

명세서

발명의 명칭: 동기 신호 블록을 송수신하는 방법 및 이를 위한 장치

기술분야

- [1] 본 발명은 동기 신호 블록을 송수신하는 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것으로서, 더욱 상세하게는, 서빙 셀과 인접 셀 각각으로부터 동기 신호 블록을 수신한 경우, 하나의 동기 신호 블록만을 디코딩하여, 나머지 동기 신호 블록의 시간 정보까지 획득할 수 있는 방법 및 이를 위한 장치에 관한 것이다.

배경기술

- [2] 시대의 흐름에 따라 더욱 많은 통신 기기들이 더욱 큰 통신 트래픽을 요구하게 되면서, 기존 LTE 시스템보다 향상된 무선 광대역 통신인 차세대 5G 시스템이 요구되고 있다. NewRAT이라고 명칭되는, 이러한 차세대 5G 시스템에서는 Enhanced Mobile BroadBand (eMBB)/ Ultra-reliability and low-latency communication (URLLC)/Massive Machine-Type Communications (mMTC) 등으로 통신 시나리오가 구분된다.
- [3] 여기서, eMBB는 High Spectrum Efficiency, High User Experienced Data Rate, High Peak Data Rate 등의 특성을 갖는 차세대 이동통신 시나리오이고, URLLC는 Ultra Reliable, Ultra Low Latency, Ultra High Availability 등의 특성을 갖는 차세대 이동통신 시나리오이며 (e.g., V2X, Emergency Service, Remote Control), mMTC는 Low Cost, Low Energy, Short Packet, Massive Connectivity 특성을 갖는 차세대 이동통신 시나리오이다. (e.g., IoT).

발명의 상세한 설명

기술적 과제

- [4] 본 발명은, 동기 신호 블록을 송수신하는 방법 및 이에 대한 장치를 제공하고자 한다.
- [5] 본 발명에서 이루고자 하는 기술적 과제들은 이상에서 언급한 기술적 과제들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 기술적 과제들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

과제 해결 수단

- [6] 본 발명의 실시 예에 따른, 무선 통신 시스템에서, 단말이 동기 신호 블록(Synchronization Signal Block; SSB)을 수신하는 방법에 있어서, 서빙 셀로부터 제 1 SSB를 수신하고, 인접 셀(neighbour cell)로부터 제 2 SSB를 수신하고, 상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH(Physical Broadcasting Channel)를 기반으로 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 획득하고, 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 이용하여 상기 제 2 SSB의 인덱스를 획득하는 것을 포함할 수 있다.
- [7] 이 때, 상기 획득되는 제 1 SSB의 시간 정보는, 상기 제 1 SSB의 인덱스 정보를

포함할 수 있다.

- [8] 또한, 상기 제 2 SSB의 인덱스는, 상기 PBCH의 페이로드를 통해 획득되는 상기 제 1 SSB의 인덱스를 위한 최상위 3비트 및 상기 제 2 SSB에 포함된 PBCH DMRS(Demodulation Reference Signal)을 통해 획득되는 상기 제 2 SSB의 인덱스를 위한 최하위 3비트의 조합으로 결정될 수 있다.
- [9] 또한, 제 1 SSB의 인덱스는, 상기 PBCH의 페이로드를 통해 획득되는 상기 제 1 SSB의 인덱스를 위한 최상위 3비트 및 상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH DMRS(Demodulation Reference Signal)을 통해 획득되는 상기 제 1 SSB의 인덱스를 위한 최하위 3비트의 조합으로 결정되며, 상기 최상위 3비트 및 최하위 3비트 중 어느 하나의 3비트는, 상기 서빙 셀로부터 전송 가능한 후보 SSB의 위치들을 소정 개수로 그룹핑한 복수의 SSB 그룹 중, 상기 제 1 SSB가 속한 SSB 그룹을 나타내며, 나머지 3비트는, 상기 제 1 SSB가 속한 SSB 그룹 내에서의 상기 제 1 SSB의 위치를 나타낼 수 있다.
- [10] 또한, 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)의 시퀀스는, 상기 서빙 셀의 식별자 및 상기 제 1 SSB의 인덱스를 기반으로 생성될 수 있다.
- [11] 또한, 상기 제 1 SSB가 전송되는 하프 프레임은, 상기 PBCH의 스캐램블링 시퀀스 및 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)가 맵핑된 주파수 위치를 통해 식별될 수 있다.
- [12] 또한, 특정 시간 구간 내에서 사용되는 상기 PBCH의 스캐램블링 시퀀스는 동일할 수 있다.
- [13] 또한, 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)가 맵핑된 주파수 위치는, 상기 서빙 셀의 식별자에 의존할 수 있다.
- [14] 또한, 상기 단말은, 상기 PBCH의 EPRE(Energy per Resource Element)와 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)의 EPRE가 동일한 것으로 가정할 수 있다.
- [15] 또한, 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 상기 제 2 SSB의 인덱스를 획득하는데 사용할 수 있는지 여부를 지시하는 지시자를 수신하는 것을 더 포함할 수 있다.
- [16] 본 발명에 따른, 무선 통신 시스템에서, 동기 신호 블록(Synchronization Signal Block; SSB)을 수신하는 단말에 있어서, 복수의 셀들과 신호를 송수신하는 트랜시버; 및 상기 트랜시버와 연결되어, 서빙 셀로부터 제 1 SSB를 수신하도록 상기 트랜시버를 제어하고, 인접 셀(neighbour cell)로부터 제 2 SSB를 수신하도록 상기 트랜시버를 제어하고, 상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH(Physical Broadcasting Channel)를 기반으로 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 획득하고, 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 이용하여 상기 제 2 SSB의 인덱스를 획득하는 프로세서를 포함할 수 있다.
- [17] 이 때, 상기 획득되는 제 1 SSB의 시간 정보는, 상기 제 1 SSB의 인덱스 정보를

포함할 수 있다.

- [18] 또한, 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)의 시퀀스는, 상기 서빙 셀의 식별자 및 상기 제 1 SSB의 인덱스를 기반으로 생성될 수 있다.
- [19] 또한, 특정 시간 구간 내에서는 사용되는 상기 PBCH의 스크램블링 시퀀스는 동일할 수 있다.
- [20] 또한, 상기 단말은, 상기 PBCH의 EPRE(Energy per Resource Element)와 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)의 EPRE가 동일한 것으로 가정할 수 있다.

발명의 효과

- [21] 본 발명에 따르면, 인접 셀로부터 수신된 동기 신호 블록을 디코딩하지 않더라도, 인접 셀로부터 수신된 동기 신호 블록의 인덱스를 획득할 수 있어, 디코딩의 복잡성을 감소시킬 수 있다.
- [22] 본 발명에서 얻을 수 있는 효과는 이상에서 언급한 효과들로 제한되지 않으며, 언급하지 않은 또 다른 효과들은 아래의 기재로부터 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 명확하게 이해될 수 있을 것이다.

도면의 간단한 설명

- [23] 도 1은 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면.
- [24] 도 2는 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 송신 방법을 설명하기 위한 도면.
- [25] 도 3은 LTE 시스템에서 사용되는 동기 신호(synchronization signal, SS)의 전송을 위한 무선 프레임 구조를 예시한 것이다.
- [26] 도 4는 새로운 무선 접속 기술(new radio access technology, NR)에서 이용 가능한 슬롯 구조를 예시한 것이다.
- [27] 도 5는 TXRU와 안테나 엘리먼트의 연결 방식의 일례들을 나타낸다.
- [28] 도 6은 송수신기 유닛(transceiver unit, TXRU) 및 물리적 안테나 관점에서 하이브리드 빔포밍 구조를 추상적으로 도시한 것이다.
- [29] 도 7은 하향링크 전송 과정에서 동기 신호와 시스템 정보에 대한 빔 스위핑(Beam Sweeping) 동작을 나타낸다.
- [30] 도 8은 새로운 무선 접속 기술(new radio access technology, NR) 시스템의 셀을 예시한 것이다.
- [31] 도 9 내지 도 12은 동기 신호 버스트 및 동기 신호 버스트 집합의 구성 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [32] 도 13 내지 도 18은 동기 신호를 인덱싱 하는 방법 및, 상기 동기 신호 인덱스 및 SFN, Half Frame을 지시하는 방법에 관한 도면이다.

- [33] 도 19 내지 도 31은 본 발명의 실시 예에 따른, 성능을 측정된 결과에 대한 도면이다.
- [34] 도 32는 본 발명의 실시 예에 따른, Half Frame 경계 정보를 획득하기 위한 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [35] 도 33 내지 도 34는 동기 신호 및 하향링크 공통 채널을 위한 대역폭을 설정하는 실시 예들을 설명하기 위한 도면이다.
- [36] 도 35는 본 발명의 일 실시예에 따른 통신 장치의 블록 구성도를 예시한다.

발명의 실시를 위한 형태

- [37] 이하에서 첨부된 도면을 참조하여 설명된 본 발명의 실시예들에 의해 본 발명의 구성, 작용 및 다른 특징들이 용이하게 이해될 수 있을 것이다. 이하에서 설명되는 실시예들은 본 발명의 기술적 특징들이 3GPP 시스템에 적용된 예들이다.
- [38] 본 명세서는 LTE 시스템, LTE-A 시스템 및 NR 시스템을 사용하여 본 발명의 실시예를 설명하지만, 이는 예시로서 본 발명의 실시예는 상기 정의에 해당되는 어떤 통신 시스템에도 적용될 수 있다.
- [39] 또한, 본 명세서는 기지국의 명칭은 RRH(remote radio head), eNB, TP(transmission point), RP(reception point), 중계기(relay) 등을 포함하는 포괄적인 용어로 사용될 수 있다.
- [40] 3GPP 기반 통신 표준은 상위 계층으로부터 기원한 정보를 나르는 자원 요소들에 대응하는 하향링크 물리 채널들과, 물리 계층에 의해 사용되거나 상위 계층으로부터 기원하는 정보를 나르지 않는 자원 요소들에 대응하는 하향링크 물리 신호들을 정의된다. 예를 들어, 물리 하향링크 공유 채널(physical downlink shared channel, PDSCH), 물리 브로드캐스트 채널(physical broadcast channel, PBCH), 물리 멀티캐스트 채널(physical multicast channel, PMCH), 물리 제어 포맷 지시자 채널(physical control format indicator channel, PCFICH), 물리 하향링크 제어 채널(physical downlink control channel, PDCCH) 및 물리 하이브리드 ARQ 지시자 채널(physical hybrid ARQ indicator channel, PHICH)들이 하향링크 물리 채널들로서 정의되어 있으며, 참조 신호와 동기 신호가 하향링크 물리 신호들로서 정의되어 있다. 파일럿(pilot)이라고도 지칭되는 참조 신호(reference signal, RS)는 gNB와 UE가 서로 알고 있는 기정의된 특별한 파형의 신호를 의미하는데, 예를 들어, 셀 특정적 RS(cell specific RS), UE-특정적 RS(UE-specific RS, UE-RS), 포지셔닝 RS(positioning RS, PRS) 및 채널 상태 정보 RS(channel state information RS, CSI-RS)가 하향링크 참조 신호로서 정의된다. 3GPP LTE/LTE-A 표준은 상위 계층으로부터 기원한 정보를 나르는 자원 요소들에 대응하는 상향링크 물리 채널들과, 물리 계층에 의해 사용되거나 상위 계층으로부터 기원하는 정보를 나르지 않는 자원 요소들에 대응하는 상향링크 물리 신호들을 정의하고 있다. 예를 들어, 물리 상향링크 공유 채널(physical uplink shared

channel, PUSCH), 물리 상향링크 제어 채널(physical uplink control channel, PUCCH), 물리 임의의 접속 채널(physical random access channel, PRACH)가 상향링크 물리 채널로서 정의되며, 상향링크 제어/데이터 신호를 위한 복조 참조 신호(demodulation reference signal, DMRS)와 상향링크 채널 측정에 사용되는 사운딩 참조 신호(sounding reference signal, SRS)가 정의된다.

- [41] 본 발명에서 PDCCH(Physical Downlink Control CHannel)/PCFICH(Physical Control Format Indicator CHannel)/PHICH((Physical Hybrid automatic retransmit request Indicator CHannel)/PDSCH(Physical Downlink Shared CHannel)은 각각 DCI(Downlink Control Information)/CFI(Control Format Indicator)/하향링크 ACK/NACK(ACKnowledgement/Negative ACK)/하향링크 데이터를 나르는 시간-주파수 자원의 집합 혹은 자원요소의 집합을 의미한다. 또한, PUCCH(Physical Uplink Control CHannel)/PUSCH(Physical Uplink Shared CHannel)/PRACH(Physical Random Access CHannel)는 각각 UCI(Uplink Control Information)/상향링크 데이터/랜덤 액세스 신호를 나르는 시간-주파수 자원의 집합 혹은 자원요소의 집합을 의미한다. 본 발명에서는, 특히, PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH에 할당되거나 이에 속한 시간-주파수 자원 혹은 자원요소(Resource Element, RE)를 각각 PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH RE 또는 PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH/PUCCH/PUSCH/PRACH 자원이라고 칭한다. 이하에서 사용자기가 PUCCH/PUSCH/PRACH를 전송한다는 표현은, 각각, PUSCH/PUCCH/PRACH 상에서 혹은 통해서 상향링크 제어정보/상향링크 데이터/랜덤 액세스 신호를 전송한다는 것과 동일한 의미로 사용된다. 또한, gNB가 PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH를 전송한다는 표현은, 각각, PDCCH/PCFICH/PHICH/PDSCH 상에서 혹은 통해서 하향링크 데이터/제어정보를 전송한다는 것과 동일한 의미로 사용된다.
- [42] 이하에서는 CRS/DMRS/CSI-RS/SRS/UE-RS가 할당된 혹은 설정(Configuration)된(configured) OFDM 심볼/부반송파/RE를 CRS/DMRS/CSI-RS/SRS/UE-RS 심볼/반송파/부반송파/RE라고 칭한다. 예를 들어, 트래킹 RS(tracking RS, TRS)가 할당된 혹은 설정(Configuration)된 OFDM 심볼은 TRS 심볼이라고 칭하며, TRS가 할당된 혹은 설정(Configuration)된 부반송파는 TRS 부반송파라 칭하며, TRS가 할당된 혹은 설정(Configuration)된 RE는 TRS RE라고 칭한다. 또한, TRS 전송을 위해 설정(Configuration)된(configured) 서브프레임을 TRS 서브프레임이라 칭한다. 또한 브로드캐스트 신호가 전송되는 서브프레임을 브로드캐스트 서브프레임 혹은 PBCH 서브프레임이라 칭하며, 동기 신호(예를 들어, PSS 및/또는 SSS)가 전송되는 서브프레임을 동기 신호 서브프레임 혹은 PSS/SSS 서브프레임이라고 칭한다. PSS/SSS가 할당된 혹은 설정(Configuration)된(configured) OFDM 심볼/부반송파/RE를 각각 PSS/SSS 심볼/부반송파/RE라 칭한다.

- [43] 본 발명에서 CRS 포트, UE-RS 포트, CSI-RS 포트, TRS 포트라 함은 각각 CRS를 전송하도록 설정(Configuration)된(configured) 안테나 포트, UE-RS를 전송하도록 설정(Configuration)된 안테나 포트, CSI-RS를 전송하도록 설정(Configuration)된 안테나 포트, TRS를 전송하도록 설정(Configuration)된 안테나 포트를 의미한다. CRS들을 전송하도록 설정(Configuration)된 안테나 포트들은 CRS 포트들에 따라 CRS가 점유하는 RE들의 위치에 의해 상호 구분될 수 있으며, UE-RS들을 전송하도록 설정(Configuration)된(configured) 안테나 포트들은 UE-RS 포트들에 따라 UE-RS가 점유하는 RE들의 위치에 의해 상호 구분될 수 있으며, CSI-RS들을 전송하도록 설정(Configuration)된 안테나 포트들은 CSI-RS 포트들에 따라 CSI-RS가 점유하는 RE들의 위치에 의해 상호 구분될 수 있다. 따라서 CRS/UE-RS/CSI-RS/TRS 포트라는 용어가 일정 자원 영역 내에서 CRS/UE-RS/CSI-RS/TRS가 점유하는 RE들의 패턴을 의미하는 용어로서 사용되기도 한다.
- [44] 도 1은 3GPP 무선 접속망 규격을 기반으로 한 단말과 E-UTRAN 사이의 무선 인터페이스 프로토콜(Radio Interface Protocol)의 제어평면(Control Plane) 및 사용자평면(User Plane) 구조를 나타내는 도면이다. 제어평면은 단말(User Equipment; UE)과 네트워크가 호를 관리하기 위해서 이용하는 제어 메시지들이 송신되는 통로를 의미한다. 사용자평면은 애플리케이션 계층에서 생성된 데이터, 예를 들어, 음성 데이터 또는 인터넷 패킷 데이터 등이 송신되는 통로를 의미한다.
- [45] 제1계층인 물리계층은 물리채널(Physical Channel)을 이용하여 상위 계층에게 정보 송신 서비스(Information Transfer Service)를 제공한다. 물리계층은 상위에서 있는 매체접속제어(Medium Access Control) 계층과는 송신채널(Trans포트 Channel)을 통해 연결되어 있다. 상기 송신채널을 통해 매체접속제어 계층과 물리계층 사이에 데이터가 이동한다. 송신측과 수신측의 물리계층 사이는 물리채널을 통해 데이터가 이동한다. 상기 물리채널은 시간과 주파수를 무선 자원으로 활용한다. 구체적으로, 물리채널은 하향링크에서 OFDMA(Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조되고, 상향링크에서 SC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 방식으로 변조된다.
- [46] 제2계층의 매체접속제어(Medium Access Control; MAC) 계층은 논리채널(Logical Channel)을 통해 상위계층인 무선링크제어(Radio Link Control; RLC) 계층에 서비스를 제공한다. 제2계층의 RLC 계층은 신뢰성 있는 데이터 송신을 지원한다. RLC 계층의 기능은 MAC 내부의 기능 블록으로 구현될 수도 있다. 제2계층의 PDCP(Packet Data Convergence Protocol) 계층은 대역폭이 좁은 무선 인터페이스에서 IPv4나 IPv6와 같은 IP 패킷을 효율적으로 송신하기 위해 불필요한 제어정보를 줄여주는 헤더 압축(Header Compression) 기능을 수행한다.
- [47] 제3계층의 최하부에 위치한 무선 자원제어(Radio Resource Control; RRC) 계층은 제어평면에서만 정의된다. RRC 계층은 무선베어러(Radio Bearer)들의

설정(Configuration), 재설정(Re-configuration) 및 해제(Release)와 관련되어 논리채널, 송신채널 및 물리채널들의 제어를 담당한다. 무선 베어러는 단말과 네트워크 간의 데이터 전달을 위해 제2계층에 의해 제공되는 서비스를 의미한다. 이를 위해, 단말과 네트워크의 RRC 계층은 서로 RRC 메시지를 교환한다. 단말과 네트워크의 RRC 계층 사이에 RRC 연결(RRC Connected)이 있을 경우, 단말은 RRC 연결 상태(Connected Mode)에 있게 되고, 그렇지 못할 경우 RRC 휴지 상태(Idle Mode)에 있게 된다. RRC 계층의 상위에는 NAS(Non-Access Stratum) 계층은 세션 관리(Session Management)와 이동성 관리(Mobility Management) 등의 기능을 수행한다.

- [48] 네트워크에서 단말로 데이터를 송신하는 하향 송신채널은 시스템 정보를 송신하는 BCH(Broadcast Channel), 페이징 메시지를 송신하는 PCH(Paging Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 송신하는 하향 SCH(Shared Channel) 등이 있다. 하향 멀티캐스트 또는 방송 서비스의 트래픽 또는 제어 메시지의 경우 하향 SCH를 통해 송신될 수도 있고, 또는 별도의 하향 MCH(Multicast Channel)을 통해 송신될 수도 있다. 한편, 단말에서 네트워크로 데이터를 송신하는 상향 송신채널로는 초기 제어 메시지를 송신하는 RACH(Random Access Channel), 사용자 트래픽이나 제어 메시지를 송신하는 상향 SCH(Shared Channel)가 있다. 송신채널의 상위에는 논리채널(Logical Channel)로는 BCCH(Broadcast Control Channel), PCCH(Paging Control Channel), CCCH(Common Control Channel), MCCH(Multicast Control Channel), MTCH(Multicast Traffic Channel) 등이 있다.
- [49] 도 2는 3GPP 시스템에 이용되는 물리 채널들 및 이들을 이용한 일반적인 신호 송신 방법을 설명하기 위한 도면이다.
- [50] 단말은 전원이 켜지거나 새로이 셀에 진입한 경우 기지국과 동기를 맞추는 등의 초기 셀 탐색(Initial cell search) 작업을 수행한다(S201). 이를 위해, 단말은 기지국으로부터 주 동기 채널(Primary Synchronization Channel; P-SCH) 및 부 동기 채널(Secondary Synchronization Channel; S-SCH)을 수신하여 기지국과 동기를 맞추고, 셀 ID 등의 정보를 획득할 수 있다. 그 후, 단말은 기지국으로부터 물리 방송 채널(Physical Broadcast Channel)을 수신하여 셀 내 방송 정보를 획득할 수 있다. 한편, 단말은 초기 셀 탐색 단계에서 하향링크 참조 신호(Downlink Reference Signal; DL RS)를 수신하여 하향링크 채널 상태를 확인할 수 있다.
- [51] 초기 셀 탐색을 마친 단말은 물리 하향링크 제어 채널(Physical Downlink Control Channel; PDCCH) 및 상기 PDCCH에 실린 정보에 따라 물리 하향링크 공유 채널(Physical Downlink Control Channel; PDSCH)을 수신함으로써 좀더 구체적인 시스템 정보를 획득할 수 있다(S202).
- [52] 한편, 기지국에 최초로 접속하거나 신호 송신을 위한 무선 자원이 없는 경우 단말은 기지국에 대해 임의의 접속 과정(Random Access Procedure; RACH)을 수행할 수 있다(단계 S203 내지 단계 S206). 이를 위해, 단말은 물리 임의의 접속

채널(Physical Random Access Channel; PRACH)을 통해 특정 시퀀스를 프리앰블로 송신하고(S203 및 S205), PDCCH 및 대응하는 PDSCH를 통해 프리앰블에 대한 응답 메시지를 수신할 수 있다(S204 및 S206). 경쟁 기반 RACH의 경우, 추가적으로 충돌 해결 절차(Contention Resolution Procedure)를 수행할 수 있다.

- [53] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 단말은 이후 일반적인 상/하향링크 신호 송신 절차로서 PDCCH/PDSCH 수신(S207) 및 물리 상향링크 공유 채널(Physical Uplink Shared Channel; PUSCH)/물리 상향링크 제어 채널(Physical Uplink Control Channel; PUCCH) 송신(S208)을 수행할 수 있다. 특히 단말은 PDCCH를 통하여 하향링크 제어 정보(Downlink Control Information; DCI)를 수신한다. 여기서 DCI는 단말에 대한 자원 할당 정보와 같은 제어 정보를 포함하며, 그 사용 목적에 따라 포맷이 서로 다르다.
- [54] 한편, 단말이 상향링크를 통해 기지국에 송신하는 또는 단말이 기지국으로부터 수신하는 제어 정보는 하향링크/상향링크 ACK/NACK 신호, CQI(Channel Quality Indicator), PMI(Precoding Matrix 인덱스), RI(Rank Indicator) 등을 포함한다. 3GPP LTE 시스템의 경우, 단말은 상술한 CQI/PMI/RI 등의 제어 정보를 PUSCH 및/또는 PUCCH를 통해 송신할 수 있다.
- [55] 도 3은 LTE/LTE-A 기반 무선 통신 시스템에서 동기 신호(synchronization signal, SS)의 전송을 위한 무선 프레임 구조를 예시한 것이다. 특히, 도 3은 주파수 분할 듀플렉스(frequency division duplex, FDD)에서 동기 신호 및 PBCH의 전송을 위한 무선 프레임 구조를 예시한 것으로서, 도 3(a)는 정규 CP(normal cyclic prefix)로써 설정된(configured) 무선 프레임에서 SS 및 PBCH의 전송 위치를 도시한 것이고 도 3(b)는 확장 CP(extended CP)로써 설정된 무선 프레임에서 SS 및 PBCH의 전송 위치를 도시한 것이다.
- [56] 도 3을 참조하여, SS를 조금 더 구체적으로 설명하면 다음과 같다. SS는 PSS(Primary Synchronization Signal)와 SSS(Secondary Synchronization Signal)로 구분된다. PSS는 OFDM 심볼 동기, 슬롯 동기 등의 시간 도메인 동기 및/또는 주파수 도메인 동기를 얻기 위해 사용되며, SSS는 프레임 동기, 셀 그룹 ID 및/또는 셀의 CP 설정(configuration)(즉, 일반 CP 또는 확장 CP의 사용 정보)를 얻기 위해 사용된다. 도 3을 참조하면, PSS와 SSS는 매 무선 프레임의 2개의 OFDM 심볼에서 각각 전송된다. 구체적으로 SS는 인터-RAT(inter radio access technology) 측정의 용이함을 위해 GSM(Global System for Mobile communication) 프레임 길이인 4.6 ms를 고려하여 서브프레임 0의 첫 번째 슬롯과 서브프레임 5의 첫 번째 슬롯에서 각각 전송된다. 특히 PSS는 서브프레임 0의 첫 번째 슬롯의 마지막 OFDM 심볼과 서브프레임 5의 첫 번째 슬롯의 마지막 OFDM 심볼에서 각각 전송되고, SSS는 서브프레임 0의 첫 번째 슬롯의 마지막에서 두 번째 OFDM 심볼과 서브프레임 5의 첫 번째 슬롯의 마지막에서 두 번째 OFDM 심볼에서 각각 전송된다. 해당 무선 프레임의 경계는 SSS를 통해 검출될 수 있다.

- PSS는 해당 슬롯의 맨 마지막 OFDM 심볼에서 전송되고 SSS는 PSS 바로 앞 OFDM 심볼에서 전송된다. SS의 전송 다이버시티(diversity) 방식은 단일 안테나 포트(single antenna port)만을 사용하며 표준에서는 따로 정의하고 있지 않다.
- [57] PSS는 5ms마다 전송되므로 UE는 PSS를 검출함으로써 해당 서브프레임이 서브프레임 0와 서브프레임 5 중 하나임을 알 수 있으나, 해당 서브프레임이 서브프레임 0와 서브프레임 5 중 구체적으로 무엇인지는 알 수 없다. 따라서, UE는 PSS만으로는 무선 프레임의 경계를 인지하지 못한다. 즉, PSS만으로는 프레임 동기가 획득될 수 없다. UE는 일 무선 프레임 내에서 두 번 전송되며 서로 다른 시퀀스로서 전송되는 SSS를 검출하여 무선 프레임의 경계를 검출한다.
- [58] PSS/SSS를 이용한 셀(cell) 탐색 과정을 수행하여 DL 신호의 복조(demodulation) 및 UL 신호의 전송을 정확한 시점에 수행하는 데 필요한 시간 및 주파수 파라미터를 결정한 UE는, 또한, 상기 eNB로부터 상기 UE의 시스템 설정(system configuration)에 필요한 시스템 정보를 획득해야 상기 eNB와 통신할 수 있다.
- [59] 시스템 정보는 마스터정보블록(Master Information Block, MIB) 및 시스템정보블록(System Information Block, SIB)들에 의해 설정된다(configured). 각 시스템정보블록은 기능적으로 연관된 파라미터들의 모음을 포함하며, 포함하는 파라미터에 따라 마스터정보블록(Master Information Block, MIB) 및 시스템정보블록타입 1(System Information Block Type 1, SIB1), 시스템정보블록타입 2(System Information Block Type 2, SIB2), SIB3~SIB17로 구분될 수 있다.
- [60] MIB는 UE가 eNB의 네트워크(network)에 초기 접속(initial access)하는 데 필수적인, 가장 자주 전송되는 파라미터들을 포함한다. UE는 MIB를 브로드캐스트 채널(예, PBCH)을 통해 수신할 수 있다. MIB에는 하향링크 시스템 대역폭(dl-Bandwidth, DL BW), PHICH 설정(configuration), 시스템 프레임 넘버(SFN)가 포함된다. 따라서, UE는 PBCH를 수신함으로써 명시적(explicit)으로 DL BW, SFN, PHICH 설정에 대한 정보를 알 수 있다. 한편, PBCH를 수신을 통해 UE가 암묵적(implicit)으로 알 수 있는 정보로는 eNB의 전송 안테나 포트의 개수가 있다. eNB의 전송 안테나 개수에 대한 정보는 PBCH의 에러 검출에 사용되는 16-비트 CRC(Cyclic Redundancy Check)에 전송 안테나 개수에 대응되는 시퀀스를 마스킹(예, XOR 연산)하여 암묵적으로 시그널링된다.
- [61] SIB1은 다른 SIB들의 시간 도메인 스케줄링에 대한 정보뿐만 아니라, 특정 셀이 셀 선택에 적합한 셀인지를 판단하는 데 필요한 파라미터들을 포함한다. SIB1은 브로드캐스트 시그널링 혹은 전용(dedicated) 시그널링을 통해 UE에게 수신된다.
- [62] DL 반송파 주파수와 해당 시스템 대역폭은 PBCH가 나르는 MIB에 의해 획득될 수 있다. UL 반송파 주파수 및 해당 시스템 대역폭은 DL 신호인 시스템 정보를 통해 얻어질 수 있다. MIB를 수신한 UE는 해당 셀에 대해 저장된 유효한

시스템 정보가 없으면, 시스템 정보 블록 타입 2(SystemInformationBlockType2, SIB2)가 수신될 때까지, MIB 내 DL BW의 값을 UL-대역폭(UL BW)에 적용한다. 예를 들어, UE는 시스템 정보 블록 타입 2(SystemInformationBlockType2, SIB2)를 획득하여, 상기 SIB2 내 UL-반송파 주파수 및 UL-대역폭 정보를 통해 자신이 UL 전송에 사용할 수 있는 전체 UL 시스템 대역을 파악할 수 있다.

