



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2020년12월03일

(11) 등록번호 10-2186144

(24) 등록일자 2020년11월27일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04B 7/04 (2017.01)

(21) 출원번호 10-2014-0020669

(22) 출원일자 2014년02월21일

심사청구일자 2019년02월21일

(65) 공개번호 10-2015-0099117

(43) 공개일자 2015년08월31일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020080096079 A*

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

삼성전자주식회사

경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)

연세대학교 산학협력단

서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)

(72) 발명자

유형열

서울특별시 종로구 율곡로30길 12-16

이충용

서울특별시 서초구 서초중앙로24길 43 유원아파트 104동 1803호

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

이건주, 김정훈

전체 청구항 수 : 총 12 항

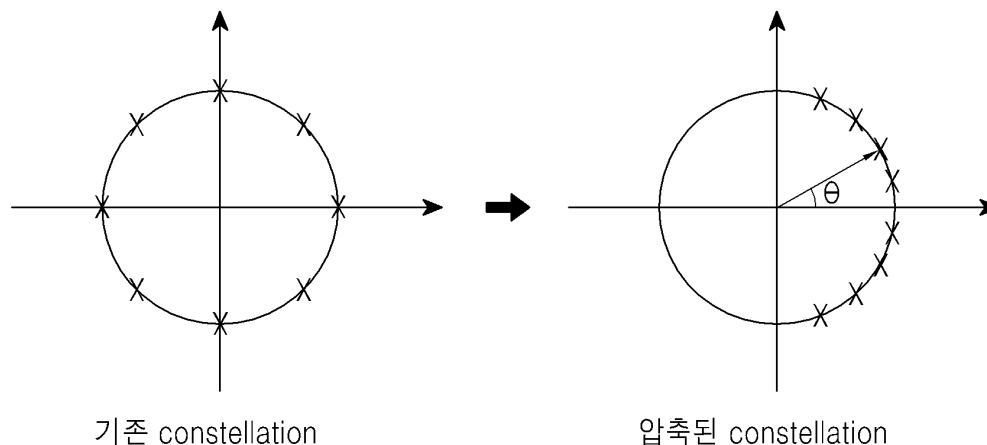
심사관 : 나병윤

(54) 발명의 명칭 다중 입력 다중 출력 시스템에서 채널 관련 정보 송/수신 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 신호 수신 장치가 채널 관련 정보를 송신하는 방법에 있어서, 신호 송신 장치와 상기 신호 수신 장치간에 추정된 채널 벡터를 인접 채널들 간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 과정과, 상기 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 상기 신호 송신 장치로 송신하는 과정을 포함한다.

대표도 - 도6b



(72) 발명자

박상원

서울특별시 은평구 증산로 417 청운제일아파트 20
3호

박영우

경기도 수원시 영통구 센트럴파크로 34 광고센트럴
타운 62단지아파트 6209동 1402호

이효진

경기도 수원시 영통구 영통로331번길 58-7 래미안
302호

지형주

서울특별시 송파구 올림픽로 99 잠실엘스아파트
107동 702호

김윤선

경기도 성남시 분당구 내정로 186 파크타운대림아
파트 103동 803호

(56) 선행기술조사문헌

KR1020130094220 A*

K. Schober 외 2인, 'Geodesical Codebook Design
for Precoded MIMO Systems', IEEE
COMMUNICATIONS LETTERS, VOL. 13, NO. 10,
OCTOBER 2009. page773-775.*

KR1020130016701 A

KR1020130020487 A

KR1020130061586 A

KR1020140009979 A

KR1020140010021 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

명세서

청구범위

청구항 1

통신 시스템에서 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 통신 방식을 지원하는 제1 장치가 채널 관련 정보를 송신하는 방법에 있어서,

제2 장치에서 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 개수 단위로 그룹핑함으로써 생성되는 가상 안테나들에 대해서 추정된 채널 벡터를 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 과정과,

상기 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 상기 제2 장치로 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 양자화 방식에서 사용되는 성상도(constellation)는 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 표준 편차를 기반으로 하는 제1 constellation 생성 방식, 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 분포도를 가우시안(Gaussian)으로 근사화하는 것을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식, 및 로이드 최대 알고리즘(Lloyd max algorithm)을 기반으로 하는 제3 constellation 생성 방식 중 하나를 기반으로 생성됨을 특징으로 하는 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 채널 벡터를 상기 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 과정은 하기 수학식9에 나타낸 바와 같은 메트릭(metric) 및 하기 수학식10에 나타낸 바와 같은 메트릭 중 하나를 기반으로 상기 채널 벡터를 양자화하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 방법.

<수학식9>

$$\begin{aligned} \arg \min_{\Delta_{n,m}} |f_m - \bar{h}_m| &= |f_{m-1} \Delta_{n,m} - \bar{h}_m| \\ &= |f_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} - \bar{h}_m| \end{aligned}$$

상기 수학식9에서, $\Delta_{n,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타내며, h_m 은 채널 행렬

$\mathbf{h}=[h_1 h_2 \dots h_{M_1}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)를 나타내며, \bar{h}_m 은 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 채널 엘리먼트(channel element)이고,

<수학식10>

$$\arg \max_{\Delta_{l,m}} \left| \hat{h}_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} h_m^H \right|$$

상기 수학식10에서, $\Delta_{l,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타내며, h_m 은 채널 행렬 $\mathbf{h}=[h_1 h_2 \dots h_{M_1}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)임.

청구항 4

삭제

청구항 5

삭제

청구항 6

통신 시스템에서 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 통신 방식을 지원하는 제1 장치가 채널 관련 정보를 수신하는 방법에 있어서,

제2 장치로부터 상기 제1 장치에서 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 개수 단위로 그룹핑함으로써 생성되는 가상 안테나들에 대해서 추정된 채널 벡터가 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화되어 생성된 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 수신하는 과정을 포함함을 특징으로 하는 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 양자화 방식에서 사용되는 성상도(constellation)는 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 표준 편차를 기반으로 하는 제1 constellation 생성 방식, 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 분포도를 가우시안(Gaussian)으로 근사화하는 것을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식 및 로이드 최대 알고리즘(Lloyd max algorithm)을 기반으로 하는 제3 constellation 생성 방식 중 하나를 기반으로 생성됨을 특징으로 하는 방법.

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 채널 벡터는 하기 수학식11에 나타난 바와 같은 메트릭(metric) 및 하기 수학식12에 나타난 바와 같은 메트릭 중 하나를 기반으로 양자화됨을 특징으로 하는 방법.

<수학식11>

$$\arg \min_{\Delta_{n,m}} |f_m - \bar{h}_m| = |f_{m-1} \Delta_{n,m} - \bar{h}_m|$$

$$= |f_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} - \bar{h}_m|$$

상기 수학식11에서, $\Delta_{n,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타내며, h_m 은 채널 행렬

$\mathbf{h}=[h_1 h_2 \dots h_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)를 나타내며, \bar{h}_m 은 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 채널 엘리먼트(channel element)이고,

<수학식12>

$$\arg \max_{\Delta_{l,m}} |\hat{h}_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} h_m^H|$$

상기 수학식12에서, $\Delta_{1,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna

index)를 나타내며, h_m 은 채널 행렬 $\mathbf{h}=[h_1 h_2 \dots h_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)임.

청구항 9

삭제

청구항 10

삭제

청구항 11

통신 시스템에서 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 통신 방식을 지원하는 제1 장치에 있어서,

제2 장치에서 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 개수 단위로 그룹핑함으로써 생성되는 가상 안테나들에 대해서 추정된 채널 벡터를 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 제어기와,

상기 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 상기 제2 장치로 송신하는 송신기를 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 양자화 방식에서 사용되는 성상도(constellation)는 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 표준 편차를 기반으로 하는 제1 constellation 생성 방식, 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 분포도를 가우시안(Gaussian)으로 근사화하는 것을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식 및 로이드 최대 알고리즘(Lloyd max algorithm)을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식 중 하나를 기반으로 생성

됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 13

제11항에 있어서,

상기 제어기는 하기 수학식13에 나타낸 바와 같은 메트릭(metric) 및 하기 수학식14에 나타낸 바와 같은 메트릭 중 하나를 기반으로 상기 채널 벡터를 양자화함을 포함함을 특징으로 하는 장치.

<수학식13>

$$\arg \min_{\Delta_{n,m}} |f_m - \bar{h}_m| = |f_{m-1} \Delta_{n,m} - \bar{h}_m|$$

$$= |f_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} - \bar{h}_m|$$

상기 수학식13에서, $\Delta_{n,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타내며, \bar{h}_m 은 채널 행렬

$\mathbf{h}=[\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)를 나타내며, \bar{h}_m 은 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 채널 엘리먼트(channel element)이고,

<수학식14>

$$\arg \max_{\Delta_{l,m}} |\hat{h}_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} h_m^H|$$

상기 수학식14에서, $\Delta_{1,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna

index)를 나타내며, $\mathbf{h}=[\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)임.

청구항 14

삭제

청구항 15

삭제

청구항 16

통신 시스템에서 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 통신 방식을 지원하는 제1 장치에 있어서,

제2 장치로부터 상기 제1 장치에서 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 개수 단위로 그룹핑함으로써 생성되는 가상 안테나들에 대해서 추정된 채널 벡터가 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화되어 생성된 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 수신하는 수신기를 포함함을 특징으로 하는 장치.

청구항 17

제16항에 있어서,

상기 양자화 방식에서 사용되는 성상도(constellation)는 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 표준 편차를 기반으로 하는 제1 constellation 생성 방식, 상기 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 분포도를 가우시안(Gaussian)으로 근사화하는 것을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식 및 로이드 최대 알고리즘(Lloyd max algorithm)을 기반으로 하는 제2 constellation 생성 방식 중 하나를 기반으로 생성됨을 특징으로 하는 장치.

청구항 18

제16항에 있어서,

상기 채널 벡터는 하기 수학식15에 나타난 바와 같은 메트릭(metric) 및 하기 수학식16에 나타난 바와 같은 메트릭 중 하나를 기반으로 양자화됨을 특징으로 하는 장치.

<수학식15>

$$\begin{aligned} \arg \min_{\Delta_{n,m}} |f_m - \bar{h}_m| &= |f_{m-1} \Delta_{n,m} - \bar{h}_m| \\ &= |f_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} - \bar{h}_m| \end{aligned}$$

상기 수학식15에서, $\Delta_{n,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타내며, \bar{h}_m 은 채널 행렬

$\mathbf{h}=[\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)를 나타내며, \bar{h}_m 은 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 채널 엘리먼트(channel element)이고,

<수학식16>

상기 수학식16에서, $\Delta_{1,m}$ 은 성상도(constellation) 상의 위상 값을 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna

index)를 나타내며, \mathbf{h}_m 은 채널 행렬 $\mathbf{h}=[\mathbf{h}_1 \mathbf{h}_2 \dots \mathbf{h}_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element)임.

청구항 19

삭제

청구항 20

삭제

청구항 21

삭제

청구항 22

삭제

청구항 23

삭제

청구항 24

삭제

청구항 25

삭제

청구항 26

삭제

청구항 27

삭제

청구항 28

삭제

청구항 29

삭제

청구항 30

삭제

청구항 31

삭제

청구항 32

삭제

청구항 33

삭제

청구항 34

삭제

청구항 35

삭제

청구항 36

삭제

청구항 37

삭제

청구항 38

삭제

청구항 39

삭제

청구항 40

삭제

청구항 41

삭제

청구항 42

삭제

청구항 43

삭제

청구항 44

삭제

청구항 45

삭제

청구항 46

삭제

청구항 47

삭제

청구항 48

삭제

청구항 49

삭제

청구항 50

삭제

청구항 51

삭제

청구항 52

삭제

청구항 53

삭제

청구항 54

삭제

청구항 55

삭제

청구항 56

삭제

청구항 57

삭제

청구항 58

삭제

청구항 59

삭제

청구항 60

삭제

청구항 61

삭제

청구항 62

삭제

청구항 63

삭제

청구항 64

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO, 이하 “MIMO”라 칭하기로 한다) 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법에 관한 것으로서, 특히 대규모 MIMO(Massive MIMO, 이하 “Massive MIMO”라 칭하기로 한다) 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 먼저, Massive MIMO 방식은 신호 송신 장치, 일 예로 기지국(Base Station: BS)에 다수의 안테나들을 설치하여 고속 페이딩(fast fading)과, 사용자간 간섭(inter-user interference) 등과 같은 다양한 문제들을 간단한 선형 프리코더(linear pre-coder)만을 사용하여 비교적 쉽게 해결하면서, 비교적 높은 데이터 레이트(data rate)를 획득할 수 있는 방식이다. 상기 Massive MIMO 방식의 장점은 기지국이 그 지원하는 안테나들의 개수에 제한이 없고, 기지국은 상기 기지국 자신이 지원하는 안테나들 각각에 대한 채널 정보를 모두 알고 있다는 가정을 기반으로 한다는 것이다.

