(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。Int. Cl.[6]
H04B 1/707
H04B 7/26

(45) 공고일자 2004년06월16일
(11) 등록번호 10-0428917
(24) 등록일자 2004년04월13일

(21) 출원번호 10-1998-0708504
(22) 출원일자 1998년10월23일
번역문 제출일자 1998년10월23일
(86) 국제출원번호 PCT/SE1997/000646
(86) 국제출원출원일자 1997년04월16일
(65) 공개번호 10-2000-0010613
(43) 공개일자 2000년02월25일
(87) 국제공개번호 WO 1997/40593
(87) 국제공개일자 1997년10월30일

(81) 지정국 국내특허 : 아일랜드, 알바니아, 오스트레일리아, 보스니아-헤르체고비나, 바베이도스, 불가리아, 브라질, 캐나다, 중국, 쿠바, 체코, 에스토니아, 그루지야, 헝가리, 이스라엘, 아이슬란드, 일본,

AP ARIPO특허 : 케냐, 레소토, 말라위, 수단, 스와질랜드, 우간다,

EA 유라시아특허 : 아르메니아, 아제르바이잔, 벨라루스,

EP 유럽특허 : 오스트리아, 벨기에, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 프랑스, 영국, 그리스, 이탈리아, 룩셈부르크, 모나코, 네덜란드, 포르투칼, 스웨덴, 오스트리아, 스위스, 독일, 덴마크, 스페인, 핀랜드, 영국,

(30) 우선권주장 08/636,646 1996년04월23일 미국(US)

(73) 특허권자 텔레호낙티에볼라게트 엘엠 에릭슨(피유비엘)
스웨덴 스톡홀름 25 에스-126

(72) 발명자 다흘만, 에릭, 벤그트, 렌나르트
스웨덴 브롬마 에스-161 31 탁죄른스뵈겐 12

에베르브링, 라르스-마그누스
스웨덴 스톡홀름 에스-112 35 노르 뫼라르스트란트 70

그림룬트, 올로프, 에릭
스웨덴 솔나 에스-171 53 4 티알 하가뵈겐 6

빌라르스, 페르, 한스, 아께
스웨덴 스톡홀름 에스-115 36 린되가탄 19

(74) 대리인 주성민
안국찬

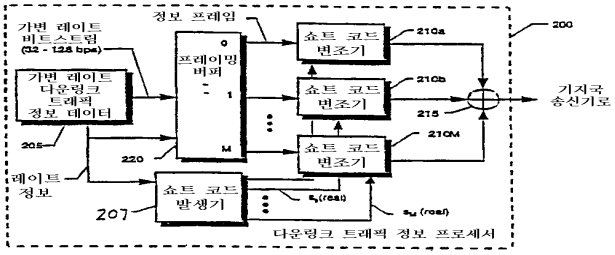
심사관 : 정재우

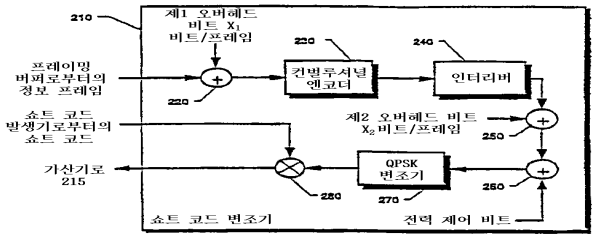
(54) 코드레이트증가형압축모드DS-CDMA시스템및방법

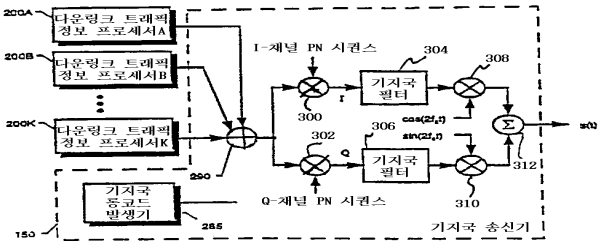
요약

컨벌루셔널 엔코더의 선택적으로 펑처링 코딩된 출력을 이용함으로써 CDMA 통신 기술에 불연속 전송을 도입한다. 프레임 동안 코딩 레이트를 일시 증가시킴으로써, 압축 모드에서 정보는 프레임의 정보 일부만을 채우고, 주파수들 간의 핸드오버에 사용하기 위한 다른 주파수들의 평가와 같은 다른 기능들을 수행하기 위한 프레임의 휴지 부분을 남긴다.

대표도







명세서

배경기술

본 발명은 셀룰러 무선 전화 통신 시스템의 코드 분할 다중 접속(CDMA) 통신 기술의 사용에 관한 것으로 특히, 불연속 직접 시퀀스 코드 분할 다중 접속 (DS-CDMA) 전송을 이용하는 주파수들 간의 접속의 핸드오버(handover)에 관련된 방법 및 시스템에 관한 것이다.

DS-CDMA는 스프레드 스펙트럼 통신의 일종이다. 스프레드 스펙트럼 통신은 세계 제2차 대전때 이후로 지금까지 존재해 오고 있다. 초기의 응용 분야는 군사적 발상이 주도적이였다. 그러나, 오늘날에는 상업적 응용 분야에서 스프레드 스펙트럼 시스템을 사용하는 데 그 관심이 증가하고 있다. 몇몇 예들은 여기서는 통합하여 셀룰러 시스템으로 언급하는 디지탈 셀룰러 무선, 육상 이동 무선, 위성 시스템 및 옥내 및 옥외 개인용 통신망을 포함한다.

현재, 셀룰러 시스템에서의 채널 억세스는 주파수 분할 다중 접속 (FDMA)과 시분할 다중 접속 (TDMA) 방법을 이용하여 실시된다. FDMA에서, 통신 채널은 신호의 전송 전력이 집중되는 단일 무선 주파수 대역이다. 인접 채널들의 간섭은 특정 주파수 대역 내에서만 실질적인 신호 에너지를 통과하는 대역 통과 필터를 사용함으로써 제한된다. 따라서, 각 채널에 서로 다른 주파수 대역이 할당되어, 시스템 용량은 주파수 재사용에 의해 부과되는 제한에 의해서 뿐만 아니라 이용 가능한 주파수 대역의 수에 의해 제한된다.

주파수 호핑(frequency hopping)을 채택하지 않는 TDMA 시스템에서는, 채널이 동일한 주파수 대역에 걸쳐서 시간 간격의 주기열로 된 시간 슬롯으로 이루어 진다. 시간 슬롯의 각 주기는 프레임이라고 부른다. 주어진 신호의 에너지는 이 시간 슬롯들 중의 하나에 제한된다. 인접한 채널 간섭은 적당한 시간에 수신된 신호 에너지를 통과하는 시간 게이트 또는 다른 동기화 소자를 사용함으로써 제한된다. 따라서, 서로 다른 상대 신호 강도 레벨로부터의 간섭 문제는 저하된다.

FDMA 또는 TDMA 시스템 (또는 하이브리드 FDMA/TDMA 시스템)을 이용하여, 한가지 목적은 두 개의 잠재적 간섭 신호들이 동일한 시간에 동일한 주파수를 점유하지 않는다는 것을 보장하는 것이다. 이와는 반대로, 코드 분할 다중 접속 (CDMA)은 신호가 시간과 주파수 모두에서 중첩하게 하는, 스프레드 스펙트럼 변조를 사용하는 억세스 기술

이다. CDMA 통신 기술과 관련된 많은 잠재적 장점이 있다. CDMA-기반 셀룰러 시스템의 용량 제한은 개선된 간섭 다이버시티 및 음성 활동 게이팅(voice activity gating)과 같은 광대역 CDMA 시스템의 특성의 결과로 인해 기존의 아날로그 기술보다는 더 높은 것으로 반영된다.

