



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년08월09일
(11) 등록번호 10-2287791
(24) 등록일자 2021년08월03일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/0456 (2017.01) H04L 25/02 (2006.01)
H04L 25/03 (2006.01)

(52) CPC특허분류
H04B 7/0456 (2013.01)
H04L 25/0242 (2013.01)

(21) 출원번호 10-2021-0056577

(22) 출원일자 2021년04월30일

심사청구일자 2021년04월30일

(56) 선행기술조사문헌

Park Chan-Yeob et al “An Enhanced Jacobi Precoder for Downlink Massive MIMO Systems”, 2021.03.22.*

(뒷면에 계속)

(73) 특허권자

세종대학교산학협력단

서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)

(72) 발명자

송형규

경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320-303(서현동, 한양아파트)

박찬엽

서울특별시 노원구 덕릉로 459-18, 103-1209(상계동, 미도아파트)

(뒷면에 계속)

(74) 대리인

이강민, 안준형, 남승희

전체 청구항 수 : 총 10 항

심사관 : 전용해

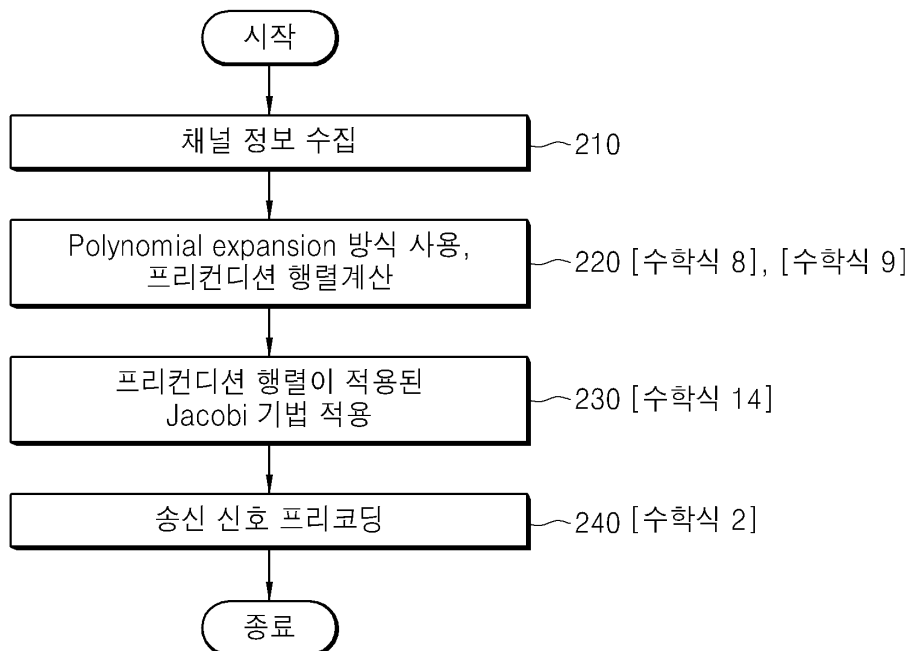
(54) 발명의 명칭 **대용량 하향링크 MIMO 시스템을 위한 향상된 Jacobi 프리코더**

(57) 요약

본 발명은 대용량 MIMO 시스템에서 선형 ZF 기법의 복잡도를 낮추기 위한 근사화 기법 중 JC 기법의 새로운 형태를 제안하며 추정 정확도를 높이는 가중치를 계산하는 방법에 관한 것이다.

본 발명에 따르면, 프리컨디셔닝 기법을 통해 JC의 수렴 속도를 높일 수 있다. 또한 사용자수가 많아질? 성능이 (뒷면에 계속)

대표도 - 도2



급격하게 하락하는 JC의 단점을 보완 할수 있다. 목표 BER을 충족시키는 반복횟수를 줄이는 것으로 ZF 프리코딩 기법의 전체적인 복잡도를 크게 낮출 수 있다.

본 발명의 가중치를 적용한 JC 기법은 기존 병렬 실행이 가능한 IM 기법과 동일한 계산 복잡도에 오류 성능이 더 좋다. 결과적으로 본 발명에서 제안된 JC기법은 기존의 기존 병렬 실행이 가능한 IM 기법과 거의 동일한 복잡도를 요구하며 기존의 기법보다 오류 성능을 높일 수 있다는 이점이 있다. 또한, 완벽한 역행렬을 요구하는 ZF 기법의 복잡도보다 낮은 복잡도를 요구하는 것을 [도 3]를 통해 확인할 수 있다.

- | | |
|--|--|
| <p>(52) CPC특허분류
 H04L 25/03343 (2013.01)
 H04L 25/0391 (2013.01)</p> <p>(72) 발명자
 정지성
 서울특별시 노원구 공릉로27길 110, 101-607(공릉동, 현대 성우아파트)
 신범식
 서울특별시 도봉구 도봉로169가길 30, B-401(도봉동, 도봉하이츠)</p> | <p>(56) 선행기술조사문헌
 KR102169683 B1
 KR101937559 B1
 JP2017518002 A
 JP2010501136 A
 KR101763554 B1
 *는 심사관에 의하여 인용된 문헌</p> |
|--|--|

- 이 발명을 지원한 국가연구개발사업
- | | |
|-------------|-------------------------|
| 과제고유번호 | 1711075702 |
| 과제번호 | 2018-0-01423-001 |
| 부처명 | 과학기술정보통신부 |
| 과제관리(전문)기관명 | 정보통신기술진흥센터 |
| 연구사업명 | 대학ICT연구센터육성지원사업 |
| 연구과제명 | 지능형 비행로봇 융합기술 연구 |
| 기여율 | 1/2 |
| 과제수행기관명 | 세종대학교산학협력단 |
| 연구기간 | 2021.01.01 ~ 2021.12.31 |
- 이 발명을 지원한 국가연구개발사업
- | | |
|-------------|-------------------------|
| 과제고유번호 | 1345321135 |
| 과제번호 | 2020R1A6A1A03038540 |
| 부처명 | 교육부 |
| 과제관리(전문)기관명 | 한국연구재단 |
| 연구사업명 | 이공학학술연구기반구축(R&D) |
| 연구과제명 | 자율지능무인비행체연구소 |
| 기여율 | 1/2 |
| 과제수행기관명 | 세종대학교 |
| 연구기간 | 2021.03.01 ~ 2022.02.28 |
- 공지예외적용 : 있음
-

명세서

청구범위

청구항 1

대용량 하향링크 MIMO 시스템의 기지국의 디지털 프리코더에 있어서,

추정행렬 W 를 채널행렬 기반으로 생성하는 추정행렬 생성부;

상기 추정행렬 W 를 M, N 분해 행렬로 분해하고 분해 행렬을 설정하는 분해 행렬 생성부;

상기 분해 행렬 생성부를 통해서 구한 분해 행렬을 적용한 프리컨디션 행렬 P_c 을 생성하는 프리컨디션 행렬 생성부;

상기 추정행렬 W 에 프리컨디션 P_c 를 곱하여 추정행렬 W 를 변형함으로써, 변형된 추정행렬 \overline{W} 생성하는 추정행렬 변형부;

상기 추정행렬 변형부를 통해서 변형된 추정행렬 \overline{W} 을 변형 야코비 기법(JC 기법)에 적용하여 송신신호를 프리코딩하여 프리코딩된 신호를 생성하는 변형 JC기법 적용부;를 포함하여 구성되고,

상기 변형 JC 기법 적용부에서 적용하는 변형 야코비 기법은,

프리코딩된 송신신호의 계산복잡도가 사용자 수 K 의 제곱의 함수가 되도록 변형된 JC 기법인 것을 특징으로 하며,

상기 분해 행렬 생성부는,

RI(Richardson) 반복법을 기반으로 하는 하기 수식 1에 따라서 분해 행렬 M, N 을 설정하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코더.

(수식 1)

$$M = \frac{1}{\omega} I, N = \frac{1}{\omega} - W$$

($\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, W 는 추정행렬로 $W = HH^H$ 이고 $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환, M, N 은 비특이행렬)

청구항 2

제 1항에 있어서,

상기 프리컨디션 행렬 생성부는,

상기 프리컨디션 행렬 P_c 는 PE(polynomial expansion)를 1차항까지만 전개하고, 대각 성분만 2차항까지 전개하도록 하며, 상기 분해 행렬 M, N 을 하기 수식 2에 적용하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코더.

(수식 2)

$$W^{-1} \approx \sum_{i=0}^{\infty} (M^{-1} N)^i M^{-1}$$

(\mathbf{W} 는 추정 역행렬, \mathbf{W}^{-1} 는 추정행렬의 유사 역행렬로, 추정 역행렬이라 한다. M, N 은 분해 행렬, i 는 반복차수)

청구항 3

제 2항에 있어서,

상기 프리컨디션 행렬 생성부는,

하기 수식 3과 같은 프리컨디션 행렬을 생성하는 것을 특징으로 디지털 프리코더.

