

(19)日本国特許庁(JP)

## (12)特許公報(B2)

(11)特許番号

特許第7335226号

(P7335226)

(45)発行日 令和5年8月29日(2023.8.29)

(24)登録日 令和5年8月21日(2023.8.21)

(51)国際特許分類

F I

H 0 4 L 27/26 (2006.01)

H 0 4 L 27/26 1 1 4

H 0 4 W 56/00 (2009.01)

H 0 4 L 27/26 4 2 0

H 0 4 W 28/06 (2009.01)

H 0 4 W 56/00 1 3 0

H 0 4 W 28/06 1 1 0

請求項の数 12 (全72頁)

(21)出願番号 特願2020-504310(P2020-504310)

(86)(22)出願日 平成30年7月27日(2018.7.27)

(65)公表番号 特表2020-528714(P2020-528714  
A)

(43)公表日 令和2年9月24日(2020.9.24)

(86)国際出願番号 PCT/KR2018/008572

(87)国際公開番号 WO2019/022574

(87)国際公開日 平成31年1月31日(2019.1.31)

審査請求日 令和3年7月14日(2021.7.14)

(31)優先権主張番号 62/538,065

(32)優先日 平成29年7月28日(2017.7.28)

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(31)優先権主張番号 62/544,212

(32)優先日 平成29年8月11日(2017.8.11)

最終頁に続く

(73)特許権者 502032105

エルジー エレクトロニクス インコーポ  
レイティド

LG ELECTRONICS INC.

大韓民国, ソウル, ヨンドゥンポーク,

ヨイーデロ, 128

128, Yeoui-daero, Y

eongdeungpo-gu, 07

336 Seoul, Republic

of Korea

(74)代理人 100099759

弁理士 青木 篤

(74)代理人 100123582

弁理士 三橋 真二

(74)代理人 100165191

最終頁に続く

(54)【発明の名称】 同期信号ブロック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、端末が同期信号ブロック(SSB)を受信する方法であって、  
無線フレーム内に含まれる第1ハーフフレームにおいて第1物理ブロードキャストチャネル(PBCH)を含む第1SSBを受信するステップと、

前記無線フレーム内に含まれる第2ハーフフレームにおいて第2PBCHを含む第2SSBを受信するステップと、を含み、

前記第1PBCHは、前記第1SSBがマッピングされた複数の第1シンボルに含まれた1つの第1シンボルにマッピングされ、前記第2PBCHは、前記第2SSBがマッピングされた複数の第2シンボルに含まれた1つの第2シンボルにマッピングされ、

前記第1シンボルと前記第2シンボルの位相は異なり、

第1復調参照信号(DMRS)は、前記第1シンボルにマッピングされ、第2DMRSは、前記第2シンボルにマッピングされ、

前記端末が6GHz以下の第1周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを受信することに基づいて、前記第1DMRS及び前記第2DMRSの第1送信電力は、前記第1PBCH及び前記第2PBCHの第2送信電力より高く、

前記端末が6GHzより高い第2周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを受信することに基づいて、前記第1送信電力と前記第2送信電力は同一である、SSB受信方法。

## 【請求項2】

前記第 1 シンボルと前記第 2 シンボルの位相差は  $180^\circ$  である、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 3】

前記第 1 PBCH 及び前記第 2 PBCH は、前記第 1 ハーフフレームと前記第 2 ハーフフレームとを区分するための指示子を含み、

前記指示子は PBCH のスクランブルシーケンスを生成するために用いられる、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 4】

前記第 1 DMRS 及び前記第 2 DMRS のシーケンスは、(i) 前記第 1 DMRS 及び前記第 2 DMRS により得られる SSB インデックスの数、及び (ii) 前記指示子に基づいて生成される、請求項 3 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 5】

前記シーケンスは、前記 SSB インデックスの数と前記指示子が示す値を乗じたものに基づいて生成される、請求項 4 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 6】

前記第 1 DMRS の第 1 シーケンス及び前記第 2 DMRS の第 2 シーケンスは互いに異なる、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 7】

前記第 1 DMRS がマッピングされる第 1 周波数位置と前記第 2 DMRS がマッピングされる第 2 周波数位置は互いに異なる、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 8】

前記端末が初期接続を行うことに基づいて、前記第 1 SSB は第 1 時間周期で繰り返して送信され、

前記端末の RRC 連結状態に基づいて、前記第 1 SSB は前記第 1 時間周期より長い第 2 時間周期で繰り返して送信される、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 9】

前記端末のサービングセルと隣接セルから送信される信号が一定の誤差範囲内で受信されるとの仮定に基づいて、前記サービングセルから受信した SSB により得られた時間情報は、前記隣接セルから受信した SSB に同様に適用される、請求項 1 に記載の SSB 受信方法。

【請求項 10】

無線通信システムにおいて、同期信号ブロック(SSB)を受信する端末であって、基地局と信号を送受信するトランシーバーと、

前記トランシーバーに連結され、無線フレーム内に含まれる第 1 ハーフフレームにおいて第 1 物理ブロードキャストチャネル(PBCH)を含む第 1 SSBを受信し、前記無線フレーム内に含まれる第 2 ハーフフレームにおいて第 2 PBCHを含む第 2 SSBを受信するように前記トランシーバーを制御するプロセッサと、を含み、

前記第 1 PBCHは、前記第 1 SSBがマッピングされた複数の第 1 シンボルに含まれた 1 つの第 1 シンボルにマッピングされ、前記第 2 PBCHは、前記第 2 SSBがマッピングされた複数の第 2 シンボルに含まれた 1 つの第 2 シンボルにマッピングされ、

前記第 1 シンボルと前記第 2 シンボルの位相は異なり、

第 1 復調参照信号(DMRS)は、前記第 1 シンボルにマッピングされ、第 2 DMRSは、前記第 2 シンボルにマッピングされ、

前記端末が 6 GHz 以下の第 1 周波数帯域で前記第 1 SSB 及び前記第 2 SSBを受信することに基づいて、前記第 1 DMRS 及び前記第 2 DMRS の第 1 送信電力は、前記第 1 PBCH 及び前記第 2 PBCH の第 2 送信電力より高く、

前記端末が 6 GHz より高い第 2 周波数帯域で前記第 1 SSB 及び前記第 2 SSBを受信することに基づいて、前記第 1 送信電力と前記第 2 送信電力は同一である、端末。

【請求項 11】

無線通信システムにおいて、基地局が同期信号ブロック(SSB)を送信する方法であつ

10

20

30

40

50

て、

無線フレーム内に含まれる第1ハーフフレームにおいて第1物理ブロードキャストチャネル(PBCH)を含む第1SSBを送信するステップと、

前記無線フレーム内に含まれる第2ハーフフレームにおいて第2PBCHを含む第2SSBを送信するステップと、を含み、

前記第1PBCHは、前記第1SSBがマッピングされた複数の第1シンボルに含まれた1つの第1シンボルにマッピングされ、前記第2PBCHは、前記第2SSBがマッピングされた複数の第2シンボルに含まれた1つの第2シンボルにマッピングされ、

前記第1シンボルと前記第2シンボルの位相は異なるようにマッピングされ、

第1復調参照信号(DMRS)は、前記第1シンボルにマッピングされ、第2DMRSは、前記第2シンボルにマッピングされ、

前記基地局が6GHz以下の第1周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを送信することに基づいて、前記第1DMRS及び前記第2DMRSの第1送信電力は、前記第1PBCH及び前記第2PBCHの第2送信電力より高く、

前記基地局が6GHzより高い第2周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを送信することに基づいて、前記第1送信電力と前記第2送信電力は同一である、SSB送信方法。

#### 【請求項12】

無線通信システムにおいて、同期信号ブロック(SSB)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ーと、

前記トランシーバーに連結され、無線フレーム内に含まれる第1ハーフフレームにおいて第1物理ブロードキャストチャネル(PBCH)を含む第1SSBを送信し、前記無線フレーム内に含まれる第2ハーフフレームにおいて第2PBCHを含む第2SSBを送信するように前記トランシーバーを制御するプロセッサと、を含み、

前記第1PBCHは、前記第1SSBがマッピングされた複数の第1シンボルに含まれた1つの第1シンボルにマッピングされ、前記第2PBCHは、前記第2SSBがマッピングされた複数の第2シンボルに含まれた1つの第2シンボルにマッピングされ、

前記第1シンボルと前記第2シンボルの位相は異なるようにマッピングされ、

第1復調参照信号(DMRS)は、前記第1シンボルにマッピングされ、第2DMRSは、前記第2シンボルにマッピングされ、

前記基地局が6GHz以下の第1周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを送信することに基づいて、前記第1DMRS及び前記第2DMRSの第1送信電力は、前記第1PBCH及び前記第2PBCHの第2送信電力より高く、

前記基地局が6GHzより高い第2周波数帯域で前記第1SSB及び前記第2SSBを送信することに基づいて、前記第1送信電力と前記第2送信電力は同一である、基地局。

#### 【発明の詳細な説明】

#### 【技術分野】

#### 【0001】

本発明は、同期信号ブロック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、同期信号ブロックがマッピングされるシンボルの位相により同期信号ブロックが送信されるハーフフレームを識別する方法及びそのための装置に関する。

#### 【背景技術】

#### 【0002】

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LTE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5Gシステムが要求されている。NewRATと呼ばれるこの次世代5Gシステムは、Enhanced Mobile BroadBand(eMBB)/Ultra-Reliability and Low-Latency Communication(URLLC)/Massive Machine-type Communications(mMTC)などに通信シナリオが区分される。

10

20

30

40

50

## 【0003】

ここで、eMBB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(e.g., 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(e.g., IoT)。

## 【発明の概要】

## 【発明が解決しようとする課題】

## 【0004】

本発明は、同期信号ブロック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、端末が同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を受信する方法であって、無線フレーム内に含まれた第1ハーフフレーム又は第2ハーフフレーム上で、複数のシンボルにマッピングされた少なくとも1つのSSBを受信することを含み、少なくとも1つのSSBは、第1ハーフフレーム上で受信される第1SSB及び第2ハーフフレーム上で受信される第2SSBのうちのいずれか1つであり、第1SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第1シンボルと第2SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第2シンボルには同じタイプの信号がマッピングされるが、第1シンボルと第2シンボルの位相は異なる。

## 【0007】

この時、同じタイプの信号は、主同期信号(Primary Synchronization Signal; PSS)、副同期信号(Secondary Synchronization Signal; SSS)及びPBCH(Physical Broadcasting Channel)のうちのいずれか1つである。

## 【0008】

第1シンボルと第2シンボルの位相差は180°である。

## 【0009】

少なくとも1つのSSBに含まれたPBCH(Physical Broadcasting Channel)は、第1ハーフフレームと第2ハーフフレームを区分するための指示子を含み、該指示子はPBCHのスクランブルシーケンスの生成に用いられる。

## 【0010】

PBCHがマッピングされたシンボル上にはDMRS(Demodulation Reference Signal)がマッピングされ、DMRSのシーケンスはDMRSにより得られるSSBインデックスの数及び指示子に基づいて生成される。

## 【0011】

DMRSのシーケンスはDMRSにより得られるSSBインデックス数と指示子が示す値を乗じたものに基づいて生成される。

## 【0012】

端末は、第1SSBを検出した場合、第1SSBを検出した時点から一定時間後の特定の時間区間で第2SSBの検出を行う。

## 【0013】

10

20

30

40

50

第1SSB及び第2SSBの各々に含まれたPBCH(Physical Broadcasting Channel)がマッピングされたシンボル上には、DMRS(Demodulation Reference Signal)がマッピングされ、第1SSBに対応するDMRSのシーケンス及び第2SSBに対応するDMRSのシーケンスは互いに異なる。

【0014】

第1SSB及び第2SSBの各々に含まれたPBCH(Physical Broadcasting Channel)がマッピングされたシンボル上には、DMRS(Demodulation Reference Signal)がマッピングされ、第1SSBに対応するDMRSがマッピングされる周波数位置と第2SSBに対応するDMRSがマッピングされる周波数位置は互いに異なる。

10

【0015】

端末が初期接続(Initial Access)を行う場合、少なくとも1つのSSBは第1時間周期で繰り返して送信され、端末がRRC連結(Connection)状態である場合、少なくとも1つのSSBは第1時間周期より長い第2時間周期で繰り返して送信される。

【0016】

端末のサービングセルと隣接セルの各々で送信される信号が一定の誤差範囲内で受信されると仮定する場合、サービングセルから受信したSSBにより得た時間情報は、隣接セルから受信したSSBに同様に適用される。

20

【0017】

本発明による無線通信システムにおいて、同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を受信する端末であって、基地局と信号を送受信するトランシーバー、及びトランシーバーに連結され、無線フレーム内に含まれた第1ハーフフレーム又は第2ハーフフレーム上で、複数のシンボルにマッピングされた少なくとも1つのSSBを受信するようにトランシーバーを制御するプロセッサを含み、少なくとも1つのSSBは、第1ハーフフレーム上で受信される第1SSB及び第2ハーフフレーム上で受信される第2SSBのうちのいずれか1つであり、第1SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第1シンボルと第2SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第2シンボルには同じタイプの信号がマッピングされるが、第1シンボルと第2シンボルの位相は異なる。

30

【0018】

本発明の実施例による無線通信システムにおいて、基地局が同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を送信する方法であって、複数のシンボルに少なくとも1つのSSBをマッピングし、無線フレーム内に含まれた第1ハーフフレーム又は第2ハーフフレーム上で送信することを含み、第1ハーフフレーム上では第1SSBを送信し、第2ハーフフレーム上では第2SSBを送信し、第1SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第1シンボルと第2SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第2シンボルには同じタイプの信号がマッピングされるが、第1シンボルと第2シンボルの位相は異なるようにマッピングすることができる。

40

【0019】

本発明の実施例による無線通信システムにおいて、同期信号ブロック(Synchronization Signal Block; SSB)を送信する基地局であって、端末と無線信号を送受信トランシーバー、及びトランシーバーに連結され、複数のシンボルに少なくとも1つのSSBをマッピングして、無線フレーム内に含まれた第1ハーフフレーム又は第2ハーフフレーム上で送信するようにトランシーバーを制御するプロセッサを含み、第1ハーフフレーム上では第1SSBを送信し、第2ハーフフレーム上では第2SSBを送信し、第1SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第1シンボルと第2SSBがマッピングされた複数のシンボルに含まれた第2シンボルには同じタイプの信号がマッピングされるが、第1シンボルと第2シンボルの位相は異なるようにマッピングする

50

ことができる。

【発明の効果】

【0020】

本発明によれば、同期信号ブロックがマッピングされたシンボルの位相により同期信号ブロックが送信されたハーフフレームを識別することにより、同期信号ブロックのための復号の複雑度を減少させることができる。

【0021】

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】

【0022】

【図1】3GPP無線接続網の規格に基づく端末とE-UTRANの間の無線インターフェースプロトコル(Radio Interface Protocol)の制御平面(Control Plane)及び使用者平面(User Plane)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。

【図3】LTEシステムで使用される同期信号(synchronization signal, SS)の伝送のための無線フレームの構造を例示する図である。

【図4】新しい無線接続技術(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。

【図5】TXRUとアンテナ要素の連結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)及び物理的アンテナの観点でハイブリッドビーム形成構造を抽象的に示した図である。

【図7】下りリンクの伝送過程において同期信号と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。

【図8】新しい無線接続技術(new radio Access technology、NR)システムのセルを例示する図である。

【図9】同期信号バースト及び同期信号バースト集合の構成方法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集合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集合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集合の構成方法を説明する図である。

【図13】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【図14】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【図15】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【図16】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【図17】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【図18】同期信号をインデックスする方法及び同期信号インデックス及びSFN、ハーフフレームを指示する方法に関する図である。

【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。

【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。

10

20

30

40

50

【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。

【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ハーフフレーム境界情報を得るための方法を説明する図である。

【図 33】同期信号及び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。

10

【図 34】同期信号及び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】本発明を一実施例による通信装置のブロック構成図である。

【発明を実施するための形態】

【0023】

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。

【0024】

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。

20

【0025】

また、この明細書では、基地局の名称が R R H ( r e m o t e r a d i o h e a d )、e N B、T P ( t r a n s m i s s i o n p o i n t )、R P ( r e c e p t i o n p o i n t )、中継器 ( r e l a y ) などの包括的な用語で使用されている。

【0026】

3 G P P 基盤の通信標準は、上位階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、物理階層によって用いられるが、上位階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を定義する。例えば、物理下りリンク共有チャネル ( p h y s i c a l d o w n l i n k s h a r e d c h a n n e l、P D S C H )、物理ブロードキャストチャネル ( p h y s i c a l b r o a d c a s t c h a n n e l、P B C H )、物理マルチキャストチャネル ( p h y s i c a l m u l t i c a s t c h a n n e l、P M C H )、物理制御フォーマット指示子チャネル ( p h y s i c a l c o n t r o l f o r m a t i n d i c a t o r c h a n n e l、P C F I C H )、物理下りリンク制御チャネル ( p h y s i c a l d o w n l i n k c o n t r o l c h a n n e l、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 ( p h y s i c a l h y b r i d A R Q i n d i c a t o r c h a n n e l、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、参照信号と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 ( p i l o t ) とも呼ばれる参照信号 ( r e f e r e n c e s i g n a l、R S ) は、g N B と U E が互いに知っている既に定義された特別な波形の信号を意味するが、例えば、セル特定の R S ( c e l l s p e c i f i c R S )、U E - 特定の R S ( U E - s p e c i f i c R S、U E - R S )、ポジショニング R S ( p o s i t i o n i n g R S、P R S ) 及びチャネル状態情報 R S ( c h a n n e l s t a t e i n f o r m a t i o n R S、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、上位階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、物理階層によって用いられるが、上位階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を定義している。例えば、物理上りリンク共有チャネル ( p h y s i c a l u p l i n k s h a r e d c h a n n e l、P U S C H )、物理上りリンク制御チャネル ( p h y s i c a l u p l i n k c o n t r o l c h a n n e l、P U C C H ) 及び物理上りリンク共有チャネル ( p h y s i c a l u p l i n k s h a r e d c h a n n e l、P U S C H ) が上りリンク物理チャネルとして定義されており、参照信号と同期信号が上りリンク物理信号として定義されている。

30

40

50

l、PUCCH)、物理任意接続チャネル(physical random access channel、PRACH)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、DMRS)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、SRS)が定義される。

【0027】

本発明で、PDCCH(Physical Downlink Control Channel)／PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel)／PHICH(Physical Hybrid automatic retransmit request Indicator Channel)／PDSCH(Physical Downlink Shared Channel)はそれぞれ、DCI(Downlink Control Information)／CFI(Control Format Indicator)／下りリンクACK／NACK(ACKnowledgement／Negative ACK)／下りリンクデータを搬送する時間－周波数リソースの集合或いはリソース要素の集合を意味する。また、PUCCH(Physical Uplink Control Channel)／PUSCH(Physical Uplink Shared Channel)／PRACH(Physical Random Access Channel)はそれぞれ、UCI(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－周波数リソースの集合或いはリソース要素の集合を意味する。本発明では、特に、PDCCH／PCFICH／PHICH／PDSCH／PUSCH／PRACH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、RE)をそれぞれ、PDCCH／PCFICH／PHICH／PDSCH／PUSCH／PRACH RE又はPDCCH／PCFICH／PHICH／PDSCH／PUSCH／PRACHリソースと称する。以下では、UEがPUCCH／PUSCH／PRACHを送信するという表現は、それぞれ、PUSCH／PUCCH／PRACH上で／或いは、を通じて、上りリンク制御情報／上りリンクデータ／任意接続信号を送信することと同じ意味で使われる。また、eNBがPDCCH／PCFICH／PHICH／PDSCHを送信するという表現は、それぞれ、PDCCH／PCFICH／PHICH／PDSCH上で／或いは、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。

【0028】

以下では、CRS／DMRS／CSI-RS／SRS／UE-RSが割り当てられた或いは設定された(configured)OFDMシンボル／副搬送波／REを、CRS／DMRS／CSI-RS／SRS／UE-RSシンボル／搬送波／副搬送波／REと称する。例えば、トラッキングRS(tracking RS、TRS)が割り当てられた或いは設定されたOFDMシンボルは、TRSシンボルと称し、TRSが割り当てられた或いは設定された副搬送波は、TRS副搬送波と称し、TRSが割り当てられた或いは設定されたREはTRS REと称する。また、TRS送信のために設定されたサブフレームを、TRS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PBCHサブフレームと称し、同期信号(例えば、PSS及び／又はSSS)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PSS／SSSサブフレームと称する。PSS／SSSが割り当てられた或いは設定されたOFDMシンボル／副搬送波／REをそれぞれ、PSS／SSSシンボル／副搬送波／REと称する。

【0029】

本発明で、CRSポート、UE-RSポート、CSI-RSポート、TRSポートとは、それぞれ、CRSを送信するように設定されたアンテナポート、UE-RSを送信するように設定されたアンテナポート、CSI-RSを送信するように設定されたアンテナポート、TRS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。CRSを送信する

10

20

30

40

50

ように設定されたアンテナポートは、CRSポートによってCRSが占有するREの位置によって相互区別でき、UE-RSを送信するように設定されたアンテナポートは、UE-RSポートによってUE-RSが占有するREの位置によって相互区別でき、CSI-RSを送信するように設定されたアンテナポートは、CSI-RSポートによってCSI-RSが占有するREの位置によって相互区別できる。従って、CRS/UE-RS/CSI-RS/TRSポートという用語が、一定リソース領域内でCRS/UE-RS/CSI-RS/TRSが占有するRE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。

#### 【0030】

図1は3GPP無線接続網の規格に基づく端末とE-UTRANの間の無線インターフェースプロトコルの制御平面(control plane)及び使用者平面(user plane)の構造を示す図である。制御平面は端末(User Equipment; UE)と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路を意味する。使用者平面はアプリケーション階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路を意味する。

#### 【0031】

第1の階層である物理階層は、物理チャネル(Physical Channel)を用いて上位階層に情報送信サービス(Information Transfer Service)を提供する。物理階層は上位にある媒体接続制御(Medium Access Control)階層とは送信チャネル(Transport Channel)を介して連結される。この送信チャネルを介して媒体接続制御階層と物理階層の間でデータが移動する。送信側と受信側の物理階層の間では物理チャネルを介してデータが移動する。物理チャネルは時間と周波数を無線リソースとして活用する。具体的には、物理チャネルは、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】

第2の階層である媒体接続制御(Medium Access Control; MAC)階層は、論理チャネル(Logical Channel)を介して上位階層である無線リンク制御(Radio Link Control; RLC)階層にサービスを提供する。第2の階層のRLC階層は信頼性のあるデータ送信を支援する。RLC階層の機能はMAC内部の機能ブロックにより具現できる。第2の階層のPDCP階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のような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の階層である最下部に位置する無線リソース制御(Radio Resource Control; RRC)階層は、制御平面でのみ定義される。RRC階層は無線ベアラ(Radio Bearer)の設定(configuration)、再設定(re-configuration)及び解除(release)に関連して論理チャネル、送信チャネル及び物理チャ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の間のデータ伝達のために第2の階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のRRC階層は互いにRRCメッセージを交換する。端末とネットワークのRRC階層の間にRRC連結(RRC Connected)がある場合、端末はRRC連結状態(Connected Mode)であり、そうではない場合はRRC休止状態(Idle Mode)である。RRC階層の上位にあるNAS(Non-Access Stratum)階層は、セッション管理(Session Management)と移動性管理(Mobility Management)などの機能を果たす。

