



(19) 대한민국특허청(KR)

(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2015년10월02일

(11) 등록번호 10-1556482

(24) 등록일자 2015년09월22일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)

H04B 7/04 (2006.01)

(21) 출원번호 10-2014-0170284

(22) 출원일자 2014년12월02일

심사청구일자 2014년12월02일

(56) 선행기술조사문헌

KR1020100099883 A*

Seijoon Shim et al, "Block diagonalization for multi-user MIMO with other-cell interference", IEEE Transactions on Wireless Communications(2008.07.18)*

Yanzhi Sun et al, "New Interference Suppression Precoding Scheme for Downlink Multi-User Multi-Stream MIMO Systems", IEEE Vehicular Technology Conference(2012.05.09.)*

KR1020130112743 A

*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자

인하대학교 산학협력단

인천광역시 남구 인하로 100, 인하대학교 (용현동)

(72) 발명자

장성진

인천 남구 인하로 100, 하이테크 432호 (용현동, 인하대학교)

로빈

인천 남구 재념이길 156, 303호 (용현동)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

양정보

전체 청구항 수 : 총 6 항

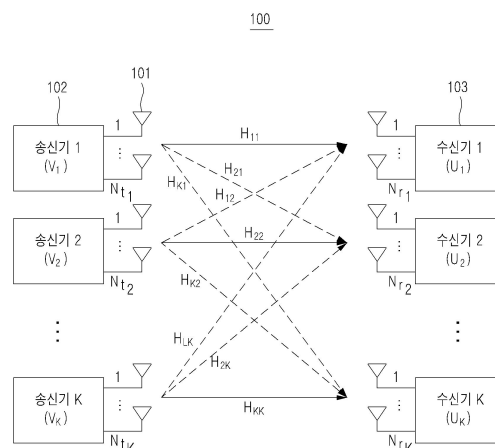
심사관 : 김성태

(54) 발명의 명칭 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법 및 장치

(57) 요약

다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법 및 장치가 제시된다. 본 발명에서 제안하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 장치는 간섭정렬에 참여하는 다중안테나로 구성된 송신기 및 수신기의 쌍으로 구성되고, 상기 송신기 및 수신기의 쌍은 상기 송신기 및 수신기의 쌍이 송신기로 동작할 경우, 상기 송신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 프리코딩 행렬 생성부, 상기 송신기 및 수신기의 쌍이 수신기로 동작할 경우, 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 디코딩 행렬 생성부를 포함할 수 있다.

대표도 - 도1



(72) 발명자

배인산

인천 남구 인하로 100, 432호 (용현동,
인하대학교)

윤희석

경북 포항시 남구 인덕로 53, 101동 403호 (
인덕동, 인덕빌라)

김재명

서울특별시 용산구 이촌로 347, 3동 1001호(서빙고
동, 신동아아파트)

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 H0301-14-1042

부처명 미래창조과학부

연구관리전문기관 정보통신산업진흥원

연구사업명 정보통신기술인력양성:NIPA자료에 명시/OR(2014년 대학 IT연구센터 육성 지원사업:협약서
에 명시)

연구과제명 스마트한 주파수 이용을 위한 스펙트럼 및 전파기술(1차년도)

기 여 율 1/1

주관기관 인하대학교 산학협력단

연구기간 2014.06.01 ~ 2014.12.31

명세서

청구범위

청구항 1

간접정렬에 참여하는 다중안테나로 구성된 송신기 및 수신기의 쌍으로 구성되고,

상기 송신기 및 수신기의 쌍은,

상기 송신기 및 수신기의 쌍이 송신기로 동작할 경우, 상기 송신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 통해 SLNR을 최대화하기 위한 프리코딩 행렬을 하기 수학식 1을 이용하여 생성하는 프리코딩 행렬 생성부; 및

상기 송신기 및 수신기의 쌍이 수신기로 동작할 경우, 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 통해 SINR을 최대화하기 위한 디코딩 행렬을 하기 수학식 2를 이용하여 생성하는 디코딩 행렬 생성부

를 포함하고,

송신기 및 수신기 쌍들에 대해 상기 프리코딩 행렬과 상기 디코딩 행렬이 반복 생성됨에 따라, 상기 SLNR 최대화를 통해 원하는 신호 부공간과 원하지 않는 신호 부공간을 분리하고, 상기 SLNR 최대화 및 상기 SINR의 최대화를 통해 네트워크를 위한 채널호혜성 요구가 제거되는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간접정렬 장치.

[수학식 1]

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{v}_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \sigma_l^2 \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^*) \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \right\} \quad \forall k$$

[수학식 2]

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{v}_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{k=1, k \neq l}^K (\mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kl}^*) + \sigma_l^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \right\}, \quad \forall l$$

여기서, 상기 $\mathbf{H}_{lk}$ 는 송신기 k 와 수신기 l 간에 독립적이고 동일한 분포(IID : Independently and identically distributed)를 갖는 MIMO 복소수 채널 페이딩 계수 행렬을, 상기 $\mathbf{V}_k$ 는 송신기 k 에서 생성된 프리코딩 행렬을,

상기 $\mathbf{U}_l$ 은 수신기 l 에서 생성된 디코딩 행렬을, 상기 σ_n^2 는 IID 복소 가우시안 잡음 벡터의 잡음분산 값을, 상기 d_k 는 k 번째 링크의 DoF(Degree of Freedom)를 각각 의미함.

청구항 2

삭제

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 프리코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SLNR 최대화 및 상기 디코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SINR 최대화를 반복 수행함으로써 프리코딩 및 디코딩을 생성할 때 용량합 성능이 특정 반복 횟수 이상에서 최대화 되는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간접정렬 장치.

청구항 4

수신기를 통해 디코딩 행렬을 수신하는 단계;

송신기에서 원하는 신호의 부분공간과 신호전력누수부분공간의 역에 대한 최대값으로부터 고유벡터를 통해 SLNR을 최대화하기 위한 프리코딩 행렬을 하기 수학식 3을 이용하여 프리코딩 행렬을 생성하는 단계;

상기 송신기를 통해 상기 생성된 프리코딩을 송신하는 단계;

상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 통해 SINR을 최대화하기 위한 디코딩 행렬을 하기 수학식 4를 이용하여 디코딩 행렬을 생성하는 단계;

상기 디코딩 행렬을 수신하는 단계; 및

상기 디코딩 행렬이 수렴할 때까지 반복수행 하는 단계

를 포함하고,

송신기 및 수신기 쌍들에 대해 상기 프리코딩 행렬과 상기 디코딩 행렬이 반복 생성됨에 따라, 상기 SLNR 최대화를 통해 원하는 신호 부공간과 원하지 않는 신호 부공간을 분리하고, 상기 SLNR 최대화 및 상기 SINR의 최대화를 통해 네트워크를 위한 채널호혜성 요구가 제거되는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법.

