

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第5202535号
(P5202535)

(45) 発行日 平成25年6月5日(2013.6.5)

(24) 登録日 平成25年2月22日(2013.2.22)

(51) Int.Cl.	F 1		
H04J 11/00	(2006.01)	H04J 11/00	Z
H04J 1/00	(2006.01)	H04J 1/00	
H04L 27/01	(2006.01)	H04L 27/00	K

請求項の数 8 (全 17 頁)

(21) 出願番号	特願2009-535238 (P2009-535238)
(86) (22) 出願日	平成19年11月2日 (2007.11.2)
(65) 公表番号	特表2010-509801 (P2010-509801A)
(43) 公表日	平成22年3月25日 (2010.3.25)
(86) 國際出願番号	PCT/SE2007/050815
(87) 國際公開番号	W02008/054322
(87) 國際公開日	平成20年5月8日 (2008.5.8)
審査請求日	平成22年10月1日 (2010.10.1)
(31) 優先権主張番号	0602319-6
(32) 優先日	平成18年11月2日 (2006.11.2)
(33) 優先権主張国	スウェーデン(SE)

(73) 特許権者	598036300 テレフォンアクチーボラゲット エル エ ム エリクソン (パブル) スウェーデン国 ストックホルム エスー 1 6 4 8 3
(74) 代理人	100076428 弁理士 大塚 康徳
(74) 代理人	100112508 弁理士 高柳 司郎
(74) 代理人	100115071 弁理士 大塚 康弘
(74) 代理人	100116894 弁理士 木村 秀二
(74) 代理人	100130409 弁理士 下山 治

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】周波数領域及び時間領域における信号の循環的なシフト

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

循環特性を有する変換を使用して、信号を時間領域から周波数領域へ変換する変換部(420)と、

変換された前記信号を、前記周波数領域において拡大する拡大部(430)と、

前記周波数領域において拡大された前記信号の、前記時間領域への逆変換を実行する逆変換部(450)と

を備える、無線通信ネットワークのための離散フーリエ変換拡散直交周波数分割多元接続(DFT-S-OFDMA)の送信装置(400)であって、

前記送信装置(400)のユーザに割り当てられた上りリンクの複数のサブキャリヤ周波数について、前記逆変換部(450)の使用可能な帯域幅の少なくとも一部において、該ユーザに対応する循環的にシフトされた該複数のサブキャリヤ周波数が、該使用可能な帯域幅(330)の高周波の端部における第1の部分(340)と、該使用可能な帯域幅(330)の低周波の端部における第2の部分(330)とから成るように、前記周波数領域に変換され拡大された前記信号の、高周波方向への循環的な周波数シフトを実行するシフト部(440)をさらに備え。
10

前記シフト部(440)は、前記周波数領域に変換され拡大された前記信号に対してオーバサンプリングをさらに実行することを特徴とする送信装置。

【請求項 2】

前記シフト部(440)は、

10

前記使用可能な帯域幅において、使用される第1の数の無線リソースよりも周波数が低いサブキャリヤ周波数に、多数の空のキャリヤの無線リソースを挿入することによって、前記オーバサンプリングを実行することを特徴とする請求項1に記載の送信装置。

【請求項3】

前記シフト部(440)は、

前記使用可能な帯域幅において、使用される第2の数の無線リソースよりも周波数が高いサブキャリヤ周波数に、多数の空のキャリヤの無線リソースをさらに挿入することによって、前記オーバサンプリングを実行することを特徴とする請求項2に記載の送信装置。

【請求項4】

前記シフト部(440)は、さらに、

前記周波数領域において、前記第1の数及び前記第2の数の無線リソースを平行移動させることを特徴とする請求項3に記載の送信装置。

【請求項5】

前記送信装置(400)は、

前記周波数領域における、使用される複数の無線リソースの開始部分と、前記第1の数及び前記第2の数の無線リソースの前記平行移動処理とを示す情報を送信する同期部(460)をさらに備えることを特徴とする請求項4に記載の送信装置。

【請求項6】

前記送信装置(400)は、基地局、アクセスポイント又はユーザ装置(U.E.)から成ることを特徴とする請求項1乃至5の何れか1項に記載の送信装置。

【請求項7】

無線通信ネットワークにおける、離散フーリエ変換拡散直交周波数分割多元接続(DFT-S-OFDMA)の送信装置の信号処理の方法であって、

循環特性を有する変換を使用して、ユーザ端末の信号に対して時間領域から周波数領域への離散的な変換を実行するステップと、

前記周波数領域に変換された前記信号を、前記周波数領域において拡大するステップと、

前記送信装置のユーザに割り当てられた上りリンクの複数のサブキャリヤ周波数について、逆変換部(450)の使用可能な帯域幅の少なくとも一部において、該ユーザに対応する循環的にシフトされた該複数のサブキャリヤ周波数が、該使用可能な帯域幅(330)の高周波の端部における第1の部分(340)と、該使用可能な帯域幅(330)の低周波の端部における第2の部分(330)とから成るように、変換され拡大された前記信号を高周波方向へ循環的にシフトするステップと、

周波数シフトされた前記信号に対してオーバサンプリングを実行するステップと、

周波数シフトされた前記信号を、前記周波数領域から前記時間領域へ逆変換するステップと、

を含む方法。

【請求項8】

無線通信ネットワークにおける、離散フーリエ変換拡散直交周波数分割多元接続(DFT-S-OFDMA)の送信装置の信号処理のためのコンピュータ・プログラムであって、

循環特性を有する変換を使用して、ユーザ端末の信号に対して時間領域から周波数領域への離散的な変換を実行するステップと、

前記周波数領域に変換された前記信号を、前記周波数領域において拡大するステップと、

前記送信装置のユーザに割り当てられた上りリンクの複数のサブキャリヤ周波数について、使用可能な帯域幅の少なくとも一部において、該ユーザに対応する循環的にシフトされた該複数のサブキャリヤ周波数が、該使用可能な帯域幅(330)の高周波の端部における第1の部分(340)と、該使用可能な帯域幅(330)の低周波の端部における第2の部分(330)とから成るように、変換され拡大された前記信号を高周波方向へ循環

10

20

30

40

50

的にシフトするステップと、

周波数シフトされた前記信号に対してオーバサンプリングを実行するステップと、

周波数シフトされた前記信号を、前記周波数領域から前記時間領域へ逆変換するステップと

をコンピュータに実行させるためのコンピュータ・プログラム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本出願は、第3世代LTE（ロング・ターム・エボリューション）に対して提案された、DFT-S-OFDMA（離散フーリエ変換・拡散・直交周波数分割多元接続）として知られる伝送方式の修正に関するものである。 10

【背景技術】

【0002】

3GPP（第3世代パートナーシップ・プロジェクト）のLTE（ロング・ターム・エボリューション）の標準規格において、ユーザの周波数多重を含む直交シングルキャリヤ伝送方式が上りリンクに対して選択されている。LTEに対して提案されている上りリンクの伝送方式は、DFT-S-OFDMAとして知られており、その基本的な原理が図1に描かれている。