#### 【0034】

10

20

30

40

50

ネットワークから端末にデータを送信する下り送信チャネルとしては、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)、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放送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送信チャネルとしては、初期制御メッセージを送信するRACH(Random Access Channel)、使用者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。送信チャネルの上位にありかつ送信チャネルにマッピングされる論理チャネル(Logical Channel)としては、BCCH(Broadcast Control Channel)、PCCH(Paging Control Channel)、CCCH(Common Control Channel)、MCCH(Multicast Control Channel)、MTCH(Multicast Traffic Channel)などがある。  
【0035】

図2は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。

【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探索(Initial cell search)作業を行う(S201)。このために、端末は基地局から主同期チャネル(Primary Synchronization Channel; P-SCH)及び副同期チャネル(Secondary Synchronization Channel; S-SCH)を受信することによって基地局と同期を合わせ、セルID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放送チャネル(Physical Broadcast Channel)を受信してセル内の放送情報を得ることができる。なお、端末は初期セル探索段階において下りリンク参照信号(Downlink Reference Signal; DL RS)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。

【0037】

初期セル探索を終了した端末は、物理下りリンク制御チャネル(Physical Downlink Control Channel; PDCCH)及び該PDCCH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; PDSCH)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(S202)。

【0038】

一方、基地局に最初に接続したか或いは信号伝送のための無線リソースがない場合は、端末は、基地局に対して任意接続過程(Random Access Procedure; RACH)を行うことができる(段階S203～段階S206)。このために、端末は、物理任意接続チャネル(Physical Random Access Channel; PRACH)を介して特定シーケンスをプリアンプルとして伝送し(S203及びS205)、PDCCH及び対応する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ことができる(S204及びS206)。競争基盤のRACHの場合、さらに衝突解決手順(Contention Resolution Procedure)を行うことができる。

【0039】

上述した手順を行った端末は、その後、一般的な上り／下りリンク信号伝送の手順として、PDCCH／PDSCH受信(S207)及び物理上りリンク共有チャネル(Physical Uplink Shared Channel; PUSCH)／物理上りリンク制御チャネル(Physical Uplink Control Channel; PUCCH)の送信(S208)を行う。特に、端末は、PDCCHを介して下りリンク制御情報(Downlink Control Information; DCI)を受信する。ここで、DCI

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。

【0040】

一方、端末が上りリンクを通じて基地局に伝送したり、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ACK／NACK信号、CQI(Channel Quality Indicator)、PMI(Precoding Matrix Index)、RI(Rank Indicator)などを含む。3GPP LTEシステムの場合、端末は上述したCQI／PMI／RIなどの制御情報をPUSCH及び／又はPUCCHを介して伝送することができる。

【0041】

図3はLTE／LTE-A基盤の無線通信システムにおいて、同期信号(synchronization signal、SS)の伝送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、FDD)において同期信号及びPBCHの伝送のための無線フレームの構造を例示しており、図3の(a)は正規CP(normal cyclic prefix)として設定された無線フレームにおいてSS及びPBCHの伝送位置を示し、図3の(b)は拡張CP(extended CP)として設定された無線フレームにおいてSS及びPBCHの伝送位置を示している。

【0042】

以下、図3を参照しながらSSについてより具体的に説明する。SSはPSS(Primary Synchronization Signal)とSSS(Secondary Synchronization Signal)に区分される。PSSはOFDMシンボル同期、スロット同期などの時間ドメイン同期及び／又は周波数ドメイン同期を得るために使用され、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(即ち、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とSSSは毎無線フレームの2個のOFDMシンボルで各々伝送される。具体的には、SSはインター-RAT(inter radio access technology)の側定を容易にするために、GSM(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番目のスロットで各々伝送される。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シンボルで各々伝送され、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シンボルで各々伝送される。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シンボルで伝送され、SSSはPSSの直前のOFDMシンボルで伝送される。SSの伝送ダイバーシティ(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ごとに伝送されるので、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とサブフレーム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とサブフレーム5のうち、正確に何であるかは分かることができない。従って、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回伝送されるが、互いに異なるシーケンスとして伝送される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信号の伝送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

10

20

30

40

50

tion)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集まりを含み、含む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。

10

【0046】

MIBはUEがeNBのネットワークに初期接続(initial access)するために必須である、最も頻繁に伝送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、DL BW)、PHICHの設定、システムフレームの番号(SFN)が含まれる。従って、UEはPBCHを受信することにより明示的に(explicit)DL BW、SFN、PHICHの設定に関する情報を分けることができる。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の伝送アンテナポートの数がある。eNBの伝送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)に伝送アンテナの数に対応するシーケンスをマスキング(例えば、XOR演算)して暗黙的にシグナリングされる。

20

【0047】

SIB1は他のSIBの時間ドメイン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。SIB1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搬送波周波数と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、該当セルに対して貯蔵された有効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 Type 2、SIB2)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 Type 2、SIB2)を得ることにより、SIB2内のUL-搬送波周波数及びUL-帯域幅情報により自分がUL伝送に使用できる全体ULシステムの帯域を把握することができる。

30

【0049】

周波数ドメインにおいて、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個ずつ総6個のRB、即ち、総72個の副搬送波内でのみ伝送される。従って、UEはUEに設定された下りリンク伝送帯域幅に関係なく、SS及びPBCHを検出(detect)又は復号(decode)できるように設定される。

40

【0050】

初期セル探索を終了したUEは、eNBへの接続を完了するために任意接続過程(random access procedure)を行う。このために、UEは物理任意接続チャネル(physical random access channel、PRACH)を介してプリアンブル(preamble)を送信し、PDCCH及びPDSCHを介してプリアンブルに対する応答メッセージを受信する。競争基盤の任意接続(contention based random access)の場合、さらなるPRACHの伝送、またPDC

50

CH及びPDCCHに対応するPDSCHのような衝突解決手順(contention resolution procedure)を行うことができる。

【0051】

上述したような手順を行ったUEは、今後一般的な上り／下りリンク信号伝送の手順としてPDCCH／PDSCHの受信及びPUSCH／PUCCHの伝送を行うことができる。

【0052】

任意接続過程は、任意接続チャネル(random access channel、RACH)過程とも呼ばれる。任意接続過程は初期接続、上りリンク同期調整、リソース割り当て、ハンドオーバーなどの用途に多様に使用される。任意接続過程は、競争－基盤(contention-based)の過程と専用(dedicated)(即ち、非－競争－基盤)の過程に分類される。競争－基盤の任意接続過程は初期接続を含んで一般的に使用され、専用の任意接続過程はハンドオーバーなどに制限的に使用される。競争－基盤の任意接続過程において、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。従って、複数のUEが同時に同じRACHプリアンプルのシーケンスを伝送することができ、これにより今後競争解消過程が必要である。反面、専用の任意接続過程において、UEはeNBが該当UEに唯一に割り当てしたRACHプリアンプルのシーケンスを使用する。従って、他のUEとの衝突無しに任意接続過程を行うことができる。

【0053】

競争－基盤の任意接続過程は以下の4つの段階を含む。以下、段階1～4により伝送されるメッセージは各々メッセージ1～4(Msg1～Msg4)と呼ばれる。

【0054】

－段階1：RACHプリアンプル(via PRACH)(UE to eNB)

【0055】

－段階2：ランダムアクセス応答(random access response、RAR)(via PDCCH及びPDSCH)(eNB to ue)

【0056】

－段階3：レイヤ2／レイヤ3のメッセージ(via PUSCH)(UE to eNB)

【0057】

－段階4：競争解消(contention resolution)メッセージ(eNB to UE)

【0058】

専用の任意接続過程は以下の3つの段階を含む。以下、段階0～2により伝送されるメッセージは各々メッセージ0～2(Msg0～Msg2)と呼ばれる。任意接続過程の一部としてRARに対応する上りリンク伝送(即ち、段階3)も行われることができる。専用の任意接続過程は、基地局がRACHプリアンプル伝送を命令するためのPDCCH(以下、PDCCHオーダー(order))を用いてトリガーされることができる。

【0059】

－段階0：専用シグナリングによるRACHプリアンプルの割り当て(eNB to UE)

【0060】

－段階1：RACHプリアンプル(via PRACH)(UE to eNB)

【0061】

－段階2：ランダムアクセス応答(RAR)(via PDCCH及びPDSCH)(eNB to UE)

【0062】

RACHプリアンプルの伝送後、UEは所定の時間ウィンドウ内で任意接続応答(RAR)受信を試みる。具体的には、UEは時間ウィンドウ内でRA-RNTI(Random Access RNTI)を有するPDCCH(以下、RA-RNTI PDCCH)(例えば、PDCCHにおいてCRCがRA-RNTIにマスキングされる)の検出を試みる。RA-RNTI PDCCHの検出時、UEはRA-RNTI PDCCHに対応するPDSCH内

10

20

30

40

50

に自分のためのRARが存在するか否かを確認する。RARはUL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、TA)情報、ULリソース割り当て情報(ULグラント情報)、臨時端末識別個(例えば、temporary cell-RNTI、TC-RNTI)などを含む。UEはRAR内のリソース割り当て情報及びTA値によってUL伝送(例えば、Msg3)を行うことができる。RARに対応するUL伝送にはHARQが適用される。従って、UEはMsg3の伝送後、Msg3に対応する受信応答情報(例えば、PHICH)を受信できる。

【0063】

任意接続プリアンプル、即ち、RACHプリアンプルは、物理階層において長さTCPの循環前置(cyclic prefix)及び長さTSEQのシーケンス部分で構成される。TCPのTSEQはフレーム構造と任意接続設定に依存する。プリアンプルフォーマットは上位階層により制御される。PACHプリアンプルはULサブフレームで伝送される。任意接続プリアンプルの伝送は、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PRACHリソースとし、PRACH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PRB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、周波数ドメインにおいてPRBの増加順に番号を付ける。任意接続リソースがPRACH設定インデックスにより定義される(3GPP TS 36.211 標準文書を参照)。PRACH設定インデックスは(eNBにより伝送される)上位階層信号により与えられる。

【0064】

LTE/LTE-Aシステムにおいて、任意接続プリアンプル、即ち、RACHプリアンプルのための副搬送波間隔(Subcarrier Spacing)は、プリアンプルフォーマット0~3の場合、1.25kHzであり、プリアンプルフォーマット4の場合、7.5kHzであると規定される(3GPP TS 36.211 参照)。

【0065】

<OFDMニューマロロジー>

【0066】

新しいRATシステムはOFDM送信方式又は類似する送信方式を使用する。例えば、新しいRATシステムはLTEのOFDMパラメータとは異なるOFDMパラメータに従う。又は新しいRATシステムは、既存のLTE/LTE-Aのニューマロロジーをそのまま従うが、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ーを支援することもできる。即ち、互いに異なるニューマロロジーで動作するUE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】

3GPP LTE/LTE-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示し、 $T_s = 1 / (2048 * 15 \text{ kHz})$ で表示される。LTE用の基本(basic)時間ユニットはTsである。各々のサブフレームは1msの長さを有し、2個のスロットで構成される。1無線フレーム内において20個のスロットは0から19まで順にナンバリングされる。各々のスロットは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)で定義される。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番号ともいう)、スロット番号(或いはスロットインデックス)などにより区分される。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LTE/LTE-Aシステムにおいて、ULグラント或いはDLグラントの送信機会(opportunity)は1msごとに存在し、1msより短い時間内にUL/DLグラント機会(op

10

20

30

40

50

portunity)が複数存在することではない。従って、既存のLTE/LTE-AシステムにおいてTTIは1msである。

【0069】

図4は新しい無線接続技術(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】

データ送信遅延を最小化するために、5世代の新しいRATでは制御チャンネルとデータチャンネルが時間分割多重化(time division multiplexing、TDM)されるスロットの構造が考えられている。

【0071】

図4において、斜線領域はDCIを運ぶDL制御チャンネル(例えば、PDCCH)の送信領域を示し、黒色部分はUCIを運ぶUL制御チャンネル(例えば、PUCCH)の送信領域を示す。ここで、DCIはgNBがUEに伝達する制御情報であり、DCIはUEが分かるべきセル設定(configuration)に関する情報、DLスケジューリングなどのDL特定の情報、またULグラントのようなUL特定の情報などを含む。またUCIはUEがgNBに伝達する制御情報であり、UCIはDLデータに対するHARQ ACK/NACK報告、DLチャンネル状態に対するCSI報告、またスケジューリング要請(scheduling request、SR)などを含む。

【0072】

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ンネル(例えば、PDSCH)の送信、又は上りリンクデータを運ぶ物理チャンネル(例えば、PUSCH)の送信に使用される。図2のスロット構造によると、1つのスロット内においてDL送信とUL送信が順に行われて、DLデータの送信/受信とDLデータに対するUL ACK/NACKの受信/送信が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化することができる。

【0073】

このようなスロット構造では、gNB及びUE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の間の転換過程のために、スロット構造においてDLからULに転換される時点の一部OFDMシンボルがガード期間(guard period、GP)に設定される。

【0074】

既存のLTE/LTE-Aシステムにおいては、DL制御チャンネルはデータチャンネルとTDMされ、制御チャンネルであるPDCCHはシステムの全帯域に広がって送信される。しかし、新しいRATでは、1つのシステムの帯域幅が最小約100MHzに達すると予想されるので、制御チャンネルを全帯域に拡散して送信することは無理である。UEがデータ送受信のために下りリンク制御チャンネル受信のために全帯域をモニタリングすることは、UEのバッテリー消費増大及び効率性低下を招く。従って、本発明ではDL制御チャンネルをシステム帯域、即ちチャン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ができる。

【0075】

NRシステムにおいて、基本送信ユニット(basic transmission unit)はスロットである。スロット区間(duration)は正規(normal)循環プレフィックス(cyclic prefix、CP)を有する14個のシンボルからなるか、又は拡張CPを有する12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数が14である場合、10msのフレーム内におけるスロット数が15kHzの副搬送波間隔について10個であると、30kHzの副搬送波間隔については20個、60kHzの副搬送波間隔については

10

20

30

40

50

40個になる。副搬送波間隔が大きくなると、OFDMシンボルの長さも短くなる。スロット内におけるOFDMシンボルの数は、正規CPであるか又は拡張CP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。LTE用の基本時間ユニットであるTsはLTEの基本副搬送波間隔15kHzと最大FFTサイズの2048を考慮して、 $T_s = 1 / (15000 * 2048)$ 秒に定義され、これは15kHzの副搬送波間隔に対するサンプリング時間である。NRシステムにおいては、15kHz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は反比例するので、15kHz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30kHz、60kHz、120kHz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。

10

【0076】

<アナログビーム形成(analog beamforming)>

【0077】

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率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、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、距離による信号減殺が急激であるという周波数特性を有する。従って、少なくとも6GHz以上の帯域を使用するNRシステムでは、急激な電波減殺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、急激な電波減殺によるカーバリ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、1つの狭ビームのみでサービスする場合、1つの基地局がサービスを提供する範囲が狭くなるので、基地局は多数の狭ビームを集めて広帯域にサービスを提供する。

20

【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5by5cmのパネルに $0.5\lambda$ (波長)間隔で2次元配列形態で総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形成利得を高めてカバレージを増加させるか、或いは処理量(throughput)を高めることが考えられる。

30

【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形成方式が主に考えられている。このようなビーム形成方式には、デジタル基底帯域(baseband)信号に位相差を形成するデジタルビーム形成、変調されたアナログ信号に時間遅延(即ち、循環遷移)を用いて位相差を形成するアナログビーム形成、デジタルビーム形成とアナログビーム形成を全て利用するハイブリッドビーム形成などがある。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形成が可能になる。しかし、100余個の全てのアンテナ要素にTXRUを設けることは費用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殺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り、デジタルビーム形成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形成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。従って、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、アナログビーム形成又はハイブリッドビーム形成方式が考慮される。アナログビーム形成方式は、1つのTX

40

50

R U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ー(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形成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形成(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個のアンテナ要素の連結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。

【0080】

図5はTXRUとアンテナ要素の連結方式の一例を示す。

【0081】

図5の(a)はTXRUがサブアレイ(sub-array)に連結された方式を示す。この場合、アンテナ要素は1つのTXRUのみに連結される。一方、図5の(b)はTXRUが全てのアンテナ要素に連結される方式を示す。この場合、アンテナ要素は全てのTXRUに連結される。図5において、Wはアナログ位相シフター(analog phase shifter)により乗じられる位相ベクトルを示す。即ち、Wによってアナログビーム形成の方向が決定される。ここで、CSI-RSアンテナポートと複数のTXRUとのマッピングは1:1又は1:多である。

【0082】

上述したように、デジタルビーム形成は、送信又は受信デジタルの基底帯域信号に対して信号処理を行うので、多重ビーム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、アナログビーム形成は、送信又は受信アナログ信号を変調した状態でビーム形成を行うので、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多重アンテナ特性を用い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形成を使用し、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、アナログビーム形成の特性上、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活用方案は、アナログビーム形成又はハイブリッドビーム形成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形成>

【0084】

図6は送受信器ユニット(transceiver unit、TXRU)及び物理的アンテナの観点でハイブリッドビーム形成の構造を抽象的に示す図である。

【0085】

複数のアンテナが使用される場合、デジタルビーム形成及びアナログビーム形成を結合したハイブリッドビーム形成技法が考えられている。この時、アナログビーム形成(又はRFビーム形成)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形成において、基底帯域(baseband)ユニットと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 $A/D$ )コンバータの数を減らしながらデジタルビーム形成に近接する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形成の構造は、N個のTXRUとM個の物理的アンテナで表すことができる。この時、送信端から伝送するL個のデータレイヤに対するデジタルビーム形成は、 $L-by-L$ 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 $M-by-N$ 行列で表されるアナログビーム形成が適用される。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、アナログビーム形成をシンボル単位で変更できるように基地局を設計して、特定の地域に位置したUEに効率的なビーム形成を支援する方向が考えられている。また、N個のTXRUとM個のRFアンテナを1つのアンテナパネルと定義した時、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形成が適用可能

10

20

30

40

50

な複数のアンテナパネルを導入する方案も考えられている。以上のように基地局が複数のアナログビームを活用する場合、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は下りリンクの伝送過程において同期信号と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放送(Broadcasting)される物理的リソース又は物理チャネルをxPBCH(physical broadcast channel)と称する。この時、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)が同時に伝送されることができ、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)のために伝送される参照信号(Reference signal; RS)であるBeam RS(BRS)を導入する方案が論議されている。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。この時、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)のために伝送されることができる。

【0087】

図8は新しい無線接続技術(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こととは異なり、複数のTRPが1つのセルを構成する方案が論議されている。複数のTRPが1つのセルを構成すると、UEをサービスするTRPが変わっても中断されず続けて通信が可能であり、UEの移動性管理が容易である。

【0089】

LTE/LTE-Aシステムにおいて、PSS/SSSは全一方位的(omni-direction)に伝送されることに反して、mmWaveを適用するgNBがビーム方向を全一方位的に変化しながらPSS/SSS/PBCHなどの信号をビーム形成して伝送する方法が考えられている。このように、ビーム方向を変化しながら信号を送信／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ニングという。本発明において“ビームスイーピング”は伝送器側の行動であり、“ビームスキャンニング”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は自分が有し得る又は支援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。この時、1つのビームグループは1つ以上のビームを含む。同じ方向に伝送されるPSS/SSS/PBCHなどの信号が1つのSSブロックと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が伝送される場合、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

10

20

30

40

50

スはSSブロックインデックスと解析できる。

【0090】

以下、本発明の実施例による同期信号を生成する方法及び同期信号インデックス、ハーフフレームインデックスなどの時間インデックスを指示する方法について説明する。

【0091】

なお、本発明の本格的な説明に入る前に、本発明で表現する‘上位ビット’と‘最上位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における、左側のビットを意味する。即ち、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、情報ビットが示す値が定数の偶数であるか奇数であるかを決定する単位値となるビットであるLSB(Least Significant Bit、最下位ビット)と同じ意味に解釈できる。

10

【0092】

同様に、‘下位ビット’と‘最下位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における、右側のビットを意味する。これは、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、MSB(Most Significant Bit、最上位ビット)と同じ意味に解釈できる。

【0093】

例えば、後述する内容のうち、‘SFNの上位N-bit情報を得(例：S0、S1、S2)、PBCHコンテンツからその他の(10-N)bitに該当するSFN情報(例：S3～S9)を得て、総10ビットのSFN情報を構成できる’という表現がある。

20

【0094】

これは、情報ビット列の順を最高桁の数を最も右側に位置させる配列、即ち、(S0 S1 S2 S3・・・S9)のように構成された情報ビット列において、‘上位N-bit’は左側のN-bit(例：S0 S1 S2)を意味し、‘その他の(10-N)bit’は右側(10-N)bit(例：S3～S9)を意味する。これをLSB及びMSBと表現する場合、(S9 S8 S7・・・S1 S0)の順に表現される情報ビット列において、LSB N-bitと表現する場合、ビット列は(例：S2 S1 S0)の順に表現され、その他の‘(10-N)bit(例：S3～S9)’をMSB(10-N)bitと表現する場合、ビット列は(S9 S8 S7・・・S3)の順に表現される。

【0095】

30

#### 1. SSブロック構成

【0096】

仮に、PSSをSSブロックの前部に位置させる場合、120kHzと240kHzの副搬送波間隔を用いる時、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の検出が良好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。

【0097】

(方案1) PBCH-PSS-PBCH-SSS

【0098】

40

(方案2) PBCH-PSS-PBCH-SSS-PBCH

【0099】

即ち、PBCHシンボルをSSブロックの開始部分に位置させ、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で、端末のAGC動作がより円滑に行われる。

【0100】

#### 2. SSバースト集合構成

【0101】

図9は、SSブロックを配置する副搬送波間隔が120kHzの時と、240kHzの時のSSバーストセット構成を示す。図9を参照すると、120kHzと240kHzの

50

副搬送波を有する時、4個のSSバースト単位で所定間隔を空けて、SSバーストを構成する。即ち、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。

【0102】

ところが、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用いられてもよい。即ち、図10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。

【0103】

一方、図10のボックスで表示した部分から分かるように、120kHzの副搬送波間隔のSSブロックと60kHzの副搬送波間隔のデータが多重化されながら、120kHzの副搬送波間隔のSSブロックと60kHzの副搬送波間隔のGPと下りリンク制御領域の間に衝突又は重畳が発生する。SSブロックとDL/UL制御領域の衝突は出来る限り避けた方が好ましいため、SSバースト及びSSバーストセット構成の修正が要求される。

【0104】

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

【0105】

第1の実施例は、図11に示すように、SSバーストフォーマット1とSSバーストフォーマット2の位置を変更する方法である。即ち、図10のボックス内におけるSSバーストフォーマット1とフォーマット2を取り替えることで、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。換言すれば、SSバーストフォーマット1が60kHzの副搬送波間隔のスロットの前部に位置し、SSバーストフォーマット2が60kHzの副搬送波間隔のスロットの後部に位置する。

【0106】

上述した実施例をまとめると、以下の通りである。

【0107】

1) 120KHzの副搬送波間隔(subcarrier spacing)

【0108】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6GHzよりも大きい場合、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 6 GHz, n = 0, 2, 4, 6)

【0109】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6GHzよりも大きい場合、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 6 GHz, n = 1, 3, 5, 7.)

