



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년11월19일
(11) 등록번호 10-2329550
(24) 등록일자 2021년11월17일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H03M 13/45 (2006.01) H03M 1/12 (2006.01)
H04B 7/0413 (2017.01) H04L 25/02 (2006.01)
(52) CPC특허분류
H03M 13/45 (2013.01)
H03M 1/12 (2019.01)
(21) 출원번호 10-2020-0088929
(22) 출원일자 2020년07월17일
심사청구일자 2020년07월17일
(56) 선행기술조사문헌
KR1020090065330 A
KR100930522 B1

(73) 특허권자
연세대학교 산학협력단
서울특별시 서대문구 연세로 50 (신촌동, 연세대학교)
(72) 발명자
김재석
서울특별시 서대문구 연세로 50, 연세대학교 제3공학관 533호(신촌동)
이혁연
서울특별시 서대문구 연세로 50, 연세대학교 제3공학관 533호(신촌동)
조민정
서울특별시 서대문구 연세로 50, 연세대학교 제3공학관 533호(신촌동)
(74) 대리인
민영준

전체 청구항 수 : 총 8 항

심사관 : 조춘근

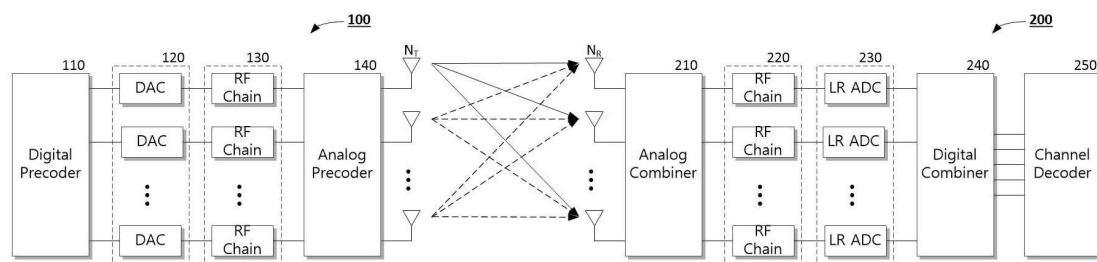
(54) 발명의 명칭 저해상도 ADC를 구비하는 밀리미터파 MIMO 수신 장치를 위한 연관정 장치 및 방법

(57) 요약

본 발명은 송신 장치로부터 채널을 통해 신호를 수신하는 수신 장치의 연관정 장치에 있어서, 다수의 수신 안테나로 수신된 수신 신호(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환되어 양자화 잡음이 포함된 양자화 수신 신호(y_q)를 인가받고, 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)으로 나누어 정규화하여

선형 근사 양자화 신호(\tilde{y}_q)로 전환하는 양자화 신호 근사부; 채널의 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득하는 채널 추정부; 기지정된 연관정 방식에 따라 인가된 양자화 수신 신호(y_q)에 대한 관정값으로 설정가능한 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 후보군 획득부; 및 적어도 하나의 연관정 후보 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 백색 잡음의 분산(σ_n^2) 및 양자화 이득(α)을 이용하여 획득하는 양자화 LLR 계산부를 포함하는 연관정 장치 및 방법을 제공할 수 있다.

대표도



(52) CPC특허분류

H04B 7/0413 (2013.01)

H04L 25/0202 (2013.01)

명세서

청구범위

청구항 1

송신 장치로부터 채널을 통해 송신 신호를 수신하는 수신 장치의 연관정 장치에 있어서,

다수의 수신 안테나로 수신된 수신 신호(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환되어 양자화 잡음이 포함된 양자화 수신 신호(y_Q)를 인가받고, 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)으

로 나누어 정규화하여 선형 근사 양자화 신호(\tilde{y}_Q)로 전환하는 양자화 신호 근사부;

상기 채널의 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득하는 채널 추정부;

기 지정된 연관정 방식에 따라 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)에 대한 판정값으로 설정가능한 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 후보군 획득부; 및

상기 적어도 하나의 연관정 후보 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 상기 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 백색 잡음의 분산(σ_n^2) 및 상기 양자화 이득(α)을 이용하여 획득하는 양자화 LLR 계산부를 포함하는 연관정 장치.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 저해상도 ADC는

양자화 범위가 3 시그마 규칙(three-sigma rule)에 따라 수신 신호의 분산에 따라 적응적으로 가변되고, 양자화 범위를 다수의 양자화 구간으로 균등 분할하여 양자화를 수행하고,

상기 양자화 이득(α)은

상기 저해상도 ADC에 의한 양자화 잡음(n_Q)을 선형 모델로 근사하는 가산 양자화 잡음 모델(이하 AQNM)을 기반으로 획득되는 수학적식

$$y_Q = \alpha y + n_Q$$

의 양자화 수신 신호(y_Q)와 수신 신호(y) 사이의 관계 모델로부터 획득되는 연관정 장치.

청구항 3

제2항에 있어서, 상기 양자화 이득(α)은

신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)에 대응하여 $1 - \rho$ 로 계산되고, 상기 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)은 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)로부터 수학적식

$$\rho = \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \cdot 2^{-2N_b}$$

에 따라 계산되는 연관정 장치.

청구항 4

제1항에 있어서, 상기 후보군 획득부는

상기 채널 행렬(H)에 기반하여 무어 펜로즈 의사 역수 (Moore-Penrose Pseudo Inverse) 연산을 수행하여 그램 행렬 쌍을 획득하고, 획득된 그램 행렬 쌍에 대해 격자 감소(Lattice Reduction: LR) 기법을 적용하여 감소된 격자를 기반으로 상기 선형 근사 양자화 신호를 제로 포커싱(Zero focusing) 경관정함으로써 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하며, 적어도 하나의 연관정 후보에 대해 연관정 트리 탐색 기법을 수행하여 적어도 하나의 연

판정 후보를 업데이트하여 연관정 후보군을 획득하는 연관정 장치.

청구항 5

삭제

청구항 6

송신 장치로부터 채널을 통해 수신된 송신 신호를 연관정하는 수신 장치의 연관정 방법에 있어서,

다수의 수신 안테나로 수신된 수신 신호(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환되어 양자화 잡음이 포함된 양자화 수신 신호(y_Q)를 인가받고, 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)으

로 나누어 정규화하여 선형 근사 양자화 신호(\hat{y}_Q)로 전환하는 단계;

상기 채널의 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득하는 단계;

기 지정된 연관정 방식에 따라 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)에 대한 관정값으로 설정가능한 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 단계; 및

상기 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 백색 잡음의 분산(σ_n^2) 및 상기 양자화 이득(α)을 이용하여 상기 적어도 하나의 연관정 후보 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 계산하는 단계를 포함하는 연관정 방법.

