

## (12) 특허협력조약에 의하여 공개된 국제출원

(19) 세계지식재산권기구  
국제사무국(43) 국제공개일  
2017년 3월 2일 (02.03.2017)

(10) 국제공개번호

WO 2017/034169 A1

(51) 국제특허분류:  
H04B 7/06 (2006.01)

(21) 국제출원번호: PCT/KR2016/008367

(22) 국제출원일: 2016년 7월 29일 (29.07.2016)

(25) 출원언어: 한국어

(26) 공개언어: 한국어

(30) 우선권정보:  
62/208,798 2015년 8월 23일 (23.08.2015) US

(71) 출원인: 엘지전자 주식회사 (LG ELECTRONICS INC.) [KR/KR]; 07336 서울시 영등포구 여의대로 128, Seoul (KR).

(72) 발명자: 이길봄 (LEE, Kilbom); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 강지원 (KANG, Jiwon); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김기태 (KIM, Kitae); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 박경민 (PARK^ Kyungmin); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR). 김희진 (KIM, Heejin); 06772 서울시 서초구 양재대로 11길 19 LG 전자 특허센터, Seoul (KR).

(74) 대리인: 김용인 (KIM, Yong In) 등; 05556 서울시 송파구 올림픽로 82, 7층 KBK 특허법률사무소, Seoul (KR).

(81) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 국내 권리의 보호를 위하여): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

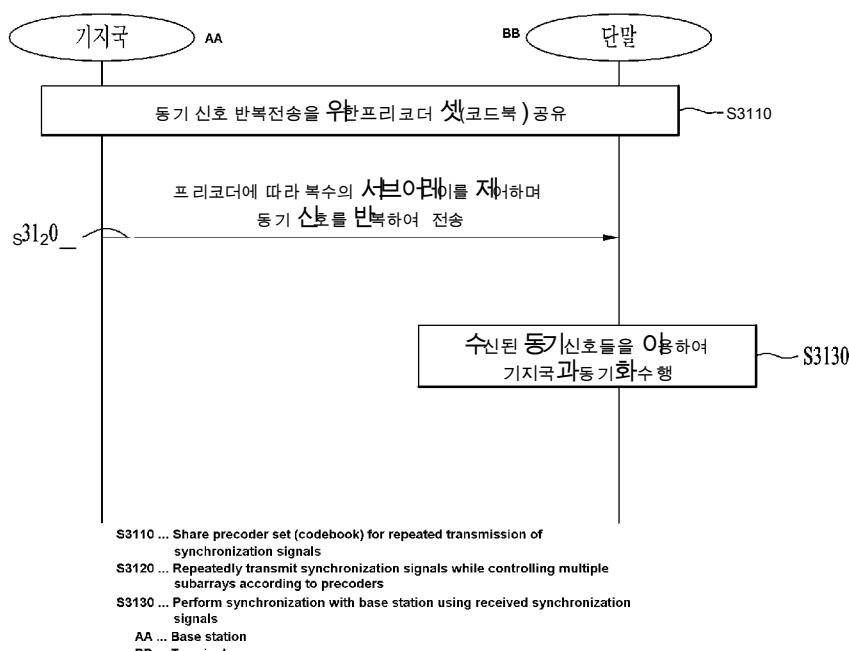
(84) 지정국 (별도의 표시가 없는 한, 가능한 모든 종류의 역내 권리의 보호를 위하여): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, ST, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), 유라시아 (AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), 유럽 (AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

## 공개:

— 국제조사보고서와 함께 (조약 제 21조(3))

(54) Title: METHOD FOR TRANSMITTING SYNCHRONIZATION SIGNAL USING CODEBOOK IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEM

(54) 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 동기 신호 전송 방법



(57) Abstract: Disclosed are a synchronization signal transmission method and a base station, in which beamforming of synchronization signals is performed in the following manner: a codebook is configured by defining a plurality of third precoders by connecting basic precoders which respectively correspond to a plurality of antenna subarrays, the synchronization signals are repeatedly transmitted to a terminal by applying the third precoders selected from the codebook to a synchronization sequence across a plurality of time intervals, and the plurality of antenna subarrays are independently controlled by first precoders respectively corresponding thereto.

(57) 요약서: 복수의 안테나 부 배열 각각에 대응하는 기본 프리코더들의 연결으로 복수의 3 차 프리코더를 정의하여 코드북을 구성하고, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 코드북에서 선택된 3 차 프리코더들을 동기 신호에 적용하여 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하고, 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제 1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제

어되어 동기 신호의 빔포밍을 수행하는 동기 신호 전송 방법 및 기지국이 개시된다.

## 명세서

# 발명의 명칭: 무선 통신 시스템에서 코드북을 이용한 동기 신호 전송 방법

### 기술분야

[1] 이하의 설명은 무선 통신 시스템에 대한 것으로, 보다 구체적으로는 무선랜 시스템에서 동기 신호용 코드북을 이용한 동기 신호 전송 방법 및 그 장치에 대한 것이다.

### 배경기술

[2] 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 상세한 설명

#### 기술적 과제

[3] 본 발명은 상기한 바와 같은 문제점을 해결하기 위하여 안출된 것으로서, 본 발명의 목적은 무선 통신 시스템에서 기지국과 단말 간의 동기화 과정을 개선하여 동기화 과정의 효율을 개선하는 것이다.

[4] 본 발명의 또 다른 목적은, 동기 신호 전송을 위한 코드북을 제안함으로써 동기 시퀀스에 적용되는 프리코더 성능을 개선하는 것이다.

[5] 본 발명의 또 다른 목적은, 동기 신호 전송 과정의 성능을 유지하면서도 전력 손실을 최소화하는 것이다.

[6] 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.

#### 과제 해결 수단

[7] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 동기 신호 전송 방법은, 복수의 안테나 부 배열(antenna subarray)들 각각에 대응하는 복수의 제1프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하는 단계, 및 복수의 시간 구간에 걸쳐서 코드북에서 선택된 서로 다른 제2프리코더들을 동기 시퀀스에 적용함으로써, 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하는 단계를 포함하고, 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어 동기 신호의 빔포밍을 수행한다.

- [8] 하나의 제2 프리코더는 가중치가 적용된 복수의 제1 프리코더들의 연접으로 정의되며, 가중치는 코드북을 구성하는 복수의 제2 프리코더 별로 서로 다를 수 있다.
- [9] 복수의 제1 프리코더들에 적용되는 가중치는 크기는 모두 같고 위상이 서로 다를 수 있다.
- [10] 복수의 제1 프리코더들 각각은 제1 프리코더보다 더 좁은 빔을 구성하는 제3 프리코더들의 연접으로 정의될 수 있다.
- [11] 동기 시퀀스는 복수의 시간 구간에 걸쳐서 동일하게 유지될 수 있다.
- [12] 복수의 안테나 부 배열 각각은 기지국의 RF 체인(Radio Frequency chain)에 대응할 수 있다.
- [13] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 기지국은, 송신부, 수신부, 및 송신부 및 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되, 프로세서는, 복수의 안테나 부 배열(antenna subarray)을 각각에 대응하는 복수의 제1 프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하고, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 코드북에서 선택된 서로 다른 제2 프리코더들을 동기 시퀀스에 적용함으로써, 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하되, 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 동기 신호의 빔포밍을 수행한다.
- [14] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 또 다른 동기 신호 전송 방법은, 복수의 안테나 부 배열(antenna subarray)을 각각에 대응하는 복수의 제1 프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하는 단계, 및 코드북에서 선택된 어느 하나의 제2 프리코더를 매 시간 구간마다 부호가 변경되는 동기 시퀀스에 적용함으로써, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하는 단계를 포함하고, 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 동기 신호의 빔포밍을 수행한다.
- [15] 상기 기술적 과제를 해결하기 위한 또 다른 기지국은, 송신부, 수신부, 및 송신부 및 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되, 프로세서는, 복수의 안테나 부 배열(antenna subarray)을 각각에 대응하는 복수의 제1 프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하고, 코드북에서 선택된 어느 하나의 제2 프리코더를 매 시간 구간마다 부호가 변경되는 동기 시퀀스에 적용함으로써, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하되, 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 동기 신호의 빔포밍을 수행한다.
- 발명의 효과**
- [16] 본 발명의 실시 예들에 따르면 다음과 같은 효과를 기대할 수 있다.

- [17] 첫째로, 무선 통신 시스템에서 기지국과 단말 간의 동기화 과정이 개선되어 기지국과 단말 간의 효율적인 동기화 과정이 가능하게 된다.
- [18] 둘째로, 동기 시퀀스에 적용되는 코드북을 설계함으로써 프리코더 성능을 개선하는 것이다.
- [19] 셋째로, AAS(Active Antenna System) 을 통한 동기화 과정에서 기지국의 전력 손실을 최소화 하는 것이다.
- [20] 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

- [21] 이하에 첨부 되는 도면들은 본 발명에 관한 이해를 돋기 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.
- [22] 도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [23] 도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍(narrow beamforming) 을 도시하는 도면이다.
- [24] 도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [25] 도 4는 기지국의 동기 신호 서비스 구역의 예시를 도시하는 도면이다.
- [26] 도 5는 mmWave 를 사용하는 통신 환경에서 제안하는 프레임 구조의 예이다.
- [27] 도 6은 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) 코드의 구조를 도시한다.
- [28] 도 7은 단말의 배치 상황을 예로 들어 설명하는 도면이다.
- [29] 도 8은 일 실시 예에 따른 동기 신호 전송 구조를 도시하는 도면이다.
- [30] 도 9는 일 실시 예에 따라 반복 전송되는 동기 신호를 도시한다.
- [31] 도 10은 동기 신호를 수신한 단말이 시퀀스와 타이밍을 추정하는 과정을 도시한다.
- [32] 도 11은 단말이 동기 신호를 이용하여 타이밍을 동기화하는 과정의 또 다른 실시 예를 도시한다.
- [33] 도 12는 일 실시 예에 따른 동기 신호 송수신 방법을 도시하는 흐름도이다.
- [34] 도 13은 동기 신호 송수신 방법에 관련된 또 다른 실시 예를 제안하는 도면이다.
- [35] 도 14 내지 도 17은 또 다른 실시 예에 따른 동기 신호 전송 구조를 도시하는 도면이다.
- [36] 도 18은 도 14 내지 도 17에 따른 동기 신호 송수신 방법을 도시하는 흐름도이다.

- [37] 도 19 및 도 20은 제안하는 또 다른 실시 예를 설명하기 위한 동기 신호 및 빔 스캐닝 신호 전송 구조를 도시한다.
- [38] 도 21 내지 도 23은 제안하는 실시 예에 따른 동기 신호 및 빔 스캐닝 신호 전송 구조를 도시한다.
- [39] 도 24는 제안하는 또 다른 실시 예에 따른 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정을 도시하는 흐름도이다.
- [40] 도 25는 빔 확장 기법을 설명하는 도면이다.
- [41] 도 26은 AAS(Active Antenna System)을 설명하는 도면이다.
- [42] 도 27 내지 도 30은 제안하는 또 다른 실시 예에 따른 동기 신호 및 빔 스캐닝 신호 전송 구조를 도시한다.
- [43] 도 31은 제안하는 또 다른 실시 예에 따른 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정을 도시하는 흐름도이다.
- [44] 도 32는 제안하는 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다.
- 발명의 실시를 위한 최선의 형태
- [45] 본 발명에서 사용되는 용어는 본 발명에서의 기능을 고려하면서 가능한 현재 널리 사용되는 일반적인 용어들을 선택하였으나, 이는 당분야에 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.
- [46] 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.
- [47] 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.
- [48] 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 하드웨어이나 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.

- [49] 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.
- [50] 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.
- [51] 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(STAion, STA) 등의 용어로 대체될 수 있다.
- [52] 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.
- [53] 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.
- [54] 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.
- [55] 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 P802.16lb 표준 문서들 중

하나 이상에 의해 뒷받침될 수 있다.

- [56] 이하, 본 발명에 따른 바람직 한 실시 형태를 첨부된 도면을 참조하여 상세하게 설명한다. 첨부된 도면과 함께 이하에 개시될 상세한 설명은 본 발명의 예시적인 실시 형태를 설명하고자 하는 것이며, 본 발명이 실시될 수 있는 유일한 실시 형태를 나타내 고자 하는 것이 아니다.
- [57] 또한, 본 발명의 실시 예들에서 사용되는 특정 용어들은 본 발명의 이해를 돋기 위해서 제공된 것이며, 이러한 특정 용어의 사용은 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위에서 다른 형태로 변경될 수 있다.

[58]

1. 초고주파 대역을 이용한 통신 시스템

- [60] LTE(Long Term Evolution)/LTE-A(LTE Advanced) 시스템에서는 단말과 기지국의 오실레이터의 오차값을 요구사항 (requirement)로 규정하며, 아래와 같이 기술한다.
- [61] - UE side frequency error (in TS 36.101)
- [62] The UE modulated carrier frequency shall be accurate to within  $\pm 0.1$  PPM observed over a period of one time slot (0.5 ms) compared to the carrier frequency received from the E-UTRA Node B
- [63] - eNB side frequency error (in TS 36.104)
- [64] Frequency error is the measure of the difference between the actual BS transmit frequency and the assigned frequency.
- [65] 한편, 기지국의 종류에 따른 오실레이터 정확도는 아래의 표 1과 같다.
- [66] 표 1

[표 1]

BS class	Accuracy
Wide Area BS	$\pm 0.05$ ppm
Local Area BS	$\pm 0.1$ ppm
Home BS	$\pm 0.25$ ppm

- [67] 따라서, 기지국과 단말 간의 오실레이터의 최대 차이는  $\pm 0.1$  ppm으로, 한쪽 한쪽 방향으로 오차가 발생하였을 경우 최대 0.2 ppm의 오프셋 값이 발생할 수 있다. 이러한 오프셋 값은 중심 주파수와 곱해짐으로써 각 중심 주파수에 맞는 Hz 단위로 변환된다.
- [68] 한편, OFDM 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

서브 캐리어 간격으로 나눈 값으로 표현되며, 아래의 표 2는 각 중심 주파수와 오실레이터의 오차 값에 대한 CFO 와 정규화된 CFO 를 나타낸다.

[69] 표 2

[표 2]

Center frequency(subcarrier spacing)	Oscillator Offset			
	±0.05ppm	±0.1ppm	±10ppm	±20ppm
2GHz(15kHz) 7)	±100Hz(±0.006 7)	±200Hz(±0.013 3)	±20kHz(±1.3)	±40kHz(±2.7)
30GHz(104.25kHz) 4)	±1.5kHz(±0.01 4)	±3kHz(±0.029)	±300kHz(±2.9 )	±600kHz(±5.8)
60GHz(104.25kHz) z)	±3kHz(±0.029)	±6kHz(±0.058)	±600kHz(±5.8 )	±1.2MHz(±11. 5)

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

[71] 한편, 단말이 고속으로 이동하는 상황이 나 고주파수 대역에서 이동하는 상황에서는 도플러 분산(Doppler spread) 현상이 크게 발생한다. 도플러 분산은 주파수 영역에서의 분산을 유발하며, 결과적으로 수신기 입장에서 수신 신호의 왜곡을 발생시킨다. 도플러 분산은  $f_{doppler} = v \sin(\theta)$  이여  $\theta$ 로 표현될 수 있다. 이때,  $v$ 는 단말의 이동 속도이며,  $\lambda$ 는 전송되는 전파의 중심 주파수의 파장을 의미한다.  $\theta$ 는 수신되는 전파와 단말의 이동 방향 사이의 각도를 의미한다. 이하에서는  $\theta$ 가 0인 경우를 전제로 하여 설명한다.

[72] 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 수학식 1이 주로 이용된다.

[73] [수학식 1]

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

[75] 도 1은 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.

- [76] 주파수 변화에 따른 도플러 값의 변화를 나타내는 도플러 스펙트럼 (Doppler spectrum, 또는 도출러 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.
- [77] 도 2는 발명과 관련된 좁은 빔포밍을 도시하는 도면이며, 도 3은 좁은 빔포밍이 수행될 경우의 도플러 스펙트럼을 도시하는 도면이다.
- [78] 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 개의 수백 개의 안테나를 이용한 핀포인트 빔포밍(pin-point beamforming), 펜슬 빔포밍(pencil beamforming), 좁은 빔포밍(narrow beamforming), 또는 얇은 빔포밍(sharp beamforming)이 가능해 진다. 이러한 좁은 빔포밍은 수신되는 신호가 등방향이 아닌 일정한 각도로만 수신된다는 것을 의미한다.
- [79] 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.
- [80] 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.
- [81] 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 차 이로 인한 CFO의 영향을 더욱 심각하게 한다.
- [82] 도 4는 기지국의 동기 신호 서비스 구역의 예시를 도시하는 도면이다.
- [83] 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.
- [84] 한편, 고주파 대역을 이용하는 mmWave 통신 시스템의 경우, 동기 신호 전송에 있어서 저주파 대역을 이용하는 경우에 비해 경로 감쇠(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.

[85] 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 수학식 2는 빔 폭에 따른 수신 신호 SINR의 변화를 나타낸다.

[86] [수학식 2]

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

$$SINR \rightarrow M^2 SINR$$

[88] 수학식 2은 빔포밍에 따라 빔 폭이  $M^{-2}$  배 감소하는 경우, 수신 SINR이  $M^2$  배 향상됨을 나타낸다.

[89] 이러한 빔포밍 방식 이외에, 셀 반경의 축소를 해결하기 위한 또 다른 방법으로서 동일한 동기 신호를 반복하여 전송하는 방식 또한 고려해볼 수 있다. 이러한 방식의 경우, 시간 축으로 추가적 인 자원 할당이 필요하지만, 빔 폭의 감소 없이도 셀 반경을 증가시킬 수 있다는 장점이 있다.

[90] 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 0~200m이고 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}로 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.

[91] 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 수행해야며 전송해야 한다.

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

[93] 그러나, 빔포밍 방식의 경우 빔 폭이 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.

- [94] 도 5는 mmWave 를 사용하는 통신 환경에서 제안하는 프레임 구조의 예이다.
- [95] 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 0 번째 슬롯은 타이밍과 주파수 동기를 위한 A 개의 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.
- [96] 한편, 이러한 프레임 구조는 단순한 예시에 불과하며, Q, P, T, S, A, B, C, D는 각각 임의의 값으로서, 사용자에 의해 설정되거나 시스템 상에서 자동적으로 설정되는 값일 수 있다.
- [97] 이하에서는 기지국과 단말 간의 타이밍 동기화 알고리즘에 대해 설명한다. 도 5에서 기지국이 동일한 동기 신호를 A 번 반복 전송하는 경우를 생각해 본다. 단말은 기지국이 전송한 동기 신호를 바탕으로, 수학식 3의 알고리즘을 이용하여 타이밍 동기화를 수행한다.
- [98] [수학식 3]
- [99]
- $$\hat{n} = \arg \max_{\tilde{n}} \frac{\left| \sum_{i=0}^{A-2} \mathbf{y}_{\tilde{n},i}^H \mathbf{y}_{\tilde{n},i+1} \right|}{\sum_{i=0}^{A-2} \left| \mathbf{y}_{\tilde{n},i}^H \mathbf{y}_{\tilde{n},i+1} \right|}$$
- where  $\mathbf{y}_{\tilde{n},i} \triangleq \mathbf{r} \left[ \tilde{n} + i^N + N_g \right] : \tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1 \right]$
- [100] 수학식 3에서  $N, N_g, i$ 는 각각 OFDM 심볼의 길이, CP(Cyclic Prefix)의 길이, OFDM 심볼의 인덱스를 나타낸다.  $\mathbf{r}$ 은 수신기에서 수신 신호의 백터를 의미한다. 이때,  $\mathbf{y}_{\tilde{n},i} \triangleq \mathbf{r} \left[ \tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1 \right]$  식은 수신 신호 백터  $\mathbf{r}$ 의  $(\tilde{n} + i(N + N_g))$  번째부터  $(\tilde{n} + i(N + N_g) + N - 1)$  번째까지의 요소들로 정의되는 백터이다.
- [101] 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

오프셋에 강한 특징을 갖는다.

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

- [103] [수학식 4]

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

- [105] 수학식 4에서  $\mathbf{s}$ 는 기지국이 전송한 신호를 의미하며, 단말과 기지국 사이에 미리 약속된 신호 백터이다. 수학식 4의 방식은 수학식 3에 비해 더 좋은 성능을 낳을 수 있으나, 슬라이딩 윈도우 방식으로 구현될 수 없어 복잡도가 높게 요구된다. 또한, 주파수 오프셋에 취약한 특징을 갖는다.

- [106] 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.

- [107] 도 4를 예로 들어 더 설명하면, 도 4에서는 하나의 기지국이 서비스하는 섹터를 8개의 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 구체화 될 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.

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

- [109] [수학식 5]

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

- [H1] 수학식 5에서 N은 시퀀스의 길이, r은 루트 값,  $\chi_r[n]$ 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.

[112] 다음으로, ZC 시퀀스와 ZC 시퀀스의 원형 시프팅(cyclic shifting) 된 버전은 수학식 6과 같은 상관관계를 갖는다.