(수식 3)

$$\mathbf{P}_c = (\mathbf{I} + (\mathbf{I} - \omega \mathbf{W}) + (\mathbf{I} - \omega \mathbf{D})^2) \omega$$

(\mathbf{P}_c 는 프리컨디션 행렬, \mathbf{I} 는 단위행렬, $\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, \mathbf{D} 는 추정 행렬 \mathbf{W} 의 엄격한 대각행렬)

청구항 4

제 3항에 있어서,

상기 수식 3과 같은 프리컨디션 행렬을 하기 수식4과 같이 변형하는 것을 특징으로 디지털 프리코더.

(수식 4)

$$\mathbf{P}_c = (2\omega \mathbf{I} - \omega^2 \mathbf{W}) + (\mathbf{I} - \omega \mathbf{D})^2 \omega$$

(\mathbf{P}_c 는 프리컨디션 행렬, \mathbf{I} 는 단위행렬, $\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, \mathbf{W} 는 추정행렬, \mathbf{D} 는 추정행렬 \mathbf{W} 의 엄격한 대각행렬)

청구항 5

제 1항에 있어서,

상기 프리코딩된 신호의 송신신호 벡터는 상기 변형 야코비 기법을 적용하여 하기 수식 5에 의해 결정되는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코더.

(수식 5)

$$\mathbf{s}^{-(n+1)} = \mathbf{s}^{-(n)} + \overline{\mathbf{D}}^{-1} \mathbf{P}_c (\mathbf{x} - \mathbf{W} \mathbf{s}^{-(n)}) \quad n=1, 2, \dots$$

($\mathbf{s}^{-(n+1)}$ 는 $n+1$ 차 반복한 송신 신호 벡터, $\mathbf{s}^{-(n)}$ 는 n 차 반복한 송신 신호 벡터, $\overline{\mathbf{D}}^{-1}$ 는 변형된 추정 역행렬 $\overline{\mathbf{W}}$ 의 엄격한 대각행렬 $\overline{\mathbf{D}}$ 의 역행렬, \mathbf{W} 추정행렬, \mathbf{P}_c 는 프리컨디션 행렬, \mathbf{x} 는 심볼벡터 \mathbf{x} (IM 기법에 서 수립하는 선형 방정식 $\mathbf{x} = \mathbf{W}\mathbf{s}$))

청구항 6

대용량 하향링크 MIMO 시스템의 기지국에서 송신신호를 디지털 프리코딩 하는 방법에 있어서,

추정행렬 W 를 채널행렬 기반으로 생성하는 추정행렬 생성 단계;

상기 추정행렬 W 를 M, N 분해 행렬로 분해하고 분해 행렬을 설정하는 분해 행렬 생성 단계;

상기 분해 행렬 단계를 통해서 구한 분해 행렬을 적용한 프리컨디션 행렬 P_c 을 생성하는 프리컨디션 행렬 생성 단계;

상기 추정행렬 W 에 프리컨디션 P_c 를 곱하여 추정행렬 W 를 변형함으로써, 변형된 추정행렬 \overline{W} 생성하는 추정행렬 변형 단계;

상기 추정행렬 변형 단계를 통해서 변형된 추정행렬 \overline{W} 을 변형 야코비 기법(JC 기법)에 적용하여 송신신호를 프리코딩하여 프리코딩된 신호를 생성하는 변형 JC기법 적용 단계;

상기 변형 JC 기법 적용 단계에서 적용하는 변형 야코비 기법은,

프리코딩된 송신신호의 계산복잡도가 사용자 수 K 의 제곱의 함수가 되도록 변형된 JC 기법인 것을 특징으로 하며,

상기 분해 행렬 생성 단계는,

RI(Richardson) 반복법을 기반으로 하는 하기 수식 1에 따라서 분해 행렬 M, N 을 설정하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 1)

$$M = \frac{1}{\omega} I, N = \frac{1}{\omega} - W$$

($\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, W 는 추정행렬로 $W = HH^H$ 이고 $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환, M, N 은 비특이행렬)

청구항 7

제 6항에 있어서,

상기 프리컨디션 행렬 생성단계는,

상기 프리컨디션 행렬 P_c 는 PE(polynomial expansion)를 1차항까지만 전개하고, 대각 성분만 2차항까지 전개하도록 하며, 상기 분해 행렬 M, N 을 하기 수식 2에 적용하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 2)

$$W^{-1} \approx \sum_{i=0}^{\infty} (M^{-1} N)^i M^{-1}$$

(W 는 추정 역행렬, W^{-1} 는 추정행렬의 유사 역행렬로, 추정 역행렬이라 한다. M, N 은 분해 행렬, i 는 반복차수)

청구항 8

제 7항에 있어서,

상기 프리컨디션 행렬 생성 단계는,

하기 수식 3과 같은 프리컨디션 행렬을 생성하는 것을 특징으로 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 3)

$$P_c = (I + (I - \omega W) + (I - \omega D)^2) \omega$$

(P_c 는 프리컨디션 행렬, I 는 단위행렬, W 는 추정행렬, $\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, D 는 추정행렬 W 의 엄격한 대각행렬)

청구항 9

제 8항에 있어서,

상기 수식 3과 같은 프리컨디션 행렬을 하기 수식4과 같이 변형하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 4)

$$P_c = (2\omega I - \omega^2 W) + (I - \omega D)^2 \omega$$

(P_c 는 프리컨디션 행렬, I 는 단위행렬, W 는 추정행렬, $\omega = \frac{1}{N_t + K}$, N_t 는 기지국 안테나 수, K 는 사용자 수, W 는 추정행렬, D 는 추정행렬 W 의 엄격한 대각행렬)

청구항 10

제 6항에 있어서,

상기 프리코딩된 신호를 하기 수식 5와 같이 변형하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 5)

$$\overline{s}^{-(n+1)} = \overline{s}^{-(n)} + \overline{D}^{-1} P_c (x - W \overline{s}^{-(n)}) \quad n=1,2,\dots$$

($\overline{s}^{-(n+1)}$ 는 $n+1$ 차 반복한 송신 신호 벡터, $\overline{s}^{-(n)}$ 는 n 차 반복한 송신 신호 벡터, \overline{D}^{-1} 는 변형된 추정 역행렬 \overline{W} 의 엄격한 대각행렬 \overline{D} 의 역행렬, W 추정행렬, P_c 는 프리컨디션 행렬, x 는 심볼벡터 x (IM 기법에서 수립하는 선형 방정식 $x=Ws$)

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 대용량 MIMO 시스템에서 Jacobi 알고리즘 기반의 효율적 프리코더 및 그 방법에 관한 것으로서, 보다 상세하게는 하향링크 대용량 MIMO 시스템에서 오류 성능을 향상시키기 위한 효율적 프리코더 및 그 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0003] MIMO 시스템은 무선 통신에 널리 사용되고 있다. MIMO 에서 진보된 기술인 대용량 MIMO는 기지국에서

수백 개의 안테나를 사용하고 많은 사용자에게 데이터를 전송하는 기술이다. 기지국에서 수백개의 안테나를 사용하는 덕분에 대용량 MIMO 시스템은 기존 시스템 보다 스펙트럼 과 에너지 효율이 더 높다. 하향링크 시스템에서는 다중 사용자에게 데이터를 전송하기 위해 기지국은 사용자간 간섭 IUI(Inter User Interference)를 제거하기 위해 미리 프리코딩을 수행해야만 한다. 단일 셀 환경에서 대용량 MIMO 채널 속성이 점근 직교성을 갖기 ?문에 ZF(zero forcing) 기법이 최적의 성능을 가진다.

[0004] 그러나, ZF를 실행하기 위해서는 채널의 의사 역행렬을 구해야만 하며, 이 과정의 계산 복잡도는 사용자 수의 제곱에 비례한다. 따라서 많은 사용자에게 서비스를 제공하는 대용량 MIMO 시스템에서 ZF는 높은 계산 복잡도를 요구한다. 이를 해결하기 위해 IM(Iteration Method)로 선형 식을 근사하는 기법이 개발되었으며 낮은 복잡도로 ZF에 준하는 오류성능을 만족할 수 있다. 그중 Jacobi(JC)기법은 낮은 복잡도와, 병렬 처리가 가능하며 ZF에 준하는 성능을 낼 수 있다.

[0005] 그러나 이러한 JC 기법도 사용자수와 기지국 안테나수의 비율 이 증가할수록 오류 성능이 급격히 저하하며, 일정 비율이 넘어가게 되면 심하게는 신호 추정을 못하게 된다.

선행기술문헌

특허문헌

[0007] (특허문헌 0001) 한국등록특허공보 제 10-0950245호(2010.03.23.)

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명은 사용자수와 기지국 안테나수의 일정 비율이 넘어감에 따라 오류 성능이 저하되는 것을 대비하여 근사화 기법의 추정 정확도를 높이는 것으로 대용량 MIMO 시스템에서 JC 기반의 효율적 프리코더를 제공하는데 목적이 있다.

과제의 해결 수단

[0010] 본 발명은, 하향링크 대용량 MIMO 시스템을 기반으로 하는 선형 ZF 프리코딩 기법의 높은 복잡도를 낮추기 위해 병렬 처리가 가능한 반복적인 알고리즘인, JC 기법을 기반으로 프리코더를 설계하여 진행한다.