- [0003] 따라서, 상기 Massive MIMO 방식은 채널 상호성(channel reciprocity, 이하 “channel reciprocity”라 칭하기로 한다)으로 인해, 채널 추정이 기지국이 지원하는 안테나들의 개수에 의한 영향을 받지 않는 시분할 듀플렉싱(Time Division Duplexing: TDD, 이하 “TDD”라 칭하기로 한다) 시스템에서 활발한 연구가 진행되고 있다.
- [0004] 한편, 상기 TDD 시스템은 신호 송신 장치와 신호 수신 장치간의 거리가 멀거나, 혹은 다운링크(downlink) 전송량과 업링크(uplink) 전송량이 유사할 경우, 신호 송신 및 신호 수신에 의한 잦은 동작 모드 전환으로 인해 주파수 분할 듀플렉싱(Frequency Division Duplexing: FDD, 이하 “FDD”라 칭하기로 한다) 시스템 대비 주파수 효율성이 저하될 수 있다. 이러한 이유로 인해 일 예로 범용 이동 전화 시스템(Universal Mobile Telecommunications System: UMTS, 이하 “UMTS”라 칭하기로 한다)과, 광대역 부호 분할 다중 접속(Wideband Code Division Multiple Access: WCDMA, 이하 “WCDMA”라 칭하기로 한다) 시스템과 같은 일반적인 통신 시스템에서는 TDD 방식이 아닌 FDD 방식을 사용하고 있다. 따라서, 호환성(backward compatibility) 확보를 위해 FDD 방식이 사용될 경우에도 효율적으로 동작 가능한 Massive MIMO 시스템에 대한 필요성이 대두되고 있다.
- [0005] 한편, 상기 TDD 방식을 사용하는 통신 시스템과는 달리 상기 FDD 방식을 사용하는 통신 시스템에서는 channel reciprocity가 성립하지 않으므로, 신호 송신 장치에서의 채널 상태 정보(Channel State Information at the Transmitter: CSIT, 이하 “CSIT”라 칭하기로 한다)를 획득하기 위해 신호 수신 장치, 일 예로 사용자 단말기에서 추정된 채널 정보 관련 정보를 양자화(quantization)하여 신호 송신 장치, 일 예로 기지국으로 송신하는 방식인 제한된 피드백(limited feedback, 이하 “limited feedback”라 칭하기로 한다) 방식을 사용한다. 여기서, 상기 limited feedback 방식은 크게 벡터 양자화(Vector Quantization: VQ, 이하 “VQ”라 칭하기로 한다) 방식과 스칼라 양자화(Scalar Quantization: SQ, 이하 “SQ”라 칭하기로 한다) 방식으로 구분될 수 있다. 또한, 상기 채널 관련 정보는 다양한 파라미터들을 포함할 수 있으며, 일 예로 양자화된 채널 벡터(channel vector)를 포함할 수 있다.
- [0006] 그러면, 여기서, 상기 VQ 방식과 상기 SQ 방식 각각에 대해서 설명하면 다음과 같다.
- [0007] 상기 VQ 방식은 채널 벡터(channel vector) 자체가 양자화되는 방식을 나타내며, 상기 SQ 방식은 채널 벡터가 포함하는 채널 엘리먼트(channel element)들 각각이 양자화되는 방식을 나타낸다.
- [0008] 상기 VQ 방식은 채널 벡터에 대한 양자화로 인한 시스템 성능 열화를 억제하기 위해 코드북(codebook)의 크기를 신호 송신 장치가 지원하는 안테나들의 개수에 대해 지수적으로 증가시켜야 하는데, 이렇게 안테나들의 개수에 대해 지수적으로 증가하는 코드북의 크기는 상기 Massive MIMO 시스템의 동작을 제한하게 된다.
- [0009] 상기 SQ 방식은 한 개의 안테나에 대한 정상도(constellation, 이하 “constellation”라 칭하기로 한다)를 설정한 이후, 신호 송신 장치가 지원하는 모든 안테나 엘리먼트(antenna element)들에 대해 양자화를 적용할 수 있다. 따라서, 상기 SQ 방식이 사용될 경우 상기 VQ 방식이 사용될 경우에 비해 빔 포밍(beam forming) 이득은 감소될 수 있지만, 상기 VQ 방식은 안테나 개수에 대해 지수적으로 증가하는 코드북의 크기 증가 문제를 해결할 수 있는 방식이다.
- [0010] 따라서, 상기 SQ 방식이 사용될 경우의 빔 포밍 이득 감소 현상을 해결하기 위해 트렐리스 부호 양자화(Trellis Coded Quantization: TCQ, 이하 “TCQ”라 칭하기로 한다) 방식이 제안된 바 있다. 상기 TCQ 방식은 상기 SQ 방식을 기반으로 하는 양자화 방식이다.
- [0011] 그러면 여기서 도 1a 및 도 1b를 참조하여 TCQ 방식을 기반으로 하는 limited feedback 방식에 대해서 설명하기로 한다.
- [0012] 이하, 설명의 편의상 상기 TCQ 방식을 기반으로 하는 limited feedback 방식을 “TCQ 방식 기반-limited feedback 방식”이라 칭하기로 한다.
- [0013] 먼저, 도 1a를 참조하여 일반적인 MIMO 통신 시스템의 구조에 대해서 설명하기로 한다.
- [0014] 도 1a는 일반적인 MIMO 통신 시스템의 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0015] 도 1a를 참조하면, 상기 MIMO 통신 시스템은 기지국(100)과 이동 단말기(Mobile Station: MS, 이하 “MS”라 칭하기로 한다)(120)를 포함한다. 상기 기지국(100)은 다수 개, 일 예로, M_T 개의 안테나들, 즉 안테나 #1(110-1)과, 안테나 #2(110-2)와, ..., 안테나 # M_T (110- M_T)을 지원하며, 상기 MS(120)는 한 개의 안테나(160)를 지원한다.

[0016] 이 경우, 상기 MS(120)가 상기 기지국(100)으로 피드백해야할 채널 행렬 $\mathbf{h}=[\mathbf{h}_1\mathbf{h}_2...\mathbf{h}_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element) h_i 들에는 각각 B 비트들(bits)의 양자화 비트들이 할당되며, 따라서 상기 MS(120)는 총 BM_t 비트들을 상기 기지국(100)으로 피드백한다.

[0017] 도 1a에서는 일반적인 MIMO 통신 시스템의 구조에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 1b를 참조하여 일반적인 MIMO 통신 시스템에서 TCQ 방식 기반-limited feedback 방식에 대해서 설명하기로 한다.

[0018] 도 1b는 일반적인 MIMO 통신 시스템에서 TCQ 방식 기반-limited feedback 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0019] 도 1b를 참조하면, 일반적인 SQ 방식이 사용될 경우 도 1a의 MS(150)는 도 1 b에 도시되어 있는 바와 같이 채널

$$W_{SQ} = \{w_1, \dots, w_{2^B}\}$$

의 위상(phase)만을 나타내는 constellation (코드북)을 생성하고, 이후 채널 엘리먼트에 대해서 하기 수학적 식 1에 나타난 바와 같이 양자화 동작을 수행한다.

[0020] <수학적 식 1>

$$f_j = \arg \max_{w \in W} \left| \overline{h}_j^H w \right|^2$$

[0021]

$$\overline{h}_j \quad h_j$$

[0022] 상기 수학적 식 1에서, \overline{h}_j 는 h_j 가 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 값을 나타낸다.

[0023] 상기 수학적 식 1에 나타난 바와 같은 양자화 동작을 모든 채널 엘리먼트들에 대해서 수행하면, 양자화된 채널 벡터를 검출할 수 있으며, 상기 양자화된 채널 벡터는 하기 수학적 식 2와 같이 나타낼 수 있다.

[0024] <수학적 식 2>

$$\mathbf{f}=[\mathbf{f}_1\mathbf{f}_2...\mathbf{f}_{M_t}]$$

[0025]

[0026] 만약, 상기 MS(150)가 각 채널 엘리먼트에 대한 양자화 비트들의 개수 B를 3으로 설정한다고 가정할 경우(B=3), 상기 SQ 방식은 도 1b에 나타난 바와 같이 표현될 수 있다.

$$W_{SQ} = \left\{ e^{j\theta} \mid \theta = \frac{n\pi}{4}, n = 0, 1, \dots, 7 \right\}$$

[0027] 도 1b에서, constellation은 $e^{j42.5^\circ}$ 이며, 채널 엘리

먼트 값이 $\overline{h} = e^{j42.5^\circ}$ 일 때 $f = e^{j45^\circ}$ 와 같이 양자화되며, 양자화 값의 비트 스트림(bit stream)은 “001” 과 같이 표현될 수 있다.

[0028] 도 1b에서는 일반적인 MIMO 통신 시스템에서 TCQ 방식을 기반으로 하는 limited feedback 방식에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 2를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 TCQ 방식에 대해서 설명하기로 한다.

[0029] 도 2는 일반적인 통신 시스템에서 TCQ 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0030] 도 2를 참조하면, 상기 통신 시스템은 MS(200)와 기지국(250)을 포함한다.

- [0031] 상기 MS(200)는 트렐리스 디코더(trellis decoder)(211)와, constellation(213)을 포함하며, 상기 기지국(250)은 컨벌루셔널 인코더(convolutional encoder)(251)와, constellation(253)을 포함한다.
- [0032] 상기 TCQ 방식은 도 2에 나타난 바와 같이 트렐리스 디코딩(trellis decoding) 동작이 추가되어 SQ방식보다 구체적으로 채널 벡터를 표현해 줄 수 있는 방식이다. 즉, 상기 MS(200)는 상기 트렐리스 디코더(211)를 포함함으로써 상기 SQ방식보다 구체적으로 채널 벡터를 표현할 수 있다.
- [0033] 상기 MS(200)는 채널을 추정하고, 상기 추정된 채널에 대한 채널 추정값, 즉 채널 벡터를 상기 트렐리스 디코더(211)를 통해 트릴레스 디코딩 동작을 수행하여 양자화한다. 그리고 나서, 상기 MS(200)는 상기 양자화된 채널 벡터를 포함하는 피드백 정보를 포함하는 피드백 메시지를 상기 기지국(250)으로 피드백한다.
- [0034] 그러면, 상기 기지국(250)은 상기 MS(200)로부터 수신된 피드백 메시지에 포함되어 있는 피드백 정보를 상기 컨벌루셔널 인코더 (251)를 통해 컨벌루셔널 인코딩(encoding)하여 상기 양자화된 채널 벡터 \mathbf{f} 를 획득할 수 있다.
- [0035] 도 2에서는 일반적인 통신 시스템에서 TCQ 방식에 대해서 설명하였으며, 다음으로 일반적인 통신 시스템에서 트렐리스 디코딩 방식에 대해서 설명하기로 한다.
- [0036] 상기 트렐리스 디코딩 방식을 설명하기에 앞서, 도 3a 및 도 3b를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 컨벌루셔널 인코딩 방식에 대해서 설명하기로 한다.
- [0037] 먼저, 도 3a를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 컨벌루셔널 인코더의 내부 구조에 대해서 설명하기로 한다.
- [0038] 도 3a는 일반적인 통신 시스템에서 컨벌루셔널 인코더의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0039] 도 3a를 참조하면, 상기 컨벌루셔널 인코더는 일 예로 코드 레이트(code rate) 2/3를 지원한다고 가정하기로 한다.
- [0040] 도 3a에서는 일반적인 통신 시스템에서 컨벌루셔널 인코더의 내부 구조에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 3b를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 코드 레이트 2/3를 지원하는 컨벌루셔널 인코더가 사용될 경우 그 입력 비트(input bit)들과, 출력 비트(output bit)들 및 스테이트 비트(state bit)들간의 관계에 대해서 설명하기로 한다.
- [0041] 도 3b는 일반적인 통신 시스템에서 코드 레이트 2/3를 지원하는 컨벌루셔널 인코더가 사용될 경우 그 입력 비트들과, 출력 비트들 및 스테이트 비트들간의 관계를 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0042] 도 3b를 참조하면, 스테이트 비트들이 “000” 이고, 입력 비트들이 “10” 이면, 출력 비트들은 “010” 이고, 다음 상태 비트들이 “010” 이 된다는 것을 알 수 있다.
- [0043] 도 3b에서는 일반적인 통신 시스템에서 코드 레이트 2/3를 지원하는 컨벌루셔널 인코더가 사용될 경우 그 입력 비트들과, 출력 비트들 및 스테이트 비트들간의 관계에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 4를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 트렐리스 디코딩 방식에 대해서 설명하기로 한다.
- [0044] 도 4는 일반적인 통신 시스템에서 트렐리스 디코딩 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0045] 도 4를 참조하면, 기지국이 지원하는 안테나들의 개수, 즉 M_T 가 4일 경우, 도 1b에서 설명한 바와 같은 constellation을 사용하여 스칼라 양자화된 채널들에 대한 양자화 비트들이 각각 “000”, “100”, “111”, “001” 이라고 가정하기로 한다.
- [0046] 트렐리스 코드의 특성은 현재의 스테이트 비트들이 미리 결정되어 있을 경우, 각 경로(도 4에서 화살표로 도시되어 있음) 방향에 따라 출력 비트들이 고유한 값을 가진다는 것이다. 이 경우, 모든 경로들을 전부 고려하여 하기 수학적 식 3에 나타난 바와 같은 메트릭(metric) 식을 사용하여 가장 적은 양자화 에러(quantization error)를 갖는 양자화 채널 벡터를 결정할 수 있다.

