

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第6663078号  
(P6663078)

(45) 発行日 令和2年3月11日(2020.3.11)

(24) 登録日 令和2年2月17日(2020.2.17)

(51) Int.Cl.

F I

H04W 72/04 (2009.01)

H04W 72/04 1 3 2

請求項の数 20 (全 57 頁)

(21) 出願番号	特願2019-508918 (P2019-508918)	(73) 特許権者	502032105
(86) (22) 出願日	平成30年6月15日 (2018.6.15)		エルジー エレクトロニクス インコーポ
(65) 公表番号	特表2019-526975 (P2019-526975A)		レイティド
(43) 公表日	令和1年9月19日 (2019.9.19)		大韓民国, ソウル, ヨンドゥンポーク, ヨ
(86) 国際出願番号	PCT/KR2018/006790		イーデロ, 1 2 8
(87) 国際公開番号	W02018/231010	(74) 代理人	100099759
(87) 国際公開日	平成30年12月20日 (2018.12.20)		弁理士 青木 篤
審査請求日	平成31年2月15日 (2019.2.15)	(74) 代理人	100123582
(31) 優先権主張番号	62/521, 263		弁理士 三橋 真二
(32) 優先日	平成29年6月16日 (2017.6.16)	(74) 代理人	100165191
(33) 優先権主張国・地域又は機関			弁理士 河合 章
	米国 (US)	(74) 代理人	100114018
(31) 優先権主張番号	62/544, 212		弁理士 南山 知広
(32) 優先日	平成29年8月11日 (2017.8.11)	(74) 代理人	100159259
(33) 優先権主張国・地域又は機関			弁理士 竹本 実
	米国 (US)		最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 下りリンクチャネルを送受信する方法及びそのための装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線通信システムにおいて、周波数帯域で動作する端末が、下りリンク共通チャネル (DownLink Common CHannel ; D L - C C H ) を受信する方法であって、

( i ) プライマリ同期信号 ( Primary Synchronization Signal ; P S S )、( ii ) セカンダリ同期信号 ( Secondary Synchronization Signal ; S S S ) 及び ( iii ) 物理ブロードキャストチャネル ( Physical Broadcasting CHannel ; P B C H ) を有する同期信号ブロック ( Synchronization Signal Block ; S S B ) を受信し、

( i ) 前記 P B C H を介して獲得される 1 ビット情報及び ( ii ) 前記端末が動作する前記周波数帯域に基づいて、前記 D L - C C H の副搬送波間隔を決定し、

前記副搬送波間隔に基づいて、前記 D L - C C H を受信する、ことを有し、

第 1 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、第 1 の副搬送波間隔又は第 2 の副搬送波間隔の 1 つとして決定され、

第 2 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、第 3 の副搬送波間隔又は第 4 の副搬送波間隔の 1 つとして決定される、D L - C C H の受信方法。

【請求項 2】

前記 1 ビット情報は、第 1 のバイナリ値又は第 2 のバイナリ値のいずれかであり、

前記第 1 のバイナリ値と等しい前記 1 ビット情報に対して、前記副搬送波間隔は、前記周波数帯域が前記第 1 の周波数領域内であるか又は前記第 2 の周波数領域内であるかによ

10

20

って、前記第 1 の副搬送波間隔又は前記第 3 の副搬送波間隔として決定され、

前記第 2 のバイナリ値と等しい前記 1 ビット情報に対して、前記副搬送波間隔は、前記周波数帯域が前記第 1 の周波数領域内であるか又は前記第 2 の周波数領域内であるかによって、前記第 2 の副搬送波間隔又は前記第 4 の副搬送波間隔として決定される、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 3】

前記第 1 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、60 kHz 又は 120 kHz の 1 つとして決定される、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 4】

前記第 2 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、15 kHz 又は 30 kHz の 1 つとして決定される、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 5】

前記 D L - C C H は、システム情報及び初期アクセスのための D L メッセージのうちの少なくとも 1 つを搬送するよう構成される、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 6】

前記システム情報の副搬送波間隔は、前記初期アクセスのための D L メッセージの副搬送波間隔と等しい、請求項 5 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 7】

無線通信システムにおいて、周波数帯域で下りリンク共通チャネル (DownLink Common CHannel ; D L - C C H ) を受信するよう構成された端末であって、

トランシーバ (Transceiver) と、

少なくとも 1 つのプロセッサと、

前記少なくとも 1 つのプロセッサと動作可能に接続でき、指示を記憶する、少なくとも 1 つのコンピュータメモリと、を有し、

前記指示は、実行されたとき、前記少なくとも 1 つのプロセッサに、

前記トランシーバを介して、( i ) プライマリ同期信号 (Primary Synchronization Signal ; P S S )、( ii ) セカンダリ同期信号 (Secondary Synchronization Signal ; S S S ) 及び ( iii ) 物理ブロードキャストチャネル (Physical Broadcasting CHannel ; P B C H ) を有する同期信号ブロック (Synchronization Signal Block ; S S B ) を受信し、

( i ) 前記 P B C H を介して獲得される 1 ビット情報及び ( ii ) 前記端末が動作する前記周波数帯域に基づいて、前記 D L - C C H の副搬送波間隔を決定し、

前記トランシーバを介して、前記副搬送波間隔に基づいて、前記 D L - C C H を受信する、ことを有する動作を行わせ、

第 1 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、第 1 の副搬送波間隔又は第 2 の副搬送波間隔の 1 つとして決定され、

第 2 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記 1 ビット情報に基づいて、第 3 の副搬送波間隔又は第 4 の副搬送波間隔の 1 つとして決定される、端末。

【請求項 8】

前記 1 ビット情報は、第 1 のバイナリ値又は第 2 のバイナリ値のいずれかであり、

前記第 1 のバイナリ値と等しい前記 1 ビット情報に対して、前記副搬送波間隔は、前記周波数帯域が前記第 1 の周波数領域内であるか又は前記第 2 の周波数領域内であるかによって、前記第 1 の副搬送波間隔又は前記第 3 の副搬送波間隔として決定され、

前記第 2 のバイナリ値と等しい前記 1 ビット情報に対して、前記副搬送波間隔は、前記周波数帯域が前記第 1 の周波数領域内であるか又は前記第 2 の周波数領域内であるかによって、前記第 2 の副搬送波間隔又は前記第 4 の副搬送波間隔として決定される、請求項 7 に記載の端末。

【請求項 9】

10

20

30

40

50

前記第1の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、60kHz又は120kHzの1つとして決定される、請求項7に記載の端末。

【請求項10】

前記第2の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、15kHz又は30kHzの1つとして決定される、請求項7に記載の端末。

【請求項11】

前記DL-CCCHは、システム情報及び初期アクセスのためのDLメッセージのうちの少なくとも1つを搬送するよう構成される、請求項7に記載の端末。

【請求項12】

前記システム情報の副搬送波間隔は、前記初期アクセスのためのDLメッセージの副搬送波間隔と等しい、請求項11に記載の端末。

【請求項13】

無線通信システムにおいて、基地局が、周波数帯域で、端末に、下りリンク共通チャネル(DownLink Common CHannel; DL-CCCH)を送信する方法であって、

(i)プライマリ同期信号(Primary Synchronization Signal; PSS)、(ii)セカンダリ同期信号(Secundary Synchronization Signal; SSS)及び(iii)物理ブロードキャストチャネル(Physical Broadcasting CHannel; PBCH)を有する同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を送信し、

(i)前記PBCHを介して送信される1ビット情報及び(ii)前記端末が動作する前記周波数帯域に関連する副搬送波間隔に基づいて、前記DL-CCCHを送信する、ことを有し、

第1の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、第1の副搬送波間隔又は第2の副搬送波間隔の1つであり、

第2の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、第3の副搬送波間隔又は第4の副搬送波間隔の1つである、DL-CCCHの送信方法。

【請求項14】

無線通信システムにおいて、周波数帯域で、端末に、下りリンク共通チャネル(DownLink Common CHannel; DL-CCCH)を送信するよう構成された基地局であって、

トランシーバ(Transceiver)と、

少なくとも1つのプロセッサと、

前記少なくとも1つのプロセッサと動作可能に接続でき、指示を記憶する、少なくとも1つのコンピュータメモリと、を有し、

前記指示は、実行されたとき、前記少なくとも1つのプロセッサに、

前記トランシーバを介して、(i)プライマリ同期信号(Primary Synchronization Signal; PSS)、(ii)セカンダリ同期信号(Secundary Synchronization Signal; SSS)及び(iii)物理ブロードキャストチャネル(Physical Broadcasting CHannel; PBCH)を有する同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を送信し、

前記トランシーバを介して、(i)前記PBCHを介して送信される1ビット情報及び(ii)前記端末が動作する前記周波数帯域に関連する副搬送波間隔に基づいて、前記DL-CCCHを送信する、ことを有する動作を行わせ、

第1の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、第1の副搬送波間隔又は第2の副搬送波間隔の1つであり、

第2の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、前記副搬送波間隔は、前記1ビット情報に基づいて、第3の副搬送波間隔又は第4の副搬送波間隔の1つである、基地局。

【請求項15】

前記DL-CCCHによって搬送される前記システム情報は、残りの最小システム情報(Remaining Minimum System Information; RMSI)である、請求項5に記載のDL-C

10

20

30

40

50

C Hの受信方法。

【請求項 1 6】

前記第 1 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、

前記副搬送波間隔は、第 1 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 1 の副搬送波間隔であり、

前記副搬送波間隔は、第 2 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 2 の副搬送波間隔であり、

前記第 2 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、

前記副搬送波間隔は、前記第 1 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 3 の副搬送波間隔であり、

前記副搬送波間隔は、前記第 2 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 4 の副搬送波間隔である、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 1 7】

前記第 1 の周波数領域は、前記第 2 の周波数領域より高い周波数である、請求項 1 に記載の D L - C C H の受信方法。

【請求項 1 8】

前記 D L - C C H によって搬送される前記システム情報は、残りの最小システム情報 ( Remaining Minimum System Information ; R M S I ) である、請求項 1 1 に記載の端末。

【請求項 1 9】

前記第 1 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、

前記副搬送波間隔は、第 1 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 1 の副搬送波間隔であり、

前記副搬送波間隔は、第 2 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 2 の副搬送波間隔であり、

前記第 2 の周波数領域内の前記周波数帯域に対して、

前記副搬送波間隔は、前記第 1 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 3 の副搬送波間隔であり、

前記副搬送波間隔は、前記第 2 のバイナリ値である前記 1 ビット情報に基づいて、前記第 4 の副搬送波間隔である、請求項 7 に記載の端末。

【請求項 2 0】

前記第 1 の周波数領域は、前記第 2 の周波数領域より高い周波数である、請求項 7 に記載の端末。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1】

本発明は、下りリンクチャネルを送受信する方法及びそのための装置に関し、より詳しくは、U E が同期信号ブロック ( Synchronization Signal Block ; S S B ) に含まれる P B C H ( Physical Broadcast Channel ) コンテンツにより伝達される下りリンクチャネルの副搬送波間隔に基づいて、下りリンクチャネルを送受信する方法及びそのための装置に関する。

【背景技術】

【 0 0 0 2】

時代の流れによってより多くの通信装置がより大きな通信トラフィックを要求することになり、既存の L T E システムに比べて向上した無線広帯域通信である次世代 5 G システムが要求されている。New R A T と呼ばれるこの次世代 5 G システムは、Enhanced Mobile BroadBand ( e M B B ) / Ultra - Reliability and Low - Latency Communication ( U R L L C ) / Massive Machine - type Communications ( m M T C ) などに通信シナリオが区分される ( divided ) 。

【 0 0 0 3】

ここで、eM B Bは、High Spectrum Efficiency、High User Experienced Data Rate、High Peak Data Rateなどの特性を有する次世代移動通信シナリオであり、URLLCは、Ultra Reliable、Ultra Low Latency、Ultra High Availabilityなどの特性を有する次世代移動通信シナリオであり（例えば、V2X、Emergency Service、Remote Control）、mMTCは、Low Cost、Low Energy、Short Packet、Massive Connectivityの特性を有する次世代移動通信シナリオである（例えば、IoT）。

【発明の概要】

10

【発明が解決しようとする課題】

【0004】

本発明は、下りリンクチャネルを送受信する方法及びそのための装置を提供する。

【0005】

本発明が遂げようとする技術的課題は、以上で言及した技術的課題に制限されず、言及していない他の技術的課題は、以下の発明の詳細な説明から本発明が属する技術分野における通常の知識を有する者には明確に理解されるであろう。

【課題を解決するための手段】

【0006】

本発明の実施例による無線通信システムにおいて、端末が下りリンクチャネルを受信する方法であって、プライマリ（主）同期信号（Primary Synchronization Signal；PSS）、セカンダリ（副）同期信号（Secondary Synchronization Signal；SSS）及び物理ブロードキャストチャネル（Physical Broadcasting Channel；PBCH）で構成された同期信号ブロック（Synchronization Signal Block；SSB）を受信し、PBCHを介して、下りリンクチャネルの副搬送波間隔を指示する指示子を獲得し、副搬送波間隔（subcarrier spacing）に基づいて下りリンクチャネルを受信することを有し、指示子の値が示す副搬送波間隔は、端末が動作する周波数帯域によって異なる。

20

【0007】

このとき、指示子のサイズは、1ビットである。

【0008】

30

端末が動作する周波数帯域が特定値を超える場合、指示子の値が示す副搬送波間隔は、60kHz又は120kHzである。

【0009】

端末が動作する周波数帯域が特定値未満である場合、指示子の値が示す副搬送波間隔は、15kHz又は30kHzである。

【0010】

下りリンクチャネルは、システム情報又は初期アクセス（初期接続）（initial access）のためのメッセージである。

【0011】

システム情報の副搬送波間隔及び初期アクセスのためのメッセージの副搬送波間隔は、全部同一である。

40

【0012】

本発明による無線通信システムにおいて、下りリンクチャネルを受信する端末であって、基地局と無線信号を送受信するトランシーバ（Transceiver）と、プライマリ同期信号（Primary Synchronization Signal；PSS）、セカンダリ同期信号（Secondary Synchronization Signal；SSS）及び物理ブロードキャストチャネル（Physical Broadcasting Channel；PBCH）で構成された同期信号ブロック（Synchronization Signal Block；SSB）を受信するようにトランシーバを制御し、PBCHを介して、下りリンクチャネルの副搬送波間隔を指示する指示子を獲得し、副搬送波間隔に基づいて下りリンクチャネルを受信するようにトランシーバを制御するプロセッサと、を有し、指示子の値が示す

50

副搬送波間隔は、端末が動作する周波数帯域によって異なる。

【 0 0 1 3 】

このとき、指示子のサイズは、1ビットである。

【 0 0 1 4 】

端末が動作する周波数帯域が特定値を超える場合、指示子の値が示す副搬送波間隔は、60kHz又は120kHzである。

【 0 0 1 5 】

端末が動作する周波数帯域が特定値未満である場合、指示子の値が示す副搬送波間隔は、15kHz又は30kHzである。

【 0 0 1 6 】

下りリンクチャネルは、システム情報又は初期アクセスのためのメッセージである。

【 0 0 1 7 】

システム情報の副搬送波間隔及び初期アクセスのためのメッセージの副搬送波間隔は、全部同一である。

【 0 0 1 8 】

本発明の実施例による無線通信システムにおいて、基地局が下りリンクチャネルを送信（伝送）する（transmitting）方法であって、プライマリ同期信号（Primary Synchronization Signal；PSS）、セカンダリ同期信号（Secondary Synchronization Signal；SSS）及び物理ブロードキャストチャネル（Physical Broadcasting Channel；PBCH）で構成された同期信号ブロック（Synchronization Signal Block；SSB）を送信し、PBCHを介して伝達される下りリンクチャネルの副搬送波間隔の指示子に基づいて下りリンクチャネルを送信することを有し、副搬送波間隔の指示子の値が示す副搬送波間隔は、端末が動作する周波数帯域によって異なる。

【 0 0 1 9 】

本発明による無線通信システムにおいて、下りリンクチャネルを送信する基地局であって、端末と無線信号を送受信するトランシーバ（Transceiver）と、プライマリ同期信号（Primary Synchronization Signal；PSS）、セカンダリ同期信号（Secondary Synchronization Signal；SSS）及び物理ブロードキャストチャネル（Physical Broadcasting Channel；PBCH）で構成された同期信号ブロック（Synchronization Signal Block；SSB）を送信するようにトランシーバを制御し、PBCHを介して伝達される下りリンクチャネルの副搬送波間隔の指示子に基づいて下りリンクチャネルを送信するようにトランシーバを制御するプロセッサと、を有し、副搬送波間隔の指示子の値が示す副搬送波間隔は、端末が動作する周波数帯域によって異なる。

【発明の効果】

【 0 0 2 0 】

本発明によれば、同期信号ブロックにより受信した下りリンクチャネルのための副搬送波間隔に基づいて下りリンクチャネルを受信し、同期信号ブロックとは異なるニューマロロジ上においても下りリンクチャネルを受信できる。

【 0 0 2 1 】

本発明で得られる効果は、以上に言及した効果に制限されず、言及しなかった他の効果は、下記の記載から本発明が属する当該技術分野における当業者に明確に理解されるであろう。

【図面の簡単な説明】

【 0 0 2 2 】

【図1】3GPP無線アクセスネットワーク（）の規格に基づく端末とE-UTRANとの間の無線インターフェースプロトコル（Radio Interface Protocol）の制御プレーン（制御平面）（Control Plane）及びユーザプレーン（使用者平面）（User Plane）の構造を示す図である。

【図2】3GPPシステムに用いられる物理チャネル及びこれらを用いた一般的な信号送信方法を説明する図である。

10

20

30

40

50

【図 3】LTE システムで使用される同期信号 (Synchronization Signal、SS) の送信のための無線フレームの構造を例示する図である。

【図 4】新しい無線アクセス技術 (無線接続技術) (New Radio Access Technology、NR) において利用可能なスロットの構造を例示する図である。

【図 5】TXRU とアンテナ要素の接続 (連結) (connections) 方式の一例を示す図である。

【図 6】送受信器ユニット (Transceiver Unit、TXRU) 及び物理アンテナの観点でハイブリッドビームフォーミング (ビーム形成) 構造を抽象的に示した図である。

【図 7】下りリンクの送信過程において同期信号及びシステム情報に関するビームスイーピング (Beam Sweeping) 動作を示す図である。

10

【図 8】新しい無線アクセス技術 (New Radio Access Technology、NR) システムのセルを例示する図である。

【図 9】同期信号内において PSS / SSS / PBCH が多重化 (multiplexing) される実施例を説明する図である。

【図 10】同期信号バースト及び同期信号バーストセット (集合) (burst set) の構成方法を説明する図である。

【図 11】同期信号バースト及び同期信号バーストセットの構成方法を説明する図である。

【図 12】同期信号バースト及び同期信号バーストセットの構成方法を説明する図である。

20

【図 13】同期信号バースト及び同期信号バーストセットの構成方法を説明する図である。

【図 14】同期信号バースト及び同期信号バーストセットの構成方法を説明する図である。

【図 15】同期信号インデックス及び同期信号が送信される時間に関する情報を指示する方法を説明する図である。

【図 16】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 17】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 18】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 19】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

30

【図 20】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 21】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 22】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 23】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 24】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 25】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 26】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 27】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 28】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 29】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

40

【図 30】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 31】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 32】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 33】本発明の実施例による性能を測定した結果に関する図である。

【図 34】下りリンク共通チャネルのための帯域幅を設定する実施例を説明する図である。

【図 35】下りリンク共通チャネルのための帯域幅を設定する実施例を説明する図である。

【図 36】下りリンク共通チャネルのための帯域幅を設定する実施例を説明する図である。

50

【図 3 7】本発明を行う送信（送信）（transmission）装置 1 0 及び受信装置 2 0 の構成要素を示すブロック図である。

【発明を実施するための形態】

【 0 0 2 3 】

以下、添付図面を参照しながら説明する本発明の実施例によって、本発明の構成、作用及び他の特徴をより容易に理解できるであろう。以下の実施例は、本発明の技術的特徴が 3 G P P システムに適用された例である。

【 0 0 2 4 】

この明細書では、L T E システム、L T E - A システム及び N R システムを用いて本発明の実施例を説明しているが、これは一例であり、本発明の実施例は、上記定義に該当するいかなる通信システムにも適用することができる。

10

【 0 0 2 5 】

また、この明細書では、基地局の名称が R R H（Remote Radio Head）、e N B、T P（Transmission Point）、R P（Reception Point）、中継器（relay）などの包括的な用語で使用されている。

【 0 0 2 6 】

3 G P P に基づく通信標準は、上位層から生じる情報を運ぶリソース要素に対応する下りリンク物理チャネルと、物理層によって用いられるが、上位層から生じる情報を搬送しないリソース要素に対応する下りリンク物理信号と、を定義する。例えば、物理下りリンク共有チャネル（Physical Downlink Shared Channel、P D S C H）、物理ブロードキャストチャネル（Physical Broadcast Channel、P B C H）、物理マルチキャストチャネル（Physical Multicast Channel、P M C H）、物理制御フォーマット指示子チャネル（Physical Control Format Indicator Channel、P C F I C H）、物理下りリンク制御チャネル（Physical Downlink Control Channel、P D C C H）及び物理ハイブリッド A R Q 指示子チャネル（physical hybrid ARQ indicator channel、P H I C H）が下りリンク物理チャネルとして定義されており、参照信号及び同期信号が下りリンク物理信号として定義されている。パイロット（pilot）とも呼ばれる参照信号（Reference Signal、R S）は、e N B と U E とが互いに知っている予め（既に）定義された（predefined）特別な波形の信号を意味するが、例えば、セル固有（セル特定の）R S（cell specific RS）、U E 固有（U E - 特定の）R S（UE-specific RS、U E - R S）、ポジショニング R S（positioning RS、P R S）及びチャネル状態情報 R S（Channel State Information RS、C S I - R S）が下りリンク参照信号として定義される。3 G P P L T E / L T E - A 標準は、上位層から生じる情報を搬送するリソース要素に対応する上りリンク物理チャネルと、物理層によって用いられるが、上位層から生じる情報を搬送しないリソース要素に対応する上りリンク物理信号と、を定義している。例えば、物理上りリンク共有チャネル（Physical Uplink Shared Channel、P U S C H）、物理上りリンク制御チャネル（Physical Uplink Control Channel、P U C C H）、物理ランダムアクセス（任意接続）チャネル（Physical Random Access Channel、P R A C H）が上りリンク物理チャネルとして定義され、上りリンク制御 / データ信号のための復調参照信号（Demodulation Reference Signal、D M R S）と上りリンクチャネル測定に用いられるサウンディング参照信号（Sounding Reference Signal、S R S）とが定義される。

