(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 공개특허공보(A)

(11) 공개번호 10-2019-0116670
(43) 공개일자 2019년10월15일

(51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 1/00 (2006.01) *H04L 27/00* (2006.01)
H04L 27/26 (2006.01) *H04L 5/00* (2006.01)
(52) CPC특허분류
H04L 1/0003 (2013.01)
H04L 27/0008 (2013.01)
(21) 출원번호 10-2018-0039604
(22) 출원일자 2018년04월05일
심사청구일자 없음

(71) 출원인
삼성전자주식회사
경기도 수원시 영통구 삼성로 129 (매탄동)
(72) 발명자
이효진
서울특별시 서초구 방배로2길 24-5, 15동 806호
이병주
경기도 용인시 수지구 대지로 139, 107동 1803호 (죽전동, 용인죽전동부센트레빌)
(뒷면에 계속)
(74) 대리인
윤앤리특허법인(유한)

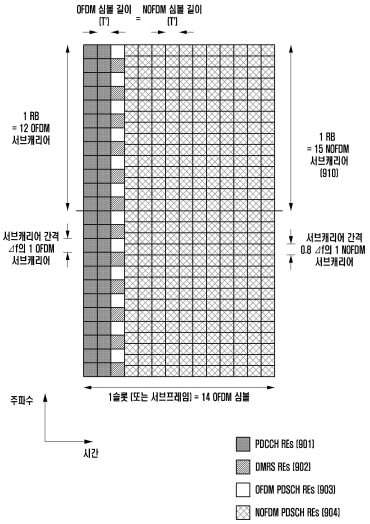
전체 청구항 수 : 총 20 항

(54) 발명의 명칭 **무선 통신 시스템에서 신호를 송수신하는 방법 및 장치**

(57) 요 약

본 개시는 4G 시스템 이후 보다 높은 데이터 전송률을 지원하기 위한 5G 통신 시스템을 IoT 기술과 융합하는 통신 기법 및 그 시스템에 관한 것이다. 본 개시는 5G 통신 기술 및 IoT 관련 기술을 기반으로 지능형 서비스 (예를 들어, 스마트 홈, 스마트 빌딩, 스마트 시티, 스마트 카 또는 커넥티드 카, 헬스 케어, 디지털 교육, 소매업, 보안 및 안전 관련 서비스 등)에 적용될 수 있다. 본 발명은 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal Frequency Division Multiplexing, NOFDM) 방식을 이용한 신호 전송 방법 및 장치를 개시하며, 특히 제어 신호 및 기준 신호는 OFDM 방식을 이용해 전송하고 데이터는 NOFDM 방식을 이용해 전송하는 방법 및 장치를 제안한다.

대 표 도 - 도9



(52) CPC특허분류
H04L 27/2666 (2013.01)
H04L 5/0005 (2013.01)
H04L 5/005 (2013.01)
H04L 5/0053 (2013.01)
(72) 발명자
이주호
경기도 수원시 영통구 매영로 366, 728동 1701호
김윤선
경기도 성남시 분당구 내정로 186 파크타운대림아파트 103동 803호
김정현
경기도 화성시 동탄순환대로 881-10, 702동 1402호
정상엽
서울특별시 동작구 남부순환로267나길 7, 204호(사당동)

명 세 서

청구범위

청구항 1

기지국의 신호를 전송하는 방법에 있어서,

하향링크 데이터 전송시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하는 단계;

상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 단말로 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 전송하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 기지국이 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용한다는 정보를 포함하는 RRC 메시지를 상기 단말로 전송하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 전송 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 기준 신호는 복조 기준 신호(demodulation reference signal, DMRS) 및 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 전송 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼(symbol)에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑될 경우 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 OFDM이 사용되고,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑되지 않을 경우, 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 NOFDM이 사용되는 것을 특징으로 하는 신호 전송 방법.

청구항 5

제1항에 있어서,

NOFDM 서브캐리어의 간격은 OFDM 서브캐리어의 서브캐리어 간격과 압축률(squeezing factor)를 기반으로 결정되는 것을 특징으로 하는 신호 전송 방법.

청구항 6

단말이 신호를 수신하는 방법에 있어서,

하향링크 데이터 수신시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하는 단계;

상기 하향링크 데이터 수신시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 기지국으로부터 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 수신하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 수신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신 방법.

청구항 7

제6항에 있어서,

상기 기지국으로부터 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용한다는 정보를 포함하는 RRC 메시지를 수신하는 단계를 더 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신 방법.

청구항 8

제6항에 있어서,

상기 기준 신호는 복조 기준 신호(demodulation reference signal, DMRS) 및 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 신호 수신 방법.

청구항 9

제6항에 있어서,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼(symbol)에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑될 경우 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 수신에는 OFDM이 사용되고,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑되지 않을 경우, 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 수신에는 NOFDM이 사용되는 것을 특징으로 하는 신호 수신 방법.

청구항 10

제6항에 있어서,

NOFDM 서브캐리어의 간격은 OFDM 서브캐리어의 서브캐리어 간격과 압축률(squeezing factor)를 기반으로 결정되는 것을 특징으로 하는 신호 수신 방법.

청구항 11

신호를 전송하는 기지국에 있어서,

송수신부; 및

하향링크 데이터 전송시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하고, 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 단말로 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 전송하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 전송하도록 제어하는 상기 송수신부와 연결된 제어부를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국.

청구항 12

제11항에 있어서,

상기 제어부는 상기 기지국이 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용한다는 정보를 포함하는 RRC 메시지를 상기 단말로 전송하도록 더 제어하는 것을 특징으로 하는 기지국.

청구항 13

제11항에 있어서,

상기 기준 신호는 복조 기준 신호(demodulation reference signal, DMRS) 및 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 기지국.

청구항 14

제11항에 있어서,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼(symbol)에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑될 경우 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 OFDM이 사용되고,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑되지 않을 경우, 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 NOFDM이 사용되는 것을 특징으로 하는 기지국.

청구항 15

제11항에 있어서,

NOFDM 서브캐리어의 간격은 OFDM 서브캐리어의 서브캐리어 간격과 압축률(squeezing factor)를 기반으로 결정되는 것을 특징으로 하는 기지국.

청구항 16

신호를 수신하는 단말에 있어서,

송수신부; 및

하향링크 데이터 수신시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하고, 상기 하향링크 데이터 수신시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 기지국으로부터 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 수신하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 수신하도록 제어하는 상기 송수신부와 연결된 제어부를 포함하는 것을 특징으로 하는 단말.

청구항 17

제16항에 있어서,

상기 제어부는 상기 기지국으로부터 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용한다는 정보를 포함하는 RRC 메시지를 수신하도록 더 제어하는 것을 특징으로 하는 단말.

청구항 18

제16항에 있어서,

상기 기준 신호는 복조 기준 신호(demodulation reference signal, DMRS) 및 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 중 적어도 하나를 포함하는 것을 특징으로 하는 단말.

청구항 19

제16항에 있어서,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼(symbol)에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑될 경우 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 수신에는 OFDM이 사용되고,

하향링크 데이터가 전송되는 심볼에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑되지 않을 경우, 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 수신에는 NOFDM이 사용되는 것을 특징으로 하는 단말.

청구항 20

제16항에 있어서,

NOFDM 서브캐리어의 간격은 OFDM 서브캐리어의 서브캐리어 간격과 압축률(squeezing factor)를 기반으로 결정되는 것을 특징으로 하는 단말.

발명의 설명

기 술 분 야

[0001] 본 발명은 무선 통신 시스템에서 정보를 포함하는 신호를 송수신하는 방법 및 장치에 관한 것이다.

배 경 기 술

[0002] 4G 통신 시스템 상용화 이후 증가 추세에 있는 무선 데이터 트래픽 수요를 충족시키기 위해, 개선된 5G 통신 시스템 또는 pre-5G 통신 시스템을 개발하기 위한 노력이 이루어지고 있다. 이러한 이유로, 5G 통신 시스템 또는 pre-5G 통신 시스템은 4G 네트워크 이후 (Beyond 4G Network) 통신 시스템 또는 LTE 시스템 이후 (Post LTE) 시스템이라 불리어지고 있다. 높은 데이터 전송률을 달성하기 위해, 5G 통신 시스템은 초고주파(mmWave) 대역(예를 들어, 60기가(60GHz) 대역과 같은)에서의 구현이 고려되고 있다. 초고주파 대역에서의 전파의 경로손실 완화 및 전파의 전달 거리를 증가시키기 위해, 5G 통신 시스템에서는 빔포밍(beamforming), 거대 배열 다중 입출력(massive MIMO), 전차원 다중입출력(Full Dimensional MIMO: FD-MIMO), 어레이 안테나(array antenna), 아날로그 빔형성(analog beam-forming), 및 대규모 안테나 (large scale antenna) 기술들이 논의되고 있다. 또한 시스템의 네트워크 개선을 위해, 5G 통신 시스템에서는 진화된 소형 셀, 개선된 소형 셀 (advanced small cell), 클라우드 무선 액세스 네트워크 (cloud radio access network: cloud RAN), 초고밀도 네트워크 (ultra-dense network), 기기 간 통신 (Device to Device communication: D2D), 무선 백홀 (wireless backhaul), 이동 네트워크 (moving network), 협력 통신 (cooperative communication), CoMP (Coordinated Multi-Points), 및 수신 간섭제거 (interference cancellation) 등의 기술 개발이 이루어지고 있다. 이 밖에도, 5G 시스템에서는 진보된 코딩 변조(Advanced Coding Modulation: ACM) 방식인 FQAM (Hybrid FSK and QAM Modulation) 및 SWSC (Sliding Window Superposition Coding)과, 진보된 접속 기술인 FBMC(Filter Bank Multi Carrier), NOMA(non-orthogonal multiple access), 및 SCMA(sparse code multiple access) 등이 개발되고 있다.

[0003] 한편, 인터넷은 인간이 정보를 생성하고 소비하는 인간 중심의 연결 망에서, 사물 등 분산된 구성 요소들 간에 정보를 주고 받아 처리하는 IoT(Internet of Things, 사물인터넷) 망으로 진화하고 있다. 클라우드 서버 등과의 연결을 통한 빅데이터(Big data) 처리 기술 등이 IoT 기술에 결합된 IoE (Internet of Everything) 기술도 대두되고 있다. IoT를 구현하기 위해서, 센싱 기술, 유무선 통신 및 네트워크 인프라, 서비스 인터페이스 기술,

및 보안 기술과 같은 기술 요소 들이 요구되어, 최근에는 사물간의 연결을 위한 센서 네트워크(sensor network), 사물 통신(Machine to Machine, M2M), MTC(Machine Type Communication)등의 기술이 연구되고 있다. IoT 환경에서는 연결된 사물들에서 생성된 데이터를 수집, 분석하여 인간의 삶에 새로운 가치를 창출하는 지능형 IT(Internet Technology) 서비스가 제공될 수 있다. IoT는 기존의 IT(information technology)기술과 다양한 산업 간의 융합 및 복합을 통하여 스마트홈, 스마트 빌딩, 스마트 시티, 스마트 카 또는 커넥티드 카, 스마트 그리드, 헬스 케어, 스마트 가전, 첨단의료서비스 등의 분야에 응용될 수 있다.

[0004] 이에, 5G 통신 시스템을 IoT 망에 적용하기 위한 다양한 시도들이 이루어지고 있다. 예를 들어, 센서 네트워크(sensor network), 사물 통신(Machine to Machine, M2M), MTC(Machine Type Communication)등의 기술이 5G 통신 기술이 빔 포밍, MIMO, 및 어레이 안테나 등의 기법에 의해 구현되고 있는 것이다. 앞서 설명한 빅데이터 처리 기술로써 클라우드 무선 액세스 네트워크(cloud RAN)가 적용되는 것도 5G 기술과 IoT 기술 융합의 일 예라고 할 수 있을 것이다.

[0005] 현재 연구되고 있는 5G 시스템에서는 하향링크 신호 전송시 반송파간 간섭이 없는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) 방식을 이용하는 것을 전제로 하고 있다.

발명의 내용

해결하려는 과제

[0006] 그러나 상기와 같은 OFDM 방식은 반송파간 간격이 결정되어 있으므로 하나의 OFDM 심볼을 통해 전송할 수 있는 데이터 양의 한계가 결정된다는 문제가 있다. 이를 해결하기 위해 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal Frequency Division Multiplexing, NOFDM) 방식을 이용한 데이터 전송 방법을 제안한다.

과제의 해결 수단

[0007] 상기와 같은 문제점을 해결하기 위한 본 발명에 따르면 기지국의 신호를 전송하는 방법에 있어서, 하향링크 데이터 전송시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하는 단계; 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 단말로 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 전송하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 전송하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다. 또한 상기 기지국이 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용한다는 정보를 포함하는 RRC 메시지를 상기 단말로 전송하는 단계를 더 포함할 수 있으며, 또한 상기 기준 신호는 복조 기준 신호(demodulation reference signal, DMRS) 및 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 중 적어도 하나를 포함할 수 있다.

[0008] 또한 하향링크 데이터가 전송되는 심볼(symbol)에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑될 경우 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 OFDM이 사용되고, 하향링크 데이터가 전송되는 심볼에 상기 하향링크 제어 정보 또는 상기 기준 신호가 매핑되지 않을 경우, 상기 심볼에 매핑된 하향링크 데이터 전송에는 NOFDM이 사용될 수 있으며, 또한 NOFDM 서브캐리어의 간격은 OFDM 서브캐리어의 서브캐리어 간격과 압축률(squeezing factor)를 기반으로 결정될 수 있다.

[0009] 또한, 단말이 신호를 수신하는 방법에 있어서, 하향링크 데이터 수신시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하는 단계; 상기 하향링크 데이터 수신시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 기지국으로부터 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 수신하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 수신하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0010] 또한, 신호를 전송하는 기지국에 있어서, 송수신부; 및 하향링크 데이터 전송시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하고, 상기 하향링크 데이터 전송시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 단말로 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 전송하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 전송하도록 제어하는 상기 송수신부와 연결된 제어부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

[0011] 또한, 신호를 수신하는 단말에 있어서, 송수신부; 및 하향링크 데이터 수신시 비직교 주파수 분할 다중화(non-orthogonal frequency-division multiplexing, NOFDM)를 이용할지 여부를 확인하고, 상기 하향링크 데이터 수신시 NOFDM을 이용하기로 확인할 경우, 기지국으로부터 하향링크 제어 정보(downlink control information) 및 기준 신호(reference signal)는 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency-division multiplexing, OFDM)을 이용해 수신하고 상기 하향링크 데이터는 상기 NOFDM 또는 상기 OFDM을 이용해 수신하도록 제어하는 상기 송수신부와 연결된 제어부를 포함하는 것을 특징으로 한다.

발명의 효과

[0012] 본 발명에 따르면, NOFDM 방식을 이용해 데이터를 전송함으로써 OFDM 방식을 사용하는 종래의 전송 방법에 비해 보다 주파수 자원을 효율적으로 사용해 많은 양의 데이터를 전송할 수 있다.

도면의 간단한 설명

[0013] 도 1은 LTE에서 시간-주파수영역의 기본 구조를 도시한 도면이다.

도 2는 LTE의 하향링크 제어채널을 도시한 도면이다.

도 3은 5G에서 하향링크 제어채널의 전송 자원을 도시한 도면이다.

도 4는 5G에서 제어영역에 대한 설정의 일 예를 도시한 도면이다.

도 5는 5G에서 하향링크 RB 구조에 대한 설정의 일 예를 도시한 도면이다.

도 6은 OFDM의 주파수 축 신호 함수를 도시한 도면이다.

도 7은 NOFDM 신호와 OFDM 신호의 주파수 축 신호 차이를 보여주는 도면이다.

도 8은 NOFDM 신호와 OFDM 신호의 심볼 구간 내 차이를 보여주는 도면이다.

도 9는 압축률 0.8인 NOFDM 신호와 OFDM 신호가 시간 다중화된 경우의 RB구조를 도시한 도면이다.

도 10은 압축률 0.6인 NOFDM 신호와 OFDM 신호가 시간 다중화된 경우의 RB구조를 도시한 도면이다.

도 11은 본 발명의 실시예를 따르는 단말이 PDSCH를 수신하는 동작을 도시한 도면이다.

도 12는 본 발명의 실시예를 따르는 기지국이 PDSCH를 송신하는 동작을 도시한 도면이다.

도 13은 OFDM 또는 NOFDM 신호를 생성하는 송신기 동작을 도시한 도면이다.

도 14는 본 발명의 실시 예에 따른 단말의 내부 구조를 도시하는 블록도이다.

도 15는 본 발명의 실시 예에 따른 기지국의 내부 구조를 도시하는 블록도이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

[0014] 이하, 본 발명의 실시 예를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다.

