



**(19) 대한민국특허청(KR)**  
**(12) 등록특허공보(B1)**

(45) 공고일자 2016년07월21일  
 (11) 등록번호 10-1641803  
 (24) 등록일자 2016년07월15일

- |   |  |
|---|--|
| (51) 국제특허분류(Int. Cl.)<br>H04L 27/26 (2006.01)<br>(21) 출원번호 10-2014-7007822(분할)<br>(22) 출원일자(국제) 2009년06월12일<br>심사청구일자 2014년06월12일<br>(85) 번역문제출일자 2014년03월25일<br>(65) 공개번호 10-2014-0057624<br>(43) 공개일자 2014년05월13일<br>(62) 원출원 특허 10-2011-7000762<br>원출원일자(국제) 2009년06월12일<br>심사청구일자 2014년02월26일<br>(86) 국제출원번호 PCT/CA2009/000830<br>(87) 국제공개번호 WO 2009/149561<br>국제공개일자 2009년12월17일<br>(30) 우선권주장<br>61/061,013 2008년06월12일 미국(US)<br>(56) 선행기술조사문헌<br>US20070041457 A1*<br>Cristina Ciocchina et al., "Single-Carrier Space-Frequency Block Coding Performance Evaluation," Vehicular Technology Conference2007, p. 715, (2007.9.30-10.3)*<br>KR1020080026620 A*<br>US20080130589 A1*<br>*는 심사관에 의하여 인용된 문헌 | (73) 특허권자<br>애플 인크.<br>미합중국 95014 캘리포니아 쿠퍼티노 인피니트 루프 1<br>(72) 발명자<br>지아, 밍<br>캐나다 온타리오 케이2에이 0비3 오타와 에이퍼티 302 워트비 애비뉴 345<br>마, 지앙레이<br>캐나다 온타리오 케이2엠 2더블유5 카나타 본 에코 크레센트 3<br>(뒷면에 계속)<br>(74) 대리인<br>양영준, 백만기 |
|---|--|

전체 청구항 수 : 총 4 항

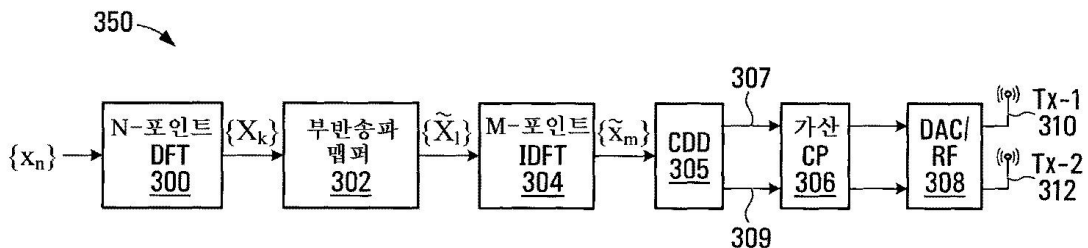
심사관 : 신상길

(54) 발명의 명칭 SC-FDMA 전송 다이버시티 시스템 및 방법

(57) 요약

본 출원은 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(SC-FDMA) 업링크에서 송신 다이버시티로부터 피크 대 평균 전력비(PAPR)의 증가를 완화하는 방법, 장치 및 송신기를 제공한다. 순환 시프트 지연을 이용하는 PAPR 보존 프리코드 행렬 홉핑 방법과 부대역 기반 송신 다이버시티 방식이 제공된다. 또한 본 출원은 LTE 표준에서 업링크 스케줄링과 연관된 스케줄링 제한을 완화하는 방법, 장치 및 송신기도 제공한다.

대표도



(72) 발명자

**주, 페이잉**

캐나다 온타리오 케이2엠 2엘4 카나타 페블 크릭  
크레센트 16

**통, 웬**

캐나다 온타리오 케이2씨 4에이7 오타와 화이트스  
톤 드라이브 12

**수, 후아**

캐나다 온타리오 케이2지 6씨2 네핀 쏘버리 크레센  
트 179

**장, 항**

캐나다 온타리오 케이2지 5제트1 네핀 가든게이트  
웨이 24

---

**명세서**

**청구범위**

**청구항 1**

SC-FDMA 변조된 업링크에서의 업링크 적응성 서브채널화 방법으로서,  
 무선 장치가 페이딩 피크(fading peak)를 갖는 부반송파를 결정하는 단계; 및  
 상기 무선 장치에, 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸(headroom) 및 상기 무선 장치가 페이딩 피크를 갖는 부반송파에 기초하여 SC-FDMA 변조된 업링크 송신을 위해 복수의 비인접 부대역을 할당하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 2**

삭제

**청구항 3**

기지국에서의 MIMO 가능 무선 장치의 SC-FDMA 변조된 업링크 연결의 적응 방법으로서,  
 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸을 모니터링하는 단계; 및  
 상기 무선 장치가 충분한 동작 전력 헤드룸을 갖고 있다고 판단하는 것에 응답하여, 채널 강도에 기초한 멀티 코드워드 랭크-1 송신 또는 적어도 랭크-2 송신을 스케줄링하는 단계를 포함하는 방법.

**청구항 4**

SC-FDMA 변조된 업링크에서의 업링크 적응성 서브채널화를 위한 장치로서,  
 무선 장치가 페이딩 피크(fading peak)를 갖는 부반송파를 결정하는 수단;  
 상기 무선 장치에, 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸 및 상기 무선 장치가 페이딩 피크를 갖는 부반송파에 기초하여 SC-FDMA 변조된 업링크 송신을 위해 복수의 비인접 부대역을 할당하는 수단을 포함하는 장치.

**청구항 5**

삭제

**청구항 6**

MIMO 가능 무선 장치의 SC-FDMA 변조된 업링크 연결의 적응을 위한 기지국 장치로서,  
 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸을 모니터링하는 수단; 및  
 상기 무선 장치가 충분한 동작 전력 헤드룸을 갖고 있다고 판단하는 것에 응답하여, 채널 강도에 기초한 멀티 코드워드 랭크-1 송신 또는 적어도 랭크-2 송신을 스케줄링하는 수단을 포함하는 기지국 장치.

**발명의 설명**

**기술 분야**

- [0001] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로, 특히 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속 방식(SC-FDMA)에서 업링크 통신 방법 및 시스템에 관한 것이다.
- [0002] <관련 출원의 상호 참조>
- [0003] 본 출원은 미국 임시 특허출원 제61/061,013호(출원일: 2008년 6월 12일)의 우선권을 주장하며, 그 전체 내용은

본 명세서에 참조로써 포함된다.

### 배경 기술

- [0004] 3GPP(Third Generation Partnership Project)는 직교 주파수 분할 다중 접속 방식(OFDMA)을 채택하여 높은 비트율을 달성해왔다.
- [0005] 셀룰러 애플리케이션에서 OFDMA의 한 가지 장점은 다중경로 신호 전파에서도 강건하다는 것이다. 이렇게 다중 경로에 대해 면역성이 있는 것은 OFDMA 시스템이 각각이 정보 신호의 비트율의 1/M배에서 동작하는 M개의 직교 주파수 반송파를 통해 정보를 전송하기 때문이다. 그러나 OFDMA 파형은 현저한 인벨로프(envelope) 변동을 나타내어 피크 대 평균 전력비(PAPR)가 높다. 신호의 PAPR이 높으면 지나친 혼변조 왜곡을 피하기 위해 고선형 전력 증폭기가 필요하다. 이러한 선형성을 달성하기 위해, 증폭기는 피크 전력에서 크게 백오프(backoff)된 상태로 동작한다. 그 결과, 전력 효율이 낮게 되어 휴대형 무선 단말에 큰 부담을 준다.
- [0006] 셀룰러 업링크 전송에서 OFDMA의 다른 문제는 동시 전송하는 상이한 단말들 간의 불가피한 주파수 기준의 오프셋 때문에 생긴다. 주파수 오프셋은 전송의 직교성을 파괴하여 다중접속 간섭을 일으킨다. 이러한 단점을 극복하기 위하여 3GPP는 셀룰러 시스템의 "LTE(long-term evolution)"에서 업링크 전송을 위한 변형된 형태의 OFDMA를 채택하였다. 이 OFDMA 변형 버전은 단일 반송파 FDMA(SC-FDMA)라 한다.
- [0007] OFDMA에서처럼, SC-FDMA 시스템에서도 송신기는 상이한 직교 주파수(부반송파)들을 이용하여 정보 심볼을 송신한다. 그러나 이 송신기는 부반송파를 동시가 아니라 순차적으로 송신한다. 이러한 구성은 OFDMA와 비교해서 송신된 파형의 인벨로프 변동을 상당히 많이 감소시킨다. 따라서 SC-FDMA 신호는 OFDMA 신호보다 본래적으로 PAPR이 낮다. 그러나 다중경로 전파가 심한 셀룰러 시스템에서는 기지국에 도달하는 SC-FDMA 신호는 심볼간 간섭이 심하다.
- [0008] 그러므로 기지국은 SC-FDMA 송신 신호를 수신할 때에 이러한 간섭을 소거하기 위해 통상적으로 적응성 주파수 영역 등화(equalization)를 이용한다. 이러한 구성은 셀룰러 시스템에서 의미가 있는데, 이러한 구성은 기지국 측에서 신호 처리(주파수 영역 등화)를 복잡하게 하는 대가로 휴대형 사용자 장비(UE) 측에서 선형 증폭을 해야 하는 부담을 덜 수 있기 때문이다.
- [0009] 낮은 PAPR은 SC-FDMA의 고유 특성인데, 이 특성에 따라서 SC-FDMA는 LTE 업링크 접속법에 이용하는데 매우 적합하다. SC-FDMA는 PAPR이 낮기 때문에 예컨대 OFDMA에 비해 커버리지는 크게 하고, 전력 증폭기(PA)의 전력 소모는 적게 하고, 비용도 적게 들게 할 수가 있다.
- [0010] 현행 LTE 표준은 업링크에서의 데이터 송신을 위해 물리적 업링크 동기 채널에 SC-FDMA를 이용한다. 그러나 낮은 PAPR 특성을 보존하기 위해서는 SC-FDMA를 위해 UE에 할당된 부반송파는 고르게 분배되거나, 부대역 기반이어야, 즉 연속한 부반송파의 부대역을 가질 필요가 있다. 현행 LTE 표준은 이러한 부대역 기반 방식을 채택하여 데이터 송신을 위한 LTE 업링크에서 연속한 부반송파의 부대역을 UE에 할당한다. LTE UL 제어 채널 PUCCH(physical uplink control channel)에 대해서는 주파수 영역 PAPR 시퀀스를 송신함으로써 저PAPR 성능이 달성되고, 즉, 이 시퀀스는 역고속 푸리에 변환(IFFT) 후에 저PAPR을 갖게 된다.
- [0011] SC-FDMA에 대한 종래의 연구와 그 결과로서의 LTE 업링크(UL)는 일반적으로 하나의 송신 안테나 사용에만 초점을 맞추고 있었다. 그러나 현재는 LTE 표준의 발전 단계상 다음 단계인 LTE-Advanced에 대해서는 커버리지와 처리량을 잠재적으로 향상시키기 위해 UE측에서 하나 이상의 안테나가 지원될 것임은 분명하다.
- [0012] LTE 다운링크(DL)에 이용되는 OFDMA에 대한 송신 다이버시티에 대한 연구는 잘 진행되고는 있지만, DL에서의 OFDMA에 대해 개발된 기술은 UL에서의 SC-FDMA에 대해서는 바로 적용될 수 없다. 이는 대개는 UL에서 SC-FDMA의 저PAPR 특성을 보존하기 위해 업링크에서 이용된 송신 다이버시티 기법이 저PAPR을 보존하도록 설계되어야 하기 때문이다(이는 OFDMA가 저PAPR를 갖고 있지 않으므로 OFDMA DL에 대해 개발된 다이버시티 기법에 대해서는 그렇지 않다).

