(12) 特許協力条約に基づいて公開された国際出願

(19) 世界知的所有権機関
国際事務局

(43) 国際公開日
2010 年 3 月 25 日(25.03.2010)

PCT

(10) 国際公開番号
WO 2010/032482 A1

(51) 国際特許分類:
H04J 11/00 (2006.01) *H04L 27/01* (2006.01)

(21) 国際出願番号: PCT/JP2009/004741

(22) 国際出願日: 2009 年 9 月 18 日(18.09.2009)

(25) 国際出願の言語: 日本語

(26) 国際公開の言語: 日本語

(30) 優先権データ:
特願 2008-242716 2008 年 9 月 22 日(22.09.2008) JP
特願 2009-201740 2009 年 9 月 1 日(01.09.2009) JP

(71) 出願人 (米国を除く全ての指定国について): パナソニック株式会社 (PANASONIC CORPORATION) [JP/JP]; 〒5718501 大阪府門真市大字門真１００６番地 Osaka (JP).

(72) 発明者; および
(75) 発明者/出願人 (米国についてのみ): 高岡 辰輔 (TAKAOKA, Shinsuke). 星野 正幸 (HOSHINO, Masayuki). 三好 憲一 (MIYOSHI, Kenichi).

(74) 代理人: 鷲田 公一 (WASHIDA, Kimihito); 〒2060034 東京都多摩市鶴牧１丁目２４－１新都市センタービル５階 Tokyo (JP).

(81) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の国内保護が可能): AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KM, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PE, PG, PH, PL, PT, RO, RS, RU, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC, VN, ZA, ZM, ZW.

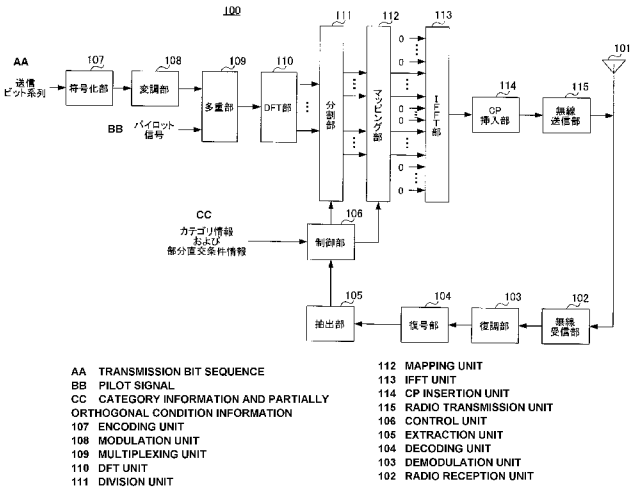
(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, SE, SI, SK, SM, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

添付公開書類:
— 国際調査報告（条約第 21 条(3)）

(54) **Title**: RADIO COMMUNICATION DEVICE AND SIGNAL DIVISION METHOD

(54) 発明の名称 : 無線通信装置および信号分割方法

[図1]



(57) **Abstract**: Provided is a radio communication device which can reduce ISI caused by destruction of an orthogonal DFT matrix even when an SC-FDMA signal is divided into a plurality of clusters and the clusters are respectively mapped to discontinuous frequency bands. The radio communication device includes a DFT unit (110), a division unit (111), and a mapping unit (112). The DFT unit (110) uses the DFT matrix to execute a DFT process on a symbol sequence in a time region to generate a signal (SC-FDMA signal) of the frequency region. The division unit (111) generates a plurality of clusters by dividing the SC-FDMA signal with a partially orthogonal bandwidth corresponding to the vector length of some of the column vectors constituting the DFT matrix used in the DFT unit (110) and orthogonally intersecting at least partially. The mapping unit (112) maps the clusters to discontinuous frequency bands.

(57) 要約:

[続葉有]

WO 2010/032482 A1

ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割して、複数のクラスタを不連続な周波数帯域にそれぞれマッピングする場合でも、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩを低減することができる無線通信装置。この装置において、ＤＦＴ部（１１０）は、ＤＦＴ行列を用いて、時間領域のシンボル系列にＤＦＴ処理を施して、周波数領域の信号（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を生成し、分割部（１１１）は、ＤＦＴ部（１１０）で用いられるＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交するベクトル長に対応する部分直交帯域幅でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して、複数のクラスタを生成し、マッピング部（１１２）は、複数のクラスタを、不連続な複数の周波数帯域にそれぞれマッピングする。

明　細　書

発明の名称 ： 無線通信装置および信号分割方法

技術分野

[0001] 本発明は、無線通信装置および信号分割方法に関する。

背景技術

[0002] ３ＧＰＰ　ＬＴＥ（3rd Generation Partnership Project Long Term Evolution）では、低遅延かつ高速な伝送を実現すべく移動体通信規格の標準化に関する検討が盛んに行われている。

[0003] 低遅延かつ高速な伝送を実現するために、下り回線（Downlink：ＤＬ）のマルチアクセス方式としてＯＦＤＭ（Orthogonal Frequency Division Multiplexing）が採用され、上り回線（Uplink：ＵＬ）のマルチアクセス方式としてＤＦＴ（Discrete Fourier Transform）プレコーディングを用いるＳＣ－ＦＤＭＡ（Single-Carrier Frequency Division Multiple Access）が採用されている。

[0004] ＤＦＴプレコーディングを用いるＳＣ－ＦＤＭＡでは、例えばＮ×Ｎの行列で表されるＤＦＴ行列（プレコーディング行列またはＤＦＴ系列）を用いる。ここで、ＮはＤＦＴサイズ（ＤＦＴポイント数）である。また、Ｎ×ＮのＤＦＴ行列において、Ｎ個のＮ×１の列ベクトルはＤＦＴサイズＮで互いに直交する。ＤＦＴプレコーディングを用いるＳＣ－ＦＤＭＡでは、このＤＦＴ行列を用いてシンボル系列を拡散および符号多重することにより、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を形成する。

[0005] また、ＬＴＥよりも更なる通信の高速化を実現するＬＴＥ－Ａｄｖａｎｃｅｄ（または、ＩＭＴ（International Mobile Telecommunication）－Ａｄｖａｎｃｅｄ）の標準化が開始された。ＬＴＥ－Ａｄｖａｎｃｅｄでは、通信の高速化を実現するために、例えば、４０ＭＨｚ以上の広帯域周波数で通信可能な無線通信基地局装置（以下、基地局という）および無線通信端末装置（以下、端末という）が導入される見込みである。

[0006] ＬＴＥの上り回線では、高カバレッジを実現する送信信号のシングルキャリア特性（例えば、低ＰＡＰＲ（Peak-to-Average Power Ratio）特性）を維持するために、上り回線の周波数リソース割当は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を連続する周波数帯域に局所的に（Localizedに）マッピングする割り当てに制限される。

[0007] しかし、上述したように周波数リソース割当を制限すると、上り回線の共有周波数リソース（例えば、ＰＵＳＣＨ（Physical Uplink Shared CHannel）等）に空きが生じ、周波数リソース利用効率が悪くなる。そこで、周波数リソース利用効率を向上させるための従来技術として、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割し、複数のクラスタを不連続（discontinuous）な周波数リソースにマッピングするｃｌｕｓｔｅｒｅｄ ＳＣ－ＦＤＭＡ（Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ）が提案されている（例えば、非特許文献１参照）。

[0008] 上記従来技術のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡでは、端末は、ＤＦＴ処理によって生成されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を複数のクラスタに分割することによりＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を生成する。そして、端末は、複数のクラスタを不連続な周波数リソース（サブキャリアまたはリソースブロック（Resource Block：ＲＢ））にそれぞれマッピングする。一方、基地局は、受信したＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）に周波数領域等化（Frequency Domain Equalization：ＦＤＥ）処理を施し、等化後の複数のクラスタを結合する。そして、基地局は、結合後の信号にＩＤＦＴ（Inverse Discrete Fourier Transform）処理を施すことにより、時間領域の信号を得る。

[0009] Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡでは、不連続な複数の周波数リソースに複数のクラスタをそれぞれマッピングすることにより、複数の端末間での周波数リソース割当をＳＣ－ＦＤＭＡよりも柔軟に行うことができるため、周波数リソース利用効率およびマルチユーザダイバーシチ効果を向上させることができる。また、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡでは、ＯＦＤＭＡ（Orthogonal Frequency Division Multiple Access）よりもＰＡＰＲが小さくなるため、ＯＦＤＭＡよりも上り回線のカバレッジを拡大することができる。

[0010] また、従来のＳＣ－ＦＤＭＡの構成に対して、端末にはＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を複数のクラスタに分割する構成部を追加し、基地局には複数のクラスタを結合する構成部を追加するのみでＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡの構成を容易に実現することができる。

先行技術文献

非特許文献

[0011] 非特許文献1：R1-081842, “LTE-A Proposals for evolution,” 3GPP RAN WG1 #53, Kansas City, MO, USA, May 5-9, 2008

発明の概要

発明が解決しようとする課題

[0012] 上記従来技術では、基地局は、上り回線の周波数リソースの空き状態、または、複数の端末と基地局との間の伝搬路状態の良し悪しに応じて、各端末のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を任意の周波数で分割することによって生成される複数のクラスタを複数の上り回線の周波数リソースにそれぞれ割り当て、その割当結果を示す情報を端末に通知する。端末は、ＤＦＴ処理の出力であるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を任意の帯域幅で分割し、複数のクラスタを、基地局により割り当てられた複数の上り回線の周波数リソースにそれぞれマッピングすることによりＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を生成する。

[0013] しかしながら、上り回線の広帯域な無線周波数帯域（広帯域無線チャネル）は周波数選択性を有するため、不連続な異なる周波数帯域にマッピングされる複数のクラスタがそれぞれ伝搬するチャネル間の周波数相関は低くなる。よって、基地局がＦＤＥ処理によりＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を等化した場合でも、複数のクラスタ毎の等価チャネル利得（すなわち、ＦＤＥ重み乗算後の周波数チャネル利得）が大きく異なることがあり得る。よって、複数のクラスタの結合点（つまり、端末がＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する分割点）では、等価チャネル利得が急激に変化してしまうことが

ある。つまり、複数のクラスタの結合点における等価チャネル利得の変動（すなわち、受信スペクトラムの包絡線）に不連続点が発生してしまう。

[0014] ここで、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号がマッピングされるすべての周波数帯域（すなわち、複数のクラスタがそれぞれマッピングされている周波数帯域の和）でＤＦＴ行列の直交性の崩れを小さく維持するためには、複数のクラスタがマッピングされたすべての周波数帯域において等価チャネル利得が緩慢な変動である必要がある。そのため、上記従来技術のように、複数のクラスタの結合点において等価チャネル利得の変動に不連続点が発生してしまう場合、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号がマッピングされた周波数帯域ではＤＦＴ行列の直交性が大きく崩れてしまう。そのため、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号は、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因した符号間干渉（Inter-Symbol Interference：ＩＳＩ）の影響を受けやすくなってしまう。特に、信号点間のユークリッド距離が非常に短い６４ＱＡＭ等の高レベルの多値変調を用いる場合には、ＩＳＩの影響をより受けやすいので、伝送特性の劣化がより大きくなる。また、クラスタ数（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割数）が多くなるほど、クラスタ間の不連続点の数がより多くなるため、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩがより大きくなる。

[0015] 本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割して、複数のクラスタを不連続な周波数帯域にそれぞれマッピングする場合、つまり、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡを用いる場合でも、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩを低減することができる無線通信装置および信号分割方法を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0016] 本発明の無線通信装置は、ＤＦＴ行列を用いてシンボル系列にＤＦＴ処理を施して、周波数領域の信号を生成する変換手段と、前記ＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交するベクトル長に対応する部分直交帯域幅で前記信号を分割して、複数のクラスタを生成する分割手段と、前記複数のクラスタを、不連続な複数の周波数帯域にそれぞれマッピ

ングするマッピング手段と、を具備する構成を採る。

[0017] 本発明の信号分割方法は、時間領域のシンボル系列を周波数領域の信号に変換するために用いるＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交するベクトル長に対応する部分直交帯域幅で前記信号を分割して、複数のクラスタを生成するようにする。

発明の効果

[0018] 本発明によれば、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割して、複数のクラスタを不連続な周波数帯域にそれぞれマッピングする場合（Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡを用いる場合）でも、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩを低減することができる。

図面の簡単な説明

[0019] [図1]本発明の実施の形態１に係る端末のブロック構成図

[図2]本発明の実施の形態１に係るＤＦＴ処理を示す図

[図3]本発明の実施の形態１に係るＤＦＴ行列の一例を示す図

[図4A]本発明の実施の形態１に係る部分直交の関係を示す図（｜Ｉ｜＝１の場合）

[図4B]本発明の実施の形態１に係る部分直交の関係を示す図（｜Ｉ｜＝２の場合）

[図4C]本発明の実施の形態１に係る部分直交の関係を示す図（｜Ｉ｜＝３の場合）

[図5A]本発明の実施の形態１に係る分割処理およびマッピング処理を示す図

[図5B]本発明の実施の形態１に係るＦＤＥ後の信号を示す図

[図5C]本発明の実施の形態１に係る結合後の信号を示す図

[図6]本発明の実施の形態１に係る列ベクトルの直交関係を示す図

[図7]本発明の実施の形態１に係る列ベクトルの直交関係を示す図

[図8]本発明の実施の形態１に係る周波数インタリーブ処理を示す図

[図9]本発明の実施の形態２に係る端末のブロック構成図

[図10A]本発明の実施の形態２に係るプレコーディング処理を示す図

[図10B]本発明の実施の形態２に係るプレコーディング処理を示す図

[図11]本発明の実施の形態２に係るＦＳＴＤを用いた処理を示す図

[図12]本発明の実施の形態３に係るＦＳＴＤを用いた処理を示す図

[図13]本発明の実施の形態３に係るＦＳＴＤを用いた処理を示す図

[図14]本発明の実施の形態４に係る乗数とクラスタサイズとの関係を示す図

[図15]本発明の実施の形態５に係る端末のブロック構成図

[図16]本発明の実施の形態５に係る基地局のブロック構成図

[図17A]本発明の実施の形態５に係るシフト処理を示す図（ｚ＝０の場合）

[図17B]本発明の実施の形態５に係るシフト処理を示す図（ｚ＝３の場合）

[図18A]本発明の実施の形態５に係るＤＦＴ出力を示す図

[図18B]本発明の実施の形態５に係るシフト処理を示す図

[図18C]本発明の実施の形態５に係る分割処理およびマッピング処理を示す図

[図19]本発明の実施の形態５に係る端末のブロック構成図

[図20]本発明の実施の形態６に係る端末のブロック構成図

[図21A]本発明の実施の形態６に係るＤＦＴ出力を示す図

[図21B]本発明の実施の形態６に係るシフト処理を示す図

[図21C]本発明の実施の形態６に係る分割処理およびマッピング処理を示す図

[図22A]本発明の実施の形態６に係るＤＦＴ出力を示す図

[図22B]本発明の実施の形態６に係るシフト処理を示す図

[図22C]本発明の実施の形態６に係る分割処理およびマッピング処理を示す図

[図23]本発明の実施の形態７に係る端末のブロック構成図

[図24]本発明の実施の形態７に係る周波数シフト処理および空間シフト処理を示す図

[図25]本発明の実施の形態７に係る周波数シフト処理および空間シフト処理を示す図

[図26]本発明の実施の形態８に係るシフト処理を示す図

発明を実施するための形態

[0020] 以下、本発明の実施の形態について、添付図面を参照して詳細に説明する

。以下の説明では、本発明に係る無線通信装置を備える端末がＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を基地局へ送信する場合について説明する。

[0021] （実施の形態１）

本実施の形態に係る端末１００の構成を図１に示す。

[0022] 端末１００において、無線受信部１０２は、基地局（図示せず）から送信された制御信号をアンテナ１０１を介して受信し、その制御信号に対しダウンコンバート、Ａ／Ｄ変換等の受信処理を施し、受信処理が施された制御信号を復調部１０３に出力する。この制御信号には、各端末に割り当てられた上り回線の周波数リソースを示す周波数リソース情報および各端末に設定されたＭＣＳ（Modulation and channel Coding Scheme）を示すＭＣＳ情報が含まれる。

[0023] 復調部１０３は制御信号を復調して、復調後の制御信号を復号部１０４に出力する。

[0024] 復号部１０４は制御信号を復号して、復号後の制御信号を抽出部１０５に出力する。

[0025] 抽出部１０５は、復号部１０４から入力される制御信号に含まれている自端末宛ての周波数リソース情報を抽出して、抽出した周波数リソース情報を制御部１０６に出力する。

[0026] 制御部１０６には、ＤＦＴ部１１０で用いるＤＦＴ行列のＤＦＴサイズ（ＤＦＴポイント数）を含む端末のカテゴリ情報および後述するＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の部分直交条件を示す部分直交条件情報が入力され、基地局から通知された周波数リソース情報が抽出部１０５から入力される。

[0027] 制御部１０６は、端末のＤＦＴサイズを示すＤＦＴサイズ情報（カテゴリ情報）、部分直交条件情報、および、基地局から通知された周波数リソース情報に基づいて、分割部１１１がＳＣ－ＦＤＭＡ信号（すなわち、ＤＦＴ部１１０の出力）を分割して生成するクラスタ数、および、各クラスタの帯域幅を示すクラスタサイズを算出する。なお、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を複数のクラスタに分割する際、スペクトラムの周波数が低い方（Ｄ

ＦＴ部１１０の出力番号の小さい方）、または、スペクトラムの周波数が高い方（ＤＦＴ部１１０の出力番号の大きい方）から順に、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割していくことが基地局と端末との間で予め決定しているものとする。そして、制御部１０６は、算出したクラスタ数およびクラスタサイズに基づいて、自端末のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）がマッピングされる周波数リソースを算出する。例えば、制御部１０６は、分割して生成される複数のクラスタのうち、周波数が低いクラスタ（ＤＦＴ部１１０の出力番号の小さいクラスタ）、または、周波数が高いクラスタ（ＤＦＴ部１１０の出力番号の大きいクラスタ）から順に、そのクラスタがマッピングされる周波数リソースを算出する。そして、制御部１０６は、算出したクラスタ数およびクラスタサイズを含むクラスタ情報を分割部１１１に入力し、自端末のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）がマッピングされる周波数リソースを示すマッピング情報をマッピング部１１２に出力する。

[0028] 符号化部１０７は、送信ビット系列を符号化し、符号化後の送信ビット系列を変調部１０８に出力する。

[0029] 変調部１０８は、符号化部１０７から入力される送信ビット系列を変調してシンボル系列を生成し、生成したシンボル系列を多重部１０９に出力する。

[0030] 多重部１０９は、パイロット信号および変調部１０８から入力されるシンボル系列を多重する。そして、多重部１０９は、パイロット信号が多重されたシンボル系列をＤＦＴ部１１０に出力する。例えば、パイロット信号としては、ＣＡＺＡＣ（Constant Amplitude Zero Auto Correlation）系列を用いてもよい。また、図１では、ＤＦＴ処理を施す前にパイロット信号とシンボル系列とを多重する構成を採っているが、ＤＦＴ処理を施した後にパイロット信号とシンボル系列とを多重する構成を採ってもよい。

[0031] ＤＦＴ部１１０は、ＤＦＴ行列を用いて、多重部１０９から入力される時間領域のシンボル系列にＤＦＴ処理を施すことにより、周波数領域の信号（

ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を生成する。そして、ＤＦＴ部１１０は、生成したＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割部１１１に出力する。

[0032] 分割部１１１は、制御部１０６から入力されるクラスタ情報に示されるクラスタ数およびクラスタサイズに従って、ＤＦＴ部１１０から入力されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を複数のクラスタに分割する。具体的には、分割部１１１は、ＤＦＴ部１１０で用いるＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交する長さ（ベクトル長）に対応する帯域幅（部分直交帯域幅）でＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割して、複数のクラスタを生成する。そして、分割部１１１は、生成した複数のクラスタで構成されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をマッピング部１１２に出力する。なお、分割部１１１におけるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の分割方法の詳細については後述する。

[0033] マッピング部１１２は、制御部１０６から入力されるマッピング情報に基づいて、分割部１１１から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を周波数リソース（サブキャリアまたはＲＢ）にマッピングする。例えば、マッピング部１１２は、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を構成する複数のクラスタを、不連続な複数の周波数帯域にそれぞれマッピングする。そして、マッピング部１１２は、周波数リソースにマッピングされたＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＩＦＦＴ部１１３に出力する。

[0034] ＩＦＦＴ部１１３は、マッピング部１１２から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号がマッピングされた複数の周波数帯域に対してＩＦＦＴを行って、時間領域のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を生成する。ここで、ＩＦＦＴ部１１３は、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）がマッピングされた複数の周波数帯域以外の周波数帯域に０を挿入する。そして、ＩＦＦＴ部１１３は、時間領域のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＣＰ（Cyclic Prefix）挿入部１１４に出力する。

[0035] ＣＰ挿入部１１４は、ＩＦＦＴ部１１３から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の後尾部分と同じ信号をＣＰとしてＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の先頭に

付加する。

[0036] 無線送信部１１５は、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対しＤ／Ａ変換、増幅およびアップコンバート等の送信処理を施し、送信処理が施された信号をアンテナ１０１を介して基地局へ送信する。

[0037] 一方、基地局は、各端末から送信されたＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）に対して、ＦＤＥ重みを乗算するＦＤＥ処理を行い、ＦＤＥ処理後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を周波数領域で結合する。そして、基地局は、結合後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対してＩＤＦＴ処理を施すことにより、時間領域の信号を得る。

[0038] また、基地局は、各端末から送信されたパイロット信号を用いて、各端末と基地局との間の周波数帯域（例えばサブキャリア）毎のＳＩＮＲ（Signal-to-Interference plus Noise power Ratio）を測定することにより、各端末のチャネル品質情報（例えば、ＣＱＩ：Channel Quality Indicator）を生成する。そして、基地局は、複数の端末のＣＱＩおよびＱｏＳ（Quality of Service）等を用いて、各端末の上り回線の周波数リソース（例えば、ＰＵＳＣＨ）の割り当てをスケジューリングする。そして、基地局は、各端末の上り回線の周波数リソースの割当結果（すなわち、スケジューリング結果）を示す周波数リソース情報を各端末に通知する。基地局が各端末に周波数リソースを割り当てる際に用いるアルゴリズムとして、例えば、ＰＦ（Proportional Fairness）等がある。

[0039] また、基地局は、端末１００の制御部１０６と同様にして、ＤＦＴサイズおよび部分直交条件を用いてクラスタ数およびクラスタサイズを制御し、そのクラスタ数およびクラスタサイズに基づいてＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を結合する。

[0040] 次に、分割部１１１におけるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の分割方法の詳細について説明する。

[0041] ここで、ＤＦＴ部１１０の出力であるＳＣ－ＦＤＭＡ信号は、シンボル系列の各シンボルがＤＦＴ行列のＤＦＴサイズ（列ベクトル長）に対応する周

波数帯域に直交周波数拡散され、直交周波数拡散後の各シンボルが符号多重されることで構成されている。ここで、ＤＦＴサイズをＮとすると、ＤＦＴ部１１０で用いるＤＦＴ行列は、Ｎ×Ｎの行列Ｆ＝［f_0，f_1，…，f_{N-1}］で表すことができる。また、f_i（ｉ＝０～Ｎ－１）は、第ｋの要素として（１／√Ｎ）ｅｘｐ（－ｊ２π（ｉ＊ｋ）／Ｎ）（ｋ＝０～Ｎ－１）を有するＮ×１の列ベクトルである。

[0042] また、すべての列ベクトルf_i（ｉ＝０～Ｎ－１）は、ＤＦＴサイズＮで互いに直交する。すなわち、ＤＦＴ部１１０では、シンボル系列を構成するＮ個のシンボル（例えば、シンボル＃０～＃Ｎ－１）にＤＦＴ行列の列ベクトルf_i（ｉ＝０～Ｎ－１）をそれぞれ乗算することにより、すべてのシンボル（シンボル＃０～＃Ｎ－１）は、列ベクトル長Ｎに対応する直交帯域幅（すなわち、Ｎ個のシンボルがマッピングされる帯域幅）で互いに直交する。

[0043] 例えば、ＤＦＴサイズＮ＝８の場合、図２上段に示すように、８個のシンボル＃０～＃７で構成されるシンボル系列がＤＦＴ部１１０に入力される。そして、図２下段に示すように、ＤＦＴ部１１０は、シンボル＃０～＃７を、ＤＦＴ行列の列ベクトルf_0～f_7でそれぞれ周波数拡散する。そして、ＤＦＴ部１１０は、周波数拡散されたシンボル＃０～＃７を符号多重する。これにより、ＤＦＴサイズＮに対応する直交帯域幅のＳＣ－ＦＤＭＡ信号が得られる。また、ＤＦＴサイズＮ＝８のときのＤＦＴ行列の一例を図３に示す。すなわち、列ベクトルf_i（ｉ＝０～７）は、第ｋ（ただし、ｋ＝０～７）の要素として（１／√８）ｅｘｐ（－ｊ２π（ｉ＊ｋ）／８）を有する８×１の列ベクトルとなる。また、列ベクトルf_0～f_7は、ＤＦＴサイズＮ＝８で互いに直交する。

[0044] ここで、ＤＦＴ行列Ｆの列ベクトルf_iは、ＤＦＴサイズＮで他のすべての列ベクトルと直交するのに加え、ＤＦＴサイズ（列ベクトル長）Ｎよりも小さいベクトル長Ｎ’（ただし、Ｎ’＜Ｎ）でも他の一部の列ベクトルと部分直交する。具体的には、ＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、互いに異なる任意の２つの列ベクトルf_iおよび$f_{i'}$（ただし、ｉ’≠ｉ）が部

分直交するベクトル長Ｎ’と、ＤＦＴ行列ＦのＤＦＴサイズ（列ベクトル長）Ｎとの間には、次式（１）の関係（部分直交条件）がある。ただし、Ｉは、｜Ｉ｜＜｜ｉ－ｉ’｜を満たすゼロ以外の整数である。

[数1]

$$N' = \frac{|I|}{|i - i'|} N \qquad \cdots(1)$$

[0045] 一例として、図３に示す列ベクトルf_1（すなわち、ｉ＝１）および列ベクトルf_5（すなわち、ｉ’＝５）の部分直交条件について説明する。｜Ｉ｜＜｜ｉ－ｉ’｜＝｜－４｜＝４より、｜Ｉ｜は、１，２，３のいずれかの値を採る。

[0046] ｜Ｉ｜＝１の場合、式（１）よりベクトル長Ｎ’＝２となる。よって、図４Ａに示すように、列ベクトルf_1と列ベクトルf_5とはベクトル長Ｎ’＝２、つまり、２個の要素間で部分直交する。例えば、図４Ａに示すように、列ベクトルf_1および列ベクトルf_5それぞれの第０（ｋ＝０）の要素および第１（ｋ＝１）の要素の２個の要素間で部分直交し、第２（ｋ＝２）の要素および第３（ｋ＝３）の要素の２個の要素間で部分直交する。第４（ｋ＝４）の要素～第７（ｋ＝７）の要素についても同様である。

[0047] 同様に、｜Ｉ｜＝２の場合、式（１）よりベクトル長Ｎ’＝４となる。よって、図４Ｂに示すように、列ベクトルf_1と列ベクトルf_5とはベクトル長Ｎ’＝４、つまり、４個の要素間で部分直交する。例えば、図４Ｂに示すように、列ベクトルf_1および列ベクトルf_5それぞれの第０（ｋ＝０）の要素～第３（ｋ＝３）の要素の４個の要素間で部分直交し、第４（ｋ＝４）の要素～第７（ｋ＝７）の要素の４個の要素間で部分直交する。

[0048] また、｜Ｉ｜＝３の場合、式（１）よりベクトル長Ｎ’＝６となる。よって、図４Ｃに示すように、列ベクトルf_1と列ベクトルf_5とはベクトル長Ｎ’＝６、つまり、６個の要素間で部分直交する。例えば、図４Ｃに示すように、列ベクトルf_1および列ベクトルf_5それぞれの第０（ｋ＝０）の要素～第５（ｋ＝５）の要素の６個の要素間で部分直交し、第２（ｋ＝２）の要素

～第７（ｋ＝７）の要素の６個の要素間で部分直交する。

[0049] ここで、ＤＦＴ行列のＤＦＴサイズＮに対応する帯域幅（すなわち、ＤＦＴ行列の直交帯域幅）Ｂは、Ｎ＊B_{sub}で表される。ここで、B_{sub}は、直交周波数間隔（サブキャリア間隔）を示す。同様に、列ベクトルf_iおよび列ベクトル$f_{i'}$が部分直交するベクトル長Ｎ’（ただし、Ｎ’＜Ｎ）に対応する部分直交帯域幅Ｂ’は、Ｎ’＊B_{sub}で表される。これより、ＤＦＴ行列の直交帯域幅、つまり、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の送信に使用される全帯域幅（直交帯域幅）Ｂと部分直交帯域幅Ｂ’との間の関係（部分直交条件）は次式（２）で表すことができる。

[数2]

$$B' = N'B_{sub} = \frac{|I|}{|i-i'|}NB_{sub} = \frac{|I|}{|i-i'|}B \qquad \cdots(2)$$

[0050] このように、ＤＦＴ行列のＤＦＴサイズＮで列ベクトルf_i（ｉ＝０～Ｎ－１）が互いに直交するだけでなく、ＤＦＴサイズＮよりも小さいベクトル長Ｎ’でも部分直交関係となる列ベクトルが存在する。

[0051] 上述したように、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割する場合、各クラスタが不連続な周波数帯域にそれぞれマッピングされるため、クラスタの結合点では等価チャネル利得の急激な変動（不連続点）が発生しやすい。一方、各クラスタ内では、ＦＤＥ処理を行うことにより等価チャネル利得の変動は緩慢になる。すなわち、等価チャネル利得の急激な変動（不連続点）が発生する場合（ＤＦＴ行列の直交帯域幅でＤＦＴ行列の直交性が崩れる場合）でも、クラスタ内で直交性を維持することによりＩＳＩを低減することが可能となる。

[0052] そこで、本実施の形態では、分割部１１１は、ＤＦＴ行列の列ベクトル長Ｎと部分直交の関係にあるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’（＝Ｎ’＊B_{sub}）でＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割する。

[0053] 以下、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割方法１－１～１－４について説明する。

[0054] ＜分割方法１－１＞

本分割方法では、分割部１１１は、式（１）より算出されるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’（＝Ｎ’＊$Ｂ_{sub}$）でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。

[0055] 以下の説明では、クラスタ数を２とし、各クラスタサイズを式（２）（または、式（１））を満たす部分直交帯域幅Ｂ’、および、直交帯域幅Ｂと部分直交帯域幅Ｂ’との差分の帯域幅Ｂ”（＝Ｂ－Ｂ’）とする。また、ＤＦＴサイズＮを８とする。

[0056] よって、分割部１１１は、ＤＦＴ部１１０から入力されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を、図５Ａに示すようにクラスタ＃０およびクラスタ＃１の２つのクラスタに分割する。具体的には、分割部１１１は、直交帯域幅ＢのＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、式（２）より算出される部分直交帯域幅Ｂ’で分割する。換言すると、分割部１１１は、式（１）より算出されるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。これにより、分割部１１１は、部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタ＃０、および、直交帯域幅Ｂと部分直交帯域幅Ｂ’との差分の帯域幅Ｂ”（＝Ｂ－Ｂ’）のクラスタ＃１を生成する。

[0057] そして、マッピング部１１２は、図５Ａに示すように、クラスタ＃０およびクラスタ＃１を、不連続な２つの周波数帯域にそれぞれをマッピングする。

[0058] 一方、基地局は、図５Ａに示すクラスタ＃０およびクラスタ＃１で構成されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を受信する。そして、基地局は、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対してＦＤＥ処理を施すことにより、図５Ｂに示すようなＦＤＥ後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を得る。そして、基地局は、図５Ｂに示すＦＤＥ後のクラスタ＃０およびクラスタ＃１を結合することにより、図５Ｃに示すように、ＤＦＴ行列の直交帯域幅Ｂ（＝Ｂ’＋Ｂ”）の信号を生成する。

[0059] 図５Ｃに示すように、クラスタ＃０とクラスタ＃１との結合点では、等価チャネル利得の変動が不連続となる。一方、各クラスタ内では、等価チャネ

ル利得の変動は緩慢である。よって、クラスタ＃０では、式（２）または式（１）を満たす列ベクトルf_iおよび$f_{i'}$に対応する多重シンボル間（すなわち、部分直交する多重シンボル間）のＩＳＩは低減される。これにより、クラスタ＃０（すなわち、部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタ）内では、クラスタ＃０とクラスタ＃１との結合点（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割点）における等価チャネル利得の急激な変動に起因するＩＳＩを低減することができる。

[0060] このように、本分割方法によれば、複数のクラスタの結合点では等価チャネル利得の変動が不連続になるものの、部分直交帯域幅のクラスタ内では、多重シンボル間の直交性の崩れを低減することができる。よって、本分割方法によれば、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割する場合でも、等価チャネル利得の急激な変動に起因したＩＳＩを低減することができる。

[0061] ＜分割方法１－２＞

本分割方法では、分割部１１１は、式（１）において、$(|l|/|i-i'|)^{-1}$が２以上Ｎ未満であり、かつ、Ｎの約数のいずれか１つであるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。

[0062] 以下、具体的に説明する。ここでは、ＤＦＴサイズＮを１２とし、クラスタ数を２とする。

[0063] Ｎ＝１２の場合、２以上かつ１２未満であり、かつ、Ｎ＝１２の約数は、２，３，４，６である。よって、分割部１１１は、式（１）に示す$(|l|/|i-i'|)$の逆数である$(|l|/|i-i'|)^{-1}$＝２，３，４，６のいずれか１つを選択する。すなわち、分割部１１１は、式（１）より、ベクトル長Ｎ’＝６，４，３，２のいずれか１つを選択する。つまり、式（１）において、$(|l|/|i-i'|)$＝１／２，１／３，１／４，１／６をそれぞれ満たす列ベクトルf_iおよび列ベクトル$f_{i'}$がベクトル長Ｎ’＝６，４，３，２でそれぞれ部分直交する。

[0064] 例えば、分割部１１１は、列ベクトルf_i（ｉ＝０～１１）をベクトル長Ｎ’＝６で分割する場合（つまり、$(|l|/|i-i'|)^{-1}$＝２の場合）、

クラスタ＃０のベクトル長Ｎ’を６とし、クラスタ＃１のベクトル長Ｎ”を６（＝Ｎ－Ｎ’＝１２－６）とする。すなわち、分割部１１１は、直交帯域幅Ｂ（＝Ｎ＊$Ｂ_{sub}$＝１２$Ｂ_{sub}$）のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、部分直交帯域幅Ｂ’（＝Ｎ’＊$Ｂ_{sub}$＝６$Ｂ_{sub}$）のクラスタ＃０と帯域幅Ｂ”（＝Ｎ”＊$Ｂ_{sub}$＝６$Ｂ_{sub}$）のクラスタ＃１とに分割する。ベクトル長Ｎ’＝４，３，２の場合についても同様である。