[113] [수학식 6]

$$[114] \quad \left( \mathbf{x}_r^{(0)} \right)^H \mathbf{x}_r^{(j)} = \begin{cases} N & \text{for } i = j \\ 0 & \text{elsewhere} \end{cases}$$

[115] 수학식 6에서  $\chi_r^{(i)}$ 는  $\mathbf{x}_r$ 를  $i$  만큼 원형 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.

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

[117] [수학식 7]

$$[118] \quad \mathbf{x}_{r_1}^H \mathbf{x}_{r_2} = \begin{cases} N & \text{for } r_1 = r_2 \\ \frac{1}{\sqrt{N}} & \text{elsewhere} \end{cases}$$

[119] 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 되지는 않는다.

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

[121] [수학식 8]

$$[122] \quad H_{2^k} = \begin{bmatrix} H_{2^{k-1}} & H_{2^{k-1}} \\ H_{2^{k-1}} & -H_{2^{k-1}} \end{bmatrix} = H_2 \otimes H_{2^{k-1}}$$

where  $H_2 = [1]$

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

[123] 수학식 8에서  $2^k$ 는 행렬의 크기를 나타낸다. 하다마드 행렬은 사이즈  $n$ 과 무관하게 항상  $\mathbf{H}_n \mathbf{H}_n^T = \mathbf{n}^{\ddagger} \mathbf{n}$ 을 만족하는 단위 행렬(unitary matrix)이다. 또한, 하다마드 행렬에서 모든 열(column)과 모든 행(row)끼리는 서로 직교한다. 예로,  $n=4$ 인 경우 하다마드 행렬은 수학식 9와 같이 정의된다.

[124] [수학식 9]

[125]

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

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

[127] 도 6은 OVSF(Orthogonal Variable Spreading Factor) 코드의 구조를 도시한다.

OVSF 코드는 하다마드 행렬을 기반으로 생성되는 코드이며, 특정한 규칙을 갖는다.

[128] 먼저, OVSF 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 OVSF 코드의 트리 구조(tree structure)를 나타낸다.

[129] 이러한 OVSF 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, OVSF 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.

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

[131] 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)을 이용하여 경로 손실을 계산하며, 계산된 경로 손실과 'preambleInitialReceivedTargetPower' 파라미터를 아래의 수학식 10과 같이 이용함으로써 RACH 신호의 송신 파워를 결정한다.

[132] [수학식 10]

[133]  $P_{\text{PRACH\_Initial}} = \min \{P_{\text{CMAX}}, \text{preambleInitialReceiveTargetPower} + PL\}$

[134] 수학식 10에서  $P_{\text{PRACH\_Initial}}$ ,  $P_{\text{CMAX}}$ ,  $PL$ 은 각각 RACH 신호의 송신 파워, 단말의 최대 송신 파워, 경로 손실을 나타낸다.

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

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

[137] 표 3

[표 3]

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

[138] 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, K3 단말의 경우 경로 손실이 매우 커, 필요한 송신 파워가 단말의  $P_{CMAX}=23dBm$ 을 초과하게 된다. 이러한 경우, 단말은 최대 송신 파워인 23dBm으로 전송해야만 하며, 단말의 RACH 액세스 성공률은 3dB 열화된다.

[139]

## 2. 제안하는 동기 신호 송수신 방법 1

[140] 도 8은 제안하는 실시 예에 따른 동기 신호 전송 구조를 도시하는 도면이다.

제안하는 실시 예에 의하면, 기지국은 반복하여 전송되는 동기 신호에 적용되는 둘 이상의 기본 프리코더들의 가중합 (weighted sum)으로 구성되는 새로운 프리코더를 정의한다. 또한, 기지국은 가중합을 변경함으로써 생성되는 복수의 새로운 프리코더들을 코드북 (codebook)으로써 정의한다.

[141] 도 8에서는 동기 신호의 반복 전송 횟수가 2인 경우가 도시되며, 다음 시티를 획득하기 위한 동기 신호의 반복 전송 구조가 도시된다.

[142] 먼저, 동기 신호를 전송하는 기지국의 안테나 수, OFDM 심볼의 길이, CP의 길이를 각각  $N_T$ ,  $N_s$ ,  $N_{CP}$ 라 한다. 또한, 기본 프리코더를 각각  $w_0$ ,  $w^1$ 라 정의하고, 가중합으로 구성되는 새로운 프리코더를  $w$  [0],  $w$  [1]라 정의한다. 기본 프리코더와 새로운 프리코더에서 '0', '1'은 동기 신호가 전송되는 차례, 즉 OFDM 심볼을 나타낸다. 기본 프리코더 및 새로운 프리코더는 백터 행렬이며, 백터 행렬의 크기는 기지국의 안테나 포트 수와 동일하다. 즉, 도 8에서  $P_0$ ,  $P^1$  및  $w$  [0],  $w$  [1]의 크기는  $4 \times 1$  백터이다.

[143] 한편, 도 8의 실시 예에서 기지국에 의해 정의되는 코드북은  $\{w_0, w^1\}$ 로 표현되며, 코드북  $\{w_0, w^1\}$ 은 아래의 수학식 11과 같이 이해될 수 있다.

[144] [수학식 11]

[146]  $\mathbf{w}[0] = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{p}_0 + \mathbf{p}_1), \mathbf{w}[1] = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_1)$

where  $\mathbf{p}_j \in C^{N_T \times 1}$ ,  $\|\mathbf{p}_j\|^2 = 1, \forall j$

[147] 수학식 11에서 프리코더  $\mathbf{w}$  [이]은 기본 프리코더인  $\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1$ 의 합으로 구성되며, 프리코더  $\mathbf{w}$  [I]은 기본 프리코더인  $\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1$ 의 차로 구성된다. 즉, 새로운 프리코더  $\mathbf{w}$  [이],  $\mathbf{w}$  [I]는 두 기본 프리코더들의 가중합으로 정의되며 가중합의 가중치가 서로 다르다. 도 8의 우측에 도시된 셀 구조를 예로 들면, 위쪽 서브섹터에 해당하는 프리코더가  $\mathbf{p}_0$ , 아래쪽 서브섹터에 해당하는 프리코더가  $\mathbf{p}_1$ 로 각각 정의된다. 이때, 기지국은 첫 OFDM 심볼에서는 가중합  $[+1 \quad +1]$ 으로 정의되는 새로운 프리코더  $\mathbf{w}$  [이]를 적용하여 단말에 동기 신호를 전송하고, 이어서 두번째 OFDM 심볼에서는 다른 가중합  $[+1 \quad -1]$ 으로 정의되는 새로운 프리코더  $\mathbf{w}$  [I]를 적용하여 동기 신호를 전송한다. 이에 따라, 단말은 서브섹터 경계에 위치하더라도 두 프리코더에 대한 디버시티를 얻을 수 있게 되어, 동기 신호를 정확하게 구분해낼 수 있다.

[148] 이상에서 는 반복 횟수가 2인 경우를 가정하여 설명하였다. 한편, 기지국의 동기 신호의 반복 전송 횟수가  $\sim$ 이라면, 동기 신호의 프리코더 코드북은 아래의 수학식 12와 같이 일반화되어 정의된다.

[149] [수학식 12]

[150]  $\mathbf{W}_{N_R} = \frac{1}{\sqrt{N_R}} \mathbf{Q}_{N_R} \mathbf{P}_{N_R}$

where  $\mathbf{W}_{N_R} = [\mathbf{w}^T[0] \ \mathbf{w}^T[1] \ \dots \ \mathbf{w}^T[N_R-1]]^T$

$$\mathbf{P}_{N_R}^T = [\mathbf{p}_0^T \ \mathbf{p}_1^T \ \dots \ \mathbf{p}_{N_R-1}^T]^T, \ \mathbf{Q}_{N_R} \triangleq \mathbf{H}_{N_R} \otimes \mathbf{I}_{N_T}$$

[151] 수학식 12에서 백터  $\mathbf{w}[t]$ 는 t번째로 반복 전송되는 동기 신호에 적용되는 프리코더를 나타낸다. 동기 신호 코드북은  $\{\mathbf{w}[0], \mathbf{w}[1], \dots, \mathbf{w}[N_R-1]\}$ 로 정의되며, 채널을 나타내는 행렬  $\mathbf{H}_{N_R}$ 은 크기가  $\sim$ 인 임의의 행렬이다.

[152] 즉, 기지국은 동기 신호를 반복하여 전송하는 과정에서, 기본 프리코더들의 가중합으로 구성되며 서로 다른 복수의 새로운 프리코더로 구성되는 코드북 중 어느 하나의 프리코더를 선택하여 각 반복마다 동기 신호에 적용한다. 코드북에 포함되는 복수의 새로운 프리코더들의 개수는 기지국의 동기 신호 반복 전송 횟수와 동일할 수 있다.

[153] 도 9는 제안하는 실시 예에 따라 반복 전송되는 동기 신호를 도시한다.

[154] 한편, 제안하는 또 다른 실시 예에 의하면, 기지국이 동기 신호를 반복하여 전송하는 과정에서, 기지국은 매 반복마다 코드북에서 선택되지 않았던

프리코더를 선택하여 동기 신호를 전송한다. 즉, 기지국은 동기 신호의 전송 다이버시티를 최대화하기 위하여, 동기 신호의 매 반복마다 코드북  $\{w[0], w[1], \dots, w[N_r-1]\}$  에 포함된  $N_r$  개의 프리코더들 중에서 선택되지 않았던 프리코더를 선택한다.

[155] 반복 횟수가 2인 수학식 11의 경우를 예로 들어 설명하면, 코드북  $\{w[0], w[1]\}$ 에서 기지국은 첫 번째 OFDM 심볼에서 동기 신호를 전송할 때 프리코더  $w[0]$ 를 선택하고, 이어지는 두 번째 OFDM 심볼에서 동기 신호를 전송할 때 프리코더  $w[1]$ 를 선택한다. 이러한 과정은 도 8의 좌측에서 RF 모듈의 스위치가 변경되는 구조로 도시된다. 이때,  $N_r$  개의 전송 안테나 중에서  $k$  번째 안테나를 통해 전송되는 동기 신호는  $i$  번째 시퀀스  $s_i$ 와 프리코더  $w[0], w[1]$ 를 이용하여 아래의 수학식 13과 같이 생성된다.

[156] [수학식 13]

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_k[0] &= \mathbf{F}^H w_k[0] s_i \\ \mathbf{x}_k[1] &= \mathbf{F}^H w_k[1] s_i \\ \text{where } \mathbf{x}_k[i] &\in \mathbb{C}^{N_S \times 1}, k = 0, \dots, N_T - 1 \\ s_i &\in \mathbb{C}^{N_S \times 1} \end{aligned}$$

[158] 수학식 13에서  $\mathbf{F}^H$ 는 IDFT(Inverse Discrete Fourier Transform) 행렬을 나타내며,  $w_k[t]$ 는  $w[t]$  프리코더의  $k$  번째 요소를 나타낸다. 도 9에는 수학식 13에서 설명한  $k$  번째 안테나에서의 동기 신호가 2번 반복 전송되는 과정이 도시된다.

[159] 도 10은 동기 신호를 수신한 단말이 시퀀스와 타이밍을 추정하는 과정을 도시한다. 도 10에서는 이상에서 설명한 실시 예에 따라 기지국이 동기 신호를 반복하여 전송할 때 단말측의 동작을 설명한다.

[160] 먼저, 단말이 수신된 동기 신호로부터 타이밍을 동기화하고 시퀀스를 추정하는 알고리즘은 아래의 수학식 14와 같이 표현될 수 있다.

[161] [수학식 14]

$$\{\hat{t}_0, \hat{i}\} = \arg \max_{\tilde{t}_0, \tilde{i}} \left[ |\mathbf{s}_{\tilde{i}}^H \mathbf{r}[\tilde{t}_0]|^2 + |\mathbf{s}_{\tilde{i}}^H \mathbf{r}[\tilde{t}_1]|^2 \right]$$

[163] 수학식 14에서  $\{\tilde{t}_0, \tilde{i}\}$ 는 각각 타이밍과 시퀀스를 추정하는 과정에서 사용되는 트라이얼 넘버(trial number)이다.  $\{\hat{t}_0, \hat{i}\}$ 는 수학식 14을 계산한 결과 값이 최대가 될 때의 트라이얼 넘버를 의미하며, 단말이 수신한 동기 신호로부터 추정한 타이밍과 시퀀스의 인덱스를 의미한다.

[164] 한편, 수학식 14는 도 10과 같이 도식화되어 표현될 수 있다. 도 10에는 4개의 서로 다른 타이밍  $\{t_0^A, t_0^B, t_0^C, t_0^D\}$ 이 도시되며, 각 시점에서의 수신 신호와 시퀀스

간의 상관관계 크기가 도시된다. 또한, 도 10에서  $\bar{\mathbf{r}}[\tilde{t}_o = t_0^A]$ 는  $t_0^A$  시점에서 수신되는 수신 신호 백터를 나타내며, 길이는  $N_s$ 이다.  $\mathbf{r}[\tilde{t}_o = t_0^A]$ 는  $\bar{\mathbf{r}}[\tilde{t}_o = t_0^A]$ 를 DFT 처리 후의 신호를 의미한다.

[165] 도 10을 설명하면, 단말은 각각의 타이밍  $\tilde{t}_0$  및 시퀀스 인덱스  $i$ 를 트라이얼 넘버로써 적용하여 수학식 14를 계산한다. 도 10의 예시에서, 단말이 수학식 14를 계산한 결과 타이밍  $t_0^c$ 에서 계산한 상관관계 값이 가장 크게 나타나므로, 단말은  $t_0^c$ 를 동기 신호의 타이밍으로 결정하고  $i$  번째 시퀀스가 전송된 것으로 결정한다.

[166] 한편, 동기 신호가 2번 반복하여 수신되는 동안 채널이 변화하지 않으며 잡음<sup>0</sup> 없다면, 단말이 수학식 14를 계산한 피크 값의 크기는 아래의 수학식 15와 같이 표현된다.

[167] [수학식 15]

$$[168] \left| \mathbf{s}_{i=i}^H \mathbf{r}[\tilde{t}_0 = t_0^c] \right|^2 + \left| \mathbf{s}_{i=i}^H \mathbf{r}[\tilde{t}_1 = t_1^c] \right|^2 = P \left( |h_0|^2 + |h_1|^2 \right)$$

[169] 수학식 15에서  $h_i = P_i^T g$ 이며,  $g$ 는 송신기와 수신기 사이의 채널을 의미한다. 수학식 15로부터 단말의 수신 SNR은 아래의 수학식 16과 같이 계산된다.

[170] [수학식 16]

$$[171] SNR_{Repetition} = \frac{2P|h_0|^2}{\sigma_w^2} \rightarrow SNR_{Proposed} = \frac{P(|h_0|^2 + |h_1|^2)}{\sigma_w^2}$$

[172] 수학식 16에서  $SNR_{Repetition}$ 은 동기 신호를 단순히 반복하여 전송할 때의 수신 SNR을 나타내며,  $SNR_{Proposed}$ 은 제안한 실시 예에 따라 다이버시티를 획득하도록 프리코더를 구성하여 동기 신호를 전송할 때의 수신 SNR을 나타낸다. 전자의 경우 동기 신호의 수신 파워가 2배가 되는 반면, 후자의 경우 수신 파워가 두 개의 채널  $|h_0|^2$  및  $|h_1|^2$ 로 표현된다. 만약  $|h_0|^2$  및  $|h_1|^2$ 가 서로 독립하다면,  $SNR_{osed}$ 의 다이버시티 이득(diversity gain)이 2가 된다. 이와는 달리,  $SNR_{Repetition}$ 은 수신 파워가 하나의 채널  $|h_0|^2$ 로만 표현되므로, 다이버시티 이득이 1이 된다.

[173] 한편, 동기 신호는 셀 내의 모든 단말들이 검출할 수 있어야 하기 때문에, 동기 신호에서 가장 중요시되는 요소는 통신 링크의 안정성이다. 다이버시티 이득이 높은 값을 가질수록 통신 링크의 안정성이 증대된다는 점을 고려하면, 제안한 실시 예에 따른 경우 기존의 동기 신호 전송 방법 대비 향상된 효과를 얻을 수 있다.

[174] 도 11은 단말이 동기 신호를 이용하여 타이밍을 동기화하는 과정의 또 다른 실시 예를 도시한다.

[175] 앞서 도 10 및 수학식 15에서 설명한 바에 따르면,  $t_0 =$  섟시점에서의 피크 값은

$\left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_o = t_0^A \right] \right|^2 + \left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_1 = t_1^A \right] \right|^2$ 로 계산된다. 한편,  $t_0 = t_1^A = (t_0^A + N_s + N_{CP})$  일 때의 피크 값은  $\left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_o = t_1^A \right] \right|^2 + \left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_1 = t_1^A + N_s + N_{CP} \right] \right|^2$ 로 계산된다. 두 피크 값으로부터 텀(term)  $\left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_1 = t_1^A \right] \right|^2$ 이 공통됨을 알 수 있다.

- [176] 따라서, 제안하는 실시 예에 의하면, 단말이  $i_0$  = 섯시점에서 피크 값을 계산하는 과정에서 얻어진  $\left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_1 = t_1^A \right] \right|^2$ 값을 스택(stack)에 저장해두고,  $t_0 = t_1^A = (t_0^A + N_s + N_{CP})$  시점에서의 피크 값을 계산하는 과정에서 저장된 값을 활용할 수 있다. 결과적으로, 단말은 메모리를 활용하여 중복된 계산을 피함으로써 계산 복잡도를 낮출 수 있다.

- [177] 상술한 내용이 도 11에 도시된다. 도 11에서  $\alpha[\tilde{t}_0]$ 는  $\sum_{\tilde{t}=0}^{\infty} \left| \mathbf{s}_i^\dagger \mathbf{r} \left[ \tilde{t}_0 \right] \right|^2$ 로 정의하며, 단말이 피크 값을 계산하는 과정에서 현재 얻어진  $\alpha[\tilde{t}_0]$ 값을 스택에 저장하는 과정(S1 120)을 'push' 동작으로 정의하고, 스택으로부터 미리 저장된 값을 불러와 이용하는 과정(S1 110)을 'pop up' 동작으로 정의한다. 도 11에서, 'push' 동작과 'pop up' 동작이 쌍(pair)으로 이루어짐에 따라 스택의 전체 크기는 항상  $(N_s + N_{CP})$ 로 유지된다.

- [178] 한편, 상술한 바와 같이 스택을 이용하는 실시 예는 임의의 반복 횟수  $N_R$ 에 대하여 확장될 수 있으며, 이때의 스택은 아래의 수학식 17과 같이 정의되고 그 크기는  $(N_R - 1)(N_s + N_{CP})$ 이 된다. 즉, 단말은 OFDM 심볼의 길이와 CP의 길이를 합친 만큼의 시간구간 동안 계산된 값을 스택에 저장하였다가, 해당 OFDM 심볼의 길이와 CP의 길이에 해당하는 시간구간이 도과하면 저장된 값을 불러와 새로운 계산에 활용한다.

- [179] [수학식 17]

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha \left[ \tilde{t}_o - (N_R - 1)(N_s + N_{CP}) + 1 \right] \\ \alpha \left[ \tilde{t}_o - (N_R - 1)(N_s + N_{CP}) + 2 \right] \\ \vdots \\ \alpha \left[ \tilde{t}_o - 1 \right] \end{array} \right\}$$

- [181] 도 12는 제안하는 동기 신호 송수신 방법을 도시하는 흐름도이다. 도 12에서는 앞서 제안하고 설명한 실시 예들을 시계열적인 흐름에 따라 도시하고 설명한다. 따라서, 도 12에서 명시적으로 기술되지 않더라도 앞서 설명한 내용들이 동일하거나 유사하게 적용될 수 있다.

- [182] 먼저, 기지국과 단말 간에는 동기 신호를 반복하여 전송하기 위한 프리코더셋(즉, 코드북)이 공유된다 (S1210). 이러한 코드북은 기본 프리코더들의 가중합으로 구성되는 복수의 새로운 프리코더들로 구성되며, 각각의 새로운

프리코더들에는 각종 합이 다르게 적용된다. 한편, 코드북은 기지국에 의해 생성되어 단말로 전송될 수도 있으며, 단말이 직접 코드북을 생성할 수도 있다.

[183] 이어서, 기지국은 프리코더 셋(코드북)을 구성하는 프리코더들 중 어느 하나를 선택하여 동기 신호를 전송한다 (S1220). 동기 신호에 적용되는 프리코더로써 프리코더 셋에 포함된 프리코더 중 어느 하나가 임의로 선택될 수 있다. 이어서, 기지국은 다음 OFDM 심볼에서 프리코더 셋(코드북) 중 다른 프리코더를 선택하여 동기 신호를 반복하여 전송한다 (S1230). S1230에서는 프리코더 셋 중에서 S1220에서 선택된 프리코더를 제외한 프리코더 중 어느 하나가 선택된다. 도 12에는 동기 신호의 반복 전송 횟수가 2인 경우를 가정하여 설명하였으나, 반복 횟수가 더 높은 경우에는 S1230의 과정이 반복하여 수행될 수 있다.

