

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 特 許 公 報 (B2)

(11) 特許番号

特許第5421992号
(P5421992)

(45) 発行日 平成26年2月19日 (2014. 2. 19)

(24) 登録日 平成25年11月29日 (2013. 11. 29)

(51) Int. Cl.

F I

H O 4 B 17/00 (2006. 01)

H O 4 B 17/00 M

H O 4 W 88/02 (2009. 01)

H O 4 B 17/00 D

H O 4 W 24/08 (2009. 01)

H O 4 W 88/02 1 5 O

H O 4 W 24/08

請求項の数 14 (全 22 頁)

(21) 出願番号 特願2011-523367 (P2011-523367)
 (86) (22) 出願日 平成21年7月10日 (2009. 7. 10)
 (65) 公表番号 特表2012-500545 (P2012-500545A)
 (43) 公表日 平成24年1月5日 (2012. 1. 5)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2009/058812
 (87) 国際公開番号 W02010/020478
 (87) 国際公開日 平成22年2月25日 (2010. 2. 25)
 審査請求日 平成24年6月26日 (2012. 6. 26)
 (31) 優先権主張番号 08162581.6
 (32) 優先日 平成20年8月19日 (2008. 8. 19)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)
 (31) 優先権主張番号 61/090, 293
 (32) 優先日 平成20年8月20日 (2008. 8. 20)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

(73) 特許権者 598036300
 テレフオ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tockホルム エスー
 1 6 4 8 3
 (74) 代理人 100076428
 弁理士 大塚 康德
 (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】 C Q I 推定の妨害キャンセルのための方法、システムおよび装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信信号 (510) の品質を決定する方法であって、

第 1 の部分 (2001) および第 2 の部分 (2002) を含む信号 (510) を受信するステップ
 であって、当該受信信号の少なくとも前記第 2 の部分がスクランプリング系列期間を含む
 、ステップと、

前記受信信号に含まれる前記第 2 の部分についての干渉を、前記スクランプリング系列
 期間を利用して除去することによって、前記受信信号の前記第 1 の部分についての第 1 の
 雑音干渉電力を決定するステップ (420; 4020) と

を含み、

前記第 1 の部分 (2001) は、サービングセルから送信された基準シンボルを含み、

前記第 2 の部分 (2002) は、隣接セルから送信された基準シンボルを含む

ことを特徴とする方法。

【請求項 2】

第 1 の雑音干渉電力を決定する前記ステップは、

第 1 の時間におけるチャネル推定値および受信信号の差分と、第 2 の時間におけるチャ
 ネル推定値および受信信号の差分と、の差分のエルミート共役について、第 1 の周波数区
 間および第 1 の時間区間の範囲にわたる総和を求めるステップを含み、

前記エルミート共役には、前記第 1 の時間におけるチャネル推定値および受信信号の差
 分と、前記第 2 の時間におけるチャネル推定値および受信信号の差分と、の差分が乗算さ

れ、

前記第 1 の時間と前記第 2 の時間との間の前記差分は、前記スクランプリング系列期間の倍数に等しい

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 3】

第 1 の雑音干渉電力を決定する前記ステップは、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})^H (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})$$

に従って実行され、

$K_{bias} / 2$ は定数であり、

$$\sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (..)$$

は、サブキャリア周波数 および時刻 における瞬時の雑音干渉電力の推定値 $e_{\kappa, \lambda}$ の集合 $S(k, l)$ に含まれる値の、インデックス κ, λ にわたる総和であり、

H は、エルミート共役を表し、

d は、スクランプリング系列期間の長さを含む

ことを特徴とする請求項 1 に記載の方法。

【請求項 4】

チャネル推定値と受信信号との差分のエルミート共役の、第 1 の周波数区間および第 1 の時間区間にわたる総和を求めることによって、第 2 の雑音干渉電力を決定するステップ (420) をさらに含み、

前記エルミート共役には、チャネル推定値と受信信号との差分が乗算されており、

前記方法は、さらに、前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの最小値を決定するステップ (425) を含む

ことを特徴とする請求項 1 乃至 3 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 5】

前記第 1 の雑音干渉電力を前記第 2 の雑音干渉電力と比較するステップと、

前記第 1 の雑音干渉電力が前記第 2 の雑音干渉電力と実質的に等しい場合には、前記受信信号に含まれる前記第 1 の部分と前記第 2 の部分との間の干渉は他のソースに起因していると判定し、それ以外の場合には、当該干渉は隣接干渉に起因していると判定するステップと

をさらに含むことを特徴とする請求項 4 に記載の方法。

【請求項 6】

前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの前記最小値をテーブルへのインデックスとして使用した、当該テーブルの検索に基づいて、CQI 値を決定するステップをさらに含むことを特徴とする請求項 4 または 5 に記載の方法。

【請求項 7】

受信信号の前記品質は、

ユーザ装置の速度が 10 Hz 以下のドップラー周波数の範囲内である場合には、前記第 1 の雑音干渉電力として決定され、

それ以外の場合には、前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの前記最小値として決定される

ことを特徴とする請求項 4 乃至 6 の何れか 1 項に記載の方法。

【請求項 8】

受信信号 (510) の品質を決定する装置であって、

第 1 の部分 (2001) および第 2 の部分 (2002) を含む信号 (510) を受信する少なくとも 1 つの受信機 (513) であって、当該受信信号の少なくとも前記第 2 の部分がスクランプリング系列期間を含む、少なくとも 1 つの受信機と、

前記受信信号に含まれる前記第 2 の部分についての干渉を、前記スクランブリング系列期間の長さを利用して除去することによって、前記受信信号の前記第 1 の部分についての第 1 の雑音干渉電力を決定する少なくとも 1 つの推定器 (508) とを備え、

前記第 1 の部分 (2001) は、サービングセルから送信された基準シンボルを含み、

前記第 2 の部分 (2002) は、隣接セルから送信された基準シンボルを含むことを特徴とする装置。

【請求項 9】

前記少なくとも 1 つの推定器は、

第 1 の時間におけるチャンネル推定値および受信信号の差分と、第 2 の時間におけるチャンネル推定値および受信信号の差分と、の差分のエルミート共役について、第 1 の周波数区間および第 1 の時間区間の範囲にわたる総和を求めることによって、前記第 1 の雑音干渉電力を決定し、

前記エルミート共役には、前記第 1 の時間におけるチャンネル推定値および受信信号の差分と、前記第 2 の時間におけるチャンネル推定値および受信信号の差分と、の差分が乗算され、

前記第 1 の時間と前記第 2 の時間との間の前記差分は、前記スクランブリング系列期間の倍数に等しい

ことを特徴とする請求項 8 に記載の装置。

【請求項 10】

前記少なくとも 1 つの推定器 (508) は、さらに、チャンネル推定値と受信信号との差分のエルミート共役の、第 1 の周波数区間および第 1 の時間区間にわたる総和を求めることによって、第 2 の雑音干渉電力を決定し、

前記エルミート共役には、チャンネル推定値と受信信号との差分が乗算されており、

前記装置は、さらに、前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの最小値を決定する

ことを特徴とする請求項 8 または 9 に記載の装置。

【請求項 11】

前記少なくとも 1 つの推定器は、さらに、前記第 1 の雑音干渉電力を前記第 2 の雑音干渉電力と比較し、

前記少なくとも 1 つの推定器は、

前記第 1 の雑音干渉電力が前記第 2 の雑音干渉電力と実質的に等しい場合には、前記受信信号に含まれる前記第 1 の部分と前記第 2 の部分との間の干渉は他のソースに起因していると判定し、それ以外の場合には、当該干渉は隣接セル干渉に起因していると判定することを特徴とする請求項 10 に記載の装置。

【請求項 12】

前記少なくとも 1 つの推定器は、さらに、前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの前記最小値をテーブルへのインデックスとして使用した、当該テーブルの検索に基づいて、CQI 値を決定することを特徴とする請求項 10 または 11 に記載の装置。