직접 시퀀스 (DS) CDMA 시스템에서, 전송될 심볼 스트림(즉, 채널 엔코딩 등이 행해진 심볼 스트림)은 기호 시퀀스(signature sequence)로서 알려진 더 높은 레이트의 데이타 스트림에 부가된다. 전형적으로, 기호 시퀀스 데이타 (통상 '칩'으로 부름)는 2진 또는 4진이고, 통상 '칩 레이트'로 부르는 레이트로 발생된 칩 스트림을 제공한다. 이 기호 시퀀스를 발생시키는 한 가지 방법은 불규칙하게 나타나는 의사 잡음 (PN) 프로세스를 이용하는 것이지만, 지정된 수신기에 의해 복사될 수 있다. 심볼 스트림 및 기호 시퀀스 스트림은 두 개의 스트림을 곱해서 결합될 수 있다. 심볼 스트림과 기호 시퀀스 스트림의 조합은 심볼 스트림 신호를 스프레드하는 것으로 부른다. 각 심볼 스트림 또는 채널에는 전형적으로 독특한 스프레딩 코드가 할당된다. 칩 레이트와 심볼 레이트 간의 비율은 스프레딩 비율이라고 부른다. 복수의 스프레드 신호는, 예를 들면, 직교 위상 쉬프트 키잉 (QPSK)에 의해 무선 주파수 반송파를 변조하고, 수신기에서 합성 신호로서 함께 수신된다. 각각의 스프레드 신호들은 주파수와 시간면에서 잡음 관련 신호들뿐만 아니라 모든 다른 스프레드 신호들을 중첩한다. 수신기가 지정되면, 합성 신호는 독특한 코드들 중의 하나와 상관되고 대응하는 신호는 분리되거나 디코드될 수 있다.

셀룰러 시스템의 경우에는, 계층적 셀(hierarchical cell) 구조를 이용하여 시스템 용량을 더욱 증가시킬 때에 가치가 있다는 것을 증명할 것이다. 계층정 셀 구조에서는, 더 작은 셀 또는 마이크로 셀이 더 큰 셀 또는 메크로 셀 내에 존재한다. 예를 들면, 마이크로 셀 기지국은 혼잡한 지역에서 증가된 트래픽 레벨을 조정하기 위해 도심 거리를 따라 램프 포스트 레벨(lamp post level)로 배치될 수 있다. 각 마이크로 셀은 예를 들면 3-5Km 반경을 서비스하면서 몇 개의 블럭의 거리 또는 터널을 서비스할 수 있다. CDMA 시스템의 경우에서도, 서로 다른 종류의 셀들(메크로 및 마이크로)이 전체 시스템의 용량을 증가시키기 위해 서로 다른 주파 수에서 동작할 것이다. H. Eriksson 외 다수에 의한 'Multiple Access Options For Cellular Based Personal Comm., Proc.' 43rd Vehic. Tech. Soc. Conf. Secaucus, 1993을 참조한다. 신뢰성 있는 핸드오버 절차는 셀들간을 이동하는 이동국들이 그들의 접속의 연속적 지원을 받을 수 있도록 서로 다른 셀 타입 사이에서 지원을 받아야 하며, 따라서, 서로 다른 주파수들 사이에서도 지원을 받아야 한다. 복수의 핸드오버 후보들 중에서 어떤 새로운 주파수와 셀의 선택해야 하는 지를 결정하는 몇가지 종래의 기술이 있다. 예를 들면, 이동국은 통신이 전송될 최상의 핸드오버 후보(및 관련된 새로운 기지국)의 결정을 도울 수 있다. 전형적으로, 이동 어시스트 핸드오버(mobile assisted handover; MAHO)로 불리는 이러한 프로세스는 이동국이 몇 개의 선정된 선택 범위에 기초하여 최상의 핸드오버 후보 (예컨대, 가장 강하게 수신된 RSSI, 최상의 BER 등)를 결정하는 것을 돕기 위해 몇 가지 후보 주파수들 각각에 대해 주기적으로(또는 요구에 의하여) 측정을 할 것을 필요로 한다. TDMA 시스템에서는, 예를 들면, 이동국이 휴지 시간 슬롯(들) 동안 후보 주파수의 리스트를 스캐닝하여, 시스템은 현 링크 상의 신호 품질이 선정된 품질 임계치 이하로 떨어지면 믿을만한 핸드오버 후보를 결정할 것이다.

그러나, 종래의 CDMA시스템에서는, 이동국이 네트워크로부터 정보를 수신함에 따라 연속적으로 점유된다. 사실상, CDMA 이동국들은 일반적으로 업링크와 다운링크 모두의 방향으로 연속 수신하고 전송한다. TDMA와는 다르게, 다른 반송파 주파수로 스위치를 하는데 이용 가능한 휴지 시간 슬롯이 없는데, 이는 주어진 주 파수 상에서 주어진 기지국으로의 핸드오버가 특정 순간에 적당한지를 어떻게 결정하는 가를 고려해볼 때 문제가 있다. 이동국은 네크워크 또는 이동국에서 동작하는 핸드오버 평가 알고리즘에 임의의 주파수간 측정을 제공할 수 없기 때문에, 핸드오버 결정은 이동국에 의해 경험한 간섭 상황의 완전한 인식을 하지 않고 이루어질 수 있고, 이에 따라서 신뢰성이 없다.

이러한 문제에 대한 한가지 가능성 있는 해결책은 이동국 내에 후보 주파수에 대한 측정을 하는데 사용될 수 있는 추가 수신기를 제공하는 것이다. 또 다른 가능성은 몇 개의 반송파 주파수들을 동시에 수신하고 복조할 수 있는 광대역 수신기를 사용하는 것이다. 그러나, 이러한 방법은 이동 유닛에 복잡성과 비용을 부과한다.

Willars 외 다수에 의한 원출원에서는, CDMA 통신 기술에 불연속 전송을 도입함으로써 문제를 언급하였다. 예를 들면, 압축 전송 모드가 낮은 스프레딩 비율(즉, 심볼당 칩의 수를 감소시킴으로써)을 이용하여 고정된 칩 레이트 스프레드 정보가 프레임의 일부만을 채우도록 제공된다. 이는 여기서 수신기가 핸드오버를 목적으로 다른 주파수의 후보 셀들의 평가와 같은 다른 기능들을 수신할 수 있는 동안, 여기서는 휴지 부분으로 언급되는 각 프레임의 일부를 남긴다.

이러한 방법은 정보 데이타 시퀀스를 스프레드 하기 위해 비직교 코드 워드를 사용하는 CDMA 시스템에 쉽게 적용될 수 있다. 통상 '롱 코드' 시스템으로 언급되는 이러한 종류의 시스템에서는, 하나의 기호 시퀀스가 하나의 심볼보다 훨씬 길다(심볼 길이보다 보통 백배 김). 이러한 코드들을 사용하여 시작할 때는 비직 교이기 때문에, 하나 또는 수 개의 채널들의 스프레딩 비를 일시적으로 변화시켜서 압축 모드 전송을 하면 여분의 코드간 간섭을 발생시키지 않는다.

그러나, 특허 분야에 제안된 방법은 데이타 스트림을 스프레드하기 위해 직교 코드 워드를 사용하는 DS-CDMA 시스템의 경우에는 문제가 있다. 소위 '쇼트' 코드 시스템에서는, 쇼트 코드 셋트(예컨대, 길이 128 칩의 128 개의 코드를 포함함)를 모든 코드들이 하나의 심볼 간격에 걸쳐서, 즉, 코드의 길이에 걸쳐서 서로 직교하도록 선택한다. 이에 따라서, 심볼당 칩의 수, 즉 스프레드 비율은 하나 또는 수 개의 채널 상에서 변하지 않을 수 있다.

따라서, 전송 및 수신이 불연속적이나 스프레딩 비율의 감소에 의존하지 않고 수신기에 휴지 시간을 제공하여 서로 다른 주파수에 대한 측정을 하는 DS-CDMA 시스템을 제공하는 것이 바람직하다.