### 발명의 내용

#### 과제의 해결 수단

- [0013] 일 양상에서, 본 출원은  $N_A(N_A \geq 2)$ 개의 안테나를 구비한 무선 통신 장치에서의 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(SC-FDMA) 업링크 송신 다이버시티 방법으로서, N개의 변조된 데이터 심볼 그룹에 대해서, 상기 N개의 변조된

데이터 심볼의  $N$ 개 주파수 영역 성분 세트를 발생하기 위해 상기  $N$ 개의 변조된 데이터 심볼에 대해  $N$ -포인트 이산 푸리에 변환(DFT)을 실시하는 단계;  $M$ 개의 복소 부반송파 진폭 세트를 발생하기 위하여 상기  $N$ 개의 변조된 데이터 심볼의 상기  $N$ 개 주파수 영역 성분을 부대역  $M$ 개 부반송파 폭( $M > N$ )에서  $N$ 개 부반송파에 맵핑하는 단계;  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스를 발생하기 위하여 상기  $M$ 개의 복소 부반송파 진폭 세트에 대해  $M$ -포인트 역 이산 푸리에 변환(IDFT)을 실시하는 단계; 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전을 발생하는 단계; 상기 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스를 이용하여 상기  $N_A$ 개 안테나들 중 제1 안테나 상에서 SC-FDMA 신호를 송신하는 단계; 및 다른 각 안테나에 대해서, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 상기  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전을 중 각자의 버전을 이용하여 발생된 각자의 SC-FDMA 신호를 송신하는 단계를 포함하는 방법을 제공한다.

- [0014] 일부 실시예에서,  $N_A=2$ 이고, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전을 발생하는 단계는 상기 기준 시퀀스에 대해  $M/4$ 만큼 시프트된 사이클인, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 순환 시프트 지연 버전을 발생하는 단계를 포함한다.
- [0015] 일부 실시예에서,  $N_A=4$ 이고, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전을 발생하는 단계는 상기 기준 시퀀스에 대해 각각  $M/4$ ,  $-M/4$  및  $M/2$ 만큼 시프트된 사이클인, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 3개 순환 시프트 지연 버전을 발생하는 단계를 포함한다.
- [0016] 다른 양상에 따라서, 본 출원은  $N$ 개의 변조된 데이터 심볼의  $N$ 개 주파수 영역 성분 세트를 발생하기 위해 상기  $N$ 개의 변조된 데이터 심볼에 대해  $N$ -포인트 이산 푸리에 변환(DFT)을 실시하도록 구성된 이산 푸리에 변환기;  $M$ 개의 복소 부반송파 진폭 세트를 발생하기 위하여 상기  $N$ 개의 변조된 데이터 심볼의 상기  $N$ 개 주파수 영역 성분을 부대역  $M$ 개 부반송파 폭( $M > N$ )에서  $N$ 개 부반송파에 맵핑하도록 구성된 부반송파 맵퍼;  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스를 발생하기 위하여 상기  $M$ 개의 복소 부반송파 진폭 세트에 대해  $M$ -포인트 역 이산 푸리에 변환(IDFT)을 실시하도록 구성된 역 이산 푸리에 변환기; 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전을 발생하도록 구성된 순환 시프트 지연기; 및 제1 안테나에 대해서, 상기 제1 안테나 상에서 SC-FDMA 신호를 송신하기 위하여 상기 이산 시간 영역 값의 상기 기준 시퀀스를 이용하여 상기 부대역의 상기  $M$ 개 부반송파를 순차적으로 변조하고; 그리고 적어도 하나의 다른 안테나 각각에 대해서, 상기 안테나 상에서 SC-FDMA 신호를 송신하기 위하여 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 상기  $N_A-1$ 개 순환 시프트 지연 버전들 중 각자의 버전을 이용하여 상기 부대역의 상기  $M$ 개 부반송파를 순차적으로 변조하도록 구성된 RF 송신기를 포함하는 무선 송신기를 제공한다.
- [0017] 일부 실시예에서, 상기 적어도 하나의 다른 안테나는 제2 안테나를 포함하고, 상기 순환 시프트 지연기는 상기 제2 안테나 상의 송신 다이버시티를 위해 상기 기준 시퀀스에 대해  $M/4$ 만큼 시프트된 사이클인, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 순환 시프트 지연 버전을 발생하도록 구성된다.
- [0018] 일부 실시예에서, 상기 적어도 하나의 다른 안테나는 3개의 다른 안테나를 포함하고, 상기 순환 시프트 지연기는 상기 기준 시퀀스에 대해 각각  $M/4$ ,  $-M/4$  및  $M/2$ 만큼 시프트된 사이클인, 상기  $M$ 개의 이산 시간 영역 값의 기준 시퀀스의 3개 순환 시프트 지연 버전을 발생하도록 구성된다.
- [0019] 본 출원의 다른 양상에 따라서, 제1 양상에 따른 무선 송신기를 포함하는 무선 장치가 제공된다.
- [0020] 본 출원의 다른 양상에 따라서, 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(SC-FDMA) 부대역 기반 송신 다이버시티 방법으로서, 대역폭을 복수의 부대역으로 분할하는 단계; 각 부대역을 복수의 안테나 중 각자의 안테나에 할당하는 단계; 및 상기 부대역에 할당된 상기 각자의 안테나를 이용하여 각 부대역에서 SC-FDMA 신호를 송신하는 단계를 포함하는 방법이 제공된다.
- [0021] 일부 실시예에서, 상기 복수의 부대역의 부대역들은 동일한 크기를 갖는다.
- [0022] 본 출원의 다른 양상에 따라서, 복수의 인접 부대역들 각각에서 송신할 SC-FDMA 신호를 발생하도록 구성된 단일 반송파 주파수 분할 다중 접속(SC-FDMA) 부대역 기반 송신 다이버시티용 무선 송신기가 제공된다.
- [0023] 일부 실시예에서, 무선 송신기는 각 부대역을 위한 각자의 신호 처리 경로를 포함하고, 각 신호 처리 경로는 각자의 이산 푸리에 변환기(DFT)를 포함한다.
- [0024] 일부 실시예에서, 각 신호 처리 경로는 DFT 뒤에 부반송파 맵퍼와 그에 이어지는 역 이산 푸리에 변환기를 포함

한다.

- [0025] 본 출원의 다른 양상에 따라서, SC-FDMA 변조된 업링크에서의 업링크 적응성 서브채널화 방법으로서, 무선 장치에, 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸에 기초하여 SC-FDMA 변조된 업링크 송신을 위한 복수의 비인접 부대역을 할당하는 단계를 포함하는 방법이 제공된다.
- [0026] 일부 실시예에서, 이 방법은 상기 무선 장치가 페이딩 피크를 갖는 부반송파를 결정하는 단계를 더 포함하고, 상기 무선 장치에 복수의 비인접 부대역을 할당하는 단계는 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸과 상기 무선 장치가 페이딩 피크를 갖는 부반송파에 기초하여 SC-FDMA 변조된 업링크 송신을 위한 복수의 비인접 부대역을 상기 무선 장치에 할당하는 단계를 포함한다.
- [0027] 본 출원의 다른 양상에 따라서, 기지국에서의 MIMO 가능 무선 장치의 SC-FDMA 변조된 업링크 연결의 적응 방법으로서, 상기 무선 장치의 동작 전력 헤드룸을 모니터링하는 단계; 및 상기 무선 장치가 충분한 동작 전력 헤드룸을 갖고 있는 경우에, 채널 강도에 기초한 멀티 코드워드 랭크-1 송신 또는 적어도 랭크-2 송신을 스케줄링하는 단계를 포함하는 방법이 제공된다.
- [0028] 본 출원의 다른 양상에 따라서, SC-FDMA 변조된 업링크 채널 상의 송신 다이버시티 방법으로서, 복수의 안테나 각각에 대해서, 각 안테나에 대해 서로 다른 시간 영역 프리코딩 벡터를 통한 홉핑에 기초하여 SC-FDMA 변조된 심볼 시퀀스를 프리코딩하는 단계; 및 상기 복수의 프리코딩된 SC-FDMA 변조된 심볼을 송신하는 단계를 포함하는 방법이 제공된다.
- [0029] 일부 실시예에서, 상기 프리코딩 벡터의 요소는  $\{i\}$ 과  $\{j\}$ 를 포함한다.
- [0030] 일부 실시예에서, 상기 복수의 안테나는 2개의 안테나를 포함하고, 상기 프리코딩 벡터는  $\{1,1\}$ ,  $\{1,-1\}$ ,  $\{1,j\}$  및  $\{1,-j\}$ 를 포함한다.
- [0031] 일부 실시예에서, 상기 SC-FDMA 변조된 업링크 채널은 순방향 에러 정정 코딩된 데이터를 포함한다.
- [0032] 일부 실시예에서, 상기 SC-FDMA 변조된 업링크 채널은 LTE(long term evolution) 업링크 RACH(random access channel)를 포함한다.
- [0033] 본 출원의 실시예의 다른 양상과 특징은 당업자라면 본 출원의 특정 실시예에 대한 하기의 상세한 설명을 보면 잘 알 수 있을 것이다.

**도면의 간단한 설명**

- [0034] 이제 첨부도면을 참조하여 본 출원의 실시예들에 대해서 예시를 통해 설명한다.
- 도 1a는 SC-FDMA 송신기의 블록도.
- 도 1b는 SC-FDMA 수신기의 블록도.
- 도 2는 제2 안테나에 대한 심볼에 프리코딩 벡터 홉핑이 적용된 2개의 안테나에 의해 송신될 변조된 데이터 심볼의 리스트를 보여주는 도.
- 도 3은 2개의 안테나 상의 업링크 송신 다이버시티를 위해 순환 시프트 지연 다이버시티(CDD)를 이용하는 SC-FDMA 송신기의 블록도.
- 도 4는 어느 하나의 SC-FDMA 심볼에 순환 시프트 지연이 적용된 2개의 안테나에 대한 SC-FDMA 심볼의 시간 영역 표시를 보여주는 도.
- 도 5a는 2개의 송신 안테나를 가진 UE에 대해 부대역 송신 다이버시티를 구현할 수 있는 방법의 예를 보여주는 대역폭 할당 차트.
- 도 5b는 2개의 송신 안테나 상의 송신 다이버시티를 위해 SBTD를 이용하는 SC-FDMA 송신기의 블록도.
- 도 6은 셀룰러 통신 시스템의 블록도.
- 도 7은 본 출원의 일부 실시예를 구현하는데 이용될 수 있는 예시적인 기지국의 블록도.
- 도 8은 본 출원의 일부 실시예를 구현하는데 이용될 수 있는 예시적인 무선 단말의 블록도.
- 도 9는 본 출원의 일부 실시예를 구현하는데 이용될 수 있는 예시적인 중계국의 블록도.

도 10은 본 출원의 일부 실시예를 구현하는데 이용될 수 있는 예시적인 OFDM 송신기 구조의 논리적 분해의 블록도.

도 11은 본 출원의 일부 실시예를 구현하는데 이용될 수 있는 예시적인 OFDM 수신기 구조의 논리적 분해의 블록도.

