

	(19) 대한민국특허청(KR) (12) 공개특허공보(A)	(11) 공개번호 10-2018-0075673 (43) 공개일자 2018년07월04일
(51) 국제특허분류(Int. Cl.) H04L 25/02 (2006.01) H04L 27/26 (2006.01)		(71) 출원인 엘지전자 주식회사 서울특별시 영등포구 여의대로 128 (여의도동)
(52) CPC특허분류 H04L 25/0224 (2013.01) H04L 25/0204 (2013.01)		(72) 발명자 이길복 서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터 정재훈 서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터 (뒷면에 계속)
(21) 출원번호 10-2018-7016521		(74) 대리인 김용인, 방해철
(22) 출원일자(국제) 2017년06월02일 심사청구일자 2018년06월11일		
(85) 번역문제출일자 2018년06월11일		
(86) 국제출원번호 PCT/KR2017/005792		
(87) 국제공개번호 WO 2017/213382 국제공개일자 2017년12월14일		
(30) 우선권주장 62/345,795 2016년06월05일 미국(US) (뒷면에 계속)		

전체 청구항 수 : 총 12 항

(54) 발명의 명칭 무선 통신 시스템에서 위상 잡음 추정을 위한 신호 전송 방법

(57) 요약

하향링크 신호에서 위상 잡음을 추정하기 위해 이용되는 PTRS를 생성하고, 하향링크 시그널링을 통해서 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보 중 적어도 하나를 단말에 전송하고, 단말에 전송된 정보에 따라 PTRS를 단말로 전송하는 신호 전송 방법 및 기지국이 개시된다.

(52) CPC특허분류

H04L 27/2626 (2013.01)

(72) 발명자

김규석

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

안민기

서울특별시 서초구 양재대로11길 19 LG전자 특허센터

(30) 우선권주장

62/372,832 2016년08월10일 미국(US)

62/373,363 2016년08월11일 미국(US)

명세서

청구범위

청구항 1

mmWave 통신 시스템에서 기지국이 위상 잡음을 추정하기 위한 신호를 전송하는 방법에 있어서,

하향링크 신호에서 위상 잡음을 추정하기 위해 이용되는 PTRS (Phase Tracking Reference Signal)를 생성하는 단계;

하향링크 시그널링을 통해서 상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보 중 적어도 하나를 단말에 전송하는 단계; 및

상기 단말에 전송된 정보에 따라 상기 PTRS를 상기 단말로 전송하는 단계를 포함하는, 신호 전송 방법.

청구항 2

제1항에 있어서,

상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는, 하향링크 DCI(Downlink Control Information) 또는 RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통해서 상기 단말로 전송되는 것인, 신호 전송 방법.

청구항 3

제1항에 있어서,

상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보는 1비트의 플래그(flag) 형태로 구성되고, 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는 최대 4비트를 포함하는 필드(field) 형태로 구성되는 것인, 신호 전송 방법.

청구항 4

제1항에 있어서,

상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는, 하나의 DMRS (Demodulation Reference Signal) 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보를 포함하는, 신호 전송 방법.

청구항 5

제4항에 있어서,

상기 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보는, 상기 둘 이상의 PTRS 안테나 포트를 각각 별도로 나타내는 것인, 신호 전송 방법.

청구항 6

제4항에 있어서,

상기 둘 이상의 PTRS 안테나 포트를 통해 전송되는 PTRS들은 상기 하나의 DMRS에 대한 프리코딩이 적용되는, 신호 전송 방법.

청구항 7

mmWave 통신 시스템에서 위상 잡음을 추정하기 위한 신호를 전송하는 기지국에 있어서,

송신부;

수신부; 및

상기 송신부 및 상기 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되,

상기 프로세서는,

하향링크 신호에서 위상 잡음을 제거하기 위해 이용되는 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 생성하고, 하향링크 시그널링을 통해서 상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보 중 적어도 하나를 단말에 전송하고, 상기 단말에 전송된 정보에 따라 상기 PTRS를 상기 단말로 전송하는 것인, 기지국.

청구항 8

제7항에 있어서,

상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는, 하향링크 DCI(Downlink Control Information) 또는 RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통해서 상기 단말로 전송되는 것인, 기지국.

청구항 9

제7항에 있어서,

상기 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보는 1비트의 플래그(flag) 형태로 구성되고, 상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는 최대 4비트를 포함하는 필드(field) 형태로 구성되는 것인, 기지국.

청구항 10

제7항에 있어서,

상기 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는, 하나의 DMRS (Demodulation Reference Signal) 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보를 포함하는, 기지국.

청구항 11

제10항에 있어서,

상기 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보는, 상기 둘 이상의 PTRS 안테나 포트를 각각 별도로 나타내는 것인, 기지국.

청구항 12

제10항에 있어서,

상기 둘 이상의 PTRS 안테나 포트를 통해 전송되는 PTRS들은 상기 하나의 DMRS 에 대한 프리코딩이 적용되는, 기지국.

발명의 설명

기술 분야

[0001] 이하의 설명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 구체적으로는 무선랜 시스템에서 위상 잡음 추정을 위한 신호를 전송하는 방법 및 그 장치에 대한 것이다.

배경 기술

[0002] 밀리미터 웨이브(mmWave)를 이용한 초고주파 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 수 GHz 내지 수십 GHz에서 동작하도록 구성된다. 이러한 중심 주파수의 특성으로 인하여 mmWave 통신 시스템에서는 음영 지역에서 경로 감쇄(path loss)가 두드러지게 나타날 수 있다. 동기 신호는 기지국의 커버리지 내에 위치하는 모든 단말에 안정적으로 전송되어야 한다는 점을 고려할 때, mmWave 통신 시스템에서는 상술한 초고주파 대역의 특성상 발생할 수 있는 잠재적인 deep-null 현상을 고려하여 동기 신호를 설계 및 송신해야 한다.

발명의 내용

해결하려는 과제

- [0003] 본 발명은 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 본 발명의 목적은 무선 통신 시스템에서 단말의 위상 잡음 추정 과정을 개선함으로써 수신 신호의 정확한 디코딩이 가능하게 하는 것이다.
- [0004] 본 발명의 또 다른 목적은 위상 잡음 추정을 위한 신호 전송의 효율을 개선하는 것이다.
- [0005] 본 발명의 또 다른 목적은 위상 잡음 추정을 위한 신호와 함께 관련 정보를 전송함으로써 수신측의 동작을 개선하는 것이다.
- [0006] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 목적들은 이상에서 언급한 사항들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 이하 설명할 본 발명의 실시 예들로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에 의해 고려될 수 있다.

과제의 해결 수단

- [0007] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 신호 전송 방법은, 하향링크 신호에서 위상 잡음을 추정하기 위해 이용되는 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 생성하는 단계, 하향링크 시그널링을 통해서 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보 중 적어도 하나를 단말에 전송하는 단계, 및 단말에 전송된 정보에 따라 PTRS를 단말로 전송하는 단계를 포함한다.
- [0008] PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는, 하향링크 DCI(Downlink Control Information) 또는 RRC(Radio Resource Control) 시그널링을 통해서 단말로 전송될 수 있다.
- [0009] PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보는 1비트의 플래그(flag) 형태로 구성되고, PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는 최대 4비트를 포함하는 필드(field) 형태로 구성될 수 있다.
- [0010] PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보는 하나의 DMRS (Demodulation Reference Signal) 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보를 포함할 수 있다.
- [0011] 이때, 상기 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 나타내는 정보는, 둘 이상의 PTRS 안테나 포트를 각각 별도로 나타낼 수 있다.
- [0012] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 기지국은, 송신부, 수신부, 및 송신부 및 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되, 프로세서는, 하향링크 신호에서 위상 잡음을 추정하기 위해 이용되는 PTRS (Phase Tracking Reference Signal)를 생성하고, 하향링크 시그널링을 통해서 PTRS가 전송되는지 여부를 나타내는 정보 및 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 정보 중 적어도 하나를 단말에 전송하고, 단말에 전송된 정보에 따라 PTRS를 단말로 전송한다.

발명의 효과

- [0013] 본 발명의 실시 예들에 따르면 다음과 같은 효과를 기대할 수 있다.
- [0014] 첫째로, 무선 통신 시스템에서 단말의 위상 잡음 추정 과정이 개선되어 수신 신호의 정확한 디코딩이 가능하게 된다.
- [0015] 둘째로, 단말의 위상 잡음 추정 성능이 향상되면서도 기지국이 전송하는 신호의 오버헤드가 최소화될 수 있다.
- [0016] 셋째로, 단말이 위상 잡음 추정을 위한 신호와 함께 관련 정보를 전송하여 위상 잡음 추정을 위한 신호의 전송 효율이 향상될 수 있다.
- [0017] 본 발명의 실시 예들에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 이하의 본 발명의 실시 예들에 대한 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 도출되고 이해될 수 있다. 즉, 본 발명을 실시함에 따른 의도하지 않은 효과들 역시 본 발명의 실시 예들로부터 당해 기술분야의 통상의 지식을 가진 자에 의해 도출될 수 있다.

도면의 간단한 설명

- [0018] 이하에 첨부되는 도면들은 본 발명에 관한 이해를 돕기 위한 것으로, 상세한 설명과 함께 본 발명에 대한 실시 예들을 제공한다. 다만, 본 발명의 기술적 특징이 특정 도면에 한정되는 것은 아니며, 각 도면에서 개시하는 특징들은 서로 조합되어 새로운 실시 예로 구성될 수 있다. 각 도면에서의 참조 번호(reference numerals)들은 구조적 구성요소(structural elements)를 의미한다.

도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.

도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍(narrow beamforming)을 도시하는 도면이다.

도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.

도 4는 기지국의 동기 신호 서비스 구역의 예시를 도시하는 도면이다.

도 5는 mmWave를 사용하는 통신 환경에서 제안하는 프레임 구조의 예이다.

도 6은 OVFS(Orthogonal Variable Spreading Factor) 코드의 구조를 도시한다.

도 7은 단말의 배치 상황을 예로 들어 설명하는 도면이다.

도 8은 mmWave를 사용하는 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역 구조를 도시하는 도면이다.

도 9 내지 도 11은 제안하는 실시 예와 관련된 PTRS(Phase Tracking Reference Signal)를 자원 영역에 매핑하는 방법들을 도시하는 도면이다.

도 12 및 도 13은 제안하는 실시 예와 관련하여 서브프레임 내에서 PTRS의 매핑 위치를 설명하는 도면이다.

도 14는 제안하는 실시예에 따른 PTRS가 매핑되는 패턴을 나타낸 도면이다.

도 15는 제안하는 실시 예와 관련된 PTRS 전송 방법을 도시하는 흐름도이다.

도 16 내지 도 20은 제안하는 실시 예에 따른 PTRS 정보 전송 방법을 설명하는 도면이다.

도 21은 제안하는 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다.

발명을 실시하기 위한 구체적인 내용

- [0019] 본 발명에서 사용되는 용어는 본 발명에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어들을 선택하였으나, 이는 당 분야에 종사하는 기술자의 의도 또는 판례, 새로운 기술의 출현 등에 따라 달라질 수 있다. 또한, 특정한 경우는 출원인이 임의로 선정한 용어도 있으며, 이 경우 해당되는 발명의 설명 부분에서 상세히 그 의미를 기재할 것이다. 따라서 본 발명에서 사용되는 용어는 단순한 용어의 명칭이 아닌, 그 용어가 가지는 의미와 본 발명의 전반에 걸친 내용을 토대로 정의되어야 한다.
- [0020] 이하의 실시 예들은 본 발명의 구성요소들과 특징들을 소정 형태로 결합한 것들이다. 각 구성요소 또는 특징은 별도의 명시적 언급이 없는 한 선택적인 것으로 고려될 수 있다. 각 구성요소 또는 특징은 다른 구성요소나 특징과 결합되지 않은 형태로 실시될 수 있다. 또한, 일부 구성요소들 및/또는 특징들을 결합하여 본 발명의 실시 예를 구성할 수도 있다. 본 발명의 실시 예들에서 설명되는 동작들의 순서는 변경될 수 있다. 어느 실시 예의 일부 구성이나 특징은 다른 실시 예에 포함될 수 있고, 또는 다른 실시 예의 대응하는 구성 또는 특징과 교체될 수 있다.
- [0021] 도면에 대한 설명에서, 본 발명의 요지를 흐릴 수 있는 절차 또는 단계 등은 기술하지 않았으며, 당업자의 수준에서 이해할 수 있을 정도의 절차 또는 단계는 또한 기술하지 아니하였다.
- [0022] 명세서 전체에서, 어떤 부분이 어떤 구성요소를 "포함(comprising 또는 including)"한다고 할 때, 이는 특별히 반대되는 기재가 없는 한 다른 구성요소를 제외하는 것이 아니라 다른 구성요소를 더 포함할 수 있는 것을 의미한다. 또한, 명세서에 기재된 "...부", "...기", "모듈" 등의 용어는 적어도 하나의 기능이나 동작을 처리하는 단위를 의미하며, 이는 하드웨어나 소프트웨어 또는 하드웨어 및 소프트웨어의 결합으로 구현될 수 있다. 또한, "일(a 또는 an)", "하나(one)", "그(the)" 및 유사 관련어는 본 발명을 기술하는 문맥에 있어서(특히, 이하의 청구항의 문맥에서) 본 명세서에 달리 지시되거나 문맥에 의해 분명하게 반박되지 않는 한, 단수 및 복수 모두를 포함하는 의미로 사용될 수 있다.
- [0023] 본 명세서에서 본 발명의 실시 예들은 기지국과 이동국 간의 데이터 송수신 관계를 중심으로 설명되었다. 여기서, 기지국은 이동국과 직접적으로 통신을 수행하는 네트워크의 종단 노드(terminal node)로서의 의미가 있다. 본 문서에서 기지국에 의해 수행되는 것으로 설명된 특정 동작은 경우에 따라서는 기지국의 상위 노드(upper node)에 의해 수행될 수도 있다.
- [0024] 즉, 기지국을 포함하는 다수의 네트워크 노드들(network nodes)로 이루어지는 네트워크에서 이동국과의 통신을 위해 수행되는 다양한 동작들은 기지국 또는 기지국 이외의 다른 네트워크 노드들에 의해 수행될 수 있다.

