(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0110026
(43) 공개일자 2010년10월12일

(51) Int. Cl.
H04B 7/14 (2006.01) *H04B 1/38* (2006.01)
(21) 출원번호 10-2009-0028380
(22) 출원일자 2009년04월02일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 매탄동 416
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
이성호
서울특별시 양천구 신정동 1259번지 신목동 APT 107동 1305호
황근철
경기도 용인시 수지구 죽전동 꽃게마을 현대홈타운 521동 902호
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
권혁록, 이정순

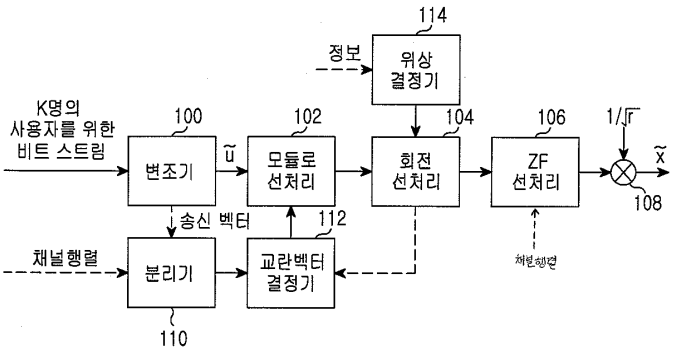
전체 청구항 수 : 총 16 항

(54) 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 장치 및 방법

(57) 요 약

본 발명은 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 장치 및 방법에 관한 것으로, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 송신기는, 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)에 대해 실수부와 허수부로 분리하는(decoupling) 분리기와, 상기 채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교가 되도록 위상회전을 수행하는 회전 선처리기와, 상기 채널행렬의 의사 역행렬이 발산하지 못하도록 정수 교란 벡터의 실수와 허수 값을 각각 독립적으로 결정하는 교란벡터 결정기를 포함한다.

대 표 도 - 도1



(72) 발명자

윤순영

서울 송파구 잠실7동 아시아선수촌아파트 9동 106호

이인규

서울특별시 서초구 서초동 삼풍아파트 21-1203

박석환

경기 하남시 창우동 은행한신 APT 106동 1505호

특허청구의 범위

청구항 1

다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 송신기에 있어서,

송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)에 대해 실수부와 허수부로 분리하는(decoupling) 분리기와,

상기 채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교가 되도록 위상회전을 수행하는 회전 선처리기와,

상기 채널행렬의 의사 역행렬이 발산하지 못하도록 정수 교란 벡터의 실수와 허수 값을 각각 독립적으로 결정하는 교란벡터 결정기를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 정수 교란 벡터를 이용하여 상기 송신신호 벡터를 교란하는(perturbed) 모듈로 선처기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 3

제 1항에 있어서,

상기 송신신호 벡터에 상기 의사 역행렬을 곱해 사용자간 간섭을 제거하는 ZF 선처리기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 4

제 1항에 있어서,

상기 위상회전을 수행하기 위한 사용자별 위상각을 결정하는 위상 결정기를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 5

제 4항에 있어서,

상기 위상 결정기는 상기 사용자별 위상각을 반복적 알고리즘을 통해 결정하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 6

제 4항에 있어서,

상기 위상 결정기는

실수 벡터공간에서 채널행렬의 의사 역행렬 중 기준 열을 선택하고, 상기 실수 벡터공간의 상기 기준 열이 허수 벡터공간의 의사 역행렬의 모든 열들과 직교하도록 위상각을 결정하고,

허수 벡터공간에서 채널행렬의 의사 역행렬 중 기준 열을 선택하고, 상기 허수 벡터공간의 상기 기준 열이 실수 벡터공간의 의사 역행렬의 모든 열들과 직교하도록 위상각을 결정하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 7

다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 수신기에 있어서,

수신신호 벡터에 대해 위상보상을 수행하는 회전보정부와,

상기 위상보상된 수신신호에 대해 모듈러 연산을 통해 정수 교란 벡터 성분을 제거하는 모듈로 보정부와,

상기 정수 교란 벡터 성분이 제거된 수신신호 벡터로부터 해당 비트를 복조하는 복조기를 포함하는 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 위상보상은

채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간 허수 벡터공간이 직교가 되도록 하기 위한 사용자별 위상회전에 대한 보상인 것을 특징으로 하는 수신기.

청구항 9

다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 방법에 있어서,

송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)에 대해 실수부와 허수부로 분리하는(decoupling) 과정과,

상기 채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교가 되도록 위상회전을 수행하는 과정과,

상기 채널행렬의 의사 역행렬이 발산하지 못하도록 정수 교란 벡터의 실수와 허수 값을 각각 독립적으로 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 10

제 9항에 있어서,

상기 정수 교란 벡터를 이용하여 상기 송신신호 벡터를 교란하는(perturbed) 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 11

제 9항에 있어서,

상기 송신신호 벡터에 상기 의사 역행렬을 곱해 사용자간 간섭을 제거하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 12

제 9항에 있어서,

상기 위상회전을 수행하기 위한 사용자별 위상각을 결정하는 과정을 더 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 13

제 12항에 있어서,

상기 위상각은 반복적 알고리즘을 통해 결정되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 14

제 12항에 있어서,

상기 위상각은

실수 벡터공간에서 채널행렬의 의사 역행렬 중 기준 열을 선택하고, 상기 실수 벡터공간의 상기 기준 열이 허수 벡터공간의 의사 역행렬의 모든 열들과 직교하도록 하고,

허수 벡터공간에서 채널행렬의 의사 역행렬 중 기준 열을 선택하고, 상기 허수 벡터공간의 상기 기준 열이 실수 벡터공간의 의사 역행렬의 모든 열들과 직교하도록 결정되는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 15

다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 방법에 있어서,

수신신호 벡터에 대해 위상보상을 수행하는 과정과,

상기 위상보상된 수신신호에 대해 모듈러 연산을 통해 정수 교란 벡터 성분을 제거하는 과정과,

상기 정수 교란 벡터 성분이 제거된 수신신호 벡터로부터 해당 비트를 복조하는 과정를 포함하는 것을 특징으로 하는 방법.

청구항 16

제 15항에 있어서,

상기 위상보상은

채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간 허수 벡터공간이 직교가 되도록 하기 위한 사용자별 위상회전에 대한 보상인 것을 특징으로 하는 방법.