【請求項 13】

前記装置は、

ユーザ装置の速度が 10 Hz 以下のドップラー周波数の範囲内である場合には、受信信号の前記品質を、前記第 1 の雑音干渉電力として決定し、

それ以外の場合には、受信信号の前記品質を、前記第 1 の雑音干渉電力および前記第 2 の雑音干渉電力のうちの前記最小値として決定する

ことを特徴とする請求項 10 乃至 12 の何れか 1 項に記載の装置。

【請求項 14】

受信信号の品質を決定するシステムであって、

請求項 8 乃至 13 の何れか 1 項に記載の装置と、

10

20

30

40

50

サービングセルと、
少なくとも1つの隣接セルと
を備えることを特徴とするシステム。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、受信信号の品質を決定する方法に関するものである。本発明はさらに、対応する装置およびシステムに関するものである。

【背景技術】

【0002】

第3世代パートナーシップ・プロジェクト(3GPP)のロング・ターム・エボリューション(LTE)ネットワーク等のセルラ・ネットワークにおいて、ネットワーク内の各セルには、各セル内に位置するセルラ携帯電話、ラップトップ、またはPDA等のユーザ装置(UE)と通信する、eノードB等の基地局が採用されうる。

【0003】

3GPP LTEネットワーク等のパケットベースの無線ネットワークの性能は、チャネル依存の効率的なスケジューリングに依存しうる。UEによってセルに報告されるチャネル品質指標(CQI: channel quality index)が正確であることが、そのような無線ネットワークを首尾よく運用するための必要条件となりうる。

【0004】

CQIは、いくつかの粒度(granularity)を用いてユーザ装置から報告されうる。また、CQIは、広帯域ベース、またはサブバンド・ベースで報告されうる。広帯域CQI報告は、ネットワークの帯域幅全体を通じて行われうるとともに、16個の異なるCQI値にマッピングされうる。サブバンドCQI報告は、広帯域CQIとは差別化して報告されうる。

【0005】

UEによって報告されるCQIパラメータは、ネットワーク/セルによって決定されうる。例えば、ネットワークは、広帯域CQIがユーザ装置によって報告されるべきか、あるいは、1つ以上のリソース・ブロック(RB)のレベルに至るまでサブバンドCQIがユーザ装置によって報告されるべきか、を決定しうる。

【0006】

3GPP LTEでは、CQIは、以下のような数多くの要素を含みうる。

【0007】

変調および符号化方式:

種々の変調方式および符号化方式を含むテーブルへのインデックス。当該インデックスは、例えば、UEが推定した信号対雑音干渉比(SINR)に基づきうる。

【0008】

プリコーディング行列インデックス:

多入力・多出力(MIMO)では、ネットワークからUEへのデータ・ストリームに対して最適なプリコーディングをネットワークが実行できるように、プリコーディング行列テーブルへのインデックスが供給されうる。

【0009】

ランク:

UEは、ネットワークがデータを送信する際の所望のストリーム数を報告しうる。

【0010】

CQI報告は、例えば、UEにおける2つの推定量、即ち、チャネル推定値

\hat{H}

(以下では「 \hat{H} 」と記載する)と、雑音干渉電力推定値

10

20

30

40

$\hat{\sigma}^2$

(以下では「 $\hat{\sigma}^2$ 」と記載する)とに基づきうる。上記の推定量の各々は、OFDMの時間周波数グリッドにおけるリソース・エレメント単位で定義されうる。

【0011】

雑音干渉電力推定値は、

$$\hat{\sigma}^2 = \mathbf{E} \left\{ K_{bias} (\hat{H} - Y)^H (\hat{H} - Y) \right\}$$

として計算されうる。ここで、Yは、基準シンボル等の、既知の受信OFDMシンボルであり、 K_{bias} は、分散の推定値にバイアスがかかっていないことを保証する定数である。期待値E(.)は、一定数のシンボルにわたる平均値として推定されうる。

10

【0012】

3GPP LTEでは、基準シンボルは、特定のパターンのOFDM時間周波数グリッドで送信される。同期ネットワークでは、例えば、いくつかのeノードBの無線フレーム構造が、例えばLTE時分割複信(TDD)ネットワークのように、時間的に同期化されている場合、複数のセル/eノードBの基準シンボル・パターンが重複し、UEへの干渉を引き起こす可能性がある。例えば、2つ以上のセル/eノードB間のエッジにある携帯電話が、複数のセル/eノードBから複数の基準シンボルを受信する可能性がある。基準シンボルの重複を回避するために、3GPP LTE標準規格では、2つの測度が採用されている。

20

【0013】

第一に、基準シンボルは、セルID固有の系列によってスクランプリングさうるとともに、その結果、隣接セルからの基準シンボルの干渉は、受信機においては白色雑音として見えうる。

【0014】

第二に、基準シンボルのパターンは、周波数における6つの異なるシフト(基準シンボル周波数ホッピング)によって定義されうる。このため、送信機(アンテナ・ポート)にダイバーシチが存在する場合、例えば、セル/eノードBで2つ以上のアンテナ・ポートが存在する場合、重複しないシフトの数は、3つに減少しうる。

【0015】

30

このようにして、最適なセル設計を用いて、周波数シフトは、最も近い隣接セルの基準シンボルが、UEにサービングするサービングセル(serving cell)に実質的に干渉しないように選択することができる。

【0016】

しかし、例えば都市のような高密度のネットワークにおいては、(例えばスクランプリング系列および周波数シフトの観点から)最適なセル設計を用いても、当該ネットワークにおけるいくつかの隣接セルからの基準シンボルは、重複し、かつ、サービングセルの基準シンボルと干渉するに干渉する可能性がある。

【0017】

一例として、低負荷のネットワーク内のセルは、通常、制御データおよび基準シンボルを送信するのみであり、それ故に、データ・シンボルのリソース・ブロックにおいて隣接セルからの干渉は非常に低い。従って、サービングセルは、データ・シンボル干渉が少ないために、非常に高いデータレートでUEに送信できる。

40

【0018】

しかし、低負荷のネットワークにおける隣接セルが基準シンボルを送信する場合、雑音干渉電力の推定値 $\hat{\sigma}^2$ は、通常、UEにおいて基準シンボルから推定されるので、低負荷のネットワークにおける当該隣接セルが実質的に送信しない場合、基準シンボルに基づく雑音干渉電力の推定値 $\hat{\sigma}^2$ は、データ・シンボルの雑音干渉電力よりも遥かに高い可能性がある。従って、UEは非常に悲観的なCQI値を報告する場合があります。即ち、実際のCQI値が、低雑音レベルを示す高い値である一方で、UEが、高い雑音レベルを示す低い

50

C Q I 値を報告する場合がある。ネットワーク・シミュレーションでは、この影響に起因して、低負荷シナリオにおいて総ネットワーク・スループットの40%もの損失を示している。

【0019】

このため、例えば、より正確なC Q I推定値と、より正確な雑音干渉電力推定値と、の少なくとも何れかを決定可能であることが有益であろう。

【0020】

代替的には、または、追加的には、例えば、無線ネットワークに対するセル設計の要求条件を緩和可能であることが有益であろう。

国際公開第2007/021159号は、OFDMシステムにおいて、プリアンブル・サブキャリアまたはパイロット・サブキャリアの送信電力が、データ・サブキャリアの送信電力と異なる場合にC I N R（搬送波対干渉および雑音比）が推定される、当該OFDMシステムの方法および装置を示している。当該プリアンブルのC I N R値と非送信サブキャリアの雑音電力とを用いて、C I N Rの平均値が算出される。

【発明の概要】

【課題を解決するための手段】

【0021】

上記および他の利点は、受信信号の品質を決定する方法によって得られ、本方法は、第1の部分および第2の部分を含む信号を受信するステップであって、当該受信信号の少なくとも第2の部分がスクランプリング系列期間を含む、ステップと、受信信号に含まれる第2の部分についての第2の雑音干渉電力を、スクランプリング系列期間を利用して除去することによって、受信信号の第1の部分についての第1の雑音干渉電力を決定するステップとを含む。

【0022】

それにより、本発明は、異なる複数のセル（例えばサービングセルおよび隣接セル）からの複数の基準シンボルが重複/干渉しうる、例えば、LTE TDDまたはLTE FDD等のような同期ネットワークにおいて、スクランプリング系列の周期性に関する情報を利用することによって、干渉を実質的に低減できる。LTEでは、例えば、スクランプリング系列は、すべてのセル/送信機の基準シンボルに適用され、スクランプリング系列は、標準規格の構成において10msの周期で周期的である。