【0110】

2) 240KHzの副搬送波間隔(subcarrier spacing)

【0111】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6GHzよりも大きい場合、n = 0, 2である。(the first OFDM symbols of the candidate SS

10

20

30

40

50

/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,  $n=0, 2$ )

【0112】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6 GHzよりも大きい場合、 $n=1, 3$ 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 6 GHz,  $n=1, 3$ )

10

【0113】

第2の実施例は、図12のように、SSバーストセット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60 kHzの副搬送波間隔スロットの開始境界が整列されるように、即ち、一致するように構成される。

【0114】

具体的に、SSバーストは1 msの間に局部的に配置されるSSブロックで構成される。よって、1 msの間、120 kHz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、240 kHz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とになる。このようにSSバーストを構成すると、SSバーストの間に60 kHzの副搬送波間隔を基準として1つのスロットがギャップ(gap)として割り当てられる。

20

【0115】

上述した第2の実施例をまとめると、以下の通りである。

【0116】

1) 120 KHzの副搬送波間隔(subcarrier spacing)

【0117】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6 GHzよりも大きい場合、 $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ 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 6 GHz,  $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8, 10, 11, 12, 13, 15, 16, 17, 18$ )

30

【0118】

2) 240 KHzの副搬送波間隔(subcarrier spacing)

【0119】

－候補SSBの第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。この時、搬送波周波数が6 GHzよりも大きい場合、 $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$ 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 6 GHz,  $n=0, 1, 2, 3, 5, 6, 7, 8$ .)

40

【0120】

3. 5 ms 区間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)

【0121】

一方、ネットワーク環境によってはSSブロック送信のための候補数に制限があり得る。例えば、SSブロックが配置される副搬送波間隔に応じて候補の数が異なる。この場合

50

、実際に送信されるSSブロックの位置をCONNECTED／IDLEモードでUEに知らせることができる。この時、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活用の目的、例えば、レートマッチングのために使用され、隣接セルのためには当該リソースに関連する測定のために使用されることができる。

【0122】

サービングセルに関連して、UEが送信されないSSブロックに対し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介してページング又はデータのような他の情報が受信可能であることを認知することができる。このような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。

10

【0123】

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のような他の情報を受信することができないため、実際にSSブロックが送信されないSSブロックによって他のデータ又は他の信号を受信して、リソース活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ないSSブロック候補に対して認知する必要がある。

【0124】

よって、サービングセルで実際に送信される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求められる。この時、ビットマップに含まれるビット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。

20

【0125】

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、下りリンクリソースのための設定に関連するため、RMSI／OSIが実際に送信されるSSブロック情報を含むことに帰する。

【0126】

30

一方、隣接セル測定のために隣接セルのActual transmitted SS／PBCH block indicationが求められる。即ち、隣接セルの測定のために隣接セルの時間同期情報を取得する必要があるが、NRシステムのTRP間の非同期送信を許容するように設計する場合、隣接セルの時間同期情報を知らせても、その情報の正確性は状況によって変化する。よって、隣接セルの時間情報を知らせる時には、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。

【0127】

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度に増加させる恐れがある。よって、シグナリングのオーバーヘッドを減少させるために、多様に圧縮されたタイプの指示子を考慮してもよい。一方、隣接セルの測定のためのみならず、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タイプの指示子を考慮してもよい。換言すれば、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ブロック指示のために使用されることができる。また、上述のように、SSバーストは各副搬送波による1つのスロットに含まれたSSブロックの集合を意味してもよいが、後述する実施例に限って、SSバーストはスロットには関係なく、所定数のSSブロックをグループしたSSブロックグループを意味してもよい。

40

【0128】

50

図 1 3 に示された 1 つの実施例によると、S S バーストが 8 個の S S ブロックで構成されると仮定すると、6 4 個の S S ブロックが位置可能な 6 G H z 以上の帯域で全 8 個の S S バーストが存在することができる。

【 0 1 2 9 】

ここで、S S ブロックを S S バーストでグループすることは、6 4 ビットの全体ビットマップを圧縮するためである。6 4 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 S S ブロックを含む S S バーストを指示する 8 ビット情報を用いることができる。仮に、8 ビットのビットマップ情報が S S バースト # 0 を指示する場合は、S S バースト # 0 は、実際に送信される S S ブロックを 1 つ以上含むことができる。

【 0 1 3 0 】

ここで、U E に S S バースト当たり送信される S S ブロックの数をさらに指示するための追加情報を考慮してもよい。追加情報によって指示される S S ブロックの数だけ各 S S バーストに局部的に S S ブロックが存在してもよい。

【 0 1 3 1 】

よって、追加情報によって指示される S S バースト当たり実際に送信される S S ブロックの数、及び実際に送信される S S ブロックを含む S S バーストを指示するためのビットマップを組み合わせて、U E は、実際に送信される S S ブロックを推定することができる。

【 0 1 3 2 】

例えば、以下の表 1 のような指示を仮定することができる。

【 0 1 3 3 】

【表 1】

| 8bit bitmap<br>(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)<br>(00000000) (00000000) (00000000) (11110000) |

【 0 1 3 4 】

即ち、表 1 によると、8 ビットのビットマップによって S S バースト # 0、# 1、# 7 に S S ブロックが含まれていることが分かり、追加情報によって各 S S バーストに 4 個の S S ブロックが含まれていることが分かるため、結局、S S バースト # 0、# 1、# 7 の前に 4 個の候補位置によって S S ブロックが送信されることを推定することができる。

【 0 1 3 5 】

一方、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で、S S 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。

【 0 1 3 6 】

例えば、S S バースト送信に関する情報はビットマップで指示し、S S バースト内に送信される S S ブロックをその他のビットで指示する方法がある。

【 0 1 3 7 】

即ち、全 6 4 個の S S ブロックを各々 8 個の S S バースト(即ち、S S ブロックグループ)に区分して、8 ビットのビットマップ送信としていずれの S S バーストが使用されるかを端末に知らせる。図 1 3 のように S S バーストを定義すると、副搬送波間隔が 6 0 k H z であるスロットと多重化する場合、S S バーストと 6 0 k H z の副搬送波を有するスロットの境界が整列されるメリットがある。よって、ビットマップとして S S バーストを使用するか否かを指示すると、6 G h z 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 S S ブロックの送信有無を端末が認知することができる。

【 0 1 3 8 】

ここで、上述した例示と異なる点は、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個の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ため、8ビットが必要であり、当該追加情報は全てのSSバーストに共通して適用される。例えば、SSバーストに対するビットマップ情報によって、SSバースト#0と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によって、SSバーストにおいて第1番目と第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とSSバースト#1はいずれも第1番目と第5番目のSSブロックが送信され、実際に送信されるSSブロックの全4個になる。

【0139】

一方、いくつかの隣接セルはセルリストに含まれていなくてもよいが、セルリスト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。このような基本フォーマットを用いることで、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。この時、上述した基本フォーマットは予め定義されるか、ネットワークによって設定されてもよい。

【0140】

一方、サービングセルで送信される実際に送信されるSSブロックに関する情報と、隣接セルで送信される実際に送信されるSSブロックに関する情報とがかけ合う場合、端末はサービングセルで送信される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取得することができる。

【0141】

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タイプと、グループタイプで受信された場合、フルビットマップタイプの情報の精度が高い可能性が大きいので、フルビットマップタイプの情報を優先してSSブロック受信に利用することができる。

【0142】

4. システムフレーム番号、ハーフフレーム境界

【0143】

SFN情報の下位のN-bitsはPBCHペイロードで伝達され、上位のM-bitはPBCHスクランブルシーケンスで伝達される。なお、SFN情報の上位のM-bitsのうち、最上位の1-bitはPBCH DMRS、NR-SSS或いはSS blockの時間/周波数位置の変化により伝達される。さらに、ハーフ無線フレーム(5ms)の境界に関する情報は、PBCH DMRS或いはNR-SSS或いはSSブロックの時間/周波数位置の変化により伝達される。

【0144】

ここで、‘上位ビット’と‘最上位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における、左側のビットを意味する。これは、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、定数の偶数であるか奇数であるかを決定する単位値となるビットであるLSB(Least Significant Bit、最下位のビット)と同じ意味に解釈できる。

【0145】

また、‘下位ビット’と‘最下位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における、右側のビットを意味する。これは、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、MSB(Most Significant Bit、最上位のビット)と同じ意味に解釈できる。

【0146】

実施例1-1

【0147】

特定のSSブロックに含まれたNR-PBCHで伝達するコンテンツが80msごとに変更されるとした時、NB-PBCHコンテンツは80ms内で変更しない情報を含む。

10

20

30

40

50

例えば、PBCHTTI(80ms)の範囲でPBCHコンテンツに含まれるSFN情報はいずれも同一であり、このために10bit SFN情報のうち、PBCHコンテンツには下位の7bitsの情報が含まれ、フレーム境界(10ms)を区分する上位の3bit情報はPBCHスクランブルシーケンスなどに含まれることができる。

【0148】

#### 実施例1-2

【0149】

特定のSSブロックに含まれたNR-PBCHで伝達するコンテンツが80msごとに変更されるとした時、NB-PBCHコンテンツは80ms内で変更されない情報を含む。例えば、PBCHTTI(80ms)の範囲でPBCHコンテンツに含まれるSFN情報は10  
10  
いずれも同一であり、このために10bit SFN情報のうち、PBCHコンテンツには下位の7bits情報が含まれ、フレーム境界(10ms)を区分する上位の3bit情報のうち、下位の2bits情報はPBCHスクランブルシーケンスに含まれ、最上位の1bit情報はPBCHコンテンツ、CRC、スクランブルシーケンスなど、PBCHチャンネルコーディングとは区別される他の信号又はチャンネルを使用して伝送する。例えば、PBCHチャンネルコーディングに関連する部分とは区別される他の信号としては、PBCHDMRSを使用でき、DMRSシーケンス、DMRSRE位置、DMRSシーケンス  
20  
toREマッピング変更、SSブロック内のシンボル位置の変更、SSブロックの周波数位置の変更などを情報として使用できる。

【0150】

具体的には、DMRSシーケンスが使用される場合、DMRS伝送される2個のOFDMシンボルの位相差、例えば、Orthogonal code coverを用いる方法が考えられる。また、DMRSシーケンスが使用される場合、初期値を変更する方法が考えられる。具体的には、ゴールドシーケンスに使用される2個のm-sequenceのうちの1つのm-sequenceの初期値は固定し、他の1つのm-sequenceの初期値をcell-ID及び他の情報を使用して変更した場合、固定された初期値を使用したm-sequenceに伝送しようとする情報を使用して初期値を変更する方法を導入できる。

【0151】

より具体的には、10ms境界情報を示す1bitに従って、既存の固定された初期値(例えば、[100...0])にさらに他の初期値(例えば、[010...0])を導入して20ms範囲で2個の初期値を10ms単位で変更することが考えられる。他の方法としては、1つのm-sequenceは固定された初期値をそのまま使用し、他の1つのm-sequenceの初期値に伝送しようとする情報を追加する方法が考えられる。

【0152】

また、DMRSRE位置を使用する場合、情報によってDMRSの周波数軸の位置を変更するV-shift方法を適用できる。具体的には、20ms範囲において0msと10msの伝送時にRE位置を異なるように配置するが、DMRSが4REごとに配置されるとした時、2RE単位でシフトする方案を導入できる。

【0153】

また、PBCHDMRSシーケンスがREにマッピングされる方式を変更する方法を適用できる。具体的には、0msの場合、1番目のREからシーケンスをマッピングし、10msの場合、シーケンスに他のマッピング方法を適用するが、例えば、1番目のREにシーケンスを逆にマッピングしたり、1番目のOFDMシンボルの中間REからマッピングしたり、2番目のOFDMシンボルの1番目のREからマッピングしたりする方法を適用できる。また、SSブロック内において、PSS-PBCH-SSS-PBCHなどの順序配置を他の配置に変更する方案も考えられる。例えば、基本的にPBCH-PSS-SSS-PBCHなどに配置するが、0msと10msで互いに異なる配置方法を適用する。また、SSブロック内でPBCHデータがマッピングされるRE位置を変更する方法を適用できる。

10

20

30

40

50

【0154】

実施例1-3

【0155】

ハーフフレーム境界を指示する1bit情報は、PBCHコンテンツ、CRC、スクランブルシーケンスなどのPBCHチャネルコーディングに関連する部分とは区分される他の信号又はチャネルなどを使用して伝送できる。例えば、PBCHチャネルコーディングとは区別される他の信号としては、実施例1-2と同様にPBCHDMRSを使用でき、DMRSシーケンス、DMRSRE位置、DMRSシーケンス to RE マッピング変更、SSブロック内のシンボル位置変更、SSブロックの周波数位置変更などを情報として使用できる。特に、これは10msの範囲において0msと5msの境界に変更される時に適用できる。

10

【0156】

さらに、ハーフフレームの境界情報及びSFN最上位の1bit情報を含む20ms範囲で5ms単位の時間変更情報のために、実施例1-2に提示した方法のように、DMRSシーケンス、DMRSRE位置、DMRSシーケンス to RE マッピング変更、SSブロック内のシンボル位置変更、SSブロックの周波数位置変更などを情報として使用できる。これは、20ms範囲において0、5、10、15msの境界で時間情報が変更される時に適用できる。

【0157】

実施例1-4

20

【0158】

なお、実施例1-4において、‘上位ビット’と‘最上位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における左側のビットを意味する。これは、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、定数の偶数であるか奇数であるかを決定する単位値となるビットであるLSB(Least Significant Bit、最下位のビット)と同じ意味に解釈できる。

【0159】

また、‘下位ビット’と‘最下位ビット’は、情報ビット列において最高桁の数を最も右側に位置させる場合における右側のビットを意味する。これは、情報ビット列において最高桁の数を最も左側に位置させる配列において、MSB(Most Significant Bit、最上位のビット)と同じ意味で解釈できる。

30

【0160】

1つのPBCHが総NREsで構成される時、PBCHデータ伝送のために、 $M(<N)$ REsが割り当てられ、QPSK変調が使用されると、スクランブルシーケンスの長さは $2 * M$ になる。総L種類の互いに異なる $2 * M$ 長さのスクランブルシーケンスを形成する方法は、総長さ $L * 2 * M$ のシーケンスを生成し、 $2 * M$ 単位に区分してL個のシーケンスを生成する。スクランブルシーケンスとしては、PNシーケンスを使用でき、ゴールドシーケンス及びMsequenceなどを使用できる。具体的には、長さ31のゴールドシーケンスを使用できる。PNシーケンスを初期化する値としては、最小限セルIDが使用され、PBCHDMRSから得たSSブロックのインデックスをさらに使用できる。SSブロックのインデックスからスロット数及びOFDMシンボルが類推される場合、スロット数/OFDMシンボル数が使用されることができ。さらにハーフ無線フレームの境界情報を初期化値として使用することもできる。またSFN情報のうち、一部のビットをコンテンツやスクランブルシーケンスなどのチャネルコーディングとは区別される信号又はチャネルで得られる場合は、該当SFN情報はスクランブルシーケンスの初期化値として使用できる。

40

【0161】

スクランブルシーケンスの長さは、SFN情報のうち、スクランブルシーケンスにより伝達されるビットの長さによって決定される。例えば、SFN情報のうち、3bitの情報がスクランブルシーケンスにより伝達される場合、8種類の状態を表現すべきであるが

50

、このためには、総長さ  $8 * 2 * M$  のシーケンスが要求される。同様に、2 bit 情報が伝達される場合には、総長さ  $2 * 2 * M$  のシーケンスが要求される。

【0162】

P B C H コンテンツと C R C を含むビット列は、P o l a r c o d e を使用してエンコーディングされ、長さ 512 の符号化されたビットが生成される。符号化されたビットは、スクランブルシーケンスの長さより短い、長さ 512 の符号化されたビットを複数回繰り返してスクランブルシーケンスの長さと同じ長さのビット列に形成する。その後、繰り返された復号化ビットをスクランブルシーケンスと乗じ、Q P S K 変調を行う。変調されたシンボルは長さ M 単位に分割して P B C H R E にマッピングする。

【0163】

例えば、図 14 を参照すると、S F N 情報のうち、3 bit の情報がスクランブルシーケンスにより伝達される場合、10 ms ごとにスクランブルシーケンスを変更するために、長さ M 単位の変調されたシンボルシーケンスを 10 ms 単位で伝送する。この時、10 ms 単位で伝送される各々の変調されたシンボルは互いに異なる。S S バースト集合の周期が 5 ms である場合、10 ms 範囲に含まれた 2 回の 5 ms 伝送周期の間には同一の変調されたシンボルシーケンスを伝送する。端末がハーフ無線フレーム (5 ms) の境界情報を得られる場合には、10 ms 範囲で 2 回伝送された P B C H の情報を結合でき、80 ms の範囲で 10 ms 単位で伝送される 8 種類のスクランブルシーケンスを分かるために、総 8 回のブラインドデコーディングを行う。この時、端末は P B C H ではない他のチャネルのデコーディングを行ってハーフフレーム境界の 1 bit 情報 (例えば、C 0) を得る。また端末は、P B C H ブラインドデコーディングを行って S F N の上位の N - b i t 情報を得 (例えば、S 0、S 1、S 2)、P B C H コンテンツからその他の 10 - N b i t に該当する S F N 情報 (例えば、S 3 ~ S 9) を得て、総 10 bit の S F N 情報を構成できる。

【0164】

さらに他の例として、S F N 情報のうち 3 bit 情報がスクランブルシーケンスにより伝達され、ハーフフレーム境界情報が P B C H コンテンツに含まれる場合、10 ms 伝送周期では同一のコンテンツが含まれるが、5 ms オフセットのある P B C H コンテンツはハーフフレーム境界情報 1 bit が異なるため、5 ms ごとに異なるコンテンツが伝送される。即ち、ハーフフレーム境界情報 1 bit によって 2 個のコンテンツが構成され、基地局は 2 個のコンテンツを各々エンコーディングし、各々についてビット繰り返し、スクランブル、変調などを行う。

【0165】

端末が 5 ms 境界情報を得られない場合、5 ms ごとに伝送される信号の結合を行うことが容易ではなく、その代わりに 10 ms ごとに行った 8 回のブラインドデコーディングを 5 ms オフセットでも同様に行う。即ち、端末は少なくとも 8 回のブラインドデコーディングを行って、S F N の上位の N - b i t s 情報を得 (例えば、S 0、S 1、S 2)、P B C H コンテンツからその他の 10 - N b i t s に該当する S F N 情報 (例えば、S 3 ~ S 9) だけではなく、ハーフ無線フレーム境界の 1 bit 情報 (例えば、C 0) を得る。即ち、得られたビット情報を構成して 5 ms 単位の時間情報を得ることができる。

【0166】

同様に、S F N 情報のうち、2 bit の情報がスクランブルシーケンスにより伝達される場合、20 ms ごとにスクランブルシーケンスが変更され、20 ms の範囲に含まれた 4 回の 5 ms 伝送周期の間には同一の変調されたシンボルシーケンスを伝送する。端末がハーフフレーム境界情報及び S F N の最上位の 1 bit 情報が得られる場合、20 ms 範囲で受信した 4 回の P B C H を結合することができ、20 ms ごとに 4 回のブラインドデコーディングを行う。この時、端末の受信複雑度はハーフフレーム境界情報及び S F N 最上位ビットの情報を得ることにより増加するが、P B C H ブラインドデコーディングの複雑度を下げることができ、P B C H 結合を最大 16 回行うことができるので、検出性能の向上を期待できる。この時、端末は P B C H ではない他のチャネルのデコーディングを行ってハーフフレーム境界の 1 bit 情報 (例えば、C 0) 及び S F N の最上位の 1 bit 情

10

20

30

40

50

報(例えば、 $S_0$ )を得る。

【0167】

端末はPBCHブラインドデコーディングを行って、SFNの最上位の1bit以後の上位の $(N-1)$ -bit情報を得(例えば、 $S_1$ 、 $S_2$ )、PBCHコンテンツからその他の $10-N$  bitに該当するSFN情報(例えば、 $S_3 \sim S_9$ )を得る。これにより、ハーフ無線フレームの境界情報(例えば、 $C_0$ )及び総10bitのSFN情報( $S_0 \sim S_9$ )を構成でき、このように得た時間情報は5ms単位を提供する。この時、5ms範囲で多数のSSブロックを伝送できるが、5ms範囲におけるSSブロックの位置は、PBCH DMRS及びPBCHコンテンツから得ることができる。

【0168】

一方、SFN情報のうち、2ビット(例： $S_1$ 、 $S_2$ )の情報がスクランブルシーケンスにより伝達され、SFN情報のうち、最上位の1ビット(例： $S_0$ )の情報とハーフフレーム境界1ビット(例： $C_0$ )は、PBCHコンテンツから伝達される場合、20ms範囲で5msごとにPBCHコンテンツの内容が変更されることにより(例： $S_0$ 、 $C_0$ )、4個の情報ビット集合が生成され、各情報ビット集合は各情報ビット集合ごとにチャネルコーディング過程を行う。

【0169】

さらに他の例として、SFN情報10ビットとハーフフレーム境界情報1ビットをPBCHコンテンツに含ませることができる。この場合、SFN上位3ビット(例： $S_0$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ )及びハーフフレーム1ビット(例： $C_0$ )を除いたPBCHコンテンツは、PBCH TTI(例：80ms)の間には変更されない。但し、SFN上位3ビット(例： $S_0$ 、 $S_1$ 、 $S_2$ )及びハーフフレーム1ビット(例： $C_0$ )情報は、5ms単位で変更される。これにより、PBCH TTI(例：80ms)の区間では16個のPBCH情報ビット集合が生成される。

【0170】

またPBCHペイロードに含まれた情報ビットにおいて、SFN情報の一部ビット(例： $S_1$ 、 $S_2$ )を除いた情報ビット及びCRCにスクランブルシーケンスが適用される。この時、スクランブルシーケンスとしてはゴールドシーケンスのようなPNシーケンスが使用される。またスクランブルシーケンスはセルIDにより初期化できる。

【0171】

なお、スクランブルされるビット数をMとする時、長さ $M \times N$ のシーケンスを生成し、シーケンスの要素が重ならないように長さMのシーケンスをN個に分割し、SFN情報のうちの一部ビット(例： $S_1$ 、 $S_2$ )が変更される順序によって、以下のように長さMのシーケンスをN個のシーケンスの各々に対するスクランブルシーケンスとして使用する。

【0172】

(例示)

