(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2011년12월29일
(11) 등록번호 10-1100116
(24) 등록일자 2011년12월22일

(51) Int. Cl.
H04B 7/06 (2006.01)
(21) 출원번호 10-2010-0050663
(22) 출원일자 2010년05월28일
심사청구일자 2010년05월28일
(65) 공개번호 10-2011-0131038
(43) 공개일자 2011년12월06일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020080039820 A*
KR1020090030941 A*
KR1020080063590 A
US6430231 B1
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
고려대학교 산학협력단
서울 성북구 안암동5가 1
(72) 발명자
이인규
서울특별시 광진구 자양동 227-342번지 더클래식500 B동 605호
김희진
서울특별시 동작구 사당동 169-8번지 대림아파트 6동 301호
(74) 대리인
이건주, 김정훈

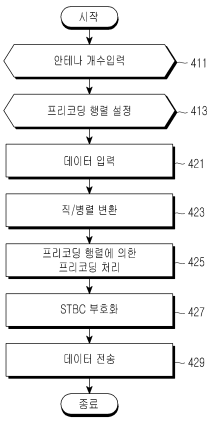
전체 청구항 수 : 총 8 항 심사관 : 김현진

(54) 송신 안테나 개수를 이용하여 프리코딩을 수행하는 개루프 통신 시스템의 송신 장치 및 방법

(57) 요 약

상기한 목적을 달성하기 위하여 본 발명의 일 측면에 따른 송신 장치는 복수의 안테나를 구비한 다중 안테나(MIMO; Multipul Input Multipul Output) 통신 시스템에 포함된 송신 장치에 있어서, 입력되는 데이터를 병렬화하여 출력하는 직렬-병렬 변환부와, 시스템 내에 포함된 안테나의 개수에 기초하여 설정된 프리코딩 행렬을 통해, 병렬화된 데이터를 상기 안테나의 개수에 맞게 프리코딩(Precoding)하는 프리코더(Precoder)와, 상기 시스템 내에 포함된 안테나를 통해 출력할 신호를 시공간 블록 코드화(STBC; Space Time Block Coding)하여 출력하는 STBC 인코더를 포함한다.

대 표 도 - 도4



특허청구의 범위

청구항 1

복수의 안테나를 구비한 개루프(Open-Loop) 다중 안테나(MIMO; Multipul Input Multipul Output) 통신 시스템에 포함된 송신 장치에 있어서,

입력되는 데이터를 병렬화하여 출력하는 직렬-병렬 변환부와,

시스템 내에 포함된 안테나의 개수에 기초하여 설정된 프리코딩 행렬을 통해, 병렬화된 데이터를 상기 안테나의 개수에 맞게 프리코딩(Precoding)하는 프리코더(Precoder)와,

상기 시스템 내에 포함된 안테나를 통해 출력할 신호를 시공간 블록 코드화(STBC; Space Time Block Coding)하여 출력하는 STBC 인코더를 포함하며,

상기 프리코더는,

행렬의 최대 디터미넌트 값과 거리곱의 최소값 사이의 관계를 고려하여 프리코딩 행렬을 연산함을 특징으로 하는 송신 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 프리코더는,

상기 시스템 내에 포함된 안테나의 개수를 입력받고, 상기 안테나 개수에 대응하는 프리코딩 행렬을 연산하고, 상기 병렬화된 데이터를 상기 프리코딩 행렬에 적용하여 출력하는 것을 특징으로 하는 송신 장치.

청구항 3

삭제

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 프리코더는,

안테나 수에 대응하여 미리 설정된 프리코딩 행렬을 처리하는 복수의 프리코딩 행렬 처리부,

상기 시스템 내에 포함된 안테나의 개수를 입력받고, 상기 복수의 프리코딩 행렬 처리부 중, 상기 안테나의 개수에 대응하는 프리코딩 행렬 처리부를 선택하는 프리코딩 행렬 선택부를 포함함을 특징으로 하는 송신장치.

청구항 5

제4항에 있어서, 상기 복수의 프리코딩 행렬 처리부는,

행렬의 최대 디터미넌트 값과 거리곱의 최소값 사이의 관계를 고려하여 안테나 수에 대응한 프리코딩 행렬이 미리 설정되는 것을 특징으로 하는 송신 장치.

청구항 6

복수의 안테나를 구비한 개루프(Open-Loop) 다중 안테나(MIMO; Multipul Input Multipul Output) 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법에 있어서,

입력되는 데이터를 병렬화하여 출력하는 과정과,

시스템 내에 포함된 안테나의 개수에 기초하여 설정된 프리코딩 행렬을 통해, 병렬화된 데이터를 상기 안테나의 개수에 맞게 프리코딩(Precoding)하는 과정과,

상기 시스템 내에 포함된 안테나를 통해 출력할 신호를 시공간 블록 코드화(STBC; Space Time Block Coding)하여 출력하는 과정을 포함하며,

상기 프리코딩 행렬을 연산하는 과정은,

행렬의 최대 디터미넌트 값과 거리곱의 최소값 사이의 관계를 고려하여 프리코딩 행렬을 연산함을 특징으로 하는 송신 방법.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 프리코딩하는 과정은,

상기 시스템 내에 포함된 안테나의 개수를 입력받고, 상기 안테나 개수에 대응하는 프리코딩 행렬을 연산하는 과정과,

상기 병렬화된 데이터를 상기 프리코딩 행렬에 적용하여 출력하는 것을 특징으로 하는 송신 방법.

청구항 8

삭제

청구항 9

제6항에 있어서, 상기 프리코딩하는 과정은,

상기 시스템 내에 포함된 안테나의 개수를 입력받고, 안테나 수에 대응하여 미리 설정된 프리코딩 행렬을 처리하는 복수의 프리코딩 행렬 처리부 중, 상기 안테나의 개수에 대응하는 프리코딩 행렬 처리부를 선택하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 송신 방법.

청구항 10

제9항에 있어서, 상기 복수의 프리코딩 행렬 처리부는,

행렬의 최대 디터미넌트 값과 거리곱의 최소값 사이의 관계를 고려하여 안테나 수에 대응한 프리코딩 행렬이 미리 설정되는 것을 특징으로 하는 송신 방법.

