(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2014년06월24일
(11) 등록번호 10-1411245
(24) 등록일자 2014년06월17일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04W 52/14 (2009.01) *H04W 52/24* (2009.01)
(21) 출원번호 10-2012-7017019
(22) 출원일자(국제) 2010년09월23일
심사청구일자 2012년06월29일
(85) 번역문제출일자 2012년06월29일
(65) 공개번호 10-2012-0099107
(43) 공개일자 2012년09월06일
(86) 국제출원번호 PCT/US2010/050018
(87) 국제공개번호 WO 2011/068586
국제공개일자 2011년06월09일
(30) 우선권주장
12/630,673 2009년12월03일 미국(US)
(56) 선행기술조사문헌
KR1020090121323 A*
US20080032732 A1*
*는 심사관에 의하여 인용된 문헌

(73) 특허권자
인텔 코오퍼레이션
미합중국 캘리포니아 95052 산타클라라 미션 칼리지 블러바드 2200
(72) 발명자
양, 룽젠
중국 200240 상하이 넘버 99 징구 이스트 로드 31 룸 28-1401
구안, 웨이
미국 20783 메릴랜드주 하이아츠빌 에이피티. 11 아델피 로드 7702
인, 후준
미국 95070 캘리포니아주 사라토가 스프린거 애비뉴 14315
(74) 대리인
백만기, 양영준

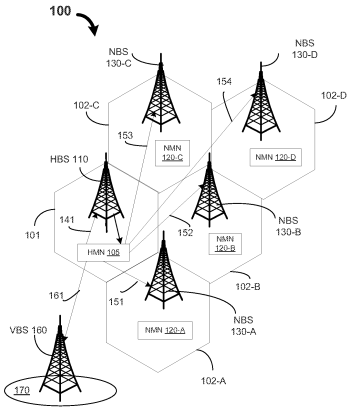
전체 청구항 수 : 총 20 항 심사관 : 황운철

(54) 발명의 명칭 **업링크 전력 제어 기법**

(57) 요 약

업링크 전력 제어 기술은 단순화된 최대 섹터 처리량(SMST) 및 일반화된 최대 섹터 처리량(GMST)을 포함할 수 있다. SMST 및 GMST 기술들은 통신 시스템의 전체 효율성을 향상시키기 위해 최대 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 결정하는 데 사용될 수 있다. 이 업링크 전력 제어 기술은 열잡음 간섭을 수집하지 않고 그리고 각 이웃하는 섹터 내의 개별 채널 손실을 계산하지 않고도 최적 업링크 전력값을 결정할 수 있다.

대 표 도 - 도1



특허청구의 범위

청구항 1

업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치로서,

업링크에 의해 채널에 결합된 송신기; 및

상기 송신기에 결합된 전력 관리 블록

을 포함하고,

상기 전력 관리 블록은 복수의 이웃하는 섹터들로부터 열잡음 간섭(IoT(interference over thermal) noise)을 수집하지 않고 업링크 전력값을 결정하고,

상기 업링크 전력값은 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 조정하고, 상기 전력 관리 블록은 상기 업링크 전력값을 결정하기 위해 단순화된 최대 섹터 처리량(simplified maximum sector throughput; SMST) 기술을 이용하고, 상기 SMST 기술은 가상 섹터 내의 등가 스펙트럼 효율성 손실($SE_{Loss,E}$)을 결정하는 것을 포함하는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 전력 관리 블록은 신규 전력값이 상기 업링크 전력값에 도달할 때까지 증분 전력값(incremental power value)만큼 현재 전력값을 증가시켜 상기 신규 전력값을 생성하는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 3

제2항에 있어서,

상기 SMST 기술은 상기 신규 전력값에 응답하여 모바일 노드가 위치하는 홈 섹터 내의 스펙트럼 효율성 이득(spectral efficiency gain; SE_{Gain}) 및 상기 가상 섹터 내의 상기 $SE_{Loss,E}$을 결정하는 것을 포함하고, 스펙트럼 효율성 변화는 상기 SE_{Gain}과 상기 $SE_{Loss,E}$의 차이와 동일한, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 4

제3항에 있어서,

상기 전력 관리 블록은 상기 스펙트럼 효율성 변화가 영(zero)이고 상기 증분 전력값이 0에 도달할 때까지 상기 증분 전력값만큼 상기 현재 전력값을 증가시키는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 5

제3항에 있어서,

상기 전력 관리 블록은 오리지널 신호 대 간섭 및 잡음비(original signal to interference plus noise ratio; $SINR_{Orig}$) 및 신규 신호 대 간섭 및 잡음비(new signal to interference plus noise ratio; $SINR_{New}$)를 이용하여 상기 SE_{Gain}을 결정하고, 상기 $SINR_{Orig}$은 현재 전력값을 증가시키기 전에 결정되고 상기 $SINR_{New}$는 상기 현재 전력값을 증가시킨 후에 결정되는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 6

제5항에 있어서,

상기 $SINR_{Orig}$ 및 상기 $SINR_{New}$는 즉각적인 채널 실현 값들을 이용하지 않고 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 결정되는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 7

제3항에 있어서,

상기 전력 관리 블록은 상기 가상 섹터 내의 등가 채널 손실(CL_E)을 이용하여 상기 $SE_{Loss,\ E}$를 결정하고, 상기 CL_E는 상기 복수의 이웃하는 섹터들 내의 총 채널 손실을 나타내는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 CL_E는 다운링크 프리앰블의 반송파 대 간섭 및 잡음비(carrier to interference plus noise ratio; $CINR_{Preamble}$)의 추정값인, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 9

제2항에 있어서,

상기 전력 관리 블록은 상기 업링크 전력값을 결정하기 위해 일반화된 최대 섹터 처리량(generalized maximum sector throughput; GMST) 기술을 이용하는데, 상기 GMST 기술은 신호 대 간섭 및 잡음비(signal to interference plus noise ratio; $SINR_{Target}$) 타겟에 기초하는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 10

제9항에 있어서,

상기 $SINR_{Target}$은 다운링크 프리앰블의 반송파 대 간섭 및 잡음비(carrier to interference plus noise ratio; $CINR_{Preamble}$)와 선형 관계를 갖고, 상기 GMST 기술은 상기 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 향상시키는 조정 가능 파라미터 계수들을 포함하는, 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 장치.

청구항 11

모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법으로서,

현재 전력값을 제1 증분값 만큼 증가시켜 신규 전력값을 생성하는 단계;

상기 모바일 노드가 위치하는 홈 섹터 내의 스펙트럼 효율성 이득(spectral efficiency gain; SE_{Gain})을 결정하는 단계;

이웃하는 섹터들 내의 개별 채널 손실을 계산하지 않고 그리고 상기 이웃하는 섹터들로부터의 잡음 및 간섭(noise plus interference; NI) 레벨을 수집하지 않고 상기 홈 섹터를 둘러싸는 상기 이웃하는 섹터들 내의 유효 스펙트럼 효율성 손실($SE_{Loss,\ E}$)을 결정하는 단계;

상기 신규 전력값이 링크 성능의 향상을 가져오는지 체크하는 단계; 및

신규 전력 레벨의 추가적인 증가가 상기 링크 성능의 열화를 가져온다면 상기 신규 전력 레벨을 최적 송신 전력 레벨로 받아들이는 단계

를 포함하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 업링크 전력 제어 기술은 단순화된 최대 섹터 처리량(simplified maximum sector throughput; SMST) 기술을 포함하고, 상기 $SE_{Loss,\ E}$를 결정하는 단계는 상기 신규 전력값에 응답하여 상기 이웃하는 섹터들이 겪는 간섭들을 나타내는 가상 섹터 내의 등가 채널 손실(CL_E)을 결정하는 단계를 포함하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 13

제12항에 있어서,

스펙트럼 효율성 변화를 상기 SE_{Gain}과 상기 $SE_{Loss,E}$의 차이로 결정하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 14

제13항에 있어서,

오리지널 신호 대 간섭 및 잡음비($SINR_{Orig}$) 및 신규 신호 대 간섭 및 잡음비($SINR_{New}$)를 이용하여 상기 SE_{Gain}을 결정하는 단계를 포함하고, $SINR_{Orig}$ 및 $SINR_{New}$는 즉각적인 채널 실현의 추정과 관계없이 결정되는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 15

제11항에 있어서,

상기 링크 성능의 향상은 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 증가시키는 단계를 포함하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 16

제14항에 있어서,

상기 $SINR_{Orig}$ 및 상기 $SINR_{New}$는 확률적 평균 기반 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 결정되는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 17

제12항에 있어서,

상기 CL_E는 다운링크 프리앰블의 반송파 대 간섭 및 잡음비($CINR_{Preamble}$)의 추정값인, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 18

제11항에 있어서,

상기 업링크 전력 제어 기술은 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 향상시키는 상기 신규 전력값을 결정하는 일반화된 최대 섹터 처리량(GMST) 기술을 포함하고, 상기 GMST 기술은 신호 대 간섭 및 잡음비($SINR_{Target}$) 타겟에 기초하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 19

제18항에 있어서,

상기 $SINR_{Target}$은 다운링크 프리앰블의 반송파 대 간섭 및 잡음비($CINR_{Preamble}$)와 선형 관계를 갖는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

청구항 20

제19항에 있어서,

상기 GMST 기술은 조정가능한 파라미터 계수들을 포함하고, 상기 조정가능한 파라미터 계수들은 부분(fractional) 채널 손실을 보상하는 제1 파라미터를 포함하는, 모바일 노드에서 업링크 전력 제어 기술을 지원하는 방법.

