



(19) 대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(45) 공고일자 2021년04월28일
(11) 등록번호 10-2245375
(24) 등록일자 2021년04월22일

- (51) 국제특허분류(Int. Cl.)
H04L 5/00 (2006.01) H04L 1/00 (2006.01)
H04L 27/22 (2006.01)
- (52) CPC특허분류
H04L 5/005 (2013.01)
H04L 1/0003 (2013.01)
- (21) 출원번호 10-2019-7021419(분할)
- (22) 출원일자(국제) 2017년09월29일
심사청구일자 2020년08월03일
- (85) 번역문제출일자 2019년07월22일
- (65) 공개번호 10-2019-0089094
- (43) 공개일자 2019년07월29일
- (62) 원출원 특허 10-2019-7009677
원출원일자(국제) 2017년09월29일
심사청구일자 2019년04월04일
- (86) 국제출원번호 PCT/KR2017/010956
- (87) 국제공개번호 WO 2018/062942
국제공개일자 2018년04월05일
- (30) 우선권주장
62/401,954 2016년09월30일 미국(US)
62/417,367 2016년11월04일 미국(US)
- (56) 선행기술조사문헌
EP02843983 A1

- (73) 특허권자
엘지전자 주식회사
서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
- (72) 발명자
이길범
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터
고현수
서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터
(뒷면에 계속)
- (74) 대리인
특허법인(유한)케이비케이

전체 청구항 수 : 총 19 항

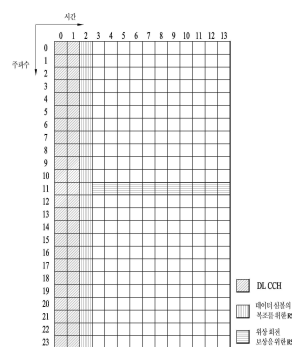
심사관 : 노상민

(54) 발명의 명칭 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하는 방법 및 이를 위한 사용자 기기

(57) 요약

사용자 기기(user equipment, UE)가 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하는 방법은 상기 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호가 전송되는지 여부를 지시하는 제어 정보를 수신하는 단계; 상기 제어 정보가 상기 참조 신호가 전송됨을 지시하는 경우, 상기 제어 정보에 기초하여 상기 참조 신호를 수신하는 단계를 포함하되, 상기 UE를 위한 트래픽 자원 블록(resource block, RB)의 사이즈가 소정의 값보다 큰 경우, 상기 제어 정보는 상기 참조 신호가 전송됨을 지시한다.

대표도 - 도24



- (52) CPC특허분류
H04L 1/0026 (2013.01)
H04L 27/22 (2021.01)

김기준

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

- (72) 발명자

김규석

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

명세서

청구범위

청구항 1

사용자 기기(user equipment)가 위상 추적(phase tracking)을 위한 참조 신호(reference signal)를 수신하는 방법에 있어서,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호에 관한 구성 정보를 수신하는 단계;

상기 수신된 구성 정보로부터 트래픽 자원 블록(resource block, RB)들의 사이즈(size)와 관련된 제1 기준을 결정하는 단계;

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 단계; 및

상기 결정된 주파수 간격에 기반하여 기지국으로부터 상기 위상 추적을 위한 참조 신호를 수신하는 단계를 포함하되,

상기 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 단계는,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제1 값으로 결정하는 것과,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제2 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제1 값은 상기 제2 값보다 작은, 방법.

청구항 2

청구항 1에 있어서,

상기 구성 정보는 상기 위상 추적을 위한 참조 신호가 사용되는지 여부를 지시하는 정보를 포함하는, 방법.

청구항 3

청구항 1에 있어서,

상기 구성 정보로부터 변조 차수(modulation order) 및 코드 레이트(code rate)와 관련된 제2 기준을 결정하는 단계; 및

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 단계를 포함하되,

상기 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 단계는,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제3 값으로 결정하는 것과,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제4 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제3 값은 상기 제4 값보다 작은, 방법.

청구항 4

청구항 1에 있어서,

상기 수신된 참조 신호를 이용하여 위상 오차(phase error)를 추정하는 단계를 더 포함하는, 방법.

청구항 5

청구항 1에 있어서,

상기 참조 신호는 위상 추적 참조 신호(phase tracking reference signal, PT-RS)를 포함하는, 방법.

청구항 6

청구항 1에 있어서,

상기 구성 정보를 수신하는 단계는,

DCI(downlink control information) 또는 RRC(radio resource control) 시그널링을 통해 상기 구성 정보를 수신하는 것을 포함하는, 방법.

청구항 7

무선 통신 시스템에서 동작하도록 구성된 사용자 기기(user equipment)에 있어서, 상기 사용자 기기는,

적어도 하나의 송수신기;

적어도 하나의 프로세서; 및

상기 적어도 하나의 프로세서에 의해 구동될 때 상기 적어도 하나의 프로세서가 특정 동작들을 수행하도록 구성된 실행가능한 코드들을 포함하는 적어도 하나의 메모리를 포함하되,

상기 특정 동작들은,

위상 추적을 위한 참조 신호에 관한 구성 정보를 수신하는 것과,

상기 수신된 구성 정보로부터 트래픽 자원 블록(resource block, RB)들의 사이즈(size)와 관련된 제1 기준을 결정하는 것과,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것과,

상기 결정된 주파수 간격에 기반하여 상기 적어도 하나의 송수신기를 통해 기지국으로부터 상기 위상 추적을 위한 참조 신호를 수신하는 것을 포함하되,

상기 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것은,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제1 값으로 결정하는 것과,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제2 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제1 값은 상기 제2 값보다 작은, 사용자 기기.

청구항 8

청구항 7에 있어서,

상기 구성 정보는 상기 위상 추적을 위한 참조 신호가 사용되는지 여부를 지시하는 정보를 포함하는, 사용자 기기.

청구항 9

청구항 7에 있어서,

상기 특정 동작들은,

상기 구성 정보로부터 변조 차수(modulation order) 및 코드 레이트(code rate)와 관련된 제2 기준을 결정하는 것과,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것을 포함하되,

상기 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것은,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제3 값으로 결정하는 것과,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제4 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제3 값은 상기 제4 값보다 작은, 사용자 기기.

청구항 10

청구항 7에 있어서,

상기 특정 동작들은,

상기 수신된 참조 신호를 이용하여 위상 오차(phase error)를 추정하는 것을 더 포함하는, 사용자 기기.

청구항 11

청구항 7에 있어서,

상기 참조 신호는 위상 추적 참조 신호(phase tracking reference signal, PT-RS)를 포함하는, 사용자 기기.

청구항 12

청구항 7에 있어서,

상기 구성 정보를 수신하는 것은,

DCI(downlink control information) 또는 RRC(radio resource control) 시그널링을 통해 상기 구성 정보를 수신하는 것을 포함하는, 사용자 기기.

청구항 13

사용자 기기(user equipment)를 위한 장치로서, 상기 장치는,

실행가능한 코드들을 포함하는 메모리; 및

상기 실행가능한 코드들을 구동하여 특정 동작들을 수행하도록 구성된 프로세서를 포함하며,

상기 특정 동작들은,

위상 추적을 위한 참조 신호에 관한 구성 정보를 수신하는 것과,

상기 수신된 구성 정보로부터 트래픽 자원 블록(resource block, RB)들의 사이즈(size)와 관련된 제1 기준을 결정하는 것과,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것과,

상기 결정된 주파수 간격에 기반하여 상기 적어도 하나의 송수신기를 통해 기지국으로부터 상기 위상 추적을 위한 참조 신호를 수신하는 것을 포함하되,

상기 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것은,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제1 값으로 결정하는 것과,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제2 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제1 값은 상기 제2 값보다 작은, 장치.

청구항 14

청구항 13에 있어서,

상기 구성 정보는 상기 위상 추적을 위한 참조 신호가 사용되는지 여부를 지시하는 정보를 포함하는, 장치.

청구항 15

청구항 13에 있어서,

상기 특정 동작들은,

상기 구성 정보로부터 변조 차수(modulation order) 및 코드 레이트(code rate)와 관련된 제2 기준을 결정하는 것과,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 수신을 위한 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것을 포함하되,

상기 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것은,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제3 값으로 결정하는 것과,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제4 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제3 값은 상기 제4 값보다 작은, 장치.

청구항 16

청구항 13에 있어서,

상기 참조 신호는 위상 추적 참조 신호(phase tracking reference signal, PT-RS)를 포함하는, 장치.

청구항 17

청구항 13에 있어서,

상기 구성 정보를 수신하는 것은,

DCI(downlink control information) 또는 RRC(radio resource control) 시그널링을 통해 상기 구성 정보를 수신하는 것을 포함하는, 장치.

청구항 18

무선 통신 시스템에서 동작하도록 구성된 기지국에 있어서, 상기 기지국은,

적어도 하나의 송수신기;

적어도 하나의 프로세서; 및

상기 적어도 하나의 프로세서에 의해 구동될 때 상기 적어도 하나의 프로세서가 특정 동작들을 수행하도록 구성된 실행가능한 코드들을 포함하는 적어도 하나의 메모리를 포함하되,

상기 특정 동작들은,

트래픽 자원 블록(resource block, RB)들의 사이즈(size)와 관련된 제1 기준을 결정하는 것과,

위상 추적을 위한 참조 신호의 전송을 위한 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것과,

상기 결정된 주파수 간격에 기반하여 상기 적어도 하나의 송수신기를 통해 사용자 기기로 상기 위상 추적을 위한 참조 신호를 전송하는 것을 포함하되,

상기 연속된 주파수 자원 간의 주파수 간격을 결정하는 것은,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제1 값으로 결정하는 것과,

상기 트래픽 RB들의 사이즈가 상기 제1 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 주파수 간격을 제2 값으로 결

정하는 것을 포함하되,

상기 제1 값은 상기 제2 값보다 작은, 기지국.

청구항 19

삭제

청구항 20

청구항 18에 있어서,

상기 특정 동작들은,

변조 차수(modulation order) 및 코드 레이트(code rate)와 관련된 제2 기준을 결정하는 것과,

상기 위상 추적을 위한 참조 신호의 전송을 위한 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것을 포함하되,

상기 복수의 심볼들에서 연속된 심볼 간의 시간 간격을 결정하는 것은,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제3 값으로 결정하는 것과,

상기 변조 차수 및 코드 레이트가 상기 제2 기준을 만족하지 않는 것에 기반하여 상기 시간 간격을 제4 값으로 결정하는 것을 포함하되,

상기 제3 값은 상기 제4 값보다 작은, 기지국.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 본 발명은 무선 통신에 관한 것으로, 보다 상세하게는, 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하는 방법 및 이를 위한 사용자 기기에 관한 것이다.

배경 기술

[0002] 차세대 5G 시스템에서는 초광대역 이동 통신(Enhanced Mobile BroadBand, eMBB)/초고신뢰 기기간 통신(Ultra-reliable Machine-Type Communications, uMTC)/대규모 기기간 통신(Massive Machine-Type Communications, mMTC) 등으로 시나리오를 구분할 수 있다. eMBB는 높은 스펙트럼 효율성(High Spectrum Efficiency), 높은 사용자 체감 데이터 전송률(High User Experienced Data Rate), 높은 최대 데이터 전송률(High Peak Data Rate) 등의 특성을 갖는 차세대 이동 통신 시나리오이고, uMTC는 초고신뢰성(Ultra Reliable), 초저지연(Ultra Low Latency), 초고가용성(Ultra High Availability) 등의 특성을 갖는 차세대 이동 통신 시나리오이며 (예를 들어, V2X, Emergency Service, Remote Control), mMTC는 저비용(Low Cost), 저에너지(Low Energy), 단패킷(Short Packet), 대규모 연결성(Massive Connectivity) 특성을 갖는 차세대 이동 통신 시나리오이다(예를 들어, IoT).

발명의 내용

해결하려는 과제

[0003] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제는 단말이 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하는 방법을 제공하는 데 있다.

[0004] 본 발명에서 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하기 위한 단말을 제공하는 데 있다.

[0005] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 상기 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제의 해결 수단

- [0006] 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한, 사용자 기기(user equipment, UE)가 위상 잡음 추정(phase noise estimation)과 관련된 참조 신호(reference signal)를 위한 제어 정보를 수신하는 방법은, 상기 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호가 전송되는지 여부를 지시하는 제어 정보를 수신하는 단계; 상기 제어 정보가 상기 참조 신호가 전송됨을 지시하는 경우, 상기 제어 정보에 기초하여 상기 참조 신호를 수신하는 단계를 포함하되, 상기 UE를 위한 트래픽 자원 블록(resource block, RB)의 사이즈(size)가 소정의 값보다 큰 경우, 상기 제어 정보는 상기 참조 신호가 전송됨을 지시한다.
- [0007] 상기 제어 정보는 MCS(modulation and coding scheme) 레벨 정보를 더 포함하고, 상기 MCS 레벨 정보는 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보를 지시한다. 상기 제어 정보는 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 MCS 레벨 정보와 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보는 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보를 지시한다. 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보는 상기 참조 신호를 시간 자원에 할당하는 패턴에 관한 정보를 포함하고, 상기 참조 신호는 상기 MCS 레벨이 높을수록 상기 시간 자원에 더욱 조밀하게(densely) 할당된다.
- [0008] 상기 제어 정보는 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 참조 신호의 주파수 패턴에 관한 정보는 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보에 기초하여 지시된다. 상기 참조 신호의 주파수 패턴에 관한 정보는 상기 참조 신호를 주파수 자원에 할당하는 패턴에 관한 정보를 포함하고, 상기 주파수 자원 상에서 참조 신호의 개수는 상기 트래픽 RB의 사이즈가 커질수록 증가한다.
- [0009] 상기 제어 정보는 MCS(modulation and coding scheme) 레벨 정보 및 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 방법은, 상기 MCS 레벨 정보 및 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보에 기초하여 시간 및 주파수 도메인에서 상기 참조 신호의 위치를 인지하는 단계를 더 포함한다.
- [0010] 상기 방법은 상기 수신된 참조 신호를 이용하여 위상 오차(phase error)를 추정하는 단계를 더 포함한다. 상기 참조 신호는 위상 추적 참조 신호(phase tracking reference signal, PT-RS)를 포함한다. 상기 제어 정보는 DCI(downlink control information) 포맷 또는 RRC(radio resource control) 시그널링을 통해 수신된다.
- [0011] 상기의 기술적 과제를 달성하기 위한, 위상 잡음 추정(phase noise estimation)과 관련된 참조 신호(reference signal)를 위한 제어 정보를 수신하는 사용자 기기(user equipment, UE)는, 수신기; 및 프로세서를 포함하며, 상기 프로세서는 상기 수신기를 제어하여 상기 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호가 전송되는지 여부를 지시하는 제어 정보를 수신하고, 상기 제어 정보가 상기 참조 신호가 전송됨을 지시하는 경우, 상기 제어 정보에 기초하여 상기 참조 신호를 수신하도록 구성되며, 상기 UE를 위한 트래픽 자원 블록(resource block, RB)의 사이즈가 소정의 값보다 큰 경우, 상기 제어 정보는 상기 참조 신호가 전송됨을 지시한다.
- [0012] 상기 제어 정보는 MCS(modulation and coding scheme) 레벨 정보를 더 포함하고, 상기 MCS 레벨 정보는 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보를 지시한다. 상기 제어 정보는 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 MCS 레벨 정보와 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보는 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보를 지시한다.
- [0013] 상기 제어 정보는 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 참조 신호의 주파수 패턴에 관한 정보는 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보에 기초하여 지시된다. 상기 참조 신호의 시간 패턴에 관한 정보는 상기 참조 신호를 시간 자원에 할당하는 패턴에 관한 정보를 포함하고, 상기 참조 신호는 상기 MCS 레벨이 높을수록 상기 시간 자원에 더욱 조밀하게(densely) 할당된다. 상기 참조 신호의 주파수 패턴에 관한 정보는 상기 참조 신호를 주파수 자원에 할당하는 패턴에 관한 정보를 포함하고, 상기 주파수 자원 상에서 참조 신호의 개수는 상기 트래픽 RB의 사이즈가 커질수록 증가한다.
- [0014] 상기 제어 정보는 MCS(modulation and coding scheme) 레벨 정보 및 트래픽 RB의 사이즈 정보를 더 포함하고, 상기 프로세서는 상기 MCS 레벨 정보 및 상기 트래픽 RB의 사이즈 정보에 기초하여 시간 및 주파수 도메인에서 상기 참조 신호의 위치를 인지하도록 구성된다.
- [0015] 상기 프로세서는 또한 상기 수신된 참조 신호를 이용하여 위상 오차(phase error)를 추정하도록 구성된다. 상기 참조 신호는 위상 추적 참조 신호(phase tracking reference signal, PT-RS)를 포함한다. 상기 수신기는 DCI(downlink control information) 포맷 또는 RRC(radio resource control) 시그널링을 통해 상기 제어 정보는 수신하도록 구성된다.

발명의 효과

[0016] 위상 잡음(Phase noise)으로 인한 성능 열화가 크게 나타나는 환경에서 본 발명에서 제안하는 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호에 기초하여 위상 잡음을 추정함으로써 통신 성능을 현저히 향상시킬 수 있다.

[0017] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

[0018] 본 발명에 관한 이해를 돕기 위해 상세한 설명의 일부로 포함되는, 첨부 도면은 본 발명에 대한 실시예를 제공하고, 상세한 설명과 함께 본 발명의 기술적 사상을 설명한다.

- 도 1은 무선 통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성을 도시한 블록도이다.
- 도 2는 LTE/LTE-A 시스템의 프레임 구조를 도시한 도면이다.
- 도 3은 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 슬롯의 자원 그리드를 예시한 도면이다.
- 도 4는 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- 도 5는 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- 도 6은 위상 잡음으로 인한 위상 왜곡(phase distortion)을 예시한다.
- 도 7은 위상 잡음에 의해 손상된(corrupted) 수신 심볼의 성상(constellation)을 예시한다.
- 도 8은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도(frequency density) 및 4 TRB에 대한 BLER 성능(performance)을 예시한다.
- 도 9는 서로 다른 PTRS 주파수 밀도 및 64 TRB에 대한 BLER 성능을 예시한다
- 도 10은 서로 다른 시간 밀도(time density) 및 4/64 TRB에 대한 BLER 성능을 예시한다.
- 도 11은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도 및 4 TRB에 대한 스펙트럼 효율(spectral Efficiency)을 예시한다.
- 도 12는 CFO=0kHz/1.4kHz에 대한 BLER 성능을 예시한다.
- 도 13은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도 및 64 TRB에 대한 스펙트럼 효율을 예시한다.
- 도 14는 서로 다른 PTRS 시간 밀도 및 4/64 TRB에 대한 스펙트럼 효율을 예시한다.
- 도 15는 주파수/시간 우선 매핑(frequency/Time first mapping)을 예시한다.
- 도 16은 전체 코드 블록(code block)에 대한 인터-CB 인터리빙(inter-CB interleaving)의 예(1-bit by 1-bit)를 예시한 도면이고, 도 17은 전체 코드 블록에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(B-bit by B-bit)를 예시한 도면이다.
- 도 18은 코드 블록 그룹(code block group)에 대한 인터-CB 인터리빙(inter-CB interleaving)의 예(1-bits by 1-bits)를 예시한 도면이고, 도 19는 코드 블록 그룹에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(B-bits by B-bits)를 예시한 도면이다.
- 도 20은 전체 코드 블록에 대한 심볼 레벨 인터-CB 인터리빙(symbol-level inter-CB interleaving)의 예(1-symbol by 1-symbol)를 도시한 도면이고, 도 21은 전체 코드 블록에 대한 심볼 레벨 인터-CB 인터리빙의 예(Nsg-symbol by Nsg-symbol)를 예시한 도면이다.
- 도 22는 코드 블록 그룹에 대한 심볼 레벨 인터-CB 인터리빙의 예(1-symbol by 1-symbol)를 도시한 도면이고, 도 23은 코드 블록 그룹에 대한 심볼 레벨 인터-CB 인터리빙의 예(Nsg-symbol by Nsg-symbol)를 예시한 도면이다.
- 도 24는 PCRS의 배치(arrangement)(2-RB 단위로 정의)의 일 예를 예시한 도면이다.
- 도 25는 PTRS의 개수가 4일 때 2가지 타입의 PTRS, 분산 타입(distributed type)의 PTRS 및 국부 타입(localized type)의 PTRS를 예시한 도면이다.