【0173】

$-(S_2, S_1) = (0, 0)$ である時、 $0 \sim M-1$ のシーケンス列をスクランブルシーケンスとして使用

【0174】

$-(S_2, S_1) = (0, 1)$ である時、 $M \sim 2M-1$ のシーケンス列をスクランブルシーケンスとして使用

【0175】

$-(S_2, S_1) = (1, 0)$ である時、 $2M \sim 3M-1$ のシーケンス列をスクランブルシーケンスとして使用

【0176】

$-(S_2, S_1) = (1, 1)$ である時、 $3M \sim 4M-1$ のシーケンス列をスクランブルシーケンスとして使用

【0177】

上記によれば、PBCH TTI(例：80ms)区間で生成される16個のPBCH情報

10

20

30

40

50

ビット集合のうち、20ms 範囲で送信される4個のPBCH情報ビット集合には同じスクランブルシーケンスが使用され、次の20ms 範囲で送信される4個のPBCH情報ビット集合には以前の20ms 範囲で送信された4個のPBCH情報ビットで使用されたスクランブルシーケンスとは異なるスクランブルシーケンスが使用される。

【0178】

今後、以上のようにスクランブルシーケンスを使用してスクランブルされた16個のPBCH情報ビット集合の各々にチャンネルコーディング(channel coding)が行われ、チャンネルコーディングにより符号化されたビットに2番目のスクランブルシーケンスが適用される。即ち、16個のPBCH情報ビット集合に上述した方式で1番目のスクランブルシーケンスを適用してスクランブルを行った数、チャンネルコーディングが行われ、これにより、得られた符号化されたビットに2番目のスクランブルシーケンスを適用する。この時、2番目のスクランブルシーケンスとしてはゴールドシーケンスのようなPNシーケンスが使用され、2番目のスクランブルシーケンスはセルID及びPBCH DMRSに伝達されるSSブロックインデックス3ビットにより初期化できる。

【0179】

特定のSSブロックインデックスに関連して送信されるPBCHコンテンツの符号化されたビットには、送信時点によって同じスクランブルシーケンスが使用される。

【0180】

反面、ハーフフレーム境界情報によって5ms 単位で変更されたスクランブルシーケンスを適用することもできる。例えば、スクランブルされる符号化されたビット数をKとする時、長さ2 \* Kのシーケンスを生成し、シーケンスの要素が重ならないように各々長さKの2個のシーケンスに分割して、各々のハーフフレーム境界情報に適用する。上述した方法によれば、10ms 区間で送信されるPBCHをsoft combiningする時、干渉(interference)をランダムに分散させることにより性能を改善することができる。

【0181】

一方、2番目のスクランブルシーケンスの候補シーケンスに関する情報がない場合は、UEは候補シーケンスとして可能なスクランブルシーケンスが送信されたと仮定して、複数のデコーディングを行う。

【0182】

また、ハーフフレーム境界情報1ビットはPBCHコンテンツ、CRC、スクランブルシーケンスなど、PBCHチャンネルのコーディングに関連する部分とは異なる信号及び／又はチャンネルなどを使用して送信できる。

【0183】

例えば、PBCH DMRSを活用してハーフフレーム境界情報1ビットを送信することができ、DMRSシーケンス、DMRS RE位置、DMRSシーケンスをREにマッピングする方法或いは順序の変更、SSブロック内のPSS / SSS / PBCHのシンボル位置の変更、SSブロックの周波数位置の変更、SS或いはPBCH OFDMシンボルの極性の反転などを活用して、ハーフフレーム境界情報1ビットを送信することができる。これに関する詳しい内容については後述する。

【0184】

PBCHデコーディングを行う前に、UEがハーフフレーム境界情報を得る場合、UEは得られたハーフフレーム境界情報に対応するスクランブルシーケンスを使用して、デスクランブル(descrambling)を行うことができる。

【0185】

5. SSブロック時間インデックス

【0186】

以下、SSブロック時間インデックスを指示する方法についてより詳しく説明する。

【0187】

SSブロックの時間インデックスのうちの一部は、PBCH DMRSのシーケンスによ

10

20

30

40

50

り伝達され、その他のインデックスはP B C Hパイロードで伝達される。この時、P B C H D M R Sシーケンスにより伝達されるS Sブロックの時間インデックスは、N - b i t sの情報であり、P B C Hパイロードで伝達されるS Sブロックの時間インデックスは、M - b i t sの情報である。周波数範囲の最大S Sブロックの数をL - b i t sとした時、L - b i t sはM - b i t sとN - b i t sの合計である。5 m s範囲で伝達できる総H (=  $2^L$ )状態をグループA、P B C H D M R Sシーケンスにより伝達されるN - b i t sが表すJ (=  $2^N$ )状態をグループB、P B C Hパイロードで伝達されるM - b i t sが表すI (=  $2^M$ )状態をグループCとした時、グループAの状態の数HはグループBの状態の数JとグループCの状態の数Cの積で表すことができる。この時、グループBとグループCのうちのいずれか1つのグループに属した状態は、0.5 m s範囲内では最大P個(この時、Pは1又は2)を表すことができる。また、本発明に記載されたグループは、説明の便宜のために使用したものであり、様々な形態で表現できる。

10

【0188】

なお、P B C H D M R Sシーケンスにより伝達される状態の数は、3 G H z以下の周波数範囲では4個、3 G H z ~ 6 G H zの周波数範囲では8個、6 G H z以上の周波数範囲では8個になる。6 G H z以下の帯域で15 k H z及び30 k H zの副搬送波間隔が使用されるが、この時、15 k H z副搬送波間隔が使用されると、0.5 m s範囲内で最大1つの状態が含まれ、30 k H z副搬送波間隔が使用されると、0.5 m s範囲内で最大2個の状態が含まれる。6 G H z以上の帯域で120 k H z及び240 k H z副搬送波間隔が使用されるが、この時、120 k H z副搬送波間隔が使用されると、0.5 m s範囲内で最大1つの状態が含まれ、240 k H z副搬送波間隔が使用されると、0.5 m s範囲内で最大2個の状態が含まれる。

20

【0189】

図15の(a)、(b)は各々15 k H z / 30 k H zの副搬送波間隔を使用する場合と120 k H z / 240 k H zの副搬送波間隔を使用する場合、0.5 m s範囲に含まれるS Sブロックを示す。図15に示したように、15 k H z副搬送波間隔の場合、0.5 m s範囲には1つ、30 k H z副搬送波間隔の場合は2個、120 k H z副搬送波間隔の場合は8個、240 k H z副搬送波間隔の場合は16個のS Sブロックが含まれる。

【0190】

15 k H z及び30 k H z副搬送波間隔の場合、0.5 m s内に含まれるS Sブロックのインデックスは、P B C H D M R Sシーケンスにより伝送されるインデックスと1:1マッピングされる。P B C HパイロードにはS Sブロックインデックスを指示するための指示子ビットが含まれるが、6 G H z以下の帯域ではS Sブロックインデックスのためのビットとして解釈されず、他の目的の情報として解釈される。例えば、カバレッジ拡張のために使用でき、S Sブロックに関連する信号又はリソースの繰り返し回数を伝達するために使用されることもできる。

30

【0191】

P B C H D M R Sシーケンスは、セルI DとS Sブロックインデックスで初期化される時、15 k H z及び30 k H z副搬送波の場合、5 m s範囲で伝送されるS Sブロックインデックスをシーケンスの初期値として使用できる。ここで、S SブロックインデックスはS S B I Dと同じ意味である。

40

【0192】

## 実施例2-1

【0193】

副搬送波間隔が120 k H zの場合、0.5 m s内に含まれるS Sブロックのインデックスは8個であるが、0.5 m s範囲でP B C H D M R Sシーケンスが同一であり、P B C HパイロードはS Sブロックインデックスにより変更できる。但し、第1のS Sブロックグループが伝送される0.5 m s区間におけるP B C H D M R Sシーケンスは、第1のS Sブロックグループの前に伝送される第2のS Sブロックグループの0.5 m s区間で使用したシーケンスとは区分される、即ち、異なるシーケンスを使用する。また、異なる0.5

50

ms 区間で伝送される SS ブロックを区分するために、SS ブロックグループのための SS ブロックインデックスは PBCH ペイロードで伝達される。

【0194】

240 kHz の場合、0.5 ms 内に含まれる SS ブロックインデックスは 16 個であるが、0.5 ms 範囲で PBCH DMRS シーケンスは 2 個であることができる。即ち、SS ブロックのうち、前半部の 0.5 ms 内の 8 個の SS ブロックと後半部の 0.5 ms 内の 8 個の SS ブロックに使用される PBCH DMRS シーケンスは互いに異なる。前半部及び後半部の SS ブロックに含まれる PBCH ペイロードで SS ブロックインデックスを伝達する。

【0195】

このように一定の時間区間の間に PBCH DMRS シーケンスが一定に維持される方案を適用する場合、端末が隣接セルの時間情報を確保するために、隣接セルの信号検出を試みる時、検出複雑度が低く検出性能が良好な PBCH DMRS シーケンス基盤の時間情報伝達方法を適用することにより、0.5 ms 或いは 0.25 ms 程度の正確性を有する時間情報を得ることができる。これは周波数範囲に関係なく 0.25 ms 或いは 0.5 ms 程度の時間正確性を提供するという長所がある。

【0196】

#### 実施例 2-2

【0197】

120 kHz の副搬送波間隔の場合、0.5 ms 内に含まれる SS ブロックのインデックスは 8 個であるが、0.5 ms 範囲で PBCH ペイロードに含まれる SS ブロックインデックスは同一であり、PBCH DMRS シーケンスは SS ブロックインデックスによって変更される。但し、第 1 の SS ブロックグループが伝送される 0.5 ms 区間における PBCH ペイロードで伝達される SS ブロックインデックスは、第 1 の SS ブロックグループが伝送される前に伝送される第 2 の SS ブロックグループの 0.5 ms 区間におけるインデックスと区分される、即ち、異なるシーケンスを使用する。

【0198】

240 kHz の副搬送波間隔の場合、0.5 ms 内に含まれる SS ブロックのインデックスは 16 個であるが、0.5 ms 範囲で PBCH ペイロードで伝達される SS ブロックインデックスは 2 種類になることができる。即ち、SS ブロックのうち、前半部の 0.5 ms 区間における 8 個の SS ブロックで伝送される PBCH ペイロードに含まれる SS ブロックインデックスは同一であり、後半部の 0.5 ms 区間における 8 個の SS ブロックインデックスは前半部の SS ブロックインデックスと区分される、即ち、異なるインデックスである。この時、前半部及び後半部の各々に含まれる PBCH DMRS には、SS ブロックインデックスによって区分されるシーケンスが使用される。

【0199】

120 kHz 及び 240 kHz の副搬送波間隔の場合、SS ブロックインデックスは 2 個の経路から得たインデックスを組み合わせる表現される。上述した実施例 2-1 と実施例 2-2 の場合、各々以下の[数 1]及び[数 2]のように表すことができる。

【0200】

[数 1]

$$\begin{aligned} SS-PBCH \text{ block index} &= SSBI D * P + SSBGI D \\ SSBI D &= \text{Floor}(SS-PBCH \text{ block index} / P) \\ SSBGI D &= \text{Mod}(SS-PBCH \text{ block index}, P) \end{aligned}$$

【0201】

[数 2]

$$\begin{aligned} SS-PBCH \text{ block index} &= SSBI D * P + SSBGI D \\ SSBI D &= \text{Mod}(SS-PBCH \text{ block index}, P) \\ SSBGI D &= \text{Floor}(SS-PBCH \text{ block index} / P) \end{aligned}$$

ここで、P は  $2^{(PBCH \text{ DMRS で伝達されるビット数})}$  で表される。

10

20

30

40

50

## 【0202】

以上、説明の便宜のために特定の個数(例えば、4又は8)を使用して説明したが、これは説明の便宜のためのものであり、上述した特定値に限られない。例えば、PBCH DMRSに伝達される情報bitの数によって説明の値が決定され、PBCH DMRSに2bitの情報伝達されると、SSブロックグループは4個のSSブロックで構成でき、15kHz/30kHzの副搬送波間隔の場合にも、120kHz/240kHzの副搬送波間隔の場合に説明したSSブロックの時間インデックス伝達方式を適用できる。

## 【0203】

再度図14を参照して、“4. システムフレーム番号、ハーフフレーム境界”及び“2. SSブロック時間インデックス”で説明した時間情報のビット構成と該当情報の伝達経路の例を整理すると、以下の通りである。

10

## 【0204】

−SFN 10bitのうちの7bitとSSブロックグループのインデックス3bitは、PBCHコンテンツで伝達

## 【0205】

−20ms境界情報2bit(S2, S1)は、PBCHスクランブルで伝達

## 【0206】

−5ms境界情報1bit(C0)と10ms境界情報1bit(S0)は、DMRS RE位置シフト、PBCHが含まれたOFDMシンボルのDMRS間の位相差、DMRSシーケンスをREにマッピングする方法の変更、PBCH DMRSシーケンスの初期値変更などにより伝達

20

## 【0207】

−SSブロックのインデックス指示情報3ビット(B2, B1, B0)はDMRSシーケンスで伝達

## 【0208】

6. NR-PBCHコンテンツ

## 【0209】

UEは、セルID及びシンボルタイミング情報を検出した後、SFN、SSブロックインデックス、ハーフフレームタイミングのようなタイミング情報の一部、時間/周波数の位置のような共通制御チャネルに関する情報、帯域幅、SSブロックの位置のような帯域幅パート(Bandwidth part)情報、SSバーストセット周期及び実際に送信されたSSブロックインデックスのようなSSバーストセット情報などを含むPBCHからネットワークアクセスのための情報を取得することができる。

30

## 【0210】

576REという制限された時間/周波数リソースのみがPBCHのために占有されるため、PBCHには必須情報が含まれる必要がある。また、可能であれば、必須情報又は追加情報をさらに含ませるために、PBCH DMRSのような補助信号を使用することができる。

## 【0211】

(1) SFN(System Frame Number)

40

## 【0212】

NRでは、システムフレームナンバー(SFN)を定義して、10ms間隔を区別することができる。また、LTEシステムと同様に、SFNのために0と1023の間のインデックスを導入することができ、このインデックスは、明示的にビットを用いて指示するか、暗示的な方式で示すことができる。

## 【0213】

NRでは、PBCH TTIが80msであり、最小SSバースト周期が5msである。よって、最大16倍のPBCHが80ms単位で送信されることができ、各送信に対して異なるスクランプリングシーケンスがPBCHエンコードされたビットに適用可能である。UEはLTE PBCHデコーディング動作と同様に、10ms間隔を検出することがで

50

きる。この場合、S F Nの8個の状態がP B C Hスクランプリングシーケンスによって暗示的に表示され、S F N表示のための7ビットがP B C H内容に定義されることができる。

【0214】

#### (2)無線フレーム内のタイミング情報

【0215】

SSブロックインデックスは、搬送波周波数の範囲に応じて、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たビットによって明示的に指示されることができる。例えば、6 G H z以下の周波数帯域に対しては、SSブロックインデックスの3ビットがP B C H D M R Sシーケンスでのみ伝達される。また、6 G H z以上の周波数帯域に対して、SSブロックインデックスの最下位3ビットは、P B C H D M R Sシーケンスで表示され、SSブロックインデックスの最上位3ビットは、P B C Hコンテンツによって伝達される。即ち、6 G H z～52.6 G H zの周波数範囲に限って、SS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コンテンツに定義されることができる。

【0216】

また、ハーフフレームの境界は、P B C H D M R Sシーケンスによって伝達されることができる。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よりも効果を高めることができる。即ち、3 G H z以下の周波数帯域では、主にF D D方式が用いられるため、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可能性がある。よって、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好なP B C H D M R Sによってハーフフレーム指示子を伝達した方が有利である。

【0217】

但し、3 G H z帯域を越える場合は、T D D方式が多く使われるため、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ことから、P B C Hコンテンツによってハーフフレーム指示子を伝達しても、不利益は少ないことができる。

【0218】

一方、ハーフフレーム指示子は、P B C H D M R SとP B C Hコンテンツの両方によって伝達されてもよい。

【0219】

#### (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

【0220】

N Rでは、SSブロックはネットワークアクセスのための情報の提供のみならず、動作測定のためにも使用することができる。特に、広帯域C C動作のためには、測定のために多重SSブロックを送信することができる。

【0221】

しかし、R M S IがSSブロックの送信される全ての周波数位置から伝達されることは不要である。即ち、リソース活用の効率性のために、R M S Iが特定の周波数位置によって伝達されてもよい。この場合、初期接続手順を行う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することができない。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。一方では、ビットフィールド無しにP B C Hに対応するR M S Iがないことを識別可能な方法を考える必要もある。

【0222】

このために、R M S Iが存在しないSSブロックは、周波数ラスタ(F r e q u e n c y R a s t e r)で定義されない周波数位置から送信されるようにする。この場合、初期接続手順を行うU Eは、SSブロックが検出できないため、上述した問題点を解決することができる。

【0223】

#### (5)SSバーストセット周期性及び実際に送信されるSSブロック

## 【0224】

測定のためにSSバーストセット周期性及び実際に送信されたSSブロックに関する情報が指示されてもよい。よって、このような情報は、セル測定及びinter/intraセルの測定のために、システム情報に含まれることが好ましい。即ち、PBCHコンテンツにおいて上述した情報を定義する必要はない。

## 【0225】

## (8)ペイロードサイズ

## 【0226】

PBCH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することができる。

## 【0227】

## 【表2】

| Details                                                                                                                                        | Bit size  |           |
|------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------------|-----------|-----------|
|                                                                                                                                                | 6GHz 以下   | 6GHz 以上   |
| 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        |

## 【0228】

## 7. NR-PBCHスクランブリング

## 【0229】

NR-PBCHスクランブリングシーケンスのタイプとシーケンス初期化について説明する。NRにおいてPNシーケンスを使用することを考慮してもよいが、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することに深刻な問題が発生しない以上、NR-PBCHスクランブリングシーケンスとしてゴールドシーケンスを再使用した方が好ましい。

## 【0230】

また、スクランブリングシーケンスは、少なくともCell-IDによって初期化することができ、PBCH-DMRSによって指示されたSSブロックインデックスの3ビットがスクランブリングシーケンスの初期化に用いられることができる。また、ハーフフレーム指示子がPBCH-DMRS又は他の信号によって表示される場合、ハーフフレーム指示子もスクランブリング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。

## 【0231】

## 8. PBCHコーディングチェーン構成及びPBCH DMRS伝送方式

## 【0232】

以下、図16を参照しながら、PBCHコーディングチェーン構成とPBCH DMRS伝送方式の実施例について説明する。

## 【0233】

まず、SSブロックごとにCORESET情報、SSブロックグループのインデックスによってMIB構成が変わる。従って、SSブロックごとにMIBに対するエンコーディングを行い、この時、エンコーディングされたビットのサイズは3456ビットである。ポーラーコード出力ビット(Polar code output bit)が512ビットであるので、ポーラーコード出力ビットは6.75回繰り返される(512\*6+384)。

【0234】

繰り返し替えられたビットに長さ3456のスクランブルシーケンスを乗ずるが、スクランブルシーケンスはセルIDとDMRSで伝達されるSSブロックインデックスにより初期化される。また、3456ビットのスクランブルシーケンスを864ビットずつ4等分し、各々に対してQPSK変調を行って、長さ432の変調されたシンボル4個の集合を構成する。

10

【0235】

20msごとに新しく変調されたシンボル集合(Modulated symbol set)が伝送され、20ms内で同一の変調されたシンボル集合が最大4回繰り返して伝送される。この時、同一に変調されたシンボル集合が繰り返して伝送される区間において、PBCH DMRSの周波数軸の位置はセルIDによって変更される。即ち、0/5/10/15msごとにDMRSの位置が以下の[数3]によりシフトされる。

【0236】

[数3]

$vshift = (vshift\_cell + vshift\_frame) \bmod 4$ 、 $vshift\_cell = Cell-ID \bmod 3$ 、 $vshift\_frame = 0, 1, 2, 3$

20

【0237】

PBCH DMRSシーケンスは、長さ31のゴールドシーケンスが使用され、1番目のM-sequenceの初期値は1つの値に固定し、2番目のM-sequenceの初期値は、以下の[数4]のようにSSブロックインデックスとセルIDに基づいて決定される。

【0238】

[数4]

$c_{init} = 2^{10} * (SSBID + 1) * (2 * CellID + 1) + CellID$

【0239】

30

もし、SSブロックのコンテンツが同一であると、チャネルコーディングとビットの繰り返しは1つのSSブロックに対してのみ行われる。また、スクランブルシーケンスはSSブロックごとに異なる値が適用されると仮定すると、スクランブルシーケンスを生成して乗ずる過程からビットを分割(segmentation)して変調する過程を各SSブロックごとに行う。

【0240】

以下、ハーフ無線フレーム情報とSFN最上位の1bitが伝達される方式による、基地局の動作及び端末の動作について説明する。以下、説明するC0、S0は各々図14のハーフフレーム境界及びフレーム境界の指示ビットに対応する。

【0241】

40

(1) C0、S0をCRCで伝達：

【0242】

この情報は、0,5,10,15msごとに変更される情報であり、総4個のCRCが形成されて4回のエンコーディングを行った後、各エンコーディングされたビットを20msごとに総4回伝送するという仮定下で繰り返し配列し、スクランブルシーケンスを乗ずる。

【0243】

また、端末の受信時、0,5,10,15msごとの情報を結合するために、さらにブラインドデコーディングを行う。20msごとに受信されるPBCHのみをブラインドデコーディングする方式では、さらなる複雑性(additional complexity)はないが、5msごとに伝送される信号を結合できないので、最大の性能を保障できないと

50

いう短所がある。

【0244】

(2) C0、S0をPBCHスクランブルで伝達：

【0245】

1つの情報ビット+CRCを使用してエンコーディングを行った後、エンコーディングされたビットを5msごとに伝送、即ち、総16回伝送するという仮定下で繰り返し配列し、スクランブルシーケンスを乗ずる。この方式を使用すると、ブラインドデコーディングの回数が16回に増加するという問題がある。

【0246】

(3) C0、S0をDMRSシーケンスで伝達：

【0247】

長さ144のシーケンスにより5bitを伝達する方式である。1つの情報+CRCを使用してエンコーディングを行うが、これをスクランブルする方式としては以下の2つがある。

【0248】

1)エンコーディングされたビットを5msごとに伝送、即ち、総16回伝送するという仮定下で繰り返し配列し、スクランブルシーケンスを乗ずる。この場合、5msごとにスクランブルシーケンスが変わるので、PBCHのICIランダム化が発生する。また、端末はDMRSシーケンスからC0、S0情報を得るため、0,5,10,15msごとに変更されるスクランブルシーケンス情報を得ることができる。また、PBCHデコーディング時にブラインドデコーディングの回数が増加しない。またこの方法は、5msごとに伝送される信号を結合するため、最大の性能を期待できる。

【0249】

2)エンコーディングされたビットを20msごとに伝送、即ち、総4回伝送するという仮定下で繰り返し配列し、スクランブルシーケンスを乗ずる。このようにすると、ICIランダム化が減少する。また、端末のブラインドデコーディングの回数は増加せず、性能向上を期待でき、獲得時間(acquisition time)が向上される。

