

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第4382988号
(P4382988)

(45) 発行日 平成21年12月16日(2009.12.16)

(24) 登録日 平成21年10月2日(2009.10.2)

(51) Int.Cl. F I
HO4J 11/00 (2006.01) HO4J 11/00 Z

請求項の数 20 (全 18 頁)

(21) 出願番号	特願2000-588914 (P2000-588914)	(73) 特許権者	390039413
(86) (22) 出願日	平成11年12月2日 (1999.12.2)		シーメンス アクチエンゲゼルシャフト
(65) 公表番号	特表2003-522435 (P2003-522435A)		Siemens Aktiengesellschaft
(43) 公表日	平成15年7月22日 (2003.7.22)		ドイツ連邦共和国 D-80333 ミュンヘン ヴィッテルスバッハープラッツ 2
(86) 国際出願番号	PCT/DE1999/003865		Wittelsbacherplatz 2, D-80333 Muenchen, Germany
(87) 国際公開番号	W02000/036769	(74) 代理人	100061815
(87) 国際公開日	平成12年6月22日 (2000.6.22)		弁理士 矢野 敏雄
審査請求日	平成18年9月21日 (2006.9.21)	(74) 代理人	100094798
(31) 優先権主張番号	198 57 821.0		弁理士 山崎 利臣
(32) 優先日	平成10年12月15日 (1998.12.15)		
(33) 優先権主張国	ドイツ (DE)		

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 マルチキャリア方式を用いて情報を伝送するための方法および通信装置

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

情報を所定の伝送特性を有している伝送媒体を介してマルチキャリア方式を用いて伝送するための方法であって、

第1のユニットから、伝送されるべき情報を複数の周波数固有のサブキャリアを有している送信信号によって前記伝送媒体を介して第2のユニットに伝送する形式の方法において、

前記第1のユニット(RNT)において

第2のユニット(BS)から送出された、少なくとも1つの周波数固有のサブキャリアを有している別の送信信号(sd)に基づいて、伝送媒体(FK)の周波数選択性の伝送特性を求め、かつ

送信信号(su)の周波数固有のサブキャリアを、伝送媒体(FK)の前記求められた、周波数選択性の伝送特性に整合し、

前記第2のユニット(BS)において

伝送媒体(FK)の周波数選択性の伝送特性を求め、かつ

マルチキャリア方式を用いて形成されかつ前記第2のユニットから第1のユニット(BS, RNT)に伝送された別の送信信号(sd)の周波数固有のサブキャリアを、前記求められた、伝送媒体(FK)の周波数選択性の伝送特性に整合する

ことを特徴とする方法。

【請求項 2】

伝送特性として、伝送媒体 (F K) の周波数選択性の、振幅固有の特性および / または周波数選択性の、位相固有の特性を求める
請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

伝送媒体 (F K) の伝送特性を突き止める枠内において、伝送媒体 (F K) の伝達関数 $H (f)$ を求める
請求項 1 または 2 記載の方法。

【請求項 4】

伝送媒体 (F K) の振幅固有の伝送特性を、求められた伝達関数の絶対値 $| H (f) |$ によって表す
請求項 3 記載の方法。

10

【請求項 5】

周波数選択性の伝送特性を伝送媒体 (F K) を介して第 1 ないし第 2 のユニット (R N T , B S) に伝送される送信信号 (s_d , s_u) を用いて求め、ここで送信信号 (s_d , s_u) の少なくとも 1 つのサブキャリアを少なくとも 1 つのパイロット信号を伝送するために利用する
請求項 1 から 4 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 6】

送信信号 (s_d , s_u) の少なくとも 1 つのサブキャリアを、少なくとも 1 つのパイロット信号を伝送するために位相変調方式によって変調し、ここでパイロット信号は所定の参照振幅を有している
請求項 5 記載の方法。

20

【請求項 7】

伝送媒体 (F K) の周波数選択性の伝送特性を求めるために、到来する送信信号 (s_d , s_u) の隣接するサブキャリアの振幅固有の伝送特性および / または位相固有の伝送特性を平均化する
請求項 2 から 6 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 8】

伝送媒体 (F K) の時間選択性で振幅固有の伝送特性および / または時間選択性で位相固有の伝送特性を求め、ここで時間空間を介して求められた、複数の周波数選択性で振幅固有の伝送特性および / または周波数選択性で位相固有の伝送特性をそれぞれのユニット (R N T , B S) に記憶しかつ引き続いてその都度、該記憶された周波数選択性で振幅固有の伝送特性および / または周波数選択性で位相固有の伝送特性についての平均値を形成し、

30

伝送されるべき送信信号 (s_u , s_d) のサブキャリアを伝送媒体 (F K) の時間に関して平均化された伝送特性に整合する

請求項 2 から 7 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 9】

前記第 1 のユニット (R N T) から、求められた周波数選択性の伝送特性を第 2 のユニット (B S) に伝送し、かつ

40

該第 2 のユニット (B S) において、別の送信信号 (s_d) の周波数固有のサブキャリアを伝送媒体 (F K) の伝送された伝送特性に整合する

請求項 1 から 7 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 10】

前記第 1 のユニット (R N T) から、伝送特性の時間的な変化だけを前記第 2 のユニット (B S) に伝送する

請求項 9 記載の方法。

【請求項 11】

送信信号 (s_u , s_d) を伝送媒体 (F K) の伝送特性に整合する枠内において、送信信号 (s_u , s_d) のサブキャリアを求められた伝達関数の逆数 $1 / H (f)$ または求め

50

られた伝達関数の絶対値の逆数 $1 / |H(f)|$ と乗算する
請求項 3 から 10 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 12】

前記第 1 および第 2 のユニット (RNT, BS) 間で伝送される送信信号 (su, sd) を時分割多重デュプレックス方式 TDD の枠内において伝送する

請求項 1 から 11 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 13】

周波数選択性の伝送特性を求める際に、送信信号 (su, sd) のそれぞれのサブキャリアに対する信号電力対雑音電力比 S/N を突き止め、かつ

送信信号 (su, sd) のサブキャリアをその都度求められた信号電力対雑音電力比 S/N に依存して情報 (dsu, dsd) を伝送するために利用する

請求項 1 から 12 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 14】

測定された信号電力対雑音電力比 S/N が限界値を下回っている場合、相応のサブキャリアを情報 (dsu, dsd) を伝送するために利用しない

請求項 13 記載の方法。

【請求項 15】

パイロット信号の伝送のために利用されない、送信信号 (su, sd) のすべてのサブキャリアを同じ変調レベル数によって変調し、ここで変調レベル数は伝送媒体 (FK) の求められた雑音電力対有効電力比 S/N によって定められる

請求項 6 から 14 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 16】

マルチキャリア方式は OFDM 伝送方式 (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) によってまたはディスクレートのマルチトーン (diskrete Multitöne = DMT) に基づいている伝送方式によって実現されている

請求項 1 から 15 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 17】

伝送媒体 (FK) はワイヤレス無線チャンネルまたは有線 (線路接続されたまたはワイヤード) 伝送チャンネルとして実現されている

請求項 1 から 16 までのいずれか 1 項記載の方法。

【請求項 18】

情報をエネルギー供給線路を介して伝送する

請求項 17 記載の方法。

【請求項 19】

第 1 および第 2 のユニット間に配置されていて、所定の伝送特性を有している伝送媒体を介して情報を伝送するための通信装置であって、

第 1 のユニットには

伝送されるべき情報を複数の周波数選択性のサブキャリアを有している送信信号にマルチキャリア方式を用いて変換するための手段と、

該送信信号を伝送媒体を介して第 2 のユニットに伝送するための送信手段と
が配置されている形式のものにおいて、

前記第 1 のユニット (RNT) に

伝送媒体 (FK) の周波数選択性の伝送特性を求めるための評価手段 (KS) と、

送信信号 (su) の周波数固有のサブキャリアを求められた、伝送媒体 (FK) の周波数選択性の伝送特性に整合するための整合手段 (EZ) と

が配置されており、

前記第 2 のユニット (BS) に

伝送されるべき情報 (dsd) を、複数の周波数固有のサブキャリアを有している別の送信信号 (sd) にマルチキャリア方式を用いて変換するための変換手段 (SOB) と、