<발명의 요약>

CDMA 통신 기술에 불연속 전송을 도입하는 것은, 예를 들면, 컨벌루셔널 엔코더의 선택적으로 펑처된 코드 출력을 이용함으로써 실시된다. 프레임 동안 코딩 레이트를 일시 증가시킴으로써, 코딩된 정보는 압축 모드에서 프레임의 정보 부분만을 채우고, 주파수들 간의 핸드오버에 사용하기 위한 다른 주파수들의 평가와 같은 다른 기능들을 수행하도록 프레임의 휴지 부분을 남긴다. 모드 제어 장치는, 예를 들면, 정상 모드 전송과 관련된 제1 신호 프로세싱 브랜치와

압축 모드 전송과 관련된 제2 신호 프로세싱 브랜치 간의 컨볼루셔널 엔코더로부터 출력된 엔코딩된 신호 스트림을 스위칭하는데, 상기 압축 모드는 코드 펑처링 유닛(code puncturing unit)을 포함한다.

도면의 간단한 설명

도 1은 셀룰러 무선 통신 시스템의 개략도.
도 2A는 본 발명에 따른 다운링크 트래픽 정보 프로세서의 개략도.
도 2B는 본 발명의 한 실시예에 따른 쇼트 코드 변조기의 개략도.
도 2C는 본 발명의 예시적 실시예에 따른 기지국 송신기의 개략도.
도 3A 및 도 3B는 네 개의 프레임 동안 정상 모드 전송과 압축 모드 전송 각각의 예를 도시하는 도면.
도 4는 정상 모드 및 압축 모드 전송을 제공하기 위한 교대 신호 프로세싱 브랜치의 블럭도.

발명의 상세한 설명

전술한 설명에서, 제한을 하는 것은 아니고 설명을 목적으로 하여, 본 발명의 완전한 이해를 돕기 위해 특정 회로, 회로 소자, 기술 등을 설정하였다. 예를 들면, 예시적 변조 및 전송 기술에 관련하여 다양한 세부 사항이 제공된다. 그러나, 당 기술에 통상의 지식을 가진자는 본 발명이 이 특정 세부 사항들에서 벗어나서 다른 실시예에서 실용화될 수 있다는 것을 이해할 것이다. 다른 예에서, 공지된 방법, 장치, 및 회로들의 상세한 설명은 본 발명의 설명을 불필요하게 모호하게 하지 않도록 하기 위해 생략한다.
도 1에는 예시적 셀룰러 무선 통신 시스템(100)이 나타나 있다. 도 1에 도시한 바와 같이, 시스템에 의해 서비스를 제공받는 지리적 영역은 n개의 영역, 즉 셀 110a-n으로 알려진 더 작은 영역의 무선 서비스 지역으로 분할되어 있고, 각 셀은 각각 무선 기지국 170a-n과 관련되어 있다. 각 무선 기지국 170a-n은 복수의 전송 및 수신 무선 안테나 130a-n과 관련되어 있다. 육각형 모양의 셀 110a-n을 사용한 것은 특정 기지국 170a-n과 관련된 무선 서비스 지역의 영역들을 설명하는 데 있어서 도표로 하여 편리하게 하기 위해 나타낸 것이다. 실제로, 셀 110a-n은 불규칙한 모양이고 중첩되어 있으며 반드시 연속적으로 되어 있지 않을 수 있다. 각 셀 110a-n은 공지된 방법에 따라서 섹터로 더 세분화될 수 있다. 셀 110a-n 내에 복 복수개인 m개의 이동국, 즉, 이동국 120a-m이 분포되어 있다. 실제의 시스템에서는, m개의 이동국의 갯수가 n개의 셀의 갯수보다 훨씬 더 많을 수 있다. 기지국 170a-n은 그들의 각각의 셀들 내에 위치한 이동국 120a-m과의 양방향 무선 통신을 제공하는 복수의 기지국 송신기 및 기지국 수신기(도시되어 있지 않음)를 포함한다. 도 1에 나타낸 바와 같이, 기지국 170a-n은 그중에서도 특히 공전 교환 전화망(PSTN)으로의 접속을 제공하는 이동 전화 교환국(MTSO; 150)에 결합되어 통신 장치 180a-c에 결합된다. 셀룰러 컨셉은 당 기술에 통상의 지식을 가진 자에게 공지되어 있고, 이에 따라서 이에 대한 설명은 여기서는 더이상하지 않는다.
본 발명에 따르면, 기지국과 이동국 간의 무선 통신은 직접 시퀀스 코드 분할 다중 접속 (DS-CDMA)을 이용하여 실시된다. 다음에서, 다운링크 또는 순방향 채널이라는 용어는 기지국 170a-n으로부터 이동국 120a-m으로의 정보 보유 신호의 무선 전송을 언급하는 것이다. 유사하게, 업링크 또는 역방향 채널이라는 용어는 이동국 120a-m으로부터 기지국 170a-n으로의 정보 보유 신호의 무선 전송을 언급하 는 것이다.
오늘날, 무선 통신 시스템은 그 적용 분야가 증가하고 있다. 전형적인 음성 통신은 현재 화상의 무선 전송, 및 다른 매체 및 고속 데이타 응용 분야의 혼합 부분과 공존하고 있다. 이러한 응용 분야는 낮은 비트 레이트, 중간 비트 레이트 및 높은 비트 레이트 정보 신호의 가변 혼합을 저전송 지연으로 이송할 수 있는 무선 채널을 필요로 한다. 무선 스펙트럼을 효율적으로 이용하기 위해서, 특정 응용 분야에 필요한 대역폭만이 할당되어야 한다. 이는 '필요에 따른 대역폭(bandwith demand)'라고 공지되어 있다. 따라서, 다음의 예시적 시스템들은 멀티-레이트, DS-CDMA 시스템을 설명한다.
다운링크
도 2A는 다운링크 트래픽 정보 프로세서(200)의 개략적 블럭도를 나타낸다. 다운링크 트래픽 정보 프로세서(200)는 기지국 송신기의 일부이다. 각 다운링크 접속은 적어도 하나의 다운링크 트래픽 정보 프로세서(200)의 자원을 필요로 한다. 동시 다운링크 접속의 수 K를 공급하도록 치수가 정해진 기지국은 적어도 동일한 수 K의 다운링크 트래픽 정보 프로세서(200)를 가져야 한다. 도 2A를 참조하면, 예를 들면, 정보원(도시되어 있지 않음)으로부터 시작된 음성 도는 화상 정보와 같은 가변 레이트 다운링크 트래픽 정보 데이타(205)는 프레이밍 버퍼(220)에 의해 가변 레이트 디지탈 비트 스트림의 형태로 수신된다. 정보원은, 예를 들면, 일반 전화(180a), 컴퓨터(180b), 비디오 카메라(180c), 또는 PSTN(160)을 통하거나 또는 직접 MTSO(150)에 연결되어 공지된 방법에 따라 기지국 170a-n에 결합되는 되는 임의의 적당한 정보원일 수 있다.
프레이밍 버퍼(220)에 의해 수신되는 가변 레이트 비트 스트림의 비트 레이트(즉, 초당 킬로비트의 수 (kbps))는 이동국 120a-m에 전송될 정보 종류 또는 양에 따라 달라진다. 비트 레이트는 기준 비트 레이트에 의해 정의될 수 있고, 곱하면 다음과 같다.
비트 레이트 = (기준 비트 레이트)*k; k = 0, 1, 2, . . . N
여기서, (기준 비트 레이트) * N은 최대 비트 레이트이다.
32kbps의 기준 비트 레이트와 10ms의 정보 프레임 시간 간격을 갖는 예시적 실시예에서, 각 정보 프레임은 320 비트를 포함한다. 32kbps 보다 높은 비트 레이트의 경우, 10ms 시간 간격당 하나 이상의 정보 프레임이 생성된다. 예를 들어, 비트 레이트가 128kbps라고 하자. 그러면, 각각 320 비트를 갖는 네 개의 정보 프레임이 각 10ms 시간 간격마다 생성된다. 일반적으로, 정보 프레임의 수 M은 기준 비트 레이트에 k를 곱한 것과 같다.