【0250】

但し、C0、S0をDMRSシーケンスで伝達する場合、DMRSシーケンスに多数のビットを含める必要があるため、検出性能が減少し、ブラインド検出回数が増加する問題がある。これを克服するために、何回も結合しなければならない。

【0251】

(4) C0、S0をDMRS位置に伝達：

【0252】

C0、S0をDMRSシーケンスにより伝達することと基本的な内容は同一である。但し、DMRS位置を通じてC0、S0を伝達するためには、セルIDに基づいて位置を決定し、0,5,10,15msによって周波数位置を移動する。隣接セルも同じ方式でシフトすることができる。特に、DMRSに電力ブーストを行うと、性能がさらに向上する。

【0253】

9. NR-PBCH DM-RS設計

【0254】

NR-PBCH DMRSは、1008個のセルID及び3ビットのSSブロックインデックスによってスクランブルされる必要がある。これは、DMRSシーケンスの仮説数によって検出性能を比較した場合、3ビットの検出性能がDMRSシーケンスの仮説数に最も適するためである。しかし、4～5ビットの検出性能も性能の損失がほとんどないため、4～5ビットの仮説数を用いても関係ない。

【0255】

一方、DMRSシーケンスによってSSブロック時間インデックスと5ms境界を表現できる必要があるため、全16個の仮説を有するように設計される。

【0256】

10

20

30

40

50

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5]通りである。

【0257】

【数5】

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

10

【0258】

ここで、

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

はSSブロックグループ内のSSブロックインデックスであり、

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

セルIDであると、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。

20

【0259】

NR-PBCH DMRSシーケンスは、LTE DMRSシーケンスと同様に、長さ31のゴールドシーケンスを用いるか、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てもよい。

【0260】

一方、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を用いる場合の検出性能が類似するため、本発明では、LTE DMRS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するが、6GHz以上の周波数範囲では31より長いゴールドシーケンスを考慮してもよい。

30

【0261】

QPSKを用いて変調されたDMRSシーケンス

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

は、以下の[数6]より定義できる。

【0262】

【数6】

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

40

【0263】

また、DMRSシーケンス生成のための変調タイプとしてBPSKとQPSKが考えられる。BPSKとQPSKの検出性能は類似するが、QPSKのコリレーション(correlation)性能がBPSKより優れるので、QPSKがDMRSシーケンス生成の変調タイプとしてより適合する。

【0264】

以下、PBCH DMRSシーケンスを構成する方法についてより詳しく説明する。PB

50

CHDMRSシーケンスとしてはゴールドシーケンスが使用され、2個のM-sequenceは同じ長さを構成する多項式で構成されるが、シーケンスの長さが短い場合、1つのM-sequenceは短い長さの多項式に振り替えることができる。

【0265】

#### 実施例3-1

【0266】

ゴールドシーケンスを構成する2個のM-sequenceは同じ長さに構成する。そのうち、1つのM-sequenceの初期値は固定値であり、他の1つのM-sequenceの初期値はセルID及び時間指示子により初期化される。

【0267】

例えば、ゴールドシーケンスとしては、LTEで使用した長さ31のゴールドシーケンスを使用できる。既存LTEのCRSは長さ31のゴールドシーケンスを使用し、504種類のセルIDと7個のOFDMシンボル及び20個のスロットに基づく140種類の時間指示子に基づいて初期化して互いに異なるシーケンスを生成する。

【0268】

6GHz以下の帯域では、15kHz及び30kHzの副搬送波間隔が使用され、5ms範囲に含まれるSSブロックの数が最大8個であり、20ms範囲では最大32個のSSブロックが含まれる。即ち、20ms範囲で5ms境界に関する情報をPBCHDMRSシーケンスにより得る場合、32個のSSブロックを探すことと同様の動作を行う。NRのセルIDが1008で、LTE対比2倍増加したが、区分すべきSSブロックの数が70(=140/2)より少ないので、上述したシーケンスを使用できる。

【0269】

なお、6GHz以上の帯域において5ms範囲でSSブロックの最大数は64個であるが、PBCHDMRSで伝達するSSブロックインデックスは最大8であり、これは6GHz以下の帯域の最大SSブロックインデックスの数と同一であるので、6GHz以上の帯域でも長さ31のゴールドシーケンスを使用してセルID及び時間指示子によってシーケンスを生成することができる。

【0270】

さらに他の方法としては、周波数範囲によって長さが異なるゴールドシーケンスを適用できる。6GHz以上の帯域では120kHzの副搬送波間隔及び240kHzの副搬送波間隔が使用されるが、これにより、10msに含まれるスロットの数が15kHz副搬送波間隔に比べて、各々8倍(即ち、80個)及び16倍(即ち、160個)増加する。特に、データDMRSのシーケンスを16bitのCRNTIとスロットインデックスを使用して初期化すると、既存の31より長い多項式が要求されることができる。かかる要求事項により、Length-N(>31)ゴールドシーケンスが導入された場合、このシーケンスはPBCHDMRS及びPBCHスクランブルに使用できる。この場合、周波数範囲によって長さが異なるゴールドシーケンスを適用できる。6GHz以下の帯域ではLength-31のゴールドシーケンスを使用し、6GHz以上の帯域ではLength-N(>31)のゴールドシーケンスを使用できる。この時、初期値は上述した方式と同様に適用できる。

【0271】

#### 実施例3-2

【0272】

ゴールドシーケンスを構成する2個のm-sequenceは同じ長さに構成される。そのうちの1つのm-sequenceの時間指示子を用いて初期化し、他の1つのm-sequenceの初期値は、セルID又はセルID及び他の時間指示子を用いて初期化される。例えば、ゴールドシーケンスとしては、LTEで使用したlength-31のゴールドシーケンスが使用される。既存の固定された初期値が適用されたm-sequenceには、時間指示子を用いて初期化を行う。また他のm-sequenceはセルIDで初期化する。

【0273】

他の方法としては、時間指示子のうち、SSブロックインデックスと共にハーフ無線フレーム境界(5ms)、SFN最上位の1bit(10ms境界)などがPBCH DMRSに伝送される場合、ハーフ無線フレーム境界(5ms)及びSFN最上位の1bit(10ms境界)などは、1番目のM-sequenceで指示され、SSブロックインデックスは2番目のm-sequenceで指示される。

【0274】

上述した実施例3-1のように、周波数範囲によって長さが異なるゴールドシーケンスが導入される場合にも、上述したシーケンスの初期化方法を適用できる。

【0275】

#### 実施例3-3

【0276】

互いに異なる長さの多項式を有するM-sequenceでゴールドシーケンスを構成する。多くの指示が要求される情報には長い多項式を有するM-sequenceを使用し、少ない指示が要求される情報には相対的に短い多項式を有するM-sequenceを使用する。

【0277】

PBCH DMRSのシーケンスは、セルIDとSSブロック指示のような時間情報により生成される。1008個のセルIDとP個の時間情報(例えば、SSブロック指示子3bit)を表現するために、2個の互いに異なる長さの多項式を使用できる。例えば、セルIDを区分するために、長さ31の多項式が使用され、時間情報を区分するために、長さ7の多項式が使用される。この時、2個のm-sequenceは各々セルIDと時間情報により初期化できる。なお、上述した例において、長さ31の多項式はLTEで使用されたゴールドシーケンスを構成するm-sequenceのうちの一部であり、長さ7の多項式はNR-PPSS或いはNR-SSSシーケンスを構成するために定義された2種類のM-sequenceのうちの一つである。

【0278】

#### 実施例3-4

【0279】

短い多項式を有するM-sequenceからシーケンスを生成し、長い多項式を有するM-sequenceで構成されたゴールドシーケンスからシーケンスを生成して、2個のシーケンスを要素ごとに(element wise)乗ずる。

【0280】

以下、PBCH DMRSシーケンスとして使用されるシーケンスの初期値の設定方法について説明する。PBCH DMRSシーケンスは、セルID、時間指示子により初期化される。また初期化に使用されるビット列を、 $c(i) \cdot 2^i$ 、 $i=0, \dots, 30$ と表した時、 $c(0) \sim c(9)$ はセルIDにより決定され、 $c(10) \sim c(30)$ はセルIDと時間指示子によって決定される。特に、 $c(10) \sim c(30)$ に該当するbitには、時間指示子の情報のうちの一部が伝達されるが、その情報の属性によって初期化方法が変化する。

【0281】

#### 実施例4-1

【0282】

セルIDとSSブロックインデックスで初期化する時、説明によって $c(0) \sim c(9)$ はセルIDにより決定され、 $c(10) \sim c(30)$ はセルIDとSSブロックインデックスにより決定される。以下の[数7]において、NIDはセルIDを示し、SSBIDはSSブロックインデックスを示す。

【0283】

[数7]

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

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

10

20

30

40

50

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

【0284】

実施例4-2

【0285】

実施例4-1に説明した初期化方式に時間指示子を追加する場合、SSブロックが増加する形態で初期化値を設定する。5ms範囲でPBCHDMRSシーケンスにより伝達されるSSブロックインデックスの数をPとした時、ハーフ無線フレームの境界をDMRSシーケンスで探そうとすると、SSブロックインデックスの数が2倍増加したことと同様の効果で表現できる。またハーフフレームの境界だけではなく、10ms境界を探そうとすると、これはSSブロックインデックスの数を4倍増加させたことと同様の効果で表現

10

【0286】

[数8]

$$2^{10} * ((SSBID + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{10} * ((SSBID + 1 + P * (i)) * (2 * NID + 1)) + NID$$

ここで、0, 5, 10, 15ms境界を表現する場合、 $i = 0, 1, 2, 3$ であり、ハーフフレームの境界のみを表現する場合、 $i = 0, 1$ である。

【0287】

実施例4-3

【0288】

実施例4-1に説明した初期化方式に時間指示を追加する場合、SSブロックインデックスと区分して表示できる。例えば、 $c(0) \sim c(9)$ はセルIDにより決定され、 $c(10) \sim c(13)$ はSSブロックインデックスにより、また $c(14) \sim c(30)$ はハーフフレームの境界、SFN情報などのような追加した時間指示子により決定される。この実施例4-3に対する式は以下の[数9]の通りである。

20

【0289】

[数9]

$$2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$2^{13} * (i + 1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID$$

$$2^{13} * (i) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

$$2^{13} * (i + 1) + 2^{10} * ((SSBID + 1)) + NID + 1$$

30

【0290】

実施例4-4

【0291】

周波数範囲により最大SSブロックの数Lが決定されるが、PBCHDMRSシーケンスにより伝達されるSSブロックインデックスの数をPとした時、LがPより小さいか又は等しい場合、SSブロックインデックスはいずれもDMRSシーケンスにより伝達され、SSブロックインデックスはDMRSシーケンスで得たインデックスと同一である。なお、LがPより大きい場合は、SSブロックインデックスはDMRSシーケンスにより伝達されるインデックスとPBCHコンテンツで伝達されるインデックスの組み合わせで構成される。

40

【0292】

DMRSシーケンスで使用するインデックスをSSBIDとし、PBCHコンテンツに含まれるインデックスをSSBGIDとした時、以下の3つのケースが考えられる。

【0293】

(1) Case 0 :  $L \leq P$ 

$$SS - PBCH \text{ block index} = SSBID$$

【0294】

(2) Case 1 :  $L > P$ 

50

$SS-PBCH\ block\ index = SSBID * P + SSBGID$   
 $SSBID = Floor(SS-PBCH\ block\ index / P)$   
 $SSBGID = Mod(SS-PBCH\ block\ index, P)$   
 【0295】

(3) Case 2:  $L > P$   
 $SS-PBCH\ block\ index = SSBID * P + SSBGID$   
 $SSBGID = Mod(SS-PBCH\ block\ index, P)$   
 $SSBID = Floor(SS-PBCH\ block\ index / P)$   
 【0296】

また、NR-PBCH DMR Sシーケンスを生成するためのPseudo-random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

10

$M_{PN}$

のシーケンス

$c(n)$

は以下の【数10】により定義される。

【0297】

20

【数10】

$$c(n) = (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2$$

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

$$x_2(n + 31) = (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2$$

【0298】

ここで、

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

30

であり、

$$N_C = 1600$$

であり、1番目のm-sequenceは

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

40

の初期値を有し、2番目のm-sequenceの初期値は

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

により定義され、この時、

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

50

である。

【0299】

10. NR-PBCH DMRSのパターン設計

【0300】

DMRSの周波数位置に関連して、2個のDMRS REマッピング方法が考えられる。固定されたREマッピング方法は、周波数ドメイン上においてRSマッピング領域を固定することであり、可変的REマッピング方法は、V s h i f t方法を用いてセルIDによってRS位置をシフトすることである。可変的RE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、可変的REマッピング方法の方がより好ましい。

10

【0301】

可変的REマッピングについてより詳しく説明すると、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11]により決められる。

【0302】

【数11】

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

20

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

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

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

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

30

【0303】

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

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

はDMRSシーケンスを示す。なお、

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

40

により決定されることもできる。

【0304】

また、性能向上のために、RS電力ブースティングが考えられるが、RS電力ブースティングとV s h i f t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電力ブースティングの検出性能の利得を考える時、PD SCH EPRE対参照信号EPREの比は-1.25 dBが好ましい。

【0305】

以下、PBCH DMRSシーケンスのREマッピング方法に対する実施例について説明

50

する。

【0306】

#### 実施例5-1

【0307】

DMRSのためのシーケンスの長さは、PBCH DMRSとして使用されるREの数と変調回数により決定される。

【0308】

PBCH DMRSにM個のREが使用され、シーケンスをBPSK変調する場合、長さMのシーケンスを生成する。シーケンスの順でBPSK変調を行い、変調されたシンボルはDMRS REにマッピングされる。例えば、2個のOFDMシンボルにPBCH DMRS REが総144個ある場合、1つの初期値を使用して長さ144のシーケンスを生成し、BPSK変調した後にREマッピングを行う。

【0309】

なお、PBCH DMRSにM個のREが使用され、QPSK変調する場合、長さ $2 \times M$ のシーケンスを生成する。シーケンス列を $s(0), \dots, s(2 \times M - 1)$ とした時、偶数インデックスのシーケンスと奇数インデックスのシーケンスを組み合わせるQPSK変調する。例えば、2個のOFDMシンボルにPBCH DMRS REが総144個ある場合、1つの初期値を使用して長さ288のシーケンスを生成し、QPSK変調した後に生成された長さ144の変調されたシーケンスをDMRS REにマッピングする。

【0310】

また、1つのOFDMシンボルでPBCH DMRSにN個のREが使用され、シーケンスをBPSK変調する場合、長さNのシーケンスを生成する。シーケンスの順でBPSK変調を行い、変調されたシンボルはDMRS REにマッピングする。例えば、1つのOFDMシンボルにPBCH DMRS REが総72個ある場合、1つの初期値を使用して長さ72のシーケンスを生成し、BPSK変調した後、REマッピングを行う。1つ以上のOFDMシンボルがPBCH伝送に使用される場合、各OFDMシンボルごとに初期化を行って他のシーケンスを生成することができ、以前のシンボルで生成したシーケンスを同一にマッピングすることもできる。

【0311】

また、1つのOFDMシンボルでPBCH DMRSにN個のREが使用され、シーケンスをQPSK変調する場合、長さ $2 \times N$ のシーケンスを生成する。シーケンス列を $s(0), \dots, s(2 \times M - 1)$ とした時、偶数インデックスのシーケンスと奇数インデックスのシーケンスを組み合わせるQPSK変調する。変調されたシンボルはDMRS REにマッピングする。例えば、1つのOFDMシンボルにPBCH DMRS REが総72個ある場合、1つの初期値を使用して長さ144のシーケンスを生成し、QPSK変調した後、REマッピングを行う。1つ以上のOFDMシンボルがPBCH伝送に使用される場合、各OFDMシンボルごとに初期化を行って他のシーケンスを生成でき、以前のシンボルで生成したシーケンスを同様にマッピングすることもできる。

【0312】

#### 実施例5-2

【0313】

同一のシーケンスを他のシンボルにマッピングする場合、循環シフト(cyclic shift)を適用できる。例えば、2個のOFDMシンボルが使用される場合、1番目のOFDMシンボルの変調されたシーケンス列を順にREにマッピングすると、2番目のOFDMシンボルには変調されたシーケンス列を変調されたシーケンス列Nの $1/2$ に該当するオフセットだけ循環シフトしてREマッピングを行う。NR-PBCHは24RBを使用し、NR-SSSは12RBを使用する時、NR-SSSがNR-PBCHと中央の周波数REを一致させる場合、7番目のRBから18番目のRB位置にNR-SSSが配置される。NR-SSSからチャネルを推定できるが、NR-PBCH DMRSからSSBブロックインデックスを検出する時は、推定されたチャネルを使用してcoherent d

etectionを試みることができる。このような検出を容易にするために上述した循環シフト方法を適用すると、NR-SSSが伝送される中央の12RB領域において2個のOFDMシンボルにかけてPBCH DMRSのシーケンス列が伝送されるようにすることと同様の効果が得られる。

【0314】

#### 実施例5-3

【0315】

SSブロッック指示以外に他の時間指示子が伝送される時、時間指示子によって循環シフト(cyclic shift)の値が決定される。

【0316】

OFDMシンボルに同一のシーケンスがマッピングされる場合、各OFDMシンボルに同一の循環シフトが適用され、各OFDMシンボルごとに異なる循環シフトが適用されることができる。もし、PBCHとして使用されるOFDMシンボルに含まれたDMRS REの全体数に対応してシーケンスが生成される場合、全体シーケンスに循環シフトを適用した後、DMRS REにマッピングする。循環シフトの他の例として、Reverse mappingが考えられる。例えば、変調されたシーケンス列を $s(0)$ 、 $\dots$ 、 $s(M-1)$ とした時、reverse mappingでは $s(M-1)$ 、 $\dots$ 、 $s(0)$ になる。

【0317】

以下、PBCH DMRS REの周波数位置について説明する。

【0318】

PBCH DMRSのために使用されるREの周波数位置は特定のパラメータにより変更できる。

【0319】

#### 実施例6-1

【0320】

N個(例えば、 $N=4$ )のREごとにDMRSが配置される場合、周波数軸のRE位置のシフトされる最大範囲はNと設定できる。例えば、 $N \cdot m + v\_shift$  (where、 $m=0, \dots, 12 \times NR\_B\_PBCH - 1$ 、 $v\_shift=0, \dots, N-1$ )のように表現できる。

【0321】

#### 実施例6-2

【0322】

周波数軸シフトのオフセットは少なくともセルIDにより決定される。PSSとSSSから得たセルIDを使用してシフトのオフセットが決定される。NRシステムのセルIDはPSSから得たCell\_ID(1)とSSSから得たCell\_ID(2)の組み合わせで構成できるが、セルIDは $Cell\_ID(2) \cdot 3 + Cell\_ID(1)$ のように表示できる。このようにして得たセルID情報又はそのうちの一部情報を使用してシフトのオフセットを決定できる。このオフセットを算出する例示は以下の[数12]の通りである。

【0323】

[数12]

$v\_shift = Cell\_ID \bmod N$  (ここで、NはDMRSの周波数間隔であり、例えば、Nを4に設定)

$v\_shift = Cell\_ID \bmod 3$  (隣接する3個のセル間の干渉randomization効果、DMRS周波数間隔は3より大きいことができる。例えば、Nは4)

$v\_shift = Cell\_ID(1)$  (PSSから得たCell\_ID(1)をシフトのオフセット値として使用)

【0324】

#### 実施例6-3

【0325】

周波数軸シフトのオフセットは時間情報のうちの一部値により決定される。例えば、ハ

10

20

30

40

50

ーフ無線フレーム境界(5ms)やSFNの最上位の1-bit情報(10ms境界)などによりシフトのオフセット値が決定される。このオフセットを算出する例示は以下の[数13]の通りである。

【0326】

[数13]

$v\_shift = 0, 1, 2, 3$  (0/5/10/15msごとにDMRSの位置はシフトされる。DMRSの周波数間隔が4である場合、4回のシフト機会がある)

$v\_shift = 0, 1$  (0/5ms境界又は0/10ms境界によってシフトされる)

$v\_shift = 0, 2$  (0/5ms境界又は0/10ms境界によってシフトされる、DMRSの周波数間隔が4である場合、最大間隔である2だけシフトする)

【0327】

#### 実施例6-4

【0328】

周波数軸シフトのオフセットは、セルID及び時間情報のうち一部の値により決定される。例えば、実施例6-3及び実施例6-3の組み合わせで構成されることができる。セルIDによるシフトである $v\_shift\_cell$ と時間情報によるシフトである $v\_shift\_frame$ の組み合わせで構成されるが、この間隔はDMRS RE間隔Nのmoduloで表示される。このオフセットを求める実施例は以下の[数14]の通りである。

【0329】

[数14]

$v\_shift = (v\_shift\_cell + v\_shift\_frame) \bmod N$

【0330】

図17はSSブロック内でDMRSがマッピングされる例示を示す図である。

【0331】

以下、PBCH DMRS REとData REの間の電力比について説明する。PBCH DMRS伝送のために使用されるREは、PBCH DMRSが含まれたOFDMシンボルにあるData伝送のためのREの電力対比高い電力で伝送される。

【0332】

#### 実施例7-1

【0333】

Data RE当たりエネルギー対比DMRS RE当たりエネルギーの比率は、周波数帯域ごとに固定された値を使用する。この時、全ての周波数帯域で固定された値を使用でき、特定の周波数帯域で特定の電力比を適用することもできる。即ち、周波数帯域ごとに異なる電力比を適用できる。例えば、ICIが支配的に作用する6GHz以下の帯域では高い電力を使用し、雑音が制限された環境である6GHz以上の帯域では同一の電力を使用する。

【0334】

本発明では説明の便宜上、電力比率を‘Data RE当たりエネルギー対比DMRS RE当たりエネルギーの比率’と表現したが、他にも様々な方式で表現できる。例えば、以下の通りである。

【0335】

—DMRS RE当たりパワー対比Data RE当たりパワーの比率

【0336】

—DMRS RE当たりエネルギー対比Data RE当たりエネルギーの比率

【0337】

—Data RE当たりパワー対比DMRS RE当たりパワーの比率

【0338】

—Data RE当たりエネルギー対比DMRS RE当たりエネルギーの比率

【0339】

#### 実施例7-2

10

20

30

40

50

## 【0340】

DMRSとして使用されるREの電力はDataとして使用されるREの電力対比3dBより低い値に設定される。例えば、12REのうち3REをDMRSとして使用し、9REをDataとして使用する場合と4RE/8RE(DMRS/Data)を使用する場合にPBCHデコーディング性能が類似するとすれば、3REのDMRSから4REを使用した場合と同様の効果を得るためには、3RE DMRSの電力をREごとに約1.3334倍向上させ、隣接Data REの電力を0.8889倍に調整して、OFDMシンボルの全体電力を維持しながらDMRSの電力を増加させることができる。この時、パワーブーストのレベルは約1.76dB( $=10 \times \log(1.3334/0.8889)$ )になる。