[0011] JC의 수렴속도를 높이기 위해, IM(iteration Method)의 수렴속도와 반비례하는 선형 방정식의 조건수와, 각 IM에서 곱해지는 반복 행렬(iteration matrix)의 스펙트럼 반지름(spectral radius)을 낮추는 방법인 프리컨디션(precondition) 알고리즘을 이용한다. Richardson(RI)를 기반으로 polynomial Expansion(PE)을 통해 프리컨디션 행렬을 구한 후 이를 선형 식에 곱한 후 JC기반으로 선형 근사 해를 구한다.

[0012] 본 발명에서 프리컨디션 행렬은 기지국과 사용자 사이의 채널 행렬(H)을 기초로 계산된 W 행렬 ($W=H \times H^H$)의 추정 역행렬(W^{-1})을 구하는 것을 목적으로 하며 PE를 이용하여 구한 프리컨디션 행렬은 아래 수학적식으로 정의될 수 있다.

[0013]
$$P = (I + (I - \omega W) + (I - \omega D)^2) \omega$$

[0014] 여기서, ω 는 이완 매개 변수로, RI를 기반으로 $\omega = \frac{1}{N_t + K}$ (N_t 는 기지국 안테나 수, K는 사용자 수), D는 W의 대각 행렬 이다.

발명의 효과

[0015] 본 발명에 따르면, 근사화 기법의 수렴 속도를 높이기 위해 프리컨디션 방법을 이용하여 프리컨디션 행렬이 곱해진 선형 식에 JC기법을 적용하면 기존의 JC 기법보다 수렴 속도를 높여 에러 성능을 높일 수 있으며, 사용자 수와 기지국 안테나수의 일정 비율이 넘어가도 성능을 낼 수 있으며 다른 병렬 처리가 되는 IM 기법들 보다 성

능을 높일 수 있다.

[0016] 이러한 본 발명은 기존의 ZF 프리코딩과 유사한 성능을 얻기 위해 요구되는 JC 기법의 반복횟수를 줄이며, 사용자수가 많은 환경에서도 JC 기법을 적용 할 수 있는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

[0017] [도 1]은 하향링크 대용량 MIMO 시스템 송수신 모델을 나타낸다.
 [도 2]는 본 발명에서 제시된 기법의 과정에 관한 정확한 이해를 돕기 위해 간략한 순서도를 나타낸 것이다.
 [도 3]는 본 발명에서 제시된 기법과 기존의 IM 기법 간의 복잡도 차이를 표로 나타낸다.
 [도 4]는 IM의 반복 행렬의 1차항과 2차항에 대각성분을 추가하여 보완한 precondition 행렬과 W를 곱한 행렬의 조건수를 사용자수에 따라 나타낸다.
 [도 5]는 IM에서 곱해지는 반복행렬의 스펙트럼 반지름을 사용자 수에 따라 나타낸 것이다.
 [도 6]와 [도 7]은 다른 변조 차수에 대하여, 기존의 IM 기법들과 본 발명에서 제시된 기법 간의 SNR에 따른 BER 성능차이를 그래프로 나타낸 것이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0018] 아래에서는 첨부한 도면을 참조하여 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 본 발명의 실시 예를 상세히 설명한다. 그러나 본 발명은 여러 가지 상이한 형태로 구현될 수 있으며 여기에서 설명하는 실시 예에 한정되지 않는다. 그리고 도면에서 본 발명을 명확하게 설명하기 위해서 설명과 관계없는 부분은 생략하였으며, 명세서 전체를 통하여 유사한 부분에 대해서는 유사한 도면부호를 붙였다.

[0019] 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 상세히 설명한다.

[0020] 1. 디지털프리코더부

[0021] MIMO 시스템에서 다수의 송신부와 수신부가 존재하기 때문에 사용자간 간섭 IUI(Inter User Interference)이 발생하게 된다. 이러한 간섭을 제거하기 위해 송신부에서 프리코더부를 통하여 송신신호에 프리코딩을 수행하여 신호들이 서로 간섭을 일으키지 않도록 한다. 본 발명에서의 송신부는 기지국(120)이고, 수신부는 단일 안테나를 가지고 있는 사용자(130)이다.

[0022] 도 1은 하향링크 대용량 MIMO 시스템 송수신 모델을 나타낸 것이다. 신호를 송신하는 기지국(120)으로 K개의 데이터 스트림(110)이 전달되고, 기지국(120)은 N_t 개의 송신 안테나를 가지고 있으며, 안테나를 통하여 K개의 사용자(130)로 데이터 스트림을 전달한다. ($N_t \gg K$)

[0023] 이때, 기지국이 가지고 있는 디지털 프리코더를 통하여 송신 신호를 프리코딩한다. 프리코딩을 하기 위해서 기지국은 각 사용자의 채널 정보(공간 채널)를 모두 알고 있다고 가정한다.

[0024] 본 발명에서는 기지국 내에 장착되어 있는 디지털 프리코더에서 프리컨디션 행렬을 생성하고, 프리코딩하는 과정에 관한 발명이다.

[0025] 1.1. 종래 기술 ZF 프리코딩 기법

[0026] 사용자가 수신받는 수신 신호 벡터는 수학식 1과 같이 나타내진다.

수학식 1

[0027]
$$\mathbf{y} = \sqrt{P} \mathbf{H} \mathbf{t} + \mathbf{n}$$

[0028] 수신 신호 벡터 (y)는 $K \times 1$ (K행, 1열) 크기의 벡터로 나타나진다. 이때, P는 기지국의 송신 전력, H는

$K \times N_t$ 크기의 사용자의 채널 정보를 담고 있는 채널 행렬, s 는 $N_t \times 1$ 크기의 프리코딩 된 송신 신호 벡터, n 은 평균이 0이고 분산이 1인 $K \times 1$ 크기의 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 벡터를 나타낸다.

[0029] 수학식 1을 통해서 송신 신호에 채널 행렬에 의해서 역행렬을 곱해줌으로써, 신호간섭을 제거할 수가 있다. 따라서, ZF 기법에서 프리코딩된 송신 신호 벡터는 하기 수학식 2와 같이 나타낼 수 있다.

수학식 2

[0030]
$$s = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} H^H (H H^H)^{-1} x = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} H^H W^{-1} x$$

[0031] 여기서, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타내는 것이다. 에르미트 변환행렬은, 기존의 행렬 H의 켤레 전치 행렬이다. 즉, 기존의 행렬 H의 각 원소에 대하여 켤레 값을 가지며, 본래의 행렬의 행과 열을 바꿔 전치 한 것이다.

[0032] x 는 평균이 0이고 분산이 1인 $K \times 1$ 크기의 심볼(Symbol) 벡터, W 는 추정행렬로, $K \times K$ 크기의 행렬이며 $W = H H^H$ 로 정의되고, γ 는 $E[\|s\|^2] = 1$ 로 송신 전력을 제한하는 스케일링 팩터(scaling factor)이며 $\text{tr}(W^{-1})$ 의 값을 가진다. $E[\cdot]$ 는 기댓값이고, $\mathcal{O}(\cdot)$ 는 행렬 대각 성분의 총 합을 나타낸다.

[0033] 하향링크에서는 송수신을 위해 위와 같이 정의된 채널을 이용하여 수학식 2와 같이 송신 심볼(x)을 프리코딩 하여 전송한다. 하지만, 대용량 MIMO 시스템인 경우에는 수용 가능한 사용자 수(K)가 증가함에 따라 ZF 기법에서 요구되는 정확한 추정 역행렬(W^{-1})의 연산 복잡도가 $O(K^3)$ 으로 높다. 여기서, $\mathcal{O}(\cdot)$ 는 점근 표기법(big O)를 나타내며 알고리즘의 복잡도를 간소화하기 위해 사용된다.

[0034] 하향링크에서는 송수신을 위해 위와 같이 정의된 채널을 이용하여 수학식 2와 같이 송신 심볼(x)을 프리코딩하여 전송한다. ZF 프리코딩 기법에서는 프리코딩을 하기 위하여 추정 역행렬 W^{-1} 를 구하여야 하는데 사용자 수(K)가 증가함에 따라 정확한 추정 역행렬(W^{-1})의 연산 복잡도가 $O(K^3)$ 으로 높다. (여기서, $\mathcal{O}(\cdot)$ 는 점근 표기법(big O)를 나타내며 알고리즘의 복잡도를 간소화하기 위해 사용된다.)

[0035] 따라서, 정확한 역행렬 연산의 높은 복잡도를 줄이기 위하여 추정 역행렬을 구하지고 않고, 선형식의 역행렬이 곱해진 벡터를 근사화하는 IM(iterative method) 기법을 사용한다.

수학식 3

[0036]
$$M s_n = N s_{n-1} + x$$

[0037] 수학식 3은, 어느 반복에서도 복잡도가 $O(K^2)$ 를 유지하는 IM(iterative method)의 기법에서 공통적으로 표현되는 수식이다. x 는 $W s = x$ 의 선형 방정식을 해결하기 위해 심볼(Symbol) 벡터(x)를 반복적인 알고리즘을 통해 근사하는 것이며, s_n 는 송신 신호 벡터이며, n 는 반복횟수를 나타내고, M은 비 특이 행렬이다. 이때, 상기 추정행렬 $W = H H^H$ 는 M과 N으로 나타낼 수 있으며, M과 N은 분해 행렬이라하며, 분해 행렬을 설정하는 방법에 따라 IM(iterative method)기법이 달라진다.

