부(640)에 입력되는 신호는 수신 신호(Y)가 등화부(510)에서 등화되어 출력된 신호($\hat{x}$)가 될 것이다.

[0070]

도 7은 도 5는 본 발명의 실시예에 따른 수신기에서 등화 방법을 설명하는 도면이다.

- [0071] 701단계에서 수신기가 송신기로부터 송신된 신호(Y)를 수신하면, 703단계에서 등화부(510)는 상기 수신 신호를 등화하여 송신 신호를 추정하여($\hat{x}$) 출력한다.
- [0072] 705단계에서 간섭 제거 신호 생성부(520)는 상기 추정된 송신 신호를 이용하여 송신 신호 상호 간 간섭이 제거된 수신 신호(Y' , Y'')를 생성한다.
- [0073] 707단계에서 등화부(510)는 상기 Y' 과 Y'' 를 독립적으로 등화하여 $\hat{x}'$, $\hat{x}''$ 을 생성하고, 이를 선형 가산하여 $\hat{x}' + \hat{x}''$ 을 출력하여 최종적으로 추정된 송신 신호를 생성한다.
- [0074] 도 8은 도 7의 705 단계를 구체적으로 설명한 도면이다.
- [0075] 801단계에서 심볼 생성부(610)는 간섭 제거 신호 생성부(520)로부터 전달된 추정된 송신 신호($\hat{x}$)로부터 심볼을 생성한다. 상기 심볼 생성부(610)는 심볼을 생성하기 위하여 $\hat{x}$ 에 상기 도 1에서 설명한 송신기의 신호 처리 절차의 역 절차를 적용한다. 즉, $\hat{x}$ 에 역 프리코딩 행렬을 곱한 이후, 역 스크램블링을 수행하고, 역 확산을 수행하여 심볼을 생성한다. 상기 역 확산은 역 하다마드(Hadamard) 변환을 통하여 수행될 수 있고, 상기 역 스크램블링은 PN 코드를 곱하여 수행되는 것이 일반적이다.
- [0076] 803단계에서 심볼 클리닝부(620)는 상기 생성된 심볼에 대해서 심볼 클리닝을 수행하여 상기 심볼 생성부(620)에서 생성된 심볼보다 더 신뢰성 있는 심볼을 생성할 수 있다. 본 발명은 심볼 클리닝을 효율적으로 수행하기 위한 방식을 제안하는데, 이에 대해서는 도 9 이하에서 후술하기로 한다.
- [0077] 805단계에서 가상 송신부(630)는 상기 클리닝이 수행된 심볼에 상기 도 1의 송신기의 신호 처리 절차를 적용한다. 즉, 심볼에 대하여 확산 및 스크램블링을 수행한 이후, 프리코딩 매트릭스를 곱한다. 상기 확산은 하다마드(Hadamard) 변환을 통하여 수행될 수 있고, 상기 스크램블링은 PN 코드를 곱하여 수행되는 것이 일반적이다.
- [0078] 807단계에서 가상 채널부(640)는 상기 가상 송신부(630)의 출력 신호가 송신기(200)와 수신기(210) 간의 채널(H)을 경험하도록 하기 위하여, 상기 가상 송신부(630)의 출력 신호에 채널 함수를 곱하여 채널을 적용한다.
- [0079] 809단계에서는 상기 채널이 적용된 심볼을 이용하여 상기 수신 신호(Y)에서 송신 신호 상호 간의 간섭이 제거된 신호들(Y' , Y'')을 생성한다.
- [0080] 한편, 상기 801단계 내지 805단계는 등화부(510)에서 등화되어 추정된 송신 신호($\hat{x}$)의 신뢰성을 더욱 향상시키기 위한 구성들이다. 따라서 시스템의 복잡성을 감소시키고자 하는 경우에 상기 801 내지 807 단계는 생략될 수 도 있다. 이 경우 807단계에서 가상 채널부(640)는 수신 신호(Y)가 등화부(510)에서 등화되어 추정된 송신 신호($\hat{x}$)에 채널 함수를 곱할 것이다. 만일 신호가 시간 영역에서 처리되는 경우라면 채널 함수의 컨벌루션이 수행될 것이다.
- [0081] 이하에서는 상기 도 6에서 언급된 본 발명이 제안하는 심볼 클리닝 방식을 설명한다.
- [0082] 통상 심볼 클리닝은 소프트 슬라이싱(soft slicing)으로 칭해지기도 하며, 이하에서는 동일한 의미로 혼용될 수 있다. 상기 소프트 슬라이싱 방식은 보통 선형(Linear) MMSE 방식과 일반적인, 즉, 비선형(Non Linear) MMSE 방식이 사용된다.
- [0083] 상기 선형 MMSE 방식을 이용한 소프트 슬라이싱의 결과는 <수학식 13>으로 표현되는 것으로 알려져 있고, 비선형 MMSE 방식을 이용한 소프트 슬라이싱의 결과는 <수학식 14>로 표현되는 것으로 알려져 있다.