명 세 서

발명의 상세한 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 다중안테나 시스템에 관한 것으로, 특히 상기 다중안테나 시스템에서 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)과 송신신호 벡터에 대해 실수형 표현법(real value representation)으로 나타내고 실수부와 허수부로 분리하여(decoupling), 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 최근 이동 통신 분야에서 높은 정보 전송률 지원을 위한 다중 안테나(Multiple Input Multiple Output: 이하 "MIMO"라 칭함) 기법이 널리 사용되고 있다. 점대점 MIMO 뿐 아니라 기지국에서 여러 단말로 데이터를 전송하는 여러 명의 사용자를 동시에 고려한 다중 사용자 MIMO 기법들이 최근 활발히 연구되고 있다. 점대점 MIMO와 달리 다중 사용자 환경에서는 전송 효율을 높이기 위해 여러 명의 사용자에게 동시에 정보를 전송해야 한다. 특히 송신 안테나의 수가 수신 안테나의 수보다 많은 경우 동시에 여러 사용자에게 정보를 전송해야만 최대의 다중화 효율을 얻을 수 있다. 이때 발생할 수 있는 문제점 중의 하나는 어떤 사용자의 신호가 다른 사용자에게 간섭으로 작용할 수 있다는 점이다. 이런 간섭 신호를 제거하는 기술들을 제거하는 위치에 따라 송신단 간섭 제거 기술과 수신단 간섭제거 기술로 나눌 수 있다. 송신 안테나 수가 하나일 때는 수신단에서 다른 사용자의 신호를 복호 후 제거하는 방법이 최적이며 송신단 간섭 제거 방식의 필요성이 없어진다. 하지만 송신단의 안테나가 하나 이상인 경우 수신단에서 간섭을 제거하는 것은 최적이 아니며 송신단 간섭 제거 기술이 사용되어야 한다. 송신단 간섭 제거 기법 중 더티 페이퍼 코딩(Dirty Paper Coding: 이하 "DPC"라 칭함)이 최대의 정보 전송률을 지원하고 있다. 하지만, 상기 DPC는 계산 복잡도가 상당히 큰 문제점이 있다.

[0003] 이에 따라서, 상기 DPC보다 계산 복잡도가 낮은 벡터 퍼터베이션(Vector Perturbation: 이하 "VP"라 칭함) 기법이 제안되어 오고 있다. 상기 VP 기법은 제로포싱(zero-forcing)에 기반한 선형 선처리 기법으로써, 전력 부스팅(boosting) 현상을 방지하기 위해, 송신단에서 원하는 신호벡터(desired signal vector)에 정수 교란벡터(integer perturbation vector)를 더해주는 기법이다.

[0004] 상술한 바와 같이, 상기 VP 기법은 송신 안테나를 통해 신호를 내보내기 전에 IV을 더해줌으로써 기존 선형기법에 비해 성능 이득을 얻을 수 있지만, 채널 응답 및 데이터 신호가 변할 때마다 최적의 IV을 찾아주는 과정에서 높은 계산 복잡도를 요구하는 문제점이 있다.

[0005] 따라서, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 장치 및 방법이 필요하다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0006] 본 발명의 목적은 다중안테나 시스템에서 송·수신기 및 송·수신 방법을 제공함에 있다.

[0007] 본 발명의 다른 목적은 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 장치 및 방법을 제공함에 있다.

과제 해결수단

[0008] 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제 1 견지에 따르면, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 송신기에 있어서, 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)에 대해 실수부와 허수부로 분리하는(decoupling) 분리기와, 상기 채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교가 되도록 위상회전을 수행하는 회전 선처리기와, 상기 채널행렬의 의사 역행렬이 발산하지 못하도록 정수 교란 벡터의 실수와 허수 값을 각각 독립적으로 결정하는 교란벡터 결정기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0009] 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제 2 견지에 따르면, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 수신기에 있어서, 수신신호 벡터에 대해 위상보상을 수행하는 회전보정부와, 상기 위상보상된 수신신호에 대해 모듈러 연산을 통해 정수 교란 벡터 성분을 제거하는 모듈로 보정부와, 상기 정수 교란 벡터 성분이 제거된 수신신호 벡터로부터 해당 비트를 복조하는 복조기를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0010] 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제 3 견지에 따르면, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 방법에 있어서, 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)에 대해 실수부와 허수부로 분리하는(decoupling) 과정과, 상기 채널행렬의 의사 역행렬에서 대해 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교가 되도록 위상회전을 수행하는 과정과, 상기 채널

행렬의 의사 역행렬이 발산하지 못하도록 정수 교란 벡터의 실수와 허수 값을 각각 독립적으로 결정하는 과정을 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0011] 상기한 목적들을 달성하기 위한 본 발명의 제 4 견지에 따르면, 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 방법에 있어서, 수신신호 벡터에 대해 위상보상을 수행하는 과정과, 상기 위상보상된 수신신호에 대해 모듈러 연산을 통해 정수 교란 벡터 성분을 제거하는 과정과, 상기 정수 교란 벡터 성분이 제거된 수신신호 벡터로부터 해당 비트를 복조하는 과정를 포함하는 것을 특징으로 한다.

효 과

[0012] 상술한 바와 같이, 다중안테나 시스템에서 채널행렬의 의사역행렬(pseudo inverse matrix)과 송신신호 벡터에 대해 실수형 표현법(real value representation)으로 나타내고 실수부와 허수부로 분리함으로써(decoupling), 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정할 시 복잡도를 줄일 수 있는 이점이 있다. 또한, 대각화 프리코딩을 수행함으로써 채널행렬의 의사역행렬과 송신신호 벡터에 대해 실수부와 허수부로 분리함으로써 발생하는 성능 열화를 최소화할 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0013] 이하 본 발명의 바람직한 실시 예를 첨부된 도면의 참조와 함께 상세히 설명한다. 그리고, 본 발명을 설명함에 있어서, 관련된 공지기능 혹은 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 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.

[0014] 이하, 본 발명은 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터(integer perturbation vector)를 결정하기 위한 장치 및 방법에 대해 설명하기로 한다.

