



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2010-0083534
(43) 공개일자 2010년07월22일

(51) Int. Cl.

H04B 7/04 (2006.01) H04B 7/005 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2009-0002970

(22) 출원일자 2009년01월14일

심사청구일자 2009년01월14일

(71) 출원인

고려대학교 산학협력단

서울 성북구 안암동5가1 고려대학교 내

(72) 발명자

이인규

서울특별시 서초구 서초4동 삼풍아파트 21-1203

최일환

서울특별시 영등포구 양평동5가 한신아파트 140동 1602호

(74) 대리인

특허법인명인

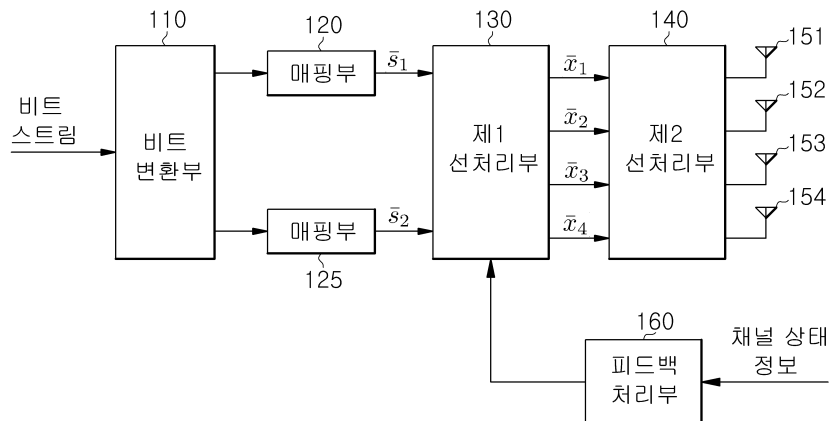
전체 청구항 수 : 총 19 항

(54) 다중 입출력 시스템의 선처리 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 다중 입출력 시스템의 선처리 장치 및 방법에 관한 것으로서, 이 선처리 장치는 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬을 계산하는 피드백 처리부, 선처리 행렬을 이용하여 심벌을 위상 회전시켜 제1 송신 신호를 생성하는 제1 선처리부, 그리고 제1 송신 신호 및 제1 송신 신호에 공액 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 제2 선처리부를 포함한다. 본 발명에 의하면 낮은 연산 복잡도와 적은 양의 피드백 정보를 가지면서도 다중 입출력 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

대표도 - 도1



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 ITAC1090060300130001000100100

부처명 정보통신연구진흥원

연구사업명 대학정보통신연구센터지원사업

연구과제명 트래픽 엔지니어링에 의한 통신 시스템의 성능 분석 및 최적화

주관기관 정보통신연구진흥원

연구기간 2006년 09월 01일 ~ 2007년 08월 31일

특허청구의 범위

청구항 1

수신 장치로부터 수신한 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하는 피드백 처리부,

상기 피드백 처리부로부터의 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용하여 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 을 위상 회전시켜 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 생성하는 제1 선처리부, 그리고

상기 제1 선처리부로부터의 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 에 공액 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 상기 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 제2 선처리부를 포함하는 선처리 장치.

청구항 2

제1항에서,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 의 수효는 상기 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 의 수효의 두 배인 선처리 장치.

청구항 3

제1항에서,

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}$$

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 는 수학적식에 의하여 산출되고, 상기 θ 는 상기 채널 상태 정보로부터 결정되며, 상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬인 선처리 장치.

청구항 4

제3항에서,

상기 채널 상태 정보는 한 개의 비트 정보를 포함하며, 상기 한 개의 비트 정보에 따라 미리 정해져 있는 두 값 중 어느 하나가 상기 θ 의 값으로 결정되는 선처리 장치.

청구항 5

제4항에서,

상기 미리 정해져 있는 두 값은 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위 내에 존재하며, 상기 미리 정해져 있는 두 값은 서로 부호가 반대이고 동일한 절대값을 가지는 선처리 장치.

청구항 6

제3항에서,

상기 위상 θ 의 값은 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 와 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 의 곱행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니우스 놈(Frobenius norm)을 최대화하도록 결정되는 선처리 장치.

청구항 7

제1항에서,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}_1 \ \bar{x}_2 \ \bar{x}_3 \ \bar{x}_4]^T$ 에 대하여 상기 제2 송신 신호는 $[-\bar{x}_2^* \ \bar{x}_1^* \ -\bar{x}_4^* \ \bar{x}_3^*]^T$ 로 계산되는 선처리 장치.

청구항 8

복수의 송신 안테나를 포함하는 송신 장치로부터 전송된 제1 송신 신호 및 상기 제1 송신 신호에 대하여 공액 연산 처리된 제2 송신 신호를 차례로 수신하는 적어도 하나의 수신 안테나,

상기 수신 안테나에서 수신한 신호에 대하여 심벌 단위로 최대 우도 복호화하는 복호부, 그리고

상기 수신 안테나에서 수신한 신호로부터 채널 상태 정보를 추출하여 상기 송신 장치로 전송하는 피드백 정보 생성부

를 포함하며,

상기 송신 장치는 상기 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬을 계산하고 상기 선처리 행렬을 이용하여 상기 송신 장치가 전송하려는 심벌을 위상 회전시켜 상기 제1 송신 신호를 생성하는

수신 장치.

청구항 9

제8항에서,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$$

상기 채널 상태 정보는 위상 θ 의 값을 포함하고, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 는 수학식 1로 산출되며(상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬), 상기 위상 θ 의 값은 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 와 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 의 곱행렬 $\bar{\mathbf{H}}'_e$ 의 프로비니우스 놈(Frobenius norm)을 최대화하도록 결정되는 수신 장치.

청구항 10

제8항에서,

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$$

상기 채널 상태 정보는 한 개의 비트 정보를 포함하고, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 는 수학식 2로 산출되며(상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬), 상기 한 개의 비트 정보에 따라 미리 정해져 있는 두 값 중 어느 하나가 상기 θ 의 값으로 결정되는 수신 장치.

청구항 11

제10항에서,

상기 미리 정해져 있는 두 값은 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위 내에 존재하며, 상기 미리 정해져 있는 두 값은 서로 부호가 반대이고 동일한 절대값을 가지는 수신 장치.

청구항 12

제8항에서,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}_1 \ \bar{x}_2 \ \bar{x}_3 \ \bar{x}_4]^T$ 에 대하여 상기 제2 송신 신호는 $[-\bar{x}_2^* \ \bar{x}_1^* \ -\bar{x}_4^* \ \bar{x}_3^*]^T$ 인 수신 장

치.