도 26은 PTRS 패턴의 예를 예시한 도면이다.

도 27은 PTRS 자원 세트(resource set)에 대한 예들을 예시한 도면이다.

도 28은 프리코딩된 PTRS 자원(precoded PTRS resource) 1을 예시한 도면이다.

도 29는 프리코딩 사이클링 기반 PTRS 타입 A(Precoding cycling based PTRS Type A)를 예시한 도면이고, 도 30은 프리코딩 사이클링 기반 PTRS 타입 B(Precoding cycling based PTRS Type B)를 예시한 도면이다.

도 31은 프리코딩되지 않은(Non-precoded) PTRS의 일 예를 예시한 도면이다.

도 32는 PTRS 패턴을 예시한 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0019] 이하, 본 발명에 따른 바람직한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시형태를 나타내고자 하는 것이 아니다. 이하의 상세한 설명은 본 발명의 완전한 이해를 제공하기 위해서 구체적 세부사항을 포함한다. 그러나, 당업자는 본 발명이 이러한 구체적 세부사항 없이도 실시될 수 있음을 안다. 예를 들어, 이하의 상세한 설명은 이동 통신 시스템이 3GPP LTE 시스템을 포함하는 경우를 가정하여 구체적으로 설명하나, 3GPP LTE 시스템의 특유한 사항을 제외하고는 다른 임의의 이동 통신 시스템에도 적용 가능하다.
- [0020] 몇몇 경우, 본 발명의 개념이 모호해지는 것을 피하기 위하여 공지의 구조 및 장치는 생략되거나, 각 구조 및 장치의 핵심기능을 중심으로 한 블록도 형식으로 도시될 수 있다. 또한, 본 명세서 전체에서 동일한 구성요소에 대해서는 동일한 도면 부호를 사용하여 설명한다.
- [0021] 아울러, 이하의 설명에 있어서 단말(terminal)은 사용자 기기(user equipment, UE), 이동국(mobile station, MS), AMS(Advanced Mobile Station) 등 이동 또는 고정형의 사용자단 기기를 통칭하는 것을 가정한다. 또한, 기지국(base station, BS)은 노드 B(Node B, NB), eNode B(eNB), 액세스 포인트(access point, AP) 등 단말과 통신하는 네트워크 단의 임의의 노드를 통칭하는 것을 가정한다. 본 명세서에서는 3GPP LTE/LTE-A 시스템에 기반하여 기술되지만, 본 발명의 내용은 여러 종류의 다른 통신 시스템에도 적용가능할 수 있다.
- [0022] 이동 통신 시스템에서 사용자 기기(User Equipment)는 하향링크(Downlink)를 통해 정보를 수신할 수 있으며, 상향링크(Uplink)를 통해 정보를 전송할 수 있다. 단말이 전송 또는 수신하는 정보는 데이터 및 다양한 제어 정보를 포함할 수 있다. 단말이 전송 또는 수신하는 정보의 타입 및 용도에 따라 다양한 물리 채널이 존재한다.
- [0023] 다음 설명은 CDMA(code division multiple access), FDMA(frequency division multiple access), TDMA(time division multiple access), OFDMA(orthogonal frequency division multiple access), SC-FDMA(single carrier frequency division multiple access) 등을 포함하여 다양한 무선 접속 시스템(wireless access system)에 사용가능하다. CDMA는 UTRA(universal terrestrial radio access), CDMA 2000 등과 같은 무선 기술(radio technology)에 의해 구현될 수 있다. TDMA는 GSM/GPRS/EDGE(Global System for Mobile communications/General Packet Radio Service/Enhanced Data Rates for GSM Evolution)과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. OFDMA는 IEEE 802.11(Wi-Fi), IEEE 802.16(WiMAX), IEEE 802.20, E-UTRA(Evolved UTRA) 등과 같은 무선 기술로 구현될 수 있다. 3GPP(3rd Generation Partnership Project) LTE(long term evolution)은 E-UTRA를 이용하는 E-UMTS(Evolved UMTS)의 일부이다. 3GPP LTE는 DL에서 OFDMA를 이용하고 UL에서 SC-FDMA를 이용한다. LTE-A(LTE-Advanced)는 3GPP LTE의 진화된 버전이다.
- [0024] 또한, 다음 설명에서, 특정 용어는 본 발명의 이해를 돕기 위해 제공된다. 상기 특정 용어는 본 발명의 기술적 사상의 범위 내에서 다른 형태로 수정되어 사용될 수 있다.
- [0025] 도 1은 무선 통신 시스템(100)에서의 기지국(105) 및 단말(110)의 구성에 대한 블록도이다.
- [0026] 무선 통신 시스템(100)을 간략화하여 나타내기 위해 하나의 기지국(105)과 하나의 단말(110)을 도시하였지만, 무선 통신 시스템(100)은 적어도 하나의 기지국 및/또는 적어도 하나의 단말을 포함할 수 있다.
- [0027] 도 1을 참조하면, 기지국(105)은 송신(Tx) 데이터 프로세서(115), 심볼 변조기(symbol modulator)(120), 송신기(transmitter)(125), 송수신 안테나(transceiving antenna)(130), 프로세서(180), 메모리(185), 수신기(receiver)(190), 심볼 복조기(symbol demodulator)(195), 수신 데이터 프로세서(197)를 포함할 수 있다. 그리

고, 사용자 기기(110)는 송신(Tx) 데이터 프로세서(165), 심볼 변조기(170), 송신기(175), 송수신 안테나(135), 프로세서(155), 메모리(160), 수신기(140), 심볼 복조기(155), 수신 데이터 프로세서(150)를 포함할 수 있다. 도면에서 기지국(105)/사용자 기기(110)이 하나의 안테나(130/135)를 포함하고 있지만, 기지국(105) 및 사용자 기기(110) 각각은 복수 개의 안테나를 포함한다. 따라서, 본 발명에 따른 기지국(105) 및 사용자 기기(110)는 MIMO(Multiple Input Multiple Output) 시스템을 지원한다. 또한, 본 발명에 따른 기지국(105)은 SU-MIMO(Single User-MIMO) MU-MIMO(Multi User-MIMO) 방식 모두를 지원할 수 있다.

- [0028] 하향링크에서, 송신 데이터 프로세서(115)는 트래픽 데이터를 수신하고, 수신한 트래픽 데이터를 포맷하여, 코딩하고, 코딩된 트래픽 데이터를 인터리빙하고 변조하여(또는 심볼 매핑하여), 변조 심볼들(데이터 심볼들)을 제공한다. 심볼 변조기(120)는 이 데이터 심볼들과 파일럿 심볼들을 수신 및 처리하여, 심볼들의 스트림을 제공한다.
- [0029] 심볼 변조기(120)는, 데이터 및 파일럿 심볼들을 다중화하여 이를 송신기(125)로 전송한다. 이때, 각각의 송신 심볼은 데이터 심볼, 파일럿 심볼, 또는 제로의 신호 값을 포함할 수 있다. 각각의 심볼 주기(symbol duration)에서, 파일럿 심볼들이 연속적으로 송신될 수도 있다. 파일럿 심볼들은 주파수 분할 다중화(frequency division multiplexing, FDM), 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexing, OFDM), 시분할 다중화(time division multiplexing, TDM), 또는 코드 분할 다중화(code division multiplexing, CDM) 심볼일 수 있다.
- [0030] 송신기(125)는 심볼들의 스트림을 수신하여 이를 하나 이상의 아날로그 신호들로 변환하고, 또한, 이 아날로그 신호들을 추가적으로 조절하여(예를 들어, 증폭, 필터링, 및 주파수 업 컨버팅(upconverting)하여), 무선 채널을 통한 송신에 적합한 하향링크 신호를 발생시킨다. 그러면, 하향링크 신호는 송신 안테나(130)를 통해 사용자 기기로 전송된다.
- [0031] 사용자 기기(110)의 구성에서, 수신 안테나(135)는 기지국으로부터의 하향링크 신호를 수신하여 수신된 신호를 수신기(140)로 제공한다. 수신기(140)는 수신된 신호를 조정하고(예를 들어, 필터링, 증폭, 및 주파수 다운컨버팅(downconverting)하고), 조정된 신호를 디지털화하여 샘플들을 획득한다. 심볼 복조기(145)는 수신된 파일럿 심볼들을 복조하여 채널 추정을 위해 이를 프로세서(155)로 제공한다.
- [0032] 또한, 심볼 복조기(145)는 프로세서(155)로부터 하향링크에 대한 주파수 응답 추정치를 수신하고, 수신된 데이터 심볼들에 대해 데이터 복조를 수행하여, 데이터 심볼 추정치(예, 송신된 데이터 심볼들의 추정치)를 획득하고, 데이터 심볼 추정치들을 수신(Rx) 데이터 프로세서(150)로 제공한다. 수신 데이터 프로세서(150)는 데이터 심볼 추정치들을 복조(예, 심볼 디-매핑(demapping))하고, 디인터리빙(deinterleaving), 디코딩)하여, 전송된 트래픽 데이터를 복원한다.
- [0033] 심볼 복조기(145) 및 수신 데이터 프로세서(150)에 의한 처리는 각각 기지국(105)에서의 심볼 변조기(120) 및 송신 데이터 프로세서(115)에 의한 처리에 대해 상보적이다.
- [0034] 사용자 기기(110)의 상향링크에서, 송신 데이터 프로세서(165)는 트래픽 데이터를 처리하여, 데이터 심볼들을 제공한다. 심볼 변조기(170)는 데이터 심볼들을 수신하여 다중화하고, 변조를 수행하여, 심볼들의 스트림을 송신기(175)로 제공한다. 송신기(175)는 심볼들의 스트림을 수신 및 처리하여, 상향링크 신호를 발생시킨다. 이 상향링크 신호는 안테나(135)를 통해 기지국(105)으로 전송된다.
- [0035] 기지국(105)에서, 상향링크 신호가 안테나(130)를 통해 사용자 기기(110)로부터 수신된다. 수신기(190)는 수신된 상향링크 신호를 처리되어 샘플들을 획득한다. 이어서, 심볼 복조기(195)는 이 샘플들을 처리하여, 상향링크에 대해 수신된 파일럿 심볼들 및 데이터 심볼 추정치를 제공한다. 수신 데이터 프로세서(197)는 데이터 심볼 추정치를 처리한 다음 사용자 기기(110)로부터 전송된 트래픽 데이터를 복원한다.
- [0036] 사용자 기기/기지국(110/105)의 프로세서(155/180)는 사용자 기기/기지국(110/105)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 프로세서(155/180)는 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리 유닛(160/185)과 연결될 수 있다. 메모리(160/185)는 프로세서(155/180)에 연결되어 운영 체제(operating system), 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.
- [0037] 프로세서(155/180)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(155/180)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다. 하드웨어에 의한 구현의 경우에는, 본 발명을 구현하도록 구성된 ASIC(application specific integrated circuit)

DSP(digital signal processor), DSPD(digital signal processing device), PLD(programmable logic device), FPGA(field programmable gate array) 등과 같은 디바이스가 프로세서(155/180)에 구비될 수 있다.

[0038] 한편, 펌웨어나 소프트웨어를 이용하여 본 발명의 실시예들을 구현하는 경우에는 본 발명의 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등을 포함하도록 펌웨어나 소프트웨어가 구성될 수 있으며, 본 발명을 수행할 수 있도록 구성된 펌웨어 또는 소프트웨어는 프로세서(155/180) 내에 로딩(load)되거나 메모리(160, 185)에 저장되어 프로세서(155/180)에 의해 구동될 수 있다.

[0039] 사용자 기기와 기지국이 무선 통신 시스템(네트워크) 사이의 무선 인터페이스 프로토콜의 계층(layer)들은 통신 시스템에서 잘 알려진 OSI(open system interconnection) 모델의 하위 3개 계층을 기초로 제 1 계층(L1), 제 2 계층(L2), 및 제 3 계층(L3)로 분류될 수 있다. 물리 계층은 상기 제 1 계층에 속하며, 물리 채널을 통해 정보 전송 서비스를 제공한다. RRC(Radio Resource Control) 계층은 상기 제 3 계층에 속하며 UE와 네트워크 사이의 제어 무선 자원들을 제공한다. 사용자 기기와 기지국은 무선 통신 네트워크와 RRC 계층을 통해 RRC 메시지들을 교환할 수 있다.

[0040] 본 명세서에서 사용자 기기/기지국의 프로세서(155/180)는 각각 사용자 기기/기지국(110/105)이 신호를 수신하거나 송신하는 기능 및 저장 기능 등을 제외하고, 신호 및 데이터를 처리하는 동작을 수행하지만, 설명의 편의를 위하여 이하에서 특별히 프로세서(155/180)를 언급하지 않는다. 다음 설명에서, 특별히 프로세서(155/180)의 언급이 없더라도 신호를 수신하거나 송신하는 기능 및 저장 기능이 아닌 데이터 처리 등의 일련의 동작들을 수행한다고 할 수 있다.

[0041] 도 2는 LTE/LTE-A 시스템의 프레임 구조를 도시한 도면이다.

[0042] 도 2를 참조하면, 하나의 프레임은 10ms의 길이를 가지고, 10개의 1ms 서브프레임(subframe)을 포함한다. 하나의 서브프레임을 전송하기 위한 시간은 전송 시간 간격(transmission time interval, TTI)로 정의될 수 있다. 예를 들어, 하나의 서브프레임은 2개의 0.5ms 길이를 가지는 슬롯(slot)으로 이루어지며, 각 슬롯은 7개(혹은 6개)의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼을 포함한다. 3GPP LTE 시스템은 하향링크에서 OFDMA를 사용하고, OFDM 심볼은 한 심볼 구간(period)를 나타낸다. OFDM 심볼은 SC-FDMA 심볼 또는 한 심볼 구간으로 지칭될 수도 있다. 자원 블록(Resource Block, RB)은 자원 할당 단위(unit)이고, 한 슬롯에 인접한 복수의 부분송파들을 포함한다. 도 2에 도시된 무선 프레임의 구조는 예시적인 것이어서 무선 프레임에 포함된 서브프레임들의 수, 서브프레임에 포함된 슬롯의 수, 또는 한 슬롯에 포함된 OFDM 심볼들의 수는 다양한 방법으로 변경될 수 있다.

[0043] 15 kHz 간격(spacing)의 부분송파(subcarrier) 12개와 7개의 OFDM 심볼로 하나의 자원 블록(Resource Block, RB)이 정의된다. 기지국은 중심 주파수(center frequency)의 6RB에서 동기화(Synchronization)를 위한 주 동기 신호(primary synchronization signal, PSS), 부 동기 신호(secondary synchronization signal, SSS)와 시스템 정보를 위한 물리 방송 채널(physical broadcast channel, PBCH)을 전송한다. 여기서, 일반/확장 순환 전치(normal/extended cyclic prefix, CP), TDD(Time Division Duplex)/FDD(Frequency Division Duplex)에 따라 상기 무선 프레임 구조 및 신호, 채널의 위치에 차이가 있을 수 있다.

[0044] 도 3은 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 슬롯의 자원 그리드를 예시한 도면이다.

[0045] 도 3을 참조하면, 하향링크 슬롯은 시간 도메인(time domain)에서 복수의 OFDM 심볼을 포함한다. 하나의 하향링크 슬롯은 7(혹은 6)개의 OFDM 심볼을 포함하고 자원 블록은 주파수 도메인(frequency domain)에서 12개의 부분송파를 포함할 수 있다. 자원 그리드 상의 각 요소(element)는 자원 요소(resource element, RE)로 지칭된다. 하나의 RB는 12×7(또는 6)개의 RE를 포함한다. 하향링크 슬롯에 포함되는 RB의 개수 NRB는 하향링크 전송 대역에 의존한다. 상향링크 슬롯의 구조는 하향링크 슬롯의 구조와 동일하되, OFDM 심볼이 SC-FDMA 심볼로 대체된다.

[0046] 도 4는 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템의 하향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.

[0047] 도 4를 참조하면, 서브프레임의 첫 번째 슬롯에서 앞부분에 위치한 최대 3개(혹은 4개)의 OFDM 심볼은 제어 채널이 할당되는 제어 영역에 대응한다. 남은 OFDM 심볼은 물리 하향링크 공유 채널(physical downlink shared channel, PDSCH)이 할당되는 데이터 영역에 해당한다. LTE에서 사용되는 하향링크 제어 채널의 예는 PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel), PDCCH(Physical Downlink Control Channel), PHICH(Physical hybrid ARQ indicator Channel) 등을 포함한다. PCFICH는 서브프레임의 첫 번째 OFDM 심볼에서 전송되고 서브프레임 내에서 제어 채널의 전송에 사용되는 OFDM 심볼의 개수에 관한 정보를 나른다. PHICH는 상

향링크 전송에 대한 응답으로 HARQ ACK/NACK(Hybrid Automatic Repeat request acknowledgment/negative-acknowledgment) 신호를 나른다.

- [0048] PDCCH를 통해 전송되는 제어 정보를 하향링크 제어 정보(downlink control information, DCI)라고 한다. DCI 포맷은 상향링크용으로 포맷 0, 하향링크용으로 포맷 1, 1A, 1B, 1C, 1D, 2, 2A, 3, 3A 등의 포맷이 정의되어 있다. DCI 포맷은 용도에 따라 호핑 플래그(hopping flag), RB 할당, MCS(modulation coding scheme), RV(redundancy version), NDI(new data indicator), TPC(transmit power control), 사이클릭 쉬프트 DMRS(demodulation reference signal), CQI(channel quality information) 요청, HARQ 프로세스 번호, TPMI(transmitted precoding matrix indicator), PMI(precoding matrix indicator) 확인(confirmation) 등의 정보를 선택적으로 포함한다.
- [0049] PDCCH는 하향링크 공유 채널(Downlink Shared Channel, DL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 상향링크 공유 채널(Uplink Shared Channel, UL-SCH)의 전송 포맷 및 자원 할당 정보, 페이징 채널(Paging Channel, PCH) 상의 페이징 정보, DL-SCH 상의 시스템 정보, PDSCH 상에서 전송되는 랜덤 접속 응답(random access response)과 같은 상위-계층 제어 메시지의 자원 할당 정보, 단말 그룹 내의 개별 단말들에 대한 Tx 파워 제어 명령 세트, Tx 파워 제어 명령, VoIP(Voice Over Internet Protocol)의 활성화 지시 정보 등을 나른다. 복수의 PDCCH가 제어 영역 내에서 전송될 수 있다. 단말은 복수의 PDCCH를 모니터링 할 수 있다. PDCCH는 하나 또는 복수의 연속된 제어 채널 요소(control channel element, CCE)들의 집합(aggregation) 상에서 전송된다. CCE는 PDCCH에 무선 채널 상태에 기초한 코딩 레이트를 제공하는데 사용되는 논리적 할당 유닛이다. CCE는 복수의 자원 요소 그룹(resource element group, REG)에 대응한다. PDCCH의 포맷 및 PDCCH 비트의 개수는 CCE의 개수에 따라 결정된다. 기지국은 단말에게 전송될 DCI에 따라 PDCCH 포맷을 결정하고, 제어 정보에 CRC(cyclic redundancy check)를 추가한다. CRC는 PDCCH의 소유자 또는 사용 목적에 따라 고유한 식별자(identifier, ID)(예, RNTI(radio network temporary identifier))로 마스킹 된다. 예를 들어, PDCCH가 특정 단말을 위한 것일 경우, 해당 단말의 식별자(예, cell-RNTI (C-RNTI))가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 페이징 메시지를 위한 것일 경우, 페이징 식별자(예, paging-RNTI (P-RNTI))가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 시스템 정보(보다 구체적으로, 시스템 정보 블록(System Information Block, SIB))를 위한 것일 경우, 시스템 정보 ID(예, System Information RNTI, SI-RNTI)가 CRC에 마스킹 될 수 있다. PDCCH가 랜덤 접속 응답을 위한 것일 경우, RA-RNTI(Random Access-RNTI)가 CRC에 마스킹 될 수 있다.
- [0050] 도 5는 무선 통신 시스템의 일 예인 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 상향링크 서브프레임의 구조를 예시한다.
- [0051] 도 5를 참조하면, 상향링크(UL) 서브프레임은 복수(예, 2개)의 슬롯을 포함한다. 슬롯은 CP 길이에 따라 서로 다른 개수의 SC-FDMA 심볼을 포함할 수 있다. 상향링크 서브프레임은 주파수 영역에서 데이터 영역과 제어 영역으로 구분된다. 데이터 영역은 물리 상향링크 공유 채널(physical uplink shared channel, PUSCH)를 포함하고 음성 등의 데이터 신호를 전송하는데 사용된다. 제어 영역은 물리 상향링크 제어 채널(physical uplink control channel, PUCCH)를 포함하고 상향링크 제어 정보(Uplink Control Information, UCI)를 전송하는데 사용된다. PUCCH는 주파수 축에서 데이터 영역의 양끝 부분에 위치한 RB 쌍(RB pair)을 포함하며 슬롯을 경계로 호핑한다.
- [0052] PUCCH는 다음의 제어 정보를 전송하는데 사용될 수 있다.
- [0053] - SR(Scheduling Request): 상향링크 UL-SCH 자원을 요청하는데 사용되는 정보이다. OOK(On-Off Keying) 방식을 이용하여 전송된다.
- [0054] - HARQ ACK/NACK: PDSCH 상의 하향링크 데이터 패킷에 대한 응답 신호이다. 하향링크 데이터 패킷이 성공적으로 수신되었는지 여부를 나타낸다. 단일 하향링크 코드워드(CodeWord, CW)에 대한 응답으로 ACK/NACK 1비트가 전송되고, 두 개의 하향링크 코드워드에 대한 응답으로 ACK/NACK 2비트가 전송된다.
- [0055] - CQI(Channel Quality Indicator): 하향링크 채널에 대한 피드백 정보이다. MIMO(Multiple Input Multiple Output) 관련 피드백 정보는 RI(Rank Indicator), PMI(Precoding Matrix Indicator), PTI(Precoding Type Indicator) 등을 포함한다. 서브프레임 당 20비트가 사용된다.
- [0056] 단말이 서브프레임에서 전송할 수 있는 제어 정보(UCI)의 양은 제어 정보 전송에 가용한 SC-FDMA의 개수에 의존한다. 제어 정보 전송에 가용한 SC-FDMA는 서브프레임에서 참조 신호 전송을 위한 SC-FDMA 심볼을 제외하고 남은 SC-FDMA 심볼을 의미하고, 사운딩 참조 신호(sounding reference signal, SRS)가 설정된 서브프레임의 경우 서브프레임의 마지막 SC-FDMA 심볼도 제외된다. 참조 신호는 PUCCH의 코히어런스(coherence) 검출에 사용된다.