이때, '기지국'은 고정국(fixed station), Node B, eNode B(eNB), 발전된 기지국(Advanced Base Station, ABS) 또는 액세스 포인트(access point) 등의 용어에 의해 대체될 수 있다.

[0025] 또한, '이동국(Mobile Station, MS)'은 UE(User Equipment), SS(Subscriber Station), MSS(Mobile Subscriber Station), 이동 단말(Mobile Terminal), 발전된 이동단말(Advanced Mobile Station, AMS), 단말(Terminal) 또는 스테이션(STation, STA) 등의 용어로 대체될 수 있다.

[0026] 또한, 송신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 제공하는 고정 및/또는 이동 노드를 말하고, 수신단은 데이터 서비스 또는 음성 서비스를 수신하는 고정 및/또는 이동 노드를 의미한다. 따라서, 상향링크에서는 이동국이 송신단이 되고, 기지국이 수신단이 될 수 있다. 마찬가지로, 하향링크에서는 이동국이 수신단이 되고, 기지국이 송신단이 될 수 있다.

[0027] 또한, 디바이스가 '셀'과 통신을 수행한다는 기재는 디바이스가 해당 셀의 기지국과 신호를 송수신하는 것을 의미할 수 있다. 즉, 디바이스가 신호를 송신하고 수신하는 실질적인 대상은 특정 기지국이 될 수 있으나, 기재의 편의상 특정 기지국에 의해 형성되는 셀과 신호를 송수신하는 것으로 기재될 수 있다. 마찬가지로, '매크로 셀' 및/또는 '스몰 셀'이라는 기재는 각각 특정한 커버리지(coverage)를 의미할 수 있을 뿐 아니라, '매크로 셀을 지원하는 매크로 기지국' 및/또는 '스몰 셀을 지원하는 스몰 셀 기지국'을 의미할 수도 있다.

[0028] 본 발명의 실시 예들은 무선 접속 시스템들인 IEEE 802.xx 시스템, 3GPP 시스템, 3GPP LTE 시스템 및 3GPP2 시스템 중 적어도 하나에 개시된 표준 문서들에 의해 뒷받침될 수 있다. 즉, 본 발명의 실시 예들 중 설명하지 않은 자명한 단계들 또는 부분들은 상기 문서들을 참조하여 설명될 수 있다.

[0029] 또한, 본 문서에서 개시하고 있는 모든 용어들은 상기 표준 문서에 의해 설명될 수 있다. 특히, 본 발명의 실시 예들은 IEEE 802.16 시스템의 표준 문서인 P802.16e-2004, P802.16e-2005, P802.16.1, P802.16p 및 P802.16.1b 표준 문서들 중 하나 이상에 의해 뒷받침될 수 있다.

[0030] 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.

[0031] 또한, 본 발명의 실시 예들에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돕기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[0032] 1. 초고주파 대역을 이용한 통신 시스템

[0033] LTE(Long Term Evolution)/LTE-A(LTE Advanced) 시스템에서는 단말과 기지국의 오실레이터의 오차값을 요구사항(requirement)로 규정하며, 아래와 같이 기술한다.

[0034] - UE side frequency error (in TS 36.101)

[0035] The UE modulated carrier frequency shall be accurate to within ± 0.1 PPM observed over a period of one time slot (0.5 ms) compared to the carrier frequency received from the E-UTRA Node B

[0036] - eNB side frequency error (in TS 36.104)

[0037] Frequency error is the measure of the difference between the actual BS transmit frequency and the assigned frequency.

[0038] 한편, 기지국의 종류에 따른 오실레이터 정확도는 아래의 표 1과 같다.

표 1

BS class	Accuracy
Wide Area BS	± 0.05 ppm
Local Area BS	± 0.1 ppm
Home BS	± 0.05 ppm

[0040] 따라서, 기지국과 단말 간의 오실레이터의 최대 차이는 ± 0.1 ppm 으로, 한쪽 한쪽 방향으로 오차가 발생하였을 경우 최대 0.2ppm의 오프셋 값이 발생할 수 있다. 이러한 오프셋 값은 중심 주파수와 곱해짐으로써 각 중심 주

파수에 맞는 Hz 단위로 변환된다.

[0041] 한편, OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 시스템에서는 CFO 값이 서브캐리어 간격(subcarrier spacing)에 의해 다르게 나타나며, 일반적으로 큰 CFO 값이라 하더라도 서브캐리어 간격이 충분히 큰 OFDM 시스템에서 미치는 영향은 상대적으로 작다. 따라서, 실제 CFO 값(절대값)은 OFDM 시스템에 영향을 주는 상대적인 값으로 표현될 필요가 있으며, 이를 정규화된 CFO(normalized CFO)라 한다. 정규화된 CFO는 CFO 값을 서브캐리어 간격으로 나눈 값으로 표현되며, 아래의 표 2는 각 중심 주파수와 오실레이터의 오차 값에 대한 CFO와 정규화된 CFO를 나타낸다.

표 2

Center frequency(subcarrier spacing)	Oscillator Offset			
	±0.05 ppm	±0.1 ppm	±10 ppm	±20 ppm
2GHz (15kHz)	±100Hz(±0.0067)	±200Hz(±0.0133)	±20kHz(±1.3)	±40kHz(±2.7)
30GHz (104.25kHz)	±1.5kHz(±0.014)	±3kHz(±0.029)	±300kHz(±2.9)	±600kHz(±5.8)
60GHz (104.25kHz)	±3kHz(±0.029)	±6kHz(±0.058)	±600kHz(±5.8)	±1.2MHz(±11.5)

[0043] 표 2에서 중심 주파수가 2GHz인 경우(예를 들어, LTE Rel-8/9/10)에는 서브캐리어 간격(15kHz)를 가정하였으며, 중심 주파수가 30GHz, 60GHz인 경우에는 서브캐리어 간격을 104.25kHz를 사용함으로써 각 중심 주파수에 대해 도플러 영향을 고려한 성능 열화를 방지하였다. 위의 표 2는 단순한 예시이며, 중심 주파수에 대해 다른 서브캐리어 간격이 사용될 수 있음은 자명하다.

[0044] 한편, 단말이 고속으로 이동하는 상황이나 고주파수 대역에서 이동하는 상황에서는 도플러 분산(Doppler spread) 현상이 크게 발생한다. 도플러 분산은 주파수 영역에서의 분산을 유발하며, 결과적으로 수신기 입장에

서 수신 신호의 왜곡을 발생시킨다. 도플러 분산은 $f_{doppler} = (v/\lambda)\cos\theta$ 로 표현될 수 있다. 이때, v 는 단말의 이동 속도이며, λ 는 전송되는 전파의 중심 주파수의 파장을 의미한다. θ 는 수신되는 전파와 단말의 이동 방향 사이의 각도를 의미한다. 이하에서는 θ 가 0인 경우를 전제로 설명한다.

[0045] 이때, 코히어런스 타임(coherence time)은 도플러 분산과 반비례하는 관계에 있다. 만약, 코히어런스 타임을 시간 영역에서 채널 응답의 상관관계(correlation) 값이 50% 이상인 시간 간격으로 정의하는 경우,

$T_c \approx \frac{9}{16\pi f_{doppler}}$ 로 표현된다. 무선 통신 시스템에서는 도플러 분산에 대한 수식과 코히어런스 타임에 대한 수식 간의 기하 평균(geometric mean)을 나타내는 아래의 수학적 식 1이 주로 이용된다.

수학적 식 1

$$T_c = \sqrt{\frac{9}{16\pi f_{doppler}}} = \frac{0.423}{f_{doppler}}$$

[0046] 도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.

[0047] 주파수 변화에 따른 도플러 값의 변화를 나타내는 도플러 스펙트럼(Doppler spectrum, 또는 도플러 파워 스펙트럼 밀도(Doppler power spectrum density))는 통신 환경에 따라 다양한 모양을 가질 수 있다. 일반적으로, 도심지와 같이 산란(scattering)이 많이 발생하는 환경에서, 수신 신호가 모든 방향으로 동일한 파워로 수신된다면 도플러 스펙트럼은 도 1과 같은 U-형태로 나타난다. 도 1은 중심 주파수를 f_c 라 하고 최대 도플러 분산 값을 f_d 라 할 때의 U-형태 도플러 스펙트럼을 도시한다.

- [0049] 도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍을 도시하는 도면이며, 도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [0050] 초고주파 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 매우 높은 대역에 위치하기 때문에, 안테나의 크기가 작고 작은 공간 내에 복수의 안테나로 구성되는 안테나 어레이를 설치할 수 있는 특징이 있다. 이러한 특징으로 인해 수십 내지 수백 개의 안테나를 이용한 핀포인트 빔포밍(pin-point beamforming), 펜슬 빔포밍(pencil beamforming), 좁은 빔포밍(narrow beamforming), 또는 얇은 빔포밍(sharp beamforming)이 가능해진다. 이러한 좁은 빔포밍은 수신되는 신호가 등방향이 아닌 일정한 각도로만 수신된다는 것을 의미한다.
- [0051] 도 2(a)는 등방향으로 수신되는 신호에 따라 도플러 스펙트럼이 U-형태로 나타나는 경우를 도시하며, 도 2(b)는 복수의 안테나를 이용한 좁은 빔포밍이 수행되는 경우를 도시한다.
- [0052] 이와 같이, 좁은 빔포밍을 수행하면 줄어든 angular spread로 인하여 도플러 스펙트럼도 U-형태 보다 좁게 나타난다. 도 3에 도시된 바와 같이, 좁은 빔포밍이 수행되는 경우의 도플러 스펙트럼은 일정 대역에서만 도플러 분산이 나타남을 알 수 있다.
- [0053] 앞서 설명한 초고주파 대역을 이용하는 무선 통신 시스템은 중심 주파수가 수 GHz 내지 수십 GHz 대역에서 동작한다. 이러한 중심주파수의 특성은 단말의 이동에 따라 발생하는 도플러 효과나 송신기/수신기 간의 오실레이터 차이로 인한 CFO의 영향을 더욱 심각하게 한다.
- [0054] 도 4는 기지국의 동기 신호 서비스 구역의 예시를 도시하는 도면이다.
- [0055] 단말은 기지국이 전송하는 하향링크(Downlink, DL) 동기 신호(synchronization signal)를 이용하여 기지국과 동기화를 수행한다. 이러한 동기화 과정에서는 기지국과 단말 간에 타이밍(timing) 과 주파수가 동기화된다. 동기화 과정에서 특정 셀 내의 단말들이 동기 신호를 수신하고 이용할 수 있도록, 기지국은 빔폭을 최대한 넓게 구성하여 동기 신호를 전송한다.
- [0056] 한편, 고주파 대역을 이용하는 mmWave 통신 시스템의 경우, 동기 신호 전송에 있어서 저주파 대역을 이용하는 경우에 비해 경로 감쇄(path loss)가 더 크게 나타난다. 즉, 고주파 대역을 이용하는 시스템의 경우, 상대적으로 낮은 주파수 대역(예를 들어, 6GHz 이하)을 이용하는 종래의 셀룰러 시스템(예를 들어, LTE/LTE-A)에 비해 지원할 수 있는 셀 반경(radius)이 큰 폭으로 축소된다.
- [0057] 이러한 셀 반경의 축소를 해결하기 위한 하나의 방법으로서, 빔포밍(beam forming)을 이용한 동기 신호 전송 방법이 이용될 수 있다. 빔포밍이 이용되는 경우 셀 반경은 증가하지만, 빔 폭이 줄어드는 단점이 있다. 아래의 수학적 식 2는 빔 폭에 따른 수신 신호 SINR 의 변화를 나타낸다.