- [63] 주파수 도메인에서, PSS/SSS 및 PBCH는 실제 시스템 대역폭과 관계없이 해당 OFDM 심볼 내에서 DC 부반송파를 중심으로 좌우 3개씩 총 6개의 RB, 즉 총 72개의 부반송파들 내에서만 전송된다. 따라서, UE는 상기 UE에게 설정된(configured) 하향링크 전송 대역폭과 관계없이 SS 및 PBCH를 검출(detect) 혹은 복호(decode)할 수 있도록 설정된다(configured).
- [64] 초기 셀 탐색을 마친 UE는 eNB로의 접속을 완료하기 위해 임의의 접속 과정(random access procedure)을 수행할 수 있다. 이를 위해 UE는 물리 임의의 접속 채널(physical random access channel, PRACH)을 통해 프리앰블(preamble)을 전송하고, PDCCH 및 PDSCH를 통해 프리앰블에 대한 응답 메시지를 수신할 수 있다. 경쟁 기반 임의의 접속(contention based random access)의 경우 추가적인 PRACH의 전송, 그리고 PDCCH 및 상기 PDCCH에 대응하는 PDSCH와 같은 충돌 해결 절차(contention resolution procedure)를 수행할 수 있다.
- [65] 상술한 바와 같은 절차를 수행한 UE는 이후 일반적인 상/하향링크 신호 전송 절차로서 PDCCH/PDSCH 수신 및 PUSCH/PUCCH 전송을 수행할 수 있다.
- [66] 상기 임의의 접속 과정은 임의의 접속 채널(random access channel, RACH) 과정으로도 지칭된다. 임의의 접속 과정은 초기 접속, 임의의 접속 과정은 초기 접속, 상향링크 동기 조정, 자원 할당, 핸드오버 등의 용도로 다양하게 사용된다. 임의의 접속 과정은 경쟁-기반(contention-based) 과정과, 전용(dedicated)(즉, 비-경쟁-기반) 과정으로 분류된다. 경쟁-기반 임의의 접속 과정은 초기 접속을 포함하여 일반적으로 사용되며, 전용 임의의 접속 과정을 핸드오버 등에 제한적으로 사용된다. 경쟁-기반 임의의 접속 과정에서 UE는 RACH 프리앰블 시퀀스를 임의로(randomly) 선택한다. 따라서, 복수의 UE들이 동시에 동일한 RACH 프리앰블 시퀀스를 전송하는 것이 가능하며, 이로 인해 이후 경쟁 해소 과정이 필요하다. 반면, 전용 임의의 접속 과정에서 UE는 eNB가 해당 UE에게 유일하게 할당한 RACH 프리앰블 시퀀스를 사용한다. 따라서, 다른 UE와의 충돌없이 임의의 접속 과정을 수행할 수 있다.
- [67] 경쟁-기반 임의의 접속 과정은 다음의 4 단계를 포함한다. 이하, 단계 1~4에서 전송되는 메시지는 각각 메시지 1~4(Msg1 ~ Msg4)로 지칭될 수 있다.
- [68] - 단계 1: RACH 프리앰블(via PRACH)(UE to eNB)
- [69] - 단계 2: 임의의 접속 응답(random access response, RAR)(via PDCCH 및 PDSCH)(eNB to UE)
- [70] - 단계 3: 레이어 2 / 레이어 3 메시지(via PUSCH)(UE to eNB)
- [71] - 단계 4: 경쟁 해소(contention resolution) 메시지(eNB to UE)

- [72] 전용 임의 접속 과정은 다음의 3 단계를 포함한다. 이하, 단계 0~2에서 전송되는 메시지는 각각 메시지 0~2(Msg0 ~ Msg2)로 지칭될 수 있다. 임의 접속 과정의 일부로 RAR에 대응하는 상향링크 전송(즉, 단계 3)도 수행될 수 있다. 전용 임의 접속 과정은 기지국이 RACH 프리앰블 전송을 명령하는 용도의 PDCCH(이하, PDCCH 오더(order))를 이용하여 트리거링될 수 있다.
- [73] - 단계 0: 전용 시그널링을 통한 RACH 프리앰블 할당(eNB to UE)
- [74] - 단계 1: RACH 프리앰블(via PRACH)(UE to eNB)
- [75] - 단계 2: 임의 접속 응답(RAR)(via PDCCH 및 PDSCH)(eNB to UE)
- [76] RACH 프리앰블을 전송한 뒤, UE는 미리-설정된 시간 윈도우 내에서 임의 접속 응답(RAR) 수신을 시도한다. 구체적으로, UE는 시간 윈도우 내에서 RA-RNTI(Random Access RNTI)를 갖는 PDCCH(이하, RA-RNTI PDCCH)(예, PDCCH에서 CRC가 RA-RNTI로 마스킹됨)의 검출을 시도한다. RA-RNTI PDCCH 검출 시, UE는 RA-RNTI PDCCH에 대응하는 PDSCH 내에 자신을 위한 RAR이 존재하는지 확인한다. RAR은 UL 동기화를 위한 타이밍 오프셋 정보를 나타내는 타이밍 어드밴스(timing advance, TA) 정보, UL 자원 할당 정보(UL 그랜트 정보), 임시 단말 식별자(예, temporary cell-RNTI, TC-RNTI) 등을 포함한다. UE는 RAR 내의 자원 할당 정보 및 TA 값에 따라 UL 전송(예, Msg3)을 수행할 수 있다. RAR에 대응하는 UL 전송에는 HARQ가 적용된다. 따라서, UE는 Msg3 전송한 후, Msg3에 대응하는 수신 응답 정보(예, PHICH)를 수신할 수 있다.
- [77] 임의 접속 프리앰블, 즉, RACH 프리앰블은 물리 계층에서 길이 T_{CP} 의 순환 전치(cyclic prefix) 및 길이 T_{SEQ} 의 시퀀스 부분으로 구성된다. T_{CP} 의 T_{SEQ} 는 프레임 구조와 임의 접속 설정(configuration)에 의존한다. 프리앰블 포맷은 상위 계층에 의해 제어된다. PACH 프리앰블은 UL 서브프레임에서 전송된다. 임의 접속 프리앰블의 전송은 특정 시간 및 주파수 자원들에 제한(restrict)된다. 이러한 자원들을 PRACH 자원들이라고 하며, PRACH 자원들은, 인덱스 0가 무선 프레임에서 낮은 번호의 PRB 및 서브프레임에 대응하도록, 상기 무선 프레임 내 서브프레임 번호와, 주파수 도메인에서 PRB들의 증가 순으로 번호가 매겨진다. 임의 접속 자원들이 PRACH 설정 인덱스에 따라 정의된다(3GPP TS 36.211 표준 문서 참조). PRACH 설정 인덱스는 (eNB에 의해 전송되는) 상위 계층 신호에 의해 주어진다.
- [78] LTE/LTE-A 시스템에서 임의 접속 프리앰블, 즉, RACH 프리앰블을 위한 부반송파 간격(Subcarrier Spacing)은 프리앰블 포맷 0~3의 경우 1.25kHz이고, 프리앰블 포맷 4의 경우 7.5kHz인 것으로 규정된다(3GPP TS 36.211 참조).
- [79]
- [80] **<OFDM 뉴머롤로지>**
- [81] 새로운 RAT 시스템은 OFDM 전송 방식 또는 이와 유사한 전송 방식을 사용한다. 새로운 RAT 시스템은 LTE의 OFDM 파라미터들과는 다른 OFDM 파라미터들을 따를 수 있다. 또는 새로운 RAT 시스템은 기존의 LTE/LTE-A의

뉴머롤로지를 그대로 따르나 더 큰 시스템 대역폭(예, 100MHz)를 지닐 수 있다. 또는 하나의 셀이 복수 개의 뉴머롤로지들을 지원할 수도 있다. 즉, 서로 다른 뉴머롤리지로 동작하는 하는 UE들이 하나의 셀 안에서 공존할 수 있다.

[82]

[83] <서브프레임 구조>

[84] 3GPP LTE/LTE-A 시스템에서 사용되는 무선프레임은 $10\text{ms}(307200T_s)$ 의 길이를 가지며, 10개의 균등한 크기의 서브프레임(subframe, SF)으로 구성된다. 일 무선프레임 내 10개의 서브프레임에는 각각 번호가 부여될 수 있다. 여기에서, T_s 는 샘플링 시간을 나타내고, $T_s=1/(2048*15\text{kHz})$ 로 표시된다. 각각의 서브프레임은 1ms 의 길이를 가지며 2개의 슬롯으로 구성된다. 일 무선프레임 내에서 20개의 슬롯들은 0부터 19까지 순차적으로 넘버링될 수 있다. 각각의 슬롯은 0.5ms 의 길이를 가진다. 일 서브프레임을 전송하기 위한 시간은 전송 시간 간격(transmission time interval, TTI)로 정의된다. 시간 자원은 무선 프레임 번호(혹은 무선 프레임 인덱스라고도 함)와 서브프레임 번호(혹은 서브프레임 번호라고도 함), 슬롯 번호(혹은 슬롯 인덱스) 등에 의해 구분될 수 있다. TTI라 함은 데이터가 스케줄링될 수 있는 간격을 의미한다. 예를 들어, 현재 LTE/LTE-A 시스템에서 UL 그랜트 혹은 DL 그랜트의 전송 기회는 1ms 마다 존재하고, 1ms 보다 짧은 시간 내에 UL/DL 그랜트 기회가 여러 번 존재하지는 않는다. 따라서, 기존 LTE/LTE-A 시스템에서 TTI는 1ms 이다.

[85] 도 4는 새로운 무선 접속 기술(new radio access technology, NR)에서 이용 가능한 슬롯 구조를 예시한 것이다.

[86] 데이터 전송 지연을 최소화하기 위하여 5세대 새로운 RAT에서는 제어 채널과 데이터 채널이 시간 분할 다중화(time division multiplexing, TDM)되는 슬롯 구조가 고려되고 있다.

[87] 도 4에서 빗금 친 영역은 DCI를 나르는 DL 제어 채널(예, PDCCH)의 전송 영역을 나타내고, 검정색 부분은 UCI를 나르는 UL 제어 채널(예, PUCCH)의 전송 영역을 나타낸다. 여기서 DCI는 gNB가 UE에게 전달하는 제어 정보이며, 상기 DCI는 상기 UE가 알아야 하는 셀 설정(Configuration)에 관한 정보, DL 스케줄링 등의 DL 특정적(specific) 정보, 그리고 UL 그랜트 등과 같은 UL 특정적 정보 등을 포함할 수 있다. 또한 UCI는 UE가 gNB에게 전달하는 제어 정보이며, 상기 UCI는 DL 데이터에 대한 HARQ ACK/NACK 보고, DL 채널 상태에 대한 CSI 보고, 그리고 스케줄링 요청(scheduling request, SR) 등을 포함할 수 있다.

[88] 도 4에서 심볼 인덱스 1부터 심볼 인덱스 12까지의 심볼들 영역에서는 하향링크 데이터를 나르는 물리 채널(예, PDSCH)의 전송에 사용될 수도 있고, 상향링크 데이터를 나르는 물리 채널(예, PUSCH)의 전송에 사용될 수도 있다. 도 2의 슬롯 구조에 의하면, 1개의 슬롯 내에서 DL 전송과 UL 전송의 순차적으로 진행되어, DL 데이터의 전송/수신과 상기 DL 데이터에 대한 UL ACK/NACK의 수신/전송이 상기 1개의 슬롯 내에서 이루어질 수 있다. 결과적으로 데이터 전송

에러 발생시에 데이터 재전송까지 걸리는 시간을 줄이게 되며, 이로 인해 최종 데이터 전달의 지연이 최소화될 수 있다.

- [89] 이러한 슬롯 구조에서는, gNB와 UE가 전송 모드에서 수신 모드로의 전환 과정 또는 수신 모드에서 전송 모드로의 전환 과정을 위한 시간 갭(time gap)이 필요하다. 이러한 전송 모드와 수신 모드 간 전환 과정을 위하여 슬롯 구조에서 DL에서 UL로 전환되는 시점의 일부 OFDM 심볼이 가드 기간(guard period, GP)로 설정(Configuration)되게 된다.
- [90] 기존 LTE/LTE-A 시스템에서 DL 제어 채널은 데이터 채널과 TDM되며, 제어 채널인 PDCCH는 시스템 전 대역으로 퍼져서 전송된다. 그러나 새로운 RAT에서는 한 시스템의 대역폭이 대략 최소 100MHz에 달할 것으로 예상되는 바, 제어 채널을 전 대역으로 확산시켜 전송시키기에는 무리가 있다. UE가 데이터 전송/수신을 위해서 하향링크 제어 채널 수신을 위해서 전 대역을 모니터링하는 것은 UE의 배터리 소모 증대 및 효율성을 저해할 수 있다. 따라서, 본 발명에서는 DL 제어 채널이 시스템 대역, 즉, 채널 대역 내 일부 주파수 대역에서 로컬라이즈(localize)되어 전송되거나 분산(distribute)되어 전송될 수 있다.
- [91] NR 시스템에서 기본 전송 단위(basic transmission unit)는 슬롯이다. 슬롯 구간(duration)은 정규(normal) 순환 프리픽스(cyclic prefix, CP)를 갖는 14개 심볼들로 이루어 지거나, 확장 CP를 갖는 12개의 심볼들로 이루어진다. 또한, 슬롯은 사용된 부반송파 간격(Subcarrier Spacing)의 함수로서 시간으로 스케일링된다. 즉, 부반송파 간격이 커지면 슬롯의 길이는 짧아진다. 예를 들어, 슬롯 당 심볼의 개수가 14인 경우, 10ms의 프레임 내 슬롯의 개수가 15kHz 부반송파 간격에 대해서는 10개라면, 30kHz 부반송파 간격에 대해서는 20개, 60kHz 부반송파 간격에 대해서는 40개가 된다. 부반송파 간격이 커지면 OFDM 심볼의 길이도 짧아진다. 슬롯 내 OFDM 심볼의 개수는 정규 CP인지 아니면 확장 CP인지에 따라 달라지며, 부반송파 간격에 따라 달라지지 않는다. LTE용 기본 시간 유닛인 T_s 는 LTE의 기본 부반송파 간격 15kHz와 최대 FFT 크기 2048을 고려하여 $T_s = 1/(15000 \cdot 2048)$ 초로 정의되며, 이는 15kHz 부반송파 간격에 대한 샘플링 시간이기도 하다. NR 시스템에서는 15kHz의 부반송파 간격 외에 다양한 부반송파 간격이 사용될 수 있고, 부반송파 간격과 해당 시간 길이는 반비례하므로, 15kHz보다 큰 부반송파 간격들에 대응하는 실제 샘플링 시간은 $T_s = 1/(15000 \cdot 2048)$ 초보다 짧아진다. 예를 들어, 부반송파 간격 30kHz, 60kHz, 120kHz에 대한 실제 샘플링 시간은 각각 $1/(2 \cdot 15000 \cdot 2048)$ 초, $1/(4 \cdot 15000 \cdot 2048)$ 초, $1/(8 \cdot 15000 \cdot 2048)$ 초가 될 것이다.

[92]

[93] <아날로그 빔포밍(analog beamforming)>

[94] 최근 논의되고 있는 5세대 이동 통신 시스템은 넓은 주파수 대역을 이용하여 다수의 사용자에게 높은 전송율을 유지하면서 데이터 전송을 하기 위해 높은

초고주파 대역, 즉, 6GHz 이상의 밀리미터 주파수 대역을 이용하는 방안을 고려하고 있다. 3GPP에서는 이를 NR이라는 이름으로 사용하고 있으며, 본 발명에서는 앞으로 NR 시스템으로 칭한다. 하지만 밀리미터 주파수 대역은 너무 높은 주파수 대역을 이용하는 것으로 인해 거리에 따른 신호 감쇄가 매우 급격하게 나타나는 주파수 특성을 갖는다. 따라서, 적어도 6GHz 이상의 대역을 사용하는 NR 시스템은 급격한 전파 감쇄 특성을 보상하기 위해 신호 전송을 전방향성이 아닌 특정 방향으로 에너지를 모아서 전송함으로써 급격한 전파 감쇄로 인한 커버리지의 감소 문제를 해결하는 좁은 빔(narrow beam) 전송 기법을 사용한다. 그러나 하나의 좁은 빔만을 이용하여 서비스하는 경우, 하나의 기지국이 서비스를 할 범위가 좁아지므로 기지국은 다수의 좁은 빔을 모아서 광대역으로 서비스를 하게 된다.

- [95] 밀리미터 주파수 대역, 즉, 밀리미터 파장(millimeter wave, mmW) 대역에서는 파장이 짧아져서 동일 면적에 다수 개의 안테나 요소(element)의 설치가 가능해진다. 예를 들어, 1cm의 정도의 파장을 갖는 30GHz 대역에서 5 by 5cm의 패널(panel)에 0.5 람다(lamda) (파장) 간격으로 2-차원(dimension) 배열 형태로 총 100개의 안테나 요소 설치가 가능하다. 그러므로 mmW에서는 다수 개의 안테나 요소를 사용하여 빔포밍 이득을 높여 커버리지를 증가시키거나, 처리량(throughput)을 높이는 것이 고려된다.
- [96] 밀리미터 주파수 대역에서 좁은 빔을 형성하기 위한 방법으로, 기지국이나 UE에서 많은 수의 안테나에 적절한 위상차를 이용하여 동일한 신호를 전송함으로써 특정한 방향에서만 에너지가 높아지게 하는 빔포밍 방식이 주로 고려하고 있다. 이와 같은 빔포밍 방식에는 디지털 기저대역(baseband) 신호에 위상차를 만드는 디지털 빔포밍, 변조된 아날로그 신호에 시간 지연(즉, 순환 천이)을 이용하여 위상차를 만드는 아날로그 빔포밍, 디지털 빔포밍과 아날로그 빔포밍을 모두 이용하는 하이브리드 빔포밍 등이 있다. 안테나 요소별로 전송 파워 및 위상 조절이 가능하도록 트랜시버 유닛(transceiver unit, TXRU)을 가지면 주파수 자원별로 독립적인 빔포밍이 가능하다. 그러나 100여 개의 안테나 요소 모두에 TXRU를 설치하기에는 가격 측면에서 실효성이 떨어지는 문제를 있다. 즉, 밀리미터 주파수 대역은 급격한 전파 감쇄 특성을 보상하기 위해 많은 수의 안테나가 사용해야 하고, 디지털 빔포밍은 안테나 수에 해당하는 만큼 RF 컴포넌트(예, 디지털 아날로그 컨버터(DAC), 믹서(mixer), 전력 증폭기(power amplifier), 선형 증폭기(linear amplifier) 등)를 필요로 하므로, 밀리미터 주파수 대역에서 디지털 빔포밍을 구현하려면 통신 기기의 가격이 증가하는 문제점이 있다. 그러므로 밀리미터 주파수 대역과 같이 안테나의 수가 많이 필요한 경우에는 아날로그 빔포밍 혹은 하이브리드 빔포밍 방식의 사용이 고려된다. 아날로그 빔포밍 방식은 하나의 TXRU에 다수 개의 안테나 요소를 매핑하고 아날로그 위상 천이기(analog phase shifter)로 빔(beam)의 방향을 조절한다. 이러한 아날로그 빔포밍 방식은 전체 대역에 있어서 하나의 빔 방향만을 만들 수

있어 주파수 선택적 빔포밍(beamforming, BF)을 해줄 수 없는 단점이 있다. 하이브리드 BF는 디지털 BF와 아날로그 BF의 중간 형태로 Q개의 안테나 요소보다 적은 개수인 B개의 TXRU를 갖는 방식이다. 하이브리드 BF의 경우, B개의 TXRU와 Q개의 안테나 요소의 연결 방식에 따라서 차이는 있지만, 동시에 전송할 수 있는 빔의 방향은 B개 이하로 제한되게 된다.

- [97] 도 5는 TXRU와 안테나 엘리먼트의 연결 방식의 일례들을 나타낸다.
- [98] 도 5의 (a)은 TXRU가 서브-어레이(sub-array)에 연결된 방식을 나타낸다. 이 경우에 안테나 엘리먼트는 하나의 TXRU에만 연결된다. 이와 달리 도 5의 (b)는 TXRU가 모든 안테나 엘리먼트에 연결된 방식을 나타낸다. 이 경우에 안테나 엘리먼트는 모든 TXRU에 연결된다. 도 5에서 W는 아날로그 위상 천이기에 의해 곱해지는 위상 벡터를 나타낸다. 즉, W에 의해 아날로그 빔포밍의 방향이 결정된다. 여기서 CSI-RS 안테나 포트와 TXRU들과의 매핑은 1-to-1 또는 1-to-多일 수 있다.
- [99] 앞서 언급한 바와 같이 디지털 빔포밍은 전송할 혹은 수신된 디지털 기저대역 신호에 대해 신호 처리를 하므로 다중의 빔을 이용하여 동시에 여러 방향으로 신호를 전송 혹은 수신할 수 있는 반면에, 아날로그 빔포밍은 전송할 혹은 수신된 아날로그 신호를 변조된 상태에서 빔포밍을 수행하므로 하나의 빔이 커버하는 범위를 넘어가는 다수의 방향으로 신호를 동시에 전송 혹은 수신할 수 없다. 통상 기지국은 광대역 전송 혹은 다중 안테나 특성을 이용하여 동시에 다수의 사용자와 통신을 수행하게 되는데, 기지국이 아날로그 혹은 하이브리드 빔포밍을 사용하고 하나의 빔 방향으로 아날로그 빔을 형성하는 경우에는 아날로그 빔포밍의 특성상 동일한 아날로그 빔 방향 안에 포함되는 사용자들과만 통신할 수 밖에 없다. 후술될 본 발명에 따른 RACH 자원 할당 및 기지국의 자원 활용 방안은 아날로그 빔포밍 혹은 하이브리드 빔포밍 특성으로 인해서 생기는 제약 사항을 반영하여 제안된다.

[100]

[101] **<하이브리드 아날로그 빔포밍(hybrid analog beamforming)>**

[102] 도 6은 송수신기 유닛(transceiver unit, TXRU) 및 물리적 안테나 관점에서 하이브리드 빔포밍 구조를 추상적으로 도시한 것이다.

[103] 다수의 안테나가 사용되는 경우, 디지털 빔포밍과 아날로그 빔포밍을 결합한 하이브리드 빔포밍 기법이 대두되고 있다. 이때, 아날로그 빔포밍 (또는 RF 빔포밍)은 RF 유닛이 프리코딩 (또는 컴바이닝)을 수행하는 동작을 의미한다. 하드브리드 빔포밍에서 기저대역(baseband) 유닛과 RF 유닛은 각각 프리코딩 (또는 컴바이닝)을 수행하며, 이로 인해 RF 체인(chain) 수와 D/A (또는 A/D) 컨버터의 개수를 줄이면서도 디지털 빔포밍에 근접하는 성능을 낼 수 있다는 장점이 있다. 편의상 하이브리드 빔포밍 구조는 N개 TXRU와 M개의 물리적 안테나로 표현될 수 있다. 전송 단에서 전송할 L개 데이터 레이어에 대한 디지털 빔포밍은 N-by-L 행렬로 표현될 수 있고, 이후 변환된 N개 디지털 신호는

TXRU를 거쳐 아날로그 신호로 변환된 다음 M-by-N 행렬로 표현되는 아날로그 빔포밍이 적용된다. 도 6에서 디지털 빔의 개수는 L이며, 아날로그 빔의 개수는 N이다. 더 나아가 NR 시스템에서는 아날로그 빔포밍을 심볼 단위로 변경할 수 있도록 기지국을 설계하여, 특정한 지역에 위치한 UE에게 보다 효율적인 빔포밍을 지원하는 방향이 고려되고 있다. 더 나아가서 N개의 TXRU와 M개의 RF 안테나를 하나의 안테나 패널(panel)로서 정의될 때, NR 시스템에서는 서로 독립적인 하이브리드 빔포밍이 적용 가능한 복수의 안테나 패널을 도입하는 방안까지 고려되고 있다. 이와 같이 기지국이 복수의 아날로그 빔을 활용하는 경우, UE별로 신호 수신에 유리한 아날로그 빔이 다를 수 있으므로, 적어도 동기 신호, 시스템 정보, 페이징 등에 대해서는 특정 슬롯 혹은 서브프레임(subframe, SF)에서 기지국이 적용할 복수 아날로그 빔들을 심볼별로 바꾸어 모든 UE들이 수신 기회를 가질 수 있도록 하는 빔 스위핑 동작이 고려되고 있다.