[수학식 3]

$$\mathbf{V}_k = v_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \sigma_l^2 \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^*) \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \right\} \quad \forall k$$

[수학식 4]

$$\mathbf{U}_l = v_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{k=1, k \neq l}^K (\mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kl}^*) + \sigma_l^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \right\}, \quad \forall l$$

여기서, 상기 $\mathbf{H}_{lk}$ 는 송신기 k 와 수신기 l 간에 독립적이고 동일한 분포(IID : Independently and identically distributed)를 갖는 MIMO 복소수 채널 페이딩 계수 행렬을, 상기 $\mathbf{V}_k$ 는 송신기 k 에서 생성된 프리코딩 행렬을,

상기 $\mathbf{U}_l$ 은 수신기 l 에서 생성된 디코딩 행렬을, 상기 σ_n^2 는 IID 복소 가우시안 잡음 벡터의 잡음분산 값을, 상기 d_k 는 k 번째 링크의 DoF(Degree of Freedom)를 각각 의미함.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 수신기는 상기 디코딩 행렬을 생성하는 단계에서 생성한 디코딩 행렬을 이용하여 신호를 수신하는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법.

청구항 6

제4항에 있어서,

상기 송신기는 상기 프리코딩 행렬을 생성하는 단계에서 SLNR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 생성한 프리코딩 행렬을 이용하여 신호를 송신하는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법.

청구항 7

제4항에 있어서,

상기 수신기는 상기 디코딩 행렬을 생성하는 단계에서 SINR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 생성한 디코딩 행렬을 이용하여 신호를 수신하는 것을 특징으로 하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬

방법.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 다중안테나(MIMO: Multi Input Multi Output) 시스템으로 구성된 네트워크에서 간섭정렬 기법에 대한 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 무선시스템의 성능은 주파수 스펙트럼상에서 다중링크간의 간섭에 의해서 제한된다. 따라서 간섭을 어떻게 제어하는지의 문제가 무선 네트워크에서 다뤄야 할 중요한 문제가 된다. 간섭정렬(IA: Interference Alignment)은 각 수신기에서 수신되는 모든 간섭들을 최대한 겹쳐지게 하는 방법으로 최근 들어 가장 촉망 받는 연구분야 중 하나이다. 간섭정렬의 목적은 각 수신기의 신호공간에서 수신 받고자 하는 신호를 신호공간의 1/2에 배치하고 나머지 송신기의 신호들을 간섭으로써 신호공간의 1/2에 배치하는 것이다. 즉, 모든 간섭들을 수신신호공간의 공통된 부분공간에 넣고, 간섭공간과 원하는 신호공간을 선형독립으로 만드는 것이다. 다중안테나(MxN) 간섭채널(MIMO-IC : MIMO-Interference Channel)에서 다중 안테나를 갖는 2개의 사용자는 zero-forcing기법을 사용하

여 각 사용자마다 $\min(M, N, \frac{\max(M, N)}{2})$ 의 최대 DoF를 가질 수 있다. 따라서 두 개의 사용자가 존재하는 간섭채널에서 개별 노드가 갖게 되는 이론적인 용량합(Sum Capacity)는 $\frac{1}{2} \log(SNR) + o(\log(SNR))$ 이 된다. 여기서 SNR은 완벽한 채널정보(CSI : Channel State Information)를 제공할 수 있는 값이다.

[0003] 간섭정렬 기법에는 비반복적(closed-form) 방법과 반복적(iterative) 방법이 있는데, 비반복적 기법은 짝수(M) 개의 송수신 안테나를 갖는 3개의 사용자에 대해 한정하여 M/2의 DoF를 갖는다. 반복적 기법은 송신기와 수신기에서 교대로 프리코딩과 디코딩 행렬을 최적화시키는 방법이다. 분산기법이라고도 할 수 있는 반복적 기법은 무선네트워크의 송신채널과 수신채널이 동일하다는 가정 하에 부분적인 채널정보만 필요하다. 이 기법에 발전된 내용으로써 각 수신기에서 신호부분공간과 간섭신호부분공간을 직교화하여 신호공간에 침투되는 간섭정렬을 최소화하고, 최대 SINR을 갖게 하는 간섭정렬기법이 제안되었다. 또한 Sum-rate의 gradient 방향에 따라 교대로 간섭을 최소화하는 알고리즘, MMSE를 사용한 방법이 연구되었다. 그러나 대부분의 반복알고리즘은 높은 SNR을 가정하는 알고리즘이기 때문에 낮은 SNR에서의 간섭정렬 알고리즘의 연구 필요성이 제기되고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0004] 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 각 송신기에서 신호의 누수전력을 지속적으로 줄이고 각 수신기에서 간섭의 전력누수를 억제하여 간섭을 정렬하고, 두 가지 모두의 경우에 있어서 원하는 신호부분공간 내에서 원하는 신호의 전력을 최대화시키는 방법 및 장치를 제공하는데 있다. 프리코딩과 디코딩 행렬들은 SLNR과 SINR 각각을 최대화하도록 디자인 되고, 수신신호의 전력누수와 수신 간섭신호의 전력누수를 줄인다. 각각의 반복에서 전력누수는 최소화되어 알고리즘이 수렴하게 된다. 그러나 원하는 신호부 공간 내에서 신호전력을 최대화시켜 수렴하는데까지는 어느 정도의 지연이 소요될 수 있다.

[0005] 본 특허에서 제안하는 SLNR 최대화 알고리즘은 각각의 송신기에서 SLNR이 최대화되도록 하는 프리코딩, 디코딩 행렬로 수렴하게 되는데 이는 원하는 신호의 전력이 최대화되고 각 송신기에서 전력누수가 줄어드는 것을 의미한다. 각각의 반복계산에서 본 특허에서 제안하는 방식으로 최적의 프리코딩 행렬과 디코딩 행렬을 계산함으로써, 원하는 신호의 부분공간에서 신호의 전력을 최대화하고 전력누수를 최소화할 수 있다.

과제의 해결 수단

[0006] 일 측면에 있어서, 본 발명에서 제안하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 장치는 간섭정

렬에 참여하는 다중안테나로 구성된 송신기 및 수신기의 쌍으로 구성되고, 상기 송신기 및 수신기의 쌍은 상기 송신기 및 수신기의 쌍이 송신기로 동작할 경우, 상기 송신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 프리코딩 행렬 생성부, 상기 송신기 및 수신기의 쌍이 수신기로 동작할 경우, 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 디코딩 행렬 생성부를 포함할 수 있다.