[0065] これにより、本分割方法により算出したベクトル長Ｎ’のクラスタを含む２つのクラスタ（クラスタ＃０およびクラスタ＃１）のベクトル長の組み合わせ（Ｎ’，Ｎ”）は、（６，６）、（４，８）、（３，９）、（２，１０）のいずれかとなる。すなわち、２つのクラスタのベクトル長の組み合わせはいずれも整数となる。よって、ＤＦＴ行列のＤＦＴサイズ（ＤＦＴポイント数）が０～Ｎ－１の整数値を採るのに対し、列ベクトル$ｆ_{i}$を分割するベクトル長Ｎ’およびベクトル長Ｎ”＝（Ｎ－Ｎ’）も、分数になることなく、常に整数値にすることができる。換言すると、直交帯域幅Ｂ（＝Ｎ＊$Ｂ_{sub}$）を分割する部分直交帯域幅Ｂ’は、常に$Ｂ_{sub}$の整数倍に限定することができる。

[0066] このように、本分割方法によれば、分割方法１と同様の効果を得つつ、整数値のＤＦＴサイズＮを用いてＳＣ－ＦＤＭＡ信号を出力するＤＦＴ処理と、ＤＦＴ処理の出力であるＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割する分割処理との親和性を高めることができる。

[0067] ＜分割方法１－３＞

本分割方法では、分割部１１１は、素数の倍数であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。

[0068] 以下、具体的に説明する。例えば、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を素数$ｘ_{0}$の倍数$ａ_{0}ｘ_{0}$（ただし、係数$ａ_{0}$は１以上の整数）とする。ここでは、ＤＦＴサイズＮを１２とし、クラスタ数を２とする。また、素数$ｘ_{0}$＝３とし、係数$ａ_{0}$＝３とする。

[0069] よって、分割部１１１は、クラスタ＃０のベクトル長Ｎ’を９（＝３×３

）とし、クラスタ＃１のベクトル長Ｎ”を３（＝Ｎ－Ｎ’＝１２－９）とする。すなわち、分割部１１１は、ＤＦＴサイズＮ＝１２に対応する直交帯域幅Ｂ（＝Ｎ＊$Ｂ_{sub}$＝１２$Ｂ_{sub}$）のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、ベクトル長Ｎ’＝９に対応する部分直交帯域幅Ｂ’（＝Ｎ’＊$Ｂ_{sub}$＝９$Ｂ_{sub}$）のクラスタ＃０と、ベクトル長Ｎ”＝３に対応する帯域幅Ｂ”（＝Ｎ”＊$Ｂ_{sub}$＝３$Ｂ_{sub}$）のクラスタ＃１とに分割する。

[0070] ここで、素数$ｘ_0$＝３の倍数$ａ_0ｘ_0$であるベクトル長Ｎ’＝９のクラスタ＃０では、ベクトル長が３，６，９でそれぞれ直交している（階層的に直交している）列ベクトルが存在する。例えば、図６に示す列ベクトル$ｆ_0$～$ｆ_{11}$の実部および虚部において、列ベクトル$ｆ_0$と$ｆ_4$との間、列ベクトル$ｆ_0$と$ｆ_8$との間、および、列ベクトル$ｆ_4$と$ｆ_8$との間では、ベクトル長３，６，９でそれぞれの波形が直交する。なお、ここでは、素数$ｘ_0$＝３の倍数となるベクトル長の直交関係のみを示している。例えば、列ベクトル$ｆ_4$と$ｆ_8$との間では、ベクトル長３は、列ベクトル$ｆ_4$の１周期分と列ベクトル$ｆ_8$の２周期分とに一致し、ベクトル長６は、列ベクトル$ｆ_4$の２周期分と列ベクトル$ｆ_8$の４周期分とに一致し、ベクトル長９は、列ベクトル$ｆ_4$の３周期分と列ベクトル$ｆ_8$の６周期分とに一致する。

[0071] すなわち、クラスタ＃０（ベクトル長Ｎ’＝９）では、１２個の列ベクトル$ｆ_0$～$ｆ_{11}$のうち、列ベクトル$ｆ_0$，$ｆ_4$，$ｆ_8$は、ベクトル長３，６，９の周期でそれぞれ直交する階層的な直交関係がある。これより、クラスタ＃０（ベクトル長Ｎ’＝９）では、図６に示す１２個の列ベクトル$ｆ_0$～$ｆ_{11}$（例えば、多重シンボル＃０～＃１１）のうち、列ベクトル$ｆ_0$，$ｆ_4$，$ｆ_8$（例えば、多重シンボル＃０，＃４，＃８）の間ではＩＳＩは低減される。

[0072] このように、本分割方法では、分割部１１１は、素数$ｘ_0$の倍数$ａ_0ｘ_0$であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割することにより、素数$ｘ_0$の倍数（$ｘ_0$，$２ｘ_0$，…，$ａ_0ｘ_0$）の周期で階層的に直交する多重シンボルの数を多く含むクラスタを生成することができる。つまり、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成されるクラスタのクラスタサ

イズで部分直交する多重シンボル（列ベクトル）を多く確保することができる。換言すると、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成されるクラスタのクラスタサイズで部分直交しない多重シンボル（列ベクトル）を低減することにより、部分直交しない多重シンボル間の直交性の崩れに起因したＩＳＩを低減することができる。

[0073] また、本分割方法では、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の分割に関する制御情報として、基地局から端末１００へ通知が必要な情報は、係数a_0のみでよいため、制御情報の通知に要する情報量を削減することができる。

[0074] なお、本分割方法では、分割部１１１が１つの素数の倍数であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する場合について説明した。しかし、本発明では、例えば、分割部１１１は、２つ以上の素数の積の倍数であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割してもよい。

[0075] 例えば、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を、素数x_0，x_1，x_2，…のうち少なくとも２つの素数（２つ以上の素数）の積（例えば、$x_0 * x_1$）の倍数（例えば、$b_0(x_0 * x_1)$）（ただし、b_0は１以上の整数）とする。これにより、ベクトル長Ｎ’＝$b_0(x_0 * x_1)$に対応する部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタでは、素数x_0の倍数（x_0，$2x_0$，…，b_0x_0）の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）と、素数x_1の倍数（x_1，$2x_1$，…，b_0x_1）の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）とを含むことができる。つまり、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の最小分割単位（例えば、$x_0 * x_1$）がより大きくなるほど、ベクトル長Ｎ’＝$b_0(x_0 * x_1)$に対応する部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタでは、クラスタサイズで部分直交する多重シンボル（列ベクトル）の数をより増加させることができる。このため、多重シンボル（列ベクトル）間の直交性の崩れに起因したＩＳＩをさらに低減することができる。

[0076] なお、２つ以上の素数を選択する際、より小さい素数（２，３，５，７，…）から順に選択することが望ましい。これにより、部分直交帯域幅Ｂ’の

クラスタでは、素数の倍数の周期で階層的に直交する多重シンボル（列ベクトル）をより多く確保することができ、多重シンボル（列ベクトル）間の直交性の崩れに起因したＩＳＩをさらに低減することができる。

[0077] ＜分割方法１－４＞

本分割方法では、分割部１１１は、素数のべき乗であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。

[0078] 以下、具体的に説明する。例えば、分割部１１１は、列ベクトル長Ｎ’を素数x_0のべき乗x_0^{a0}（ただし、a_0は１以上の整数）とする。ここでは、分割方法１－３と同様、ＤＦＴサイズＮを１２とし、クラスタ数を２とする。また、素数x_0＝２とし、係数a_0＝３とする。

[0079] よって、例えば、分割部１１１は、クラスタ＃０のベクトル長Ｎ’を８（＝2^3）とし、クラスタ＃１のベクトル長Ｎ”を４（＝Ｎ－Ｎ’＝１２－８）とする。すなわち、分割部１１１は、ＤＦＴサイズＮ＝１２に対応する直交帯域幅Ｂ（＝Ｎ＊B_{sub}＝１２B_{sub}）のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、ベクトル長Ｎ’＝８に対応する部分直交帯域幅Ｂ’（＝Ｎ’＊B_{sub}＝８B_{sub}）のクラスタ＃０と、ベクトル長Ｎ”＝４に対応する帯域幅Ｂ”（＝Ｎ”＊B_{sub}＝４B_{sub}）のクラスタ＃１とに分割する。

[0080] ここで、素数x_0＝２のべき乗x_0^{a0}であるベクトル長Ｎ’＝８のクラスタ＃０では、ベクトル長が２，４，８でそれぞれ直交している列ベクトルが存在する。例えば、図７に示す列ベクトルf_0～f_{11}の実部および虚部において、列ベクトルf_0とf_3との間、列ベクトルf_0とf_6との間、および、列ベクトルf_3とf_6との間では、分割方法１－３（図６）と同様、ベクトル長２，４，８でそれぞれの波形が直交する。なお、ここでは、素数x_0＝２のべき乗となるベクトル長の直交関係のみを示している。

[0081] すなわち、クラスタ＃０（ベクトル長Ｎ’＝８）では、１２個の列ベクトルf_0～f_{11}のうち、列ベクトルf_0，f_3，f_6は、ベクトル長２，４，８の周期でそれぞれ直交する階層的な直交関係がある。これより、クラスタ＃０（ベクトル長Ｎ’＝８）では、図７に示す１２個の列ベクトルf_0～f_{11}（例

えば、多重シンボル＃０～＃１１）のうち、列ベクトルf_0，f_3，f_6（例えば、多重シンボル＃０，＃３，＃６）の間ではＩＳＩは低減される。

[0082] このように、本分割方法では、分割部１１１は、素数x_0のべき乗x_0^{a0}であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割することにより、素数x_0のべき乗（x_0，x_0^2，…，x_0^{a0}）の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）を多く含むクラスタを生成することができる。よって、分割方法１－３と同様、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成されるクラスタのクラスタサイズで部分直交しない多重シンボル（列ベクトル）間の直交性の崩れに起因したＩＳＩを低減することができる。

[0083] また、本分割方法では、分割方法１－３と同様、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の分割に関する制御情報として、基地局から端末１００へ通知が必要な情報は、係数a_0のみでよいため、制御情報の通知に要する情報量を削減することができる。

[0084] なお、本分割方法では、分割部１１１が１つの素数のべき乗であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する場合について説明した。しかし、本発明では、例えば、分割部１１１は、２つ以上の素数の積のべき乗であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割してもよい。

[0085] 例えば、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を、素数x_0，x_1，x_2，…のうち少なくとも２つの素数（２つ以上の素数）の積（例えば、$x_0 * x_1$）のべき乗（例えば、$(x_0 * x_1)^{b0}$）（ただし、b_0は１以上の整数）とする。これにより、ベクトル長Ｎ’＝$(x_0 * x_1)^{b0}$に対応する部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタでは、素数x_0のべき乗（x_0，x_0^2，…，x_0^{b0}）の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）と、素数x_1のべき乗（x_1，x_1^2，…，x_1^{b0}）の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）とを含むことができる。つまり、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の最小分割単位（例えば、$x_0 * x_1$）がより大きくなるほど、ベクトル長Ｎ’＝$(x_0 * x_1)^{b0}$

に対応する部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタでは、クラスタサイズで部分直交する多重シンボル（列ベクトル）の数をより増加させることができる。このため、多重シンボル（列ベクトル）間の直交性の崩れに起因したＩＳＩをさらに低減することができる。

[0086] また、本発明では、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を、素数x_0，x_1，x_2，…のうち少なくとも２つの素数（２つ以上の素数）の積（例えば、$x_0 * x_1$）のべき乗（例えば、$(x_0 * x_1)^{b0}$）の倍数（例えば、$p_0(x_0 * x_1)^{b0}$））（ただし、p_0は１以上の整数）としてもよい。この場合でも本分割方法と同様の効果を得ることができる。

[0087] また、本発明では、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を、素数x_0，x_1，…のべき乗x_0^{c0}，x_1^{c1}，…（c_0，c_1，…は０以上の整数。ただし、c_0，c_1，…のうち少なくとも１つは１以上の整数）のうち少なくとも２つ（２つ以上）の積$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots$としてもよい。この場合でも本分割方法と同様の効果を得ることができる。ここで、ＤＦＴと同等の処理をより低演算で実現するＦＦＴ（Fast Fourier Transform）では、ＦＦＴサイズ（ＦＦＴポイント数）として、ある値のべき乗の積を用いることが考えられる。よって、ＤＦＴの代わりにＦＦＴを用いる場合には、列ベクトル長Ｎを分割するベクトル長Ｎ’として素数のべき乗の積$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots$を用いることにより、ＦＦＴ処理とＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割処理との親和性を高めることができる。また、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を、素数のべき乗の積$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots$の倍数$p_0(x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots)$（ただし、$p_0$は１以上の整数）としてもよい。

[0088] なお、２つ以上の素数を選択する際、より小さい素数（２，３，５，７，…）から順に選択することが望ましい。これにより、部分直交帯域幅Ｂ’のクラスタでは、素数のべき乗の周期で階層的に部分直交する多重シンボル（列ベクトル）をより多く確保することができ、多重シンボル（列ベクトル）間の直交性の崩れに起因したＩＳＩをさらに低減することができる。

[0089] 以上、分割部１１１におけるＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割方法１－１～１－

４について説明した。

[0090] このように、本実施の形態によれば、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割して、複数のクラスタを不連続な周波数帯域にそれぞれマッピングする場合でも、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅で分割することにより、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩを低減することができる。

[0091] よって、本実施の形態によれば、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩを低減することにより、信号点間のユークリッド距離が非常に短い６４ＱＡＭ等の高レベルの多値変調を用いる場合でも、データ伝送効率を低下させずに、伝送特性を改善することができる。

[0092] なお、本実施の形態では、１つのクラスタ（ここでは、クラスタ＃０）の帯域幅が部分直交帯域幅となるように、端末がＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割する場合について説明した。しかし、本発明では、端末は、例えば、分割方法１－１～１－４のいずれかを用いて、複数のクラスタすべての帯域幅が部分直交帯域幅となるように、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を複数のクラスタに分割してもよい。これにより、すべてのクラスタにおいて、部分直交の関係にある多重シンボルを増加させることができるため、クラスタ毎にＩＳＩを低減することができる。

[0093] また、本実施の形態において、図８に示すように、端末は、部分直交帯域幅の周波数帯域（または、クラスタ）毎に周波数インタリーブしてもよい。具体的には、分割部１１１が図８上段に示すように、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をクラスタ＃０とクラスタ＃１とに分割した場合、図示しないインタリーブ部は、部分直交帯域幅単位で周波数インタリーブする。すなわち、インタリーブ部は、部分直交帯域幅B_0'を有するクラスタ＃０の前半部、部分直交帯域幅B_0'を有するクラスタ＃０の後半部および部分直交帯域幅B_1'のクラスタ＃１に対して周波数インタリーブする。これにより、本実施の形態と同様、クラスタ内の直交性の崩れを低減しつつ、周波数ダイバーシチ効果をさらに向上させることができる。

[0094] また、本実施の形態では、基地局が、端末１００との通信の度に周波数リ

ソース情報のみを端末１００へ通知し、端末１００が予め通知されたカテゴリ情報および部分直交条件情報（式（１）および式（２））に基づいて、クラスタ情報（クラスタ数およびクラスタサイズ）を算出する場合について説明した。しかし、本発明では、例えば、基地局は、端末１００との通信の度に、周波数リソース情報およびクラスタ情報（クラスタ数およびクラスタサイズ）のすべてを端末１００へ通知し、端末１００は、受信した周波数リソース情報およびクラスタ情報に基づいてＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割してもよい。

[0095] また、例えば、基地局は、クラスタ数およびクラスタサイズを考慮して割り当てた周波数帯域を示す周波数リソース情報を端末１００へ通知してもよい。具体的には、基地局（基地局のスケジューラ）は、例えば、スケジューリングを行うことによってある周波数帯域（サブキャリア）で最大ＳＩＮＲを示す端末１００に対して、その周波数帯域を含み、かつ、式（２）（または式（１））を満たす部分直交帯域幅Ｂ’の周波数帯域を割り当てる割当処理を行う。つまり、基地局は、式（２）（または式（１））より算出される部分直交帯域幅Ｂ’の周波数帯域を、端末１００のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を構成する複数のクラスタに割り当てる。基地局は、上記割当処理を異なる周波数帯域で繰り返し行うことにより、部分直交帯域幅を有する複数のクラスタからなるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の周波数リソース割当を行う。そして、基地局は、端末１００のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の周波数リソース割当結果を示す周波数リソース情報を端末１００に通知する。基地局は、端末１００以外の他の端末に対しても上記周波数リソース割当処理を行う。これにより、基地局は、自局のセル内に位置するすべての端末に対して、周波数リソースの割り当てをスケジューリングすることができる。また、端末１００は、基地局から通知された周波数リソース情報に示される周波数帯域に応じてＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をマッピングすればよい。これにより、端末１００では、ＳＣ－ＦＤＭＡが複数のクラスタに分割され、複数のクラスタは部分直交帯域幅の周波数帯域にそれぞれマッピングされるため、本実施の形態と

同様の効果を得ることができる。

[0096] （実施の形態２）

本実施の形態では、高速大容量のデータ伝送を実現するための伝送技術の１つであるＭＩＭＯ（Multi-Input Multi-Output）伝送を用いる場合について説明する。ＭＩＭＯ伝送技術では、基地局および端末の双方に複数のアンテナを設け、無線送受信間の空間に複数の伝搬路（ストリーム）を用意し、各ストリームを空間的に多重することにより、スループットを増大させることができる。

[0097] 以下、具体的に説明する。本実施の形態に係る端末２００の構成を図９に示す。端末２００は、２つのストリーム（ストリーム＃１およびストリーム＃２）を用いてＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を送信する２本のアンテナ（アンテナ１０１－１および１０１－２）を具備する。

[0098] また、端末２００は、符号化部１０７、変調部１０８、多重部１０９、ＤＦＴ部１１０および分割部１１１からなるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２をアンテナ１０１－１および１０１－２に対応して備える。

[0099] さらに、端末２００は、マッピング部１１２、ＩＦＦＴ部１１３、ＣＰ挿入部１１４および無線送信部１１５からなる送信処理部２０３－１および２０３－２をアンテナ１０１－１および１０１－２に対応して備える。

[0100] Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２は、それぞれに入力される送信ビット系列に対して、実施の形態１の符号化部１０７～分割部１１１と同様の処理を施すことにより、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）を生成する。そして、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２は、生成したＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をプレコーディング部２０２にそれぞれ出力する。

[0101] プレコーディング部２０２には、部分直交帯域幅を有する同一周波数帯域毎、または、部分直交帯域幅の同一クラスタ毎に互いに異なる空間プレコーディング行列（Precoding Matrix：ＰＭ）が制御部１０６から入力される。

つまり、プレコーディング部２０２は、部分直交帯域幅を有する同一周波数帯域毎、または、部分直交帯域幅の同一クラスタ毎に同一空間プレコーディング行列を用いる。ここでは、空間プレコーディング行列を示すプレコーディング情報は、基地局から端末２００に通知される。例えば、プレコーディング情報には、各空間プレコーディング行列を示す番号が示され、制御部１０６がプレコーディング情報に示される番号に基づいて、各空間プレコーディング行列を算出してもよい。

[0102] プレコーディング部２０２は、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２からそれぞれ入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対して、空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算する。ここで、プレコーディング部２０２は、複数のストリームそれぞれにおいて、同一の部分直交帯域幅を有する周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号、または、同一の部分直交帯域幅を有するクラスタに、同一の空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算する。そして、プレコーディング部２０２は、プレコーディング後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、ストリーム毎に対応する送信処理部２０３－１および２０３－２にそれぞれ出力する。

[0103] 送信処理部２０３－１および２０３－２は、それぞれに入力されるプレコーディング後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対して、実施の形態１のマッピング部１１２～無線送信部１１５と同様の処理を施し、送信処理後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をアンテナ１０１－１および１０１－２を介して基地局へそれぞれ送信する。

[0104] 次に、端末２００のプレコーディング部２０２におけるプレコーディング処理の詳細について説明する。

[0105] まず、部分直交帯域毎に同一の空間プレコーディング行列を用いる場合について説明する。例えば、図１０Ａでは、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２の各分割部１１１（図９）は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅B_0’の２倍の帯域幅を有するクラスタ＃０と、部分直交帯域幅B_1’を有するクラスタ＃１とに分割する。

[0106] よって、プレコーディング部２０２は、ストリーム＃１およびストリーム＃２を用いて送信されるクラスタ＃０およびクラスタ＃１に、部分直交帯域幅毎に同一の空間プレコーディング行列を乗算する。具体的には、図１０Ａに示すように、プレコーディング部２０２は、クラスタ＃０のうち、一方の部分直交帯域幅B_0’では、ストリーム＃１およびストリーム＃２の双方で同一の空間プレコーディング行列ＰＭ＃０を用い、他方の部分直交帯域幅B_0’では、ストリーム＃１およびストリーム＃２の双方で同一の空間プレコーディング行列ＰＭ＃１を用いる。また、プレコーディング部２０２は、部分直交帯域幅B_1’を有するクラスタ＃１では、ストリーム＃１およびストリーム＃２の双方で同一の空間プレコーディング行列ＰＭ＃２を用いる。

[0107] 次に、クラスタ毎に同一の空間プレコーディング行列を用いる場合について説明する。例えば、図１０Ｂでは、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部２０１－１および２０１－２の各分割部１１１（図９）は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、部分直交帯域幅B_0’を有するクラスタ＃０と、部分直交帯域幅B_1’を有するクラスタ＃１とに分割する。

[0108] そして、プレコーディング部２０２は、ストリーム＃１およびストリーム＃２を用いて送信されるクラスタ＃０およびクラスタ＃１に、クラスタ毎に同一の空間プレコーディング行列を乗算する。具体的には、図１０Ｂに示すように、プレコーディング部２０２は、部分直交帯域幅B_0’を有するクラスタ＃０では、ストリーム＃１およびストリーム＃２の双方で同一の空間プレコーディング行列ＰＭ＃０を用いる。また、プレコーディング部２０２は、部分直交帯域幅B_1’を有するクラスタ＃１では、ストリーム＃１およびストリーム＃２の双方で同一の空間プレコーディング行列ＰＭ＃２を用いる。

[0109] これにより、例えば、図１０Ａにおいて、ストリーム＃１のクラスタ＃０と、ストリーム＃２のクラスタ＃１との間において、周波数領域では、実施の形態１と同様にして、それぞれのクラスタ内の多重シンボル（列ベクトル）間の直交性を維持することによりＩＳＩを低減することができ、かつ、空間領域では直交した空間プレコーディング行列（例えば、ユニタリ行列）を

用いることにより互いに直交することができる。すなわち、ストリーム＃１のクラスタ＃０と、ストリーム＃２のクラスタ＃１との間（すなわち、異なる周波数帯域および異なるストリームで送信されるクラスタ間）では、ＩＳＩをより低減することができる。ストリーム＃１のクラスタ＃１と、ストリーム＃２のクラスタ＃０との間でも同様である。

[0110] つまり、ＭＩＭＯ伝送技術を用いる場合、異なるストリームにおいて、同一の部分直交帯域幅毎（またはクラスタ毎）に同一の空間プレコーディング行列を用いることにより、異なるストリーム間および異なる周波数帯域間でのＩＳＩを低減することができる。

[0111] このようにして、本実施の形態によれば、実施の形態１と同様、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅で分割することによって、周波数領域でのＩＳＩを低減することができ、さらに、部分直交帯域幅毎に空間プレコーディング行列を用いることによって、空間領域でのＩＳＩを低減することができる。

[0112] なお、本実施の形態では、２個のストリームを用いる場合について説明したが、ストリーム数は２個に限らず３個以上のストリーム数を用いる場合に本発明を適用してもよい。

[0113] また、本実施の形態は、シングルユーザ（Single User：ＳＵ）－ＭＩＭＯ伝送（すなわち、１つの基地局の複数のアンテナと１つの端末の複数のアンテナとの間におけるＭＩＭＯ伝送）およびマルチユーザ（Multi User：ＭＵ）－ＭＩＭＯ伝送（すなわち、１つの基地局の複数のアンテナと複数の端末の複数のアンテナとの間におけるＭＩＭＯ伝送）の双方で適用することができる。

[0114] また、本実施の形態において、ＦＳＴＤ（Frequency Switched Transmit Diversity）を用いる場合、端末は、部分直交する帯域幅を有する周波数帯域（またはクラスタ）毎に送信アンテナを切り替えてもよい。例えば、図１１に示すように、送信アンテナ数が３本（アンテナ＃０～＃２）であり、クラスタ数が３（クラスタ＃０～＃２）の場合、部分直交帯域幅B_o'を有するク

ラスタ＃０の前半部分はアンテナ＃０から送信され、部分直交帯域幅B_0’を有するクラスタ＃０の後半部分はアンテナ＃１から送信され、部分直交帯域幅B_1’を有するクラスタ＃１はアンテナ＃０から送信され、部分直交帯域幅B_2’を有するクラスタ＃２はアンテナ＃２から送信されてもよい。このようにＦＳＴＤにおいて、部分直交帯域幅を有する周波数帯域（またはクラスタ）単位で送信アンテナを切り替えることにより、部分直交帯域幅を有する周波数帯域（B_0’～B_2’）間で互いに異なるフェージング変動を受けることができる。従って、部分直交帯域幅の周波数帯域内での直交性を維持しつつ、空間ダイバーシチ効果を得ることができる。

[0115] （実施の形態３）

実施の形態２では、ＦＳＴＤ（Frequency Switched Transmit Diversity）を用いる場合、端末が、部分直交する帯域幅を有する周波数帯域（またはクラスタ）毎に送信アンテナを切り替える場合について説明した。また、このとき、全ての送信アンテナの周波数領域で見ると、非連続な周波数帯域に複数のクラスタがマッピングされる場合について説明した。これに対して、本実施の形態では、端末は、部分直交する帯域幅を有する周波数帯域（またはクラスタ）毎に送信アンテナを切り替えるＦＳＴＤを用いる場合において、全ての送信アンテナの周波数領域で見た場合に、連続する周波数帯域に複数のクラスタをマッピングする。

[0116] すなわち、実施の形態２においてＦＳＴＤを用いる場合、図１１に示すように、各アンテナにマッピングされる部分直交帯域幅を有するクラスタは非連続な周波数帯域にマッピングされ、かつ、全てのアンテナの周波数で見た場合においても、非連続な周波数帯域に複数のクラスタがマッピングされる。具体的には、図１１では、アンテナ＃１のクラスタ＃０とアンテナ＃０のクラスタ＃１との間にアンテナ間で空き周波数帯域が存在している。同様に、アンテナ＃０のクラスタ＃１とアンテナ＃２のクラスタ＃２との間にもアンテナ間で空き周波数帯域が存在している。また、図１１では、アンテナ間の空き周波数帯域には、いずれのクラスタもマッピングされておらず、全て

のアンテナの周波数領域で見た場合でも、複数のクラスタが非連続な周波数帯域にマッピングされている。

[0117] 一方、本実施の形態では、ＦＳＴＤを用いる場合、図１２に示すように、各アンテナ（空間リソース）にマッピングされる部分直交帯域幅を有するクラスタは、実施の形態２と同様、非連続な周波数帯域にマッピングされる。一方、図１２に示すように、各アンテナ（空間リソース）にマッピングされる部分直交帯域幅を有するクラスタは、全てのアンテナの周波数領域で見た場合には、連続した周波数帯域に部分直交帯域幅を有する複数のクラスタがマッピングされる。すなわち、図１２では、アンテナ＃０（空間リソース＃０）のクラスタ＃Ａとアンテナ＃１（空間リソース＃１）のクラスタ＃Ｂとの間、アンテナ＃１（空間リソース＃１）のクラスタ＃Ｂとアンテナ＃０（空間リソース＃０）のクラスタ＃Ｃとの間、および、アンテナ＃０（空間リソース＃０）のクラスタ＃Ｃとアンテナ＃２（空間リソース＃２）のクラスタ＃Ｄとの間の全てのクラスタ間に空き周波数帯域は存在しない。つまり、全てのアンテナの周波数領域で見た場合には、部分直交帯域幅を有する複数のクラスタが連続した周波数帯域にマッピングされている。

[0118] すなわち、各アンテナの周波数領域で見た場合にはＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（部分直交帯域幅を有する複数のクラスタ）が非連続な周波数帯域にマッピングされる場合でも、全てのアンテナの周波数領域で見た場合にＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号が連続した周波数帯域にマッピングされる場合には、実施の形態２と同様、部分直交帯域幅の周波数帯域内での直交性を維持しつつ、さらに、空間ダイバーシチ効果を得ることができる。また、受信装置（基地局）側は、送信装置（端末）側から連続した周波数帯域にＳＣ－ＦＤＭＡ信号が送信された場合と同様にして受信処理を行うことができる。よって、本実施の形態によれば、受信装置（基地局）は、送信装置のアンテナ間（空間リソース間）での非連続なマッピング処理を意識することなく、部分直交帯域幅の周波数帯域内での直交性を維持しつつ、空間ダイバーシチ効果を得ることができる。

[0119] なお、本発明において、部分直交帯域幅を有する複数のクラスタを、複数のアンテナへマッピングする方法として、周波数領域においてアンテナ軸（または、アンテナ方向、空間リソース領域）に対して回転させるように、部分直交帯域幅を有する複数のクラスタをマッピングする方法を用いてもよい。図１３は、端末が、低い周波数から高い周波数へ順番にアンテナ軸（または、アンテナ方向、空間リソース領域）の同一方向に回転させるように、複数のクラスタ（クラスタ＃Ａ，＃Ｂ，＃Ｃ，＃Ｄ）をアンテナ＃０～＃２（空間リソース＃０～＃２）にマッピングする場合を示している。具体的には、図１３に示すように、端末は、クラスタ＃Ａをアンテナ＃０（空間リソース＃０）にマッピングし、クラスタ＃Ｂをアンテナ＃１（空間リソース＃１）にマッピングし、クラスタ＃Ｃをアンテナ＃２（空間リソース＃２）にマッピングし、クラスタ＃Ｄをアンテナ＃０（空間リソース＃０）にマッピングする。つまり、図１３では、端末は、アンテナ＃０，＃１，＃２，＃０，…の順に、アンテナ軸（または、アンテナ方向、空間リソース領域）の同一方向（つまり、周波数が増加するほど、アンテナ番号（空間リソース番号）が循環的に増加する回転方向）に回転させるように、クラスタ＃Ａ，＃Ｂ，＃Ｃ，＃Ｄをマッピングする。また、図１３に示すように、４つのクラスタ＃Ａ，＃Ｂ，＃Ｃ，＃Ｄは、図１２と同様、全てのアンテナの周波数領域で見ると、連続する周波数帯域にマッピングされている。

[0120] これにより、複数のクラスタをマッピングするアンテナ（空間リソース）の周波数領域が循環的に設定されるため、複数のクラスタを複数のアンテナの周波数領域にマッピングする際の周波数リソース割当情報として、複数のアンテナに対して１つの周波数リソース割当情報（連続する周波数リソースまたは非連続な周波数リソース）を通知すればよい。よって、各アンテナそれぞれに対する周波数リソース割当に要する情報量を削減しつつ、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。なお、アンテナ軸（空間リソース領域）での回転方向（例えば、周波数が増加（減少）するほど、アンテナ番号（空間リソース番号、レイヤ番号）が循環的に増加（減少）する回転方向）

に関する情報を基地局と端末との間で共有することにより、複数のアンテナに対して１つの周波数リソース割当情報のみを基地局から端末への制御情報として通知すればよい。

[0121] また、図１３では、周波数が増加するほど、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号（空間リソース番号）が循環的に増加する回転方向の場合を一例として説明した。しかし、本発明では、周波数領域におけるアンテナ軸（空間リソース領域）の回転方向は、周波数が増加するほど、アンテナ番号（空間リソース番号、レイヤ番号）が循環的に減少する回転方向でもよい。

[0122] また、ある周波数帯域（複数のサブキャリアから構成されるサブバンド単位、リソースブロック単位またはリソースブロックグループ単位等）毎にアンテナ軸（空間リソース領域）の回転方向を切り替えてもよい。または、ある時間単位（シンボル単位、スロット単位、サブフレーム単位または再送回数等）毎にアンテナ軸（空間リソース領域）の回転方向を切り替えてもよい。または、時間領域－周波数領域の２次元のリソースから構成されるある時間－周波数単位毎にアンテナ軸（空間リソース領域）の回転方向を切り替えてもよい。例えば、端末に割り当てられた周波数帯域を２分割し、一方の周波数帯域では周波数が増加するほど、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号が循環的に増加する回転方向に、他方の周波数帯域では周波数が増加するほど、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号が循環的に減少する回転方向に、部分直交帯域幅を有する複数クラスタを複数のアンテナにマッピングすればよい。また、例えば、複数のシンボルから構成される１つのコードワードを２スロット（例えば、第１スロットおよび第２スロット）に渡ってマッピングする際には、第１スロットでは周波数が増加するほど、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号が循環的に増加する回転方向に、第２スロットでは周波数が増加するほど、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号が循環的に減少する回転方向に、部分直交帯域幅を有する複数クラスタを複数のアンテナにマッピ

ングしてもよい。これにより、各クラスタ内では部分直交関係を維持しながら、周波数領域（または時間領域）におけるチャネルのランダム性を増加させることができるため、ダイバーシチ効果をさらに改善させることができる。

[0123] また、図１３では、低い周波数から順番に、アンテナ軸（または、アンテナ方向、空間リソース領域）の同一方向に、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号を回転させて、複数のクラスタをアンテナ（空間リソース）にマッピングする場合について説明した。しかし、本発明では、高い周波数から順番に、アンテナ軸（または、アンテナ方向、空間リソース領域）の同一方向に、各クラスタがマッピングされるアンテナのアンテナ番号を回転させて、複数のクラスタをアンテナ（空間リソース）にマッピングしてもよい。

[0124] また、図１３では、端末が、４つのクラスタ＃Ａ～＃Ｄを、異なるアンテナ（アンテナ＃０～＃２）間で回転させながら複数のアンテナに渡って連続する周波数帯域にマッピングする場合を一例として説明した。しかし、本発明では、端末は、複数のクラスタを、異なるアンテナ間で回転させながら、図１１と同様にして、複数のアンテナに渡って非連続な周波数帯域にマッピングしてもよい。すなわち、図１３において、アンテナ＃０のクラスタ＃Ａとアンテナ＃１のクラスタ＃Ｂとの間、アンテナ＃１のクラスタ＃Ｂとアンテナ＃２のクラスタ＃Ｃとの間、アンテナ＃２のクラスタ＃Ｃとアンテナ＃０のクラスタ＃Ｄとの間のいずれかのクラスタ間に空き周波数帯域（何も割当てない周波数帯域）が存在してもよい。

[0125] （実施の形態４）

実施の形態１の＜分割方法１－４＞では、分割部１１１（図１）は、以下に示す（１）～（５）のベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する場合について説明した。