[0015] 실시 예를 설명함에 있어서 본 발명이 속하는 기술 분야에 익히 알려져 있고 본 발명과 직접적으로 관련이 없는 기술 내용에 대해서는 설명을 생략한다. 이는 불필요한 설명을 생략함으로써 본 발명의 요지를 흐리지 않고 더욱 명확히 전달하기 위함이다.

[0016] 마찬가지 이유로 첨부 도면에 있어서 일부 구성요소는 과장되거나 생략되거나 개략적으로 도시되었다. 또한, 각 구성요소의 크기는 실제 크기를 전적으로 반영하는 것이 아니다. 각 도면에서 동일한 또는 대응하는 구성요소에는 동일한 참조 번호를 부여하였다.

[0017] 본 발명의 이점 및 특징, 그리고 그것들을 달성하는 방법은 첨부되는 도면과 함께 상세하게 후술되어 있는 실시 예들을 참조하면 명확해질 것이다. 그러나 본 발명은 이하에서 개시되는 실시 예들에 한정되는 것이 아니라 서로 다른 다양한 형태로 구현될 수 있으며, 단지 본 실시 예들은 본 발명의 개시가 완전하도록 하고, 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 발명의 범주를 완전하게 알려주기 위해 제공되는 것이며, 본 발명은 청구항의 범주에 의해 정의될 뿐이다. 명세서 전체에 걸쳐 동일 참조 부호는 동일 구성 요소를 지칭한다.

[0018] 이 때, 처리 흐름도 도면들의 각 블록과 흐름도 도면들의 조합들은 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들에 의해 수행될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 범용 컴퓨터, 특수용 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서에 탑재될 수 있으므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비의 프로세서를 통해 수행되는 그 인스트럭션들이 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능들을 수행하는 수단을 생성하게 된다. 이들 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 특정 방식으로 기능을 구현하기 위해 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 지향할 수 있는 컴퓨터 이용 가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장되는 것도 가능하므로, 그 컴퓨터 이용가능 또는 컴퓨터 판독 가능 메모리에 저장된 인스트럭션들은 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능을 수행하는 인스트럭션 수단을 내포하는 제조 품목을 생산하는 것도 가능할 수 있다. 컴퓨터 프로그램 인스트럭션들은 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에 탑재되는 것도 가능하므로, 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비 상에서 일련의 동작 단계들이 수행되어 컴퓨터로 실행되는 프로세스를 생성해서 컴퓨터 또는 기타 프로그램 가능한 데이터 프로세싱 장비를 수행하는 인스트럭션들은 흐름도 블록(들)에서 설명된 기능들을 실행하기 위한 단계들을 제공하는 것도 가능할 수 있다.

[0019] 또한, 각 블록은 특정된 논리적 기능(들)을 실행하기 위한 하나 이상의 실행 가능한 인스트럭션들을 포함하는 모듈, 세그먼트 또는 코드의 일부를 나타낼 수 있다. 또, 몇 가지 대체 실행 예들에서는 블록들에서 언급된 기능들이 순서를 벗어나서 발생하는 것도 가능함을 주목해야 한다. 예컨대, 잇달아 도시되어 있는 두 개의 블록들은 사실 실질적으로 동시에 수행되는 것도 가능하고 또는 그 블록들이 때때로 해당하는 기능에 따라 역순으로 수행되는 것도 가능할 수 있다.

[0020] 이 때, 본 실시 예에서 사용되는 '~부'라는 용어는 소프트웨어 또는 FPGA또는 ASIC과 같은 하드웨어 구성요소를 의미하며, '~부'는 어떤 역할들을 수행한다. 그렇지만 '~부'는 소프트웨어 또는 하드웨어에 한정되는 의미는 아니다. '~부'는 어드레싱할 수 있는 저장 매체에 있도록 구성될 수도 있고 하나 또는 그 이상의 프로세서들을 재생시키도록 구성될 수도 있다. 따라서, 일 예로서 '~부'는 소프트웨어 구성요소들, 객체지향 소프트웨어 구성요소들, 클래스 구성요소들 및 태스크 구성요소들과 같은 구성요소들과, 프로세스들, 함수들, 속성들, 프로시저들, 서브루틴들, 프로그램 코드의 세그먼트들, 드라이버들, 펌웨어, 마이크로코드, 회로, 데이터, 데이터베이스, 데이터 구조들, 테이블들, 어레이들, 및 변수들을 포함한다. 구성요소들과 '~부'들 안에서 제공되는 기능은 더 작은 수의 구성요소들 및 '~부'들로 결합되거나 추가적인 구성요소들과 '~부'들로 더 분리될 수 있다. 뿐만 아니라, 구성요소들 및 '~부'들은 디바이스 또는 보안 멀티미디어카드 내의 하나 또는 그 이상의 CPU들을 재생시키도록 구현될 수도 있다. 또한 실시 예에서 '~부'는 하나 이상의 프로세서를 포함할 수 있다.

[0021] 무선 통신 시스템은 초기의 음성 위주의 서비스를 제공하던 것에서 벗어나 예를 들어 3GPP의 HSPA(High Speed Packet Access), LTE(Long Term Evolution 또는 E-UTRA (Evolved Universal Terrestrial Radio Access)), LTE-Advanced(LTE-A), LTE-Pro, 3GPP2의 HRPD(High Rate Packet Data), UMB(Ultra Mobile Broadband) 및 IEEE의 802.16e 등의 통신 표준과 같이 고속, 고품질의 패킷 데이터 서비스를 제공하는 광대역 무선 통신 시스템으로 발전하고 있다.

[0022] 상기 광대역 무선 통신 시스템의 대표적인 예인 LTE 시스템에서는 하향링크(Downlink, DL)에서는 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 방식을 채용하고 있고, 상향링크(Uplink, UL)에서는 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식을 채용하고 있다. 상향링크는 단말(User Equipment(UE) 또는 Mobile Station(MS))이 기지국(eNodeB(eNB), 또는 base station(BS))으로 데이터 또는 제어 신호를 전송하는 무선 링크를 뜻하고, 하향링크는 기지국이 단말로 데이터 또는 제어 신호를 전송하는 무선 링크를 뜻한다. 상기와 같은 다중 접속 방식은 통상 각 사용자 별로 데이터 또는 제어 정보를 전송할 시간-주파수 자원을 서로 겹치지 않도록, 즉 직교성(Orthogonality)이 성립하도록 할당 및 운용함으로써 각 사용자의 데이터 또는 제어 정보가 구분되도록 한다.

[0023] LTE 이후의 향후 통신 시스템인 5G 통신 시스템은 사용자 및 서비스 제공자 등의 다양한 요구 사항을 자유롭게 반영할 수 있어야 하기 때문에, 다양한 요구 사항을 동시에 만족하는 서비스를 지원하여야 한다. 5G 통신 시스템을 위해 고려되는 서비스로는 향상된 모바일 광대역 통신(enhanced Mobile Broadband, eMBB), 대규모 기계형 통신(massive machine type communication, mMTC), 초신뢰 저지연 통신(Ultra Reliability Low Latency Communciation, URLLC) 등이 있다.

[0024] eMBB는 기존의 LTE, LTE-A 또는 LTE-Pro 시스템이 지원하는 데이터 전송 속도보다 더욱 향상된 데이터 전송 속도를 제공하는 것을 목표로 한다. 예를 들어 5G 통신 시스템에서 eMBB는 하나의 기지국 관점에서 하향링크에서

는 20Gbps의 최대 전송 속도(peak data rate), 상향링크에서는 10Gbps의 최대 전송 속도를 제공할 수 있어야 한다. 또한 5G 통신 시스템은 최대 전송 속도를 제공하는 동시에 증가된 단말의 실제 체감 전송 속도(User perceived data rate)를 제공해야 한다. 이와 같은 요구 사항을 만족시키기 위해 더욱 향상된 다중 안테나(Multi Input Multi Output, MIMO) 전송 기술을 포함하는 다양한 송수신 기술의 향상이 요구된다. 또한 현재의 LTE 시스템은 2GHz 대역에서 최대 20MHz 전송 대역폭을 사용하여 신호를 전송하는 반면에 5G 통신 시스템은 3 내지 6GHz 또는 6GHz 이상의 주파수 대역에서 20MHz보다 넓은 주파수 대역폭을 사용함으로써 5G 통신 시스템에서 요구하는 데이터 전송 속도를 만족시킬 수 있다.

[0025] 동시에 5G 통신 시스템에서 사물 인터넷(Internet of Thing, IoT)와 같은 응용 서비스를 지원하기 위해 mMTC가 고려되고 있다. mMTC는 효율적으로 사물 인터넷을 제공하기 위해 셀 내에서 대규모 단말의 접속 지원, 단말의 커버리지 향상, 향상된 배터리 시간, 단말의 비용 감소 등을 요구한다. 사물 인터넷은 여러 가지 센서 및 다양한 기기에 부착되어 통신 기능을 제공하므로 셀 내에서 많은 수의 단말(예를 들어 1,000,000 단말/km^2)을 지원할 수 있어야 한다. 또한 mMTC를 지원하는 단말은 서비스의 특성상 건물의 지하와 같이 셀이 커버하지 못하는 음영 지역에 위치할 가능성이 높으므로 5G 통신 시스템에서 제공하는 다른 서비스 대비 더욱 넓은 커버리지를 요구한다. mMTC를 지원하는 단말은 저가의 단말로 구성되어야 하며, 단말의 배터리를 자주 교환하기 힘들기 때문에 10 내지 15년과 같이 매우 긴 배터리 생명시간(battery life time)이 요구된다.

[0026] 마지막으로 URLLC는 특정한 목적(mission-critical)으로 사용되는 셀룰라 기반 무선 통신 서비스이다. 예를 들어 로봇(Robot) 또는 기계 장치(Machinery)에 대한 원격 제어(remote control), 산업 자동화(industrial automation), 무인 비행장치(Unmaned Aerial Vehicle), 원격 건강 제어(Remote health care), 비상 상황 알림(emergency alert) 등에 사용되는 서비스 등이 고려될 수 있다. 따라서 URLLC가 제공하는 통신은 매우 낮은 저지연 및 매우 높은 신뢰도를 제공해야 한다. 예를 들어 URLLC을 지원하는 서비스는 0.5 밀리초보다 작은 무선 접속 지연시간(Air interface latency)를 만족해야 하며, 동시에 10^{-5} 이하의 패킷 오류율(Packet Error Rate)의 요구 사항을 만족해야 한다. 따라서, URLLC을 지원하는 서비스를 위해 5G 시스템은 다른 서비스보다 작은 전송 시간 구간(Transmit Time Interval, TTI)를 제공해야 하며, 동시에 통신 링크의 신뢰성을 확보하기 위해 주파수 대역에서 넓은 자원을 할당해야 하는 설계 사항이 요구된다.

[0027] 5G 시스템의 세가지 서비스들, 즉 eMBB, URLLC, mMTC는 하나의 시스템에서 다중화되어 전송될 수 있다. 이 때 각각의 서비스들이 갖는 상이한 요구사항을 만족시키기 위해 서비스간에 서로 다른 송수신 기법 및 송수신 파라미터를 사용할 수 있다.

[0028] 이하 LTE 및 LTE-A 시스템의 프레임 구조에 대해 도면을 참조하여 보다 구체적으로 설명하고자 한다.

[0029] 도 1는 LTE 시스템에서 데이터 또는 제어 채널이 전송되는 무선 자원 영역인 시간-주파수 영역의 기본 구조를 도시한 도면이다.

[0030] 도 1 에서 가로축은 시간 영역을, 세로축은 주파수 영역을 나타낸다. 시간 영역에서의 최소 전송 단위는 OFDM 심볼(OFDM symbold)로서, N_{symb} (101)개의 OFDM 심볼이 모여 하나의 슬롯(slot, 102)을 구성하고, 2개의 슬롯이 모여 하나의 서브프레임(subframe, 103)을 구성한다. 상기 슬롯의 길이는 0.5ms이고, 서브프레임의 길이는 1.0ms이다. 그리고 무선 프레임(radio frame, 104)은 10개의 서브프레임으로 구성되는 시간 영역 단위이다. 주파수 영역에서의 최소 전송단위는 서브캐리어(Subcarrier, 이하 부반송파와 혼용 가능하다)로서, 전체 시스템 전송 대역 (Transmission Bandwidth)의 대역폭은 총 N_{BW}(105)개의 서브캐리어로 구성된다. 시간-주파수 영역에서 자원의 기본 단위는 자원 요소(Resource Element(RE), 106)로서 OFDM 심볼 인덱스 및 서브캐리어 인덱스로 나타낼 수 있다. 자원 블록(Resource Block(RB) 또는 Physical Resource Block(PRB), 107)은 시간 영역에서 N_{symb}(101)개의 연속된 OFDM 심볼과 주파수 영역에서 N_{RB}(108)개의 연속된 서브캐리어로 정의된다. 따라서 하나의 RB(108)는 $N_{symb} \times N_{RB}$ 개의 RE(106)로 구성된다. 일반적으로 데이터의 최소 전송 단위는 상기 RB 단위이다. LTE 시스템에서 일반적으로 상기 $N_{symb} = 7$, $N_{RB}=12$ 이고, N_{BW} 는 시스템 전송 대역의 대역폭에 비례한다.

[0031] 다음으로 LTE 및 LTE-A 시스템에서의 하향링크 제어 정보(downlink control information, DCI)에 대해 구체적으로 설명하도록 한다.

[0032] LTE 시스템에서 하향링크 데이터 또는 상향링크 데이터에 대한 스케줄링 정보는 DCI를 통해 기지국으로부터 단말에게 전달된다. DCI는 여러 가지 포맷(format)으로 정의되며, 상향링크 데이터에 대한 스케줄링 정보인지 하

향링크 데이터에 대한 스케줄링 정보인지 여부, 제어 정보의 크기가 작은 컴팩트 DCI 인지 여부, 다중 안테나를 사용한 공간 다중화(spatial multiplexing)가 적용되는지 여부, 전력제어용 DCI인지 여부 등에 따라 정해진 DCI 포맷이 적용되어 운용된다. 예컨대 하향링크 데이터에 대한 스케줄링 제어 정보인 DCI 포맷 1은 적어도 다음과 같은 제어 정보들을 포함하도록 구성된다.

[0033] - 자원 할당 유형 0/1 플래그(Resource allocation type 0/1 flag): 자원 할당 방식이 유형 0 인지 유형 1 인지 통지한다. 유형 0 은 비트맵 방식을 적용하여 RBG(resource block group) 단위로 자원을 할당한다. LTE 시스템에서 스케줄링의 기본 단위는 시간 및 주파수 영역 자원으로 표현되는 RB(resource block)이고, RBG는 복수개의 RB로 구성되어 유형 0 방식에서의 스케줄링의 기본 단위가 된다. 유형 1은 RBG 내에서 특정 RB를 할당하도록 한다.

[0034] - 자원 블록 할당(Resource block assignment): 데이터 전송에 할당된 RB를 통지한다. 시스템 대역폭 및 자원 할당 방식에 따라 표현하는 자원이 결정된다.

[0035] - 변조 및 코딩 방식(Modulation and coding scheme; MCS): 데이터 전송에 사용된 변조 방식과 전송하고자 하는 데이터인 전송 블록(transport block)의 크기를 통지한다.

[0036] - HARQ 프로세스 번호(HARQ process number): HARQ 의 프로세스 번호를 통지한다.

[0037] - 새로운 데이터 지시자(New data indicator): 해당하는 데이터가 HARQ 초기 전송인지 재전송인지를 통지한다.

[0038] - 중복 버전(Redundancy version): HARQ 의 중복 버전(redundancy version)을 통지한다.

[0039] - PUCCH를 위한 전송 전력 제어 명령(Transmit Power Control(TPC) command for Physical Uplink Control Channel(PUCCH)): 상향링크 제어 채널인 PUCCH에 대한 전송 전력 제어 명령을 통지한다.

[0040] 상기 DCI는 채널 코딩 및 변조 과정을 거쳐 하향링크 물리 제어 채널인 PDCCH(physical downlink control channel)를 통해 전송된다.

[0041] DCI 메시지 페이로드(payload)에는 CRC(Cyclic Redundancy Check) 비트가 부가되며, CRC는 단말의 신원에 해당하는 RNTI(Radio Network Temporary Identifier)로 스크램블링(scrambling)된다. DCI 메시지의 목적, 예를 들어 단말-특정(UE-specific)의 데이터 전송, 전력 제어 명령 또는 랜덤 엑세스 응답(random access response) 등에 따라 서로 다른 RNTI들이 사용된다. 즉 RNTI가 명시적으로 전송되지 않고 CRC 계산 과정에 포함되어 전송된다. PDCCH 상으로 전송되는 DCI 메시지를 수신하면 단말은 할당받은 RNTI를 사용하여 CRC를 확인하고 CRC 확인 결과가 맞으면 해당 메시지는 그 단말에게 전송된 것임을 확인할 수 있다.