수학식 13

$$\hat{d} = Fy = R_{yy}^{-1}y = \frac{g}{g^2 + \sigma^2}r$$

[0084]

수학식 14

$$\begin{aligned}\hat{d} &= E[d | y] = \sum_s g s P(s | y) = g \sum_d s \frac{P(y | s) P(s)}{P(y)} \\ &= g \frac{\sum_s s P(y | s) P(s)}{\sum_s P(y | s) P(s)}\end{aligned}$$

[0085]

[0086] 한편, 상기 <수학식 14>를 다시 정리하면 하기 <수학식 15>로 표현될 수 있다.

수학식 15

$$\hat{d} = g \frac{\sum_s s \exp(-\frac{|y - gs|^2}{\sigma^2})}{\sum_s \exp(-\frac{|y - gs|^2}{\sigma^2})}$$

[0087]

[0088] 상기 <수학식 15>를 참조하면, 비선형 MMSE 방식의 소프트 슬라이싱을 구현하기 위해서는 지수(exponential) 함수를 구현하는 것이 필요하다. 그런데 지수 함수를 하드웨어적으로 구현하기에는 매우 복잡해지는 문제가 있다. 따라서 본 발명에서는 지수 함수를 하드웨어적으로 구현하기 용이한 구분(piecewise) 선형 함수로 근사화하는 방식을 제안한다.

[0089] 심볼 클리닝, 즉, 소프트 슬라이싱을 하는 이유는 심볼 생성부(610)에서 생성된 심볼의 신뢰성을 더 높이기 위함이다. 한편, 비선형 MMSE 방식은 성상도 상의 모든 성좌점(constellation point)들의 선형 결합으로 표현될 수 있다. 한편, 이 때, 수신 심볼의 성상도 상의 위치에 따라 각각이 상기 <수학식 15>의 결과 값에 미치는 기여도(contribution)는 서로 다르다.

[0090] 예를 들어, 도 9와 같이 16-QAM 변조 방식의 성상도에서 각 성좌점들의 비선형 MMSE 추정값에 대한 기여도는 시간 영역의 수신 신호 y(900)와 가까울수록 높고 멀리 떨어질수록 낮게 된다. 도 9에서 성좌점 901의 기여도가 가장 높고, 성좌점 903이 다음으로 기여도가 높고, 가장 멀리 떨어진 성좌점(905)들의 기여도가 낮음이 표시되어 있다.

[0091] 한편, 지수 함수를 근사화할 때 가장 쉽게 생각할 수 있는 방식은 도 10에서 도시된 바와 같이 지수 함수를 테일러(Taylor) 급수를 이용하여 1차 근사화하거나, 또는 수신 신호로부터 가장 멀리 떨어져 있는 성좌점을 고려하지 않는 방식이 있다. 도 10의 참조 번호 1010, 1020, 1030 각각은 실제 지수 함수, 1차 테일러 급수를 이용한 근사화 결과, 2차 테일러 급수를 이용한 근사화의 결과를 표시한 것이다.

[0092] 상기 도 10에서 볼 수 있듯이, 상기 방식들을 시뮬레이션한 결과 상기 방식들은 원하는 방식대로 작동하지 않거나, 실제의 비선형 MMSE 함수를 사용할 때에 비하여 현저히 나쁜 결과를 나타낸다.

[0093] 따라서 본 발명에서는 지수 함수를 근사화를 더 정확히 하기 위하여 지수 함수를 그 중요도에 따라 구간을 나누고, 상기 각 구간에 대해서 최적의 선형 함수로 표현하는 방식을 제안한다.

