

	(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)	(11) 공개번호 10-2012-0107684 (43) 공개일자 2012년10월04일
(51) 국제특허분류(Int. Cl.) H04L 27/26 (2006.01)		(71) 출원인 고려대학교 산학협력단 서울 성북구 안암동5가 1
(21) 출원번호	10-2011-0025330	(72) 발명자
(22) 출원일자	2011년03월22일	이인규 서울특별시 광진구 능동로 90, B동 605호 (자양동, 더 클래식500)
심사청구일자	2011년03월22일	이길복 서울특별시 송파구 오금로32길 14, 삼성래미안아파트 107동 202호 (송파동)
		(74) 대리인 김정훈, 이견주

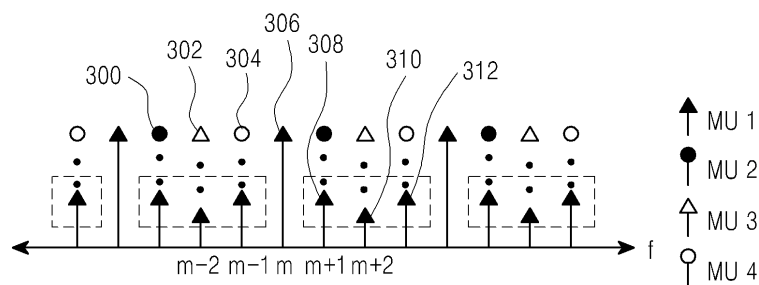
전체 청구항 수 : 총 10 항

(54) 발명의 명칭 OFDMA시스템에서 SAGE기법을 이용하는 캐리어 주파수 오프셋 추정 방법 및 장치

(57) 요약

본 발명은 OFDMA 시스템에서 SAGE 기법을 이용하여 CFO(Carrier Frequency Offset)를 추정하는 방법에 있어서, 수신 신호에서 임의의 MU(Mobile Unit)의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성하는 과정; 상기 생성된 완전 신호 평균을 FFT 변환하는 과정; 상기 완전 신호의 FFT 출력의 근사치를 계산하는 과정; 상기 계산된 FFT 출력의 근사치, 상기 임의의 MU에 할당된 서브캐리어에 수신되는 트레이닝 시퀀스 신호, 및 상기 트레이닝 시퀀스 신호가 상기 타 MU에 할당된 서브캐리어에 영향을 주는 성분인 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 구하는 과정; 및 상기 잔여 CFO를 이용하여 CFO를 추정하는 과정을 포함하는 CFO 추정 방법을 제안하여, 현저하게 감소된 복잡도로 크래머 라오 바운드에 근접하는 양호한 CFO 추정 성능을 구현한다.

대표도 - 도3



이 발명을 지원한 국가연구개발사업

과제고유번호 2010-0017909

부처명 교육과학기술부

연구사업명 중견연구자지원사업 도약 연구

연구과제명 불규칙 행렬이론을 이용한 분산 안테나 기반 다중셀 이동통신 시스템 설계

주관기관 고려대학교 산학협력단

연구기간 2010.05.01 ~ 2011.04.30

특허청구의 범위

청구항 1

OFDMA 시스템에서 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기법을 이용하여 CFO(Carrier Frequency Offset)를 추정하는 방법에 있어서,

수신 신호에서 임의의 MU(Mobile Unit)의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성하는 제1 과정;

상기 생성된 완전 신호 평균을 FFT 변환하는 제2 과정;

상기 완전 신호 평균의 FFT 출력의 근사치를 계산하는 제3 과정;

상기 계산된 FFT 출력의 근사치, 상기 임의의 MU에 할당된 서브캐리어에 수신되는 트레이닝 시퀀스 신호, 및 상기 트레이닝 시퀀스 신호가 상기 타 MU에 할당된 서브캐리어에 영향을 주는 성분인 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 구하는 제4 과정; 및

상기 잔여 CFO를 이용하여 CFO를 추정하는 제5 과정을 포함하는 CFO 추정 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 제3 과정은,

상기 완전 신호 평균 중 상기 임의의 MU에게 할당된 서로 인접하는 적어도 두 개의 서브캐리어들을 두 개의 그룹으로 나누어서 상기 나누어진 각 그룹에 속하는 서브캐리어들은 서로 인접하지 않도록 하고, 상기 나누어진 제1 그룹 및 제 2 그룹 각각에 대하여 FFT 출력의 근사치를 구하는 과정임을 특징으로 하는 CFO 추정 방법.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 누설 신호는, 상기 제1 그룹의 신호가 상기 제2 그룹에 미치는 영향을 주는 성분 및 상기 제2 그룹의 신호가 상기 제1 그룹에 영향을 주는 성분을 더 포함함을 특징으로 하는 CFO 추정 방법.

청구항 4

제2항에 있어서,

상기 제4 과정은, 상기 제1 그룹에 대한 FFT 출력의 근사치와 상기 제2 그룹에 대한 FFT 출력의 근사치를 모두 고려함을 특징으로 하는 CFO 추정 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

상기 제1 과정 내지 제5 과정을 상기 타 MU의 개수만큼 반복하여 더 수행함을 특징으로 하는 CFO 추정 방법.

청구항 6

OFDMA 시스템에서 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기법을 이용하여 CFO(Carrier Frequency Offset)를 추정하는 장치에 있어서,

신호를 수신하여 CFO 추정기로 전달하는 신호 수신기; 및

상기 신호 수신기로부터 전달 받은 수신 신호에서 임의의 MU(Mobile Unit)의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성하고, 상기 생성된 완전 신호 평균을 FFT 변환하고, 상기 완전 신호 평균의 FFT 출력의 근사치를 계산하고, 상기 계산된 FFT 출력의 근사치, 상기 임의의 MU에 할당된 서브캐리어에 수신되는 트레이닝 시퀀스 신호, 및 상기 트레이닝 시퀀스 신호가 상기 타 MU에 할당된 서브캐리어에 영향

을 주는 성분인 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 구하고, 상기 잔여 CFO를 이용하여 CFO를 추정하는 CFO 추정기를 포함하는 CFO 추정 장치.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 CFO 추정기는, 상기 완전 신호 평균 중 상기 임의의 MU에게 할당된 서로 인접하는 적어도 두 개의 서브캐리어들을 두 개의 그룹으로 나누어서 상기 나누어진 각 그룹에 속하는 서브캐리어들은 서로 인접하지 않도록 하고, 상기 나누어진 제1 그룹 및 제2 그룹 각각에 대하여 FFT 출력의 근사치를 구함을 특징으로 하는 CFO 추정 장치.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 누설 신호는, 상기 제1 그룹의 신호가 상기 제2 그룹에 미치는 영향을 주는 성분 및 상기 제2 그룹의 신호가 상기 제1 그룹에 영향을 주는 성분을 더 포함함을 특징으로 하는 CFO 추정 장치.

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 CFO 추정기는, 상기 제1 그룹에 대한 FFT 출력의 근사치와 상기 제2 그룹에 대한 FFT 출력의 근사치를 모두 고려하여 상기 잔여 CFO를 구함을 특징으로 하는 CFO 추정 장치.

청구항 10

제6항에 있어서,

상기 CFO 추정기는, 상기 완전 신호 평균을 생성하는 과정, 상기 완전 신호 평균을 FFT 변환하는 과정, 상기 완전 신호 평균의 FFT 출력의 근사치를 계산하는 과정, 상기 잔여 CFO를 구하는 과정, 및 상기 CFO를 추정하는 과정을 상기 타 MU의 개수만큼 반복하여 더 수행함을 특징으로 하는 CFO 추정 장치.

명세서

기술분야

[0001] 본 발명은 주파수 오프셋 추정 장치 및 방법에 관한 것으로서, 특히 OFDMA 상향링크 시스템에서 SAGE 기법을 이용하여 캐리어 주파수 오프셋을 추정하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배경기술

[0002] OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiplexing Access) 시스템은 다중 접속 간섭(MAI; Multiple Access Interference) 효과를 완화하는 능력으로 인하여 무선 어플리케이션에 널리 사용되는 접속 시스템이다. 이러한 OFDMA 시스템은 캐리어 할당 방식(Carrier Assignment Scheme; CAS)에 따라 일 그룹의 서브캐리어를 할당함으로써 다수의 사용자들에게 서비스를 제공할 수 있다.

[0003] 그러나, OFDMA 시스템의 다중 접속 간섭(MAI)을 완화하는 능력은, 시간 또는 주파수의 동기화가 정확하게 수행되지 않으면 심각하게 손상될 수 있다. 즉, 부정확한 캐리어 주파수 오프셋(CFO; Carrier Frequency Offset)의 추정은 부정확한 시간 또는 주파수의 동기화를 유발하며, 부정확한 시간 또는 주파수의 동기화는 상향링크 OFDMA 시스템의 캐리어간 간섭(ICI; inter-carrier interference) 및 다중 접속 간섭(MAI)을 유발하고, 결국 허용할 수 없는 비트 에러 레이트(BER; bit error rate) 성능의 원인이 된다. 따라서, 다중 CFO(multiple CFO)를 효율적으로 정확하게 추정하기 위한 많은 해법이 제안되어 왔다.

