



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년01월13일
(11) 등록번호 10-2202371
(24) 등록일자 2021년01월07일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04B 7/0456 (2017.01) H04B 7/0413 (2017.01)
(52) CPC특허분류
H04B 7/0456 (2013.01)
H04B 7/0413 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2020-0140246
(22) 출원일자 2020년10월27일
심사청구일자 2020년10월27일
(56) 선행기술조사문헌
CN105933044 A*
KR1020190142149 A*
노재현 외, “하향링크 Massive MIMO 시스템에서
최적 오류 성능을 위한 GS 프리코딩의 반복횟수
도출 연구”, 대한전자공학회, 2020.08*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
세종대학교 산학협력단
서울특별시 광진구 능동로 209 (군자동, 세종대학교)
(72) 발명자
송형규
경기도 성남시 분당구 중앙공원로 17, 320동 303
호(서현동, 시범단지한양아파트)
유영환
서울특별시 강남구 선릉로72길 26-16, 401호(대치
동)
(74) 대리인
(뒷면에 계속)
특허법인태백

전체 청구항 수 : 총 10 항

심사관 : 전용해

(54) 발명의 명칭 Massive MIMO 시스템을 기반으로 하는 신호 전송 장치 및 방법

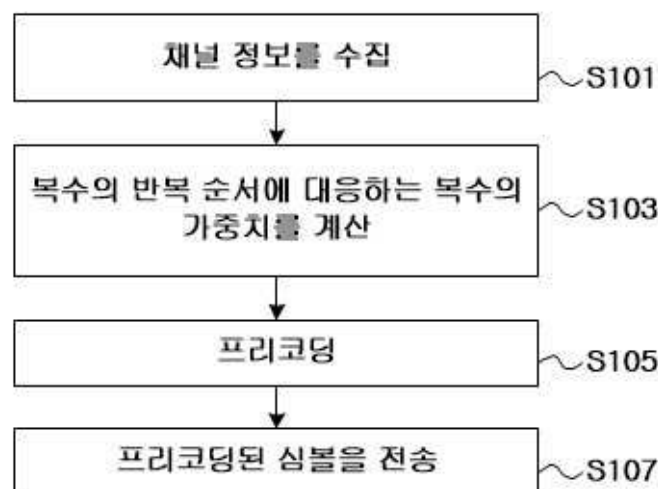
(57) 요약

본 발명은 Massive MIMO 시스템을 기반으로 하는 신호 전송 장치 및 방법에 관한 것이다.

본 발명에 따르면, 복수의 안테나를 포함하는 신호 전송 장치는 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치를 계산하고, 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼, 및 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치에 기초하여 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하고, 상기 현재의 반복에서 근사화된 프리코딩 심볼을 상기 복수의 안테나를 통해 전송한다.

본 발명에 따르면, 근사화 기법의 추정 정확도를 높이기 위해 LS 방법을 이용하여 결정되는 서로 다른 가중치를 적용함으로써 기존의 GS 기법보다 에러 성능을 높일 수 있고, ZF 프리코딩 기법보다 복잡도를 크게 낮출 수 있다.

대표도 - 도3



(72) 발명자

노재현

서울특별시 송파구 동남로13길 44-22, 301호(가락동)

장준용

경기도 의정부시 오목로35번길 10, 102동 102호(용현동, 용현그랜드아파트)

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	2020.06.01 ~ 2021.02.28

이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호	1711116145
과제번호	2018-0-01423-003
부처명	과학기술정보통신부
과제관리(전문)기관명	정보통신기획평가원
연구사업명	정보통신방송혁신인재양성(R&D)
연구과제명	지능형 비행로봇 융합기술 연구
기여율	1/2
과제수행기관명	세종대학교 산학협력단
연구기간	2020.01.01 ~ 2020.12.31

공지예외적용 : 있음

명세서

청구범위

청구항 1

기지국이 신호를 전송하는 방법에 있어서,

복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치를 계산하는 단계; 및

이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼, 제1 채널 정보 및 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치에 기초하여 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하는 단계; 및

상기 현재의 반복에서 근사화된 프리코딩 심볼을 전송하는 단계를 포함하며,

상기 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치는 제2 채널 정보에 기초하여 생성되며 최소자승근사법에 따라 계산되는 신호 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼은 전송 심볼에 추가로 기초하여 생성되는 신호 전송 방법.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치는 상기 전송 심볼에 적용되는 신호 전송 방법.

청구항 4

삭제

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 제1 채널 정보는 제1 채널 정보 파트와 제2 채널 정보 파트를 포함하고,

상기 제2 채널 정보 파트는 상기 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼에 적용되는 신호 전송 방법.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 제2 채널 정보 파트는 상기 제1 채널 정보를 나타내는 행렬의 엄격한 상삼각 행렬(strictly upper triangular matrix)인 신호 전송 방법.

청구항 7

삭제

청구항 8

제1항에 있어서,

상기 제2 채널 정보는 복수의 대표 채널 정보를 포함하고,

상기 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치는 상기 복수의 대표 채널 정보에 기초하여 생성되며,

상기 복수의 가중치는 채널 동기 시간 마다 업데이트되는 값이 아닌 신호 전송 방법.

청구항 9

제1항에 있어서,
 상기 제2 채널 정보는 상기 제1 채널 정보이고,
 상기 복수의 가중치는 채널 동기 시간에서 업데이트되는 신호 전송 방법.

청구항 10

삭제

청구항 11

복수의 안테나를 포함하는 신호 전송 장치에 있어서,
 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치를 계산하고, 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼, 제1 채널 정보 및 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치에 기초하여 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하는 프리코딩부; 및
 상기 현재의 반복에서 근사화된 프리코딩 심볼을 상기 복수의 안테나를 통해 전송하는 전송부를 포함하며,
 상기 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치는 제2 채널 정보에 기초하여 생성되며 최소자승근사법에 따라 계산되는 신호 전송 장치.

청구항 12

제11항에 있어서,
 상기 프리코딩부는 전송 심볼을 추가로 기초하여 상기 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하는 신호 전송 장치.