[0094] 본 발명에서는 지수 함수를 선형 함수로 근사화할 때의 오차를 최소화하기 위하여 지수 함수의 함수값의 크기에 따라 지수 함수의 구간의 크기를 다르게 설정한다. 이는 도 11을 참조하여 설명될 것이다.

[0095] 또한, 상기 다르게 설정된 각 구간의 지수 함수로부터 선형 함수를 결정할 때에는, 해당 구간에서 실제 지수 함수의 시작점과 종료점에 의하여 결정되는 선형 함수를 적절히 평행 이동하여 최종적으로 근사화된 선형 함수를

결정한다. 상기 평행 이동은 상기 지수 함수와 상기 최종적으로 근사화된 선형 함수와의 평균 자승 오차(MSE)가 최소화될 조건을 만족하도록 설정한다. 즉, 상기 평행 이동은 MMSE를 만족하도록 결정된다. 이는 도 12를 참조하여 설명될 것이다.

[0096] 도 11은 본 발명의 실시예에 따라 지수(exponential) 함수를 선형 함수로 근사화하기 위하여 지수 함수를 구간 별로 구분하는 방식을 설명하는 도면이다.

[0097] 도 11을 참조하면, 지수 함수가 네 개의 구간, 즉, D1(1101), D2(1103), D3(1105), D4(1107)로 구분된 것을 볼 수 있다.

[0098] 첫 번째 구간 D1(1101)에서는 함수 값의 크기가 크기 때문에 구간의 간격을 좁게 설정하여 더 정확한 근사식을 얻을 수 있으며, 두 번째 구간 D2(1103)에서 함수 값이 D1(1101)보다 작기 때문에 구간의 간격을 D1(1101)보다 상대적으로 크도록 하였다. 따라서, 지수 함수의 값이 큰 경우에 상기 <수학식 15>에 따른 소프트 슬라이싱의 결과 값에 대한 더 정확한 함수를 얻을 수 있으며 결과적으로 비선형 MMSE 값도 더 정확해진다.

[0099] 도 12는 본 발명의 실시예에 따라 해당 구간에서 지수 함수에 대한 근사화된 선형 함수를 결정하는 과정을 설명하는 도면이다.

[0100] 참조 번호 1201는 해당 구간에서 실제 지수 함수의 시작점과 종료점을 이용하여 선형 함수를 결정하는 포인트 매핑(point mapping)을 나타낸다. 상기 포인트 매핑(1201) 방식에 따라 선형 함수를 결정하면, 해당 선형 함수의 시작점과 종료점을 제외한 나머지 부분에서 오차가 매우 커지는 것을 볼 수 있다. 이는 전체적으로 선형 함수와 지수 함수와의 오차가 커지는 결과가 된다. 따라서 본 발명은 이러한 오차를 최소화하기 위하여 상기 포인트 매핑에 의하여 결정된 선형 함수가 MMSE 조건을 만족하는 선형 함수가 되도록 한다. 참조 번호 1203은 본 발명의 실시예에 따른 MMSE 조건이 충족되도록 선형 함수를 결정한 것을 나타낸다. 이하에서 MMSE 조건을 만족하도록 선형 함수를 결정하는 과정을 설명한다.

[0101] 임의의 구간에서 지수 함수의 시작점과 종료점의 좌표를 각각 $[x_0, y_0]$, $[x_1, y_1]$ 이라고 할 때, 상기 $[x_0, y_0]$, $[x_1, y_1]$ 을 시작점 및 종료점으로 하는 선형 함수는 하기 <수학식 16>으로 결정된다.

수학식 16

$$y - y_0 = \left(\frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \right) (x - x_0) ,$$

$$y = \underbrace{\left(\frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \right)}_{\alpha} x + \underbrace{\left(y_0 - x_0 \left(\frac{y_1 - y_0}{x_1 - x_0} \right) \right)}_{\beta}$$

[0102]

[0103] 상기 <수학식 16>의 선형 함수에서 선형 함수와 지수 함수와의 오차가 최소화될 수 있도록 기울기 값 α 와 y 절편 값 β 를 결정하면 상기 선형 함수와 지수 함수와의 오차가 최소화될 것이다. 본 발명에서는 MSE(Mean Square Error)가 최소화되도록 상기 기울기 값 α 와 y 절편 값 β 를 결정한다.