[0015] 상기 정수 교란 벡터는 실수부와 허수부가 모두 정수로 이루어진 복소수 벡터이다. 본 발명에서는 상기 정수 교란 벡터를 결정할 때의 계산 복잡도를 줄이기 위해 실수부와 허수부를 분리해서 결정하는 방법을 제안한다. 더불어 상기 정수 교란 벡터를 실수부와 허수부로 분리하여 결정함으로써, 발생하는 손실을 줄이기 위해 송신기에서 적용할 수 있는 선처리 기법도 함께 제안한다.

[0016] 도 1은 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 송신기의 블록 구성도이다.

[0017] 상기 도 1을 참조하면, 송신기는 변조기(100), 모듈로 선처리부(102), 회전선처리부(104), ZF(Zero Forcing) 선처리부(106), 단위화부(108), 분리기(110), 교란 벡터 결정기(112), 및 위상 결정기(114)를 포함하여 구성된다.

[0018] 상기 변조기(100)는 상위계층으로부터의 K 사용자를 위한 비트 스트림을 입력받아 스트림별로 해당 변조방식에 따라 비트들을 변조심볼들과 매핑한다. 즉, 해당 변조 방식에 따라 소정의 비트들을 성상점(constellation point)들과 매핑시킨다. 상기 변조심볼 혹은 상기 성상점은 복소 데이터 신호로 표현된다.

[0019] 상기 모듈로 선처리부(102)는 K개의 복소 데이터 신호(혹은 변조심볼)를 입력받아 ZF 선처리에 의해 발생하는 송신전력 증대 현상을 방지하기 위해(즉, 채널행렬의 역행렬이 발산하지 않도록 하기 위해), 상기 정수 교란 벡터 값을 교란 벡터 결정기(112)로부터 제공받아서 상기 복조 데이터 신호를 교란시킨다. 다시 말해, 상기 모듈로 선처리부(102)는 상수 τ가 곱해진 복소 정수 벡터(즉, 정수 교란 벡터)를 상기 복소 데이터 신호에 더한다.

[0020] 상기 회전선처리부(104)는 상기 모듈로 선처리부(102)로부터 출력되는 K개의 교란된(perturbed) 복소 데이터 신호에 대해서 상기 위상 결정기(114)로부터 제공받은 K개의 위상각을 이용하여 위상회전을 수행한다. 즉, K개의

사용자 스트림별로 위상각이 위상회전이 수행된다(하기 <수학식 13> 참조).

[0021] 상기 ZF 선처리부(106)는 상기 회전선처리부(104)에서 위상회전된 채널행렬의 의사 역행렬을 상기 복소 데이터 신호에 곱하여 상기 단위화부(108)로 출력한다. 상기 ZF 선처리부(106)는 채널행렬의 의사역행렬을 송신신호에 곱해 출력함으로써, 사용자간 간섭을 제거시킨다.

[0022] 상기 단위화부(108)는 전체 전력제한을 만족시키기 위해 상기 ZF 선처리부(106)로부터의 출력신호에 $1/\sqrt{\gamma}$를 곱하여 M개의 송신 안테나를 통해 송신한다.

[0023] 상기 분리기(110)는 채널행렬과 상기 변조기(100)로부터 변조된 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬에 대해서 실수부와 허수부를 분리하여, 상기 교란 벡터 결정기(112)로 출력한다. 상기 채널행렬의 의사 역행렬과 상기 송신신호 벡터에 대해 실수형 표현법(real value representation)으로 실수부와 허수부로 분리하여 나타낼 수 있다.

[0024] 상기 교란 벡터 결정기(112)는 상기 분리기(110)에서 실수부와 허수부로 분리된 상기 채널행렬의 의사 역행렬과 상기 송신신호 벡터를 이용하여 교란벡터의 실수와 허수 값을 결정하여 상기 모듈로 선처리기(102)로 제공한다. 이때, 상기 교란 벡터 결정기(112)는 상기 회전 선처리기(104)로부터 실수부와 허수부로 분리된 상기 채널행렬의 의사 역행렬과 상기 송신신호 벡터에 대해 위상회전된 결과로부터 최적의 정수 교란 벡터를 결정한다(하기 <수학식 7> 내지 <수학식 11> 참조).

[0025] 상기 위상 결정기(114)는 상기 교란 벡터 결정기(112)에서 상기 정수 교란 벡터를 실수부와 허수부로 분리함으로써 발생하는 손실을 줄이기 위해, 채널행렬의 의사 역행렬에 대한 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교하도록 K개의 비트 스트림별로 위상각($\theta_1,\ldots,\theta_K$)을 결정한다. 여기서, 상기 위상각은 반복알고리즘을 통해, 최적의 위상각을 구할 수 있다(하기 <수학식 12> 참조). 예를 들어, 다른 위상각들($\theta_2,\ldots,\theta_K$)은 고정시키고 θ_1에 대해 최적의 위상 값을 결정하고. 상기 최적의 θ_1 및 $\theta_3,\ldots,\theta_K$을 고정시키고 θ_2에 대해 최적의 위상각을 결정한다. 마찬가지로, $\theta_3,\ldots,\theta_K$ 위상각들도 각각 자신을 제외한 다른 위상각들을 고정시켜 반복적으로 최적화된 위상각을 결정한다(하기 <수학식 17> 참조).

[0026] 또 다른 구현에 따라서, 상기 위상각을 구하기 위해 실수 벡터공간에서 K개의 위상각들중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 실수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 허수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다. 그리고, 허수 벡터공간에서 K개의 위상각들중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 허수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 실수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다(하기 <수학식 18> 참조).

[0027] 도 2는 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 수신기의 블록 구성도이다.

[0028] 상기 도 2를 참조하면, 상기 수신기는 회전보정부(200_1 내지 200_K), 단위화보정부(202_1 내지 202_K), 모듈로 보정부(204_1 내지 204_K) 및 복조기(206_1 내지 206_K)를 포함하여 구성된다(k 인덱스는 사용자 수신기의 인덱스임). K명의 사용자는 각각 N개의 수신안테나를 통해 송신신호를 수신한다.

[0029] 상기 회전보정부(200_1 내지 200_K)는 수신안테나를 통해 수신된 신호에 대해 송신기에서 수행된 회전 선처리의 효과를 제거한다. 다시 말해, 상기 송신기에서 채널행렬의 의사 역행렬에 대해 실수부와 허수부로 분리함으로써 발생하는 시스템 성능 저하를 줄이기 위해 K개의 비트 스트림별로 위상 회전이 수행되었기 때문에, 상기 위상 회전에 대한 보상을 수행한다.