명 세 서

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 개루프(Open loop) 다중 안테나 시스템에 관한 것으로써, 특히 개루프 다중 안테나 송신 장치의 프리코딩 장치 및 방법에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 현재의 무선 이동 통신 시스템은 고품질, 고속 및 대용량 데이터 전송의 멀티미디어 서비스를 목표로 구현 또는 연구가 활발히 진행 중에 있다. 이러한 무선 이동 통신 시스템에 존재하는 무선 채널 환경은 유선 채널 환경과는 달리 다중 경로 간섭(multipath interference)과, 쉐도잉(shadowing)과, 전파 감쇄와, 시변 잡음 및 간섭 등과 같은 여러 요인들로 인해 실제 송신 신호에서 왜곡된 신호를 수신하게 된다. 여기서, 상기 다중 경로 간섭에 의한 페이딩은 반사체나 사용자, 즉 사용자 단말기의 이동성에 밀접한 관련을 가지며, 실제 송신 신호와 간섭 신호가 혼재한 형태로 수신된다. 그래서, 상기 수신 신호는 실제 송신 신호에서 심한 왜곡을 겪은 형태가 되어 전체 이동 통신 시스템의 성능을 저하시키는 요인으로 작용하게 된다. 결과적으로 상기 페이딩 현상은 수신 신호의 크기(amplitude)와 위상(phase)을 왜곡시킬 수 있어, 무선 채널 환경에서 고속의 데이터 통신을 방해하는 주요 원인이며, 상기 페이딩 현상을 해결하기 위한 많은 연구들이 진행되고 있다. 결과적으로, 이동 통신 시스템에서 데이터를 고속으로 전송하기 위해서는 페이딩 현상과 같은 이동 통신 채널의 특성에 따른 손실 및 사용자별 간섭을 최소화해야 한다. 이를 해결하고자 제안된 기술 중의 하나가 다중입력 다중출력(Multiple-Input Multiple-Output, 이하 'MIMO'라 칭하기로 함)기술이다.

[0003] 상기 MIMO 기술은 데이터 전송 방식과 채널 정보 피드백(feedback) 여부에 따라 크게 다음과 같이 분류할 수 있다.

[0004] 먼저, 데이터 전송 방식에 공간 다중화(SM: Spatial Multiplexing, 이하 'SM'라 칭하기 함) 기법과, 공간 다이버시티(SD: Spatial Diversity, 이하 'SD'라 칭하기로 함) 기법이 있다. 상기 SM 기법은 송신단과 수신단에 다

중의 안테나를 이용하여, 서로 다른 데이터를 동시에 전송함으로써 시스템의 대역폭(bandwidth)을 증가시키지 않고, 보다 고속으로 데이터를 전송할 수 있는 기법이다. 이에 반해, 상기 SD 기법은 다중 송신 안테나에서 동일한 데이터를 전송하여 송신 다이버시티를 얻고자 하는 기법이다.

[0005] 상기와 같은 기술들은 다시 수신단에서 채널 정보 피드백 여부에 따라 개루프(open loop) 방식과, 폐루프(closed loop) 방식으로 분류된다. 개루프 방식은 수신단에서 채널 정보를 피드백받지 않는 방식으로써, 수신단의 모든 채널값을 송신단으로 피드백받는 폐루프 방식에 비하여 상대적으로 계산량이 적은 장점이 있다. 그러나, 개루프 방식은 다이버시티 이득과 전송률 또는 복호 복잡도가 서로 상반되는 특성을 나타내는 문제가 발생한다. 즉, 다이버시티 이득을 최대로 설정하게 되면, 전송률이나 복호 복잡도가 저하되는 문제가 발생하고, 전송률이나 복호 복잡도를 최대로 설정하게 되면, 다이버시티 이득이 감소되는 문제가 발생한다. 이러한 결점을 보완하기 위하여, 다이버시티 이득과 복호 복잡도는 다소 감소하지만, 최대 전송률을 제공하는 준직교 시공간 블록 부호화(Quasi-Orthogonal Space Time Block Code, 이하'QO-STBC'라 칭하기로 함) 방식이 제안되었으며, 나아가 QO-STBC 방식에서 다이버시티 이득을 증가시키기 위한 다양한 시도가 진행되고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명은 전술한 점을 고려하여 안출된 것으로써, 안테나의 개수를 이용한 프리코딩(Precoding)을 통해 최대 다이버서티 이득(Maximum Diversity Gain) 및 복호화 복잡도 감소(Decoding Complexity Reduction)를 구현할 수 있는 송신 장치 및 방법을 제공하는데 그 목적이 있다.

[0007] 또한, 본 발명은 실수 도메인에서 채널 상태 정보 없이 채널의 직교성을 구현할 수 있는 송신 장치 및 방법을 제공하는데 다른 목적이 있다.

[0008] 또한, 본 발명은 채널의 직교성 구현에 의한 상관을 제거하여 다차원 회전을 사용할 수 있는 송신 장치 및 방법을 제공하는데 또 다른 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기한 목적을 달성하기 위하여 본 발명의 일 측면에 따른 송신 장치는 복수의 안테나를 구비한 다중 안테나(MIMO; Multipul Input Multipul Output) 통신 시스템에 포함된 송신 장치에 있어서, 입력되는 데이터를 병렬화하여 출력하는 직렬-병렬 변환부와, 시스템 내에 포함된 안테나의 개수에 기초하여 설정된 프리코딩 행렬을 통해, 병렬화된 데이터를 상기 안테나의 개수에 맞게 프리코딩(Precoding)하는 프리코더(Precoder)와, 상기 시스템 내에 포함된 안테나를 통해 출력할 신호를 시공간 블록 코드화(STBC; Space Time Block Coding)하여 출력하는 STBC 인코더를 포함한다.

[0010] 본 발명의 다른 측면에 따른 송신 방법은 복수의 안테나를 구비한 다중 안테나(MIMO; Multipul Input Multipul Output) 통신 시스템에서 데이터를 송신하는 방법에 있어서, 입력되는 데이터를 병렬화하여 출력하는 과정과, 시스템 내에 포함된 안테나의 개수에 기초하여 설정된 프리코딩 행렬을 통해, 병렬화된 데이터를 상기 안테나의 개수에 맞게 프리코딩(Precoding)하는 과정과, 상기 시스템 내에 포함된 안테나를 통해 출력할 신호를 시공간 블록 코드화(STBC; Space Time Block Coding)하여 출력하는 과정을 포함한다.

발명의 효과

[0011] 본 발명에 따르면, 안테나의 개수를 이용한 프리코딩(Precoding)을 통해 다음과 같은 효과를 창출할 수 있다.

[0012] 첫째, 최대 다이버서티 이득(Maximum Diversity Gain) 및 복호화 복잡도 감소(Decoding Complexity Reduction)를 구현할 수 있다.

[0013] 둘째, 실수 도메인에서 채널 상태 정보 없이 채널의 직교성을 구현할 수 있다.