【0003】

ステップ100において、N個の変調シンボル N_{data} のブロックに対して、サイズNのDFT（離散フーリエ変換）が最初に適用される。これにより、当該変調シンボルは、周波数領域へ変換される。次に、ステップ110-120において、このように変換されたシンボル N_{data} のスペクトル整形が、周波数領域において適用される。第1のステップ110は、ブロックの繰り返し処理を通じて、DFTで変換された変調シンボルを、より多数のシンボル N_{used} へ帯域幅を拡大する処理を含む。一方、第2のステップは、周波数領域において拡大されたシンボルのフィルタリングを含む。 20

【0004】

スペクトル整形の後に、ステップ130において、IFFT（逆高速フーリエ変換）の入力 N_{used} に対してマッピングが実行される。このマッピングは、種々の異なる方法により実行できる。多くの場合、局所マッピング及び分散マッピングとして参照される2つの異なるマッピングが、LTEに対して提案されている。局所マッピングの場合、連続するIFFT入力に対してマッピングが行われ、分散マッピングの場合、等間隔のIFFT入力に対してマッピングが行われる。その後、ステップ140において、マッピングされた変調シンボル N_{iff} がIFFT変換を施されることで、順次的なデータ・ストリームが形成される。最終的に、受信機において ISI（シンボル間干渉）及びICI（キャリヤ間干渉）を回避するために、ステップ150において、いわゆるCP（サイクリック・プレフィックス）が、当該順次的なデータ・ストリームに対して付加される。送信される信号は、外見上は「マルチキャリヤ」の構造であるにもかかわらず、低PAR（ピーク対平均電力比）の「シングルキャリヤ」信号である。 30

【0005】

無線通信ネットワークにおいて一般に使用されている従来のOFDMAの構造と、DFT-S-OFDMAとの相違は、従来のOFDMAでは、データシンボルが任意のサブキャリヤのセットに対して直接的にマッピングされるのに対して、DFT-S-OFDMAでは、データシンボルが最初にDFTを用いて変換された後に、連続する又は等間隔のサブキャリヤのセットに対してマッピングされることである。 40

【発明の概要】

【発明が解決しようとする課題】

【0006】

しかしながら、局所マッピングの場合、DFT-S-OFDMAにおける連続したサブキャリヤへのマッピングは、いくつかの問題を引き起こす。かかる無線通信ネットワーク 50

におけるユーザ用の無線リソースが、周波数帯域の中央部にスケジューリングされる場合、残りの伝送リソースが2つの部分に分断されることになる。そのため、リソースを次にスケジューリングされるユーザは、シングルキャリヤの制約のために、残った断片のうちの1つにおいてスケジューリングされたリソースのみを使用し得る。これにより、当該ユーザについて達成可能なビットレートを制限されてしまう。

【0007】

上りリンクにおけるシングルキャリヤの周波数の分断化をもたらす可能性がある別の分野は、DFT-S-OFDMAの周波数ホッピングへの適用である。1つの時間間隔において、連続した周波数配置が異なるUEに対して割り当てられる可能性はあるものの、ユーザが周波数のあちこちへホップする場合に問題が生じるであろう。これは、全ユーザが異なる大きさの周波数配置を割り当てられる場合に深刻な問題となる。10

【0008】

また、上りリンクに関するセル間干渉を調整する解決手法に及ぶ場合、リソースの分断化が問題となる可能性がある。例えば、異なるセルのセルエッジのユーザに対して、直交する上りリンク・リソース上で通信することを可能にする場合、セルエッジの当該ユーザに対して、周波数帯域の中央部の伝送リソースが割り当てられる可能性があり、それにより当該セルにおいてリソースの分断化を招いてしまうだろう。

【0009】

本発明の目的は、現在提案されているLTEのシングルキャリヤのソリューションの欠点を解消することである。20

【課題を解決するための手段】

【0010】

本発明の目的は、信号を時間領域から周波数領域へ変換する変換部と、変換された信号を、周波数領域において拡大する拡大部と、周波数領域において拡大された信号の、時間領域への逆変換を実行する逆変換部とを備える無線通信ネットワークのための送信装置であって、使用される周波数に関する使用可能な帯域幅の少なくとも一部にわたって、周波数領域の信号に対して循環的な周波数シフトを実行するシフト部をさらに備えることを特徴とする送信装置によって達成される。

【0011】

当該解決手段の効果は、帯域幅を分断化することなく、使用可能な帯域幅をユーザに対して割り当てられることであり、その結果、帯域幅の残りの部分を他のユーザに対して割り当てることを可能にする。30

【0012】

本発明の別の変形によれば、本発明の目的は、時間領域において入力信号をアップコンバートする第1の拡大部と、アップコンバートされた入力信号と第1の補間フィルタとを循環的に畳込みを行う第1の補間部と、アップコンバートされ、かつ、循環的に畳込みが行われた入力信号を位相回転し、出力信号を生成する第1の乗算部とを備える無線通信ネットワークのための送信装置であって、時間領域において出力信号をアップコンバートする第2の拡大部と、出力信号と第2の補間フィルタとを循環的に畳込みを行う第2の補間部と、アップコンバートされ循環的に畳込みが行われた出力信号を位相回転する第2の乗算部とをさらに備えることを特徴とする送信装置によって達成される。40

【0013】

この変形の効果は、本発明を時間領域において同様に実施できることである。

【0014】

本発明のさらに別の実施形態によれば、本発明の目的は、無線通信ネットワークにおける信号処理の方法であって、信号に対して時間領域から周波数領域への離散的な変換を実行するステップと、周波数領域に変換された信号を、周波数領域において拡大するステップと、周波数領域に変換された信号を、使用可能な帯域幅の少なくとも一部の近辺に循環的にシフトするステップと、周波数シフトされた信号を、周波数領域から時間領域へ逆変換するステップとを含む方法によって達成される。50

【0015】

本発明の別の変形によれば、本発明の目的は、無線通信ネットワークにおける信号処理の方法であって、時間領域において入力信号をアップサンプリングするステップと、アップサンプリングされた入力信号に対して、第1の補間フィルタを乗算することにより、循環的に畳込みを行うステップと、循環的に畳込みが行われた入力信号を位相回転して、出力信号を生成するステップと、時間領域において出力信号をアップサンプリングするステップと、アップサンプリングされた出力信号に対して、第2の補間フィルタを乗算することにより、循環的に畳込みを行うステップと、循環的に畳込みが行われた出力信号を位相回転するステップとを含む方法によって達成される。

【0016】

このように、本発明に係る方法は、周波数領域及び時間領域の両方において実行され得る。

【0017】

さらに、本発明の別の実施形態は、無線通信ネットワークにおける信号処理のためのコンピュータ・プログラムであって、信号に対して時間領域から周波数領域への離散的な変換を実行するステップと、周波数領域に変換された信号を、周波数領域において拡大するステップと、周波数領域に変換された信号を、使用可能な帯域幅の少なくとも一部の近辺に循環的にシフトするステップと、周波数シフトされた信号を、周波数領域から時間領域へ逆変換するステップとをコンピュータに実行させるためのコンピュータ・プログラムに関連している。