## 【0341】

他の例として、3RE/9RE(DMRS/Data)を使用する時、4.8RE DMRSの検出性能と類似する性能を提供する場合、パワーブーストのレベルは約3dBになる(4.15RE DMRSは約2dB)。

## 【0342】

## 実施例7-3

## 【0343】

NRシステムがLTEシステムに連携してNon Stand Alone(NSA)動作する場合、Data RE当たりエネルギー対比のDMRS RE当たりエネルギーの比を指示することができる。

## 【0344】

## 実施例7-4

## 【0345】

基地局はUEにNRシステムで使用されるPBCHデータRE当たりエネルギー対比のDMRS RE当たりエネルギー比を指示する。例えば、初期接続段階でUEはPBCHデータRE当たりエネルギー対比のDMRS RE当たりエネルギーの比が同一であると仮定して、PBCHデータを復調することができる。その後、基地局はUEに実際の送信に使用したエネルギー比を指示する。特に、ハンドオーバーのための設定のうち、ターゲットセル(Target cell)に対するエネルギー比を指示することができる。

## 【0346】

さらに、例えば、サービングセルに対するPBCH DMRSの送信電力を指示するシステム情報と共に、エネルギー比を指示することができる。指示されたエネルギー比の値のうち、少なくとも1つは0dBを指示し、DMRSの送信電力が増加又は減少した場合、これに対する値を含むこともできる。

## 【0347】

## 11. 時間インデックス指示方法

## 【0348】

図18を参照すると、時間情報はSFN(System Frame Number)、ハーフフレーム(Half frame)間隔、SSブロック時間インデックスを含む。各時間情報は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ブロック時間インデックスのための6ビットで表現される。この時、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てもよい。また、NR-PBCH DMRSはSSブロックインデックスのための6ビットのうち3ビットを含むことができる。

## 【0349】

図18に示された時間インデックス指示方法の実施例は、以下のようである。

## 【0350】

－方案1: S2 S1(PBCH scrambling)+S0 C0(PBCH contents)

## 【0351】

－方案2: S2 S1 S0(PBCH scrambling)+C0(PBCH contents)

【0352】

－方案3：S2 S1(PBCH scrambling)+S0 C0(PBCH DMRS)

【0353】

－方案4：S2 S1 S0(PBCH scrambling)+C0(PBCH DMRS)

【0354】

NR-PBCH DMRSによってハーフフレーム指示子が伝達される場合、5msごとにPBCHデータを結合することで、更なる性能向上をもたらすことができる。よって、方案3及び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によって伝達されることができる。

【0355】

方案3及び4を比較すると、方案3はブラインドデコーディング回数を減らすことができるが、PBCH DMRS性能の損失をもたらす可能性がある。仮に、PBCH DMRSがS0、C0、B0、B1、B2を含む5ビットを優れた性能で伝達できる場合、方案3が時間指示方法として適切である。しかし、上述した5ビットをPBCH DMRSが優れた性能で伝達できない場合、実施例4が時間指示方法として適切である。

【0356】

上述のように、SFNの最上位7ビットはPBCHコンテンツに含ませて、最下位2ビット又は3ビットをPBCHスクランプリングによって伝達することができる。また、PBCH DMRSにSSブロックインデックスの最下位3ビットを含ませて、PBCHコンテンツにSSブロックインデックスの最上位3ビットを含ませることができる。

【0357】

さらに隣接セルのSSブロック時間インデックスを取得する方法が考えられるが、DMRSシーケンスによるデコーディングがPBCHコンテンツによるデコーディングよりも良好な性能を発揮するため、各5ms期間内でDMRSシーケンスを変更することで、SSブロックインデックスの3ビットを送信することができる。

【0358】

一方、6GHz以下の周波数範囲では、SSブロック時間インデックスは、隣接セルのNR-PBCH DMRSのみを用いて送信することができるが、6GHz以上の周波数範囲では、64個のSSブロックインデックスをPBCH-DMRS及びPBCHコンテンツによって区分して指示するため、UEは隣接セルのPBCHをデコードする必要がある。

【0359】

しかし、PBCH-DMRS及びPBCHコンテンツを共にデコードすることは、NR-PBCHデコーディングの更なる複雑性をもたらす可能性があり、PBCH-DMRSのみを用いるよりPBCHのデコーディング性能を減少させる可能性がある。よって、隣接セルのSSブロックを受信するためにPBCHをデコードすることが難しいことがある。

【0360】

よって、隣接セルのPBCHをデコードする代わりに、隣接セルのSSブロックインデックスに関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SSブロックインデックスの最上位3ビットに関する設定を提供して、UEはターゲット隣接セルのPBCH-DMRSによって最下位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ビットを組み合わせ、ターゲット隣接セルのSSブロックインデックスを取得することができる。

【0361】

上述の内容を補充すると、サービングセルから受信したSSBのPBCHコンテンツによって、サービングセルが送信したSSBのSSブロックインデックスの最上位3ビットを取得して、PBCH-DMRSによって、サービングセルが送信したSSBのSSブロックインデックスの最下位3ビットを検出する。また、UEは隣接セルから他のSSBを受信した後、他のSSBに含まれたPBCH-DMRSによって、他のSSBのSSブロックインデックスの最下位3ビットを検出して、サービングセルが送信したSSBのPBCHコンテンツから取得されたSSブロックインデックスの最上位3ビットを隣接セルに

10

20

30

40

50

も共通して適用して、隣接セルのSSブロックインデックスを取得することができる。

【0362】

## 12. 測定結果評価

【0363】

ここで、パイロードサイズ、送信方式及びDMRSによる性能測定結果を説明する。この時、NR-PBCH送信のために24個のRBを有する2個のOFDMシンボルが用いられると仮定する。また、SSバースト集合(即ち、10、20、40、80ms)は複数の周期を有することができ、インコードされたビットが80ms内に送信されると仮定する。

【0364】

### (1) DMRSシーケンス仮説の数

【0365】

図19は、SSブロックインデックスによる測定結果を示す。ここで、24RB及び2個のOFDMシンボルにおいてDMRSのために144REが用いられ、情報のために432REが用いられた。また、DMRSシーケンスは長いシーケンス(例えば、長さ31のゴールドシーケンス)及びQPSKが用いられたと仮定する。

【0366】

図19を参照すると、3～5ビットの検出性能を2回蓄積して測定する時、-6dBで1%のエラー率を示す。よって、3～5ビットの情報は、検出性能の観点からDMRSシーケンスに対する仮説数として使用することができる。

【0367】

### (2) 変調タイプ

【0368】

図20及び図21は、BPSKとQPSKを比較した性能測定結果である。本実験において、DMRS仮説は3ビットであり、DMRSシーケンスは長いシーケンスをベースとし、干渉TRPの電力レベルはサービングTRPの電力レベルと同一である。

【0369】

図20及び図21を参照すると、BPSKとQPSKの性能が類似していることが分かる。よって、ある変調タイプをDMRSシーケンスのための変調タイプとして使用しても、性能測定の観点からは大した差がない。しかし、図25及び図26を参照すると、BPSKとQPSKを使用した場合、各コリレーション特性が異なることが分かる。

【0370】

図22及び図23を参照すると、BPSKはQPSKよりコリレーション振幅が0.1以上の領域にさらに多く分布する。よって、多重セル環境を考慮すれば、DMRSの変調タイプとしてQPSKを使用することが好ましい。即ち、コリレーション特性の側面からはQPSKがDMRSシーケンスに適宜な変調タイプである。

【0371】

### (3) PBCH DMRSのシーケンス生成

【0372】

図24及び図25は、DMRSシーケンス生成による測定結果を示す。DMRSシーケンスは、多項式の次数30以上の長いシーケンス又は多項式の次数8以下の短いシーケンスをベースとして生成することができる。また、DMRSに対する仮説は3ビットであり、干渉TRPの電力レベルはサービングTRPと同一であると仮定する。

【0373】

図24及び図25を参照すると、短いシーケンスベース生成の検出性能と、長いシーケンスベース生成の検出性能が類似していることが分かる。

【0374】

具体的に、1番目のM-sequenceに長さ7の多項式を導入して、シーケンスのコリレーション性能を高めようとしたが、既存の1番目のM-sequenceである長さ31の多項式を用いる方式とは差がない。また、1番目のM-sequenceの初期

10

20

30

40

50

値をSSBIDとしてシーケンスを生成したが、既存の1番目のM-sequenceの初期値を固定して、2番目のM-sequenceにSSBID-CellIDを用いる方式とは差がない。

【0375】

よって、LTEのように、Length-31 Gold sequenceを用いて、初期化は、既存のように、1番目のM-sequenceの初期値を固定して、2番目のM-sequenceにSSBID-CellIDを用いる。

【0376】

#### (4)DMRS REマッピング

【0377】

図26は、等間隔REマッピング方法及び等間隔ではないREマッピング方法による性能測定の結果を示す。ここで、DMRSに対する仮説は3ビットであり、DMRSシーケンスは長いシーケンスをベースとし、干渉TRP電力レベルはサービングTRPと同一である。また、ただ1つの干渉源のみが存在する。

【0378】

図26に示されたように、可変REマッピングを使用する場合、干渉がランダムに分散する効果が得られる。よって、可変REマッピングの検出性能が固定REマッピング性能よりも優秀である。

【0379】

図27は、RS電力ブーストを使用した場合の測定結果を示す。ここで、DMRSに対するRE送信電力は、PBCHデータに対するRE送信電力より約1.76dB( $=10 \times \log(1.334/0.889)$ )高いと仮定する。可変REマッピングとDMRS電力ブーストを共に使用する場合、他のセルの干渉が減少する。図27のように、RS電力ブーストを適用した性能は、RSパワーブーストのない場合よりも2~3dBの利得を有する。

【0380】

一方、RS電力ブーストは、PBCHデータに対するRE送信電力を減少させる。よって、RS電力ブーストはPBCH性能に影響を与えることができる。図28及び図29は、RS電力ブーストのある場合とRS電力ブーストのない場合のPBCH性能を測定した結果である。ここで、SSバーストセットの周期は40msと仮定して、エンコードされたビットは80ms以内に送信されることを仮定する。

【0381】

PBCHデータに対するREの送信電力が減少する場合、性能損失が発生する可能性がある。しかし、RS電力増加によってチャネル推定性能が向上されるため、復調性能を向上させることができる。よって、図28及び図29のように、2つの場合の性能がほぼ同一である。よって、PBCHデータに対するREの送信電力損失の影響はチャネル推定性能の利得によって補完されることができる。

【0382】

一方、図30及び図31を参照して、RS電力ブーストにVshiftを適用した実験観察結果を説明する。DMRS REの周波数軸位置をセルIDによって変更するVshiftを導入すると、多重セル環境において送信されるPBCH DMRSを2回の周期の間に受信して、2個のPBCHを結合すると、ICIランダム化によって検出性能を改善する効果が生じて、Vshiftを適用した場合、検出性能の向上は大きい。

【0383】

以下の[表3]は、上述した性能測定のために用いられたパラメータの仮定値である。

【0384】

10

20

30

40

50

【表 3】

| Parameter                  | Value                                                                                                   |
|----------------------------|---------------------------------------------------------------------------------------------------------|
| Carrier Frequency          | 4GHz                                                                                                    |
| Channel Model              | CDL_G (delay scaling values: 100ns)                                                                     |
| Subcarrier Spacing         | 15 kHz                                                                                                  |
| Antenna Configuration      | TRP: (1,1,2) with Omni-directional antenna element<br>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                                                                                                   |

10

## 【0385】

## 13. ハーフフレームインデックス指示及び信号設計

## 【0386】

20

一方、上述したような時間インデックス指示方法以外に、他の時間インデックス指示方法なども考えられるが、以下では、特にハーフフレームインデックスを効果的に指示するための様々な実施例について説明する。

## 【0387】

5ms 区間(d u r a t i o n)に含まれたSSブロックは5ms、10ms、20ms、40ms、80ms、160msなどの周期を有して送信される。また、初期接続段階のUEは5msより長い周期(例：10ms、20msなど)でSSブロックが送信されると仮定して信号検出を行う。特に、NRシステムにおいて初期接続段階のUEはSSブロックが20ms周期で送信されると仮定して信号検出を行う。

## 【0388】

30

ところが、もし基地局が5ms周期でSSブロックを送信し、UEが20ms周期でSSブロックを検出すると、UEはSSブロックが前半部のハーフフレーム(f i r s t h a l f r a d i o f r a m e)で送信されることもでき、後半部のハーフフレーム(s e c o n d h a l f r a d i o f r a m e)で送信されることもできることを考慮する必要がある。即ち、UEはSSブロックが前半部のハーフフレームで受信されるか、又は後半部のハーフフレームで受信されるかに関して正確に仮定することができない。従って、基地局はSSブロックが前半部のハーフフレームで送信されるか、又は後半部のハーフフレームで送信されるかをUEに正確に伝達するための方法を以下のように考えることができる。

## 【0389】

(1)明示的な指示(E x p l i c i t I n d i c a t i o n)：

40

## 【0390】

－5ms周期でPBCHコンテンツを変更。この場合、UEは受信したSSブロックをデコーディングしてハーフフレーム時間情報を得ることができる。

## 【0391】

(2)暗黙的な指示(I m p l i c i t I n d i c a t i o n)：

## 【0392】

－5ms周期でPBCH DMRSのシーケンスを変更

## 【0393】

－5ms周期でPBCH DMRSのシーケンスマッピング方法を変更

## 【0394】

50

－ 5ms 周期で P B C H を送信する O F D M シンボルの位相 ( p h a s e ) を変更  
【 0 3 9 5 】

－ 5ms 周期で P B C H コンテンツの符号化されたビット ( e n c o d e d b i t ) に互いに異なるスクランブルシーケンス ( s c r a m b l i n g s e q u e n c e ) を適用  
【 0 3 9 6 】

ここで、上述した方法を互いに組み合わせて使用することもでき、上記方法を様々に変更することもできる。U E が初期接続状態であるか、I D L E モードであるかなどの U E の状態又は隣接セル ( i n t e r - c e l l ) / 他の R A T ( i n t e r - R A T ) へのハンドオーバー ( H a n d o v e r ) などの現在 U E が時間情報を受信する状況によって、ハーフフレーム時間情報を伝達するための様々な方法が考えられる。

【 0 3 9 7 】

以下、ハーフフレーム時間情報を得る時の複雑度を減らすための方法について説明する。

【 0 3 9 8 】

#### 実施例 8 - 1

【 0 3 9 9 】

初期接続段階の U E は、10ms 時間範囲で前半部のハーフフレーム又は後半部のハーフフレームのうちの 1 つの固定した位置に S S ブロックが送信されると仮定して、S S ブロックの信号検出を試みる。即ち、U E は S F N 、S S ブロックインデックスなどの時間情報を S S ブロックに含まれた信号及びチャネルなどに含まれたシーケンス検出或いはデータのデコーディングなどの過程を行って得、ハーフフレーム情報は無線フレーム内で S S ブロックが送信されると定義されたスロット、O F D M シンボルの位置から得る。

【 0 4 0 0 】

上述した方法の具体的な例として、以下では、上述した時間情報を得る方案として、5ms 周期で S S ブロックが送信される時、初期接続を行う U E が特定のハーフフレームで送信される S S ブロックのみを検出し、他のハーフフレームで送信される S S ブロックは検出できないようにする方法及び端末動作について説明する。

【 0 4 0 1 】

このために、2 個の異なる形態の S S ブロックを構成する。本発明では説明の便宜のために、2 個の異なる形態の S S ブロックを第 1 形態の S S ブロック及び第 2 形態の S S ブロックとする。ネットワークは第 1 形態の S S ブロックを構成し、第 1 形態の S S ブロックを構成する P S S / S S S / P B C H などの位相、シンボル位置、シーケンス類型、シンボルマッピング規則 ( s y m b o l m a p p i n g r u l e ) 及び送信電力などを変形した形態の第 2 形態の S S ブロックを構成する。

【 0 4 0 2 】

その後、基地局は前半部のハーフフレームでは第 1 形態の S S ブロックを送信し、後半部のハーフフレームでは第 2 形態の S S ブロックを送信する。

【 0 4 0 3 】

この時、初期接続を行う U E は、第 1 形態の S S ブロックが基地局から送信されたと仮定して、同期信号検出及び P B C H デコーディングを試みる。また同期信号検出及び P B C H デコーディングに成功した場合は、U E は該当地点を前半部のハーフフレームに属するスロット及び O F D M シンボルであると仮定する。

【 0 4 0 4 】

#### 実施例 8 - 2

【 0 4 0 5 】

上述した実施例 8 - 1 の具体的な方法として、S S ブロックを構成する P S S / S S S / P B C H がマッピングされるシンボルのうち、一部シンボルの位相を変更してハーフフレーム境界情報を得る方法について説明する。

【 0 4 0 6 】

即ち、S S ブロックを構成する P S S / S S S / P B C H の位相変化により S F N 、ハーフフレーム、S S ブロックインデックスなどの時間情報を伝達でき、特にハーフフレー

10

20

30

40

50

ムの時間情報を伝達するために使用できる。

【0407】

この時、SSブロックに含まれたPSS/SSS/PBCHは同じアンテナポートを使用すると仮定する。

【0408】

具体的には、PSS/SSSを含むOFDMシンボルとPBCHを含むOFDMシンボルの位相を送信周期によって変更できる。この時、位相が変更される送信周期は5msである。

【0409】

図32を参照すると、5ms周期でPSS-PBCH-PBCHを含むOFDMシンボルに各々 $(+1, +1, +1, +1)$ の位相を印加するか、又は $(+1, -1, +1, -1)$ の位相を印加することができる。他の方法としては、PSS/SSSを含むOFDMシンボルの極性を反転する方法がある。即ち、PSS-PBCH-SSS-PBCHを含むOFDMシンボルの極性を各々 $(a, b, c, d)$ とする時、 $(+1, +1, +1, +1)$ と $(-1, +1, -1, +1)$ などでPBCHの極性を反転(Polarity inversion)することができる。また、PSS或いはSSSを含むOFDMシンボルのうちの一部のOFDMシンボルの極性を $(+1, +1, +1, +1)$ 及び $(+1, +1, -1, +1)$ のように反転するか、又は $(+1, +1, +1, +1)$ 及び $(-1, +1, +1, +1)$ のように反転することもできる。

【0410】

一方、上記例示をより具体化して20ms間隔周期で位相を変更する方法も考えられる。即ち、図32を参照すると、1番目の5ms周期の位相を $(+1, +1, +1, +1)$ で送信し、2番目の5ms周期の位相を $(+1, -1, +1, -1)$ で送信し、3番目の5ms周期の位相を $(+1, -1, -1, -1)$ で送信し、4番目の5ms周期の位相を $(-1, -1, -1, -1)$ で送信することもできる。上述した方法で5msの周期、即ち、ハーフフレームの境界情報を得ることができ、20msの間隔周期で位相が変更されるので、SFNの情報を得ることもできる。但し、SFNの情報を得るために、20ms間隔周期で、1番目の10msでは $(+1, +1, +1, +1)$ で送信し、2番目の10msでは $(+1, -1, +1, -1)$ で送信することもできる。

【0411】

なお、20ms間隔周期を区分するために、SSブロックに含まれたPSSとSSSの位相のみを変更することもできる。例えば、1番目の5ms周期の位相を $(+1, +1, +1, +1)$ で送信し、2番目の5ms周期から4番目の5ms周期の位相を $(-1, +1, -1, +1)$ で送信することができる。即ち、1番目の5ms周期のPSS/SSS位相と残りの5ms周期のPSS/SSS位相を変更して送信することにより、20ms周期を区分することができる。

【0412】

この時、2番目の5ms周期から4番目の5ms周期で送信されるSSブロックは、PSS/SSSの位相が変更されてUEにより検出されないこともできる。

【0413】

一方、送信される位相の極性反転と共に位相変化も考えることができる。例えば、 $(+1, +1, +1, +1)$ 及び $(+1, +j, +1, +j)$ に区分してSSブロックを5ms周期で送信することができ、 $(+1, +1, +1, +1)$ 及び $(+1, -j, +1, -j)$ に区分してSSブロックを5ms周期で送信することもできる。

【0414】

ハーフフレームの時間情報は、PBCHシンボルの位相変化により得られ、PBCHスクランブルシーケンスの決定に使用できる。即ち、基地局は毎5msごとに、SSSシンボルとPBCHシンボルの間の位相を変化してSSブロックを構成して送信する。言い換えれば、基地局は特定周期内でSSブロックが送信される位置によって、SSブロックのPBCHとSSSが送信されるシンボルの位相を変更できるが、この時、位相が変わるシンボルは、SSブロックが送信可能な全ての候補SSブロックに対応するSSS及びPB

10

20

30

40

50

CHのシンボル位相ではなく、基地局が実際に送信するSSブロックに対応するSSS及びPBCHのシンボル位相を変更することができる。

【0415】

言い換えれば、5msのハーフフレーム内に含まれた候補SSブロックに対応するが、実際にSSブロックが送信されない候補SSブロックのSSS及びPBCHに対応するシンボルの位相は変わらないことができる。

【0416】

以下、この具体的な方案について説明する。

【0417】

(方案1)PBCHDMRS内の1ビットをハーフフレームを指示するための指示子として使用できる。また、PBCHスクランブルシーケンスはハーフフレームタイミングのための指示子により初期化できる。この時、SFNのMSB[7~10]ビットは、PBCHコンテンツにより明示的に指示でき、SFNのLSB[3]ビットはPBCHスクランブルシーケンスのために使用されることができる。

10

【0418】

(方案2)ハーフフレームタイミングのための1ビットはPBCHにより指示される。また、PBCHスクランブルシーケンスはハーフフレームタイミングのための指示子によって初期化できる。この時、PBCHシンボルとSSSシンボルの間の位相差が発生することができ、SFNのMSB[7~10]ビットはPBCHコンテンツにより明示的に指示でき、SFNのLSB[3]ビットはPBCHスクランブルシーケンスのために使用されることができる。

20

【0419】

(方案3)ハーフフレームタイミングのための1ビットはPBCHにより指示される。この時、PBCHシンボルとSSSシンボルの間に位相差が発生することができ、SFNのMSB[7~10]ビットはPBCHコンテンツにより明示的に指示でき、SFNのLSB[3]ビットはPBCHスクランブルシーケンスのために使用されることができる。

【0420】

#### 実施例8-3

【0421】

測定及びハンドオーバーを行うUEに、基地局は実際に送信されるSSブロックの送信周期を指示する。これは測定関連の時間情報に含まれた測定周期情報と共に、さらに伝達されることができ、また測定周期に関する情報をSSブロックの送信周期情報と見なして、それに基づいて測定及びハンドオーバーを行うことができる。またハンドオーバー命令にはセル情報、SIB0、1、2などのようなターゲットセル(Target cell)に関連するシステム情報が含まれる。なお、NRシステムでは、設定時に論議の便宜のために、LTEで定義するSIB0,1,2などの情報を含む新しいシステム情報をRMSI(Remaining Minimum System Information)と表現する。