【0023】

このようにして、本発明は、スクランプリング系列が周期的であるという事実を用いて隣接セル干渉を除去することによって、受信信号の雑音干渉電力を推定できる。

【0024】

また、本発明は、例えば密度の低いネットワークにおいて、同期基準シンボル干渉が存在しない場合には、正しい雑音干渉電力を提供できる。

【0025】

このようにして、本発明は、より正確な雑音干渉電力推定値を提供可能であり、それにより、より正確なC Q I推定値を提供可能であり、当該C Q I推定値は、例えば、雑音干渉推定値をインデックスとして用いるテーブルによって雑音干渉推定値と関連付けられる。

【0026】

さらに、本発明は、より正確なC Q I推定値を提供できるため、無線ネットワークについてのセル設計の要求条件を緩和することが可能であり、その結果、無線ネットワークにおけるセルは、より少ない制約で設置可能である。

【0027】

一実施形態において、第1の雑音干渉電力を決定するステップは、第1の時間および第2の時間におけるチャネル推定値と受信信号との差分のエルミート共役について、第1の周波数区間および第1の時間区間の範囲にわたる総和を求めるステップを含み、エルミート共役には、第1の時間および第2の時間におけるチャネル推定値と受信信号との差分が

乗算され、第 1 の時間と第 2 の時間との間の差分は、スクランプリング系列期間の倍数に等しい。

【 0 0 2 8 】

それにより、本発明は、第 1 の雑音干渉電力を

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})^H (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})$$

として決定することができ、ここで、 $e_{\kappa, \lambda}$ は、サブキャリア周波数 および時間インスタンス における瞬時の雑音干渉推定値であり、 d は、スクランプリング系列期間の長さである。 $e_{\kappa, \lambda}$ は、例えば、

$$e_{k,l} = \hat{H}_{k,l} - Y_{k,l}$$

によって、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ および受信信号 $Y_{k,l}$ と関連しうる。

【 0 0 2 9 】

一実施形態において、第 1 の雑音干渉電力を決定するステップは、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})^H (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})$$

に従って実行され、 $K_{bias} / 2$ は定数であり、

$$\sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (..)$$

は、サブキャリア周波数 および時刻 における瞬時の雑音干渉電力の推定値の集合 $S(k, l)$ に含まれる値の、インデックス , にわたる総和であり、 $e_{\kappa, \lambda}$ および H は、エルミート共役を表し、 d は、スクランプリング系列期間の長さを含む。

【 0 0 3 0 】

それにより、本発明は、第 1 の雑音干渉電力を

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})^H (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})$$

として決定することができ、ここで、 $e_{\kappa, \lambda}$ は、サブキャリア周波数 および時間インスタンス における瞬時の雑音干渉推定値であり、 d は、スクランプリング系列期間の長さである。 $e_{\kappa, \lambda}$ は、例えば、

$$e_{k,l} = \hat{H}_{k,l} - Y_{k,l}$$

によって、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ および受信信号 $Y_{k,l}$ と関連しうる。

【 0 0 3 1 】

一実施形態において、本方法は、チャネル推定値と受信信号との差分のエルミート共役の、第 1 の周波数区間および第 1 の時間区間にわたる総和を求めることによって、第 2 の雑音干渉電力を決定するステップをさらに含み、エルミート共役には、第 1 の周波数区間および第 1 の時間区間にわたってチャネル推定値と受信信号との差分が乗算されており、本方法は、さらに、第 1 の雑音干渉電力および第 2 の雑音干渉電力のうちの最小値を決定するステップを含む。

【 0 0 3 2 】

それにより、本発明は、雑音干渉電力の 2 つの推定値のうちの最小値（即ち、第 1 の雑音干渉電力および第 2 の雑音干渉電力のうちの最小値）を決定できるため、本発明は、任意の速度で移動しているユーザ装置において雑音干渉電力を正確に推定できる。

【 0 0 3 3 】

一実施形態において、本方法は、第 1 の雑音干渉電力を第 2 の雑音干渉電力と比較するステップと、第 1 の雑音干渉電力が第 2 の雑音干渉電力と実質的に等しい場合には、受信

10

20

30

40

50

信号に含まれる第 1 の部分と第 2 の部分との間の干渉は他のリソースに起因していると判定し、それ以外の場合には、当該干渉は隣接干渉に起因していると判定するステップとをさらに含む。

【 0 0 3 4 】

それにより、本発明は、受信信号において観測される干渉が隣接の基準シンボル干渉に起因するかどうか、あるいは、当該干渉が、例えば熱雑音または隣接セルからのデータからの雑音に起因するかどうか、を決定できる。例えば、雑音干渉電力の第 1 の推定値および第 2 の推定値が実質的に等しい場合には、干渉が隣接基準シンボル干渉以外のソースに起因すると結論付けられうる。これは、それ以外の場合に、隣接基準シンボル干渉を含む第 2 の雑音干渉電力推定値が、隣接基準シンボル干渉を含まない第 1 の雑音干渉電力推定値よりも大きくなるはずだからである。

10

【 0 0 3 5 】

一実施形態において、本方法は、上記の最小値をテーブルへのインデックスとして使用した、当該テーブルの検索に基づいて、CQI 値を決定するステップと、当該 CQI 値をネットワークに送信するステップをさらに含む。

【 0 0 3 6 】

それにより、本方法は、例えば、本方法によりデータ（受信信号）を受信するチャネルの品質に従ってデータ転送を調整するために、CQI 値をネットワークに報告できる。

【 0 0 3 7 】

一実施形態において、受信信号の品質は、ユーザ装置の速度が 10 Hz 以下のドップラ一周波数の範囲内である場合には、第 1 の雑音干渉電力として決定され、それ以外の場合には、第 1 の雑音干渉電力および第 2 の雑音干渉電力のうちの最小値として決定される。

20

【 0 0 3 8 】

それにより、本発明は、ユーザ装置の速度に関係なく、受信信号の品質を正確に推定できる。

【 0 0 3 9 】

上述のように、本発明はまた、受信信号の品質を決定する装置に関し、本装置は、第 1 の部分および第 2 の部分を含む信号を受信する少なくとも 1 つの受信機であって、当該受信信号の少なくとも第 2 の部分がスクランプリング系列期間を含む、少なくとも 1 つの受信機と、受信信号に含まれる第 2 の部分についての第 2 の雑音干渉電力を、スクランプリング系列期間を利用して除去することによって、受信信号の第 1 の部分についての第 1 の雑音干渉電力を決定する少なくとも 1 つの推定器とを備える。

