

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公表特許公報(A)

(11) 特許出願公表番号

特表2004-505498

(P2004-505498A)

(43) 公表日 平成16年2月19日(2004.2.19)

(51) Int. Cl. ⁷	F I	テーマコード (参考)
H04 J 11/00	H04 J 11/00 Z	5 K O 2 2
H04 B 17/00	H04 B 17/00 M	5 K O 3 3
H04 L 12/28	H04 L 12/28 3 O O Z	5 K O 4 2

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 122 頁)

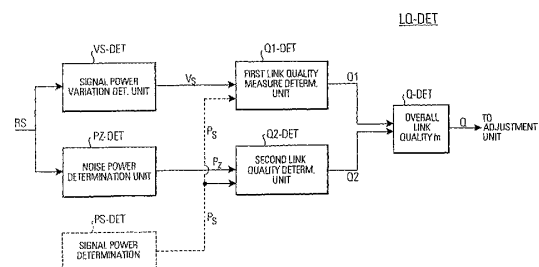
(21) 出願番号	特願2002-514943 (P2002-514943)	(71) 出願人	598036300
(86) (22) 出願日	平成13年7月25日 (2001.7.25)		テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
(85) 翻訳文提出日	平成15年1月27日 (2003.1.27)		スウェーデン国エス - 1 2 6 2 5
(86) 国際出願番号	PCT/EP2001/008612		ストックホルム
(87) 国際公開番号	W02002/009343	(74) 代理人	100076428
(87) 国際公開日	平成14年1月31日 (2002.1.31)		弁理士 大塚 康徳
(31) 優先権主張番号	00115037.4	(74) 代理人	100112508
(32) 優先日	平成12年7月25日 (2000.7.25)		弁理士 高柳 司郎
(33) 優先権主張国	欧州特許庁 (EP)	(74) 代理人	100115071
			弁理士 大塚 康弘
		(74) 代理人	100116894
			弁理士 木村 秀二

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM伝送システムにおける伝送リンクのリンク品質測定

(57) 【要約】

本発明は、OFDM伝送システム (SYS) のOFDM送信器 (TR) 及びOFDM受信器 (RC) 間の伝送リンク (TL) のリンク品質を測定するリンク品質測定装置 (LQ-DET) に関する。第1のリンク品質指標測定装置 (Q1-DET) は、変動測定装置 (VS-DET) が測定する信号電力変動又は信号対雑音比変動に基づいて第1のリンク品質指標 (Q1) を測定する。第2のリンク品質指標測定装置 (Q2-DET) は、雑音電力 (P_z) 及び信号電力 (P_s) に基づく平均信号対雑音比に基づいて第2のリンク品質指標Q2を算出する。リンク適合 (LA) を行うため、総リンク品質指標測定装置 (Q-DET) は第1及び第2のリンク品質指標 (Q1、Q2) を総リンク品質指標 (Q) へ結合する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

OFDM 伝送システム (SYS) の OFDM 送信器 (TR) 及び OFDM 受信器 (RC) 間の伝送リンク (TL) のリンク品質を測定するリンク品質測定装置 (LQ-DET) であって、
 前記受信器 (RC) における受信信号 (RS) の信号電力変動 (V_s) を求めるように適合された信号電力変動測定装置 (VS-DET) と、
 前記信号電力変動測定装置 (VS-DET) によって求められた信号電力変動 (V_s) に基づいて、サブキャリア信号電力の変動を表す第 1 のリンク品質指標 (Q1) を求める (3) ように適合された第 1 のリンク品質指標測定装置 (Q1-DET) とを有することを特徴とするリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 2】

各 (m) サブキャリアに対するチャネル係数の推定値 ($H \wedge_m$) を求めるように適合されたチャネル係数推定器 (HM-EST) と、
 複数 (N_{ST} 、m) のサブキャリアに渡って、前記推定されたチャネル係数 ($H \wedge_m$) の電力を平均して信号電力 (P_s) を求める (1) ように適合された信号電力測定装置 (PS-DET) とを更に有し、
 前記信号電力変動測定装置 (VS-DET) が、前記各 (m) サブキャリア上の前記推定されたチャネル係数 ($H \wedge_m$) の電力と、前記信号電力 (P_s) との差を求め (2)、この差の絶対値を求め、当該絶対値の自乗値を複数 (N_{ST}) のサブキャリアに渡って平均 (1) することによって、信号電力分散 (V_s) を前記信号電力変動 (V_s) として求めることを特徴とする請求項 1 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 3】

前記第 1 のリンク品質指標測定装置 (Q1-DET) が、前記信号電力変動 (V_s) の前記自乗された信号電力 (P_s) に対する比 (3) を求めることによって第 1 のリンク品質指標 (Q1) を求めるように適合されていることを特徴とする請求項 2 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 4】

OFDM 伝送システム (SYS) の OFDM 送信器 (TR) 及び OFDM 受信器 (RC) 間の伝送リンク (TL) のリンク品質 (LQ) を測定するリンク品質測定装置 (LQ-DET) であって、
 前記受信器 (RC) における受信信号 (RS) の信号対雑音比変動 (SNRV) を求めるように適合された信号対雑音比変動測定装置 (SNRV-DET) と、
 前記信号対雑音比変動測定装置 (SNRV-DET) によって求められた信号対雑音比変動 (SNRV) に基づいて、信号対雑音比の変動を表す第 1 のリンク品質指標 (Q1) を求める (3) ように適合された第 1 のリンク品質指標測定装置 (Q1-DET) とを有することを特徴とするリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 5】

各 (m) サブキャリアに対するチャネル係数の推定値 ($H \wedge_m$) を求めるように適合されたチャネル係数推定器 (HM-EST) と、
 各 (k) OFDM シンボル内の各 (m) サブキャリアに対する雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (6) ように適合された雑音サンプル推定値測定装置 (ZM-DET) とを有し、
 前記信号対雑音比変動測定装置 (SNRV-DET) が、前記チャネル係数の推定値の電力 ($|H \wedge_m|^2$) と、前記雑音サンプルの電力 ($|Z \wedge_m|^2$) の各々を、複数のサブキャリア (N_{ST}) に渡って加算し、その比を形成し (4.2) て SNR 平均値 (SNRM) を求め、前記各 (m) サブキャリアに対する前記各チャネル係数推定値の電力 ($|H \wedge_m|^2$) の、前記各 (m) サブキャリアに対する前記各雑音サンプル推定値の電力 ($|Z \wedge_m|^2$) に対する比を求め、この比から前記 SNR 平均値 (SNRM) を減算し、当該減算結果の絶対値を求め、当該絶対値を自乗し、得られた絶対値を複数 (N_{ST}) のサ

ブキャリアに渡って平均する (4. 1) ことによって、前記信号対雑音比分散を前記信号対雑音変動として求めるように適合されることを特徴とする請求項 4 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 6】

雑音電力 (P_z) を求めるように適合された雑音電力測定装置 (PZ-DET) と、前記雑音電力測定装置 (PZ-DET) によって求められた雑音電力 (P_z) に基づいて、平均サブキャリア信号対雑音電力比 (SNR) を表す第 2 のリンク品質指標 (Q2) を求める (5) ように適合された第 2 のリンク品質指標測定装置 (Q2-DET) を更に有することを特徴とする請求項 1 又は請求項 4 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

10

【請求項 7】

各 (m) サブキャリアに対するチャネル係数の推定値 (H_m) を求めるように適合されたチャネル係数推定器 (HM-EST) と、前記チャネル係数推定値 (H_m) の電力を複数 (N_{ST} 、m) のサブキャリアに渡って平均して信号電力を求める (1) ように適合された信号電力測定装置 (PS-DET) とを更に有し、前記雑音電力測定装置 (PZ-DET) が、各 (k) OFDM シンボル内の各 (m) サブキャリアに対する雑音サンプル推定値 (Z_m) を求める (6) ように適合された雑音サンプル推定値測定装置 (ZM-DET) を含み、また、前記雑音サンプル推定値 (Z_m) の絶対値の自乗値を複数 (N_{ST} 、m) のサブキャリアに渡って平均して前記雑音電力 (P_z) を求める (7) ように適合された雑音サンプル平均装置 (ZM-AV) とを更に有し、前記第 2 のリンク品質指標測定装置 (Q2-DET) が、前記得られた信号電力 (P_s) の前記得られた雑音電力 (P_z) の比を求めることにより、前記第 2 のリンク品質指標 (Q2) を求めるように適合されることを特徴とする請求項 6 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

20

【請求項 8】

前記雑音サンプル平均装置 (ZM-AV) が、さらに前記雑音サンプル推定値 (Z_m) を複数 (L、k) の OFDM シンボルに渡っても平均することにより前記雑音電力 (P_z) を求める (7) ように適合されることを特徴とする請求項 7 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

30

【請求項 9】

前記雑音サンプル推定値測定装置 (ZM-DET) が、各 (k) OFDM シンボル内の各 (m) サブキャリア上の各受信信号サンプル ($R_m[k]$ 、▲1▼)、前記各 (k) OFDM シンボル内の前記各 (m) のサブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報 ($A_m[k]$ 、 $A_m[k]$ 、▲2▼)、及び前記各サブキャリア上での前記チャネル係数推定値 (H_m 、▲3▼) に基づいて、前記各 (k) OFDM シンボル内の前記各 (m) サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値 (Z_m) を求める (6) ように適合されることを特徴とする請求項 5 又は請求項 7 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

40

【請求項 10】

前記雑音サンプル推定値測定装置 (ZM-DET) が、前記各サブキャリア上の前記チャネル係数推定値 (H_m 、▲3▼) と、前記サブキャリアシンボル情報 ($A_m[k]$ 、 $A_m[k]$ 、▲2▼) を乗算する乗算器 (MULT) と、当該乗算結果を前記各受信信号サンプル ($R_m[k]$ 、▲1▼) から減算する減算器 (SUB) を有し、前記減算器 (SUB) の出力が前記各 (k) OFDM シンボル内の前記各 (m) サブキャリアに対する前記雑音サンプル推定値 ($Z_m[k]$) を構成することを特徴とする請求項 5 又は請求項 9 記載のリンク品質測定装置 (LQ-DET)。

【請求項 11】

50

前記 OFDM シンボルがフレーム (FR) のバースト (BST) 内で送信され、前記バースト (BST) の各々がプリアンブル部 (PRE) 及び 1 つ以上のプロトコルデータユニット (PDU) を有し、前記各バースト (BST) の前記各プリアンブル部 (PRE) が、前記チャネル係数推定器 (HMEST) がチャネル推定に用いる 1 つ以上の OFDM トレーニングシンボル (TS) を有することを特徴とする請求項 1 又は請求項 4 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

【請求項 12】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k[k]$) が、1 つの前記バーストの前記プリアンブル部 (PRE) の前記 1 つ以上の OFDM トレーニングシンボル (TS) であることを特徴とする請求項 9 及び請求項 11 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

10

【請求項 13】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k[k]$) が、1 つの前記バースト内の前記データパケットユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報 ($A_k[k]$) であることを特徴とする請求項 9 及び請求項 11 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

【請求項 14】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A_k[k]$) が、復調器 (DEMOD) の出力する OFDM シンボル判定を再変調するように適合された再変調装置 (REMOD) によって生成されることを特徴とする請求項 13 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

20

【請求項 15】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A_k[k]$) が、復号化器 (DECOD) の出力を再符号化／再変調するように適合された再符号化／再変調装置 (RENC-REMOD) によって生成されることを特徴とする請求項 12 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

【請求項 16】

前記第 2 のリンク品質指標測定装置 (Q2DET) が、前記第 2 のリンク品質指標 (Q2) を 1 フレーム又は複数のバースト期間中複数回求め、修正された第 2 のリンク品質指標 (c. d. f) を累積密度関数 (c. d. f) として計算することを特徴とする請求項 6 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