[0042] 도 2는 LTE 시스템의 DCI가 전송되는 하향링크 물리채널인 PDCCH를 도시한 도면이다.

[0043] 도 2에 따르면, PDCCH(201)은 데이터 전송 채널인 PDSCH(202)와 시간 분할 다중화(time division multiplexing, TDM) 되고, 전 시스템 대역폭(204)에 걸쳐 전송된다. PDCCH(201)의 영역은 OFDM 심볼 개수로 표현되며 이는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel)을 통해 전송되는 CFI(Control Format Indicator)로 단말에게 지시된다. PDCCH(201)를 서브프레임의 앞부분에 오는 OFDM 심볼에 할당함으로써, 단말이 최대한 빨리 하향링크 스케줄링 할당 정보를 디코딩할 수 있도록 하고 이를 통해 DL-SCH(Downlink Shared Channel)에 대한 디코딩 지연, 즉 전체적인 하향링크 전송 지연을 감소시킬 수 있는 장점이 있다. 하나의 PDCCH는 하나의 DCI 메시지를 운반하고 하향링크와 상향링크에 다수의 단말들이 동시에 스케줄링될 수 있으므로, 각 셀 내에서는 다수개의 PDCCH의 전송이 동시에 이루어진다.

[0044] PDCCH(201)의 디코딩을 위한 레퍼런스 신호로는 CRS(cell-specific reference signal, 203)가 사용된다. CRS(203)는 전 대역에 걸쳐 매 서브프레임마다 전송되고 셀 ID(Identity)에 따라 CRS에 적용되는 스크램블링 및 자원 매핑이 달라진다. CRS(203)는 모든 단말들이 공통으로 사용하는 기준 신호이기 때문에 단말-특정 빔포밍(UE-specific beamforming)이 사용될 수 없다. 따라서 LTE 시스템의 PDCCH에 대한 다중 안테나 송신 기법은 개루프 송신 다이버시티(open-loop transmit diversity)로 한정된다. CRS의 안테나 포트 수는 PBCH(Physical Broadcast Channel)의 디코딩으로부터 암묵적으로 단말에게 알려진다.

[0045] PDCCH(201)의 자원 할당은 CCE(Control-Channel Element)를 기반으로 하며, 하나의 CCE는 9개의 REG(Resource Element Group), 즉 총 36개의 RE(Resource Element)들로 구성되어 있다. 특정 PDCCH(201)를 위해 필요한 CCE의 개수는 1, 2, 4 또는 8개가 될 수 있으며 이는 DCI 메시지 페이로드의 채널 코딩율에 따라 달라진다. 이와 같이 서로 다른 CCE 개수는 PDCCH(201)의 링크 적응(link adaptation)을 구현하기 위해 사용된다.

[0046] 단말은 PDCCH(201)에 대한 정보를 모르는 상태에서 신호를 검출해야 하는데, LTE 시스템에서는 블라인드 디코딩을 위해 CCE들의 집합을 나타내는 탐색 공간(search space)를 정의하였다. 이에 따라 전체 PDCCH 영역은 논리 영역에서의 CCE의 집합으로 구성된다. 탐색 공간은 각 CCE의 집성 레벨(aggregation level, AL)에 따른 복수 개의 집합으로 구성되어 있으며, 이는 명시적으로 시그널링되지 않고 단말 신원에 의한 함수 및 서브프레임 번호를 통해 암묵적으로 정의된다. 각 서브프레임 내에서 단말은 설정된 탐색 공간 내의 CCE들로부터 만들어질 수 있는 가능한 모든 자원 후보군(candidate)에 대하여 PDCCH(201)에 대한 디코딩을 수행하고, CRC 확인을 통해 해당 단말에게 유효하다고 선언된 정보를 처리한다.

[0047] 탐색 공간은 단말-특정(UE-specific) 탐색 공간과 공통(Common) 탐색 공간으로 분류된다. 일정 그룹의 단말들 또는 모든 단말들은 시스템 정보(system information)에 대한 동적인 스케줄링이나 페이징 메시지(paging message)와 같은 셀 공통의 제어 정보를 수신하기 위해 PDCCH(201)의 공통 탐색 공간을 조사할 수 있다. 예를 들어 셀의 사업자 정보 등을 포함하는 SIB(System Information Block)-1의 전송을 위한 DL-SCH의 스케줄링 할당 정보는 PDCCH(201)의 공통 탐색 공간을 조사함으로써 수신될 수 있다.

[0048] LTE 시스템에서 PDCCH에 대한 탐색공간은 하기와 같이 정의된다.

[0049] 『The set of PDCCH candidates to monitor are defined in terms of search spaces, where a search space $S_k^{(L)}$ at aggregation level $L \in \{1,2,4,8\}$ is defined by a set of PDCCH candidates. For each serving cell on which PDCCH is monitored, the CCEs corresponding to PDCCH candidate m of the search space $S_k^{(L)}$ are given by

[0050] $$L\{(Y_k+m') \bmod \lfloor N_{CCE,k}/L \rfloor\}+i$$

[0051] Where Y_k is defined below, i=0, ... , L-1 . For the common search space m'=m. For the PDCCH UE specific search space, for the serving cell on which PDCCH is monitored, if the monitoring UE is configured with carrier indicator field then $m'=m+M^{(L)} \cdot n_{CI}$ where n_{CI} is the carrier indicator field value, else if the monitoring UE is not configured with carrier indicator field then m'=m, where m=0, ... , $M^{(L)}$-1. $M^{(L)}$ is the number of PDCCH candidates to monitor in the given search space.

[0052] Note that the carrier indicator field value is the same as ServCellIndex

[0053] For the common search spaces, Y_k is set to 0 for the two aggregation levels L=4 and L=8.

[0054] For the UE-specific search space $S_k^{(L)}$ at aggregation level L, the variable Y_k is defined by

[0055] $$Y_k=(A \cdot Y_{k-1}) \bmod D$$

[0056] where $Y_{-1} = n_{RNTI} \neq 0$, A=39827, D=65537 and $k=\lfloor n_s/2 \rfloor$, n_s is the slot number within a radio frame.

[0057] The RNTI value used for n_{RNTI} is defined in subclause 7.1 in downlink and subclause 8 in uplink.』

[0058] 상기에 기술한 PDCCH에 대한 탐색 공간의 정의에 따르면 단말-특정 탐색 공간은 명시적으로 시그널링되지 않고 단말 신원(identity)에 의한 함수 및 서브프레임 번호를 통해 암묵적으로 정의된다. 즉 단말-특정의 탐색 공간이 서브프레임 번호에 따라 바뀔 수 있으므로 이는 시간에 따라 바뀔 수 있다는 것을 의미하며, 이를 통하여 단말들 사이에서 다른 단말들에 의하여 특정 단말이 탐색공간을 사용하지 못하는 문제(이를 블로킹(Blocking) 문제로 정의한다)를 해결해준다. 만약 특정 단말이 조사하는 모든 CCE들이 이미 같은 서브프레임 내에서 스케줄링된 다른 단말들에 의하여 사용되고 있기 때문에 해당 서브프레임에서 상기 특정 단말이 스케줄링되지 못한다면, 이러한 탐색 공간은 시간에 따라 변하기 때문에 그 다음 서브프레임에서는 이와 같은 문제가 발생하지 않게 될 수 있다. 일례로 특정 서브프레임에서 제1단말과 제2단말의 단말-특정 탐색 공간의 일부가 중첩되어 있을지라도 서브프레임 별로 단말-특정 탐색 공간이 변하기 때문에 다음 서브프레임에서의 중첩은 이와는 다를 것으로 예상

할 수 있다.

[0059] 상기에 기술한 PDCCH에 대한 탐색 공간의 정의에 따르면 공통 탐색 공간의 경우 일정 그룹의 단말들 또는 모든 단말들이 PDCCH를 수신해야 하므로 기 약속된 CCE의 집합으로써 정의된다. 즉 공통 탐색 공간은 단말의 신원이나 서브프레임 번호 등에 따라 변동되지 않는다. 공통 탐색 공간이 비록 다양한 시스템 메시지의 전송을 위해 존재하지만 개별적인 단말의 제어 정보를 전송하는데도 사용할 수 있다. 이를 통해 공통 탐색 공간은 단말-특정 탐색 공간에서 가용한 자원이 부족하여 단말이 스케줄링을 받지 못하는 현상에 대한 해결책으로도 사용될 수 있다.

[0060] 탐색 공간은 주어진 집성 레벨 상에서 단말이 디코딩을 시도해야 하는 CCE들로 이루어진 후보 제어 채널들의 집합으로 1, 2, 4 및 8 개의 CCE로 하나의 묶음을 만드는 여러 가지 집성 레벨이 존재하므로 단말은 복수 개의 탐색 공간을 갖는다. LTE 시스템의 PDCCH에서 집성 레벨에 따라 정의되는 탐색 공간 내의 단말이 모니터링(monitoring)해야 하는 PDCCH 후보군들(candidates)의 수는 하기의 표 1로 정의된다.

표 1

[0061]

Search space $S_k^{(L)}$			Number of PDCCH candidates $M^{(L)}$
Type	Aggregation level	Size (in CCEs)	
UE-specific	1	6	6
	2	12	6
	4	8	2
	8	16	2
Common	4	16	4
	8	16	2

[0062] 상기 표 1에 따르면 단말-특정 탐색 공간의 경우, 집성 레벨 {1, 2, 4, 8}을 지원하며 이 때 각각 {6, 6, 2, 2}개의 PDCCH 후보군들을 갖는다. 공통 탐색 공간의 경우, 집성 레벨 {4, 8}을 지원하며 이 때 각각 {4, 2}개의 PDCCH 후보군들을 갖는다. 공통 탐색 공간이 집성 레벨 {4, 8}만을 지원하는 이유는 시스템 메시지가 일반적으로 셀 가장자리까지 도달해야 하기 때문에 충분한 자원을 사용해 커버리지(coverage) 특성을 좋게 하기 위함이다.

[0063] 공통 탐색 공간으로 전송되는 DCI는 시스템 메시지나 단말 그룹에 대한 전력 조정(Power control) 등의 용도에 해당하는 0, 1A, 3, 3A, 1C와 같은 특정 DCI 포맷에 대해서만 정의된다. 공통 탐색 공간 내에서는 공간 다중화(Spatial Multiplexing)를 지원하는 DCI 포맷은 지원하지 않는다. 단말-특정 탐색 공간에서 디코딩해야 하는 하향링크 DCI 포맷은 해당 단말에 대하여 설정된 전송 모드(Transmission Mode)에 따라 달라진다. 전송 모드의 설정은 RRC 시그널링을 통하여 이루어지기 때문에 해당 설정이 해당 단말에 대하여 언제 효력을 발휘하는지에 대한 정확한 서브프레임 번호가 지정되어 있지 않다. 따라서 단말은 전송 모드와 상관없이 DCI 포맷 1A에 대하여 항상 디코딩을 수행함으로써 통신을 잃지 않도록 동작될 수 있다.

[0064] 이하 PDCCH 송수신은 PDCCH 상의 DCI 송수신과 혼용될 수 있고, PDSCH 송수신은 PDSCH 상의 하향링크 데이터 송수신과 혼용될 수 있다. 또한 PUCCH 송수신은 PUCCH 상의 상향링크 제어 정보(uplink control information, UCI) 송수신과 혼용될 수 있고, PUSCH 송수신은 PUSCH 상의 상향링크 데이터 및/또는 UCI 송수신과 혼용될 수 있다

[0065] 상기에서는 종래 LTE 및 LTE-A 시스템에서의 하향링크 제어 채널 및 하향링크 제어 정보를 송수신하는 방법 및 탐색 공간에 대하여 기술하였다.

[0066] 하기에서는 현재 논의되고 있는 5G 통신 시스템에서의 하향링크 제어 채널에 대하여 도면을 참조하여 보다 구체적으로 설명한다.

[0067] 도 3은 5G 시스템에서 사용될 수 있는 하향링크 제어 채널을 구성하는 시간 및 주파수 자원의 기본 단위의 일례를 도시한 도면이다.

[0068] 도 3에 따르면 제어 채널을 구성하는 시간 및 주파수 자원의 기본 단위(REG)는 시간 축으로는 1 OFDM 심볼(301)로 구성되어 있고, 주파수 축으로는 12개의 서브캐리어(302) 즉 1 RB로 구성되어 있다. 제어 채널의 기본 단위를 구성하는 데 있어서 시간 축 기본 단위를 1 OFDM 심볼(301)로 가정함으로써 한 서브프레임 내에서 데이터

채널과 제어 채널이 시간 분할 다중화될 수 있다. 데이터 채널보다 제어 채널을 앞에 위치시킴으로써 사용자의 프로세싱 시간을 감소시킬 수 있어 지연 시간 요구 사항을 만족시키기에 용이하다. 또한 제어 채널의 주파수축 기본 단위를 1 RB(302)로 설정함으로써 제어 채널과 데이터 채널 사이의 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing, FDM)를 보다 효율적으로 수행할 수 있다.

[0069] 도 3에 도시되어 있는 REG(303)를 연접함으로써 다양한 크기의 제어 채널 영역이 설정될 수 있다. 일례로 5G 시스템에서 하향링크 제어 채널이 할당되는 기본 단위를 CCE(304)라고 할 경우, 1 CCE(304)는 다수의 REG(303)로 구성될 수 있다. 도 3에 도시된 REG(304)를 예를 들어 설명하면 REG(303)는 12개의 RE로 구성될 수 있고 1 CCE(304)가 6개의 REG(303)로 구성된다면 1 CCE(304)는 72개의 RE로 구성될 수 있다. 하향링크 제어 영역이 설정되면 해당 영역은 다수의 CCE(304)로 구성될 수 있으며, 특정 하향링크 제어 채널은 제어 영역 내의 집성 레벨에 따라 하나 또는 다수의 CCE(304)에 매핑되어 전송될 수 있다. 제어 영역내의 CCE(304)들은 번호로 구분되며 이 때 번호는 논리적인 매핑 방식에 따라 부여될 수 있다.

[0070] 도 3에 도시된 하향링크 제어 채널의 기본 단위인 REG(303)에는 DCI가 매핑되는 RE들과 이를 디코딩하기 위한 기준 신호인 DMRS(Demodulation Reference Signal, 305)가 매핑되는 영역이 모두 포함될 수 있다. 도 3에서와 같이 1 REG(303) 내에 3개의 RE에서 DMRS(305)가 전송될 수 있다. DMRS(303)는 REG(303) 내 매핑되는 제어 신호와 같은 프리코딩(precoding)을 사용하여 전송되기 때문에 단말은 기지국이 어떤 프리코딩을 적용하였는지에 대한 정보 없이도 제어 정보의 디코딩이 가능하다.

[0071] 도 4는 5G 무선 통신 시스템에서 하향링크 제어 채널이 전송되는 제어 영역(Control Resource Set, CORESET)에 대한 일례를 도시한 도면이다. 도 4에는 주파수 축으로 시스템 대역폭(410), 시간축으로 1 슬롯(420)(도 4의 일례에서는 1 슬롯이 7 OFDM 심볼로 구성된 것으로 가정하였다.) 내에 2개의 제어 영역(제1제어 영역(401), 제2제어 영역(402))이 설정되어 있는 일례를 도시하였다. 제어 영역(401, 402)는 주파수 축으로 전체 시스템 대역폭(410) 내에서 특정 서브밴드(subband, 403) 상에 위치하도록 설정될 수 있다. CORESET은 시간 축으로는 하나 또는 다수 개의 OFDM 심볼로 설정될 수 있고 이를 제어 영역 길이(Control Resource Set Duration, 404)으로 정의할 수 있다. 도 4의 일례에서 제1제어 영역(401)은 제어 영역 길이가 2심볼로 설정되어 있고, 제2제어 영역(402)은 제어 영역 길이가 1 심볼로 설정되어 있다.

[0072] 상기에서 설명한 5G 시스템에서의 제어 영역은 기지국이 단말에게 상위 계층 시그널링(예컨대 시스템 정보, MIB(Master Information Block), RRC(Radio Resource Control) 시그널링)을 통해 설정될 수 있다. 단말에게 제어 영역을 설정한다는 것은 제어 영역의 위치, 서브밴드, 제어 영역의 자원할당, 제어 영역 길이 등의 정보 등의 정보를 제공하는 것을 의미한다. 예컨대 단말에게 제공하는 제어 영역 정보는 하기의 정보들을 포함할 수 있다.