20

30

40

【 0 0 2 7 】

本発明において、P D C C H（Physical Downlink Control Channel）/ P C F I C H（Physical Control Format Indicator Channel）/ P H I C H（Physical Hybrid automatic retransmit request Indicator Channel）/ P D S C H（Physical Downlink Shared Channel）は、それぞれ、D C I（Downlink Control Information）/ C F I（Control Format Indicator）/ 下りリンク A C K / N A C K（ACKnowledgement / Negative ACK）/ 下りリンクデータを搬送する時間 - 周波数リソースのセット（集合）（set）或いはリソース要素のセットを意味する。また、P U C C H（Physical Uplink Control Channel）/ P U S C H（Physical Uplink Shared Channel）/ P R A C H（Physical Random A

50



ccess CHannel) は、それぞれ、U C I (Uplink Control Information) / 上りリンクデータ / ランダムアクセス信号を搬送する時間 - 周波数リソースのセット或いはリソース要素のセットを意味する。本発明では、特に、P D C C H / P C F I C H / P H I C H / P D S C H / P U C C H / P U S C H / P R A C H に割り当てられたり、これに属した時間 - 周波数リソース或いはリソース要素 (Resource Element、R E) をそれぞれ、P D C C H / P C F I C H / P H I C H / P D S C H / P U C C H / P U S C H / P R A C H R E 又は P D C C H / P C F I C H / P H I C H / P D S C H / P U C C H / P U S C H / P R A C H リソースと称する。以下では、U E が P U C C H / P U S C H / P R A C H を送信するという表現は、それぞれ、P U S C H / P U C C H / P R A C H 上で、或いはこれらを通じて、上りリンク制御情報 / 上りリンクデータ / ランダムアクセス信号を送信することと同じ意味で使われる。また、e N B が P D C C H / P C F I C H / P H I C H / P D S C H を送信するという表現は、それぞれ、P D C C H / P C F I C H / P H I C H / P D S C H 上で、或いはこれらを通じて、下りリンクデータ / 制御情報を送信することと同じ意味で使われる。

#### 【 0 0 2 8 】

以下では、C R S / D M R S / C S I - R S / S R S / U E - R S が割り当てられた或いは設定された (configured) O F D M シンボル / 副搬送波 / R E を、C R S / D M R S / C S I - R S / S R S / U E - R S シンボル / 搬送波 / 副搬送波 / R E と称する。例えば、トラッキング R S (Tracking RS、T R S) が割り当てられた或いは設定された O F D M シンボルは、T R S シンボルと称し、T R S が割り当てられた或いは設定された副搬送波は、T R S 副搬送波と称し、T R S が割り当てられた或いは設定された R E は T R S R E と称する。

また、T R S 送信のために設定された (configured) サブフレームを、T R S サブフレームと称する。また、ブロードキャスト信号が送信されるサブフレームを、ブロードキャストサブフレーム或いは P B C H サブフレームと称し、同期信号 (例えば、P S S 及び / 又は S S S) が送信されるサブフレームを、同期信号サブフレーム或いは P S S / S S S サブフレームと称する。P S S / S S S が割り当てられた或いは設定された (configured) O F D M シンボル / 副搬送波 / R E をそれぞれ、P S S / S S S シンボル / 副搬送波 / R E と称する。

#### 【 0 0 2 9 】

本発明において、C R S ポート、U E - R S ポート、C S I - R S ポート、T R S ポートとは、それぞれ、C R S を送信するように設定された (configured) アンテナポート、U E - R S を送信するように設定されたアンテナポート、C S I - R S を送信するように設定されたアンテナポート、T R S を送信するように設定されたアンテナポートを意味する。C R S を送信するように設定されたアンテナポートは、C R S ポートによって C R S が占有する R E の位置によって相互に区別でき、U E - R S を送信するように設定された (configured) アンテナポートは、U E - R S ポートによって U E - R S が占有する R E の位置によって相互に区別でき、C S I - R S を送信するように設定されたアンテナポートは、C S I - R S ポートによって C S I - R S が占有する R E の位置によって相互に区別できる。したがって、C R S / U E - R S / C S I - R S / T R S ポートという用語が、一定リソース領域内で C R S / U E - R S / C S I - R S / T R S が占有する R E のパターンを意味する用語として用いられることもある。

#### 【 0 0 3 0 】

図 1 は、3 G P P 無線アクセスネットワークの規格に基づく端末と E - U T R A N との間の無線インターフェースプロトコルの制御プレーン (control plane) 及びユーザプレーン (user plane) の構造を示す図である。制御プレーンは、端末 (User Equipment; U E) 及びネットワークが信号を管理するために用いる制御メッセージが送信される通信路を意味する。ユーザプレーンは、アプリケーション層で生成されたデータ、例えば、音声データ又はインターネットパケットデータなどが送信される通信路を意味する。

#### 【 0 0 3 1 】

第 1 の層である物理層は、物理チャネル (Physical Channel) を用いて上位層に情報送

10

20

30

40

50

信サービス (Information Transfer Service) を提供する。物理層は、上位にあるメディアアクセス制御 (媒体接続制御) (Medium Access Control) 層とはトランスポート (送信) チャンネル (Transport Channel) を介して接続 (連結) される (connected)。このトランスポートチャンネルを介してメディアアクセス制御層と物理層との間でデータが移動する。送信側と受信側との物理層間では、物理チャンネルを介してデータが移動する。物理チャンネルは、時間及び周波数を無線リソースとして利用 (活用) する。具体的には、物理チャンネルは、下りリンクにおいて、OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式で変調され、上りリンクにおいては、SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 方式で変調される。

#### 【0032】

10

第2の層であるメディアアクセス制御 (Medium Access Control; MAC) 層は、論理チャンネル (Logical Channel) を介して上位層である無線リンク制御 (Radio Link Control; RLC) 層にサービスを提供する。第2の層のRLC層は、信頼性のあるデータ送信をサポートする。RLC層の機能は、MAC内部の機能ブロックにより具現できる。第2の層のPDCP層は、帯域幅が狭い無線インターフェースにおいて、IPv4 或いはIPv6 などのIPパケットを効率的に送信するために不要な制御情報を減らすヘッダ圧縮 (Header Compression) の機能を果たす。

#### 【0033】

第3の層である最下部に位置する無線リソース制御 (Radio Resource Control; RRC) 層は、制御プレーンでのみ定義される。RRC層は、無線ベアラ (Radio Bearer) の設定 (configuration)、再設定 (re-configuration) 及び解放 (解除) (release) に関連して、論理チャンネル、トランスポートチャンネル及び物理チャンネルの制御を担当する。無線ベアラは、端末とネットワークとの間のデータ伝達のために第2の層により提供されるサービスを意味する。このために、端末とネットワークとのRRC層は、互いにRRCメッセージを交換する。端末とネットワークとのRRC層間にRRC接続 (RRC Connected) がある場合、端末はRRC接続状態 (Connected Mode) であり、そうでない場合は、RRCアイドル (休止) 状態 (Idle Mode) である。RRC層の上位にあるNAS (Non-Access Stratum) 層は、セッション管理 (Session Management) 及びモビリティ (移動性) 管理 (Mobility Management) などの機能を果たす。

20

#### 【0034】

30

ネットワークから端末にデータを送信する下りトランスポートチャンネルとしては、システム情報を送信するBCH (Broadcast Channel)、ページングメッセージを送信するPCH (Paging Channel)、ユーザトラフィック (使用者トラフィック) や制御メッセージを送信する下りSCH (Shared Channel) などがある。下りマルチキャスト又はブロードキャスト (放送) (broadcast) サービスのトラフィック又は制御メッセージの場合、下りSCHを介して送信され、又は特の下りMCH (Multicast Channel) を介して送信されることができる。なお、端末からネットワークにデータを送信する上りトランスポートチャンネルとしては、初期制御メッセージを送信するRACH (Random Access Channel)、ユーザトラフィックや制御メッセージを送信する上りSCH (Shared Channel) がある。トランスポートチャンネルの上位にありかつトランスポートチャンネルにマッピングされる論理チャンネル (Logical Channel) としては、BCCH (Broadcast Control Channel)、PCCCH (Paging Control Channel)、CCH (Common Control Channel)、MCH (Multicast Control Channel)、MTCCH (Multicast Traffic Channel) などがある。

40

#### 【0035】

図2は、3GPPシステムに用いられる物理チャンネル及びこれらを用いた一般的な信号送信方法を説明する図である。

#### 【0036】

端末は、電源がオンになったり新たにセルに進入した場合は、基地局と同期を合わせるなどの初期セルサーチ (セル探索) (Initial cell search) 作業を行う (S201)。このために、端末は、基地局からプライマリ (主) 同期チャンネル (Primary Synchronizat

50

ion Channel ; P - S C H ) 及びセカンダリ ( 副 ) 同期チャネル ( Secondary Synchronization Channel ; S - S C H ) を受信することによって基地局と同期を合わせ、セル I D などの情報を得ることができる。その後、端末は、基地局から物理ブロードキャスト ( 放送 ) チャネル ( Physical Broadcast Channel ) を受信してセル内のブロードキャスト情報を得ることができる。なお、端末は、初期セルサーチ段階において下りリンク参照信号 ( Downlink Reference Signal ; D L R S ) を受信して下りリンクチャネル状態を確認することができる。

#### 【 0 0 3 7 】

初期セルサーチを終了した端末は、物理下りリンク制御チャネル ( Physical Downlink Control Channel ; P D C C H ) 及び該 P D C C H に載せられた情報によって物理下りリンク共有チャネル ( Physical Downlink Control Channel ; P D S C H ) を受信することによって、より具体的なシステム情報を得ることができる ( S 2 0 2 ) 。

#### 【 0 0 3 8 】

一方、基地局に最初にアクセス ( 接続 ) した ( accesses ) か或いは信号送信のための無線リソースがない場合は、端末は、基地局に対してランダムアクセス過程 ( Random Access Procedure ; R A C H ) を行うことができる ( 段階 S 2 0 3 ~ 段階 S 2 0 6 ) 。このために、端末は、物理ランダムアクセスチャネル ( Physical Random Access Channel ; P R A C H ) を介して特定シーケンスをプリアンプルとして送信し ( S 2 0 3 及び S 2 0 5 ) 、 P D C C H 及び対応する P D S C H を介してプリアンプルに対する応答メッセージを受信することができる ( S 2 0 4 及び S 2 0 6 ) 。コンテンツョン ( 競争 ) ベースの R A C H の場合、さらに衝突解決手順 ( Contention Resolution Procedure ) を行うことができる。

#### 【 0 0 3 9 】

上述した手順を行った端末は、その後、一般的な上り / 下りリンク信号送信の手順として、P D C C H / P D S C H 受信 ( S 2 0 7 ) 及び物理上りリンク共有チャネル ( Physical Uplink Shared Channel ; P U S C H ) / 物理上りリンク制御チャネル ( Physical Uplink Control Channel ; P U C C H ) の送信 ( S 2 0 8 ) を行う。特に、端末は、P D C C H を介して下りリンク制御情報 ( Downlink Control Information ; D C I ) を受信する。ここで、D C I は、端末に対するリソース割り当て情報などの制御情報を含み、その使用目的に応じてフォーマットが互いに異なる。

#### 【 0 0 4 0 】

一方、端末が上りリンクを通じて基地局に送信したり、端末が基地局から受信したりする制御情報は、下り / 上りリンク A C K / N A C K 信号、C Q I ( Channel Quality Indicator ) 、P M I ( Precoding Matrix Index ) 、R I ( Rank Indicator ) などを含む。3 G P P L T E システムの場合、端末は、上述した C Q I / P M I / R I などの制御情報を P U S C H 及び / 又は P U C C H を介して送信することができる。

#### 【 0 0 4 1 】

図 3 は、L T E / L T E - A に基づく無線通信システムにおいて、同期信号 ( Synchronization Signal、S S ) の送信のための無線フレームの構造を例示する図である。特に、図 3 は、周波数分割デュプレックス ( Frequency Division Duplex、F D D ) における同期信号及び P B C H の送信のための無線フレームの構造を例示しており、図 3 ( a ) は、ノーマル C P ( 正規 C P ) ( Normal Cyclic Prefix ) によって ( として ) 設定された ( configured ) 無線フレームにおける S S 及び P B C H の送信位置を示し、図 3 ( b ) は、拡張 C P ( extended CP ) によって ( として ) 設定された無線フレームにおける S S 及び P B C H の送信位置を示している。

#### 【 0 0 4 2 】

以下、図 3 を参照しながら S S についてより具体的に説明する。S S は、P S S ( Primary Synchronization Signal ) と S S S ( Secondary Synchronization Signal ) とに区分される ( categorized ) 。P S S は、O F D M シンボル同期、スロット同期などの時間領域 ( 時間ドメイン ) 同期及び / 又は周波数領域 ( 周波数ドメイン ) 同期を得るために使用

10

20

30

40

50

され、SSSは、フレーム同期、セルグループID及び/又はセルのCP設定(configuration)(即ち、ノーマルCP(一般CP)又は拡張CPの使用情報)を得るために使用される。図3を参照すると、PSS及びSSSは、各無線フレームの2つのOFDMシンボルで各々送信される。具体的には、SSは、RAT間(インタ-RAT)(Inter Radio Access Technology)の側定を容易にするために、GSM(登録商標)(Global System for Mobile communication)フレームの長さである4.6msを考慮して、サブフレーム0の1番目のスロットとサブフレーム5の1番目のスロットとで各々送信される。特に、PSSは、サブフレーム0の1番目のスロットの最後のOFDMシンボルとサブフレーム5の1番目のスロットの最後のOFDMシンボルとで各々送信され、SSSは、サブフレーム0の1番目のスロットの最後から2番目のOFDMシンボルとサブフレーム5の1番目のスロットの最後から2番目のOFDMシンボルとで各々送信される。該当無線フレームの境界は、SSSを通じて検出される。PSSは、該当スロットの最後のOFDMシンボルで送信され、SSSは、PSSの直前のOFDMシンボルで送信される。SSの送信ダイバーシチ(diversity)方式は、単一のアンテナポート(Single antenna port)のみを使用し、標準では特に定義していない。

#### 【0043】

PSSは、5msごとに送信されるので、UEは、PSSを検出することにより、該当サブフレームがサブフレーム0及びサブフレーム5のうちの1つであることは分かるが、該当サブフレームが、サブフレーム0及びサブフレーム5のうち正確に何であるかは分ることができない。したがって、UEは、PSSのみでは無線フレームの境界を認知できない。即ち、PSSのみではフレーム同期を得ることができない。UEは、1つの無線フレーム内で2回送信されるが、互いに異なるシーケンスとして送信されるSSSを検出して無線フレームの境界を検出する。

#### 【0044】

PSS/SSSを用いたセルの探索過程を行って、DL信号の復調及びUL信号の送信を正確な時点に行うために必要な時間及び周波数パラメータを決定したUEは、eNBとの通信のために、さらにeNBからUEのシステム設定(system configuration)に必要なシステム情報を得なければならない。

#### 【0045】

システム情報は、マスタ情報ブロック(Master Information Block、MIB)及びシステム情報ブロック(System Information Block、SIB)により設定される。各々のシステム情報ブロックは、機能的に関連したパラメータのセットを含み、含まれるパラメータによって、マスタ情報ブロック(Master Information Block、MIB)及びシステム情報ブロックタイプ1(System Information Block Type 1、SIB1)、システム情報ブロックタイプ2(System Information Block Type 2、SIB2)、SIB3~SIB17に区分される。

#### 【0046】

MIBは、UEがeNBのネットワークに初期アクセス(initial access)のために必須である、最も頻繁に送信されるパラメータを含む。UEは、MIBをブロードキャストチャネル(例えば、PBCH)を介して受信する。MIBには、下りリンクシステムの帯域幅(DL-Bandwidth、DLBW)、PHICHの設定、システムフレームの番号(SFN)が含まれる。したがって、UEは、PBCHを受信することにより明示的に(explicit)DLBW、SFN、PHICHの設定に関する情報を分ることができる。なお、PBCHを受信することによりUEが暗黙的に(implicit)認知できる情報としては、eNBの送信アンテナポートの数がある。eNBの送信アンテナの数に関する情報は、PBCHのエラー検出に使用される16-ビットCRC(Cyclic Redundancy Check)に送信アンテナの数に対応するシーケンスをマスク(例えば、XOR演算)して暗黙的にシグナリングされる。

#### 【0047】

SIB1は、他のSIBの時間領域スケジューリングに関する情報だけではなく、特定

のセルがセル選択に適合するか否かを判断するために必要なパラメータを含む。SIB 1は、ブロードキャストのシグナリング又は専用 (dedicated) シグナリングによりUEに受信される。

【0048】

DL搬送波周波数及び該当システムの帯域幅は、PBCHが運ぶMIBにより得られる。UL搬送波周波数及び該当システムの帯域幅は、DL信号であるシステム情報により得られる。MIBを受信したUEは、該当セルに対して記憶 (貯蔵) された有効なシステム情報がないと、システム情報ブロックタイプ2 (System Information Block Type2、SIB 2) が受信されるまで、MIB内のDL BWの値をUL帯域幅 (UL BW) に適用する。例えば、UEは、システム情報ブロックタイプ2 (System Information Block Type2、SIB 2) を得ることにより、SIB 2内のUL搬送波周波数及びUL帯域幅情報により自体がUL送信に使用できる全体ULシステムの帯域を把握することができる。

10

【0049】

周波数領域において、PSS/SSS及びPBCHは、実際のシステム帯域幅に関係なく、該当OFDMシンボル内でDC副搬送波を中心として左右3つずつ合計6つのRB、即ち、合計72個の副搬送波内でのみ送信される。したがって、UEは、UEに設定された (configured) 下りリンク送信帯域幅に関係なく、SS及びPBCHを検出 (detect) 又は復号 (decode) できるように設定される (configured)。

【0050】

初期セルサーチを終了したUEは、eNBへの接続を完了するためにランダムアクセス過程 (random access procedure) を行う。このために、UEは、物理ランダムアクセスチャネル (Physical Random Access Channel、PRACH) を介してプリアンプル (preamble) を送信し、PDCCH及びPDSCHを介してプリアンプルに対する応答メッセージを受信する。コンテンツンベースのランダムアクセス (contention based random access) の場合、さらなるPRACHの送信、またPDCCH及びPDSCHに対応するPDSCHなどの衝突解決手順 (contention resolution procedure) を行うことができる。

20

【0051】

上述したような手順を行ったUEは、その後、一般的な上り/下りリンク信号送信の手順として、PDCCH/PDSCHの受信及びPUSCH/PUCCHの送信を行うことができる。

30

【0052】

ランダムアクセス過程は、ランダムアクセスチャネル (Random Access Channel、RACH) 過程とも呼ばれる。ランダムアクセス過程は、初期アクセス、上りリンク同期調整、リソース割り当て、ハンドオーバなどの用途に多様に使用される。ランダムアクセス過程は、コンテンツンベース (contention-based) の過程と専用 (dedicated) (即ち、非コンテンツンベース) の過程に分類される。コンテンツンベースのランダムアクセス過程は、初期アクセスなどを含んで一般的に使用され、専用のランダムアクセス過程は、ハンドオーバなどに制限的に使用される。コンテンツンベースのランダムアクセス過程において、UEは、RACHプリアンプルのシーケンスをランダムに選択する。したがって、複数のUEが同時に同じRACHプリアンプルのシーケンスを送信することができ、これにより、この後のコンテンツン解消過程が必要である。反面、専用のランダムアクセス過程において、UEは、eNBが該当UEに唯一に (dedicatedly) 割り当てたRACHプリアンプルのシーケンスを使用する。したがって、他のUEとの衝突なしでランダムアクセス過程を行うことができる。

40

【0053】

コンテンツンベースのランダムアクセス過程は、以下の4つの段階を含む。以下、段階1~4により送信されるメッセージは、各々メッセージ1~4 (Msg 1~Msg 4) と呼ばれる。

【0054】

50

- 段階 1 : R A C H プリアンブル ( v i a P R A C H ) ( U E t o e N B )  
【 0 0 5 5 】
- 段階 2 : ランダムアクセス応答 ( Random Access Response、R A R ) ( v i a P D C C H 及び P D S C H ) ( e N B t o U E )  
【 0 0 5 6 】
- 段階 3 : レイヤ 2 / レイヤ 3 のメッセージ ( v i a P U S C H ) ( U E t o e N B )  
【 0 0 5 7 】
- 段階 4 : コンテンション解消 ( contention resolution ) メッセージ ( e N B t o U E )

10

【 0 0 5 8 】

専用のランダムアクセス過程は、以下の 3 つの段階を含む。以下、段階 0 ~ 2 により送信されるメッセージは、各々メッセージ 0 ~ 2 ( M s g 0 ~ M s g 2 ) と呼ばれる。ランダムアクセス過程の一部として、R A R に対応する上りリンク送信 ( 即ち、段階 3 ) も行われることができる。専用のランダムアクセス過程は、基地局が R A C H プリアンブル送信を命令するための P D C C H ( 以下、P D C C H オーダ ( order ) ) を用いてトリガされることができる。

【 0 0 5 9 】

- 段階 0 : 専用シグナリングによる R A C H プリアンブルの割り当て ( e N B t o U E )

【 0 0 6 0 】

20

- 段階 1 : R A C H プリアンブル ( v i a P R A C H ) ( U E t o e N B )

【 0 0 6 1 】

- 段階 2 : ランダムアクセス応答 ( R A R ) ( v i a P D C C H 及び P D S C H ) ( e N B t o U E )

【 0 0 6 2 】

R A C H プリアンブルの送信後、U E は、所定の時間ウィンドウ内でランダムアクセス応答 ( R A R ) 受信を試みる。具体的には、U E は、時間ウィンドウ内で R A - R N T I ( Random Access RNTI ) を有する P D C C H ( 以下、R A - R N T I P D C C H ) ( 例えば、P D C C H において C R C が R A - R N T I にマスクされる ) の検出を試みる。R A - R N T I P D C C H の検出時、U E は、R A - R N T I P D C C H に対応する P D S C H 内に自体のための R A R が存在するか否かを確認する。R A R は、U L 同期化のためのタイミングオフセット情報を示すタイミングアドバンス ( Timing Advance、T A ) 情報、U L リソース割り当て情報 ( U L グラント情報 )、一時的 ( 臨時 ) ( temporary ) 端末識別子 ( 例えば、temporary cell - R N T I、T C - R N T I ) などを含む。U E は、R A R 内のリソース割り当て情報及び T A 値によって U L 送信 ( 例えば、M s g 3 ) を行うことができる。R A R に対応する U L 送信には H A R Q が適用される。したがって、U E は、M s g 3 の送信後、M s g 3 に対応する受信応答情報 ( 例えば、P H I C H ) を受信できる。

30

【 0 0 6 3 】

ランダムアクセスプリアンブル、即ち、R A C H プリアンブルは、物理層において長さ  $T_{CP}$  のサイクリックプリフィックス ( 循環前置 ) ( cyclic prefix ) 及び長さ  $T_{SEQ}$  のシーケンス部分で構成される。 $T_{CP}$  の  $T_{SEQ}$  は、フレーム構造及びランダムアクセス設定に依存する。プリアンブルフォーマットは、上位層により制御される。P A C H プリアンブルは U L サブフレームで送信される。ランダムアクセスプリアンブルの送信は、特定時間及び周波数リソースに制限される ( restrict )。かかるリソースを P R A C H リソースとし、P R A C H リソースは、インデックス 0 が無線フレームにおいて低い番号の P R B 及びサブフレームに対応するように、無線フレーム内のサブフレーム番号と、周波数領域において P R B の増加順に番号を付ける ( 無線フレーム内のサブフレーム番号及び周波数領域において P R B の増加順に番号を付ける ) ( are numbered in an ascending order of PR Bs in subframe numbers in the radio frame and frequency domain )。ランダムアクセ