[184] 단말은 반복하여 수신되는 동기 신호를 이용하여 기지국과 동기화를 수행한다(S1240). 이러한 과정은, 단말이 수신된 동기 신호의 타이밍과 시퀀스의 상관관계를 계산하여 최적의 값을 추정하는 과정으로 이해될 수 있으며, 단말이 상관관계를 계산하는 과정에서 중간 값을 스택에 저장하고 불러오는 실시 예가 적용될 수도 있다.

[185] 이상에서 설명한 실시 예들에 의하면, 동기 신호를 반복 전송하는 과정에서 전송 다이버시티가 얻어짐에 따라 통신 링크의 안정성이 확보된다. 따라서, mmWave 통신 시스템과 같이 경로 감쇄(path loss)가 크게 나타나는 통신 환경에서 동기 신호가 단말에 안정적으로 전달될 수 있다.

[186]

### 3. 제안하는 동기 신호 송수신 방법 2

[188] 도 13에는 앞서 도 8 내지 도 12에 따른 동기 신호 전송 구조가 도시된다. 수학식 16에서 설명한 수신 SNR은 경로 감쇄를 고려하는 경우 아래의 수학식 18과 같이 표현될 수 있다.

[189] [수학식 18]

$$SNR_{Proposed} = \frac{P(\beta_0 |h_0|^2 + \beta_1 |h_1|^2)}{\sigma_w^2}$$

[191] 수학식 18에서  $\beta_0$ ,  $\beta_1$ 는  $P_0, P_1$ 에 의한 빔이 단말에 도달할 때의 경로 감쇄를 나타낸다.

[192] 한편, 도 13에서 b 단말의 경우 두 서브섹터 경계에 위치하기 때문에,  $p_0, p_1$ 에 의한 빔을 모두 수신하여  $\beta_0 \approx f_1$ 가 된다. 이러한 환경에서, b 단말에 대한 수신 SNR은 아래의 수학식 19와 같이 근사화될 수 있다.

[193] [수학식 19]

$$SNR_{Proposed} \approx \frac{P\beta_0(|h_0|^2 + |h_1|^2)}{\sigma_w^2}$$

- [195] 수학식 19는 b 단말에 대한 다 이버시티 이득을 2로 얻어질 수 있음을 의미한다.
- [196] 한편, a 단말은  $\mathbf{p}_1$ 로부터 멀리 떨어져 위치하기 때문에 為》 가 된다. 이러한 환경을 고려한 a 단말의 수신 SNR 은 아래의 수학식 20과 같이 근사화 된다.
- [197] [수학식 20]
- [198] 
$$SNR_{Proposed} \approx \frac{P\beta_0|h_0|^2}{\sigma_w^2}$$
- [199] 수학식 20은 a 단말이 얻는 다 이버시티 이득이 2가 아닌 1임을 의미한다. c 단말은 반대로  $\mathbf{p}_0$ 로부터 멀리 떨어져 위치하며, a 단말과 유사하게 다 이버시티 이득을 1만 얻을 수 있다. 다시 말해서, 앞서 도 8 내지 도 12에서 설명한 실시 예들에 의하면, b 단말의 경우 충분한 다 이버시티 이득을 얻을 수 있으나 a, c 단말의 경우에는 그렇지 못하게 된다.
- [200] 단말은 셀 내의 위치와 무관하게 동기 신호를 일정 이상의 품질로 수신해야만 한다. 따라서, 이하에서는 상술한 바와 같이 셀 내 위치에 따라 단말들이 다른 다 이버시티 이득을 얻는 점을 개선하기 위한 실시 예를 제안한다.
- [201] 앞서 도 8 내지 도 12에서 설명한 내용 중에서 '기본 프리코더  $\mathbf{p}_i$ '를 설계하는 방식을 제안한다. 이하에서, '2차 프리코더'는 상술한 기본 프리코더 이를 의미한다. 제안하는 실시 예에 의하면, 2차 프리코더는 둘 이상의 '1차 프리코더( $\mathbf{q}_j$ )'의 가중합에 의해 구성된다. 앞서 도 8 내지 도 12에서 설명한 내용과 관련시 키면, 복수의 1차 프리코더( $\mathbf{q}_j$ )들의 가중합에 의해 2차 프리코더( $\mathbf{p}_i$ )가 정의되고, 복수의 2차 프리코더들의 가중합에 의해 새로운 프리코더(이하에서, 3차 프리코더)  $\mathbf{w}[i]$ 가 정의된다.
- [202]  $j$  번째 1차 프리코더와  $i$  번째 2차 프리코더를 각각  $\mathbf{q}_j$  이로 표현할 때, 두 프리코더들 간의 관계는 아래의 수학식 21에 따라 표현된다.
- [203] [수학식 21]
- [204] 
$$\mathbf{p}_i = \sum_{n=0}^{Q_i-1} w_{in} \mathbf{q}_{f_i(n)}, w_{in} \in C$$
- [205] 수학식 21에서  $w_{in}$ 는 복소수로써  $i$  번째 2차 프리코더를 구성하는 1차 프리코더들에 대한 가중치를 나타내며, 즉 1차 프리코더들이 어떠한 형태로 가중합되었는지를 나타낸다.  $\beta$  는  $i$  번째 2차 프리코더를 구성하는 1차 프리코더들의 개수를 나타내며,  $f_i(n)$ 은  $i$  번째 2차 프리코더를 구성하는 차 프리코더들의 인덱스를 나타낸다.
- [206] 아래의 수학식 22는 2차 프리코더들이 2개의 1차 프리코더들의 가중합으로 구성되는 예를 나타낸다.
- [207] [수학식 22]

[208]  $P_0 = Q_0 + Q_2$

$P_1 = Q_1 + Q_3$

[209] 수학식 22에서  $Q_0 = Q_1 = 2$  이고,  $\{f_0(0) = 0, f_0(1) = 2, f_1(0) = 1, f_1(1) = 3\}$  이고,

$w_{00} = w_{11} = w_{10} = w_{01} = 1$  이다.  $w_{ji}$ 는 복소수이므로, 2차 프리코더는 특정 1차 프리코더에 위상을 변경시키는  $j$  또는  $-j$  값이 곱해지는 형태로도 구현될 수 있다.

[210] 도 14는 2차 프리코더를 구성하는 1차 프리코더들이 설계되는 일 예를 도시한다.

[211] 일 실시 예에 의하면, 1차 프리코더들은 동기 신호가 전송되는 영역을 최대한 등분하도록 설계될 수 있다. 도 14에 도시된 실시 예에서, 1차 프리코더들은 각각의 빔이  $30'$ 씩 형성되어 동기 신호 전송 영역인  $120'$ 를 등분하도록 설계된다.

[212] 이때, 1차 프리코더들은 서로 간의 최소 코달 거리(minimum Chordal distance)가 최대가 되도록 설계될 수 있다. 최소 코달 거리는 프리코더에 의한 빔 간의 간격을 의미하며, 최소 코달 거리가 최대가 된다는 것은 프리코더들이 형성하는 빔 간의 간격이 최대가 되는 것, 즉 빔들 간의 상관관계가 최소가 된다는 것을 의미한다. 일 예로, DFT 코드북을 이용하여 최소 코달 거리가 최대가 되도록 1차 프리코더를 설계할 수 있다.

[213] 도 15 내지 도 17은 또 다른 실시 예에 따른 동기 신호 전송 구조를 도시하는 도면이다. 이하에서는 상술한 내용들에 더하여 1차 프리코더를 이용하여 2차 프리코더를 설계하는 실시 예들을 설명한다.

[214] 일 실시 예에 의하면, 2차 프리코더는 1차 프리코더들의 가중 합으로 구성되며, 빗(comb) 구조로 설계될 수 있다. 빗 구조란, 도 14에 도시된 바와 같이 2차 프리코더를 구성하는 1차 프리코더들의 서브 섹터 내 영역이 이웃하지 않으며, 1차 프리코더들의 서브 섹터 내 영역들의 최소 거리가 동일한 것을 의미한다.

[215] 예를 들어, 도 15(a)에서 2차 프리코더  $P_0$ 를 구성하는 1차 프리코더  $\frac{3}{4}$ 와  $\frac{1}{4}$ 의 영역은 서로 이웃하지 않으며, 도 15(b)에서 2차 프리코더 획를 구성하는 1차 프리코더  $\frac{3}{4}$ 와  $\frac{1}{4}$ 의 영역도 서로 이웃하지 않는다. 나아가, 2차 프리코더  $P_0$ 를 구성하는 1차 프리코더들  $\frac{3}{4}$ 와  $\frac{1}{4}$ 의 서브 섹터 내 영역의 최소 거리는  $30'$ 이고, 2차 프리코더  $P_1$ 를 구성하는 1차 프리코더들  $\frac{3}{4}$ 와  $\frac{1}{4}$ 의 서브 섹터 내 영역의 최소 거리 또한  $30'$ 로 동일하다. 2차 프리코더  $P_1$ 의 빔 영역은 2차 프리코더  $P_0$ 의 빔 영역이  $30'$ 만큼 시프트(shift) 된 형태로 이해될 수도 있다.

[216] 한편, 상술한 실시 예에 따라 1차 프리코더를 이용하여 2차 프리코더가 구성되는 경우, 수학식 11의 3차 프리코더들은 아래의 수학식 23과 같이 표현될 수 있다.

[217] [수학식 23]

$$\begin{aligned}[218] \mathbf{w}[0] &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{p}_0 + \mathbf{p}_1) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{q}_0 + \mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 + \mathbf{q}_3) \\ \mathbf{w}[1] &= \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{p}_0 - \mathbf{p}_1) = \frac{1}{\sqrt{2}}(\mathbf{q}_0 - \mathbf{q}_1 + \mathbf{q}_2 - \mathbf{q}_3) \end{aligned}$$

[219] 수학식 23에서  $\frac{3}{4}, \frac{3}{4}$ 의 부호를 살펴보면, 동기 신호의 위상이 2번째 시간구간에서 서브섹터 내의 일부 영역에 대해 반전됨을 알 수 있다.

[220] 도 16은 제안하는 실시 예에 따라 2차 프리코더가 설계되는 경우를 구체적으로 도시한다. 앞서 수학식 23에서 설명한 바와 같이, 2번의 시간구간 동안에  $\frac{3}{4}, \frac{3}{4}$ 의 위상이 반전된다. 한편, 도시된 영역 1610, 1620, 1630 각각에 대해 시간구간 별로 빔의 위상 변화를 설명하면, 영역 1610에 대해서는 1번째 시간구간과 2번째 시간구간에 걸쳐서 빔의 위상이  $\{\frac{3}{4}, \frac{3}{4}\} \rightarrow \{\frac{3}{4}, -\frac{3}{4}\}$ 로 변화한다. 영역 1620에 대해서는 총 2번의 시간구간에 걸쳐서 빔의 위상은  $\{\frac{3}{4}, \mathbf{q}_2\} \rightarrow \{-\mathbf{q}_1, \mathbf{q}_2\}$ 로 변화하며, 영역 1630에 대해서는  $\{\mathbf{q}_2, \mathbf{q}_3\} \rightarrow \{\mathbf{q}_2, -\frac{3}{4}\}$ 로 변화한다.

[221] 앞서 도 13의 경우와는 달리, 도 16의 실시 예의 a단말은 2번의 시간구간에 걸쳐서 인접한 빔  $\frac{3}{4}$ 의 위상 변화를 겪는다. 이에 따라, 단말 a는 동기 신호에 대한 다이버시티 이득을 2로 얻을 수 있다. 마찬가지로, 단말 b는 빔  $\frac{3}{4}$ 의 위상 변화를 겪으며, 단말 c는  $\frac{3}{4}$ 의 위상 변화를 겪어서, 서브섹터 내의 모든 단말이 동일한 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 된다.

[222] 도 17은 1차 프리코더들에 대응하는 서브섹터 내 영역을 더 좁게 설계하는 실시 예를 도시한다. 도 14 내지 도 16에서는 4개의 1차 프리코더를 가정한 반면, 도 17에서는 8개의 1차 프리코더를 통해 2차 프리코더를 설계한다. 도 17에서 제안하는 실시 예에 의하면, 도 14 내지 도 16의 실시 예보다 동기 신호를 수신하는 단말들이 더 균일한 다이버시티 이득을 얻을 수 있게 된다.

[223] 도 18은 또 다른 실시 예에 따른 동기 신호 송수신 방법을 도시하는 흐름도이다. 도 18에서는 앞서 제안하고 설명한 실시 예들을 시계열적인 흐름에 따라 도시하고 설명한다. 따라서, 도 18에서 명시적으로 기술되지 않더라도 앞서 설명한 내용들이 동일하거나 유사하게 적용될 수 있다.

[224] 먼저, 기지국과 단말 간에는 동기 신호를 반복하여 전송하기 위한 프리코더 셋(즉, 코드북)이 공유된다 (S1810). 이러한 코드북은 2차 프리코더들의 가중합으로 구성되는 3차 프리코더들로 구성될 수 있으며, 각각의 2차 프리코더들에는 가중합이 다르게 적용된다. 한편, 2차 프리코더들은 또 다른 1차 프리코더들의 가중합으로 구성되며, 2차 프리코더들은 각각의 2차 프리코더를 구성하는 1차 프리코더들의 서브섹터 내 영역이 이웃하지 않으며, 1차 프리코더들의 서브섹터 내 영역들의 최소 거리가 동일한 빗 구조로 설계될 수 있다. 한편, 코드북은 기지국에 의해 생성되어 단말로 전송될 수도 있으며, 단말이 직접 코드북을 생성할 수도 있다는 것은 앞서 도 12에서 설명한 바와

같다.

- [225] 이어서, 기지국은 프리코더 셋(코드북)을 구성하는 3차 프리코더들 중 어느 하나를 선택하여 동기 신호를 전송한다 (S1820). 동기 신호에 적용되는 3차 프리코더로써 프리코더 셋에 포함된 3차 프리코더 중 어느 하나가 임의로 선택될 수 있다. 이어서, 기지국은 다음 OFDM 심볼에서 프리코더 셋(코드북) 중 다른 3차 프리코더를 선택하여 동기 신호를 반복하여 전송한다 (S1830). S1830에서는 프리코더 셋 중에서 S1820에서 선택된 프리코더를 제외한 3차 프리코더 중 어느 하나가 선택된다. 도 18에는 동기 신호의 반복 전송 횟수가 2인 경우를 가정하여 설명하였으나, 반복 횟수가 더 높은 경우에는 S1830의 과정이 반복하여 수행될 수 있다.
- [226] 단말은 반복하여 수신되는 동기 신호를 이용하여 기지국과 동기화를 수행한다(S1840). 이러한 과정은, 단말이 수신된 동기 신호의 타이밍과 시퀀스의 상관관계를 계산하여 최적의 값을 추정하는 과정으로 이해될 수 있다. 또한, S1840의 과정은 앞서 도 10 및 도 11에서 설명한 실시 예에 따라, 단말이 상관관계를 계산하는 과정에서 중간 값을 스택에 저장하고 불러오는 실시 예가 적용될 수도 있다.
- [227] 이상에서 설명한 실시 예들에 의하면, 동기 신호를 반복 전송하는 과정에서 전송 다이버시티가 얻어짐에 따라 통신 링크의 안정성이 확보된다. 또한, 추가적인 시그널링 오버헤드 없이도 셀 내의 단말들에게 일정한 다이버시티 이득으로 동기 신호가 전송될 수 있다.
- [228]
- [229] 4. 제안하는 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정
- [230] 도 19 및 도 20은 제안하는 또 다른 실시 예를 설명하기 위한 동기 신호 및 빔 스캐닝 신호 전송 구조를 도시한다. 도 19 및 도 20에서는 이상에서 설명한 동기 신호 송수신 방식에 따른 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정에 대해 설명한다.
- [231] 도 19에는 기지국이 4 개의 타임 슬롯 동안 4 개의 빔들을 스위칭하며 동기 신호를 전송하는 과정이 도시된다. 단말은 수신되는 동기 신호들을 이용하여 동기화 과정을 수행하며, 빔 스캐닝 과정 또한 동시에 수행한다. 예를 들어, 단말(1900)은 수신 파워가 가장 크게 감지되는 두 번째 빔(도 19(b))을 통해 동기화를 수행하는데, 기지국은 단말이 선택하는 빔이 다른 빔들로부터 구별될 수 있도록 각 빔들을 서로 다른 시퀀스로 매핑시킨다. 결과적으로, 단말(1900)은 자신이 선택한 빔의 시퀀스가  $s_i^{(L)}$ 임을 알 수 있으며, 선택된 빔을 기지국으로 피드백함으로써 빔 스캐닝 과정을 수행한다.
- [232] 이러한 과정에서, 기지국이 전송하는 신호는 ZC(Zadoff-Chu) 시퀀스를 바탕으로 설계된다. 기지국의 셀 ID가 ZC 시퀀스의 루트 값으로 이용되며, 빔 ID가 ZC 시퀀스의 순환 시프트 값으로 이용될 수 있다. 예를 들어, 시퀀스  $s_i^{(jL)}$ 에서 루트 값은  $i \in \{25, 29, 34\}$ 로 정의하고, 순환 시프트 값은  $j \in \{0, L, 2L, 3L\}$ 로

정의한다. 이때,  $L$ 은 시스템 파라미터 값이며 일반적으로 채널의 지연 분산(delay spread) 최대 값보다 크게 설정된다. 단말은 시퀀스  $s_i^{(jL)}$ 를 이용하여 3개의 셀 및 각 셀의 4개 빔을 구분해낼 수 있으며, 이러한 과정은 아래의 수학식 24와 같이 표현된다.

[233] [수학식 24]

$$[\hat{t}_0, \hat{i}, \hat{j}] = \underset{\tilde{t}_0, \tilde{i}, \tilde{j}}{\operatorname{argmax}} \left[ \left| \left( \mathbf{s}_{\tilde{i}}^{\tilde{j}} \right)^H \mathbf{I} \right|^2 \right]$$

[235] 단말은 수학식 24를 통해 타이밍 동기화, 셀 ID 추정, 빔 ID 추정을 동시에 수행하며, 도 20에 이러한 과정이 표현된다.

[236] 도 20에 의하면, 단말은 3개의 셀 및 4개의 빔을 동시에 구분하기 위하여 총 12 개의 코릴레이터(correlator)를 포함하도록 구성되며, 매 타임슬롯마다 12 개의 코릴레이터가 함께 동작하게 된다. ~~최대~~ LTE의 경우 셀만을 구별하면 되기 때문에 단말은 총 3개의 코릴레이터가 포함되도록 구성된다. 반면에, mmWave 통신 시스템에서는 빔 스캐닝 과정이 포함되므로 LTE 대비 4배의 프로세싱 파워가 요구된다. 결과적으로, 이상에서 제안한 방식에 의하면 단말의 동기화 과정에 요구되는 계산 복잡도가 4배로 상승하게 된다.

[237] 따라서, 이하에서는 동기화 과정과 빔 스캐닝 과정에서 단말의 복잡도를 개선하기 위한 실시 예를 제안한다. 도 21 내지 도 23은 제안하는 실시 예에 따른 동기 신호 및 빔 스캐닝 신호 전송 구조를 도시한다. 제안하는 실시 예에 의하면, 앞서 설명한 기본 프리코더(또는, 2차 프리코더)에 대한 가중합에 적용되는 가중치들로써 빔 ID가 정의된다.

[238] 기지국의 동기 신호 반복 횟수가 2인 경우를 예로 들어 설명한다. 아래 수학식 25는 반복 횟수가 2인 경우의 동기 신호 코드북을 나타낸다.

[239] [수학식 25]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}[0] \\ \mathbf{w}[1] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{2}} \left( \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix} \otimes \mathbf{I}_{N_T} \right) \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ \mathbf{p}_1 \end{bmatrix}$$

[241] 수학식 25는 수학식 11에서 설명한 코드북을 가중치 행렬  $\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{bmatrix}$ 로 다시 표현한 것이다. 수학식 25에서 첫번째 열  $[1 \ 1]^T$ 의 각 요소들은  $w$  [이을 구성하는 기본 프리코더(2차 프리코더)인  $P_0$ ]의 시간에 따른 가중치를 나타낸다.

마찬가지로, 2번째 열  $[1 \ -1]^T$ 의 각 요소들은 2차 프리코더인  $\mathbf{p}_1$ 의 시간에 따른 가중치를 나타낸다. 기지국과 단말은  $[1 \ if, \ [1 \ -1]^T]$ 을 각각  $P_0$ 의 빔 ID 및  $\mathbf{p}_1$ 의 빔 ID로 결정한다. 다시 말해서, 동기 신호의 전송에 적용되는 코드북 (즉, 가중치 행렬)을 구성하는 각 열들이 빔 스캐닝 과정에서 각 빔을 구분하기 위한 빔 ID로 써 이용된다. 즉, 기지국은 가중치 행렬을 통해 빔 ID를 단말에게 전달할 수 있기 때문에, 추가적 인 시그널링이 없더라도 단말에게 빔 스캐닝 과정을 위한 빔

ID를 전달할 수 있게 된다.

[242] 마찬가지로, 동기 신호 반복 횟수가 4인 경우를 수학식 26을 예로 들어 설명한다.

