

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第6189893号
(P6189893)

(45) 発行日 平成29年8月30日(2017.8.30)

(24) 登録日 平成29年8月10日(2017.8.10)

(51) Int.Cl. F I
HO4J 13/12 (2011.01) HO4J 13/12
HO4L 27/26 (2006.01) HO4L 27/26 114

請求項の数 8 (全 84 頁)

(21) 出願番号	特願2015-93994 (P2015-93994)	(73) 特許権者	502032105
(22) 出願日	平成27年5月1日(2015.5.1)		エルジー エレクトロニクス インコーポ
(62) 分割の表示	特願2012-528743 (P2012-528743) の分割		レイティド
原出願日	平成22年9月7日(2010.9.7)		大韓民国ソウル、ヨンドンポーク、ヨイ
(65) 公開番号	特開2015-167383 (P2015-167383A)	(74) 代理人	100099759
(43) 公開日	平成27年9月24日(2015.9.24)		弁理士 青木 篤
審査請求日	平成27年5月1日(2015.5.1)	(74) 代理人	100092624
(31) 優先権主張番号	61/240, 286		弁理士 鶴田 準一
(32) 優先日	平成21年9月7日(2009.9.7)	(74) 代理人	100114018
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 南山 知広
(31) 優先権主張番号	61/242, 760	(74) 代理人	100165191
(32) 優先日	平成21年9月15日(2009.9.15)		弁理士 河合 章
(33) 優先権主張国	米国 (US)	(74) 代理人	100151459
			弁理士 中村 健一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システムにおいて参照信号を送受信する方法及び装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

無線通信システムにおいて基地局が複数のレイヤーに対するUE - 特定参照信号(UE - RS)を送信する方法であって、

前記基地局が、UE - RS送信のために前記複数のレイヤーに割当てられたUE - RSリソース要素(RE)に対する参照信号(RS)を生成するステップと、

前記基地局が、複数のリソースブロック(RB)ペア上で前記複数のレイヤーに割当てられた前記UE - RS RE内の前記RSに前記複数のレイヤーに対する複数のウォルシュコードをそれぞれ適用することにより、前記複数のレイヤーに対するUE - RSを生成するステップと、

前記基地局が、前記複数のレイヤーに対する前記UE - RSを、前記複数のRBペア上のそれぞれの複数のレイヤーを介して端末に送信するステップと、
を有し、

前記複数のRBペアの中の第1のRBペアのRSに適用される第1のウォルシュコードパターンは、前記複数のRBペアの中の第2のRBペアのRSに適用される第2のウォルシュコードパターンと異なり、前記第2のRBペアは、周波数領域の方向で前記第1のRBペアに隣接し、

前記第1のウォルシュコードパターンは、前記複数のRBペア内で、前記周波数領域に沿って前記第2のウォルシュコードパターンと交互に生じ、

前記複数のRBペアのそれぞれは、前記周波数領域内で前記UE - RS送信に対し割当

てられた3つのUE-RS副搬送波、及び時間領域内で前記UE-RS送信に対し割当てられた4つのUE-RS OFDMシンボルを含み、

前記複数のRBペアのそれぞれの副搬送波0~11の内、前記複数のRBペアのそれぞれの前記3つのUE-RS副搬送波は、副搬送波0、5及び10、または1、6及び11であり、

前記複数のRBペアのそれぞれのOFDMシンボル0~13の内、前記複数のRBペアのそれぞれの前記4つのUE-RS OFDMシンボルは、OFDMシンボル5、6、12及び13であり、

前記UE-RS送信に対し割当てられた前記UE-RS REのそれぞれは、前記3つのUE-RS副搬送波の1つと前記4つのUE-RS OFDMシンボルの1つとにより

10

定義され、
前記複数のレイヤーに対する前記複数のウォルシュコードを適用することは、前記第1のウォルシュコードパターンまたは前記第2のウォルシュコードパターンに従い、対応するレイヤーに割当てられた各UE-RS副搬送波のUE-RS REに各ウォルシュコードのウォルシュコード要素をそれぞれ乗算することを含み、

前記第1のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第1のRBペアの第1のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記時間領域の正方向に1つずつ順次に乗算され、前記第1のRBペアの第2のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記時間領域の反対方向に1つずつ順次に乗算され、及び前記第1のRBペアの第3のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記

20

時間領域の正方向に1つずつ順次に乗算され、
前記第2のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第2のRBペアの第1のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記時間領域の反対方向に1つずつ順次に乗算され、前記第2のRBペアの第2のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記時間領域の正方向に1つずつ順次に乗算され、及び前記第2のRBペアの第3のUE-RS副搬送波のUE-RS REに前記時間領域の反対方向に1つずつ順次に乗算される、UE-特定参照信号送信方法。

【請求項2】

前記複数のウォルシュコードは、第1のレイヤーにおける(1, 1, 1, 1)、第2のレイヤーにおける(1, -1, 1, -1)、第3のレイヤーにおける(1, 1, -1, -1)及び第4のレイヤーにおける(1, -1, -1, 1)の中から、少なくとも2つのウォルシュコードを含む、請求項1に記載のUE-特定参照信号送信方法。

30

【請求項3】

無線通信システムにおいて端末が複数のレイヤーに対するUE-特定参照信号(UE-RS)を受信する方法であって、

前記端末が、前記複数のレイヤーに対する前記UE-RSを、複数のリソースブロック(RB)ペア上のそれぞれの複数のレイヤーを介して受信するステップを有し、

前記複数のレイヤーに対する前記UE-RSは、前記複数のRBペア上でのUE-RS送信に対して前記複数のレイヤーに割当てられたUE-RSリソース要素(RE)に対する参照信号(RS)に前記複数のレイヤーに対する複数のウォルシュコードをそれぞれ適用することにより生成され、

40

前記複数のRBペアの中の第1のRBペアのRSに適用される第1のウォルシュコードパターンは、前記複数のRBペアの中の第2のRBペアのRSに適用される第2のウォルシュコードパターンと異なり、前記第2のRBペアは、周波数領域の方向で前記第1のRBペアに隣接し、

前記第1のウォルシュコードパターンは、前記複数のRBペア内で、前記周波数領域に沿って前記第2のウォルシュコードパターンと交互に生じ、

前記複数のRBペアのそれぞれは、前記周波数領域内で前記UE-RS送信に対し割当てられた3つのUE-RS副搬送波、及び時間領域内で前記UE-RS送信に対し割当てられた4つのUE-RS OFDMシンボルを含み、

50

前記複数の R B ペアのそれぞれの副搬送波 0 ~ 1 1 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 3 つの U E - R S 副搬送波は、副搬送波 0、5 及び 1 0、または 1、6 及び 1 1 であり、

前記複数の R B ペアのそれぞれの O F D M シンボル 0 ~ 1 3 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルは、O F D M シンボル 5、6、1 2 及び 1 3 であり、

前記 U E - R S 送信に対し割当てられた前記 U E - R S R E のそれぞれは、前記 3 つの U E - R S 副搬送波の 1 つと前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルの 1 つとにより定義され、

前記複数のレイヤーに対する前記複数のウォルシュコードを適用することは、前記第 1 のウォルシュコードパターンまたは前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、対応するレイヤーに割当てられた各 U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に各ウォルシュコードのウォルシュコード要素をそれぞれ乗算することを含み、

前記第 1 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 1 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 1 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 1 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、

前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 2 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 2 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 2 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算される、U E - 特定参照信号受信方法。

【請求項 4】

前記複数のウォルシュコードは、第 1 のレイヤーにおける (1 , 1 , 1 , 1)、第 2 のレイヤーにおける (1 , - 1 , 1 , - 1)、第 3 のレイヤーにおける (1 , 1 , - 1 , - 1) 及び第 4 のレイヤーにおける (1 , - 1 , - 1 , 1) の中から、少なくとも 2 つのウォルシュコードを含む、請求項 3 に記載の U E - 特定参照信号受信方法。

【請求項 5】

無線通信システムにおいて複数のレイヤーに対し U E - 特定参照信号 (U E - R S) を送信するための基地局装置であって、

U E - R S 送信のために前記複数のレイヤーに割当てられた U E - R S リソース要素 (R E) に対する参照信号 (R S) を生成し、複数のリソースブロック (R B) ペア上で前記複数のレイヤーに割当てられた前記 U E - R S R E 内の前記 R S に前記複数のレイヤーに対する複数ウォルシュコードをそれぞれ適用することにより、前記複数のレイヤーに対する U E - R S を生成するよう構成されたプロセッサと、

前記複数のレイヤーに対する前記 U E - R S を、前記複数の R B ペア上のそれぞれの複数のレイヤーを介して端末に送信するよう構成された R F ユニットと、

を有し、
前記複数の R B ペアの中の第 1 の R B ペアの R S に適用される第 1 のウォルシュコードパターンは、前記複数の R B ペアの中の第 2 の R B ペアの R S に適用される第 2 のウォルシュコードパターンと異なり、前記第 2 の R B ペアは、周波数領域の方向で前記第 1 の R B ペアに隣接し、

前記第 1 のウォルシュコードパターンは、前記複数の R B ペア内で、前記周波数領域に沿って前記第 2 のウォルシュコードパターンと交互に生じ、

前記複数の R B ペアのそれぞれは、前記周波数領域内で前記 U E - R S 送信に対し割当てられた 3 つの U E - R S 副搬送波、及び時間領域内で前記 U E - R S 送信に対し割当てられた 4 つの U E - R S O F D M シンボルを含み、

10

20

30

40

50

前記複数の R B ペアのそれぞれの副搬送波 0 ~ 1 1 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 3 つの U E - R S 副搬送波は、副搬送波 0、5 及び 1 0、または 1、6 及び 1 1 であり、

前記複数の R B ペアのそれぞれの O F D M シンボル 0 ~ 1 3 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルは、O F D M シンボル 5、6、1 2 及び 1 3 であり、

前記 U E - R S 送信に対し割当てられた前記 U E - R S R E のそれぞれは、前記 3 つの U E - R S 副搬送波の 1 つと前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルの 1 つとにより定義され、

前記複数のレイヤーに対する前記複数のウォルシュコードを適用することは、前記第 1 のウォルシュコードパターンまたは前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、対応するレイヤーに割当てられた各 U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に各ウォルシュコードのウォルシュコード要素をそれぞれ乗算することを含み、

前記第 1 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 1 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 1 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 1 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、

前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 2 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 2 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 2 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算される、基地局装置。

【請求項 6】

前記複数のウォルシュコードは、第 1 のレイヤーにおける (1 , 1 , 1 , 1)、第 2 のレイヤーにおける (1 , - 1 , 1 , - 1)、第 3 のレイヤーにおける (1 , 1 , - 1 , - 1) 及び第 4 のレイヤーにおける (1 , - 1 , - 1 , 1) の中から、少なくとも 2 つのウォルシュコードを含む、請求項 5 に記載の基地局装置。

【請求項 7】

無線通信システムにおいて複数のレイヤーに対する U E - 特定参照信号 (U E - R S) を受信するための端末であって、

R F ユニットと、

複数のリソースブロック (R B) ペア上のそれぞれの複数のレイヤーに対する前記 U E - R S を受信するために前記 R F ユニットの制御するよう構成されたプロセッサと、を有し、

前記複数のレイヤーに対する前記 U E - R S は、前記複数の R B ペア上での U E - R S 送信に対して前記複数のレイヤーに割当てられた U E - R S リソース要素 (R E) に対する参照信号 (R S) に前記複数のレイヤーに対する複数のウォルシュコードをそれぞれ適用することにより生成され、

前記複数の R B ペアの中の第 1 の R B ペアの R S に適用される第 1 のウォルシュコードパターンは、前記複数の R B ペアの中の第 2 の R B ペアの R S に適用される第 2 のウォルシュコードパターンと異なり、前記第 2 の R B ペアは、周波数領域の方向で前記第 1 の R B ペアに隣接し、

前記第 1 のウォルシュコードパターンは、前記複数の R B ペア内で、前記周波数領域に沿って前記第 2 のウォルシュコードパターンと交互に生じ、

前記複数の R B ペアのそれぞれは、前記周波数領域内で前記 U E - R S 送信に対し割当てられた 3 つの U E - R S 副搬送波、及び時間領域内で前記 U E - R S 送信に対し割当てられた 4 つの U E - R S O F D M シンボルを含み、

10

20

30

40

50

前記複数の R B ペアのそれぞれの副搬送波 0 ~ 1 1 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 3 つの U E - R S 副搬送波は、副搬送波 0、5 及び 1 0、または 1、6 及び 1 1 であり、

前記複数の R B ペアのそれぞれの O F D M シンボル 0 ~ 1 3 の内、前記複数の R B ペアのそれぞれの前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルは、O F D M シンボル 5、6、1 2 及び 1 3 であり、

前記 U E - R S 送信に対し割当てられた前記 U E - R S R E のそれぞれは、前記 3 つの U E - R S 副搬送波の 1 つと前記 4 つの U E - R S O F D M シンボルの 1 つとにより定義され、

前記複数のレイヤーに対する前記複数のウォルシュコードを適用することは、前記第 1 のウォルシュコードパターンまたは前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、対応するレイヤーに割当てられた各 U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に各ウォルシュコードのウォルシュコード要素をそれぞれ乗算することを含み、

前記第 1 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 1 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 1 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 1 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、

前記第 2 のウォルシュコードパターンに従い、前記複数のウォルシュコードのそれぞれのウォルシュコード要素が、前記第 2 の R B ペアの第 1 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算され、前記第 2 の R B ペアの第 2 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の正方向に 1 つずつ順次に乗算され、及び前記第 2 の R B ペアの第 3 の U E - R S 副搬送波の U E - R S R E に前記時間領域の反対方向に 1 つずつ順次に乗算される、端末。

【請求項 8】

前記複数のウォルシュコードは、第 1 のレイヤーにおける (1 , 1 , 1 , 1)、第 2 のレイヤーにおける (1 , - 1 , 1 , - 1)、第 3 のレイヤーにおける (1 , 1 , - 1 , - 1) 及び第 4 のレイヤーにおける (1 , - 1 , - 1 , 1) の中から、少なくとも 2 つのウォルシュコードを含む、請求項 7 に記載の端末。

【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、生成された参照信号シーケンスを用いて参照信号を送受信する方法及び装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

本発明の適用されうる移动通信システムの一例として、3 G P P L T E (3 r d G e n e r a t i o n P a r t n e r s h i p P r o j e c t L o n g T e r m E v o l u t i o n ; 以下、「L T E」という。)、L T E - A d v a n c e d (以下、「L T E - A」という。)通信システムについて概略的に説明する。

【0003】

図 1 は、移动通信システムの一例として E - U M T S ネットワーク構造を概略的に示す図である。E - U M T S (E v o l v e d U n i v e r s a l M o b i l e T e l e c o m m u n i c a t i o n s S y s t e m) は、既存 U M T S (U n i v e r s a l M o b i l e T e l e c o m m u n i c a t i o n s S y s t e m) から進展したシステムで、現在 3 G P P で基礎的な標準化作業が進行中である。一般に、E - U M T S は、L T E (L o n g T e r m E v o l u t i o n) システムと呼ぶことができる。U M T S 及び E - U M T S の技術規格 (t e c h n i c a l s p e c i f i c a t i o n) の詳細な内容はそれぞれ、「3 r d G e n e r a t i o n P a r t n e r s

10

20

30

40

50

hip Project; Technical Specification Group Radio Access Network」のRelease 7とRelease 8を参照すればよい。

【0004】

図1を参照すると、E-UMTSは、端末(User Equipment、UE)、基地局(eNode B; eNB)、及びネットワーク(E-UTRAN)の末端に位置して外部ネットワークと接続するアクセスゲートウェイ(Access Gateway、AG)を含む。基地局は、ブロードキャストサービス、マルチキャストサービス及び/またはユニキャストサービスのために多重データストリームを同時に転送することができる。

10

【0005】

一つの基地局には一つ以上のセルが存在する。セルは、1.25、2.5、5、10、15、20MHzなどの帯域幅のいずれかに設定され、複数の端末にダウンリンクまたはアップリンク転送サービスを提供する。互いに異なるセルは、互いに異なる帯域幅を提供するように設定することができる。基地局は、複数の端末に対するデータ送受信を制御する。ダウンリンク(Downlink、DL)データについて、基地局は、ダウンリンクスケジューリング情報を転送し、該当の端末にデータが転送される時間/周波数領域、符号化、データサイズ、ハイブリッド自動再送要請(Hybrid Automatic Repeat and request、HARQ)関連情報などを知らせる。

【0006】

また、アップリンク(Uplink、UL)データについて、基地局は、アップリンクスケジューリング情報を該当の端末に転送し、該端末が使用できる時間/周波数領域、符号化、データサイズ、ハイブリッド自動再送要請関連情報などを知らせる。基地局間では、ユーザトラフィックまたは制御トラフィックの転送のためのインターフェースを用いることができる。コアネットワーク(Core Network、CN)は、AG、及び端末のユーザ登録などのためのネットワークノードなどで構成することができる。AGは、複数のセルから構成されるTA(Tracking Area)単位で端末の移動性を管理する。

20

【0007】

無線通信技術は、広帯域コード分割多元接続(Wideband Code Division Multiple Access、WCDMA)を基にしてLTEまで開発されてきているが、ユーザと事業者の要求及び期待は増加する一方である。また、新規な無線接続技術の開発が続いており、将来、競争力を持つためには、新しい技術の進展を図らなければならない。ビット当たりコストの低減、サービス可用性の増大、融通性ある周波数バンドの使用、単純構造と開放型インターフェース、端末の適切なパワー消費などが要求される。

30

【0008】

近年、3GPPは、LTEの後続技術に対する標準化作業を進行している。この技術を、本明細書では、「LTE-Advanced」または「LTE-A」と称する。LTEシステムとLTE-Aシステムとの主な相違点の一つは、システム帯域幅の相違である。LTE-Aシステムは、最大100MHzの広帯域を支援することを目指しており、そのために、複数の周波数ブロックを用いて広帯域を達成するキャリアアグリゲーション(carrier aggregation)または帯域幅アグリゲーション(bandwidth aggregation)技術を用いている。キャリアアグリゲーションは、より広い周波数帯域を得るために、複数の周波数ブロックを一つの大きな論理周波数帯域として用いる構成になっている。各周波数ブロックの帯域幅は、LTEシステムで用いられるシステムブロックの帯域幅に基づいて定義することができる。それぞれの周波数ブロックは、コンポーネントキャリア(component carrier)を用いて転送される。

40

【0009】

50

しかしながら、LTE-Aシステムでは、8個のレイヤーに参照信号を乗せて転送する場合に、各レイヤーで参照信号の転送のための参照信号シーケンス生成方法などについては全く論議されていない現状である。

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0010】

本発明で達成しようとする技術的課題は、無線通信システムにおいて参照信号を送受信する方法を提供することである。

【0011】

本発明で達成しようとする他の技術的課題は、無線通信システムにおいて参照信号を送受信する装置を提供することである。

10

【0012】

本発明が達成しようとする技術的課題は、上記の技術的課題に制限されず、言及していない他の技術的課題は、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。

【課題を解決するための手段】

【0013】

上記の技術的課題を達成するための、本発明に係る、無線通信システムにおいて基地局が参照信号を転送する方法は、各レイヤー(Layer)別に第1のm-シーケンスと第2のm-シーケンスを用いて擬似ランダム(Pseudo-random)シーケンスを生成すること、前記生成された擬似ランダムシーケンスとウォルシュコードを用いて参照信号シーケンスを生成すること、及び前記各レイヤー別に生成された参照信号シーケンスが適用された参照信号を、前記各レイヤー別に端末に転送すること、を含み、前記擬似ランダムシーケンスは、シーケンス初期値を用いて生成され、前記シーケンス初期値は、無線フレーム内のスロット番号、物理レイヤーセルID値及び周波数で区別されるレイヤーインデックスグループを指示する値を用いて生成される。

20

【0014】

上記の技術的課題を達成するための、本発明に係る、無線通信システムにおいて基地局が参照信号を転送する方法は、各レイヤー別に参照信号転送のために割り当てられたリソース要素(Resource Element、RE)に対して同じスクランプリングシーケンスを生成すること、前記リソース要素で生成されたスクランプリングシーケンス間に時間軸に互いに直交するようにウォルシュコードを拡散またはカバリング(Covering)して参照信号シーケンスを生成すること、及び前記生成された参照信号シーケンスが適用された参照信号を、各レイヤーを通じて端末に転送すること、を含み、前記ウォルシュコード拡散またはカバリングは、リソースブロックまたはリソースブロックペア(pair)間に互いに異なるシーケンス値を有する互いに異なるシーケンスを有するように、複数のリソースブロック(Resource Block、RB)またはリソースブロックペア単位で周波数軸に適用される。

30

【0015】

上記の方法で、前記ウォルシュコード拡散またはカバリングは、複数のリソースブロックペアのうち第1のリソースブロックにおいて、第1のコード分割多重化(CDM)グループは、ウォルシュコード要素が1つずつ、前記第1のリソースブロックに割り当てられた第1の副搬送波のリソース要素に時間軸方向に、第2の副搬送波のリソース要素に時間軸反対方向に、第3の副搬送波のリソース要素に時間軸方向にそれぞれマッピングされるように適用され、前記複数のリソースブロックペアのうち第2のリソースブロックにおいて、前記第1のCDMグループは、ウォルシュコード要素が1つずつ、前記第2のリソースブロックに割り当てられた第1の副搬送波のリソース要素に時間軸反対方向に、第2の副搬送波のリソース要素に時間軸方向に、第3の副搬送波のリソース要素に時間軸反対方向にそれぞれマッピングされるように適用されるとよい。

40

【0016】

50

ここで、前記第1及び第2のリソースブロックペアにおいて第2のCDMグループは、前記第1のCDMグループに適用されたウォルシュコード要素と異なる順序で適用されてもよい。

【0017】

上記の方法で、前記参照信号シーケンスを生成することは、前記互いに異なるシーケンス値を有する互いに異なるシーケンスが、2個のリソースブロック(Resource Block、RB)ペア単位で周波数軸に反復して適用されるとよい。

【0018】

また、前記ウォルシュコード要素は、4個のレイヤー(layer)のうち、レイヤー1に対しては(1, 1, 1, 1)、レイヤー2に対しては(1, -1, 1, -1)、レイヤー3に対しては(1, 1, -1, -1)、レイヤー4に対しては(1, -1, -1, 1)が適用されるとよい。

10

【0019】

上記の他の技術的課題を達成するための、本発明に係る、無線通信システムにおいて参照信号を転送するための基地局装置は、各レイヤー(layer)別に第1のm-シーケンスと第2のm-シーケンスを用いて擬似ランダム(Pseudo-random)シーケンスを生成し、前記生成された擬似ランダムシーケンスとウォルシュコードを用いて参照信号シーケンスを生成するプロセッサと、前記各レイヤー別に生成された参照信号シーケンスが適用された参照信号を、前記各レイヤー別に端末に転送する転送モジュールと、を含み、前記プロセッサで前記擬似ランダムシーケンスはシーケンス初期値を用いて生成され、前記シーケンス初期値は、無線フレーム内のスロット番号、物理レイヤーセルID値及び周波数で区別されるレイヤーインデックスグループを指示する値を用いて生成される。

20

【0020】

上記の他の技術的課題を達成するための、本発明に係る、無線通信システムにおいて参照信号を転送するための基地局装置は、各レイヤー別に参照信号転送のために割り当てられたリソース要素(Resource Element)に対して同じスクランプリングシーケンスを生成し、前記リソース要素で生成されたスクランプリングシーケンス間に時間軸に互いに直交するようにウォルシュコードを拡散またはカバリング(covring)して参照信号シーケンスを生成するプロセッサと、前記生成された参照信号シーケンスが適用された参照信号を、各レイヤーを通じて端末に転送する転送モジュールと、を含み、前記プロセッサの前記ウォルシュコード拡散またはカバリングを、リソースブロックまたはリソースブロックペア(pair)間に互いに異なるシーケンス値を有する互いに異なるシーケンスがマッピングされるように、複数のリソースブロック(Resource Block、RB)またはリソースブロックペア単位で周波数軸に適用することができる。

30

【発明の効果】

【0021】

本発明に係る参照信号シーケンス生成及び転送方法によれば、3GPP LTE-Aシステムなどで基地局と端末との通信性能を顕著に向上させることが可能になる。

40

【0022】

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。

【0023】

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の図面は、本発明の実施例を提供し、詳細な説明と共に本発明の技術的思想を説明する。

【図面の簡単な説明】

【0024】

【図1】移動通信システムの一例としてE-UMTSネットワーク構造を概略的に示す図

50

である。

【図2】3GPP無線接続ネットワーク規格に基づく端末とE-UTRAN間の無線インターフェースプロトコル(Radio Interface Protocol)の制御プレーン(Control Plane)及びユーザプレーン(User Plane)構造を示す図である。

【図3】3GPPシステムに用いられる物理チャンネル及びこれらを用いた一般的な信号転送方法を説明するための図である。

【図4】移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムで用いられる無線フレームの構造を例示する図である。

【図5】移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムのダウンリンク及びアップリンクサブフレームの構造を示す図である。

10

【図6】移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムで用いられるダウンリンクの時間-周波数リソース格子構造(resource grid structure)を示す図である。

【図7】一般的な多重アンテナ(MIMO)通信システムの構成図である。

【図8】 N_T 個の送信アンテナから受信アンテナ i へのチャンネルを示す図である。

【図9】OFDMA及びSC-FDMAのための一般的なシステム構造を示す図である。

【図10】移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムにおけるアップリンクSC-FDMAのためのシステム構造を示す図である。

【図11】移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムにおけるアップリンクSC-FDMA転送フレーム構造の一例を示す図である。

20

【図12】SC-FDMA転送に基づくMIMOシステムのためのデータ信号のマッピング関係の一例を示す図である。

【図13】3GPP LTEシステムにおける参照信号パターンの例を示す図である。

【図14】1RB内でDRSレイヤー1及び2のためにコード多重化されたREのパターン例を示す図である。

【図15】DRSシーケンスを生成する方法の一例を示す図である。

【図16】DRSシーケンスを生成する方法の他の例を示す図である。

【図17】DRSシーケンスを生成する方法の一例を説明するための図である。

【図18】1RB内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

30

【図19】DRSシーケンスを生成する方法の一例を説明するための図である。

【図20】1RB内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【図21】1RB内でDRSシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【図22】2つのセルが、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する一例を示す図である。

【図23】1RB内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【図24】2つのセルが、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する一例を示す図である。

【図25】2枚のDRSレイヤーにプリコーディングを適用し、4個の送信アンテナにマッピングして転送する方法の一例と、このような方式でDRSを転送する場合におけるOFDMシンボルの間の電力差を示す図である。

40

【図26】DRSシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【図27】図26の方法によって生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する一例を示す図である。

【図28】DRSシーケンスを生成する方法の一例を示す図である。

【図29】DRSシーケンスを生成する方法の一例を示す図である。

【図30】2個のセルで生成されたDRSシーケンスを用いてDRS信号を転送する例を示す図である。

【図31】図26に関するDRSシーケンス生成方法の他の例を説明する図である。

【図32】各OFDMシンボル別にDRSシーケンスを生成する方法の例を説明するため

50

の図である。

【図33】図32に関するシーケンスマッピング方法をより具体的に示す図である。

【図34】(a)は特定DRSレイヤーのために用いられる直交コードカバーコードのパターンの例を示す図であり、(b)、(c)はRBにおいてウォルシュコード使用の具体的な例を示す図である。

