

명세서

청구범위

청구항 1

OFDM(orthogonal frequency-division multiplexed) 시스템을 위한 잡음 평가 필터로서, 유니타리 벡터(unitary vector)를 OFDM 신호 벡터에 의해 승산하여, 상기 OFDM 신호 벡터의 스칼라 곱들(scalar products)을 생성하기 위한 필터 뱅크 모듈과, 상기 스칼라 곱들을 제곱하고, 상기 스칼라 곱들을 가중화하여, 복수의 가중화된 단일의 평가치들을 생성하기 위한 계수 제곱 모듈과, 상기 가중화된 단일의 평가들을 합산하여, 잡음 및 간섭 전력 평가치를 생성하기 위한 합산 모듈을 포함하는 잡음 평가 필터.

청구항 2

제1항에 있어서, 상기 유니타리 벡터는 채널 공분산(covariance) 매트릭스의 아이겐 벡터 매트릭스(an Eigen vector matrix)인 잡음 평가 필터.

청구항 3

제1항에 있어서, 상기 계수 제곱 모듈은, 상기 스칼라 곱을 제곱하여 복수의 단일의 평가치들을 생성하기 위한 제곱 모듈과, 잡음 계수로 상기 단일의 평가치들 각각을 가중화하여 복수의 가중화된 단일의 평가치들을 형성하는 계수 승산 모듈을 더 포함하는 잡음 평가 필터.

청구항 4

제3항에 있어서,

$$\lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i} \frac{\lambda - \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}}{2 \frac{1}{\delta^4} (d_{hh,i} + \delta^2)^2}$$

상기 잡음 계수는, 일 때, λ 에 의해 표현된 양의 상수이고, 그렇지 않은 경우, 상기 잡음 계수는 0 값을 가지며, 여기서 i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내고, n 은 양의 정수이며, λ 는 라그랑제 승수(Lagrange multiplier)이고, $d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이겐값(an Eigenvalue)이며, δ^2 은 신호 전력에 대한 잡음의 분산인 잡음 평가 필터.

청구항 5

제4항에 있어서,

$\frac{1}{\delta^2} d_{hh,j} \geq \lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,k}$ 을 갖고, 여기서 $d_{hh,j}$ 및 $d_{hh,k}$ 는 각각 상기 채널 공분산 매트릭스에 대한 적어도 하나의 아이겐값을 나타내는 잡음 평가 필터.

청구항 6

제3항에 있어서,

상기 계수 승산 모듈은 복수의 잡음 계수들을 저장하고, 상기 복수의 잡음 계수들의 합은 복수의 정규화된 잡음 계수들을 제공하기 위해 1의 값을 갖는 잡음 평가 필터.

청구항 7

제3항에 있어서,

상기 계수 승산 모듈은 복수의 잡음 계수들을 저장하고, 상기 복수의 잡음 계수들 중 적어도 하나는 0의 값을 갖는 잡음 평가 필터.

청구항 8

제3항에 있어서,

상기 유니타리 벡터 및 상기 잡음 계수는 상기 OFDM 신호 벡터를 수신하기 전에 계산되는 잡음 평가 필터.

청구항 9

제1항에 있어서,

상기 OFDM 신호 벡터는 n개의 기준 신호들의 길이를 갖는 기준 신호들의 벡터이고, 여기서 n은 양의 정수인 잡음 평가 필터.

청구항 10

제1항에 있어서,

상기 계수 제곱 모듈은,

상기 스칼라 곱을 가중화하여 가중화된 스칼라 곱 벡터를 형성하기 위한 계수 승산 모듈과, 상기 가중화된 스칼라 곱 벡터를 제곱하여 복수의 가중화된 단일의 평가치들을 생성하기 위한 제곱 모듈을 더 포함하는 잡음 평가 필터.

청구항 11

제1항에 있어서,

상기 잡음 및 간섭 전력 평가치는 CQI(channel quality indicator) 보고, PMI(preceding matrix indicator) 보고, 송신 랭크 지시자(rank indicator; RI) 보고, 피드백 보고들, 간섭 완화, 및 화이트닝으로 구성되는 그룹으로부터 선택된 잡음 메카니즘에서의 입력으로서 이용되는

잡음 평가 필터.

청구항 12

OFDM 시스템에서의 잡음을 평가하기 위한 방법으로서,

필터 뱅크 모듈을 이용하여 유니타리 벡터를 OFDM 신호 벡터에 의해 승산함으로써, 상기 OFDM 신호 벡터의 스칼라 곱들을 생성하는 단계와,

제곱 모듈을 이용하여 상기 스칼라 곱을 제곱함으로써, 복수의 단일 평가치들을 생성하는 단계와,

계수 승산 모듈을 이용하여 잡음 계수로 상기 단일의 평가치들 각각을 가중화하여 복수의 가중화된 단일 평가치들을 형성하는 단계와,

합산 모듈을 이용하여 상기 가중화된 단일의 평가치들을 합산함으로써, 잡음 전력 평가치를 생성하는 단계를 포함하는

잡음 평가 방법.

청구항 13

제12항에 있어서,

상기 유니타리 벡터는 채널 공분산 매트릭스의 아이겐 벡터 매트릭스인

잡음 평가 방법.

청구항 14

제12항에 있어서,

$$\lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i} \quad \text{일 때,}$$

상기 잡음 계수는, δ^2 일 때, δ 에 의해 표현된 양의 상수이고, 그렇지 않은 경우, 상기 잡음 계수는 0의 값을 가지며, 여기서 i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내고, n 은 양의 정수이며,

λ 는 라그랑제 승수이고, $d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이겐값이며, δ^2 은 신호 전력에 대한 잡음의 분산인

잡음 평가 방법.

청구항 15

제14항에 있어서,

상기 라그랑제 승수 λ 는 값 $\frac{1}{\delta^2} d_{hh,j} \geq \lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,k}$ 을 갖고, 여기서 $d_{hh,j}$ 및 $d_{hh,k}$ 는 각각 상기 채널 공분산 매트릭스에 대한 적어도 하나의 아이겐값을 나타내는 잡음 평가 방법.

청구항 16

제12항에 있어서,
상기 복수의 잡음 계수들의 합은 1의 값을 갖는
잡음 평가 방법.

청구항 17

제12항에 있어서,
상기 계수 승산 모듈은 복수의 잡음 계수들을 저장하고, 상기 복수의 잡음 계수들 중 적어도 하나는 0의 값을 갖는
잡음 평가 방법.

청구항 18

OFDM 신호에서의 잡음을 평가하는 방법을 수행하도록 구성된 컴퓨터 프로그램 코드 수단을 포함하는 컴퓨터 프로그램이 저장된 컴퓨터 판독가능 저장 매체로서,
상기 방법은,
유니타리 벡터를 OFDM 신호 벡터에 의해 승산하여, 상기 OFDM 신호 벡터의 스칼라 곱들을 생성하는 단계와,
상기 스칼라 곱들을 제곱하고, 상기 스칼라 곱들을 잡음 계수에 의해 가중화함으로써, 복수의 가중화된 단일의 평가치들을 생성하는 단계와,
상기 가중화된 단일의 평가들을 합산하여, 간접 및 잡음 전력 평가치를 생성하는 단계를 포함하는 컴퓨터 판독가능 저장 매체.

청구항 19

제18항에 있어서,
상기 유니타리 벡터는 채널 공분산 매트릭스의 아이겐 벡터 매트릭스인
컴퓨터 판독가능 저장 매체.

청구항 20

제18항에 있어서,

상기 복수의 잡음 계수들의 합은 1의 값을 갖고, 상기 잡음 계수는, $\lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}$ 일 때,

$$\frac{\lambda - \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}}{2 \frac{1}{\delta^4} (d_{hh,i} + \delta^2)^2}$$

에 의해 표현된 양의 상수이고, 그렇지 않은 경우, 상기 잡음 계수는 0 값을 가지며, 여기서 i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내고, n 은 양의 정수이며, λ 는 라그랑제 승수이고, $d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이겐값이며, δ^2 은 신호 전력에 대한 잡음의 분산인 컴퓨터 판독가능 저장 매체.

발명의 설명

배경기술

[0001] 무선 모바일 통신 기술은 다양한 표준들 및 프로토콜들을 이용하여, BTS(base transceiver station)와 무선 모바일 디바이스 사이에 데이터를 송신한다. 일부 무선 디바이스들은 OFDM(orthogonal frequency-division multiplexing) 디지털 변조 방식을 이용하여, 물리적인 층을 통해 통신한다. OFDM 표준들 및 프로토콜들은 3GPP(third generation partnership project) LTE(long term evolution), IEEE(Institute of Electrical and Electronics Engineers) 802.16 표준(예를 들면, 802.16e, 802.16m)(WiMax(Worldwide interoperability for Microwave Access)라고 산업 그룹들에 일반적으로 알려져 있음) 및 IEEE 802.11 표준(WiFi라고 산업 그룹들에 일반적으로 알려져 있음)을 포함할 수 있다. LTE 시스템들에서, BTS는 전화된 노드 Bs(강화된 노드 Bs, eNode Bs, 또는 eNBs라고도 일반적으로 표기됨)와, UTRAN(Universal Terrestrial Radio Access Network)(사용자 장비(UE)로서 알려진 무선 모바일 디바이스와 통신함)에서의 RNC(Radio Network Controller)들의 조합일 수 있다. BTS와 무선 모바일 디바이스 둘다 데이터를 송신 및 수신할 수 있다. 송신 스테이션(송신기 또는 Tx)은 채널 상에서의 신호를 통해 수신 스테이션(수신기 또는 Rx)에게 데이터를 송신할 수 있으며, 여기서 채널은 특정 주파수 대역폭을 이용한다. 송신기로부터 채널 상에서 송신된 신호는, 잡음 및 간섭으로 인해, 수신기에서의 수신된 신호와는 다를 수 있다. OFDM 신호에서 채널의 영향들을 평가하는 것은 무선 디바이스들 사이의 데이터 송신을 향상시킬 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0002] 개시 내용의 특징 및 이점들은, 본 개시 내용의 특징들을 예를 통해 함께 예시하는 첨부 도면들과 함께 이하의 상세한 설명을 참조함으로써 명백해질 것이다.

도 1은 하나의 예에 따른 무선 프레임 자원들의 블록도를 도시한다.

도 2(a)는 하나의 예에 따른 자원 블록(RB)들에서의 참조(파일럿) 신호들의 블록도를 도시한다.

도 2(b)는 하나의 예에 따른 자원 블록(RB)들에서의 참조(파일럿) 신호들의 블록도를 도시한다.