30

【0422】

上述したRMSIには、ターゲットセルで実際の送信に使用するSSブロックの位置及び送信周期に関する情報が含まれる。また、ハンドオーバーのためにはターゲットセルだけではなく、ハンドオーバーの候補になり得るセルに対するSSブロック送信周期情報がさらにUEに伝達される必要がある。従って、候補セルに対するSSブロック送信周期に関する情報がハンドオーバー命令と区分されたシステム情報と定義されてUEに伝達されることができる。

40

【0423】

この時のUEの動作は、5msより長いSSブロックの送信周期が指示された場合、UEは第1形態のSSブロックを使用して隣接セルの同期信号検索及び時間情報、即ち、SSブロックインデックスを得る。もし5msの送信周期が指示された場合、UEは第1形態のSSブロック及び第2形態のSSブロックを使用して隣接セルの同期信号検索及び時間情報を得る。

50

## 【0424】

なお、UEの受信複雑度を減らすための方案として、UEは第1形態のSSブロックを使用して10ms周期のSSブロックを検索し、第1形態のSSブロックを検出した後に、10ms範囲内で検出された第1形態のSSブロックを基準として5ms程度のオフセットを有する時間位置でUEは第2形態のSSブロックを使用して同期信号の検出及び時間情報を得ようとする。また、上述した方法によりハンドオーバーを行うUEは、ターゲットセル／候補セル／ターゲットRATなどで使用する時間情報を得ることができる。

## 【0425】

上述した実施例8-2について整理すると、測定を行うための周期がUEに伝達される時、SSブロックが実際に送信される周期もUEに指示される。この時、測定のための設定は、UEの観点で測定を行うために与えられる周期であり、これは実際基地局が送信するSSブロック送信周期より長く設定されることもでき、これはUEがハンドオーバー前に隣接セルのPBCHをデコーディングする時、実際SSブロックが送信される周期に合わせてデコーディングできるようにし、デコーディングの回数を減らしてUEのバッテリー消費を抑えることができる。

## 【0426】

## 実施例8-4

## 【0427】

チャネル／信号の構成、リソース設定方式、シーケンスマッピング方式などは、基地局の時間情報の仮定やUEの状態によって変更される。

## 【0428】

時間情報はSFN、スロット、OFDMシンボル番号などで構成されるが、M時間の範囲でサブフレーム番号、スロット番号などがインデクシングされ、Mより小さいN時間範囲でサブフレーム番号、スロット番号などがインデクシングされる。ここで、M=10msであり、N=5msであり、基地局が時間情報の仮定、UEの接続状態などのような条件によって互いに異なる時間範囲で定義された時間インデックスが適用される。

## 【0429】

以下、具体的な実施方案について説明する。

## 【0430】

(方案1)同期ネットワークであるか又は非同期ネットワークであることを知らせる指示子である同期指示子、又はUEの接続状態が初期接続(Initial Access)、ハンドオーバー、IDLE/CONNECTEDモードであるかなどによって、時間情報、チャネル／信号構成、リソース設定方式などが変更される。この時、同期指示子は基地局からUEに伝達される。

## 【0431】

(方案2)DMRS、CSI-RS、SRSなどの参照信号にマッピングされるシーケンス或いはPD SCH/PUSCHなどのようなデータビットのスクランブルシーケンスなどがスロット番号又はOFDMシンボル番号などのような10ms範囲内の時間情報によってシーケンスが変更されるか、又は5ms周期で変更される。即ち、CSI-RSリソース、リソースなどが10ms範囲内で無線フレーム範囲、前半部のハーフフレーム範囲又は後半部のハーフフレーム範囲に基づいて構成され、5ms周期でハーフフレームに基づいて構成されることができる。

## 【0432】

(方案3)帯域幅部分(Bandwidth part)によってチャネル／信号の構成、リソース設定方式及びシーケンスマッピング方式が変更される。初期接続に使用される帯域幅部分内で、ブロードキャストされるシステム情報(Broadcasting SI)、RACH Msg 2/3/4及びページング(Paging)などを伝達するためのPD SCH/PUSCHのようにデータチャネル、PD CCH/PUSCHのような制御チャネル、DMRS/CSI-RS/SRS/PTRSなどのような参照信号は、N時間範囲内で構成し、N時間単位で繰り返して送信されることができる。反面、RRC連結状態で設定さ

10

20

30

40

50

れる帯域幅部分では、M時間範囲でデータチャネル、制御チャネル及び参照信号を構成し、M時間単位で繰り返して送信されることができる。

【0433】

(方案4)ハンドオーバーで使用されるリソースであるP R A C Hプリアンブル、M s g 2などはM時間範囲及びN時間範囲で構成できる。ここで、説明の便宜上、M=10msであり、N=5msであると仮定する。

【0434】

もし同期ネットワークによりUEに指示される場合、UEは同じ周波数帯域のセルで送信される信号が所定の範囲(例えば、1ms)誤差内で受信されたと仮定して、サービングセルから得た5ms時間情報はサービングセルだけではなく隣接セルでも同様に適用できると仮定する。

10

【0435】

かかる仮定では、M時間範囲で構成されたリソースを活用できる。即ち、基地局から特に指示子の送信がなくても、同期ネットワークにより仮定できる環境では、M時間範囲で構成されたリソースを使用できる。一方、非同期ネットワーク(A s y n c h r o n o u s n e t w o r k)によりUEに指示される場合、又は非同期ネットワークにより仮定する環境では、N時間範囲で構成されたリソースを使用できる。

【0436】

(方案5)同期ネットワークによりUEに指示される場合、UEは同じ周波数帯域のセルで送信される信号が所定の範囲(例えば、1ms)の誤差内で受信されたと仮定して、サービングセルから得た5ms時間情報はサービングセルだけではなく隣接セルでも同様に適用できると仮定する。

20

【0437】

14. 下りリンク共通チャネル送信のためのBWP(B a n d w i d t h p a r t)

【0438】

L T Eの初期接続手順は、M I B(M a s t e r I n f o r m a t i o n B l o c k)によって構成されたシステム帯域幅内で動作する。また、P S S / S S S / P B C Hはシステム帯域幅の中心を基準として整列されている。また、共通検索空間は、システム帯域幅内で定義され、システム帯域幅内で割り当てられた共通検索空間のP D S C Hによってシステム情報が伝達され、M s g 1 / 2 / 3 / 4に対するR A C H手順が動作する。

30

【0439】

一方、NRシステムは、広帯域C C(C o m p o n e n t C a r r i e r)における動作を支援するが、UEが全ての広帯域C Cにおいて必要な動作を行うための能力(C a p a b i l i t y)を有するように具現することは、コスト面から非常に難しい問題である。よって、システム帯域幅において初期接続手順を円滑に行うように具現することは難しい。

【0440】

この問題を解決するために、図33のように、NRは初期接続動作のための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内でS Sブロック送信、システム情報伝達、ページング及びR A C H手順のための初期接続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つの主コンポーネント搬送波において共通検索空間を有する1つのC O R E S E Tを含むことができる。

40

【0441】

よって、少なくともR M S I、O S I、ページング、R A C Hメッセージ2 / 4に関する下りリンク制御情報は、共通検索空間を有するC O R E S E Tで送信され、下りリンク制御情報に関わる下りリンク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、このUEに対応するBWP内でS Sブロックが送信されると予想できる。

【0442】

即ち、NRでは、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とができる。ここで、下りリンク共通チャネルに含まれる信号は、S Sブロック、共通検索空間を有するC O R S E T及びR M S I、O S I、ページング、R

50

A C Hメッセージ2 / 4などのためのP D S C Hなどがある。ここで、R M S Iは、S I B 1 (System Information Block 1)として解釈されてもよく、P B C H (Physical Broadcast Channel)を介してM I B (Master System Information Block)受信後にU Eが取得すべきシステム情報である。

【0443】

(1)ニューマロロジー

【0444】

N Rでは、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。よって、下りリンク共通チャネルに対するBWP内のP D C C H及びP D S C Hに対するニューマロロジーは、データ送信のために定義されたニューマロロジーの中から選択することができる。例えば、6GHz以下の周波数範囲に対しては、15kHz、30kHz及び60kHzの副搬送波間隔のうち1つ以上を選択することができ、6GHz～52.6GHzの周波数範囲に対しては60kHz及び120kHzの副搬送波間隔のうち1つ以上を選択することができる。

10

【0445】

しかし、6GHz以下の周波数範囲では、U R L L C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ため、60kHzの副搬送波間隔は、6GHz以下の周波数範囲におけるP B C H送信に適しない。よって、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の副搬送波間隔を使用することができ、6GHz以上の周波数範囲では60kHz及び120kHzの副搬送波間隔を使用することができる。

20

【0446】

一方、N Rでは、S Sブロック送信のために、15、30、120及び240kHzの副搬送波間隔を支援する。S Sブロックと共通検索空間を有するC O R E S E T及びR M S I、ページング、R A Rに対するP D S C Hのような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することができる。よって、このような仮定を適用すると、P B C Hコンテンツにニューマロロジー情報を定義する必要がなくなる。

【0447】

逆に、下りリンク制御チャネルに対する副搬送波間隔の変更が必要となる場合がある。例えば、240kHzの副搬送波間隔が6GHz以上の周波数帯域においてS Sブロック送信に適用される場合、下りリンク制御チャネル送信を含むデータ送信には、240kHzの副搬送波間隔が用いられないため、下りリンク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。よって、下りリンクデータ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、P B C Hコンテンツに含まれる1ビット指示子によってこれを指示することができる。例えば、搬送波周波数の範囲によって、1ビット指示子は{15kHz、30kHz}又は{60kHz、120kHz}と解釈することができる。また、表示された副搬送波間隔は、R Bグリッドの参照ニューマロロジーとみなすことができる。上述では、P B C Hコンテンツは、P B C Hに含まれて送信されるM I B (Master Information Block)を意味してもよい。

30

40

【0448】

即ち、周波数範囲が6GHz以下である場合、1ビット指示子によって、初期接続のためのR M S I又は、O S I、ページング、M s g 2 / 4に対する副搬送波間隔が15kHz又は30kHzであることが指示でき、周波数範囲が6GHz以上である場合には、1ビット指示子によって、初期接続のためのR M S I又は、O S I、ページング、M s g 2 / 4に対する副搬送波間隔が60kHz又は120kHzであることが指示できる。

【0449】

(2)下りリンク共通チャネル送信のためのBWPの帯域幅

【0450】

50

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の帯域幅は、システム帯域幅より狭くてもよい。即ち、帯域幅は、搬送波の最小帯域幅より広い必要があるが、UEの最小帯域幅より広くてはいけない。

【0451】

よって、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、各周波数範囲において動作可能な全てのUEの特定の下りリンク帯域幅と等しいか、又は小さいように定義することができる。例えば、6GHz以下の周波数範囲で搬送波の最小帯域幅は5MHzと定義され、UEの最小帯域幅は20MHzと仮定することができる。この場合、下りリンク共通チャネルの帯域幅は、5MHz～20MHzの範囲で定義されることができる。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ことができる。

10

【0452】

### (3)帯域幅設定

【0453】

図34は帯域幅設定の例示を示す。

【0454】

UEは、セルID検出及びPBCHデコーディングを含む初期同期化手順の間にSSブロックの帯域幅内で信号の検出を試みる。その後、UEは、PBCHコンテンツによっ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において次の初期接続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においてシステム情報を取得して、RACH手順を行うことができる。

20

【0455】

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。一方、上述のように、PBCHコンテンツは、PBCHに含まれて送信されるMIB(Master Information Block)を意味してもよい。

【0456】

例えば、図34に示されたように、下りリンク共通チャネルに対する帯域幅間の相対的な周波数位置として、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の間隔に関するオフセット情報で定義されることができる。

30

【0457】

特に、図34を参照すると、オフセット値は、RB単位で指示されてもよく、指示されたRB数だけ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こととUEが決定することができる。一方、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のニューマロロジー、即ち、副搬送波間隔が異なるように設定されてもよいが、この時には、SSブロック帯域幅の副搬送波間隔と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いずれか1つを基準として、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することができる。

【0458】

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でSSブロックを位置させる候補位置のうちいずれか1つであり得る。

40

【0459】

また、NRシステムでは、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くてもよい。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があるが、UEの最小帯域幅より広くてはいけない。例えば、6GHz以下の周波数範囲で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の範囲で定義することがで

50

きる。

【0460】

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においてSSブロックを探すための4個の候補位置を定義することができる。

【0461】

15. CORESET設定

【0462】

#### (1) CORESET情報とRMSISケジューリング情報

【0463】

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のような周波数リソースに関する情報を指示することができる。また、開始OFDMシンボル、保持時間及びOFDMシンボルの数のような時間リソースに関する情報は、ネットワークリソースを柔軟に利用するためにさらに設定されてもよい。

【0464】

また、共通探索空間モニタリング周期、保持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へ送信されてもよい。

【0465】

一方、送信タイプ及びREGバンドリングサイズは、共通探索空間のCORESETによって固定されてもよい。ここで、送信タイプは、送信される信号がインタリーブされているか否かによって区分されてもよい。

【0466】

#### (2) スロットに含まれたOFDMシンボルの数

【0467】

スロットにおけるOFDMシンボル数又は6GHz以下の搬送波周波数の範囲に関連して、7OFDMシンボルスロット及び14OFDMシンボルスロットのような2つの候補を考慮する。仮に、NRシステムにおいて、6GHz以下の搬送波周波数の範囲のために2つのタイプのスロットをいずれも支援すると決定した場合、共通探索空間を有するCORESETの時間リソース表示のために、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。

【0468】

#### (3) PBCHコンテンツのビットサイズ

【0469】

PBCHコンテンツにおいて、ニューマロロジー、帯域幅及びCORESET情報を表示するために、[表4]のように、約14ビットを指定することができる。

【0470】

10

20

30

40

50

【表 4】

| 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] |            |

10

## 【0471】

図35は本発明を行う送信装置10及び受信装置20の構成要素を示すブロック図である。

## 【0472】

送信装置10及び受信装置20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受信可能なRF(radio frequency)ユニット13、23、無線通信システム内の通信に関連する各種情報を貯蔵するメモリ12、22、及び上記RFユニット13、23及びメモリ12、22などの構成要素と動作的に連結され、上記構成要素を制御して該装置が前述した本発明の実施例のうちのいずれか1つを行うようにメモリ12、22及び／又はRFユニット13、23を制御するプロセッサ11、21を含む。

20

## 【0473】

メモリ12、22はプロセッサ11、21の処理及び制御のためのプログラムを貯蔵し、入出力される情報を臨時貯蔵する。メモリ12、22はバッファとしても活用できる。

## 【0474】

通常、プロセッサ11、21は、送信装置又は受信装置内の各種モジュールの全般的な動作を制御する。特に、プロセッサ11、21は本発明を行うための各種制御機能を行う。プロセッサ11、21はコントローラ、マイクロコントローラ、マイクロプロセッサ、マイクロコンピューターなどとも呼ばれる。プロセッサ11、21は、ハードウェア又はファームウェア(firmware)、ソフトウェア又はこれらの結合により具現される。ハードウェアを用いて本発明を具現する場合、本発明を行うように構成されたASICs(application specific integrated circuits)、DSPs(digital signal processors)、DSPDs(digital signal processing devices)、PLDs(programmable logic devices)、FPGAs(field programmable gate arrays)などがプロセッサ11、21に備えられる。なお、ファームウェアやソフトウェアによる具現の場合、本発明の一実施例は、前述した機能又は動作を行うモジュール、手続、関数などを含むようにファームウェアやソフトウェアが構成され、本発明を行えるように構成されたファームウェアやソフトウェアは、プロセッサ11、21内に備えられるか、メモリ12、22に貯蔵されてプロセッサ11、21によって駆動することができる。

30

## 【0475】

送信装置10のプロセッサ11は、プロセッサ11又は該プロセッサ11に連結されたスケジューラからスケジュール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、RFユニット1

40

50

3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及びチャネル符号化、スクランブル、変調過程などにより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称され、MAC階層が提供するデータブロックである輸送ブロックと等価である。1輸送ブロック(transport block、TB)は1コードワードに符号化され、各コードワードは1つ以上のレイヤ形態で受信装置に送信される。周波数上り変換のためにRFユニット13はオシレータ(oscillator)を含むことができる。RF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。

#### 【0476】

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に構成される。プロセッサ21の制御下で、受信装置20のRFユニット23は送信装置10により送信された無線信号を受信する。RFユニット23は $N_r$ 個の受信アンテナを含み、RFユニット23は受信アンテナにより受信された信号を各々周波数下り変換して(frequency down-convert)基底帯域信号に復元する。RFユニット23は周波数下り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は受信アンテナにより受信された無線信号に対する復号(decoding)及び復調(demodulation)を行って、送信装置10が元来送信しようとするデータを復元することができる。

#### 【0477】

RFユニット13、23は1つ以上のアンテナを備える。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、RFユニット13、23により処理された信号を外部に送信するか、又は外部から無線信号を受信してRFユニット13、23に伝達する機能を行う。アンテナはアンテナポートとも呼ばれる。各アンテナは1つの物理アンテナに該当するか、又は1つより多い物理アンテナ要素の組み合わせにより構成される。各アンテナから送信された信号は受信装置20によりそれ以上には分解されない。該当アンテナに対応して送信された参照信号(reference signal、RS)は、受信装置20の観点で本アンテナを定義し、チャネルが一物理アンテナからの単一(single)無線チャネルであるか或いはアンテナを含む複数の物理アンテナ要素からの合成(composite)チャネルであるかに関係なく、受信装置20をしてアンテナに対するチャネル推定を可能にする。即ち、アンテナはアンテナ上のシンボルを伝達するチャネルが同じアンテナ上の他のシンボルが伝達されるチャネルから導き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重入出力(Multi-Input Multi-Output、MIMO)機能を支援するRFユニットの場合、2つ以上のアンテナに連結されることができる。

#### 【0478】

本発明においてRFユニット13、23は受信ビーム形成と送信ビーム形成を支援する。例えば、本発明において、RFユニット13、23は図5乃至図8に例示された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はトランシーバとも呼ばれる。

#### 【0479】

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、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に備えられたプロセッサ、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メモリと称し、gNBに備えられたプロセッサ、RFユニット及びメモリをgNBプロセッサ、gNB RFユニット及びgNBメモリと各々称する。

#### 【0480】

本発明のgNBプロセッサは、複数のシンボルにPSS/SSS/PBCHで構成されたSSBをマッピングしてUEに送信するように制御する。この時、SSBを前半部のハーフフレームで送信するか、或いは後半部のハーフフレームで送信するかによって、PSS/SSS/PBCHがマッピングされるシンボルのうち、少なくとも1つのシンボルの

10

20

30

40

50

位相を異なるようにマッピングすることができる。具体的には、SSBが前半部のハーフフレームで送信される場合と後半部のハーフフレームで送信される場合のPBCHがマッピングされるシンボルの位相差を $180^\circ$ 、即ち、極性反転になるようにマッピングして送信することができる。

【0481】

またPBCHはSSBが送信されるハーフフレームを識別するための指示子を含み、指示子に基づいてPBCHのスクランブルシーケンスを生成することができる。またPBCH DMRSのシーケンスはPBCH DMRSにより得られるSSBインデックスの数と指示子が示す値(例えば、0又は1)を乗じたものに基づいて生成できる。

【0482】

またgNBプロセッサはどのハーフフレーム上でSSBを送信するかによって、PBCH DMRSのシーケンスを異なるように生成するか、又はPBCH DMRSがマッピングされる周波数位置を互いに異なるようにマッピングすることができる。

【0483】

また端末が初期接続を行う場合と端末がRRC連結状態である場合に互いに異なる周期に基づいてSSBを送信することができ、この時、初期接続を行うためのSSB送信周期をRRC連結状態である場合のSSB送信周期より短く設定することができる。

【0484】

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、この時、SSBが前半部のハーフフレームで受信されるか、或いは後半部のハーフフレームで受信されるかは、PSS/SSS/PBCHがマッピングされるシンボルのうちの少なくとも1つのシンボルの位相に基づいて識別できる。

【0485】

またUEプロセッサは前半部のハーフフレームでSSBを受信した場合は、SSBを受信した時点から一定時間が経た後の特定の時間区間で後半部のハーフフレームで送信されるSSBの検出を行い、サービングセルと隣接セルの同期を仮定できる場合は、サービングセルから受信したSSBの時間情報を隣接セルにも同様に適用することができる。

【0486】

本発明のgNBプロセッサ或いはUEプロセッサは、アナログ或いはハイブリッドビーム形成が使用される6GHz以上の高周波帯域で動作するセル上で本発明を適用するように構成される。

【0487】

上述したように開示された本発明の好ましい実施形態に対する詳細な説明は、当事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、本発明の好ましい実施形態を参照して説明したが、該当技術分野で熟練した当事業者であれば、下記の特許請求の範囲に記載した本発明の思想及び領域から逸脱しない範囲内で本発明を多様に修正及び変更可能であることを理解できるだろう。よって、本発明は、ここで示した各実施形態に制限されるものではなく、ここで開示された各原理及び新規の各特徴と一致する最広の範囲を付与しようとするものである。