PUCCH는 전송되는 정보에 따라 7개의 포맷을 지원한다.

- [0057] 물리 하향링크 제어 채널(physical downlink control channel, PDCCH) 전송
- [0058] PDCCH는 하향링크 제어 채널로 특정 단말을 위한 전력 제어 명령(power control command)을 전송하도록 되어 있다. PDCCH는 시간 도메인(time domain)에서는 최대 4개의 OFDM 심볼을 차지하며 PCFICH는 PDCCH에 할당된 OFDM 심볼 개수를 지시한다. 한편, 주파수 도메인(frequency domain)에서, PDCCH는 시스템 전 대역에 걸쳐서 전송되며, 변조는 QPSK를 사용한다. PDCCH를 전송을 위하여 사용하는 자원은 제어 채널 요소(control channel element, CCE)로 칭하며, 36개의 RE로 구성되어 있어서 하나의 CCE를 통해서 72 비트(bit)를 전송할 수 있다. PDCCH에 전송되는 제어 정보의 양은 전송 모드(transmission mode)에 따라서 달라진다. 각 전송 모드에 따른 제어 정보는 DCI 포맷(format)에 따라 규정된다. 단말은 PDSCH/PUSCH 전송 유무를 PDCCH 디코딩 결과에 따라서 판단하게 되는 데, 이는 PDCCH 스크램블링(scrambling)은 해당 단말의 UE ID 정보 (예, C-RNTI)에 의해서 이루어진다. 즉, 단말은 자신의 UE ID에 의해서 스크램블링되어 전송된 DCI 포맷을 검출(detection)하게 되는 경우 PDCCH 제어 정보에 의해서 PDSCH 수신 또는 PUSCH 송신을 하게 된다. 일반적으로 하나의 서브프레임(subframe)에 전송 가능한 PDCCH 개수가 다수 개이므로, 단말은 다수 개의 PDCCH에 대해서 디코딩을 수행하여 자신에게 전송된 제어 정보 유무를 확인해야 한다. 그러나, 모든 전송 가능한 PDCCH에 대해서 디코딩을 수행하기에는 복잡도가 크게 증가하게 되어, 디코딩 횟수에 제한을 두게 된다. PDCCH를 통해서 제어 정보를 전송하게 되는 경우, CCE는 한 개 또는 다수 개를 연결하여 제어 정보를 전송할 수 있는 데, 이를 CCE 병합(aggregation)이라고 한다. 현재 허용하고 있는 CCE 병합 레벨(aggregation level)은 1, 2, 4, 8로서, CCE 병합 레벨 4의 의미는 4개의 CCE를 연결하여 해당 UE의 제어 정보를 전송하게 된다.
- [0059] 위상 잡음 분석(Phase Noise Analysis) 및 위상 추적 RS(Phase Tracking RS, PTRS) 설계
- [0060] 위상 잡음
- [0061] 도 6은 위상 잡음으로 인한 위상 왜곡(Phase distortion)을 예시한다.
- [0062] 위상 잡음(Phase Noise, PN)은 파형(waveform)의 위상에 있어서 단기적 랜덤 파동(short-term random fluctuation)으로부터 발생하는 잡음으로 정의된다. PN은 도 6에 도시된 바와 같이 수신 신호를 시간 도메인에서 손상시켜 수신 신호의 위상을 랜덤하게 회전(rotate)시킨다. 여기서, PN은 랜덤하게 변화지만 인접한 시간 샘플들 간에 상관도(correlation)를 보여주며, 이는 주파수 도메인에서 수신 신호에 공통 위상 오차(Common Phase Error, CPE) 및 캐리어간 간섭(Inter Carrier Interference, ICI)을 발생시킨다. 즉, CPE와 ICI는 각각 OFDM 심볼에서 PN의 상관도(correlation)와 랜덤한 정도(randomness)를 지시한다.
- [0063] 도 7은 위상 잡음에 의해 손상된 수신 심볼들의 성상(constellation)을 예시한다.
- [0064] 도 7은 잡음 없이 수신된 성상점(constellation point)에서 CPE와 ICI의 영향을 도시한 것이다. 직사각형 'A'의 경우 모든 성상점들이 3 도(degree) 회전한 것을 볼 수 있는데, 이는 CPE로 인한 것이다. 또한, 원 'B'의 경우 성상점들이 원안에 랜덤하게 위치하는데, 이는 ICI로 인한 것이다.
- [0065] CPE 보상(compensation)의 잠재적 이득(potential gain)을 소개한다. 그 다음으로, CPE 보상을 위한 신규한 추적 참조 신호(tracking reference signal)를 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)(또는 PT-RS)로 정의하고, 평가 결과 부분에서 PTRS에 대한 평가 결과(evaluation result)를 제시한다.
- [0066] 평가 결과
- [0067] 이 부분에서는 PN 모델을 채택한다. 또한, 표 1은 달리 언급하지 않는한 시뮬레이션 설정(simulation setup)과 그에 따른 모든 시뮬레이션 결과를 도시한 것이다.

표 1

PN Model	PN model 2 in [2]	CFO	0kHz
Carrier Frequency	30 GHz	number (#) of Traffic RBs	4/64
Subcarrier Spacing	60kHz	number (#) of System RBs	100
Channel	TDL-B(30ns, 0km/h)	Modulation	64QAM
Channel Estimation	Ideal	Code Rate	5/6
CPE Estimation	Real		

[0068]

[0069]

주파수 도메인에서 PTRS 밀도(PTRS density)

[0070]

도 8은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도와 4 TRB에 대한 BLER 성능(performance)을 예시한다. 도 9는 서로 다른 PTRS 밀도와 64 TRB에 대한 BLER 성능을 예시한다.

[0071]

도 8과 도 9는 OFDM 심볼에서 PTRS 주파수 밀도(0/1/4/8/16)에 따른 BLER 성능을 보여준다. 여기서, "PTRS=0"과 "Ideal"은 각각 CPE 보상하지 않은 경우(non CPE compensation)과 이상적인 CPE 보상의 경우(ideal CPE compensation)를 나타낸다.

[0072]

이들 도 8 및 도 9에서, PTRS 주파수 밀도에 따른 BLER 성능 갭(performance gap)은 TRB 사이즈가 커질수록 더 높아지는 것을 볼 수 있다. 특히, 도 8은 CPE 보상하지 않은 경우가 PTRS=8인 CPE 보상의 경우와 비교하여 1dB BLER 성능 저하가 있음을 보여주는 반면, 도 9는 전자의 경우가 후자의 경우보다 5.8dB 성능 저하가 있음을 보여준다.

[0073]

한편, PTRS의 개수(#)가 증가함에 따라 BLER 성능이 향상됨과, PTRS의 개수(#)가 4와 같거나 더 많을때 이상적인 CPE 보상의 BLER 성능이 약간의 성능 손실과 함께 달성됨을 관찰할 수 있다. 즉, TRB 사이즈와 상관 없이 4 또는 8 PTRS가 CPE 보상을 위해 충분하다.

[0074]

Observation 1: TRB 사이즈가 커질수록 PTRS 주파수 밀도에 따른 BLER 성능 갭은 더욱 높아진다(BLER performance gap according to PTRS frequency density is much higher as TRB size is larger).

[0075]

Observation 2: TRB의 개수에 상관없이 4 또는 8 PTRS는 CPE 보상을 위해 충분하다(4 or 8 PTRS is enough for CPE estimation regardless of # of TRB).

[0076]

시간 도메인에서 PTRS 밀도

[0077]

도 10은 서로 다른 시간 밀도와 4/64 TRB에 대한 BLER 성능을 예시한다.

[0078]

도 10은 시간 도메인에서 PTRS 간격(interval)(1/2)에 따른 BLER 성능을 보여준다. 여기서, OFDM 심볼에서 PTRS 개수(#)는 4와 같다.

[0079]

도 8 및 도 9의 평가 결과와 유사하게, TRB 사이즈가 커질수록 PTRS 시간 밀도에 따른 BLER 성능 갭은 더욱 높아지는 것을 볼 수 있다. 특히, 64 TRB에서 PTRS 간격 2의 경우, 상당한 성능 저하가 관찰된다. 대조적으로, 4 TRB의 경우, BLER=0.1에서 PTRS 간격 2는 간격 1에 비해 0.6dB 성능 저하를 보여준다.

[0080]

Observation 3: TRB 사이즈가 커질수록 PTRS 시간 밀도에 따른 BLER 성능 갭이 더욱 높아진다(BLER performance gap according to PTRS time density is much higher as TRB size is larger).

[0081]

서로 다른 PTRS 주파수/시간 밀도에 대한 처리량(Throughput)

[0082]

도 11은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도와 4 TRB에 대한 스펙트럼 효율(spectral Efficiency)을 예시한다.

[0083]

도 11에서, CPE 보상하지 않은 경우(non CPE compensation)가 임의의 PTRS 개수로 CPE 보상한 경우보다 더 나

은 스펙트럼 효율을 가지는 것이 관찰된다. 이는 TRB=4에 대해 단일 코드북만이 코드워드에서 정의되고, 서브프레임에서 확산되어 위상 잡음 영향을 완화시킨다는 사실에 기인한다. 이러한 이유로, 도 3은 CPE 보상하지 않은 경우에 대해서도 BLER 성능이 심하게 저하되지 않음을 보여준다. 추가적으로, PTRS가 데이터 영역에서 정의되지 않기 때문에, 그 정보 사이즈(information size)는 CPE 보상한 경우보다 더 크다. 결과적으로, TRB=4의 경우, PTRS로 인한 처리량 손실이 CPE 보상으로부터 얻는 성능 이득보다 크다는 것을 볼 수 있다.

- [0084] 도 12는 CFO=0kHz/1.4kHz에 대한 BLER 성능을 예시한다.
- [0085] 그림에도 불구하고, 위상 잡음과 함께 국부 발진기(local oscillator)와 도플러(Doppler)로 인한 CFO(Carrier Frequency Offset)가 고려되어야 하기 때문에, PTRS는 작은 TRB에 대해서도 필요할 것이다. 실제로, 도 12를 보면 CPE 보상하지 않은 경우 BLER=1이 되는 반면, CFO=1.4kHz에서 CPE 보상이 CFO=0kHz에서 CPE 보상에 비해 0.6dB 성능 저하를 보여준다. 평가 가정(evaluation assumption)은 UE에서 CFO가 [-0.1, 0.1] ppm에서 균일하게 분포(uniformly distributed)하며, 30GHz의 경우 최대 CFO는 3kHz와 같다는 것이다. 따라서, PTRS는 4 TRB에 대해 필수적이어야 하며, 따라서 CPE 보상으로부터 얻는 성능 이득과 PTRS 오버헤드 간의 트레이드오프(trade-off)가 고려되어야 한다.
- [0086] Observation 4: 4 TRB의 경우, CPE 보상하지 않은 경우가 CPE 보상한 경우보다 더 나은 스펙트럼 효율을 가진다 (For 4 TRBs, non CPE compensation has better spectral efficiency than CPE compensation).
- [0087] Proposal 1: CPE 보상으로부터의 성능 이득과 PTRS 오버헤드 간의 트레이드오프가 고려되어야 한다(CPE The trade-off between performance gain from CPE compensation and PTRS overhead should be considered).
- [0088] 한편, PTRS를 이용한 CPE 추정(estimation)은 CFO 추정과 동일하며, 이는 수년간 광범위하게 연구되어 왔다. 특히, (semi) 블라인드 기법(blind technique)은 파일럿(pilot) 없이 CFO 추정을 제공할 수 있으며, 이는 파일럿으로 인한 손실을 최소화할 수 있다. 이 경우, 작은 TRB 사이즈에 대해서는 블라인드 CPE 추정이 유익할 수 있다. 결과적으로, (semi) 블라인드 CPE 추정을 연구할 필요가 있다.
- [0089] Proposal 2: 작은 TRB 사이즈에 대해서는 (Semi) 블라인드 CPE 추정을 연구할 필요가 있다((Semi) Blind CPE estimation needs to be studied for small TRB size).
- [0090] 도 13은 서로 다른 PTRS 주파수 밀도와 64 TRB에 대한 스펙트럼 효율을 예시한다.
- [0091] 대조적으로, 도 13에서, TRB=64에 대해 CPE 보상한 경우가 CPE 보상하지 않은 경우보다 매우 더 높은 스펙트럼 효율을 달성한다는 것을 볼 수 있다. 이는 TRB=64에 대해 여러 코드 블록들이 코드워드에 정의되고, 각 코드 블록이 하나 또는 두개의 OFDM 심볼(들)에 확산되기 때문이다. 특정 OFDM 심볼에서 위상 잡음이 보다 높은 경우, 그 OFDM 심볼에 위치한 코드 블록은 더 높은 실패 확률을 가진다. 실제로, TRB=64에 대해서는, CPE 보상하지 않은 경우 또는 PTRS 간격(interval)=2인 경우가 상당히 저하된 BLER 성능을 보여줌을 도 4 및 도 5로부터 확인할 수 있다. 반면, observation 2는 TRB 사이즈가 커질수록 RS 오버헤드가 작아진다는 것을 나타낸다. 따라서, TRB 사이즈(size)가 큰 경우, CPE는 보상되어야 한다.
- [0092] Observation 5: 64 TRB에 대해서는, PTRS=1인 경우를 제외하고 CPE 보상한 경우가 CPE 보상하지 않은 경우보다 더 나은 스펙트럼 효율을 가진다(For 64 TRBs, CPE compensation except for PTRS=1 has better spectral efficiency than non CPE compensation).
- [0093] 도 14는 서로 다른 PTRS 시간 밀도와 4/64 TRB에 대한 스펙트럼 효율(Spectral Efficiency)을 예시한다.
- [0094] 유사하게, 도 14도 역시, TRB=4에 대해 PTRS 시간 간격(time interval) 2인 경우가 간격 1인 경우보다 더 높은 스펙트럼 효율을 달성하지만, TRB=64에 대해서는 간격 1이 간격 2보다 더 나은 스펙트럼 효율을 가진다는 것을 보여준다.
- [0095] Observation 6: TRB=4에 대해, PTRS 시간 간격 2가 시간 간격 1보다 더 높은 스펙트럼 효율을 달성한다. 대조적으로, TRB=64에 대해서는, PTRS 시간 간격 1이 시간 간격 2보다 더 높은 스펙트럼 효율을 달성한다.(For TRB=4, PTRS time interval 2 achieves higher spectral efficiency than time interval 1. In contrast, for TRB=64, PTRS time interval 1 achieves higher spectral efficiency than time interval 2.)
- [0096] 도 11, 도 13, 도 14는 시간/주파수 도메인에서 서로 다른 RB 개수(#)와 PCRS 밀도에 대한 스펙트럼 효율을 도시한 것이다.
- [0097] Proposal 3: PTRS 시간 간격은 TRB 사이즈에 따라 유연하게(flexibly) 설계되어야 한다(PTRS time interval

should be designed flexibly according to TRB size).

- [0098] 주파수 및 시간 우선 매핑 규칙(Frequency and Time first mapping rule)
- [0099] 도 15는 주파수/시간 우선 매핑을 예시한다.
- [0100] 도 15는 주파수 우선 매핑과 시간 우선 매핑에 대한 BLER 성능을 도시한 것이다. 여기서, AWGN 채널, 4 PTRS, 및 MCS #26을 사용하였다.
- [0101] 도 15에서, 시간 우선 매핑(time first mapping)이 CPE 보상한 경우에 대해서도 주파수 우선 매핑(frequency first mapping)에 비해 더 나은 BLER 성능을 보여준다는 것을 볼 수 있다. 이러한 향상은 시간 도메인에서 코드 블록을 확산시킴으로써 ICI 및 잔여 CPE(residual CPE) 영향이 완화된다는 점으로부터 비롯되는 것이다. observation 4와 함께, 이러한 평가 결과는 시간 도메인에서 코드 블록을 확산시키는 것이 위상 잡음 영향을 감소시키는 효과적인 방법이라는 것을 명확히 보여준다.
- [0102] Observation 7: 시간 도메인에서 코드 블록 확산은 CPE 보상한 경우에 대해서도 위상 잡음 영향을 감소시킨다 (Codeblock spreading in the time domain reduces phase noise impact even for CPE compensation).
- [0103] Proposal 4: 시간 도메인에서 코드 블록 확산이 고려될 것이다(Codeblock spreading in the time domain would be considered).
- [0104] 인터-CB 인터리빙(Inter-CB(Code Block) interleaving)
- [0105] 종래 LTE 기술의 경우, 코드 블록(code block) 단위로 정의된 레이트 매칭(rate matching) 이후에 각각의 코드 블록에 대한 비트는 코드 블록과 각 코드 블록내 비트의 순서대로 연결(concatenation)이 이루어진다. 하기의 표 2는 3GPP TS 36.212에 정의된 코드 블록 연결(code block concatenation)의 정의를 보여준다.

표 2

5.1.5 Code block concatenation

The input bit sequence for the code block concatenation block are the sequences e_{rk} , for $r=0, \dots, C-1$ and $k=0, \dots, E_r-1$. The output bit sequence from the code block concatenation block is the sequence f_k for $k=0, \dots, G-1$.