도 3(a)는 하나의 예에 따른 단일-입력 단일-출력(single-input single-output; SISO) 무선 네트워크의 블록도를 도시한다.

도 3(b)는 하나의 예에 따른 단일-입력 다수-출력(single-input multiple-output; SIMO) 무선 네트워크의 블록도를 도시한다.

도 3(c)는 하나의 예에 따른 다수-입력 단일-출력(multiple-input single-output; MISO) 무선 네트워크의 블록도를 도시한다.

도 3(d)는 하나의 예에 따른 다수-입력 다수-출력(multiple-input multiple-output; MIMO) 무선 네트워크의 블록도를 도시한다.

도 4는 하나의 예에 따른 잡음 평가 필터를 OFDM 무선 네트워크에서의 송신기 및 수신기의 물리적 층의 블록도를 도시한다.

도 5는 하나의 예에 따른 채널 평가기를 이용하여 평가된 잡음 레벨을 생성하는 프로세스를 도시한다.

도 6은 하나의 예에 따른 잡음 평가 필터를 이용하여 평가된 잡음 레벨을 생성하는 프로세스를 도시한다.

도 7은 하나의 예에 따른, 필터 뱅크 모듈, 계수 제곱 모듈 및 합산 모듈을 갖는 잡음 평가 필터의 블록도로서, 계수 제곱 모듈에서 제곱 모듈이 계수 승산 모듈 이전에 위치되는 블록도를 도시한다.

도 8은 하나의 예에 따른, 필터 뱅크 모듈, 계수 제곱 모듈 및 합산 모듈을 갖는 잡음 평가 필터의 블록도로서, 계수 제곱 모듈에서 계수 승산 모듈이 제곱 모듈 이전에 위치되는 블록도를 도시한다.

도 9는 하나의 예에 따른 라그랑제 승수(Lagrange multiplier)들을 갖는 워터-푸어링(water-pouring)을 나타내는 도면을 도시한다.

도 10은 하나의 예에 따른 OFDM 신호에서의 잡음을 평가하기 위한 방법의 흐름도를 도시한다.

이제, 도시된 예시적인 실시예들을 참조할 것이며, 본 명세서에서는 그것을 기술하기 위해 특정 언어가 이용될 것이다. 그럼에도 불구하고, 그것은 본 발명의 영역을 제한하고자 하는 것이 아님을 이해할 것이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0003] 본 발명을 개시 및 기술하기 전에, 본 발명은 본 명세서에서 개시된 특정한 구조들, 프로세스 단계들, 또는 물질들로 제한되지 않으며, 관련 기술 분야의 당업자에 의해 인식될 수 있듯이, 그 등가물들로 확장됨을 이해해야 한다. 또한, 본 명세서에서 이용된 용어는 단지 특정 예들을 기술하기 위해 이용된 것이며, 제한적인 것으로 의도되지 않음을 이해해야 한다. 상이한 도면들에서의 동일한 참조 번호들은 동일한 요소를 나타낸다. 흐름도들 및 프로세스들에서 제공된 번호들은 단계들 및 동작들을 기술하는데 있어 명료성을 위해 제공된 것이며, 특정한 순서 또는 시퀀스를 나타낼 필요는 없다. 매트릭스 및 벡터라는 용어는 상호교환적으로 이용될 수 있다. 매트릭스(복수의 매트릭스)는 숫자들, 심볼들 또는 수식들의 직사각형 어레이일 수 있다. 벡터(또는 벡터 공간)는 벡터들의 집합에 의해 형성된 수학적인 구조일 수 있으며, 함께 가산되고, 숫자들에 의해 승산(스케일링)될 수 있는 대상들은 스칼라들이라고 지칭된다.

예시적인 실시예들

[0005] 기술 실시예들의 초기 개요가 이하에 제공되며, 특정한 기술 실시예들이 이후에 더욱 상세히 기술된다. 이러한 초기 요약은 본 명세서를 읽는 사람들이 기술을 보다 빨리 이해하는데 도움을 주기 위한 것이며, 기술의 주된 특징들 또는 본질적인 특징들을 식별하거나 또는 청구된 주된 내용의 영역을 제한하기 위한 것은 아니다.

[0006] 무선 모바일 통신에서의 데이터는 도 1에 도시된 바와 같은 일반적 LTE(long term evolution) 프레임 구조를 이용하여 송신 스테이션(송신기 또는 Tx)에 의해 물리(PHY) 층 상에서 수신 스테이션(수신기 또는 Rx)에게 송신될 수 있다. LTE 프레임 구조가 도시되지만, IEEE 802.16 표준(WiMax), IEEE 802.11 표준(WiFi), 또는 OFDM을 이용하는 다른 타입의 통신 표준에 대한 프레임 구조가 이용될 수도 있다.

[0007] 도 1에 도시된 예에서, 데이터를 송신하는데 이용된 신호의 무선 프레임(100)은 10 ms(milliseconds)의 지속기간 T_f 를 갖도록 구성될 수 있다. 각각의 무선 프레임은, 각각 1 ms의 길이를 갖는 10개의 서브프레임(110i)으로 분할되거나 또는 나누어질 수 있다. 각각의 서브프레임은 2개의 슬롯들(120a, 120b)로 더 세분될 수 있으며, 각각의 슬롯은 0.5 ms의 지속기간 $T_{슬롯}$ 을 갖는다. 송신 스테이션 및 수신 스테이션에 의해 이용된 컴포넌트 캐리어(component carrier; CC)에 대한 각각의 슬롯은 CC 주파수 대역폭에 기초하여 다수의 자원 블록(resource block; RB)(130a, 130b, 130i, 130m, 130n)을 포함할 수 있다. 각각의 RB(130i)는 (주파수 축 상에서의) 12개의 15kHz 서브캐리어들(136) 및 서브캐리어당 (시간 축 상에서의) 6개 또는 7개의 OFDM 심볼들(132)을 포함할 수 있다. RB는 짧거나 또는 보통의 주기적 프리픽스가 이용되는 경우 7개의 OFDM 심볼들을 이용할 수 있다. RB는 확장된 주기적 프리픽스가 이용되는 경우 6개의 OFDM 심볼들을 이용할 수 있다. 자원 블록은 짧거나 또는 보통의 주기적 프리픽싱을 이용하여 84개의 자원 요소(resource element; RE)들(140i)로 맵핑되거나, 또는, 자원 블록은 확장된 주기적 프리픽싱을 이용하여 72개의 RE(도시되지 않음)로 맵핑될 수 있다. RE는 하나의 서브캐리어(즉, 15kHz)(146)에 의한 하나의 OFDM 심볼(142)의 유닛일 수 있다. 각각의 RE는 QPSK(quadrature phase-shift keying) 변조의 경우에 2 비트(150a, 150b)의 정보를 송신할 수 있다. 다른 타입들의 변조를 이용하여 각각의 RE에서 보다 많거나 또는 보다 적은 비트들을 송신할 수 있다.

[0008] 기준 신호들이 자원 블록들에서의 자원 요소들을 통해 OFDM 심볼들에 의해 송신될 수 있다. 기준 신호들(또는

파일럿 신호들 또는 톤(tone)들은 채널 및/또는 채널에서의 잡음을 평가하는데 이용된 알려진 신호일 수 있다. 도 2(a)에 도시된 바와 같이, RB는 특정 안테나 포트에 대해 기준 신호들을 송신하는데 이용된 기준 신호(reference signal; RS) RE들(기준 신호 OFDM 심볼들)(222) 및 특정 포트 상에서의 송신을 위해 이용되지 않아서, 다른 안테나 포트들이 그들의 기준 신호들을 송신하도록 허용하는 미사용 RE들(미사용 OFDM 심볼들)(220)을 포함할 수 있다. RB에서 이용된 기준 신호 RE들 및 미사용 RE들의 수는 안테나 포트들의 수의 의존할 수 있다. 예를 들어, 2 안테나 포트 구성의 RB(202)는 도 2(a)에서의 제1 안테나 포트에 대해 도시된 바와 같이 4개의 기준 신호 RE들(Ro) 및 4개의 미사용 RE들(X)을 포함할 수 있다. 4 안테나 포트 구성의 RB(204)는 도 2(b)에서의 제1 안테나 포트에 대해 도시된 바와 같이 4개의 기준 신호 RE들(Ro) 및 8개의 미사용 RE들(X)을 포함할 수 있다.

[0009] 도 3(a)는 송신 안테나 포트(310) 상에서의 단일 무선 채널 및 수신 안테나 포트(330) 상에서의 단일 무선 채널을 이용하여, SISO(single-input single-output) 무선 네트워크라고 지칭될 수 있는, 무선 통신 시스템을 도시한다. 도 3(b)는 송신 안테나 포트(310) 상에서의 단일 무선 채널 및 다수의 수신 안테나 포트(340) 상에서의 다수 무선 채널을 이용하여, SIMO(single-input multiple-output) 무선 네트워크라고 지칭될 수 있는, 무선 통신 시스템을 도시한다. 도 3(c)는 다수의 송신 안테나 포트(320) 상에서의 다수 무선 채널 및 수신 안테나 포트(330) 상에서의 단일 무선 채널을 이용하여, SIMO 무선 네트워크라고 지칭될 수 있는, 무선 통신 시스템을 도시한다. 도 3(d)는 다수의 송신 안테나 포트(320) 상에서의 다수 무선 채널 및 다수의 수신 안테나 포트(340) 상에서의 다수 무선 채널을 이용하여, MIMO(multiple-input multiple-output) 무선 네트워크라고 지칭될 수 있는, 무선 통신 시스템을 도시한다. 전형적으로, 입력 및 출력이라는 용어들은 신호를 운반하는 무선 채널을 지칭하며, 안테나를 갖는 디바이스들을 지칭하지는 않는다.