**발명을 실시하기 위한 구체적인 내용**

- [0035] 다중 안테나 송신 다이버시티의 장점들을 이용하면서도 SC-FDMA의 저PAPR 특성을 보존하기 위해서, 다음의 특성들 중 전부는 아니더라도 여러 특성을 가진 SC-FDMA 업링크 송신 다이버시티 방식을 이용하기를 원할 수 있다.
- [0036] ● SC-FDMA의 저PAPR 특성 보존;
- [0037] ● 하나의 SC-FDMA 심볼(각 SC-FDMA 심볼에 존재하는 코드북 내의 모든 엔트리) 내에 풀(full) 다이버시티 사이클 제공;
- [0038] ● 사용자 장비(UE) 속도와 무관한 일관적 성능 제공;
- [0039] ● 다중레벨 채널 조합 제공; 및
- [0040] ● 비용 절감을 위한 구현 용이성
- [0041] 전술한 것은 LTE UL에 이용된 것과 같은 DFT 기반 SC-FDMA 데이터 채널에서의 송신 다이버시티를 고려한 것이지만, 이러한 고려는 LTE 업링크에서의 주파수 영역 저PAPR 시퀀스 기반 제어 채널과 같은 다른 저PAPR 시그널링 방식과, 코드 위상 시프트 키잉(CPSK) OFDMA와 같은 다른 다중접속 시그널링 기법에도 적용될 수 있다.
- [0042] 이제 SISO(single-in single-out) 통신을 위한 종래의 SC-FDMA 송신기 및 수신기의 예를 보여주는 도 1a 및 1b를 참조하여 SC-FDMA 시그널링의 양상들에 대해 설명한다. SISO에서, 이동국들은 하나의 안테나를 통해 송신하고 기지국들 및/또는 중계국들은 하나의 안테나를 통해 수신한다. 도 1a 및 1b는 종래의 LTE SC-FDMA 업링크를 위해 송신기와 수신기에서 이용되는 기본적인 신호 처리 단계/블록들을 보여준다.
- [0043] 도 1a에 도시된 SC-FDMA 송신기(250)는 N-포인트 DFT(200), 부반송파 맵퍼(mapper)(202), M-포인트 IDFT(204), 사이클릭 프리픽스(CP) 가산기(206), 디지털-아날로그 변환기/무선 주파수(RF) 무선 장치(208) 및 송신 안테나(210)를 포함하는 신호 처리 경로를 갖고 있다.
- [0044] 도 1b에 도시된 SC-FDMA 수신기(260)는 수신 안테나(212), RF 무선 장치/아날로그-디지털 변환기(214), 사이클릭 프리픽스 제거기(216), M-포인트 DFT(218), 부반송파 디맵퍼(de-mapper)/등화기(equalizer)(220), N-포인트 IDFT(222) 및 검출기(224)를 포함하는 신호 처리 경로를 갖고 있다.
- [0045] SC-FDMA는 3GPP LTE(Long Term Evolution) 광대역 무선 4세대(4G) 공중 인터페이스 표준 등의 업링크를 위해 도입된 변조 및 다중접속 방식이다. SC-FDMA는 이산 푸리에 변환(DFT) 프리코딩 OFDMA 방식이거나 단일 반송파(SC) 다중접속 방식으로 생각할 수 있다. SC-FDMA와 OFDMA의 전체 송수신기 처리에는 몇 가지 유사성이 있다. 그러나 SC-FDMA는 변조된 심볼의 DFT 프리코딩과 복조된 심볼의 대응 IDFT 때문에 OFDMA와는 명백하게 다르다. 이 프리코딩 때문에 SC-FDMA 부반송파들은 OFDMA 부반송파의 경우처럼 서로 독립적으로 변조되지 않는다. 그 결과, SC-FDMA 신호의 피크 대 평균 전력비(PAPR)는 OFDMA 신호의 PAPR보다 낮다. PAPR이 낮을수록 이동 단말에게는 송신 전력 효율면에서 더 유리하다.
- [0046] SC-FDMA 시스템의 송신기는 바이너리 입력 신호를 변조된 부반송파 시퀀스로 변환한다. 그렇게 하기 위해, 송신기는 도 1a에 도시된 신호 처리 블록들을 이용한다. 신호 처리는 약간 다른 시구간에서 반복적으로 이루어진다. 송신 시구간(TTI)들에서 자원이 할당된다. 3GPP LTE에서 통상적인 TTI는 0.5ms이다. TTI는 블록이라 불리는 시구간들로 더 분할된다. 블록은 모든 부반송파를 한 번 송신하는데 걸리는 시간이다.
- [0047] 송신기(250)의 입력부에서, 기저대역 변조기(미도시)는 바이너리 입력을, BPSK(binary phase shift keying), QPSK(quaternary PSK), 16-QAM(16 level quadrature amplitude modulation) 및 64-QAM을 포함하는 여러 가지 가능한 변조 형식들 중 하나로 된 복소수  $x_n$ 의 다중레벨 시퀀스로 변환한다. 이 시스템은 각 단말의 현재 채널 상태에 부합하는 변조 형식을 채택하고, 그에 의해 송신 비트율을 채택할 수 있다.
- [0048] 다음으로, 송신기는 변조 심볼  $x_n$ 을 각각 N개의 심볼을 포함하는 블록들로 그룹화한다. SC-FDMA 부반송파 변조의 제1 단계는 N-포인트 DFT(200)를 가지고 N-포인트 이산 푸리에 변환(DFT)을 실시하여, 입력 심볼의 주파수

영역 표현  $X_k$ 를 생성하는 것이다. 그러면 부반송파 맵퍼(202)는 N개의 DFT 출력들 각각을, 송신가능한 M개의 ( $M > N$ ) 직교 부반송파들 중 하나에 맵핑한다.

[0049] OFDMA에서처럼, M의 통상적인 값은 256개 부반송파이며  $N=M/Q$ 는 M의 약수인 정수이다. Q는 심볼 시퀀스의 대역폭 확장 계수이다. 모든 단말이 블록당 N개의 심볼을 송신한다면 시스템은 동일 채널 간섭없이 Q개의 동시 송신을 잠재적으로 처리할 수 있다. 부반송파 맵핑의 결과는 복소 부반송파 진폭 세트  $\tilde{X}_l$  ( $l=0, 1, 2, \dots, M-1$ )이이고, 여기서 진폭의 N은 영이 아니다. OFDMA에서처럼, M-포인트 역DFT(IDFT)는 부반송파 진폭을 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_m$ 로 변환한다.

[0050] CP 가산기(206)는 다중경로 전파로 인한 블록간 간섭(ICI)을 방지하는 보호 시간을 제공하기 위하여 사이클릭 프리픽스(CP)라고 하는 심볼 세트를 복소 시간 영역 심볼  $\tilde{x}_m$  시퀀스에 가산한다.

[0051] 그러면 DAC/RF 블록(208)은 각  $\tilde{x}_m$  (및 CP)을 이용하여 단일 주파수 반송파를 변조하고, 변조된 심볼 모두는 송신 안테나(210)를 통해 순차 송신된다.

[0052] SC-FDMA 수신기(260)는 수신 안테나(212)를 통해 SC-FDMA 변조된 심볼을 수신하고, 그 수신된 심볼을 복조하고, 복조된 심볼을 RF/ADC(214)를 가지고 아날로그에서 디지털로 변환하고, CP 제거기(216)를 가지고 사이클릭 프리픽스를 제거한다. M-포인트 DFT(218)는 CP가 제거된 후에 M-포인트 DFT를 실시하고, M-포인트 DFT(218)의 출력에서의 주파수 영역 성분은 부반송파 디맵퍼(220)에 의해 디맵핑된다(어떤 경우에는 등화된다). N-포인트 IDFT(222)는 그 디맵핑된 주파수 영역 성분에 대해 N-포인트 IDFT를 실시하여 복소 시간 영역 신호를 생성하고, 검출기(224)는 이 신호로부터 바이너리 출력을 추출한다.

[0053] 어떤 경우에는 CP는, 연속한 블록들 간의 보호 시간으로 기능하고 이산 시간 선형 컨볼루션(linear convolution)을 이산 시간 원형 컨볼루션(circular convolution)으로 변환하도록 가산되는 블록의 마지막 부분의 카피이다. 따라서 채널을 통해 전파하는 송신된 데이터는 채널 임펄스 응답과 그 송신된 데이터 블록간의 원형 컨볼루션으로 모델링될 수 있고, 이 원형 컨볼루션은 주파수 영역에서는 DFT 주파수 샘플의 포인트별 곱(pointwise multiplication)이다. 그런 다음에, 채널 왜곡을 없애기 위해, 수신된 신호의 DFT는 단순히 채널 임펄스 응답의 DFT에 의해 포인트별로 분할될 수 있으며, 또는 더 복잡한 주파수 영역 등화 기법이 이용될 수 있다.

[0054] LTE DL에서는 기지국 또는 중계기로부터 UE로의 송신 다이버시티에 공간 주파수 블록 코딩(SFBC)이 현재 이용되고 있다. 그러나 「3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47 R1-063178 "ST/SF Coding and Mapping Schemes of the SC-FDMA in E-UTRA Uplink" Riga, Latvia, November 6-10, 2006」(그 전체 내용은 여기서는 참조로써 포함됨)에 기재된 바와 같이 SFBC는 SC-FDMA의 저PAPR 특성을 보존하지 않는다.

[0055] 공간 시간 블록 코딩(STBC)은 「3GPP TSG RAN WG1 #47 R1-063179 "Performance evaluations of STBC/SFBC Schemes in E-UTRA Uplink" Riga, Latvia, November 6-10, 2006」과 「3GPP TSG RAN WG1 Meeting #47bis R1-070174 "Performance Evaluation of SC-FDMA with STBC in E-UTRA Uplink" Sorrento, Italy, January 15-19, 2007」(이들의 전체 내용은 여기서는 참조로써 포함됨)에 제시되어 있다. 그러나 STBC는 UE가 빠르게 이동하는 경우에 채널 노화(aging)가 일어나기 쉽다. 예컨대 LTE는  $f_c=2\text{GHz}$ 로 350km/h까지 지원하며, 최대 도플러(Doppler)는 648.2Hz일 것이다. 이것은 1 슬롯(즉 7개의 SC-FDMA 심볼) 내에서 최대 채널 위상 변화는 약  $116^\circ$  일 수 있다는 것을 의미한다.

[0056] 그 외에도 STBC는 짝수 개의 SC-FDMA 심볼을 필요로 하는데, 이는 LTE에서는 보장되지 않는다. 예컨대 업링크 제어 채널 PUCCH 형식 2, 2a 및 2b는 홀수 개의 심볼을 갖고 있다.

[0057] 프리코딩 벡터 홉핑은 각 심볼에 상수가 곱해지는 주지의 송신 다이버시티 방식으로서 SC-FDMA의 저PAPR 특성에는 영향을 미치지 않는다.

[0058] 도 2는 2안테나 UE의 송신 다이버시티를 위해 SC-FDMA에 프리코딩 벡터 홉핑이 적용될 수 있는 방법의 예를 보여준다. 도 2는 4개의 연속한 심볼 주기에 걸친 프리코딩 벡터 시퀀스  $[1, 1]^T$ ,  $[1, -1]^T$ ,  $[1, j]^T$  및  $[1, -j]^T$ 를



통해 홉핑하는  $\{S_0, S_1, \dots, S_{N-1}\}$ 로 나타낸  $N$ 개 변조 심볼의 블록을 보여준다. 이 4개의 프리코딩 벡터는 LTE 다운링크에 대해 정의된 코드북 벡터에 대응함에 유의한다. 즉, 프리코딩 벡터의 요소들은  $\pm 1$ 이거나  $\pm j$ 이다. 또한  $\{S_0, S_1, \dots, S_{N-1}\}$ 는 시간이 달라지면 갖고 있는 변조된 데이터도 달라짐에 유의해야 한다.

[0059] 도 2에서 보는 바와 같이 프리코딩 벡터 홉핑은 공간 다이버시티를 달성하기 위해 상이한 벡터에 걸쳐 홉핑하는 것을 수반하고, 이는 원래 신호가 시간 방향(리던던시(redundancy))에서 순방향 에러 정정(FEC) 코딩되어야 하고 송신된 심볼이 다이버시티를 달성하기 위해 벡터 세트를 통해 홉핑되어야 할 필요가 있다는 것을 의미한다.

[0060] 이 홉핑 요건은 UL 제어 채널 PUCCH에 대해서는 심각한 문제를 일으킬 수 있는데, 이것이 시간에 따라 FEC 코딩되지 않기 때문이며, 이는 SC-FDMA 심볼 간에 다이버시티가 아니라 상쇄적 결합이 일어나서 성능의 신뢰성이 저하될 수 있다는 것을 의미한다.

[0061] 순환 시프트 지연 다이버시티(CDD)는 OFDMA에 대한 송신 다이버시티 기법으로 생각해왔다. 그러나 이것은 OFDMA 적용에 있어서는 통상적으로 SFBC에 비해 기능이 떨어지므로 통상적으로 송신 다이버시티 수단으로 이용되지 않는다.

[0062] CDD에서 시간 영역에서의 순환 시프트 지연은 주파수 영역에서의 위상각 변화로서 표현되는데 송신 전에 시간 영역에서 심볼에 적용된다. OFDMA 적용에서 CDD는 통상적으로는 순방향 에러 정정(FEC) 코딩, 인터리빙, 변조 및 M-포인트 IDFT를 포함하는 OFDM 변조가 행해진 후에 구현된다. IDFT 후에, 그 신호는  $N_A$ 개의 안테나 브랜치들로 분할된다. 제1 안테나의 순환 시프트는 제로로 설정되고, 다른 브랜치들에서는 신호는 안테나 특정 순환 시프트  $\delta_n(n=1, \dots, N_A-1)$ 만큼 순환적으로 시프트된다. 주파수 영역에서의 등가 표현은 위상 다이버시티(PD)라 불리는데, M포인트 IDFT로부터 직접 계산될 수 있으며, 다음과 같다.

**수학식 1**

$$s(l) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{M-1} S(k) \cdot e^{j \frac{2\pi}{M} kl}$$

[0063]

**수학식 2**

$$s(l - \delta_n) = \frac{1}{\sqrt{M}} \sum_{k=0}^{M-1} e^{-j \frac{2\pi}{M} k \delta_n} \cdot S(k) \cdot e^{j \frac{2\pi}{M} kl}$$

[0064]

[0065] 여기서,  $l$ ,  $k$ ,  $s(l)$  및  $s(k)$ 는 각각 이산 시간, 이산 주파수, 시간 영역에서의 복소값 신호 및 주파수 영역에서의 복소값 신호를 나타내며,  $l - \delta_n$ 은 계산된 모듈로(modulo)  $M$ 이다.