[0038] 상기 수학식 3을 s_n 에 관하여 표현하면 아래 수학식 4과 같이 표현된다.

수학식 4

[0039]

$$\mathbf{s}_n = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{N} \mathbf{s}_{n-1} + \mathbf{M}^{-1} \mathbf{x} = \mathbf{B} \mathbf{s}_{n-1} + \mathbf{M}^{-1} \mathbf{x}$$

[0040]

여기서, $\mathbf{B} = \mathbf{M}^{-1} \mathbf{N}$ 은 반복적으로 곱해지는 반복 행렬로 정의한다. IM 기법들은 $\lim_{k \rightarrow \infty} \mathbf{s}_n = \mathbf{W}^{-1} \mathbf{x}$ (K는 사용자 수)로 수렴하기 위해 $\rho(\mathbf{B}) < 1$ 의 조건을 만족해야 하며, $\rho(\cdot)$ 는 행렬의 스펙트럼 반지름(spectral radius)을 나타낸다. 실수 또는 복소수로 이루어진 행렬은 고유 값을 가지는데, 스펙트럼 반지름(spectral radius)란, 행렬의 고유 값의 최대값을 의미한다. 이때, 반복 행렬 \mathbf{B} 를 $\mathbf{I} - \mathbf{M}^{-1} \mathbf{W}$ (\mathbf{I} 는 단위행렬)로 표현할 수 있다.

[0041]

JC 기법이란, 강한 대각지배행렬로 이루어진 연립 일차 방정식에서 반복법의 수렴성을 보증하는 연립 일차 방정식 풀이이다. JC 기법에서는 특정 행렬을 대각 행렬과 대각 행렬 이외의 행렬로 분해하여 표현한다. 상기 기재한 바와 같이 분해 행렬 M과N 설정 값에 따라서 IM 기법이 달라진다. JC 기법의 분해 행렬은 (M_{JC})와 (N_{JC})로, 수학식 5와 같이 나타내지며, JC 기법에서는 송신 신호 벡터를 구하기 위해서 수학식 6과 같이 표현되며, 하기 수학식 6을 반복 수행하여 구한다.

수학식 5

[0042]

$$\mathbf{M}_{JC} = \mathbf{D}, \mathbf{N}_{JC} = \mathbf{L} + \mathbf{U}$$

[0043]

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} a_{11} & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & a_{22} & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ 0 & \cdots & 0 & a_{mm} \end{bmatrix}$$

[0044]

$$\mathbf{L} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & \cdots & 0 \\ a_{21} & 0 & \cdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{n(n-1)} & 0 \end{bmatrix}$$

[0045]

$$\mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 & a_{12} & \cdots & a_{1n} \\ 0 & 0 & \cdots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \ddots & a_{n-1n} \\ 0 & \cdots & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

[0046]

또한, 수학식 5에서 나타내는 D는 W의 대각 행렬(diagonal)이며, L은 W의 엄격한 하삼각(strictly lower triangular), U는 W의 엄격한 상삼각(strictly upper triangular) 행렬을 나타낸다.

수학식 6

[0047]

$$\mathbf{s}_n = \mathbf{D}^{-1} (\mathbf{x} - (\mathbf{L} + \mathbf{U}) \mathbf{s}_{n-1})$$

[0048]

수학식 6은 종래의 JC 기법이며, \mathbf{s}_n 는 n번째 반복 수행했을 때에 송신 신호 벡터이고, \mathbf{s}_{n-1} 는 n-1번째 반복 수행했을 때에 송신 신호 벡터이고, \mathbf{x} 는 송신 심볼이다.

[0049] 종래의 JC 기법은 복잡도가 낮고, 병렬적 처리가 가능하지만, 사용자수가 증가함에 따라, 통신이 열화되어 알고리즘 성능이 저하된다.

[0050] 2. 본원 발명

[0051] 이에 본 발명에서는 사용자수가 증가함에 따라 급격한 성능 저하를 완화하고자, 수렴 조건을 만족하고, 근사화 기법의 수렴속도를 높이는 새로운 형태의 JC 기법을 제안한다. [도 2]는 본원 발명의 순서도를 나타낸 것이다. [도 2]에 나타난 바와 같이 제안하는 JC 기법은 크게 PE(Polynomial Expansion) 기법을 통해서 프리코딩 행렬을 구하고(220), 프리코딩 행렬을 JC 기법에 적용(230)을 적용하는 단계로 구성된다.

[0052] 2.1. 추정행렬 생성부

[0053] 추정행렬부는 각 사용자의 채널을 알고있을 때(210), 채널을 기반으로 생성하는 채널 행렬 H를 생성하며, 채널 행렬을 기반으로 추정행렬 $W=HH^H$ 를 생성하는 단계를 수행하는 장치이다.

[0054] 2.2. 분해 행렬 생성부

[0055] 분해 행렬 생성부는 상기 기재한 바와 같이 사용자 수와 상관없이 선형화되는 IM 기법을 결정하기 위하여 추정행렬 W의 분해행렬 M,N을 설정하는 분해 행렬 생성 단계를 수행하는 장치이다.

[0056] 본 발명에서 프리컨디션 행렬은 유사 추정 역행렬을 구하는 방법인 PE(polynomial Expansion) 방법을 이용하여 구한다. 추정행렬 W는 상술한 종래기술의 방법을 따른다.

[0057] PE 방식에 따라 구한 유사 역행렬을 추정 역행렬이라 하며, 아래 [수학식 7]과 같이 표현한다.

수학식 7

[0058]
$$W^{-1} \approx \sum_{i=0}^{\infty} (M^{-1} N)^i M^{-1}$$

[0059] 수학식 7의 우변이 추정 역행렬에 수렴하게 되려면, IM(iterative expectation)와 같이 M, N, $\rho(B) < 1$ 을 만족하게 선택해야 한다.

[0060] 수학식 4에서 본 것과 같이, $B=M^{-1} N$ 은 반복적으로 곱해지는 반복 행렬로 정의하면, $\rho(B) < 1$ 조건을 만족해야 하며, $\rho(B)$ 는 행렬의 스펙트럼 반지름(spectral radius)를 나타낸다.

[0061] 본 발명에서 M,N 은 수렴속도를 높이기 위해 RI(Richardson) 반복법 기반으로 선택한다. RI(Richardson) 반복법 기반의 M,N 은 아래 [수학식 8]과 같이 표현 된다.

수학식 8

[0062]
$$M = \frac{1}{\omega} I, N = \frac{1}{\omega} - W$$

[0063] 여기서, ω 는 이완 매개 변수(relaxation parameter)로 RI(Richardson) 반복법 기반에서는 $\omega = \frac{1}{N_t + K}$ 로 설정한다.

[0064] 2.3. 프리컨디션 행렬 생성부

[0065] 프리컨디션 행렬 생성부는 송신 신호를 프리코딩하기 위한 프리컨디션 행렬을 생성하는 프리컨디션 행렬 생성 단계를 수행하는 장치이다.

[0066] 본 발명에서는 [수학식 8]을 이용하여 프리컨디션 행렬은 아래 [수학식 9]와 같이 제안한다. 상기 [수학식 8]을 상기 [수학식 7]에 적용하여, 프리컨디션 행렬 P_c 를 [수학식 9]와 같이 구할 수 있다.

수학식 9

[0067]
$$P_c = (I + (I - \omega W) + (I - \omega D)^2) \omega$$

[0068] [수학식 9]에서 P_c 는 프리컨디션 행렬, W 는 추정행렬, I 는 단위행렬, D 는 W 의 대각행렬이다. 본 발명에서는, 계산 복잡도 $O(K^3)$ 를 초과하지 않기 위해 PE를 1차항까지 전개하고, ZF보다 낮은 복잡도 내에서 W 행렬의 역행렬에 더 근사하기 위해, 본 발명에서는, 대용량 MIMO 환경에서 대각 지배적인 W 의 성질을 이용하여, 대각 성분만을 보완해주는 2 차항 부분을 추가 하였다.

[0069] 2.4. 추정행렬 변형부

[0070] 추정행렬 변형부는 본 발명에서 계산 복잡도를 낮추기 위하여 기존의 추정행렬 W 를 변형하는 추정행렬 변형 단계를 수행하는 장치이다.

[0071] [수학식 9]와 같이 프리컨디션 행렬을 계산 된 후, 선형 방정식의 조건수(condition number)를 줄여 JC 알고리즘의 수렴속도를 높이기 위해, 선형 식 $Ws = x$ 의 양변에 프리컨디션 행렬을 곱한다. 곱해진 선형 방정식은 아래 [수학식 10] 과 같이 표현 된다.

수학식 10

[0072]
$$P_c Ws = P_c x$$

[0073] [수학식 10]은 행렬-행렬 곱셈을 계산하기 때문에, 계산 복잡도는 $O(K^3)$ 이 되어버린다. 따라서 본 발명에서는 계산 복잡도를 줄이기 위해 식을 변형한다. 우선, JC 방법을 적용하기 위해, [수학식 10]을 아래 [수학식 11]과 같이 변형 해준다.