청구항 13

수신 장치로부터 수신한 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하는 단계,

상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용하여 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 을 위상 회전시켜 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 생성하는 단계,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 단계, 그리고

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 에 공액 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 상기 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 단계

를 포함하는 선처리 방법.

청구항 14

제13항에서,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 의 수효는 상기 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 의 수효의 두 배인 선처리 방법.

청구항 15

제13항에서,

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}$$

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 는 수학식 $\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}$ 에 의하여 산출되고, 상기 θ 는 상기 채널 상태 정보로부터 결정되며, 상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬인 선처리 방법.

청구항 16

제15항에서,

상기 채널 상태 정보는 한 개의 비트 정보를 포함하며, 상기 한 개의 비트 정보에 따라 미리 정해져 있는 두 값 중 어느 하나가 상기 θ 의 값으로 결정되는 선처리 방법.

청구항 17

제16항에서,

상기 미리 정해져 있는 두 값은 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위 내에 존재하며, 상기 미리 정해져 있는 두 값은 서로 부호가 반대이고 동일한 절대값을 가지는 선처리 방법.

청구항 18

제15항에서,

상기 위상 θ 의 값은 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 와 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 의 곱행렬 $\bar{\mathbf{H}}'_e$ 의 프로비니우스 놈(Frobenius norm)을 최대화하도록 결정되는 선처리 방법.

청구항 19

제13항에서,

상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}_1 \ \bar{x}_2 \ \bar{x}_3 \ \bar{x}_4]^T$ 에 대하여 상기 제2 송신 신호는 $[-\bar{x}_2^* \ \bar{x}_1^* \ -\bar{x}_4^* \ \bar{x}_3^*]^T$ 로 계산되는 선처리 방법.

명세서

발명의 상세한 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중 입출력 시스템의 선처리 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 최근 무선 통신 환경에서 음성 서비스를 비롯한 다양한 멀티미디어 서비스를 제공하고, 고품질 및 고속의 데이터 전송을 지원하기 위해 많은 연구가 이루어지고 있다. 이러한 연구의 일환으로 공간 영역의 채널을 이용하는 다중 입출력(Multiple-Input Multiple-Output, MIMO) 기술에 대한 연구가 활발히 진행되고 있다. 다중 입출력 기술은 송수신 양단에 다중 안테나를 사용함으로써 한정된 주파수 자원 내에서 채널 용량을 증대하여 높은 데이터 전송률을 제공할 수 있다. 다중 입출력 기술은 채널 상태 정보의 피드백 여부에 따라 개루프 다중 입출력(Open Loop MIMO) 기술과 폐루프 다중 입출력(Closed Loop MIMO) 기술로 구분할 수 있다.

[0003] 신호가 여러 경로를 통해 산란되는 채널 환경에서 전송 다이버시티(diversity) 이득을 얻기 위해 개루프 다중 입출력 기술에서는 심벌 외에 리던던시(redundancy) 심벌을 함께 송신함으로써 신뢰성 있는 전송이 가능한 시공간 블록 부호(Space-Time Block Codes, STBC)를 이용한다. 반면, 폐루프 다중 입출력 기술에서는 피드백되는 채널 상태 정보를 이용하여 채널에 적응적인 신호 처리를 함으로써 높은 시스템 용량 및 고속의 전송 속도를 얻을 수 있다.

[0004] 다중 입출력 기술은 다이버시티 이득을 얻기 위한 시공간 블록 부호 기술과 데이터 전송량을 향상시키는 공간 다중화(Spatial Multiplexing, SM) 기술로 구분할 수 있다. 시공간 블록 부호 기술은 단위 시간당 전송되는 데이터 심벌의 개수는 줄이는 대신 리던던시 심벌을 추가하여 다이버시티 이득을 얻을 수 있고, 공간 다중화 기술은 안테나당 다른 데이터 심벌을 전송함으로써 데이터 전송량을 향상시킬 수 있다. 송신 안테나가 두 개인 환경에서는 직교 시공간 블록 부호인 알라무티 부호(Alamouti code)를 사용함으로써 최대 다이버시티 이득과 최대 데이터 전송량을 얻을 수 있다. 반면, 송신 안테나가 세 개 이상인 환경에서는 최대 다이버시티 이득과 최대 데이터 전송량을 동시에 얻을 수 없으며, 이를 얻기 위해서는 채널 환경을 적응적으로 이용할 수 있도록 수신 장치에서 송신 장치로 채널 정보를 전송하는 피드백 기술이 사용된다.

발명의 내용

해결 하고자하는 과제

[0005] 본 발명이 해결하고자 하는 과제는 낮은 연산 복잡도와 적은 양의 피드백 정보를 가지면서도 성능을 향상시킬 수 있는 다중 입출력 시스템의 선처리 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

과제 해결수단

[0006] 이러한 기술적 과제를 해결하기 위한 본 발명의 실시예에 따른 선처리 장치는 수신 장치로부터 수신한 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하는 피드백 처리부, 상기 피드백 처리부로부터의 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용하여 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 을 위상 회전시켜 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 생성하는 제1 선처리부, 그리고 상기 제1 선처리부로부터의 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하고, 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 에 공액 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 상기 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 제2 선처리부를 포함한다.

[0007] 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 의 수효는 상기 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 의 수효의 두 배이다.

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}$$

[0008] 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 는 수학식 [0008]에 의하여 산출되고, 상기 θ 는 상기 채널 상태 정보로부터 결정되며, 상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n이다.

[0009] 상기 채널 상태 정보는 한 개의 비트 정보를 포함하며, 상기 한 개의 비트 정보에 따라 미리 정해져 있는 두 값 중 어느 하나가 상기 θ 의 값으로 결정될 수 있다.

[0010] 상기 미리 정해져 있는 두 값은 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위 내에 존재하며, 상기 미리 정해져 있는 두 값은 서로 부호가 반대이고 동일한 절대값을 가질 수 있다.

[0011] 상기 위상 θ 의 값은 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 와 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 의 곱행렬 $\bar{\mathbf{H}}'_e$ 의 프로비니우스 놈(Frobenius norm)을 최대화하도록 결정될 수 있다.

[0012] 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}} = [\bar{x}_1 \ \bar{x}_2 \ \bar{x}_3 \ \bar{x}_4]^T$ 에 대하여 상기 제2 송신 신호는 $[-\bar{x}_2^* \ \bar{x}_1^* \ -\bar{x}_4^* \ \bar{x}_3^*]^T$ 로 계산될 수 있다.