[0066] SFBC, STBC 및 벡터 홉핑과 비교해서 CDD는, 이것이 (SFBC와는 달리) 송신된 시퀀스의 PAPR 특성을 보존하고, (STBC와는 달리) 짝수 개 또는 홀수 개의 SC-FDMA 심볼로 구성된 서브채널에 적용될 수 있고, (STBC와는 달리) UE의 이동 속도에 영향을 받지 않고, 그리고 (다이버시티 성능을 얻기 위해 복수의 심볼을 통해 홉핑해야 하는 프리코딩 벡터 홉핑과는 달리) 하나의 SC-FDMA 심볼에서 다이버시티 이득이 달성될 수 있기 때문에, LTE 업링크에서 이용되는 SC-FDMA에 더 적합한 것으로 보인다.

[0067] 그러나 CDD는 일부 부반송파 결합은 보강 결합될 수 있고 다른 일부 부반송파 결합은 상쇄 결합되어 페이딩을 유발할 수 있어 SC-FDMA에서 심각한 주파수 선택성 페이딩을 유발하여 SC-FDMA 성능을 저하시킬 수 있다. 이러한 성능 저하의 심각성은 일반적으로는 예컨대 기지국 또는 중계기에서 각 송신 안테나와 각 수신 안테나 간의 각각의 채널이, 송신된 심볼에 어떻게 영향을 미치는지에 따라서, 그리고 송신된 신호들의 결합이 상쇄적인지 보강적인지에 따라서 달라진다.

[0068] 본 출원의 양상에 따라서 CDD와 관련된 이러한 잠재적인 주파수 페이딩 문제는 "다이버시티 사이클" 내에서, 즉 하나의 송신된 SC-FDMA 심볼 내에서 가능한 많은 채널 결합을 발생시킴으로써 완화될 수 있다. 전술한 바와 같이 시간 영역에서 순환 시프트 지연을 유발하는 것은 주파수 영역에서 위상각 시프트로 변환되는데, 이는 순환

시프트 지연이 시간 영역 SC-FDMA 심볼에 적용되는 경우에 송신된 SC-FDMA 심볼의 부반송파 성분에 어떤 위상각 변화가 일어날 것이라는 것을 의미한다.

[0069] 도 3은 CDD를 이용하여 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기(350)에 대한 송신 다이버시티를 제공하는 본 출원의 실시예에 따른 SC-FDMA 송신기의 블록도이다.

[0070] 도 3에 도시된 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기(350)는 N-포인트 DFT(300), 부반송파 맵퍼(302), M-포인트 IDFT(304)(M>N), 순환 시프트 지연 다이버시티(CDD) 블록(305), 사이클릭 프리픽스 가산기(306), DAC/RF 블록(308) 및 2개의 송신 안테나(310, 312)를 포함하는 신호 처리 경로를 갖고 있다. N-포인트 DFT(300), 부반송파 맵퍼(302) 및 M-포인트 IDFT(304)(M>N)는 도 1a를 참조하여 전송한 N-포인트 DFT(200), 부반송파 맵퍼(202) 및

M-포인트 IDFT(204)(M>N)와 동일한 방식으로 동작한다. CDD 블록(305)은 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_m$ 의 기준 버전(307)을 제1 송신 안테나(310)를 위해 CP 가산기(306)로 보내고, 또한 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_m$ 의 순환 시프트 지연 버전(309)을 생성하여 이를 제2 송신 안테나(312)를 위해 CP 가산기(306)로 보낸다.

[0071] 도 4는 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기의 제1 및 제2 안테나를 위해 발생된 SC-FDMA 심볼의 이산 시간 성분이 CDD에 어떻게 영향을 받는지에 대한 일례를 보여준다. 도 4에서 제2 안테나를 위한 SC-FDMA 심볼은 2개의 이산적 시간 전송 구간만큼 순환 시프트 지연된 것으로 가정한다.

[0072] 최종적으로 제2 안테나로 들어가는 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_m$ 의 버전에 순환 시프트 지연을 가산함으로써 제2 안테나에 의해 송신되는 SC-FDMA 심볼은 주파수 방향에서 선형적으로 증가하는 위상각 변화를 가질 것이다. 이

는 수학적 2에서  $e^{-j\frac{2\pi}{M}k\delta_n}$  항으로 표시된다(k는 이산 주파수임). 따라서 순환 시프트 지연  $\delta_n$ 이 심볼 길

이 M의  $\frac{1}{4}$ (즉  $\delta_n=M/4$ )로 설정되면 상기 항은  $e^{-j\frac{\pi}{2}k}$  이고, 이는 이산 주파수 부대역에 걸쳐 위상각 변화가  $90^\circ$  증가함을 의미한다. 유사하게 순환 시프트 지연  $\delta_n$ 이 심볼 길이 M의  $\frac{1}{2}$ (즉  $\delta_n=M/2$ )로 설정되면 이산 주파수 부대역에 걸쳐 위상각 변화가  $180^\circ$  증가한다. 이와 같이, 순환 시프트 지연이 심볼 길이 M의  $\frac{1}{4}$ 로 설정되면, 제1 안테나가

[0073]  $\{x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}\}$  (1)

[0074] 에 대응하는 변조된 데이터 심볼 시퀀스(여기서  $x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}$ 는 N개의 변조된 데이터 심볼  $\{x_n\}$ 에 대응함)을 송신하는 동안에, 제2 안테나는

[0075]  $\{x_0, -jx_1, -x_2, jx_3, \dots, jx_{N-1}\}$  (2)

[0076] 에 대응하는 변조된 데이터 심볼 시퀀스를 송신한다. 즉, 시퀀스 (2)의 항들 간에는 위상각이  $-\pi/2$  즉  $-90^\circ$  증가하고, 다시 말해, 주파수에 걸친 위상각의 선형적 변화는 패턴

$\{0, e^{-j\frac{\pi}{2}} = -j, e^{-j\pi} = -1, e^{-j\frac{3\pi}{2}} = j, \dots, e^{-j\frac{(N-1)\pi}{2}} = -j\}$  을 따른다. 유사하게 순환 시프트 지연이 M/4가 아니라  $-M/4$ 로 설정되었다면 주파수에 걸친 위상각의 선형적 증가는  $\pi/2$  즉  $90^\circ$  일 것이고, 제2 안테나는

[0077]  $\{x_0, jx_1, -x_2, -jx_3, \dots, -jx_{N-1}\}$  (3)

[0078] 에 대응하는 변조된 데이터 심볼 시퀀스를 송신할 것이다. 마찬가지로 순환 시프트 지연  $\delta_n$ 이 심볼 길이 M의  $\frac{1}{2}$ (즉  $\delta_n=M/2$ )로 설정되면, 제1 안테나가 시퀀스 (1)을 송신하는 동안에, 제2 안테나는 시퀀스

[0079]  $\{x_0, -x_1, x_2, -jx_3, \dots, -x_{N-1}\}$  (4)

[0080] 을 송신하고 있을 것이다.

[0081] 순환 시프트 지연을 심볼 길이의  $\pm\frac{1}{4}$ 로 설정하면  $\{1, j\}$ 로 구성된 요소들을 가진 2개의 안테나에 의해 송신되는

시퀀스의 요소들이 생기며, 이는 수신기 측에서의 유효 채널의 재구성이, 복소수를 포함하지 않으므로, 비교적 쉬울 수 있다는 것을 의미한다.

[0082] 더욱이 플랫(flat) 채널을 가정하면 부반송파의 1/4만이 시퀀스 (2)와 (3)에서 동일한 결합 관계를 갖는 반면에, 시퀀스 (4)에서는 부반송파의 1/2이 동일한 결합 관계를 갖는다는 점에 유의한다.

[0083] 전술한 제시된 순환 지연 선택에 기초한 CDD 방식은 프리코딩 행렬 홉핑 관점에서도 생각할 수 있음에 유의한다. LTE 표준에서는 프리코딩 코드북은 다운링크에서 정의되어 있다. 이것은  $[1,1]^T$ ,  $[1,-1]^T$ ,  $[1,j]^T$  및  $[1,-j]^T$ 로 이루어진다.

[0084] 송신된 SC-FDMA 심볼의 부반송파 성분에 대해 주파수 방향에서, 그리고 제2 안테나를 위한 SC-FDMA 심볼의 부반송파 성분의 위상각 변화가 다음의 시퀀스들,

[0085]  $[1,1]^T$ ,  $[1,-j]^T$ ,  $[1,-1]^T$  및  $[1,j]^T$  (5)

[0086] 또는

[0087]  $[1,1]^T$ ,  $[1,j]^T$ ,  $[1,-1]^T$  및  $[1,-j]^T$  (6)

[0088] 을 이용하여 선형적으로 증가하도록 시퀀스에서 프리코딩 행렬 홉핑을 행한다면, 저PAPR 특성이 보존될 수 있고, 부반송파의 1/4만이 동일한 결합 관계를 가질 것이다. 더욱이 요소  $\{1,j\}$ 만을 이용하여 SC-FDMA 심볼을 프리코딩했기 때문에 수신기 측에서 유효 채널을 재구성하는 것이 쉬울 것이다.

[0089] 전술한 PAPR 보존 프리코딩 행렬 홉핑 방식을 2안테나 SC-FDMA 송신기에 이용하면, 제1 안테나의 변조된 신호 블록이

[0090]  $\{x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}\}$  (7)

[0091] 이 되도록 제1 안테나가 "1"로만 프리코딩되고,

[0092]  $\{x_0, -jx_1, -x_2, jx_3, \dots, jx_{N-1}\}$  (8)

[0093] 을 생성하도록 상기 시퀀스 (5)를 통해 홉핑하거나,

[0094]  $\{x_0, jx_1, -x_2, -jx_3, \dots, -jx_{N-1}\}$  (9)

[0095] 를 생성하도록 상기 시퀀스 (6)을 통해 홉핑함으로써 제2 안테나의 변조된 신호 블록이 결정된다.

[0096] DL을 위해 정의된 LTE 프리코딩 코드북의 주파수 방향에서의 프리코딩 행렬 홉핑에 의해 생성된 시퀀스들 (8) 및 (9)는 심볼 길이의 1/4의 순환 스프레드 지연으로부터 생기는 시퀀스들 (2) 및 (3)과 동일하며, 이렇게 해서 생긴 시퀀스들은 코드북의 코딩 요소 모두를 포함함에 유의한다.

[0097] 상기 시퀀스들 (2), (3), (8) 및 (9)는 저PAPR 특성을 보존하며 LTE 다운링크를 위해 정의된 코드북이 제공하는 코딩 요소  $\{1,j\}$ 에 대한 단일 SC-FDMA 심볼 내에 가능한 많은 채널 결합을 발생한다.

[0098] 상기 제공된 2개 시퀀스에서  $\{1,j\}$ 를 코딩 요소로 이용한다는 것은 제2 안테나를 위한 SC-FDMA 심볼의 변조된 부반송파들 간에 위상각이 90° 선형적으로 증가한다는 것을 의미하는데, 이것이 바로, 90° 위상각 증가가 4번 일어나서 코드가 반복하기 전의 원래 코드 상태로 되돌아가기 때문에 부반송파의 1/4만이 동일한 결합 관계를 갖는 이유이다. 상기 2개의 특정 시퀀스가 제공하는 위상각의 선형적인 증가에 의해 SC-FDMA의 저PAPR 특성이 보존된다.

[0099] 상기 프리코딩 행렬 홉핑 방식에 대해 2안테나 송신기와 관련하여 설명하였지만 이 개념을 다음 시퀀스를 이용하여 4안테나 송신기로 확장가능하며,

[0100]  $[1,1,1,1]^T$ ,  $[1,-j,j,-1]^T$ ,  $[1,-1,-1,1]^T$ ,  $[1,j,-j,-1]^T$  (10)

[0101] 그 결과, 4개의 안테나에 대해 다음의 프리코딩된 SC-FDMA 심볼이 발생한다.