伝送媒体 (FK) の周波数選択性の伝送特性を求めるための評価手段と、

10

20

30

40

50

前記別の送信信号 (s d) の周波数固有のサブキャリアを前記求められた、伝送媒体 (F K) の周波数選択性の伝送特性に整合するための整合手段と、

該送信信号 (s d) を伝送媒体 (F K) を介して前記第 1 のユニット (R N T) に伝送するための送信手段 (H S) と

が配置されている

ことを特徴とする通信装置。

【請求項 20】

前記評価手段 (K S) は、伝送特性として、伝送媒体 (F K) の周波数選択性で、振幅固有の伝送特性および / または周波数選択性で、位相固有の伝送特性が求められるように構成されている

請求項 19 に記載の通信装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

ワイヤレスの、無線チャンネルに基づいている通信ネットワーク、例えばポイント・ツー・マルチポイント・ラジオ・フィーダー・ネットワーク (“Radio In The Local Loop” ないし “ R L L ” とも称される) では、複数のネットワーク終端ユニットがそれぞれ 1 つまたは複数の無線チャンネルを介して基地局 (“Radio Base Station” ないし “ R B S ” とも称される) に接続されている。telcom report Nr. 18(1995), Heft 1 “ Drahtlos zum Freizeichen ” (Seite 36, 37) において、例えばワイヤレスの音声およびデータ通信に対するワイヤレスのフィーダー・ネットワークが記載されている。記載されている通信システムは、今日の広帯域インフラストラクチャ (例えば “Fiber to the curb” と組み合わせられて R L L 加入者線路もしくは加入者接続装置を表している。この通信システムは、近々、それ程大きなコストをかけずとも、ワイヤード接続線路の敷設に代わって実現可能である。個々の加入者に割り当てられているネットワーク終端ユニット R N T は、伝送媒体「無線チャンネル」および基地局 R B S を介して上位の通信ネットワーク、例えば I S D N オリエンテッド固定 (ランドライン) ネットワークに接続されている。

【0002】

マルチメディア用途がますます普及してくるに従って、高ビットレートのデータ流が迅速および確実に通信ネットワーク、例えばワイヤレス通信ネットワークないし移動無線システムを介して伝送されなければならない、その際障害を受けやすかつ伝送品質に関して推定するのが難しい伝送媒体「無線チャンネル」に基づいている無線伝送システムに高い要求が課せられる。広帯域のデータ流、例えばビデオデータ流の伝送のための伝送方式は例えば、いわゆるマルチキャリア方式に基づいている O F D M (= Orthogonal Frequency Division Multiplexing) 伝送方式 (直交周波数分割多重法とも称される) である。O F D M 伝送技術では、伝送すべき情報ないし伝送すべきデータ流は無線チャンネル内で複数のサブチャンネルないしサブキャリアに分割されないし並列化され、その際伝送すべき情報はその都度、比較的僅かなデータレートだが、加算的に重畳された形において並列に伝送される。O F D M 伝送技術は例えば、デジタル地上ラジオ (Digital Audio Broadcasting = D A B とも称される) において、およびデジタル地上テレビジョン (Digital Video Broadcasting = D T V B とも称される) に対しても使用される。

【0003】

刊行物 “ Mitteilungen der TU-Braunschweig, Mobilfunktechnik fuer Multimedia-Anwendungen ” (Professor H. Rohling, Jahrgang XXXI, Heft 1-1996 の図 6 , 第 4 6 頁に、O F D M 伝送方法が詳細に説明されている。この場合、直列データ流から出発して、送信機において例えば n 個のサブキャリアの変調のために、直列 / 並列変換が実施され、その際ブロック長 T および j 番目のサブキャリアを有する時間的に i 番目のサブキャリアに対してその都度、語幅 k を有する 2 進コード語が形成され、ここで語幅 k は使用される変調方式に依存している。形成されたコード語から、送信機固有の変調方式を用いて、以下に送信シンボルとも称される相応の複素変調シンボルが形成され、その際どんな時点 i でも、k 個のサブキャリアのそれぞれに、1 つの送信シンボルが割り当てられている。個々

10

20

30

40

50

のサブキャリアの距離は $f = 1/T$ によって固定されており、これにより有効間隔 $[0, T]$ における個々のサブキャリア信号の直交性が保証される。個々のサブキャリアの振動の、相応する変調シンボルないし送信シンボルとの乗算および形成された変調積の引き続く加算によって、時間的に i 番目の OFDM ブロックに対して相応の時間離散的な送信信号が生成される。この送信信号は標本化された、すなわち時間離散的な形において、逆の、離散的なフーリエ変換 IDFT (= Inverse, Diskrete Fourier-Transformation) によって個々の考察されるサブキャリアの変調シンボルないし送信シンボルから直接計算される。シンボル間干渉を低減するために、それぞれの OFDM ブロックに時間領域においてガード間隔 T_G が前置され、このために間隔 $[-T_G, 0]$ における時間離散的な OFDM 信号の延長が行われることになる (“Mitteilungen der TU-Braunschweig, Mobilfunktechnik fuer Multimedia-Anwendungen” Abbildung 7 参照)。はめ込まれたガード間隔 T_G は有利には、無線伝送の際に生じる個々の伝搬路間に発生する最大の走行時間差に相応する。付け加えられたガード間隔 T_G の受信側の除去によって、例えば時点 $i-1$ における時間的に隣接した OFDM 信号による i 番目の OFDM ブロックの障害が回避され、その結果間隔 $[0, T]$ において送信信号は全部の迂回路を介して受信されかつサブキャリア間の直交性が完全に受信機において維持される。サブキャリアの数が大きく、例えば $n = 256$ サブキャリアでありかつシンボル持続時間 $T = T_s + T_G$ が相応に長い場合、持続時間 T_G は T に比べて小さいので、ガード間隔の導入は帯域幅に対して大幅には不都合な影響を及ぼさずかつほんの僅かなオーバーヘッドしか生じない。受信機の入力側にて受信される、ベースバンドにある送信信号のサンプリングの後、A/D変換器によって、それから有効間隔の抽出後、すなわちガード間隔 T_G の除去後、離散的フーリエ変換 DFT (Diskreten Fourier-Transformation) を用いて、受信された乗新信号は周波数領域に変換され、すなわち受信された変調シンボルないし受信された受信シンボルが突き止められる。所定の受信シンボルから、適当な復調方式を用いて、相応の受信コード語が生成されかつこれらから並列/直列変換によって、受信された、直列のデータ流が形成される。OFDM 伝送方法におけるシンボル間干渉の回避によって、それぞれの受信機における計算コストが著しく低減され、これにより OFDM 伝送技術は例えばデジタルテレビジョン信号の地上伝送のために使用される。例えば無線チャンネル当たり 3.4 Mbit/s の伝送レートを有する広帯域のデータ流の伝送のために。

【0004】

OFDM 伝送方法を用いて伝送されるべき直列データ流の伝送のために、絶対ないし差分変調方式並びに相応するコヒーレントないしインコヒーレントな復調方法が使用される。形成された送信信号を伝送媒体「無線チャンネル」を介して伝送する際に、サブキャリアの直交性が OFDM 伝送方法の使用によって完全に維持されているにも拘わらず、無線チャンネルの伝送特性によって、伝送された、周波数ディスクリートないし周波数選択的な送信シンボルは位相も振幅も変化される。無線チャンネルの振幅および位相に対する作用はサブキャリア固有にそれぞれ非常に狭帯域の個々のサブキャリアにおいて生じる。更に雑音信号が伝送される有効信号に加算的に重畳される。コヒーレントな復調方法を使用する際に、チャンネル推定が必要である。これには、要求される品質に応じて、実現するのに技術的および経済的に著しいコストがかかり、更には伝送システム的能力を低減することにもなる。有利には、差分変調方式並びに相応のインコヒーレントな復調方法が使用される。すなわち、この場合には煩雑な無線チャンネル推定を省略することができる。差分変調方式では、伝送されるべき情報は変調シンボルないし周波数ディスクリートな送信シンボルの選択によって直接伝送されず、時間的に隣接する、周波数ディスクリート送信シンボルの変更によって同じサブキャリアにおいて伝送される。差分変調方式に対する例は、64段階(レベル)の 64 DPSK (Differential Phase Shift Keying) 差分位相シフトキーイング並びに 64 DAPSK (Differential Amplitude and Phase Shift Keying) 差分振幅および位相シフトキーイングである。64 DAPSK では振幅も位相も同時に差分変調される。