도 2A를 참조하면, 각 정보 프레임은 후속 프로세스를 위하여 복수의 쇼트 코드 변조기 210a-M 중의 하나에 결합된다. 쇼트 코드 변조기 210a-M의 수 M은 기준 비트 레이트에 N을 곱한 것과 같다. 본 발명의 제1 예시적 실시예에 따르면, 수신된 정보 데이타 비트 레이트가 기준 비트 레이트(예컨대, 32kbps)인 경우, 단 하나의 정보 프레임만이 쇼트 코드 변조기(210a)에 결합되는 각 10ms 시간 간격마다 생성된다. 수신된 가변 레이트 비트 스트림이 기준 비트 레이트의 두배이면(즉, 64kbps), 각 10ms 시간 간격마다 두 개의 정보 프레임이 생성되는데, 한 정보 프레임은 쇼트 코드 변조기(210a)에 결합되고 다른 정보 프레임은 쇼트 코드 변조기(210b)에 결합된다. 유사하게, 더 높게 수신된 가변 레이트 비트 스트림은 선정된 시간 간격당 더 많은 정보 프레임을 생성한다. 높은 비트 레이트 정보 데이타로부터 기인한 각 정보 프레임은 개별적인 쇼트 코드 변조기에 개별적으로 결합되어 복수의 병렬 쇼트 코드 채널을 초래한다. 정보 데이타 비트 스트림을 정보 프레임의 시퀀스를 배열하면 정보 데이타가 쇼트 코드 변조기(210a-M)에서 편리하게 처리될 수 있다. 도 2B를 참조하면, 쇼트 코드 변조기(210a-M)의 개략적 설명이 참조 번호(210)로서 도시되어 있다. 컨벌루셔널 엔코더(230)에서 채널 코딩을 하기 전에, 예를 들면, 순환 중복 검사 (CRC) 비트의 일부를 포함하는 제1 오버헤드 비트 (X_1)가 시간 멀티플렉서(220) 내의 정보 프레임에 부가된다. 정보 비트 및 제1 오버헤드 비트를 포함하는 프레임이 컨벌루셔널 엔코더(230)에 결합되고 예를 들면 프레임에 증복을 부가하는 레이트 1/3 컨볼루셔널 엔코더를 이용하여 채널 코딩된다. 그 다음, 엔코딩된 프레임은 엔코딩된 프레임이 블럭식 비트 인터리빙되는 비트 인터리버(240)에 결합된다. 인터리빙 후에, 제2 오버헤드 비트 X_2 가 시간 멀티플렉서(250)에서 엔코딩되고 인터리빙된 프레임에 부가된다. 다운링크 전력 제어 비트 또한 시간 멀티플렉서(260)에서 엔코딩되고 인터리빙된 프레임에 부가된다. 다운링크 전력 제어 비트는 이동국이 자신의 전송된 전력 레벨을 증가시키거나 감소시키도록 명령한다. 전력 제어 비트의 삽입 후에, 각 프레임은 직교 위상 쉬프트 키잉 (QPSK) 변조기(270)에 결합된다. 당 기술에 숙련된 자는 QPSK 변조가 아닌 다른 변조도 사용할 수 있다는 것을 알 것이다. QPSK 변조기(280)는 입력 비트, 또는 심볼을 복소 심볼의 시퀀스로 맵핑한다. QPSK 변조기의 출력은 예를 들면, 통상적인 형태인 I+jQ의 데카르트 좌표에 의해 표시되는 심볼의 복소 시퀀스이다. QPSK 변조기의 출력의 스프레딩은 소위 쇼트 코드를 이용하여 수행된다. 다른 엔코딩, 인터리빙, 및 변조의 조합이 가능하다.

쇼트 코드

도 1을 다시 참조하면, 각 무선 기지국 170a-n은 독특한 다운링크 신호를 전송하여 이동 단말기 120a-m이 이동 단말기가 위치한 셀에서 수신된 다운링크 신호들로부터 인접한 셀 또는 인접한 섹터들에서 전파된 신호들(즉, 셀간 신호들)을 분리하는 것을 가능하게 한다. 또한, 특정 셀의 개별적인 이동 단말기에 전송된 신호들은 서로 직교하여 동일한 셀에서 동작하는 복수의 이동국 120a-m의 신호들(즉, 인트라 셀 신호들)을 분리시킨다. 본 발명에 따르면, 동일한 셀, 또는 동일한 섹터 내의 복수의 사용자로의 다운링크 전송은 변조된 신호를 서로 다른 직교 쇼트 코드로 스프레드함으로써 분리된다.

높은 비트 레이트 신호를 나타내는 병렬 쇼트 코드 채널은 동일한 셀 내에서 동작하는 이동 단말기로의 다운링크 트래픽 신호가 분리되는 방식과 동일하게, 즉, 각 병렬 CDMA 채널에 서로 다른 쇼트 코드 S_M (real)를 할당함으로써 서로 분리된다.

한 실시예에서, 쇼트 직교 코드는 하나의 심볼 간격의 길이를 갖는 실수치 직교 골드 코드(real-valued orthogonal Gold codes)이다. 예를 들면, 120kbps의 총 비트 레이트(각 직교 브랜치에 대하여 60kbps)와 7.68 Mcps의 칩 레이트로, 코드 길이는 128 칩이다. 직교 골드 코드는 길이 2^m -1의 통상의 골드 코드인데, 여기서, 0(또는 1)이 2^m 직교 코드 워드를 생성하는 모든 코드 워드단에 부가되고, 각각의 길이는 2^m 이다. 골드 코드는 당 기술에 숙련된 자에게 공지되어 있다. 도 2A를 참조하면, 각 쇼트 코드 변조기 210a-M의 출력은 각 정보 프레임의 개별적인 스프레드 신호들이 단일 합성 신호로 형성되는 가산기(215)에 결합된다.

롱 코드

도 2C를 참조하면, 각 다운링크 트래픽 정보 프로세서 200A-K로부터의 복합 신호들이 기지국 송신기(150)에 결합된다. 각 다운링크 트래픽 정보 프로세서로부터의 신호들은 블럭(290)에 부가된다. 서로 다른 기지국으로부터 전송된 다운링크 신호들을 분리하기 위해서, 각 기지국 170a-n에는 독특한 롱 코드가 할당된다. 본 발명의 한 실시예에서는, 롱 코드가 복소값, 예를 들면, 길이 2^{41} -1 칩의 통상의 골드 코드일 수 있다. 롱 코드 발생기(285)에 의해 발생된 롱 코드로 합성 신호를 (블럭 300 및 302에서) 스크램블링 한 후에, 신호는 공지된 기술에 따라서 (블럭 304, 306)에서 필터링되고, (블럭 308, 310)에서 변환되고, 블럭(312)에서 합산되고, 증폭되며 전송된다.

불연속 전송

정상적으로 CDMA 시스템에서는, 정보가 예컨대 5-20 ms의 고정 길이로 프레임 구조 내에 전송된다. 프레임 내에 전송될 정보는 코딩되고 함께 스프레드된다. 이 정보는 각 프레임에 걸쳐서 스프레드되어 도 3A의 예에 대하여 도시한 바와 같이, 일정한 전력 레벨에서 전체 프레임 동안 연속적인 전송을 가져온다. 이런 종류의 전체 프레임, 연속 전송은 여기서 '정상 모드 전송'이라고 부른다.

전술한 바와 같이, 본 발명은 예컨대 신뢰성 있는 핸드오버 후보 평가를 위해 불연속 전송을 CDMA 시스템에 도입한다. 본 발명에 따르면, 이는 코딩된 비트 스트림으로부터 비트를 제거함(즉, 코드를 펑처함)으로써 채널 코더의 레이트를 일시 증가시킴으로써 실시된다. 이는 프레임의 일부로 압축된 코딩된 정보를 가져오고, 도 3B에 도시한 바와 같이, 전력이 전송되지 않는 잔여의 휴지 간격을 남긴다. 이를 여기서는 '압축 모드 전송'이라고 부른다. 예시적인 예는 휴지 간격이 본 발명에 따라 어떻게 생성될 수 있는가를 더욱 설명할 것이다.