40

50

スリソースがP R A C H設定インデックスにより定義される(3 G P P T S 36.211標準文書を参照)。P R A C H設定インデックスは、(e N Bにより送信される)上位層信号により与えられる。

#### 【0064】

L T E / L T E - Aシステムにおいて、ランダムアクセスプリアンブル、即ち、R A C Hプリアンブルのための副搬送波間隔(Subcarrier Spacing)は、プリアンブルフォーマット0~3の場合、1.25kHzであり、プリアンブルフォーマット4の場合、7.5kHzであると規定される(3 G P P T S 36.211参照)。

#### 【0065】

##### < O F D Mニューマロロジ >

10

#### 【0066】

新しいR A Tシステムは、O F D M送信方式又はこれと類似する送信方式を使用する。新しいR A Tシステムは、L T EのO F D Mパラメータとは異なるO F D Mパラメータに従う。又は、新しいR A Tシステムは、既存のL T E / L T E - Aのニューマロロジにそのまま従うが、より大きいシステム帯域幅(例えば、100MHz)を有することができる。又は、1つのセルが複数のニューマロロジをサポートすることもできる。即ち、互いに異なるニューマロロジで動作するU Eが、1つのセル内に共存することができる。

#### 【0067】

##### < サブフレームの構造 >

#### 【0068】

20

3 G P P L T E / L T E - Aシステムで用いられる無線フレームは、10ms(307200Ts)の長さを有し、10個の均等なサイズのサブフレーム(Subframe、SF)で構成される。1無線フレーム内の10個のサブフレームにはそれぞれ番号を与えることができる。ここで、Tsは、サンプリング時間を表し、 $T_s = 1 / (2048 * 15 \text{ kHz})$ で表現(表示)される(expressed)。それぞれのサブフレームは1msの長さを有し、2個のスロットで構成される。1無線フレームにおいて、20個のスロットには0から19まで順次番号を付けることができる。それぞれのスロットは、0.5msの長さを有する。1サブフレームを送信するための時間は、送信時間間隔(Transmission Time Interval、TTI)として定義される。時間リソースは、無線フレーム番号(或いは、無線フレームインデックスともいう)、サブフレーム番号(或いは、サブフレームインデックス(番号))、スロット番号(或いは、スロットインデックス)などによって区分(区別)する(distinguished)ことができる。TTIとは、データがスケジューリング可能な間隔を意味する。例えば、現在のL T E / L T E - Aシステムにおいて、U Lグラント或いはD Lグラントの送信機会は1msごとに存在し、1msより短い時間内にU L / D Lグラントの機会が複数回存在することではない。したがって、現在のL T E / L T E - AシステムにおいてTTIは1msである。

30

#### 【0069】

図4は、新しい無線アクセス技術(New Radio access technology, NR)において利用可能なスロット構造を例示する図である。

#### 【0070】

40

データ送信遅延を最小にするために、5世代の新しいR A Tでは、制御チャネルとデータチャネルとが時間分割多重化(Time Division Multiplexing, TDM)されるスロットの構造が考えられる。

#### 【0071】

図4において、斜線領域は、D C Iを運ぶD L制御チャネル(例えば、P D C C H)の送信領域を示し、黒色部分は、U C Iを運ぶU L制御チャネル(例えば、P U C C H)の送信領域を示す。ここで、D C Iはe N BがU Eに伝達する制御情報であり、D C Iは、U Eが分かるべきセル設定(configuration)に関する情報、D LスケジューリングなどのD L固有(特定の)情報、またU LグラントなどのU L固有情報などを含む。また、U C Iは、U Eがe N Bに伝達する制御情報であり、U C Iは、D Lデータに対するH A R

50

Q A C K / N A C K 報告、D L チャネル状態に対する C S I 報告、またスケジューリング要求 (Scheduling Request, SR) などを含む。

【 0 0 7 2 】

図 4 において、シンボルインデックス 1 からシンボルインデックス 12 までのシンボル領域は、下りリンクデータを運ぶ物理チャネル (例えば、P D S C H) の送信、又は上りリンクデータを運ぶ物理チャネル (例えば、P U S C H) の送信に使用される。図 2 のスロットの構造によると、1 つのスロット内において D L 送信と U L 送信とが順に行われて、D L データの送信 / 受信と D L データに対する U L A C K / N A C K の受信 / 送信とが 1 つのスロット内で行われる。結果として、データ送信エラーの発生時にデータの再送信までにかかる時間を短縮させることにより、最終データ伝達の遅延を最小にすることができる。

10

【 0 0 7 3 】

このようなスロットの構造では、e N B 及び U E は、送信モードから受信モードへの転換過程又は受信モードから送信モードへの転換過程のための時間ギャップ (time gap) が必要である。このような送信モードと受信モードとの間の転換過程のために、スロット構造において D L から U L に転換される時点の一部の O F D M シンボルがガード区間 (ガード期間) (Guard Period, G P) に設定される。

【 0 0 7 4 】

既存の L T E / L T E - A システムにおいては、D L 制御チャネルはデータチャネルと T D M され、制御チャネルである P D C C H はシステムの全帯域に広がって送信される。しかしながら、新しい R A T では、1 つのシステムの帯域幅が最小約 1 0 0 M H z に達すると予想されるので、制御チャネルを全帯域に拡散して送信することは無理である。U E がデータ送受信のために下りリンク制御チャネル受信のために全帯域をモニタリングすることは、U E のバッテリー消耗の増大及び効率性の低下を招く。したがって、本発明では、D L 制御チャネルをシステム帯域、即ちチャネル帯域内の一部の周波数帯域でローカライズ (localize) して送信するか、或いは分散して送信することを提案している。

20

【 0 0 7 5 】

N R システムにおいて、基本送信単位 (basic transmission unit) はスロットである。スロット区間 (duration) は、ノーマル (正規) (normal) サイクリックプリフィックス (循環前置) (Cyclic Prefix, C P) を有する 1 4 個のシンボルからなるか、或いは拡張 C P を有する 1 2 個のシンボルからなる。また、スロットは、使用された副搬送波間隔の関数であって、時間でスケーリングされる。即ち、副搬送波間隔が大きくなると、スロットの長さは短くなる。例えば、スロット当たりのシンボルの数が 1 4 である場合、1 0 m s のフレーム内におけるスロットの数が 1 5 k H z の副搬送波間隔について 1 0 個であると、3 0 k H z の副搬送波間隔については 2 0 個、6 0 k H z の副搬送波間隔については 4 0 個になる。副搬送波間隔が大きくなると、O F D M シンボルの長さも短くなる。スロット内における O F D M シンボルの数は、ノーマル C P であるか拡張 C P であるかによって変化し、副搬送波間隔によっては変化しない。L T E 用の基本時間ユニットである  $T_s$  は、L T E の基本副搬送波間隔 1 5 k H z と最大 F F T のサイズ 2 0 4 8 とを考慮して、 $T_s = 1 / (15000 * 2048)$  秒と定義され、これは 1 5 k H z の副搬送波間隔に対するサンプリング時間である。N R システムにおいては、1 5 k H z の副搬送波間隔以外に様々な副搬送波間隔を使用でき、副搬送波間隔と該当時間の長さとは反比例するので、1 5 k H z より大きい副搬送波間隔に対応する実際のサンプリング時間は、 $T_s = 1 / (15000 * 2048)$  秒より短くなる。例えば、副搬送波間隔 3 0 k H z、6 0 k H z、1 2 0 k H z に対する実際のサンプリング時間は、各々、 $1 / (2 * 15000 * 2048)$  秒、 $1 / (4 * 15000 * 2048)$  秒、 $1 / (8 * 15000 * 2048)$  秒になる。

30

40

【 0 0 7 6 】

< アナログビームフォーミング (analog beamforming) >

【 0 0 7 7 】

50



最近論議されている5世代移動通信システムは、広い周波数帯域を用いて多数のユーザに高い送信レートを維持しながらデータを送信するために、高い超高周波帯域、即ち、6GHz以上のミリメートル周波数帯域を用いる方式（方案）を考慮している。3GPPではこれをNRと称しており、以下、本発明ではNRシステムと称する。しかしながら、ミリメートル周波数帯域は、非常に高い周波数帯域を用いるため、距離による信号減衰（減殺）が急激である（attenuated too rapidly）という周波数特性を有する。したがって、少なくとも6GHz以上の帯域を使用するNRシステムでは、急激な電波減衰特性を補償するために、信号送信を全方向ではなく特定の方向にエネルギーを集めて送信することにより、急激な電波減衰によるカバレッジ減少の問題を解決する狭ビーム（narrow beam）送信技法を使用している。しかしながら、1つの狭ビームのみでサービスを提供する場合、1つの基地局がサービスを提供するカバレッジ（範囲）（coverage）が狭くなるので、基地局は、多数の狭ビームを集めて広帯域でサービスを提供する。

10

## 【0078】

ミリメートル周波数帯域、即ち、ミリメートル波長（millimeter wave, mmW）では、波長が短くなって、同じ面積に多数のアンテナ要素を設けることが可能になる。例えば、1cm程度の波長を有する30GHz帯域においては、 $5 \times (by) 5$ cmのパネルに0.5（波長）間隔で2次元配列形態で合計100個のアンテナ要素を設けることができる。よって、mmWでは、多数のアンテナ要素を使用してビームフォーミング利得を高めてカバレッジを増加させる（increase）か、或いは処理量（throughput）を高めることが考えられる。

20

## 【0079】

ミリメートル周波数帯域において狭ビームを形成する方法として、基地局やUEから多数のアンテナに適切な位相差を用いて同じ信号を送信することにより、特定の方向でのみエネルギーが高くなるビームフォーミング方式が主に考えられている。このようなビームフォーミング方式には、デジタルベースバンド（基底帯域）（baseband）信号に位相差を形成するデジタルビームフォーミング、変調されたアナログ信号に時間遅延（即ち、循環シフト（循環遷移））（cyclic shift）を用いて位相差を形成するアナログビームフォーミング、デジタルビームフォーミングとアナログビームフォーミングとを全て利用するハイブリッドビームフォーミングなどがある。アンテナ要素ごとに送信パワー及び位相調節ができるようにトランシーバユニット（Transceiver Unit、TXRU）を有すると、周波数リソースごとに独立したビームフォーミングが可能になる。しかしながら、100余個の全てのアンテナ要素にTXRUを設けることは、コスト（費用）（cost）面で実効性が乏しい。即ち、ミリメートル周波数帯域は、急激な電波減衰特性を補償するために多数のアンテナを使用する必要がある、デジタルビームフォーミングは、アンテナ数ほどのRFコンポーネント（例えば、デジタルアナログコンバータ（DAC）、ミキサー（mixer）、電力増幅器（power amplifier）、線形増幅器（linear amplifier）など）を必要とするので、ミリメートル周波数帯域においてデジタルビームフォーミングを具現するためには、通信機器の単価が上がる問題がある。したがって、ミリメートル周波数帯域のようにアンテナが多く必要な場合には、アナログビームフォーミング又はハイブリッドビームフォーミング方式が考慮される。アナログビームフォーミング方式は、1つのTXRUに多数のアンテナ要素をマッピングし、アナログ位相シフタ（遷移器）（analog phase shifter）でビームの方向を調節する。かかるアナログビームフォーミング方式は、全体帯域において1つのビーム方向のみを形成するので、周波数選択的ビームフォーミング（Beamforming、BF）ができない短所がある。ハイブリッドBFはデジタルBFとアナログBFの中間形態であって、Q個のアンテナ要素より少ない数であるB個のTXRUを有する方式である。ハイブリッドBFの場合、B個のTXRUとQ個のアンテナ要素との接続方式によって差はあるが、同時に送信可能なビームの方向はB個以下に制限される。

30

40

## 【0080】

図5は、TXRUとアンテナ要素との接続方式の一例を示す図である。

## 【0081】

50

図5(a)は、TXRUがサブアレイ(sub-Array)に接続された方式を示す。この場合、アンテナ要素は1つのTXRUにのみ接続される。一方、図5(b)は、TXRUが全てのアンテナ要素に接続された方式を示す。この場合、アンテナ要素は全てのTXRUに接続される。図5において、Wは、アナログ位相シフタにより乗じられる位相ベクトルを示す。即ち、Wによりアナログビームフォーミングの方向が決定される。ここで、CSI-RSアンテナポートとTXRUとのマッピングは、一対一又は一対多であることができる。

#### 【0082】

上述したように、デジタルビームフォーミングは、送信又は受信デジタルベースバンド信号に対して信号処理を行うので、マルチ(多重)ビーム(multiple beams)を用いて同時に複数の方向に信号を送信又は受信できる反面、アナログビームフォーミングは、送信又は受信アナログ信号を変調した状態でビームフォーミングを行うので、1つのビームがカバーする範囲を超える複数の方向に信号を同時に送信又は受信することができない。通常、基地局は、広帯域送信又はマルチ(多重)アンテナ(multiple antenna)特性によって同時に多数のユーザと通信を行うが、基地局が、アナログ又はハイブリッドビームフォーミングを使用し、1つのビーム方向にアナログビームを形成する場合には、アナログビームフォーミングの特性上、同じアナログビーム方向内に含まれるユーザとのみ通信が可能である。後述する本発明によるRACHリソース割り当て及び基地局のリソース利用方式は、アナログビームフォーミング又はハイブリッドビームフォーミングの特性により発生する制約事項を反映して提案される。

#### 【0083】

<ハイブリッドアナログビームフォーミング(hybrid analog beamforming)>

#### 【0084】

図6は、送受信器ユニット(Transceiver Unit、TXRU)及び物理アンテナの観点でハイブリッドビームフォーミングの構造を抽象的に示す図である。

#### 【0085】

複数のアンテナ(マルチアンテナ)が使用される場合、デジタルビームフォーミング及びアナログビームフォーミングを結合したハイブリッドビームフォーミング技法が考えられている。このとき、アナログビームフォーミング(又はRFビームフォーミング)は、RFユニットがプリコーディング(又は組み合わせ(combining))を行う動作を意味する。ハイブリッドビームフォーミングにおいて、ベースバンド(baseband)ユニット及びRFユニットは、各々プリコーディング(又は組み合わせ)を行い、これによりRFチェーンの数とD/A(又はA/D)コンバータの数とを減らしながらデジタルビームフォーミングに近い(近接する)(close to)性能を得られるという長所がある。説明の便宜上、ハイブリッドビームフォーミングの構造は、N個のTXRUとM個の物理アンテナとで表すことができる。このとき、送信端から送信するL個のデータレイヤに対するデジタルビームフォーミングは、 $L \times L$ 行列で表され、その後、変換されたN個のデジタル信号は、TXRUを介してアナログ信号に変換され、変換された信号に対して $M \times N$ 行列で表されるアナログビームフォーミングが適用される。図6において、デジタルビームの数はLであり、アナログビームの数はNである。さらに、NRシステムにおいては、アナログビームフォーミングをシンボル単位で変更できるように基地局を設計して、特定の地域に位置するUEに効率的なビームフォーミングをサポートする方向が考えられている。また、N個のTXRUとM個のRFアンテナとを1つのアンテナパネルとして定義したとき、NRシステムにおいては、互いに独立したハイブリッドビームフォーミングが適用可能な複数のアンテナパネルを導入する方式も考えられている。以上のように基地局が複数のアナログビームを利用する場合、UEごとに信号の受信に有利なアナログビームが異なるので、少なくとも同期信号、システム情報、ページング(paging)などについては、特定のスロット又はサブフレームにおいて基地局が適用する複数のアナログビームをシンボルごとに変化させて、全てのUEが受信機会を有するようにするビームスイーピング(beam sweeping)動作が考えられている。

## 【0086】

図7は、下りリンクの送信過程における同期信号及びシステム情報に対するビームスイーピング（Beam sweeping）動作を示す図である。図7において、New RATシステムのシステム情報がブロードキャスト（放送）（Broadcasting）される物理リソース又は物理チャネルをxPBCH（Physical Broadcast Channel）と称する。このとき、1つのシンボル内において互いに異なるアンテナパネルに属するアナログビーム（Analog beam）が同時に送信されることができ、アナログビーム（Analog beam）ごとにチャネルを測定するために、図7に示したように、特定のアンテナパネルに対応する単一のアナログビーム（Analog beam）のために送信される参照信号（Reference signal；RS）であるBeam RS（BRS）を導入する方式が論議されている。BRSは複数のアンテナポートに対して定義することができ、BRSの各アンテナポートは単一のアナログビーム（Analog beam）に対応することができる。このとき、BRSとは異なり、同期信号（Synchronization signal）又はxPBCHは、任意のUEがよく受信できるようにアナログビームグループ（Analog beam Group）に含まれた全てのアナログビーム（Analog beam）のために送信されることができる。

10

## 【0087】

図8は、新しい無線アクセス技術（New Radio Access Technology、NR）システムのセルを例示する図である。

## 【0088】

図8を参照すると、NRシステムにおいて、既存のLTEなどの無線通信システムに1つの基地局が1つのセルを形成したのとは異なり、複数のTRPが1つのセルを構成する方式が論議されている。複数のTRPが1つのセルを構成すると、UEにサービスを提供するTRPが変わっても中断されず続けて通信が可能であり、UEのモビリティ管理が容易である。

20

## 【0089】

LTE/LTE-Aシステムにおいて、PSS/SSSは全方位（omni-direction）に送信されることに反して、mmWaveを適用するgNBがビーム方向を全方位に変化させながらPSS/SSS/PBCHなどの信号のビームフォーミングを行って送信する方法が考えられている。このように、ビーム方向を変化させながら信号を送信/受信することをビームスイーピング（beam sweeping）又はビームスキャンという。本発明において“ビームスイーピング”は送信器側の行動（behavior）であり、“ビームスキャン”は受信器側の行動を示す。例えば、gNBが最大N個のビーム方向を有すると仮定すると、N個のビーム方向に対して各々PSS/SSS/PBCHなどの信号を送信する。即ち、gNBは、自体が有し得る又はサポートしようとする方向をスイーピングしながら各々の方向に対してPSS/SSS/PBCHなどの同期信号を送信する。又は、gNBがN個のビームを形成できる場合、いくつかずつのビームを集めて1つのビームグループを構成でき、ビームグループごとにPSS/SSS/PBCHを送信/受信することができる。このとき、1つのビームグループは、1つ又は複数のビームを含む。同じ方向に送信されるPSS/SSS/PBCHなどの信号が1つのSSブロックとして定義されることができ、1つのセル内に複数のSSブロックが存在することができる。複数のSSブロックが存在する場合、各SSブロックの区分（識別）（identify）のために、SSブロックインデックスを使用できる。例えば、1つのシステムにおいて10個のビーム方向にPSS/SSS/PBCHが送信される場合、同方向へのPSS/SSS/PBCHが1つのSSブロックを構成することができ、該当システムでは10個のSSブロックが存在すると理解できる。本発明において、ビームインデックスはSSブロックインデックスと解析できる。

30

40

## 【0090】

以下、本発明の実施例による同期信号が送信される時間インデックスを指示する方法及び同期信号により下りリンクのための帯域幅を設定する方法について説明する。

## 【0091】

50

## 1. SSブロック構成

## 【0092】

PBCHのペイロードサイズが最大80ビットである場合、SSブロック送信のために合計4つのOFDMシンボルが使用される。なお、NR-SSS、NR-SSS、NR-PBCHを含むSSブロック内におけるNR-SSS/NR-SSS/NR-PBCHの時間位置について論議が必要である。初期アクセス状態でNR-PBCHは、精密な時間/周波数の追跡のための基準信号として使用される。推定の精度(正確度)(accuracy)を向上させるためには、NR-PBCHのための2つのOFDMシンボルは、できる限り遠く離れて位置することが効率的である。したがって、SSブロックの1番目及び4番目のOFDMシンボルがNR-PBCH送信に使用される。これにより、NR-SSSには第2のOFDMシンボルが割り当てられ、NR-SSSには第3のOFDMシンボルが使用される。

10

## 【0093】

DMRSに対するREの数による、PBCHデコーディング性能の測定結果によると、2つのOFDMシンボルが割り当てられるとき、DMRSのために192個のREとデータのために384個のREとが使用される。この場合、PBCHペイロードサイズが64ビットであると仮定すると、LTE PBCHと同じコーディング速度である1/12コーディング速度を得られる。

## 【0094】

コーディングされたNR-PBCHビットがPBCHシンボルにおいてREを介してマッピングされる方法が考えられる。しかしながら、この方法は、干渉及びデコーディング性能の面において短所がある。反面、コーディングされたNR-PBCHビットがN個のPBCHシンボルに含まれたREにまたがって(かけて)(across)マッピングされる方法を使用すれば、干渉及びデコーディング性能の面においてより良好な性能を得ることができる。

20

## 【0095】

なお、2つのOFDMシンボルについて同じ方法でコーディングされたビットと、2つのOFDMシンボルについて異なる方法でコーディングされたビットと、に対する性能評価を比較すると、2つのOFDMシンボルについて異なる方法でコーディングされたビットの方がより多い冗長ビット(redundant bit)を有し、より良好な性能を提供する。したがって、2つのOFDMシンボルに(かけて)異なる方式でコーディングされたビットを使用することが考えられる。

30

## 【0096】

また、NRシステムでは、様々なニューマロロジがサポートされる。したがって、SSブロック送信に対するニューマロロジは、データ送信に対するニューマロロジとは異なる。また、PBCH及びPD SCHのように、異なるタイプのチャネルが周波数領域で多重化される場合、スペクトル放射(放出)(spectral emission)によるキャリア間の干渉(ICI)が発生して性能低下を引き起こす。この問題を解決するために、PBCHとPD SCHとの間にガード周波数を導入することが考えられる。また、ICIの影響を軽減するために、ネットワークがデータ送信のためのRBが隣接しないように割り当てることができる。

40

## 【0097】

しかしながら、この方法は、数多くのREをガード周波数としてリザーブ(予約)し(reserve)なければならないので、効率的な方法ではない。したがって、より効率的に、PBCH送信帯域幅内、エッジ(edge)に位置する1つ又は複数の副搬送波を保護周波数としてリザーブすることができる。リザーブされたREの正確な数は、PBCHの副搬送波間隔によって変更される。例えば、PBCH送信のための15 kHzの副搬送波間隔に対して、2つの副搬送波がPBCH送信帯域幅の各エッジでリザーブすることができる。反面、PBCH送信のための30 kHzの副搬送波間隔については、1つの副搬送波をリザーブできる。