（１）素数x_0のべき乗：

Ｎ’＝$x_0^{a_0}$（ただし、a_0は１以上の整数）

（２）素数x_0，x_1，x_2，…のうち少なくとも２つの素数（２つ以上の素数）の積のべき乗：

$N' = (x_0 * x_1)^{b0}$（ただし、b_0は１以上の整数）

（３）素数x_0、x_1、x_2、…のうち少なくとも２つの素数（２つ以上の素数）の積のべき乗の倍数：

$N' = p_0 (x_0 * x_1)^{b0}$（ただし、$p_0$は１以上の整数）

（４）素数x_0、x_1、…のべき乗x_0^{c0}、x_1^{c1}、…（c_0、c_1、…は０以上の整数。ただし、c_0、c_1、…のうち少なくとも１つは１以上の整数）のうち少なくとも２つ（２つ以上）の積：

$N' = x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots$

（５）素数のべき乗の積$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots$の倍数：

$N' = p_0 (x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots)$（ただし、$p_0$は１以上の整数）

[0126] ここで、素数の積（例えば、$(x_0 * x_1)$）または素数のべき乗の積（例えば、$(x_0^{c0} * x_1^{c1})$）は、２以上の有限個の数値（例えば、x_0およびx_1の２個の数値またはx_0^{c0}およびx_1^{c1}の２個の数値）で表される。つまり、べき乗の底である素数がx_i（ｉ＝０～Ｍ－１）で表され、そのべき乗の指数がc_i（ｉ＝０～Ｍ－１）で表わされる場合、Ｍは２以上の整数を示す有限値となる。

[0127] 本実施の形態では、実施の形態１の＜分割方法１－４＞で説明した上記（４）のベクトル長Ｎ’および（５）のベクトル長Ｎ’を用いた分割方法において、べき乗の係数（つまり、べき乗の指数）c_0、c_1、…、c_{M-1}と、べき乗の底（つまり、素数）x_0、x_1、…、x_{M-1}との間に関係性を持たした点が、実施の形態１の＜分割方法１－４＞と相違する。

[0128] 具体的には、本実施の形態に係る端末１００の制御部１０６（図１）は、べき乗の底（素数）x_i（ｉ＝０～Ｍ－１）、および、そのべき乗の指数がc_i（ｉ＝０～Ｍ－１）で表わされる場合、べき乗の積$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_{M-1}^{cM-1}$に対して、$x_i$の値が大きいほど、$x_i$に対応する$c_i$の値を、底がより大きいべき乗の指数と等しい値またはより小さいに設定する。すなわち、制御

部１０６は、べき乗の底（素数）が$x_i < x_{i'}$（$i \neq i'$）の関係にある場合、そのべき乗の底x_iに対応する指数c_iを$c_i \geqq c_{i'}$（$i \neq i'$）となるように設定する。従って、制御部１０６は、べき乗の底が$x_0 < x_1 < x_2 < \cdots < x_{M-1}$の関係にある場合、そのべき乗の底に対応する指数を$c_0 \geqq c_1 \geqq c_2 \geqq \cdots \geqq c_{M-1}$の関係になるように設定する。そして、制御部１０６は、ベクトル長$N' = x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_{M-1}^{cM-1}$（＜分割方法１－４＞の（４）のベクトル長Ｎ’に対応）、または、ベクトル長$N' = p_0(x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_{M-1}^{cM-1})$（＜分割方法１－４＞の（５）のベクトル長Ｎ’に対応）を算出する。そして、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’、または、それに対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。すなわち、分割部１１１は、ベクトル長Ｎ’を表すべき乗の積（$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_{M-1}^{cM-1}$）を構成する複数のべき乗（$x_0^{c0}$，$x_1^{c1}$，…，$x_{M-1}^{cM-1}$）相互において、あるべき乗$x_i^{ci}$（ｉは０～（Ｍ－１）のいずれか）の指数の値$c_i$が、そのあるべき乗$x_i^{ci}$の底$x_i$よりも小さい底を有する他のべき乗$x_{i'}^{ci'}$（つまり、$x_{i'} < x_i$となるべき乗。ただし、$i' \neq i$）の指数の値$c_{i'}$以下となり、あるべき乗$x_i^{ci}$の底$x_i$よりも大きい底を有する他のべき乗$x_{i''}^{ci''}$（つまり、$x_{i''} > x_i$となるべき乗。ただし、$i'' \neq i$）の指数の値$c_{i''}$以上となる、ベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。そして、マッピング部１１２は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成された複数のクラスタを非連続な周波数帯域にマッピングする。

[0129] これにより、式（１）および式（２）で表せる部分直交帯域（長さ）の各クラスタ内では、より短い周期を有し、互いに部分直交した列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができるため、ＩＳＩをさらに低減することができる。

[0130] 以下、実施の形態１の＜分割方法１－４＞の（４）のベクトル長Ｎ’（＝$x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_1^{cM-1}$）を用いる場合を一例に挙げて説明する。ここでは、Ｍ＝３とし、各べき乗の底を$x_0 = 2$、$x_1 = 3$、$x_2 = 5$（つまり、$x_0 < x_1 < x_2$）とする。また、指数が$c_0 < c_1 < c_2$の場合（例１）、および

、$c_0 \geqq c_1 \geqq c_2$の場合（例２、つまり、本実施の形態の場合）のそれぞれにおけるクラスタ内での部分直交する列ベクトルの数を比較する。

[0131] まず、（例１）として、$c_0=0$、$c_1=1$、$c_2=2$（$c_0<c_1<c_2$）の場合について説明する。この場合、端末１００では、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号が分割されて、ベクトル長Ｎ’＝$2^0*3^1*5^2$＝７５の長さのクラスタが生成される。ここで、ベクトル長Ｎ’＝７５のクラスタ内では、周期が１、３、５、１５、２５、７５の列ベクトルが互いに部分直交する。従って、そのクラスタ内での部分直交する列ベクトルの数は６である。

[0132] 一方、（例２）の場合（つまり、本実施の形態）として、$c_0=2$、$c_1=1$、$c_2=1$の場合について説明する。この場合、端末１００では、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号が分割されて、ベクトル長Ｎ’＝$2^2*3^1*5^1$＝６０の長さのクラスタが生成される。ここで、ベクトル長Ｎ’＝６０のクラスタ内では、周期が１、２、３、４、５、６、１０、１２、１５、２０、３０、６０の列ベクトルが互いに部分直交する。従って、そのクラスタ内での部分直交する列ベクトルの数は１２である。

[0133] （例１）と（例２）とを比較すると、（例２：本実施の形態）では、クラスタのクラスタサイズ（Ｎ’＝６０）が（例１）のクラスタのクラスタサイズ（Ｎ’＝７５）よりも小さいのに対して、クラスタ内での部分直交する列ベクトルの数をより多く確保できる。つまり、一般に、クラスタサイズ（ここでは、ベクトル長Ｎ’）が大きいほど、そのクラスタ内で部分直交するＤＦＴ行列の列ベクトル数を増加させることができるのに対して、本実施の形態によれば、クラスタ内で、より短い周期を有し、互いに部分直交した列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができる。このため、クラスタの帯域幅が狭い場合でも（クラスタの長さが短い場合でも）、クラスタ内での部分直交ベクトルの数を増やすことができる。よって、本実施の形態によれば、実施の形態１の＜分割方法１－４＞と比較して、クラスタ内での、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩをさらに低減することができる。

[0134] なお、本発明において、べき乗の底（$x_0<x_1<x_2<\cdots<x_{M-1}$）と、べ

き乗の指数（$c_0 \geqq c_1 \geqq c_2 \geqq \cdots \geqq c_{M-1}$）との関係性を用いた分割方法を、全てのクラスタサイズに対して適用してもよい。例えば、Ｎ＝４２０ポイントのＤＦＴ処理によって生成されたＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）から２つのクラスタを生成する場合には、端末は、２つクラスタのクラスタサイズをそれぞれ３６０および６０に設定して分割した後、２つのクラスタを非連続な帯域にマッピングすればよい。ここで、３６０および６０は、３６０＝$2^3 * 3^2 * 5^1$、６０＝$2^2 * 3^1 * 5^1$と表わすことができるため、各クラスタのクラスタサイズとも、本実施の形態における条件（べき乗の底（$x_0 < x_1 < x_2 < \cdots < x_{M-1}$）とべき乗の指数（$c_0 \geqq c_1 \geqq c_2 \geqq \cdots \geqq c_{M-1}$）との関係性）を満たしている。これにより、全てのクラスタで部分直交関係にあるＤＦＴ行列の列ベクトルの数を増加させることができるため、非連続に割当てられた帯域全体で、ＤＦＴ行列の直交性の崩れに起因するＩＳＩをさらに低減することができる。

[0135] また、本発明において、端末は、べき乗の底が例えば$x_0 < x_1 < \cdots < x_{M'-1}$となり、べき乗の指数が$c_0 \geqq c_1 \geqq \cdots \geqq c_{M'-1}$となる場合のベクトル長Ｎ’（$= x_0^{c0} * x_1^{c1} * \cdots * x_{M'-1}^{cM'-1} < N$）を、クラスタを生成する際の最小分割単位Ｘに設定してもよい。ここで、Ｍ’は２以上の整数を示す有限な数である。そして、端末（分割部１１１）は、その最小分割単位Ｘの倍数p_0Ｘ（ただし、p_0は１以上の整数）の部分直交帯域幅でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割することにより、複数のクラスタを生成してもよい。

[0136] これにより、部分直交関係にある列ベクトルの数を多く確保できる最小分割単位Ｘのベクトル長では、すべてのクラスタで（部分）直交関係を作り出すことができる。また、最小分割単位Ｘよりも長いp_0Ｘ（$p_0 \geqq 2$）のクラスタサイズのクラスタでは、最小分割単位Ｘの長さで部分直交関係となる列ベクトル数以上の数の部分直交関係を、そのクラスタ内の列ベクトル間に作り出すことができる。すなわち、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成される全てのクラスタにおいて、最小分割単位Ｘで得られるＩＳＩ低減効果を確保することができる。また、この場合、基地局と端末との間で最小分割単位Ｘ

を共有することにより、分割に関する制御情報として乗数p_0のみを基地局から端末（または、端末から基地局）へ通知してもよい。これにより、制御情報の通知に要する情報量を削減することができる。

[0137] また、本発明において、クラスタを生成する際の最小分割単位Ｘ（ベクトル長Ｎ’）＝$x_0^{c0}*x_1^{c1}*\cdots*x_{M'-1}^{cM'-1}$（＜Ｎ）を設定し、その最小分割単位Ｘの倍数$p_0$Ｘ（ただし、$p_0$は１以上の整数）でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して複数のクラスタを生成する際に、乗数p_0を、最小分割単位Ｘと同一のべき乗の底（素数）の組み合せ（x_0、x_1、…、$x_{M'-1}$）を用いたべき乗の積で表してもよい。すなわち、本発明では、$p_0=x_0^{d0}*x_1^{d1}*\cdots*x_{M'-1}^{dM'-1}$（$d_0$、$d_1$、・・・、$d_{M'-1}$は０以上の整数。ただし、$d_0$、$d_1$、・・・、$d_{M'-1}$のうち少なくとも１つは１以上の整数）で表される乗数p_0を設定してもよい。つまり、端末（分割部）は、最小分割単位Ｘを表すべき乗の積（$x_0^{c0}*x_1^{c1}*\cdots*x_{M'-1}^{cM'-1}$）を構成する複数のべき乗の底の組み合わせ（$x_0$，$x_1$，…，$x_{M'-1}$）と同一の底の組み合わせ（$x_0$，$x_1$，…，$x_{M'-1}$）を用いたべき乗の積（$x_0^{d0}*x_1^{d1}*\cdots*x_{M'-1}^{dM'-1}$）で表される乗数$p_0$を最小分割単位Ｘに乗じて算出した倍数$p_0$Ｘに対応する部分直交帯域幅でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。このようにして乗数p_0が設定されることにより、最小分割単位Ｘのp_0倍の長さ（帯域幅）で生成されたクラスタのサイズは、$p_0X=x_0^{(c0+d0)}*x_1^{(c1+d1)}*\cdots*x_{M'-1}^{(c(M'-1)+d(M'-1))}$で表わすことができる。つまり、そのクラスタ内では、x_0のべき乗、x_1のべき乗、…、$x_{M'-1}$のべき乗の長さで階層的に部分直交する、列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができる。このようにして、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成される全てのクラスタにおいて、x_i（ｉ＝０～Ｍ’－１）のべき乗の周期でＤＦＴ行列の列ベクトル間に部分直交関係を作り出すことができるため、長さ（帯域幅）がp_0Ｘのクラスタ内でのＩＳＩ低減効果をさらに改善することができる。

[0138] また、本発明において、上述した乗数$p_0=x_0^{d0}*x_1^{d1}*\cdots*x_{M'-1}^{dM'-1}$（$d_0$、$d_1$、…、$d_{M'-1}$は０以上の整数。ただし、$d_0$、$d_1$、・・・、

$d_{M'-1}$のうち少なくとも１つは１以上の整数）の設定方法において、端末は、乗数p_0を表すべき乗の積を構成する複数のべき乗において、べき乗の底（x_0、x_1、…、$x_{M'-1}$）およびべき乗の指数（d_0、d_1、・・・、$d_{M'-1}$）に対して、x_iの値が大きいほど、そのべき乗に対応する指数d_iを等しい値または小さい値に設定してもよい。すなわち、端末は、乗数p_0のべき乗の底（素数）が$x_i < x_{i'}$（$i \neq i'$）の関係にある場合、その底x_iに対応する指数d_iを$d_i \geqq d_{i'}$（$i \neq i'$）となるように設定する。従って、端末は、乗数p_0のべき乗の底が$x_0 < x_1 < x_2 < \cdots < x_{M'-1}$の関係にある場合、その指数を$d_0 \geqq d_1 \geqq d_2 \geqq \cdots \geqq d_{M'-1}$の関係になるように乗数$p_0$を設定すればよい。つまり、端末（分割部）は、乗数$p_0$を表すべき乗の積（$x_0^{d0} * x_1^{d1} * \cdots * x_{M'-1}^{dM'-1}$）を構成する複数のべき乗相互において、あるべき乗$x_i^{di}$の指数の値$d_i$が、そのあるべき乗$x_i^{di}$の底$x_i$よりも小さい底を有するべき乗$x_{i'}^{di'}$（つまり、$x_{i'} < x_i$となるべき乗。ただし、$i' \neq i$）の指数の値$d_{i'}$以下となり、あるべき乗$x_i^{di}$の底$x_i$よりも大きい底を有するべき乗$x_{i''}^{di''}$（つまり、$x_{i''} > x_i$となるべき乗。ただし、$i'' \neq i$）の指数の値$d_{i''}$以上となる、乗数$p_0$を最小分割単位Ｘに乗じて算出した倍数$p_0$Ｘに対応する部分直交帯域幅でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する。

[0139] これにより、長さ（帯域幅）が$p_0X = x_0^{(c0+d0)} * x_1^{(c1+d1)} * \cdots * x_{M'-1}^{(cM'-1+dM'-1)}$で表わすことができるクラスタでは、（$c_0+d_0$）≧（$c_1+d_1$）≧…≧（$c_{M'-1}+d_{M'-1}$）の関係を作り出すことができる。すなわち、クラスタの長さ（帯域幅）がp_0Ｘであるクラスタ内において、より短い周期を有し、階層的に互いに部分直交した列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができる。このようにして、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成される全てのクラスタにおいて、x_i（ｉ＝０～Ｍ’－１）のべき乗の周期でもＤＦＴ行列の列ベクトル間に部分直交関係を作り出すこともできるため、ＩＳＩをさらに低減することができる。

[0140] 図１４に、Ｍ＝３とし、最小分割単位Ｘ＝１２＝$2^2 * 3^1 * 5^0$（すなわち、x_0（＝２）＜x_1（＝３）＜x_2（＝５）、c_0（＝２）≧c_1（＝１）≧c

$_2$（＝０））とした場合において、乗数$p_0 = x_0^{d0} * x_1^{d1} * \cdots * x_{M'-1}^{dM'-1}$が、$x_0 < x_1 < x_2 < \cdots < x_{M'-1}$、かつ、$d_0 \geqq d_1 \geqq d_2 \geqq \cdots \geqq d_{M'-1}$の関係にある場合のクラスタサイズＮ’を示す（ただし、Ｍ’＝３）。なお、図１４では、Ｍ＝Ｍ’（＝３）の場合を例に挙げて示したが、Ｍ≠Ｍ’でもよい。例えば、図１４に示す番号＃３の場合、乗数$p_0 = 6 = 2^1 * 3^1 * 5^0$であるため、クラスタサイズ$N' = p_0 X = 72 = 2^3 * 3^2 * 5^0$となり、（$c_0 + d_0$）（＝３）≧（$c_1 + d_1$）（＝２）≧（$c_2 + d_2$）（＝０）の関係を満たしている。すなわち、ベクトル長Ｎ’＝７２のクラスタ内では、２、３、４、６、８、９、…ようなより短い周期を有し、ＤＦＴ行列の列ベクトルを２のべき乗、３のべき乗、４のべき乗、…の長さで階層的に部分直交した列ベクトルの組み合わせを作り出すことができる。

[0141] また、実施の形態１の＜分割方法１－３＞で説明したように、素数の倍数であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する場合（$N' = a_0 x_0$（ただし、素数はx_0、係数a_0は１以上の整数））、すなわち、x_0を最小分割単位とし、各クラスタのクラスタサイズを最小分割単位の倍数に相当する長さとして分割する場合には、乗数（係数a_0）を素数x_0のべき乗x_0^{d0}（ここで、d_0は０以上の整数）ともしてもよい。これにより、$a_0 x_0$（$= x_0^{d0+1}$）の長さを有するクラスタでは、x_0のべき乗の周期で階層的に部分直交する列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができるため、実施の形態１の＜分割方法１－３＞よりもＩＳＩをさらに低減することができる。

[0142] また、実施の形態１の＜分割方法１－３＞で説明したように、２つ以上の素数の積の倍数であるベクトル長Ｎ’に対応する部分直交帯域幅Ｂ’でＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割する場合（たとえば、$N' = b_0 (x_0 * x_1)$（ただし、x_0およびx_1は素数、係数b_0は１以上の整数）、すなわち、$(x_0 * x_1)$を最小分割単位とし、各クラスタのサイズを最小分割単位の倍数に相当する長さとして分割する場合には、乗数（係数b_0）を素数の積$(x_0 * x_1)$のべき乗$(x_0 * x_1)^{d0}$（ここで、d_0は０以上の整数）としてもよい。これによ

り、b_0（$x_0 * x_1$）（＝（$x_0 * x_1$）$^{d0+1}$）の長さを有するクラスタでは、x_0、x_1および（$x_0 * x_1$）のべき乗の周期で階層的に部分直交する列ベクトルの組み合わせの数を増やすことができるため、実施の形態１の＜分割方法１－３＞よりもＩＳＩをさらに低減することができる。

[0143] （実施の形態５）

実施の形態１および実施の形態４では、図１に示すように、端末のＤＦＴ部に分割部が接続され、ＤＦＴ部の出力信号（ＤＦＴ出力）を上述した分割方法により直接分割することにより、複数のクラスタを生成する場合について説明した。これに対し、本実施の形態は、ＤＦＴ部と分割部との間にシフト部を設ける場合について説明する。具体的には、本実施の形態に係る端末は、シフト部においてＤＦＴ部から出力されるＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム））を循環的に周波数シフト（循環周波数シフト）させて、循環周波数シフト後のＳＣ-ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅（長さ）に分割して、複数のクラスタを生成する。

[0144] 本実施の形態に係る送信装置（端末）の構成を図１５に示す。なお、図１５に示す端末３００において、実施の形態１（図１）と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。

[0145] シフト部３０１には、ＤＦＴ部１１０から、時間領域のシンボル系列にＤＦＴ処理を施して生成された周波数領域の信号（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）が入力され、制御部１０６から、基地局（または、端末３００）によって設定された、周波数領域でのシフト量（循環周波数シフト量）が入力される。そして、シフト部３０１は、制御部１０６から入力される循環周波数シフト量に従って、ＤＦＴ部１１０から入力されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、ＤＦＴ部１１０でのＤＦＴ処理におけるＤＦＴ帯域（ＤＦＴサイズＮ）内で、循環的に周波数シフトさせる。つまり、シフト部３０１は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対して、ＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施す。なお、シフト部３０１に入力されるデータシンボルとパイロットシンボルとが時間多重された系列のうち、パイロットシンボルのＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）に対しては

、シフト部３０１が循環周波数シフトさせない構成を取ってもよい。そして、シフト部３０１は、循環周波数シフトさせたＳＣ-ＦＤＭＡ信号を分割部１１１に出力する。なお、シフト部３０１におけるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の循環周波数シフト処理の詳細な説明については後述する。

[0146] 分割部１１１は、上述した実施の形態（例えば、実施の形態１または実施の形態４）で説明したいずれかの分割方法を用いて、シフト部３０１から入力される、循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、部分直交する長さ（ベクトル長）Ｎ’で分割し、複数のクラスタを生成する。

[0147] 次に、本実施の形態に係る受信装置（基地局）の構成を図１６に示す。図１６に示す基地局４００は、上り回線（Uplink）の周波数リソース割当、各端末でのスペクトラム分割に関するパラメータ（クラスタサイズおよびクラスタ数等）、および、循環周波数シフト量を決定し、決定した情報を通知情報として各端末に通知する。なお、基地局４００は、スペクトラム分割に関するパラメータに基づいてスペクトラム分割の影響を加味した周波数リソース割当の情報と、循環周波数シフト量とを端末に通知してもよい。そして、各端末（端末３００）は、基地局４００から通知された通知情報に含まれるスペクトラム分割に関するパラメータに基づいて、循環的に周波数シフトさせたＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の分割を行う。

[0148] なお、図１６に示す受信装置（基地局４００）の構成において、逆シフト部４０８を除いた構成、すなわち、結合部４０７からの出力信号がＩＤＦＴ部４０９へ直接入力される構成は、実施の形態１の図示していない受信装置（基地局）の構成に相当する。

[0149] 図１６に示す受信装置（基地局４００）は、アンテナ４０１、無線受信部４０２、ＣＰ除去部４０３、ＦＦＴ部４０４、デマッピング部４０５、ＦＤＥ部４０６、結合部４０７、逆シフト部４０８、ＩＤＦＴ部４０９、復調部４１０、復号部４１１、測定部４１２、スケジューラ４１３、制御部４１４、生成部４１５、符号化部４１６、変調部４１７、無線送信部４１８から構成される。

[0150] 基地局４００において、無線受信部４０２は、各端末から送信された上り回線のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をアンテナ４０１を介して受信し、そのＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対しダウンコンバート、Ａ／Ｄ変換等の受信処理を施す。そして、無線受信部４０２は、受信処理が施されたＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＣＰ除去部４０３に出力する。

[0151] ＣＰ除去部４０３は、無線受信部４０２から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の先頭に付加されているＣＰを除去し、ＣＰ除去後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＦＦＴ（Fast Fourier Transform）部４０４に出力する。

[0152] ＦＦＴ部４０４は、ＣＰ除去部４０３から入力されるＣＰ除去後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対して、ＦＦＴを行って、周波数領域のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号、つまり、サブキャリア成分（直交周波数成分）に変換する。そして、ＦＦＴ部４０４は、ＦＦＴ後のサブキャリア成分をデマッピング部４０５へ出力する。また、ＦＦＴ部４０４は、ＦＦＴ後のサブキャリア成分がパイロット信号の場合は、そのサブキャリア成分を測定部４１２に出力する。

[0153] デマッピング部４０５は、制御部４１４から入力される、端末の周波数リソースマッピング情報に基づいて、ＦＦＴ部４０４から入力されるサブキャリア成分から、対象端末が使用している周波数リソースの各サブキャリア成分（直交周波数成分）に割り当てられてＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（データ信号）をデマッピング（抽出）する。そして、デマッピング部４０５は、デマッピング後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＦＤＥ部４０６に出力する。

[0154] ＦＤＥ部４０６は、図示しない推定部で推定された、各端末と自局との間の周波数チャネル利得の推定値に基づいてＦＤＥ重みを算出し、算出したＦＤＥ重みを用いて、デマッピング部４０５から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を周波数領域で等化する。そして、ＦＤＥ部４０６は、ＦＤＥ後の信号を結合部４０７に出力する。

[0155] 結合部４０７は、制御部４１４から入力される、クラスタサイズ、クラスタ数に基づいて、ＦＤＥ部４０６から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（すなわち、複数のクラスタから構成されるＦＤＥ後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信

号（スペクトラム））を周波数領域で結合する。そして、結合部４０７は、結合後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を逆シフト部４０８に出力する。

[0156] 逆シフト部４０８は、制御部４１４から入力される循環周波数シフト量（端末３００のシフト部３０１が用いる循環周波数シフト量と同一の大きさの循環周波数シフト量）に従って、結合されたＦＤＥ後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を、端末３００のシフト部３０１とは反対方向に循環周波数シフト（つまり、逆循環周波数シフト）させる。例えば、端末３００のシフト部３０１の循環周波数シフト量が＋ｚ（－ｚ）の場合には、基地局４００の逆シフト部４０８は、結合されたＦＤＥ後の信号に対して、－z（＋ｚ）の循環周波数シフトを行う。そして、逆シフト部４０８は、逆循環周波数シフト後のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号をＩＤＦＴ部４０９に出力する。

[0157] ＩＤＦＴ部４０９は、逆シフト部４０８から入力されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（ＦＤＥ後に結合され、逆循環周波数シフトされたＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム））にＩＤＦＴ処理を施すことにより、時間領域の信号に変換する。そして、ＩＤＦＴ部４０９は、時間領域の信号を復調部４１０に出力する。

[0158] 復調部４１０は、スケジューラ４１３から入力されるＭＣＳ情報（変調方式）に基づいて、ＩＤＦＴ部４０９から入力される時間領域の信号を復調して、復調後の信号を復号部４１１に出力する。

[0159] 復号部４１１は、スケジューラ４１３から入力されるＭＣＳ情報（符号化率）に基づいて、復調部４１０から入力される信号を復号して、復号後の信号を受信ビット列として出力する。

[0160] 一方、測定部４１２は、ＦＦＴ部４０４から入力されるサブキャリア成分に含まれるパイロット信号（各端末から送信されたパイロット信号）を用いて、周波数領域での各端末のチャネル品質、例えば、各端末のサブキャリア毎のＳＩＮＲ（Signal-to-Interference plus Noise power Ratio）を測定することにより、各端末のチャネル品質情報（ＣＱＩ：Channel Quality Information）を生成する。そして、測定部４１２は、各端末のＣＱＩをスケジュ

ーラ４１３に出力する。

[0161] スケジューラ４１３は、入力される各端末のＱｏＳ(Quality of Service)等の情報を用いて、各端末への上り回線共有周波数リソース（ＰＵＳＣＨ：Physical Uplink Shared CHannel）の割当の優先度を算出する。そして、スケジューラ４１３は、算出した優先度、および、測定部４１２から入力されるＣＱＩを用いて、各サブキャリア（または、複数のサブキャリアから構成される周波数リソースブロックＲＢ(Resource Block)）を各端末に割り当てる。なお、周波数リソースを割り当てる際に用いるアルゴリズムとしては、ＰＦ（Proportional Fairness）等がある。また、スケジューラ４１３は、上記方法で割り当てた各端末の周波数リソースを示す、各端末の周波数リソース割当情報を制御部４１４および生成部４１５に出力し、周波数リソース割当情報以外の制御情報（ＭＣＳ情報等）を復調部４１０、復号部４１１および生成部４１５に出力する。

[0162] 制御部４１４は、スケジューラ４１３から入力される各端末の周波数リソース割当情報、端末のカテゴリ情報（ＤＦＴサイズを含む情報）、および、部分直交条件情報（Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡの部分直交条件（式（１）または（２））を示す情報）を用いて、端末のクラスタ数、クラスタサイズを算出する。また、制御部４１４は、算出したクラスタ数およびクラスタサイズに基づいて、各端末のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号がマッピングされた周波数リソースを算出する。そして、制御部４１４は、算出したクラスタ数およびクラスタサイズを結合部４０７に出力し、各端末のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号がマッピングされた周波数リソースを示す周波数リソースマッピング情報をデマッピング部４０５に出力する。また、制御部４１４は、逆シフト部４０８および端末３００のシフト部３０１で用いる循環周波数シフト量を設定し、設定した循環周波数シフト量に関する情報を逆シフト部４０８および生成部４１５に出力する。

[0163] 生成部４１５は、スケジューラ４１３から入力される周波数リソース割当情報、周波数リソース割当情報以外の制御情報（ＭＣＳ情報等）、および、

制御部４１４から入力される循環周波数シフト量に関する情報を、例えば、各端末へ通知するための２値の制御ビット系列に変換して制御信号を生成する。そして、生成部４１５は、生成した制御信号を符号化部４１６に出力する。

[0164] 符号化部４１６は、生成部４１５から入力される制御信号を符号化し、符号化後の制御信号を変調部４１７に出力する。

[0165] 変調部４１７は、符号化部４１６から入力される制御信号を変調し、変調後の制御信号を無線送信部４１８に出力する。

[0166] 無線送信部４１８は、変調部４１７から入力される制御信号に対し、Ｄ／Ａ変換、増幅およびアップコンバート等の送信処理を施し、送信処理が施された信号をアンテナ４０１を介して各端末へ送信する。

[0167] 次に、端末３００のシフト部３０１におけるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の循環周波数シフト処理の詳細について説明する。

[0168] Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡでは、ＤＦＴ行列を用いてプレコーディングを行うため、ＤＦＴ出力（ＤＦＴ処理の出力信号）をＤＦＴ帯域（ＤＦＴサイズＮ）内で循環的にシフトさせても、分割して生成するクラスタサイズが式（１）を満たす長さＮ’であれば、ＤＦＴ出力の任意の位置で、列ベクトル間に部分直交関係を作ることができる。本実施の形態では、この特徴を利用している。

[0169] 以下、具体的に説明する。すなわち、ＤＦＴ行列の列ベクトルが部分直交する区間における特徴について説明する。

[0170] まず、ベクトル長Ｎ（区間：ｋ＝０～Ｎ－１）のうち、ｋ＝０～Ｎ’－１の部分区間における、ＤＦＴ行列の列ベクトル間の部分直交条件について説明する。

[0171] ＤＦＴ行列において、互いに異なる角周波数を有する２つの列ベクトル$f_i(k)$（＝f_i）および$f_{i'}(k)$（＝$f_{i'}$）（ただし、ｉ’≠ｉ）を次式（３）のように定義する。

[数3]

$$\begin{cases} f_i(k) = \dfrac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{i}{N}k} \\ f_{i'}(k) = \dfrac{1}{\sqrt{N}} e^{-j2\pi \frac{i'}{N}k} \end{cases} \quad \text{for } k = 0 \sim N-1 \qquad \cdots (3)$$

[0172] 式（３）において、ＮはＤＦＴサイズ（ＤＦＴポイント数）を示し、ｉ，ｉ’＝０～Ｎ－１である。ここで、ベクトル長Ｎ（区間：ｋ＝０～Ｎ－１）のうち、部分ベクトル長Ｎ’（部分区間：ｋ＝０～Ｎ’－１）でのf_i（ｋ）と$f_{i'}$（ｋ）との内積（時間ずれ無しの部分相互相関）は、次式（４）のようになる（ただし、Ｎ’＜Ｎ）。

[数4]

$$\begin{aligned} &\sum_{k=0}^{N'-1} f_i(k) f_{i'}^*(k) \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N'-1} e^{-j2\pi \frac{i-i'}{N}k} \qquad \cdots (4) \\ &= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N}(N'-1)} \frac{\sin(\pi \frac{i-i'}{N} N')}{\sin(\pi \frac{i-i'}{N})} \end{aligned}$$

[0173] 式（４）おいて、上付き添え字＊は複素共役を示す。式（４）より、部分ベクトル長Ｎ’（部分区間：ｋ＝０～Ｎ’－１）において直交する２つの列ベクトル、すなわち、部分直交する２つの列ベクトルは、部分区間ｋ＝０～Ｎ’－１で角周波数２π（ｉ－ｉ’）／Ｎのｅｘｐ（－ｊ２π（ｉ－ｉ’）ｋ／Ｎ）が少なくとも１回転する列ベクトルの組合せであることが分かる。つまり、ｉ’≠ｉにおいて、（ｉ－ｉ’）Ｎ’／Ｎが整数となる場合に、２つの列ベクトルf_i（ｋ）および$f_{i'}$（ｋ）はｋ＝０～Ｎ’－１の区間で部分直交する。従って、ＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、互いに異なる任意の２つの列ベクトルf_i（ｋ）および$f_{i'}$（ｋ）（ただし、ｉ’≠ｉ）が部分直交するベクトル長Ｎ’（＜Ｎ）と、ＤＦＴ行列のＤＦＴサイズ（列ベクトル長）Ｎとの間には、次式（５）に示すような固有の関係がある。

[数5]

$$N' = \left|\frac{I}{i-i'}\right| N = \frac{|I|}{|i-i'|} N \qquad (5)$$

[0174] ここで、Ｉは｜Ｉ｜＜｜ｉ－ｉ’｜を満たす０以外の整数である。つまり、クラスタサイズが式（５）（または、式（１））の長さＮ’で表わされる場合、そのクラスタ内ではＤＦＴの列ベクトル間に部分直交関係を作り出すことができる。

[0175] 次に、ベクトル長Ｎ（区間：ｋ＝０～Ｎ－１）のうち、ｋ＝ｚ～ｚ＋Ｎ’－１の部分区間における、ＤＦＴ行列の列ベクトル間の部分直交条件について説明する。なお、ｚは任意の実数である。

[0176] 式（３）より、ベクトル長Ｎ（区間：ｋ＝０～Ｎ－１）のうち、部分ベクトル長Ｎ’（部分区間：ｋ＝ｚ～ｚ＋Ｎ’－１）での$f_i(k)$と$f_{i'}(k)$との内積は、次式（６）のようになる（ただし、Ｎ’＜Ｎ）。

[数6]

$$\begin{aligned}
&\sum_{k=z}^{z+N'-1} f_i(k) f_{i'}^{*}(k) \\
&= \frac{1}{N} \sum_{i=z}^{z+N'-1} e^{-j2\pi \frac{i-i'}{N} k} \\
&= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N}(2z+N'-1)} \frac{\sin(\pi \frac{i-i'}{N} N')}{\sin(\pi \frac{i-i'}{N})} \\
&= \frac{1}{N} e^{-j\pi \frac{i-i'}{N}(2z)} \times \text{式 (4)}
\end{aligned} \qquad (6)$$

[0177] 式（６）おいて、上付き添え字＊は複素共役を示す。式（６）より、（１／Ｎ）ｅｘｐ（－ｊπ（ｉ－ｉ’）（２ｚ）／Ｎ）≠０であるため、式（６）＝０となるためには式（４）＝０であればよい。従って、部分区間ｋ＝ｚ～ｚ＋Ｎ’－１におけるＤＦＴ行列の列ベクトル間の部分直交条件も、実施の形態１で記載した式（１）、または、上式（５）（部分区間ｋ＝０～Ｎ’－１における部分直交条件）と同じであることが分かる。