[0030] 상기 단위화보정부(202_1 내지 202_K)는 단위화 효과를 제거하기 위해 $\sqrt{\gamma}$를 곱하여 상기 모듈로 보정부(204_1 내지 204_K)로 출력한다. 다시 말해, 상기 송신기에서 전력제한 조건을 만족하기 위해 송신신호에 $1/\sqrt{\gamma}$을 곱하

기 때문에, 수신기에서는 수신신호에 대해 $\sqrt{\gamma}$를 곱하여 보상한다.

[0031] 상기 모듈로 보정부(204_1 내지 204_K)는 상기 도 1의 송신기에서 수행한 모듈로 선처리의 효과를 보정한다. 다시 말해, 상기 송신기에서 ZF 선처리에 의해 발생하는 전력증대 현상을 방지 위해 송신벡터에 정수 교란 벡터가 더해지기 때문에, 수신기에서는 상기 송신벡터에 더해진 정수 교란 벡터를 모듈로 연산을 통해 제거한다.

[0032] 상기 복조기(206_1 내지 206_K)는 잡음의 효과를 포함한 복소 신호를 입력받아 해당 비트신호를 검출한다.

[0033] 수식적으로 좀더 명확하게 설명하기 위해 K 차원(K개의 스트림)의 전체 수신 신호 벡터를 하기 <수학식 1>로 표현한다.

수학식 1

[0034] $$\tilde{y} = \tilde{H}\tilde{x} + \tilde{n}$$

[0035] 여기서, $\tilde{H}$는 채널행렬이고 $\tilde{x}$는 M차원(M개의 송신안테나)의 송신 신호 벡터로써, 각 안테나로부터 송신되는 신호들을 나열한 열 벡터이다. $\tilde{n}$ 는 수신 안테나에서 발생하는 잡음들의 벡터이고 원소들은 서로 독립적이고 평균 0이고 분산이 σ_n^2인 정규분포를 따른다. 각 사용자의 비트 스트림에 대응하는 복소 신호들을 나열한 K차원 벡터를 $\tilde{u}$로 표기하면, 송신신호 벡터는 하기 <수학식 2>와 같다.

수학식 2

[0036] $$\tilde{x} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}\,\tilde{H}^{+}(\tilde{u} + \tau\tilde{I})$$

[0037] 여기서, $\tilde{H}^{+}$는 채널행렬 $\tilde{H}$의 의사 역행렬(pseudo inverse matrix)이고 상기 ZF 선처리부(106)에서 곱해진다. $1/\sqrt{\gamma}$는 전체 전력제한조건 $E\|\tilde{x}\|^2 \le 1$을 만족시키기 위해 도입된 상수로 $\gamma = E\|\tilde{H}^{+}(\tilde{u}+\tau\tilde{I})\|^2$로 계산되며 상기 단위화부(108)에서 곱해진다.

[0038] 이때, 상기 ZF 선처리부(106)에 의해 송신신호 벡터가 선처리된 후에 수신신호는 하기 <수학식 3>과 같다.

수학식 3

[0039] $$\tilde{y} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}}(\tilde{u} + \tau\tilde{I}) + \tilde{n}$$

[0040] 결국 모듈로 연산의 효과를 고려하지 않았을 때 교란벡터 시스템의 전체 성능을 좌우하는 효과적인 채널 이득은 모든 사용자들에 대해 $1/\sqrt{\gamma}$로 주어진다. 전체 채널행렬 $\tilde{H}$가 좋지못할(ill-conditioned) 때, 즉, $\tilde{H}$의 행간의 방향성이 서로 비슷하거나 행들의 크기가 작을 때 결과적으로 얻어지는 $1/\sqrt{\gamma}$값이 작아질 수 있기 때문에 시스템 성능을 감소시킨다. 상기 시스템 성능을 완화하기 위해, 상기 모듈로 선처리부(102)는 하기 <수학식 4>와 같이 복소 데이터 신호(혹은 변조심볼)에 상수가 곱해진 복소 정수 벡터를 더한다.

수학식 4

[0041] $$\tilde{u}+\tau\tilde{I}$$

[0042] 여기서, $\tilde{u}$는 K개의 사용자 스트림에 대응하는 복소 데이터 신호이고, τ는 양의 실수(positive real number)이고, $\tilde{I}$는 복소 정수 벡터이다.

[0043] 일반적인 복소 벡터가 아닌 복소 정수 벡터를 더해주는 이유는 수신기에서 $\tau\tilde{I}$가 더해진 효과를 모듈로 연산에 기반하여 보정하고 복호화를 수행할 수 있게 하기 위함이다.

[0044] 일반적으로 VP 시스템의 구현에서 가장 어려운 점은 채널행렬 $\tilde{H}$ 및 복소 데이터 벡터 $\tilde{u}$가 주어졌을 때, 성능을 최적화시킬 수 있는 최적의 교란 벡터 $\tilde{I}_{opt}$을 하기 <수학식 5>을 통해 결정하는 것이다. 즉, γ 값을 최소화하는 $\tilde{I}_{opt}$를 계산하는 것이다.

수학식 5

[0045] $$\tilde{I}_{opt}=\arg\min_{\tilde{I}\in CZ^{K}}\left\|\tilde{H}^{+}\left(\tilde{u}+\tau\tilde{I}\right)\right\|^{2}$$

[0046] 여기서, CZ^{K}는 실수부와 허수부가 정수로 이루어진 K차원 벡터들의 집합을 의미한다. 상기 <수학식 1>을 효과적으로 계산하기 위해 sphere encoding(이하 SE라 칭함) 및 lattice-reduction(이하 LR이라 칭함) 등의 알고리즘 등이 이용된다. 본 발명은 SE 및 LR 알고리즘에 대해서 계산 복잡도를 효과적으로 줄일 수 있는 알고리즘을 제안한다.

[0047] 상기 <수학식 5>에서 최소화하고자 하는 함수를 하기 <수학식 6>과 같이 정의한다.