[0013] 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 수신 장치는, 복수의 송신 안테나를 포함하는 송신 장치로부터 전송된 제1 송신 신호 및 상기 제1 송신 신호에 대하여 공액 연산 처리된 제2 송신 신호를 차례로 수신하는 적어도 하나의 수신 안테나, 상기 수신 안테나에서 수신한 신호에 대하여 심벌 단위로 최대 우도 복호화하는 복호부, 그리고 상기 수신 안테나에서 수신한 신호로부터 채널 상태 정보를 추출하여 상기 송신 장치로 전송하는 피드백 정보 생성부를 포함하며, 상기 송신 장치는 상기 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬을 계산하고 상기 선처리 행렬을 이용하여 상기 송신 장치가 전송하려는 심벌을 위상 회전시켜 상기 제1 송신 신호를 생성한다.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$$

[0014] 상기 채널 상태 정보는 위상 θ 의 값을 포함하고, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 는 수학식 [0014]으로 산출되며(상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬), 상기 위상 θ 의 값은 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 와 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 의 곱행렬 $\bar{\mathbf{H}}'_e$ 의 프로비니우스 놈(Frobenius norm)을 최대화하도록 결정될 수 있다.

$$\mathbf{P} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_n \\ \sin \theta \mathbf{I}_n \end{bmatrix}$$

[0015] 상기 채널 상태 정보는 한 개의 비트 정보를 포함하고, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 는 수학식 [0015]로 산출되며(상기 $\mathbf{I}_n$ 은 크기가 n인 단위 행렬), 상기 한 개의 비트 정보에 따라 미리 정해져 있는 두 값 중 어느 하나가 상기 θ 의 값으로 결정될 수 있다.

[0016] 본 발명의 다른 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 선처리 방법은, 수신 장치로부터 수신한 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하는 단계, 상기 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 이용하여 심벌 $\bar{\mathbf{s}}$ 을 위상 회전시켜 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 생성하는 단계, 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 단계, 그리고 상기 제1 송신 신호 $\bar{\mathbf{x}}$ 에 공액 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 상기 복수의 송신 안테나를 통하여 전송하는 단계를 포함한다.

효 과

[0017] 이와 같이 본 발명에 의하면 낮은 연산 복잡도와 적은 양의 피드백 정보를 가지면서도 심벌 단위의 최대 우도 복호화가 가능하며, 최대 다이버시티 이득과 최대 데이터 전송량을 얻을 수 있는 등 다중 입출력 시스템의 성능을 향상시킬 수 있다.

발명의 실시를 위한 구체적인 내용

[0018] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0019] 이하 보통 문자는 스칼라를, 볼드체 소문자는 벡터를, 볼드체 대문자는 행렬을 나타내는 것으로 한다. 그리고 복소 변수에 대하여는 변수 상단에 바(bar)를 붙여 표현하고, $\Re[\bar{c}]$ 는 복소 변수 $\bar{c}$ 의 실수부를, $(\cdot)^T$ 는 전치(transpose)를, $(\cdot)^*$ 는 공액 복소수(complex conjugate)를 나타내는 것으로 한다.

[0020] 먼저, 도 1을 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 선처리 장치가 포함되어 있는 송신 장치에 대하여 상세하게 설명한다.

[0021] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 송신 장치를 설명하기 위한 블록도이다.

[0022] 본 발명의 실시예에 따른 송신 장치는 차례로 연결되어 있는 비트 변환부(110), 두 개의 매핑부(120, 125), 제1 선처리부(130), 제2 선처리부(140) 및 네 개의 송신 안테나(151, 152, 153, 154)와 제1 선처리부(130)에 연결되어 있는 피드백 처리부(160)를 포함한다. 본 발명의 실시예에 따른 선처리 장치는 좁은 의미로 제1 및 제2 선처리부(130, 140)와 피드백 처리부(160)를 포함하지만 넓은 의미로 비트 변환부(110) 및 매핑부(120, 125)를 더 포함할 수 있다. 한편, 네 개의 송신 안테나(151, 152, 153, 154)와 두 개의 매핑부(120, 125)가 존재하는 것으로 도 1에 도시하였으나, 본 발명은 이에 한정되지 않고 실시예에 따라 송신 안테나의 수효는 증가할 수 있으며, 이에 따라 매핑부의 수효도 증가할 수 있다. 여기서 송신 안테나의 수효는 매핑부의 수효의 두 배가 되도록 구현된다.

[0023] 비트 변환부(110)는 직렬로 입력되는 비트 스트림(bit stream)을 매핑부(120, 125)의 수효에 따라 복수의 병렬 스트림으로 변환하여 해당 매핑부(120, 125)에 제공한다. 각 병렬 스트림은 직렬 비트 스트림을 매핑부(120, 125)의 변조 레벨(modulation level)에 대응하는 일정 비트수만큼씩 잘라서 생성된다. 여기서 변조 레벨은 매핑부(120, 125)에서 이용되는 변조 방식에 따라 결정된다.

[0024] 매핑부(120, 125)는 직교 진폭 변조(Quadrature Amplitude Modulation, QAM) 방식을 이용하여 비트 변환부(110)로부터 제공받은 병렬 비트 스트림을 복소수 형태의 데이터 심벌로 변환한다. 매핑부(120, 125)는 변조 레벨에 따라 16-직교 진폭 변조 방식을 이용하면 비트 스트림을 4비트 단위로 하여 데이터 심벌로 변환하고, 4-직교 진폭 변조 방식을 이용하면 비트 스트림을 2비트 단위로 하여 데이터 심벌로 변환할 수 있다. 물론 매핑부(120, 125)는 직교 진폭 변조 방식이 아니라 직교 위상 편이 변조(Quadrature Phase Shift Keying, QPSK) 등의 다른 변조 방식을 이용할 수도 있다. 매핑부(120)는 데이터 심벌 $\bar{s}_1$ 를 생성하고, 매핑부(125)는 데이터 심벌 $\bar{s}_2$ 를 생성한다.

[0025] 제1 선처리부(130)는 매핑부(120, 125)로부터 제공받은 데이터 심벌 $\bar{s}_1$ 및 $\bar{s}_2$ 와 선처리 행렬을 곱하여 제1 송신 신호 $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ 및 $\bar{x}_4$ 를 생성한다. 제1 선처리부(130)는 데이터 심벌 $\bar{s}_1$ 및 $\bar{s}_2$ 을 위상 회전시켜 채널을 직교화하고 채널을 통합하는 절차를 통해 수신 장치(도시하지 않음)에서 복호화를 간단하게 수행할 수 있도록 하며 최대 부호화 이득을 얻을 수 있도록 한다.

[0026] 제2 선처리부(140)는 제1 송신 신호 $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ 및 $\bar{x}_4$ 와 제1 송신 신호 $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ 및 $\bar{x}_4$ 에 적절한 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호를 차례로 송신 안테나(151, 152, 153, 154)를 통하여 전송한다.