표 2

[0073]

- 설정정보 1. 주파수 축 RB 할당 정보
- 설정정보 2. 제어영역 시작 심볼
- 설정정보 3. 제어영역 심볼 길이
- 설정정보 4. REG 번들링 크기 (2 또는 3 또는 6)
- 설정정보 5. 전송 모드 (Interleaved 전송 방식 또는 Non-interleaved 전송 방식)
- 설정정보 6. DMRS 설정 정보 (Precoder granularity)
- 설정정보 7. 탐색공간 타입 (공통 탐색공간, 그룹-공통 탐색공간, 단말-특정 탐색공간)
- 설정정보 8. 해당 제어영역에서 모니터링 할 DCI 포맷
- 그 외

[0074] 상기의 설정 정보 외에도 하향링크 제어 채널을 전송하는데 필요한 다양한 정보들이 전송되어 단말에게 설정될 수 있다.

[0075] 다음으로 5G 시스템에서의 하향링크 제어 정보에 대해 구체적으로 설명한다.

[0076] 5G 시스템에서 PUSCH(Physical Uplink Shared Channel) 상으로 전송되는 상향링크 데이터 또는 PDSCH(Physical Downlink Shared Channel) 상으로 전송되는 하향링크 데이터에 대한 스케줄링 정보는 DCI를 통해 기지국으로부터 단말에게 전달된다. 단말은 PUSCH 또는 PDSCH에 대하여 대비책(Fallback)용 DCI 포맷과 비대비책(Non-fallback)용 DCI 포맷을 모니터링(Monitoring)할 수 있다. 대비책 DCI 포맷은 기지국과 단말 사이에서 고정된

필드로 구성될 수 있고, 비대비책용 DCI 포맷은 설정 가능한 필드를 포함할 수 있다.

[0077] PUSCH를 스케줄링하는 대비책 DCI는 예컨대 하기 표 3의 정보들을 포함할 수 있다.

표 3

[0078]

- Identifier for DCI formats (DCI 포맷 식별자) - [1] bit - Frequency domain resource assignment (주파수 도메인 자원 할당) - [$\lceil \log_2(N_{RB}^{UL,BWP}(N_{RB}^{UL,BWP}+1)/2) \rceil$] bits - Time domain resource assignment (시간 도메인 자원 할당) - X bits - Frequency hopping flag (주파수 호핑 플래그) - 1 bit. - Modulation and coding scheme - [5] bits - New data indicator - 1 bit - Redundancy version - [2] bits - HARQ process number - [4] bits - TPC command for scheduled PUSCH - [2] bits - UL/SUL indicator (상향링크/추가 상향링크 지시자) - 0 or 1 bit

[0079] PUSCH를 스케줄링하는 비대비책 DCI는 예컨대 하기 표 4의 정보들을 포함할 수 있다.

표 4

[0080]

- Carrier indicator (캐리어 식별자) - 0 or 3 bits
- Identifier for DCI formats - [1] bits
- Bandwidth part indicator (대역폭 파트 지시자) 0 0, 1 or 2 bits
- Frequency domain resource assignment
  - ○ For resource allocation type 0, $\lceil N_{RB}^{UL,BWP}/P \rceil$ bits
  - ○ For resource allocation type 1, $\lceil \log_2(N_{RB}^{UL,BWP}(N_{RB}^{UL,BWP}+1)/2) \rceil$ bits
- Time domain resource assignment - 1, 2, 3, or 4 bits
- VRB-to-PRB mapping (가상 자원 블록(virtual resource block)-to-물리 자원 블록(physical resource block) 매핑)- 0 or 1 bit, only for resource allocation type 1(자원 할당 타입 1의 경우 1 비트 또는 다른 경우 0 비트).
  - ○ 0 bit if only resource allocation type 0 is configured(자원 할당 타입 0 설정시 0 비트);
  - ○ 1 bit otherwise(다른 경우 1 비트).
- Frequency hopping flag - 0 or 1 bit, only for resource allocation type 1.
  - ○ 0 bit if only resource allocation type 0 is configured;
  - ○ 1 bit otherwise.
- Modulation and coding scheme - 5 bits
- New data indicator - 1 bit
- Redundancy version - 2 bits as defined in section x.x of [6, TS38.214]
- HARQ process number - 4 bits
- 1st downlink assignment index (제1 하향링크 할당 인덱스) - 1 or 2 bits
  - ○ 1 bit for semi-static HARQ-ACK codebook(준정적 HARQ-ACK 코드북의 경우 1 비트);
  - ○ 2 bits for dynamic HARQ-ACK codebook with single HARQ-ACK codebook(단일 HARQ-ACK 코드북과 동적 HARQ-ACK 코드북의 경우 2 비트).
- 2nd downlink assignment index(제2 하향링크 할당 인덱스) - 0 or 2 bits
  - ○ 2 bits for dynamic HARQ-ACK codebook with two HARQ-ACK sub-codebooks(2개의 HARQ-ACK 서브 코드북과 동적 HARQ-ACK 코드북의 경우 2 비트);
  - ○ 0 bit otherwise(다른 경우 0 비트).
- TPC command for scheduled PUSCH - 2 bits
- SRS resource indicator (사운딩 기준 신호 자원 지시자)- $\lceil \log_2(\sum_{k=1}^{L_{max}}(N_{SRS} \choose k)) \rceil$ or $\lceil \log_2(N_{SRS}) \rceil$ bits
  - ○ $\lceil \log_2(\sum_{k=1}^{L_{max}}(N_{SRS} \choose k)) \rceil$ bits for non-codebook based PUSCH transmission(코드북 기반이 아닌 PUSCH 전송의 경우);
  - ○ $\lceil \log_2(N_{SRS}) \rceil$ bits for codebook based PUSCH transmission(코드북 기반 PUSCH 전송의 경우).
- Precoding information and number of layers(프리코딩 정보와 레이어의 수) - up to 6 bits
- Antenna ports(안테나 포트) - up to 5 bits
- SRS request(사운딩 기준 신호 요청) - 2 bits
- CSI request(채널 상태 정보 요청) - 0, 1, 2, 3, 4, 5, or 6 bits
- CBG transmission information(코드 블록 그룹(code block group) 전송 정보) - 0, 2, 4, 6, or 8 bits
- PTRS-DMRS association(위상 트래킹 기준 신호-복조 기준 신호 관계) - 2 bits.
- beta_offset indicator(베타-오프셋 지시자) - 2 bits
- DMRS sequence initialization(DMRS 시퀀스 초기화) - 0 or 1 bit
- UL/SUL indicator - 0 or 1 bit

[0081] PDSCH를 스케줄링하는 대비책 DCI는 예컨대 하기 표 5의 정보들을 포함할 수 있다.

표 5

[0082]

- Identifier for DCI formats - [1] bit
- Frequency domain resource assignment - [$\lceil \log_2(N_{RB}^{DL,BWP}(N_{RB}^{DL,BWP}+1)/2) \rceil$] bits
- Time domain resource assignment - X bits
- VRB-to-PRB mapping - 1 bit.
- Modulation and coding scheme - [5] bits
- New data indicator - 1 bit
- Redundancy version - [2] bits
- HARQ process number - [4] bits
- Downlink assignment index - 2 bits
- TPC command for scheduled PUCCH - [2] bits
- PUCCH resource indicator(물리 상향링크 제어 채널(physical uplink control channel, PUCCH) 자원 지시자) - [2] bits
- PDSCH-to-HARQ feedback timing indicator (PDSCH-to-HARQ 피드백 타이밍 지시자) - [3] bits

[0083] PDSCH를 스케줄링하는 비대비책 DCI는 예컨대 하기 표 6의 정보들을 포함할 수 있다.

표 6

[0084]

- Carrier indicator - 0 or 3 bits
- Identifier for DCI formats - [1] bits
- Bandwidth part indicator - 0, 1 or 2 bits
- Frequency domain resource assignment
  - ○ For resource allocation type 0, $\lceil N_{RB}^{DL,BWP}/P \rceil$ bits
  - ○ For resource allocation type 1, $\lceil \log_2(N_{RB}^{DL,BWP}(N_{RB}^{DL,BWP}+1)/2) \rceil$ bits
- Time domain resource assignment - 1, 2, 3, or 4 bits
- VRB-to-PRB mapping - 0 or 1 bit, only for resource allocation type 1.
  - ○ 0 bit if only resource allocation type 0 is configured;
  - ○ 1 bit otherwise.
- PRB bundling size indicator(물리 자원 블록 번들링 크기 지시자) - 1 bit
- Rate matching indicator(레이트 매칭 지시자) - 0, 1, 2 bits
- ZP CSI-RS trigger(0전력 CSI-RS 트리거) - X bits

For transport block 1:
- Modulation and coding scheme - 5 bits
- New data indicator - 1 bit
- Redundancy version - 2 bits

For transport block 2:
- Modulation and coding scheme - 5 bits
- New data indicator - 1 bit
- Redundancy version - 2 bits
- HARQ process number - 4 bits
- Downlink assignment index - 0 or 4 bits
- TPC command for scheduled PUCCH - 2 bits
- PUCCH resource indicator
- PDSCH-to-HARQ_feedback timing indicator - 3 bits
- Antenna ports - up to 5 bits
- Transmission configuration indication(전송 설정 지시) - 3 bits
- SRS request - 2 bits
- CBG transmission information - 0, 2, 4, 6, or 8 bits
- CBG flushing out information(코드 블록 그룹 플러싱 아웃 정보) - 0 or 1 bit
- DMRS sequence initialization - 0 or 1 bit

[0085] 상기 DCI는 채널 코딩 및 변조 과정을 거쳐 PDCCH을 통해 전송될 수 있다. DCI 메시지 페이로드에는 CRC(Cyclic Redundancy Check) 비트가 부가되며 CRC는 단말의 신원에 해당하는 RNTI(Radio Network Temporary Identifier)로 스크램블링(scrambling)된다. DCI 메시지의 목적, 예를 들어 단말-특정(UE-specific)의 데이터 전송, 전력 제어 명령 또는 랜덤 엑세스 응답 등에 따라 서로 다른 RNTI들이 사용된다. 즉 RNTI가 명시적으로 전송되지 않고 CRC 계산 과정에 포함되어 전송된다. PDCCH 상으로 전송되는 DCI 메시지를 수신하면 단말은 할당 받은 RNTI를 사용하여 CRC를 확인하여 CRC 확인 결과가 맞으면 해당 메시지는 그 단말에게 전송된 것임을 확인할 수 있다.

[0086] 예컨대 시스템 정보(System Information, SI)에 대한 PDSCH를 스케줄링하는 DCI는 SI-RNTI로 스크램블링될 수 있다. RAR(Random Access Response) 메시지에 대한 PDSCH를 스케줄링하는 DCI는 RA-RNTI로 스크램블링될 수 있다. 페이징 메시지에 대한 PDSCH를 스케줄링하는 DCI는 P-RNTI로 스크램블링될 수 있다. SFI(Slot Format Indicator)를 통지하는 DCI는 SFI-RNTI로 스크램블링될 수 있다. TPC(Transmit Power Control)를 통지하는 DCI는 TPC-RNTI로 스크램블링될 수 있다. 단말-특정의 PDSCH 또는 PUSCH를 스케줄링하는 DCI는 C-RNTI(Cell RNTI)로 스크램블링 될 수 있다.

[0087] 특정 단말이 상기 PDCCH를 통해 데이터 채널, 즉 PUSCH 또는 PDSCH를 스케줄링 받으면 해당 스케줄링된 자원 영역 내에서 데이터들이 DMRS와 함께 송수신된다. 도 5는 5G 시스템에서 하향링크 RB 구조 설정의 일례를 도시한

도면이다. 도 5는 특정 단말이 하향링크에서 14개의 OFDM 심볼을 하나의 슬롯(또는 서브프레임)으로 사용하고 초기 두 개의 OFDM 심볼로 PDCCH(즉 하향링크 제어 정보, 501)가 전송되며 세 번째 심볼에서 DMRS(502)가 전송되도록 설정된 경우를 나타낸다. 도 5의 경우에 PDSCH가 스케줄링된 특정 RB 내에서 PDSCH(즉 하향링크 데이터, 503)는 세 번째 심볼에서 DMRS가 전송되지 않는 RE들과 이후 네 번째부터 마지막 심볼까지의 RE들에 매핑되어 전송된다. 도 5에서 표현된 부반송파 간격 Δf는 LTE 및 LTE-A 시스템의 경우에 15kHz이고 5G 시스템의 경우 {15, 30, 60, 120, 240, 480}kHz 중 하나가 사용된다.

[0088] 상기 설명한 LTE 및 LTE-A 시스템과 5G 시스템은 OFDM 방식에 기반하여 제어 채널, 기준 신호 및 데이터 채널을 송수신하도록 설계되었다. 즉 정보를 포함하고 주파수 축 상에서 각 부반송파 위치에 전송될 데이터 심볼 수열 $\{a_0, a_1, \ldots, a_{K-1}\}$을 역푸리에 변환(inverse Fourier transform)을 사용하여 시간 축 상에서의 신호로 변환하여 주어진 시간 구간에 전송하도록 시스템이 구성된다. 상기 OFDM 신호의 시간 축 표현은 다음 수학식 1과 같다.

[0089] [수학식 1]

[0090] $$s(t)=\sum_{k=0}^{K-1} a_k e^{j2\pi k\Delta f t} \cdot rect(\frac{t}{T})$$

[0091] 여기서 Δf는 부반송파 간격을 나타내고 T는 OFDM 심볼 길이를 나타내며 rect(x)는 $rect(t)=\begin{cases} 1 & 0\le x<1 \\ 0 & elsewhere \end{cases}$ 와 같이 정의된다.

[0092] 상기 수학식 1에 나타낸 OFDM 신호를 주파수 축에서 나타내면 다음의 수학식 2와 같이 Δf 간격의 부반송파들에서 전송되는 데이터 심볼 수열 $\{a_0, a_1, \ldots, a_{K-1}\}$의 임펄스 트레인(impulse train)과 sinc신호의 합성곱(convolution)의 형태로 나타난다.

[0093] [수학식 2]

[0094] $$S(f)=\mathcal{F}\{s(t)\}=\left[\sum_{k=0}^{K-1} a_k \delta(f-k\Delta f)\right] \otimes \mathrm{sinc}(Tf)$$

[0095] 여기서 F{·}는 시간축 신호의 푸리에 변환을 나타내며 δ(·)는 임펄스를 나타내는 디락 델타(Dirac delta) 함수이다. 그리고 sinc(x)=(sin(πx))/πx이며 ⊗는 합성곱을 나타낸다. 도 6은 상기 OFDM 신호를 주파수 축에서 나타낸 것으로 상기 수학식 2의 a_k가 모두 같은 값을 가지는 경우에 해당한다.

[0096] 도 6은 OFDM 주파수 축 신호 함수를 도시한 도면이다. 도 6에서 알 수 있듯이 특정 부반송파에서 전송되는 신호가 다른 부반송파들에 영향을 주지 않으려면 상기 수학식 1과 수학식 2에서 Δf=1/T가 만족해야 함을 쉽게 확인할 수 있고, 따라서 수학식 3을 부반송파간 간섭(inter-carrier interference, ICI)이 존재하지 않도록 하는 제로(Zero) ICI 조건이라 한다:

[0097] [수학식 3]

[0098] $$\Delta f=\frac{1}{T}$$

[0099] 즉 LTE, LTE-A 및 5G 시스템에서 적용하고 있는 OFDM 시스템의 경우 부반송파 간격이 결정되면 OFDM 심볼의 길이도 수학식 3에 따라 결정된다. 이에 따라 OFDM 신호를 전송할 주파수 대역폭(BW)과 OFDM 심볼 길이(T)가 주어지면 전송될 수 있는 부반송파의 개수는 BW×T개를 넘을 수 없으며, 따라서 주어진 심볼 길이(T)에 대하여 보낼 수 있는 데이터의 양이 해당 부반송파의 개수에 비례하여 결정된다.

[0100] 이하 본 발명의 실시예를 첨부한 도면과 함께 상세히 설명한다. 이하에서 LTE 및 LTE-A 시스템을 일례로서 본 발명의 실시예를 설명하지만, 유사한 기술적 배경 또는 채널 형태를 갖는 여타의 통신시스템에도 본 발명의 실시예가 적용될 수 있다. 예를 들어 LTE-A 이후에 개발되는 5세대 이동 통신 기술(5G, new radio, NR)이 이에 포함될 수 있을 것이다. 즉 본 발명의 실시예는 숙련된 기술적 지식을 가진자의 판단으로써 본 발명의 범위를 크게 벗어나지 아니하는 범위에서 일부 변형을 통해 다른 통신 시스템에도 적용될 수 있다.