[0014] 셋째, 채널의 직교성 구현에 의한 상관을 제거하여 다차원 회전을 사용할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0015] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치의 구성을 도시하는 블록도,

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더의 일 예시도,

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더의 다른 예시도,

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 신호 송신 방법의 진행 순서를 도시하는 흐름도,

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신방법에 의해 전송된 신호의 비트 에러율을 실험한 결과의 그래프,

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신방법에 의해 전송된 신호의 프레임 에러율을 실험한 결과의 그래프.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0016] 이하 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기 설명에서는 구체적인 특정 사항들이 나타나고 있는데 이는 본 발명의 보다 전반적인 이해를 돕기 위해서 제공된 것일 뿐 이러한 특정 사항들이 본 발명의 범위 내에서 소정의 변형이나 혹은 변경이 이루어질 수 있음은 이 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게는 자명하다 할 것이다.

[0017] 본 발명은 다중입력 다중출력(MIMO) 기술이 구현 가능하도록 설계된 통신 시스템에 적용할 수 있으며, 본 발명에서 안테나의 개수는 상기 통신 시스템의 송신 장치에 구비된 안테나의 개수이다.

[0018] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치의 구성을 도시하는 블록도이다. 도 1을 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치는 수신장치로 전송할 신호를 병렬 신호로 처리하는 직/병렬 변환부(110), 송신 안테나 수를 고려한 프리코딩 행렬을 사용하여 상기 병렬 신호를 프리코딩하는 프리코더(120), 프리코딩 된 신호를 준직교 시공간 블록 부호화(Quasi-Orthogonal Space Time Block Code, 이하'QO-STBC'라 칭하기로 함)하는 STBC 인코더(130), 및 준직교 시공간 블록 부호화된 신호를 전송하는 복수의 송신 다이버시티 안테나(140-1, 140-2, 140-3, 140-n)(이하, '송신 안테나'라 함.)를 포함한다.

[0019] 프리코더(120)는 통신 시스템에 포함된 상기 안테나 개수를 입력받고, 상기 안테나 개수에 따른 프리코딩 행렬을 확인한다. 그리고, 상기 병렬 신호를 상기 프리코딩 행렬에 적용하여, QO-STBC 처리를 위한 신호를 출력한다.

[0020] 상기 안테나의 개수에 따른 프리코딩 행렬은 하기와 같은 연산을 통해 확인될 수 있다.

[0021] 본 발명에서, STBC 부호어(codeword)는 T 심볼 주기의 구간 동안 N_t개의 송신 안테나로부터 N_r개의 수신 안테나로 전송된다. 또한, 채널이 수신 장치에 인식되기는 하지만 송신장치에는 인식되지 않으며, 페이딩 계수(fading coefficient)가 전송 심볼들의 블록에 고정적이고 블록들에 독립적인 환경에, 블록 페이딩 채널(Block fading channel)이 존재할 수 있다. 또한, 전송 부호어($\overline{C}$)는 K개의 임이의 복합 성상도 심볼들로 구성되는 $T\times N_t$ 행렬로 나타낼 수 있으며, STBC 부호율(code rate)(R_s)은 K/T로 정의할 수 있다. 이에 기초하여, 시스템 모델은 하기의 수학식 1과 같이 정의할 수 있다.

수학식 1

[0022] $$\overline{y}=\overline{Ch}+\overline{n}$$

[0023] 여기서, $\overline{h}=[\overline{h_1},\overline{h_2},\ldots\overline{h_{Nt}}]^T$, $\overline{n}=[\overline{n_1},\overline{n_2},\ldots\overline{n_{Nt}}]^T$ 이다. $\overline{h_i}$는 i번째 전송 안테나로부터 단위면적당 0.5의 값을 갖는 독립 복합 가우시안 랜덤 변수(independent complex Gaussian random variables)의 샘플로 샘플링되는 수신 안테나로의 경로 이득을 지시하고, $\overline{n_i}$는 i번째 시간에 분산 σ_n^2를 갖는 독립 이상 분산 복합 가우시안 노이즈(independent and identicallydistributed (i.i.d) complex Gaussian noise)를 지시한다.

[0024] 수신 신호 벡터 $\overline{y}$를 실수부 및 허수부로 분해하면, 실수 채널 행렬($H_{N_t}\in R^{2N_r\times 2N_t}$)은 하기의 수학식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

[0025] $$y=H_{N_t}X+n$$

[0026] 여기서, $y=\begin{bmatrix}\Re[y]\\ \Im[y]\end{bmatrix}$, $X=\begin{bmatrix}\Re[x]\\ \Im[x]\end{bmatrix}$, 및 $n=\begin{bmatrix}\Re[n]\\ \Im[n]\end{bmatrix}$이다. 그리고, H_{Nt}의 k번째 컬럼은 h_k(k=1, 2, ..., $2N_t$)로 나타낼 수 있다. 예컨대, N_t=4일때, 준직교 코드 행렬은 하기의 수학식 3과 같이 예시할 수 있고, 이에 대응하는 실제 채널 행렬은 수학식 4와 같이 예시할 수 있다.

수학식 3

[0027] $$\bar{\mathbf{C}}=\begin{bmatrix}\bar{x}_1 & \bar{x}_3 & \bar{x}_4 & \bar{x}_2\\ \bar{x}_3^* & -\bar{x}_1^* & \bar{x}_2^* & -\bar{x}_4^*\\ \bar{x}_4^* & \bar{x}_2^* & -\bar{x}_1^* & -\bar{x}_3^*\\ \bar{x}_2 & -\bar{x}_4 & -\bar{x}_3 & \bar{x}_1\end{bmatrix}$$

수학식 4

[0028] $$\mathbf{H}_4=\begin{bmatrix}h_{1,I} & h_{4,I} & h_{2,I} & h_{3,I} & -h_{1,Q} & -h_{4,Q} & -h_{2,Q} & -h_{3,Q}\\ -h_{2,I} & h_{3,I} & h_{1,I} & -h_{4,I} & -h_{2,Q} & h_{3,Q} & h_{1,Q} & -h_{4,Q}\\ -h_{3,I} & h_{2,I} & -h_{4,I} & h_{1,I} & -h_{3,Q} & h_{2,Q} & -h_{4,Q} & h_{1,Q}\\ h_{4,I} & h_{1,I} & -h_{3,I} & -h_{2,I} & -h_{4,Q} & -h_{1,Q} & h_{3,Q} & h_{2,Q}\\ h_{1,Q} & h_{4,Q} & h_{2,Q} & h_{3,Q} & h_{1,I} & h_{4,I} & h_{2,I} & h_{3,I}\\ -h_{2,Q} & h_{3,Q} & h_{1,Q} & -h_{4,Q} & h_{2,I} & -h_{3,I} & -h_{1,I} & h_{4,I}\\ -h_{3,Q} & h_{2,Q} & -h_{4,Q} & h_{1,Q} & h_{3,I} & -h_{2,I} & h_{4,I} & -h_{1,I}\\ h_{4,Q} & h_{1,Q} & -h_{3,Q} & -h_{2,Q} & h_{4,I} & h_{1,I} & -h_{3,I} & -h_{2,I}\end{bmatrix}$$

[0029] 나아가, 2차원 실수 신호 벡터 X는 하기의 수학식 5와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 5

[0030] $$X=[X_{i1}^T X_{i2}^T X_{q1}^T X_{q2}^T]^T$$

[0031] 여기서, $X_{i1}=[x_1,I...x_n,I]^T$, $X_{i2}=[x_{n+1},I...x_{2n},I]^T$, $X_{q1}=[x_1,Q...x_n,Q]^T$, $X_{q2}=[x_{n+1},Q...x_{2n},Q]^T$이고, $n=N_t/2$이다.