【図35】周波数CDM REセットでウォルシュコードをマッピングする方法の一例を示す図である。

【図36】2枚のレイヤーに対するコードホッピングの例を示す図である。

【図37】2枚のレイヤーに対するコードホッピングの例を示す図である。

【図38】4枚のレイヤーに対するウォルシュコードマッピングの例を示す図である。

10

【図39】2シーケンスの生成方法の例を説明する図である。

【図40】2つのセルが、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する一例を示す図である。

【図41】2つのセルが、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する他の例を示す図である。

【図42】2つのセルが、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する他の例を示す図である。

【図43】(a)は生成されたDRSシーケンスを転送する一例を示す図であり、(b)は(a)のような転送例による転送電力を示す図である。

【図44】生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する他の例を示す図である

20

【図45】各レイヤー別にCDMコードを割り当てる方法の一例を示す図である。

【図46】(a)はDMRSシーケンスを転送するための他の例を示す図であり、(b)は(a)の例による転送電力を示す図である。

【図47】DRSシーケンスをマッピングする方法の一例を示す図である。

【図48】生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する他の例を示す図である

【図49】DMRSにウォルシュコードを適用する方法の例を示す図である。

【図50】4個のDMRSにウォルシュコードを適用する方法の例を示す図である。

【図51】4個のDMRSにウォルシュコードを適用する方法の例を示す図である。

30

【図52】DMRSシーケンスをマッピングする方法の一例を示す図である。

【図53】本発明に係る装置(50)の構成要素を示すダイヤグラムである。

【発明を実施するための形態】

【0025】

以下、本発明の好適な実施の形態を、添付の図面を参照して詳細に説明する。添付の図面と共に以下に開示される詳細な説明は、本発明の例示的な実施の形態を説明するためのもので、本発明が実施できる唯一の実施の形態を表すためのものではない。以下の詳細な説明は、本発明の完全な理解を提供するために具体的な細部事項を含む。しかし、当業者にはそれら具体的な細部事項なしにも本発明を実施できることが理解できる。例えば、以下の詳細な説明は、移動通信システムが3GPP LTEシステムである例にして具体的に説明するが、3GPP LTEシステム特有の事項を除けば、他の任意の移動通信システムにも適用可能である。

40

【0026】

場合によって、本発明の概念が曖昧になることを避けるために、公知の構造及び装置を省略したり、各構造及び装置の核心機能を中心にしたブロック図の形式で示すことができる。また、本明細書全体において同一の構成要素には同一の図面符号を付して説明する。

【0027】

なお、以下の説明において、端末はUE(User Equipment)、MS(Mobile Station)、AMS(Advanced Mobile Station)等のような移動または固定型のユーザ側の機器を総称するとする。また、基地局は

50

、Node B、eNode B、BS (Base Station)、AP (Access Point) 等のような端末と通信するネットワーク端の任意のノードを総称するとする。

【0028】

移動通信システムにおいて、端末 (UE) は、基地局からダウンリンク (Downlink) を通じて情報を受信し、また、アップリンク (Uplink) を通じて情報を転送することができる。端末が転送または受信する情報にはデータ及び種々の制御情報があり、端末が転送または受信する情報の種類用途によって種々の物理チャネルが存在する。

【0029】

以下の技術は、CDMA (Code Division Multiple Access)、FDMA (Frequency Division Multiple Access)、TDMA (Time Division Multiple Access)、OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access)、SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) などのような種々の無線接続システムで用いることができる。CDMAは、UTRA (Universal Terrestrial Radio Access) やCDMA2000のような無線技術 (radio technology) とすることができる。TDMAは、GSM (Global System for Mobile communications) / GPRS (General Packet Radio Service) / EDGE (Enhanced Data Rates for GSM 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、ダウンリンクでOFDMAを採用し、アップリンクでSC-FDMAを採用する。LTE-A (Advanced) は、3GPP LTEの進展である。

【0030】

説明を明確にするために、3GPP LTE、LTE-Aシステムを中心に説明するが、本発明の技術的思想がこれに制限されるわけではない。

【0031】

移動通信システムにおいて、端末 (UE) は、基地局からダウンリンク (Downlink) を通じて情報を受信し、また、アップリンク (Uplink) を通じて情報を転送することができる。端末が転送または受信する情報にはデータ及び種々の制御情報があり、端末が転送または受信する情報の種類用途によって種々の物理チャネルが存在する。

【0032】

図2は、3GPP無線接続ネットワーク規格に基づく端末とE-UTRANとの間における無線インターフェースプロトコル (Radio Interface Protocol) の制御プレーン (Control Plane) 及びユーザプレーン (User Plane) の構造を示す図である。

【0033】

図2を参照すると、制御プレーンは、端末 (User Equipment; UE) とネットワークが呼を管理するために用いる制御メッセージが転送される通路のことを意味する。ユーザプレーンは、アプリケーション層で生成されたデータ、例えば、音声データまたはインターネットパケットデータなどが転送される通路のことを意味する。

【0034】

第1の層である物理層は、物理チャネル (Physical Channel) を用い

10

20

30

40

50

て上位層に情報転送サービス (Information Transfer Service) を提供する。物理層は、上位にある媒体接続制御 (Medium Access Control) 層とは転送チャネル (Transport Channel) を通じて接続している。該転送チャネルを通じて媒体接続制御層と物理層との間にデータが移動する。送信側の物理層と受信側の物理層との間には物理チャネルを通じてデータが移動する。該物理チャネルは時間及び周波数を無線リソースとする。特に、物理チャネルは、ダウンリンクにおいて OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) 方式で変調され、アップリンクにおいて SC-FDMA (Single Carrier Frequency Division Multiple Access) 方式で変調される。

10

【0035】

第2の層における媒体接続制御 (Medium Access Control; MAC) 層は、論理チャネル (Logical Channel) を通じて上位層である無線リンク制御 (Radio Link Control; RLC) 層にサービスを提供する。第2の層の RLC 層は、信頼性あるデータ転送を支援する。RLC 層の機能は、MAC 内部の機能ブロックにより具現してもよい。第2の層における PDCP (Packet Data Convergence Protocol) 層は、帯域幅の狭い無線インターフェースにおいて IPv4 や IPv6 のような IP パケットを効率的に転送するために、不必要な制御情報を減らすヘッダー圧縮 (Header Compression) 機能を実行する。

20

【0036】

第3の層の最下部に位置している無線リソース制御 (Radio Resource Control; RRC) 層は、制御プレーンでのみ定義される。RRC 層は、無線ベアラ (Radio Bearer; RB) の設定 (Configuration)、再設定 (Re-configuration) 及び解除 (Release) と関連して論理チャネル、転送チャネル及び物理チャネルの制御を担当する。RB とは、端末とネットワークとの間におけるデータ伝達のために第2の層により提供されるサービスのことを意味する。そのために、端末及びネットワークの RRC 層は、互いに RRC メッセージを交換する。端末及びネットワークの RRC 層の間に RRC 接続 (RRC Connected) がある場合に、端末は、RRC 接続状態 (Connected Mode) にあり、そうでない場合は、RRC 休止状態 (Idle Mode) にあるようになる。RRC 層の上位にある NAS (Non-Access Stratum) 層は、セッション管理 (Session Management) と移動性管理 (Mobility Management) などの機能を担当する。

30

【0037】

基地局 (eNB) を構成する一つのセルは、1.25、2.5、5、10、15、20 MHz などの帯域幅のいずれか一つに設定され、複数の端末にダウンリンクまたはアップリンク転送サービスを提供する。それぞれ異なるセルは、互いに異なる帯域幅を提供するように設定することができる。

【0038】

ネットワークから端末にデータを転送するダウンリンク転送チャネルは、システム情報を転送する BCH (Broadcast Channel)、ページングメッセージを転送する PCH (Paging Channel)、ユーザトラフィックや制御メッセージを転送するダウンリンク SCH (Shared Channel) などがある。ダウンリンクマルチキャストまたは放送サービスのトラフィックまたは制御メッセージは、ダウンリンク SCH を通じて転送されてもよく、または、別のダウンリンク MCH (Multicast Channel) を通じて転送されてもよい。一方、端末からネットワークにデータを転送するアップリンク転送チャネルには、初期制御メッセージを転送する RACH (Random Access Channel)、ユーザトラフィックや制御メッセージを転送するアップリンク SCH (Shared Channel) がある。転送チャ

40

50

ネルの上位にあり、転送チャンネルにマッピングされる論理チャンネル (Logical Channel) には、BCCH (Broadcast Control Channel)、PCCH (Paging Control Channel)、CCCH (Common Control Channel)、MCCH (Multicast Control Channel)、MTCH (Multicast Traffic Channel) などがある。

【0039】

図3は、3GPPシステムに用いられる物理チャンネル及びこれらのチャンネルを用いる一般的な信号転送方法を説明するための図である。

【0040】

図3を参照すると、端末は、電源がついたり、新しくセルに進入したりした場合、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 (S310)。そのために、端末は基地局からプライマリ同期チャンネル (Primary Synchronization Channel; P-SCH) 及びセカンダリ同期チャンネル (Secondary Synchronization Channel; S-SCH) 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ことができる。その後、端末は、基地局から物理放送チャンネル (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; DLRS) を受信してダウンリンクチャンネル状態を確認することができる。

【0041】

初期セル探索を終えた端末は、物理ダウンリンク制御チャンネル (Physical Downlink Control Channel; PDCCH) 及び該PDCCHに乗せられた情報に基づいて物理ダウンリンク共有チャンネル (Physical Downlink Control Channel; PDSCH) を受信することによって、より具体的なシステム情報を獲得することができる (S320)。

【0042】

一方、基地局に最初にアクセスしたり、信号転送のための無線リソースがない場合に、端末は、基地局に対してランダムアクセス手順 (Random Access Procedure; RACH) を行うことができる (段階S330乃至段階S360)。そのために、端末は、物理ランダムアクセスチャンネル (Physical Random Access Channel; PRACH) を通じて特定シーケンスをプリアンブルとして転送し (S330及びS350)、PDCCH及び対応するPDSCHを通じてプリアンブルに対する応答メッセージを受信することができる (S340及びS360)。競合ベースRACHの場合に、衝突解決手順 (Contention Resolution Procedure) をさらに行うことができる。

【0043】

上述のような手順を行った端末は、以降、一般的なアップリンク/ダウンリンク信号転送手順として、PDCCH/PDSCH受信 (S370) 及び物理アップリンク共有チャンネル (Physical Uplink Shared Channel; PUSCH) /物理アップリンク制御チャンネル (Physical Uplink Control Channel; PUCCH) 転送 (S380) を行うことができる。端末がアップリンクを通じて基地局に転送する、または端末が基地局から受信する制御情報は、ダウンリンク/アップリンクACK/NACK信号、CQI (Channel Quality Indicator)、PMI (Precoding Matrix Index)、RI (Rank Indicator) などを含む。3GPP LTEシステムにおいて、端末は、上記のCQI/PMI/RIなどの制御情報をPUSCH及び/またはPUCCHを通じて転送することができる。

【0044】

10

20

30

40

50

図4は、移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムで用いられる無線フレームの構造を例示する図である。

【0045】

図4を参照すると、無線フレーム(radio frame)は、 10ms ($327200 \cdot T_s$)の長さを有し、10個の均等なサイズのサブフレーム(subframe)で構成されている。それぞれのサブフレームは、 1ms の長さを有し、2個のスロット(slot)で構成されている。それぞれのスロットは、 0.5ms ($15360 \cdot T_s$)の長さを有する。ここで、 T_s は、サンプリング時間を表し、 $T_s = 1 / (15\text{kHz} \times 2048) = 3.2552 \times 10^{-8}$ (約33ns)で表示される。スロットは、時間領域において複数のOFDMシンボルを含み、周波数領域において複数のリソースブロック(Resource Block; RB)を含む。

10

【0046】

LTEシステムにおいて、一つのリソースブロックは12個の副搬送波 $\times 7$ (6)個のOFDMシンボル、またはSC-FDMA(Single Carrier Frequency Division Multiple Access)を含む。データが転送される単位時間であるTTI(Transmission Time Interval)は、一つ以上のサブフレーム単位に定めることができる。上述した無線フレームの構造は例示に過ぎず、無線フレームに含まれるサブフレームの数、サブフレームに含まれるスロットの数、スロットに含まれるOFDMシンボルまたはSC-FDMAの数は様々に変更可能である。

20

【0047】

図5は、移動通信システムの一例である3GPP LTEシステムのダウンリンク及びアップリンクサブフレームの構造を示す図である。

【0048】

図5の(a)を参照すると、1つのダウンリンクサブフレームは、時間領域で2個のスロットを含む。ダウンリンクサブフレーム内の1番目のスロットにおける先頭の最大3OFDMシンボルが、制御チャネルの割り当てられる制御領域(control region)に相応し、残りのOFDMシンボルがPDSCH(Physical Downlink Shared Channel)の割り当てられるデータ領域に相当する。

【0049】

3GPP LTEで用いられるダウンリンク制御チャネルは、PCFICH(Physical Control Format Indicator Channel)、PDCCH(Physical Downlink Control Channel)、PHICH(Physical Hybrid-ARQ Indicator Channel)などがある。サブフレームの1番目のOFDMシンボルで転送されるPCFICHは、サブフレーム内で制御チャネルの転送に用いられるOFDMシンボルの数(すなわち、制御領域のサイズ)に関する情報を運ぶ。PDCCHを通じて転送される制御情報を、ダウンリンク制御情報(Downlink Control Information、DCI)と呼ぶ。DCIは、アップリンクリソース割当情報、ダウンリンクリソース割当情報及び任意の端末グループに対するアップリンク転送パワー制御命令などを指示する。PHICHは、アップリンクHARQ(Hybrid Automatic Repeat Request)に対するACK(Acknowledgement)/NACK(Not-Acknowledgement)信号を運ぶ。すなわち、端末が転送したアップリンクデータに対するACK/NACK信号は、PHICHで転送される。

30

40

【0050】

次に、ダウンリンク物理チャネルであるPDCCHについて記述する。

【0051】

PDCCHは、PDSCHのリソース割当及び転送フォーマット(これをDL grantという。)、PUSCHのリソース割当情報(これをUL grantという。)、任意の端末グループ内の個別端末に対する転送パワー制御命令の集合及びVoIP(Vo

50

ice over Internet Protocol)の活性化などを運ぶことができる。複数のPDCCHが制御領域内で転送されることが可能であり、端末は、複数のPDCCHをモニタリングすることができる。PDCCHは、1つまたは複数の連続するCCE(Control Channel Elements)の集合(aggregation)で構成される。1つまたは複数の連続するCCEの集合で構成されたPDCCHは、サブブロックインターリーブ(subblock interleaving)を経た後に制御領域を通じて転送されることが可能である。CCEは、無線チャネルの状態に基づく符号化率をPDCCHに提供するために用いられる論理的割当単位である。CCEは、複数のリソース要素グループ(resource element group)に対応する。CCEの数とCCEにより提供される符号化率の関連関係に応じてPDCCHのフォーマット及び可能なPDCCHのビット数が決定される。

10

【0052】

PDCCHを通じて転送される制御情報をダウンリンク制御情報(downlink control information、DCI)という。下記の表1は、DCIフォーマットによるDCIを表すものである。

【0053】

【表1】

表1

20

DCIフォーマット	記述
DCIフォーマット0	PUSCHのスケジューリングに使用
DCIフォーマット1	1PDSCHコードワードのスケジューリングに使用
DCIフォーマット1A	1PDSCHコードワードのコンパクトスケジューリング及びPDCCHオーダーにより開始されるランダムアクセス手順に使用
DCIフォーマット1B	プリコーディング情報を持つ1PDSCHコードワードのコンパクトスケジューリングに使用
DCIフォーマット1C	1PDSCHコードワードの非常にコンパクトなスケジューリングに使用
DCIフォーマット1D	プリコーディングと電力オフセット情報を持つ1PDSCHコードワードのコンパクトスケジューリングに使用
DCIフォーマット2	閉ループ空間多重モードで設定されたUEにPDSCHをスケジューリングするために使用
DCIフォーマット2A	開ループ空間多重モードで設定されたUEにPDSCHをスケジューリングするために使用
DCIフォーマット3	PUCCHとPUSCHに対する2ビット電力調整のTPCコマンドの送信に使用
DCIフォーマット3A	PUCCHとPUSCHに対する単一ビット電力調整のTPCコマンドの送信に使用

30

40

【0054】

DCIフォーマット0は、アップリンクリソース割当情報を示し、DCIフォーマット1~2は、ダウンリンクリソース割当情報を示し、DCIフォーマット3、3Aは、任意

50

の端末グループに対するアップリンクTPC (transmit power control) 命令を示す。

【0055】

図5(b)を参照すると、アップリンクサブフレームを、周波数領域において制御領域とデータ領域とに区別することができる。制御領域は、アップリンク制御情報を運ぶPUCCH (Physical Uplink Control Channel) に割り当てられる。データ領域は、ユーザデータを運ぶためのPUSCH (Physical Uplink Shared Channel) に割り当てられる。単一搬送波特性を維持するために、一つの端末はPUCCH及びPUSCHを同時に転送しない。一つの端末のためのPUCCHは、一つのサブフレームにおいてRBペアに割り当てられる。RBペアに属するRBはそれぞれ、2個のslotにおいて異なる副搬送波を占めている。PUCCHに割り当てられたRBペアはslot境界(slot boundary)で周波数ホッピングされる。

【0056】

図6は、移动通信システムの一例である3GPP LTEシステムで用いられるダウンリンクの時間-周波数リソース格子構造(resource grid structure)を示す図である。

【0057】

【表2】

図6を参照すると、各slotで転送されるダウンリンク信号は、 $N_{RB}^{DL} * N_{sc}^{RB}$ 個の副搬送波(subcarrier)と N_{symp}^{DL} 個のOFDMシンボルとで構成される、図1のようなリソース格子(resource grid)で表現することができる。ここで、 N_{RB}^{DL} は、ダウンリンクにおけるリソースブロック(Resource Block; RB)の個数を表し、 N_{sc}^{RB} は、1つのRBを構成する副搬送波の個数を表し、 N_{symp}^{DL} は、1つのダウンリンクslotにおけるOFDMシンボルの個数を表す。 N_{RB}^{DL} のサイズは、セル内で構成されたダウンリンク転送帯域幅に従って変わり、 $N_{RB}^{min,DL} \leq N_{RB}^{DL} \leq N_{RB}^{max,DL}$ を満たさなければならない。ここで、 $N_{RB}^{min,DL}$ は、無線通信システムが支援する最小のダウンリンク帯域幅であり、 $N_{RB}^{max,DL}$ は、無線通信システムが支援する最大のダウンリンク帯域幅である。 $N_{RB}^{min,DL} = 6$ であり、 $N_{RB}^{max,DL} = 110$ であるが、これに限定されるものではない。1slot内に含まれたOFDMシンボルの個数は、巡回プレフィックス(Cyclic Prefix, CP)の長さ及び副搬送波の間隔によって異なることがある。多重アンテナ転送の場合に、1アンテナポート当たり1リソース格子を定義することができる。

【0058】

【表 3】

各アンテナポートに対するリソース格子内の各要素は、リソース要素 (Resource Element、RE) と呼ばれ、スロット内のインデックス対 (k, l) によって唯一に識別される。ここで、 k は、周波数領域でのインデックスであり、 l は、時間領域でのインデックスである。 k は、 $0, \dots, N_{RB}^{DL} N_{sc}^{RB} - 1$ のいずれかの値を有し、 l は、 $0, \dots, N_{\text{symp}}^{DL} - 1$ のいずれかの値を有する。

10

【0059】

図 6 に示すリソースブロック (Resource Block、RB) は、ある物理チャネルとリソース要素間のマッピング (mapping) 関係を記述するために用いられる。RB は、物理リソースブロック (Physical Resource Block、PRB) と仮想リソースブロック (Virtual Resource Block、VRB) とに区別される。

20

【0060】

【表 4】

1 PRB は、時間領域における N_{symp}^{DL} 個の連続する OFDM シンボルと周波数領域における N_{sc}^{RB} 個の連続する副搬送波とで定義される。ここで、 N_{symp}^{DL} と N_{sc}^{RB} は、あらかじめ定められた値でよい。例えば、 N_{symp}^{DL} と N_{sc}^{RB} は、表 2 のように与えられることがある。そのため、1 PRB は、 $N_{\text{symp}}^{DL} \times N_{sc}^{RB}$ 個のリソース要素で構成される。1 PRB は、時間領域では 1 スロットに対応し、周波数領域では 180 kHz に対応するが、これに限定されるものではない。

30

【0061】

【表 5】

表 2

設定	N_{sc}^{RB}	N_{symp}^{DL}
通常サイクリック ・プリフィックス $\Delta f = 15 \text{ kHz}$	12	7
拡張サイクリック ・プリフィックス $\Delta f = 15 \text{ kHz}$		6
拡張サイクリック ・プリフィックス $\Delta f = 7.5 \text{ kHz}$	24	3

40

【0062】

【表 6】

PRBは、周波数領域で0から $N_{RB}^{DL}-1$ までの値を有する。周波数領域におけるPRBナンバー (number) n_{PRB} と1スロット内におけるリソース要素 (k,l) との関係は、

$$n_{PRB} = \left\lfloor \frac{k}{N_{sc}^{RB}} \right\rfloor \text{を満たす。}$$

10

【0063】

VRBのサイズはPRBのサイズと同一である。VRBは、ローカル型VRB (Localized VRB、LVRB)と分散型VRB (Distributed VRB、DVRB)とに分類することができる。各タイプのVRBに対して、1つのサブフレーム内の2つのスロットにおける1対のVRBは、単一のVRBナンバー n_{VRB} が共に割り当てられる。

【0064】

【表 7】

20

VRBはPRBと同じサイズを有することができる。2タイプのVRBが定義されるが、第一のタイプはローカル型VRB (Localized VRB、LVRB)であり、第二のタイプは分散型VRB (Distributed VRB、DVRB)である。各タイプのVRBについて、1対 (pair)のVRBが単一のVRBインデックス (以下、VRBナンバー (number)と呼ぶこともできる。)を有し、1サブフレームの2スロットにわたって割り当てられる。言い換えると、1サブフレームを構成する2スロットのうち、第1のスロットに属する N_{RB}^{DL} 個のVRBはそれぞれ、0から $N_{RB}^{DL}-1$ までのいずれかのインデックス (Index)を割り当てられ、上記2スロットのうち、第2のスロットに属する N_{RB}^{DL} 個のVRBも同様、それぞれ0から $N_{RB}^{DL}-1$ までのいずれかのインデックスを割り当てられる。

30

【0065】

次に、一般的な多重アンテナ (MIMO)技術の概括について説明する。MIMOは、「Multi-Input Multi-Output」の略語で、今まで1個の送信アンテナと1個の受信アンテナを用いたことから脱皮し、多重送信アンテナと多重受信アンテナを採択して送受信データ効率を向上させる方法のことをいう。すなわち、無線通信システムの送信端あるいは受信端で多重アンテナを用いて容量増大あるいは性能改善を試みる技術のことを指す。以下、「MIMO」を「多重アンテナ」と称する。

40

【0066】

多重アンテナ技術は、1つの全体メッセージを受信するために単一アンテナ経路に依存せず、複数のアンテナから受信したデータ断片を一つに集めて完成する技術を応用したものである。この技術により、特定範囲でデータ転送速度を向上させたり、特定データ転

50

送速度に対してシステム範囲を増大させたりすることができる。

【0067】

次世代移動通信は、既存移動通信に比べて格段に高いデータ転送率を要求するから、効率的な多重アンテナ技術が必須になると予想される。このような状況下で、MIMO通信技術は、移動通信端末と中継器などに幅広く利用可能な次世代移動通信技術であり、データ通信拡大などによる限界状況に応じて他の移動通信の転送量限界を克服できる技術として関心を集めている。

【0068】

一方、現在研究中の様々な転送効率向上技術のうち、送受信端とも複数のアンテナを用いる多重アンテナ(MIMO)技術は、追加的な周波数割当や電力増加無しにも通信容量及び送受信性能を画期的に向上させることができる方法として現在最も注目を浴びている。

10

【0069】

図7は、一般的な多重アンテナ(MIMO)通信システムの構成図である。

【0070】

図7に示すように、送信アンテナの数を N_T 個、受信アンテナの数を N_R 個として同時に増やすと、送信機または受信機のいずれか一方でのみ複数のアンテナを使用する場合とは違い、アンテナ数に比例して理論的なチャンネル転送容量が増加するので、転送レートを向上させ、周波数効率を画期的に向上させることができる。チャンネル転送容量の増加により得られる転送レートは、1つのアンテナを用いる場合の最大転送レート(R_0)に下記のようなレート増加率(R_i)がかけられた値と等しく、理論的に増加することができる。レート増加率(R_i)は、下記の式1のように表すことができる。

20

【0071】

【数1】

式1

$$R_i = \min(N_T, N_R)$$

30

【0072】

上述したような多重アンテナシステムにおける通信方法をより具体的な方法で説明するために、それを数学的にモデリングすると、下記の通りである。

【0073】

まず、図7に示すように、 N_T 個の送信アンテナと N_R 個の受信アンテナが存在するとする。

【0074】

まず、送信信号について説明すると、 N_T 個の送信アンテナが存在する場合に、最大転送可能な情報は N_T 個であるから、下記の式2のようなベクトルで表すことができる。

【0075】

40

【数2】

式2

$$\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{N_T}]^T$$

【0076】

一方、それぞれの転送情報 s_1, s_2, \dots, s_{N_T} において転送電力を別々にすることができ、この時、それぞれの転送電力を P_1, P_2, \dots, P_{N_T} とすれば、転送電力の調

50

整された転送情報は、下記の式3のようなベクトルで表すことができる。

【0077】

【数3】

式3

$$\hat{\mathbf{s}} = [\hat{s}_1, \hat{s}_2, \dots, \hat{s}_{N_T}]^T = [P_1 s_1, P_2 s_2, \dots, P_{N_T} s_{N_T}]^T$$

【0078】

【表8】

10

また、 $\hat{\mathbf{s}}$ を、転送電力の対角行列Pとし、下記の式4のように表すことができる。

【0079】

【数4】

式4

$$\hat{\mathbf{s}} = \begin{bmatrix} P_1 & & & 0 \\ & P_2 & & \\ & & \ddots & \\ 0 & & & P_{N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_1 \\ s_2 \\ \vdots \\ s_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{P}\mathbf{s}$$

20

【0080】

一方、転送電力の調整された情報ベクトルは、以降、重み行列Wがかけられて実際転送される N_T 個の転送信号 x_1, x_2, \dots, x_{N_T} を構成する。ここで、重み行列は、転送情報を転送チャネル状況などに応じて各アンテナに適切に分配する役割を果たす。このような転送信号 x_1, x_2, \dots, x_{N_T} を、ベクトル \mathbf{x} を用いて下記の式5のように表すことができる。

30

【0081】

【数5】

式5

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_i \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} w_{11} & w_{12} & \cdots & w_{1N_T} \\ w_{21} & w_{22} & \cdots & w_{2N_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{i1} & w_{i2} & \cdots & w_{iN_T} \\ \vdots & & \ddots & \\ w_{N_T1} & w_{N_T2} & \cdots & w_{N_T N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{s}_1 \\ \hat{s}_2 \\ \vdots \\ \hat{s}_j \\ \vdots \\ \hat{s}_{N_T} \end{bmatrix} = \mathbf{W}\hat{\mathbf{s}} = \mathbf{W}\mathbf{P}\mathbf{s}$$

40

【0082】

上記の式5で、 w_{ij} は、 i 番目の送信アンテナと j 番目の転送情報間の重み値を表し、 \mathbf{W} はこれを行列で表したものである。このような行列 \mathbf{W} を、重み行列 (Weight M

50

matrix) またはプリコーディング行列 (Precoding Matrix) と呼ぶ。

【0083】

一方、上述したような転送信号 (x) は、空間ダイバーシティを用いる場合と空間マルチプレクシングを用いる場合とに分けて考えることができる。

【0084】

空間マルチプレクシングを用いる場合は、互いに異なる信号を多重化して送るので、情報ベクトル s の元素がいずれも異なる値を有するのに対し、空間ダイバーシティを用いる場合は、同じ信号を複数のチャネル経路を通じて送るので、情報ベクトル s の元素がいずれも同一値を有することになる。

10

【0085】

もちろん、空間マルチプレクシングと空間ダイバーシティとを混合する方法も考慮可能である。すなわち、例えば、3個の送信アンテナを通じて同じ信号を空間ダイバーシティを用いて転送し、残りは、それぞれ異なる信号を空間マルチプレクシングして送る場合も考慮することができる。次に、受信信号は、 N_R 個の受信アンテナがある場合に、各アンテナの受信信号 y_1, y_2, \dots, y_{N_R} をベクトル y で下記の式6のように表すとする。