[0104] 상기 α 와 β 값에 따른 MSB 는 하기 <수학식 17> 및 <수학식 18>로 표현된다.

수학식 17

$$\begin{aligned}
 MSB(\alpha, \beta) &= \int_{x_0}^{x_1} (e^{-x} - (\alpha x + \beta))^2 dx \\
 &= \int_{x_0}^{x_1} e^{-2x} - 2e^{-x}(\alpha x + \beta) + (\alpha^2 x^2 + 2\alpha\beta x + \beta^2) dx \\
 &= \int_{x_0}^{x_1} (e^{-2x} - 2\alpha e^{-x}x - 2\beta e^{-x} + \alpha^2 x^2 + 2\alpha\beta x + \beta^2) dx \\
 &= \underbrace{\left(-\frac{1}{2}e^{-2x}\right)_{x_0}^{x_1}}_{C_4} + \underbrace{\left(-2\int_{x_0}^{x_1} x e^{-x} dx\right)}_{C_2} \alpha + \underbrace{\left(-2e^{-x}\right)_{x_0}^{x_1}}_{C_4} \beta + \underbrace{\left(\frac{1}{2}x^3\right)_{x_0}^{x_1}}_{C_3} \alpha^2 + \underbrace{\left(2\alpha\beta \cdot \frac{1}{2}x^2\right)_{x_0}^{x_1}}_{C_3} \alpha\beta + \underbrace{(x_1 - x_0)}_{C_1} \beta^2
 \end{aligned}$$

수학식 18

$$\begin{aligned}
 C_1 &= \frac{1}{3}(x_1^3 - x_0^3) \\
 C_2 &= -2[(x_0 + 1)e^{-x_0} - (x_1 + 1)e^{-x_1}] \\
 C_3 &= (x_1^2 - x_0^2) \\
 C_4 &= 2(e^{-x_1} - e^{-x_0}) \\
 C_5 &= (x_1 - x_0)
 \end{aligned}$$

상기 <수학식 18>에 따라 <수학식 17>을 다시 정리하면 <수학식 19>와 같다.

수학식 19

$$J(\alpha, \beta) = C_1\alpha^2 + C_2\alpha + C_3\alpha\beta + C_4\beta^2 + C_5$$

상기 <수학식 19>에서는 편의상 상기 <수학식 17>의 $MSE(\alpha, \beta)$ 를 $J(\alpha, \beta)$ 로 표기하였다. 한편, 상기 <수학식 19>의 $J(\alpha, \beta)$, 즉, $MSE(\alpha, \beta)$ 가 최소화되는 α 와 β 를 찾기 위해서는 상기 <수학식 19>를 α 와 β 에 대하여 편미분한 값이 각각 0이 되는 α 와 β 값을 찾으면 된다. 이러한 과정은 하기 <수학식 20>으로 표현된다.

수학식 20

$$\begin{aligned}
 \frac{\partial J(\alpha, \beta)}{\partial \alpha} &= 2C_1\alpha + C_2 + C_3\beta = 0 \\
 \frac{\partial J(\alpha, \beta)}{\partial \beta} &= C_3\alpha + C_4 + 2C_5\beta = 0
 \end{aligned}$$

상기 <수학식 20>을 다시 정리하면 하기 <수학식 21>로 표현된다.

수학식 21

$$\begin{bmatrix} \alpha \\ \beta \end{bmatrix} = - \begin{bmatrix} 2C_1 & C_3 \\ C_3 & 2C_5 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} C_2 \\ C_4 \end{bmatrix}$$

상기 <수학식 21>에 따라 $J(\alpha, \beta)$, 즉, $MSE(\alpha, \beta)$ 가 최소화되는 α 와 β 가 결정될 수 있다. 따라서 상기 결

정된 α 와 β 에 따라 결정되는 선형 함수가 해당 구간의 지수 함수에 대한 최종 근사화된 선형 함수가 된다.