[0047] <수학식 3>

$$\arg \min_{w_n} |w_n - \bar{h}_m|, \text{ 여기서 } n=1, 2, \dots, 2^B, m=1, 2, \dots, M_t$$

[0049] 상기 수학식 3에서, $\arg \min_{w_n} |w_n - \bar{h}_m|$ 는 양자화 에러를 나타내며, w_n 은 코드북 중 양자화 에러가 가장 적게 선택된 코드를 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타낸다. 상기 수학식 3에 나타난 바와 같이 w_n 을 최소가 되도록 양자화 채널 벡터가 결정될 수 있다.

[0050] 따라서, 상기와 같은 트렐리스 디코딩 동작을 상기 기지국이 지원하는 안테나들의 안테나 인덱스(antenna index) 순서에 따라 수행한 비트열은 “00”, “01”, “11”, “11” 이 된다. 여기서, 한 가지 유의할 점은 트렐리스 디코딩된 비트열이 다시 트렐리스 인코딩될 경우 원래 SQ 방식의 비트열 “000”, “100”, “111”, “001” 로 복원된다는 것이 보장되지는 않는다는 점이다.

[0051] 즉, 상기 트렐리스 디코딩 방식은 실제 채널 벡터와 양자화된 채널 벡터간의 전체 에러를 최소화시키기 위한 방식이기 때문에, 각 채널 벡터의 에러만을 최소화하는 상기 SQ방식에 비해 그 성능이 향상된다. 따라서, 도 4에서 설명한 바와 같은 예를 고려할 경우, 일반적인 SQ방식이 사용될 경우에는 총 12 비트들이 피드백되고, TCQ방식이 사용될 경우에는 8비트들만이 피드백된다. 따라서, 송신할 피드백 정보 비트들 측면에서도 상기TCQ방식이 상기 SQ 방식에 비해 유리하다는 것을 알 수 있다.

[0052] 하지만, 상기 TCQ 방식은 Massive MIMO 시스템에서 필연적으로 존재하는 공간 상관(spatial correlation)에 대한 영향을 전혀 고려하지 않고 있어, 그 양자화 성능 이득을 완전하게 획득하지 못한다. 따라서, 이를 도 5a 및 도 5b를 참조하여 설명하면 다음과 같다.

[0053] 먼저, 도 5a를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 위상 차이(phase difference)의 분포에 대해서 설명하기로 한다.

[0054] 도 5a는 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 위상 차이의 분포를 개략적으로 도시한 도면이다.

[0055] 도 5a에는 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들, 즉 채널 h_i 와 h_{i+1} 간의 위상 차이의 분포가 도시되어 있다.

[0056] 도 5a에 도시되어 있는 바와 같이 공간적으로 상관되지 않는 채널 환경에서는 인접 채널들간의 위상 차이가 $-180^\circ \sim 180^\circ$ 사이에서 균일하게 분포함을 알 수 있다.

[0057] 그러나, 공간적으로 상관되는 채널 환경에서는 도 5a에 도시되어 있는 바와 같이 인접 채널들간의 위상 차이가 $-50^\circ \sim 50^\circ$ 정도로 매우 적은 형태로 나타나는 것을 알 수 있다. 특히, 공간적으로 상관되는 채널 환경에서는 인접 채널들간의 위상 차이가 0° 부근에서는 거의 변화가 없음을 알 수 있다.

[0058] 도 5a에서는 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 위상 차이의 분포에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 5b를 참조하여 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 상관 계수(correlation factor)에 따른 위상 차이의 표준 편차에 대해서 설명하기로 한다. 여기서, 상기 상관 계수는 인접 채널들간 상관 정도를 나타내는 계수를 나타낸다.

[0059] 도 5b는 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 상관 계수에 따른 위상 차이의 표준 편차를 개략적으로 도시한 도면이다.

[0060] 도 5b에는 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들, 즉 채널 h_i 와 h_{i+1} 간의 상관 계수에 따른 위상 차이의 표준 편차가 도시되어 있다.

[0061] 또한, 도 5b에서 알 수 있듯이 상관 계수가 증가할수록, 위상 차이의 표준 편차가 점점 감소됨을 알 수 있다. 따라서, Massive MIMO통신 시스템을 위한 TCQ 방식을 기반으로 하는 채널 양자화 방식은 위상 차이에 대한 영향

을 반영하는 것이 바람직하다.

- [0062] 상기에서 설명한 바와 같이, 상기 TCQ 방식은 많은 이점들을 가지고 있음에도 불구하고, Massive MIMO 시스템에서 필연적으로 존재하는 공간 상관에 대한 영향을 전혀 고려하지 않고 있어, 높은 공간 상관을 가지는 채널 환경에서는 효율적이지 않을 수 있다.
- [0063] 따라서, 높은 공간 상관을 가지는 채널 환경에서 효율적인 채널 관련 정보 송/수신 방법에 대한 필요성이 대두되고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0064] 본 발명의 일 실시예는 Massive MIMO 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0065] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들 간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 트렐리스 기반의 채널 양자화 방식을 사용하여 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0066] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들 간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 차동 트렐리스 코드 채널 양자화(Differential Trellis coded Channel Quantization: DTCQ, 이하 “DTCQ” 라 칭하기로 한다) 방식을 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0067] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 사용자 단말기에서 기지국으로의 대규모 채널 피드백(massive channel feedback) 방식을 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0068] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 상관에 강인한 성상도를 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0069] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 빔 포밍(beam forming) 이득을 향상시키는 것이 가능하도록 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.

과제의 해결 수단

- [0070] 본 발명의 일 측면에 따른 장치는; 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 신호 수신 장치에 있어서, 신호 송신 장치와 상기 신호 수신 장치간에 추정된 채널 벡터를 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 제어기와, 상기 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 상기 신호 송신 장치로 송신하는 송신기를 포함함을 특징으로 한다.
- [0071] 본 발명의 다른 측면에 따른 장치는; 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 신호 송신 장치에 있어서, 신호 수신 장치로부터 상기 신호 송신 장치와 상기 신호 수신 장치간에 추정된 채널 벡터가 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화되어 생성된 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 수신하는 수신기를 포함함을 특징으로 한다.
- [0072] 본 발명의 또 다른 측면에 따른 방법은; 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 신호 수신 장치가 채널 관련 정보를 송신하는 방법에 있어서, 신호 송신 장치와 상기 신호 수신 장치간에 추정된 채널 벡터를 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화하는 과정과, 상기 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 상기 신호 송신 장치로 송신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.
- [0073] 본 발명의 또 다른 측면에 따른 방법은; 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO) 시스템에서 신호 송신 장치가 채널 관련 정보를 수신하는 방법에 있어서, 신호 수신 장치로부터 상기 신호 송신 장치와 상기 신호 수신 장치간에 추정된 채널 벡터가 인접 채널들간 상관 관계가 고려되는 양자화 방식을 기반으로 양자화되어 생성된 양자화된 채널 벡터를 기반으로 하는 채널 관련 정보를 수신하는 과정을 포함함을 특징으로 한다.

[0074] 본 발명의 다른 측면들과, 이득들 및 핵심적인 특징들은 부가 도면들과 함께 처리되고, 본 발명의 바람직한 실시예들을 제시하는, 하기의 구체적인 설명으로부터 해당 기술 분야의 당업자에게 자명할 것이다.

발명의 효과

- [0075] 본 발명의 일 실시예는 Massive MIMO 시스템에서 채널 관련 정보를 효율적으로 송/수신하는 것을 가능하게 한다는 효과가 있다.
- [0076] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들 간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에 적합하게 채널 관련 정보를 송/수신하는 것을 가능하게 한다는 효과가 있다.
- [0077] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 빔 포밍(beam forming) 이득을 향상시키는 것이 가능하도록 채널 관련 정보를 송/수신하는 것을 가능하게 한다는 효과가 있다.
- [0078] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 피드백 정보를 감소시키는 것을 가능하도록 채널 관련 정보를 송/수신하는 것을 가능하게 한다는 효과가 있다.
- [0079] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 안테나들간 상관에 강인하도록 피드백 정보를 송/수신하는 것을 가능하게 한다는 효과가 있다.

도면의 간단한 설명

- [0080] 본 발명의 특정한 바람직한 실시예들의 상에서 설명한 바와 같은 또한 다른 측면들과, 특징들 및 이득들은 첨부 도면들과 함께 처리되는 하기의 설명으로부터 보다 명백하게 될 것이다:
- 도 1a는 일반적인 MIMO 통신 시스템의 구조를 개략적으로 도시한 도면;
- 도 1b는 일반적인 MIMO 통신 시스템에서 TCQ 방식 기반-limited feedback 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 2는 일반적인 통신 시스템에서 TCQ 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 3a는 일반적인 통신 시스템에서 컨벌루션 인코더의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면;
- 도 3b는 일반적인 통신 시스템에서 코드 레이트 2/3를 지원하는 컨벌루션 인코더가 사용될 경우 그 입력 비트들과, 출력 비트들 및 스테이트 비트들간의 관계를 개략적으로 도시한 도면;
- 도 4는 일반적인 통신 시스템에서 트렐리스 디코딩 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 5a는 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 위상 차이의 분포를 개략적으로 도시한 도면;
- 도 5b는 일반적인 통신 시스템에서 공간적으로 상관되는 채널 환경에서 인접 채널들간의 상관 계수에 따른 위상 차이의 표준 편차를 개략적으로 도시한 도면;
- 도 6a 및 도 6b는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 DTCQ 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 표준 편차를 이용하여 채널 벡터를 균등하게 양자화하는 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프를 도시한 도면;
- 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제3 DTCQ constellation 생성 방식을 기반으로 constellation을 생성하는 과정을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 error propagation 현상을 감소시키는 과정을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 11a는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 개략적으로 도시한 도면;
- 도 11b는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 개략적으로

로 도시한 도면;

도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템의 피드백 정보 송/수신 과정을 개략적으로 도시한 도면;

도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 기지국의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면;

도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 MS의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면.