[0101] 또한 본 발명을 설명함에 있어서 관련된 기능 또는 구성에 대한 구체적인 설명이 본 발명의 요지를 불필요하게 흐릴 수 있다고 판단된 경우 그 상세한 설명은 생략한다. 그리고 후술되는 용어들은 본 발명에서의 기능을 고려하여 정의된 용어들로서 이는 사용자, 운용자의 의도 또는 관례 등에 따라 달라질 수 있다. 그러므로 그 정의는 본 명세서 전반에 걸친 내용을 토대로 내려져야 할 것이다.

[0102] 상기 설명한 바와 같이, LTE, LTE-A 및 5G 시스템에서 적용하고 있는 OFDM의 경우 부반송파 간격이 결정되면 OFDM 심볼의 길이도 상기 수학식 3에 따라 결정된다. 그러므로 OFDM 신호를 전송할 주파수 대역폭(BW)과 OFDM 심볼 길이(T)가 주어지면 전송할 수 있는 부반송파의 개수는 $BW \times T = BW/\Delta f$개를 넘을 수 없고 이에 따라 특정 길이를 가지는 하나의 OFDM 심볼을 통하여 전송할 수 있는 데이터 양에는 한계값이 결정된다. 예를 들면 15kHz 부반송파 간격을 지원하는 LTE 및 LTE-A 시스템의 경우에 20MHz 대역폭을 사용하면 1200개의 부반송파가 전송되도록 결정되었고, 5G의 경우에는 15kHz 부반송파 간격과 20MHz 대역폭을 사용하면 1272개의 부반송파가 전송되도록 결정하였다.

[0103] 본 발명에서는 송신기가 상기 OFDM에서 ICI가 존재하지 않도록 하는 조건인 수학식 3를 만족하지 않으면서 같은 심볼 길이(T)에서 $1/T$ 보다 더 작은 부반송파 간격을 가지는 신호를 전송하여 주어진 주파수 대역에서 더 많은 데이터를 전송할 수 있도록 하는 방법을 고려한다. 즉 본 발명의 실시예에서는 1보다 작은 값인 압축률(squeezing factor) ζ를 도입하여 부반송파 간격이 $\zeta\Delta f$가 되도록 생성된 다중 부반송파 신호를 심볼 길이 $T=1/\Delta f$에 전송하여 주어진 시간에 더 많은 부반송파들을 전송할 수 있도록 한다. 본 발명의 실시예에서 고려하는 시스템은 다음 수학식 4와 같은 신호를 사용하며 해당 시스템은 부반송파 간 직교성이 보장되지 않기 때문에 비직교 주파수 분할 변조(non-orthogonal frequency division modulation, NOFMD) 시스템이라 칭한다.

[0104] [수학식 4]

[0105] $$s(t)=\sum_{k=0}^{K-1} a_k e^{j2\pi k\zeta\Delta f t} \cdot rect(\frac{t}{T})$$

[0106] 여기서 $T=1/\Delta f$와 $\zeta<1$가 만족한다.

[0107] 수학식 4를 참조하면 본 발명의 실시예에서 고려하는 NOFDM 시스템에서는 데이터가 전송되는 부반송파 간격이 $\zeta\Delta f$이지만 심볼 길이는 $T=1/\Delta f$이기 때문에 부반송파간 간섭이 발생하게 되지만 주어진 심볼 길이 T에 대하여 같은 주파수 대역폭 내에서 더 많은 부반송파 개수를 사용할 수 있다. 즉 본 발명의 실시예에서서 고려하는 시스템의 경우는 부반송파간 간섭이 존재하지만 기존 OFDM 시스템보다 같은 주파수 대역폭 내에서 $1/\zeta$배 만큼 더 많은 부반송파 개수가 사용될 수 있게 된다.

[0108] 도 7은 NOFDM 신호와 OFDM 신호의 주파수 축 신호 차이를 도시한 도면이다. 도 7은 수학식 4에 따른 NOFDM 신호와 OFDM 신호의 차이를 보여준다. OFDM 신호(700)에서 데이터 심볼은 주파수 축에서 Δf 간격으로 매핑되어 전송되고 각 부반송파 위치에서 다른 부반송파 신호는 0의 값을 가져 부반송파간 반송파간 간섭(inter-carrier interference, ICI)가 없는 직교성이 보장된다(710). 반면에 NOFDM 신호(720)에서 데이터 심볼은 주파수 축에서 $\zeta\Delta f$ 간격으로 매핑되어 전송되고 각 부반송파 위치에서 다른 부반송파 신호가 0이 아닌 값을 가지기 때문에 부반송파 간 ICI가 발생하고 직교성이 보장되지 않는다(730). 따라서 NOFDM 신호는 같은 시간과 주파수 대역폭을 사용하여 OFDM 신호 보다 $1/\zeta$배 더 많은 부반송파들을 전송할 수 있지만 NOFDM 신호의 경우는 수신기에서 ICI를 제거하는 추가적인 수신 복잡도가 요구된다. 도 8은 NOFDM 신호와 OFDM 신호의 심볼 구간 내 차이를 도시한 도면이다. 도 8 역시 NOFDM 신호가 OFDM 신호보다 같은 시간 구간과 같은 주파수대역에서 $1/\zeta$배 더 많은 부반송파들을 전송할 수 있지만 ICI가 발생한다는 것을 보여준다. 도 8에 따르면, OFDM(800)의 경우 서브캐리어 간격(810)이 Δf이 되나 NOFDM(820)의 경우 서브캐리어 간격(830)이 $\zeta\Delta f$이 되며, 이 때 각 서브캐리어가 중복되는 구간이 발생함을 알 수 있다.

[0109] 상기 설명한 바와 같이 NOFDM의 경우에는 부반송파들 사이에 직교성이 보장되지 않기 때문에 특정 부반송파에서 전송되는 데이터 심볼을 수신하기 위해서는 간섭을 발생시키는 주변 부반송파들에 대한 데이터 심볼들과 결합하여 수신을 진행해야 한다. 보다 자세히 설명하면, NOFDM을 사용하여 k번째 부반송파에서 전송되는 데이터 심볼 a_k를 검출하는 경우 주변의 다른 부반송파들이 간섭으로 작용하게 되고 이론적으로는 특정 시간 구간에 전송되는 모든 부반송파들을 함께 고려하여 데이터 심볼 검출을 수행하여야 한다. 수학식 5는 송신기에서 상기 수학식 4의 NOFDM 신호가 전송되고 채널을 통해 수신기에서 수신된 신호를 R이라고 할 때, 데이터 심볼들을 검출하는 최적의 검출 방법을 수식으로 나타낸 것이며 해당 방법은 다양한 근사 및 반복 알고리즘을 통해 구현될 수 있다.

[0110] [수학식 5]

[0111] $$\{\hat{a}_0, \hat{a}_1, \ldots, \hat{a}_{K-1}\} = \mathrm{argmax}_{\{a_0,\ldots,a_{K-1}\}\in\mathbb{A}^K} P(a_0, \ldots, a_{K-1}|R)$$

[0112] 여기서 P(X|Y)는 Y가 주어진 상황에서 X의 확률함수를 나타내고 $\mathbb{A}$는 데이터 심볼이 가질 수 있는 가능한 값들의 집합이며 $\mathbb{A}^K$는 각 원소가 $\mathbb{A}$에 포함되는 크기 K의 가능한 모든 벡터들의 집합을 나타낸다. 문헌에 따르면 ζ가 0.8 이상인 상황에서 수학식 5를 따르는 수신기를 사용하면 NOFDM 신호는 ICI가 없는 상황과 거의 일치하는 성능을 가질 수 있다.

[0113] <제1실시예>

[0114] 본 발명의 제1실시예에서는 상기 도 5에서처럼 제어 채널을 포함하는 심볼과 DMRS가 포함된 심볼, 그리고 데이터만 가지는 심볼이 존재하는 상황에서 PDCCH와 DMRS는 OFDM을 사용하고 데이터는 NOFDM을 사용하여 데이터를 송수신하는 시스템을 고려한다. 추가로 같은 심볼 내에서 PDCCH 또는 DMRS와 주파수 상에서 서로 다른 부반송파로 구분(FDM)되어 전송되는 데이터는 OFDM이 사용될 것이다. 일반적으로 PDCCH는 특정 단말로의 데이터 스케줄링이 발생하는지의 여부 및 해당 스케줄링 정보를 포함하기 때문에 전체 시스템의 신뢰도와 평균 지연 시간에 큰 영향을 미친다. 따라서 직교성에 의해 수신 복잡도가 낮은 OFDM을 사용하는 것이 좋다. 또한 DMRS는 수신기의 채널 추정을 위해 사용되며 다중 입출력(MIMO) 전송 시 안테나 포트 구분을 위해 사용되기 때문에 OFDM을 사용하는 것이 전체 시스템 동작에 자연스럽다. 반면에 데이터는 스케줄링 정보를 통해 정확한 전송 방식이 단말로 전달되며 많은 양의 데이터를 포함할 수 있어야 하기 때문에 주파수 효율이 높은 수학식 4와 같은 NOFDM을 사용하여 전송되는 것이 좋다.

[0115] 도 9는 NOFDM 신호와 OFDM 신호가 TDM된 경우의 RB 구조의 일례를 도시한 도면이다. 도 9는 본 발명의 제1실시예에서 고려하는 OFDM과 NOFDM이 결합된 시스템의 하향링크에서 PDCCH(901), DMRS(902) 및 PDSCH(903 또는 904)의 RE들이 시간 및 주파수 상에서 매핑되고 서로 다중화되는 방법의 일 예를 나타낸다. OFDM 신호와 NOFDM 신호가 결합되는 경우에는 시스템의 효율적인 동작을 위해 단말의 스케줄링 및 신호 전송 단위인 RB 크기가 시간 및 주파수 구간에서 일치할 수 있도록 설계될 필요가 있다. 즉 상기 수학식 1과 수학식 4를 통하여 확인할 수 있듯이 OFDM과 NOFDM의 시간축 구조는 일치하기 때문에 슬롯을 구성하기 위하여 별도의 구분은 필요하지 않지만 주파수축에서 부반송파 간격이 다르기 때문에 하나의 RB 내 포함되는 부반송파들의 개수는 다음의 수학식 6을 따를 필요가 있다.

[0116] [수학식 6]

[0117] $$N_{RB_OFDM} = \zeta N_{RB_NOFDM}$$

[0118] 여기서 N_{RB_OFDM}는 하나의 RB 내 OFDM 부반송파의 개수이고 N_{RB_NOFDM}는 하나의 RB 내 NOFDM 부반송파의 개수이다.

[0119] LTE, LTE-A나 5G 시스템에서와 같이 12개의 OFDM 부반송파가 하나의 RB를 이룰 경우, 도 9와 같이 ζ가 0.8인 경우를 고려하면 NOFDM의 경우에는 하나의 RB가 15개의 부반송파를 포함(910)하도록 시스템이 설계될 수 있다. 또한 상기 설명한 바와 같이 도 9에서는 PDCCH(901)나 DMRS(902)는 OFDM을 사용하도록 하고 PDSCH(904)만 NOFDM을 사용하도록 하였다. 또한 PDCCH나 DMRS와 FDM되는 PDSCH(903)들은 OFDM을 사용하도록 하였다. 즉 PDCCH나 기준 신호가 매핑된 심볼에 매핑되는 PDSCH 전송에는 OFDM을 사용한다. 상기 설명한 바와 같이 OFDM과 NOFDM 신호는 시간축 구조에 변경을 줄 필요가 없기 때문에 LTE, LTE-A 및 NR 시스템과 같이 14개 OFDM 심볼이 기본 슬롯을 이룰 수 있도록 시스템을 동작시킬 수 있다.

[0120] 도 10은 NOFDM 신호와 OFDM 신호가 TDM된 경우의 RB 구조의 또다른 일례를 도시한 도면이다. LTE, LTE-A나 5G 시스템에서와 같이 12개의 OFDM 부반송파가 하나의 RB를 이룰 경우, 도 10과 같이 ζ가 0.6인 경우를 고려하면 수학식 6에 따라 NOFDM의 경우에는 하나의 RB가 20개의 부반송파를 포함(1010)하도록 시스템이 설계될 수 있다. 또한 상기 설명한 바와 같이 도 10에서는 PDCCH(1001)나 DMRS(1002)는 OFDM을 사용하도록 하고 PDSCH(1004)만 NOFDM을 사용하도록 하였다. 또한 PDCCH(1001)나 DMRS(1002)와 FDM되는 PDSCH(1003)들은 OFDM을 사용하도록 하였다. 상기 설명한 바와 같이 OFDM과 NOFDM 신호는 시간축 구조에 변경을 줄 필요가 없기 때문에 LTE, LTE-A 및 NR 시스템과 같이 14개 OFDM 심볼이 기본 슬롯을 이룰 수 있도록 시스템을 동작시킬 수 있다.

[0121] 상기 도 9와 10에서는 PDCCH가 2개의 초기 두 개의 OFDM 심볼에서 전송되고 그 이후 DMRS가 전송되는 경우를 나타내었으나 본 발명에서는 이에 한정하지 않고 PDCCH는 0개 이상 어떤 개수의 OFDM 심볼들에서 전송될 수 있고

또한 DMRS도 하나 이상의 OFDM 심볼에서 전송될 수 있다. 본 발명의 실시예에서는 DMRS와 PDCCH가 사용하는 OFDM 심볼의 개수와 관련없이 동일하게 PDCCH나 DMRS와 FDM되는 PDSCH들은 OFDM을 사용하고 그렇지 않은 경우에는 NOFDM을 사용하여 데이터를 전송할 수 있도록 한다. 또한 본 발명의 실시예에서는 DMRS만을 예시로 들고 있으나 이에 한정하지 않고 단말의 채널 추정을 위해 사용하는 채널 상태 정보 기준 신호(channel state information reference signal, CSI-RS) 등과 PDSCH가 FDM되는 경우에도 상기 CSI-RS와 FDM되는 PDSCH는 OFDM을 사용하여 전송될 수 있다. 또한 주 동기 신호(primary synchronization signal) 및 부 동기 신호(secondary synchronization signal)) 및 PBCH(physical broadcast channel)에도 동일한 원리가 적용될 수 있다. 즉 데이터가 NOFDM을 이용해 송수신되더라도 상기와 같은 신호 및 채널 중 적어도 하나는 OFDM을 이용해 송수신될 수 있으며 상기와 같은 신호 및 채널과 FDM되어 전송되는 데이터에는 OFDM이 적용될 수 있다.

[0122] 도 11은 본 발명의 제1실시예를 따르는 단말이 PDSCH를 수신하는 동작을 도시한 도면이다. 도 11을 참조하면, 단말은 1101 단계에서 수학식 4에 해당하는 NOFDM을 사용하여 PDSCH를 수신하는 것을 확인한다. 단말은 다음과 같은 방법으로 NOFDM 을 이용해 PDSCH를 수신하는 것을 확인한다. 기지국이 단말로 전달하는 RRC 정보 내에 포함된 NOFDM을 사용할 수 있는지에 대한 정보가 포함되어 있을 수도 있고, 추가로 PDCCH 상의 DCI 내에 단말이 스케줄링된 슬롯에서 NOFDM이 사용되는지의 여부에 대한 정보가 포함되어 있을 수도 있다. 즉 RRC 설정에 의해 단말은 NOFDM 사용을 확인될 수도 있으며 이 경우 모든 슬롯에서 NOFDM을 이용한 PDSCH 전송이 수행된다. 또는 RRC 설정에 따라 NOFDM 사용이 on된 경우 DCI를 통해 상기 DCI가 스케줄링하는 슬롯에서의 NOFDM 사용 여부가 지시될 수 있다. 또한 단말은 어떤 DCI를 통해 PDSCH를 스케줄링 받았는지에 따라 NOFDM의 사용 여부를 확인할 수도 있다. 예를 들면 대비책 DCI로 스케줄링된 PDSCH의 경우 항상 OFDM을 사용하고 비대비책 DCI로 스케줄링된 PDSCH의 경우 NOFDM을 사용하도록 동작할 수도 있다. 또한 상기 1101 단계 이전, 단말은 자신이 NOFDM 을 이용한 PDSCH 수신을 지원할 수 있다는 정보를 단말 능력 정보(UE capability information)에 포함시켜 기지국으로 보고할 수 있으며 기지국은 이에 따라 RRC 정보 및/또는 DCI를 통해 상기 단말에게 NOFDM을 이용한 PDSCH 수신 여부를 지시할 수 있다.