[0032] 컬럼 벡터들의 쌍들({h_1 h_2}, {h_3 h_4}, {h_5 h_6}, {h_7 h_8})은 최대 가능성Maximum-likehood(ML)복호화는 X_{i1}, X_{i2}, X_{q1}, 및 X_{q2}을 통해 독립적으로 수행될 수 있음을 의미하는 직교 서브셋으로 구성된다.

[0033] 이와 같은 관점에서, N_t=8일때의 코드 행렬은 하기의 수학식 6과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 6

[0034] $$\bar{\mathbf{C}}=\begin{bmatrix}\bar{x}_1 & \bar{x}_5 & \bar{x}_6 & \bar{x}_2 & \bar{x}_7 & \bar{x}_3 & \bar{x}_4 & \bar{x}_8\\ \bar{x}_5^* & -\bar{x}_1^* & \bar{x}_2^* & -\bar{x}_6^* & \bar{x}_3^* & -\bar{x}_7^* & \bar{x}_8^* & -\bar{x}_4^*\\ \bar{x}_6^* & \bar{x}_2^* & -\bar{x}_1^* & -\bar{x}_5^* & \bar{x}_4^* & \bar{x}_8^* & -\bar{x}_7^* & -\bar{x}_3^*\\ \bar{x}_2 & -\bar{x}_6 & -\bar{x}_5 & \bar{x}_1 & \bar{x}_8 & -\bar{x}_4 & -\bar{x}_3 & \bar{x}_7\\ \bar{x}_7^* & \bar{x}_3^* & \bar{x}_4^* & \bar{x}_8^* & -\bar{x}_1^* & -\bar{x}_5^* & -\bar{x}_6^* & -\bar{x}_2^*\\ \bar{x}_3 & -\bar{x}_7 & \bar{x}_8 & -\bar{x}_4 & -\bar{x}_5 & \bar{x}_1 & -\bar{x}_2 & \bar{x}_6\\ \bar{x}_4 & \bar{x}_8 & -\bar{x}_7 & -\bar{x}_3 & -\bar{x}_6 & -\bar{x}_2 & \bar{x}_1 & \bar{x}_5\\ \bar{x}_8^* & -\bar{x}_4^* & -\bar{x}_3^* & \bar{x}_7^* & -\bar{x}_2^* & \bar{x}_6^* & \bar{x}_5^* & -\bar{x}_1^*\end{bmatrix}$$

[0035] 이 경우, 대응하는 채널 행렬(H_8)은 4개의 직교 컬럼 서브셋들, 즉 {h_1 ... h_4}, {h_5 ... h_8}, {h_9 ... h_{12}}, 및 {h_{13} ... h_{16}}으로 구성된다.

[0036] 한편, 본 발명의 프리코더(120)는 하기의 수학식 7의 연산을 통해 프리코딩 처리를 수행한다.

수학식 7

[0037] $$x=Ps$$

[0038] 여기서, s는 전송 데이터 벡터이고, P는 $2N_t \times 2N_t$ 크기의 채널 직교 프리코더를 지시한다.

[0039] 본 발명에서, P는 통합된 단일의 행렬이고, 전송 전력 상수 $E[x^Tx]=P_t$를 포함하는 $E[s^Ts]=P_t$이므로, $tr(P^TP)=2N_t$이다.

[0040] 전술한 수학식 2와 수학식 7을 조합하면, 하기의 수학식 8과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 8

[0041] $$y=H_{N_t}^{e}s+n$$

[0042] 여기서, 채널 행렬($H_{N_t}^{e}$)는 하기의 수학식 9와 같이 나타낼 수 있고, 전송 데이터 벡터(s) 및 채널 직교 프리코더(P)는 하기의 수학식 10과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 9

[0043] $$H_{N_t}^{e}=H_{N_t}P.$$

수학식 10

[0044] $$s=[s_{i1}^T s_{i2}^T s_{q1}^T s_{q2}^T]^T$$

[0045] $$P=diag\{\widehat{P_n},\widehat{P_n},\widehat{P_n},\widehat{P_n},\}$$

[0046] 여기서, $s_{i1}=[s_1,I...s_n,I]^T$, $s_{i2}=[s_{n+1},I...s_{2n},I]^T$, $s_{q1}=[s_1,Q...s_n,Q]^T$, $s_{q2}=[s_{n+1},Q...s_{2n},Q]^T$이고, $\widehat{P_n}$는 n×n 크기의 프리코딩 서브 매트릭스이다.

[0047] 한편, n차원의 회전 성상도를 사용하여 프리코딩 행렬(P)을 구성할 수 있으며, 상기 다차원의 회전 성상도는 하기 수학식11에 나타나는 거리곱의 최소값(MPD; Minimum Product Distance)에 기초하여 구성된다.

수학식 11

[0048] $$d_{p,min} = \prod_{i=1}^{n} |\Delta u_i|$$

[0049] $\Delta u_i \triangleq u_i - \hat{u}_i.$

[0050] 직교 프리코딩 행렬은 채널 행렬(H_{N_t})은 컬럼 기준이 이상적으로 분산되고 상관되지 않는 컬럼 와이즈 직교 채널 행렬(column-wise orthogonal channel matrix)로 분해된다. 이에 따라, 본 발명에 구비된 프리코더(120)는 채널 행렬(H_{N_t})의 컬럼들 사이의 상관을 제거하고, 구성들을 인터리브(Interleave) 한다.