청구항 13

제12항에 있어서,
 상기 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치는 상기 전송 심볼에 적용되는 신호 전송 장치.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 신호 전송 장치 및 방법에 관한 것으로 보다 상세하게는 하향링크 대용량(massive) 다중 입력 다중 출력(multiple-input and multiple-output, MIMO) 시스템에서 신호를 전송하는 기지국 및 그 동작 방법에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 무선 통신 시스템에서 기지국의 안테나 수를 무수히 많이 사용하는 대용량 MIMO 시스템은 높은 에너지 효율 및 높은 주파수 효율을 얻을 수 있기에 중요한 기술로 여겨진다. 이러한 대용량 MIMO 시스템의 단일 셀 환경에서는 간단한 선형 ZF(zero forcing) 기법만으로도 셀내 간섭(Intra-cell Interference, ICI)이 완벽하게 제거될 수 있으며 최적의 오류 성능이 획득될 수 있다.

[0003] 하지만, 기지국의 안테나 수가 증가함에 따라 수용 가능한 유저 수도 같이 증가하므로 현실적으로는 ZF 기법을 사용하기에 복잡도가 매우 높다. 이를 해결하기 위해 다항식 전개(Polynomial Expansion, PE)와 반복법(Iterative Method, IM)으로 분류 가능한 근사화 기법이 개발되었으며, 이들은 낮은 복잡도를 가지며 ZF 기법과 유사한 오류 성능을 만족시킬 수 있다. 특히, IM 기반의 가우스 자이델(Gauss-Seidel; GS) 기법은 빠른 수렴 속도를 가지며 높은 오류 성능을 얻을 수 있다.

[0004] 그러나 이러한 GS 기법에서도, 기지국의 안테나 간 거리에 따른 상관이 존재하는 공간적 상관 채널을 가정하는 경우에는 오류 성능이 급격히 저하되며, 심하게는 반복 횟수와 기지국의 송신 전력을 증가시켜도 더 이상 성능

이 향상되지 않는 에러 플로우(error flow) 현상이 나타난다.

[0005] 본 발명의 배경이 되는 기술은 등록특허 10-2169683호(2020.10.23. 공고)에 개시되어 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 본 발명이 해결하고자 하는 기술적 과제는 성능을 유지하면서도 복잡도를 낮출 수 있는 프리코딩을 사용하는 신호 전송 장치 및 방법을 제공하는 것이다.

과제의 해결 수단

[0007] 본 발명의 일 실시예에 따른 기지국이 신호를 전송하는 방법은 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치를 계산하는 단계; 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼, 및 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치에 기초하여 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하는 단계; 및 상기 현재의 반복에서 근사화된 프리코딩 심볼을 전송하는 단계를 포함한다.

[0008] 상기 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼은 전송 심볼에 추가로 기초하여 생성될 수 있다.

[0009] 상기 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치는 상기 전송 심볼에 적용될 수 있다.

[0010] 상기 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼은 제1 채널 정보에 추가로 기초하여 생성될 수 있다.

[0011] 상기 제1 채널 정보는 제1 채널 정보 파트와 제2 채널 정보 파트를 포함하고, 상기 제2 채널 파트는 상기 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼에 적용될 수 있다.

[0012] 상기 제2 채널 파트는 상기 제1 채널 정보를 나타내는 행렬의 엄격한 상삼각 행렬(strictly upper triangular matrix)일 수 있다.

[0013] 상기 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치는 제2 채널 정보에 기초하여 생성될 수 있다.

[0014] 상기 제2 채널 정보는 복수의 대표 채널 정보를 포함하고, 상기 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치는 상기 복수의 대표 채널 정보에 기초하여 생성되며, 상기 복수의 가중치는 채널 동기 시간 마다 업데이트되는 값이 아닐 수 있다.

[0015] 상기 제2 채널 정보는 상기 제1 채널 정보이고, 상기 복수의 가중치는 채널 동기 시간에서 업데이트될 수 있다.

[0016] 상기 복수의 가중치는 최소자승근사법에 따라 계산될 수 있다.

[0017] 본 발명의 일 실시예에 따른 복수의 안테나를 포함하는 신호 전송 장치는 복수의 반복 순서에 각각 대응하는 복수의 가중치를 계산하고, 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼, 및 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치에 기초하여 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성하는 프리코딩부; 및 상기 현재의 반복에서 근사화된 프리코딩 심볼을 상기 복수의 안테나를 통해 전송하는 전송부를 포함한다.

[0018] 상기 프리코딩부는 전송 심볼을 추가로 기초하여 상기 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼을 생성할 수 있다.

[0019] 상기 현재의 반복 순서에 대응하는 가중치는 상기 전송 심볼에 적용될 수 있다.

발명의 효과

[0020] 본 발명에 따르면, 근사화 기법의 추정 정확도를 높이기 위해 LS 방법을 이용하여 결정되는 서로 다른 가중치를 적용함으로써 기존의 GS 기법보다 에러 성능을 높일 수 있고, ZF 프리코딩 기법보다 복잡도를 크게 낮출 수 있다.

[0021] 본 발명에 따르면, 다중 채널의 정보를 이용하여 미리 계산된 가중치를 통해 추정 정확도를 높일 수 있다.

[0022] 본 발명에 따르면, 기존의 ZF 프리코딩과 유사한 성능을 얻기 위해 요구되는 GS 기법의 반복횟수를 줄이며, 현실적인 채널에서도 GS 기법의 빠른 수렴 속도를 유지하는 이점이 있다.