수학적 식 2

$$W \rightarrow M^{-2}W$$

$$SINR \rightarrow M^2 SINR$$

[0058]

- [0059] 수학적 식 2은 빔포밍에 따라 빔 폭이 M^{-2} 배 감소하는 경우, 수신 SINR이 M^2 배 향상됨을 나타낸다.

- [0060] 이러한 빔포밍 방식 이외에, 셀 반경의 축소를 해결하기 위한 또다른 방법으로서 동일한 동기 신호를 반복하여 전송하는 방식 또한 고려해볼 수 있다. 이러한 방식의 경우, 시간축으로 추가적인 자원할당이 필요하지만, 빔 폭의 감소 없이도 셀 반경을 증가시킬 수 있다는 장점이 있다.

- [0061] 한편, 기지국은 특정 구역 내에 위치하는 주파수 자원 및 시간 자원을 스케줄링함으로써 각 단말들에 자원을 할당한다. 이하에서는 이러한 특정 구역을 섹터(sector)라 정의한다. 도 4에 도시된 섹터에서 A1, A2, A3, A4는 반경 0~200m 이고 각각 폭이 0~15', 15~30', 30~45', 45~60'인 섹터들을 나타낸다. B1, B2, B3, B4는 반경 200~500m이고 각각 폭이 0~15', 15~30', 30~45', 45~60'인 섹터들을 나타낸다. 도 4에 도시된 내용들을 바탕으로, 섹터 1을 {A1, A2, A3, A4} 로 정의하고, 섹터 2를 {A1, A2, A3, A4, B1, B2, B3, B4}라 정의한다. 또한, 현재 기지국의 동기 신호 서비스 구역이 섹터 1인 경우, 기지국이 섹터 2에 동기 신호를 서비스하기 위해서는

동기 신호의 전송에 6dB 이상의 추가 파워가 요구된다고 가정한다.

[0062] 먼저, 기지국은 섹터 2를 서비스하기 위하여 빔포밍 기법을 이용하여 6dB의 추가 이득을 얻을 수 있다. 이러한 빔포밍 과정을 통해 서비스 반경을 A1에서 B1까지 늘릴 수 있다. 그러나, 빔포밍을 통해 빔 폭이 줄어들기 때문에, A2, A3, A4는 동시에 서비스할 수 없게 된다. 따라서, 빔포밍이 수행되는 경우 A2~B2, A3~B3, A4~B4 섹터에 동기 신호가 각각 별도로 전송되어야 한다. 다시 말해서, 기지국은 섹터 2를 서비스하기 위해 동기 신호를 4번에 걸쳐 빔포밍을 수행해가며 전송해야만 한다.

[0063] 반면, 앞서 설명한 동기 신호의 반복 전송을 생각해보면, 기지국이 동기 신호를 섹터 2 전부에 전송할 수 있지만, 시간축 상에서 동기 신호를 4번 반복하여 전송해야 한다. 결과적으로, 섹터 2를 서비스하기 위해 필요한 자원은 빔포밍 방식과 반복 전송 방식 모두에 있어서 동일하다.

[0064] 그러나, 빔포밍 방식의 경우 빔폭이 좁기 때문에 빠른 속도로 이동하는 단말이나 섹터의 경계에 있는 단말이 안정적으로 동기 신호를 수신하기 어렵다. 그 대신에, 단말이 위치하는 빔의 ID를 구분할 수 있다면, 동기 신호를 통해 단말이 자신의 위치를 파악할 수 있다는 장점이 있다. 반면, 반복 전송 방식의 경우 빔 폭이 넓어서 단말이 동기 신호를 놓칠 가능성은 매우 낮다. 그 대신, 단말이 자신의 위치를 파악할 수는 없게 된다.

[0065] 도 5는 mmWave를 사용하는 통신 환경에서 제안하는 프레임 구조의 예이다.

[0066] 먼저, 하나의 프레임은 Q 개의 서브프레임으로 구성되며, 하나의 서브프레임은 P 개의 슬롯으로 구성된다. 하나의 슬롯은 T 개의 OFDM 심볼들로 구성된다. 이때, 다른 서브프레임들과는 달리, 프레임 내에서 첫 번째 서브프레임은 0 번째 슬롯('S'로 표시된 슬롯)을 동기화 용도로 사용한다. 이러한 0번째 슬롯은 타이밍과 주파수 동기를 위한 A개의 OFDM 심볼들, 빔 스캐닝을 위한 B 개의 OFDM 심볼들, 시스템 정보를 단말에 알리기 위한 C 개의 OFDM 심볼들로 구성된다. 나머지 D 개의 OFDM 심볼들은 각 단말에 데이터 전송을 위해 사용된다.

[0067] 한편, 이러한 프레임 구조는 단순한 예시에 불과하며, Q, P, T, S, A, B, C, D는 각각 임의의 값으로서, 사용에 의해 설정되거나 시스템 상에서 자동적으로 설정되는 값일 수 있다.

[0068] 이하에서는 기지국과 단말 간의 타이밍 동기화 알고리즘에 대해 설명한다. 도 5에서 기지국이 동일한 동기 신호를 A 번 반복 전송하는 경우를 생각해보자. 단말은 기지국이 전송한 동기 신호를 바탕으로, 수학식 3의 알고리즘을 이용하여 타이밍 동기화를 수행한다.

수학식 3

$$\hat{n} = \arg \max_{\tilde{n}} \frac{\left| \sum_{i=0}^{A-2} \mathbf{y}_{\tilde{n},i}^H \mathbf{y}_{\tilde{n},i+1} \right|}{\sum_{i=0}^{A-2} \left| \mathbf{y}_{\tilde{n},i}^H \mathbf{y}_{\tilde{n},i+1} \right|}$$

$$\text{where } \mathbf{y}_{\tilde{n},i} \triangleq \mathbf{r} \left[\tilde{n} + i(N + N_g) : \tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1 \right]$$

[0069]

[0070] 수학식 3에서 N , N_g 는 각각 OFDM 심볼의 길이, CP(Cyclic Prefix)의 길이, OFDM 심볼의 인덱스를 나타낸다. $\mathbf{r}$ 은 수신기에서 수신 신호의 벡터를 의미한다. 이때,

$\mathbf{y}_{\tilde{n},i} \triangleq \mathbf{r} \left[\tilde{n} + i(N + N_g) : \tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1 \right]$ 식은 수신 신호 벡터 $\mathbf{r}$ 의 $(\tilde{n} + i(N + N_g))$ 번째부터 $(\tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1)$ 번째까지의 요소들로 정의되는 벡터이다.

[0071] 수학식 3의 알고리즘은 시간적으로 인접한 2개의 OFDM 수신 신호가 동일하다는 조건에서 동작한다. 이러한 알고리즘은 슬라이딩 윈도우(sliding window) 방식을 이용할 수 있어 낮은 복잡도로 구현이 가능하며, 주파수 오프

셋에 강한 특징을 갖는다.

[0072] 한편, 아래의 수학적식 4는 수신 신호와 기지국이 전송한 신호 간의 상관관계를 이용함으로써 타이밍 동기화를 수행하는 알고리즘을 나타낸다.

수학적식 4

$$\hat{n} = \arg \max_{\tilde{n}} \frac{\left| \sum_{i=0}^{A-1} y_{\tilde{n},i}^H s \right|^2}{\sum_{i=0}^{A-1} |y_{\tilde{n},i}|^2 \sum_{i=0}^{A-1} |s|^2}$$

[0073]

[0074] 수학적식 4에서 s는 기지국이 전송한 신호를 의미하며, 단말과 기지국 사이에 미리 약속된 신호 벡터이다. 수학적식 4의 방식은 수학적식 3에 비해 더 좋은 성능을 낼 수 있으나, 슬라이딩 윈도우 방식으로 구현될 수 없어 복잡도가 높게 요구된다. 또한, 주파수 오프셋에 취약한 특징을 갖는다.

[0075] 타이밍 동기화 방식의 설명에 이어서, 빔 스캐닝 과정을 설명한다. 빔 스캐닝(beam scanning)이란 수신기의 수신 SINR을 최대화하는 빔의 방향을 찾는 송신기 및/또는 수신기의 동작을 의미한다. 예를 들어, 기지국은 단말에 데이터를 전송하기 전에 빔 스캐닝을 통해 빔의 방향을 결정한다.

[0076] 도 4를 예로 들어 더 설명하면, 도 4에서는 하나의 기지국이 서비스하는 섹터를 8 개의 영역으로 나누어 도시한다. 이때, 기지국은 (A1+B1), (A2+B2), (A3+B3), (A4+B4) 영역에 각각 빔을 전송하며, 단말은 기지국이 전송하는 빔들을 구분이 가능하다. 이러한 조건에서, 빔 스캐닝 과정은 4가지 과정으로 구체화될 수 있다. 먼저, i) 기지국은 4개의 영역에 차례로 빔을 전송한다. ii) 단말은 수신 SINR 관점에서 빔들 중 가장 적합하다고 판단되는 빔을 결정한다. iii) 단말은 선택된 빔에 대한 정보를 기지국으로 피드백한다. iv) 기지국은 피드백된 방향을 갖는 빔을 이용하여 데이터를 전송한다. 위의 빔 스캐닝 과정을 통해 단말은 수신 SINR이 최적화된 빔을 통해 하향링크 데이터를 수신할 수 있게 된다.

[0077] 이하에서는 Zadoff-Chu 시퀀스에 대해 설명한다. Zadoff-Chu 시퀀스는 추(chu) 시퀀스 또는 ZC 시퀀스라 불리며, 아래의 수학적식 5로 정의된다.

수학적식 5

$$\mathbf{x}_r[n] = e^{\frac{j\pi rn(n+1)}{N}}$$

[0078]

[0079] 수학적식 5에서 N은 시퀀스의 길이, r은 루트 값, $\mathbf{x}_r[n]$ 은 ZC 시퀀스의 n 번째 요소를 나타낸다. ZC 시퀀스가 갖는 특징으로는, 먼저 모든 요소의 크기가 동일하다는 점을 들 수 있다(constant amplitude). 또한, ZC 시퀀스의 DFT 결과 또한 모든 요소에 대해 동일하게 나타난다.

[0080] 다음으로, ZC 시퀀스와 ZC 시퀀스의 순환 시프팅(cyclic shifting)된 버전은 수학적식 6과 같은 상관관계를 갖는다.

수학식 6

$$\left(\mathbf{x}_r^{(i)}\right)^H \mathbf{x}_r^{(j)} = \begin{cases} N & \text{for } i = j \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

[0081]

[0082] 수학식 6에서 $\mathbf{x}_r^{(i)}$ 는 $\mathbf{x}_r$ 를 i 만큼 순환 시프팅한 시퀀스이며, ZC 시퀀스의 자기 상관관계가 $i=j$ 인 경우를 제외하고는 0임을 나타낸다. 또한, ZC 시퀀스는 zero auto-correlation 특성 또한 가져, CAZAC (Constant Amplitude Zero Auto Correlation) 특성을 갖는다고 표현하기도 한다.

[0083] ZC 시퀀스의 마지막 특징으로, 시퀀스의 길이 N 과 서로소인 루트 값을 갖는 ZC 시퀀스들 간에는 아래의 수학식 7과 같은 상관관계를 갖는다.

수학식 7

$$\mathbf{x}_{r_1}^H \mathbf{x}_{r_2} = \begin{cases} N & \text{for } r_1 = r_2 \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{elsewhere} \end{cases}$$

[0084]

[0085] 수학식 7에서 r_1, r_2 는 N 과 서로소이다. 예를 들어, $N=111$ 인 경우, $2 \leq r_1, r_2 \leq 110$ 은 수학식 7을 항상 만족한다. 수학식 6의 자기 상관관계와는 달리, ZC 시퀀스의 상호 상관관계는 완전히 0이 되지 않는 다.

[0086] ZC 시퀀스에 이어 하다마드(Hadamard) 행렬을 설명한다. 하다마드 행렬은 아래의 수학식 8과 같이 정의된다.

수학식 8

$$H_{2^k} = \begin{bmatrix} H_{2^{k-1}} & H_{2^{k-1}} \\ H_{2^{k-1}} & -H_{2^{k-1}} \end{bmatrix} = H_2 \otimes H_{2^{k-1}}$$

where $H_1 = [1]$

$$H_2 = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$$

[0087]

[0088] 수학식 8에서 2^k 는 행렬의 크기를 나타낸다. 하다마드 행렬은 사이즈 n 과 무관하게 항상

$\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^T = n \mathbf{I}_n$ 을 만족하는 단위 행렬(unitary matrix)이다. 또한, 하다마드 행렬에서 모든 열(column)과 모든 행(row)끼리는 서로 직교한다. 일 예로, $n=4$ 인 경우 하다마드 행렬은 수학식 9와 같이 정의된다.