The code block concatenation consists of sequentially concatenating the rate matching outputs for the different code blocks. Therefore,

```

Set  $k=0$  and  $r=0$ 
while  $r < C$ 
  Set  $j=0$ 
  while  $j < E_r$ 
     $f_k = e_{rj}$ 
     $k = k + 1$ 
     $j = j + 1$ 
  end while
   $r = r + 1$ 
end while
    
```

- [0106]
- [0107] 표 2에서 C, E_r , G는 각각 코드 블록 개수, r번째 코드 블록의 레이트 매칭 이후의 출력 비트(output bit) 개수, 하나의 전송 블록(transport block)을 통해 전송 가능한 총 비트 개수를 의미한다. 상기의 코드 블록 연결 방식에 따라 비트를 정렬한 후, 자원 요소(resource element)에 매핑하는 방식은 다음과 같이 TS 36.212에 정의되어 있다. The mapping to resource elements (k,l) on antenna port p not reserved for other purposes shall be in increasing order of first the index k over the assigned physical resource blocks and then the index l, starting with the first slot in a subframe. 여기서, k와 l은 각각 부반송파 인덱스, OFDM 심볼 인덱스를 나타낸다. 따라서, 코드 블록 순서대로 변조(modulation)이 이루어지고, 해당 심볼이 상기 문장의 매핑 방식에 따라 자원 요소에 차례로 매핑되기 때문에, 코드 블록 간 비트는 채널 코딩 이득(channel

coding gain)을 얻을 수 없다. 이 경우, 트래픽(traffic) RB의 개수가 증가하여 하나의 코드 블록이 점유하는 OFDM 심볼 개수가 감소하는 경우, 특정 OFDM 심볼에서 수신 심볼에 많은 에러가 발생하는 상황에서 적절한 코딩 이득을 얻지 못하여 전체적인 성능(예, BLER)이 열화될 수 있다. 이러한 성능 열화를 방지하기 위하여 코드 블록의 비트 간 인터리빙이 고려될 수 있다.

[0108] (실시예-1) 일 실시예로, 코드 블록 연결 내에서 인터-CB 인터리빙(inter-CB interleaving)을 수행하는 방법이 있다.

[0109] 전체 코드 블록에 대한 인터-CB 인터리빙

[0110] 하기 표 3은 전체 코드 블록에 대한 1비트별 인터-CB 인터리빙(1-bit by 1-bit inter-CB interleaving)의 예를 보여준다.

표 3

```

Set  $k = 0$  and  $j = 0$ 
while  $j < E_{\max}$ 
  Set  $r = 0$ 
  while  $r < C$ 
    if  $j < E_r$ 
       $f_k = e_{rj}$ 
       $k = k + 1$ 
    end if
     $r = r + 1$ 
  end while
   $j = j + 1$ 
end while
    
```

[0111]

[0112] 상기 표 3의 변수는 상기 표 2의 변수와 그 의미가 동일하다. 다만, 새롭게 정의한 E_{\max} 는 각각의 코드 블록에 대한 레이트 매칭 이후의 비트 개수를 의미하는 E_r 의 최대값을 의미한다. 상기 수식은 모든 코드 블록의 비트를 한 비트씩 인터리빙시키는 예이다. 하기의 그림은 상기 수식의 인터리빙의 예를 보여준다.

[0113] 도 16은 전체 코드 블록에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(1-bit by 1-bit)를 도시한 도면이고, 도 17은 전체 코드 블록에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(B-bit by B-bit)를 도시한 도면이다.

[0114] 도 16 및 도 17의 i, j 는 각각 코드 블록 인덱스(code block index), 비트 인덱스(bit index), $b(i, j)$ 는 i 번째 코드 블록의 j 번째 비트를 의미한다. 다음 표 4의 수식은 비트를 특정 값에 해당하는 B-비트 단위로 인터리빙하는 예를 보여준다.

표 4

```

Set  $k = 0$  and  $j = 0$ 
while  $j < \lceil E_{\max} / B \rceil$ 
  Set  $r = 0$ 
  while  $r < C$ 
    Set  $l = 0$ 
    while  $l < B$ 
      Set  $t = B \times j + l$ 
      if  $t < E_r$ 
         $f_k = e_{rt}$ 
         $k = k + 1$ 
      end if
       $l = l + 1$ 
    end while
     $r = r + 1$ 
  end while
   $j = j + 1$ 
end while

```

[0115]

[0116]

코드 블록 그룹에 대한 인터-CB 인터리빙(Inter-CB interleaving for code block group)

[0117]

전체 코드 블록에 대한 인터-CB 인터리빙은 전체 코드 블록에 대하여 인터리빙을 수행하기 때문에 디코딩 속도의 저하와 같은 문제가 나타날 수 있다. 따라서, 전체 코드 블록을 몇 개의 그룹으로 나누어 해당 그룹별로 인터-CB 인터리빙을 수행하여 상기의 디코딩 속도의 저하를 완화할 수 있다. 다음 표 5의 수식은 Q개의 코드 블록으로 정의된 코드 블록 그룹에 대한 1비트별 인터-CB 인터리빙(1-bit by 1-bit inter-CB interleaving)의 예를 보여준다.

표 5

```

Set  $k = 0$  and  $n = 0$ 
while  $n < \lceil C / Q \rceil$ 
  Set  $j = 0$ 
  while  $j < E_{\max}$ 
    Set  $r = 0$ 
    while  $r < Q$ 
      Set  $l = Q \times n + r$ 
      if  $j < E_r$ 
         $f_k = e_{lj}$ 
         $k = k + 1$ 
      end if
       $r = r + 1$ 
    end while
     $j = j + 1$ 
  end while
   $n = n + 1$ 
end while

```

[0118]

[0119] 표 5의 수식은 모든 코드 블록의 비트를 한 비트씩 인터리빙 시키는 예이다.

[0120] 도 18은 표 5의 수식에 따른 인터리빙의 예를 보여준다.

[0121] 도 18은 코드 블록 그룹에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(1-bits by 1-bits)를 도시한 도면이고, 도 19는 코드 블록 그룹에 대한 인터-CB 인터리빙의 예(B-bits by B-bits)를 도시한 도면이다. 다음 표 6의 수식은 비트를 특정 값에 해당하는 B-비트 단위로 인터리빙하는 예를 보여준다.

표 6

```

Set  $k = 0$  and  $n = 0$ 
while  $n < \lceil C / Q \rceil$ 
  Set  $j = 0$ 
  while  $j < \lceil E_{\max} / B \rceil$ 
    Set  $r = 0$ 
    while  $r < Q$ 
      Set  $l = Q \times n + r$ 
      if  $l < C$ 
        Set  $m = 0$ 
        while  $m < B$ 
          Set  $t = B \times j + m$ 
          if  $t < E_r$ 
             $f_k = e_t$ 
             $k = k + 1$ 
          end if
           $m = m + 1$ 
        end while
      end if
       $r = r + 1$ 
    end while
     $j = j + 1$ 
  end while
   $n = n + 1$ 
end while
    
```

[0122]

[0123] 상기의 예와 같이 코드 블록 그룹 단위로 인터-CB 인터리빙을 수행하는 경우, 수신 측에서는 코드 블록 그룹내 모든 코드 블록을 수신한 후 디코딩을 수행할 수 있다. 이 경우, 코드 블록 그룹내 각각의 코드 블록에 대한 CRC는 코드 블록 그룹 단위로 정의될 수 있다. 즉, 종래에 코드 블록 단위로 정의하던 CRC를 코드 블록 그룹 단위로 정의하여 추가적인 CRC 비트로 인한 손실을 완화할 수 있다.

[0124] (실시예-2) 또 다른 실시예로, 상기 설명한 절차 중 코드 블록 연결 블록 바로 다음 과정에서 코드 블록 간의 인터리빙을 수행할 수 있다. 이 경우, 인터리빙은 상기의 실시예와 동일 또는 유사한 방식으로 수행될 수 있다.

[0125] (실시예-3) 또 다른 실시예로, 상기 설명한 절차 중 변조(modulation) 블록 바로 다음 과정에서 코드 블록 간의 심볼-레벨 인터리빙(symbol-level interleaving)을 수행할 수 있다. 이 경우, 인터리빙은 변조된 심볼 단위로 인터리빙을 수행한다. 변조 심볼 간에 인터리빙하는 경우, 인터리빙은 전체 변조 심볼에 대해 수행되거나 또는 코드 블록 그룹 단위의 변조 심볼에 대해 수행될 수 있다.

[0126] 전체 코드 블록에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙(Symbol-level inter-CB interleaving for all code

blocks)

- [0127] 도 20은 전체 코드 블록에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예(1-symbol by 1-symbol)를 도시한 도면이고, 도 21은 전체 코드 블록에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예 (N_{sg} -symbol by N_{sg} -symbol)를 도시한 도면이다.
- [0128] 도 20 및 도 21에서, N_{sym} , N_{cb} 은 각각 변조된 심볼 개수, 코드 블록 개수를 의미한다. i , j , $s(i, j)$ 는 각각 변조 심볼 인덱스, 코드 블록 인덱스, i 번째 코드 블록의 j 번째 변조 심볼을 의미한다. 도 21은 전체 코드 블록에 대하여 N_{sg} 개의 심볼 단위로 수행하는 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예를 보여준다.
- [0129] **코드 블록 그룹에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙(Symbol-level inter-CB interleaving for code block group)**
- [0130] 도 22는 코드 블록 그룹에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예(1-symbol by 1-symbol)를 도시한 도면이고, 도 23은 코드 블록 그룹에 대한 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예 (N_{sg} -symbol by N_{sg} -symbol)를 도시한 도면이다.
- [0131] 도 22 및 도 23에서, N_{cbg} 는 코드 블록 그룹을 정의하는 코드 블록 개수를 의미한다. 도 23은 코드 블록 그룹에 대하여 N_{sg} 개의 심볼 단위로 수행하는 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙의 예를 보여준다.
- [0132] 상기 도 22, 도 23의 예에서, 수신 측에서의 디코딩은 코드 블록 그룹 내 모든 코드 블록을 수신한 후에 수행할 수 있다. 이때, 코드 블록 그룹내 코드 블록에 대한 CRC는 코드 블록 그룹 단위로 정의할 수 있다. 즉, 종래에 코드 블록 단위로 정의하던 CRC를 코드 블록 그룹 단위로 정의하여 추가적인 CRC 비트로 인한 손실을 완화할 수 있다.
- [0133] 상기에서 제안한 인터-CB 인터리빙에 대한 모든 실시예에 대하여, 인터-CB 인터리빙 이후의 비트 또는 변조 심볼은 최종적으로 OFDM 신호 생성 과정을 거쳐 개별 포트를 통해 BS에서 UE로 전송된다.
- [0134] **Proposal 5**
- [0135] 위상 잡음(Phase noise)으로 인한 성능 열화가 크게 나타나는 환경에서 기지국(BS)은 위상 잡음 보상 참조 신호(phase noise compensation reference signal, PCRS)의 사용 여부를 하향링크 제어 정보(downlink control information, DCI) 또는 무선 자원 제어(radio resource control, RRC) 시그널링을 통해 사용자 기기(UE)에게 전송할 수 있다. 이 경우, PCRS의 사용 또는 전송 여부는 MCS(Modulation and Coding Scheme) 레벨, (할당된 또는 스케줄링된) 트래픽(traffic) 자원 블록(resource block, RB) 개수, 전송(transport) 코드 블록(code block, CB)의 개수, 인터-CB 인터리빙의 사용 여부 중 적어도 어느 하나의 기준에 의해 결정될 수 있다. 예를 들어, MCS 레벨이 특정 MCS 레벨보다 크거나 같은 경우, 트래픽 RB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우, 전송 코드 블록 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우, 인터-CB 인터리빙을 사용하지 않는 경우 중 적어도 하나의 조건을 만족하는 경우, BS는 PCRS 전송을 수행할 수 있다. 이를 위해 BS는 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 UE에게 PCRS 사용 여부를 알려줄 수 있다. 그리고, UE는 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 수신한 정보에 기초하여 PCRS를 수신하는 경우, PCRS를 이용하여 위상 잡음으로 인한 장애(impairment)를 추정하여 보상하거나 위상 오차(예를 들어, CPE)를 추정할 수 있다.
- [0136] 고주파 대역에서 위상 잡음은 시스템 성능에 큰 성능 열화를 초래할 수 있다. 따라서, 위상 잡음으로 인한 성능 열화가 큰 경우, 위상 잡음으로 인한 위상 회전(phase rotation)을 추정 및 보상하기 위한 참조 신호(reference signal, RS)가 필요하다. 하지만, PCRS를 사용하는 경우 RS 오버헤드(overhead)가 증가하는 단점을 갖는다. 이러한 단점을 극복하기 위한 방법으로, 예를 들어, 위상 잡음의 영향이 큰 경우에 선택적으로 PCRS를 사용할 필요가 있다. 특히, 동일한 캐리어 주파수를 사용하는 시스템에서도 전송 파라미터에 따라 위상 잡음의 영향이 다르게 나타나는 경향을 보인다. 예를 들어, MCS 레벨이 높은 경우 또는/및 트래픽 RB 개수가 큰 경우 또는/및 코드 블록 개수가 큰 경우 또는/및 인터-CB 인터리빙 방식을 사용하지 않는 경우, 위상 잡음으로 인한 성능 열화가 크게 나타난다. 따라서, PCRS가 사용되는 경우 특정 경우로 제한될 수 있다. 이 경우, 기지국(BS)은 시스템 상황에 따라 PCRS 사용 여부를 결정하고, 결정된 PCRS 사용 여부 결과를 사용자 기기(UE)로 시그널링해 줌으로써 시스템의 효율성을 높일 수 있다.
- [0137] 도 24는 PCRS의 배치(arrangement)(2-RB 단위로 정의)의 예를 도시한 도면이다.

[0138] 도 24는 2-RB 단위로 정의된 PCRS의 예를 보여준다. 기지국(BS)은 MCS 레벨이 특정 MCS 레벨보다 크거나 같은 경우 및/또는 트래픽 RB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 전송 코드 블록 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 인터-CB 인터리빙을 사용하지 않는 경우 등의 조건을 만족하는 경우, 사용자 기기(UE)로 PCRS 전송 사용 여부를 시그널링하여 PCRS 사용 여부를 알려 주고, PCRS를 전송할 수 있다. BS가 PCRS 사용을 지시하는 경우, UE는 수신한 PCRS를 이용하여 위상 잡음으로 인한 장애(impairment)를 추정 및 보상한다.

[0139] 도 24의 예에서는 BS가 PCRS를 전송하려는 경우, BS가 PCRS 전송 여부(혹은 사용 여부)를 UE로 시그널링해 주는 것을 가정하였다. 그러나, 추가적인 시그널링 없이 PCRS가 전송되도록 트리거링(trigger)할 수도 있다. 예를 들어, BS와 UE 사이에 사전에 약속된 'MCS 레벨이 특정 MCS 레벨보다 크거나 같은 경우 및/또는 트래픽 RB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 전송 코드 블록 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 인터-CB 인터리빙을 사용하지 않는 경우' 이라는 조건을 만족하는 경우, 별도의 시그널링 없이 BS가 PCRS 전송을 수행하고, UE는 수신한 PCRS를 이용하여 위상 잡음으로 인한 장애를 보상 및 추정하도록 시스템에서 정의될 수 있다.

[0140] **Proposal 6**

[0141] 기지국(BS)은 인터-CB 인터리빙 방식을 전송 환경에 따라 선택적으로 사용할 수 있도록 인터-CB 인터리빙 사용 여부를 DCI/RRC 시그널링을 통해 사용자 기기(UE)에게 지시할 수 있다. 이 경우, 인터-CB 인터리빙 방식의 사용 여부는 MCS 레벨, 트래픽 RB 개수, 전송 CB 개수 중에서 적어도 어느 하나의 기준으로 결정될 수 있다. 예를 들어, MCS 레벨이 특정 MCS 레벨보다 크거나 같은 경우 및/또는 트래픽 RB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 전송 CB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우를 만족하면, BS는 인터-CB 인터리빙 방식을 사용하고, 사용 여부를 UE에게 시그널링한다. 인터-CB 인터리빙 사용 여부에 대한 시그널링이 인터-CB 인터리빙 방식을 사용하는 것으로 지시되는 경우, UE는 상기 인터-CB 인터리빙 방식을 기반으로 디인터리빙(de-interleaving)을 수행하여 데이터를 수신한다.

[0142] 고주파 대역에서 위상 잡음은 시스템에 큰 성능 열화를 초래할 수 있다. 이때, 위상 잡음으로 인한 장애(impairment)는 OFDM 심볼 단위로 전체 주파수 대역에서 동일하게 나타나는 공통 위상 오차(common phase error)와 캐리어간 간섭(inter-carrier interference) 두 가지 타입으로 분류될 수 있다. 이러한 위상 잡음의 영향은 OFDM 심볼 단위로 다르게 나타날 수 있다. 즉, 특정 OFDM 심볼에서 위상 잡음의 영향이 상당한 경우, 해당 심볼에서 성능 열화를 초래할 수 있다. 그리고 이러한 경향은 주파수 우선 매핑(frequency-first mapping) 방식을 이용하는 경우 시간 도메인에서 채널 코딩(channel coding) 이득의 감소로 인해 큰 성능 열화를 유발할 수 있다. 특히, LTE 기술과 같이 전체 전송 블록(transport block)에 대해 특정 최대 크기(maximum size)를 기준으로 세그멘테이션(segmentation)을 적용하고 주파수 우선 매핑 방식을 이용하는 경우, 트래픽 RB 개수가 증가함에 따라 세그멘테이션되는 코드 블록 개수가 증가하게 되고, 시간 도메인에서 하나의 코드 블록 내에서 코딩 이득을 획득하는 변조 심볼 개수가 감소한다. 따라서, 위상 잡음으로 인한 성능 열화가 커지는 문제가 발생한다. 이러한 문제를 해결하는 방법으로, MCS 레벨이 특정 MCS 레벨보다 크거나 같은 경우 및/또는 트래픽 RB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우 및/또는 전송 CB 개수가 특정 수보다 크거나 같은 경우, 즉 위상 잡음의 영향이 커질 수 있는 환경에서, 기지국이 단말에게 인터-CB 인터리빙 방식을 사용하도록 시그널링하는 방식이 있다. 다만, 인터-CB 인터리빙을 수행하는 CB 개수가 크고 전체 CB에 대하여 인터-CB 인터리빙을 수행하는 경우, 수신 측의 디코딩 속도가 제한(감소)될 수 있다. 이러한 문제를 보완하는 방법으로서, 수신 측(예, UE)은 인터-CB 인터리빙을 수행하는 CB들을 특정 크기(size)에 기초하여 그룹핑(grouping)하여 인터-CB 인터리빙을 수행할 수 있다

[0143] Proposal 6의 실시예-1

[0144] 상기 Proposal 6의 인터-CB 인터리빙은 LTE/LTE-A 시스템에서 정의된 인터-CB 인터리빙의 모든 예들을 포함할 수 있다. 이 경우, 기지국(BS)은 인터-CB 인터리빙 방식의 사용 여부(혹은 수행 여부)를 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 단말에게 알려줄 수 있다. 이때, 각각의 변수 B 및/또는 Q 및/또는 N_{cbg} 및/또는 N_{sg} 는 경우에 따라 정의된 각각의 값을 사용한다. 여기서, B와 Q는 표 6에서 나타난 값이고, N_{cbg} 는 코드 블록 그룹을 정의하는 코드 블록 개수를 의미하고, N_{sg} 는 코드 블록 그룹에 대하여 심볼-레벨 인터-CB 인터리빙을 수행하는 경우의 심볼 단위 개수를 의미한다.

[0145] 또는, 상기 인터-CB 인터리빙에 관련된 설명에서의 실시예-1, 실시예-2의 변수인 B 및/또는 Q를 적응적으로(adaptively) 값을 선택하여 사용할 수 있다. 즉, 기지국은 인터-CB 인터리빙 방식의 사용 여부 및/또는 B 및/또는 Q에 대한 정보를 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 단말에게 전송해 줄 수 있다. 또한, 상기 인터-CB 인터리

빙에 관련된 설명에서의 실시예-3의 변수인 N_{cbg} 및/또는 N_{sg} 를 적응적으로 값을 선택하여 사용할 수 있다. 즉, 기지국은 인터-CB 인터리빙 방식의 사용 여부 및/또는 N_{cbg} 에 관한 정보 및/또는 N_{sg} 에 관한 정보를 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 단말에게 전송해 줄 수 있다.