도면의 간단한 설명

- [0023] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 대용량 MIMO 시스템을 보여준다.
- 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 기지국(100)의 블록도이다.
- 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 기지국의 동작 방법을 보여주는 흐름도이다.
- 도 4는 여러 프리코딩 기법의 복잡도를 보여주는 테이블이다.
- 도 5는 계산된 가중치의 복소수 평면 위의 분포도이다.
- 도 6은 공간 상관의 크기가 0일 때의 여러 프리코딩 기법에 따른 성능을 보여주는 그래프이다.
- 도 7은 기지국의 공간 상관의 크기가 0.5일 때의 여러 프리코딩 기법에 따른 성능을 보여주는 그래프이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0024] 그러면 첨부한 도면을 참고로 하여 본 발명의 실시 예에 대하여 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자가 용이하게 실시할 수 있도록 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 도면 부호를 붙였다.
- [0025] 이하에서는 본 발명의 실시예에 따른 대용량 MIMO 시스템을 도 1 내지 및 도 7를 참고하여 설명한다.
- [0026] 도 1은 본 발명의 실시예에 따른 대용량 MIMO 시스템을 보여준다.
- [0027] 도 1에 도시된 바와 같이, 본 발명의 실시예에 따른 대용량 MIMO 시스템은 기지국(100) 및 하나 이상의 사용자 장치(User Equipment, UE)(200)를 포함한다. 기지국은 복수개의 안테나를 가진다. 사용자 장치(200)는 단말 장치에 해당하며, 하나 이상의 안테나를 가질 수 있다. 이하에서는 설명의 편의를 위하여 기지국은 N개의 안테나를 가지고서 K개의 사용자 장치(200)와 동시에 통신하고, 각 사용자 장치는 1개의 안테나를 가지고, N은 K에 비해 상당히 큰 것을 가정한다.
- [0028] 도 2는 본 발명의 실시예에 따른 기지국(100)의 블록도이다.
- [0029] 도 2에 도시된 바와 같이 기지국(100)은 채널 정보 수집부(110), 프리코딩부(120), 전송부(130), 및 복수의 안테나(140)를 포함한다.
- [0030] 채널 정보 수집부(110)는 복수의 사용자 장치(200)로부터 피드백된 채널 상태 정보에 기초하여 채널 정보를 수집한다.
- [0031] 프리코딩부(120)는 채널 정보에 기초하여 하향링크 신호를 프리코딩한다.
- [0032] 전송부(130)는 프리코딩된 하향링크 신호를 복수의 안테나(140)의 안테나를 통해 복수의 사용자 장치(200)에 전송한다.
- [0033] 이하에서는 수학식 1 내지 수학식 20를 참고하여, 본 발명의 실시예에 따른 프리코딩부(120)의 동작을 유도한다.
- [0034] 먼저, K개의 사용자 장치(200)가 수신하는 $K \times 1$ 크기의 수신 신호 벡터(y)는 다음의 수학식 1과 같이 표현된다.

수학식 1

[0035]
$$y = \sqrt{P}Ht + n$$

[0036] 여기서, P 는 기지국(100)의 송신 전력을 나타내고, H 는 $K \times N$ 크기의 채널 행렬을 나타내고, t 는 $N \times 1$ 크기의 프리코딩된 송신 신호 벡터를 나타내며, n 은 평균이 0이고 분산이 1인 $K \times 1$ 크기의 AWGN(Additive White Gaussian Noise) 벡터를 나타낸다.

[0037] 기존의 ZF(zero-Forcing) 기법에 따르면, 기지국(100)이 채널 정보를 정확하게 알고 있다고 가정하면, 송신 신호에 의사 역행렬(프리코딩 행렬)을 곱함으로써 ICI(intra-cell interference)가 완벽하게 제거될 수 있다, ZF 프리코딩된 송신 신호 벡터(\mathbf{t})는 수학식 2와 같이 표현된다.

수학식 2

[0038]

$$\mathbf{t} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}^H (\mathbf{H} \mathbf{H}^H)^{-1} \mathbf{s} = \frac{1}{\sqrt{\gamma}} \mathbf{H}^H \mathbf{W}^{-1} \mathbf{s}$$

[0039] 여기서, $(\cdot)^H$ 는 에르미트(Hermitian) 변환을 나타내며, \mathbf{s} 는 평균이 0이고 분산이 1인 $K \times 1$ 크기의 심볼(Symbol) 벡터를 나타내고, \mathbf{W} 는 $K \times K$ 크기의 행렬이며 $\mathbf{W} = \mathbf{H} \mathbf{H}^H$ 로 정의되고, γ 는 $E[\|\mathbf{t}\|^2] = 1$ 로 송신 전력을 제한하는 스케일링 팩터(scailing factor)이며 $\text{tr}(\mathbf{W}^{-1})$ 의 값을 가진다. $E[\cdot]$ 는 기댓값을, $\text{tr}(\cdot)$ 는 행렬 대각 성분의 총 합을 나타낸다.

[0040] 안테나 간 거리에 따른 공간적 상관을 가정하기 위한 공간적 상관 행렬의 성분(r)은 수학식 3과 같이 표현된다.

수학식 3

[0041]

$$r_{i,j} = \begin{cases} a^{|i-j|}, & \text{if } i \geq j \\ (a^*)^{|i-j|}, & \text{otherwise} \end{cases}$$

[0042] 여기서, $r_{i,j}$ 는 공간적 상관 행렬(\mathbf{R})의 i 번째 행 및 j 번째 열의 성분을 나타내고, $(\cdot)^*$ 는 켈레 복소수(complex conjugate)를 나타내고, $a = \zeta e^{j\theta}$ 는 상관 계수(correlation coefficient)를 나타내고, ζ 는 $0 \leq \zeta < 1$ 의 값을 가지는 상관 계수 크기(correlation coefficient magnitude)를 나타내며, θ 는 각 성분마다 무작위로 0 과 $\frac{\pi}{2}$ 사이의 값을 가진다.

[0043] 대용량 MIMO 시스템은 대부분 단일 안테나를 가진 유저를 고려하므로 기지국(100)의 공간적 상관만을 고려하면 채널 행렬(\mathbf{H})은 수학식 4와 같이 표현된다.

수학식 4

[0044]

$$\mathbf{H} = \mathbf{H}_w \mathbf{R}^{\frac{1}{2}}$$

[0045] 여기서, \mathbf{H}_w 은 $K \times N$ 크기의 레일리 페이딩(Rayleigh fading) 행렬이며 그 성분은 독립 및 동일 분산(independent and identically distributed; IID)의 순환 대칭(circular symmetric) 복소 가우시안 랜덤 변수로 평균이 0이고 분산이 1이다. \mathbf{R} 은 $N \times N$ 크기의 송신측 공간적 상관 행렬을 나타내며 $\mathbf{R} = E[\mathbf{H}^H \mathbf{H}]$ 로 정의된다.

[0046] 하향링크에서 기지국(100)은 위와 같이 정의된 채널을 이용하여 수학식 2와 같이 송신 심볼(\mathbf{s})을 프리코딩하여 하나 이상의 사용자 장치(200)에 전송한다. 하지만, 대용량 MIMO 시스템인 경우에는 수용 가능한 사용자 장치

(200)의 수(K)가 증가함에 따라 ZF 기법에서 요구되는 정확한 역행렬(W^{-1})의 연산 복잡도가 $O(K^3)$ 으로 매우 높다. 여기서, $O(\cdot)$ 는 점근 표기법(big O)을 나타내며 알고리즘의 복잡도를 간소화하기 위해 사용된다.