수학식 9

$$\mathbf{H}_4 = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix}$$

[0089]

[0090] 수학식 9로부터 각 열들끼리, 각 행들끼리 서로 직교함을 알 수 있다.

[0091] 도 6은 OVFS(Orthogonal Variable Spreading Factor) 코드의 구조를 도시한다. OVFS 코드는 하다마드 행렬을 기반으로 생성되는 코드이며, 특정한 규칙을 갖는다.

[0092] 먼저, OVFS 코드에서 오른쪽으로 분기할 때(lower branch), 첫 번째 코드는 좌측의 상위 코드(mother code)를 그대로 2번 반복하며, 두 번째 코드는 상위 코드를 1번 반복하고 반전하여 1번 반복함으로써 생성된다. 도 6은 OVFS 코드의 트리 구조(tree structure)를 나타낸다.

[0093] 이러한 OVFS 코드는 코드 트리 상의 인접한 상위 코드와 하위 코드(child code) 간의 관계를 제외하고는 모두 직교성이 보장된다. 예를 들어, 도 6에서 [1 -1 1 -1] 코드는 [1 1], [1 1 1 1], [1 1 -1 -1]과 모두 직교한다. 또한, OVFS 코드는 코드의 길이와 사용 가능한 코드의 개수가 동일하다. 즉, 도 6에서 특정 코드의 길이와 해당 코드가 속한 분기(branch)에서의 총 개수가 동일함을 확인할 수 있다.

[0094] 도 7은 단말의 배치 상황을 예로 들어 설명하는 도면이다. 도 7에서는 RACH(Random Access Channel)에 대해 설명한다.

[0095] LTE 시스템의 경우, 단말들이 전송한 RACH 신호가 기지국으로 도착할 때, 기지국이 수신한 단말들의 RACH 신호 파워는 동일해야 한다. 이를 위해, 기지국은 'preambleInitialReceivedTargetPower'라는 파라미터를 정의함으로써, SIB(System Information Block)2를 통해 해당 셀 내의 모든 단말에 파라미터를 방송한다. 단말은 기준 신호(reference signal)를 이용하여 경로 손실을 계산하며, 계산된 경로 손실과 'preambleInitialReceivedTargetPower' 파라미터를 아래의 수학식 10과 같이 이용함으로써 RACH 신호의 송신 파워를 결정한다.

수학식 10

$$P_{PRACH_Initial} = \min \{P_{CMAX}, \text{preambleInitialReceivedTargetPower} + PL\}$$

[0096]

[0097] 수학식 10에서 $P_{PRACH_Initial}$, P_{CMAX} , PL 은 각각 RACH 신호의 송신 파워, 단말의 최대 송신 파워, 경로 손실을 나타낸다.

[0098] 수학식 10을 예로 들어 설명하면, 단말의 최대 전송 가능한 파워는 23dBm 이고 기지국의 RACH 수신 파워는 -104dBm 이라고 가정한다. 또한, 도 7에 도시된 바와 같이 단말이 배치된 상황을 가정한다.

[0099] 먼저, 단말은 수신 동기 신호와 빔 스캐닝 신호를 이용하여 경로 손실을 계산하며, 이를 바탕으로 송신 파워를 결정한다. 아래의 표 3은 단말의 경로 손실과 그에 따른 송신 파워를 나타낸다.

표 3

[0100]

단말	preambleInitialReceivedTargetPower	경로 손실	필요한 송신 파워	송신 파워	추가 필요 파워
K1	-104dBm	60dB	-44dBm	-44dBm	0dBm
K2	-104dBm	110dB	6dBm	6dBm	0dBm
K3	-104dBm	130dB	26dBm	23dBm	3dBm

[0101] 표 3에서 K1 단말의 경우 경로 손실이 매우 작지만, RACH 수신 파워를 맞추기 위해 매우 작은 파워(-44dBm)로 RACH 신호를 전송해야 한다. 한편, K2 단말의 경우 경로 손실이 크지만, 필요 송신 파워는 6dBm이다. 그러나, K3단말의 경우 경로 손실이 매우 커, 필요한 송신 파워가 단말의 P_CMAX=23dBm을 초과하게 된다. 이러한 경우, 단말은 최대 송신 파워인 23dBm으로 전송해야만 하며, 단말의 RACH 액세스 성공률은 3dB 열화된다.

[0102] 이어서, 본 발명과 관련된 위상 잡음(phase noise)에 대해 설명한다. 시간축 상에서 발생하는 지터(jitter)는 주파수축 상에서 위상 잡음으로 나타난다. 이러한 위상 잡음은 시간축 상의 수신 신호의 위상을 아래 수학적 식 11과 같이 무작위로 변경시킨다.

수학적 식 11

$$r_n = s_n e^{j\phi_n}$$

$$\text{where } s_n = \sum_{k=0}^{N-1} d_k e^{j2\pi \frac{kn}{N}}$$

[0103]

[0104] 수학적 식 11에서 r_n, s_n, d_k, ϕ_n 파라미터들은 각각 수신 신호, 시간축 신호, 주파수축 신호, 위상 잡음으로 인한 위상 회전(phase rotation) 값을 나타낸다. 수학적 식 11에서의 수신 신호가 DFT(Discrete Fourier Transform) 과정을 거치는 경우, 아래의 수학적 식 12가 도출된다.

수학적 식 12

$$y_k = d_k \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_n} + \frac{1}{N} \sum_{\substack{t=0 \\ t \neq k}}^{N-1} d_t \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_n} e^{j2\pi(t-k)m/N}$$

[0105]

$$\frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_n}, \frac{1}{N} \sum_{\substack{t=0 \\ t \neq k}}^{N-1} d_t \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\phi_n} e^{j2\pi(t-k)m/N}$$

[0106] 수학적 식 12에서 파라미터들은 각각 CPE(Common Phase Error) 및 ICI(Inter Cell Interference)를 나타낸다. 이때, 위상 잡음 간의 상관관계가 클수록 수학적 식 12의 CPE가 큰 값을 갖게 된다. 이러한 CPE는 무선랜 시스템에서의 CFO(Carrier Frequency Offset)의 일종이지만, 단말 입장에서는 위상 잡음이라는 관점에서 CPE와 CFO를 유사하게 해석할 수 있다.

[0107] 단말은 CPE/CFO를 추정함으로써 주파수축 상의 위상 잡음인 CPE/CFO를 제거하게 되며, 단말이 수신 신호에 대해 CPE/CFO를 추정하는 과정은 수신 신호의 정확한 디코딩을 위해 선행되어야 하는 과정이다. 이에 따라, 단말이 CPE/CFO를 정확하게 추정할 수 있도록 기지국은 소정의 신호를 단말로 전송해줄 수 있으며, 이러한 신호는 위상 잡음을 추정하기 위한 신호로써 단말과 기지국 간에 미리 공유된 파일럿 신호가 될 수도 있고 데이터 신호가 변경되거나 복제된 신호일 수도 있다. 이하에서는 위상 잡음을 추정하기 위한 일련의 신호를 통칭하여 PCRS(Phase Compensation Reference Signal) 또는 PNRS(Phase Noise Reference Signal) 또는 PTRS (Phase Tracking Reference Signal)라 부른다. 이하, 설명의 편의 상, 해당 구성은 모두 PTRS로 통칭하여 명명한다.

[0108] 도 8은 mmWave 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역 구조를 도시하는 도면이다. mmWave와 같은 초고주파 대역을 이용하는 통신 시스템은 종래의 LTE/LTE-A 통신 시스템과는 물리적 성질이 다른 주파수 대역을 사용한다. 이에 따라, 초고주파 대역을 이용하는 통신 시스템에서는 종래 통신 시스템에서 이용되는 자원 영역의 구조와 다른 형태의 자원 구조가 논의되고 있다. 도 8은 새로운 통신 시스템의 하향링크 자원 구조의 예를 도시한다.

[0109] 가로축으로 14개의 OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 심볼과 세로축으로 12개의 서브캐리어(subcarrier)로 구성되는 RB(Resource block) 쌍(RB pair)을 고려할 때, 첫 2개(또는 3개)의 OFDM 심볼(810)은 종래와 유사하게 제어채널(예를 들어, PDCCH(Physical Downlink Control Channel))에 할당되고, 다음 1개의

OFDM 심볼(820)은 DMRS(DeModulation Reference Signal)이 할당되고, 나머지 OFDM 심볼(830)은 데이터채널(예를 들어, PDSCH(Physical Downlink Shared Channel))이 할당될 수 있다.

[0110] 한편, 도 8과 같은 자원 영역 구조에서 앞서 설명한 CPE(또는, CFO) 추정을 위한 PCRS 또는 PNRS 또는 PTRS는 데이터채널이 할당되는 영역 830의 일부 RE(Resource Element)에 실려 단말로 전송될 수 있다. 이러한 신호는 위상 잡음을 제거하기 위한 신호이며, 앞서 설명했듯이 파일럿 신호가 될 수도 있고 데이터 신호가 변경되거나 복제된 신호일 수도 있다.

[0111] 2. 제안하는 PTRS 전송 방법

[0112] 제안하는 실시 예에서, 기지국은 단말이 수신 신호의 위상 잡음을 추정할 수 있도록 PTRS(또는, PCRS 또는 PNRS)를 단말로 전송한다. PTRS는 기지국과 단말 간에 공유되는 파일럿 신호이며, 위상 잡음을 보상하기 위해 정의되는 기준 신호이다.

[0113] 도 9 내지 도 11은 기지국이 PTRS를 자원 영역에 배치(또는, 매핑)하는 여러 가지 실시 예들을 각각 도시하는 도면이다. 도 9 내지 도 11의 자원 구조에서 가로축은 OFDM 심볼, 세로축은 서브캐리어를 나타낸다. 도 9 내지 도 11의 좌측 도면들은 각각 안테나 포트 7의 DMRS 및 PTRS 구조를 도시하고, 우측 도면들은 각각 안테나 포트 8의 DMRS 및 PTRS 구조를 도시한다. 도 9의 실시 예를 먼저 설명한다.

[0114] 기지국은 특정 안테나 포트의 DMRS가 배치되는 주파수축 상 위치에 PTRS들을 배치할 수 있다. 이에 따라, 각각의 안테나 포트마다 DMRS가 배치되는 주파수축 상 위치(예를 들어, 서브캐리어 인덱스)가 다르기 때문에, 서로 다른 안테나 포트의 PTRS들은 주파수축 상에서 각각 서로 다른 위치에 배치된다.

[0115] 도 9(a) 및 도 9(b)를 예로 들어 설명한다. 도 9(a)에는 안테나 포트 7의 DMRS 및 PTRS 배치 구조가 도시된다. 도 9(a)에 도시된 연속적인 3개의 RB 쌍들을 참조하면, 안테나 포트 7의 DMRS는 3번째 OFDM 심볼($l=2$, $k=0$, 2 , 4 , ..., 10)에 배치되고, 안테나 포트 7의 PTRS는 DMRS가 배치되는 서브캐리어 중 어느 하나($k=6$) 상에 배치된다.

[0116] 이때, DMRS가 배치되는 주파수축 상 위치(즉, 서브캐리어)에 배치되는 PTRS들은 매 OFDM 심볼 배치되는 것이 아니라, 시간축 상에서 소정의 간격을 두고 배치될 수 있다. 도 9(a)에는 PTRS가 1개의 OFDM 심볼 간격을 두고 배치되는 실시 예가 도시되나 이에 한정되는 것은 아니며, 하나의 서브캐리어 상에 배치되는 PTRS들은 정수 개(예를 들어, 0 , 1 , 2 , ..., 3 등)의 OFDM 심볼 간격으로 배치될 수 있다. 이와 같이, PTRS가 시간축 상에서 일정한 간격으로 배치되는 구조를 빗 타입(comb type) 구조라 부를 수 있다.

[0117] 이와 같은 빗 구조의 PTRS는 PTRS의 전체 오버헤드를 줄일 수 있는 장점이 있다. 일 예로, PTRS를 모든 OFDM 심볼에 대해 정의하는 경우와 2 OFDM 심볼 크기의 간격을 갖고 위치한 OFDM 심볼에 대해 정의하는 경우를 비교하면, PTRS의 오버헤드는 약 2배가 차이가 나게 된다. 다만, 이와 같이 PTRS가 빗 구조로 구성되는 경우, CPE가 시간 축으로 빠르게 변화게 되면 추정 성능이 감소하는 단점이 있다.

[0118] 한편, 서브캐리어 당 배치되는 PTRS의 개수가 증가할수록 CPE 추정 성능이 향상되나, PTRS 전송을 위한 오버헤드가 증가하게 된다.