30

【 0 0 4 0 】

本発明の装置およびその実施形態は、本発明の方法およびその実施形態に対応し、同一の理由によって同一の利点を有する。

【 0 0 4 1 】

本発明の実施形態はまた、受信信号の品質を決定するシステムに関し、本システムは、一実施形態に係る装置と、サービングセルと、少なくとも 1 つの隣接セルとを備える。

【 0 0 4 2 】

本発明のシステムおよびその実施形態は、本発明の装置およびその実施形態に対応し、同一の理由によって同一の利点を有する。

40

【図面の簡単な説明】

【 0 0 4 3 】

以下では、図面を参照しながら、本発明についてより十分に説明する。

【図 1 a】FDD の場合に、3GPP LTE 送信のための時間領域の構造を示す図である。

【図 1 b】TDD の場合に、3GPP LTE 送信のための対応する時間領域構造を示す図である。

【図 2 a】3GPP LTE のリソース・ブロックおよびリソース・エレメントと、基準シンボルとを示す図である。

50

【図 2 b】多数のセルからの多数の基準シンボルを含む 3 G P P L T E リソース・エレメントを示す図である。

【図 3】移動通信装置等のユーザ装置 (U E) 3 0 1 と、多数のセルを含む無線ネットワークとを備えるシステム 3 0 0 を示す図である。

【図 4 a】受信信号の品質を決定する一実施形態のフローチャートを示す図である。

【図 4 b】受信信号の品質を決定する一実施形態のフローチャートを示す図である。

【図 5】受信信号の品質を決定するための装置の一実施形態を示す図である。

【図 6】 C Q I を決定するために一実施形態を利用する利点の一例について示す図である。

【発明を実施するための形態】

10

【 0 0 4 4 】

直交周波数分割多重 (O F D M) システムでは、送信機から受信機に送信される元のデータ・ストリームが相応に低いシンボルレートを有する多数の並列データ・ストリームに多重化される、マルチキャリア・アプローチが、データレートを減少させることなくシンボルレートを減少させることによってシンボル間干渉 (I S I) を減少させるために用いられる。シンボル間干渉は、信号が送信されるマルチパス・チャネルについてのチャネル・インパルス応答の遅延スプレッドによって引き起こされる。当該並列データ・ストリームの各々は、異なるサブキャリア周波数で変調され、それにより得られた信号は、送信機から受信機に、例えば、セルから U E に、同一の帯域内で一緒に送信される。通常、多数の異なるサブキャリア周波数、即ち、数百または数千もの周波数が用いられ、これらの周波数は、相互に非常に近接している。受信機では、並列データ・ストリームを分離して、元のデータ・ストリームを復元するために、高速フーリエ変換 (F F T) が用いられる。

20

【 0 0 4 5 】

3 G P P L T E は、下りリンクにおける多重アクセス技術として O F D M を用いる、適応性のある新しい移動セルラ・システムについての提案である。以下の説明では、一例として 3 G P P L T E を用いるが、他のシステムも同様に用いることができることに留意されたい。

【 0 0 4 6 】

3 G P P L T E は、周波数分割ベースの複信および時分割分割ベースの複信の双方をサポートすることに留意されたい。周波数分割複信 (F D D) は、下りリンク送信および上りリンク送信が、異なる周波数帯域で行われることを意味する一方で、時分割複信 (T D D) は、下りリンク送信および上りリンク送信が、異なる重複しないタイムスロットで行われることを意味する。

30

【 0 0 4 7 】

図 1 a は、 F D D の場合における 3 G P P L T E 送信のための時間領域構造を示しており、当該時間領域構造は、大きさが等しい長さ 1 m s の 1 0 個のサブフレームで構成されている 1 0 m s の長さのフレームを定義している。 1 m s の各サブフレームは、大きさが等しい長さ 0 . 5 m s の 2 つのスロットで構成され、各スロットは多数の (通常のサイクリック・プレフィックスでは 7 個のシンボルの、拡張サイクリック・プレフィックスでは 6 個のシンボルの) O F D M シンボルで構成される。各フレームの第 1 サブフレームおよび第 6 サブフレームには同期信号が含まれ、それらはセルサーチ手順で用いるために各セルの下りリンクで送信される。 1 次同期信号 (P - S C H) および 2 次同期信号 (S - S C H) が提供され、それらの同期信号は、第 1 サブフレームおよび第 6 サブフレームの各第 1 スロット内の最後の 2 つの O F D M シンボルに挿入される、固有の系列である。

40

【 0 0 4 8 】

図 1 b は、 T D D の場合における 3 G P P L T E 送信のための、対応する時間領域構造を示しており、 2 次同期信号は、第 1 サブフレームの最後のシンボルおよび第 6 サブフレームの最後のシンボルで送信され、 1 次同期信号は、 D w P T S スロットとも呼ばれる、次のスロットの第 3 シンボルで送信される。このスロットでは、下りリンク送信と上りリンク送信との間で切り替えが生じる。

50

【 0 0 4 9 】

送信がOFDMに基づいているので、基本的なLTE下りリンク物理リソースは、時間周波数リソース・グリッドとして考えることができ、各リソース・エレメントは、1つのOFDMシンボル区間中の1つのOFDMサブキャリアに対応する。複数のサブキャリアが複数のリソース・ブロックにグループ化され、各リソース・ブロックは、0.5msのスロット内の連続した12個のサブキャリアで構成され、即ち、各リソース・ブロックは、通常のサイクリック・プレフィックスの場合には $12 \cdot 7 = 84$ （個）のリソース・エレメントで構成される。このことが図2aに示されており、同図ではまた、第1基準シンボル R_1 および第2基準シンボル R_2 を示している。

【 0 0 5 0 】

10

チャネル推定を可能にするために、既知の基準シンボル（例えば R_1 および R_2 ）が、OFDM時間周波数グリッド内に挿入される。それらの基準シンボルは、各スロットの1番目のOFDMシンボルおよび最後から3番目のOFDMシンボル内に、周波数領域で6サブキャリアごとに挿入され、第1基準シンボルと第2基準シンボルとの間には周波数領域で3つのサブキャリアのずれがある。このため、図2aにも示すように、各リソース・ブロック内には4つの基準シンボルが存在する。基準シンボルは、CQI（チャネル品質表示、Channel Quality Indicator）パイロットとも呼ばれる。

【 0 0 5 1 】

チャネル推定は、例えば、基準シンボル位置の周りの周波数チャネルを推定するために、OFDM時間周波数グリッド内の基準シンボルの位置に関する知識を用いることによって実行されうる。周波数チャネルの推定は、例えば、チャネルの時間/周波数領域特性に関する知識に基づいて、最小平均2乗誤差推定を用いて行われうる。

20

【 0 0 5 2 】

基準シンボルの複素数値は、異なる基準シンボル位置間および異なるセル間で変化する。LTEの基準信号系列は、セル識別子（ID）の表示と考えることができる。各基準信号系列は、2次元擬似ランダム系列と2次元直交系列との積と考えることができる。LTE仕様では、全体で168個の異なる擬似ランダム系列を定義しており、各系列は、168個のセルIDグループのうちの1つに対応する。それぞれが各セルIDグループ内の固有のセルIDに対応する、3つの直交系列が定義されている。

【 0 0 5 3 】

30

上述したように、送信された基準シンボルの系列のために使用された直交系列は、セルサーチ手順の第3のステップにおいて新しいセルまたは別のセルのセルIDを検出するための受信機において、決定される。これは、基準シンボルの受信系列を、既知の直交系列の候補のそれぞれと相関処理し、受信系列を、相関結果の最大値を与える既知の系列と特定することによって、行われる。

【 0 0 5 4 】

基準シンボルは、異なるセルグループに含まれるセルを区別するために、擬似ランダム系列を用いてスクランプリングされることがあり、このため、セルグループ内で直交性が存在する直交系列が基準シンボルに適用される。

【 0 0 5 5 】

40

例えば、LTEでは、すべての基準シンボルのRSが（サービングセルのRSでさえも）スクランプリングされうる。RSがUEに含まれているスクランプリング系列によってスクランプリング解除をいったん行われると、サービングセルのRSは、UEによって「はっきりと」見える（即ち、UEによって読取可能である）一方で、他のすべてのRSは、スクランプリングされたままである。

【 0 0 5 6 】

図3は、移動セルラ電話等の移動通信装置のようなユーザ装置（UE）301と、多数のセル302、303、304を含む無線ネットワーク306とを備えるシステム300を示す。セルは、例えばeノードBのような基地局を採用してもよい。

【 0 0 5 7 】

50

セル 302、303、304 のうちの 1 つ以上は、例えば、LTE TDD セルであってもよい。代替的には、または、追加的には、セル 302、303、304 の多くは、例えば、LTE FDD セルであってもよい。

【0058】

複数のセルのうちの 1 つ、例えばセル 303 は、UE 301 に対するサービングセルであってもよく、それにより、UE 301 はサービングセル 303 に接続されてもよく、また、UE 301 は、例えば、サービングセル 303 を介して、例えば、電話呼を示すデータと、SMS 等を示すデータと、の少なくとも何れかを受信しうる。追加的には、または、代替的には、サービングセル 303 は、例えば、サービングセル 303 に接続された UE 301 に対して、基準シンボルを送信してもよい。

10

【0059】

他のセル 302、304 は、例えば、サービングセル 303 に隣接するセルであってもよい。他のセル 302、304 は、例えば、他のセル 302、304 のそれぞれに接続された UE に対して、例えば、電話呼を示すデータと、SMS 等を示すデータと、の少なくとも何れかを送信しうる。追加的には、または、代替的には、当該他のセルは、例えば、当該他のセルのそれぞれに接続された UE に対して、基準シンボルを送信してもよい。