[0047] 본 발명에서는 정확한 역행렬 연산의 높은 복잡도를 줄이기 위해 추정 역행렬을 반복적으로 근사화하여 계산하는 기법을 다룬다.

[0048] 어느 반복에서도 $O(K^2)$ 의 복잡도를 유지하는 IM의 기법들은 공통적으로 아래 수학적 식 5와 같이 표현된다.

수학적 식 5

[0049]
$$Mx_k = Nx_{k-1} + s$$

[0050] 여기서, x_k 는 $Wx = s$ 의 선형 방정식을 해결하기 위해 신호 벡터(x)를 반복적인 알고리즘을 통해 근사하는 것이며, M 은 비특이 행렬이며, $W = M - N$ 이다. k 는 반복횟수 또는 반복 순서를 나타낸다. 즉, x_k 는 k 번째의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼에 해당한다.

[0051] 수학적 식 5를 x_k 에 관하여 표현하면 아래의 수학적 식 6과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 6

[0052]
$$x_k = M^{-1}Nx_{k-1} + M^{-1}s = Rx_{k-1} + M^{-1}s$$

[0053] 여기서, $R = M^{-1}N$ 은 반복적으로 곱해지는 반복 행렬(iteration matrix)로 정의될 수 있다.

[0054] IM 기법들은 $\lim_{k \rightarrow \infty} x_k = W^{-1}s$ 를 만족시키기 위해, 즉 반복횟수를 증가함에 따라 x_k 가 $W^{-1}s$ 로 수렴하기 위해, $\rho(C) < 1$ 의 조건을 만족해야 하며, $\rho(\cdot)$ 는 행렬의 스펙트럼 반지름(spectral radius)을 나타낸다. 반복 행렬(R)은 $I_k - M^{-1}W$ 로 표현될 수 있으며 이는 수학적 식 5에서 $I_k - Q^{-1}W$ 와 같은 형태이다. 따라서, 초기 행렬(Q)이 M 일 때, IM 기법에 따르면, x_k 는 행렬 다항식 확장(Polynomial Expansion; PE)에 의해 아래의 수학적 식 7과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 7

[0055]
$$x_k = M^{-1}Nx_{k-1} + M^{-1}s = \sum_{n=0}^{k-1} (I_k - M^{-1}W)^n M^{-1}s$$

[0056] 여기서, 최초 해(x_0)는 영 벡터이다.

[0057] M 은 프리컨디셔너(preconditioner)로 불리며, 근사화 기법의 성능을 결정한다.

[0058] 본 발명에서 다루는 GS 기법의 프리컨디셔너(M_{GS})와 기존 GS 기법은 아래 수학적 식 8 및 수학적 식 9와 같이 표현된다.

수학식 8

[0059] $M_{GS} = D + L$

수학식 9

[0060] $\mathbf{x}_k = (D + L)^{-1}(\mathbf{s} - U\mathbf{x}_{k-1})$

[0061] 여기서, $\mathbf{W} = D + L + U$ 가 만족되며, D 는 \mathbf{W} 의 대각 행렬(diagonal matrix), L 은 \mathbf{W} 의 엄격한 하삼각 행렬(strictly lower triangular matrix), U 는 \mathbf{W} 의 엄격한 상삼각 행렬(strictly upper triangular matrix)을 나타낸다. GS 기법은 다른 근사화 기법들보다 빠른 수렴 속도를 가지지만, 공간적 상관이 존재하는 채널에서의 성능 저하는 불가피하다.

[0062] 이하에서는, 현실적인 채널에서의 성능 저하를 완화하고자 근사화 기법의 추정 정확도를 높이는 새로운 형태의 GS 기법을 제안한다. 제안된 GS 기법은 아래 수학식 10과 같이 표현된다.

수학식 10

[0063] $\mathbf{x}_k = (D + L)^{-1}(u_{k-1}\mathbf{s} - U\mathbf{x}_{k-1})$

[0064] 여기서, $\{u_n\}_{n=0}^{k-1}$ 은 근사화 기법의 추정 오류를 감소시키기 위한 복소값의 가중치를 나타낸다.

[0065] 수학식 10에서 보여지는 바와 같이, 현재의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼(\mathbf{x}_k)은 채널 정보(\mathbf{W})의 대각 행렬(D) 및 엄격한 하삼각 행렬(L)의 합 행렬의 역행렬($(D + L)^{-1}$), 현재의 반복 순서(k)에 대응하는 가중치(u_{k-1}), 전송 심볼(\mathbf{s}), 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼(\mathbf{x}_{k-1}) 및 채널 정보(\mathbf{W})의 엄격한 상삼각 행렬(U)에 기초하여 생성될 수 있다. 현재의 반복 순서(k)에 대응하는 가중치(u_{k-1})는 전송 심볼(\mathbf{s})에 적용되며, 채널 정보(\mathbf{W})의 엄격한 상삼각 행렬(U)은 이전의 반복 순서에서 근사화된 프리코딩 심볼(\mathbf{x}_{k-1})에 적용된다.

[0066] 가중치 계산을 위해 수학식 10은 수학식 7과 유사하게 행렬 다항식의 확장에 의해 아래의 수학식 11과 같이 표현한다.

수학식 11

[0067] $\mathbf{x}_k = \mathbf{W}_k^{-1}\mathbf{s} = \sum_{n=0}^{k-1} u_{k-n-1}(\mathbf{I}_K - (D + L)^{-1}\mathbf{W})^n (D + L)^{-1}\mathbf{s}$

[0068] 수학식 11에서 보여지는 바와 같이, \mathbf{x}_k 를 PE 형태로 나타내는 경우 가중치는 역순으로 곱해진다.

[0069] 제안되는 GS 기법의 \mathbf{W}_k^{-1} 은 아래의 수학식 12와 같이 표현된다.

수학식 12

$$W_k^{-1} = \sum_{n=0}^{k-1} u_{k-n-1} (I_K - (D+L)^{-1}W)^n (D+L)^{-1}$$

[0070]

[0071] 근사화 기법의 추정 오류를 최소화하기 위한 가중치를 구하기 위한 최적화 문제는 아래의 수학식 13과 같이 표현된다.

수학식 13

$$\min_{a_0, \dots, a_{n-1}} P = \min_{a_0, \dots, a_{n-1}} \| WW_k^{-1} - I_K \|_F^2$$

[0072]

[0073] 하나의 채널 행렬(H)을 이용하여 근사화하는 오류를 최소화하는 최적화 문제를 해결하기 위해 $WW_k^{-1} - I_K \approx 0_K$ 를 만족시키는 가중치(u)는 최소자승근사법(Least Squares method; LS method)을 이용하여 수학적 분석 없이 계산이 가능하다.