[0114] 상술한 본 발명의 지수 함수 근사화 방식에 따라 지수 함수를 근사화하는 예를 설명한다. 만일 지수 함수의 구간을 6 단계로 구분하였다면 각 구간에서 근사화된 선형 함수는 하기 <수학식 22>로 표현된다

수학식 22

$$\begin{aligned} y &= -0.8839x + 0.9953 & (0 \leq x < 0.25), \\ y &= -0.6884x + 0.9472 & (0.25 \leq x < 0.5), \\ y &= -0.4753x + 0.8338 & (0.5 \leq x < 0.75), \\ y &= -0.2288x + 0.5757 & (0.75 \leq x < 2), \\ y &= -0.0549x + 0.2234 & (2 \leq x < 4), \\ y &= -0.0036x + 0.0262 & (4 \leq x < 8). \end{aligned}$$

[0115]

[0116] 즉, 상기 <수학식 24>를 참조하면, 지수 함수의 값은 x 가 증가하면 감소하므로 x 가 증가할수록 해당 구간의 길이가 길어진 것을 볼 수 있다. 이렇게 구분된 구간들에서 각각의 지수 함수에 대한 선형 함수를 결정하기 위한 α , β 값은 상기 <수학식 21>에 의하여 결정된 것이다.

[0117] 이하에서는 상술한 바에 따라 본 발명의 등화 성능을 시뮬레이션 한 결과를 설명한다.

[0118] 시뮬레이션은 HSPA 2x2 MIMO 시스템 환경에서 수행되었으며, 시뮬레이션은 QPSK, 16-QAM, 64-QAM에 대해서 수행되었으며, 상기 심볼 클리닝, 즉, 심볼 슬라이싱 방식에 따른 등화 성능을 파악하기 위하여 소프트 슬라이싱은 선형 슬라이싱, 비선형 슬라이싱 유사 비선형(approximately nonlinear: aNL) 슬라이싱 방식을 사용하였다. 상기 유사 비선형 슬라이싱 방식은 지수 함수를 16개의 구간으로 구분하였다.

[0119] 시뮬레이션 결과 본 발명에서 제안된 등화기를 사용하면 종래의 LMMSE 등화기에 비하여, 약 2 ~ 3 dB 가량의 수신 이득을 얻을 수 있음을 확인하였다.

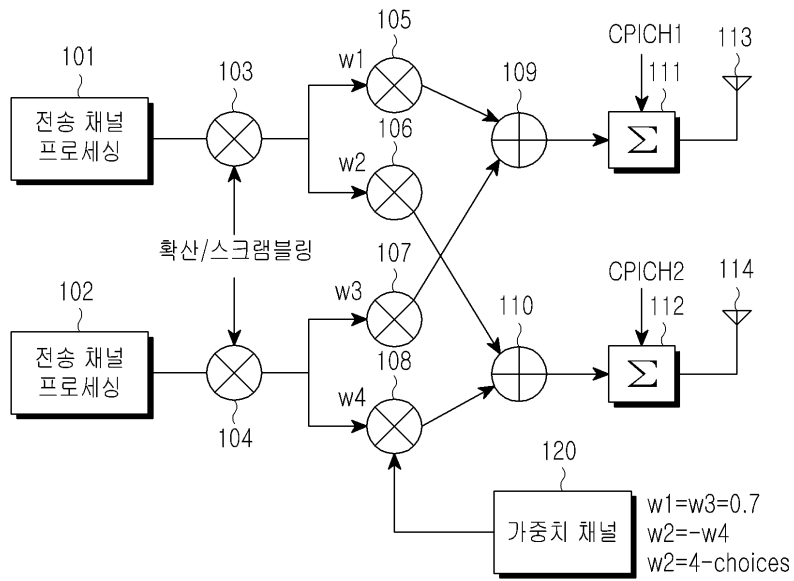
[0120] 구체적으로 QPSK 변조 방식을 사용한 경우, 본 발명에 따라 간섭 신호가 제거된 수신 신호를 등화하고, 소프트 슬라이싱 시 상기 선형 함수 근사화 방식을 사용한 경우 약 2.5 dB의 성능 개선을 확인하였고, 소프트 슬라이싱 시 비선형 슬라이싱 방식 또는 유사 비선형 슬라이싱 방식을 사용할 경우에 추가적인 2dB의 이득을 확인하였다.

[0121] 한편, 16-QAM 변조를 사용한 경우, 본 발명에 따라 간섭 신호가 제거된 수신 신호를 등화하고, 소프트 슬라이싱 시 상기 선형 함수 근사화 방식을 사용한 경우 약 2 dB의 성능 개선을 확인하였고, 소프트 슬라이싱 시 비선형 슬라이싱 방식 또는 유사 비선형 슬라이싱 방식을 사용할 경우에 3dB의 이득을 확인하였다.