[0123] 상기 1101 단계에서 NOFDM을 사용하여 PDSCH를 수신하는 것을 확인한 단말은 1102 단계에서 슬롯 내 PDSCH가 전송되는 각 심볼이 제어 채널 또는 기준 신호와 FDM되는지를 확인한다. 상기 제어 채널은 PDCCH일 수 있으며, 상기 기준 신호는 DMRS일 수 있으나 이에 제한되지 않는다. PDSCH가 전송되는 각 심볼이 제어 채널 또는 기준 신호와 FDM되는 경우에는 1113번 단계로 진행하여 단말은 OFDM 사용을 가정하고 PDSCH를 수신하고, 반대로 FDM되지 않고 PDSCH만 해당 심볼에 매핑되는 경우는 1103번 단계로 진행하여 단말은 NOFDM 사용을 가정하고 PDSCH를 수신한다.

[0124] 도 12는 본 발명의 제1실시예를 따르는 기지국이 PDSCH를 송신하는 동작을 도시한 도면이다. 도 12를 참조하면, 기지국은 1201 단계에서 수학식 4에 해당하는 NOFDM을 사용하여 PDSCH를 송신하는 상황인지를 확인한다. 즉 해당 슬롯에서 스케줄링된 단말이 NOFDM을 사용하여 PDSCH를 수신할 수 있는 단말인지를 확인한다. 상기 1201 단계는 단말이 단말 능력 보고를 통해 보고한 NOFDM을 이용해 PDSCH를 수신할 수 있다는 정보를 기반으로 수행될 수 있다. 이 후 1202 단계에서 기지국은 슬롯 내 PDSCH가 전송되는 각 심볼이 제어 채널 또는 기준 신호와 FDM되는지 확인한다. 즉 PDSCH가 전송되는 심볼에 매핑된 제어 채널 또는 기준 신호가 존재하는지 확인한다. 만약 슬롯 내 PDSCH가 전송되는 각 심볼이 제어 채널 또는 기준 신호와 FDM되는 경우에는 1213번 단계로 진행하여 기지국은 OFDM을 사용하여 PDSCH를 송신하며 OFDM을 이용한 하향링크 데이터를 위한 해당 스케줄링 정보를 함께 전송하고, FDM되지 않고 PDSCH만 해당 심볼에 매핑되는 경우(즉 PDSCH가 전송되는 심볼에 매핑된 제어 채널 또는 기준 신호가 존재하지 않는 경우)는 1203번 단계로 진행하여 기지국은 NOFDM을 사용하여 PDSCH를 송신하며 NOFDM을 이용한 하향링크 데이터를 위한 해당 스케줄링 정보를 함께 전송한다.

[0125] 상기 제1실시예에서는 주로 하향링크에서 단말 및 기지국의 PDSCH 송수신 동작을 기술하였으나 PUSCH의 경우에도 송수신 주체만 변경될 뿐 OFDM 신호와 NOFDM 신호의 다중화 동작은 같은 방법으로 적용될 수 있다.

[0126] 또한 상기 기술과 달리 PDCCH를 제외한 데이터 영역의 기준 신호는 NOFDM을 이용해 전송될 수 있다. 즉 상기 기술했던 DMRS, CSI-RS, SS 및 PBCH 중 적어도 하나 NOFDM을 이용해 전송될 수 있다. 이 경우 NOFDM을 이용시 하나의 RB 내 부반송파의 개수가 N_{RB_OFDM} / ζ 으로 늘어나므로 이에 따라 DMRS 시퀀스 생성시 시퀀스의 길이가 NOFDM의 부반송파 개수를 반영해 생성되고 늘어난 부반송파에 매핑될 수 있다.

[0127] <제2실시예>

[0128] 본 발명의 제2실시예에서는 상기 도 9 또는 도 10과 같이 OFDM과 NOFDM심볼이 시간 분할 다중화(time division multiplexing, TDM)되어 특정 하나의 슬롯을 구성하고 있는 경우에 단말 또는 기지국에서 상기 수학식 1의 OFDM

신호와 수학식 4의 NOFDM 신호를 생성하는 방법을 구체적으로 기술한다.

[0129] 도 13은 OFDM 또는 NOFDM 신호를 생성하는 송신기 동작을 도시한 도면이다. 도 13을 참조하여 상기 수학식 1 또는 수학식 4의 신호를 생성하는 송신기 동작을 설명한다. 송신기는 우선 1301 단계에서 부반송파 개수에 해당하는 K 값 이상이며 $N=2^m$(m은 자연수)을 만족하는 N값을 선택한 후 심볼 수열 $\{a_0, a_1, \ldots, a_{K-1}\}$에 대하여 크기 N의 IFFT(inverse fast Fourier transform) 동작을 수행하여 시간축 샘플링된 신호 $\{A_0, A_1, \ldots, A_{N-1}\}$의 수열을 획득한다. 여기서 IFFT는 다음의 수학식 7을 따르는 IDFT(inverse discrete Fourier transform)을 빠르게 구현하는 알고리즘으로 잘 알려진 공지 기술이다.

[0130] [수학식 7]

[0131] $$X_k = \sum_{n=0}^{N-1} x_n e^{j2\pi kn/N},\ k=0,1,\ldots,N-1$$

[0132] 이 후 1302 단계에서 송신기는 시간축 샘플링된 수열 $\{A_0, A_1, \ldots, A_{N-1}\}$의 각 수열값을 M_{over} 배만큼 반복하여 오버샘플링(over-sampling)된 수열 $\{A_0, A_0, A_0, \ldots A_1, A_1, A_1, \ldots, A_{N-1}, A_{N-1}, \ldots\}$ 를 획득한다. 이 때 시간축 샘플링된 수열의 각 수열값이 M_{over} 번 반복되어 오버샘플링된 수열이 생성된다. 즉 오버샘플링된 수열에는 각 수열값이 M_{over} 번 포함되며, 일례로 오버샘플링된 수열에는 A_0이 M_{over}개 포함되게 된다. 1303 단계에서 T_s의 샘플링 주기를 가지는 DAC(digital-to-analog converter) 동작을 수행한다. 여기서 주파수축 상에서 심볼 수열 $\{a_0, a_1, \ldots, a_{K-1}\}$가 $\zeta\Delta f$ 간격으로 위치하기 위해서는 상기 DAC의 샘플링 주기는 $T_s = 1/(\zeta\Delta f N M_{over})$로 설정되어야 한다. 1303 단계에서 얻어진 시간축 아날로그 신호는 1304 단계에서 송신기에 의해 [0, T] 사이에서 전송되며 이는 1305 단계에서 나타낸 상기 수학식 4의 신호를 생성한 효과를 나타내게 된다.

[0133] 도 13의 과정에서 $\zeta=1$인 경우는 OFDM 신호 생성 과정에 해당하며 $\zeta<1$인 경우는 NOFDM 신호 생성 과정에 해당하므로, OFDM과 NOFDM 신호는 공통된 일련의 과정으로 생성될 수 있음을 확인할 수 있다. 그러나 도 13을 구체적으로 살펴보면 OFDM 신호 생성과 NOFDM 신호 생성 과정은 1301과정의 IFFT 크기 선택 과정과 T_s의 선택 과정에서 차이가 발생할 수 있다.

[0134] 아래 표 6은 15kHz 부반송파 간격을 사용하는 5G 시스템에서 지원하는 주파수 대역폭에 대한 시스템의 부반송파 개수와 $\zeta=0.8$인 경우 NOFDM 시스템에서 지원할 수 있는 부반송파 개수를 나타낸다. 도 13의 1301 과정에서 IFFT 크기 N은 일반적으로 낮은 복잡도를 보장하기 위하여 K 보다 큰 2^m 값 중 최소값을 선택하게 된다. 표 6을 참조하여 상기 설명한 OFDM과 NOFDM의 차이를 보다 자세히 설명하면, 대역폭(bandwidth, BW)이 5, 10, 20, 25, 40, 50MHz의 경우에는 OFDM 시스템과 NOFDM 시스템이 각각 IFFT 크기 N으로 512, 1024, 2048, 2048, 4096, 4096을 공통적으로 사용하나, 대역폭이 15MHz의 경우에 OFDM 시스템은 1024 IFFT를 사용할 수 있으나 NOFDM 시스템은 2048 IFFT를 사용하게 되어 각각 사용하는 IFFT의 크기가 달라지게 된다. 따라서 같은 슬롯 내에서 IFFT의 크기를 변경하지 않도록 하려면, 상기 도 9 또는 도 10과 같이 OFDM과 NOFDM 심볼이 TDM되어 특정 하나의 슬롯을 구성하고 있는 경우에 IFFT 크기는 항상 NOFDM에 대한 K 값에 대하여 이보다 큰 2^m 값 중 최소값을 선택해야 한다. 즉 대역폭이 15MHz인 경우 IFFT 크기로 2048을 사용하여야 한다.

표 7

[0135]

	BW(MHz)						
	5	10	15	20	25	40	50
OFDM(15kHz)	300	624	948	1272	1596	2592	3240
NOFDM(12kHz)	375	780	1185	1590	1995	3240	4050

[0136] 또한 도 13의 1303 과정에서 샘플링 주기는 $T_s = 1/(\zeta\Delta f N M_{over})$로 설정되어야 하는데, 같은 슬롯 내에서 DAC의 샘플링 주기를 변경하지 않도록 하려면, 상기 도 9 또는 도 10과 같이 OFDM과 NOFDM 심볼이 TDM되어 특정 하나의 슬롯을 구성하고 있는 경우에 도 13의 1302 과정에서 선택하는 OFDM 심볼에 대한 오버샘플링 값 $M_{over-OFDM}$과

NOFDM 심볼에 대한 오버샘플링 값 $M_{over-NOFDM}$는 $\zeta M_{over-NOFDM} = M_{over-OFDM}$를 만족하도록 선택되어야 한다. 구체적으로, ζ이 0.8인 경우 $0.8M_{over-NOFDM} = M_{over-OFDM}$ 의 관계가 성립하고 ζ이 0.6인 경우 $0.6M_{over-NOFDM} = M_{over-OFDM}$ 의 관계가 성립한다. 이를 통해 DAC의 샘플링 주기는 OFDM 또는 NOFDM을 사용하더라도 변경되지 않는다.

[0137] 또한 상기 실시예에서는 ζ이 0.8 또는 0.6인 경우를 예시하였으나, ζ의 값은 상기 예시에 제한되지 않는다. 본 발명에 기술되지 않은 다른 ζ 값이 적용되더라도(일례로 0.5) 본 발명의 요지는 동일하게 적용될 수 있다.

[0138] 본 발명의 상기 실시예들을 수행하기 위해 단말과 기지국의 송신부, 수신부, 제어부를 각각 도 14과 도 15에 도시하였다. 상기 실시예에서는 통신 시스템에서 하향링크 제어 채널 및 데이터 채널을 송수신하는 방법을 적용하기 위한 기지국과 단말의 송수신 방법이 기술되어 있으며, 이를 수행하기 위해 기지국과 단말의 송신부, 수신부, 처리부가 각각 실시예에 따라 동작하여야 한다.

[0139] 구체적으로 도 14은 본 발명의 실시예에 따른 단말의 내부 구조를 도시하는 블록도이다. 도 14에 도시되는 바와 같이, 본 발명의 단말은 단말기 처리부(1401), 수신부(1402), 송신부(1403)을 포함할 수 있다.

[0140] 단말기 처리부(1401)는 상술한 본 발명의 실시예에 따라 단말이 동작할 수 있는 일련의 과정을 제어할 수 있다. 예컨대 단말기의 처리부(1401)는 본 발명의 실시예에 따르는 OFDM과 NOFDM 신호를 사용한 하향링크 제어 채널 수신 및 기준 신호, 데이터 채널 송수신 방법에 따라 신호를 생성하고 처리하며 수신부(1402)와 송신부(1403) 등을 상이하게 제어할 수 있다. 단말기 수신부(1402)와 단말기 송신부(1403)를 통칭하여 본 발명의 실시예에서는 송수신부라 칭할 수 있다. 송수신부는 기지국과 신호를 송수신할 수 있다. 상기 신호는 제어 정보와 데이터를 포함할 수 있다. 이를 위해 송수신부는 송신되는 신호의 주파수를 상승 변환 및 증폭하는 RF 송신기와 수신되는 신호를 저 잡음 증폭하고 주파수를 하강 변환하는 RF 수신기 등으로 구성될 수 있다. 또한 송수신부는 무선 채널을 통해 신호를 수신하여 단말기 처리부(1401)로 출력하고, 단말기 처리부(1401)로부터 출력된 신호를 무선 채널을 통해 전송할 수 있다.

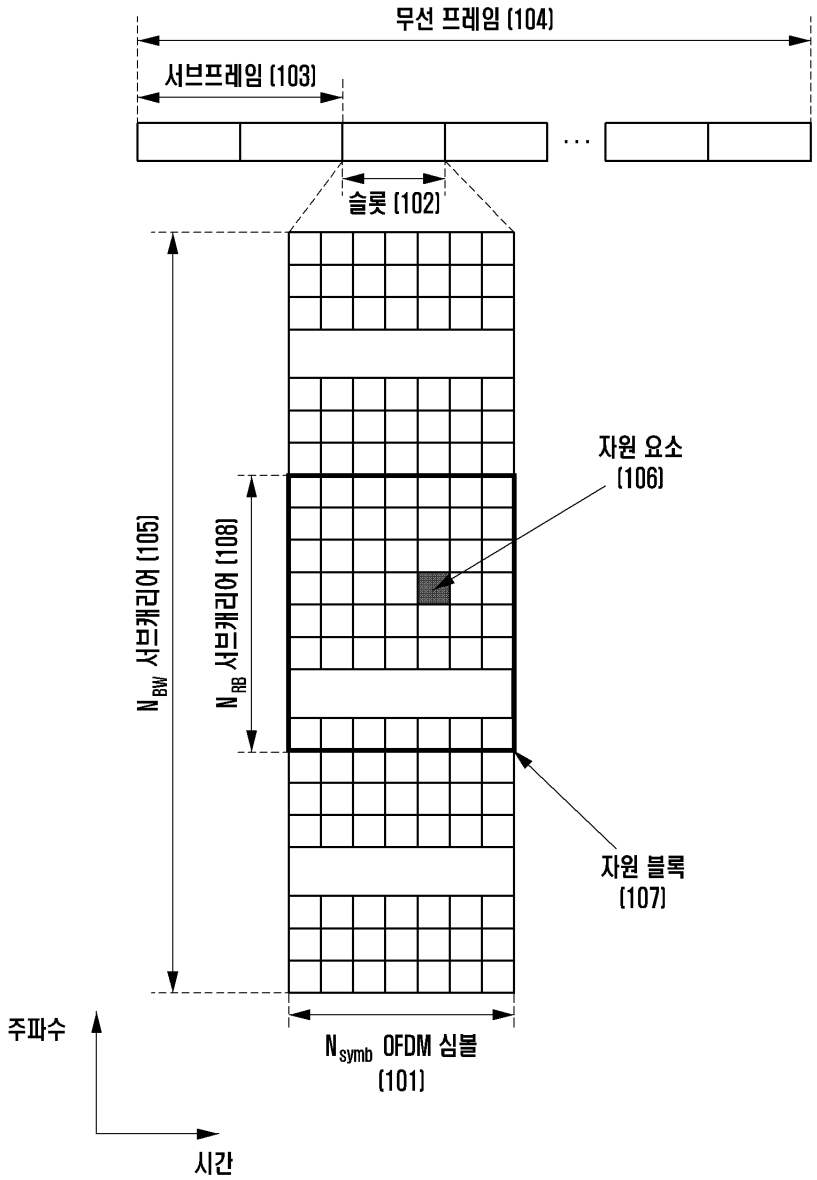
[0141] 도 15는 본 발명의 실시예에 따른 기지국의 내부 구조를 도시하는 블록도이다. 도 15에 도시되는 바와 같이, 본 발명의 기지국은 기지국 처리부(1501), 수신부(1502), 송신부(1503)을 포함할 수 있다.

[0142] 기지국 처리부(1501)는 상술한 본 발명의 실시예에 따라 기지국이 동작할 수 있도록 일련의 과정을 제어할 수 있다. 예컨대 기지국의 처리부(1501)는 본 발명의 실시예에 따르는 OFDM과 NOFDM 신호를 사용한 하향링크 제어 채널 할당 및 송신, 그리고 RS, 데이터 채널 자원 매핑과 송수신 방법에 따라 신호를 생성하고 처리하며 수신부(1502) 및 송신부(1503)를 상이하게 제어할 수 있다. 기지국 수신부(1502)와 기지국 송신부(1503)를 통칭하여 본 발명의 실시예에서는 송수신부라 칭할 수 있다. 송수신부는 단말과 신호를 송수신할 수 있다. 상기 신호는 제어 정보와 데이터를 포함할 수 있다. 이를 위해 송수신부는 송신되는 신호의 주파수를 상승 변환 및 증폭하는 RF 송신기와 수신되는 신호를 저 잡음 증폭하고 주파수를 하강 변환하는 RF 수신기 등으로 구성될 수 있다. 또한 송수신부는 무선 채널을 통해 신호를 수신하여 기지국 처리부(1501)로 출력하고, 기지국 처리부(1501)로부터 출력된 신호를 무선 채널을 통해 전송할 수 있다.