30

【請求項 17】

前記第 1 及び第 2 のリンク品質指標 (Q1, Q2) を結合して総リンク品質指標 (Q) を求めるための総リンク品質指標測定装置 (QDET) を更に有することを特徴とする請求項 1 及び請求項 4、又は請求項 1 及び請求項 6 記載のリンク品質測定装置 (LQDET)。

【請求項 18】

伝送リンク品質決定器 (TLD) を含み、伝送リンク品質 (LQ) 指標に依存して OFDM 伝送リンク (TL) の伝送特性を選択するための伝送リンク特性セクタ (TLSEL) であって、

40

前記リンク品質指標 (Q1, Q2, Q) を出力する、請求項 1 乃至請求項 17 のいずれか 1 つ以上に記載されたリンク品質測定装置 (LQDET) を有し、

前記伝送リンク品質決定器 (TLD) が前記リンク品質測定装置 (LQDET) が出力する前記リンク品質指標 (Q1, Q2, Q) に基づいて前記伝送リンク (TL) の伝送特性を決定するように適合されることを特徴とするセクタ。

【請求項 19】

前記伝送リンク品質決定器 (TLD) が、前記リンク品質指標 (Q1, Q2, Q) に基づいて、OFDM 伝送に用いる物理層モードを前記伝送特性として決定するように適合されることを特徴とする請求項 18 記載のセクタ。

50

【請求項 20】

ヒステリシスを用いて複数の異なる物理層モード間で決定を行うように適合されることを特徴とする請求項 18 記載のセクタ。

【請求項 21】

前記伝送リンク品質決定器 (T L - D E C) が、前記リンク品質指標 (Q 1、Q 2、Q) に基づいて、O F D M 伝送に用いる送信電力を前記伝送特性として決定するように適合されることを特徴とする請求項 18 記載のセクタ。

【請求項 22】

O F D M 伝送システム (S Y S) の O F D M 送信器 (T R) 及び O F D M 受信器 (R C) 間の伝送リンク (T L) のリンク品質を測定するリンク品質測定方法 (L Q - D E T) で 10

あって、
信号電力変動 (V_s) を求める (S 1) ステップと、

前記信号電力変動に基づいて、少なくとも第 1 のリンク品質指標 (Q 1) を求める (S 2 ; 3) ステップとを有することを特徴とするリンク品質測定方法。

【請求項 23】

雑音電力 (S 3、 P_z) を求める (4) ステップと、

平均サブキャリア信号対雑音比 (S N R) を表す第 2 のリンク品質指標 (Q 2) を求める (S 4) ステップとを更に有することを特徴とする請求項 22 記載のリンク品質測定方法。

【請求項 24】

1 フレーム期間又は複数のバースト期間中に複数回第 2 のリンク品質指標 (Q 2) を求めるステップと、 20

累積密度関数 (c. d. f) を修正された第 2 のリンク品質指標 (c. d. f) として求めるステップとを更に有することを特徴とする請求項 22 記載のリンク品質測定方法。

【請求項 25】

各 (m) サブキャリアに対するチャネル係数の推定値 ($H \wedge_m$) を求める (S 1 1) ステップと、

複数 ($N_{S T}$ 、m) のサブキャリアに渡って、前記推定されたチャネル係数 ($H \wedge_m$) の電力を平均して信号電力 (P_s) を求める (S 1 2) ステップと、

前記各 (m) サブキャリア上の前記推定されたチャネル係数 ($H \wedge_m$) の電力と、前記信号電力 (P_s) との差を求め (2)、この差の絶対値を求め、当該絶対値の自乗値を複数 ($N_{S T}$) のサブキャリアに渡って平均 (2) することによって、信号電力分散 (V_s) を前記信号電力変動 (V_s) として求める (S 1 3) ステップとを更に有することを特徴とする請求項 22 記載のリンク品質測定方法。 30

【請求項 26】

前記信号電力変動 (V_s) の前記自乗された信号電力 (P_s) に対する比 (3) を求めることによって第 1 のリンク品質指標 (Q 1) を求める (S 2) ステップをさらに有することを特徴とする請求項 25 記載のリンク品質測定方法。

【請求項 27】

O F D M 伝送システム (S Y S) の O F D M 送信器 (T R) 及び O F D M 受信器 (R C) 間の伝送リンク (T L) のリンク品質を測定するリンク品質測定方法 (L Q - D E T) で 40

あって、
信号対雑音比変動 (S N R V) を求める (S 1, 4) ステップと、

求められた前記信号対雑音比変動 (S N R V) に基づいて、少なくとも第 1 のリンク品質指標 (Q 1) を求める (S 2 ; 6. 6) ステップとを有することを特徴とするリンク品質測定方法。

【請求項 28】

各 (m) サブキャリアに対するチャネル係数の推定値 ($H \wedge_m$) を求める (S 1 1) ステップと、

各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリアに対する雑音サンプル推定値 ($Z \wedge$ 50

m) を求める (S 1 2) ステップと、
 前記チャネル係数の推定値の電力 ($|H \wedge_m|^2$) と、前記雑音サンプルの電力 ($|Z \wedge_m|^2$) の各々を、複数のサブキャリア ($N_{S T}$) に渡って加算し、その比を形成し (4 . 2) て S N R 平均値 (S N R M) を求め、前記各 (m) サブキャリアに対する前記各チャネル係数推定値の電力 ($|H \wedge_m|^2$) の、前記各 (m) サブキャリアに対する前記各雑音サンプル推定値の電力 ($|Z \wedge_m|^2$) に対する比を求め、この比から前記 S N R 平均値 (S N R M) を減算し、当該減算結果の絶対値を求め、当該絶対値を自乗し、得られた絶対値を複数 ($N_{S T}$) のサブキャリアに渡って平均する (4 . 1) ことによって、前記信号対雑音比分散を前記信号対雑音変動として求める (S 1 3) ステップとをさらに有することを特徴とする請求項 2 7 記載のリンク品質測定方法。

10

【請求項 2 9】

各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリア上の各受信信号サンプル ($R_m [k]$ 、▲ 1 ▼)、前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) のサブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報 ($A_m [k]$ 、 $A \wedge_m [k]$ 、▲ 2 ▼)、及び前記各サブキャリア上での前記チャネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲ 3 ▼) に基づいて、前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (6 . 3) ステップとを更に有することを特徴とする請求項 2 8 記載のリンク品質測定方法。

【請求項 3 0】

前記各サブキャリア上の前記チャネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲ 3 ▼) と、前記サブキャリアシンボル情報 ($A_m [k]$ 、 $A \wedge_m [k]$ 、▲ 2 ▼) を乗算 (S 3 2) して、前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (S 3) ステップと、
 当該乗算結果を前記各受信信号サンプル ($R_m [k]$ 、▲ 1 ▼) から減算する (S 3 3) ステップとを更に有することを特徴とする請求項 2 又は請求項 2 9 記載のリンク品質測定方法。

20

【請求項 3 1】

前記第 1 及び第 2 のリンク品質指標 ($Q 1$, $Q 2$) を結合して総リンク品質指標 (Q) を求めるステップを更に有することを特徴とする請求項 2 2 及び請求項 2 3、又は請求項 2 7 及び請求項 2 3 記載のリンク品質測定方法。

【請求項 3 2】

O F D M システム内の受信信号 ($R S$) の雑音電力 (P_z) を求めるように適合された雑音電力測定装置 (P Z - D E T) を有する O F D M システムの処理装置 (P R D) であって、

30

前記雑音電力測定装置 (P Z - D E T) が、

各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリアに対する雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (6) ように適合された雑音サンプル推定値測定装置 (Z M - D E T) と、
 また、前記雑音サンプル推定値の電力 ($Z \wedge_m$) を 1 つ以上 ($N_{S T}$ 、 m) のサブキャリアに渡って平均して前記雑音電力 (P_z) を求める (7) ように適合された雑音サンプル平均装置 (Z M - A V) を含み、

前記雑音電力測定装置 (P Z - D E T) が、さらに前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を複数 (L 、 k) の O F D M シンボルに渡っても平均することにより前記雑音電力 (P_z) を求める (7) ように適合され、

40

前記雑音サンプル推定値測定装置 (Z M - D E T) が、各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリア上の各受信信号サンプル ($R_m [k]$ 、▲ 1 ▼)、前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) のサブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報 ($A_m [k]$ 、 $A \wedge_m [k]$ 、▲ 2 ▼)、及び前記各サブキャリア上での前記チャネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲ 3 ▼) に基づいて、前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (6) ように適合されることを特徴とする処理装置。

【請求項 3 3】

50

前記雑音サンプル推定値測定装置 (Z M-D E T) が、
 前記各サブキャリア上の前記チャンネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲3▼) と、前記サブキャリアシンボル情報 ($A_m [k]$ 、 $A \wedge_m [k]$ 、▲2▼) を乗算する乗算器 (M U L T) と、
 当該乗算結果を前記各受信信号サンプル ($R_m [k]$ 、▲1▼) から減算する減算器 (S U B) を有し、前記減算器 (S U B) の出力が前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) サブキャリアに対する前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m [k]$) を構成することを特徴とする請求項 3 2 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 4】

前記 O F D M シンボルがフレーム (F R) のバースト (B S T) 内で送信され、前記バースト (B S T) の各々がプリアンプル部 (P R E) 及び 1 つ以上のプロトコルデータユニット (P D U) を有し、前記各バースト (B S T) の前記各プリアンプル部 (P R E) が、前記チャンネル係数推定器 (H M-E S T) がチャンネル推定に用いる 1 つ以上の O F D M トレーニングシンボル (T S Y M) を有することを特徴とする請求項 3 2 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 5】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k [k]$) が、1 つの前記バーストの前記プリアンプル部の前記 1 つ以上の O F D M トレーニングシンボル (T S) であることを特徴とする請求項 3 3 及び請求項 3 4 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 6】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k [k]$) が、1 つの前記バースト内の前記プロトコルデータユニット (P D U) 内のデータを有するサブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k [k]$) であることを特徴とする請求項 3 3 及び請求項 3 4 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 7】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (P D U) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k [k]$) が、復調器 (D E M O D) の出力する O F D M シンボル判定を再変調するように適合された再変調装置 (R E M O D) によって生成されることを特徴とする請求項 3 3 及び請求項 3 4 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 8】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (P D U) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k [k]$) が、復号化器 (D E C O D) の出力を再符号化／再変調するように適合された再符号化／再変調装置 (R E M O D) によって生成されることを特徴とする請求項 3 3 及び請求項 3 4 記載の処理装置 (P R D)。

【請求項 3 9】

O F D M システム内の雑音電力 (P_z) を求める方法であって、
 各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリアに対する雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (S 3) ステップと、
 前記雑音サンプル推定値の電力 ($Z \wedge_m$) を複数 ($N_{S T}$ 、m) のサブキャリアに渡って平均して前記雑音電力 (P_z) を求める (S 3) ステップとを有し、
 前記雑音電力 (P_z) を求めるステップが、さらに前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を複数 (L、k) の O F D M シンボルに渡っても平均することにより前記雑音電力 (P_z) を求める (7) ステップを有し、
 前記雑音サンプル推定値を求めるステップが、各 (k) O F D M シンボル内の各 (m) サブキャリア上の各受信信号サンプル ($R_m [k]$ 、▲1▼)、前記各 (k) O F D M シンボル内の前記各 (m) のサブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報 ($A_m [k]$ 、 $A \wedge_m [k]$ 、▲2▼)、及び前記各サブキャリア上での前記チャンネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲3▼) に基づいて、前記各 (k) O F D M シ

10

20

30

40

50

ンボル内の前記各 (m) サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (6) ステップを有することを特徴とする方法。