[0007] 상기 프리코딩 행렬 생성부 및 상기 디코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SLNR 최대화를 통해 원하는 신호 부공간과 원하지 않는 신호 부공간을 분리할 수 있다.

[0008] 상기 프리코딩 행렬 생성부 및 상기 디코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SLNR 최대화를 반복 수행함으로써 프리코딩 및 디코딩을 생성할 때 용량합 성능이 특정 반복 횟수 이상에서 최대화될 수 있다.

[0009] 또 다른 일 측면에 있어서, 본 발명에서 제안하는 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법은 수신기를 통해 디코딩 행렬을 수신하는 단계, 송신기에서 원하는 신호의 부분공간과 신호전력누수부분공간의 역에 대한 최대값으로부터 고유벡터를 사용하여 프리코딩 행렬을 생성하는 단계, 상기 송신기를 통해 상기 생성된 프리코딩을 송신하는 단계, 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 이용하여 디코딩 행렬을 생성하는 단계, 상기 디코딩 행렬을 수신하는 단계, 상기 디코딩 행렬이 수렴할 때까지 반복수행 하는 단계를 포함할 수 있다.

[0010] 상기 수신기는 상기 디코딩 행렬 생성부에서 생성한 디코딩 행렬을 이용하여 신호를 수신할 수 있다.

[0011] 상기 송신부는 상기 프리코딩 생성부에서 SLNR 최대화를 통한 고유 벡터를 사용하여 생성한 프리코딩 행렬을 이용하여 신호를 송신할 수 있다.

[0012] 상기 수신기는 상기 디코딩 생성부에서 수신된 신호에 대한 SLNR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 생성한 디코딩 행렬을 이용하여 수신할 수 있다.

발명의 효과

[0013] 본 발명의 실시예들에 따르면 SLNR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 프리코딩 행렬과 디코딩 행렬을 생성하는데 있어서, 이러한 일련의 과정을 수렴할 때까지 반복적으로 수행하고, 이를 통해 최종적으로 간섭으로 작용하는 원하지 않는 신호부 공간과 원하는 신호의 부공간을 분리함으로써, 간섭정렬에 참여하는 송수신기들이 동시에 통신을 수행할 수 있도록 한다.

도면의 간단한 설명

[0014] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 간섭정렬에 참여하는 다중안테나 시스템으로 이뤄진 네트워크를 나타내는 그림이다.

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법의 흐름도이다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 $(2 \times 2, 1)^3$ 에서 SNR에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 $(4 \times 4, 1)^3$ 에서 SNR에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 $(2 \times 2, 1)^3$ 에서 반복회수의 증가에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 $(4 \times 4, 1)^3$ 에서 반복회수의 증가에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0015] 본 발명은 다중안테나(MIMO: Multi Input Multi Output) 시스템으로 구성된 네트워크에서 간섭정렬 기법에 대한 것이다. 보다 구체적으로 다중안테나 시스템 네트워크에서 SLNR(Signal to Leakage and Noise Ratio)를 사용하여 다른 사용자와 동시에 신호를 전송할 때 상호간 간섭을 정렬하여 신호공간에서 다른 사용자의 신호들을 간섭공간에 넣을 수 있게 하고, 최종적으로 간섭정렬에서 추구하는 개별 노드 마다 1/2의 DoF(Degree of Freedom)를 달성할 수 있도록 하는 기술이다.

[0016] 본 발명은 간섭정렬에 참여하는 다중안테나로 구성된 송신기-수신기 쌍으로 구성된다. 이러한 각각의 송수신기들은 프리코딩 행렬을 계산하는 프리코딩 생성부와 디코딩 행렬을 계산하는 디코딩 생성부로 구성된다. 프리코딩 생성부는 송수신기가 송신기로 동작할 때 송신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터

를 생성한다. 디코딩 생성부는 송수신기가 수신기로 동작할 때 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성한다.

[0017] 먼저 수신기는 임의의 디코딩 행렬을 사용하여 신호를 수신하고, 프리코딩 생성부에서 SLNR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 프리코딩 행렬을 만들어 이를 통해 송신한다. 그리고 수신기에서는 디코딩 생성부에서 수신된 신호에 대한 SLNR 최대화를 통한 고유벡터를 사용하여 디코딩 행렬을 만들어 이를 통해 수신한다. 이러한 일련의 과정들은 프리코딩, 디코딩 행렬이 수렴할 때까지 진행된다. 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0018] 도 1은 본 발명의 일 실시예에 따른 간섭정렬에 참여하는 다중안테나 시스템(100)으로 이뤄진 네트워크를 나타내는 그림이다.

[0019] 간섭정렬에 참여하는 다중안테나로 구성된 송신기(102) 및 수신기(103)의 쌍으로 구성되고, 상기 송신기(102) 및 수신기(103)의 쌍은, 상기 송신기(102) 및 수신기(103)의 쌍이 송신기로 동작할 경우, 상기 송신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 프리코딩 행렬 생성부를 포함할 수 있다. 또한, 상기 송신기(102) 및 수신기(103)의 쌍이 수신기로 동작할 경우, 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 생성하는 디코딩 행렬 생성부를 포함할 수 있다.

[0020] 상기 프리코딩 행렬 생성부 및 상기 디코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SLNR 최대화를 통해 원하는 신호 부공간과 원하지 않는 신호 부공간을 분리할 수 있다. 그리고, 상기 프리코딩 행렬 생성부 및 상기 디코딩 행렬 생성부에서 사용되는 SLNR 최대화를 반복 수행함으로써 프리코딩 및 디코딩을 생성할 때 용량합 성능이 특정 반복횟수 이상에서 최대화될 수 있다.

[0021] 다시 도 1을 참조하면, 간섭정렬에 참여하는 다중 안테나 시스템으로 구성된 네트워크를 나타내는 것으로써 전체적인 도식(100)은 각각의 안테나(101)를 가진 송신기(102)와 수신기(103)으로 구성된다.