[0119] 도 9(b)에는 안테나 포트 8의 DMRS 및 PTRS 배치 구조가 도시된다. 도 9(b)에 도시된 RB 쌍들을 참조하면, 안테나 포트 8의 DMRS는 3번째 OFDM 심볼($l=2$, $k=1$, 3 , 5 , ..., 11)에 배치되고, 안테나 포트 8의 PTRS는 DMRS가 배치되는 서브캐리어 중 어느 하나($k=7$) 상에 배치된다. 도 9(a) 및 도 9(b) 모두에 있어서, PTRS들은 DMRS가 배치된 주파수축 상이라면 도시된 실시 예와 다른 주파수축 상에 배치될 수 있음은 물론이다.

[0120] 이어서, 도 10(a) 및 도 10(b)를 예로 들어 설명한다. 도 10(a) 및 도 10(b)의 경우, 동일한 자원 영역 내에서 PTRS가 배치되는 개수가 도 9(a) 및 도 9(b)와 비교했을 때 주파수축 상으로 2배이다. 도 10(a)에서는 안테나 포트 7의 DMRS들이 배치되는 서브캐리어 중에서 두 서브캐리어($k=2$, 8) 상에 안테나 포트 7의 PTRS들이 배치되며, 도 10(b)에서는 안테나 포트 8의 DMRS들이 배치되는 서브캐리어 중에서 두 서브캐리어($k=3$, 9) 상에 안테나 포트 8의 PTRS들이 배치된다.

[0121] 즉, 도 10의 실시 예는 PTRS의 주파수축 상 밀도(density)가 도 9의 실시 예에 비해 2배 증가한 형태이다. 이러한 배치 구조는, 단말이 CPE를 추정하는 것 외에 주파수축으로의 채널 추정 또한 가능하게 된다. 즉, PTRS는 CPE 추정을 통해 위상 잡음을 추정하기 위한 용도로 사용될 수 있을 뿐 아니라, 주파수 도메인의 채널 추정을 위한 용도로도 사용될 수 있다. 이러한 채널 추정으로 인해 시간축 상으로 채널이 빠르게 변화하는 경우에 있어

서 열화되는 채널 추정 결과가 보상될 수 있다.

- [0122] 이어서, 도 11(a) 및 도 11(b)의 실시 예를 설명한다. 도 11(a) 및 도 11(b)에 도시된 PTRS 배치 구조는 도 10(a) 및 도 10(b)와 비교할 때, RB 쌍 내에서 PTRS가 배치되는 RE의 개수는 동일하다. 그러나, 도 11(a) 및 도 11(b)에서 PTRS들이 주파수축마다 PTRS들의 시작 OFDM 심볼은 서로 다르다. 예를 들어, 도 11(a)의 RB 쌍들에 대하여, $k=2$ 인 서브캐리어 상에 배치되는 PTRS들은 $l=4$ 인 OFDM 심볼부터 배치가 시작되는 반면, $k=8$ 인 서브캐리어 상에 배치되는 PTRS들은 $l=5$ 인 OFDM 심볼부터 배치가 시작된다.
- [0123] 즉, PTRS가 배치되는 서브캐리어마다 PTRS 배치가 시작되는 OFDM 심볼이 다를 수 있으며, 이는 서브캐리어들에 대해서 PTRS가 시간축으로 호핑(hopping)되어 배치된다고 말할 수도 있다. 도 11의 PTRS 배치 구조가 갖는 장점은, 모든 OFDM 심볼에서 PTRS가 정의된다는 점이다. 즉, 도 11(a)를 예로 들어 설명하면, 인덱스가 짝수인 OFDM 심볼($l=4, 6, 8, 10, 12$)들에 대해서는 $k=2$ 인 서브캐리어 상에 PTRS들이 배치되고, 인덱스가 홀수인 OFDM 심볼($l=5, 7, 9, 11, 13$)들에 대해서는 $k=8$ 인 서브캐리어 상에 PTRS들이 배치된다. 이와 같이, 도 11의 방식은 시간축 상에서 PTRS가 연속적으로 정의된다는 장점이 있으며, 채널이 빠르게 변화하는 경우 단말은 매 OFDM 심볼마다의 채널 추정 값을 필요로 한다는 점에서 도 11의 배치 구조가 유리한 면이 있다.
- [0124] 이상의 도 9 내지 도 11에서는 각 안테나 포트의 PTRS들이 해당 안테나 포트의 DMRS와 동일한 서브캐리어 상에 위치하는 실시 예를 설명하였다. 그러나, 이러한 실시 예에 한정되는 것은 아니며, 각 안테나 포트의 PTRS들은 DMRS가 배치되지 않는 서브캐리어 상에 위치할 수도 있다.
- [0125] 도 12 및 도 13은 제안하는 실시 예와 관련하여 서브프레임 내에서 PTRS의 매핑 위치를 설명하는 도면이다. 도 12 및 도 13에서 가로축은 서브프레임 내의 OFDM 심볼 인덱스를 도시하며, 세로축은 각각 서로 다른 서브프레임 구성 형태를 도시한다.
- [0126] 단말은 제어 채널(예를 들어, PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel)) 또는 시그널링을 통해서, 서브프레임 내에서 PDCCH가 배치되는 OFDM 심볼의 위치를 결정한다. 예를 들어, 단말은 기지국으로부터의 PCFICH 또는 시그널링을 통해서 서브프레임 내에서 PDCCH가 몇번째 OFDM 심볼까지 배치되는지 알 수 있으며, 종래 LTE/LTE-A 기준으로 PDCCH는 서브프레임 내의 첫번째 OFDM 심볼로부터 최대 세번째 OFDM 심볼까지 배치될 수 있다. 이때, PDCCH와 같은 제어채널에는 데이터채널(예를 들어, PDSCH)과는 다른 프리코딩이 적용된다. 이에 따라, PTRS는 자원 영역에서 제어채널이 배치되는 영역에는 정의되지 않는다.
- [0127] 한편, 제안하는 실시 예에 의하면, 기지국은 서브프레임 내에서 PTRS가 배치되는 OFDM 심볼을 단말에 명시적으로 알려주지 않을 수 있다. 단말은 PTRS의 위치를 명시적으로 지시받지 못한다 하더라도, 앞서 설명한 바와 같이 서브프레임 내에서 제어채널이 배치되는 OFDM 심볼을 제외한 영역에서 PTRS를 수신할 수 있다. 예를 들어, 단말은 서브프레임 내에서 PDCCH가 전송되는 OFDM 심볼의 다음 OFDM 심볼부터 PTRS가 배치되는 것으로 결정할 수 있다.
- [0128] 예를 들어, 도 12에서 서브프레임 설정이 0인 경우 OFDM 심볼 인덱스가 0인 위치에 PDCCH가 배치된다('DL control'). 단말은 OFDM 심볼 인덱스 1 내지 13에 데이터가 배치되는 것('DL data')을 알 수 있으며, 이에 따라 PTRS도 OFDM 심볼 인덱스 1 내지 13에 배치되는 것으로 결정할 수 있다.
- [0129] 도 13은 CSI-RS(Channel State Information-RS)와 SRS(Sounding RS)의 배치까지 고려하여 PTRS의 위치가 결정되는 과정을 도시한다. 기지국으로부터 서브프레임 내에 CSI-RS 및/또는 SRS가 전송된다는 정보가 단말에 수신된 경우, 단말은 CSI-RS 또는 SRS가 배치되는 OFDM 심볼에는 PTRS가 전송되지 않는다고 결정한다. 이는, PDCCH와 유사하게, CSI-RS가 전송되는 OFDM 심볼은 데이터채널과는 다른 프리코딩이 적용되기 때문이다. 또한, SRS가 전송되는 OFDM 심볼과 GP(Guard Period)로 구성되는 OFDM 심볼에서는 하향링크 전송이 이루어지지 않기 때문에, 단말은 SRS와 GP에 대응되는 OFDM 심볼 역시 PTRS가 전송되지 않는다고 결정한다.
- [0130] 한편, 도 13에서 'UL control'로 구성된 OFDM 심볼은 new RAT(Radio Access Technology)에 따른 self-contained 모델을 의미할 수 있다. 즉, 하나의 서브프레임 내에서 하향링크와 상향링크 전송이 동시에 이루어지는 경우, 단말은 하향링크 서브프레임의 해당 OFDM 심볼에서도 PTRS가 전송되지 않는 것으로 결정할 수 있다.
- [0131] 도 12 및 도 13에서는 기지국이 단말에 PTRS의 매핑 위치를 명시적으로 지시하는 대신에, 제어채널이 할당되는 위치를 알려줌으로써 단말이 PTRS의 매핑 위치를 묵시적으로 알 수 있게 하는 과정을 설명하였다. 이와는 달리, 기지국은 데이터채널이 전송되는 마지막 OFDM 심볼을 알려주는 방식을 통해서도 단말이 PTRS가 배치되는 위치를 알게 할 수도 있다.

- [0132] 도 14는 제안하는 실시예에 따른 PTRS가 매핑되는 패턴을 나타낸 도면이다. 도 14에 있어, 가로축은 심볼 인덱스를, 세로축은 주파수 인덱스를 나타내고, p는 안테나 포트 인덱스를 의미한다.
- [0133] 도 14에 도시된 바와 같이, 서로 다른 포트의 PTRS는 TDM (Time Division Multiplexing) 및 FDM (Frequency Division Multiplexing)되어 매핑될 수 있다. 보다 구체적으로, 포트 0 및 포트 1에 대응하는 PTRS는 서브캐리어 인덱스 #12에 대응하는 주파수에 매핑되며 서로 TDM되어 매핑될 수 있다. 또한, 포트 2 및 포트 3에 대응하는 PTRS는 서브캐리어 인덱스 #36에 대응하는 주파수에 매핑되며 서로 TDM되어 매핑될 수 있다. 이때, 포트 0 및 포트 2에 대응하는 PTRS는 서로 FDM되고, 포트 1 및 포트 3에 대응하는 PTRS는 서로 FDM될 수 있다.
- [0134] 다만, 도 14는 본 발명에 적용 가능한 일 예를 나타낸 도면에 불과하며, 본 발명에 따른 PTRS는 도 14와 달리 서브캐리어 인덱스 #13 및 #37에 매핑될 수도 있고, 도 14와 다른 심볼 인덱스 상에 매핑될 수 있다.
- [0135] 도 15는 제안하는 실시 예에 따른 PTRS 전송 방법을 도시하는 흐름도이다. 먼저, 기지국은 PTRS(또는, PCRS 또는 PNRs)를 생성한다(S1510). 앞서 설명한 바와 같이 PTRS는 단말로 하여금 CPE를 추정하여 위상 잡음을 추정하기 위해 이용되는 신호이며, 단말과 기지국 간에 미리 공유된 파일럿 신호일 수 있다.
- [0136] 기지국은 PTRS를 자원 영역에 매핑하며(S1520), 특정 안테나 포트의 PTRS는 동일한 안테나 포트의 DMRS가 매핑되는 하나 이상의 서브캐리어 상에 매핑될 수 있다. 또한, 하나의 서브캐리어 상에서 PTRS는 일정한 OFDM 심볼 간격으로 매핑될 수도 있으며, PTRS가 하나의 RB 쌍에서 둘 이상의 서브캐리어 상에 매핑되는 경우 각 서브캐리어들에서 PTRS 배치가 시작되는 OFDM 심볼이 다를 수도 있다.
- [0137] 이어서, 기지국은 자원 영역 상에 매핑된 PTRS를 단말로 전송하며(S1530), 단말은 PTRS를 이용하여 CPE(또는, CFO)를 추정한다(S1540). 단말은 추정된 CPE의 영향을 제거함으로써 수신 신호로부터 위상 잡음을 제거하게 된다(S1550).
- [0138] 이상의 도 9 내지 도 15에서 제안한 실시 예에서는 하향링크에서 PTRS가 전송되는 실시 예를 설명하였으나, 상향링크에서 단말이 PTRS를 기지국으로 전송하는 실시 예로 확장될 수도 있다.
- [0139] **3. 제안하는 PTRS 관련 정보 전송 방법**
- [0140] 도 16 내지 도 20은 제안하는 실시 예에 따른 PTRS 정보 전송 방법을 설명하는 도면이다.
- [0141] 이상에서 설명한 바와 같이, PTRS는 데이터 채널이 전송되는 자원 영역에 배치되기 때문에, PTRS에 할당되는 자원 영역(예를 들어, RE)이 증가할수록 데이터 채널의 전송 효율(즉, 수율)이 감소하게 된다. 이를 최소화하기 위해 기지국은 PTRS를 선택적으로 전송할 수 있으며, PTRS가 전송되지 않는 경우에는 PTRS에 할당될 자원 영역이 일반 데이터 채널에 할당된다. 한편, PTRS를 선택적으로 전송하는 경우 기지국은 단말에 PTRS의 전송 여부를 알려주어야 하기 때문에, 이하에서는 단말에 PTRS의 전송 여부를 알려주는 과정에 대해 구체적으로 설명한다. 또한, 앞서 설명했듯이 PTRS가 배치되는 RE는 안테나 포트마다 다르게 정의되므로, 기지국은 PTRS가 전송되는 경우에는 PTRS의 안테나 포트에 대해서도 단말에 알려줘야 한다.
- [0142] 제안하는 일 실시 예에 의하면, 기지국은 DCI(Downlink Control Information) 및 RRC(Radio Resource Control) 시그널링 중 적어도 하나를 통해서 PTRS의 전송 여부와 PTRS의 안테나 포트에 대해 단말에 알려줄 수 있다. PTRS의 전송 여부를 나타내는 정보와 PTRS의 안테나 포트에 대한 정보는 DCI 및/또는 RRC 시그널링의 소정 필드(field)를 통해서 단말에 전송될 수 있으며, 단말은 해당 필드를 통해 수신된 값으로부터 PTRS의 전송 여부 및/또는 PTRS의 안테나 포트를 결정할 수 있다.
- [0143] 한편, 상술한 DCI는 하향링크를 통해 전송되는 PTRS에 대한 정보를 포함하는 하향링크 DCI를 의미할 수 있을 뿐 아니라, 단말로부터의 상향링크를 통해 전송되는 PTRS에 대한 정보를 포함하는 상향링크 DCI(즉, UL 그랜트)를 의미할 수도 있다.
- [0144] 도 16은 일 실시 예에 의한 PTRS 관련 정보의 전송 방법을 도시하는 도면이다. 도 16에서, PTRS의 전송 여부를 나타내는 플래그가 DCI 포맷 내의 소정 필드(빗금친 영역)에 포함된다. 이러한 소정의 필드는 1비트로 구성될 수 있으며, 해당 비트는 PTRS가 전송되는 경우(즉, 활성(active) 상태)에는 '1'로, PTRS가 전송되지 않는 경우(즉, 비활성(inactive) 상태)에는 '0'으로 설정될 수 있다. 물론, 해당 비트의 값은 단순한 구성 예시에 불과하며, 반대의 값이나 복수의 비트를 이용하여 다른 방식으로 구성될 수 있다. 또한, 도 16에서 PTRS 전송 여부를 나타내는 플래그가 포함되는 필드는 DCI 포맷의 맨 처음에 위치하는 것으로 도시되나, DCI 포맷 내의 중간 또는 맨 마지막에 위치하는 것으로 구성될 수도 있다.