[0027] 피드백 처리부(160)는 수신 장치로부터 수신한 채널 상태 정보(Channel State Information, CSI)를 이용하여 선처리 행렬을 계산하고 이를 제1 선처리부(130)에 제공한다.

[0028] 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 수신 장치는 적어도 하나의 수신 안테나(도시하지 않음), 복호부(도시하지 않음) 및 피드백 정보 생성부를 포함한다. 수신 장치는 송신 장치와 달리 하나의 수신 안테나만 있어도 동작하는 데 있어서 문제되지 않는다. 수신 안테나는 송신 장치의 송신 안테나(151, 152, 153, 154)로부터 신호를 수신한다. 복호부는 전송 받은 신호에 대하여 적절한 신호 처리 과정을 거쳐 송신 장치가 전송하려는 심벌을 추출해낸다. 피드백 정보 생성부는 송신 장치로부터 전송받은 신호에 기초하여 채널 환경을 측정하고 이로부터 채널 상태 정보를 추출하며 이를 송신 장치의 피드백 처리부(160)로 전송한다.

[0029] 그러면 본 발명에 따라 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템의 신호 처리에 대하여 보다 상세하게 설명한다. 이하 M_t 는 송신 안테나의 수효를, M_r 은 수신 안테나의 수효를 나타내며, 앞서 설명한 것처럼 송신 안테나의 수효는 4($M_t = 4$)로 가정한다. 그러면 두 개의 알라무티 부호(Alamouti codes)가 시공간 블록 부호(Space-Time Block Codes, STBC) 시스템에 적용되고, 각 블록(block)은 두 개의 송신 안테나에 대응된다.

[0030] $T \times M_t$ 부호 워드 행렬(codeword matrix) $\bar{\mathbf{C}}$ 는 [수학식 1]과 같이 표현되며, (i, j)의 원소는 i 번째 시간에 j 번째 송신 안테나로부터 전송되는 신호를 나타내고, T 는 시공간 블록 부호의 블록 크기(block size)를 나타낸다.

수학식 1

$$\bar{\mathbf{C}} = \begin{bmatrix} \bar{x}_1 & \bar{x}_2 & \bar{x}_3 & \bar{x}_4 \\ -\bar{x}_2^* & \bar{x}_1^* & -\bar{x}_4^* & \bar{x}_3^* \end{bmatrix}$$

[0032] (i+1) 번째 시간에 수신된 신호에 공액 연산을 적용하면, $2M_r \times M_t$ 유효 채널 행렬(effective channel matrix) $\bar{\mathbf{H}}_e$ 는 [수학식 2]와 같이 표현된다.

수학식 2

$$\bar{\mathbf{H}}_e = \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}_1 & \bar{\mathbf{h}}_2 & \bar{\mathbf{h}}_3 & \bar{\mathbf{h}}_4 \\ \bar{\mathbf{h}}_2^* & -\bar{\mathbf{h}}_1^* & \bar{\mathbf{h}}_4^* & -\bar{\mathbf{h}}_3^* \end{bmatrix} = [\bar{\mathbf{H}}_1 \quad \bar{\mathbf{H}}_2]$$

[0034] 여기서 $\bar{\mathbf{h}}_i$ 는 $[\bar{h}_{1i} \cdots \bar{h}_{M_r i}]^T$ 로 정의되며, $\bar{h}_{ij}$ 는 j 번째 송신 안테나로부터 i 번째 수신 안테나까지의 경로 이득(path gain)을 나타낸다. 그리고 $\bar{\mathbf{H}}_1$ 과 $\bar{\mathbf{H}}_2$ 는 각각 유효 채널 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e$ 의 첫 번째 및 두 번째 열 벡터(column vector)와 세 번째 및 네 번째 열 벡터로 이루어지는 행렬을 나타낸다.

[0035] [수학식 1]의 부호(code)에 기초한 본 발명의 다중 입출력 시스템은 [수학식 3]과 같이 모델링될 수 있다.

수학식 3

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{H}}_e \bar{\mathbf{x}} + \bar{\mathbf{n}}$$

[0037] $\bar{\mathbf{y}}$ 는 수신 장치가 수신하는 신호이며, $\bar{\mathbf{n}}$ 은 크기 $2M_r$ 인 잡음 복소 열벡터(noise complex column vector)를 나타내고, $\bar{\mathbf{x}}$ 는 송신 장치가 전송하려는 복소 송신 신호 벡터이며 $[\bar{x}_1 \bar{x}_2 \bar{x}_3 \bar{x}_4]^T$ 를 나타낸다.

[0038] 여기서 4차원의 제1 송신 신호 벡터 $\bar{\mathbf{x}}$ 는 [수학식 4]와 같이 데이터 심벌 벡터 $\bar{\mathbf{s}}$ 와 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 곱하여

계산되며, 데이터 심벌 벡터 $\bar{\mathbf{s}}$ 는 $[\bar{s}_1 \ \bar{s}_2]^T$ 를 나타낸다. 즉, 제1 선처리부(130)는 [수학식 4]에 따라 제1 송신 신호 벡터 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 구하여 제2 선처리부(140)에 전달하고, 제2 선처리부(140)는 제1 송신 신호 벡터 $\bar{\mathbf{x}}$ 를 송신 안테나(151, 152, 153, 154)를 통하여 전송하고, 이어 제1 송신 신호 벡터 $\bar{\mathbf{x}}$ 에 공액 연산, 마이너스 연산 및 공간적으로 위치를 바꾸는 연산을 수행하여 얻은 제2 송신 신호([수학식 1]에서 $\bar{\mathbf{C}}$ 의 두 번째 행)를 송신 안테나(151, 152, 153, 154)를 통하여 전송한다.

수학식 4

$$\bar{\mathbf{x}} = \mathbf{P}\bar{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_2 \\ \sin \theta \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \bar{\mathbf{s}}$$

여기서 $\mathbf{I}_n$ 는 크기 n인 단위 행렬(identity matrix)을 나타내고, θ 는 위상(phase)을 나타낸다.