[0022] K 개의 대칭적인 MIMO-IC 네트워크를 고려할 때, k 번째 ($\forall k \in [1, 2, \dots, K]$) 송신기-수신기 쌍은 N_{t_k} 개의 송신 안테나와 N_{r_k} 개의 수신 안테나를 갖고 $d_k \leq \min(N_{t_k}, N_{r_k})$ 개의 공간 스트림을 전송한다. 보다 구체적으로는 k 번째 송신기기는 k 번째 수신 기기와 1대1로 짝 지워져 동시에 K 개의 링크가 발생하는 것이다. 각각의 N_{t_k} 개의 안테나를 갖는 송신기는 그에 해당하는 N_{r_k} 개의 수신 안테나에 신호를 송신하고 그에 따라 그림 1에서 보여지듯이 의도되지 않은 수신기들에 대해 동일채널 간섭(co-channel interference)을 발생시킨다. 모든 기기들이 동일한 안테나 구성을 갖고 있다고 할 때, 즉, $N_{t_k} = N_t$, $N_{r_k} = N_r$, $d_k = d$ ($k \in [1, 2, \dots, K]$) 일 때 대칭적인 MIMO-IC 네트워크를 $(N_r \times N_t, K)^d$ 로 정의 한다. 본 논문에서 채널은 협대역 블록 페이딩 MIMO 간섭채널모델로 간주하였고, 여기서 네트워크 상의 모든 채널 링크들은 한 심볼의 전송구간 동안 불변이고 그 다음 심볼 전송구간에 서는 바뀌는 것으로 가정하였다. 수신기기 k 의 채널출력은 수학식 1과 같다.

$$y_k[n] = \sum_{l=1}^K \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l x_k + w_k \quad \forall k \in [1, 2, \dots, K] \quad \text{수학식 1}$$

[0024] 여기서 $\mathbf{H}_{kl} \in \mathbb{C}^{N_{r_k} \times N_{t_l}}$ 는 송신기 l 과 수신기 k 간에 독립적이고 동일한 분포(IID : Independently and

identically distributed)를 갖는 MIMO 복소수 채널 페이딩 계수 행렬이고, $\mathbf{V}_l \in \mathbb{C}^{N_{r_l} \times d_l}$ 은 $d_l \leq \min(N_{t_l}, N_{r_s})$ 의 전송심볼 $\mathbf{x}_l \in \mathbb{C}^{d_l \times 1}$ 을 송신하는데 사용되는 l 번째 송신기의 프리코딩 행렬이다. 여기서 d_k 는 k 번째 링크의 DoF이다. 그리고, $\mathbf{w}_k \in \mathbb{C}^{N_{r_s} \times 1}$ 는 0의 평균값과 σ_n^2 의 잡음분산 값을 가지며 $E[n_k n_k^*] = \sigma_n^2 \mathbf{I}_{N_{r_s}}, \forall k \in [1, 2, \dots, K]$ 가 되는, 수신기 k 에서의 IID 복소 가우시안 잡음 벡터를 나타낸다. 추가적으로 채널 $\mathbf{H}_{kl}$ 들은 각각 full rank를 가지며 상호간 독립적이고, 전송심볼은 IID를 가정하였다. 또한, 이러한 신호 모델에서 심볼타이밍의 동기화를 오차 없이 수행하는 캐리어 복구를 가정하였다. 그리고2 전개의 편의를 위해 각 링크의 전송 전력은 1로 정규화시켰다.

[0025]

k 번째 수신기의 디코딩 행렬을 $\mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{N_{r_s} \times d_s}$ 라고 정의하여, k 번째 수신기의 수신기 필터 출력을 수학식 2와 같이 정의할 수 있다.

[0026]

$$\hat{\mathbf{x}}_k[n] = \mathbf{U}_k^* \mathbf{y}_k = \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k [n] \mathbf{x}_k + \mathbf{U}_k^* \sum_{l \neq k}^K \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l \mathbf{x}_l + \mathbf{U}_k^* \mathbf{w}_k \quad \text{수학식 2}$$

[0027]

그리고 MIMO-IC 네트워크에서 간섭정렬을 사용하는 k 번째 송수신기 쌍의 전송률합(Sum-Rate) 성능은 다음 수학식 3과 같이 정의된다.

[0028]

$$R_{sum} = \sum_{k=1}^K \log_2 [\det(\mathbf{I}_{d_s} + \mathbf{S}_k \mathbf{Q}_k^{-1})] \quad \text{수학식 3}$$

[0029]

여기서 $\mathbf{S}_k = \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k$ 는 수신신호의 공분산 행렬을 나타내고 $\mathbf{Q}_k = \sigma_k^2 \mathbf{U}_k^* \mathbf{U}_k + \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^* \mathbf{H}_{kl}^* \mathbf{U}_k$ 는 k 번째 수신기의 간섭 및 잡음 공분산 행렬을 나타낸다. 그리고, 대부분의 간섭정렬 알고리즘들은 프리코딩과 디코딩 행렬이 직교하도록 설계되고, 각각의 $\mathbf{V}_k$ 는 $\mathbf{V}_k^* \mathbf{V}_k = \mathbf{I}_{d_s}$ 로 정의 된다.

[0030]

선형 간섭정렬에서 구현은 $\text{rank}(\mathbf{V}_k) = d_k$ 를 갖는 프리코딩 행렬 $\mathbf{V}_k : N_{t_s} \times d_k$ 와 $\text{rank}(\mathbf{U}_k) = d_k$ 를 갖는 디코딩 행렬 $\mathbf{U}_k : N_{r_s} \times d_k$ 이 다음 수학식 4와 수학식 5를 만족할 때 가능하다.

$$\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l = \mathbf{0}_{d_k \times d_l}, \quad \forall l \neq k$$

[0031]

수학식 4

$$\text{rank}(\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l) = d_k, \quad \forall k \in [1, \dots, K]$$

[0032]

수학식 5

[0033]

수학식 4는 간섭이 존재하지 않는 신호공간이 존재할 조건이고, 수학식 5는 원하는 신호를 찾아낼 수 있는 조건을 나타낸다.

[0034]

본 특허에서는 각각의 송신기와 수신기가 다중 안테나를 갖고 K개의 송수신기 쌍으로부터 발생하는 간섭채널이 존재할 때, 각 송신기에서 보내고자 하는 신호의 부분공간 내에서 신호전력을 최대화하고 원하지 않는 수신기에 대한 신호전력 누설을 최소화하는 방법에 대해 제안한다. 수신기에서의 SINR은 수학식 6과 같이 정의된다.

$$\text{SINR}_k = \frac{\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k}{\sigma_k^2 \mathbf{U}_k^* \mathbf{U}_k + \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_l \mathbf{V}_l^* \mathbf{H}_{kl}^* \mathbf{U}_k}$$

[0035]

수학식 6

[0036]

위 수식에서 $k = 1, \dots, K$ 에 대한 SINR은 각 수신기에서 SINR이 최대화 되도록 프리코딩과 디코딩 행렬을 정의하기 위한 최적화 기준으로 사용될 수 있다.