【0005】

個々の信号路間の走行時間差が大きい場合、すなわちマルチパス伝搬が著しい場合、個々の受信されたサブキャリア間に、20 dBまでおよびそれ以上の減衰差を有する種々異なった、伝送チャンネルに規定された減衰が生じる可能性がある。高い減衰値を有している受信されたサブキャリア、ないし信号電力対雑音電力比とも称するS/N値が小さいサブキャリアは非常に大きなシンボル誤り率を有しており、これによりすべてのサブキャリアに関するビット誤り率が全体として著しく高くなる。コヒーレントな変調方式を用いて変調されたサブキャリアにおいて、伝達関数 $H(f)$ とも称する、伝送媒体の周波数選択性伝送特性によって引き起こされる減衰損失を、受信側において、 $1/H(f)$ とも称する逆伝達関数を用いて補正することは既に公知であり、その際周波数選択性の減衰損失は例えば、それぞれ所定のサブキャリアに割り当てられている伝送された参照パイロットトーンの評価によって求められる。しかし伝送チャンネルの受信側の等化のためのこの方法が原因で、僅かなS/N値を有するサブキャリアに著しい雑音強調が生じる。雑音強調が原因で生じる、小さなS/N値を有するサブキャリアにおけるビット誤り率は、チャンネル符号化の導入によっても改善することができないので、すべてのサブキャリアを介して可能な、周波数選択性の伝送媒体の全体の伝送チャンネル容量は伝送チャンネルの受信側の等化にも拘わらず実現されない。

10

例えばドキュメント“Comparison between adaptive OFDM and single carrier modulation with frequency domain equalization”(A, Czyliwik, IEEE Vehicular Technology Conference, USA, New York, Bd. Conf, 47, 1997, S. 865-869, XP000736731, ISBN: 0-77803-3660-7)から公知であるような、マルチキャリアシステムにおける伝送品質を改善するための公知の方法は、既に伝送された情報に基づいてチャンネルの伝達関数を推定する。その際、無線チャンネルの特性は時間的に緩慢にしか変化しないことが前提とされている。推定された伝達関数は受信局からシグナリングチャンネルを介して送信機に再び伝送される。

20

US 5 6 7 3 2 9 0号に記載のマルチキャリア方式では、通信線路の伝送パラメータが測定される。引き続いてそれぞれの搬送波の変調方式が測定されたパラメータに整合される。

【0006】

本発明の課題は、周波数選択性の伝送特性を有する伝送媒体を介する情報の伝送の際に、伝送媒体が使用できるようになっている伝送リソースを最大限に利用できるようにすることである。殊に、マルチサブキャリア方式を使用する場合、すべてのマルチパスコンポーネントないしサブキャリアの伝送リソースの最大の利用が実現されるようにしたい。この課題は、請求項1および請求項29の上位概念に記載の方法および通信装置から出発してその特徴部分に記載の構成によって解決される。

30

【0007】

情報を所定の伝送特性を有している伝送媒体を介してマルチキャリア方式を用いて伝送するための本発明の方法において、伝送されるべき情報は複数の周波数固有のサブキャリアを有している送信信号によって伝送媒体を介して第2のユニットに伝送される。本発明の方法の重要な様相は、第1のユニットにおいて、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性が求められ、かつ引き続いて送信信号の周波数固有のサブキャリアが、求められた、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性に整合されるという点にある。

40

【0008】

本発明の方法の重要な利点は、送信側のチャンネル等化ないし送信されるべき送信信号の周波数固有のサブキャリアを求められた、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性に送信側で整合させることによって、伝送媒体を介して伝送される送信信号のすべてのサブキャリアが第2のユニットに到来する際に同じ受信レベルないし信号振幅値、従って同じ信号電力対雑音電力比S/Nを有しているということである。結果的に、送信信号のすべてのサブキャリアは送信側において同じ変調レベル数によって変調可能であり、その結果送信信号の個々のサブキャリアの伝送リソースの最大の利用、従って伝送媒体の伝送リソースの最大の利用が実現される。送信信号のサブキャリアを同じ変調レベル数によって変調すること

50

によって、変調ないし復調の制御のためのコスト、殊に例えば伝送媒体の別個の制御チャンネルを介する変調および復調制御情報の伝送の際のオーバーヘッドが最小化される。有利には、本発明による送信側の周波数選択性のチャンネル等化によって、普通は受信側でのチャンネル等化が原因で生じ、ビット誤り率の増加と結び付いている、雑音信号のレベルの上昇が回避される。

【 0 0 0 9 】

本発明の方法の有利な形態によれば、第2のユニットにおいて、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性が求められかつマルチキャリア方式を用いて形成されかつ第2のユニットから第1のユニットに伝送された別の送信信号の周波数選択性の伝送特性のサブキャリアが、伝送媒体の求められた、周波数選択性の伝送特性に整合される（請求項2）。周波数選択性の伝送特性を第1のユニットにおいても第2のユニットにおいても求めることによって有利には、送信信号の送信側のチャンネル等化がダウンストリーム方向においてもアップストリーム方向においても実施可能であり、これにより第1のユニットと第2のユニットとの間に配置されている伝送媒体の、使用できるようになっている伝送リソースの利用が一層改善される。

10

【 0 0 1 0 】

有利には、周波数選択性の伝送特性は伝送媒体を介して第1ないし第2のユニットに伝送される送信信号によって求められ、ここで送信信号の少なくとも1つのサブキャリアが少なくとも1つのパイロット信号を伝送するために利用される（請求項6）。パイロット信号の伝送および受信側の評価によって、第1および第2のユニット間に配置されている伝送媒体の伝送特性の検出が、僅かな技術および経済コストによって実施可能である。殊に、受信された、周波数選択性のパイロット信号の評価によって、伝送媒体の伝達関数 $H(f)$ および殊に伝達関数の絶対値 $|H(f)|$ を（請求項5）特別簡単に求めることができる。

20

【 0 0 1 1 】

有利には、少なくとも1つのパイロット信号を伝送するための送信信号の少なくとも1つのサブキャリアは位相変調方式によって変調され、ここでパイロット信号は所定の参照振幅を有している（請求項7）。この有利な形態によって、パイロット信号の伝送のために利用される、送信信号のサブキャリアが付加的に、少なくとも部分的に、有効情報ないしデジタルデータ流を伝送するために利用され、その結果伝送媒体の伝送リソースの利用の一層の改善が実現される。

30

【 0 0 1 2 】

送信信号が多数のサブキャリアを有している場合には、伝送媒体は隣接するサブキャリアに対してほぼ同じ伝送パラメータを有している。本発明の方法の別の有利な形態によれば、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性を求めるために、到来する送信信号の隣接するサブキャリアの振幅固有の伝送特性および/または位相固有の伝送特性が平均化される（請求項8）。周波数領域において隣接して配置されている、送信信号のサブキャリアについての有利な平均値形成によって、推定値の数、従って送信側のチャンネル推定の精度が2次的に高められ、しかもこの場合隣接するサブキャリアに対するスペクトル距離が大きくなりすぎることはない。

40

【 0 0 1 3 】

伝送特性が時間的に高速に変化する伝送媒体の場合ないし時変性の伝送媒体の場合、本発明の方法の別の有利な形態によれば、伝送媒体の時間選択性で振幅固有の伝送特性および/または時間選択性で位相固有の伝送特性が求められ、ここで時間空間を介して求められた、複数の周波数選択性で振幅固有の伝送特性および/または周波数選択性で位相固有の伝送特性がそれぞれのユニットに記憶されかつ引き続いてその都度、該記憶された周波数選択性で振幅固有の伝送特性および/または周波数選択性で位相固有の伝送特性についての平均値が形成される。引き続いて、送信信号の周波数固有のサブキャリアが伝送媒体の時間に関して平均化された伝送特性に整合される（請求項9）。複数の時間的に相次いで求められる、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性に関する平均値形成によって、伝送特性

50

を検出する際の伝送媒体の伝送特性の時間的な変化の1次導関数が補正され、従って送信側のチャンネル推定および送信側のチャンネル等化の品質が一層改善される。

【0014】

有利には、第1のユニットから、求められた周波数選択性の伝送特性が第2のユニットに伝送され、かつ第2のユニットにおいて、別の送信信号の周波数固有のサブキャリアが伝送媒体の伝送された伝送特性に整合される(請求項10)。この有利な変形形態によって、第1のユニットと第2のユニットとの間に配置されている伝送媒体の伝送特性が1つのユニットにおいてのみ求められかつ求められた結果はパラメータ化された形において第2のユニットに伝送され、これにより送信側のチャンネル等化の実施に対するコストは第1のユニットにおいても第2のユニットにおいても僅かに維持される。