수학식 6

[0048] $$C\left(\tilde{\mathbf{l}}\right)=\left\|\tilde{\mathbf{H}}^{+}\left(\tilde{\mathbf{u}}+\tau\tilde{\mathbf{l}}\right)\right\|^{2}=\left\|\begin{bmatrix}\tilde{\mathbf{h}}_{1}^{+} & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{K}^{+}\end{bmatrix}\begin{bmatrix}\tilde{u}_{1}+\tau\tilde{l}_{1}\\ \vdots\\ \tilde{u}_{K}+\tau\tilde{l}_{K}\end{bmatrix}\right\|^{2}$$

[0049] 여기서, $\tilde{h}_{i}^{+}$는 $\tilde{H}^{+}$의 i번째 열 벡터를 나타내고, $\tilde{u}_{i}$ 및 $\tilde{l}_{i}$는 각각 $\tilde{u}$와 $\tilde{I}$의 i번째 원소를 나타낸다. 상기 <수학식 6>를 실수 체계로 표현하면 하기 <수학식 7>과 동일하다.

수학식 7

[0050]

$$C(\hat{\mathbf{I}}) = C_R(\hat{\mathbf{I}}) = \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ & \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1,I} + \tau l_{1,I} \\ \vdots \\ u_{K,I} + \tau l_{K,I} \\ u_{1,Q} + \tau l_{1,Q} \\ \vdots \\ u_{K,Q} + \tau l_{K,Q} \end{bmatrix} \right\|^2 =$$

[0051]

$$= \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1,I} + \tau l_{1,I} \\ \vdots \\ u_{K,I} + \tau l_{K,I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1,Q} + \tau l_{1,Q} \\ \vdots \\ u_{K,Q} + \tau l_{K,Q} \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0052] 임의의 복소수 $\tilde{a}$에 대해서 a_I와 a_Q는 각각 $\tilde{a}$의 실수부와 허수부를 나타내며, h_i^+와 $\dot{h}_i^+$는 각각 하기 <수학식 8>과 같이 정의된다.

수학식 8

[0053]

$$\mathbf{h}_i^+ = \begin{bmatrix} \Re\{\hat{\mathbf{h}}_i^+\}^T & \Im\{\hat{\mathbf{h}}_i^+\}^T \end{bmatrix}^T \quad \dot{\mathbf{h}}_i^+ = \begin{bmatrix} -\Im\{\hat{\mathbf{h}}_i^+\}^T & \Re\{\hat{\mathbf{h}}_i^+\}^T \end{bmatrix}^T$$

[0054] 상기 <수학식 5>를 통해 얻어지는 $\hat{\tilde{I}}_{opt}$을 실수 체계 함수를 이용해 다시 표현하면 하기 <수학식 9>와 같다.

수학식 9

[0055]

$$\hat{\mathbf{I}}_{\text{opt}} = \arg \min_{\hat{\mathbf{I}} \in CZ^K} C_R(\hat{\mathbf{I}})$$

$$= \arg \min_{\hat{\mathbf{I}} \in CZ^K} \left\| \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1,I} + \tau l_{1,I} \\ \vdots \\ u_{K,I} + \tau l_{K,I} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^+ & \cdots & \mathbf{h}_K^+ \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{1,Q} + \tau l_{1,Q} \\ \vdots \\ u_{K,Q} + \tau l_{K,Q} \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0056] 여기서, 상기 <수학식 9>를 통해 최적의 교란벡터를 구하기 위해 2K개의 정수들을 동시에 검색해야 한다는 사실을 알 수 있다. 따라서, 본 발명에서는 계산의 복잡도를 줄이기 위해 실수부에 대응하는 정수들과 허수부에 대응하는 정수들을 하기 <수학식 10>같이 분리하여 $\hat{\tilde{I}}_{opt}$를 계산하는 방법을 제안한다.

수학식 10

$$\Re\{\tilde{\mathbf{l}}_{\text{opt}}\} \approx \arg\min_{\mathbf{l}\in Z^K} \left\| \mathbf{r} - \mathbf{H}_e \begin{bmatrix} l_1 \\ \vdots \\ l_K \end{bmatrix} \right\|^2 \quad \& \quad \Im\{\tilde{\mathbf{l}}_{\text{opt}}\} \approx \arg\min_{\mathbf{l}\in Z^K} \left\| \dot{\mathbf{r}} - \dot{\mathbf{H}}_e \begin{bmatrix} l_1 \\ \vdots \\ l_K \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0057]

[0058] 여기서 $\mathbf{r}$과 $\dot{\mathbf{r}}$, H_e과 $\dot{H}_e$는 각각 하기 <수학식 11>과 같다.

수학식 11

$$\mathbf{r} = \sum_{i=1}^{K} \mathbf{h}_i^+ u_{i,I}, \qquad \mathbf{H}_e = -\tau\left[\mathbf{h}_1^+ \quad \cdots \quad \mathbf{h}_K^+\right], \qquad \dot{\mathbf{r}} = \sum_{i=1}^{K} \dot{\mathbf{h}}_i^+ u_{i,Q}, \qquad \dot{\mathbf{H}}_e = -\tau\left[\dot{\mathbf{h}}_1^+ \quad \cdots \quad \dot{\mathbf{h}}_K^+\right]$$

[0059]

[0060] 상기 <수학식 5> 대신 상기 <수학식 10>과 같이 $\hat{I}_{opt}$을 계산하기 위해 실수부와 허수부로 분리함으로써, 상당한 계산량 이득을 얻지만, 이에 따른 성능 열화가 발생할 수 있다. 하지만 하기 <수학식 12>의 조건을 만족한다면, 성능 열화를 감소시킬 수 있다.

수학식 12

$$\text{span}\left(\mathbf{h}_1^+, \cdots, \mathbf{h}_K^+\right) \perp \text{span}\left(\dot{\mathbf{h}}_1^+, \cdots, \dot{\mathbf{h}}_K^+\right)$$

[0061]

[0062] 여기서, span()은 괄호 안의 벡터들이 확장되는 벡터공간을 의미하고, ⊥는 직교를 의미한다. 즉, 두 벡터공간이 직교에 가까워지도록 하기 <수학식 13>과 같은 회전 선처리를 적용한다.