[0051] 또한, 본 발명에 구비된 프리코더(120)는 채널의 직교성을 보장하기 위하여 디터미넌트 설계기준을 고려한다. 부호어 차 행렬(codeword diffrence matrix)($B(\overline{C},\widehat{C})$)은 $B(\overline{C},\widehat{C})=\overline{C}-\widehat{C}$로 정의된다. 나아가, 4개의 안테나를 지원하는 QO-STBC를 위한 부호어 차 행렬은 하기의 수학식 12와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 12

[0052] $$\mathbf{B}(\bar{\mathbf{C}},\hat{\mathbf{C}})=\begin{bmatrix} \bar{x}_1-\hat{x}_1 & \bar{x}_3-\hat{x}_3 & \bar{x}_4-\hat{x}_4 & \bar{x}_2-\hat{x}_2 \\ \bar{x}_3^*-\hat{x}_3^* & -\bar{x}_1^*+\hat{x}_1^* & \bar{x}_2^*-\hat{x}_2^* & -\bar{x}_4^*+\hat{x}_4^* \\ \bar{x}_4^*-\hat{x}_4^* & \bar{x}_2^*-\hat{x}_2^* & -\bar{x}_1^*+\hat{x}_1^* & -\bar{x}_3^*+\hat{x}_3^* \\ \bar{x}_2-\hat{x}_2 & -\bar{x}_4+\hat{x}_4 & -\bar{x}_3+\hat{x}_3 & \bar{x}_1-\hat{x}_1 \end{bmatrix}$$

[0053] 그리고, $x_{i1}\neq\widehat{x_{i1}},x_{i2}=\widehat{x_{i2}},x_{q1}=\widehat{x_{q1}},x_{q2}=\widehat{x_{q2}},$ 조건에서의 디터미넌트 값은 하기의 수학식 13과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 13

[0054] $$\det(\mathbf{B}(\bar{\mathbf{C}},\hat{\mathbf{C}}))=[(\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I})(-\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I})]^2$$

[0055] 여기서, $\Delta x_{1,I}=x_{1,I}-\widehat{x_{1,I}}$, $\Delta x_{2,I}=x_{2,I}-\widehat{x_{2,I}}$이다.

[0056] 나아가 최대 부호화 이득을 이루기 위해, 수학식 14와 같이 디터미넌트 행렬을 상기 수학식 11의 거리곱의 최소값과 동일하게 설정함으로써, 수학식 15 및 수학식 16과 같이 최대 부호화 이득을 만족하는 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다.

수학식 14

[0057] $$[(\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I})(-\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I})]^2=c_p{}^2\Delta s_{1,I}{}^2\Delta s_{2,I}{}^2$$

[0058] 여기서, $\Delta s_{1,I}=s_{1,I}-\widehat{s_{1,I}}$이고, $\Delta s_{2,I}=s_{2,I}-\widehat{s_{2,I}}$이고, C_p는 수학식 7에서의 전력 상수값으로부터

정의되는 값으로써, 예컨대 2로 설정될 수 있다. 그리고, 상기 수학식 14로부터 $\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}=\sqrt{C_p}\Delta s_{1,I}$와 $-\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}=\sqrt{C_p}\Delta s_{2,I}$의 관계식을 도출할 수 있다.

[0059] 한편, 수학식 7과 수학식 10으로부터 프리코딩 행렬을 하기의 수학식 15와 같이 표현할 수 있고, 전술한 수학식 14의 관계에 의해 안테나 개수가 4개일 경우의 프리코딩 행렬을 하기의 수학식 16과 같이 형성할 수 있다.

수학식 15

[0060]
$$\begin{bmatrix} \Delta x_{1,I} \\ \Delta x_{2,I} \end{bmatrix} = \hat{\mathbf{P}}_2 \begin{bmatrix} \Delta s_{1,I} \\ \Delta s_{2,I} \end{bmatrix}$$

수학식 16

[0061]
$$\hat{\mathbf{P}}_2 = \sqrt{c_p}\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = \frac{1}{\sqrt{2}}\begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0062] 나아가, 안테나 개수(N_t)가 8개인 경우, 안테나 개수(N_t)가 4개인 경우와 마찬가지로, 디터미넌트 행렬을 상기 거리곱의 최소값과 동일하게 설정함으로써 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다.

[0063] 안테나의 수(N_t)가 8개인 경우의 디터미넌트 행렬은 하기의 수학식 17과 같으며, 디터미넌트 행렬을 상기 거리곱의 최소값과 동일하게 설정하기 위하여 수학식 18의 연산을 수행하고, 최종적으로 수학식 19와 같이 안테나 개수(N_t)가 8개인 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다.

수학식 17

[0064]
$$\begin{aligned}\det(\mathbf{B}(\bar{\mathbf{C}},\hat{\mathbf{C}})) = \{&(\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}-\Delta x_{3,I}+\Delta x_{4,I})\\ &(-\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}+\Delta x_{3,I}+\Delta x_{4,I})\\ &(\Delta x_{1,I}-\Delta x_{2,I}+\Delta x_{3,I}+\Delta x_{4,I})\\ &(-\Delta x_{1,I}-\Delta x_{2,I}-\Delta x_{3,I}+\Delta x_{4,I})\}^2\end{aligned}$$

[0065] 여기서, $\Delta x_{1,I}=x_{1,I}-\hat{x_{1,I}}$, $\Delta x_{2,I}=x_{2,I}-\hat{x_{2,I}}$, $\Delta x_{3,I}=x_{3,I}-\hat{x_{3,I}}$, 및 $\Delta x_{4,I}=x_{4,I}-\hat{x_{4,I}}$이다.

수학식 18

[0066]
$$\det(\mathbf{B}(\bar{\mathbf{C}},\hat{\mathbf{C}})) = (c_p\Delta s_{1,I}\Delta s_{2,I}\Delta s_{3,I}\Delta s_{4,I})^2$$

[0067] 여기서, $\Delta s_{1,I}=s_{1,I}-\hat{s_{1,I}}$, $\Delta s_{2,I}=s_{2,I}-\hat{s_{2,I}}$, $\Delta s_{3,I}=s_{3,I}-\hat{s_{3,I}}$, 및 $\Delta s_{4,I}=s_{4,I}-\hat{s_{4,I}}$이고, C_p는 4로 설정될 수 있다.

수학식 19

$$\hat{P}_4 = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ -1 & 1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0068]

[0069] 비록, 본 발명의 일 실시예에서 프리코더(120)가 전술한 안테나 개수(N_t)가 4개 및 8개인 경우의 프리코딩 행렬 연산의 처리를 예시하지만, 본 발명이 이를 한정하는 것은 아니다. 예컨대, 안테나 개수(N_t)는 다양하게 변경할 수 있으며, 이에 대응하는 디터미넌트 행렬 및 상기 거리곱의 최소값도 안테나 개수(N_t)에 따라 변경할 수 있음은 물론이다.

[0070] 나아가, 본 발명의 일 실시예에 따른 프리코더(120)의 프리코딩 행렬은 통신 시스템의 설계, 구축, 또는 변경시, 상기 안테나 개수(N_t)에 따라 사용자에 의해 설정될 수 있다.