【0086】

【数6】

式6

$$\mathbf{y} = [y_1, y_2, \dots, y_{N_R}]^T$$

20

【0087】

一方、多重アンテナ通信システムにおけるチャネルをモデリングする場合に、チャネルは、送受信アンテナインデックスによって区別することができ、送信アンテナ j から受信アンテナ i を経るチャネルを h_{ij} と表示するものとする。ここで、 h_{ij} のインデックスの順序は、受信アンテナインデックスが先で、送信アンテナのインデックスが後ろであることに留意されたい。このようなチャネルは、複数のものを1つにまとめてベクトル及び行列形態とすることも可能である。ベクトル表示を例にして説明すると、下記の通りである。

30

【0088】

図8は、 N_T 個の送信アンテナから受信アンテナ i へのチャネルを示す図である。

【0089】

図8に示すように、総 N_T 個の送信アンテナから受信アンテナ i に到着するチャネルは、下記の式7のように表現可能である。

【0090】

【数7】

式7

$$\mathbf{h}_i^T = [h_{i1}, h_{i2}, \dots, h_{iN_T}]$$

40

【0091】

また、上記の式7のような行列表現により N_T 個の送信アンテナから N_R 個の受信アンテナを経るチャネルを全て表す場合に、下記の式8のように表すことができる。

【0092】

【数 8】

式 8

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{h}_1^T \\ \mathbf{h}_2^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_i^T \\ \vdots \\ \mathbf{h}_{N_R}^T \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix}$$

10

【0093】

一方、実際チャネルは、このようなチャネル行列 \mathbf{H} を経た後に白色雑音 (AWGN: Additive White Gaussian Noise) が加えられるので、 N_R 個の受信アンテナのそれぞれに加えられる白色雑音 n_1, n_2, \dots, n_{N_R} をベクトルで表現すると、下記の式 9 の通りである。

【0094】

【数 9】

20

式 9

$$\mathbf{n} = [n_1, n_2, \dots, n_{N_R}]^T$$

【0095】

上述したような転送信号、受信信号、チャネル、及び白色雑音のモデリングにより、多重アンテナ通信システムにおいてそれぞれは下記の式 10 のような関係で表すことができる。

30

【0096】

【数 10】

式 10

$$\mathbf{y} = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_i \\ \vdots \\ y_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ \vdots \\ x_j \\ \vdots \\ x_{N_T} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \\ \vdots \\ n_i \\ \vdots \\ n_{N_R} \end{bmatrix} = \mathbf{H}\mathbf{x} + \mathbf{n}$$

40

【0097】

一方、チャネルの状態を表すチャネル行列 \mathbf{H} の行 (row) と列 (column) の数は、送受信アンテナ数によって決定される。チャネル行列 \mathbf{H} は、前述したように、行の数は受信アンテナの数 N_R に相当し、列の数は送信アンテナの数 N_T に相当する。すなわち、

50

チャンネル行列 \mathbf{H} は、 $N_R \times N_T$ 行列になる。

【0098】

一般に、行列のランク (rank) は、互いに独立している (independent) 行または列の個数のうち、最小個数と定義される。そのため、行列のランクは、行または列の個数より大きくなることはない。数式的に例示すると、チャンネル行列 \mathbf{H} のランク (rank(\mathbf{H})) は、下記の式 11 のように制限される。

【0099】

【数 11】

式 11

$$\text{rank}(\mathbf{H}) \leq \min(N_T, N_R)$$

10

【0100】

一方、プリコーディング行列の特性を観察することができる。プリコーディング行列を考慮しないチャンネル行列 \mathbf{H} は、下記の式 12 のように表すことができる。

【0101】

【数 12】

式 12

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_{11} & h_{12} & \cdots & h_{1N_T} \\ h_{21} & h_{22} & \cdots & h_{2N_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{i1} & h_{i2} & \cdots & h_{iN_T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ h_{N_R1} & h_{N_R2} & \cdots & h_{N_R N_T} \end{bmatrix} = [\mathbf{h}_1 \quad \mathbf{h}_2 \quad \cdots \quad \mathbf{h}_{N_T}]$$

20

30

【0102】

一般に、 k 番目の受信 SINR (Signal to Interference Noise Ratio) ρ_k を、所定の MMSE (Minimum Mean Square Error) 受信機の場合に、下記の式 13 のように定義できる。

【0103】

【数 13】

式 13

$$\rho_k = \text{SINR}_k = \mathbf{h}_k^H \left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \mathbf{h}_i \mathbf{h}_i^H \right)^{-1} \mathbf{h}_k$$

40

【0104】

【表 9】

しかし、プリコーディング行列を反映する有効チャネル $\tilde{\mathbf{H}}$ は、 \mathbf{W} を用いて下記の式 14 のように表すことができる。

【0105】

【数 14】

10

式 14

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1^T \\ \tilde{\mathbf{h}}_2^T \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \mathbf{w}_2 & \cdots & \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \tilde{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1 & \tilde{\mathbf{h}}_2 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{N_R} \end{bmatrix} \end{aligned}$$

20

【0106】

したがって、 k 番目の有効受信 SINR $\tilde{\rho}_k$ は、MMSE 受信機が用いられるという仮定の下に、下記の式 15 のように表すことができる。

【0107】

【数 15】

式 15

$$\begin{aligned} \tilde{\rho}_k = SINR_k &= \tilde{\mathbf{h}}_k^H \left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H \right)^{-1} \tilde{\mathbf{h}}_k \\ &= \begin{bmatrix} \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{h}}_1^* & \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{h}}_2^* & \cdots & \mathbf{w}_k^H \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^* \end{bmatrix} \left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \tilde{\mathbf{h}}_i \tilde{\mathbf{h}}_i^H \right)^{-1} \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_k \\ \tilde{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_k \\ \vdots \\ \tilde{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_k \end{bmatrix} \end{aligned}$$

30

40

【0108】

【表 10】

ここで、理論的背景に基づくプリコーディング行列の変化に従う受信 S I N R に対する有効性 (e f f e c t i v e n e s s) を観察することができる。まず、1つのプリコーディング行列における列パーミュテーション (c o l u m n p e r m u t a t i o n) の有効性をチェックすることができる。言い換えると、i 番目の列ベクトル \mathbf{w}_i と j 番目の列ベクトル \mathbf{w}_j 間のパーミュテーションの場合に、パーミュテーションされたプリコーディング行列 $\hat{\mathbf{W}}$ は、下記の式 16 のように表すことができる。

10

【 0 1 0 9 】

【数 16】

式 16

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \cdots & \mathbf{w}_i & \cdots & \mathbf{w}_j & \cdots & \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix}$$

$$\hat{\mathbf{W}} = \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \cdots & \mathbf{w}_j & \cdots & \mathbf{w}_i & \cdots & \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix}$$

20

【 0 1 1 0 】

【表 11】

したがって、プリコーディング行列 \mathbf{W} を伴う有効チャネル $\tilde{\mathbf{H}}$ 、及びパーミュテーションされた行列 $\hat{\mathbf{W}}$ を伴うパーミュテーションされた有効チャネル $\hat{\mathbf{H}}$ は、それぞれ下記の式 17 のように表すことができる。

30

【 0 1 1 1 】

【数 17】

式 17

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\mathbf{W} &= \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \\ \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \cdots & \mathbf{w}_i & \cdots & \mathbf{w}_j & \cdots & \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_i & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_j & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{N_T} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 10$$

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\hat{\mathbf{W}} &= \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \\ \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{w}_1 & \cdots & \mathbf{w}_j & \cdots & \mathbf{w}_i & \cdots & \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \mathbf{w}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_1 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_j & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_i & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \mathbf{w}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \tilde{\mathbf{h}}_1 & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_j & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_i & \cdots & \tilde{\mathbf{h}}_{N_T} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 20$$

【0112】

上記の式 17 から、仮に 2 つの列ベクトルがパーミュテーションされるとすれば、受信 SINR 値自体はチャネル容量 / 和レートを一定にするために、順序 (order) 以外は変わらない。そこで、上記の式 14 及び式 15 のように、パーミュテーションされた有効チャネル及び k 番目の受信 SINR $SINR_k$ を獲得することができる。

【0113】

【数 18】

式 18

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{H}} = \mathbf{H}\hat{\mathbf{W}} &= \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \\ \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{w}}_1 & \hat{\mathbf{w}}_2 & \cdots & \hat{\mathbf{w}}_{N_R} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \vec{\mathbf{h}}_1^T \hat{\mathbf{w}}_1 & \vec{\mathbf{h}}_1^T \hat{\mathbf{w}}_2 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_1^T \hat{\mathbf{w}}_{N_R} \\ \vec{\mathbf{h}}_2^T \hat{\mathbf{w}}_1 & \vec{\mathbf{h}}_2^T \hat{\mathbf{w}}_2 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_2^T \hat{\mathbf{w}}_{N_R} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \hat{\mathbf{w}}_1 & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \hat{\mathbf{w}}_2 & \cdots & \vec{\mathbf{h}}_{N_R}^T \hat{\mathbf{w}}_{N_R} \end{bmatrix} \\ &= \begin{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_1 & \hat{\mathbf{h}}_2 & \cdots & \hat{\mathbf{h}}_{N_T} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad 30$$

【0114】

【数 19】

式 19

$$\hat{\rho}_k = SINR_k = \hat{\mathbf{h}}_k^H \left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \hat{\mathbf{h}}_i \hat{\mathbf{h}}_i^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_k \quad 40$$

【0115】

上記の式 19 から、干渉及び雑音部分は、下記の式 20 に示す通りであることに留意すべきである。

【 0 1 1 6 】

【 数 2 0 】

式 2 0

$$\left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \hat{\mathbf{h}}_i \hat{\mathbf{h}}_i^H \right)^{-1} = \begin{bmatrix} a_{11}^k & a_{12}^k & \cdots & a_{1N_R}^k \\ a_{21}^k & a_{22}^k & \cdots & a_{2N_R}^k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{N_R1}^k & a_{N_R2}^k & \cdots & a_{N_RN_R}^k \end{bmatrix}$$

10

【 0 1 1 7 】

【 表 1 2 】

新しい受信 SINR $\hat{\rho}_k$ は、下記の式 2 1 のように表すことができる。

【 0 1 1 8 】

【 数 2 1 】

20

式 2 1

$$\begin{aligned} \hat{\rho}_k = SINR_k &= \hat{\mathbf{h}}_k^H \left(N_0 \mathbf{I}_{N_R} + \sum_{\substack{i=1 \\ i \neq k}}^{N_R} \hat{\mathbf{h}}_i \hat{\mathbf{h}}_i^H \right)^{-1} \hat{\mathbf{h}}_k = \hat{\mathbf{h}}_k^H \begin{bmatrix} a_{11}^k & a_{12}^k & \cdots & a_{1N_R}^k \\ a_{21}^k & a_{22}^k & \cdots & a_{2N_R}^k \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{N_R1}^k & a_{N_R2}^k & \cdots & a_{N_RN_R}^k \end{bmatrix} \hat{\mathbf{h}}_k \\ &= \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_R} \hat{\mathbf{w}}_k \hat{\mathbf{h}}_i^* \times a_{ij} \times \hat{\mathbf{h}}_j^T \hat{\mathbf{w}}_k \end{aligned}$$

30

【 0 1 1 9 】

【 表 1 3 】

次に、1つのプリコーディング行列の特定列ベクトルにおいてマルチプレクシング $e^{-j\theta}$ ($0 \leq \theta \leq 2\pi$) の有効性をチェックすることができる。簡単に、 $\pm 1, \pm j$ は、同じサンプルにおけると同様に、可能な値になりうる。

40

【 0 1 2 0 】

【表 1 4】

$e^{-j\theta}$ が k 番目の列でマルチプレクシングされた $\tilde{\mathbf{W}}_k$ は、下記の式 2 2 のように表すことができる。

【 0 1 2 1】

【数 2 2】

10

式 2 2

$$\tilde{\mathbf{W}}_k = e^{-j\theta} \hat{\mathbf{W}}_k$$

【 0 1 2 2】

【表 1 5】

20

ここで、受信 SINR $\tilde{\rho}_k$ は、下記の式 2 3 のように表すことができる。

【 0 1 2 3】

【数 2 3】

式 2 3

$$\begin{aligned} \tilde{\rho}_k &= \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_R} \tilde{\mathbf{w}}_k \bar{\mathbf{h}}_i^* \times a_{ij} \times \bar{\mathbf{h}}_j^T \tilde{\mathbf{w}}_k \\ &= \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_R} e^{+j\theta} \hat{\mathbf{w}}_k \bar{\mathbf{h}}_i^* \times a_{ij} \times \bar{\mathbf{h}}_j^T e^{-j\theta} \hat{\mathbf{w}}_k \\ &= \sum_{i=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_R} \hat{\mathbf{w}}_k \bar{\mathbf{h}}_i^* \times a_{ij} \times \bar{\mathbf{h}}_j^T \hat{\mathbf{w}}_k \\ &= \hat{\rho}_k \end{aligned}$$

30

【 0 1 2 4】

【表 1 6】

40

上記の式 2 3 の結果から、プリコーディング行列の特定列ベクトルで単なるマルチプレクシング $e^{-j\theta}$ は、受信 SINR 及びチャネル容量 / 和レートに影響を与えないことがわかる。

【 0 1 2 5】

図 9 は、OFDMA 及び SC-FDMA のための一般的システム構造を示す図である。

50

【0126】

OFDMA (Orthogonal Frequency Division Multiple Access) または SC-FDMA (Single Carrier-Frequency Division Multiple Access) に基づく一般的な MIMO アンテナシステムにおいて、データ信号は、一つの転送シンボル内で複素マッピング関係 (complex mapping relation) を経る。転送されるデータはコードワードに分離される。大部分のアプリケーションにおいて、コードワードは、MAC (Medium Access Control) レイヤーによって与えられた転送ブロックと等価になるだろう。各コードワードは、ターボコードまたはテールバイティング畳み込み符号 (tail biting convolutional code) のようなチャンネルエンコーダを用いて個別にエンコーディングされる。コードワードは、エンコーディング後、適切なサイズにレートマッチング (rate matching) され、そしてレイヤーにマッピングされる。図9に示すように、SC-FDMA 転送において、DFT (Discrete Fourier Transform) プリコーディングが各レイヤーで行われ、OFDMA 転送において、DFT 変換が行われない。

10

【0127】

各レイヤーで DFT 変換された信号にプリコーディングベクトル/行列がかけられた後に (multiply)、転送アンテナポートにマッピングされる。転送アンテナポートは、アンテナ仮想化によって再び実際の物理アンテナにマッピングされることがある。

20

【0128】

単一搬送波信号 (SC-FDMA 転送信号のような) の一般的な CM (Cubic Metric) は、多重搬送波信号よりも遥かに小さい。この一般的な概念は、PAPR (Peak Power to Average power Ratio) と同一である。CM 及び PAPR は、送信機のパワーアンプ (Power Amplifier, PA) が支援すべき電力の動的範囲と関連している。同じ PA 下で、任意の転送信号が、低い CM 及び PAPR を有し、一部の他の信号形式は、高い転送電力で転送されることがある。逆に、PA の最大電力が固定され、送信機が高い CM 及び PAPR 信号を転送することを希望すると、低い CM 信号よりも転送電力をやや減らすことができる。単一搬送波信号が多重搬送波信号よりも低い CM を有する理由は、多重搬送波信号において信号の多数はオーバーラップして、たまには信号の共同位相 (Co-phase) の追加につながるためである。このような可能性は、信号のサイズをより大きくさせる。これが、OFDM システムが大きい PAPR 及び CM 値を有する理由である。

30

【0129】

出力信号 y は、単に情報シンボル x_1 で構成され、この信号は、 $y = x_1$ のような単一搬送波信号と見なすことができる。しかし、出力信号 y が複数の情報シンボル $x_1, x_2, x_3, \dots, x_N$ で構成されると、信号は、 $y = x_1 + x_2 + x_3 + \dots + x_N$ のように、多重搬送波信号と見なすことができる。PAPR または CM は、出力信号波形においてコヒーレントに (coherently) 共に追加された情報シンボルの数に比例するが、その値は、情報シンボルが特定個数になると飽和する傾向がある。したがって、出力信号波形は、単一搬送波信号をほとんど追加することなく生成され、CM 及び PAPR は、多重搬送波信号よりは小さく、単一搬送波信号よりはやや大きい。

40

【0130】

図10は、移動通信システムの一例である 3GPP LTE システムにおけるアップリンク SC-FDMA のためのシステム構造を示す図であり、図11は、移動通信システムの一例である 3GPP LTE システムにおけるアップリンク SC-FDMA 転送フレーム構造の一例を示す図である。

【0131】

Rel-8 LTE システムにおいて、アップリンク SC-FDMA のためのシステム構造及び転送フレームが、図10及び図11に示すように採択された。基本転送ユニットは、1サブフレームである。1サブフレームは、2スロットで構成され、CP (Cycli

50

c Prefix)の構成に応じて、1スロット内のSC-FDMAシンボルの数は7または6になる。各スロットにおいて、データ転送のために用いられない少なくとも1つの参照信号SC-FDMAシンボルが存在する。1つのSC-FDMAシンボル内には多数の副搬送波が存在する。RE(Resource Element)は、1副搬送波にマッピングされた複素情報シンボルである。DFT変換プリコーディングが用いられる場合に、転送で用いられるDFTサイズ及び副搬送波の数はSC-FDMAと同一であるから、REは、DFT変換インデックスにマッピングされた1つの情報シンボルである。

【0132】

LTE-Aシステムでは、アップリンク転送において4枚のレイヤーまでの空間多重化が考慮されている。アップリンク単一ユーザ空間多重化の場合に、アップリンクコンポーネント搬送波(Component Carrier、CC)別に1サブフレームで2転送ブロックまでスケジューリングされた端末(terminal)から転送されることが可能である。転送レイヤーの数に応じて、各転送ブロックと関連した変調シンボルは、Rel-8 LTEダウンリンク空間多重化と同様の原理に従って1枚または2枚のレイヤーにマッピングされる。さらに、DFT-プリコーディングされたOFDMが、空間多重化の適用されるか否かによらず、アップリンクデータ転送のために多重接続方式として採択される。多数のコンポーネント搬送波の場合に、コンポーネント搬送波別に1つのDFTがある。LTE-Aシステムにおいて、特に、周波数-連続(contiguous)及び周波数-不連続(non-contiguous)リソース割当は、各コンポーネント搬送波で支援される。

【0133】

図12は、SC-FDMA転送に基づくMIMOシステムのためのデータ信号のマッピング関係の一例を示す図である。

【0134】

コードワードの数が N_C で、レイヤー数が N_L であれば、 N_C 個の情報シンボルまたは N_C 個の倍数(Multiple)の情報シンボルが、 N_L 個のシンボルにまたは N_L 個の倍数のシンボルに割り当てられる。SC-FDMAのためのDFT変換プリコーディングは、レイヤーのサイズを変化させない。プリコーディングが各レイヤーで行われた後、情報シンボルの数は N_L から N_T に変わり、 $N_T * N_L$ 行列の乗算(multiplication)になる。一般に、空間的に多重化されたデータの転送ランクは、与えられた転送インスタント(instant)(図12の例で N_L)でデータを運ぶレイヤーの数と同一である。

【0135】

次世代通信システムにおいて1Gbpsのような非常に高速なデータ転送率を支援するために、ランク8のような高いランクのデータ転送の支援が必要である。空間レイヤー多重化された情報を正確に転送し、データ復調及びチャネル推定のためのよく設計された参照信号シーケンスを受信することが必要である。制御信号位置(Placement)、及び後方の(back)IE測定に必要な他の参照信号を考慮すると、空間レイヤー多重化されたデータ情報設計のための参照信号シーケンスは複雑で難しい。そこで、本発明では専用参照信号(dedicated reference signal)シーケンスを、データ情報を含むRB(Resource Block)に挿入する方法を提案する。

【0136】

LTEのような通信システムにおいて、多数の空間レイヤーに対してデータ復調及びチャネル推定のための参照信号を、図13に示すように、サブフレームにおけるリソース要素(Resource Element、RE)に挿入することができる。

【0137】

以下では、移動通信システムにおいて送信端及び受信端間に送受信される参照信号(Reference Signal、RS)について説明する。

【0138】

移動通信システムにおいて送信端が受信端へパケット(あるいは信号)を転送する時に

10

20

30

40

50

、送信端が転送するパケットは、無線チャンネルを通じて転送されるため、転送過程で信号の歪みが発生することがある。このように歪まれた信号を受信端で正しく受信するためには、受信端は、チャンネル情報を見つけ、このチャンネル情報に相応する分だけ受信信号において転送信号の歪みを補正することができる。このようにチャンネル情報を見つけるためには、送信端と受信端の両方が知っている信号を転送する必要がある。すなわち、受信端で知っている信号がチャンネルを通じて受信される時に、当該信号の歪みの度合によりチャンネル情報を見つけ出す方法を主に用いるが、この時に転送される送信側と受信側の両方が知っている信号を、参照信号またはパイロット信号 (Pilot Signal) という。

【 0 1 3 9 】

今までは、送信端が受信端にパケットを転送する時に、1個の送信アンテナと1個の受信アンテナを用いてきた。これに対し、最近では、大部分の移動通信システムにおいて、多重送信アンテナと多重受信アンテナを採択して送受信データ効率を向上させる方法を用いている。移動通信システムの送信端あるいは受信端において容量増大、通信性能の改善のために多重アンテナを用いてデータを送受信する場合に、各送信アンテナ別に別個の参照信号が存在する。受信端は、知っている各送信アンテナ別参照信号を用いて、各送信アンテナから転送された信号を正しく受信することができる。

【 0 1 4 0 】

移動通信システムにおいて、参照信号を、その目的によって2種類に大別することができる。参照信号には、チャンネル情報獲得のためのものと、データ復調のためのものがある。前者は、端末がダウンリンクでのチャンネル情報を獲得するためのもので、広帯域に転送される必要がある。すなわち、特定サブフレームでダウンリンクデータを受信しない端末であっても、この参照信号を受信し測定できるようにしなければならない。また、このようなチャンネル測定用参照信号は、ハンドオーバーの測定などのために用いられてもよい。後者は、基地局がダウンリンク信号を転送する時に、該当のリソースで共に送る参照信号であり、端末は、この参照信号を受信することによってチャンネル推定をし、データを復調することが可能になる。この復調用参照信号は、データが転送される領域で転送されなければならない。

【 0 1 4 1 】

移動通信システムの一例である Release 8 LTEシステムでは、ユニキャストサービスのために2種類のダウンリンク参照信号が定義されている。チャンネル状態に関する情報獲得及びハンドオーバーなどの測定などのために用いられる共通参照信号 (Common Reference Signal ; 以下、「CRS」という。) と、データ復調のために用いられる専用参照信号 (DR S : D e d i c a t e d R S ; 以下、「DRS」という。) (UE - 特定参照信号に該当する。) との2種類の参照信号がある。Release 8 LTEシステムにおいて、UE - 特定参照信号は、データ復調用だけに用いられ、CRSは、チャンネル情報獲得及びデータ復調の2つの目的のために用いられる。このCRSは、セル - 特定 (c e l l - s p e c i f i c) 参照信号で、基地局は広帯域にわたって毎サブフレームごとにCRSを転送する。セル - 特定 (C e l l - s p e c i f i c) CRSは、基地局の転送アンテナ個数に応じて最大4個のアンテナポートに対して転送される。例えば、基地局の送信アンテナの個数が2個であれば、0番と1番のアンテナポートに対するCRSが転送され、4個であれば、0乃至3番のアンテナポートに対するCRSがそれぞれ転送される。

【 0 1 4 2 】

図13は、3GPP LTEシステムにおける参照信号パターンの例を示す図である。

【 0 1 4 3 】

図13の (a)、(b) 及び (c) はそれぞれ、1つのRBにおけるRS位置を表している。複数の参照信号 (RS) を1RB内で互いに異なる用途で転送することができる。図13に示すCRS (Common Reference Signal) は、セル共通参照信号で、システム全帯域にわたって転送される。CRSは、データ転送の復調、チャンネル推定、チャンネルトラッキング (t r a c k i n g)、セル検出などのような用途に

10

20

30

40

50

用いられるものでよい。DRS (Dedicated Reference Signal) は、データ復調のために用いられる参照信号で、端末が基地局からデータを受信する時にのみ特定RBで転送される。DRSは端末特定信号として転送されるため、一般に、特定端末は、他の端末へのDRS転送がわからない。N枚までの空間レイヤー (spatial layer) データ転送を支援するために、N個のDRSが必要である。

【0144】

以下の例では、システムが8枚の空間レイヤーデータ転送まで支援するとして説明する。MU-MIMO (Multi User-MIMO) 転送を正しく支援するために、基地局が各端末に転送する8個のDRSが直交したり、または良好な相関特性を有する必要がある。また、8枚のレイヤーまで支援するシステムは、各レイヤー別にDRSを転送することができ、互いに異なる端末の組み合わせに対するデータ転送のために、1枚以上のレイヤーが用いられることが可能である。DRSは、LTE-AシステムなどではDMRS (Data Demodulation RS) とも呼ばれる。

10

【0145】

各レイヤー別DRSを様々な方法で多重化することができる。例えば、コード分割多重化 (Code Division Multiplexing, CDM)、周波数分割多重化 (Frequency Division Multiplexing, FDM)、または時分割多重化 (Time Division Multiplexing, TDM) 方式で多重化したり、あるいはこれらの組み合わせで多重化することができる。図13の(a)、(b)、(c)はそれぞれ、DRS多重化に基づくCDM及びFDM方式を示している。レイヤー1及び2 (DRSレイヤー3及び4またはevenレイヤー5、6、7、8は、DRSシーケンスをマッピングする方法と類似の方法に従う) のための12個のREを調べてみると、1RB内の12個のREは、図14に示す通りである。

20

【0146】

図14は、1RB内でDRSレイヤー1及び2のためにコード多重化されたREのパターン例を示す図である。

【0147】

図14で、ウォルシュ-アダマール (walsh-hadamard) コードのようなコードがRE(1410)及びRE(1420)に適用されている (すなわち、RE(1410)には+1を、RE(1420)にも+1をかけたり、または、RE(1410)には+1を、RE(1420)には-1をかけることで、時間軸で2つの連続するREがウォルシュコードでかけられる)。実際DRSシーケンスが各DRS REに適用される方法について以下に記述する。一般に、特定端末のために割り当てられたRBは、システムで用いられる全体利用可能なRBのサブセット (subset) に該当する。

30

【0148】

図15は、DRSシーケンスを生成する方法の一例を示す図である。

【0149】

図15に示すように、全体システム帯域幅のうち、一部のRBが特定端末にスケジューリングなどの理由から割り当てられることがある。図15に示すように、基地局は、全体システム帯域幅に該当するRBサイズでDRSシーケンスを生成することができる。基地局が特定端末に対してスケジューリングする場合に、基地局は、全体生成されたDRSシーケンスのうち、該当の端末に割り当てたRBに対応するDRSシーケンスを用いることができる。

40

【0150】

図16は、DRSシーケンスを生成する方法の他の例を示す図である。

【0151】

図16を参照すると、図15でのDRSシーケンスを生成する方法と違い、基地局は、特定端末のために割り当てたデータRBと同じサイズでDRSシーケンスを生成することができる。このように、基地局が特定端末に割り当てたRBサイズと同一のサイズでDRSシーケンス生成して用いると、基地局は、MU-MIMOのように、空間領域多重化を

50

通じて互いに異なるRBを割り当てられた多数の端末をスケジューリングすることができる。空間多重化された端末が互いに異なるRBを割り当てられる場合に、各端末のために用いられるDRSシーケンスは、空間的に多重化されたRBで用いられるシーケンスがそれぞれ異なるように生成することができる。

【0152】

図16の(a)に示すように、ハッチング領域は、特定端末にDRSを転送するために割り当てられたRBである。基地局は、特定端末に割り当てられたRBにデータRBサイズに該当するRSシーケンスを適用してDRSシーケンスを生成することができる。

