

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5789616号  
(P5789616)

(45) 発行日 平成27年10月7日(2015. 10. 7)

(24) 登録日 平成27年8月7日(2015. 8. 7)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 J 11/00 (2006. 01)

H O 4 J 11/00 Z

H O 4 L 27/01 (2006. 01)

H O 4 L 27/00 K

H O 4 W 72/04 (2009. 01)

H O 4 W 72/04 1 3 4

請求項の数 10 (全 120 頁)

(21) 出願番号 特願2012-548893 (P2012-548893)  
 (86) (22) 出願日 平成23年1月14日 (2011. 1. 14)  
 (65) 公表番号 特表2013-517667 (P2013-517667A)  
 (43) 公表日 平成25年5月16日 (2013. 5. 16)  
 (86) 国際出願番号 PCT/KR2011/000286  
 (87) 国際公開番号 W02011/087314  
 (87) 国際公開日 平成23年7月21日 (2011. 7. 21)  
 審査請求日 平成26年1月10日 (2014. 1. 10)  
 (31) 優先権主張番号 10-2010-0129072  
 (32) 優先日 平成22年12月16日 (2010. 12. 16)  
 (33) 優先権主張国 韓国 (KR)  
 (31) 優先権主張番号 61/311, 740  
 (32) 優先日 平成22年3月8日 (2010. 3. 8)  
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(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  
 大韓民国ソウル、ヨンドゥンポーク、ヨイ  
 ーデロ、1 2 8  
 (74) 代理人 100078282  
 弁理士 山本 秀策  
 (74) 代理人 100062409  
 弁理士 安村 高明  
 (74) 代理人 100113413  
 弁理士 森下 夏樹

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムにおける制御情報の伝送方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

無線通信システムにおいてユーザ機器 (UE) で P U C C H ( 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 ) を通じて制御情報を伝送する方法であっ  
 て、前記方法は、

複数のコンポーネントキャリアを介して複数のデータを受信することと、

前記複数のデータに関する A C K / N A C K ( A c k n o w l e d g e m e n t / N e  
 g a t i v e A c k n o w l e d g e m e n t ) ビットを変調させて、 $N_1$  個の変調シ  
 ンボルを生成することであって、 $N_1$  は、1つのリソースブロック (RB) 内の副搬送波  
 の数の2倍である、ことと、

第1の直交コードの各要素によって前記 $N_1$ 個の変調シンボルの第1の $N_1/2$ 個の変  
 調シンボルをブロック的に多重化して、第1の複数のシーケンスを生成することと、

第2の直交コードの各要素によって前記 $N_1$ 個の変調シンボルの第2の $N_1/2$ 個の変  
 調シンボルをブロック的に多重化して、第2の複数のシーケンスを生成することと、

サブフレームで前記第1の複数のシーケンス及び前記第2の複数のシーケンスを伝送す  
 ることと

を含み、

前記第1の複数のシーケンスの各シーケンスは、前記サブフレームの1番目のスロット  
 において対応する S C - F D M A ( s i n g l e c a r r i e r f r e q u e n c y  
 d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s ) シンボルにマッピングされ、前

記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、前記サブフレームの 2 番目のスロットにおいて対応する SC-FDMA シンボルにマッピングされ、前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、離散型フーリエ変換される、方法。

【請求項 2】

前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、離散型フーリエ変換が適用される前に巡回シフトされる、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

前記第 1 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルは、前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 1 の半分であり、前記第 2 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルは、前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 2 の半分である、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

前記第 1 の直交コード及び前記第 2 の直交コードは、各スロットに対して独立して決定される、請求項 1 に記載の方法。

【請求項 5】

前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスが伝送される、各スロット内の前記 SC-FDMA シンボルのインデックスは、標準 CP (cyclic prefix) の場合に、0、2、3、4 及び 6 であり、拡張 CP の場合に、0、1、2、4、及び 5 であり、前記第 1 の直交コード及び前記第 2 の直交コードは、下記の表からスロットごとに選択される、請求項 1 に記載の方法。

【表 1】

$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$
$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$
$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$
$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$
$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$

【請求項 6】

無線通信システムにおいて PUCCH を通じて制御情報を伝送するように構成されたユーザ機器 (UE) であって、前記 UE は、

RF (radio frequency) ユニットと、  
プロセッサと  
を備え、

前記プロセッサは、

複数のコンポーネントキャリアを介して複数のデータを受信することと、

前記複数のデータに関する ACK/NACK (Acknowledgement / Negative Acknowledgement) ビットを変調させて、 $N_1$  個の変調シンボルを生成することであって、 $N_1$  は、1 つのリソースブロック (RB) 内の副搬送波の数の 2 倍である、ことと、

第 1 の直交コードの各要素によって前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 1 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルをブロック的に多重化して、第 1 の複数のシーケンスを生成することと、

第 2 の直交コードの各要素によって前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 2 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルをブロック的に多重化して、第 2 の複数のシーケンスを生成することと、

サブフレームで前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスを伝送することと

を行うように構成されており、

前記第 1 の複数のシーケンスの各シーケンスは、前記サブフレームの 1 番目のスロットにおいて対応する SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access) シンボルにマッピングされ、前

10

20

30

40

50

記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、前記サブフレームの 2 番目のスロットにおいて対応する SC-FDMA シンボルにマッピングされ、前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、離散型フーリエ変換される、UE。

【請求項 7】

前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスの各シーケンスは、離散型フーリエ変換が適用される前に巡回シフトされる、請求項 6 に記載の UE。

【請求項 8】

前記第 1 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルは、前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 1 の半分であり、前記第 2 の  $N_1 / 2$  個の変調シンボルは、前記  $N_1$  個の変調シンボルの第 2 の半分である、請求項 6 に記載の UE。

【請求項 9】

前記第 1 の直交コード及び前記第 2 の直交コードは、各スロットに対して独立して決定される、請求項 6 に記載の UE。

【請求項 10】

前記第 1 の複数のシーケンス及び前記第 2 の複数のシーケンスが伝送される、各スロット内の前記 SC-FDMA シンボルのインデックスは、標準 CP (cyclic prefix) の場合に、0、2、3、4 及び 6 であり、拡張 CP の場合に、0、1、2、4、及び 5 であり、前記第 1 の直交コード及び前記第 2 の直交コードは、下記の表からスロットごとに選択される、請求項 6 に記載の UE。

【表 2】

$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$
$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$
$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$
$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$
$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、無線通信システムに係り、特に、制御情報を伝送する方法及び装置に関する。無線通信システムは、キャリアアグリゲーション (Carrier Aggregation: CA) を支援することができる。

【背景技術】

【0002】

無線通信システムが音声やデータなどのような種々の通信サービスを提供するために広範囲に展開されている。一般に、無線通信システムは、可用システムリソース (帯域幅、伝送パワーなど) を共有してマルチユーザーとの通信を支援できる多重接続 (multiple access) システムである。多重接続システムの例には、CDMA (code division multiple access) システム、FDMA (frequency division multiple access) システム、TDM A (time division multiple access) システム、OFDM A (orthogonal frequency division multiple access) システム、SC-FDMA (single carrier frequency division multiple access) システムなどがある。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0003】

本発明の目的は、無線通信システムにおいて制御情報を効率よく伝送する方法及びそのための装置を提供することにある。本発明の他の目的は、制御情報を効率よく伝送するためのチャネルフォーマット、信号処理、及びそのための装置を提供することにある。本発明のさらに他の目的は、制御情報を伝送するためのリソースを効率よく割り当てる方法及びそのための装置を提供することにある。

【0004】

本発明で達成しようとする技術的課題は、以上に言及している技術的課題に制限されるものではなく、言及していない他の技術的課題は、下の記載から、本発明の属する技術の分野における通常の知識を有する者には明らかになるであろう。

【課題を解決するための手段】

10

【0005】

本発明の一様相として、無線通信システムにおいて端末がPUCCH(Physical Uplink Control Channel)を通じて制御情報を伝送する方法において、複数の制御情報をジョイントコーディングして単一コードワードを獲得し、前記単一コードワードから第1変調シンボル列を獲得し、前記第1変調シンボル列のうち、前記PUCCH内の各スロットに対応する変調シンボルを、該当のスロット内の複数のSC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiplexing)シンボルに対応するように拡散することで、スロット別に前記複数のSC-FDMAシンボルに対応する複数の拡散された第2変調シンボル列を獲得し、前記複数の拡散された第2変調シンボル列を、前記PUCCH内の該当のSC-FDMAシンボルを通じて伝送することを含む、制御情報伝送方法が提供される。

20

【0006】

本発明の他の様相として、無線通信システムにおいてPUCCH(Physical Uplink Control Channel)を通じて制御情報を伝送するように構成された端末において、RF(Radio Frequency)ユニットと、プロセッサと、を備え、前記プロセッサは、複数の制御情報をジョイントコーディングして単一コードワードを獲得し、前記単一コードワードから第1変調シンボル列を獲得し、前記第1変調シンボル列のうち、前記PUCCH内の各スロットに対応する変調シンボルを、該当のスロット内の複数のSC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiplexing)シンボルに対応するように拡散することで、スロット別に前記複数のSC-FDMAシンボルに対応する複数の拡散された第2変調シンボル列を獲得し、前記複数の拡散された第2変調シンボル列を、前記PUCCH内の該当のSC-FDMAシンボルを通じて伝送するように構成された、端末が提供される。

30

【0007】

ここで、前記複数の拡散された第2変調シンボル列には、SC-FDMAシンボル単位に単一搬送波特性のためのプリコーディングが適用されるとよい。

【0008】

ここで、前記第1変調シンボル列のうち、前の半分は1番目のスロットに分周され、後の半分は2度目スロットに分周されるとよい。

40

【0009】

ここで、前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットごとに独立して決定されるとよい。この場合、前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットを境界にホッピングするとよい。

【0010】

ここで、各スロット内で前記複数の拡散された第2変調シンボル列が伝送されるSC-FDMAシンボルのインデックスは、標準CPの場合に、0、2、3、4及び6であり、拡張CPの場合に、0、1、2、4、及び5であり、前記拡散過程に用いられる拡散コードは、下記の表の直交コードから選択されるとよい。

【0011】

50



## 【化 1】

Index m	Orthogonal code SF=5
0	$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$
3	$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$
4	$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$

10

ここで、前記単一コードワードは、複数のダウンリンクデータに対する多重ACK/NACK (Acknowledgement/Negative ACK) 情報がジョイントコーディングされたものでよい。

## 【発明の効果】

## 【0012】

本発明によれば、無線通信システムにおいて制御情報を効率的に伝送することができる。また、制御情報を効率的に伝送するためのチャネルフォーマット、信号処理方法を提供することができる。また、制御情報伝送のためのリソースを効率的に割り当てることができる。

20

## 【0013】

本発明で得られる効果は、以上で言及した効果に制限されず、言及していない他の効果は、下の記載から、本発明の属する技術の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。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0014】

本発明に関する理解を助けるために詳細な説明の一部として含まれる添付図面は、本発明に係る実施例を提供し、詳細な説明と共に本発明の技術的思想を説明する。

30

【図1】無線通信システムの一例である3GPP LTEシステムに用いられる物理チャネル及びこれらのチャネルを用いた一般的な信号伝送方法を例示する図である。

【図2】アップリンク信号処理手順を例示する図である。

【図3】ダウンリンク信号処理手順を例示する図である。

【図4】SC-FDMA方式とOFDMA方式を例示する図である。

【図5】単一搬送波特性を満たすための周波数ドメイン上の信号マッピング方式を例示する図である。

【図6】クラスタSC-FDMAにおいてDFTプロセス出力サンプルが単一キャリアにマッピングされる信号処理手順を例示する図である。

【図7】クラスタSC-FDMAにおいてDFTプロセス出力サンプルがマルチキャリア (multi-carrier) にマッピングされる信号処理手順を例示する図である。

40

【図8】クラスタSC-FDMAにおいてDFTプロセス出力サンプルがマルチキャリア (multi-carrier) にマッピングされる信号処理手順を例示する図である。

【図9】セグメントSC-FDMAにおける信号処理手順を例示する図である。

【図10】アップリンクサブフレームの構造を例示する図である。

【図11】アップリンクで参照信号 (Reference Signal: RS) を伝送するための信号処理手順を例示する図である。

【図12】PUSCHのためのDMRS (demodulation reference signal) 構造を例示する図である。

【図13】PUCCHフォーマット1a及び1bのスロットレベル構造を例示する図であ

50

る。

【図 1 4】P U C C Hフォーマット 1 a 及び 1 b のスロットレベル構造を例示する図である。

【図 1 5】P U C C Hフォーマット 2 / 2 a / 2 b のスロットレベル構造を例示する図である。

【図 1 6】P U C C Hフォーマット 2 / 2 a / 2 b のスロットレベル構造を例示する図である。

【図 1 7】P U C C Hフォーマット 1 a 及び 1 b に対する A C K / N A C K チャンネル化を例示する図である。

【図 1 8】同一の P R B 内で P U C C Hフォーマット 1 / 1 a / 1 b 及びフォーマット 2 / 2 a / 2 b の混合構造に対するチャンネル化を例示する図である。

【図 1 9】P U C C H 伝送のための P R B 割当を例示する図である。

【図 2 0】基地局でダウンリンクコンポーネントキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 1】端末でアップリンクコンポーネントキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 2】基地局で一つの M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 3】端末で一つの M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 4】基地局で一つの M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 5】端末で複数の M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 6】基地局で複数の M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 7】端末の受信観点で、一つ以上の M A C がマルチキャリアを管理する概念を例示する図である。

【図 2 8】複数の D L C C と 1 個の U L C C とがリンクされた非対称キャリアアグリゲーションを例示する図である。

【図 2 9 a】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 2 9 b】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 2 9 c】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 2 9 d】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 2 9 e】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 2 9 f】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 0】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 1】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 2】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 3】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 4】本発明の一実施例に係る P U C C Hフォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 3 5】本発明の他の実施例に係る P U C C Hリソースを例示する図である。

【図 3 6】本発明の他の実施例に係る P U C C Hリソースを例示する図である。

【図 3 7】本発明の他の実施例に係る P U C C Hリソースを例示する図である。

10

20

30

40

50

【図 3 8】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 3 9】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 0】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 1】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 2 - 1】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 2 - 2】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 2 - 3】本発明の他の実施例に係る P U C C H リソースを例示する図である。

【図 4 3 a】本発明のさらに他の実施例によって多重アンテナを通じて P U C C H を伝送するための信号処理手順を例示する図である。

【図 4 3 b】本発明のさらに他の実施例によって多重アンテナを通じて P U C C H を伝送するための信号処理手順を例示する図である。

【図 4 3 c】本発明のさらに他の実施例によって多重アンテナを通じて P U C C H を伝送するための信号処理手順を例示する図である。

【図 4 4】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H フォーマット及びそのための信号処理手順を例示する図である。

【図 4 5】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 4 6】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 4 7】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 4 8】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 4 9】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 0】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 1】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 2】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 3】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 4】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 5】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 6】本発明のさらに他の実施例に係る P U C C H リソース割当を例示する図である。

。

【図 5 7】本発明に適用されうる基地局及び端末を例示する図である。

【発明を実施するための形態】

【0015】

以下の技術は、C D M A ( c o d e d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s )、F D M A ( f r e q u e n c y d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s )、T D M A ( t i m e d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s )、O F D M A ( o r t h o g o n a l f r e q u e n c y d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s )、S C - F D M A ( s i n g l e c a r r i e r f r e q u e n c y d i v i s i o n m u l t i p l e a c c e s s ) などのような様々な無線接続システムに用いることができる。C D M A は、U T R A ( U n i v e r s a l T e r r e s t r i a l R a d i o A c c e s s ) や C D M A 2 0 0 0 のような無

10

20

30

40

50

線技術 (radio technology) とすることができる。TDMAは、GSM (登録商標) (Global System for Mobile communications) / GPRS (General Packet Radio Service) / EDGE (Enhanced Data Rates for GSM (登録商標) Evolution) のような無線技術とすることができる。OFDMAは、IEEE 802.11 (Wi-Fi)、IEEE 802.16 (WiMAX)、IEEE 802.20、E-UTRA (Evolved UTRA) などのような無線技術とすることができる。UTRAは、UMTS (Universal Mobile Telecommunications System) の一部である。3GPP (3rd Generation Partnership Project) LTE (long term evolution) は、E-UTRAを用いるE-UMTS (Evolved UMTS) の一部であり、LTE-A (Advanced) は、3GPP LTEの進展したバージョンである。説明を明確にするために、3GPP LTE / LTE-Aを中心に説明するが、これに本発明の技術的思想が制限されることはない。

10

#### 【0016】

無線通信システムにおいて、端末は基地局からダウンリンク (Downlink: DL) を通じて情報を受信し、端末は基地局にアップリンク (Uplink: UL) を通じて情報を伝送する。基地局と端末が送受信する情報は、データ及び様々な制御情報を含み、これらが送受信する情報の種類 / 用途に応じて様々な物理チャネルが存在する。

#### 【0017】

20

図1は、3GPP LTEシステムに用いられる物理チャネル及びこれらのチャネルを用いた一般的な信号伝送方法を説明するための図である。

#### 【0018】

電源が消えた状態で再び電源が入ったり、セルに新しく進入したりした端末は、段階S101において、基地局と同期を合わせる等の初期セル探索 (Initial cell search) 作業を行う。このために、端末は基地局からプライマリ同期チャネル (P-SCH: Primary Synchronization Channel) 及びセカンダリ同期チャネル (S-SCH: Secondary Synchronization Channel) を受信して基地局と同期を合わせ、セルIDなどの情報を獲得する。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獲得することができる。一方、端末は、初期セル探索段階においてダウンリンク参照信号 (Downlink Reference Signal: DL RS) を受信して、ダウンリンクチャネル状態を確認することができる。

30

#### 【0019】

初期セル探索を終えた端末は、段階S102において、物理ダウンリンク制御チャネル (PDCCH: Physical Downlink Control Channel) 、及び該物理ダウンリンク制御チャネル情報に対応する物理ダウンリンク共有チャネル (PDSCH: Physical Downlink Control Channel) を受信して、より具体的なシステム情報を獲得することができる。

40

#### 【0020】

その後、端末は基地局への接続を確立するために、段階S103乃至段階S106のようなランダムアクセス手順 (Random Access Procedure) を行うことができる。そのために、端末は、物理ランダムアクセスチャネル (PRACH: Physical Random Access Channel) を通じてプリアンプルを伝送し (S103) 、物理ダウンリンク制御チャネル及びこれに対応する物理ダウンリンク共有チャネルを通じて、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 (S104) 。競合ベースランダムアクセスの場合は、追加の物理ランダムアクセスチャネルの伝送 (S105) 、及び物理ダウンリンク制御チャネル及びこれに対応する物理ダウンリンク共有チャネルの受信 (S106) のような衝突解決手順 (Contention

50

n Resolution Procedure)を行うことができる。

【0021】

以上の手順を行った端末は、以降、一般的なアップリンク/ダウンリンク信号伝送手順として、物理ダウンリンク制御チャネル/物理ダウンリンク共有チャネルの受信(S107)及び物理アップリンク共有チャネル(PUSCH:Physical Uplink Shared Channel)/物理アップリンク制御チャネル(PUCCH:Physical Uplink Control Channel)の伝送(S108)を行うことができる。端末が基地局に伝送する制御情報を総称してアップリンク制御情報(Uplink Control Information:UCI)とする。UCIは、HARQ ACK/NACK(Hybrid Automatic Repeat and request Acknowledgement/Negative-ACK)、SR(Scheduling Request)、CQI(Channel Quality Indication)、PMI(Precoding Matrix Indication)、RI(Rank Indication)などを含む。UCIは、主に、PUCCHを通じて伝送されるが、制御情報とトラフィックデータが同時に伝送されるべき場合は、PUSCHを通じて伝送されてもよい。また、ネットワークの要請/指示によってPUSCHを通じてUCIを非周期的に伝送することもある。

10

【0022】

図2は、端末がアップリンク信号を伝送するための信号処理手順を説明するための図である。

20

【0023】

アップリンク信号を伝送するために、端末は、スクランブリング(scrambling)モジュール210で端末特定スクランブル信号を用いて伝送信号をスクランブルすることができる。スクランブルされた信号は変調マッパー210に輸入され、伝送信号の種類及び/またはチャネル状態に基づいてBPSK(Binary Phase Shift Keying)、QPSK(Quadrature Phase Shift Keying)または16QAM/64QAM(Quadrature Amplitude Modulation)方式を用いて複素シンボル(complex symbol)に変調される。変調された複素シンボルを、変換プリコーダ230で処理した後に、リソース要素マッパー240に輸入し、リソース要素マッパー240は、複素シンボルを時間-周波数リソース要素にマッピングすることができる。このように処理した信号は、SC-FDMA信号生成器250を経てアンテナから基地局に伝送することができる。

30

【0024】

図3は、基地局がダウンリンク信号を伝送するための信号処理手順を説明するための図である。

【0025】

3GPP LTEシステムにおいて、基地局は、ダウンリンクで一つ以上のコードワード(codeword)を伝送することができる。コードワードはそれぞれ、図2のアップリンクと同様、スクランブルモジュール301及び変調マッパー302を通じて複素シンボルとすることができる。その後、複素シンボルを、レイヤーマッパー303により複数のレイヤ(Layer)にマッピングし、プリコーディングモジュール304で各レイヤをプリコーディング行列とかけて、各伝送アンテナに割り当てることができる。このように処理した各アンテナ別伝送信号のそれぞれを、リソース要素マッパー305で時間-周波数リソース要素にマッピングし、以降、OFDM(Orthogonal Frequency Division Multiple Access)信号生成器306を経て各アンテナから伝送することができる。

40

【0026】

無線通信システムにおいて端末がアップリンクで信号を伝送する場合は、基地局がダウンリンクで信号を伝送する場合に比べて、PAPR(Peak-to-Average Ratio)が問題となる。そのため、図2及び図3で説明したように、アップリンク信

50

号伝送には、ダウンリンク信号伝送に用いられるOFDMA方式ではなく、SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) 方式が用いられている。

【0027】

図4は、SC-FDMA方式とOFDMA方式を説明するための図である。3GPPシステムは、ダウンリンクではOFDMAを採用し、アップリンクではSC-FDMAを採用する

図4を参照すると、アップリンク信号伝送のための端末及びダウンリンク信号伝送のための基地局は、直列-並列変換器 (Serial-to-Parallel Converter) 401、副搬送波マッパー403、M-ポイントIDFTモジュール404及びCP (Cyclic Prefix) 付加モジュール406を備えている点では同一である。ただし、SC-FDMA方式で信号を送送するための端末は、N-ポイントDFTモジュール402をさらに備える。N-ポイントDFTモジュール402は、M-ポイントIDFTモジュール404のIDFT処理影響を一定部分打ち消すことによって、伝送信号が単一搬送波特性 (single carrier property) を持つようにする。

【0028】

図5は、周波数ドメインで単一搬送波特性を満たすための周波数ドメイン上の信号マッピング方式を説明する図である。図5の(a)は、ローカル型マッピング (localized mapping) 方式を示し、図5の(b)は、分散型マッピング (distributed mapping) 方式を示す。

【0029】

SC-FDMAの修正された形態であるクラスタ (clustered) SC-FDMAについて説明する。クラスタSC-FDMAは、副搬送波マッピング過程でDFTプロセス出力サンプルを副グループ (sub-group) に分け、これらを周波数ドメイン (あるいは副搬送波ドメイン) に不連続的にマッピングする。

【0030】

図6は、クラスタSC-FDMAにおいてDFTプロセス出力サンプルが単一キャリアにマッピングされる信号処理手順を示す図である。図7及び図8は、クラスタSC-FDMAにおいてDFTプロセス出力サンプルがマルチキャリア (multi-carrier) にマッピングされる信号処理手順を示す図である。図6は、イントラキャリア (intra-carrier) クラスタSC-FDMAを適用する例であり、図7及び図8は、インターキャリア (inter-carrier) クラスタSC-FDMAを適用する例に該当する。図7は、周波数ドメインで連続的 (contiguous) にコンポーネントキャリア (component carrier) が割り当てられた状況において、隣接したコンポーネントキャリア間の副搬送波の間隔 (spacing) が整列された場合に、単一のIFFTブロックを通じて信号を生成する例を示す。図8は、周波数ドメインで非連続的 (non-contiguous) にコンポーネントキャリアが割り当てられた状況において複数のIFFTブロックを通じて信号を生成する場合を示す。

【0031】

図9は、セグメント (segmented) SC-FDMAの信号処理手順を示す図である。

【0032】

セグメントSC-FDMAは、任意個数のDFTと同じ個数のIFFTが適用されてDFTとIFFTとの関係構成が一对一の関係性を有することから、単純に既存SC-FDMAのDFT拡散とIFFTの周波数副搬送波マッピング構成を拡張したもので、 $N \times \text{SC-FDMA}$  または  $N \times \text{DFT-s-OFDMA}$  とも表現される。これらを包括して本明細書ではセグメントSC-FDMAと呼ぶ。図9を参照すると、セグメントSC-FDMAは、単一搬送波特性条件を緩和するために、全体時間ドメイン変調シンボルを、 $N$  ( $N$ は、1より大きい整数) 個のグループにし、グループ単位にDFTプロセスを行う。

## 【 0 0 3 3 】

図 1 0 は、アップリンクサブフレームの構造を示す図である。

## 【 0 0 3 4 】

図 1 0 を参照すると、アップリンクサブフレームは、複数（例、2 個）のスロットを含む。スロットは、CP (Cyclic Prefix) の長さによってそれぞれ異なる数の SC-FDMA シンボルを有することができる。一例として、一般 (normal) CP の場合は、スロットは 7 個の SC-FDMA シンボルを有することができる。アップリンクサブフレームは、データ領域と制御領域とに区別される。データ領域は、PUSCH を含み、音声などのデータ信号を伝送するのに用いられる。制御領域は、PUCCH を含み、制御情報を伝送するのに用いられる。PUCCH は、周波数軸においてデータ領域の両端部に位置している RB 対 (RB pair)（例、 $m = 0, 1, 2, 3$ ）（例、周波数反射 (frequency mirrored) された位置の RB 対 7）を含み、スロットを境界にホッピングする。アップリンク制御情報（すなわち、UCI）は、HARQ ACK/NACK、CQI (Channel Quality Information)、PMI (Precoding Matrix Indicator)、RI (Rank Indication) などを含む。

10

## 【 0 0 3 5 】

図 1 1 は、アップリンクで参照信号を伝送するための信号処理手順を説明するための図である。データは、DFT プリコードを通じて周波数ドメイン信号に変換された後、周波数マッピング後に IFFT を通じて伝送されるのに比べて、RS は、DFT プリコードを経ることが省かれる。すなわち、周波数ドメインで RS シーケンスが直接生成 (S11) された後に、ローカル化マッピング (S12)、IFFT 過程 (S13) 及び CP (Cyclic Prefix) 付加過程 (S14) を順次に経て RS が伝送される。

20

## 【 0 0 3 6 】

RS シーケンス

## 【 0 0 3 7 】

## 【 化 2 】

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$$

は、基本シーケンス (base sequence) の巡回シフト (cyclic shift)

30

## 【 0 0 3 8 】

## 【 化 3 】

$\alpha$

により定義され、数学式 1 のように表現できる。

## 【 0 0 3 9 】

## 【 数 1 】

$$r_{u,v}^{(\alpha)}(n) = e^{j\alpha n} \bar{r}_{u,v}(n), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$$

40

ここで、

## 【 0 0 4 0 】

## 【 化 4 】

$$M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB}$$

は、RS シーケンスの長さであり、

## 【 0 0 4 1 】

【化 5】

$$N_{sc}^{RB}$$

は、副搬送波単位で表したリソースブロックのサイズであり、 $m$ は、

【 0 0 4 2 】

【化 6】

$$1 \leq m \leq N_{RB}^{\max, UL}$$

である。

【 0 0 4 3 】

【化 7】

$$N_{RB}^{\max, UL}$$

は、最大アップリンク伝送帯域を表す。

【 0 0 4 4 】

基本シーケンスである

【 0 0 4 5 】

【化 8】

$$\bar{r}_{u,v}(n)$$

は、いくつかのグループに分けられる。

【 0 0 4 6 】

【化 9】

$$u \in \{0, 1, \dots, 29\}$$

は、グループ番号を表し、

【 0 0 4 7 】

【化 10】

**v**

は、該当のグループの基本シーケンス番号に該当する。各グループは、長さが

【 0 0 4 8 】

【化 11】

$$M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB} \quad (1 \leq m \leq 5)$$

である 1 つの基本シーケンス

【 0 0 4 9 】

【化 12】

$$(v = 0)$$

と、長さが

【 0 0 5 0 】

【化 13】

$$M_{sc}^{RS} = mN_{sc}^{RB} \quad (6 \leq m \leq N_{RB}^{\max, UL})$$

である 2 つの基本シーケンス

【 0 0 5 1 】

10

20

30

40



【化 1 4】

( $v=0,1$ )

を含む。該当グループ内でシーケンスグループ番号

【0 0 5 2】

【化 1 5】

$u$

と該当の番号

【0 0 5 3】

【化 1 6】

$v$

は、時間によってそれぞれ変わることがある。基本シーケンス

【0 0 5 4】

【化 1 7】

$\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$

の定義は、シーケンス長

【0 0 5 5】

【化 1 8】

$M_{sc}^{RS}$

による。

【0 0 5 6】

【化 1 9】

$3N_{sc}^{RB}$

以上の長さを有する基本シーケンスは、下記のように定義することができる。

【0 0 5 7】

【化 2 0】

$M_{sc}^{RS} \geq 3N_{sc}^{RB}$

について、基本シーケンス

【0 0 5 8】

【化 2 1】

$\bar{r}_{u,v}(0), \dots, \bar{r}_{u,v}(M_{sc}^{RS} - 1)$

は下記の数学式 2 で与えられる。

【0 0 5 9】

【数 2】

$\bar{r}_{u,v}(n) = x_q(n \bmod N_{ZC}^{RS}), \quad 0 \leq n < M_{sc}^{RS}$

ここで、 $q$  番目のルートザドフチュー (Zadoff - Chu) シーケンスは、下記の数学式 3 により定義できる。

【0 0 6 0】

10

20

30

40

【数 3】

$$x_q(m) = e^{-j \frac{\pi q m(m+1)}{N_{ZC}^{RS}}}, \quad 0 \leq m \leq N_{ZC}^{RS} - 1$$

ここで、q は、下記の数学式 4 を満たす。

【0 0 6 1】

【数 4】

$$q = \lfloor \bar{q} + 1/2 \rfloor + v \cdot (-1)^{\lfloor 2\bar{q} \rfloor}$$

$$\bar{q} = N_{ZC}^{RS} \cdot (u+1)/31$$

10

ここで、ザドフチューシーケンスの長さ

【0 0 6 2】

【化 2 2】

$$N_{ZC}^{RS}$$

は、最大の素数により与えられ、よって、

【0 0 6 3】

【化 2 3】

$$N_{ZC}^{RS} < M_{sc}^{RS}$$

20

を満たす。

【0 0 6 4】

【化 2 4】

$$3N_{sc}^{RB}$$

未満の長さを有する基本シーケンスは、下記のように定義できる。まず、

【0 0 6 5】

【化 2 5】

$$M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB} \text{ と } M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$$

30

に対して基本シーケンスは数学式 5 のように与えられる。

【0 0 6 6】

【数 5】

$$\bar{r}_{u,v}(n) = e^{j\varphi(n)\pi/4}, \quad 0 \leq n \leq M_{sc}^{RS} - 1$$

ここで、

【0 0 6 7】

【化 2 6】

$$M_{sc}^{RS} = N_{sc}^{RB} \text{ と } M_{sc}^{RS} = 2N_{sc}^{RB}$$

40

に対する

【0 0 6 8】

【化 2 7】

$$\varphi(n)$$

の値は、下記の表 1 及び表 2 でそれぞれ与えられる。

【0 0 6 9】

【表 1】

$u$	$\varphi(0), \dots, \varphi(11)$											
0	-1	1	3	-3	3	3	1	1	3	1	-3	3
1	1	1	3	3	3	-1	1	-3	-3	1	-3	3
2	1	1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-3	1	-1
3	-1	1	1	1	1	-1	-3	-3	1	-3	3	-1
4	-1	3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	-1	1	3
5	1	-3	3	-1	-1	1	1	-1	-1	3	-3	1
6	-1	3	-3	-3	-3	3	1	-1	3	3	-3	1
7	-3	-1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	-3	3	1
8	1	-3	3	1	-1	-1	-1	1	1	3	-1	1
9	1	-3	-1	3	3	-1	-3	1	1	1	1	1
10	-1	3	-1	1	1	-3	-3	-1	-3	-3	3	-1
11	3	1	-1	-1	3	3	-3	1	3	1	3	3
12	1	-3	1	1	-3	1	1	1	-3	-3	-3	1
13	3	3	-3	3	-3	1	1	3	-1	-3	3	3
14	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	3	3	-1	1
15	3	-1	1	-3	-1	-1	1	1	3	1	-1	-3
16	1	3	1	-1	1	3	3	3	-1	-1	3	-1
17	-3	1	1	3	-3	3	-3	-3	3	1	3	-1
18	-3	3	1	1	-3	1	-3	-3	-1	-1	1	-3
19	-1	3	1	3	1	-1	-1	3	-3	-1	-3	-1
20	-1	-3	1	1	1	1	3	1	-1	1	-3	-1
21	-1	3	-1	1	-3	-3	-3	-3	-3	1	-1	-3
22	1	1	-3	-3	-3	-3	-1	3	-3	1	-3	3
23	1	1	-1	-3	-1	-3	1	-1	1	3	-1	1
24	1	1	3	1	3	3	-1	1	-1	-3	-3	1
25	1	-3	3	3	1	3	3	1	-3	-1	-1	3
26	1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	3	-1	-3
27	-3	-1	-3	-1	-3	3	1	-1	1	3	-3	-3
28	-1	3	-3	3	-1	3	3	-3	3	3	-1	-1
29	3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	3	-3	3	1	-1

【 0 0 7 0 】

10

20

30

【表 2】

$u$	$\varphi(0), \dots, \varphi(23)$																							
0	-1	3	1	-3	3	-1	1	3	-3	3	1	3	-3	3	1	1	-1	1	3	-3	3	-3	-1	-3
1	-3	3	-3	-3	-3	1	-3	-3	3	-1	1	1	1	3	1	-1	3	-3	-3	1	3	1	1	-3
2	3	-1	3	3	1	1	-3	3	3	3	3	1	-1	3	-1	1	1	-1	-3	-1	-1	1	3	3
3	-1	-3	1	1	3	-3	1	1	-3	-1	-1	1	3	1	3	1	-1	3	1	1	-3	-1	-3	-1
4	-1	-1	-1	-3	-3	-1	1	1	3	3	-1	3	-1	1	-1	-3	1	-1	-3	-3	1	-3	-1	-1
5	-3	1	1	3	-1	1	3	1	-3	1	-3	1	1	-1	-1	3	-1	-3	3	-3	-3	-3	1	1
6	1	1	-1	-1	3	-3	-3	3	-3	1	-1	-1	1	-1	1	1	-1	-3	-1	1	-1	3	-1	-3
7	-3	3	3	-1	-1	-3	-1	3	1	3	1	3	1	1	-1	3	1	-1	1	3	-3	-1	-1	1
8	-3	1	3	-3	1	-1	-3	3	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	-3	-3	-3	1	-3	-3	-3	1	-3
9	1	1	-3	3	3	-1	-3	-1	3	-3	3	3	3	-1	1	1	-3	1	-1	1	1	-3	1	1
10	-1	1	-3	-3	3	-1	3	-1	-1	-3	-3	-3	-1	-3	-3	1	-1	1	3	3	-1	1	-1	3
11	1	3	3	-3	-3	1	3	1	-1	-3	-3	-3	3	3	-3	3	3	-1	-3	3	-1	1	-3	1
12	1	3	3	1	1	1	-1	-1	1	-3	3	-1	1	1	-3	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-3	-1
13	3	-1	-1	-1	-1	-3	-1	3	3	1	-1	1	3	3	3	-1	1	1	-3	1	3	-1	-3	3
14	-3	-3	3	1	3	1	-3	3	1	3	1	1	3	3	-1	-1	-3	1	-3	-1	3	1	1	3
15	-1	-1	1	-3	1	3	-3	1	-1	-3	-1	3	1	3	1	-1	-3	-3	-1	-1	-3	-3	-3	-1
16	-1	-3	3	-1	-1	-1	-1	1	1	-3	3	1	3	3	1	-1	1	-3	1	-3	1	1	-3	-1
17	1	3	-1	3	3	-1	-3	1	-1	-3	3	3	3	-1	1	1	3	-1	-3	-1	3	-1	-1	-1
18	1	1	1	1	1	-1	3	-1	-3	1	1	3	-3	1	-3	-1	1	1	-3	-3	3	1	1	-3
19	1	3	3	1	-1	-3	3	-1	3	3	3	-3	1	-1	1	-1	-3	-1	1	3	-1	3	-3	-3
20	-1	-3	3	-3	-3	-3	-1	-1	-3	-1	-3	3	1	3	-3	-1	3	-1	1	-1	3	-3	1	-1
21	-3	-3	1	1	-1	1	-1	1	-1	3	1	-3	-1	1	-1	1	-1	-1	3	3	-3	-1	1	-3
22	-3	-1	-3	3	1	-1	-3	-1	-3	-3	3	-3	3	-3	-1	1	3	1	-3	1	3	3	-1	-3
23	-1	-1	-1	-1	3	3	3	1	3	3	-3	1	3	-1	3	-1	3	3	-3	3	1	-1	3	3
24	1	-1	3	3	-1	-3	3	-3	-1	-1	3	-1	3	-1	-1	1	1	1	1	-1	-1	-3	-1	3
25	1	-1	1	-1	3	-1	3	1	1	-1	-1	-3	1	1	-3	1	3	-3	1	1	-3	-3	-1	-1
26	-3	-1	1	3	1	1	-3	-1	-1	-3	3	-3	3	1	-3	3	-3	1	-1	1	-3	1	1	1
27	-1	-3	3	3	1	1	3	-1	-3	-1	-1	-1	3	1	-3	-3	-1	3	-3	-1	-3	-1	-3	-1
28	-1	-3	-1	-1	1	-3	-1	-1	1	-1	-3	1	1	-3	1	-3	-3	3	1	1	-1	3	-1	-1
29	1	1	-1	-1	-3	-1	3	-1	3	-1	1	3	1	-1	3	1	3	-3	-3	1	-1	-1	1	3