【0018】

本発明のさらに別の変形によれば、本発明は、無線通信ネットワークにおける信号処理のためのコンピュータ・プログラムであって、時間領域において入力信号をアップサンプリングするステップと、アップサンプリングされた入力信号に対して、第1の補間フィルタを乗算することにより、循環的に畳込みを行うステップと、循環的に畳込みが行われた入力信号を位相回転して、出力信号を生成するステップと、時間領域において出力信号をアップサンプリングするステップと、アップサンプリングされた出力信号に対して、第2の補間フィルタを乗算することにより、循環的に畳込みを行うステップと、循環的に畳込みが行われた出力信号を位相回転するステップとをコンピュータに実行させるためのコンピュータ・プログラムに関連している。

【図面の簡単な説明】

【0019】

【図1】第3世代LTEの上りリンクに準じて企図された、周知のDFT-S-OFDMA（離散フーリエ変換拡散直交周波数多元接続）方式を示す図である。

【図2】本発明の基礎となる基本原理を示す図である。

【図3】図2の基本原理をより詳細に示す図である。

【図4】本発明に係る送信装置を示す図である。

【図5】本発明の一実施形態を実施する送信機のブロック図である。

【図6】異なる量の使用可能な帯域幅にわたるフィルタを備える2つの送信機の、概略的な表現を示す図である。

【図7】無線通信ネットワークにおける分断化による損失を示す図である。

【図8】本発明の第2の実施形態を示す図である。

【図9】重なり合うセルに適用された図7に示す本発明の、第2の実施形態を示す図である。

【図10】本発明の第1の実施形態に係る方法のシミュレーション結果を示す図である。

【図11】本発明の第2の実施形態に係る方法のシミュレーション結果を示す図である。

【図12】本発明の第3の実施形態に係る方法のシミュレーション結果を示す図である。

【図13】本発明の第4の実施形態に係る方法のシミュレーション結果を示す図である。

【図14】本発明の第4の実施形態に係る方法のシミュレーション結果をより詳細に示す図である。

10

20

30

40

50

【発明を実施するための形態】

【0020】

本発明は、詳細な説明及び添付の図面を用いて、より容易に理解されるであろう。

【0021】

図2は、本発明の一実施形態に係るDFT拡散OFDMA信号の周期的な循環（ラップアラウンド）処理を示す。

【0022】

塗りつぶし及び空白の縦帯は、割り当て済みのサブキャリヤ周波数及び未割り当てのサブキャリヤ周波数をそれぞれ表すのに対して、塗りつぶしの及び空白の縦帯から成るブロックは、使用可能な周波数スペクトルとして表現された使用可能な帯域幅を表す。 10

【0023】

描かれたユーザは、例えば、最上段のブロックにおける塗りつぶしの縦帯200で示されている、周波数スペクトルの最初の部分のサブキャリヤ周波数が、割り当てられ得る。

【0024】

また、第2番目及び第3番目のブロックにおいて塗りつぶしの縦帯210及び220で示すように、ユーザに割り当てられた N_{data} 個のサブキャリヤ周波数は、使用可能な周波数スペクトルにおいて上方ヘシフトされてもよい。異なるユーザに割り当てられたサブキャリヤを異なる量シフトすることによって、同一のセルにおける、同時に送信するユーザ間の直交性を取得し得る。 20

【0025】

最終的に、塗りつぶしの帯230、及び使用可能な周波数スペクトルの左端を指し示す矢印によって示すように、ユーザは、周期的かつ対称性を有するDFTの特性を使用して、いわゆる周波数領域の循環的なラップアラウンド処理を実行することによって、使用可能な周波数スペクトルの端部のサブキャリヤ周波数を割り当てられてもよい。 20

【0026】

全帯域幅にわたる循環的なラップアラウンド処理が理論的に可能であるとしても、実用的な理由により、使用可能な一部分のみにわたって当該処理は実行される。この理由の1つは、IFFTにおけるオーバサンプリングが、デジタル・アナログ変換器を用いてデジタル領域からアナログ領域へ信号を変換するステップを大幅に簡単にすることである。このため、データを送信するために使用されるサブキャリヤ数よりも多くのサンプルを含むIFFTを使用することは有益である。結果的に、IFFTによって実行されるオーバサンプリングは、デジタル・アナログ変換部の内部で使用される復元フィルタの必要条件を緩和する。さらに、例えば、結果として生じる信号が所定のスペクトル・マスク内に収まる事を保証するために、デジタル領域及び/又はアナログ領域においてさらなるフィルタリングを実行することも一般的である。当該スペクトルにおける低周波及び高周波の両端からのサイド・ロープが除去される必要があるため、使用される最後のサブキャリヤの後に多数の0(N_{last} 個)を挿入することによって、IFFTにおけるオーバサンプリングを実行するだけではなく、一般的に、使用される最初のサブキャリヤの前にも多数の0(N_{first} 個)が挿入される。最終的に、アナログのベースバンド信号から所望の無線周波数へのアップコンバージョンにおいて、キャリヤ周波数成分の一部の干渉成分が、サブキャリヤ番号0(即ち、DCサブキャリヤ)に対して漏れ込むことがあり、それにより当該サブキャリヤをデータ通信に使用することが不可能となるおそれがある。同様の問題は、受信機においても、無線周波数からベースバンドへの受信信号のダウンコンバート、ベースバンド受信機のフィルタリング、及びアナログ・デジタル変換の、対応するステップを実行する場合に存在する。 40

【0027】

上述の理由により、使用可能な帯域幅の全体にわたってデータ信号を行き渡らせることは難しい。言い換えれば、IFFTは、使用されるサブキャリヤ数よりも多くの入力を含む。

【0028】

10

20

30

40

50

IFFTによって展開される帯域幅の一部にわたって循環的な周波数シフトを実行する別の理由は、LTEの上りリンクにおいて、制御チャネル（上りリンク制御チャネル、又は3GPPの用語におけるPUCCH）が、上りリンク伝送帯域の高周波及び低周波の端部に配置されることである。共有データチャネル（上りリンク共有チャネル、又はPUSCH）は、スペクトルの残りの中央部分に配置される。第1のユーザがPUSCH帯域の中央のリソースを割り当てられた場合、リソースの分断化を回避するために、残りのPUSCHリソースにわたる循環的な周波数シフトを実行することが可能であれば、第2のユーザは、残りの全てのリソースを割り当てられ得る。従って、残りの全てのリソースを第2のユーザに対して割り当てることが可能であり、また、制御チャネルとの重複を回避できる。

10

【0029】

IFFTによって展開される帯域幅の一部にわたって循環的な周波数シフトを実行するさらに別の理由は、多くの周波数を割り当てられるユーザに対しても、無線チャネルのマルチパスフェージング変動を有効活用することを目的とした、周波数に応じたスケジューリングを可能とすることである。ユーザが狭小な帯域幅を割り当てられた場合、スケジューラは、周波数領域において、瞬時のチャネル状況が良好な連続するリソースに対して当該ユーザを配置し得る。しかし、ユーザの帯域幅がチャネルのコヒーレンス帯域幅よりもかなり広い場合、何れの連続するチャネル割り当てても、良好な品質のリソース及び劣悪な品質のリソースの両方を含むだろう。一部の帯域幅にわたる循環的なラッピング処理（wrapping）によって、ともに良好な無線状態を有するが、周波数の隣接しない、連続するリソースから成る2つのセットに対して、1ユーザを割り当てることが可能である。その結果、データシンボルは、本明細書中の発明に従って、周波数リソースに対して循環的にマッピングされる。本実施形態において、循環的な周波数シフト処理が実行される帯域幅のうちの「使用される部分」は、1ユーザによって使用される全帯域幅に一致する。同時にスケジューリングされる他のユーザは、他の何れかの帯域幅にわたって循環周波数シフトを実行してもよい。