[0146] Proposal 6의 실시예-2

[0147] 상기 Proposal 6의 실시예-1에서는, 인터-CB 인터리빙 수행 시, 기지국(BS)은 인터-CB 인터리빙 수행 여부(혹은 사용 여부) 및/또는 B에 관한 정보 및/또는 Q에 관한 정보 및/또는 N_{cbg} 에 관한 정보 및/또는 N_{sg} 값에 관한 정보를 사용자 기기(UE)로 시그널링해 줄 수 있다. 하지만, 추가적인 시그널링 없이 인터-CB 인터리빙이 동작되도록 트리거링할 수 있다. 즉, 기지국과 단말 사이에 사전에 약속된 특정 MCS 레벨 및/또는 특정 트래픽 RB 개수 및/또는 특정 전송 CB 개수를 만족하는 경우, 별도의 시그널링 없이 인터-CB 인터리빙을 수행하며, 이 경우, UE는 경우에 따라 정의된 B 및/또는 Q 및/또는 N_{cbg} 및/또는 N_{sg} 를 사용한다. 또는, 인터-CB 인터리빙은 상기 방식에 따라 트리거링되며, 파라미터 B 및/또는 Q 및/또는 N_{cbg} 및/또는 N_{sg} 값은 BS가 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 UE에게 시그널링해 줄 수 있다.

[0148] 이상에서 설명한 Proposal 4, Proposal 5, Proposal 6은 하향링크 전송을 가정하였다. 그러나, 상기의 Proposal 4, Proposal 5, Proposal 6에서 제안한 모든 기술 및 실시예는 OFDM 전송을 사용하는 상향링크 전송에서도 적용 가능하다.

[0149] **Proposal 7**

[0150] 주파수 도메인에서 PTRS의 개수는 트래픽 RB(TRB) 개수와 무관하게 특정 값으로 고정될 수 있다. 도 8 및 도 9는 주파수 도메인에서 PTRS의 개수가 4 또는 8인 경우의 BLER 곡선이 이상적인 경우의 곡선에 근접함을 보여준다. 즉, 주파수 도메인에서 PTRS의 개수는 TRB 개수와 무관하게 결정됨을 보여준다. 따라서, 주파수 도메인에서 PTRS의 개수를 N이라고 가정하는 경우, N은 하기와 같이 정의한다. N은 표준에서 규칙으로서 정의한다. 즉, TRB 개수와 무관하게 4 혹은 8로 결정될 수 있다. 또는, BS가 RRC 시그널링 또는 DCI을 통해 PTRS의 개수 N을 UE에게 알려줄 수 있다.

[0151] 도 25는 PTRS의 개수가 4일 때 분산 타입(distributed ttype) 혹은 국부 타입(localized type)의 2가지 타입의 PTRS를 예시한 도면이다.

[0152] 도 25에서, 분산 타입은 주어진 TBS 내에서 PTRS 간의 주파수 간격(frequency spacing)이 균일(uniform)하게 설계하는 것을 의미한다. 한편, 국부 타입은 주어진 TBS의 중심(center) 혹은 특정 위치에 PTRS가 위치하는 것을 의미한다. 기지국(BS)은 분산 타입 또는 국부 타입이 사용되는지 여부에 대해 사용자 기기(UE)로 DCI 또는 RRC를 통해 시그널링으로 알려줄 수 있다. 또는, 규칙으로 한 가지 타입이 사전에 정의될 수 있다.

[0153] 한편, TRB 사이즈(size)를 고려하여, 주파수 도메인에서 PTRS의 개수를 다르게 가져갈 수 있다. TRB 사이즈가 큰 경우 RS 오버헤드가 감소하여 주파수 도메인에서 더 많은 RS를 할당하여 CFO 및 CPE 추정 성능을 향상시킬 수 있다. 결과적으로, 주파수 도메인에서 PTRS 개수는 다음과 같이 정의될 수 있다.

[0154] If TRB size \leq N (e.g. 8)

[0155] number(#) of PTRS in the frequency domain = M1 (e.g.4)

[0156] Else

[0157] number(#) of PTRS in the frequency domain = M2 (e.g.8)

[0158] BS가 상기 N, M1, M2 값을 RRC 시그널링 또는 DCI를 통해 UE에게 전송해 줄 수 있다. 또는, 상기 N, M1, M2 값들은 미리 규칙으로서 정의 혹은 결정되어 있을 수도 있다.

[0159] **Proposal 8**

[0160] 시간 도메인에서 PTRS 간격(interval)(PTRS time interval)은 트래픽 RB(traffic RB, TRB) 개수와 상관없이 특정 값으로 고정될 수 있다. 도 14는 TRB 사이즈 및 PTRS 시간 간격에 따른 스펙트럼 효율(spectral efficiency)을 보여준다. 도 14에서, TRB 사이즈가 4인 경우, 간격이 2인 경우가 간격이 1인 경우보다 더 좋은 성능을 보여준다. 반면, TRB 사이즈가 64인 경우, 간격이 1인 경우가 간격이 2인 경우보다 더 좋은 성능을 보여준다. 즉, TRB 사이즈가 작은 경우, RS 오버헤드로 인한 처리량 손실(throughput loss)가 CPE 보상으로부터 얻

는 이득보다 클 수 있다. 따라서, TRB 사이즈에 따라, PTRS 시간 간격을 하기와 같은 방법으로 정의할 수 있다.

[0161] 1. TRB 사이즈 $\leq N$ (예, 8)인 경우, PTRS 시간 간격은 M1(예, 2)으로 정의함.

[0162] 2. TRB 사이즈 $> N$ 인 경우, PTRS 시간 간격은 M2(예, 1)으로 정의함.

[0163] 이 경우, N, M1, M2은 사전에 정의된 규칙에 따라 정의될 수 있다. 또는, 기지국(BS)이 RRC 시그널링 및/또는 DCI를 통해 N, M1, M2 값들을 사용자 기기(UE)에게 전송해 줄 수 있다. 한편, PTRS 시간 간격은 TRB 사이즈, 코드 레이트(code rate, CR), 및/또는 변조 차수(modulation order, MO)에 의해 결정될 수 있다. 도 14에서는 MO와 CR이 각각 64-QAM과 5/6이다. 만약 MO 또는 CR이 커지는 경우, 시간 간격은 2가 아닌 1로 축소될 수 있다. 즉, 상기 실시예는 하기와 같이 수정될 수 있다.

[0164] If TRB size $\leq N$ (e.g. 8)

[0165] If CR $\leq M$ (e.g. 5/6)

[0166] PTRS time interval = 2

[0167] Else

[0168] PTRS time interval = 1

[0169] Else

[0170] PTRS time interval = 1.

[0171] 한편, 상기 PTRS는 캐리어 주파수 오프셋(carrier frequency offset, CFO) 추정을 위해 사용될 수 있다. 이 경우, BS는 임의의 PTRS 시간 간격을 결정하고, 결정된 PTRS 시간 간격에 대한 정보를 UE에게 전송해 줄 수 있다. 혹은, CFO 추정만을 수행하는 경우, PTRS 시간 간격은 송신기와 수신기 간에 이미 정해져 있으며, 필요한 경우에 BS는 해당 PTRS 시간 간격의 온/오프(on/off)만을 DCI를 통해 UE에게 시그널링해 줄 수도 있다.

[0172] 도 26은 PTRS 패턴의 예를 도시한 도면이다.

[0173] 도 26을 참조하면, 서로 다른 MCS 및 PRB에 따라 PTRS 패턴이 하기와 같이 결정될 수 있다.

[0174] 1). High MCS (e.g. #26) + large PRB (e.g. 32PRBs) : 도 26의 패턴 1

[0175] 2). High MCS (e.g. #26) + middle PRB (e.g. 8PRBs) : 도 26의 패턴 2

[0176] 3). Low MCS (e.g. #16) or small PRB (e.g. 4PRBs) : 도 26의 패턴 3

[0177] 한편, MCS/PRB와 PTRS 패턴 간의 맵핑 정보는 BS가 RRC 시그널링 또는 DCI를 통해 UE에게 전송해 줄 수 있다. 또는, MCS/PRB와 PTRS 패턴 간의 맵핑은 규칙에 따라 사전에 정의되어 있을 수도 있다.

[0178] 추가적으로, MCS 레벨 및/또는 PRB 사이즈에 따라, PTRS 패턴을 적응적으로(adaptively) 조정함으로써 RS 오버헤드를 최소화할 수 있다. 예를 들어, PRB 사이즈가 작을 때는, 도 26의 패턴 3만을 적용함으로써 RS 오버헤드를 최소화할 수 있다. 반면, PRB 사이즈가 큰 경우 도 26의 패턴 1을 적용하지만, 큰 PRB 사이즈로 인해 RS 오버헤드가 상대적으로 작아지게 된다.

[0179] **Proposal 9**

[0180] PTRS의 매핑 방식은 TRB 사이즈에 따라 결정될 수 있다.

[0181] 도 15는 데이터에 대해 시간 우선 매핑(time first mapping)을 수행하는 경우 주파수 우선 매핑(frequency first mapping)에 비해 위상 잡음에 더욱 강인함을 보여준다. 한편, 도 8, 도 9, 도 10은 TRB 사이즈가 작은 경우 하나의 코드 블록만이 정의되므로, 주파수 우선 매핑을 수행하더라도 결과는 시간 우선 매핑과 동일하다. 그러나, TRB 사이즈가 큰 경우, 시간 우선 매핑 혹은 시간 도메인에서 코드 확산(code spreading) 방식이 더 높은 성능 이득을 보장할 수 있음을 볼 수 있다.

[0182] 결과적으로, PTRS의 매핑 방식은 하기와 같은 방법으로 결정될 수 있다.

[0183] 1. TRB size $\leq N$ (예, 8)인 경우, 데이터에 주파수 우선 매핑을 수행.

[0184] 2. TRB size $> N$ 인 경우, 데이터에 시간 우선 매핑 또는 시간 도메인에서 코드 확산 또는 새로운 코드 확산을

수행.

[0185] 이 경우, 새로운 코드 확산 방식은 인터-CB 인터리빙과 관련된 모든 제안 방법을 포함한다. 한편, N은 규칙으로서 사전에 정의되어 있거나, 기지국(BS)이 사용자 기기(UE)에게 DCI 또는 RRC 시그널링을 통해 알려줄 수 있다. 또한, URLLC와 같이 디코딩 지연(decoding latency)이 매우 중요한 서비스는 N과 무관하게 항상 주파수 우선 매핑이 수행될 수 있다. 게다가, 코드 레이트 또는 변조 차수가 낮아지는 경우, 주파수 우선 매핑으로 인한 성능 열화가 작아지게 된다. 따라서, 이 경우, N은 TRB 사이즈 및/또는 코드 레이트 및/또는 변조 차수에 기초하여 결정될 수 있다.

[0186] **Proposal 10**

[0187] PTRS의 전송 여부는 TRB 사이즈 및 기지국(BS) 및/또는 사용자 기기(UE)의 능력(capability)에 의해 결정한다.

[0188] 도 11은 PTRS가 전송되지 않는 경우가 PTRS 전송하는 경우보다 더 좋은 성능을 가짐을 보여준다. 한편, 도 12은 1.4kHz의 CFO가 발생하는 경우, PTRS를 전송하지 않을 때 통신 자체가 실패함을 보여준다. 만약 UE 및 BS의 발진기(oscillator)가 매우 우수하여 CFO 크기(magnitude)가 매우 작고 TRB 사이즈가 작은 경우, PTRS를 전송하지 않는 게 더 낫다. 이를 위해, UE는 자신의 CFO 관련 정보(예, oscillator, movement, 또는 speed)을 BS로 전송할 수 있다. 그 다음, BS는 UE의 CFO에 관련된 정보에 기초하여 PTRS의 전송 여부를 결정하고, UE에게 PTRS의 전송 여부를 지시해 줄 수 있다.

[0189] **Shared PTRS (다른 UE와 공유하는 PTRS)**

[0190] PTRS는 공유 PTRS(Shared PTRS)(즉, 다른 UE와 공유하는 PTRS) 및 UE 전용 PTRS(UE-dedicated PTRS)(즉, 특정 UE에게 전용으로 할당된 PTRS)로 구분될 수 있다.

[0191] **Proposal 11:** PTRS 자원은 RB 인덱스 및/또는 심볼 인덱스에 의해 정의될 수 있다.

[0192] 정의된 적어도 하나의 PTRS 자원에 대한 정보는 기지국(BS)이 사용자 기기(UE)에게 RRC 시그널링 혹은 DCI을 통해 전송해 줄 수 있다. 그리고, BS는 선택된 PTRS 자원을 DCI을 통해 UE에게 시그널링해 줄 수 있다.

[0193] 도 27은 PTRS 자원 세트에 대한 예들을 예시한 도면이다.

[0194] 도 27은 3가지 PTRS 자원 세트를 나타낸다. 구체적으로, PTRS 자원 1의 경우 A 영역과 B 영역 모두에서 PTRS가 정의되며, PTRS 자원 2의 경우 A 영역에만 PTRS가 정의되고, PTRS 자원 3의 경우 영역 B에만 PTRS가 정의된다. 상기 3가지 PTRS 자원 세트에 대한 정보는 모두 BS가 UE에게 RRC 시그널링을 통해 전송해 줄 수 있다. 그리고, BS는 현재 운용하는 PTRS 자원(또는 선택된 PTRS 자원)에 대한 정보를 DCI을 통해 UE에게 전송해 줄 수 있다. 만약 UE에게 A 영역의 RB가 할당되고 PTRS 자원 3이 UE에게 설정된 경우, UE는 자신의 영역에 있는 PTRS 자원을 이용하여 CPE 추정을 수행한다. 만약 UE에게 PTRS 자원 2가 설정된 경우, UE는 B 영역에 있는 PTRS 자원을 이용하여 CPE 추정을 수행한다. 또한, UE에게 PTRS 자원 1이 설정된 경우, UE는 A 및 B 두 영역에 있는 모든 PTRS 자원을 이용하여 더 정확하게 CPE 추정을 수행할 수 있다.

[0195] 한편, BS는 PTRS 자원 2로 서브프레임을 정의하고, UE가 CPE 보상을 수행할 필요가 없지만 UE에게 B 영역의 RB가 할당되는 상황을 가정한다. 이 경우, BS는 해당 UE에게 PTRS 자원에 대한 정보를 DCI를 통해 전송해 주며, UE는 DCI를 통해 PTRS 자원 위치를 파악하고 이를 데이터 RE로서 처리하지 않는다. 만약 A 영역의 RB가 UE에게 할당되는 경우, BS는 현재 정의한 PTRS 자원을 DCI를 통해 알려주지 않아도 된다.

[0196] **Proposal 11-1**

[0197] 도 28은 프리코딩된 PTRS 자원 1(precoded PTRS resource 1)을 예시한 도면이다.

[0198] 상기 Proposal 11에서 PTRS의 프리코딩은 해당 RB의 DMRS의 프리코딩을 따른다. 도 28에서 UE 1에는 A 영역이 할당되고 UE 2에는 B 영역이 할당된다고 가정한다. 이 경우, A 영역과 B 영역에 정의된 PTRS의 프리코딩은 각 영역에서 DMRS의 프리코딩과 동일하다. 만일 UE 1에 PTRS 자원 1이 설정된 경우, UE 1은 B 영역에도 PTRS가 있음을 인지할 수 있으며, 이를 이용하여 더 정확한 CPE 추정을 수행할 수 있다. 한편, UE 2에게는 PTRS 자원 2이 설정된 경우, UE 2는 A 영역에 PTRS가 있음을 알 수 없다. 따라서, 상기 UE 2는 B 영역에 정의된 PTRS만을 이용하여 CPE 추정을 수행한다.

[0199] **Proposal 11-2**

[0200] 도 29는 프리코딩 사이클링 기반 PTRS 타입 A(precoding cycling based PTRS Type A)를 예시한 도면이고, 도

30은 프리코딩 사이클링 기반 PTRS 타입 B(precodecycling based PTRS Type B)를 예시한 도면이다.

- [0201] Proposal 11에서 PTRS의 프리코딩은 RB 그룹 별로 사이클링 형태로 정의될 수 있다. 또한, Proposal 11-1에서, A 영역의 프리코딩과 B 영역의 프리코딩이 DMRS 프리코딩에 따라 수행되기 때문에, A 영역의 프리코딩은 B 영역의 프리코딩과 동일할 수도 있고 서로 다를 수도 있다. 하지만, Proposal 11-2에 따르면, A 영역과 B 영역의 프리코딩은 각 영역의 DMRS 프리코딩과 관련되지 않으며, A 영역의 프리코딩과 B 영역의 프리코딩은 서로 다르게 정의될 수 있다. 이 경우, 서로 다른 PTRS 프리코딩이 정의되므로, UE는 CPE 추정 시 공간 다이버시티(spatial diversity)를 얻을 수 있다.
- [0202] 한편, 도 30에 도시된 바와 같이 PTRS가 DMRS의 일부 RE를 대체할 수 있다. 이 경우, 시간 축 방향으로 2번째 심볼과 3번째 심볼 사이의 CPE 추정 성능은 향상되지만, DMRS를 통한 채널 추정 성능은 일부 감소할 수 있다.
- [0203] **Proposal 11-3**
- [0204] 도 31은 프리코딩되지 않은(Non-precoded PTRS)의 일 예를 예시한 도면이다.
- [0205] Proposal 11에서, PTRS는 프리코딩되지 않은(non-precoding) 형태로 정의될 수 있다. 도 31은 모든 PTRS가 프리코딩되지 않은 형태로 정의됨을 나타낸다. 이 경우, 도 31에서의 A 영역 및 B 영역의 PTRS는 모두 동일한 빔 이득(beam gain)을 가지고 수신된다. 한편, 도 30과 유사하게, 프리코딩되지 않은 PTRS가 DMRS 일부 RE를 PTRS로 대체할 수 있다.
- [0206] 또한, 이러한 프리코딩 방식은 기지국(BS)이 사용자 기기(UE)에게 RRC 시그널링을 통해 설정해 줄 수 있다. 또는, 상기 프리코딩 방식은 Proposal 11의 PTRS 자원 설정에 포함될 수 있다.
- [0207] 도 32는 PTRS 패턴을 예시한 도면이다.
- [0208] 도 32에서, 4번째 OFDM 심볼의 채널 값을 산출하기 위해서는 7번째 OFDM 심볼을 수신해야만 가능하다. 그러나, 이는 지연(latency)이 중요한 응용분야(application)에서는 크게 문제가 될 수 있다. 한편, 도 32에 예시된 패턴 1의 경우 상기 지연 이슈가 없다. 결과적으로, 지연이 중요한 서비스 인 경우, TRB 사이즈가 작더라도 패턴 1을 선택할 필요가 있다.
- [0209] **셀 특정 PTRS(Cell specific PTRS)**
- [0210] 서로 다른 셀에서, 공유 PTRS(shared PTRS) 위치가 주파수/시간 도메인에서 다르게 정의될 수 있다. 이 경우, 상기 공유 PTRS 위치는 기지국(BS)이 RRC 시그널링을 통해 사용자 기기(UE)에게 설정해 주거나 혹은 셀 ID를 기반으로 정의될 수도 있다. 서로 다른 셀에서, 시간 도메인의 공유 PTRS 위치는 DMRS 바로 다음에 위치할 수 있다. 그리고, DMRS와 동일한 프리코딩을 이용하는 경우, 공유 PTRS는 시간 도메인에서 동일 인덱스를 갖는 심볼들 상에서 정의된다. 서로 다른 셀에서, 시간 도메인의 공유 PTRS 위치는 DMRS 바로 다음에 위치할 수 있다. 그리고, DMRS와 서로 다른 프리코딩을 이용하거나 혹은 프리코딩하지 않는 경우(즉, non-precoding), 공유 PTRS는 시간 도메인에서 2개의 심볼 인덱스에 해당하는 심볼들로 정의될 수 있다.
- [0211] UE는 BS로 자신의 위상 잡음 발생 레벨에 관련한 파라미터를 RRC 시그널링 등을 통해 전송할 수 있다. BS는 UE가 전송한 파라미터에 기하여 PTRS 패턴 혹은 PTRS 전송 여부를 결정할 수 있다. PTRS의 패턴은 TRB 사이즈, 코드 레이트, 변조 차수, 서비스 타입에 따라 결정될 수 있다.
- [0212] 이상에서 다양한 실시예들을 설명하였고, 설명의 편의를 위해 구분하여 기술하였으나, 이들 실시예들은 결합하여 실시될 수 있다.
- [0213] 이상에서 설명된 실시예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들이 소정 형태로 결합된 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려되어야 한다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시예를 구성하는 것도 가능하다. 본 발명의 실시예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다. 특허청구범위에서 명시적인 인용 관계가 있지 않은 청구항들을 결합하여 실시예를 구성하거나 출원 후의 보정에 의해 새로운 청구항으로 포함시킬 수 있음은 자명하다.
- [0214] 본 발명은 본 발명의 필수적 특징을 벗어나지 않는 범위에서 다른 특정한 형태로 구체화될 수 있음은 당업자에게 자명하다. 따라서, 상기의 상세한 설명은 모든 면에서 제한적으로 해석되어서는 아니되고 예시적인 것으로 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 첨부된 청구항의 합리적 해석에 의해 결정되어야 하고, 본 발명의 등가적