[0004] OFDMA 시스템의 캐리어 할당 방식(CAS; Carrier Assignment Scheme)에는 서브밴드 단위로 캐리어를 할당하는 방식인 SCAS(Subband-based CAS; 서브밴드 기반 캐리어 할당 방식), 서로 인접하는 둘 이상의 캐리어에 하나의 MU(Mobile Unit)의 신호가 할당되지 않도록 할당하는 방식인 ICAS(Interleaved CAS; 인터리빙 캐리어 할당 방식), 및 ICAS 와 같은 캐리어 할당의 제한을 두지 않는 GCAS(Generalized CAS; 일반 캐리어 할당 방식)이 있다.

즉, GCAS 방식에서는 인접하는 둘 이상의 캐리어가 한 MU에게 할당 될 수도 있다.

[0005] 캐리어 할당 방식으로 GCAS 또는 ICAS이 적용되는 경우에, CFO의 추정 과정을 단순화하기 위하여 다차원 썬치(multi-dimensional search) 문제를 일차원 썬치(one-dimensional search)의 시퀀스로 변형시키는 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기법이 적용되어 왔다.

[0006] 그러나, SAGE 기법에 기반하는 종래의 알고리즘(Conventional SAGE; 이하, 'CSAGE' 이라 함)은 완전 그리드 썬치(exhaustive grid search)를 수행하는데, CFO를 추정하기 위하여는 그리드 포인트(grid point)의 수에 비례하는 매우 많은 양의 연산을 수행하기 때문에 그리드 썬치를 위한 계산상의 복잡도가 매우 높다.

[0007] 한편, CSAGE 기법은 높은 SNR 에서 CFO의 평균 제곱 오차(MSE; Mean Square Error)가 일정 수준 이하로 감소되지 않고 포화(saturate)되는 현상을 보여주는데, 이러한 포화 현상을 막기 위해서는 SAGE 기법에 사용되는 그리드 포인트를 늘릴 수 밖에 없으므로, 양호한 CFO의 추정을 위해서는 계산의 복잡도를 낮출 수 없다는 문제가 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0008] 본 발명은 ICAS 또는 GCAS의 자원 할당 방식에서의 저 복잡도 CFO 추정 기법을 제공한다.

[0009] 또한, 본 발명은 상향링크 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 시스템을 위한 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기반 캐리어 주파수 오프셋(CFO; carrier frequency offset) 추정 방법 및 장치를 제공한다.

[0010] 또한, 본 발명은 SAGE 기법을 기반으로 낮은 복잡도를 가지면서도 정확하게 캐리어 주파수 오프셋을 추정하는 방법 및 장치를 제공한다.

과제의 해결 수단

[0011] 본 발명은 OFDMA 시스템에서 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기법을 이용하여 CFO(Carrier Frequency Offset)를 추정하는 방법에 있어서, 수신 신호에서 임의의 MU(Mobile Unit)의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성하는 제1 과정; 상기 생성된 완전 신호 평균을 FFT 변환하는 제2 과정; 상기 완전 신호 평균의 FFT 출력의 근사치를 계산하는 제3 과정; 상기 계산된 FFT 출력의 근사치, 상기 임의의 MU에 할당된 서브캐리어에 수신되는 트레이닝 시퀀스 신호, 및 상기 트레이닝 시퀀스 신호가 상기 타 MU에 할당된 서브캐리어에 영향을 주는 성분인 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 구하는 제4 과정; 및 상기 잔여 CFO를 이용하여 CFO를 추정하는 제5 과정을 포함하는 CFO 추정 방법을 제안한다.

[0012] 또한 본 발명은 OFDMA 시스템에서 SAGE(Space Alternating Generalized Expectation-maximization) 기법을 이용하여 CFO(Carrier Frequency Offset)를 추정하는 장치에 있어서, 신호를 수신하여 CFO 추정기로 전달하는 신호 수신기; 및 상기 신호 수신기로부터 전달 받은 수신 신호에서 임의의 MU(Mobile Unit)의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성하고, 상기 생성된 완전 신호 평균을 FFT 변환하고, 상기 완전 신호 평균의 FFT 출력의 근사치를 계산하고, 상기 계산된 FFT 출력의 근사치, 상기 임의의 MU에 할당된 서브캐리어에 수신되는 트레이닝 시퀀스 신호, 및 상기 트레이닝 시퀀스 신호가 상기 타 MU에 할당된 서브캐리어에 영향을 주는 성분인 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 구하고, 상기 잔여 CFO를 이용하여 CFO를 추정하는 CFO 추정기를 포함하는 CFO 추정 장치를 제안한다.

발명의 효과

[0013] 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 방법 및 장치는 현저하게 감소된 복잡도로 구현될 수 있다.

[0014] 시뮬레이션 결과는, 제안하는 SAGE 알고리즘이 종래의 SAGE 알고리즘과 비교하여 유사한 수렴도로 이론적 최저치인 크래머 라오 경계(CRB; Cramer Rao bound)에 접근한다는 것을 보여준다.

[0015] 나아가, 다른 SAGE 알고리즘들과 달리, 제안하는 개선된 SAGE 알고리즘을 사용하면, CFO 추정기가 높은 SNR에서도 일정 수준에서 포화되는(saturated) MSE(Mean Square Error)를 산출(yield)하지 않는다.

도면의 간단한 설명

- [0016] 도 1은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기의 CFO 추정 방법을 예시하는 도면;
- 도 2는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기가 수신 신호(r)를 FFT 변환한 후의 출력을 예시하는 도면;
- 도 3은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기가 MAI를 제거한 후에 출력되는 완전 신호를 예시하는 도면;
- 도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기가 GCAS 방식에서 수신신호를 FFT 변환하여 출력한 신호를 예시하는 도면;
- 도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 장치의 구성을 예시하는 도면;
- 도 6은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 방법에 대하여 반복 회수에 따른 CFO 추정 MSE 측정 결과를 설명하는 도면;
- 도 7은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 방법에 대하여 SNR 변화에 따른 CFO 추정 MSE 측정 결과를 설명하는 도면;
- 도 8은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 방법에 대하여 SNR 변화에 따른 채널 추정 MSE 측정 결과를 설명하는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0017] 하기에 본 발명을 설명함에 있어 관련된 공지 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단되는 경우에는 그 상세한 설명을 생략할 것이다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로써 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.
- [0018] 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 추정 알고리즘은 다중 접속 간섭(MAI)을 효과적으로 억제시키기 위하여 SAGE 기법을 적용하고, 저 복잡도 CFO 추정기를 구현하기 위하여 주파수 도메인의 누설(leakage) 신호를 이용한다.
- [0019] 즉, 연산의 부하를 줄이기 위하여, 수신 신호에 SAGE 기법을 이용하여 다중 접속 간섭(Multiple Access Interference; MAI)을 제거한 후 FFT(fast Fourier Transform) 결과의 누설(leakage) 신호를 이용한다. 그러면, 이러한 누설에 기반한 접근 방법은 그리드 씨치를 피할 수 있어 적용된 캐리어 할당 방식에 관계없이 종래 SAGE 기법의 복잡도를 줄일 수 있다.
- [0020] 수신 신호로부터 MAI가 제거된 이후, 본 발명의 바람직한 일 실시예는 누설 신호(leakage signal) 및 수신된 신호(예를 들어, 트레이닝 시퀀스 신호, 파일럿 신호)을 이용하여 CFO 추정기를 클로즈드 폼(closed form; 알려진 변수로 표현되는 식)으로 표현할 수 있게 되고, 그리드 씨치가 없이도 CFO 추정을 할 수 있게 된다.
- [0021] 본 명세서에 포함되는 수식식에서 일반 문자는 스칼라 양(scalar quantities)을 나타내고, 볼드체(boldface) 문자는 벡터를 나타내거나 행렬을 표기한다. $(\bullet)^T$ 는 트랜스포즈(transpose)를, $(\bullet)^\dagger$ 는 복소수 컨쥬게이트 트랜스포즈(complex conjugate transpose)를, $\|\bullet\|$ 는 2-norm(2-놈)을 각각 나타낸다. $R(c)$ 는 컴포넌트 c의 실수 부분(real component)을 나타내고, $\langle \bullet \rangle_n$ 는 모듈로 n 연산을 나타내며, $\text{diag}\{c\}$ 는 대각 엘리먼트(diagonal element)가 c로 정의되는 행렬의 대각 행렬을 나타낸다.
- [0022] 이하에서, ICAS 방식이 적용되는 경우 주파수 도메인에서 CFO 추정을 위한 클로즈드 폼의 해법을 제시하고, GCAS 방식이 적용되는 경우에도 적용 가능한 CFO 추정 방법 및 장치를 설명한다.
- [0023] **A. ICAS 방식에서 CFO 추정**
- [0024] 먼저, ICAS 방식이 적용되는 경우에 SAGE 기법을 이용하여 완전 신호(complete signal)를 추정하고 CFO를 추정하는 방법을 설명한다.
- [0025] N 개의 서브캐리어, N_g 개의 사이클릭 프리픽스(CP; cyclic prefix), K개의 이동 유닛(MU; Mobile Unit)을 갖는 OFDMA 시스템을 가정한다. 예를 들어, 데이터-에이디드(data-aided) CFO 추정에서, 파일럿들은 캐리어 할당 방법에 따라 각각의 MU에게 할당된다. 이때, 각각의 MU는 동일 개수의 파일럿($P = N/K$)을 가진다. 여기서, k-번째

MU가 갖는 파일럿 인덱스들을 $C_k = \{C_{0,k}, C_{1,k}, \dots, C_{P-1,k}\}$ 로 정의한다. 서브캐리어 스페이싱(spacing; 서브캐리어 간에 일정 간격을 두는 과정)에 의해 정규화되는(normalized) k-번째 MU의 CFO는 ε_k 로 표시된다. k-번째 MU의 타이밍 에러(timing error)는 μ_k 로 표시되는데, μ_{max} 가 최대 가능 타이밍 에러라면 $\mu_k \leq \mu_{max}$ 이다.