청구항 7

제6항에 있어서, 상기 저해상도 ADC는

양자화 범위가 3 시그마 규칙(three-sigma rule)에 따라 수신 신호의 분산에 따라 적응적으로 가변되고, 양자화 범위를 다수의 양자화 구간으로 균등 분할하여 양자화를 수행하고,

상기 양자화 이득(α)은

상기 저해상도 ADC에 의한 양자화 잡음(n_Q)을 선형 모델로 근사하는 가산 양자화 잡음 모델(이하 AQNM)을 기반으로 획득되는 수학적식

$$y_Q = \alpha y + n_Q$$

의 양자화 수신 신호(y_Q)와 수신 신호(y) 사이의 관계 모델로부터 획득되는 연관정 방법.

청구항 8

제7항에 있어서, 상기 양자화 이득(α)은

신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)에 대응하여 $1 - \rho$ 로 계산되고, 상기 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)은 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)로부터 수학적식

$$\rho = \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \cdot 2^{-2N_b}$$

에 따라 계산되는 연관정 방법.

청구항 9

제6항에 있어서, 상기 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 단계는

상기 채널 행렬(H)에 기반하여 무어 펜로즈 의사 역수 (Moore-Penrose Pseudo Inverse) 연산을 수행하여 그램 행렬 쌍을 획득하는 단계;

획득된 그램 행렬 쌍에 대해 격자 감소(Lattice Reduction: LR) 기법을 적용하여 감소된 격자를 기반으로 상기

선형 근사 양자화 신호를 제로 포커싱(Zero focusing) 경관정함으로써 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 단계; 및

적어도 하나의 연관정 후보에 대해 연관정 트리 탐색 기법을 수행하여 적어도 하나의 연관정 후보를 업데이트하여 연관정 후보군을 획득하는 단계를 더 포함하는 연관정 방법.

청구항 10

삭제

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 연관정 장치 및 방법에 관한 것으로, 저해상도 ADC를 구비하는 밀리미터파 MIMO 수신 장치를 위한 연관정 장치 및 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 밀리미터파(mmWave) 대역 통신은 기존 sub-6GHz 대역 통신과 달리 넓은 대역폭을 활용할 수 있어 포화 상태인 상용 무선 통신의 주파수 대역의 대안으로 주목받고 있다. 다만 밀리미터파 대역에서는 전파 특성으로 인한 높은 감쇄와 낮은 신호 대 잡음비가 발생하며, 이를 극복하기 위해 다수의 안테나를 포함하는 거대 다중 안테나 어레이를 활용한 빔 포밍이 주로 고려되고 있다.

[0003] 그러나 이를 실현시키기 위한 거대 다중 안테나 어레이는 많은 구성 요소로 인하여 구현 비용이 높고 전력 소모가 크다는 문제점이 있다. 이를 해결하기 위해 수신단 측에 저해상도 ADC를 채택한 밀리미터파 통신 시스템이 제안된 바 있다. 수신단 측에 저해상도 ADC를 적용하게 되면, 구현 비용과 전력 소모를 저감할 수 있다는 장점이 있다.

[0004] 그러나 저해상도 ADC 기반의 밀리미터파 통신 시스템에서는 저해상도 ADC로 인해 양자화 잡음이 더 크게 발생하여 수신 성능에 열화가 발생한다는 문제점이 있다. 이에 최근에는 수신 성능 열화를 해결하기 위하여 연구가 수행되고 있으며, 일 예로 베이지안(Bayesian) 기반의 연관정 검출기와 양자화 신뢰도 확산(Quantized BP(Belief Propagation)) 기법이 공개된 바 있다.

[0005] 그러나 베이지안 기반의 연관정 검출기는 양자화 잡음을 연산하기 위해 복잡한 수학적 모델을 적용하여 복잡도가 높다는 한계가 있다. 그리고 양자화 신뢰도 확산 기법은 사후 확률을 이용하여 반복적(iterative)으로 연관정 검출을 해야 하는 구조를 가지고 있어 복잡도와 지연이 크다는 문제점이 있다.

선행기술문헌

특허문헌

[0006] (특허문헌 0001) 한국 등록 특허 제10-2000517호 (2019.07.10 등록)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0007] 본 발명의 목적은 낮은 복잡도로 연관정을 수행할 수 있는 연관정 장치 및 방법을 제공하는데 있다.

[0008] 본 발명의 다른 목적은 사후 확률을 고려하지 않아 반복적 연관정을 수행하지 않으므로 빠르게 관정을 수행할 수 있는 연관정 장치 및 방법을 제공하는데 있다.

과제의 해결 수단

[0009] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 일 실시예에 따른 연관정 장치는 다수의 수신 안테나로 수신된 수신 신호

(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환되어 양자화 잡음이 포함된 양자화 수신 신호(y_Q)를 인가받고, 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)으로 나누어 정규화하여 선형 근사 양자화 신호(\tilde{y}_Q)로 전환하는 양자화 신호 근사부; 상기 채널의 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득하는 채널 추정부; 기지정된 연관정 방식에 따라 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)에 대한 판정값으로 설정가능한 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 후보군 획득부; 및 상기 적어도 하나의 연관정 후보 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 상기 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 백색 잡음의 분산(σ_n^2) 및 상기 양자화 이득(α)을 이용하여 획득하는 양자화 LLR 계산부를 포함한다.

[0010] 상기 저해상도 ADC는 양자화 범위가 3 시그마 규칙(three-sigma rule)에 따라 수신 신호의 분산에 따라 적응적으로 가변되고, 양자화 범위를 다수의 양자화 구간으로 균등 분할하여 양자화를 수행할 수 있다.

[0011] 상기 양자화 이득(α)은 상기 저해상도 ADC에 의한 양자화 잡음(n_Q)을 선형 모델로 근사하는 가산 양자화 잡음 모델(이하 AQNM)을 기반으로 획득되는 수학적 $y_Q = \alpha y + n_Q$ 의 양자화 수신 신호(y_Q)와 수신 신호(y) 사이의 관계 모델로부터 획득될 수 있다.

[0012] 상기 양자화 이득(α)은 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)에 대응하여 $1 - \rho$ 로 계산되고, 상기 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)은 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)로부터 수학적 $\rho = \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \cdot 2^{-2N_b}$ 에 따라 계산할 수 있다.

[0013] 상기 후보군 획득부는 상기 채널 행렬(H)에 기반하여 그램 행렬 쌍을 획득하고, 획득된 그램 행렬 쌍에 대해 격자 감소(Lattice Reduction: LR) 기법을 적용하여 감소된 격자를 기반으로 상기 선형 근사 양자화 신호를 제로 포커싱(Zero focusing) 경관정함으로써 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하며, 적어도 하나의 연관정 후보에 대해 연관정 트리 탐색 기법을 수행하여 적어도 하나의 연관정 후보를 업데이트하여 연관정 후보군을 획득할 수 있다.