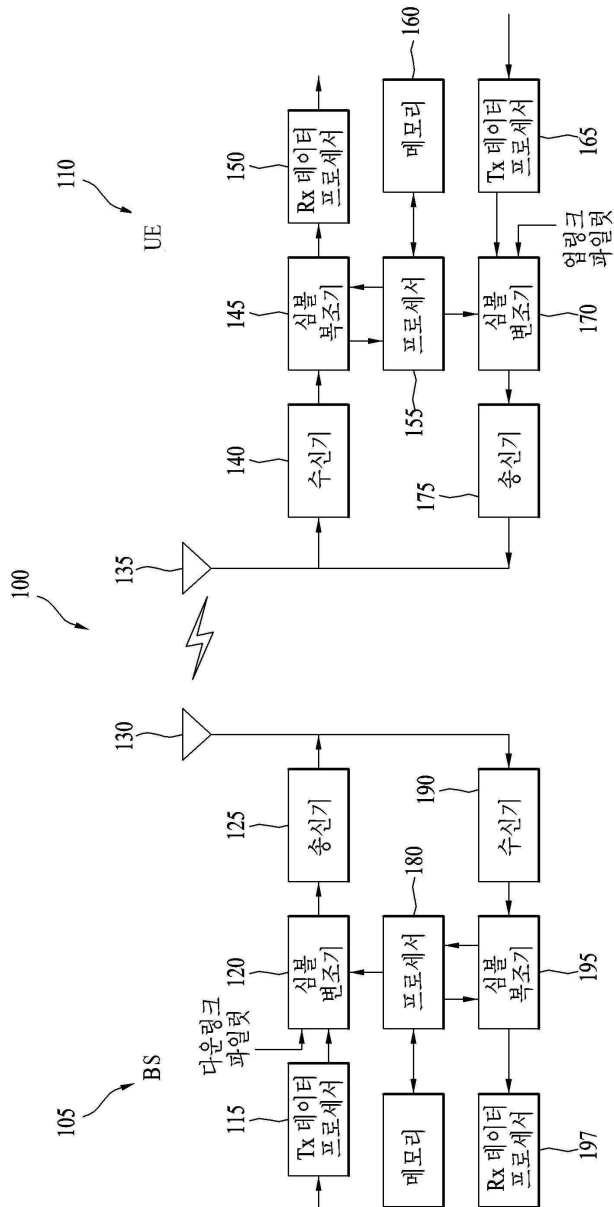
범위 내에서의 모든 변경은 본 발명의 범위에 포함된다.

산업상 이용가능성

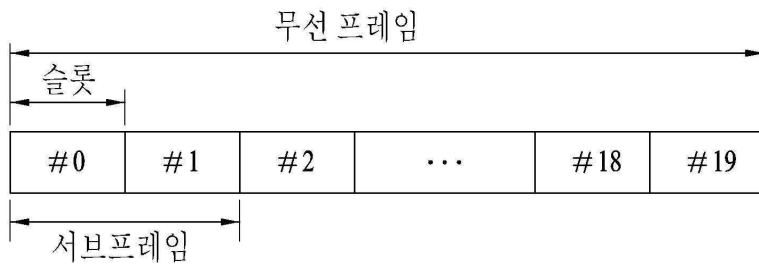
[0215] 위상 잡음 추정과 관련된 참조 신호를 위한 제어 정보를 수신하는 방법 및 이를 위한 사용자 기기는 3GPP LTE/LTE-A, 5G 시스템 등과 같은 다양한 무선 통신 시스템에서 산업상으로 적용이 가능하다.