[0026] 타이밍 에러를 고려하여, k-번째 MU의 채널 임펄스 응답 벡터(channel impulse response vector)는 다음 수학식 1과 같이 표현될 수 있다.

수학식 1

$$\mathbf{h}_k = [0_{\mu_k}^T \quad \boldsymbol{\xi}_k^T \quad 0_{N_g - L_h - \mu_k}^T]^T$$

[0027]

[0028] 여기서, 실제 채널 $\boldsymbol{\xi}_k$ 는 $\boldsymbol{\xi}_k = [h_{0,k} \ h_{1,k} \ \dots \ h_{L_h-1,k}]^T$ 로 정의되는데 $h_{i,k}$ 는 독립적이고 고유하게 분포되는(i.i.d.; independent and identically distributed) 가우시안 랜덤 변수(Gaussian random Variable)로서 평균 값 0(zero)과 분산 값 $\sigma_{h_i}^2$ 를 갖는다. 또한, $0_{\mu_k}^T$ 는 엘리먼트의 개수가 μ_k 개인 영 벡터의 트랜스포즈 벡터를 나타낸다. 이때, L_h 는 실제 채널 $\boldsymbol{\xi}_k$ 의 길이를 나타내고, CP의 개수를 표현하는 N_g 는 k-번째 MU의 추정 채널 $\mathbf{h}_k$ 의 길이(length)를 나타내게 된다. 신뢰성 있는 추정을 위해서, $N_g \geq L_h + \mu_{max}$ 라 가정한다.

[0029] k-번째 MU의 전송된 신호는 $\mathbf{x}_k = [X_{0,k} \ X_{1,k} \ \dots \ X_{N-1,k}]^T$ 로 나타내는데, $X_{m,k}$ 는 $m \in \mathcal{C}_k$ 조건을 만족할 때 $|X_{m,k}|^2 = \varepsilon_X$ 이고 $m \in \mathcal{C}_k$ 조건을 만족하지 않을 때에는 $X_{m,k}$ 가 0의 값을 갖는, 일정 크기의(constant-magnitude) 변조 심볼로 표현된다. 또한, $N \times N$ 의 DFT(discrete Fourier Transform) 행렬 $\mathbf{F}$ 를 $\mathbf{F} = [\mathbf{f}_0 \ \mathbf{f}_1 \ \dots \ \mathbf{f}_{N-1}]$ 로 정의하면, $\mathbf{f}_i = \frac{1}{\sqrt{N}}[1 \ e^{-j\frac{2\pi i}{N}} \ \dots \ e^{-j\frac{2\pi i(N-1)}{N}}]^T$ 이다. 그리고, $\mathbf{F}_{N_g}$ 는 $\mathbf{F}_{N_g} = [\mathbf{f}_0 \ \mathbf{f}_1 \ \dots \ \mathbf{f}_{N_g-1}]$ 으로 정의한다.

[0030] 그러면, k-번째 MU의 시간 도메인 저대역 통과 등가 채널 출력(low pass equivalent channel output)은 다음 수학식 2와 같이 표현된다.

수학식 2

$$\mathbf{g}_k = \mathbf{F}^\dagger \mathbf{H}_k \mathbf{x}_k = \mathbf{A}_k \mathbf{h}_k$$

[0031]

[0032] 여기서, $\mathbf{A}_k$ 는 $\mathbf{A}_k \triangleq \sqrt{N} \mathbf{F}^\dagger \text{diag}\{\mathbf{x}_k\} \mathbf{F}_{N_g}$ 로 정의되는 테플리츠 행렬(Toeplitz matrix)이고, $\mathbf{H}_k$ 는

$\mathbf{H}_k = \text{diag}\{\mathbf{F}_{N_g} \mathbf{h}_k\} = \text{diag}\{H_{0,k}, H_{1,k}, \dots, H_{N-1,k}\}$ 로 표현되는 대각 행렬로서, 상기 $\mathbf{H}_k$ 의 i -번째 대각 성분(diagonal entry) $H_{i,k}$ 는 k -번째 MU의 i -번째 서브캐리어의 채널 이득을 나타낸다.

[0033] 따라서, 사이클릭 프리픽스(CP)가 제거된 수신 신호 벡터 $\mathbf{r} = [r_0 \ r_1 \ \dots \ r_{N-1}]^T$ 는 다음 수학적 식 3과 같이 표현된다.

수학적 식 3

$$\mathbf{r} = \sum_{k=0}^{K-1} \Gamma(\epsilon_k) \mathbf{g}_k + \mathbf{w} = \sum_{k=0}^{K-1} \Gamma(\epsilon_k) \mathbf{A}_k \mathbf{h}_k + \mathbf{w}$$

[0034]

[0035] 여기서, $\Gamma(\epsilon_k)$ 는 $\Gamma(\epsilon_k) = \text{diag}\{1, e^{j2\pi\epsilon_k/N}, \dots, e^{j2\pi\epsilon_k(N-1)/N}\}$ 로 표현되는 대각 행렬로써, 상기 대각 행렬의 성분들은 상응하는 CFO들의 위상 이동(phase shift)을 나타낸다. 또한, $\mathbf{w}$ 는 $\mathbf{w} = [w_0 \ w_1 \ \dots \ w_{N-1}]^T$ 로 표현되며 평균 0 과 공분산 행렬 $\sigma_w^2 \mathbf{I}_N$ 를 갖는 복소 가산 백색 가우시안 잡음(complex AWGN; complex additive white Gaussian noise)을 나타낸다.

[0036] SAGE 기법은 i -번째 반복에서 모든 파라미터 $\{\epsilon_0^{(i)}, \dots, \epsilon_{K-1}^{(i)}, \hat{\mathbf{h}}_0^{(i)}, \dots, \hat{\mathbf{h}}_{K-1}^{(i)}\}$ 를 동시에 갱신하는 대신에, k -번째 MU의 신호를 제외한 타 MU의 신호로 인한 간섭(즉, MAI)을 제거한 신호로부터 하나의 파라미터 세트 $(\epsilon_k^{(i)}, \hat{\mathbf{h}}_k^{(i)})$ 만을 갱신한다. 따라서, SAGE 기법은 모든 파라미터 세트를 한번 업데이트 하기 위해서 총 K 번의 반복(iteration)을 필요로 한다. 그리고, 각각의 상기 반복은 평균화 스텝(expectation step; E-Step)과 최대화 스텝(maximization step; M-Step)을 포함한다.

[0037] 수신 신호 중 다른 MU의 신호를 제거함으로써 다중 접속 간섭(MAI)이 제거된 신호를 완전 신호(complete signal)라 하면, 상기 완전 신호 $\mathbf{r}_k$ 를 $\mathbf{r}_k \triangleq \mathbf{r} - \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \Gamma(\epsilon_u) \mathbf{A}_u \mathbf{h}_u$ 으로 정의할 수 있는데, 상기 $\mathbf{r}_k$ 를 표현하는 식은 측정 데이터 $\mathbf{r}$ 및 $u \in \{0, 1, \dots, K-1\}$ 조건을 만족하는 u 에 대하여 미지의(unknown) 데이터 ϵ_u 및 $\mathbf{h}_u$ 을 포함한다. i -번째($i = 1, 2, \dots$) 반복에서의 SAGE 기법은 다음의 E-Step과 M-Step을 포함한다.

[0038] E-Step에서는 $k = \langle i-1 \rangle_K$ 에 대하여, $\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)}$ 로 표시되는 상기 완전 신호의 평균(expectation)을, 이전 반복(previous iteration)의 추정치(estimates) $\{\epsilon_u^{(i-1)}, \hat{\mathbf{h}}_u^{(i-1)}\}_{u=0}^{K-1}$ 에 근거하여 다음의 수학적 식 4와 같이 구한다. 여기서, 완전 신호의 평균(expectation)이란 채널 추정치와 CFO 추정치에 의해 산술적으로 구하는 완전 신호에 대한 일종의 예측치를 의미한다.

수학식 4

$$\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)} = \mathbf{r} - \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \Gamma(\hat{\epsilon}_u^{(i-1)}) \mathbf{A}_u \hat{\mathbf{h}}_u^{(i-1)}$$

[0039]

[0040] M-Step에서는 MAI 가 제거된 수신 신호에 근거하여, k-번째 MU에 대한 CFO(Carrier Frequency Offset) 및 채널 벡터의 추정을 다음 수학식 5와 같이 수행함으로써 추정치를 획득한다.

수학식 5

$$(\hat{\epsilon}_k^{(i)}, \hat{\mathbf{h}}_k^{(i)}) = \arg \min_{\tilde{\epsilon}_k, \tilde{\mathbf{h}}_k} \left\| \tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)} - \Gamma(\tilde{\epsilon}_k) \mathbf{A}_k \tilde{\mathbf{h}}_k \right\|^2$$

[0041]

[0042] 그리고, $u \neq k$ 인 u에 대하여 이전 반복의 추정치 $(\hat{\epsilon}_u^{(i-1)}, \hat{\mathbf{h}}_u^{(i-1)})$ 를 현재 반복의 추정치 $(\hat{\epsilon}_u^{(i)}, \hat{\mathbf{h}}_u^{(i)})$ 로 갱신한다.