[0074] 다시, LS 방법을 이용하기 위해 최적화 문제는 아래의 수학식 14와 같이 표현될 수 있다.

수학식 14

$$\min_{a_0, \dots, a_{n-1}} P = \min_{a_0, \dots, a_{n-1}} \| Z\mathbf{w} - \mathbf{b} \|_F^2$$

[0075]

[0076] 여기서, $\mathbf{w} = [u_{k-1} \ u_{k-2} \ \dots \ u_0]^T$ 는 $k \times 1$ 크기의 가중치 열벡터를 나타내며 k 는 총 반복횟수이자 확장된 항의 수를 나타낸다. W_k^{-1} 을 근사화하는 가중치(u)를 제외한 k 개의 다항식 행렬은 벡터화를 통해 하나의 행렬(Z)로 표현되며 수학식 16에서 자세하게 다룬다. \mathbf{b} 는 I_K ($K \times K$ 크기의 단위행렬)를 벡터화한 것으로 $K^2 \times 1$ 크기의 열벡터가 된다. 다시, 수학식 14에서 가중치를 구하는 방법은 $Z\mathbf{w} = \mathbf{b}$ 의 선형 방정식 해(W)를 구하는 것이다.

[0077] 먼저, 벡터화는 $\text{vec}(\cdot)$ 로 정의하며 아래 수학식 15와 같이 표현될 수 있다.

수학식 15

$$G = \begin{bmatrix} g_1 & g_4 & g_7 \\ g_2 & g_5 & g_8 \\ g_3 & g_6 & g_9 \end{bmatrix} \rightarrow \text{vec}(G) = \begin{bmatrix} g_1 \\ g_2 \\ g_3 \\ \vdots \\ g_8 \\ g_9 \end{bmatrix}$$

[0078] ex)

[0079] 최적의 가중치(\mathbf{W})는 LS 방법을 이용하여 아래의 수학식 16과 같이 계산될 수 있다.

수학식 16

[0080]
$$\mathbf{w} = (\mathbf{Z}^H \mathbf{Z})^{-1} \mathbf{Z}^H \mathbf{b}$$

[0081] 여기서, 수학식 14의 행렬 \mathbf{Z} 의 n 번째 열은 수학식 12의 n 번째 항에서 가중치 (u_{k-n-1})를 제외하여 벡터화한 $\text{vec}((\mathbf{I}_K - (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1} \mathbf{W})^{n-1} (\mathbf{D} + \mathbf{L})^{-1})$ 이며, \mathbf{b} 는 $\text{vec}(\mathbf{I}_K)$ 로 표현된다.

[0082] 하지만, LS 방법은 계산 복잡도가 매우 높으며, 최적의 가중치는 채널의 동기 시간(coherence time) 마다 계산되고 업데이트되어야 하는 문제가 있다. 이러한 문제를 해결하기 위해 초기에 한 번 가중치를 미리 계산하는 것으로 근사화기법의 추정 정확도를 충분히 높일 수 있다. 최적의 가중치는 도 4와 같이 오직 특정 범위 안에서만 결정되기 때문에 L 개의 다중 채널 정보를 이용하여 미리 계산된 가중치는 최적의 가중치에 가까운 값을 가진다. 본 명세서에서, L 개의 다중 채널 정보를 L 개의 대표 채널 정보라고 칭하기로 한다.

[0083] 미리 계산된 가중치의 최적화 문제는 아래의 수학식 17과 같이 표현된다.

수학식 17

[0084]
$$\min_{a_0, \dots, a_{n-1}} P = \min_{a_0, \dots, a_{n-1}} \sum_{n=0}^L \left\| \mathbf{W}^{(n)} (\mathbf{W}^{(n)})_k^{-1} - \mathbf{I}_K \right\|^2$$

[0085] 여기서, $\mathbf{W}^{(n)}$ 은 L 개 중 n 번째 채널 행렬(\mathbf{H})을 이용하여 계산된다. 수학식 13은 하나의 채널 행렬(\mathbf{H})을 이용하여 근사화하는 오류를 최소화하는 문제인 반면, 수학식 17은 L 개의 채널 행렬(\mathbf{H})을 이용하여 근사화하는 오류의 총합을 최소화하는 문제이다. 수학식 17은 수학식 14와 비슷하게 아래 수학식 18과 같이 표현할 수 있다.

수학식 18

[0086]
$$\min_{a_0, \dots, a_{n-1}} P = \min_{a_0, \dots, a_{n-1}} \left\| \mathbf{X} \mathbf{w} - \mathbf{d} \right\|_F^2$$

[0087] 여기서, \mathbf{Z}_n 이 $\mathbf{W}^{(n)}$ 을 이용하여 계산된 \mathbf{Z} 라 하면 $\mathbf{X} = [\mathbf{Z}_1^T \ \mathbf{Z}_2^T \ \dots \ \mathbf{Z}_L^T]^T$ 로 표현되며, $\mathbf{d} = [\mathbf{b}_1^T \ \mathbf{b}_2^T \ \dots \ \mathbf{b}_L^T]^T$ 로 표현된다. \mathbf{b}_n 는 n 번째 열벡터를 나타내며, 모두 $\text{vec}(\mathbf{I}_K)$ 이다.

[0088] 수학식 18에 따른 가중치 벡터(\mathbf{W})는 수학식 16과 같이 LS 방법을 이용하여 미리 계산될 수 있으며, 이를 수학 식으로 나타내면 수학식 19와 같다.

수학식 19

[0089]
$$\mathbf{w} = (\mathbf{X}^H \mathbf{X})^{-1} \mathbf{X}^H \mathbf{d}$$

[0090] 공간적 상관의 크기(ζ) 및 기지국(100)의 안테나 수 대비 사용자 장치(200)의 수의 비율에 따라 최적의 가중치 (\mathbf{W})가 결정되는 특정 범위는 바뀔 수 있으며, 채널 응답의 변화에는 민감하지 않기 때문에 대용량 MIMO 시스템에서 한번만 계산하면 되고, 채널 동기 시간마다 업데이트될 필요는 없다.