[0102]  $\{x_0, x_1, x_2, x_3, \dots, x_{N-1}\}$  (11)

- [0103]  $\{x_0, -jx_1, -1x_2, jx_3, \dots, jx_{N-1}\}$  (12)
- [0104]  $\{x_0, jx_1, -1x_2, -jx_3, \dots, -jx_{N-1}\}$  (13)
- [0105]  $\{1, -1, +1, -1, \dots, -1\}$  (14)
- [0106] 시퀀스 (12), (13) 및 (14)는 4개의 안테나 각각에 대해  $\delta_n = \{0, M/4, -M/4, \text{ 및 } M/2\}$ (여기서  $M$ 은 심볼 길이 임)의 순환 시프트 지연을 도입함으로써 실현될 수 있음에 유의한다.
- [0107] 본 출원의 실시예에 따른 다른 다이버시티 방식은 여기서는 부대역 기반 송신 다이버시티(SBTD)라 한다. SBTD에서  $N_{Tx}$ 개의 송신 안테나( $N_{Tx} \geq 2$ )를 가진 UE의 인접 대역폭은  $N_{Tx}$ 개의 부대역으로 분할되며,  $N_{Tx}$ 개의 송신 안테나 각각은  $N_{Tx}$ 개 부대역 각각에 할당되며, 각 송신 안테나는 각자의 부대역에서 UE에 대한 데이터 심볼의  $1/N_{Tx}$ 을 송신한다.
- [0108] 도 5(a)는 2개의 송신 안테나를 가진 UE에 대해 SBTD가 구현될 수 있는 방법의 예를 보여주는 대역폭 할당 차트이다. 도 5(a)에서 UE의 대역폭은 2개의 동일한 인접 부대역인 부대역 1과 부대역 2로 각각 나누어지며, 이들 부대역은 각각 UE의 2개의 송신 안테나에 할당된다.
- [0109] LTE에서는 최소 파일럿 시퀀스는, 단일 자원 블록이 할당가능한 최소 자원이므로, 정의상 하나의 자원 블록이다. 일부 실시예에서 각 부대역의 크기가 하나의 자원 블록보다 작다면 복수의 부대역이 코드 분할 다중 접속(CDMA)에서 동일한 자원 블록 대역폭을 이용할 수 있다.
- [0110] 일부 실시예에서 SBTD는 물리적 업링크 공유 채널 상의 데이터 송신에 이용된다.
- [0111] SC-FDMA 신호는 SBTD에서 인접 부반송파의 인접 부대역 내에서 계속 송신되고 있으므로 SBTD는 SC-FDMA의 저 PAPR 특성을 보존하며 SC-FDMA 처리 내로 주파수 선택성을 도입하지 않는다. 더욱이 독립된 부대역들 간에서 그리고 독립된 안테나들 상에서 송신된 데이터를 분할하면, (안테나당) DFT의 크기가 비SBTD 다이버시티 방식에서 필요로 하는 DFT에 비해 감소될 수 있으므로 송신기 회로의 복잡성을 저감할 수 있다. 예컨대 송신 다이버시티를 위해 본 출원의 실시예에 따라 SBTD를 이용하는 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기 상의 송신에 필요한 자원 블록이 4개라고 가정하면, 이들 자원 블록들 중 2개는 송신 안테나들 중 제1 부대역에서 동작하는 제1 송신 안테나에 할당하고 나머지 2개의 자원 블록을 제2 부대역에서 동작하는 제2 송신 안테나에 할당할 수 있다. 2개의 자원 블록을 처리할 수 있는 각  $N$ -포인트 DFT는 이 SBTD 시나리오에서 각 안테나를 위해 이용될 수 있기 때문에 DFT 회로의 전체 복잡성은, 4개의 자원 블록을 처리할 수 있는 단일 DFT를 필요로 할 수 있는 비SBTD 시나리오보다 더 낮을 수 있다.
- [0112] 도 5b는 SBTD를 이용하여 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기에 송신 다이버시티를 제공하는 본 출원의 실시예에 따른 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기의 블록도이다.
- [0113] 도 5b에 도시된 듀얼 안테나 SC-FDMA 송신기는 2개의 병렬적인 신호 처리 경로를 갖고 있는데, 이들 경로는 각각의  $N$ -포인트 DFT(500, 501), 공통 부반송파 맵퍼(502), 각각의  $M$ -포인트 IDFT(504, 505)( $M > N$ ), 공통 사이클릭 프리픽스(CP) 가산기(506), 공통 DAC/RF 블록(508) 및 각각의 송신 안테나(510, 512)를 포함한다.
- [0114]  $N$ -포인트 DFT(500, 501)는 각각 도 1a에 도시된  $N$ -포인트 DFT(200) 및 도 3에 도시된  $N$ -포인트 DFT(300)와 동일한 방식으로 동작하며, 각각  $N$ 개의 그룹화된 변조 심볼  $x_{n-1}$ 과  $x_{n-2}$ 에 대해  $N$ -포인트 DFT를 수행하여 각각 주파수 영역 표현  $X_{k-1}$ 과  $X_{k-2}$ 를 생성한다. 그러면, 부반송파 맵퍼(502)는 제1의  $N$ -포인트 DFT(500)로부터의  $N$ 개의 DFT 출력  $X_{k-1}$  각각을 제1 안테나(510)에 할당된 부대역 내의 각 부반송파에 맵핑하고, 제2의  $N$ -포인트 DFT(501)로부터의  $N$ 개의 DFT 출력  $X_{k-2}$  각각을 제2 안테나(512)에 할당된 부대역 내의 각 부반송파에 맵핑한다.
- [0115] 부반송파 맵핑의 결과, 2 세트의 복소 부반송파 진폭  $\tilde{X}_{l-1}$  및  $\tilde{X}_{l-2}$  ( $l=0, 1, 2, \dots, M-1$ )이 발생되고, 여기서 진폭의  $N$ 은  $M$ 개 진폭 세트 각각에서 비제로(non-zero)이다. UE 대역폭은 각각의 안테나에 할당된 2개의 부대역 간에 균등하게 분할되었고 UE 대역폭은  $2M$ 이라고 가정하였다.  $M$ -포인트 IDFT(504, 505)는  $M$ 개 입력에 대해 각각의  $M$ -포인트 IDFT를 실시하여 부반송파 진폭  $\tilde{X}_{l-1}$  및  $\tilde{X}_{l-2}$ 를 각각 2개의 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_{m-1}$  및  $\tilde{x}_{m-2}$ 로 변환한다.

- [0116] CP 가산기(506)는 이 복소 시간 영역 신호  $\tilde{x}_{m-1}$  및  $\tilde{x}_{m-2}$  에 사이클릭 프리픽스(CP)를 가산한다. 일부 실시예에서 각 복소 시간 영역 신호에 가산된 CP는 동일하다. 일부 실시예에서는 각 복소 시간 영역 신호에 서로 다른 CP가 가산된다.
- [0117] DAC/RF 블록(208)은 각  $\tilde{x}_{m-1}$  (및 CP)를 이용하여 단일 주파수 반송파를 변조하고, 제1 신호 처리 경로에 대한 변조된 심볼은 전부 제1 안테나에 할당된 부대역에서 제1 송신 안테나(510)를 통해 순차 송신된다. 또한 DAC/RF 블록(208)은 각  $\tilde{x}_{m-2}$  (및 CP)를 이용하여 단일 주파수 반송파를 변조하고, 제2 신호 처리 경로에 대한 변조된 심볼은 전부 제2 안테나에 할당된 부대역에서 제2 송신 안테나(512)를 통해 순차 송신된다.
- [0118] 부반송파 맵퍼(502), CP 가산기(506) 및 DAC/RF 블록(508)은 도 5b에 나타난 실시예에서는 양쪽의 신호 처리 경로에 공통된 것으로 도시되어 있지만, 일부 실시예에서는 이들 블록의 기능은 각 신호 처리 경로에 대한 독립적인 기능 블록/회로에 의해 구현될 수 있다.
- [0119] 도 5b에 도시된 SC-FDMA 송신기가 2개의 송신 안테나를 구비하고 있지만, 더 일반적으로는, 본 출원에 따른 SBTD 가능 SC-FDMA 송신기는 임의의 수의 송신 안테나를 구비할 수 있다. 일부 실시예에서 각 안테나는 자신의 신호 처리 경로를 갖는다.
- [0120] 일부 실시예에서 UE 대역폭은 다수의 송신 안테나 간에 고르지 않게 분할된다.
- [0121] 전술한 바와 같이 SC-FDMA는, 예컨대 OFDMA에 비해 전력 제한/한정된 UE의 커버리지를 증가시킬 수 있는 자신의 저PAPR 특성 때문에, 대개는 LTE 업링크에서 채택되었다. 그러나 UE가 충분한 전력 헤드룸(headroom)을 갖고 있다면 LTE 업링크에 이용되는 종래의 SC-FDMA에 부과된 제한은, 저PAPR이 충분한 전력 헤드룸을 가진 UE에 대해서는 문제가 되지 않으므로, 반드시 필요한 것은 아니다.
- [0122] LTE DL에서, UE에는 주파수 영역 다중 업페이드(upfade)를 이용하는 몇 개의 부대역이 할당될 수 있다. 이에 따라 주파수 영역 다이버시티도 가능하게 된다. 그러나 현행 3GPP LTE 표준은 UL 자원 부여를 UE당 하나의 부대역만으로 제한한다. 이것은 UL 성능을 2가지 방식으로 제한하는데, 즉 UE는 다중 주파수 영역 업페이드를 이용할 수 없고 주파수 다이버시티도 이용할 수 없으며, 이것은 UL 링크 레벨 처리량과 신뢰성을 제한한다.
- [0123] 또한 현행 LTE 표준은 UL 다중안테나 송신을 지원하지 않는다. 전술한 바와 같이 LTE-Advanced에서는 이것은 변할 것이다. 다중 부대역 UL 할당에 대한 현재의 제한은 때로는 다중 안테나 UL 송신에 대한 제한과 관계된다. 예컨대 저PAPR을 보존하기 위해 현행 LTE 표준에서는 부대역의 넓이에 상관없이 하나의 부대역에는 하나의 코드워드만이 허용된다.
- [0124] 본 출원의 일부 양상은 UE가 LTE UL 성능을 개선하기 위해, 그렇게 하는 것이 가능한 경우에 이들 2가지 제한을 완화할 수 있다.
- [0125] UE UL 적응성 서브 채널화
- [0126] 현행 LTE 표준은 eNB(evolved Node B)가 UE의 전력 헤드룸을 인식하는 메커니즘을 제공한다. 본 출원의 실시예에 따라서 UE가 충분한 전력 헤드룸을 갖고 있다면 eNB는 업링크 통신을 위해 다중 부대역을 특정 UE에 할당할 수 있다. UE는, 다중 부대역이 할당되면, 업링크 링크 레벨 성능 개선을 위해 주파수 영역(페루프)과 주파수 다이버시티(개루프)에서 다중 페이딩 피크를 이용하기 위해 다중 부대역 상에서 송신할 수 있다.
- [0127] UE UL 적응성 페루프 랭크 및 코드워드 적응
- [0128] 본 출원의 다른 실시예는 UE 전력 헤드룸에 기초한 UL 적응성 페루프 랭크/코드워드 적응을 제공한다. 구체적으로 UE가 충분한 헤드룸을 갖고 있다면 멀티레이어 및 멀티코드워드 MIMO 송신을 이용하여 링크 레벨 처리량/신뢰성을 개선할 수 있다. 현행 LTE 표준에서는 UE는 UL에서 단일 송신 안테나의 이용으로 제한되고, 단일 부대역에서 단일 코드워드의 이용으로 제한된다. 이것은 멀티레이어/멀티랭크 송신 및 멀티코드워드 랭크-1 송신이 SC-FDMA의 저PAPR 특성에 영향을 미치지 때문이다. 부대역에 단일 코드워드만을 이용하게 되면 통신 채널에 "동조"하는 UE의 능력을 제한하게 된다. 예컨대 3개의 자원 블록이 할당되고 각 자원 블록에 서로 다른 프리코더 벡터가 할당된다면, 부대역 대역폭을 따른 프리코더 벡터의 변동은 PAPR에 영향을 미칠 수 있지만 이는 UE가 다중 페이딩 피크를 이용할 수 있게 할 수 있다. 본 출원의 이 실시예에 따라서, UE가 충분한 전력 헤드룸을 갖고 있지 않으면 단일 코드워드 랭크-1 송신이 업링크에 이용될 수 있는데, 이는 LTE 표준에서 UL에 대한

디폴트 송신 모드이다. 그러나 UE가 충분한 헤드룸을 갖고 있다면 eNB는 더 높은 랭크/레이어 송신, 예컨대 랭크-2 송신, 또는 채널 강도에 기초한 멀티코드워드 랭크-1 송신을 스케줄할 수 있다.