- [104] 도 7은 하향링크 전송 과정에서 동기 신호와 시스템 정보에 대한 빔 스위핑(Beam sweeping) 동작을 도식화 한 것이다. 도 7에서 New RAT 시스템의 시스템 정보가 방송(Broadcasting)되는 물리적 자원 또는 물리 채널을 xPBCH (physical broadcast channel)로 명명한다. 이때, 한 심볼 내에서 서로 다른 안테나 패널에 속하는 아날로그 빔(Analog beam)들이 동시에 전송될 수 있으며, 아날로그 빔(Analog beam) 별 채널을 측정하기 위해, 도 7에 나타나 있는 바와 같이, 특정 안테나 패널에 대응되는 단일 아날로그 빔(Analog beam)을 위해 전송되는 참조 신호(Reference signal; RS)인 Beam RS (BRS)를 도입하는 방안이 논의되고 있다. 상기 BRS는 복수의 안테나 포트에 대해 정의될 수 있으며, BRS의 각 안테나 포트는 단일 아날로그 빔(Analog beam)에 대응될 수 있다. 이때, BRS와는 달리, 동기 신호(Synchronization signal) 또는 xPBCH는 임의의 UE가 잘 수신할 수 있도록 아날로그 빔 그룹(Analog beam group)에 포함된 모든 아날로그 빔(Analog beam)을 위해 전송될 수 있다.
- [105] 도 8은 새로운 무선 접속 기술(new radio access technology, NR) 시스템의 셀을 예시한 것이다.
- [106] 도 8을 참조하면, NR 시스템에서는 기존 LTE 등의 무선 통신 시스템에 하나의 기지국이 하나의 셀을 형성하던 것과는 달리 복수의 TRP가 하나의 셀을 구성하는 방안이 논의되고 있다. 복수의 TRP가 하나의 셀을 구성하면, UE를 서비스하는 TRP가 변경된다고 끊임 없는 통신이 가능하여 UE의 이동성 관리가 용이하다는 장점이 있다.
- [107] LTE/LTE-A 시스템에서 PSS/SSS는 전-방위적(omni-direction)으로 전송되는 것에 반해서, mmWave를 적용하는 gNB가 빔 방향을 전-방위적으로 돌려가면서 PSS/SSS/PBCH 등의 신호를 빔포밍하여 전송하는 방법이 고려되고 있다. 이와 같이 빔 방향을 돌려가면서 신호를 전송/수신하는 것을 빔 스위핑(beam sweeping) 혹은 빔 스캐닝이라 한다. 본 발명에서 "빔 스위핑"은 전송기 측 행동이고, "빔 스캐닝"은 수신기 측 행동을 나타낸다. 예를 들어 gNB가 최대

N개의 빔 방향을 가질 수 있다고 가정하면, N개의 빔 방향에 대해서 각각 PSS/SSS/PBCH 등의 신호를 전송한다. 즉 gNB는 자신이 가질 수 있는 혹은 지원하고자 하는 방향들을 스위칭하면서 각각의 방향에 대해서 PSS/SSS/PBCH 등의 동기 신호들을 전송한다. 혹은 gNB가 N개의 빔을 형성할 수 있는 경우, 몇 개씩의 빔들이 묶여 하나의 빔 그룹으로 구성할 수 있으며, 빔 그룹별로 PSS/SSS/PBCH를 전송/수신될 수 있다. 이 때, 하나의 빔 그룹은 하나 이상의 빔을 포함한다. 동일 방향으로 전송되는 PSS/SSS/PBCH 등의 신호가 하나의 SS 블록으로 정의될 수 있으며, 한 셀 내에 복수의 SS 블록들이 존재할 수 있다. 복수의 SS 블록들이 존재하는 경우, 각 SS 블록의 구분을 위해서 SS 블록 인덱스가 사용될 수 있다. 예를 들어, 한 시스템에서 10개의 빔 방향으로 PSS/SSS/PBCH가 전송되는 경우, 동일 방향으로의 PSS/SSS/PBCH가 하나의 SS 블록을 구성할 수 있으며, 해당 시스템에서는 10개의 SS 블록들이 존재하는 것으로 이해될 수 있다. 본 발명에서 빔 인덱스는 SS 블록 인덱스로 해석될 수 있다.

[108]

[109] 이하, 본 발명의 실시 예에 따른 동기 신호를 생성하는 방법 및 동기 신호 인덱스, Half Frame 인덱스 등의 시간 인덱스를 지시하는 방법에 대해 설명하도록 한다.

[110] 한편, 본 발명의 본격적인 설명에 앞서, 본 발명에서 표현하는 본 발명에서 표현하는 '상위 비트'와 '최상위 비트'는 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 정보 비트들의 배열에서 왼쪽 비트를 의미할 수 있다. 즉, 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 정보 비트들의 배열에서, 상기 정보 비트들이 가리키는 값이 정수의 짝수인지 홀수인지를 결정하는 단위 값이 되는 비트인 LSB (Least Significant Bit, 최하위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.

[111] 이와 유사하게, '하위 비트'와 '최하위 비트'는 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 정보 비트들의 배열에서 오른쪽 비트를 의미할 수 있다. 다시 말해, 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 정보 비트들의 배열에서 MSB (Most Significant Bit, 최상위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.

[112] 예를 들어, 후술할 발명의 내용 중 'SFN의 상위 N-bit 정보를 획득하고 (예, S0, S1, S2), PBCH 컨텐츠로부터 나머지 (10-N) bit에 해당하는 SFN 정보 (예, S3 ~S9)를 획득하여, 총 10bit의 SFN 정보를 구성할 수 있다.'라는 표현이 있다.

[113] 이는 정보 비트 열의 순서를 가장 높은 자리 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 배열 즉, (S0 S1 S2 S3 꺾 S9)과 같이 구성된 정보 비트 열에서, '상위 N-bit'는 왼쪽 N-bit (예, S0 S1 S2)를 의미하며, '나머지 (10-N) bit'은 오른쪽 (10-N) bit (예, S3 ~S9)를 의미한다. 이를 LSB와 MSB로 표현하는 경우에는, (S9 S8 S7 꺾 S1 S0)의 순서로 표현되는 정보 비트 열에서 LSB N-bit로 표현하는 경우 비트 열은 (예, S2 S1 S0)의 순서로 표현될 수 있고, 또한 나머지 '(10-N) bit' (예, S3 ~S9)'를 MSB (10-N) bit로 표현하는 경우, 비트 열은 (S9 S8 S7 꺾 S3)의 순서로 표현될 수 있다.

[114]

[115] **1. SS 블록 구성**

[116] 만약, PSS를 SS 블록 앞 부분에 위치시키는 경우, 120kHz와 240kHz 부반송파 간격을 사용할 때, 단말의 AGC(Automatic Gain Control) 동작에서 문제가 발생할 수 있다. 즉, 120kHz 및 240kHz 부반송파 간격의 경우, AGC 동작으로 인해, NR-PSS의 검출이 제대로 수행되지 않을 수 있으며, 이에 따라, 아래의 2가지 실시 예와 같이, SS 블록 구성을 변경하는 것을 고려할 수 있다.

[117] (방안 1) PBCH-PSS-PBCH-SSS

[118] (방안 2) PBCH-PSS-PBCH-SSS-PBCH

[119] 즉, PBCH 심볼을 SS 블록의 시작 부분에 위치시키고, PBCH 심볼을 AGC 동작을 위한 더미(Dummy) 심볼로 사용함으로써, 단말의 AGC 동작이 더 원활하게 수행될 수 있도록 할 수 있다.

[120]

[121] **2. SS 버스트 집합 구성**

[122] 도 9를 참조하면, SS 블록을 배치하는 부반송파 간격이 120kHz일 때와 240kHz때의 SS 버스트 세트 구성을 나타내고 있다. 도 9를 보면, 120kHz와 240kHz의 부반송파를 가질 때, 4개의 SS 버스트 단위로 일정 간격을 비워두고 SS 버스트를 구성한다. 즉, 0.5ms 단위로 0.125ms의 상향링크 전송을 위한 심볼 구간을 비워두고, SS블록을 배치한다.

[123] 그런데, 6GHz 이상의 주파수 범위에서, 60kHz의 부반송파 간격이 데이터 전송을 위해 사용될 수 있다. 즉, 도 10에서 볼 수 있듯이, NR에서는 데이터 전송을 위한 60kHz의 부반송파 간격과, SS 블록 전송을 위한 120kHz 또는 240kHz의 부반송파 간격이 멀티플렉싱 될 수 있다.

[124] 한편, 도 10의 네모로 표시된 부분을 보면, 120kHz 부반송파 간격의 SS 블록과 60kHz 부반송파 간격의 데이터가 멀티플렉싱되면서, 120kHz 부반송파 간격의 SS 블록과 60kHz 부반송파 간격의 GP와 하향링크 제어 영역 간의 충돌 또는 중첩이 발생하는 것을 볼 수 있다. SS 블록과 DL/UL 제어 영역의 충돌은 가급적 피해야 하는 것이 바람직하므로, SS 버스트 및 SS 버스트 세트 구성의 수정이 요구된다.

[125] 본 발명에서는, 이를 해결하기 위한 SS 버스트 구성의 수정 방향으로는 2가지 실시 예를 제안하고자 한다.

[126] 첫 번째 실시 예는, 도 11에서 보는 바와 같이, SS 버스트 포맷 1과 SS 버스트 포맷 2의 위치를 변경하는 것이다. 즉, 도 10의 네모 상자 안에 있는 SS 버스트 포맷 1과 포맷 2를 교환함으로써, SS 블록과 DL/UL 제어 영역 사이의 충돌이 발생하지 않도록 할 수 있다. 다시 말해, SS 버스트 포맷 1이 60kHz 부반송파 간격의 슬롯에 앞 부분에 위치하고, SS 버스트 포맷 2가 60kHz 부반송파 간격의 슬롯에 뒷 부분에 위치한다.

[127] 상술한 실시 예를 정리하면, 다음과 같이 표현될 수 있다.

- [128] 1) 120 KHz 부반송파 간격(subcarrier spacing)
- [129] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{4, 8, 16, 20, 32, 36, 44, 48\} + 70*n$ 를 가진다. 이 때, 반송파 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=0, 2, 4, 6$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{4, 8, 16, 20, 32, 36, 44, 48\} + 70*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 2, 4, 6$)
- [130] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{2, 6, 18, 22, 30, 34, 46, 50\} + 70*n$ 를 가진다. 이 때, 반송파 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=1, 3, 5, 7$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{2, 6, 18, 22, 30, 34, 46, 50\} + 70*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=1, 3, 5, 7$.)
- [131]
- [132] 2) 240 KHz 부반송파 간격(subcarrier spacing)
- [133] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44, 64, 68, 72, 76, 88, 92, 96, 100\} + 140*n$ 를 가진다. 이 때, 반송파 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=0, 2$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44, 64, 68, 72, 76, 88, 92, 96, 100\} + 140*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 2$)
- [134] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{4, 8, 12, 16, 36, 40, 44, 48, 60, 64, 68, 72, 92, 96, 100, 104\} + 140*n$ 를 가진다. 이 때, 반송파 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=1, 3$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{4, 8, 12, 16, 36, 40, 44, 48, 60, 64, 68, 72, 92, 96, 100, 104\} + 140*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=1, 3$)
- [135]
- [136] 두 번째 실시 예는 도 12에서 보는 것과 같이, SS 버스트 세트 구성을 변경하는 방법이 있다. 즉, SS 버스트 세트는 SS 버스트 세트의 시작 경계와 60kHz 부반송파 간격 슬롯의 시작 경계가 정렬되도록, 즉, 일치하도록 구성될 수 있다.
- [137] 구체적으로, SS 버스트는 1ms 동안 국부적으로 배치되는 SS 블록에 의해 구성된다. 따라서, 1ms 동안, 120kHz 부반송파 간격의 SS 버스트는 16개의 SS 블록을 가지고, 240kHz 부반송파 간격의 SS 버스트는 32개의 SS 블록을 가지게 된다. 이렇게 SS 버스트를 구성하면, SS 버스트 사이에 60kHz의 부반송파 간격 기준, 하나의 슬롯이 갭(gap)으로 할당된다.
- [138] 상술한 두 번째 실시 예를 정리하면 다음과 같다.
- [139]
- [140] 1) 120 KHz 부반송파 간격(subcarrier spacing)
- [141] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{4, 8, 16, 20\} + 28*n$ 를 가진다. 이 때, 반송파 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{4, 8, 16, 20\} + 28*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$)

- [142]
- [143] 2) 240 KHz 부반송과 간격(subcarrier spacing)
- [144] - 후보 SSB들의 첫번째 OFDM 심볼들의 인덱스는 $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44\} + 56*n$ 를 가진다. 이 때, 반송과 주파수가 6GHz보다 큰 경우, $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$ 이다. (the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44\} + 56*n$. For carrier frequencies larger than 6 GHz, $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$.)
- [145]
- [146] **3. 5ms 구간 내에서 실제 전송되는 SS/PBCH 블록을 지시하는 방법** (The indication of actually transmitted SS/PBCH block within 5ms duration)
- [147] 한편, 네트워크 환경에 따라 SS 블록 전송을 위한 후보들의 수는 제한적일 수 있다. 예를 들어, SS 블록이 배치되는 부반송과 간격에 따라 후보들의 개수가 상이할 수 있다. 이러한 경우, 실제로 전송되는 SS 블록의 위치를 CONNECTED / IDLE 모드 UE에게 알려줄 수 있다. 이 때, 실제로 전송되는 SS 블록의 위치를 알려주는 Actual transmitted SS/PBCH block indication은 서빙 셀을 위해서는 자원 활용 목적, 예를 들어, 레이트 매칭의 용도로 사용될 수 있고, 인접 셀을 위해서는 해당 자원과 관련된 측정의 목적으로 사용될 수 있다.
- [148] 서빙 셀과 관련하여, UE가 전송되지 않은 SS 블록에 대해서 정확히 인지할 수 있다면, UE는 전송되지 않은 SS 블록의 후보 자원을 통해 페이징 또는 데이터와 같은 다른 정보를 수신할 수 있음을 인지할 수 있다. 이러한 자원의 유연성을 위하여, 서빙 셀에서 실제로 전송되는 SS 블록은 정확하게 지시될 필요가 있다.
- [149] 즉, SS 블록이 전송되는 자원에서는 페이징 또는 데이터와 같은 다른 정보를 수신할 수 없으므로, 실제로 SS 블록이 전송되지 않는 SS 블록을 통해 다른 데이터 또는 다른 신호를 수신하여 자원 활용의 효율성을 높이기 위하여, UE는 SS 블록이 실제로 전송되지 않는 SS 블록 후보에 대해서 인지할 필요가 있는 것이다.
- [150] 그러므로, 서빙 셀에서 실제로 전송되는 SS 블록을 정확하게 지시하기 위하여, 4, 8, 또는 64비트의 풀 비트맵 정보가 요구된다. 이 때, 비트맵에 포함되는 비트 크기는 각 주파수 범위에서 최대로 전송될 수 있는 SS 블록의 개수에 따라 결정될 수 있다. 예를 들어, 5ms 구간에서 실제로 전송되는 SS 블록을 지시하기 위하여, 3GHz에서 6GHz의 주파수 범위에서는 8비트가 요구되고, 6GHz 이상의 주파수 범위에서는 64비트가 요구된다.
- [151] 서빙 셀에서 실제로 전송되는 SS 블록을 위한 비트들은 RMSI 또는 OSI에서 정의될 수 있고, 상기 RMSI/OSI는 데이터 또는 페이징을 위한 설정 정보를 포함한다. Actual transmitted SS/PBCH block indication은 하향링크 자원을 위한 설정과 연관되므로, RMSI/OSI가 실제로 전송되는 SS 블록 정보를 포함하는 것으로 귀결될 수 있다.
- [152] 한편, 인접 셀 측정의 목적으로 인접 셀의 Actual transmitted SS/PBCH block

indication이 요구될 수 있다. 즉, 인접 셀의 측정을 위해서 인접 셀의 시간 동기 정보를 획득할 필요가 있는데, NR 시스템의 TRP간 비동기 전송을 허용하도록 설계하는 경우, 인접 셀의 시간 동기 정보를 알려 준다고 하더라도 그 정보의 정확성은 상황에 따라 달라질 수 있다. 따라서, 인접 셀의 시간 정보를 알려줄 때는, TRP간 비동기 전송을 가정하면서도 UE에게 유효한 정보로서, 그 시간 정보의 단위가 결정될 필요가 있다.

- [153] 다만, 리스팅 된 셀(listed cell)이 많을 경우, 풀 비트맵 타입의 지시자는 시그널링 오버헤드를 과도하게 증가시킬 우려가 있다. 따라서, 시그널링 오버헤드를 감소시키기 위하여, 다양하게 압축된 형태의 지시자를 고려할 수 있다. 한편, 인접 셀 측정의 목적으로뿐만 아니라, 시그널링 오버헤드를 감소시키기 위하여 서빙 셀이 전송하는 SS 블록을 위한 지시자도 압축된 형태의 지시자를 고려할 수 있다. 다시 말해, 아래에 설명되는 SS 블록 지시자는 인접 셀 및 서빙 셀의 실제 전송되는 SS 블록 지시를 위해 사용될 수 있다. 또한, 상술한 바에 의하면, SS 버스트는 각 부반송파에 따른 하나의 슬롯에 포함된 SS 블록들의 묶음을 의미할 수 있지만, 이하, 후술하는 실시 예에 국한하여, SS 버스트는 슬롯에 관계 없이, 일정 수의 SS 블록들을 그룹핑한 SS 블록 그룹을 의미할 수 있다.
- [154] 도 13을 참조하여, 그 중 하나의 실시 예를 살펴보면, SS 버스트가 8개의 SS 블록으로 구성된다고 가정하면, 64개의 SS 블록이 위치할 수 있는 6GHz 이상의 대역에서 총 8개의 SS 버스트가 존재할 수 있다.
- [155] 여기서, SS 블록을 SS 버스트로 그룹핑하는 것은 64비트의 전체 비트맵을 압축하기 위함이다. 64비트의 비트맵 정보 대신에, 실제로 전송되는 SS 블록을 포함하는 SS 버스트를 지시하는 8비트 정보를 사용할 수 있다. 만약, 8비트 비트맵 정보가 SS 버스트 #0을 지시한다면, SS 버스트 #0 은 실제로 전송되는 SS 블록을 하나 이상 포함할 수 있다.
- [156] 여기에, UE에게 SS 버스트 당 전송되는 SS 블록의 수를 추가적으로 지시하기 위한 추가 정보를 고려할 수 있다. 상기 추가 정보에 의해 지시되는 SS 블록의 수만큼 각 SS 버스트에 국부적으로 SS 블록이 존재할 수 있다.
- [157] 따라서, 추가 정보에 의해 지시되는 SS 버스트 당 실제로 전송되는 SS 블록의 수 및 상기 실제로 전송되는 SS 블록을 포함하는 SS 버스트를 지시하기 위한 비트맵을 조합하여, UE는 실제로 전송되는 SS 블록을 추정할 수 있다.
- [158] 예를 들어, 아래의 표 1와 같이 지시되는 것을 가정해 볼 수 있다.
- [159]

[160] [표1]

8 bit bitmap(SS/ PBCH burst unit)	The number of actually transmitted SS/PBCH block per SS/PBCH burst unit	Full bitmap
1 1 0 0 0 0 0 1	4	(11110000) (11110000) (00000000) (00000000) (00000000) (00000000) (00000000) (11110000)

- [161] 즉, [표 1]에 따르면, 8비트 비트맵을 통해 SS 버스트 #0, #1, #7에 SS 블록이 포함되어 있음을 알 수 있고, 추가 정보를 통해 각 SS 버스트에 4개의 SS 블록이 포함됨을 알 수 있으므로, 결국, SS 버스트 #0, #1, #7 앞에 4개의 후보 위치를 통해 SS 블록이 전송됨을 추정할 수 있다.
- [162] 한편, 상술한 예와 달리, 추가 정보 또한 비트맵 형식으로 전달함으로써, SS 블록이 전송되는 위치의 유연성을 가지도록 할 수 있다.
- [163] 예를 들어, SS 버스트 전송과 관련된 정보는 비트맵으로 지시하고, SS 버스트 내에 전송되는 SS 블록을 그 외의 비트로 지시하는 방법이 있을 수 있다.
- [164] 즉, 전체 64개의 SS 블록을 각각 8개의 SS 버스트 (즉, SS 블록 그룹)으로 구분하고, 8비트 비트맵 전송으로 어느 SS 버스트가 사용되는지를 단말에게 알려 준다. 도 13과 같이 SS 버스트를 정의하면, 부반송파 간격이 60kHz인 슬롯과 멀티플렉싱을 하는 경우에 SS 버스트와 60kHz의 부반송파를 가지는 슬롯의 경계가 정렬되는 장점이 있다. 따라서, 비트맵으로 SS 버스트의 사용 여부를 지시해주면, 6Ghz 이상 주파수 대역에서는 모든 부반송파 간격에 대해서 슬롯 단위로 SS 블록의 전송 여부를 단말이 인지할 수 있다.
- [165] 여기서, 상술한 예시와 다른 점은 추가 정보를 비트맵 방식으로 알려주는 것이다. 이 경우, 각각의 SS 버스트에 포함된 8개의 SS 블록에 대해 비트맵 정보를 전송해야 하기 때문에, 8비트가 필요하고, 해당 추가 정보는 모든 SS 버스트에 공통적으로 적용된다. 예를 들어, SS 버스트에 대한 비트맵 정보를 통해 SS 버스트 #0과 SS 버스트 #1이 사용됨을 지시되었고, SS 블록에 대한 추가 비트맵 정보를 통해 SS 버스트 내에서 첫 번째와 다섯 번째 SS 블록이 전송되는 것으로 지시된다면, SS 버스트 #0과 SS 버스트 #1 모두 첫 번째와 다섯 번째 SS 블록이 전송되어, 실제로 전송되는 SS 블록의 총 개수는 4개가 되는 것이다.
- [166] 한편, 몇몇의 인접 셀은 셀 리스트에 포함되어 있지 않을 수도 있는데, 셀 리스트에 포함되지 않은 인접 셀은 실제로 전송되는 SS 블록을 위한 기본 포맷 (default format)을 사용한다. 이러한 기본 포맷을 사용함으로써, UE는 리스트에 포함되지 않은 인접 셀에 대한 측정을 수행할 수 있다. 이 때, 상술한 기본 포맷은 기 정의되거나, 네트워크에 의해 설정될 수 있다.

- [167] 한편, 서빙 셀에서 전송되는 실제로 전송되는 SS 블록에 대한 정보와, 인접 셀에서 전송되는 실제로 전송되는 SS 블록에 대한 정보가 상충되는 경우, 단말은 서빙 셀에서 전송되는 SS 블록 정보를 우선하여, 실제로 전송되는 SS 블록에 대한 정보를 획득할 수 있다.
- [168] 즉, 실제로 전송되는 SS 블록들에 대한 정보가 폴 비트맵 형태와, 그룹핑 형태로 수신된 경우, 폴 비트맵 형태의 정보의 정확성이 높을 가능성이 크므로, 폴 비트맵 형태의 정보를 우선하여, SS 블록 수신에 이용할 수 있다.
- [169]
- [170] **4. System Frame Number, Half frame boundary**
- [171] SFN 정보 하위 N-bits는 PBCH 페이로드로 전달되고, 상위 M-bit은 PBCH 스크램블링 시퀀스로 전달된다. 한편, SFN 정보의 상위 M-bits 중 최상위 1-bit은 PBCH DMRS, NR-SSS 혹은 SS block의 시간/주파수 위치의 변화로 전달될 수 있다. 이에 더하여, Half radio frame (5ms) 경계에 대한 정보는 PBCH DMRS 혹은 NR-SSS 혹은 SS block의 시간/주파수 위치의 변화로 전달될 수 있다.
- [172] 여기서, '상위 bit'과 '최상위 bit'는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 경우에서의, 왼쪽 비트를 의미한다. 이는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 배열에서, 정수의 짝수인지 홀수인지를 결정하는 단위 값이 되는 비트인 LSB (Least Significant Bit, 최하위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.
- [173] 또한, '하위 bit'과 '최하위 bit'는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 경우에서의, 오른쪽 비트를 의미한다. 이는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 배열에서, MSB (Most Significant Bit, 최상위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.
- [174]
- [175] 실시 예 1-1
- [176] 특정 SS 블록에 포함된 NR-PBCH에서 전달하는 콘텐츠가 80ms 마다 변경된다고 할 때, NB-PBCH 콘텐츠에는 80ms 내에서 변경되지 않는 정보를 포함한다. 예를 들어, PBCH TTI (80ms) 범위에서 PBCH 콘텐츠에 포함되는 SFN 정보는 모두 동일하며, 이를 위해서 10bit SFN 정보 중 PBCH 콘텐츠에는 하위 7-bits 정보가 포함되며, frame boundary (10ms)을 구분하는 상위 3bit 정보는 PBCH 스크램블링 시퀀스 등에 포함될 수 있다.
- [177]
- [178] 실시 예 1-2
- [179] 특정 SS 블록에 포함된 NR-PBCH에서 전달하는 콘텐츠가 80ms 마다 변경된다고 할 때, NB-PBCH 콘텐츠에는 80ms 내에서 변경되지 않는 정보를 포함한다. 예를 들어, PBCH TTI (80ms) 범위에서 PBCH 콘텐츠에 포함되는 SFN 정보는 모두 동일하며, 이를 위해서 10bit SFN 정보 중 PBCH 콘텐츠에는 하위 7 bits 정보가 포함되며, frame boundary (10ms)을 구분하는 상위 3bit 정보 중 하위

2bits 정보는 PBCH 스크램블링 시퀀스에 포함되며, 최상위 1bit 정보는 PBCH 콘텐츠, CRC, 스크램블링 시퀀스 등, PBCH 채널 코딩과는 구별되는 다른 신호 또는 채널을 사용하여 전송한다. 예를 들어, PBCH 채널 코딩과 관련된 부분과는 구분되는 다른 신호로는 상기 PBCH DMRS가 사용될 수 있으며, DMRS 시퀀스, DMRS RE 위치, DMRS 시퀀스 to RE 맵핑 변경, SS 블록 내 심볼 위치 변경, SS 블록의 주파수 위치 변경 등을 정보로 사용할 수 있다.

- [180] 구체적으로, DMRS 시퀀스가 사용되는 경우, DMRS 전송되는 두 OFDM 심볼의 위상 차이, 예를 들어, Orthogonal code cover를 이용하는 방법을 고려할 수 있다. 또한, DMRS 시퀀스가 사용되는 경우, 초기 값을 변경하는 방법을 고려할 수 있다. 구체적으로는, Gold 시퀀스에 사용되는 2개의 m-sequence 중 하나의 m-sequence의 초기값은 고정하고 다른 하나의 m-sequence의 초기값을 cell-ID 및 다른 정보를 사용하여 변경하였다면, 고정된 초기값을 사용한 m-sequence에 전송하고자 하는 정보를 사용하여 초기 값을 변경하는 방법을 도입할 수 있다.
- [181] 좀 더 구체적으로, 10ms 경계 정보를 나타내는 1bit에 따라서 기존의 고정된 초기값 (예, [1 0 0 켤 0])에 추가로 다른 초기값 (예 [0 1 0 켤 0])을 도입해서 20ms 범위에서 두 가지 초기 값을 10ms 단위로 변경하는 것을 고려할 수 있다. 다른 방법으로는 하나의 m-sequence는 고정된 초기값을 그대로 사용하고 다른 하나의 m-sequence의 초기값에 전송하고자 하는 정보를 추가하는 방법을 생각할 수 있다.
- [182] 또한, DMRS RE 위치를 사용하는 경우, 정보에 따라서 DMRS의 주파수 축 위치를 변경하는, V-shift 방법을 적용해 볼 수 있다. 구체적으로, 20ms 범위에서 0ms와 10ms 전송 시 RE 위치를 다르게 배치하는데, DMRS가 4 RE 마다 배치된다고 할 때 2RE 단위로 shift하는 방안을 도입할 수 있다.
- [183] 또한, PBCH DMRS 시퀀스가 RE에 맵핑되는 방식을 변경하는 방법을 적용할 수 있다. 구체적으로 0ms의 경우 첫 번째 RE 부터 시퀀스를 맵핑하고, 10ms의 경우 시퀀스를 다른 맵핑 방법을 적용하는데, 예를 들어, 첫 번째 RE에 시퀀스를 반대로 맵핑하거나, 첫 번째 OFDM 심볼의 중간 RE부터 맵핑하거나, 두 번째 OFDM 심볼의 첫 번째 RE 부터 맵핑 하는 등이 방법을 적용할 수 있다. 또한, SS 블록 내에서 PSS-PBCH-SSS-PBCH 등의 순서 배치를 다른 배치로 변경하는 방안도 생각해 볼 수 있다. 예를 들어, 기본적으로, PBCH-PSS-SSS-PBCH 등으로 배치하되, 0ms와 10ms에서 서로 다른 배치 방법을 적용한다. 또한, SS 블록 내에서 PBCH 데이터가 맵핑되는 RE 위치를 변경하는 방법을 적용해 볼 수 있다.
- [184]
- [185] 실시 예 1-3
- [186] Half frame 경계를 지시하는 1bit 정보는 PBCH 콘텐츠, CRC, 스크램블링 시퀀스 등 PBCH 채널 코딩과 관련된 부분과는 구분되는 다른 신호 또는 채널 등을 사용하여 전송할 수 있다. 예를 들어, PBCH 채널 코딩과는 구별되는 다른 신호로는 실시 예 1-2와 동일하게 상기 PBCH DMRS가 사용될 수 있으며,

DMRS 시퀀스, DMRS RE 위치, DMRS 시퀀스 to RE 맵핑 변경, SS 블록 내 심볼 위치 변경, SS 블록의 주파수 위치 변경 등을 정보로 사용할 수 있다. 특히, 이는, 10ms 범위에서 0ms와 5ms 경계로 변경될 때 적용할 수 있다.