【請求項 40】

前記各サブキャリア上の前記チャネル係数推定値 ($H \wedge_m$ 、▲3▼) と、前記サブキャリアシンボル情報 ($A_m[k]$ 、 $A \wedge_m[k]$ 、▲2▼) を乗算して、前記雑音サンプル推定値 ($Z \wedge_m$) を求める (S3) ステップと、

当該乗算結果を前記各受信信号サンプル ($R_m[k]$ 、▲1▼) から減算する (S33) ステップとを更に有することを特徴とする請求項 39 記載の方法。

【請求項 41】

前記 OFDM シンボルがフレーム (FR) のバースト (BST) 内で送信され、前記バースト (BST) の各々がプリアンプル部 (PRE) 及び 1 つ以上のプロトコルデータユニット (PDU) を有し、前記各バースト (BST) の前記各プリアンプル部 (PRE) が、前記チャネル係数推定器 (HMEST) がチャネル推定に用いる 1 つ以上の OFDM トレーニングシンボル (TS) を有することを特徴とする請求項 39 記載の方法。 10

【請求項 42】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k[k]$) が、1 つの前記バーストの前記プリアンプル部の前記 1 つ以上の OFDM トレーニングシンボル (TSMB) であることを特徴とする請求項 39 及び請求項 41 記載の方法。

【請求項 43】

前記サブキャリアシンボル情報 ($A_k[k]$) が、1 つの前記バースト内の前記プロトコルデータユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k[k]$) であることを特徴とする請求項 39 及び請求項 40 1 記載の方法。 20

【請求項 44】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k[k]$) が、復調器 (DEMOD) の出力する OFDM シンボル判定を再変調することにより生成されることを特徴とする請求項 39 及び請求項 41 記載の方法。

【請求項 45】

前記 1 つのバースト内の前記プロトコルデータユニット (PDU) 内のデータを有するサブキャリアシンボルの前記サブキャリアシンボル推定情報 ($A \wedge_k[k]$) が、復号化器 (DECOD) の出力を再符号化／再変調することにより生成されることを特徴とする請求項 39 及び請求項 41 記載の方法。 30

【発明の詳細な説明】

【0001】

発明が属する技術分野

本発明は OFDM 伝送システムの OFDM 送信機及び OFDM 受信機間の伝送リンクのリンク品質判定ユニット及びリンク品質判定方法に関する。本発明はまた、このようなリンク品質判定ユニットを含む伝送リンク特性セレクトアに関する。

【0002】

任意の伝送システム、特に OFDM システムにおいて、伝送リンク上の伝送の伝送特性 (properties or characteristics) を選択及び調整可能とするため、伝送リンク品質指標 (measure) が決定されるべきである。伝送リンク品質指標を得る目的で、パラメータを得るために OFDM 伝送信号を評価することが可能であり、このパラメータに基づいて適切なリンク品質指標が決定される。本発明は、特に、どのようにしてこのようなリンク品質指標を OFDM (直交周波数分割多重: Orthogonal Frequency Division Multiplexing) システムにおいて高精度に得ることができるか、という問題を解決する。本発明はさらに、品質指標を構成することが可能な必須パラメータを提供可能な処理装置に関する。 40

【0003】

発明の背景

直交周波数分割多重（OFDM）はビット期間よりもずっと大きな時間分散を呈する伝送システムで一般的に用いられる変調方式である。OFDMは既にディジタルオーディオ放送（DAB）及びディジタルビデオ放送（DAV）に定められている。現在、OFDMは欧州、米国及び日本で定められるように、5GHz帯での無線ローカルエリアネットワーク（WLAN）への使用が検討されている。欧州規格は所謂高性能無線ローカルエリアネットワークタイプ2（HIPERLAN/2: High Performance Radio Local Area Network）である。この規格は現在ETSI（欧州電気通信標準化機構）プロジェクトBRAN（Broadband Radio Access Network）によって策定されている。さらに、OFDMシステムのための北アメリカ及び日本の規格が、上述のHIPERLAN/2規格と非常に似通った物理層を有する点に気づくであろう。

【0004】

図1aに、本発明に関連するブロックを表す一般的なOFDM伝送システムSYSの概要を示す。一般に、OFDM送信TR及びOFDM受信器RC、例えば移動端末（MT）は、伝送リンクTL上で通信する。送信器TRはいくつかのソース情報を複数のサブキャリア上の複数のOFDMシンボルへ変調するため、従前の変調回路MODCRTを有する。当業者には周知であるように、これは基本的に符号化器及び逆離散フーリエ変換処理を用いて実行される。

【0005】

受信器RCは、複数のサブキャリア上のOFDMシンボルをソース情報へ復調するため、従前の復調回路DEMCRTをいくつか有する。当業者には周知であるように、このような復調回路DEMCRTは主要構成として復号化器及び離散フーリエ変換を有する。

【0006】

伝送システムSYSは、固定網であっても、また受信器RC、例えば移動端末MTにアクセスを提供するために例えばアクセスポイントAPが用いられる移動無線通信網であってよい。しかし、原則としてこのシステムアーキテクチャは、移動無線通信網に加え、他の形式の伝送システムにも適用される。

【0007】

全てのOFDMシステムにおいて、OFDM変調が送信器TRで行われ、OFDM復調が受信器RCで行われることは共通しているが、伝送リンク上で伝送が発生する具体的な方法はデータ交換に用いられるプロトコルに依存する。図1aはHIPERLAN/2規格に基づくデータ伝送の例を示し、この規格ではMAC（Multiple Access Control）フレームFRに関し、例えば2msの期間を有する伝送が発生する。HIPERLAN/2規格に従って、各伝送フレームFRは報知制御チャンネルBCH情報と、それに続くフレーム制御チャンネルFCC情報、さらに個々のダウンリンクトラフィック及びアップリンクトラフィック及び、ランダムアクセスチャンネルRACの情報とを含む。実際のOFDMシンボルは個々のバーストBSTに含まれる。各バーストBSTはプリアンブル部PRE及びいくつかのプロトコルデータユニットPDUを含む。プリアンブル部PREは誤り訂正及び受信器のトレーニングのため、各バーストに必要である。

【0008】

図1bに示すように、一般に各プリアンブル部PREは2つのトレーニングシンボルTS及びサイクリックプリフィックス（CP）から構成される。ダウンリンク、アップリンク及びランダムアクセスのための異なるバーストタイプ用に、いくつかの異なるプリアンブルが存在する。しかし、全てのプリアンブルはチャンネル推定を可能とするためにサイクリックプリフィックスCP及びトレーニングシンボルTSの同一部分を含む。サンプリング周波数20MHz、サイクリックプリフィックスCPの期間1.6μs及びトレーニングシンボルTSの期間3.2μsにおいて、各プリアンブル部PREはサイクリックプリフィックスCPに32サンプル、各トレーニングシンボルTSに64サンプルを含む。

【0009】

10

20

30

40

50

言うまでもなく、伝送リンク T L（無線又は有線）を介した伝送は、受信器 R C が想定される送信 O F D M 情報に関して誤った判断をしようとするような雑音、歪み又は他の干渉の影響を受ける。それぞれのプリアンプル部に既知のトレーニングシンボル（すなわち、受信器側においても既知である）を含ませる理由の 1 つは、受信器トレーニングを可能とするため、つまり、例えば誤った判断をできる限り避けるために受信器 R C においてチャネル係数を推定するため、受信トレーニングシンボルを既知のトレーニングシンボルと比較するためである。

【0010】

干渉、雑音又は歪みの程度は動的であるため、すなわち干渉するユーザの数、受信信号電力、伝送状況等に依存しうするため、送信器 T R は通常、伝送リンク上の通信の伝送特性を動的に適合もしくは調整することができる、伝送リンク特性調整装置 A D P を備えている。従って、調整装置 A D P は、通常リンク適合（link adaptation: L A）と呼ばれる機能、すなわち、伝送リンク品質を向上させられると思われる、予め定められた伝送特性をセッティングする機能を実行する。例えば、H I P E R L A N / 2 規格によれば、様々な物理層モードを調整装置 A D P によって設定することができる。図 2 a は H I P E R L A N / 2 物理層モードの主要パラメータを示す。図 2 b は H I P E R L A N / 2 物理層の主要パラメータの表を示す。ここで、物理層モード設定は、図 2 a に示されるように、利用可能な物理層モードに基づいて実行される点に留意すべきである。L A は、伝送パラメータを選択するための方法についての一般的な用語として理解されるべきである。これは、例えば、電力制御とも呼ばれる出力電力の設定を含む。例えば、従来の送信器において、送信電力は受信器における受信電力及び／又は測定された S N R に基づいて制御されるであろう。

【0011】

図 2 a に示すように、H I P E R L A N / 2 は 6, 9, 12, 18, 27, 36 M b p s のビットレートを有する 6 つの必須モードと、54 M b p s のビットレートを有する 1 つのオプションモードを提供する。異なる物理層モード間を切り替えることにより、伝送リンク T L 上の伝送品質は一般的な伝送状況に対して動的に適応可能である。

【0012】

しかし、調整装置 A D P は、どの物理層モードを選択する必要があるのかを知るため、伝送リンク品質セレクトア T L - S E L からの指示を必要とする。一般に、伝送リンク品質セレクトア T L - S E L は、伝送リンク上でリンク品質測定（L Q M）を実行し、リンク品質指標 Q を伝送品質決定器 T R - D E C へ出力するリンク品質測定装置 L Q - D E T によって形成される。リンク品質測定装置 L Q - D E T によって実施されたリンク品質測定に基づいて、伝送品質決定器 T R - D E C は物理層モードを決定し、選択された物理層モードに関する指示を調整装置 A D P に与える。そして調整装置 A D P は、選択された物理層モードを設定する。

【0013】

リンク品質測定は原則的にリンク品質測定装置 L Q - D E T によって、送信機 T R もしくはアクセスポイント A P サイト内のどこか別の場所（送信機はアクセスポイント A P の一部である）、受信器 R C サイト又は、どこか別の場所、すなわちアクセスポイント A P でも送信機 T R でも受信器 R C でもない場所に配置されている、その通信に参与する伝送システム S Y S の別の装置 A U 内ででも実施することが可能である。同様に、伝送特性決定器 T R - D E C は、送信機 T R 又は、アクセスポイント A P 内、受信器 R C 内又は他の任意の装置 A U のどこか別の場所に設けられ得る。伝送品質決定器及びリンク品質測定装置が送信機 T R の外部に設けられる場合、外部に設けられた送信機 T R 及びリンク品質測定装置 L Q - D E T からの対応する信号は調整装置 A D P が最終的に受信する。詳細な配置はシステムの実現に依存するため、伝送品質決定器 T R - D E C 及びリンク品質測定装置 L Q - D E T によって構成される伝送リンク品質セレクトア T L - S E L は送信機 T R 又は受信器 R C のみ位置するものとしては示されていない。一般的な見地は L Q M の実行が必須であり、選択された物理層モードに関して対応する選択信号が調整装置 A D P へ供給さ

れねばならない。リンク適合（L A）手法はデータリンク制御（D L C）層又は物理層のいずれかにおいて得られる様々なリンク品質測定を利用するであろう。

【0014】

リンク品質指標は適切な伝送モードを選択するための判断基準として用いられるまさに基準であるため、どのようにリンク品質が測定が実行されるか、またどのようにリンク品質指標が決定されるかは言うまでもなく非常に重要である。例えば、リンク品質指標が正確でないとする、過剰な補償、すなわち、実際に予定されるよりも低いビットレートが選択されるであろう。同様に、リンク品質指標が誤っている、すなわち、実際に起こっているよりも良い伝送品質を予測とすると、本来適切であると思われるよりも高すぎるビットレートが選択されるであろう。従って、リンク品質指標の決定、すなわち、どのようにリンク品質測定が実行され、リンク品質指標を導き出すためにどのパラメータが使用されるかは、正確なリンク適合にとって本質的に重要である。