[0043] 수학식 5의 최적화 문제는 다음의 수학식 6 및 수학식 7으로 계산될 수 있다.

수학식 6

$$\hat{\epsilon}_k^{(i)} = \arg \max_{\tilde{\epsilon}_k} (\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)})^\dagger \Gamma(\tilde{\epsilon}_k) \mathbf{A}_k \mathbf{V}_k \Gamma^\dagger(\tilde{\epsilon}_k) \tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)}$$

[0044]

수학식 7

$$\hat{\mathbf{h}}_k^{(i)} = \mathbf{V}_k \Gamma^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i)}) \tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)}$$

[0045]

[0046] 여기서, $\mathbf{V}_k$ 는 $\mathbf{V}_k = (\mathbf{A}_k^\dagger \mathbf{A}_k)^{-1} \mathbf{A}_k^\dagger$ 으로 표현되며, 선택적으로, 복잡도를 줄이기 위해 메모리에 미리 저장된 값이 사용될 수도 있다.

[0047] 그러나, 상기 수학식 6에서 보여지듯이, CFO 추정치 $\hat{\epsilon}_k^{(i)}$ 는 조건을 만족하는 값을 찾기 위한 그리드 씨치(grid search)에 의해 획득된다. 따라서, 이하에서 그리드 씨치가 필요없는 CFO 추정 방법을 설명한다.

[0048] 도 1은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기의 CFO 추정 방법을 예시하는 도면이다.

[0049] 100 단계에서, CFO 추정기는 SAGE 기법을 이용하여 MAI를 제거하여 완전 신호의 평균을 생성한다.

[0050] 110 단계에서, 상기 CFO 추정기는 상기 생성한 완전 신호의 평균을 FFT 변환하여 주파수 도메인의 신호로 변환한다.

[0051] 120 단계에서, 상기 CFO 추정기는 상기 완전 신호의 평균에 대하여 FFT 출력의 근사치를 획득하고, 상기 근사치

에서 수신 신호와 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 획득한다.

[0052] 130 단계에서, 상기 CFO 추정기는 상기 잔여 CFO를 이용하여, CFO를 추정한다.

[0053] 선택적으로, 상기 100 단계 내지 상기 130 단계는 K 개의 MU에 대한 CFO 추정을 위하여 K 번($k=1, 2, \dots, K$) 반복 수행될 수 있다(140)(즉, K-1번만큼 더 수행될 수 있다).

[0054] 선택적으로, 상기 K번 반복 수행되는 동작은 보다 양호한 추정치를 획득하기 위해 N_{iter} 번 반복 수행될 수 있다(150, 160)(즉, 총 $K * N_{iter}$ 번 반복 수행될 수 있다).

[0055] 이하에서, 상기 100 내지 160 단계에 대하여 자세히 설명한다.

[0056] 도 2는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기에 수신된 신호(r)의 MAI 제거 전 FFT 변환 출력을 예시하고 있다.

[0057] 각각의 MU(MU1, MU2, MU3, MU4)에게 할당된 서브캐리어가 화살촉 모양을 달리하여 실선으로 표시되어 있다. 모든 서브채널 이득이 동일하게 설정된다는 가정하에 각 MU가 지시하는 실선의 길이가 동일하게 표시되어 있다.

[0058] 도 3은 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기가 MAI를 제거(100)한 후 MU1에 대한 완전 신호의 평균의 FFT 변환 출력($\mathbf{R}_1^{(i)}$)를 도시하고 있다.

[0059] 즉, 실선으로 표시되는 MU1의 신호들(예를 들어, 306, 308, 310, 312)이 남아있고, 점선으로 표시되는 다른 MU들의 신호(예를 들어, 302, 304, 306)는 제거되었음을 도시하고 있다. 즉, 상기 CFO 추정기는 MU1의 신호를 제외한 타 MU의 신호를 제거하는 함으로써 MAI를 제거하여 완전 신호의 평균(expectation)을 생성한다(100). 또한, 점선 박스 내부의 작은 실선들(예를 들어, 308, 310, 312)은 다른 MU들의 서브캐리어 상에 존재하는 MU1의 누설(leakage) 신호를 나타낸다. 즉, 누설 신호(leakage signal)은 특정 서브캐리어의 신호가 타 서브캐리어에 흘러 들어가는 신호를 의미한다. 즉, ICAS 방식에서는 인접하는 서브캐리어가 타 MU에게 할당되므로, 상기 누설 신호에 대한 고려는 타 MU에게 할당된 서브캐리어에 대한 영향 성분을 고려하는 것과 동일하다.

[0060] 상기 CFO 추정기는 상기 완전 신호 평균에 대해 FFT 변환을 수행하여, 주파수 도메인의 신호로 변환한다(110).

[0061] 이어서, 상기 CFO 추정기는 수신된 신호와 누설 신호를 이용하여 클로즈드 폼으로 CFO를 표현하기 위하여, 우선

상기 수학식 4에서 추정된(estimated) 완전 신호의 평균(expectation) $\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)}$ 의 FFT(fast Fourier Transform) 출력의 근사치를 구한다(120).

[0062] $\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)}$ 의 FFT 출력은 다음 수학식 8과 같이 구해진다.

수학식 8

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)} &= \mathbf{F}\mathbf{\Gamma}^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)})\tilde{\mathbf{r}}_k^{(i)} \\ &= \mathbf{F}\mathbf{\Gamma}(\Delta\epsilon_k^{(i)})\mathbf{F}^\dagger\mathbf{d}_k + \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \mathbf{F}\mathbf{\Gamma}^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)})\mathbf{z}_u^{(i)} + \mathbf{F}\mathbf{\Gamma}^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)})\mathbf{w} \end{aligned}$$

[0063]

[0064] 여기서, $\mathbf{d}_k = \mathbf{H}_k\mathbf{x}_k$ 으로 표현되고, k-번째 MU의 잔여 CFO(residual CFO)를 나타내는 $\Delta\epsilon_k^{(i)}$ 는

$\Delta\epsilon_k^{(i)} \triangleq \epsilon_k - \hat{\epsilon}_k^{(i-1)}$ 으로 정의된다. 즉, 상기 잔여 CFO는 이전 반복에서의 CFO와 추정하고자 하는 CFO의 잔차(residual)을 의미한다. 또한, u-번째($u \neq k$) MU의 잔여 신호(residual signal)를 나타내는 $\mathbf{z}_u^{(i)}$ 는

$\Gamma(\epsilon_u)\mathbf{A}_u\mathbf{h}_u - \Gamma(\hat{\epsilon}_u^{(i-1)})\mathbf{A}_u\hat{\mathbf{h}}_u^{(i-1)}$ 으로 표현된다.

[0065] 이어서, 상기 CFO 추정기는 상기 구해진 근사치와 수신 신호 및 누설 신호를 이용하여 잔여 CFO를 획득한다 (120).

[0066] n-번째 서브캐리어에 의한 m-번째 서브캐리어에 대한 캐리어간 간섭(ICI)을 의미하는 $\Psi(n-m, \epsilon)$ 는 다음 수학적 식 9와 같이 정의할 수 있다.

수학적 식 9

$$\Psi(n-m, \epsilon) \triangleq \frac{1}{N} \exp \left(j\pi(n-m+\epsilon) \frac{N-1}{N} \right) \frac{\sin[\pi(n-m+\epsilon)]}{\sin[\pi(n-m+\epsilon)/N]}$$

[0067]

[0068] 그러면, $m \neq n$ 인 (m, n)-번째 엘리먼트는 $\Psi(n-m, \Delta\epsilon_k^{(i)})$ 이고, $m=n$ 인 엘리먼트는 0 인 $N \times N$ 행렬 $\mathbf{T}_k$ 를 정의할 수 있다. 상기 $\mathbf{T}_k$ 를 수학적 식 8의 두 번째 식 전단부에 적용하여,

$$\mathbf{F}\Gamma(\Delta\epsilon_k^{(i)})\mathbf{F}^\dagger\mathbf{d}_k = \Psi(0, \Delta\epsilon_k^{(i)})\mathbf{d}_k + \mathbf{T}_k\mathbf{d}_k$$

[0069] 를 구할 수 있다. 따라서, 수학적 식 8은 다음 수학적 식 10과 같이 표현될 수 있다.

수학적 식 10

$$\bar{\mathbf{r}}_k^{(i)} = \Upsilon(\Delta\epsilon_k^{(i)})\mathbf{d}_k + \mathbf{I}_k^{(i)} + \mathbf{M}_k^{(i)} + \mathbf{W}_k^{(i)}$$

[0070]

[0071] 여기서, $\Upsilon(\epsilon)$ 는 $\Upsilon(\epsilon) \triangleq \Psi(0, \epsilon)$ 으로 정의되고, k-번째 MU의 캐리어간 간섭(ICI) 벡터를 나타내는 $\mathbf{I}_k^{(i)}$ 는 $\mathbf{I}_k^{(i)} = \mathbf{T}_k\mathbf{d}_k$ 으로 표현된다. MAI 벡터를 나타내는 $\mathbf{M}_k^{(i)}$ 는 $\sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \mathbf{F}\Gamma^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)})\mathbf{z}_u^{(i)}$ 으로 표현되고, AWGN 벡터를 나타내는 $\mathbf{W}_k^{(i)}$ 는 $\mathbf{W}_k^{(i)} = \mathbf{F}\Gamma^\dagger(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)})\mathbf{w}$ 으로 표현된다.