상기 도면들을 통해, 유사 참조 번호들은 동일한 혹은 유사한 엘리먼트들과, 특징들 및 구조들을 도시하기 위해 사용된다는 것에 유의해야만 한다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0081] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 첨부한 도면을 참조하여 상세히 설명한다. 하기의 설명에서는 본 발명에 따른 동작을 이해하는데 필요한 부분만이 설명되며 그 이외 부분의 설명은 본 발명의 요지를 흐트리지 않도록 생략될 것이라는 것을 유의하여야 한다. 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.
- [0082] 본 발명은 다양한 변경을 가할 수 있고 여러 가지 실시 예를 가질 수 있는 바, 특정 실시 예들을 도면에 예시하여 상세하게 설명한다. 그러나, 이는 본 발명을 특정한 실시 형태에 대해 한정하려는 것이 아니며, 본 발명의 사상 및 기술 범위에 포함되는 모든 변경, 균등물 내지 대체물을 포함하는 것으로 이해되어야 한다.
- [0083] 제1, 제2 등과 같이 서수를 포함하는 용어는 다양한 구성요소들을 설명하는데 사용될 수 있지만, 상기 구성요소들은 상기 용어들에 의해 한정되지는 않는다. 상기 용어들은 하나의 구성요소를 다른 구성요소로부터 구별하는 목적으로만 사용된다. 예를 들어, 본 발명의 권리 범위를 벗어나지 않으면서 제1 구성요소는 제2 구성요소로 명명될 수 있고, 유사하게 제2 구성요소도 제1 구성요소로 명명될 수 있다. 및/또는 이라는 용어는 복수의 관련된 기재된 항목들의 조합 또는 복수의 관련된 기재된 항목들 중의 어느 항목을 포함한다.
- [0084] 본 출원에서 사용한 용어는 단지 특정한 실시 예를 설명하기 위해 사용된 것으로, 본 발명을 한정하려는 의도가 아니다. 단수의 표현은 문맥상 명백하게 다르게 뜻하지 않는 한, 복수의 표현을 포함한다. 본 출원에서, "포함하다" 또는 "가지다" 등의 용어는 명세서상에 기재된 특징, 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것이 존재함을 지정하려는 것이지, 하나 또는 그 이상의 다른 특징들이나 숫자, 단계, 동작, 구성요소, 부품 또는 이들을 조합한 것들의 존재 또는 부가 가능성을 미리 배제하지 않는 것으로 이해되어야 한다.
- [0085] 다르게 정의되지 않는 한, 기술적이거나 과학적인 용어를 포함해서 여기서 사용되는 모든 용어들은 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 일반적으로 이해되는 것과 동일한 의미를 가지고 있다. 일반적으로 사용되는 사전에 정의되어 있는 것과 같은 용어들은 관련 기술의 문맥 상 가지는 의미와 일치하는 의미를 가지는 것으로 해석되어야 하며, 본 출원에서 명백하게 정의하지 않는 한, 이상적이거나 과도하게 형식적인 의미로 해석되지 않는다.
- [0086] 본 발명의 일 실시예는 다중 입력 다중 출력(Multiple Input Multiple Output: MIMO, 이하 “MIMO”라 칭하기로 한다) 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다. 이하, 본 발명의 일 실시예에서는 상기 MIMO 시스템은 일 예로 대규모 MIMO(Massive MIMO, 이하 “Massive MIMO”라 칭하기로 한다) 시스템이라고 가정하기로 한다. 또한, 본 발명의 일 실시예에서는 상기 채널 관련 정보가 다양한 파라미터들을 포함할 수 있으며, 일 예로 양자화된 채널 벡터(channel vector)를 포함할 수 있다. 즉, 상기 양자화된 채널 벡터가 피드백 정보가 될 수 있다.
- [0087] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들 간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 트렐리스 기반의 채널 양자화 방식을 사용하여 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0088] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들 간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 차동 트렐리스 코드 채널 양자화(Differential Trellis coded Channel Quantization: DTCQ, 이하 “DTCQ”라 칭하기로 한다) 방식을 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0089] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 사용자 단말기에서 기지국으로의 대규모 채널 피드백(massive channel feedback) 방식을 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치

및 방법을 제안한다.

- [0090] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 상관에 강인한 성상도(constellation, 이하 “constellation”라 칭하기로 한다)를 기반으로 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0091] 또한, 본 발명의 일 실시예는 채널들간 상관 관계가 존재하는 Massive MIMO 시스템에서 빔 포밍(beam forming)이득을 향상시키는 것이 가능하도록 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법을 제안한다.
- [0092] 한편, 본 발명의 일 실시예에서 제안하는 Massive MIMO 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법은 롱 텀 에볼루션(LTE: Long-Term Evolution, 이하 “LTE”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 롱 텀 에볼루션-어드밴스드(LTE-A: Long-Term Evolution-Advanced, 이하 “LTE-A”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 모바일 인터넷 프로토콜(Mobile Internet Protocol: Mobile IP, 이하 “Mobile IP”라 칭하기로 한다) 시스템과, 고속 하향 링크 패킷 접속(high speed downlink packet access: HSDPA, 이하 “HSDPA”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 고속 상향 링크 패킷 접속(high speed uplink packet access: HSUPA, 이하 “HSUPA”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 3세대 프로젝트 파트너쉽 2(3rd generation project partnership 2: 3GPP2, 이하 “3GPP2”라 칭하기로 한다)의 고속 레이트 패킷 데이터(high rate packet data: HRPD, 이하 “HRPD”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 3GPP2의 광대역 부호 분할 다중 접속(WCDMA: Wideband Code Division Multiple Access, 이하 “WCDMA”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 3GPP2의 부호 분할 다중 접속(CDMA: Code Division Multiple Access, 이하 “CDMA”라 칭하기로 한다) 이동 통신 시스템과, 국제 전기 전자 기술자 협회(IEEE: Institute of Electrical and Electronics Engineers, 이하 “IEEE”라 칭하기로 한다) 802.16m 통신 시스템과, 진화된 패킷 시스템(EPS: Evolved Packet System, 이하 “EPS”라 칭하기로 한다) 등과 같은 다양한 이동 통신 시스템들에 적용 가능함은 물론이다.
- [0093] 먼저, 본 발명의 일 실시예에서는 신호 송신 장치가 기지국이고, 신호 수신 장치가 이동 단말기(Mobile Station: MS, 이하 “MS”라 칭하기로 한다)라고 가정하기로 한다. 또한, 상기 MS는 수신기와, 디코더를 포함하며, 상기 디코더는 트렐리스(trellis) 구조를 가지며, 상기 수신기는 상기 기지국에서 송신한 전체 채널 신호들을 수신하고, 상기 트렐리스 구조의 디코더는 전체 채널 신호를 양자화한다. 이하, 설명의 편의상 상기 트렐리스 구조를 가지는 디코더를 “트렐리스 디코더”라 칭하기로 한다.
- [0094] 또한, 상기 기지국은 기준 신호(Reference Signal: RS, 이하 “RS”라 칭하기로 한다)와 상관(correlation, 이하 “correlation”라 칭하기로 한다) 관련 정보를 송신하는 송신기와, 상기 MS가 송신한 피드백 정보(feedback information)을 수신하는 수신기를 포함한다. 여기서, 상기 correlation 관련 정보는 일 예로 correlation 계수(factor)를 포함하며, 상기 correlation 계수는 인접 채널들 간 correlation 정도를 나타내는 계수를 나타낸다.
- [0095] 또한, 본 발명의 일 실시예에서 제안하는 채널 벡터 양자화 방식을 “차동 트렐리스 코드 채널 양자화(Differential Trellis Coded Channel Quantization: DTCQ, 이하 “DTCQ”라 칭하기로 한다) 방식”이라고 칭하기로 한다.
- [0096] 또한, 본 발명의 일 실시예에서 제안하는 DTCQ 방식이 사용될 경우의 동작을 설명하기 위해서 “발명의 배경이 되는 기술”에서 설명한 바와 같은 내용이 그대로 적용된다고 가정하기로 한다.
- [0097] 먼저, 본 발명의 일 실시예는 공간적으로 상관되는 채널(correlated channel, 이하 “correlated channel”라 칭하기로 한다) 환경에서 안테나들간의 위상 차이(phase difference, 이하 “phase difference”라 칭하기로 한다)가 적은 형태로 나타난다는 특성을 고려하여, MS는 도 1a에서 설명한 바와 같이 인접 채널들간 phase difference를 트렐리스 부호 양자화(Trellis Coded Quantization: TCQ, 이하 “TCQ”라 칭하기로 한다) 방식을 기반으로 비교적 좁은 단위로 양자화 동작을 수행한 후, 그 양자화 동작 결과를 포함하는 피드백 정보를 기지국으로 피드백한다.
- [0098] 상기 MS는 인접 채널들 간 phase difference를 나타내는 피드백 정보를 상기 기지국으로 피드백하기 이전에 다수의 채널들 중 기준이 되는 기준 채널(reference channel), 일 예로 채널 벡터 f_1 을 미리 결정되어 있는 constellation를 기반으로 양자화하고, 상기 양자화 결과를 나타내는 피드백 정보를 상기 기지국으로 송신해야 한다.
- [0099] 상기 phase difference는 하기 수학적식 4와 같이 나타낼 수 있다.

[0100] <수학식 4>

$$\Delta_m = \overline{h}_m / \overline{h}_{m-1}$$

[0102] 상기 수학식 4에서, \mathbf{h}_m 은 채널 행렬 $\mathbf{h} = [h_1 \ h_2 \ \cdots \ h_{M_t}]$ 이 포함하는 스칼라 엘리먼트(scalar element), 즉 상기 기지국이 지원하는 다수의 안테나들 중 안테나 m과 상기 MS간의 채널 벡터를 나타내며, \overline{h}_m 은 스칼라 채널(scalar channel)의 크기가 1로 노말라이징(normalizing)된 채널 엘리먼트를 나타낸다.

[0103] 본 발명의 일 실시예에서는 MS가 기지국으로 채널의 phase difference를 송신하는 방식을 사용하기 때문에 일반적인 스칼라 양자화(Scalar Quantization: SQ, 이하 “SQ”라 칭하기로 한다) 방식과는 다른 새로운 constellation을 설계해야 한다.

[0104] 즉, 인접 채널들간 correlation이 전혀 존재하지 않는 채널 상황에서는, phase difference의 분포가 균일하기 때문에 일반적인 TCQ 방식에서 사용되는 constellation을 그대로 사용하는 것이 가능하나, 인접 채널들간 correlation이 비교적 높은 환경일 경우에는 일반적인 TCQ 방식에서 사용되는 constellation을 그대로 사용하는 것보다는 상기 인접 채널들간 correlation이 존재하는 채널 환경에 적합하게 압축된, 새로운 constellation을 사용하는 것이 바람직하다. 이하, 설명의 편의상 인접 채널들간 correlation이 존재하는 채널 환경을 “correlation 채널 환경”이라 칭하기로 한다.

[0105] 그러면 여기서 도 6a 및 도 6b를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 DTCQ 방식에 대해서 설명하기로 한다.

[0106] 도 6a 및 도 6b는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 DTCQ 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0107] 도 6a 및 도 6b에 도시되어 있는 바와 같이, 본 발명의 일 실시예에 따른 DTCQ 방식은 인접 채널들간 phase difference를 고려하여 일반적인 TCQ 방식에서 사용되는 constellation을 그대로 사용하지 않고 correlation channel에 적합하게 압축한다.

[0108] 그러면 여기서, 본 발명의 일 실시예에 따른 correlation channel에 적합하게 constellation을 압축하는 방식에 대해서 설명하기로 한다. 이하, 설명의 편의상 DTCQ 방식에서 사용되는, 압축된 constellation을 “DTCQ constellation”이라 칭하기로 한다.

[0109] 먼저, 상기 DTCQ constellation 생성 방식은 다음과 같이 크게 세 가지 방식들, 즉 제1 DTCQ constellation 생성 방식과, 제2 DTCQ constellation 생성 방식과, 제3 DTCQ constellation 생성 방식으로 구분될 수 있다. 여기서, 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식과, 제2 DTCQ constellation 생성 방식과, 제3 DTCQ constellation 생성 방식 각각에 대해서 설명하면 다음과 같다.

[0110] 첫 번째로, 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식은 인접 채널들간의 phase difference의 표준 편차를 검출하고, 상기 검출한 표준 편차를 균등하게 양자화하는 방식을 나타낸다.

[0111] 두 번째로, 상기 제2 DTCQ constellation 생성 방식은 인접 채널들간의 phase difference의 분포도를 가우시안(Gaussian, 이하 “Gaussian”라 칭하기로 한다)으로 근사화(approximation)하고, 이후 확률에 따라 상기 Gaussian을 양자화하는 방식을 나타낸다.