10

20

30

一方、R S ホッピングについて説明すると、下記のとおりである。

【0 0 7 1】

グループホッピングパターン

【0 0 7 2】

【化 2 8】

 $f_{gh}(n_s)$ 

とシーケンスシフト ( s e q u e n c e   s h i f t ) パターン

【0 0 7 3】

【化 2 9】

 $f_{ss}$ 

によって、スロット

【0 0 7 4】

【化 3 0】

 $n_s$ 

でシーケンスグループ番号

【0 0 7 5】

40

50

【化 3 1】

 $u$ 

は、下記の数学式 6 のように定義することができる。

【 0 0 7 6 】

【数 6】

$$u = (f_{gh}(n_s) + f_{ss}) \bmod 30$$

ここで、mod は、モジューロ (modulo) 演算を表す。

【 0 0 7 7 】

10

17 個の互いに異なるホッピングパターンと 30 個の互いに異なるシーケンスシフトパターンが存在する。上位層により提供されたグループホッピングを活性化させるパラメータによってシーケンスグループホッピングが可能 (enabled) または不可能 (disabled) になる。

【 0 0 7 8 】

PUSCH と PUCCH とは、同じホッピングパターンを有するが、互いに異なるシーケンスシフトパターンを有することができる。

【 0 0 7 9 】

グループホッピングパターン

【 0 0 8 0 】

20

【化 3 2】

 $f_{gh}(n_s)$ 

は、PUSCH と PUCCH に対して同一であり、下記の数学式 7 のように与えられる。

【 0 0 8 1 】

【数 7】

$$f_{gh}(n_s) = \begin{cases} 0 & \text{if group hopping is disabled} \\ \left( \sum_{i=0}^7 c(8n_s + i) \cdot 2^i \right) \bmod 30 & \text{if group hopping is enabled} \end{cases}$$

30

ここで、

【 0 0 8 2 】

【化 3 3】

 $c(i)$ 

は、擬似 - ランダム (pseudo-random) シーケンスに該当し、擬似 - ランダムシーケンス生成器は、各無線フレームの開始において

【 0 0 8 3 】

【化 3 4】

$$c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor$$

40

で初期化することができる。

【 0 0 8 4 】

シーケンスシフトパターン

【 0 0 8 5 】

【化 3 5】

 $f_{ss}$ 

50

の定義は、P U C C H 及び P U S C H において互いに異なる。

【 0 0 8 6 】

P U C C H に対して、シーケンスシフトパターン

【 0 0 8 7 】

【 化 3 6 】

$$f_{ss}^{PUCCH} \text{ は } f_{ss}^{PUCCH} = N_{ID}^{cell} \bmod 30$$

で与えられ、P U S C H に対して、シーケンスシフトパターン

【 0 0 8 8 】

【 化 3 7 】

$$f_{ss}^{PUSCH}$$

は

【 0 0 8 9 】

【 化 3 8 】

$$f_{ss}^{PUSCH} = (f_{ss}^{PUCCH} + \Delta_{ss}) \bmod 30$$

で与えられる。

【 0 0 9 0 】

【 化 3 9 】

$$\Delta_{ss} \in \{0, 1, \dots, 29\}$$

は上位層により構成される。

【 0 0 9 1 】

以下、シーケンスホッピングについて説明する。

【 0 0 9 2 】

シーケンスホッピングは、長さが

【 0 0 9 3 】

【 化 4 0 】

$$M_{sc}^{RS} \geq 6N_{sc}^{RB}$$

である基準信号にのみ適用される。

【 0 0 9 4 】

長さが

【 0 0 9 5 】

【 化 4 1 】

$$M_{sc}^{RS} < 6N_{sc}^{RB}$$

である基準信号に対して、基本シーケンスグループ内で基本シーケンス番号

【 0 0 9 6 】

【 化 4 2 】

$$v_{\text{が}} v = 0$$

と与えられる。

【 0 0 9 7 】

長さが

【 0 0 9 8 】

10

20

30

40

【化 4 3】

$$M_{sc}^{RS} \geq 6N_{sc}^{RB}$$

である基準信号に対して、スロット

【 0 0 9 9 】

【化 4 4】

$n_s$

において基本シーケンスグループ内で基本シーケンス番号

【 0 1 0 0 】

10

【化 4 5】

$v$

は、下記の数学式 8 のように与えられる。

【 0 1 0 1 】

【数 8】

$$v = \begin{cases} c(n_s) & \text{if group hopping is disabled and sequence hopping is enabled} \\ 0 & \text{otherwise} \end{cases}$$

ここで、

20

【 0 1 0 2 】

【化 4 6】

$c(i)$

は、擬似 - ランダムシーケンスに該当し、上位層により提供されるシーケンスホッピングを可能に ( e n a b l e d ) するパラメータは、シーケンスホッピングが可能か否かを決定する。擬似 - ランダムシーケンス生成器は、無線フレームの開始において

【 0 1 0 3 】

【化 4 7】

$$c_{init} = \left\lfloor \frac{N_{ID}^{cell}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{ss}^{PUSCH}$$

30

で初期化することができる。

【 0 1 0 4 】

PUSCH に対する基準信号は、下記のように決定される。

【 0 1 0 5 】

PUSCH に対する基準信号シーケンス

【 0 1 0 6 】

【化 4 8】

$r^{PUSCH}(\cdot)$

40

は、

【 0 1 0 7 】

【化 4 9】

$$r^{PUSCH}(m \cdot M_{sc}^{RS} + n) = r_{u,v}^{(\alpha)}(n)$$

と定義される。m と n は

【 0 1 0 8 】

50

【化 5 0】

$$m = 0, 1$$

$$n = 0, \dots, M_{sc}^{RS} - 1$$

を満たし、かつ

【 0 1 0 9 】

【化 5 1】

$$M_{sc}^{RS} = M_{sc}^{PUSCH}$$

を満たす。

【 0 1 1 0 】

一つのスロットにおいて、巡回シフトは、

【 0 1 1 1 】

【化 5 2】

$$n_{cs} = \left( n_{DMRS}^{(1)} + n_{DMRS}^{(2)} + n_{PRS}(n_s) \right) \bmod 12$$

とともに

【 0 1 1 2 】

【化 5 3】

$$\alpha = 2 \cdot n_{cs} / 12$$

と与えられる。

【 0 1 1 3 】

【化 5 4】

$$n_{DMRS}^{(1)}$$

は放送される値であり、

【 0 1 1 4 】

【化 5 5】

$$n_{DMRS}^{(2)}$$

は、アップリンクスケジューリング割当により与えられ、

【 0 1 1 5 】

【化 5 6】

$$n_{PRS}(n_s)$$

は、セル特定巡回シフト値である。

【 0 1 1 6 】

【化 5 7】

$$n_{PRS}(n_s)$$

はスロット番号

【 0 1 1 7 】

【化 5 8】

$$n_s$$

によって変わり、

【 0 1 1 8 】

10

20

30

40



【化 5 9】

$$n_{\text{PRS}}(n_s) = \sum_{i=0}^7 c(8 \cdot n_s + i) \cdot 2^i$$

のように与えられる。

【 0 1 1 9】

【化 6 0】

$c(i)$

は、擬似 - ランダムシーケンスであり、

【 0 1 2 0】

【化 6 1】

$c(i)$

はセル - 特定値である。擬似 - ランダムシーケンス生成器は、無線フレームの開始において

【 0 1 2 1】

【化 6 2】

$$c_{\text{init}} = \left\lfloor \frac{N_{\text{ID}}^{\text{cell}}}{30} \right\rfloor \cdot 2^5 + f_{\text{ss}}^{\text{PUSCH}}$$

で初期化することができる。

【 0 1 2 2】

表 3 は、DCI (Downlink Control Information) フォーマット 0 において巡回シフトフィールドと

【 0 1 2 3】

【化 6 3】

$n_{\text{DMRS}}^{(2)}$

を示すものである。

【 0 1 2 4】

【表 3】

DCIフォーマット 0 における巡回シフトフィールド	$n_{\text{DMRS}}^{(2)}$
000	0
001	2
010	3
011	4
100	6
101	8
110	9
111	10

PUSCH においてアップリンク RS のための物理的マッピング方法は、下記のとおりである。

【 0 1 2 5】

シーケンスは、振幅スケール要素 (amplitude scaling factor)

【 0 1 2 6】

【化 6 4】

$\beta_{\text{PUSCH}}$

とかけられ、

【 0 1 2 7】

【化 6 5】

$r^{\text{PUSCH}}(0)$

から始まるシーケンス内で対応する P U S C H のために用いられる物理リソースブロック ( P h y s i c a l R e s o u r c e B l o c k : P R B ) の同一のセットにマッピングされる。標準 C P については

10

【 0 1 2 8】

【化 6 6】

$l=3$

、拡張 C P については

【 0 1 2 9】

【化 6 7】

$l=2$

20

としてサブフレーム内でリソース要素

【 0 1 3 0】

【化 6 8】

$(k, l)$

にマッピングすることは、まず

【 0 1 3 1】

【化 6 9】

$k$

30

の次数が増加してから、スロット番号が増加する。

【 0 1 3 2】

要するに、長さが

【 0 1 3 3】

【化 7 0】

$3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$

以上であれば、巡回拡張と共に Z C シーケンスが用いられ、長さが

【 0 1 3 4】

【化 7 1】

40

$3N_{\text{sc}}^{\text{RB}}$

未満であれば、コンピュータ生成シーケンスが用いられる。巡回シフトは、セル - 特定巡回シフト、端末 - 特定巡回シフト及びホッピングパターンなどによって決定される。

【 0 1 3 5】

図 1 2 A は、標準 C P ( n o r m a l C P ) の場合に P U S C H のための D M R S ( d e m o d u l a t i o n r e f e r e n c e s i g n a l ) 構造を示す図であり、図 1 2 B は、拡張 C P ( e x t e n d e d C P ) の場合に P U S C H のための D M R S 構造を示す図である。図 1 2 A では、4 番目と 1 1 番目の S C - F D M A シンボルを通じて D M R S が伝送され、図 1 2 B では、3 番目と 9 番目の S C - F D M A シンボルを通じ

50

てDMRSが伝送される。

#### 【0136】

図13乃至図16は、PUCCHフォーマットのスロットレベル構造を示す例である。PUCCHは、制御情報を伝送するために下記の形式を含む。

#### 【0137】

(1) フォーマット (Format) 1: オン - オフキーイング (On - Off keying) (OOK) 変調、スケジューリング要請 (Scheduling Request: SR) に使用

(2) フォーマット 1a とフォーマット 1b: ACK/NACK (Acknowledgment/Negative Acknowledgment) 伝送に使用

1) フォーマット 1a: 1 個のコードワードに対する BPSK ACK/NACK

2) フォーマット 1b: 2 個のコードワードに対する QPSK ACK/NACK

(3) フォーマット 2: QPSK 変調、CQI 伝送に使用

(4) フォーマット 2a とフォーマット 2b: CQI と ACK/NACK の同時伝送に使用

表4は、PUCCHフォーマットによる変調方式、及びサブフレーム当たりのビット数を表す。表5は、PUCCHフォーマットによるスロット当たりのRSの個数を表す。表6は、PUCCHフォーマットによるRSのSC-FDMAシンボル位置を表すものである。表4で、PUCCHフォーマット2aと2bは、標準CPの場合に該当する。

#### 【0138】

【表4】

PUCCH フォーマット	変調方式 (Modulation scheme)	サブフレーム当たりのビット数、 $M_{bit}$
1	N/A	N/A
1a	BPSK	1
1b	QPSK	2
2	QPSK	20
2a	QPSK + BPSK	21
2b	QPSK + BPSK	22

#### 【0139】

【表5】

PUCCH フォーマット	標準 CP	拡張 CP
1, 1a, 1b	3	2
2	2	1
2a, 2b	2	N/A

#### 【0140】

【表6】

PUCCH フォーマット	RS の SC-FDMA シンボル位置	
	標準 CP	拡張 CP
1, 1a, 1b	2, 3, 4	2, 3
2, 2a, 2b	1, 5	3

図13は、標準CPの場合におけるPUCCHフォーマット1a及び1bを示す。図14は、拡張CPの場合におけるPUCCHフォーマット1a及び1bを示す。PUCCHフォーマット1a及び1bは、同じ内容の制御情報がサブフレーム内でスロット単位に反復される。各端末から、ACK/NACK信号は、CG-CAZAC (Computer-Generated Constant Amplitude Zero Auto

Correlation)シーケンスの互いに異なる巡回シフト(cyclic shift:CS)(周波数ドメインコード)と直交カバーコード(orthogonal cover or orthogonal cover code:OC or OCC)(時間ドメイン拡散コード)とから構成された互いに異なるリソースを通じて伝送される。OCは、例えば、ウォルシュ(Walsh)/DFT直交コードを含む。CSの個数が6であり、OCの個数が3であれば、単一アンテナを基準に、総18個の端末が同一のPRB(Physical Resource Block)内で多重化されることが可能である。直交シーケンス $w_0$ 、 $w_1$ 、 $w_2$ 、 $w_3$ は、(FFT変調後に)任意の時間ドメインで、または(FFT変調前に)任意の周波数ドメインで適用されるとよい。

#### 【0141】

10

SR及び持続的スケジューリング(persistent scheduling)のために、CS、OC及びPRB(Physical Resource Block)で構成されたACK/NACKリソースを、RRC(Radio Resource Control)を通じて端末に与えることができる。動的ACK/NACK及び非持続的スケジューリング(non-persistent scheduling)のために、ACK/NACKリソースを、PDSCHに対応するPDCCHの最小(lowest)のCCEインデックスによって暗黙的に(implicitly)端末に与えることができる。

#### 【0142】

20

図15には、標準CPの場合におけるPUCCHフォーマット2/2a/2bを示す。図16は、拡張CPの場合におけるPUCCHフォーマット2/2a/2bを示す。図15及び図16を参照すると、標準CPの場合に、一つのサブフレームは、RSシンボルの他、10個のQPSKデータシンボルで構成される。それぞれのQPSKシンボルは、CSにより周波数ドメインで拡散された後、該当のSC-FDMAシンボルにマッピングされる。SC-FDMAシンボルレベルCSホッピングは、インター・セル干渉をランダム化するために適用することができる。RSは、巡回シフトを用いてCDMにより多重化することができる。例えば、可用CSの個数が12または6であるとすれば、同一のPRB内にそれぞれ12または6個の端末を多重化することができる。要するに、PUCCHフォーマット1/1a/1bと2/2a/2bにおいて、複数の端末を、CS+OC+PRBとCS+PRBによりそれぞれ多重化することができる。

30

#### 【0143】

PUCCHフォーマット1/1a/1bのための長さ4と長さ3の直交シーケンス(OC)は、下記の表7及び表8に示すとおりである。

#### 【0144】

##### 【表7】

Length-4 orthogonal sequences for PUCCH formats 1/1a/1b

Sequence index $n_{oc}(n_s)$	Orthogonal sequences $[w(0) \dots w(N_{SF}^{PUCCH}-1)]$
0	$[+1 \ +1 \ +1 \ +1]$
1	$[+1 \ -1 \ +1 \ -1]$
2	$[+1 \ -1 \ -1 \ +1]$

40

#### 【0145】

【表 8】

Length-3 orthogonal sequences for PUCCH formats 1/1a/1b

Sequence index $n_{oc}(n_s)$	Orthogonal sequences $[w(0) \cdots w(N_{SF}^{PUCCH} - 1)]$
0	$[1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/3} \ e^{j2\pi/3}]$

10

PUCCHフォーマット1/1a/1bにおいて、RSのための直交シーケンス(OC)は、下記の表9のとおりである。

【0146】

【表 9】

1a and 1b

Sequence index $\bar{n}_{oc}(n_s)$	Normal cyclic prefix	Extended cyclic prefix
0	$[1 \ 1 \ 1]$	$[1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/3} \ e^{j4\pi/3}]$	$[1 \ -1]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/3} \ e^{j2\pi/3}]$	N/A

20

図17は、PUCCHフォーマット1a及び1bに対するACK/NACKチャネル化(channelization)を説明する図である。図17は、

【0147】

【化72】

$$\Delta_{\text{shift}}^{PUCCH} = 2$$

30

の場合に該当する。

【0148】

図18は、同一のPRB内で、PUCCHフォーマット1/1a/1b及びフォーマット2/2a/2bの混合構造に対するチャネル化を示す図である。

【0149】

巡回シフト(Cyclic Shift:CS)ホッピングと直交カバー(Orthogonal Cover:OC)再マッピング(remapping)は、下記のように適用可能である。

【0150】

(1) インター・セル干渉(inter-cell interference)のランダム化のためのシンボルベースのセル特定CSホッピング

40

(2) スロットレベルCS/OC再マッピング

1) インター・セル干渉ランダム化のために

2) ACK/NACKチャネルとリソース(k)間のマッピングのためのスロットベースの接近

一方、PUCCHフォーマット1/1a/1bのためのリソース( $n_r$ )は、下記の組み合わせを含む。

【0151】

(1) CS(=シンボルレベルでDFT直交コードと同一)( $n_{cs}$ )

(2) OC(スロットレベルで直交カバー)( $n_{oc}$ )

50

(3) 周波数 R B ( Resource Block ) (  $n_{rb}$  )

C S、O C、R Bを表すインデックスをそれぞれ、 $n_{cs}$ 、 $n_{oc}$ 、 $n_{rb}$  とすれば、代表インデックス ( representative index )  $n_r$  は、 $n_{cs}$ 、 $n_{oc}$ 、 $n_{rb}$  を含む。 $n_r$  は、 $n_r = (n_{cs}, n_{oc}, n_{rb})$  を満たす。

【0152】

C Q I、P M I、R I、及び C Q I と A C K / N A C K との組み合わせは、P U C C H フォーマット 2 / 2 a / 2 b を通じて伝達することができる。リードマラー ( Reed Muller : R M ) チャンネルコーディングを適用することができる。

【0153】

例えば、L T E システムで U L C Q I のためのチャンネルコーディングを説明すると、次のとおりである。ビットストリーム

【0154】

【化73】

$$a_0, a_1, a_2, a_3, \dots, a_{A-1}$$

は、( 2 0 , A ) R M コードを用いてチャンネルコーディングされる。表 1 0 は、( 2 0 , A ) コードのための基本シーケンスを示すものである。

【0155】

【化74】

$$a_0 \text{ と } a_{A-1}$$

は、M S B ( Most Significant Bit ) と L S B ( Least Significant Bit ) を表す。拡張 C P の場合に、C Q I と A C K / N A C K が同時伝送される場合を除けば、最大情報ビットは 1 1 ビットである。R M コードを用いて 2 0 ビットにコーディングした後に、Q P S K 変調を適用することができる。Q P S K 変調の前に、コーディングされたビットをスクランブルすることができる。

【0156】

【表10】

I	$M_{i,0}$	$M_{i,1}$	$M_{i,2}$	$M_{i,3}$	$M_{i,4}$	$M_{i,5}$	$M_{i,6}$	$M_{i,7}$	$M_{i,8}$	$M_{i,9}$	$M_{i,10}$	$M_{i,11}$	$M_{i,12}$
0	1	1	0	0	0	0	0	0	0	0	1	1	0
1	1	1	1	0	0	0	0	0	0	1	1	1	0
2	1	0	0	1	0	0	1	0	1	1	1	1	1
3	1	0	1	1	0	0	0	0	1	0	1	1	1
4	1	1	1	1	0	0	0	1	0	0	1	1	1
5	1	1	0	0	1	0	1	1	1	0	1	1	1
6	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1
7	1	0	0	1	1	0	0	1	1	0	1	1	1
8	1	1	0	1	1	0	0	1	0	1	1	1	1
9	1	0	1	1	1	0	1	0	0	1	1	1	1
10	1	0	1	0	0	1	1	1	0	1	1	1	1
11	1	1	1	0	0	1	1	0	1	0	1	1	1
12	1	0	0	1	0	1	0	1	1	1	1	1	1
13	1	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1	1	1
14	1	0	0	0	1	1	0	1	0	0	1	0	1
15	1	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	0	1
16	1	1	1	0	1	1	1	0	0	1	0	1	1
17	1	0	0	1	1	1	0	0	1	0	0	1	1
18	1	1	0	1	1	1	1	1	0	0	0	0	0
19	1	0	0	0	0	1	1	0	0	0	0	0	0

チャンネルコーディングビット

【0157】

【化 7 5】

$$b_0, b_1, b_2, b_3, \dots, b_{B-1}$$

は、数学式 9 により生成することができる。

【 0 1 5 8】

【数 9】

$$b_i = \sum_{n=0}^{A-1} (a_n \cdot M_{i,n}) \bmod 2$$

10

ここで、 $i = 0, 1, 2, \dots, B - 1$  を満たす。

【 0 1 5 9】

表 1 1 は、広帯域報告（単一アンテナポート、伝送ダイバーシティ（transmit diversity）または開ループ空間多重化（open loop spatial multiplexing）PDSCH）CQI フィードバックのための UCI（Uplink Control Information）フィールドを表すものである。

【 0 1 6 0】

【表 1 1】

フィールド	帯域
広帯域 CQI（Wide-band CQI）	4

20

表 1 2 は、広帯域に対する CQI と PMI フィードバックのための UCI フィールドを表し、該フィールドは、閉ループ空間多重化（closed loop spatial multiplexing）PDSCH 伝送を報告する。

【 0 1 6 1】

【表 1 2】

フィールド	帯域			
	2アンテナポート		4アンテナポート	
	ランク=1	ランク=2	ランク=1	ランク>1
広帯域（Wide-band CQI）	4	4	4	4
空間差分 CQI（Spatial differential CQI）	0	3	0	3
PMI（Precoding Matrix Index）	2	1	4	4

30

表 1 3 は、広帯域報告のための RI フィードバックのための UCI フィールドを表す。

【 0 1 6 2】

【表 1 3】

フィールド	Bitwidths		
	2アンテナポート	4アンテナポート	
		最大2個のレイヤー	最大4個のレイヤー
RI（Rank Indication）	1	1	2

40

図 1 9 は、PRB 割当を示す図である。図 1 9 に示すように、スロット  $n_s$  で PUCCH 伝送のために PRB を用いることができる。

【 0 1 6 3】

マルチキャリアシステムまたはキャリアアグリゲーション（carrier aggregation）システムは、広帯域支援のために目標帯域（bandwidth）よりも小さい帯域を持つ複数のキャリアを統合して用いるシステムのことをいう。目標帯域よりも小さい帯域を持つ複数のキャリアを統合する時に、統合されるキャリアの帯域は、既存システムとの互換（backward compatibility）のために、既存システムで用いる帯域幅に制限されるとよい。例えば、既存の LTE システムは、1.4、3、5、10、15、20 MHz の帯域幅を支援し、LTE システムから進展した LT

50

E - A ( L T E - A d v a n c e d ) システムは、L T E で支援する帯域幅のみを用いて 20 M H z よりも大きい帯域幅を支援することができる。または、既存システムで用いる帯域幅にかかわらず、新しい帯域幅を定義してキャリアアグリゲーションを支援してもよい。マルチキャリアは、キャリアアグリゲーション及び帯域幅統合と併用できる名称である。また、キャリアアグリゲーションは、隣接した ( c o n t i g u o u s ) キャリアアグリゲーションと隣接していない ( n o n - c o n t i g u o u s ) キャリアアグリゲーションを総称する。

【 0 1 6 4 】

図 2 0 は、基地局でダウンリンクコンポーネントキャリアを管理する概念を示す図であり、図 2 1 は、端末でアップリンクコンポーネントキャリアを管理する概念を示す図である。説明の便宜のために、以下では、図 2 0 及び図 2 1 において、上位層を M A C と簡略化して説明する。

【 0 1 6 5 】

図 2 2 は、基地局において一つの M A C がマルチキャリアを管理する概念を説明する。図 2 3 は、端末において一つの M A C がマルチキャリアを管理する概念を説明する。

【 0 1 6 6 】

図 2 2 及び 2 3 を参照すると、一つの M A C が一つ以上の周波数キャリアを管理及び運営して送受信を行う。一つの M A C により管理される周波数キャリアは、互いに隣接する必要がないため、リソース管理の側面においてより柔軟 ( f l e x i b l e ) であるという利点がある。図 2 2 及び図 2 3 で、一つの P H Y は、便宜上、一つのコンポーネントキャリアを意味するとする。ここで、一つの P H Y は、必ずしも独立した R F ( R a d i o F r e q u e n c y ) デバイスを意味するわけではない。一般に、一つの独立した R F デバイスは、一つの P H Y を意味するが、これに限定されず、一つの R F デバイスは複数の P H Y を含むこともできる。

【 0 1 6 7 】

図 2 4 は、基地局において複数の M A C がマルチキャリアを管理する概念を説明する。図 2 5 は、端末において複数の M A C がマルチキャリアを管理する概念を説明する。図 2 6 は、基地局において複数の M A C がマルチキャリアを管理する他の概念を説明する。図 2 7 は、端末において複数の M A C がマルチキャリアを管理する他の概念を説明する。

【 0 1 6 8 】

図 2 2 及び図 2 3 に示すような構造に限定されず、図 2 4 乃至図 2 7 のように、複数のキャリアを、一つの M A C ではなく複数の M A C が制御することもできる。

【 0 1 6 9 】

図 2 4 及び図 2 5 に示すように、それぞれのキャリアをそれぞれの M A C が 1 : 1 で制御することもでき、図 2 6 及び図 2 7 に示すように、一部キャリアについては、それぞれのキャリアをそれぞれの M A C が 1 : 1 で制御し、残り 1 個以上のキャリアを一つの M A C が制御することもできる。

【 0 1 7 0 】

上記のシステムは、1 個 ~ N 個の多数のキャリアを含むシステムであり、各キャリアは隣接して用いられることもあり、非隣接 ( n o n - c o n t i g u o u s ) して用いられることもある。これは、アップリンク / ダウンリンクを問わずに適用可能である。T D D システムは、それぞれのキャリア内にダウンリンクとアップリンクの伝送を含む N 個の多数キャリアを運営するように構成され、F D D システムは、多数のキャリアをアップリンクとダウンリンクにそれぞれ用いるように構成される。F D D システムの場合に、アップリンクとダウンリンクで統合されるキャリアの数及び / またはキャリアの帯域幅が、他の非対称的なキャリアアグリゲーションも支援することができる。

【 0 1 7 1 】

アップリンクとダウンリンクで統合されたコンポーネントキャリアの個数が同一であれば、全てのコンポーネントキャリアを既存システムと互換可能に構成することができる。しかし、互換性を考慮しないコンポーネントキャリアが本発明から排除されるわけではな

10

20

30

40

50



い。

#### 【0172】

以下では、説明の便宜のために、PDCCHがダウンリンクコンポーネントキャリア#0で伝送された時に、該当のPDSCHはダウンリンクコンポーネントキャリア#0で伝送されるとして説明するが、交差-キャリアスケジューリング(cross-carrier scheduling)が適用されることで、該当のPDSCHが他のダウンリンクコンポーネントキャリアを通じて伝送されてもよいことは明らかである。“コンポーネントキャリア”という用語は、等価の他の用語(例、セル)にしてもよい。

#### 【0173】

図28には、キャリアアグリゲーションが支援される無線通信システムにおいて、アップリンク制御情報(Uplink Control Information:UCI)が伝送されるシナリオを例示する。便宜上、本例は、UCIがACK/NACK(A/N)である場合とする。しかし、これは、説明の便宜のためのもので、UCIはチャネル状態情報(例、CQI、PMI、RI)、スケジューリング要請情報(例、SR)のような制御情報を制限なく含むことができる。

#### 【0174】

図28には、5個のDL CCが1個のUL CCとリンクされた非対称キャリアアグリゲーションを例示する。例示した非対称キャリアアグリゲーションは、UCI伝送の観点で設定したものでよい。すなわち、UCIのためのDL CC-UL CCリンクageとデータのためのDL CC-UL CCリンクageとを、異なるように設定することができる。便宜上、一つのDL CCが最大2個のコードワードを伝送できるとすれば、UL ACK/NACKビットも、少なくとも2ビットが必要である。この場合、5個のDL CCを通じて受信したデータに対するACK/NACKを一つのUL CCを通じて伝送するには、少なくとも10ビットのACK/NACKビットが必要である。もし、DL CC別にDTX状態も支援するためには、ACK/NACK伝送のために少なくとも12ビット( $=5^5=3125=11.61$ ビット)が必要である。既存のPUCCHフォーマット1a/1bは2ビットまでACK/NACKを送ることができるため、この構造では、増加したACK/NACK情報を伝送することができない。便宜上、UCI情報の量が増加する原因としてキャリアアグリゲーションを挙げたが、アンテナ個数の増加、TDDシステム、リレーシステムにおけるバックホールサブフレームの存在などにも起因する。ACK/NACKと同様に、複数のDL CCと関連した制御情報を一つのUL CCを通じて伝送すべき場合にも、伝送されるべき制御情報の量が増加する。例えば、複数のDL CCに対するCQI/PMI/RIを伝送すべき場合に、UCIペイロードが増加することがある。DL CC及びUL CCはそれぞれ、DL Cell及びUL Cellと呼ぶこともできる。また、アンカーDL CC及びアンカーUL CCはそれぞれ、DL PCell(Primary Cell)及びUL PCellと呼ぶこともできる。

#### 【0175】

DLプライマリCCは、ULプライマリCCとリンクageされたDL CCと規定できる。ここで、リンクageは、暗黙的(implicit)、明示的(explicit)リンクage(linkage)の両方を包括する。LTEでは、一つのDL CCと一つのUL CCが固有にペアリングされている。例えば、LTEペアリングにより、ULプライマリCCとリンクageされたDL CCを、DLプライマリCCと称することができる。これを暗黙的リンクageということができる。明示的リンクageは、ネットワークがあらかじめリンクageを構成(configuration)することを意味し、RRCなどでシグナリングできる。明示的リンクageにおいて、ULプライマリCCとペアリングされているDL CCをプライマリDL CCと称することができる。ここで、ULプライマリ(またはアンカー)CCは、PUCCHが伝送されるUL CCでよい。あるいは、ULプライマリCCは、PUCCHあるいはPUSCHを通じてUCIが伝送されるUL CCでもよい。または、DLプライマリCCは、上位層シグナリングを通じて構成

10

20

30

40

50

されてもよい。または、DLプライマリCCは、端末が初期接続を行ったDL CCでもよい。また、DLプライマリCC以外のDL CCは、DLセカンダリCCと呼ぶことができる。同様に、ULプライマリCC以外のUL CCは、ULセカンダリCCと呼ぶことができる。

#### 【0176】

DL-ULペアリングは、FDDに限るものでよい。TDDは、同じ周波数を用いているため、DL-ULペアリングを別に定義しなくてもよいわけである。また、DL-ULリンケージは、SIB2のUL EARFCN情報を通じてULリンケージから決定することができる。例えば、DL-ULリンケージを、初期接続時にSIB2デコーディングを通じて獲得し、それ以外はRRCシグナリングを通じて獲得することができる。そのため、SIB2リンケージのみ存在し、他のDL-ULペアリングは明示的に定義されなくてもよい。例えば、図28の5DL:1ULの構造において、DL CC#0とUL CC#0とはSIB2リンケージ関係にあり、残りのDL CCは、当該端末に設定されていない他のUL CCとSIB2リンケージ関係を有することができる。

10

#### 【0177】

本明細書中で、一部は非対称キャリアアグリゲーションを中心に記載されているが、これは説明のための例示で、本発明は、対称キャリアアグリゲーションを含む様々なキャリアアグリゲーションシナリオに制限なく適用可能である。

#### 【0178】

以下、図面を参照して、増大したアップリンク制御情報を効率よく伝送するための案を提案する。具体的に、増大したアップリンク制御情報を伝送するための新しいPUCCHフォーマット/信号処理手順/リソース割当方法などを提案する。説明のために、本発明で提案する新規のPUCCHフォーマットを、LTE-A PUCCHフォーマット、または既存LTEにPUCCHフォーマット2まで定義されている点に照らしてPUCCHフォーマット3と呼ぶ。本発明で提案するPUCCHフォーマットの技術的思想は、アップリンク制御情報を伝送できる任意の物理チャネル(例、PUSCH)にも同一または類似の方式を用いて容易に適用することができる。例えば、本発明の実施例は、制御情報を周期的に伝送する周期的PUSCH構造、または制御情報を非周期的に伝送する非周期的PUSCH構造に適用することができる。

20

#### 【0179】

以下の図面及び実施例は、本発明の実施例に係るPUCCHフォーマット3に適用されるサブフレーム/スロットレベルのUCI/RSシンボル構造であり、既存のLTEのPUCCHフォーマット1(標準CP)のUCI/RSシンボル構造を用いる場合を中心に説明する。しかし、図示のPUCCHフォーマット3においてサブフレーム/スロットレベルのUCI/RSシンボル構造は、例示のために便宜上定義したもので、本発明が特定構造に制限されることはない。本発明に係るPUCCHフォーマット3において、UCI/RSシンボルの個数、位置などは、システム設計に合わせて適宜変形すればよい。例えば、本発明の実施例に係るPUCCHフォーマット3は、既存のLTEのPUCCHフォーマット2/2a/2bのRSシンボル構造を用いて定義することができる。

30

#### 【0180】

本発明の実施例に係るPUCCHフォーマット3は、任意の種類/サイズのアップリンク制御情報を伝送するのに用いることができる。例えば、本発明の実施例に係るPUCCHフォーマット3は、HARQ ACK/NACK、CQI、PMI、RI、SRなどの情報を伝送することができ、これらの情報は、任意サイズのペイロードを有することができる。説明の便宜上、図面及び実施例は、本発明に係るPUCCHフォーマット3がACK/NACK情報を伝送する場合を中心に説明する。

40

#### 【0181】

##### 実施例1

図29A乃至図29Fには、本実施例に係るPUCCHフォーマット3の構造及びそのための信号処理手順を例示する。

50

## 【0182】

図29Aには、本実施例に係るPUCCHフォーマット3をPUCCHフォーマット1（標準CP）の構造に適用する場合を例示する。図29Aを参照すると、チャンネルコーディングブロック（channel coding block）は、情報ビット $a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ （例、多重ACK/NACKビット）をチャンネルコーディングして、コーディングビット（coded bit or coding bit）（またはコードワード） $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$ を生成する。Mは、情報ビットのサイズを表し、Nは、コーディングビットのサイズを表す。情報ビットは、アップリンク制御情報（UCI）、例えば、複数のDL CCを通じて受信した複数のデータ（またはPDSCH）に対する多重ACK/NACKを含む。ここで、情報ビット $a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ は、情報ビットを構成するUCIの種類/個数/サイズにかかわらずにジョイントコーディングされる。例えば、情報ビットが複数のDL CCに対する多重ACK/NACKを含む場合に、チャンネルコーディングは、DL CC別、個別ACK/NACKビット別に行わずに、全体ビット情報に対して行われ、これにより単一コードワードが生成される。チャンネルコーディングには、これに限定されるものではないが、単純反復（repetition）、単純コーディング（simplex coding）、RM（Reed Muller）コーディング、パルクチャリングされたRMコーディング、TBCC（Tail-biting convolutional coding）、LDPC（low-density parity-check）あるいはターボ・コーディングを用いることができる。図示してはいないが、コーディングビットは、変調次数とリソース量を考慮してレートマッチング（rate-matching）されるとよい。レートマッチング機能は、チャンネルコーディングブロックの一部として含まれてもよく、別の機能ブロックによって行われてもよい。