20

【0030】

従って、図2とは対照的に、図3は、部分的な帯域幅にわたる循環的な周波数シフトを示す。ここで、IFFTに入力され得る全シンボル300の数は、0値のシンボル310の第1の数と、循環的にシフトされ得る、異なるユーザに対する割り当てリソースにわたるシンボル330の数と、0値のシンボル350の第2の数とに分割される。循環的にシフトされたリソースの、1ユーザに相当する割り当ては、使用されるIFFTの入力シンボル330の、高周波の端部における第1の部分340と、使用されるIFFTの入力シンボル330の、低周波の端部における第2の部分320とで構成され得る。当該手法において、0値のシンボル310及び350は、上で検討した実施時固有の理由（即ち、送信機側のD/A変換、ベースバンドのフィルタリング、及びRFへのアップコンバージョン）で挿入される。図3の循環的な周波数シフトは、IFFTで使用される部分330にわたって実行される。循環的な周波数シフトの後、結果的に、マッピング処理は、隣接したサブキャリヤのセットにわたって実行されないものの、これにより、事実上はシングルキャリヤの特性を保持する信号となる。本明細書において、以下ではこのことについてより詳細に説明する。

30

【0031】

図4は、本発明の一実施形態に係る送信装置400を示す。送信装置400は、基地局送受信機だけでなくユーザ端末をも含むことを指摘しておく。

40

【0032】

本例において、送信装置400は、無線通信ネットワークにおける通信のための、受信機/送信機の結合部410を備える。受信機/送信機の結合部410の一機能は、いわゆるCQIレポート（チャネル品質表示レポート）等の、無線通信ネットワークにおけるユーザ端末からのチャネル品質に関するレポートを受信することでもよい。それにより、送信装置400は、当該レポートに基づいて、各ユーザ端末に対して適切な量の帯域幅を割

50

り当ててもよい。これは、送信装置が基地局の送受信機である場合に有効である。

【0033】

また、送信装置400は、例えば、入力信号に対してDFT（離散フーリエ変換）を実行することにより、時間領域から周波数領域への入力信号の変換を実行する離散変換部420をさらに備える。当然ながら、FFT、離散コサイン変換、及び事実上循環的であるその他のもの等の、他の変換方式が入力信号に対して実行されてもよい。ここでの主要なポイントは、循環的な離散変換を使用して、信号を周波数領域に変換することである。

【0034】

また、送信装置400は、周波数領域に変換された信号の周波数を拡大する拡大部430をさらに備える。拡大処理は、ブロックの繰り返し又はその他の方法により実現されて10もよい。

【0035】

送信装置は、周波数領域に変換され、拡大された信号の循環的な周波数シフトを実行する周波数シフト部440をさらに備える。これは、離散的な周波数変換の循環特性を使用した、周波数領域に変換され拡大された信号の、単純な周波数シフトであり、シフトされたサブキャリヤ周波数の一部は、第1、第2、第3のキャリヤ周波数等として、スペクトルの左端に現れる。当該左端に再び現れるキャリヤ周波数の数は、周波数シフトの大きさに単純に依存する。ユニット440によって実行される循環的なラップアラウンド処理の利点は、使用可能な帯域幅の一部が、分断化されることなしにユーザ装置に対して割り当てられることである。従って、使用可能な帯域幅の残りの部分を、他のユーザ端末に対して割り当てることが可能であろう。これは、使用可能な帯域幅の中央部が割り当てられているユーザ端末に起因して、他のユーザ端末が残りの帯域幅を使用することを困難にする帯域幅の断片化を招く、周知の技術では不可能であった。
20

【0036】

周波数シフト部440は、例えば図3に示す方式に従って、使用される第1及び第2のサブキャリヤの前後に多数の0を挿入することによって、周波数領域に変換された信号をオーバサンプリングしてもよい。このような方法で、周波数領域に変換された信号は、本明細書において上の図3で詳述した理由により、デジタル領域からアナログ領域へより容易に変換されるだろう。

【0037】

また、送信装置400は、循環的なラップアラウンド処理で周波数シフトされた信号を時間領域へ逆変換する時間変換部450をさらに備える。通常、送信装置400は、離散周波数変換部420で実行される周波数領域への変換処理に対する逆変換を使用する、周波数シフトされた信号の時間領域への変換処理を実行する。
30

【0038】

送信装置は、周波数シフト部440で処理された上述の周波数信号に対して周波数ホッピング処理のような作業を実行する周波数同期部460を、任意的に備えてもよい。ここで、周波数同期部460は、他の送信装置における他の周波数同期部と、循環的な周波数ラップアラウンド処理を同期化させ得る。様々な送信装置で使用されているこれらの周波数は、予め設定されている（その場合、周波数同期部460は必要ないであろう）か、又は送信機／受信機の結合部410を介して周波数同期部460によって他の送信装置に対して通知され得る。このような方法で、2つの送信装置が同一の周波数スペクトルを同時に使用し、それにより干渉を引き起こす危険性が、低減され得る。
40

【0039】

ここで、上述の例において周波数領域における上述の信号操作を実行する送信装置400のユニットは、時間領域においても等価な動作を実行し得るものと理解され得る。

【0040】

そのような場合、変換部420は、時間領域から周波数領域への信号の変換を実行し得るし、また逆も同様である一方で、逆変換部450は、逆変換の動作としてだが、同一の動作を実行し得る。しかしながら、信号が既に時間領域にある場合、時間領域における実
50

施のために、当該変換及び逆変換部 450 は、必要とされないであろう。

【0041】

拡大部 430 及びシフト部 440 は、周波数領域における循環的な周波数シフトと等価な信号操作を実行する、時間領域における第 1 及び第 2 の拡大部、畳込み部及び乗算部（図示せず）として実現され得る。また、第 1 及び第 2 の拡大部は、第 1 及び第 2 のアップサンプリングを実行し得るし、第 1 及び第 2 の畳込み部は、第 1 及び第 2 の循環畳込みを実行し得る。さらに、第 1 及び第 2 の乗算部は、第 1 及び第 2 の位相回転処理を実行し得る。これらに相当する動作は、本発明の開示を読む当業者にとっては周知であるため、それらを詳細には説明していない。また、同期部 460 は、周波数領域における周波数同期処理と等価な時間同期処理を付加的に実行し得る。

10

【0042】

図 5 は、本発明の一実施形態に係る、図 4 の送信機によって実行される方法のステップを示すブロック図である。

【0043】

ステップ 500において、 N_{data} 個のデータシンボルは、DFT 変換の使用によって周波数領域へ変換される。ステップ 510において、DFT で変換された N_{data} 個のシンボルは、例えばブロックの繰り返し処理を使用することによって、帯域幅において拡大される。従って、シンボル数は、元のシンボル数 N_{data} からシンボル数 N_{used} へ増加する。その後、ステップ 520において、拡大された N_{used} 個のシンボルに対して周波数領域のフィルタリングが実行される。ここまでに実行されるステップは、提案されている DFT-S-OFDM 方式のステップと同一である。