수학식 11

[0074]
$$\overline{W}s = \overline{x}$$

[0075] 여기서, \overline{W} 는 변형된 추정행렬이라 하며, $\overline{W} = P_c W$, $\overline{x} = P_c x$ 를 의미한다. [수학식 11]에 JC를 적용하기 위해 변형된 추정행렬 \overline{W} 를 아래 [수학식 12]와 같이 분해한다.

수학식 12

[0076]
$$\overline{W} = \overline{D} + \overline{L} + \overline{U}$$

[0077] 여기서, \overline{D} 는 \overline{W} 의 대각 행렬(diagonal matrix), \overline{L} 는 \overline{W} 의 엄격한 하삼각 행렬(strict lower matrix), \overline{U} 는 \overline{W} 의 엄격한 상삼각 행렬(strict upper matrix)이다. 즉, 추정행렬 W 에 본원 발명

에서의 프리컨디션 행렬을 곱한 $\overline{\mathbf{W}} = \mathbf{P}_c \mathbf{W}$ 이며, [수학식 12]이다.

[0078] 2.5. 변형 추정행렬 JC 기법 적용부

[0079] 변형 추정행렬 JC 기법 적용부는 상기 추정행렬 변형부에서 생성한 변형된 추정행렬을 JC기법에 적용하는 변형 추정행렬 JC 기법 적용 단계를 수행하는 장치이다.

[0080] 상기 변형된 추정행렬 $\overline{\mathbf{W}}$ 와 변형된 $\overline{\mathbf{x}}$ 를 JC 기법에 적용하여, 하기 수학식 13과 같이 나타낼 수 있다.

수학식 13

[0081]
$$\overline{\mathbf{s}}^{(n+1)} = \overline{\mathbf{D}}^{-1} (\overline{\mathbf{x}} - (\overline{\mathbf{L}} + \overline{\mathbf{U}}) \overline{\mathbf{s}}^{(n)})$$

[0082] [수학식 13]과 같이 JC 기법의 식을 풀게 되면 $\overline{\mathbf{W}}$ 의 모든 성분을 구해야만 하기 때문에 계산 복잡도는 $O(K^3)$ 을 요구하게 된다. 본 발명에서는 이러한 복잡도를 줄이기 위해, $\overline{\mathbf{W}}$ 의 필요한 성분들만 구하는 방법으로 [수학식 13]을 아래 [수학식 14]처럼 변형 한다.

수학식 14

[0083]
$$\begin{aligned} \overline{\mathbf{s}}^{(n+1)} &= \overline{\mathbf{D}}^{-1} (\overline{\mathbf{x}} - (\overline{\mathbf{W}} - \overline{\mathbf{D}}) \overline{\mathbf{s}}^{(n)}) \\ &= \overline{\mathbf{s}}^{(n)} + \overline{\mathbf{D}}^{-1} (\mathbf{P}_c \mathbf{x} - \mathbf{P}_c \mathbf{W} \overline{\mathbf{s}}^{(n)}) \\ &= \overline{\mathbf{s}}^{(n)} + \overline{\mathbf{D}}^{-1} \mathbf{P}_c (\mathbf{x} - \mathbf{W} \overline{\mathbf{s}}^{(n)}) \quad n=1,2,\dots \end{aligned}$$

[0084] 위와 같이 [수학식 14]로 식이 변형 되면 $\overline{\mathbf{W}}$ 의 성분 중 엄격한 하삼각 행렬($\overline{\mathbf{L}}$) 성분 엄격한 상삼각 행렬($\overline{\mathbf{U}}$) 성분 는 구할 필요 없이, $\overline{\mathbf{W}}$ 의 대각 행렬 성분 $\overline{\mathbf{D}}$ 만을 구하면 되기 때문에, 계산 복잡도는 $O(K^3)$ 에서 $O(K^2)$ 으로 감소된다. 초기값 $\overline{\mathbf{s}}^{(0)}$ 은 아래 [수학식 15]와 같이 표현한다.

수학식 15

[0085]
$$\overline{\mathbf{s}}^{(0)} = \overline{\mathbf{D}}^{-1} \overline{\mathbf{x}}$$

[0086] 위와 같은 방법은 프리컨디션 기법을 JC에 적용하여 수렴 속도를 높이는 것으로 비슷한 복잡도 내에서도 병렬처리를 지원하는 기존의 IM(Iterative method)기법보다 BER(bit error rate) 성능이 높으며 사용자수가 많은 환경에서 추정을 못하는 JC의 단점을 극복 한다.

[0087] 본 발명에서 제시한 JC의 계산 복잡도는 [수학식 14]를 통해 분석 할 수 있다.

[0088] 복잡도를 계산하는데 있어 곱셈 연산의 수만 고려하며, 기존의 JC 기법에서 프리컨디션 행렬(P)를 구하는 부분, $\overline{\mathbf{W}}$ 의 대각성분 $\overline{\mathbf{D}}$ 를 구하는 부분, \mathbf{P}_c 를 포함하여 JC알고리즘을 진행하는 부분들이 추가된다.

[0089] 낮은 계산 복잡도를 위해, 프리컨디션 행렬(P)를 [수학식 9]를 아래 [수학식 16]처럼 변경하여 구한다.

수학식 16

[0090]
$$P_c = (2\omega I - \omega^2 W) + (I - \omega D)^2_{\omega}$$

[0091] 프리컨디션 행렬(P)를 구하는 복잡도는 K^2+3K 가 요구된다. \overline{D} 를 구하는 복잡도는 행렬-행렬 곱의 대각성분만 구하면 됨으로 K^2 가 요구된다. 초기값 $\overline{s}^{(0)}$ 은 처음 프리컨디션 행렬(P)와 송신 벡터 \overline{x} 를 곱한 후, \overline{D} 와 \overline{x} 를 곱하여 K^2+K 의 계산 복잡도가 요구된다. [수학식 14]의 한번 마다 필요한 계산 복잡도는 차례로 W,P, \overline{D} 가 차례로 계산되는 벡터와 곱해짐으로 계산 복잡도 $2K^2+K$ 가 요구된다. 마지막으로 구해진 $s^{(n)}$ 을 ZF 프리코딩 절차인 $H^H s^{(n)}$ 를 곱해주는 계산 복잡도는 $N_c K$ 가 요구된다.

[0092] 따라서 본 발명에서 제시된 JC 기법의 n번의 반복에는 $(2n+3)K^2+(n+4)K+N_c K$ 의 계산 복잡도를 요구한다.

[0093] [도 3]은 기존의 IM기법들과 본 발명에서 제시한 JC 기법에서 프리코딩 된 송신 벡터를 계산하기 위해 요구되는 곱셈 연산량을 나타낸 도면이다.

[0094] [도 4] PE를 이용하여 1차항까지 구한 프리컨디션 행렬과 2차항에 대각성분을 추가하여 보완한 프리컨디션 행렬과 각각 그램 행렬(W)에 곱한 행렬의 조건수를 사용자수에 따라 나타낸 것이다. 기지국 안테나 수(N_c)는 100으로 고정하였다. 각각의 행렬은 아래 [수학식 17]과 같이 표현된다.

수학식 17

[0095]
$$P_{c1} = (I + (I - \omega W)) W$$

$$P_{c2} = ((I + (I - \omega W) + (I - \omega D)^2_{\omega})) W$$

[0097] 각각의 조건수를 구하는 방법은 아래 [수학식 18]과 같이 표현 한다.

수학식 18

[0098]
$$\kappa(\overline{P}) = \|\overline{P}\| \|\overline{P}^{-1}\|$$

[0099] PE(Polynomial Expansion)를 이용하여 2차항에 대각성분을 추가하여 보완한 프리컨디션 행렬과 그램 행렬을 곱한 조건수가 더 작다는 것을 [도 4]에서 확인할 수 있다.

[0100] [도 5] IM에서 곱해지는 반복행렬(B)의 스펙트럼 반지름을 사용자수에 따라 나타낸 것이다. [도 5]에서 본원 발명에서 제안한 JC기법이 사용자 수가 증가하여도, 스펙트럼 반지름이 크게 증가하지 않음을 확인할 수 있다. [도 5]에서는 기지국 안테나 수(N_c)는 100으로 고정하였다. 각 IM의 반복행렬은 아래 수학식 [수학식 19]와 같이 표현 한다. 하기 [수학식 19]에서 B_{JC} 는 종래의 JC 기법의 반복행렬, B_{RI} 는 RI(Richardson) 반복법의 반복행렬, B_{DJ} 는 댄프드 JC 기법의 반복행렬, B_{PJC} 는 본 발명에서 제안한 JC 기법의 반복 행렬이다.

수학식 19

$$B_{JC} = (I - D^{-1} W)^2$$

$$B_{RI} = (I - \omega W)^2$$

$$B_{DJ} = (I - \overline{\omega} D^{-1} W)^2$$

$$B_{PJC} = (I - \overline{D}^{-1} W)^2$$

[0101]

[0102]

본 발명에서 제시한 프리컨디션 Jacobi와 비슷한 복잡도에서 비교하기 위해 [수학식 19]에서 JC(Jacobi) 와 RI(Richardson) 반복법, 댐프드 Jacobi(DJ)의 반복행렬을 제공해주었다. 각 반복행렬의 스펙트럼 반경(spectrum radius)은 각 반복행렬의 프로베니언스 놈(Frobenius norm)으로 구하였다.