[0072] 그러면, 잔여 CFO $\Delta\epsilon_k^{(i)}$ 를 수신된 신호 및 누설 신호를 이용하여 표현할 수 있게 된다. 상기 수학적 식 10을 확장하기 위하여, $\bar{\mathbf{r}}_k^{(i)}$, $\mathbf{d}_k$, $\mathbf{I}_k^{(i)}$, $\mathbf{M}_k^{(i)}$, $\mathbf{H}_k$, 및 $\mathbf{W}_k^{(i)}$ 의 m-번째 엘리먼트를 각각 $R_{m,k}^{(i)}$, $D_{m,k}$, $I_{m,k}^{(i)}$, $M_{m,k}^{(i)}$, $H_{m,k}$, 및 $W_{m,k}^{(i)}$ 으로 정의한다.

[0073] 도 3에서 가장 큰 실선(306)과 두 번째로 큰 실선(308)에 대응되는 $R_{m,k}^{(i)}$ 와 $R_{m+1,k}^{(i)}$ 를 고려한다.

[0074] 우선, $R_{m,k}^{(i)}$ 는 다음의 수학적 식 11로 표현된다.

수학식 11

$$R_{m,k}^{(i)} = \frac{1}{N} \frac{\sin(\pi \Delta \epsilon_k^{(i)})}{\sin(\pi \Delta \epsilon_k^{(i)}/N)} \exp \left(j \pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k} + V_{m,k}^{(i)}$$

$$\approx \text{sinc}(\Delta \epsilon_k^{(i)}) \exp \left(j \pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k}$$

[0075]

[0076] 여기서, $V_{m,k}^{(i)} = I_{m,k}^{(i)} + M_{m,k}^{(i)} + W_{m,k}^{(i)}$ 이고, $\text{sinc}(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x}$ 이다. 상기 수학식 11의 두 번째 식은, 상기 수학식 11의 첫 번째 식에서 우변의 $V_{m,k}^{(i)}$ 가 우변의 첫 번째 부분 $\left(\frac{1}{N} \frac{\sin(\pi \Delta \epsilon_k^{(i)})}{\sin(\pi \Delta \epsilon_k^{(i)}/N)} \exp \left(j \pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k} \right)$ 보다 매우 작다는 가정 및 $\pi \Delta \epsilon_k^{(i)}/N \ll 1$ 라는 가정에 도출된다.

[0077] 둘째로, $R_{m+1,k}^{(i)}$ 는 다음의 수학식 12로 표현된다.

수학식 12

$$R_{m+1,k}^{(i)} = \Psi(-1, \Delta \epsilon_k^{(i)}) D_{m,k} + U_{m+1,k}^{(i)}$$

[0078]

[0079] 여기서, $U_{m+1,k}^{(i)}$ 는 $U_{m+1,k}^{(i)} = \tilde{I}_{m+1,k}^{(i)} + M_{m+1,k}^{(i)} + W_{m+1,k}^{(i)}$ 이고, $\tilde{I}_{m+1,k}^{(i)}$ 는 $\tilde{I}_{m+1,k}^{(i)} = \sum_{v \in \mathcal{C}_k \setminus m} \Psi(v - m - 1, \Delta \epsilon_k^{(i)}) D_{v,k}$ 이다.

[0080] 다음으로, $R_{m-1,k}^{(i)}$ 와 $R_{m+1,k}^{(i)}$ 간의 차이인 $Y_{m,k}^{(i)}$ 를 정의한다.

[0081] 상기 $Y_{m,k}^{(i)}$ 는 다음의 수학식 13과 같이 근사값으로 표현될 수 있다.

수학식 13

$$Y_{m,k}^{(i)} \approx 2 \exp \left(j \pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k} \Delta \epsilon_k^{(i)} + \Delta U_{m,k}^{(i)}$$

[0082]

[0083] 여기서, $\Delta U_{m,k}^{(i)} = U_{m-1,k}^{(i)} - U_{m+1,k}^{(i)}$ 이다. 그리고, 상기 수학식 13의 근사값은 $\Delta \epsilon_k^{(i)}$ 값이 작아짐에 따라서 더 정확하게 됨을 주목해야 한다.

[0084] 상기 수학식 11의 $R_{m,k}^{(i)}$ 를 이용함으로써, 상기 차이 $Y_{m,k}^{(i)}$ 는 다음의 수학식 14와 같이 표현된다.

수학식 14

$$Y_{m,k}^{(i)} \approx R_{m,k}^{(i)} \frac{2\Delta\epsilon_k^{(i)}}{\text{sinc}(\Delta\epsilon_k^{(i)})} + \Delta U_{m,k}^{(i)}$$

[0085]

[0086] 그리고 상기 수학식 14는 다음 수학식 15와 같이 벡터 폼(form)의 방정식으로 표현된다.

수학식 15

$$\mathbf{y}_k^{(i)} \approx \mathbf{s}_k^{(i)} \frac{2\Delta\epsilon_k^{(i)}}{\text{sinc}(\Delta\epsilon_k^{(i)})} + \Delta \mathbf{U}_k^{(i)}$$

[0087]

[0088] 여기서, $\mathbf{y}_k^{(i)} = [Y_{c0,k}^{(i)} \cdots Y_{cP-1,k}^{(i)}]^T$ 이고, $\mathbf{s}_k^{(i)} = [R_{c0,k}^{(i)} \cdots R_{cP-1,k}^{(i)}]^T$ 이고, $\Delta \mathbf{U}_k^{(i)} = [\Delta U_{c0,k}^{(i)} \Delta U_{c1,k}^{(i)} \cdots \Delta U_{cP-1,k}^{(i)}]^T$ 이다. 상기 $\mathbf{s}_k^{(i)}$ 는 k-번째 MU에 할당된 서브캐리어 상의 수신 신호 벡터로서, 선택적으로 상기 수신 신호는 트레이닝 시퀀스(training sequence) 신호(즉, 파일럿 신호(pilot signal))등이 될 수 있다.

[0089] 여기서, 간단한 표기를 위하여 $Y_{cl,k}^{(i)}$ 를 $Y_{cl,k,k}^{(i)}$ 으로, $R_{cl,k}^{(i)}$ 를 $R_{cl,k,k}^{(i)}$ 으로, $\Delta U_{cl,k}^{(i)}$ 를 $\Delta U_{cl,k,k}^{(i)}$ 으로 각각 정의한다.

[0090] 정확한 추정 에러를 알지 못하기 때문에 상기 수학식 12에서 캐리어간 간섭(ICI) $\tilde{I}_{m+1,k}^{(i)}$ 및 다중 접속 간섭(MAI) $M_{m+1,k}^{(i)}$ 을 계산하는 것은 매우 어려운 문제이다. 그러나, SAGE 기법의 반복회수가 충분하다면 상기 ICI 및 상기 MAI는 SAGE 기법에 의해 충분히 억제될 수 있다. 따라서, $\Delta \mathbf{U}_{k,1}^{(i)}$ 는 평균 0과 공분산 행렬 $\mathbf{C} = 2\sigma_w^2 \mathbf{I}_P$ 을 갖는 복소수 가우시안 랜덤 벡터(complex Gaussian random vector)로 정의될 수 있다.

[0091] 나아가, 상기 수학식 15에 포함된 바이어스 텀(bias term; 1로부터 편향된 값을 갖는 식) $\text{sinc}(\Delta\epsilon_k^{(i)})$ 을 1로 취급할 수 있는데, $\Delta\epsilon_k^{(i)}$ 이 감소함에 따라서, 상기 $\text{sinc}(\Delta\epsilon_k^{(i)})$ 는 1에 매우 근접하게 되기 때문이다.

[0092] 따라서, 상기 CFO 추정기는 다음의 수학식 16과 같이 정리된 식에 따라 잔여 CFO를 구할 수 있다(120).

수학식 16

$$\Delta\hat{\epsilon}_k^{(i)} = \frac{\Re\{(\mathbf{s}_k^{(i)})^\dagger \mathbf{y}_{k,1}^{(i)}\}}{2\|\mathbf{s}_k^{(i)}\|^2}$$

[0093]

[0094] 즉, 누설 신호를 이용하여 구해지는 차이 (y)와 수신 신호(s)를 이용하여 잔여 CFO를 구할 수 있게 된다. 여기서, 수신 신호는 누설 신호에 상대적인 개념으로써, k -번째 MU에 할당된 서브캐리어를 통해 수신된 신호(즉, 트레이닝 시퀀스 신호)를 의미한다.

[0095] 결과적으로, 앞서 설명한 SAGE 기법에서의 M-Step은 다음 수학적 식 17으로 대체될 수 있다.

수학적 식 17

$$\hat{\epsilon}_k^{(i)} = \hat{\epsilon}_k^{(i-1)} + \Delta \hat{\epsilon}_k^{(i)}$$

[0096]

[0097] 여기서, 상기 CFO 추정기는 수학적 식 17을 이용하여 CFO 를 추정한다(130). 상기 $\Delta \hat{\epsilon}_k^{(i)}$ 는 상기 수학적 식 16에 의해 구해지므로, 상기 CFO는 상기 잔여 CFO $\Delta \hat{\epsilon}_k^{(i)}$ 를 이용하여 CFO를 추정할 수 있다(130).