수학식 13

$$\tilde{\mathbf{x}} = \frac{1}{\gamma}\tilde{\mathbf{H}}^+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & e^{j\theta_2} & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & e^{j\theta_K} \end{bmatrix} \left(\tilde{\mathbf{u}} + \tau\tilde{\mathbf{l}}\right) = \frac{1}{\gamma}\tilde{\mathbf{H}}_\theta^+ \left(\tilde{\mathbf{u}} + \tau\tilde{\mathbf{l}}\right)$$

[0063]

[0064] 상기 <수학식 13>과 같이 회전 선처리를 적용하게 되면, 상기 <수학식 10>은하기 <수학식 14>와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 14

$$\Re\{\tilde{\mathbf{l}}_{\text{opt}}\} \approx \arg\min_{\mathbf{l}\in Z^K} \left\| \mathbf{r}_\theta - \mathbf{H}_e^\theta \begin{bmatrix} l_1 \\ \vdots \\ l_K \end{bmatrix} \right\|^2 \quad \& \quad \Im\{\tilde{\mathbf{l}}_{\text{opt}}\} \approx \arg\min_{\mathbf{l}\in Z^K} \left\| \dot{\mathbf{r}}_\theta - \dot{\mathbf{H}}_e^\theta \begin{bmatrix} l_1 \\ \vdots \\ l_K \end{bmatrix} \right\|^2$$

[0065]

[0066] 여기서, r_θ, $\dot{r}_\theta$, H_e^θ, $\dot{H}_e^\theta$는 각각 하기 <수학식 15>와 같다.

수학식 15

$$\mathbf{r}_{\theta}=\sum_{i=1}^{K}\mathbf{h}_{i,\theta}^{+}tt_{i,I},\qquad \mathbf{H}_{e}^{\theta}=-\tau\left[\mathbf{h}_{1,\theta}^{+}\ \cdots\ \mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\right],\qquad \dot{\mathbf{r}}_{\theta}=\sum_{i=1}^{K}\dot{\mathbf{h}}_{i,\theta}^{+}tt_{i,Q},\qquad \dot{\mathbf{H}}_{e}^{\theta}=-\tau\left[\dot{\mathbf{h}}_{1,\theta}^{+}\ \cdots\ \dot{\mathbf{h}}_{K,\theta}^{+}\right]$$

[0067]

[0068] $h_{i,e}^{+}$ 및 $\dot{h}_{i,e}^{+}$ 는 하기 <수학식 16>에 의해 결정된다.

수학식 16

$$\left[\mathbf{h}_{1,\theta}^{+}\ \cdots\ \mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\ \mathbf{h}_{1,\theta}^{+}\ \cdots\ \mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\right]=\left[\mathbf{h}_{1}^{+}\ \cdots\ \mathbf{h}_{K}^{+}\ \mathbf{h}_{1}^{+}\ \cdots\ \mathbf{h}_{K}^{+}\right]\begin{bmatrix}\mathrm{diag}(1,\cos\theta_2,\cdots,\cos\theta_K) & -\mathrm{diag}(0,\sin\theta_2,\cdots,\sin\theta_K)\\ \mathrm{diag}(0,\sin\theta_2,\cdots,\sin\theta_K) & \mathrm{diag}(1,\cos\theta_2,\cdots,\cos\theta_K)\end{bmatrix},$$

[0069]

[0070] 여기서, diag( )는 대각 원소들이 괄호 안의 원소들로 구성된 대각행렬이다.

[0071] 즉, $\theta_2,\ldots,\theta_K$ 를 조절하여 $span(h_1^{+},\ldots,h_K^{+})$ 와 $span(\dot{h}_1^{+},\ldots,\dot{h}_K^{+})$ 간의 방향성을 최대한 직교에 가깝게 만들어서 상기 <수학식 13>을 통한 손실을 최소화하는 것이다.

[0072] 두 벡터공간 간의 직교성의 척도로 대표적인 것이 커들거리(Chordal Distance)로 하기 <수학식 17>과 같이 정의된다.

수학식 17

$$\mathrm{dist}\left(\mathrm{span}\left(\mathbf{h}_{1,\theta}^{+},\cdots,\mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\right),\mathrm{span}\left(\dot{\mathbf{h}}_{1,\theta}^{+},\cdots,\dot{\mathbf{h}}_{K,\theta}^{+}\right)\right):=K-\left\|\mathbf{Q}^{T}\dot{\mathbf{Q}}\right\|_{F}^{2}$$

[0073]

[0074] 여기서, Q 의 열벡터들은 $span(h_{1,\theta}^{+},\ldots,h_{K,\theta}^{+})$ 의 단위직교 기저벡터들로 이루어진다. 즉 Q 의 열벡터들은 서로 직교하면서 크기가 모두 1이고 그들의 선형결합을 통해 $span(h_{1,\theta}^{+},\ldots,h_{K,\theta}^{+})$ 의 모든 벡터들을 표현할 수 있다. 마찬가지로 $\dot{Q}$ 의 열벡터들은 $span(\dot{h}_{1,\theta}^{+},\ldots,\dot{h}_{K,\theta}^{+})$ 의 단위직교 기저벡터들로 이루어진다.

[0075] 여기서, 반복적인 알고리즘을 통해 $\theta_2,\ldots,\theta_K$ 을 최적화시킬 수 있다.

[0076] 또 다른 구현에 있어서, 하기 알고리즘 1를 통해 $\theta_2,\ldots,\theta_K$ 을 최적화시킬 수 있다.

[0077] **알고리즘 1**

[0078] For i=2:K,

$$\theta_i=\tan^{-1}\left|\frac{\mathbf{h}_1^{+T}\dot{\mathbf{h}}_i^{+}}{\mathbf{h}_1^{+T}\mathbf{h}_i^{+}}\right|$$

[0079]

[0080] end

[0081] 위의 알고리즘을 통해 하기 <수학식 18>처럼 직교성을 유지시킬 수 있다.

수학식 18

$$\mathbf{h}_{1,\theta}^{+} \perp \mathrm{span}\left(\mathbf{h}_{1,\theta}^{+} \cdots \mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\right) \quad \& \quad \mathbf{h}_{1,\theta}^{+} \perp \mathrm{span}\left(\mathbf{h}_{1,\theta}^{+} \cdots \mathbf{h}_{K,\theta}^{+}\right)$$

[0082]

[0083] 즉, 위상각 $^{\theta_2,\ldots,\theta_K}$을 구하기 위해 실수 벡터공간에서 K개의 위상각들 중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 실수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 허수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다. 그리고, 허수 벡터공간에서 K개의 위상각들중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 허수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 실수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다(하기 <수학식 18> 참조).