[수학식 3]과 [수학식 4]로부터 수신 신호 $\bar{\mathbf{y}}$ 는 [수학식 5]와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

$$\bar{\mathbf{y}} = \bar{\mathbf{H}}_e' \bar{\mathbf{s}} + \bar{\mathbf{n}}$$

여기서 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 는 [수학식 6]과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 6

$$\begin{aligned} \bar{\mathbf{H}}_e' &= \bar{\mathbf{H}}_e \mathbf{P} \\ &= [\bar{\mathbf{H}}_1 \ \bar{\mathbf{H}}_2] \begin{bmatrix} \cos \theta \mathbf{I}_2 \\ \sin \theta \mathbf{I}_2 \end{bmatrix} \\ &= \cos \theta \bar{\mathbf{H}}_1 + \sin \theta \bar{\mathbf{H}}_2 \\ &= \begin{bmatrix} \bar{\mathbf{h}}_1 \cos \theta + \bar{\mathbf{h}}_3 \sin \theta & \bar{\mathbf{h}}_2 \cos \theta + \bar{\mathbf{h}}_4 \sin \theta \\ \bar{\mathbf{h}}_2^* \cos \theta + \bar{\mathbf{h}}_4^* \sin \theta & -\bar{\mathbf{h}}_1^* \cos \theta - \bar{\mathbf{h}}_3^* \sin \theta \end{bmatrix} \end{aligned}$$

[수학식 6]에서 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 마지막 표현에 의하면 위상 θ 와는 무관하게 새로운 알라무티 부호를 얻을 수 있음을 알 수 있다.

위상 θ 는 부호 이득(coding gain)을 향상시키는 데 이용되며, 위상 θ 의 관점에서 보면 전체적인 시스템 성능은 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 놈(Frobenius norm)에 달려있다. 따라서 시스템 성능을 향상시키기 위해서는 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 놈을 최대화하는 것이 필요하며, 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 놈은 [수학식 7]과 같이 정의된다.

수학식 7

$$\begin{aligned}
 f(\theta) &= \|\bar{\mathbf{H}}_e'\|_{F'}^2 \\
 &= \|\cos \theta \bar{\mathbf{H}}_1 + \sin \theta \bar{\mathbf{H}}_2\|_{F'}^2 \\
 &= \cos^2 \theta \|\bar{\mathbf{H}}_1\|_{F'}^2 + \sin^2 \theta \|\bar{\mathbf{H}}_2\|_{F'}^2 \\
 &\quad + 2 \cos \theta \sin \theta \text{Tr}\{\Re[\bar{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{H}}_2^H]\}
 \end{aligned}$$

여기서 $\text{Tr}\{\cdot\}$ 은 행렬의 트레이스(trace)를 나타내며, $(\cdot)^H$ 는 행렬의 복소 공액 전치(complex conjugate transpose)를 나타낸다.

행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 norms 을 최대화하는 위상 θ 를 계산하기 위해, 위상 θ 에 대하여 [수학식 7]을 미분(differentiation)하면 $f(\theta)$ 의 1차 및 2차 도함수(derivative)는 [수학식 8]과 같다.

수학식 8

$$\begin{aligned}
 \dot{f}(\theta) &= 2\alpha \cos \theta \sin \theta + 2\beta(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) \\
 \ddot{f}(\theta) &= 2\alpha(\cos^2 \theta - \sin^2 \theta) - 8\beta \cos \theta \sin \theta
 \end{aligned}$$

여기서 α 는 $\|\bar{\mathbf{H}}_2\|_{F'}^2 - \|\bar{\mathbf{H}}_1\|_{F'}^2$ 을 나타내며, β 는 $\text{Tr}\{\Re[\bar{\mathbf{H}}_1 \bar{\mathbf{H}}_2^H]\}$ 를 나타낸다.

$\dot{f}(\theta_{max})$ 는 0이고 $\ddot{f}(\theta_{max})$ 는 0보다 작은 조건을 이용하여 [수학식 8]을 풀어보면, 최적의 위상 θ_{max} 는 [수학식 9]와 같이 산출된다.

수학식 9

$$\theta_{max} = \tan^{-1} \left(\frac{\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 4\beta^2}}{2\beta} \right)$$

따라서 최적의 위상 θ_{max} 를 행렬 $\mathbf{P}$ 에 적용할 때, 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 norms 은 최대화된다. 한편 위상 θ 를 $\tan^{-1}(\frac{\alpha - \sqrt{\alpha^2 + 4\beta^2}}{2\beta})$ 로 하여(θ_{min}) 행렬 $\mathbf{P}$ 에 적용하면 행렬 $\bar{\mathbf{H}}_e'$ 의 프로비니어스 norms 은 최소화된다. [수학식 9]의 결과로부터, 두 개의 알라무티 부호를 단지 하나의 위상값 θ 가 적용된 행렬 $\mathbf{P}$ 에 의해 프로비니어스 norms 을 최대화하는 하나의 알라무티 부호로 결합하는 것이 가능함을 알 수 있다.

실수 값 형태(real-valued representation)를 이용하면 복소 직교 부호(complex orthogonal codes)의 I-채널(in-phase) 및 Q-채널(quadrature) 성분 각각에 대하여 간단한 최대 우도 복호(simple maximum likelihood decoding)가 적용될 수 있다. [수학식 3]의 시스템 모델을 실수 값 형태로 표현하면 [수학식 10]과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_{1,I} \\ y_{2,I} \\ y_{1,Q} \\ y_{2,Q} \end{bmatrix} = \mathbf{H}'_e \begin{bmatrix} s_{1,I} \\ s_{2,I} \\ s_{1,Q} \\ s_{2,Q} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_{1,I} \\ n_{2,I} \\ n_{1,Q} \\ n_{2,Q} \end{bmatrix}$$

여기서 $(\cdot)_I$ 는 복소 변수의 I-채널 성분을, $(\cdot)_Q$ 는 복소 변수의 Q-채널 성분을 나타내며, 행렬 $\mathbf{H}'_e$ 는 행렬 $\bar{\mathbf{H}}'_e$ 의 실수 값 형태를 나타내고 [수학식 11]과 같다.

수학식 11

$$\mathbf{H}'_e = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_{e1,I} & \mathbf{h}_{e2,I} & -\mathbf{h}_{e1,Q} & -\mathbf{h}_{e2,Q} \\ -\mathbf{h}_{e2,I} & \mathbf{h}_{e1,I} & -\mathbf{h}_{e2,Q} & \mathbf{h}_{e1,Q} \\ \mathbf{h}_{e1,Q} & \mathbf{h}_{e2,Q} & \mathbf{h}_{e1,I} & \mathbf{h}_{e2,I} \\ -\mathbf{h}_{e2,Q} & \mathbf{h}_{e1,Q} & \mathbf{h}_{e2,I} & -\mathbf{h}_{e1,I} \end{bmatrix}$$

$$= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_2 & \tilde{\mathbf{h}}_3 & \tilde{\mathbf{h}}_4 \end{bmatrix}$$

여기서 $\tilde{\mathbf{h}}_i$ 는 행렬 $\mathbf{H}'_e$ 의 i 번째 열벡터를 나타낸다.

행렬 $\mathbf{H}'_e$ 의 모든 열은 서로 직교하기 때문에, 간단한 최대 우도 복호를 통해 데이터 심벌 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 를 [수학식 12]와 같이 추정할 수 있으며, 데이터 심벌 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 는 $[\hat{s}_{1,I} \ \hat{s}_{2,I} \ \hat{s}_{1,Q} \ \hat{s}_{2,Q}]^T$ 를 나타낸다.