[0091] 위와 같은 방법으로 계산된 가중치 벡터(\mathbf{W})가 적용된 GS 기법은 높은 추정 정확도를 가지고, 동일한 반복에도 기존의 GS 기법보다 높은 비트 에러율(bit error rate, BER) 성능을 가지며, 공간적 상관이 있는 채널에서 그 차이가 더욱 분명하다.

[0092] 제시한 GS 기법에 대한 복잡도는 \mathbf{X}_k 벡터의 성분 연산으로 표현된 아래의 수학식 20를 통해 분석할 수 있다.

수학식 20

[0093]
$$\mathbf{x}_i^{(n)} = \frac{1}{w_{i,i}} \left(u_{n-1} s_i - \sum_{j=1}^{i-1} w_{i,j} x_j^{(n)} - \sum_{j=i+1}^K w_{i,j} x_j^{(n-1)} \right)$$

[0094] 여기서, $x_i^{(k)}$ 는 제안된 GS 기법을 k 번 반복하여 얻어지는 \mathbf{X}_k 벡터의 i 번째 성분이며, $w_{i,j}$ 는 \mathbf{W} 행렬의 i 번째 행 및 j 번째 열의 성분이고, s_i 는 송신 신호 \mathbf{S} 벡터의 i 번째 성분이다.

[0095] GS 기법의 복잡도를 계산하는데 있어 곱셈 연산의 수만 고려되므로, 기존의 GS 기법의 복잡도와 비교를 위하여, 제안된 GS 기법의 복잡도를 계산하기 위하여 송신 신호 벡터의 성분(s_i)에 가중치가 곱해지는 추가 과정만 고려하면 된다.

[0096] 한 번의 반복에서 \mathbf{X}_k 의 한 성분을 계산하기 위하여 괄호 밖에서 1번의 곱셈 연산이 필요하고, 괄호 안에서 각각 1번, $(i-1)$ 번, 및 $(K-i)$ 번이 필요하므로, 총 $(K+1)$ 번의 곱셈이 필요하다. 이때, \mathbf{X}_k 의 크기는 $K \times 1$ 이므로, $K+1$ 의 복잡도가 K 번이 필요하다.

[0097] 따라서, 제안된 GS 기법은 한 번의 반복에서 $K^2 + K$ 의 복잡도를 가지므로, n 번의 반복에는 $n(K^2 + K)$ 의 복잡도를 가진다.

[0098] 다음은 도 3을 참고하여 본 발명의 실시예에 따른 기지국(100)의 동작 방법을 설명한다.

[0099] 도 3은 본 발명의 실시예에 따른 기지국의 동작 방법을 보여주는 흐름도이다.

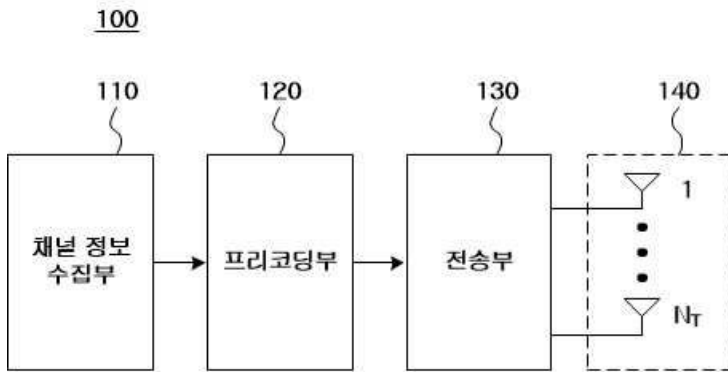
[0100] 도 3을 참고하면, 채널 정보 수집부(110)는 L 개의 채널 정보($H^{(n)}$, $n=1, \dots, L$)를 수집한다(S101).

[0101] 다음, 프리코딩부(120)는 L 개의 채널 정보에 기초하여 복수의 반복 순서에 대응하는 복수의 가중치를 계산한다(S103). 이때, 복수의 가중치의 개수는 설계된 총 반복횟수 또는 최대 반복횟수일 수 있다.

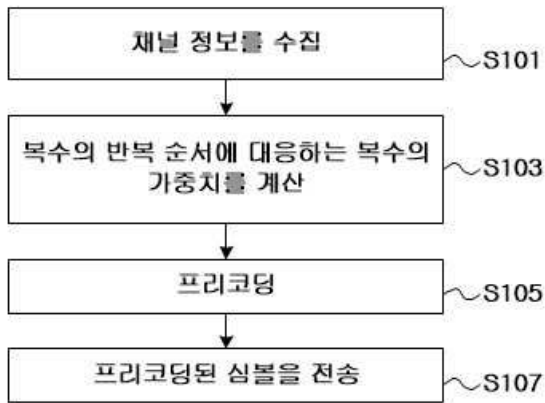
[0102] 구체적으로, 프리코딩부(120)는 수학식 2에서 정의된 바와 같이, $\mathbf{W}^{(n)} = \mathbf{H}^{(n)} (\mathbf{H}^{(n)})^H$ ($n=1, \dots, L$)에 의해 행렬 $\mathbf{W}^{(n)}$ ($n=1, \dots, L$)를 구한다.