[0071] 또한, 본 발명의 일 실시예에 따른 프리코더(120)는 통신 시스템에 구비된 송신 안테나 개수(N_t)를 입력받고, 프리코더(120)가 직접 안테나 개수(N_t)에 대응하는 프리코딩을 위한 프리코딩 행렬을 연산할 수도 있다.

[0072] 도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더의 일 예시도이다. 도 2를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더(120)는 안테나 개수(N_t)를 입력받고, 프리코딩 행렬을 연산하는 프리코딩 행렬 연산부(221) 및 상기 프리코딩 행렬에 따라 병렬신호에 대한 프리코딩 처리를 수행하는 프리코딩 수행부(223)를 구비한다. 특히, 상기 프리코딩 행렬 연산부(221)는 전술한 프리코딩 행렬의 연산 알고리즘에 기초하여, 안테나 개수(N_t)에 따라 미리 정해진 디터미넌트 행렬과 거리곱의 최소값을 확인하고, 상기 디터미넌트 행렬과 거리곱의 최소값을 동일하게 설정하여 프리코딩 행렬을 연산 처리할 수 있다.

[0073] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더의 다른 예시도이다. 도 3을 참조하면, 다른 실시예에 따른 프리코더(120)는 입력되는 상기 병렬 신호에 대해, 안테나 개수(N_t)에 따라 미리 정해진 프리코딩 행렬을 처리할 수 있도록 구현된 적어도 두 개의 프리코딩 행렬 처리부(321-1, 321-2, 321-3, ... 321-n)를 구비한다. 예컨대, 제1프리코딩 행렬 처리부(321-1)는 안테나 개수(N_t)가 4개인 경우의 미리 정해진 프리코딩 행렬(즉, 전술한 수학식 16에서 예시하는 프리코딩 행렬)을 처리하고, 제2프리코딩 행렬 처리부(321-2)는 안테나 개수(N_t)가 8개인 경우의 미리 정해진 프리코딩 행렬(즉, 전술한 수학식 19에서 예시하는 프리코딩 행렬)을 처리하고, 제3프리코딩 행렬 처리부(321-3)는 안테나 개수(N_t)가 16개인 경우의 미리 정해진 프리코딩 행렬을 처리하고, 제n프리코딩 행렬 처리부(321-n)는 안테나 개수(N_t)가 n개인 경우의 미리 정해진 프리코딩 행렬을 처리한다. 또한, 다른 실시예에 따른 프리코더(120)는 프리코딩 행렬 선택부(323)를 구비하는데, 상기 프리코딩 행렬 처리부(323)는 통신 시스템에 구비된 송신 안테나 개수(N_t)를 입력받고, 적어도 두 개의 프리코딩 행렬 처리부(321-1, 321-2, 321-3, ... 321-n) 중, 상기 송신 안테나 개수(N_t)와 대응하여 미리 정해진 프리코딩 행렬을 처리하는 프리코딩 행렬 처리부를 선택하고, 선택된 상기 프리코딩 행렬 처리부로 프리코딩 행렬 처리의 동작을 지시하는 신호를 전송한다. 예컨대, 프리코딩 행렬 선택부(323)가 통신 시스템에 구비된 송신 안테나 개수(N_t)가 8개임을 입력받으면, 프리코딩 행렬 선택부(323)는 송신 안테나 개수(N_t)가 8개인 프리코딩 행렬을 처리하는 제2프리코딩 행렬 처리부(321-2)를 선택하고, 상기 제2프리코딩 행렬 처리부(321-2)로 프리코딩 행렬 처리의 동작을 지시하는 신호를 전송한다.

[0074] 도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 신호 송신 방법의 진행 순서를 도시하는 흐름도이다. 도 4를 참조하면, 본 발명의 일 실시예에 따른 신호 송신 방법은 신호를 송신하기에 앞서, 송신 장치의 환경을 설정하는 411 및 413 단계와, 송신할 신호를 처리하고 전송하는 421 내지 429 단계를 포함한다.

[0075] 우선, 411단계에서는, 본 발명에서 프리코딩 처리를 위해 필요한 송신 다이버시티 안테나(이하, 송신 안테나라 함.)의 개수를 입력받는다. 안테나 개수는 통신 시스템의 설계, 구축, 또는 변경시 입력될 수 있다.

[0076] 다음으로, 413단계에서는, 프리코딩 행렬이 설정된다. 프리코딩 행렬은 안테나 개수를 기반으로 설정된다. 구체적으로, 전술한 본 발명의 일 실시예에 따른 송신장치에 구비된 프리코더(도 1의 120)의 프리코딩 행렬 설정 알고리즘과 같이, 디터미넌트 행렬 및 상기 거리곱의 최소값 사이의 관계를 고려하여 안테나 개수(N_t)에 따른 프리코딩 행렬을 설정할 수 있다. 최대 부호화 이득을 이루기 위해, 예컨대, 안테나 개수(N_t)가 4개인 경우 전술한 수학식 14와 같이 디터미넌트 행렬을 상기 수학식 11의 거리곱의 최소값과 동일하게 설정함으로써, $\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}=\sqrt{C_p}\Delta s_{1,I}$ 와 $-\Delta x_{1,I}+\Delta x_{2,I}=\sqrt{C_p}\Delta s_{2,I}$ 의 관계식을 도출할 수 있고, 수학식 15 및 수학식 16과 같이 최대 부호화 이득을 만족하는 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다. 또한, 안테나 개수(N_t)가 8개인 경우, 안테나 개수(N_t)가 4개인 경우와 마찬가지로, 디터미넌트 행렬을 상기 거리곱의 최소값과 동일하게 설정함으로써 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다. 즉, 안테나의 수(N_t)가 8개인 경우의 디터미넌트 행렬은 하기의 수학식 17과 같으며, 디터미넌트 행렬을 상기 거리곱의 최소값과 동일하게 설정하기 위하여 수학식 18의 연산을 수행하고, 최종적으로 수학식 19와 같이 안테나 개수(N_t)가 8개인 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다. 나아가, 안테나 개수(N_t)가 다양하게 변경되더라도, 변경된 안테나 개수에 따른 디터미넌트 행렬과 상기 거리곱의 최소값을 확인하고, 상기 디터미넌트 행렬을 상기 거리곱의 최소값과 동일하게 설정함으로써, 프리코딩 행렬을 연산할 수 있다.

[0077] 한편, 421단계에서 통신 시스템을 통해 전송한 데이터 또는 신호가 입력되면, 423단계에서는 입력되는 신호에 대한 직렬-병렬 변환을 수행한다.