[0010] 무선 통신 시스템은 층들로서 지칭되는 다양한 셙션들로 세분될 수 있다. LTE 시스템에서, 통신 층들은 물리(PHY), 매체 액세스 제어(MAC), 무선 링크 제어(RLC), 패킷 데이터 커버리스 프로토콜(PDCP) 및 라디오 자원 제어(RRC) 층들을 포함할 수 있다. 예를 들어, 송신기(410)에서, 이진 입력 데이터(420)는 채널 인코더(422)를 이용한 인코딩을 통해 보호되고, 인터리버(424)를 이용하여 페이딩 현상에 대하여 인터리빙되고, 맵퍼(426)를 이용하여 신뢰도가 향상되도록 맵핑될 수 있다. 맵핑된 데이터는 변조기(428)를 이용하여 OFDM 심볼들로 OFDM 변조될 수 있다. 변조기는 IFFT(inverse fast Fourier transform) 알고리즘을 이용하여 IDFT(inverse discrete Fourier transform)을 계산함으로써 변조된 신호(벡터 x)를 생성할 수 있다. 변조된 신호는 DAC(digital-to-analog converter)(430)를 이용하여 아날로그 신호로 변환될 수 있다. 아날로그 신호는 신호를 통신하도록 동작가능한 송신기 안테나(440)에 신호를 송신하도록 구성된 RF(radio frequency) 송신기(Tx)(432)를 통해 송신될 수 있다. 아날로그 신호는 채널이라고 지칭되는 경로를 따를 것이다. 해당 경로를 통해 이동하는 아날로그 신호는 채널(450) 신호라고 지칭될 수 있다. 물리 층은, S/P(series-to-parallel) 변환기들, P/S(parallel-to-serial) 변환기들, CP(cyclic prefix) 삽입기들 및 삭제기들, 가드밴드 삽입기들 및 삭제기들과 같은 다른 구성요소들(도시되지 않음)을 포함할 수 있다.

[0011] 송신된 채널(450) 신호는 잡음(452) 및 간섭을 겪게 될 수 있다. 잡음 및 간섭은, 수신기(460)에서의 수신기 안테나(490) 및 RF 수신기(Rx)(482)에 의해 수신될 수 있는 채널 신호에 대한 부가물(454)로서 표현된다. 잡음 및 간섭과 결합된 채널 신호는 ADC(analog-to-digital converter)(480)를 이용하여 디지털 변조된 신호로 변환될 수 있다. 디지털 신호는 복조기(478)를 이용하여 OFDM 복조될 수 있다. 복조기는 FFT(fast Fourier transform) 알고리즘을 이용하여 DFT(discrete Fourier transform)를 계산함으로써 복조된 신호(벡터 y)를 생성할 수 있다. 채널 평가기(462) 및/또는 잡음 평가 필터(464)는 각각, 복조된 신호를 이용하여, 채널(450)에서 발생되는 잡음 및 간섭을 평가하고, 잡음 평가를 제공할 수 있다. 복조된 신호는 디맵퍼(476)를 이용하여 디맵핑되고, 디인터리버(474)를 이용하여 디인터리빙되고, 채널 디코더(472)에 의해 디코딩되어, 수신 스테이션의 다른 층들에 의해 이용될 수 있는 이진 출력 데이터(470)가 생성될 수 있다.

[0012] 채널 평가기(462)는 OFDM 송신에서의 원래의 채널을 평가하는데 이용될 수 있다. 잡음 평가 필터(464)는 OFDM 채널과 관련된 잡음의 잡음 레벨을 평가하는데 이용될 수 있다. 평가된 잡음 레벨은 CQI(channel quality indicator) 보고, PMI(preceding matrix indicator) 보고, 송기 링크 지시자(RI) 보고, 및 다른 피드백 보고들을 위한 입력으로서 이용될 수 있다. 평가된 잡음 레벨은 OFDM 신호의 간섭 완화 및 공간 화이트닝에 이용될 수도 있다.

[0013] 채널 평가에서, 도 5에 도시된 바와 같이, 채널 상태들이, 잡음 벡터 v에 부가된 채널 계수 벡터 h일 수 있는 기준 신호 벡터 y(510)에 의해 표현될 수 있다. 기준 신호 벡터 y는 도 2(a) 및 2(b)에 도시된 Ro과 같은 복수

의 기준 신호들로 구성될 수 있다. 평가된 채널 계수 벡터 $E\{h\}$ (520)는 기준 신호 벡터 y 를 C 계수들을 갖는 채널 평가 매트릭스(530)로 승산함으로써 생성될 수 있다. 평가된 잡음 벡터 $E\{v\}$ (522)는 기준 신호 벡터 y 로부터 평가된 채널 계수 벡터 $E\{h\}$ 를 감산함으로써 생성될 수 있다. 평가된 잡음 벡터 $E\{v\}$ 의 절대값의 제곱(534)은, 평가된 잡음 레벨(528)을 생성하기 위해 바이어스 정규화(536)를 이용하여 바이어스로 정규화될 수 있다.

[0014] 채널 평가기를 이용한 채널 및 잡음 평가는 잡음 평가로의 커다란 신호 "누설(leakage)"을 가져, 높은 신호 대간섭 및 잡음비(signal-to-interference and noise ratio; SINR) 상태들에서, 도 5에 기술된 채널 평가기로부터의 평가가 부정확할 수 있다. 채널 평가기와는 독립적으로, 잡음 평가를 위한 전용 필터가 채널 평가에 의존하지 않을 수 있는 평가된 잡음 레벨을 생성하기 위한 메카니즘을 제공할 수 있다. 채널 평가는 잡음 평가 성능에 대해서가 아닌, 채널 성능에 대해 최적화되어, 최적화된 채널 성능이 잡음의 평가에서의 왜곡을 생성할 수 있다. 전용 잡음 평가 필터는 전체 서브프레임에서의 셀-특정 기준 신호들에 기초한 CQI/PMI/RI 보고들에서 이용하기 위한 보다 정확한 잡음 신호를 생성하는데 도움이 될 수 있고, 복조를 위한 채널 평가는 셀-특정 또는 사용자-특정 기준 신호들에 기초할 수 있으며, 서브프레임의 부분들에 적용될 수 있다.

[0015] OFDM 시스템은 병렬 채널들의 세트를 통한 데이터의 송신에 상당할 수 있다. 그 결과, OFDM 시스템의 페이딩 채널은 시간-주파수 평면에서의 2차원 격자로서 보여질 수 있다. 도 6은 시간 및 주파수 평면을 통한 2차원(2D) 잡음 평가의 최소 상대 분산(relative variance) 및 (정규화 이후의) 최소 왜곡을 갖는 (바이어싱되지 않은) 정규화된 필터일 수 있는 잡음 평가 필터를 도시한다. 잡음 평가 필터는 작은 수의 심볼들 및/또는 높은 SNR(signal-to-noise ratio)을 갖는 신호들의 경우에 보다 우수한 잡음 평가 성능을 제공할 수 있다. 잡음 평가 필터는 기준 신호 벡터 y 를 U 계수들(미리 계산된 벡터 계수들)의 필터 맹크(550)로 승산함으로써, 기준 신호 벡터 y (510)의 "대각화(diagonalization)"일 수 있는 벡터 z (540)를 생성할 수 있다. U 계수들은 이하의 설명에서 보다 상세히 기술될 것이다.

[0016] U 계수들의 필터 맹크(550)는 유니타리(unitary) 벡터를 기준 신호 벡터 y 에 의해 승산하여, 기준 신호 벡터 y 의 스칼라 곱들(벡터 z)(540)을 생성할 수 있다. 스칼라 곱의 단일의 평가들(542)은 벡터 z 의 스칼라 곱들의 절대값의 제곱(552)을 취함으로써 생성될 수 있다. 단일의 평가들은 D 계수들(554)(미리 계산된 결합 계수들)에 의해 승산(556)되어, 다수의 가중된 단일의 평가들(544)을 생성할 수 있다. D 계수들은 이하의 설명에서 보다 상세히 기술될 것이다. 가중된 단일의 평가들은 함께 합산(558)되어, 간섭 및 잡음 전력(546)에 대한 평가를 얻을 수 있다.

[0017] 기준 신호 벡터 y (510)는 n 개의 기준 신호들의 길이를 갖는 기준 신호들의 벡터일 수 있으며, 여기서 n 은 양의 정수이다. 유니타리 벡터 및 D 계수들은 미리 계산(기준 신호 벡터 Y 의 수신 이전에 계산)될 수 있다. U 계수들의 필터 맹크 또는 유니타리 벡터는 채널 공분산 매트릭스(channel covariance matrix)의 아이겐 벡터 매트릭스(Eigen vector matrix)일 수 있다. 채널 공분산 매트릭스는 일반화된 채널 모델, 채널 통계, 및/또는 다른 추정들에 기초할 수 있다. 채널 통계는 장기 통계에 기초하여 생성되므로, 유니타리 벡터 및 D 계수들의 재계산이 드물게 발생될 수 있다. D 계수들은 평가기의 분산 및 신호에 의해 초래된 왜곡(바이어스)의 합을 최소화할 수 있는 정규화된 결합 계수들을 생성함으로써 최적화될 수 있다. 일 실시예에서, 라그랑제 승수들을 이용하여 D 계수들을 최적화할 수 있다. D 계수들은 이하의 표현식 1에 의해 표현된 양의 상수(positive constant)일 수 있는 잡음 계수들일 수 있다.

[0018] [표현식 1]

$$\frac{\lambda - \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}}{2 \frac{1}{\delta^4} (d_{hh,i} + \delta^2)^2}$$

[0019] [0020] $\lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}$ 일 때임, 그렇지 않은 경우, 잡음 계수는 0 값을 가질 수 있다.

[0021] 표현식 1에서, 변수 i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내며, 여기서 n 은 양의 정수이고, λ 는 라그랑제 승수이고,

$d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이겐값이고, δ^2 는 잡음의 분산이다. 복수의 잡음 계수들의 합은

복수의 정규화된 잡음 계수들을 제공하기 위해 1의 값을 가질 수 있다. 라그랑제 승수 λ 는 값 $\frac{1}{\delta^2} d_{hh,j} \geq \lambda \geq \frac{1}{\delta^2} d_{hh,k}$ 을 가질 수 있으며, 여기서 $d_{hh,j}$ 및 $d_{hh,k}$ 각각은 채널 공분산 매트릭스에 대한 적어도 하나의 아이겐값을 나타내고, 여기서 j 및 k 는 세트 1 내지 n 에서의 양의 정수들이다.

[0022] 수학적으로, D 계수 \tilde{d}_i 는 표현식 2에 의해 표현될 수 있다.

[0023] [표현식 2]

$$\tilde{d}_i = \frac{\lambda - \frac{1}{\delta^2} d_{hh,i}}{2 \frac{1}{\delta^4} (d_{hh,i} + \delta^2)^2}$$

[0024] [0025] 여기서, $\tilde{d}_i > 0$ 에 대해 $d_i = \tilde{d}_i$ 이고, $\tilde{d}_i \leq 0$ 에 대해 $d_i = 0$ 이며, $\sum_i d_i = 1$ 이다.