10

【0015】

従来技術の説明

データリンク層（D L C）上で利用可能なリンク品質指標は、C R C（巡回冗長チェック）から得られるP D U（プロトコルデータユニット）誤り率（P r o t o c o l D a t a U n i t E r r o r R a t e : P E R）推定に基づいている。

【0016】

他の周知のリンク品質指標は受信信号強度（R S S）推定、信号対雑音比（S N R）推定又はビット誤り率（r a w b i t e r r o r r a t e）推定に基づいている。後者は物理層上で計算可能であろうデータの復号又は再符号化に基づくことが可能である。

20

【0017】

推定値、すなわちリンク品質測定値に基づいて、品質指標又は品質基準が得られ、これらは上述のようにリンク適合に用いられる。例えばH I P E R L A N / 2においてパケット伝送に遅延制約条件が無いと仮定すると、好適な品質指標はM b p sで規定されるデータの最大リンクスループットである。理想的な選択式一再送（s e l e c t i v e - r e p e a t）A R Q（自動再送要求）手法のリンクスループットは（ビットレート）＊（1 - P E R）で簡単に概算できる。明らかに、P E Rは興味ある指標であろう。しかし、P E Rの信頼するに足る直接測定は時間がかかりすぎ、そのため例えばS N R推定を通じたP E Rの間接的な推定が容易な測定である。

30

【0018】

しかし、フェージングの影響を受ける多くのシステムにおいて、S N Rの関数としてのP E Rは他のチャネルパラメータに依存する。例えば、S N R又は搬送波対干渉電力比の関数としての誤り率は、遅延拡散（d e l a y s p r e a d）のようなチャネル特性の違いによって大幅に異なるであろう。従って、他の測定を考慮に入れる必要がある。

【0019】

原理的には、リンク品質測定L Q MはG P R S（汎用パケット無線システム）及びE D G E（Enhanced Data Rates for Global Evolution）のような他のシステムについて既に考慮されている。このようなシステムにおけるリンク品質指標は基本的にビット誤り率測定、信号対雑音推定又は受信信号強度推定に基づいている。しかし、このようなリンク品質指標はH I P E R L A N / 2のようなO F D Mシステムにおいて簡単に使用することができない。

40

【0020】

特に、O F D Mシステムにおいて、遅延拡散のようなチャネルパラメータはリンク品質に影響を与え、そのため所望のリンク適合動作及び切替基準に影響を与える。このような影響は従来のリンク品質指標によっては考慮されていなかった。

【0021】

発明の概要

上述のように、G P R S及びE D G E並びに従来の他の通信システムは、S N R、P E R及びR S Sといったリンク品質指標を用いるが、このようなリンク品質指標は瞬間的なチ

50

チャンネルリアライゼーション (channel realization) の特性を考慮していない。特に、それらは遅延拡散のような特性を考慮しておらず、結果として OFDM システムにおけるこのようなリンク品質指標の利用は正確なリンク適合をもたらさない。

【0022】

従って、本発明の目的は、OFDM 伝送システムにおける伝送リンクの正確なリンク品質指標を提供することのできるリンク品質測定装置、リンク品質測定方法及びこのようなリンク品質測定装置を含む伝送リンク品質セクタを提供することである。

【0023】

本発明はまた、改良されたリンク品質指標を得るために必要な、適切なパラメータを提供することのできる処理装置を提供することを目的とする。

10

【0024】

この目的は、OFDM 伝送システムの OFDM 送信器及び OFDM 受信器間の伝送リンクを測定するためのリンク品質測定装置であって、前記リンク品質測定装置が、受信器における受信信号の信号電力変動を測定するように適合された信号電力変動測定装置と、サブキャリア信号電力の変動を表す第 1 のリンク品質指標を信号電力変動測定装置が測定する信号電力変動に基づいて測定するように適合された少なくとも第 1 のリンク品質指標測定装置とを有することを特徴とするリンク品質測定装置 (請求項 1) によって解決される。

【0025】

この目的は更に、OFDM 伝送システムの OFDM 送信器及び OFDM 受信器間の伝送リンクを測定するためのリンク品質測定装置であって、前記リンク品質測定装置が、受信器における受信信号の信号対雑音比変動を測定するように適合された信号対雑音比変動測定装置と、信号対雑音比変動の変動を、信号対雑音比変動測定装置が測定するように信号対雑音比変動に基づいて表す第 1 のリンク品質指標を測定するように適合された少なくとも第 1 のリンク品質測定装置 (請求項 4) によっても解決される。

20

【0026】

この目的はまた、伝送リンク品質指標に依存して OFDM リンクの伝送特性を選択するための伝送リンク特性決定器を含む伝送リンク特性セクタであって、前記伝送リンク特性セクタが前記リンク品質指標を出良くするための、上で定義したようなリンク品質測定装置を有し、前記伝送リンク特性決定器が前記伝送リンクの伝送特性を前記リンク品質決定装置が出力するリンク品質指標に基づいて決定するように適合されていることを特徴とする伝送リンク特性セクタ (請求項 18) によっても解決される。

30

【0027】

この目的は、OFDM 伝送システムの OFDM 送信器及び OFDM 受信器の間の伝送リンクのリンク品質を測定するためのリンク品質測定方法であって、信号電力変動を測定するステップと、前記測定された信号電力変動に基づいて第 1 のリンク品質指標を測定するステップをと含むことを特徴とするリンク品質測定方法 (請求項 22) によっても解決される。

【0028】

この目的は、OFDM 伝送システムの OFDM 送信器及び OFDM 受信器の間の伝送リンクのリンク品質を測定するためのリンク品質測定方法であって、信号対雑音比変動を測定するステップと、前記測定された信号対雑音比変動に基づいて第 1 のリンク品質指標を測定するステップをと含むことを特徴とするリンク品質測定方法 (請求項 27) によっても解決される。

40

【0029】

この目的は、OFDM システム内で受信された信号の雑音電力を測定するように適合された雑音電力測定装置を有する、OFDM システムの処理装置であって、前記雑音電力測定装置が、各 OFDM シンボルにおける各サブキャリアに対して、雑音サンプル推定値を決定するように適合された雑音サンプル推定値測定装置及び前記雑音サンプル推定値の電力を複数のサブキャリアに渡って平均することで、前記雑音電力を測定するように適合され

50

た雑音サンプル平均装置を含み、前記雑音電力測定装置がさらに、複数のOFDMシンボルに渡っても前記雑音サンプル推定値の電力を平均することで、前記雑音を決定するように適合されており、前記雑音サンプル推定値測定装置が各OFDMシンボル内の各サブキャリアに対する前記雑音サンプル推定値を、前記各OFDMシンボル内の各サブキャリア上で受信した各信号サンプル、各OFDMシンボル内の各サブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報及び、各サブキャリア上でのチャネル係数推定値に基づいて決定するように適合されることを特徴とする処理装置（請求項32）によっても解決される。このような処理装置によって与えられるパラメータは、OFDMシステムにおけるより正確なリンク品質指標を得るために用いることが可能である。

10

【0030】

上述したように、本発明によれば、適切なリンク品質指標の導出において、周波数選択式チャンネルに帰因する影響、すなわち瞬間的な誤り率に大きく影響する瞬時チャンネル周波数応答の影響を含ませるため、信号電力及び信号対雑音比といった伝送のためのクリティカルな値のいくつかについて、その変動が測定される。このように、例えば遅延分散はチャンネルパラメータの1つとしてリンク品質指標に含めることが可能であり、従ってリンク適合動作（behavior）及び切替基準に含めることが可能である。

【0031】

好ましくは、リンク品質測定装置が、各サブキャリアについてのチャンネル係数の推定値を求めるように適合されるチャンネル係数推定器を有する（請求項2）。測定された信号電力の変動は、簡単な方法で正確な信号電力変動を推定することを可能にする。

20

【0032】

好ましくは、第1のリンク品質指標測定装置が、信号電力変動と信号電力の2乗との比を求めることによって第1のリンク品質指標を得るように適合されている（請求項3）。これにより、都合の良い方法で受信器連鎖における定数ファクタを取り除くためにリンク品質指標を正規化することが可能になる。

【0033】

好ましくは、雑音サンプル推定値測定装置が、各OFDMシンボル内の各サブキャリアについての雑音サンプル推定値を求めるために設けられても良く、信号対雑音比変動測定装置が、チャンネル推定係数の電力及び雑音サンプルの電力を複数のサブキャリアに渡ってそれぞれ加算し、それらの比を形成することによりSNR平均値を求め、また、各サブキャリアについての各チャンネル係数推定値の電力と、各サブキャリアについての各雑音サンプル推定値との比を求め、この比からSNR平均値を減算し、減算結果の絶対値を求め、絶対値を二乗し得られた絶対値を複数のサブキャリアに渡って平均することにより、信号対雑音変動を信号対雑音比変動として求めるように適合される（請求項5）。

30

【0034】

従って、信号対雑音比の変動も信号対雑音電力の変動の正確な反映として用いることができる。

【0035】

好ましくは、各サブキャリアについての各チャンネル係数推定値の電力と、各サブキャリアについての各雑音サンプル推定値の電力との比を求め、得られた比を複数のサブキャリアに渡って平均することによって、信号対雑音比変動として信号対雑音比分散を求めるように適合された変動測定装置をリンク品質測定装置が有する（請求項6）。

40

【0036】

2つの、異なる、より正確なリンク品質指標、すなわち第1及び第2のリンク品質指標が提供されうるため、全部のリンク品質指標測定装置は、第1及び第2のリンク品質指標を結合することによって全部のリンク品質指標を都合良く求めることができる（請求項17）。従って、リンク適合を、第1のリンク品質指標、第2のリンク品質指標又はそれらの組み合わせ、すなわち全てのリンク品質指標に都合良く基づくことが可能である（請求項18）。

50

【0037】

好ましくは、リンク品質測定装置は、各サブキャリアについてのチャネル死刑数推定値を求めるように適合されたチャネル係数推定器と、推定されたチャネル係数の電力を複数のサブキャリアに渡って平均して信号電力をもとめるように提供された信号電力測定装置と、各OFDMシンボル内の各サブキャリアについて雑音サンプル推定値を求めるように適合された雑音サンプル推定値測定装置を含む雑音電力測定装置と、雑音サンプル推定値を複数のサブキャリアに渡って平均して雑音電力を求めるように適合された雑音サンプル平均装置を有し、第2のリンク品質指標測定装置が、求められた信号電力と求められた雑音電力との比を求めることで第2のリンク品質指標を得るように適合されていることを特徴とする（請求項7）。

10

【0038】

好ましくは、前記雑音サンプル平均装置が、さらに、前記雑音サンプル推定値を複数のOFDMシンボルに渡っても平均することにより、前記雑音電力を算出するように適合されることを特徴とする（請求項8）。これにより、平均サブキャリア信号対雑音電力費を表す、更に精度の高い第2のリンク品質指標の提供が可能になる。

【0039】

好ましくは、前記雑音サンプル推定値測定装置が各OFDMシンボル中の各サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値を、各OFDMシンボル内の各サブキャリア上の各受信信号サンプル、各OFDMシンボル内の各サブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報及び、各サブキャリア上のチャネル係数推定値に基づいて算出するように適合されていることを特徴とする（請求項9）。雑音サンプル推定値のこの算出は、OFDMシステムにおける等価通信チャネルの適切なモデルに基づくため、特に好都合である。

20

【0040】

好ましくは、前記雑音サンプル推定値測定装置が、各サブキャリア上のチャネル係数推定値をサブキャリアシンボル情報と乗算する乗算器と、この乗算結果を各受信信号サンプルから減算する減算器を有し、減算器の出力が各OFDMシンボル内の各サブキャリアについての前記雑音サンプル推定値を構成することを特徴とする（請求項10）。