[243] [수학식 26]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{w}[0] \\ \mathbf{w}[1] \\ \mathbf{w}[2] \\ \mathbf{w}[3] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} \otimes \mathbf{I}_{N_r} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0 \\ \mathbf{p}_1 \\ \mathbf{p}_2 \\ \mathbf{p}_3 \end{bmatrix}$$

[245] 수학식 26은 동기 신호의 반복 횟수가 4일 때의 코드북을 가중치 행렬로 다시 표현한 것이다. 수학식 25의 경우와 유사하게, 가중치 행렬의 1, 2, 3, 4 번째 열들이 각각  $\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ 의 빔 ID들로 정의된다.

[246] 이하에서는 제안하는 실시 예에 따라 단말이 빔 스캐닝을 수행하는 과정을 구체적으로 설명한다. 도 21에서, 동기 신호 반복 횟수가 4이고 수학식 26이 적용되는 경우를 예로 들어 설명한다.

[247] 앞서 도 8 내지 도 12에서 설명한 실시 예에 따르면, 4개의 타임슬롯 동안 셕터 내에서 각 빔들은 도 21과 같이 전송된다. 도 21에서는 도 19와는 달리 4개의 빔이 각각의 타임슬롯마다 동시에 전송되며, 타임슬롯에 따라 전송되는 시퀀스의 부호가 달라진다. 또한, 도 21에서 셕터 내의 각 영역들에 전송되는 빔들은 위로부터 아래의 방향으로  $\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1, \mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ 에 각각 대응한다. 즉, 가장 위쪽 영역에 전송되는 빔은  $\mathbf{p}_0$ 에 대응하며, 가장 아래쪽 영역에 전송되는 빔은  $\mathbf{p}_3$ 에 대응 한다.

[248] 도 21에 도시된 바에 따라 동기 신호가 전송되면, 단말은 아래의 수학식 27에 따라 동기화를 수행하여 타이밍 동기 및 동기 신호의 시퀀스(셀 ID)를 추정한다. 수학식 24와는 달리, 수학식 27의 경우 빔 ID를 추정하는 빔 스캐닝 과정은 동기화 과정과 동시에 수행되지 않는다.

[249] [수학식 27]

$$\{\hat{t}_0, \hat{i}\} = \arg \max_{\tilde{t}_0, \tilde{i}} \left[ \left| \left( \mathbf{s}_{\tilde{i}} \right)^H \mathbf{r}[\tilde{t}_0] \right|^2 \right]$$

[251] 수학식 27에 따라 단말이 동기화만을 수행하게 되면, 도 22와 같이 단말의 코릴레이터 수가 도 20의 12개에 비하여 4개로 줄어들게 된다. 코릴레이터의 수가 줄어듬에 따라 단말의 계산 복잡도가 대폭 줄어들게 되어 상술한 문제점이 해결될 수 있다.

[252] 한편, 이하에서는 단말이 동기화를 수행하여 타이밍 동기 및 시퀀스를 추정한 이후에 빔 스캐닝을 수행하는 과정을 설명한다.

[253] 앞서 수학식 27에서 설명한 바에 따라 결정된 타이밍과 시퀀스 인덱스를 각각  $\hat{t}_0, \hat{i}$ 로 표현한다. 또한,  $\hat{t}_0, \hat{i}$ 를 계산하는 과정에서 얻어진 수신 신호와 시퀀스 간의

상관관계 값을  $\gamma[i]$ 라 정의한다. 이때, 잡음이 없는 경우 각 타임슬롯마다 계산되는 상관관계 값  $\gamma[i]$ 은 아래의 수학식 28과 같이 표현될 수 있다.

[254] [수학식 28]

$$[255] \begin{bmatrix} \gamma[0] \\ \gamma[1] \\ \gamma[2] \\ \gamma[3] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

$$\text{where } \gamma[n] \triangleq \mathbf{s}_i^H \mathbf{r} \begin{bmatrix} \hat{t}_n \end{bmatrix}, h[n] = \mathbf{p}_n^T \mathbf{g}$$

[256] 단말은 수학식 28에 기초하여 빔 스캐닝 과정을 수행한다. 먼저, 수학식 28의 양변에 가중치 행렬의 역행렬을 곱하면 아래의 수학식 29를 얻을 수 있다.

[257] [수학식 29]

$$[258] \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \gamma[0] \\ \gamma[1] \\ \gamma[2] \\ \gamma[3] \end{bmatrix} = \sqrt{4P} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

[259] 수학식 29에서 행렬 연산을 통해 계산된 결과가 아래의 수학식 30으로 표현된다.

[260] [수학식 30]

$$[261] \begin{bmatrix} |\gamma[0] + \gamma[1] + \gamma[2] + \gamma[3]|^2 \\ |\gamma[0] + \gamma[1] - \gamma[2] - \gamma[3]|^2 \\ |\gamma[0] - \gamma[1] + \gamma[2] - \gamma[3]|^2 \\ |\gamma[0] - \gamma[1] - \gamma[2] + \gamma[3]|^2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4P|h_0|^2 \\ 4P|h_1|^2 \\ 4P|h_2|^2 \\ 4P|h_3|^2 \end{bmatrix}$$

[262] 단말은 수학식 30에 따라 얻어지는 4개의 파워 값을 비교하고, 가장 큰 값을 선택한다. 예를 들어, 첫 번째 행의 요소(element)인  $|\gamma[0] + \gamma[1] + \gamma[2] + \gamma[3]|^2$  값이 가장 크게 나타나는 경우, 단말은  $|h_0| = \mathbf{p}_0^T \mathbf{g}|^2$ 가  $|h_n| = \mathbf{p}_n^T \mathbf{g}|^2, n = 2, 3, 4$  보다 큰 것으로 이해할 수 있다. 즉, 단말은 도 21에서  $\mathbf{p}_0$ 에 의해 생성된 첫 번째 영역의 빔이 다른 영역들의 빔보다 더 강하게 수신됨을 알 수 있다. 다시 말해서, 단말은 자신이 섹터 내에서 첫 번째 영역에 위치함을 알 수 있다. 이는, 단말은  $|\gamma[0] + \gamma[1] + \gamma[2] + \gamma[3]|^2$  값이 가중치 행렬의 첫 번째 열  $[1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 을 이용하여 계산된 값임을 알고 있기 때문이며, 기지국과 단말 간의 코드북이 공유됨에 따라  $\mathbf{p}_0$ 가  $[1 \ 1 \ 1 \ 1]$ 로 매핑된다는 점을 단말이 미리 알고 있기 때문이다. 즉, 단말은 가중치 행렬에서 선택된 열에 매핑되는 빔 ID를 미리 알고 있기 때문에, 가중치 행렬을 계산함으로써 별도로 빔 ID를 수신하지 않더라도 빔 스캐닝 과정을 수행할 수 있다.

- [263] 또 다른 예를 들면, 수학식 30에서 요소  $|g_0| - \gamma^2]_+ \gamma[3||^2$ 의 값이 가장 크게 나타나는 경우, 단말은  $|l_3 = p_3^T g|^2$  값이 가장 큼을 알 수 있다. 즉, 단말은 도 21에서  $P_3$ 에 의해 생성된 마지막 영역의 빔이 다른 영역의 빔보다 더 강하게 수신됨을 알 수 있다. 이에 따라, 단말은 자신의 섹터 내 위치가  $P_3$ 에 대응하는 마지막 영역임을 알 수 있다.
- [264] 상술한 과정에 따라, 기지국이 빔 스캐닝 과정을 위해 빔 ID를 별도로 생성 및 할당하지 않더라도, 단말은 반복하여 수신되는 동기 신호의 가중치 행렬을 이용하여 빔들을 구분해낼 수 있다(즉, 빔 스캐닝 과정이 수행될 수 있다).
- [265] 이상에서 설명한 실시 예에 의하면, 빔 스캐닝 과정에서 빔 ID를 위한 시퀀스가 새로 정의되지 않더라도 단말이 빔들을 구분해낼 수 있다. 이에 따라, 단말이 타이밍 추정 시 찾아야 할 시퀀스의 수가 셀 ID의 수로 줄어들게 되며, 단말의 동기화 복잡도가 크게 줄어들게 된다.
- [266] 일 실시 예에 의하면, 제안한 실시 예에서 가중치 행렬의 열들은 서로 직교하도록 구성될 수 있다. 수학식 25와 수학식 26은 각각 반복 횟수가 2, 4 일 때의 가중치 행렬을 나타낸다. 이와 같이, 가중치 행렬의 열들이 서로 직교하도록 설계되는 경우, 수학식 28에서 가중치 행렬의 역행렬을 적용하는 과정이 간단해질 수 있다.
- [267] 가중치 행렬의 열들이 서로 직교하도록 구성된다는 것은, 특정 타임 슬롯에서 기본(2차) 프리코더에 적용되는 가중합을 나타내는 백터가 다른 타임 슬롯에서 적용되는 가중합을 나타내는 백터와 서로 직교하도록 구성된다는 것을 의미한다. 이는, 동기 신호 코드북  $\{w[0], w[1], \dots, w[N_R - 1]\}$ 을 구성하는 각 백터  $w[i]$ 들이 서로 하도록 코드북이 설계된다는 것으로 이해될 수도 있다. 이러한 백터는 서로 직교하는 코드들이라는 점에서 OCQOrthogonal Cover Code)로도 이해될 수 있다.
- [268] 각 백터들이 서로 직교하기 위해서, 코드북은 수학식 8에서 설명한 하다마드 (hadamard) 행렬을 이용하여 설계되거나, DFT 행렬을 이용하여 설계될 수 있다. 하다마드 행렬은 임의의 반복 수에 대하여 간단하게 생성될 수 있으며, 각 요소들의 값이 덧셈과 뺄셈만으로 정의되기 때문에 구현 복잡도가 매우 낮다는 장점이 있다. DFT 행렬 또한 임의의 반복 수에 대하여 간단하게 생성될 수 있으며, 각 요소들의 값은  $e^{\frac{j2\pi n}{N}}$ ,  $n \in \{0, \dots, N-1\}$ 으로 결정된다( $N$ 은 반복 수). 예로, 반복 수가 4 일 때의 DFT 행렬은 아래의 수학식 31과 같이 생성될 수 있다.
- [269] [수학식 31]
- [270] 
$$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -j & -1 & j \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & j & -1 & j \end{bmatrix}$$

- [271] DFT 행렬의 경우 반복 수가 2인 경우에는 하다 마드 행렬과 동일한 복잡도를 가지며, 반복 수가 4 이하인 경우에는 위상 변화만으로 간단히 생성이 가능하고, 반복 수가 4를 초과하더라도 FFT(Fast Fourier Transform)을 이용하여 복잡도 상승을 최소화 할 수 있다.
- [272] 도 23에서는 도 21 및 도 22와는 또 다른 실시 예를 설명한다. 도 23에서 도 시되는 실시 예에 의하면, 빔 ID는 기본 프리코더에 적용되는 가중치 와 시퀀스 모두에 의해 정의될 수도 있다. 앞서 도 21 및 도 22에서 설명한 실시 예에 따라 동기 신호가 반복 전송되는 동안 채널이 빠르게 변화하는 경우, 빔 스캐닝의 성능이 열화될 수도 있다. 이러한 성능 열화를 최소화하기 위한 방안으로서, 도 23에 도시된 실시 예에서는 빔 ID를 가중치 행렬뿐 아니라 시퀀스도 함께 고려하여 생성하는 방안을 제안한다.
- [273] 도 23(a) 및 도 23(b)에서 기지국은 연속된 두 타임슬롯 동안 노이를 동시에 전송하고, 도 23(c) 및 도 23(d)에서 기지국은 이어지는 두 타임슬롯 동안  $P_2, P_3$ 을 동시에 전송한다.
- [274] 이때,  $P_0, P_1$ 가 서로 구분될 수 있도록  $P_0, P_1$ 에 적용되는 가중치를 각각  $[1 \ 1]^T$ ,  $[1 \ -1]^T$ 로 정의한다. 마찬가지로,  $P_2, P_3$ 가 서로 구분될 수 있도록  $P_0, P_1$ 에 적용되는 가중치를 각각  $[1 \ 1]^T$ ,  $[1 \ -1]^T$ 로 정의한다. 이 경우, 단말은 수학식 28 내지 수학식 30에서 설명한 과정을 통해 노  $\mathbf{p}_1$ 와  $\mathbf{p}_2, \mathbf{p}_3$ 을 각각 구분해낼 수 있다.
- [275] 한편, 기지국은 첫 두 타임슬롯에서 전송되는  $\mathbf{p}_0, \mathbf{p}_1$ 과 이어지는 두 타임슬롯에서 전송되는  $P_2, P_3$ 을 서로 구분하기 위하여, 첫 두 타임슬롯에서는 시퀀스  $s_i$ 를 할당하고 (도 23(a), 도 23(b)), 이어지는 두 타임슬롯에서는 시퀀스  $s_j, j \neq i$ 를 할당한다 (도 23(c), 도 23(d)). 이 경우, 섹터 내에서 위쪽 두 개의 영역과 아래쪽 두 개의 영역을 구별하기 위해 추가적으로 시퀀스를 할당했으므로, 단말의 코릴레이터 수는 그만큼 늘어나게 된다.
- [276] 도 23에서 설명한 실시 예에 의하면, 채널이 변하지 않아야 하는 구간이 2개의 타임슬롯으로 줄어들게 되어 채널의 급격한 변화에 더 강건한 방식이 된다.
- [277] 도 24는 제안하는 또 다른 실시 예에 따른 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정을 도시하는 흐름도이다. 도 24에서는 앞서 제안하고 설명한 실시 예들을 시계열적인 흐름에 따라 도시하고 설명한다. 따라서, 도 24에서 명시적으로 기술되지 않더라도 앞서 도 19 내지 도 23에서 설명한 내용들이 동일하거나 유사하게 적용될 수 있다.
- [278] 먼저, 기지국과 단말 간에는 동기 신호를 반복하여 전송하기 위한 프리코더 셋(즉, 코드북)이 공유된다 (S2410). 이러한 코드북은 2차 프리코더들의 가중합으로 구성되는 3차 프리코더들로 구성될 수 있으며, 각각의 2차 프리코더들에는 가중합이 다르게 적용된다. 이때, 프리코더 셋을 구성하는 3차 프리코더들의 생성에 이용되는 가중합 백터(즉, OCC) 각각은 서로 직교하도록 구성될 수 있다. 한편, 코드북은 기지국에 의해 생성되어 단말로 전송될 수도

있으며, 단말이 직접 코드북을 생성할 수도 있다는 것은 앞서 도 12에서 설명한 바와 같다. 이 과정에서, 각각의 3차 프리코더에 적용되는 가중합은 기지국의 빔 ID를 나타낸은 앞서 설명한 바 있다.

[279] 이어서, 기지국은 프리코더 셋(코드북)을 구성하는 3차 프리코더들 중 어느 하나를 선택하여 동기 신호를 전송한다 (S2420). 동기 신호에 적용되는 3차 프리코더로써 프리코더 셋에 포함된 3차 프리코더 중 어느 하나가 임의로 선택될 수 있다. 이어서, 기지국은 다음 OFDM 심볼에서 프리코더 셋(코드북) 중 다른 3차 프리코더를 선택하여 동기 신호를 반복하여 전송한다 (S2430). S2430에서는 프리코더 셋 중에서 S2420에서 선택된 프리코더를 제외한 3차 프리코더 중 어느 하나가 선택된다. 도 24에는 동기 신호의 반복 전송 횟수가 2인 경우를 가정하여 설명하였으나, 반복 횟수가 더 높은 경우에는 S2430의 과정이 반복하여 수행될 수 있다.

[280] 단말은 반복하여 수신되는 동기 신호를 이용하여 기지국과 동기화를 수행한다 (S2440). 이러한 과정은, 단말이 수신된 동기 신호의 타이밍과 시퀀스의 상관관계를 계산하여 최적의 값을 추정하는 과정으로 이해될 수 있다. 또한, S2440의 과정은 앞서 도 10 및 도 11에서 설명한 실시 예에 따라, 단말이 상관관계를 계산하는 과정에서 중간 값을 스택에 저장하고 불러오는 실시 예가 적용될 수도 있다.

[281] S2440에서 각 타임슬롯마다 타이밍과 시퀀스가 추정됨으로써 동기화 수행이 완료되면, 단말은 S2420 및 S2430에서 수신된 동기 신호들을 이용하여 빔 스캐닝 과정을 수행한다 (S2450). 즉, 단말은 각 타임슬롯마다 동기화를 수행하면서 획득된 상관관계 값을 대하여 수학식 28 내지 수학식 30에서 설명한 과정을 수행하며, 이에 따라 단말은 복수의 빔들 중에서 가장 강하게 수신되는 빔을 구분해 낼 수 있다. 이러한 빔 스캐닝 과정을 통해서 단말은 섹터 내에서 자신의 위치(즉, 서브 섹터)를 구별해 낼 수 있게 된다.

[282] 상술한 과정을 통해서, 기지국은 코드북에 OCC를 도입함으로써 빔 스캐닝을 위한 추가적인 시퀀스를 할당하지 않으면서도 단말이 빔 스캐닝을 수행할 수 있게 한다. 이에 따라, 단말은 빔 스캐닝 과정을 구현하기 위한 복잡도 상승을 최소화 할 수 있다.

[283]

[284] 5. 제안하는 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정 2

[285] 5.1 빔 확장 기법

[286] 도 25(a), 도 25(b), 도 25(c)에서는 제안하는 실시 예를 설명하기에 앞서 빔 확장 기법(beam broadening technique)에 대해 설명한다. 선형 안테나 배열의 크기가  $N_r$ 인 경우, 빔 포밍 이득은  $N_r \log_0(N_r)$ 에 비례하지만, 빔폭 또는 반전력 빔폭 (HPBW, Half Power Beam Width)은  $N_r$ 에 반비례한다. 따라서, 선형 안테나 배열의 크기가 클수록 우수한 빔포밍 이득을 얻을 수 있는 반면에, 빔폭은 좁아지게 된다.

[287] 한편, 방송 채널이나 제어 채널은 특성상 넓은 빔폭이 요구되는 반면에 낮은

SNR 을 요구하기 때문에, 상 대적으로 높은 빔포밍 이득이 필요하지는 않다. 이러한 경우, 크기가 큰 안테나 배열은 상술한 특성을 만족하기 위해 새로운 빔포밍 디자인이 요구된다. 이하에서 설명할 빔포밍 디자인을 빔 확장 기법이라 한다.

[288] 도 25(a)에는 8개의 안테나 배열에 따른 빔폭이 도시된다. 도 25(a)에서 8개의 안테나로 구성된 안테나 배열에 의해 생성된 빔의 폭은 15'이며,  $w$ 는 선형 안테나 배열의 계수를 나타내는 백터이다. 또한,  $P_1^{(8)}$ 은 크기 8의 DFT 행렬의 1번째 열을 나타내며, 도 25(a)에서  $w = P_1^{(8)}$ 의 관계에 있다.

[289] 도 25(b)는 도 25(a)의 안테나 배열에서 빔 확장 기법이 적용된 결과를 도시한다. 도 25(b)는 8개의 안테나 중에서 가운데 2개의 안테나만 동작시키고(on), 나머지 안테나들은 동작하지 않을 때(off)의 빔폭을 도시한다. 도 25(b)에서  $P_1^{(2)}$ 은 크기 2의 DFT 행렬의 1번째 열을 나타내며,

$$w = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & \left(P_1^{(2)}\right)^T & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T \text{의 관계에 있다.}$$

[290] 도 25(b)의 경우, 빔포밍에 관여하는 안테나 수는 1/4로 줄어든 반면, 빔폭은 15'에서 60'로 4배 확장되고 빔포밍 이득은 6.6227dB 만큼 감소하게 된다. 이러한 방식은 빔포밍 손실이 있을 뿐 아니라, 후술할 AAS(Active Antenna System)를 가정할 때 전력 손실까지 발생하여 효율이 낮다.

[291] 도 25(c)는 또 다른 빔 확장 기법이 적용된 결과를 도시한다. 도 25(c)에서 8개의 안테나를 2개의 부 배열(또는, 서브 어레이)로 구분하고, 각 부 배열은 4개의 연속된 안테나들로 정의된다. 첫번째 부 배열 및 두번째 부 배열들은 각각 크기가 4인 DFT 행렬의 2번째 열, 4번째 열의 계수  $p_2^{(4)}, p_4^{(4)}$ 를 가지며,

$$W = \begin{bmatrix} \left(P_2^{(4)}\right)^T & \left(P_4^{(4)}\right)^T \end{bmatrix}^T \text{의 관계를 만족한다.}$$

[292] 도 25(c)의 경우, 각 부 배열은 4개의 안테나로 구성되어 30'씩의 빔폭을 가지며, 빔포밍 이득은 4.8165dB 감소하게 된다. 한편, 두 부 배열은 서로 다른 방향으로 빔포밍 되기 때문에 전체 빔폭은 60'를 만족한다. 도 25(b)의 방식과 비교할 때, 도 25(c)의 빔 확장 기법은 모든 안테나가 동작하고 있어서 전력 손실이 발생하지 않는다. 나아가, 2개의 다중 빔이 전송되면서도 모든 안테나 계수들의 크기가 1로 동일하다.