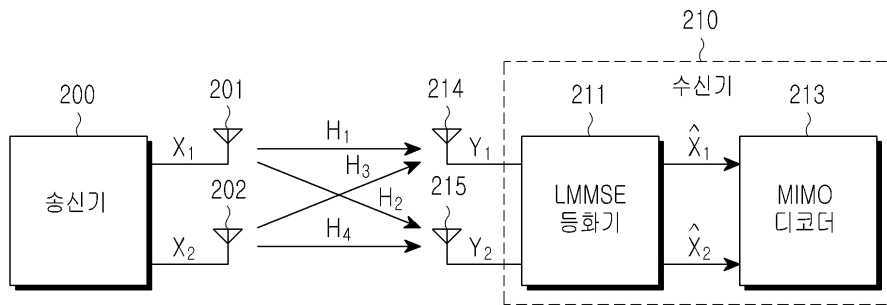
[0122] 또한, 64-QAM 변조를 사용한 경우, 본 발명에 따라 간섭 신호가 제거된 수신 신호를 등화하고, 소프트 슬라이싱 시 상기 선형 함수 근사화 방식을 사용한 경우 약 2 dB의 성능 개선을 확인하였고, 소프트 슬라이싱 시 비선형 슬라이싱 방식 또는 유사 비선형 슬라이싱 방식을 사용할 경우에 추가적인 2dB의 이득을 확인하였다.