[0014] 상기 양자화 LLR 계산부는 상기 적어도 하나의 연관정 후보(c_i) 각각에 대한 LLR(QLLR)을 수학적

$$QLLR(c_i|\mathbf{y}) \approx \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,+1}} \left\{ -\frac{2\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R})} \right\} - \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,-1}} \left\{ -\frac{2\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R})} \right\}.$$

[0015]에 따라 획득할 수 있다.

[0016]

[0017] 상기 목적을 달성하기 위한 본 발명의 다른 실시예에 따른 연관정 방법은 채널을 통해 수신된 신호를 연관정하는 수신 장치의 연관정 방법에 있어서, 다수의 수신 안테나로 수신된 수신 신호(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환되어 양자화 잡음이 포함된 양자화 수신 신호(y_Q)를 인가받고, 상기 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)으로 나누어 정규화하여 선형 근사 양자화 신호(\tilde{y}_Q)로 전환하는 단계; 상기 채널의 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득하는 단계; 기지정된 연관정 방식에 따라 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)에 대한 판정값으로 설정가능한 적어도 하나의 연관정 후보를 획득하는 단계; 및 상기 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 백색 잡음의 분산(σ_n^2) 및 상기 양자화 이득(α)을 이용하여 상기 적어도 하나의 연관정 후보 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 계산하는 단계를 포함한다.

발명의 효과

[0018] 따라서, 본 발명의 실시예에 따른 연관정 장치 및 방법은 저해상도 ADC를 이용함에 따른 양자화 잡음을 선형적으로 근사하여 저복잡도로 추정 및 감소시킴으로써 후보군 기반 연관정을 수행하여 낮은 연산 복잡도를 가지며, 사후 확률이 필요 없으므로 반복적 연관정을 수행할 필요가 없어 빠르게 연관정을 수행할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0019] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 밀리미터파 통신 시스템의 개략적 구조를 나타낸다.

도 2는 도 1의 디지털 컴바이너의 상세 구성의 일 예를 나타낸다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 저해상도 ADC를 구비하는 밀리미터파 MIMO 수신 장치를 위한 연관정 방법을 나타낸다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0020] 본 발명과 본 발명의 동작상의 이점 및 본 발명의 실시예에 의하여 달성되는 목적을 충분히 이해하기 위해서는 본 발명의 바람직한 실시예를 예시하는 첨부 도면 및 첨부 도면에 기재된 내용을 참조하여야만 한다.

[0021] 이하, 첨부한 도면을 참조하여 본 발명의 바람직한 실시예를 설명함으로써, 본 발명을 상세히 설명한다. 그러나, 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며, 설명하는 실시예에 한정되는 것이 아니다. 그리고, 본 발명을 명확하게 설명하기 위하여 설명과 관계없는 부분은 생략되며, 도면의 동일한 참조부호는 동일한 부재임을 나타낸다.

[0022] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라, 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 "...부", "...기", "모듈", "블록" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다.

[0023] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 밀리미터파 통신 시스템의 개략적 구조를 나타낸다.

[0024] 도 1을 참조하면, 본 실시예에 따른 통신 시스템은 송신 장치(100) 및 수신 장치(200)를 포함한다. 송신 장치(100)는 디지털 프리코더(110), 다수의 DAC(120), 다수의 RF 체인(130), 아날로그 프리코더(140) 및 N_T 개의 송신 안테나를 포함할 수 있다.

[0025] 디지털 프리코더(110)는 전송할 데이터를 인가받아 N_T 개의 송신 안테나에 대응하는 데이터로 변환한다. 다수의 DAC(120)는 디지털 프리코더(110)에서 프리코딩된 데이터를 인가받아 아날로그 신호로 변환하고, 다수의 RF 체인(130)은 다수의 DAC(120) 중 대응하는 DAC에서 변환된 아날로그 신호를 인가받아 밀리미터파 신호로 상향 변환한다. 아날로그 프리코더(140)는 다수의 RF 체인(130)에서 출력되는 밀리미터파 신호를 인가받아 합성하여 N_T 개의 송신 안테나에 각각에 대응하는 신호를 N_T 개의 송신 안테나로 전달하고, N_T 개의 송신 안테나는 전달되는 신호에 따라 송신 신호(s)를 수신 장치로 전송한다.

[0026] 여기서 송신 장치(100)는 디지털 프리코더(110)와 아날로그 프리코더(140)를 포함하는 하이브리드 프리코딩 구조를 가져, 디지털과 아날로그를 혼합한 프로세싱을 이용하여 전송 다이버시티(transmit diversity)를 획득함으로써 멀티 스트림 데이터 전송이 가능하도록 한다.

[0027] 한편 수신 장치(200)는 N_R 개의 수신 안테나와 아날로그 컴바이너(210), 다수의 RF 체인(220), 다수의 저해상도 ADC(230), 디지털 컴바이너(240) 및 채널 디코더(250)를 포함할 수 있다.

[0028] 아날로그 컴바이너(210)는 송신 장치(100)에서 채널을 통해 N_R 개의 수신 안테나로 수신된 신호를 인가받아 결합하여, 아날로그 프리코더(140)에서 합성된 신호를 구분한다. 그리고 다수의 RF 체인(220)은 아날로그 컴바이너(210)에서 구분된 다수의 밀리미터파 대역 신호를 하향 변환하여 수신 신호(y)를 출력한다. 다수의 저해상도 ADC(230) 각각은 다수의 RF 체인(220) 중 대응하는 RF 체인에서 하향 변환된 수신 신호(y)를 인가받고, 지정된 해상도에 따라 양자화하여 양자화 수신 신호(y_q)를 출력한다. 디지털 컴바이너(240)는 디지털 프리코더(110)에 대응하는 구성으로 양자화 수신 신호(y_q)를 판정하여 송신 장치(100)가 전송한 데이터를 획득한다.

[0029] 여기서 다수의 저해상도 ADC(230) 각각은 인가된 수신 신호(y)를 낮은 기지정된 비트(b)의 해상도로 양자화하여

디지털 신호인 양자화 수신 신호(y_Q)를 획득함으로써 수신 장치(200)의 구현 비용과 전력 소모를 저감할 수 있다. 다만 저해상도 ADC를 이용하는 경우, 낮은 비트(b)로 인해 양자화 잡음이 증가하게 된다.

[0030] 또한 본 실시예에서 디지털 컴바이너(240)는 연판정 장치로서 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)에 대해 연판정(Soft Decision) 방식으로 적어도 하나의 판정값을 포함하는 후보군과 적어도 하나의 판정값 각각에 대응하는 확률이 결합된 형태로 연판정 결과를 출력할 수 있다.

[0031] 채널 디코더(250)는 연판정 장치인 디지털 컴바이너(240)에서 적어도 하나의 연판정 후보를 포함하여 획득된 후보군과 확률값이 포함된 연판정 결과를 인가받아 채널 디코딩을 수행하여 송신 장치(100)에서 전송된 데이터를 복구한다. 채널 디코더(250)는 디지털 컴바이너(240)에서 인가된 후보군과 확률값을 기반으로 채널별로 반복 디코딩을 수행하여 데이터를 복구할 수 있다.