[293] 일반적으로, 선형 안테나 배열의 크기가  $N$ ,이고  $M$ 개의 부 배열을 이용하여 빔 확장 기법을 적용할 때, 확장되는 빔폭의 비율은  $M^2$ 이 된다. 결과적으로, 도 25(c)의 부 배열 개념을 도입한 빔 확장 기법은 모든 안테나를 이용하면서도 빔폭을 확장시킬 수 있는 방식이다.

## 5.2 제안하는 실시 예

[295] 이하에서는 도 26 내지 도 31을 통해서, 상술한 부 배열 개념을 적용한 동기화 방법 및 빔 스캐닝 방법을 제안한다. 먼저, 부 배열 개념과 빔 확장 기법을 적용한

동 기화 방법에 대해 설명한다.

[296] 도 21에서는 4개의 타임 슬롯 동안 다수의 빔이 전송되는 과정을 설명한 바 있다. 도 21의 실시 예에서 동기 신호에 적용되는 프리코더는 수학식 12에서 설명한 바와 같이 기본 프리코더(또는, 2차 프리코더)들의 가중합이다. 그러나, 이때 동기 신호 프리코더의 각 요소들의 크기는 모두 상이하다. 예를 들어, 기본 프리코더  $\mathbf{p}_0^{(4)}$ , 베<sup>4)</sup>은 크기 4인 DFT 행렬의 서로 다른 열이며, 수학식 32와 같이 정의되는 경우를 생각해 본다.

[297] [수학식 32]

$$\mathbf{p}_0^{(4)} = \frac{1}{2} [1 \ 1 \ 1 \ 1]^T, \mathbf{p}_1^{(4)} = \frac{1}{2} [1 \ j \ -1 \ -j]^T$$

[299] 수학식 32에 기초하여, 도 21에서 설명한 동기 신호 코드북은 수학식 33과 같아 정의된다.

[300] [수학식 33]

$$\begin{aligned}\mathbf{w}[0] &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{p}_0^{(4)} + \mathbf{p}_1^{(4)}) = \frac{1}{2\sqrt{2}} [2 \ 1+j \ 0 \ 1-j] \\ \mathbf{w}[1] &= \frac{1}{\sqrt{2}} (\mathbf{p}_0^{(4)} - \mathbf{p}_1^{(4)}) = \frac{1}{2\sqrt{2}} [0 \ 1-j \ 2 \ 1+j]\end{aligned}$$

[302] 이와 같이 가중합에 의한 프리코더의 경우, 기본 프리코더와 달리 각 요소들의 크기가 서로 다르다.

[303] 한편, mmWave 시스템의 경우 도 26에 도시된 바와 같이 개별 안테나마다 위상 변위기(phase shifter) 및 전력 증폭기(power amplifier)를 갖는 AAS를 고려한다. 이때, 동기 신호 프리코더의 각 요소들의 위상과 크기는 해당 요소에 대응하는 개별 안테나의 위상 변위기와 전력 증폭기에 의해 구현된다.

[304] 이러한 AAS 안테나 구조 하에서 전력 손실을 최소화하기 위해서는, 모든 안테나의 전력 증폭기의 출력력을 동일하게 한 상태에서 각 안테나 별로 위상을 변화시켜 신호를 전송해야 한다. 이러한 과정은 프리코더의 계수가 동일함을 전제로 한다. 그러나, 동기 신호의 프리코더 계수는 상술한 바와 같이 안테나의 구성에 따라 달라지게 되어 이러한 조건을 만족할 수 없으며, 결국 전력 손실로 이어지게 된다.

[305] 이를 위해, 상술한 바와 같이 부 배열(서브 어레이) 개념을 도입한 빔 확장 기법을 고려한다. 빔 확장 기법은 전체 안테나를 그룹화하여 각 부 배열들을 독립적으로 제어하여 빔을 전송하는 기법이다. 이 경우, 모든 안테나의 전력 증폭기 출력력을 동일하게 고정시킨 상태에서 위상만을 조절하여 빔 방향을 제어하는 것이 가능해 진다. 예를 들어, 도 27은 안테나 수가 32개이며 4개의 부 배열로 구성된 안테나 배열의 예시를 도시한다. 이때, 각 부 배열은 8개의 안테나를 포함하도록 구성되며 폭이 15'인 빔을 생성한다. 그리고, 각 부 배열은 생성된 빔의 방향을 개별적으로 제어할 수 있어, 종합적으로 도 27의 빔 구조가 구현될 수 있다.

[306] 도 27에서 각 부 배열에 대응되는 프리코더를  $p_0^{(8)}, p_1^{(8)}, p_2^{(8)}, p_3^{(8)}$ 로 정의하며, 이때 각 프리코더의 계수 크기는 모두 동일하고 위상만이 다르다. 결과적으로, 빔 확장 기법을 활용함으로써 AAS 안테나 구조에서의 출력 문제를 해결할 수 있게 된다.

[307] 이하에서는 빔 확장 기법을 바탕으로 한 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정에 대해 구체적으로 설명한다.

[308] 제안하는 실시 예에 의하면, 동기화 과정에서 이용되는 동기 신호 프리코더는 2개 이상의 기본 프리코더(또는, 상술한 2차 프리코더)들의 스택(stack)으로 정의된다. 이때, 각각의 동기 신호 프리코더들은 각 기본 프리코더들의 가중치를 다르게 함으로써 정의된다. 동기 신호 프리코더가 기본 프리코더들의 스택으로 정의된다는 개념을 수학식 34를 통해 더 설명한다.

[309] [수학식 34]

$$[310] \quad \mathbf{w}[0] = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(8)} \\ \mathbf{p}_1^{(8)} \\ \mathbf{p}_2^{(8)} \\ \mathbf{p}_3^{(8)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}[1] = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(8)} \\ \mathbf{p}_1^{(8)} \\ -\mathbf{p}_2^{(8)} \\ -\mathbf{p}_3^{(8)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}[2] = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(8)} \\ -\mathbf{p}_1^{(8)} \\ \mathbf{p}_2^{(8)} \\ -\mathbf{p}_3^{(8)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}[3] = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(8)} \\ -\mathbf{p}_1^{(8)} \\ -\mathbf{p}_2^{(8)} \\ \mathbf{p}_3^{(8)} \end{bmatrix}$$

$$\text{where } \|\mathbf{p}_j^{(8)}\|^2 = 1, \forall j$$

$$|\mathbf{p}_j^{(8)}(i)|^2 = \frac{1}{8}, \forall i$$

[311] 수학식 34에서  $\mathbf{p}_n^{(N)}$ 은 크기가  $N$ 인  $n$  번째 기본 프리코더를 의미하며, 동기 신호 코드북을 구성하는 4개의 프리코더(즉, 3차 프리코더)  $w[z](t=0, 1, 2, 3)$ 들 각각은 연속하는 4개의 기본 프리코더들이 하나의 열을 구성함으로써 정의된다. 즉, 동기 신호 코드북에 포함된 각각의 프리코더들은 4개의 기본 프리코더들( $P^{(8)}, \mathbf{p}_1^{(8)}, \mathbf{p}_2^{(8)}, \mathbf{p}_3^{(8)}$ )이 열(column) 방향으로 연접된(concatenated) 형태로 설계된다. 이때, 연접되는 각각의 기본 프리코더들의 가중치는 각 3차 프리코더마다 다르게 정의된다. 수학식 34에서  $|\mathbf{p}_j^{(8)}(i)|^2 = \frac{1}{8}, \forall i$ 는 기본 프리코더들의  $i$ 번째 계수를 나타내며, 이는 기본 프리코더의 모든 계수들의 크기가 동일함을 의미한다. 또한, 동기 신호 코드북을 구성하는 3차 프리코더들의 모든 계수들의 크기는  $\sqrt{8}$ 로 동일하며, 이는 수학식 32 및 33에서 설명한 이전의 실시 예들과는 다른 것이다.

[312] 한편, 부 배열의 개수를  $N_A$ 로 표현하면 (도 27에서는 4), 3차 프리코더  $\mathbf{w}[t]$ 는 수학식 35와 같이 정의된다.

[313] [수학식 35]

$$[314] \quad \mathbf{w}[t] = \left( \text{diag}\{\mathbf{d}[t]\} \otimes \mathbf{I}_{N_T} \right) \mathbf{P}_{N_A}^T$$

$$\text{where } \mathbf{P}_{N_A}^T = \left[ \mathbf{p}_0^T \ \mathbf{p}_1^T \ \dots \ \mathbf{p}_{N_A-1}^T \right]^T$$

[315] 수학식 35에서  $diag\{d\}$  는 크기가  $N_A$ 인 백터  $d[t]$ 를 대각 성분을 갖는 대각 행렬이다. 백터  $d[t]$ 는 아래의 수학식 36와 같이 행렬로 정의될 수 있으며, 수학식 36의 행렬이 상술한 가중치 행렬이 된다. 가중치 행렬의 크기는  $N_R \times N_A$ 이다.

[316] [수학식 36]

$$D_{N_R} = [d[0] \quad d[1] \quad \dots \quad d[N_R-1]]^T$$

[318] 수학식 34 내지 수학식 36에 의해 정의되는 3차 프리코더들은 복수의 연접하는 기본 프리코더들로 구성되며, 각각의 기본 프리코더들은 안테나 부 배열을 서로 독립적으로 제어하여 빔포밍을 수행한다.

[319] 이어서, 부 배열 개념과 빔 확장 기법을 적용한 빔 스캐닝 과정을 설명한다. 수학식 34 내지 수학식 36에 따라 동기화 신호가 전송되는 경우, 단말의 수신 신호는 아래의 수학식 37과 같이 표현될 수 있다.

[320] [수학식 37]

$$\begin{bmatrix} \mathbf{r}[0] \\ \mathbf{r}[1] \\ \mathbf{r}[2] \\ \mathbf{r}[3] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^T & \mathbf{p}_1^T & \mathbf{p}_2^T & \mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{p}_0^T & \mathbf{p}_1^T & -\mathbf{p}_2^T & -\mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{p}_0^T & -\mathbf{p}_1^T & \mathbf{p}_2^T & -\mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{p}_0^T & -\mathbf{p}_1^T & -\mathbf{p}_2^T & \mathbf{p}_3^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \mathbf{g}_3 \end{bmatrix} \mathbf{s}_i^T = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} h_0 + h_1 + h_2 + h_3 \\ h_0 + h_1 - h_2 - h_3 \\ h_0 - h_1 + h_2 - h_3 \\ h_0 - h_1 - h_2 + h_3 \end{bmatrix} \mathbf{s}_i^T$$

$$\text{where } h_i \stackrel{A}{=} \mathbf{p}_i^T \mathbf{g}_i$$

[322] 수학식 37에서 수신 신호  $r[i]$  와 시퀀스  $s_i$  간의 상관관계 값을  $\gamma[n] \triangleq s_i^H r[n]$ 로 정의하면, 수학식 37은 수학식 38과 같이 표현된다.

[323] [수학식 38]

$$\begin{bmatrix} \gamma[0] \\ \gamma[1] \\ \gamma[2] \\ \gamma[3] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_0 \\ h_1 \\ h_2 \\ h_3 \end{bmatrix}$$

[325] 수학식 38은 수학식 28과 동일하다. 이는, 부 배열 개념과 빔 확장 기법이 적용된 빔 스캐닝 과정이 앞서 설명했던 실시 예의 과정과 동일하게 수행될 수 있음을 의미한다. 즉, 단말은 기지국이 빔 스캐닝 과정을 위한 빔 ID를 별도로 생성하거나 할당하지 않더라도, 수학식 28 내지 수학식 30에서 설명했던 실시 예에 따라 반복하여 수신되는 동기 신호의 가중치 행렬을 이용하여 빔들을 구분해낼 수 있게 된다(즉, 빔 스캐닝 과정이 수행된다). 빔 스캐닝 과정에서 단말은 빔들 각각의 수신 파워를 추정할 수 있으며, 이를 바탕으로 가장 수신 파워가 좋은 빔을 선택하게 된다.

[326] 상술한 실시 예들에 의하면, 동기 신호 코드북의 계수 크기가 동일하다는 점을 활용하여, 기본 프리코더들을 연접하여 생성된 3차 프리코더들로 동기 신호 코드북을 정의한다. 이에 따라, 동기화 과정에서 전력 손실을 최소화할 수 있으면서도 앞서 제안했던 방식과 동일하게 빔 스캐닝 과정을 설계할 수 있다.

[327] 도 28은 제안하는 또 다른 방식의 실시 예를 도시한다. 도 28의 실시 예에서는, 모든 타임 슬롯에서 동기 신호 프리코더를 고정시킨 상태에서, 각 RF 체인(Radio Frequency chain)에 입력되는 시퀀스를 매 타임 슬롯마다 변경시킨다. 도 27에서는 모든 타임 슬롯에서 동일한 동기 시퀀스를 입력하면서 3차 프리코더를 타임 슬롯마다 다르게 설계하는 방식이라면, 도 28에서는 반대로 3차 프리코더를 동일하게 유지시킨 채로 동기 시퀀스를 타임 슬롯마다 다르게 입력하는 방식이다.

[328] 도 28에 도시된 부 배열(서브 어레이)에는 RF 체인이 한 개씩 연결되어 설치된다. 각각의 RF 체인을 통해 동기 시퀀스  $s_i$ 가 입력되며, 각 RF 체인 별로 서로 다른 동기 시퀀스가 전달 및 입력될 수 있다. 일 예로, 0번째 서브어레이에서는 모든 타임 슬롯에서  $s_i$ 를 전송한다. 반면에, 1번째 서브어레이에서는 4번의 타임 슬롯(T.S.) 동안 시퀀스들이  $s_i \rightarrow s_i \rightarrow -s_i \rightarrow -s_i$ , 순서로 입력된다.

[329] 이때, 동기 신호 프리코더(3차 프리코더)  $w$ 는 수학식 39와 같이 정의되며, 4개의 타임 슬롯 동안 동일한 값을 가진다.

[330] [수학식 39]

$$[331] \quad \mathbf{w} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(8)} \\ \mathbf{p}_1^{(8)} \\ \mathbf{p}_2^{(8)} \\ \mathbf{p}_3^{(8)} \end{bmatrix}$$

[332] 도 28의 실시 예에서, 단말의 수신 신호는 수학식 40과 같이 표현된다.

[333] [수학식 40]

$$[334] \quad \begin{bmatrix} \mathbf{r}[0] \\ \mathbf{r}[1] \\ \mathbf{r}[2] \\ \mathbf{r}[3] \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} \mathbf{s}_i \mathbf{p}_0^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_1^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_2^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{s}_i \mathbf{p}_0^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_1^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_2^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{s}_i \mathbf{p}_0^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_1^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_2^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_3^T \\ \mathbf{s}_i \mathbf{p}_0^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_1^T & -\mathbf{s}_i \mathbf{p}_2^T & \mathbf{s}_i \mathbf{p}_3^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{g}_0 \\ \mathbf{g}_1 \\ \mathbf{g}_2 \\ \mathbf{g}_3 \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{P}{4}} \begin{bmatrix} h_0 + h_1 + h_2 + h_3 \\ h_0 + h_1 - h_2 - h_3 \\ h_0 - h_1 + h_2 - h_3 \\ h_0 - h_1 - h_2 + h_3 \end{bmatrix} \mathbf{s}_i^T$$

where  $h_i \triangleq \mathbf{p}_i^T \mathbf{g}_i$

[335] 수학식 40의 최우측 변은 수학식 37의 최우측 변과 동일하다. 결과적으로, 동기 신호 프리코더를 타임 슬롯에 따라 변화시키는 도 27의 방식 대신에, 입력되는 동기 시퀀스를 타임 슬롯에 따라 변화시키더라도 동일한 결과를 얻을 수 있다. 이는, 단말은 앞서 도 27에서 설명한 동기화 과정 및 빔 스캐닝 과정을 도 28의 경우에도 동일하게 수행할 수 있음을 의미한다.

[336] 도 29 및 도 30은 제안하는 또 다른 실시 예를 도시한다. 앞서 설명했듯이, 코드북을 구성하는 3차 프리코더들은 연접한 복수의 기본 프리코더(2차 프리코더)로 정의된다. 이때, 제안하는 실시 예에 의하면 기본 프리코더들은 2개 이상의 1차 프리코더들을 연접하여 정의될 수 있다. 이러한 실시 예에서, 2차 프리코더의 빔은 연접한 1차 프리코더들의 빔들을 포함하게 된다.

[337] 도 29에서 2차 프리코더  $\{\rho_0^{(16)}, \rho_1^{(16)}\}$ 는 수학식 41과 같이 1차 프리코더

$\{q^{\wedge} \quad q_1^{(8)}, q_2^{(8)}, q_3^{(8)}\}$  를 연접하여 정의된다. 수학식 41에서 각 프리코더의 윗첨자는 해당 프리코더의 크기를 나타내며, 아래첨자는 프리코더 인텍스를 나타낸다.

[338] [수학식 41]

$$\mathbf{p}_0^{(16)} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_0^{(8)} \\ \mathbf{q}_1^{(8)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{p}_1^{(16)} = \begin{bmatrix} \mathbf{q}_2^{(8)} \\ \mathbf{q}_3^{(8)} \end{bmatrix}$$

[340] 도 29에서 빔 바<sup>6)</sup>은 두 빔  $\{\mathbf{q}_0^{(8)}, \mathbf{q}_1^{(8)}\}$ 를 포함하도록 설계된다. 즉, 도 29의 실시 예에 의하면 협폭 빔(15')을 갖는 1차 프리코더들을 연접함으로써 광폭 빔(30')을 갖는 기본(2차) 프리코더를 정의한다. 나아가, 기본 프리코더를 연접하여 정의되는 동기 신호 코드북은 수학식 42와 같이 표현될 수 있다.

[341] [수학식 42]

$$\mathbf{w}[0] = \sqrt{\frac{P}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(16)} \\ \mathbf{p}_1^{(16)} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{w}[1] = \sqrt{\frac{P}{2}} \begin{bmatrix} \mathbf{p}_0^{(16)} \\ -\mathbf{p}_1^{(16)} \end{bmatrix}$$

[343] 도 30은 수학식 42의 동기 신호 코드북을 이용하여 각 빔에 전송되는 시퀀스  $s_i$ 를 도시한다. 도 30의 실시 예에서 단말은 광폭 빔을 갖는  $\{\mathbf{p}_0^{(16)}, \mathbf{p}_1^{(16)}\}$ 은 구분할 수 있는 반면, 협폭 빔을 갖는  $\{\mathbf{q}_0^{(8)}, \mathbf{q}_1^{(8)}, \mathbf{q}_2^{(8)}, \mathbf{q}_3^{(8)}\}$ 는 구분할 수 없다. 즉, 도 21과 비교했을 때 도 30의 실시 예에 의하면 시퀀스 전송에 요구되는 타임 슬롯은 반으로 줄어들지만, 빔 해상도 (resolution) 도 절반으로 감소한다.

[344] 도 31은 제안한 실시 예에 따른 동기화 방법을 도시하는 흐름도이다. 도 31에서는 도 25 내지 도 30에서 제안하고 설명한 실시 예들을 시계열적인 흐름에 따라 도시하고 설명하며, 도 31에서 명시적으로 기술되지 않더라도 앞서 설명한 내용들이 동일하거나 유사하게 적용될 수 있다.

[345] 먼저, 기지국과 단말 간에는 동기 신호를 반복하여 전송하기 위한 프리코더 셋(즉, 코드북)이 공유된다 (S3110). 이러한 코드북은 2차 프리코더들을 연접하여 생성되는 3차 프리코더들로 구성될 수 있다. 또한, 3차 프리코더를 구성하기 위해 각각의 2차 프리코더들에 적용되는 가중치는 프리코더 셋을 구성하는 복수의 3차 프리코더들에 각각에 대해 다르게 정의될 수 있다. 이때, 2차 프리코더들에 적용되는 가중치는 크기가 동일하고 위상만이 다르다. 또한, 2차 프리코더들 각각은 기지국의 안테나 배열을 구성하는 일부 안테나의 안테나 부 배열에 대응한다. 한편, 코드북은 기지국에 의해 생성되어 단말로 전송될 수도 있으며, 단말이 직접 코드북을 생성할 수도 있다.

[346] 이어서, 기지국은 프리코더 셋(코드북)을 구성하는 3차 프리코더들 중 어느 하나를 선택하여 동기 신호를 전송한다 (S3120). 동기 신호에 적용되는 3차 프리코더로써 프리코더 셋에 포함된 3차 프리코더 중 어느 하나가 임의로

선택될 수 있다. 이어서, 기지국은 다음 OFDM 심볼에서 프리코더셋(코드북) 중 다른 3차 프리코더를 선택하여 동기신호를 반복하여 전송한다. 각 반복과정에서 기지국은 이미 선택된 프리코더를 제외한 3차 프리코더 중 어느 하나를 선택하여 동기신호를 전송한다.

[347] S3120에서, 기지국은 3차 프리코더를 구성하는 복수의 연접한 2차 프리코더각각을 통해 안테나 부배열들을 제어한다. 2차 프리코더들 각각은 안테나부배열에 대응하기 때문에, 기지국은 하나의 타임슬롯에서 적용되는 3차프리코더를 통해 복수의 안테나 부배열을 제어함으로써 빔 확장 기법을 달성할 수 있다.