[0098] 그러면, 상기 수학적 식 7에서의 채널 추정은 CFO 추정치 $\hat{\epsilon}_k^{(i)}$ 에 근거하여 수행된다. 따라서, 본 발명이 제안하는 개선된 SAGE 알고리즘은 상기 수학적 식 6과 같은 소모적인 계산을 요하는 그리드 씨치를 피할 수 있다. 따라서, CFO 추정에 있어서 실질적인 복잡도의 감소를 달성할 수 있다.

[0099] 선택적으로, 상기 CFO 추정기는 타 MU에 관한 완전 신호 평균과, CFO 추정을 위해 상기 100 단계 내지 130 단계를 MU의 수 K 번 만큼 반복하여 수행할 수도 있다. 상기 반복 수행은 140 단계로 표시된 판단 과정에 의해 수행될 수 있다. 이때, 다음 반복에서의 정확한 추정을 위하여, 상기 CFO 추정 결과에 따른 채널 추정과 신호 재생 동작이 추가로 수행될 수 있을 것이다.

[0100] 선택적으로, 상기 CFO 추정기는 상기 추정된 결과로부터 더 양호한 추정치를 획득하기 위하여 K 번의 반복 연산을 N_{iter} 번 만큼 반복하여 수행할 수 있다. 즉, 150 단계에서 반복회수 i 를 증가 시키고, 160 단계에서 i 가 반복회수 N_{iter} 과 동일한지 여부를 검사하여 전체 $K * N_{\text{iter}}$ 번의 반복을 수행할 수 있다. 여기서, N_{iter} 는 전체 MU의 수 K 에 의해 정규화된 반복 회수를 나타낸다.

[0101] B. GCAS 방식에서 CFO 추정

[0102] 이어서, GCAS 방식이 적용되는 경우에 SAGE 기법을 이용하여 완전 신호를 추정하고 CFO를 추정하는 방법을 설명한다.

[0103] 상기하였듯이, ICAS 방식과 같이 하나의 MU에 할당된 두 개의 서브캐리어(예를 들어, 파일럿 톤이 할당된 서브캐리어) 사이의 간격이 크다는 가정하에서 주파수 도메인에서의 CFO 추정기의 해(solution)를 클로즈드 폼으로 설명하는 것이 가능하다. 또한, SAGE 기법으로 ICI 및 MAI를 억제하는 것이 가능하므로 상기의 CFO 추정기를 이용하여 잔여 CFO를 획득할 수도 있다. 그러나, 이러한 CFO 추정 방법은 GCAS 방식과 같이 인접하는 서브캐리어가 하나의 MU에게 할당되는 방식에서는 누설 신호를 적절히 고려하지 못함으로 인하여 높은 SNR에서 낮은 CFO 추정 성능을 보여 줄 수도 있다.

[0104] 따라서, 본 발명의 바람직한 실시예는 GCAS 방식과 같이 인접하는 둘 이상의 서브캐리어가 하나의 MU에 할당되는 경우에도 누설 신호를 적절히 고려할 수 있도록, 상기 120 단계에서, 완전 신호 평균을 두 부분으로 나누어 누설 신호를 계산하고 잔여 CFO를 계산하는 방식으로 수행될 수도 있다.

[0105] C_k 의 b -사이클릭 시프팅 세트를 $C_k^{[b]}$ 라 표시하고, $C_k^{[b]}$ 의 1-번째 엘리먼트를 $c_{i,k}^{[b]} = \langle c_{i,k} + b \rangle_N$ 로 정의

하면, 상기 도 3에서와 같은 ICAS 방식에서는 $C_k \cap C_k^{[\pm 1]} = \phi$ 조건이 항상 만족된다. 즉, 인접하는 서브 캐리어는 하나의 MU(k -번째 MU)에게 할당되지 않는다. 반면에, GCAS 방식이 적용되면, 이러한 조건은 더 이상 만족되지 않는다.

[0106] 도 4는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기가 GCAS 방식에서 수신신호를 FFT 변환하여 출력한 신호를

도시한다.

[0107] GCAS 방식에서는 도 4(a)에서 보여지는 바와 같이 하나의 MU(MU1)에 인접하는 3 개의 서브캐리어(예를 들어, 400, 402, 404))가 할당될 수도 있다.

[0108] 예를 들면, 도 4(a)가 도시하는 바와 같이, 상기 MU1에 할당된 인덱스 세트 C_k 가 $C_{m,k}$ (406이 지시하는 서브캐리어에 대응)와 $C_{m+1,k}$ (408이 지시하는 서브캐리어에 대응)를 포함하면, 상기 수학적 식 13은 다음 수학적 식 18과 같이 수정된다.

수학적 식 18

[0109]
$$Y_{m,k}^{(i)} \approx 2 \exp \left(j\pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k} \Delta \epsilon_k^{(i)} + \Delta U_{m,k}^{(i)} + \Upsilon(\Delta \epsilon_k) D_{m+1,k}$$

[0110] 여기서, $\Upsilon(\Delta \epsilon_k) D_{m+1,k}$ 는 상기 누설 $2 \exp \left(j\pi \Delta \epsilon_k^{(i)} \frac{N-1}{N} \right) D_{m,k} \Delta \epsilon_k^{(i)}$ 에 나쁜 영향을 주고, 이는 CFO 추정기의 추정 성능을 낮추는 원인이 될 수 있다.

[0111] 상기 $\Upsilon(\Delta \epsilon_k) D_{m+1,k}$ 를 $Y_{m,k}^{(i)}$ 에서 제거하기 위하여, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정기는 추정되는(estimated) 완전 신호(r)의 평균을 두 부분(또는 그룹)으로 나눈다. 상기 두 부분은 $\tilde{\mathbf{r}}_{k,l}^{(i)}$ ($l = 1, 2$)으로 표시할 수 있는데, 상기 두 부분의 FFT 결과는 도 4(b), (c)에 도시되는 바와 같다.

[0112] 즉, 도 4(b), (c)에 도시된 바와 같이 인접하지 않는(바로 옆에 위치하지 않는) 서브캐리어 그룹이 하나의 MU(즉, MU1)에 할당되도록 상기 완전 신호 평균을 두 부분으로 나누고, 상기 두 부분에 대한 완전 신호를 고려하여 잔여 CFO를 획득한다. 상기 두 부분 중, 도 4(b)로 표시된 부분에서는(예를 들어)인접하지 않는 서브캐리어 400, 404, 406의 수신 신호와 상기 수신 신호에 의한 누설 신호를 고려하고, 도 4(c)에서는(예를 들어)인접하지 않는 서브 캐리어 402, 408의 수신 신호와 상기 수신 신호에 의한 누설 신호를 고려한다. 누설 신호(leakage signal)은 특정 서브캐리어의 신호가 타 서브캐리어에 흘러 들어가는 신호를 의미한다. ICAS 방식과 달리, GCAS 방식에서는 서로 인접하는(즉, 바로 옆에 위치하는) 둘 이상의 서브캐리어가 하나의 MU에게 할당될 수도 있으므로, 이 경우 상기 누설 신호는 동일한 MU에게 할당된 다른 서브캐리어에 대한 영향 성분을 고려할 수도 있다.

[0113] $\tilde{\mathbf{r}}_{k,l}^{(i)}$ 을 추정하기 위하여, E-Step에서의 상기 수학적 식 4를 수정하면 다음 수학적 식 19와 같다.

수학적 식 19

[0114]
$$\tilde{\mathbf{r}}_{k,q}^{(i)} = \mathbf{r} - \sum_{u=0, u \neq k}^{K-1} \Gamma(\hat{\epsilon}_u^{(i-1)}) \mathbf{A}_u \hat{\mathbf{h}}_u^{(i-1)} - \Gamma(\hat{\epsilon}_k^{(i-1)}) \mathbf{A}_{k, \langle q \rangle 2+1} \hat{\mathbf{h}}_k^{(i-1)} \quad \text{for } q = 1, 2$$

[0115] 여기서, $\mathbf{A}_{k,q}$ 는 $\sqrt{N} \mathbf{F}^\dagger \text{diag}\{\mathbf{x}_{k,q}\} \mathbf{F}_{N_q}$ 로 정의되고, $\mathbf{x}_k = \mathbf{x}_{k,1} + \mathbf{x}_{k,2}$ 이다. 또한, $\mathbf{x}_{k,q}$ 는 $C_{k,1} \cup C_{k,2} = C_k$ 조건과 $C_{k,1} \cap C_{k,2}^{[\pm 1]} = \phi$ 조건을 만족시키는 어떠한 $C_{k,q}$ 에 의해서도 결정될 수 있다.

[0116] 따라서, $\tilde{\mathbf{r}}_{k,1}^{(i)}$ 및 $\tilde{\mathbf{r}}_{k,2}^{(i)}$ 의 FFT 결과로부터 길이가 P인 $\mathbf{s}_k^{(i)}$ 와 $\mathbf{y}_k^{(i)}$ 를 얻을 수 있고, 상기 $\mathbf{s}_k^{(i)}$ 와 $\mathbf{y}_k^{(i)}$ 를 이용하여 상기 수학식 16에 따라 잔여 CFO를 구하고, 상기 구한 잔여 CFO를 이용하여 상기 수학식 17에 따라 CFO를 추정할 수 있다. 따라서, $\tilde{\mathbf{r}}_{k,1}^{(i)}$ 및 $\tilde{\mathbf{r}}_{k,2}^{(i)}$ 를 위한 두 개의 E-Step을 수행하기만 하면, 추가적인 수정이 없이도 CFO 추정을 수행할 수 있다.

[0117] 도 5는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 CFO 추정 장치의 구성을 예시하는 도면이다.