명 세 서

배 경 기 술

[0001] 링크 성능, 터미널 배터리 전력을 균형 잡도록 송신 전력 레벨을 제어하고 업링크의 섹터간 동일 채널(co-channel) 간섭을 줄이기 위해 업링크 전력 제어가 사용될 수 있다. 개루프 전력 제어(open loop power control; OLPC) 및 폐루프 전력 제어(closed loop power control; CLPC)와 같은 기술들이 업링크 전력을 제어하는 데 사용될 수 있다. 개루프 전력 제어는 채널 손실 추정 및 브로드캐스팅된 정보에 기초할 수 있고 일반적으로 느린 전력 제어를 위해 사용된다. 폐루프 전력 제어는 유니캐스트 제어 신호에 의해 유도되는 높은 시그널링 오버헤드를 갖는 빠른 전력 제어를 위해 사용될 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0002] 본 명세서에서 설명되는 발명은 첨부되는 도면들에서 제한으로서가 아니라 예로서 도시된다. 도시의 간단 명료함을 위해, 도면들에 도시되는 요소들은 반드시 일정한 비례로 그려지지 않는다. 예를 들어, 일부 요소들의 치수는 명확히 하기 위해 다른 요소들에 비해 과장될 수 있다. 더욱이, 적절하다고 생각되는 경우, 참조 라벨들은 대응하거나 유사한 요소들을 나타내도록 도면들 간에서 반복되었다.

도 1은 일 실시예에 따른, 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하기 위해 최대 섹터 처리량 기술을 지원할 수 있는 환경(100)을 도시한 도면.

도 2는 일 실시예에 따른, 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하기 위해 단순화된 최대 섹터 처리량(simplified maximum sector throughput; SMST) 및 일반화된 최대 섹터 처리량(generalized maximum sector throughput; GMST) 기술을 지원할 수 있는 모바일 노드의 블록도를 도시한 도면.

도 3은 일 실시예에 따른, 최대 섹터 처리량 기술을 도시한 흐름도.

도 4는 일 실시예에 따른, 홈 모바일 노드를 지원하는 홈 섹터에서 스펙트럼 효율성(spectral efficiency; SE)을 결정하는 기술을 도시한 흐름도.

도 5는 일 실시예에 따른, 이웃 노드들을 나타내는 가상 섹터에서 스펙트럼 효율성(SE) 손실을 결정하는 기술을 도시한 흐름도.

도 6은 일 실시예에 따른, 최대 섹터 처리량 기술의 성능을 반영하는 파라미터 값 조합을 포함하는 테이블(600)을 도시한 도면.

도 7은 일 실시예에 따른, 누적 밀도 함수(cumulative density function; CDF) 및 처리량 간의 관계를 도시한 그래프(700).

도 8은 일 실시예에 따른, 다양한 업링크 전력 제어 기술에 대해 얻어진 스펙트럼 효율성이 비교되는 테이블(800)을 도시한 도면.

도 9는 일 실시예에 따른, 업링크 전력 제어 기법을 지원할 수 있는 라디오 시스템(900)을 도시한 도면.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0003] 이하 설명은 브로드밴드 무선 네트워크에서의 업링크 전력 제어 기법의 실시예를 설명한다. 다음의 설명에서, 송수신기 구현, 리소스 분배, 또는 공유, 또는 복제 구현, 시스템 구성요소들의 유형 및 상호관계와 같은 다양한 구체적인 내용들이 본 발명의 보다 확실한 이해를 돕기 위해 설명된다. 그러나, 당업자라면 이러한 구체적인 내용들 없이도 본 발명을 실시할 수 있다는 것을 알 것이다. 다른 예에서, 제어 구조, 게이트 레벨 회로, 및 전체 소프트웨어 명령어 시퀀스들은 본 발명을 불분명하게 하지 않도록 자세하게 도시되지는 않는다. 본 명세서에 포함된 설명으로 당업자는 과도한 실험 없이 적절한 기능을 구현할 수 있을 것이다.

[0004] 명세서에서 "일 실시예", "실시예", "예시적인 실시예"의 언급은 설명된 실시예가 특정 특징, 구조, 또는 특성을 포함할 수 있지만, 모든 실시예가 반드시 그 특정 특징, 구조 또는 특성을 포함하는 것은 아닐 수 있다는 것을 나타낸다. 더욱이, 이러한 문구는 반드시 동일한 실시예를 지시하고 있는 것은 아니다. 더욱이, 특정 특징, 구조, 또는 특성이 실시예와 관련하여 설명되는 경우, 명백히 설명되었는지 여부에 관계없이 다른 실시예들과 관련하여 이러한 특징, 구조 또는 특성에 영향을 주는 것은 당업자의 지식 범위에 속한다고 할 수 있다.

[0005] 일 실시예에서, 최대 섹터 처리량(maximum sector throughput; MST) 기술이라 하는 업링크 전력 제어 기술이 섹터 처리량 및 셀 가장자리 사용자 처리량을 최대화하는 데 사용될 수 있다. 일 실시예에서, MST 기술은 열잡음

간섭(IoT(interference over thermal) noise)을 이용하지 않고 업링크 전력 제어를 제공할 수 있다. 일 실시예에서, MST 기술은 신호 대 간섭 및 잡음비(signal to interference plus noise ratio; SINR)를 결정하기 위해 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 증분 송신 전력값(ΔP)만큼 현재 송신 전력값(P_0)을 증가시켜 신규 송신 전력(P_{New})을 결정한 후 홈 섹터 내의 모바일 노드들에 대한 스펙트럼 효율성(spectral efficiency; SE_{Gain})을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, SINR은 미리 추정될 수 있고 상당한 계산 리소스를 필요로 하고 프로세싱 지연을 일으킬 수 있는 즉각적인 채널 실현을 이용하지 않고 결정될 수 있다.

[0006] 일 실시예에서, 홈 모바일 노드의 송신 전력을 증가시키는 것에 응답하여 이웃 섹터(1 내지 N)가 겪는 간섭의 총합을 나타낼 수 있는 $SE_{Loss,E}$가 가상 이웃 섹터에서 결정될 수 있다. 일 실시예에서, $SE_{Loss,E}$는 이웃 기지국(base station; BS)으로부터 보내진 다운링크 프리앰블들 및 이웃하는 BS 간에서 교환되고 브로드캐스팅되는 잡음 및 간섭 레벨(noise plus interference level; NI)을 이용하지 않고 결정될 수 있다. 일 실시예에서, SE_{Gain} 및 $SE_{Loss,E}$는 전체 처리량을 최대화하도록 최적 전력 P_{Tx}^{opt}을 결정하는 데 사용될 수 있다. 일 실시예에서, SE_{Gain} 및 $SE_{Loss,E}$는 셀 가장자리 처리량을 향상시키는 데 사용될 수도 있다.

[0007] 최대 섹터 처리량(MST) 기술이 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하는 데 사용될 수 있는 환경(100)의 실시예가 도 1에 도시되어 있다. 일 실시예에서, 환경(100)은 홈 섹터(101), 이웃 섹터(102-A 내지 102-D) 및 가상 섹터(170)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 홈 섹터(101)는 홈 모바일 노드(home mobile node; HMN, 105)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, HMN(105)은 셀 폰, 스마트폰, PDA(personal digital assistant), 모바일 인터넷 장치(mobile internet device; MID), 랩톱, 및 이러한 기타 컴퓨팅 시스템을 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 일례로 셀 폰(105)을 포함하는 섹터(101)가 도시되어 있다. 일 실시예에서, HMN(105)은 제3 세대 파트너쉽 프로젝트(third generation partnership project; 3 GPP), 와이맥스(worldwide interoperability for microwave access; WiMAX), 및 롱 텀 에볼루션(long term evolution; LTE)과 같은 무선 기술을 지원할 수 있는 임의의 장치를 나타낼 수 있다.