[348] 단말은 반복하여 수신되는 동기신호를 이용하여 기지국과 동기화를 수행한다(S3130). 이러한 과정은, 단말이 수신된 동기신호의 타이밍과 시퀀스의 상관관계를 계산하여 최적의 값을 추정하는 과정으로 이해될 수 있다. 또한, S3130의 과정에는, 앞서도 10 및 도 11에서 설명한 실시예와 유사하게 단말이 상관관계를 계산하는 과정에서 중간값들을 스택에 저장하고 불러오는 실시예가 적용될 수도 있다.

[349] 도 31에 명시적으로 도시되지는 않으나, 단말은 각 타임슬롯마다 타이밍과 시퀀스가 추정됨으로써 동기화 수행이 완료되면, 단말은 반복하여 수신된 동기신호들을 이용하여 빔 스캐닝 과정을 수행할 수도 있다. 즉, 단말은 각 타임슬롯마다 동기화를 수행하면서 획득된 상관관계 값에 대하여 수학식 28 내지 수학식 30에서 설명한 과정을 수행하며, 이에 따라 단말은 복수의 빔들 중에서 가장 강하게 수신되는 빔을 구분해낼 수 있다. 이러한 빔 스캐닝 과정을 통해서 단말은 섹터 내에서 자신의 위치(즉, 서브섹터)를 구별해낼 수 있게 되며, 이러한 빔 스캐닝 과정은 도 24에서 설명한 과정이 유사하게 적용될 수 있다.

[350] 한편, 도 31과 관련하여 이상에서는 3차 프리코더가 타임슬롯마다 다르게 선택되는 실시예에 대해 설명하였으나, 도 28에서 설명한 실시예에 따라 하나의 3차 프리코더만이 활용될 수도 있다. 즉, 기지국은 각각의 안테나부배열에 대응하는 RF체인에 입력되는 시퀀스를 타임슬롯마다 변경함으로써, 하나의 3차 프리코더만을 활용하면 서도 도 27의 경우와 유사한 결과를 얻을 수도 있다. 나아가, 3차 프리코더를 구성하는 각각의 2차 프리코더들은 복수의 1차 프리코더들을 연접하여 정의될 수 있음은 앞서 설명한 바 있다.

[351] 이상에서 제안한 실시예에 의하면, 프리코더셋을 구성하는 프리코더들을 설계하는 과정에서 복수의 프리코더를 연접함으로써, 동기신호 전송시 전력손실을 최소화 할 수 있다.

[352] 이러한 방식은 하이브리드(hybrid) 빔포밍과는 구별된다. 하이브리드 빔포밍의 경우 아날로그 빔포밍은 고정시킨 채로 디지털 빔포밍 과정을 줄여서 단말의 피드백 부담을 줄이는 방식이다. 반면에, 제안하는 실시예에서는 아날로그 빔포밍이 안테나 부배열마다 다르게 정의됨으로써 빔 확장 기법이 적용되는 방식이다. 하이브리드 빔포밍의 경우 빔포밍의 엔VELOPE(Envelope) 이 고정되기

때문에 동기 신호 전송으로는 부적합하지만, 제안하는 실시 예에 따르면 빔포밍이 넓게 확장되어 동기 신호 전송이 더 효율적으로 이루어지게 된다.

[353]

## 6. 장치 구성

[355] 도 32는 본 발명의 일 실시 예와 관련된 단말 및 기지국의 구성을 도시하는 도면이다. 도 32에서 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 32에서는 단말(100) 와 기지국(200) 간의 1:1 통신 환경만을 도시하였으나, 다수의 단말과 다수의 기지국 간에도 통신 환경이 구축될 수 있다. 또한, 도 32에 도시된 기지국(200)은 매크로 셀 기지국과 스몰 셀 기지국에 모두 적용될 수 있다.

[356] 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.

[357] 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.

[358] 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.

[359] 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.

[360] 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.

- [361] 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) 등 이 프로세서(120, 220)에 구비될 수 있다.
- [362] 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 저장 매체(예를 들면, 흰, 플로피 디스크, 하드 디스크 등), 광학적 판독 매체(예를 들면, 시디롬, DVD 등)와 같은 저장 매체를 포함한다.
- [363] 본원 발명의 실시 예들과 관련된 기술 분야에서 통상의 지식을 가진자는 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 범위에 나타나며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명의 범위에 포함되는 것으로 해석되어야 한다.
- ### 산업상 이용 가능성
- [364] 상술한 바와 같은 동기화 수행 방법은 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.

## 청구 범위

- [청구 항 1] 무선 통신 시스템에서 기지국이 안테나 배열(antenna array)을 통해 동기 신호를 전송하는 방법에 있어서,  
복수의 안테나 부 배열(<sub>antenna subarray</sub>)을 각각에 대응하는 복수의 제1 프리코더들 의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하는 단계; 및  
복수의 시간 구간에 걸쳐서 상기 코드북에서 선택된 서로 다른 제2 프리코더들을 동기 시퀀스에 적용함으로써, 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하는 단계를 포함하고,  
상기 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 상기 동기 신호의 빔포밍을 수행하는 것인,  
동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 2] 제1항에 있어서,  
하나의 제2 프리코더는 가중치가 적용된 복수의 제1 프리코더들의 연접으로 정의되며,  
상기 가중치는 상기 코드북을 구성하는 복수의 제2 프리코더 별로 서로 다른 것인, 동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 3] 제2항에 있어서,  
상기 복수의 제1 프리코더들에 적용되는 가중치는 크기는 모두 같고 위상이 서로 다른 것인, 동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 4] 제1항에 있어서,  
상기 복수의 제1 프리코더들 각각은 제1 프리코더보다 더 좁은 빔을 구성하는 제3 프리코더들의 연접으로 정의되는 것인, 동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 5] 제1항에 있어서,  
상기 동기 시퀀스는 상기 복수의 시간 구간에 걸쳐서 동일하게 유지되는 것인, 동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 6] 제1항에 있어서,  
상기 복수의 안테나 부 배열 각각은 상기 기지국의 RF 체인(Radio Frequency chain)에 대응하는 것인, 동기 신호 전송 방법.
- [청구 항 7] 무선 통신 시스템에서 안테나 배열(antenna array)을 통해 동기 신호를 전송하는 기지국에 있어서,  
송신부;  
수신부 ; 및  
상기 송신부 및 상기 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되,  
상기 프로세서는,  
복수의 안테나 부 배열(<sub>antenna subarray</sub>)을 각각에 대응하는 복수의 제1

프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하고, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 상기 코드북에서 선택된 서로 다른 제2 프리코더들을 동기 시퀀스에 적용함으로써, 단말에 동기 신호를 반복하여 전송 하되, 상기 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 상기 동기 신호의 빔포밍을 수행하는 것인, 기지국.

[청구항 8] 제7항에 있어서, 하나의 제2 프리코더는 가중치가 적용된 복수의 제1 프리코더들의 연접으로 정의되며, 상기 가중치는 상기 코드북을 구성하는 복수의 제2 프리코더 별로 서로 다른 것인, 기지국.

[청구항 9] 제8항에 있어서, 상기 복수의 제1 프리코더들에 적용되는 가중치는 크기는 모두 같고 위상이 서로 다른 것인, 기지국

[청구항 10] 제7항에 있어서, 상기 복수의 제1 프리코더들 각각은 제1 프리코더보다 더 좁은 빔을 구성하는 제3 프리코더들의 연접으로 정의되는 것인, 기지국.

[청구항 11] 제7항에 있어서, 상기 동기 시퀀스는 상기 복수의 시간 구간에 걸쳐서 동일하게 유지되는 것인, 기지국.

[청구항 12] 제7항에 있어서, 상기 복수의 안테나 부 배열 각각은 상기 기지국의 RF 체인(Radio Frequency chain)에 대응하는 것인, 기지국.

[청구항 13] 무선통신 시스템에서 기지국이 안테나 배열(antenna array)을 통해 동기 신호를 전송하는 방법에 있어서, 복수의 안테나 부 배열(<sub>antenna subarray</sub>)을 각각에 대응하는 복수의 제1 프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로 구성되는 코드북을 획득하는 단계; 및 상기 코드북에서 선택된 어느 하나의 제2 프리코더를 매 시간 구간마다 부호가 변경되는 동기 시퀀스에 적용함으로써, 복수의 시간 구간에 걸쳐서 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하는 단계를 포함하고, 상기 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해 서로 독립적으로 제어되어, 상기 동기 신호의 빔포밍을 수행하는 것인, 동기 신호 전송 방법.

[청구항 14] 무선통신 시스템에서 안테나 배열(antenna array)을 통해 동기 신호를 전송하는 기지국에 있어서,

송신부;

수신부 ; 및

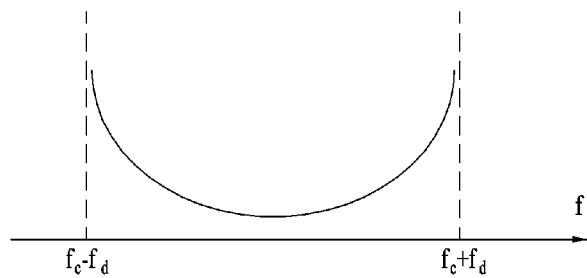
상기 송신부 및 상기 수신부와 연결되어 동작하는 프로세서를 포함하되,  
상기 프로세서는,

복수의 안테나 부 배열(<sub>antenna su</sub> barray)을 각각에 대응하는 복수의 제1  
프리코더들의 연접(concatenation)으로 정의되는 제2 프리코더들로  
구성되는 코드북을 획득하고,

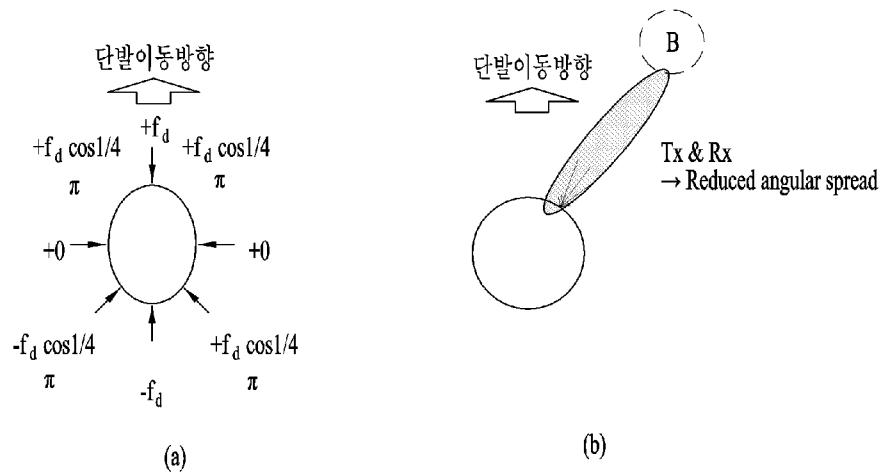
상기 코드북에서 선택된 어느 하나의 제2 프리코더를 매 시간 구간마다  
부호가 변경되는 동기 시퀀스에 적용함으로써, 복수의 시간 구간에  
걸쳐서 단말에 동기 신호를 반복하여 전송하되,

상기 복수의 안테나 부 배열들은 각각에 대응되는 제1 프리코더에 의해  
서로 독립적으로 제어되어, 상기 동기 신호의 빔포밍을 수행하는 것인,  
기지국.

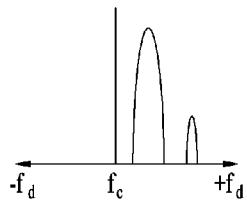
[도1]



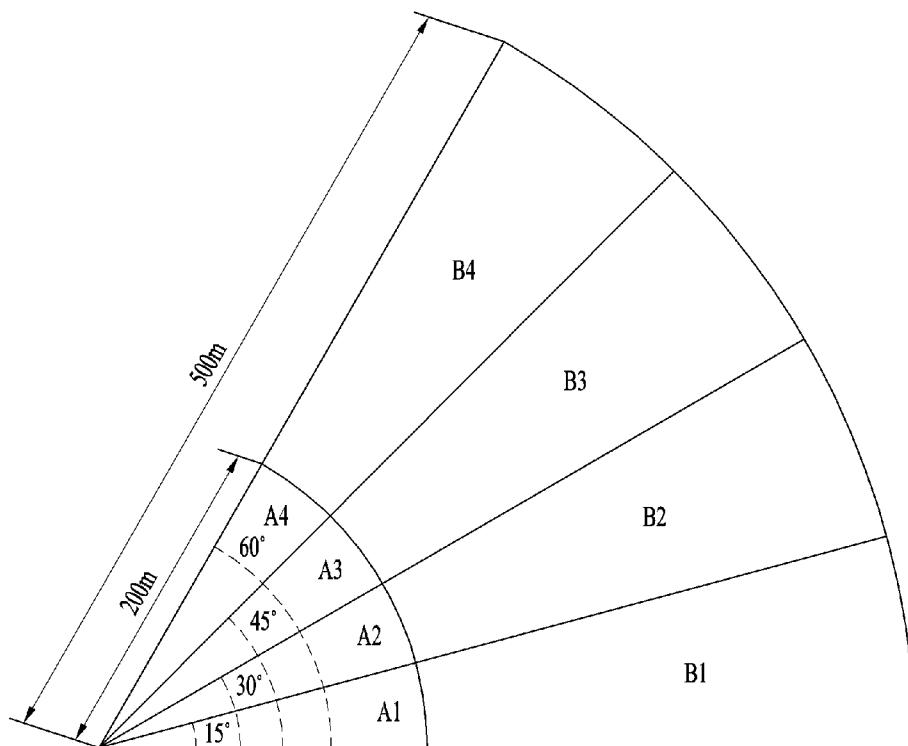
[도2]



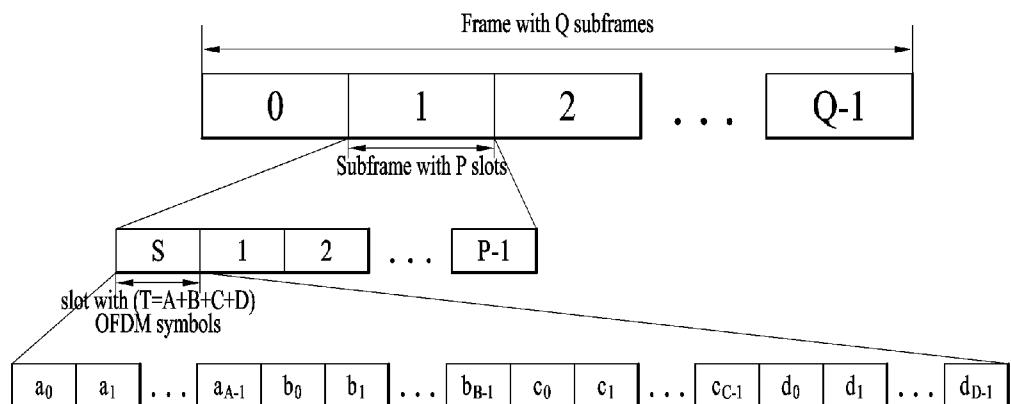
[도3]



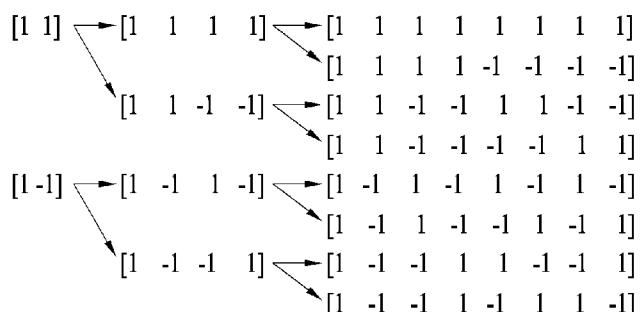
[도4]



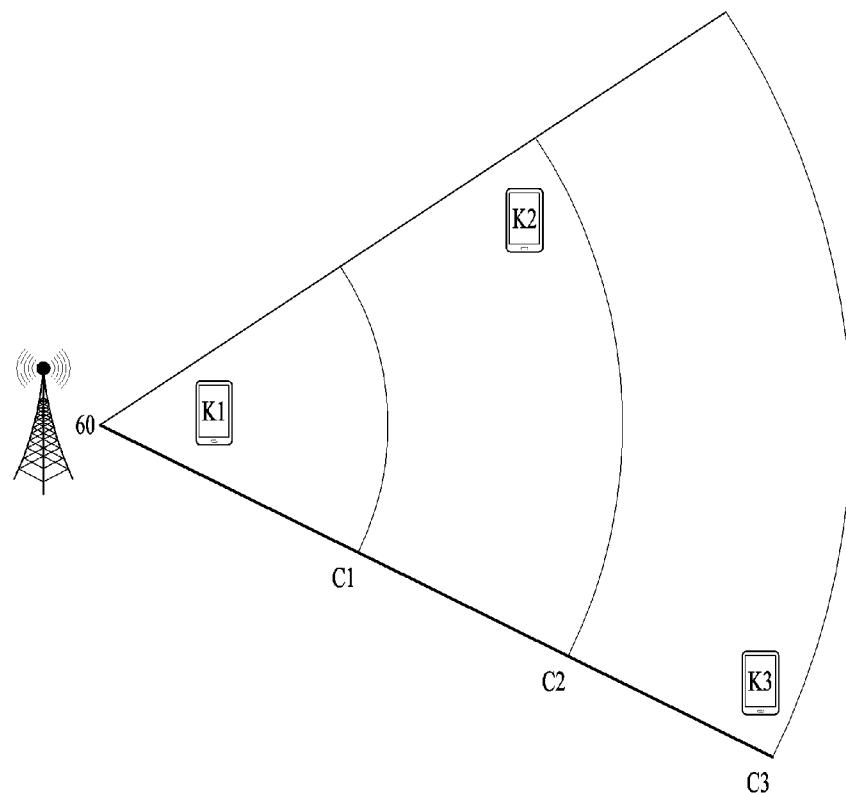
[도5]



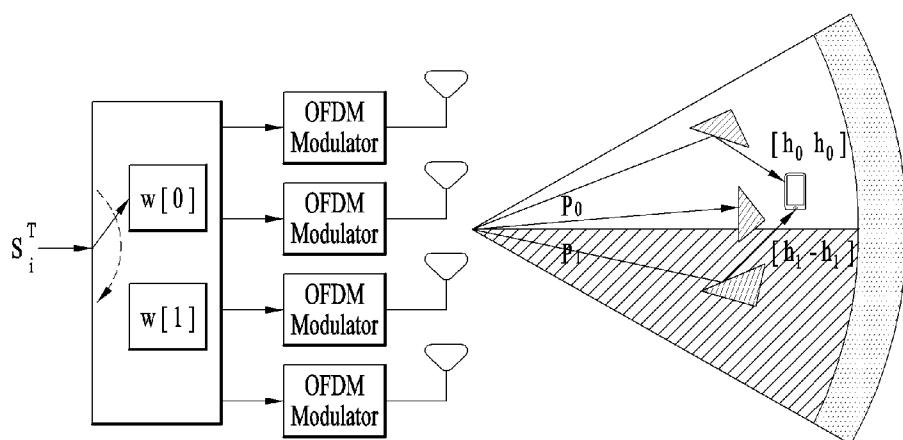
[도6]



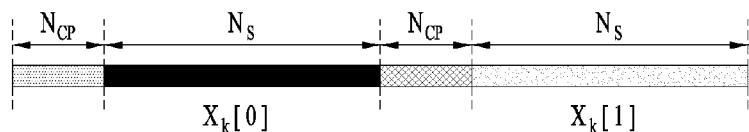
[도7]



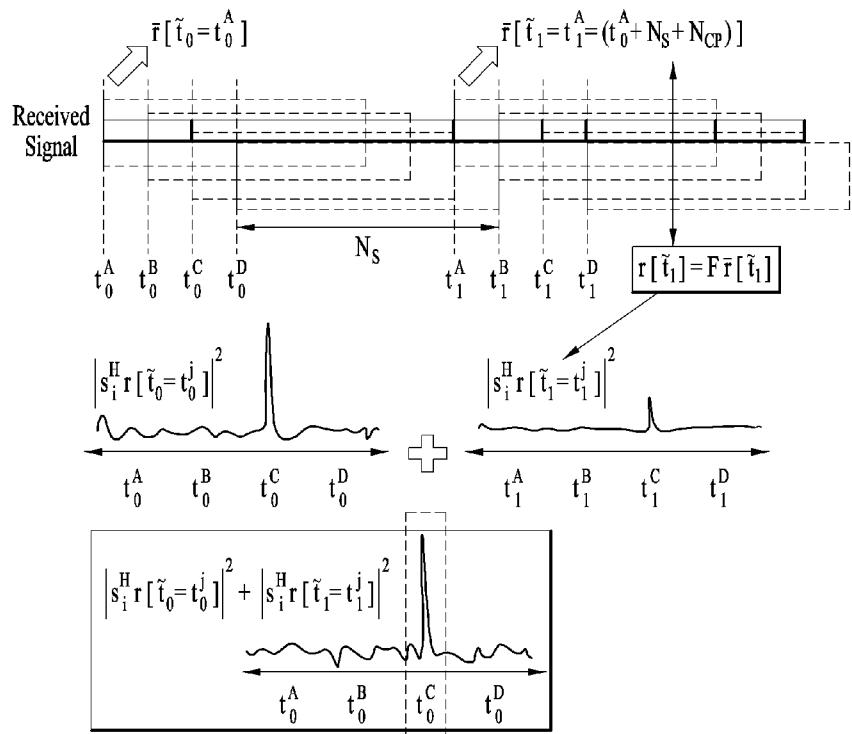
[도8]