## 【0183】

変調器（modulator）は、コーディングビット $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$ を変調して、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L-1}$ を生成する。Lは、変調シンボルのサイズを表す。変調は、伝送信号のサイズと位相を変形することによってなされる。変調方法は、例えば、n-PSK（Phase Shift Keying）、n-QAM（Quadrature Amplitude Modulation）を含む（nは、2以上の整数）。具体的に、変調方法には、BPSK（Binary PSK）、QPSK（Quadrature PSK）、8-PSK、QAM、16-QAM、64-QAMなどを用いることができる。

## 【0184】

分周器（divider）は、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L-1}$ を各スロットに分周する。変調シンボルを各スロットに分周する順序/パターン/方式は特に制限されない。例えば、分周器は、変調シンボルを前から順にそれぞれのスロットに分周することができる（ローカル型方式）。この場合、図示のように、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ はスロット0に分周し、変調シンボル $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ は、スロット1に分周できる。また、変調シンボルをそれぞれのスロットへの分周時にインタリーブ（またはパーミュテーション）することができる。例えば、偶数番目の変調シンボルは、スロット0に分周し、奇数番目の変調シンボルはスロット1に分周することができる。変調過程と分周過程は互いに順序が換わってもよい。

## 【0185】

DFTプリコーダ（precoder）は、単一搬送波波形（single carrier waveform）を生成するために、それぞれのスロットに分周された変調シンボルに対してDFTプリコーディング（例、12-ポイントDFT）を行う。同図で、スロット0に分周された変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ は、DFTシンボル $d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}$ としてDFTプリコーディングされ、スロット1に分周された変調シンボル $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ は、DFTシンボル $d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}$ としてDFTプリコーディングさ

れる。DFTプリコーディングは、相応する他の線形演算 (linear operation) (例、walsh precoding) に代替可能である。

#### 【0186】

拡散ブロック (spreading block) は、DFTされた信号を、SC-FDMAシンボルレベルで (時間ドメイン) 拡散する。SC-FDMAシンボルレベルの時間ドメイン拡散は、拡散コード (シーケンス) を用いて行われる。拡散コードは、準直交コードと直交コードを含む。準直交コードは、これに制限されるわけではないが、PN (Pseudo Noise) コードを含む。直交コードは、これに制限されるわけではないが、ウォルシュコード、DFTコードを含む。本明細書は、説明の容易性のために、拡散コードの代表例として直交コードを挙げて説明するが、これは例示であり、直交コードは準直交コードに代替可能である。拡散コードサイズ (または、拡散因子 (Spreading Factor: SF)) の最大値は、制御情報伝送に用いられるSC-FDMAシンボルの個数によって制限される。一例として、1スロットで4個のSC-FDMAシンボルが制御情報伝送に用いられる場合に、スロット別に長さ4の (準) 直交コード  $w_0, w_1, w_2, w_3$  を用いることができる。SFは、制御情報の拡散度を意味し、端末の多重化次数 (multiplexing order) またはアンテナ多重化次数と関連を持つことができる。SFは、1、2、3、4、...のように、システムの要求条件によって可変でき、基地局と端末間にあらかじめ定義されたり、DCIあるいはRRCシグナリングを通じて端末に知らせられたりすることができる。例えば、SRSSを送送するために、制御情報用SC-FDMAシンボルのうちの一つをパンクチャリングする場合に、当該スロットの制御情報にはSFの縮小した (例、SF = 4の代わりにSF = 3) 拡散コードを適用することができる。

#### 【0187】

上の過程を経て生成された信号は、PRB内の副搬送波にマッピングされた後に、IFFTを経て時間ドメイン信号に変換される。時間ドメイン信号にはCPが付加され、生成されたSC-FDMAシンボルはRF端を通じて伝送される。

#### 【0188】

5個のDL CCに対するACK/NACKを伝送する場合を挙げて、各過程をより具体的に説明する。それぞれのDL CCが2個のPDSCHを伝送できる場合に、これに対するACK/NACKビットは、DTX状態を含む場合に12ビットでよい。QPSK変調とSF = 4時間拡散を想定する場合に、(レートマッチング後の) コーディングブロックサイズは48ビットでよい。コーディングビットは24個のQPSKシンボルに変調され、生成されたQPSKシンボルは12個ずつ各スロットに分周される。各スロットで12個のQPSKシンボルは12 - ポイントDFT演算を通じて12個のDFTシンボルに変換される。各スロットにおいて12個のDFTシンボルは時間ドメインでSF = 4拡散コードを用いて4個のSC-FDMAシンボルに拡散されてマッピングされる。12個のビットが [2ビット \* 12個の副搬送波 \* 8個のSC-FDMAシンボル] を通じて伝送されるので、コーディングレートは  $0.0625 (= 12 / 192)$  である。また、SF = 4の場合に、1PRB当たり最大4個の端末を多重化することができる。

#### 【0189】

図29Aを参照して説明した信号処理手順は単なる例示であり、図29AでPRBにマッピングされた信号は、等価の様々な信号処理手順を通じて得られてもよい。図29B乃至図29Gを参照して、図29Aに例示したものと等価の信号処理手順を説明する。

#### 【0190】

図29Bは、図29AにおいてDFTプリコーダと拡散ブロックとの処理順序を入れ替えたものである。図29Aにおいて拡散ブロックの機能は、DFTプリコーダから出力されたDFTシンボル列にSC-FDMAシンボルレベルで特定の定数をかけるに等しいものがあるから、これらの順序を入れ替えても、SC-FDMAシンボルにマッピングされる信号の値は同一である。したがって、PUCCHフォーマット3のための信号処理手順は、チャンネルコーディング、変調、分周、拡散、DFTプリコーディングの順にすることが

できる。この場合、分周過程と拡散過程は一つの機能ブロックにより行われてもよい。一例として、変調シンボルをそれぞれのスロットに交互に分周しながら、それぞれの変調シンボルを分周と同時にSC-FDMAシンボルレベルで拡散させることができる。他の例として、変調シンボルをそれぞれのスロットに分周する時にそれぞれの変調シンボルを拡散コードのサイズに対応するように複写し、これらの変調シンボルと拡散コードの各元素を1対1にかけることができる。そのため、スロット別に生成された変調シンボル列は、SC-FDMAシンボルレベルで複数のSC-FDMAシンボルに拡散される。その後、それぞれのSC-FDMAシンボルに対応する複素シンボル列は、SC-FDMAシンボル単位にDFTプリコーディングされる。

【0191】

10

図29Cは、図29Aにおいて変調器と分周器との処理順序を入れ替えたものである。そのため、PUCCHフォーマット3のための処理手順は、サブフレームレベルでジョイントチャネルコーディングと分周が行われ、それぞれのスロットレベルで変調、DFTプリコーディング、拡散の順に行われる。

【0192】

図29Dは、図29Cにおいて、DFTプリコードと拡散ブロックとの処理順序をさらに入れ替えたものである。前述したように、拡散ブロックの機能は、DFTプリコードから出力されたDFTシンボル列にSC-FDMAシンボルレベルで特定の定数をかけるに等しいものであるから、それらの順序を入れ替えても、SC-FDMAシンボルにマッピングされる信号の値は同一である。したがって、PUCCHフォーマット3のための信号処理手順は、サブフレームレベルでジョイントチャネルコーディングと分周が行われ、それぞれのスロットレベルで変調が行われる。スロット別に生成された変調シンボル列は、SC-FDMAシンボルレベルで複数のSC-FDMAシンボルに拡散され、それぞれのSC-FDMAシンボルに対応する変調シンボル列は、SC-FDMAシンボル単位にDFTプリコーディングされる。この場合、変調過程と拡散過程は、一つの機能ブロックにより行われてもよい。一例として、コーディングビットを変調しながら、生成された変調シンボルを直ちにSC-FDMAシンボルレベルで拡散させることができる。他の例として、コーディングビットの変調時に生成された変調シンボルを拡散コードのサイズに対応するように複写し、これらの変調シンボルと拡散コードの各元素を1対1にかけることができる。

20

30

【0193】

図29Eは、本実施例に係るPUCCHフォーマット3をPUCCHフォーマット2（標準CP）の構造に適用する場合を示し、図29Fは、本実施例に係るPUCCHフォーマット3をPUCCHフォーマット2（拡張CP）の構造に適用する場合を示す。基本的な信号処理手順は、図29A乃至図29Dを参照して説明したとおりである。ただし、既存LTEのPUCCHフォーマット2構造を再使用することから、PUCCHフォーマット3でUCI SC-FDMAシンボル及びRS SC-FDMAシンボルの個数/位置が、図29Aとは異なってくる。

【0194】

表14には、図示のPUCCHフォーマット3でRS SC-FDMAシンボルの位置を示す。標準CPの場合に、スロットにおけるSC-FDMAシンボルは7個（インデックス：0～6）であり、拡張CPの場合に、スロットにおけるSC-FDMAシンボルは6個（インデックス：0～5）であるとする。

40

【0195】

【表14】

PUCCHフォーマット3	RSのSC-FDMAシンボル位置		備考
	標準CP	拡張CP	
	2, 3, 4	2, 3	PUCCHフォーマット1を再使用
	1, 5	3	PUCCHフォーマット2を再使用

50

表 1 5 及び表 1 6 は、S F 値による拡散コードを例示する。表 1 6 は、S F = 5 と S F = 3 の D F T コードを例示する。表 1 7 は、S F = 4 と S F = 2 のウォルシュコードを例示する。D F T コードは、

【 0 1 9 6 】

【 化 7 6 】

$$\bar{w}_m = [w_0 w_1 \cdots w_{k-1}], \text{ where } w_k = \exp(j2\pi km / SF)$$

で表現される直交コードである。ここで、k は、D F T コードのサイズまたは S F 値を表し、m は、0 , 1 , ... , S F - 1 である。下の表は、m を直交コードに対するインデックスとした場合を例示する。

【 0 1 9 7 】

【 表 1 5 】

Index m	Orthogonal code $\bar{w}_m = [w_0 w_1 \cdots w_{k-1}]$	
	SF=5	SF=3
0	[1 1 1 1 1]	[1 1 1]
1	[1 $e^{j2\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$ ]	[1 $e^{j2\pi/3}$ $e^{j4\pi/3}$ ]
2	[1 $e^{j4\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$ ]	[1 $e^{j4\pi/3}$ $e^{j2\pi/3}$ ]
3	[1 $e^{j6\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$ $e^{j8\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$ ]	
4	[1 $e^{j8\pi/5}$ $e^{j6\pi/5}$ $e^{j4\pi/5}$ $e^{j2\pi/5}$ ]	

【 0 1 9 8 】

【 表 1 6 】

Index m	Orthogonal code	
	SF=4	SF=2
0	[+1 +1 +1 +1]	[+1 +1]
1	[+1 -1 +1 -1]	[+1 -1]
2	[+1 +1 -1 -1]	
3	[+1 -1 -1 +1]	

コードインデックス m は、あらかじめ指定されたり、基地局からシグナリングされたりすることができる。一例として、コードインデックス m は、P D C C H を構成する C C E インデックス（例、最小の C C E インデックス）と暗黙的（i m p l i c i t l y）にリンクされる。また、コードインデックス m は、P D C C H または R R C シグナリングを通じて明示的に指定されてもよい。また、コードインデックス m は、P D C C H または R R C シグナリングを通じて指定された値から類推されてもよい。また、コードインデックス m は、サブフレーム単位、スロット単位、複数の S C - F D M A シンボル単位に独立して与えられるものでよい。好適には、コードインデックス m は、サブフレーム単位、スロット単位、複数の S C - F D M A シンボル単位に変更可能である。すなわち、コードインデックス m は一定の時間区間単位にホッピング可能である。

【 0 1 9 9 】

図示してはいないが、セル間干渉ランダム化のために P C I ( P h y s i c a l C e l l I D ) に対応するスクランブルコード（例、ゴールドコードのような P N コード）

を用いたセル - 特定 ( c e l l - s p e c i f i c ) スクランブルあるいは端末 - I D ( 例、 R N T I ) に相応するスクランブルコードを用いた端末 - 特定 ( U E - s p e c i f i c ) スクランブルがさらに適用されてもよい。スクランブルは、全体情報に対して行われたり、 S C - F D M A シンボル - 内でまたは S C - F D M A シンボル - 間に行われたり、これら両方において行われたりすることができる。全体情報に対するスクランブルは、分周前の情報ビットレベル、コーディングビットレベル、変調シンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。 S C - F D M A シンボル - 内スクランブルは、分周後に変調シンボルレベルまたは D F T シンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。また、 S C - F D M A シンボル - 間スクランブルは、拡散後に時間ドメインにおいて S C - F D M A シンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。

10

【 0 2 0 0 】

また、 D F T プリコードの前段に C D M を適用して端末多重化を図ることができる。一例として、 D F T の前段は、時間ドメイン信号であるから、巡回シフトあるいはウォルシュ ( または D F T ) 拡散を通じて C D M を行うことができる。 C D M 多重化は、情報ビットレベル、コーディングビットレベル、変調シンボルレベルのいずれか一方で行うことができる。具体的に、 S F = 2 ウォルシュコードで 2 つの端末を一つの S C - F D M A シンボルに多重化する場合を例示する。コーディングビットが 1 2 ビットの場合に、 Q P S K 変調を行うと、

【 0 2 0 1 】

20

【 化 7 7 】

$$a_0 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5$$

の複素信号が生成される。各端末の制御情報を [ + 1    + 1 ] [ + 1    - 1 ] のウォルシュコードで拡散した例は、下記のとおりである。

【 0 2 0 2 】

- U E # 0 : [ + 1    + 1 ] を適用。

【 0 2 0 3 】

【 化 7 8 】

$$a_0 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 \ a_0 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5$$

30

を伝送

- U E # 1 : [ + 1    - 1 ] を適用。

【 0 2 0 4 】

【 化 7 9 】

$$a_0 \ a_1 \ a_2 \ a_3 \ a_4 \ a_5 - a_0 - a_1 - a_2 - a_3 - a_4 - a_5$$

を伝送

この場合、インタリービングをさらに行うことができる。インタリービングは、拡散の前または後に適用することができる。拡散及びインタリービングの両方を適用した例は、

40

【 0 2 0 5 】

- U E # 0 : [ + 1    + 1 ] を適用。

【 0 2 0 6 】

【 化 8 0 】

$$a_0 \ a_0 \ a_1 \ a_1 \ a_2 \ a_2 \ a_3 \ a_3 \ a_4 \ a_4 \ a_5 \ a_5$$

を伝送

- U E # 1 : [ + 1    - 1 ] を適用。

【 0 2 0 7 】

50

## 【化 8 1】

$$a_0, -a_0, a_1, -a_1, a_2, -a_2, a_3, -a_3, a_4, -a_4, a_5, -a_5$$

を伝送

DFTプリコーダの前段における拡散及び／またはインタリービング後に、生成された信号は、DFTプリコーディング後（必要時には、SC-FDMAシンボルレベルで時間拡散をさらに行う）に該当のSC-FDMAシンボルの副搬送波にマッピングされる。

## 【0208】

図30には、本実施例に係るPUCCHフォーマット3の他の構造を例示する。このPUCCHフォーマット3の構造は、図29で例示した構造と基本的に同一である。ただし、互いに異なるコーディングビットがそれぞれのスロットに分周される代わりに、同じコーディングビットがスロット単位に反復されるという点で、図29の構造と異なる。そのため、図30の信号処理ブロックは分周器(divider)を含まない。

## 【0209】

以下、複数のDL CCから受信したデータに対して多重ACK/NACKビットを伝送する状況を仮定して端末にPUCCHリソースを割り当てる方法について例示する。説明の便宜上、PUCCHリソースは、制御情報伝送のためのリソース及び／またはRS伝送のためのリソースを含む。便宜上、制御情報伝送のための（準）直交リソースをリソースAと呼び、RS伝送のための（準）直交リソースをリソースBと呼ぶ。リソースAは、PRBインデックスと拡散コード（例、ウォルシュコード）インデックスのうちの少なくとも一つを含み、リソースAに対して一つの代表論理インデックスを与え、それからPRBインデックスと拡散コードインデックスが類推できる。リソースBは、PRBインデックス、巡回シフトインデックスと直交カバーインデックスのうちの少なくとも一つを含み、リソースBに対して一つの代表論理インデックスを与え、それからPRBインデックス、巡回シフトインデックス及び直交カバーインデックスが類推できる。リソースAとリソースBの論理インデックスは互いにリンク可能である。また、リソースA及びリソースBをなす具体的なリソースのインデックスも互いにリンク可能である。また、別途の（代表）PUCCHリソースインデックスを定義し、これをリソースA及び／またはリソースBとリンクできる。すなわち、別途のPUCCHリソースインデックスからリソースA及び／またはリソースBが類推できる。

## 【0210】

第一のリソース割当方案として、リソースA及び／またはリソースBを全てシグナリングすることができる。一例として、リソースA、リソースBの両方を物理制御チャネル（例、PDCCH）またはRRCシグナリングを通じて知らせることができる。この時、制御情報伝送のためのリソースAインデックスとRS伝送のためのリソースBインデックスはそれぞれシグナリングされてもよく、いずれか一方のみシグナリングされてもよい。例えば、RSのフォーマットとインデクシングが既存LTEの方法をそのまま従うとすれば、RSのためのリソースBインデックスのみをシグナリングすればよい。制御情報はRSと同一のPRBで伝送されることが好ましいので、RSのためのリソースBインデックスから制御情報のためのPRBインデックスを類推し、PRBインデックスに該当するPRBを通じて制御情報を伝送することができる。また、制御情報に用いられる直交コードインデックスは、RSに用いられる直交カバーインデックスまたは巡回シフトインデックスから類推できる。他の例として、別途のPUCCHリソースインデックスをシグナリングし、それからリソースA及び／またはリソースBを類推してもよい。すなわち、別途のPUCCHリソースインデックスが与えられると、それから制御情報のためのPRB及び／または直交カバーインデックス、RSのためのPRB、直交カバーインデックス及び／または巡回シフトインデックスを類推することができる。

## 【0211】

シグナリングオーバーヘッド及びリソースの効率的な使用のために、上位層シグナリング（例、RRCシグナリング）を通じて端末または端末グループに複数のPUCCH候補

10

20

30

40

50



リソース（インデックス）を知らせ、物理制御チャネル（例、PDCCH）を通じて特定PUCCHリソース（インデックス）を指示することができる。PUCCHリソース（インデックス）は、上述したように、[リソースAインデックス及びリソースBインデックス]、[リソースAインデックスまたはリソースBインデックス]、または[別途のPUCCHリソースインデックス]と与えられることが可能である。具体的に、PUCCHリソースインデックスは、DLセカンダリCCのPDCCHを通じてシグナリングすることができる。キャリアアグリゲーションが適用される場合に、ULプライマリCCでのみPUCCHが伝送されるので、敢えてDLセカンダリCCのTPC（Transmit Power Control）を用いる理由はない。そのため、PUCCHリソース（インデックス）を、DLセカンダリCCで伝送されるPDCCHのTPCフィールドを通じてシグナリングすることができる。

10

#### 【0212】

第二の割当方案として、動的ACK/NACKリソース割当の場合に、既存LTEの暗黙的（implicit）方法を再使用することができる。例えば、特定DL CC（例、Primary DL CC）のDLグラントに該当するPDCCHの最小（lowest）のCCEインデックスに相応し、かつ、LTE規則（ $n_r = n_{cce} + N_{PUCCH}^{(1)}$ ）に従うリソースインデックスを類推することができる。 $n_r$ は、リソースA（及び/またはリソースB）インデックスを表し、 $n_{cce}$ は、PDCCHを構成する最小のCCEインデックスを表し、 $N_{PUCCH}^{(1)}$ は、上位層により設定される値を表す。一例として、RS区間は、類推されたリソースインデックスに該当するリソースを用いることができる。制御情報の場合に、類推されたリソースインデックスからPRBインデックスを再び類推した後に、該当のPRBで該当のリソース（例、拡散コード）を用いて複数のDL CCに対するACK/NACKを伝送することができる。あるいは、制御情報に対するリソースインデックスからRSに対するリソースインデックスを類推する場合に、制御情報区間にはRSリソース（例、巡回シフト、直交カバー、PRBインデックスの組み合わせ）のうち、巡回シフトインデックスに対応するリソースが用いられないので、RSに用いられる巡回シフトインデックスは制御情報に対するリソースインデックスから類推することができない。この場合、RSリソースの巡回シフトインデックスは特定値（例、 $n_{cs} = 0$ ）と仮定して用いることができる。

20

#### 【0213】

多重アンテナ伝送方法を用いてPUCCHを伝送する方案について説明する。便宜上、2Tx伝送ダイバーシティ手法（transmit diversity scheme）を説明するが、下記の例示は、 $n$ -Tx伝送ダイバーシティ手法に同一/類似に拡張されてもよい。便宜上、上で仮定した通り、制御情報伝送のための（準）直交リソースをリソースAとし、RS伝送のための（準）直交リソースをリソースBとする。リソースAとリソースBの論理インデックスを互いにリンクすることができる。例えば、リソースBの論理インデックスが与えられると、リソースAの論理インデックスが自動的に与えられる。また、リソースAとリソースBに対する論理インデックスの物理的構成方法を互いに異ならせることができる。主に、下記2つの場合が存在する。

30

#### 【0214】

1) 制御情報をいずれのアンテナ（ポート）においても同一PRBを通じて伝送することができる。

40

#### 【0215】

A. 制御情報を、アンテナ（ポート）別に選択された2個の互いに異なるリソースA（例、互いに異なるインデックスのウォルシュあるいはDFTコード）を通じて伝送することができる。

#### 【0216】

B. RSを、アンテナ（ポート）別に選択された2個の互いに異なるリソースB（例、巡回シフトとDFTカバーとの組み合わせ）を通じて伝送することができる。

#### 【0217】

50

2) 制御情報を、アンテナ別に互いに異なるPRBを通じて伝送することができる。一例として、制御情報をアンテナ(ポート)0でPRB#4を通じて伝送し、アンテナ(ポート)1でPRB#6を通じて伝送することができる。

【0218】

A. 互いに異なるアンテナ(ポート)を通じて伝送される制御情報には、リソースが特に制約されない(すなわち、互いに同一でも異なってもよい)。

【0219】

B. 互いに異なるアンテナ(ポート)を通じて伝送されるRSには、リソースが特に制約されない(すなわち、互いに同一でも異なってもよい)。

【0220】

多重アンテナ伝送(例、2Tx伝送)モードで、制御情報伝送のための2個のリソースA(例、直交コード)とRS伝送のための2個のリソースB(例、巡回シフトとDFTCカバーとの組み合わせ)は、あらかじめ定義されてもよく、物理制御チャネル(例、PDCCH)/RRCシグナリングを通じて与えられてもよい。この場合、制御情報とRSのためのシグナリングは個別に行われるとよい。また、いずれか一つのアンテナ(ポート)のためのリソース情報がシグナリングされると、他のアンテナ(ポート)のためのリソース情報は、既にシグナリングされたリソース情報から類推することができる。一例として、制御情報のための拡散コードインデックスmは、あらかじめ指定されてもよく、基地局からシグナリングされてもよい。他の例として、拡散コードインデックスmは、PDCCHを構成するCCEインデックスと暗黙的(implicitly)にリンクされてもよい。さらに他の例として、拡散コードインデックスmは、PDCCHまたはRRCシグナリングを通じて明示的に指定されてもよい。さらに他の例として、拡散コードインデックスmは、RSのための直交コードインデックスまたは巡回シフトインデックスとリンクされてもよい。一方、拡散コードインデックスmは、サブフレーム単位、スロット単位、複数のSC-FDMAシンボル単位に変更可能である。すなわち、拡散コードインデックスmは一定の時間区間単位(例、スロット)でホッピング可能である。

【0221】

#### 実施例2

図31及び図32には、本実施例に係るPUCCHフォーマット3の構造及びそのための信号処理手順を例示する。本実施例は、制御情報を周波数ドメインにインターリーブ方式とローカル方式でFDMマッピングする場合を例示する。FDMマッピングは、端末多重化あるいはアンテナ(ポート)多重化などの用途に用いることができる。FDMマッピングは例示であり、本実施例は、時間/周波数ドメイン巡回シフトなどを用いたCDMマッピングにも適用することができる。

【0222】

図31を参照すると、チャンネルコーディングブロック(channel coding block)は、情報ビット $a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ (例、多重ACK/NAckビット)をチャンネルコーディングしてコーディングビット(encoded bit、coded bit or coding bit)(またはコードワード) $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$ を生成する。Mは、情報ビットのサイズを表し、Nは、コーディングビットのサイズを表す。情報ビットは、アップリンク制御情報(UCI)、例えば、多重ACK/NAckを含む。ここで、情報ビット $a_0, a_1, \dots, a_{M-1}$ は、情報ビットを構成するUCIの種類/個数/サイズにかかわらずにジョイントコーディングされる。例えば、情報ビットが複数のDL-CCに対する多重ACK/NAckを含む場合に、チャンネルコーディングは、DL-CC別、個別ACK/NAckビット別に行われず、全体ビット情報を対象に行われ、これから単一コードワードが生成される。チャンネルコーディングは、これに制限されるものではないが、単純反復(repetition)、単純コーディング(simplex coding)、RM(Reed Muller)コーディング、パンチングされたNRMコーディング、TBCC(Tail-bitting convolutional coding)、LDPC(low-density

10

20

30

40

50

ty parity-check)あるいはターボ・コーディングを含む。図示してはいないが、コーディングビットは、変調次数及びリソース量を考慮してレート・マッチング(rate-matching)されるとよい。レートマッチング機能は、チャンネルコーディングブロックの一部として含まれてもよく、別途の機能ブロックを通じて行われてもよい。

#### 【0223】

変調器(modulator)は、コーディングビット $b_0, b_1, \dots, b_{N-1}$ を変調して、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L-1}$ を生成する。 $L$ は、変調シンボルのサイズを表す。変調は、伝送信号のサイズと位相を変形することによってなされる。変調方法は、例えば、 $n$ -PSK(Phase Shift Keying)、 $n$ -QAM(Quadrature Amplitude Modulation)を含む( $n$ は、2以上の整数)。具体的に、変調方法には、BPSK(Binary PSK)、QPSK(Quadrature PSK)、8-PSK、QAM、16-QAM、64-QAMなどを用いることができる。

10

#### 【0224】

分周器(divider)は、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L-1}$ を各スロットに分周する。変調シンボルを各スロットに分周する順序/パターン/方式は特に制限されない。例えば、分周器は、変調シンボルを前から順にそれぞれのスロットに分周することができる(ローカル型方式)。この場合、図示のように、変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ はスロット0に分周し、変調シンボル $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ は、スロット1に分周できる。また、変調シンボルをそれぞれのスロットへの分周時にインタリーブ(またはパーミュテーション)することができる。例えば、偶数番目の変調シンボルは、スロット0に分周し、奇数番目の変調シンボルはスロット1に分周することができる。変調過程と分周過程は互いに順序が換わってもよい。

20

#### 【0225】

DFTプリコーダ(precoder)は、単一搬送波波形(single carrier waveform)を生成するために、それぞれのスロットに分周された変調シンボルに対してDFTプリコーディング(例、12-ポイントDFT)を行う。同図で、スロット0に分周された変調シンボル $c_0, c_1, \dots, c_{L/2-1}$ は、DFTシンボル $d_0, d_1, \dots, d_{L/2-1}$ としてDFTプリコーディングされ、スロット1に分周された変調シンボル $c_{L/2}, c_{L/2+1}, \dots, c_{L-1}$ は、DFTシンボル $d_{L/2}, d_{L/2+1}, \dots, d_{L-1}$ としてDFTプリコーディングされる。DFTプリコーディングは、相応する他の線形演算(linear operation)(例、walsh precoding)に代替可能である。

30

#### 【0226】

拡散ブロック(spreading block)は、DFTされた信号を、SC-FDMAシンボルレベルで(時間ドメイン)拡散する。SC-FDMAシンボルレベルの時間ドメイン拡散は、拡散コード(シーケンス)を用いて行われる。拡散コードは、準直交コードと直交コードを含む。準直交コードは、これに制限されるわけではないが、PN(Pseudo Noise)コードを含む。直交コードは、これに制限されるわけではないが、ウォルシュコード、DFTコードを含む。拡散コードサイズ(または、拡散因子(Spreading Factor: SF))の最大値は、制御情報伝送に用いられるSC-FDMAシンボルの個数によって制限される。一例として、1スロットで4個のSC-FDMAシンボルが制御情報伝送に用いられる場合に、スロット別に長さ4の(準)直交コード $w_0, w_1, w_2, w_3$ を用いることができる。SFは、制御情報の拡散度を意味し、端末の多重化次数(multiplexing order)またはアンテナ多重化次数と関連を持つことができる。SFは、1、2、3、4、...のように、システムの要求条件によって可変でき、基地局と端末間にあらかじめ定義されたり、DCIあるいはRRCシグナリングを通じて端末に知らせられたりすることができる。例えば、SRsを伝送するために、制御情報用SC-FDMAシンボルのうちの一つをパンクチャリングす

40

50

る場合に、当該スロットの制御情報には  $SF = 3$  の拡散コードを適用することができる。  
拡散コードの例は、前述の表 15 及び表 16 を参照すればよい。

#### 【0227】

上の過程を経て生成された信号は、PRB内の副搬送波にマッピングされる。実施例1と違い、本実施例では、拡散された信号はそれぞれのSC-FDMAシンボル内で不連続的に副搬送波にマッピングされる。図31は、拡散された信号がSC-FDMAシンボル内にインタリービング方式でマッピングされる場合を示し、図32は、拡散された信号がSC-FDMAシンボル内にローカル方式でマッピングされる場合を示す。その後、副搬送波にマッピングされる周波数ドメイン信号は、IFFTを経て時間ドメイン信号に変換される。時間ドメイン信号にはCPが付加され、生成されたSC-FDMAシンボルはR  
F端を通じて伝送される。

10

#### 【0228】

5個のDL CCに対するACK/NACKを伝送する場合を仮定して各過程をより具体的に例示する。それぞれのDL CCが2個のPDSCCHを伝送できる場合に、それに対するACK/NACKビットは、DTX状態を含む場合に12ビットでよい。QPSK変調、 $SF = 4$  時間拡散及び不連続マッピングを仮定する場合に、(レートマッチング後の)コーディングブロックサイズは24ビットでよい。QPSK変調後に、コーディングビットは12個のQPSKシンボルに変調され、生成されたQPSKシンボルは6個ずつ各スロットに分周される。各スロットで6個のQPSKシンボルは6-ポイントDFT演算を通じて6個のDFTシンボルに変換される。各スロットで6個のDFTシンボルは時間ドメインで $SF = 4$  拡散コードを用いて4個のSC-FDMAシンボルに拡散されてマッピングされる。12個のビットが[2ビット\*6個の副搬送波\*8個のSC-FDMAシンボル]を通じて伝送されるので、ACK/NACK情報に対するコーディングレートは $0.125 (= 12/96)$ になる。また、 $SF = 4$  の場合に、1PRBあたりに最大8つの端末を多重化することができる。

20

#### 【0229】

DFTシンボルを周波数領域にマッピングする時に副搬送波間隔を2から3にすると、最大12個の端末を多重化でき、副搬送波の間隔を4/6にすると、それぞれ16/24個の端末を多重化できる。この時、RSは、既存LTEで用いた $SF = 3$  のDFTコードと巡回シフトを適用することができる。既存LTEでウォルシュ $SF = 4$  の場合に、[1  
1 - 1 - 1]は、RSの $SF = 3$  により多重化次数が制限され、用いられなかったが、本発明では再び用いられるように定義することができる。

30

#### 【0230】

図示してはいないが、セル間干渉ランダム化のためにPCI(Physical Cell ID)に相応するスクランブルコード(例、ゴールドコードのようなPNコード)を用いたセル-特定(cell-specific)スクランブル、あるいは端末-ID(例、RNTI)に相応するスクランブルコードを用いた端末-特定(UE-specific)スクランブルがさらに適用されてもよい。スクランブルは、全体情報に対して行われたり、SC-FDMAシンボル-内でまたはSC-FDMAシンボル-間に行われたり、これら両方において行われたりすることができる。全体情報に対するスクランブルは、分周前の情報ビットレベル、コーディングビットレベル、変調シンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。SC-FDMAシンボル-内スクランブルは、分周後に変調シンボルレベルまたはDFTシンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。また、SC-FDMAシンボル-間スクランブルは、拡散後に時間ドメインにおいてSC-FDMAシンボルレベルでスクランブルを行うことによってなることができる。

40

#### 【0231】

また、DFTプリコーダの前段にCDMを適用して端末多重化を図ることができる。一例として、DFTの前段は、時間ドメイン信号であるから巡回シフト(circular shift or cyclic shift)あるいはウォルシュ(またはDFT)

50

拡散を通じてCDMを具現することができる。CDM多重化は、情報ビットレベル、コーディングビットレベル、変調シンボルレベルのいずれか一方で行われるとよい。具体的に、 $SF = 2$  ウォルシュコードで2個の端末を一つのSC-FDMAシンボルに多重化する場合を例示する。コーディングビットが6ビットの場合に、QPSK変調を行うと、 $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ の複素信号が生成される。各端末の制御情報を $[+1 \quad +1]$   $[+1 \quad -1]$ のウォルシュコードで拡散した例は、下記の通りである。

【0232】

- UE # 0:  $[+1 \quad +1]$ を適用。 $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ を送送  
- UE # 1:  $[+1 \quad -1]$ を適用。 $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $-a_0$ ,  $-a_1$ ,  $-a_2$ を送送

10

この場合、インタリーピングをさらに行うことができる。インタリーピングは、拡散の前または後に適用することができる。拡散及びインタリーピングの両方を適用した例は、下記の通りである。

【0233】

- UE # 0:  $[+1 \quad +1]$ を適用。 $a_0$ ,  $a_0$ ,  $a_1$ ,  $a_1$ ,  $a_2$ ,  $a_2$ を送送  
- UE # 1:  $[+1 \quad -1]$ を適用。 $a_0$ ,  $-a_0$ ,  $a_1$ ,  $-a_1$ ,  $a_2$ ,  $-a_2$ を送送

図33及び図34には、本実施例に係るPUCCHフォーマットの他の構造を例示する。このPUCCHフォーマット3の構造は、図31及び図32で例示した構造と基本的に同一である。ただし、互いに異なるコーディングビットがそれぞれのスロットに分周される代わりに、同じコーディングビットがスロット単位に反復されるという点で、図31及び図32の構造と異なる。そのため、図33及び図34は分周器(divider)を含まない。

20

【0234】

以下、複数のDL-CCから受信したデータに対して多重ACK/NACKビットを送送する状況を仮定して端末にリソースを割り当てる方法について例示する。説明の便宜上、制御情報伝送のための(準)直交リソースをリソースAとし、RS伝送のための(準)直交リソースをリソースBとする。リソースAは、PRBインデックス、拡散コード(例、ウォルシュコード)インデックス、及び周波数因子による副搬送波シフト(またはオフセット、インデックス)のうちの少なくとも一つを含み、リソースAに対して一つの代表論理インデックスが与えられ、それからPRBインデックス、拡散コードインデックス、及び周波数因子による副搬送波シフト(またはオフセット、インデックス)のうち、少なくとも一つが類推できる。リソースBは、PRBインデックス、巡回シフトインデックスと直交カバーインデックスのうちの少なくとも一つを含み、リソースBに対して一つの代表論理インデックスが与えられ、それからPRBインデックス、巡回シフトインデックス及び直交カバーインデックスが類推できる。リソースAとリソースBの代表論理インデックスは互いにリンク可能である。また、リソースA及びリソースBをなす細部リソースのインデックスも互いにリンク可能である。

30

【0235】

第一のリソース割当方案として、リソースAとリソースBの両方をシグナリングすることができる。一例として、リソースAとリソースBの両方を物理制御チャネル(例、PDCCH)またはRRCシグナリングを通じて知らせることができる。この時、制御情報伝送のためのリソースAインデックスとRS伝送のためのリソースBインデックスがそれぞれシグナリングされてもよく、いずれか一方のみシグナリングされてもよい。例えば、RSのフォーマットとインデクシングが既存LTEの方法をそのまま従うとすれば、RSのためのリソースBインデックスのみをシグナリングすることができる。制御情報は、RSと同一のPRBで伝送されることが好ましいので、RSのためのリソースBインデックスから制御情報のためのPRBインデックスを類推し、PRBインデックスに該当するPRBを通じて制御情報を伝送することができる。また、制御情報に用いられる直交コードインデックスは、RSに用いられる直交カバーインデックスから類推できる。また、リソー

40

50

ス A の周波数因子による副搬送波シフト（またはオフセット、インデックス）は、RS で用いられる巡回シフトインデックスから類推できる。他の例として、リソース A の周波数因子による副搬送波シフト（またはオフセット、インデックス）は、RRC シグナリングすることができる。ここで、リソース A の周波数因子（あるいは、それに相応する線形演算、例えば、周波数因子の逆数）は、RRC シグナリングされてもよく、DL CC の個数によって暗黙的に決定されてもよい。すなわち、周波数因子は、システムにより設定（configuration）されてもよく、あらかじめ指定されてもよい。