[0112] 세 번째로, 상기 제3 DTCQ constellation 생성 방식은 로이드 최대 알고리즘(Lloyd max algorithm, 이하 “Lloyd max algorithm”라 칭하기로 한다)을 기반으로 하는 양자화 방식을 나타낸다.

[0113] 본 발명의 일 실시예에서는, 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식과, 제2 DTCQ constellation 생성 방식과, 제3 DTCQ constellation 생성 방식 중 상기 Lloyd max algorithm를 사용하는 양자화 방식인 제3 DTCQ constellation 생성 방식이 가장 좋은 양자화 성능을 나타낸다.

[0114] 그러면 여기서, 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식과, 제2 DTCQ constellation 생성 방식과, 제3 DTCQ constellation 생성 방식 각각에 대해서 보다 구체적으로 설명하면 다음과 같다.

[0115] 첫 번째로, 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식에 대해서 설명하면 다음과 같다.

[0116] 먼저, 도 5b는 상관 계수(correlation factor, 이하 “correlation factor” 라 칭하기로 한다)에 따른 표준 편차 σ 값을 도시하고 있다. 여기서, 상기 상관 계수는 인접 채널들간 상관 정도를 나타내는 계수를 나타낸다. 상

기 correlation factor에 따른 표준 편차 σ 값은 평균(도 5b의 경우 0)으로부터 평균적으로 $\pm\sigma$ 값만큼의 차이를 갖는다는 의미를 나타낸다. 여기서, 상기 인접 채널들간 phase difference를 길이 4σ 의 유니폼 분포(uniform distribution, 이하 “uniform distribution” 라 칭하기로 한다)라고 가정하면, 도 7에 나타낸 바와 같은 양자화 방식이 수행되는 것이 가능하다.

[0117] 도 7은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 표준 편차를 이용하여 채널 벡터를 균등하게 양자화하는 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0118] 도 7을 설명하기에 앞서, 도 5b에는 correlation factor에 따른 표준 편차 σ 값이 도시되어 있으며, 상기 correlation factor에 따른 표준 편차 σ 값은 평균(도 5b의 경우 0)으로부터 평균적으로 $\pm\sigma$ 값만큼의 차이를 갖는다는 의미를 나타낸다. 따라서, 상기 인접 채널들간 phase difference를 길이 4σ 의 uniform distribution로 가정하면, 도 7에 나타낸 바와 같이 채널 벡터를 균등하게 양자화하는 것이 가능하게 된다.

[0119] 두 번째로, 상기 제2 DTCQ constellation 생성 방식에 대해서 설명하면 다음과 같다.

[0120] 먼저, 도 5a에는 인접 채널들간 phase difference의 분포, 즉 위상 분포(phase distribution, 이하 “phase distribution” 라 칭하기로 한다)가 도시되어 있으며, 이런 phase distribution 형태를 Gaussian 형태로 가정하여 constellation를 설정할 수 있다. 상기 인접 채널들간 phase difference의 평균값은 0이고, 표준 편차 σ 값은 correlation factor를 기반으로 검출될 수 있으므로, 상기 인접 채널들간 phase distribution은 하기 수학적 식 5와 같이 근사화될 수 있다.

[0121] <수학적 식 5>

$$f(\Delta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left[-\frac{\Delta^2}{2\sigma^2}\right]$$

[0122]

상기 수학적 식 5에서, $f(\Delta)$ 는 Δ 에 대한 확률을 나타낸다. 여기서, Δ 는 인접 채널들간 phase difference를 나타낸다.

[0124] 따라서, 상기 수학적 식 5에 나타낸 바와 같은 인접 채널들간 phase distribution은 도 8과 같이 나타낼 수 있다. 도 8은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프를 도시한 도면이다.

[0125] 도 8에 도시되어 있는 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프는 상기 수학적 식 5에 나타낸 바와 같은 인접 채널들간 phase distribution에 대한 확률을 그래프로 나타낸 것이다.

[0126] 도 8에 도시되어 있는 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프에서 각 단면의 확률 값이 균등하게 분할된 후, 그 중간 값이 양자화 값으로 사용된다. 도 8에 도시되어 있는 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프는 2비트들(4 분할) 양자화 방식의 일 예로 각 공간을 0.25 확률로 균등하게 분할한 후 그 중간 값(0.25)을 양자화 값이 사용될 경우의 Gaussian 근사화 방식을 사용하는 양자화 방식을 기반으로 하는 인접 채널들 간 phase distribution에 대한 확률 그래프이다.

[0127] 세 번째로, 상기 제3 DTCQ constellation 생성 방식에 대해서 설명하면 다음과 같다.

[0128] 먼저, 상기 제3 DTCQ constellation 생성 방식은 Lloyd max algorithm을 기반으로 하는 양자화 방식이며, 상기 Lloyd max algorithm은 최적의 양자화 집합(quantization set) 값을 반복(iteration, 이하 “iteration” 라 칭하기로 한다) 동작을 통해 검출하는 방식이다. 즉, 상기 Lloyd max algorithm은 초기 양자화 집합 값을 디폴트(default) 값으로 임의로 설정하고, 이후, 양자화될 phase difference들의 샘플(sample)들을 비교적 많이 발생

시키고, 상기 샘플들을 사용하여 양자화 집합을 결정할 수 있다.

[0129] 상기에서는 상기 제1 DTCQ constellation 생성 방식과, 제2 DTCQ constellation 생성 방식과, 제3 DTCQ constellation 생성 방식 각각에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 9를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제3 DTCQ constellation 생성 방식을 기반으로 constellation을 생성하는 과정에 대해서 설명하면 다음과 같다.

[0130] 도 9는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제3 DTCQ constellation 생성 방식을 기반으로 constellation을 생성하는 과정을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0131] 도 9에 도시되어 있는 제3 DTCQ constellation 생성 방식을 기반으로 constellation을 생성하는 과정은 correlation 별 iteration 회수에 따른 constellation을 생성하는 과정이다.

[0132] 도 9에 도시되어 있는 바와 같이, 일반적인 TCQ 방식에 따른 constellation 생성 과정에서는 iteration 회수가 “0”으로 고려되지만(iteration = 0), 상기 제3 DTCQ constellation 생성 방식을 기반으로 하는 constellation 생성 과정에서는 iteration 회수를 기반으로 생성되는 constellation이 변화하게 된다. 즉, 도 8에 도시되어 있는 바와 같이 correlation factor와 iteration 회수를 기반으로 constellation이 변화됨을 알 수 있다. 도 9에는 correlation factor ρ 가 0.5(correlation factor $\rho = 0.5$)이고, iteration 회수가 10(iteration = 10)일 경우의 constellation과, correlation factor ρ 가 0.9(correlation factor $\rho = 0.9$)이고, iteration 회수가 10(iteration = 10)일 경우의 constellation이 도시되어 있다.

[0133] 한편, 본 발명의 일 실시예에서는 인접 채널들간 phase difference를 기반으로 실제 채널 벡터를 복원하는 방식을 사용하기 때문에, 비교적 작은 에러(error)가 점점 누적되어 비교적 큰 에러가 발생하는 에러 전파(error propagation, 이하 “error propagation”라 칭하기로 한다) 현상이 발생할 수도 있다.

[0134] 따라서, 이런 error propagation 현상을 해결하기 위해 본 발명의 일 실시예에서는 하기 수학식 6에 나타낸 바와 같이 트렐리스 디코딩(trellis decoding) 방식의 메트릭(metric, 이하 “metric”라 칭하기로 한다)을 수정하여 사용할 수 있다.

[0135] <수학식 6>

$$\begin{aligned} \arg \min_{\Delta_{n,m}} |f_m - \bar{h}_m| &= |f_{m-1} \Delta_{n,m} - \bar{h}_m| \\ &= |f_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} - \bar{h}_m| \end{aligned}$$

[0136]

[0137] 상기 수학식 6에서, $\Delta_{n,m}$ 은 constellation 상의 위상(phase) 값을 나타내며, n은 constellation 인덱스(constellation index)를 나타내며, m은 안테나 인덱스(antenna index)를 나타낸다. 상기 수학식 6은 트렐리스 디코딩 동작이 수행될 때 각각의 스테이지(stage, 이하 “stage”라 칭하기로 한다)에서 metric 계산이 독립적으로 수행되는 것이 아니라, 이전의 stage에 대한 경로 메트릭(path metric, 이하 “path metric”라 칭하기로 한다) 값들이 모두 고려된다는 것을 나타낸다.

[0138] 일 예로, stage1의 $\arg \min_{\Delta_{2,2}} |\hat{h}_2 - h_2| = \arg \min_{\Delta_{2,2}} |\hat{h}_1 \Delta_{2,2} - h_2|$ 과정에서는 $\Delta_{2,2}$ 값 하나만 결정되
 면 되지만, stage2의 $\arg \min_{\Delta_{3,3}} |\hat{h}_3 - h_3| = \arg \min_{\Delta_{3,3}} |\hat{h}_2 \Delta_{3,3} - h_3| = \arg \min_{\Delta_{2,2}, \Delta_{3,3}} |\hat{h}_1 \Delta_{2,2} \Delta_{3,3} - h_3|$ 과정에서는
 $\Delta_{2,2}$ 값이 결정된 상태에서 다시 $\Delta_{3,3}$ 값이 고려되기 때문에 본 발명의 일 실시예에 따른 DTCQ metric이
 사용될 경우 기존 TCQ metric이 사용될 경우에 비해 그 성능 측면에서 이득이 발생함을 알 수 있다. 이하, 설명
 의 편의상, 상기에서 설명한 바와 같은, DTCQ 방식에서 사용되는 metric을 “DTCQ metric”이라 칭하기로 한다.

[0139] 또한, 본 발명의 일 실시예에서는 상기 DTCQ metric에 대한 성능을 추가적으로 향상시키기 위해 인접 채널들간 phase difference를 최소화시키는 것이 아니라, 상기 인접 채널들간 phase difference에 대한 내적을 최대화시

키는 metric을 고려할 수도 있으며, 이는 하기 수학적식 7에 나타난 바와 같다.

[0140] <수학적식 7>

$$\arg \max_{\Delta_{l,m}} |\hat{h}_1 \prod_{l=2}^m \Delta_{l,m} h_m^H|$$

[0142] 한편, 상기에서 설명한 바와 같이 error propagation 현상을 감소시키기 위해서 본 발명의 일 실시예에서는, 상기 수학적식 6에서 설명한 바와 같은 방식을 기반으로 하는 피드백 방식을 사용하거나, 혹은 MS가 기지국으로 채널 엘리먼트의 절대치를 미리 설정되어 있는 설정 주기마다 송신할 수 있다. 이하, 설명의 편의상 상기 수학적식 6을 기반으로 하는 error propagation 현상 감소 방식을 “제1 error propagation 현상 감소 방식”이라 칭하기로 하고, 혹은 MS가 기지국으로 채널 엘리먼트의 절대치를 미리 설정되어 있는 설정 주기마다 송신하는 error propagation 현상 감소 방식을 “제2 error propagation 현상 감소 방식”이라 칭하기로 한다.

[0143] 그러면 여기서 도 10을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 error propagation 현상을 감소시키는 과정에 대해서 설명하기로 한다.

[0144] 도 10은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 error propagation 현상을 감소시키는 과정을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0145] 도 10을 참조하면, 제1 error propagation 현상 감소 방식이 사용될 경우, MS(도 10에 별도로 도시되지 않음)는 채널 엘리먼트의 절대값, 즉 채널 엘리먼트의 양자화 값, 일 예로 f_1 을 기지국(도 10에 별도로 도시되지 않음)으로 송신함을 알 수 있다. 이와는 달리, 제2 error propagation 현상 감소 방식이 사용될 경우, 상기 MS는 미

리 설정되어 있는 설정 주기마다, 일 예로 $l, 2l, \dots, Kl$ 번째 안테나 인덱스에 해당하는 주기마다 채널 엘리먼트의 절대값들, 즉 채널 엘리먼트의 양자화 값들, 일 예로 f_1 과, f_1 과, f_{2l} 과, f_{kl} 을 송신함을 알 수 있다.