- [0145] 도 16의 실시 예에서, PTRS의 안테나 포트는 DMRS의 안테나 포트로부터 묵시적으로 결정될 수 있다. 즉, 기지국은 PTRS 전송 여부에 대한 정보만을 DCI 포맷을 통해 단말에 전송하고, 단말은 PTRS의 안테나 포트는 DMRS 포트와 동일한 것으로 결정할 수도 있다. 이러한 실시 예에 의하면, PTRS 안테나 포트에 대한 정보를 전송하기 위한 시그널링 오버헤드를 줄일 수 있다.
- [0146] 반면에, PTRS의 안테나 포트에 대한 정보도 기지국으로부터 DCI 포맷 또는 RRC 시그널링을 통해서 단말로 명시적으로 알려질 수도 있다. 예를 들어, DMRS의 안테나 포트가 7번인 경우라 하더라도, 기지국은 임의로 안테나 포트 8번의 PTRS를 단말에 전송할 수도 있다. 이러한 경우, 도 16의 DCI 포맷 내에 PTRS의 안테나 포트에 대한 정보를 나타내기 위한 추가적인 필드가 구현될 수 있다.
- [0147] 이러한 실시 예가 도 17에 도시된다. 도 17에 도시된 실시 예에서, DCI 포맷내의 1 내지 4 비트로 구성되는 필드에 PTRS의 안테나 포트에 대한 정보가 포함될 수 있다. 도 16의 경우와 유사하게, 이러한 필드 또한 DCI 포맷의 처음이 아닌 중간이나 마지막에 위치하도록 구성될 수도 있다. PTRS의 전송 여부와 다르게 최대 4비트 까지 구성될 수 있다는 점은, 안테나 포트가 최대 16개까지 정의될 수 있기 때문이다.
- [0148] 또 다른 실시 예에 의하면, 기지국은 2개 이상의 안테나 포트에 대한 PTRS들을 함께 전송할 수도 있다. 즉, PTRS는 동일한 서브캐리어 상에서 OFDM 심볼 간격을 두고 정의되기 때문에, CPE 추정을 위해서는 적어도 3개 이상의 OFDM 심볼만큼의 시간이 요구된다. 한편, 하나의 안테나 포트에 대한 PTRS만이 전송되는 경우 위상 잡음이 빠르게 변화한다면 CPE 역시 빠르게 변하여 CPE 추정 성능이 열화될 수도 있다. 이러한 문제점을 해결하기 위해서 PTRS를 시간축 상에서 인터레이싱(interlacing) 하여 전송하는 것이 아니라 매 OFDM 심볼마다 전송해야 할 필요가 있다. 이러한 경우, 2개의 OFDM 심볼을 이용하여 CPE가 추정될 수 있어 CPE 추정 성능이 개선될 수 있다.
- [0149] 제안하는 실시 예에 의하면, 이를 위해 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 두개 이상의 PTRS 안테나 포트를 대응시킬 수 있다. 예를 들어, 기지국이 안테나 포트 7의 DMRS 포트를 정의한 경우라 하더라도, DCI 및/또는 RRC 시그널링을 통해서 안테나 포트 7 및 8의 PTRS들을 단말에 지정할 수도 있다. 도 18은 두개의 서로 다른 안테나 포트에 대해 정의되는 PTRS들을 나타내며, 단말은 DMRS 포트가 1개 정의되는 것과는 별도로, 기지국에 의해 지시되는 PTRS 안테나 포트들에 기초하여 PTRS를 수신할 수 있다. 이 경우, 단말은 하나의 DMRS 안테나 포트에 대응하는 두 개 이상의 PTRS는 동일한 DMRS 프리코딩을 가짐을 가정할 수 있고, 상기 PTRS가 시간축으로 인터레이싱되어 전송되는 것이 아니라 시간 축 전체에서 전송됨을 가정할 수 있다.
- [0150] 본 실시 예에서 상향링크의 경우를 더 설명한다. 기지국은 UL DCI(예를 들어, UL 그랜트)를 통해서 단말이 전송할 PTRS의 안테나 포트를 지정할 수 있으며, 예를 들어 기지국이 안테나 포트 7 및 8의 PTRS를 단말에 지정한 경우, 단말은 상향링크 데이터 전송시 PTRS를 매 OFDM 심볼에서 전송하게 된다. 이에 따라, 기지국은 매 OFDM 심볼마다 CPE 추정이 가능하게 된다.
- [0151] 반대로, 하향링크의 경우를 설명한다. 기지국은 DL DCI를 통해서 단말에게 기지국이 전송할 PTRS의 안테나 포트를 알려준다. 기지국이 안테나 포트 7 및 8의 PTRS를 단말에 알려준 경우, 단말은 하향링크 데이터 수신시 매 OFDM 심볼마다 수신되는 PTRS를 이용하여 매 OFDM 심볼마다 CPE를 추정할 수 있다.
- [0152] 두 가지 경우 모두에 있어서 DCI 포맷만을 예로 들어 설명하였으나, RRC 시그널링을 통해서도 동일한 동작이 수행될 수 있다.
- [0153] 또 다른 실시 예에 의하면, 기지국은 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 정의된다는 것을 별도로 단말에 알려줄 수도 있다. 도 19 및 도 20을 예로 들어 설명하면, 기지국은 단말에게 하나의 DMRS 안테나 포트에 대해 둘 이상의 PTRS 안테나 포트가 대응됨을 알려주는 듀얼 필드(dual field)를 정의할 수 있다. 이러한 듀얼 필드는 플래그 형태로 정의될 수 있으며, 1비트로 구성되어 '0' 값은 DMRS 안테나 포트 수와 PTRS 안테나 포트 수가 같음을 의미하고 '1' 값은 DMRS 안테나 포트 수와 PTRS 안테나 포트 수가 다름을 의미할 수 있다(물론, 반대의 경우 또한 가능하다).
- [0154] 예를 들어, 기지국이 안테나 포트 7의 DMRS를 전송하면서 듀얼 필드를 '1' 값으로 설정하는 경우, 기지국은 안테나 포트 7 및 8의 PTRS를 자원 영역에 배치하여 단말로 전송할 수 있다. 이때, 도 19의 실시 예에 의하면 기지국이 안테나 포트 8의 PTRS를 명시적으로 단말에게 알려주지 않을 수 있다. 듀얼 필드 값이 '1'을 나타내는 경우, 단말은 기지국에 의해 PTRS 안테나 포트 7이 명시적으로 지시되면 추가적인 안테나 포트 8의 PTRS가 함께 전송됨을 알 수 있다. 이러한 방식은 상향링크뿐 아니라 하향링크에도 유사하게 적용될 수 있다.
- [0155] 도 20의 실시 예에 의하면, 도 19의 실시 예와는 달리, 기지국은 명시적으로 안테나 포트 8의 PTRS 또한 단말에

알려줄 수도 있다. 이러한 경우, 듀얼 필드, 첫번째 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 필드, 두번째 PTRS의 안테나 포트를 나타내는 필드가 모두 DL/UL DCI 내에 포함될 수 있다.

[0156] 도 16 내지 도 20에 도시된 실시 예들에 의하면, 하향링크에서 기지국은 DCI 포맷 및/또는 RRC 시그널링을 통해서 PTRS의 전송 여부에 대한 정보, DMRS 안테나 포트와 PTRS의 안테나 포트의 매핑관계에 대한 정보, 및 PTRS의 안테나 포트에 대한 정보 등을 명시적 또는 묵시적으로 단말에 알려줄 수 있다. 이러한 하향링크의 실시 예들은 상향링크의 경우에도 유사하게 확장되어 적용될 수 있다.

[0157] 4. 장치 구성

[0158] 도 21은 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다. 도 21에서 단말(100) 및 기지국(200)은 각각 무선 주파수(RF) 유닛(110, 210), 프로세서(120, 220) 및 메모리(130, 230)를 포함할 수 있다. 도 21에서는 단말(100)과 기지국(200) 간의 1:1 통신 환경만을 도시하였으나, 다수의 단말과 다수의 기지국 간에도 통신 환경이 구축될 수 있다. 또한, 도 21에 도시된 기지국(200)은 매크로 셀 기지국과 스몰 셀 기지국에 모두 적용될 수 있다.

[0159] 각 RF 유닛(110, 210)은 각각 송신부(112, 212) 및 수신부(114, 214)를 포함할 수 있다. 단말(100)의 송신부(112) 및 수신부(114)는 기지국(200) 및 다른 단말들과 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(120)는 송신부(112) 및 수신부(114)와 기능적으로 연결되어 송신부(112) 및 수신부(114)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(120)는 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(112)로 전송하며, 수신부(114)가 수신한 신호에 대한 처리를 수행한다.

[0160] 필요한 경우 프로세서(120)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(130)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 단말(100)은 이상에서 설명한 본 발명의 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.

[0161] 기지국(200)의 송신부(212) 및 수신부(214)는 다른 기지국 및 단말들과 신호를 송신 및 수신하도록 구성되며, 프로세서(220)는 송신부(212) 및 수신부(214)와 기능적으로 연결되어 송신부(212) 및 수신부(214)가 다른 기기들과 신호를 송수신하는 과정을 제어하도록 구성될 수 있다. 또한, 프로세서(220)는 전송할 신호에 대한 각종 처리를 수행한 후 송신부(212)로 전송하며 수신부(214)가 수신한 신호에 대한 처리를 수행할 수 있다. 필요한 경우 프로세서(220)는 교환된 메시지에 포함된 정보를 메모리(230)에 저장할 수 있다. 이와 같은 구조를 가지고 기지국(200)은 앞서 설명한 다양한 실시 형태의 방법을 수행할 수 있다.

[0162] 단말(100) 및 기지국(200) 각각의 프로세서(120, 220)는 각각 단말(100) 및 기지국(200)에서의 동작을 지시(예를 들어, 제어, 조정, 관리 등)한다. 각각의 프로세서들(120, 220)은 프로그램 코드들 및 데이터를 저장하는 메모리(130, 230)들과 연결될 수 있다. 메모리(130, 230)는 프로세서(120, 220)에 연결되어 오퍼레이팅 시스템, 어플리케이션, 및 일반 파일(general files)들을 저장한다.

[0163] 본 발명의 프로세서(120, 220)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 호칭될 수 있다. 한편, 프로세서(120, 220)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해 구현될 수 있다.