[0078] 다음으로, 425단계에서는, 상기 413단계에서 설정된 프리코딩 행렬에 의해 상기 별영 신호에 대한 프리코딩 처리를 수행한다.

[0079] 그리고, 427단계에서는, 프리코딩 처리된 신호를 준직교 시공간 블록 부호화(Quasi-Orthogonal Space Time Block Code, 이하'QO-STBC'라 칭하기로 함)하고, 429단계에서는 부호화된 상기 신호를 다이버시티 안테나를 통해 수신장치로 전송한다.

[0080] 이하, 본 발명의 일 실시예에 따른 송신방법에 의해 전송된 신호의 실험예를 예시한다. 상기 실험예는 언코디드 시스템 및 코디드 시스템에서의 시뮬레이션을 통해 측정된 결과를 예시한다. 실험예에서, 그레이 맵핑을 위한 블록 페이딩 채널들을 위해, 8개의 전송 안테나 개수와 하나의 수신 안테나 개수를 갖는 QAM변조를 수행함을 가정한다.

[0081] 도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 송신방법에 의해 전송된 신호의 비트 에러율을 실험한 결과의 그래프로써, 언코디드 시스템에 대한 시뮬레이션의 결과를 예시한다. 도 5를 참조하면, 비교예1-1로서 일반적인 STBC(Conventional STBC) 방식에 의해 처리된 신호의 비트 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였고, 비교예1-2로서 회전 성상도를 갖는 QO-STBC(QO_8 with rotated constellation[5]) 방식에 의해 처리된 신호의 비트 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였고, 비교예1-3으로서 다차원 성상 위상 회전(Conventional rotated QO_8[6]) 방식에 의해 처리된 신호의 비트 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였고, 및 비교예1-4로서 9dB penalty의 최대 비율 수신 조합(MMRC with 9dB penalty) 방식에 의해 처리된 신호의 비트 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 그리고, 본 발명의 실시예로서 다차원 성상도를 갖는 프리코딩(QO_8 with proposed precoding)에 의해 처리된 신호의 비트 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였다.

[0082] 상기 비교예1-2의 회전 성상도를 갖는 QO-STBC(QO_8 with rotated constellation[5]) 방식은 논문, "L. Xian and H. Liu, "Rate-one space-time block codes with full diversity", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 53, pp. 1986-1990, December 2005."에 개시되는 방식이고, 비교예1-3의 다차원 성상 위상 회전(Conventional rotated QO_8[6]) 방식은 논문, "H. Lee, J. Cho, J.-K. Kim, and I. Lee, "Real-domain decoder for fullrate full-diversity STBC with multidimensional constellations", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, pp. 17-21, January 2009."에 개시되는 방식이다.

[0083] 본 발명에 따른 실시예는, 비교예1-1의 일반적인 STBC(Conventional STBC) 방식에 의해 처리된 신호의 비트 에러율보다 상대적으로 적은 비트 에러율을 나타낸다. 그리고, 본 발명에 따른 실시예는 비교예1-4의 9dB penalty의 최대 비율 수신 조합(MMRC with 9dB penalty) 방식에 의해 처리된 신호와 다이버시티 오더(Diversity

Order)에서 성능차가 없으며, 결과적으로 본 발명의 실시예는 Full-diversity를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, 비교예1-2 및 1-3는 종래에 제안된 기법 중, 그 성능이 우수하다고 평가되는 기법들이다. 본 발명의 실시예는 이러한 비교예1-2 및 1-3과 같은 종래의 기법과 유사한 처리 성능, 즉 우수한 처리 성능을 실현할 수 있음을 알 수 있다.

[0084] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 송신방법에 의해 전송된 신호의 프레임 에러율을 실험한 결과의 그래프로써, 코디드 시스템에 대한 시뮬레이션의 결과를 예시한다. 비교예2-1로서 다차원 성상 위상 회전(Conventional rotated QO_8[6]) 방식에 의해 처리된 신호의 프레임 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였고, 비교예2-2로서 개선된 다차원 성상 위상 회전(Conventional rotated QO_8[7]) 방식에 의해 처리된 신호의 프레임 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였고, 비교예2-3으로서 9dB penalty의 최대 비율 수신 조합(MMRC with 9dB penalty) 방식에 의해 처리된 신호의 프레임 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였다. 그리고, 본 발명의 실시예로서 다차원 성상도를 갖는 프리코딩(proposed scheme)에 의해 처리된 신호의 프레임 에러율에 대한 시뮬레이션 결과를 확인하였다.

[0085] 상기 비교예2-1의 다차원 성상 위상 회전(Conventional QO_8[6]) 방식은 논문, "H. Lee, J. Cho, J.-K. Kim, and I. Lee, "Real-domain decoder for fullrate full-diversity STBC with multidimensional constellations", *IEEE Transactions on Communications*, vol. 57, pp. 17-21, January 2009."에 개시되는 방식이고, 비교예2-2의 개선된 다차원 성상 위상 회전(Conventional QO_8[7]) 방식은 논문, "N. Sharma and C. Papadias, "Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation", IEEE Transactions on Communications, vol.51, pp. 332```35, March 2003."에 개시되는 방식이다.

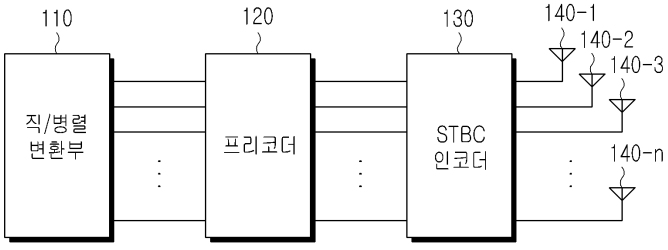
[0086] 비트율 에러의 실험예에서와 마찬가지로, 본 발명에 따른 실시예는 비교예2-3의 9dB penalty의 최대 비율 수신 조합(MMRC with 9dB penalty) 방식에 의해 처리된 신호와 다이버시티 오더(Diversity Order)에서 성능차가 없으며, 결과적으로 본 발명의 실시예는 Full-diversity를 얻을 수 있음을 알 수 있다. 또한, 본 발명의 실시예는 비교예2-1 및 2-2과 보다 상대적으로 적은 프레임 에러율을 나타낸다. 이로써, 본 발명의 실시예에 따른 방법은 비교예2-1 및 2-2보다 상대적으로 낮은 계산 복잡도를 가지며, 우수한 처리 능력을 실현할 수 있음을 알 수 있다.

[0087] 결국, 본 발명에 따른 방법은 언코디드 시스템 및 코디드 시스템에서 우수한 처리 성능을 유지하면서 Full-diversity를 얻을 수 있는 우수한 효과를 실현할 수 있다.