50

## 【0098】

図9(a)を参照すると、NR-PBCHは288個のRE内に割り当てられ、これは24個のRBで構成される。また、NR-PSS/NR-SSSのシーケンスは長さが127であるので、NR-PSS/NR-SSS送信に12個のRBが必要である。即ち、SSブロック構成の場合、SSブロックは、24個のRB内に割り当てられる。また、15、30、60kHzなどの異なるニューマロジ間のRBグリッドの整列のためにも、24個のRB内にSSブロックが割り当てられることが好ましい。また、NRでは、15MHzのサブキャリア間隔として25個のRBが定義できる、5MHzの最小帯域幅を仮定するので、SSブロック送信に24個のRBが使用される。また、NR-PSS/SSSは、SSブロックの中間に位置する必要がある、これは、NR-PSS/SSSが7番目から18番目のRB内に割り当てられることを意味する。

10

## 【0099】

なお、図9(a)のようにSSブロックを構成する場合、120kHz及び240kHzの副搬送波間隔において、端末のAGC(Automatic Gain Control)動作に問題が発生することができる。即ち、120kHz及び240kHzの副搬送波間隔の場合、AGC動作によりNR-PSSの検出が正確に行われなかったことがある。よって、以下の2つの実施例のようにSSブロック構成を変更することが考えられる。

## 【0100】

(方式1) PBCH-PSS-PBCH-SSS

## 【0101】

(方式2) PBCH-PSS-PBCH-SSS-PBCH

20

## 【0102】

即ち、PBCHシンボルをSSブロックの開始部分に位置付け、PBCHシンボルをAGC動作のためのダミー(Dummy)シンボルとして使用することにより、端末のAGC動作がより円滑に行われる。

## 【0103】

また、NR-PSS/NR-SSS/NR-PBCHは、図9(b)のように割り当てることができる。即ち、第0のシンボルにNR-PSSが割り当てられ、NR-SSSは第2のシンボルに割り当てられる。NR-PBCHは第1～第3のシンボルに割り当てられるが、このとき、第1のシンボル及び第3のシンボルは、NR-PBCH専用マッピングされる。即ち、第1のシンボル及び第3のシンボルにはNR-PBCHのみがマッピングされ、第2のシンボルにはNR-SSS及びNR-PBCHが共にマッピングされる。

30

## 【0104】

2. SSバーストセット(集合)(set)の構成

## 【0105】

図10を参照すると、SSブロックを配置する副搬送波間隔が120kHzであるときと240kHzであるときとのSSバーストセットの構成を示している。図10に示したように、120kHz及び240kHzの副搬送波を有するとき、4つのSSバースト単位で一定の間隔を空けてSSバーストを構成する。即ち、SSブロックは、0.5msごとに間隔を空ける上りリンク送信のための0.125msシンボル区間を用いて配置される(0.5ms単位で0.125msの上りリンク送信のためのシンボル区間を空けて、SSブロックを配置する)(SSBs are arranged with a 0.125-ms symbol period for UL transmission emptied every 0.5ms)。

40

## 【0106】

しかしながら、6GHz以上の周波数範囲において、60kHzの副搬送波間隔がデータ送信のために使用されることができる。即ち、図11に示すように、NRでは、データ送信のための60kHzの副搬送波間隔と、SSブロック送信のための120kHz又は240kHzの副搬送波間隔が多重化されることができる。

## 【0107】

50

なお、図 11 のボックスで表された部分から分かるように、120 kHz の副搬送波間隔の SS ブロックと 60 kHz の副搬送波間隔のデータとが多重化されながら、120 kHz の副搬送波間隔の SS ブロックと 60 kHz の副搬送波間隔の GP 及び下りリンク制御領域との間に衝突又は重畳が発生する。SS ブロックと DL / UL 制御領域との衝突はできる限り避けることが好ましいので、SS パースト及び SS パーストセットの構成の修正（修訂）（modify）が要求される。

【0108】

本発明では、これを解決するための SS パースト構成の修正方向として 2 つの実施例を提案する。

【0109】

10

第 1 の実施例では、図 12 に示すように、SS パーストフォーマット 1 及び SS パーストフォーマット 2 の位置を変更する。即ち、図 11 のボックス内における SS パーストフォーマット 1 とフォーマット 2 とを図 12 のように交換する（取り換える）（exchanged）ことにより、SS ブロックと DL / UL 制御領域との衝突が発生しないようにする。即ち、SS パーストフォーマット 1 が 60 kHz 副搬送波間隔のスロットの前部分に位置し、SS パーストフォーマット 2 が 60 kHz 副搬送波間隔のスロットの後部分に位置する。

【0110】

上述した実施例を整理すると、以下の通りである。

【0111】

20

1) 120 KHz の副搬送波間隔

【0112】

- 候補 SS B の 1 番目の OFDM シンボルのインデックスは、 $\{4, 8, 16, 20, 32, 36, 44, 48\} + 70 * n$  を有する。このとき、搬送波周波数が 6 GHz より大きい場合、 $n = 0, 2, 4, 6$  である。（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 6GHz,  $n=0, 2, 4, 6$ ）

【0113】

- 候補 SS B の 1 番目の OFDM シンボルのインデックスは、 $\{2, 6, 18, 22, 30, 34, 46, 50\} + 70 * n$  を有する。このとき、搬送波周波数が 6 GHz より大きい場合、 $n = 1, 3, 5, 7$  である。（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 6GHz,  $n=1, 3, 5, 7$ .)

30

【0114】

2) 240 KHz の副搬送波間隔

【0115】

- 候補 SS B の 1 番目の OFDM シンボルのインデックスは、 $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44, 64, 68, 72, 76, 88, 92, 96, 100\} + 140 * n$  を有する。このとき、搬送波周波数が 6 GHz より大きい場合、 $n = 0, 2$  である。（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 6GHz,  $n=0, 2$ ）

40

【0116】

- 候補 SS B の 1 番目の OFDM シンボルのインデックスは、 $\{4, 8, 12, 16, 36, 40, 44, 48, 60, 64, 68, 72, 92, 96, 100, 104\} + 140 * n$  を有する。このとき、搬送波周波数が 6 GHz より大きい場合、 $n = 1, 3$  である。（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 6GHz,  $n=1, 3$ ）

【0117】

50

第2の実施例は、図13に示すように、SSバーストセットの構成を変更する方法である。即ち、SSバーストセットは、SSバーストセットの開始境界と60kHz副搬送波間隔のスロットの開始境界とが整列されるように、即ち一致するように構成される。

【0118】

具体的には、SSバーストは、1msの間に局所的に配置されるSSブロックにより構成される。したがって、1msの間、120kHzの副搬送波間隔のSSバーストは16個のSSブロックを有し、240kHzの副搬送波間隔のSSバーストは32個のSSブロックを有する。このようにSSバーストを構成すると、SSバースト間に60kHzの副搬送波間隔基準、1つのスロットがギャップ(gap)として割り当てられる(one slot is allocated as a gap between SS bursts, with respect to the 60-kHz subcarrier spacing)。

10

【0119】

上述した第2の実施例を整理すると、以下の通りである。

【0120】

1) 120kHzの副搬送波間隔

【0121】

- 候補SSBの1番目のOFDMシンボルのインデックスは、 $\{4, 8, 16, 20\} + 28 * n$ を有する。このとき、搬送波周波数が6GHzより大きい場合、 $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ である。(the first OFDM symbols of the candidate SS/PBCH blocks have indexes  $\{4, 8, 16, 20\} + 28 * n$ . For carrier frequencies larger than 6GHz,  $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ )

20

【0122】

2) 240kHzの副搬送波間隔

【0123】

- 候補SSBの1番目のOFDMシンボルのインデックスは、 $\{8, 12, 16, 20, 32, 36, 40, 44\} + 56 * n$ を有する。このとき、搬送波周波数が6GHzより大きい場合、 $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$ である。(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 6GHz,  $n = 0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$ .)

30

【0124】

3. 5ms区間内において実際に送信されるSS/PBCHブロックを指示する方法(The indication of actually transmitted SS/PBCH block within 5ms duration)

【0125】

ネットワーク環境によってSSブロック送信のための候補の数は制限される。例えば、SSブロックが配置される副搬送波間隔によって候補の数が異なる。この場合、実際に送信されるSSブロックの位置をCONNECTED/IDLEモードのUEに知らせることができる。このとき、実際に送信されるSSブロックの位置を知らせるActual transmitted SS/PBCH block indicationは、サービングセルのためにはリソース利用の目的、例えば、レートマッチングの用途に使用され、隣接セルのためには該当リソースに関連する測定の目的で使用される。

40

【0126】

サービングセルに関連して、UEが送信されていないSSブロックについて正確に認知できる場合は、UEは送信されていないSSブロックの候補リソースを通じてページング又はデータなどの他の情報を受信できることを認知できる。かかるリソースの柔軟性のために、サービングセルにおいて実際に送信されるSSブロックは、正確に指示される必要がある。

【0127】

即ち、SSブロックが送信されるリソースでは、ページング又はデータなどの他の情報を受信できないので、実際にSSブロックが送信されていないSSブロックを通じて他の

50

データ又は他の信号を受信してリソース利用の効率性を高めるために、UEは、SSブロックが実際に送信されていないSSブロック候補について認知する必要がある。

【0128】

したがって、サービングセルにおいて実際に送信されるSSブロックを正確に指示するために、4、8又は64ビットのフルビットマップ情報が要求される。このとき、ビットマップに含まれるビットのサイズは、各周波数範囲において最大に送信可能なSSブロックの数によって決定される。例えば、5ms区間において実際に送信されるSSブロックを指示するために、3GHzから6GHzの周波数範囲では8ビットが要求され、6GHz以上の周波数範囲では64ビットが要求される。

【0129】

サービングセルにおいて実際に送信されるSSブロックのためのビットは、RMSI又はOSIで定義でき、RMSI/OSIは、データ又はページングのための設定情報を含む。Actual transmitted SS/PBCH block indicationは、下りリンクのリソースのための設定に関連するので、RMSI/OSIが実際に送信されるSSブロックの情報を含むことに帰する。

【0130】

なお、隣接セル測定の目的で隣接セルのActual transmitted SS/PBCH block indicationが要求されることができる。即ち、隣接セル測定のために隣接セルの時間同期情報を得る必要があるが、NRシステムのTRP間の非同期送信を可能にする(許容する)(allowed)ように設計する場合、隣接セルの時間同期情報を知らせるとしても、その情報の正確性は状況によって変化する。したがって、隣接セルの時間情報を知らせるときには、TRP間の非同期送信を仮定しながらもUEに有効な情報として、その時間情報の単位が決定される必要がある。

【0131】

但し、リストされたセル(listed cell)が多い場合、フルビットマップタイプの指示子は、シグナリングオーバーヘッドを過渡に増加させる恐れがある。したがって、シグナリングオーバーヘッドを減少させるために、様々な圧縮された形態の指示子が考えられる。また、隣接セル測定の目的だけではなく、シグナリングオーバーヘッドを減少させるために、サービングセルが送信するSSブロックのための指示子として圧縮された形態の指示子が考えられる。即ち、後述するSSブロック指示子は、隣接セル及びサービングセルの実際に送信されるSSブロックの指示のために使用される。また、上記によれば、SSバーストは、各々の副搬送波による1つのスロットに含まれたSSブロックの束(集まり)を意味するが、後述する実施例に限って、SSバーストは、スロットに関係なく一定の数のSSブロックをグループ化したSSブロックグループを意味することができる。

【0132】

図14を参照して、そのうちの1つの実施例について説明する。SSバーストが8つのSSブロックで構成されると仮定すると、64個のSSブロックが位置できる6GHz以上の帯域に合計8つのSSバーストが存在する。

【0133】

ここで、SSブロックをSSバーストとしてグループ化することは、64ビットのビットマップ全体を圧縮するためである。64ビットのビットマップ情報の代わりに、実際に送信されるSSブロックを含むSSバーストを指示する8ビットの情報を使用できる。8ビットのビットマップ情報がSSバースト#0を指示すると、SSバースト#0は、実際に送信されるSSブロックを1つ又は複数含むことができる。

【0134】

なお、UEにSSバーストあたりに送信されるSSブロックの数をさらに指示するための追加情報が考えられる。この追加情報により指示されるSSブロックの数だけ各SSバーストに局所的にSSブロックが存在することができる。

【0135】

したがって、追加情報により指示されるSSバーストあたり実際に送信されるSSブロ

10

20

30

40

50



ックの数と上記実際に送信されるＳＳブロックを含むＳＳバーストを指示するためのビットマップとを組み合わせ、ＵＥは、実際に送信されるＳＳブロックを推定できる。

【０１３６】

例えば、以下の表１のように指示されることを仮定できる。

【０１３７】

<表１>

【表１】

８ビットの ビットマップ (ＳＳ／ＰＢＣＨ バースト単位)	ＳＳ／ＰＢＣＨ バースト単位当たり 実際に送信される ＳＳ／ＰＢＣＨブロックの 数	フルビットマップ
１１０００００１	４	(１１１１００００) (１１１１０００ ０) (０００００００) (０００ ０００) (０００００００) (０ ０００００) (０００００００) (１１１１０００)

10

【０１３８】

即ち、表１によれば、８ビットのビットマップを通じてＳＳバースト＃０、＃１、＃７にＳＳブロックが含まれていることが分かり、追加情報を通じて各ＳＳバーストに４つのＳＳブロックが含まれることが分かるので、結局、ＳＳバースト＃０、＃１、＃７の前の４つの候補位置を通じてＳＳブロックが送信されることを推定できる。

20

【０１３９】

また、上述した例とは異なり、追加情報もビットマップ形式で伝達することにより、ＳＳブロックが送信される位置の柔軟性を有することができる。

【０１４０】

例えば、ＳＳバースト送信に関連する情報は、ビットマップで指示し、ＳＳバースト内で送信されるＳＳブロックは、それ以外のビットで指示する方法がある。

30

【０１４１】

即ち、合計６４個のＳＳブロックを各々８つのＳＳバースト（即ち、ＳＳブロックグループ）に区分し、８ビットのビットマップ送信でどのＳＳバーストが使用されたかを端末に知らせる。図１４のようにＳＳバーストを定義すると、副搬送波間隔が６０ｋＨｚであるスロットと多重化する場合、ＳＳバーストと６０ｋＨｚの副搬送波を有するスロットとの境界が整列される長所がある。したがって、ビットマップでＳＳバーストを使用する可否かを指示すると、６ＧＨｚ以上の周波数帯域では、全ての副搬送波間隔に対してスロット単位でＳＳブロックの送信の有無を端末が認知することができる。

【０１４２】

ここで、上述した例との相異点は、追加情報をビットマップ方式で知らせることである。この場合、各々のＳＳバーストに含まれた８つのＳＳブロックに対してビットマップ情報を送信しなければならないので８ビットが必要であり、該当追加情報は、全てのＳＳバーストに共通に適用される。例えば、ＳＳバーストに対するビットマップ情報を通じてＳＳバースト＃０及びＳＳバースト＃１が使用されることが指示され、ＳＳブロックに対する追加ビットマップ情報を通じてＳＳバースト内において１番目、５番目のＳＳブロックが送信されることが指示された場合、ＳＳバースト＃０及びＳＳバースト＃１ではいずれも１番目、５番目のＳＳブロックが送信されて、実際に送信されるＳＳブロックの総数が４つになる。

40

【０１４３】

なお、いくつかの隣接セルはセルリストに含まれていないことができるが、セルリスト

50

に含まれていない隣接セルは、実際に送信されるSSブロックのための基本フォーマット (default format) を使用する。かかる基本フォーマットを使用することにより、UEは、リストに含まれていない隣接セルに対する測定を行うことができる。このとき、上述した基本フォーマットは、予め定義されるか又はネットワークにより設定される。

【0144】

また、サービングセルで実際に送信されるSSブロックに関する情報と、隣接セルで実際に送信されるSSブロックに関する情報と、がかち合う (一致しない) (does not match) 場合、端末は、サービングセルで送信されたSSブロック情報を優先して、実際に送信されるSSブロックに関する情報を得る。

【0145】

即ち、実際に送信されるSSブロックに関する情報が、フルビットマップ形態及びグループ化形態で受信された場合、フルビットマップ形態の情報の正確性が高い可能性が大きいので、フルビットマップ形態の情報を優先してSSブロック受信に用いる。

【0146】

4. 時間インデックス指示のための信号及びチャネル

【0147】

SSブロックの時間インデックス指示は、NR-PBCHにより伝達される。時間インデックス指示がNR-PBCHコンテンツ、スクランブルシーケンス、CRC、リダンダンシ (冗長度) バージョンなどのNR-PBCHの一部に含まれると、指示がUEに安全に伝達される。しかしながら、時間インデックス指示がNR-PBCHの一部に含まれると、隣接セルNR-PBCHのデコーディングがさらに複雑になる。また、隣接セルに対するNR-PBCHのデコーディングが可能ではあるが、これはシステムの設計にとって必須事項ではない。また、どの信号及びチャネルがSSブロックの時間インデックス指示の伝達に適合するかについて、追加論議が必要である。

【0148】

ターゲットセルにおいて、SSブロックの時間インデックス情報は、システム情報の伝達、PRAACHプリアンプルなどの初期アクセス関連のチャネル/信号に対する時間リソースの割り当ての参照情報として使用されるので、SSブロックの時間インデックス情報は、UEに安全に送信されなければならない。なお、隣接セル測定の目的で、時間インデックスは、SSブロックレベルのRSRP測定に使用される。この場合、SSブロックの時間インデックス情報が必ずしも正確である必要はない。

【0149】

本発明では、NR-PBCH DMRSが、SSブロックの時間インデックスを伝達するための信号として使用されることを提案する。また、NR-PBCHの一部に時間インデックス指示を含むことを提案する。ここで、NR-PBCHの一部としては、例えば、NR-PBCHのスクランブルのシーケンス、リダンダンシバージョンなどがある。

【0150】

本発明によれば、NR-PBCH DMRSからSSブロックの時間インデックスを検出でき、検出されたインデックスは、NR-PBCHデコーディングにより確認できる。また、隣接セル測定のために隣接セルに対するNR-PBCH DMRSからインデックスを得ることができる。

【0151】

時間インデックス指示は、以下の2つの実施例により構成できる。

【0152】

(方式1) SSバーストセット内の全てのSSブロックの各々にインデックスを付与する、単一のインデックス方法。

【0153】

(方式2) SSバーストインデックスとSSブロックインデックスとの組み合わせでインデックスを付与する、多重インデックス (multi-index) 方法。

【0154】

10

20

30

40

50

方式1のような単一のインデックス方法がサポート（支援）される（supported）と、SSバーストセット周期（period）内の全てのSSブロックの数を表現するために数多くのビットが必要である。この場合、NR-PBCHに対するDMRSシーケンス及びスクランブルシーケンスは、SSブロック指示を指示することが好ましい。

#### 【0155】

反面、方式2のような多重インデックス方法が適用されると、インデックス指示のための設計の柔軟性が提供される。例えば、SSバーストインデックス及びSSブロックインデックスは、いずれも単一のチャンネルに含まれる。また、各々のインデックスは、互いに異なるチャンネル/信号を通じて個別に送信されることができる。例えば、SSバーストインデックスは、NR-PBCHのコンテンツ又はスクランブルシーケンスに含まれ、SSブロックインデックスは、NR-PBCHのDMRSシーケンスを介して伝達されることが

10

#### 【0156】

なお、搬送波周波数範囲によって、設定されたSSバースト内におけるSSブロックの最大数が変更される。即ち、6GHz以下の周波数範囲でSSブロックの最大数は最大8つであり、6GHz～52.6GHzの周波数範囲では64個である。

#### 【0157】

よって、搬送波周波数範囲によって、SSブロック指示のために必要なビットの数又はSSブロック指示のために必要な状態の数が増える。したがって、搬送波周波数範囲によって、上記方式1～2のうちの1つを適用することが考えられる。例えば、6GHz以下では単一のインデックス方法が適用され、6GHz以上では多重インデックス方法が使用される。

20

#### 【0158】

より具体的には、6GHz以下の周波数範囲の場合、SSブロックの時間インデックスは、いずれもPBCH DMRSにより決定できる。この場合、PBCH DMRSシーケンスで最大8つの状態を識別しなければならない。即ち、SSブロックの時間インデックスのための3ビットが必要である。また、PBCH DMRSシーケンスにより5ms境界（ハーフフレーム指示子）を示すことができる。この場合、DMRSベースのSSブロックの時間インデックス指示及び5ms境界指示のために合計16個の状態が必要である。即ち、SSブロックの時間インデックスのための3ビット以外に、5ms境界指示のための1ビットがさらに必要である。また、6GHz以下の周波数範囲については、SSブロックの時間インデックス指示のためのビットをPBCHコンテンツ内で定義する必要がある。

30

#### 【0159】

また、SSブロックの時間インデックス指示のためのビットをNR-PBCH DMRSを介して伝達すると、PBCHコンテンツによる伝達よりもデコーディング性能が良くなる。また、SSブロックの時間インデックス指示のためのさらなる信号を定義すると、さらなる信号のためのシグナリングオーバーヘッドが発生するが、NR-PBCH DMRSは、予めNRシステムで定義したシーケンスであるので、さらなるシグナリングオーバーヘッドを発生させず、過度なシグナリングオーバーヘッドを防止する効果がある。

40

#### 【0160】

反面、6GHz以上の周波数範囲において、SSブロックの時間インデックスの一部は、PBCH DMRSにより指示され、その他の部分は、PBCHコンテンツにより指示される。例えば、合計64個のSSブロックインデックスを指示するために、SSバーストセット内で、SSブロックグループが最大8つにグループ化され、それぞれSSブロックグループ当たり最大8つのSSブロックが含まれる。この場合、SSブロックグループ指示のための3ビットがPBCHコンテンツに定義され、SSブロックグループ内のSSブロックの時間インデックスはPBCH DMRSシーケンスにより定義される。また、NRシステムの6GHz以上の周波数範囲で同期ネットワークを仮定できる場合、PBCHコンテンツを通じてSSバーストインデックスを得るためのPBCHのデコーディング

50

過程が不要である。

【 0 1 6 1 】

5 . NR - P B C H コンテンツ

【 0 1 6 2 】

NRシステムでは、RAN 2 の応答LSに基づいてMIBのペイロードサイズが拡張されると予想される。NRシステムで予想される、MIBペイロードサイズ及びNR - P B C H コンテンツは以下の通りである。

【 0 1 6 3 】

1 ) ペイロード : 6 4 ビット ( 4 8 ビット情報、1 6 ビットCRC )

【 0 1 6 4 】

2 ) NR - P B C H コンテンツ :

【 0 1 6 5 】

- S F N / H - S F N の少なくとも一部

【 0 1 6 6 】

- 共通サーチスペース ( 検索空間 ) ( search space ) に関する設定情報

【 0 1 6 7 】

- NR 搬送波の中心周波数情報

【 0 1 6 8 】

UE は、セルID及びシンボルタイミング情報を検出後、S F N、S S ブロックインデックス、ハーフフレームのタイミングなどのタイミング情報の一部、時間 / 周波数位置などの共通制御チャネル関連情報、帯域幅、S S ブロック位置などの帯域幅部分 ( Bandwidth part ) 情報及びS S バーストセット周期及び実際に送信されたS S ブロックインデックスなどのS S バーストセット情報などを含むネットワークアクセスのための情報をP B C H から得ることができる。