[0103]

<실시예>

[0104]

도 6와 도 7은 각각 본 발명의 기법과 종래 기법을 사용자 수에 따른 성능을 비교한 도면이다. 도 6,7은 사용자(130)가 확인한 신호 오류율이다.

[0105]

도 6 및 7은 BER 플롯으로 x축은 SNR,y축은 BER이다. BER은 전송전력의 크기에 따라서 에러가 발생하는 확률을 나타내는 것이며, ZF 기법의 그래프가 가장 아래에 위치함으로 오류율이 가장 낮으며, 본 발명에서 제안한 JC기법이 그다음으로 오류율이 낮은 것을 확인할 수 있다.

[0106]

종래 기법은 기존의 JC 기법을 이용한 ZF 프리코딩 기법과 정확한 역행렬을 요구하는 ZF 기법 과 각각 RI 반복법과 댐프드 JC 기법이다. 기지국 안테나 수(N_T)는 100으로 고정하였다. 모든 성능 비교에는 ZF 기법의 성능이 지표로 제시된다.

[0107]

[도 6a]에서는 사용자 수(K)가 30일때,[도 6b]는 사용자 수(K) 40 그리고 [도 6c]는 50일 때의 반복횟수(n) 변조차수 QPSK에서 JC(Jacobi) 기법, RI(Richardson) 반복법 ,제안한 JC기법(도 6에서는 PJC로 표기된다.) 간의 성능을 보여준다. JC는 성능을 내지 못하는 것을 볼수 있으며, 본 발명에서 제시된 JC(Jacobi) 기법이 사용자 수(K)가 많아 질수록 RI와의 성능 차이가 커지는 것을 볼 수 있다. 또한 RI의 반복횟수가 증가해도 SNR이 높은 환경에서 사용자 수(K)가 많아 질수록 성능 개선이 작아지는 것을 볼 수있다.

[0108]

[도 7a]에서는 사용자 수(K)가 30, [도 7b]는 사용자 수(K)가 40 그리고 [도 7b]는 사용자 수(K)가 50 일 때의 반복횟수(n) 변조차수 16QAM에서 JC(Jacobi) 기법, 댐프드 JC(DJ) ,제안한 JC기법(도7에서는 PJC로 표기된다.) 간의 성능을 보여준다. JC는 성능을 내지 못하는 것을 볼수 있으며, 본 발명에서 제시된 기법이 사용자 수(K)가 많아 질수록 댐프드 JC(DJ)와의 성능 차이가 커지는 것을 볼 수 있다. 또한 댐프드 JC(DJ)의 반복횟수가 증가해도 SNR이 높은 환경에서 사용자 수(K)가 많아 질수록 성능 개선이 작아지는 것을 볼 수있다. 시뮬레이션 결과를 통해 프리컨디션 기법이 수렴속도에 미치는 영향이 매우 크다는 사실을 알 수 있다. 본 발명에서 제시된 방법은 요구하는 성능에 필요한 기존의 IM 기법들 보다 같은 복잡도에서 더 높은 오류 성능을 얻을 수 있다. 또한, 기존의 IM 기법들 보다 반복하는 횟수가 증가함에 따라 정확한 역행렬을 요구하는 ZF 프리코딩 기법의 BER 성능에 더 빠르게 수렴하는 것을 알 수 있다.

[0109]

한편, 본 발명의 기술적 사상은 상기 실시 예에 따라 구체적으로 기술되었으나, 상기 실시 예는 그 설명을 위한 것이며, 그 제한을 위한 것이 아님을 주의해야 한다. 또한, 본 발명의 기술분야에서 당업자는 본 발명의 기술 사상의 범위 내에서 다양한 실시 예가 가능함을 이해할 수 있을 것이다.

부호의 설명

[0110]