20

【0044】

しかしながら、ステップ 530において、フィルタリングされた N_{used} 個のデータシンボルに対して循環的な周波数シフトが実行され、それにより、使用可能な残りの帯域幅の分断化を回避する。

【0045】

次に、ステップ 540において、 N_{first} 個及び N_{last} 個の 0 が、使用される第 1 及び第 2 のキャリヤ周波数の前後に挿入され、IFFT の変換動作が N_{fft} 個のデータシンボルに対して実行される。理論的には、 N_{first} 及び N_{last} 個の両方が 0 に等しいが、実用的な実装上の理由により、本発明の好ましい実施形態は、 N_{first} 個及び N_{last} 個の両方が 0 より大きい場合であることに留意すべきである。

30

【0046】

最後に、このように循環的にシフトされ、0 で満たされたサブキャリヤは、連続的に IFFT に対してマッピングされた後に、順次的なビット・ストリームが生成され、その後、ステップ 550において CP が当該順次的なビット・ストリームに対して付加される。

【0047】

全ての UE（ユーザ装置）が周波数領域のラップアラウンド処理を実行し得るわけではないことに留意すべきである。1つの明らかな要求条件は、UE は使用可能な全帯域幅をカバーする送信機フィルタを有することである。図 6 に示す例において、全帯域幅をカバーする送信フィルタを有するユーザ 600 と、使用可能な全システム帯域幅の半分のみをカバーする送信フィルタを有する 2 ユーザ 610、620 とが示されている。従って、これらのユーザにリソースを割り当てるよう設計されたスケジューラは、何れのユーザが周波数領域における循環的なラップアラウンド処理を実行可能であり（600）、また何れのユーザが実行不可能であるか（610、620）を、知っていなければならない。

40

【0048】

例えば、周波数領域における動作は、時間領域において等価な動作を常に有し、その逆も同様であるため、図 5 において実行される動作は、時間領域における等価な動作によって同様に実行され得ることが、理解され得る。従って、例えば、図 5 のステップ 510 において実行される帯域幅の拡大処理と等価な、時間領域における動作は、時間領域におけるデータシンボルのアップサンプリングであろう。これは、時間領域において 2 回実行さ

50

れるだろう。ステップ 520 における周波数フィルタリングは、時間領域における対応するフィルタリングと、等しくなり得る。同様に、図 5 のステップ 530 において実行される循環的な周波数シフトは、補間フィルタを用いた対応する循環畠込み処理と、それに続く第 1 の段階におけるフェーザ・ベクトルによる乗算を用いた位相回転処理、さらに第 2 の段階における循環畠込み処理及び位相回転処理と、等しくなり得る。

【0049】

図 7 は、ブロック 740 及び 750 の幅で表される 2 フレームにわたる、全帯域幅を使用可能な UE700 と、2 つの半分の帯域幅を使用可能な UE710、720 との比較を示す。

【0050】

参照番号 730 で示す使用可能な帯域幅の部分は、当該フレームにおいてデータを送信するようにスケジューリングされなかったユーザに対する、上りリンクの制御シグナリングに必要とされる制御リソースを表す。

10

【0051】

左の図の 740 において、例えば、スケジューリングされていない UE からの上りリンクの制御シグナリングのために、周波数帯域の中央において割り当てがあった場合、全帯域幅を使用可能な UE は、残りのリソースを埋めてもよい。

【0052】

その一方で、右の図の 750 では、スケジューリングされたユーザ 710、720 が、全システム帯域幅にわたって送信することができない場合が観察される。この場合、ユーザ 720 が、より多くの送信データと、より多くのリソース割り当てを利用し得る、十分に使用可能な送信電力とを有すると、分断化による損失 760 が発生する。

20

【0053】

上りリンクの周波数ホッピングは、数字 0 をインデックスとして付した、 N_{used} 個のサブキャリヤのうちの何れか単純に変化させることにより、実現し得る。これは、図 8 に一例として示されており、同図において灰色の帯は上りリンクの制御リソース 800 を表す。さらに、サブフレーム 2 及び 5 におけるサブキャリヤ 0 の参照インデックスは、参照番号 810 で示され、一方で、サブフレーム 3 及び 6、1 及び 6 における当該位置は、参照番号 820 及び 830 で示されている。参照番号 840 は、1 サブフレームの長さを表し、参照番号 850 及び 860 は、1TTI（送信時間間隔）の長さ、及びホッピングパターン周期をそれぞれ表す。

30

【0054】

上りリンクの制御リソース 800 及びスケジューリングされたリソース（図示せず）の両方は、周波数の方々へホップする。さらに、この例において、上りリンクのデータを有しない UE のための、ACK / NACK / CQI（肯定応答 / 否定応答 / チャネル品質表示）シグナリング用の上りリンク制御リソースは、相対的な（relative）インデックス 0 から始まる。これらの制御リソース 800 は、レンガの形をしたパターンとして概略的に描かれており、スケジューリングされるデータに対して使用可能なリソースは、白で表示されている。しかしながら、制御リソース 800 を予め定められた周波数に固定すること、及びスケジューリングされるリソースのみに対して周波数ホッピングを実行することは同様に可能であろう。

40

【0055】

周波数ホッピングは、セル間干渉を処理するための単純かつ効率的な方法である。隣接セルにおいて異なるホッピングパターンを選択することにより、セル間干渉のランダム化を実現し得る。複数のホッピングパターンは、直交していてもよく、その場合、それらは本質的に決して重なり合うことはない。または、それらのホッピングパターンは、重なり合う確率が低い擬似乱数でもよい。

【0056】

しかしながら、本発明は、より高度な任意のセル間干渉調整（ICIC）方式をも可能とする。例えば、同一の周波数ホッピングパターンが隣接セルにおいて使用され得るとと

50

もに、異なる周波数オフセットが各干渉セルに対して選択され得る。同期化された方法でホップすることにより、1個の相対的なサブキャリヤにおける干渉は、ホッピングパターン周期の全体にわたって予測可能となることが保証される。従って、リンク・アダプテーション及びスケジューリングが、現状の干渉状況に適合し得る。

【0057】

これは、全ユーザのチャネル品質に関する知識を取得するにはコストがかかるため、スケジューリングされた上りリンク状況において特に魅力的である。典型的には、チャネルに応じたスケジューリングをサポートするためには、基地局が各ユーザの全帯域幅にわたるチャネル品質を推定できるように、各ユーザは、全帯域にわたって観測用の信号を周期に送信する必要があるだろう。当該知識は、チャネルに応じたスケジューリング及びリンク・アダプテーションを実行するために、基地局によって使用され得る。しかしながら、ユーザは、循環的に連続するサブキャリヤを割り当てられなければならないため、多数のユーザが少ないリソースを割り当てられることなしに、いかなるマルチユーザ・ダイバーシチ利得を取得することも難しい。また、上りリンク容量の多くの部分を消費する、上りリンクチャネルの観測用の多くの送信を、多数のユーザが行うことになるため、実質的ないかなる利得も存在する可能性は低い。10