[0032] 우선 다수의 저해상도 ADC(230)를 이용함에 따라 증가하는 양자화 잡음에 대해 우선 고려하면, 저해상도 ADC에 수신 신호(y)가 입력되어 양자화되어 출력되는 양자화 수신 신호(y_Q)는 수학식 1로 모델링될 수 있다.

수학식 1

$$y_Q = Q(y) = Q(\Re\{y\}) + jQ(\Im\{y\}) \\ = \mathcal{P}\{B(\Re\{y\})\} + j\mathcal{P}\{B(\Im\{y\})\}.$$

[0033]

[0034] 여기서 $Q(y)$ 는 저해상도 ADC에서 수신 신호(y)에 대해 수행되는 양자화 변환 함수를 나타내고, $\Re\{y\}$ 는 수신 신호(y)의 실수 성분을 나타내며, $\Im\{y\}$ 는 허수 성분을 나타낸다. 그리고 \mathcal{P} 는 양자화 함수를 나타내고, B 는 양자화 범위(Quantized boundary)으로 양자화 상한 및 하한을 나타낸다.

[0035] 저해상도 ADC(230)를 포함하는 수신 장치(200)에서는 양자화 범위가 고정된 특정 범위로 지정되면, 지정된 양자화 최대값 및 최소값을 초과하는 입력값이 저해상도 ADC로 인가되는 경우가 발생할 수 있다. 그러나 양자화 범위(B)를 확장하게 되면, 양자화 잡음이 더욱 크게 증가하게 된다.

[0036] 그러므로 저해상도 ADC의 양자화 레벨에 따른 양자화 범위(B)를 적절하게 설정하는 것은 디지털 컴바이너(240)의 연판정 결과에 큰 영향을 미치게 된다. 이에 본 실시예에서는 3 시그마 규칙(three-sigma rule)을 적용하여, 저해상도 ADC의 양자화 범위(B)가 수신 신호(y)의 분산(σ^2)에 따라 적응적으로 설정되도록 한다. 3 시그마 규칙은 정규 분포에서 평균(μ)을 중심으로 양측으로 표준 편차(σ)의 3배수 범위($\mu-3\sigma \sim \mu+3\sigma$) 이내에 거의 모든 값(99.7%)이 포함된다는 경험적 규칙을 나타낸다. 이에 수신 신호(y)의 평균(μ)이 0인 것으로 고려하면, 3 시그마 규칙에 따라 수신 신호(y)의 양자화 범위를 나타내는 양자화 최대값(Z_{max})은 수학식 2와 같이 수신 신호(y)의 분산(σ^2)에 따라 적응적으로 설정될 수 있다.

수학식 2

$$Z_{max} = 3 \times \sigma_{\Re\{y_k\}} = 3 \times \sigma_{\Im\{y_k\}} \approx 3 \times \sqrt{(0.5 + 0.5 \times \sigma_n^2)}.$$

[0037]

[0038] 여기서 y_k 는 N_R 개의 수신 안테나 중 $k(k \in \{1, 2, \dots, N_R\})$ 번째 수신 안테나로 수신된 수신 신호를 나타내고, σ_n^2 는 수신 신호(y_k)에 포함된 잡음(n)의 분산을 나타낸다.

[0039] 수학식 2에서 획득된 양자화 최대값(Z_{max})으로부터 N_R 개의 수신 안테나 중 k 번째 수신 안테나를 통해 수신되는 수신 신호(y_k)의 실수 성분($\Re\{y_k\}$)은 수학식 3과 같이 제한될 수 있다.

수학식 3

$$B(\Re\{\mathbf{y}_k\}) = \begin{cases} Z_{max}, & \text{if } \Re\{\mathbf{y}_k\} > Z_{max}, \\ \Re\{\mathbf{y}_k\}, & \text{else if } -Z_{max} \leq \Re\{\mathbf{y}_k\} \leq Z_{max}, \\ -Z_{max}, & \text{else } \Re\{\mathbf{y}_k\} < -Z_{max} \end{cases}$$

[0040]

[0041] 그리고 본 실시예에서 저해상도 ADC는 균등 스칼라 양자화기로 동작하며, 이에 양자화 함수(P)는 양자화 최소값($-Z_{max}$)으로부터 양자화 최대값(Z_{max}) 사이의 양자화 범위(B)를 다수의 양자화 구간으로 균등 분할하여 양자화를 수행할 수 있다.

[0042] 저해상도 ADC가 균등 스칼라 양자화기로 동작하고, b비트 저해상도 ADC에 의해 2^b 개의 양자화 구간으로 양자화를 수행하는 경우, 2^b 개의 양자화 구간 각각의 크기(size of quantization interval)(ζ)는 양자화 범위(B) 전체 길이를 구분하고자 하는 양자화 구간의 총 개수로 나누어 계산될 수 있다. 즉 양자화 간격의 크기(ζ)는 양자화 최소값($-Z_{max}$)으로부터 양자화 최대값(Z_{max}) 사이의 양자화 범위(B)를 저해상도 ADC의 비트수(b)에 따라 2^b 로 나누어 $\zeta = 2Z_{max} / 2^b$ 로 계산될 수 있다.

[0043] 그리고 균등 크기(ζ)로 구분된 다수의 양자화 간격 중 l ($l = 0, 1, \dots, 2^b$)번째 양자화 간격의 경계 위치(boundary point)(ξ_l)는 양자화 최소값($-Z_{max}$)으로부터 양자화 간격의 크기(ζ)를 l 배($\zeta \cdot l$)한 위치이므로, $\xi_l = -Z_{max} + \zeta \cdot l$ 로 계산될 수 있다.

[0044] 이에 l 번째 양자화 구간에서 중간점 양자화 출력값(midpoint quantized output)(ι_l)은 인접한 두 양자화 간격의 경계 위치(ξ_l, ξ_{l-1}) 사이의 값이므로, $\iota_l = (\xi_l + \xi_{l-1}) / 2$ 로 계산된다.

[0045] 한편 수학식 1에서 양자화 함수(P)는 수신 신호(y)의 실수 성분($\Re\{y\}$)과 허수 성분($\Im\{y\}$) 각각에 구분되어 적용되므로, 수신 신호(y)의 실수 성분($\Re\{y\}$)과 허수 성분($\Im\{y\}$) 각각에 대한 양자화는 수학식 4 및 5에 따라 수행될 수 있다.