#### 【0236】

一方、RS 区間にも、制御情報と同様に FDM マッピングを適用することができる。ただし、制御情報の場合には、DFT プリコーディングを適用して低い PAPR / CM の信号を生成するのに対し、RS の場合には、既に指定された低い - CM シーケンスを用いるため、DFT プリコード無しで周波数ドメインで直接生成することができる（すなわち、DFT プリコードを省略可能である）。ただし、技術的には、FDM マッピングよりは、巡回シフトを用いる CDM マッピングを RS 区間に適用することが、下記の理由でより好ましい。

#### 【0237】

- RS に FDM マッピングを用いる場合に、様々な長さのシーケンス設計が必要である。すなわち、既存 LTE において RS のための最小のシーケンス長は 12 であるが、周波数因子（FF）（または、副搬送波間隔）が 2 の場合は、長さ 6 の新しいシーケンス設計が必要である。

#### 【0238】

- RS に FDM マッピングを用いる場合に、特定周波数ポジションのチャネルを推定し、他の部分に対しては内挿（interpolation）を行うので、高い周波数選択的チャネルではチャネル推定性能が劣化することがある。しかし、CDM マッピングの場合には、RS がすべての周波数領域をカバーするので、そのような性能劣化がない。

#### 【0239】

第二のリソース割当方案として、動的 ACK / NACK リソース割当の場合に、既存 LTE の暗黙的（implicit）方法を再使用することができる。例えば、特定 DL CC（例、Primary DL CC）の DL グラントに該当する PDCCH の最小（lowest）の CCE インデックスに相応し、かつ、LTE 規則（ $n_r = n_{cce} + N_{PUCCH}^{(1)}$ ）に従うリソースインデックスを類推することができる。 $n_r$  は、リソース A（及び / またはリソース B）インデックスを表し、 $n_{cce}$  は、PDCCH を構成する最小の CCE インデックスを表し、 $N_{PUCCH}^{(1)}$  は、上位層により設定される値を表す。一例として、RS 区間は、類推されたリソースインデックスに該当するリソースインデックスを従うことができる。制御情報の場合に、類推されたリソースインデックスから PRB インデックスを再び類推した後に、該当の PRB で該当のリソース（例、拡散コード及び / または周波数因子による副搬送波シフト（またはオフセット、インデックス））を用いて複数の DL CC に対する ACK / NACK を伝送することができる。あるいは、制御情報に対するリソースインデックスから RS に対するリソースインデックスを類推する場合に、制御情報区間には RS リソース（例、巡回シフト、直交カバー、PRB インデックスの組み合わせ）のうち、巡回シフトインデックスに対応するリソースが用いられないので、RS に用いられる巡回シフトインデックスは制御情報に対するリソースインデックスから類推することができない。この場合、RS リソースの巡回シフトインデックスは特定値（例、 $n_{cs} = 0$ ）と仮定して用いることができる。

#### 【0240】

図 35 ~ 図 41 は、本発明の実施例によってリソースインデックスを定義する方法を例示する。図 35 ~ 図 41 は、制御情報のためのリソースインデックス（すなわち、リソース A インデックス）を、副搬送波マッピングパターン / 位置（例、副搬送波インデックスまたはオフセット）と拡散コード（例、直交コード）との組み合わせで定義する場合を中心に例示した。制御情報伝送のための PRB は、RS のための PRB が確認されると、同

10

20

30

40

50

一のPRBに設定されるとよい。他の例として、制御情報伝送のためのPRBは、物理制御チャネル（例、PDCCH）/RRCシグナリングされてもよい。一方、この例で、制御情報のための周波数因子による副搬送波シフト（または、オフセット、インデックス）は、RSの巡回シフトインデックスから類推可能である。他の例として、周波数因子による副搬送波シフト（または、オフセット、インデックス）は、RRCシグナリングされてもよい。ここで、周波数因子は、RRCシグナリングされてもよく、DLCCの個数によって暗黙的に決定されてもよい。すなわち、周波数因子は、システムにより設定（configuration）されてもよく、あらかじめ指定されてもよい。この場合、制御情報のためのチャネルリソースは、細部リソースの組み合わせ（例、[PRB、拡散コード]または[PRB、拡散コード、周波数因子]）を指示するための代表インデックスは別に定義されなくてもよい。

10

#### 【0241】

図35～図41を参照すると、ボックス中の数字は、リソースインデックス（すなわち、制御情報伝送のためのリソースAインデックス）を意味する。この例において、制御情報のためのリソースインデックスは[直交コードインデックス、副搬送波シフト（または、オフセット、インデックス）]とリンクされる。そのため、制御情報はリソースインデックスに対応する直交コードを用いてSC-FDMAシンボルレベルで拡散され、リソースインデックスに対応する副搬送波にマッピングされる。図35～図41は、リソースインデックスを周波数リソース（副搬送波インデックス）が増加する順にカウントしたが、まず直交コードインデックス軸に沿ってカウントしてもよい。図35B、図36B、図37B、図38B、図39B及び図40Bは、RS多重化次数（multiplexing order）により制御情報のためのリソースインデクシングが制限される例を示している。例えば、RS多重化次数を3と仮定し、制御情報伝送のためにSF=4のウォルシュコードを用いると仮定する場合に、既存LTEのように[+1 +1 -1 -1]（リソースインデックス3）が用いられなくてもよい。

20

#### 【0242】

この例で説明したリソースインデックス値は、相対値（例、オフセット）でよい。例えば、既存LTEではバンドの最外側にPUCCHフォーマット2/2a/2bが伝送され、その内側にPUCCHフォーマット1/1a/1bと2/2a/2bが共存する1PRBがあり、その内側にPUCCHフォーマット1/1a/1bが伝送されることが可能である。PUCCHフォーマット1/1a/1bのためのPRBとPUCCHフォーマット2/2a/2bのためのPRBとが共存する場合（LTEでは1つのPRBのみがこのようなことを許容する）に、当該PRBでHARQ-ACK/NACKリソース個数がMであれば、図面中の数字nは、実質的にM+nを示すことができる。

30

#### 【0243】

ここで、各周波数リソース（例、周波数因子）あるいは直交コードインデックスは、SC-FDMAシンボルレベル/スロットレベルでセル-特定/端末-特定にホッピング可能である。

#### 【0244】

図41は、直交リソースインデックスを直交コードインデックス別にスタガリング（stagging）または周波数軸に沿って巡回シフトさせる場合を例示する。この例は、図37Aで、リソースインデックスに対して直交コードインデックス別に1個の副搬送波ずつスタガリングを適用した場合を示す。巡回シフトあるいは直交コードインデックスは、SC-FDMAシンボルレベル/スロットレベルでセル-特定/端末-特定にホッピングすることができる。

40

#### 【0245】

図42は、RSのためのリソースインデクシング方法について説明する。RSのためのリソースインデクシングは、既存LTEに定義された方法に従うことができる。

#### 【0246】

図42を参照すると、ボックス中の数字は、リソースインデックス（すなわち、RS伝

50

送のためのリソース B のインデックス)を意味する。この例では、RSのためのリソースインデックスは[巡回シフト値、直交コードインデックス]とリンクされる。したがって、RSシーケンスは、リソースインデックスに対応する値だけ周波数軸に沿って巡回シフトされ、リソースインデックスに対応する直交コードで時間ドメインでカバリングされる。同図で、

【0247】  
【化82】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

は、巡回シフト間隔を意味し、用いられる巡回シフト値は

【0248】  
【化83】

$$c \cdot \Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

でよい(cは、正の整数)。巡回シフトによる位相シフト値は、

【0249】  
【化84】

$$\alpha(n_s, l) = 2\pi \cdot n_{cs}(n_s, l) / N_{sc}^{RB}$$

と与えられるとよい。 $n_s$ は、スロットインデックスであり、 $l$ は、SC-FDMAシンボルインデックスであり、

【0250】  
【化85】

$$n_{cs}(n_s, l)$$

は、巡回シフト値であり、 $N_{sc}^{RB}$ は、リソースブロックをなす副搬送波の個数である。

【0251】

この例で、RSのためのリソースインデックスは、巡回シフト軸に沿ってまずカウントしたが、直交コード軸に沿ってまずカウントしてもよい。

【0252】

RSの

【0253】  
【化86】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

と制御情報の周波数因子(あるいは、それに相応する線形演算、例えば、周波数因子の逆数)は、物理制御チャネル(例、PDCCH)またはRRCSigナリングを通じてそれぞれSigナリングすることができる。

【0254】

また、制御情報区間のリソースインデクシングは、RS区間のリソースインデクシングに相応するようにすることができる。この場合、制御情報リソースインデックスあるいはRSリソースインデックスのいずれか一方のみを、物理制御チャネル(例、PDCCH)/RRCSigナリングを通じて端末に知らせ、それから残りのリソースインデックスを類推することができる。例えば、周波数因子は、RSで用いられる巡回シフトに関する情報(例、巡回シフト間隔)から類推できる。もし、従来の

【0255】  
【化87】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

10

20

30

40

50



のシグナリングをそのまま再使用する場合に、一度の

【 0 2 5 6 】

【 化 8 8 】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

シグナリングにより、R S のための

【 0 2 5 7 】

【 化 8 9 】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

10

、制御情報のための周波数因子（間隔）の両方を指定することができる。具体的に、図 4 2 のリソースインデクシングと図 3 5 B、図 3 6 B、図 3 7 B、図 3 8 B、図 3 9 B 及び図 4 0 B のリソースインデクシングとをそれぞれ関連付けることができる。

【 0 2 5 8 】

表 1 7 には、

【 0 2 5 9 】

【 化 9 0 】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

及び周波数因子のマッピング例を示す。

20

【 0 2 6 0 】

【 表 1 7 】

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$	Frequency Factor (FF)
1	1
2	2
3	3
4	4
6	6
12	12

30

表 1 8 には、可用リソース数（すなわち、多重化次数）を考慮した

【 0 2 6 1 】

【 化 9 1 】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$$

及び周波数因子のマッピング例を示す。例えば、1 SC-FDMA シンボル内で巡回シフトによる多重化次数が 6 の場合に、

【 0 2 6 2 】

【 化 9 2 】

$$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 2$$

40

及び FF = 6 がペアリングできる。

【 0 2 6 3 】

【表 18】

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}}$	Frequency Factor (FF)	Multiplexing order due to circular shift only
1	12	12
2	6	6
3	4	4
4	3	3
6	2	2
12	1	1

他の例として、周波数因子を、RRCシグナリングしたり、DL CCの個数によって暗黙的 (implicit) に決定したりできる。周波数因子をDL CCの個数によって暗黙的に変更する一例を取り上げる。より具体的に、周波数因子は、構成された (configured) DL CCの個数によって暗黙的に決定したり、活性化した (activated) DL CCの個数によって暗黙的に決定したりすることができる。例えば、5個の構成された (または活性化した) DL CCのための周波数因子は2とあらかじめ指定して使用することができる。4、3、2、1個の構成された (または活性化した) DL CCのための周波数因子はそれぞれ、3、4、6、12のように暗黙的に指定して使用することができる。

## 【0264】

図43Aには、本実施例によって制御情報を多重アンテナを通じて伝送するための信号処理手順を例示する。図43Aを参照すると、全体的な流れは、実施例1及び2で図29～図34を参照して説明したのと類似しているので、主な相違点であるTx D (Transmit Diversity) マッパーを中心に説明する。Tx Dマッパーは、多重アンテナ (ポート) を通じて制御情報を伝送するためのリソース割当/MIMO (Multiple Input Multiple Output) プリコーディング/プロセスなどの過程を行う。

## 【0265】

以下、Tx Dマッパーを用いてPUCCHを多重アンテナモードで伝送する方案について例示する。便宜上、2Tx伝送ダイバーシティ手法 (transmit diversity scheme) を説明するが、下の例示は、n-Tx伝送ダイバーシティ手法にも同一/類似に拡張可能である。便宜上、上述と同様、制御情報伝送のための (準) 直交リソースをリソースAとし、RS伝送のための (準) 直交リソースをリソースBとする。リソースAとリソースBの論理インデックスは互いにリンク可能である。例えば、リソースBの論理インデックスが与えられると、リソースAの論理インデックスが自動的に与えられる。また、リソースAとリソースBに対する論理インデックスの物理的構成方法は互いに異ならせることができる。主に、下記2つの場合が存在する。

## 【0266】

1) 制御情報を、いずれのアンテナ (ポート) においても同一PRBを通じて伝送することができる。

## 【0267】

A. 制御情報を、アンテナ (ポート) 別に選択された2個の互いに異なるリソースA (例、直交コード、及び周波数因子による副搬送波シフト (またはオフセット、インデックス) の組み合わせ) を通じて伝送することができる。例えば、直交コードは、ウォルシュコード、DFTコードを含む。周波数因子は、 $N_{sc} / N_{freq}$  またはその逆数と与えることができる。 $N_{sc}$  は、PRB内の副搬送波個数を表し、 $N_{freq}$  は、PRB内で制御情報伝送に用いられる副搬送波個数を表す。

## 【0268】

B. RSを、アンテナ (ポート) 別に選択された2個の互いに異なるリソースB (例、巡回シフト及びDFTカバーの組み合わせ) を通じて伝送することができる。

## 【0269】

2) 制御情報を、アンテナごとに互いに異なる P R B を通じて伝送することができる。一例として、制御情報は、アンテナ (ポート) 0 で P R B # 4 を通じて伝送し、アンテナ (ポート) 1 で P R B # 6 を通じて伝送することができる。

【0270】

A. 互いに異なるアンテナ (ポート) を通じて伝送される制御情報間には、リソースが特に制約されない (すなわち、互いに同一でも異なってもよい)。

【0271】

B. 互いに異なるアンテナ (ポート) を通じて伝送される R S 間には、リソースが特に制約されない (すなわち、互いに同一でも異なってもよい)。

【0272】

多重アンテナ伝送 (例、2 T x 伝送) モードで、制御情報伝送のための 2 個のリソース A (例、直交コード、及び周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) の組み合わせ) と、R S 伝送のための 2 個のリソース B (例、巡回シフト及び D F T カバーの組み合わせ) は、あらかじめ定義されてもよく、物理制御チャネル (例、P D C C H) または R R C シグナリングを通じて与えられてもよい。この場合、制御情報と R S のためのシグナリングは個別に行われるとよい。また、いずれか一方のアンテナ (ポート) のためのリソース情報がシグナリングされると、他方のアンテナ (ポート) のためのリソース情報は、既にシグナリングされたリソース情報から類推できる。一例として、コードインデックス m 及び / または周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) は、あらかじめ指定されてもよく、基地局からシグナリングされてもよい。他の例として、コードインデックス m 及び / または周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) は、P D C C H を構成する C C E インデックスと暗黙的 (i m p l i c i t l y) にリンクされてもよい。さらに他の例として、コードインデックス m 及び / または周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) は、P D C C H または R R C シグナリングを通じて明示的に指定されてもよい。一方、コードインデックス m 及び / または周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) は、サブフレーム単位、スロット単位、複数の S C - F D M A シンボル単位に変更可能である。すなわち、コードインデックス m 及び / または周波数因子による副搬送波ポジション (例、シフト、オフセットまたはインデックス) は、一定の時間区間単位 (例、スロット) でホッピング可能である。

【0273】

もし、R S 区間の多重化次数が制御情報区間の多重化次数の 2 倍以上であるとすれば、次のような 2 T x 伝送ダイバーシティ手法を適用することができる。この時、R S 区間のリソース (C S + O C + P R B) のうちの 2 つは、2 個の伝送アンテナリそれぞれのチャネル推定のために用いることができ、制御情報区間には 1 個のリソース (副搬送波ポジション + O C + P R B) のみを用いることができる。

【0274】

伝送ダイバーシティ手法の他の例として、周波数ドメインで D F T プリコードの出力値にアラマウティ方法 (a l a m o u t i s c h e m e) を適用できる。アラマウティ方法は、下記のような行列で表現できる。

【0275】

【数 10】

$$\begin{pmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{pmatrix}$$

ここで、カラム 0 とカラム 1 はそれぞれ、アンテナ (ポート) 0 とアンテナ (ポート) 1 に伝送される信号ベクトルを意味し、ロー 0 とロー 1 はそれぞれ、第 1 副搬送波と第 2 副搬送波に伝送される複素信号ベクトルを意味する。\* は、複素共役演算 (c o m p l e x c o n j u g a t e o p e r a t i o n) を表す。上の行列から線形変換 (l i n

10

20

30

40

50

ear transformation)されたいずれの形態も、本発明に適用可能である。

【0276】

本発明の実施例に係るPUCCHフォーマットにアラマウティ方法を単純に適用すると、アンテナ(ポート)1のSC-FDMAシンボルにマッピングされるDFTSシンボルの順序が、2個のDFTSシンボル単位に取り替えられる。例えば、アンテナ(ポート)0のSC-FDMAシンボルには、 $d_0$ 、 $d_1$ 、 $d_2$ 、 $d_3$ がマッピングされるのに対し、アンテナ(ポート)1のSC-FDMAシンボルには、 $-d_1^*$ 、 $d_0^*$ 、 $-d_3^*$ 、 $d_2^*$ がマッピングされる。そのため、アンテナ(ポート)1にマッピングされる信号の単一搬送波特性が崩れ、アンテナ(ポート)1でCMが増加するという問題が生じる。

10

【0277】

図43B及び図43Cを参照して、アラマウティ方法を適用する場合にもCM増加を招かない多重アンテナコーディング方案をさらに説明する。便宜上、図43B及び図43Cは、図43の信号処理手順において拡散過程から示す。

【0278】

図43B及び図43Cを参照すると、制御情報をアンテナ(ポート)0にマッピングする時は、DFTPリコーディング後に複素信号をそのまま副搬送波にマッピングする。一方、制御情報をアンテナ(ポート)1にマッピングする時は、(1)SC-FDMAシンボル内の副搬送波に逆順序でマッピング、(2)複素共役演算(complex conjugate operation)、(3)交互にマイナス符号(alternative minus sign)付加、を行う。(1)~(3)の順序は例示的なものであり、これらの順序は互いに変更可能である。本方案は、明細書全般にわたって同一の方法で適用可能である。例えば、図29または図30を参照すると、第1アンテナ(ポート)及び第2アンテナ(ポート)を通じて伝送されるSC-FDMAシンボルにマッピングされる複素シンボル列は、下記のように与えることができる。

20

【0279】

【数11】

第1アンテナ(ポート) :  $a_k$

30

第2アンテナ(ポート) :  $(-1)^{\text{mod}(k,2)} \cdot \text{conj}(a_{11-k})$

ここで、

【0280】

【化93】

$a_k$

は、SC-FDMAシンボルの副搬送波にマッピングされる複素シンボル列を表し、 $k$ は、複素シンボルインデックスを表す(0~11)。 $\text{mod}(a, b)$ は、 $a$ を $b$ で割った余りを表す。 $\text{conj}(a)$ は、 $a$ の複素共役値を表す。

40

【0281】

数式12は、複素信号がSC-FDMAシンボル内の副搬送波に全てマッピングされる場合を想定する。図31~図34のように周波数因子が用いられる場合を考慮すると、数式11は下記のように一般化可能である。

【0282】

【数12】

第1アンテナ(ポート) :  $a_k$

第2アンテナ(ポート) :  $(-1)^{\text{mod}(k,2)} \cdot \text{conj}(a_{n-k})$  または  $(-1)^{\text{mod}(k+1,2)} \cdot \text{conj}(a_{n-k})$

ここで、 $n$ は、SC-FDMAシンボル内の副搬送波にマッピングされる複素シンボル

50

列

【 0 2 8 3 】

【 化 9 4 】

$(a_k)$

の長さ - 1 を表す ( 例、 0 n 1 1 )。

【 0 2 8 4 】

また、第 1 アンテナ ( ポート ) または第 2 アンテナ ( ポート ) の S C - F D M A シンボルにマッピングされる複素シンボル列は、周波数方向に巡回シフト ( 例、複素シンボル列長の半分だけシフト ) されてよい。表 1 9 ~ 表 2 1 は、本実施例によってアラマウティ方

10

【 0 2 8 5 】

【 表 1 9 】

SC-FDMA symbol	Subcarrier index											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Antenna (port) 0	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$
Antenna (port) 1	$-a_{11}^*$	$a_{10}^*$	$-a_9^*$	$a_8^*$	$-a_7^*$	$a_6^*$	$-a_5^*$	$a_4^*$	$-a_3^*$	$a_2^*$	$-a_1^*$	$a_0^*$

【 0 2 8 6 】

【 表 2 0 】

SC-FDMA symbol	Subcarrier index											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Antenna (port) 0	$a_0$	$a_1$	$a_2$	$a_3$	$a_4$	$a_5$	$a_6$	$a_7$	$a_8$	$a_9$	$a_{10}$	$a_{11}$
Antenna (port) 1	$-a_5^*$	$a_4^*$	$-a_3^*$	$a_2^*$	$-a_1^*$	$a_0^*$	$-a_{11}^*$	$a_{10}^*$	$-a_9^*$	$a_8^*$	$-a_7^*$	$a_6^*$

20

【 0 2 8 7 】

【 表 2 1 】

SC-FDMA symbol	Subcarrier index											
	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11
Antenna (port) 0	$a_0$		$a_1$		$a_2$		$a_3$		$a_4$		$a_5$	
Antenna (port) 1	$-a_5^*$		$a_4^*$		$-a_3^*$		$a_2^*$		$-a_1^*$		$a_0^*$	

30

### 実施例 3

図 4 4 には、本実施例に係る P U C C H フォーマットの構造及びそのための信号処理手順を例示する。全体的な流れは、実施例 1 及び 2 で図 2 9 ~ 図 4 3 を参照して説明したのと類似しているので、主な相違点である C A Z A C 変調器について説明する。

【 0 2 8 8 】

図 4 4 を参照すると、C A Z A C 変調器は、該当のスロットに分周された変調シンボル ( [  $c\_0$ ,  $c\_1$ , ...,  $c\_L/2 - 1$  ] と [  $c\_L/2$ ,  $c\_L/2 + 1$ , ...,  $c\_L - 1$  ] ) を該当のシーケンスに変調して、C A Z A C 変調シンボル ( [  $d\_0$ ,  $d\_1$ , ...,  $d\_L/2 - 1$  ] と [  $d\_L/2$ ,  $d\_L/2 + 1$ , ...,  $d\_L - 1$  ] ) を生成する。C A Z A C 変調器は、例えば、C A Z A C シーケンスあるいは L T E C G ( C o m p u t e r G e n e r a t e d ) 1 R B 用シーケンスを含む。例えば、L T E C G シーケンスを  $r\_0$ , ...,  $r\_L/2 - 1$  とすれば、C A Z A C 変調シンボルは  $d\_n = c\_n * r\_n$  あるいは  $d\_n = \text{conj}(c\_n) * r\_n$  を意味することができる。スロット - レベルでジョイントコーディングした場合が図示されているが、本発明は、スロット別セパレートコーディング ( s e p a r a t e c o d i n g )、スロットレベル反復、周波数因子を適用する場合も同一に適用可能である。この例では、基本シーケンスの役割を有する C A Z A C や C G シーケンスが、既にセル - 特定 ( c e l l - s p e c i f

40

50

i c) であるので、セル - 特定スクランブルを省略することができる。あるいは、さらなるランダム化のために端末 - 特定スクランブルのみを適用することもできる。リソース割当方法や R S インデックスとの関係、シグナリング方法、伝送ダイバーシティは、上述の実施例で言及した方法を用いればよい。

【 0 2 8 9 】

#### 実施例 4

実施例 1 ~ 3 で例示した新規 P U C C H フォーマットに動的 A C K / N A C K ( A / N ) リソース割当方式を適用する場合について説明する。以下の説明は、本発明の新規 P U C C H フォーマットその他、他の新規 P U C C H フォーマットにも同一に適用可能である。例えば、L T E の P U C C H フォーマット 2 を多重 A C K / N A C K のための新規 P U C C H フォーマットとして再使用できる。この場合、A C K / N A C K のためのリソースインデクシングは、L T E P U C C H フォーマット 2 で用いる方法、すなわち、巡回シフト軸にまずインデクシングし、次の P R B に移る方法を用いることができる。L T E P U C C H フォーマット 2 を新規 P U C C H フォーマットとすることは、従来の構造を再使用するという長所がある。しかし、P U C C H フォーマット 2 では 1 3 ビット情報までしか支援されず、コーディングレートが制限されるため、上の実施例で提案された構造に比べて柔軟性及びパフォーマンスの側面で劣っている。

【 0 2 9 0 】

新規 P U C C H フォーマットのための領域 (あるいは P R B) を、下記のように定義することができる。

【 0 2 9 1 】

1 . L T E に定義された P U C C H 領域の他に、L T E - A のための追加の P U C C H 領域 (あるいは P R B) を定義することができる。

【 0 2 9 2 】

2 . L T E に定義された P U C C H 領域 (あるいは P R B) の一部を借用できる。すなわち、P U C C H 領域の定義は L T E の方法を従うものの、これらのリソースのうちの一部を新規 P U C C H フォーマットのためのリソースとして用いることができる。

【 0 2 9 3 】

以下、キャリアアグリゲーションシナリオに応じた P U C C H フォーマット適応 ( a d a p t a t i o n ) について説明する。P U C C H フォーマット適応に用いられる P U C C H フォーマットは、特に制限されない。本明細書で説明される P U C C H フォーマット適応は、下記の 2 つの場合に大別される。

【 0 2 9 4 】

1 . キャリアアグリゲーション構成に応じた P U C C H フォーマット適応

2 . 端末に割り当てられる P D C C H 及び / または P D S C H 個数に応じたフォーマット適応

A . P D C C H / P D S C H 個数だけで P U C C H フォーマット適応

B . P D C C H あるいは P D S C H が伝送される D L C C 個数に応じたフォーマット適応

第一の P U C C H フォーマット適応方法として、キャリアアグリゲーション構成に応じたフォーマット適応を説明する。セル - 特定あるいは端末 - 特定に併合されている D L C C の個数 ( N ) が、特定値 (例、2 個) 未満である場合に、既存 L T E のように、H A R Q - A C K / N A C K リソースを P D C C H の最小 ( l o w e s t ) C C E インデックスに相応するようにすることができる。ここで、併合された D L C C は、クロス - キャリアスケジューリングのために P D C C H 検出を試みるべき候補 D L C C でよい。また、併合された D L C C は、セル別に構成された D L C C セットの一部でもよい。また、併合された D L C C は、活性化した ( a c t i v a t e d ) D L C C でもよい。この時、用いられる P U C C H フォーマットは、既存 L T E の P U C C H フォーマット 1 / 1 a / 1 b でよい。N > = 3 の場合に用いられうる具体的な技術には、M ( M < = N ) 個のリソースを用いて同時に伝送する M S M ( M u l t i - S e q u e n c e M o d u l

10

20

30

40

50

ation)、あるいは多数のリソースのうち一部のみを選択して伝送するHARQ-ACK/NACK多重化(または、sequence selection)がある。この時、用いられるPUCCHフォーマットは、既存LTEのPUCCHフォーマット1/1a/1bでよい。N=1の場合、すなわち、キャリアアグリゲーションがない場合(すなわち、1DL-1ULペアリング)のHARQ-ACK/NACKリソースは、既存LTEの規則及びPUCCHフォーマット1/1a/1bをそのまま用いることができる。

【0295】

N個以上のDL CCがセル-特定あるいは端末-特定に併合されている場合に、HARQ-ACK/NACKは、実施例1~3を参照して例示した新規PUCCHフォーマットを通じて伝送することができる。新規PUCCHフォーマットのための領域(あるいはPRB)がLTEと排他的に定義されているか、LTEと共存できるように定義されているかによらず、PUCCHリソースを、最小のCCEインデックスに相応するように設定することができる。この時、伝送される多重HARQ-ACK/NACK情報は、多数のDL CCを通じて伝送されるデータに相応するものでよい。

【0296】

第二のPUCCHフォーマット適応方法として、端末に割り当てられるPDCCH及び/またはPDSCHの個数に応じたPUCCHフォーマット適応を説明する。通常、PDCCHを含んでいるDL CCの個数と、スケジューリングされるPDSCHを含んでいるDL CCの個数とは同一であるが、クロス-キャリアスケジューリングが適用される場合には異なってくることがある。また、DL CC別にPDCCHあるいはPDSCHの個数が1個に限定されるとすれば、PDCCH/PDSCHの個数は、PDSCHのために用いられるDL CCの個数でよい。HARQ-ACK/NACKリソースのための暗黙的規則(implicit rule)は、PDCCHと関連を有することができ、PDSCH個数とPDCCHの個数とが同一なので、特に言及していない限り、PDCCHの個数を基準に説明する。また、PDCCH/PDSCHが伝送されるDL CC個数に応じたPUCCHフォーマット適応は、PDCCH個数に応じたPUCCHフォーマット適応をそのまま拡張すればよいので、詳細な説明は省略する。

【0297】

1つの端末にスケジューリングされたPDCCHの個数(N)が特定値未満の場合に、HARQ-ACK/NACK伝送のためのリソースは、PDCCHの最小CCEインデックスに相応するLTE規則に従うことができる。この時、用いられるPUCCHフォーマットは、既存LTEのPUCCHフォーマット1/1a/1bでよい。N>=3の場合に用いられるより具体的な技術は、M(M<=N)個のリソースを用いて同時に伝送するM SM(Multi-Sequence Modulation)、あるいは多数のリソースのうち一部のみを選択して伝送するHARQ-ACK/NACK多重化(または、sequence selection)でよい。この時、用いられるPUCCHフォーマットは、LTEのPUCCHフォーマット1/1a/1bでよい。N=1の場合に、すなわち、いずれか1つの端末のPDCCHのみがスケジューリングされた場合に、HARQ-ACK/NACK伝送のためのリソースは、LTEの規則及びPUCCHフォーマット1/1a/1bをそのまま用いることができる。

【0298】

1つの端末にN個以上のPDCCHがスケジューリングされた時に、HARQ-ACK/NACKは、新しく定義される新規PUCCHフォーマットを通じて伝送することができる。新規PUCCHフォーマットのための領域(あるいはPRB)が、既存LTEのPUCCHフォーマットのための領域と排他的に定義されるか、あるいは共存するように定義されるかによらず、PUCCHリソースを、最小のCCEインデックスに相応するように設定することができる。この時、多重HARQ-ACK/NACK情報は、多数のDL CCを通じて伝送されるデータに相応するものでよい。

【0299】

次に、エラーケースハンドリングについて説明する。説明の便宜上、N=2と仮定する

。もし、スケジューラが1端末に2個のPDCCH(通常、2個のDL CCを通じて伝送される2個のPDSCHのためのものでよい。)を送信するとしたときに、端末は、1個のPDCCHがスケジューリングされたことと誤検出(miss detection)することがある。この場合、基地局は2個以上のPDCCHのための新規PUCCHフォーマットを通じてHARQ-ACK/NACK情報を受信することを期待するが、端末は1個のPDCCHを検出したから、LTE PUCCHフォーマットを通じてHARQ-ACK/NACK伝送するはずである。基地局は、期待したのとは異なるPUCCHフォーマットを受信することから、1個のPDCCHに対してDTXが発生したと認知することができる。

#### 【0300】

端末のDTX状態を基地局が認知することは、IR(Incremental Redundancy)ベースのHARQでパフォーマンスに影響を及ぼすことがある。例えば、DTXが発生すると、端末は、PDCCHが伝送されたそのものを知らず、よって、PDSCHのデコーディングされたソフトビット結果値をソフトバッファに保存することができない。そのため、DTXが発生すると、基地局はHARQ再伝送時にRV(Redundancy Version)を変化させない、または、システムビット(systematic bit)を可能な限り多く含ませて伝送をしなければならない。しかし、基地局が端末のDTX状態を知らず、他のRVの値を持って再伝送を行うと、再伝送時にRVが変化し、システムビットが損失するため、システムスループットに悪影響を及ぼすことがある。この理由から、3GPPはWCDMA規格から端末のDTX状態を基地局に知らせている。

#### 【0301】

以下、新規PUCCHフォーマットにおいてHARQ-ACK/NACKのためのリソース決定方法及びDTXハンドリング方法について説明する。ここで、新規PUCCHフォーマットは、多数のDL CCに相応するHARQ-ACK/NACK、及びそれぞれのDL CCのDTX状態の両方を含む情報を共に伝送できるPUCCHフォーマットと仮定する。例えば、5個のDL CCがあり、かつそれぞれのDL CCで2つのコードワードを伝送できる場合に、新規PUCCHフォーマットは、5個のDL CCに対するACK/NACK及びDTXを支援するためには少なくとも12ビットの情報を運ぶことができる。

#### 【0302】

また、本発明を容易に説明するために、新規PUCCHフォーマットのためのPUCCHリソースが、CC別に排他的に予約(reservation)される場合、及び複数のCCで少なくとも一部が共有される場合について説明するが、本発明がこれに制約されるものではない。PUCCH伝送のためのリソースがCCごとに排他的に予約される一例として、4個のDL CCがあり、かつそれぞれのDL CCのために10個のPUCCHリソースが予約されているとすれば、PUCCHリソースは40個( $=10 \times 4$ )が予約され、PUCCHリソースインデックス0~9はDL CC#0、10~19はDL CC#1、20~29はDL CC#2、30~39はDL CC#3のために用いることができる(PUCCHリソーススタッキング(resource stacking))。PUCCHのためのリソースが複数のCCで共有される場合の一例として、4個のDL CCがあり、かつそれぞれのDL CCのために10個のPUCCHリソースが予約されているとすれば、全てのDL CCのためにPUCCHリソースインデックス0~9を共有することができる。

#### 【0303】

上述の実施例で説明したように、新規PUCCHフォーマットが存在しうるPUCCH領域(あるいはPRB)は、LTE-Aのために新しい領域(あるいは、リソースの一定区間)を定義したり、LTEに定義されたリソースの一部を借用して定義することができる。また、暗黙的ACK/NACKリソース割当方法の例として、LTEのように「最小のCCE」概念を借用したり、他の暗黙的方法を適用することも可能である。



## 【0304】

以下、本発明の具体的なリソース割当例を説明する。便宜上、4個のDL CCで伝送される4個のPDSCHのために4個のHARQ-ACK/NACK情報を伝送しなければならないと仮定する。また、HARQ-ACK/DTX情報は、一つのUL CC（例、アンカーULキャリア）を通じて伝送されると仮定する。ここで、HARQ-ACK/NACKは、ACK、NACK、DTX、NACK/DTXを含む。それぞれのDL CCのために10個ずつ総40個のPUCCHリソースが予約(reserved)されていると仮定する。また、本実施例は、1端末（すなわち、UE#0）の立場で説明されるが、多重端末使用にも同一に適用することができる。また、排他的(exclusive)リソース定義で本例は順次に0~39のリソースインデクシングを説明するが、各DL CCのために0~9のインデックスを持つPUCCHリソース領域4個が存在する場合にも適用可能である。

10

## 【0305】

図45には、端末#0(UE#0)の立場でDACI(Downlink Assignment Carrier Index)と関連付いて多重PDCCHを伝送する一例を示す。この場合、新規PUCCHフォーマットは、全てのDL CCのPDSCHに対する状態を共に伝送するので、既存LTEのCCEベースの暗黙的マッピングを適用し難い。ここで、PDCCHが各CCのために1個ずつ端末#0に伝送される場合を仮定した。また、端末#0の立場で全てのPDCCHが成功的にデコーディングされ、DTXが発生していない場合を仮定した。また、容易な説明のために、各DL CCでのCCEインデクシングはそれぞれ0から始まると仮定する。もちろん、以前DL CCのCCEインデクシングまで含めて定義することも可能である。例えば、DL CC#1のためのCCEインデックスは10~19でよい。

20

## 【0306】

DACIについて説明する。DACIは、端末に伝送されるPDCCHに対する一種のカウンタであり、端末別に設定される。DACIは、複数のPDCCHが伝送される場合に、各PDCCHの順序を表すことができる。図45のように、4つのPDCCHが伝送される場合に、DACI値は0~3の値を持つ。DACIは、該当のPDCCHのDCIフィールド内に含まれて端末に知らせられたり、他のシグナリング方法を通じて端末に知らせられたりすることができる。また、LTE-TDDに用いられるDAI(Downlink Assignment Index)フィールドをDACIフィールドとして再使用することができる。

30

## 【0307】

一方、DACIは、カウンタではなく、全体DL CC内のPDSCH個数（あるいは、PDCCH個数）を表すこともできる。例えば、図45で、DACIがPDCCHの個数を知らせるとした時に、各PDCCH内にDACI値はいずれも4でよい。DACI値がPDCCHの個数を表す場合は、端末がACK/NACKバンドリングモードでACK/NACKを伝送する場合に適用することができる。ACK/NACKバンドリングは、論理AND演算を通じて代表HARQ-ACK/NACKを伝送する方法のことを指す。例えば、ACK/NACK結果のうちの少なくとも一つの結果がNACKである場合に、代表値としてNACKを伝送し、全ての結果がACKの時には、代表値としてACKを伝送する。もし、全体PDCCH個数を意味するDACI値が4であるが、端末が成功的にデコーディングしたPDCCH個数が3であれば、1個がデコーディングされなかったことがわかり、代表値としてNACK、DTXまたはNACK/DTX状態を基地局に知らせることができる。そのため、DACI値を用いて基地局と端末はDTX状態がわかる。DTXが発生した場合にNACKを伝送することは一例であり、DTX状態は、情報を伝送しない方法にしてもよい。本発明は、DTXシグナリング方案に制約がない。