【0153】

図16の(b)は、基地局が各端末(UE1、UE2)別に互いに異なるシーケンスを適用してDRSシーケンスを生成する場合を示している。各端末に対して互いに異なるシーケンスを適用すると、各端末のためのDRSが直交せず、結果としてチャネル推定性能の劣化を招き、通信性能の損失につながる。基地局が多数の端末への転送のための各転送レイヤーに対して直交DRSを用いるために、コード多重化されたレイヤーのためのDRSに対して同じシーケンスを用いる必要がある。しかし、周波数多重化されたレイヤーのためのDRSに対しては同じシーケンスを用いる必要はない。互いに異なる端末に対して同じDRSシーケンスを生成するために、2個のシーケンス生成方法を考慮することができる。

10

【0154】

図17は、DRSシーケンスを生成する方法の一例を説明するための図である。

20

【0155】

第一の方法として、それぞれの割り当てられたRBに対してDRSシーケンスを生成する方法がある。DRSのために用いられるシーケンスを、割り当てられたRBのそれぞれに対して生成することができる。また、各RBで用いられたシーケンスパターンをランダム化するために、各RB別に互いに異なるDRSシーケンスを生成することができる。異なるRBに対して異なるシーケンスを生成する方法の一つに、シーケンス生成関数の初期値部分にRBインデックスを追加することができる。

【0156】

次に、図18を参照して、1RB内でコード分割多重化方式で用いられたREセットのためにシーケンスを追加(あるいは挿入)する3つの方法について記述する。

30

【0157】

図18は、1RB内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【0158】

図18の(a)、(b)及び(c)に示すシーケンス生成方法はそれぞれ、1RB内でコード分割多重化方式で用いられたREセットのためのシーケンスを生成する方法に相当する。

【0159】

図18の(a)に示すように、第1のシーケンス生成方法として、コード多重化されたDRS REレイヤーのための1つのDRSシーケンスを生成することができる。この第1のシーケンス生成方法において、DRS RE位置に生成されてマッピングされた長いシーケンス(long sequence)は、全てのCDM DRSLレイヤーに共通する。各DRSLレイヤーについて、互いに異なるウォルシュコードが互いに異なるDRSLレイヤー間に直交性を保障するように適用される(ウォルシュカバリング)。長いシーケンスを有し、REにかけられたウォルシュコードにわたり互いに異なるシーケンス要素の可能性を有することの利点は、DRS REが効率よくランダム化され、結果として他のセル間への干渉をよりランダム化できることである。

40

【0160】

図18の(b)に示すように、第2のシーケンス生成方法として、コード多重化されたDRS REレイヤーに対して1つ以上のDRSシーケンスを生成することができる。第2のシーケンス生成方法において、長いシーケンス(long sequence)が生

50

成されて、ウォルシュコードが適用される（例えば、ウォルシュ拡散される）ことになるリソース上で同じシーケンスが反復されるDRS RE位置でマッピングされる。各レイヤーに対するシーケンスは、互いに異なってよい。各DRSレイヤーには、互いに異なるウォルシュコードを互いに異なるDRSレイヤー間の直交性を保障するために適用することができる。このような方法において、ウォルシュコードの適用されるREに沿って同じシーケンスが反復され、互いに異なるレイヤーは互いに異なるDRSシーケンスを有することができる。この場合も同様、互いに異なるDRSレイヤー間に直交性が保障される。これにより、互いに異なるDRSシーケンスを有する互いに異なるセル間にも直交的なDRS転送が可能になる。この第2のシーケンス生成方法において、レイヤーインデックスはDRSシーケンス生成初期値に入力されるとよい。

10

【0161】

図18の(c)に示すように、第3のシーケンス生成方法として、図18の(a)及び(b)における第1及び第2のシーケンス生成方法を混合(hybrid)することができる。可能な互いに異なるDRSシーケンスがDRS REにマッピングされ、このDRS REにはウォルシュコードが適用される。図18の(c)に例示するように、2つの異なるDRSシーケンスはDRS RE位置にマッピングされて、ウォルシュコードが互いに異なるDRSシーケンスにわたって適用されるようにする。このような方法は、2番目のDRSシーケンスを実際に1番目のDRSシーケンスと同じものとしてDRSシーケンスを構成することも可能である。この場合、互いに異なるDRSシーケンスを第3のシーケンス生成方法と同一にして構成すると、第2のシーケンス生成方法のように見えることができる。DRSシーケンスが互いに異なる場合に、第3のシーケンス生成方法は第1のシーケンス生成方法と類似になりうる。このような方法によれば、互いに異なるセル間のDRS干渉をランダム化でき、セル間のDRS転送の直交性を維持する構成を可能にすることができる。

20

【0162】

第3のシーケンス生成方法において、ウォルシュコードのかけられたREセット指示子の間に同一のまたは異なるDRSシーケンス（可能な限り同一のDRSシーケンス）及びレイヤーインデックスがDRSシーケンス生成初期値のために入力されてもよい。

【0163】

図19は、DRSシーケンスを生成する方法の一例を説明するための図である。

30

【0164】

第2の方法として、全体システム帯域幅に対してDRSシーケンスを生成し、長く生成されたDRSシーケンスの一部(sub-portion)を各RB位置で用いることができる。基地局は、全体システム帯域幅に対するDRSシーケンスを生成でき、割り当てられたRBのそれぞれに対して、長いDRSシーケンスの一部のDRSシーケンスを用いることができる。このようなDRSシーケンス生成方法において、コード分割多重化のために用いられるREセットに対するシーケンスを挿入する3つの方法について記述する。

【0165】

図20は、1RB内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【0166】

図20の(a)、(b)及び(c)はそれぞれ、1RB内でコード分割多重化方式で用いられたREセットのためにシーケンスを挿入する方法に示している。

40

【0167】

図20の(a)に示す第1のシーケンス生成方法は、生成された長いDRSシーケンスの一部を特定RBに対するDRSシーケンスとしてマッピングすることができる。長いDRSシーケンスは、最も周波数の低い副搬送波から最も周波数の高い副搬送波までマッピングされる。データ転送のためにいずれのRBが用いられるかによって、特定RBのためのDRSシーケンスとしては、既に全体システム帯域幅にわたってマッピングされた長いDRSシーケンスのうち一部が用いられる。この第1のシーケンス生成方法において、同じDRSシーケンスは、1つのウォルシュコードセットがかけられる互いに異なるOFD

50

Mシンボルに用いられる。これは、レイヤー間に互いに異なるDRSシーケンスを許容することに相当し、DRSレイヤー間に直交性を相変らず保障する。また、他のセルとのDRS直交性を保障することができる。

【0168】

図20の(b)に示す第2のシーケンス生成方法は、生成された長いDRSシーケンスの一部を、特定RBに対するDRSのためにマッピングすることができる。長いDRSシーケンスは最も周波数の低い副搬送波から最も周波数の高い副搬送波までマッピングされる。データ転送のためにいずれのRBが用いられるかによって、特定RBのためのDRSシーケンスとしては、既に全体システム帯域幅にわたってマッピングされた長いDRSシーケンスのうちの一部が用いられる。この第2のシーケンス生成方法において、可能な互いに異なるDRSシーケンスは、1つのウォルシュコードセットがかけられる互いに異なるOFDMシンボルに用いられる。この場合に、コード分割多重化された各レイヤーに対する基本(base)DRSシーケンスは同一であり、互いに異なるDRSレイヤーは、与えられた基本DRSシーケンスに加えて、互いに異なるウォルシュコードを用いることができる。

10

【0169】

周波数分割多重化(FDM)された異なるレイヤーに対するDRSは、互いに異なる基本DRSシーケンスを有することができる。上記の第2のシーケンス生成方法は、各OFDMシンボルに対する互いに異なるDRSシーケンスを有するように適用されるとよい。レイヤーインデックス、OFDMシンボルインデックス、及びスロット番号(あるいはサブフレーム番号)が、長いDRSシーケンス生成初期値に入力されることが可能である。

20

【0170】

また、上記の第2のシーケンス生成方法に加えて、システムは、互いに異なるOFDMシンボルに対して同じDRSシーケンスを適用するように構成することができ、同じDRSシーケンスは、図20の(a)に示す第1のシーケンス生成方法と同様に、ウォルシュコードセットでかけられたREに用いることができる。図20の(b)で、DRSシーケンス b_i 及び d_i はそれぞれ、DRSシーケンス a_i 及び c_i と同一でよい。これは、図20の(a)における第1のシーケンス生成方法が、図20の(b)における第2のシーケンス生成方法のように構成されるようにする。互いに異なるOFDMシンボル構成の指示に対する同一のまたは互いに異なるDRSシーケンスは、DRSシーケンス生成初期値に入力されてもよい。

30

【0171】

図20の(c)に示す第3のシーケンス生成方法は、図20の(a)及び(b)における上記の各第1及び第2のシーケンス生成方法により生成されたDRSシーケンス要素(element)に対して要素間の積(element by element)によってDRSシーケンスを新しく生成することができる。図20の(c)の左側に示す方法で生成されたDRSシーケンスは、1RBに該当するシーケンスであり、同様に、図20の(c)の右側に示す方法で生成されたDRSシーケンスも、1RBに該当するシーケンスである。各RBで生成された要素(element)をかけて新しくDRSシーケンスを生成することができる。このような場合には、2RB単位でDRSシーケンスを生成することを反復することができる。3GPP LTEシステムのシステム帯域幅を12RBとすれば、このような過程を6回反復できる。

40

【0172】

この方法において、ウォルシュ拡散RSシーケンスは、全てのREにおいて互いに異なるシーケンス値を有する互いに異なるRSシーケンスによりさらにスクランプリングされることが可能である。この方法により、ウォルシュ拡散RSシーケンス(DRS OFDMシンボル上での同じシーケンス)による干渉ランダム化有効損失は、secondary RSシーケンススクランプリングによって低減することができる。この第3のシーケンス生成方法は、互いに異なるシーケンス特性及び1つのRSシーケンスを制御するシーケンス生成値に2個の入力フィールドを有することによって具現することができる。第3

50

のシーケンス生成方法は、セルのグループが協力する場合に、グループ内のセルが互いに異なるウォルシュコードを共有し、同時にセルの他のグループがランダム化される必要がある時に有用な方法である。

【0173】

次に、DRSシーケンスを生成する上で必要なシーケンス初期化値について説明する。

【0174】

効果的なMU-MIMOを支援するために、DRSシーケンスは端末IDで初期化することができず、むしろ、セルID、サブフレーム番号（あるいはスロット番号）、OFDMシンボルインデックス（サブフレームまたはスロット内で）、レイヤーインデックス、ノーマルCP（normal Cyclic Prefix）または拡張CP（extended CP）指示など（すなわち、異なるOFDMシンボル構成指示のための同一のまたは異なるDRSシーケンス）の組み合わせでのみ初期化することができる。追加のシーケンス初期化パラメータは、レイヤーインデックス（コード分割多重化されたDRSレイヤー内で計算される（numerated））、及び周波数オフセットインデックス（全体的に、異なるRE時間/周波数位置セットにマッピングされたDRSを区別するためにFDM DRSレイヤー間に計算される）でよい。

【0175】

さらに、ウォルシュコードがDRSシーケンスを時間軸上で拡散させたり、またはウォルシュコードがDRSシーケンスにカバリング（あるいはMultiply）される方式で、DRSシーケンスはDRSレイヤーREにマッピングされてもよい。ウォルシュコード拡散シーケンスは、より好ましい直交性を保障する一方で、ウォルシュカバリングされたシーケンスは、相互-相関特性をより好ましくさせる。これは、システムにおいてウォルシュコードがDRSマッピングプロセスで用いられるようにする構成を可能にする。

【0176】

ここで、全てのDRSシーケンスはPRBS（Pseudo Random Binary Sequence）生成器で生成されたとする。PR（Pseudo Random）シーケンスは、長さ31のゴールドシーケンスで定義される。長さ M_{PN} の出力シーケンス $c(n)$ は、下記の式24のように定義することができる（ここで、 $n=0, 1, \dots, M_{PN}-1$ ）。

【0177】

【数24】

数24

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

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

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

【0178】

ここで、 $N_C = 1600$ であり、1番目の m -シーケンスは、 $x_1(0) = 1$ 、 $x_1(n) = 0$ 、 $n = 1, 2, \dots, 30$ と初期化される。

【0179】

10

20

30

40

【表 17】

2番目のm-シーケンスの初期化は、シーケンスのアプリケーション(application)による値に従って値を有する $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ で表すことができる。ここで、 $x_1(i)$ は、ゴールドシーケンス生成器の1番目のm-シーケンスであり、 $x_2(i)$ は、ゴールドシーケンス生成器の2番目のm-シーケンスである。ゴールドシーケンスの初期値が具体化していない2番目のm-シーケンスの初期値について記述する。

10

【0180】

全てのDRSシーケンス生成方法において、レイヤーインデックス値が、全てのCDM/FDM DRS REセットのうち特定CDM REセットがシーケンス生成初期値の一部として用いられる旨を指示することを提案する。この場合、全てのレイヤーインデックス指示子値が必ずしも全てのDRSレイヤーに対して異なる必要はない。一部のDRSレイヤーは、同じレイヤーインデックス指示子を有してもよい。レイヤーインデックス指示子を周波数オフセット指示子と表現することもできる。

20

【0181】

図18の(a)及び(b)で説明した第1及び第2のシーケンス生成方法で適用可能なDRSシーケンス生成関数及びその初期値はそれぞれ、下記の式25及び式26のように表すことができる。

【0182】

【数25】

数25

$$r_{N_{rb}}(m) = w(m) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw(m) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)) \quad m = 0, 1, 2, \dots, 11$$

30

【0183】

【表18】

ここで、 N_{rb} は、該当のPDSCH転送のリソースブロック(RB)インデックスを表し、 $w(m)$ は、DRSシーケンスにかけられるウォルシュコードを表す。シーケンス初期化値の例は、下記の式26のように表すことができる。ここで、 $\lfloor \cdot \rfloor$ は床(floor)関数を表すもので、 $\lfloor n_s/2 \rfloor$ 値は、 $n_s/2$ より小さい、または同一の整数値を表す。

40

【0184】

【数 2 6】

数 2 6

$$c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (10 \cdot N_{\text{rb}} + \lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2^1 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{FO}}$$

【0 1 8 5】

図 1 8 の (c) で説明した第 3 のシーケンス生成方法で適用可能な D R S シーケンス生成関数及びその初期値はそれぞれ、下記の式 2 7 及び式 2 8 のように表すことができる。

10

ここで、 N_{FO} は、D R S レイヤーインデックスの関数で、周波数で区別されるレイヤーグループを指示する値として用いられる。

【0 1 8 6】

【数 2 7】

数 2 7

$$r_{r, N_{\text{rb}}}(m) = w(m) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m)) + jw(m) \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m+1)) \quad m = 0, 1, 2, \dots, 5$$

20

【0 1 8 7】

ここで、 N_{rb} は、該当の P D S C H 転送のリソースブロック (R B) インデックスを表し、 $w(m)$ は、D R S シーケンスにかけられるウォルシュコードを表す。 N_{layer} は、基本 D R S シーケンスのためのレイヤーインデックスを表し、 l' は、O F D M シンボルインデックスの関数である D R S シーケンスインデックスである。同じ 2 個の D R S シーケンスインデックスが 1 R B 内で用いられることが可能である。互いに異なる D R S レイヤーは、D R S レイヤー間の直交性を保障し、ウォルシュコードを適用するために、同じ基本シーケンス (b a s e s e q u e n c e) を有することができる。シーケンス初期化値の一例として、下記の式 2 8 のような値を有することができる。

【0 1 8 8】

30

【数 2 8】

数 2 8

$$c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (N_{\text{rb}} + N_{\text{layer}} + \lfloor n_s/2 \rfloor + l' + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2^1 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{FO}}$$

【0 1 8 9】

【表 1 9】

40

ここで、 n_s は、1 無線フレーム内のスロット番号 (n u m b e r) を表し、 $N_{\text{ID}}^{\text{cell}}$ は、物理レイヤーセル ID を表し、 N_{FO} は、D R S レイヤーインデックスの関数で、互いに異なるレイヤーインデックスグループを周波数で区別するための値を表す。

【0 1 9 0】

また、図 2 0 の (a) で説明した第 1 のシーケンス生成方法で適用可能な D R S シーケ

50

ンス生成関数及びその初期値をそれぞれ、下記の式 29 及び式 30 のように表すことができる。式 29 は、DRSシーケンスを生成する式の一例を、式 30 はDRSシーケンスを生成するための初期値を表す。

【0191】

【数29】

数29

$$r_{l,n_s}(m) = w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m)) + j w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m=0,1,\dots,3N_{RB}^{\max DL} - 1 \quad 10$$

【0192】

【表20】

l は、スロット内でOFDMシンボルの番号、 n_s は、1無線フレーム内のスロット番号 (number) であり、 w_{l,n_s} は、スロット番号のインデックスであるOFDMシンボルに適用されたスクランプリングコードシーケンスにかけられるウォルシュコードを表す。 20

【0193】

【数30】

数30

$$c_{\text{init}} = 2^{26} \cdot N_{\text{layer}} + 2^{10} \cdot (N_{\text{dmrs}} \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l' + 1) \cdot (2 \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) + 2^l \cdot N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + N_{\text{FO}} \quad 30$$

【0194】

ここで、 l' は、OFDMシンボルインデックスの関数であるDRSシーケンスインデックス、 N_{layer} は、基本DRSシーケンスのためのレイヤーインデックスを表す。互いに異なるDRSレイヤーは、ウォルシュコードを適用し、直交性を保障するために、同じ基本シーケンス (base sequence) を有することができる。DRSシーケンスインデックスは、サブフレーム内でDRS REを含むOFDMシンボルを計算した (numerate) インデックスでよい。互いに異なるOFDMシンボルで同じDRSシーケンスを有する特定DRSシーケンスは同じ値を有するように選択し、同じシーケンスが生成されるようにする。2個の互いに異なるDRSシーケンス全体は、1RB内で1DRSレイヤーのために用いられ、 N_{dmrs} は、2のような値でよい。下記の式31及び式32で表すように、特定レイヤーは、追加的に初期値に挿入される互いに異なる基本シーケンスレイヤー情報を有している。 40

【0195】

【数 3 1】

数 3 1

$$r_{l,n_s}(m) = w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{RB}^{\max DL} - 1$$

【0 1 9 6】

【表 2 1】

10

ここで、 n_s は、1無線フレーム内におけるスロット番号 (number) で、 N_{ID}^{cell} は、物理レイヤーセルIDである。 w_{l,n_s} は、スロット番号 n_s のインデックスであるOFDMシンボルに適用されたスクランプリングコードシーケンスにかけられるウォルシュコードを表す、 l は、スロット内でOFDMシンボルを表す。

20

【0 1 9 7】

DRSは、専用参照信号であるから、ノーマルCPと拡張CP間のシーケンスを区別する必要がない。したがって、いずれのCP情報も初期値を求めるのに挿入されない。初期値の一例を、下記の式32のように表すことができる。

【0 1 9 8】

【数 3 2】

数 3 2

$$c_{init} = 2^{10} \cdot (7 \cdot (n_s + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{cell} + N_{FO}$$

30

【0 1 9 9】

【表 2 2】

n_s は、1無線フレーム内のスロット番号 (number) で、 N_{ID}^{cell} は、物理レイヤーセルIDである。 N_{FO} は、DRSレイヤーインデックスの関数で、レイヤーインデックスグループを指示するための値を表す。ここで、レイヤーインデックスグループを周波数で区別することができる。すなわち、 N_{FO} は、DRSレイヤーインデックス関数で、周波数オフセット指示子 (0または1) に該当する。DRSレイヤーを有するシステムのために、2個の N_{FO} 値まで0に固定できる。 N_{FO} 値の例を下記の表3乃至表5のように表すことができる。

40

50

【 0 2 0 0 】

【表 2 3】

表 3

レイヤーインデックス (1からカウントされる)	N_{FO} 値
1、2、5、または7	0
3、4、6、または8	1

【 0 2 0 1 】

【表 2 4】

10

表 4

レイヤーインデックス (1からカウントされる)	N_{FO} 値
1、2、5、または6	0
3、4、7、または8	1

【 0 2 0 2 】

【表 2 5】

20

表 5

レイヤーインデックス (1からカウントされる)	N_{FO} 値
1、2、3、または4	0
5、6、7、または8	1

【 0 2 0 3 】

図 20 の (b) で説明した第 2 のシーケンス生成方法で適用可能な D R S シーケンス生成関数及びその初期値はそれぞれ、下記の式 3 3 及び式 3 4 のように表すことができる。

30

【 0 2 0 4 】

【数 3 3】

数 3 3

$$r_{l,n_s}(m) = w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + j w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{RB}^{\max, DL} - 1$$

【 0 2 0 5 】

【表 2 6】

40

ここで、 l' は、OFDMシンボルインデックスの関数である D R S シーケンスインデックスを表し、 w_{l',n_s} は、スロット番号 n_s のインデックス l' である D R S シーケンスインデックスにかけられたウォルシュコードを表す。

50

【 0 2 0 6 】

【 数 3 4 】

数 3 4

$$c_{\text{init}} = 2^{10} \cdot (4 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l' + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + N_{FO}$$

【 0 2 0 7 】

ここで、 l' は、OFDMシンボルインデックスの関数であるDRSシーケンスインデックスであり、DRSシーケンスインデックスは、サブフレーム内でDRS REを含むOFDMシンボルを計算した(numerate)インデックスでよい。互いに異なるOFDMシンボルで同じDRSシーケンスを有する特定DRSシーケンスは同じ l' 値を有するように選択して、同じシーケンスが生成されるようにする。特定レイヤーは、追加的に初期値に挿入される互いに異なる基本シーケンスレイヤー情報を有している。これを下記の式35のように表すことができる。

10

【 0 2 0 8 】

【 数 3 5 】

数 3 5

$$c_{\text{init}} = 2^{26} \cdot N_{\text{layer}} + 2^{10} \cdot (4 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l' + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{\text{cell}} + N_{FO}$$

20

【 0 2 0 9 】

図20の(c)で説明した第2のシーケンス生成方法で適用可能なDRSシーケンス生成は、3つ方式で具現できる。

【 0 2 1 0 】

第一の具現方式として、互いに異なる初期値で初期化される2個のゴールドコードシーケンスを用いてDRSシーケンスを生成することができる。下記の式36は、このようなDRSシーケンス生成の一例を表すものである。

30

【 0 2 1 1 】

【 数 3 6 】

数 3 6

$$r_{l',n_s}^1(m) = w_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

$$r_{l',n_s}^2(m) = w_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{\text{RB}}^{\text{max,DL}} - 1$$

40

$$r_{l',n_s}(m) = r_{l',n_s}^1(m) \cdot r_{l',n_s}^2(m)$$

【 0 2 1 2 】

【表 2 7】

ここで、 $r_{r,n_s}^1(m)$ 及び $r_{r,n_s}^2(m)$ はそれぞれ、互いに異なる初期値で初期化されたゴールドシーケンスを用いて生成したDRSシーケンスである。

【0 2 1 3】

【表 2 8】

10

1 番目のシーケンス ($r_{r,n_s}^1(m)$) のための可能なゴールドコード初期化特性は、下記の通りである。

1. 各コード分割多重化されたレイヤーに対して互いに異なるシーケンス
2. 各周波数分割多重化されたレイヤーに対して互いに異なるシーケンス
3. ウォルシュコードのかけられたRE間の同じシーケンス
4. セル間の互いに異なるシーケンス

20

【0 2 1 4】

そして、1 番目のシーケンスの初期化値は、下記の式 3 7 乃至式 3 9 のいずれかで表すことができる。

【0 2 1 5】

【数 3 7】

30

数 3 7

$$c_{init}^1 = 2^{26} \cdot N_{layer} + 2^{10} \cdot (14 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l' + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{cell} + N_{FO}$$

【0 2 1 6】

【数 3 8】

40

数 3 8

$$c_{init}^1 = 2^{26} \cdot N_{layer} + 2^{10} \cdot (4 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l' + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{cell} + N_{FO}$$

【0 2 1 7】

【数 3 9】

数 3 9

$$c_{init}^1 = 2^{26} \cdot N_{layer} + 2^{10} \cdot (n_s + 1) \cdot (2 \cdot N_{ID}^{cell} + 1) + 2^1 \cdot N_{ID}^{cell} + N_{FO}$$

【 0 2 1 8 】

2番目のシーケンスのための可能なゴールドコード初期化特性は、下記の通りである。

- 1 . 各コード分割多重化されたレイヤーに対して同じシーケンス 10
- 2 . 各周波数分割多重化されたレイヤーに対して同じシーケンス
- 3 . ウォルシュコードのかけられた R E 間の互いに異なるシーケンス
- 4 . セル間の互いに異なるシーケンス

【 0 2 1 9 】

【表 2 9】

そして、2番目のシーケンス ($r_{l,n_s}^2(m)$) の初期化値は、下記の式 4 0 乃至式 4 3 のいずれ

かで表すことができる。 20

【 0 2 2 0 】

【数 4 0】

数 4 0

$$c_{init}^2 = 2^{10} \cdot (14 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_l + 1) + 2^1 \cdot N_l$$

30

【 0 2 2 1 】

【数 4 1】

数 4 1

$$c_{init}^2 = 2^{10} \cdot (4 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l'' + 1) \cdot (2 \cdot N_l + 1) + 2^1 \cdot N_l$$

【 0 2 2 2 】

【数 4 2】

40

数 4 2

$$c_{init}^2 = 2^{28} \cdot N_{FO} + 2^{10} \cdot (14 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l + 1) \cdot (2 \cdot N_l + 1) + 2^1 \cdot N_l$$

【 0 2 2 3 】

【数 4 3】

数 4 3

$$c_{init}^2 = 2^{28} \cdot N_{FO} + 2^{10} \cdot (4 \cdot (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) + l'' + 1) \cdot (2 \cdot N_l + 1) + 2^1 \cdot N_l$$

【 0 2 2 4 】

【表 3 0】

10

上記の式 4 0 乃至 4 3 で表した 2 番目のシーケンスのための初期化値は、再整列 (reorder) されてマッピングされることが可能である。例えば、 $c_{init}^2 = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^{30-i}$ と定義するとする。類似の初期化値が生成される場合に、互いに異なるシーケンスを生成するために、1 番目及び 2 番目のシーケンス間の互いに異なるシーケンスを生成することを許容する。

【 0 2 2 5 】

20

上記の図 2 0 の (c) に関するシーケンス生成方法において、RS シーケンスの 1 つは、セル ID、OFDM シンボルインデックス (あるいは DRS シンボルカウンタ/インデックス)、レイヤーインデックス、及び周波数オフセットインデックスを組み合わせる初期化することができる。他の RS シーケンスは、 N_1 、及び OFDM シンボルインデックス (あるいは DRS シンボルカウンタ/インデックス) を組み合わせる初期化することができる。1 番目の RS シーケンスは、ウォルシュコード多重化された RE で同じシーケンスを有するだろう。しかし、2 番目の RS シーケンスは、ウォルシュコード多重化された RE で同じシーケンスを有しないだろう。

【 0 2 2 6 】

N_1 は、CoMP (Coordinated Multi Point) セル ID 番号、または多数のセルが共有する値でよい。 N_1 は、端末が RS シーケンスを正確に受信するために、端末にシグナリングされる必要がある。1 番目の初期化値は、OFDM シンボルに含まれた全ての DRS 上で変わらないが、2 番目の初期化値は、OFDM シンボルに含まれた全ての DRS 上で変わることがある。

30

【 0 2 2 7 】

図 2 1 は、1 RB 内で DRS シーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【 0 2 2 8 】

図 2 1 は、各レイヤー別に互いに異なるシーケンスを生成し、ウォルシュ拡散を用いる場合である。図 2 1 で、全てのコード分割多重化 (CDM) DRS レイヤーにわたって互いに異なるシーケンスを使用し、DRS レイヤーにわたって直交性を維持するために互いに異なるウォルシュコードを使用する。各 CDM DRS レイヤーのために用いられた各シーケンスは、ウォルシュコードで拡散される。これは、1 つの RE セットがウォルシュコードで拡散され、ウォルシュコード要素乗算値 (walsh code element multiplication value) 以外は同じシーケンス値が用いられる。