[0146] 따라서, 상기 제1 error propagation 현상 감소 방식 및 제2 error propagation 현상 감소 방식 모두는 기존 TCQ 방식에 비해 error propagation 현상을 감소시킬 수 있다는 것을 알 수 있다.

[0147] 한편, MS는 인접 채널들간 phase difference에 대한 정보를 포함하는 피드백 정보를 기지국으로 피드백해야 한다. 여기서, 상기 MS가 상기 기지국으로 피드백해야 할 피드백 정보 비트 수는 하기 수학적식 8에 나타난 바와 같은 조건을 만족해야 한다.

[0148] <수학적식 8>

$$B_{tot} = (B-1)M_t$$

[0150] 상기 수학적식 8에서, B_{tot} 는 상기 MS가 상기 기지국으로 송신하는 총 피드백 정보 비트들의 개수를 나타내고, B는 안테나에 대한 채널 엘리먼트당 양자화 비트들의 개수를 나타낸다.

[0151] 상기 수학적식 8에 나타난 바와 같은 조건을 만족하도록 피드백 정보 비트수가 결정되는 이유는, trellis 구조는 일반적으로 1/2, 2/3, 3/4 등과 같이 입력 비트들의 개수와 출력 비트들의 개수 차이가 1로 설정되기 때문이다. 여기서, 일반적으로 trellis 인코더에 입력되는 입력 비트들의 개수가 2이고, 상기 trellis 인코더에서 출력되는 출력 비트들의 개수가 3일 경우 “2/3 trellis 인코더”라고 칭해지므로, trellis 구조가 1/2, 2/3, 3/4일 경우 상기에서 설명한 바와 같이 입력 비트들의 개수와 출력 비트들의 개수가 1로 설정됨을 알 수 있다. 진다. 여기서, 상기 인코딩 비트들의 개수와 디코딩 비트들의 개수 차이가 2 이상이 되도록 설정될 수도 있지만, 이는 trellis 기반 구조의 양자화 성능을 심각하게 열화시키기 때문에 본 발명의 일 실시예에서는 인코딩 비트들의 개수와 디코딩 비트들의 개수 차이를 1로 고정한다. 일 예로, 안테나에 대한 채널 엘리먼트당 양자화 비트들의 개수 B가 2이고(B=2), 안테나들의 개수 M_t 가 8일 경우($M_t=8$), 상기 MS가 상기 기지국으로 송신하는 총 피드백 정보 비트들의 개수는 8이 된다.

[0152] 한편, 상기에서 설명한 바와 같이 계산된 수치인 $B_{tot} = 8$ 은 현재 전체 차원 다중 입력 다중 출력(Full Dimension-Multiple Input Multiple Output: FD-MIMO, 이하 “FD-MIMO”라 칭하기로 한다) 시스템에서 사용될

것으로 예상되는 제어 채널(control channel) 영역에서 지원하는 최대 피드백 정보 비트 개수인 13을 초과하지

않지만, $M_t > 13$ 이거나 $B = 2$ 이상인 경우 13비트 이상의 피드백 정보 비트들이 필요할 수 있게 된다.

- [0153] 따라서, 데이터 채널(data channel) 영역을 사용하여 피드백 정보를 피드백할 수 있다면, 상기 피드백 정보 비트수를 반드시 13 미만으로 설정해야 하는 제한은 해결될 수 있지만, 일반적으로 통신 시스템에서 피드백 정보 비트수를 증가시키는 것은 바람직하지 않다. 즉, 피드백 정보는 사용자 데이터가 아닌 제어 정보이므로, 상기 피드백 정보의 송신에 필요한 비트들의 개수 증가는 상기 통신 시스템의 자원 효율성을 저하시킬 수 있고, 따라서 어떤 이유로든 피드백 정보 비트수를 증가시키는 것은 바람직하지 않을 수 있다.
- [0154] 그러면 여기서 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 피드백 정보 비트수를 감소시키는 방식에 대해서 구체적으로 설명하면 다음과 같다.
- [0155] 먼저, 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 피드백 정보 비트 수를 감소시키는 방식은 크게 두 가지 방식들, 즉 기지국이 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 설정 개수씩 안테나 그룹으로 그룹화하고, 그 그룹화된 안테나들을 1개의 가상 안테나로 간주하는 방식을 사용하는 피드백 정보 비트 수 감소 방식과, 기지국에서 지원하는 안테나 인덱스들을 미리 설정되어 있는 값만큼 점핑(jumping)하여 해당 안테나 인덱스에 해당하는 안테나에 대한 채널 엘리먼트에 대해서만 양자화 동작을 수행하는 피드백 정보 비트 수 감소 방식으로 구분될 수 있다. 이하, 설명의 편의상 기지국이 지원하는 안테나들을 그룹화하여 그 그룹화된 안테나들을 가상 안테나로 간주하는 방식을 기반으로 하는 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 “제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식”이라 칭하기로 하고, 상기 기지국에서 지원하는 안테나 인덱스들을 미리 설정되어 있는 값만큼 점핑하여 해당 안테나 인덱스에 해당하는 안테나에 대한 채널 엘리먼트에 대해서만 양자화 동작을 수행하는 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 “제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식”이라 칭하기로 한다.
- [0156] 그러면 여기서 상기 제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식과 제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식 각각에 대해서 구체적으로 설명하면 다음과 같다.
- [0157] 첫 번째로, 도 11a를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식에 대해서 설명하면 다음과 같다.
- [0158] 도 11a는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0159] 도 11a를 참조하면, MS(도 11a에 별도로 도시되어 있지 않음)는 기지국에서 지원하는 안테나들을 미리 설정되어 있는 설정 개수 단위로 그룹핑하여 가상 안테나들을 생성할 수 있다. 즉, 도 11a에 도시되어 있는 바와 같이 MS는 기지국에서 지원하는 안테나들을 2개의 안테나들 단위로 그룹핑하여 가상 안테나들을 생성한다. 일 예로, 상기 기지국이 8개의 안테나들을 지원하고, 2개 안테나들 단위로 안테나들을 그룹핑할 경우, 총 4개의 가상 안테나들이 생성될 수 있다. 따라서, MS는 2개의 안테나들을 1개의 가상 안테나로 간주하여 그 가상 안테나들에 대한 인접 채널들간 phase difference를 DTCQ 방식을 기반으로 양자화하고, 상기 양자화된 결과를 나타내는 피드백 정보를 상기 기지국으로 피드백한다.
- [0160] 도 11a에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제1 피드백 정보 비트 수 감소 방식에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 11b를 참조하여 상기 제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식에 대해서 설명하면 다음과 같다.
- [0161] 도 11b는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식을 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0162] 도 11b를 참조하면, MS(도 11b에 별도로 도시되어 있지 않음)는 기지국이 지원하는 안테나들 모두에 대한 채널 엘리먼트들에 대해서 양자화 동작을 수행하는 것이 아니라, 점핑 계수(jumping factor, 이하 “jumping factor”라 칭하기로 한다) τ 만큼 떨어진 안테나 인덱스들에 해당하는 안테나들에 대한 phase difference만을 DTCQ 방식을 기반으로 양자화 동작을 수행하는 방식이다. 이때, 양자화 동작이 수행되지 않는 안테나들에 대한 양자화 값은 상기 양자화 동작이 수행되지 안테나들의 안테나 인덱스 바로 다음 혹은 상기 양자화 동작이 수행되지 안테나들의 안테나 인덱스 바로 이전의 안테나 인덱스를 가지는 안테나들에 대해 생성된 양자화 값과 동일하게 설정될 수 있다. 즉, 양자화 동작이 수행된 안테나들에 대한 피드백 정보는 양자화 동작이 수행되지 않은 안테나들에 대한 피드백 정보와 동일하게 설정될 수 있다.

[0163] 도 11b에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 제2 피드백 정보 비트 수 감소 방식에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 12를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템의 피드백 정보 송/수신 과정에 대해서 설명하기로 한다.

[0164] 도 12는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템의 피드백 정보 송/수신 과정을 개략적으로 도시한 도면이다.

[0165] 도 12를 참조하면, 상기 Massive MIMO 시스템은 기지국(1210)과 MS(1220)를 포함한다.

[0166] 상기 MS(1220)는 상기 기지국(1210)으로 다운링크 신호를 송신해줄 것을 요청하는 다운링크 송신 요청 메시지를 송신한다(1211단계). 상기 다운링크 신호는 다양한 신호들을 포함할 수 있으며, 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.

[0167] 상기 MS(1220)로부터 다운링크 송신 요청 메시지를 수신한 기지국(1210)은 트렐리스 정상도 지시자(Trellis Constellation Indicator: TCI, 이하 “TCI” 라 칭하기로 한다)를 결정한다(1213단계). 여기서, 상기 기지국(1210)은 공간적으로 상관되는 채널 환경에 대한 정보를 업링크를 통해 추정할 수 있기 때문에, correlation 관련 정보 역시 미리 검출할 수 있다. 또한, 상기 TCI는 상기 기지국(1210)이 상기 MS(1220)에게 DTCQ 방식에서 사용될 constellation을 나타내는 지시자로서, 상기 TCI가 일 예로 3비트로 구현될 수 있다고 가정하면 상기 TCI는 하기 표 1에서와 같이 correlation을 기반으로 constellation을 정의할 수 있다.

[0168] <표 1>

TCI index	Correlation factor(ρ)	Codebook(rad) (quantization bit $B=3$)							
0	0.4	-2.6567	-1.73719	-0.96123	-0.29204	0.29204	0.96123	1.73719	2.6567
1	0.5	-2.63631	-1.70477	-0.93896	-0.30996	0.30996	0.93896	1.70477	2.63631
2	0.6	-2.59858	-1.60287	-0.84393	-0.26584	0.26584	0.84393	1.60287	2.59858
3	0.7	-2.53874	-1.50523	-0.76112	-0.22592	0.22592	0.76112	1.50523	2.53874
4	0.8	-2.48664	-1.42421	-0.70575	-0.19140	0.19140	0.70575	1.42421	2.48664
5	0.85	-2.43648	-1.33595	-0.6361	-0.18822	0.18822	0.6361	1.33595	2.43648
6	0.9	-2.40664	-1.30987	-0.59371	-0.17276	0.17276	0.59371	1.30987	2.40664
7	0.95	-2.33799	-1.09575	-0.44718	-0.12152	0.12152	0.44718	1.09575	2.33799

[0169]

[0170] 상기 표 1에 나타난 바와 같이, TCI는 TCI 인덱스와, correlation factor와, 코드북이 매핑되는 형태로 정의될 수 있으며, 표 1에는 양자화 비트들의 개수 B가 3일 경우의 TCI가 표현되어 있다.

[0171] 상기 기지국(1210)은 TCI를 결정한 후, 상기 MS(1220)로 RS, 일 예로 파일럿(pilot) 신호를 송신하고, 또한 이와 동시에 상기 MS(1220)로 상기 결정한 TCI를 송신한다(1215단계). 여기서, 상기 TCI는 일 예로 특정 메시지 등을 통해서 송신될 수 있으며, 이에 대한 구체적인 설명은 생략하기로 한다.

[0172] 상기 기지국(1210)으로부터 상기 파일럿 신호 및 TCI를 수신한 상기 MS(1220)는 상기 수신한 TCI를 기반으로 상기 MS(1220) 자신이 사용할 코드북을 결정하고, 상기 결정한 코드북을 사용하여 DTCQ 방식을 기반으로 하는 디코딩 동작을 수행한다(1217단계).

[0173] 상기 1217단계에서 상기 MS(1220)는 상기 DTCQ 방식을 기반으로 하는 디코딩 동작을 수행한 후, 상기 DTCQ 방식을 기반으로 하는 디코딩 동작 수행 결과, 일 예로 채널 상태 지시자(Channel Status Indicator: CSI, 이하 “CSI” 라 칭하기로 한다)를 피드백한다(1219단계). 여기서, 상기 CSI는 일 예로 특정 메시지 등을 통해서 송신될 수 있으며, 이에 대한 구체적인 설명은 생략하기로 한다.

[0174] 상기 MS(1220)로부터 CSI를 수신한 상기 기지국(1210)은 상기 수신한 CSI를 기반으로, 다운링크 데이터에 대해 DTCQ 방식을 기반으로 하는 인코딩 동작을 수행함으로써 다운링크 신호를 생성한다(1221단계). 그리고 나서, 상

기 기지국(1210)은 상기 생성한 다운링크 신호를 상기 MS(1220)로 송신하다(1223단계).