【0041】

好ましくは、雑音サンプル推定値の算出に用いられるサブキャリアシンボル情報が、バーストのプリアンプル部に含まれる1つ又は複数のOFDMトレーニングシンボルのサブキャリアシンボル情報であることを特徴とする（請求項12）。従って、既知のトレーニングシンボルを雑音サンプル推定値の算出に利用することができる。

30

【0042】

好ましくは、サブキャリアシンボル情報がバースト内のプロトコルデータユニット内の、データを有する（data-bearing）サブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報であってよいことを特徴とする（請求項13）。

【0043】

好ましくは、バースト内のプロトコルデータユニット内のデータを有するサブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報が、復調器の出力するOFDMシンボル判定を再変調するように適合された再変調装置によって生成されることを特徴とする（請求項14）。

40

【0044】

好ましくは、バースト内のプロトコルデータユニット内のデータを有するサブキャリアシンボルのサブキャリアシンボル推定情報が、復号化器による出力を再符号化／再変調するように適合された再符号化／再変調装置によって生成されることを特徴とする（請求項15）。

【0045】

好ましくは、前記第2のリンク品質指標測定装置が、前記第2のリンク品質指標を、フレーム期間中又はバースト期間中におけるいくつかの時点で算出し、修正された第1のリン

50

ク指標を累積密度関数として計算することを特徴とする（請求項16）。これにより、顕著な干渉を有する伝送条件においてフレーム間、又はフレーム内でさえも急速に変動する干渉電力を考慮することが可能になる。

【0046】

好ましくは、雑音サンプル推定値測定装置及び雑音電力計算用のサブキャリアシンボル情報を算出する方法を、上述の処理装置において利用可能であることを特徴とする（請求項33-38、40-45）。

【0047】

本発明の有益な実施形態及び改良点は、添付の特許請求の範囲から理解されるであろう。さらに、本発明はここで開示される特別な実施形態及び実施例に制限されず、ここでの説明は単に発明者が本発明の最良の形態であると見なしていることを反映しているに過ぎないことに留意すべきである。 10

【0048】

従って、本発明のさらなる変形物及び派生物を、ここに含まれる教示に基づいて実施することが可能である。特に、本発明は、詳細な説明及び特許請求の範囲で別々に説明及び規定されている特徴及び／又はステップからなる実施形態を含みうる。

本発明の他の目的、利点及び特徴は、以下の説明を添付図面とともに見ることによって明らかになるであろう。

【0049】

以下、本発明の原理及び実施形態を添付図面を参照して説明する。さらに、本発明は以下に説明される特定の値、例えばサブキャリアの数又はパイロットサブキャリアの数に制限されないことに留意すべきである。また、以下においてはH I P E R L A N / 2システムについて説明されるが、本発明はH I P E R L A N / 2システムでの使用に限定されず、O F D M変調及びO F D M復調が送信器及び受信器でそれぞれ実行され、好ましくはリンク品質基準に基づいてリンク適合が可能であるという一般的な機能を有する、他のいかなる無線又は有線O F D M通信システムにおいても利用可能である。 20

【0050】

さらに、本発明が一般に図1に示されるO F D M通信システムS Y S、すなわち、それぞれがリンク品質指標測定装置L Q - D E T及び伝送品質決定器T R - D E Cを含む送信器T R及び受信器R Cを含むO F D M通信システムS Y Sに適に適用可能である点に留意すべきである。 30

【0051】

発明の原理

本発明に従ってより正確なリンク品質指標を得るためには、まずO F D M通信システムにおける伝送リンクの周波数選択式（f r e q u e n c y - s e l e c t i v e）のチャンネルで生じるであろう、可能性のある減衰及び歪みの適切なモデルを選択する必要がある。

【0052】

O F D Mは様々なサブキャリア上の等価通信チャンネルのセットと見なすことができる。等価チャンネルはサブキャリア間干渉がなければ独立している。サブキャリア上の等価通信チャンネルのモデルを図3に示す。以下のパラメータが図3で定義される。 40

【0053】

$A_m[k]$	OFDMシンボル k におけるサブキャリア $m \in \mathbb{N}_{ST}$ 上で伝送されるサブキャリアシンボル	
H_m	サブキャリア m 上のチャネル係数。バースト内で一定であると仮定する。	
$Z_m[k]$	OFDMシンボル k におけるサブキャリア m 上の雑音または干渉サンプル	
$R_m[k]$	OFDMシンボル k におけるサブキャリア m 上の受信信号サンプル	10
$M \in \mathbb{N}_{ST}$	サブキャリアインデックス	
$\mathbb{N}_{ST}$	使用されるサブキャリアのインデックスのセット	
$k \in \{0, 1, 2, \dots\}$	バースト内のOFDMシンボルインデックス	

【0054】

もちろん、受信器側又はリンク品質測定及びリンク品質基準の決定が実行されるアクセスポイントサイトにおいては、サブキャリア n 上のチャネル係数のみならず、送信器 TR によってOFDMシンボル k 中のサブキャリア m 上で伝送される実際のサブキャリアシンボルも不明である。しかし、伝送されたサブキャリアシンボルの推定値及びチャネル係数推定値は得ることは可能である。これらの推定値は以下のように表記される。

【0055】

$\hat{A}_m[k]$ OFDMシンボル k におけるサブキャリア m 上で伝送されるサブキャリアシンボルの推定値

$\hat{H}_m$ サブキャリア m 上のチャネル係数の推定値

【0056】

図3に示すように、チャネル及び雑音の影響に関し、サブキャリア上の等価通信モデルは、各サブキャリア m について、チャネル係数 H_m が伝送されたサブキャリアシンボル $A_m[k]$ と乗算器 $MULT$ によって乗算されること、また加算器 ADD によって加算される追加雑音又は干渉サンプル $Z_m[k]$ が存在することを基本的に仮定している。乗算及び加算の結果はOFDMシンボル k 内のサブキャリア m 上の受信信号サンプルである。

【0057】

本発明の根本的な思想は、送信及び受信の間、周波数選択性チャネルによりOFDM信号は減衰及び歪まされ、未知のレベルを有する雑音及び／又は干渉が各サブキャリア上での加算 ADD によって加えられるというものである。図3に示すように、本発明の原理によれば、これら2つの影響を分離することができる。瞬間的なチャネル周波数応答は瞬間的な誤り率に大きく影響するため、本発明によれば、複数のサブキャリアに渡る信号電力変動を考慮する必要がある。

【0058】

第1の実施形態（信号電力変動）

図4aに示すように、OFDM伝送システム $SYSTEM$ のOFDM送信器 TR とOFDM受信器 RC の間の伝送リンク TL の品質 LQ を測定するための、本発明によるリンク品質測定装置 $LQ-DET$ は、受信器 RC におけるOFDM受信信号 RS の信号電力変動 V_s を求

10

20

30

40

50

めるように適合されている信号電力変動測定装置 $V S - D E T$ を有している。さらに、信号電力変動測定装置 $V S - D E T$ によって求められた信号電力変動 V_s に基づいて、サブキャリア信号電力の変動を表す第 1 のリンク品質指標 $Q 1$ を求めるように適合された少なくとも 1 つの第 1 のリンク品質指標測定装置 $Q 1 - D E T$ が設けられる。

【0059】

信号電力変動は瞬間的なチャンネルインパルス応答を特徴付け、また、より具体的には、誤り率性能上のインパクトを特徴づける。この点で、 $S N R$ 推定値のみによって得られる誤り率の推定値の精度向上を行うものとして見ることができる。信号電力変動は、瞬間的なチャンネルインパルス応答の「瞬間的な」遅延の広がりにより厳密につながっているため、好適な指標である。さらに、符号化は周波数領域においてサブキャリアシンボルに対して効果的に実施されるため、複数のサブキャリアに渡って求められた信号電力変動は時間領域インパルス応答の特性よりも良好な指標である。 10

【0060】

図 3 におけるサブキャリア上の等価通信モデルからすると、ある瞬間的な時間における総信号電力は個々のサブキャリアの電力の寄与によって形成されることが理解されるであろう。本発明による信号電力変動の測定は、まず第 1 に予め定められた電力費各レベルに関する各サブキャリアの電力寄与の変動を求めることそして全てのサブキャリア電力変動を 1 つの共通信号電力変動値に合成することを意味する。しかしながら、時間に依存する信号電力変動測定もまた本発明によって考慮されている。

【0061】

例えば、サブキャリア電力変動を個々に時間に渡って（時間的にいくつかの事例（*several instances*）に渡って）平均又は積算し、積算されたサブキャリア電力変動を総信号電力変動値へ合成することも可能である。 20

【0062】

代わりに、個々のサブキャリア電力をまず複数回積算（平均）し、平均された個々のサブキャリア電力を電力閾値と比較し、得られた電力変動値を総信号電力変動値へ合成することも考えられる。

【0063】

代わりに、単純にいくつかの事例において総信号電力変動値を計算し、この総信号電力変動値をいくつかの事例に渡って積算（平均）することも可能である。 30

【0064】

このように、1 つの事例における瞬時的なサブキャリア電力変動を考慮するのみならず、適切な信号電力変動値を形成するために時間的に統合することもまた可能である。

【0065】

以下、図 4 b を参照して、1 つの電力変動についての信号電力変動値測定の一例を説明する。図 1 3 a は図 1 2 にしめすステップ $S 1$ のフローチャートを示す。図 1 2 は少なくとも 2 つの異なるリンク品質測定基準を決定するための全体的なフローチャートを示す。

【0066】

上述したように、1 つの電力変動を測定するために、各サブキャリア電力の変動が評価される電力比較値を決定しなければならない。1 つの電力変動 V_s を計算するため、好ましくは平均信号電力を電力比較値として見積もることができる。平均信号電力 P_s は単純に以下のように推定できる。 40

【0067】

$$P_s = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} |\hat{H}_m|^2 \quad (1)$$

【0068】

コヒーレント OFDM 受信器において、チャネル係数推定器 HM-EST (図 8 も参照) が通常用いられ、 m のサブキャリアの各々について、チャネル係数の推定値 $\hat{H}_m$ を求めるように適合される。従って、チャネル係数の推定値 $\hat{H}_m$ がステップ S11 で求められる。すなわち、チャネル係数推定値は通常コヒーレント復調のために適用されるチャネル推定から得ることができる。

【0069】

ステップ S12 において、信号電力測定装置 PS-DET が推定されたチャネル係数 $\hat{H}_m$ の電力を複数 N_{ST} のサブキャリアに渡って平均することで、信号電力 P_s を求める。ここで述べた全ての平均プロセスが例えば 52 の使用されるサブキャリアから計算されうことは注目に値する。代わりに、大幅に精度を落とすことなく 48 のデータキャリアに基づいて計算を行っても良い。これは例えばパイロットサブキャリアが他のいかなる目的のためにも評価されず、データを有するサブキャリアのみが評価されるような場合に好適である。

【0070】

ステップ S13 において、信号電力の変動 V_s が以下の式に従って計算されうる。

【0071】

$$V_s = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| |\hat{H}_m|^2 - P_s \right|^2 = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| \hat{H}_m \right|^4 - P_s^2 \quad (2)$$

20

【0072】

すなわち、図 4b における信号電力変動測定装置は、入力信号としてチャネル推定値 $\hat{H}_m$ 及び求められた信号電力 P_s をまた受信する。そして、信号電力変動測定装置 VS-DET は、 m のサブキャリアの各々において推定されたチャネル係数 $\hat{H}_m$ の電力と、信号電力 P_s との差を求め、差の絶対値を求め、差の絶対値を二乗し、二乗された絶対値をサブキャリアの複数 N_{ST} に渡って平均することにより、信号電力変動を信号電力変動 V_s として求める。