[0026] 도 7은 잡음 평가 필터(500)의 다른 예를 도시한다. 잡음 평가 필터는 필터 뱅크 모듈(560), 계수 제곱 모듈(570) 및 합산 모듈(590)을 포함할 수 있다. 필터 뱅크 모듈은 기준 신호 벡터 $y(510)$ 을 U 계수들의 필터 뱅크로 승산하여 벡터 $z(540)$ 을 생성할 수 있다. 계수 제곱 모듈은 제곱 모듈(580) 및 계수 승산 모듈(582)을 포함할 수 있고, 여기서 벡터 z 는 제곱 모듈에 대한 입력일 수 있으며, 제곱 모듈은 벡터 z 의 스칼라 곱들을 제곱함으로써 단일의 평가들(542)을 생성한다. 단일의 평가들은 계수 승산 모듈(582)에 대한 입력을 제공할 수 있으며, 계수 승산 모듈(582)은 단일의 평가들을 D 계수들로 승산함으로써 다수의 가중된 단일의 평가들(544)을 생성한다. 합산 모듈은 가중된 단일의 평가들을 함께 가산하여, 간접 및 잡음 전력에 대한 평가(546)를 얻을 수 있다.

[0027] 강한 기준 신호는 y 벡터에 대응하는 수신된 채널에 대해 기여도가 거의 없거나 또는 없는 것으로 가정될 수 있다. 강한 기준 신호는 실질적으로 0의 값을 갖는 잡음 계수를 가질 수 있다. 계수 승산 모듈(582)은 복수의 잡음 계수들을 저장할 수 있으며, 복수의 잡음 계수들 중 적어도 하나는 0의 값을 가질 수 있다. 계수 승산 모듈에 저장된 복수의 잡음 계수들의 합은 복수의 정규화된 잡음 계수들을 제공하기 위해 1의 값을 가질 수 있다.

[0028] 도 8은 잡음 평가 필터(502)의 다른 예를 도시하며, 도 7에서의 잡음 평가 필터(500)와 유사하게, 잡음 평가 필터는 필터 뱅크 모듈(560), 계수 제곱 모듈(572) 및 합산 모듈(590)을 포함할 수 있다. 도 8에서의 계수 제곱 모듈은 제곱 모듈(584)과 계수 승산 모듈(586)의 순서를 반대로 하고 있고, 벡터 $z(540)$ 은 계수 승산 모듈(586)에 대한 입력일 수 있으며, 계수 승산 모듈(586)은 D 계수들의 양의 제곱근들을 벡터 z 에 의해 승산(가중화)함으로써 가중된 스칼라 곱 벡터(548)를 생성한다. 가중된 스칼라 곱 벡터는 제곱 모듈(584)에 대한 입력을 제공할 수 있으며, 제곱 모듈(584)은 가중된 스칼라 곱 벡터(548)를 제곱함으로써 다수의 가중된 단일의 평가들(544)을 생성한다. 계수 제곱 모듈에서의 제곱 모듈과 계수 승산 모듈의 순서는, 모듈들의 순서의 변경으로 인해 D 계수들이 조절되는 한, 문제가 되지 않는다.

[0029] 다른 예(도시되지 않음)에서, 필터 뱅크 계수들(U 계수들) 및 잡음 계수들(D 계수들)이 (기준 신호를 수신하기 전에) 미리 계산된 후, 매트릭스 A 가 구성될 수 있으며, 여기서, $A = U \cdot D \cdot U^*$ 이고, U^* 은 벡터의 결레 전치(conjugate transpose)이다. 그 다음, 잡음 평가가 δ^2 에 의해 생성될 수 있으며, 여기서, $\delta^2 = y^* \cdot A \cdot y$ 이다.

[0030] 일 실시예에서, 도 9에 도시된 바와 같이, D 계수들은 "워터-푸어링" 방법을 이용하여 결정될 수 있다. 워터 레벨은 라그랑제 승수 상수 λ (650)일 수 있으며, 여기서, 기준 신호에 대한 워터 채움 레벨(622, 632, 642)은, 기준 신호에 대한 플로어(floor) 값(610, 620, 630, 640)이 워터 레벨 λ 보다 작고, 각각의 워터 채움 레벨이 1의 값(또는 평가된 전력 레벨의 전체 "전력")을 초과하지 않을 때, 양의 값을 갖는다. 그렇지 않은 경우, 워터

채움 레벨은 0 값을 가질 수 있다. 기준 신호에 대한 플로어 값은 상수 $\frac{d_{hh,i}}{\delta^2}$ 일 수 있고, 여기서 i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내고, n 은 양의 정수이며, $d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이엔값이고, δ^2 는 잡음의 분산이다. 평가된 전력 레벨의 전체 "전력"은 1의 값으로 제한된다. 위터 채움 레벨은 $const_i \cdot d_i$ 이고, 여기서 $const_i = 2 \frac{1}{\delta^4} (d_{hh,i} + \delta^2)^2$ 이며, i 는 기준 신호 1 내지 n 을 나타내고, n 은 양의 정수이며, $d_{hh,i}$ 는 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 의 아이엔값이고, δ^2 는 잡음의 분산이다. 값 d_i 가 결정될 수 있다. d_i 의 값은 상수 플로어 값 $\frac{d_{hh,i}}{\delta^2}$ 에 비례할 수 있다.

[0031]

다른 예는, 도 10에서의 흐름도에 도시된 바와 같이, OFDM 신호에서의 잡음 평가를 위한 방법(700)을 제공한다. 방법은, 블록(710)에서와 같이, 필터 뱅크 모듈을 이용하여 유니타리 벡터에 OFDM 신호 벡터를 승산함으로써, OFDM 신호 벡터의 스칼라 곱들을 생성하는 동작을 포함한다. 블록(720)에서와 같이, 제곱 모듈을 이용하여 스칼라 곱을 제곱함으로써, 복수의 단일의 평가들을 생성하는 동작이 뒤따른다. 방법의 다음 동작은, 블록(730)에서와 같이, 복수의 가중된 단일의 평가들을 형성하는 계수 승산 모듈을 이용하여 단일의 평가들 각각을 잡음 계수로 가중화하는 것일 수 있다. 방법은, 블록(740)에서와 같이, 합산 모듈을 이용하여 가중된 단일의 평가들을 합산함으로써, 잡음 전력 평가를 생성하는 것을 더 포함한다.

[0032]

잡음 평가 필터 및 OFDM 신호에서의 잡음을 평가하기 위한 방법은 SISO 무선 네트워크(하나의 송신기 안테나가 하나의 수신기 안테나에 의해 수신될 수 있는 각각의 파일럿 톤 또는 기준 신호를 송신함)에서 이용될 수 있다. 유사한 방안이 SIMO 무선 네트워크(하나의 송신기 안테나로부터 송신 및 적어도 2개의 수신기 안테나에 의해 수신된 파일럿 패턴 또는 기준 신호 패턴) 또는 MIMO 무선 네트워크(적어도 2개의 송신기 안테나로부터 송신 및 적어도 2개의 수신기 안테나에 의해 수신된 파일럿 패턴 또는 기준 신호 패턴)에 대해 이용될 수 있으며, 여기서 이차 평가기(quadratic estimator) 및 커플 모듈(conjugate module)이 이용된다. 잡음 평가 필터는 링크 적응(link adaption), 간섭 완화(interference mitigation) 및/또는 디지털 복조기에 포함될 수 있다.

[0033]

잡음 평가 필터는 변조된 신호에 대한 잡음 평가를 제공할 수 있으며, 알려지지 않은 채널을 통해 통과한 이후의, 잡음과 변조된 신호 간의 차이(distinction)를 제공할 수 있다. 잡음의 평가는 참조(파일럿) 신호의 PCA(Principal Component Analysis)(즉, 신호의 직교 성분들로의 분해)에 기초할 수 있다. 몇몇 PCA 성분들은, 신호가 잡음 및/또는 간섭을 평가하기에 가장 약한 경우에 이용될 수 있다. 잡음 평가 필터 및 관련된 방법은 잡음 및/또는 간섭 평가에 대한 PCA 성분들의 결합의 선택을 제공할 수 있다.

[0034]

잡음 평가 필터는 잡음 및/또는 간섭에 대한 이차 평가기를 이용할 수 있다. 측정 시간(기준 신호들이 수신되는 시간) 이전에, PCA 성분들은 기준 신호 위치들에서 선형적(priori) 채널 공분산 매트릭스의 고유 벡터들로서 미리 계산될 수 있다. 각각의 PCA 성분에 대해, 가중치 계수가 또한 미리 계산될 수 있다. 0이 아닌 가중치를 갖는 PCA 성분은 "잡음 필터" 또는 단순히 "필터"로서 지정될 수 있다. 강한 신호 성분들은 0 계수들을 얻을 수 있다. 따라서, 강한 신호 성분들은 잡음 평가로부터 배제될 수 있다. 0이 아닌 계수를 갖는 필터들의 나머지는 "잡음 필터들의 뱅크"를 형성할 수 있다.

[0035]

측정 시간에서(파일럿 신호들이 수신될 때), OFDM 신호에서의 잡음을 평가하기 위한 방법은 이하의 단계들을 포함할 수 있다. 먼저, 뱅크로부터의 필터들 전부로 기준 신호의 스칼라 곱들을 계산하는 단계. 다음, 스칼라 곱들의 절대값들의 제곱과 동일한 "단일의 평가들"을 계산하는 단계. 다음, "단일의 평가들"을 미리 계산된 결합 계수들로 가중화하고, 가중된 "단일의 평가들"을 함께 합산하는 단계. 따라서, 간섭 + 잡음 전력에 대한 평가가 얻어질 수 있다.

[0036]

이하의 설명은 보다 상세한 세부사항 또는 용어 정의들, 및 계수들이 신호 전력에 대한 열 잡음의 비율일 수 있

는 (파일럿 위치들에서의) 선형적 채널 공분산 매트릭스 Λ_{hh} 및 분산 σ^2 에 기초하여 계산되는 방법을 제공한다.

[0037] n 은 평가를 위해 이용되는 기준 신호들의 수이다.

[0038] y 는 기준 신호 벡터이다.

[0039] $\Lambda_{hh} = E[HH^*]$ 는 기준 신호 벡터에서의 참조 심볼(RS) 위치들에서의 선형적 채널 공분산 매트릭스이다.

[0040] $d_{hh,i}$ ($i = 1, \dots, n$)는 Λ_{hh} 의 아이겐값들로 이루어진다.

[0041] a_i ($i = 1, \dots, n$)는 Λ_{hh} 의 고유 벡터들로 이루어진다(잡음 필터들).

[0042] d_i ($i = 1, \dots, n$)는 결합 계수들로 이루어진다.

[0043] 잡음 평가 계수들은 일반화된 형태의 잡음 평가를 이용하여 도출될 수 있다. 수신된 파일럿들(또는 기준 신호들)은 수학식 1에 의해 표현될 수 있으며, 여기서 h 는 채널 계수 벡터이고, v 는 잡음 벡터이다.