[0037]

MIMO-IC를 위한 IA의 다른 접근 방법은 각 송신기에서 원하지 않는 수신기로 흘러 들어가는 누설전력을 최소화

하는 것이다. 수학식 2로부터 송신기 k에서 수신기 k로 전송하고자 하는 신호전력은 $\|\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k\|^2$ 로 계산

할 수 있고, 수신기 l에서 송신기 k의 신호를 수신 받아 간섭으로 작용하는 신호전력은 $\|\mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} \mathbf{V}_k\|^2$ 로 계산된다. 따라서 송신기 k를 제외한 송신기들에서 수신기 k로 누설되는 총 간섭전력은

$\sum_{l=1, l \neq k}^K \|\mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} \mathbf{V}_k\|^2$ 로 계산할 수 있다. 제안하는 방법의 목적은 송신하고자 하는 신호전력

$\|\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k\|^2$ 가 다른 사용자들의 누설전력 $\sum_{l=1, l \neq k}^K \|\mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} \mathbf{V}_k\|^2$ 보다 크게 만드는 것이다. 이러한 방법은 SLNR이라 불리는 평가수치로써 수학식 7과 같이 표현될 수 있다.

$$\text{SLNR}_k = \frac{\|\mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k\|^2}{\sum_{l=1, l \neq k}^K \|\mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} \mathbf{V}_k + \mathbf{U}_l^* \mathbf{W}_l \mathbf{I}_{N_r}\|^2}$$

[0038]

수학식 7

[0039]

SINR_k 와 달리, 위 식의 SLNR_k 은 수신기가 아닌 송신기에서 계산되는 값이다. 수학식 7은 수학식 8과 같이

정리되어 쓰여질 수 있다.

$$SLNR_k = \frac{\mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \mathbf{V}_k}{\mathbf{V}_k^* \left\{ \sum_{l=1, l \neq k}^K \mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \sigma_l^2 \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \right\} \mathbf{V}_k} \quad \text{수학식 8}$$

여기서 σ_l^2 는 l번째 수신기기에서의 잡음분산 값을 나타낸다.

MIMO-IC 시스템에서 간섭정렬에 포함된 모든 K개의 전송에 대한 SLNR의 최대화는, 각 송신기기에서 원하지 않는 수신기기들로의 누설전력 최소화가 각 수신기기에서 수신된 간섭을 최소화시키게 되기 때문에, 동시에 모든 기기에 대한 SINR도 지속적으로 향상시키게 된다. 이러한 누설전력개념을 사용하여 본 특허에서는 수학식 9로 정의되는 최적화 문제를 사용하여 MIMO-IC에서의 간섭정렬 문제를 해결한다.

$$\underset{\mathbf{V}_k \in \mathbb{C}^{N_t \times d_k}, \mathbf{U}_k \in \mathbb{C}^{N_r \times d_k}}{\operatorname{argmax}} SLNR_k \quad \text{수학식 9}$$

여기서 $\mathbf{V}_k^* \mathbf{V}_k = P_k / d_k$ 이고, P_k 는 k번째 송신에 할당된 총 전력을 나타낸다.

수학식 9의 최적화 문제에서 닫힌 형태의 해결방법을 고안하는 것은 프리코더, 디코더, 그리고 수신기의 수신 신호 부분공간의 상호종속성 때문에 쉽지 않은 문제이다. 위 식의 문제는 프리코딩, 디코딩 행렬에 대해 교차적으로 최소화하는 방식을 사용하는 반복기법을 통해 쉽게 접근할 수 있다. 먼저 임의의 값을 갖는

$\mathbf{U}_l \in \mathbb{C}^{N_r \times d_l}, \forall l$ 로부터 시작한다. 그리고 레일레이-리츠 나머지 정리(Rayleigh-Ritz quotient result)로부터 수학식 9의 문제는 수학식 10과 같이 해결할 수 있고,

$$\mathbf{V}_k, \forall k = \max \text{ generalized eigenvector } \times \left(\mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk}, \sum_{l=1, l \neq k}^K \left(\mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \right) \right)$$

수학식 10

수학식 11로 풀게 된다.

$$\mathbf{V}_k = \mathbf{v}_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{l=1, l \neq k}^K \left(\mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \sigma_l^2 \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \right) \right)^{-1} \mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk} \right\} \quad \forall k$$

식 11

수학

[0050]

여기서 $\mathbf{v}_{\max}^{d_k}(A)$ 는 행렬 A의 가장 큰 고유값(eigen value)에서 d_k 개의 고유값($\lambda_{\max}(1:d_k)$)에 해당하는 고유 벡터를 나타낸다. 즉, 최적 프리코딩 행렬은 $\mathbf{H}_{kk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{kk}$ 와
$$\left(\sum_{l=1, l \neq k}^K (\mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^* \mathbf{H}_{lk} + \sigma_l^2 \mathbf{U}_l \mathbf{U}_l^*) \right)^{-1}$$
 에서 d_k 개의 큰 고유값에 해당하는 d_k 개의 고유벡터

로 얻을 수 있다. 여기서 SLNR은 d_k 개의 최대 고유값들($\text{SLNR}_k^{1:d_k} = \lambda_{\max}(1:d_k)$)에 의해 최대화된다.

[0051]

간섭정렬의 목적은 각 수신기가 수신기기의 수신공간에서 부분공간의 일정부분에 모든 다른 송신기기들의 간섭을 제한시켜 수신하고자 하는 신호를 디코딩하는 것이다. 각 송신기기에서 SLNR의 최대화는 간섭정렬에 참여하는 다른 원하지 않는 수신기기에 신호누설전력을 최소화하는 것이다. 그러나 아직까지는 수신기에서 나머지 K-1개의 송신기로부터의 송신신호를 간섭으로써 정렬하지는 못 한다. 이를 위해, 채널호혜성을 가정하는 호혜적인 네트워크를 위한 디코딩 행렬 $\mathbf{U}_l, \forall l$ 를 구하거나, 최적 디코딩 행렬을 얻는데 있어서 채널 호혜성을 요구하지 않는 SINR 최대화를 통해 간섭을 정렬할 수 있다. 본 특허에서는 채널호혜성에 대한 요구를 없애는 것에 관심이 있기 때문에 각 수신기에서 디코딩 행렬 $\mathbf{U}_l, \forall l$ 을 구하기 위해 SINR의 최대화를 수행하고 이는 수학식 12와 같이 정의된다.

[0052]

$$\mathbf{U}_l = \mathbf{v}_{\max}^{d_k} \left\{ \left(\sum_{k=1, k \neq l}^K (\mathbf{H}_{kl} \mathbf{V}_k \mathbf{V}_k^* \mathbf{H}_{kl}^*) + \sigma_l^2 \mathbf{I}_{N_r} \right)^{-1} \mathbf{H}_{lk}^* \mathbf{U}_k \mathbf{U}_k^* \mathbf{H}_{lk} \right\}, \quad \forall l$$

수학식 12

[0053]

주어진 프리코딩 행렬들 $\mathbf{V}_k, \forall k$ 에 대한 최적의 디코딩행렬 $\mathbf{U}_l, \forall l$ 을 구하는 것은 SINR 최대화와 비슷한 방식이다. 따라서 디코딩 행렬들 $\mathbf{U}_l, \forall l$ 은 프리코딩 행렬을 갱신하면서 얻게 된다. 이러한 반복은 알고리즘이 수렴할 때까지 계속된다. 프리코딩 행렬들을 설계하기 위한 SLNR 최대화와 디코딩 행렬들을 설계하기 위한 SINR 최대화는 채널호혜성에 대한 요구를 제거할 수 있다.