[0008] 일 실시예에서, HMN(105)은 주파수 분할 다중화(FDM), 시분할 다중화(TDM), 코드분할 다중화(CDM), 직교 주파수 분할 다중화(OFDM), 및 단일 반송파 주파수 분할 다중화(SC-FDM) 등과 같은 다양한 다중 액세스 기술을 이용할 수 있다. 일 실시예에서, HMN(105)은 홈 기지국 HBS(110)에 결합될 수 있다. 일 실시예에서, 홈 섹터(101)는 각각 이웃하는 모바일 노드들(120-A 내지 120-D)을 포함할 수 있는 이웃하는 섹터들(102-A내지 102-D)에 의해 둘러싸일 수 있다. 일 실시예에서, 이웃하는 모바일 노드들(120-A 내지 120-D)은 각각 이웃하는 기지국(neighboring base stations; NBS, 130-A 내지 103-D)에 결합될 수 있다.

[0009] 일 실시예에서, HMN(105)은 홈 섹터(101) 또는 이웃하는 섹터들(102-A 내지 102-D) 내에 준비된 목적지 모바일 노드로 정보 패킷들을 송신하기 위한 현재 송신 전력값(P_0)을 가질 수 있다. 일 실시예에서, HMN(105)은 정보 패킷을 HBS(110)로 보낼 수 있다. 일 실시예에서, 홈 섹터(101) 내의 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량과 같은 업링크 성능을 향상시키기 위해, 업링크 송신 전력은 신규 송신 전력값(P_{New})을 가져오도록 증분 전력값(ΔP)만큼 현재 송신 전력(P_0)을 증가시켜 증가될 수 있다. 그러나, 업링크 송신 전력값을 신규 송신 전력값(P_{New})으로 증가시키는 것은 각각 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)에서 동일한 주파수 채널에서 작동중일 수 있는 NMN(120-A, 120-B, 120-C 및 120-D)에 대해 간섭을 일으킬 수 있고, 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D) 내의 링크 성능을 감소시킬 수 있다.

[0010] 일 실시예에서, 아래에서 설명된 MST 기술은 홈 섹터(101) 및 이웃하는 섹터들(102) 내의 링크 성능의 균형을 맞추어 전체 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하는 데 사용될 수 있다. 일 실시예에서, 모든 이웃하는 섹터(102) 내의 유효 $SE_{Loss,E}$를 예측하기 위해, 가상 섹터(170)와 같은 가상 섹터가 사용될 수 있다. 일 실시예에서, 기지국 VBS(160) 상의 신규 송신 전력값(P_{New})에 의한 간섭의 총합은 유효 $SE_{Loss,E}$의 추정치를 제공할 수 있다.

[0011] 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하는 기술을 지원할 수 있는 HMN(105)의 실시예가 도 2에 도시되어 있다. 일 실시예에서, HMN(105)은 인터페이스(201), 컨트롤러(205), 전력 관리 블록(209), 하나 이상의 송수신기(210-A 내지 210-N), 스위치(230), 및 안테나(290)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 블록도(200)는 컴퓨터 플랫폼, 랩톱 컴퓨터, 모바일 인터넷 장치, 핸드헬드 장치, 스마트폰, 텔레비전 및 이러한 기타 시스템과 같은

다른 경우에서 네트워크 인터페이스 카드의 일부로 제공될 수 있다.

[0012] 일 실시예에서, 인터페이스(201)는 HMN(105)을 홈 기지국(HBS, 110)에 결합할 수 있다. 일 실시예에서, 인터페이스(201)는 HMN(105) 및 기타 블록들 간에 물리적, 전기적 및 프로토콜 인터페이스를 제공할 수 있다. 일 실시예에서, 컨트롤러(205)는 작동할 수 있는 송수신기(210)의 트랙을 유지할 수 있다. 일 실시예에서, 컨트롤러(205)는 송수신기(210)에 의해 선택된 변조 및 복조 기술을 제어할 수 있다. 일 실시예에서, 컨트롤러(205)는 송신 레이트, 비트 오류 레이트, 및 기타 이러한 파라미터들과 같은 통신 파라미터들을 제어할 수 있다.

[0013] 일 실시예에서, 송수신기(210-A)는 송신기(250) 및 수신기(270)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 각각의 송수신기(210-B 내지 210-N)는 송수신기(210-A)의 송신기(250) 및 수신기(270)와 유사한 송신기 및 수신기를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 안테나(290)로부터 신호들을 수신하는 동안, 송수신기(210-A 내지 210-N)의 수신기(270)와 같은 수신기가 스위치(230)를 통해 안테나(290)로부터 신호를 수신할 수 있다. 일 실시예에서, 신호를 송신하는 동안, 송수신기(210)의 송신기(250)와 같은 송신기는 스위치(230)를 통해 라디오 신호를 안테나(290)로 제공할 수 있다.

[0014] 일 실시예에서, 송수신기(250)는 송신될 신호들을 컨트롤러(205)로부터 또는 컨트롤러(205)의 제어하에서 인터페이스(201)로부터 직접 수신할 수 있다. 일 실시예에서, 송신기(250)는 위상, 또는 진폭, 또는 주파수 변조 기술과 같은 기술을 이용하여 신호들을 변조할 수 있다. 일 실시예에서, 송신기(250)는 그 다음 스위치(230)를 통해 신호들을 안테나(290)로 송신할 수 있다. 일 실시예에서, 수신기(270)는 안테나(290)로부터 전기 신호들을 수신할 수 있고 신호들을 컨트롤러(205)로 또는 인터페이스(201)로 직접 제공하기 전에 신호들을 복조할 수 있다.

[0015] 일 실시예에서, 스위치(230)는 송신기들(210) 중 하나의 송신기를 예컨대 시간 공유 기준으로 안테나(290)에 결합시킬 수 있다. 일 실시예에서, 스위치(230)는 컨트롤러(205)의 선택 제어 신호와 같은 이벤트에 응답하여 특정 송수신기(210)를 안테나(290)에 결합할 수 있다. 다른 실시예에서, 스위치(230)는 적절한 송신기(210)를 안테나(290)에 결합시키는 지능을 가질 수 있다. 일 실시예에서, 스위치(230)는 송신기(250)가 신호들을 다른 시스템의 수신기로 송신할 준비가 되어 있는 동안 안테나(290)를 송신기(250)에 결합할 수 있다. 일 실시예에서, 스위치(230)는 안테나(290)가 수신기(270)로 제공될 신호들을 생성한 동안, 안테나(290)를 수신기(270)에 결합할 수 있다. 일 실시예에서, 안테나(290)는 스위치(230)에 결합될 수 있다.

[0016] 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하기 위해 최적 송신 전력을 결정하도록 MST 기술을 지원할 수 있다. 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 현재 송신 전력값(P_0)을 송신기(250)로 제공하여 송신기(250)가 정보 패킷을 전송할 수 있게 할 수 있다. 일 실시예에서, P_0 값은 바람직한 링크 성능에 기초할 수 있다. 일 실시예에서, 전력 관리 블록(290)은 신규 송신 전력값(P_{New})이 발생하도록 증분 전력값(ΔP)만큼 현재 송신 전력값(P_0)을 증가시켜 업링크 송신 전력값을 증가시킬 수 있다. 그러나, 업링크 송신 전력값을 신규 송신 전력값(P_{New})으로 증가시키는 것은 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)에서 각각 동일한 주파수로 작동중일 수 있는 NMN(120-A, 120-B, 120-C, 및 120-D)에 간섭을 일으켜 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)의 링크 성능을 감소시킬 수 있다.

[0017] 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 아래에서 설명되는 MST 기술을 이용하여 최적 송신 전력값을 결정할 수 있는데, 이는 홈 섹터(101) 및 이웃하는 섹터(102)에서의 링크 성능의 균형을 맞추어 전체 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화할 수 있다. 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 홈 섹터(101)의 SE_{Gain}을 결정할 수 있고 가상 섹터(170) 내의 유효 간섭을 모아 모든 이웃하는 섹터들(102) 내의 유효 $SE_{Loss,E}$를 예측할 수 있다. 일 실시예에서, 기지국(VBS, 160) 상의 신규 송신 전력값(P_{New})에 의한 간섭들의 총합은 유효 $SE_{Loss,E}$의 추정값을 제공할 수 있다.