- [0103] 다음, 수학식 18에 따라 프리코딩부(120)는 행렬 $\mathbf{W}^{(n)}$ ($n=1, \dots, L$)를 이용하여 행렬 \mathbf{Z}_n ($n=1, \dots, L$)을 구하고, 이 행렬 \mathbf{Z}_n ($n=1, \dots, L$)을 이용하여 행렬 \mathbf{X} 를 구한다.
- [0104] 다음으로, 수학식 19에 따라 프리코딩부(120)는 행렬 \mathbf{Z}_n ($n=1, \dots, L$)을 이용하여 가중치 벡터(\mathbf{W})를 구한다.
- [0105] 프리코딩부(120)는 복수의 가중치를 이용하여 송신 심볼을 프리코딩하여 프리코딩된 송신 심볼을 생성한다(S105). 구체적으로, 프리코딩부(120)는 수학식 10 또는 수학식 20에 따라 송신 심볼을 프리코딩할 수 있다.
- [0106] 송신부(130)는 프리코딩된 송신 심볼을 복수의 안테나(140)의 안테나를 통해 복수의 사용자 장치(200)에 전송한다(S107).
- [0107] 도 4는 여러 프리코딩 기법의 복잡도를 보여주는 테이블이다.
- [0108] 특히, 도 4는 여러 프리코딩 기법에서의 $\mathbf{x}_k = \mathbf{W}_k^{-1} \mathbf{s}$ 를 계산하기 위해 요구되는 곱셈 연산량을 보여준다. 도 4에 도시된 바와 같이, 기존의 GS 기법에 따른 프리코딩은 nK^2 의 복잡도를 가지며, 제안된 GS 기법에 따른 프리코딩은 $n(K^2 + K)$ 의 복잡도를 가지므로, 기존의 GS 기법과 제안된 GS 기법의 복잡도 차이는 n 번의 반복에 nK 이다. 한편, ZF에 따른 프리코딩은 $K^3 + K^2$ 의 복잡도를 가진다.
- [0109] 따라서, K가 증가함에 따라, ZF에 따른 프리코딩의 복잡도는 GS 기법에 따른 프리코딩에 비해 매우 증가하게 되므로, 제안된 GS 기법에 따른 프리코딩은 ZF에 따른 프리코딩에 비해 낮은 복잡도의 장점을 가진다.
- [0110] 물론, 같은 반복횟수(n)에서라면, 제안된 GS 기법에 따른 프리코딩은 종래의 GS 기법에 따른 프리코딩에 비해 nK 만큼의 복잡도 증가를 가져오지만, K가 클 경우 이 복잡도 증가는 복잡도 계산의 nK^2 성분 에 비해 무시될 수 있다.
- [0111] 도 5는 계산된 가중치의 복소수 평면 위의 분포도이다.
- [0112] 도 5에서, optimal은 하나의 채널 행렬(\mathbf{H})를 이용하여 계산된 가중치를 나타내고, precomputed는 L 개의 채널 행렬(\mathbf{H})를 이용하여 미리 계산된 가중치를 나타내며, n은 확장된 항에 대한 가중치를 나타낸다.
- [0113] 도 5에서, 최적의 가중치는 각 항 마다 200개가 표현되고 $L=10$ 개의 채널 행렬(\mathbf{H})를 이용하여 미리 계산된 가중치를 보여주며 5번의 항에 대한 가중치를 보여준다. 도 5로부터, 가중치의 분포는 특정 범위 안에서 결정되는 것을 확인할 수 있으며 도 5의 3가지의 다른 환경은 다음과 같다.
- [0114] (a) : $N \times K = 200 \times 20, \zeta = 0$
- [0115] (b) : $N \times K = 200 \times 40, \zeta = 0$
- [0116] (c) : $N \times K = 200 \times 40, \zeta = 0.3$
- [0117] 여기서, N, K 그리고 ζ 는 각각 기지국(100)의 안테나 수, 단일 안테나의 사용자 수 그리고 공간 상관의 크기를 의미한다. 도 5로부터, 비율과 공간 상관의 크기에 따라 가중치의 범위가 크게 달라지는 것을 확인할 수 있다.
- [0118] 도 6은 공간 상관의 크기가 0일 때의 여러 프리코딩 기법에 따른 성능을 보여주는 그래프이다.
- [0119] 도 6에서 성능은 SNR에 따른 BER로 표현되고, 반복횟수(k)는 3회로 고정되었으며, 기지국의 안테나 수(N)는 200으로 고정되었다. 또한 송신 신호는 64-QAM(Quadrature Amplitude Modulation)으로 변조되었다.
- [0120] 도 6에서 보여지는 바와 같이, 사용자의 수(K)가 20일 때는, 기법간 성능 차이가 크게 않다.