【0073】

代わりに、式 (2) の右手側で示されるように、この計算はチャネル推定値 $\hat{H}_m$ の電力の 4 乗を求め、信号電力の二乗値 P_s^2 を減算し、その結果を N_{ST} のサブキャリアに渡って平均することと等価である。

【0074】

図 4a 及び図 2 のステップ S2 に示されるように、第 1 のリンク品質指標測定装置 Q1-DET は、求められた信号電力変動 V_s に基づいて第 1 のリンク品質指標 Q1 を求める。一例は第 1 のリンク品質指標測定装置 Q1-DET が信号電力変動をセクタ及び調整装置が物理層モードを再調整するために利用する品質基準として信号電力変動を単純に出力する。

【0075】

代わりに、図 4a にも示されるように、図 4b において、第 1 のリンク品質指標測定装置 Q1-DET もまた、以下の式に従って、信号電力 P_s に対する信号電力変動 V_s の比を求めることによって、前記第 1 のリンク品質指標 Q1 を求めるように適合される。

【0076】

$$Q_1 = \frac{V_s}{P_s^2} = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| \frac{|\hat{H}_m|^2}{P_s} - 1 \right|^2 = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \frac{|\hat{H}_m|^4}{P_s^2} - 1 \quad (3)$$

【0077】

すなわち、好ましくは第 1 のリンク品質指標測定装置 Q1-DET は受信器チェーンにおける恒常的要因 (constant factor) を除去するため、信号電力の変動 V_s を正規化する。等式 (3) において、二乗された平均信号電力はこの目的で用いられる

50

。

【0078】

等式(3)はどのようにして第1のリンク品質指標 Q_1 を計算することが可能であるかの一例を与えるが、第1のリンク品質指標の他の効率的な実現を、求められた信号電力変動 V_s に基づいて導出可能であること、すなわち別の第1のリンク品質指標 Q_1 を得るために若干異なる式を用い得ることに留意されたい。例えば、除算回数を減らすため、 Q_1 の代わりに、 $Q_1 = 10 \log_{10} (Q_1 / N_{ST})$ を用いることがより適切であるかもしれない。従って、上述の等式(3)は求められた信号電力変動又は信号電力分散 V_s に基づいて第1のリンク品質指標 Q_1 を求めるためにどのように第1のリンク品質指標測定装置 Q_1-DET を用い得るかの単なる一例である。

10

【0079】

もちろん、信号電力の分散 V_s は近接する信号間の依存状態を考慮していないということは留意すべきである。すなわち、図3における通信モデルによれば、個々のサブキャリアは独立である。一般的なOFDM受信器RCは、復号化前に各々の相関を理想的に除去するためにデインタリーバを用いるので、この仮定は合理的である。従って、サブキャリア電力又は推定チャネル係数は互いに独立であると見なすことができる。

【0080】

上述のように、図3の通信モデルに基づいて、本発明の思想は、全てのサブキャリアにおいて信号電力変動の変動を評価することによって遅延の広がり計上して、リンク品質指標を提供することにある。しかし、図5aに示すように、瞬時チャネル周波数応答の周波数選択性を計上するために変動を評価可能な他の好適なパラメータが存在する。

20

【0081】

第2の実施形態 (SNR変動)

図5aにおいて、リンク品質指標測定装置 $LQ-DET$ は、受信器RC内の受信信号の信号対雑音比変動 $SNRV$ を測定するように適合された信号対雑音比変動測定装置 $SNRV-DET$ を有する。さらに、図4aと同様に、信号対雑音比変動測定装置 $SNRV-DET$ によって測定されるような信号対雑音比変動 $SNRV$ に基づいて、信号対雑音比の変動を表す第1のリンク品質指標 Q_1 を求めるためのリンク品質指標測定装置 Q_1-DET が設けられる。

【0082】

信号電力変動と同様、SNR変動は、誤り率についての瞬間的な干渉電力スペクトルのみならずチャネルインパルス応答のインパクトを特徴付ける。

30

信号電力変動測定の場合と同様、信号対雑音比変動測定もまた固定時刻 (fixed instance in time) に実行することや、時間に渡って平均及び積算することによって実行することが可能である。

【0083】

第1の例によれば、固定の時刻において、信号対雑音比変動測定手段がまず各サブキャリアに対する信号対雑音比の計算及び、個々のサブキャリアのSNRに渡るある種の平均処理として複数 N_{ST} のサブキャリアに対する個々のSNRの総信号対雑音比変動値への結合を実行する。

40

【0084】

時間に渡る積算が用いられる際、他の例は、いくつかの時刻におけるサブキャリアSNRの個々の測定及び、個々のSNRの時間に渡る平均 (積算) 並びに引き続く複数 N_{ST} のサブキャリアに渡る平均 (積算) を有しうる。

【0085】

第3の例では個々の結合 (複数のサブキャリア N_{ST} に渡って平均) されたSNR値、すなわち総信号対雑音比値が、いくつかの時刻 (several instances of time) に渡って積算 (平均) される。

【0086】

信号対雑音比変動に基づいて第1のリンク品質指標測定装置 Q_1 を求めるリンク品質指標

50

測定装置 L Q - D E T の実施形態を図 5 b に示す。図 4 b と同様、チャネル推定器 C H - E S T は、雑音サンプル推定値測定装置 Z M - D E T 及び信号対雑音比変動測定装置 S N R V - D E T に供給される、チャネル係数の推定値 $\hat{H}_m$ を与える。

【0087】

以下により詳細に説明するように、雑音サンプル推定値測定装置 Z M - D E T は k の O F D M の各々のシンボル内の m のサブキャリアの各々に対する雑音サンプル推定値 $\hat{Z}_m$ を算出するように適合される。

【0088】

信号電力変動測定の場合と同様、信号対雑音比変動測定装置 S N R V - D E T は信号対雑音変動をとって信号対雑音比分散を求めることができる。特に、測定装置 S N R V - D E T は分散 S N R V を以下の等式に従って求める。

【0089】

$$SNRV = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| \frac{|\hat{H}_m|^2}{|\hat{Z}_m|^2} - SNRM \right|^2 \quad (4.1)$$

$$\text{with } SNRM = \frac{\sum_{m \in N_{ST}} |\hat{H}_m|^2}{\sum_{m \in N_{ST}} |\hat{Z}_m|^2} (\text{mean SNR}) \quad (4.2)$$

【0090】

すなわち、図 1 3 b のフローチャートに示すように、信号対雑音比分散測定の場合、チャネル推定器がまずステップ S 1 1 でチャネル係数の推定値 $\hat{H}_m$ を計算するとともに、ステップ S 1 2 では雑音サンプル推定値測定装置 Z M - D E T が k の O F D M シンボルの各々の m のサブキャリアの各々について、雑音サンプル推定値 $\hat{Z}_m$ を求める。

【0091】

ステップ S 1 3 では、測定装置 S N R V - D E T が、チャネル推定係数の電力 $|\hat{H}_m|^2$ 及び雑音サンプルの電力 $|\hat{Z}_m|^2$ を、それぞれ複数 N_{ST} のサブキャリアに渡って加算し、その比を形成する（等式 4. 2 参照）ことにより、S N R 平均値 S N R M を求める。そして、測定装置 S N R V - D E T は m のサブキャリアの各々に対する各チャネル係数推定値の電力 $|\hat{H}_m|^2$ の、m のサブキャリアの各々に対する各雑音サンプル推定値の電力 $|\hat{Z}_m|^2$ に対する比を求め、この比から S N R 平均値 S N R M を減算して、減算結果の絶対値を求め、さらにこの絶対値を自乗し、得られた絶対値を複数 N_{ST} のサブキャリアに渡って平均する（等式 4. 1 を参照）。

【0092】

図 4 b を参照して説明したように、信号対雑音比の変動測定に関しても、第 1 のリンク品質指標測定装置 Q 1 - D E T は信号対雑音比分散を第 1 のリンク品質指標 Q 1 として出力可能である。繰り返すが、信号電力分散としての信号電力変動の測定及び、信号対雑音比分散としての信号対雑音比変動の測定は、各変動をどのようにして計算可能であるかという一例に過ぎないことに留意されたい。変動に対する他の実装は、本明細書で開示される教示に基づいて実行可能である。

【0093】

上述したように、信号対雑音比変動及び／又は信号電力変動は、リンク品質に影響を与え、従って O F D M 通信システムにおける所望のリンク適合に影響を与える遅延拡散を補償するために用いられる。また、改良された変動値（信号電力又は S N R 変動）を計算するため、いくつかのバーストに渡る時間評価（time evaluation）を行うこ

10

20

30

40

50

とが可能である。

【0094】

第3の実施形態（雑音電力品質指標）

以下、雑音電力が測定される、本発明の他の実施形態について説明する。なお、第3の実施形態における雑音電力の計算のために用いられる雑音サンプル推定値測定装置ZM-DETは、上述した信号対雑音比変動に対しても使用可能である（雑音サンプルの推定値 $Z_{\hat{m}}$ が必要な上述の等式（6.2）を参照）。

【0095】

図6に示すように、信号電力変動測定装置VS-DET及び第1のリンク品質指標測定装置Q1-DETに加え、雑音電力 P_z を求めるよう適合された雑音電力測定装置PZ-DET及び、雑音電力測定装置PZ-DETによって求められるような雑音電力 P_z に基づいて平均サブキャリア信号対雑音電力比SNRを求めるように適合された第2のリンク品質指標測定装置Q2-DETが設けられている。第1及び第2のリンク品質指標Q1、Q2を結合して総リンク品質指標Qを求めるための総信号品質指標測定装置Q-DETが設けられている。

【0096】

図6においては、図4a、4bに関して先に述べた信号電力変動測定装置VS-DETが示されているが、図6において（図5a、5bに関して上述したような）信号対雑音比変動測定装置SNRV-DETを設けてもよいことに留意されたい。

【0097】

図6に示すように、本発明の第2の見地は、第2のリンク品質指標Q2が平均サブキャリア信号対雑音電力比SNRに基づいて求められるという事実に基づいている。この平均サブキャリア信号対雑音電力比SNRは第2の実施形態に関連して説明された信号対雑音比変動値とは区別されるべきものである。

【0098】

誤り率、すなわちスループットは、SNRに大きく影響される。そのため、SNR推定値はリンク品質を推定するための直接的な指標である。

【0099】

第2のリンク品質指標Q1として平均サブキャリア信号対雑音電力比を計算するためには様々な実現性が存在する。図6は、信号電力 P_s を例えばチャネル係数推定値 $H_{\hat{m}}$ を複数 N_{ST} のサブキャリアに渡って平均することにより求めるように適合された信号電力測定装置PS-DET

【0100】

が設けられる一例を示している。第2の実施形態に関して上述したような信号対雑音比変動値とは対照的に、追加された第2の伝送リンク品質指標Q1は雑音電力 P_z に、より一般的には平均雑音電力に対する平均信号電力に基づいている。すなわち、第2のリンク品質指標Q2は好ましくは以下の等式に従って求められる。

【0101】

$$Q_2 = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_z} \right)$$

(5)

【0102】

図6において参照数字PS-DETとともに模式的に示されるように、信号電力測定装置は上述の等式（1）に従って平均電力 P_s を計算する。すなわち、受信器RCのチャネル係数推定器HM-ESTがmのサブキャリアの各々についてのチャネル係数推定値 $H_{\hat{m}}$ を求め、チャネル係数の推定値の電力が複数 N_{ST} のサブキャリアに渡って平均される。このようにして、等式（5）の分子（nominator） P_s が求められる。

【0103】

以下、分母 P_z について説明する。雑音電力測定装置PZ-DETの実施形態を用いて雑

音電力 P_z を計算する好ましい方法を図 7 に示す。ここで、図 7 に示されるような処理装置 PRD による雑音電力測定は、第 2 のリンク品質指標 Q_1 の計算に加え、他の目的にも有用であることに留意されたい。従って、雑音電力測定装置 PZ-D E T を含む処理装置 PRD を個別に説明する。このような雑音電力測定はリンク品質指標測定及びリンク適合とは無関係に都合良く利用することが可能である。