수학식 4

$$\mathcal{P}\{B(\Re\{\mathbf{y}_k\})\} = \begin{cases} Z_{max}, & \text{if } \Re\{\mathbf{y}_k\} > Z_{max}, \\ \iota_l, & \text{else if } -Z_{max} \leq \Re\{\mathbf{y}_k\} \leq Z_{max} \\ & \text{and } \xi_{l-1} < \Re\{\mathbf{y}_k\} \leq \xi_l \text{ for } l = 1, 2, \dots, 2^b \\ -Z_{max}, & \text{else } \Re\{\mathbf{y}_k\} < -Z_{max} \end{cases}$$

[0046]

수학식 5

$$\mathcal{P}\{B(\mathfrak{S}\{\mathbf{y}_k\})\} = \begin{cases} Z_{max}, & \text{if } \mathfrak{S}\{\mathbf{y}_k\} > Z_{max}, \\ \iota_l, & \text{else if } -Z_{max} \leq \mathfrak{S}\{\mathbf{y}_k\} \leq Z_{max} \\ & \text{and } \xi_{l-1} < \mathfrak{S}\{\mathbf{y}_k\} \leq \xi_l \text{ for } l = 1, 2, \dots, 2^b \\ -Z_{max}, & \text{else } \mathfrak{S}\{\mathbf{y}_k\} < -Z_{max} \end{cases}$$

그리고 수학식 4와 수학식 5를 수학식 1에 대입하면, 저해상도 ADC에서 양자화되어 출력되는 양자화 수신 신호(y_Q)를 획득할 수 있다.

한편 저해상도 ADC에서 양자화되어 출력되는 양자화 수신 신호(y_Q)에는 양자화 잡음이 포함되므로, 수학식 6과 같이 다시 표현될 수 있다.

수학식 6

$$\mathbf{y}_Q = \mathbf{E}\mathbf{y} + \mathbf{n}_Q$$

여기서 \mathbf{E} 는 양자화 잡음(\mathbf{n}_Q)의 전력($\mathbb{E}\{\mathbf{n}_Q\}$)을 최소화하도록 구성되는 Bussgang 선형 행렬로서, 수학식 7에 따라 획득될 수 있다.

수학식 7

$$\mathbf{E} = \mathbb{E}[\mathbf{y}_Q \mathbf{y}^H] \mathbb{E}[\mathbf{y} \mathbf{y}^H]^{-1}$$

여기서 \mathbf{y}^H 는 수신 신호(\mathbf{y})의 에르미트 행렬(Hermitian matrix)을 나타낸다.

수학식 7은 Bussgang 정리를 이용하여 계산될 수 있으나, Bussgang 정리는 대량의 행렬 곱셈과 아크사인 연산 및 행렬 대각 요소에 대한 제곱근 연산을 요구하여 복잡도가 매우 높아 적용하기 어렵다.

이에 본 실시예에서는 양자화 잡음(\mathbf{n}_Q)을 선형 모델로 근사하여 연산 복잡도를 낮출 수 있는 가산 양자화 잡음 모델(Additive Quantization Noise Model: 이하 AQNM)을 적용한다.

AQNM을 적용하면 수학식 7의 상관 행렬($\mathbb{E}[\mathbf{y}_Q \mathbf{y}^H]$)이 수학식 8과 같이 근사될 수 있다.

수학식 8

$$\mathbb{E}[\mathbf{y}_Q \mathbf{y}^H] \approx (1 - \rho) \mathbb{E}[\mathbf{y} \mathbf{y}^H]$$

여기서 ρ 는 신호대 양자화 잡음비의 역수를 나타낸다.

따라서 수학식 7의 Bussgang 선형 행렬(\mathbf{E})은 수학식 9로 유도될 수 있다.

수학식 9

$$\mathbf{E} \approx (1 - \rho) \mathbf{I}_{N_R}$$

여기서 \mathbf{I}_{N_R} 은 수신 안테나 개수(N_R)에 대응하는 단위 행렬이다.

여기서는 $1 - \rho$ 를 양자화 이득(α)라 하면, 수학식 6의 저해상도 ADC에 의해 양자화된 양자화 수신 신호(y_Q)는 양자화 이득(α)에 따라 수학식 10으로 표현될 수 있다.

수학식 10

$$\mathbf{y}_Q = \alpha \mathbf{y} + \mathbf{n}_Q$$

수학식 10에서 수신 신호(\mathbf{y})는 송신 신호(\mathbf{s})와 송신 안테나와 수신 안테나 사이의 채널 행렬(\mathbf{H}) 및 백색 잡음(Additive white Gaussian noise: AWGN)(\mathbf{n})에 의해 $\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}$ 로 획득되므로, 수학식 10은 수학식 11과 같이 다시 정리될 수 있다.

수학식 11

$$\begin{aligned} \mathbf{y}_Q &= \alpha(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n}) + \mathbf{n}_Q \\ &= \underbrace{\alpha\mathbf{H}\mathbf{s}}_{\text{Desired Quantized Signal}} + \underbrace{\alpha\mathbf{n} + \mathbf{n}_Q}_{\text{Sum of AWGN and Quantization Noise}} \\ &= \alpha\mathbf{H}\mathbf{s} + \boldsymbol{\epsilon}_Q \end{aligned}$$

즉 양자화 신호 성분($\alpha\mathbf{H}\mathbf{s}$)과 백색 잡음(\mathbf{n})과 양자화 잡음을 포함하는 잡음 성분의 합으로 정리될 수 있다. 백색 잡음(\mathbf{n})과 양자화 잡음을 포함하는 잡음 성분을 여기서는 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)으로 정의한다.

수학식 11에 따르면, 추정된 채널 행렬(\mathbf{H})과 함께 양자화 이득(α)과 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)을 획득할 수 있다면, 송신 신호(\mathbf{s})를 추출할 수 있음을 나타낸다.

이에 본 발명에서는 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)의 근사 분포(approximate distribution)를 탐색하는 것을 목적으로 하지만, 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)의 근사 분포를 직접 획득하는 것은 용이하지 않으므로, 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)에 대한 공분산 행렬(covariance matrix)인 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\boldsymbol{\epsilon}_Q\boldsymbol{\epsilon}_Q}$)을 획득하여 총 잡음($\boldsymbol{\epsilon}_Q$)을 탐색할 수 있도록 한다.

다만 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\boldsymbol{\epsilon}_Q\boldsymbol{\epsilon}_Q}$)을 획득하기 위해서는 수학식 10 및 11에서 수신 신호(\mathbf{y})와 송신 신호(\mathbf{s}), 잡음(\mathbf{n}) 및 양자화 잡음(\mathbf{n}_Q)의 AQNM에서의 근사 분포를 먼저 살펴봐야만 한다.

수신 신호(\mathbf{y})의 수신 신호 공분산 행렬(\mathbf{R}_{yy})은 수학식 12에 의해 획득될 수 있다.

수학식 12

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{yy} &= \mathbb{E}\{\mathbf{y}\mathbf{y}^H\} = \mathbb{E}\{(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n})(\mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n})^H\} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{nn}\end{aligned}$$

[0071]

[0072] 여기서 \mathbf{R}_{ss} 와 \mathbf{R}_{nn} 은 각각 송신 신호(s)와 백색 잡음(n)에 대한 공분산 행렬을 나타낸다.