- [187] 추가로, Half frame 경계 정보 및 SFN 최상위 1bit 정보를 포함한 20ms 범위에서 5ms 단위의 시간 변경 정보를 위해서, 실시 예 1-2에서 제시한 방법과 같이, DMRS 시퀀스, DMRS RE 위치, DMRS 시퀀스 to RE 맵핑 변경, SS 블록 내 심볼 위치 변경, SS 블록의 주파수 위치 변경 등을 정보로 사용할 수 있다. 이는, 20ms 범위에서 0, 5, 10, 15ms의 경계에서 시간 정보가 변경될 때 적용할 수 있다.

[188]

[189] 실시 예 1-4

- [190] 한편 실시 예 1-4에서, '상위 bit'과 '최상위 bit'는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 경우에서의, 왼쪽 비트를 의미한다. 이는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 배열에서, 정수의 짝수인지 홀수인지를 결정하는 단위 값이 되는 비트인 LSB (Least Significant Bit, 최하위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.

- [191] 또한, '하위 bit'과 '최하위 bit'는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 오른쪽에 위치시키는 경우에서의, 오른쪽 비트를 의미한다. 이는 정보 비트열에서 가장 높은 자리의 수를 가장 왼쪽에 위치시키는 배열에서, MSB (Most Significant Bit, 최상위 비트)와 같은 의미로 해석될 수 있다.

- [192] 하나의 PBCH가 총 N REs로 구성될 때 PBCH 데이터 전송을 위해서 $M(<N)$ REs가 할당되며, QPSK 변조가 사용된다면, 스크램블링 시퀀스의 길이는 $2*M$ 이 된다. 총 L 가지의 서로 다른 $2*M$ 길이의 스크램블링 시퀀스를 만드는 방법은, 총 $L*2*M$ 길이의 긴 시퀀스를 생성하여 $2*M$ 단위로 구분하여 L 개의 시퀀스를 생성한다. 스크램블링 시퀀스로는 PN 시퀀스가 사용될 수 있으며, Gold sequence 및 M sequence 등이 사용될 수 있다. 구체적으로 길이 31의 Gold sequence가 사용될 수 있다. PN 시퀀스를 초기화 하는 값으로는 최소한 셀 ID가 사용되며, PBCH DMRS로부터 획득한 SS 블록 인덱스가 추가로 사용될 수 있다. SS 블록 인덱스로부터 슬롯 넘버 및 OFDM 심볼이 유추되는 경우, 슬롯 넘버/OFDM 심볼 넘버가 사용될 수 있다. 또한 추가로 Half radio frame boundary 정보를 초기화 값으로 사용할 수도 있다. 또한 추가로 SFN 정보 중 일부 bit를 콘텐츠나 스크램블링 시퀀스등, 채널 코딩과는 구별되는 신호 또는 채널로 획득할 수 있는 경우, 해당 SFN 정보는 스크램블링 시퀀스의 초기화 값으로 사용할 수 있다.

- [193] 스크램블링 시퀀스의 길이는 SFN 정보 중, 스크램블링 시퀀스를 통해 전달되는 비트의 길이에 따라 결정된다. 예를 들어, SFN 정보 중 3bit의 정보가 스크램블링 시퀀스를 통해 전달되는 경우 8가지의 상태가 표현되어야 하는데, 이를 위해서는 총 $8*2*M$ 길이의 시퀀스가 요구된다. 이와 유사하게, 2bit 정보가 전달되는 경우에는 총 $2*2*M$ 길이의 시퀀스가 요구된다.

- [194] PBCH 콘텐츠와 CRC를 포함한 bit열은 Polar code를 사용하여 인코딩되어 길이

512의 부호화된 비트들이 생성된다. 부호화된 비트는 스크램블링 시퀀스의 길이보다 짧은데, 길이 512의 부호화된 비트를 여러 번 반복하여 스크램블링 시퀀스 길이와 같은 길이의 bit열로 만든다. 이후에, 반복된 부호화된 비트를 스크램블링 시퀀스와 곱하고, QPSK 변조를 수행한다. 변조된 심볼은 길이 M 단위로 분할하여 PBCH RE에 맵핑한다.

- [195] 예를 들어, 도 14를 참조하여 설명하면, SFN 정보 중 3bit의 정보가 스크램블링 시퀀스를 통해 전달되는 경우 10ms 마다 스크램블링 시퀀스를 변경하기 위해서, 길이 M 단위의 변조된 심볼 시퀀스를 10ms 단위로 전송한다. 이 때, 10ms 단위로 전송되는 각각의 변조된 심볼은 서로 상이하다. SS 버스트 집합의 주기가 5ms인 경우는, 10ms 범위에 포함된 두 번의 5ms 전송 주기 동안에는 동일한 변조된 심볼 시퀀스를 전송한다. 단말이 Half radio frame (5ms) 경계 정보를 획득할 수 있는 경우에는, 10ms 범위에서 두 번 전송된 PBCH의 정보를 결합할 수 있으며, 80ms 범위에서 10ms 단위로 전송되는 8가지 스크램블링 시퀀스를 알아내기 위해서 총 8번의 블라인드 디코딩을 수행한다. 이 때, 단말은 PBCH가 아닌 다른 채널의 디코딩을 수행하여 Half frame 경계 1bit 정보 (예, C0)를 획득한다. 그리고 단말은 PBCH 블라인드 디코딩을 수행하여 SFN의 상위 N-bit 정보를 획득하고 (예, S0, S1, S2), PBCH 콘텐츠로부터 나머지 (10-N) bit에 해당하는 SFN 정보 (예, S3 ~S9)를 획득하여, 총 10bit의 SFN 정보를 구성할 수 있다.
- [196]
- [197] 또 다른 예로서, SFN 정보 중 3bit 정보가 스크램블링 시퀀스를 통해 전달되고, Half frame 경계 정보가 PBCH 콘텐츠에 포함되는 경우, 10ms 전송 주기에서는 동일한 콘텐츠가 포함되지만 5ms 오프셋이 있는 PBCH 콘텐츠는 half frame 경계 정보 1bit가 다르기 때문에 5ms 마다 다른 콘텐츠가 전송될 수 있다. 즉, half frame 경계 정보 1bit에 의해 2가지 콘텐츠가 구성되며, 기지국은 2가지 콘텐츠를 각각 인코딩하고 각각에 대하여 bit 반복, 스크램블링, 변조 등을 수행한다.
- [198] 단말이 5ms 경계 정보를 획득하지 못한 경우, 5ms 마다 전송된 신호의 결합을 수행하기는 어렵고, 대신 10ms 마다 수행한 8번의 블라인드 디코딩을 5ms 오프셋에서도 동일하게 수행한다. 즉, 단말은 최소 8번의 블라인드 디코딩을 수행하여, SFN의 상위 N-bits 정보를 획득하고 (예, S0, S1, S2), PBCH 콘텐츠로부터 나머지 10-N bits에 해당하는 SFN 정보 (예, S3~S9) 뿐만 아니라 Half radio frame 경계 1bit 정보 (예, C0)를 획득한다. 다시 말해, 획득한 bit 정보를 구성하여 5ms 단위의 시간 정보를 획득할 수 있게 된다.
- [199] 이와 유사하게, SFN 정보 중 2bit의 정보가 스크램블링 시퀀스를 통해 전달되는 경우, 20ms 마다 스크램블링 시퀀스가 변경되며, 20ms 범위에 포함된 네 번의 5ms 전송 주기 동안에는 동일한 변조된 심볼 시퀀스를 전송한다. 단말이 Half frame 경계 정보 및 SFN의 최상위 1bit 정보를 획득할 수 있는 경우, 20ms 범위에서 수신한 4 번의 PBCH를 결합할 수 있으며, 20ms 마다 4번의 블라인드 디코딩을 수행한다. 이 때, 단말의 수신 복잡도는 Half frame 경계 정보 및 SFN

최상위 bit 정보를 획득으로 인해 증가될 수 있지만, PBCH 블라인드 디코딩의 복잡도를 낮출 수 있고, PBCH 결합을 최대 16번 수행할 수 있기 때문에 검출 성능의 향상을 기대할 수 있다. 이 때, 단말은 PBCH가 아닌 다른 채널의 디코딩을 수행하여 Half frame 경계 1bit 정보 (예, C0) 및 SFN의 최상위 1bit 정보 (예, S0)를 획득한다.

- [200] 단말은 PBCH 블라인드 디코딩을 수행하여 SFN의 최상위 1bit이후의 상위 (N-1)-bit 정보를 획득하고 (예, S1, S2), PBCH 컨텐츠로부터 나머지 10-N bit에 해당하는 SFN 정보 (예, S3 ~S9)를 획득한다. 이로부터 Half radio frame 경계 정보 (예, C0) 및 총 10bit의 SFN 정보 (S0 ~ S9)를 구성할 수 있게 되며, 이렇게 획득한 시간 정보는 5ms 단위를 제공한다. 이 때, 5ms 범위에서 다수의 SS 블록이 전송될 수 있는데, 5ms 범위에서의 SS블록 위치는 PBCH DMRS 및 PBCH 컨텐츠로부터 획득할 수 있다.
- [201] 한편으로, SFN 정보 중 2 비트 (예, S1, S2)의 정보가 스크램블링 시퀀스(scrambling sequence)를 통해 전달되고, SFN정보 중 최상위 1 비트 (예, S0)의 정보와 Half frame boundary 1bit (예, C0)는 PBCH 컨텐츠로부터 전달되게 되는 경우, 20ms 범위에서 5ms 마다 PBCH 컨텐츠의 내용이 변경됨으로써 (예, S0, C0) 4가지의 정보 비트 집합(information bit set)이 생성되며, 각 정보 비트 집합(information bit set)은 각 정보 비트 집합 별로 채널 코딩과정을 수행하게 된다.
- [202]
- [203] 또 다른 예로, SFN 정보 10bit와 Half frame 경계(boundary) 정보 1bit를 PBCH 컨텐츠에 포함시킬 수 있다. 이와 같은 경우, SFN 상위 3bit (예, S0, S1, S2) 및 Half frame 1 bit (예, C0)을 제외한 PBCH 컨텐츠는 PBCH TTI (예, 80ms) 동안은 변경되지 않는다. 다만, SFN 상위 3bit (예, S0, S1, S2) 및 Half frame 1bit (예, C0) 정보는 5ms 단위로 변경된다. 이에 따라서, PBCH TTI (예, 80ms) 구간에서는 16가지의 PBCH 정보 비트 집합(information bit set)들이 생성될 수 있다.
- [204] 또한, PBCH 페이로드(payload)에 포함된 정보 비트(information bit)에서 SFN 정보의 일부 비트 (예, S1, S2)를 제외한 정보 비트 및 CRC에 스크램블링 시퀀스(Scrambling sequence)가 적용된다. 이 때, 상기 스크램블링 시퀀스(Scrambling sequence)로는 골드 시퀀스와 같은 PN 시퀀스가 사용될 수 있다. 또한, 스크램블링 시퀀스는 셀 ID에 의해서 초기화 될 수 있다.
- [205] 한편, 스크램블링되는 비트 수를 M이라고 할 때, M*N 길이의 시퀀스를 생성하고, 시퀀스의 요소(element)가 겹치지 않도록 길이가 M인 시퀀스를 N개로 분할하며, SFN 정보 중 일부 비트 (예, S1, S2)가 변경되는 순서에 따라, 아래의 예시와 같이, 길이 M의 시퀀스를 N개의 시퀀스 각각에 대한 스크램블링 시퀀스로 사용한다.
- [206] (예시)
- [207] - (S2,S1)=(0,0) 일 때, 0~M-1의 시퀀스 열을 스크램블링 시퀀스로 사용

- [208] - $(S_2, S_1) = (0, 1)$ 일 때, $M \sim 2M-1$ 의 시퀀스 열을 스크램블링 시퀀스로 사용
- [209] - $(S_2, S_1) = (1, 0)$ 일 때, $2M \sim 3M-1$ 의 시퀀스 열을 스크램블링 시퀀스로 사용
- [210] - $(S_2, S_1) = (1, 1)$ 일 때, $3M \sim 4M-1$ 의 시퀀스 열을 스크램블링 시퀀스로 사용
- [211]
- [212] 상술한 바에 따르면, PBCH TTI (예, 80ms) 구간에서 생성되는 16가지의 PBCH 정보 비트 집합 (information bit set) 중, 20ms 범위에서 전송되는 4가지 PBCH 정보 비트 집합 (information bit set)에는 동일한 스크램블링 시퀀스 (scrambling sequence)가 사용되고, 다음 20ms 범위에서 전송되는 4가지 PBCH 정보 비트 집합 (information bit set)에는 이전 20ms 범위에서 전송되는 4가지 PBCH 정보 비트에서 사용된 스크램블링 시퀀스와는 다른 스크램블링 시퀀스 (scrambling sequence)가 사용된다.
- [213] 이후, 상술한 것과 같이, 스크램블링 시퀀스를 사용하여 스크램블링이 수행된 상기 16개의 PBCH 정보 비트 집합 (information bit set)들 각각에 채널 코딩 (channel coding)이 수행되며, 채널 코딩에 의해 부호화된 비트 (encoded bit)에 두 번째 스크램블링 시퀀스가 적용한다. 즉, 16개의 PBCH 정보 비트 집합들에 상술한 것과 같은 방식으로 첫 번째 스크램블링 시퀀스를 적용하여 스크램블링을 수행한 후, 채널 코딩이 수행되며, 이에 따라, 획득된 부호화된 비트에 두 번째 스크램블링 시퀀스를 적용하는 것이다. 이 때, 두 번째 스크램블링 시퀀스로는 골드 시퀀스와 같은 PN 시퀀스가 사용되며, 두 번째 스크램블링 시퀀스는 셀 ID 및 PBCH DMRS로 전달되는 SS 블록 인덱스 3bit에 의해서 초기화 될 수 있다.
- [214] 특정 SS 블록 인덱스와 연관되어 전송되는 PBCH 콘텐츠의 부호화된 비트 (encoded bit)에는 전송 시점에 따라 동일한 스크램블링 시퀀스 (scrambling sequence)가 사용될 수 있다.
- [215] 반면, Half frame 경계 정보에 따라 5ms 단위로 변경된 스크램블링 시퀀스를 적용할 수도 있다. 예를 들어, 스크램블링되는 부호화된 비트의 수를 K 라고 할 때 $2 \times K$ 길이의 시퀀스를 생성하고, 시퀀스의 요소가 겹치지 않도록 각각 길이가 K 인 2개의 시퀀스로 분할하여, 각각의 Half frame 경계 정보에 적용한다. 상술한 방법에 따르면, 10ms 구간에서 전송되는 PBCH를 soft combining할 때, 간섭 (interference)을 무작위 (randomization)로 분산시킴으로써, 성능을 개선할 수 있다.
- [216] 한편, 두 번째 스크램블링 시퀀스의 후보 시퀀스에 대한 정보가 없는 경우, UE는 후보 시퀀스로 가능한 스크램블링 시퀀스 (scrambling sequence)가 전송되었다고 가정하고 여러 번의 디코딩을 수행할 수 있다.
- [217] 한편, Half frame 경계 정보 1bit는 PBCH 콘텐츠, CRC, 스크램블링 시퀀스 등, PBCH 채널 코딩과 관련된 부분과는 상이한 신호 및/또는 채널 등을 사용하여 전송될 수 있다.
- [218] 예를 들어, PBCH DMRS를 활용하여 상기 Half Frame 경계 정보 1bit를 전송할

수 있으며, DMRS 시퀀스, DMRS RE 위치(position), DMRS 시퀀스를 RE에 맵핑하는 방법 혹은 순서의 변경, SS 블록 내의 PSS/SSS/PBCH의 심볼 위치 변경, SS 블록의 주파수 위치 변경, SS 혹은 PBCH OFDM 심볼의 극성 반전 등을 활용하여 Half Frame 경계 정보 1bit를 전송할 수 있다. 이에 대한 상세한 내용은 후술하기로 한다.

- [219] PBCH 디코딩을 수행하기에 앞서 UE가 Half frame 경계 정보를 획득하는 경우, UE는 획득된 Half frame 경계 정보에 대응하는 스크램블링 시퀀스를 사용하여 디-스크램블링(de-scrambling)을 수행할 수 있다.

[220]

[221] **5. SS 블록 시간 인덱스**

- [222] 이제, SS 블록 시간 인덱스를 지시하는 방법에 대해서 살펴보도록 한다.

- [223] SS 블록 시간 인덱스 중 일부는 PBCH DMRS의 시퀀스로 전달되고, 나머지 인덱스는 PBCH 페이로드로 전달된다. 이 때, PBCH DMRS 시퀀스로 전달되는 SS 블록 시간 인덱스는 N-bits의 정보이고, PBCH 페이로드로 전달되는 SS 블록 시간 인덱스는 M-bits의 정보이다. 주파수 범위의 최대 SS 블록의 수를 L-bits 이라고 할 때, L-bit은 M-bit과 N-bits의 합이 된다. 5ms 범위에서 전달될 수 있는 총 $H(=2^L)$ 상태를 그룹 A, PBCH DMRS 시퀀스로 전달되는 N-bits가 표현할 수 있는 $J(=2^N)$ 상태를 그룹 B, PBCH 페이로드로 전달되는 M-bits가 표현할 수 있는 $I(=2^M)$ 상태를 그룹 C라고 할 때, 그룹 A의 상태의 수 H는 그룹 B의 상태 수 J와 그룹 C의 상태 수 C의 곱으로 표현할 수 있다. 이 때, 그룹 B 혹은 그룹 C 중 하나의 그룹에 속한 상태는 0.5ms 범위 안에서는 최대 P (이 때, P는 1 또는 2)개를 표현할 수 있다. 한편, 본 발명에서 명명한 그룹은 설명의 편의를 위해 사용하였으며, 다양한 형태로 표현될 수 있다.

[224]

- [225] 한편, PBCH DMRS 시퀀스로 전달되는 상태의 수는, 3GHz 이하의 주파수 범위에서는 4개, 3GHz에서 6GHz까지의 주파수 범위에서는 8개, 6GHz 이상의 주파수 범위에서는 8개가 될 수 있다. 6GHz 이하 대역에서 15kHz 및 30kHz 부반송파 간격이 사용되는데, 이 때, 15kHz 부반송파 간격이 사용되면 0.5ms 범위 안에서 최대 1개의 상태가 포함되며, 30kHz 부반송파 간격이 사용되면 0.5ms 범위 안에서 최대 2개의 상태가 포함된다. 6GHz 이상 대역에서 120kHz 및 240kHz 부반송파 간격이 사용되는데, 이 때 120kHz 부반송파 간격이 사용되면 0.5ms 범위 안에서 최대 1개의 상태가 포함되며, 240kHz 부반송파 간격이 사용되면 0.5ms 범위 안에서 최대 2개의 상태가 포함된다.

- [226] 도 15(a), (b)는 각각 15kHz/30kHz 부반송파 간격을 사용하는 경우와 120kHz/240kHz 부반송파 간격을 사용하는 경우, 0.5ms 범위에 포함되는 SS 블록을 나타낸다. 도 15에서 보는 바와 같이, 15kHz 부반송파 간격의 경우, 0.5ms 범위에는 1개, 30kHz 부반송파 간격의 경우 2개, 120kHz 부반송파 간격의 경우 8개, 240kHz 부반송파 간격의 경우 16개의 SS 블록이 포함된다.

- [227] 15kHz 및 30kHz 부반송파 간격의 경우, 0.5ms내에 포함되는 SS 블록의 인덱스는 PBCH DMRS 시퀀스에 전송되는 인덱스와 1대 1로 맵핑될 수 있다. PBCH 페이로드에는 SS 블록 인덱스를 지시하기 위한 지시자 비트가 포함될 수 있는데, 6GHz 이하 대역에서는 SS 블록 인덱스를 위한 비트로 해석되지 않고, 다른 목적의 정보로 해석될 수 있다. 예를 들어, 커버리지 확장 목적으로 사용될 수 있으며, SS 블록과 연관된 신호 또는 자원의 반복 횟수를 전달하는 목적으로 사용될 수 있다.
- [228] PBCH DMRS 시퀀스는 셀 ID와 SS 블록 인덱스로 초기화될 때, 15kHz 및 30kHz 부반송파의 경우, 5ms 범위에서 전송되는 SS 블록 인덱스를 시퀀스의 초기 값으로 사용할 수 있다. 여기서, SS 블록 인덱스는 SSBID와 동일한 의미일 수 있다.
- [229]
- [230] 실시 예 2-1
- [231] 부반송파 간격이 120kHz의 경우, 0.5ms내에 포함되는 SS 블록의 인덱스는 8개인데, 0.5ms 범위에서 PBCH DMRS 시퀀스가 동일하며 PBCH 페이로드는 SS 블록 인덱스에 따라 변경될 수 있다. 다만, 제 1 SS 블록 그룹이 전송되는 0.5ms 구간에서의 PBCH DMRS 시퀀스는, 제 1 SS 블록 그룹 이전에 전송되는 제 2 SS 블록 그룹의 0.5ms 구간에서 사용한 시퀀스와는 구분되는, 즉, 상이한 시퀀스를 사용한다. 또한, 상기 상이한 0.5ms 구간에서 전송되는 SS 블록을 구분하기 위해, SS 블록 그룹을 위한 SS 블록 인덱스는 PBCH 페이로드로 전달된다.
- [232] 240kHz의 경우, 0.5ms내에 포함되는 SS 블록의 인덱스는 16개인데, 0.5ms 범위에서 PBCH DMRS 시퀀스는 2개일 수 있다. 즉, SS 블록 중, 전반부 0.5ms 내의 8개의 SS 블록과 후반부 0.5ms 내의 8개의 SS 블록에 사용되는 PBCH DMRS 시퀀스는 서로 상이할 수 있다. 전반부 및 후반부의 SS 블록들에 포함되는 PBCH 페이로드에서 SS 블록 인덱스를 전달한다.
- [233] 이와 같이 일정 시간 구간 동안 PBCH DMRS 시퀀스가 일정하게 유지되는 방안을 적용하는 경우, 단말이 인접 셀의 시간 정보를 확보하기 위하여 인접 셀 신호 검출을 시도할 때에 검출 복잡도가 낮고 검출 성능이 좋은 PBCH DMRS 시퀀스 기반의 시간 정보 전달 방법을 적용함으로써, 0.5ms 혹은 0.25ms 정도의 정확성을 가지는 시간 정보를 획득할 수 있는 장점을 제공한다. 이는 주파수 범위에 관계 없이 0.25ms 혹은 0.5ms 정도의 시간 정확성을 제공하는 장점이 있다.
- [234]
- [235] 실시 예 2-2
- [236] 120kHz의 부반송파 간격의 경우, 0.5ms내에 포함되는 SS 블록의 인덱스는 8개인데, 0.5ms 범위에서 PBCH 페이로드에 포함되는 SS 블록 인덱스는 동일하며 PBCH DMRS 시퀀스는 SS 블록 인덱스에 따라 변경될 수 있다. 다만, 제 1 SS 블록 그룹이 전송되는 0.5ms 구간에서의 PBCH 페이로드를 통해

전달되는 SS 블록 인덱스는 제 1 SS 블록 그룹이 전송되기 이전에 전송되는 제 2 SS 블록 그룹의 0.5ms 구간에서의 인덱스와 구분되는, 즉, 상이한 시퀀스를 사용한다.

- [237] 240kHz의 부반송파 간격의 경우, 0.5ms내에 포함되는 SS 블록의 인덱스는 16개인데, 0.5ms 범위에서 PBCH 페이로드로 전달되는 SS 블록 인덱스는 2가지가 될 수 있다. 즉, SS 블록 중 전반부 0.5ms 구간에서의 8개의 SS 블록에서 전송되는 PBCH 페이로드에 포함되는 SS 블록 인덱스는 동일하며, 후반부 0.5ms 구간에서의 8개의 SS 블록 인덱스는 전반부의 SS 블록 인덱스와 구분되는, 즉, 상이한 인덱스이다. 이 때, 전반부 및 후반부 각각에 포함되는 PBCH DMRS는 SS 블록 인덱스에 따라 구분되는 시퀀스가 사용된다.
- [238] 120kHz 및 240kHz 부반송파 간격의 경우, SS 블록 인덱스는 2가지 경로로부터 획득한 인덱스를 조합하여 표현된다. 상기 설명한 실시 예 2-1과 실시 예 2-2의 경우, 각각 아래의 [수학식 1] 및 [수학식 2]에 의해 표현될 수 있다.
- [239] [수학식 1]
- [240] $SS\text{-}PBCH\text{ block index} = SSBID * P + SSBGID$
- [241] $SSBID = \text{Floor}(SS\text{-}PBCH\text{ block index} / P)$
- [242] $SSBGID = \text{Mod}(SS\text{-}PBCH\text{ block index}, P)$
- [243]
- [244] [수학식 2]
- [245] $SS\text{-}PBCH\text{ block index} = SSBID * P + SSBGID$
- [246] $SSBID = \text{Mod}(SS\text{-}PBCH\text{ block index}, P)$
- [247] $SSBGID = \text{Floor}(SS\text{-}PBCH\text{ block index} / P)$
- [248] 여기서, P는 $2^{(PBCH\text{ DMRS로 전달되는 bit 수})}$ 로 표현될 수 있다.
- [249]
- [250] 상술한 설명에서, 설명의 편의를 위해 특정한 개수(예를 들면, 4 또는 8)를 사용하여 설명하였는데, 이는 설명의 편의를 위한 것이며, 상술한 특정 값으로 한정하지 않는다. 예를 들어, PBCH DMRS 전달되는 정보 bit의 수에 따라 상기 설명의 값이 결정될 수 있고, PBCH DMRS로 2bit의 정보가 전달된다면 SS 블록 그룹은 4개의 SS 블록으로 구성될 수 있으며 15kHz/30kHz 부반송파 간격의 경우에도 120kHz/240kHz 부반송파 간격의 경우에서 설명한 SS 블록 시간 인덱스 전달 방식이 적용될 수 있다.
- [251]
- [252] 다시 도 14를 참조하여, "**4. System Frame Number, Half frame boundary**" 및 "**5. SS 블록 시간 인덱스**"에서 설명한 시간 정보의 비트 구성과 해당 정보의 전달 경로의 예를 정리하면 다음과 같다.
- [253] - SFN 10bit 중 7bit과 SS 블록 그룹 인덱스 3bit은 PBCH 콘텐츠로 전달
- [254] - 20ms 경계 정보 2bit (S2,S1)는 PBCH 스크램블링으로 전달
- [255] - 5ms 경계 정보 1bit (C0)와 10ms 경계 정보 1bit (S0)는 DMRS RE 위치 시프트,

PBCH가 포함된 OFDM 심볼의 DMRS간 위상 차이, DMRS 시퀀스를 RE에 맵핑하는 방법의 변경, PBCH DMRS 시퀀스 초기값 변경 등으로 전달

[256] - SS 블록 인덱스 지시 정보 3bit (B2,B1,B0)는 DMRS 시퀀스로 전달

[257]

[258] **6. NR-PBCH 컨텐츠**

[259] UE는 셀 ID 및 심볼 타이밍 정보를 검출 한 후, SFN, SS 블록 인덱스, Half frame 타이밍과 같은 타이밍 정보의 일부, 시간/주파수 위치와 같은 공통 제어 채널 관련 정보, 대역폭, SS 블록 위치와 같은 대역폭 부분(Bandwidth part) 정보 및 SS 버스트 세트 주기 및 실제로 전송된 SS 블록 인덱스와 같은, SS 버스트 세트 정보 등을 포함하는 PBCH로부터 네트워크 액세스를 위한 정보를 획득할 수 있다.

[260] 576 RE라는 제한된 시간/주파수 자원만이 PBCH를 위해 점유되기 때문에, PBCH에는 필수 정보가 포함되어야 한다. 또한, 가능하다면, 필수 정보 또는 추가 정보를 더 포함시키기 위하여, PBCH DMRS와 같은 보조 신호를 사용할 수 있다.