【0104】

雑音電力測定装置 PZ-D E T は、 k の各 OFDM シンボル内の m の各サブキャリアについての雑音サンプル推定値 $Z^{\wedge}_m$ を測定するように適合された雑音サンプル推定値測定装置 ZM-D E T を含む。このような雑音サンプル推定値測定装置 ZM-D E T はまた、第 2 の実施形態の図 5 b における信号対雑音比変動測定装置に必要な雑音サンプル推定値 $Z^{\wedge}_m$ を提供するためにも利用することができる。

10

【0105】

さらに、処理装置 PRD の雑音電力測定装置 PZ-D E T は、雑音サンプル推定値 $Z^{\wedge}_m$ を複数 N_{S_T} のサブキャリアに渡って平均して雑音電力 P_z を求めるように適合された雑音サンプル平均装置 ZM-A V を有する。上述したように、第 2 のリンク品質指標測定装置 Q_2 -D E T は求められた信号電力 P_s の、求められた雑音電力 P_z に対する h を求めることで第 2 のリンク品質指標 Q_2 を求めるように適合されている。

【0106】

雑音電力は信号対雑音電力比の推定値を得るために推定される必要があり、また OFDM システムの任意の処理装置 PRD において独立して使用されうる。図 7 に示されるように、以下の雑音電力推定方法は周波数領域 (frequency domain) で動作するため、典型的に OFDM システムで利用可能である。一方、以下の説明は本発明の好適な実施形態ではあるが、他の雑音電力推定手法も利用可能である。提案する方法は伝送されるサブキャリアシンボルの情報を必要とし、例えば、HIPERLAN/2 プリアンブルのチャネル推定部における (トレーニングシンボル TS を用いる) パイロット支援型 (pilot-assisted)、又はバースト中の任意の位置における判定志向型 (decision-directed) のいずれにおいても機能しうる。

20

【0107】

図 3 に示すような当初の等価通信モデルに基づいて、雑音モデルもまた得ることが可能である (図 9 に示す)。すなわち、図 12 のステップ S3 に示すように、雑音サンプル推定値測定装置 ZM-D E T は、各 k の OFDM シンボル内の各 m のサブキャリア上における、各受信信号サンプル $R_m[k]$ 、▲1▼、各 k の OFDM シンボル内の各 m のサブキャリア上で伝送されるサブキャリアシンボルに関するサブキャリアシンボル情報 $A_m[k]$ 、 $A^{\wedge}_m[k]$ 、▲2▼、及び各サブキャリア上でのチャネル係数推定値 $H^{\wedge}_m$ 、▲3▼に基づいて、各 k の OFDM シンボル内の各 m のサブキャリアについての雑音サンプル推定値 $Z^{\wedge}_m$ を求めるように適合される。

30

【0108】

好ましくは、図 7 に示されるように、雑音サンプル推定値測定装置 ZM-D E T は以下の等式に従って雑音サンプル推定値 $H^{\wedge}_m Z^{\wedge}_m[k]$ を求める。

【0109】

$$\hat{Z}_m[k] = R_m[k] - A_m[k] \hat{H}_m$$

(6)

40

【0110】

雑音サンプル推定値に対するこのモデルは図 3 に示される等価サブキャリア通信モデルに基づいて容易に得ることができる。図 13 c に示すように、最初のステップ S31 において、チャネル係数推定値 $H^{\wedge}_m[k]$ がチャネル推定器 CH-E S T によって求められる。ステップ S32 で、雑音サンプル推定値測定装置 ZM-D E T の乗算器 M U L T が、各サブキャリア上のチャネル係数推定値 $H^{\wedge}_m$ 、▲3▼と、サブキャリアシンボル情報 $A_m[k]$ 、 $A^{\wedge}_m[k]$ 、▲2▼を乗算し、さらに減算器 S U B が乗算結果を各受信信号サンプル $R_m[k]$ 、▲1▼から減算する。減算器 S U B の出力は各 k の OFDM シンボル

50

内の各 m のサブキャリアに対する雑音サンプル推定値 $Z \wedge_m [k]$ を構成する。

【0111】

ステップS34において、 N_{ST} のサブキャリア及びおそらくは L のOFDMシンボルに渡る平均処理が実行される。この処理はさらなる詳細とともに以下に説明する。まず、雑音サンプル推定値 $Z \wedge_m$ についての測定ステップS31-S33に関し、図9における雑音モデルは、少なくとも伝送されるサブキャリアシンボルの直接的な知見 $A_m [k]$ 又は、少なくとも伝送されるサブキャリアシンボルの推定値 $A \wedge_m [k]$ を必要とすることを理解すべきである。雑音電力 P_Z についての以下の等式に示されるように、伝送されるシンボルの直接的な知見または推定値 $A \wedge_m [k]$ を得る必要がある。

【0112】

10

$$P_Z = \frac{1}{LN_{ST}} \sum_{\lambda=0}^{L-1} \sum_{m \in N_{ST}} |\hat{Z}_m[k+\lambda]|^2$$

$$= \frac{1}{LN_{ST}} \sum_{\lambda=0}^{L-1} \sum_{m \in N_{ST}} |R_m[k+\lambda] - \hat{A}_m[k+\lambda] \hat{H}_m|^2 \quad (7)$$

【0113】

20

図1bに関して既に説明したように、OFDM通信システムにおいてOFDMシンボルはフレームFRのバーストBST内で伝送される。また、各バーストBSTはプリアンプル部PRE及び1つ以上のプロトコルデータユニットPDUを有する。各バーストBSTの各プリアンプル部PREは1つ以上のOFDMトレーニングシンボルTSを有する。トレーニングシンボルTSはチャネル推定のためのチャネル係数推定器HMESTによって用いられる。

【0114】

サブキャリアシンボル上の情報 $A_k [k]$ をどのようにして直接得ることができるかという第1の可能性は、プリアンプルのチャネル推定部分のサブキャリアシンボルの利用である。図8に示すように、従来の復調器回路DEMOD-CRTはプリアンプル除去装置PRE-RV、巡回プリフィックス除去及びFFT装置CP-FV、チャネル推定器CHEST、サブキャリア復調器SC-DEMOD及び復号化器DECを有する。受信器のトレーニングを可能にするため、復調回路DEMOD-CRTはまた、好ましくはメモリTS-MEMに格納される、いくつかの既知のトレーニングシンボルTS又はパイロットシンボルの知見を有する必要がある。パイロットシンボルは送信器TR及び受信器RCの両方が予め知っている。

30

【0115】

このように、伝送されるサブキャリアシンボルの必要な情報を与える第1の可能性は、バーストのプリアンプル部PREの1つ以上のOFDMトレーニングシンボルTSのサブキャリアシンボル情報である。すなわち、所定のタイミングにおいて、合意による既知のパイロットトレーニングシンボルを有するプリアンプル部が伝送されるということを受信器RCが仮定できれば、パイロットシンボルに基づいて等式(6)に従った雑音推定を実行することができる。

40

【0116】

図8にさらに示すように、伝送されるサブキャリアシンボルに関するいくつかの情報を与える別の可能性は、バースト内の、データを有するサブキャリアシンボルの推定値 $A \wedge_m [k]$ を用いることである。この推定値が等式(6)において用いられるとすると、同様に必要な雑音サンプル推定値 $Z \wedge_m [k]$ は、測定装置ZM-DETによって提供され得る。

【0117】

50

図 8 に示すように、伝送されるサブキャリアシンボルの推定値に関するこの情報をどのようにして得ることができるかという 2 つの例が存在する。1 つの可能性は、復調器 D E M O D が出力する O F D M シンボル判定出力を再変調するように適合された再変調装置 R E M O D によって、バースト内のプロトコルデータユニット内のデータを有するサブキャリアシンボルの推定情報 $A \wedge_k [k]$ を生成することである。このような推定されたサブキャリアシンボル情報は参照数字 $\blacktriangle 2 \blacktriangledown$ で表記される。このようにして、復調後の（ハード）シンボル判定の再変調は、伝送されるサブキャリアシンボルの推定値を与えるために使用することができる。すなわち、復調回路 D E M O D - C R T は、フィルタリング、ダウンサンプリング、周波数訂正及びタイミング修正がなされた受信信号（received signal）である受信信号（reception signal）R S を受信する。巡回プリフィックス除去及び F F T 装置 C P - R V の出力は、O F D M シンボル k 内のサブキャリア m 上の受信信号サンプル、すなわち、周波数領域での等式（6）における雑音サンプル推定に必要な雑音サンプル推定値 $R_m [k]$ である。 10

【0118】

さらに、図 8 に示すように、伝送される O F D M シンボルの一部の推定は、従来から復調回路 D E M O D - C R T 内に設けられている復号化器 D E C の出力を再符号化／再変調することによっても実施することが可能である。この場合はまた伝送されるサブキャリアシンボルの一部の推定情報 $A \wedge_m [k]$ を雑音サンプル測定装置 Z M - D E T へ供給することができる。3 つの入力情報 $\blacktriangle 1 \blacktriangledown$ 、 $\blacktriangle 2 \blacktriangledown$ 、 $\blacktriangle 3 \blacktriangledown$ に基づいて、雑音サンプル値測定装置は個々の雑音サンプル $Z \wedge_m [k]$ を等式（6）、（7）に従って求める。 20

【0119】

雑音サンプルを求めるための判定志向型動作の場合、判定誤りが低い信号対雑音電力比に対する推定誤差を増加させるであろうことは明らかである。これは雑音電力推定をプリアンブルシンボルに対して適用することによって簡単に回避することができる。

【0120】

伝送されるシンボル $A_m [k]$ についての直接的な情報又は伝送されるシンボルの推定値 $A \wedge_m [k]$ がわかると、雑音サンプルは処理装置 P R D の雑音電力測定装置 P Z - D E T の装置 Z M - D E T によって求めることができる。雑音電力の正確な量を得るため、雑音サンプル平均装置 Z M - A V は等式（7）に従った雑音サンプル $Z \wedge_m [k]$ に基づいて雑音電力の計算を実行する。 30

【0121】

等式（7）において、 L は雑音電力が平均されるべき O F D M シンボルの数を表す。1 つの O F D M シンボル内において、雑音電力は例えば 5 2 サンプルに渡って平均することによって得られる。従って、測定の分散は $L = 1$ についてはこの因子によって削減され、多くの場合にはそれで十分であろう。

【0122】

すなわち、本発明の好ましい実施形態は複数 L の O F D M シンボルに渡っても雑音サンプルを平均しているが、雑音電力は雑音サンプル推定値 $Z \wedge_m$ の複数 $N_{S T}$ のサブキャリアに渡る平均値を単に求めることにより、雑音サンプル平均装置 Z M - A V によって算出することができる。 40

【0123】

話を戻して、一旦雑音電力が求まると、平均サブキャリア S N R を算出するのは容易であり、従って等式（5）による第 2 のリンク品質指標 Q_2 もまた容易に求められる。

【0124】

個々の雑音サンプル $Z \wedge_m [k]$ を平均することによる雑音電力 P_z の算出のための等式（7）からわかるであろう通り、上述の測定はある O F D M シンボル内の平均雑音レベルを与えるに過ぎない。さらに、この計算は実際のパイロットシンボル又はデータを有する O F D M シンボルの推定値のいずれが用いられるかどうかとは無関係に、白色雑音の影響に対応する。その裏にある仮定は、雑音又は同一チャネル干渉がおおよそ一定の電力スペクトル密度を有する（白色雑音）であるというものである。この仮定は熱雑音の場合に満 50