[0054]

도 2는 본 발명의 일 실시예에 따른 다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법의 흐름도이다.

[0055]

다중안테나 간섭채널에서 SLNR 최대화를 통한 간섭정렬 방법은 수신기를 통해 디코딩 행렬을 수신하는 단계(201), 송신기에서 원하는 신호의 부분공간과 신호전력누수부분공간의 역에 대한 최대값으로부터 고유벡터를 사용하여 프리코딩 행렬을 생성하는 단계(202), 상기 송신기를 통해 상기 생성된 프리코딩을 송신하는 단계(203), 상기 수신기에서 원하는 신호공간과 신호누설전력의 역에 대한 고유벡터를 이용하여 디코딩 행렬을 생성하는 단계(204), 상기 디코딩 행렬을 수신하는 단계(205), 상기 디코딩 행렬이 수렴할 때까지 반복수행 하는 단계(206)를 포함할 수 있다.

[0056]

처음으로 임의의 디코딩행렬 $\mathbf{U}_l \in \mathbb{C}^{N_r \times d_l}, \forall l$ 로 수신(201)하는 것으로부터 시작된다. 그리고, 수학식 11과 같이 송신기기 k의 원하는 신호의 부분공간과 신호전력누수부분공간의 역(다시 말해, SLNR)에 대한 최대값으로

로부터 d_k 개의 고유벡터를 사용하여 프리코딩 행렬 $\mathbf{V}_k$ 를 생성(202)하여 전송(203)한다. 그리고 이를 수신한 수신기는, 수확식 12와 같이 수신기기 1의 원하는 신호의 부분공간과 신호전력누수부분공간의 역(즉, SLNR)에 대한 최대값으로부터 d_l 개의 고유벡터를 사용하여 디코딩 행렬 $\mathbf{U}_l$ 를 생성(204)하여 수신(205)한다. 그리고 이를 수렴할 때까지 반복한다.

표 1은 본 발명의 성능을 보이기 위한 시뮬레이션 파라미터들이다.

<표 1>

변수	값
사용자 수 (K)	3
수신안테나 x 송신안테나 ($N_r \times N_t$)	(2x2), (4x4)
사용자당 요구되는 DoF ($d_k=d, \forall k$)	1, 2
채널 모델	레이레이 페이딩, 페이딩 상수 $\sim \mathcal{CN}(0,1)$
몬테카를로 반복 횟수	500
알고리즘 반복 횟수	100, 400

다중안테나 시스템으로 이뤄진 네트워크에서 3개의 송수신기 쌍이 간섭정렬에 참여하는 것으로 가정하였고, 송수신기 안테나는 $N_{t_k} = N_{r_k}$ 로 동일한 것으로 가정하였다. K개의 수신하고자 하는 채널링크와 K(K-1)개의 간선헤널링크에 대한 채널계수들은 0의 평균값과 1의 복소가우시안 랜덤변수 분산을 갖는 IID로 가정하였다. 또한 각 기기의 전력 제한은 $P_k = P = 1, \forall k$ 로 동일하게 설정하였다.

도 3은 본 발명의 일 실시예에 따른 $(2 \times 2, 1)^3$ 에서 SNR에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 3은 $(2 \times 2, 1)^3$ MIMO-IC 네트워크에 대한 성능으로, SLNR의 최대화 기법이 최적이고, 데이터율합 최대화 기법(max sum-rate)은 낮은 SNR에서 저하된 성능을 가지며 SNR이 증가할수록 성능이 올라가는 것을 확인할 수 있다. 그리고, SINR 최대화 기법(max SINR)과 SINR합 최대화 기법(max sum SINR)은 0~20dB의 SNR에서 제안하는 방법보다 성능이 좋지 않은 것을 확인할 수 있다. 그리고, 분산알고리즘(Distributed IA)은 낮은 SNR에서 성능이 더 좋지 않고 SNR이 증가하면서 성능이 증가하고, MMSE 알고리즘은 낮은 SNR에서만 최적의 성능을 가지며, 교차 최소화 기법(Alternating minimization)은 이들 중 최악의 성능을 갖는다.

도 4는 본 발명의 일 실시예에 따른 $(4 \times 4, 1)^3$ 에서 SNR에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 4는 $(4 \times 4, 1)^3$ MIMO-IC 네트워크에 대한 성능으로, 제안하는 알고리즘이 SNR 전 영역에서 최적의 성능을 보인다. 10dB까지는 SINR 최대화 기법과 동일한 성능을 보이고, SINR합 최대화 기법은 제안된 알고리즘보다 전 영역에서 낮은 성능을 보인다. 분산 알고리즘, SINR합 최대화 기법, 교차 최소화 기법은 25dB이상에서만 최상의 성능을 보이고, MMSE 알고리즘은 $(2 \times 2, 1)^3$ 의 성능과 동일하다.

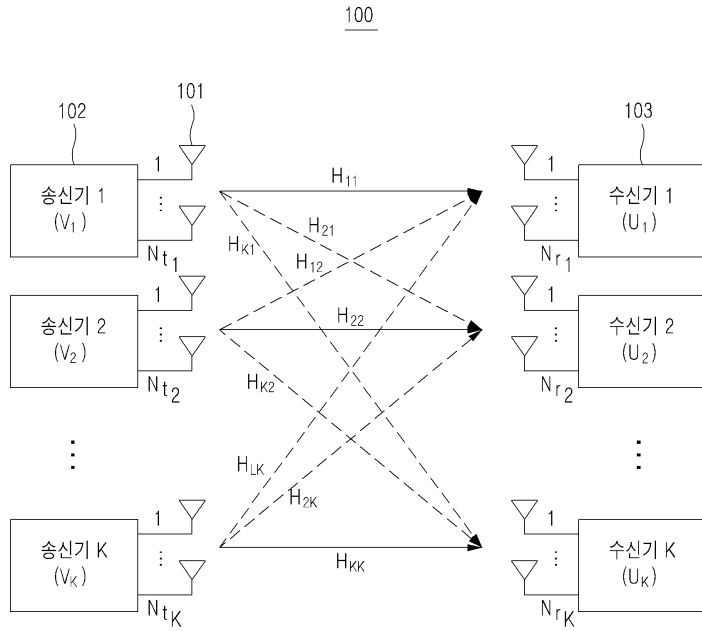
도 5는 본 발명의 일 실시예에 따른 $(2 \times 2, 1)^3$ 에서 반복회수의 증가에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.