[0084] 도 3은 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 송신기의 동작 흐름도를 도시하고 있다.

[0085] 상기 도 3을 참조하면, 분리기(110)는 300 단계에서 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬에 대해 실수형 표현법(real value representation)으로 나타낸다.

[0086] 이후, 상기 분리기(110)는 302 단계에서 송신신호 벡터 및 채널행렬의 의사 역행렬에 대해서 실수부와 허수부를 분리한다.

[0087] 이후, 상기 위상 결정기(114)는 304 단계에서 정수 교란 벡터를 실수부와 허수부로 분리함으로써 발생하는 손실을 줄이기 위해, 채널행렬의 의사 역행렬에 대한 실수 벡터공간과 허수 벡터공간이 직교하도록 K개의 비트 스트림별로 위상각($^{\theta_1,\ldots,\theta_K}$)을 결정한다. 여기서, 상기 위상각은 반복알고리즘을 통해, 최적의 위상각을 구할 수 있다(상기 <수학식 12> 참조).

[0088] 또 다른 구현에 따라서, 상기 위상각을 구하기 위해 실수 벡터공간에서 K개의 위상각들중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 실수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 허수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다. 그리고, 허수 벡터공간에서 K개의 위상각들중 하나를 선택하여 고정시키고(즉, 위상각을 제로로 설정), 상기 선택된 허수 벡터공간의 위상각에 해당하는 하나의 의사 역행렬과 실수 벡터공간의 K개의 위상각들에 해당하는 K개의 의사 역행렬들과 직교하도록 위상각을 결정한다(상기 <수학식 18> 참조).

[0089] 이후, 회전선처리부(104)는 306 단계에서 상기 결정된 K개의 위상각을 이용하여 채널행렬의 의사 역행렬에 대해 위상회전을 수행한다(대각화 프리코딩이라 칭함).

[0090] 이후, 상기 교란 벡터 결정기(112)는 308 단계에서 실수부와 허수부로 분리된 상기 채널행렬의 의사 역행렬과 상기 송신신호 벡터를 이용하여 교란벡터의 실수와 허수 값을 결정한다. 즉, 상기 교란 벡터 결정기(112)는 상기 회전 선처리기(104)로부터 실수부와 허수부로 분리된 상기 채널행렬의 의사 역행렬과 상기 송신신호 벡터에 대해 위상회전된 결과로부터 최적의 정수 교란 벡터를 결정한다(상기 <수학식 7> 내지 <수학식 11> 참조).

[0091] 이후, 모듈로 선처리부(102)는 310 단계에서 K개의 복소 데이터 신호(혹은 변조심볼)를 입력받아 ZF 선처리에 의해 발생하는 송신전력 증대 현상을 방지하기 위해(즉, 채널행렬의 역행렬이 발산하지 않도록 하기 위해), 상기 정수 교란 벡터 값을 이용하여 상기 송신신호 벡터를 교란시키고. ZF 선처리부(106)는 채널행렬의 의사 역행렬을 송신신호에 곱해 출력한다.

[0092] 한편, 송신기는 304 단계에서 결정된 K개의 위상각들은 해당 사용자에게 유니캐스팅 혹은 브로드캐스팅으로 통해 전송한다(312).

[0093] 이후, 본 발명의 절차를 종료한다.

[0094] 도 4는 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한

수신기의 동작 흐름도를 도시하고 있다.

[0095] 상기 도 4를 참조하면, 수신기는 400 단계에서 수신안테나를 통해 데이터를 수신하고, 회전보정부(200_1 내지 200_K)는 402 단계에서 수신된 신호에 대해 송신기에서 수행된 회전 선처리의 효과를 제거한다. 다시 말해, 상기 송신기에서 채널행렬의 의사 역행렬에 대해 실수부와 허수부로 분리함으로써 발생하는 시스템 성능 저하를 줄이기 위해 K개의 비트 스트림별로 위상 회전이 수행되었기 때문에, 상기 위상 회전에 대한 보상을 수행한다.

[0096] 이후, 모듈로 보정부(204_1 내지 204_K)는 404 단계에서 송신기에서 수행한 모듈로 선처리의 효과를 보정한다. 다시 말해, 상기 송신기에서 ZF 선처리에 의해 발생하는 전력증대 현상을 방지 위해 송신벡터에 정수 교란 벡터가 더해지기 때문에, 수신기에서는 상기 송신벡터에 더해진 정수 교란 벡터를 모듈로 연산을 통해 제거한다.

[0097] 이후, 복조기(206_1 내지 206_K)는 406 단계에서 상기 정수 교란 벡터 성분이 제거된 수신신호 벡터로부터 해당 비트를 복조한다.

[0098] 한편, 상기 수신기는 송신기로부터 유니캐스팅 혹은 브로드캐스팅되는 위상각 정보를 수신한다(408).

[0099] 이후, 본 발명의 절차를 종료한다.

[0100] 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

[0101] 도 1은 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 송신기의 블록 구성도,

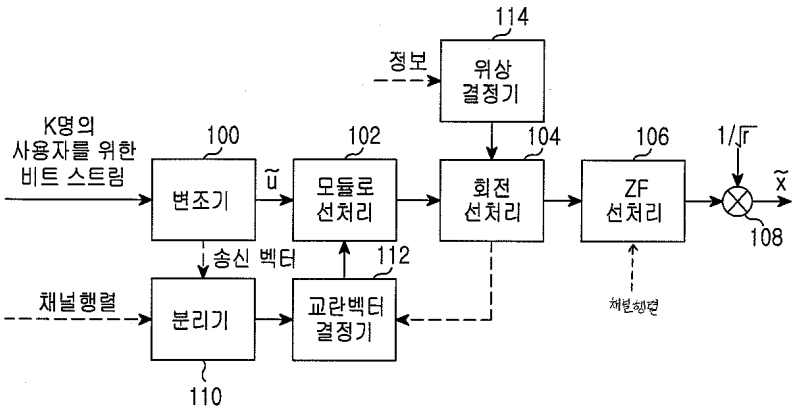
[0102] 도 2는 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 수신기의 블록 구성도,