【0060】

点線 305 は、例えば、セル 302、303 および 304 がそれぞれのサービングセルである、エリア A、B および C のそれぞれを画定するセルエッジを表しうる。

【0061】

1 つの例では、ネットワーク 306 は、例えば都市内のような高密度のネットワークである場合があり、この場合、ネットワーク 306 内のいくつかの隣接するセル 302、304 からの基準シンボルが、サービングセル 303 の基準シンボルと、部分的にまたは全体的に干渉する可能性がある。

20

【0062】

例えば、LTE TDD 等のような同期ネットワークでは、セル 302、303、304 からの基準シンボルが干渉する可能性がある。例えば、LTE FDD でも、セル 302、303、304 からの基準シンボルが干渉する可能性がある。

【0063】

1 つの例では、ネットワーク 306 は、例えば地方エリアのネットワークのような、低密度のネットワークである場合があり、この場合、ネットワーク 306 内のいくつかの隣接するセル 302、304 からの基準シンボルが、サービングセル 303 の基準シンボルと、実質的に干渉しないか、または部分的に干渉する。ネットワーク 306 は、例えば、低密度の LTE TDD ネットワークまたは LTE FDD ネットワークである場合がある。

30

【0064】

第 3 の例では、ネットワーク 306 は、任意のタイプのネットワークである場合があり、即ち、高密度のネットワークである場合、低密度のネットワークである場合、または、隣接するセル 302、304 からの基準シンボルがサービングセル 303 からの基準シンボルと、部分的にもしくは全体的に、干渉しうるか、もしくは干渉しえないようなネットワークであって、高いセル密度のネットワークと低いセル密度のネットワークとの間の範囲内の何れかのセル密度を有するネットワークである場合、がある。

40

【0065】

その結果、サービングセル 303 に接続された UE 301 は、図 2b に示すように、LTE リソース・エレメント内で多数の基準シンボル（例えば、4 つの基準シンボル R_{SC} , R_{NC1} , R_{NC2} , R_{NCn} ）を受信しうる。この場合、LTE リソース・エレメント内の基準シンボル R_{SC} である第 1 の部分 2001 は、サービングセル 303 から送信されてもよく、基準シンボル R_{NC1} , R_{NC2} , ..., R_{NCn} である第 2 の部分 2002 は、隣接セル 302、304 から送信されてもよい。

【0066】

50

サービングセル 303 からの基準シンボル R_{SC} に対する、隣接セル 302、304 からの（例えば空でない第 2 の部分 2002 からの）基準シンボルの干渉を仮定すると、例えば L T E リソース・エレメント 2003 で、サブキャリア k および時間 l において U E 301 で受信される基準シンボル $Y_{k,l}$ は、

$$(1): Y_{k,l} = H_{k,l} + G_{k,l}c_{k,l} + \varepsilon_{k,l}$$

として決定されうる。

【0067】

上式 (1) では、サービングセルの基準シンボルは 1 であると仮定している。さらに、 $H_{k,l}$ は、サービングセル 303 と U E 301 との間の、時間 l におけるサブキャリア k についてのチャネルを表す。 $G_{k,l}$ は、隣接セル 302、304 と U E 301 との間のチャネルの合計値を表しうる。この場合、隣接セルの基準シンボルは、U E 301 で受信されたサービングセル 303 の基準シンボルと干渉しうる。 $c_{k,l}$ は、隣接セル 302、304 によって送信された基準シンボルの、サブキャリア k および時間 l におけるスクランプリング系列を表しうる。 $\varepsilon_{k,l}$ は、分散が

$$\sigma_{k,l}^{noise^2}$$

で平均ゼロの加法性白色雑音を表しうる。

【0068】

U E 301 は、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ を、例えば上記で開示したように決定しうるとともに、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ と受信した基準シンボル $Y_{k,l}$ とに基づいて、U E 301 は、瞬時の雑音干渉推定値 $e_{k,l}$ を、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ と受信した基準シンボル $Y_{k,l}$ との差分として、次式のように決定しうる。

$$(2): e_{k,l} = \hat{H}_{k,l} - Y_{k,l}$$

【0069】

瞬時の雑音干渉推定値 $e_{k,l}$ に基づいて、U E 301 は、第 1 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

と、第 2 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

と、の少なくとも何れかを決定しうる。ここで、

$$(3): \hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2} = K_{bias} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} e_{\kappa,\lambda}^H e_{\kappa,\lambda}$$

および

$$(4): \hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa,\lambda-d} - e_{\kappa,\lambda})^H (e_{\kappa,\lambda-d} - e_{\kappa,\lambda})$$

である。 K_{bias} は、定数であってもよく、その定数の値は、例えば、チャネル推定値 $\hat{H}_{k,l}$ を得るために適用されるフィルタリングと、平均化を行う集合 $S(k, l)$ の大きさと、の少なくとも何れかに依存しうる。

$$\sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (.)$$

は、インデックス κ, λ にわたる、集合 $S(k, l)$ に含まれる値の総和である。 $S(k, l)$ は、例えば、ネットワーク 306 の帯域内のすべてのサブキャリアと、10 個のサブフレームから成る 1 つの無線フレームとを含みうる。上付き文字 H は、エルミート共役、即ち、エルミート共役が行われるベクトルまたは行列の複素共役転置を示す。

【 0 0 7 0 】

d は、基準シンボル・スクランプリング系列期間の長さに対応するシンボル数であってもよい。例えば、L T E では、スクランプリング系列は、1 0 m s の周期で周期的であってもよい。1 0 m s は、1 0 個のサブフレームに等しい1つの無線フレームに等しい。1つのサブフレームは、通常のサイクリック・プレフィックス長では7シンボル/スロット（拡張サイクリック・プレフィックス長では6シンボル/スロット）のうちの2スロットを含んでいてもよく、これにより、スクランプリング系列期間の長さは、 $d = 7$ （シンボル/スロット） $\times 2$ （スロット/サブフレーム） $\times 10$ （サブフレーム/無線フレーム） $\times 1$ （無線フレーム） $= 140$ （シンボル）であると決定されう。

【 0 0 7 1 】

－実施形態において、雑音干渉電力の推定値は、U E 3 0 1 で

$$(5): \hat{\sigma}_{k,l}^2 \equiv \hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

として決定される。その結果、雑音干渉電力の推定値の期待値は、U E 3 0 1 で

$$(6): \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^2\} = \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}\} = \sigma_{k,l}^2 + \mathbf{E}\{(G_{k,l-d} - G_{k,l})^H (G_{k,l-d} - G_{k,l})\}$$

として決定されう。ここで、 $c_{k,l} = c_{k,l-d}$ であり、 $\mathbf{E}\{.. \}$ は、数学的な期待値を表す。 $c_{k,l}^2$ は、サービングセル303からU E 3 0 1によって受信される基準シンボルの実際の雑音干渉電力を表す。

【 0 0 7 2 】

サービングセルに対する隣接セル・チャネルにおける変化が小さい場合、即ち、例えばU E 3 0 1が低速（例えば10Hz以下のドップラー周波数）で移動する場合、

$$G_{k,l-d} \approx G_{k,l}$$

であり、その結果、式（6）の右辺第2項はゼロに近似される。

【 0 0 7 3 】

例えば、2.6GHzの搬送波周波数および10Hzのドップラー周波数は、U E の速度

$$v = \frac{\Delta f \cdot c}{f} = \frac{10\text{Hz} \cdot 3 \cdot 10^8 \text{m/s}}{2.6\text{GHz}} \approx 1.2\text{m/s} = 4.3\text{km/h}$$

に対応する。ここで、 v は例えばkm/h単位でのU E の速度、 f はHz単位でのドップラー周波数、 c はm/s単位での真空中の光速、 f はHz単位での搬送波周波数である。

【 0 0 7 4 】

例えば、700MHzの搬送波周波数および10Hzのドップラー周波数は、U E の速度

$$v = \frac{\Delta f \cdot c}{f} = \frac{10\text{Hz} \cdot 3 \cdot 10^8 \text{m/s}}{700\text{MHz}} \approx 4.3\text{m/s} = 15.5\text{km/h}$$