[0178] すなわち、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成されるクラスタの長さ（帯域幅）が、式（１）または式（２）（式（５））の部分直交するベクトル長

Ｎ’（帯域幅Ｂ’）の条件を満たしていれば、ＤＦＴ出力であるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の任意のスペクトラムの位置（帯域の位置）で列ベクトル間に部分直交関係を作り出すことができる、という特徴があることが分かる。また、その長さＮ’はＤＦＴ帯域内で循環していてもよい。すなわち、クラスタの長さ（帯域幅）が、長さＮ’を満たしてさえいれば、ＤＦＴ行列の列ベクトル間での部分直交関係を維持できるため、端末３００はＤＦＴ出力をＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施してもよい。

[0179] 図１７Ａおよび図１７Ｂは、ＤＦＴサイズ（ポイント数）Ｎ＝１０（ＤＦＴ出力番号０～９）の場合にベクトル長Ｎ’＝８の部分区間を設定する場合を示す。また、図１７Ａでは、長さＮ’＝８の部分区間をＤＦＴ出力番号０～７（つまり、循環周波数シフト量ｚ＝０）に設定し、図１７Ｂでは長さＮ’＝８の部分区間を、ＤＦＴ帯域内で循環的にシフトさせたＤＦＴ出力番号３～９，０（つまり、ｚ＝３）に設定している。ここで、部分区間の長さＮ’（＝８）が式（１）（または、式（５））を満たしていれば、図１７ＡではＤＦＴ出力番号０～７の帯域内の列ベクトル間で部分直交関係を作ることができ、図１７ＢではＤＦＴ出力番号３～９，０の帯域内の列ベクトル間でで部分直交関係を作ることができる。

[0180] 上記の特徴を利用し、端末３００のシフト部３０１は、ＤＦＴ部１１０から入力されるＤＦＴ出力であるＳＣ－ＦＤＭＡ信号を、ＤＦＴ帯域内で循環的にｚポイントだけ循環周波数シフトさせる。そして、分割部１１１は、実施の形態１または実施の形態３で説明したいずれかの分割方法に従って、循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅で分割することにより、複数のクラスタを生成する。

[0181] ここで、シフト部３０１および分割部１１１における一連の処理手順を図１８Ａ～Ｃに示す。図１８Ａ～Ｃでは、ＤＦＴサイズＮ＝７２ポイント（ＤＦＴ出力番号０～７１）とし、端末３００は２つのクラスタ（クラスタ＃０とクラスタ＃１）を生成する。また、ここでは、シフト部３０１は、周波数の低い方から高い方へ、ＤＦＴ出力を循環シフトさせる。また、図１８Ａは

、ＤＦＴ部１１０が時間領域のシンボル系列に対してＤＦＴ処理を行った後に得られる、７２ポイントのＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を示している。

[0182] シフト部３０１は、図１８Ａに示すＤＦＴ出力に対して、Ｎ＝７２ポイントのＤＦＴ帯域内でｚ＝４（サブキャリア）の循環周波数シフトを施す。これにより、図１８Ｂに示すように、ＤＦＴ出力番号０～７１が低い周波数から高い周波数の方へｚ＝４だけ循環シフトされた信号（つまり、ＤＦＴ出力番号６８～７１，０～６７）が得られる。

[0183] そして、分割部１１１は、図１８Ｃに示すように、図１８Ｂに示す、ｚ＝４（サブキャリア）の循環周波数シフト後の７２ポイントの信号（ＤＦＴ出力番号６８～７１、０～６７）を、部分直交帯域幅（ベクトル長Ｎ’＝１２）のクラスタ＃０（ＤＦＴ出力番号６８～７１、０～７）、および、部分直交帯域幅（ベクトル長Ｎ’＝６０）のクラスタ＃１（ＤＦＴ出力番号８～６７）の２つのクラスタに分割する。そして、マッピング部１１２が図１８Ｃに示すクラスタ＃０およびクラスタ＃１を非連続な周波数帯域にマッピングすることにより、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号が得られる。

[0184] このようにして、本実施の形態によれば、クラスタ内ではＤＦＴ行列の列ベクトル間で部分直交させつつ、周波数リソース（サブキャリア）上ではＤＦＴ出力のマッピングの柔軟性を向上させることができる。例えば、特定の周波数リソースで電力の大きい干渉信号が常に存在している場合、端末は、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を分割する前に、ＤＦＴ出力を循環周波数シフトさせればよい。これにより、クラスタ内では部分直交関係を維持することによりＩＳＩを低減させつつ、その特定リソースにマッピングされるＤＦＴ出力が大きな干渉を常に受けることを回避できる。つまり，本実施の形態によれば、端末は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に割り当てられた周波数リソースの位置を変化させずに、干渉回避制御を行うことができる。

[0185] なお、本発明において、循環周波数シフトの方向は低い周波数から高い周波数の方向でも、高い周波数から低い周波数の方向でも、どちらでもよい。

すなわち、循環周波数シフト量ｚの値は、プラス（＋）でもマイナス（－）でもよい。

[0186] また、本実施の形態では、図１５に示すように、端末３００において、ＤＦＴ部→シフト部→分割部→マッピング部の順番に接続される構成について説明した。しかし、本発明に係る端末は、ＤＦＴ部→分割部→シフト部→マッピング部の順番に接続される構成（図示せず）であってもよい。この場合、端末は、各クラスタに属している複数サブキャリア成分を複数のクラスタ（循環周波数シフトが施されていない、分割後の複数のクラスタ）に跨って循環周波数シフトさせ、複数のクラスタに対して図１８Ｃと同様のマッピングを行えばよい。このようにして端末の構成部の接続順序を変えた場合でも、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0187] また、フーリエ変換の関係により、本実施の形態で説明した周波数領域の循環周波数シフトを行う構成（図１５）の代わりに、端末は、ＩＦＦＴ部から出力される時間領域の信号に、周波数領域の循環周波数シフトに相当する位相回転（および振幅成分）を乗算する構成であってもよい。すなわち、図１５に示す端末のシフト部の代わりに、周波数領域の循環周波数シフトに相当する位相回転（および振幅成分）をＩＦＦＴ部から出力される時間領域の信号に乗算する乗算部を、ＩＦＦＴ部の後に接続する構成（図示せず）であってもよい。この場合でも、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0188] また、本実施の形態では、図１６に示すように、基地局において、デマッピング部→ＦＤＥ部→結合部→逆シフト部→ＩＤＦＴ部の順番に接続される構成について説明した。しかし、本発明に係る基地局は、デマッピング部→逆シフト部→ＦＤＥ部→結合部→ＩＤＦＴ部の順番に接続される構成（図示せず）、または、デマッピング部→ＦＤＥ部→逆シフト部→結合部→ＩＤＦＴ部の順番に接続される構成（図示せず）であってもよい。例えば、デマッピング部→逆シフト部→ＦＤＥ部→結合部→ＩＤＦＴ部の順番の構成の場合、基地局は、逆シフト部では、デマッピング後の信号系列を逆循環周波数シフトさせ、ＦＤＥ部では、ＦＤＥ重みに対しても逆循環周波数循環シフトさ

せ、逆循環周波数シフト後のＦＤＥ重みを用いて逆循環周波数シフト後のデマッピング後の信号系列に対してＦＤＥを行えばよい。また、デマッピング部→ＦＤＥ部→逆シフト部→結合部→ＩＤＦＴ部の順番に接続される構成の場合、基地局は、逆シフト部では、ＦＤＥ後の信号系列を逆循環周波数シフトさせ、結合部では、非連続な周波数帯域にマッピングされている逆循環周波数シフト後の複数のクラスタを結合すればよい。このようにして基地局の構成部の接続順序を変えた場合でも、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0189] また、フーリエ変換の関係により、本実施の形態で説明した周波数領域の逆循環周波数シフトを行う構成（図１６）の代わりに、基地局のＩＤＦＴ部から出力される時間領域の信号に、周波数領域の逆循環周波数シフトに相当する位相回転（および振幅成分）を乗算する構成であってもよい。すなわち、図１６に示す逆シフト部の代わりに、周波数領域の逆循環周波数シフトに相当する位相回転（および振幅成分）をＩＤＦＴ部から出力される時間領域の信号に乗算する乗算部を、ＩＤＦＴ部の後に接続する構成（図示せず）であってもよい。この場合でも、本実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0190] また、本発明において、端末がＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を周波数領域で並列に送信する場合、端末では、図１９に示すように、符号化部、変調部、多重部、ＤＦＴ部、シフト部および分割部から構成されるユニットを複数設けてもよい。そして、端末は、各ユニットに個別のシフト量を個別に設定し、各ユニットのＤＦＴ出力に対して循環周波数シフトを施してもよい。図１９に示す端末５００では、Ｍ個のユニット５０１－１～５０１－Ｍが構成され、各ユニットでは送信ビット系に対して符号化部、変調部、多重部、ＤＦＴ部、シフト部および分割部を個別に備えており、周波数領域でＭ個のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を並列に送信する場合を示している。図１９に示すような構成を取ることにより、多くマルチパスから構成され周波数選択性を有する広帯域無線チャネル等の、異なる周波数帯域で異なる電波伝搬環境を有する

無線チャネルにおいて、各ユニットで生成されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の各クラスタ内ではＤＦＴ行列の列ベクトル間で部分直交させつつ、各ユニット毎に個別の循環周波数シフトを施すことで、周波数リソース（サブキャリア）上では各ユニットの信号のマッピングの柔軟性を向上させることができる。

[0191] なお、複数のユニット間で循環周波数シフト量を共通化し、共通の１つの循環周波数シフト量に関する制御情報を基地局から端末（または端末から基地局）へ通知してもよい。また、ユニット毎の個別の循環周波数シフト量を同じ値に設定し、各ユニットの循環周波数シフト量に関する制御情報を基地局から端末（または端末から基地局）へ同時に通知してもよい。例えば、複数のユニットで同一の送信フォーマット（例えば、同一のＭＣＳセット、または、同一のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡの分割方法（クラスタ数またはクラスタサイズ等））を用いる場合には、ユニット間の所要通信品質（例えば、ある誤り率を満たすのに必要なＳＩＮＲ）に相関がある。従って、複数のユニット間で循環周波数シフト量を共通化する（つまり、同一の循環周波数シフト量とする）ことで、ユニット間の所要通信品質の相関をさらに高めることができ、複数のユニットの送信フォーマットを同時に安定的に制御することができる。また、共通の１つの循環周波数シフト量を用いる場合には、基地局から端末（または、端末から基地局）への循環周波数シフト量の通知に要する情報量を削減できる。

[0192] 例えば、基地局で複数のユニットの送信ビット系列（トランスポートブロック）全てが正常に受信される場合には１つのＡＣＫ（acknowledgment）信号を、基地局で複数のトランスポートブロックの中で１つでも誤りが検出される場合には１つのＮＡＣＫ（negative acknowledgment）信号を、基地局から端末へフィードバックするＢｕｎｄｌｉｎｇ技術が使われる場合に、上記循環周波数シフト量の設定方法（複数のユニット間で同一の循環周波数シフト量を設定する方法）を適用してもよい。すなわち、複数のユニット間で同一の循環周波数シフト量が設定されることにより（つまり、循環周波数シフ

トに関して同一の設定方法を用いることにより）、複数のユニットのトランスポートブロックそれぞれに対する誤りの発生メカニズムに相関を持たせることが可能となる。従って、複数のユニットのトランスポートブロック間で、誤りが生じるトランスポートブロックと誤りが生じないトランスポートブロックとが混在する確率を減らすことができ、基地局で正常に受信されたトランスポートブロックの無駄な再送を低減することができる。

[0193] また、本発明において、端末のＤＦＴ部から出力されるＤＦＴ出力に対する循環周波数シフト量ｚの値を、実施の形態１または実施の形態４で説明したいずれかの分割方法に対応する部分直交するベクトル長（帯域幅）を満たす長さと同一の値に設定してもよい。これにより、循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）に対しても、循環周波数シフト前のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）に対する部分直交条件と同様の部分直交条件を適用することが可能となる。

[0194] また、本発明において、循環周波数シフト量ｚと、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割する際の最小分割単位とを対応付けてもよい。例えば、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の最小分割単位がN_{min}と定義されている場合、循環周波数シフト量ｚの最小シフト量も同様にN_{min}としてもよい。この場合、送受信装置（端末および基地局）間で最小シフト量N_{min}を共有し、最小シフト量の倍数ｋN_{min}（ｋは整数）をＤＦＴ出力に与える循環周波数シフト量ｚとして定義すればよい。よって、基地局から端末(または、端末から基地局)へ通知する循環周波数シフト量ｚに関する制御情報は、乗数（係数）ｋのみでよい。また、循環周波数シフト量ｚに関する制御情報（乗数ｋ）を通知する際、クラスタの分割情報（分割数等）または周波数リソース割当情報とともに、その循環周波数シフト量ｋを通知してもよい。これにより、循環周波数シフト量の通知に要する情報量を削減できる。

[0195] また、端末が循環周波数シフトを施したＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を周波数領域で並列に送信する場合において、循環周波数シフト量を、並列送信するＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号間（例えば、図１９に示す端末５００のユニット５

０１－１～５０１－Ｍの間）で相対的に定義してもよい。具体的には、基準となるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量と、他のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量との差分のシフト量を、相対シフト量（差分シフト量）として定義し、相対シフト量（差分シフト量）を基地局から端末(または、端末から基地局)へ通知してもよい。例えば、低い周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量をz_0＝５に設定し、高い周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量をz_1＝１０に設定する場合について説明する。この場合、基地局から端末（または端末から基地局）へ通知する循環周波数シフト量に関する制御情報として、基準となる低い周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量z_0＝５とともに、低い周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量と高い周波数帯域にマッピングされるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量との差分（相対値）＝z_1-z_0＝５を通知すればよい。これにより、各Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対する循環周波数シフト量を個別に通知する場合と比較して、循環周波数シフト量の通知に要する情報量のオーバーヘッドを削減できる。なお、ここでは、２つのＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号それぞれに対する循環周波数シフト量を通知する場合について説明したが、並列送信するＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号は、２つに限らず、３つ以上の場合でもよい。

[0196] （実施の形態６）

本実施の形態では、ＭＩＭＯ伝送を行う端末は、複数のコードワード（codeword）がマッピングされる、互いに異なる空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）それぞれにおいて送信されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対して、互いに異なる空間リソース毎に、ＤＦＴ帯域内で個別の循環周波数シフトを施す。そして、端末は、各空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）の信号を部分直交帯域幅（部分直交するベクトル長に対応する帯域幅）で分割する。

[0197] 図２０に本実施の形態に係る送信装置（端末）の構成を示す。なお、図２

０に示す端末６００において、実施の形態２（図９）と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。また、図２０に示す端末６００は、実施の形態２と同様、２つの空間リソースを用いて、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を送信する２本のアンテナを具備する。図２０に示す端末６００において、実施の形態２の端末２００（図９）と相違する点は、各空間リソースそれぞれにおいて送信されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を生成するＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１において、ＤＦＴ部１１０の後に、空間リソースを用いて並列に送信するビット系列（コードワード）毎に個別のシフト部３０１を設けている点である。

[0198] 図２０に示す端末６００において、制御部１０６は、各Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１にそれぞれ対応する個別の循環周波数シフト量を、各シフト部３０１に出力する。なお、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１に対する個別の循環周波数シフト量が基地局で決定され、決定された循環周波数シフト量が基地局から端末へ通知される場合、または、端末が循環周波数シフト量を決定し、決定した循環周波数シフト量を端末から基地局へ通知する場合が想定される。

[0199] Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１および６０１－２は、それぞれに入力されるコードワード（送信ビット系列）に対して、実施の形態２の符号化部１０７～ＤＦＴ部１１０と同様の処理を施すことにより、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を生成する。そして、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１および６０１－２の各ＤＦＴ部１１０は、生成したＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を各シフト部３０１へそれぞれ出力する。

[0200] シフト部３０１は、制御部１０６から入力されるコードワード個別（つまり、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部毎）の循環周波数シフト量に従って、実施の形態５と同様にして、ＤＦＴ部１１０から入力されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）に対して、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部毎に個別の循環周波数シフトを施す。そして、シフト部３０１は、循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割部１１１に出力する。

[0201] 分割部１１１は、上述した実施の形態（例えば、実施の形態１または実施の形態４）で説明したいずれかの分割方法を用いて、シフト部３０１から入力される循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を、部分直交帯域幅で分割して、複数のクラスタを生成する。そして、各Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１の分割部１１１は、生成した複数のクラスタを、プレコーディング部２０２に出力する。

[0202] 次に、端末６００のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１におけるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理の詳細について説明する。

[0203] 以下の説明では、図２１Ａ～Ｃに示すように、端末６００が、２つのコードワード（コードワード＃０およびコードワード＃１）を、互いに異なる２つの空間リソース（ここでは、レイヤ＃０およびレイヤ＃１。または、アンテナ、ストリームでもよい）にマッピングする場合について説明する。また、図２１Ａ～Ｃでは、ＤＦＴサイズＮ＝７２ポイント（ＤＦＴ出力番号０～７１）とし、端末６００は２つのクラスタ（クラスタ＃０とクラスタ＃１）を生成する。また、ここでは、シフト部３０１は、周波数の低い方から高い方へ、ＤＦＴ出力を循環シフトさせる。

[0204] 図２１Ａは、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１および６０１－２の各ＤＦＴ部１１０が２つのコードワード＃０および＃１それぞれに対してＤＦＴ処理を行った後に得られる、７２ポイントのＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を示している。

[0205] Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１および６０１－２の各シフト部３０１は、図２１Ａに示す２つのＳＣ－ＦＤＭＡ信号（コードワード＃０の信号およびコードワード＃１の信号）それぞれに対して、ＤＦＴ帯域（ＤＦＴサイズＮ＝７２ポイント）内で個別に循環周波数シフトを施す。具体的には、図２１Ｂに示すように、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１のシフト部３０１は、レイヤ＃０（空間リソース＃０）において送信されるコードワード＃０の信号に対して、ｚ＝０（循環周波数シフト無し）の循環周波数シフトを施す。また、図２１Ｂに示すように、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－

２のシフト部３０１は、レイヤ＃１（空間リソース＃１）において送信されるコードワード＃１の信号に対して、ｚ＝１２（循環周波数シフトあり）の循環周波数シフトを施す。すなわち、シフト部３０１は、複数のレイヤ（空間リソース）それぞれにおいて送信されるコードワード（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）に対して、複数の空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）毎に、ＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施す。

[0206] そして、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１－１および６０１－２の各分割部１１１は、図２１Ｃに示すように、循環周波数シフト後のコードワード（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を、ベクトル長Ｎ’＝１２のクラスタ＃０と、ベクトル長Ｎ’＝６０のクラスタ＃１とに分割することにより、２つのクラスタを生成する。

[0207] このようにして、本実施の形態によれば、ＭＩＭＯ伝送において、各空間リソースそれぞれにおいて送信されるコードワードのクラスタ内では部分直交関係を維持したまま、そのコードワードが伝送される空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）の各チャネル（リンク）品質に適応した周波数マッピングを、コードワード毎（空間リソース毎、レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に柔軟に行うことができる。

[0208] なお、本実施の形態では、送受信装置（端末および基地局）が複数のアンテナを用いることにより、ＭＩＭＯ伝送を実現するＳＵ－ＭＩＭＯを一例として説明した。しかし、本発明では、上り回線（Uplink）および下り回線（Downlink）のＭＵ－ＭＩＭＯに対しても適用することができる。例えば、下り回線（Downlink）のＭＵ－ＭＩＭＯ伝送では、異なる空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）にマッピングされる異なるコードワードは、それぞれ互いに異なる端末宛てのコードワードである。この場合、受信装置（端末）毎に異なる所要品質を満たさなければならない。例えば、携帯電話等のセルラーシステムの場合、異なる場所に位置している端末（受信装置）の通信品質は大きく異なる。しかし、上述したように、本実施の形態によれば、送信装置（基地局）は、複数のコードワードがそれぞれマッピングされ

る、互いに異なる空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）では、空間リソースそれぞれにおいて送信されるコードワード毎に、個別の循環周波数シフトを施す。これにより、各コードワードのクラスタ内では部分直交関係を維持したまま、そのコードワードが伝送される空間リソースの各チャネル（リンク）品質に適応した周波数マッピング（循環周波数シフト）を、コードワード毎（空間リソース毎、レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に柔軟に行うことができる。

[0209] また、本実施の形態では、送信装置（端末）が２つのコードワードを２つの空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）にそれぞれマッピングする場合について説明した。しかし、本発明では、送信装置（端末）は、３つ以上のコードワードを、３つ以上の空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）に適用してもよい。

[0210] また、本発明において、コードワード毎（レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に個別に設定される循環周波数シフト量z_iと、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）を分割する際の最小分割単位とを対応付けてもよい。例えば、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）の最小分割単位がN_{min}と定義されている場合、コードワード毎（空間リソース毎、レイヤ毎またはストリーム毎）に設定される個別の循環周波数シフト量z_iの最小シフト量も同様にN_{min}としてもよい。これにより、循環周波数シフト後の全てのクラスタに対して、循環周波数シフト前のＳＣ－ＦＤＭＡ信号（スペクトラム）に対する部分直交条件と同様の部分直交条件を適用することが可能となる。

[0211] また、本発明において、コードワード毎（レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に個別に設定される循環周波数シフト量z_iを、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成される複数のクラスタのうち最小の部分直交帯域幅を有するクラスタサイズの倍数としてもよい。すなわち、循環周波数シフト量z_iと、最小の部分直交帯域幅を有するクラスタの帯域幅とを対応付けてもよい。例えば、ある空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）における最小の部分直交帯域幅を有するクラスタサイズをB_{min}とした場合、その空

間リソースおよび別の空間リソースでの循環周波数シフト量をｋＢ$_{min}$（ｋは整数）と設定すればよい。これにより、空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）間で、周波数領域の（部分）直交関係を維持することでき、かつ、異なる空間リソースの異なるクラスタからの干渉を低減することができる。

[0212] また、本実施の形態では、コードワード毎（空間リソース毎、レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に個別に設定された循環周波数シフト量を用いる場合について説明した。しかし、本発明では、コードワード毎（空間リソース毎、レイヤ毎、アンテナ毎またはストリーム毎）に個別に設定された循環周波数シフト量を、コードワード間（空間リソース間、レイヤ間、アンテナ間またはストリーム間）で相対的に定義してもよい。具体的には、基準となるコードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）の循環周波数シフト量と、他のコードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）の循環周波数シフト量との差分のシフト量を、相対シフト量（差分シフト量）として定義して、相対シフト量（差分シフト量）を基地局から端末（または、端末から基地局）へ通知してもよい。例えば、コードワード＃０の循環周波数シフト量をｚ$_0$＝５に設定し、コードワード＃１の循環周波数シフト量をｚ$_1$＝１０に設定する場合について説明する。この場合、基地局から端末（または端末から基地局）へ通知する循環周波数シフト量に関する制御情報として、基準となるコードワード＃０の循環周波数シフト量ｚ$_0$＝５とともに、コードワード＃０の循環周波数シフト量とコードワード＃１の循環周波数シフト量との差分（相対値）＝ｚ$_1$－ｚ$_0$＝５を通知すればよい。これにより、各コードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）の循環周波数シフト量をそれぞれ個別に通知する場合と比較して、循環周波数シフト量の通知に要する情報量のオーバーヘッドを削減できる。なお、ここでは、２つのコードワードそれぞれに対する循環周波数シフト量を通知する場合について説明したが、コードワードの数は２つに限らず、３つ以上でもよい。また、コードワードではなく、レイヤ、アン

テナまたはストリーム等の空間リソースを表すリソース間での循環周波数シフト量の相対値（差分値）を用いてでもよい。

[0213] また、本実施の形態では、コードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）毎に設定された個別の循環周波数シフト量を用いる場合を説明した。しかし、本発明では、複数のコードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）間で循環周波数シフト量を共通化し、共通の１つの循環周波数シフト量を用いてもよい。また、複数のコードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）間で同一の循環周波数シフト量を設定してもよい。例えば、送信装置（端末）が、複数のコードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）に対して、同一のＭＣＳを有するコードワードをマッピングする場合に、各コードワード（空間リソース、レイヤ、アンテナまたはストリーム）の循環周波数シフト量を同一の値に設定して（または、共通の１つの循環周波数シフトを用いて）、基地局から端末（または端末から基地局）へ循環周波数シフト量を通知してもよい。これにより、複数の空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）にマッピングされる、所要品質がほぼ同一のコードワードを同時に安定的に制御することができる。また、共通の１つの循環周波数シフト量を用いる場合には、基地局から端末（または、端末から基地局）への循環周波数シフト量の通知に要する情報量をさらに削減できる。

[0214] また、実施の形態２では、ＭＩＭＯ伝送において、各ストリームのＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅で分割し、複数のストリームそれぞれにおいて、同一の部分直交帯域幅（長さ）を有する周波数帯域にマッピングされる信号に、同一の空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算するプレコーディング方法について述べた。そこで、本実施の形態においても、送信装置（端末）は、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を循環周波数シフトした後に、分割した複数の空間リソース（レイヤ、アンテナまたはストリーム）の信号に対して、同一の部分直交帯域幅（長さ）を有する周波数帯域にマッピングされる信号に、同一の空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算する構成をさらに具備する

構成を取ってもよい。すなわち、本発明に係る端末では、実施の形態２および本実施の形態を組み合わせた構成を取ってもよい。これにより、実施の形態２および本実施の形態それぞれの効果と同様の効果を得ることができる。

[0215] また、本実施の形態では、送信装置（端末）が、複数のコードワードを複数のレイヤで送信する際、１つのコードワードが１つの空間リソース（レイヤ）にマッピングされる場合（つまり、コードワードと空間リソース（レイヤ）とが一対一に対応する場合）について説明した。しかし、本発明では、送信装置（端末）が１つのコードワードを複数の空間リソース（レイヤ）にマッピングする場合（例えば、ＭＩＭＯのシングルコードワード伝送）に適用してもよい。例えば、端末が２つのコードワード（コードワード＃０およびコードワード＃１）を４つの空間リソース（レイヤ＃０～＃３）を用いて空間多重伝送する場合について説明する。この場合、端末は、コードワード＃０の信号（変調信号）をレイヤ＃０およびレイヤ＃１の２つのレイヤにマッピングし、コードワード＃１の信号（変調信号）をレイヤ＃２およびレイヤ＃３の２つのレイヤにマッピングしてもよい。このとき、端末は、各コードワードに対して、レイヤ（空間リソース）毎に個別に設定された循環周波数シフト量を用いて、個別の循環周波数シフトを施せばよい。

[0216] さらに、本発明では、端末は、１つのコードワードを複数のレイヤにマッピングする際、１つのコードワードがマッピングされる複数のレイヤ（空間リソース）間では、同一の循環周波数シフト量を用いてもよい。例えば、図２２Ａ～Ｃに示すように、端末が２つのコードワード（コードワード＃０およびコードワード＃１）を４つのレイヤ（レイヤ＃０～＃３）を用いて空間多重伝送する場合について説明する。図２２Ａでは、端末は、各コードワードをそれぞれ２つのレイヤ（空間リソース）にマッピングする。また、図２２Ｂに示すように、端末は、同一コードワードがマッピングされレイヤ（空間リソース）間では同一の循環周波数シフト量を設定する。例えば、図２２Ｂに示すように、端末は、コードワード＃０の信号をレイヤ＃０およびレイヤ＃１の２つのレイヤ（空間リソース）にマッピングし、かつ、２つのレイ

ヤ（レイヤ＃０およびレイヤ＃１）では同一の循環周波数シフト量z_0＝１２を用いる。同様に、図２２Ｂに示すように、端末は、コードワード＃１の信号をレイヤ＃２およびレイヤ＃３の２つのレイヤ（空間リソース）にマッピングし、かつ、２つのレイヤ（レイヤ＃２およびレイヤ＃３）では同一の循環周波数シフト量z_1＝６０を用いる。そして、図２２Ｃに示すように、端末は、循環周波数シフト後の信号を、部分直交帯域幅を有する２つのクラスタ（クラスタ＃０およびクラスタ＃１）に分割する。これにより、異なる空間リソース（レイヤ）にマッピングされる同一コードワード内に含まれる互いに異なる変調信号に対しては、同一の循環周波数シフト量を用いて循環周波数シフトが施されるため、循環周波数シフトによる見かけ上のチャネル変化量を、異なる空間リソース（レイヤ）にマッピングされる同一コードワード間で同様にすることができる。そのため、コードワード内のビットまたはシンボルの尤度分布を均一化でき、適応変調等の適応制御を安定的に行うことができる。

[0217] なお、上記（例えば、図２２）では、異なる空間リソース（レイヤ）にマッピングされるコードワード内での循環周波数シフト量を同一にする場合について説明した。しかし、本発明では、異なる空間リソース（レイヤ）にマッピングされるコードワード内での相対循環シフト量は同一とし、コードワード間での相対循環シフト量は異なる値を用いる構成を取ってもよい。例えば、２つのコードワード（コードワード＃０およびコードワード＃１）を４つの空間リソース（レイヤ＃０～＃３）にマッピングする際に、コードワード＃０がレイヤ＃０およびレイヤ＃１にマッピングされ、コードワード＃１がレイヤ＃２およびレイヤ＃３にマッピングされる場合について説明する。また、ここでは、例えば、基準となるレイヤ＃０の循環周波数シフト量を８とし、コードワード＃０がマッピングされるレイヤ＃０およびレイヤ＃１での相対循環周波数シフト量を５とし、コードワード＃１がマッピングされるレイヤ＃２およびレイヤ＃３での相対循環周波数シフト量を２０とする。この場合、レイヤ＃０の循環周波数シフト量は８となり、レイヤ＃１の循環周

波数シフト量（＝レイヤ＃０の循環周波数シフト量＋相対循環周波数シフト量）は８＋５＝１３となり、レイヤ＃２の循環周波数シフト量（＝レイヤ＃１の循環周波数シフト量＋相対循環周波数シフト量）は１３＋２０＝３３となり、レイヤ＃３の循環周波数シフト量（＝レイヤ＃２の循環周波数シフト量＋相対循環周波数シフト量）は３３＋２０＝５３となる。このように、相対的な循環周波数シフト量を通知することにより、その循環周波数シフト量に関する制御情報のオーバーヘッドを抑えつつ、コードワード内では同一の通信品質に保ちながら、コードワード間では、各コードワード個別の通信品質に適した循環周波数シフト量を柔軟に設定することができる。

[0218] また、本発明では、例えば、図２２に示すように、端末が１つのコードワードを複数の空間リソース（レイヤ）にマッピングする際、複数のレイヤにマッピングされる信号を、レピティション信号としてもよい。例えば、図２２では、端末は、レイヤ＃０（またはレイヤ＃２）にマッピングするコードワード＃０（またはコードワード＃１）のＤＦＴ出力のコピー（レピティション信号）を、レイヤ＃０およびレイヤ＃１（または、レイヤ＃２およびレイヤ＃３）にマッピングすればよい。

[0219] （実施の形態７）

実施の形態６では、端末が、各空間リソース（レイヤ）において、周波数領域のみの１次元領域で、空間リソース毎に個別の循環周波数シフトを行う場合について説明した。これに対し、本実施の形態では、端末が、周波数領域の循環シフトに加えて、空間領域の循環シフトを行うことにより、空間領域および周波数領域の２次元領域で循環（空間および周波数）シフトを行う点が実施の形態６と相違する。

[0220] 具体的には、本実施の形態に係る端末は、実施の形態６と同様、複数の空間リソース（レイヤ）それぞれにおいて送信される複数のＤＦＴ出力（複数のコードワード）に対して、空間リソース毎に周波数領域で循環周波数シフトを施し、さらに、複数の空間リソース（レイヤ）それぞれにおいて送信される複数のＤＦＴ出力（複数のコードワード）を分割して生成されるＣ－Ｓ

Ｃ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）に対して、部分直交帯域幅（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ）を単位として、空間領域（空間リソース間）で循環空間（レイヤ）シフトを施す。

[0221] 図２３に本実施の形態に係る送信装置（端末）の構成を示す。なお、図２３に示す端末７００において、実施の形態６（図２０）と同一の構成要素には同一の符号を付し、その説明を省略する。また、図２３に示す端末７００は、実施の形態６と同様、２つの空間リソースを用いて、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号を送信する２本のアンテナを具備する。また、図２３に示すＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部７０１の周波数シフト部７０２は、実施の形態６の端末６００（図２０）におけるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部６０１のシフト部３０１と同一の処理を行う。よって、図２３に示す端末７００において、実施の形態６の端末６００（図２０）と相違する点は、空間シフト部７０３を、分割部１１１とプレコーディング部２０２との間に設けた点である。

[0222] 図２３に示す端末７００において、空間シフト部７０３には、制御部１０６より、部分直交帯域幅（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ）毎の、空間リソース領域（レイヤ）でのシフト量（以下、循環空間シフト量という）の情報が入力される。また、空間シフト部７０３には、Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部７０１の各分割部１１１より、実施の形態６と同様にしてコードワード毎（または、レイヤ毎）に個別の循環周波数シフトが施されたＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）が入力される。そして、空間シフト部７０３は、部分直交帯域幅（クラスタ）毎の個別の循環空間シフト量に従って、各クラスタに対して、空間リソース（レイヤ）間で循環空間シフトを施す。具体的には、空間シフト部７０３は、複数の空間リソース（レイヤ）それぞれにおいて送信されるコードワード（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を分割して生成されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）に対して、直交帯域幅単位で循環空間シフトを施す。そして、空間シフト部７０３は、循環空間シフト後のクラスタを、プレコーディング部２０２に出力する。

[0223] 次に、端末７００の空間シフト部７０３における循環空間シフト処理の詳

細について説明する。

[0224] 以下の説明では、実施の形態６と同様、端末７００が、２つのコードワード（コードワード＃０およびコードワード＃１）を、互いに異なる２つの空間リソース（ここでは、レイヤ）にマッピングする場合について説明する。また、端末７００のＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ処理部７０１－１および７０１－２は、実施の形態６と同様、図２１Ａに示すコードワード＃１およびコードワード＃２に対して、循環周波数シフトを施し（図２１Ｂ）、循環周波数シフト後のＳＣ－ＦＤＭＡ信号を部分直交帯域幅で分割して、クラスタ＃０およびクラスタ＃１の２つのクラスタを生成する（図２１Ｃ）。すなわち、端末７００は、図２１Ｂに示す処理により、周波数領域での１次元領域の循環シフトを行っている。