110 데이터 스트림

120 디지털 프리코더를 포함한 기지국

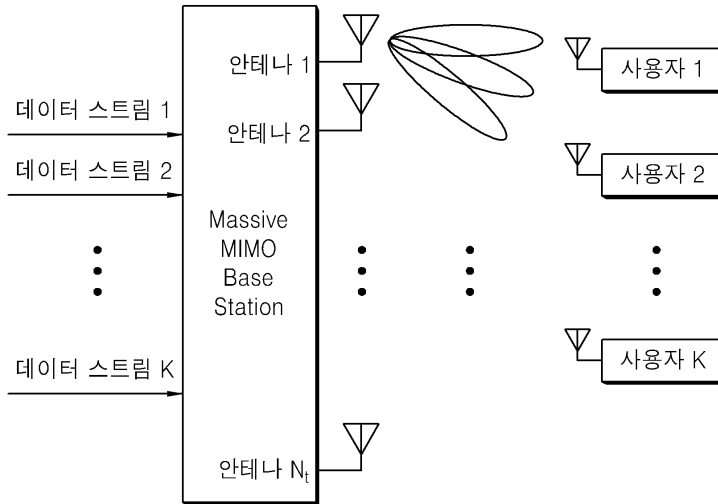
130 사용자

210 채널 수집 단계

- 220 프리컨디션 행렬 생성 단계
- 230 변형된 JC 기법을 생성하는 단계
- 240 프리코딩을 수행하는 단계

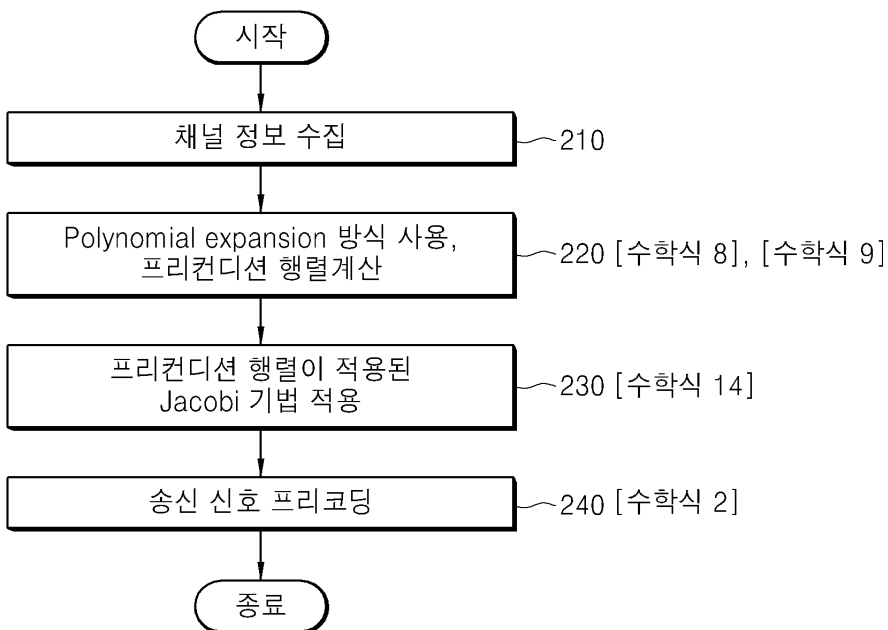
도면

도면1



기지국 안테나 수 N_t , 단일 안테나의 사용자 수 K

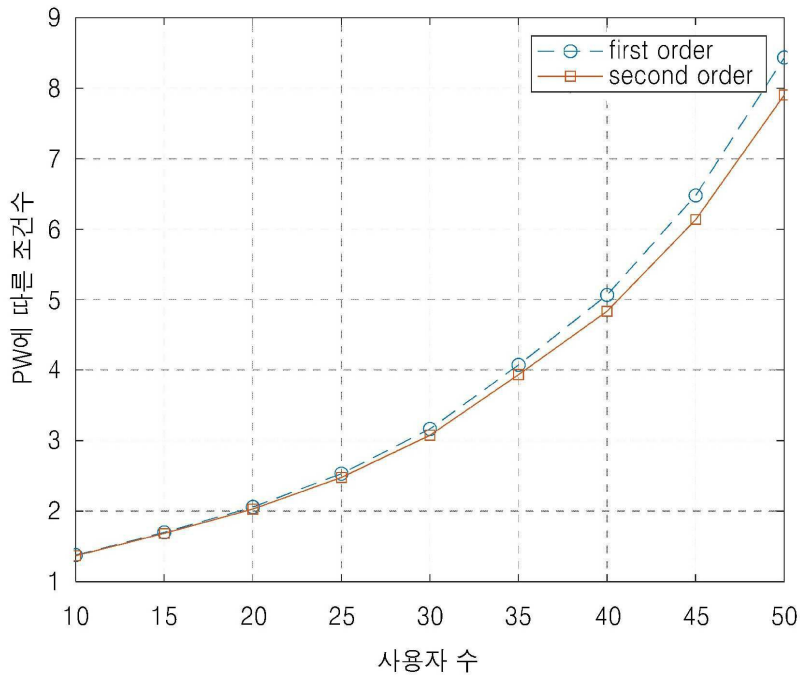
도면2



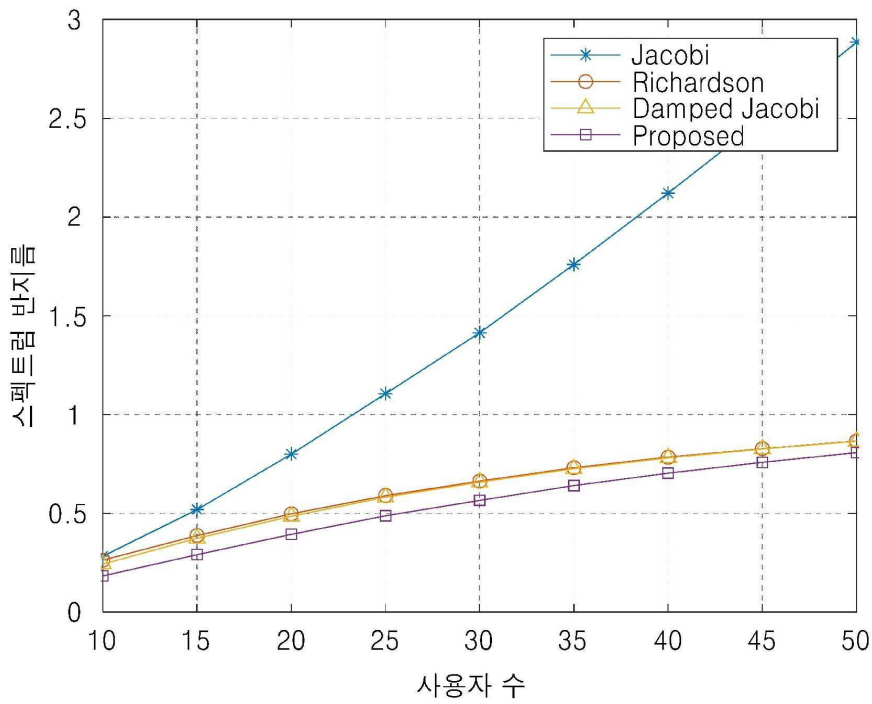
도면3

Method	Number of complex multiplications
PJC	$C_{PJC} = (2n+3)K^2 + (n+4)K + N_i K$
	$\mathbf{P} : K^2 + 3K$
	$\bar{\mathbf{D}} : K^2$
	$\bar{\mathbf{s}}^{(0)} : K^2 + K$
	$\bar{\mathbf{s}}^{(n)} = 2nK^2 + nK$
	$\mathbf{H}^H \bar{\mathbf{s}}^{(n)} : N_i K$
RI, JC	$C_{RI,JC} = nK^2 + (n+1)K + N_i K$
	$\mathbf{s}^{(0)} : K$
	$\mathbf{s}^{(n)} = nK^2 + nK$
	$\mathbf{H}^H \mathbf{s}^{(n)} : N_i K$
DJ	$C_{DJ} = nK^2 + (2n+1)K + N_i K$
	$\mathbf{s}^{(0)} : K$
	$\mathbf{s}^{(n)} = nK^2 + 2nK$
	$\mathbf{H}^H \mathbf{s}^{(n)} : N_i K$
ZF	$C_{ZF} = K^3 + 2K^2 + N_i K$
	$\mathbf{W}^{-1} : K^3 + K^2$ (Gauss - Jordan) $\mathbf{H}^H (\mathbf{W}^{-1} \mathbf{s}) : K^2 + N_i K$