[0073] 송신 신호(s)가 균일한 전력을 가진다면, 송신 신호 공분산 행렬(\mathbf{R}_{ss})은 송신 신호(s)의 분산(σ_s^2)과 같이 $1(\mathbf{R}_{ss} = \sigma_s^2 = 1)$ 로 계산되고, 백색 잡음 공분산 행렬(\mathbf{R}_{nn})은 잡음 분산(σ_n^2)과 동일하다.

[0074] 따라서 수학식 12의 수신 신호 공분산 행렬(\mathbf{R}_{yy})은 수학식 13으로 재작성될 수 있다.

수학식 13

$$\mathbf{R}_{yy} = \mathbf{H}\mathbf{R}_{ss}\mathbf{H}^H + \mathbf{R}_{nn} = \sigma_s^2\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_R}$$

[0075]

[0076] 한편 양자화 잡음(\mathbf{n}_Q)에 대한 양자화 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{n_Q n_Q}$)은 수학식 14로 획득될 수 있다.

수학식 14

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{n_Q n_Q} &= \mathbb{E}[(\mathbf{y}_Q - \mathbf{E}\mathbf{y})(\mathbf{y}_Q - \mathbf{E}\mathbf{y})^H] \\ &= \mathbf{R}_{y_Q y_Q} - \mathbf{R}_{y_Q y}\mathbf{R}_{yy}^{-1}\mathbf{R}_{yy_Q}\end{aligned}$$

[0077]

[0078] AQNM 가정을 사용하면, 수학식 14의 양자화 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{n_Q n_Q}$)은 수학식 15로 근사될 수 있다.

수학식 15

$$\mathbf{R}_{n_Q n_Q} \approx \alpha(1 - \alpha)\text{diag}(\mathbf{R}_{yy})$$

[0079]

[0080] 수학식 12를 수학식 15에 대입하면, 수학식 15의 양자화 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{n_Q n_Q}$)은 수학식 16으로 정리될 수 있다.

수학식 16

$$\mathbf{R}_{n_Q n_Q} \approx (1 - \alpha)\alpha \cdot (\sigma_s^2\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2\mathbf{I}_{N_R})$$

[0081]

[0082] 이에 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\epsilon_Q \epsilon_Q}$)은 수학식 17로 표현될 수 있다.

수학식 17

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\epsilon_Q \epsilon_Q} &= \mathbb{E}[(\alpha \mathbf{n} + \mathbf{n}_Q)(\alpha \mathbf{n} + \mathbf{n}_Q)^H] \\ &= \mathbb{E}[\alpha^2 \mathbf{n} \mathbf{n}^H + \alpha \mathbf{n} \mathbf{n}_Q^H + \alpha \mathbf{n}_Q \mathbf{n}^H + \mathbf{n}_Q \mathbf{n}_Q^H] \end{aligned}$$

백색 잡음(\mathbf{n})과 양자화 잡음(\mathbf{n}_Q)이 비상관 관계인 것으로 가정하면, 수학식 17의 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\epsilon_Q \epsilon_Q}$)은 수학식 18과 같이 획득될 수 있다.

수학식 18

$$\begin{aligned} \mathbf{R}_{\epsilon_Q \epsilon_Q} &= \mathbb{E}[\alpha^2 \mathbf{n} \mathbf{n}^H + \alpha \mathbf{n} \mathbf{n}_Q^H + \alpha \mathbf{n}_Q \mathbf{n}^H + \mathbf{n}_Q \mathbf{n}_Q^H] \\ &= \underbrace{\alpha^2 \mathbb{E}[\mathbf{n} \mathbf{n}^H]}_{=\alpha^2 \mathbf{R}_{\mathbf{n}\mathbf{n}}} + \underbrace{\alpha \mathbb{E}[\mathbf{n} \mathbf{n}_Q^H]}_{=0} + \underbrace{\alpha \mathbb{E}[\mathbf{n}_Q \mathbf{n}^H]}_{=0} + \underbrace{\mathbb{E}[\mathbf{n}_Q \mathbf{n}_Q^H]}_{=\mathbf{R}_{\mathbf{n}_Q \mathbf{n}_Q}} \\ &= \alpha^2 \sigma_{\mathbf{n}}^2 \mathbf{I}_{N_R} + (1 - \alpha) \alpha \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H} \mathbf{H}^H + \sigma_{\mathbf{n}}^2 \mathbf{I}_{N_R}) \end{aligned}$$

추가적으로 AQNM에서 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)은 확률적으로 근사될 수 있다. 가우시안 랜덤 변수의 입력에 대한 Bussgang 가정을 이용하면, 신호대 양자화 잡음비의 역(ρ)은 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 대응하는 값으로 근사화 될 수 있다. 양자화 비트 수(N_b)가 5보다 크면($N_b > 5$), 신호대 양자화 잡음비의

역(ρ)은 $\rho = \frac{\pi\sqrt{3}}{2} \cdot 2^{-2N_b}$ 로 근사될 수 있다. 그리고 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)는 수신 장치에서 미리 지정되므로, 신호대 양자화 잡음비의 역수(ρ)와 양자화 이득($\alpha = 1 - \rho$)는 표 1과 같이 저해상도 ADC의 양자화 비트 수(N_b)에 따른 상수값으로 미리 획득될 수 있다.

표 1

N_b	1	2	3	4	5
ρ	0.3634	0.1175	0.03454	0.009497	0.002499
α	0.6366	0.8825	0.96546	0.990503	0.997501

저해상도 ADC에 의한 양자화 이득(α)을 보상하기 위해 수학식 10에 나타난 양자화된 양자화 수신 신호(y_Q)를 양자화 이득(α)로 나누어 정규화함으로써 수학식 19와 같이 선형 근사 양자화 신호($\tilde{\mathbf{y}}_Q$)로 전환될 수 있다.

수학식 19

$$\begin{aligned}\check{\mathbf{y}}_Q &= \frac{1}{\alpha} \mathbf{y}_Q = \mathbf{H}\mathbf{s} + \mathbf{n} + \frac{\mathbf{n}_Q}{\alpha} \\ &= \mathbf{H}\mathbf{s} + \check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q\end{aligned}$$

[0089]

[0090] 그리고 수학식 19의 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)에서 정규화된 총 잡음($\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q$)의 정규 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q}$)은 수학식 18로부터 수학식 20과 같이 계산될 수 있다.