[261]

[262] (1) SFN (System Frame Number)

[263] NR에서는 시스템 프레임 넘버 (SFN)를 정의하여 10ms 간격을 구별 할 수 있다. 또한, LTE 시스템과 유사하게 SFN을 위해 0과 1023 사이의 인덱스를 도입 할 수 있으며 상기 인덱스는 명시적으로 비트를 이용하여 지시하거나, 암시적 방식으로 나타낼 수 있다.

[264] NR에서는 PBCH TTI가 80ms이고 최소 SS 버스트 주기가 5ms이다. 따라서, 최대 16 배의 PBCH가 80ms 단위로 전송 될 수 있고, 각 전송에 대한 상이한 스크램블링 시퀀스가 PBCH 인코딩된 비트에 적용될 수 있다. UE는 LTE PBCH 디코딩 동작과 유사하게 10ms 간격을 검출 할 수 있다. 이 경우 SFN의 8 가지 상태가 PBCH 스크램블링 시퀀스에 의해 암시적으로 표시되고, SFN 표시를 위한 7 비트가 PBCH 내용에 정의 될 수 있습니다.

[265]

[266] (2) 라디오 프레임 내의 타이밍 정보

[267] SS 블록 인덱스는 반송파 주파수 범위에 따라, PBCH DMRS 시퀀스 및/또는 PBCH 컨텐츠에 포함된 비트에 의해 명시적으로 지시될 수 있다. 예를 들어, 6GHz 이하의 주파수 대역에 대해서는 SS 블록 인덱스의 3비트가 PBCH DMRS 시퀀스로만 전달된다. 또한 6GHz 이상의 주파수 대역에 대해서 SS 블록 인덱스의 최하위 3비트는 PBCH DMRS 시퀀스로 표시되고, SS 블록 인덱스의 최상위 3비트는 PBCH 컨텐츠에 의해 전달된다. 즉, 6GHz ~ 52.6GHz의 주파수 범위에 한하여, SS 블록 인덱스를 위한 최대 3비트가 PBCH 컨텐츠에 정의될 수 있다.

[268] 또한, Half frame 의 경계는 PBCH DMRS 시퀀스에 의해 전달될 수 있다. 특히, 3GHz 이하의 주파수 대역에서 Half frame 지시자가 PBCH DMRS에 포함되는 경우, PBCH 컨텐츠에 Half frame 지시자가 포함되는 것보다 효과를 높일 수 있다.

즉, 3Ghz 이하의 주파수 대역에서는 주로 FDD 방식이 사용되기 때문에, 서브프레임 또는 슬롯 간의 시간 동기가 어긋나는 정도가 클 수 있다. 따라서, 보다 정확한 시간 동기를 맞추기 위해서는, PBCH 콘텐츠 보다 디코딩 성능이 좋은 PBCH DMRS를 통해 half frame 지시자를 전달하는 것이 유리하다.

[269] 다만, 3Ghz 대역을 초과하는 경우에는 TDD 방식이 많이 사용되지 때문에, 서브프레임 또는 슬롯 간의 시간 동기가 어긋나는 정도가 크지 않으므로, PBCH 콘텐츠를 통해 Half frame 지시자를 전달하더라도 불이익이 다소 적을 수 있다.

[270] 한편, half frame 지시자는 PBCH DMRS와 PBCH 콘텐츠 모두를 통해 전달될 수도 있다.

[271]

[272] (4) PBCH에 대응하는 RMSI가 없음을 식별하기 위한 정보

[273] NR에서는 SS 블록은 네트워크 액세스를 위한 정보 제공뿐만 아니라, 동작 측정을 위해서도 사용될 수 있다. 특히, 광대역 CC 동작을 위해서는 측정을 위해 다중 SS 블록을 전송할 수 있다.

[274] 그러나, RMSI가 SS 블록이 전송되는 모든 주파수 위치를 통해 전달되는 것은 불필요할 수 있다. 즉, 자원 활용의 효율성을 위하여, RMSI가 특정 주파수 위치를 통해 전달될 수 있다. 이 경우, 초기 접속 절차를 수행하는 UE들은 검출된 주파수 위치에서 RMSI가 제공되는지 여부를 인식 할 수 없다. 이러한 문제를 해결하기 위하여, 검출된 주파수 영역의 PBCH에 대응하는 RMSI가 없다는 것을 식별하기 위한 비트 필드를 정의할 필요가 있다. 한편으로, 상기 비트 필드 없이 PBCH에 대응하는 RMSI가 없음을 식별할 수 있는 방법 또한 생각해야 한다.

[275] 이를 위하여, RMSI가 존재하지 않는 SS 블록은 주파수 래스터(Frequency Raster)로 정의되지 않은 주파수 위치에서 전송되도록 한다. 이러한 경우, 초기 접속 절차를 수행하는 UE들은 SS 블록을 검출 할 수 없기 때문에, 상술한 문제점을 해결할 수 있다.

[276]

[277] (5) SS 버스트 세트 주기성과 실제로 전송되는 SS 블록

[278] 측정 목적을 위해 SS 버스트 세트 주기성 및 실제로 전송된 SS 블록에 대한 정보가 지시될 수 있다. 따라서, 이러한 정보는 셀 측정 및 inter/intra 셀 측정을 위해서 시스템 정보에 포함되는 것이 바람직하다. 즉, PBCH 콘텐츠 내에서 상술한 정보를 정의할 필요는 없다.

[279]

[280] (8) 페이로드 크기

[281] PBCH의 디코딩 성능을 고려하여, [표 2]와 같이, 최대 64비트의 페이로드 크기를 가정할 수 있다.

[282] [표2]

Details	Bit size	
	6GHz 이하	6GHz 이상
System Frame Number (MSB)	7	7
SS/PBCH block time index (MSB)	0	3
Reference numerology	[1]	[1]
Bandwidth for DL common channel, and SS block position	[3]	[2]
# of OFDM symbols in a Slot	[1]	0
CORESET(Frequency resource - bandwidth, location)(Time resource - starting OFDM symbol, Duration)(UE Monitoring Periodicity, offset, duration)	About [10]	About [10]
Reserved Bit	[20]	[20]
CRS	16+a	16+a
Total	64	64

[283]

[284] 7. NR-PBCH 스크램블링

[285] NR-PBCH 스크램블링 시퀀스의 타입과 시퀀스 초기화에 대해 살펴보도록 한다. NR에서 PN 시퀀스를 사용하는 것에 대해서 고려해볼 수 있으나, LTE 시스템에서 정의된 31 길이의 골드 시퀀스를 NR-PBCH 시퀀스로 사용하여 심각한 문제가 발생하지 않는다면, NR-PBCH 스크램블링 시퀀스로 골드 시퀀스를 재사용하는 것이 바람직할 수 있다.

[286] 또한, 스크램블링 시퀀스는 적어도 Cell-ID에 의해 초기화될 수 있고, PBCH-DMRS에 의해 지시된 SS 블록 인덱스의 3비트가 스크램블링 시퀀스의 초기화에 사용될 수 있다. 또한, Half frame indication이 PBCH-DMRS 또는 다른 신호에 의해 표시된다면, 상기 Half frame indication 또한, 스크램블링 시퀀스의 초기화를 위한 시드 값으로 사용될 수 있다.

[287]

[288] 8. PBCH 코딩 체인 구성 및 PBCH DMRS 전송 방식

[289] 도 16을 참조하여, PBCH 코딩 체인 구성과 PBCH DMRS 전송 방식의 실시예에 대해 설명하면 다음과 같다.

[290] 우선, SS 블록 별로 CORESET 정보, SS 블록 그룹 인덱스에 따라 MIB 구성이 달라질 수 있다. 따라서, SS 블록 별로 MIB에 대한 인코딩을 수행하며, 이 때, 인코딩된 비트의 크기는 3456 비트이다. 폴라 코드 아웃풋 비트(Polar code output bit)가 512 비트이므로, 폴라코드 아웃풋 비트는 6.75번 반복될 수 있다.

(512*6+384).

- [291] 상기 반복된 비트에 길이 3456짜리 스크램블링 시퀀스를 곱하는데, 스크램블링 시퀀스는 셀 ID와 DMRS로 전달되는 SS 블록 인덱스로 초기화된다. 그리고, 상기 3456비트 짜리 스크램블링 시퀀스를 864 비트씩 4 등분을 하고, 각각에 대해 QPSK 변조를 수행하여, 432 길이의 변조된 심볼 4개의 집합을 구성한다.
- [292] 20ms 마다 새로운 변조된 심볼 집합(Modulated symbol set)이 전송되며, 20ms 내에서 동일한 변조된 심볼 집합이 최대 4번 반복 전송될 수 있다. 이 때, 동일한 변조된 심볼 집합이 반복 전송되는 구간에서, PBCH DMRS의 주파수 축 위치는 셀 ID에 따라서 변경된다. 즉, 0/5/10/15ms 마다 DMRS의 위치는 아래의 [수학식 3]에 의해 시프트된다.
- [293] [수학식 3]
- [294] $vshift = (vshift_cell + vshift_frame) \bmod 4$, $vshift_cell = \text{Cell-ID} \bmod 3$,
 $vshift_frame = 0, 1, 2, 3$
- [295] PBCH DMRS 시퀀스는 31 길이의 Gold sequence가 사용되며, 첫번째 m-sequence의 초기값은 하나의 값으로 고정하고, 두번째 m-sequence의 초기 값은 [수학식 4]과 같이 SS 블록 인덱스와 셀 ID에 기반하여 결정된다.
- [296] [수학식 4]
- [297] $c_{init} = 2^{10} * (SSBID + 1) * (2 * CellID + 1) + CellID$
- [298] 만약, SS 블록의 콘텐츠가 같다면, 채널 코딩과 비트의 반복은 하나의 SS 블록에 대해서만 수행된다. 또한, 스크램블링 시퀀스는 SS 블록 별로, 다른 값이 적용된다고 가정하면, 스크램블링 시퀀스를 생성하고 곱하는 과정부터 비트를 분할(segmentation)하고 변조하는 과정을 각 SS 블록 별로 수행한다.
- [299]
- [300] 이하에서는, Half radio frame 정보와 SFN 최상위 1bit가 전달되는 방식에 따른, 기지국 동작 및 단말의 동작을 설명한다. 이하, 설명에 따른, C0, S0는 각각 도 14의 Half frame 경계 및 Frame 경계 지시 비트에 대응한다.
- [301] (1) C0, S0를 CRC로 전달:
- [302] 이 정보는 0,5,10,15ms 마다 변경되는 정보이고, 총 4가지의 CRC가 만들어져서 4번의 인코딩을 수행한 후, 각 인코딩된 비트를 20ms 마다 총 4번 전송한다는 가정으로 반복배열 하고, 스크램블링 시퀀스를 곱한다.
- [303] 또한, 단말 수신 시, 0,5,10,15ms 마다 오는 정보들을 결합하기 위해서, 블라인드 디코딩을 더 해야한다. 20ms 마다 수신되는 PBCH들만 블라인드 디코딩을 하는 방식이면 추가적인 복잡성(additional complexity)은 없으나 5ms마다 전송되는 신호들을 결합하지 못하므로 최대 성능을 보장하기 어려운 단점이 있다.
- [304] (2) C0, S0를 PBCH 스크램블링으로 전달:
- [305] 한가지의 정보 비트 + CRC를 사용하여 인코딩을 수행한 후, 인코딩된 비트를 5ms 마다 전송, 즉, 총 16번 전송한다는 가정으로 반복 배열하고 스크램블링 시퀀스를 곱한다. 상술한 방식을 사용하면, 블라인드 디코딩 횟수가 16번으로

증가한다는 문제점이 있다.

- [306] (3) C0, S0를 DMRS 시퀀스로 전달:
- [307] 144길이의 시퀀스로 5bit을 전달하는 방식인데, 하나의 정보 + CRC를 사용하여 인코딩 수행 하는데, 이를 스크램블링하는 방식은 2가지가 있다.
- [308] 1) 인코딩된 비트를 5ms 마다 전송, 즉, 총 16번 전송한다는 가정으로 반복배열하고 스크램블링 시퀀스를 곱한다. 이러한 경우, 5ms 마다 스크램블링 시퀀스가 변경되기 때문에, PBCH의 ICI 랜덤화가 발생할 수 있다. 또한, 단말은 DMRS 시퀀스로부터 C0, S0 정보를 획득하기 때문에 0,5,10,15ms 마다 변경되는 스크램블링 시퀀스 정보를 획득할 수 있다. 또한, PBCH 디코딩 시 블라인드 디코딩의 횟수는 증가되지 않는다. 그리고 상술한 방법은, 5ms 마다 전송되는 신호를 결합하기 때문에 최대 성능 기대할 수 있다.
- [309] 2) 인코딩된 비트를 20ms 마다 전송, 즉, 총 4번 전송한다는 가정으로 반복배열하고 스크램블링 시퀀스를 곱한다. 이렇게 하면, ICI 랜덤화는 감소할 수 있다. 또한, 단말의 블라인드 디코딩 횟수는 증가하지 않고, 성능 향상을 기대할 수 있으며, 획득 시간(acquisition time)이 향상될 수 있다.
- [310] 다만, C0, S0를 DMRS 시퀀스로 전달하는 경우, DMRS 시퀀스에 다수의 비트들을 포함시켜야 하기 때문에, 검출 성능이 감소하고, 블라인드 검출 횟수가 증가하는 문제점이 있다. 이를 극복하기 위해서는, 결합을 여러 번 수행해야 한다.
- [311] (4) C0, S0를 DMRS 위치로 전달:
- [312] C0, S0를 DMRS 시퀀스로 전달하는 것과 기본적인 내용은 동일하다. 다만, DMRS 위치를 통해 C0, S0를 전달하기 위해서는 셀 ID를 기반으로 위치를 결정하고, 0,5,10,15ms에 따라 주파수 위치를 이동한다. 인접 셀도 동일한 방식으로 시프트를 수행할 수 있다. 특히, DMRS에 전력 부스팅을 수행하면, 성능이 좀 더 향상될 수 있다.
- [313]
- [314] **9. NR-PBCH DM-RS 설계**
- [315] NR-PBCH DMRS는 1008개의 셀 ID 및 3비트의 SS 블록 인덱스에 의해 스크램블링 되어야 한다. 왜냐하면, DMRS 시퀀스의 가설 수에 따라 검출 성능을 비교했을 때, 3비트의 검출 성능이 DMRS 시퀀스의 가설 수에 가장 적합한 것으로 나타났기 때문이다. 하지만, 4~5비트의 검출 성능도 성능 손실이 거의 없는 것으로 보이므로, 4~5비트의 가설 수를 사용하여도 무방할 것으로 보여진다.
- [316] 한편, DMRS 시퀀스를 통해 SS 블록 시간 인덱스와 5ms 경계를 표현할 수 있어야 하므로, 총 16개의 가설들을 가질 수 있도록 설계 되어야 한다.
- [317] 다시 말해, DMRS 시퀀스는 적어도 셀 ID, SS 버스트 세트 내의 SS 블록 인덱스 및 Half frame 경계(Half frame indication)를 표현할 수 있어야 하며, 셀 ID, SS 버스트 세트 내의 SS 블록 인덱스 및 Half frame 경계(Half frame indication)에

의해 초기화 될 수 있다. 구체적인 초기화 식은 다음의 [수학식 5]과 같다.

[318] [수학식 5]

$$[319] \quad c_{init} = (N_{ID}^{SS/PBCH\ block} + 1 + 8 \cdot HF) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) \cdot 2^{10} + N_{ID}^{cell}$$

[320] 여기서, $N_{ID}^{SS/PBCH\ block}$ 는 SS 블록 그룹 내의 SS 블록 인덱스이고, N_{ID}^{Cell}

셀 ID이면, HF는 {0, 1}의 값을 가지는 half frame indication 인덱스이다.

[321] NR-PBCH DMRS 시퀀스는 LTE DMRS 시퀀스와 유사하게 31길이의 골드 시퀀스를 사용하거나, 7 또는 8 길이의 골드 시퀀스를 기반으로 생성될 수 있다.

[322] 한편, 31 길이의 골드 시퀀스와 7 또는 8 길이의 골드 시퀀스를 사용하는 경우의 검출 성능이 유사하므로, 본 발명에서는 LTE DMRS와 같이, 31 길이의 골드 시퀀스를 사용하는 것을 제안하며, 만약, 6GHz 이상의 주파수 범위에서는 31보다 긴 골드 시퀀스를 고려할 수 있다.

[323] QPSK를 이용하여 변조된 DMRS 시퀀스 $r_{N_{ID}^{SS/PBCH\ block}}(m)$ 은, 다음의

[수학식 6]에 의해 정의될 수 있다.

[324] [수학식 6]

$$[325] \quad r_{N_{ID}^{SS/PBCH\ block}}(m) = \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 143$$

[326] 또한, DMRS 시퀀스 생성을 위한 변조 타입으로 BPSK와 QPSK를 고려할 수 있는데, BPSK와 QPSK의 검출 성능은 유사하나, QPSK의 코릴레이션 성능이 BPSK보다 우수하므로, QPSK가 DMRS 시퀀스 생성의 변조 타입으로 더 적절하다.

[327]

[328] 이제, 좀 더 구체적으로, PBCH DMRS 시퀀스를 구성하는 방법에 대해 살펴보도록 한다. PBCH DMRS 시퀀스는 Gold sequence가 사용되며, 2개의 m-sequence는 동일한 길이를 구성하는 다항식으로 구성되는데, 시퀀스의 길이가 짧은 경우 하나의 m-sequence는 짧은 길이의 다항식으로 대체할 수 있다.

[329]

[330] 실시 예 3-1

[331] Gold sequence를 구성하는 2개의 m-sequence는 동일한 길이로 구성한다. 그 중 하나의 m-sequence의 초기값은 고정된 값을 사용하며, 다른 하나의 m-sequence의 초기값은 셀ID 및 시간 지시자를 통해 초기화될 수 있다.

[332] 예를 들어, Gold sequence로는 LTE에서 사용한 31 길이의 Gold sequence가 사용될 수 있다. 기존 LTE의 CRS는 31 길이의 Gold sequence를 사용하였고, 504가지 셀 ID와 7개 OFDM 심볼 및 20개의 슬롯을 기반으로 한 140가지의 시간 지시자를 기반으로 초기화하여 서로 다른 시퀀스를 생성하였다.

- [333] 6GHz 이하 대역에서는 15kHz 및 30kHz 부반송파 간격이 사용되어 5ms 범위에서 포함되는 SS 블록의 수가 최대 8개이며, 20ms 범위에서는 최대 32개의 SS 블록이 포함될 수 있다. 즉, 20ms 범위에서 5ms 경계에 대한 정보를 PBCH DMRS 시퀀스로 획득하는 경우, 32개의 SS 블록을 찾는 것과 동일한 동작을 수행한다. NR의 셀 ID가 1008로 LTE 대비 2배 늘었으나 구분해야 하는 SS 블록의 수가 70 ($=140/2$) 보다 적기 때문에 상술한 시퀀스를 사용할 수 있다.
- [334] 한편, 6GHz 이상 대역에서 5ms 범위에서 SS 블록의 최대 수는 64개이지만, PBCH DMRS에서 전달하는 SS 블록 인덱스는 최대 8이며, 이는 6GHz 이하 대역의 최대 SS 블록 인덱스의 수와 같기 때문에, 6GHz 이상 대역에서도 31 길이의 Gold sequence를 사용해서 셀 ID 및 시간 지시자에 따라 시퀀스를 생성할 수 있다.
- [335] 또 다른 방법으로는, 주파수 범위에 따라서 길이가 다른 Gold sequence가 적용될 수 있다. 6GHz 이상 대역에서는 120kHz 부반송파 간격 및 240kHz 부반송파 간격이 사용될 수 있는데, 이에 따라서 10ms에 포함되는 슬롯의 수가 15kHz 부반송파 간격 대비 각각 8배 (즉, 80개) 및 16배 (즉, 160개) 증가한다. 특히, 데이터 DMRS의 시퀀스를 16bit의 C-RNTI와 슬롯 인덱스를 사용하여 초기화 한다면, 기존 31보다 긴 길이의 다항식이 요구될 수도 있다. 이러한 요구 사항에 따라, Length-N (>31) Gold sequence가 도입되는 경우 이 시퀀스는 PBCH DMRS 및 PBCH 스크램블링에 사용될 수 있다. 이와 같은 경우, 주파수 범위에 따라 길이가 다른 Gold sequence를 적용할 수 있다. 6GHz 이하 대역에서는 Length-31 Gold sequence를 사용하고, 6GHz 이상 대역에서는 Length-N (>31) Gold sequence를 사용할 수 있다. 이때 초기 값은 위에서 설명한 것과 유사한 방식으로 적용할 수 있다.
- [336]
- [337] 실시 예 3-2
- [338] Gold sequence를 구성하는 2개의 m-sequence는 동일한 길이로 구성한다. 그 중 하나의 m-sequence의 시간 지시자를 이용하여 초기화하며, 다른 하나의 m-sequence의 초기값은 셀 ID 또는 셀 ID 및 다른 시간 지시자를 이용하여 초기화될 수 있다. 예를 들어, Gold sequence로는 LTE에서 사용한 length-31의 Gold sequence가 사용될 수 있다. 기존에 고정된 초기값이 적용된 m-sequence에는 시간 지시자를 이용하여 초기화를 한다. 그리고 다른 m-sequence는 셀 ID로 초기화한다.
- [339] 다른 방법으로는 시간 지시자 중 SS 블록 인덱스와 더불어 half radio frame 경계(5ms), SFN 최상위 1bit (10ms 경계) 등이 PBCH DMRS로 전송되는 경우, half radio frame 경계(5ms) 및 SFN 최상위 1bit (10ms 경계) 등은 첫 번째 m-sequence에서 지시되고, SS 블록 인덱스는 두 번째 m-sequence에서 지시될 수 있다.
- [340] 상술한 실시 예 3-1에서 제시한 것과 같이 주파수 범위에 따라 길이가 서로

다른 Gold sequence가 도입되는 경우에도, 위에서 설명한 시퀀스의 초기화 방법을 적용할 수 있다.

[341]

[342] 실시 예 3-3

[343] 서로 다른 길이의 다항식을 갖는 M-sequence로 Gold sequence를 구성한다. 많은 지시가 요구되는 정보에는 긴 다항식을 갖는 M-sequence를 사용하고, 적은 지시가 요구되는 정보에는 상대적으로 짧은 다항식을 갖는 M-sequence를 사용한다.

[344] PBCH DMRS의 시퀀스는 셀 ID와 SS 블록 지시와 같은, 시간 정보에 따라 생성된다. 1008가지의 셀ID와 P가지의 시간 정보(예를 들어, SS 블록 지시자 3bit)를 표현하기 위해서 2가지 서로 다른 길이의 다항식을 사용할 수 있다. 예를 들어, 셀 ID를 구분하기 위해서 31길이의 다항식이 사용되고, 시간 정보를 구분하기 위해서 7길이의 다항식이 사용될 수 있다. 이 때, 2개의 m-sequence는 각각 셀 ID와 시간 정보로 초기화 될 수 있다. 한편, 상술한 예에서, 31길이의 다항식은 LTE에서 사용된 Gold sequence를 구성하는 m-sequence 중 일부일 수 있고, 7길이의 다항식은 NR-PSS 혹은 NR-SSS 시퀀스를 구성하기 위해 정의된 2가지 m-sequence 중 하나 일 수 있다.

[345]

[346] 실시 예 3-4

[347] 길이가 짧은 다항식을 갖는 M-sequence로부터 시퀀스를 생성하고, 길이가 긴 다항식을 갖는 M-sequence들로 구성된 Gold sequence로부터 시퀀스를 생성하여, 두 sequence를 element wise로 곱한다.

[348]

[349] 이하에서는, PBCH DMRS 시퀀스로 사용되는 시퀀스의 초기값 설정 방법을 설명한다. PBCH DMRS 시퀀스는 셀ID, 시간 지시자에 의해서 초기화된다. 또한, 초기화에 사용되는 bit열을 $c(i) \cdot 2^i$, $i=0, \dots, 30$ 으로 표시할 때, $c(0) \sim c(9)$ 은 셀ID에 의해서 결정되며, $c(10) \sim c(30)$ 은 셀ID와 시간 지시자에 따라 결정된다. 특히, $c(10) \sim c(30)$ 에 해당하는 bit에는 시간 지시자의 정보 중 일부가 전달 될 수 있는데, 그 정보의 속성에 따라서 초기화 방법이 달라 질 수 있다.

[350]

[351] 실시 예 4-1

[352] 셀 ID와 SS 블록 인덱스로 초기화 할 때 상기 설명에 따라 $c(0) \sim c(9)$ 은 셀 ID에 의해서 결정되고, $c(10) \sim c(30)$ 은 셀 ID와 SS 블록 인덱스로 결정된다. 아래 [수학식 7]에서 NID는 셀 ID를 나타내며, SSBID는 SS 블록 인덱스를 나타낸다.

[353] [수학식 7]

[354] $2^{10} * (SSBID * (2 * NID + 1)) + NID + 1$

[355] $2^{10} * ((SSBID + 1) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$

[356] $2^{10} * ((SSBID + 1) * (2 * NID + 1)) + NID$

[357]

[358] 실시 예 4-2

[359] 상기 실시 예 4-1에서 나타낸 초기화 방식에서 시간 지시자를 추가하는 경우, SS 블록이 늘어나는 형태로 초기화 값을 설정한다. 5ms 범위에서 PBCH DMRS 시퀀스로 전달되는 SS 블록 인덱스의 수를 P이라고 할 때, Half radio frame 경계를 DMRS 시퀀스에서 찾고자 한다면, SS 블록 인덱스의 수를 2배 증가한 것과 같은 효과로 표현할 수 있다. 또한 Half frame 경계 뿐만 아니라 10ms 경계를 찾고자 한다면 이는 SS 블록 인덱스의 수를 4배 증가시킨 것과 같은 효과로 표현할 있다. 상술한 실시 예 4-2에 대한 수식은 아래의 [수학식 8]과 같다.

[360]

[361] [수학식 8]

$$[362] \quad 2^{10} * ((SSBID + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$[363] \quad 2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$[364] \quad 2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID$$

[365] 여기서, 0,5,10,15ms 경계를 표현하는 경우, $i=0,1,2,3$ 이고, half frame 경계만을 표현할 경우, $i=0,1$ 이다.

[366]

[367] 실시 예 4-3

[368] 상기 실시 예 4-1에서 나타낸 초기화 방식에서 시간 지시자를 추가하는 경우, SS 블록 인덱스와 구분하여 표시할 수 있다. 예를 들어, $c(0) \sim c(9)$ 은 셀 ID에 의해서 결정되고, $c(10) \sim c(13)$ 은 SS 블록 인덱스에 의해서, 그리고 $c(14) \sim c(30)$ 은 half frame 경계, SFN 정보 등과 같이, 추가된 시간 지시자에 의해서 결정될 수 있다. 상술한 실시 예 4-3에 대한 수식은 아래의 [수학식 9]과 같다.

[369] [수학식 9]

$$[370] \quad 2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$[371] \quad 2^{13} * (i+1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$[372] \quad 2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

$$[373] \quad 2^{13} * (i+1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

[374]

[375] 실시 예 4-4

[376] 주파수 범위에 따라 최대 SS 블록의 수 L이 결정되는데, PBCH DMRS 시퀀스로 전달되는 SS 블록 인덱스의 수를 P이라고 할 때, L이 P보다 작거나 같은 경우 SS 블록 인덱스는 모두 DMRS 시퀀스로 전달되며 SS 블록 인덱스는 DMRS 시퀀스에서 획득한 인덱스와 동일하다. 한편, L이 P보다 큰 경우, SS 블록 인덱스는 DMRS 시퀀스로 전달되는 인덱스와 PBCH 콘텐츠로 전달되는 인덱스의 조합으로 구성된다.

[377] DMRS 시퀀스에서 사용하는 인덱스를 SSBID라고 하고, PBCH 콘텐츠에 포함되는 인덱스를 SSBGID라고 할 때, 아래의 3가지 case를 고려할 수 있다.