に対応する。ここで、 v は例えばkm/h単位でのU E の速度、 f はドップラー周波数、 c は真空中の光速、 f は搬送波周波数である。

【 0 0 7 5 】

その結果、サービングセル303からU E 3 0 1によって受信される基準シンボルの実際の雑音干渉電力 $c_{k,l}^2$ の推定値は、例えば、U E の移動速度が低い場合、即ち、ドップラー周波数でおおよそ10Hz以下である場合、U E 3 0 1において、雑音干渉電力の推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

の期待値として、

$$(7): \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^2\} = \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}\} = \mathbf{E}\left\{\frac{K_{bias}}{2} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})^H (e_{\kappa, \lambda-d} - e_{\kappa, \lambda})\right\} \approx \sigma_{k,l}^2$$

のように近似的に決定されうる。

【 0 0 7 6 】

このようにして、UE 301は、上記の式(7)を用いて、サービングセル303からUE 301によって受信される基準シンボルの実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値を、第2の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

10

を用いて正確に決定しうる。例えば、UE 301は、UE 301の速度がドップラー周波数で10Hz以下である場合、実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値を決定するために、式(7)を利用しうる。

【 0 0 7 7 】

UE 301が、サービングセル303からUE 301によって受信された基準シンボルの実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値を、第1の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

を用いて決定する場合、即ち、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^2 \equiv \hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

20

であると決定する場合、UE 301は、基準シンボルの実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値を、

$$(8): \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^2\} = \mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}\} = \mathbf{E}\left\{K_{bias} \sum_{\kappa, \lambda \in S(k,l)} e_{\kappa, \lambda}^H e_{\kappa, \lambda}\right\} = \sigma_{k,l}^2 + \mathbf{E}\{G_{k,l}^H G_{k,l}\}$$

と決定しうる。この推定値は、サービングセル303からUE 301によって受信された基準シンボルの実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の、

$$\mathbf{E}\{G_{k,l}^H G_{k,l}\}$$

30

だけ過大な評価値である可能性がある。

【 0 0 7 8 】

一実施形態において、UE 301は、サービングセル303からUE 301によって受信された基準シンボルの、雑音干渉電力の推定値を、

$$(9): \hat{\sigma}_{k,l}^2 \equiv \min(\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}, \hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2})$$

として決定しうる。ここで、minは、2つの値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

と

40

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

のうちの最小値をとり、かつ、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2} = \hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

である場合には、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

の何れか 1 つをとる数学的な関数である。

【 0 0 7 9 】

その結果、UE 301 は、サービングセル 303 から UE 301 によって受信された基準シンボルの実際の雑音干渉電力の推定値を

(10):

$$\mathbf{E}\{\hat{\sigma}_{k,l}^2\} = \mathbf{E}\left\{\min\left(\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}, \hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}\right)\right\} = \sigma_{k,l}^2 + \min\left\{\mathbf{E}\left[\left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)^H \left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)\right], \mathbf{E}\left[G_{k,l}^H G_{k,l}\right]\right\}$$

10

として決定しうる。低速（例えば、10 Hz 以下のドップラー周波数）で移動している UE 301 においては、実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値は、式（10）で与えられるように決定されうるとともに、この場合、

$$\mathbf{E}\left[\left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)^H \left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)\right] < \mathbf{E}\left[G_{k,l}^H G_{k,l}\right]$$

であるので、式（10）は式（7）を近似する。

【 0 0 8 0 】

追加的に、または、代替的に、高速（例えば 10 Hz を超えるドップラー周波数）で移動している UE 301 においては、実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値は、式（10）で与えられるように決定されうる。この場合、

20

$$\mathbf{E}\left[\left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)^H \left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)\right]$$

または

$$\mathbf{E}\left[G_{k,l}^H G_{k,l}\right]$$

が、最小項となりうる。あるいは、

$$\mathbf{E}\left[\left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)^H \left(G_{k,l-d} - G_{k,l}\right)\right] = \mathbf{E}\left[G_{k,l}^H G_{k,l}\right]$$

である。

【 0 0 8 1 】

30

図 4 a は、受信信号の品質を決定する一実施形態のフローチャートを示す。

【 0 0 8 2 】

本方法はステップ 400 において開始する。

【 0 0 8 3 】

ステップ 405 で、UE 301 は、セル 303 等のサービングセルに接続することによって、ネットワーク 306 に接続しうる。

【 0 0 8 4 】

ステップ 410 で、UE 301 は、サービングセル 303 および隣接セル 302、304 から受信される基準シンボルのスクランプリング系列期間長 d を決定しうる。

【 0 0 8 5 】

40

ステップ 415 で、UE 301 は、チャネル電力、例えば UE 301 とサービングセル 303 との間のチャネルを推定しうる。

【 0 0 8 6 】

ステップ 420 で、UE 301 は、第 1 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

および第 2 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を決定するために、例えば、上記の式（3）および式（4）を用いるように適応されたプ

50

ロセッサにおいて、第 1 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

および第 2 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を決定しうる。

【 0 0 8 7 】

ステップ 4 2 5 で、U E 3 0 1 は、例えば、雑音干渉電力の推定値 $\hat{\sigma}_{k,l}^2$ を決定し、かつ、それにより実際の雑音干渉電力 $\sigma_{k,l}^2$ の推定値を決定するために、上記の式 (3)、式 (4) および式 (9) を用いるように適応されたプロセッサにおいて、雑音干渉電力の推定値を決定しうる。

10

【 0 0 8 8 】

ステップ 4 3 0 で、U E 3 0 1 は、C Q I 値を決定するために、例えば、 $\hat{\sigma}_{k,l}^2$ をテーブルにおけるインデックスとして用いることによって、 $\hat{\sigma}_{k,l}^2$ を C Q I 値に関連付けているテーブルから C Q I 値を決定しうる。当該テーブルは、例えば、U E 3 0 1 のメモリに格納されていてもよい。当該 C Q I 値は、U E 3 0 1 からネットワーク 3 0 6 に、例えば、サービングセル 3 0 3 を介して送信されてもよい。

【 0 0 8 9 】

ステップ 4 3 5 で、本方法は終了する。

20

【 0 0 9 0 】

図 4 b は、受信信号の品質を決定する一実施形態のフローチャートを示す。

【 0 0 9 1 】

本方法はステップ 4 0 0 0 において開始する。ステップ 4 0 0 5 ~ ステップ 4 0 1 5 は、図 4 a のステップ 4 0 5 ~ ステップ 4 1 5 と同一である。

【 0 0 9 2 】

ステップ 4 0 2 0 で、U E 3 0 1 は、第 2 の雑音干渉電力推定値

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を決定するために、例えば、上記の式 (4) を用いるように適応されたプロセッサにおいて、第 2 の雑音干渉電力推定値

30

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を決定しうる。

【 0 0 9 3 】

ステップ 4 0 3 0 で、U E 3 0 1 は、C Q I 値を決定するために、例えば、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

をテーブルにおけるインデックスとして用いることによって、

40

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を C Q I 値に関連付けているテーブルから、C Q I 値を決定しうる。当該テーブルは、例えば、U E 3 0 1 のメモリに格納されていてもよい。当該 C Q I 値は、U E 3 0 1 からネットワーク 3 0 6 に、例えばサービングセル 3 0 3 を介して送信されてもよい。

【 0 0 9 4 】

ステップ 4 0 3 5 で、本方法は終わる。

【 0 0 9 5 】

図 5 は、受信信号の品質を決定するための装置の実施形態を示す。当該装置 5 0 0 は、例えば、移動通信装置 3 0 1 の一部であってもよい。

【 0 0 9 6 】

50

装置 500 は、アンテナ 501 を備える。例えば、装置 500 は、移動通信装置 301 のアンテナ 501 に接続されうる。アンテナ 501 は、ネットワーク 306 から、例えば、サービングセル 303 を介して信号 510 を受信しうる。