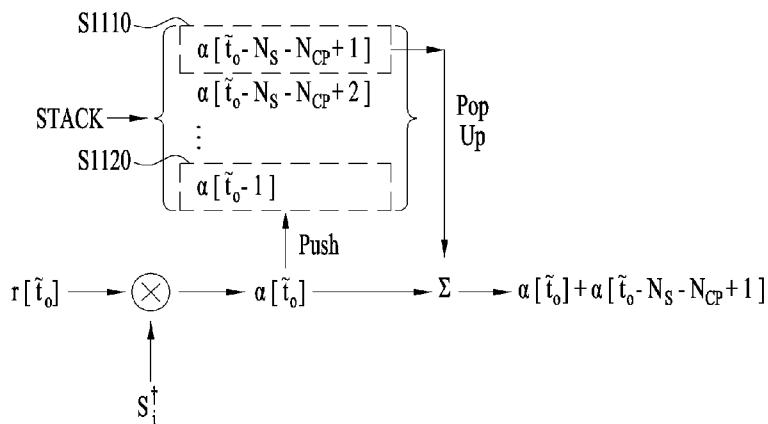
[도9]



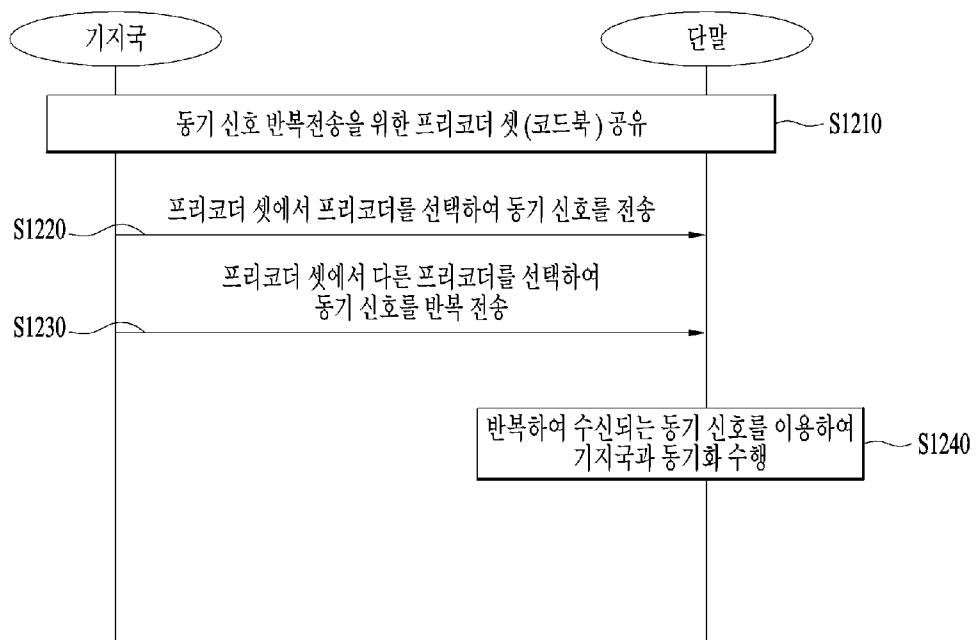
[도10]



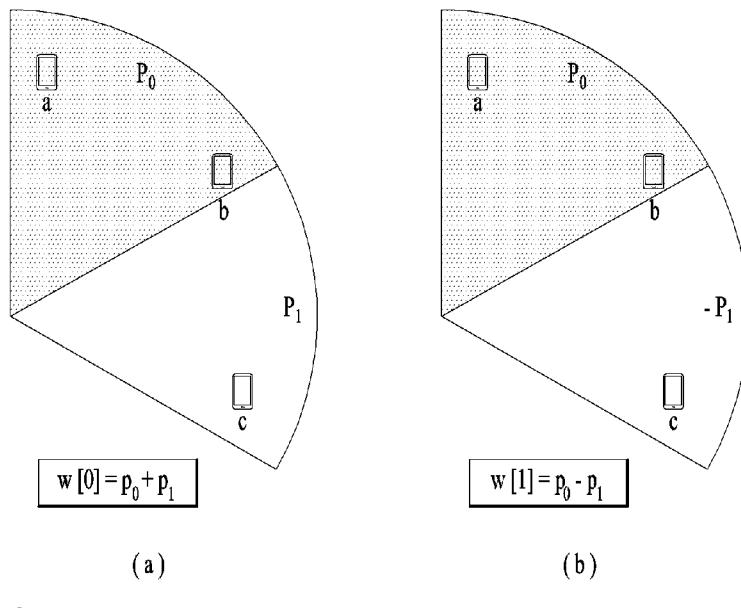
[도11]



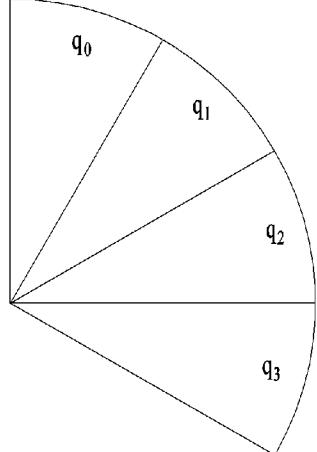
[도12]



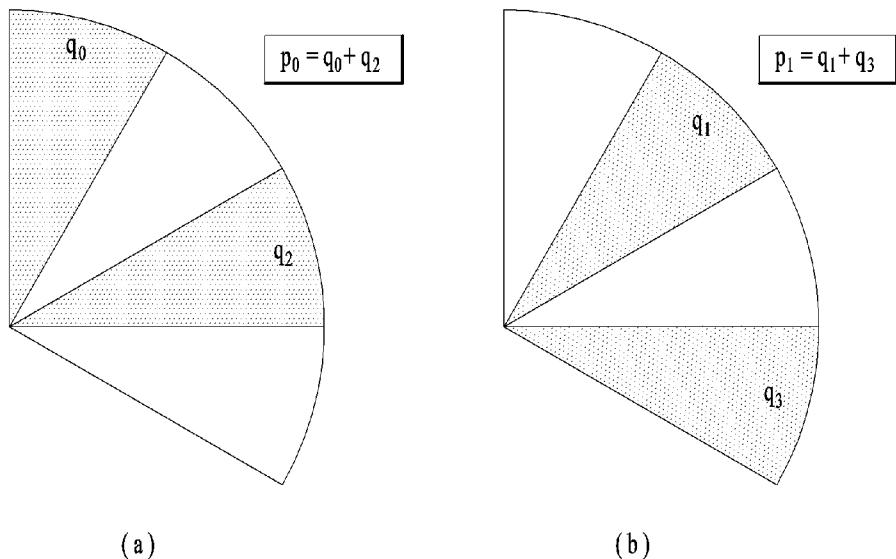
[도13]



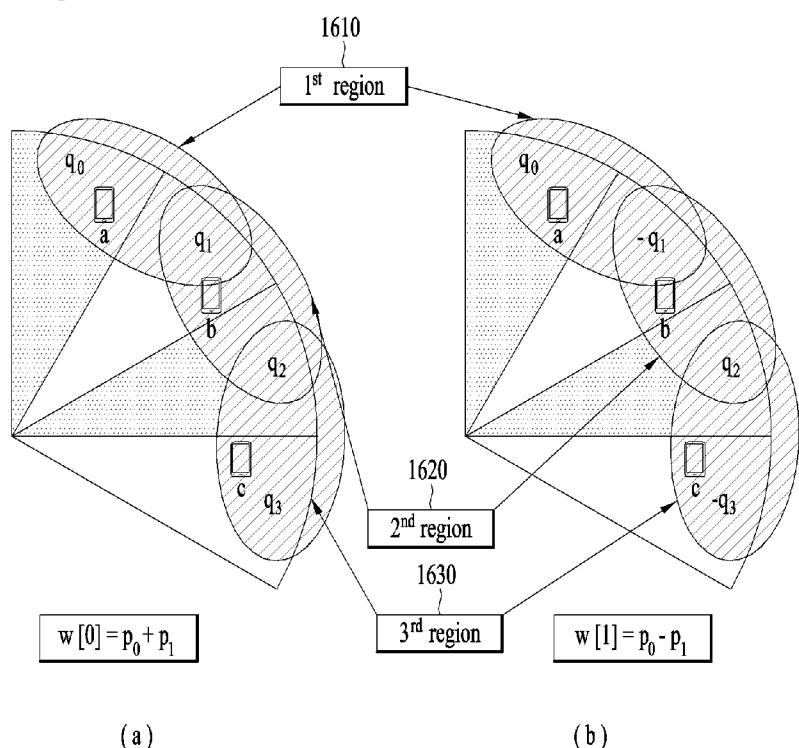
[도14]



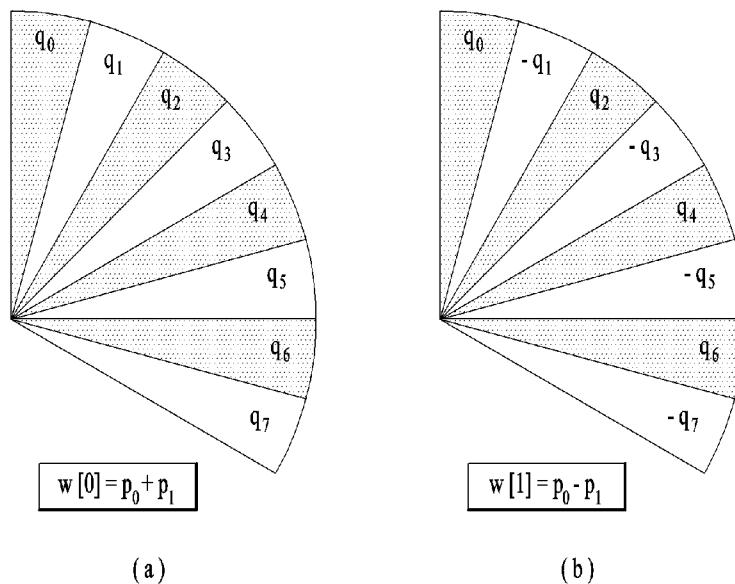
[도15]



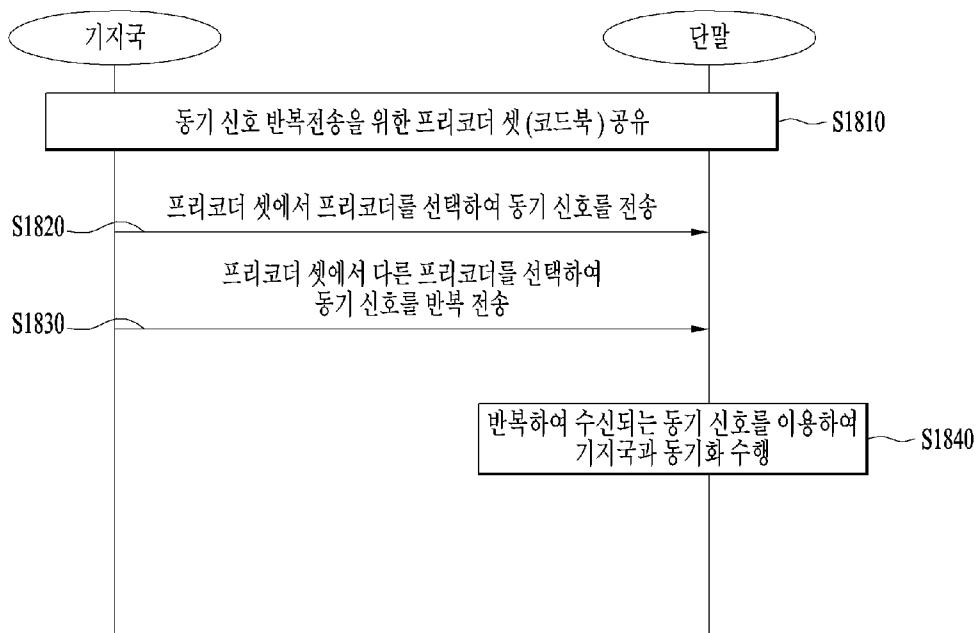
[도16]



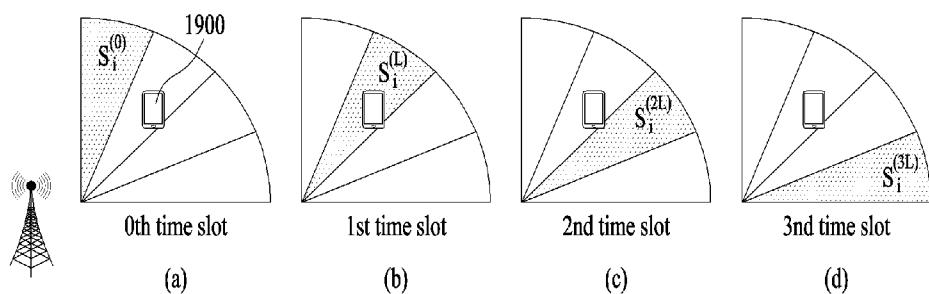
[도17]



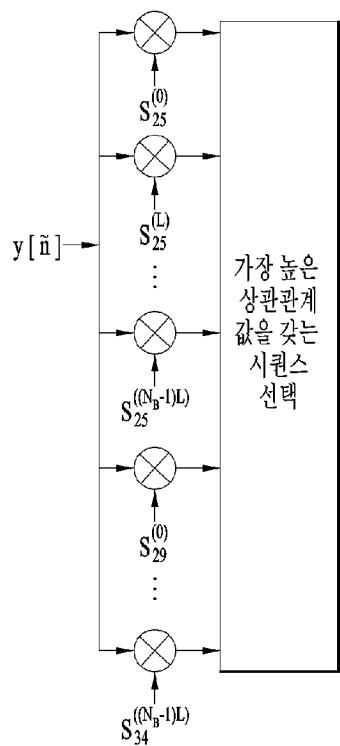
[도18]



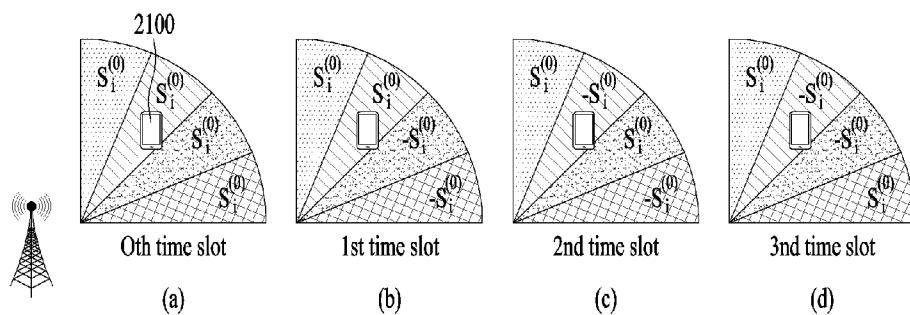
[도19]



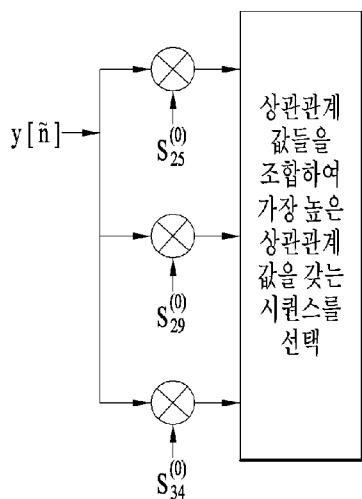
[도20]



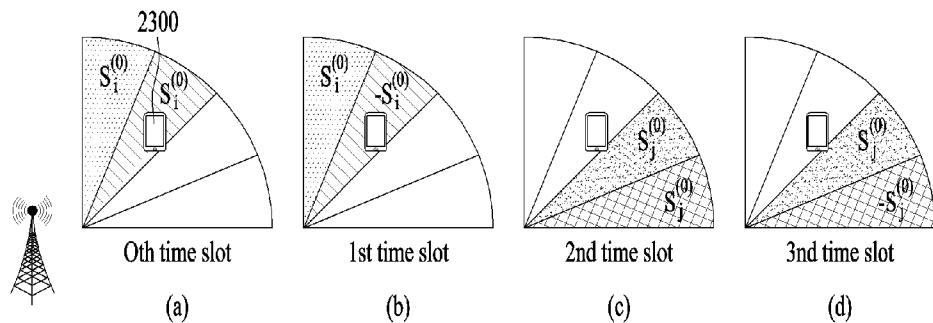
[도21]



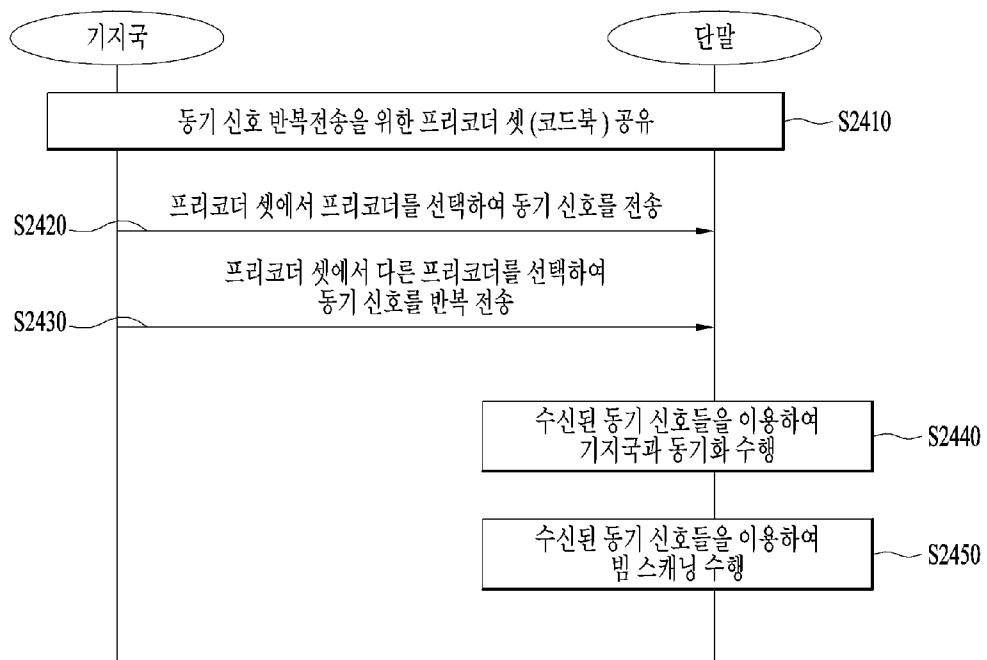
[도22]



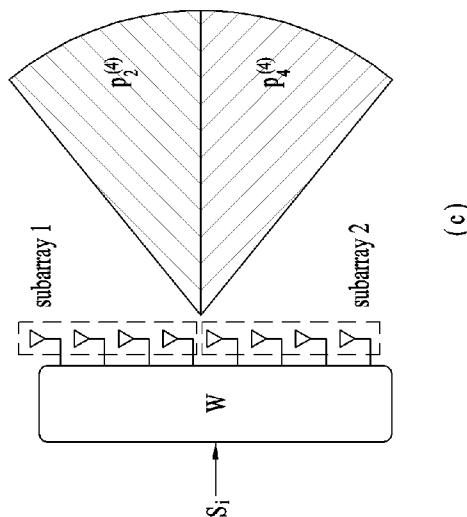
[도23]



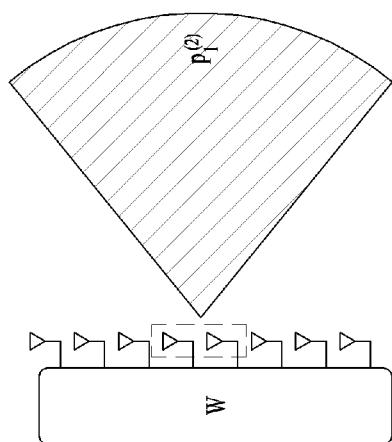
[도24]



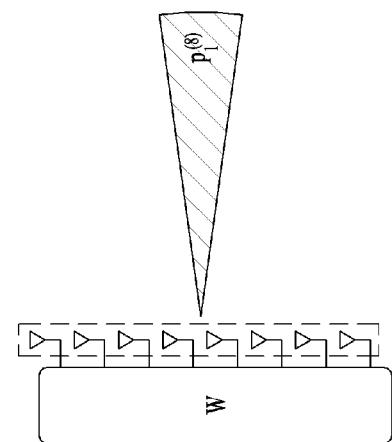
[도25]



(c)