도면

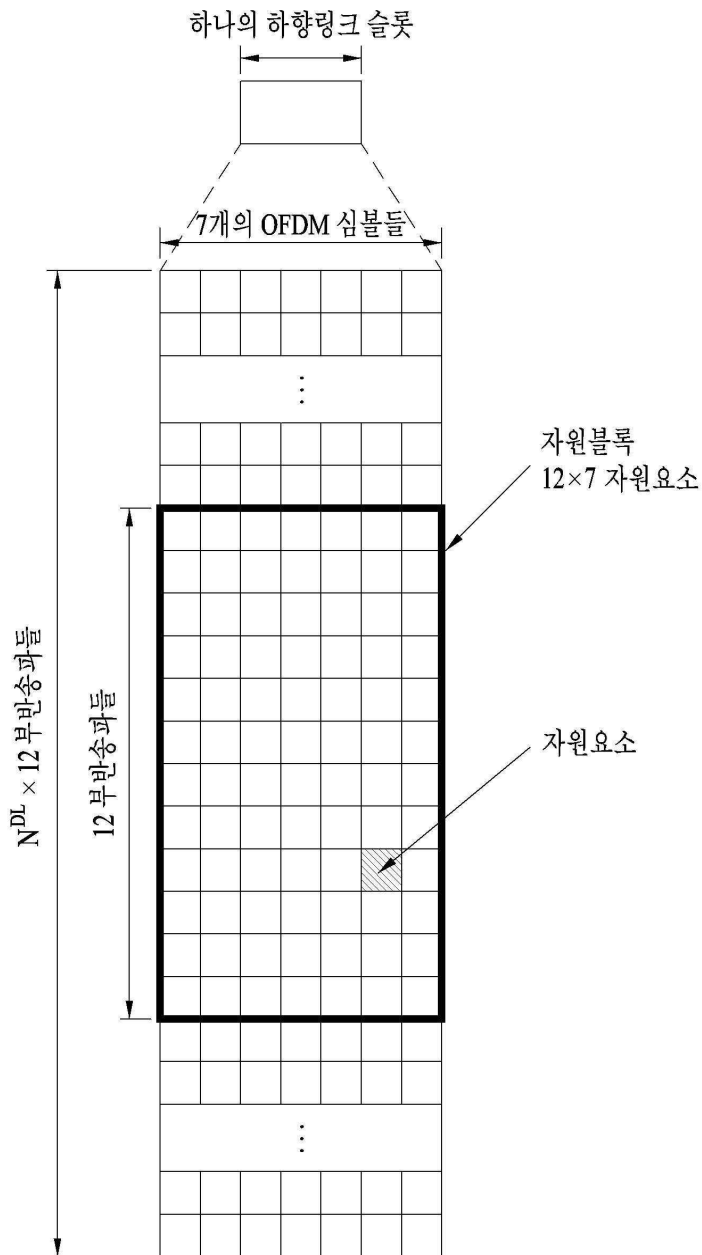
도면1



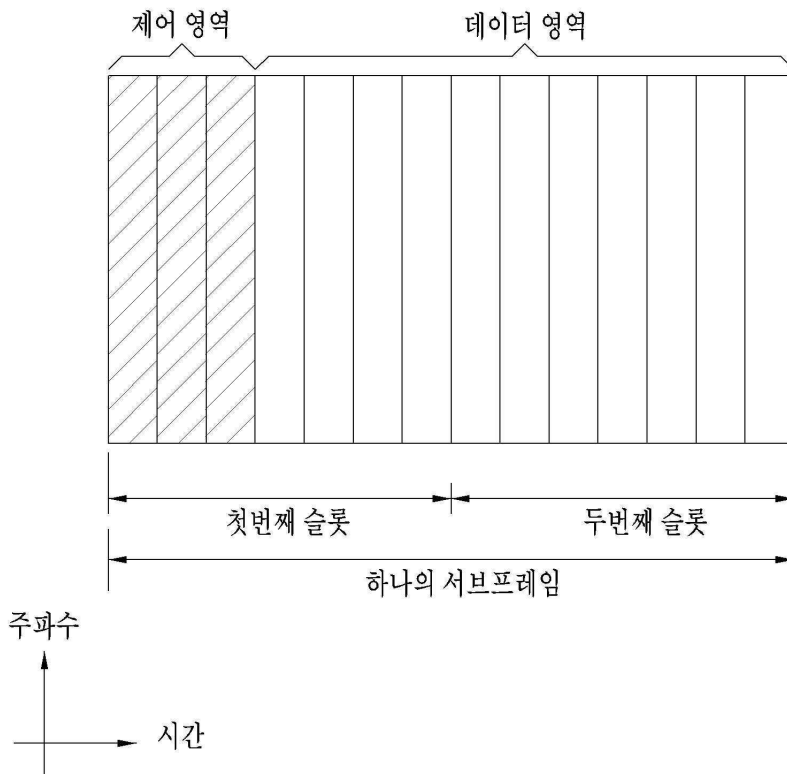
도면2



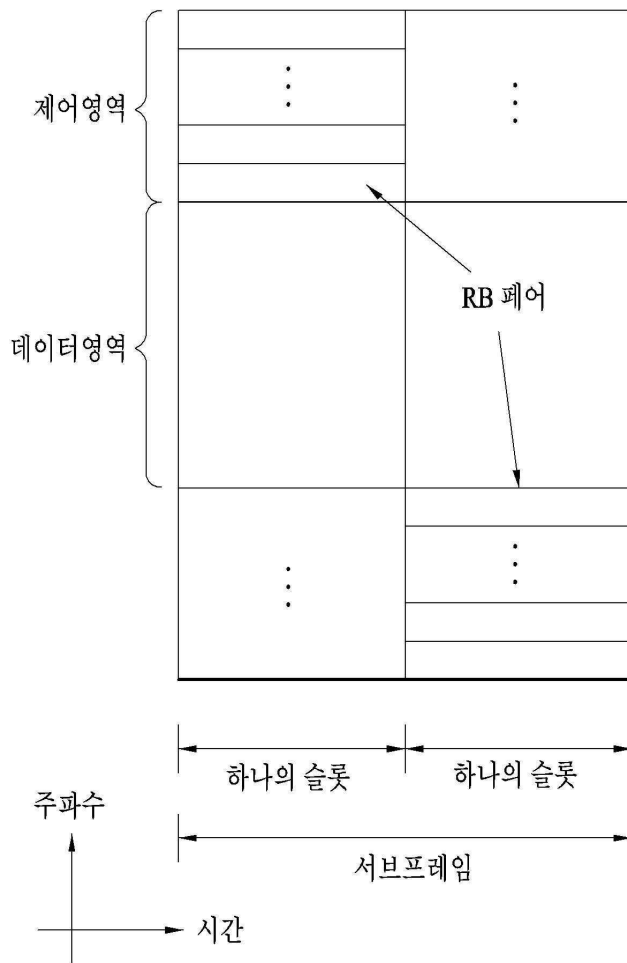
도면3



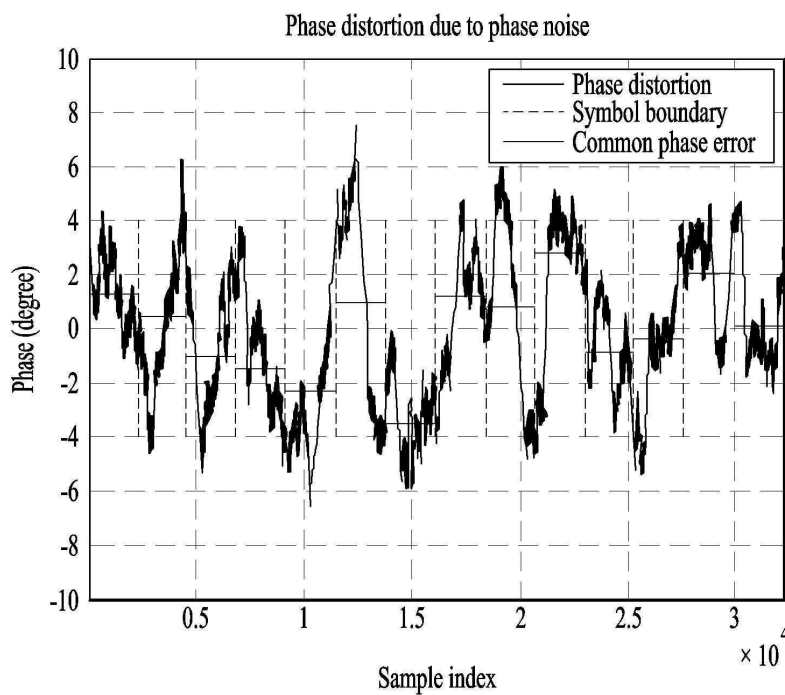
도면4



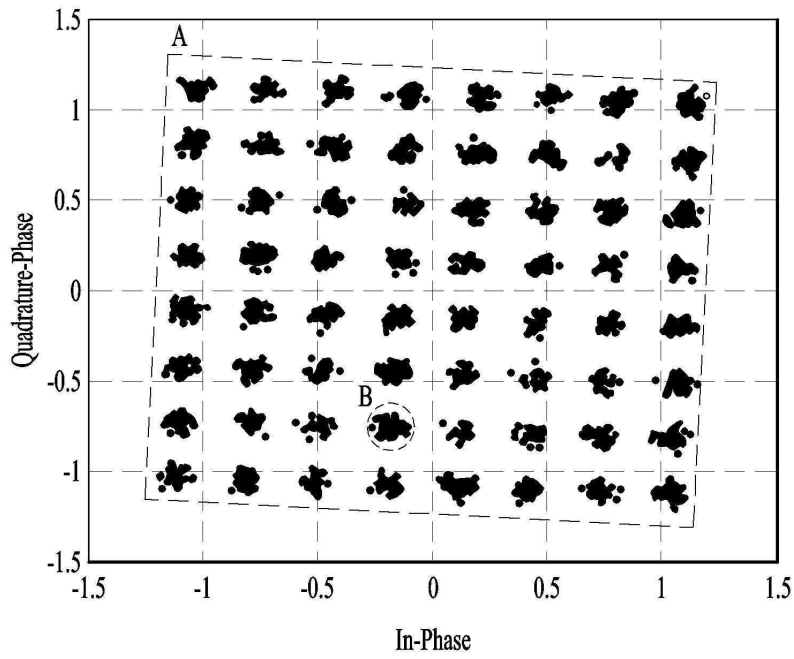
도면5



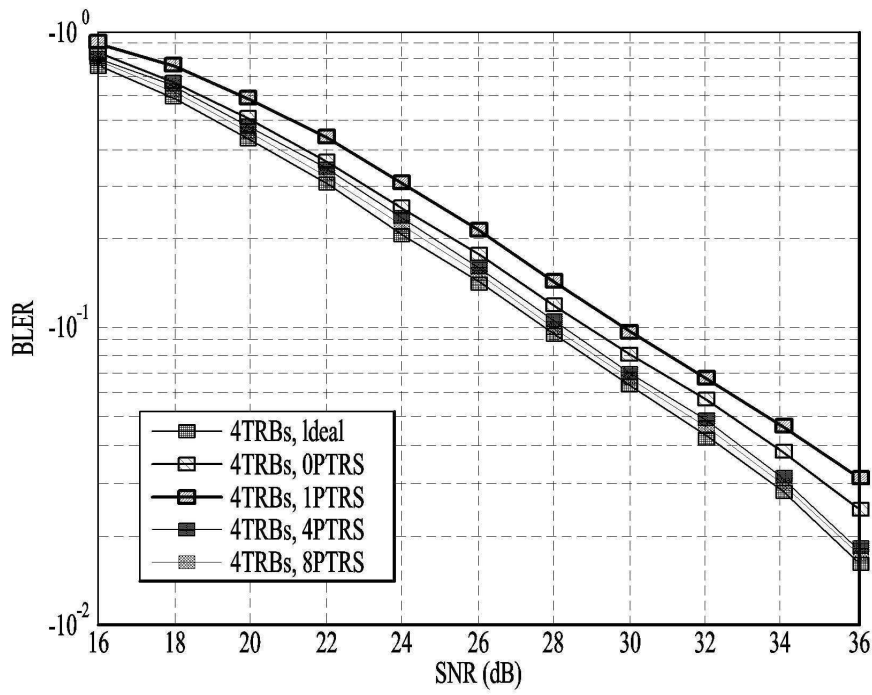
도면6



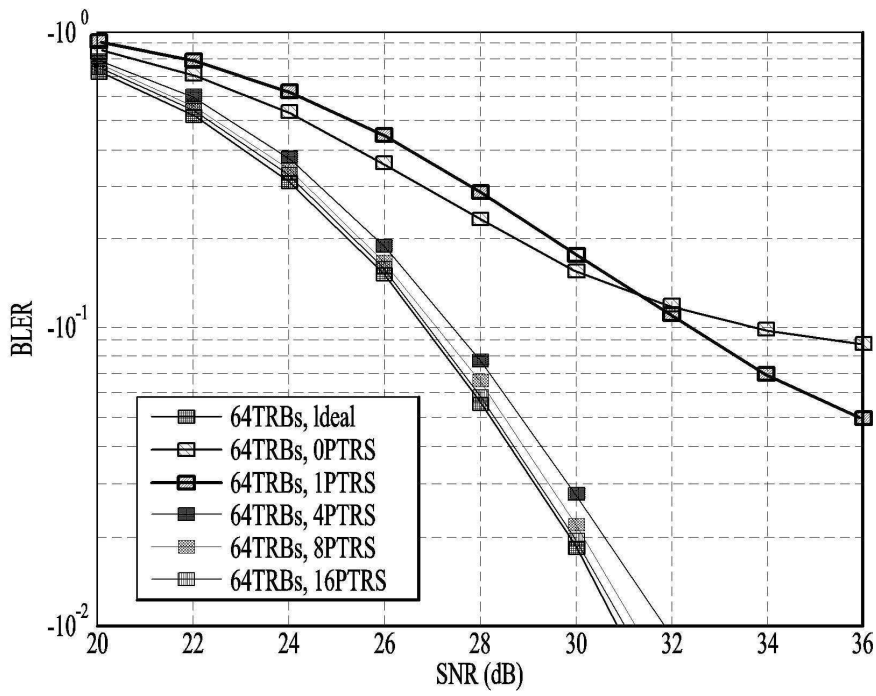
도면7



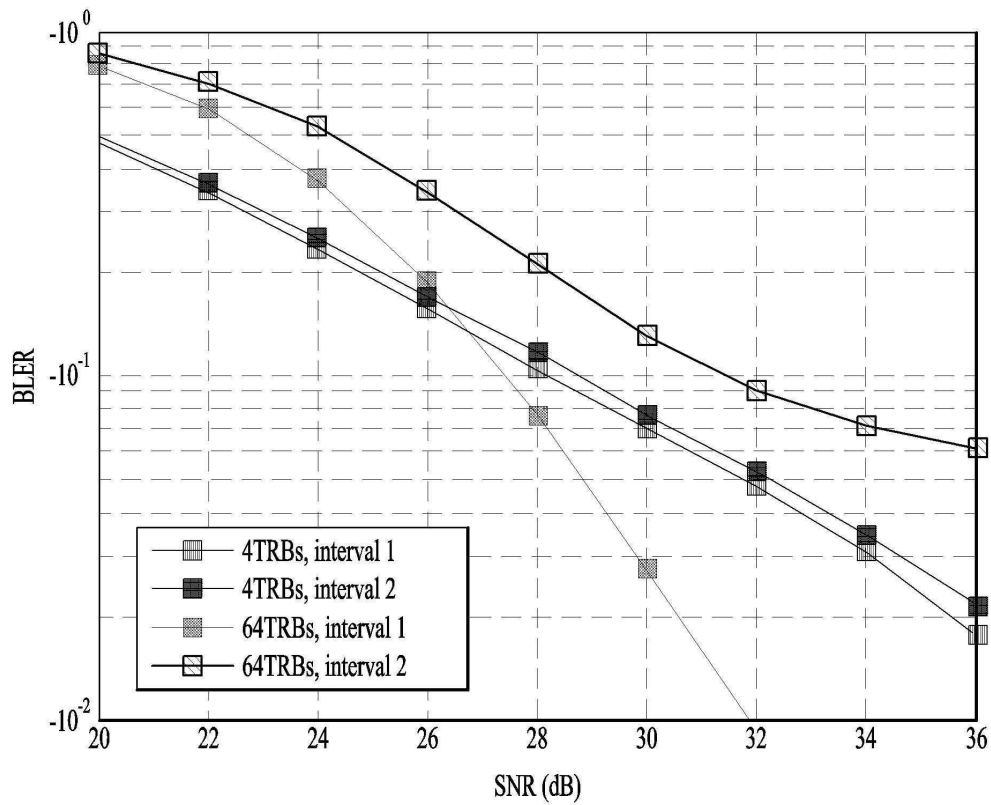
도면8



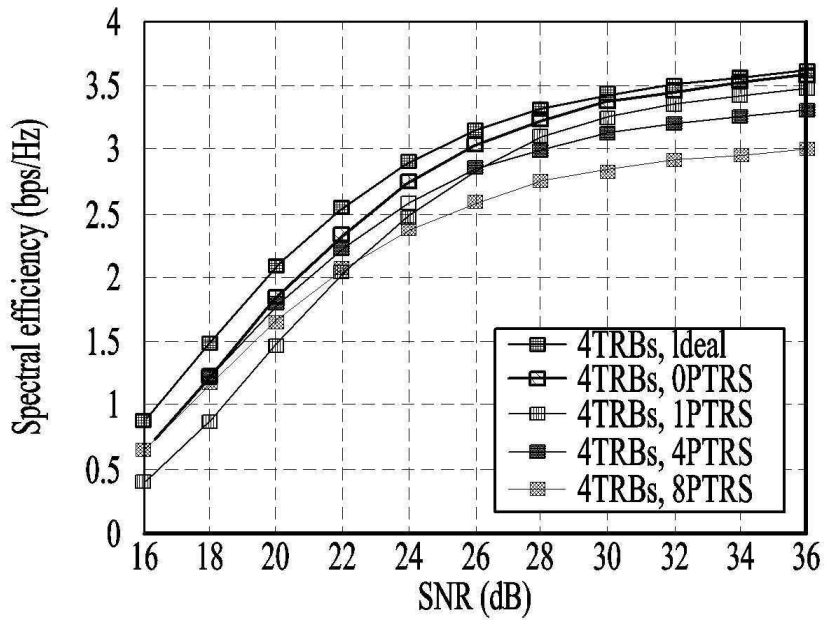
도면9



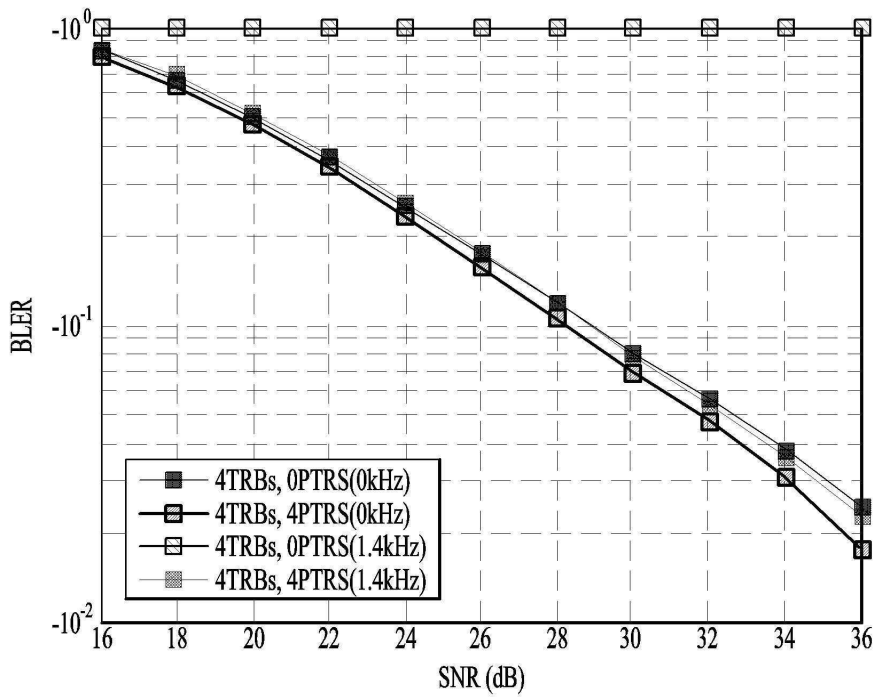
도면10



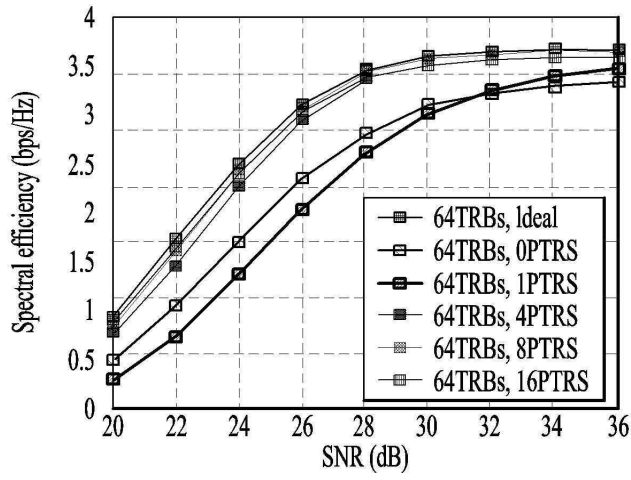
도면11



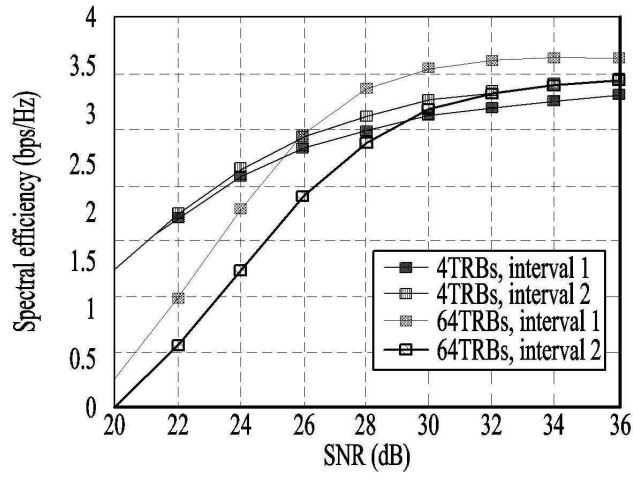
도면12



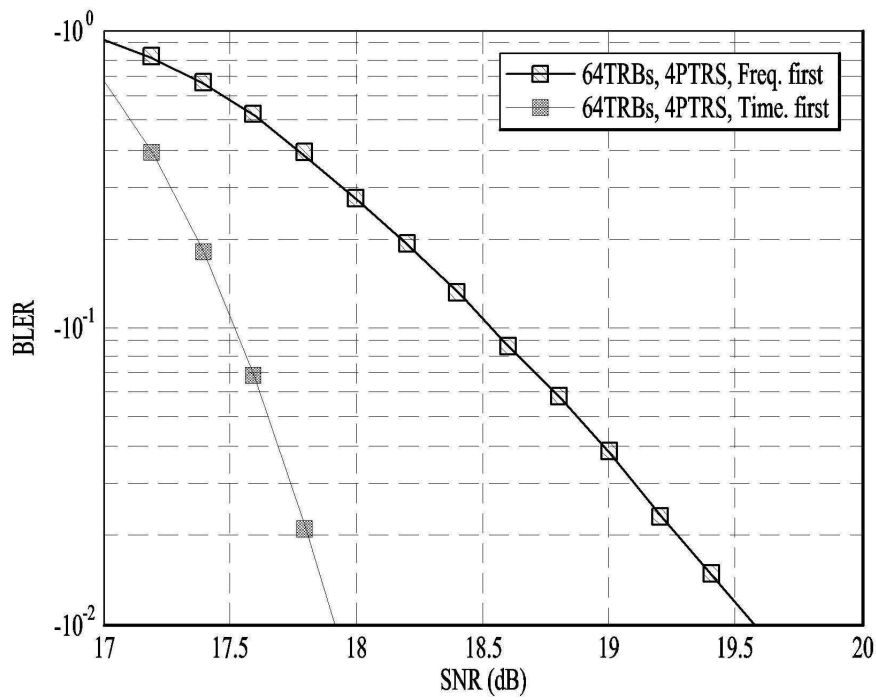
도면13



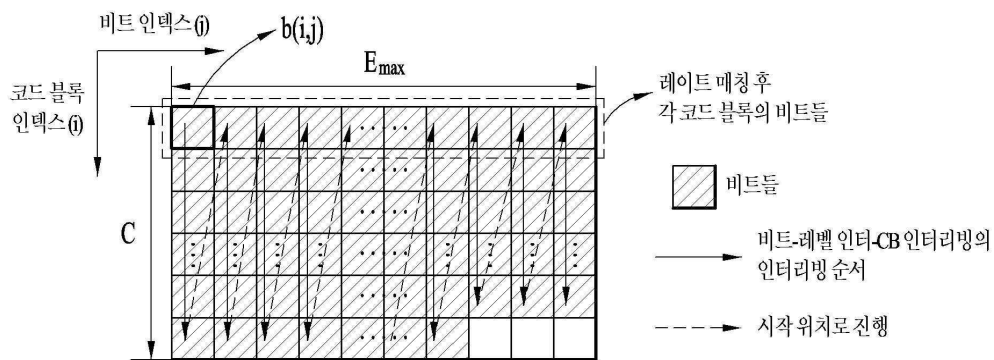
도면14



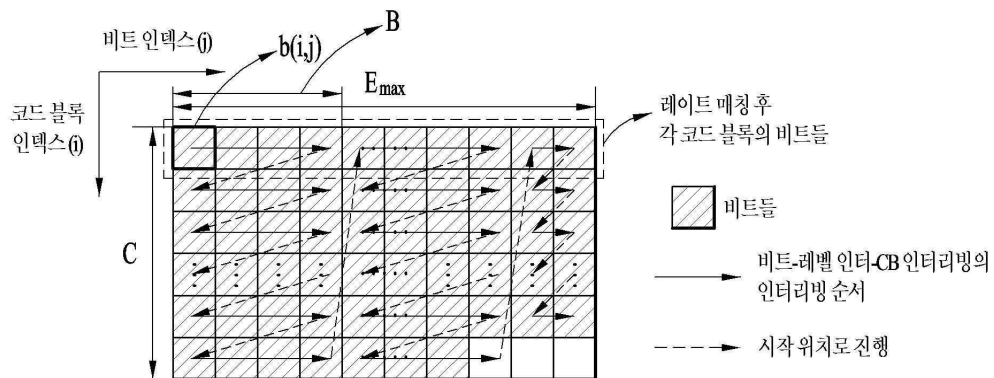
도면15



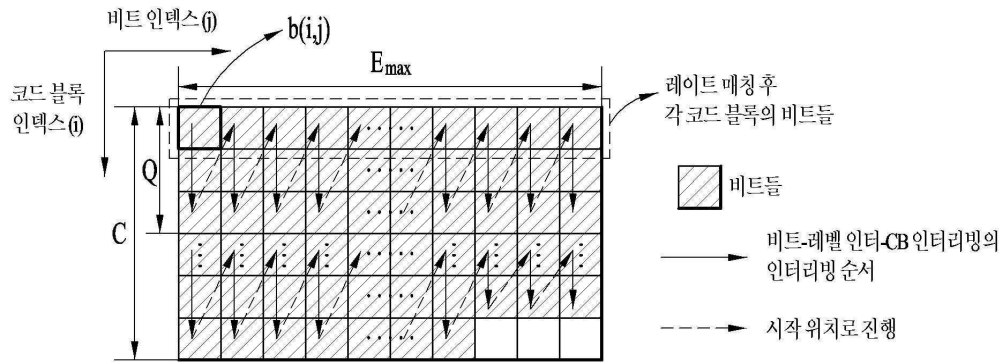
도면16



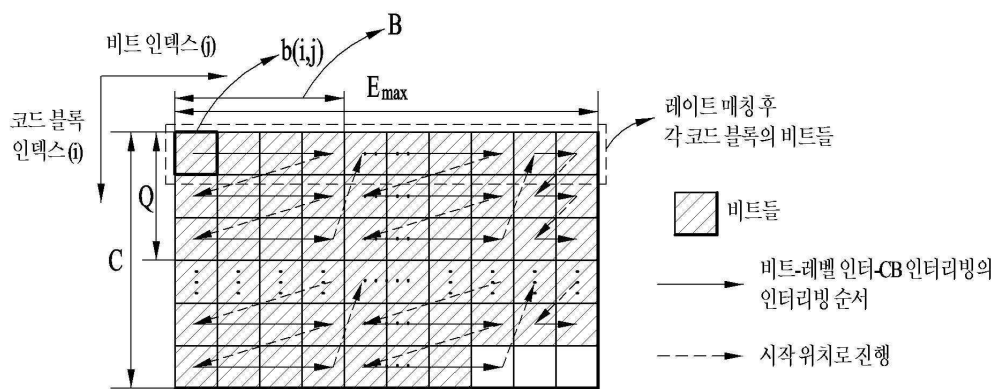
도면17