수학식 12

$$\hat{s}_{1,I} = \arg \min_{s_{1,I} \in \mathbf{u}} \|\tilde{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{y} - \gamma s_{1,I}\|^2$$

$$\hat{s}_{2,I} = \arg \min_{s_{2,I} \in \mathbf{u}} \|\tilde{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{y} - \gamma s_{2,I}\|^2$$

$$\hat{s}_{1,Q} = \arg \min_{s_{1,Q} \in \mathbf{u}} \|\tilde{\mathbf{h}}_3^T \mathbf{y} - \gamma s_{1,Q}\|^2$$

$$\hat{s}_{2,Q} = \arg \min_{s_{2,Q} \in \mathbf{u}} \|\tilde{\mathbf{h}}_4^T \mathbf{y} - \gamma s_{2,Q}\|^2$$

여기서 $\mathbf{u}$ 는 $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm 2^{\eta/2-1}\}$ 를 나타내며, η 는 심벌당 비트 수를 나타내고, γ 는

$||\tilde{\mathbf{h}}_1||^2 = ||\tilde{\mathbf{h}}_2||^2 = ||\tilde{\mathbf{h}}_3||^2 = ||\tilde{\mathbf{h}}_4||^2$ 을 나타낸다. 그리고 [수학식 12]와 같이 간단한 최대 우도 복호를 통해 데이터 심벌 벡터 $\hat{\mathbf{s}}$ 를 추정하는 것은 위상 θ 의 값에 관계없이 수행되는 것을 알 수 있다.

[0063] 지금까지 설명한 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 복호 지연(decoding delay) 관점에서 장점을 가지고 있다. 수신 장치의 복호 과정은 하나의 블록 내의 모든 심벌이 전송되기 전에는 수행될 수 없기 때문에, 긴 블록 크기 T 는 긴 복호 지연을 가져온다. 따라서 실제 환경에서는 블록 크기 T 가 짧은 것이 더 합리적이다. 블록 크기 T 가 4인 다른 페루프 준 직교 시공간 블록 부호(Quasi Orthogonal-STBC, QO-STBC) 방법(이하, QO-STBC 방법이라 함)과는 달리, 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 블록 크기 T 가 2이기 때문에 복호 지연이 짧은 장점이 있다.

[0064] 그러면, 제한된 피드백 시스템에서 피드백되는 위상의 양자화 효과(quantization effect)에 대해 설명한다. 시뮬레이션 결과로부터 위상 θ 는 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위에서 균등 분포(uniform distribution)를 가진다는 것을 알 수 있다. 따라서, 피드백되는 정보를 1비트로 하기 위해, 양자화된 위상 θ_q 의 값은 위상 θ 의 값이 0보다 같거나 크면 $\frac{\pi}{4}$ 로 선택하고, 위상 θ 의 값이 0보다 작으면 $-\frac{\pi}{4}$ 로 선택할 수 있다. 물론, $\frac{\pi}{4}$ 및 $-\frac{\pi}{4}$ 대신에 상기 범위 내에 존재하며 서로 부호(sign)가 반대이고 동일한 절대값을 가지는 두 값을 양자화된 위상 θ_q 의 값으로 이용할 수도 있다.

[0065] 양자화된 위상 θ_q 의 값은 위상 θ 의 부호에 따라 선택되기 때문에, 1비트 피드백 정보를 결정하기 위해 [수학식 13]과 같은 간단한 선택 메트릭(selection metric)을 얻을 수 있다. [수학식 9]로부터, 위상 θ 의 부호는 편각(argument) $(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 4\beta^2})/2\beta$ 의 부호와 동일함을 알 수 있다. 편각의 분자(numerator) $(\alpha + \sqrt{\alpha^2 + 4\beta^2})$ 는 항상 양수이기 때문에, 위상 θ 의 부호는 β 의 부호에 따라 결정된다. 따라서 피드백되는 정보를 1비트로 하기 위해, 양자화된 위상 θ_q 의 값은 [수학식 13]과 같이 간단하게 선택할 수 있다.

수학식 13

$$\theta_q = \begin{cases} \frac{\pi}{4} & \text{if } \beta \geq 0 \\ -\frac{\pi}{4} & \text{if } \beta < 0 \end{cases}$$

[0066]

[0067] 송신 장치의 피드백 처리부(160)는 수신 장치로부터 채널 상태 정보로서 위상 θ 의 값을 수신하고 이 값을 이용하여 [수학식 4]에 따라 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하고, 이를 제1 선처리부(130)에 제공한다. 한편 위상 θ 의 값 대신 한 개 비트 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산할 수도 있다. [수학식 13]에서 β 의 부호에 따라 양자화된 위상 θ_q 의 값이 결정되기 때문에, 수신 장치는 송신 장치로 위상 θ 의 값을 피드백하는 대신에 한 개의 비트 정보를 피드백하고, 피드백 처리부(160)는 해당 비트 정보에 따라 $-\frac{\pi}{2} < \theta < \frac{\pi}{2}$ 의 범위 내에서 위상 θ 의 값을 결정하고, 이를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하면 된다. 예를 들어, 비트 정보가 '1'이면 위상 θ 의 값으로 $-\frac{\pi}{4}$ 를 결정하고, 비트 정보가 '0'이면 위상 θ 의 값으로 $\frac{\pi}{4}$ 를 결정할 수 있다.

[0068] 이와 달리 피드백 처리부(160)는 채널 상태 정보로서 채널 행렬 자체를 수신하고 이를 이용하여 연산 처리를 수행함으로써 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산하고, 이를 제1 선처리부(130)에 제공할 수도 있으며, 수신 장치로부터 채널

행렬과는 직접 관련이 없는 데이터 스트림을 받아 이로부터 채널 행렬을 추출하고 채널 행렬을 이용하여 연산 처리를 수행함으로써 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산할 수도 있다.

[0069] 이와 같이 수신 장치에서 측정된 채널 환경을 바탕으로 최적의 위상 피드백 정보를 산출하여 송신 장치로 전송하고, 송신 장치에서는 이 피드백 정보를 바탕으로 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 구하여 채널을 직교화하도록 피드백된 위상만큼 심벌을 회전시키고 채널 일부를 다른 채널과 통합함으로써 알라무티 코드의 효과를 가져올 수 있으며 이와 동시에 수신 안테나가 1개일 경우에도 잘 동작하도록 할 수 있다. 또한 수신 장치에서는 제1 및 제2 선처리부(130, 140)에 의해 재구성된 채널을 통해 전송된 전송 심벌들을 심벌 단위로 최대 우도 복호하여 복호화를 단순화할 수 있고 동시에 최대 다이버시티 이득과 최대 전송량을 가져올 수 있게 되며, 수신 장치도 간단하게 구현할 수 있다.