[0118] CFO 추정 장치(500)은 신호를 수신하는 신호 수신기(502)와 상기 수신된 신호를 이용하여 CFO를 추정하는 CFO 추정기(504)를 포함한다.

[0119] 상기 신호 수신기(502)는 신호를 수신하여 CFO 추정기(504)에 전달하는 역할을 수행한다. 상기 신호 수신기(502)가 수신하는 신호는 예를 들어, 트레이닝 시퀀스(training sequence) 신호 또는 파일럿 신호(pilot signal)과 같이 주파수 오프셋에 이용되는 모든 종류의 신호를 수신할 수 있다.

[0120] 상기 CFO 추정기(504)는 상기 도 1 내지 도 4를 통해 설명한 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 추정 방법을 수행한다.

[0121] 상기 CFO 추정 장치(500)는 OFDMA 시스템에 존재하는 기지국이 구비하는 장치가 될 수도 있고, 사용자 단말(User Equipment)이 구비하는 장치가 될 수도 있다. 즉, CFO 추정을 위한 어떠한 장치에도 포함될 수 있다.

[0122] 상기 CFO 추정 장치(500)는 상기 신호 수신기(502) 및 CFO 추정기(504)외에도 신호 송신을 위한 구성, MAI 완화를 위한 구성, 채널 추정을 위한 구성 등을 더 구비할 수도 있음은 물론이다. 그러나, 이러한 구성들에 대한 설명은 본 발명의 본질을 흐릴 수 있으므로 자세한 설명을 생략한다.

표 1

	복소수 곱셈 연산의 수
CSAGE	$N_{\text{iter}}K(2NN_g + 2N + N_g^2 + G(NN_g + N_g^2 + N + N_g))$
LSAGE-I	$N_{\text{iter}}K(2NN_g + 3N + N_g^2 + \frac{N}{2} \log_2 N + \frac{3}{2}P)$
LSAGE-II	$N_{\text{iter}}K(3NN_g + 5N + N_g^2 + N \log_2 N + 3P)$

[0124] 표 1은 종래의 SAGE 기법(CSAGE)과 본 발명에 따른 CFO 추정 방법의 복잡도를 비교 설명한다.

[0125] 단순화를 위하여, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 ICAS 방식의 저-복잡도 SAGE 알고리즘을 LSAGE-I 로 칭하고, GCAS 방식을 위해 개선된 SAGE 알고리즘을 LSAGE-II 로 칭한다.

[0126] 여기서, N_{iter} 는 K로 정규화된 반복 회수를 나타내고, G는 그리드 포인트의 수를 나타낸다. P는 각 MU에 할당된 파일럿의 수를 나타낸다.

[0127] 상기 수학식 16으로부터 LSAGE-I 방법에 따른 CFO 추정기의 복소수 곱의 회수는 단지 $\frac{3}{2}P$ 임을 알 수 있다. 반면에, CSAGE 의 CFO 추정기는 $G(NN_g + N_g^2 + N + N_g)$ 의 회수를 필요로 한다. 예를 들어, $N = 256$, $N_g = N/16$, $P = 64$, $B = 3$ 그리고 $G = 101$ 일 때, LSAGE-I의 계산 복잡도는 CSAGE, LSAGE-II에 비해 각각 2.2%, 64 % 이다. 즉, LSAGE-I의 계산 복잡도는 종래 방식의 1/45 수준이다.

[0128] 결과적으로, 본 발명이 제안하는 SAGE 알고리즘은 실질적으로 복잡도를 줄일 수 있음을 보여주고 있다.

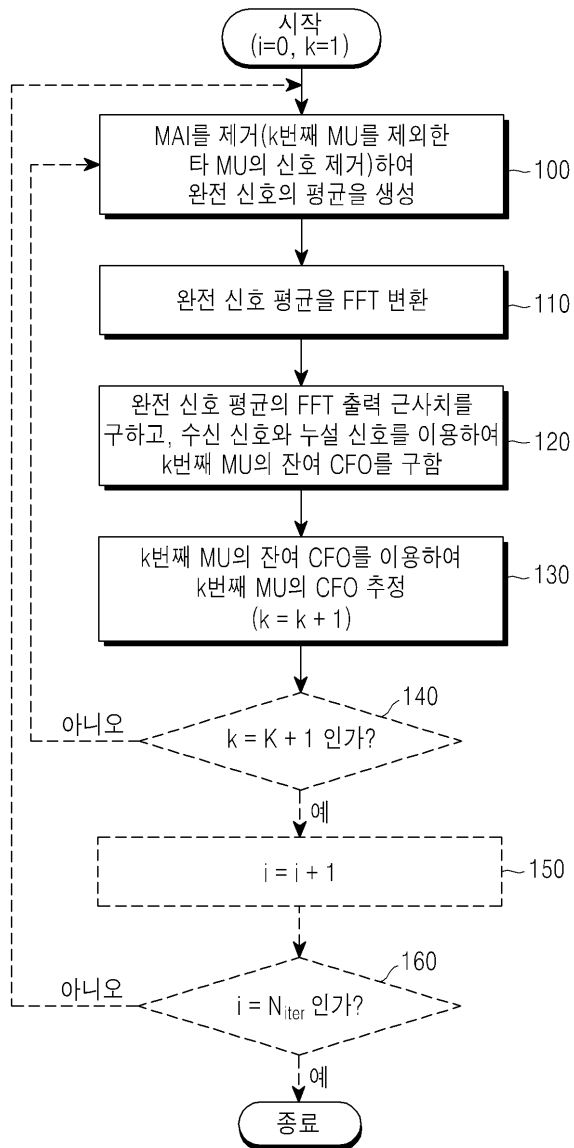
[0129] 도 6 내지 도 8을 통해 본 발명에 따른 개선된 SAGE 알고리즘의 성능을 256개의 서브캐리어를 이용하는 OFDMA 상향링크 시스템에서 다른 SAGE 알고리즘과 비교하여 설명한다.

- [0130] 서로 독립적인 것으로 가정되는 각각의 MU 들의 채널 응답을 생성하도록 8 개의 경로($L_h=8$)를 갖는 하이퍼랜 /2(HIPERLAN/2) 채널 모델이 적용되었다. 모든 MU들의 지연은 간격이 $\mathcal{D} = [0, 8]$ 인 균일 분포로부터 독립적으로 선택되었고, N_g 는 16으로 설정되었다. 또한, 모든 MU들의 CFO는 $[-0.5, 0.5]$ 범위의 균일 분포로부터 독립적으로 선택되었다. K, P, 및 N_{iter} 는 4, 64, 7로 각각 설정되었다. GCAS 방식에서 서브캐리어들은 각 MU에 랜덤하게 할당된다. 10^{-3} 의 정확도를 달성하기 위하여 CSAGE 에서 그리드 포인트의 수 G는 $[-0.5, 0.5]$ 범위를 넘어 101로 선택되었다.
- [0131] 도 6은 20dB의 SNR에서 여러 SAGE 방법에 따른 CFO 추정기의 평균 제곱 오차(MSE; Mean Square Error)를 보여 주고 있다.
- [0132] CSAGE 기법은 가장 빠른 수렴 속도를 보여주는데, LSAGE-II의 성능이 CSAGE에 비해 약간 우수한 것을 확인할 수 있다.
- [0133] 보여지다시피, GCAS 에서 LSAGE-II가 LSAGE-I에 비해 상대적으로 양호한 성능과 빠른 수렴 속도를 내고 있음을 알 수 있다. 따라서, 바람직하게는, GCAS에서는 LSAGE-I 대신에 LSAGE-II 가 적용될 수 있다.
- [0134] 도 7은 SNR 구간에 따라서 여러 SAGE 방법에 따른 CFO 추정의 MSE 변화를 보여준다.
- [0135] 도 8은 SNR 구간에 따라서 여러 SAGE 방법에 따른 채널 추정의 MSE 변화를 보여준다.
- [0136] 채널 추정기의 MSE는 $\frac{1}{KN_g} \mathbb{E}[\sum_{k=0}^{K-1} \|\mathbf{h}_k - \hat{\mathbf{h}}_k\|^2]$ 로 정의된다. CSAGE를 적용하는 경우, CFO의 MSE 와 채널 추정기의 MSE가 나타내는 커브들은 높은 SNR에서 포화됨을 알 수 있다. 따라서, CSAGE는 높은 SNR에서 성능상의 손실을 방지하기 위해서 그리드 포인트의 수를 늘려야 한다.
- [0137] 도 7에서 보여지듯이 LSAGE-II 는 이론적 최적치인 평균 크레머 라오 경계(average CRB; average Cramer Rao bound)에 근접하면서도 높은 SNR 영역에서 종래의 방법에 비해 높은 성능을 내고 있다.
- [0138] LSAGE-II는, 도 7에서 보여지듯이, CFO 추정기의 MSE에 있어서 낮은 SNR에서 CSAGE에 비해 약간 높은 값을 갖지만, 도 8에서 보여지듯이, 채널 추정기의 MSE에 있어서는 낮은 SNR 에서도 CSAGE 와 거의 동일한 값을 보여주고 있다.
- [0139] 이러한 결과는, 높은 SNR에서는 영향력이 우세한 ICI 및 MAI가 낮은 SNR에서 잡음에 의해 마스킹(masking)된다는 사실에 의해 설명된다.
- [0140] 결론적으로, 본 발명이 제안하는 방식은, 전체의 SNR 범위에서 GCAS 방식의 각 반복에서 현저하게 감소된 복잡도를 가지면서도 CRB에 접근할 수 있다.
- [0141] 본 발명에 따른 알고리즘은 CFO로 인한 누설에 근거하며, 각 MU의 추정 완전 신호의 평균에 대한 FFT 출력의 근사 모델을 이용한다. 따라서, 제안하는 CFO 추정기는 주파수 도메인에서 클로즈드 폼으로 표현될 수 있고, 이는 성능의 손실을 최소화 하면서도 그리드 씨치로 인한 계산상의 부담 없이 CFO의 추정을 가능케 한다. 시뮬레이션 결과는 본 발명의 실시예에 따른 수정된 SAGE 알고리즘이 현저하게 감소된 복잡도로도 전체의 SNR 영역에서 CRB 에 접근함과 CAS 방식에 관계없이 적은 반복을 필요로 함을 보여준다.
- [0142] 상기 도 1 및 도 5가 예시하는 동작 또는 장치의 구성도는 본 발명의 권리범위를 한정하기 위한 목적이 아님을 유의해야 한다. 즉, 상기 도 1이 설명하는 동작들은 본 발명에 따른 CFO 추정 장치가 동작하는 구성을 예시하는 것일 뿐이며, 반드시 모든 과정이 포함되어야 구현 가능함을 한정하거나, 특정 연산 또는 알고리즘에 의해 개별적으로 수행되어야만 함을 한정하지 않는다.
- [0143] 앞서 설명한 동작들은 해당 프로그램 코드를 저장한 메모리 장치를 CFO 추정 장치 내의 임의의 구성부에 구비함으로써 실현될 수 있다. 즉, 신호 수신기(502) 또는 CFO 추정기(504)는 메모리 장치 내에 저장된 프로그램 코드를 프로세서 혹은 CPU(Central Processing Unit)에 의해 읽어내어 실행함으로써 앞서 설명한 동작을 실행할 수 있다.
- [0144] 한편 본 발명의 상세한 설명에서는 구체적인 실시 예에 관해 설명하였으나, 본 발명의 범위에서 벗어나지 않는 한도 내에서 여러 가지 변형이 가능함은 물론이다. 그러므로 본 발명의 범위는 설명된 실시 예에 국한되어 정해