【 0 1 6 9 】

5 7 6 個のREという制限された時間 / 周波数リソースのみがP B C H のために占有されるので、P B C H には必須情報が含まれる。また、可能であれば、さらに必須情報又は追加情報を含むために、P B C H D M R S などの補助信号を使用できる。

【 0 1 7 0 】

( 1 ) S F N ( System Frame Number )

【 0 1 7 1 】

NRでは、システムフレーム番号 ( S F N ) を定義して、1 0 m s 間隔を区別できる。また、LTEシステムのように、S F N のために0と1 0 2 3 との間のインデックスを導入することができ、インデックスは、明示的にビットを用いて指示するか又は暗示的方式で示すことができる。

【 0 1 7 2 】

NRでは、P B C H T T I が8 0 m s であり、最小S S バースト周期が5 m s である。したがって、最大1 6 倍のP B C H が8 0 m s 単位で送信され、夫々の送信に対する異なるスクランブルシーケンスがP B C H エンコードされたビットに適用されることができる。UE は、LTE P B C H デコーディング動作のように1 0 m s 間隔を検出できる。この場合、S F N の8 種類の状態がP B C H スクランブルシーケンスにより暗示的に指示 ( 表示 ) され ( indicated )、S F N を指示する ( 表示の ) ( indicating ) ための7 ビットがP B C H のコンテンツ ( 内容 ) で定義される。

【 0 1 7 3 】

( 2 ) ラジオフレーム内のタイミング情報

【 0 1 7 4 】

S S ブロックのインデックスは、搬送波周波数範囲によって、P B C H D M R S シーケンス及び / 又はP B C H コンテンツに含まれるビットにより明示的に指示される。例えば、6 G H z 以下の周波数帯域では、S S ブロックインデックスの3 ビットがP B C H D M R S シーケンスのみにより伝達される。また6 G H z 以上の周波数帯域では、S S ブ

10

20

30

40

50

ロックインデックスの最下位の3ビットは、P B C H D M R Sシーケンスで伝達（表示）され（delivered）、S Sブロックインデックスの最上位の3ビットは、P B C Hコンテンツにより伝達される（delivered）。即ち、6 G H z ~ 5 2 . 6 G H z の周波数範囲に限って、S Sブロックインデックスのための最大3ビットがP B C Hコンテンツで定義される。

【 0 1 7 5 】

また、ハーフフレームの境界は、P B C H D M R Sシーケンスにより伝達できる。特に、3 G H z 以下の周波数帯域において、ハーフフレーム指示子がP B C H D M R Sに含まれる場合、P B C Hコンテンツにハーフフレーム指示子が含まれるのがより効果が高い。即ち、3 G H z 以下の周波数帯域では、主にF D D方式が使用されるので、サブフレーム又はスロット間の時間同期が外れる程度が大きい。したがって、より正確な時間同期を取るためには、P B C Hコンテンツよりデコーディング性能の良いP B C H D M R Sを通じてハーフフレーム指示子を伝達することが有利である。

10

【 0 1 7 6 】

但し、3 G H z 帯域を超える場合には、T D D方式が多く使用され、サブフレーム又はスロット間の時間同期が外れる程度が大きいので、P B C Hコンテンツによりハーフフレーム指示子を伝達しても不利益が少ない。

【 0 1 7 7 】

また、ハーフフレーム指示子は、P B C H D M R S及びP B C Hコンテンツの全てを介して伝達されることができる。

20

【 0 1 7 8 】

（ 3 ）スロットに含まれるO F D Mシンボルの数

【 0 1 7 9 】

6 G H z 以下の搬送波周波数範囲におけるスロット内O F D Mシンボルの数に関連して、N Rは、7つのO F D Mシンボルスロット及び14個のO F D Mシンボルスロットを考慮する。N Rが6 G H z 以下の搬送波周波数範囲で2つのタイプ（類型）（type）のスロットを両方ともサポートすると決定した場合、C O R E S E Tの時間リソースを指示するためにスロットタイプに対する指示（表示）（indication）を定義する必要がある。

【 0 1 8 0 】

（ 4 ）P B C Hに対応するR M S Iがないことを識別するための情報

30

【 0 1 8 1 】

N Rでは、S Sブロックは、ネットワークアクセスのための情報提供だけでなく、動作測定のためにも使用される。特に、広帯域C C動作のためには、測定のために多重S Sブロックを送信することができる。

【 0 1 8 2 】

しかしながら、R M S Iが、S Sブロックが送信される全ての周波数位置を介して伝達される必要はない。即ち、リソース利用の効率性のために、R M S Iが特定の周波数位置を介して伝達されることができる。この場合、初期アクセス手順を行うU Eは、検出された周波数位置でR M S Iが提供されるか否かを認識できない。この問題を解決するために、検出された周波数領域のP B C Hに対応するR M S Iがないことを識別するためのビットフィールドを定義する必要がある。なお、ビットフィールドなしでP B C Hに対応するR M S Iがないことを識別できる方法も考える必要がある。

40

【 0 1 8 3 】

このために、R M S Iが存在しないS Sブロックは、周波数ラスタ（Frequency Raster）で定義されない周波数位置で送信されるようにする。この場合、初期アクセス手順を行うU EはS Sブロックを検出できないので、上述した問題を解決できる。

【 0 1 8 4 】

（ 5 ）S Sバーストセットの周期性及び実際に送信されるS Sブロック

【 0 1 8 5 】

測定の目的のために、S Sバーストセットの周期性及び実際に送信されたS Sブロック

50

に関する情報が指示されることができる。したがって、かかる情報は、セル測定及びセル間／セル内（inter/intraのセル）測定（inter/intra cell measurement.）のために、システム情報に含まれることが好ましい。即ち、P B C Hコンテンツ内で上述した情報を定義する必要はない。

【0186】

（6）帯域幅に関連する情報

【0187】

UEは、セルID検出及びP B C Hデコーディングを含む初期同期手順の間にS Sブロックの帯域幅内の信号検出を試みる。その後、UEは、P B C Hコンテンツを通じてネットワークにより指示された帯域幅を使用してシステム情報を得、R A C H手順を行う初期アクセス手順を続けることができる。帯域幅は、初期アクセス手順の目的のために定義される。C O R E S E T、R M S I、O S I、R A C Hメッセージに対する周波数リソースは、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅内で定義される。また、S Sブロックは、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅の一部に位置する。要するに、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅は、P B C Hコンテンツで定義される。また、S Sブロックに対する帯域幅と下りリンク共通チャネルに対する帯域幅との間の相対的な周波数位置の指示がP B C Hコンテンツで定義される。相対周波数位置の指示を単純化するために、S Sブロックに対する多数の帯域幅は、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅内にS Sブロックを位置付ける候補位置と見なされる。

【0188】

（7）ニューマロロジ情報

【0189】

S Sブロック送信の場合、15、30、120、240 K H zの副搬送波間隔を使用する。また、データ送信のためには、15、30、60及び120 K H zの副搬送波間隔が使用される。S Sブロック送信、C O R E S E T及びR M S Iについては、同じ副搬送波間隔が使用される。R A N 1が上述した副搬送波間隔に関する情報を確認すると、P B C Hコンテンツでニューマロロジ情報を定義する必要がない。

【0190】

反面、C O R E S E T及びR M S Iに対する副搬送波間隔を変更できる可能性が考えられる。R A N 4において、搬送波最小帯域幅に関する同意（合議）（agreement）によってS Sブロック送信に15個の副搬送波間隔のみが適用される場合、P B C Hデコーディング後、次の手順のために30 K H zに副搬送波間隔を変更しなければならない。また、240 k H zの副搬送波間隔がS Sブロック送信のために使用される時、240 k H zの副搬送波間隔がデータ送信のために定義されないため、副搬送波間隔の変更がデータ送信のために必要である。R A N 1がP B C Hコンテンツを通じたデータ送信のために副搬送波間隔を変更できる場合、このための1ビット指示子を定義できる。搬送波周波数範囲によって、上述した1ビット指示子は、{15、30 K H z}又は{60、120 K H z}と解釈できる。また、指示された副搬送波間隔は、R Bグリッドに対するデフォルト（基準）（default）ニューマロロジと見なされる（思われる）（regarded）。

【0191】

（8）ペイロードサイズ

【0192】

P B C Hのデコーディング性能を考慮して、表2のように、最大64ビットのペイロードサイズを仮定できる。

【0193】

< 表 2 >

10

20

30

40

【表 2】

詳細	ビットサイズ	
	6 GHz 以下	6 GHz 以上
システムフレーム番号 (MSB)	7	7
SS/PBCHブロック時間インデックス (MSB)	0	3
参照ニューマロロジ	[1]	[1]
DL共通チャンネルのための帯域幅及びSSブロック位置	[3]	[2]
スロット内のOFDMシンボルの#	[1]	0
CORESET (周波数リソースー帯域幅、位置) (時間リソースー開始OFDMシンボル、区間) (UEモニタリングの周期性、オフセット、区間)	約[10]	約[10]
リザーブビット	[20]	[20]
CRS	16 + a	16 + a
合計	64	64

10

## 【0194】

6. NR - PBCHスクランブル

20

## 【0195】

NR - PBCHスクランブルのシーケンスタイプ及びシーケンス初期化について説明する。NRにおいて、PNシーケンスの使用が考えられるが、LTEシステムで定義された長さ31のゴールドシーケンスをNR - PBCHシーケンスとして使用した場合に深刻な問題が発生しなければ、NR - PBCHスクランブルのシーケンスとしてゴールドシーケンスを再使用することが好ましい。

## 【0196】

また、スクランブルのシーケンスは、少なくともCell-IDにより初期化され、PBCH - DMRSにより指示されたSSブロックインデックスの3ビットがスクランブルのシーケンスの初期化に使用されることができる。また、ハーフフレーム指示子がPBCH - DMRS又は他の信号により指示されると、ハーフフレーム指示子もスクランブルのシーケンスの初期化のためのシード値として使用できる。

30

## 【0197】

7. NR - PBCH DM - RSの設計

## 【0198】

NRシステムでは、DMRSがNR - PBCHの位相参照のために導入される。また、全てのSSブロックにNR - PSS / NR - SSS / NR - PBCHが存在し、NR - PSS / NR - SSS / NR - PBCHが位置するOFDMシンボルは、単一のSSブロック内で連続している。しかしながら、NR - SSSとNR - PBCHとの間で送信方式が異なると仮定すると、NR - PBCH復調のための参照信号としてNR - SSSを使用することを仮定できない。したがって、NRシステムでは、NR - PBCH復調のための参照信号としてNR - SSSが使用されないという仮定の下でNR - PBCHを設計しなければならない。

40

## 【0199】

DMRS設計のためには、DMRSオーバーヘッド、時間/周波数位置及びスクランブルシーケンスを考慮する必要がある。

## 【0200】

全般的なPBCHの復号性能は、チャネル推定性能及びNR - PBCH符号化率により決定される。DMRS送信のためのREの数は、チャネル推定性能とPBCHコーディング率との間にトレードオフ (trade-off) を有するので、DMRSに対して適切な数のR

50

Eを見つけなければならない。例えば、DMRSに対してRB当たり4つのREが割り当てられるとき、より良好な性能が提供される。2つのOFDMシンボルがNR-PBCH送信のために割り当てられるとき、DMRSのために192個のREが使用され、MIB送信のための384個のREが使用される。この場合、ペイロードサイズが64ビットであると仮定すると、LTE-PBCHと同一のコーディング速度である $1/12$ コーディング速度が得られる。

【0201】

また、NR-PBCH送信のために多数のOFDMシンボルが割り当てられるとき、どのOFDMシンボルがDMRSを含むかが問題であるが、残差（残留）周波数（residual frequency）のオフセットによる性能低下を防止するために、NR-PBCHが位置する全てのOFDMシンボルにDMRSを配置することが好ましい。したがって、NR-PBCH送信のための全てのOFDMシンボルにDMRSが含まれる。

10

【0202】

なお、NR-PBCHが送信されるOFDMシンボル位置に対して、PBCH-DMRSが時間/周波数の追跡RSとして使用され、DMRSを含む2つのOFDMシンボル間が遠いほど精密な周波数追跡により有利であるので、1番目のOFDMシンボル及び4番目のOFDMシンボルがNR-PBCH送信のために割り当てられる。

【0203】

また、これによるDMRSの周波数位置は、セルIDによってシフト可能な、周波数領域におけるインターリーブによるマッピングを仮定できる。均等に分散されたDMRSパターンは、1-Dチャンネル推定の場合に最適な性能を提供するDF-Tベースのチャンネル推定を使用できるという利点がある。また、チャンネル推定性能を高めるために、広帯域RBバンドリングが使用されることができる。

20

【0204】

DMRSシーケンスの場合、ゴールドシーケンスのタイプにより定義されたpseudo-randomシーケンスを使用できる。DMRSシーケンスの長さは、SSブロック当たりDMRSに対するREの数で定義され、また、DMRSシーケンスは、SSバーストセットのデフォルト周期である20ms内でCell-ID及びスロット番号/OFDMシンボルのインデックスにより生成できる。また、SSブロックのインデックスは、スロット及びOFDMシンボルのインデックスに基づいて決定される。

30

【0205】

なお、NR-PBCH-DMRSは、1008個のセルID及び3ビットのSSブロックのインデックスによりスクランブルされなければならない。これは、DMRSシーケンスの仮説（仮説）（hypothesis）数によって検出性能を比較したとき、3ビットの検出性能がDMRSシーケンスの仮説数に最も適合することが確認されたためである。しかしながら、4～5ビットの検出性能も性能損失が殆どないので、4～5ビットの仮説数を使用しても問題ない。

【0206】

また、DMRSシーケンスを通じてSSブロックの時間インデックス及び5ms境界を表現しなければならないので、合計16個の仮説を有するように設計される。

40

【0207】

即ち、DMRSシーケンスは、少なくともセルID、SSバーストセット内のSSブロックのインデックス及びハーフフレーム境界（ハーフフレーム指示子）を表現でき、セルID、SSバーストセット内のSSブロックインデックス及びハーフフレーム境界（ハーフフレーム指示子）により初期化されることができる。具体的な初期化の式は、以下の数式1の通りである。

【0208】

< 数式1 >



【数 1】

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

【 0 2 0 9 】

ここで、

$$N_{\text{ID}}^{\text{SS/PBCH block}}$$

は S S ブロックグループ内の S S ブロックインデックスであり、

$$N_{\text{ID}}^{\text{Cell}}$$

10

がセル ID である場合、HF は { 0、1 } の値を有するハーフフレーム指示子のインデックスである。

【 0 2 1 0 】

NR - PBCH DMR S シーケンスは、LTE DMR S シーケンスのように、長さ 31 のゴールドシーケンスを使用するか、或いは長さ 7 又は 8 のゴールドシーケンスに基づいて生成される。

【 0 2 1 1 】

また、長さ 31 のゴールドシーケンスと長さ 7 又は 8 のゴールドシーケンスとを使用する場合の検出性能が類似するので、本発明では、LTE DMR S のように長さ 31 のゴールドシーケンスを使用することを提案し、6 GHz 以上の周波数範囲では、31 より長いゴールドシーケンスが考えられる。

20

【 0 2 1 2 】

Q P S K を用いて変調された DMR S シーケンス

$$r_{N_{\text{ID}}^{\text{SS/PBCH block}}}(m)$$

は、以下の数式 2 により定義される。

【 0 2 1 3 】

< 数式 2 >

【数 2】

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

30

【 0 2 1 4 】

また、DMR S シーケンス生成のための変調タイプとして B P S K 及び Q P S K が考えられる。B P S K 及び Q P S K の検出性能は類似するが、Q P S K の相関 (コヒーレンション) (correlation) 性能が B P S K より優れるので、Q P S K が DMR S シーケンス生成の変調タイプとしてより適合する。

【 0 2 1 5 】

また、NR - PBCH DMR S シーケンスを生成するための P e s u d o - r a n d o m シーケンスは、長さ 31 のゴールドシーケンスで定義され、長さ

40

$$M_{\text{PN}}$$

のシーケンス

$$c(n)$$

は、以下の数式 3 により定義される。

【 0 2 1 6 】

< 数式 3 >

【数 3】

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2 \\ x_1(n + 31) &= (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \\ x_2(n + 31) &= (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2 \end{aligned}$$

【 0 2 1 7 】

ここで、

$$n = 0, 1, \dots, M_{\text{PN}} - 1$$

であり、

$$N_C = 1600$$

であり、1 番目の M - シーケンスは

$$x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$$

の初期値を有し、2 番目の M - シーケンスの初期値は

$$c_{\text{init}} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$$

により定義され、このとき、

$$x_2(i) = \left\lfloor \frac{c_{\text{init}}}{2^i} \right\rfloor \bmod 2, \quad i = 0, 1, \dots, 30$$

である。

【 0 2 1 8 】

8 . NR - P B C H D M R S のパターン設計

【 0 2 1 9 】

D M R S の周波数位置に関連して、2 つの D M R S R E マッピング方法が考えられる。固定 R E マッピング方法は、周波数領域上において R S マッピング領域を固定することであり、可変 R E マッピング方法は、V s h i f t 方法を用いてセル I D によって R S 位置をシフトすることである。可変 R E マッピング方法では、干渉をランダム化してさらに性能利得を得ることができるので、可変 R E マッピング方法がより好ましい。

【 0 2 2 0 】

可変 R E マッピングについて、具体的には、ハーフフレーム内に含まれた複素変調シンボル

$$a_{k,l}$$

は、数式 4 により決められる。

【 0 2 2 1 】

< 数式 4 >

10

20

30

40

【数 4】

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

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

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

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

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

10

【0 2 2 2】

ここで、 $k$ 、 $l$  は、SS ブロック内に位置する副搬送波及び OFDM シンボルのインデックスを示し、

$$r_{N_{ID}^{SS/PBCH \text{ block}}}(m)$$

は、DMRS シーケンスを示す。なお、

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

20

により決定されることもできる。

【0 2 2 3】

また、性能向上のために、RS パワー（電力）ブースティング（power boosting）が考えられるが、RS パワーブースティング及び  $v_{\text{shift}}$  が共に使用されると、干渉 TRP（Total Radiated Power）からの干渉が減少できる。また、RS パワーブースティングの検出性能の利得を考えると、PD SCH EPRE 対参照信号 EPRE の比は -1.25 dB が好ましい。

【0 2 2 4】

なお、DMRS 設計のためには、DMRS オーバーヘッド、時間／周波数位置及びスクランブルのシーケンスを確定する必要がある。全般的な PBCH 復号性能は、チャネル推定性能及び NR - PBCH 符号化率により決定される。DMRS 送信のための RE の数は、チャネル推定性能と PBCH コーディング率との間でトレードオフを有するので、DMRS に適切な RE の数を決定しなければならない。

30

【0 2 2 5】

また、実験結果より、DMRS に RB 当たり 4 つの RE（1/3 密度）が割り当てられるとき、より良好な性能が提供されることが分かる。2 つの OFDM シンボルが NR - PBCH 送信のために割り当てられるとき、DMRS のための 192 個の RE と MIB 送信のための 384 個の RE とが使用される。この場合、ペイロードサイズが 64 ビットであると仮定すると、LTE PBCH と同一のコーディング速度である 1/12 コーディング速度が得られる。

40

【0 2 2 6】

また、NR - PBCH の位相基準（phase reference）のために DMRS が使用されるが、このとき、DMRS をマッピングするための 2 つの方法が考えられる。その 1 つは等間隔マッピング方式であって、各々の PBCH シンボルを使用し、DMRS シーケンスは、同一の間隔によって副搬送波にマッピングされる。

【0 2 2 7】

また、非等間隔マッピング方式の場合、各 PBCH シンボルを使用するが、DMRS シーケンスは、NR - SS S 送信帯域幅内にマッピングされない。その代わりに、非等間隔マッピング方式の場合、PBCH 復調のために NR - SS S を使用する。したがって、非等間隔マッピング方式では、等間隔マッピング方式よりチャネル推定により多くのリソー

50

スを必要とし、データ送信のためにより多くのREを使用する。また、初期アクセス過程で残差（残余）（residual）CFOが存在することができるので、SSSシンボルを用いたチャンネル推定が正確ではないことがある。即ち、等間隔マッピング方式は、CFO推定及び精密な時間の追跡に長所がある。

#### 【0228】

また、SSブロックの時間指示がPBCH DMRSにより伝達されると、等間隔マッピング方式は、さらに利点を有する。実際に、REマッピング方式によるPBCH復号の性能評価結果からも、等間隔マッピング方式の性能が非等間隔マッピング方式の性能より優れることが確認できる。したがって、初期アクセス過程の場合、等間隔マッピング方式がより適合する。また、DMRSの周波数位置に関連して、セルIDによってシフトできる周波数領域におけるインターリーブされたDMRSマッピングを仮定できる。また、等間隔でマッピングされたDMRSパターンは、1-Dチャンネル推定の場合に最適な性能を提供するDFTベースのチャンネル推定を用いることがより好ましい。

#### 【0229】

##### 9. 時間インデックスの指示方法

#### 【0230】

図15を参照すると、時間情報は、SFN（System Frame Number）、ハーフフレーム間隔、SSブロック時間のインデックスを含む。各々の時間情報は、SFNのための10ビット、ハーフフレームのための1ビット、SSブロック時間のインデックスのための6ビットで表現されることができる。このとき、SFNのための10ビットのうち、一部は、PBCHコンテンツに含まれる。また、NR-PBCH DMRSは、SSブロックのインデックスのための6ビットのうちの3ビットを含む。

#### 【0231】

図15に示された時間インデックスの指示方法の実施例は、以下の通りである。

#### 【0232】

- 方式1:  $S_2 \ S_1 (PBCH \text{ スランブル}) + S_0 \ C_0 (PBCH \text{ コンテンツ})$

#### 【0233】

- 方式2:  $S_2 \ S_1 \ S_0 (PBCH \text{ スランブル}) + C_0 (PBCH \text{ コンテンツ})$

#### 【0234】

- 方式3:  $S_2 \ S_1 (PBCH \text{ スランブル}) + S_0 \ C_0 (PBCH \ DMRS)$

#### 【0235】

- 方式4:  $S_2 \ S_1 \ S_0 (PBCH \text{ スランブル}) + C_0 (PBCH \ DMRS)$

#### 【0236】

NR-PBCH DMRSを介してハーフフレーム指示子が伝達されると、5msごとにPBCHデータを結合することによりさらなる性能向上が可能である。この理由で、方式3、4のように、ハーフフレーム指示子のための1ビットがNR-PBCH DMRSを介して伝達される。

#### 【0237】

方式3と方式4とを比較すると、方式3は、ブラインドデコーディングの回数を減らすことができるが、PBCH DMRS性能の損失がある。PBCH DMRSが $S_0$ 、 $C_0$ 、 $B_0$ 、 $B_1$ 、 $B_2$ を含む5ビットを優れた性能で伝達できれば、方式3が時間指示方法として適切である。しかしながら、上述した5ビットをPBCH DMRSが優れた性能で伝達できなければ、実施例4が時間指示方法として適切である。