- [378] (1) Case 0 : $L \leq P$
- [379] SS-PBCH block index = SSBID
- [380] (2) Case 1 : $L > P$
- [381] SS-PBCH block index = SSBID*P + SSBGID
- [382] SSBID = Floor (SS-PBCH block index / P)
- [383] SSBGID = Mod(SS-PBCH block index, P)
- [384] (3) Case 2 : $L > P$
- [385] SS-PBCH block index = SSBID*P + SSBGID
- [386] SSBID = Mod(SS-PBCH block index, P)
- [387] SSBGID = Floor (SS-PBCH block index / P)
- [388]
- [389] 한편, NR-PBCH DMRS 시퀀스를 생성하기 위한 Pseudo-random 시퀀스는 31 길이의 Gold Sequence로 정의되고, M_{PN} 길이의 시퀀스 $c(n)$ 은 다음의 [수학식 10]에 의해 정의된다.
- [390] [수학식 10]
- [391]
$$c(n) = (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2$$

$$x_1(n + 31) = (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2$$

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2$$
- [392] 여기서, $n = 0, 1, \dots, M_{PN} - 1$ 이고, $N_C = 1600$ 이고, 첫번째 m-sequence 는, $x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$ 의 초기값을 가지며, 두번째 m-sequence의 초기값은 $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ 에 의해 정의되며, 이 때,
- $$x_2(i) = \left\lfloor \frac{c_{init}}{2^i} \right\rfloor \bmod 2, \quad i = 0, 1, \dots, 30$$
- 이다.
- [393]
- [394] **10. NR-PBCH DMRS 패턴 설계**
- [395] DMRS의 주파수 위치와 관련하여, 2가지 DMRS RE 맵핑 방법을 고려할 수 있다. 고정된 RE 맵핑 방법은 주파수 도메인 상에서 RS 맵핑 영역을 고정시키는 것이고, 가변적 RE 맵핑 방법은 Vshift 방법을 이용하여 셀 ID에 따라 RS 위치를 시프트 시키는 것이다. 이러한 가변적 RE 맵핑 방법은 간섭을 랜덤화하여, 추가적인 성능 이득을 얻을 수 있는 장점이 있어, 가변적 RE 맵핑 방법을 사용하는 것이 더 바람직한 것으로 보여진다.
- [396] 가변적 RE 맵핑에 대해 구체적으로 살펴보면, Half frame 내에 포함된 복소

변조 심볼 $a_{k,l}$ 는 [수학식 11]를 통해 결정될 수 있다.

[397] [수학식 11]

$$[398] \quad a_{k,l} = r_{N_{ID}^{SS/PBCHblock}}(72 \cdot l' + m')$$

$$k = 4m' + v_{\text{shift}} \quad \text{if } l \in \{1, 3\}$$

$$l = \begin{cases} 1 & l' = 0 \\ 3 & l' = 1 \end{cases}$$

$$m' = 0, 1, \dots, 71$$

$$v_{\text{shift}} = N_{ID}^{cell} \bmod 3$$

[399]

[400] 여기서, k, l 은 SS블록 내에 위치하는 부반송파와 OFDM 심볼 인덱스를 나타내며, $r_{N_{ID}^{SS/PBCHblock}}(m)$ 은 DMRS 시퀀스를 나타낸다. 한편,

$$v_{\text{shift}} = N_{ID}^{cell} \bmod 4$$

[401] 또한, 성능 향상을 위해, RS 전력 부스팅이 고려될 수 있는데, RS 전력 부스팅과 v_{shift} 가 함께 사용되면, 간섭 TRP (Total Radiated Power)들로부터의 간섭은 감소할 수 있다. 또한, RS 전력 부스팅의 검출 성능 이득을 고려할 때, PDSCH EPRE 대 참조 신호 EPRE의 비는 -1.25dB가 바람직하다.

[402]

[403] 이하, PBCH DMRS 시퀀스의 RE 맵핑 방법에 대한 실시 예에 대해서 설명하도록 한다.

[404]

[405] 실시 예 5-1

[406] DMRS를 위한 시퀀스의 길이는 PBCH DMRS로 사용되는 RE의 개수와 변조 차수에 의해서 결정된다.

[407] PBCH DMRS에 M 개 RE가 사용되고 시퀀스를 BPSK 변조하는 경우, 길이 M 의 시퀀스를 생성한다. 시퀀스의 순서대로 BPSK 변조를 수행하고, 변조된 심볼은 DMRS RE에 맵핑된다. 예를 들어, 2개의 OFDM 심볼에 PBCH DMRS RE가 총 144개 있는 경우, 하나의 초기값을 사용하여 길이 144의 시퀀스를 생성하고 BPSK 변조한 후 RE 맵핑을 수행한다.

[408] 한편, PBCH DMRS에 M 개 RE가 사용되고 QPSK 변조하는 경우, 길이 $2 \cdot M$ 의 시퀀스를 생성한다. 시퀀스 열을 $s(0), \dots, s(2 \cdot M - 1)$ 이라고 할 때, 짝수 인덱스의 시퀀스와 홀수 인덱스의 시퀀스를 조합하여 QPSK 변조한다. 예를 들어, 2개의

OFDM 심볼에 PBCH DMRS RE가 총 144개 있는 경우, 하나의 초기값을 사용하여 길이 288의 시퀀스를 생성하고 QPSK 변조한 후 생성된 144길이의 변조된 시퀀스를 DMRS RE에 맵핑한다.

[409] 또한, 하나의 OFDM 심볼에서 PBCH DMRS에 N개 RE가 사용되고 시퀀스를 BPSK 변조하는 경우, 길이 N의 시퀀스를 생성한다. 시퀀스의 순서대로 BPSK 변조를 수행하고, 변조된 심볼은 DMRS RE에 맵핑된다. 예를 들어, 하나의 OFDM 심볼에 PBCH DMRS RE가 총 72개 있는 경우, 하나의 초기값을 사용하여 길이 72의 시퀀스를 생성하고 BPSK 변조한 후 RE 맵핑을 수행한다. 하나 이상의 OFDM 심볼이 PBCH 전송에 사용되는 경우, 각 OFDM 심볼 별로 초기화를 수행하여 다른 시퀀스를 생성할 수도 있고, 이전 심볼에서 생성한 시퀀스를 동일하게 맵핑할 수도 있다.

[410] 그리고, 하나의 OFDM symbol에서 PBCH DMRS에 N개 RE가 사용되고 시퀀스를 QPSK 변조하는 경우, 길이 $2*N$ 의 시퀀스를 생성한다. 시퀀스 열을 $s(0), \dots, s(2*M-1)$ 이라고 할 때, 짝수 인덱스의 시퀀스와 홀수 인덱스의 시퀀스를 조합하여 QPSK 변조한다. 변조된 심볼은 DMRS RE에 맵핑한다. 예를 들어, 하나의 OFDM 심볼에 PBCH DMRS RE가 총 72개 있는 경우, 하나의 초기값을 사용하여 길이 144의 시퀀스를 생성하고 QPSK 변조한 후 RE 맵핑을 수행한다. 하나 이상의 OFDM 심볼이 PBCH 전송에 사용되는 경우, 각 OFDM 심볼 별로 초기화를 수행하여 다른 시퀀스를 생성할 수도 있고, 이전 심볼에서 생성한 시퀀스를 동일하게 맵핑할 수도 있다.

[411]

[412] 실시 예 5-2

[413] 동일한 시퀀스를 다른 심볼에 맵핑하는 경우, cyclic shift를 적용할 수 있다. 예를 들어, 2개의 OFDM 심볼이 사용되는 경우, 첫 번째 OFDM 심볼의 변조된 시퀀스 열을 순차적으로 RE에 맵핑한다면, 두 번째 OFDM 심볼에는 변조된 시퀀스 열을 변조된 시퀀스 열 N의 1/2에 해당하는 오프셋만큼 cyclic shift하여 RE 맵핑을 한다. NR-PBCH는 24RB를 사용하고 NR-SSS는 12RB를 사용할 때 NR-SSS가 NR-PBCH와 가운데 주파수 RE를 일치 시키는 경우, 7번째 RB 부터 18번째 RB 위치에 NR-SSS가 배치된다. NR-SSS로부터 채널을 추정할 수 있는데, NR-PBCH DMRS로부터 SS 블록 인덱스를 검출할 때는 추정된 채널을 사용하여 coherent detection을 시도해 볼 수 있다. 이와 같은 검출을 용이하게 하기 위해서 위와 같은 cyclic shift 방법을 적용하면, NR-SSS가 전송되는 가운데 12RB 영역에서 두 OFDM 심볼에 걸쳐 PBCH DMRS의 시퀀스 열이 전송되도록 하는 것과 같은 효과를 얻을 수 있다.

[414]

[415] 실시 예 5-3

[416] SS 블록 지시 이외에 다른 시간 지시자가 전송될 때, 시간 지시자에 따라 cyclic shift 값이 결정될 수 있다.

- [417] OFDM 심볼에 동일한 시퀀스가 맵핑되는 경우에는, 각 OFDM 심볼에 동일한 cyclic shift가 적용될 수도 있고, 각 OFDM 심볼마다 서로 다른 cyclic shift가 적용될 수도 있다. 만약, PBCH로 사용되는 OFDM 심볼에 포함된 DMRS RE의 전체 수에 대응하게 시퀀스가 생성되는 경우, 전체 시퀀스에 cyclic shift를 적용한 후 DMRS RE에 맵핑한다. Cyclic shift의 다른 예로서, Reverse mapping을 고려할 수 있다. 예를 들어, 변조된 시퀀스 열이 $s(0)$, ..., $s(M-1)$ 이라고 할 때, reverse mapping은 $s(M-1)$, ..., $s(0)$ 가 될 수 있다.
- [418]
- [419] 이하, PBCH DMRS RE의 주파수 위치에 대해 설명하도록 한다.
- [420] PBCH DMRS를 위해 사용되는 RE의 주파수 위치는 특정 파라미터에 의해 변경될 수 있다.
- [421] 실시 예 6-1
- [422] N 개 (예, $N=4$) RE 마다 DMRS가 배치되는 경우, 주파수 축의 RE 위치의 Shift되는 최대 범위는 N 으로 설정할 수 있다. 예를 들어, $N \cdot m + v_shift$ (where, $m=0, \dots, 12 \times NRB_PBCH-1$, $v_shift = 0, \dots, N-1$)와 같이 표현될 수 있다.
- [423]
- [424] 실시 예 6-2
- [425] 주파수 축 Shift의 오프셋은 적어도 셀 ID에 의해서 결정될 수 있다. PSS와 SSS로부터 획득한 셀 ID를 사용하여 shift의 오프셋이 결정될 수 있다. NR 시스템의 셀 ID는 PSS로부터 획득한 Cell_ID(1)과 SSS로부터 획득한 Cell_ID(2)의 조합으로 구성할 수 있는데, 셀 ID는 $Cell_ID(2) \cdot 3 + Cell_ID(1)$ 으로 표시될 수 있다. 이와 같이 획득한 셀 ID 정보 또는 그 중 일부 정보를 사용하여 shift의 오프셋을 결정할 수 있다. 상기 오프셋을 산출하는 예시는 아래 [수학식 12]와 같을 수 있다.
- [426] **[수학식 12]**
- [427] $v_shift = Cell_ID \bmod N$ (여기서, N 은 DMRS의 주파수 간격으로 예를 들어 N 은 4로 설정)
- [428] $v_shift = Cell_ID \bmod 3$ (인접 3개 cell간 간섭 randomization 효과, DMRS 주파수 간격은 3보다 넓을 수 있음, 예를 들어 N 은 4)
- [429] $v_shift = Cell_ID(1)$ (PSS로부터 획득한 Cell_ID(1)을 shift의 offset 값으로 사용)
- [430]
- [431] 실시 예 6-3
- [432] 주파수 축 Shift의 오프셋은 시간 정보 중 일부 값에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어, Half radio frame 경계 (5ms)이나 SFN의 최상위 1-bit 정보 (10ms 경계) 등에 의해서 shift의 오프셋 값이 결정될 수 있다. 상기 오프셋을 산출하는 예시는 아래 [수학식 13]와 같을 수 있다.
- [433] **[수학식 13]**
- [434] $v_shift = 0, 1, 2, 3$ (0/5/10/15ms 마다 DMRS의 위치는 shift됨, DMRS의 주파수

간격이 4인 경우 4번의 shift 기회가 있음)

- [435] $v_shift = 0, 1$ (0/5ms boundary 혹은, 0/10ms boundary에 따라 shift 됨)
- [436] $v_shift = 0, 2$ (0/5ms boundary 혹은, 0/10ms boundary에 따라 shift 됨, DMRS의 주파수 간격이 4인 경우 최대 간격인 2만큼 shift함)
- [437]
- [438] 실시 예 6-4
- [439] 주파수 축 Shift의 오프셋은 셀 ID 및 시간 정보 중 일부 값에 의해서 결정될 수 있다. 예를 들어, 상기 실시 예 6-3 및 실시 예 6-3의 조합으로 구성될 수 있다. 셀 ID에 따른 shift인 $vshift_cell$ 과 시간 정보에 따른 shift인 $vshift_frame$ 의 조합으로 구성되는데, 이 간격은 DMRS RE 간격 N의 modulator로 표시될 수 있다. 상술한 오프셋을 구하는 실시 예는 다음 [수학식 14]과 같을 수 있다.
- [440] **[수학식 14]**
- [441] $vshift = (vshift_cell + vshift_frame) \bmod N$
- [442] 도 17은 SS 블록 내에서 DMRS가 맵핑되는 예시를 나타내기 위한 도면이다.
- [443]
- [444] 이하에서는, PBCH DMRS RE와 Data RE 사이의 전력비를 설명한다. PBCH DMRS 전송을 위해 사용되는 RE는 PBCH DMRS가 포함된 OFDM 심볼에 있는 Data 전송 전송을 위한 RE의 전력 대비 높은 전력으로 전송될 수 있다.
- [445]
- [446] 실시 예 7-1
- [447] Data RE 당 에너지 대비 DMRS RE 당 에너지 비는 주파수 밴드 별로 고정된 값을 사용한다. 이 때, 모든 주파수 밴드에서 고정된 값을 사용할 수도 있고, 특정 주파수 밴드에서 특정 전력비를 적용할 수 있다. 즉, 주파수 밴드 별로 다른 전력비가 적용될 수 있다. 예를 들어, ICI가 지배적으로 작용하는 6GHz 이하 대역에서는 높은 전력을 사용하고, 잡음이 제한된 환경인 6GHz 이상 대역에서는 동일한 전력을 사용할 수 있다.
- [448] 본 발명에서는 설명의 편의상 전력 비율을 'Data RE 당 Energy 대비 DMRS RE 당 Energy 비'로 표현하였으나, 이에 대하여 다양한 방식으로 표현될 수 있다. 예를 들면, 아래와 같을 수 있다.
- [449] - DMRS RE 당 Power 대비 Data RE 당 Power 비율
- [450] - DMRS RE 당 Energy 대비 Data RE 당 Energy 비율
- [451] - Data RE 당 Power 대비 DMRS RE 당 Power 비율
- [452] - Data RE 당 Energy 대비 DMRS RE 당 Energy 비율
- [453]
- [454] 실시 예 7-2
- [455] DMRS로 사용되는 RE의 전력은 Data로 사용되는 RE의 전력 대비 3dB 보다 낮은 값으로 설정될 수 있다. 예를 들어, 12RE 중 3RE를 DMRS로 사용하고 9RE를 Data로 사용하는 경우와 4RE/8RE (DMRS/Data)를 사용하는 경우, PBCH

decoding 성능이 유사하다고 하면, 3RE의 DMRS를 4RE를 사용한 것과 유사한 효과를 얻고자 하는 경우, 3RE DMRS의 전력을 RE 별로 약 1.3334배 향상 시키고 인접 Data RE들의 전력을 0.8889배로 조정하여 OFDM 심볼의 전체 전력을 유지하면서 DMRS의 전력을 증가 시킬 수 있다. 이 때, Power boosting level은 약 1.76dB ($=10 \cdot \log(1.3334/0.8889)$)가 된다.

- [456] 다른 예로서, 3RE/9RE (DMRS/Data)를 사용하는 경우 4.8RE DMRS의 검출 성능과 유사한 성능을 제공하는 경우 Power boosting level은 약 3dB가 된다. (4.15RE DMRS는 약 2dB)

[457]

[458] 실시 예 7-3

- [459] NR 시스템이 LTE 시스템과 연계하여 Non Stand Alone (NSA) 동작하는 경우, 기지국은 UE에게 Data RE 당 Energy 대비 DMRS RE 당 Energy 비를 지시할 수 있다.

[460]

[461] 실시 예 7-4

- [462] 기지국은 UE에게 NR 시스템에서 사용되는 PBCH Data RE 당 Energy 대비 DMRS RE 당 Energy 비를 지시할 수 있다. 예를 들어, 초기 접속(Initial access) 단계에서 UE는 PBCH Data RE 당 Energy 대비 DMRS RE 당 energy 비가 동일하다고 가정하고 PBCH 데이터를 복조(Demodulation)할 수 있다. 그 후, 기지국은 UE에게 실제 전송에 사용한 Energy 비를 지시할 수 있다. 특히, 핸드오버(Handover)를 위한 설정(Configuration)들 중에서, 타겟 셀(Target cell)에 대한 Energy 비를 지시할 수 있다.

- [463] 또 다른 예를 들면, 서빙 셀에 대한 PBCH DMRS의 전송 전력을 지시하는 시스템 정보(System Information)와 함께 Energy 비를 함께 지시할 수 있다. 지시된 Energy 비 값 중 적어도 하나는 0dB를 지시하며, DMRS의 전송 전력이 증가하거나 감소한 경우, 이에 대한 값을 포함할 수도 있다.

[464]

[465] **11. 시간 인덱스 지시 방법**

- [466] 도 18을 참조하면, 시간 정보는 SFN(System Frame Number), Half frame 간격, SS 블록 시간 인덱스를 포함한다. 각 시간 정보는 SFN을 위한 10비트, Half frame을 위한 1비트, SS 블록 시간 인덱스를 위한 6비트로 표현 될 수 있다. 이 때, SFN를 위한 10비트 중 일부는 PBCH 콘텐츠에 포함될 수 있다. 또한, NR-PBCH DMRS는 SS 블록 인덱스를 위한 6비트 중, 3비트를 포함할 수 있다.

- [467] 도 18에서 표현되는, 시간 인덱스 지시 방법의 실시 예들은 다음과 같을 수 있다.

[468] - 방안 1: S2 S1 (PBCH scrambling) + S0 C0 (PBCH contents)

[469] - 방안 2: S2 S1 S0 (PBCH scrambling) + C0 (PBCH contents)

[470] - 방안 3: S2 S1 (PBCH scrambling) + S0 C0 (PBCH DMRS)

- [471] - 방안 4: S2 S1 S0 (PBCH scrambling) + C0 (PBCH DMRS)
- [472]
- [473] 만약, NR-PBCH DMRS를 통해 Half frame indication이 전달된다면, 5ms 마다 PBCH 데이터를 결합함으로써 추가적인 성능 향상을 가져올 수 있다. 이러한 이유로, 방안 3 및 4와 같이, Half frame indication을 위한 1 비트가 NR-PBCH DMRS를 통해 전달될 수 있다.
- [474] 방안 3 및 4를 비교해보면, 방안 3은 블라인드 디코딩 횟수를 줄일 수 있지만, PBCH DMRS 성능의 손실을 가져올 수 있다. 만약, PBCH DMRS가 S0, C0, B0, B1, B2를 포함하는 5비트를 우수한 성능으로 전달할 수 있다면, 방안 3이 시간 지시 방법으로 적절할 것이다. 하지만, 상술한 5비트를 PBCH DMRS가 우수한 성능으로 전달할 수 없다면, 실시 예 4가 시간 지시 방법으로 적절할 것이다.
- [475] 상술한 바를 고려해 볼 때, SFN의 최상위 7비트는 PBCH 콘텐츠에 포함시키고, 최하위 2비트 또는 3비트를 PBCH 스크램블링을 통해 전달할 수 있다. 또한, PBCH DMRS에 SS 블록 인덱스의 최하위 3비트를 포함시키고, PBCH 콘텐츠에 SS 블록 인덱스의 최상위 3비트를 포함시킬 수 있다.
- [476] 추가적으로, 인접 셀의 SS 블록 시간 인덱스를 획득하는 방법에 대해 생각해 볼 수 있는데, DMRS 시퀀스를 통한 디코딩이 PBCH 콘텐츠를 통한 디코딩 보다 더 좋은 성능을 발휘하기 때문에, 각 5ms 기간 내에서 DMRS 시퀀스를 변경함으로써, SS 블록 인덱스의 3비트를 전송할 수 있다.
- [477] 한편, 6GHz 이하의 주파수 범위에서는 SS 블록 시간 인덱스는 오직 인접 셀의 NR-PBCH DMRS만을 이용하여 전송할 수 있으나, 6GHz 이상의 주파수 범위에서는, 64개의 SS 블록 인덱스들을 PBCH-DMRS 및 PBCH 콘텐츠를 통해 구분하여 지시되기 때문에, UE는 인접 셀의 PBCH를 디코딩 할 필요가 있다.
- [478] 그러나, PBCH-DMRS 및 PBCH 콘텐츠를 함께 디코딩 하는 것은, NR-PBCH 디코딩의 추가적인 복잡성을 가져올 수 있고, PBCH-DMRS만을 사용하는 것 보다 PBCH의 디코딩 성능을 감소시킬 수 있다. 따라서, 인접 셀의 SS 블록을 수신하기 위하여 PBCH를 디코딩하는 것이 어려울 수 있다.
- [479] 그러므로, 인접 셀의 PBCH를 디코딩하는 것 대신에, 인접 셀의 SS 블록 인덱스와 관련한 설정을 서빙 셀이 UE에게 제공하는 것을 고려할 수 있다. 예를 들어, 서빙 셀은 타겟 인접 셀의 SS 블록 인덱스의 최상위 3비트에 관한 설정을 UE에게 제공하고, UE는 타겟 인접 셀의 PBCH-DMRS를 통해 최하위 3비트를 검출한다. 그리고, 상술한 최상위 3비트와 최하위 3비트를 조합하여 타겟 인접 셀의 SS 블록 인덱스를 획득할 수 있다.
- [480] 상술한 내용을 보충하여 설명하면, 서빙 셀로부터 수신한 SSB의 PBCH 콘텐츠를 통해 상기 서빙 셀이 전송한 SSB의 SS 블록 인덱스의 최상위 3비트를 획득하고, PBCH-DMRS를 통해 서빙 셀이 전송한 SSB의 SS 블록 인덱스의 최하위 3비트를 검출한다. 그리고, UE는 인접 셀로부터 또 다른 SSB를 수신한 후, 상기 다른 SSB에 포함된 PBCH-DMRS를 통해 다른 SSB의 SS 블록 인덱스의

최하위 3비트를 검출 하고, 상기 서빙 셀이 전송한 SSB의 PBCH 콘텐츠로부터 획득된 SS 블록 인덱스의 최상위 3비트를 인접 셀에도 공통적으로 적용하여, 인접 셀의 SS 블록 인덱스를 획득할 수 있는 것이다.

[481]

[482] **12. 측정 결과 평가**

[483] 이제, 페이로드 사이즈, 전송 방식 및 DMRS에 따른, 성능 측정 결과에 대해 살펴보도록 한다. 이 때, NR-PBCH 전송을 위해 24 개의 RB를 갖는 2 개의 OFDM 심볼이 사용된다고 가정한다. 또한, SS 버스트 집합(즉, 10, 20, 40, 80ms)은 복수의 주기를 가질 수 있으며, 인코딩된 비트가 80ms 내에 전송된다고 가정한다.

[484]

[485] (1) DMRS 시퀀스 가설의 수

[486] 도 19는, SS 블록 인덱스에 따른 측정 결과를 나타낸다. 여기서, 24RB 및 2개의 OFDM 심볼 내에서 DMRS를 위해 144RE들이 사용되고, 정보를 위해 432RE들이 사용되었다. 그리고, DMRS 시퀀스는 긴 시퀀스(예를 들면, 길이 31의 골드 시퀀스) 및 QPSK가 사용되었음을 가정한다.

[487] 도 19를 보면, 3~5비트들의 검출 성능을 2번 축적하여 측정할 때, -6dB에서 1%의 에러율을 보여준다. 그러므로, 3~5비트의 정보는 검출 성능 관점에서 DMRS 시퀀스에 대한 가설 수로 사용할 수 있다.

[488]

[489] (2) 변조 타입

[490] 도 20 내지 도 21은 BPSK와 QPSK를 비교한 성능 측정 결과이다. 본 실험에서, DMRS 가설은 3비트이고, DMRS 시퀀스는 긴 시퀀스를 기반으로 하였으며, 간섭 TRP의 전력 레벨은 서빙 TRP의 전력 레벨과 동일하다.

[491] 도 20 내지 도 21을 보면, BPSK와 QPSK의 성능이 유사한 것으로 볼 수 있다. 따라서, 어떤 변조 타입을 DMRS 시퀀스를 위한 변조타입으로 사용하더라도, 성능 측정 관점에서는 별 차이가 없다. 그러나, 도 25 및 도 26을 참조하면, BPSK와 QPSK를 사용한 경우의 각 코릴레이션 특성이 다를 수 있다.

[492] 도 22 및 도 23을 보면, BPSK는 QPSK보다 코릴레이션 진폭이 0.1 이상인 영역에 더 많이 분포한다. 따라서, 다중 셀 환경을 고려할 때, DMRS의 변조 타입으로 QPSK를 사용하는 것이 바람직하다. 즉, 코릴레이션 특성 측면에서, QPSK가 DMRS 시퀀스에 더 적절한 변조 타입인 것이다.

[493]

[494] (3) PBCH DMRS의 시퀀스 생성

[495] 도 24 내지 도 25는 DMRS 시퀀스 생성에 따른 측정 결과를 나타낸다. DMRS 시퀀스는 다항식 차수 30 이상의 긴 시퀀스 또는 다항식 차수 8 이하의 짧은 시퀀스를 기반으로 생성할 수 있다. 또한, DMRS에 대한 가설은 3비트이고, 간섭 TRP의 전력 레벨은 서빙 TRP와 동일하다고 가정한다.