- [0175] 한편, 도 12가 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템의 피드백 정보 송/수신 과정을 도시하고 있더라도, 다양한 변형들이 도 12에 대해 이루어질 수 있음은 물론이다. 일 예로, 도 12에는 연속적인 단계들이 도시되어 있지만, 도 12에서 설명한 단계들은 오버랩될 수 있고, 병렬로 발생할 수 있고, 다른 순서로 발생할 수 있거나, 혹은 다수 번 발생할 수 있음은 물론이다.
- [0176] 도 12에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템의 피드백 정보 송/수신 과정에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 13을 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 기지국의 내부 구조에 대해서 설명하기로 한다.
- [0177] 도 13은 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 기지국의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0178] 도 13을 참조하면, 기지국(1300)은 송신기(1311)와, 제어기(1313)와, 수신기(1315)와, 저장 유닛(1317)을 포함한다.
- [0179] 상기 제어기(1313)는 상기 기지국(1300)의 전반적인 동작을 제어하며, 특히 상기 기지국(1300)이 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작에 관련된 동작을 수행하도록 제어한다. 여기서, 상기 기지국(1300)이 수행하는 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작에 관련된 동작은 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 동일하며, 따라서 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.
- [0180] 상기 송신기(1311)는 상기 제어기(1313)의 제어에 따라 다른 엔티티들로 각종 신호들 및 메시지들을 송신한다.
- [0181] 또한, 상기 수신기(1315)는 상기 제어기(1313)의 제어에 따라 다른 엔티티들로부터 각종 신호들 및 메시지들을 수신한다.
- [0182] 또한, 상기 저장 유닛(1317)은 상기 기지국(1300)이 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 같은 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작을 수행하기 위한 각종 프로그램들과, 데이터들을 저장하고, 상기 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 같은 미디어 처리 동작을 수행하는 중에 발생한 데이터들을 저장한다.
- [0183] 한편, 도 13에는 상기 기지국(1300)이 상기 송신기(1311)와, 제어기(1313)와, 수신기(1315)와, 저장 유닛(1317)이 별도의 유닛들로 구현된 경우가 도시되어 있으나, 상기 기지국(1300)은 상기 송신기(1311)와, 제어기(1313)와, 수신기(1315)와, 저장 유닛(1317) 중 적어도 하나가 통합된 형태로 구현될 수도 있음은 물론이다.
- [0184] 도 13에서는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 기지국의 내부 구조에 대해서 설명하였으며, 다음으로 도 14를 참조하여 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 MS의 내부 구조에 대해서 설명하기로 한다.
- [0185] 도 14는 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 MS의 내부 구조를 개략적으로 도시한 도면이다.
- [0186] 도 14를 참조하면, MS(1400)는 송신기(1411)와, 제어기(1413)와, 수신기(1415)와, 저장 유닛(1417)을 포함한다.
- [0187] 상기 제어기(1413)는 상기 MS(1400)의 전반적인 동작을 제어하며, 특히 상기 MS(1400)가 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작에 관련된 동작을 수행하도록 제어한다. 여기서, 상기 MS(1400)가 수행하는 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작에 관련된 동작은 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 동일하며, 따라서 여기서는 그 상세한 설명을 생략하기로 한다.
- [0188] 상기 송신기(1411)는 상기 제어기(1413)의 제어에 따라 다른 엔티티들로 각종 신호들 및 메시지들을 송신한다.
- [0189] 또한, 상기 수신기(1415)는 상기 제어기(1413)의 제어에 따라 다른 엔티티들로부터 각종 신호들 및 메시지들을 수신한다.
- [0190] 또한, 상기 저장 유닛(1417)은 상기 MS(1400)가 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 같은 채널 관련 정보를 송/수신하는 동작을 수행하기 위한 각종 프로그램들과, 데이터들을 저장하고, 상기 도 6 내지 도 12에서 설명한 바와 같은 미디어 처리 동작을 수행하는 중에 발생한 데이터들을 저장한다.
- [0191] 한편, 도 14에는 상기 MS(1400)가 상기 송신기(1411)와, 제어기(1413)와, 수신기(1415)와, 저장 유닛(1417)이 별도의 유닛들로 구현된 경우가 도시되어 있으나, 상기 MS(1400)는 상기 송신기(1411)와, 제어기(1413)와, 수신

기(1415)와, 저장 유닛(1417) 중 적어도 하나가 통합된 형태로 구현될 수도 있음은 물론이다.

[0192] 본 발명의 특정 측면들은 또한 컴퓨터 리드 가능 기록 매체(computer readable recording medium)에서 컴퓨터 리드 가능 코드(computer readable code)로서 구현될 수 있다. 컴퓨터 리드 가능 기록 매체는 컴퓨터 시스템에 의해 리드될 수 있는 데이터를 저장할 수 있는 임의의 데이터 저장 디바이스이다. 상기 컴퓨터 리드 가능 기록 매체의 예들은 리드 온니 메모리(Read-Only Memory: ROM)와, 랜덤-접속 메모리(Random-Access Memory: RAM)와, CD-ROM들과, 마그네틱 테이프(magnetic tape)들과, 플로피 디스크(floppy disk)들과, 광 데이터 저장 디바이스들, 및 캐리어 웨이브(carrier wave)들(상기 인터넷을 통한 데이터 송신과 같은)을 포함할 수 있다. 상기 컴퓨터 리드 가능 기록 매체는 또한 네트워크 연결된 컴퓨터 시스템들을 통해 분산될 수 있고, 따라서 상기 컴퓨터 리드 가능 코드는 분산 방식으로 저장 및 실행된다. 또한, 본 발명을 성취하기 위한 기능적 프로그램들, 코드, 및 코드 세그먼트(segment)들은 본 발명이 적용되는 분야에서 숙련된 프로그래머들에 의해 쉽게 해석될 수 있다.

[0193] 또한 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치 및 방법은 하드웨어, 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 조합의 형태로 실현 가능하다는 것을 알 수 있을 것이다. 이러한 임의의 소프트웨어는 예를 들어, 삭제 가능 또는 재기록 가능 여부와 상관없이, ROM 등의 저장 장치와 같은 휘발성 또는 비휘발성 저장 장치, 또는 예를 들어, RAM, 메모리 칩, 장치 또는 집적 회로와 같은 메모리, 또는 예를 들어 CD, DVD, 자기 디스크 또는 자기 테이프 등과 같은 광학 또는 자기적으로 기록 가능함과 동시에 기계(예를 들어, 컴퓨터)로 읽을 수 있는 저장 매체에 저장될 수 있다. 본 발명의 일 실시예에 따른 미디어 트랙픽 처리 방법은 제어부 및 메모리를 포함하는 컴퓨터 또는 휴대 단말에 의해 구현될 수 있고, 상기 메모리는 본 발명의 실시 예들을 구현하는 지시들을 포함하는 프로그램 또는 프로그램들을 저장하기에 적합한 기계로 읽을 수 있는 저장 매체의 한 예임을 알 수 있을 것이다.

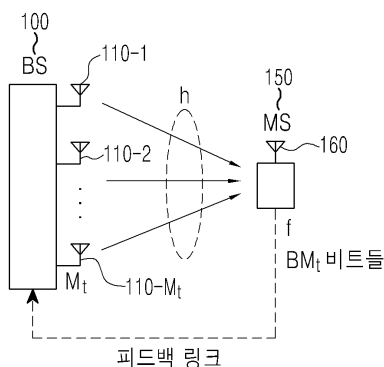
[0194] 따라서, 본 발명은 본 명세서의 임의의 청구항에 기재된 장치 또는 방법을 구현하기 위한 코드를 포함하는 프로그램 및 이러한 프로그램을 저장하는 기계(컴퓨터 등)로 읽을 수 있는 저장 매체를 포함한다. 또한, 이러한 프로그램은 유선 또는 무선 연결을 통해 전달되는 통신 신호와 같은 임의의 매체를 통해 전자적으로 이송될 수 있고, 본 발명은 이와 균등한 것을 적절하게 포함한다.

[0195] 또한 본 발명의 일 실시예에 따른 Massive MIMO 시스템에서 채널 관련 정보를 송/수신하는 장치는 유선 또는 무선으로 연결되는 프로그램 제공 장치로부터 상기 프로그램을 수신하여 저장할 수 있다. 상기 프로그램 제공 장치는 상기 프로그램 처리 장치가 기 설정된 콘텐츠 보호 방법을 수행하도록 하는 지시들을 포함하는 프로그램, 콘텐츠 보호 방법에 필요한 정보 등을 저장하기 위한 메모리와, 상기 그래픽 처리 장치와의 유선 또는 무선 통신을 수행하기 위한 통신부와, 상기 그래픽 처리 장치의 요청 또는 자동으로 해당 프로그램을 상기 송수신 장치로 전송하는 제어부를 포함할 수 있다.

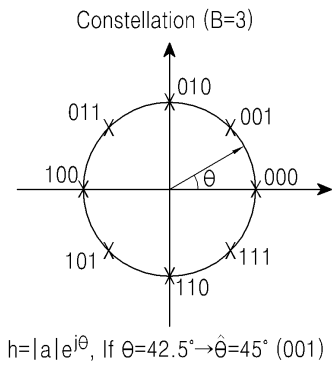
[0196] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해져서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