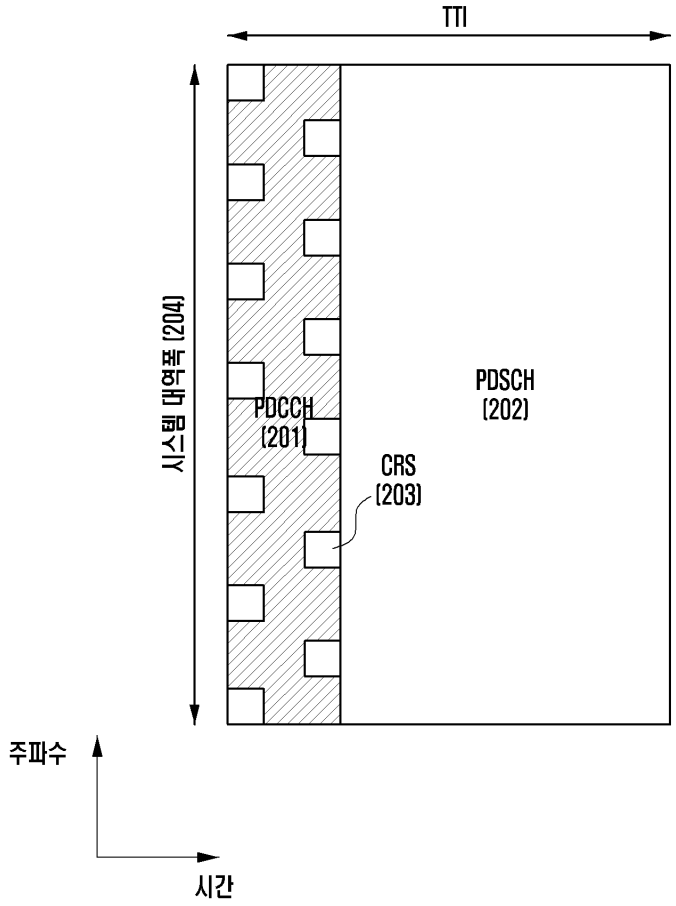
[0143] 한편, 본 명세서와 도면에 개시된 본 발명의 실시예들은 본 발명의 기술 내용을 쉽게 설명하고 본 발명의 이해를 돕기 위해 특정 예를 제시한 것일 뿐이며, 본 발명의 범위를 한정하고자 하는 것은 아니다. 즉 본 발명의 기술적 사상에 바탕을 둔 다른 변형예들이 실시 가능하다는 것은 본 발명의 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 자명한 것이다. 또한 상기 각각의 실시 예는 필요에 따라 서로 조합되어 운용할 수 있다.

도면

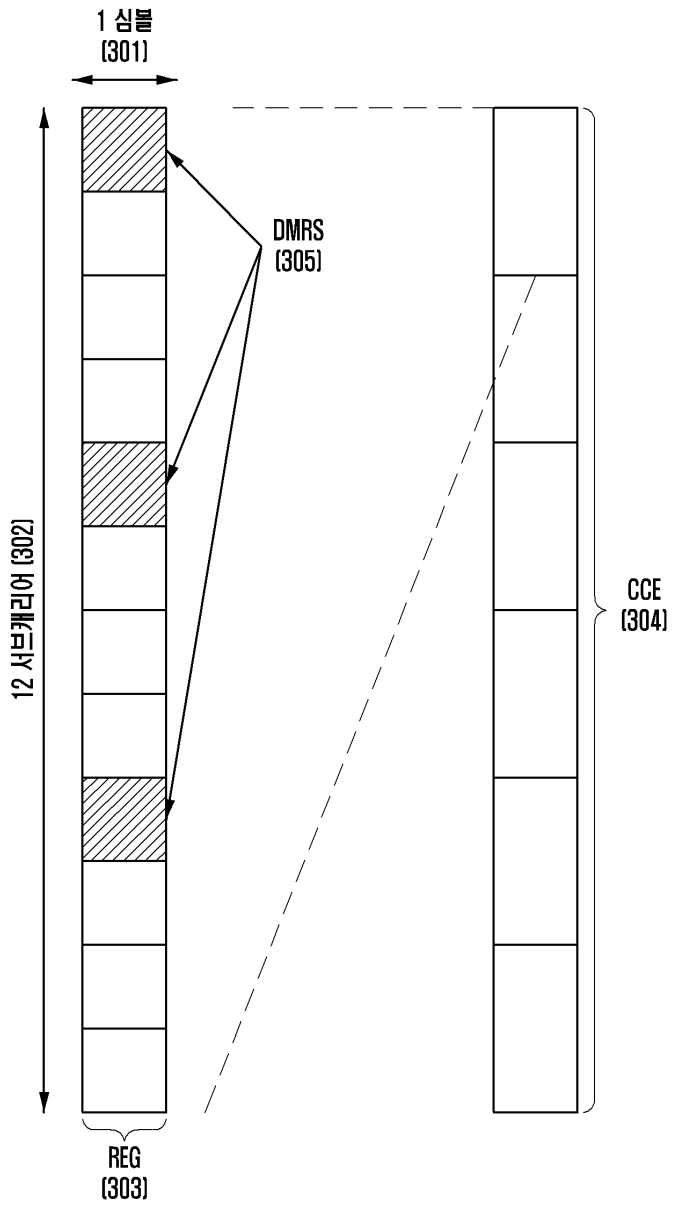
도면1


무선 프레임 (104)
서브프레임 (103)
슬롯 (102)
자원 요소
(106)
N_{BW} 서브캐리어 (105)
N_{RB} 서브캐리어 (108)
자원 블록
(107)
주파수
N_{symb} OFDM 심볼
(101)
시간

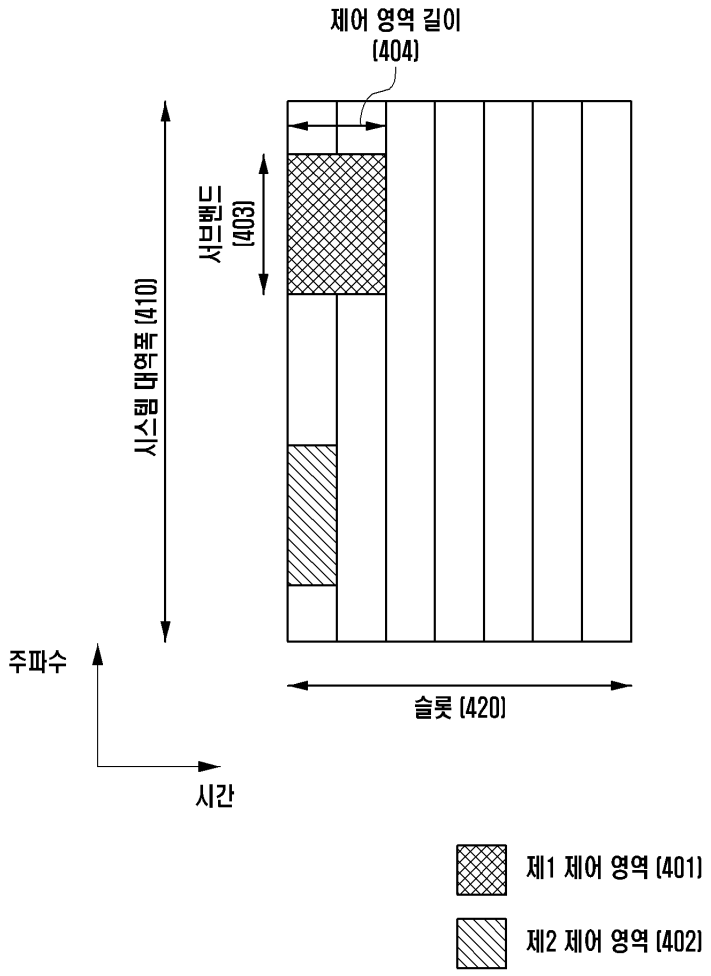
도면2



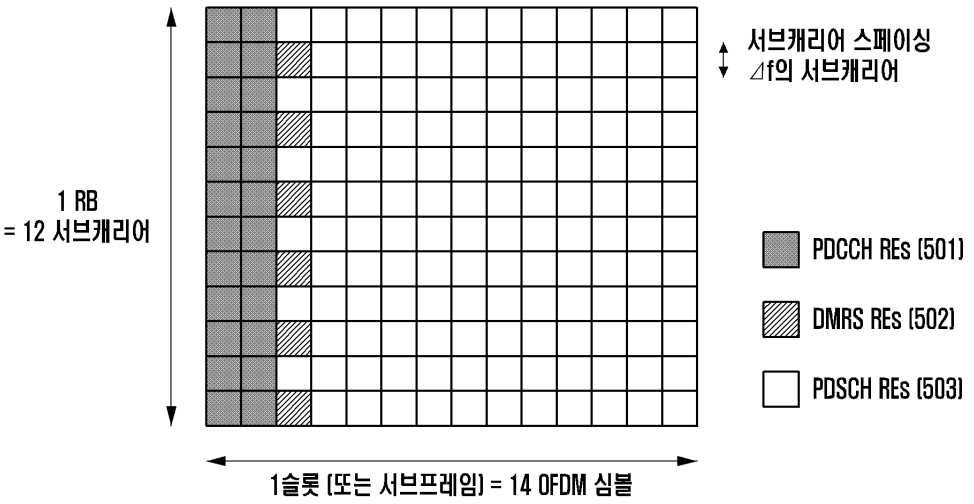
도면3



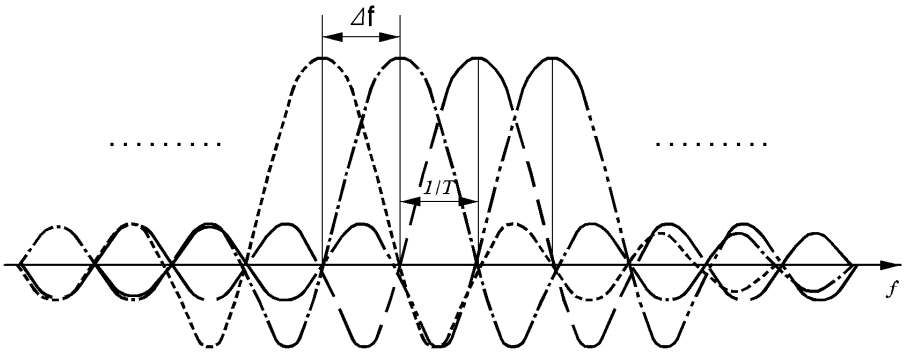
도면4


제어 영역 길이
(404)
서브밴드
(403)
시스템 대역폭 (410)
주파수
시간
슬롯 (420)
제1 제어 영역 (401)
제2 제어 영역 (402)

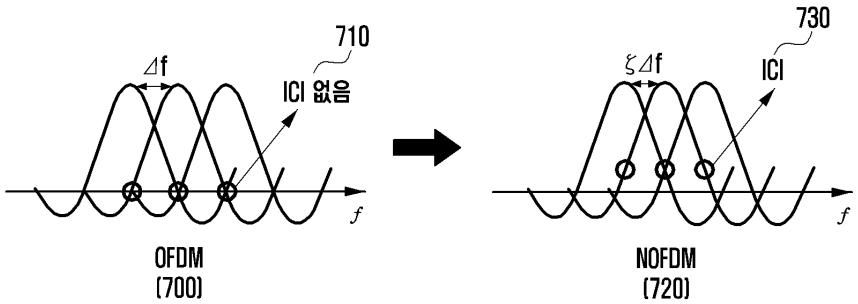
도면5


서브캐리어 스페이싱
⊿f의 서브캐리어
1 RB
= 12 서브캐리어
PDCCH REs (501)
DMRS REs (502)
PDSCH REs (503)
1슬롯 (또는 서브프레임) = 14 OFDM 심볼

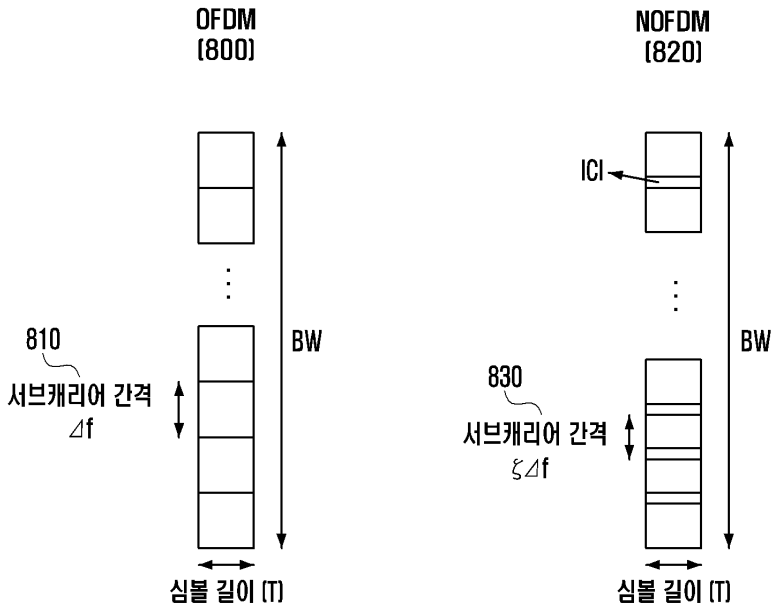
도면6


Δf
1/T
f

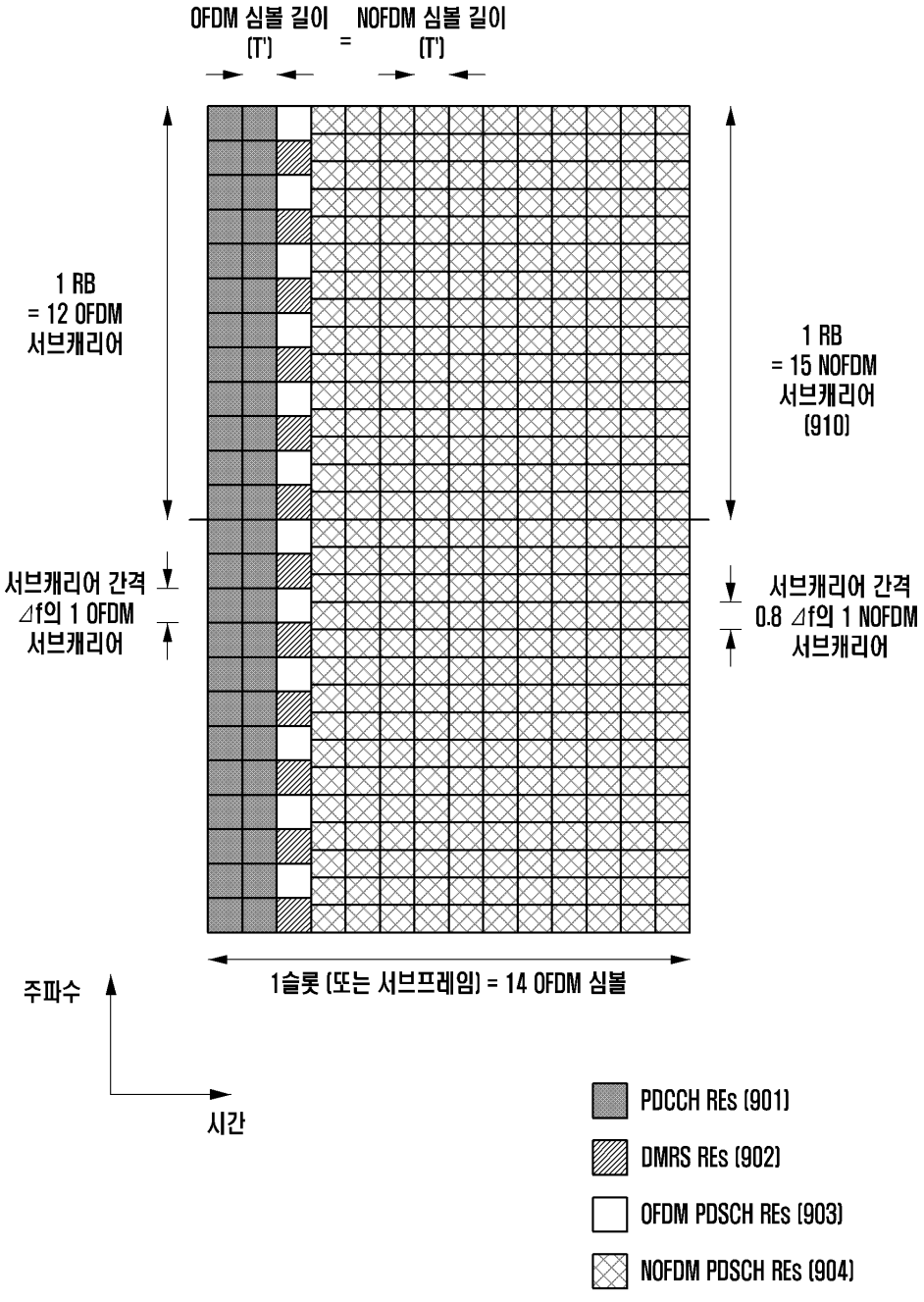
도면7


710
Δf
ICI 없음
f
OFDM
(700)
730
ζΔf
ICI
f
NOFDM
(720)