10

【0015】

別の有利な形態によれば、周波数選択性の伝送特性を求める際に、送信信号のそれぞれのサブキャリアに対する信号電力対雑音電力比 S/N が突き止められかつ送信信号のサブキャリアがその都度求められた信号電力対雑音電力比 S/N に依存して情報(d_{su}, d_{sd})を伝送するために利用される(請求項14)。有利には、測定された信号電力対雑音電力比 S/N が限界値を下回っている場合、相応のサブキャリアは情報を伝送するために利用されない(請求項15)。それぞれ不満足な信号電力対雑音電力比 S/N を有している、情報伝送のために利用できないサブキャリアを不活性化することによって、情報伝送のために利用されるようにまだ残っているサブキャリアの送信電力を相応に高めることができる。情報伝送のために利用されるサブキャリアの送信電力を高めることによって、そのビット誤り率が更に低減される。

20

【0016】

本発明の方法の別の有利な形態はその他の請求項から読み取ることができる。

【0017】

次に本発明の方法を2つの図面に基づいて詳細に説明する。その際

図1は、OFDM伝送方法を実施する中央の送受信ユニットを示し、

図2は、図1の中央の送受信ユニットに伝送媒体「無線チャンネル」を介して接続されていくつOFDM伝送方法を実施する分散的な送受信ユニットを示している。

【0018】

図1および図2にはそれぞれ、第1および第2の送受信ユニット $SEE_1, 2$ が示されている。これらは、例えば、ワイヤレス通信ネットワークを実現している送受信装置のモジュラー構成部分であってよい。この実施例において、図1に図示の第1の送受信ユニット SEE_1 は、無線セルないし無線領域(図示されていない)の中心をなしている基地局 BS にありかつ図2に図示の第2の送受信ユニット SEE_2 は、ワイヤレス加入者接続ユニットをなしている分散的なワイヤレスネットワーク終端ユニット RNT に配置されている。図2には、基地局 BS ないし無線領域に配属されている複数の分散的なネットワーク終端ユニットを代表して1つのワイヤレス4ネットワーク終端ユニット RNT だけが図示されている。それぞれの分散的なワイヤレスネットワーク終端ユニット RNT に、図示されていないが、少なくとも1つの分散通信端末装置が接続可能である。これは例えば、マルチメディア通信端末装置またはISDNオリエンテッド電話端末装置として実現されているものである。分散、無線ネットワーク終端ユニット RNT ないしそこに接続されている分散通信端末装置はワイヤレス伝送媒体「無線チャンネル」を介して、図示されていないが、基地局 BS に接続されている、上位の通信ネットワーク、例えばISDNオリエンテッド固定ネットワークまたはブロードバンドオリエンテッドマルチメディア通信ネットワークに接続可能である。

30

40

【0019】

図1に図示されている第1の送受信ユニット SEE_1 はデータ入力側 ED を有している。ここには、上位の通信ネットワークから分散的なワイヤレスネットワーク終端ユニット RNT に伝送されるべきデジタル直列データ流 dsr が供給されるようになっている。データ入力側 ED は第1の送受信ユニット SEE_1 に配置されているOFDM送信ユニット S

50

OBの入力側EOに接続されている。ここでは、明細書冒頭で既に説明した、 n 個のサブキャリアを有しているOFDM信号 s_d を形成するための方法が実施されるようになってい

る。OFDM送信ユニットSOBは、OFDM信号 s_d の n 個のサブキャリアを変調する変調器MODを有している。この変調器は n 個の出力側AM1... n および n 個の接続線

路を介して、OFDM信号 s_d の n 個のサブキャリアに配属されている、変換ユニットIFETの n 個の周波数選択性入力側EF1... n に接続されている。この変換ユニットは離散的、逆「高速フーリエ変換」を実施するためのものである。変換ユニットIFETを用いて、変調器MODから変換ユニットIFETの周波数選択性入力側EF1... n に導かれる、サブキャリア固有の変調シンボルないし送信シンボル $s_s1...n$ から、時間離散的なOFDM信号が生成される。OFDM送信ユニットSOBには、別の図示されていないユ

ニット、例えば並列/直列変換器、D/A変換器、フィルタユニット、振幅制限器が、時間離散的なOFDM信号をアナログOFDM信号 s_d に変換するために配置されている。この場合D/A変換は例えば、ETSI規定によって前以て決められる、ワイヤレス通信ネットワークないし移動無線系に対して定められているスペクトルマスクが維持されるよう

に行われる。出力側AOを介してOFDM送信ユニットSOBは高周波送信ユニットHSの入力側EHに接続されている。このユニットは出力側AHを介しておよび第1の送受信ユニットSEE1のアンテナ出力側AHを介して基地局BSの外部領域に配置されている送信アンテナSAに接続されている。高周波送信ユニットHSに配置されている図示されてい

ない送信増幅器によって、アナログOFDM送信信号 s_d が増幅され、高周波数バンドないしRFバンドにコンバートされかつ引き続いて送信アンテナSAを介しておよび無線の伝送媒体「無線チャネル」を介して基地局BSの無線領域に配置されている、分散ネットワーク終端ユニットRNTに送信される。この方向は「ダウンストリーム」とも称される。

10

20

【0020】

更に、第1の送受信ユニットSEE1にはOFDM受信ユニットEOBが配置されている。これは、入力側EOを介して高周波受信ユニットHEの出力側AHに接続されている。高周波受信ユニットHEは入力側EHを有している。入力側は第1の送受信ユニットSEE1のアンテナ入力側ESを介して基地局BSの外部領域に配置されている受信アンテナEAに接続されている。高周波受信ユニットHEに配置されている、図示されていない変換手段によって、分散ネットワーク終端ユニットRNTから基地局BSに送信されかつ基地局BSの受信アンテナEAに到来するOFDM信号 s_u は中間周波数バンド、ないしベースバンドにダウンコンバートされかつ引き続いてOFDM受信ユニットEOBの入力側EOに転送される。この方向は「アップストリーム」とも称される。

30

【0021】

OFDM受信ユニットEOBにおいて、複数の周波数選択性の出力側AF1... n を有している、離散的「高速フーリエ変換」を実施するための変換ユニットFETが配置されており、その際それぞれの周波数選択性出力側AF1... n は受信されたOFDM信号 s_u のサブキャリアに割り当てられている。変換ユニットFETによって実施される「高速フーリエ変換」を用いて、受信されかつ中間周波数バンド、ないしベースバンドにダウンコンバートされたOFDM信号 s_u は、図示されていないA/D変換器を用いた離散化およびデジタル化の後に周波数領域に変換され、すなわちそれぞれのサブキャリアのOFDM信号に含まれている変調シンボル、ないしそれぞれのサブキャリアの受信シンボル $e_s1...n$ が突き止められかつ引き続いて変換ユニットFETの相応の、周波数選択性の出力側AF1... n に先送りされる。変換ユニットFETの出力側AF1... n は n 個の接続線路を介して復調器DMODの n 個の入力側EM1... n に接続されている。変換ユニットFETから復調器DMODに転送された受信シンボル $e_s1...n$ から、復調器DMODにおいて実施される復調方法を用いて、それぞれのサブキャリアを介して伝送された相応の受信コード語が突き止められる。突き止められた受信コード語は引き続いてOFDM受信ユニットEOBに配属されている図示されていない並列/直列変換器を用いて直列の、デジタルデータ流 d_eu に変換される。このデータ流は第1の送受信ユニットSEE1のデータ出力側