40

【 0 2 2 9 】

図 2 2 は、2 つのセルが、生成された DRS シーケンスを用いて DRS を転送する一例を示す図である。

【 0 2 3 0 】

図 2 2 の右側における受信端で受信した信号の式、及び受信アンテナポートで受信した

50

信号に対して推定されたチャネルはそれぞれ、下記の式 4 4 及び式 4 5 のように表すことができる。

【 0 2 3 1 】

【 数 4 4 】

数 4 4

$$r_0 = h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i + n_0$$

$$r_1 = h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i + n_1$$

10

【 0 2 3 2 】

ここで、 h_0 、 h_1 、 h_2 、 h_3 はそれぞれ、有効チャネル係数を表し、 a_i 、 b_i は、スクランプリングコードシーケンス、 n_0 、 n_1 は雑音を表す。

【 0 2 3 3 】

【 数 4 5 】

数 4 5

$$\tilde{h}_0 = (r_0 + r_1) \cdot a_i^* / 2$$

$$= (h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i + n_0 + h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i + n_1) \cdot a_i^* / 2$$

$$= (2h_0 \cdot a_i + 2h_2 \cdot c_i + n') \cdot a_i^* / 2$$

$$= h_0 + h_2 \cdot c_i \cdot a_i^* + n''$$

$$= h_0 + z_1 + n''$$

20

【 0 2 3 4 】

上記の式 4 4 及び式 4 5 から、推定された有効チャネル係数は、1 個の干渉係数 Z_1 を有する。そのため、受信端で推定した有効チャネル係数は、干渉係数に影響を受ける。

30

【 0 2 3 5 】

図 2 3 は、1 RB 内でシーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【 0 2 3 6 】

図 2 3 は、基地局が各レイヤー別に同じシーケンスを生成し、ウォルシュ拡散を用いる場合である。図 2 3 で、全ての CDM DRS レイヤーにわたって互いに異なるシーケンスを使用し、DRS レイヤーにわたって直交性を維持するために互いに異なるウォルシュコードを使用する。図 2 3 に示す例は、セル間の干渉ランダム化を最大にすることを許容する。

【 0 2 3 7 】

図 2 4 は、2 つのセルが、生成された DRS シーケンスを用いて DRS を転送する一例を示す図である。

40

【 0 2 3 8 】

図 2 4 の右側における受信端で受信した信号の式、及び受信アンテナポートで受信した信号に対して推定されたチャネルはそれぞれ、下記の式 4 6 及び式 4 7 のように表すことができる。

【 0 2 3 9 】

【数 4 6】

数 4 6

$$r_0 = (h_0 + h_1) \cdot s_i + (h_2 + h_3) \cdot x_i + n_0$$

$$r_1 = (h_0 - h_1) \cdot s_{i+1} + (h_2 - h_3) \cdot x_{i+1} + n_1$$

【 0 2 4 0 】

ここで、 h_0 、 h_1 、 h_2 、 h_3 はそれぞれ、有効チャネル係数を表し、 s_i 、 x_i は、スクランプリングコードシーケンス、 n_0 、 n_1 は、雑音を表す。 10

【 0 2 4 1 】

【数 4 7】

数 4 7

$$\tilde{h}_0 = (r_0 \cdot s_i^* + r_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2$$

$$= ((h_0 + h_1) + (h_2 + h_3) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* + (h_0 - h_1) + (h_2 - h_3) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2$$

$$= h_0 + (h_2 \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot x_i \cdot s_i^* + h_2 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - h_3 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n') / 2$$

$$= h_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + n''$$

20

【 0 2 4 2 】

上記の式 4 5 を参照すると、推定された有効チャネル係数は、4 個の互いに異なる係数 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 を有し、ランダム化された係数は互いに相殺されるため、 h_0 に対するチャネル推定がより正確になりうる。これらの式から、図 2 3 で説明したシーケンス生成方法は、図 2 1 で説明したシーケンス生成方法に比べて干渉ランダム化効果が 4 倍にもなることがわかる。

【 0 2 4 3 】

互いに異なるセルらからの DRS シーケンス干渉ランダム化を最大化するために、DRS シーケンスは、好ましくは全ての RE でランダム値を有する必要がある。しかし、同時に DRS レイヤー間の直交性を維持するためには同じ DRS シーケンスが全ての DRS レイヤーで用いられる必要がある。全ての DRS レイヤーで同じ DRS シーケンスを有すると、特定プリコーディング環境下で、ウォルシュコードが OFDM シンボル同士間に深刻な電力差を招くという問題につながる。 30

【 0 2 4 4 】

図 2 5 は、2 枚の DRS レイヤーに対してプリコーディングを適用して 4 個の送信アンテナにマッピングして転送する方法の一例、及びこの方式で DRS を転送する場合に OFDM シンボル同士に生じる電力差を示す図である。 40

【 0 2 4 5 】

図 2 5 の (a) を参照すると、送信端で 2 個の DRS レイヤーを用い、プリコーディングを適用して 4 個の送信アンテナから信号を転送することができる。図 2 5 に示すプリコーディングを適用する場合に、各送信アンテナを通して各シンボル別に転送される信号を、図 2 5 の (a) の右側に示す。このようにして送信端で信号を転送する場合に、隣接 OFDM シンボル間の電力差は、図 2 5 の (b) に示すように、約 2.25 dB と大きくなる。

【 0 2 4 6 】

図 2 6 は、DRS シーケンスを生成する方法の例を説明する図である。

【 0 2 4 7 】

50

図 26 では、各レイヤー別に互いに異なるシーケンスがウォルシュ拡散され、その後、ウォルシュ拡散されたシーケンスをスクランプリングすることができる。

【0248】

図 26 で、「a」で表示した 1 番目のシーケンスは、CDM レイヤー間のシーケンスを異ならせるのに用いられる。「s」で表示した 2 番目のシーケンスは、上位層指示された ID (Identity) 間にシーケンスを異ならせるのに用いられる。上位層指示された ID は、セル ID、COMP セルグループ ID、または各 ID から DRS シーケンスを異ならせるために与えられる他の ID でよい。「a」で表示した 1 番目のシーケンスは、ウォルシュコードセットのかけられた RE 間 (例えば、2 個の隣接する OFDM シンボル RE 間) に値が変わらないことが好ましい。ウォルシュコードは、1 番目のシーケンス上 10

【0249】

図 27 は、図 26 の方法によって生成された DRS シーケンスを用いて DRS を転送する一例を示す図である。

【0250】

図 27 の右側における受信端で受信した信号の式、及び受信アンテナポートで受信した信号に対して推定されたチャネルはそれぞれ、下記の式 48 及び式 49 のように表すことができる。

【0251】

【数 48】

数 48

$$\begin{aligned} r_0 &= (h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i) \cdot s_i + (h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i) \cdot x_i + n_0 \\ r_1 &= (h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i) \cdot s_{i-1} + (h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i) \cdot x_{i+1} + n_1 \end{aligned}$$

30

【0252】

【数 49】

数 49

$$\begin{aligned} \tilde{h}_0 &= (r_0 \cdot s_i^* + r_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= ((h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i) + (h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* + (h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i) + (h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_0 + (h_2 \cdot c_i \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot d_i \cdot x_i \cdot s_i^* + h_2 \cdot c_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - h_3 \cdot d_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n) \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + n^* \end{aligned}$$

40

【0253】

上記の式 48 及び式 49 から、推定された有効チャネル係数が 4 個の互いに異なる係数 Z_1 、 Z_2 、 Z_3 、 Z_4 を有し、ランダム化された係数は互いに相殺されることで、 h_0 に対するチャネル推定がより正確になりうる。これら式から、図 27 で説明したシーケンス生成方法は、図 23 で説明したシーケンス生成方法と同じレベルの干渉ランダム化効果を有し、図 21 で説明したシーケンス生成方法に比べて、4 倍の干渉ランダム化効果を有することがわかる。

50

【 0 2 5 4 】

図 2 8 の (a) 及び (b) は、D R S シーケンスを生成する方法の一例を示す図である。

【 0 2 5 5 】

【表 3 1】

1 番目のレイヤーシーケンスは、以下に定義する通り、ゴールドコードシーケンスで生成することができる。また、1 番目のレイヤーシーケンスは、固定されたシーケンスでもよく、2 番目、3 番目、4 番目のレイヤーのためのシーケンスは、単位円で 1 番目のレイヤーシーケンスと比較して固定された位相オフセットを有する複素値と定義することができる。例えば、図 2 8 の (a) に示すように、1 番目のレイヤーのためのシーケンスを $\{ \{ +1, +1, +1 \}, \{ +1, +1, +1 \} \}$ と定義し、2 番目のレイヤーのためのシーケンスを $\{ \{ e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{4}} \}, \{ e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{4}}, e^{j\frac{\pi}{4}} \} \}$ と定義しよう。ここで、図 2 8 で、各 R E 中に表示した要素 (e l e m e n t) 値は、R B 内で用いられたシーケンスの値で、ウォルシュ拡散前の値である。

【 0 2 5 6 】

【表 3 2】

一般に、1 番目のレイヤーのための 1 番目のシーケンスはいずれも、 $1 (\{ \{ +1, +1, +1 \}, \{ +1, +1, +1 \} \})$ であり、他のレイヤーのための 1 番目のシーケンスは $\{ \{ e^{j\theta_{k,f1,n}}, e^{j\theta_{k,f2,n}}, e^{j\theta_{k,f3,n}} \}, \{ e^{j\theta_{k,f4,n}}, e^{j\theta_{k,f5,n}}, e^{j\theta_{k,f6,n}} \} \}$ と定義することができる (ここで、 k は、レイヤーインデックスであり、1 からカウントされ、 n は、R B インデックスを表し、 $f 1$ 乃至 $f 6$ は、R B 内での時間/周波数 R E インデックスを表す。1 番目のレイヤー以外の残りレイヤーのために用いられる単位円値の例は、 $e^{j\theta_{k,f}} = e^{j\frac{2\pi}{N}kf(f+1)}$ または $e^{j\theta_{k,f}} = e^{j\frac{2\pi}{N}kf^2}$ のような Z a d o f f - C h u シーケンスである。

【 0 2 5 7 】

また、各レイヤーのための 1 番目のシーケンスは、ゴールドコードのようなシーケンスから生成されたランダム複素値シーケンス及び単位円での固定された位相オフセット複素値シーケンスを組み合わせることで生成することができる。このような例を、図 2 9 の (a) 及び (b) に示す。図 2 9 の (a) 及び (b) は、D R S シーケンスを生成する方法の一例

を示す図である。

【0258】

図21、図23及び図26で上述したシーケンス生成方法を、他の方式で再び定義することができる。図21に関連するシーケンス生成方法は、互いに異なるレイヤーに対して異なるシーケンスを用いるが、時間軸にわたってシーケンスは変わらない(ウォルシュコード乗算因数(factor)は除外)。また、図24に関連するシーケンス生成方法は、互いに異なるレイヤーに対して同じシーケンスを用いることができるが、時間軸に従ってシーケンスは変わる。この図21に関連するシーケンス生成方法は、他のセルからの干渉をランダム化する効果があり、図23に関連するシーケンス生成方法は、基地局でのパワーアップ(PA)設計の問題を有している。図26に関連するシーケンス生成方法は、互いに異なるレイヤーに対して互いに異なるシーケンスとして時間軸上で互いに異なるシーケンスを用いることによって、図21及び図23に関連するシーケンス生成方法を含む。2タイプのシーケンスの直交性を維持するために、図26に関連するシーケンス生成方法でシーケンスを生成することができる。シーケンスのうち、特定シーケンスは、レイヤー間に互いに異なるシーケンスを生成し、他のシーケンスは、時間軸上で互いに異なるシーケンスを生成する。さらに、2タイプのシーケンスとも周波数軸上で変わることがある。

10

【0259】

図26に関連するシーケンス生成方法は、様々な方式で具現可能である。第一の具現方案は、各レイヤーに対して互いに異なるシーケンスを生成し、ウォルシュコードを用いてシーケンスを拡散し、全てのレイヤーに対して共通する2番目のシーケンスをかけることができる。第二の具現方案は、レイヤーに対して共通シーケンスを生成し、ウォルシュコードを用いてシーケンスをカバリングした後に、各レイヤー別に互いに異なる2番目のシーケンスをかけることができる。第三の具現方案は、1番目及び2番目のシーケンスのシーケンスマッピングを再構成し、ウォルシュコードをかけることができる。

20

【0260】

DRSシーケンスを生成する他の例として、各レイヤー別に互いに異なるシーケンスを生成し、レイヤーに対してalamoutiコーディングを適用することもできる。

【0261】

図30は、2個のセルで、生成されたDRSシーケンスを用いてDRS信号を転送する例を示す図である。

30

【0262】

図30で、各セルは、レイヤー別に互いに異なるシーケンスを生成し、レイヤーに対してalamoutiコーディングを用いて生成されたDRSシーケンスを転送することができる。各レイヤー別に互いに異なるシーケンスを生成し、alamoutiコーディングを各シーケンスペア(pair)に適用することで、レイヤー間に直交性を維持することができる。この方法は、他のセルからの良好な干渉ランダム化効果を得ることができ、同時に各レイヤーに対して互いに異なるシーケンスを獲得するのに有効である。

【0263】

図31は、図26に関連するDRSシーケンス生成方法の他の例を説明する図である。

40

【0264】

図26に関連するDRSシーケンス生成方法は、シーケンスの一部をかけて最終DRSシーケンスを生成することができる。すなわち、レイヤー特定シーケンスを拡散することによって全体DRS(LTE-AシステムではDMRSともいう。)シーケンスを生成し、ウォルシュ拡散レイヤー特定シーケンスの特定部分にレイヤー共通スクランプリングシーケンスをかける。特に、2番目のシーケンスは1番目のシーケンスの一部にかけられ、ウォルシュコードで効果的に拡張される。これは、図31で例示したようなウォルシュ拡散シーケンスの一部をスクランプリングする2番目のシーケンスの一部を「1」と有するように具現することができる。

【0265】

50

図32の(a)及び(b)は、各OFDMシンボル別にDRSシーケンスを生成する方法の例を説明するための図である。

【0266】

図32の(a)を参照すると、このDRSマッピング方法は、各レイヤーに対してDRSで用いられた1番目またはノ及び2番目のシーケンスが各サブフレームで最大帯域幅によって生成される。

【0267】

【表33】

10

この時、全体システム帯域幅に対して生成された長いシーケンスのサブセット部分を、各端末に割り当てられたRBのDRSシーケンスとして用いることができる。最終シーケンス $r_{l',n_s}(m)$ は、下記の式50のように定義することができる。最終シーケンスは、無線フレーム内のサブフレーム(あるいはスロット)番号、及びサブフレーム内のOFDMシンボル番号の関数である。

20

【0268】

【数50】

数50

$$r_{l',n_s}^1(m) = w_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{l',n_s}^2(m) = w_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l',n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 3N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{l',n_s}(m) = w_{l',n_s}(m) \cdot r_{l',n_s}^1(m) \cdot r_{l',n_s}^2(m)$$

30

【0269】

【表34】

ここで、 $r_{l',n_s}^1(m)$ 及び $r_{l',n_s}^2(m)$ はそれぞれ、互いに異なる初期値で初期化されたゴールドシーケンスを用いて生成したDRSシーケンスである。

40

【0270】

【表 3 5】

図 3 2 の (b) を参照すると、DRSシーケンスを生成する他の例として、各サブフレームに対してDRSシーケンスを生成することができる。図 3 2 に関連するシーケンスマッピング方法は、各レイヤーに対してDRSで用いられた 1 番目または 2 番目のシーケンスが各サブフレームで最大帯域幅によって生成される。さらに、生成された長いシーケンスは、次の RB にシーケンスをマッピングする前に、1 RB 内で全ての RE でマッピングされてもよい。全体システム帯域幅に対して生成された長いシーケンスのサブセット部分が、各端末に割り当てられた RB のシーケンスとして用いられる。最終シーケンス $r_{l,n_s}(m)$ は、下記の式 5 1 のように定義できる。最終シーケンスは、無線フレーム内のサブフレーム (あるいはスロット) 番号、及びサブフレーム内の OFDM シンボル番号の関数である。

【 0 2 7 1】

【数 5 1】

数 5 1

$$r_{n_s}^1(m') = w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m')) + jw_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m'+1)), \quad m' = 0, 1, \dots, 6N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{n_s}^2(m) = w_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m)) + jw_{l,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}}(1 - 2 \cdot c(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{n_s}(m) = w_{l,n_s}(m) \cdot r_{n_s}^1(m') \cdot r_{n_s}^2(m)$$

【 0 2 7 2】

図 3 2 の (b) に関連するシーケンスマッピング方法において、1 番目のシーケンスがウォルシュ - アダマルコードで拡散されるから、1 番目のシーケンス及び 2 番目のシーケンスのためのシーケンス長さは互いに異なる。拡散された 1 番目のシーケンスは、最後から 2 番目のシーケンスのような同じシーケンス長さを有する。

【 0 2 7 3】

図 3 3 は、図 3 2 と関連したシーケンスマッピング方法をより具体的に示す図である。

【 0 2 7 4】

一般に、シーケンスは、RB 内でまず周波数軸にマッピングされた後に、DRS RE を含む OFDM シンボルにマッピングされる。選択的に、スクランピングシーケンスのマッピングは、全ての CDM DRS レイヤーが CDM RE のセットでまず周波数軸にマッピングされ、続いて、DRS RE を含む OFDM シンボル RE セットにマッピングされてもよい。このような方法を用いることによって、端末は一部のダウンリンクサブフレームのみを受信する時に、端末が DRS シーケンスを生成するようにチャネルを推定することができる。

【 0 2 7 5】

以下では、ウォルシュコードランダム化について説明する。

【0276】

特定プリコーディング行列に対して特定送信アンテナポートの高い転送電力の問題を解決するために、周波数軸に巡回シフトされたウォルシュコードを用いることを考慮することができる。1つのDRSレイヤーの観点から見ると、周波数軸に沿ってウォルシュコードがかけられたREは変わる。特に、REセットにかけられるウォルシュコードは、巡回シフトされたウォルシュコードである。長さ2のウォルシュコードが用いられ、与えられたウォルシュコードに対する2個の直交コードが $W_{0,1}$ 及び $W_{1,1}$ であるとする。さらに、巡回シフトされた直交コードは、 $W_{0,2}$ 及び $W_{1,2}$ で表すことができる。

$$W_{0,1} = \{ +1, +1 \}$$

$$W_{1,1} = \{ +1, -1 \}$$

$$W_{0,2} = \{ +1, +1 \}$$

$$W_{1,2} = \{ -1, +1 \}$$

【0277】

長さ4のウォルシュコードが用いられ、与えられたウォルシュコードに対する4個の直交コードが $W_{0,1}$ 及び $W_{1,1}$ と与えられるとしよう。さらに、巡回シフトされた直交コードは $W_{0,k}$ 、 $W_{1,k}$ 、 $W_{2,k}$ 、及び $W_{3,k}$ とし、ここで、 k は、巡回シフトされた値である。

$$W_{0,1} = \{ +1, +1, +1, +1 \}$$

$$W_{1,1} = \{ +1, -1, +1, -1 \}$$

$$W_{2,1} = \{ +1, +1, -1, -1 \}$$

$$W_{3,1} = \{ +1, -1, -1, +1 \}$$

$$W_{0,2} = \{ +1, +1, +1, +1 \}$$

$$W_{1,2} = \{ -1, +1, -1, +1 \}$$

$$W_{2,2} = \{ +1, -1, -1, +1 \}$$

$$W_{3,2} = \{ -1, -1, +1, +1 \}$$

$$W_{0,3} = \{ +1, +1, +1, +1 \}$$

$$W_{1,3} = \{ +1, -1, +1, -1 \}$$

$$W_{2,3} = \{ -1, -1, +1, +1 \}$$

$$W_{3,3} = \{ -1, +1, +1, -1 \}$$

$$W_{0,4} = \{ +1, +1, +1, +1 \}$$

$$W_{1,4} = \{ -1, +1, -1, +1 \}$$

$$W_{2,4} = \{ -1, +1, +1, -1 \}$$

$$W_{3,4} = \{ +1, +1, -1, -1 \}$$

【0278】

各DRSレイヤーは、DRSシーケンスにかけるためのウォルシュコード $W_{n,m}$ を使用し、ここで、 n はDRSレイヤーインデックス、 m は副搬送波インデックスの関数である。一例として、 $m = k \bmod 2$ または $m = k \bmod 4$ であり、 k は、DRSを運ぶ副搬送波のみをカウンティングした副搬送波インデックスである。1RB内で特定DRSレイヤーのために用いられる直交コードカバーコードの正確なパターンは、RB間では変わることがある。

【0279】

図34の(a)は、特定DRSレイヤーのために用いられる直交コードカバーコードのパターンの例を示す図である。図34の(b)及び(c)は、RBにおいてウォルシュコード使用の具体的な例を示す図である。

【0280】

各副搬送波に対して互いに異なる巡回シフトされたウォルシュコードをかけることは(

10

20

30

40

50

巡回ウォルシュコードパターンはそれ自体が2RBまたは4RB後に反復されるようにするために)、送信(Tx)アンテナ観点からOFDMシンボル間に電力差を低減するのに役立つ。

【0281】

図25の(b)で例示したように、電力の溜まっている(power pooled)シンボル(プリコーディング後の $2 * S_i$)は、OFDMシンボル間の電力差を誘発するから、基本的に多数のOFDMシンボルがインターリービングされる。時間軸上で電力の溜まっているシンボルをランダム化することによって、1 OFDMシンボルでの電力集中を緩和することができる。

【0282】

図35は、周波数CDM REセットでウォルシュコードをマッピングする方法の一例を示す図である。

【0283】

図35に示すような形態を用いてランダム化方法について説明する。各周波数CDM REセットまたは時間-周波数CDM REセットでウォルシュコードを異なるようにマッピングすることができる。一例として、特定の第1のRBペア(または1RB)に対しては、ウォルシュコード要素をCDM REセットで時間軸方向(あるいは、順(forward)方向)にマッピングし、第1のRBペアと隣接する他のRBペアである第2のRBペアに対しては、他のCDM REセットで時間軸反対方向(あるいは、逆(reverse)方向)にマッピングを始めることができる。

【0284】

第1のRBペア及び第1のRBペアと隣接する第2のRBペアに適用されるウォルシュコード要素は、ウォルシュコードセットの要素に該当する。このような1つ以上のRBペアに対して複数のCDMグループが存在することができる。例えば、各RBペアにはCDMグループ1、CDMグループ2が存在できる。ここで、各RBペアに適用されるウォルシュコードセットは、{a, b, c, d}で構成されるとする。ここで、第1のRBペアで特定CDMグループ(例えば、CDMグループ1)に対してウォルシュコードを適用する時に、ウォルシュコードセット{a, b, c, d}においてウォルシュコード要素a, b, c, dは1つずつ時間軸方向に各REにマッピング(適用)され、再び時間軸反対方向にa, b, c, dが1つずつ各REにマッピングされ、再び時間軸方向にa, b, c, dが1つずつ各REにマッピングされることが可能である。

【0285】

上記の第1のRBペアと隣接する他の第2のRBペアにおいて特定CDMグループ(例えば、CDMグループ1)に対してウォルシュコードを適用する時に、ウォルシュコードセット{a, b, c, d}においてウォルシュコード要素a, b, c, dは、上記の第1のRBペアとは違い、時間軸反対方向に各REへのマッピングを始めることができる。その後、時間軸方向にウォルシュコード要素a, b, c, dが1つずつ各REにマッピングされ、再び時間軸反対方向にウォルシュコード要素a, b, c, dが1つずつ各REにマッピングされることが可能である。

【0286】

第1及び第2のRBペアでそれぞれCDMグループ1及びCDMグループ2は、ホッピング(hopping)された形態でウォルシュコードが適用される。例えば、第1のRBペアについて、CDMグループ1ではウォルシュコード要素a, b, c, dが時間軸方向に1つずつ各REにマッピングされると、これと隣接する周波数ではCDMグループ2が、CDMグループ1がホッピングされたような形態で時間軸方向にウォルシュコード要素c, d, a, bが1つずつ各REにマッピングされる(CDMグループ1とCDMグループ2に適用されるウォルシュコード要素の順序が互いに異なる)。このようなホッピング形態は、第2のRBペアについても同様に適用することができる。このように、各RBではCDMグループ別にホッピングされた形態のウォルシュコード要素を適用することができる。レイヤー間のコード-干渉をランダム化するために、時間-周波数CDM RE

10

20

30

40

50

セットで各レイヤーに対してコードホッピング (code hopping) を適用することができる。このような方法において、各レイヤーは、特定時間 - 周波数 CDM RE セット (CDM が適用された RE のセットを指す。) でウォルシュコードを用いる。

【0287】

図36の(a)及び(b)は、2枚のレイヤーに対するコードホッピングの例を示す図である。

【0288】

図36の(a)及び(b)では、ウォルシュコードの長さ2を使用し、 $W_{0,0}$ は、ウォルシュコード{+1, +1}を、 $W_{1,0}$ は、ウォルシュコード{+1, -1}を表す。特定時間 - 周波数 CDM RE セットで用いられるウォルシュコードを W_k とすれば(ここで、 k はコードインデックスを表す)、 k 値は、周波数、または時間 - 周波数関数として定義することができる。一例として、 $k = (I_{RB} + I_{freq} + n_s) \bmod 2$ 、ここで、 I_{RB} はRBインデックスで、 n_s はスロットインデックスである。 I_{freq} が1 RB内でCDM RE セットの周波数インデックス0、1、2値を有することができる。他の例として、 $k = (I_{RB} \bmod 3 + I_{freq})$ である。

10

【0289】

図37は、2枚のレイヤーに対するコードホッピングの例を示す図である。

【0290】

図37では、長さ4のウォルシュコードを用いた場合を示している。ウォルシュコードを W_k とすれば、 k はコードインデックスを表す。ウォルシュコード W_k の例は、下記のように表すことができる。

20

$$W_0 = \{+1, +1, +1, +1\}$$

$$W_1 = \{+1, -1, +1, -1\}$$

$$W_2 = \{+1, +1, -1, -1\}$$

$$W_3 = \{+1, -1, -1, +1\}$$

または

$$W_0 = \{+1, +1, +1, +1\}$$

$$W_1 = \{+1, -1, +1, -1\}$$

$$W_2 = \{+1, -1, -1, +1\}$$

$$W_3 = \{+1, +1, -1, -1\}$$

30

【0291】

さらに、周波数、または時間 - 周波数 CDM RE セットでコードホッピングを組み合わせ用いる方法なども可能である。

【0292】

図35に示すウォルシュコードマッピングランダム化方式が適用され、長さ4のウォルシュコードが用いられる場合に、レイヤー間にシーケンスはランダム化されない。

【0293】

図38の(a)及び(b)は、4枚のレイヤーに対するウォルシュコードマッピングの例を示す図である。

【0294】

40

図38の(a)からわかるように、レイヤー1及びレイヤー4間の値のランダム化がなされていない。このような特別な場合について、全てのレイヤー間にシンボルランダム化のためにDFTベースのコードを用いることを考慮することができる。図38の(b)に示すように、DFTベースの直交コードを用いると、全てのレイヤーの組み合わせに対して効果的に値をランダム化することができる。ここで、DFTシーケンス値(下に表したDFTの列ベクトル)に代えてDFTの変換されたコードシーケンスを用いることも可能である。

【表 3 6】

$$M_{DFT} = \begin{bmatrix} +1 & +1 & +1 & +1 \\ +1 & +j & -1 & -j \\ +1 & -1 & +1 & -1 \\ +1 & +j & -1 & +j \end{bmatrix}$$

10

【0295】

レイヤー間の直交性を保障するために、コードとしてDFT行列の列ベクトルを用いる代わりに、 M' の列ベクトルを用いることができる(ここで、 $M' = U \cdot M_{DFT}$ であり、 U は、ユニタリ行列(unitary matrix)である)。DFTベースのコードは、本発明で提案したコードホッピング方法の他、他の特徴にも適用可能である。

【0296】

図38の(a)を参照すると、上述したように、図38の(a)について、図35に示すウォルシュコードマッピングランダム化方式が適用され、長さ4のウォルシュコードが用いられる場合に、レイヤー間にシーケンスはランダム化されない。図35で説明したウォルシュコード要素は、下のような4*4行列で表すことができ、これは図38にも適用

20

【表 3 7】

$$W_4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & -1 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & -1 & -1 \\ 1 & -1 & -1 & 1 \end{pmatrix} = (a \quad b \quad c \quad d)$$