도면

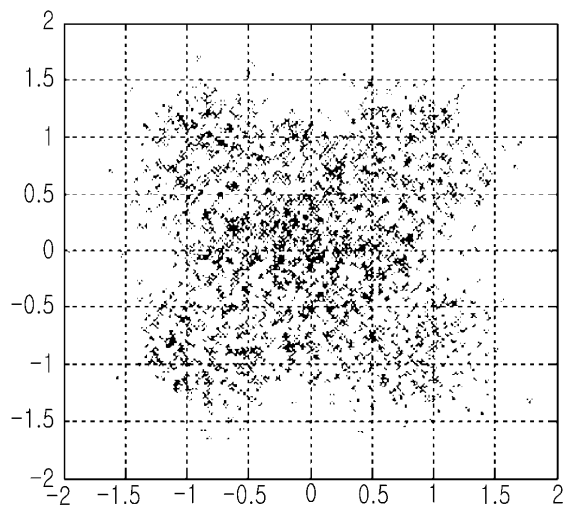
도면1



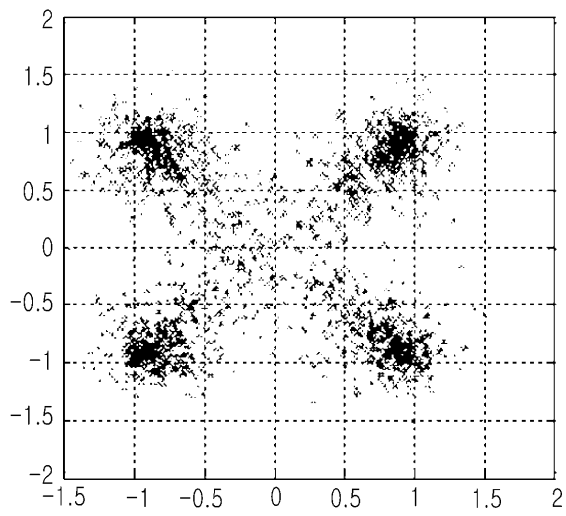
도면2



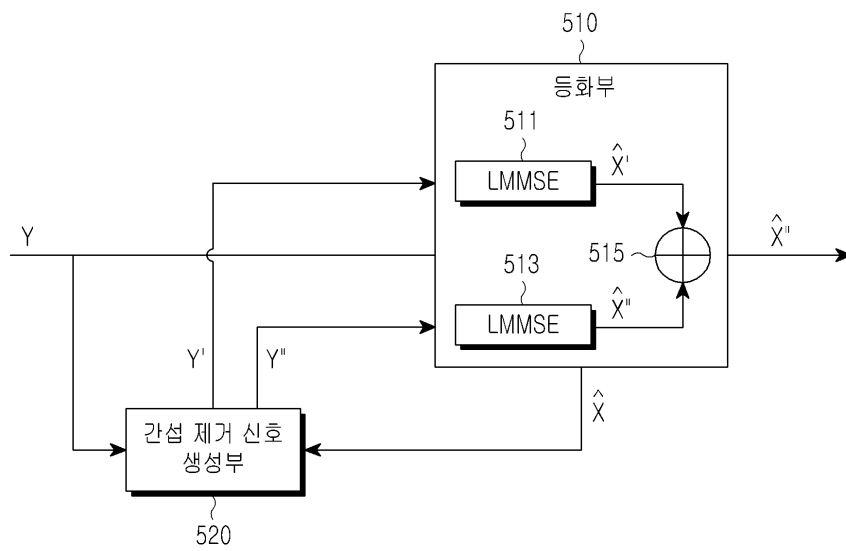
도면3



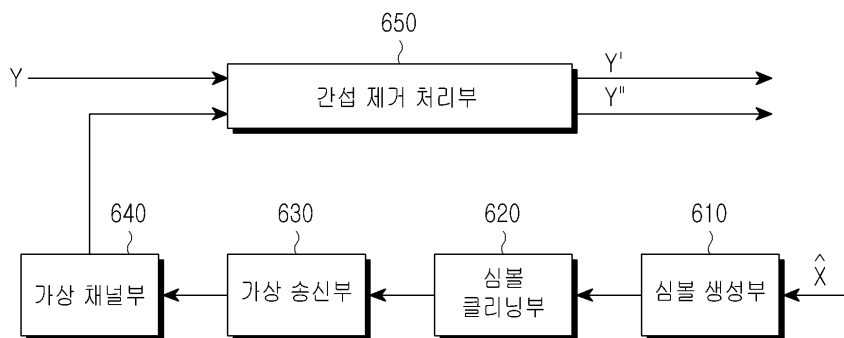
도면4



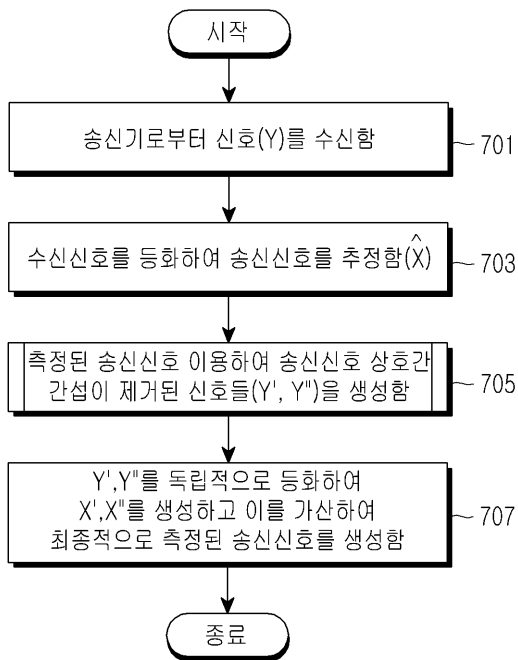