40

50

A Dを介して例えば上位の通信ネットワークに更に伝送される。

【0022】

図2に示されている、分散的なワイヤレスネットワーク終端ユニットRNTに配置されている第2の送受信ユニットSEE2はOFDM受信ユニットEONを有している。このユニットは入力側EOを介して、第2の送受信ユニットSEE2に配置されている高周波受信ユニットHEの出力側AHに接続されている。高周波受信ユニットHEは入力側EHを介してネットワーク終端ユニットRNTの外部領域に配置されている受信アンテナEAに接続されている。高周波受信ユニットHEに配置されている、図示されていない変換手段によって、基地局BSからネットワーク終端ユニットRNTに送信されかつ受信アンテナEAに到来するOFDM信号sdが中間周波数バンド、ないしベースバンドにダウンコンバートされかつ引き続いてOFDM受信ユニットEONの入力側EOに転送される。OFDM受信ユニットEONにおいて、離散的「高速フーリエ変換」を実施するための、複数の周波数選択性の出力側AF1...nを有している変換ユニットFETが配置されており、その際それぞれの周波数選択性の出力側AF1...nは受信されたOFDM信号sdのサブキャリアに割り当てられている。変換ユニットFETによって実現される「高速フーリエ変換」を用いて、受信されかつ中間周波数バンド、ないしベースバンドにダウンコンバートされたOFDM信号sdが、図示されていないA/D変換器を用いての先行する離散化およびデジタル化の後に、周波数領域に変換され、すなわち受信されたOFDM信号sd中に含まれている変調シンボル、ないしそれぞれのサブキャリアの受信シンボルが突き止められかつ引き続いて変換ユニットFETの相応の、周波数選択性の出力側AF1...nに転送される。変換ユニットFETのn個の出力側AF1...nはn個の接続線路を介してチャンネル推定ユニットKSのn個の入力側EK1...nに接続されている。チャンネル推定ユニットはn個の出力側AK1...nおよびn個の接続線路を介して、OFDM受信ユニットEONに配置されている復調器DMODの相応の周波数選択性の入力側EM1...nに接続されている。変換ユニットFETからチャンネル推定ユニットKSに伝送される周波数選択性の受信シンボルes1...nは復調器DMODの入力側EM1...nに転送される。チャンネル推定ユニットKSには第1の評価手段UFが配置されている。この評価手段によって、チャンネル推定ユニットKSに供給される受信シンボルes1...nから、伝送媒体「無線チャンネル」の周波数選択性の、振幅固有の伝送チャンネル特性が求められ、すなわちそれぞれのサブキャリアに対して、伝送媒体「無線チャンネル」が原因で生じる周波数選択性の振幅歪みが突き止められる。これは振幅特性または無線チャンネルの伝達関数の絶対値 $|H(f)|$ とも称される。更に、チャンネル推定ユニットKSに配置されているもう1つの評価手段SNによって、供給された受信シンボルes1...nからそれぞれのサブキャリアに対してS/N比が求められる。求められた周波数選択性の振幅特性 $|H(f)|$ および求められた周波数選択性のS/N比から、チャンネル推定ユニットKSに配置されている図示されていない信号生成手段によって、求めた結果を伝送する情報信号が生成されるようになっている。この情報信号はチャンネル推定ユニットKSの出力側ASKを介して、OFDM受信ユニットEONの制御出力側SAに転送される。

【0023】

チャンネル推定ユニットKSから復調器DMODに転送された、周波数選択性の受信シンボルes1...nは、復調器DMODにおいて実施される復調方式によってそれぞれのサブキャリアを介して伝送される受信コード語に変換される。突き止められた受信コード語から、引き続いて、OFDM受信ユニットEONに配属されている図示されていない並列/直列変換器を用いて直列のデジタルデータ流dedが形成され、このデータ流は、OFDM受信ユニットEONの出力側AOを介して第2の送受信ユニットSEE2のデータ出力側ASに案内されかつ引き続いて例えば、分散ネットワーク終端ユニットRNTに接続されている、図示されていない分散的な目標の通信端末装置に伝送される。

【0024】

分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されている第2の送受信ユニットSEE2の制御出力側SAは接続線路VLを介して第2の送受信ユニットSEE2に配置されている

10

20

30

40

50

OFDM送信ユニットSONの制御入力側SEに接続されている。OFDM送信ユニットでは、アップストリーム方向において送信すべき、 n 個のサブキャリアを有しているOFDM信号 s_u を形成するための方法が実施されるようになっている。OFDM送信ユニットSONは入力側EOを介して第2の送受信ユニットSEE2のデータ入力側ESに接続されており、該データ入力側には例えば、分散通信端末装置からワイヤレス伝送媒体「無線チャネル」を介して上位の通信ネットワークに伝送すべきである、デジタル直列データ流 $d_s u$ が供給されるようになっている。デジタル直列データ流 $d_s u$ はOFDM送信ユニットSONに配属されている、図示されていない直列/並列変換器によって n 個の並列なサブデータ流に分割ないし並列化され、その際 n 個のサブデータ流のそれぞれはOFDM信号の n 個のサブキャリアの1つに割り当てられている。 n 個の並列なサブデータ流はOFDM送信ユニットSONに配置されておりかつOFDM信号 o_s の n 個のサブキャリアを変調するへ調器MODにガイドされ、その際到来する n 個のサブデータ流は変調器MODにおいて実施される変調方式によって n 個の周波数選択性の、すなわちOFDM信号 s_u の n 個のサブキャリアに配属されている変調シンボル、ないし送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ に変換される。形成された n 個の周波数選択性送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ は変調器MODの出力側AK1...nに転送される。変調器は、チャンネル等化器ユニットEZの、OFDM信号 s_u の n 個のサブキャリアに割り当てられている n 個の周波数選択性入力側EE1...nに接続されている。チャンネル等化器ユニットEZは1つの制御入力側ESSを有している。これはOFDM送信ユニットSONの制御入力側SEに接続されており、従って接続線路VLを介して、OFDM受信ユニットEONに配置されているチャンネル推定ユニットKSの出力側ASKに接続されている。

【0025】

チャンネル等化器ユニットEZは、変調器MODによって形成されかつ該チャンネル等化器ユニットEZに転送された送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ を、OFDM受信ユニットEONで求められた、伝送媒体「無線チャネル」の周波数選択性の振幅固有の伝送チャネル特性に整合するための手段を有している。これは「振幅特性の等化」または「振幅等化」とも称されるものであり、すなわち周波数選択性送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ の振幅が、制御入力側ESSに伝送される情報信号 i_s に依存して補正される。例えば周波数選択性送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ は無線チャネルの求められた伝達関数の絶対値の逆数、ここでは $1/|H(f)|$ と乗算される。 n 個の補正された、周波数選択性送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ はチャンネル等化器ユニットEZの n 個の出力側AZ1...nに転送される。これら出力側は、変換ユニットIFETの、OFDM信号 s_u の n 個のサブキャリアに割り当てられている相応の n 個の周波数選択性入力側EF1...nに接続されている。この変換ユニットは離散的逆「高速フーリエ変換」を実施するためのものである。変換ユニットIFETを用いて、チャンネル等化器ユニットEZから変換ユニットIFETの周波数選択性入力側EF1...nに転送された、サブキャリア固有でありかつ補正もされている送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ から、時間離散的なOFDM信号が計算される。OFDM送信ユニットSONには、その他の詳しく図示されていないユニット、例えば並列/直列変換器、D/A変換器、フィルタユニット、振幅制限器などの、時間離散的なOFDM信号をアナログのOFDM送信信号 s_u に、例えば既述のETSIスペクトルマスクを維持しつつ変換するためのユニットが配置されている。出力側AOを介してOFDM送信ユニットSONは高周波送信ユニットHSの入力側EHに接続されている。高周波送信ユニットHSは出力側AHを介しておよび第2の送受信ユニットSEE2のアンテナ出力側ASを介して分散ネットワーク終端ユニットRNTの外部領域に配置されている送信アンテナSAに接続されている。高周波送信ユニットHFに配置されている、図示されていない送信増幅器によって、アナログのOFDM送信信号 s_u は増幅され、高周波バンドないしRFバンドにコンバートされかつ引き続いて送信アンテナSAを介しておよびワイヤレス伝送媒体「無線チャネル」を介してアップストリーム方向において基地局BSに送出される。

【0026】

説明してきた実施例は本発明の方法の機能を説明してきたにすぎないこと、すなわち実施

10

20

30

40

50

例において説明した、第1および第2の送受信ユニットSEE1, 2の構成は択一的な種々の形態によっても実現可能であることを指摘しておく。例えば、送受信ユニットSEE1, 2にそれぞれ配置されている高周波送信ユニットおよび受信ユニットHS, HEは図示されていない高周波変換器ユニットによって置換することができ、その場合にはそれぞれの送信路および受信路は図示されていないスイッチを用いて分離される。