[0018] 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하는 HMN(105)의 작동을 나타내는 흐름도(300)가 도 3에 도시되어 있다. 블록(310)에서, 전력 관리 블록(209)은, 증분 전력값(ΔP)만큼 현재 송신 전력값(P_0)을 증가시켜 신규 전력값(P_{New})을 결정할 수 있다.

[0019] 블록(350)에서, 이웃 기지국(neighboring base station; NBS, 102-A 내지 102-D)으로부터의 열잡음 간섭(IoT)을 이용하지 않고, 전력 관리 블록(209)은 스펙트럼 효율성 변화값 SE_{change} 값을 결정할 수 있다. 일 실시예에

서, 전력 관리 블록(209)은 송신 전력값이 P_0에서 P_{New}(= P_0 + ΔP)로 변하는 것에 응답하여 홈 섹터(101) 내의 SE_{Gain}과, 가상 섹터(170) 내의 전체 또는 유효 간섭으로 표현되는 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D) 내의 유효 $SE_{Loss,\ E}$ 간의 차이를 계산할 수 있다. 일 실시예에서, 도 4의 흐름도(400) 및 도 5의 흐름도(500) 각각에 SE_{Gain} 및 유효 $SE_{Loss,\ E}$를 결정하는 것이 도시되어 있다.

[0020] 블록(370)에서, 전력 관리 블록(209)은 SE_{change}가 0인지 여부를 검사하고 SE_{change}가 0에 접근했으면 제어가 블록(380)으로 진행하고 SE_{change}가 양의 값이면 제어가 블록(390)으로 진행한다. 블록(380)에서, 전력 관리 블록(209)은 신규 송신 전력값 P_{New}를 업링크 송신 전력값으로 사용할 수 있다. 블록(390)에서, 전력 관리 블록(209)은 ΔP와 같거나 임의의 기타 이러한 작은 값 ΔP_1일 수 있는 증분 전력값을 더하여 신규 송신 전력값 P_{New}을 증가시킬 수 있고 제어가 블록(350)으로 진행한다.

[0021] SE_{Gain}을 결정하는 HMN(105)의 작동을 도시하는 흐름도(400)가 도 4에 도시되어 있다. 블록(410)에서, 전력 관리 블록(209)은 즉각적인 채널 실현 값들을 수집하지 않고 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 오리지널 신호 대 간섭 및 잡음비($SINR_{Orig}$)를 결정할 수 있다. 일 실시예에서, SE_{Gain}을 결정하는 데 사용될 수 있는 파라미터들은 다음과 같을 수 있다:

[0022] 1) **채널 손실**: HMN(105)과 같은 모바일 노드는 (예컨대, 홈 섹터(101)에 들어가) 네트워크에 들어갈 수 있고 HMN(105)과 HBS(110) 간의 채널 손실은 141로 표현된 CL_0와 동일할 수 있고 HMN(105)과 이웃하는 NMS 간의 채널 손실은 151, 152, 153 및 154로 표현된 CL_i와 동일할 수 있다(여기서, 'i'는 120-A, 120-B, 120-C, 120-D, ... 120-N에 상당할 수 있다). 일 실시예에서, 채널 손실(151)은 NBS(130-A)로부터 수신된 다운링크 프리앰블을 이용하여 결정될 수 있다. 마찬가지로, 채널 손실(152, 153, 및 154)은 각각 NBS(130-B), NBS(130-C) 및 NBS(130-D)로부터 수신되는 다운링크 프리앰블을 이용하여 결정될 수 있다.

[0023] 2) **노이즈 및 간섭 레벨(noise plus interference level; NI)**: 각 이웃하는 기지국에서, NI는 해당 이웃하는 기지국에서의 노이즈 및 간섭의 합계 전력으로 추정될 수 있다. 예를 들어, NI(130-A) 및 NBS(130-A)는 네트워크 백홀을 통해 NBS(130) 간에서 교환되는 정보를 이용하여 추정될 수 있다. 일 실시예에서, NI는 아래의 수학식 1에 나타나는 바와 같이 열잡음 간섭(IoT) 및 해당 섹터 내의 잡음으로 표현될 수 있다.

수학식 1

[0024] $$NI = IoT \times P_{Noise} + P_{Noise}$$

[0025] 그러나, 채널 손실 및 NI를 결정하는 것은 상당한 계산 리소스를 소비하고 지연을 일으킬 수도 있다.

[0026] 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 업링크 송신 전력값을 P_{New}로 증가시키는 것에 응답하여 SE_{Gain}을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 홈 섹터(101) 내의 SE_{Gain}은 아래의 수학식 2로 주어질 수 있다.

수학식 2

[0027] $$SE_{Gain} = \log(1+ SINR_{New}) - \log(1+ SINR_{Orig}) = \log\{(1+ SINR_{New})/(1+ SINR_{Orig})\}$$

[0028] 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 $SINR_{New}$ 및 $SINR_{Orig}$를 계산할 수 있고 결과적인 SE_{Gain}은 확률적 평균에 기초하여 실질적으로 정확할 수 있다. 일 실시예에서, 현재의 전력값을 신규 전력값으로 증가시키기 전의 $SINR_{Orig}$ (홈 섹터(101)에서의 신호 및 간섭 잡음비)는 아래의 수학식 3으로 주어질 수 있다.

수학식 3

[0029] $$SINR_{Orig} = (P_0/CL_0)/NI_0$$

[0030] 블록(440)에서, 전력 관리 블록(209)은 즉각적인 채널 실현 값들을 이용하지 않고 슬로우 페이딩 기술을 이용하여 P_0를 ΔP만큼 증가시켜 신규 송신 전력값 P_{New} (= P_0 + ΔP)을 가져온 후 $SINR_{New}$를 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 현재 전력값을 신규 전력값 P_{New}로 증가시킨 후의 $SINR_{New}$ (홈 섹터(101) 내의 신호 및 간섭 잡음 비)는 아래의 수학식 4로 주어질 수 있다.

수학식 4

[0031] $$SINR_{New} = \{(P_0+\Delta P)/CL_0)/NI_0\}$$

[0032] 블록(480)에서, 전력 관리 블록(209)은 수학식 3 및 4에서 각각 결정된 $SINR_{New}$ 및 $SINR_{Orig}$을 이용하여 SE_{Gain}을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, SE_{Gain}은 아래의 수학식 5로 주어질 수 있다.

수학식 5

[0033] $$SE_{Gain} = \log \{(1+ SINR_{New})/(1+ SINR_{Orig})\}$$
$$= \log \{[1 + (P_{New}/CL_0 \times NI_0)] / [1 + (P_0/CL_0 \times NI_0)]\}$$
$$= \log \{1 + [(\Delta P/CL_0)] / [NI_0 + (P_0/CL_0)]\}$$

[0034] 유효한 $SE_{Loss,\ E}$를 결정하는 HMN(105)의 작동을 도시하는 흐름도(500)가 도 5에 도시되어 있다. 블록(510)에서, 전력 관리 블록(209)은 HMN(105)로부터, P_{New}를 HMN(105)으로 제공하여 발생하는 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)에서의 총 간섭을 겪을 수 있는, 가상 섹터(170)로의 등가 채널 손실(CL_E)을 결정할 수 있다.

[0035] 이웃하는 섹터들(102)에서의 채널 손실을 예측하기 위해, 전력 관리 블록(209)은 (1) HMN(105)으로부터 각 NBS(130-A 내지 130-D)로의 채널 손실; (2) 각 NBS(130-A 내지 130-D)에 대한 NI; 및 (3) 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)에 각각 제공된 각 NMN(120-A 내지 120-D)의 업링크 송신 전력을 필요로 할 수 있다. 그러나, 각 섹터 내의 채널 손실을 얻기 위해, 각 NMN(120-A 내지 120-D)으로부터 보내진 다운링크 프리앰블이 사용될 수 있다. 또한, NI_i가 NBS(130-A 내지 130-D) 간에서 우선 교환되고 그 다음 브로드캐스팅될 수 있다. 각 NBS(130-A 내지 130-D)에 대한 채널 손실(CL_i) 및 (NI_i)을 얻기 위해, 높은 피드백 오버헤드 및 계산 집약적 동작을 초래하는 것에 더하여 복잡한 하드웨어가 필요할 수 있다. 또한, NMN(120-A 내지 120-D)이 업링크 송신 전력값들을 증가시키려고 시도할 수 있으므로, NMN(120-A 내지 120-D)의 업링크 송신 전력값을 얻는 것이 비현실적일 수 있다.