- [0129] 저PAPR을 이용한 UL CL 다중 부대역 주파수 중속 스케줄링
- [0130] 본 출원의 다른 실시예에 따라서, SC-FDMA의 저PAPR 특성이 보존될 필요가 있을 수 있는 환경에서는 안테나 서브그룹을 이용하여 다중 부대역 주파수 중속 스케줄링을 실시할 수 있다.
- [0131] MIMO 송신이 가능한 UE에 있어서는 UE가 다중 안테나 UL 송신에 관한 전술한 실시예에 따라서 단일 부대역 MIMO 송신을 이용하거나, 또는 본 출원의 이 실시예에 따라서 UE의 송신 안테나가 각각이 각자의 부대역에서 송신하는 서브그룹들로 분할될 수 있다.
- [0132] 이러한 안테나 서브그룹핑에 의해 시스템은 SC-FDMA의 저PAPR 특성을 보존하면서 각자의 프리코딩 코드워드를 가지고 다중 주파수 영역 피크를 이용할 수 있다. 예컨대 송신 안테나가 2개인 경우에 각 안테나는 주파수 선택 스케줄링(FSS)을 이용하여 각자의 피크에서 송신할 수 있다. 이 방식의 이득은 송신 안테나가 서로 상관되지 않은 경우에 더 크지만, 이는 이들의 주파수 페이딩 피크가 서로 독립적이라는 것을 의미한다.
- [0133] 저PAPR을 이용한 UL 다중 안테나 RACH
- [0134] LTE DL 동기화 채널(SCH)에서는 단순성과 성능 때문에 시간 영역 벡터 홉핑이 채택된다.
- [0135] 시간 영역 프리코더 벡터 홉핑은, 각 심볼에 단지 상수가 곱해지기 때문에, 송신된 시퀀스의 저PAPR 특성을 보존한다. 전술한 바와 같이 시간 영역 프리코더 벡터 홉핑은 공간 다이버시티를 달성하기 위해 여러 가지 서로 다른 벡터에 걸친 홉핑을 필요로 한다. 이것은, 송신된 신호가 시간 영역에서 코딩된 순방향 에러 정정(FEC)이 아닌 경우에는, SC-FDMA 심볼들 간에 상쇄 결합이 일어날 수 있기 때문에 문제를 일으킬 수 있다.
- [0136] 그러나 LTE UL RACH(random access channel)는 FEC 코딩되고(컨볼루션 코드), 그러므로, 본 출원의 실시예에 따라서, 시간 영역 벡터 홉핑이 다중 안테나 RACH 송신에 이용된다. 예컨대 2안테나 송신에 있어서 시간 영역 벡터 홉핑에 이용된 벡터는  $\{1, 1\}$ ,  $\{1, -1\}$ ,  $\{1, j\}$  및  $\{1, -j\}$ 일 수 있다. 이들 예시적인 벡터를 이용하여 2개 안테나를 위해 송신될 수 있는 심볼 시퀀스의 예는 도 2에 나타나 있다.
- [0137] 4안테나 송신에 있어서는 벡터는 요소  $\{1\}$ 과  $\{j\}$ 로 구성된 임의의 결합일 수 있다. 그러나 이 벡터들 중의 요소의 절반을 바꾸면 더 빠른 검출이 가능할 수 있음에 유의한다. 즉,  $\{1, 1, 1, 1\}$ ,  $\{1, -1, 1, -1\}$ , ...은, 벡터 중 4개의 요소 중 하나만 바뀌는 경우보다 더 빠르게 검출될 수 있다.
- [0138] 무선 시스템 개관
- [0139] 도면을 참조로 설명하자면, 도 6은 해당 기지국(BS)(14)으로부터 서비스를 제공받는 복수의 셀(12) 내에서의 무선 통신을 제어하는 기지국 제어기(BSC)(10)를 보여준다. 어떤 구성에서는 각 셀은 복수의 섹터(13) 또는 존(zone)(미도시)으로 더 분할된다. 일반적으로 각 기지국(14)은 해당 기지국(14)과 연관된 셀(12) 내에 있는 이동 및/또는 무선 단말(16)을 가지고 OFDM을 이용한 통신을 실시할 수 있다. 기지국(14)과 연관된 이동 단말(16)이 이동하면 채널 상태가 크게 변동된다. 예시된 바와 같이 기지국(14)과 이동 단말(16)은 통신을 위한 공간 다이버시티를 제공하는 다중 안테나를 포함할 수 있다. 어떤 구성에서는 중계국(15)이 기지국(14)과 무선 단말(16) 간의 통신을 지원할 수 있다. 무선 단말(16)은 임의의 셀(12), 섹터(13), 존(미도시), 기지국(14) 또는 중계국(15)으로부터 다른 셀(12), 섹터(13), 존(미도시), 기지국(14) 또는 중계국(15)으로 핸드오프(18)될 수 있다. 어떤 구성에서는 기지국(14)은 백홀(backhaul) 네트워크(11)를 통해 서로 통신하고 또 다른 네트워크(코어 네트워크 또는 인터넷 등, 둘 다 미도시)와 통신한다. 어떤 구성에서는 기지국 제어기(10)는 필요치 않다.
- [0140] 도 7은 기지국(14)의 일례를 도시한 것이다. 기지국(14)은 일반적으로 제어 시스템(20), 기저대역 프로세서(22), 송신 회로(24), 수신 회로(26), 다중 안테나(28) 및 네트워크 인터페이스(30)를 포함한다. 수신 회로(26)는 이동 단말(16)(도 8에 도시)과 중계국(15)(도 9에 도시)에 구비된 하나 이상의 원격 송신기로부터 정보를 가진 무선 주파수 신호를 수신한다. 저잡음 증폭기와 필터(미도시)는 처리할 신호를 증폭하고 이 신호로부터 광대역 간섭을 제거할 수 있다. 그러면 다운컨버전 및 디지털화 회로(미도시)는 그 필터링된 수신 신호를 중간 또는 기저대역 주파수 신호로 다운컨버트하고, 이 주파수 신호는 하나 이상의 디지털 스트림으로 디지털화된다.
- [0141] 기저대역 프로세서(22)는 이 디지털화된 수신 신호를 처리하여 이 수신 신호에 포함된 정보 또는 데이터 비트를

추출한다. 이 처리는 통상적으로 복조, 디코딩 및 에러 정정 작업을 포함한다. 따라서 기저대역 프로세서(22)는 일반적으로 하나 이상의 디지털 신호 프로세서(DSP)나 주문형 집적 회로(ASIC)로 구현된다. 그 다음, 수신된 신호는 네트워크 인터페이스(30)를 경유하여 무선 네트워크를 통해 전송되거나, 기지국(14)으로부터 서비스를 제공받는 다른 이동 단말(16)에 직접 또는 중계국(15)을 통해 송신된다.

[0142] 송신 측에서, 기지대역 프로세서(22)는 제어 시스템(20)의 제어 하에 네트워크 인터페이스(30)로부터 음성, 데이터 또는 제어 정보일 수 있는 디지털화된 데이터를 수신하고, 그 데이터를 송신을 위해 인코딩한다. 인코딩된 데이터는 송신 회로(24)로 출력되고, 여기서 이 데이터는 원하는 송신 주파수 또는 주파수들을 가진 하나 이상의 반송파 신호에 의해 변조된다. 전력 증폭기(미도시)는 이 변조된 반송파 신호를 송신에 적당한 레벨로 증폭하고, 이를 정합 회로망(미도시)을 통해 안테나(28)에 전달할 것이다. 변조와 처리에 대해 자세한 것은 후술한다.

[0143] 도 8은 이동 단말(16)의 일례를 도시한 것이다. 기지국(14)과 마찬가지로 이동 단말(16)은 제어 시스템(32), 기저대역 프로세서(34), 송신 회로(36), 수신 회로(38), 다중 안테나(40) 및 사용자 인터페이스 회로(42)를 포함한다. 수신 회로(38)는 하나 이상의 기지국(14)과 중계국(15)으로부터 정보를 가진 무선 주파수 신호를 수신한다. 저잡음 증폭기와 필터(미도시)는 처리할 신호를 증폭하고 이 신호로부터 광대역 간섭을 제거할 수 있다. 그러면 다운컨버전 및 디지털화 회로(미도시)는 그 필터링된 수신 신호를 중간 또는 기저대역 주파수 신호로 다운컨버트하고, 이 주파수 신호는 하나 이상의 디지털 스트림으로 디지털화된다.

[0144] 기저대역 프로세서(34)는 이 디지털화된 수신 신호를 처리하여 이 수신 신호에 포함된 정보 또는 데이터 비트를 추출한다. 이 처리는 통상적으로 복조, 디코딩 및 에러 정정 작업을 포함한다. 따라서 기저대역 프로세서(34)는 일반적으로 하나 이상의 디지털 신호 프로세서(DSP)나 주문형 집적 회로(ASIC)로 구현된다.

[0145] 송신을 위해, 기지대역 프로세서(34)는 제어 시스템(32)으로부터 음성, 비디오, 데이터 또는 제어 정보일 수 있는 디지털화된 데이터를 수신하고, 그 데이터를 송신을 위해 인코딩한다. 인코딩된 데이터는 송신 회로(36)로 출력되고, 여기서 변조기가 이 데이터를 이용하여 원하는 송신 주파수 또는 주파수들을 가진 하나 이상의 반송파 신호를 변조한다. 전력 증폭기(미도시)는 이 변조된 반송파 신호를 송신에 적당한 레벨로 증폭하고, 이를 정합 회로망(미도시)을 통해 안테나(40)에 전달할 것이다. 이동 단말과 기지국 간의 직접적 또는 중계국을 통한 신호 송신에는 당업자가 이용할 수 있는 여러 가지 변조와 처리 기법이 이용된다.

[0146] OFDM 변조에서는 송신 대역이 복수의 직교하는 반송파로 분할된다. 각 반송파는 송신될 디지털 데이터에 따라서 변조된다. OFDM은 송신 대역을 복수의 반송파로 분할하므로 반송파당 대역폭은 감소하고 반송파당 변조 시간은 증가한다. 이 복수의 반송파는 병렬로 송신되므로 임의의 주어진 반송파 상의 디지털 데이터 또는 심볼의 전송율은 단일 반송파가 이용되는 경우보다 낮다.

[0147] OFDM 변조는 송신될 정보에 대한 역고속 푸리에 변환(IFFT)을 이용한다. 복조를 위해서는 수신 신호에 대해 고속 푸리에 변환(FFT)을 실시하여 송신된 정보를 복구한다. 실제로는 IFFT와 FFT는 각각 역 이산 푸리에 변환(IDFT)과 이산 푸리에 변환(DFT)을 실시하는 디지털 신호 처리에 의해 제공된다. 따라서 OFDM 변조의 특징은 송신 채널 내에서 다중 대역에 대해 직교 반송파가 발생된다는 것이다. 변조된 신호는 비교적 낮은 전송을 가지면서 각자의 대역 내에 그대로 유지할 수 있는 디지털 신호이다. 각 반송파는 디지털 신호에 의해 직접적으로 변조되지는 않는다. 그보다는 반송파 전부가 IFFT 처리에 의해 동시에 변조된다.

[0148] 동작에 있어 OFDM은 통상적으로 적어도 기지국(14)에서 이동 단말(16)로의 다운링크 송신에 이용된다. 각 기지국(14)에는 "n"개의 송신 안테나(28)( $n \geq 1$ )가 구비되어 있으며, 각 이동 단말(16)에는 "m"개의 수신 안테나(40)( $m \geq 1$ )가 구비되어 있다. 특히, 각 안테나는 적당한 듀플렉서나 스위치를 이용한 수신과 송신에 이용될 수 있으며 명확한 구별을 위해서만 라벨이 붙여진다.

[0149] 중계국(15)을 이용하는 경우에는 OFDM은 바람직하게는 기지국(14)에서 중계국(15)으로의 그리고 중계국(15)에서 이동 단말(16)로의 다운링크 송신에 이용된다.

[0150] 도 9는 중계국(15)의 일례를 도시한 것이다. 기지국(14) 및 이동 단말(16)과 마찬가지로 중계국(15)은 제어 시스템(132), 기저대역 프로세서(134), 송신 회로(136), 수신 회로(138), 다중 안테나(130) 및 중계 회로(142)를 포함한다. 중계 회로(142)는 중계국(15)이 기지국(14)과 이동 단말(16) 간의 통신을 지원할 수 있도록 한다. 수신 회로(138)는 하나 이상의 기지국(14)과 이동 단말(16)로부터 정보를 가진 무선 주파수 신호를 수신한다. 저잡음 증폭기와 필터(미도시)는 처리할 신호를 증폭하고 이 신호로부터 광대역 간섭을 제거할 수 있다. 그러면 다운컨버전 및 디지털화 회로(미도시)는 그 필터링된 수신 신호를 중간 또는 기저대역 주파수 신호로 다운컨

버트하고, 이 주파수 신호는 하나 이상의 디지털 스트림으로 디지털화된다.