【0027】

次に、ワイヤレスの伝送媒体「無線チャンネル」によって用意された伝送リソースを最大限に利用するための本発明の方法について詳細に説明する。

【0028】

第1および第2の送受信ユニットSEE1, 2に配置されている高周波送信ユニットおよび受信ユニットHS, HEは、ダウンストリームおよびアップストリームの方向に送信されるOFDM信号 s_d , s_u がTDD伝送方式(Time Division Duplex)の枠において伝送されるように構成されている。TDD伝送方式では、基地局BSとワイヤレスの分散ネットワーク終端ユニットRNTとの間で伝送されるべき情報は交番的に、同じ周波数領域において送信される、所定の時間的な拡がりの信号バーストを用いて伝送される。その際ネットワーク終端ユニットRNTにおいておよび基地局BSにおいて配置されている送受信ユニットSEE1, 2は交番的に送信作動および受信作動に切り換えられる。TDD伝送方式が使用される場合、ワイヤレス伝送媒体「無線チャンネル」は相反する特性を有している、すなわち基地局BSからダウンストリーム方向においてバースト形式で送信されかつ分散ネットワーク終端ユニットRNTによって受信されるOFDM信号 s_d を用いて、分散ネットワーク終端ユニットRNTからアップストリームの方向において伝送されるべきOFDM信号 s_u に対する伝送媒体「無線チャンネル」の周波数選択性、振幅固有および/または位相固有の伝送チャンネル特性の算出ないし推定が可能である。

【0029】

本発明の方法の第1の実施形態によれば、第1の送受信ユニットSEE1のOFDM送信ユニットSOBに配置されている変調器MODにおいて、差分位相変調方式(Differential Phase Shift Keying)、例えば64DPSSKが実施される。差分変調方式を使用する場合、引き続き復調の際に、対応のOFDM受信ユニットEONないしその中に配置されている復調器DMODにおいて、受信されたOFDM信号 s_d のキャリア再生およびビットクロックの正確なキャリア再生は必要でない。以下にチャンネル推定とも称する、伝送媒体「無線チャンネル」の周波数選択性の伝送特性を受信側で求めることができるようにするために、基地局BSに配置されている変調器MODは次のように構成されている：変調器MODのn個の出力側AM1...nに加えられる送信シンボル $s_{s1}...s_{sn}$ のうち所定数のものは規定の参照振幅を有するパイロットシンボルとして実現されている、すなわちダウンストリームの方向において伝送されるべきOFDM信号 s_d のサブキャリアの一部は規定の参照振幅を有するパイロットトーンないしパイロット信号それぞれを伝送するために利用される。例えば、OFDM信号 s_d の、情報伝送のために使用可能なサブキャリアの10%がパイロットトーンの伝送のために利用される。

【0030】

ネットワーク終端ユニットRNTの受信アンテナEAに到来するOFDM信号 s_d から、OFDM受信ユニットEONに配置されている変換ユニットFETによって、受信されたOFDM信号 s_d のそれぞれのサブキャリアの伝送された受信シンボル $e_{s1}...e_{sn}$ が求められかつチャンネル推定ユニットKSに転送される。チャンネル推定ユニットKSに配置されている第1の評価手段HFによって、入力側EK1...nに加えられるパイロットシンボルとして実現されている受信シンボル $e_{s1}...e_{sn}$ から、基地局BSと分散的なワイヤレスネットワーク終端ユニットRNTとの間に配置されている伝送媒体「無線チャンネル」の周波数選択性の、振幅固有の伝送特性、ないし周波数選択性減衰特性が求められ、すなわち伝送媒体「無線チャンネル」FKの振幅特性ないし伝達関数の絶対値 $|H(f)|$ が突き止められる。伝送媒体「無線チャンネル」FKの求められた伝送特性は引き続いて、情報信号 i_s を用いて接続線路VLを介して分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されてい

10

20

30

40

50

るOFDM送信ユニットSONの制御入力側SEに伝送される。更に、OFDM受信ユニットEONにおいて、チャンネル推定ユニットKSから復調器DMODのn個の入力側EM1...nに転送される受信シンボル $e_{s1} \dots e_{sn}$ が復調器DMODにおいて実施される差分ないしインコヒーレントな復調方式を用いて、OFDM信号 s_d のそれぞれのサブキャリアを介して伝送される受信コード語に変換され、受信コード語から第2の送受信ユニットSEE2の出力側ASに導かれる直列のデジタルデータ流 d_{ed} が形成される。

【0031】

本発明によれば、OFDM受信ユニットEONによって求められかつOFDM送信ユニットSONに転送される、伝送媒体「無線チャンネル」の伝送チャンネル特性に依存して、アップストリームの方向において基地局BSに送信されるべきOFDM信号 s_u が生成される。このために、第2の送受信ユニットSEE2に配置されているOFDM送信ユニットSONの入力側EOに到来しかつ基地局BSに伝送されるべきデジタルの直列データ流 d_s は並列化されかつ変調器MODを用いて、OFDM信号 s_u のn個のサブキャリアに割り当てられている送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ に変換される。形成された送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ はチャンネル等化器ユニットEZのn個の入力側EE1...nに転送されかつそこに配置されている補正手段1/HFによって、伝送媒体「無線チャンネル」FKの求められた、周波数選択性の、振幅固有の伝送チャンネル特性に整合される。このことは送信側の振幅等化とも称される。補正手段1/HFによって実現される、送信側の振幅等化は次のような形式および手法において行われる：OFDM信号 s_u の個々のサブキャリアの送信シンボル $s_{s1} \dots s_{sn}$ が求められた伝達関数 $H_n(f)$ の逆数の絶対値を表している係数、ここでは $0 \leq n \leq N-1$ の場合の $1/|H_n(f)|$ と乗算され、ただしnは変換ユニットIFFTにおいて実施されるフーリエ変換の長さでありかつ $H_n(f)$ はOFDM信号 s_u のn番目のサブキャリアの伝達関数である。

【0032】

説明してきた、本発明の送信側の周波数選択性の振幅等化は以下のような作用効果を有している：分散ネットワーク終端ユニットRNTからアップストリームの方向において基地局BSに送信されるOFDM信号 s_u のすべてのサブキャリアは基地局BSの受信アンテナEAに到来する際に同じ受信レベルないし信号振幅値を有している。基地局BSにおいて受信されるOFDM信号 s_u のすべてのサブキャリアは同じ受信レベルを有しているので、信号電力対雑音電力比S/Nはすべてのサブキャリアに対して同一である。従ってすべてのサブキャリアは送信側において、すなわち分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているOFDM送信ユニットSONを用いて、ないしそこに配置されている、同じ変調レベル数を有する変調器MODを用いて変調可能であるので、OFDM信号 s_u の個々のサブキャリアの伝送リソースの最大限の利用が実現される。例えば、基地局BSの近傍に配置されている分散ネットワーク終端ユニットRNTにおいて、アップストリームの方向において基地局BSに伝送されるべきOFDM信号 s_u の個々のサブキャリアが64QAM(Quadratur Amplituden-Modulation)を用いて変調される。分散ネットワーク終端ユニットRNTと基地局BSとの距離が増大するに従って、すなわち伝送媒体「無線チャンネル」FKの減衰特性が増大するに従って、変調のレベル数は低減される。有利には、基地局BSにおいて受信されたOFDM信号 s_u のサブキャリアのS/N比が同じであるという理由から、受信されたOFDM信号 s_u の復調の制御のためのサブキャリア個々の変調のレベル数は必要でないので、有利にも、OFDM信号 s_u の変調および復調に対する制御コストは極めて低い。個々のサブキャリアと同じ数だけの変調レベルは使用されないので、サブキャリア個々の変調および復調を制御する付加的な制御情報を伝送するための付加的なオーバーヘッドが生成されず、従って伝送媒体「無線チャンネル」の伝送容量の低減が生じないですむ。

【0033】

択一的に、アップストリームの方向において送信されるべきOFDM信号 s_u の変調のレベル数を高める代わりに、送信されるべきOFDM信号 s_u の送信電力を相応に低減することができる。送信電力の低下は例えば、分散ネットワーク終端ユニットRNTの高周波