- [496] 도 24 내지 도 25를 보면, 짧은 시퀀스 기반 생성의 검출 성능과 긴 시퀀스 기반 생성의 검출 성능이 유사한 것을 알 수 있다.
- [497] 구체적으로, 첫번째 M-sequence에 길이가 7인 다항식을 도입해서 시퀀스의 코릴레이션 성능을 높이려고 했으나, 기존 첫번째 M-sequence인 길이 31의 다항식을 사용하는 방식과 차이가 없다. 또한, 첫번째 M-sequence의 초기값을 SSBID로 해서 시퀀스를 생성하였으나, 기존 첫번째 M-sequence의 초기값을 고정하고 두번째 M-sequence에 SSBID-CellID를 사용하는 방식과 차이가 없다.
- [498] 따라서, LTE와 같이 Length-31 Gold sequence를 사용하고, 초기화는 기존과 같이 첫번째 M-sequence의 초기값을 고정하고, 두번째 M-sequence에 SSBID-CellID를 사용한다.
- [499]
- [500] (4) DMRS RE 맵핑
- [501] 도 26은 등 간격 RE 맵핑 방법 및 등 간격이 아닌 RE 맵핑 방법에 따른 성능 측정 결과를 나타낸다. 여기서, DMRS에 대한 가설은 3비트이고, DMRS 시퀀스는 긴 시퀀스에 기초하며, 간섭 TRP 전력 레벨은 서빙 TRP와 동일하다. 또한, 오직 하나의 간섭원만이 존재한다.
- [502] 도 26에서 볼 수 있듯이, 가변 RE 맵핑을 사용하면, 간섭이 무작위로 분산되는 효과를 얻을 수 있다. 따라서, 가변 RE 맵핑의 검출 성능이 고정 RE 맵핑 성능보다 우수하다.
- [503] 도 27은 RS 전력 부스팅을 사용한 경우의 측정 결과를 나타낸다. 여기서, DMRS에 대한 RE 송신 전력은 PBCH 데이터에 대한 RE 송신 전력보다 약 1.76dB ($= 10 * \log(1.334 / 0.889)$) 높은 것으로 가정한다. 가변 RE 맵핑과 DMRS 전력 부스팅을 함께 사용하면 다른 셀의 간섭이 감소한다. 도 27에서 볼 수 있듯이, RS 전력 부스팅을 적용한 성능은 RS 파워 부스팅이 없는 것보다 2~3dB의 이득을 갖는다.
- [504] 반면, RS 전력 부스팅은 PBCH 데이터에 대한 RE 송신 전력을 감소시킨다. 따라서, RS 전력 부스팅은 PBCH 성능에 영향을 줄 수 있다. 도 28 내지 도 29는, RS 전력 부스팅이 있는 경우와 없는 경우의 PBCH 성능을 측정한 결과이다. 여기서, SS 버스트 세트의 주기는 40ms로 가정되고, 인코딩된 비트는 80ms 이내에 전송되는 것을 가정한다.
- [505] PBCH 데이터에 대한 RE의 전송 전력이 감소하면 성능 손실이 발생할 수 있다. 그러나, RS 전력 증가로 인해 채널 추정 성능이 향상되므로 복조 성능을 향상시킬 수 있다. 따라서, 도 28 내지 도 29에서 볼 수 있듯이, 두 경우의 성능은 거의 동일하다. 그러므로, PBCH 데이터에 대한 RE의 전송 전력 손실의 영향은 채널 추정 성능의 이득에 의해 보완될 수 있다.
- [506] 한편, 상기 RS 전력 부스팅에 Vshift를 적용한 실험 관찰 결과를 도 30 내지 도 31을 참조하여 살펴본다. DMRS RE의 주파수축 위치를 셀 ID에 따라 변경하는 Vshift를 도입하면, 다중셀 환경에서 전송되는 PBCH DMRS를 2번의 주기 동안

수신하고 두 개의 PBCH 결합하면, ICI 랜덤화로 인하여 검출 성능을 개선하는 효과가 생기며, Vshift를 적용한 경우, 검출 성능 향상이 크다.

[507]

[508] 아래의 [표 3]은 상술한 성능측정을 위해 사용된 파라미터의 가정값이다.

[509] [표3]

Parameter	Value
Carrier Frequency	4GHz
Channel Model	CDL_C (delay scaling values: 100ns)
Subcarrier Spacing	15 kHz
Antenna Configuration	TRP: (1,1,2) with Omni-directional antenna element UE: (1,1,2) with Omni-directional antenna element
Frequency Offset	0% and 10% of subcarrier spacing
Default period	20 ms
Subframe duration	1 ms
OFDM symbols in SF	14
Number of interfering TRPs	1
Operating SNR	-6 dB

[510] **13. Half frame** 인덱스 지시 및 신호 설계

[511] 한편, 상술한 바와 같은 시간 인덱스 지시 방법 이외에 다른 시간 인덱스 지시 방법 등도 생각해볼 수 있는데, 특히, 이제부터 Half frame 인덱스를 효과적으로 지시하기 위한 다양한 실시 예들에 대해 살펴보도록 한다.

[512] 5ms 구간(duration)에 포함된 SS 블록들은 5ms, 10ms, 20m, 40m, 80ms, 160ms 등의 주기를 가지고 전송될 수 있다. 또한, 초기 접속 단계의 UE는 5ms 보다 긴 주기 (예, 10ms, 20ms 등)으로 SS 블록들이 전송된다고 가정하고, 신호 검출을 수행한다. 특히, NR 시스템에서 초기 접속 단계의 UE는 SS 블록들이 20ms 주기로 전송된다고 가정하고 신호 검출을 수행한다.

[513] 그런데, 만약, 기지국이 5ms 주기로 SS 블록을 전송하고, UE가 20ms 주기로 SS 블록을 검출한다면, UE는 SS 블록이 전반부 하프 프레임 (First half radio frame)에서 전송될 수도 있고, 후반부 하프 프레임 (Second half radio frame)에서 전송될 수 있음을 고려해야 한다. 즉, UE는 SS 블록이 전반부 하프 프레임에서 수신될지, 후반부 하프 프레임에서 수신될지에 대해서 정확한 가정을 할 수 없다. 따라서, 기지국은 SS 블록이 전반부 하프 프레임에서 전송되는지, 아니면 후반부 하프 프레임에서 전송되는지를 UE에게 정확히 전달하기 위한 방법들을

다음과 같이 고려할 수 있다.

[514]

[515] (1) 명시적 지시(Explicit indication):

[516] - 5ms 주기로 PBCH 콘텐츠를 변경. 이러한 경우, UE는 수신된 SS 블록을 디코딩 하여 하프 프레임 시간 정보를 획득할 수 있다.

[517]

[518] (2) 암묵적 지시(Implicit indication):

[519] - 5ms 주기로 PBCH DMRS의 시퀀스를 변경

[520] - 5ms 주기로 PBCH DMRS의 시퀀스 맵핑 방법을 변경

[521] - 5ms 주기로 PBCH를 전송하는 OFDM 심볼들의 위상(phase)을 변경

[522] - 5ms 주기로 PBCH 콘텐츠의 부호화된 비트(encoded bit)에 서로 다른 스크램블링 시퀀스(scrambling sequence)를 적용

[523] 여기서, 상술한 방법들은 서로 조합하여 사용할 수 있으며, 상술한 방법의 다양한 변형도 가능하다. 이는 UE가 초기 접속 상태인지, IDLE 모드 인지 등의 UE의 상태 또는 인접 셀 (Inter-cell)/다른 RAT (Inter-RAT)로의 핸드오버(Handover) 수행 등 현재 UE가 시간 정보를 수신해야 하는 상황에 따라, Half 프레임 시간 정보를 전달하기 위한 다양한 방법들이 고려될 수 있다.

[524]

[525] 이제, Half frame 시간 정보를 획득할 때의 복잡도를 줄이기 위한 방법들을 살펴보도록 한다.

[526]

[527] 실시 예 8-1.

[528] 초기 접속 단계의 UE는, 10ms 시간 범위에서 전반부 Half frame 또는 후반부 Half frame 중 하나의 고정된 위치에 SS 블록이 전송된다고 가정하고 SS 블록의 신호 검출을 시도한다. 즉, UE는 SFN, SS 블록 인덱스 등의 시간 정보는 SS 블록에 포함된 신호 및 채널 등에 포함된 시퀀스 검출 혹은 데이터 디코딩 등의 과정을 수행하여 획득하고, Half frame 정보는 무선 프레임 내에서 SS 블록이 전송되기로 정의된 슬롯, OFDM 심볼의 위치를 통해 획득한다.

[529] 상술한 방법의 구체적인 예시으로써, 이하에서는, 상술한 시간 정보 획득 방안으로서, 5ms 주기로 SS 블록이 전송될 때, 초기 접속(Initial access)을 수행하는 UE가 특정 half frame에서 전송되는 SS 블록만을 검출할 수 있고, 다른 Half frame에서 전송되는 SS 블록은 검출할 수 없도록 하는 방법 및 단말 동작을 설명한다.

[530] 이를 위하여, 2가지 다른 형태의 SS 블록을 구성한다. 본 발명에서는 설명의 편의상, 상기 2가지 다른 형태의 SS 블록을 제 1형태의 SS 블록 및 제 2형태의 SS 블록이라고 한다. 네트워크는 제 1 형태의 SS 블록을 구성하고, 제 1 형태의 SS 블록을 구성하는 PSS/SSS/PBCH 등의 위상, 심볼 위치, 시퀀스 유형(sequence type), 심볼 맵핑 규칙(symbol mapping rule) 및 전송 전력 등을 변형한 형태의 제 2

형태의 SS 블록들 구성한다.

- [531] 그 후, 기지국은 전반부(first) half frame에서는 제 1 형태의 SS 블록들을 전송하고, 후반부(second) half frame에서는 제 2 형태의 SS 블록들을 전송한다.
- [532] 이 때, 초기 접속을 수행하는 UE는 제 1 형태의 SS 블록이 기지국으로부터 전송되었다고 가정하고, 동기 신호 검출 및 PBCH 디코딩을 시도한다. 그리고 동기 신호 검출 및 PBCH 디코딩에 성공하였다면, UE는 해당 지점을 전반부(First) half frame에 속한 슬롯 및 OFDM 심볼이라고 가정한다.
- [533]
- [534] 실시 예 8-2.
- [535] 상술한 실시 예 8-1의 구체적인 방법으로서, SS 블록을 구성하는 PSS/SSS/PBCH가 맵핑되는 심볼들 중, 일부 심볼의 위상을 변경하여, Half Frame 경계 정보를 획득하는 방법에 대해 살펴보도록 한다.
- [536] 즉, SS 블록을 구성하는 PSS/SSS/PBCH의 위상 변화를 통해 SFN, half frame, SS 블록 인덱스 등의 시간 정보를 전달할 수 있으며, 특히, Half frame의 시간 정보를 전달하기 위해 사용될 수 있다.
- [537] 이 때, SS 블록에 포함된 PSS/SSS/PBCH는 동일한 안테나 포트를 사용한다고 가정한다.
- [538] 구체적으로, PSS/SSS를 포함하는 OFDM 심볼과 PBCH를 포함하는 OFDM 심볼의 위상을 전송 주기에 따라 변경할 수 있다. 이 때, 상기 위상이 변경되는 전송 주기는 5ms 일 수 있다.
- [539] 도 32를 참조하면, 5ms 주기로 PSS-PBCH-SSS-PBCH를 포함하는 OFDM 심볼에 각각 $(+1, +1, +1, +1)$ 의 위상을 인가하거나, $(+1, -1, +1, -1)$ 의 위상을 인가할 수 있다. 다른 방법으로는, PSS/SSS를 포함하는 OFDM 심볼의 극성을 반전 하는 방법이 있다. 즉, PSS-PBCH-SSS-PBCH를 포함하는 OFDM 심볼의 극성을 각각 (a, b, c, d) 라고 할 때, $(+1, +1, +1, +1)$ 과 $(-1, +1, -1, +1)$ 등으로 PBCH의 극성을 반전(Polarity inversion)할 수 있다. 또한, PSS 혹은 SSS를 포함하는 OFDM 심볼 중 일부 OFDM 심볼의 극성을 $(+1, +1, +1, +1)$ 및 $(+1, +1, -1, +1)$ 과 같이 반전하거나, $(+1, +1, +1, +1)$ 및 $(-1, +1, +1, +1)$ 과 같이 반전할 수도 있다.
- [540] 한편, 상술한 예시를 좀 더 구체화하여, 20ms 간격 주기로 위상을 변경할 수 있는 방법도 생각해볼 수 있다. 즉, 도 32를 참조하면, 첫번째 5ms 주기의 위상을 $(+1, +1, +1, +1)$ 로 전송하고, 두번째 5ms 주기의 위상을 $(+1, -1, +1, -1)$ 로 전송하고, 세번째 5ms 주기의 위상을 $(+1, -1, -1, -1)$ 로 전송하고, 네번째 5ms 주기의 위상을 $(-1, -1, -1, -1)$ 로 전송할 수도 있다. 상술한 방법으로 5ms의 주기 즉, Half frame의 경계 정보를 획득할 수 있고, 20ms 간격 주기로 위상이 변경되기 때문에, SFN의 정보를 획득할 수도 있다. 다만, SFN의 정보를 획득하기 위해, 20ms 간격 주기로, 첫번째 10ms에서는 $(+1, +1, +1, +1)$ 로 전송하고, 두번째 10ms에서는 $(+1, -1, +1, -1)$ 로 전송할 수도 있다.
- [541] 한편, 20ms 간격 주기를 구분하기 위하여, SS 블록에 포함된 PSS와 SSS의

- 위상만을 변경시킬 수도 있다. 예를 들어, 첫번째 5ms 주기의 위상을 (+1,+1,+1,+1)로 전송하고, 두번째 5ms 주기부터 네번째 5ms 주기의 위상을 (-1, +1, -1, +1)로 전송할 수 있다. 즉, 첫번째 5ms 주기의 PSS/SSS 위상과 나머지 5ms 주기의 PSS/SSS 위상을 변경하여 전송함으로써, 20ms 주기를 구분할 수 있다.
- [542] 이 때, 두번째 5ms 주기부터 네번째 5ms 주기에서 전송되는 SS 블록은 PSS/SSS의 위상이 변경되어, UE에 의해 검출이 되지 않을 수도 있다.
- [543] 한편, 전송되는 위상의 극성 반전과 함께 위상 변화도 고려할 수 있다. 예를 들어, (+1,+1,+1,+1) 및 (+1,+j,+1,+j)로 구분하여 SS 블록을 5ms 주기로 전송할 수도 있고, (+1,+1,+1,+1) 및 (+1,-j,+1,-j)로 구분하여 SS 블록을 5ms 주기로 전송할 수도 있다.
- [544] Half Frame의 시간 정보는 PBCH 심볼의 위상 변화로 획득될 수 있고, PBCH 스크램블링 시퀀스를 결정하는데 사용될 수 있다. 즉, 기지국은 매 5ms 마다, SSS 심볼과 PBCH 심볼 간 위상을 변화하여 SS 블록을 구성하고, 전송한다. 다시 말해, 기지국은 특정 주기 내에서 SS 블록이 전송되는 위치에 따라, SS 블록의 PBCH와 SSS가 전송되는 심볼의 위상을 변경할 수 있는데, 이 때, 위상이 변경되는 심볼은, SS 블록이 전송될 수 있는 모든 후보 SS 블록에 대응하는 SSS 및 PBCH의 심볼 위상이 아닌, 기지국이 실제로 전송하는 SS 블록에 대응하는 SSS 및 PBCH의 심볼 위상을 변경할 수 있다.
- [545] 다시 말해, 5ms 의 Half Frame 내에 포함된 후보 SS 블록에 대응하나, 실제로 SS 블록이 전송되지 않는 후보 SS 블록의 SSS 및 PBCH에 대응하는 심볼의 위상은 변경하지 않을 수 있다.
- [546] 이에 대한 구체적인 방안들에 대해서 살펴보도록 한다.
- [547] (방안 1) PBCH DMRS 내의 1비트를 Half Frame을 지시하기 위한 지시자로 사용될 수 있다. 또한, PBCH 스크램블링 시퀀스는 Half Frame 타이밍을 위한 지시자 의해 초기화 될 수 있다. 이 때, SFN의 MSB [7~10] 비트들은 PBCH 콘텐츠를 통해 명시적으로 지시될 수 있고, SFN의 LBS [3] 비트들은 PBCH 스크램블링 시퀀스를 위해 사용될 수 있다.
- [548] (방안 2) Half Frame 타이밍을 위한 1비트는 PBCH에 의해 지시될 수 있다. 또한, PBCH 스크램블링 시퀀스는 Half Frame 타이밍을 위한 지시자에 의해 초기화될 수 있다. 이 때, PBCH 심볼과 SSS 심볼 간의 위상 차이가 발생할 수 있고, SFN의 MSB [7~10] 비트들은 PBCH 콘텐츠를 통해 명시적으로 지시될 수 있고, SFN의 LBS [3] 비트들은 PBCH 스크램블링 시퀀스를 위해 사용될 수 있다.
- [549] (방안 3) Half Frame 타이밍을 위한 1비트는 PBCH에 의해 지시될 수 있다. 이 때, PBCH 심볼과 SSS 심볼 간의 위상 차이가 발생할 수 있고, SFN의 MSB [7~10] 비트들은 PBCH 콘텐츠를 통해 명시적으로 지시될 수 있고, SFN의 LBS [3] 비트들은 PBCH 스크램블링 시퀀스를 위해 사용될 수 있다.
- [550]
- [551] 실시 예 8-3.

- [552] 측정 (Measurement) 및 핸드오버(Handover)를 수행하는 UE에게, 기지국은 실제 전송되는 SS 블록의 전송 주기를 지시한다. 이는 측정 (Measurement) 관련 시간 정보에 포함된 측정 주기 (Measurement periodicity) 정보와 함께, 추가로 전달될 수 있으며, 또한, 측정 주기(Measurement periodicity)에 대한 정보를 SS 블록의 전송 주기 정보로 간주하여, 이를 기반으로 측정(Measurement) 및 핸드오버(Handover)를 수행할 수 있다. 또한, 핸드오버 명령(Handover command)에는 셀 정보, SIB 0, 1, 2 등과 같은 타겟 셀(Target cell)과 관련된 시스템 정보가 포함될 수 있다. 한편, NR 시스템에서는 설계 시 논의의 편의를 위해, LTE에서 정의한 SIB 0,1,2 등의 정보들을 포함하는 새로운 시스템 정보를 RMSI(Remaining Minimum System Information)이라고 표현한다.
- [553] 상술한 RMSI에는 타겟 셀(Target cell)에서 실제 전송에 사용하는 SS 블록의 위치 및 전송 주기에 대한 정보가 포함될 수 있다. 또한, 핸드 오버(Handover)를 위해서는 타겟 셀(Target Cell) 뿐만 아니라 핸드 오버(Handover)의 후보가 될 수 있는 셀들에 대한 SS 블록 전송 주기 정보가 추가적으로 UE에게 전달될 필요가 있다. 그러므로, 후보 셀들에 대한 SS 블록 전송 주기에 대한 정보가 핸드오버 명령(Handover command)과 구분된 시스템 정보로 정의되어, UE에게 전달될 수 있다.
- [554] 이 때의 UE의 동작을 살펴보면, 5ms 보다 긴 SS 블록 전송 주기를 지시 받은 경우, UE는 제 1 형태의 SS 블록을 사용하여 인접 셀들의 동기 신호 검색 및 시간 정보 획득, 즉, SS 블록 인덱스를 획득한다. 만약, 5ms의 전송 주기를 지시 받은 경우, UE는 제 1 형태의 SS 블록 및 제 2 형태의 SS 블록을 사용하여 인접 셀들의 동기 신호 검색 및 시간 정보를 획득한다.
- [555] 한편, UE의 수신 복잡도를 줄이기 위한 방안으로 UE는 제 1 형태의 SS 블록을 사용하여 10ms 주기의 SS 블록을 검색하고, 상기 제 1 형태의 SS 블록을 검출한 이후에, 10ms 범위 내에서 검출된 제 1 형태의 SS 블록을 기준으로 5ms 정도의 오프셋을 갖는 시간 위치에서 UE는 제 2 형태의 SS 블록을 사용하여 동기 신호 검출 및 시간 정보 획득을 시도할 수 있다. 또한, 상술한 방법으로 핸드오버(Handover)를 수행하는 UE는 타겟 셀(Target Cell)/ 후보 셀들(Candidate Cells)/ 타겟 RAT (Target RAT) 등에서 사용하는 시간 정보를 획득할 수 있다.
- [556] 상술한 실시 예 8-2에 대해 정리하자면, 측정(Measurement)을 수행하기 위한 주기(Periodicity)가 UE에게 전달 될 때, SS 블록이 실제로 전송되는 주기 또한 UE에게 지시된다. 이 때, 측정(Measurement)을 위한 설정(configuration)은 UE 관점에서 측정(Measurement)을 수행하기 위해 주어지는 주기로, 이는 실제 기지국이 전송하는 SS 블록 전송 주기 보다 길게 설정(configuration)될 수도 있으며, 이는 UE가 핸드오버 전에 인접 셀들의 PBCH를 디코딩 할 때, 실제 SS 블록이 전송 되는 주기에 맞춰 디코딩을 수행할 수 있도록 하며, 디코딩 횟수를 줄여 UE의 배터리 소비를 줄일 수 있다.
- [557]

- [558] 실시 예 8-4.
- [559] 채널/신호의 구성, 자원 설정(Resource configuration) 방식, 시퀀스 매핑(Sequence mapping) 방식 등은 기지국의 시간 정보 가정이나 UE의 상태에 따라 변경될 수 있다.
- [560] 시간 정보는 SFN, 슬롯, OFDM 심볼 넘버 등으로 구성되는데, M 시간 범위에서 서브 프레임 넘버, 슬롯 넘버 등이 인덱싱되고, M 보다 작은 N 시간 범위에서 서브 프레임 넘버, 슬롯 넘버 등이 인덱싱 될 수 있다. 여기서, $M=10\text{ms}$ 이고, $N=5\text{ms}$ 일 수 있으며, 기지국이 시간 정보 가정, UE의 접속 상태 등과 같은 조건에 따라서 서로 다른 시간 범위에서 정의된 시간 인덱스가 적용될 수 있다.
- [561] 이에 대한 구체적인 실시 방안을 살펴보면 다음과 같다.
- [562]
- [563] (방안 1) 동기 네트워크인지 비동기 네트워크인지를 알려주는 지시자인 동기 지시자, 또는 UE의 접속 상태가 초기 접속(Initial access), 핸드오버(Handover), IDLE/ CONNECTED 모드 인지 등에 따라서, 시간 정보, 채널/신호 구성, 자원 설정(Resource configuration) 방식 등이 변경될 수 있다. 이 때, 동기 지시자는 기지국으로부터 UE에게 전달될 수 있다.
- [564]
- [565] (방안 2) DMRS, CSI-RS, SRS 등의 참조 신호에 매핑되는 시퀀스 혹은 PDSCH/PUSCH 등과 같은 데이터 비트의 스크램블링 시퀀스 등이 슬롯 넘버 또는 OFDM 심볼 넘버 등과 같은 10ms 범위 내의 시간 정보에 따라 시퀀스가 변경되거나, 5ms 주기로 변경될 수 있다. 즉, CSI-RS 자원, PRACH 자원 등이 10ms 범위 내에서 무선 프레임 범위, 전반부(first) Half frame 범위 또는 후반부(second) Half Frame 범위를 기반으로 구성될 수 있고, 5ms 주기로 Half Frame을 기반으로 구성될 수도 있다.
- [566]
- [567] (방안 3) 대역폭 부분(Bandwidth part)에 따라서 채널/신호의 구성, 자원 설정(Resource configuration) 방식 및 시퀀스 매핑(Sequence mapping) 방식이 변경될 수 있다. 초기 접속(Initial access)에 사용되는 대역폭 부분(Bandwidth part) 내에서, 브로드캐스팅되는 시스템 정보(Broadcasting SI), RACH Msg2/3/4 및 페이징(Paging) 등을 전달하기 위한 PDSCH/PUSCH 와 같은 데이터 채널, PDCCH/PUSCH와 같은 제어 채널, DMRS/CRS-RS/SRS/PTRS 등과 같은 참조 신호는 N 시간 범위 내에서 구성하고 N 시간 단위로 반복 전송될 수 있다. 반면, RRC 연결 상태에서 설정(configuration)되는 대역폭 부분(Bandwidth part)에서는 M 시간 범위에서 상기 데이터 채널, 제어 채널 및 참조 신호를 구성하고, 상기 M 시간 단위로 반복 전송될 수 있다.
- [568]
- [569] (방안 4) 핸드오버(Handover)에서 사용되는 자원인 PRACH 프리앰블, Msg2 등은 M 시간 범위 및 N 시간 범위로 구성할 수 있다. 여기서, 설명의 편의를 위해,

$M=10\text{ms}$ 이고, $N=5\text{ms}$ 임을 가정한다.

- [570] 만약, 동기 네트워크(Synchronous network)로 UE에게 지시되는 경우, UE는 동일 주파수 대역의 셀들에서 전송되는 신호가 기 설정된 범위(예를 들면, 1ms) 오차 내에서 수신되었다고 가정하고, 서빙 셀(Serving cell)로부터 획득한 5ms 시간 정보는 서빙 셀 뿐만 아니라 인접 셀에서도 동일하게 적용할 수 있다고 가정한다.
- [571] 이러한 가정 하에서는, M 시간 범위로 구성된 자원을 활용할 수 있다. 즉, 기지국으로부터 특별한 지시자의 전송이 없더라도, 동기 네트워크(Synchronous network)로 가정할 수 있는 환경에서는 M 시간 범위로 구성된 자원을 사용할 수 있는 것이다. 한편, 비동기 네트워크(Asynchronous network)로 UE에게 지시되는 경우, 또는 비동기 네트워크(Asynchronous network)로 가정하는 환경에서는 N 시간 범위로 구성된 자원을 사용할 수 있다.
- [572]
- [573] (방안 5) 동기 네트워크(Synchronous network)로 UE에게 지시되는 경우, UE는 동일 주파수 대역의 셀들에서 전송되는 신호가 기 설정된 범위(예를 들면, 1ms) 오차 내에서 수신되었다고 가정하고, 서빙 셀(Serving cell)로부터 획득한 5ms 시간 정보는 서빙 셀 뿐만 아니라 인접 셀에서도 동일하게 적용할 수 있다고 가정한다.
- [574]
- [575] **14. 하향링크 공통 채널 전송을 위한 BWP(Bandwidth part)**
- [576] LTE의 초기 접속 절차는 MIB (Master Information Block)에 의해 구성된 시스템 대역폭 내에서 동작한다. 또한, PSS/SSS/PBCH는 시스템 대역폭의 중심을 기준으로 정렬되어 있다. 그리고, 공통 검색 공간은 시스템 대역폭 내에서 정의되고, 상기 시스템 대역폭 내에서 할당된 공통 검색 공간의 PDSCH에 의해 시스템 정보가 전달되며, Msg1/2/3/4에 대한 RACH 절차가 동작한다.
- [577] 한편, NR 시스템은 광대역 CC (Component Carrier) 내에서의 동작을 지원하지만, UE는 모든 광대역 CC 내에서 필요한 동작을 수행하기 위한 Capability를 갖도록 구현하는 것은 비용적인 측면에서 매우 어려운 문제이다. 따라서, 시스템 대역폭 내에서 초기 접속 절차를 원활하게 작동하도록 구현하는 것이 어려울 수 있다.
- [578] 이러한 문제를 해결하기 위하여, 도 33에서 보는 것과 같이, NR은 초기 접속 동작을 위한 BWP를 정의할 수 있다. NR 시스템에서는, 각 UE에 대응하는 BWP 내에서 SS 블록 전송, 시스템 정보 전달, 페이징 및 RACH 절차를 위한 초기 접속 절차를 수행 할 수 있다. 또한, 적어도 하나의 하향링크 BWP는 적어도 하나의 주 컴포넌트 반송파 에서 공통 검색 공간을 갖는 하나의 CORESET을 포함할 수 있다.
- [579] 따라서, 적어도 RMSI, OSI, 페이징, RACH 메시지 2/4 관련 하향링크 제어 정보는 공통 검색 공간을 갖는 CORESET에서 전송되고, 상기 하향링크 제어

정보와 연관된 하향링크 데이터 채널은 하향링크 BWP 내에 할당 될 수 있다. 또한, UE는 상기 UE에 대응하는 BWP 내에서 SS 블록이 전송 될 것으로 예상 할 수 있다.