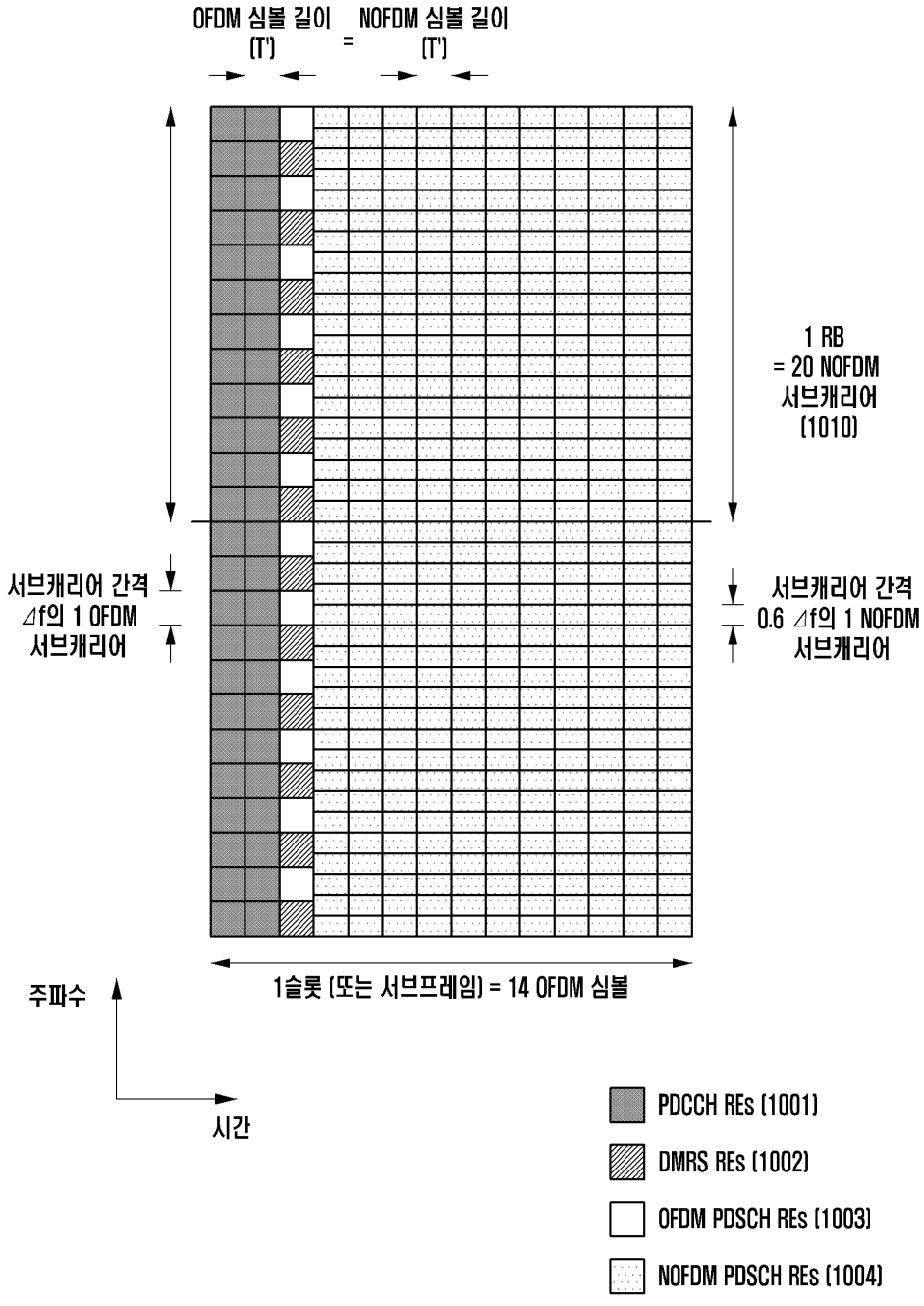
도면8


OFDM
(800)
810
서브캐리어 간격
Δf
BW
심볼 길이 (T)
NOFDM
(820)
ICI
830
서브캐리어 간격
ζΔf
BW
심볼 길이 (T)

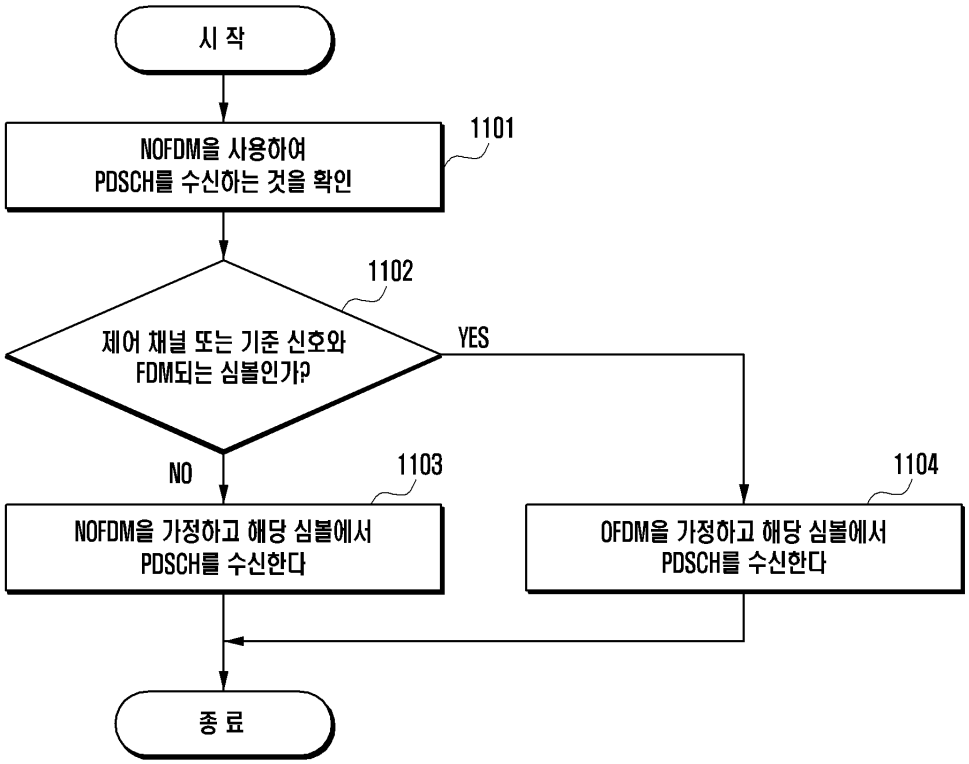
도면9


OFDM 심볼 길이 (T')
=
NOFDM 심볼 길이 (T')
1 RB = 12 OFDM 서브캐리어
1 RB = 15 NOFDM 서브캐리어 (910)
서브캐리어 간격 ⊿f의 1 OFDM 서브캐리어
서브캐리어 간격 0.8 ⊿f의 1 NOFDM 서브캐리어
1슬롯 (또는 서브프레임) = 14 OFDM 심볼
주파수
시간
PDCCH REs (901)
DMRS REs (902)
OFDM PDSCH REs (903)
NOFDM PDSCH REs (904)

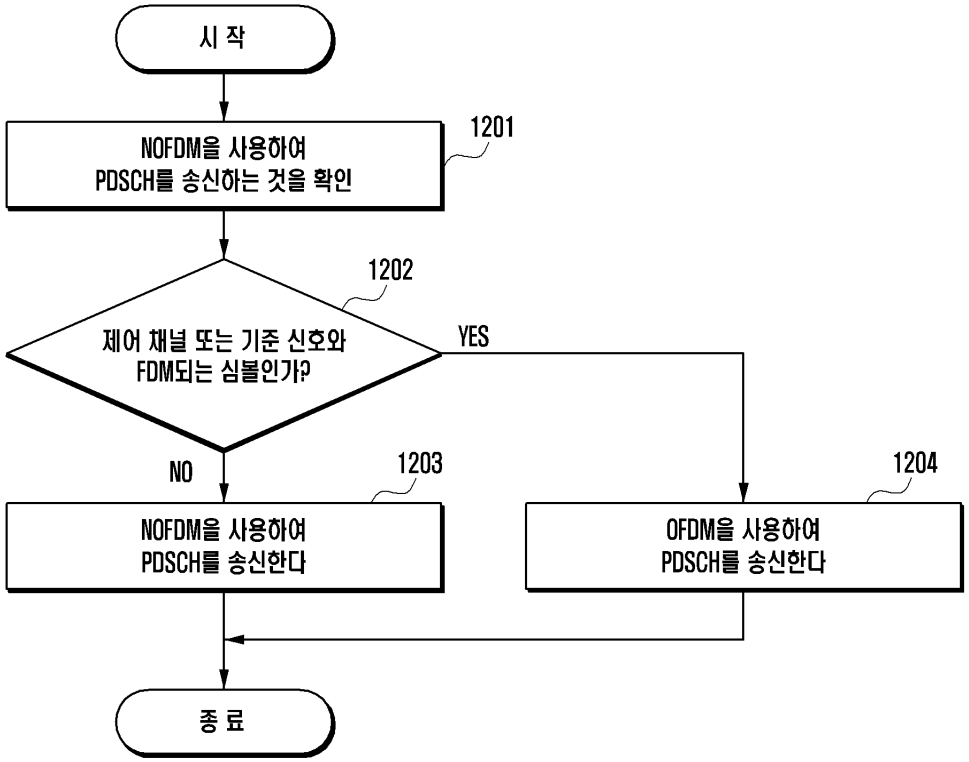
도면10


OFDM 심볼 길이 (T')
=
NOFDM 심볼 길이 (T')
1 RB
= 20 NOFDM 서브캐리어 (1010)
서브캐리어 간격 ⊿f의 1 OFDM 서브캐리어
서브캐리어 간격 0.6 ⊿f의 1 NOFDM 서브캐리어
1슬롯 (또는 서브프레임) = 14 OFDM 심볼
주파수
시간
PDCCH REs (1001)
DMRS REs (1002)
OFDM PDSCH REs (1003)
NOFDM PDSCH REs (1004)

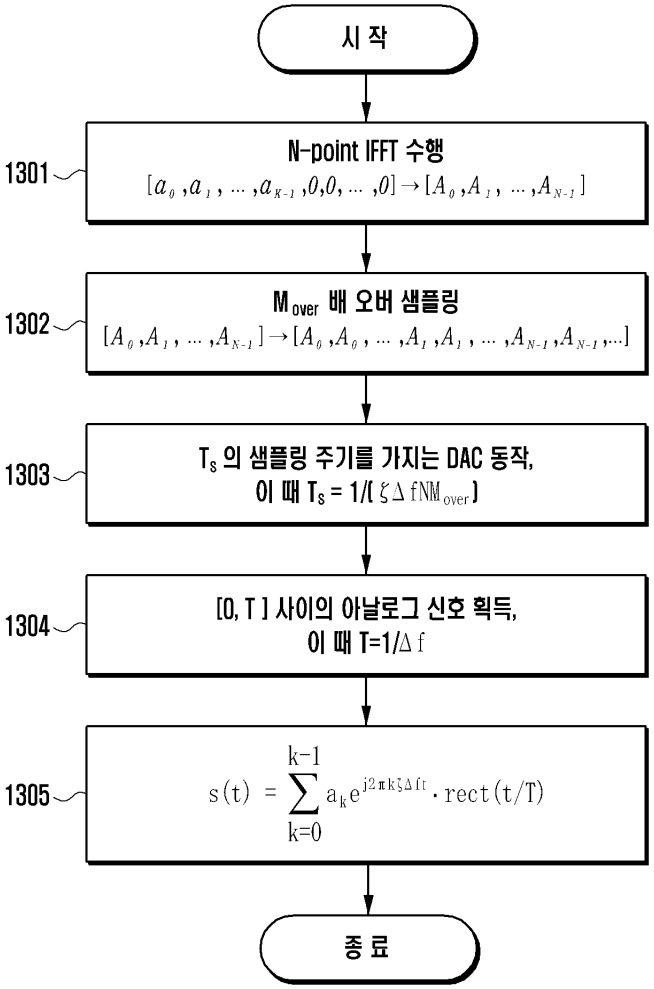
도면11


시 작
NOFDM을 사용하여
PDSCH를 수신하는 것을 확인
1101
1102
제어 채널 또는 기준 신호와
FDM되는 심볼인가?
YES
NO
1103
NOFDM을 가정하고 해당 심볼에서
PDSCH를 수신한다
1104
OFDM을 가정하고 해당 심볼에서
PDSCH를 수신한다
종 료

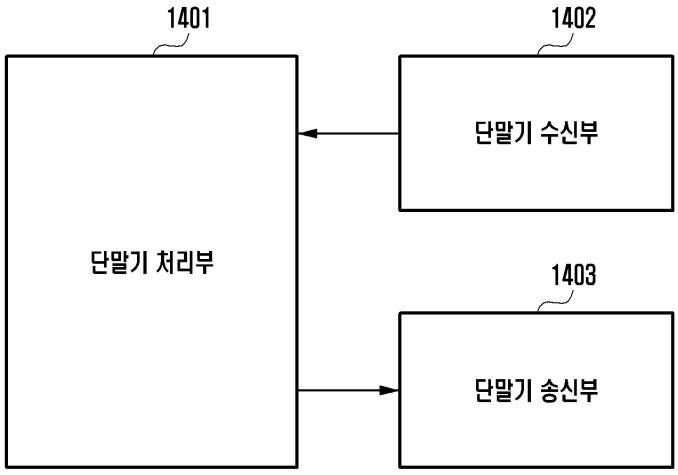
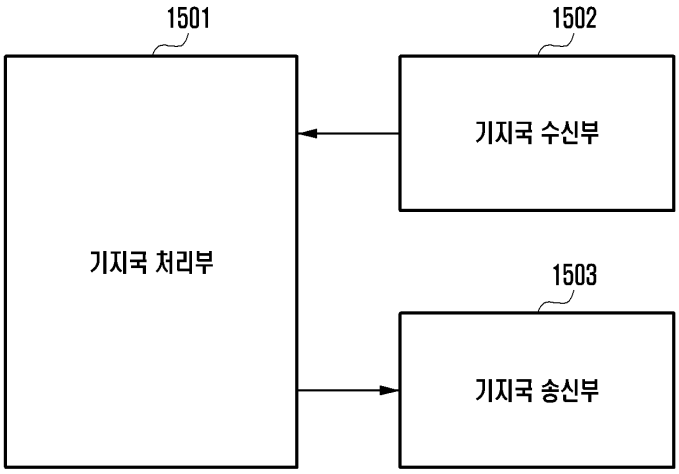
도면12


시 작
NOFDM을 사용하여
PDSCH를 송신하는 것을 확인
1201
1202
제어 채널 또는 기준 신호와
FDM되는 심볼인가?
YES
NO
1203
NOFDM을 사용하여
PDSCH를 송신한다
1204
OFDM을 사용하여
PDSCH를 송신한다
종 료

도면13


시 작
1301
N-point IFFT 수행
$[a_0, a_1, \cdots, a_{K-1}, 0, 0, \cdots, 0] \rightarrow [A_0, A_1, \cdots, A_{N-1}]$
1302
M_{over} 배 오버 샘플링
$[A_0, A_1, \cdots, A_{N-1}] \rightarrow [A_0, A_0, \cdots, A_1, A_1, \cdots, A_{N-1}, A_{N-1}, \cdots]$
1303
T_s 의 샘플링 주기를 가지는 DAC 동작,
이 때 $T_s = 1/(\zeta \Delta f N M_{over})$
1304
[0, T] 사이의 아날로그 신호 획득,
이 때 $T=1/\Delta f$
1305
$s(t) = \sum_{k=0}^{k-1} a_k e^{j2\pi k \zeta \Delta f t} \cdot rect(t/T)$
종 료

도면14


1401
1402
단말기 수신부
단말기 처리부
1403
단말기 송신부

도면15