수학식 1

$$\underline{y} = \underline{h} + \underline{v}$$

[0045] 잡음 진폭 평가는 수학식 2에 의해 표현될 수 있으며, 여기서 $\hat{\underline{v}}$ 는 길이 N 필터들의 벡터이고, y 는 길이 N 파일럿들의 벡터이며, \tilde{C} 는 크기 N 필터들 $\times N$ 파일럿들의 잡음 평가 필터 매트릭스이다. 잡음 평가 필터 매트릭스 \tilde{C} 는 채널 평가기(도 5)에서의 $(I-C)/Bias$ 와 등가일 수 있으며, 여기서 I 는 아이덴티티 매트릭스이고, C 는 채널 평가 매트릭스이다.

수학식 2

$$\hat{\underline{v}} = \tilde{C} \underline{y}$$

[0047] 정규화된 잡음 평가는 수학식 3에 의해 표현될 수 있다.

수학식 3

$$\hat{\sigma}^2 = \hat{\underline{v}}^* \cdot \hat{\underline{v}} = \underline{y}^* \tilde{C}^* \tilde{C} \underline{y}$$

[0049] 잡음 평가 필터 매트릭스 \tilde{C}^* 및 잡음 평가 필터 매트릭스 \tilde{C} 의 결합 전치는 $A = \tilde{C}^* \tilde{C}$ 에 의해 표현될 수 있다. 이러한 예의 경우, 잡음 평가 필터 매트릭스는 A 의 제곱근일 수 있다.

[0050] 동등하게, 평가는 수학식 4에 의해 표현될 수 있다.

수학식 4

$$\hat{\sigma}^2 = \underline{y}^* A \underline{y}$$

[0051] [0052] 실(real) 및 양의 평가 $\hat{\sigma}^2$ 를 생성하기 위해, 매트릭스 A는 양의(비-음의(non-negative)) 유한 매트릭스일 수 있다(즉, 매트릭스 A가 절대 대칭[에르미트 매트릭스(Hermitian matrix)]일 수 있다). 매트릭스는, 음의 유한 매트릭스가 이용가능한 해(solution)를 생성하는 경우, 음의 유한 매트릭스 A일 수 있다.

[0053] 매트릭스 A는 최적화될 수 있다. A의 크기는 N 파일럿들 x N 파일럿들일 수 있으며, 필터들의 수는 $A \leq N$

파일럿들의 랭크로서 해석될 수 있다. \tilde{C} 를 최적화하는 대신에 A를 최적화하는 것의 이점은, 필터들의 수가 최적화에서 암시적일 수 있다는 것이다. 다음과 같은 등가성이 존재할 수 있다.

$$\min_{A \in \text{positive definite matrices}} \text{optimization criterion}(A)$$

\Updownarrow

$$\min_{1 \leq N_{\text{filters}} \leq N_{\text{pilots}}} \min_{\tilde{C}} \text{optimization criterion}(\tilde{C})$$

[0054] [0055] 따라서, A를 이용한 최적화는 \tilde{C} 를 이용한 전체 최적화보다, 더 단순할 수 있으며, 더 적은 파라미터들(매트릭스 계수들)을 최적화할 수 있다.

[0056] 이차 형태의 평가기 $\underline{y}^* A \underline{y}$ 는 (예를 들면, 최대 공산(maximum likelihood)의 의미에서) 일반적으로 최적이지 않을 수 있지만, 평가기 $\underline{y}^* A \underline{y}$ 는 (최소 평균 제곱 에러(minimum mean square error)와 같은) 이차 기준에 대해 최적일 수 있다.

[0057] 이하에서, 채널 h 및 잡음 v(여기서, 채널과 잡음은 독립적임)에 대한 가우시안 확률 분포(Gaussian probability distribution)가 가정될 수 있으며, 수학식 5, 6, 7에 의해 표현될 수 있다.

수학식 5

$$\underline{h} \sim N(0, \Lambda_{hh})$$

수학식 6

$$\underline{v} \sim N(0, \sigma^2 I)$$

수학식 7

$$\underline{y} = \underline{h} + \underline{v} \sim N(0, \Lambda_{hh} + \sigma^2 I)$$

[0060] [0061] 가정은 SISO 무선 네트워크에 대한 것일 수 있으며, 여기서 벡터는 시간 및 주파수에서 파일럿 위치에 걸쳐 있

을 수 있다.

[0062] 바이어스 정규화를 위해, 수신된 파일럿 벡터 \underline{y} 는 채널을 갖지 않는 것으로 가정될 수 있다(즉, $\underline{y} = \underline{v}$, \underline{y} 는

분산 σ^2 를 갖는 화이트 잡음인, 잡음하고만 동일할 수 있다). 잡음 평가는 수학식 8에 의해 표현될 수 있으며, 여기서 트레이스(즉, $\text{trace}(A)$)는 $n \times n$ 제곱 매트릭스이다. A 는 주 대각선(상부 좌측으로부터 하부 우측으로의 대각선) 상의 요소들의 합으로 정의될 수 있다.

수학식 8

$$E\{\hat{\sigma}^2\} = E\{\text{trace}(\underline{v}^* A \underline{v})\} = E\{\text{trace}(\underline{v} \underline{v}^* A)\} = \text{trace}\left(E\{\underline{v} \underline{v}^*\} \cdot A\right) = \text{trace}(\sigma^2 I \cdot A) = \sigma^2 \cdot \text{trace}(A)$$

[0063] $\Rightarrow \text{trace}(A) = 1$

[0064] 상보적인 방식에서, 왜곡 표현은 잡음이 없고, 수신된 파일럿 벡터 \underline{y} 가 채널과만 동일(즉, $\underline{y} = \underline{h}$)하다는 가정으로 도출될 수 있다. 채널은 관련된 파일럿 위치들에서, 시간 및 주파수 영역에서 고려될 수 있다. 왜곡 함수는 평가 프로세스 이후의 예상되는 채널 응답일 수 있다. 왜곡 함수는 수학식 9에 의해 정의될 수 있다.

수학식 9

$$D(A) = E\{\underline{h}^* A \underline{h}\} = E\{\text{trace}(A \cdot \underline{h} \underline{h}^*)\} = \text{trace}\left(A \cdot E\{\underline{h} \underline{h}^*\}\right) = \text{trace}(A \cdot \Lambda_{hh})$$

[0065] [0066] 채널 + 잡음으로 이루어지는 신호의 경우(수학식 1 또는 $\underline{y} = \underline{h} + \underline{v}$), 정규화된 평가 매트릭스 A 를 이용하는 것은 수학식 10을 생성할 수 있으며, 여기서 SNR은 신호대 잡음비이다.

수학식 10

$$\frac{E\{\hat{\sigma}^2\}}{\sigma^2} = 1 + \text{SNR} \cdot D(A)$$

[0067] [0068] 평가기의 분산은 수학식 1과 수학식 4를 결합하여 수학식 11을 생성하는 것과 같이 표현된 바와 같이 잡음 및 채널 둘다의 분산으로부터의 기여를 수신할 수 있다. 수학식 12는 분산 함수를 수학식 4에 적용함으로써 생성될 수 있다.

수학식 11

$$\hat{\sigma}^2 = \underline{y}^* A \underline{y} = (\underline{h}^* + \underline{v}^*) A (\underline{h} + \underline{v})$$

수학식 12

$$\text{VAR}(\hat{\sigma}^2) = \text{VAR}(\underline{y}^* A \underline{y})$$

[0071] 상대적인 분산을 얻기 위해, 수학식 11은 $\frac{1}{\sigma^4}$ 에 의해 정규화될 수 있다.

[0072] y 의 요소들은 상관될 수 있기 때문에, 일반적인 경우에 분산에 대한 단순한 표현을 얻는 것은 어려울 수 있다.

[0073] 그러므로, 최적화 기준은 다음과 같이 정의될 수 있다. 수학식 13에 의해 표현될 수 있는 평균 왜곡 및 상대적 분산이 최소가 되도록 하는 양의 유한 매트릭스 A 를 찾는 것은 바이어스 정규화(즉, 수학식 8 또는 $\text{trace}(A)=1$)를 겪게 되며, 여기서 α 는 가중 계수이며 상대적 분산과 왜곡 사이의 비율을 제어한다.

수학식 13

$$F(A) = \frac{VAR(\hat{\sigma}^2)}{\sigma^4} + \alpha \cdot D(A) \rightarrow \min$$

[0074] α 에 대한 상이한 값들이 최적화를 위한 상이한 타겟들을 획득하기 위해 선택될 수 있다. 계수는 α 는 SNR 및 파일럿들의 수(N_{pilots})의 계수이며, 표기법 $\alpha(SNR, N_{\text{pilots}})$ 을 갖는다. 계수 α 에 대한 가능한 선택

은 단순히 $\alpha = \frac{1}{\sigma^2}$ 또는 $\alpha = SNR$ 일 수 있으며, 왜곡의 정규화를 따를 수 있다.

[0075] 계수 α 를 선택하는데 이용된 기준은 최소 평균 제곱 에러 기준에 상응할 수 있다.

[0076] 높은 SNR 시나리오들에서, 왜곡은 더욱 현저할 수 있으므로, 계수 α 는 보다 큰 값일 수 있다. 한편, 낮은 SNR 시나리오들에서, 상대적인 분산이 더욱 현저할 수 있으므로, 계수 α 는 작을 수 있다. 잡음 평가 필터는 가중 계수 α 를 이용하여 상이한 SNR 범위들에 대한 최적화를 제공함으로써, 높은 SNR 및 낮은 SNR 시나리오들 둘다에 대해 우수한 잡음 평가를 제공할 수 있다.

[0077] 평가 매트릭스 A 는 상이한 수의 파일럿들(상이한 수의 심볼들)에 대해 설계될 수 있다. 평가 매트릭스 A 는 가장 작은 수의 파일럿들의 최악의 경우(즉, 부분적으로 이용된 서브-캐리어(Partially Used Sub-Carrier)[PUSC 또는 Partially Used Sub-Channel] 1 클러스터 x 2 심볼들)에 대해 설계될 수 있다. 파일럿들의 수가 증가될 때, 계산들의 수는 2차식으로 증가될 수 있다. 증가되는 계산들에 대한 해(solution)는, 먼저, A 의 랭크가 N_{pilots} 보다 훨씬 작은 경우, 매트릭스 A 가 $N_{\text{filters}} (= A$ 의 랭크) 필터들로 분해될 수 있으며, N_{filters} 필터들을 이용할 수 있다. 둘째, A 의 가장 큰 N_{filters} 고유 값들이 이용될 수 있다. 셋째, 작은 수의 파일럿들에 대해 최적화된 매트릭스 A 가, 볼록 대각선 매트릭스 A 를 얻도록 복제될 수 있다.