- [580] 즉, NR에서는 적어도 하나의 하향링크 BWP들이 하향링크 공통 채널 전송을 위해 사용될 수 있다. 여기서, 하향링크 공통 채널에 포함될 수 있는 신호는, SS 블록, 공통 검색 공간을 갖는 CORESET 및 RMSI, OSI, 페이징, RACH 메시지 2/4 등을 위한 PDSCH 등이 있을 수 있다. 여기서, RMSI는 SIB1(System Information Block 1)로 해석될 수 있으며, PBCH(Physical Broadcast Channel)를 통해서 MIB(Master System Information Block) 수신 이후 UE가 획득해야 하는 시스템 정보이다.
- [581]
- [582] (1) 뉴머롤로지
- [583] NR에서는 15, 30, 60 및 120 kHz의 부반송파 간격이 데이터 전송에 이용된다. 따라서, 하향링크 공통 채널에 대한 BWP 내의 PDCCH 및 PDSCH에 대한 뉴머롤로지는 데이터 전송을 위해 정의된 뉴머롤로지 중에서 선택 될 수 있다. 예를 들어, 6GHz 이하의 주파수 범위에 대해서는 15kHz, 30kHz 및 60kHz의 부반송파 간격 중 하나 이상이 선택될 수 있고, 6GHz 내지 52.6GHz의 주파수 범위에 대해서는 60kHz 및 120kHz 부반송파 간격 중 하나 이상이 선택될 수 있다.
- [584] 그러나, 6GHz 이하의 주파수 범위에서는, URLLC 서비스를 위해 60kHz의 부반송파 간격이 이미 정의되어 있으므로, 60kHz의 부반송파 간격은 6GHz 이하의 주파수 범위에서의 PBCH 전송에 적합하지 않다. 따라서, 6GHz 이하의 주파수 범위에서 하향링크 공통 채널 전송을 위해 15kHz 및 30kHz의 부반송파 간격이 사용될 수 있고, 6GHz 이상의 주파수 범위에서는 60kHz 및 120kHz의 부반송파 간격이 사용될 수 있다.
- [585] 한편, NR에서는 SS 블록 전송을 위해 15, 30, 120 및 240 kHz의 부반송파 간격을 지원한다. SS 블록과 공통 검색 공간을 갖는 CORESET 및 RMSI, 페이징, RAR에 대한 PDSCH와 같은 하향링크 채널에 대해, 동일한 부반송파 간격이 적용된다고 가정 할 수 있다. 따라서, 이러한 가정을 적용하면, PBCH 콘텐츠에 뉴머롤로지 정보를 정의 할 필요가 없게 된다.
- [586] 반대로, 하향링크 제어 채널에 대한 부반송파 간격이 변경될 필요가 있는 경우가 발생할 수 있다. 예를 들어, 240kHz의 부반송파 간격이 6GHz 이상의 주파수 대역에서 SS 블록 전송에 적용되는 경우, 하향링크 제어 채널 전송을 포함하는 데이터 전송에는 240kHz의 부반송파 간격이 사용되지 않기 때문에 하향링크 데이터 채널 전송을 포함하는 데이터 전송을 위해서는 부반송파 간격의 변경이 필요하다. 따라서, 하향링크 데이터 채널 전송을 포함하는 데이터 전송을 위해 부반송파 간격이 변경될 수 있는 경우, PBCH 콘텐츠에 포함되는 1 비트 지시자를 통해 이를 지시할 수 있다. 예를 들어, 반송파 주파수 범위에 따라, 상기

1 비트 지시자는 {15 kHz, 30 kHz} 또는 {60 kHz, 120 kHz}로 해석 될 수 있다. 또한, 표시된 부반송파 간격은 RB 그리드의 참조 뉴머롤로지로 간주될 수 있다. 상기에서 PBCH 콘텐츠는 PBCH에 포함되어 전송되는 MIB(Master Information Block)을 의미할 수 있다.

[587] 즉, 주파수 범위가 6Ghz 이하인 경우에는, 상기 1 비트 지시자를 통해, 초기 접속을 위한 RMSI 혹은, OSI, 페이징, Msg 2/4에 대한 부반송파 간격이 15kHz 또는 30 kHz임을 지시할 수 있고, 주파수 범위가 6Ghz 이상인 경우에는, 상기 1 비트 지시자를 통해, 초기 접속을 위한 RMSI 혹은, OSI, 페이징, Msg 2/4에 대한 부반송파 간격이 60 kHz 또는 120 kHz임을 지시할 수 있다.

[588]

[589] (2) 하향링크 공통 채널 전송을 위한 BWP의 대역폭

[590] NR 시스템에서, 하향링크 공통 채널에 대한 BWP의 대역폭이 네트워크가 동작하는 시스템 대역폭과 동일할 필요는 없다. 즉, BWP의 대역폭은 시스템 대역폭보다 좁을 수도 있다. 즉, 대역폭은 반송파 최소 대역폭보다 넓어야 하나, UE 최소 대역폭보다는 넓지 않아야 한다.

[591] 따라서, 하향링크 공통 채널 전송을 위한 BWP는 BWP의 대역폭이 SS 블록의 대역폭보다 넓고, 각 주파수 범위에서 동작할 수 있는 모든 UE의 특정 하향링크 대역폭과 같거나 더 작도록 정의 할 수 있다. 예를 들어, 6GHz 이하의 주파수 범위에서 반송파 최소 대역폭은 5MHz로 정의되며 UE 최소 대역폭은 20MHz로 가정 할 수 있다. 이 경우, 하향링크 공통 채널의 대역폭은 5MHz ~ 20MHz 범위에서 정의 될 수 있다. 즉, SS 블록은 하향링크 공통 채널 대역폭의 일부분에 위치할 수 있다.

[592]

[593] (3) 대역폭 설정

[594] 도 34는 대역폭 설정의 예시를 나타낸다.

[595] UE는 셀 ID 검출 및 PBCH 디코딩을 포함하는 초기 동기화 절차 동안, SS 블록의 대역폭 내에서 신호를 검출하려고 시도한다. 그 이후, UE는 PBCH 콘텐츠를 통해 네트워크가 지시하는 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭 내에서 다음 초기 접속 절차를 계속 수행 할 수 있다. 즉, UE는 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭 내에서 시스템 정보를 획득하고 RACH 절차를 수행할 수 있다.

[596] 한편, SS 블록에 대한 대역폭과 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭 간의 상대적인 주파수 위치를 위한 지시자가 PBCH 콘텐츠에 정의될 수 있다. 한편, 상술한 바와 같이 PBCH 콘텐츠는 PBCH에 포함되어 전송되는 MIB(Master Information Block)을 의미할 수 있다.

[597] 예를 들어, 도 34에서 보는 바와 같이, 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭 간의 상대적인 주파수 위치로서, SS 블록에 대한 대역폭과 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭의 간격에 대한 오프셋 정보로 정의될 수 있다.

[598] 특히, 도 34를 참조하면, 상기 오프셋 값은 RB단위로 지시될 수 있고, 지시된

RB 수만큼의 오프셋 위치에 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭이 위치하는 것으로 UE가 결정할 수 있다. 한편, NR 시스템에서는 SS 블록 대역폭과 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭의 뉴머롤로지, 즉, 부반송파 간격이 다르게 설정될 수 있는데, 이 때에는, SS 블록 대역폭의 부반송파 간격과 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭의 부반송파 간격 중 어느 하나를 기준으로, RB 단위로 지시되는 오프셋의 절대적 주파수 간격을 산출할 수 있다.

[599] 또한, 상대적인 주파수 위치의 지시를 단순화하기 위해, 복수의 SS 블록에 대한 대역폭은 하향링크 공통 채널에 대한 대역폭 내에서 SS 블록을 위치시키는 후보 위치들 중 어느 하나일 수 있다.

[600] 또한, NR 시스템에서는 하향링크 공통 채널의 대역폭이 네트워크가 동작하는 시스템 대역폭과 동일할 필요는 없다. 또한 대역폭은 시스템 대역폭보다 좁을 수 있다. 즉, 하향링크 공통 채널의 대역폭은 반송파 최소 대역폭보다 넓어야 하지만, UE의 최소 대역폭보다 넓지 않아야 한다. 예를 들어, 6GHz 이하의 주파수 범위에서 반송파 최소 대역폭은 5MHz로 정의되며 UE의 최소 대역폭이 20MHz로 가정되는 경우, 하향링크 공통 채널의 대역폭은 5MHz ~ 20MHz 범위에서 정의 할 수 있습니다.

[601] 예를 들어, SS 블록의 대역폭이 5MHz이고 하향링크 공통 채널의 대역폭이 20MHz라고 가정하면, 하향링크 공통 채널을 위한 대역폭 내에서 SS 블록을 찾기 위한 4 개의 후보 위치를 정의 할 수 있다.

[602]

[603] 15. CORESET 설정

[604] (1) CORESET 정보와 RMSI 스케줄링 정보

[605] RMSI에 대한 스케줄링 정보를 직접 지시하는 것보다, 네트워크가 RMSI 스케줄링 정보를 포함하는 CORESET 정보를 UE에게 전송하는 것이 더 효율적일 수 있다. 즉, PBCH 콘텐츠에서, CORESET 및 주파수 위치에 대한 대역폭과 같은, 주파수 자원 관련 정보를 지시할 수 있다. 또한, 시작 OFDM 심볼, 지속 시간 및 OFDM 심볼의 수와 같은, 시간 자원 관련 정보는 네트워크 자원을 유연하게 이용하기 위하여 추가적으로 설정될 수 있다.

[606] 또한, 공통 탐색 공간 모니터링 주기, 지속 시간 및 오프셋에 관한 정보도 UE 검색 복잡성을 감소시키기 위해 네트워크로부터 UE로 전송될 수 있다.

[607] 한편, 전송 타입 및 REG 번들링 사이즈는 공통 검색 공간의 CORESET에 따라 고정 될 수 있다. 여기서, 전송 타입은 전송되는 신호가 인터리빙 되어 있는지 여부에 따라 구분될 수 있다.

[608]

[609] (2) 슬롯에 포함된 OFDM 심볼 수

[610] 슬롯 내의 OFDM 심볼 수 또는 6GHz 이하의 반송파 주파수 범위와 관련하여, 7 OFDM 심볼 슬롯 및 14 OFDM 심볼 슬롯과 같은 2 개의 후보를 고려한다. 만약, NR 시스템에서, 6GHz 이하의 반송파 주파수 범위를 위해 두 가지 유형의 슬롯을

모두 지원하기로 결정하면 공통 검색 공간을 갖는 CORESET의 시간 자원 표시를 위해 슬롯 유형에 대한 지시 방법을 정의할 수 있어야 한다.

[611]

[612] (3) PBCH 콘텐츠의 비트 사이즈

[613] PBCH 콘텐츠에서 뉴머올로지, 대역폭 및 CORESET 정보를 표시하기 위해 [표 4]과 같이 약 14비트를 지정할 수 있다.

[614] [표4]

Details	Bit size	
	6GHz	For a6GHz
Reference numerology	[1]	[1]
Bandwidth for DL common channel, and SS block position	[3]	[2]
# of OFDM symbols in a Slot	[1]	0
CORESET(Frequency resource - bandwidth, location)(Time resource - starting OFDM symbol, Duration)(UE Monitoring Periodicity, offset, duration)	About [10]	About [10]
Total	About [14]	

[615] 도 35는 본 발명을 수행하는 전송장치(10) 및 수신장치(20)의 구성요소를 나타내는 블록도이다.

[616] 전송장치(10) 및 수신장치(20)는 정보 및/또는 데이터, 신호, 메시지 등을 나르는 무선 신호를 전송 또는 수신할 수 있는 RF(Radio Frequency) 유닛(13, 23)과, 무선통신 시스템 내 통신과 관련된 각종 정보를 저장하는 메모리(12, 22), 상기 RF 유닛(13, 23) 및 메모리(12, 22) 등의 구성요소와 동작적으로 연결되어, 상기 구성요소를 제어하여 해당 장치가 전송한 본 발명의 실시예들 중 적어도 하나를 수행하도록 메모리(12, 22) 및/또는 RF 유닛(13, 23)을 제어하도록 구성된(configured) 프로세서(11, 21)를 각각 포함한다.

[617] 메모리(12, 22)는 프로세서(11, 21)의 처리 및 제어를 위한 프로그램을 저장할 수 있고, 입/출력되는 정보를 임시 저장할 수 있다. 메모리(12, 22)가 버퍼로서 활용될 수 있다.

[618] 프로세서(11, 21)는 통상적으로 전송장치 또는 수신장치 내 각종 모듈의 전반적인 동작을 제어한다. 특히, 프로세서(11, 21)는 본 발명을 수행하기 위한 각종 제어 기능을 수행할 수 있다. 프로세서(11, 21)는 컨트롤러(controller), 마이크로 컨트롤러(microcontroller), 마이크로 프로세서(microprocessor), 마이크로 컴퓨터(microcomputer) 등으로도 불릴 수 있다. 프로세서(11, 21)는 하드웨어(hardware) 또는 펌웨어(firmware), 소프트웨어, 또는 이들의 결합에 의해

구현될 수 있다. 하드웨어를 이용하여 본 발명을 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(11, 21)에 구비될 수 있다. 한편, 펌웨어나 소프트웨어를 이용하여 본 발명을 구현하는 경우에는 본 발명의 기능 또는 동작들을 수행하는 모듈, 절차 또는 함수 등을 포함하도록 펌웨어나 소프트웨어가 구성될 수 있으며, 본 발명을 수행할 수 있도록 구성된 펌웨어 또는 소프트웨어는 프로세서(11, 21) 내에 구비되거나 메모리(12, 22)에 저장되어 프로세서(11, 21)에 의해 구동될 수 있다.

- [619] 전송장치(10)의 프로세서(11)는 상기 프로세서(11) 또는 상기 프로세서(11)와 연결된 스케줄러로부터 스케줄링되어 외부로 전송될 신호 및/또는 데이터에 대하여 소정의 부호화(coding) 및 변조(modulation)를 수행한 후 RF 유닛(13)에 전송한다. 예를 들어, 프로세서(11)는 전송하고자 하는 데이터 열을 역다중화 및 채널 부호화, 스캐램블링, 변조과정 등을 거쳐 K 개의 레이어로 변환한다. 부호화된 데이터 열은 코드워드로 지칭되기도 하며, MAC 계층이 제공하는 데이터 블록인 수송 블록과 등가이다. 일 수송블록(transport block, TB)은 일 코드워드로 부호화되며, 각 코드워드는 하나 이상의 레이어의 형태로 수신장치에 전송되게 된다. 주파수 상향 변환을 위해 RF 유닛(13)은 오실레이터(oscillator)를 포함할 수 있다. RF 유닛(13)은 N_t 개(N_t 는 1 이상의 양의 정수)의 전송 안테나를 포함할 수 있다.
- [620] 수신장치(20)의 신호 처리 과정은 전송장치(10)의 신호 처리 과정의 역으로 구성된다. 프로세서(21)의 제어 하에, 수신장치(20)의 RF 유닛(23)은 전송장치(10)에 의해 전송된 무선 신호를 수신한다. 상기 RF 유닛(23)은 N_r 개의 수신 안테나를 포함할 수 있으며, 상기 RF 유닛(23)은 수신 안테나를 통해 수신된 신호 각각을 주파수 하향 변환하여(frequency down-convert) 기저대역 신호로 복원한다. RF 유닛(23)은 주파수 하향 변환을 위해 오실레이터를 포함할 수 있다. 상기 프로세서(21)는 수신 안테나를 통하여 수신된 무선 신호에 대한 복호(decoding) 및 복조(demodulation)를 수행하여, 전송장치(10)가 본래 전송하고자 했던 데이터를 복원할 수 있다.
- [621] RF 유닛(13, 23)은 하나 이상의 안테나를 구비한다. 안테나는, 프로세서(11, 21)의 제어 하에 본 발명의 일 실시예에 따라, RF 유닛(13, 23)에 의해 처리된 신호를 외부로 전송하거나, 외부로부터 무선 신호를 수신하여 RF 유닛(13, 23)으로 전달하는 기능을 수행한다. 안테나는 안테나 포트에 불리기도 한다. 각 안테나는 하나의 물리 안테나에 해당하거나 하나보다 많은 물리 안테나 요소(element)의 조합에 의해 구성될(configured) 수 있다. 각 안테나로부터 전송된 신호는 수신장치(20)에 의해 더는 분해될 수 없다. 해당 안테나에 대응하여 전송된 참조신호(reference signal, RS)는 수신장치(20)의 관점에서 본 안테나를 정의하며, 채널이 일 물리 안테나로부터의 단일(single) 무선 채널인지

혹은 상기 안테나를 포함하는 복수의 물리 안테나 요소(element)들로부터의 합성(composite) 채널인지에 관계없이, 상기 수신장치(20)로 하여금 상기 안테나에 대한 채널 추정을 가능하게 한다. 즉, 안테나는 상기 안테나 상의 심볼을 전달하는 채널이 상기 동일 안테나 상의 다른 심볼이 전달되는 상기 채널로부터 도출될 수 있도록 정의된다. 복수의 안테나를 이용하여 데이터를 송수신하는 다중 입출력(Multi-Input Multi-Output, MIMO) 기능을 지원하는 RF 유닛의 경우에는 2개 이상의 안테나와 연결될 수 있다.

- [622] 본 발명에서 RF 유닛(13, 23)은 수신 빔포밍과 전송 빔포밍을 지원할 수 있다. 예를 들어, 본 발명에서 RF 유닛(13,23)은 도 5 내지 도 8에 예시된 기능을 수행하도록 구성될 수 있다. 또한, 본 발명에서 RF 유닛(13, 23)은 트랜시버(Transceiver)로 명명될 수도 있다.
- [623] 본 발명의 실시예들에 있어서, UE는 상향링크에서는 전송장치(10)로 동작하고, 하향링크에서는 수신장치(20)로 동작한다. 본 발명의 실시예들에 있어서, gNB는 상향링크에서는 수신장치(20)로 동작하고, 하향링크에서는 전송장치(10)로 동작한다. 이하, UE에 구비된 프로세서, RF 유닛 및 메모리를 UE 프로세서, UE RF 유닛 및 UE 메모리라 각각 칭하고, gNB에 구비된 프로세서, RF 유닛 및 메모리를 gNB 프로세서, gNB RF 유닛 및 gNB 메모리라 각각 칭한다.
- [624] 본 발명의 gNB 프로세서는 PSS/SSS/PBCH로 구성된 SSB를 UE에 전송하도록 제어한다. 이 때, PBCH 페이로드를 통해서 SSB 인덱스를 지시하기 위한 최상위 3비트를 전송하고, PBCH DMRS를 통해서 SSB 인덱스를 지시하기 위한 최하위 3비트를 전송할 수 있다. 이 때, PBCH 페이로드 및 PBCH DMRS 모두 PBCH가 맵핑되는 심볼을 통해 전송되므로, PBCH를 통해 전달되는 것으로 해석될 수 있다.
- [625] 또한, SSB 인덱스를 지시하기 위한 최상위 3비트는 해당 SSB가 속한 SSB 그룹을 지시할 수 있으며, SSB 인덱스를 지시하기 위한 최하위 3비트는 상기 SSB 그룹 내의 상기 SSB의 위치를 나타낼 수 있다.
- [626] 한편, 상기 PBCH 페이로드에는 SSB 인덱스를 지시하기 위한 최상위 3비트 이외에, 하프 프레임 지시자 및 프레임 인덱스를 지시하는 지시자를 더 포함할 수 있으며, SSB 인덱스 지시자, 하프 프레임 지시자 및 프레임 인덱스 지시자를 통틀어 SSB의 시간 정보라고 명칭할 수 있다.
- [627] 또한, 상기 PBCH 페이로드를 스크램블링 하기 위한 스크램블링 시퀀스는 20ms 내에서 동일하게 적용될 수 있고, PBCH DMRS의 주파수 위치는 5ms 마다 변경될 수 있다. 따라서, 스크램블링 시퀀스 및 PBCH DMRS의 주파수 위치를 기반으로, SSB가 전송되는 하프 프레임을 식별할 수 있다. 한편, PBCH DMRS의 주파수 위치는 셀의 식별자에 의존하여 맵핑될 수도 있다.
- [628] 또한, gNB 프로세서는 인접 셀의 SSB 인덱스를 획득하기 위해, 서빙 셀의 시간 정보를 사용할 수 있는지 여부를 지시하는 지시자를 UE에게 전송할 수 있다.
- [629] 본 발명의 UE 프로세서는 gNB로부터 PSS/SSS/PBCH로 구성된 SSB를

수신하도록 제어할 수 있다.

- [630] 이 때, UE 프로세서는 서빙 셀과 인접 셀로부터 각각 SSB를 수신할 수 있고, 서빙 셀로부터 수신한 SSB에 포함된 PBCH의 페이로드 및 DMRS를 통해, 시간 정보를 획득할 수 있다. 즉, 서빙 셀로부터 수신한 SSB가 전송된 프레임 및 하프 프레임 정보, SSB 인덱스 정보를 획득할 수 있다. 구체적으로, 상기 기지국으로부터 인접 셀의 SSB 인덱스를 획득하기 위해, 서빙 셀의 시간 정보를 사용할 수 있는지 여부를 지시하는 지시자를 수신하여, 상기 지시자가 서빙 셀의 시간 정보를 인접 셀의 SSB 인덱스 획득에 사용할 수 있음을 지시한다면, 서빙 셀로부터 수신한 SSB 인덱스 정보를 인접 셀로부터 수신한 SSB의 인덱스를 결정할 수 있다. 즉, 인접 셀로부터 수신한 PBCH DMRS로부터 인접 셀 SSB의 인덱스를 위한 최하위 3비트를 서빙 셀로부터 수신한 SSB의 PBCH 페이로드로부터 수신한 서빙 셀 SSB의 인덱스를 위한 최상위 3비트를 조합하여, 상기 인접 셀로부터 수신한 SSB의 인덱스를 결정할 수 있다.
- [631] 이와 마찬가지로, 서빙 셀 SSB의 인덱스는 서빙 셀의 PBCH 페이로드로부터 획득한 최상위 3비트와 서빙 셀의 PBCH DMRS로부터 획득한 최하위 3비트를 조합하여 결정할 수 있으며, 이 때, 상기 최상위 3비트는 SSB 그룹을 나타내고, 상기 최하위 3비트는 상기 SSB 그룹 내의 SSB의 위치를 나타낼 수 있다.
- [632] 또한, UE 프로세서는 서빙 셀 SSB 혹은 인접 셀 SSB가 전송되는 하프 프레임을 각각의 PBCH 스크램블링 시퀀스와 PBCH DMRS가 맵핑된 주파수 위치를 통해 식별될 수 있으며, DMRS가 맵핑된 주파수 위치는 각각의 셀의 식별자에 의존하여 결정될 수 있다. 또한, UE 프로세서는 상기 PBCH를 수신할 때, PBCH의 EPRE와 PBCH DMRS의 EPRE가 동일한 것을 가정하고 수신할 수 있다.
- [633] 본 발명의 gNB 프로세서 혹은 UE 프로세서는 아날로그 혹은 하이브리드 빔포밍이 사용되는 6GHz 이상의 고주파 대역에서 동작하는 셀 상에서 본 발명을 적용하도록 구성될 수 있다.
- [634] 상술한 바와 같이 개시된 본 발명의 바람직한 실시예들에 대한 상세한 설명은 당업자가 본 발명을 구현하고 실시할 수 있도록 제공되었다. 상기에서는 본 발명의 바람직한 실시예들을 참조하여 설명하였지만, 해당 기술 분야의 숙련된 당업자는 하기의 특허 청구의 범위에 기재된 본 발명의 사상 및 영역으로부터 벗어나지 않는 범위 내에서 본 발명을 다양하게 수정 및 변경시킬 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 따라서, 본 발명은 여기에 나타난 실시형태들에 제한되려는 것이 아니라, 여기서 개시된 원리들 및 신규한 특징들과 일치하는 최광의 범위를 부여하려는 것이다.

산업상 이용가능성

- [635] 상술한 바와 같은 동기 신호 블록을 송수신하는 방법 및 이를 위한 장치는 5세대 NewRAT 시스템에 적용되는 예를 중심으로 설명하였으나, 5세대 NewRAT 시스템 이외에도 다양한 무선 통신 시스템에 적용하는 것이 가능하다.

청구범위

- [청구항 1] 무선 통신 시스템에서, 단말이 동기 신호 블록(Synchronization Signal Block; SSB)을 수신하는 방법에 있어서,
서빙 셀로부터 제 1 SSB를 수신하고,
인접 셀(neighbour cell)로부터 제 2 SSB를 수신하고,
상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH(Physical Broadcasting Channel)를 기반으로
상기 제 1 SSB의 시간 정보를 획득하고,
상기 제 1 SSB의 시간 정보를 이용하여 상기 제 2 SSB의 인덱스를
획득하는 것을 포함하는,
SSB 수신 방법.
- [청구항 2] 제 1 항에 있어서,
상기 획득되는 제 1 SSB의 시간 정보는,
상기 제 1 SSB의 인덱스 정보를 포함하는,
SSB 수신 방법.
- [청구항 3] 제 1 항에 있어서,
상기 제 2 SSB의 인덱스는,
상기 PBCH의 페이로드를 통해 획득되는 상기 제 1 SSB의 인덱스를 위한
최상위 3비트 및 상기 제 2 SSB에 포함된 PBCH DMRS(Demodulation
Reference Signal)을 통해 획득되는 상기 제 2 SSB의 인덱스를 위한 최하위
3비트의 조합으로 결정되는,
SSB 수신 방법.
- [청구항 4] 제 1 항에 있어서,
제 1 SSB의 인덱스는, 상기 PBCH의 페이로드를 통해 획득되는 상기 제 1
SSB의 인덱스를 위한 최상위 3비트 및 상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH
DMRS(Demodulation Reference Signal)을 통해 획득되는 상기 제 1 SSB의
인덱스를 위한 최하위 3비트의 조합으로 결정되며,
상기 최상위 3비트 및 최하위 3비트 중 어느 하나의 3비트는, 상기 서빙
셀로부터 전송 가능한 후보 SSB의 위치들을 소정 개수로 그룹핑한
복수의 SSB 그룹 중, 상기 제 1 SSB가 속한 SSB 그룹을 나타내며,
나머지 3비트는, 상기 제 1 SSB가 속한 SSB 그룹 내에서의 상기 제 1
SSB의 위치를 나타내는,
SSB 수신 방법.
- [청구항 5] 제 1 항에 있어서,
상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation
Reference Signal)의 시퀀스는,
상기 서빙 셀의 식별자 및 상기 제 1 SSB의 인덱스를 기반으로 생성되는,
SSB 수신 방법.

- [청구항 6] 제 1 항에 있어서,
 상기 제 1 SSB가 전송되는 하프 프레임은,
 상기 PBCH의 스크램블링 시퀀스 및 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해
 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)가 맵핑된 주파수 위치를
 통해 식별되는,
 SSB 수신 방법.
- [청구항 7] 제 1 항에 있어서,
 특정 시간 구간 내에서 사용되는 상기 PBCH의 스크램블링 시퀀스는
 동일한,
 SSB 수신 방법.
- [청구항 8] 제 1 항에 있어서,
 상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation
 Reference Signal)가 맵핑된 주파수 위치는,
 상기 서빙 셀의 식별자에 의존하는,
 SSB 수신 방법.
- [청구항 9] 제 1 항에 있어서,
 상기 단말은, 상기 PBCH의 EPRE(Energy per Resource Element)와 상기
 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference
 Signal)의 EPRE가 동일한 것으로 가정하는,
 SSB 수신 방법.
- [청구항 10] 제 1 항에 있어서,
 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 상기 제 2 SSB의 인덱스를 획득하는데
 사용할 수 있는지 여부를 지시하는 지시자를 수신하는 것을 더 포함하는,
 SSB 수신 방법.
- [청구항 11] 무선 통신 시스템에서, 동기 신호 블록(Synchronization Signal Block;
 SSB)을 수신하는 단말에 있어서,
 복수의 셀들과 신호를 송수신하는 트랜시버; 및
 상기 트랜시버와 연결되어, 서빙 셀로부터 제 1 SSB를 수신하도록 상기
 트랜시버를 제어하고, 인접 셀(neighbour cell)로부터 제 2 SSB를
 수신하도록 상기 트랜시버를 제어하고,
 상기 제 1 SSB에 포함된 PBCH(Physical Broadcasting Channel)를 기반으로
 상기 제 1 SSB의 시간 정보를 획득하고, 상기 제 1 SSB의 시간 정보를
 이용하여 상기 제 2 SSB의 인덱스를 획득하는 프로세서를 포함하는,
 단말.
- [청구항 12] 제 11 항에 있어서,
 상기 획득되는 제 1 SSB의 시간 정보는,
 상기 제 1 SSB의 인덱스 정보를 포함하는,
 단말.

- [청구항 13] 제 11 항에 있어서,
상기 PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference Signal)의 시퀀스는,
상기 서빙 셀의 식별자 및 상기 제 1 SSB의 인덱스를 기반으로 생성되는,
단말.
- [청구항 14] 제 11 항에 있어서,
특정 시간 구간 내에서 사용되는 상기 PBCH의 스크램블링 시퀀스는
동일한,
단말.
- [청구항 15] 제 1 항에 있어서,
상기 단말은, 상기 PBCH의 EPRE(Energy per Resource Element)와 상기
PBCH가 맵핑된 심볼을 통해 전송되는 DMRS(Demodulation Reference
Signal)의 EPRE가 동일한 것으로 가정하는,
단말.