40

## 【0308】

容易な説明のために、DACIをCCEインデックスカウンタとして活用する場合について説明する。DACIカウンタは、クロス-キャリアスケジューリングのためのCIF(

50

Carrier Indicator Field) に相応するように設定することができる。例えば、CIF 値が 3 ビットであれば、DAI 値も同様、3 ビットでよい。また、DAI は、低い周波数 CC から高い周波数 CC の順にカウントできる (あるいは逆順に、高い周波数 CC から低い周波数 CC の順)。あるいは、DAI は、プライマリキャリアから増加する順序で循環方式でカウントされてもよい。もし、一つの DL CC 内で複数の PDSCH が伝送される場合に、DAI は、低い CCE インデックスから高い CCE インデックスの順にカウントされるとよい。例えば、DL CC # 0 内に DL CC # 1 の PDSCH のための PDSCH 0 の最小の CCE インデックスが 10 である場合、及び DL CC # 0 内に DL CC # 2 の PDSCH のための PDSCH 1 の最小の CCE インデックスが 20 である場合には、PDSCH 0 が PDSCH 1 よりも低い DAI 値を有することができる。他の例として、各 PDSCH で伝送される DAI 値は、特別な規則無しで、ネットワークが任意に決定して伝送してもよい。すなわち、一定の規則を有しなくてもよい。

10

#### 【0309】

また、DAI は、LTE TDD に用いられる DAI と連動付けて組み合わせと定義することができる。例えば、4 個状態の DAI 及び 5 個状態の DAI がある場合に、総 20 個の (DAI, DAI) の組み合わせが 0 ~ 19 の範囲を持つインデックスで定義されてもよい。この場合にも、ここで説明される本発明をそのまま適用するには無理がない。

#### 【0310】

20

基本的に、DAI は、端末が DTB 検出を可能にすることに主な目的がある。例えば、図 45 で、DL CC # 2 の PDSCH デコーディングに失敗したとしよう。すると、端末 # 0 は、DCI 0、DCI 1、DCI 3 のそれぞれを通じて DAI カウンタ値 0、1、3 を獲得する。端末 # 0 は、DAI = 2 が欠落しているので、DCI 2 に対してブラインドデコーディングに失敗 (すなわち、DTB 状態に入る) したという事実を認知し、該状態を基地局に伝送することができる。

#### 【0311】

しかし、DAI を用いるとしても、端末 # 0 は、最後の DCI のブラインドデコーディングの失敗の有無はわからない。言い換えると、基地局が最後の DCI を伝送したにもかかわらず、端末 # 0 は、最後の DCI デコーディングに失敗した場合に、端末 # 0 は最後の DCI のデコーディングに失敗したのか、基地局が当該 DCI を初めから伝送しなかったのかわからない。図 45 を参照すると、基地局が DL CC # 3 で DCI 3 を伝送した時に、端末 # 0 が DCI 3 のデコーディングに失敗した場合は、端末 # 0 は、DCI 3 が初めからなかったのか、デコーディングに失敗したのかわからない。

30

#### 【0312】

そこで、本実施例は、基地局と端末に全ての DL PDSCH に対する ACK/NACK (DTB を含む) 状態を正確に提供するための方法を提供する。具体的に、本実施例は、DAI カウンタの最後の値が伝送された PDSCH に相応する PUCCH リソースを用いて ACK/NACK を伝送することを提案する。図面を参照して具体的に説明する。

#### 【0313】

40

図 46 は、本発明に係る一実施例を示す。この例は、基地局が 4 個の PDSCH を伝送し、端末 # 0 も、全ての PDSCH を成功的にデコーディングした場合を例示する。この場合、4 個の DL CC で伝送される 4 個の PDSCH のための HARQ-ACK/NACK 情報は、検出された PDSCH のうち、最大の DAI 値 3 を持っているものの最小の CCE インデックス 4 に相応する PUCCH リソース 34 を通じて伝送される。もし、DAI 値が逆順でカウントされるとすれば (例、3、2、1、0)、最初の PDSCH (DL CC # 0) の最小の CCE インデックス 2 に相応する PUCCH リソース 2 を通じて HARQ-ACK/NACK 情報を伝送することができる。

#### 【0314】

図 47 は、端末 # 0 が DCI 2 の PDSCH デコーディングには成功し、DCI 3 に対

50

する P D C C H デコーディングに失敗した場合を示す。基地局は、端末 # 0 が D C I 3 を成功的にデコーディングしたと仮定し、端末 # 0 から P U C C H リソース 3 4 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を受信することを期待するはずである。しかし、端末 # 0 が D C I 2 のデコーディングには成功し ( D C I 0、D C I 1 のデコーディングの成功有無は、端末が D A C I を通じて認知できるので関係ない)、D C I 3 のデコーディングに失敗した場合に、端末 # 0 は、D C I 2 に相応する P U C C H リソース 2 0 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。そのため、伝送されるリソースを通じて最後の D C I 3 での D T X 有無を基地局が認知できる。

#### 【 0 3 1 5 】

図 4 8 は、D C I 0、D C I 2、D C I 3 に対するデコーディングに失敗した場合を示す。端末 # 0 は、D C I 1 のデコーディングに成功したので、受信した D A C I を通じて D C I 0 のデコーディング失敗を推測できる。しかし、端末 # 0 は、D C I 2 と D C I 3 の D T X 有無はわからない。端末 # 0 は、D C I 2 と D C I 3 の D T X 有無はわからないが、端末 # 0 は、検出された P D C C H のうち、最大の D A C I 値 1 を持っているものの最小の C C E インデックス 6 に相応する P U C C H リソース 1 6 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。これにより、基地局は、D C I 2 と D C I 3 に対して D T X が発生したことがわかる。

#### 【 0 3 1 6 】

図 4 9 は、D L C C # 3 で 2 個の P D C C H が伝送される場合を例示する。この例は、一つの D L C C を通じて複数の P D C C H が伝送される場合に、D A C I は、低い C C E インデックスから高い C C E インデックスの順にカウントされると仮定する。そのため、端末 # 0 は、検出された P D C C H のうち、最大の D A C I 値 3 を持っているものの最小の C C E インデックス 6 に相応する P U C C H リソース 3 6 を通じて、H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。

#### 【 0 3 1 7 】

図 5 0 は、D L C C # 3 で 2 つの P D C C H が伝送されるが、低い C C E インデックスを持つ D C I が、より大きい D A C I 値を持つ場合を例示する。そのため、端末 # 0 は、検出された P D C C H のうち、最大の D A C I 値 3 を持っているものの最小の C C E インデックス 4 に相応する P U C C H リソース 3 4 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。

#### 【 0 3 1 8 】

次に、図 5 1 及び図 5 2 を参照して、それぞれの D L C C のための P U C C H リソースが互いに共有されるように定義される場合を説明する。

#### 【 0 3 1 9 】

図 5 1 は、それぞれの D L C C のための P U C C H リソースが互いに共有される状況で、端末 # 0 が 4 個の P D C C H を全て成功的にデコーディングした場合を例示する。端末 # 0 は、検出された P D C C H のうち、最大の D A C I 値 3 を持っているものの最小の C C E インデックス 4 に相応する P U C C H リソース 4 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。

#### 【 0 3 2 0 】

図 5 2 は、D A C I = 3 の値を持つ D C I 3 でデコーディング失敗が生じた場合である。この場合、端末 # 0 は、検出された P D C C H のうち、D A C I が最も大きい値 2 を持つ P D C C H の最小 C C E インデックス 0 に相応する P U C C H リソース 0 を通じて H A R Q - A C K / N A C K 情報を伝送する。そのため、基地局は、D C I 3 に対して D T X が発生したことがわかる。

#### 【 0 3 2 1 】

図 5 3 は、それぞれの D L C C のための P U C C H リソースが部分的にオーバーラップ ( p a r t i a l l y o v e r l a p ) されている場合を例示する。P U C C H リソースが部分的にオーバーラップされている以外は、前述のものと同様である。

#### 【 0 3 2 2 】

10

20

30

40

50

次に、最後のD A C I値のD T X問題を解決するための他の方案について説明する。具体的に、P D C C Hカウンタ値を表すパラメータとP D C C H個数を表すパラメータとを共に用いることを提案する。

#### 【 0 3 2 3 】

例えば、D A C I 0がP D C C Hのカウンタの役割を有するとすれば（例、3ビットの時に0～7の範囲）、D A C I 1は、割り当てられたP D C C H（またはP D S C H）の個数（例、3ビットの時に1～8の範囲；0の個数は伝送する必要がない）を伝送することができる。例えば、4個のP D C C H伝送時に、各P D C C H内に次のような情報を伝送することができる。

D C I 0 : D A C I 0 = 0、D A C I 1 = 4

D C I 1 : D A C I 0 = 1、D A C I 1 = 4

D C I 2 : D A C I 0 = 2、D A C I 1 = 4

D C I 3 : D A C I 0 = 3、D A C I 1 = 4

ここで、D A C I 1は、D A C I 0と共にさらに定義することができる。あるいは、他の方法として、D A C I 1値は、P D C C Hのいずれか一つ以上に任意に伝送してもよい。あるいは、いずれか一つのD C Iがクロス・キャリアスケジューリングが許容されないように制限されるとすれば、当該D C IのC I Fフィールドを、D A C I 1値を運ぶのに用いることができる。あるいは、D A C I 0及びD A C I 1等は、R R Cシグナリングあるいはブロードキャストシグナリングを通じて伝送されてもよい。

#### 【 0 3 2 4 】

次に、最後のD A C I値のD T X問題を解決するための他の解決方法として、R R Cシグナリングを用いる方法を説明する。この例で、R R Cシグナリングを通じて固有のP U C C Hリソースを特定端末に指定することができる。この時、P U C C Hリソースは、複数の端末間に互いに共有されるリソースである、または、S P SやA C K / N A C K反復などのために割り当てられたリソースでよい。ここで、特定端末が、少なくとも一つ以上のP D C C HでD T Xが発生すると、R R Cから割り当てられたP U C C Hリソースを通じてH A R Q - A C K / N A C K情報を伝送する。D T Xが一つも発生しない場合に、端末は、暗黙的（i m p l i c i t）な方式で動的A C K / N A C K動作を行う。これと逆に、D T Xがない場合には、R R Cで割り当てられたP U C C Hリソースを用いてH A R Q - A C K / N A C K情報を伝送し、D T Xが発生した場合には、暗黙的に動的A C K / N A C K動作を行ってもよい。この場合、D A C I値は単純に伝送されるP D C C Hの個数でよい。D A C I値が単純にP D C C Hの個数を意味する場合には、正確にどのP D C C Hが損失されたかがわからず、D T X発生有無のみ把握することができる。動的A C K / N A C K動作のための暗黙的規則は、最大のC C インデックスのうち、最大のC C E インデックスを持つP D C C Hの最小C C E インデックス、最大のC C インデックスのうち、最小のC C E インデックスを持つP D C C Hの最小C C E インデックス、最小のC C インデックスのうち、最小のC C E インデックスを持つP D C C Hの最小C C E インデックス、あるいは、最小のC C インデックスのうち、最大のC C E インデックスを持つP D C C Hの最小C C E インデックス、に相応するP U C C Hリソースを用いて、H A R Q - A C K / N A C K情報を伝送することを指す。

#### 【 0 3 2 5 】

もし、D A C Iがカウンタと定義されると、上述の実施例で説明したように、最大のD A C I値を持つP D C C Hの最小C C E インデックスにより暗黙的にマッピングされることが可能である。

#### 【 0 3 2 6 】

一例として、図54は、暗黙的規則により、最大のC C インデックスのうち、最小のC C E インデックスを持つP D C C Hの最小C C E インデックスによりP U C C Hリソースが定義され、全てのP D C C Hに対してD T Xが発生しない場合を示す。D T Xが発生しなかったため、端末#0は、検出されたP D C C Hのうち、D A C Iが最も大きい値3を持つP D C C Hの最小C C E インデックス4に相応するP U C C Hリソース34を通じ

てHARQ-ACK/NACK情報を伝送する。HARQ-ACK/NACK情報は、全てのPDSCHの制御情報に対してバンドリングされた情報でよい。

【0327】

図55は、DCI1でDTXが発生した場合を例示する。端末#0は、DACI=0、DACI=1、DACI=3を成功的にデコーディングしたので、DACI=2に相応するDCIにDTXがあることがわかる。DTXが発生したので、端末#0は、RRCシグナリングされたPUCCHリソース100を通じてHARQ-ACK/NACK情報を伝送する。HARQ-ACK/NACK情報は、全てのPDSCHの制御情報に対してバンドリングされた情報でよい。

【0328】

図56は、最後のDACI値を持つPDSCHのデコーディングに失敗した場合を例示する。この場合、端末#0は、DACI=3に相応するDCIにDTXがあるか否かがわからない。そのため、端末#0はDTXがないと考え、検出されたPDSCHのうち、DACIが最も大きい値2を持つPDSCHの最小CCEインデックス6に相応するPUCCHリソース36を通じてHARQ-ACK/NACK情報を伝送する。一方、基地局は、最大のDACI値を持つPDSCHであるDCI2に相応するPUCCHリソース34、あるいはRRCシグナルされたPUCCHリソース100からHARQ-ACK/NACK情報(結合された(combined)ACK/NACK)受信を期待する。しかし、端末#0は、DCI3に相応するPUCCHリソース36を通じてHARQ-ACK/NACK情報を伝送するので、基地局はDCI2でDTXが発生したことがわかる。

【0329】

上述した方法は、互いに組み合わせで用いられてもよい。例えば、フォーマット適応(adaptation)及びDTX検出のための方案(すなわち、最後のDACI値を乗せるPDSCHのCCEインデックスに相応すること、DACI0とDACI1を共に伝送すること、RRCシグナリングを用いること)は組み合わせられて用いられることが可能である。

【0330】

図57には、本発明の一実施例に適用されうる基地局及び端末を例示する。

【0331】

図57を参照すると、無線通信システムは、基地局(BS)110及び端末(UE)120を含む。基地局110は、プロセッサ112、メモリー114及び無線周波数(Radio Frequency: RF)ユニット116を含む。プロセッサ112は、本発明で提案した手順及び/または方法を具現するように構成することができる。メモリー114は、プロセッサ112に接続し、プロセッサ112の動作と関連した様々な情報を記憶する。RFユニット116は、プロセッサ112に接続し、無線信号を送信及び/または受信する。端末120は、プロセッサ122、メモリー124及びRFユニット126を含む。プロセッサ122は、本発明で提案した手順及び/または方法を具現するように構成することができる。メモリー124は、プロセッサ122に接続し、プロセッサ122の動作と関連した様々な情報を記憶する。RFユニット126は、プロセッサ122に接続し、無線信号を送信及び/または受信する。基地局110及び/または端末110は、単一アンテナまたは多重アンテナを有することができる。

【0332】

以上説明してきた実施例は、本発明の構成要素及び特徴を所定形態に結合したものである。各構成要素または特徴は、別の明示的な言及がない限り、選択的なものとして考慮しなければならない。各構成要素または特徴は、他の構成要素や特徴と結合しない形態で実施することもでき、一部の構成要素及び/または特徴を結合して本発明の実施例を構成することもできる。本発明の実施例で説明される動作の順序は変更可能である。ある実施例の一部構成や特徴は、別の実施例に含まれることもでき、別の実施例の対応する構成または特徴に取って代わることもできる。特許請求の範囲において明示的な引用関係にない請求項を結合して実施例を構成したり、出願後の補正により新しい請求項として含めたりす

10

20

30

40

50

ることができることは明らかである。

【0333】

本文書で、本発明の実施例は、端末と基地局間のデータ送受信関係を中心に説明されている。このような送受信関係は、端末とリレー間、または基地局とリレー間の信号送受信にも同一ノ類似に拡張される。本文書で基地局により行われるとした特定動作は、場合によっては、その上位ノード (upper node) により行われてもよい。すなわち、基地局を含む多数のネットワークノード (network nodes) からなるネットワークにおいて端末との通信のために行われる様々な動作は、基地局または基地局以外の別のネットワークノードにより実行できることは明らかである。基地局は、固定局 (fixed station)、Node B、eNode B (eNB)、アクセスポイント (access point) などの用語に代替可能である。また、端末は、UE (User Equipment)、MS (Mobile Station)、MSS (Mobile Subscriber Station) などの用語に代替可能である。

10

【0334】

本発明による実施例は様々な手段、例えば、ハードウェア、ファームウェア (firmware)、ソフトウェアまたはそれらの結合などにより具現することができる。ハードウェアによる具現の場合、本発明の一実施例は、一つまたはそれ以上のASICs (application specific integrated circuits)、DSPs (digital signal processors)、DSPDs (digital signal processing devices)、PLDs (programmable logic devices)、FPGAs (field programmable gate arrays)、プロセッサ、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などにより具現することができる。

20

【0335】

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、以上で説明された機能または動作を行うモジュール、手順、関数などの形態で具現することができる。ソフトウェアコードは、メモリユニットに記憶されて、プロセッサにより駆動されるようにすることができる。メモリユニットは、プロセッサの内部または外部に設けられ、既に公知の様々な手段によりプロセッサとデータを交換することができる。

【0336】

本発明は、本発明の特徴を逸脱しない範囲で別の特定の形態に具体化可能であるということは、当業者にとっては自明である。したがって、上記の詳細な説明は、いずれの面においても制限的に解釈してはならず、例示的なものとして考慮しなければならない。本発明の範囲は、添付の請求項の合理的な解釈により決定すべきであり、本発明の等価的範囲内における変更はいずれも本発明の範囲に含まれる。

本願明細書は、例えば、以下の項目も提供する。

30

(項目1)

無線通信システムにおいて端末がPUCCH (Physical Uplink Control Channel) を通じて制御情報を伝送する方法であって、

複数の制御情報をジョイントコーディングして単一コードワードを獲得し、

前記単一コードワードから第1変調シンボル列を獲得し、

前記第1変調シンボル列のうち、前記PUCCH内の各スロットに対応する変調シンボルを、該当のスロット内の複数のSC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiplexing) シンボルに対応するように拡散することで、スロット別に前記複数のSC-FDMAシンボルに対応する複数の拡散された第2変調シンボル列を獲得し、

40

前記複数の拡散された第2変調シンボル列を、前記PUCCH内の該当のSC-FDMAシンボルを通じて伝送することを含む、制御情報伝送方法。

(項目2)

前記複数の拡散された第2変調シンボル列には、SC-FDMAシンボル単位に単一搬

50

送波特性のためのプリコーディングが適用されたことを特徴とする、項目 1 に記載の制御情報伝送方法。

(項目 3)

前記第 1 変調シンボル列のうち、前の半分は 1 番目のスロットに分周され、後ろの半分は 2 番目のスロットに分周されることを特徴とする、項目 1 に記載の制御情報伝送方法。

(項目 4)

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットごとに独立して決定されることを特徴とする、項目 1 に記載の制御情報伝送方法。

(項目 5)

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットを境界にホッピングすることを特徴とする、項目 4 に記載の制御情報伝送方法。

(項目 6)

各スロット内で前記複数の拡散された第 2 変調シンボル列が伝送される SC-FDMA シンボルのインデックスは、標準 CP の場合に、0、2、3、4 及び 6 であり、拡張 CP の場合に、0、1、2、4、及び 5 であり、

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、下記の表の直交コードから選択されることを特徴とする、項目 1 に記載の制御情報伝送方法。

【化 9 5】

Index m	Orthogonal code SF=5
0	$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$
3	$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$
4	$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$

(項目 7)

前記単一コードワードは、複数のダウンリンクデータに対する多重 ACK/NACK (Acknowledgement/Negative ACK) 情報がジョイントコーディングされていることを特徴とする、項目 1 に記載の制御情報伝送方法。

(項目 8)

無線通信システムにおいて PUCCH (Physical Uplink Control Channel) を通じて制御情報を伝送するように構成された端末であって、RF (Radio Frequency) ユニットと、プロセッサと、を備え、

前記プロセッサは、複数の制御情報をジョイントコーディングして単一コードワードを獲得し、前記単一コードワードから第 1 変調シンボル列を獲得し、前記第 1 変調シンボル列のうち、前記 PUCCH 内の各スロットに対応する変調シンボルを、該当のスロット内の複数の SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiplexing) シンボルに対応するように拡散することで、スロット別に前記複数の SC-FDMA シンボルに対応する複数の拡散された第 2 変調シンボル列を獲得し、前記複数の拡散された第 2 変調シンボル列を、前記 PUCCH 内の該当の SC-FDMA シンボルを通じて伝送するように構成された、端末。

(項目 9)

前記複数の拡散された第 2 変調シンボル列には、SC-FDMA シンボル単位に単一搬

10

20

30

40

50

送波特性のためのプリコーディングが適用されたことを特徴とする、項目 8 に記載の端末、

(項目 1 0)

前記第 1 変調シンボル列のうち、前の半分は 1 番目のスロットに分周され、後の半分は 2 番目のスロットに分周されることを特徴とする、項目 8 に記載の端末。

(項目 1 1)

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットごとに独立して決定されることを特徴とする、項目 8 に記載の端末。

(項目 1 2)

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、スロットを境界にホッピングすることを特徴とする、項目 1 1 に記載の端末。

(項目 1 3)

各スロット内で前記複数の拡散された第 2 変調シンボル列が伝送される S C - F D M A シンボルのインデックスは、標準 C P の場合に、0、2、3、4 及び 6 であり、拡張 C P の場合に、0、1、2、4、及び 5 であり、

前記拡散過程に用いられる拡散コードは、下記の表の直交コードから選択されることを特徴とする、項目 8 に記載の端末。

【化 9 6】

Index m	Orthogonal code SF=5
0	$[1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1]$
1	$[1 \ e^{j2\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j8\pi/5}]$
2	$[1 \ e^{j4\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j6\pi/5}]$
3	$[1 \ e^{j6\pi/5} \ e^{j2\pi/5} \ e^{j8\pi/5} \ e^{j4\pi/5}]$
4	$[1 \ e^{j8\pi/5} \ e^{j6\pi/5} \ e^{j4\pi/5} \ e^{j2\pi/5}]$

(項目 1 4)

前記単一コードワードは、複数のダウンリンクデータに対する多重 A C K / N A C K ( A c k n o w l e d g e m e n t / N e g a t i v e A C K ) 情報がジョイントコーディングされていることを特徴とする、項目 8 に記載の端末。

【産業上の利用可能性】

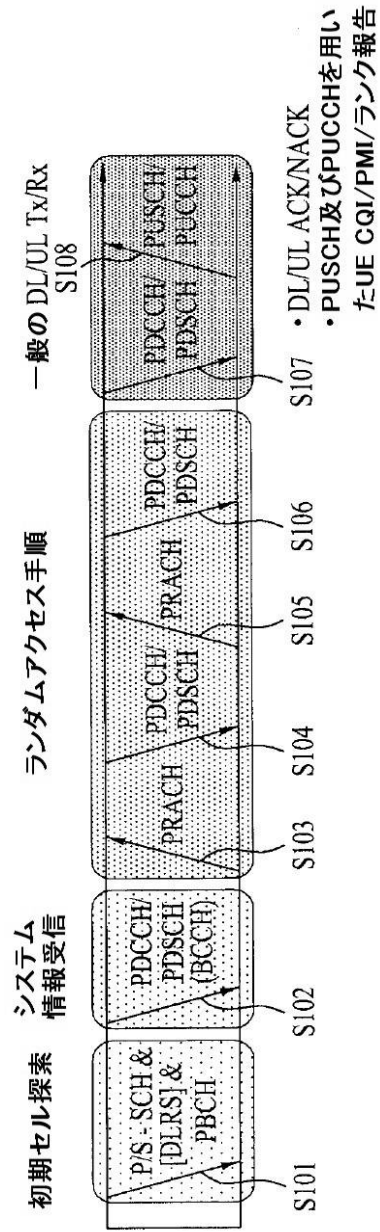
【0 3 3 7】

本発明は、無線移動通信システムにおける端末機、基地局、またはその他の装置に適用可能である。特に、本発明は、アップリンク制御情報を伝送する方法及びそのための装置に適用可能である。



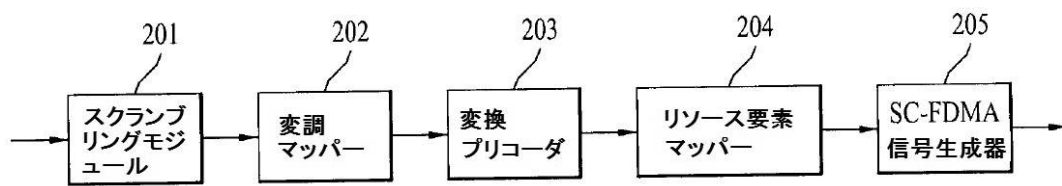
【図 1】

[ 図 1 ]



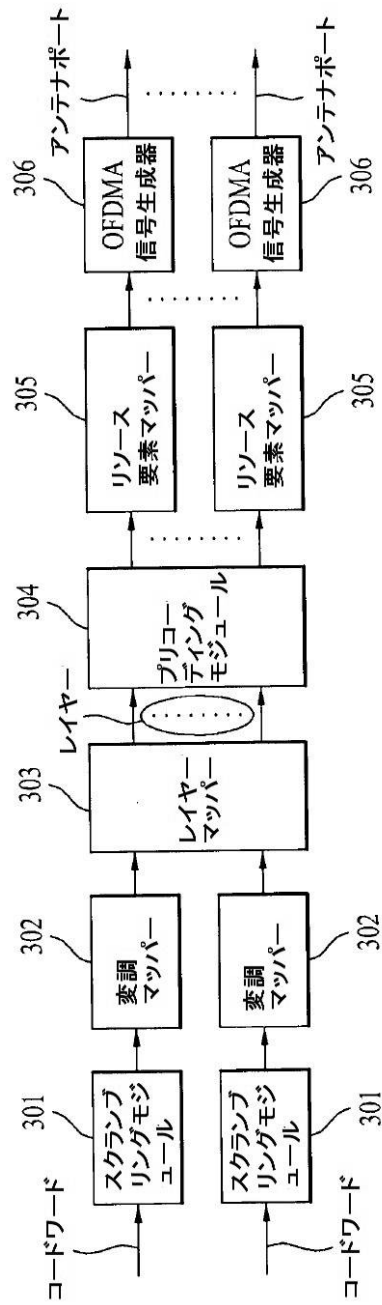
【図 2】

[ 2 ]

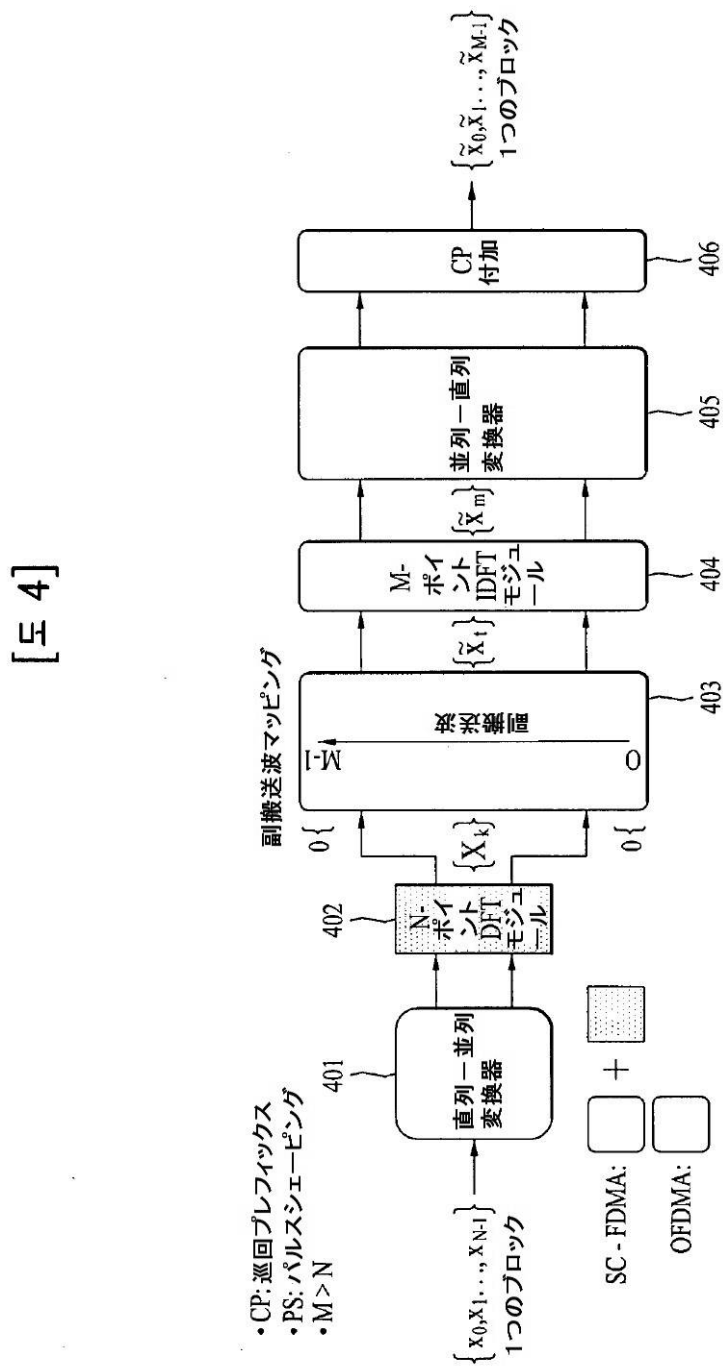


【図 3】

[ 図 3 ]

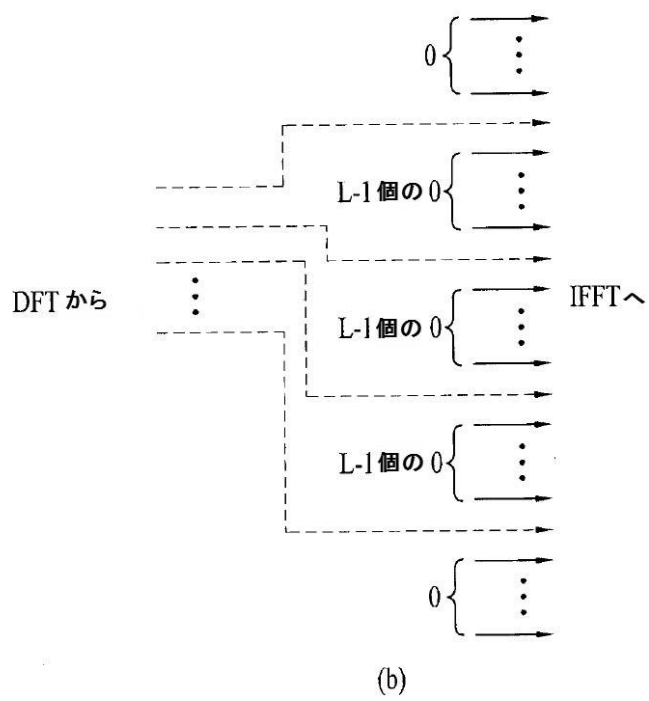
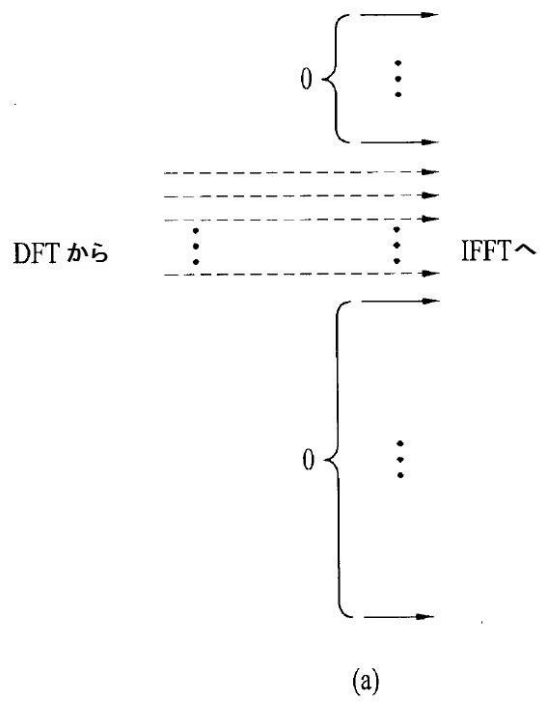


【図 4】



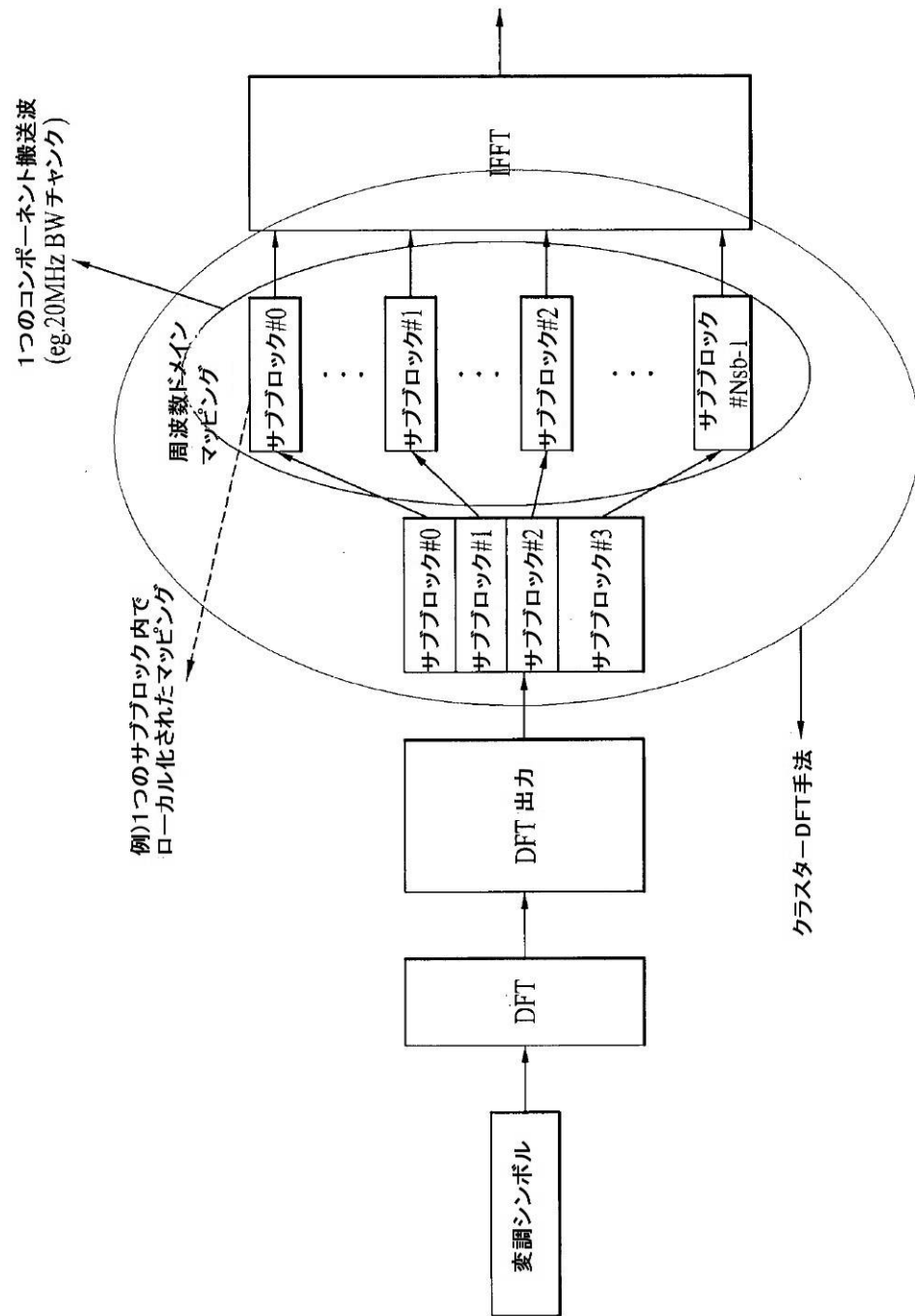
【図 5】

[図 5]