[0070] 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 하나의 위상과 1비트 피드백 정보를 적용하면서도 간단한 최대 우도 복호가 가능하다. 반면에, QO-STBC 방법에서는 유효 채널의 열 사이의 직교성을 획득하기 위해 위상 θ 의 값이 피드백되어야 한다. 그러나 위상 θ 의 값을 비트 레졸루션(bit resolution) 단위로 양자화하여 송신 장치로 피드백하는 실제 환경에서는 피드백 정보량이 제한되어 있기 때문에, 양자화된 위상 θ_q 의 값으로는 채널을 완벽하게 직교화할 수 없는 문제가 있다. 따라서 QO-STBC 방법에서는 피드백되는 정보를 1비트로 하면 직교성을 획득하지 못하게 되고, 조인트 최대 우도 복호(joint ML decoding) 방법을 이용하여야 한다. 그러나 조인트 최대 우도 복호 방법은 높은 복잡도를 가지기 때문에, QO-STBC 방법에서 피드백되는 정보를 1비트로 하기 위해서는 차선책으로 MMSE(Minimum Mean Square Error) 선형 등화기(linear equalizer)가 수신 장치에 적용되어야 한다.

[0071] 그러면 준 정적 평탄 페이딩 채널(quasi-static flat fading channels) 환경에서 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템의 성능을 시뮬레이션한 결과에 대하여 도 2 및 도 3을 참고하여 설명한다.

[0072] 도 2는 하나의 위상을 피드백하는 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 QO-STBC 방법이 적용된 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이고, 도 3은 1비트 정보를 피드백하는 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 QO-STBC 방법이 적용된 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

[0073] 도 2에 도시한 그래프는 하나의 위상 θ 를 피드백하는 시스템의 성능을 나타내는 그래프로써 가로축은 신호대 잡음비(Signal-to-Noise Ratio, SNR)이고, 세로축은 비트 에러율(Bit Error Rate, BER)이다. 4-직교 진폭 변조 방식을 사용하고 송신 안테나의 수효는 4($M_t = 4$)이며 수신 안테나의 수효는 1($M_r = 1$)인 경우, 개루프 QO-STBC 방법이 적용된 시스템은 곡선 ①과 같은 성능을 가지고, 페루프 QO-STBC 방법이 적용된 시스템은 곡선 ②와 같은 성능을 가지며, 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 곡선 ③과 같은 성능을 가진다. 따라서 본 발명에 의하면 비트 에러율이 10^{-4} 일 때 신호대 잡음비는 페루프 QO-STBC 방법에 비하여 대략 2dB 개선됨을 알 수 있다.

[0074] 도 3에 도시한 그래프는 위상으로 1비트 정보를 피드백하는 시스템의 성능을 나타내는 그래프로써 가로축은 신호대 잡음비이고, 세로축은 비트 에러율이다. 16-직교 진폭 변조 방식을 사용하고 송신 안테나의 수효는 4($M_t = 4$)이며 수신 안테나의 수효는 1($M_r = 1$)인 경우, 개루프 QO-STBC 방법이 적용된 시스템은 곡선 ①과 같은 성능을 가지고, 페루프 QO-STBC 방법이 적용된 시스템은 곡선 ②와 같은 성능을 가지며, 본 발명에 따른 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 곡선 ③과 같은 성능을 가진다. 따라서 본 발명에 의하면 비트 에러율이 10^{-4} 일 때 신호대 잡음비는 페루프 QO-STBC 방법에 비하여 1.5dB 개선됨을 알 수 있다.

[0075] 시뮬레이션 결과, 피드백 정보량이 제한되는 현실적인 환경에서 최적의 위상 피드백 정보를 필요로 하는 기법(페루프 QO-STBC 방법)에 비하여 본 발명의 선처리가 적용된 다중 입출력 시스템은 1비트의 피드백 정보만으로도 양자화 오류로 인한 성능 열화가 적다는 것을 알 수 있다.

[0076] 그러면, 도 4를 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 선처리 방법에 대해 설명한다.

[0077] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 선처리 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0078] 먼저 본 발명의 실시예에 따른 송신 장치는 직렬로 입력되는 비트 스트림을 변조 레벨에 기초하여 복수의 병렬

비트 스트림으로 변환한다(S510). 그런 후 송신 장치는 직교 진폭 변조 방식을 이용하여 병렬 비트 스트림을 복소수 형태의 데이터 심벌로 변환하여(S520) 데이터 심벌 $\bar{s}_1$ 과 $\bar{s}_2$ 를 생성한다. 물론 송신 장치는 직교 진폭 변조 방식이 아니라 직교 위상 편이 변조 등의 다른 변조 방식을 이용할 수도 있다.

[0079] 송신 장치는 수신 장치로부터 전송받은 채널 상태 정보를 이용하여 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 를 계산한다(S530). 채널 상태 정보는 위상 θ 의 값이거나 위상 θ 의 값을 대신하는 한 개의 비트 정보일 수 있다.

[0080] 다음으로 송신 장치는 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 과 데이터 심벌 $\bar{s}_1$ 과 $\bar{s}_2$ 를 곱하여 제1 송신 신호 $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ 및 $\bar{x}_4$ 를 생성한다(S540). 그리고 송신 장치는 제1 송신 신호 $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ 및 $\bar{x}_4$ 에 공액 연산, 마이너스 연산 및 공간적으로 위치를 바꾸는 연산을 수행하여 제2 송신 신호를 계산한다(S550).

[0081] 그런 후 송신 장치는 최종적으로 연산 처리된 제1 및 제2 송신 신호를 송신 안테나(151, 152, 153, 154)를 통해 차례로 전송한다(S560). 그러면 수신 장치는 수신한 신호를 복호화하여 비트 스트림으로 변환하는 등 적절한 동작을 수행하고, 채널 환경을 측정하여 채널 행렬에 기초한 채널 상태 정보를 생성하고 이를 송신 장치로 전송한다.

[0082] 설명의 편의를 위하여 단계(S520) 이후에 선처리 행렬 $\mathbf{P}$ 이 계산되는 것으로 도 4에 도시하였지만 단계(S530)는 단계(S510) 및 단계(S520)와 별도로 수행될 수 있으며 단계(S540) 이전에 수행되면 된다.

[0083] 이상에서 본 발명의 바람직한 실시예에 대하여 상세하게 설명하였지만 본 발명의 권리범위는 이에 한정되는 것은 아니고 다음의 청구범위에서 정의하고 있는 본 발명의 기본 개념을 이용한 당업자의 여러 변형 및 개량 형태 또한 본 발명의 권리범위에 속하는 것이다.