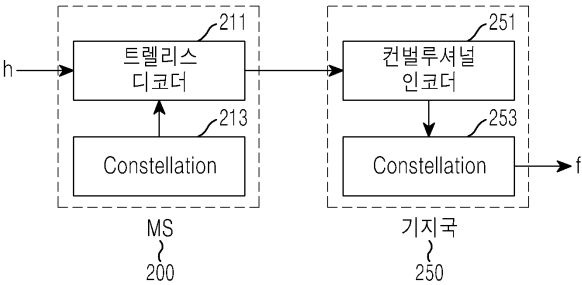
도면1a



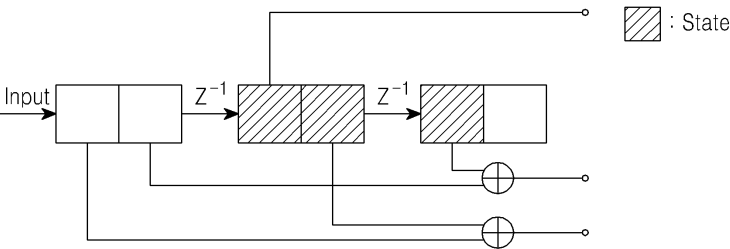
도면1b



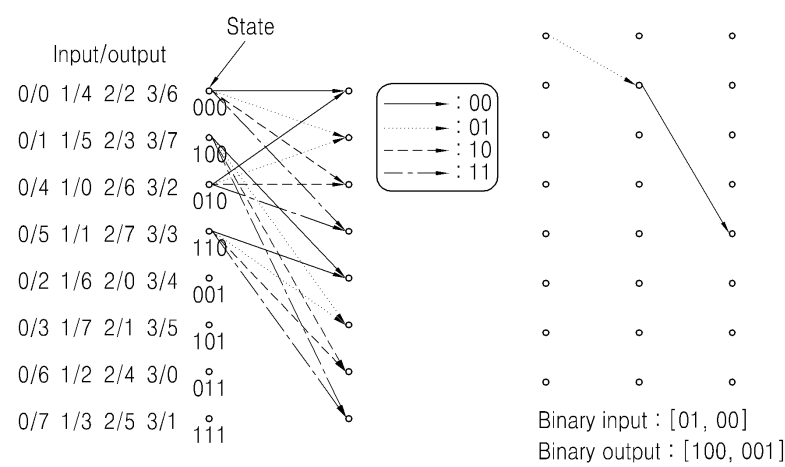
도면2



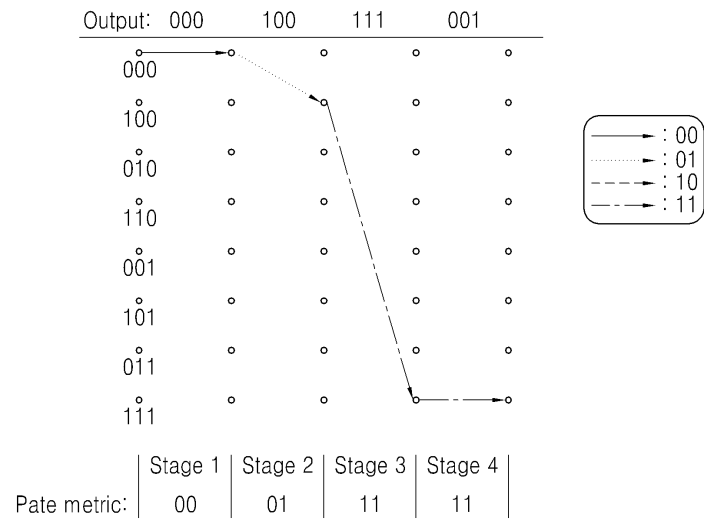
도면3a



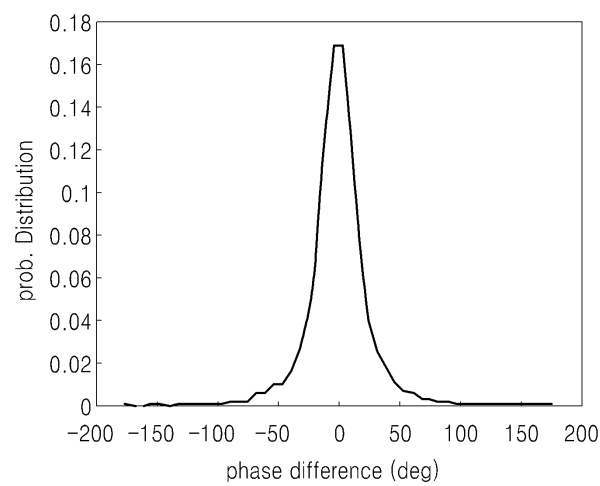
도면3b



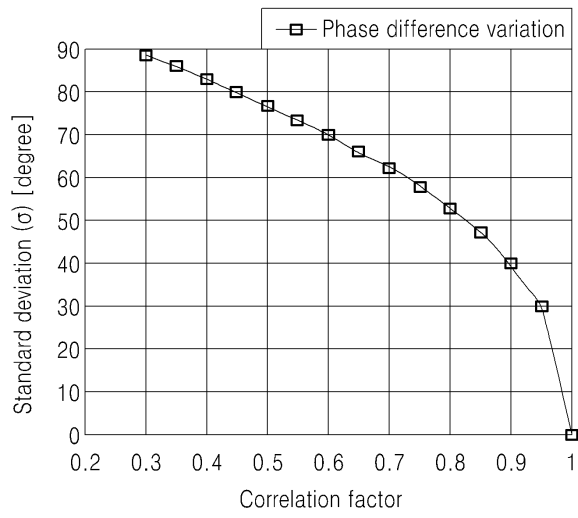
도면4



도면5a



도면5b

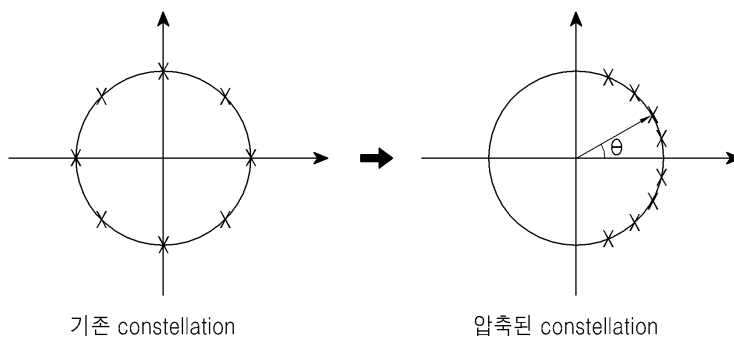


도면6a

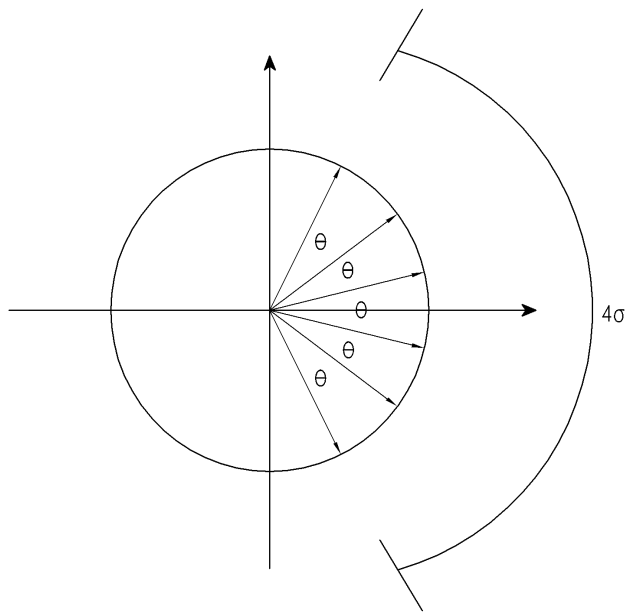
$$h = \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \\ \vdots \\ h_{M_t} \end{bmatrix}^T \approx \begin{bmatrix} f_1 \\ f_2 \\ \vdots \\ f_{M_t} \end{bmatrix}^T$$

$\Delta_2 = f_2 / f_1$
 $\Delta_3 = f_3 / f_2$
 $\Delta_{M_t} = f_{M_t} / f_{M_t-1}$

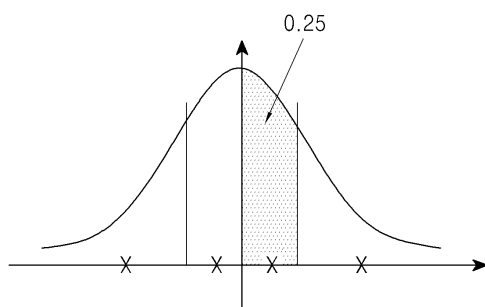
도면6b



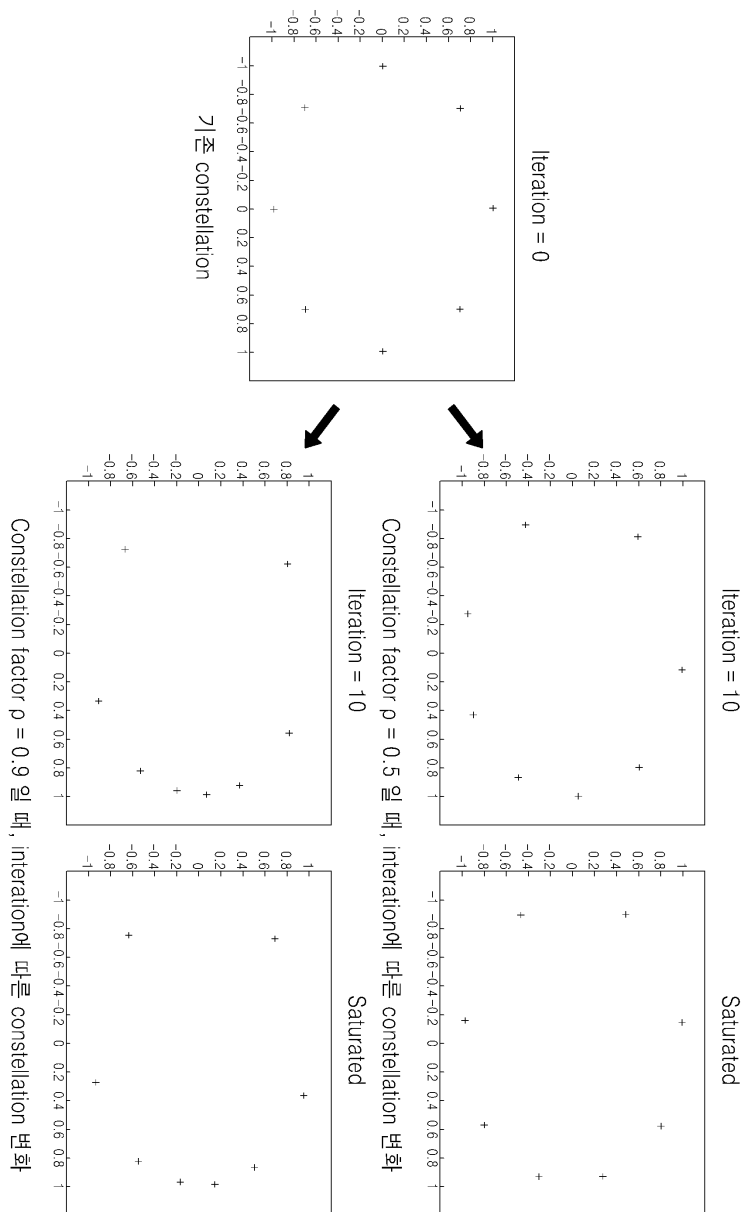
도면7



도면8



도면9



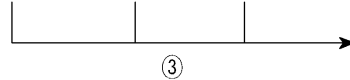
도면10

제1 error propagation 현상

감소 방식 사용시 피드백 ① : $[f_1 \Delta_2 \Delta_3 \Delta_4 \cdots \Delta_{M_t}]$

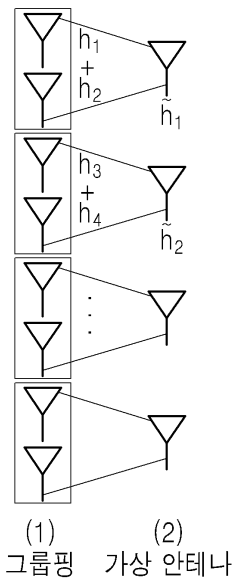
제2 error propagation 현상

감소 방식 사용시 피드백 ② : $[f_1 \Delta_2 \Delta_3 \cdots f_l \Delta_{l+1} \cdots f_{2l} \Delta_{2l+1} \cdots \Delta_{M_t}]$

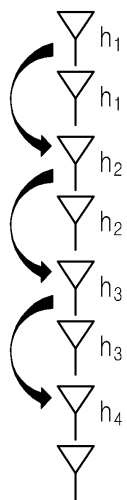


주기적으로 채널 엘리먼트 양자화 값 피드백

도면11a

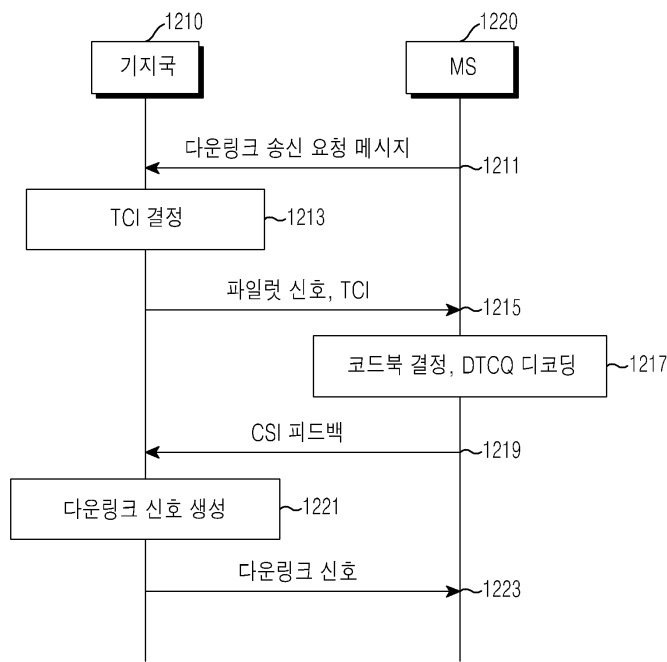


도면11b

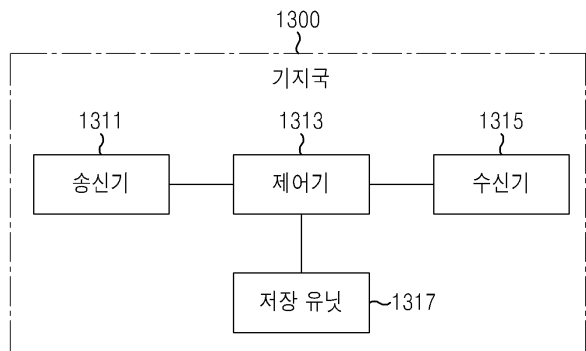


(1) 점핑 계수 $\tau : 2$

도면12



도면13



도면14