[0225] そして、空間シフト部７０３は、図２４に示すように、循環周波数シフト後の各クラスタ（クラスタ＃０およびクラスタ＃１）に対して、部分直交帯域幅単位、つまり、部分直交帯域幅を有するクラスタ毎に、空間リソース（レイヤ）間で循環空間シフトを施す。図２４では、クラスタ＃０に対する循環空間シフト量＝０（循環空間シフト無し）であり、クラスタ＃０に対する循環空間シフト量＝１（循環空間シフト有り）である。よって、図２４に示すように、空間シフト部７０３は、クラスタ＃０に対して、部分直交帯域幅Ｎ’＝１２単位で循環空間シフト量＝０（循環空間シフト無し）の循環空間シフトを施す。同様にして、図２４に示すように、空間シフト部７０３は、クラスタ＃１に対して、部分直交帯域幅Ｎ’＝６０単位で循環空間シフト量＝１の循環空間シフトを施す。これにより、クラスタ＃１では、図２４に示すように、コードワード＃０の信号がレイヤ＃１にマッピングされ、コードワード＃１の信号がレイヤ＃０にマッピングされる。すなわち、端末７００は、図２４に示す処理により、空間領域での１次元領域の循環シフトを行っている。

[0226] このようにして、本実施の形態によれば、端末は、実施の形態６の処理に加え、部分直交帯域幅単位で循環空間シフトを施すため、周波数領域での列

ベクトル間の部分直交関係を維持しつつ、周波数ダイバーシチ効果および空間ダイバーシチ効果をさらに改善することができる。

[0227] なお、本実施の形態では、図２３に示す端末７００が、周波数シフト部７０２において、信号に対して周波数領域の循環周波数シフトを施した後に、空間シフト部７０３において、空間領域の循環空間シフトを施す構成について説明した。しかし、本発明では、端末における循環周波数シフトおよび循環空間シフトの処理の順番は反対でもよい。すなわち、本発明に係る端末は、信号に対して、空間領域の循環空間（レイヤ）シフトを施したた後に、周波数領域の循環周波数シフトを施してもよい。

[0228] また、本発明では、端末は、信号に対して、周波数領域の循環周波数シフトを行わずに、空間領域の１次元領域での循環空間（レイヤ）シフトのみを行ってもよい。つまり、端末は、複数の空間リソースそれぞれにおいて送信されるＳＣ－ＦＤＭＡ信号を分割して生成されるＣ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号（複数のクラスタ）に対して、部分直交帯域幅単位で循環空間（レイヤ）シフトを施してもよい。これは、周波数領域および空間領域の２次元領域での循環シフトを行う本実施の形態において、各空間リソース（レイヤ）での循環周波数シフト量を全てゼロに設定する場合に相当する。または、図２３の送信装置（端末７００）の構成において、周波数シフト部７０２を省略し、ＤＦＴ部１１０から出力されるＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を循環周波数シフトさせずに、そのまま分割部１１１に入力する構成に相当する。つまり、端末は、周波数領域での循環周波数シフトを適用しない各空間リソース（レイヤ）のＤＦＴ出力を、部分直交帯域幅（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ）を単位として、空間領域（空間リソース間）のみで循環空間（レイヤ）シフトを施せばよい。これにより、周波数領域でのクラスタ内での部分直交関係を維持しつつ、空間ダイバーシチ効果を改善することができる。

[0229] また、本実施の形態の図２４では、端末が、複数のクラスタに対して、部分直交帯域幅の長さを有するクラスタ毎に、空間リソース間で循環空間シフ

トを行う場合について説明した。しかし、本発明では、図２５に示すように、端末は、クラスタサイズより短い長さ（クラスタの帯域幅より狭い帯域幅）で部分直交している帯域幅（長さ）単位で、複数のクラスタに対して、空間リソース間で循環空間（レイヤ）シフトを施してもよい。図２５では、端末は、クラスタ＃１（Ｎ’＝６０）の中で２つの部分直交帯域幅（Ｎ’＝１２およびＮ’＝４８）毎に、空間領域で異なる循環空間（レイヤ）シフト（循環空間シフト量＝１および２）を施す。これにより、周波数領域での列ベクトル間の部分直交関係を維持しつつ、循環空間シフトによって、クラスタ内での見かけ上のチャネルのランダム性を増加させることができるため、空間ダイバーシチをさらに改善することができる。

[0230] また、本実施の形態では、部分直交帯域幅を、循環空間（レイヤ）シフトを施す周波数領域の単位とする場合について説明した。しかし、本発明では、循環空間（レイヤ）シフトを施す周波数領域の単位として、複数のクラスタの帯域幅のうち最小の部分直交帯域幅の倍数を用いてもよい。例えば、最小の部分直交帯域幅をB_{min}とした場合、循環空間シフトを施す周波数領域の単位をkB_{min}（ｋは整数）として定義すればよい。そして、基地局は、kB_{min}の単位で循環空間シフト量を決定し、決定した循環空間シフト量を端末に通知すればよい。このようにして、複数のクラスタの帯域幅を用いた簡易な制御を行うのみで、循環空間（レイヤ）シフトを施す周波数領域の単位を定義することができ、かつ、本実施の形態と同様な効果得ることができる。

[0231] また、本発明において、循環空間（レイヤ）シフトを施す周波数領域の単位（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ単位）での循環空間シフト量ｙは、循環空間（レイヤ）シフトを施す周波数領域の単位毎に異なってもよい。また、循環空間（レイヤ）シフトの回転方向はプラス（＋）でもよく、マイナス（－）でもよい。つまり、循環空間シフト量は、＋ｙでもーｙでもよい。

[0232] また、本発明において、循環周波数シフト量ｚと循環空間シフト量ｙとを対応づけて、２つのシフト量（ｚおよびｙ）を設定してもよい。例えば、レ

イヤ＃ｉの循環周波数シフト量z_iをクラスタ＃ｉの循環空間シフト量y_iの関数で表してもよく、逆に、クラスタ＃ｉの循環空間シフト量y_iをレイヤ＃ｉの循環周波数シフト量z_iの関数で表わしてもよい。例えば、循環空間シフト量z_i＝（循環周波数シフト量y_i）　ｍｏｄ　（レイヤ数）、のように定義してもよい。ここで、ｍｏｄはモジュロ演算を示す。そして、受信装置は、送信装置へ循環周波数シフト量y_iのみを通知して、送信装置は、上記関数に従って循環空間シフト量z_iを特定すればよい。これにより、空間領域および周波数領域の２つの循環シフト量の通知に要する情報量を削減しながら、同時に、空間ダイバーシチ効果および周波数ダイバーシチ効果を改善することができる。

[0233] また、本発明において、循環空間シフトの適用の有無を示す識別情報（フラグ）、または、循環周波数シフトの適用の有無を示す識別情報（フラグ）を、受信装置（基地局）から送信装置（端末）へ通知する場合は、その２つの識別情報（フラグ）を共通化し、循環空間シフトおよび周波数シフトの適用の有無を示す、２次元の１つの情報を、受信装置から送信装置へ通知してもよい。これにより、識別情報に関する制御情報量を削減しながら、同時に、空間ダイバーシチ効果および周波数のダイバーシチ効果を得ることが可能となる。

[0234] また、本実施の形態では、図２４および図２５において、２つのクラスタ（クラスタ＃０およびクラスタ＃１）が非連続な周波数帯域にマッピングされる場合に、端末が、周波数領域および空間領域の２次元領域で循環シフト（２次元シフト）を行う方法、または、空間領域の１次元領域で循環シフト（１次元シフト）を行う方法について説明した。しかし、本発明は、複数のクラスタが連続する周波数帯域にマッピングされる場合に適用することも可能である。例えば、周波数領域および空間領域での２次元シフトを行う場合には、端末は、複数のＤＦＴ出力に対してそれぞれ周波数領域で循環周波数シフトさせた後、実施の形態１および実施の形態４で説明した部分直交帯域幅（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ）を単位として、循環周波数

シフトさせた各空間リソース（レイヤ）のＤＦＴ出力を、空間領域（空間リソース間）で循環空間（レイヤ）シフトさせる。その後、端末は、各空間リソース（レイヤ）の連続する周波数帯域に、周波数領域および空間領域での循環シフト後の信号をマッピングすればよい。また、例えば、空間領域の１次元シフトを行う場合には、端末は、複数のＤＦＴ出力に対して、実施の形態１および実施の形態４で説明した部分直交帯域幅（例えば、部分直交帯域幅を有するクラスタ）を単位として、空間領域（空間リソース間）で循環空間（レイヤ）シフトさせる。その後、各空間リソース（レイヤ）の連続する周波数帯域に、循環空間シフト後の信号をマッピングすればよい。

[0235] （実施の形態８）

実施の形態５では、端末が、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）に対して、空間リソース（レイヤ）毎に、個別の循環周波数シフトを行う場合について説明した。これに対し、本実施の形態では、端末は、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）に対して、互いに異なる時間領域で（異なる時間リソース毎に）、ＤＦＴ帯域内で個別の循環周波数シフトを施す。そして、端末は、循環周波数シフト後の信号を部分直交帯域幅で分割することにより、複数のクラスタを生成する。

[0236] 具体的には、本実施の形態に係る端末は、図２６に示すように、２つのクラスタ（クラスタ＃０およびクラスタ＃１）の周波数領域でのマッピング位置（周波数帯域）を維持ながら、時間の経過と伴に、ＤＦＴ帯域（図２６ではＤＦＴサイズＮ＝７２ポイント）内で、各時間ｉで送信するＣ―ＳＣ－ＦＤＭＡ信号の循環周波数シフト量z_iを変化させる。例えば、図２６に示すように、時間＃０では循環周波数シフト量z_0＝０であり、時間＃１では循環周波数シフト量z_1＝１２であり、時間＃２では循環周波数シフト量z_2＝３６であり、時間＃３では循環周波数シフト量z_3＝６０である。つまり、端末は、互いに異なる時間領域で（異なる時間リソース毎に）、ＤＦＴ帯域（７２ポイント）内で互いに異なる循環周波数シフト量を用いて、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）に対して循環周波数シフトを施す。そして、図２６に示

すように、端末は、循環周波数シフト後のＤＦＴ出力を部分直交帯域幅で分割して、２つのクラスタ＃０およびクラスタ＃１を生成する。

[0237] このようにして、本実施の形態によれば、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）が割当てられた周波数帯域を変化させずに（周波数領域でのマッピング位置（周波数帯域）を維持しつつ）、クラスタ内でのＤＦＴ行列の列ベクトル間の部分的直交を維持しつつ、時間ダイバーシチ効果および周波数ダイバーシチ効果を改善することができる。

[0238] なお、時間単位として、シンボル単位、スロット単位、サブフレーム単位、フレーム単位または再送単位等を用いて循環周波数シフト量を変化させてもよい。

[0239] 以上、本発明の各実施の形態について説明した。

[0240] なお、上記実施の形態では、ＤＦＴ行列の列ベクトルという用語を用いて、端末が、列ベクトル間で部分直交する長さ（帯域幅）で、ＤＦＴ出力（ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を分割し、複数のクラスタ（Ｃ－ＳＣ－ＦＤＭＡ信号）を生成する場合について説明した。ここで、ＤＦＴ行列は対称行列である。例えば、Ｎ×ＮのＤＦＴ行列の第ｎ番目の列ベクトルの各要素は第ｎ番目の行ベクトルの各要素と同一である。よって、本発明では、ＤＦＴ行列を転置した行列をプレコーディング行列として用いる場合にも、端末は、ＤＦＴ行列の行ベクトル間で部分直交する長さ（帯域幅）で、プレコーディングされた信号を分割すればよい。つまり、ＤＦＴ行列の転置行列によってプレコーディングされた信号に対して、上記実施の形態で説明したＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割方法を適用すればよい。これにより、ＤＦＴ行列を転置した行列をプレコーディング行列として用いる場合でも、上記実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0241] また、本発明において、ＤＦＴ行列の複素共役行列、または、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）をプレコーディング行列として用いてもよい。ここで、ＤＦＴ行列の複素共役行列、および、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）は対称

行列である。このため、Ｎ×ＮのＤＦＴ行列の複素共役行列（または複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列））の第ｎ番目の列ベクトルの各要素は第ｎ番目の行ベクトルの各要素と同一である。よって、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）に対して、式（１）および式（２）の部分直交条件を適用することが可能であるため、端末は、上記実施の形態で説明した部分直交する長さ（帯域幅）で、プレコーディングされた信号を分割すればよい。つまり、ＤＦＴ行列の複素共役行列、または、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）によってプレコーディングされた信号に対して、上記実施の形態で説明したＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割方法を適用すればよい。これにより、ＤＦＴ行列の複素共役行列、または、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）をプレコーディング行列として用いる場合でも、上記実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0242] また、本発明において、ＤＦＴ行列の逆行列をプレコーディング行列として用いてもよい。ＤＦＴ行列の逆行列は、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列（ＤＦＴ行列のエルミート転置行列）と等価である。従って、ＤＦＴ行列の逆行列をプレコーディング行列として用いる場合には、ＤＦＴ行列の逆行列でプレコーディングされた信号に対して、上記実施の形態で説明したＳＣ－ＦＤＭＡ信号の分割方法を適用すればよい。これにより、ＤＦＴ行列の逆行列をプレコーディング行列として用いる場合でも、上記実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0243] また、上記実施の形態２および６では、端末の構成（例えば、図９、および図２０）として、ＤＦＴ部→分割部→プレコーディング部の順番に接続されている構成を示した。しかし、本発明では、端末の構成として、ＤＦＴ部→プレコーディング部→分割部の順番に接続されている構成であってもよい。この場合、端末は、パイロット信号が多重された送信シンボル系列それぞれに対して、ＤＦＴ部においてＤＦＴ処理により時間領域から周波数領域に信号に変換した後、プレコーディング部において周波数領域の各サブキャリ

ア信号に対して線形のプレコーディングを行う（例えば、行列で表現されたプレコーディング行列を、あるサブキャリアにおける２つのＤＦＴ出力信号に乗算する）。そして、端末は、分割部でプレコーディング後の周波数領域の信号成分に対して、上記実施の形態のいずれかの分割方法により、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号に対する分割処理を行えばよい。

[0244] また、上記実施の形態では、周波数領域において、ＳＣ－ＦＤＭＡ信号が部分直交帯域幅で分割される場合について説明した。しかし、本発明は、例えば、直接拡散符号分割多元接続（Direct Sequence Code Division Multiple Access：ＤＳ－ＣＤＭＡ）等の時間領域においてＤＦＴ行列（ＤＦＴ行列の転置行列、ＤＦＴ行列の複素共役行列、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列、または、ＤＦＴ行列の逆行列）を用いて信号を拡散し、拡散後の信号を空間領域で符号多重するＭＩＭＯ伝送に適用してもよい。この場合、時間領域でのＤＦＴ行列（ＤＦＴ行列の転置行列、ＤＦＴ行列の複素共役行列、ＤＦＴ行列の複素共役転置行列、または、ＤＦＴ行列の逆行列）による拡散および空間領域での符号多重により得られる信号を、上記実施の形態と同様にして、部分直交帯域幅で分割して、分割した信号をそれぞれ、不連続な時間リソースまたは空間リソースにマッピングしてもよい。これにより、上記実施の形態と同様の効果を得ることができる。

[0245] また、上記実施の形態１～８をそれぞれ組み合わせて用いてもよい。

[0246] また、上記実施の形態では、本発明に係る無線通信装置を端末１００（図１）、端末２００（図９）、端末３００（図１５）、端末５００（図１９）、端末６００（図２０）または端末７００（図２３）に備える場合について説明したが、本発明に係る無線通信装置を基地局に備えてもよい。

[0247] また、端末はＵＥ（User Equipment：ＵＥ）、基地局はＮｏｄｅ　ＢまたはＢＳ（Base Station）と称されることがある。

[0248] また、上記実施の形態ではアンテナとして説明したが、本発明はアンテナポート（antenna port）でも同様に適用できる。

[0249] アンテナポートとは、１本又は複数の物理アンテナから構成される、論理

的なアンテナを指す。すなわち、アンテナポートは必ずしも１本の物理アンテナを指すとは限らず、複数のアンテナから構成されるアレイアンテナ等を指すことがある。

[0250] 例えば、３ＧＰＰ　ＬＴＥにおいては、アンテナポートが何本の物理アンテナから構成されるかは規定されず、基地局が異なる参照信号（Reference signal）を送信できる最小単位として規定されている。

[0251] また、アンテナポートはプリコーディングベクトル（Precoding vector）の重み付けを乗算する最小単位として規定されることもある。

[0252] また、上記実施の形態では、本発明をハードウェアで構成する場合を例にとって説明したが、本発明はソフトウェアで実現することも可能である。

[0253] また、上記実施の形態の説明に用いた各機能ブロックは、典型的には集積回路であるＬＳＩとして実現される。これらは個別に１チップ化されてもよいし、一部または全てを含むように１チップ化されてもよい。ここでは、ＬＳＩとしたが、集積度の違いにより、ＩＣ、システムＬＳＩ、スーパーＬＳＩ、ウルトラＬＳＩと呼称されることもある。

[0254] また、集積回路化の手法はＬＳＩに限るものではなく、専用回路または汎用プロセッサで実現してもよい。ＬＳＩ製造後に、プログラムすることが可能なＦＰＧＡ（Field Programmable Gate Array）や、ＬＳＩ内部の回路セルの接続や設定を再構成可能なリコンフィギュラブル・プロセッサを利用してもよい。

[0255] さらには、半導体技術の進歩または派生する別技術によりＬＳＩに置き換わる集積回路化の技術が登場すれば、当然、その技術を用いて機能ブロックの集積化を行ってもよい。バイオ技術の適用等が可能性としてありえる。

[0256] ２００８年９月２２日出願の特願２００８－２４２７１６および２００９年９月１日出願の特願２００９－２０１７４０の日本出願に含まれる明細書、図面および要約書の開示内容は、すべて本願に援用される。

産業上の利用可能性

[0257] 本発明は、移動体通信システム等に適用することができる。

請求の範囲

[請求項1] ＤＦＴ行列を用いて、時間領域のシンボル系列にＤＦＴ処理を施して、周波数領域の信号を生成する変換手段と、

前記ＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交するベクトル長に対応する部分直交帯域幅で前記信号を分割して、複数のクラスタを生成する分割手段と、

前記複数のクラスタを、不連続な複数の周波数帯域にそれぞれマッピングするマッピング手段と、

を具備する無線通信装置。

[請求項2] 前記分割手段は、式（１）より算出される前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項１記載の無線通信装置。

[数1]

$$N' = \frac{|I|}{|i - i'|} N \qquad \cdots(1)$$

ただし、f_iおよび$f_{i'}$（ｉ＝０～Ｎ－１、ｉ’＝０～Ｎ－１、ｉ≠ｉ’）は前記複数の列ベクトルのうちの互いに異なる列ベクトルであり、Ｉは｜Ｉ｜＜｜ｉ－ｉ’｜を満たすゼロ以外の整数である。また、Ｎは前記列ベクトルのベクトル長である。

[請求項3] 前記分割手段は、式（２）より算出される前記部分直交帯域幅Ｂ’で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[数2]

$$B' = N'B_{sub} = \frac{|I|}{|i - i'|} NB_{sub} = \frac{|I|}{|i - i'|} B \qquad \cdots(2)$$

ただし、B_{sub}は直交周波数間隔、Ｂは前記信号に使用される全帯域幅である。

[請求項4] 前記分割手段は、前記式（１）において、（｜Ｉ｜／｜ｉ－ｉ’｜

）$^{-1}$が２以上前記Ｎ未満であり、かつ、前記Ｎの約数のいずれか１つである前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項5] 前記分割手段は、素数の倍数である前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項6] 前記分割手段は、２つ以上の素数の積の倍数である前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項7] 前記分割手段は、素数のべき乗である前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項8] 前記分割手段は、２つ以上の素数の積のべき乗である前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項9] 前記分割手段は、素数のべき乗の積である前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項２記載の無線通信装置。

[請求項10] 複数のストリームを用いて前記信号を送信する複数のアンテナと、

前記複数のストリームそれぞれにおいて、同一の前記部分直交帯域幅を有する周波数帯域にマッピングされる前記信号に同一の空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算するプレコーディング手段と、をさらに具備する、

請求項１記載の無線通信装置。

[請求項11] 前記プレコーディング手段は、前記複数のストリームそれぞれにおいて、前記複数のクラスタのうち、同一の前記部分直交帯域幅を有するクラスタに同一の前記空間プレコーディング行列をそれぞれ乗算す

る、

請求項１０記載の無線通信装置。

[請求項12] 前記分割手段は、前記ベクトル長Ｎ’を表すべき乗の積を構成する複数のべき乗相互において、あるべき乗の指数の値が、前記あるべき乗の底よりも小さい底を有する他のべき乗の指数の値以下となり、前記あるべき乗の底よりも大きい底を有する他のべき乗の指数の値以上となる、前記ベクトル長Ｎ’に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項９記載の無線通信装置。

[請求項13] 前記分割手段は、前記ベクトル長Ｎ’を最小分割単位とし、前記最小分割単位の倍数に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項１２記載の無線通信装置。

[請求項14] 前記分割手段は、前記最小分割単位を表すべき乗の積を構成する複数のべき乗の底の組み合わせと同一の底の組み合わせを用いたべき乗の積で表される乗数を、前記最小分割単位に乗じて算出した、前記倍数に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項１３記載の無線通信装置。

[請求項15] 前記分割手段は、前記乗数を表すべき乗の積を構成する複数のべき乗相互において、あるべき乗の指数の値が、前記あるべき乗の底よりも小さい底を有する他のべき乗の指数の値以下となり、前記あるべき乗の底よりも大きい底を有する他のべき乗の指数の値以上となる、前記乗数を前記最小分割単位に乗じて算出した前記倍数に対応する前記部分直交帯域幅で前記信号を分割する、

請求項１４記載の無線通信装置。

[請求項16] 前記周波数領域の信号に対して、前記ＤＦＴ処理におけるＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施すシフト手段、をさらに具備する、

請求項１記載の無線通信装置。

[請求項17] 複数の空間リソースを用いて前記信号を送信する複数のアンテナと、

前記複数の空間リソースそれぞれにおいて送信される前記信号に対して、前記複数の空間リソース毎に、前記ＤＦＴ処理におけるＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施すシフト手段と、をさらに具備する、

請求項１記載の無線通信装置。

[請求項18] 複数の空間リソースを用いて前記信号を送信する複数のアンテナと、

前記複数の空間リソースそれぞれにおいて送信される前記信号に対して、前記複数の空間リソース毎に、前記ＤＦＴ処理におけるＤＦＴ帯域内で循環周波数シフトを施す周波数シフト手段と、

前記複数の空間リソースそれぞれにおいて送信される前記信号を分割して生成される前記複数のクラスタに対して、前記部分直交帯域幅単位で循環空間シフトを施す空間シフト手段と、をさらに具備する、

請求項１記載の無線通信装置。

[請求項19] 複数の空間リソースを用いて前記信号を送信する複数のアンテナと、

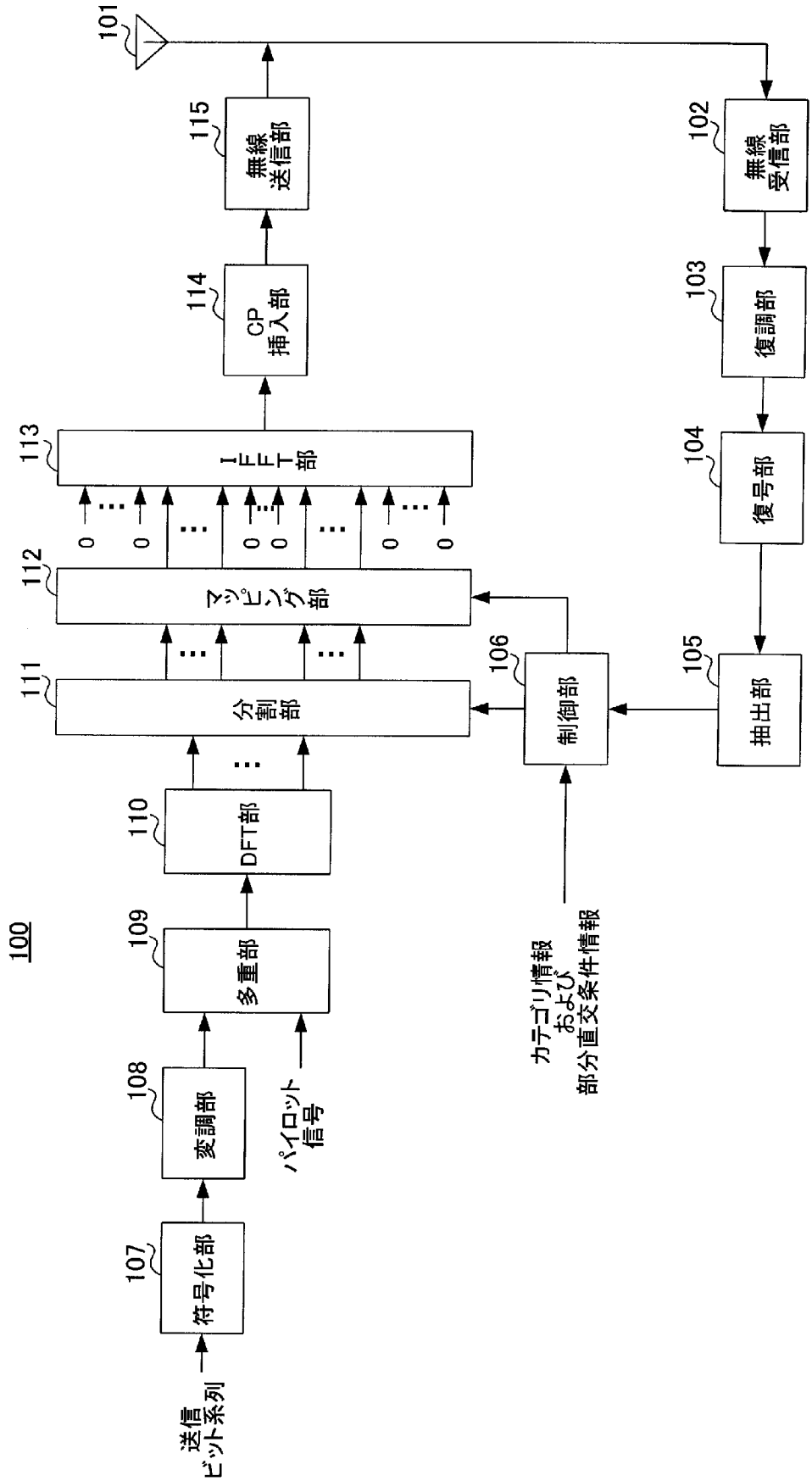
前記複数の空間リソースそれぞれにおいて送信される前記信号を分割して生成される前記複数のクラスタに対して、前記部分直交帯域幅単位で循環空間シフトを施す空間シフト手段と、をさらに具備する、

請求項１記載の無線通信装置。

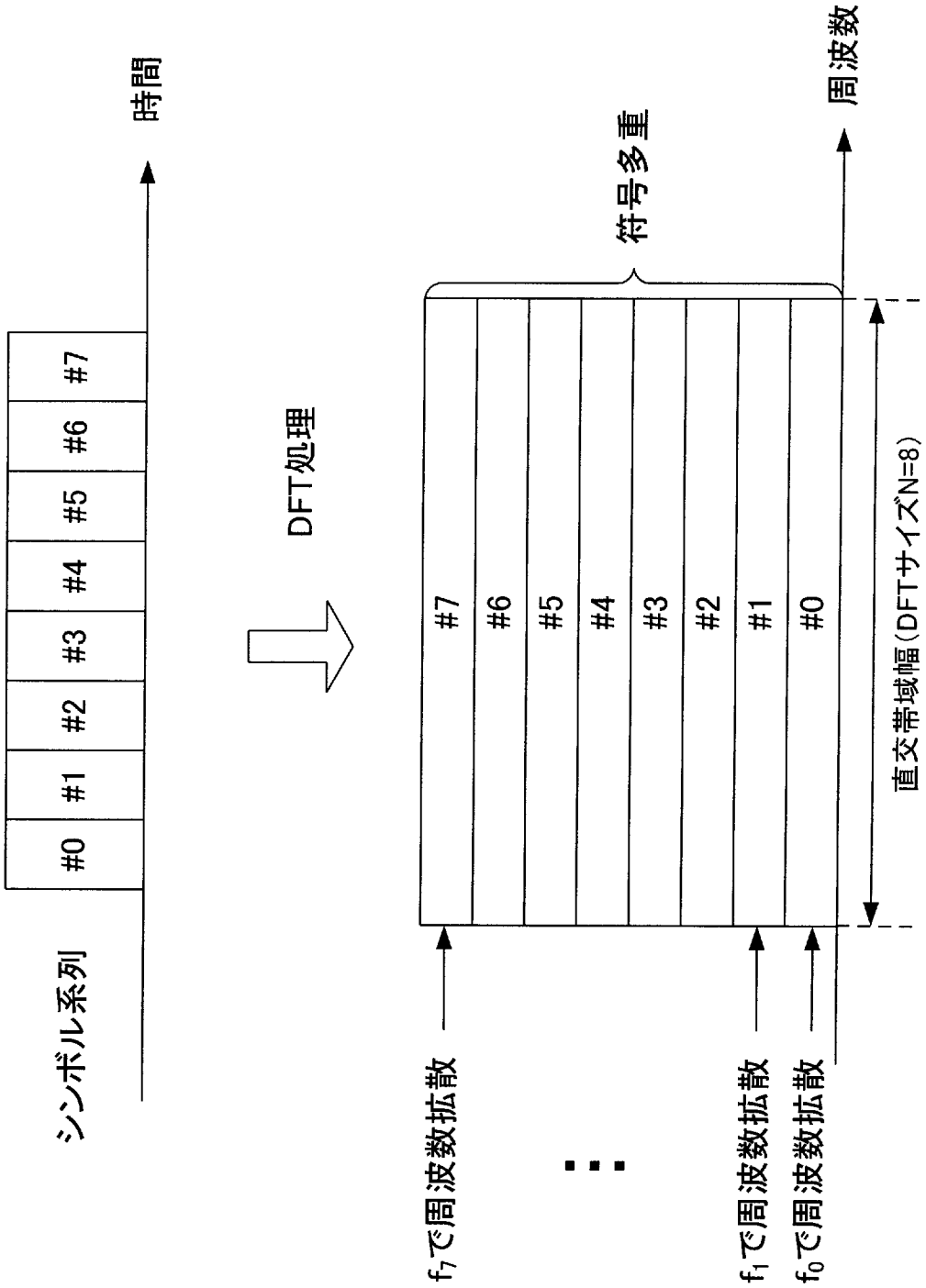
[請求項20] 時間領域のシンボル系列を周波数領域の信号に変換するために用いるＤＦＴ行列を構成する複数の列ベクトルのうち、いずれかが部分直交するベクトル長に対応する部分直交周波数帯域幅で前記信号を分割して、複数のクラスタを生成する、

信号分割方法。

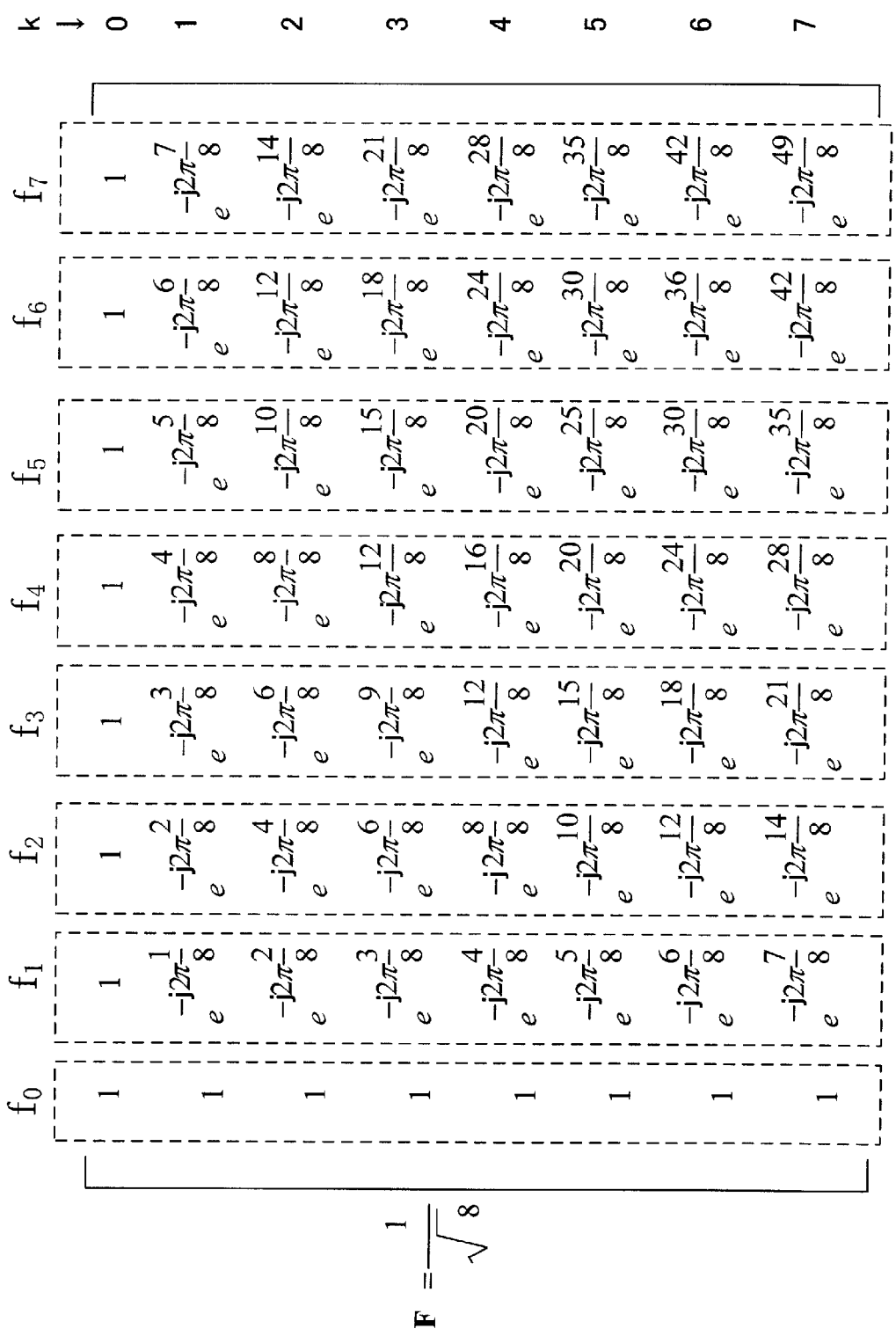
[図1]


100
101
102 無線受信部
103 復調部
104 復号部
105 抽出部
106 制御部
107 符号化部
108 変調部
109 多重部
110 DFT部
111 分割部
112 マッピング部
113 IFFT部
114 CP挿入部
115 無線送信部
送信ビット系列
パイロット信号
カテゴリ情報および部分直交条件情報