【0058】

しかしながら、上りリンクに周波数ホッピングを使用する場合、リンク・アダプテーションにより高速なフェージングに追随する必要はなく、その代わりに、ゆっくりと変動するパス利得と、異なるサブキャリヤにおいて受信される異なるセル間干渉とに対して対応できる。セル間干渉は、UEからのチャネル観測用の信号なしに基地局によって推定され得るとともに、ゆっくりと変動する上りリンクのパス利得は、例えば、下りリンクのパス利得と等しいものとして近似され得る。従って、同期化された循環的な周波数ホッピングにより、周波数に依存するセル間干渉に基づいて、リンク・アダプテーションのスケジューリングを実行できる。20

【0059】

上りリンクにおいて、最も大きな干渉を隣接セルで生じさせるのは、セルエッジにいるユーザである。当該ユーザはまた、多くの場合は電力が制限されており、それにより、多くの場合は全帯域幅を使用できない。従って、セルエッジのユーザに対して、各セルにおける相対的なリソース・インデックス0からリソースの割り当てを開始できる。また、相対的なリソース・インデックス0が、干渉を生じるセルにおいて異なる場合、セルエッジのユーザは、同一のリソースにおいて互いに衝突することはない。これは、以下で図8に概略的に描かれている。30

【0060】

図9は、隣接セルにおける、同期化された循環的な周波数ホッピング及び異なる初期オフセットを用いたセル間干渉調整を示している。

【0061】

セル1(920)の初期オフセットは、900で示されており、セル2(930)の初期オフセットは、910で示されている。第1のユーザは、セル1(920)のエッジに位置し、セル1(920)におけるグリッド線の領域で描かれている。さらに、第2のユーザは、セル2(930)のエッジに位置し、セル2(930)における影付きの(shadowed)領域で描かれている。40

【0062】

両ユーザはセル1及びセル2(920、930)のエッジに位置しているため、第1のユーザ及び第2のユーザからの干渉が発生する可能性が高い。そのため、セル1(920)における第2のユーザからの干渉は、灰色の帯の領域で描かれており、一方で、セル2(930)における第2のユーザからの干渉は、セル2(930)において縞模様の領域で描かれている。

【0063】

それぞれのセル920、930における各ユーザ用の上りリンクのリソースは、レンガ50

の形をした領域で描かれている。

【0064】

図9においては、セル2(930)における影付きの線で印された第2のユーザからの干渉は、ホッピング周期にわたって、セル1(920)における同一の相対的な位置にとどまる。これを可能にするのは、循環的な周波数ラッピング処理であることに留意すべきである。

【0065】

セルエッジのユーザは、衝突を回避するために、各セルにおいて同一の相対的な周波数位置に配置される。さらに、ハンドオーバを理由として、ユーザ端末において何らかの方法で実行する必要が生じる、隣接セルにおけるパス利得の測定は、隣接セルにおいて生じる干渉のレベルを良好に予測するために使用され得る。周波数ホッピングは、高速なフェージングにおいてダイバーシチを効果的に提供するため、1つのセルにおいてスケジューリングされるユーザによって引き起こされる干渉を、送信電力レベルと対応する被干渉セルに対するパス利得との積で近似できる。この情報は、例えば、隣接セルにおける制御シグナリングのために使用されるリソースに対して生じさせる干渉が、ある閾値より下回ること確実にすることを希望する場合に、スケジューリングの決定において同様に使用され得る。

10

【0066】

図10では、使用されるシンボル数がIFFTへの入力の数と等しい場合、即ち $N_{used} = N_{ifft}$ である場合の、循環的な周波数シフトの単純な例が観察される。図10のグラフは、4個の入力データシンボル($N_{data} = 4$)1050が、IFFTで時間領域に変換された64個のデータシンボル($N_{used} = 64$)にオーバサンプリングされる場合における、IFFT変換からの出力を、振幅1000対時間1010の図で示している。元のデータのサンプル点は、参照番号1050で示される $X = [1, -1, 1, 1]$ である。さらに、62サブキャリヤ分循環的に周波数シフトされるため、参照番号1040を有する曲線は、周波数の端部をラップアラウンド処理を行った曲線である。また、図10は、循環周波数シフトなしにIFFTで変換された(元のデータサンプルは、 $\sin c$ と類似($\sin(x)/x$)の関数で補間されていることに注意)曲線1020と、8サブキャリヤ分周波数シフトされているもう1つの曲線1030とを示す。

20

【0067】

30

図11では、使用されるシンボル数がIFFTの入力の数よりも少ない場合、即ち、 $N_{used} < N_{ifft}$ の場合の、循環的な周波数シフトの単純な例が観察される。前の図10の例で、曲線は、振幅1100が時間1110の関数として示される場合におけるIFFTの出力を表している。図示した例において、元のデータサンプル1150は、図9の例におけるデータサンプルと一致し、即ち、 $X = [1, -1, 1, 1]$ である。これは、データサンプルの数は $N_{data} = 4$ であるが、使用されるサブキャリヤシンボルの数は $N_{data} = 60$ であることを意味する。さらに、使用される第1のサブキャリヤ(図示せず)の前に入力される0の数は、 $N_{first} = 2$ であり、使用される第2のサブキャリヤの後に入力される0の数も $N_{last} = 2$ である。また、IFFTの入力の数は、 $N_{ifft} = 64$ とした。

【0068】

40

この例において、参照番号1140で示される曲線は、周波数の端部をラップアラウンド処理され、58サブキャリヤ分循環的に周波数シフトされている。サンプリング時点においてデータ点[1, -1, 1, 1]と等しい信号を保持し続けていることに留意する。参照番号1120及び1130を有する曲線は、0及び8サブキャリヤ分それぞれ循環的に周波数シフトされた、IFFTで変換された信号を示す。曲線1120は、使用される第1のデータサブキャリヤの前に $N_{first} = 2$ の0値のサンプルを挿入することによって、2サブキャリヤ分実際に周波数の平行移動が行われていることに留意すべきである。 N_{used} 個のデータサブキャリヤの端部を循環的にラップアラウンド処理された曲線1140は、ラップアラウンド処理されていない曲線(参照番号1120及び1130を有する曲線)よりも、少し大きな包絡線の変動を有する。その理由は、ラップアラウンド処理され

50

ていない曲線が、単一のオーバサンプリング及び周波数の平行移動処理ステップを有するものとして観察される一方で、曲線 1140 は、2 回にわたり、実際にオーバサンプリングされ、周波数の平行移動が行われていることである。第 1 のオーバサンプリング及び周波数の平行移動処理は、図 5 のステップ 510、520 及び 530 において N_{data} サンプルから N_{fft} サンプルへ信号を拡大する場合に、行われる。第 2 のオーバサンプリング及び周波数の平行移動処理は、信号が N_{used} サンプルから N_{fft} サンプルに拡大され、かつ、付加的な周波数シフトが、使用される第 1 のサブキャリヤの前に挿入される N_{first} 個の 0 によって導入される場合に、IFFT540 において行われる。しかしながら、周波数のラッピング処理が行われない場合（即ち、曲線 1120 及び 1130 の場合）、これらの 2 つの連続するオーバサンプリング及び周波数の平行移動処理ステップは、单一のオーバサンプリング及び周波数の平行移動処理ステップに結合され得る。全てのオーバサンプリングステップは、結果として生じる補間関数の sinc 類似の形状に起因して、いくらかの包絡線の変動を生じさせるため、循環的に周波数ラッピング処理された曲線 1140 について、わずかに大きな包絡線の変動が得られる。この効果について、図 12 及び 13 においてさらに検証する。