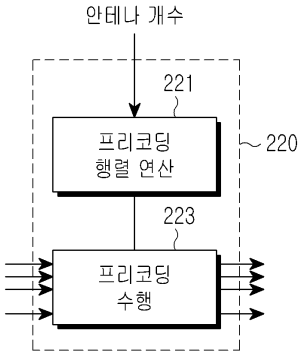
[0088] 이상에서 본 발명은 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 본 발명은 이것에 의해 한정되지 않으며 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 다양한 수정 및 변형이 가능함은 물론이다.

도면

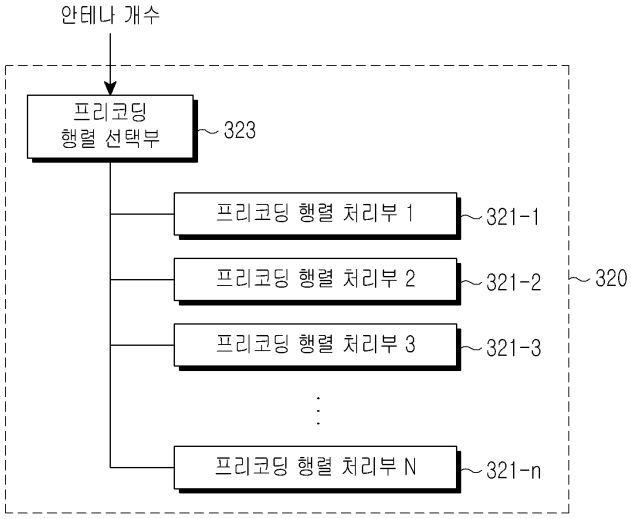
도면1



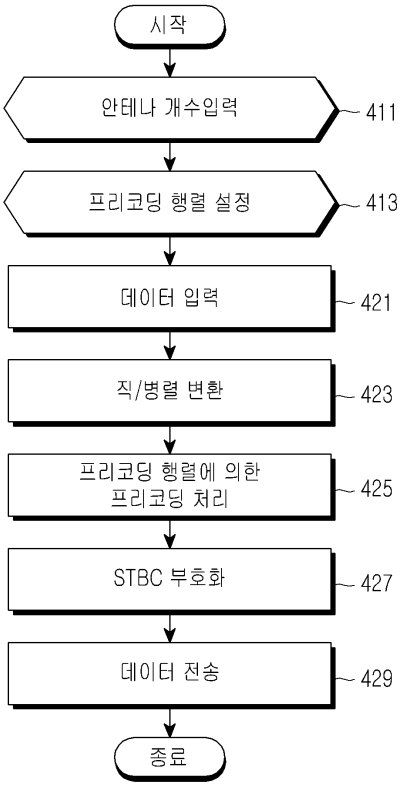
도면2


안테나 개수
221
프리코딩
행렬 연산
220
223
프리코딩
수행

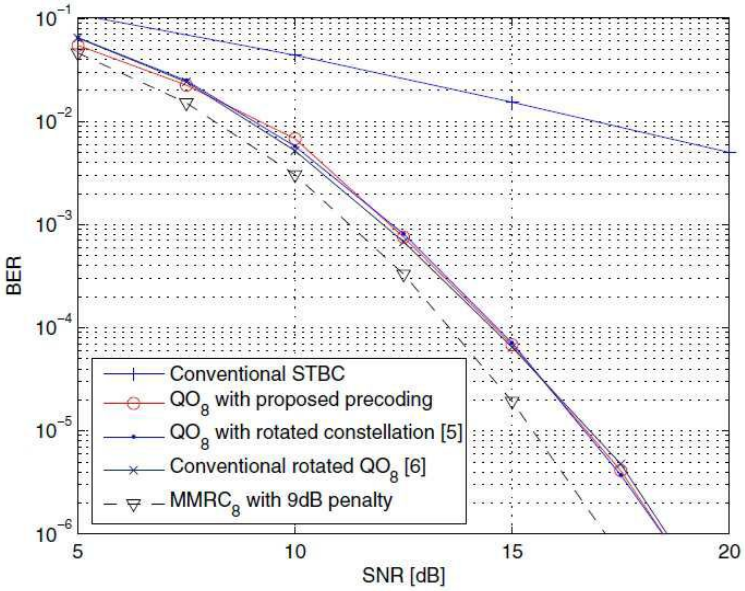
도면3


안테나 개수
프리코딩
행렬 선택부
323
프리코딩 행렬 처리부 1
321-1
프리코딩 행렬 처리부 2
321-2
프리코딩 행렬 처리부 3
321-3
프리코딩 행렬 처리부 N
321-n
320

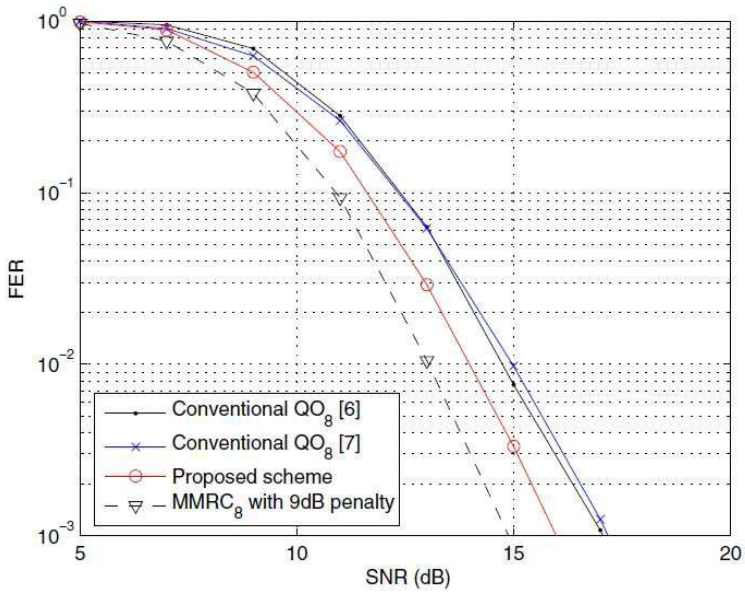
도면4


시작
안테나 개수입력
411
프리코딩 행렬 설정
413
데이터 입력
421
직/병렬 변환
423
프리코딩 행렬에 의한
프리코딩 처리
425
STBC 부호화
427
데이터 전송
429
종료

도면5


BER
SNR [dB]
Conventional STBC
QO8 with proposed precoding
QO8 with rotated constellation [5]
Conventional rotated QO8 [6]
MMRC8 with 9dB penalty

도면6


FER
SNR (dB)
Conventional QO8 [6]
Conventional QO8 [7]
Proposed scheme
MMRC8 with 9dB penalty