10

20

30

40

50

送信ユニットHSにおいて行うことができる。送信電力の低下によって、無線領域内で送信されるOFDM信号 s_d , s_u のサブキャリアの相互干渉(セル間干渉ICI(Inter Cell Interference)とも称される)は最小化されかつこれにより、無線領域内に配置されているシステム全体の伝送容量が高められる。

【0034】

本発明の方法の別の有利な変形された形態によれば、分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているOFDM受信ユニットEONのチャンネル推定ユニットKSは、受信されたOFDM信号 s_d のそれぞれのサブキャリアのサブキャリア個別のS/N比を検出するための別の評価手段SNを有している。この別の評価手段SNを用いてその都度検出される、サブキャリア個々のS/N比は、伝送媒体FKの検出された振幅固有の伝送特性H(f)の他に付加的に、情報信号isを用いて接続線路VLを介して分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているOFDM送信ユニットSONに、ないしそこに配置されているチャンネル等化器ユニットEZに伝送される。

10

【0035】

チャンネル等化器ユニットEZには図示されていない別の補正手段が配置されている。この補正手段によって、制御入力側ESSに伝送されたS/N比に依存して、不都合なS/N比を有しているサブキャリアないし限界値を下回って測定されたS/N比を有するサブキャリアが不活性化され、従って情報伝送のために利用されない。例えば、分散ネットワーク終端ユニットRNTが基地局BSに対して大きな距離を有している場合には、基地局BSに送出すべきOFDM信号 s_u のそれぞれ第2または第4のサブキャリアだけが情報伝送のために利用され、その際情報伝送のために利用されるサブキャリアの送信電力は相応に高められる。情報伝送のために利用されるサブキャリアの送信電力が高められると、ビット誤り率が一層低減される。受信されたOFDM信号の不活性化されたサブキャリアはOFDM受信ユニットEON, EOBにおいて簡単な振幅計算によって検出することができる。

20

【0036】

分散ネットワーク終端ユニットRNTにおいて実施されるのだが、伝送媒体「無線チャンネル」FKの周波数選択性の、振幅固有の伝送特性を送信側で求めるために、基地局BSから分散ネットワーク終端ユニットRNTに伝送されるパイロットシンボルないしパイロットトーンを分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているチャンネル推定ユニットKSによって振幅値評価することだけが必要であるので、基地局BSから分散ネットワーク終端ユニットRNTに伝送される、OFDM信号 s_d のパイロットシンボルないしパイロットトーンの位相情報を、デジタル情報 d_{s_d} の伝送のために付加的に利用することができる。パイロットシンボルないしパイロットトーンを伝送する、OFDM信号 s_d のサブキャリアは例えば、規定の参照振幅を有する絶対または差分位相変調方式を用いて変調することができ、これにより伝送媒体「無線チャンネル」の伝送容量の有利な利用が実現される。

30

【0037】

有利には、基地局BSまたは分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているOFDM送信ユニットSOB, SONないしそこに配置されている変調器MODは次のように構成されている：パイロットトーンの伝送のために利用されない、OFDM信号 s_d , s_u のサブキャリアはコヒーレント、ないし絶対変調方式、例えばm段のQAMの枠内で変調される。というのは、m段のQAM変調方式は不都合なS/N比を有する伝送媒体においても使用可能であるからである。

40

【0038】

コヒーレントな、m段の変調方式を使用する場合には、基地局BSにおいてないし分散ネットワーク終端ユニットRNTにおいて配置されている相応のOFDM受信ユニットEON, EOBにおいて、従来技術では必要な、受信側のチャンネル推定、ないしチャンネル等化のための、殊に位相等化のための、すなわち受信されたOFDM信号 s_d , s_u のその都度受信されたサブキャリアの位相位置を補正するための付加的な手段が図示されていない

50

が必要である。OFDM受信ユニットEON, EOBにおいて到来するサブキャリアの位相位置の補正を可能にするために、OFDM送信ユニットSOB, SONの側において、規定の位相、例えば $= 0^\circ$ を有するOFDM信号 s_d, s_u の第1のサブキャリアが送信される。伝送媒体「無線チャンネル」FKによって、第1のサブキャリアの位相は例えば だけ回転される。その際第1のサブキャリアに密接して配置されている第2のサブキャリアは同様に だけ回転される。送信されたOFDM信号 s_d, s_u の本来の位相位置を再び形成するために、OFDM受信ユニットEON, EOBに配置されている補正手段によって、第2のサブキャリアは複素係数 e^{-j} と乗算されなければならない。第1のサブキャリアを介して伝送された、規定の送信位相を有するパイロットトーンによって、この補正手段を用いて、伝送媒体「無線チャンネル」FKが原因で生じる、第1のサブキャリアの位相変位 を検出しかつ受信されたOFDM信号の隣接する第2のサブキャリアの位相位置を相応に補正することができる。位相位置ないし位相歪の受信側での補正後、復調器を用いて、第2のサブキャリアを介して伝送された情報が決定される。決定結果に依存して、第2のサブキャリアの位相変位が求められる。第2のサブキャリアの求められた位相変位によって、引き続いて、既述の形式および手法において、第3のサブキャリアの位相位置が補正される。以下も同様である。

【0039】

本発明の方法の別の有利な形態によれば、基地局BSに配置されているOFDM受信ユニットEOBも、図示されていないが、チャンネル推定ユニットKSを有している。このユニットにより、受信されたOFDM信号 s_u を用いて伝送された受信シンボル $s_{s1} \dots n$ が評価されかつそこから上述した形式および手法において、伝送媒体「無線チャンネル」の周波数選択性の、振幅固有の無線チャンネル特性が評価されかつ図示されていない接続線路を介して基地局BSのOFDM送信ユニットSOBに配置されている、図示されていない別のチャンネル等化器ユニットに伝送される。この有利な形態によって、基地局BSからダウンストリーム方向において分散ネットワーク終端ユニットRNTに伝送されるべきOFDM信号 s_d ないしその中に含まれているサブキャリアも伝送媒体「無線チャンネル」の伝送特性に整合させることができる。ダウンストリーム方向においてもアップストリームの方向においてもこのようにして実施される、振幅特性の送信側の等化によって、伝送媒体「無線チャンネル」FKの伝送容量の利用度が一層改善される。しかしこれには、分散ネットワーク終端ユニットRNTから基地局BSに伝送されるべきOFDM信号 s_u のサブキャリアの一部をパイロットシンボルないしパイロットトーンの伝送のために使用することが前提である。分散ネットワーク終端ユニットRNTのOFDM送信ユニットSONに配置されている変調器は、パイロットシンボルの伝送のために利用される、OFDM信号 s_u のサブキャリアが位相変調方式、例えば規定された参照送信振幅を有するQPSK変調方式を用いて変調されるように実現されている。位相変調の使用によって、アップストリームの方向において伝送されるパイロットシンボルないしパイロットトーンは少なくとも部分的にデジタルデータ流の伝送のためにも利用される。

【0040】

分散ネットワーク終端ユニットRNTおよび場合により基地局BSにおけるチャンネル推定の精度を高めるために、パイロットトーンないしパイロットシンボルをその都度伝送する、OFDM信号 s_d, s_u のサブキャリアを高められた電力によって伝送することができる。

【0041】

別の変形された形態によれば、送信側のチャンネル推定は、分散ネットワーク終端ユニットRNTに配置されているチャンネル推定ユニットKSによってのみ実施されかつ引き続いて、伝送媒体「無線チャンネル」の求められた、周波数選択性の、振幅固有の伝送特性がパラメータ化された形において基地局BSないしそこに配置されているOFDM送信ユニットSOBに伝送される。基地局BSのOFDM送信ユニットSOBに配置されているチャンネル等化器ユニットによって、図示されていないが、伝送された、パラメータ化された伝送特性を用いて、基地局BSからダウンストリーム方向において伝送されるべきOFDM信

10

20

30

40

50

号 s_d の送信側の等化が行われる。

【 0 0 4 2 】

有利には、伝送特性の時間的な変化のみが基地局 BS に伝送され、従って伝送特性の伝送の際のオーバーヘッドが最小化される。

【 0 0 4 3 】

多数のサブキャリアを有する $OFDM$ 信号 s_d , s_u の場合、伝送媒体「無線チャンネル」 FK は隣接するサブキャリアに対して実際に同一の伝送特性を有している。有利には、 $OFDM$ 受信ユニット EON , EOB において実施される、送信側のチャンネル推定のために、直接隣接しているサブキャリアの他に、周波数領域においてそこに接しているサブキャリアも、伝送媒体の周波数選択性の伝送特性を求めるために考慮される、すなわち周波数領域において隣接配置されている複数のサブキャリアの求められた伝送特性について平均値形成が実施される。平均値形成は、推定値の数、従って送信側のチャンネル推定の精度が2次元的に高められ、しかもこの場合に隣接するサブキャリアに対するスペクトル距離が大きくなりすぎることはないという利点を有している。