【0069】

図 12 は、QPSK 变調を使用する場合の、包絡線の分布の一例を示す。ここでは、結果として生じる循環的なラッピング処理（CW）が施された DFT-S-OFDM 信号の絶対振幅が、値 1210 より大きい確率 1200 が観察される。図 12 において、CW-DFT-S-OFDM 信号の平均電力は、1 に正規化されている。今回は、データサンプルの数は、それが 12 個のサブキャリヤから成る 6 個のリソースブロックが使用される場合（リソースブロックのサイズは、3GPP における LTE の上りリンクで想定されている現在の数値と一致している。）に相当する、 $N_{data} = 72$ とした。さらに、使用可能なサブキャリヤの数 N_{used} は 300 と等しく、IFFT サイズは $N_{fft} = 512$ であり、 $N_{first} = N_{last} = 106$ である。元のデータサンプルは、ランダムな QPSK 变調データから得られ、10000 CW-DFT-S-OFDM シンボルについて統計値が収集されている。280 サブキャリヤ分の循環的な周波数シフトが実行された曲線 1230 は、 N_{used} 個の周波数の端部がラップアラウンド処理されていない曲線 1240 よりも（循環シフト 0 が 1240 に対して使用されている。）、包絡線の変動が少し大きいことがわかる。参考として、破線の黒い曲線は、同一のパラメータを用いた OFDM の包絡線分布を示している。CW-DFT-S-OFDM の包絡線の変動は、OFDM の場合よりも大幅に少ないことがわかる。

【0070】

図 13 及び 14 では、循環シフトの大きさとともに、包絡線の分布がどの程度変化するかについて検証する。これらの図において、元のデータシンボルの数は、 $N_{data} = 12 \times 6 = 48$ とし、使用されるデータシンボルの数は、 $N_{used} = 300$ とした。使用される第 1 のサブキャリヤの前に挿入される 0 の数は、 $N_{first} = 106$ とし、使用される第 2 のサブキャリヤの後については、 $N_{last} = 106$ とした。元のデータサンプルが QPSK 变調され、10000 シンボルについて統計値が収集される場合において、IFFT の入力の数は、 $N_{fft} = 512$ とした。図 12 の曲線と同様に、図示されたグラフは、IFFT で変換された信号であって、CW-DFT-S-OFDM 变調された信号の絶対振幅が値 1310 より大きい確率 1300 である。

【0071】

図 13 の薄い灰色の曲線 1320 は、 $N_{used} - N_{data}$ よりも少ない又はそれと等しい周波数シフト、即ち、循環的な周波数ラッピングが生じない場合を示している。黒色の曲線 1330 は、周波数ラッピングが生じる場合を示している。周波数をラップアラウンド処理する場合に、包絡線の変動の増加に関して少し不利益が存在することがわかる。

【0072】

図 14 では、循環周波数シフトの大きさによって包絡線変動がどの程度変動するかについて示す。図 14 のボックスの上から下まで記載された曲線は、異なる確率、即ち、10

10

20

30

40

50

$-^1 (1420)$ から $10^-6 (1470)$ で、CW-DFT-S-OFDM変調された信号の信号包絡線を示す。図14の数値は、図12に示す数値と直接的に比較され得る。

【0073】

最後に、図5に示した方法のステップ、並びに上で説明した及び図7及び8に示した周波数ホッピングは、図4の端末装置400の内部で実行されるコンピュータ・プログラムによって実施され得るだろう。しかしながら、当該コンピュータ・プログラムは、端末装置400のメモリ(図示せず)に格納されてもよいし、ASIC(特定用途向け集積回路)上で実行されてもよい。