[0036] 일 실시예에서, 위의 단점을 극복하기 위해, 전력 관리 블록(290)은 HMN(105)로부터 가상 섹터(170)(또는 VBS(160))로의 등가 채널 손실(CL_E)을 결정할 수 있고 CL_E는 아래의 수학식 6으로 주어질 수 있다.

수학식 6

[0037] $$\text{간섭} = P_0/ CL_E = \Sigma(i=1 \text{ to } N)\ P_0/ CL_i$$
$$\rightarrow CL_E = (\Sigma\ i=1 \text{ to } N)\ 1/ CL_i)^{-1}$$

[0038] 일 실시예에서, $SE_{Loss,\ E}$를 결정하기 전에 다음의 근사가 이루어질 수 있다:

[0039] **근사 (1)**: 등가 채널 손실(CL_E)은 각 NBS(130-A 내지 130-D)에 대한 채널 손실(CL_i)을 결정하는 것에 비해 다운링크 프리앰블에 대한 CINR을 추정하여 결정될 수 있다.

[0040] **근사 (2)**: 또한, 가상 섹터(170) 내의 유효 신호 대 잡음비(SNR_E)는 상이한 섹터(102-A 내지 102-D) 내의 평균 SNR 레벨들이 전혀 변하지 않거나 현저할 만큼 거의 변하지 않을 수 있기 때문에 홈 섹터(101) 내의 평균 신호 대 잡음비($SNR_{Avg,\ home}$)와 실질적으로 동일할 수 있다. 일 실시예에서, SNR_E와 $SNR_{Avg\ home}$ 간의 관계는 아래의 수학식 7로 주어진다.

수학식 7

[0041] $$SNR_E = SNR_{Avg,\ home}$$

[0042] **근사 (3)**: 또한, 가상 섹터(170) 내의 유효 잡음 및 간섭비(NI_E)가 홈 섹터(101) 내의 잡음 및 간섭비(NI_0)로 근사될 수 있다. 일 실시예에서, NI_E와 NI_0 간의 관계는 아래의 수학식 8로 주어진다.

수학식 8

[0043] $$NI_E = NI_0$$

[0044] 블록(540)에서, 전력 관리 블록(209)은 개별적으로 각 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)에 대한 채널 손실(CL_i)을 결정하지 않고 그리고 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D)로부터의 NI_i 정보를 사용하지 않고 등가 오리지널 SINR($SINR_{E,\ Orig}$)을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 현재 전력값을 신규 전력값으로 증가시키기 전의 $SINR_{E,\ Orig}$(가상 섹터(170)의 유효 신호 및 간섭 잡음비)는 아래의 수학식 9로 주어질 수 있다.

수학식 9

[0045] $$SINR_{E,\ Orig} = (SNR_E * P_{Noise})/NI_E$$

[0046] 블록(550)에서, 전력 관리 블록(209)은 P_0를 ΔP만큼 증가시켜 신규 송신 전력값 P_{New} ($=P_0 + \Delta P$)을 가져온 후 가상 섹터(170)(또는 VBS(160))에서 $SINR_{E,\ New}$를 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 현재 전력값을 신규 전력값 P_{New}로 증가시킨 후의 $SINR_{E,\ New}$ (가상 섹터(170) 내의 신호 및 간섭 잡음비)는 아래의 수학식 10로 주어질 수 있다.

수학식 10

[0047] $$SINR_{E,\ New} = \{(SNR_E * P_{Noise})/(NI_E + \Delta P/CL_E)\}$$

[0048] 블록(580)에서, 전력 관리 블록(209)은 수학식 9 및 10에서 각각 결정된 $SINR_{E,\ New}$ 및 $SINR_{E,\ Orig}$를 이용하여 등가 $SE_{Loss,\ E}$를 결정할 수 있다. 일 실시예에서, $SE_{Loss,\ E}$는 아래의 수학식 11로 주어질 수 있다:

수학식 11

$$SE_{Loss,E} = \log \{(1+ SINR_{E,\ New})/(1+ SINR_{E,\ Orig})\}$$
$$= \log \{[1 + (SNR_E * P_{Noise})/NI_E] / [1 + (SNR_E * P_{Noise})/(NI_E + \Delta P/CL_E)]\}$$
$$= \log \{1+ [(SNR_{Avg,home} * P_{Noise})/NI_0] / [(SNR_{Avg,home} * P_{Noise}) / (NI_0 + \Delta P/CL_E)]\}$$

[0049]

[0050] 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 최적 송신 전력 P(Optimal)을 결정할 수 있다. 일 실시예에서, 만약 P_{New}의 증가가 양의 SE_{change}를 가져오면, 전체 섹터 처리량은 증가할 수 있고 현재 전력값은 음의 SE_{change}가 예상될 때까지 증가될 수 있다. 일 실시예에서, 최적 송신 전력 P(Optimal)은 SE_{change}가 0이고 ΔP가 0에 도달하는 동안 달성될 수 있다. 일 실시예에서, SE_{change}는 아래의 수학식 12로 주어질 수 있다.

수학식 12

$$SE_{change} = SE_{Gain} - SE_{Loss} = 0\ (\Delta P \rightarrow 0)$$
$$P(Optimal) = \log \{1 + [(\Delta P/CL_0) / (NI_0 + P_0/CL_0)]\}$$
$$= \log \{[1+(SNR_E * P_{Noise})/NI_E]/[1+(SNR_E * P_{Noise})/(NI_E + \Delta P/CL_E)]\}$$

[0051] $$P(Optimal) = [CL_E \times NI_0 \times (NI_0 + SNR_{Avg,home} \times P_{Noise})/SNR_{Avg,home} \times P_{Noise})] - CL_0 \times NI_0$$

[0052] 일 실시예에서, 위에서 설명된 업링크 전력 제어 기술은 단순화된 최대 섹터 처리량(Simplified Maximum Sector Throughput; SMST) 기술이라고 할 수 있다. 일 실시예에서, 일반화된 최대 섹터 처리량(Generalizd Maximum Sector Throughput; GMST) 기술이 위의 수학식 12로부터 얻어질 수 있다.

수학식 13

$$[P(Optimal)/CL_0 \times NI_0] = (CL_E/CL_0) \times [1+ (1/SNR_{Avg,home} \times P_{Noise}/ NI_0) - 1,$$

[0053] $$= SINR_{Target} = \{CINR_{Preamble} \times [1+ (1/SINR_{Avg,home})] - 1\}$$

[0054] 여기서 $CINR_{Preamble} = (CL_E/CL_0)$; $SINR_{Target} = [P(Optimal)/CL_0 \times NI_0]$; $SINR_{Avg,home} = (SNR_{Avg,home} \times P_{Noise}/ NI_0)$. 수학식 13으로부터, GMST 기술은 $SINR_{Target}$에 기초할 수 있다는 것을 알 수 있다. 일 실시예에서, 다운링크 프리앰블에 대한 반송파 대 간섭 및 잡음비($CINR_{Preamble}$)는 홈 섹터(101)에 대한 채널 손실 보상과 이웃하는 섹터(102-A 내지 102-D) IoT 제어 간의 트레이드오프를 측정하는 데 사용될 수 있다. 일 실시예에서, $SINR_{Target}$이 다운링크 프리앰블의 CINR에 의존할 수 있기 때문에, 전력 관리 블록(209)은 개별 CL_i을 추정하지 않을 수 있어, GMST 기술의 복잡도를 상당히 감소시킬 수 있다.

[0055] 또한, 일 실시예에서, $SINR_{Target}$은 $CINR_{Preamble}$과 고정된 관계를 가질 수 있고, 부연하여 기타 조정가능한 파라미터 계수가 사용될 수 있다. 일 실시예에서, 아래의 수학식 14은 일반화된 최대 섹터 처리량(Generalized Maximum Sector Throughput; GMST) 기술에 대한 표현을 제공할 수 있다.

수학식 14

[0056] $$SINR_{Target} = \beta \times (CINR_{Preamble})^{\gamma} + \alpha$$

[0057] 여기서 'γ'(감마)는 부분(fractional) 채널 손실 보상을 위해 사용될 수 있다. 수학식 13 및 수학식 14를 비

교하여, SMST 기술은 α(알파) = -1, β(베타) = 1 + (1/$SINR_{Avg,home}$), 및 γ = 1인 특정 경우의 GMST 기술일 수 있다는 것을 알 수 있다. 일 실시예에서, GMST 기술은 파라미터 세트(α, β, γ)를 조정하여 향상된 셀 가장자리 처리량을 달성할 수 있다.