30

【0297】

上記4*4行列で、各レイヤー別にウォルシュコード要素(a, b, c, d)は変わることがある。例えば、レイヤー1では、(a, b, c, d)は、上記4*4行列の1番目の行である(1, 1, 1, 1)であり、レイヤー2では、(a, b, c, d)が、2番目の行である(1, -1, 1, -1)であり、レイヤー3では、(a, b, c, d)が、3番目の行である(1, 1, -1, -1)であり、レイヤー4では、(a, b, c, d)が、4番目の行である(1, -1, -1, 1)でよい。

【0298】

このような各レイヤー別にウォルシュコード要素(a, b, c, d)を、図35で説明した方法と同じ方法で、複数のRBペア(例えば、第1及び第2のRBペア)にマッピング

40

【0299】

図38の(a)を参照すると、レイヤー1において、(a, b, c, d) = (1, 1, 1, 1)が時間軸方向にリソース要素にマッピングされ、時間軸反対方向に(1, 1, 1, 1)がリソース要素にマッピングされ、再び時間軸方向に(1, 1, 1, 1)がリソース要素にそれぞれマッピングされたことがわかる。図38の(a)のレイヤー1では、2個の副搬送波(subcarrier)に対するリソース要素のみ示しているが、1RBペアにおいて1つのCDMグループに対して3個の副搬送波にウォルシュコード要素が適用されることは、既に説明した通りである。レイヤー3では、(a, b, c, d) = (1, 1, -1, -1)がまず時間軸方向にリソース要素にマッピングされ、その後、時間軸

50

反対方向に (1 , 1 , - 1 , - 1) がマッピングされ、再び時間軸方向に (1 , 1 , - 1 , - 1) がマッピングされることがわかる。

【 0 3 0 0 】

このように、図 3 5 で適用されたウォルシュシーケンスを、図 3 8 の (a) に示すように、複数の周波数単位 (例えば、2 R B) で反復される形態でマッピングすることができる。

【 0 3 0 1 】

次に、シーケンス初期値について説明する。

【 0 3 0 2 】

全ての D R S シーケンスが P R B S (P s e u d o R a n d o m B i n a r y S e q u e n c e) 生成器で生成されたとする。P R S (P s e u d o R a n d o m S e q u e n c e) は、長さ 3 1 のゴールドシーケンスで定義される。長さ $M_{P N}$ の出力シーケンス $c(n)$ は、下記の式 5 2 のように定義することができる (ここで、 $n = 0, 1, \dots, M_{P N} - 1$)。

【 0 3 0 3 】

【数 5 2】

数 5 2

$$\begin{aligned} c(n) &= (x_1(n + N_C) + x_2(n + N_C)) \bmod 2 & 20 \\ x_1(n + 31) &= (x_1(n + 3) + x_1(n)) \bmod 2 \\ x_2(n + 31) &= (x_2(n + 3) + x_2(n + 2) + x_2(n + 1) + x_2(n)) \bmod 2 \end{aligned}$$

【 0 3 0 4 】

ここで、 $N_C = 1600$ 、1 番目の m -シーケンスは $x_1(0) = 1, x_1(n) = 0, n = 1, 2, \dots, 30$ と初期化されなければならない。

【 0 3 0 5 】

【表 3 8】

30

2 番目の m -シーケンスの初期化は、シーケンスのアプリケーション (a p p l i c a t i o n) による値と共に $c_{init} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ で表すことができる。ここで、 $x_1(i)$ は、ゴールドシーケンス生成器の 1 番目の m -シーケンスであり、 $x_2(i)$ は、ゴールドシーケンス生成器の 2

番目の m -シーケンスである。ゴールドシーケンスの具体化された初期値は、2 番目の m -シーケンスの初期値を表す。このような点から、シーケンス $c^k(n)$ のための初期化値は c_{init}^k の

ように表す。

40

【 0 3 0 6 】

図 3 9 は、2 つのシーケンスの生成方法に対する例を説明する図である。

【 0 3 0 7 】

1 番目及び 2 番目のシーケンスのための初期化値の巡回レジスタ (s h i f t r e g i s t e r s) にローディングされた初期化パラメータは、各パラメータに対して排他的な巡回レジスタフィールドを用いる。また、1 番目のシーケンスにローディングされた初

50

【数54】

数54

$$c_{init}^1 = N_{layer} \cdot 2^{i_3} + l \cdot 2^{i_4}$$

$$c_{init}^2 = N_{HL-ID} \cdot 2^{i_1} + (14 \cdot \lfloor n_s/2 \rfloor + l + 1) \cdot (2N_{HL-ID} + 1) \cdot 2^{i_2}$$

【0315】

10

【数55】

数55

$$c_{init}^1 = N_{layer} \cdot 2^{i_3} + k \cdot 2^{i_4}$$

$$c_{init}^2 = N_{HL-ID} \cdot 2^{i_1} + (4 \cdot n_s + k + 1) \cdot (2N_{HL-ID} + 1) \cdot 2^{i_2}$$

【0316】

20

上記の式54及び式55の初期化値の例において、 i_1 、 i_2 、 i_3 、 i_4 値は、初期化値のシフトレジスタ上にローディングされた情報が互いに異なるシフトレジスタ位置（例えば、 N_{layer} は3ビット、 N_{HL-ID} は9ビットと仮定すれば、 $i_1 = 7$ 、 $i_2 = 16$ 、 $i_3 = 0$ 、 $i_4 = 3$ ）にローディングされ、0～13までの値を取ることができる。kは、0から3まで取ることができ、 n_s は、0から20まで取ることができる。

【0317】

シーケンス生成方法の他の例を説明する。下記の式56は、シーケンスを生成するための式の例を表す。

【0318】

【数56】

30

数56

$$r_{n_s}^1(m') = w_{r,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^1(2m')) + j w_{r,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^1(2m'+1)), \quad m' = 0, 1, \dots, 6N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{n_s}^2(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^2(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^2(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{RB}^{DL} - 1$$

$$r_{n_s}(m) = r_{n_s}^1(m') \cdot r_{n_s}^2(m)$$

40

【0319】

【表 4 0】

ここで、 l' は、OFDMシンボルインデックスの関数であるDRSシーケンスインデックスであり、 w_{l',n_s} は、スロット番号 n_s のインデックス l' であるDRSシーケンスインデックスにかけられるウォルシュコードを表す

10

【0 3 2 0】

互いに異なるDRSレイヤー間にスクランプリング値に關与する1番目のシーケンスは、初期化値において次のようなパラメータの組み合わせを必要とする。 N_{layer} はレイヤーインデックスで、 N_{cellid} はセルIDである。

【0 3 2 1】

互いに異なる上位層指示されたID間にスクランプリング値に關与する2番目のシーケンスは、初期化値において次のようなパラメータの組み合わせを必要とする。 N_{HL-ID} は、上位層指示されたID（例えば、Cell-ID、COMPグループIDなど）であり、 N_{cellid} はセルID、 n_s は無線フレーム内のスロットインデックスである。

【0 3 2 2】

初期化値の例を、下記の式57のように表すことができる。

20

【0 3 2 3】

【数 5 7】

数 5 7

$$c_{init}^1 = N_{layer} \cdot 2^{i_3}$$

$$c_{init}^2 = N_{HL-ID} \cdot 2^{i_1} + (n_s + 1) \cdot (2N_{HL-ID} + 1) \cdot 2^{i_2}$$

30

【0 3 2 4】

上記の式57の初期化値の例において、 i_1 、 i_2 、 i_3 値は、初期化値のシフトレジスタ上にローディングされた情報が互いに異なるシフトレジスタ位置（例えば、 N_{layer} は3ビット、 N_{HL-ID} は9ビットとすれば、 $i_1 = 3$ 、 $i_2 = 12$ 、 $i_3 = 0$ ）にローディングされることが可能である。

【0 3 2 5】

他のシーケンス生成方法及びマッピング方法

【0 3 2 6】

割り当てられたRBにシーケンス長さを同一に生成して、1番目のシーケンス（すなわち、レイヤー特定ウォルシュ拡散シーケンス）を生成しマッピングすることができる。また、同時にシステム帯域幅（あるいは各通信スペックで支援される最大RBサイズと可能な限り同一に）と同じシーケンス長を生成して、2番目のシーケンス（すなわち、レイヤー共通シーケンス）生成しマッピングすることができる。このような場合におけるシーケンス初期値は、下記の式58のように表すことができる。

40

【0 3 2 7】

【数 5 8】

数 5 8

$$r_{n_s}^1(m') = w_{r,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^1(2m')) + j w_{r,n_s} \cdot \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^1(2m'+1)), \quad m' = 0, 1, \dots, 6N_{\text{allocatedRB}} - 1$$

$$r_{n_s}^2(m) = \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^2(2m)) + j \frac{1}{\sqrt{2}} (1 - 2 \cdot c^2(2m+1)), \quad m = 0, 1, \dots, 12N_{\text{RB}}^{\text{DL}} - 1$$

$$r_{n_s}(m) = r_{n_s}^1(m') \cdot r_{n_s}^2(m)$$

10

【0 3 2 8】

1 番目のシーケンス（すなわち、レイヤー特定ウォルシュ拡散シーケンス）が互いに異なる DRS レイヤー間にスクランプリング値に關与し、DRS レイヤー間に直交性を維持するために、初期化値において次のようなパラメータの組み合わせを必要とする。パラメータには、レイヤーインデックスを表す N_{layer} 、セル ID を表す N_{cellid} 、端末 ID を表す N_{rnti} 、無線フレーム内のスロットインデックスを表す n_s がある。

【0 3 2 9】

互いに異なる上位層指示された ID 間にスクランプリング値に關与する 2 番目のシーケンスは、初期化値において次のようなパラメータの組み合わせを必要とする。パラメータには、上位層指示された ID（例えば、Cell-ID、COMP グループ ID など）を表す $N_{\text{HL-ID}}$ 、セル ID を表す N_{cellid} 、無線フレーム内のスロットインデックスを表す n_s がある。

20

【0 3 3 0】

初期化値の例を、下記の式 5 9 のように表すことができる。

【0 3 3 1】

【数 5 9】

数 5 9

$$c_{\text{init}}^1 = N_{\text{layer}} \cdot 2^{i_3} + (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{i_4} + n_{\text{RNTI}} \cdot 2^{i_5}$$

30

$$c_{\text{init}}^2 = N_{\text{HL-ID}} \cdot 2^{i_1} + (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{HL-ID}} + 1) \cdot 2^{i_2}, \text{ または}$$

$$c_{\text{init}}^2 = N_{\text{ID}}^{\text{cell}} \cdot 2^{i_1} + (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{\text{ID}}^{\text{cell}} + 1) \cdot 2^{i_2}$$

【0 3 3 2】

上記の初期化値の例で、 $i_1 = 0$ 、 $i_2 = 9$ 、 $i_3 = 30$ 、 $i_4 = 16$ 、 $i_5 = 0$ であり、 $N_{\text{HL-ID}}$ は、9 ビット情報である。

【0 3 3 3】

レイヤーインデックスを、1 番目のシーケンス（すなわち、レイヤー特定ウォルシュ拡散シーケンス）のための m - シーケンスのいずれか 1 つに、そしてセル ID、端末 ID 及びサブフレームインデックスで構成された他の m - シーケンスローディング値にローディングすることができる。

40

【0 3 3 4】

【表 4 1】

ここで、1番目のゴールドコードの1番目のm-シーケンス初期化値を

$c_{init}^{1-1} = \sum_{i=0}^{30} x_1(i) \cdot 2^i$ で表し、1番目のゴールドコードのm-シーケンス初期化値を

$c_{init}^{1-2} = \sum_{i=0}^{30} x_2(i) \cdot 2^i$ で表すことができる。

10

【0 3 3 5】

【表 4 2】

ここで、 $c_{init}^{1-1} = N_{layer} \cdot 2^{i_3} + 1$ 、 $c_{init}^{1-2} = (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{ID}^{cell} + 1) \cdot 2^{i_4} + n_{RNTI} \cdot 2^{i_5}$ であり、

$c_{init}^2 = N_{HL-ID} \cdot 2^{i_1} + (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{HL-ID} + 1) \cdot 2^{i_2}$ 、または

$c_{init}^2 = N_{ID}^{cell} \cdot 2^{i_1} + (\lfloor n_s/2 \rfloor + 1) \cdot (2N_{ID}^{cell} + 1) \cdot 2^{i_2}$ である。

20

【0 3 3 6】

上記初期化値の例で、 $i_1 = 0$ 、 $i_2 = 9$ 、 $i_3 = 1$ 、 $i_4 = 16$ 、 $i_5 = 0$ 、 N_{HL-ID} は9ビット情報である。

【0 3 3 7】

次に、互いに異なるセル間に及ぶ干渉をランダム化する理由と方案について説明する。

【0 3 3 8】

図40は、2つのセルが生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する一例を示す図である。

【0 3 3 9】

図40の右側に示すように、受信端の受信アンテナポート観点で、受信された信号の式と推定されたチャネルに対する式はそれぞれ、下記の式60及び式61のように表すことができる。

30

【0 3 4 0】

【数 6 0】

数 6 0

$$r_0 = h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i + n_0$$

$$r_1 = h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i + n_1$$

40

【0 3 4 1】

ここで、 h_0 、 h_1 、 h_2 、 h_3 はそれぞれ、有効チャネル係数を表し、 a_i 、 c_i はスクランプリングコードシーケンス、 n_0 、 n_1 は雑音を表す。

【0 3 4 2】

【数 6 1】

数 6 1

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}_0 &= (r_0 + r_1) \cdot a_i^* / 2 \\
 &= (h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i + n_0 + h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i + n_1) \cdot a_i^* / 2 \\
 &= (2h_0 \cdot a_i + 2h_2 \cdot c_i + n') \cdot a_i^* / 2 \\
 &= h_0 + h_2 \cdot c_i \cdot a_i^* + n'' \\
 &= h_0 + z_1 + n''
 \end{aligned}$$

10

$$\begin{aligned}
 \tilde{h}_1 &= (r_0 - r_1) \cdot b_i^* / 2 \\
 &= (h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i + h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i + n_0 - h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i - h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i - n_1) \cdot b_i^* / 2 \\
 &= (2h_1 \cdot b_i + 2h_3 \cdot d_i + n') \cdot b_i^* / 2 \\
 &= h_1 + h_3 \cdot d_i \cdot b_i^* + n'' \\
 &= h_1 + z_1' + n''
 \end{aligned}$$

【 0 3 4 3 】

20

図 4 1 は、2つのセルが、生成された D R S シーケンスを用いて D R S を転送する他の例を示す図である。

【 0 3 4 4 】

図 4 1 に示すような受信アンテナポート観点で、受信された信号の式と推定されたチャネルに対する式はそれぞれ、下記の式 6 2 及び式 6 3 のように表すことができる。

【 0 3 4 5 】

【数 6 2】

数 6 2

$$\begin{aligned}
 r_0 &= (h_0 + h_1) \cdot s_i + (h_2 + h_3) \cdot x_i + n_0 \\
 r_1 &= (h_0 - h_1) \cdot s_{i+1} + (h_2 - h_3) \cdot x_{i-1} + n_1
 \end{aligned}$$

30

【 0 3 4 6 】

ここで、 h_0 、 h_1 、 h_2 、 h_3 はそれぞれ、有効チャネル係数を表し、 s_i 、 x_i はスクランプリングコードシーケンス、 n_0 、 n_1 は雑音を表す。

【 0 3 4 7 】

【数 6 3】

数 6 3

$$\begin{aligned}\tilde{h}_0 &= (r_0 \cdot s_i^* + r_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2 \\ &= ((h_0 + h_1) + (h_2 + h_3) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* + (h_0 - h_1) + (h_2 - h_3) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2 \\ &= h_0 + (h_2 \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot x_i \cdot s_i^* + h_2 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - h_3 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n') / 2 \\ &= h_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + n''\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\tilde{h}_1 &= (r_0 \cdot s_i^* - r_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2 \\ &= ((h_0 + h_1) + (h_2 + h_3) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* - (h_0 - h_1) - (h_2 - h_3) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - n_1 \cdot s_{i+1}^*) / 2 \\ &= h_1 + (h_2 \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot x_i \cdot s_i^* - h_2 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + h_3 \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n') / 2 \\ &= h_1 + z'_1 + z'_2 + z'_3 + z'_4 + n''\end{aligned}$$

10

【0 3 4 8】

図 4 1 と関連した受信信号及び推定されたチャネルの式である上記の式 6 2 及び式 6 3 では、他のセルからレイヤー間の干渉が全てのレイヤーに拡散されるが、これは、図 4 0 と関連した受信信号及び推定されたチャネルの式である上記の式 6 0 及び式 6 1 と比較して、干渉ランダム因子 (f a c t o r s) がより多いためである。この方法により、全体干渉ランダム化を得ることができる。

20

【0 3 4 9】

図 4 2 は、2 つのセルが、生成された D R S シーケンスを用いて D R S を転送する他の例を示す図である。

【0 3 5 0】

図 4 2 では、ハイブリッド (h y b r i d) 方法のためのウォルシュカバリングのような同一の干渉ランダム化効果を得ることができる。

【0 3 5 1】

図 4 2 に示すような受信アンテナポート観点で、受信された信号の式と推定されたチャネルに対する式はそれぞれ、下記の式 6 4 及び式 6 5 のように表すことができる。

30

【0 3 5 2】

【数 6 4】

数 6 4

$$\begin{aligned}r_0 &= (h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i) \cdot s_i + (h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i) \cdot x_i + n_0 \\ r_1 &= (h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i) \cdot s_{i+1} + (h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i) \cdot x_{i+1} + n_1\end{aligned}$$

40

【0 3 5 3】

ここで、 h_0 、 h_1 、 h_2 、 h_3 はそれぞれ、有効チャネル係数を表し、 s_i 、 x_i は、スクランプリングコードシーケンス、 n_0 、 n_1 は雑音を表す。

【0 3 5 4】

【数 6 5】

数 6 5

$$\begin{aligned} \tilde{h}_0 &= (r_0 \cdot s_i^* + r_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= ((h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i) + (h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* + (h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i) + (h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_0 + (h_2 \cdot c_i \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot d_i \cdot x_i \cdot s_i^* + h_2 \cdot c_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - h_3 \cdot d_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n') \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_0 + z_1 + z_2 + z_3 + z_4 + n'' \\ \tilde{h}_1 &= (r_0 \cdot s_i^* - r_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= ((h_0 \cdot a_i + h_1 \cdot b_i) + (h_2 \cdot c_i + h_3 \cdot d_i) \cdot x_i \cdot s_i^* + n_0 \cdot s_i^* - (h_0 \cdot a_i - h_1 \cdot b_i) - (h_2 \cdot c_i - h_3 \cdot d_i) \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* - n_1 \cdot s_{i+1}^*) \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_1 + (h_2 \cdot c_i \cdot x_i \cdot s_i^* + h_3 \cdot d_i \cdot x_i \cdot s_i^* - h_2 \cdot c_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + h_3 \cdot d_i \cdot x_{i+1} \cdot s_{i+1}^* + n') \cdot a_i^* / 2 \\ &= h_1 + z'_1 + z'_2 + z'_3 + z'_4 + n'' \end{aligned}$$

10

【 0 3 5 5】

図 4 3 の (a) は、生成された D R S シーケンスを用いて D R S を転送する一例を示す。図 4 3 の (b) は、図 4 3 の (a) のような転送例においての転送電力を示す図である。

【 0 3 5 6】

コード分割多重化された 2 枚のレイヤー（可能な限り 4 枚のレイヤー）に対して同じ D R S シーケンスを適用すると、図 4 3 の (b) に示すような特定プリコーディング環境下で隣接 O F D M シンボル同士間に転送電力差を経る。

20

【 0 3 5 7】

図 4 3 の (a) では、単にレイヤー共通シーケンスが用いられるとする。同じシーケンスが各レイヤーで用いられる。また、プリコーディング行列 [+ 1 , - 1 , + 1 , - 1 ; + 1 , + j , - 1 , + 1] が、大部分の帯域幅を占めている一つの端末のための広帯域プリコーディングとして用いられる。プリコーディングされたウォルシュコード結合に起因する最大転送電力差は、他の O F D M シンボルと比較して、図 4 3 の (b) に示すように、+ 1 d B ~ - 1 . 2 5 d B 電力差を有する。L T E - A システムでは、4 枚のレイヤーをコード多重化することができ、よって、L T E - A システムでは潜在的な最大転送電力差が + 2 . 4 d B ~ - 1 . 2 4 d B 程度と増加することがある。

30

【 0 3 5 8】

図 4 4 は、生成された D R S シーケンスを用いて D R S を転送する他の例を示す図である。

【 0 3 5 9】

図 4 4 に示すように、各レイヤーで互いに異なるシーケンス値を有すると、電力集中及び電力ヌリング (n u l l i n g) 効果がランダム化可能になる。このような電力集中は、図 4 3 に示されるように、プリコーディング後に特定シンボルが 2 * S_i (全発展的加算 (f u l l c o n s t r u c t i v e s u m)) を有する時に発生し、電力ヌリングは、プリコーディング行列の特定シンボルが 0 (全破壊的加算 (f u l l d e s t r u c t i v e s u m)) の時に、特定周波数副搬送波及び O F D M シンボル位置で発生する。

40

【 0 3 6 0】

シーケンス値が周波数及び時間軸上で変わるため、全発展的及び全破壊的加算が効果的にランダム化されるため、最悪のシナリオ（全体帯域幅に沿って発生する発展的または破壊的加算）は避けることができる。このような特定アンテナポートでの電力集中または電力ヌリングを避けるために、各レイヤーに対するシーケンスは互いに異なる必要がある。したがって、他の R E へと電力集中が分散され、電力集中を効果的に防止することができる。

【 0 3 6 1】

50

以下では、ウォルシュコード変化 (variation) 及び平均ピーク電力問題を解決するための方法について説明する。

【0362】

図45は、各レイヤー別にCDMコードを割り当てる方法の一例を示す図である。

【0363】

全てのレイヤーに同じシーケンスを適用する場合に、各レイヤーに対するDMRSは、互いに異なるCDMコードを用いてDMRS間の直交性を維持する。各DMRSレイヤーに対してCDMコードを割り当てる最も簡単な方法は、図45に示したように、割り当てられたRB内の全てのCDMREセットに対して1番目のレイヤーに{+1, +1}コードを、2番目のレイヤーに{+1, -1}を割り当てることである。

10

【0364】

図46の(a)は、DMRSシーケンスを転送するための他の例を示し、図46の(b)は、図46の(a)の例における転送電力を示す図である。

【0365】

各レイヤーに対するDMRSシーケンスは、プリコーディング要素がかけられて多重化される。プリコーディング要素は、図46の(a)に示すように、[+1, +1]または[+1, -1]のような特定プリコーディング行列の行ベクトル(row vector)のことを指す。DMRSシーケンス値は組み合わせられて物理アンテナポート上で転送される。物理アンテナポートでCDMコードの組み合わせから、特定プリコーディングされたREは電力0であり、他のプリコーディングされたREは、2倍の電力を有することができる。

20

【0366】

図46の(a)は、プリコーディング前のDMRSシーケンス、プリコーディング後の各送信アンテナでのDMRSシーケンスを示している。図45の(b)を参照すると、広帯域プリコーディングを適用し、2枚のレイヤーが転送されるとすれば、特定OFDMシンボルで1つの物理アンテナポート内の全てのDMRSREは、2倍の電力または電力0を有することができる。また、CDM方式で4枚のレイヤーが多重化されて転送されるとすれば、特定OFDMシンボルで特定DMRSREは4倍の転送電力を、他のDMRSREは電力0を有することができる。図46の(b)は、各OFDMシンボルに対する平均転送電力が変わる特定物理アンテナポートに対する最悪のシナリオを示している。

30

【0367】

図47は、DRSシーケンスをマッピングする方法の一例を示す図である。

【0368】

基地局にとって、特定REで電力の高いピーク平均(Peak Average, PA)は重要な問題である。ピーク平均の一部は、特定OFDMシンボルでより高い転送出力を転送できるように設計する必要がある。このような点から、CDMコードをランダム化して、プリコーディングされたDMRS値を周波数軸に沿って変わるようにすることが好ましい。CDMコードをランダム化する一方法として、図46に示すように、DMRSを運ぶ各周波数搬送波でウォルシュコードを互いに異なるようにマッピングすることができる。

40

【0369】

図48は、生成されたDRSシーケンスを用いてDRSを転送する他の例を示す図である。

【0370】

送信アンテナ1からの平均電力は、副搬送波kからk+4までのREの和で表すことができる。ウォルシュコードは、ピーク電力を多少軽減させることはできるものの、完全に除去することは難しい。そのため、ピーク電力問題の一般的接近がさらに考慮される必要がある。

【0371】

50

図49は、DMRSに対してウォルシュコードを適用する方法の例を示す図である。

【0372】

ピーク電力問題を解決するためのアプローチは、2番目のレイヤーに対するウォルシュコードをランダム化することである。図48に示すように、DMRSを運ぶ各副搬送波で互いに異なる値のウォルシュコードをかけることができる。各DMRSレイヤーに対して十分にランダム化を許容すると、4枚のCDMレイヤーに対するピーク電力問題を解決することができる。このために、特定周波数または時間領域で特定値のウォルシュコードをかけることができる。各物理アンテナポートに対するプリコーディングされたDMRSREをランダム化することも可能である。

【0373】

図50及び図51はそれぞれ、4個のDMRSに対してウォルシュコードを適用する方法の例を示す図である。

【0374】

図50及び図51に例示するように、他の固定されたシーケンスが周波数ドメイン（または長さ2のウォルシュコードが用いられるという仮定の下で時間ドメイン）で各DMRSレイヤーのウォルシュコードにかけられる。このような過程により、ピーク電力ランダム化の他、各DMRSの直交性も保障することができる。

【0375】

図52は、DMRSシーケンスをマッピングする方法の一例を示す図である。

【0376】

端末で効率的にチャンネル推定を具現するためにDMRSに用いられるスクランプリングコードは、端末がスクランプリングコード生成し、且つチャンネル推定を進行する方向にマッピングされる必要がある。DMRS CDMコードは、時間軸で適用されるため、DMRSシーケンスを全てのCDMペアにマッピングし、次の副搬送波に移動するように特定端末を具現することが好ましい。このような具現方法の一例を、図50に示している。

【0377】

互いに異なるCDMREセット上に同じウォルシュコードの使用によりピーク問題が発生することになるが、これは、基地局PA設計において重要な問題である。このような問題を解決するために、各レイヤーに用いられるウォルシュコードを特定値（任意の値でよい）をかけて、プリコーディングされたDMRSREに対してランダム化することができる。LTE Rel-10に対しては4個のCDM DMRSレイヤーを決定することで、これを解決することができる。図48では、2CDMレイヤーに対する例を示している。図50のようにDMRSスクランプリングコードをマッピングすることによって、効率的な端末のチャンネル推定具現が可能になる。

【0378】

本発明で説明した1RBという用語は、1RBペアという概念を含む。すなわち、1RBは、周波数軸上の12個の副搬送波と時間軸上の7個のOFDMシンボルとからなり、1RBペアは、時間軸上で1RBよりも7個のOFDMシンボルをさらに含めて14個のOFDMシンボルで構成される。本発明では、1RBという用語を1RBペアに該当するリソースも含む形式で表現した。

【0379】

図53は、本発明に係る装置50の構成要素を示すダイヤグラムである。

【0380】

図53を参照すると、装置50は、端末または基地局でよい。装置50は、プロセッサ51、メモリ52、無線周波数(RF)ユニット53、ディスプレイユニット54、及びユーザインターフェースユニット55を含む。

【0381】

無線インターフェースプロトコルのレイヤー(layers)は、プロセッサ51内で具現される。プロセッサ51は、制御プレーンとユーザプレーンを提供する。各レイヤー

10

20

30

40

50

の機能をプロセッサ51内で具現することができる。メモリー52は、プロセッサ51に接続し、オペレーティングシステム、アプリケーション、及び一般ファイル(general files)を格納する。

【0382】

ディスプレイユニット54は、種々の情報をディスプレイし、LCD(liquid crystal display)、OLED(organic light emitting diode)のような周知の要素を用いることができる。