도면5



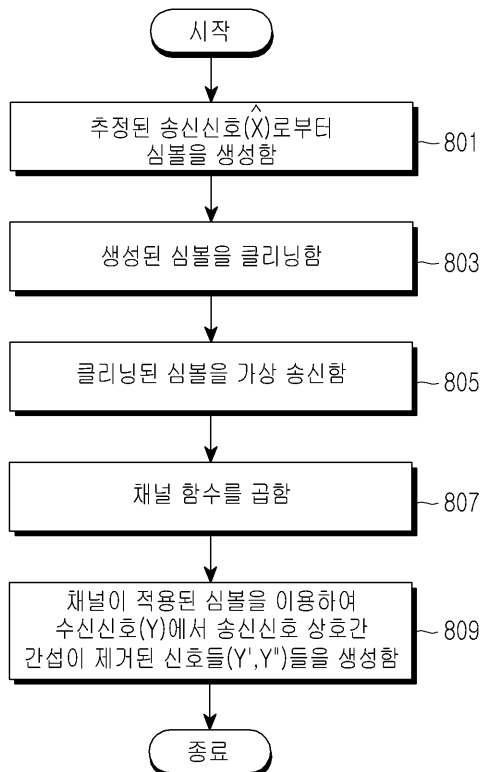
도면6



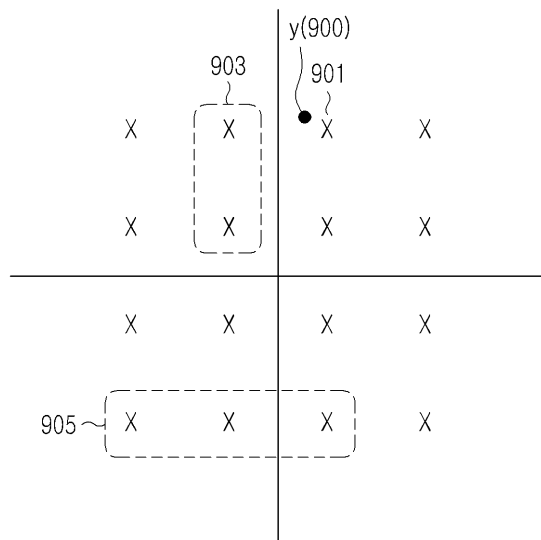
도면7



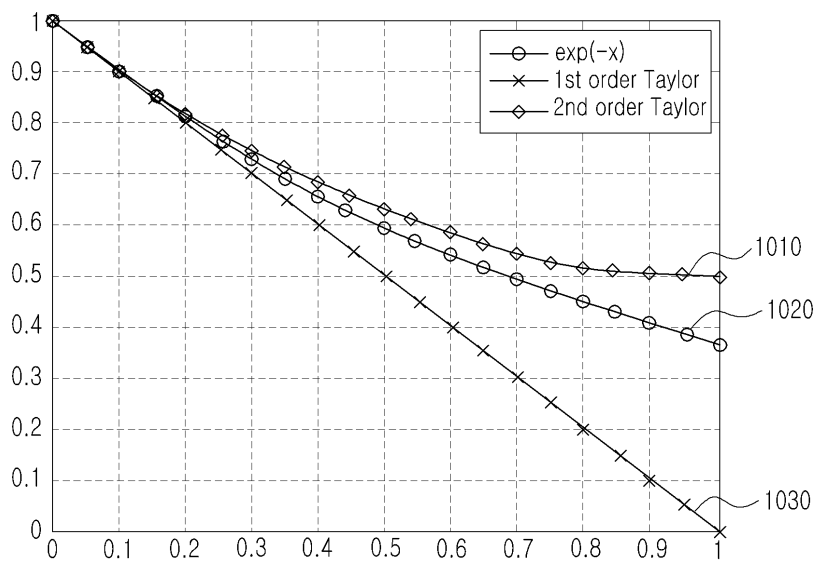
도면8



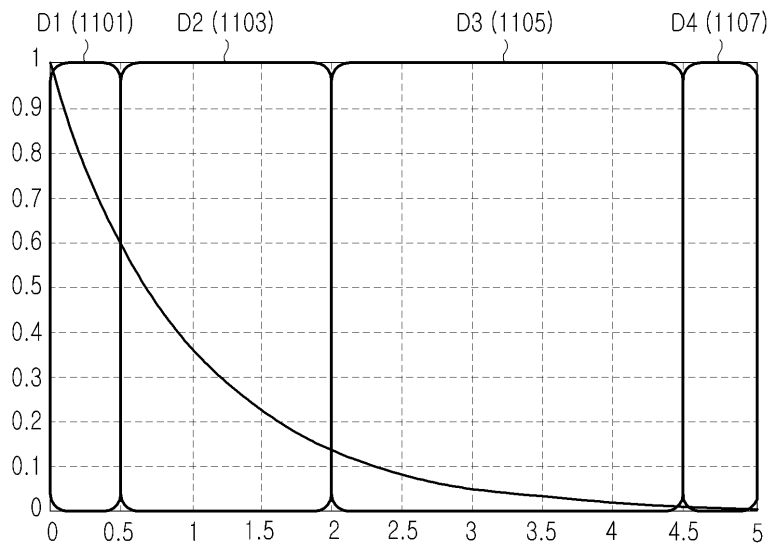
도면9



도면10



도면11



도면12