[0103] 도 3은 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 송신기의 동작 흐름도 및,

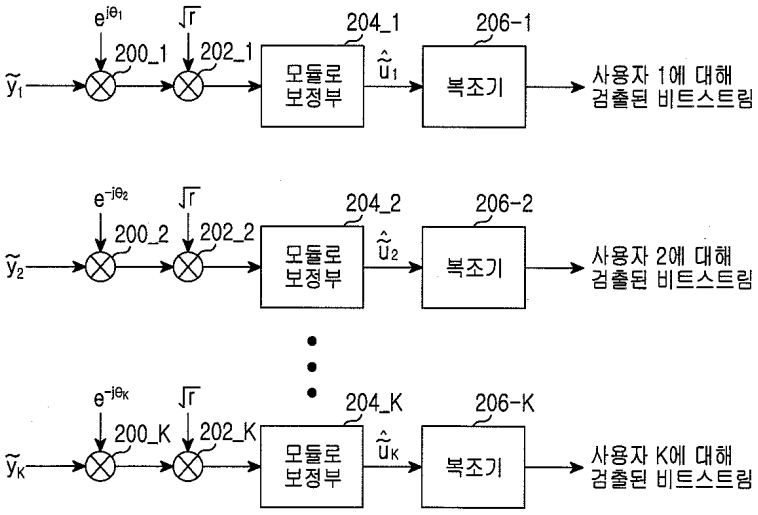
[0104] 도 4는 본 발명의 실시에 따른 다중안테나 시스템에서 낮은 복잡도의 최적의 정수 교란 벡터를 결정하기 위한 수신기의 동작 흐름도.

도면

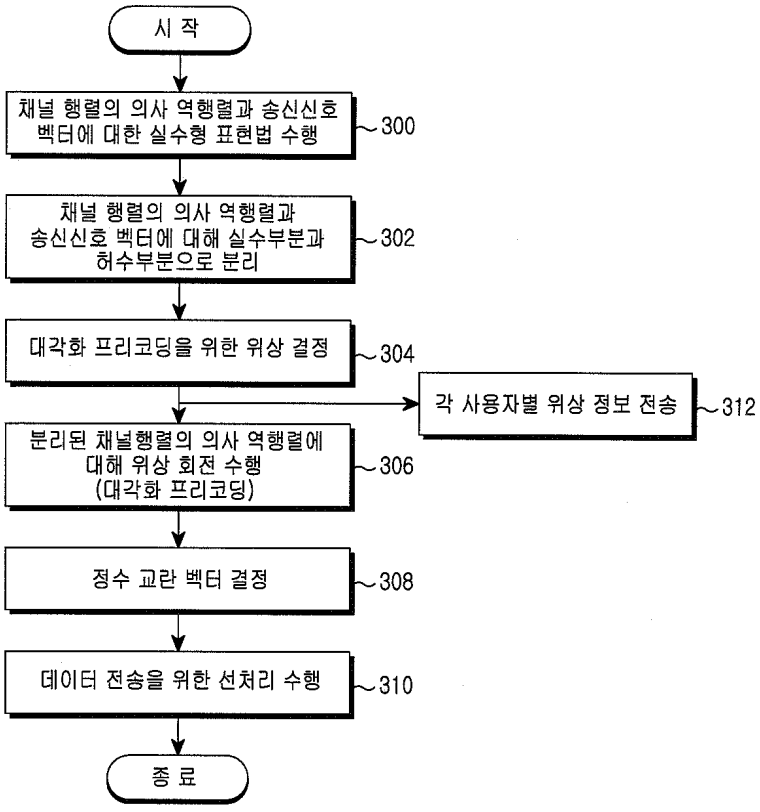
도면1



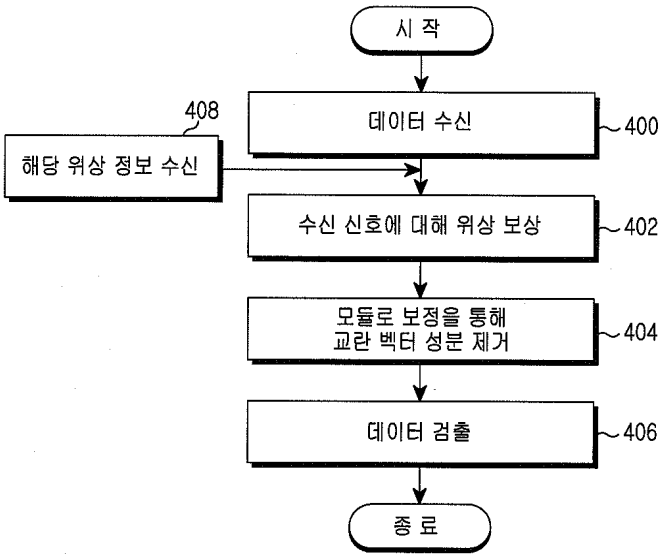
도면2


$e^{j\theta_1}$
$\sqrt{r}$
200_1
202_1
204_1
206-1
$\tilde{y}_1$
모듈로 보정부
$\hat{u}_1$
복조기
사용자 1에 대해 검출된 비트스트림
$e^{-j\theta_2}$
$\sqrt{r}$
200_2
202_2
204_2
206-2
$\tilde{y}_2$
모듈로 보정부
$\hat{u}_2$
복조기
사용자 2에 대해 검출된 비트스트림
$e^{-j\theta_K}$
$\sqrt{r}$
200_K
202_K
204_K
206-K
$\tilde{y}_K$
모듈로 보정부
$\hat{u}_K$
복조기
사용자 K에 대해 검출된 비트스트림

도면3


시 작
채널 행렬의 의사 역행렬과 송신신호 벡터에 대한 실수형 표현법 수행
300
채널 행렬의 의사 역행렬과 송신신호 벡터에 대해 실수부분과 허수부분으로 분리
302
대각화 프리코딩을 위한 위상 결정
304
각 사용자별 위상 정보 전송
312
분리된 채널행렬의 의사 역행렬에 대해 위상 회전 수행 (대각화 프리코딩)
306
정수 교란 벡터 결정
308
데이터 전송을 위한 선처리 수행
310
종 료

도면4


시 작
데이터 수신
400
408
해당 위상 정보 수신
수신 신호에 대해 위상 보상
402
모듈로 보정을 통해
교란 벡터 성분 제거
404
데이터 검출
406
종 료