【0383】

ユーザインターフェースユニット55は、キーパッド、タッチスクリーンなどのような周知のユーザインターフェースの組み合わせで構成することができる。

10

【0384】

RFユニット53は、プロセッサ51に接続して無線信号を送受信することができる。RFユニット53は、転送モジュール(図示せず)と受信モジュール(図示せず)とに区別することができる。

【0385】

端末とネットワーク間の無線インターフェースプロトコルのレイヤーは、通信システムで周知であるOSI(open system interconnection)モデルの下位3層に基づいて第1のレイヤー(L1)、第2のレイヤー(L2)、及び第3のレイヤー(L3)に分類することができる。

【0386】

20

物理レイヤーは、第1のレイヤーに属するもので、物理チャンネルを通じて情報転送サービスを提供する。RRC(radio resource control)レイヤーは、第3のレイヤーに属するもので、端末とネットワーク間の制御無線リソースを提供する。端末とネットワークは、RRCレイヤーを通じてRRCメッセージを交換する。

【0387】

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。ある実施例の一部の構成や特徴は、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代えることもできる。特許請求の範囲において明示的な引用関係を有し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ることができることは明らかである。

30

【0388】

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。

40

【0389】

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、関数などの形態に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ものでよい。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授受することができる。

50

【0390】

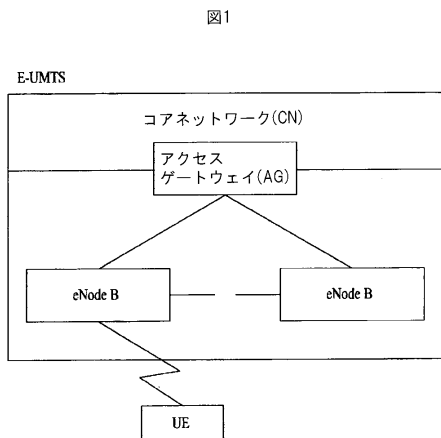
本発明は、本発明の精神及び必須特徴から逸脱しない範囲で別の特定の形態に具体化できるといことは、当業者にとっては自明である。そのため、上記の詳細な説明は、いずれの面においても制限的に解釈してはならず、例示的なものとして考慮しなければならない。本発明の範囲は、添付の請求項の合理的な解釈により決定すべきであり、本発明の等価的範囲内における変更はいずれも本発明の範囲に含まれる。

【産業上の利用可能性】

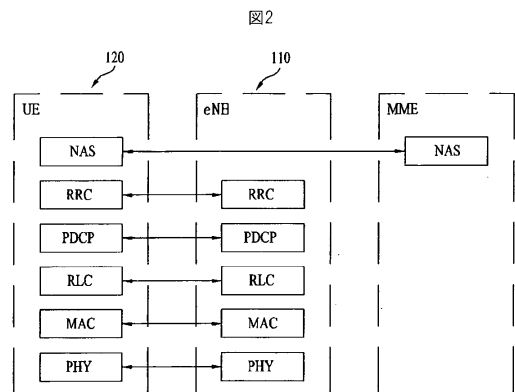
【0391】

本発明に係る無線通信システムにおいて参照信号を送受信する装置及びその方法は、3GPP LTE、LTE-A、IEEE 802.16システムなどのような無線通信システムに適用可能である。

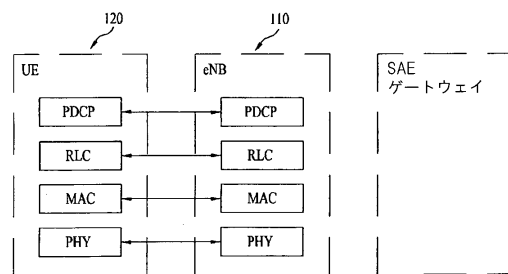
【図1】



【図2】



(a) 制御プレーンプロトコルスタック



(b) ユーザプレーンプロトコルスタック

【 図 3 】

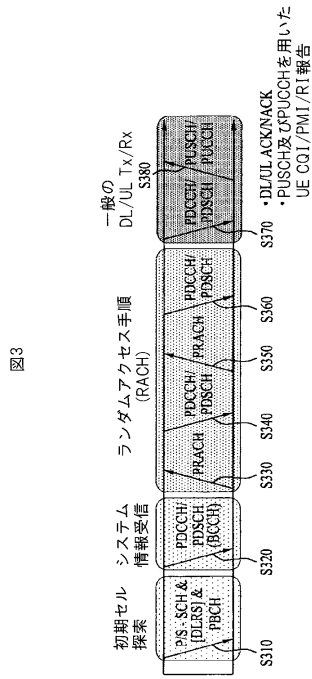


図3

【 図 4 】

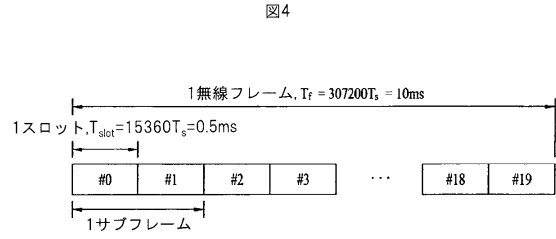


図4

【 図 5 】

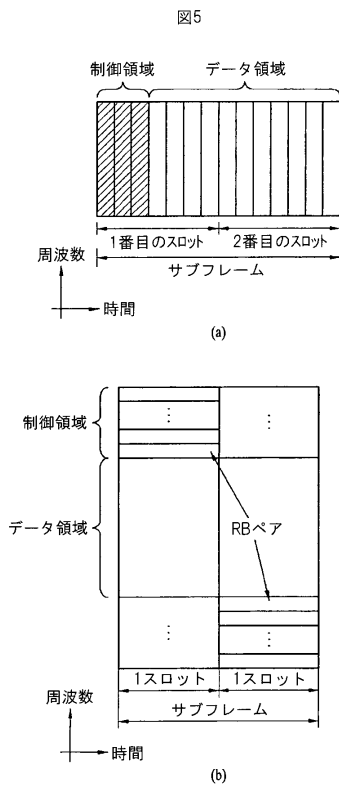


図5

【 図 6 】

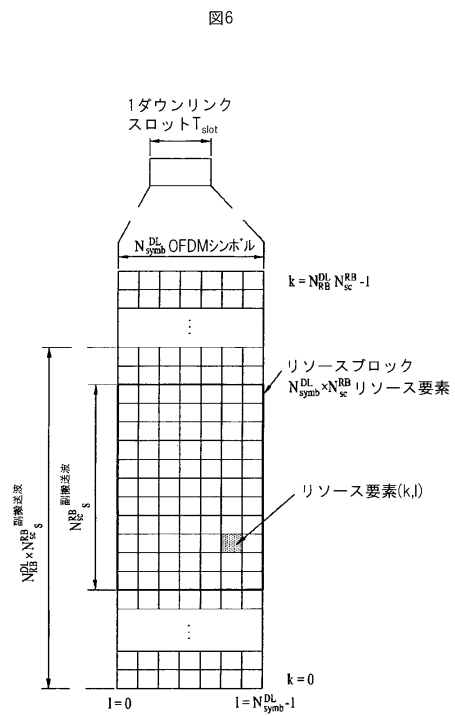
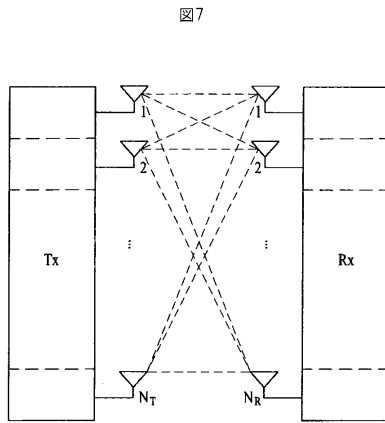
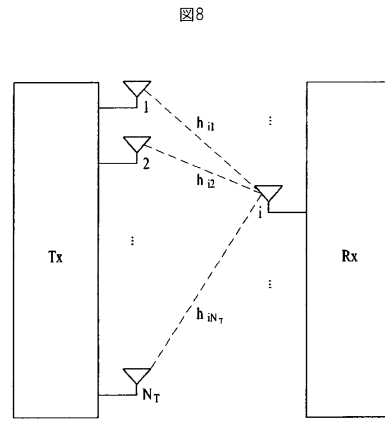


図6

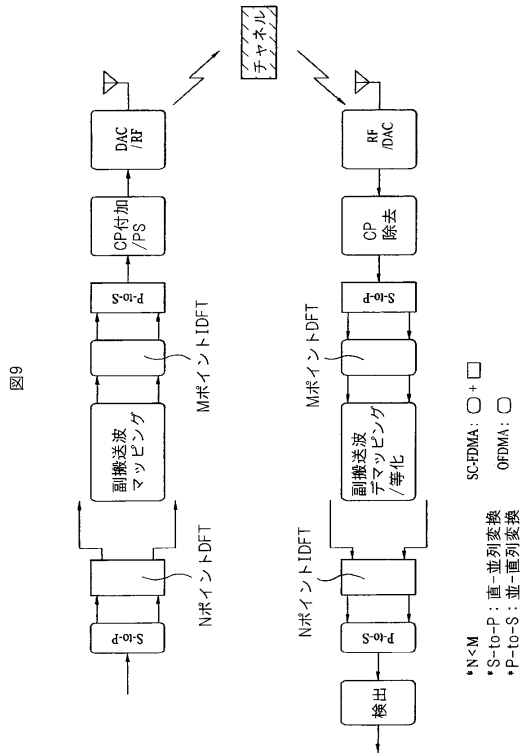
【 図 7 】



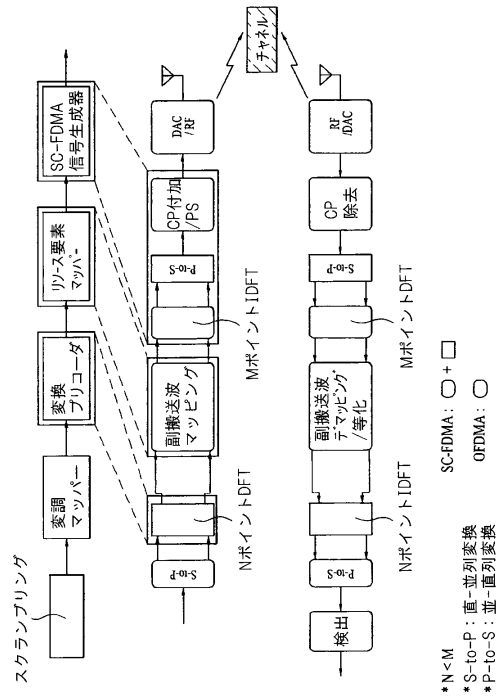
【 図 8 】



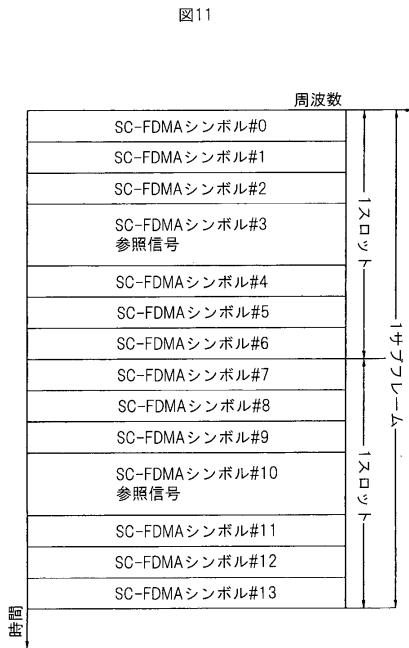
【 図 9 】



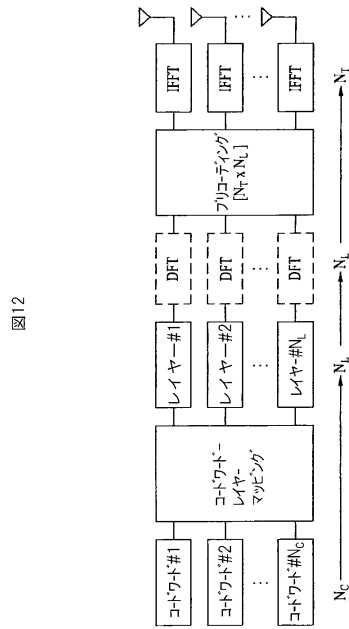
【 図 10 】



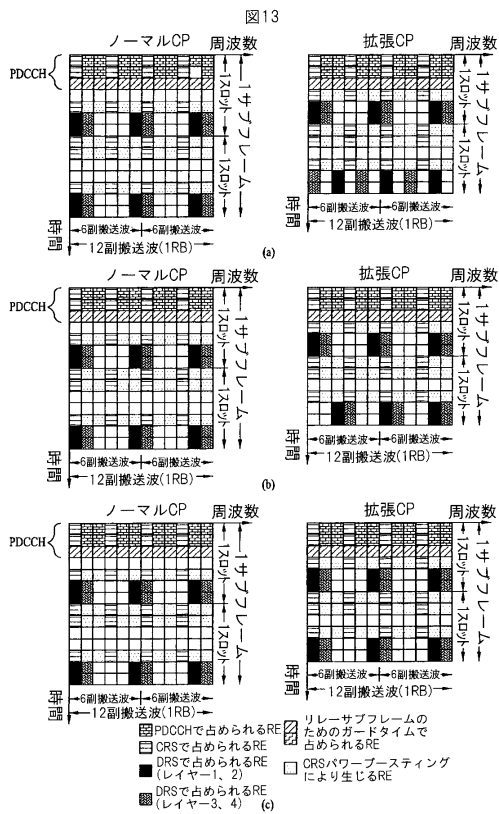
【図 1 1】



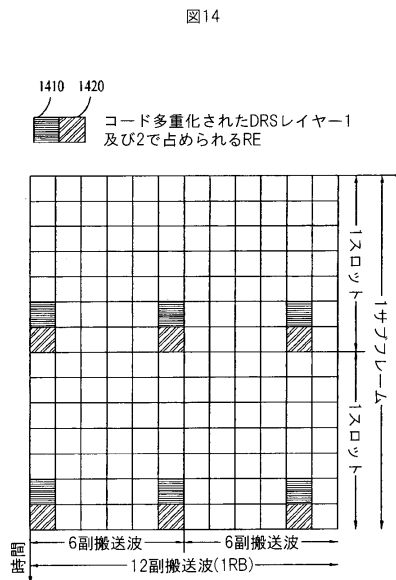
【図 1 2】



【図 1 3】



【図 1 4】



【 図 15 】

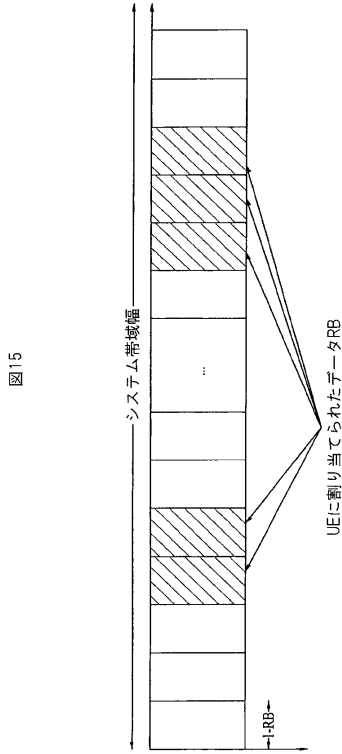


図15

【 図 16 】

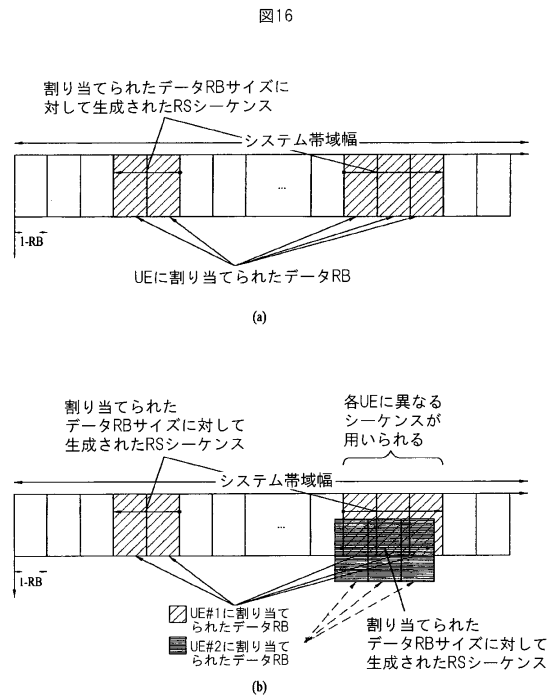


図16

【 図 17 】

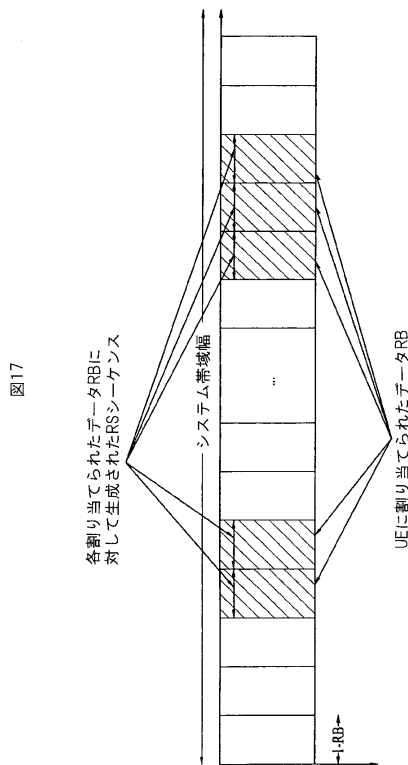


図17

【 図 18 】

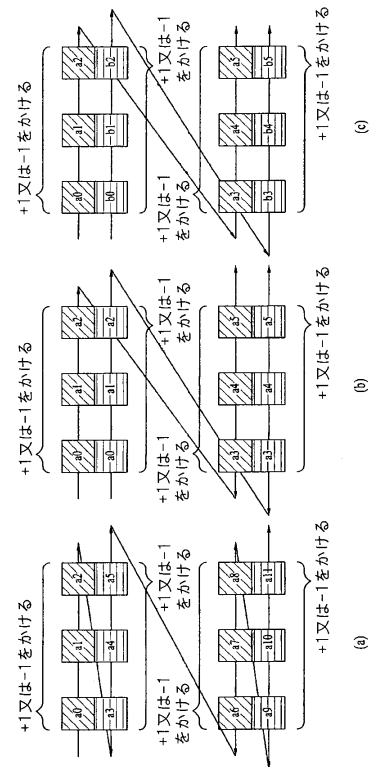
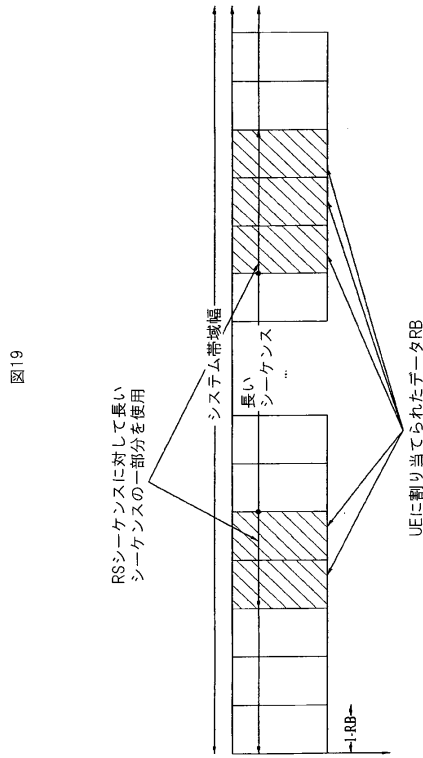
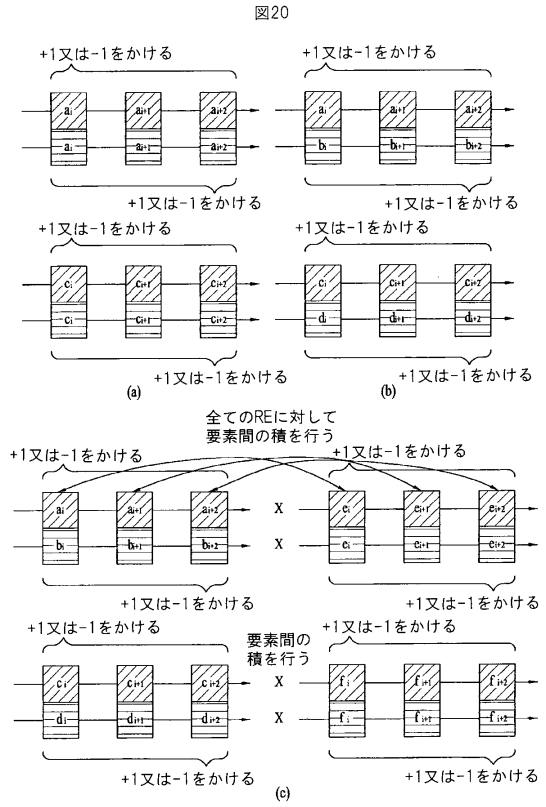