[0078] 채널 응답의 예상되는 공분산 매트릭스 $\Lambda_{hh} = E\{hh^*\}$ 를 취하면, 수학식 14에 의해 표현될 수 있다.

수학식 14

$$\Lambda_{hh} = E\{hh^*\}$$

[0079] 양의 유한 매트릭스로서의 매트릭스 A 는 수학식 15 및 16에 의해 나타낸 바와 같은 고유 벡터들 및 고유 값들로 분해되고, 여기서 U 는 정규 직교 열들(orthonormal columns)로 일원화되는 아이겐 벡터 매트릭스이고, D_{hh} 는

고유 값 대각선 매트릭스이다.

수학식 15

$$\Lambda_{hh} = U \cdot D_{hh} \cdot U^*$$

[0082]

수학식 16

$$D_{hh} = U^* \cdot \Lambda_{hh} \cdot U$$

[0083]

(예를 들면, 수학식 4에서) 이전에 이용된 매트릭스 A는, 수학식 17에 의해 나타낸 Λ_{hh} 와 동일한 고유 벡터들로 형성될 수 있다.

수학식 17

$$A = U \cdot D \cdot U^*$$

[0084]

따라서, 대각선 비-음의 매트릭스 D를 선택하면, 비-음의 유한 매트릭스 A가 생성된다. A의 제곱근은 수학식 18에 의해 표현되며, i번째 평가 필터는 $u_i \cdot \sqrt{d_i}$ 와 동일하고, 여기서 u_i 는 U의 i번째 열이고, d_i 는 D의 i번째 대각선 요소이다.

수학식 18

$$\sqrt{A} = U \cdot \sqrt{D}$$

[0085]

해(solution)의 설명은 다음과 같을 수 있다. 벡터 y의 "대각선화(diagonalization)"일 수 있는 새로운 벡터 z를 정의하며, 여기서 벡터 z는 $\underline{z} \stackrel{\cong}{=} U^* \underline{y}$ 에 의해 표현된다. z의 샘플들은 비상관된 변수들(uncorrelated variables)일 수 있다(그리고, 가우시안의 경우에는 독립적임). 벡터 y 및 벡터 z에 대해 고유 벡터를 적용하는 것은 수학식 19 및 수학식 20에 의해 각각 표현될 수 있다.

수학식 19

$$\Lambda_{yy} = U \cdot D_{yy} \cdot U^* = U \cdot (D_{hh} + \sigma^2 I) \cdot U^*$$

[0086]

수학식 20

$$\Lambda_{zz} = E \{ \underline{z}^* \underline{z} \} = D_{yy} = D_{hh} + \sigma^2 I$$

[0087]

그 다음, 필터링 없이 샘플들을 제곱하는 것(D의 제곱근인 대각선 A)은 해(solution)를 제공할 수 있다.

[0092] 일반적인 형태에서, 매트릭스 B 는 벡터 z 에 대한 평가 매트릭스일 수 있는 $B \triangleq U^*AU$ 로서 정의된다. 매트릭스 B 는 대각선 매트릭스 D 및 매트릭스 C 에서의 비대각선 요소들로 분할될 수 있다(매트릭스 C 는 교차 항(cross terms)만을 포함하며, 대각선은 0일 수 있음). 이후에 도시되는 바와 같이, 매트릭스 C 는 0과 동일할 수 있다. 벡터 y 및 벡터 z 에 대한 평가기의 분산은 수학식 21 및 수학식 22에 의해 각각 표현될 수 있다.

수학식 21

$$\hat{\sigma}^2 = \underline{y}^* A \underline{y} = \underline{y}^* U U^* A U U^* \underline{y} = \underline{z}^* \cdot (U^* A U) \cdot \underline{z} \triangleq \underline{z}^* B \underline{z}$$

수학식 22

$$\hat{\sigma}^2 = \underline{z}^* B \underline{z} = \underline{z}^* C \underline{z} + \underline{z}^* D \underline{z}$$

[0093] 최적화 제약은 비-음의 매트릭스 A 에 대한 것일 수 있고, 수학식 23에 의해 표현되며, 여기서 전칭 기호(universal quantifier)는 "영역에서의 x 의 모든 값들에 대한 것"임을 의미할 수 있다. 다른 최적화 제약은 바이어스 정규화에 대한 것일 수 있으며, 수학식 24에 의해 표현된다.

수학식 23

$$\forall_k d_k \geq 0$$

수학식 24

$$trace(A) = 1 \Rightarrow \sum_{1 \leq k \leq N_{pilots}} d_k = 1$$

[0094] 왜곡의 계산을 위해, 평가기의 예상(수학식 8)이 최적화 제약과 함께 이용되어 수학식 25를 생성하므로, 왜곡은 위에서 제공된 수학식 9를 이용하여 계산되어, 수학식 26으로 된다. 매트릭스 C 에서의 비-대각선 값들은 예상에 기여하지 않을 수 있다(zCz 의 예상은 0일 수 있다).

수학식 25

$$E\{\hat{\sigma}^2\} = E\{\underline{z}^* D \underline{z}\} = \sum_i E\{|z_i|^2\} \cdot d_i = trace(D_{hh} \cdot D) + \sigma^2 \cdot trace(D)$$

수학식 26

$$D(A) = trace(D_{hh} \cdot D) = \sum_i d_i \cdot d_{hh,i}$$

[0100] 분산을 계산할 때, 부분 zDz 는 부분 zCz 에 비상관될 수 있으므로, 전체 분산은 2개의 부분들의 분산들의 합일

수 있다. 분산은 비-음(non-negative)일 수 있으므로, 부분 zCz 의 분산은, 수학식 27에 의해 나타낸 바와 같이, 전체 분산을 확대할 수 있다. 따라서, 분산을 최소화할 때, 매트릭스 C 는 생략(0의 값을 가짐)될 수 있는데, 매트릭스 C 가 (수학식 12로부터 도출된) 수학식 28에 의해 나타낸 바와 같이, 분산을 확대할 수 있고, 예상에는 기억하지 않을 수 있기 때문이다.

수학식 27

$$[0102] VAR\{\hat{\sigma}^2\} = VAR\{\underline{z}^* C \underline{z}\} + VAR\{\underline{z}^* D \underline{z}\} \geq VAR\{\underline{z}^* D \underline{z}\}$$

수학식 28

$$[0103] VAR\{\underline{z}^* D \underline{z}\} = VAR\left\{\sum_i |z_i|^2 \cdot d_i\right\} = \sum_i |d_i|^2 \cdot VAR\{|z_i|^2\} = \sum_i |d_i|^2 \cdot (d_{hh,i} + \sigma^2)^2$$

[0104] 그러므로, 매트릭스 D 의 관점에서 전체 최적화 함수는 수학식 29에 의해 표현되며, 그것은 α 가 $\frac{1}{\sigma^2}$ 일 때이고, s.t. 은 "such that"(또는 "so that")을 의미할 수 있다.

수학식 29

$$[0105] F(D) = \frac{1}{\sigma^2} \text{trace}(D_{hh} \cdot D) + \frac{1}{\sigma^4} \sum_i |d_i|^2 \cdot (d_{hh,i} + \sigma^2)^2 \rightarrow \min \\ \text{s.t. } \text{trace}(D) = 1$$

[0106] 전체 최적화 함수는 분산 및 왜곡에 대해 최적화된다.

[0107] $D = I \cdot \frac{1}{N_{pilots}}$ 분산에 대해 최적화하는 경우, 매트릭스 D 는 N_{pilots} 에 의해 표현된다. 왜곡에 대해 최적화하는 경우,

매트릭스 D 는 $D = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}$ 에 의해 표현되며, 여기서 0은 제로 매트릭스이고, 1은 D_{hh} 에서의 가장 작은 고유값의 위치에 대응한다.

[0108] 분산 및 왜곡 둘다를 이용한 해(solution)는 상이한 SNR 값들에 대해 적합할 수 있는 최적화 기준들 사이의 비율에 의존할 수 있다.

[0109] 라그랑제 승수들은 수학식 29에 의해 표현된 함수를 최적화하는데 이용되며, 그것은 수학식 30을 생성할 수 있다.

수학식 30

$$\begin{aligned}
 F(D) &= \frac{1}{\sigma^2} \operatorname{trace}(D_{hh} \cdot D) + \frac{1}{\sigma^4} \sum_i |d_i|^2 \cdot (d_{hh,i} + \sigma^2)^2 - \lambda \cdot \operatorname{trace}(D) \\
 &= \sum_i d_i \cdot \left(\frac{1}{\sigma^2} d_{hh,i} - \lambda \right) + d_i^2 \cdot \frac{1}{\sigma^4} (d_{hh,i} + \sigma^2)^2
 \end{aligned}$$

[0110]

[0111] 수학식 30에서의 함수의 도함수(derivative)를 취하고, 도함수를 0에 비교하는 것은, 수학식 31에 의해 표현된, 잡음 평가 필터에서 이용될 수 있는 잡음 계수를 생성하는데 이용된다. 수학식 31은 위에서 제공된 표현식 1 및 표현식 2와 유사할 수 있다.

수학식 31

$$\frac{\partial F(D)}{\partial d_i} = \left(\frac{1}{\sigma^2} d_{hh,i} - \lambda \right) + 2d_i \cdot \frac{1}{\sigma^4} (d_{hh,i} + \sigma^2)^2 = 0$$

$$\Rightarrow \begin{cases} d_i = \frac{\lambda - \frac{1}{\sigma^2} d_{hh,i}}{2 \cdot \frac{1}{\sigma^4} (d_{hh,i} + \sigma^2)^2} \geq 0 \\ \text{else } d_i = 0 \\ \text{s.t. } \sum_i d_i = 1 \end{cases}$$

[0112]

[0113] 잡음 평가 필터들(도 6 내지 8에 도시됨)은, 작은 수의 심볼들을 갖고/갖거나 높은 SNR을 갖는 신호들을 갖는 경우에 보다 우수한 잡음 평가 성능을 제공할 수 있다. 잡음 평가 필터는, 기준 신호 벡터 y 를 U 계수들(미리 계산된 벡터 계수들)의 필터 뱅크(550)에 의해 승산함으로써, 기준 신호 벡터 y (510)의 "대각선화"일 수 있는 벡터 z (540)를 생성할 수 있다. 스칼라 곱들의 단일의 평가들(542)은 벡터 z 의 스칼라 곱들의 절대값들의 제곱(552)을 취함으로써 생성될 수 있다. 단일의 평가들은 D 계수들(554)(위에서 도시된 미리 계산된 결합 계수들)에 의해 승산(556)되어, 다수의 가중된 단일의 평가들(544)을 생성할 수 있다. 가중된 단일의 평가들은 함께 합산(558)되어, 간접 및 잡음 전력에 대한 평가(546)가 얻어진다.