디지탈 통신 시스템의 펑처된 컨벌루셔널 코딩 기술은 여기서는 참조로서 포함된 다음의 문헌 : 하이클러 외 다수에 의해 1991년 7월 2일자로 허여된 미국 특허 제5,029,331호, 게이트에 의해 1990년 3월 13일자로 허여된 미국 특허 제4,908,827호, 야스다 외 다수에 의한 1984년 7월 24일자로 허여된 미국 특허 제4,462,101호, 제이. 빕 카인, 조지 씨. 클락 , 주니어, 및 존 엠. 가이스트에 의한 IEEE Transactions on Information Theory , Vol. IT-25, No. 1, Jan.

1979, pp. 97-100의 Punctured Convolutional Codes of Rate (n-1)/n and Simplified Maximum Likelihood Decoding, 및 야타까 야스다, 간시로 카시끼, 및 야스오 히라따에 의한 IEEE Transactions on Communications , Vol. COM-32, No. 3, March 1984, pp. 315-319의 High Rate Punctured Convolutional Code for Soft Decision Viterbi Decoding에 의해 도시된 바와 같이 공지되어 있다.

일반적으로, 펑처된 컨벌루셔널 코딩을 이용하는 통신 시스템은 송신기로부터 전송될 디지탈 입력을 코딩하기 위한 코더 및 수신기에 수신된 코딩된 입력을 디코딩하기 위한 디코더를 포함한다. 코더는 디지탈 입력을 수신하고 컨벌루션 방식으로 코딩된 출력을 출력하는 컨벌루셔널 코딩 회로를 포함한다. 디지탈 입력은 컨벌루셔널 코딩 회로에 입력되는 모든 k-비트에 대하여 대응하는 n 비트(여기서, n>k)가 출력되도록 컨벌루셔널 코딩 회로에 의해 코딩된다. 입력된 k-비트와 출력된 대응하는 n-비트는 k-조 및 n-조로 각각 부른다. 컨벌루셔널 코딩 회로에 대한 컨벌루셔널 코딩 레이트는 출력된 n 비트의 수에 대한 입력된 k-비트의 수의 비율로서 정의되고, k/n으로 나타낼 수 있다. 예를 들면, 컨벌루셔널 코딩 회로에 입력된 각 비트에 대해 대응하는 두 개의 비트가 출력되는 경우 코딩 레이트는 1/2이다.

코더의 코드 레이트를 증가시키기 위해, 컨벌루션 방식으로 코딩된 출력은 컨벌루션 방식으로 코딩된 출력의 선택된 비트만을 전송하는 삭제 패턴 메모리 및 전송 마스크 회로를 포함한다. 펑처링 회로는 z/q의 펑처된 코드 레이트를 갖는 펑처된 출력을 출력한다. z/q의 펑처된 코드 레이트는 컨벌루셔널 코딩 회로에 입력되는 모든 z 입력 비트에 대하여 펑처링 회로로부터 q 비트가 출력된다는 것을 의미한다.

원하는 펑처된 코드 레이트는 전송 마스크 회로를 통하여 컨볼루셔널하게 코딩된 출력을 통과하고 블럭마다 기초로 하여 컨벌루셔널 코딩된 출력을 펑처함으로써 성취된다. 펑처될 각 블럭은 복수의 n-조로부터 형성되고 펑처링 블럭으로 부른다. 각 펑처링 블럭을 형성하는 데 사용되는 n-조의 수는 z/q의 펑처된 코드 레이트를 제공하기 위해서 적어도 γ 컨벌루션 방식으로 코딩된 n-조가 그룹화되고 원하는 펑처된 코드 레이트를 성취하기 위해 펑처링 블럭으로서 펑처되어야 한다는 것을 인식함으로써 현재 결정된다(여기서, z=γk). 따라서, 각 펑처링 블럭의 비트 길이는 각 n-조의 비트 수에 의해 곱해진 컨벌루션 방식으로 코딩된 n-조 γ와 같다. 펑처링 블럭의 비트 길이는 다음과 같이 나타낼 수 있다.

$$L = \gamma n$$

펑처링 블럭과 동일한 길이를 갖는 삭제 패턴에 따라 펑처링 블럭이 펑처된다. 삭제 패턴의 비트는 각 펑처링 블럭의 비트와 일대일 대응을 한다. 따라서, 삭제 패턴은 L = γn으로 나타낼 수 있는 길이를 갖도록 선택된다. 선택된 삭제 패턴은 k/n의 컨벌루셔널 코딩 레이트에 대하여 z/q의 원하는 펑처된 코드 레이트를 성취하는 데 필요한 최소 비트 길이를 갖는다.

펑처링 회로에 의해 사용되는 삭제 패턴은 전송 비트를 나타내는 1과 비전송 비트를 나타내는 0을 각각 갖는 1과 0의 L-길이 블럭이다. (전송 비트와 비전송 비트는 또한 비삭제 비트와 삭제 비트로 각각 부른다.) L-길이 삭제 패턴에서의 1 대 0의 비율은 원하는 펑처된 코드 레이트를 성취하도록 선택된다. 이는 펑처된 코드 레이트를 결정하는 삭제 패턴에서 0에 대한 상대수이다.

예를 들면, 2/3 펑처된 레이트는 길이 4 (즉, L = Zn = 2 × 2 = 4)의 삭제 패턴을 이용함으로써 레이트 1/2 컨벌루셔널 코딩 회로에 대하여 실시된다. 길이 4 삭제 패턴은 세 개의 전송 비트 및 하나의 비전송 비트, 즉, 1/4의 펑처링 레이트를 갖도록 선택되어 2/3의 새로운 펑처된 레이트가 성취된다.

0에 대한 1의 동일비를 갖고 동일한 비트 길이를 가지나 1과 0의 독특한 배열 또는 패턴을 갖는 복수의 서로 다른 삭제 패턴이 있다. 삭제 패턴에서 1과 0의 배열 또는 패턴은 펑처된 코드의 거리 특성에 영향을 준다. 통신 시스템의 비트 에러 레이트를 최소화하기 위해, 원하는 비트 길이와 0에 대한 1의 비율을 갖는 삭제 패턴은 펑처된 코드의 거리 특성을 최적화하는 시도를 할 때 전형적으로 선택된다.

0에 대한 1의 길이와 비율이 결정되면 최적의 삭제 패턴을 선택하기 위해, 각 삭제 패턴에 대한 거리 특성이 산출되는 잠재적 삭제 패턴의 펑처링 테이블이 산출될 수 있다. 주어진 삭제 패턴 길이와 0에 대한 1의 비율에 대해 최적의 삭제 패턴을 선택하는 것은 상기 포함된 문헌에 의해 나타낸 바와 같이 잘 공지되어 있다. 펑처링 테이블로부터 선택된 최적의 삭제 패턴은 블럭마다 컨벌루션 방식으로코딩된 출력에 기초하여 펑처링 시에 펑처링 회로에 의해 사용된다.

본 발명에 따르면, 펑처링은 필요할 때, 예를 들면, 주파수간 측정을 수행하기 위해 휴지 간격을 생성하도록 선택적으로 수행된다. 도 4를 참조하면, 컨벌루셔널 채널 코더(400)에 입력되는 M 비트/프레임을 갖는 코딩되지 않는 데이타 스트림을 고려해보자. 코더(400)는, 예를 들면, 도 2B의 컨벌루셔널 엔코더(230)에 대 응할 수 있다. 코더가 R_c의 엔코딩 레이트를 갖고 데이타 스트림이 길이 T_f를 갖는 프레임에 제공된다고 가정해 보자. 이는 채널 코더(400)의 출력 N이 $N = M/R_c$가 될 것이라는 것을 의미한다. 주파수 측정을 행할 때, 모드 제어 장치(402)는 도 4의 상부 프로세싱 브랜치(정상 모드 전송과 관련됨)로부터 하부 신호 프로세싱 브랜치(압축 모드 전송과 관련됨)로 이동하기 위해 스위치(404)를 동작시킨다. 하부 신호 프로세싱 브랜치에서, 코딩된 비트 스트림은 펑처링 레이트 R_p, 즉, 모든 $1/R_p$번째 비트가 제거될 때마다 블럭(406)에서 펑처된다. 프레임당 비트 수는 $N' = N*(1-1/R_p)$로 감소된다. 그 다음, 이 N' 비트/프레임은 프레임 발생기(408)(예컨대, 도 2B의 인터리버(240))에 제공되어 길이 T_f를 갖는 프레임이 변조기(예컨대, 도 2B의 변조기(270))에 전송된다.