[0058] 일 실시예에서, 낮은 $SINR_{Target}$ 값은 셀의 가장자리에서의 사용자들의 처리량을 감소시킬 수 있고, 높은 $SINR_{Target}$ 값은 이웃하는 섹터들 내의 간섭을 증가시킬 수 있다. 일 실시예에서, 셀 가장자리 처리량을 향상시키기 위해 $SINR_{Target}$은 아래의 수학식 15에 나타난 바와 같이 제한될 수 있다.

수학식 15

[0059] $$SINR_{Min} <= SINR_{Target} <= SINR_{Max}$$

[0060] 수학식 13으로부터, $SINR_{Target}$은 아래의 수학식 16 및 17에 나타난 바와 같이 결정될 수 있다.

수학식 16

[0061] $$SINR_{Target} = Max\{SINR_{Min}, CINR_{Preamble} \times [1+(1/SINR_{Avg,home})] -1]$$

수학식 17

[0062] $$SINR_{Target} = Min\{SINR_{Max}, CINR_{Preamble} \times [1+(1/SINR_{Avg,home})] -1]$$

[0063] 여기서 $SINR_{Min}$ 및 $SINR_{Max}$는 설계 파라미터를 나타낼 수 있는데, 이들은 섹터 처리량과 셀 가장자리 처리량 간의 트레이드오프를 조정하는 데 사용될 수 있다. 일 실시예에서, 전력 관리 블록(209)은 SINR 제한 및 IoT 제어를 이용하여 셀 가장자리 처리량을 더욱 향상시킬 수 있다. 일 실시예에서, 가상 섹터(170)에 대한 IoT 레벨은 특정 범위 내에 있도록 제한될 수 있고 제한 범위는 아래의 수학식 18에 나타난다.

수학식 18

[0064] $$(P_{New}/CL_i \times P_{Noise}) <= IoT_{Limit} \rightarrow PNew <= (CLi \times P_{Noise} \times IoT_{Limit})$$

[0065] 여기서, IoT_{Limit}는 통신 시스템을 설계하는 동안 또 다른 조정가능 파라미터로 사용될 수 있다.

[0066] 테이블(600)은 일 실시예에 따른 SMST 및 GMST 기술의 성능을 평가하는 데 사용될 수 있는 파라미터 값 조합 목록을 포함한다. 일 실시예에서, 테이블(600)은 두 컬럼 - 파라미터 목록(610) 및 값(650)을 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 파라미터 목록(610) 및 대응하는 값들(650)은 각 섹터에 대한 대역폭(=10Mhz), 주파수 재사용(=1), 셀 배치(= 3 섹터 및 19 셀 랩-어라운드), 사용자 수(10/섹터), 강한 간섭수(=8), 채널 모델(=E-ITUPed B 3km/h), 순열 모드(=WiMax UL), 업링크 심볼(=15), 및 지역 간(site-to-site) 거리(=500미터)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, 위에 열거된 파라미터 및 값을 이용하여, 다음의 기술들이 평가될 수 있다.

[0067] - **T1: 최대 전력 기술**: 모든 모바일 노드(105 및 120-A 내지 120-D)가 임의의 전력 제어 메커니즘 없이 총 전력을 사용할 수 있다.

[0068] - **T2: SNR-타겟 기반 기술**: 기지국에서 수신된 SNR이 사전정의된 타겟, 즉 P_0 = $SINR_{Target}$ x P_{Noise} x CL_0(여기서 $SINR_{Target}$ = 7db)을 얻을 수 있도록 전력이 설정될 수 있다;

[0069] - **T3: SMST + $SINR_{Min}$ + $SINR_{Max}$ 기술**: $SINR_{Min}$ = 0db 이고 $SINR_{Max}$ = 20db;

[0070] - **T4: SMST + IoT_{Limit} 기술**: IoT_{Limit} = 7db;

[0071] - **T5: SMST + $SINR_{Min}$ + IoT_{Limit} 기술**: $SINR_{Min}$ = 0db 이고 IoT_{Limit} = 7db;

[0072] - **T6: GMST 기술**: α(알파) = -0.9, β(베타) = -0.64, 이고 γ(감마) = 0.9;

[0073] 위의 열거된 기술 T1 내지 T6에 대한 누적 밀도 함수(cumulative density function; CDF)와 처리량 간의 관계를 나타내는 그래프(700)가 도 7에 도시되어 있다. 일 실시예에서, 초당 킬로바이트(kbps)의 처리량이 X 축(705)을 따라 그려질 수 있고, CDF가 Y 축(795)을 따라 그려질 수 있다. 일 실시예에서, 플롯(710, 720, 730, 740, 750 및 760)은 각각 기술들 T1 내지 T6를 이용하는 동안의 CDF와 처리량 간의 관계를 도시한다. 플롯에 도시된 바와 같이, GMST 기술에 대한 플롯(760)은 최대 CDF 및 처리량을 제공하고 IoT_{Limit}과 결합된 $SINR_{Min}$ 및 $SINR_{Max}$ 제한을 갖는 SMST 기반 기술들에 대한 플롯들은 플롯(730, 740 및 750)으로부터 알 수 있는 바와 같이 실질적으로 유사한 CDF 및 처리량 값들을 제공할 수 있다. 그러나, 플롯(710)으로부터, 최대 전력 기술은 SMST 기반 기술 및 GMST 기술에 비해 적은 처리량을 제공할 수 있다. SNT 타겟에 기초한 플롯(720)은 높은 CDF 응답이지만 매우 낮은 처리량을 제공할 수 있다. 일 실시예에서, SMST 기반 기술(T3, T4 및 T5) 및 GMST 기술 T6은 최대 전력 기술 및 SNR_{Target} 기술들에 비해 최대 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 달성하는 데 사용될 수도 있다.

[0074] 기술들 T1 내지 T6를 이용하여 달성되는 섹터 및 셀 가장자리 조건에 대한 스펙트럼 효율성(SE) 비교 차트를 도시하는 테이블(800)이 도 8에 도시되어 있다. 일 실시예에서, 테이블(800)은 세 개의 칼럼 - 업링크 전력 제어(uplink power control; ULPC) 기술(810), 섹터 SE(850), 및 5% 셀 가장자리 SE(880)를 포함할 수 있다. 일 실시예에서, ULPC 기술(810)은 위에서 열거된 기술들 T1 내지 T6를 포함할 수 있고 그에 대응하여 섹터 SE에 대한 헤르츠당 초당 비트의 대응하는 처리량 및 셀 가장자리 SE가 각각 섹터 SE(850) 및 5% 셀 가장자리 SE(880)의 칼럼들에 제공될 수 있다.

[0075] 일 실시예에서, SNR_{Target} 기술에 대해, 0.0369(및 처리량 = 141.3kbps)에 상당하는 셀 가장자리 SE가 최대일 수 있으나, 섹터 SE는 0.4294(처리량 = 1.6444Mbps)에 상당하여 다른 기술에 비해 최저값일 수 있다. 일 실시예에서, 최대 전력 기술에 대해, 섹터 SE(850)는 0.5787(및 처리량 = 2.2163Mbps)의 값을 포함할 수 있고 셀 가장자리 SE는 0.005(처리량 = 19.3kbps)에 상당할 수 있다. 일 실시예에서, SMST 기반 기술 T3 내지 T5에 대해, 섹터 SE 값들은 0.7486(처리량 = 2.867 Mbps), 0.7609 (처리량 = 2.9142Mbps), 및 0.7247 (처리량 = 2.7754Mbps)에 상당할 수 있고 셀 가장자리 SE는 0.0199 (처리량 = 76.3kbps), 0.0082 (처리량 31.5kbps), 및 0.0216 (처리량 = 82.6kbps)에 상당할 수 있다. 일 실시예에서, SMST 기반 기술 T3 내지 T5에 대해, 섹터 SE (및 처리량), 및 셀 가장자리 SE(및 처리량) 모두는 기술 T1 내지 T2에 비해 최적일 수 있다. 일 실시예에서, GMST 기술에 대해, 섹터 SE는 0.6426 (처리량 = 2.4612Mbps)에 상당할 수 있고 셀 가장자리 SE는 0.0339에 상당할 수 있다(처리량은 129.8kbps에 상당할 수 있다).