[0114]

다양한 기술들, 또는 그것의 특정한 양상들 또는 부분들은, 플로피 디스크, CD-ROM, 하드 드라이브, 또는 프로그램 코드가 로딩되어 컴퓨터와 같은 머신에 의해 실행될 때, 머신이 다양한 기술들을 실시하기 위한 장치가 되는 임의의 다른 머신 관독가능 저장 매체와 같은 유형의 매체에 구현된 프로그램 코드(즉, 명령어들)의 형태를 취할 수 있다. 프로그래밍가능 컴퓨터 상에서의 프로그램 코드 실행의 경우에, 컴퓨팅 디바이스는 프로세서, 프로세서에 의해 관독가능한 저장 매체(휘발성 및 비휘발성 메모리 및/또는 저장 요소들을 포함함), 적어도 하나의 입력 디바이스, 및 적어도 하나의 출력 디바이스를 포함할 수 있다. 휘발성 및 비휘발성 메모리 및/또는 저장 요소들은 RAM, EPROM, 플래시 드라이브, 광학 드라이브, 자기 하드 드라이브, 또는 전자 데이터를 저장하기 위한 다른 매체일 수 있다. 기지국 및 이동국은 트랜시버 모듈, 카운터 모듈, 프로세싱 모듈, 및/또는 클록 모듈 또는 타이머 모듈을 포함할 수도 있다. 본 명세서에서 기술된 다양한 기술들을 구현하거나 또는 이용할 수 있는 하나 이상의 프로그램들은 API(application programming interface), 재이용가능 컨트롤 등을 이용할 수 있다. 그러한 프로그램들은 컴퓨터 시스템과 통신하기 위해 상위 레벨 절차 또는 객체 지향 프로그래밍 언어로 구현될 수 있다. 그러나, 프로그램(들)은, 원하는 경우, 어셈블리 또는 기계 언어로 구현될 수 있다. 임의의 경우에 있어서, 언어는 컴파일링되거나 또는 해석된 언어일 수 있으며, 하드웨어 구현들과 결합될 수 있다.

[0115]

본 명세서에서 기술된 많은 기능 유닛들은, 그들의 구현 독립성을 특히 강조하기 위해, 모듈들로서 라벨링되었음을 이해해야 한다. 예를 들어, 소정의 모듈이 주문형 VLSI 회로들 또는 게이트 어레이들, 로직 칩들, 트랜지

스터들, 또는 다른 이산적 구성요소들과 같은 오프-더-쉘프(off-the-shelf) 반도체들을 포함하는 하드웨어 회로로서 구현될 수 있다. 또한, 모듈은 필드 프로그래밍가능 게이트 어레이들, 프로그래밍가능 어레이 로직, 프로그래밍가능 로직 디바이스들 등과 같은 프로그래밍가능 하드웨어 디바이스들에서 구현될 수 있다.

[0116] 또한, 모듈들은 다양한 타입의 프로세서들에 의한 실행을 위한 소프트웨어로 구현될 수 있다. 예컨대, 실행 가능한 코드의 식별된 모듈은, 예를 들면, 객체, 절차 또는 함수로서 구성될 수 있는 컴퓨터 명령어들의 하나 이상의 물리적 또는 논리적 블록들을 포함할 수 있다. 그럼에도 불구하고, 식별된 모듈의 실행들은 물리적으로 함께 위치될 필요는 없지만, 논리적으로 함께 결합될 때, 모듈을 포함하고, 모듈에 대해 정해진 목적을 달성하는 상이한 위치들에 저장된 이질적인 명령어들을 포함할 수 있다.

[0117] 실제로, 실행가능 코드의 모듈은 단일의 명령어이거나, 또는 많은 명령어들일 수 있으며, 상이한 프로그램들 사이의 수 개의 상이한 코드 세그먼트들에 걸쳐서, 그리고 수 개의 메모리 디바이스들에 걸쳐서, 분포될 수도 있다. 유사하게, 동작 데이터는 본 명세서에서 모듈들 내에 식별 및 도시될 수 있으며, 임의의 적절한 형태로 구현되고, 임의의 적절한 타입의 데이터 구조 내에 구성될 수 있다. 동작 데이터는 단일의 데이터 세트로서 모아지거나, 또는 상이한 저장 디바이스들에 걸쳐 있는 것을 포함하여 상이한 위치들에 걸쳐서 분포될 수 있으며, 적어도 부분적으로, 시스템 또는 네트워크 상의 전자 신호들로서만 존재할 수도 있다. 모듈들은, 원하는 기능들을 수행하도록 동작가능한 에이전트들을 포함하는 패시브 또는 액티브일 수 있다.

[0118] 본 명세서 전체를 통해 "하나의 예"에 대한 참조는, 그러한 예와 관련하여 기술된 특정한 특징, 구조, 또는 특성이 본 발명의 적어도 하나의 실시예에 포함됨을 의미한다. 따라서, 본 명세서 전체를 통해 다양한 곳에서 "하나의 예에서"라는 문구의 출현이, 모두 동일한 실시예를 나타낼 필요는 없다.

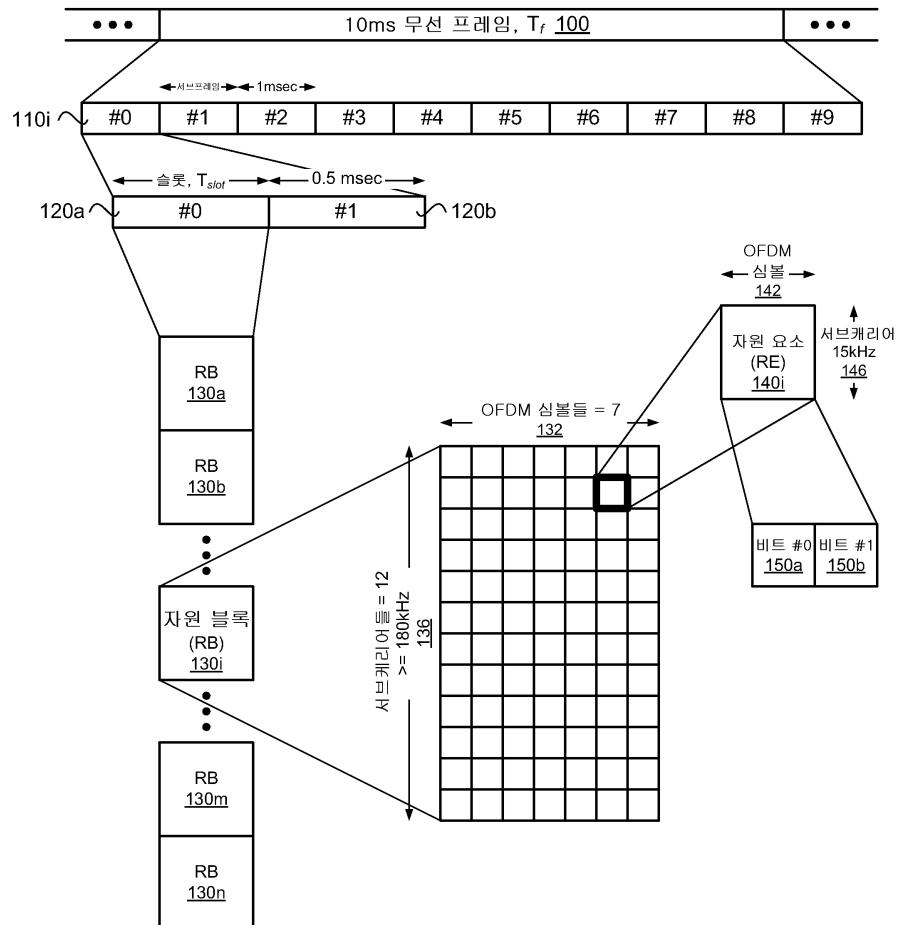
[0119] 본 명세서에서 이용된 바와 같이, 복수의 항목들, 구조적 요소들, 구성 요소들, 및/또는 물질들은 편리성을 위해 공통의 리스트에서 제공될 수 있다. 그러나, 이러한 리스트들은, 리스트의 각각의 멤버가 분리되고 고유한 멤버로서 개별적으로 식별되는 것처럼 해석되어야 한다. 따라서, 그러한 리스트의 어떠한 개별적인 멤버도, 반대되는 표시가 없는 공통의 그룹에서의 그들의 제공에만 기초하여 동일한 리스트의 임의의 다른 멤버와 사실상 동등한 것으로서 해석되지 않아야 한다. 또한, 본 발명의 다양한 실시예들 및 예는, 그 다양한 구성요소들에 대한 대안들과 함께 본 명세서에서 언급될 수 있다. 그러한 실시예들, 예들 및 대안들은, 서로에 대한 사실상의 등가물로서 해석되지 않지만, 본 발명의 분리된 자율적인 표현들로서 고려됨을 이해할 것이다.

[0120] 더욱이, 기술된 특징들, 구조들 또는 특성들은 하나 이상의 실시예들에서 임의의 적절한 방식으로 결합될 수 있다. 이하의 설명에서, 레이아웃들, 거리들, 네트워크 예 등과 같은 다양한 특정 세부사항들이 제공되어, 본 발명의 실시예들에 대한 완전한 이해를 제공한다. 그러나, 관련 기술 분야의 당업자라면, 본 발명은 하나 이상의 특정 세부사항들없이, 또는 다른 방법들, 구성요소들, 레이아웃들 등을 갖고서 실시될 수 있음을 인식할 것이다. 다른 경우들에 있어서, 잘 알려진 구조들, 물질들, 또는 동작들은, 본 발명의 양상을 모호하게 하지 않도록, 상세히 도시되거나 또는 기술되지 않는다.

[0121] 전술한 예들은 하나 이상의 특정 응용들에서의 본 발명의 원리들을 예시하는 것이지만, 본 기술 분야의 당업자라면, 발명의 기능에 대한 연습없이도, 그리고 본 발명의 원리를 및 개념들로부터 벗어나지 않고서도, 구현의 형태, 이용 및 세부사항들에서의 많은 변형들이 가능함을 명백히 알 것이다. 따라서, 이하에 개시된 특허청구 범위에 의한 것을 제외하고는, 본 발명을 제한하고자 하는 의도가 아니다.