#### 【0238】

以上からして、SFNの最上位の7ビットはPBCHコンテンツに含ませ、最下位の2ビット又は3ビットをPBCHスランブルを介して伝達できる。また、PBCH DM

R SにS Sブロックのインデックスの最下位の3ビットを含ませ、P B C HコンテンツにS Sブロックのインデックスの最上位の3ビットを含ませることができる。

【0239】

さらに、隣接セルのS Sブロックの時間インデックスを得る方法について考えられるが、DMRSシーケンスを通じたデコーディングがP B C Hコンテンツを通じたデコーディングより良好な性能を発揮するので、各5ms期間内でDMRSシーケンスを変更することにより、S Sブロックのインデックスの3ビットを送信できる。

【0240】

なお、6GHz以下の周波数範囲では、S Sブロックの時間インデックスは、ただ隣接セルのNR - P B C H - DMRSのみを用いて送信できるが、6GHz以上の周波数範囲では、64個のS SブロックのインデックスをP B C H - DMRSとP B C Hコンテンツとで区別して指示されるので、UEは、隣接セルのP B C Hをデコードする必要がある。

【0241】

しかしながら、P B C H - DMRSとP B C Hコンテンツとを一緒にデコードすると、NR - P B C Hデコーディングがさらに複雑になり、P B C H - DMRSのみを使用する場合よりもP B C Hのデコーディング性能が低下する。したがって、隣接セルのS Sブロックを受信するためにP B C Hをデコードすることは容易ではない。

【0242】

したがって、隣接セルのP B C Hをデコードする代わりに、隣接セルのS Sブロックのインデックスに関連する設定をサービングセルが提供することが考えられる。例えば、サービングセルは、ターゲット隣接セルのS Sブロックのインデックスの最上位3ビットに対する設定を提供し、UEは、P B C H - DMRSを通じて最下位の3ビットを検出する。また、上述した最上位3ビットと最下位3ビットとを組み合わせ、ターゲット隣接セルのS Sブロックのインデックスを得ることができる。

【0243】

10 測定結果評価

【0244】

以下、ペイロードサイズ、送信方式及びDMRSによる性能測定結果について説明する。このとき、NR - P B C H送信のために24個のRBを有する2つのOFDMシンボルが使用されると仮定する。また、S Sバーストセット（即ち、10、20、40、80ms）は、複数の周期を有し、エンコードされたビットが80ms内で送信されると仮定する。

【0245】

(3) DMRS密度(DMRS Density)

【0246】

SNRが低い領域において、チャネル推定性能の向上は、復調性能の向上のために重要な要素である。しかしながら、NR - P B C HのRS密度が増加すると、チャネル推定性能は改善するが、コーディング速度が減少する。したがって、チャネル推定性能とチャネルコーディングの利得との間の折衝のために、DMRS密度によってデコーディング性能を比較する。図16は、DMRS密度に関する例である。

【0247】

図16(a)では、シンボル当たり2個のREをDMRSのために使用し、図16(b)では、シンボル当たり4個のREを使用し、図16(c)では、シンボル当たり6個のREをDMRSのために使用している。また、この評価は、単一のポートベースの送信方式（即ち、TD-PVS）が使用されると仮定している。

【0248】

図16は、単一のアンテナポートベースの送信に関するDMRSパターンの実施例である。図16を参照すると、周波数領域におけるDMRS位置は、参照信号間の同一の距離を維持するものの、RS密度は変化する。また、図17は、DMRSの参照信号密度による性能結果を示している。

## 【 0 2 4 9 】

図 1 7 に示したように、図 1 6 ( b ) の N R - P B C H デコーディング性能は、チャネル推定性能が優れるので、図 1 6 ( a ) の性能より優れる。反面、図 1 6 ( c ) は、コーディング速度損失の効果がチャネル推定性能向上の利得より大きいので、図 1 6 ( b ) より性能が良くない。以上より、シンボル当たり 4 個の R E の R S 密度で設計することも最も適切である。

## 【 0 2 5 0 】

( 4 ) D M R S    t i m e    p o s i t i o n    a n d    C F O    e s t i m a t i o n

## 【 0 2 5 1 】

D M R S シーケンス仮説の数、変調タイプ、シーケンス生成及び D M R S    R E マッピングによる S S ブロックのインデックスの検出性能について説明する。この測定結果では、2 4 個の R B に 2 つの O F D M シンボルが N R - P B C H 送信のために使用されたと仮定する。また、S S パーストセットの多重周期 ( multiple periods ) を考慮でき、かかる周期は、1 0 m s 、 2 0 m s 又は 4 0 m s である。

## 【 0 2 5 2 】

( 5 ) D M R S シーケンス仮説の数

## 【 0 2 5 3 】

図 1 8 は、S S ブロックのインデックスによる測定結果を示す。ここで、2 4 個の R B 及び 2 つの O F D M シンボル内で D M R S のために 1 4 4 個の R E が使用され、情報のために 4 3 2 個の R E が使用されている。また、D M R S シーケンスとして長いシーケンス ( 例えば、長さ 3 1 のゴールドシーケンス ) 及び Q P S K が使用されたと仮定する。

## 【 0 2 5 4 】

図 1 8 に示したように、3 ~ 5 ビットの検出性能を 2 回蓄積して測定したとき、- 6 d B でのエラー率が 1 % である。したがって、3 ~ 5 ビットの情報は、検出性能の観点において D M R S シーケンスに対する仮説数として使用できる。

## 【 0 2 5 5 】

( 6 ) 変調タイプ

## 【 0 2 5 6 】

図 1 9 及び図 2 0 は、B P S K と Q P S K とを比較した性能測定結果である。この実験において、D M R S 仮説は 3 ビットであり、D M R S シーケンスは長いシーケンスに基づいて行われ、干渉 T R P の電力レベルはサービング T R P の電力レベルと同一である。

## 【 0 2 5 7 】

図 1 9 及び図 2 0 に示したように、B P S K と Q P S K との性能は類似する。したがって、D M R S シーケンスのための変調タイプとしてどの変調タイプを使用しても、性能測定の観点では特に差がない。しかしながら、図 2 1 を参照すると、B P S K と Q P S K とを使用した場合の各々の相関特性が異なることが分かる。

## 【 0 2 5 8 】

図 2 1 に示したように、B P S K は、Q P S K より相関振幅が 0 . 1 以上の領域により多く分布している。したがって、マルチ ( 多重 ) セル環境を考慮したとき、D M R S の変調タイプとして Q P S K を使用することが好ましい。即ち、相関特性の側面において、D M R S シーケンスとして Q P S K がより適切な変調タイプである。

## 【 0 2 5 9 】

( 7 ) P B C H    D M R S のシーケンス生成

## 【 0 2 6 0 】

図 2 2 及び図 2 3 は、D M R S シーケンスの生成による測定結果を示す。D M R S シーケンスは、多項式次数 3 0 以上の長いシーケンス又は多項式次数 8 以下の短いシーケンスに基づいて生成できる。また、D M R S に対する仮説は 3 ビットであり、干渉 T R P の電力レベルはサービング T R P と同一であると仮定する。

## 【 0 2 6 1 】

図 2 2 及び図 2 3 に示したように、短いシーケンスに基づく生成の検出性能と長いシーケンスに基づく生成の検出性能とが類似する。

【 0 2 6 2 】

具体的には、1 番目の M - シーケンスに長さ 7 の多項式を導入してシーケンスの相関性能を上げようとしたが、既存の 1 番目の M - シーケンスである長さ 3 1 の多項式を使用する方式と差がない。また、1 番目の M - シーケンスの初期値を S S B I D としてシーケンスを生成したが、既存の 1 番目の M - シーケンスの初期値を固定し、2 番目の M - シーケンスに S S B I D - C e l l I D を使用する方式と差がない。

【 0 2 6 3 】

したがって、L T E のように L e n g t h - 3 1 のゴールドシーケンスを使用し、初期化は、既存のように 1 番目の M - シーケンスの初期値を固定し、2 番目の M - シーケンスに S S B I D - C e l l I D を使用する。

【 0 2 6 4 】

( 8 ) D M R S R E マッピング

【 0 2 6 5 】

図 2 4、図 2 5 及び図 2 6 は、等間隔 R E マッピング方法及び非等間隔 R E マッピング方法による性能測定結果を示す。ここで、D M R S に対する仮説は 3 ビットであり、D M R S シーケンスは長いシーケンスに基づき、干渉 T R P 電力のレベルはサービング T R P と同一である。また、ただ 1 つの干渉源のみが存在する。

【 0 2 6 6 】

また、N R - S S S は 1 4 4 個の R E ( 即ち、1 2 個の R B ) にマッピングされ、N R - P B C H は 2 8 8 個の R E ( 即ち、2 4 個の R B ) にマッピングされる。なお、非等間隔マッピング方式の場合、P B C H 復調のために N R - S S S を使用し、P B C H D M R S が N R - S S S 送信帯域幅内でマッピングされないと仮定する。また、残差 C F O が存在すると仮定する。

【 0 2 6 7 】

即ち、上述した内容を整理すると、以下の通りである。

【 0 2 6 8 】

( 等間隔 D M R S マッピング ) P B C H シンボル当たり 9 6 個の R E、合計 1 9 2 個の R E が使用される。

【 0 2 6 9 】

( 非等間隔 D M R S マッピング ) D M R S シーケンスは、N R - S S S 送信帯域幅以外の副搬送波にマッピングされ、この場合、N R - S S S が P B C H 復調に使用される。また、P B C H シンボル当たり 4 8 個の R E 及び N R - S S S シンボルに対する 1 2 8 個の R E、合計 2 2 4 個の R E が使用される。

【 0 2 7 0 】

図 2 5 に示したように、C F O が無い非等間隔マッピング方式は、チャネル推定のためにより多い R E を含む等間隔マッピング方式より性能が優れている。しかしながら、残差 C F O が 1 0 % 存在する場合、非等間隔マッピング技法の性能は低下するが、等間隔マッピング技法では、C F O に関係なく同様の性能を発揮する。たとえ非等間隔マッピング方式がチャネル推定のためにより多くの R E リソースを有したとしても、N R - S S S シンボルのチャネル推定の精度が残差 ( 残留 ) C F O により低下する。したがって、残差 C F O がある場合、等間隔マッピング技法が非等間隔マッピング技法のチャネル推定性能より優れることが分かる。

【 0 2 7 1 】

図 2 6 に示したように、可変 R E マッピングを使用すると、干渉がランダムに分散される効果がある。したがって、可変 R E マッピングの検出性能が固定 R E マッピング性能より優れる。

【 0 2 7 2 】

図 2 7 は、R S パワーブースティングを使用した場合の測定結果を示す。ここで、D M

10

20

30

40

50

R S に対する R E 送信電力は、P B C H データに対する R E 送信電力より約 1 . 7 6 d B ( = 1 0 \* l o g ( 1 . 3 3 4 / 0 . 8 8 9 ) ) 高いと仮定する。可変 R E マッピング及び D M R S パワーブースティングを共に使用すると、他のセルの干渉が減少する。図 2 7 に示したように、R S パワーブースティングを適用した性能は、R S パワーブースティングがない場合より 2 ~ 3 d B の利得を有する。

#### 【 0 2 7 3 】

反面、R S パワーブースティングは、P B C H データに対する R E 送信電力を減少させる。したがって、R S パワーブースティングは、P B C H 性能に影響を及ぼす。図 2 8 及び図 2 9 は、R S パワーブースティングがある場合と R S パワーブースティングがない場合との P B C H 性能を測定した結果である。ここで、S S バーストセットの周期は 4 0 m s と仮定され、エンコードされたビットは 8 0 m s 以内に送信されると仮定する。

#### 【 0 2 7 4 】

P B C H データに対する R E の送信電力が減少すると、性能損失が発生する。しかしながら、R S 電力増加によりチャネル推定性能が向上するので、復調性能を向上させることができる。したがって、図 2 8 及び図 2 9 に示したように、2 つの場合の性能はほぼ同一である。よって、P B C H データに対する R E の送信電力損失の影響は、チャネル推定性能の利得により補完できる。

#### 【 0 2 7 5 】

以下の表 3 は、上述した性能測定のために使用されたパラメータの仮定値である。

#### 【 0 2 7 6 】

< 表 3 >

#### 【 表 3 】

パラメータ	値
搬送周波数	4 G H z
チャネルのモデル	C D L _ C ( 遅延測定値 : 1 0 0 n s )
副搬送波間隔	1 5 K H z
アンテナ配置	T R P : ( 1 , 1 , 2 ) 全方位アンテナ要素 U E : ( 1 , 1 , 2 ) 全方位アンテナ要素
周波数オフセット	副搬送波間隔の 0 % & 1 0 %
基本周期	2 0 m s
サブフレーム区間	1 m s
S F 内の O F D M シンボル	1 4
干渉 T R P s の数	1
動作 ( Operating ) S N R	- 6 d B

#### 【 0 2 7 7 】

#### ( 9 ) S S ブロックインデックスの指示

#### 【 0 2 7 8 】

S S ブロックの時間インデックス指示の性能を比較するための評価結果について、図 3 0 乃至図 3 3 を参照しながら説明する。この評価のために、S S ブロックの時間インデックス指示のために P B C H D M R S シーケンスを通じて指示される方法、及び P B C H コンテンツを通じて指示する方法が考えられる。S S ブロックの時間インデックス及び 5 m s スロットの境界に対する指示は、合計 1 6 個の状態、即ち、4 ビットであると仮定する。この評価において、S S バーストセット内の単一の S S ブロックが送信され、P B C H T T I 内において、時間領域のプリコードサイクリングが適用されると仮定する。また、P B C H D M R S には 1 9 2 個の R E が使用され、C R C を含んで 6 4 ビットの M I B ビットサイズが適用されると仮定する。

#### 【 0 2 7 9 】

この評価に対する仮説数は 1 6 である。これは、P B C H D M R S において S S ブロ



ックのインデックスのための8つの状態と5ms境界のための状態とを表現するために4ビットが必要であるためである。図30及び図31から分かるように、PBCH DMR Sを用いたSSブロックの時間インデックスの検出性能は、累積2回行ったとき、SNR - 6 dBで0.2%を達成する。この評価から確認できるように、SSブロックのインデックス指示及び5msの境界指示には、PBCH DMR Sを使用した方がより好ましい。

#### 【0280】

反面、図32及び図33から分かるように、2回累積してデコーディングを行ってもPBCH FERは、SNR - 6 dBで1%を達成できない。したがって、SSブロックの時間インデックスがPBCHコンテンツのみで定義されると、SSブロックの時間インデックスの検出性能が十分ではない。

#### 【0281】

以下の表4は、上述したSSブロックのインデックス指示のための評価を行うために仮定されたパラメータ値である。

#### 【0282】

<表4>

【表4】

パラメータ	値
搬送周波数	2 GHz
チャンネルのモデル	CDL__C (遅延測定値: 300 ns)
システム帯域幅	24個のRB
PBCHのためのOFDMシンボルの数	2個のシンボル
DMRS及びデータのためのREs	DMRSのための192 (96 × 2)、 データのための384 (192 × 2)
ペイロードサイズ	72ビット、64ビット、56ビット、48ビット
PBCH TTI	80ms
SSバーストセットの周期性	20ms
PBCH繰り返し	PBCH TTI内において4回
副搬送波間隔	15 KHz
アンテナ配置	2 Tx & 2 Rx
送信スキーム	時間領域ブリコダベクトル転換 (TD-PVS)
チャンネル推定	Non-ideal
変調オータ	QPSK
コーディングスキーム	TBC

#### 【0283】

11. 下りリンク共通チャネル送信のためのBWP (Bandwidth Part)

#### 【0284】

LTEの初期アクセス手順は、MIB (Master Information Block) により構成されたシステム帯域幅内で動作する。また、PSS/SSS/PBCHは、システム帯域幅の中心を基準として整列されている。共通サーチスペースはシステム帯域幅内で定義され、このシステム帯域幅内で割り当てられた共通サーチスペースのPDSCHによりシステム情報が伝達され、Msg 1/2/3/4に対するRACH手順が動作する。

#### 【0285】

なお、NRシステムは、広帯域CC (Component Carrier) 内における動作をサポートするが、UEは、全ての広帯域CC内で必要な動作を行うためのCapabilityを有するように具現することは、コスト面において非常に難しい問題である。したがって、システム帯域幅内で初期アクセス手順を円滑に作動するように具現することが難しい。

#### 【0286】

この問題を解決するために、図34に示したように、NRは、初期アクセス動作のためのBWPを定義することができる。NRシステムでは、各UEに対応するBWP内において、SSブロック送信、システム情報伝達、ページング及びRACH手順のための初期アクセス手順を行うことができる。また、少なくとも1つの下りリンクBWPは、少なくとも1つのプライマリコンポーネントキャリアで共通サーチスペースを有する1つのCORESETを含むことができる。

10

#### 【0287】

したがって、少なくともRMSI、OSI、ページング、RACHメッセージ2/4関連の下りリンク制御情報は、共通サーチスペースを有するCORESETで送信され、下りリンク制御情報に関連する下りリンクのデータチャネルは、下りリンクBWP内に割り当てられる。また、UEは、該UEに対応するBWP内でSSブロックが送信されると予想できる。

#### 【0288】

即ち、NRにおいては、少なくとも1つの下りリンクBWPが下りリンク共通チャネル送信のために使用される。ここで、SSブロック、共通サーチスペースを有するCORESET及びRMSI、OSI、ページング、RACH Msg 2/4などのためのPDSCCHなどが下りリンク共通チャネルに含まれる。ここで、RMSIは、SIB1 (System Information Block 1) と解釈でき、PBCH (Physical Broadcast Channel) を通じてMIB (Master System Information Block) の受信後、UEが得るべきシステム情報である。

20

#### 【0289】

##### (1) ニューマロロジ (Numerology)

#### 【0290】

NRにおいては、15、30、60及び120kHzの副搬送波間隔がデータ送信に用いられる。したがって、下りリンク共通チャネルに対するBWP内のPDCCCH及びPDSCCHに対するニューマロロジは、データ送信のために定義されたニューマロロジから選択される。例えば、6GHz以下の周波数範囲については、15kHz、30kHz及び60kHzの副搬送波間隔のうちの1つ又は複数が選択され、6GHz~52.6GHzの周波数範囲については、60kHz及び120kHzの副搬送波間隔のうちの1つ又は複数が選択される。

30

#### 【0291】

しかしながら、6GHz以下の周波数範囲では、URLLCサービスのために60kHzの副搬送波間隔が予め定義されているので、60kHzの副搬送波間隔は、6GHz以下の周波数範囲におけるPBCH送信に適合しない。したがって、6GHz以下の周波数範囲で、下りリンク共通チャネル送信のために15kHz及び30kHzの副搬送波間隔が使用され、6GHz以上の周波数範囲では、60kHz及び120kHzの副搬送波間隔が使用される。

40

#### 【0292】

一方、NRでは、SSブロック送信のために、15、30、120及び240kHzの副搬送波間隔をサポートする。SSブロックと共通サーチスペースを有するCORESET及びRMSI、ページング、RARに対するPDSCCHなどの下りリンクチャネルに対して、同一の副搬送波間隔が適用されると仮定できる。したがって、かかる仮定を適用すると、PBCHコンテンツにニューマロロジ情報を定義する必要がない。

#### 【0293】

逆に、下りリンク制御チャネルに対する副搬送波間隔が変更される必要がある場合があ

50

る。例えば、240 kHz の副搬送波間隔が 6 GHz 以上の周波数帯域で SS ブロック送信に適用される場合、下りリンクの制御チャネル送信を含むデータ送信には、240 kHz の副搬送波間隔が使用されないため、下りリンクの制御チャネル送信を含むデータ送信のためには、副搬送波間隔の変更が必要である。したがって、下りリンクの制御チャネル送信を含むデータ送信のために、副搬送波間隔が変更できる場合、PBCH コンテンツに含まれる 1 ビットの指示子を通じてこれを指示できる。例えば、搬送波周波数範囲によって、1 ビットの指示子は、{ 15 KHz、30 KHz } 又は { 60 KHz、120 KHz } と解釈できる。また、指示された副搬送波間隔は、RB グリッドの参照ニューマロロジと見なされることができる。上述した PBCH コンテンツは、PBCH に含まれて送信される MIB (Master Information Block) を意味することができる。

10

【0294】

即ち、周波数範囲が 6 GHz 以下である場合には、1 ビット指示子を通じて初期アクセスのための RMSI 或いは OSI、ページング、Msg 2 / 4 に対する副搬送波間隔が 15 kHz 又は 30 KHz であることを指示でき、周波数範囲が 6 GHz 以上である場合には、1 ビット指示子を通じて初期アクセスのための RMSI 或いは OSI、ページング、Msg 2 / 4 に対する副搬送波間隔が 60 KHz 又は 120 KHz であることを指示できる。

【0295】

(2) 下りリンク共通チャネル送信のための BWP の帯域幅

【0296】

20

NR システムにおいて、下りリンク共通チャネルに対する BWP の帯域幅がネットワークが動作するシステム帯域幅と同一である必要はない。即ち、BWP の帯域幅がシステム帯域幅より狭いこともできる。即ち、帯域幅は、搬送波の最小帯域幅より広い必要はあるが、UE の最小帯域幅より広くあってはならない。

【0297】

したがって、下りリンク共通チャネル送信のための BWP は、BWP の帯域幅が SS ブロックの帯域幅より広く、各周波数範囲で動作可能な全ての UE の特定の下りリンク帯域幅と同じか又はより小さいように定義できる。例えば、6 GHz 以下の周波数範囲で搬送波の最小帯域幅は 5 MHz と定義され、UE の最小帯域幅は 20 MHz と仮定できる。この場合、下りリンク共通チャネルの帯域幅は、5 MHz ~ 20 MHz の範囲で定義される。即ち、SS ブロックは、下りリンク共通チャネル帯域幅の一部分に位置する。

30

【0298】

(3) 帯域幅の設定

【0299】

図 35 は、帯域幅設定の例を示す。

【0300】

UE は、セル ID の検出及び PBCH デコーディングを含む初期同期手順の間に、SS ブロックの帯域幅内で信号検出を試みる。その後、UE は、PBCH コンテンツを通じてネットワークが指示する下りリンク共通チャネルに対する帯域幅内で次の初期アクセス手順を続けて行うことができる。即ち、UE は、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅内でシステム情報を得、RACH 手順を行うことができる。

40

【0301】

一方、SS ブロックに対する帯域幅と下りリンク共通チャネルに対する帯域幅との間の相対的な周波数位置のための指示子が、PBCH コンテンツに定義されることができる。なお、上述したように、PBCH コンテンツは、PBCH に含まれて送信される MIB (Master Information Block) を意味することができる。例えば、図 35 に示したように、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅との間の相対的な周波数位置は、SS ブロックに対する帯域幅と下りリンク共通チャネルに対する帯域幅との間の間隔に対するオフセット情報として定義されることができる。