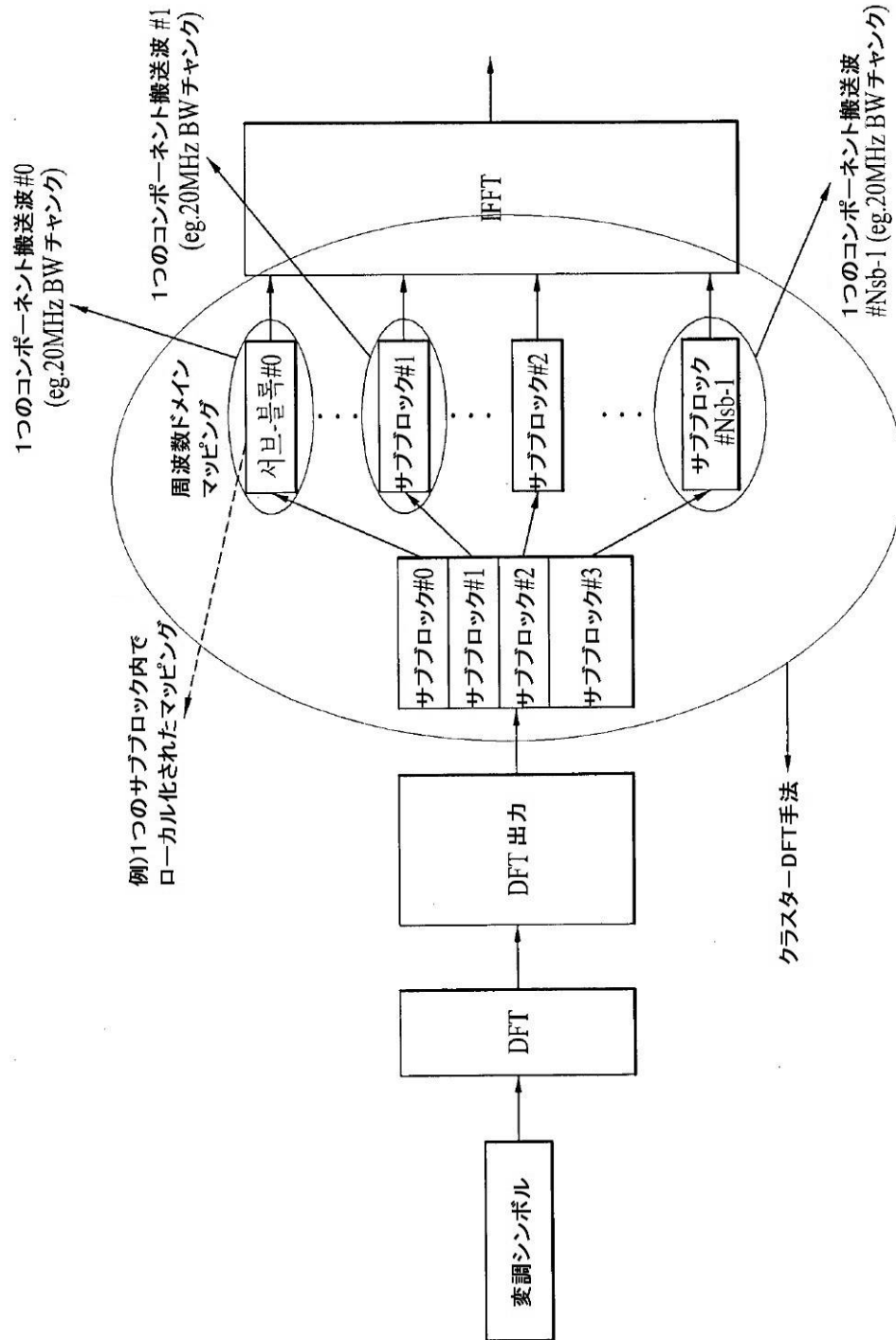
【図 6】

[ 図 6 ]



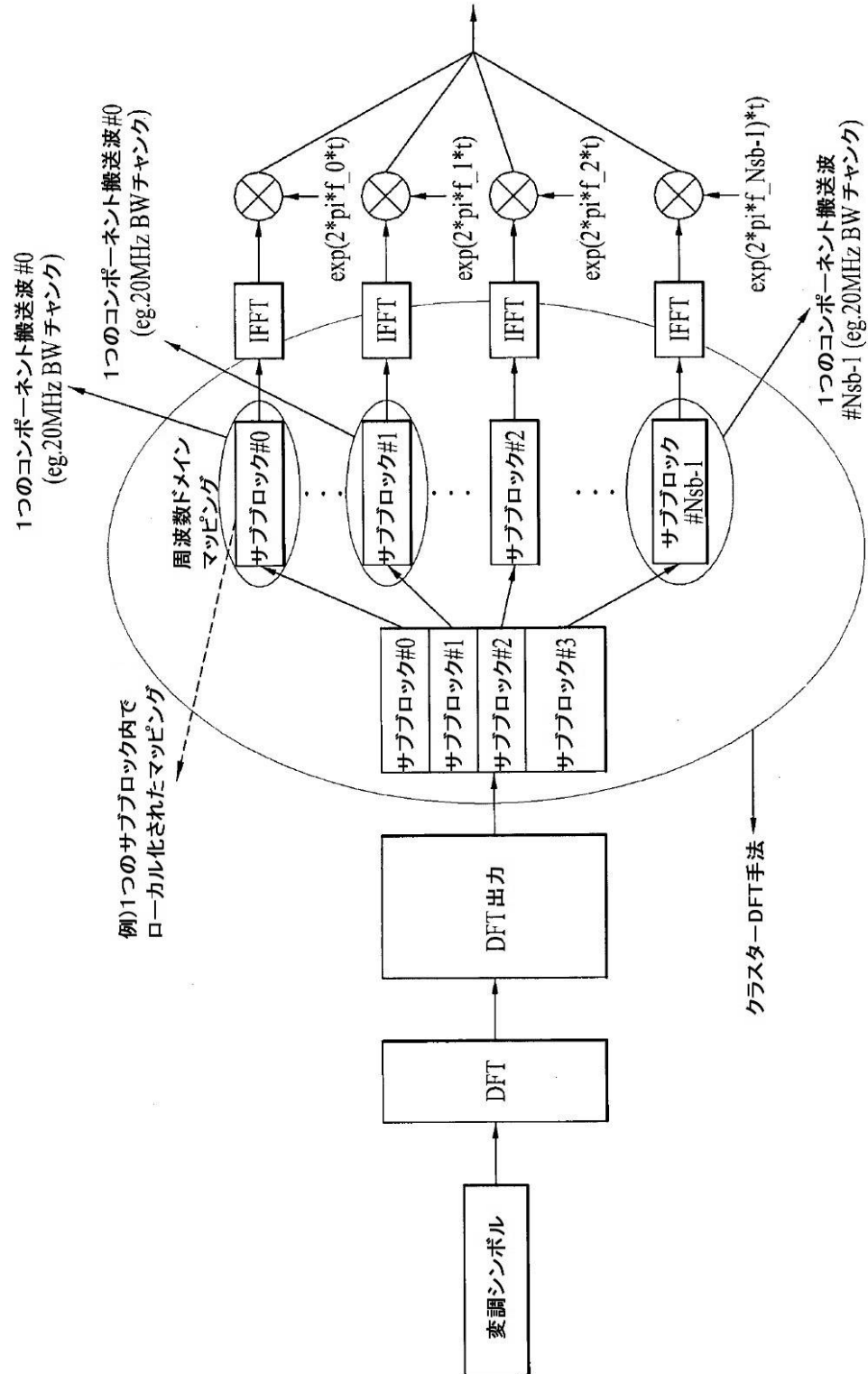
【図 7】

[ 7 ]



【図 8】

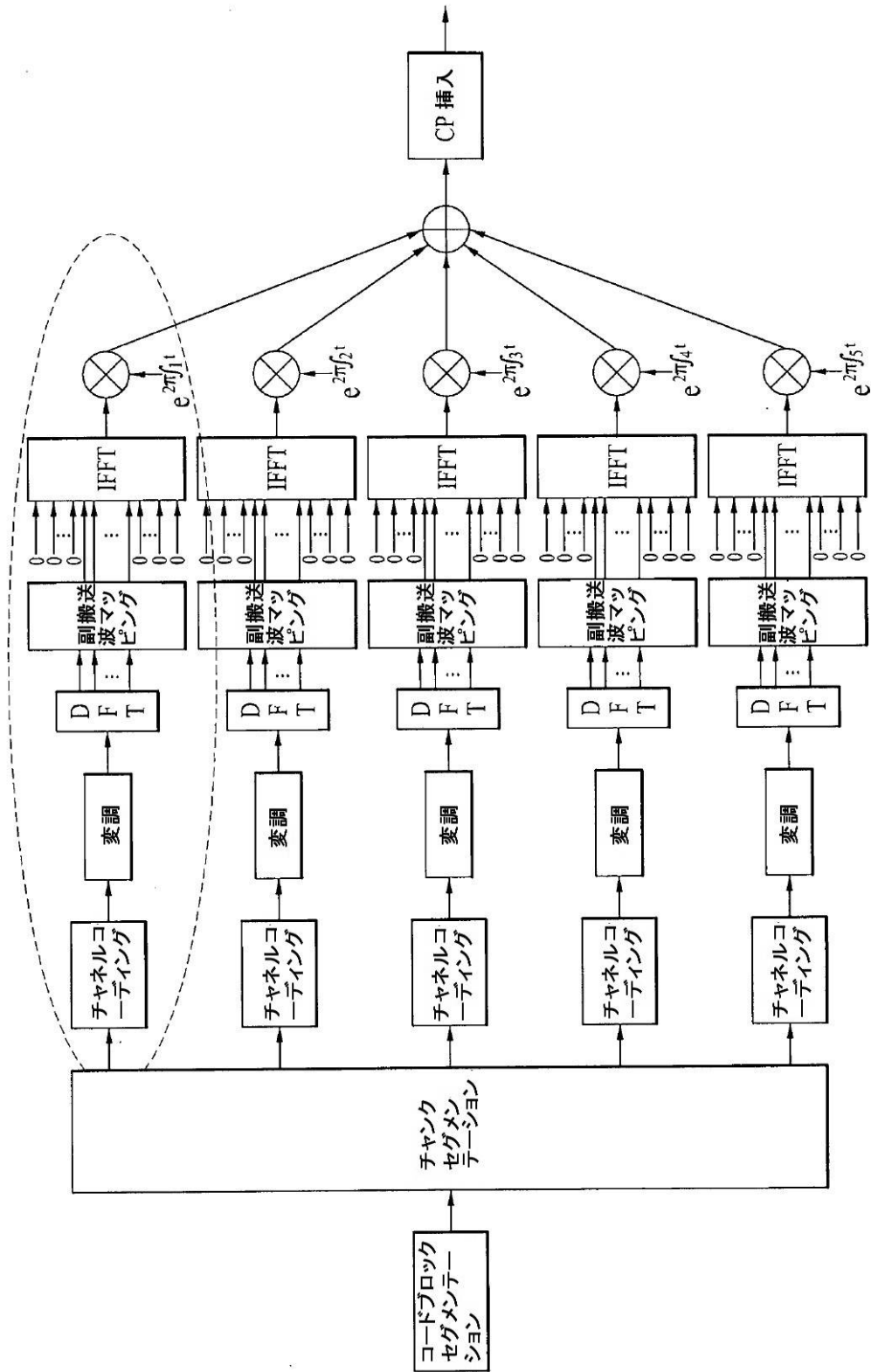
[ 58 ]





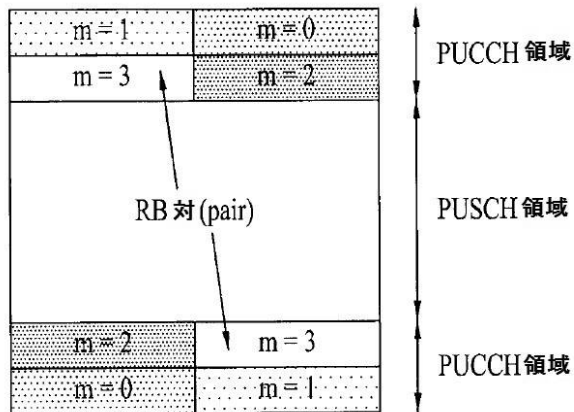
【図 9】

[ 図 9 ]



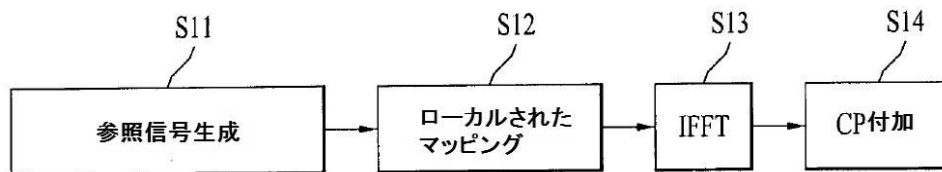
【図 10】

[図 10]



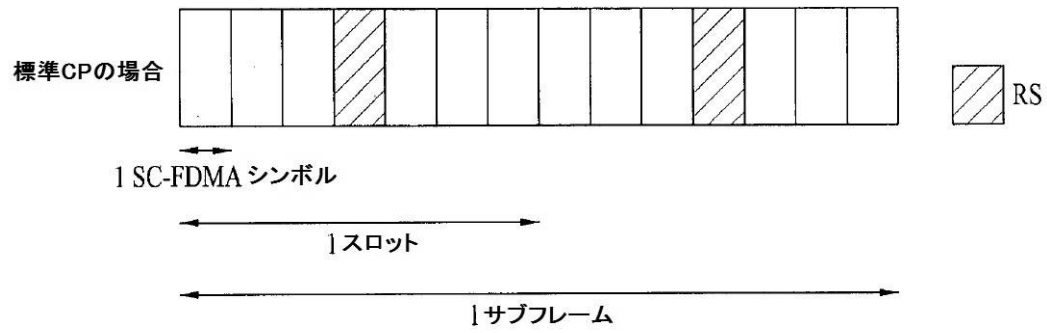
【図 11】

[図 11]

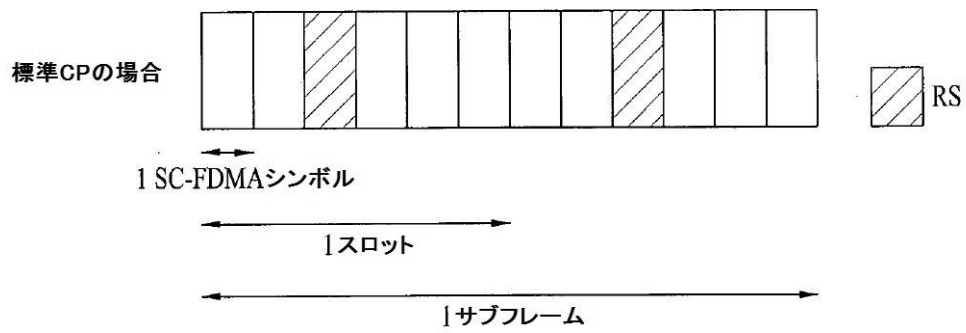


【図 12】

[図 12a]

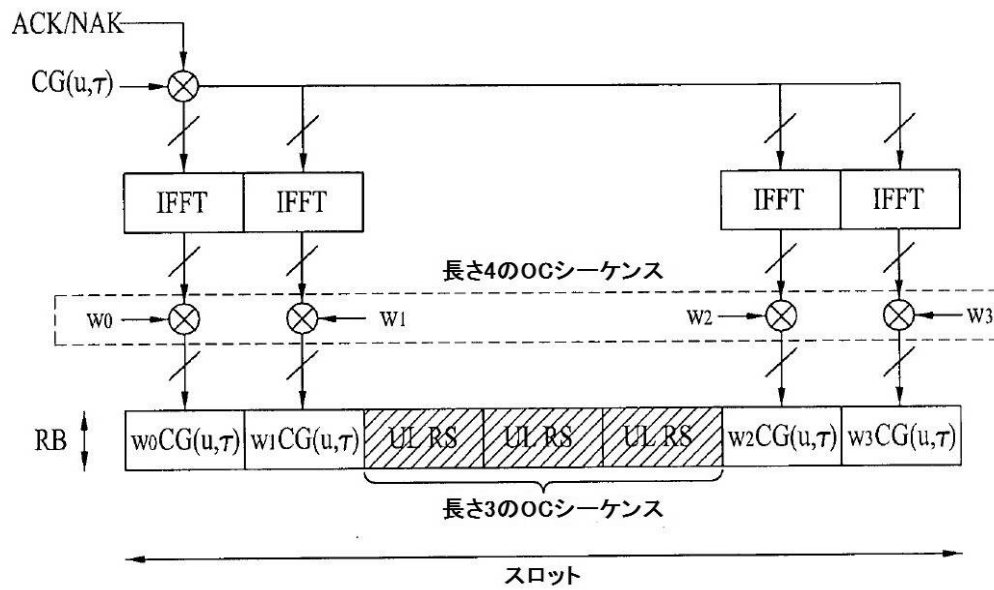


[図 12b]



【図 13】

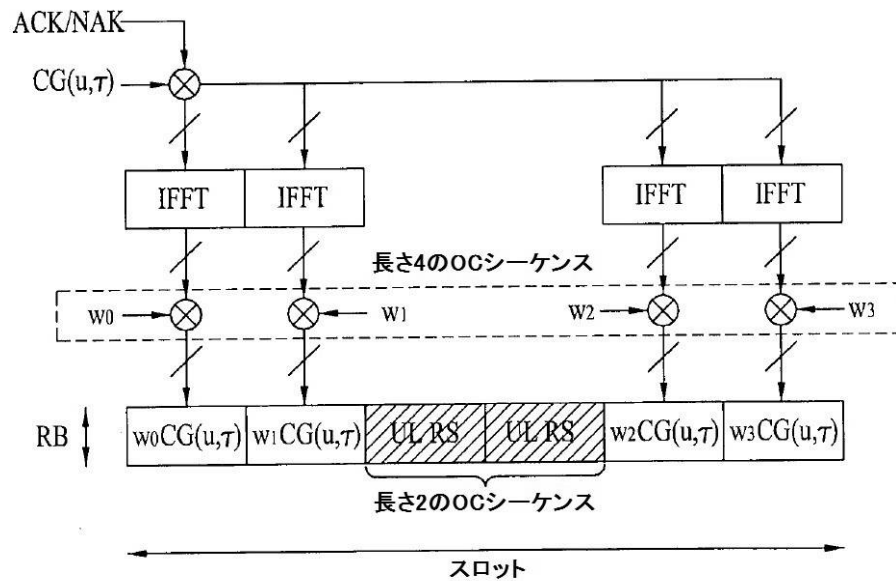
[ 図 13 ]



PUCCHフォーマット1a及び1bの構造(標準CPの場合)

【図 14】

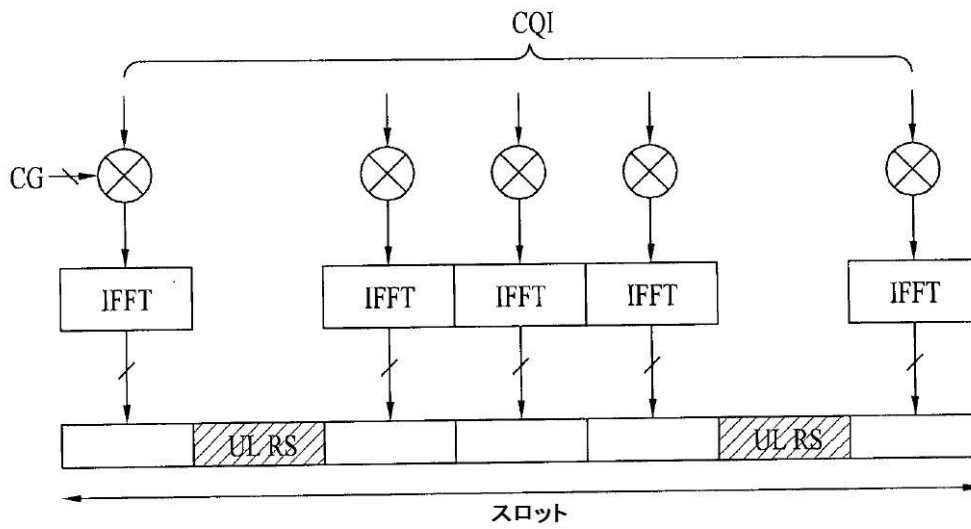
[ 図 14 ]



PUCCHフォーマット1a及び1bの構造(拡張CPの場合)

【図 15】

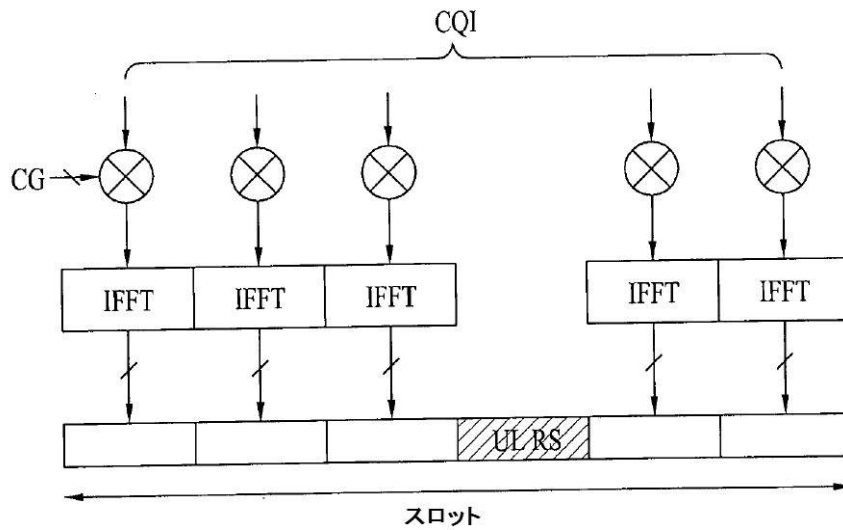
[ 15 ]



PUCCHフォーマット2、2a及び2bの構造(標準CPの場合)

【図 16】

[ 16 ]



PUCCHフォーマット2、2a及び2bの構造(標準CPの場合)

[ 5 17 ]

リソース割当:標準CPで18個のACK/NACKチャネル  $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 2$

セル特定巡回 シフトオフセット		RS 直交カバ－			ACK/NACK 直交カバ－		
$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} = 1$	$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} = 0$	$\bar{n}_{\text{OC}} = 0$	$\bar{n}_{\text{OC}} = 1$	$\bar{n}_{\text{OC}} = 2$	$n_{\text{OC}} = 0$	$n_{\text{OC}} = 1$	$n_{\text{OC}} = 2$
$n_{\text{CS}} = 1$	$n_{\text{CS}} = 0$	$n' = 0$			$n' = 0$		
2	1		6			6	12
3	2	1			1		13
4	3		7			7	
5	4	2			2		14
6	5		8			8	15
7	6	3			3		
8	7		9			9	
9	8	4			4		16
10	9		10			10	
11	10	5			5		17
0	11		11			11	

$\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} \in \begin{cases} \{1,2,3\} & \text{標準CPの場合} \\ \{1,2,3\} & \text{拡張CPの場合} \end{cases}$

$\delta_{\text{offset}}^{\text{PUCCH}} \in \begin{cases} \{0,1,\dots,\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} - 1\} & \text{セル-特定巡回シフトオフセット} \end{cases}$

$n_{\text{OC}}$  ACK/NACKのための直交シーケンスインデックス

$\bar{n}_{\text{OC}}$  RSのための直交シーケンスインデックス

$n_{\text{CS}}$  GAZACシーケンスの巡回シフト値

$n'$  RBでチャネル化に使用されるACK/NACKリソースインデックス

[ 図 18 ]

巡回シフト	直交カバラー								
	OC <sub>index</sub> = 0	OC <sub>index</sub> = 1	OC <sub>index</sub> = 2						
0				ACK/NACK					
1									
2									
3									
4				CQI					
5									
6									
7									
8									
9									
10									
11									

[ 図 19 ]

□ スロット $n_s$ でPUCCHの伝送に使用されるPRB

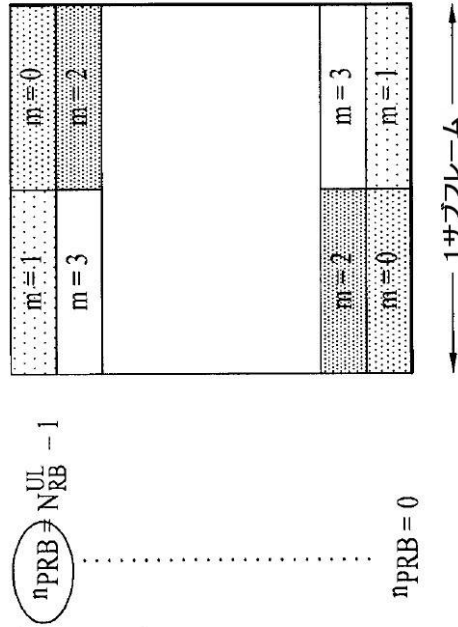
$$n_{PRB} = \begin{cases} \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{if } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 0 \\ N_{RB}^{UL} - 1 - \left\lfloor \frac{m}{2} \right\rfloor & \text{if } (m + n_s \bmod 2) \bmod 2 = 1 \end{cases}$$

・ マッピング順序  
外部境界にあるRBから内部境界にあるRBに

・ PUCCHフォーマット2/2a/2b優先

・ 次に混合されたACK/NACK及びCQIフォーマット

・ PUCCHフォーマット1/1a/1b



$$m = \begin{cases} N_{RB}^{(2)} \left\lfloor \frac{n_{PUCCH}^{(1)} - c \cdot N_{cs}^{(1)} / \Delta_{shift}^{PUCCH}}{c \cdot N_{cs}^{(1)} / \Delta_{shift}^{PUCCH}} + N_{RB}^{(2)} \right\rfloor + N_{RB}^{(2)} & \text{if } n_{PUCCH}^{(1)} < c \cdot N_{cs}^{(1)} / \Delta_{shift}^{PUCCH} \\ \left\lfloor \frac{N_{RB}^{(2)}}{8} \right\rfloor & \text{otherwise} \end{cases}$$

$c = \begin{cases} 3 & \text{標準GP} \\ 2 & \text{拡張GP} \end{cases}$

PUCCHフォーマット1/1a/1b

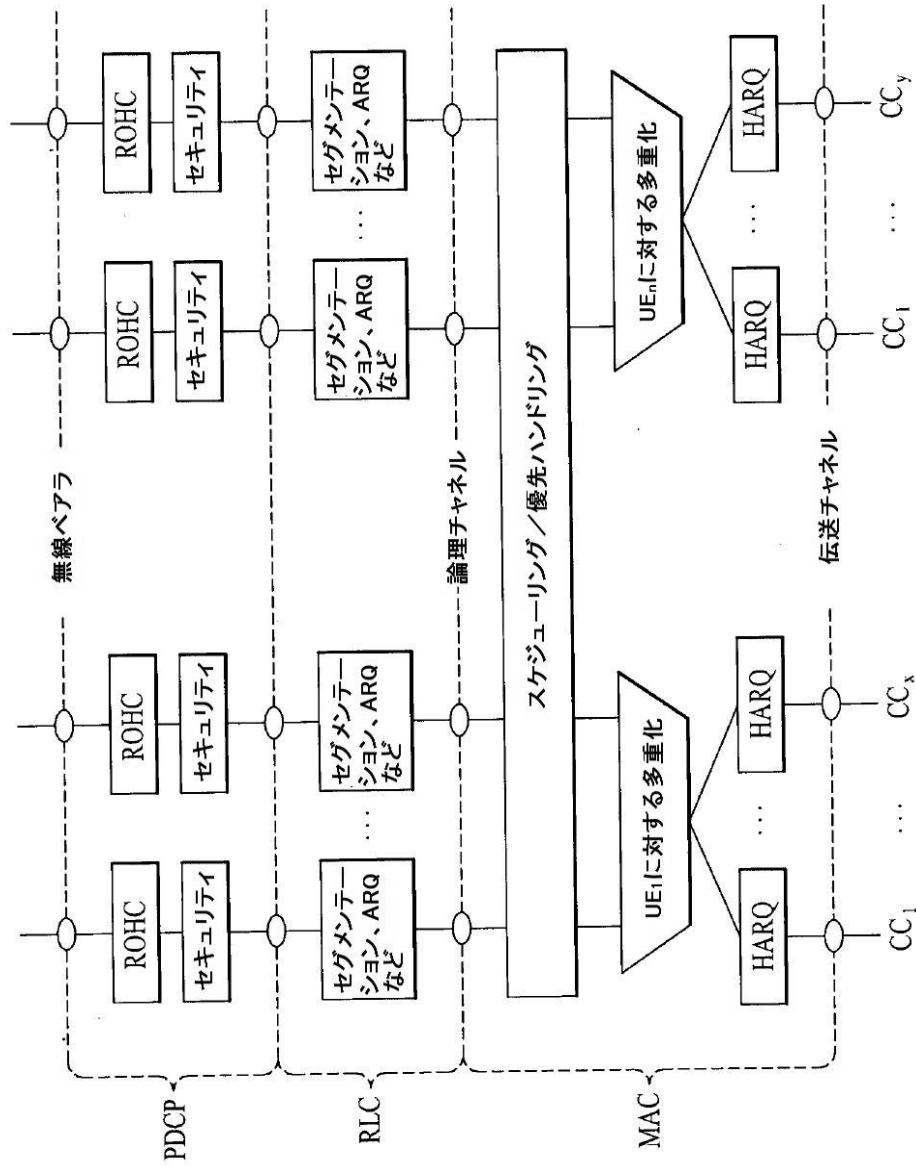
PUCCHフォーマット2/2a/2b

$$m = \left\lfloor \frac{n_{PUCCH}^{(2)}}{N_{sc}^{RB}} \right\rfloor$$



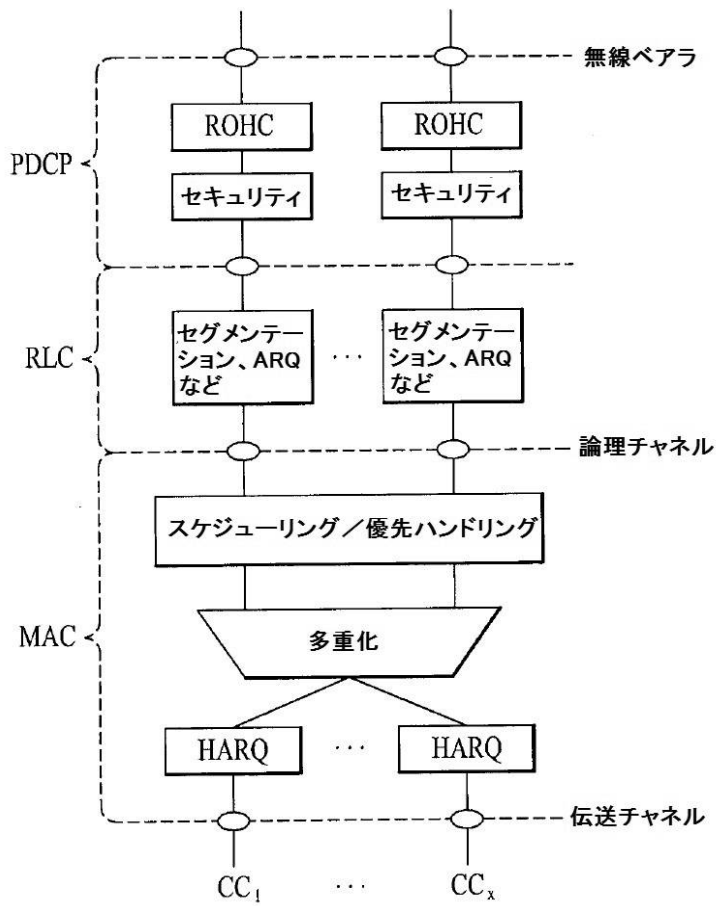
【図20】

[ 20 ]



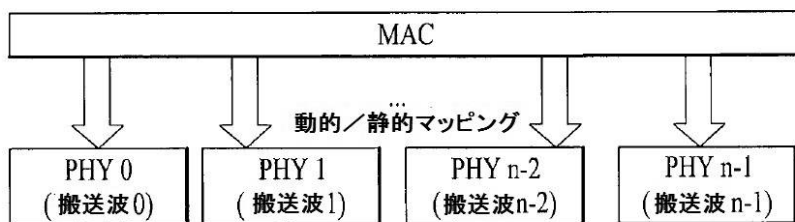
【図 2 1】

[ 図 21 ]



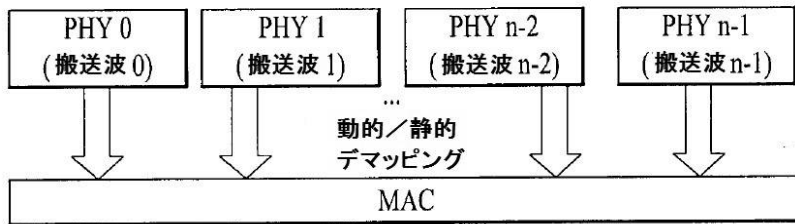
【図 2 2】

[ 図 22 ]



【図 2 3】

[図 23]



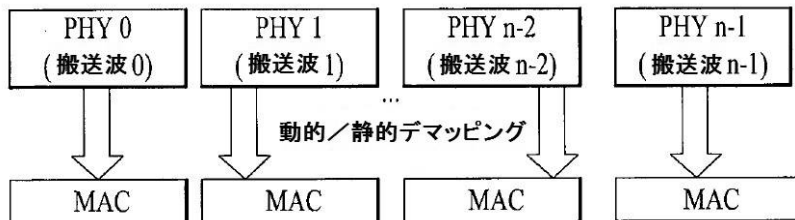
【図 2 4】

[図 24]



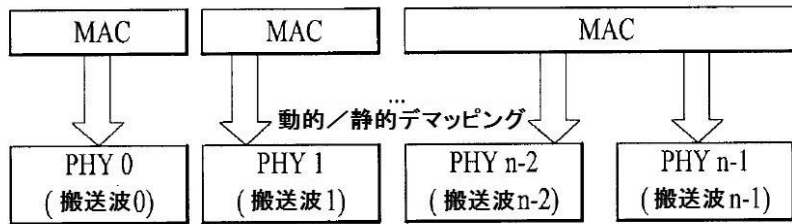
【図 2 5】

[図 25]



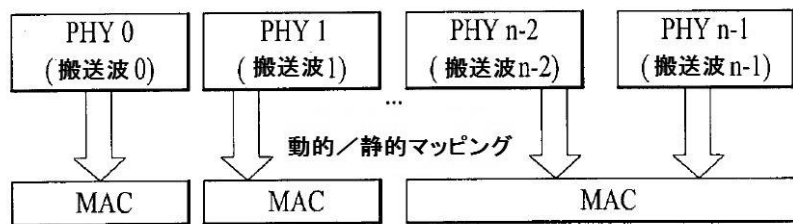
【図 26】

[図 26]



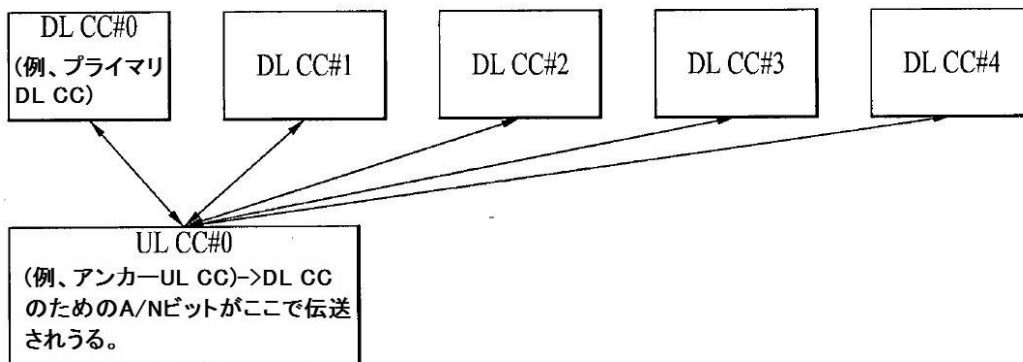
【図 27】

[図 27]



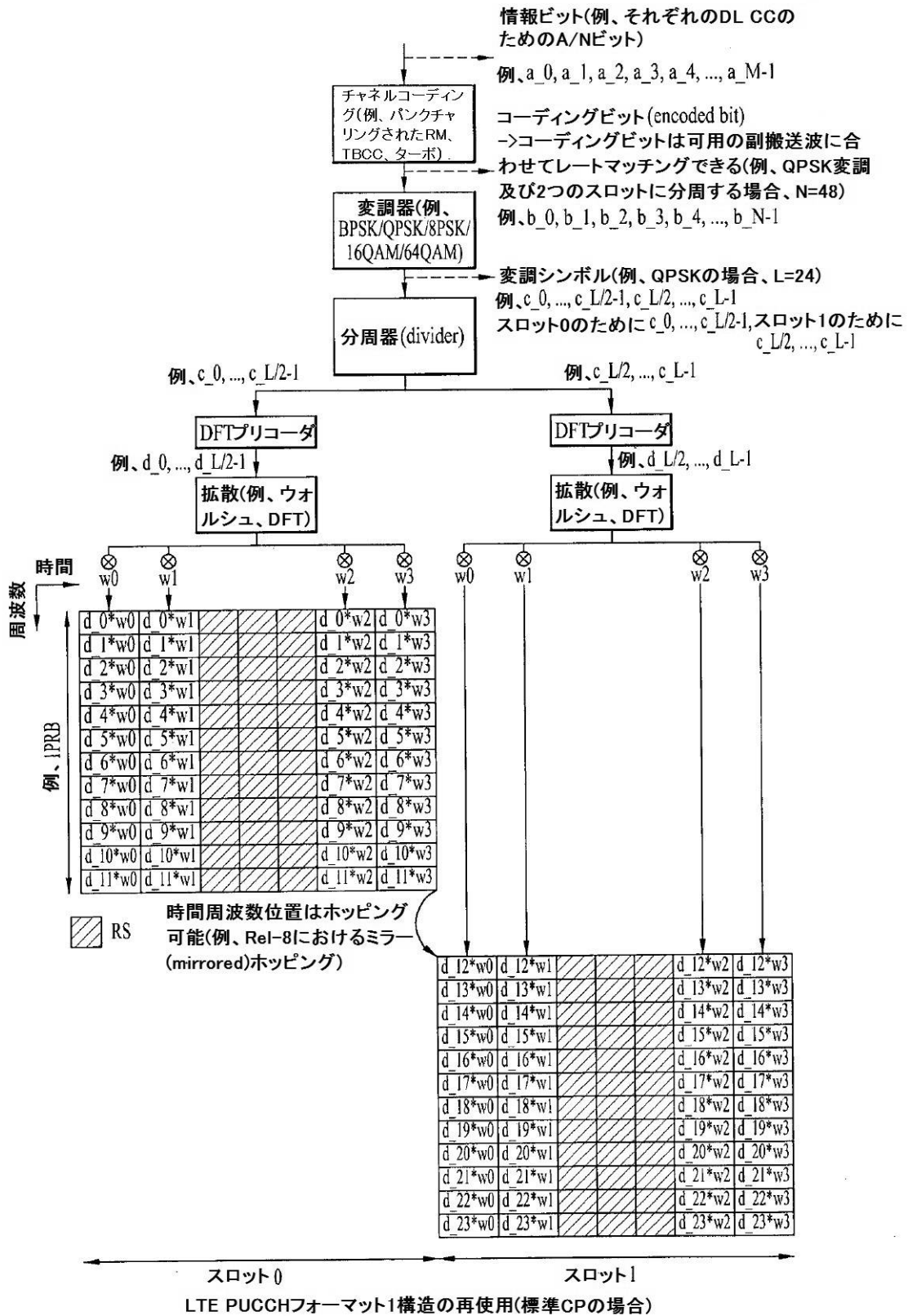
【図 28】

[図 28]