주어진 채널 비트 레이트의 경우, 프레임의 데이타는 현재 길이 $T_f' = T_f * N'/N$의 시간 간격으로 전송될 수 있다. 남아 있는 길이 $T_i = T_f - T_f'$의 시간 간격이 주파수간 측정에 사용될 수 있다.

휴지 시간 이용

이동국의 수신기에 휴지 시간을 생성하면, 휴지 시간이 많은 유리한 용도에 사용될 수 있다. 먼저, 수신기는 이 시간을 다른 주파수를 스캐닝하는 데 사용할 수 있다. 이동국이 현재 할당되어 있는 주파수 이외의 반송파 주파수를 평가하는 것이 규칙적인 선정된 기준에 기초하여 다운링크 또는 업링크시에 압축 전송 모드 를 이용하여 수행된다. 이동국은 압축 모드 프레임의 휴지 부분 동안 현재 링크된 기지국에 귀기울일 필요가 없기 때문에 다른 반송파 주파수 (예컨대,

반송파 신호 강도, 파일럿 채널 신호 강도 또는 비트 에러 레이트)에 관한 측정을 수행한다. 다른 주파수로의 스위칭 이후에, 그 주파수의 평가는 임의의 적당한 방식에서 수행될 수 있는 데, 예컨대, Wejke외 다수에 의한 미국 특허 제5,175,867호에 개시되어 있다. 측정은 (현재 연결된 기지국 또는 기지국들을 통해) 네트워크에 중계되어, 이동 어시스트 핸드오버(MAHO)에 사용되는 정보를 제공한다.

압축 모드는 이 예시적 실시예에서 이동국 또는 네트워크에 의해 결정된 레이트에서 간헐적으로 사용되나, 네트워크가 다운링크를 위한 압축 모드 전송의 사용을 제어하는 것이 바람직하다. 이동국 또는 네트워크는 무선 전달 조건, 이동국의 속도 및 다른 간섭 인자, 상대 호 밀도 및 핸드오버가 보다 더 필요한 셀 보더에 대한 근접도와 같은 다양한 인자에 기초하여 압축 모드 사용 주파수를 결정할 수 있다. 이러한 정보는, 시스템에 사용되는 측정의 세부 사항과 핸드오버 알고리즘과 관련하여, 모드 제어 장치(402)에 의해 스위치(404)의 이동의 시기를 조절하는데 사용될 수 있다. 호 핸드오버의 실행은 본 발명의 예시적 실시예의 압축 모드에서 또한 조정될 수 있다. 두 개의 서로 다른 핸드오버 프로세스는, 특히 심리스 핸드오버 및 소프트 핸드오버 압축 모드에 의해 제공되는 휴지 시간을 이용하여 구현될 수 있다.

소프트 핸드오버의 경우, 또 다른 반송파 주파수 상의 전파되는 새로운 기지 국 (또는 기지국들)로의 핸드오버를 결정한 후에, 압축 모드에 들어간다. 구 기지국(들)과의 통신이 유지되면서 프레임의 휴지 부분 동안 새로운 링크를 설정한다. 새로운 링크가 동기화한 후에 구 링크(들)를 유지함으로써, 모든 기지국들로의 통신이 스킴을 연계 방법(make-before break method)으로 하면서 동시에 대책될 수 있다(두 개 이상의 반송파 주파수 상에서 메크로 다이버시티를 설정함). 소프트 주파수간 핸드오버에 대한 이러한 스킴은 업 링크 및 다운 링크에 대하여 사용될 수 있다. 핸드오버는 구 링크(들)를 드롭하고 정상 모드 전송으로 되돌아감으로써 완성된다.

프레임 기간에 대한 프레임의 정보 부분의 듀티 사이클은 프레임 기준에 의해 프레임 상에서 제어된다. 다른 주파수에 대한 측정을 위해, 듀티 사이클은 측정을 하는데 짧은 주기의 시간만이 필요하기 대문에 비교적 높게(예컨대, 0.8) 남을 수 있다. 두 개의 주파수들간의 메크로 다이버시티의 실행을 위해, 동일한 정보가 두 개의 주파수 상으로 전송된다. 따라서, 듀티 사이클은 대략 0.5가 되어야 한다. 압축 모드는 간헐적으로만 사용되고 정상 보드(듀티 사이클 = 1)는 시간의 잔여로서 사용된다.

전송 품질을 제어하기 위해, 프레임의 정보 부분 동안 사용되는 전송 전력은 본 발명의 예시적 실시예에서 듀티 사이클의 함수이다. 예를 들면, 전송 전력 P는 다음과 같이 결정될 수 있다.

P= { P SUB { 1 } } OVER { 듀티사이클 }

여기서, P_1 은 정상 모드 전송을 위한 전력이다. 이 증가된 전력은 듀티 사이클이 감소되면 검출기에서 전송 품질을 유지하는데 필요하다. 프레임의 나머지 동안, 즉, 휴지 부분 동안, 전력은 턴 오프된다.

기지국으로부터의 총 전송 전력의 변화는 특정 지속 기간 내에 다수의 사용자에 걸쳐서 압축 모드의 전개(deployment)를 엇갈리게함으로써(시간 스프레딩함으로써) 완화될 수 있다. 또 다른 반송파 주파수에 대한 신호 강도 측정은 프레임의 프렉션만을 요구하기 쉬우며, 듀티 사이클은 높게 만들어질 수 있어서, 전력 전송의 변화를 감소시킨다.

정상 및 압축 모드 프레임의 본 발명의 용도는 DS-CDMA를 이용하나 스프레딩 비율을 감소시키지 않으면서 계층적 셀 구조에서 슬롯 전송/수신의 장점을 이용할 능력을 제공하는 것이다. 이는 다른 반송파 주파수의 측정을 가능하게 함으로써 신뢰성 있는 핸드오버 결정을 제공한다. 또한, 반송파 주파수들 간의 핸드오버 실행은 기존의 링크를 해제하기 전에 새로운 링크를 설정함으로써 중단없이 될 수 있다. 이는 두 개의 수신기 없이 행해질 수 있다.

양호한 실시예에 대한 앞의 설명은 당 기술에 숙련된 자라면 누구나 본 발명을 실용화할 수 있도록 제공된다. 이 실시예에는 다양한 변형이 있을 수 있다는 것을 당 기술에 숙련된 자는 쉽게 이해할 것이고, 여기서 언급한 원리는 본 발명의 사상과 범주에서 벗어남이 없이 적용될 수 있다. 따라서, 본 발명은 개시한 실시예에 제한되지 않고 이하의 청구범위와 일치하는 광범위한 범주로 간주되어야 한 다.

(57) 청구의 범위

청구항 1.

특정 지속 기간을 갖는 프레임으로 정보가 전송되는, 셀룰러 통신에서의 코드 분할 다중 접속 방법에 있어서,

코딩된 심볼 스트림(coded symbol stream)을 생성하도록, 전송될 프레임과 관련된 심볼 스트림을 채널 인코딩(channel encoding)하는 단계;

코딩 레이트를 증가시킨 코딩된 심볼 스트림(code-rate-increased coded symbol stream)을 생성하도록, 상기 코딩된 심볼 스트림의 채널 코딩 레이트(channel coding rate)를 증가시키는 단계;

스프레드 정보 신호(spread information signal)를 생성하도록, 전송할 상기 코딩 레이트를 증가시킨 코딩된 심볼 스트림을 기호 시퀀스(signature sequence)에 부가하는(impressing) 단계; 및

상기 스프레드 정보 신호를 압축 모드 프레임(compressed mode frame)으로 전송하는 단계

를 포함하고, 상기 압축 모드 프레임은

상기 특정 지속 기간보다 짧은 지속 기간을 갖고 상기 스프레드 정보 신호를 포함하는 제1 부분; 및

상기 스프레드 정보 신호를 포함하지 않는 제2 부분

을 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 2.