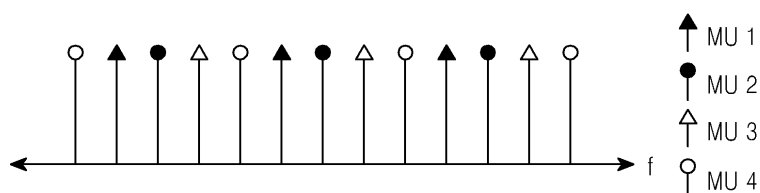
저서는 안되며 후술하는 특허청구의 범위뿐만 아니라 이 특허청구의 범위와 균등한 것들에 의해 정해져야 한다.

도면

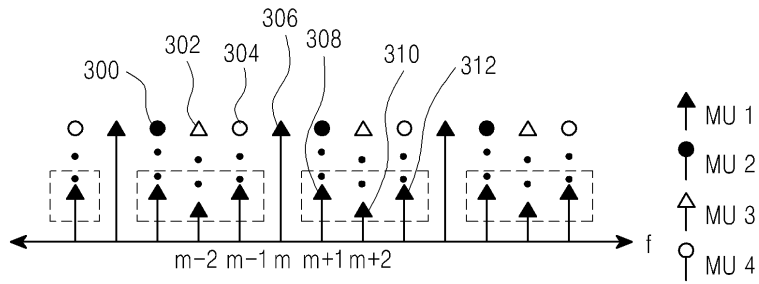
도면1



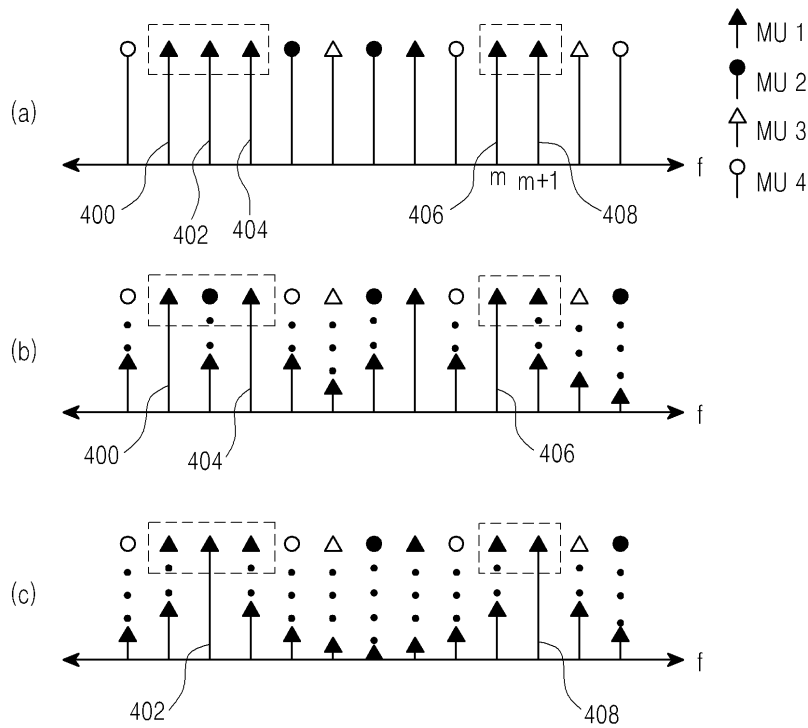
도면2



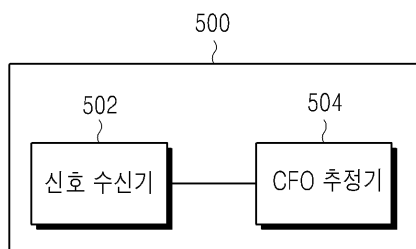
도면3



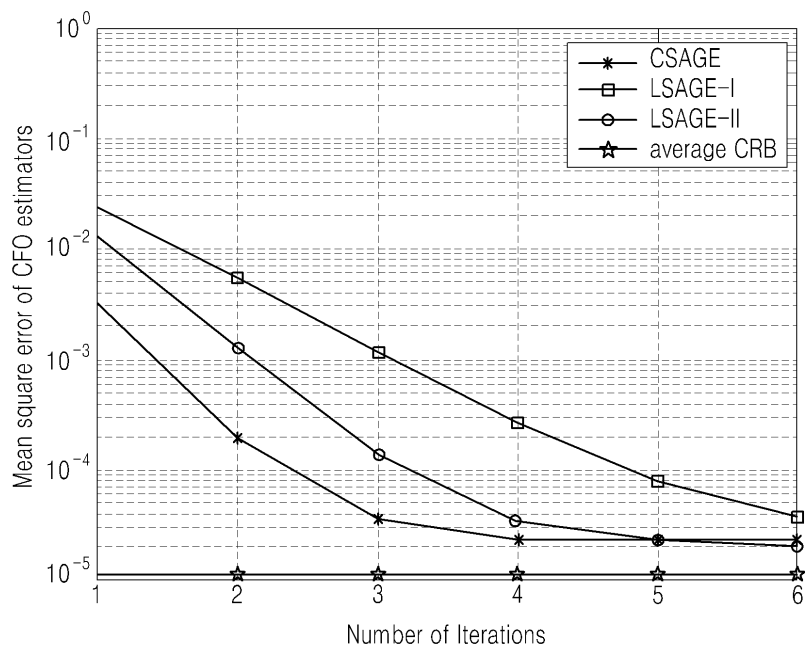
도면4



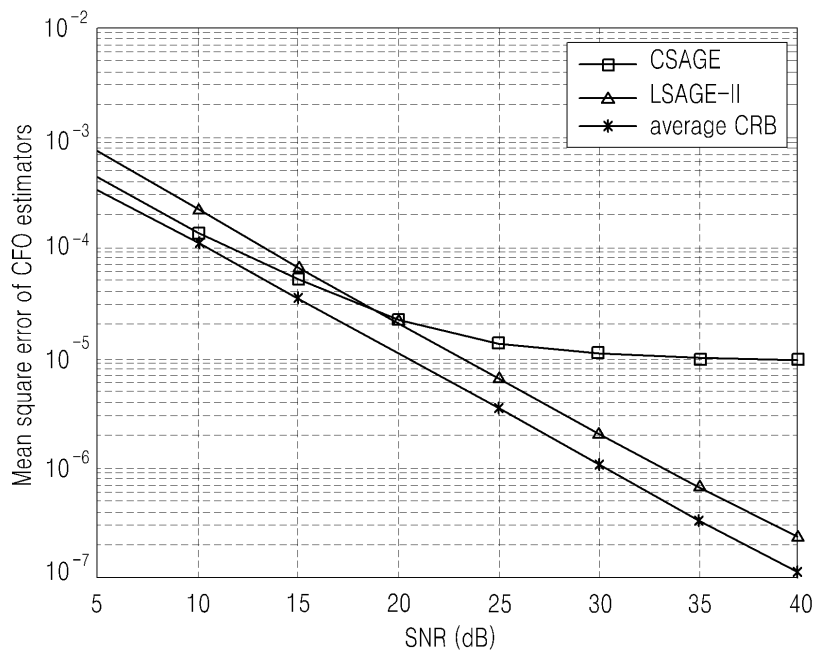
도면5



도면6



도면7



도면8