[0164] 하드웨어를 이용하여 본 발명의 실시 예를 구현하는 경우에는, 본 발명을 수행하도록 구성된 ASICs(application specific integrated circuits) 또는 DSPs(digital signal processors), DSPDs(digital signal processing devices), PLDs(programmable logic devices), FPGAs(field programmable gate arrays) 등이 프로세서(120, 220)에 구비될 수 있다.

[0165] 한편, 상술한 방법은, 컴퓨터에서 실행될 수 있는 프로그램으로 작성 가능하고, 컴퓨터 판독 가능 매체를 이용하여 상기 프로그램을 동작시키는 범용 디지털 컴퓨터에서 구현될 수 있다. 또한, 상술한 방법에서 사용된 데이터의 구조는 컴퓨터 판독 가능 매체에 여러 수단을 통하여 기록될 수 있다. 본 발명의 다양한 방법들을 수행하기 위한 실행 가능한 컴퓨터 코드를 포함하는 저장 디바이스를 설명하기 위해 사용될 수 있는 프로그램 저장 디바이스들은, 반송파(carrier waves)나 신호들과 같이 일시적인 대상들은 포함하는 것으로 이해되지는 않아야 한다. 상기 컴퓨터 판독 가능 매체는 마그네틱 저장매체(예를 들면, 롬, 플로피 디스크, 하드 디스크 등), 광학적 판독 매체(예를 들면, 시디롬, DVD 등)와 같은 저장 매체를 포함한다.

[0166] 본원 발명의 실시 예들과 관련된 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 상기 기재의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로, 개시된 방법들은 한정적인 관점이 아닌 설명적 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 발명의 상세한 설명이 아닌 특허청구 범

위에 나타나며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 한다.

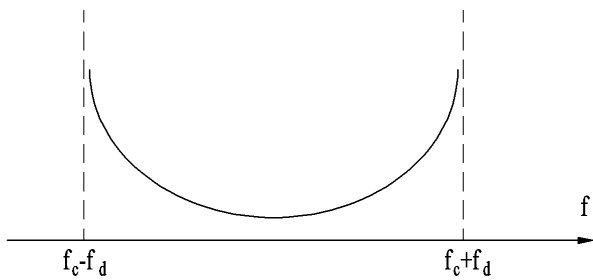
산업상 이용가능성

[0167]

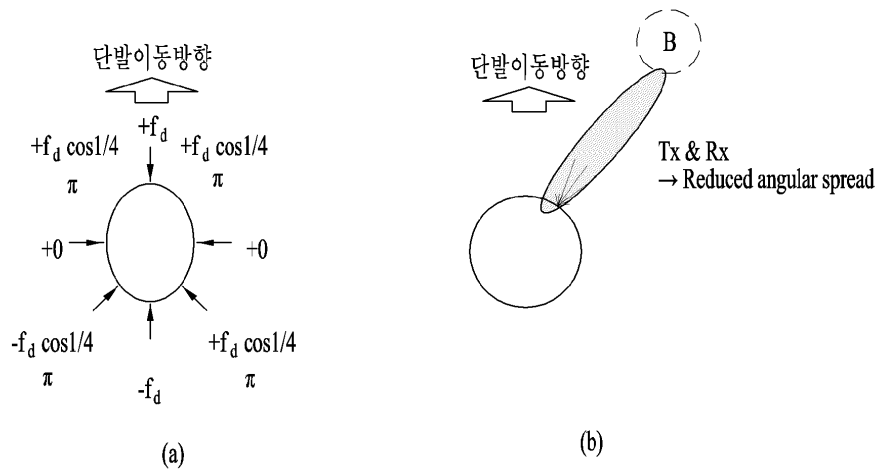
상술한 내용은 3GPP LTE, LTE-A 시스템뿐 아니라, 그 외에도 IEEE 802.16x, 802.11x 시스템을 포함하는 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다. 나아가, 제안한 방법은 초고주파 대역을 이용하는 mmWave 통신 시스템에도 적용될 수 있다.