도 5의 $(2 \times 2, 1)^3$ MIMO-IC 네트워크에서는 모든 알고리즘들이 용량합의 값이 다른 것을 제외하고는 비슷하게 수렴한다.

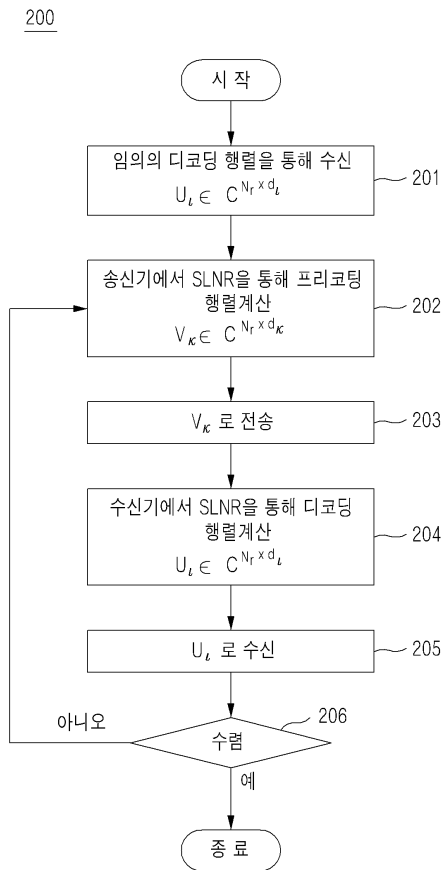
- [0067] 도 6은 본 발명의 일 실시예에 따른 $(4 \times 4, 1)^3$ 에서 반복회수의 증가에 따른 용량합을 나타내는 도면이다.
- [0068] 도 6의 $(4 \times 4, 1)^3$ MIMO-IC 네트워크의 경우에는 SLNR 최대화 기법이 반복 횟수가 증가할수록 더 큰 용량합을 가지는 것을 알 수 있고 전체 SNR 영역에서 일정한 성능 향상을 가져온다. 제안된 알고리즘은 $(2 \times 2, 1)^3$ MIMO-IC에서 SINR 최대화와 성능 면의 차이는 없으나 안테나 수가 더 많은 경우에는 성능의 향상을 가져올 수 있다.
- [0069] 이상에서 설명된 장치는 하드웨어 구성요소, 소프트웨어 구성요소, 및/또는 하드웨어 구성요소 및 소프트웨어 구성요소의 조합으로 구현될 수 있다. 예를 들어, 실시예들에서 설명된 장치 및 구성요소는, 예를 들어, 프로세서, 콘트롤러, ALU(arithmetic logic unit), 디지털 신호 프로세서(digital signal processor), 마이크로컴퓨터, FPA(field programmable array), PLU(programmable logic unit), 마이크로프로세서, 또는 명령(instruction)을 실행하고 응답할 수 있는 다른 어떠한 장치와 같이, 하나 이상의 범용 컴퓨터 또는 특수 목적 컴퓨터를 이용하여 구현될 수 있다. 처리 장치는 운영 체제(OS) 및 상기 운영 체제 상에서 수행되는 하나 이상의 소프트웨어 애플리케이션을 수행할 수 있다. 또한, 처리 장치는 소프트웨어의 실행에 응답하여, 데이터를 접근, 저장, 조작, 처리 및 생성할 수도 있다. 이해의 편의를 위하여, 처리 장치는 하나가 사용되는 것으로 설명된 경우도 있지만, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자는, 처리 장치가 복수 개의 처리 요소(processing element) 및/또는 복수 유형의 처리 요소를 포함할 수 있음을 알 수 있다. 예를 들어, 처리 장치는 복수 개의 프로세서 또는 하나의 프로세서 및 하나의 콘트롤러를 포함할 수 있다. 또한, 병렬 프로세서(parallel processor)와 같은, 다른 처리 구성(processing configuration)도 가능하다.
- [0070] 소프트웨어는 컴퓨터 프로그램(computer program), 코드(code), 명령(instruction), 또는 이들 중 하나 이상의 조합을 포함할 수 있으며, 원하는 대로 동작하도록 처리 장치를 구성하거나 독립적으로 또는 결합적으로(collectively) 처리 장치를 명령할 수 있다. 소프트웨어 및/또는 데이터는, 처리 장치에 의하여 해석되거나 처리 장치에 명령 또는 데이터를 제공하기 위하여, 어떤 유형의 기계, 구성요소(component), 물리적 장치, 가상 장치(virtual equipment), 컴퓨터 저장 매체 또는 장치, 또는 전송되는 신호 파(signal wave)에 영구적으로, 또는 일시적으로 구체화(embody)될 수 있다. 소프트웨어는 네트워크로 연결된 컴퓨터 시스템 상에 분산되어서, 분산된 방법으로 저장되거나 실행될 수도 있다. 소프트웨어 및 데이터는 하나 이상의 컴퓨터 판독 가능 기록 매체에 저장될 수 있다.
- [0071] 실시예에 따른 방법은 다양한 컴퓨터 수단을 통하여 수행될 수 있는 프로그램 명령 형태로 구현되어 컴퓨터 판독 가능 매체에 기록될 수 있다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 프로그램 명령, 데이터 파일, 데이터 구조 등을 단독으로 또는 조합하여 포함할 수 있다. 상기 매체에 기록되는 프로그램 명령은 실시예를 위하여 특별히 설계되고 구성된 것들이거나 컴퓨터 소프트웨어 당업자에게 공지되어 사용 가능한 것일 수도 있다. 컴퓨터 판독 가능 기록 매체의 예에는 하드 디스크, 플로피 디스크 및 자기 테이프와 같은 자기 매체(magnetic media), CD-ROM, DVD와 같은 광기록 매체(optical media), 플롭티컬 디스크(floptical disk)와 같은 자기-광 매체(magneto-optical media), 및 롬(ROM), 램(RAM), 플래시 메모리 등과 같은 프로그램 명령을 저장하고 수행하도록 특별히 구성된 하드웨어 장치가 포함된다. 프로그램 명령의 예에는 컴파일러에 의해 만들어지는 것과 같은 기계어 코드뿐만 아니라 인터프리터 등을 사용해서 컴퓨터에 의해서 실행될 수 있는 고급 언어 코드를 포함한다. 상기된 하드웨어 장치는 실시예의 동작을 수행하기 위해 하나 이상의 소프트웨어 모듈로서 작동하도록 구성될 수 있으며, 그 역도 마찬가지이다.
- [0072] 이상과 같이 실시예들이 비록 한정된 실시예와 도면에 의해 설명되었으나, 해당 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자라면 상기의 기재로부터 다양한 수정 및 변형이 가능하다. 예를 들어, 설명된 기술들이 설명된 방법과 다른 순서로 수행되거나, 및/또는 설명된 시스템, 구조, 장치, 회로 등의 구성요소들이 설명된 방법과 다른 형태로 결합 또는 조합되거나, 다른 구성요소 또는 균등물에 의하여 대치되거나 치환되더라도 적절한 결과가 달성될 수 있다.
- [0073] 그러므로, 다른 구현들, 다른 실시예들 및 특허청구범위와 균등한 것들도 후술하는 특허청구범위의 범위에 속한다.