[0076] 일 실시예에서, 최대 전력 기술은 간섭을 제어할 수 없게 되므로 최저 셀 가장자리 처리량(=19.3kbps)을 가져올 수 있다. 일 실시예에서, SNR_{Target} 기술은 모바일 노드(105 및 120-A 내지 120-D)가 간섭을 줄이기 위해 강제로 최대 전력을 제한하게 될 수 있으므로 섹터 처리량(=1.6444Mbps)을 희생하여 최고 셀 가장자리 처리량(=141.3kbps)을 제공할 수 있다. 일 실시예에서, SMST 기반 기술 T3 내지 T5는 각각 2.867Mbps, 2.9142Mbps, 및 2.7754Mbps의 최고 섹터 처리량을 달성할 수 있다. 그러나, 76.3kbps, 31.5kbps, 및 62.6kbps의 셀 가장자리 처리량이 최대 전력 기술에 대한 처리량에 비해 높을 수 있다. 일 실시예에서, GMST 기술은 최적 섹터 처리량 및 셀 가장자리 처리량을 제공할 수 있다.

[0077] 섹터 및 셀 가장자리 처리량을 최대화하기 위해 SMST 및 GMST 기술을 지원할 수 있는 인식 라디오 시스템(900)의 실시예가 도 9에 도시되어 있다. 일 실시예에서, 인식 라디오 시스템(900)은 기저대역(910), 신호 송신기(920), 신호 수신기(930), 채널 및 전력 제어 블록(940), 인식 라디오(950), 스펙트럼 감지 수신기(970), T/R 스위치(980), 및 안테나(990)를 포함할 수 있다.

[0078] 일 실시예에서, 안테나(990)는 넓은 주파수 대역을 제공할 수 있다. 이러한 방식은 안테나(990)가 Wi-Fi, WI-MAX, UMG, UWB, 텔레비전 신호, 및 기타 이러한 유사한 신호와 같은 기술들을 이용하여 프로세싱되는 신호들을 송신하고 수신하는 데 사용되도록 할 수 있다. 일 실시예에서, 신호를 수신하는 동안, 안테나(990)는 T/R 스위치(980)로 신호를 제공할 수 있다. 일 실시예에서, 신호를 송신하는 동안, 안테나(990)는 신호 송신기(920)로

부터 수신된 신호들을 송신할 수 있다. 일 실시예에서, T/R 스위치(980)는 신호 송신기(920)와 신호 수신기(930) 간에 스위칭하는 지능을 포함할 수 있다.

[0079] 일 실시예에서, 스펙트럼 감지 수신기(970)는 스펙트럼의 활용되지 않은 부분(구멍)을 검출하고 이 구멍을 이용하여 스펙트럼의 수요를 충족시킬 수 있다. 일 실시예에서, 인식 라디오(950)는 스펙트럼 감지 수신기(970)로부터 감지 신호를 수신할 수 있고 사용될 수 있는 채널에 관한 정보를 생성할 수 있다. 일 실시예에서, 인식 라디오(950)는 이러한 정보를 채널 및 전력 제어(940)로 제공할 수 있다.

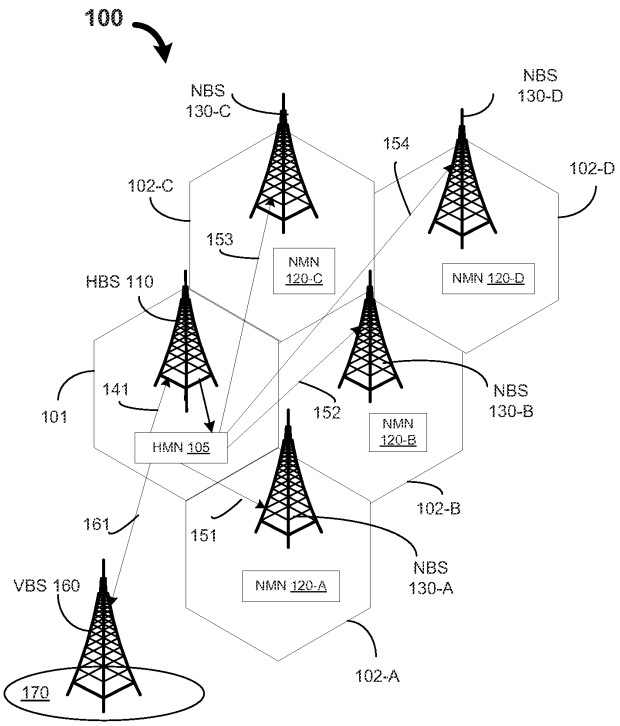
[0080] 일 실시예에서, 채널 및 전력 제어(940)는 신호 송신기(920) 및 신호 수신기(930)를 제어하여 채널들 및 채널들에 의해 소비된 전력을 제어할 수 있다. 일 실시예에서, 전력 제어(940)는 위에 설명된 바와 같이 섹터 처리량 및 셀 기반 처리량을 최대화하기 위해 최적 업링크 송신 전력을 제공하도록 SMST 및 GMST 기술을 지원할 수 있다. 일 실시예에서, 전력 제어(940)는 위의 전력 관리 블록(209)에 관하여 설명된 것과 같은 기능들을 수행할 수 있다.

[0081] 일 실시예에서, 신호 송신기(920)는 기저대역(910)으로부터 신호들을 수신할 수 있고 위상, 진폭, 주파수, 및 직교 주파수 분할(OFDM) 변조 기술과 같은 기술들을 이용하여 신호들을 변조할 수 있다. 일 실시예에서, 신호 수신기(930)는 안테나(990)로부터 신호들을 수신할 수 있고 신호들을 기저대역(910)으로 제공하기 전에 신호들을 복조할 수 있다. 일 실시예에서, 기저대역(910)은 시스템의 프로세싱 블록들로부터 신호들을 수신할 수 있고 신호들을 신호 송신기(920)에 보내기 전에 기저대역 프로세싱을 수행할 수 있다. 일 실시예에서, 기저대역(910)은 신호 수신기(930)로부터 복조된 신호들을 수신할 수 있고 신호들을 시스템(900)의 프로세싱 블록들로 제공하기 전에 기저대역 프로세싱을 수행할 수 있다.

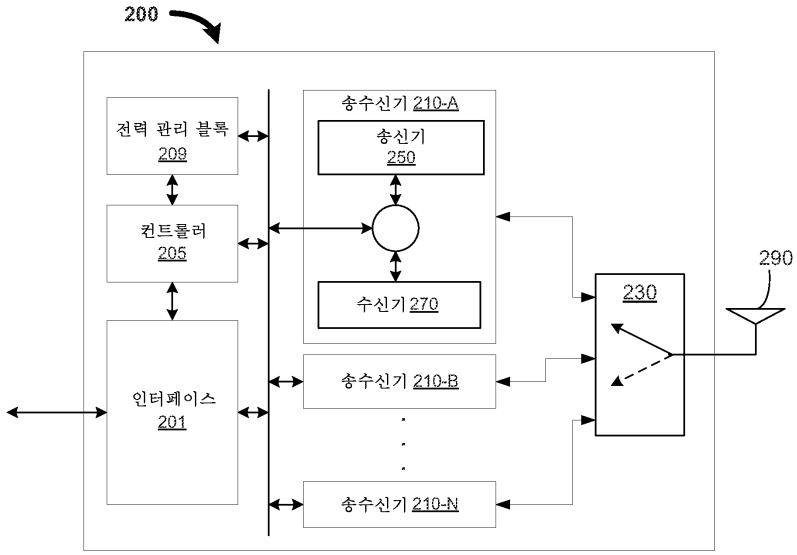
[0082] 본 발명의 특정 특징들이 예시적인 실시예들을 참조하여 설명되었다. 그러나, 이 설명은 제한적인 것으로 해석되어서는 안된다. 본 발명이 속하는 기술분야의 당업자에게 명백한, 예시적인 실시예, 및 발명의 기타 실시예의 다양한 수정이 본 발명의 범위 및 사상 내에 있는 것으로 간주된다.