【 0 0 4 4 】

時間的に見て変化する (time variant) 伝送チャンネルないし無線チャンネルとも称される、高速な時間的な変化を有する無線チャンネルの場合には、本発明の方法の別の有利な形態によれば、時間的に後続する、すなわち所定の時間空間内に受信アンテナ EA に到来する $OFDM$ 信号ないしその中に含まれている受信シンボル $e_{s1} \dots n$ も、チャンネル推定ユニット KS において実施されるチャンネル推定の際に考慮される。この変形された形態を実現するために、第1または第2の送受信ユニット $SEE1$, 2 に配置されている図示されていないメモリに、時間的に相前後して受信された受信シンボル $e_{s1} \dots n$ を記憶するまたはその都度求められた、周波数選択性の伝送特性を記憶することが必要である。その都度1つのサブキャリアに属していつかつ時間的に相前後して受信される複数の受信シンボル $e_{s1} \dots n$ をチャンネル推定ユニット KS において実施される、送信側のチャンネル推定の枠内において平均値形成することによって、伝送特性の検出の際に伝送媒体「無線チャンネル」 FK の伝送特性の時間的な変化の1次導関数が補正される。有利には、実時点のサブキャリアに対して周波数領域において対称的に配置あれているサブキャリア、ないしこれらサブキャリアを介して伝送される受信シンボル $e_{s1} \dots n$ が平均値形成の際に考慮される。択一的に、平均値形成は $OFDM$ 送信ユニット SON のチャンネル等化器ユニット EZ において行われるようにしてもよい。

【 0 0 4 5 】

チャンネル推定ユニット KS において評価手段 $H(f)$ を用いて実施される、伝送媒体「無線チャンネル」 FK の周波数選択性の、振幅固有の伝送特性の算出は比較的煩雑である。これは振幅推定値の計算とも称され、 $OFDM$ 信号 s_d のすべての受信された受信シンボル $e_{s1} \dots n$ の振幅値の計算のために、次の計算規定

【 0 0 4 6 】

【数1】

$$\sqrt{I^2 + Q^2} = \text{振幅}$$

【 0 0 4 7 】

の枠内において行われ、ここで I は受信された複素受信シンボル $e_{s1} \dots n$ の虚数部、 Q は実数部である。それぞれの周波数選択性振幅推定値の計算は少なくとも部分的に直列に実施することができるので、振幅推定値の計算に対する技術コストないしハードウェアコストは僅かに維持される。

【 0 0 4 8 】

有利な実施の形態によれば、その都度受信された、周波数選択性の受信シンボル $e_{s1} \dots n$ から振幅推定値を計算するのは、「ルック・アップ・テーブル」と称されるテーブルに記憶されている値を用いて行われる。このために、受信シンボル $e_{s1} \dots n$ の虚数部 I お

よび実数部Qのその都度可能な受信値がテーブルアドレスにまとめられかつルック・アップ・テーブルに記憶される。更に、それぞれ記憶されたテーブルアドレスに、ここでは $1 / |H_n(f)|$ である所属の補正係数が割り当てられかつ相応のテーブルエントリに記憶される。それぞれのテーブルアドレスに割り当てられている補正係数は、送信すべきOFDM信号 s_d, s_u のそれぞれの送信シンボル $s_{s1} \dots s_n$ と乗算されるところの値である。有利には、ルック・アップ・テーブルのエントリの範囲ないし数は、これが複素平面の1つの象限に制限されるようにすれば、小さく抑えられ、その際送信シンボル $s_{s1} \dots s_n$ は送信側の振幅等化の前で負の虚数値および実数値によって反転される。

【0049】

別の有利な形態によれば、サブキャリアないしサブキャリアを介して伝送されるべき送信シンボル $s_{s1} \dots s_n$ の、求められた補正係数、ここでは $1 / |H_n(f)|$ との乗算は、同じルック・アップ・テーブルに記憶されている値との加算ないし減算によって実施される。この有利な形態によって、振幅等化の際の送信シンボルの補正のための計算コストは一層低減される。

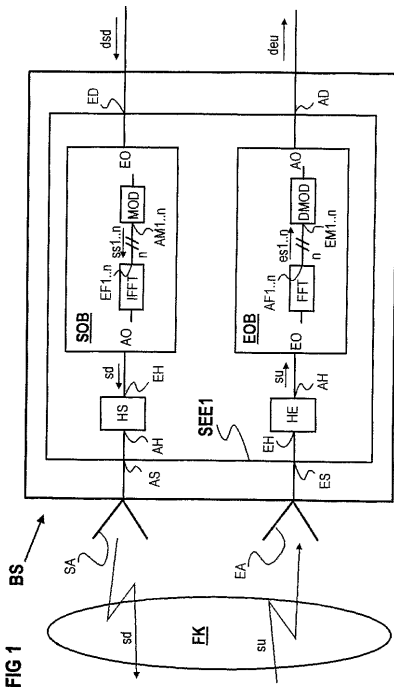
【図面の簡単な説明】

【図1】 OFDM伝送方法を実施する中央の送受信ユニットのブロック線図である。

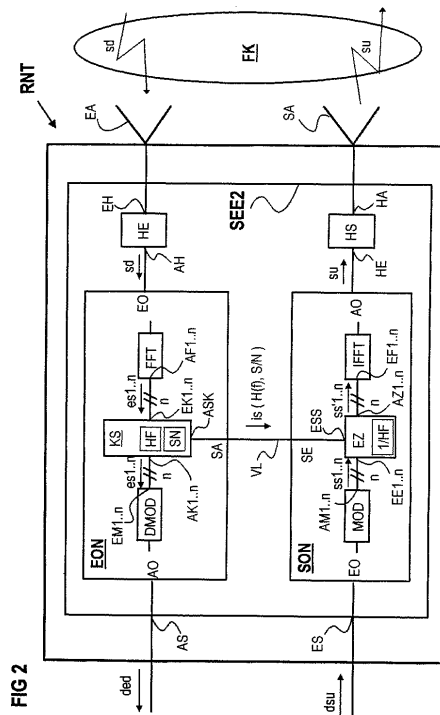
【図2】 図1の中央の送受信ユニットに伝送媒体「無線チャンネル」を介して接続されていくつOFDM伝送方法を実施する分散的な送受信ユニットのブロック線図である。

10

【図1】



【図2】



フロントページの続き

- (74)代理人 100099483
弁理士 久野 琢也
- (74)代理人 100114890
弁理士 アインゼル・フェリックス=ラインハルト
- (74)代理人 230100044
弁護士 ラインハルト・アインゼル
- (72)発明者 ヴォルフガング ツィルヴァス
ドイツ連邦共和国 グレーベンツェル ミッテンヴァルダー シュトラーセ 136

審査官 富澤 哲生

- (56)参考文献 特開平08-251134(JP,A)
特開平10-075226(JP,A)
特開平08-340315(JP,A)
特開平08-223133(JP,A)
特開平06-311134(JP,A)
特開平07-079415(JP,A)
特開平11-004208(JP,A)
Cacopardi, S.他, Combined OFDM-CDMA configuration for multimedia wireless applications, Consumer Electronics, IEEE Transactions on, 1996年11月, Volume:42, Issue:4, pp.865-873
中原俊二 他, OFDMのキャリアホールの検討, 電子情報通信学会1994年秋季大会 - ソサイエティ先行大会 - 講演論文集 通信1, 1994年 9月 5日, p.295, B-295
Czylwik, A., Adaptive OFDM for wideband radio channels, Global Telecommunications Conference, 1996. GLOBECOM '96., 1996年11月18日, vol.1, pp.713-718
Zhiyong Pu他, Transmission and reception of TDD multicarrier CDMA signals in mobile communications system, Vehicular Technology Conference, 1999 IEEE 49th, 1999年 5月, vol.3, pp.2134-2138

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04J 11/00