도면2



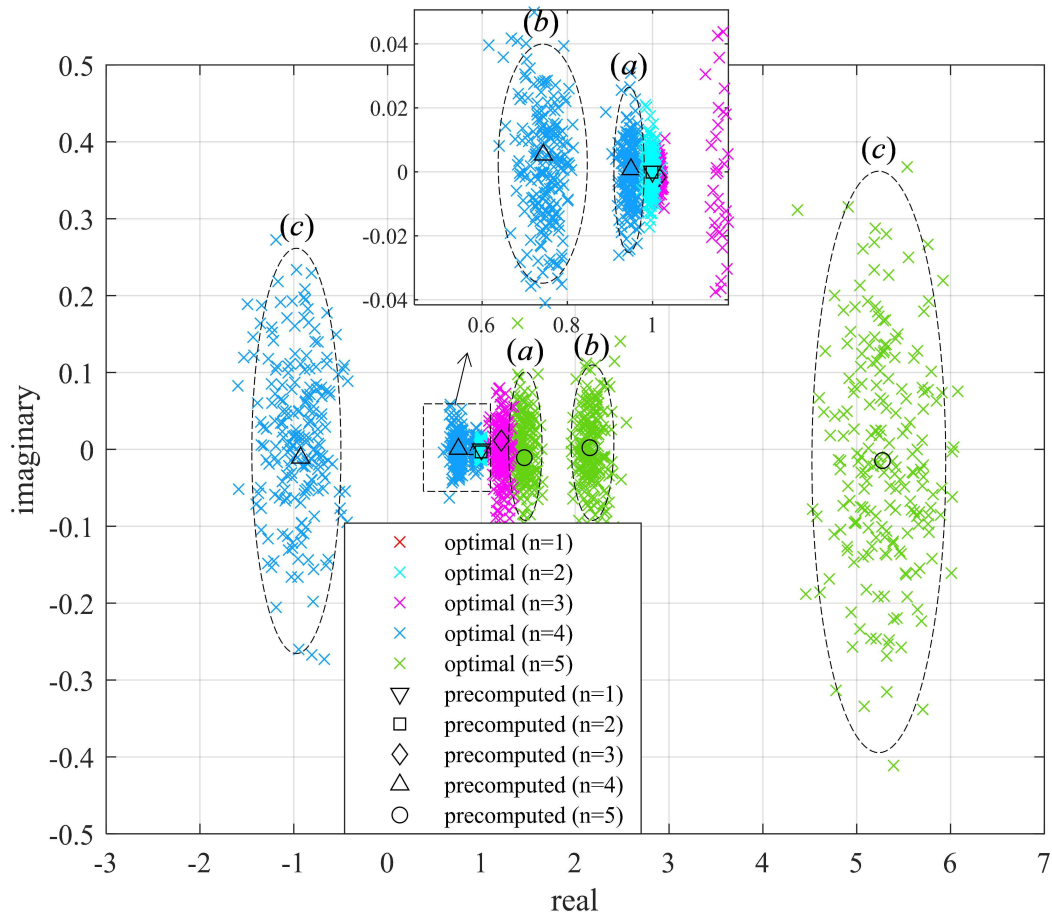
도면3



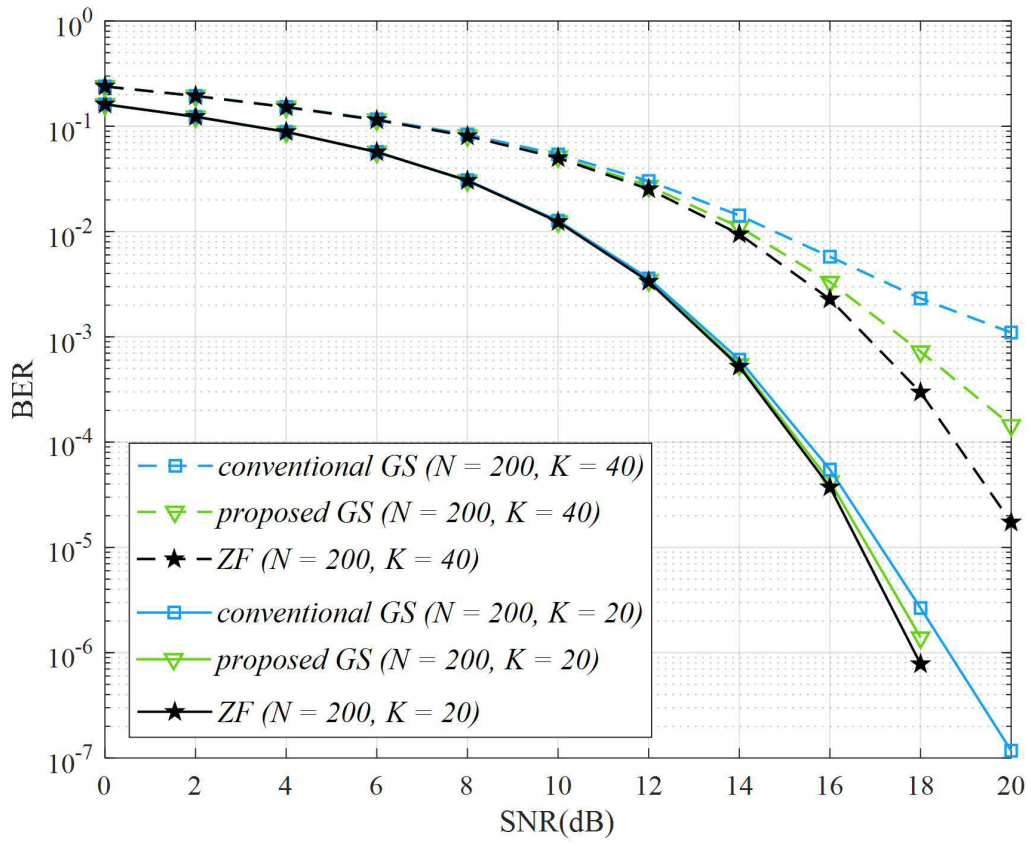
도면4

기법	$\mathbf{x}_k = \mathbf{W}_k^{-1}\mathbf{s}$ 을 계산하는 곱셈 수 (n 번 반복)
기존의 GS	nK^2
제안된 GS	$n(K^2 + K)$
ZF(Gauss-Jordan)	$K^3 + K^2$

도면5



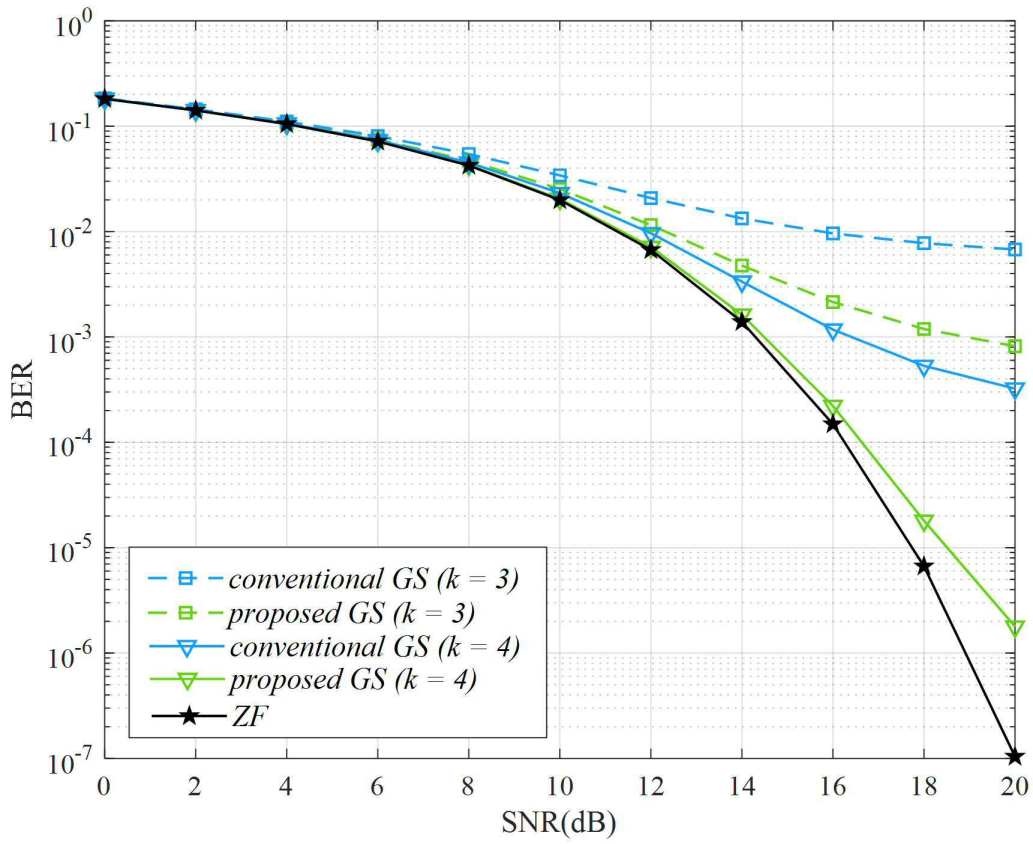
도면6



공간 상관의 크기(ζ) = 0

반복횟수(k) = 3

도면7



$N \times K = 200 \times 20$

공간 상관의 크기(ζ) = 0.5