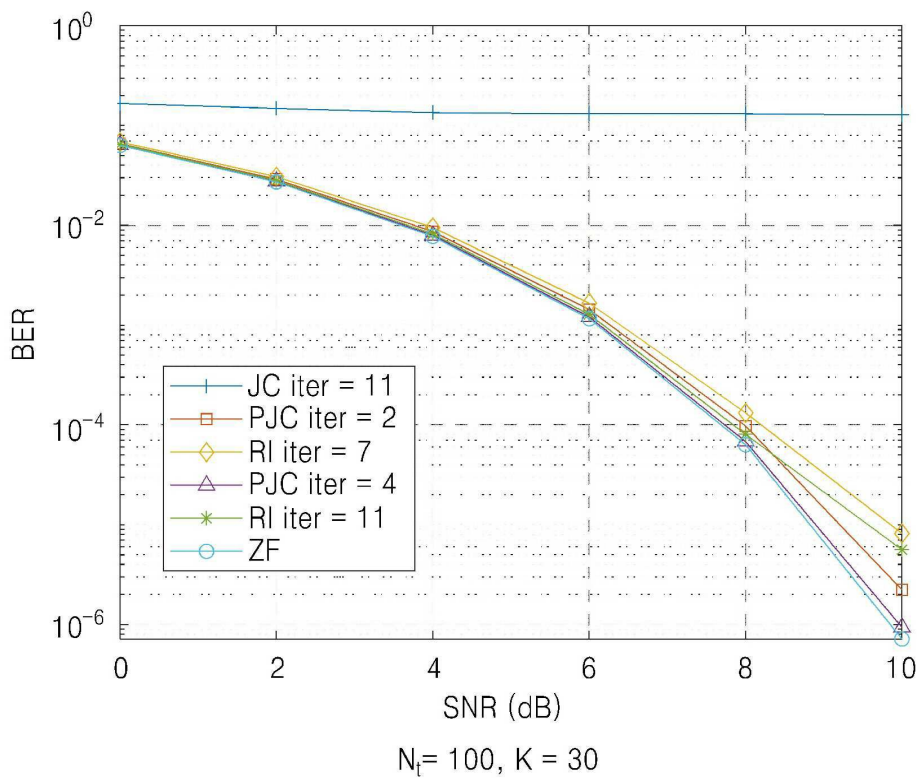
도면4



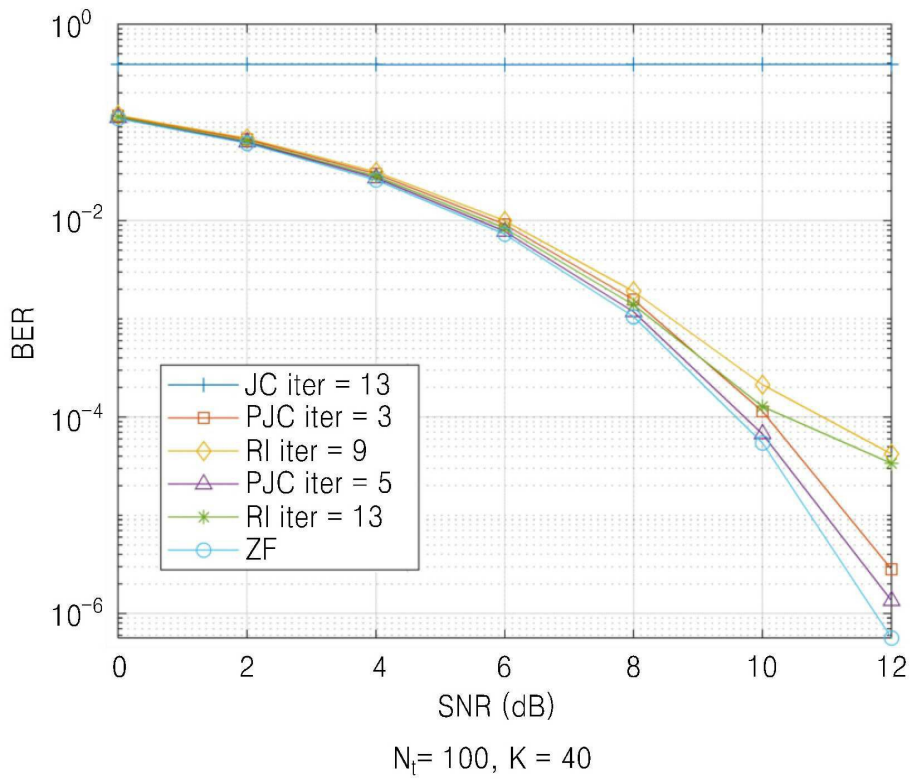
도면5



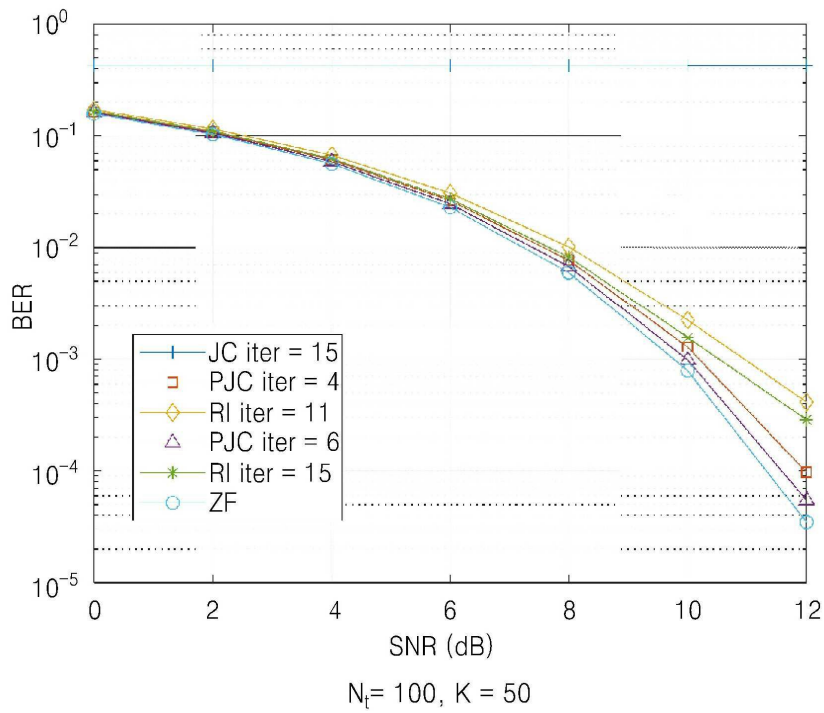
도면6a



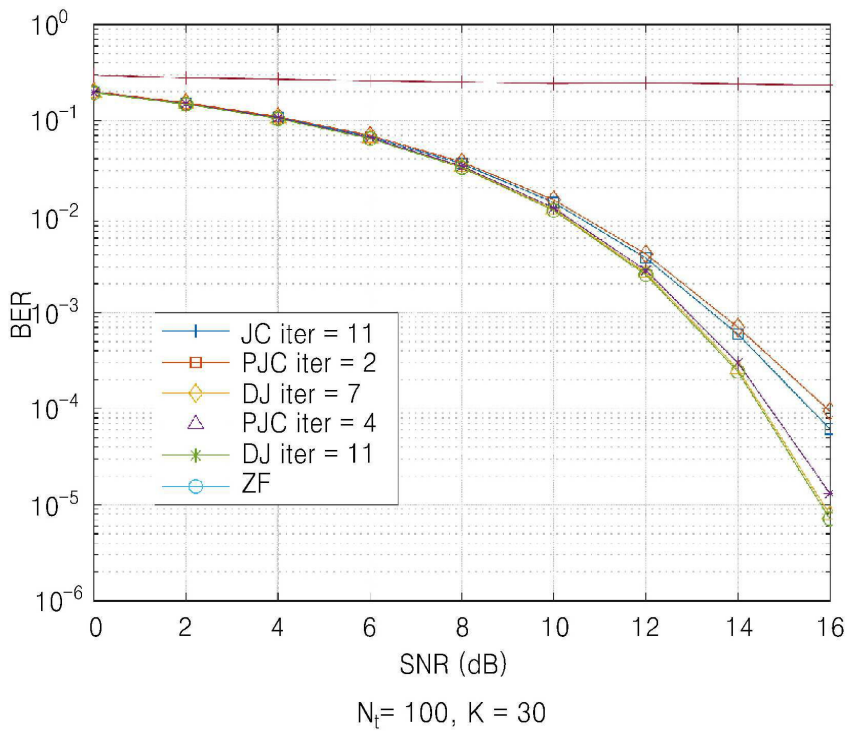
도면6b



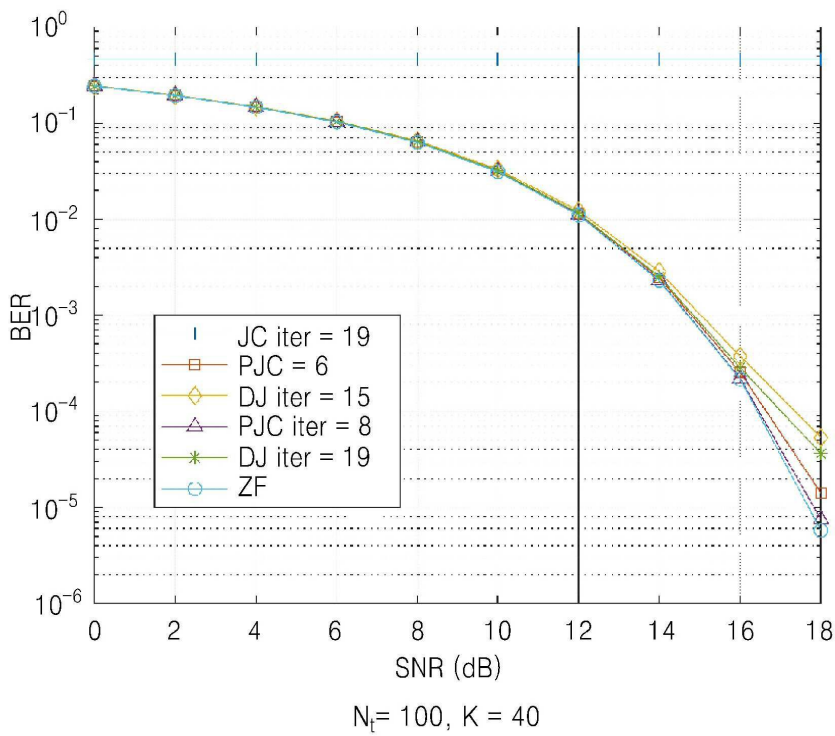
도면6c



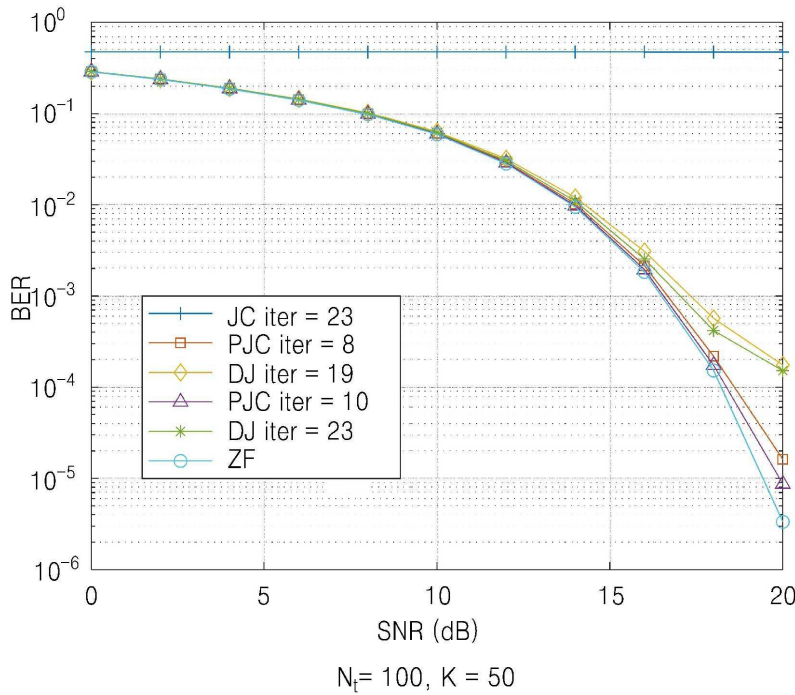
도면7a



도면7b



도면7c



【심사관 직권보정사항】

【직권보정 1】

【보정항목】 청구범위

【보정세부항목】 청구항 10

【변경전】

제 6항에 있어서,

상기 프리코딩된 신호를 하기 수식 5와 같이 변형하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 방법.

(수식 5)

$$\mathbf{s}^{-(n+1)} = \mathbf{s}^{-(n)} + \mathbf{D}^{-1} \mathbf{P}_c(\mathbf{x} - \mathbf{W} \mathbf{s}^{-(n)}) \quad n=1,2,\dots$$

($\mathbf{s}^{-(n+1)}$)
 는 n+1차 반복한 송신 신호 벡터, $\mathbf{s}^{-(n)}$

는 n차 반복한 송신 신호 벡터, \mathbf{D}^{-1}

는 변형된 추정 역행렬 \mathbf{W}

의 엄격한 대각행렬 \mathbf{D}

의 역행렬, \mathbf{W} 추정행렬, \mathbf{P}_c 는 프리컨디션 행렬, \mathbf{x} 는 심볼벡터 \mathbf{x} (IM 기법에서 수립하는 선형 방정식 $\mathbf{x}=\mathbf{W}\mathbf{s}$)

【변경후】

제 6항에 있어서,

상기 프리코딩된 신호를 하기 수식 5와 같이 변형하는 것을 특징으로 하는 디지털 프리코딩 행렬 획득 방법.

(수식 5)

$$\mathbf{s}^{-(n+1)} = \mathbf{s}^{-(n)} + \mathbf{D}^{-1} \mathbf{P}_c(\mathbf{x} - \mathbf{W} \mathbf{s}^{-(n)}) \quad n=1,2,\dots$$

($\mathbf{s}^{-(n+1)}$)

는 $n+1$ 차 반복한 송신 신호 벡터, ($\mathbf{s}^{-(n)}$)

는 n 차 반복한 송신 신호 벡터, (\mathbf{D}^{-1})

는 변형된 추정 역행렬 (\mathbf{W})

의 엄격한 대각행렬 (\mathbf{D})

의 역행렬, \mathbf{W} 추정행렬, \mathbf{P}_c 는 프리컨디션 행렬, \mathbf{x} 는 심볼벡터 \mathbf{x} (IM 기법에서 수렴하는 선형 방정식 $\mathbf{x}=\mathbf{W}\mathbf{s}$)