도면

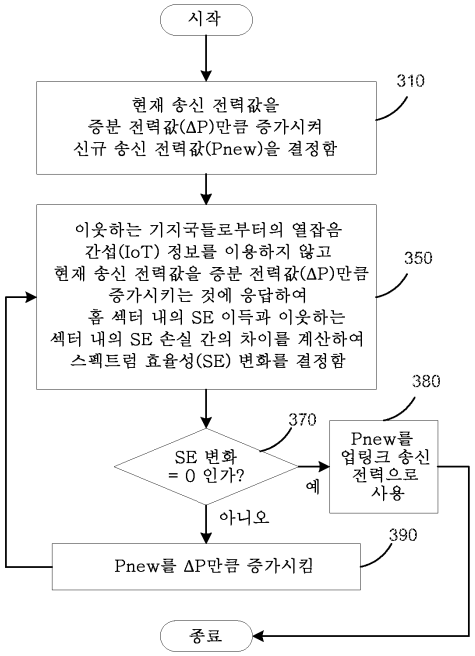
도면1



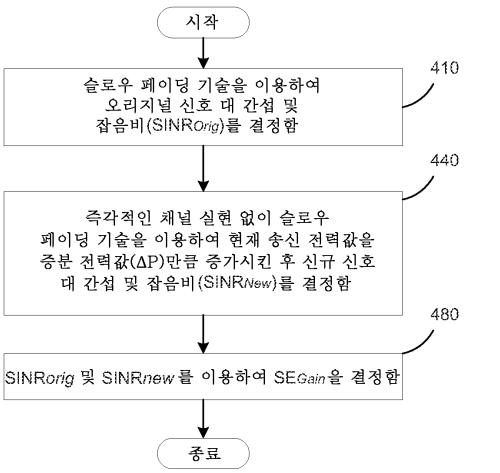
도면2


200
전력 관리 블록
209
컨트롤러
205
인터페이스
201
송수신기 210-A
송신기
250
수신기 270
송수신기 210-B
송수신기 210-N
230
290

도면3

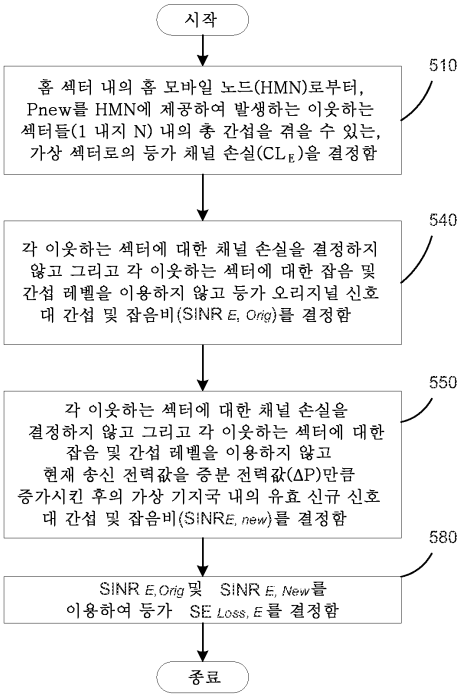

시작
현재 송신 전력값을
증분 전력값(ΔP)만큼 증가시켜
신규 송신 전력값(Pnew)을 결정함
310
이웃하는 기지국들로부터의 열잡음
간섭(IoT) 정보를 이용하지 않고
현재 송신 전력값을 증분 전력값(ΔP)만큼
증가시키는 것에 응답하여
홈 섹터 내의 SE 이득과 이웃하는
섹터 내의 SE 손실 간의 차이를 계산하여
스펙트럼 효율성(SE) 변화를 결정함
350
SE 변화
= 0 인가?
370
예
Pnew를
업링크 송신
전력으로
사용
380
아니오
Pnew를 ΔP만큼 증가시킴
390
종료

도면4



$$\sum_{i=1}^{N}$$

도면5

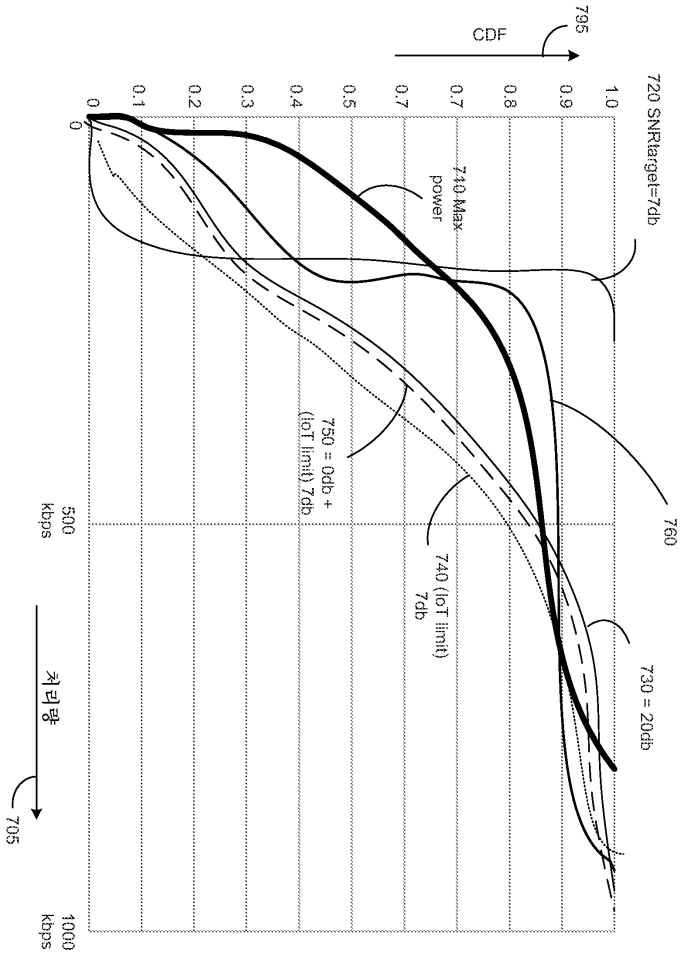


도면6

600

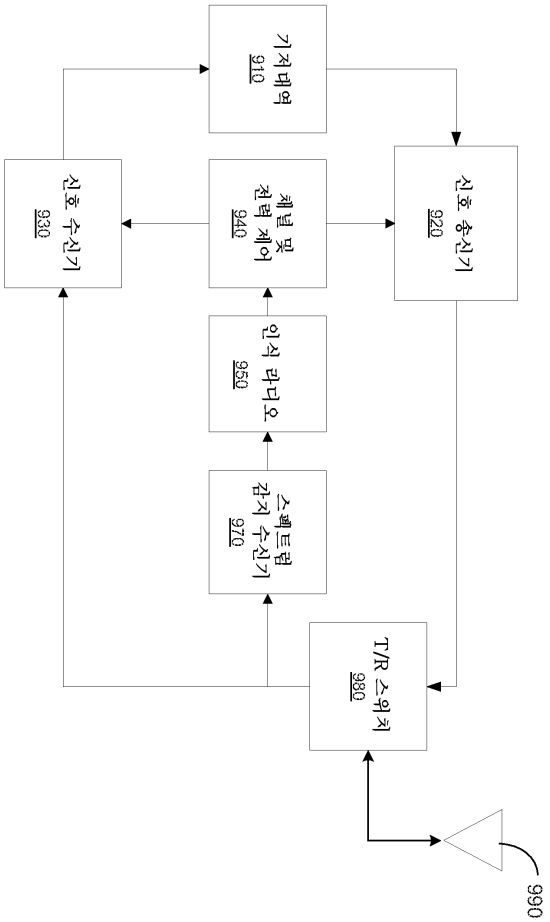
파라미터 목록 610	값 650
대역폭	10MhZ
주파수 재사용	1
셀 배치	3 섹터/셀; 19 셀 랩-어라운드
사용자 수	섹터당 10
강한 간섭 수	8
채널 모델	E-ITU Ped B 3km/h
순열 모드	WiMax UL PUSC
업링크 심볼	15
지역간 거리	500 미터

도면7



도면8

800

UPLC 기술 810	섹터 SE (bits/s/Hz) 850	5% 셀 가장자리 SE (bits/s/Hz) 880
T1: 최대 전력	0.5787 (2.2163 Mbps)	0.005 (19.3 kbps)
T2:SNR_{target} =7db	0.4294 (1.6444 Mbps)	0.005 (19.3 kbps)
T3: SMST + $SINR_{Min}$ = 0db +$SINR_{Max}$ = 20db	0.7486 (2.867 Mbps)	0.0199 (76.3 kbps)
T4: SMST + IoT_{Limit} = 7db	0.7609 (2.9142 Mbps)	0.0082 (31.5 kbps)
T5: SMST + $SINR_{Min}$ = 0db +IoT_{Limit} = 7db	0.7247 (2.7754 Mbps)	0.0216 (82.6 kbps)
T6: GMST with α = -0.9; β = -0.64; and γ = 0.9	0.6426 (2.4612 Mbps)	0.0339 (129.8 kbps)

도면9