【0074】

上述の開示を読んだ当業者は、場合によっては本発明の他の実施形態を考え得るかもしれない。最終的に、本発明の範囲は、添付の特許請求の範囲によってのみ限定される。

10

【図1】

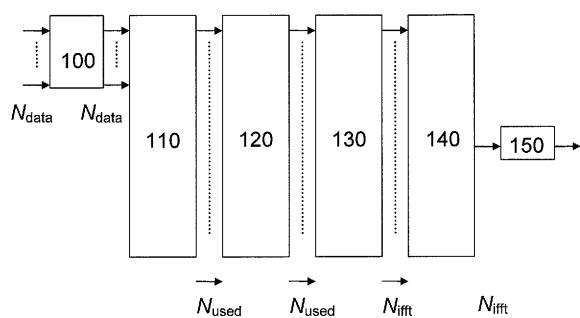


Fig. 1

【図3】

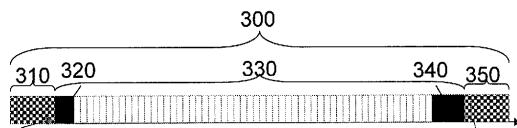


Fig. 3

【図4】

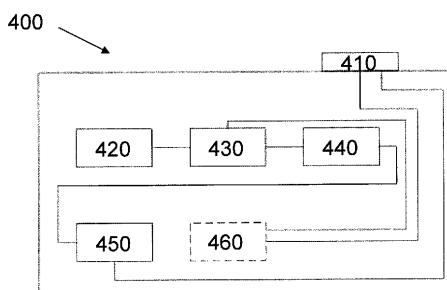


Fig. 4

【図2】

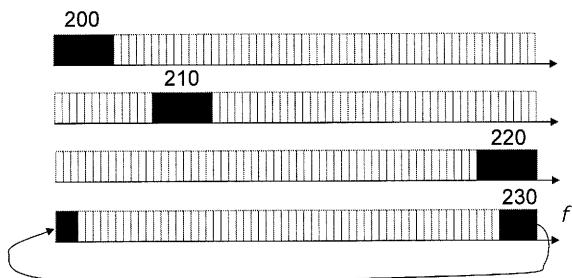


Fig. 2

【図5】

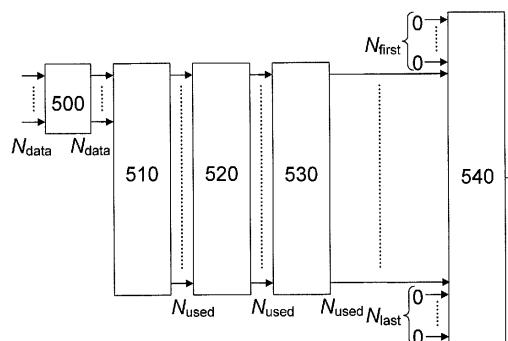


Fig. 5

【図6】

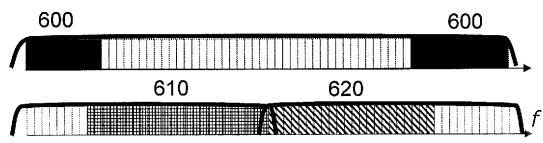


Fig. 6

【図7】

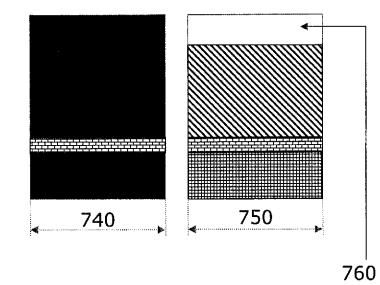


Fig. 7

【図8】

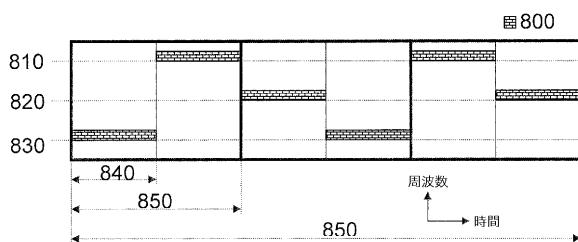


Fig. 8

【図9】

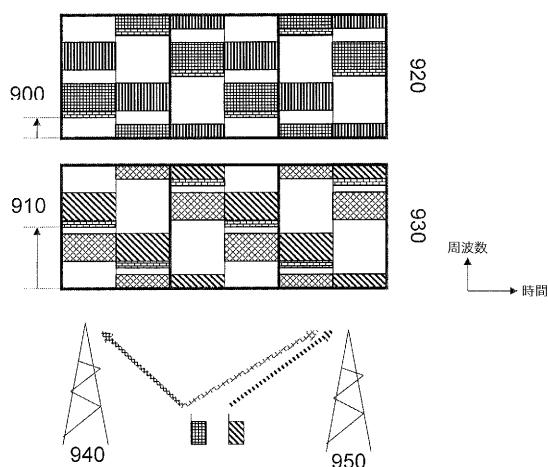


Fig. 9

【図10】

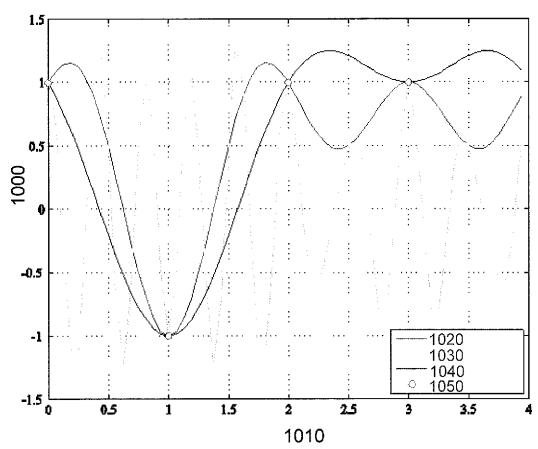


Fig. 10

【図 1 1】

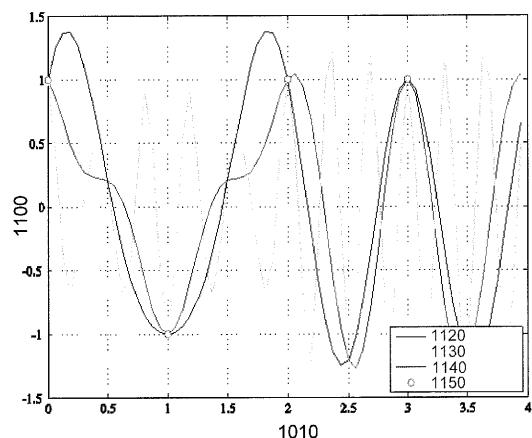


Fig. 11

【図 1 2】

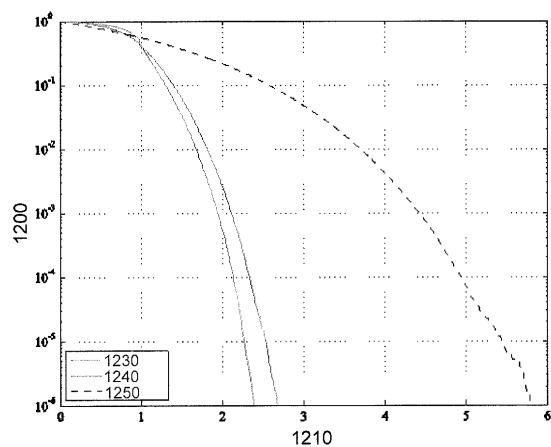


Fig. 12

【図 1 3】

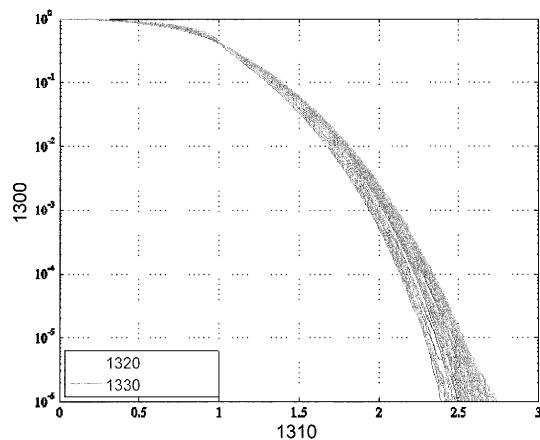


Fig. 13

【図 1 4】

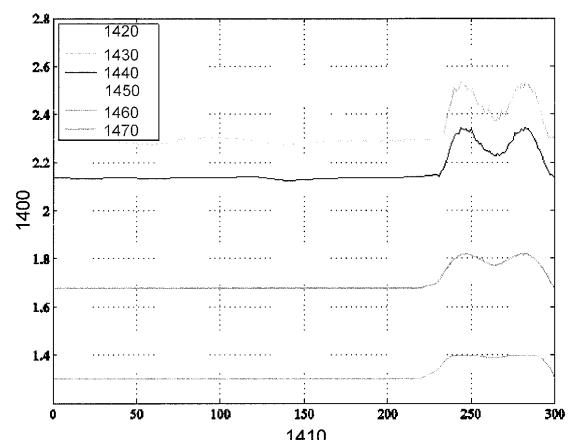


Fig. 14

フロントページの続き

(72)発明者 フレンジャー , ポル
スウェーデン国 リンチエピング エス - 5 8 2 7 5 , トマトヴェーゲン 2 0

審査官 岡 裕之

(56)参考文献 欧州特許出願公開第01267513(EP, A1)
特表2002-522952(JP, A)
国際公開第2008/037739(WO, A1)
RITT et al., Offset DFT-Spread OFDM with Generalized Raised-Cosine Filters for Pulse Shaping, 3GPP R1-060420, 2006年 2月17日
Volker Jungnickel et al., SC-FDMA Waveform Design, Performance, Power Dynamics and Evolution to MIMO, Portable Information Devices, 2007. PORTABLE07. IEEE International Conference on, 2007年 5月29日, pp.1-6
Teruo Kawamura et al., Investigations on Optimum Roll-off Factor for DFT-Spread OFDM Based SC-FDMA Radio Access in Evolved UTRA Uplink, Wireless Communication Systems, 2006. ISWCS '06. 3rd International Symposium on, 2006年 9月 8日
RITT et al., Offset DFT-Spread OFDM for the Evolved UTRA Uplink, 3GPP R1-051405, 2005年11月11日

(58)調査した分野(Int.Cl. , DB名)

H04J 11/00

H04J 1/00

H04L 27/01

IEEE Xplore

CiNii