도면

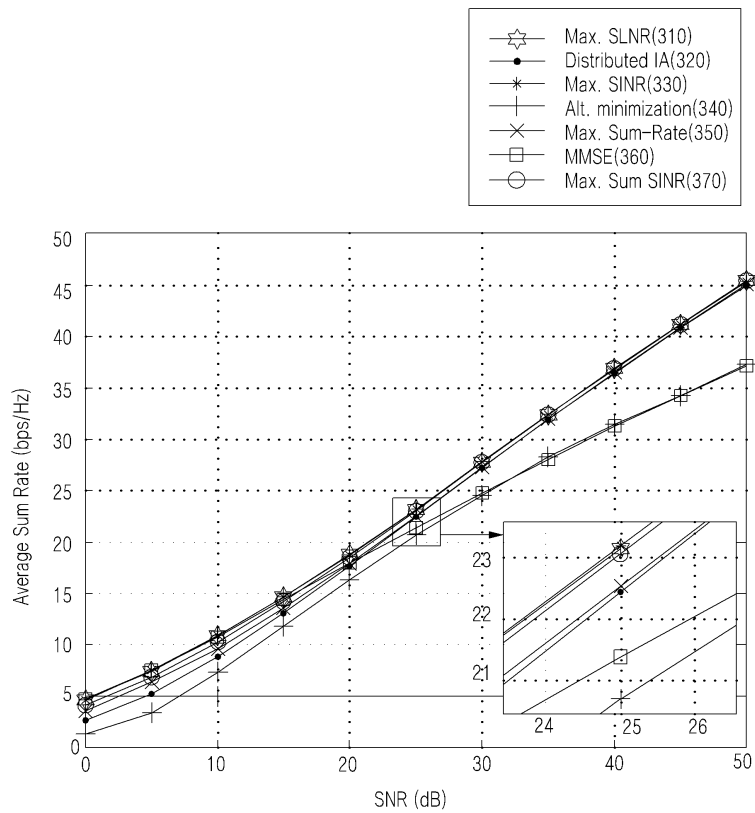
도면1



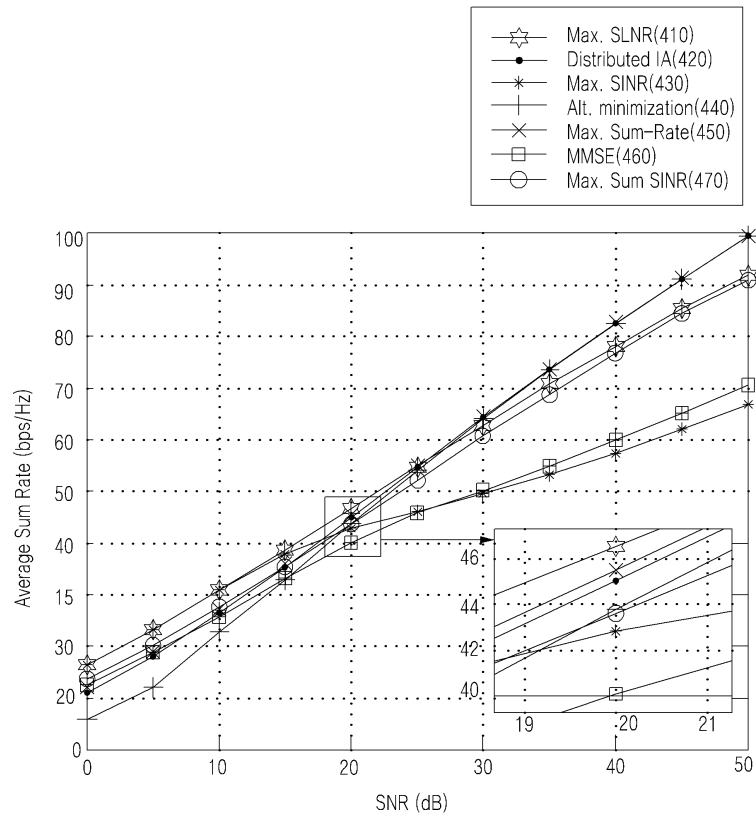
도면2



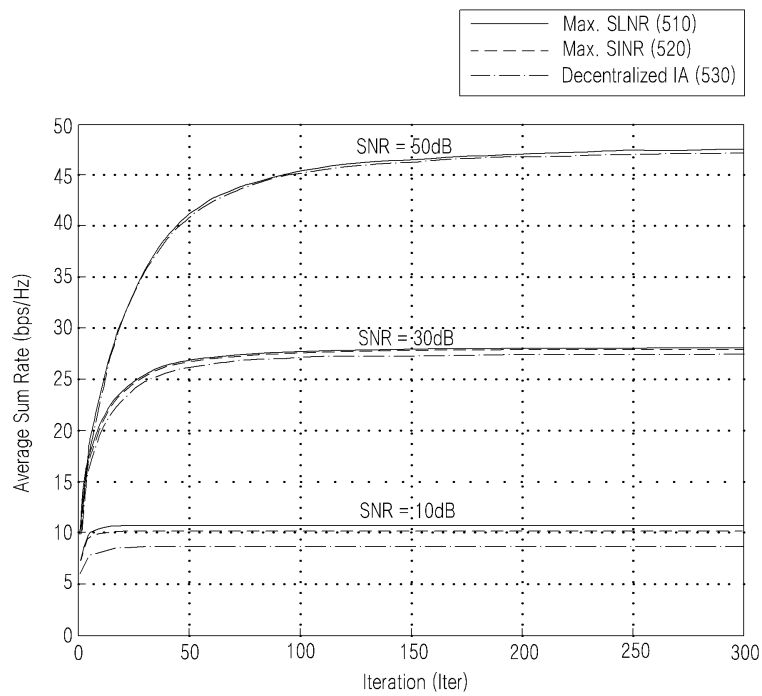
도면3



도면4



도면5



도면6