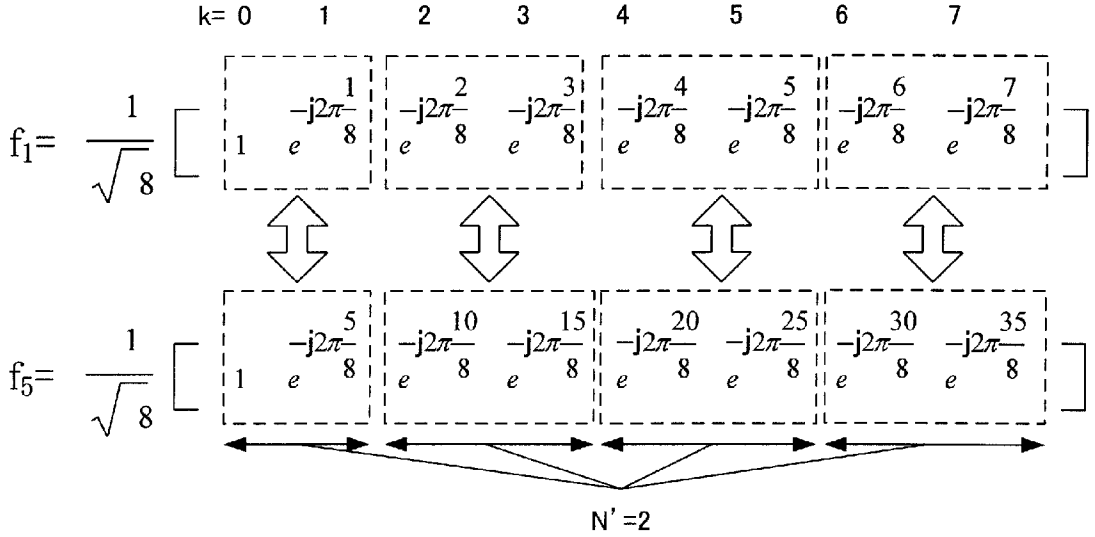
[図2]


時間
#0
#1
#2
#3
#4
#5
#6
#7
シンボル系列
DFT処理
符号多重
周波数
#7
#6
#5
#4
#3
#2
#1
#0
直交帯域幅（DFTサイズN=8）
f7で周波数拡散
f1で周波数拡散
f0で周波数拡散

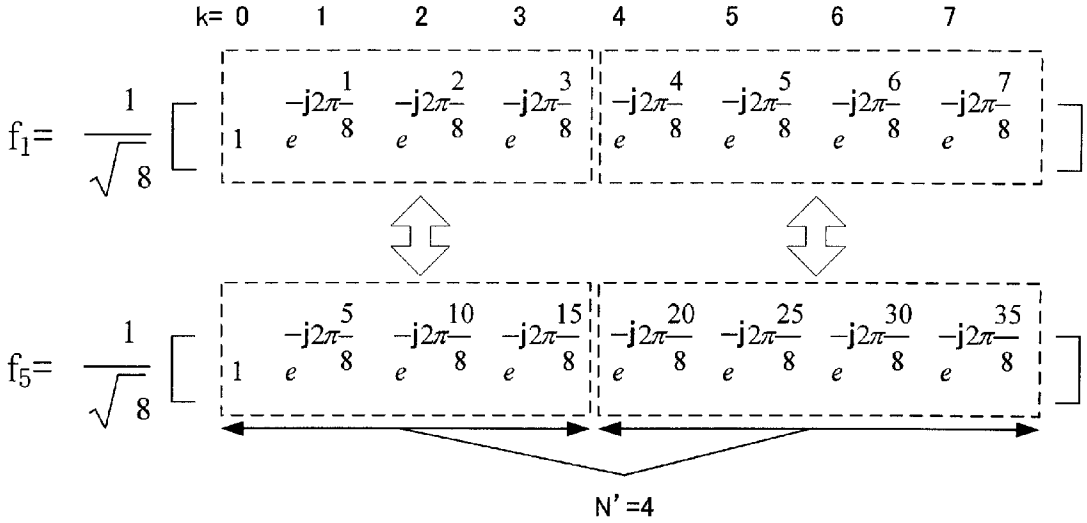
[図3]



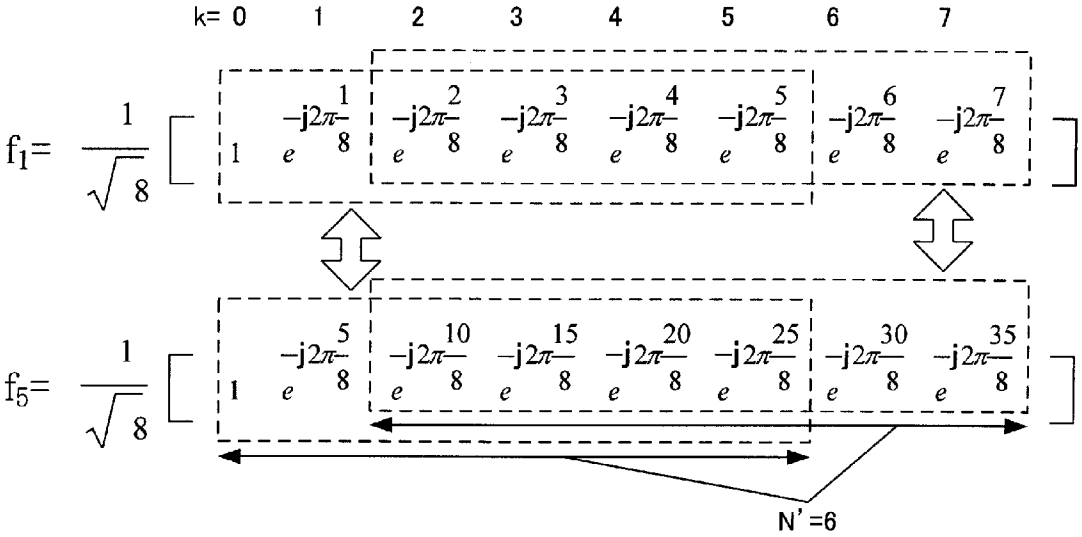
[図4A]



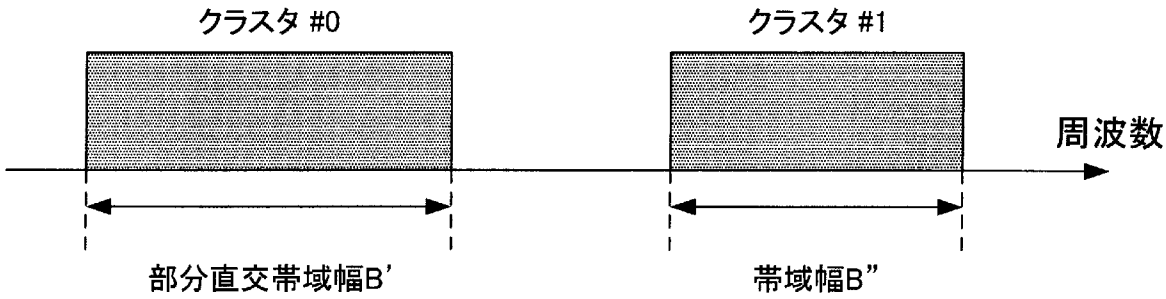
[図4B]



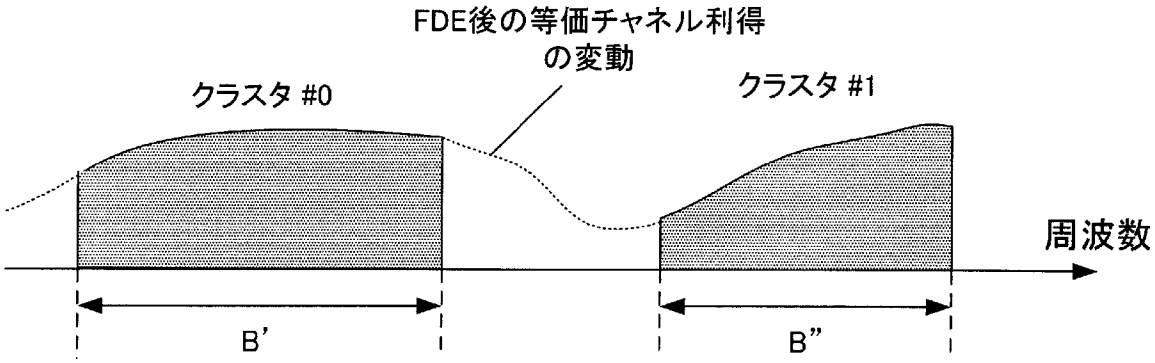
[図4C]



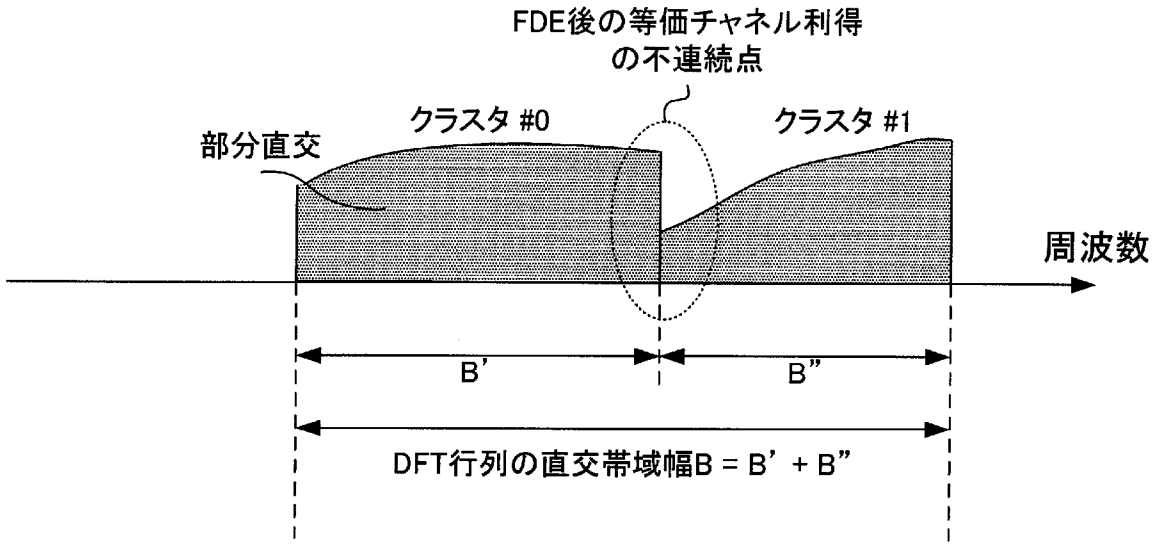
[図5A]


クラスタ #0
クラスタ #1
周波数
部分直交帯域幅B'
帯域幅B"

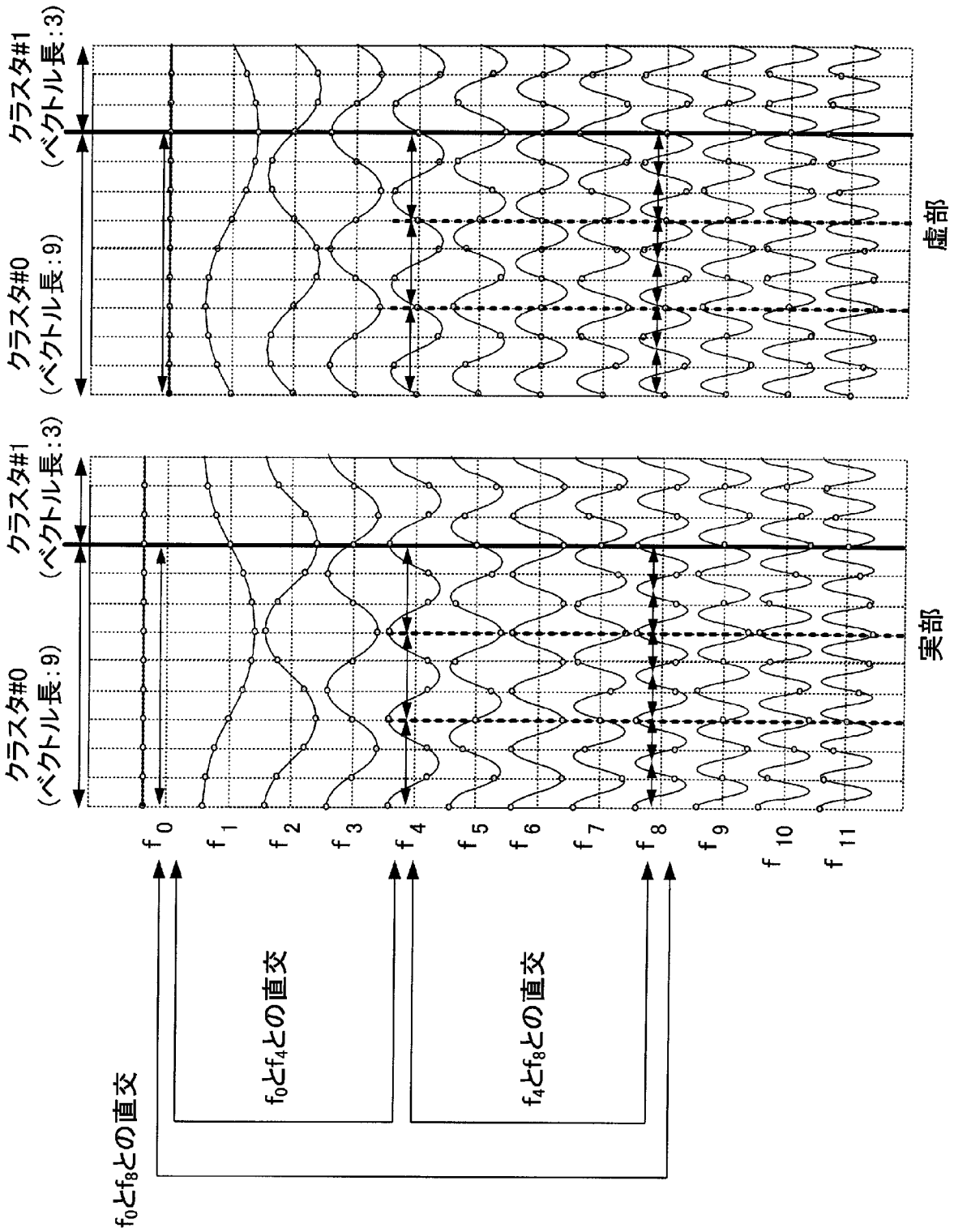
[図5B]


FDE後の等価チャネル利得
の変動
クラスタ #0
クラスタ #1
周波数
B'
B"

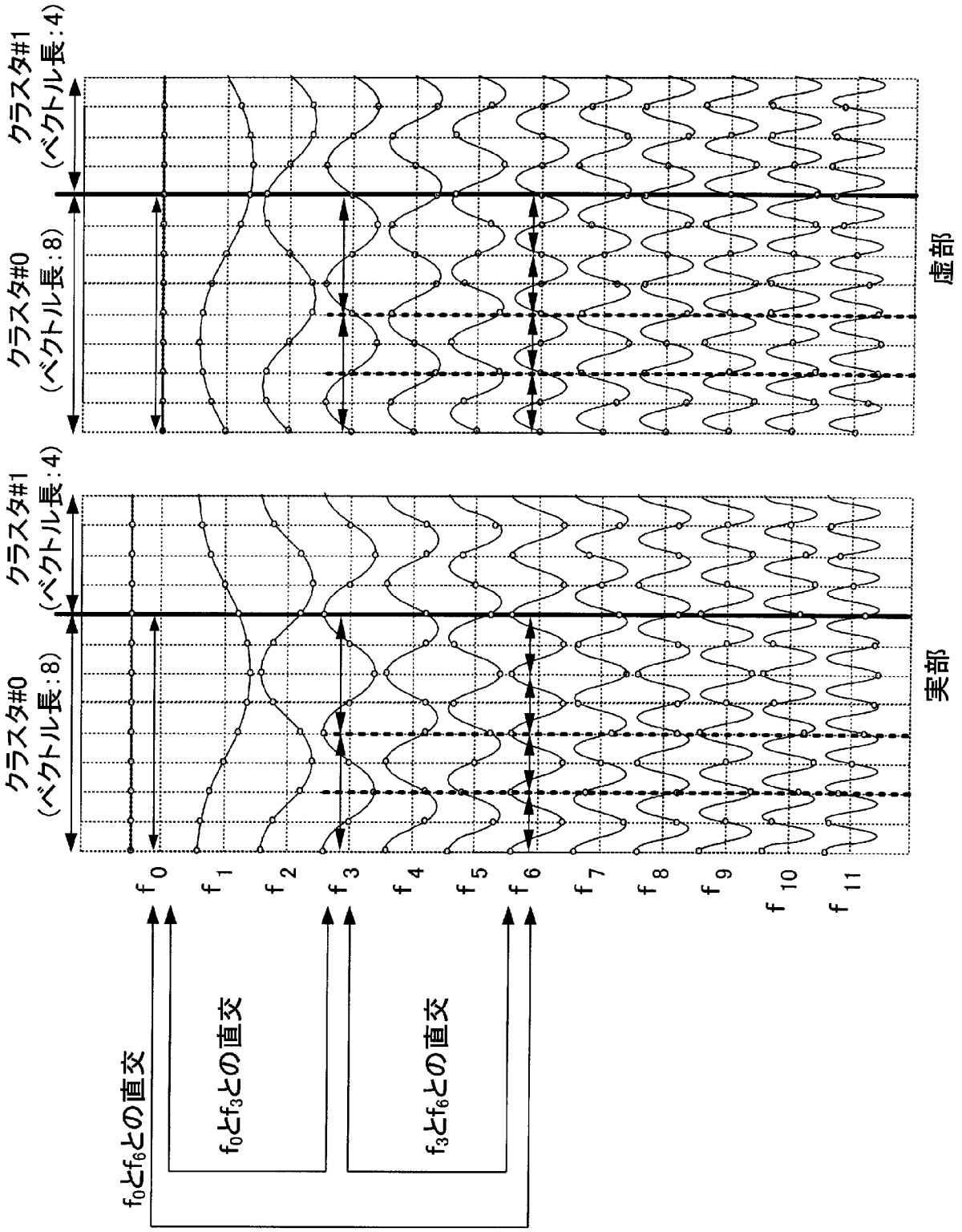
[図5C]


FDE後の等価チャネル利得
の不連続点
部分直交
クラスタ #0
クラスタ #1
周波数
B'
B"
DFT行列の直交帯域幅B = B' + B"

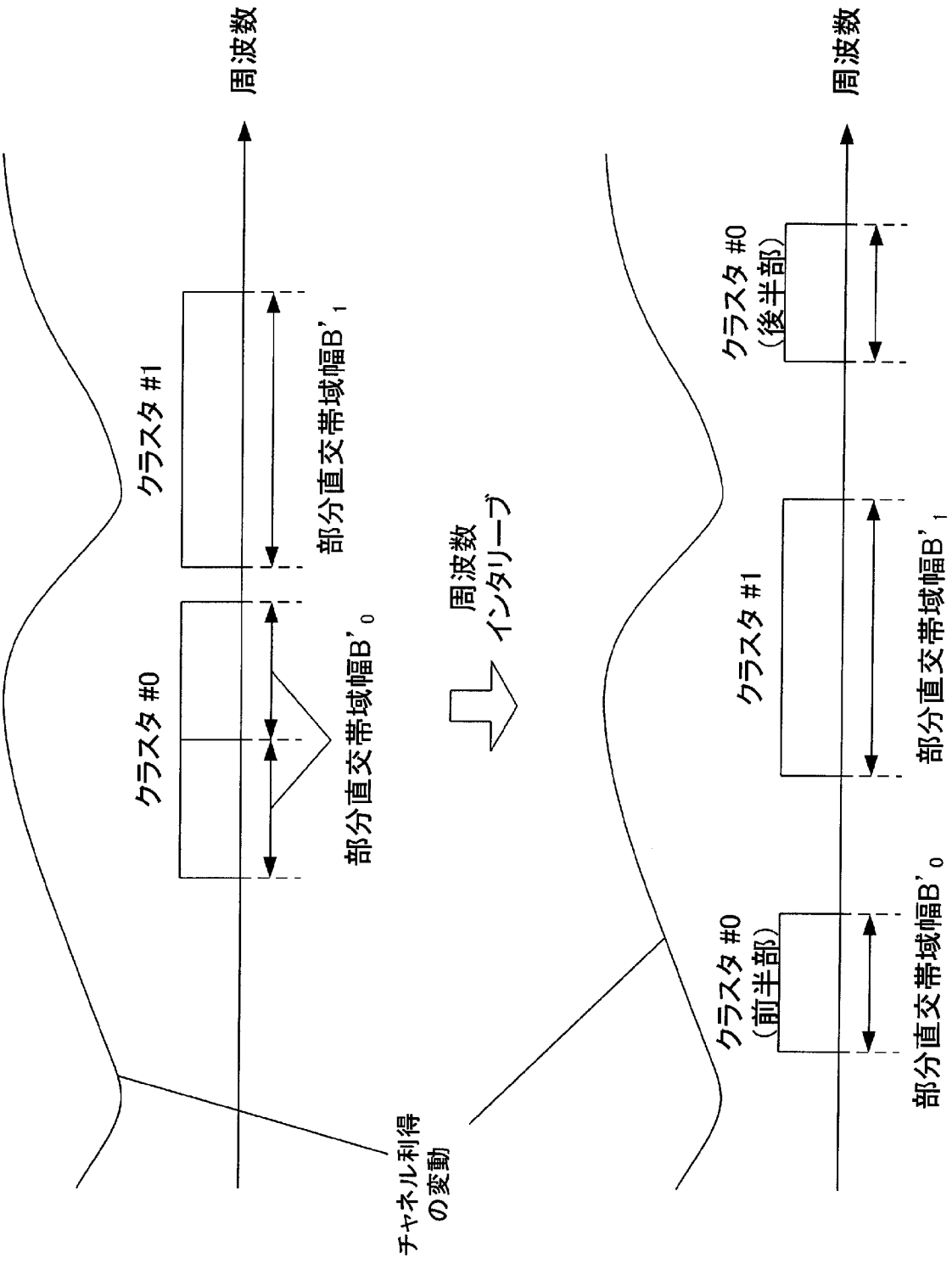
[図6]


クラスタ#1
(ベクトル長:3)
クラスタ#0
(ベクトル長:9)
虚部
実部
f0 f1 f2 f3 f4 f5 f6 f7 f8 f9 f10 f11
f0とf4との直交
f4とf8との直交
f0とf8との直交

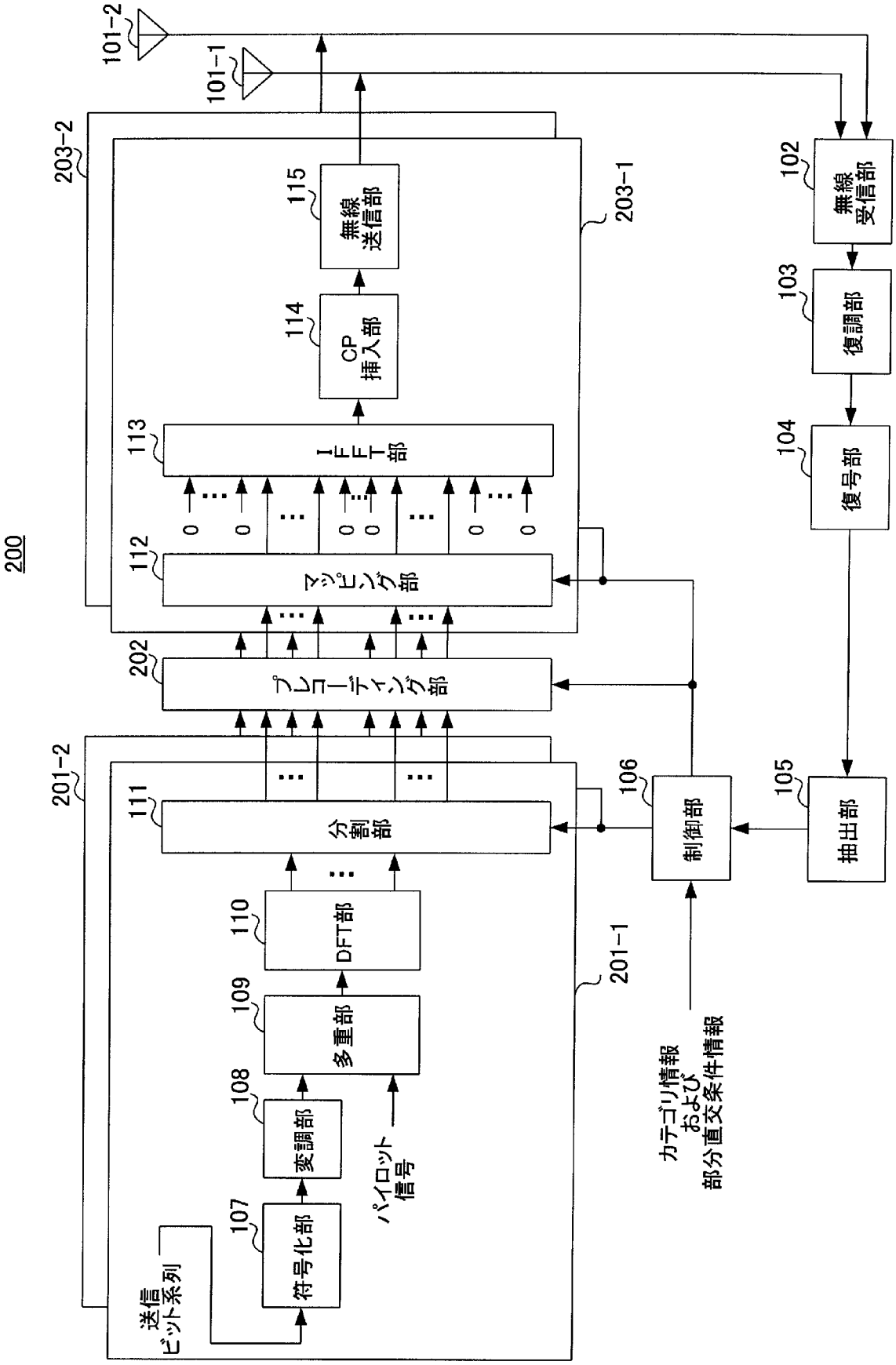
[図7]


クラスタ#1
(ベクトル長:4)
クラスタ#0
(ベクトル長:8)
虚部
実部
f0
f1
f2
f3
f4
f5
f6
f7
f8
f9
f10
f11
f0とf6との直交
f0とf3との直交
f3とf6との直交

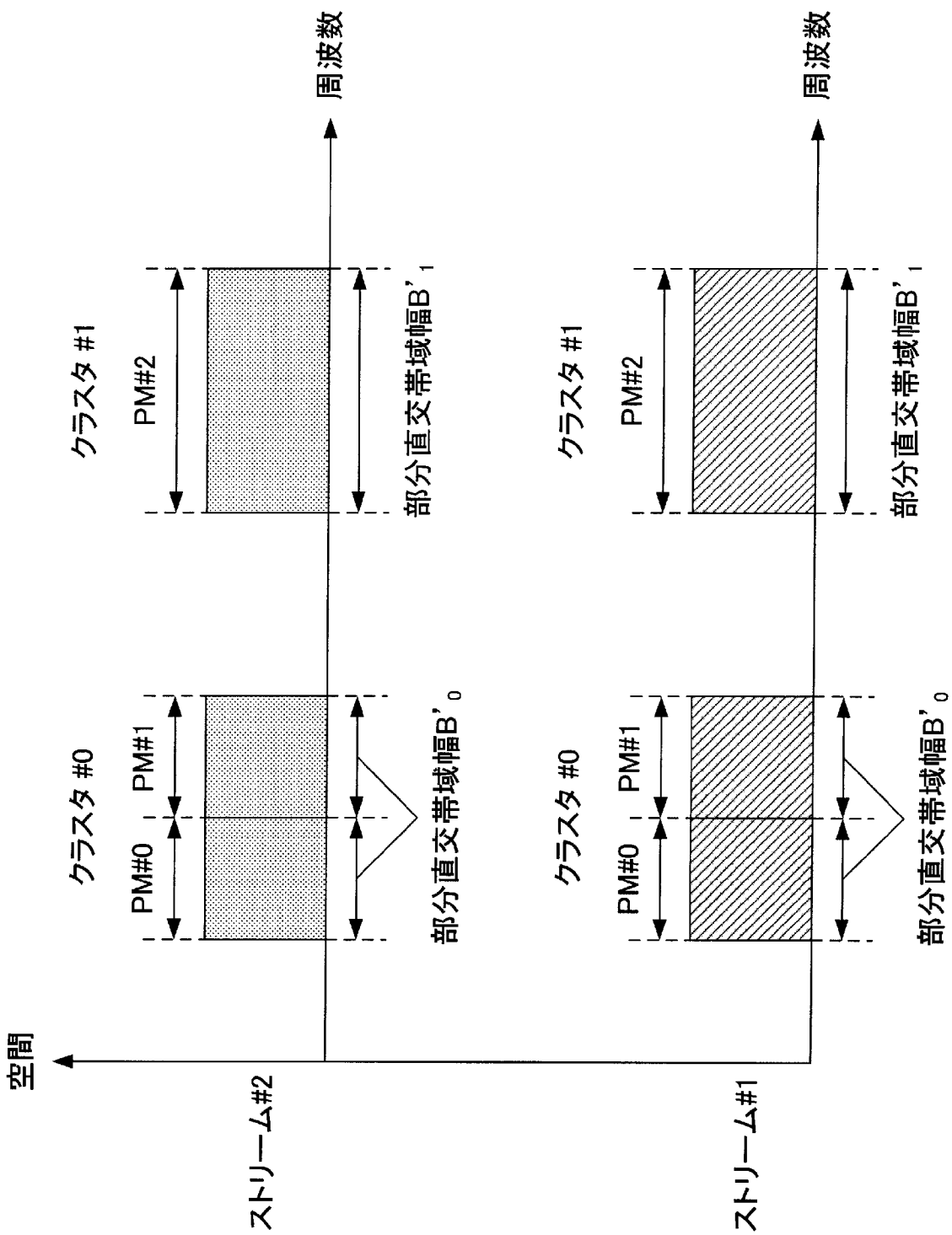
[図8]


周波数
クラスタ #1
部分直交帯域幅B'1
クラスタ #0
部分直交帯域幅B'0
チャネル利得
の変動
周波数
インタリーブ
周波数
クラスタ #0
(後半部)
クラスタ #1
部分直交帯域幅B'1
クラスタ #0
(前半部)
部分直交帯域幅B'0

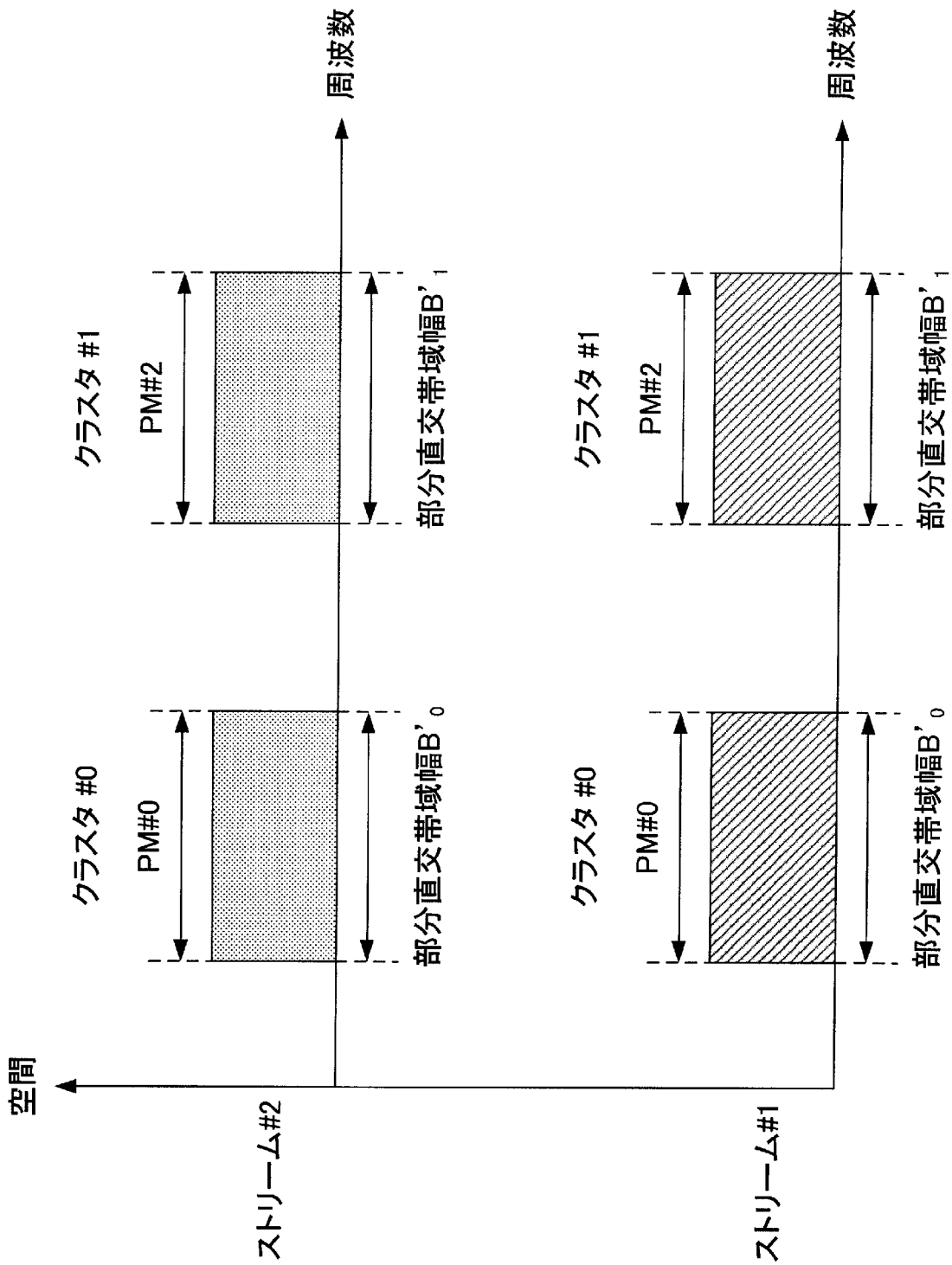
[図9]


200
101-2
101-1
203-2
203-1
115
無線送信部
114
CP挿入部
113
IFFT部
112
マッピング部
202
プレコーディング部
201-2
201-1
111
分割部
110
DFT部
109
多重部
108
変調部
107
符号化部
送信ビット系列
パイロット信号
106
制御部
カテゴリ情報および部分直交条件情報
102
無線受信部
103
復調部
104
復号部
105
抽出部