제1항에 있어서, 상기 채널 엔코딩 단계는 상기 심볼 스트림을 컨벌루션 방식으로 엔코딩하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 3.
제1항에 있어서, 상기 선택적으로 증가시키는 단계는 상기 코딩된 심볼 스트림을 선택적으로 펑처링(puncturing)하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 4.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드 프레임의, 상기 특정 지속 기간에 대한 상기 적어도 하나의 제1 부분의 지속 기간의 비로서 정의되는, 듀티 사이클의 함수로서 압축 모드 프레임의 상기 적어도 하나의 제1 부분 동안 사용되는 전송 전력 레벨을 증가시키는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 5.
제1항에 있어서, 상기 제2 부분 동안에는 전력이 전송되지 않는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 6.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드는 다른 무선 링크의 압축 모드의 사용과의 조정 없이 한 무선 링크에 사용되는 셀룰러 통신 시스템의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 7.
제4항에 있어서, 압축 모드 프레임의 사용 시간을 선정된 시간씩 다수의 사 용자에 대해 분산시킴으로써 총 전송 전력의 변화를 완화시키는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 8.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드의 사용 주파수는 이동국 속도, 간섭 부하, 상대 호 밀도, 및 셀 보더에 대한 근접도 중 하나 또는 하나 이상의 조합 요인에 기초하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 9.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드는 다운 링크에 사용되는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 10.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드는 다운 링크 및 업 링크 모두에 사용되는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 11.
제1항에 있어서, 상기 압축 모드는 업 링크에 사용되는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 12.
제9항에 있어서, 이동국에서 다운 링크 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분 동안 반송파 주파수에 대한 측정을 수행하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 13.
제10항에 있어서, 이동국에서 다운 링크 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분 동안 반송파 주파수에 대한 측정을 수행하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 14.
제10항에 있어서, 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분 동안 통신을 새로운 반송파 주파수상에 동기화하여 새로운 무선 링크를 설정하는 경우 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 15.
제14항에 있어서, 상기 새로운 무선 링크상에서의 통신을 위해 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분을 사용하여, 현재 사용중인 무선 링크와 상기 새로운 무선 링크 모두에서의 통신을 유지하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 16.
제15항에 있어서, 상기 현재 사용중인 무선 링크를 끊고 상기 새로운 무선 링크상에서의 정상 모드 프레임 전송으로 되돌아가는 단계-상기 정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간의 전체 기간 동안의 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 17.
제13항에 있어서, 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분 동안 통신을 새로운 반송파 주파수상에 동기화하여 새로운 무선 링크를 설정하는 경우 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 18.
제17항에 있어서, 상기 새로운 무선 링크상에서의 통신을 위해 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분을 사용하여, 현재 사용중인 무선 링크와 상기 새로운 무선 링크 모두에서의 통신을 유지하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 19.
제18항에 있어서, 상기 현재 사용중인 무선 링크를 끊고 상기 새로운 무선 링크상에서의 정상 모드 프레임 전송으로 되돌아가는 단계-상기 정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간의 전체 기간 동안의 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-를 더 포함하는 셀룰러 통신 시스템의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 20.
제12항에 있어서, 현재 링크가 설정되어 있는 반송파 주파수와 주파수가 다른 반송파 주파수의 상기 측정을 이용하여 핸드오버 평가를 수행하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 21.

제13항에 있어서, 현재 링크가 설정되어 있는 반송파 주파수와 주파수가 다른 반송파 주파수의 상기 측정을 이용하여 핸드오버 평가를 수행하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 22.

제21항에 있어서, 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분 동안, 상기 핸드오버 평가에 기초하여, 통신을 상기 새로운 반송파 주파수 상에 동기화하여 새로운 링크를 설정하는 경우, 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 23.

제22항에 있어서, 상기 새로운 무선 링크상에서의 통신을 위해 압축 모드 프레임의 상기 제2 부분을 사용하여, 현재 사용중인 무선 링크와 상기 새로운 무선 링크 모두에서의 통신을 유지하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 24.

제23항에 있어서, 상기 현재 사용중인 무선 링크를 끊고 정상 모드 프레임 전송으로 되돌아가는 단계- 상기 정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간 전체 동안의 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 25.

제10항에 있어서,
상기 적어도 하나의 제1 부분 동안 현재의 무선 링크 상에서 통신을 수행하는 단계;
상기 제2 부분 동안 통신을 새로운 반송파 주파수 상에 동기화하는 단계;
상기 제2 부분 동안 새로운 무선 링크를 설정하는 단계;
상기 새로운 무선 링크 상의 통신이 설정된 경우 현재의 링크를 끊는 단계; 및
정상 모드 전송을 이용하여 상기 새로운 무선 링크 상에서 통신을 수행하는 단계-정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간 전체 동안 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-
에 의해 중단없는 핸드오버(seamless handover)를 실행할 때 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 26.

제13항에 있어서,
상기 적어도 하나의 제1 부분 동안 현재의 무선 링크 상에서 통신을 수행하는 단계;
상기 제2 부분 동안 통신을 새로운 반송파 주파수 상에 동기화하는 단계;
상기 제2 부분 동안 새로운 무선 링크를 설정하는 단계;
상기 새로운 무선 링크 상의 통신이 설정된 경우 현재의 링크를 끊는 단계; 및
정상 모드 전송을 이용하여 상기 새로운 무선 링크 상에서 통신을 수행하는 단계-정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간 전체 동안 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-
에 의해 중단없는 핸드오버를 실행할 때 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 27.

제21항에 있어서,
상기 적어도 하나의 제1 부분 동안 현재의 링크 상에서 통신을 수행하는 단계;
상기 핸드오버 평가에 기초하여 새로운 반송파 주파수를 선택하는 단계;
상기 제2 부분 동안 통신을 상기 새로운 반송파 주파수 상에 동기화하는 단계;
상기 제2 부분 동안 새로운 무선 링크를 설정하는 단계;
상기 새로운 무선 링크 상의 통신이 설정된 경우 현재의 링크를 끊는 단계; 및
정상 모드 전송을 이용하여 상기 새로운 무선 링크 상에서 통신을 수행하는 단계-정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간 전체 동안 상기 코딩된 정보만으로 이루어짐-
에 의해 중단없는 핸드오버를 실행할 때 상기 압축 모드를 이용하는 단계를 더 포함하는 셀룰러 통신의 코드 분할 다중 접속 방법.

청구항 28.

특정 지속 기간의 프레임으로 정보를 전송하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치에 있어서,
데이타를 정상 모드 또는 압축 모드로 엔코딩하고 프레이밍(framing)하기 위한 수단 -정상 모드 프레임은 상기 특정 지속 기간 전체 동안에 상기 코딩된 정보 를 포함하고, 압축 프레임은 상기 코딩된 정보의 채널 코딩 레이트를 선택적으로 증가시킴으로써 발생되어, 완전한 코딩된 정보 신호를 포함하고 상기 특정 지속 기간보다 짧은 적어도 하나의 제1 부분과, 제2 부분을 포함하며 상기 엔코딩 및 프레이밍 수단은 입력 및 출력을 포함함-
상기 엔코딩 및 프레이밍 수단에서 상기 압축 모드와 상기 정상 모드중 어느 모드가 사용되는지를 제어하기 위한 수단; 및
상기 엔코딩 및 프레이밍 수단의 상기 코딩된 정보 신호 출력을 전송하기 위한 수단
을 포함하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 29.