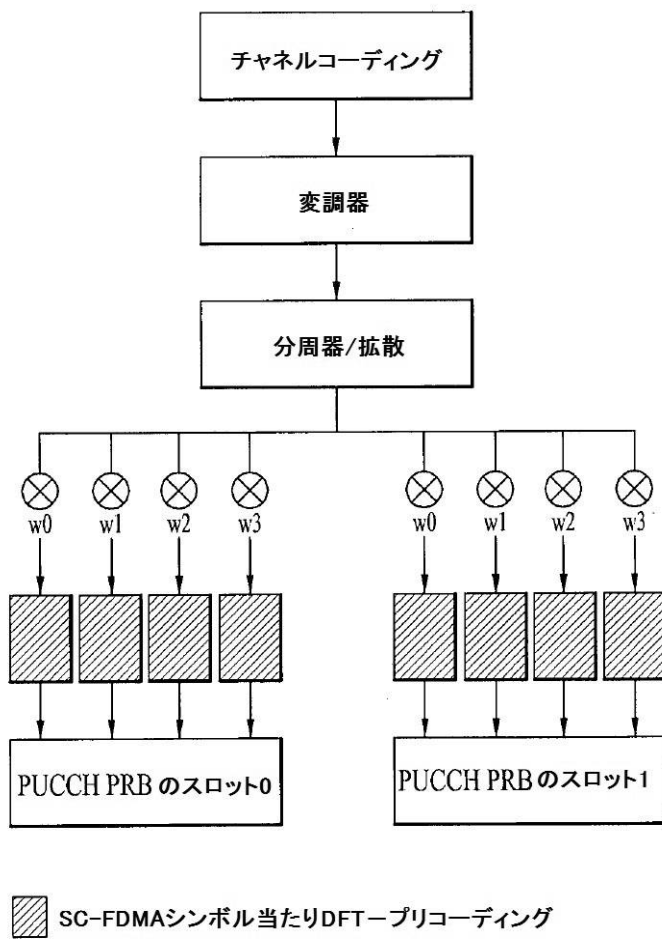
【図29a】

[図 29a]



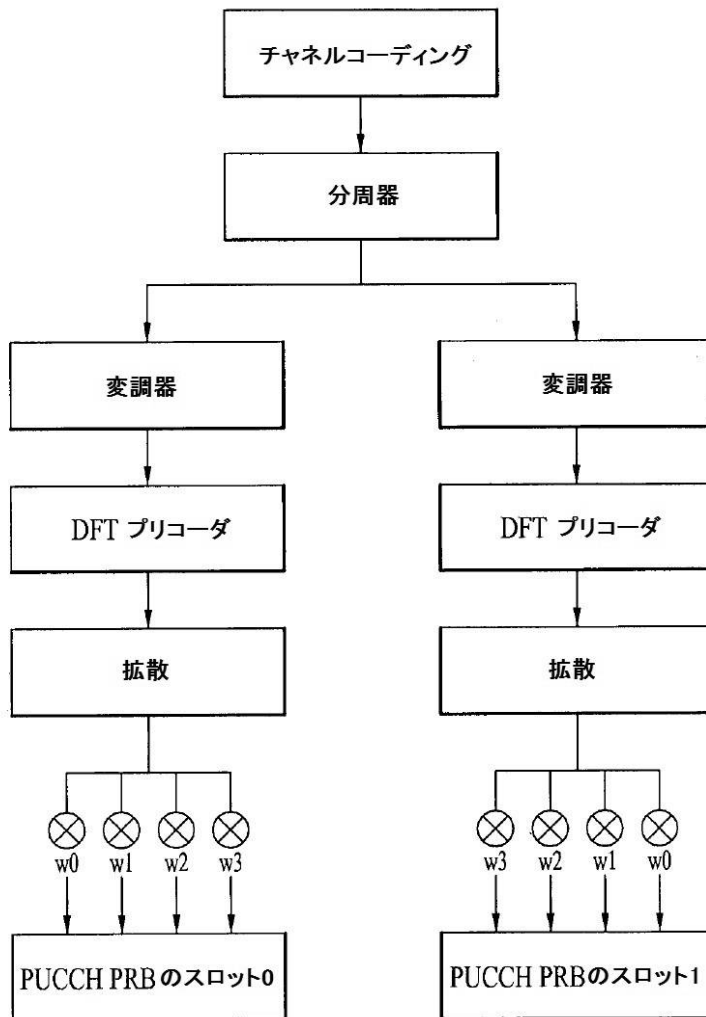
【図 29b】

[図 29b]



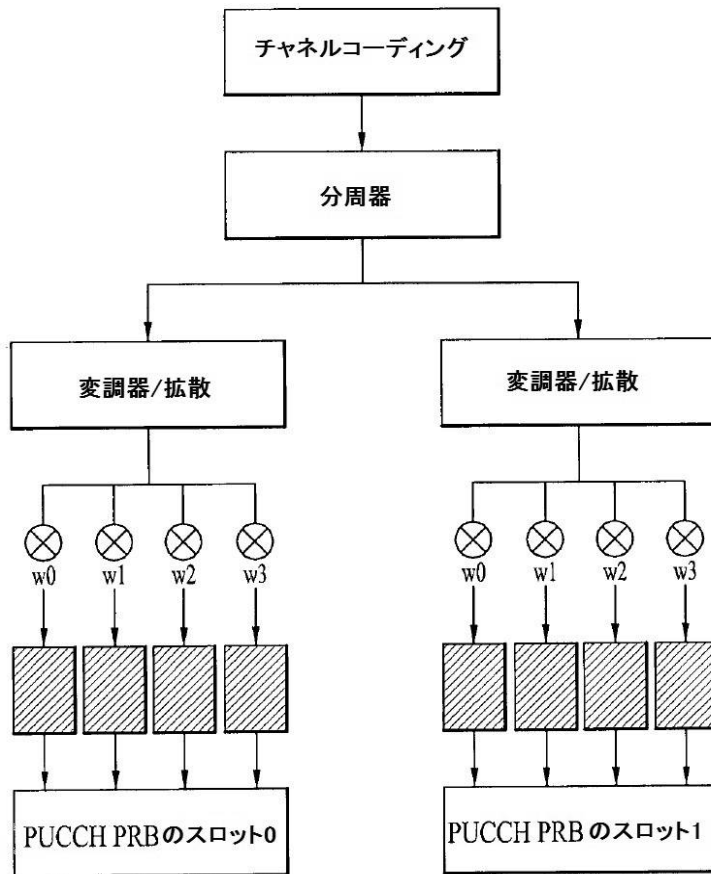
【図 29 c】


[図 29c]



【図 29d】

[図 29d]

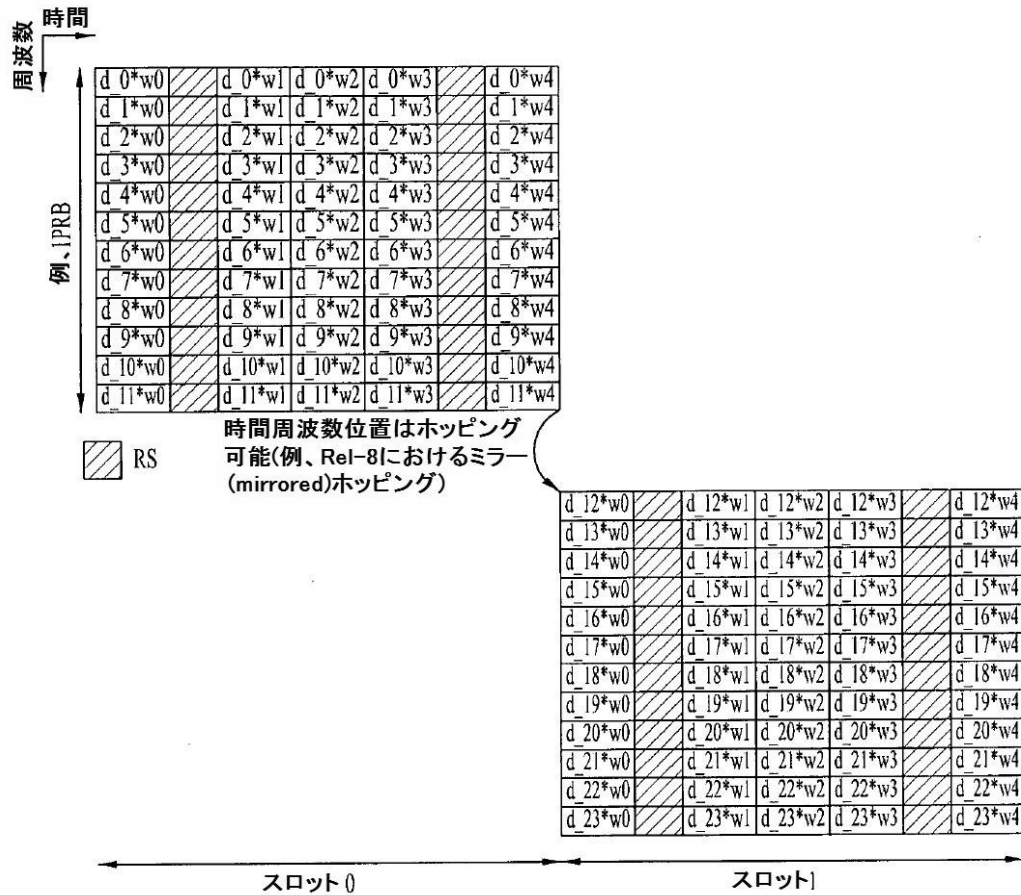


 SC-FDMAシンボル当たりDFTープリコーディング



【図 29 e】

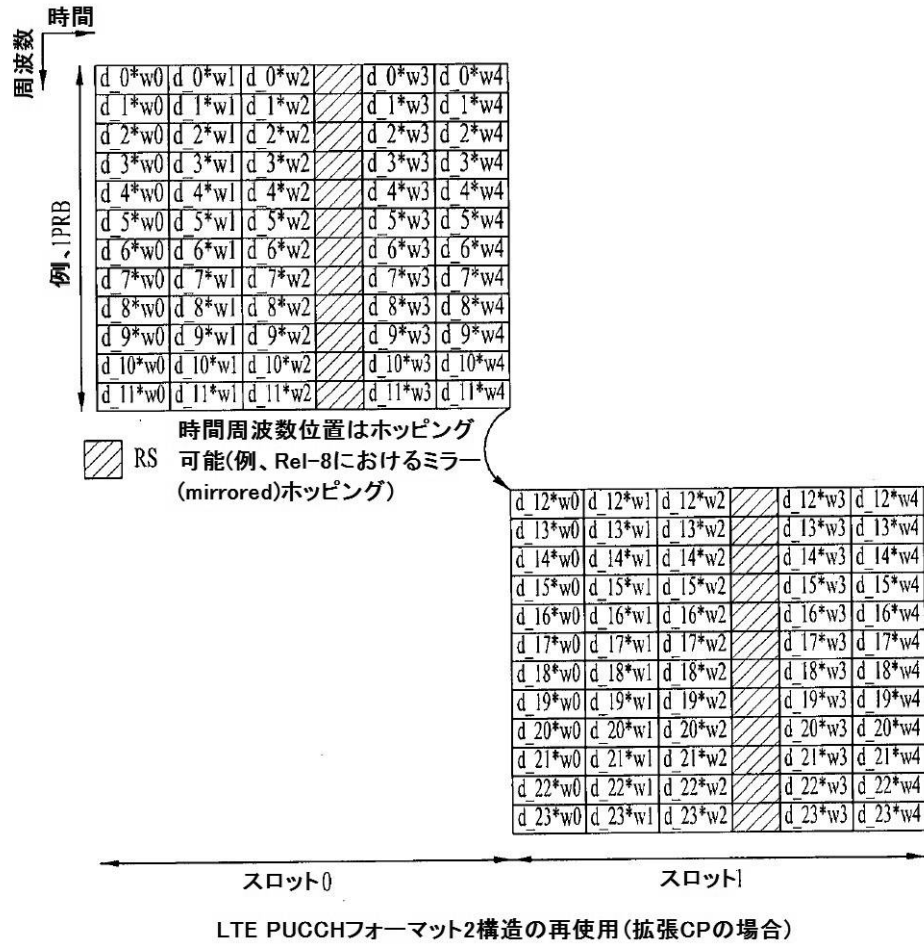
[ 29e ]



LTE PUCCHフォーマット2構造の再使用(標準CPの場合)

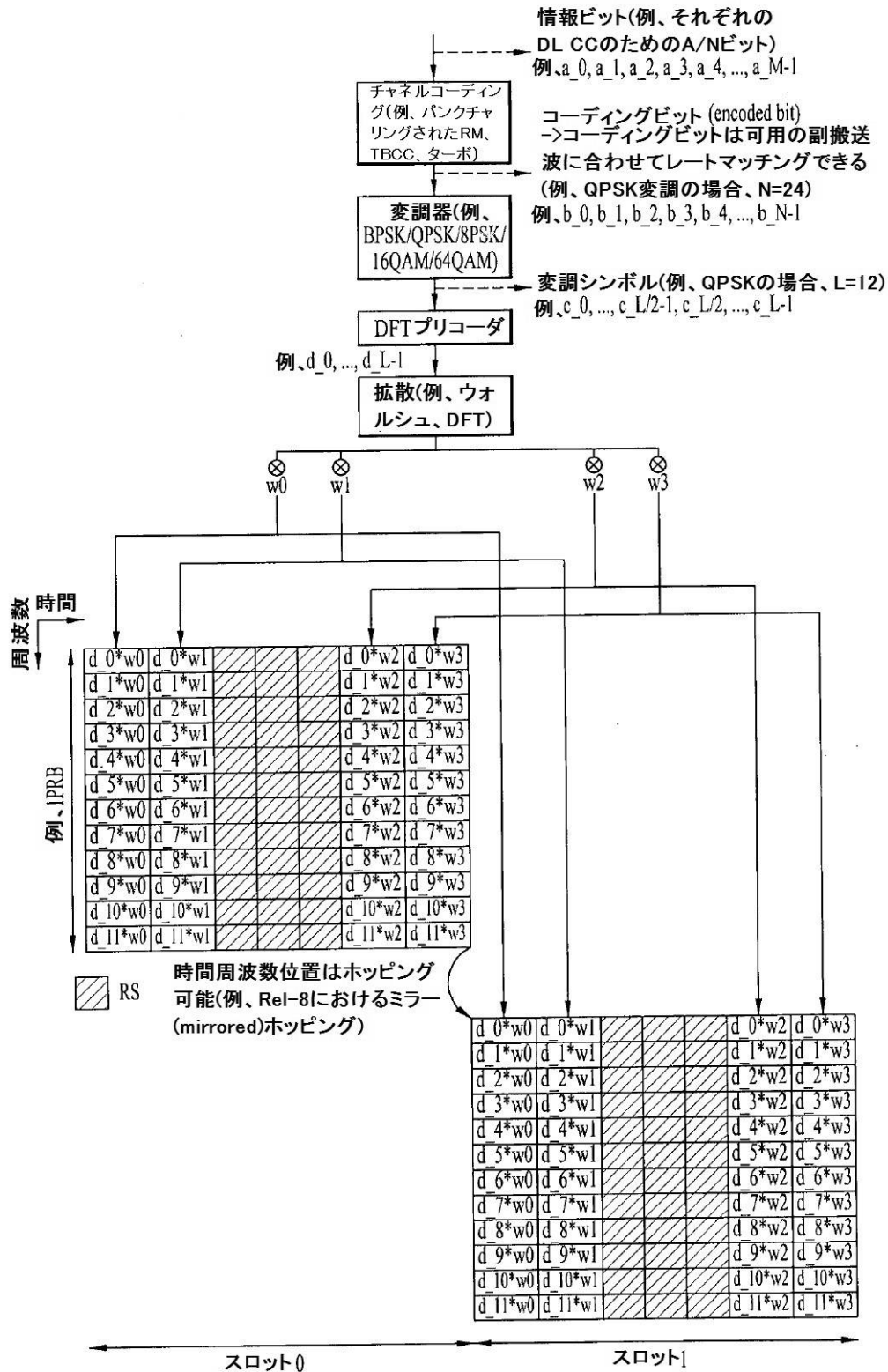
【図 29 f】

[図 29f]



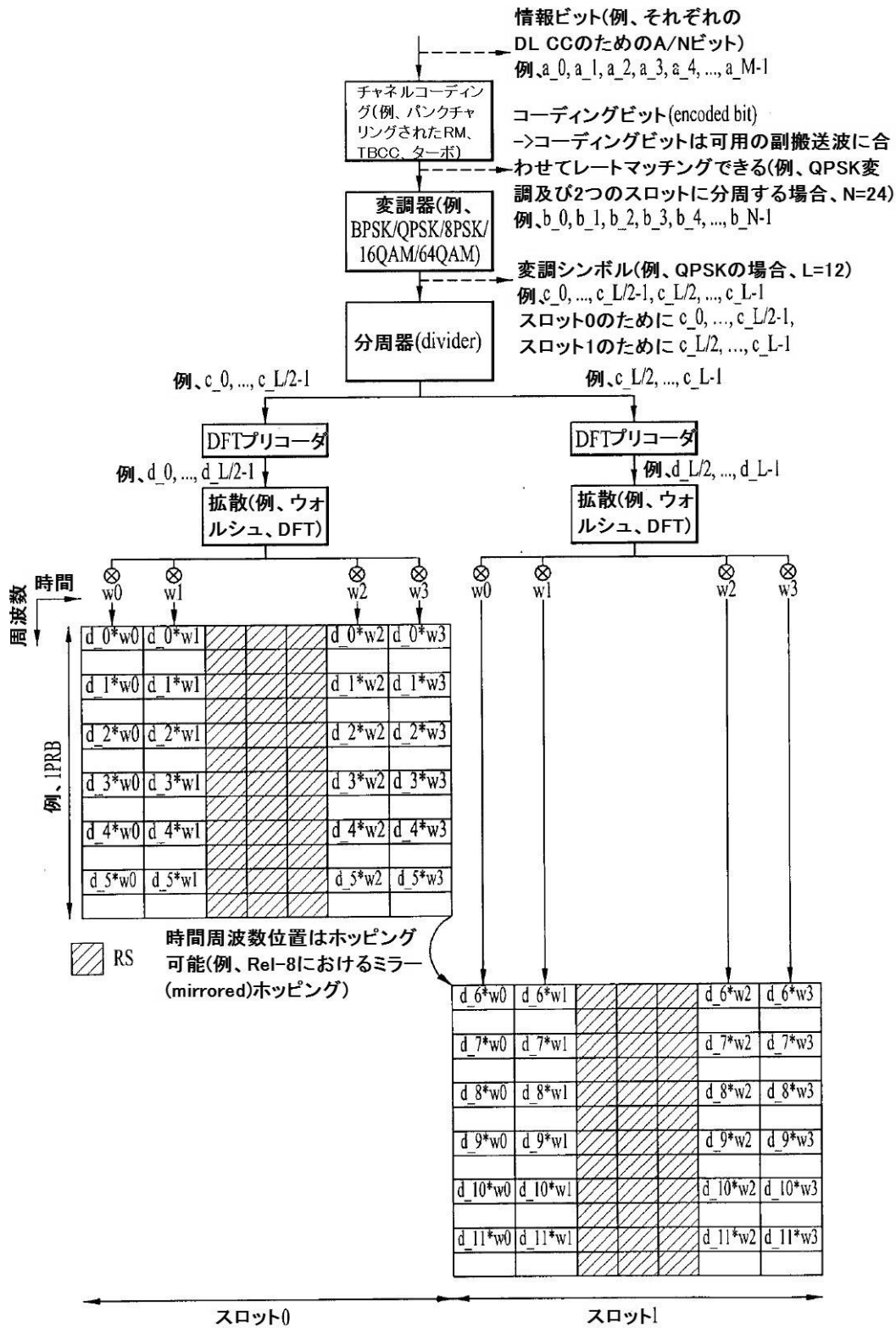
【図 30】

[図 30]



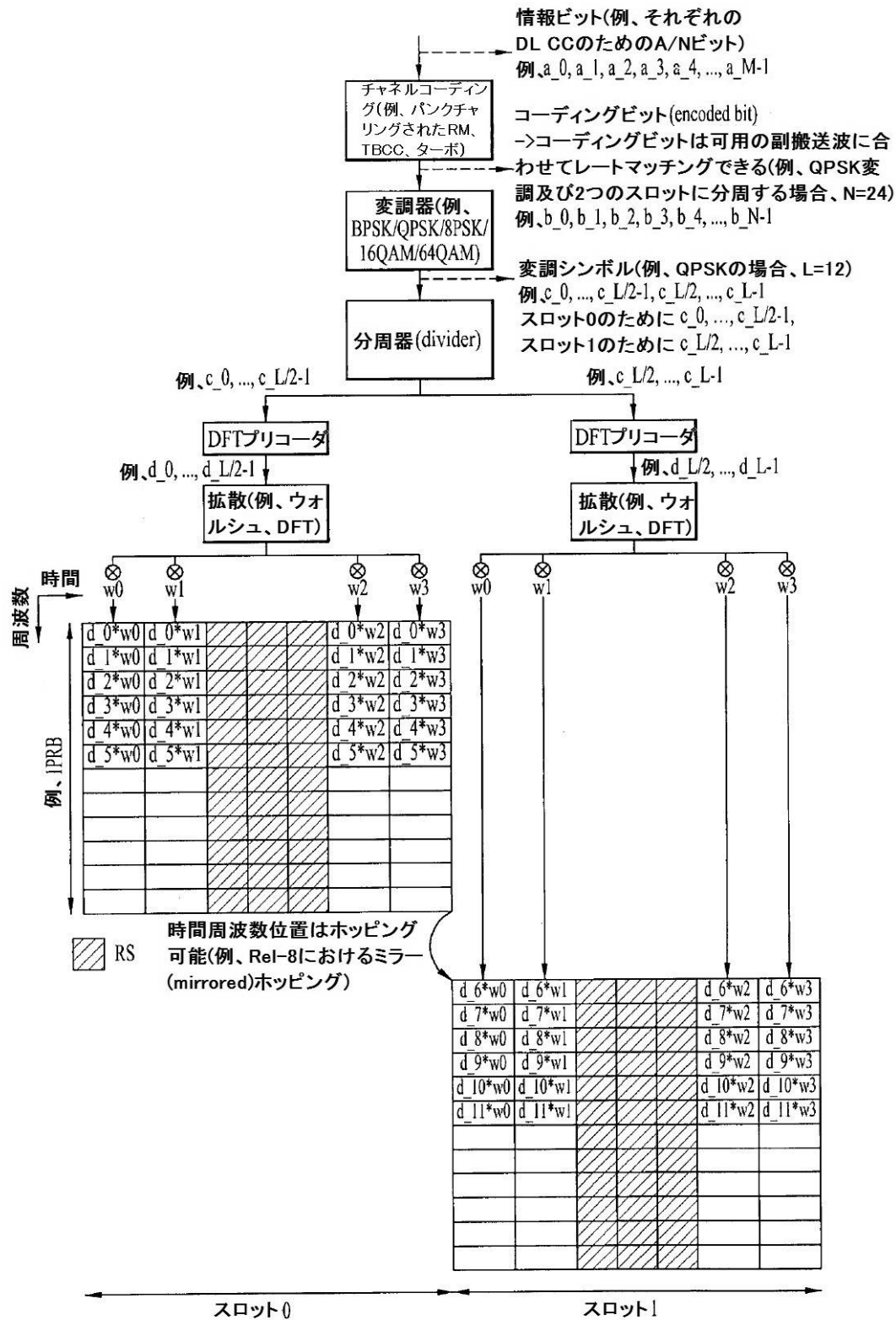
【図 31】

【図 31】



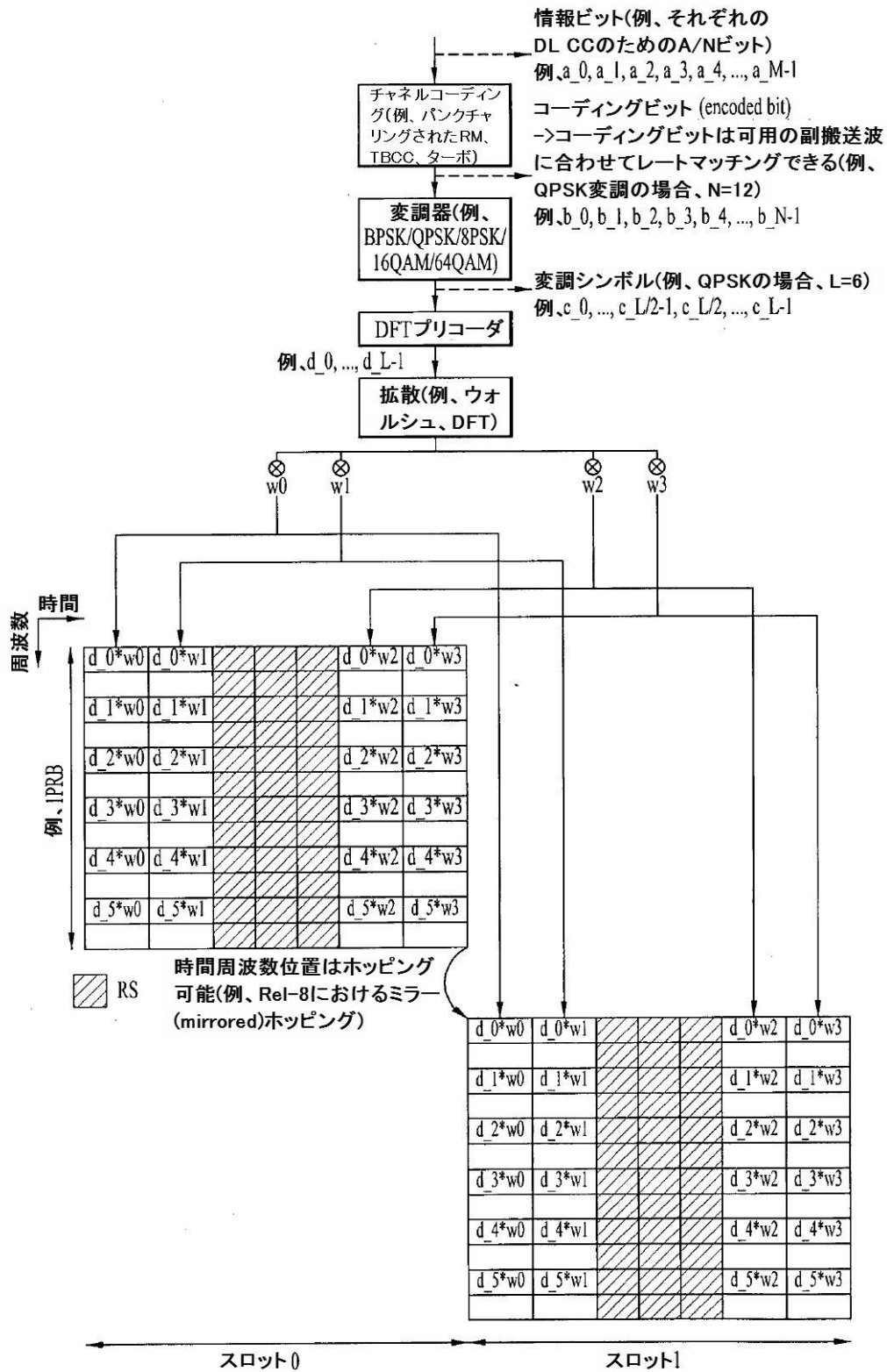
【図 32】

[ 図 32 ]



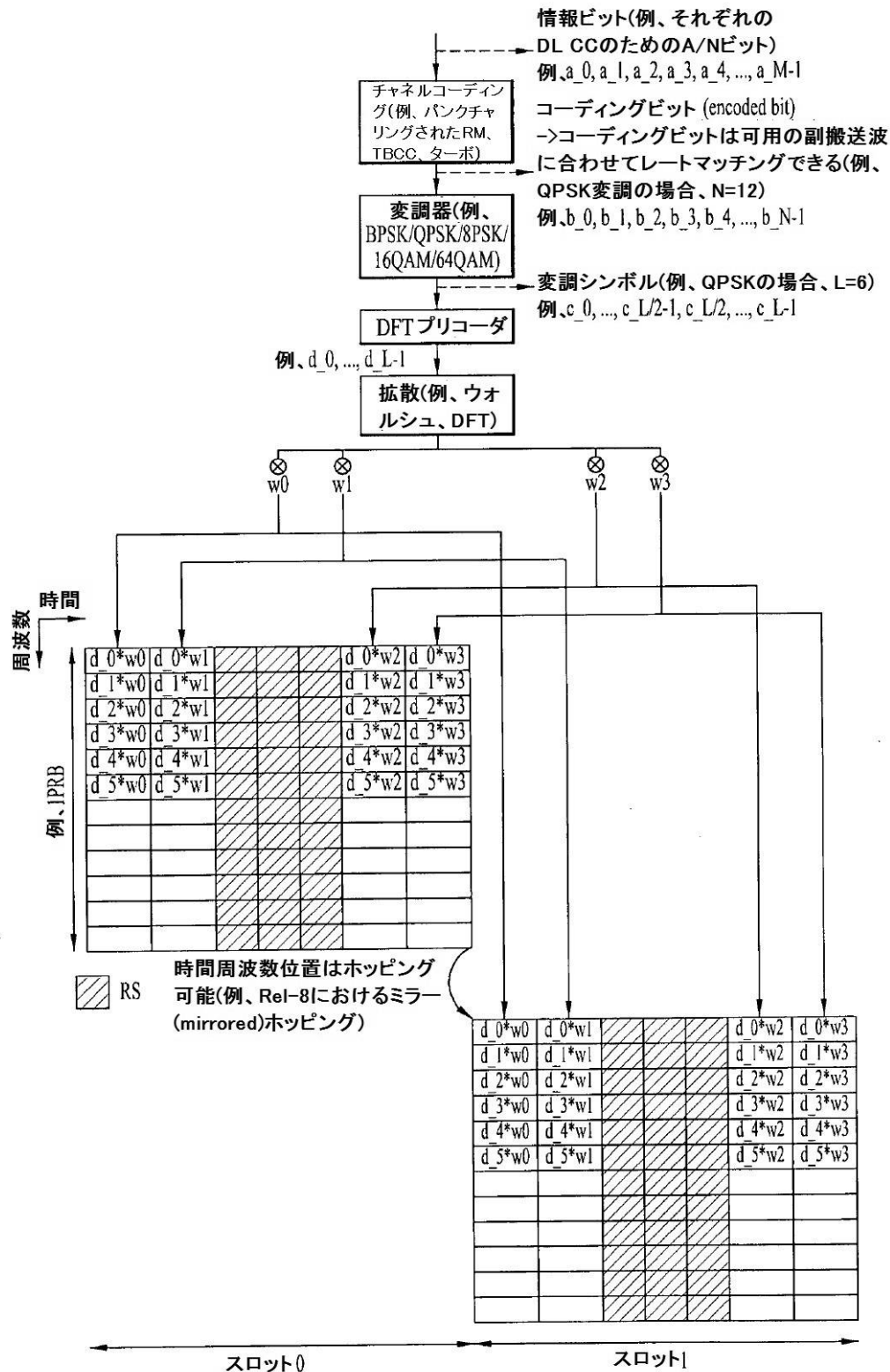
【図 33】

[ 図 33 ]



【図 34】

【図 34】



【図 35】

[図 35a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	0	1	2	3
2	0	1	2	3
3	0	1	2	3
4	0	1	2	3
5	0	1	2	3
6	0	1	2	3
7	0	1	2	3
8	0	1	2	3
9	0	1	2	3
10	0	1	2	3
11	0	1	2	3

周波数因子=1の場合

[図 35b]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

	0	1	2	3
0	0	1	2	3
1	0	1	2	3
2	0	1	2	3
3	0	1	2	3
4	0	1	2	3
5	0	1	2	3
6	0	1	2	3
7	0	1	2	3
8	0	1	2	3
9	0	1	2	3
10	0	1	2	3
11	0	1	2	3

周波数因子=1の場合



【図 36】

[図 36a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	2	4	6
1	1	3	5	7
2	0	2	4	6
3	1	3	5	7
4	0	2	4	6
5	1	3	5	7
6	0	2	4	6
7	1	3	5	7
8	0	2	4	6
9	1	3	5	7
10	0	2	4	6
11	1	3	5	7

周波数因子=2の場合

[図 36b]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

	0	1	2	3
0	0	2	4	6
1	1	3	5	7
2	0	2	4	6
3	1	3	5	7
4	0	2	4	6
5	1	3	5	7
6	0	2	4	6
7	1	3	5	7
8	0	2	4	6
9	1	3	5	7
10	0	2	4	6
11	1	3	5	7

周波数因子=2の場合

【図 37】

[図 37a]

副搬送波インデックス	直交コードインデックス			
	0	1	2	3
0	0	3	6	9
1	1	4	7	10
2	2	5	8	11
3	0	3	6	9
4	1	4	7	10
5	2	5	8	11
6	0	3	6	9
7	1	4	7	10
8	2	5	8	11
9	0	3	6	9
10	1	4	7	10
11	2	5	8	11

周波数因子=3の場合

[図 37b]

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

副搬送波インデックス	直交コードインデックス			
	0	1	2	3
0	0	3	6	9
1	1	4	7	10
2	2	5	8	11
3	0	3	6	9
4	1	4	7	10
5	2	5	8	11
6	0	3	6	9
7	1	4	7	10
8	2	5	8	11
9	0	3	6	9
10	1	4	7	10
11	2	5	8	11

周波数因子=3の場合

【図 38】

[図 38a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	4	8	12
1	1	5	9	13
2	2	6	10	14
3	3	7	11	15
4	0	4	8	12
5	1	5	9	13
6	2	6	10	14
7	3	7	11	15
8	0	4	8	12
9	1	5	9	13
10	2	6	10	14
11	3	7	11	15

周波数因子=4の場合

[図 38b]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

	0	1	2	3
0	0	4	8	12
1	1	5	9	13
2	2	6	10	14
3	3	7	11	15
4	0	4	8	12
5	1	5	9	13
6	2	6	10	14
7	3	7	11	15
8	0	4	8	12
9	1	5	9	13
10	2	6	10	14
11	3	7	11	15

周波数因子=4の場合

【図 39】

[図 39a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	6	12	18
1	1	7	13	19
2	2	8	14	20
3	3	9	15	21
4	4	10	16	22
5	5	11	17	23
6	0	6	12	18
7	1	7	13	19
8	2	8	14	20
9	3	9	15	21
10	4	10	16	22
11	5	11	17	23

周波数因子=6の場合

[図 39b]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

	0	1	2	3
0	0	6	12	18
1	1	7	13	19
2	2	8	14	20
3	3	9	15	21
4	4	10	16	22
5	5	11	17	23
6	0	6	12	18
7	1	7	13	19
8	2	8	14	20
9	3	9	15	21
10	4	10	16	22
11	5	11	17	23

周波数因子=6の場合

【図 40】

[図 40a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	12	24	36
1	1	13	25	37
2	2	14	26	38
3	3	15	27	39
4	4	16	28	40
5	5	17	29	41
6	6	18	30	42
7	7	19	31	43
8	8	20	32	44
9	9	21	33	45
10	10	22	34	46
11	11	23	35	47

周波数因子=12の場合

[図 40b]