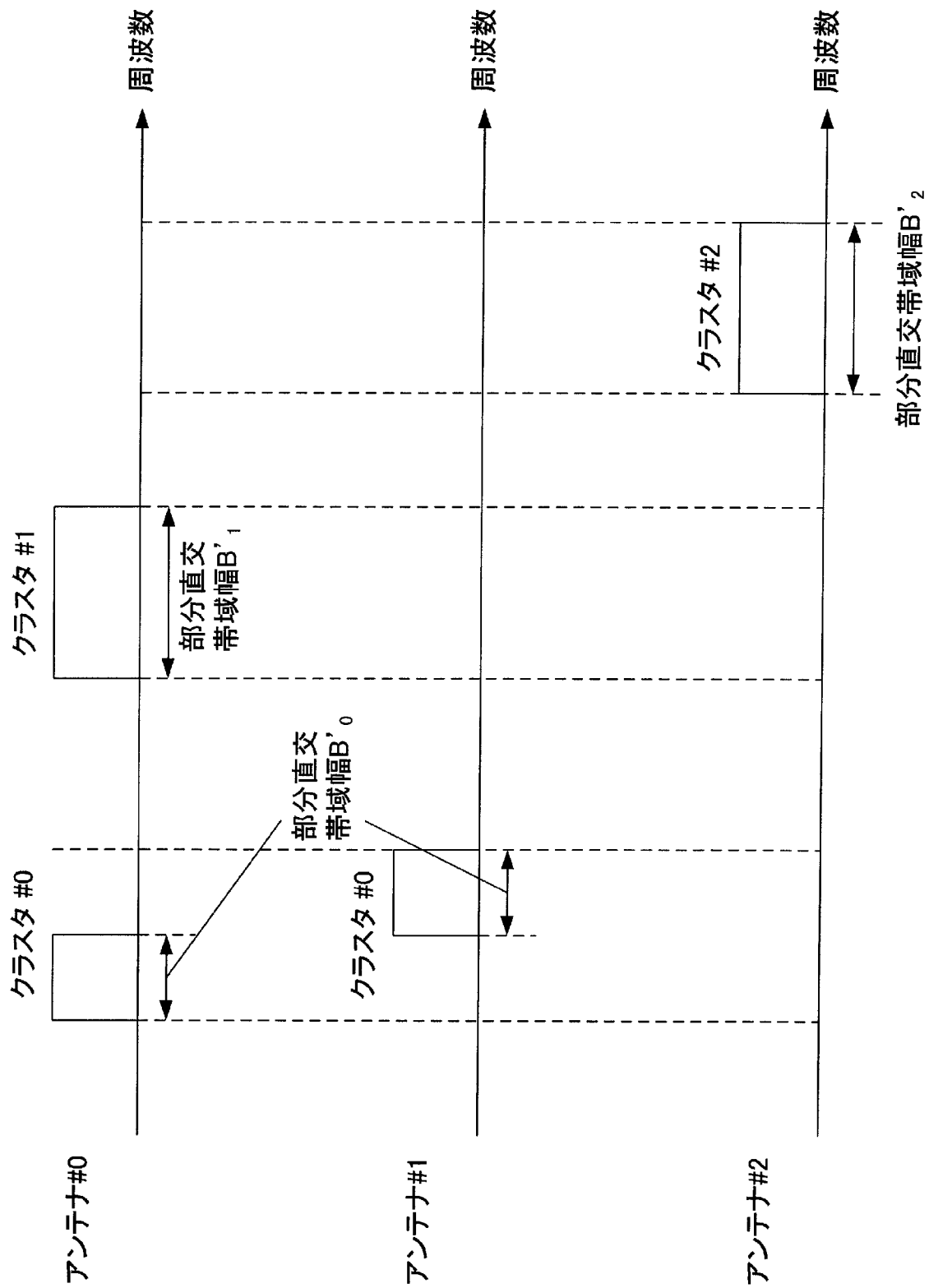
[図10A]


空間
ストリーム#2
ストリーム#1
周波数
周波数
クラスタ #0
PM#0
PM#1
クラスタ #1
PM#2
部分直交帯域幅B'0
部分直交帯域幅B'1
クラスタ #0
PM#0
PM#1
クラスタ #1
PM#2
部分直交帯域幅B'0
部分直交帯域幅B'1

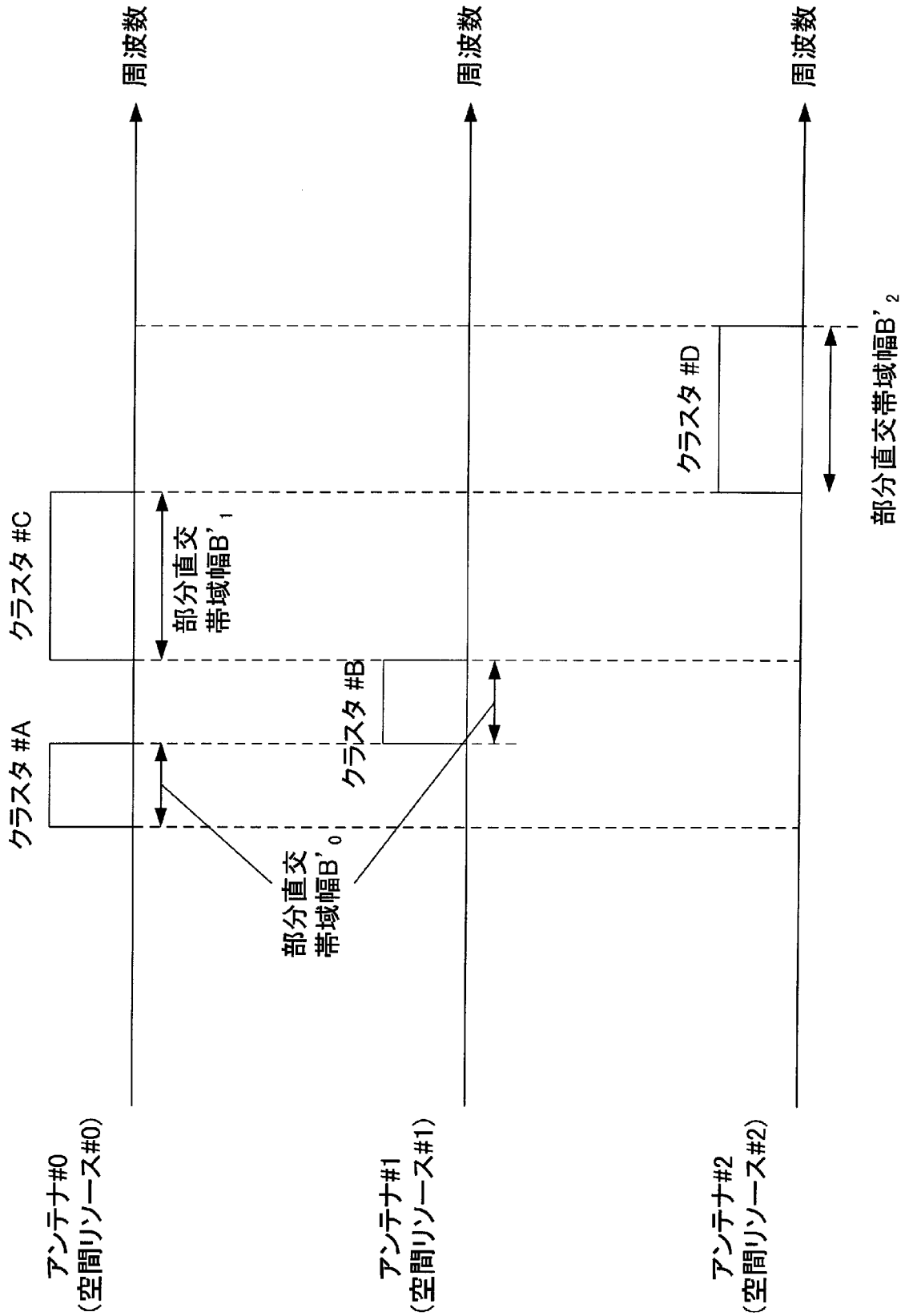
[図10B]


空間
ストリーム#2
ストリーム#1
周波数
周波数
クラスタ #0
PM#0
部分直交帯域幅B'0
クラスタ #1
PM#2
部分直交帯域幅B'1
クラスタ #0
PM#0
部分直交帯域幅B'0
クラスタ #1
PM#2
部分直交帯域幅B'1

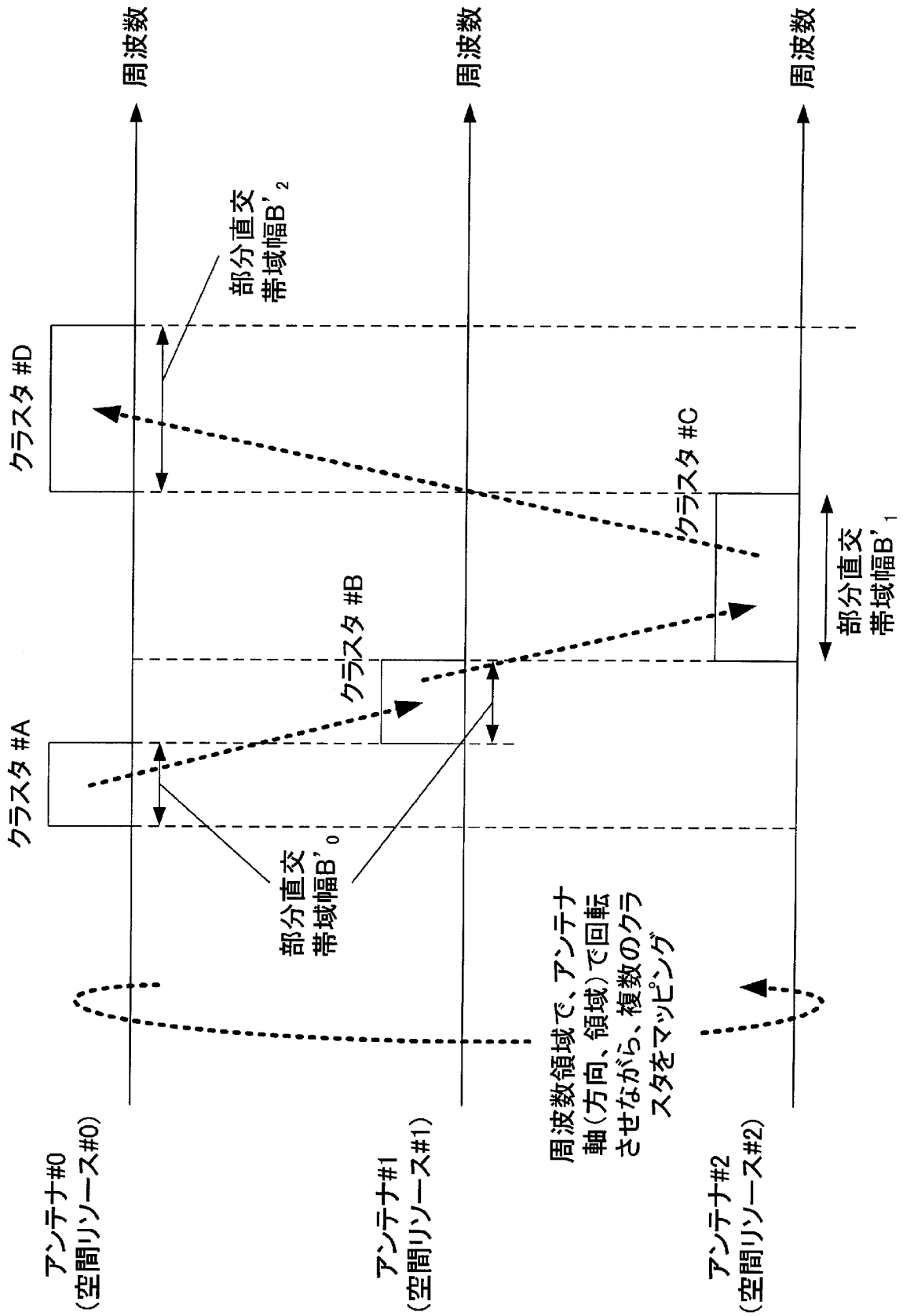
[図11]


周波数
周波数
周波数
クラスタ #2
部分直交帯域幅B'2
クラスタ #1
部分直交
帯域幅B'1
部分直交
帯域幅B'0
クラスタ #0
クラスタ #0
アンテナ#0
アンテナ#1
アンテナ#2

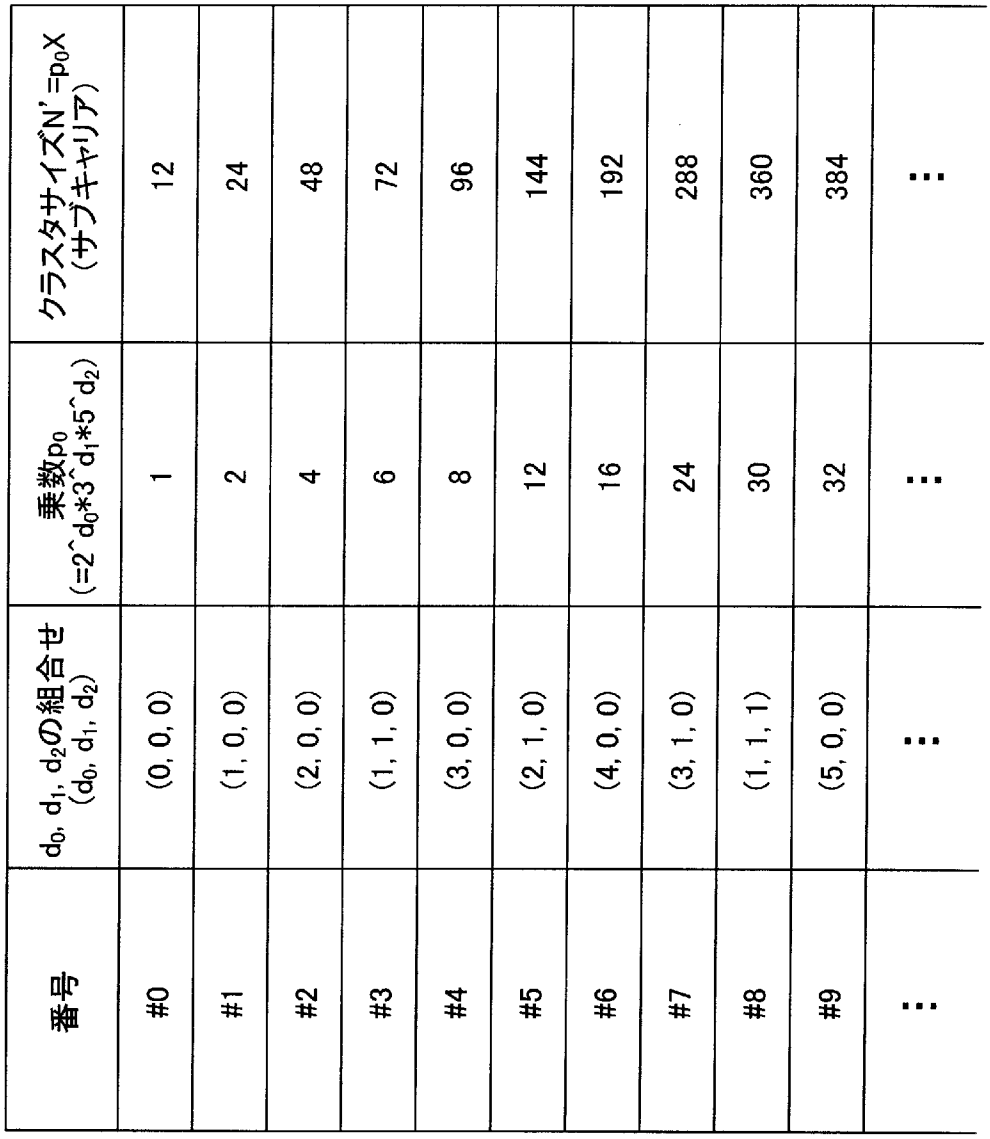
[図12]


周波数
周波数
周波数
クラスタ #A
クラスタ #C
クラスタ #B
クラスタ #D
部分直交
帯域幅B'0
部分直交
帯域幅B'1
部分直交帯域幅B'2
アンテナ#0
(空間リソース#0)
アンテナ#1
(空間リソース#1)
アンテナ#2
(空間リソース#2)

[図13]

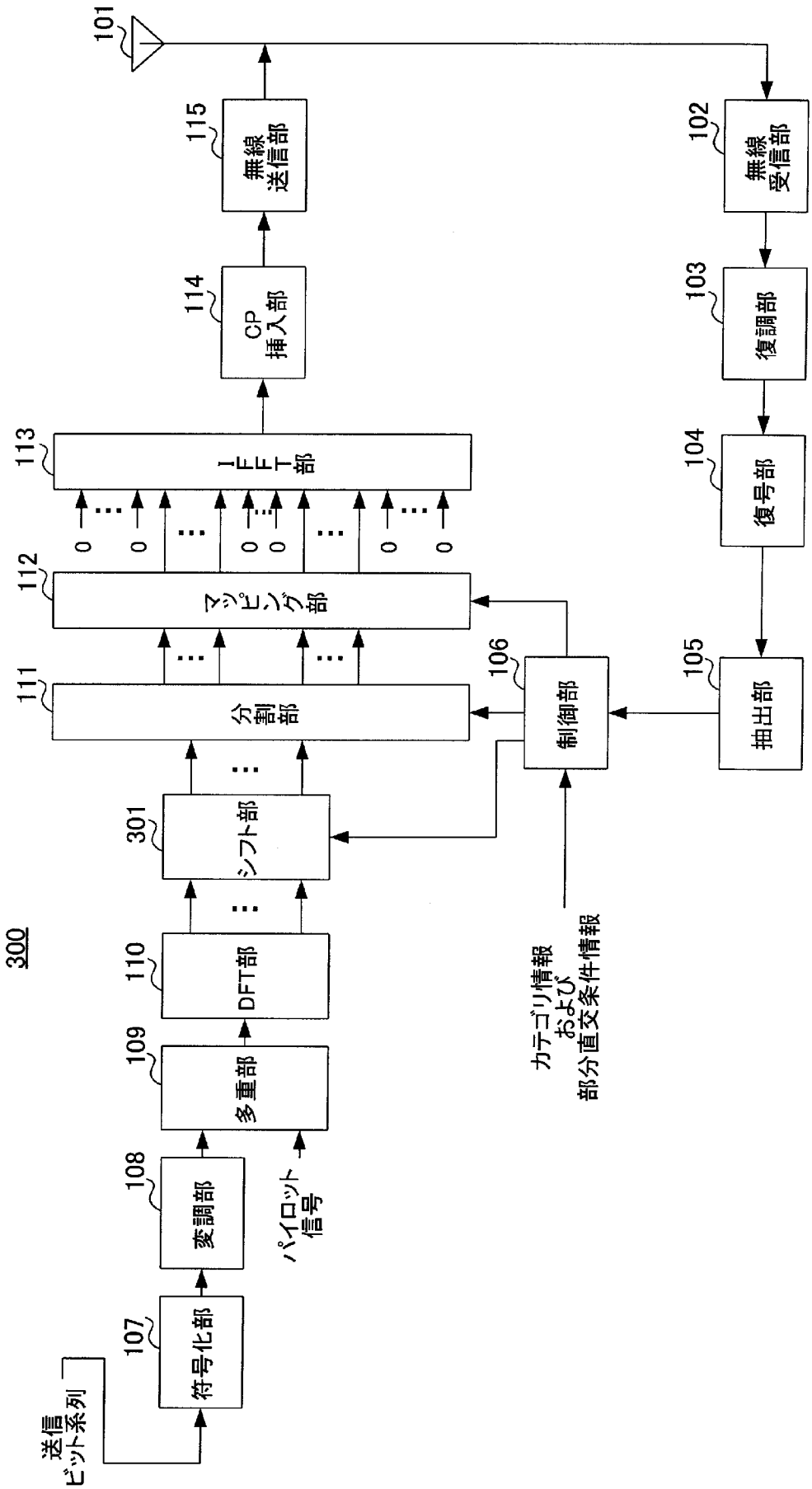

周波数
周波数
周波数
部分直交
帯域幅B'2
クラスタ #D
クラスタ #C
クラスタ #B
クラスタ #A
部分直交
帯域幅B'1
部分直交
帯域幅B'0
周波数領域で、アンテナ
軸(方向、領域)で回転
させながら、複数のクラ
スタをマッピング
アンテナ#0
(空間リソース#0)
アンテナ#1
(空間リソース#1)
アンテナ#2
(空間リソース#2)

[図14]

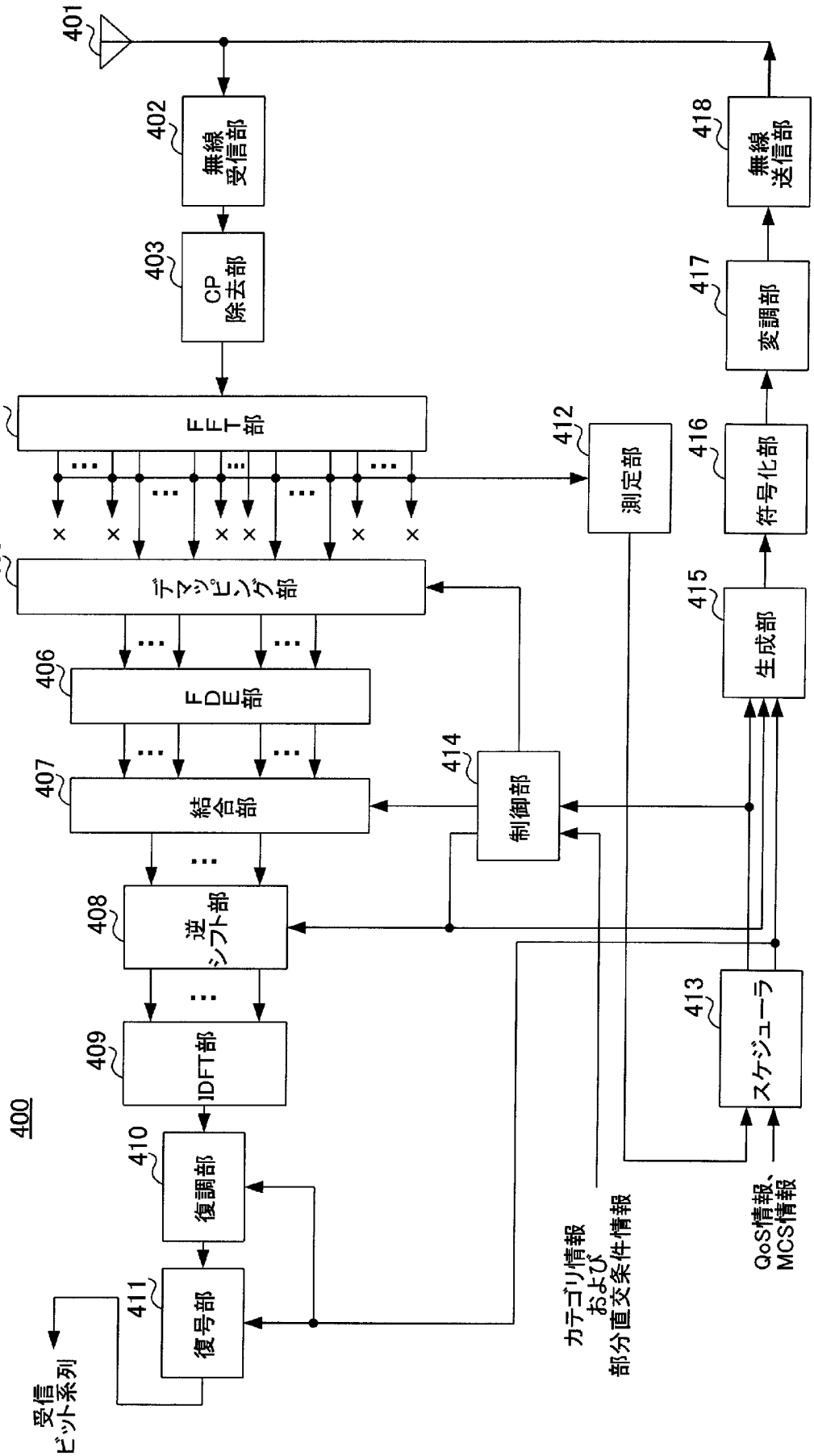


番号	d_0, d_1, d_2の組合せ (d_0, d_1, d_2)	乗数p_0 ($=2^{d_0}*3^{d_1}*5^{d_2}$)	クラスタサイズ$N'=p_0X$ (サブキャリア)
#0	(0, 0, 0)	1	12
#1	(1, 0, 0)	2	24
#2	(2, 0, 0)	4	48
#3	(1, 1, 0)	6	72
#4	(3, 0, 0)	8	96
#5	(2, 1, 0)	12	144
#6	(4, 0, 0)	16	192
#7	(3, 1, 0)	24	288
#8	(1, 1, 1)	30	360
#9	(5, 0, 0)	32	384
...	...	...	...

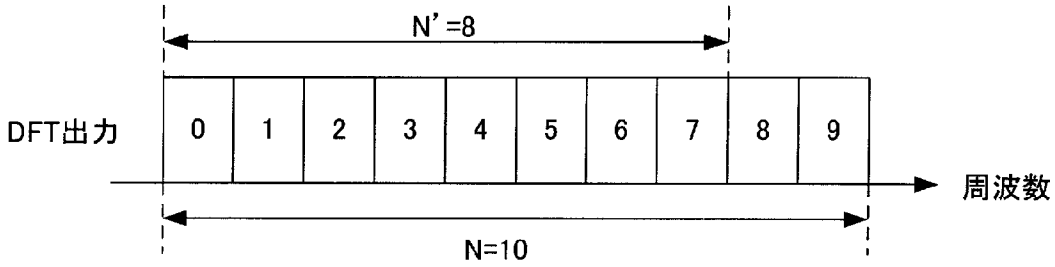
[図15]


300
101
102 無線受信部
103 復調部
104 復号部
105 抽出部
106 制御部
107 符号化部
108 変調部
109 多重部
110 DFT部
111 分割部
112 マッピング部
113 IFFT部
114 CP挿入部
115 無線送信部
301 シフト部
送信ビット系列
パイロット信号
カテゴリ情報および部分直交条件情報
0

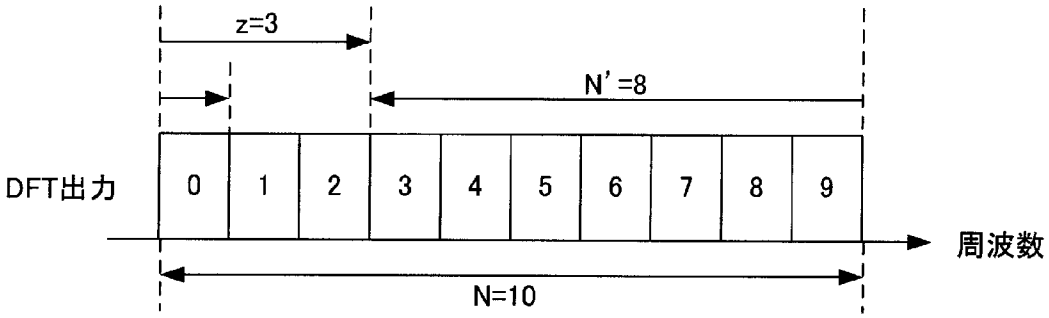
[図16]


401
402
無線受信部
403
CP除去部
404
FFT部
405
デマッピング部
406
FDE部
407
結合部
408
逆シフト部
409
IDFT部
410
復調部
411
復号部
412
測定部
413
スケジューラ
414
制御部
415
生成部
416
符号化部
417
変調部
418
無線送信部
400
受信ビット系列
カテゴリ情報およびMCS情報
部分直交条件情報
QoS情報、

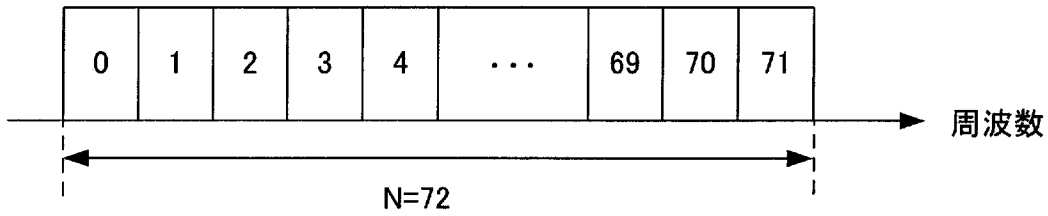
[図17A]



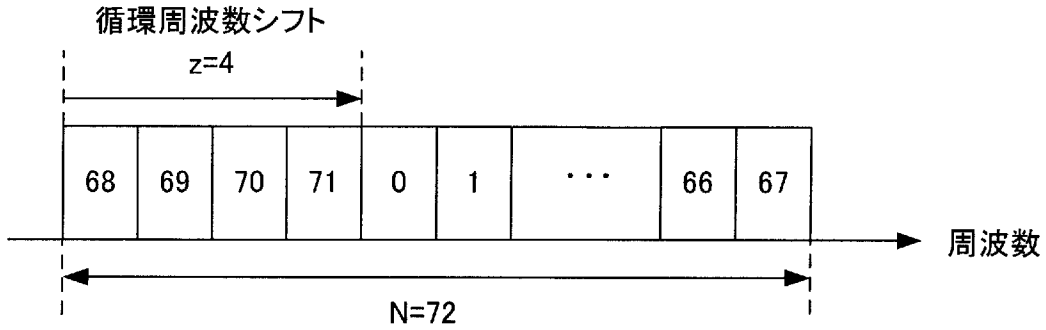
[図17B]



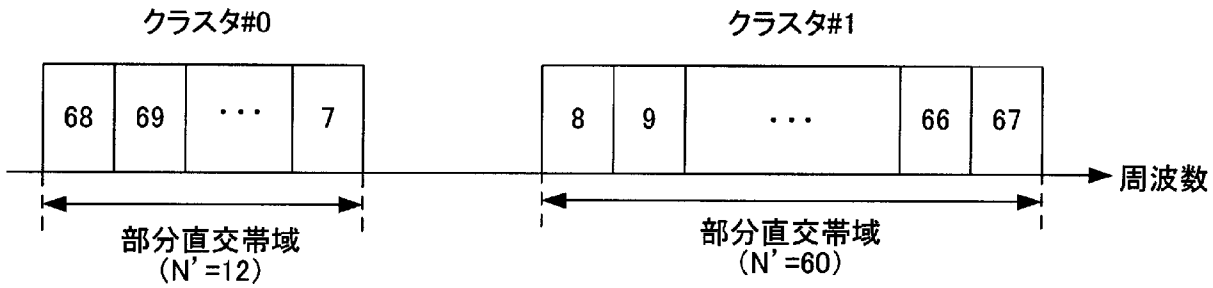
[図18A]



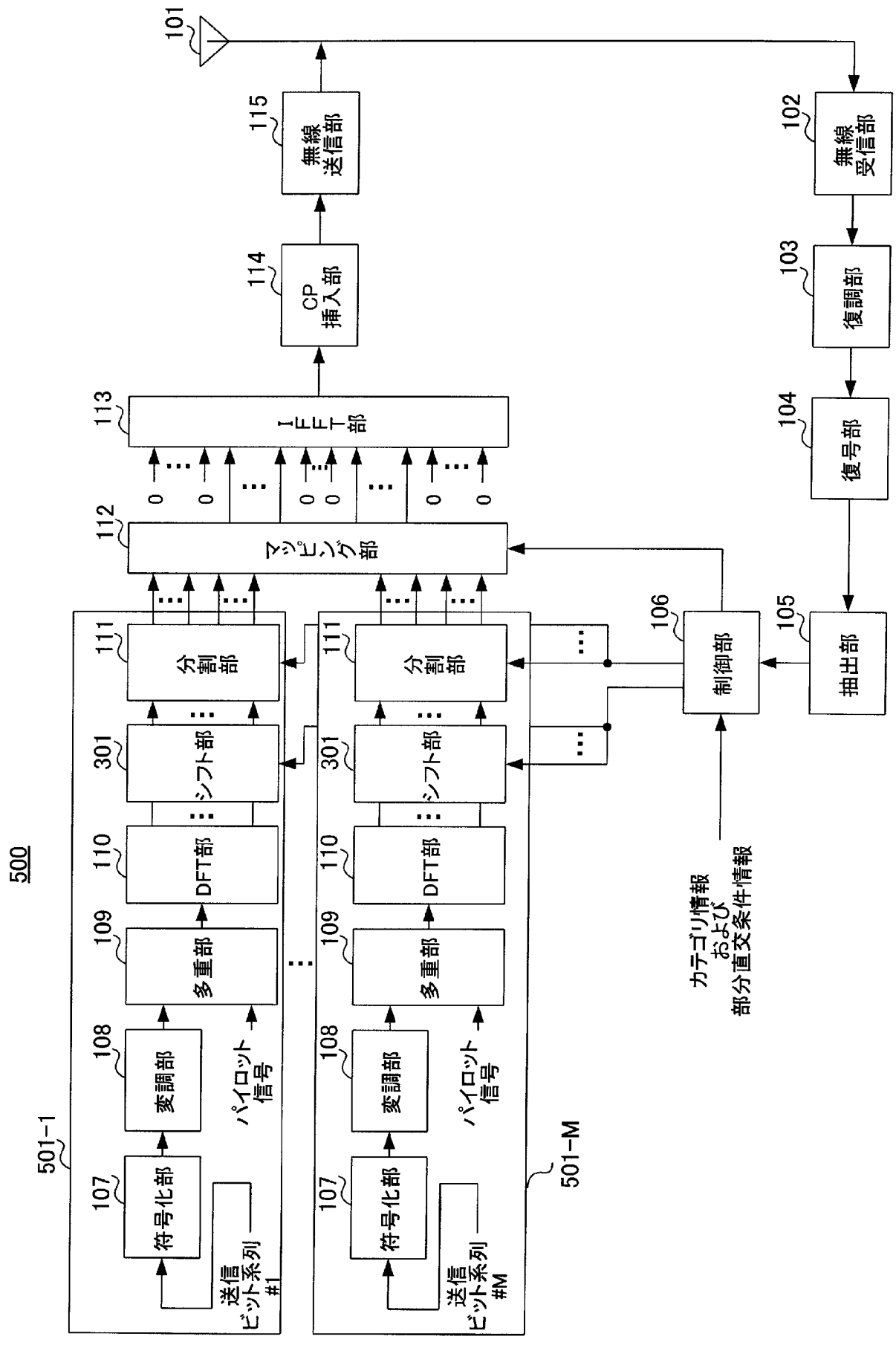
[図18B]