수학식 20

$$\begin{aligned}\mathbf{R}_{\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q} &= \mathbb{E}[(\mathbf{n} + \frac{1}{\alpha}\mathbf{n}_Q)(\mathbf{n} + \frac{1}{\alpha}\mathbf{n}_Q)^H] \\ &= \mathbb{E}[\mathbf{n}\mathbf{n}^H + \frac{1}{\alpha}\mathbf{n}\mathbf{n}_Q^H + \frac{1}{\alpha}\mathbf{n}_Q\mathbf{n}^H + \frac{1}{\alpha^2}\mathbf{n}_Q\mathbf{n}_Q^H] \\ &\approx \sigma_{\mathbf{n}}^2\mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_{\mathbf{s}}^2\mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_{\mathbf{n}}^2\mathbf{I}_{N_R}).\end{aligned}$$

[0091]

[0092] 상기한 바와 같이, 양자화 이득(α)은 저해상도 ADC의 비트수에 따라 결정되므로, 수학식 20의 정규 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q}$)은 용이하게 획득될 수 있다. 여기서 획득된 정규 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q}$)은 AQNM에 의해 선형 근사된 정규화된 총 잡음($\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q$)의 분산($\sigma_{\check{\boldsymbol{\epsilon}}_Q}^2$)으로 볼 수 있다.

[0093] 디지털 컴바이너(240)는 저해상도 ADC(230)로부터 양자화 수신 신호(y_Q)가 인가되면, 수학식 19와 같이 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)를 양자화 잡음(n_Q)이 반영된 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)로 전환할 수 있다. 그리고 전 환된 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)를 이용하여 연판정을 수행함으로써, 연판정 정확도를 크게 향상시킬 수 있다.

[0094] 도 2는 도 1의 디지털 컴바이너의 상세 구성의 일 예를 나타낸다.

[0095] 도 2를 참조하면, 수신 장치(200)의 연판정 장치로 동작하는 디지털 컴바이너(240)는 채널 추정부(241), 양자화 신호 근사부(242), 후보군 획득부(243) 및 양자화 LLR 계산부(244)를 포함할 수 있다.

[0096] 채널 추정부(241)는 수신 신호가 전송되는 채널 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득한다.

[0097] 양자화 신호 근사부(242)는 저해상도 ADC(230)로부터 양자화 수신 신호(y_Q)가 인가되면, 인가된 양자화 수신 신호(y_Q)를 저해상도 ADC(230)의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)로 나누어 정규화하여, 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)로 전환한다.

[0098] 후보군 획득부(243)는 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)를 인가받아, 연판정값으로 설정될 수 있는 적어도 하나의 연 판정 후보를 획득한다.

[0099] 후보군 획득부(243)는 다양한 방식으로 연판정 후보를 획득할 수 있다. 일 예로 후보군 획득부(243)는 채널 행 렬(H)에 기반하여 무어 펜로즈 의사 역수(Moore-Penrose Pseudo Inverse) 연산을 수행하여 그램 행렬(Gram Matrix)(G)과 역 그램 행렬(G^{-1}) 쌍을 획득하고, 획득된 그램 행렬 쌍(G, G^{-1})에 대해 격자 감소(Lattice Reduction: LR) 기법을 적용한다. 감소된 격자를 기반으로 선형 근사 양자화 신호($\check{\mathbf{y}}_Q$)를 제로 포커싱(Zero

focusing) 경관정합으로써 적어도 하나의 연관정 후보를 획득할 수 있다. 이후 획득된 적어도 하나의 연관정 후보에 대해 연관정 트리 탐색 기법을 수행함으로써, 적어도 하나의 연관정 후보를 업데이트하여 연관정 후보군을 획득할 수 있다. 즉 격자 감소-고정 후보 알고리즘(Lattice Reduction-Fixed Candidate Algorithm: LR-FCA) 기법에 따라 연관정 후보군을 획득할 수 있다.

[0100] 여기서는 일 예로 LR-FCA 기법에 따라 연관정 후보군을 획득하는 것으로 설명하였으나, 후보군 획득부(243)는 채널 행렬(H)을 이용하여 연관정을 수행하는 여러 공지된 연관정 기법에 따라 연관정 후보군을 획득할 수 있다.

[0101] 양자화 LLR 계산부(244)는 후보군 획득부(243)에서 획득된 연관정 후보군(\hat{C}_Q)을 인가받고, 연관정 후보군(\hat{C}_Q)에 포함된 적어도 하나의 연관정 후보(\mathbf{c}_Q) 각각에 대한 LLR(Log Likelihood Ratio)을 계산한다.

[0102] 본 실시예에서는 잡음 분산(σ_n^2) 대신 정규화된 총 잡음($\tilde{\epsilon}_Q$)이 LLR을 정규화하기 위해 이용되었다. 따라서 정규 총 잡음 공분산 행렬($\mathbf{R}_{\tilde{\epsilon}_Q\tilde{\epsilon}_Q} = \sigma_{\tilde{\epsilon}_Q}^2$)로부터 정규화된 총 잡음($\tilde{\epsilon}_Q$)의 분산($\sigma_{\tilde{\epsilon}_Q}^2 = \mathbf{R}_{\tilde{\epsilon}_Q\tilde{\epsilon}_Q}$)을 수학적 식 21과 같이 획득할 수 있다.

수학적 식 21

$$\sigma_{\tilde{\epsilon}_Q}^2 \approx \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R})$$

[0104] 그러므로 적어도 하나의 연관정 후보(c_i) 각각에 대한 양자화 LLR(QLLR)은 수학적 식 22에 따라 계산될 수 있다.

수학적 식 22

$$\begin{aligned} & QLLR(c_i|\mathbf{y}) \\ & \approx \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,+1}} \left\{ -\frac{2}{\sigma_{\tilde{\epsilon}_Q}^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \right\} - \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,-1}} \left\{ -\frac{2}{\sigma_{\tilde{\epsilon}_Q}^2} \|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2 \right\} \\ & \approx \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,+1}} \left\{ -\frac{2\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R})} \right\} \\ & \quad - \frac{1}{2} \max_{\mathbf{c} \in \hat{C} \cap S_{i,-1}} \left\{ -\frac{2\|\mathbf{y} - \mathbf{H}\mathbf{s}\|^2}{\sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R} + \frac{(1-\alpha)}{\alpha} \cdot \text{diag}(\sigma_s^2 \mathbf{H}\mathbf{H}^H + \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_R})} \right\}. \end{aligned}$$

[0106] 결과적으로 저해상도 ADC(230)에 의해 디지털 변환되어 양자화되고 정규화된 선형 근사 양자화 신호($\tilde{\mathbf{y}}_Q$)의 적어도 하나의 연관정 후보(c_i) 각각에 대한 양자화 LLR(QLLR)은 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 잡음의 분산(σ_n^2) 만을 활용하여 추정될 수 있다. 여기서 선형 근사 양자화 신호($\tilde{\mathbf{y}}_Q$)에는 백색 잡음(n)뿐만 아니라 저해상도 ADC(230)에 의한 양자화 잡음(n_0) 성분이 정규화되어 포함된 값이므로, 양자화 LLR(QLLR)은 수신 장치(200)에 저해상도 ADC(230)가 적용된 경우에도 높은 정확도로 추정될 수 있다.