도면의 간단한 설명

[0084] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 송신 장치를 설명하기 위한 블록도이다.

[0085] 도 2는 하나의 위상을 피드백하는 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 QO-STBC 방법이 적용된 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

[0086] 도 3은 1비트 정보를 피드백하는 경우 본 발명의 실시예에 따른 시스템과 QO-STBC 방법이 적용된 시스템의 성능을 비교하기 위한 그래프이다.

[0087] 도 4는 본 발명의 실시예에 따른 다중 입출력 시스템의 선처리 방법을 설명하기 위한 흐름도이다.

[0088] <도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명>

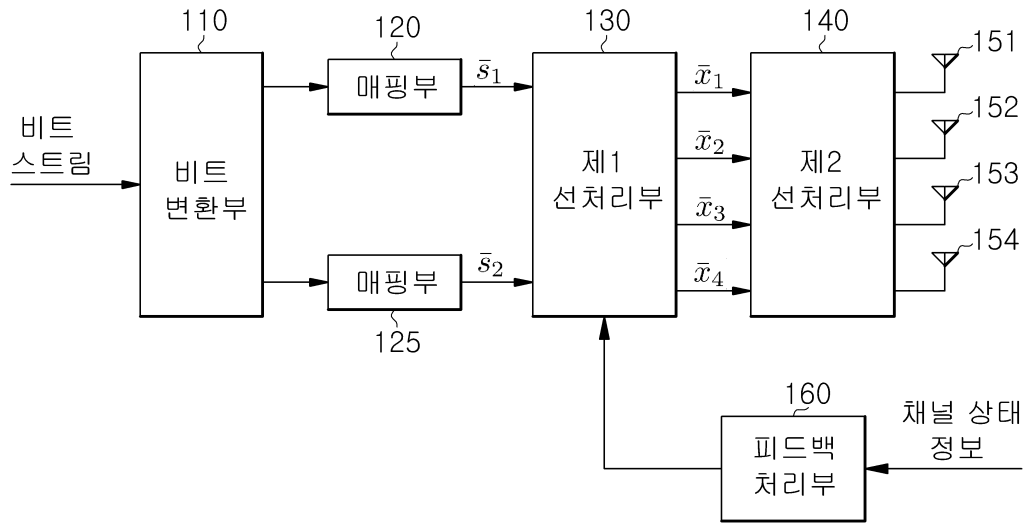
[0089] 110: 비트 변환부, 120, 125: 매핑부,

[0090] 130: 제1 선처리부, 140: 제2 선처리부,

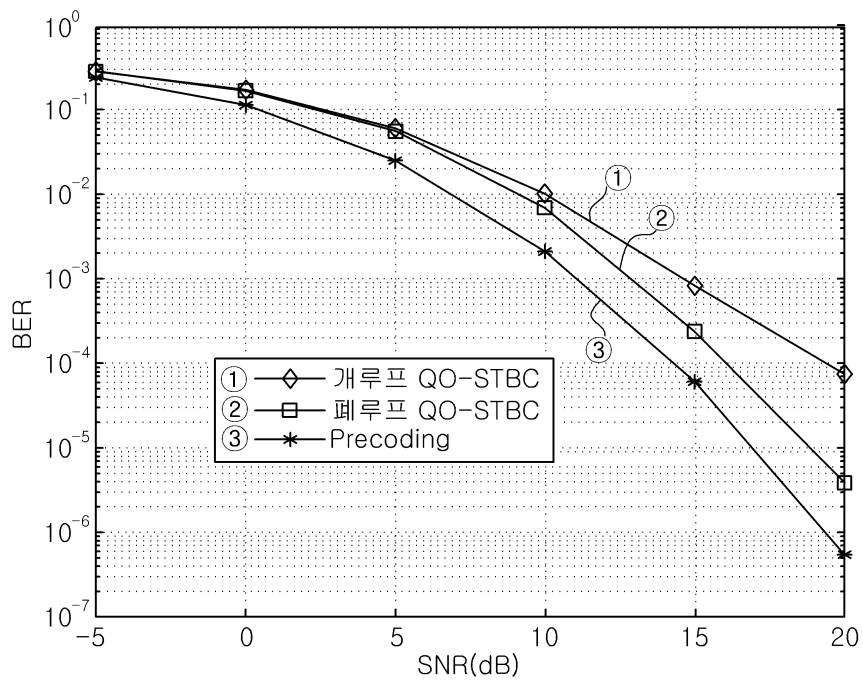
[0091] 151, 152, 153, 154: 송신 안테나, 160: 피드백 처리부

도면

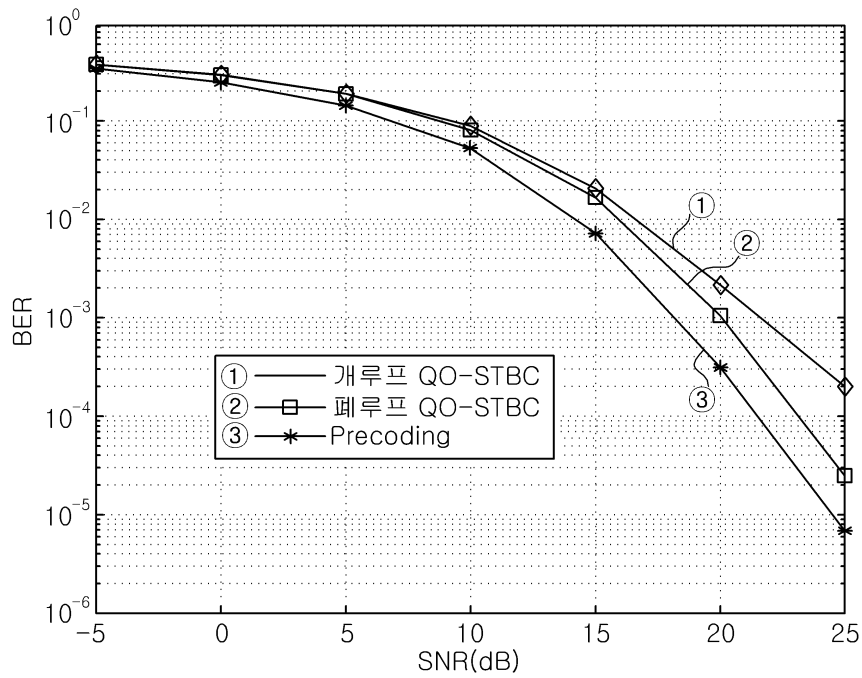
도면1



도면2



도면3



도면4