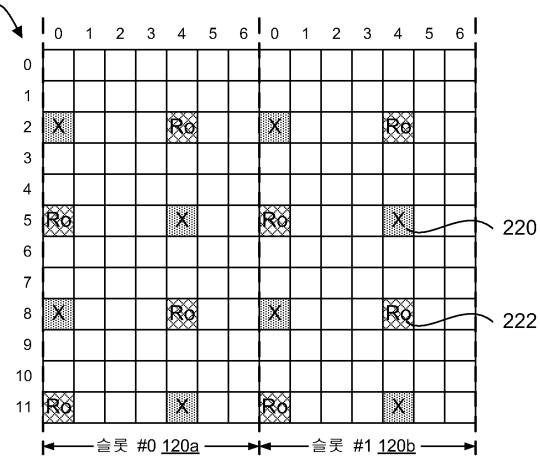
도면

도면1



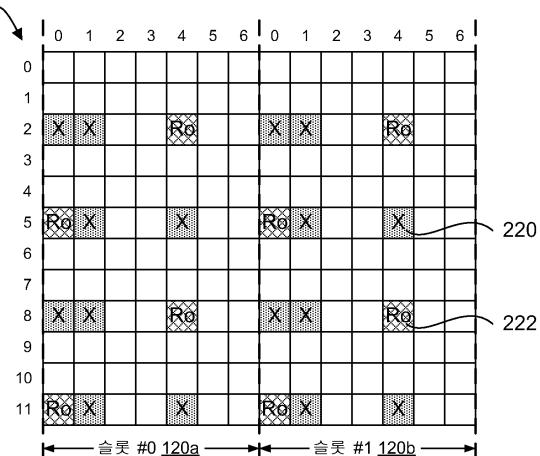
도면2

202



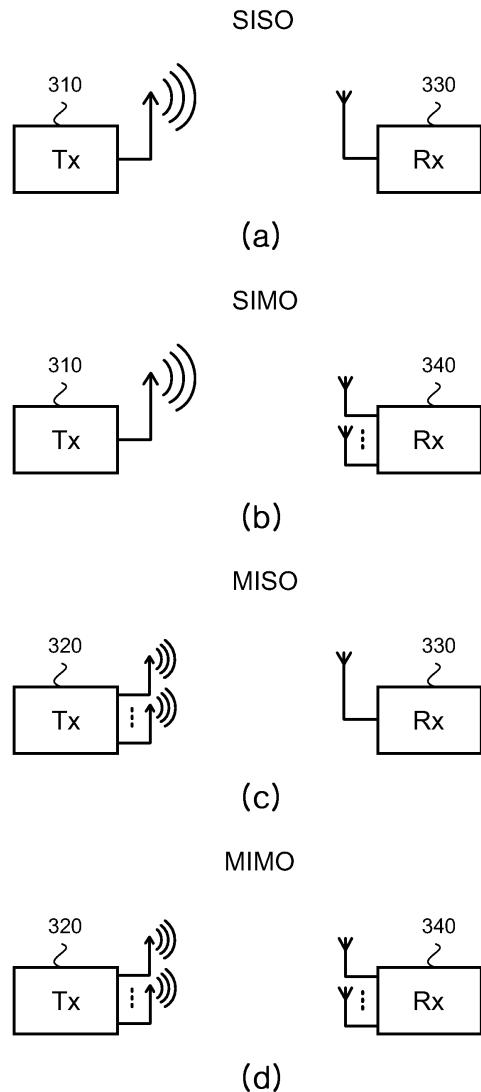
(a)

204

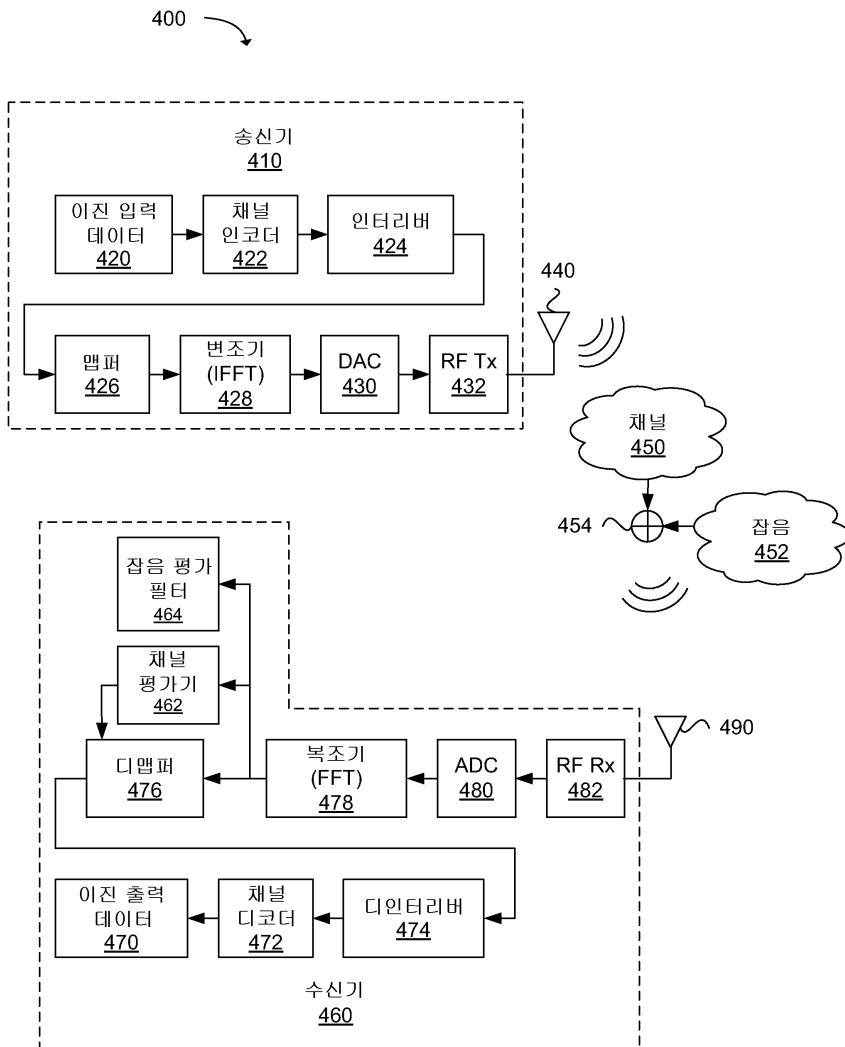


(b)

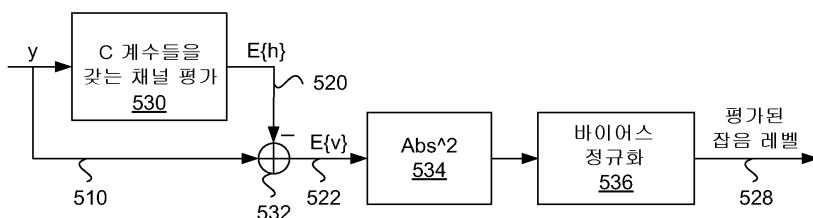
도면3



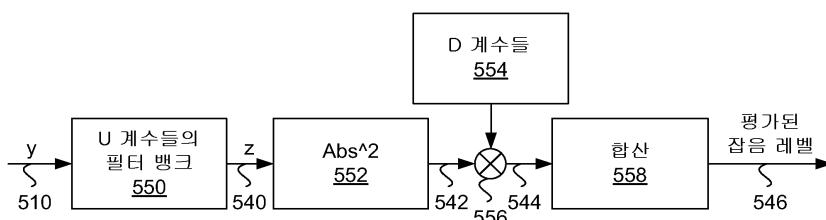
도면4



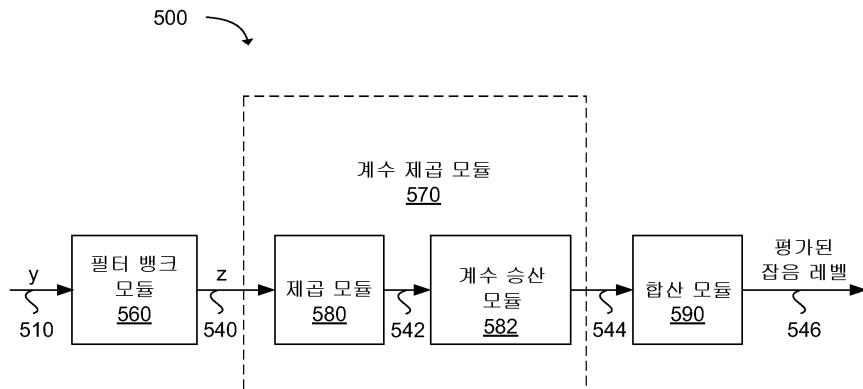
도면5



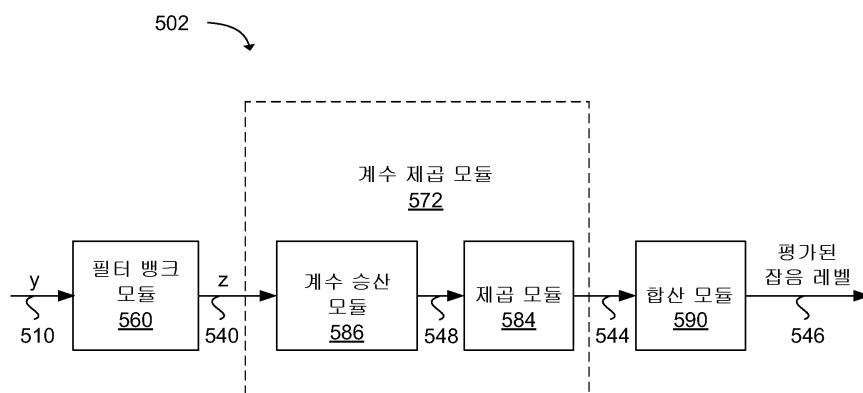
도면6



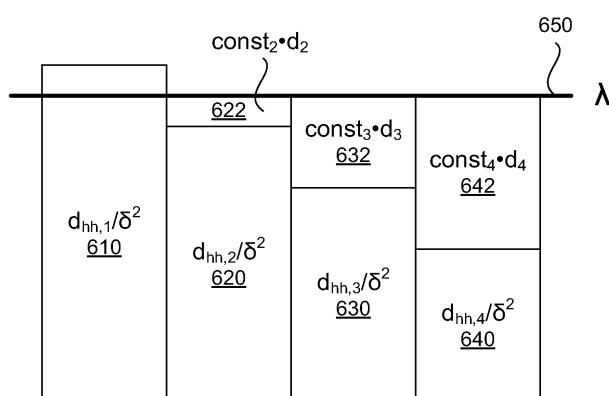
도면7



도면8



도면9



도면10