【0097】

受信信号 510 は、例えば、1 つ以上の基準シンボルに関するデータと、周期的なスクランプリング系列と、例えば電話呼および SMS 等の少なくとも何れかを示すデータと、の少なくとも何れかを含みうる。

【0098】

受信信号 510 は、フロントエンド受信機 502 においてベースバンド信号にダウンコンバートされうる。ベースバンド信号は、アナログ・フィルタ 503 においてアナログ・フィルタリングされうるとともに、アナログ・フィルタリングされた信号は、アナログ・デジタル変換器 (ADC) 504 においてデジタル信号に変換されうる。デジタル信号は、デジタル・フィルタ 505 においてデジタル・フィルタリングされうる。

【0099】

高速フーリエ変換器 (FFT) 506 は、デジタル・フィルタリングされた信号の周波数領域表現を決定しうる。デジタル・フィルタリングされた信号の周波数領域表現から、FFT は、基準シンボルに対応するリソース・エレメントを決定しうるとともに、当該リソース・エレメントは、チャンネル・干渉推定器 508 に送信されうる。基準シンボルに対応するリソース・エレメントを決定するために、FFT は、例えば、UE 301 に含まれるセルサーチ部からタイミング情報 512 を受信して利用しうる。当該タイミング情報は、例えば 1 次同期信号および 2 次同期信号から、セルサーチ部によって決定されうる。

【0100】

チャンネル・干渉推定器 508 は、例えば、実際の雑音干渉電力 k_{I}^2 の推定値を、式 (7) に基づいて決定しうる。さらに、チャンネル・干渉推定器 508 は、例えば、実際の雑音干渉電力 k_{I}^2 の推定値を、式 (8) に基づいて決定しうる。実際の雑音干渉電力 k_{I}^2 の推定値を式 (7) に基づいて決定するために、チャンネル・干渉推定器 508 は、基準シンボルの周期性に関する情報 511 を受信しうる。基準シンボルの周期性は、例えば、セル識別に関する情報、およびサイクリック・プレフィックス長 (拡張サイクリック・プレフィックス長では 6 シンボル、通常のサイクリック・プレフィックス長では 7 シンボル) に基づいて決定されうる。サイクリック・プレフィックス長およびセル識別情報は、例えば、ネットワークからサービングセルを介して受信されうる。チャンネル・干渉推定器 508 は、例えば、基準シンボル・スクランプリング系列期間長 d (即ち、基準シンボル・スクランプリングの周期性) を、セルサーチ中に多くの間接的な推定から決定しうるか、または、チャンネル・干渉推定器 508 は、例えば、サービングセルを介して、隣接セルリストにおいて基準シンボル・スクランプリング系列期間長 d を受信しうる。

【0101】

実際の雑音干渉電力 k_{I}^2 の、式 (7) および式 (8) に基づく推定値は、チャンネル・干渉推定器 508 から制御部 509 に送信されうる。制御部 509 は、例えば、実際の雑音干渉電力 k_{I}^2 の、式 (7) および式 (8) を用いて得られた推定値のうちの最小値を決定しうる。制御部 509 は、例えば、SINR、推定されたプリコーディング行列、およびランクをインデックスとして用いたテーブル内の検索によって、SINR、プリコーディング行列、およびランクを、CQI 値にマッピングしうる。一例では、ランクおよびプリコーディング行列は、チャンネル推定値および雑音推定値から決定されうる。制御部 509 は、当該 CQI をネットワーク 306 に、例えばサービングセル 303 を介して送信しうる。

【0102】

一実施形態において、装置 500 は検出器 507 を備える。検出器 507 は、例えば、チャンネル・干渉推定器 508 から受信したチャンネル推定値と、FFT 506 から受信したシンボルとを利用して、データ復調を実行しうる。

【0103】

10

20

30

40

50

一実施形態において、装置 5 0 0 は、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

を

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

と比較する比較器を備えうる。当該比較器は、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

が

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

に等しいか、または実質的に等しい、例えば、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

が

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

に 5 % 以内で等しいと決定した場合には、干渉が実際の雑音に起因する、即ち、「近隣によらない雑音 (neighbour-free noise)」または実質的に「近隣によらない雑音」に起因する、と結論付けうる。当該比較器は、

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{extended^2}$$

が

$$\hat{\sigma}_{k,l}^{basic^2}$$

と、例えば 5 % を上回るほど異なると決定した場合、近隣から送信された基準シンボルに干渉が起因する、と結論付けうる。当該比較器が達した結論（例えば、近隣によらない雑音、または近隣によって生じた雑音）は、例えばサービングセル 3 0 3 を介して、ネットワーク 3 0 6 に送信されうる。ネットワーク 3 0 6 は、例えば、当該結論を、干渉調整方式等において利用しうる。

【 0 1 0 4 】

一実施形態において、受信機 5 1 3 は、フロントエンド受信器 5 0 2 と、アナログ・フィルタ 5 0 3 と、アナログ・デジタル変換器 5 0 4 と、デジタル・フィルタ 5 0 5 とを備えうる。

【 0 1 0 5 】

図 6 は、C Q I を決定するために一実施形態を利用する利点の一例を示す。図 6 の例では、隣接セル 3 0 2、3 0 4 の基準シンボルは、サービングセル 3 0 3 の基準シンボルの電力よりも 1 0 d B 低い電力を有すると仮定している。

【 0 1 0 6 】

実際の S I N R の軸は、d B 単位での実際の S I N R のレベルを表している。報告された S I N R の軸は、5 H z のドップラー周波数で移動しており、かつ、式 (7) を用いる S I N R 推定 6 0 1、および式 (8) を用いる S I N R 推定 6 0 2 をそれぞれ実行する移動通信装置によって報告された S I N R を表す。

【 0 1 0 7 】

同図からわかるように、式 (7) は実際の雑音干渉電力を式 (8) よりも正確に近似でき、その結果、例えば低いドップラー周波数で式 (7) を用いて C Q I を報告する U E 3 0 1 は、式 (8) を用いて C Q I を報告する U E よりも高いデータレートを、サービングセル 3 0 3 から得ることができる。

【 0 1 0 8 】

10

20

30

40

50

一態様において、エンティティの一部（例えば、受信した基準シンボル）は、例えば、当該エンティティの全体（例えば受信した基準シンボルの全体）を備えるか、あるいは、当該エンティティの一部は、当該エンティティの適切な部分集合を備える。受信した基準シンボルの第1の部分と第2の部分との和は、受信した基準シンボルに等しい。

【0109】

本発明の様々な実施形態について説明し、かつ、示してきたが、本発明はそれらに限定されず、以下の特許請求の範囲で規定されている主題の範囲内で、他の方法においても実施可能である。

【0110】

一般に、上記および/または下記の技術的特徴および/または実施形態の何れもが、1つの実施形態に組み合わされてもよい。代替的には、または、追加的には、上記および/または下記の技術的特徴および/または実施形態のいずれもが、別個の実施形態であってもよい。代替的には、または、追加的には、任意の数の実施形態を生み出すために、上記および/または下記の技術的特徴および/または実施形態のいずれもが、上記および/または下記の他の技術的特徴および/または他の実施形態と組み合わせられてもよい。

【0111】

いくつかの手段を列挙している装置の請求項では、これらの手段のいくつかが同一品目のハードウェアによって実施できる。ある測度が、相互に異なる従属請求項に記載されている、または種々の実施形態で説明されているという単なる事実は、これらの測度の組み合わせが、利点を得るために使用され得ないということは示していない。

【0112】

「備える/備えている」という用語は、本明細書で使用される場合、記述した特徴、整数、ステップ、または構成要素の存在を特定すると解釈されるものの、1つ以上の他の特徴、整数、ステップ、構成要素、またはそれらの集合の存在または追加を排除しないことが、強調されるべきである。