【0302】

50

特に、図35を参照すると、オフセット値はRB単位で指示され、指示されたRB数ほどのオフセット位置に下りリンク共通チャネルに対する帯域幅が位置するとUEが決定できる。なお、NRシステムでは、SSブロック帯域幅と下りリンク共通チャネルに対する帯域幅とのニューマロロジ、即ち、副搬送波間隔が異なるように設定できるが、このとき、SSブロック帯域幅の副搬送波間隔及び下りリンク共通チャネルに対する帯域幅の副搬送波間隔のうちのいずれか1つに基づいて、RB単位で指示されるオフセットの絶対的な周波数間隔を算出できる。

#### 【0303】

また、相対的な周波数位置の指示を単純化するために、複数のSSブロックに対する帯域幅は、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅内にSSブロックを位置付けさせる候補位置のうち、いずれか1つであることができる。

10

#### 【0304】

また、NRシステムにおいて、下りリンク共通チャネルの帯域幅が、ネットワークが動作するシステム帯域幅と同一である必要はない。また、帯域幅は、システム帯域幅より狭いことができる。即ち、下りリンク共通チャネルの帯域幅は、搬送波の最小帯域幅より広い必要はあるが、UEの最小帯域幅より広くあってはならない。例えば、6GHz以下の周波数範囲において、搬送波の最小帯域幅は5MHzと定義され、UEの最小帯域幅が20MHzと仮定される場合、下りリンク共通チャネルの帯域幅は、5MHz～20MHzの範囲で定義できる。

#### 【0305】

20

例えば、SSブロックの帯域幅が5MHzであり、下りリンク共通チャネルの帯域幅が20MHzであると仮定すると、下りリンク共通チャネルのための帯域幅内でSSブロックを探すための4つの候補位置を定義できる。

#### 【0306】

##### 12. CORESETの設定

#### 【0307】

##### (1) CORESET情報とRMSISケジューリング情報

#### 【0308】

RMSIに対するスケジューリング情報を直接指示するより、ネットワークがRMSISケジューリング情報を含むCORESET情報をUEに送信した方がより効率的である。即ち、PBCHコンテンツにおいて、CORESET及び周波数位置に対する帯域幅などの周波数リソース関連情報を指示できる。また、開始OFDMシンボル、持続時間(duration)及びOFDMシンボルの数などの時間リソース関連情報は、ネットワークリソースを柔軟に用いるためにさらに設定できる。

30

#### 【0309】

また、共通探索空間のモニタリング周期、持続時間及びオフセットに関する情報も、UE検出の複雑性を減少させるためにネットワークからUEに送信できる。

#### 【0310】

なお、送信タイプ及びREGバンドリングサイズは、共通サーチスペースのCORESETによって固定できる。ここで、送信タイプは、送信される信号がインターリーブされているか否かによって区分できる(classified)。

40

#### 【0311】

##### (2) スロットに含まれたOFDMシンボルの数

#### 【0312】

スロット内のOFDMシンボルの数又は6GHz以下の搬送波周波数範囲に関連して、7個のOFDMシンボルのスロット及び14個のOFDMシンボルのスロットの2つの候補が考えられる。NRシステムにおいて、6GHz以下の搬送波周波数範囲のために2つのタイプのスロットを両方ともサポートすると決定した場合、共通サーチスペースを有するCORESETの時間リソースを指示するためにスロットタイプに対する指示方法を定義する必要がある。

50

## 【 0 3 1 3 】

## ( 3 ) P B C H コンテンツのビットサイズ

## 【 0 3 1 4 】

P B C H コンテンツにおいて、ニューマロロジ、帯域幅及び C O R E S E T 情報を表す ( 表示する ) ( represent ) ために、表 5 のように約 1 4 ビットを指定できる。

## 【 0 3 1 5 】

< 表 5 >

【表 5】

詳細	ビットサイズ	
	6 G H z	For a6 G H z
参照ニューマロロジ	[ 1 ]	[ 1 ]
D L 共通チャネルのための帯域幅及び S S ブロック位置	[ 3 ]	[ 2 ]
スロット内の O F D M シンボルの # ( 番号 )	[ 1 ]	0
C O R E S E T ( 周波数リソースー帯域幅、位置 ) ( 時間リソースー開始 O F D M シンボル、区間 ) ( U E モニタリング周期、オフセット、区間 )	約 [ 1 0 ]	約 [ 1 0 ]
合計	約 [ 1 4 ]	

10

20

## 【 0 3 1 6 】

## ( 4 ) 測定結果

## 【 0 3 1 7 】

図 3 6 を参照して、ペイロードサイズ ( 即ち、4 8、5 6、6 4 及び 7 2 ビット ) による性能の結果を説明する。ここで、D M R S のために、3 8 4 個の R E 及び 1 9 2 個の R E が使用されると仮定する。また、S S パーストセットの周期は 2 0 m s であり、符号化されたビットは 8 0 m s 以内に送信されると仮定する。M I B ペイロードサイズによる P B C H のデコーディング性能は、図 3 6 に示されている。

30

## 【 0 3 1 8 】

図 3 6 から分かるように、ペイロードサイズが最大 7 2 ビットであると、データに 3 8 4 個の R E 及び D M R S に 1 9 2 個の R E を使用して N R - P B C H ( 即ち、- 6 d B S N R において 1 % の B L E R ) の性能要求事項を満たすことができる。

## 【 0 3 1 9 】

図 3 7 は、本発明を行う送信装置 1 0 及び受信装置 2 0 の構成要素を示すブロック図である。

## 【 0 3 2 0 】

送信装置 1 0 及び受信装置 2 0 は、情報及び / 又はデータ、信号、メッセージなどを運ぶ無線信号を送信又は受信できる R F ( Radio Frequency ) ユニット 1 3、2 3 と、無線通信システムにおける通信と関連する各種情報を記憶するメモリ 1 2、2 2 と、R F ユニット 1 3、2 3 及びメモリ 1 2、2 2 などの構成要素と動作的に接続され、該当の装置が前述の本発明の実施例のうち少なくとも一つを実行するようにメモリ 1 2、2 2 及び / 又は R F ユニット 1 3、2 3 を制御するように構成されたプロセッサ 1 1、2 1 と、をそれぞれ備える。

40

## 【 0 3 2 1 】

メモリ 1 2、2 2 は、プロセッサ 1 1、2 1 の処理及び制御のためのプログラムを記憶することができ、入 / 出力される情報を一時的に記憶することができる。メモリ 1 2、2 2 は、バッファとして利用されてもよい。

## 【 0 3 2 2 】

50

プロセッサ 11, 21 は、通常、送信装置又は受信装置における各種モジュールの動作全般を制御する。特に、プロセッサ 11, 21 は、本発明を実行するための各種制御機能を果たすことができる。プロセッサ 11, 21 は、コントローラ (controller)、マイクロコントローラ (microcontroller)、マイクロプロセッサ (microprocessor)、マイクロコンピュータ (microcomputer) などと呼ぶことができる。プロセッサ 11, 21 は、ハードウェア (hardware)、ファームウェア (firmware)、ソフトウェア、又はそれらの結合によって具現することができる。ハードウェアを用いて本発明を具現する場合には、本発明を実行するように構成された A S I C s (application specific integrated circuits)、D S P s (digital signal processors)、D S P D s (digital signal processing devices)、P L D s (programmable logic devices)、又は F P G A s (field programmable gate arrays)などをプロセッサ 11, 21 に備えることができる。一方、ファームウェアやソフトウェアを用いて本発明を具現する場合には、本発明の機能又は動作を実行するモジュール、手順又は関数などを含むようにファームウェアやソフトウェアを構成することができ、本発明を実行できるように構成されたファームウェア又はソフトウェアは、プロセッサ 11, 21 内に設けられたり、メモリ 12, 22 に記憶 (格納) されてプロセッサ 11, 21 によって駆動されるようにすることができる。

#### 【0323】

送信装置 10 におけるプロセッサ 11 は、プロセッサ 11 又はプロセッサ 11 に接続しているスケジューラからスケジューリングされて外部に送信される信号及び/又はデータに対して所定の符号化 (coding) 及び変調 (modulation) を行った後、R F ユニット 13 に送信する。例えば、プロセッサ 11 は、送信しようとするデータ列を逆多重化、チャンネル符号化、スクランブル (拡散) 及び変調などを行って K 個のレイヤに変換する。符号化されたデータ列はコードワードとも呼ばれ、M A C 層が提供するデータブロックである送信ブロックと等価である。一つのトランスポート (伝送) ブロック (Transport Block、T B) は、一つのコードワードに符号化され、各コードワードは、一つ又は複数のレイヤの形態で受信装置に送信される。周波数アップ変換のために R F ユニット 13 はオシレータ (oscillator) を含むことができる。R F ユニット 13 は、 $N_t$  個 ( $N_t$  は 1 以上の正の整数) の送信アンテナを含むことができる。

#### 【0324】

受信装置 20 の信号処理過程は、送信装置 10 の信号処理過程の逆となる。プロセッサ 21 の制御下で、受信装置 20 の R F ユニット 23 は、送信装置 10 から送信された無線信号を受信する。R F ユニット 23 は、 $N_r$  個の受信アンテナを含むことができ、R F ユニット 23 は、受信アンテナから受信した信号のそれぞれを周波数ダウン変換して (frequency down-convert) ベースバンド信号に復元する。R F ユニット 23 は、周波数ダウン変換のためにオシレータを含むことができる。プロセッサ 21 は、受信アンテナから受信した無線信号に対する復号 (decoding) 及び復調 (demodulation) を行い、送信装置 10 が本来送信しようとしたデータに復元することができる。

#### 【0325】

R F ユニット 13, 23 は、一つ又は複数のアンテナを具備する。アンテナは、プロセッサ 11, 21 の制御下で、本発明の一実施例によって、R F ユニット 13, 23 で処理された信号を外部に送信したり、外部から無線信号を受信して R F ユニット 13, 23 に伝達する機能を果たす。アンテナは、アンテナポートと呼ばれることもある。各アンテナは、一つの物理アンテナに該当したり、2 つ以上の物理アンテナ要素 (element) の組合せによって構成されてもよい。各アンテナから送信された信号は、受信装置 20 によってそれ以上分解されることはない。当該アンテナに対応して送信された参照信号 (Reference Signal、R S) は、受信装置 20 の観点で見たアンテナを定義し、チャンネルが一つの物理アンテナからの単一 (single) 無線チャンネルであるか、或いは当該アンテナを含む複数の物理アンテナ要素 (element) からの合成 (composite) チャンネルであるかに関係なく、受信装置 20 が当該アンテナに対するチャンネル推定を行うことを可能にする。即ち、アンテナは、該アンテナ上のシンボルを伝達するチャンネルが同一アンテナ上の他のシンボルが

伝達される上記チャネルから導出されるように定義される。複数のアンテナを用いてデータを送受信する多入力多出力（多重入出力）（Multi-Input Multi-Output、MIMO）機能をサポートする送受信ユニットの場合は、2個以上のアンテナに接続されてもよい。

【0326】

本発明において、RFユニット13, 23は、受信ビームフォーミング及び送信ビームフォーミングをサポートできる。例えば、本発明において、RFユニット13, 23は、図5乃至図8に例示する機能を行うように構成される。また、本発明において、RFユニット13, 23は、トランシーバ（transceiver）と呼ばれることができる。

【0327】

本発明の実施例において、UEは、上りリンクでは送信装置10として動作し、下りリンクでは受信装置20として動作する。本発明の実施例において、eNB（gNB）は、上りリンクでは受信装置20として動作し、下りリンクでは送信装置10として動作する。以下、UEに具備されたプロセッサ、RFユニット及びメモリを、UEプロセッサ、UE RFユニット及びUEメモリとそれぞれ称し、eNBに具備されたプロセッサ、RFユニット及びメモリを、eNBプロセッサ、eNB RFユニット及びeNBメモリとそれぞれ称する。

【0328】

本発明のgNBプロセッサは、PSS/SSS/PBCHで構成されたSSBをUEに送信するように制御する。このとき、PBCHにより伝達されるMIB（Master Information Block）を介して下りリンク共通チャネルに適用される副搬送波間隔を1ビット指示子で指示する。このとき、1ビット指示子は、6GHz未満の帯域では副搬送波間隔が15kHz又は30kHzであることを示し、6GHzを超える帯域では副搬送波間隔が60kHz又は120kHzであることを示す。また、1ビット指示子により指示される副搬送波間隔は、RMSI、OSI、Msg. 2/4の送信に全て同一に適用される。

【0329】

本発明のUEプロセッサは、gNBからPSS/SSS/PBCHで構成されたSSBを受信するように制御し、PBCHのMIBから下りリンク共通チャネルの副搬送波間隔が1ビット指示子で伝達される。このとき、1ビット指示子は、6GHz未満の帯域では15kHz又は30kHzの副搬送波間隔を意味し、6GHzを超える帯域では60kHz又は120kHzの副搬送波間隔を意味する。また1ビット指示子により指示される副搬送波間隔は、RMSI、OSI、Msg. 2/4の受信に全て同一に適用される。

【0330】

本発明のgNBプロセッサ又はUEプロセッサは、アナログ又はハイブリッドのビームフォーミングが使用される6GHz以上の高周波帯域で動作するセル上において本発明を適用するように構成される。

【0331】

以上開示した本発明の好適な実施の形態に関する詳細な説明は、当業者が本発明を具現して実施できるように提供された。以上では、本発明の好適な実施の形態を参照して説明したが、当該技術の分野における熟練した当業者にとっては、上述の説明から本発明を様々な修正及び変更可能であるということが理解できる。したがって、本発明は、ここに開示した実施の形態に制限されるものではなく、ここに開示した原理及び新規な特徴と一致する最も広い範囲を与えようとするものである。

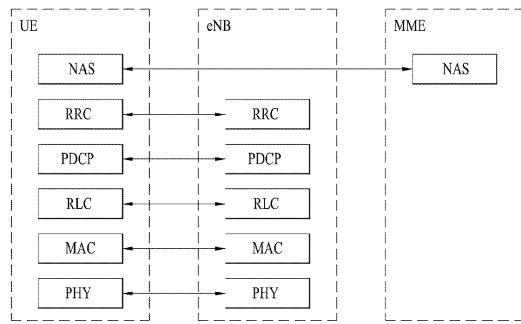
【産業上の利用可能性】

【0332】

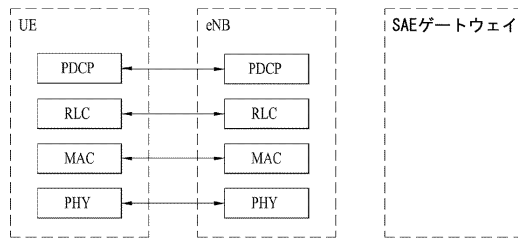
以上、下りリンクチャネルを送受信する方法及びそのための装置について、5世代New RATシステムにおいて適用される例を中心として説明したが、5世代New RATシステム以外にも様々な無線通信システムに適用することができる。

【図 1】

図1



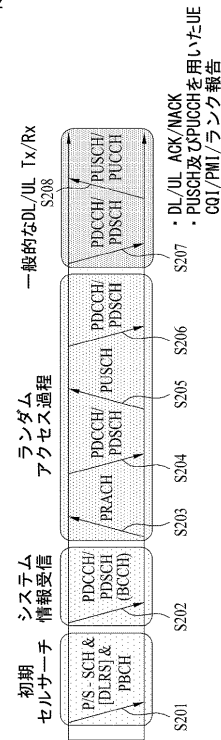
(a) 制御プレーンプロトコルスタック



(b) ユーザプレーンプロトコルスタック

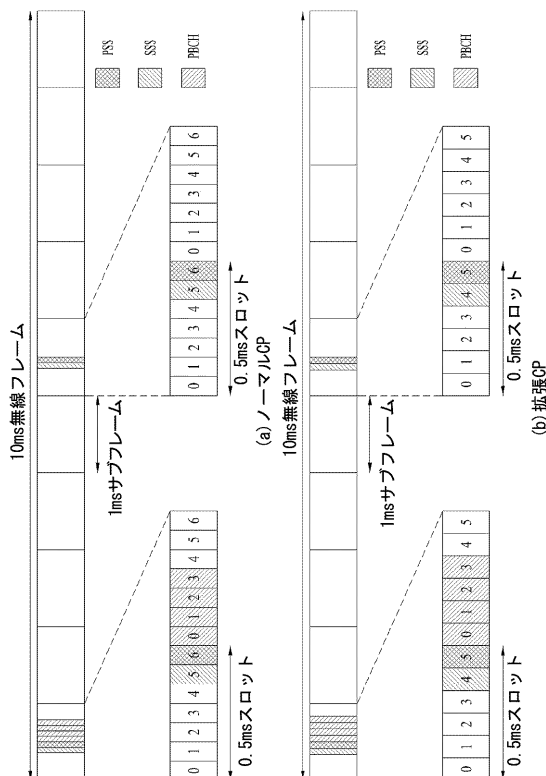
【図 2】

図2



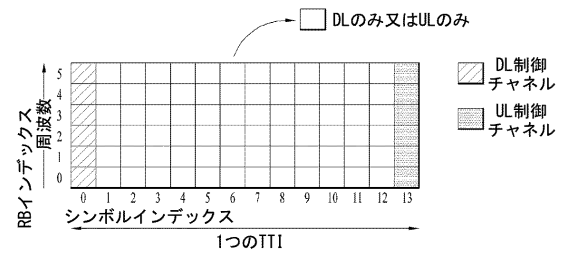
【図 3】

図3

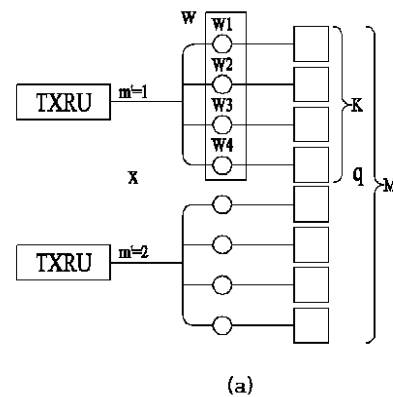


【図 4】

図4

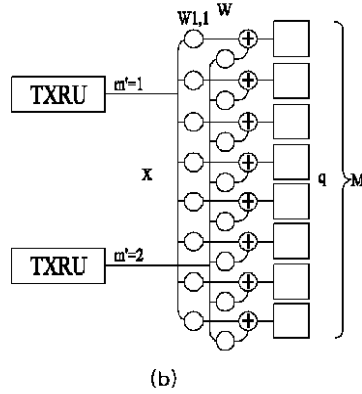


【図 5 (a)】



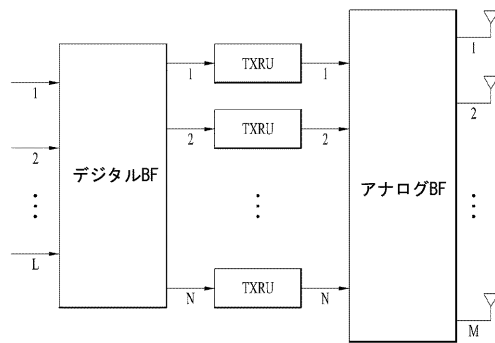


【図5(b)】



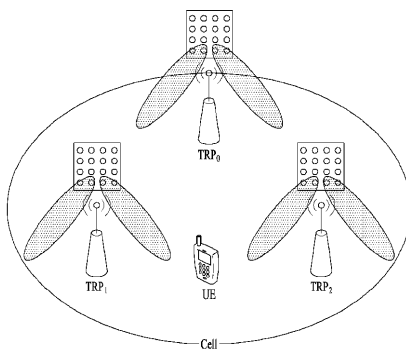
【図6】

図6



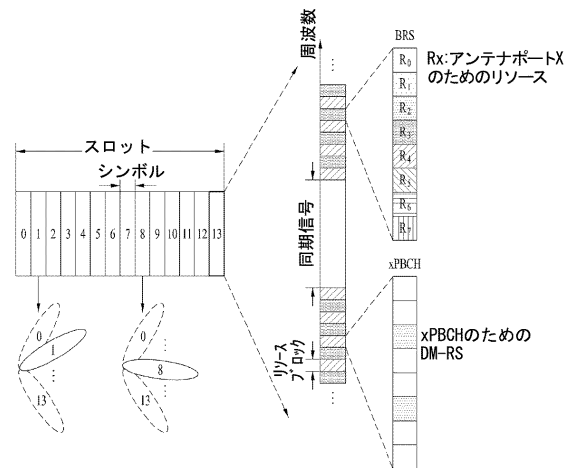
【図8】

[5.8]



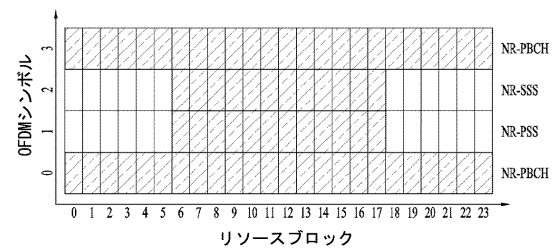
【図7】

図7

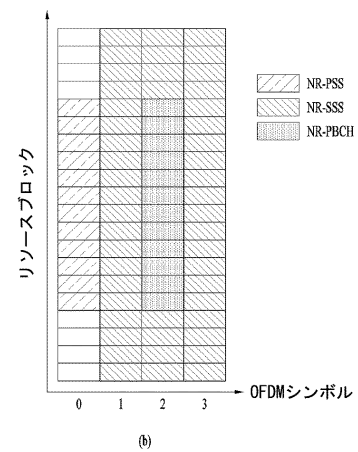


【図9】

図9



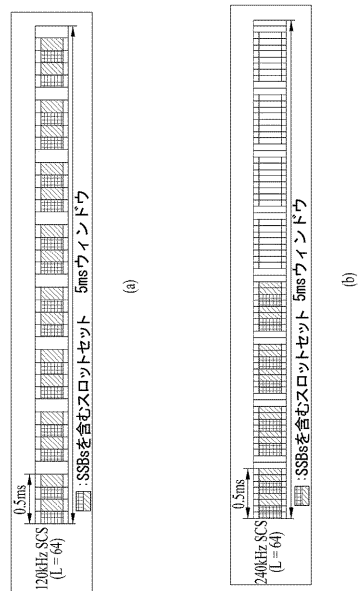
(a)



(b)