- [0151] 기저대역 프로세서(134)는 이 디지털화된 수신 신호를 처리하여 이 수신 신호에 포함된 정보 또는 데이터 비트를 추출한다. 이 처리는 통상적으로 복조, 디코딩 및 에러 정정 작업을 포함한다. 따라서 기저대역 프로세서(134)는 일반적으로 하나 이상의 디지털 신호 프로세서(DSP)나 주문형 집적 회로(ASIC)로 구현된다.
- [0152] 송신을 위해, 기저대역 프로세서(134)는 제어 시스템(132)으로부터 음성, 비디오, 데이터 또는 제어 정보일 수 있는 디지털화된 데이터를 수신하고, 그 데이터를 송신을 위해 인코딩한다. 인코딩된 데이터는 송신 회로(136)로 출력되고, 여기서 변조기가 이 데이터를 이용하여 원하는 송신 주파수 또는 주파수들을 가진 하나 이상의 반송파 신호를 변조한다. 전력 증폭기(미도시)는 이 변조된 반송파 신호를 송신에 적당한 레벨로 증폭하고, 이를 정합 회로망(미도시)을 통해 안테나(130)에 전달할 것이다. 전송한 바와 같이 이동 단말과 기지국 간의 직접적 또는 중계국을 통한 간접적 신호 송신에는 당업자가 이용할 수 있는 여러 가지 변조와 처리 기법이 이용된다.
- [0153] 도 10을 참조로 논리적 OFDM 송신 구조에 대해서 설명한다. 처음에는 기지국 제어기(10)가 여러 이동 단말(16)에 송신될 데이터를 기지국(14)에 직접적으로 또는 중계국(15)의 도움을 받아 전송할 것이다. 기지국(14)은 이동 단말에 관련된 채널 품질 표시자(CQI)를 이용하여, 송신할 데이터를 스케줄링하고 그 스케줄링된 데이터를 송신하기 위한 적당한 코딩 및 변조를 선택할 수 있다. CQI는 이동 단말(16)로부터 직접적이거나, 이동 단말(16)이 제공하는 정보에 기초하여 기지국(14)에서 결정될 수 있다. 어떤 경우든지 간에 각 이동 단말(16)에 대한 CQI는 채널 진폭(또는 응답)의 OFDM 주파수 대역에 걸친 변동량의 함수이다.
- [0154] 비트 스트림인 스케줄링된 데이터(44)는 데이터 스크램블링(scrambling) 로직(46)을 이용하여, 데이터와 연관된 피크-평균 전력비를 감소시키는 방식으로 스크램블된다. 스크램블된 데이터에 대한 순환 중복도 검사(CRC)가 결정되고 CRC 가산 로직(48)을 이용하여 그 스크램블된 데이터에 첨부된다. 다음, 채널 인코더 로직(50)을 이용하여 채널 코딩을 실시하여, 이동 단말(16)에서의 복구와 에러 정정을 실시할 수 있도록 그 데이터에 중복도를 부가한다. 다시, 특정 이동 단말(16)에 대한 채널 코딩은 CQI에 기초한다. 어떤 구현에서는 채널 인코더 로직(50)은 공지의 터보 인코딩 기법을 이용한다. 그런 다음에, 인코딩된 데이터는 레이트 정합 로직(52)에 의해 인코딩과 연관된 데이터 확장을 보상하도록 처리된다.
- [0155] 비트 인터리버 로직(54)은 인코딩된 데이터 내의 비트들을 체계적으로 재정렬하여 연속한 데이터 비트의 손실을 최소화한다. 이렇게 해서 발생한 데이터 비트는 맵핑 로직(56)에 의해 그 선택된 기저대역 변조에 따라서 대응 심볼에 체계적으로 맵핑된다. 바람직하게는 직각 진폭 변조(QAM)이나 직각 위상 시프트 키잉(QPSK) 변조가 이용된다. 변조도는 바람직하게는 특정 이동 단말에 대한 CQI에 기초하여 선택된다. 심볼들은 심볼 인터리버 로직(58)에 의해 체계적으로 재정렬되어, 주파수 선택성 페이딩에 의해 유발되는 주기적 데이터 손실에 대한 송신 신호의 면역을 더 강화한다.
- [0156] 이 시점에서 비트 그룹은 진폭 및 위상 성상도에서의 위치를 나타내는 심볼들에 맵핑되었다. 공간 다이버시티를 원하는 경우에는 공간-시간 블록 코드(STC) 인코더 로직(60)에 의해 심볼 블록들이 처리되어, 송신 신호가 간섭에 대해 더 내성이 있도록 하고 이동 단말(16)에서 더 쉽게 디코딩될 수 있도록 심볼들을 변경한다. STC 인코더 로직(60)은 입력되는 심볼들을 처리하여 기지국(14)의 송신 안테나(28) 수에 해당하는 "n"개의 출력을 제공할 것이다. 도 10을 참조로 전송한 제어 시스템(20) 및/또는 기저대역 프로세서(22)는 STC 인코딩을 제어하는 맵핑 제어 신호를 제공할 것이다. 이 시점에서는 "n"개 출력에 대한 심볼은 송신되어 이동 단말(16)에 의해 복구될 수 있는 데이터를 나타낸다고 가정한다.
- [0157] 본 예에서는 기지국(14)이 2개의 안테나(28)(n=2)를 갖고 있고 STC 인코더 로직(60)이 2개의 심볼 출력 스트림을 제공한다고 가정한다. 따라서 STC 인코더 로직(60)이 출력하는 심볼 스트림 각각은, 이해를 쉽게 하기 위해 별도로 도시한 해당 IFFT 프로세서(62)로 전송된다. 당업자라면 하나 이상의 프로세서를 이용하여 그와 같은 디지털 신호 처리를 단독으로 또는 여기서 설명된 다른 처리와 함께 제공할 수 있음을 잘 알 것이다. IFFT 프로세서(62)는 바람직하게는 각 심볼에 대해 역 푸리에 변환을 제공하도록 동작할 것이다. IFFT 프로세서(62)의 출력은 시간 영역에서 심볼을 제공한다. 이 시간 영역 심볼들은 프리픽스 삽입 로직(64)에 의해 프리픽스와 연관된 프레임들로 그룹화된다. 이렇게 해서 발생한 신호들은 각각 해당 디지털 업컨버전(DUC) 및 디지털-아날로그(D/A) 컨버전 회로(66)를 통해 디지털 영역에서 중간 주파수로 업컨버트되고 아날로그 신호로 변환된다. 이렇게 해서 발생한 (아날로그) 신호는 원하는 RF 주파수에서 동시에 변조되고, 증폭된 다음에 RF 회로(68)와 안테나(28)를 통해 송신된다. 특히 대상 이동 단말(16)이 알고있는 파일럿 신호는 부반송파들 사이에 분산된다. 하기에 자세히 설명할 이동 단말(16)은 채널 추정을 위해 이 파일럿 신호를 이용할 것이다.



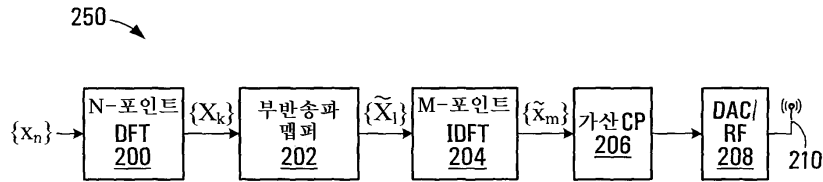
- [0158] 이제 도 11을 참조로 이동 단말(16)이 송신 신호를 기지국(14)으로부터 직접적으로 또는 중계국(15)의 도움을 받아 수신하는 것에 대해 설명한다. 이동 단말(16)의 안테나(40) 각각에 송신 신호가 도달하면, 각 신호는 해당 RF 회로(70)에 의해 복조 및 증폭된다. 간결하고 명확하게 하기 위해 2개의 수신 경로 중 하나에 대해서만 자세히 설명한다. 아날로그-디지털(A/D) 컨버터 및 다운컨버전 회로(72)는 아날로그 신호를 디지털 처리를 위해 디지털화하고 다운컨버트한다. 이렇게 해서 발생된 디지털 신호는 자동 이득 제어 회로(AGC)(74)가 수신 신호 레벨에 기초하여 RF 회로(70) 내의 증폭기의 이득을 제어하는데 이용될 수 있다.
- [0159] 처음에는 이 디지털 신호는 개략 동기화 로직(78)을 포함하는 동기화 로직(76)에 제공되고, 이 개략 동기화 로직(78)은 몇 개의 OFDM 심볼을 버퍼링하고 2개의 연속한 OFDM 심볼 간의 자동 상관을 계산한다. 상관 결과의 최대치 10에 대응하는 결과적인 타임 인덱스는 미세 동기화 검색창을 결정하고, 미세 동기화 로직(80)은 이 미세 동기화 검색창을 이용하여 헤더에 기초하여 정확한 프레이밍(framing) 개시 위치를 결정한다. 미세 동기화 로직(80)의 출력은 프레임 정렬 로직(84)에 의한 프레임 획득을 가능하게 한다. 후속 FFT 처리가 시간 영역에서 주파수 영역으로의 정확한 변환을 제공하도록 적당한 프레이밍 정렬이 중요하다. 미세 동기화 알고리즘은 헤더에 포함된 수신 파일럿 신호와 기지의 파일럿 데이터의 로컬 카피 간의 상관에 기초한다. 일단 프레임 정렬 획득이 발생하면 OFDM 심볼의 프리픽스는 프리픽스 제거 로직(86)에 의해 제거되고, 이렇게 해서 발생된 샘플은 주파수 오프셋 상관 로직(88)에 전송되고, 이 로직(88)은 송신기와 수신기 내의 비정합 국부 발진기들에 의해 유발된 시스템 주파수 오프셋을 보상한다. 바람직하게는 동기화 로직(76)은 주파수 오프셋 및 클록 추정 로직(82)을 포함하고, 이 로직(82)은 헤더에 기초하여 송신 신호에 대한 영향들을 추정하는 것을 돕고 이러한 추정을 OFDM 심볼을 적절하게 처리하는 상관 로직(88)에 제공한다.
- [0160] 이 시점에서 시간 영역에서의 OFDM 심볼은 FFT 처리 로직(90)을 이용하여 주파수 영역으로 변환할 준비가 된다. 그 결과는 주파수 영역 심볼이며 이 심볼은 처리 로직(92)으로 전송된다. 처리 로직(92)은 분산 파일럿 추출 로직(94)을 이용하여 분산 파일럿 신호를 추출하고, 추출된 파일럿 신호에 기초하여 채널 추정 로직(96)을 이용하여 채널 추정을 결정하고, 채널 재구성 로직(98)을 이용하여 모든 부반송파에 대한 채널 응답을 제공한다. 부반송파 각각에 대한 채널 응답을 결정하기 위해서는 파일럿 신호는 기본적으로, 시간과 주파수 양자에서 기지의 패턴으로 OFDM 부반송파 전체에 걸쳐 데이터 심볼들 중에 분산된 복수의 파일럿 심볼이다. 도 11을 가지고 계속 설명하면 처리 로직은 수신된 파일럿 심볼을 특정 부반송파에서 특정 시각에 예상되는 파일럿 심볼과 비교하여, 파일럿 심볼이 송신된 부반송파에 대한 채널 응답을 결정한다. 그 결과는 보간되어 파일럿 심볼이 제공되지 않은 나머지 부반송파의 전부는 아니더라도 대부분에 대한 채널 응답을 추정한다. 실제의 보간된 채널 응답을 이용하여, OFDM 채널 내의 부반송파의 전부는 아니더라도 대부분에 대한 채널 응답을 포함하는 총 채널 응답을 추정한다.
- [0161] 각 수신 경로에 대한 채널 응답으로부터 도출되는 주파수 영역 심볼 및 채널 재구성 정보는 STC 디코더(100)에 제공되고, 이 디코더(100)는 양 수신 경로에 STC 디코딩을 제공하여 송신 심볼을 복구한다. 이 채널 재구성 정보는 각 주파수 영역 심볼 처리 시에 송신 채널의 영향을 제거하는데 충분한 등화 정보를 STC 디코더(100)에 제공한다.
- [0162] 복구된 심볼은 송신기의 심볼 인터리버 로직(58)에 대응하는 심볼 디인터리버 로직(102)을 이용하여 재정렬된다. 그런 다음에, 디인터리브된 심볼은 디맵핑 로직(104)을 이용하여 대응 비트 스트림으로 복조 또는 디맵핑된다. 그 다음에 이 비트는 송신기 구조의 비트 인터리버 로직(54)에 대응하는 비트 디인터리버 로직(106)을 이용하여 디인터리브된다. 그 다음에, 이 디인터리브된 비트는 라이트 디매칭 로직(108)에 의해 처리되어 채널 디코더 로직(110)에 제공되어 처음에 스크램블된 데이터와 CRC 체크섬을 복구한다. 이에 따라서 CRC 로직(112)은 CRC 체크섬을 제거하고, 그 스크램블된 데이터를 종래의 방식대로 체크하고, 이미 알고 있는 기지국 디스크램블링 코드를 이용하여 디스크램블링하기 위해 그 스크램블된 데이터를 디스크램블링 로직(114)에 제공하여, 원래의 송신 데이터(116)를 복구한다.
- [0163] 데이터(116) 복구와 병렬로, CQI 또는 적어도 기지국(14)에서 CQI를 생성하는데 충분한 정보가 결정되어 기지국(14)에 송신된다. 전술한 바와 같이 CQI는 반송파 대 간섭비(CR)와, 채널 응답의 OFDM 주파수 대역 내의 부반송파에 걸친 변동량의 함수이다. 이 실시예에 있어서는 정보를 송신하는데 이용되고 있는 OFDM 주파수 대역 내의 각 부반송파에 대한 채널 이득은 서로 비교되어 채널 이득의 OFDM 주파수 대역에 걸친 변동량을 결정한다. 변동량을 측정하는데 많은 기법이 이용될 수 있지만, 그 중 한 가지는 데이터를 송신하는데 이용되고 있는 OFDM 주파수 대역 전체에 걸쳐 각 부반송파에 대한 채널 이득의 표준 편차를 계산하는 것이다.
- [0164] 도 6 내지 11은 본 출원의 실시예들을 구현하는데 이용될 수 있는 통신 시스템의 한 가지 특정 예를 제공한다.