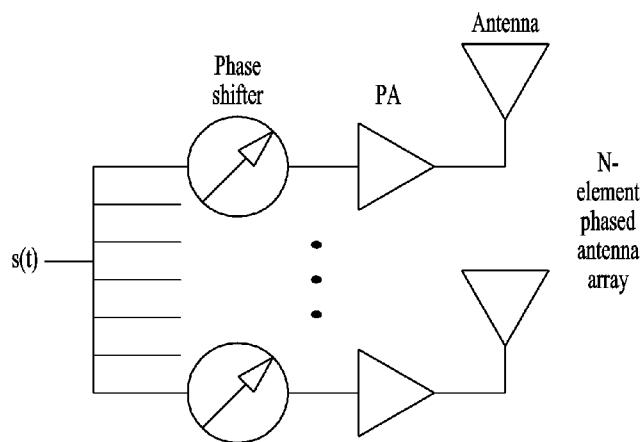


(b)

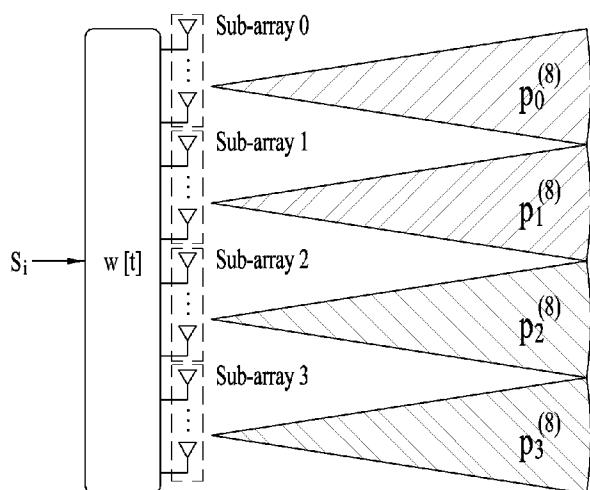


(a)

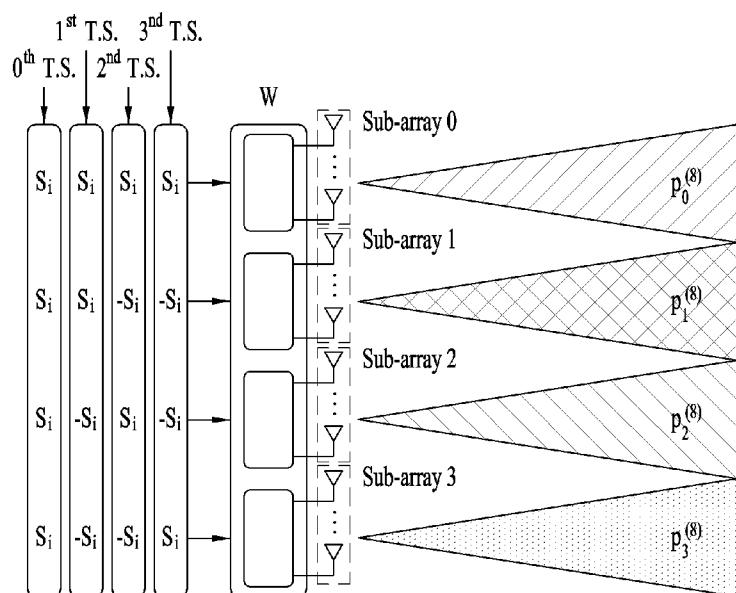
[도26]



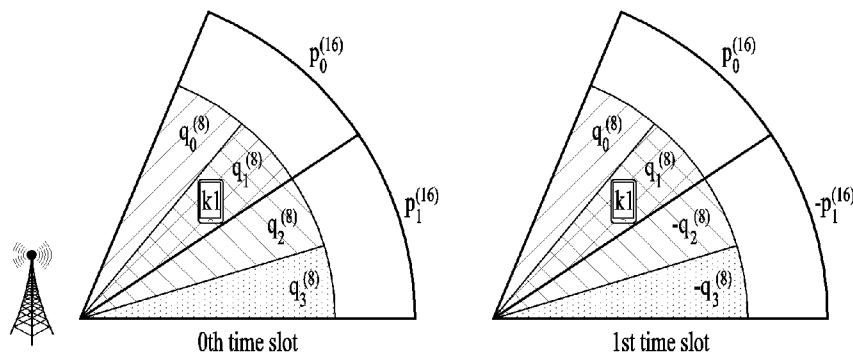
[도27]



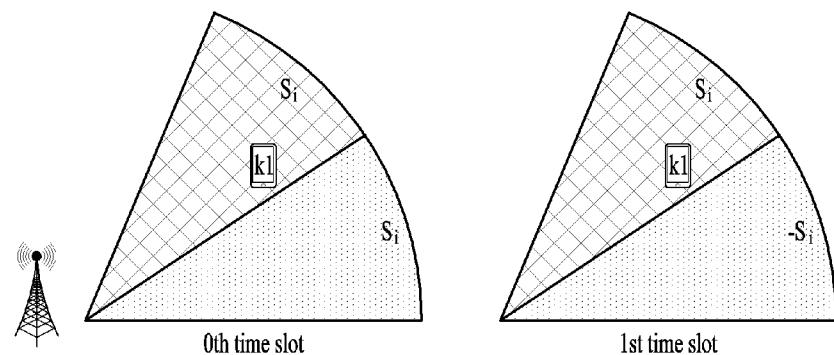
[도28]



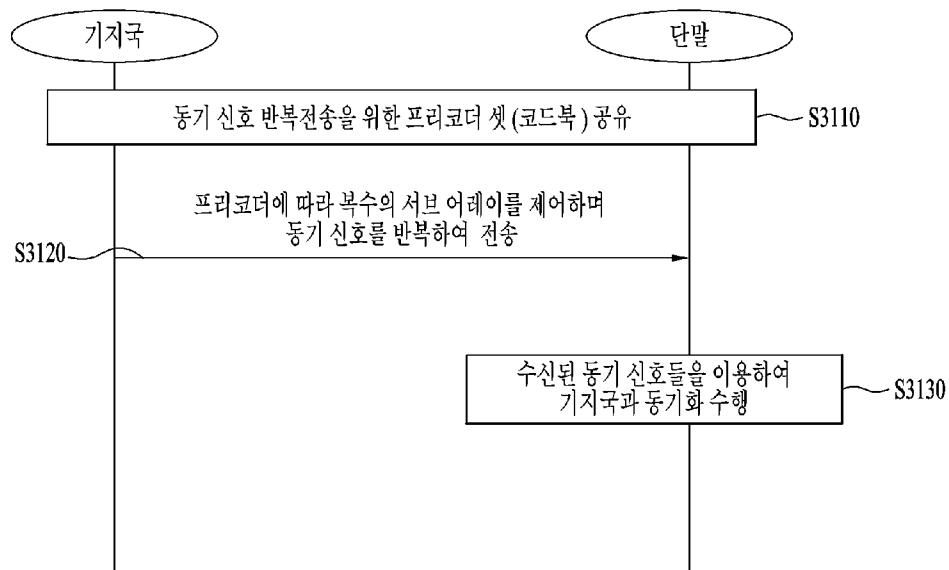
[도29]



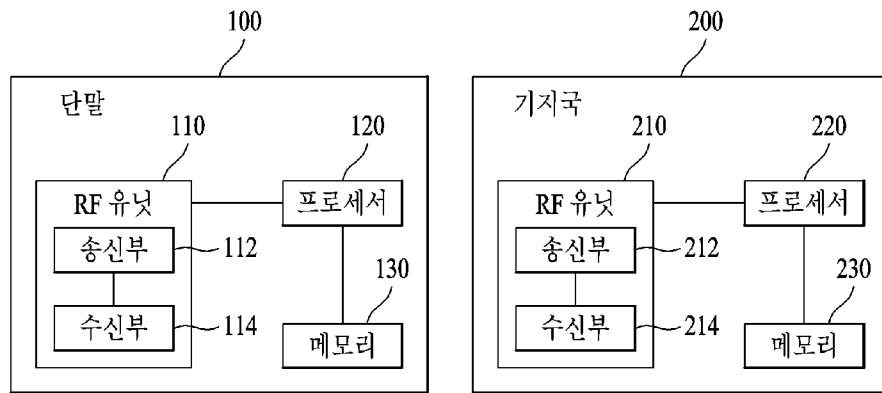
[도30]



[도31]



[도32]



## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.

FCT/KR2016/008367

## A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER

*H04B 7/06(2006.01)i*

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

H04B 7/06; H04B 7/26; H04J 11/00; H04W 4/00; H04B 7/04

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched  
 Korean Utility models and applications for Utility models: IPC as above  
 Japanese Utility models and applications for Utility models: IPC as above

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)  
 eKOMPASS (KIPO internal) & .Keywords: anejina sub array, first precoder, concateralii>rt(c>ncatenation), second precoder, codebook, synchronization sequence, repetition, weight, third Precoder, narrow beam, RF chain

## C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	U S 2013-0348755 A 1 (MARVELL WORLD TRADE LTD.) 13 June 2013 See paragraphs [0021]-[0042], [0058]-[0065]; claim 1; and figures 1, 4.	1-44
A	EP 2755335 A 1 (BROADCOM CORPORATION) 16 July 2014 See paragraphs [0073]-[0077]; and figure 9.	1-14
A	U S 2013-0058424 A 1 (ENESCU, Mihai et al.) 07 March 2013 See paragraphs [0111]-[0123]; claims 55 56; and figures 3A, 3B.	1.44
A	U S 2012-0039251 A 1 (SAYANA, Krishna Kamai et al.) 16 February 2012 See paragraphs [0048]-[0064]; and figure 5.	1-34
A	W O 2014-197644 A 1 (NEC LABORATORIES AMERICA, INC.) 11 December 2014 See paragraphs [0016]-[0033]; and figure 6.	1-14



Further documents are listed in the continuation of Box C.



See patent family annex.

## \* Special categories of cited documents:

"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance

"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but, cited to understand the principle or theory underlying the invention

"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date

"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone

"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)

"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art

"O" document relating to an oral disclosure, use, exhibition or other means

"Z" document member of the same patent family

"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

Date of the actual completion of the international search

Date of mailing of the international search report;

25 OCTOBER 2016 (25.10.2016)

25 OCTOBER 2016 (25.10.2016)

## Name and mailing address of the ISA/KR


 Korean Intellectual Property Office  
 Government Complex-Daejeon, 189 Seonsa-ro, Daejeon 302-701,  
 Republic of Korea

Facsimile No— 82-42-472-7140

## Authorized Officer

Telephone No.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.

FCT/KR2016/008367

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
us 2013-0 148755 A1	13/06/20 13	CN 10221 7206 A CN 10221 7206 B EP 237422 1 A1 EP 237422 1 A4 JP 05322327 B2 JP 05671 104 B2 JP 0590763 1 B2 JP 2012-514411 A JP 2014—003618 A JP 2015—092713 A KR 10-20 11-0 102452 A Us 2010-0 17243C !A1 Us 2014-019886b) A1 Us 839 1392 B2 Us 8711970 B2 Us 903 1150 B2 Wo 2010-076778 A1	12/ 10/20 11 08/ 10/20 14 12/ 10/20 11 27/07/20 16 23/ 10/20 13 18/02/20 15 26/04/20 16 21/06/20 12 09/0 1/20 14 14/05/20 15 16/09/20 11 08/07/20 10 17/07/20 14 05/03/20 13 29/04/20 14 12/05/20 15 08/07/20 10
EP 2755335 A1	16/07/20 14	CN 103929227 A Us 2014—0 19291 € ;A1 Us 913062 1 B2	16/07/20 14 10/07/20 14 08/09/20 15
us 2013-0058424 A1	07/03/20 13	CN 102714647 A CN 10271 4647 B EP 2556638 A1 EP 2556638 A4 EP 2556638 B1 Es 2540865 T3 RU 20 12 125900 A RU 2537273 C2 TW 20 1220746 A TW 1440324 B Us 8743992 B2 Wo 2011- 1240 12 A1	03/ 10/20 12 11/03/20 15 13/02/20 13 06/ 11/20 13 27/05/20 15 14/07/20 15 20/05/20 14 27/ 12/20 14 16/05/20 12 01/06/20 14 03/06/20 14 13/ 10/20 11
us 2012-003925 1 A1	16/02/2012	Us 8537658 B2 Wo 2012-024059 A1	17/09/20 13 23/02/20 12
Wo 2014-1 97644 A1	11/12/2014	AU 20 14-262 186 A1 AU 20 14-262 186 B2 CA 2874023 A1 CA 2874023 C CN 104380629 A CN 104380629 B EP 2875594 A1 EP 2875594 A4 EP 2875594 B1 EP 2875595 A1 EP 2875595 A4	15/0 1/20 15 19/03/20 15 11/ 12/20 14 05/0 1/20 16 25/02/20 15 25/05/20 16 27/05/20 15 08/07/20 15 30/03/20 16 27/05/20 15 06/04/20 16

**INTERNATIONAL SEARCH REPORT**

Information on patent family numbers

International application No.

FCT/KR2016/008367

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member	Publication date
	EP 2875596 A1	27/05/20 15	
	EP 2875596 A4	06/04/20 16	
	ES 2568073 T3	27/04/20 16	
	HK 1207488 A1	29/01/20 16	
	IL 235775 A	31/03/20 16	
	IL 235775 D0	29/01/20 15	
	JP 05874862 B2	02/03/20 16	
	JP 2015-523818 A	13/08/20 15	
	JP 2015-526945 A	10/09/20 15	
	JP 2015-530003 A	08/10/20 15	
	KR 10-1553995 B1	17/09/2015	
	KR 10--1553996 B1	17/09/20 15	
	KR 10~2015~0006482 A	16/01/20 15	
	KR 10-2015-0061027 A	03/06/20 15	
	Us 2014-0362783 A1	11/12/2014	
	Us 2014-0362784 A1	11/12/20 14	
	Us 2014-0362940 A1	11/12/20 14	
	Wo 2014-197642 A1	11/12/2014	
	Wo 2014-197643 A1	11/12/2014	

r o

## A. 발 명 이 속 하 는 기 술 분 류 (국 제 특 허 분 류(IPC))

H04B 7/06(2006.01)i

## B. 조사된 분야

조사된 최소문헌 (국제 특허 분류를 기재)

H04B 7/06 ; H04B 7/26 ; H04J 11/00 ; H04W 4/00 ; H04B 7/04

조사된 기술 분야에 속 하는 최소문헌 이외의 문헌

한국등록 실용신안공보 및 한국공개실용신안공보 : 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC  
 일본등록 실용신안공보 및 일본공개실용신안공보 : 조사된 최소문헌란에 기재된 IPC

국제조사에 이용된 전산 데이터베이스(데이터베이스의 명칭 및 검색어(해당하는 경우))

eKOMPASS(특허청 내부 검색시스템) & 키워드 : 안테나 부 배열, 제1프리코더, 연접(concatenation), 제2프리코더, 코드복, 동기 시퀀스, 반복, 가중치, 제3프리코더, 좁은 범, RF 체인

## C. 관련 문헌

카 테고 리*	인용 문헌명 및 관련 구절(해당하는 경우)의 기재	관련 청구항
A	US 2013-0148755 AI (MARVELL WORLD TRADE LTD.) 2013.06.13 단락 [0021]—[0042], [0058]—[0065] ; 청구항 1 ; 및 도면 1, 4 참조.	1-14
A	EP 2755335 AI (BROADCOM CORPORATION) 2014.07.16 단락 [0073]—[0077] ; 및 도면 9 참조.	1-14
A	US 2013-0058424 AI (MIHAI ENESCU 등) 2013.03.07 단락 [0111]-[0123] ; 청구항 55, 56 ; 및 도면 3A, 3B 참조.	1-14
A	US 2012-0039251 AI (KRISHNA KAMAL SAYANA 등) 2012.02.16 단락 [0048]-[0064] ; 및 도면 5 참조.	1-14
A	W0 2014-197644 AI (NEC LABORATORIES AMERICA, INC.) 2014.12.11 단락 [0016]-[0033] ; 및 도면 6 참조.	1-14

 추가 문헌이 C(계속)에 기재되어 있습니다.

¾ 대응 특허에 관한 별지를 참조하십시오.

\* 인용된 문헌의 특별 카 테고 리:

"A" 특별히 관련이 없는 것으로 보이는 일반적인 기술수준을 정의한 문헌

"E" 국제출원일보다 빠른 출원일 또는 우선일을 가지나 국제출원일 이후에 공개된 선출원 또는 특허 문헌

"L" 우선권 주장에 의문을 제기하는 문헌 또는 다른 인용문헌의 공개일 또는 다른 특별한 이유(이유를 명시)를 밝히기 위하여 인용된 문헌

"O" 구두 개시, 사용, 전시 또는 기타 수단을 언급하고 있는 문헌

"P" 우선일 이후에 공개되었으나 국제출원일 이전에 공개된 문헌

"T" 국제출원일 또는 우선일 후에 공개된 문헌으로, 출원과 상충하지 않으며 발명의 기초가 되는 원리나 이론을 이해하기 위해 인용된 문헌

"X" 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌 하나만으로 청구된 발명의 신규성 또는 진보성이 없는 것으로 본다.

"Y" 특별한 관련이 있는 문헌. 해당 문헌이 하나 이상의 다른 문헌과 조합하는 경우로 그 조합이 당업자에게 자명한 경우 청구된 발명은 진보성이 없는 것으로 본다.

"&" 동일한 대응특허 문헌에 속하는 문헌

국제조사의 실제 완료일

2016년 10월 25일 (25. 10. 2016)

국제조사 보고서 발송일

2016년 10월 25일 (25. 10. 2016)

ISA/KR  
의명-? ? ? ? ?  
(35208) 대전광역시 서구 청사로 189,  
3/4 4동 (둔산동, 정부대전청사)  
팩스 번호 +82-42-481-8578

심사관  
강희곡  
전화번호 +82-42-481-8264  


국 제 조 사 보 고 서  
대용 특허에 관한 정보

국제출 원번호  
PCT/KR2016/008367

국 제 조 사 보 고 서 에서  
인용된 특허문헌

공 개 일

대용 특 허문헌

공 개 일

US 2013-0148755 AI	2013/06/13	CN 102217206 A CN 102217206 B EP 2374221 AI EP 2374221 A4 JP 05322327 B2 JP 05671104 B2 JP 05907631 B2 JP 2012-514411 A JP 2014-003618 A JP 2015-092713 A KR 10-2011-0102452 A US 2010-0172430 AI us 2014-0198869 AI us 8391392 B2 us 8711970 B2 us 9031150 B2 wo 2010-076778 AI	2011/10/12 2014/10/08 2011/10/12 2016/07/27 2013/10/23 2015/02/18 2016/04/26 2012/06/21 2014/01/09 2015/05/14 2011/09/16 2010/07/08 2014/07/17 2013/03/05 2014/04/29 2015/05/12 2010/07/08
EP 2755335 AI	2014/07/16	CN 103929227 A us 2014-0192916 AI us 9130621 B2	2014/07/16 2014/07/10 2015/09/08
US 2013-0058424 AI	2013/03/07	CN 102714647 A CN 102714647 B EP 2556638 AI EP 2556638 A4 EP 2556638 BI ES 2540865 T3 RU 2012125900 A RU 2537273 C2 TW 201220746 A TW 1440324 B us 8743992 B2 wo 2011-124012 AI	2012/10/03 2015/03/11 2013/02/13 2013/11/06 2015/05/27 2015/07/14 2014/05/20 2014/12/27 2012/05/16 2014/06/01 2014/06/03 2011/10/13
US 2012-0039251 AI	2012/02/16	us 8537658 B2 wo 2012-024059 AI	2013/09/17 2012/02/23
WO 2014-197644 AI	2014/12/11	All 2014-262186 AI All 2014-262186 B2 CA 2874023 AI CA 2874023 C CN 104380629 A CN 104380629 B EP 2875594 AI EP 2875594 A4 EP 2875594 BI EP 2875595 AI EP 2875595 A4	2015/01/15 2015/03/19 2014/12/11 2016/01/05 2015/02/25 2016/05/25 2015/05/27 2015/07/08 2016/03/30 2015/05/27 2016/04/06

국 제 조 사 보 고 서  
대웅 특허에 관한 정보

국제출 원번호  
PCT/KR2016/008367

국 제 조 사 보 고 서 에서  
인용된 특허문헌

공 개 일

대웅 특 허문헌

공 개 일

EP 2875596 AI	2015/05/27
EP 2875596 A4	2016/04/06
ES 2568073 T3	2016/04/27
HK 1207488 AI	2016/01/29
IL 235775 A	2016/03/31
IL 235775 D0	2015/01/29
JP 05874862 B2	2016/03/02
JP 2015-523818 A	2015/08/13
JP 2015-526945 A	2015/09/10
JP 2015-530003 A	2015/10/08
KR 10-1553995 BI	2015/09/17
KR 10-1553996 BI	2015/09/17
KR 10-2015-0006482 A	2015/01/16
KR 10-2015-0061027 A	2015/06/03
US 2014-0362783 AI	2014/12/11
us 2014-0362784 AI	2014/12/11
us 2014-0362940 AI	2014/12/11
wo 2014-197642 AI	2014/12/11
wo 2014-197643 AI	2014/12/11