RS多重化による制限により  
使用されないことがある

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	12	24	36
1	1	13	25	37
2	2	14	26	38
3	3	15	27	39
4	4	16	28	40
5	5	17	29	41
6	6	18	30	42
7	7	19	31	43
8	8	20	32	44
9	9	21	33	45
10	10	22	34	46
11	11	23	35	47

周波数因子=12の場合

【図 4 1】

[図 41]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2	3
0	0	5	7	9
1	1	3	8	10
2	2	4	6	11
3	0	5	7	9
4	1	3	8	10
5	2	4	6	11
6	0	5	7	9
7	1	3	8	10
8	2	4	6	11
9	0	5	7	9
10	1	3	8	10
11	2	4	6	11

周波数因子=3の場合

【図 42 - 1】

[図 42a]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0	12	24
1	1	13	25
2	2	14	26
3	3	15	27
4	4	16	28
5	5	17	29
6	6	18	30
7	7	19	31
8	8	20	32
9	9	21	33
10	10	22	34
11	11	23	35

 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 1$  の場合

[図 42b]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0		12
1		6	
2	1		13
3		7	
4	2		14
5		8	
6	3		15
7		9	
8	4		16
9		10	
10	5		17
11		11	

 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 2$  の場合

【図 42 - 2】

[図 42c]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0		
1		4	
2			8
3	1		
4		5	
5			9
6	2		
7		6	
8			10
9	3		
10		7	
11			11

 $\Delta \text{PUCCH}_{\text{shift}} = 3$  の場合

[図 42d]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0		
1		3	
2			6
3			
4	1		
5		4	
6			7
7			
8	2		
9		5	
10			8
11			

 $\Delta \text{PUCCH}_{\text{shift}} = 4$  の場合



【図 42 - 3】

[図 42e]

直交コードインデックス

副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0		
1		2	
2			4
3			
4			
5			
6	1		
7		3	
8			5
9			
10			
11			

 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 6$  の場合

[図 42f]

直交コードインデックス

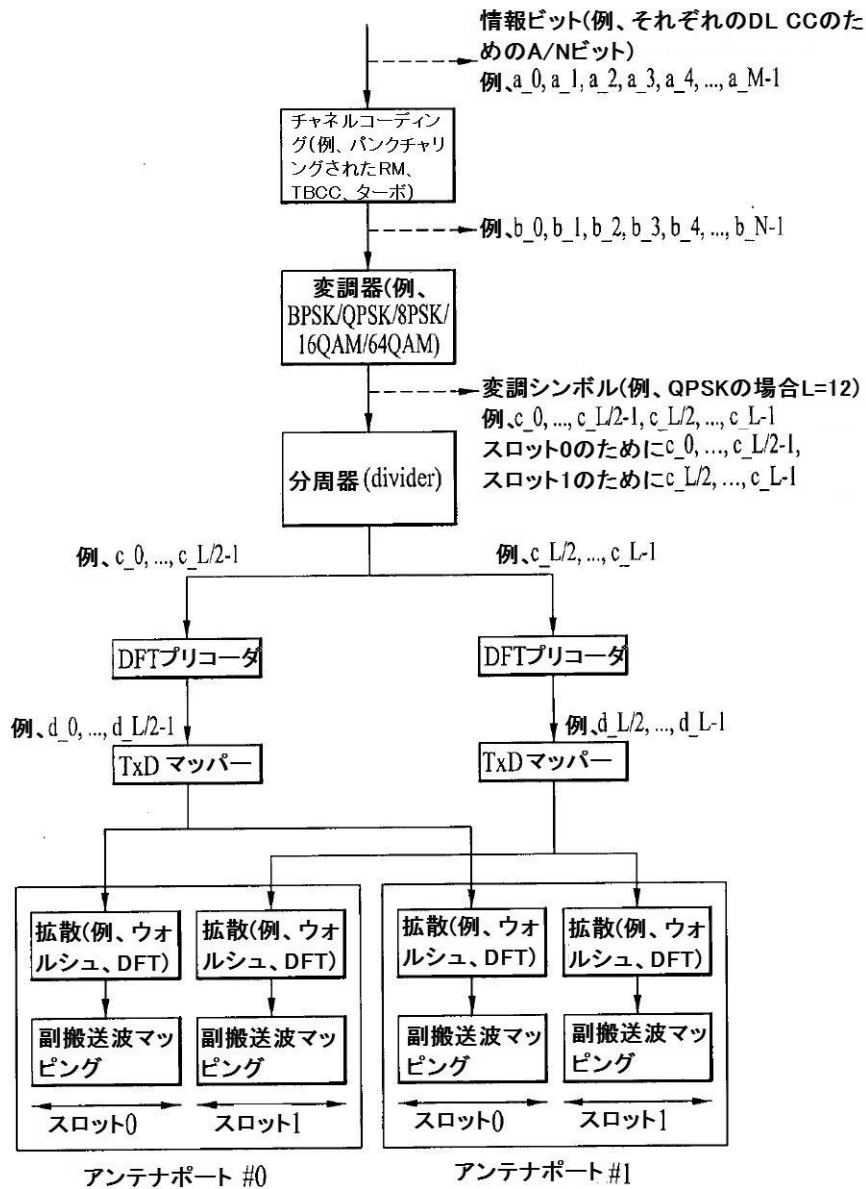
副搬送波インデックス

	0	1	2
0	0		
1		1	
2			2
3			
4			
5			
6			
7			
8			
9			
10			
11			

 $\Delta_{\text{shift}}^{\text{PUCCH}} = 12$  の場合

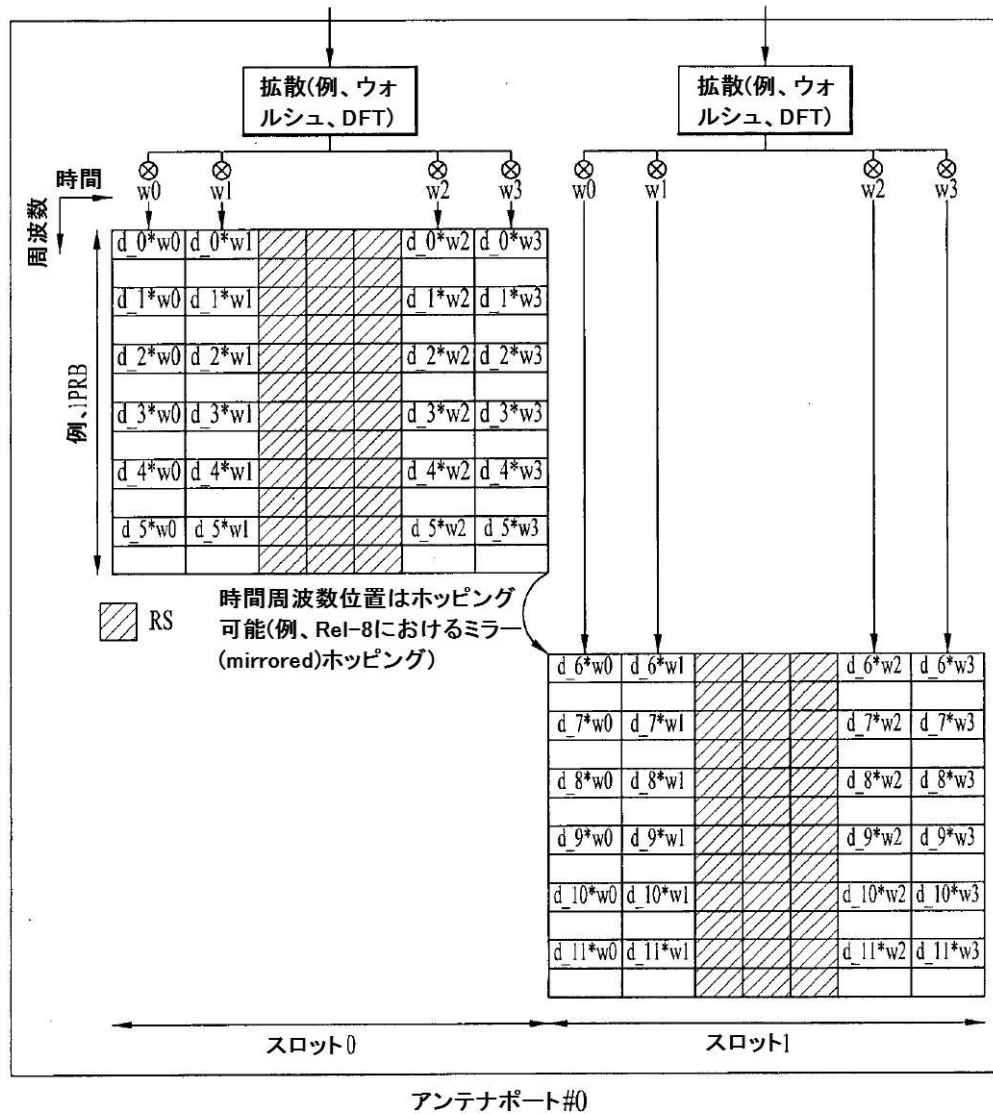
【図 43a】

[図 43a]



【図 43b】

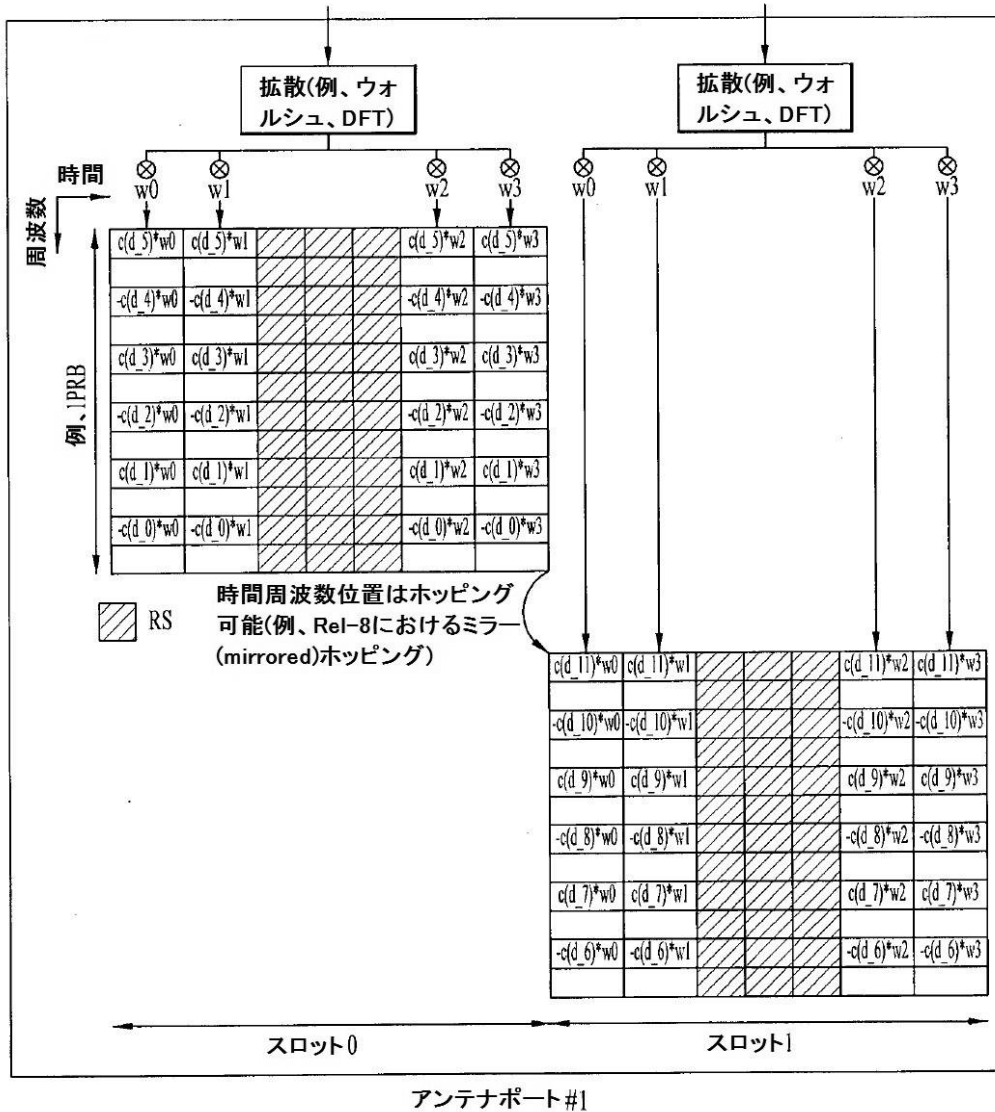
[図 43b]



【図 43c】

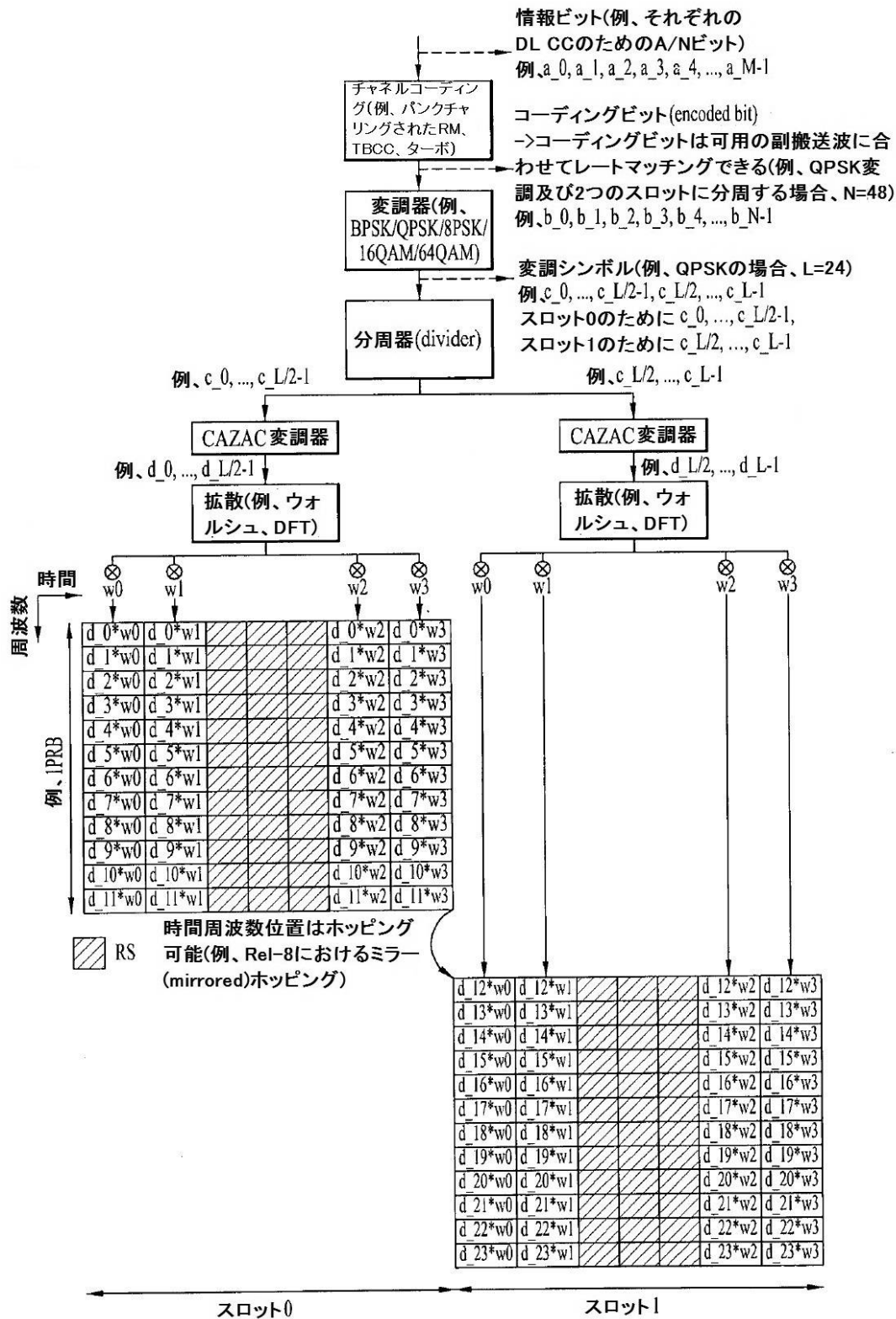
[ 図 43c ]

C(·):(·) の複素共役



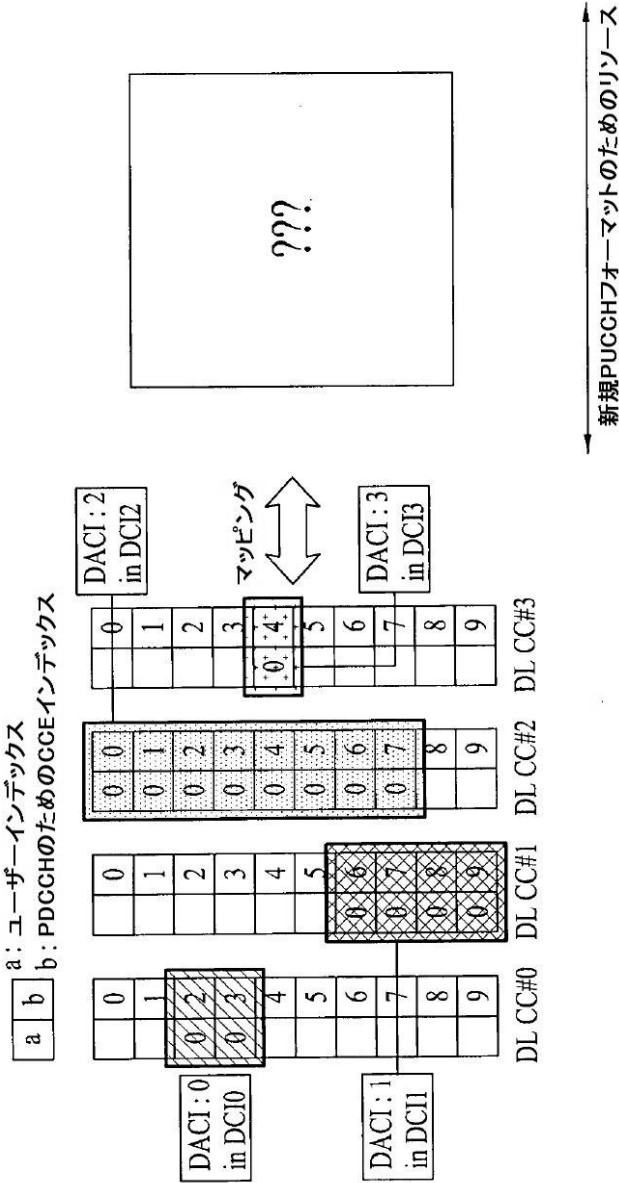
【図 44】

[図 44]



【図 45】

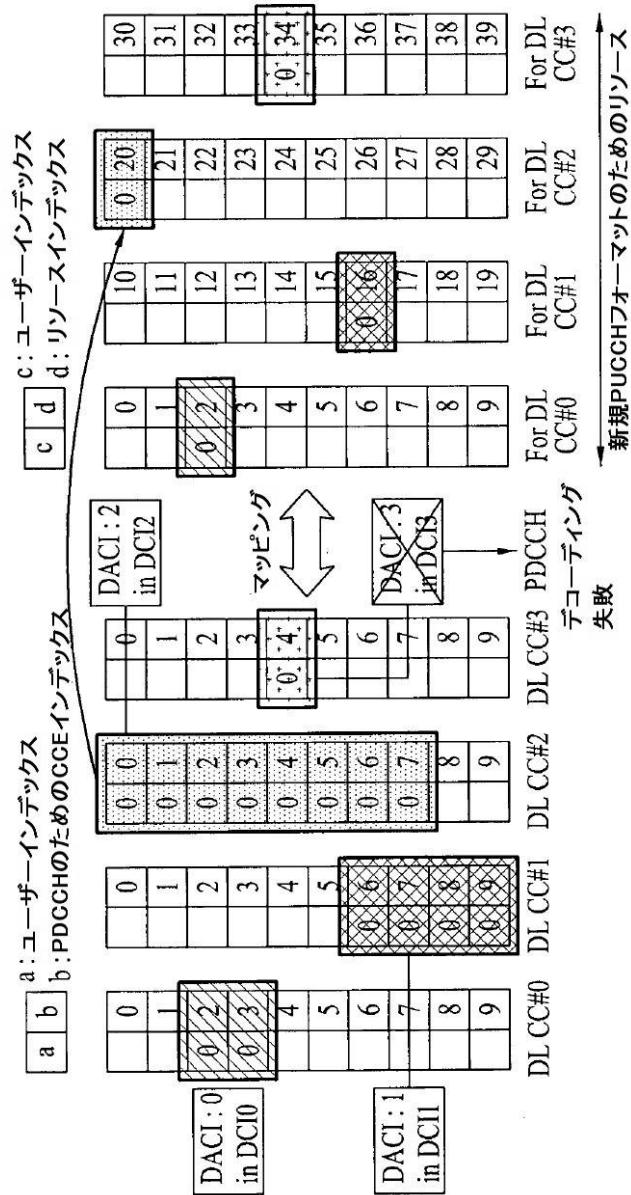
[ 図 45 ]





【図 47】

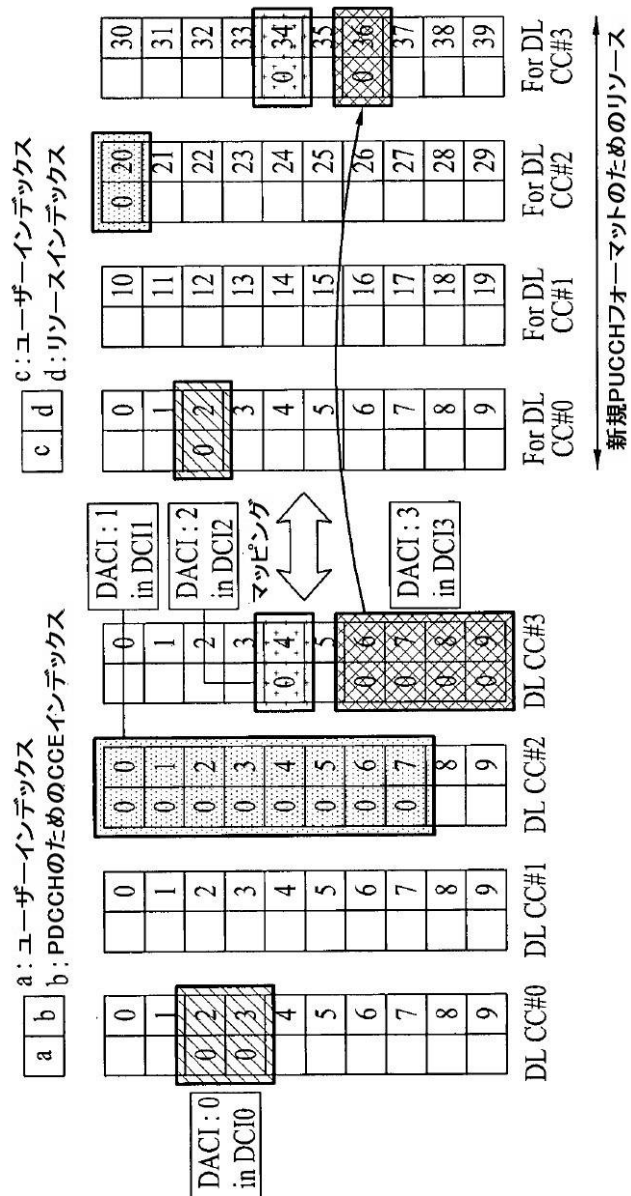
[ 図 47 ]



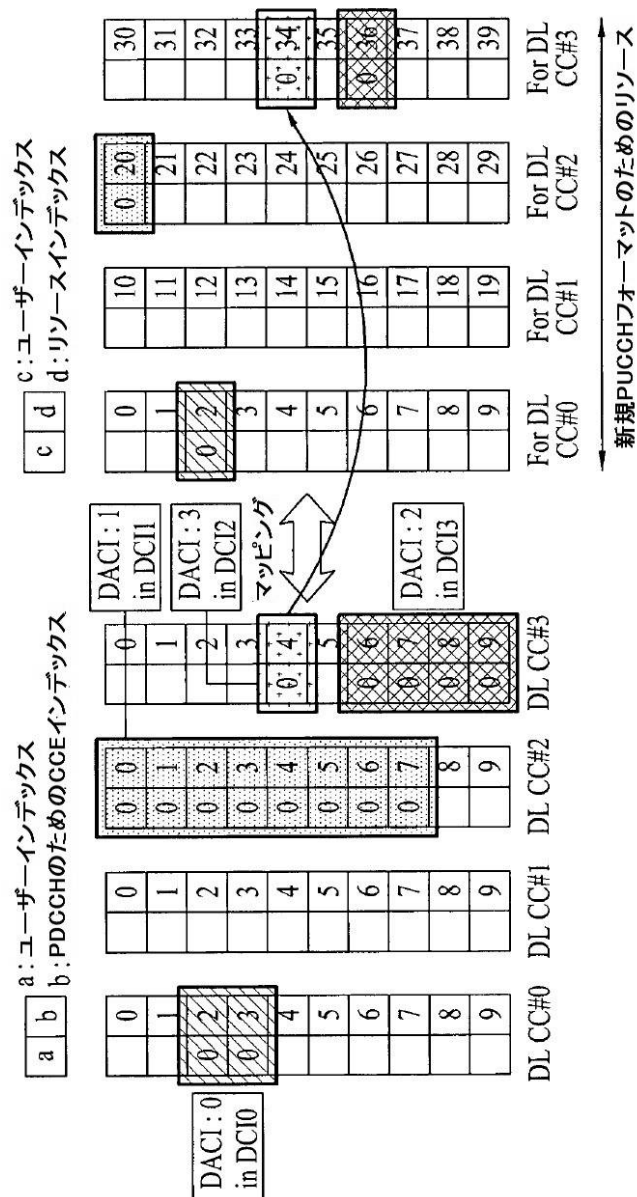




[ 図 49 ]



[ 図 50 ]



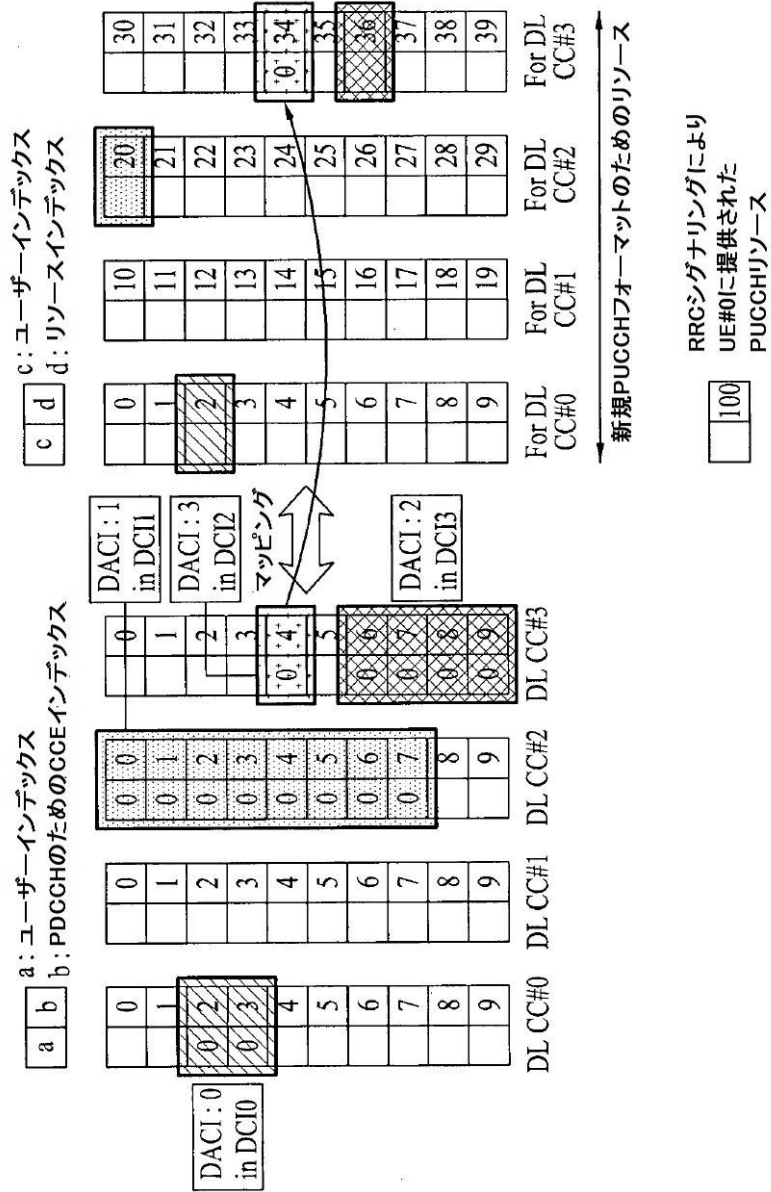






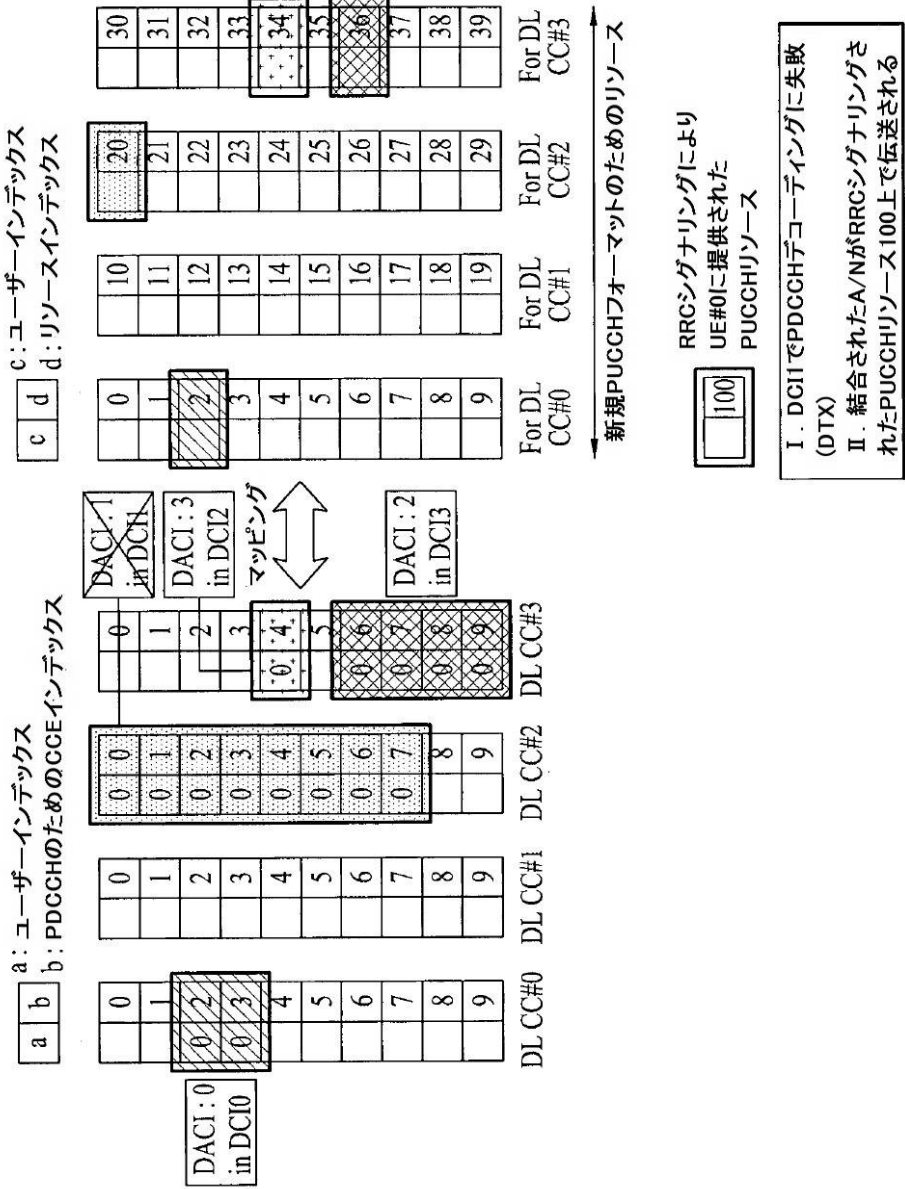
【図 54】

[ 図 54 ]



【図 55】

[ 55 ]

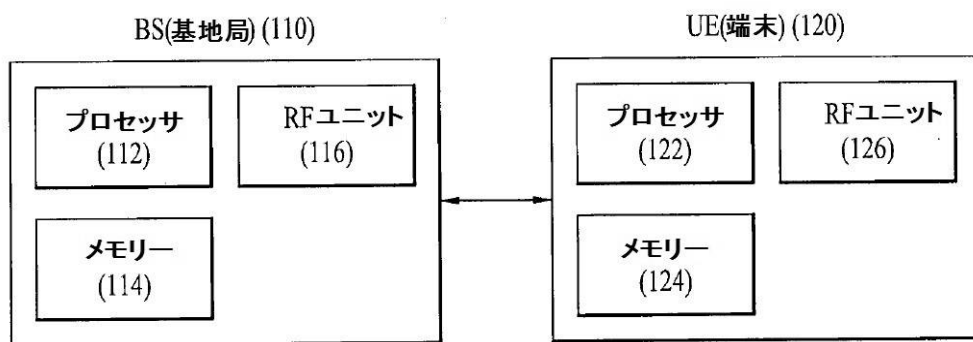






【図 57】

[ 図 57 ]



## フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 61/301,160  
 (32)優先日 平成22年2月3日(2010.2.3)  
 (33)優先権主張国 米国(US)  
 (31)優先権主張番号 61/298,550  
 (32)優先日 平成22年1月27日(2010.1.27)  
 (33)優先権主張国 米国(US)  
 (31)優先権主張番号 61/295,741  
 (32)優先日 平成22年1月17日(2010.1.17)  
 (33)優先権主張国 米国(US)

- (72)発明者 ハン, スン ヒ  
 大韓民国 431-080 キョンギ-ド, アニョン-シ, ドンガン-ク, ホゲ 1(イル)  
 )-ドン, ナンバー533, エルジー インスティテュート  
 (72)発明者 チョン, ジェ フン  
 大韓民国 431-080 キョンギ-ド, アニョン-シ, ドンガン-ク, ホゲ 1(イル)  
 )-ドン, ナンバー533, エルジー インスティテュート  
 (72)発明者 ムン, ソン ホ  
 大韓民国 431-080 キョンギ-ド, アニョン-シ, ドンガン-ク, ホゲ 1(イル)  
 )-ドン, ナンバー533, エルジー インスティテュート  
 (72)発明者 リ, ムン イル  
 大韓民国 431-080 キョンギ-ド, アニョン-シ, ドンガン-ク, ホゲ 1(イル)  
 )-ドン, ナンバー533, エルジー インスティテュート

審査官 藤江 大望

- (56)参考文献 Ryota Takahashi, Mamoru Sawahashi, Teruo Kawamura, Nobuhiko Miki, Performance Comparison Between Cyclic Shift and Block Spreading CDMA Using MLD with Channel Coding Information for Uplink Control Signals, Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2009-Fall), 2009 IEEE 70th, 2009年 9月20日, Pages: 1 - 5  
 3GPP TS36.211 v8.5.0, 2008年12月18日, pages.11-32, 5.1 - 5.5, URL, [http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36\\_series/36.211/36211-850.zip](http://www.3gpp.org/ftp/Specs/archive/36_series/36.211/36211-850.zip)  
 Ericsson, ST-Ericsson, A/N transmission in the uplink for carrier aggregation[online], 3GPP TSG-RAN WG1#59b R1-100044, インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG1\\_RL1/TSGR1\\_59b/Docs/R1-100044.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_59b/Docs/R1-100044.zip)>, 2010年 1月15日  
 ZTE, Multiplexing of Sounding RS and PUCCH Document[online], 3GPP TSG-RAN WG1#50 R1-073589, インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG1\\_RL1/TSGR1\\_50/Docs/R1-073589.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_50/Docs/R1-073589.zip)>, 2007年 8月15日  
 LG Electronics, Further Details on PUCCH Format 3[online], 3GPP TSG-RAN WG1#63 R1-106100, インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG1\\_RL1/TSGR1\\_63/Docs/R1-106100.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_63/Docs/R1-106100.zip)>, 2011年11月10日  
 CMCC, CATT, CATR, Ericsson, ST-Ericsson, Way forward on Supporting ACK/NAK Payload Larger than 11 Bits in Rel-10 TDD[online], 3GPP TSG-RAN WG1#62b R1-105776, インターネット<URL:[http://www.3gpp.org/ftp/tsg\\_ran/WG1\\_RL1/TSGR1\\_62b/Docs/R1-105776.zip](http://www.3gpp.org/ftp/tsg_ran/WG1_RL1/TSGR1_62b/Docs/R1-105776.zip)>, 2010年10月14日

- (58)調査した分野(Int.Cl., D B名)  
 H04J 11/00  
 H04L 27/01

H 0 4 W      4 / 0 0 - 9 9 / 0 0