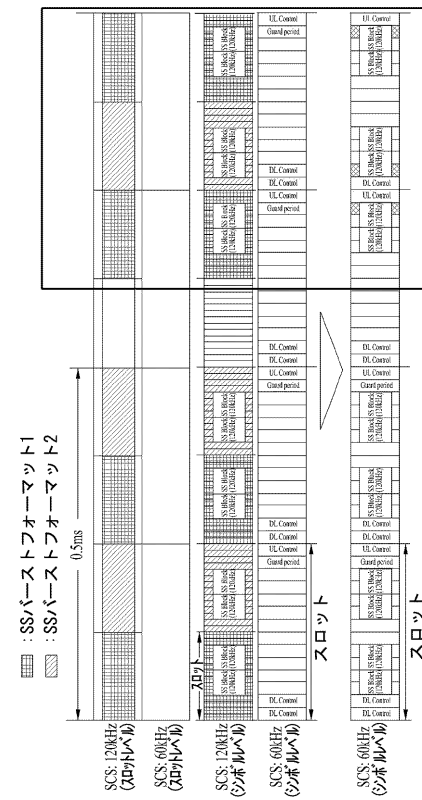
【図 10】

図10



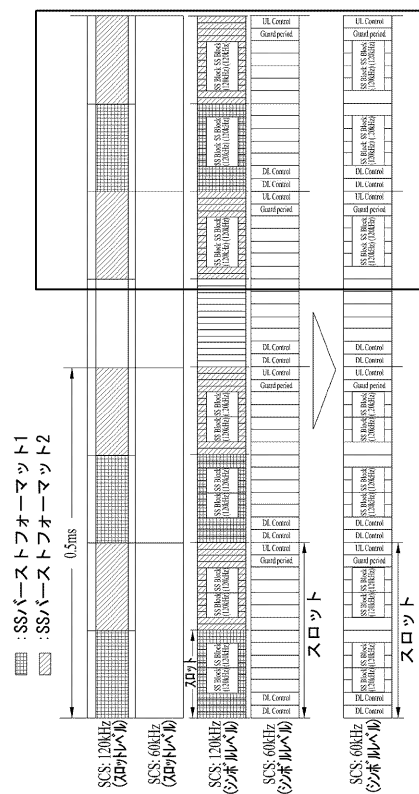
【図 11】

図11



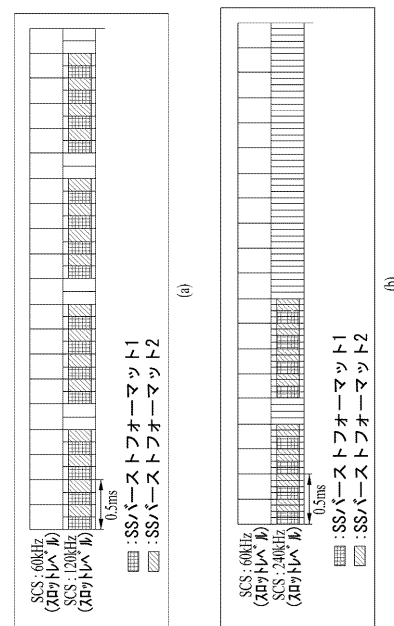
【図 12】

図12



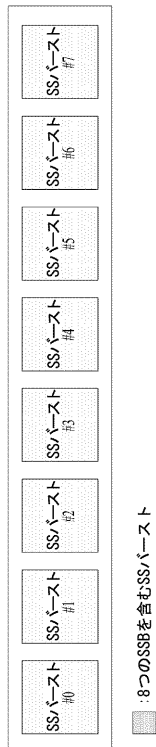
【図 13】

図13



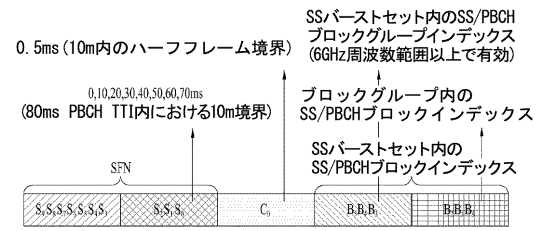
【図 14】

図14



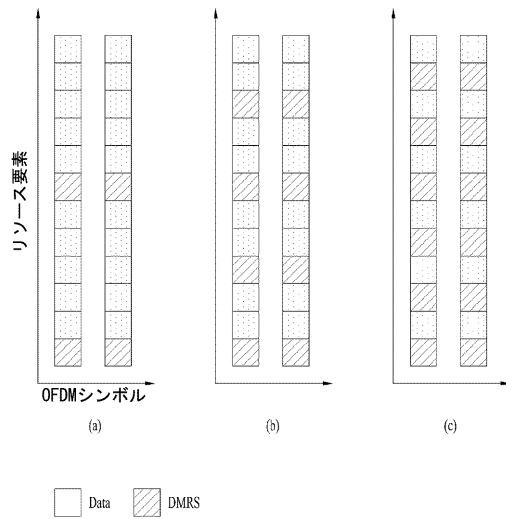
【図 15】

図15



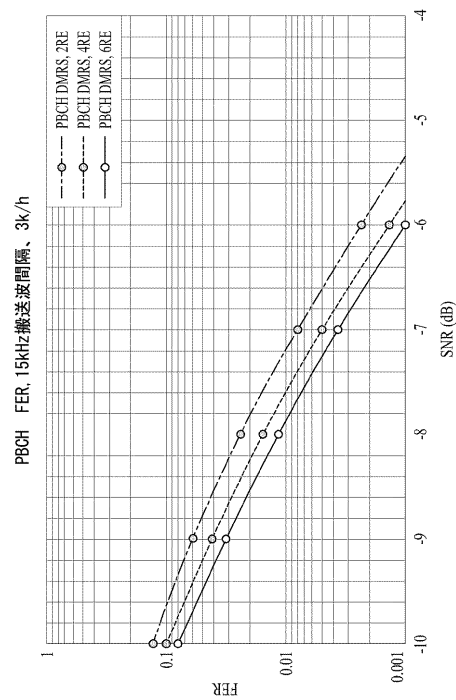
【図 16】

図16



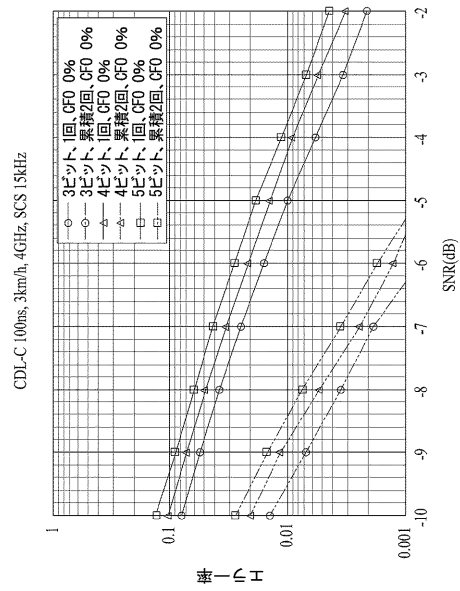
【図 17】

図17



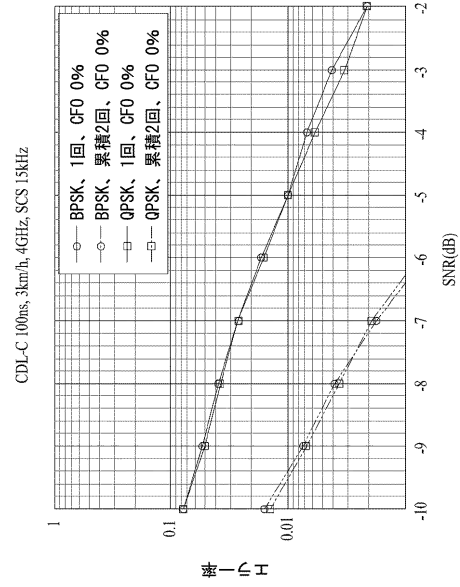
【図 18】

図18



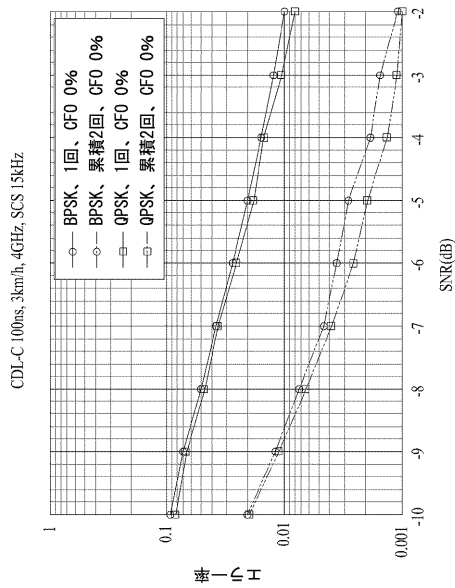
【図 19】

図19



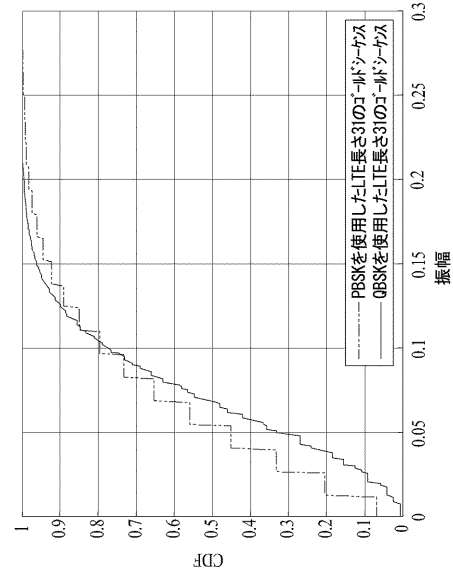
【図 20】

図20



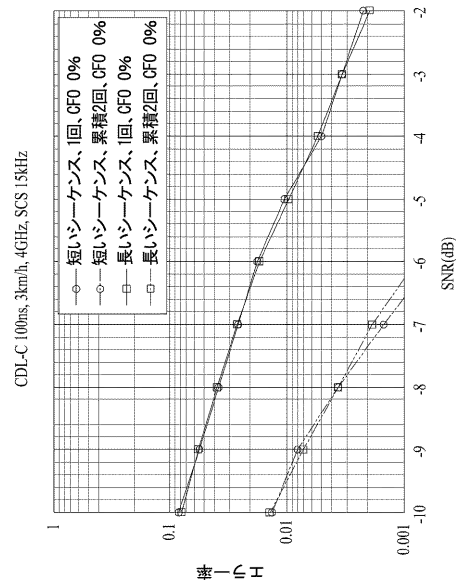
【図 21】

図21



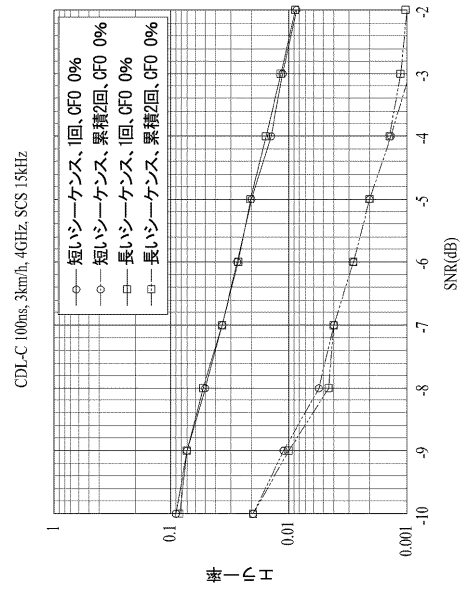
【図 2 2】

図22



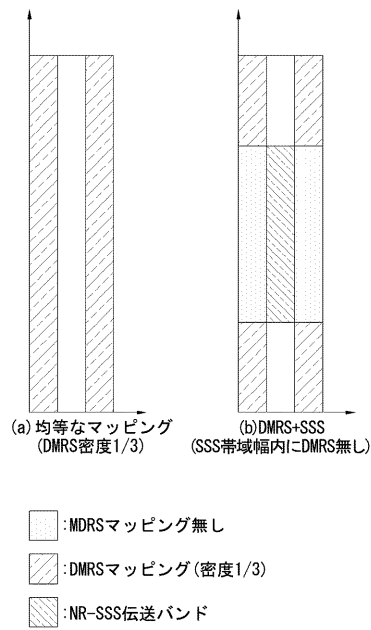
【図 2 3】

図23



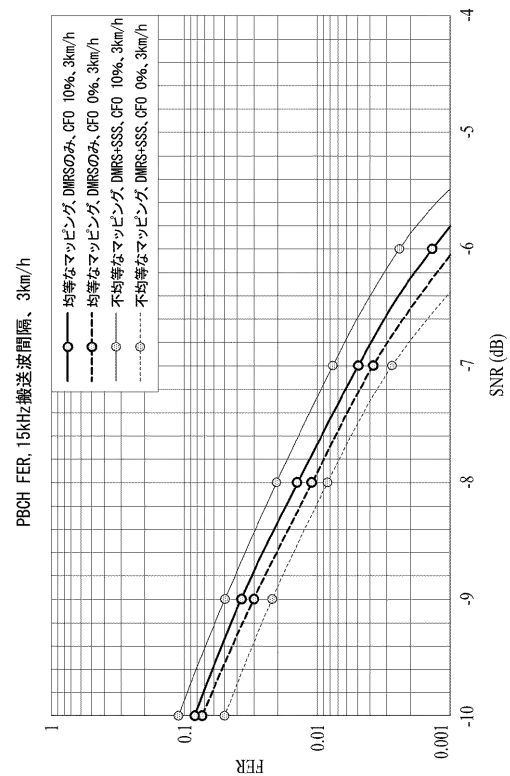
【図 2 4】

図24



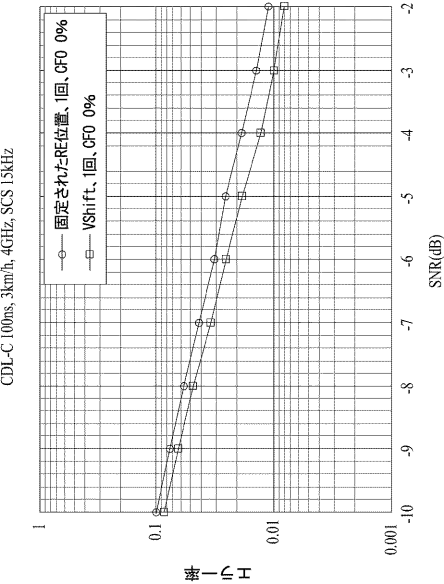
【図 2 5】

図25



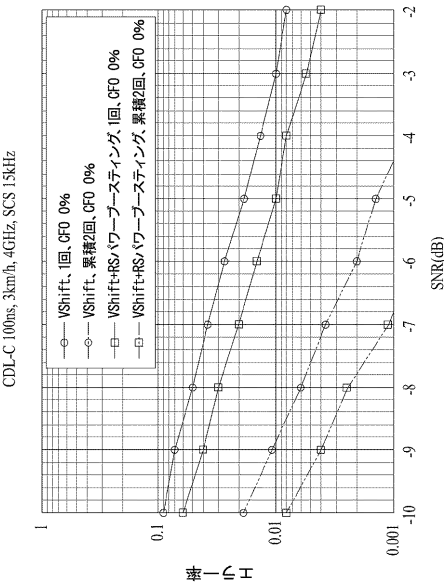
【図 26】

図26



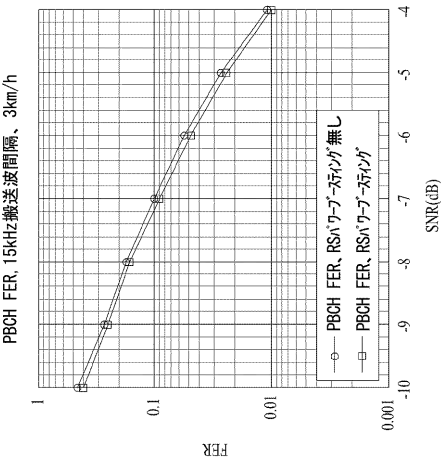
【図 27】

図27



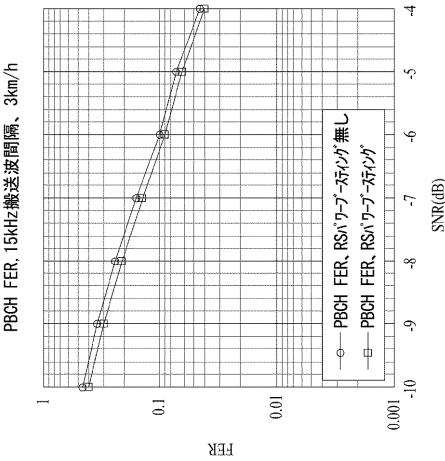
【図 28】

図28



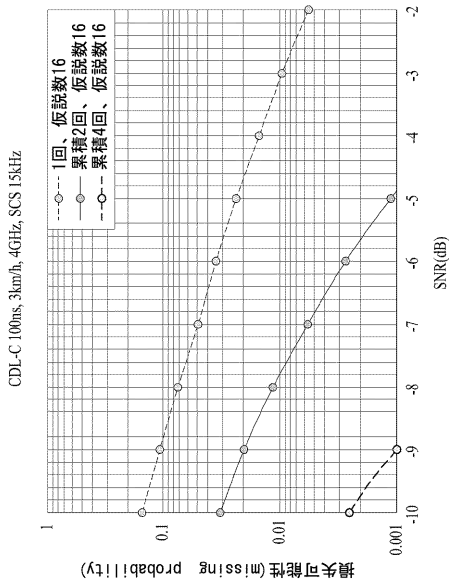
【図 29】

図29



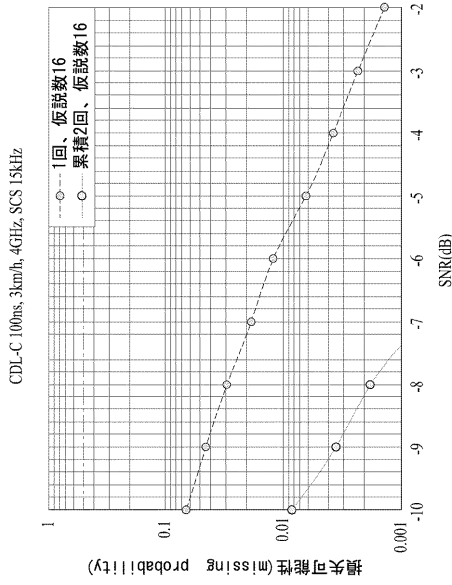
【図 3 0】

図30



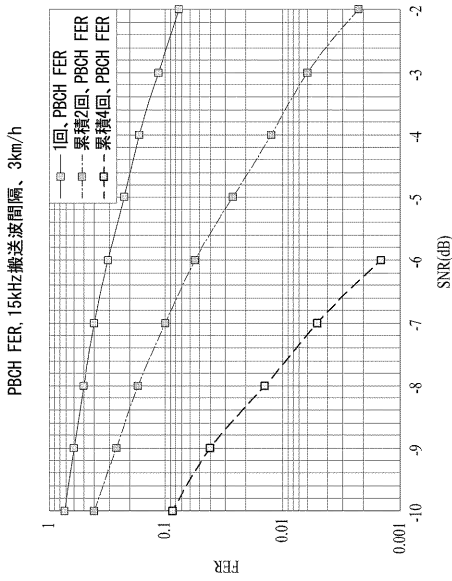
【図 3 1】

図31



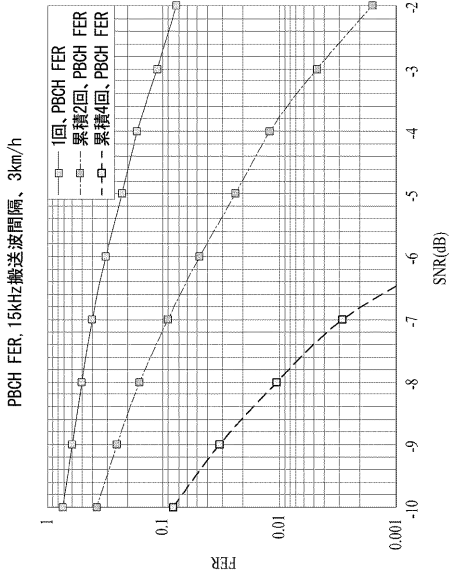
【図 3 2】

図32



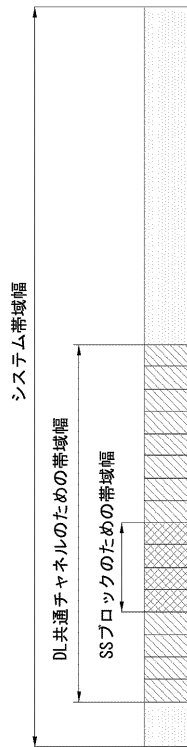
【図 3 3】

図33



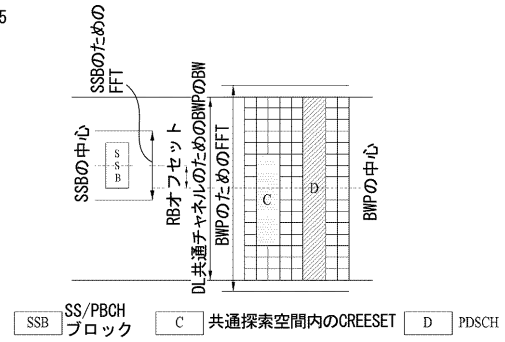
【図 3 4】

図34



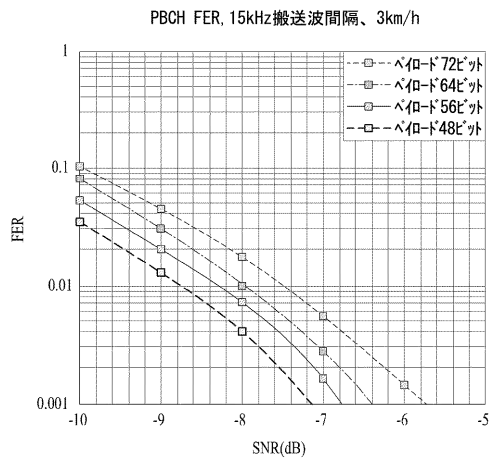
【図 3 5】

図35



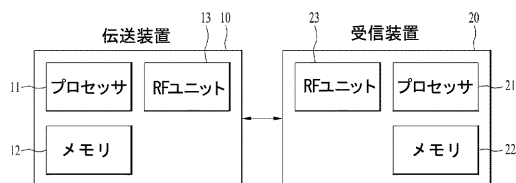
【図 3 6】

図36



【図 3 7】

図37





## フロントページの続き

(72)発明者 コ ヒョンソ

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジェ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 キム キチュン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジェ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 キム ウンソン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジェ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

(72)発明者 ユン ソクヒョン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョ - ク, ヤンジェ - デロ 11 - ギル, 19, エルジー エレクトロニクス インコーポレイティド, アイピー センター

審査官 伊東 和重

- (56)参考文献 Nokia, Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Sync signal raster and subcarrier spacing[online], 3GPP TSG RAN WG4 #83, 3GPP, 2017年 5月19日, R4-1705697, 検索日[2019.12.25], インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG4\\_Radio/TSGR4\\_83/Docs/R4-1705697.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG4_Radio/TSGR4_83/Docs/R4-1705697.zip)>
- Intel Corporation, Delivery of Remaining Minimum System Information[online], 3GPP TSG RAN WG1 #88bis, 3GPP, 2017年 4月 7日, R1-1704712, 検索日[2019.12.25], インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG1\\_RL1/TSGR1\\_88b/Docs/R1-1704712.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_88b/Docs/R1-1704712.zip)>

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 7/24 - 7/26

H04W 4/00 - 99/00

3GPP TSG RAN WG1 - 4

SA WG1 - 4

CT WG1, 4