図18

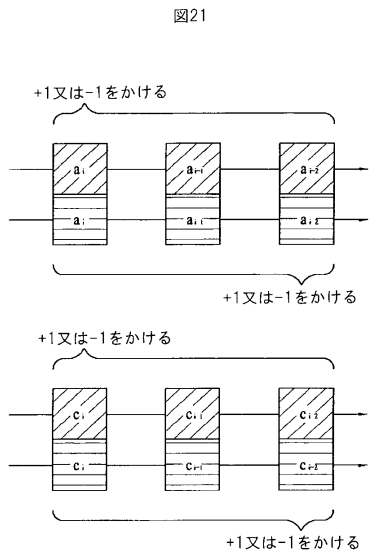
【 図 19 】



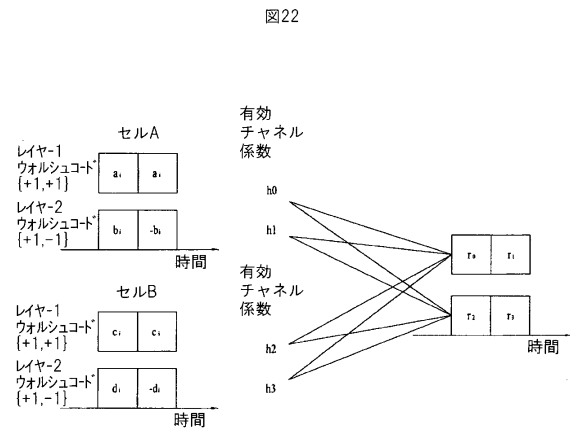
【 図 20 】



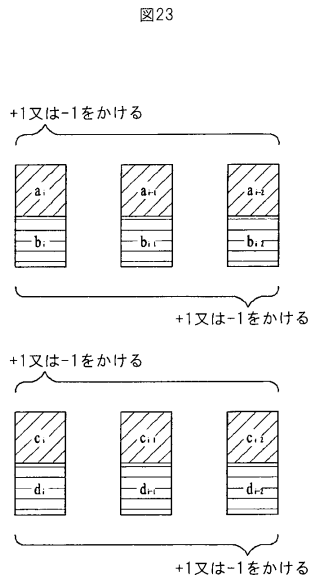
【 図 21 】



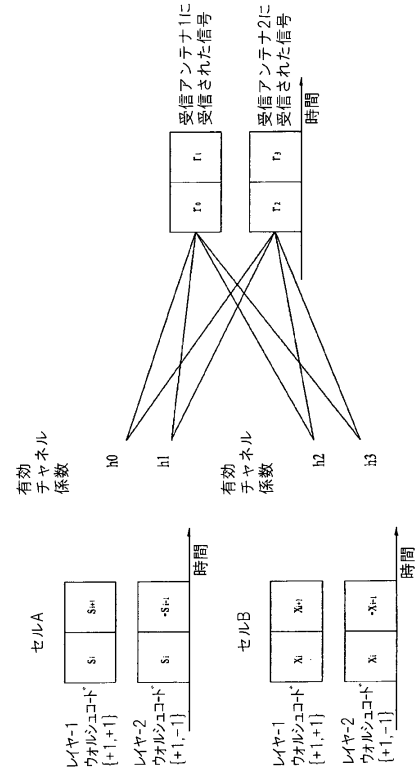
【 図 22 】



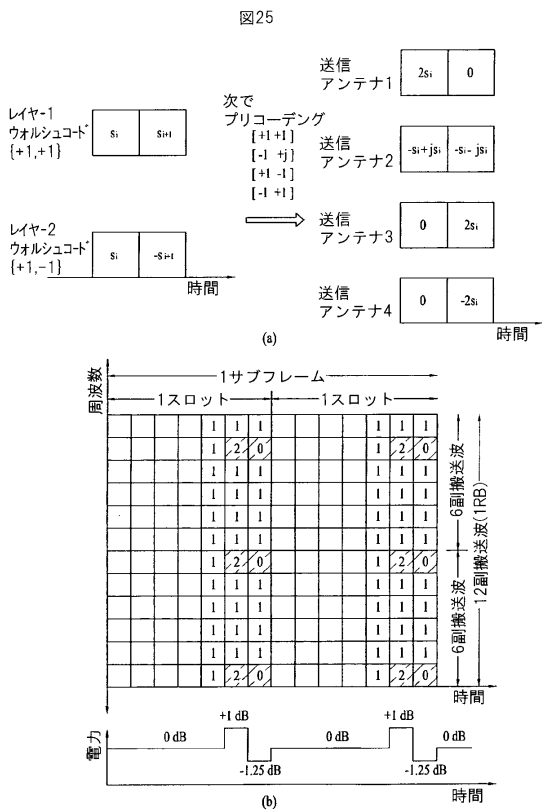
【図23】



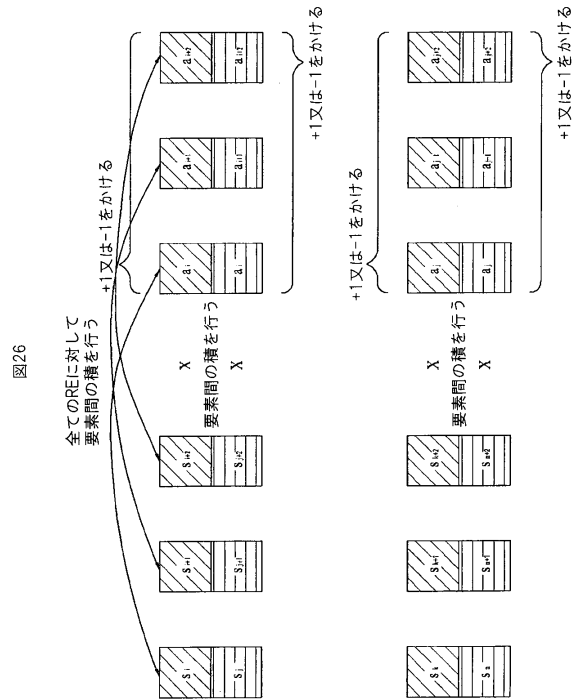
【図24】



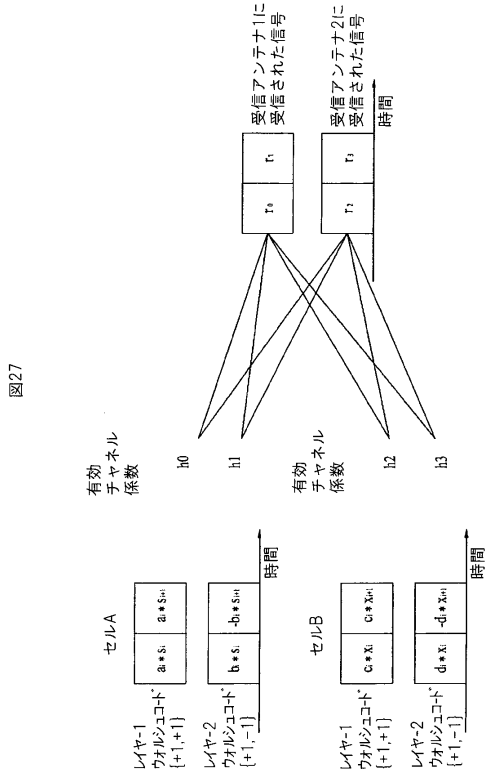
【図25】



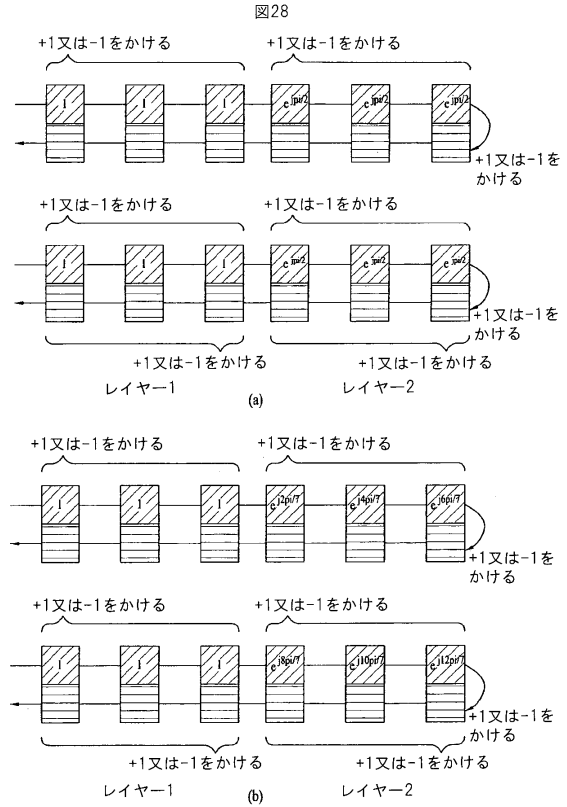
【図26】



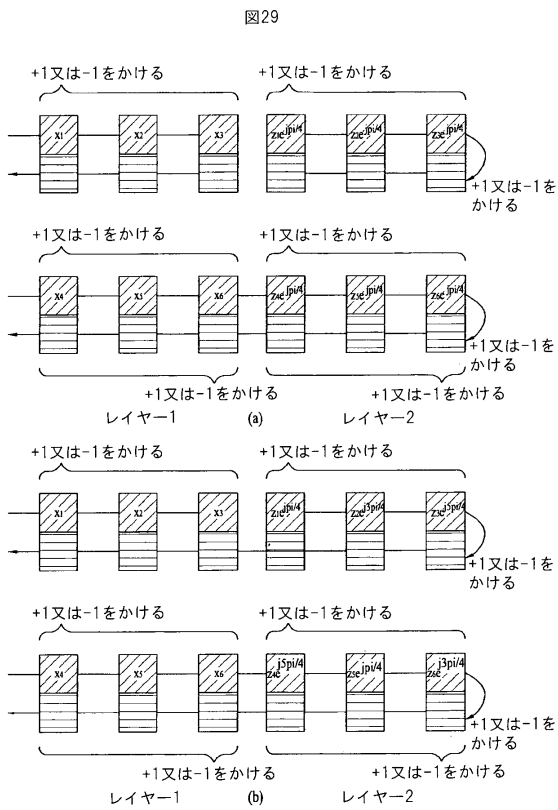
【図27】



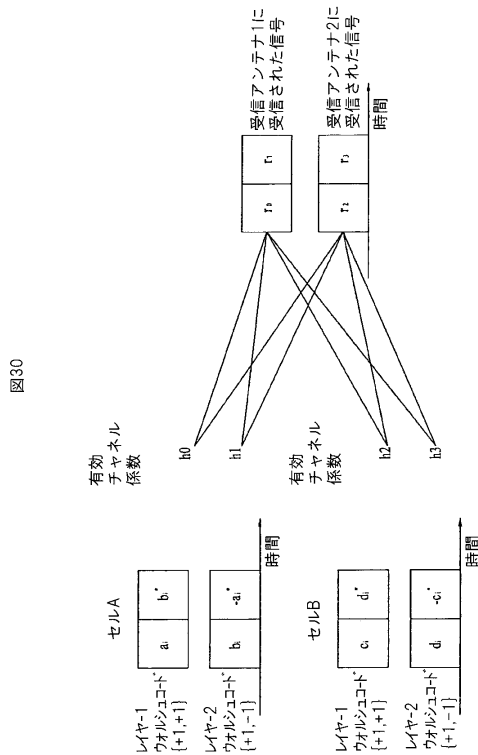
【図28】



【図29】



【図30】



【図31】

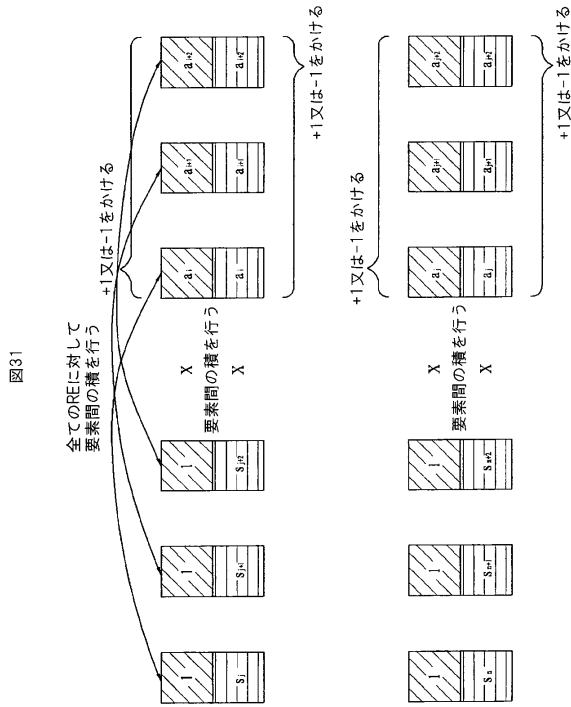


図31

【図32】

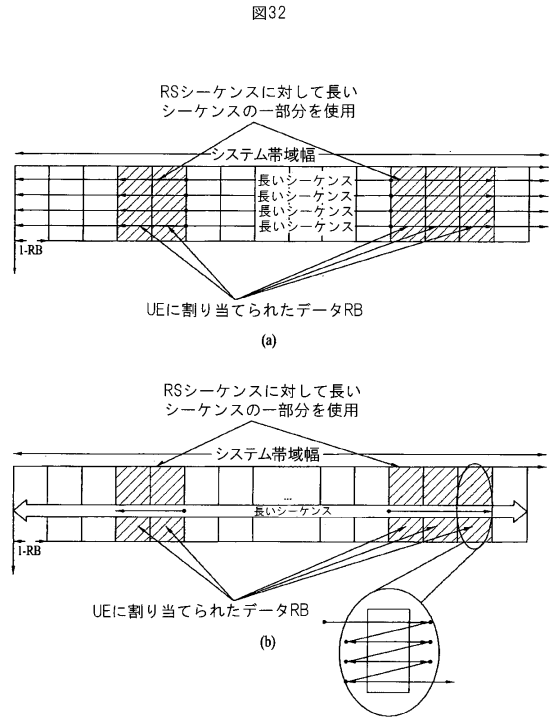


図32

【図33】

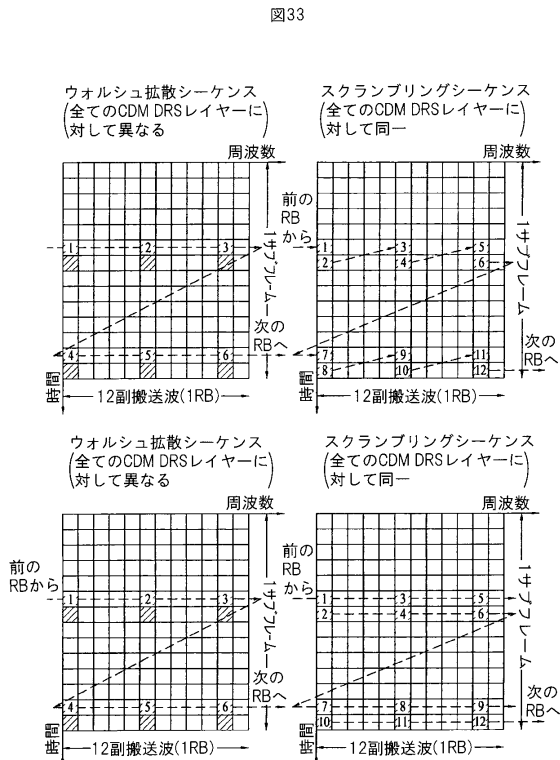


図33

【図34】

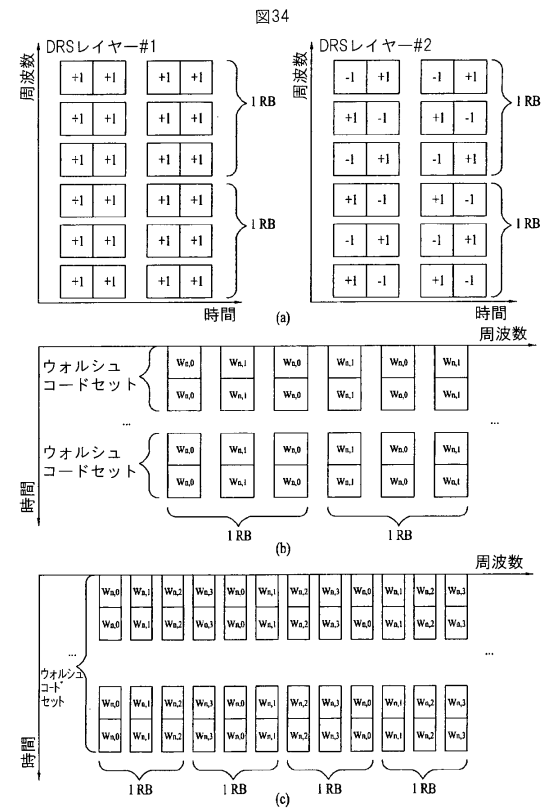
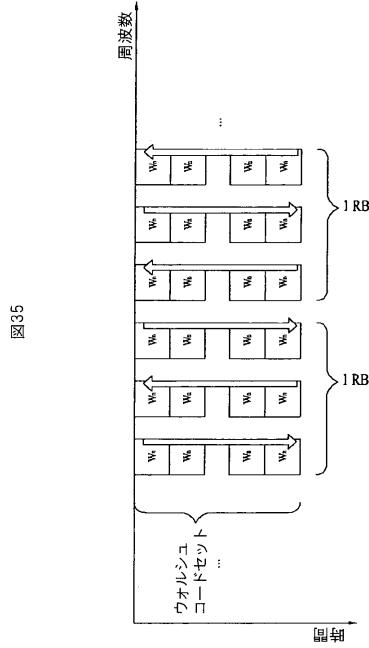
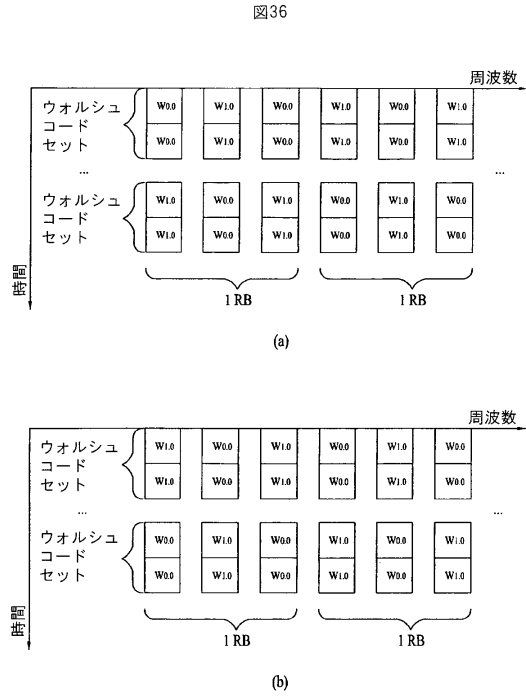


図34

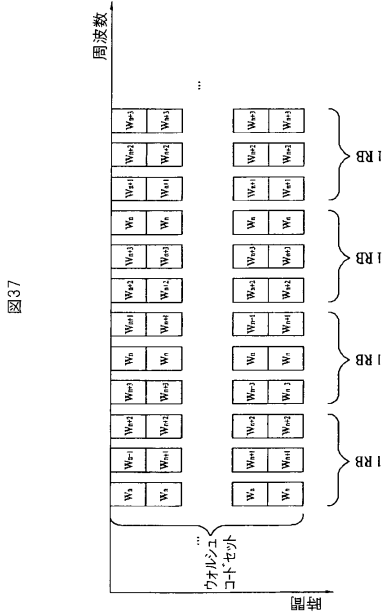
【 図 3 5 】



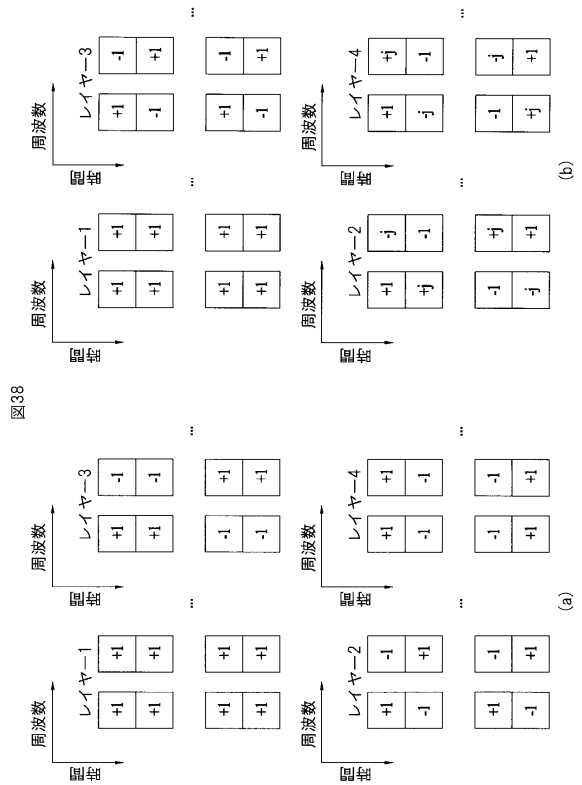
【 図 3 6 】



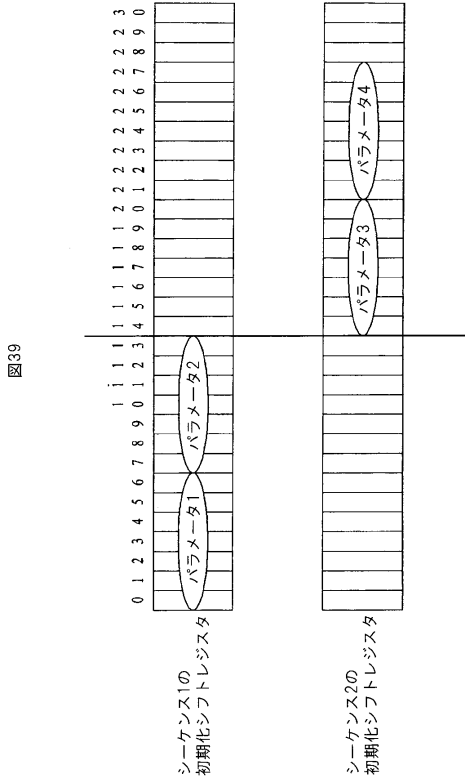
【 図 3 7 】



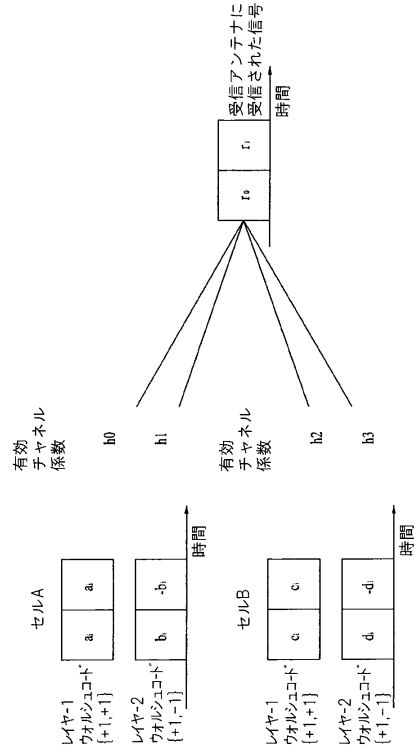
【 図 3 8 】



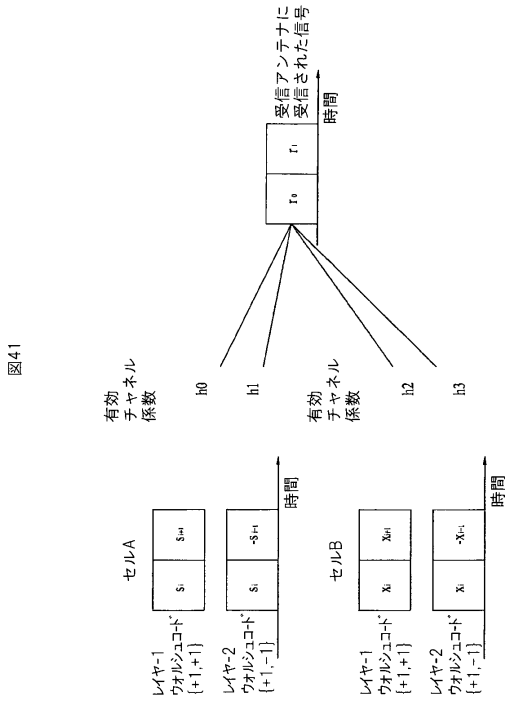
【 図 3 9 】



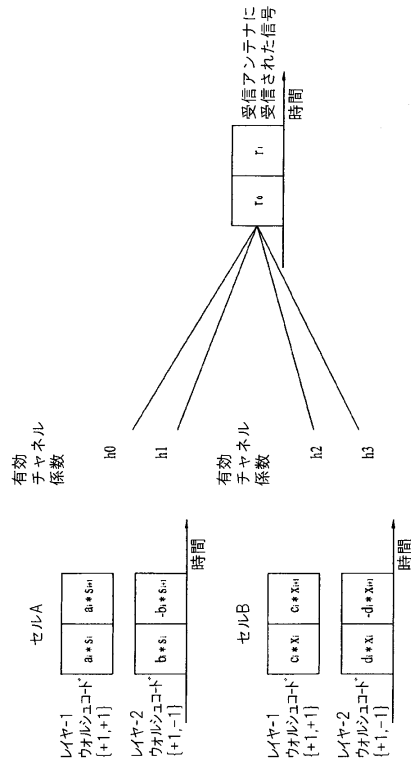
【 図 4 0 】



【 図 4 1 】



【 図 4 2 】



【図47】

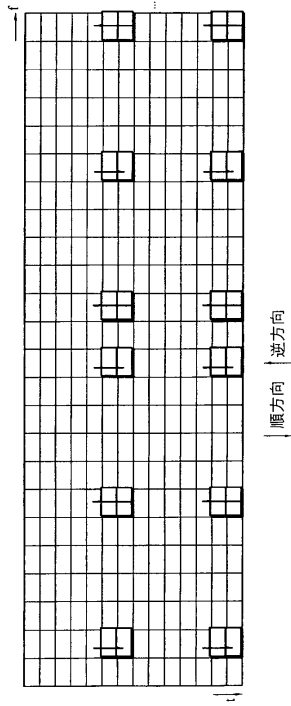


図47

【図48】

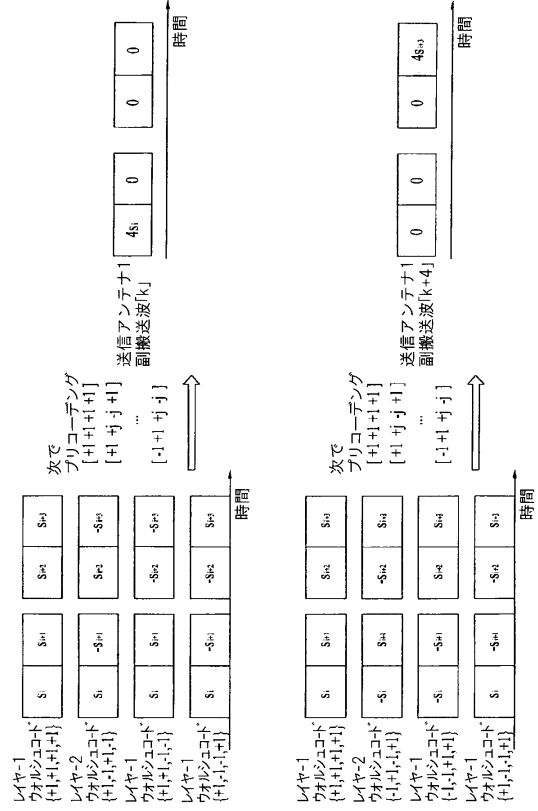


図48

【図49】

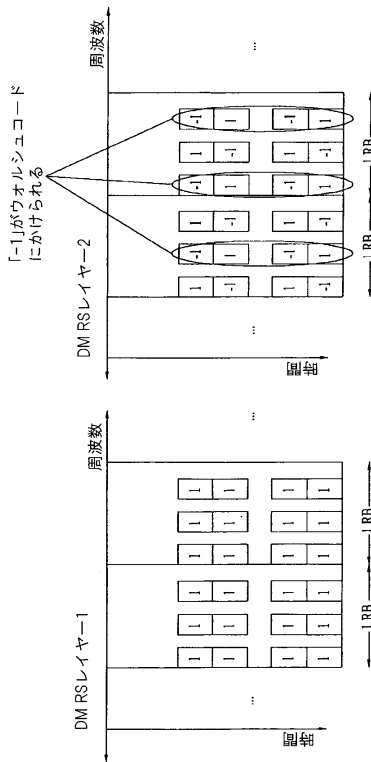


図49

【図50】

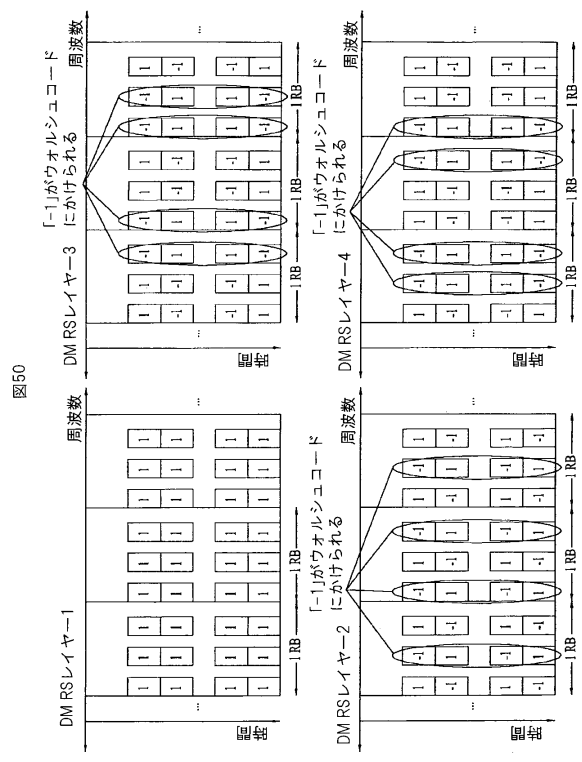
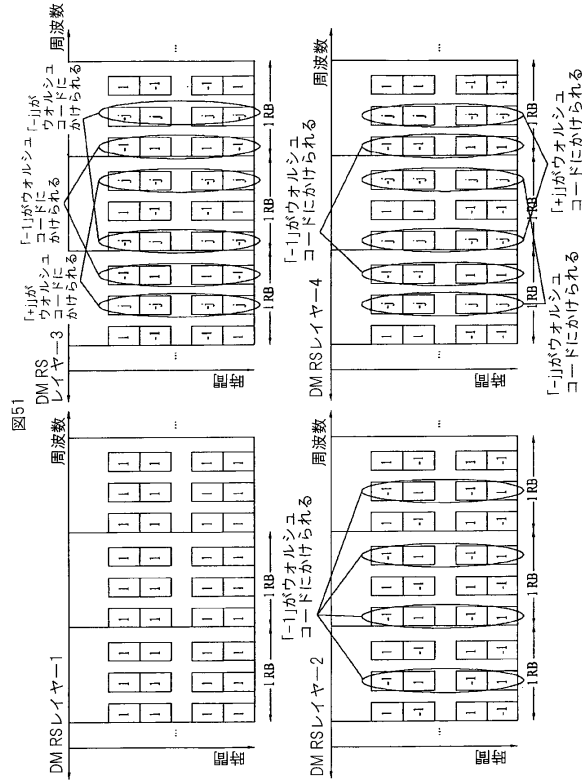


図50

【図51】



【図52】

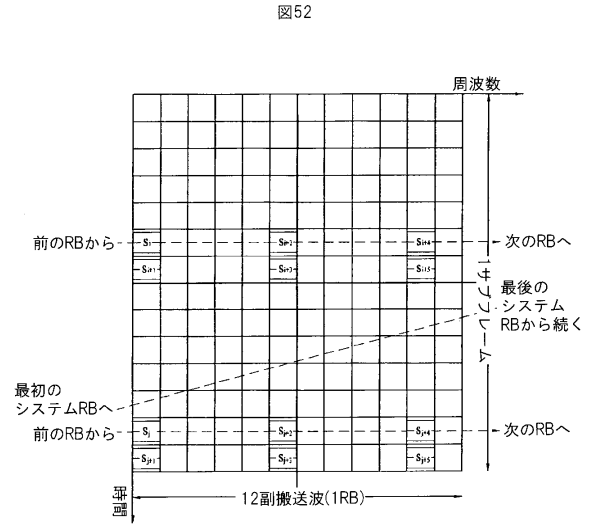
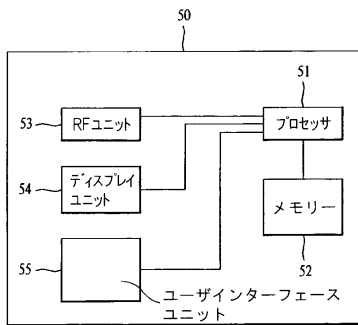


図52

【図53】

図53



フロントページの続き

- (31)優先権主張番号 61/243,540
 (32)優先日 平成21年9月18日(2009.9.18)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/244,891
 (32)優先日 平成21年9月23日(2009.9.23)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/249,230
 (32)優先日 平成21年10月6日(2009.10.6)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/248,884
 (32)優先日 平成21年10月6日(2009.10.6)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/250,011
 (32)優先日 平成21年10月9日(2009.10.9)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/250,885
 (32)優先日 平成21年10月13日(2009.10.13)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 61/257,842
 (32)優先日 平成21年11月4日(2009.11.4)
 (33)優先権主張国 米国(US)
- (31)優先権主張番号 10-2010-0087445
 (32)優先日 平成22年9月7日(2010.9.7)
 (33)優先権主張国 韓国(KR)

前置審査

- (72)発明者 リ デ ウォン
 大韓民国, ギョンギ - ド 431-080, アンヤン - シ, ドンアン - ク, ホジェ 1 (イル) -
 ドン #533, エルジー インスティテュート
- (72)発明者 ハン スン ヘ
 大韓民国, ギョンギ - ド 431-080, アンヤン - シ, ドンアン - ク, ホジェ 1 (イル) -
 ドン #533, エルジー インスティテュート
- (72)発明者 キム キ ジュン
 大韓民国, ギョンギ - ド 431-080, アンヤン - シ, ドンアン - ク, ホジェ 1 (イル) -
 ドン #533, エルジー インスティテュート
- (72)発明者 アン ジュン クイ
 大韓民国, ギョンギ - ド 431-080, アンヤン - シ, ドンアン - ク, ホジェ 1 (イル) -
 ドン #533, エルジー インスティテュート

審査官 吉江 一明

- (56)参考文献 NTT DOCOMO, DL DM-RS Design for Rel. 9 LTE, 3GPP TSG-RAN WG1#58 R1-093502, 2009年8月18日, pp.1-9
 Research In Motion, UK Limited, Downlink DM-RS Design Considerations for LTE-A, 3GPP TSG-RAN WG1#57b R1-092422, 2009年6月24日, pp.1-6

- (58)調査した分野(Int.Cl., D B名)

H04J 13/12
H04J 11/00
H04L 27/26
IEEE Xplore
3GPP TSG RAN WG1-4
SA WG1-2
CT WG1