제28항에 있어서, 상기 데이타를 엔코딩 및 프레이밍하기 위한 수단은 상기 정상 모드와 관련된 제1 신호 프로세싱 브랜치 및 상기 압축 모드와 관련된 제2 신호 프로세싱 브랜치를 포함하고, 상기 모드 제어 수단은 상기 모드 제어 수

단이 상기 제1 및 제2 브랜치들 중의 하나로 신호 스트림을 선택적으로 스위치할 수 있게 하는 스위치를 포함하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 30.

제28항에 있어서, 상기 모드 제어 수단은 측정/핸드오버 알고리즘에 따라 모드를 선택하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 31.

제28항에 있어서, 상기 장치는 이동국의 일부를 형성하는 코드 분할 다중 접 속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 32.

제28항에 있어서, 고정 스프레딩 비율로 채널을 디코딩하기 위한 수단을 더 포함하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 33.

제28항에 있어서, 상기 장치는 기지국의 일부인 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 34.

제30항에 있어서, 상기 알고리즘의 일부는 이동국에서 구현되고 상기 알고리즘의 일부는 기지국에서 구현되는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 35.

제28항에 있어서, 하나의 상기 장치가 이동국에 위치하고 다른 하나의 상기 장치가 기지국에 위치하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 36.

제28항에 있어서, 프레임의 적어도 하나의 제1 부분 동안 전송하기 위해 상기 수단에 공급되는 전력은 상기 모드 제어 수단에 의해 제어되는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 37.

제29항에 있어서, 상기 제2 브랜치는 코드 펑처링 유닛을 포함하는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 38.

제30항에 있어서, 상기 수신기 수단의 압축 모드 프레임의 듀티 사이클은 상기 모드 제어 수단에 의해 제어되는 코드 분할 다중 접속 시스템의 정보 전송 장치.

청구항 39.

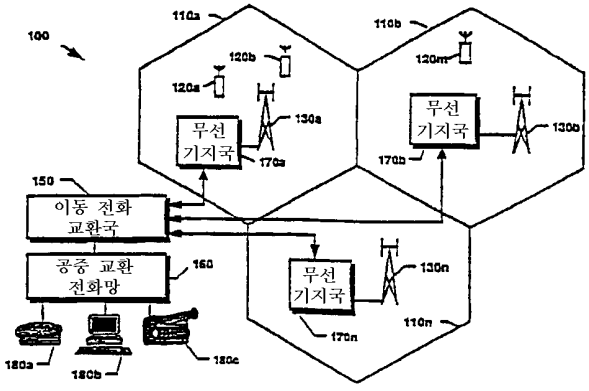
CDMA 송신기에 있어서,
코딩되지 않는 데이타 비트 스트림을 수신하기 위한 노드;
상기 데이타 비트 스트림을 엔코딩하기 위한 채널 코더;
상기 엔코딩된 데이타 비트 스트림을 수신하고 전송을 위한 정상 프레임을 발생시키기 위한 제1 신호 프로세싱 브랜치;
상기 엔코딩된 데이타 비트 스트림을 수신하고, 상기 엔코딩된 비트 중의 일부를 삭제하여 전송을 위한 압축 프레임을 발생시키기 위한 제2 신호 프로세싱 브랜치;
상기 제1 및 제2 신호 프로세싱 브랜치들 중의 하나의 브랜치를 선택하도록 동작하는 스위치; 및
상기 정상 또는 상기 압축 프레임을 수신하고 이를 전송하기 위한 다운 스트림 프로세싱 회로
를 포함하는 CDMA 송신기.

청구항 40.

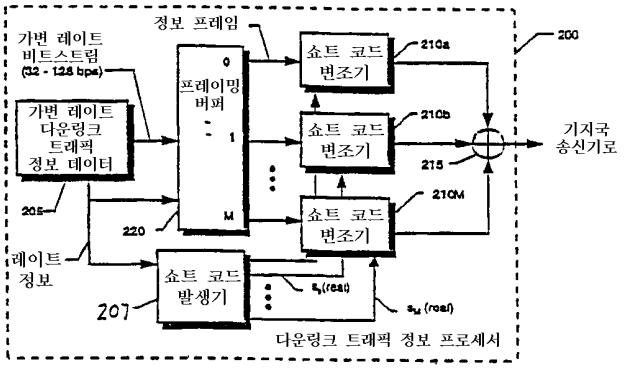
제39항에 있어서, 상기 채널 엔코더는 컨벌루셔널(convolutional) 엔코더인 CDMA 송신기.

도면

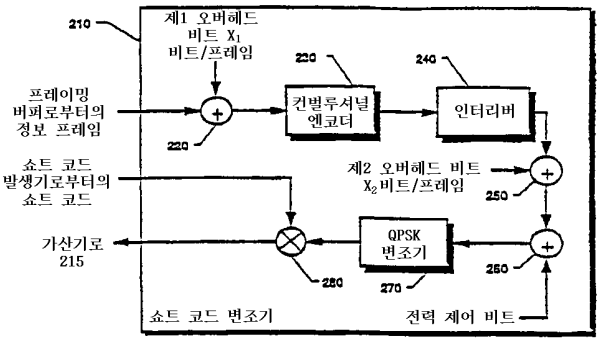
도면1



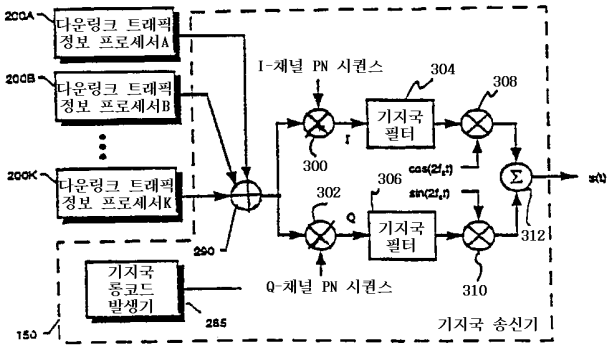
도면2A



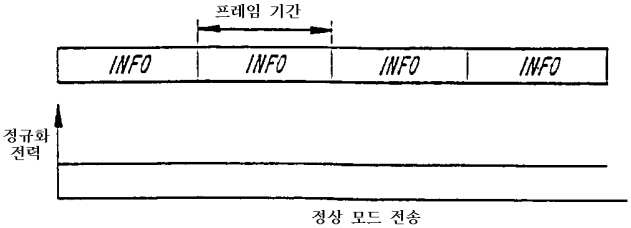
도면2B



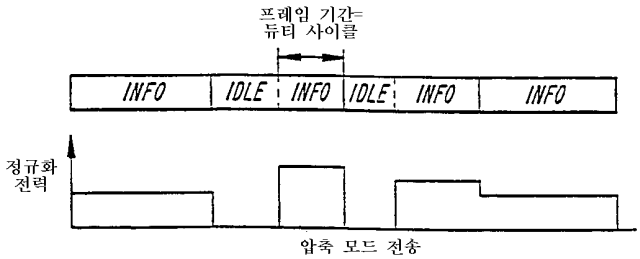
도면2C



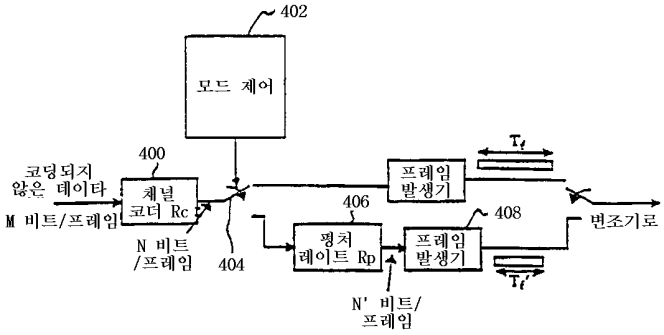
도면3A



도면3B


프레임 기간=
듀티 사이클
INFO
IDLE
INFO
IDLE
INFO
INFO
정규화
전력
압축 모드 전송

도면4


402
모드 제어
400
코딩되지
않은 데이타
M 비트/프레임
채널
코더 Rc
N 비트
/프레임
404
406
펑처
레이트 Rp
N' 비트/
프레임
프레임
발생기
408
프레임
발생기
변조기로