본 출원의 실시예들은, 이 특정 예와는 다르지만 여기서 설명된 실시예의 구현과 일관된 방식으로 동작하는 구조를 가진 통신 시스템으로 구현될 수 있음은 물론이다.

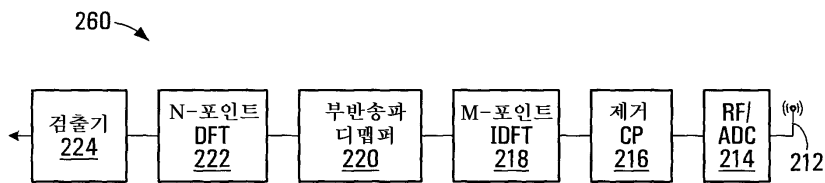
[0165] 전술한 교시에 따라서 본 발명은 다양하게 변경 및 변형할 수 있다. 그러므로 본 발명은 첨부된 청구범위 내에서, 여기서 구체적으로 설명된 것과는 다르게 실시될 수 있음은 물론이다.

도면

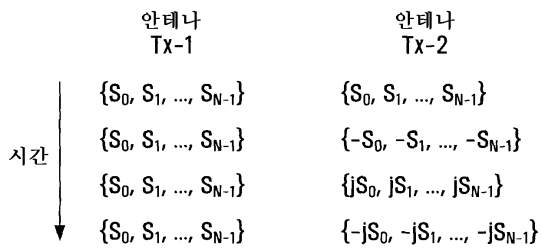
도면1a



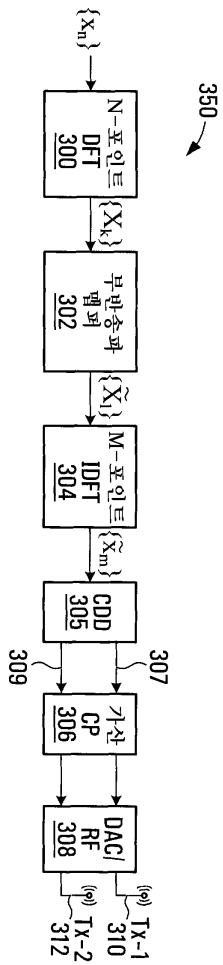
도면1b



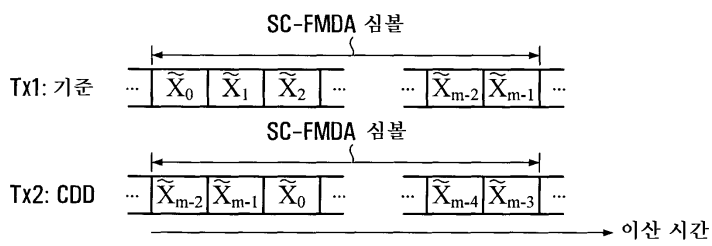
도면2



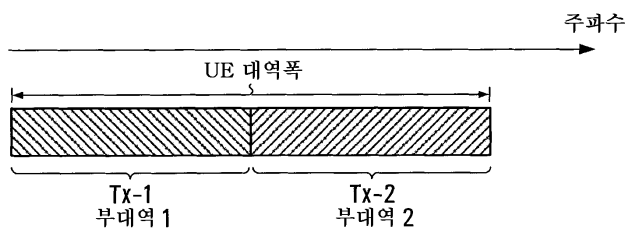
도면3



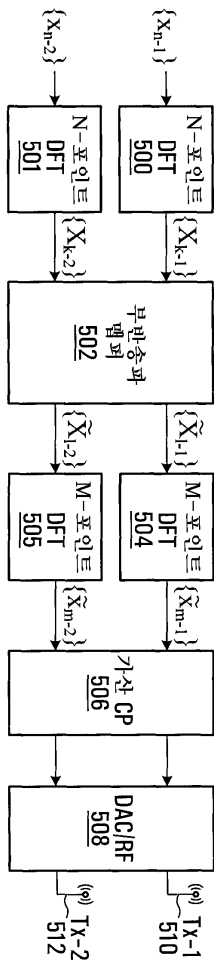
도면4



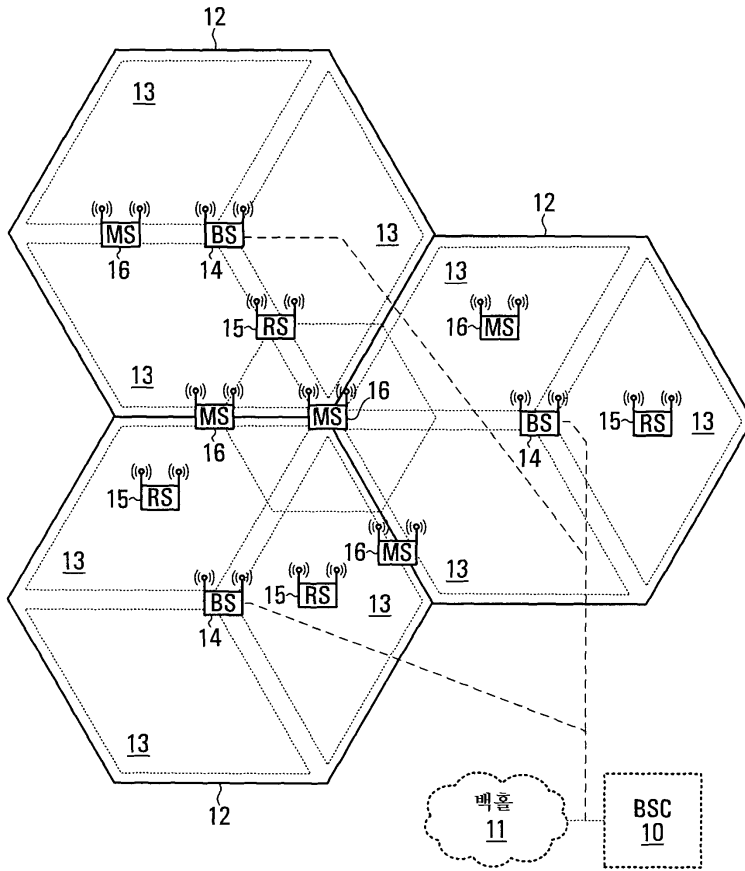
도면5a



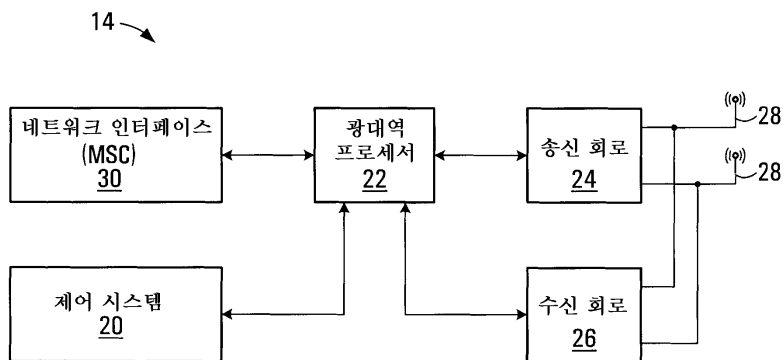
도면5b



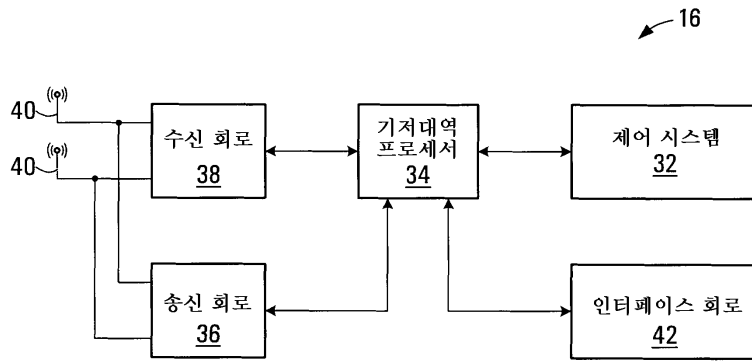
도면6



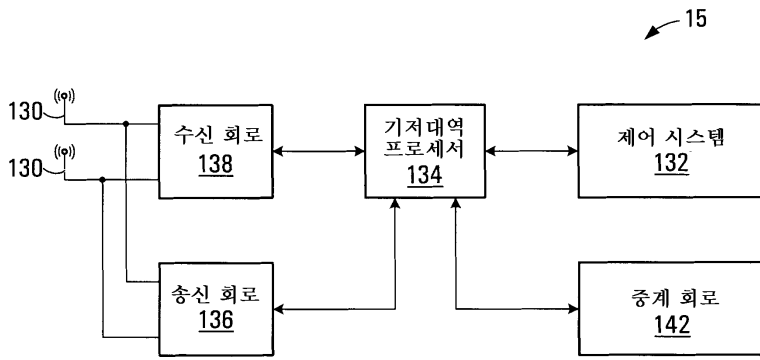
도면7



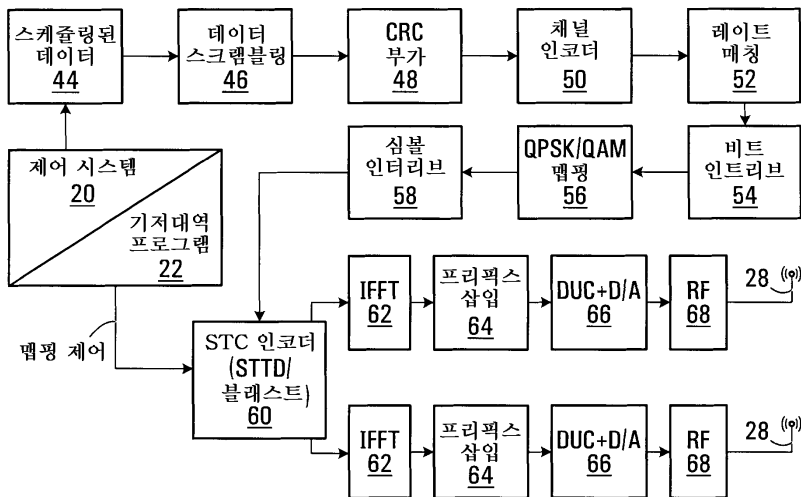
도면8



도면9



도면10



도면11