【図1a】

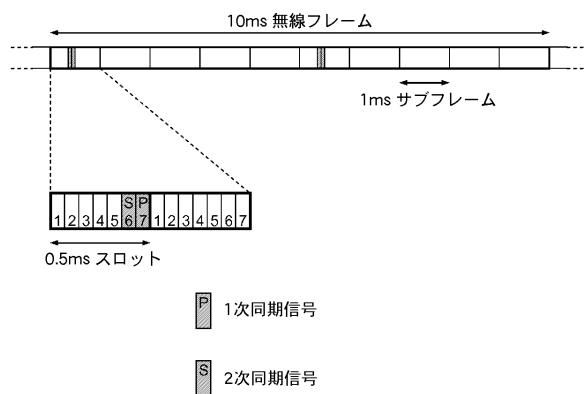


Fig. 1a

【図1b】

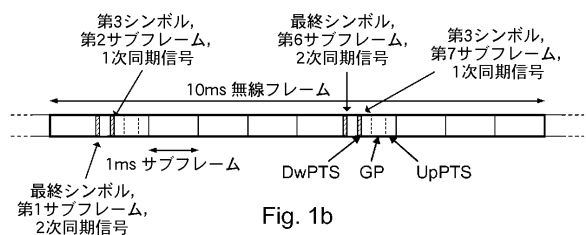


Fig. 1b

【図2a】

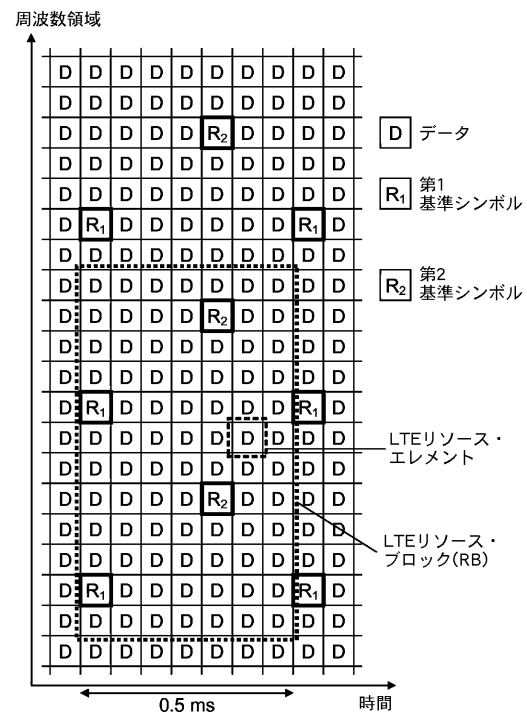


Fig 2a

【図 2 b】

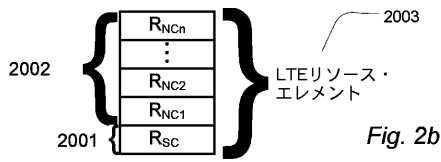


Fig. 2b

【図 3】

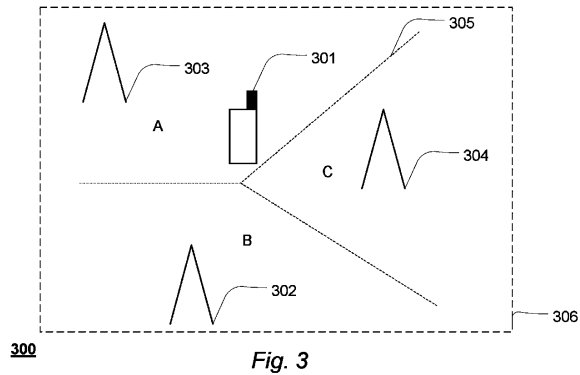


Fig. 3

【図 4 a】

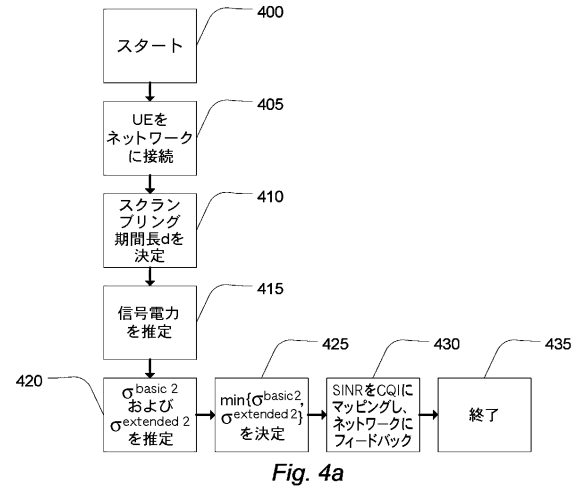


Fig. 4a

【図 4 b】

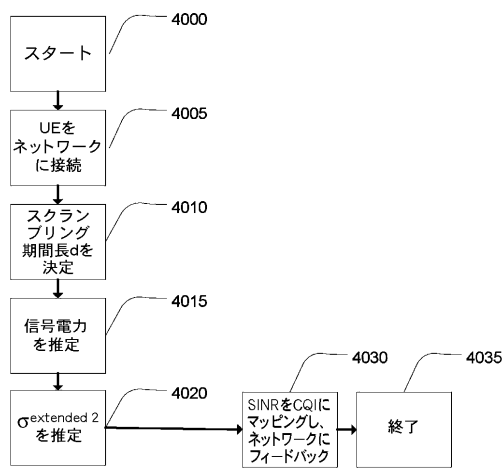


Fig. 4b

【図 5】

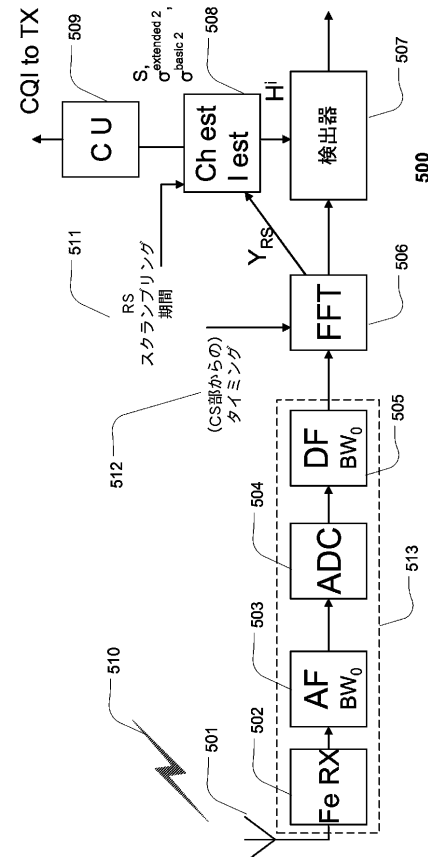


Fig. 5

【図 6】

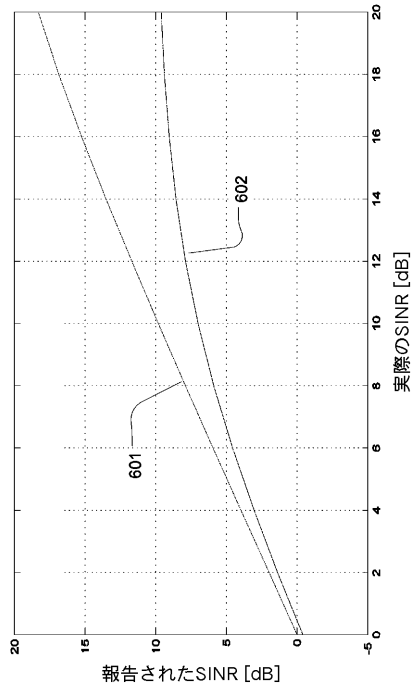


Fig. 6

フロントページの続き

- (72)発明者 リンドフ, ベンクト
スウェーデン国 ビエレド エス - 2 3 7 3 6 , エレスンドスヴェーゲン 5
(72)発明者 リンカーン, ボ
スウェーデン国 ルンド エス - 2 2 7 3 0 , モラレヴェーゲン 3 7

審査官 石田 昌敏

- (56)参考文献 特開 2 0 0 8 - 0 3 5 1 5 8 (J P , A)
特開 2 0 0 6 - 2 6 2 0 7 7 (J P , A)
特開 2 0 0 0 - 1 1 5 0 2 8 (J P , A)
国際公開第 2 0 0 7 / 0 2 1 1 5 9 (W O , A 1)

- (58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)
H 0 4 B 1 7 / 0 0 - 1 7 / 0 2
H 0 4 W 4 / 0 0 - 9 9 / 0 0
H 0 4 L 1 / 0 0 - 1 5 / 0 0