【産業上の利用可能性】

【0488】

以上、同期信号ブロック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。

10

20

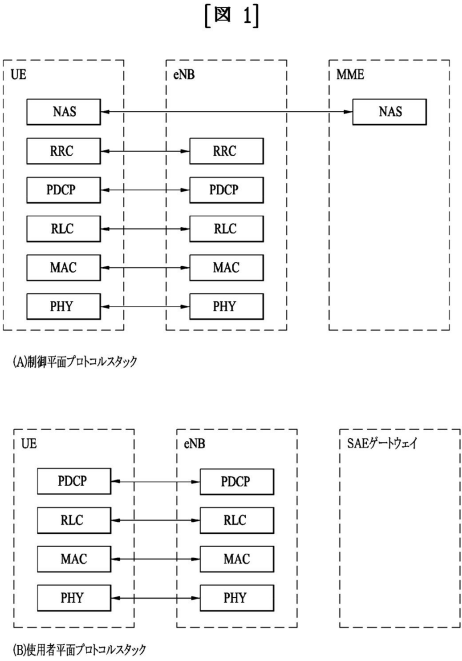
30

40

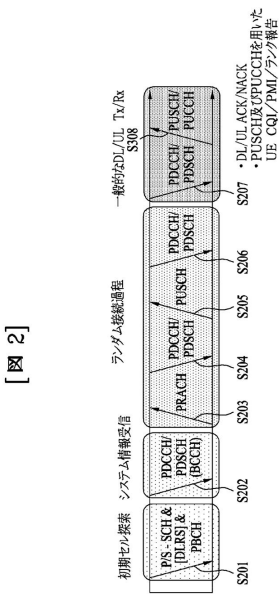
50

【図面】

【図 1】



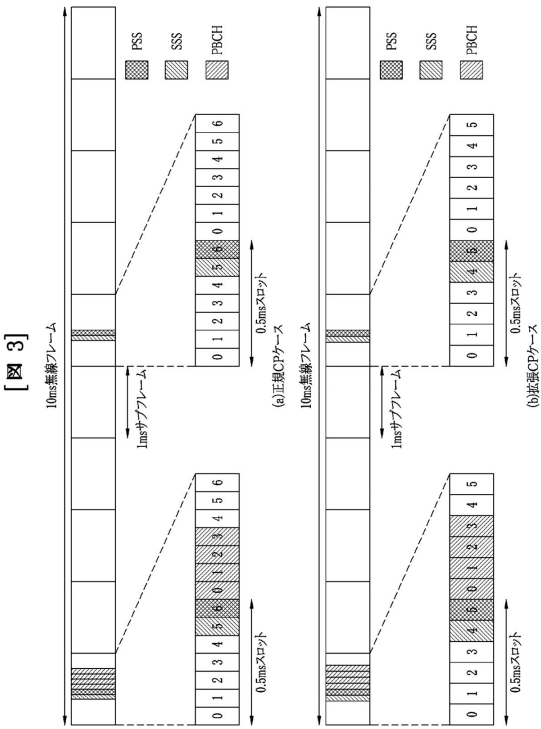
【図 2】



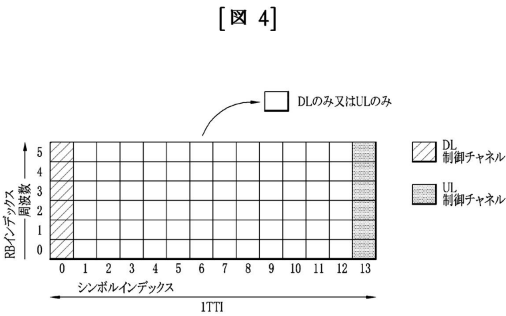
10

20

【図 3】



【図 4】

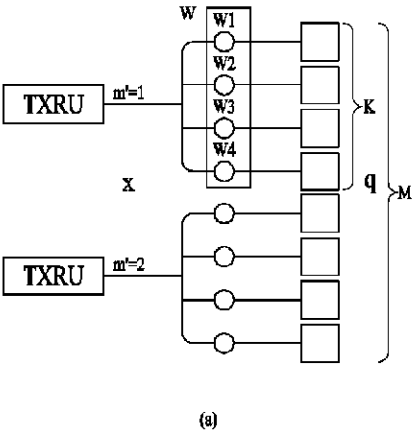


30

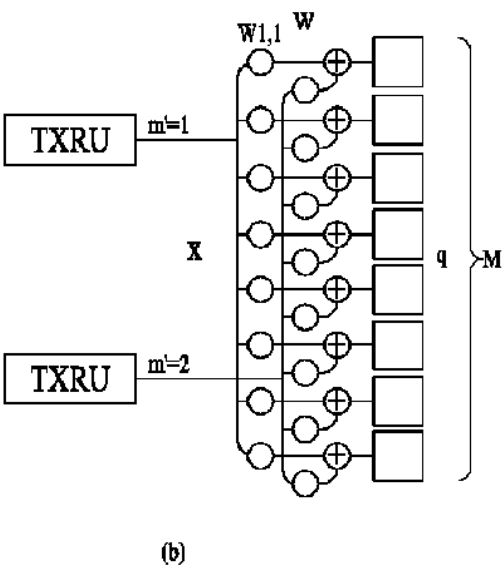
40

50

【図 5 (a)】



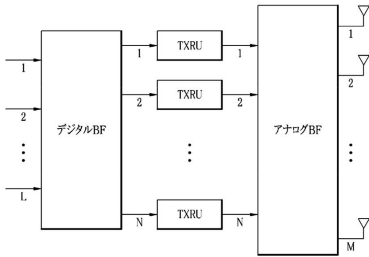
【図 5 (b)】



10

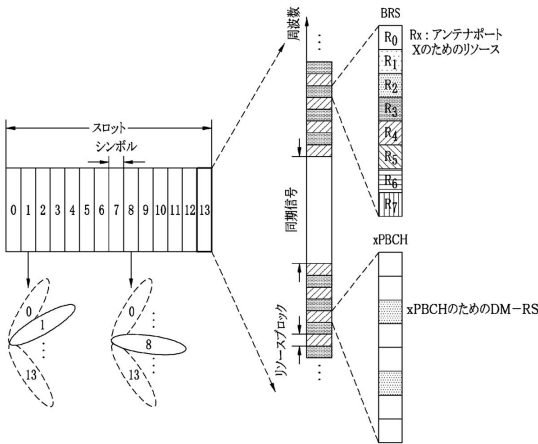
【図 6】

【図 6】



【図 7】

【図 7】

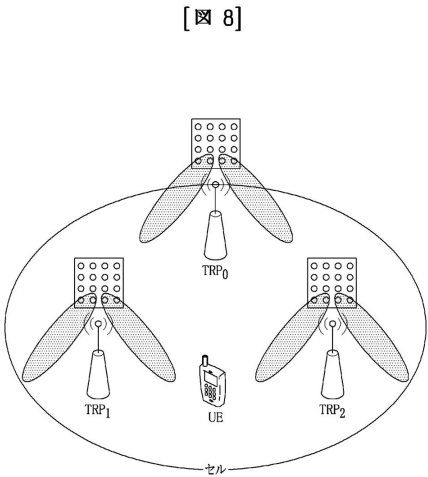


30

40

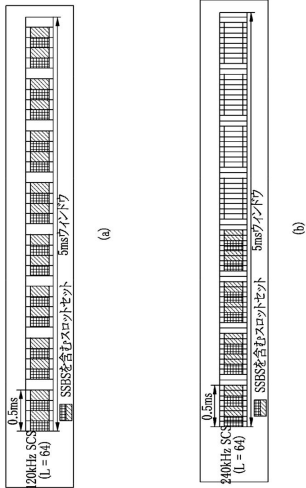
50

【図 8】



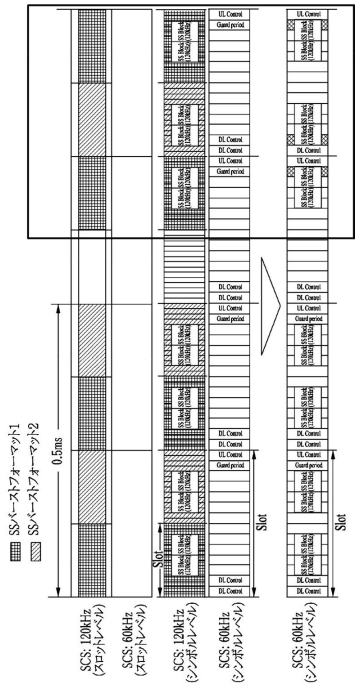
【図 9】

【図 9】



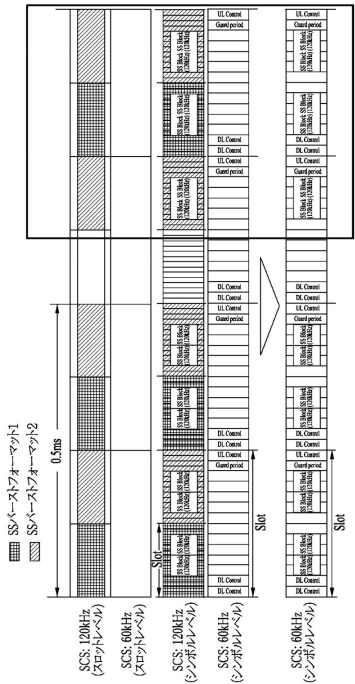
【図 10】

【図 10】



【図 11】

【図 11】



10

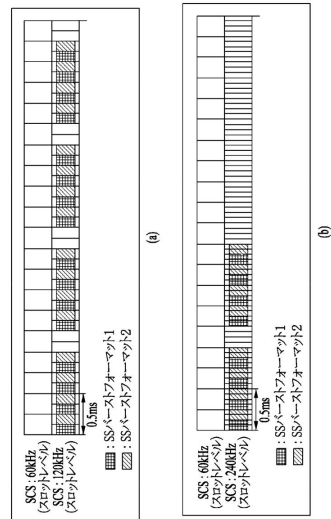
20

30

40

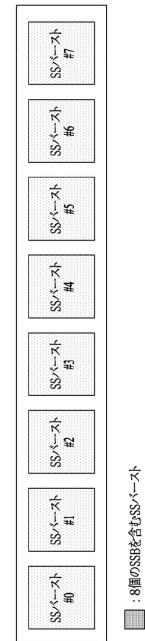
50

【図 12】



【図 13】

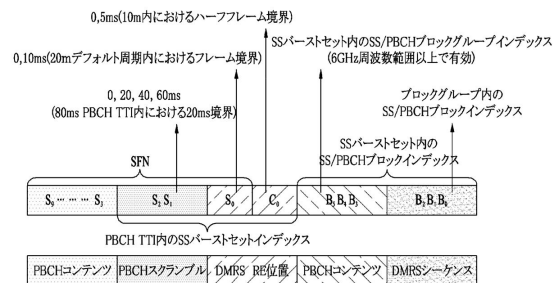
[13]



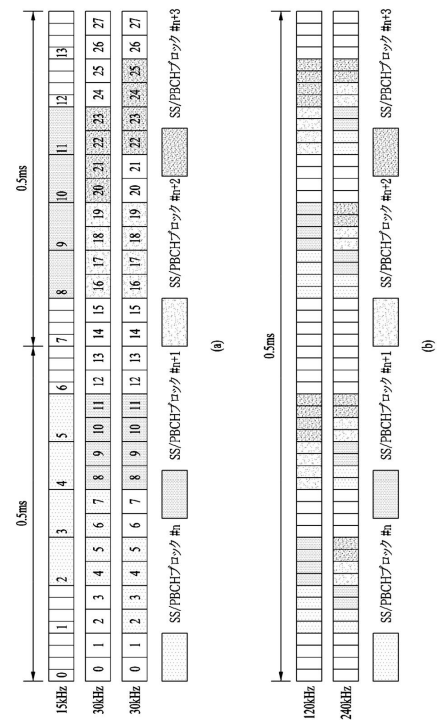
【図 14】

【図 15】

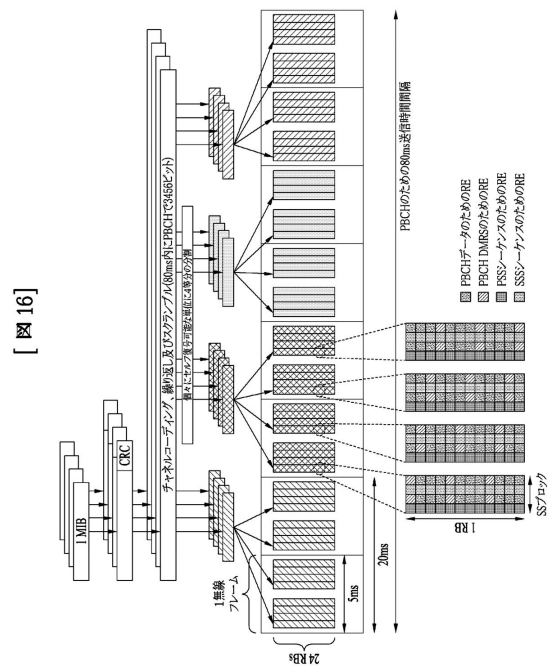
[ 14 ]



[15]

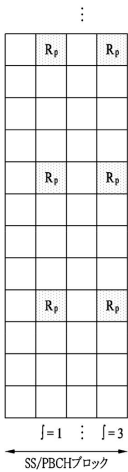


【図 16】



【図 17】

【図 17】



10

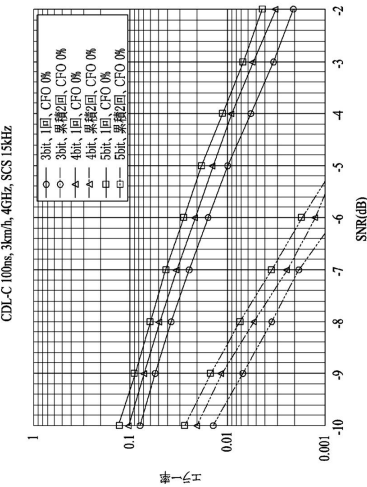
20

【図 18】



【図 19】

【図 19】

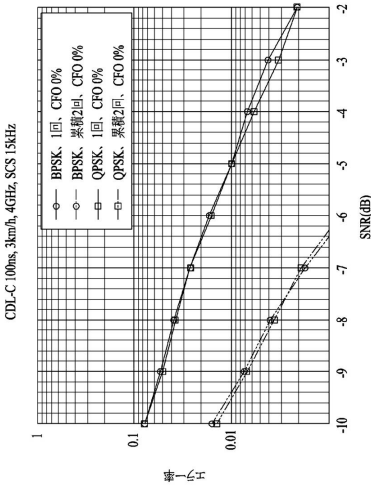


30

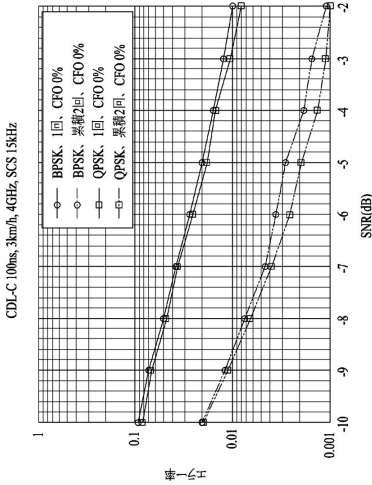
40

50

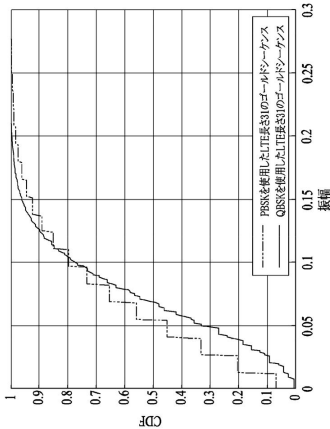
【図 20】



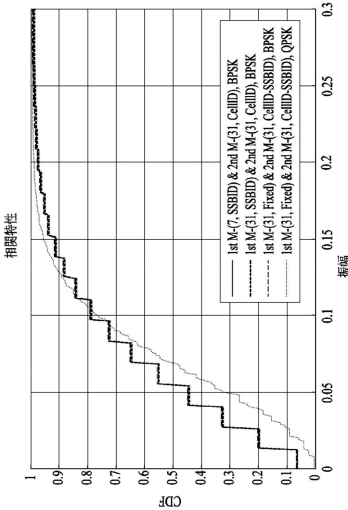
【図 21】



【図 22】



【図 23】



10

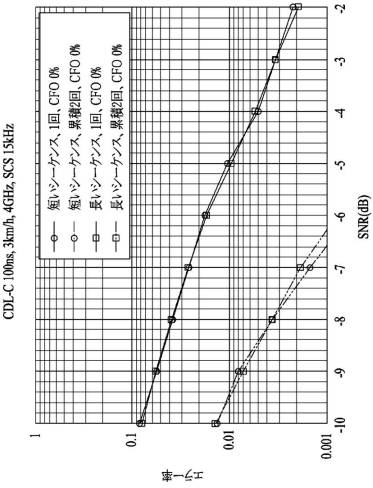
20

30

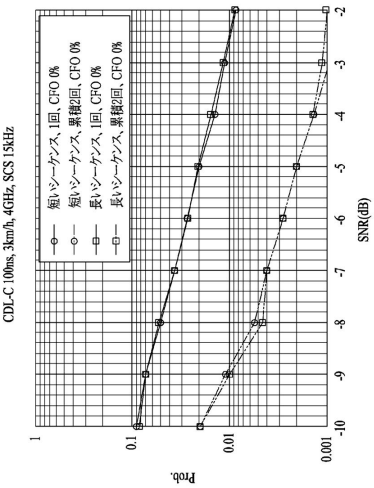
40

50

【図 24】



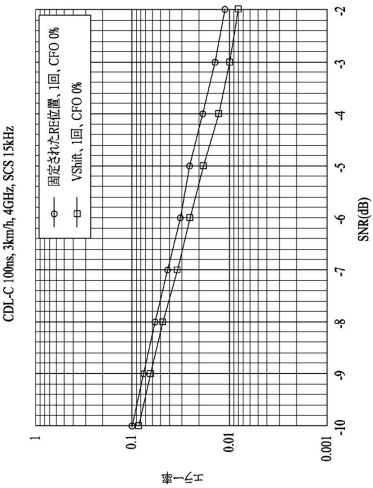
【図 25】



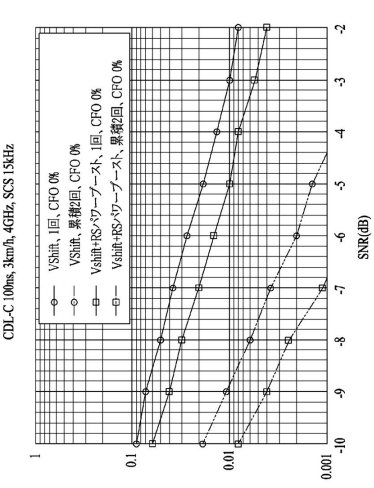
10

20

【図 26】



【図 27】

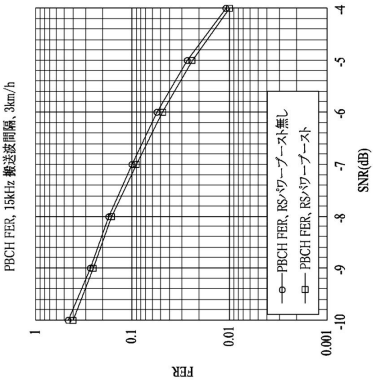


30

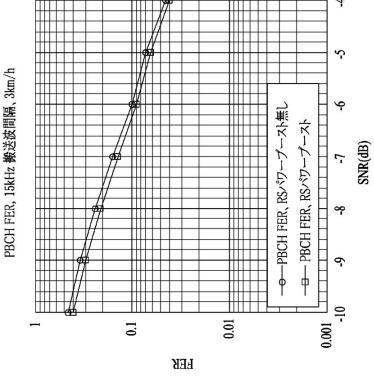
40

50

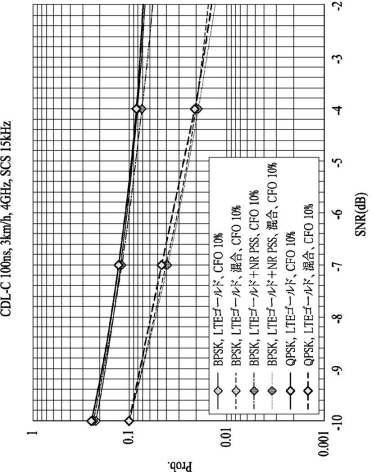
【図 28】



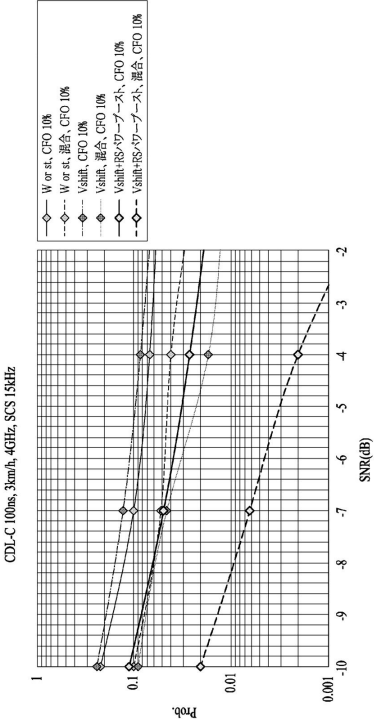
【図 29】



【図 30】



【図 31】



10

20

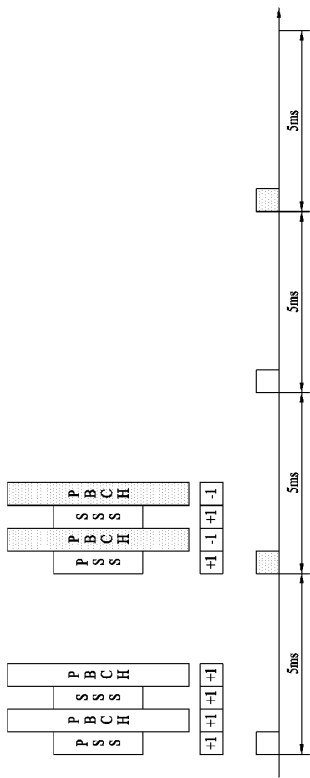
30

40

50

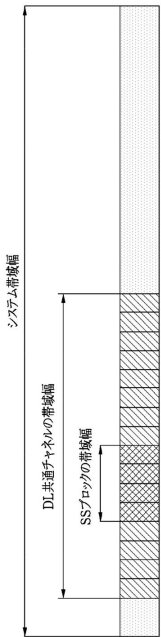
【図 3 2】

[ 図 32 ]



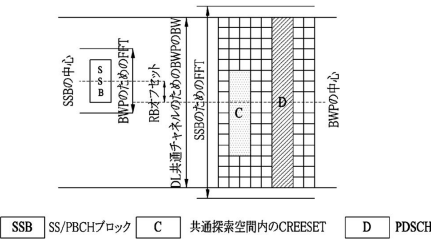
【図 3 3】

[ 図 33 ]



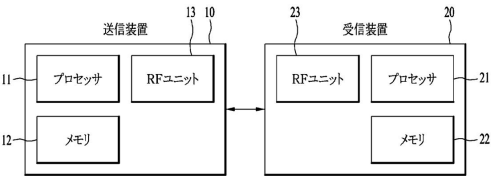
【図 3 4】

[ 図 34 ]



【図 3 5】

[ 図 35 ]



10

20

30

40

50

## フロントページの続き

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(31)優先権主張番号 62/549,987

(32)優先日 平成29年8月25日(2017.8.25)

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(31)優先権主張番号 62/562,481

(32)優先日 平成29年9月24日(2017.9.24)

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

(31)優先権主張番号 62/566,519

(32)優先日 平成29年10月1日(2017.10.1)

(33)優先権主張国・地域又は機関

米国(US)

弁理士 河合 章

(74)代理人 100114018

弁理士 南山 知広

(74)代理人 100159259

弁理士 竹本 実

(72)発明者 コ ヒョンソ

大韓民国, ソウル 06772, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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 ピョンフン

大韓民国, ソウル 06772, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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 ヨンソプ

大韓民国, ソウル 06772, ソチョーク, ヤンジェーデロ 11ーギル, 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 吉江 一明

(56)参考文献 中国特許出願公開第105379336 (CN, A)

Ericsson, Timing indication based on SS block[online], 3GPP TSG RAN WG1 adhoc\_NR\_AH\_1706 R1-1711373, 2017年06月19日

vivo, NR-PBCH DMRS design and SS block time index indication[online], 3GPP TSG RAN WG1 #90 R1-1712825, 2017年08月12日

CMCC, Discussion on RRM measurement on SS blocks[online], 3GPP TSG RAN WG1 adhoc\_NR\_AH\_1706 R1-1710977, 2017年06月17日

Fujitsu, Discussion on DMRS for NR-PBCH[online], 3GPP TSG RAN WG1 adhoc\_NR\_AH\_1706 R1-1710232, 2017年06月16日

(58)調査した分野 (Int.Cl., DB名)

H04L 27/26

---

H 0 4 W   5 6 / 0 0  
H 0 4 W   2 8 / 0 6