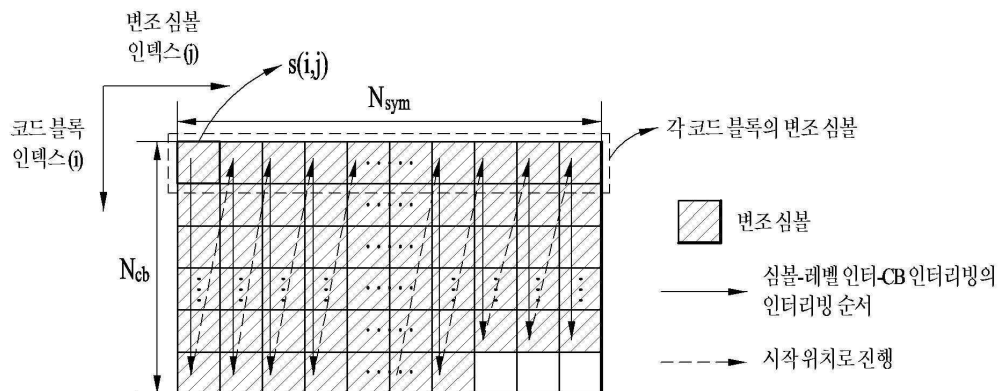
도면18



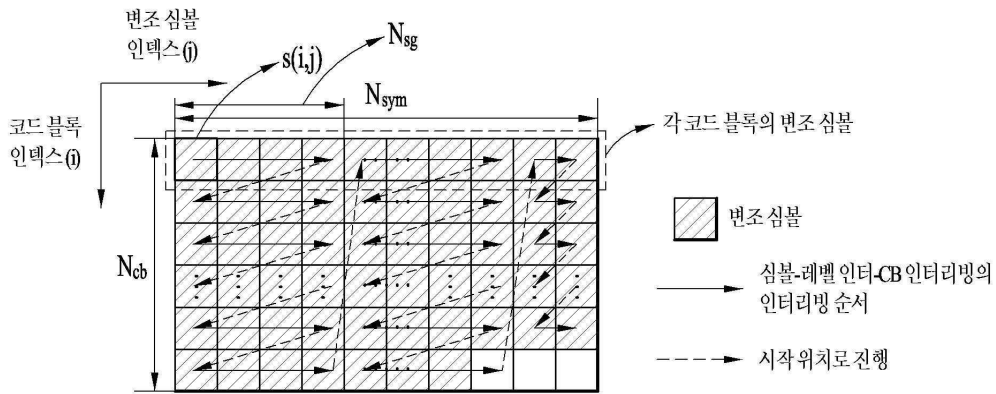
도면19



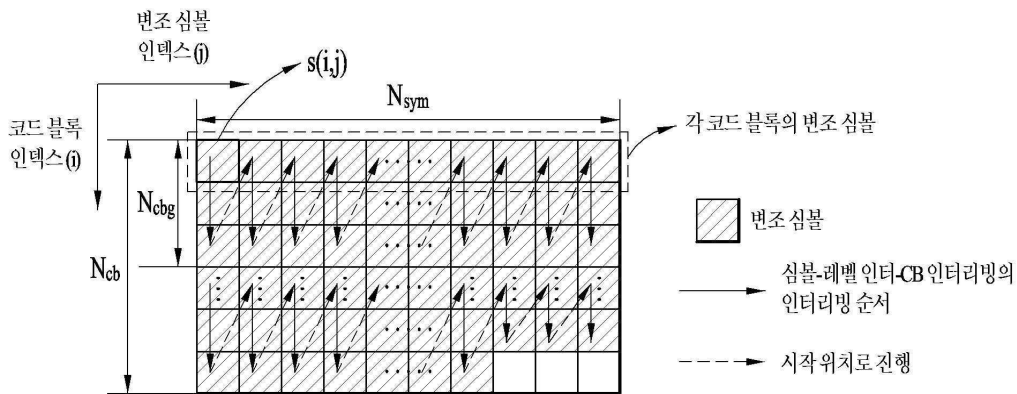
도면20



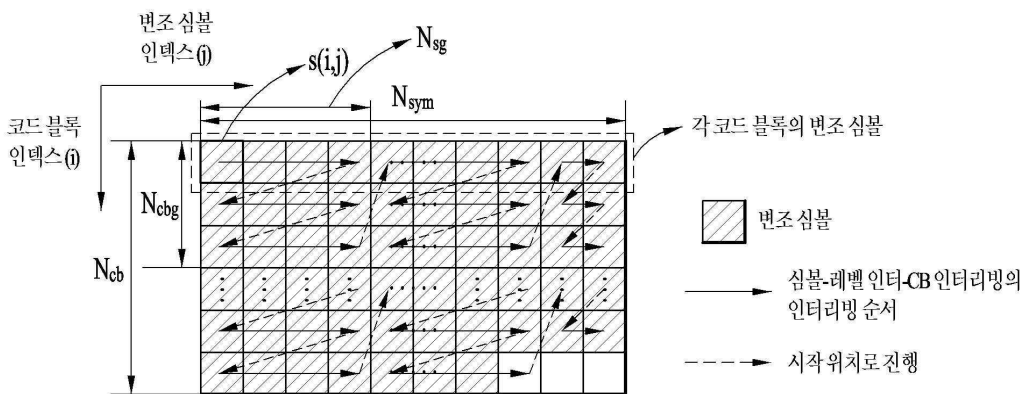
도면21



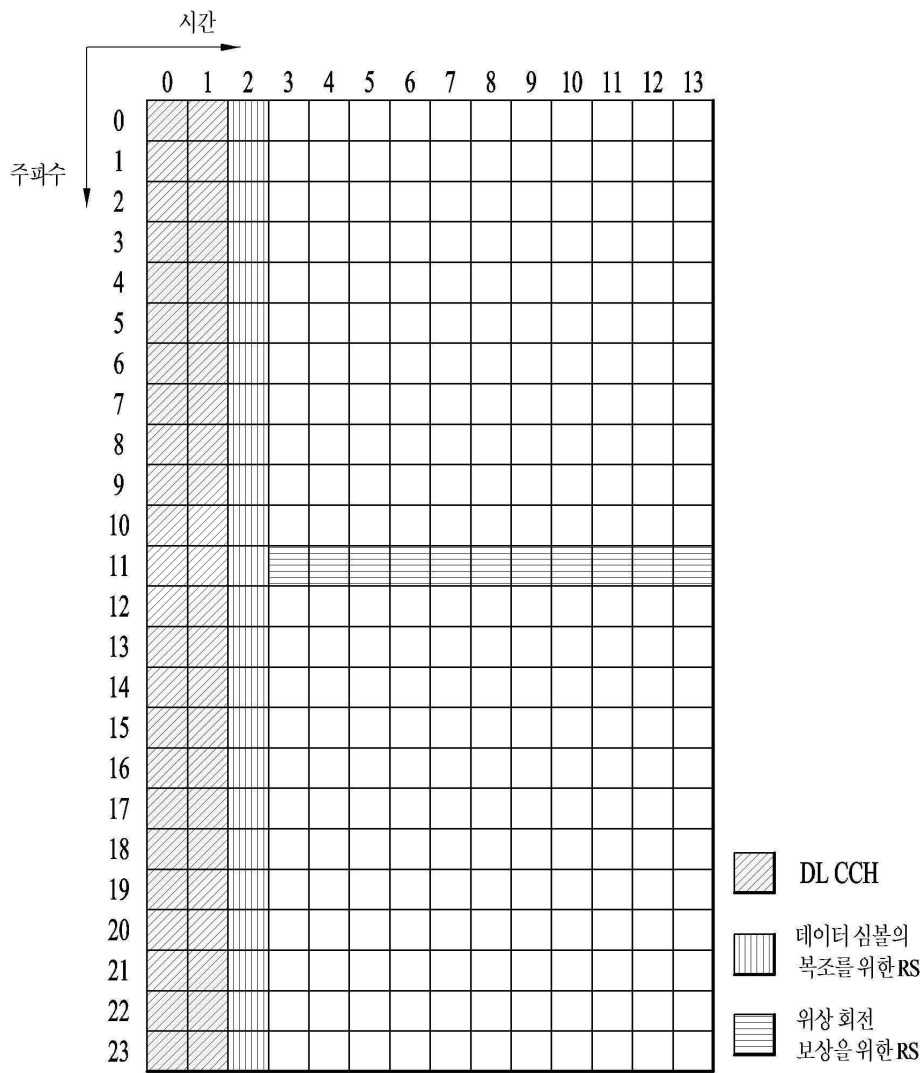
도면22



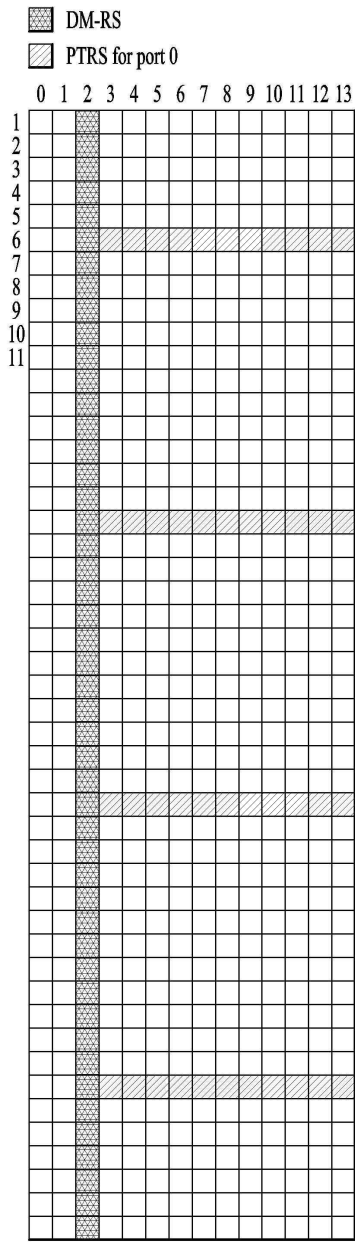
도면23



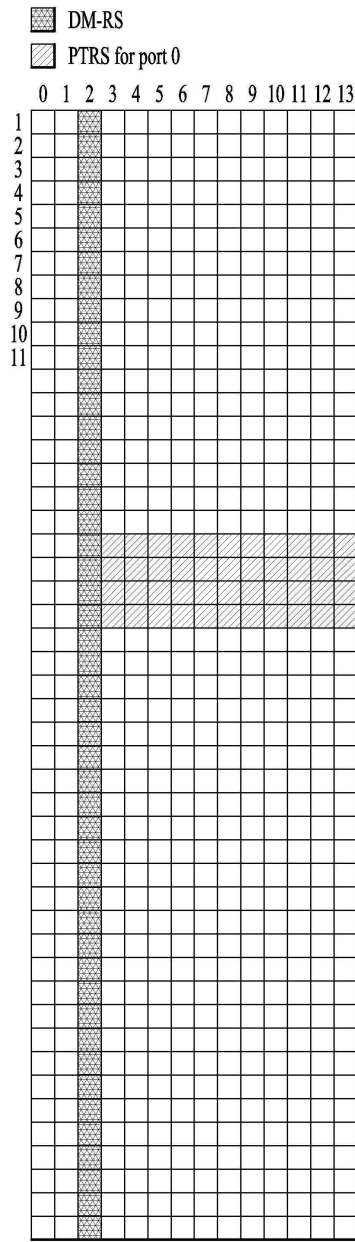
도면24



도면25

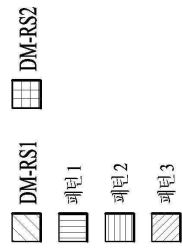
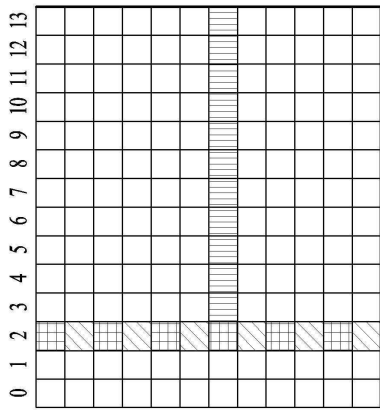
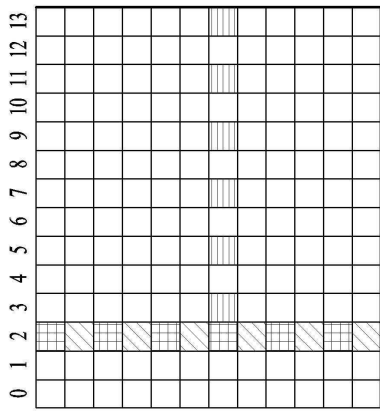
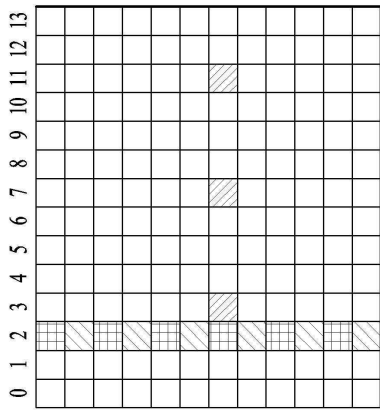


분산 (Distributed)

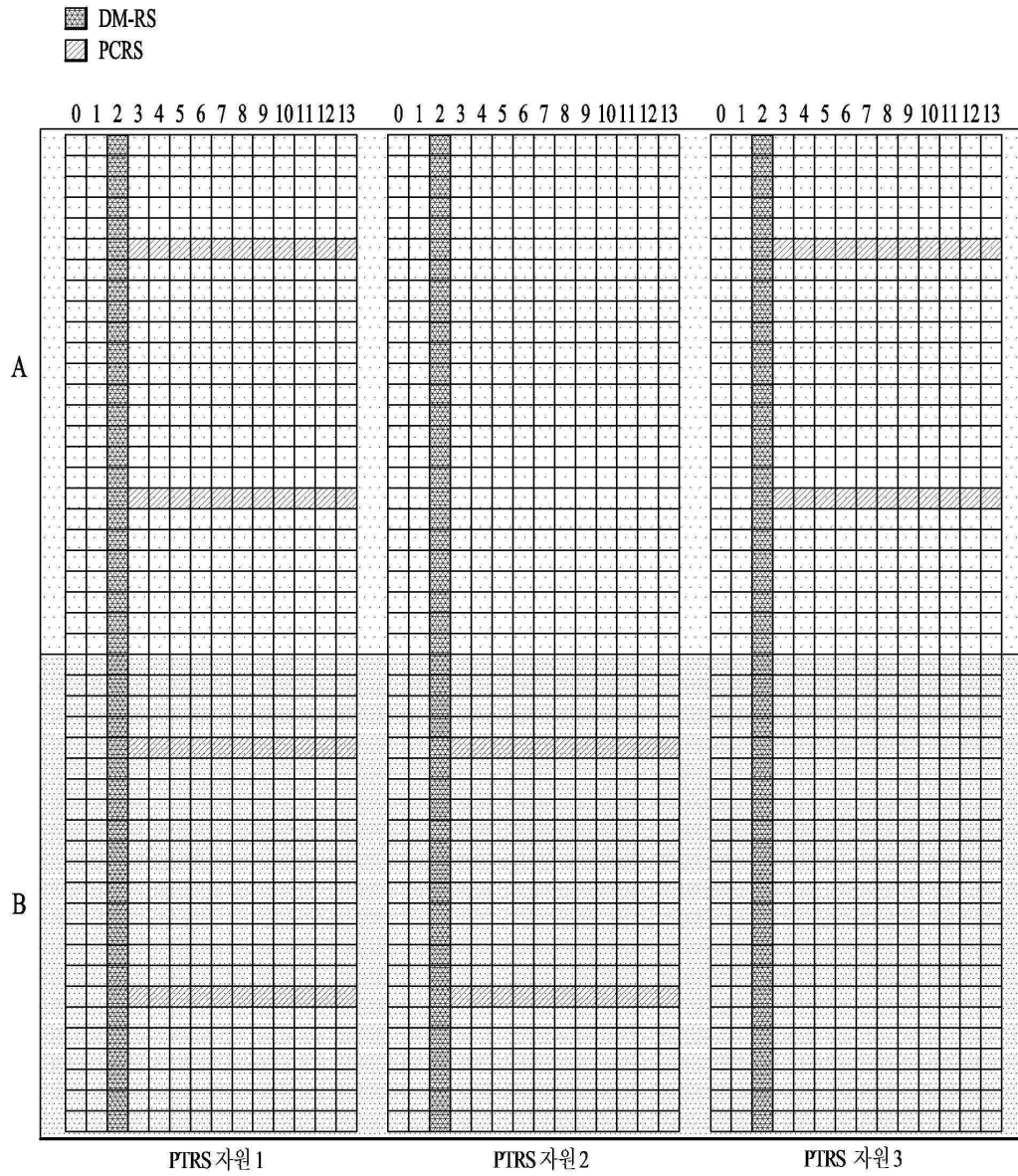


국부 (Localized)

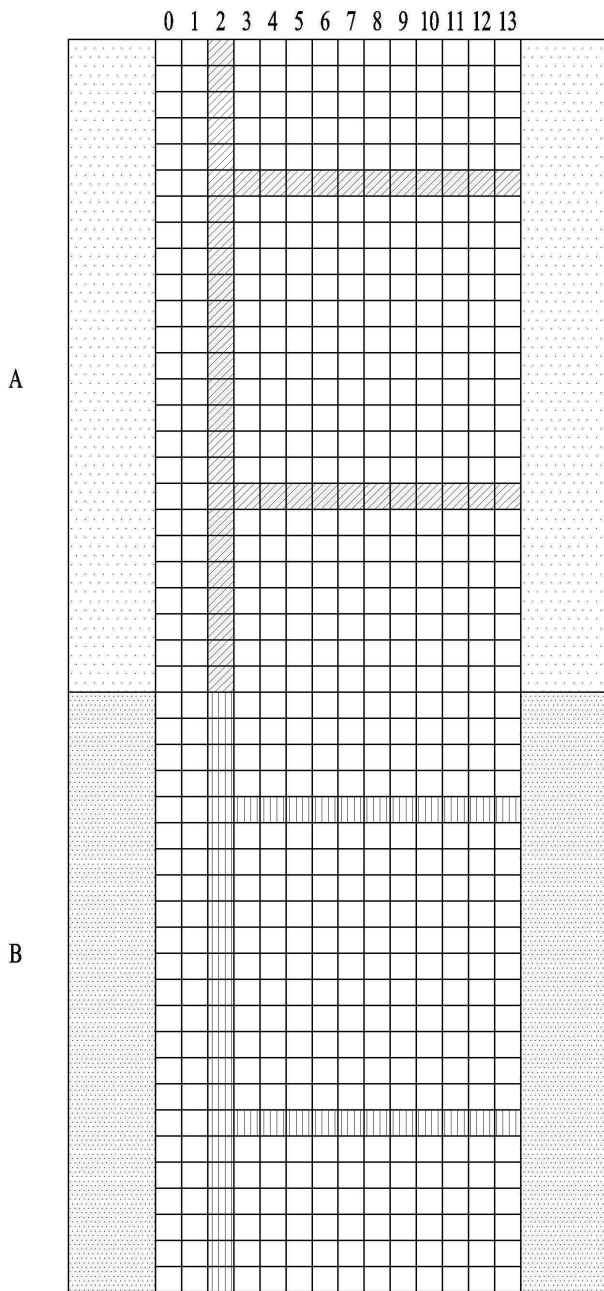
도면26



도면27

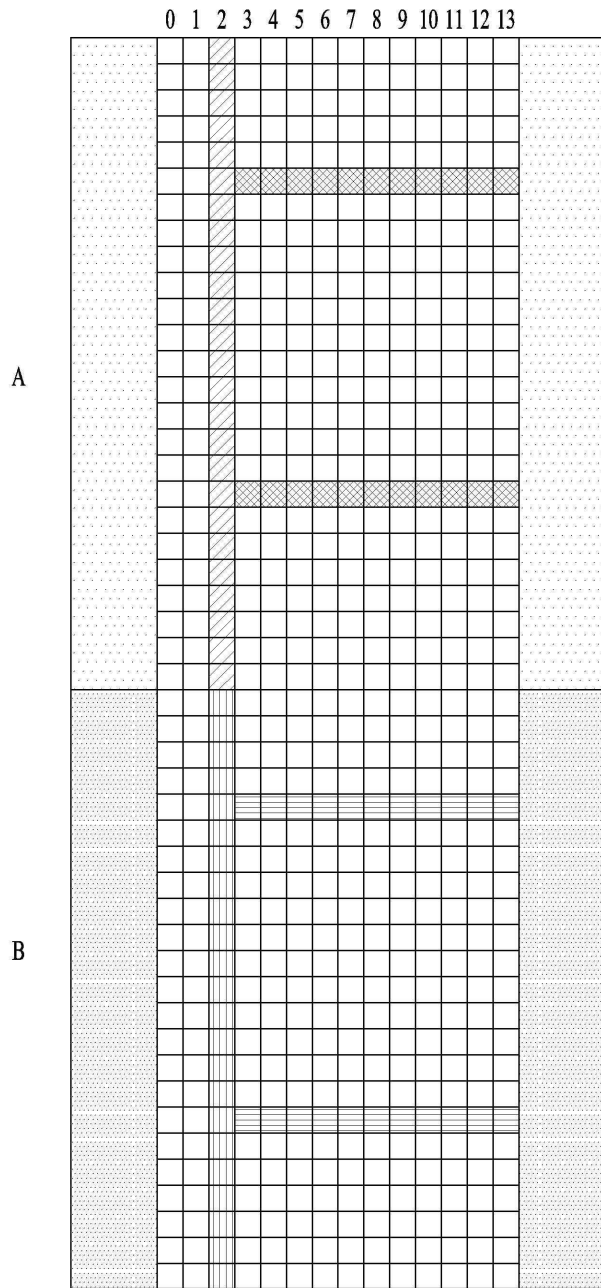


도면28



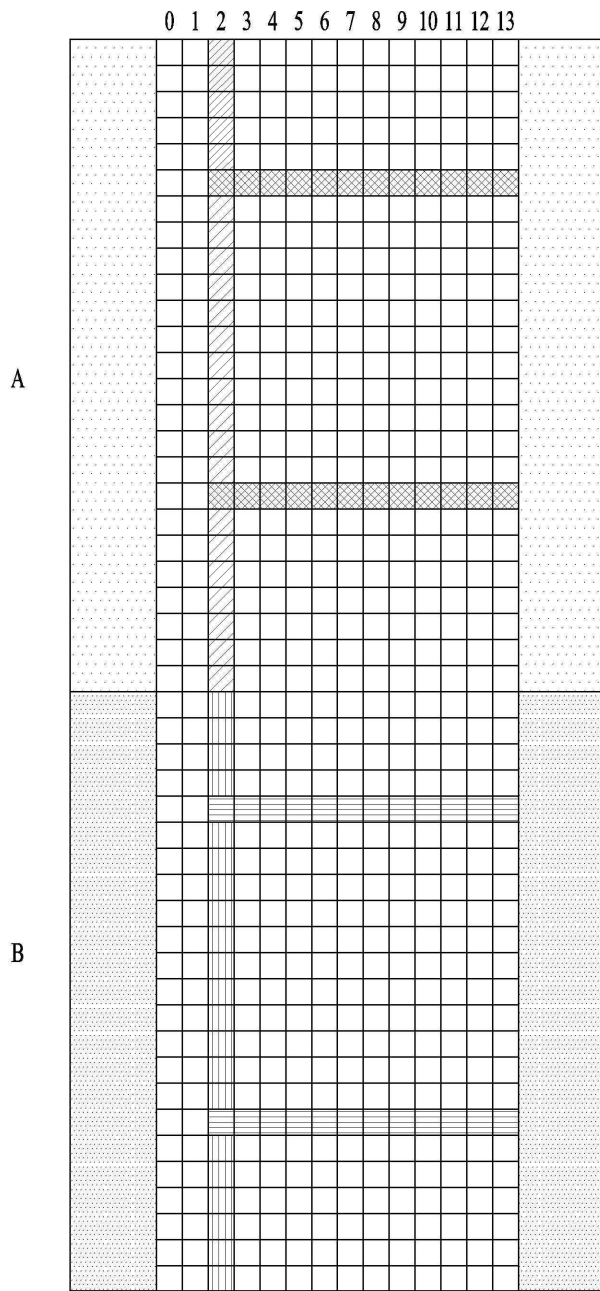
PTRS 자원1

도면29



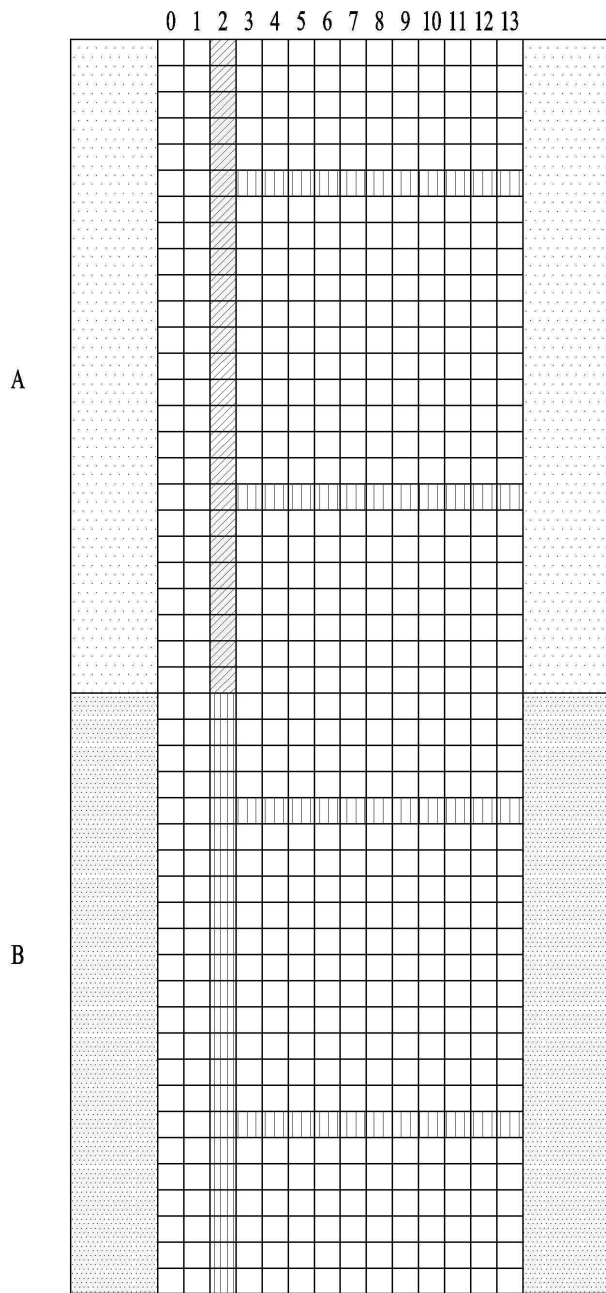
PTRS 자원1

도면30



PTRS 자원 1

도면31



PTRS 자원 1

도면32