도면

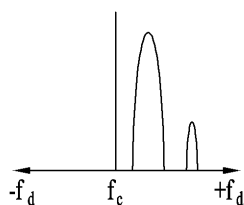
도면1



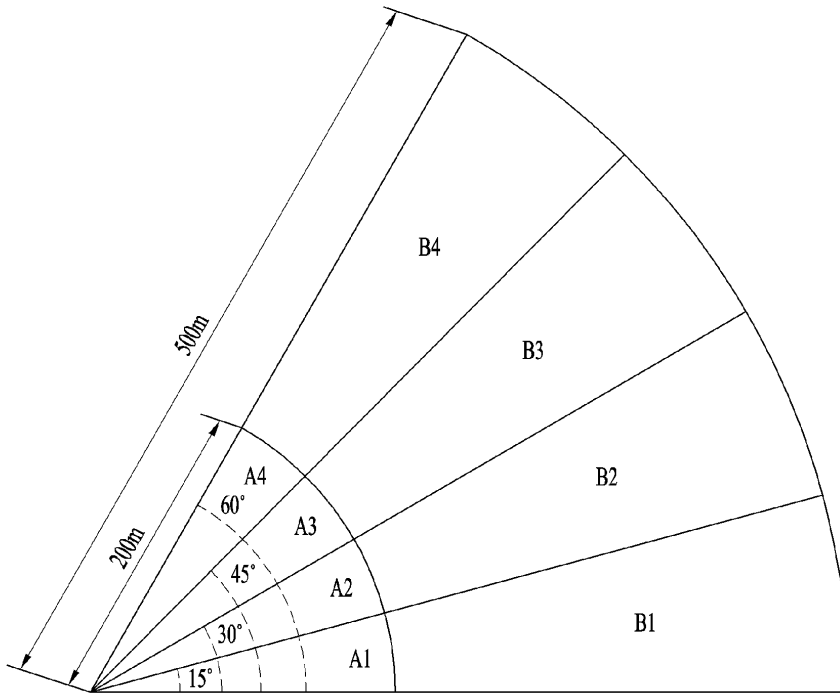
도면2



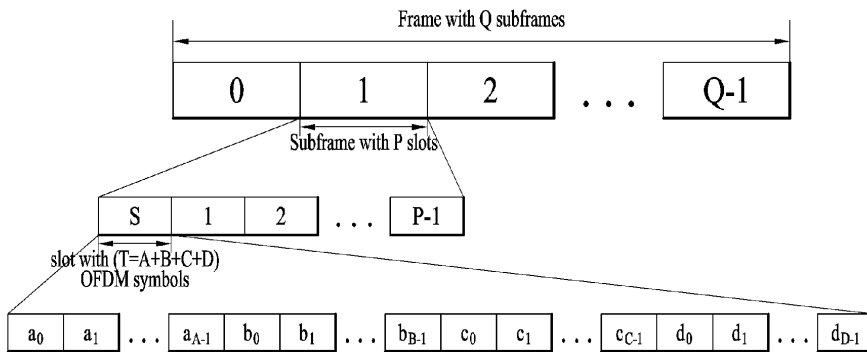
도면3



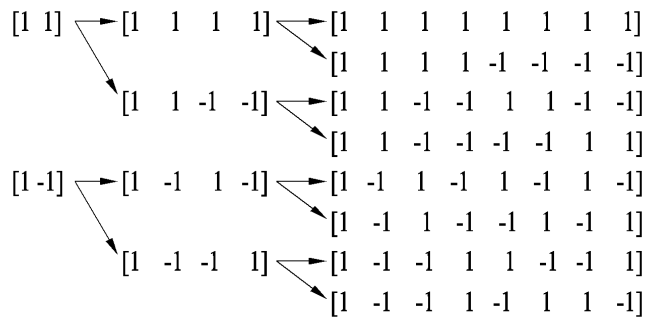
도면4



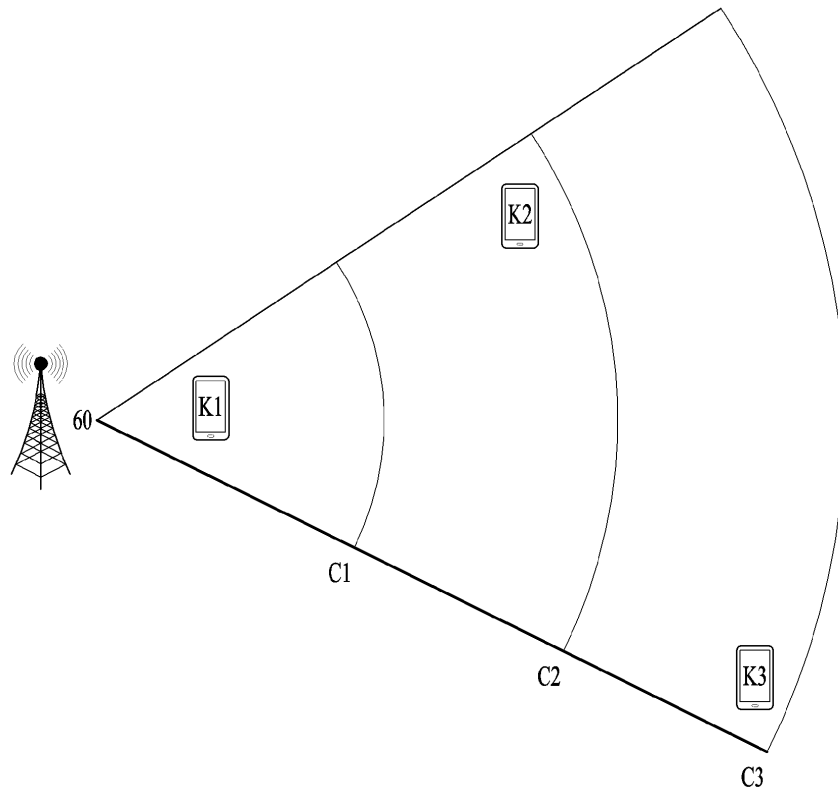
도면5



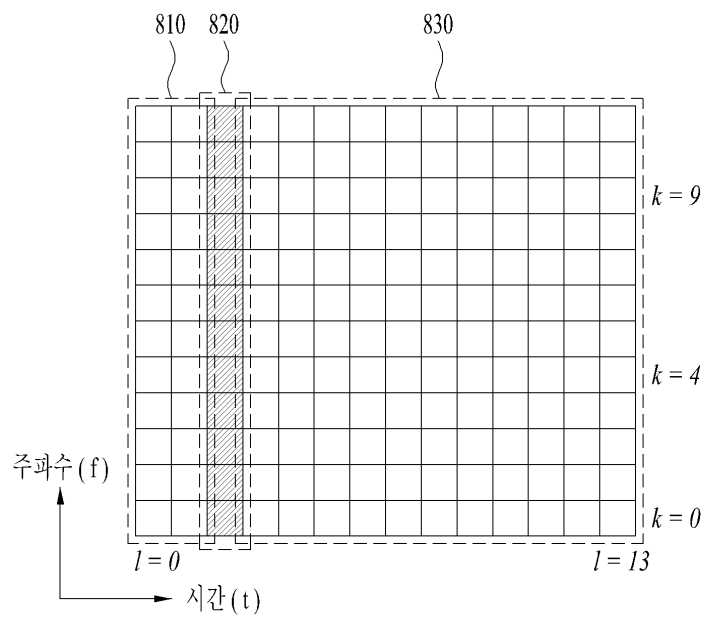
도면6



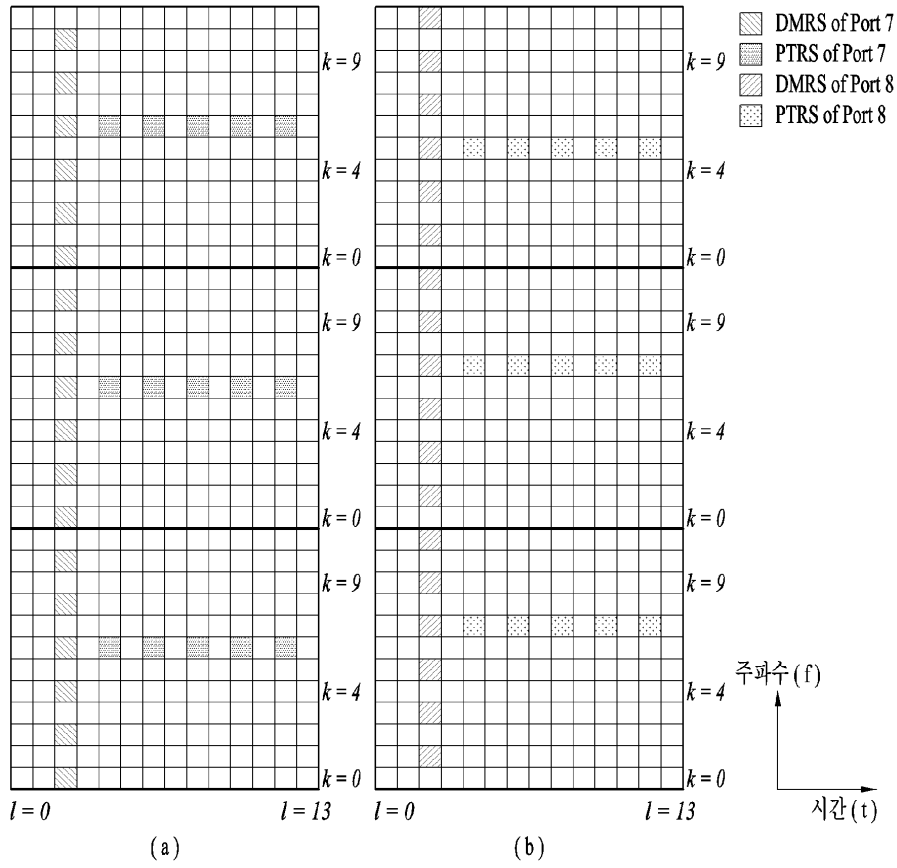
도면7



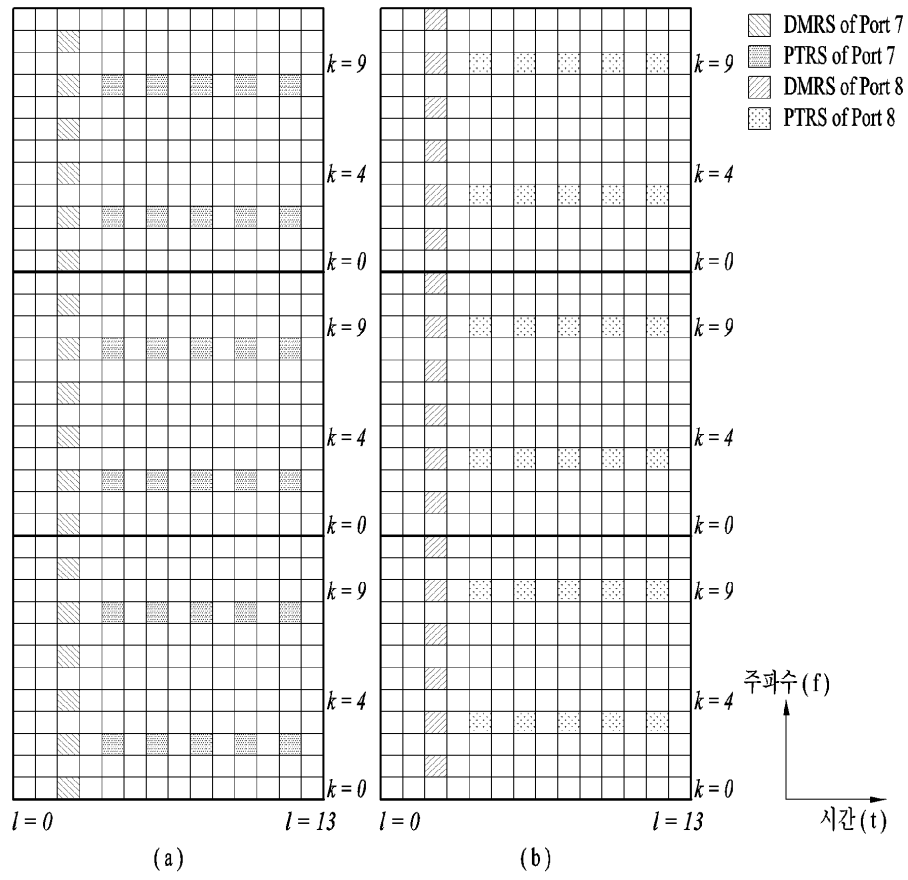
도면8



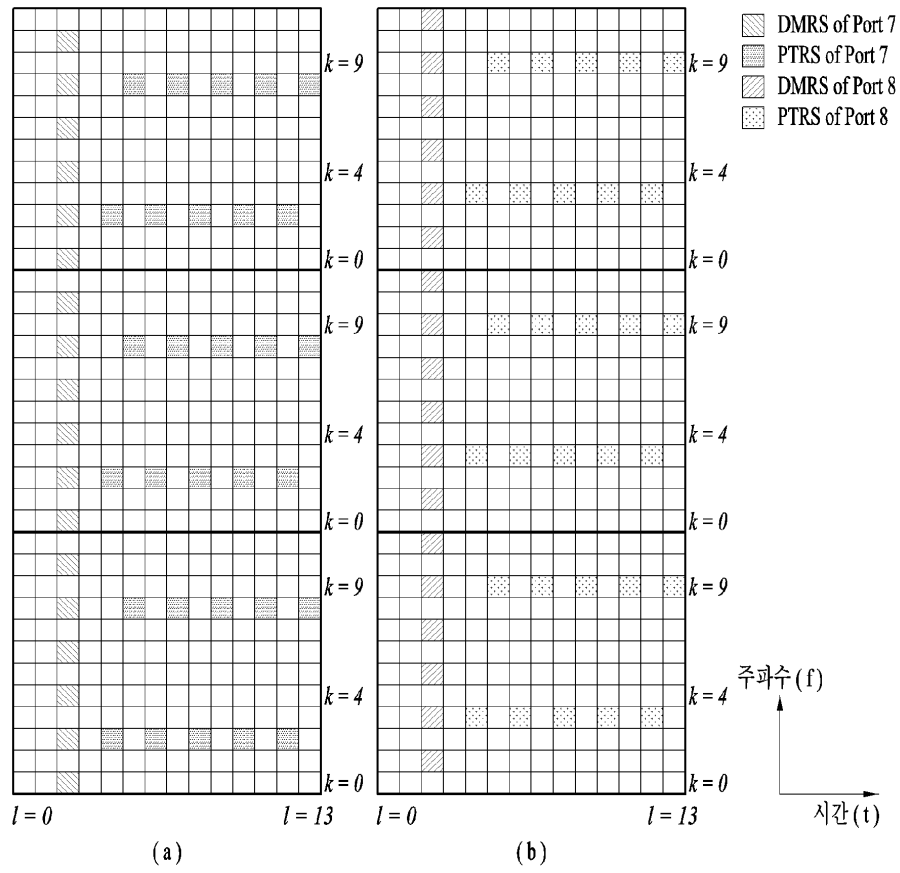
도면9



도면10



도면11



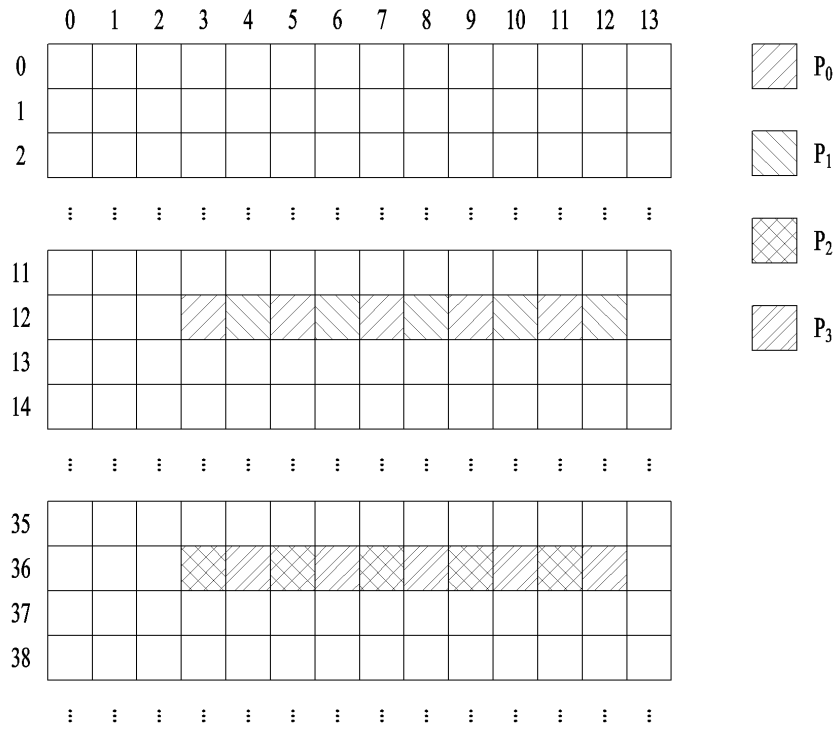
도면12

Configuration	Symbol Index													
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
0	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data
	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL
	Control	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
1	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data
	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL
	Control	Control	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data
2	DL Control	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data
	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL	DL
	Control	Control	Control	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data	Data

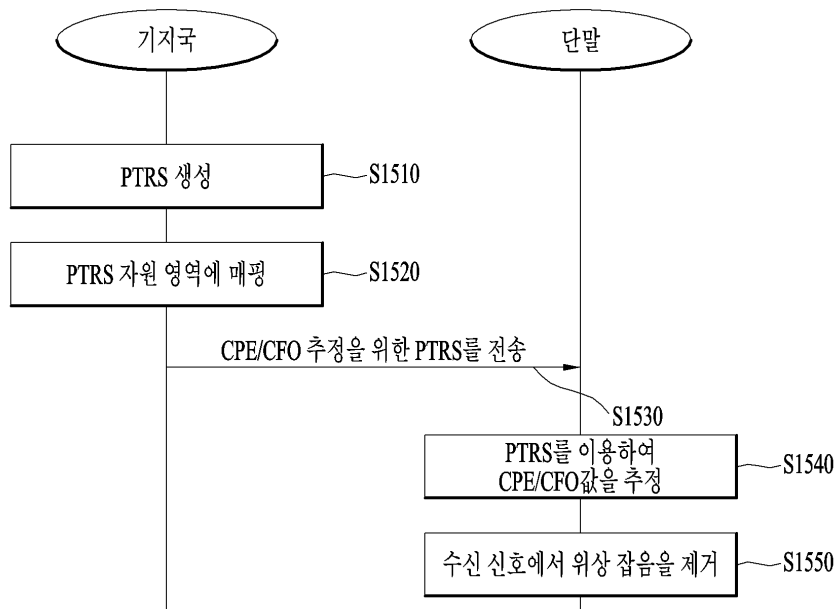
도면13

Configuration	Symbol Index													
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12	13
3	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	CSI RS	CSI RS
	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	GP	SRS/ UL Control
	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	CSI RS	CSI RS
4	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	GP	SRS/ UL Control
	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	GP	SRS/ UL Control
	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	CSI RS	CSI RS
5	DL Control	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	CSI RS	CSI RS
	DL Control	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	GP	SRS/ UL Control
	DL Control	DL Control	DL Control	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	DL Data	GP	SRS/ UL Control

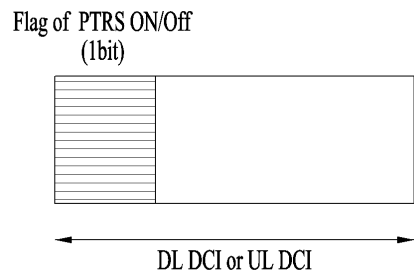
도면14



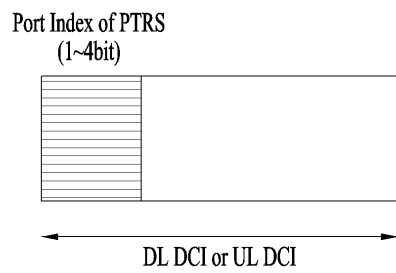
도면15



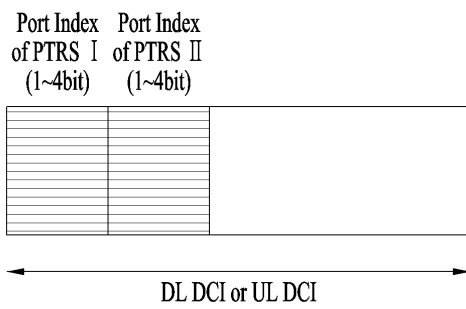
도면16



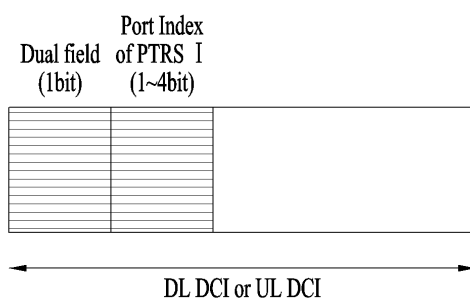
도면17



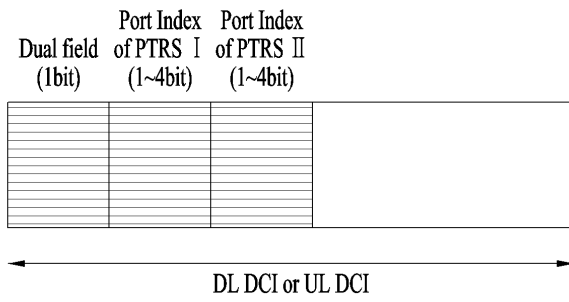
도면18



도면19



도면20



도면21