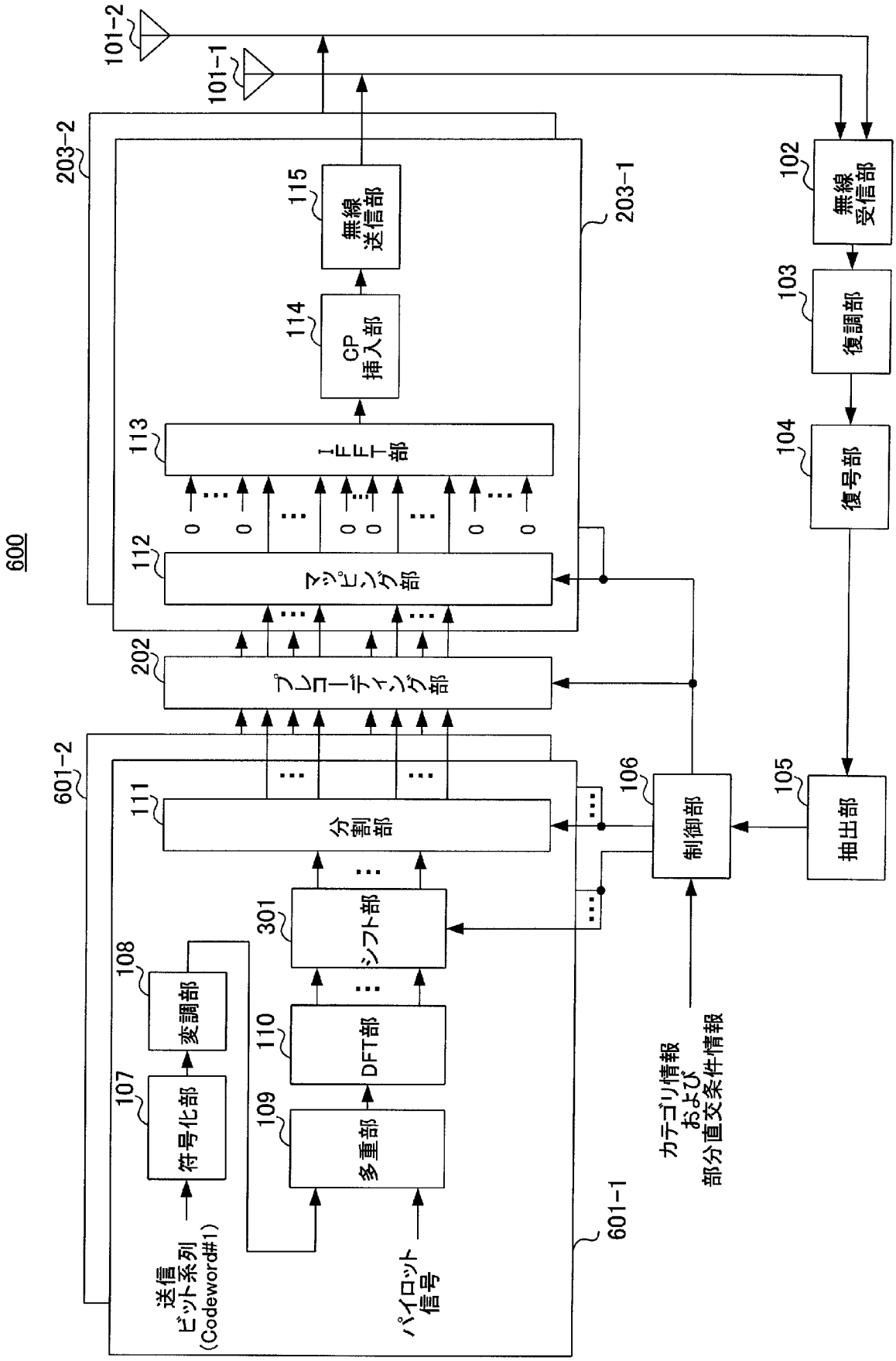
[図18C]



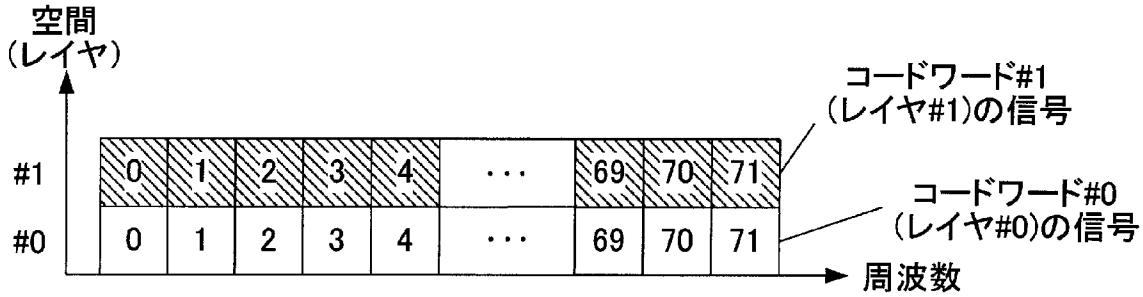
[図19]


500
101
無線送信部
115
CP挿入部
114
IFFT部
113
マッピング部
112
分割部
111
シフト部
301
DFT部
110
多重部
109
変調部
108
符号化部
107
送信ビット系列#1
パイロット信号
501-1
送信ビット系列#M
501-M
制御部
106
抽出部
105
復号部
104
復調部
103
無線受信部
102
カテゴリ情報およびMIMO伝送方式情報

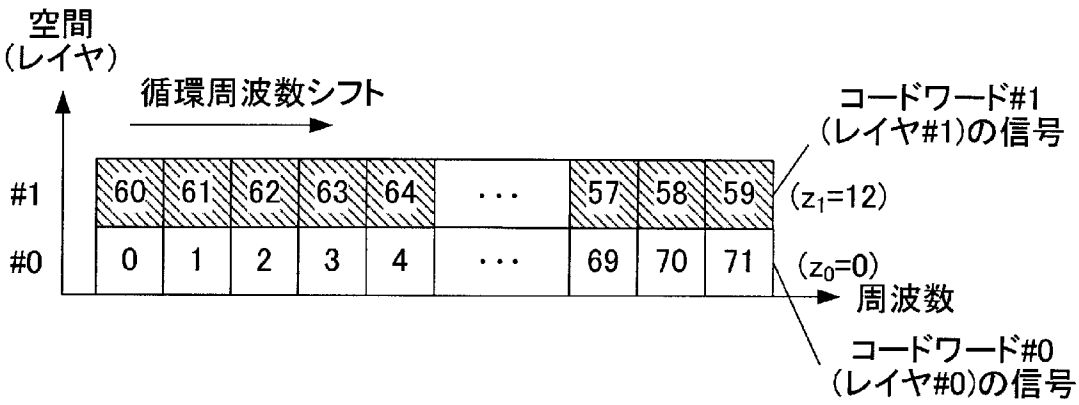
[図20]


600
101-2
101-1
203-2
203-1
115
無線送信部
114
CP挿入部
113
IFFT部
112
マッピング部
202
プレコーディング部
601-2
111
分割部
301
シフト部
110
DFT部
109
多重部
108
変調部
107
符号化部
601-1
送信ビット系列(Codeword#1)
パイロット信号
102
無線受信部
103
復調部
104
復号部
105
抽出部
106
制御部
カテゴリ情報および部分直交条件情報

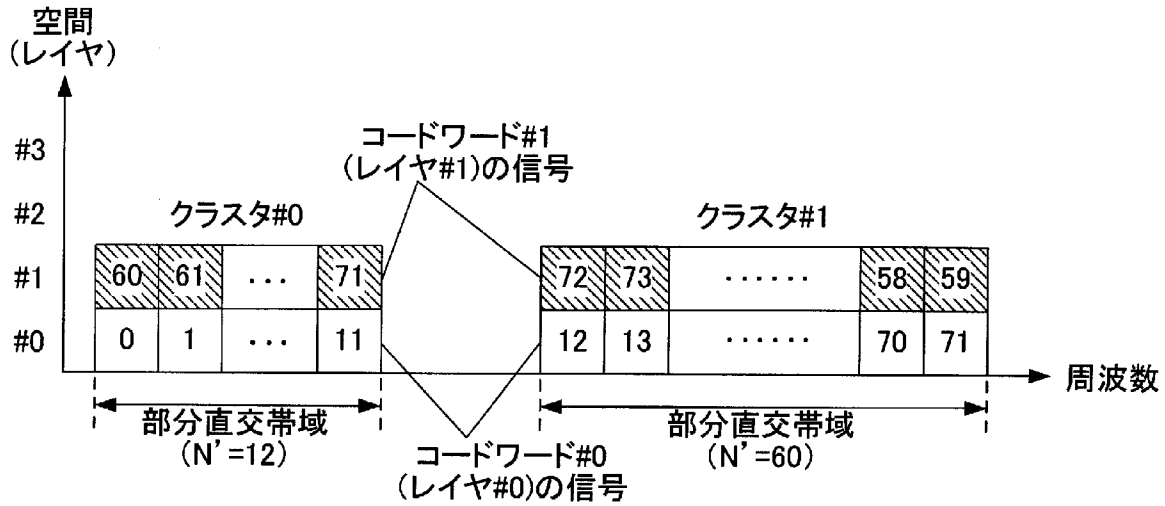
[図21A]



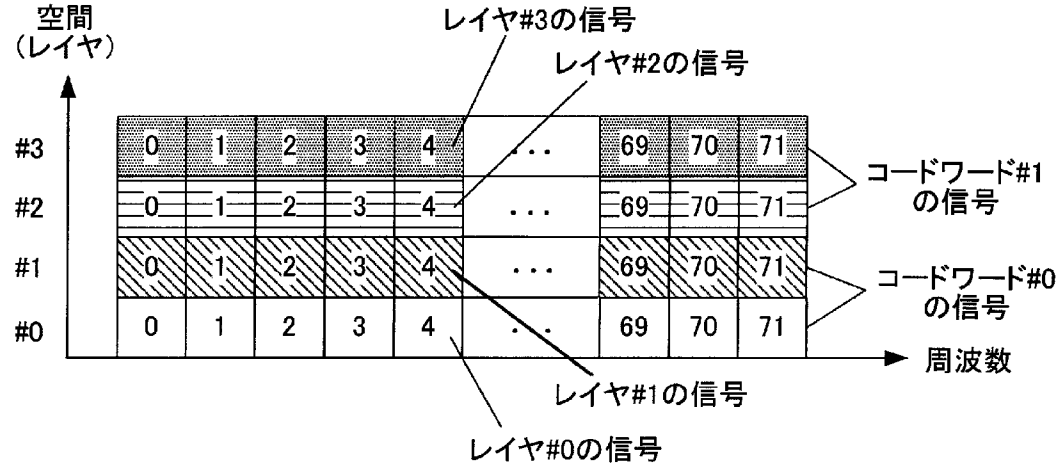
[図21B]



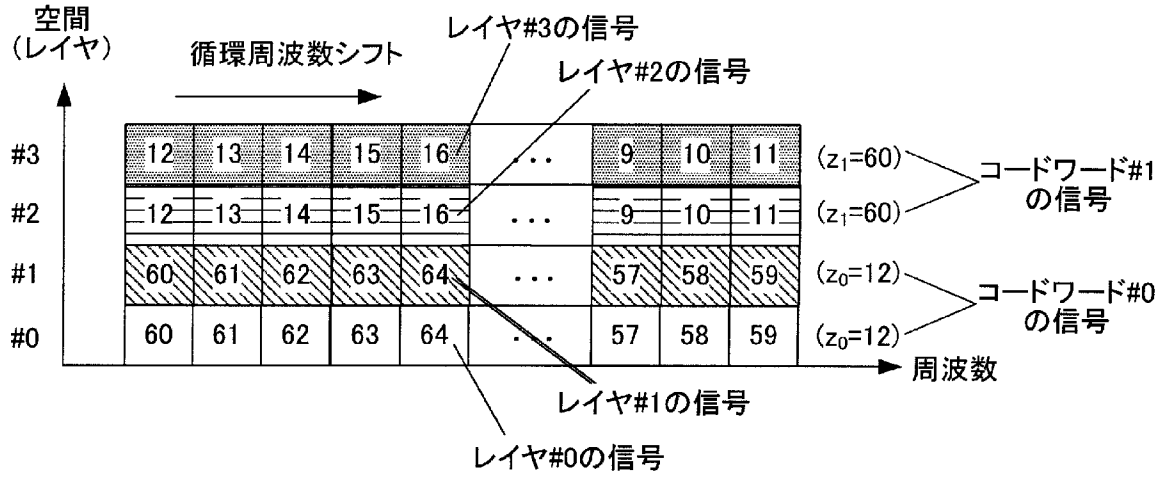
[図21C]



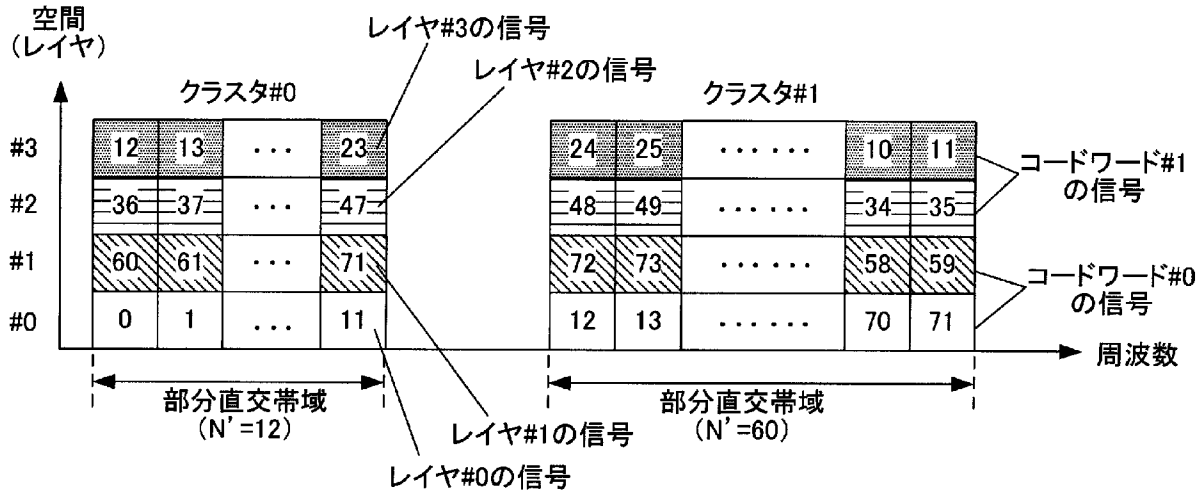
[図22A]



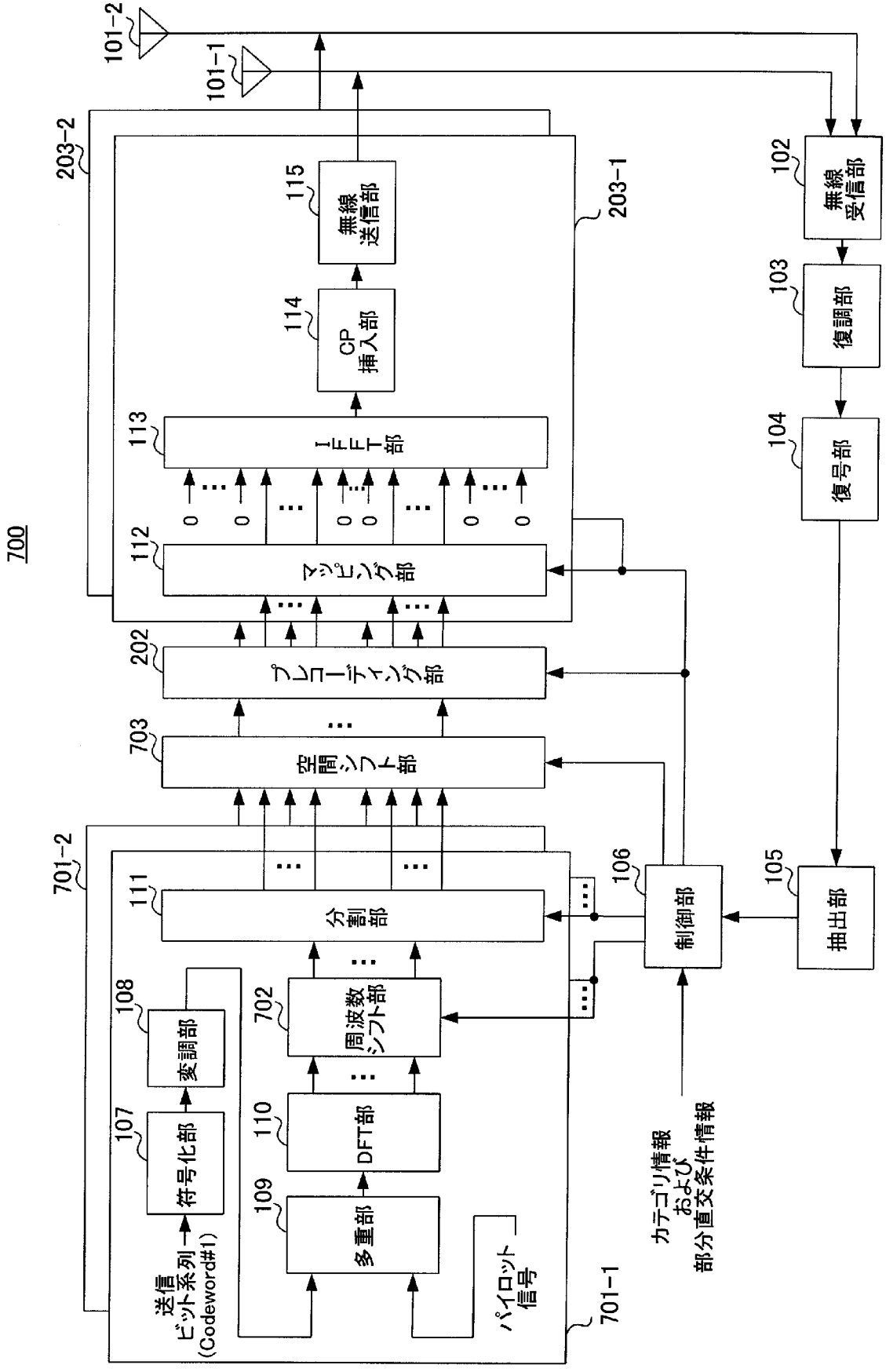
[図22B]



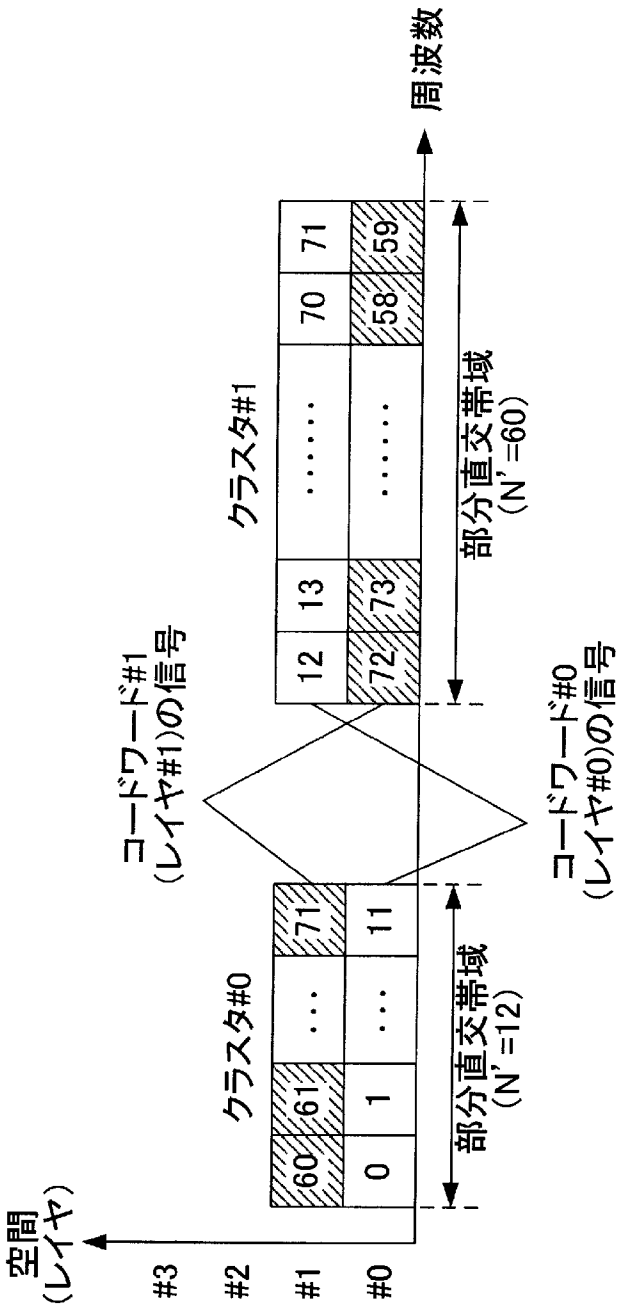
[図22C]



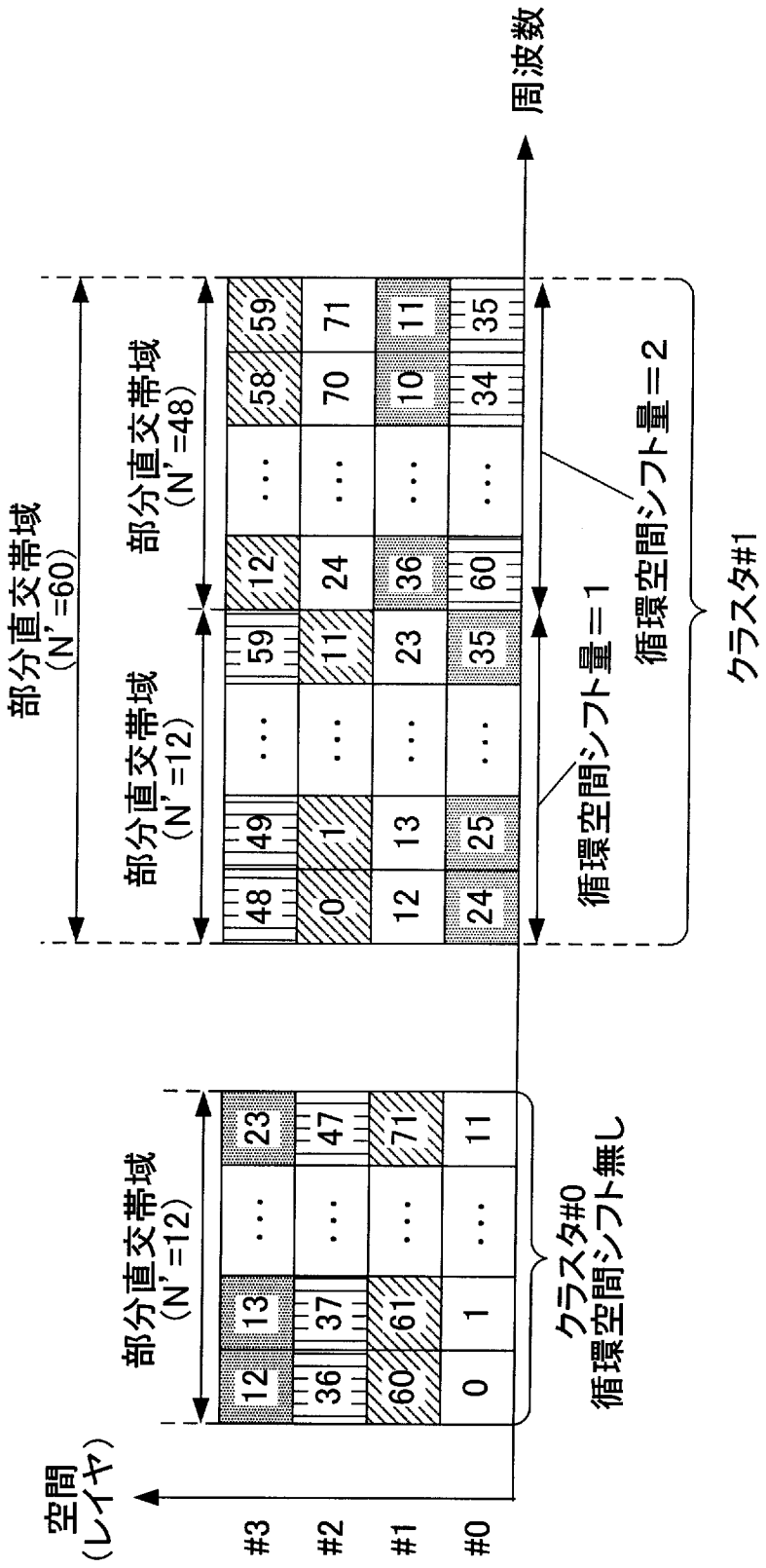
[図23]


700
101-2
101-1
203-2
203-1
115
無線送信部
114
CP挿入部
113
IFFT部
112
マッピング部
202
プレコーディング部
703
空間シフト部
701-2
111
分割部
108
変調部
107
符号化部
送信ビット系列(Codeword#1)
702
周波数シフト部
110
DFT部
109
多重部
パイロット信号
701-1
102
無線受信部
103
復調部
104
復号部
105
抽出部
106
制御部
カテゴリ情報および部分直交条件情報

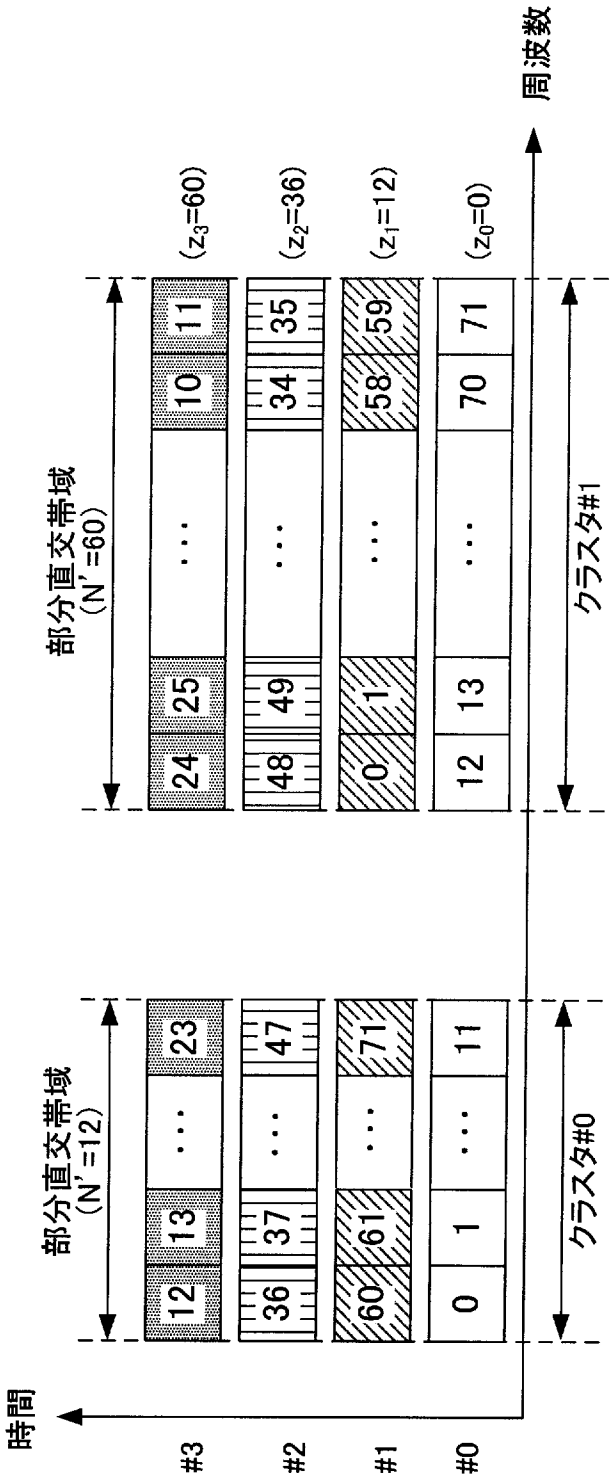
[図24]


周波数
空間
(レイヤ)
#3
#2
#1
#0
クラスタ#0
クラスタ#1
0
1
11
12
13
58
59
60
61
70
71
72
73
部分直交帯域
(N'=12)
部分直交帯域
(N'=60)
コードワード#1
(レイヤ#1)の信号
コードワード#0
(レイヤ#0)の信号

[図25]


周波数
空間
(レイヤ)
#3
#2
#1
#0
部分直交帯域
(N'=60)
部分直交帯域
(N'=48)
部分直交帯域
(N'=12)
部分直交帯域
(N'=12)
循環空間シフト量＝2
循環空間シフト量＝1
クラスタ#1
クラスタ#0
循環空間シフト無し

[図26]


周波数
時間
#3
#2
#1
#0
部分直交帯域
(N'=60)
部分直交帯域
(N'=12)
(z3=60)
(z2=36)
(z1=12)
(z0=0)
クラスタ#1
クラスタ#0
24
25
10
11
48
49
34
35
0
1
58
59
12
13
70
71
36
37
60
61
0
1
12
13
23
47
71
11

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2009/004741

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER
H04J11/00(2006.01)i, H04L27/01(2006.01)i

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

B. FIELDS SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)
H04J11/00, H04L27/01

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Jitsuyo Shinan Koho	1922-1996	Jitsuyo Shinan Toroku Koho	1996-2009
Kokai Jitsuyo Shinan Koho	1971-2009	Toroku Jitsuyo Shinan Koho	1994-2009

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used)

C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	Nokia Siemens Networks, Nokia, LTE-A Proposals for evolution, RAN WG1 #53 R1-081842, 2008.05.05, pp.1-10	1-20
A	Keigo MASHIMA, Seiichi SANPEI, "Dynamic Spectrum Seigyo o Mochiita Kotaiiki Single Carrier Denso Hoshiki ni Kansuru Kento", IEICE Technical Report, vol.106, no.480, 19 January 2007 (19.01.2007), pages 97 to 102, RCS2006-233	1-20
A	Hideo NANBA et al., "PAPR o Koryo shita Dynamic Spectrum Seigyo ni Kansuru Kento", Proceedings of the 2008 IEICE General Conference, Tsushin 1, 05 March 2008 (05.03.2008), page 436, B-5-50	1-20

☒ Further documents are listed in the continuation of Box C. ☐ See patent family annex.

* Special categories of cited documents:
"A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
"E" earlier application or patent but published on or after the international filing date
"L" document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed
"T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
"X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
"Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art
"&" document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search 15 October, 2009 (15.10.09)	Date of mailing of the international search report 27 October, 2009 (27.10.09)
Name and mailing address of the ISA/ Japanese Patent Office Facsimile No.	Authorized officer Telephone No.

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International application No.
PCT/JP2009/004741

C (Continuation). DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	LG Electronics, Uplink multiple access schemes for LTE-A, 3GPP TSG RAN WG1 #54 R1-082945, 2008.08.18, pp.1-12	1-20
A	Panasonic, Consideration on Multicarrier Transmission scheme for LTE-Adv uplink, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #53bis R1-082398, 2008.06.30, pp.1-3	1-20
A	WO 2008/081876 A1 (Sharp Corp.), 10 July 2008 (10.07.2008), entire text; all drawings (Family: none)	1-20
P,A	Ericsson, Summary of email discussion on Uplink transmission scheme, TSG-RAN WG1 #55 R1-084375, 2008.11.10, pp.1-6	1-20
P,A	Nortel, Performance Evaluation of Multi-Antenna SC-FDMA in LTE-A, 3GPP TSG-RAN WG1#55 R1-084471, 2008.11.10, pp.1-3	1-20
P,A	Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Alcatel-Lucent, Codeword Shifting for Clustered DFT-S-OFDM and N x DFT-S-OFDM for LTE-Advanced Uplink SU-MIMO, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #57bis R1-092313, 2009.06.29, pp.1-5	1-20

国際調査報告

国際出願番号　ＰＣＴ／ＪＰ２００９／００４７４１

Ａ．　発明の属する分野の分類（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H04J11/00(2006.01)i, H04L27/01(2006.01)i

Ｂ．　調査を行った分野

調査を行った最小限資料（国際特許分類（ＩＰＣ））

Int.Cl.　H04J11/00, H04L27/01

最小限資料以外の資料で調査を行った分野に含まれるもの

日本国実用新案公報	１９２２－１９９６年
日本国公開実用新案公報	１９７１－２００９年
日本国実用新案登録公報	１９９６－２００９年
日本国登録実用新案公報	１９９４－２００９年

国際調査で使用した電子データベース（データベースの名称、調査に使用した用語）

Ｃ．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	Nokia Siemens Networks, Nokia, LTE-A Proposals for evolution, RAN WG1 #53 R1-081842, 2008.05.05, pp.1-10	1-20
A	眞嶋 圭吾、三瓶 政一，ダイナミックスペクトル制御を用いた広帯域シングルキャリア伝送方式に関する検討，電子情報通信学会技術研究報告，vol.106，no.480，2007.01.19，pp.97-102，RCS2006-233	1-20

☑　Ｃ欄の続きにも文献が列挙されている。

☐　パテントファミリーに関する別紙を参照。

＊　引用文献のカテゴリー

「Ａ」特に関連のある文献ではなく、一般的技術水準を示すもの

「Ｅ」国際出願日前の出願または特許であるが、国際出願日以後に公表されたもの

「Ｌ」優先権主張に疑義を提起する文献又は他の文献の発行日若しくは他の特別な理由を確立するために引用する文献（理由を付す）

「Ｏ」口頭による開示、使用、展示等に言及する文献

「Ｐ」国際出願日前で、かつ優先権の主張の基礎となる出願の日の後に公表された文献

「Ｔ」国際出願日又は優先日後に公表された文献であって出願と矛盾するものではなく、発明の原理又は理論の理解のために引用するもの

「Ｘ」特に関連のある文献であって、当該文献のみで発明の新規性又は進歩性がないと考えられるもの

「Ｙ」特に関連のある文献であって、当該文献と他の１以上の文献との、当業者にとって自明である組合せによって進歩性がないと考えられるもの

「＆」同一パテントファミリー文献

国際調査を完了した日	国際調査報告の発送日
１５．１０．２００９	２７．１０．２００９

国際調査機関の名称及びあて先
日本国特許庁（ＩＳＡ／ＪＰ）
郵便番号１００－８９１５
東京都千代田区霞が関三丁目４番３号

特許庁審査官（権限のある職員）　５Ｋ　３８６１
富澤　哲生
電話番号　０３－３５８１－１１０１　内線　３５５６

Ｃ（続き）．　関連すると認められる文献

引用文献のカテゴリー＊	引用文献名　及び一部の箇所が関連するときは、その関連する箇所の表示	関連する請求項の番号
A	難波 秀夫　他，PAPR を考慮したダイナミックスペクトル制御に関する検討，電子情報通信学会 2008 年総合大会講演論文集　通信１，2008.03.05，p.436，B-5-50	1-20
A	LG Electronics, Uplink multiple access schemes for LTE-A, 3GPP TSG RAN WG1 #54 R1-082945, 2008.08.18, pp.1-12	1-20
A	Panasonic, Consideration on Multicarrier Transmission scheme for LTE-Adv uplink, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #53bis R1-082398, 2008.06.30, pp.1-3	1-20
A	WO 2008/081876 A1（シャープ株式会社）2008.07.10, 全文、全図（ファミリーなし）	1-20
P,A	Ericsson, Summary of email discussion on Uplink transmission scheme, TSG-RAN WG1 #55 R1-084375, 2008.11.10, pp.1-6	1-20
P,A	Nortel, Performance Evaluation of Multi-Antenna SC-FDMA in LTE-A, 3GPP TSG-RAN WG1#55 R1-084471, 2008.11.10, pp.1-3	1-20
P,A	Alcatel-Lucent Shanghai Bell, Alcatel-Lucent, Codeword Shifting for Clustered DFT-S-OFDM and N x DFT-S-OFDM for LTE-Advanced Uplink SU-MIMO, 3GPP TSG RAN WG1 Meeting #57bis R1-092313, 2009.06.29, pp.1-5	1-20