[0107] 적어도 하나의 연관정 후보(c_i)와 각각에 대한 양자화 LLR(QLLR)이 계산되면, 연관정 후보(c_i)와 양자화 LLR(QLLR)은 도 1의 채널 디코더(250)로 전달되고, 채널 디코더(250)는 전달된 연관정 후보(c_i)와 양자화 LLR(QLLR)를 기반으로 채널 디코딩을 수행하여, 전송된 데이터를 복구한다.

[0108] 도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 저해상도 ADC를 구비하는 밀리미터파 MIMO 수신 장치를 위한 연관정 방법을

나타낸다.

[0109] 도 1 및 도 2를 참조하여, 도 3의 연관정 방법을 설명하면, 우선 수신 신호가 전송되는 채널 상태를 추정하여 채널 행렬(H)을 획득한다(S10). 그리고 송신 장치로부터 채널을 통해 전송된 수신 신호(y)가 저해상도 ADC에 의해 디지털 변환된 양자화 수신 신호(y_q)를 인가받아 저해상도 ADC(230)의 양자화 비트 수(N_b)에 따라 미리 결정된 양자화 이득(α)로 나누어 정규화하여 선형 근사 양자화 신호(\check{y}_Q)로 전환한다.

[0110] 그리고 획득된 채널 행렬(H)을 기반으로 선형 근사 양자화 신호(\check{y}_Q)에 대한 적어도 하나의 연관정 후보(\mathbf{c}_Q)를 포함하는 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)을 획득한다(S30). 이때 연관정 후보군은 다양한 연관정 기법에 따라 획득될 수 있으나, 일 예로 LR-FCA 기법에 따라 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)을 획득할 수 있다.

[0111] 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)이 획득되면, 적어도 하나의 연관정 후보(\mathbf{c}_Q) 각각에 대한 양자화 LLR(QLLR)을 수학적 22에 따라 채널 행렬(H), 송신 신호의 분산(σ_s^2), 잡음의 분산(σ_n^2)을 이용하여 획득한다(S30). 여기서 송신 신호(s)가 균일한 전력을 가진다면, 송신 신호(s)의 분산(σ_s^2)은 $1(\sigma_s^2 = 1)$ 로 계산될 수 있다.

[0112] 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)과 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)에 포함된 적어도 하나의 연관정 후보(\mathbf{c}_Q) 각각에 대한 양자화 LLR(QLLR)이 획득되면, 획득된 연관정 후보군($\hat{\mathbf{C}}_Q$)과 양자화 LLR(QLLR)을 채널 디코딩되어 데이터로 복구될 수 있도록 연관정 결과로서 출력한다(S40).

[0113] 본 발명에 따른 방법은 컴퓨터에서 실행시키기 위한 매체에 저장된 컴퓨터 프로그램으로 구현될 수 있다. 여기서 컴퓨터 판독가능 매체는 컴퓨터에 의해 액세스 될 수 있는 임의의 가용 매체일 수 있고, 또한 컴퓨터 저장 매체를 모두 포함할 수 있다. 컴퓨터 저장 매체는 컴퓨터 판독가능 명령어, 데이터 구조, 프로그램 모듈 또는 기타 데이터와 같은 정보의 저장을 위한 임의의 방법 또는 기술로 구현된 휘발성 및 비휘발성, 분리형 및 비분리형 매체를 모두 포함하며, ROM(판독 전용 메모리), RAM(랜덤 액세스 메모리), CD(컴팩트 디스크)-ROM, DVD(디지털 비디오 디스크)-ROM, 자기 테이프, 플로피 디스크, 광데이터 저장장치 등을 포함할 수 있다.

[0114] 본 발명은 도면에 도시된 실시예를 참고로 설명되었으나 이는 예시적인 것에 불과하며, 본 기술 분야의 통상의 지식을 가진 자라면 이로부터 다양한 변형 및 균등한 타 실시예가 가능하다는 점을 이해할 것이다.

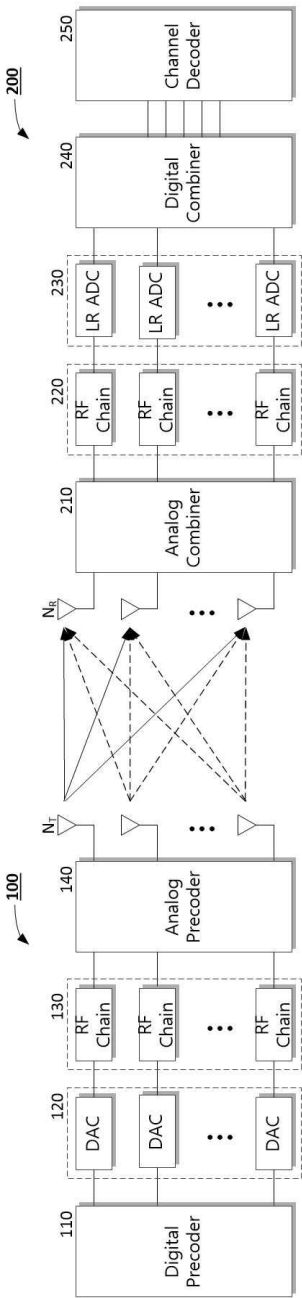
[0115] 따라서, 본 발명의 진정한 기술적 보호 범위는 첨부된 청구범위의 기술적 사상에 의해 정해져야 할 것이다.

부호의 설명

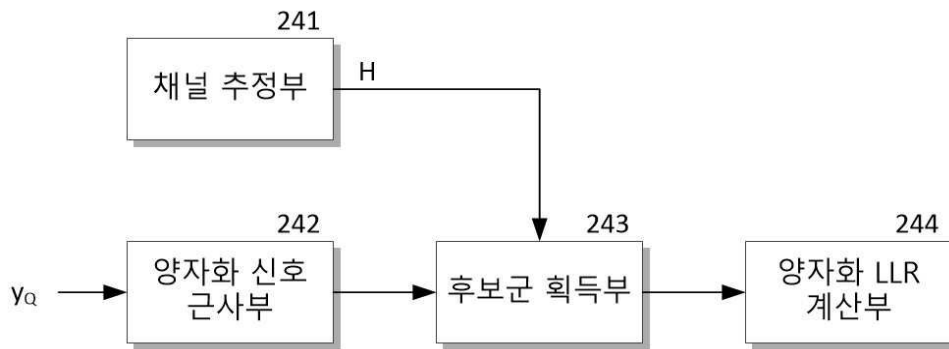
[0116]	100: 송신 장치	110: 디지털 프리코더
	120: DAC	130: RF 체인
	140: 아날로그 프리코더	200: 수신 장치
	210: 아날로그 컴바이너	220: RF 체인
	230: 저해상도 ADC	240: 디지털 컴바이너
	250: 채널 디코더	241: 채널 추정부
	242: 양자화 신호 근사부	243: 후보군 획득부
	244: 양자화 LLR 계산부	

도면

도면1



도면2



도면3