足される。しかし、この仮定が近似に過ぎなかったり、まったく適用できないような場合も存在する。そのような場合に対しては、白色雑音を用いた近似は適用できず、他の雑音推定値を求めうる。これについて以下の第4の実施形態で説明する。

【0125】

第4の実施形態（雑音計算の改良）

上述した信号対雑音比変動計算は、周波数選択式チャネル経由で1つ又は少ない同一チャネル干渉が考えられるような状況に対しては特に都合がよい。すなわち、約7の合理的な再利用ファクタを有する典型的なセルラシステムにおいては、2、3の、あるいは1つの同一チャネル干渉が存在するであろう。それらが周波数選択式チャネルを通じて受信されたものであるとすると、異なるサブキャリア上の干渉レベルは異なるものでであろう。従って、等式（7）による雑音／干渉電力測定による情報は不完全なおそれがある。 10

【0126】

そのような状況においては、平均雑音／干渉電力の推定値を各サブキャリア上の瞬時サブキャリアSNRとして計算し、このサブキャリアSNRの平均及び分散を得るために各サブキャリアのSNRを用いることが有利である。しかし、雑音は原則的に時間方向のみならず周波数方向においてもランダムなプロセスであるため、問題が発生する。

【0127】

従って、上述したように、信号対雑音比分散（変動）を時間方向においてもさらに平均（積算）することが可能である。これにより、さらなる高精度が得られる。従って、別の代替方法として、上述したように、各サブキャリア上の雑音電力を正確にと言うよりは独立して得るため、まず時間方向で平均する。雑音電力又はSNRの平均値又は分散は合理的に正確な測定値を与える。しかし、等式（3）に示されるような信号電力分散のみの計算と比較して複雑さがますという問題が存在する。 20

【0128】

第5の実施形態（リンク適合）

図12に、第1及び第2の伝送リンク品質指標Q1、Q2の組み合わせによる本発明の本質的なフローチャートを示す。上述したように、ステップS1において、各々の変動が求められ、ステップS2では第1のリンク品質指標Q1が求められる（図4a、4b、図5a、5b）。 30

【0129】

ステップS3では、雑音電力が計算され（図6、7、8、9）、ステップS4では第2のリンク品質指標Q2が雑音電力、例えば平均SNRに基づいて求められる。

【0130】

ステップS5で、総リンク品質指標測定装置Q-DETが、図6に示すように、総リンク品質指標Qをを求めるために第1及び第2のリンク品質指標Q1、Q2を結合する。総リンク品質指標Qはその後伝送特性決定器TL-DECにより、OFDM伝送リンクのための適切な伝送特性（物理層モード）を選択するために用いられる。伝送特性決定器TR-DECの決定に基づいて、選択された伝送特性（物理層モード）を伝送特性調整装置ADPが設定する。もちろん、代わりに、伝送特性決定及び伝送特性調整が第1及び第2のリンク品質指標Q1、Q2のみに基づいてもよい。 40

【0131】

いずれにしても、リンク品質指標がQ、Q1又はQ2のどれに基づくかは関係なく、単純リンク適合LA（リンク品質指標に基づく伝送特性決定及び、伝送特性設定を含む）は、バーストあたり1つのリンク品質指標を用いることができる。例えば、移動端末MTにおいて、フレーム開始時における報知チャネルBCHはリンク品質指標を得るために評価されうるとともに、物理層モードは移動端末MT内部に存在する伝送特性決定器TR-DECによって決定されう。この物理層モード提案はランダムアクセスチャネルRAC又はアップリンクチャネルトラフィック内でアクセスポイントAPへ送信されう。再度、アクセスポイントAPはリンク品質指標をランダムアクセスチャネルRACに基づいて計算することができる。この計算はいかなる場合でも、最もロバストなバーストにおいて 50

行われる可能性が高い。そして、アクセスポイント A P は、移動端末 M T によって提案された物理層モード及び、自らがランダムアクセスモードにおける評価に基づいて求めた物理層モードに基づいて、各資源を割り当てることができる。

【0132】

図 10 は総リンク品質指標測定装置 Q-D E T が尾のようにして第 1 及び第 2 のリンク品質指標 Q 1、Q 2 を図 12 のステップ S 5 で結合するかの一例を示す。図 10 に示すように、第 1 のリンク品質指標 Q 1 及び第 2 のリンク品質指標 Q 2 は、(正規化された) 第 1 のリンク品質指標 Q 1 が縦軸上で均等目盛りを有し、対数に基づく第 2 のリンク品質指標 Q 2 が横軸で対数目盛りを有する判定面 (d e c i s i o n p l a n e) 内に配置される。

10

【0133】

図 10 から理解されるであろうように、総リンク品質指標 Q は Q 1 及び Q 2 の合成、すなわち Q 2 及び Q 1 の横軸及び縦軸に垂直な 3 番目の軸上に存在するものとして考えることができる。

【0134】

図 10 は、伝送リンク特性判定器 T L-D E C の判定線 (又は判定面) をも示す。これら判定線 (面) は総リンク品質指標 Q の値に依存した物理層モードの決定を説明するための例である。1 つのリンク品質指標 Q 1 又は Q 2 のみが伝送特性決定に用いられる場合には、これらの判定線が 1 つの判定点となることは言うまでもない。

【0135】

20

図 10 の結合された判定面において、Q 1 及び Q 2 の値は事前に求められ、適切な物理層モードは判定面内の総リンク品質指標 Q の判定面位置 (d e c i s i o n p l a n e l o c a t i o n) に基づいて決定される。

【0136】

図 10 において矢印で示されるように、総リンク品質指標が 2 つの別個の時刻において求められ、Q、Q' であった際 (例えば同一フレームの 2 つの異なるバースト又は 2 つの異なるフレーム内の 2 つのバーストが評価されうる)、例えば U P の場合には物理層モード切替がビットレートを増加させ、D W N の場合物理層モード切替はビットレートを低下させる。いずれの場合においても、モード切替は、図 10 における 2 次元平面の中であっても、図 11 a に示すように常にデジタル的に実行される。図 11 a に示すように、1 つの品質指標 Q 1、Q 2 又は総リンク品質指標 Q が閾値 Q_{th} を上回るか下回る場合には常に、ヒステリシスを持たないビットレート (物理層モード) のデジタル切替の類が実行される。

30

【0137】

代わりに、図 11 b に示すように、ヒステリシスを含ませてモード切替を実行することもできる。すなわち、単独又は総リンク品質指標 Q、Q 1、Q 2 が上向き方向に上切替 (u p - s w i t c h i n g) 閾値 Q_{thup} を超えると、常にこの上向き閾値 Q_{thup} で切替が実行される。単独又は総リンク品質指標 Q、Q 1、Q 2 が Q' から Q へ減少すると、下の閾値 Q_{thdown} でビットレートの下切替 (d o w n s w i t c h i n g) が発生する。ヒステリシスの導入は、減少の際よりもやや高い S N R でビットレートが増加するという効果を有する。明らかな利点は、瞬時的な実チャネル特性がしばらくの間判定ラインの近くに存在する場合に起こりうる非常に高頻度のモード切替を回避できることである。

40

【0138】

ヒステリシスの導入利用を含む切替を、個々の第 1 及び第 2 のリンク品質指標 Q 2、Q 1 のみならず総リンク品質指標 Q についても利用可能である点に気づくかもしれない。1 次元の場合 (Q 1 又は Q 2) において、モード切替の決定は判定線より判定点において生じるであろう。総リンク品質指標 Q が 3 次元の場合に用いられるとすると、判定面は平面ではなく、Q、Q 2、Q 1 空間内の 2 次曲面 (b e n d s u r f a c e) になるであろう。

50

【0139】

第6の実施形態（改良されたリンク適合）

基本（baseline）リンク適合手法においては、バーストあたり1つのリンク品質指標値のみが計算される。これは例えばダウンリンクにおける報知チャネルBCHやアップリンクにおけるランダムアクセスチャネルRACHにおいて起こりうる。もちろん、他の任意のダウンリンク又はアップリンクチャネルで1つの

【0140】

リンク品質指標を計算することも可能である。

しかし、支配的な干渉（dominating interference）を伴う環境においては、干渉電力がMACフレーム間、あるいは数フレームの内部においてすら急速に変動する。このような状況において、フレーム全体に対する1つ又は2、3の測定は物理層モード切替の誤った判定を導きうる。 10

【0141】

極端な例は、移動端末（受信器）が報知チャネルBCHの期間にリンク品質指標を計算することである。この期間、同一チャネル干渉源はMACフレームを使用しないため、全く干渉を受けない。この場合、移動端末MTは最高のビットレートを有するモードを決定するであろう。しかし、フレームの残り大部分が例えば5dBのSNR比を有する深刻な干渉によって妨害されるとすると、ダウンリンクのスループットはゼロに低下する。本来なら、強い干渉の結果として、ほぼ5Mbpsのリンクスループットが選択されるべきであった。すなわち、ステップS6において、フレーム内の異なる位置でより多くのリンク品質指標が計算されるか、より多くのバーストが評価された（ステップS6での”J”）としても、バースト又はフレームあたり1つの測定値の個別利用は誤った物理層モード判定を導きうる。 20

【0142】

この場合に誤ったリンク適合決定を避けるための1つの可能性のあるアプローチは、1つのMACフレーム、あるいはバーストの期間中に、数回（several instances）リンク品質を推定することである。すなわち、例えば第2のリンク品質指標測定装置Q2-DETが、1フレーム期間又は複数のバースト期間中に数回測定し、修正された第2のリンク品質指標をQ2の累積密度関数c.d.fとしてステップS7で算出することが可能である。そして、測定値の、所望のQ2閾値を超える所定のパーセンテージx%を、上述の物理層モードの決定に用いることができる。この場合、データの（100-x）%の通信は厳しい干渉によって失敗するが、トラフィックのx%は合理的なコンディションのもとで機能する。好ましくは、x=90が好ましい選択である。 30

【0143】

改善されたリンク適合は以下の2つの見地に基づいて得ることも可能である。上述の各品質指標Q1、Q2、Qは、ある1つの時刻 t_0 における信号電力変動（等式（3））、SNR変動（等式（4.1）及び（4.2））及び信号／雑音電力比（等式（5））、すなわち $Q1 = Q1(t_0)$ 、 $Q2 = Q2(t_0)$ 及び $Q = Q(t_0)$ に基づいて求められていたが、各指標Q1及びQ2について、また可能性として総リンク品質指標Qについても時間平均することが可能である。すなわち、値が合計される時刻の数を N_t 、合計 Σ が N_t の時刻（time instances）に渡って取られるとすると、 $Q1' = 1/N_t \Sigma Q1(t)$ 、 $Q2' = 1/N_t \Sigma Q2(t)$ 、 $Q' = 1/N_t \Sigma Q(t)$ である。そして、伝送リンク特性決定器TL-DECは時間平均された信号品質指標Q1'、Q2'、Q'に基づいて伝送リンク特性を決定することができる。 40

【0144】

また、伝送リンク特性決定器TL-DECは物理層モードを伝送特性として決定し、物理層モードが送信器TR内の伝送特性調整装置ADPによって設定されることを説明したが、伝送リンク特性決定器TL-DECもまた、例えば図10の判定線又は面を電力レベル判定線又は面として用いることにより、リンク品質指標Q、Q1、Q2又はQ'、Q1'、Q2'に基づいて、送信器TRが送信に用いる送信電力を伝送特性として決定すること 50

ができる。

【0145】

産業上の利用可能性

上述したように、本発明の第1及び第2の実施形態によれば、リンク品質指標を求めるためにOFDMシステムにおいて必要な情報(relevant information)の変動が評価される。このような変動は信号電力変動(第1の実施形態)又はSNR変動(第2の実施形態)であってよい。さらに、上述した第1のリンク品質指標に加え、第2のリンク品質指標をOFDMシステム内の雑音電力評価に基づいて計算することができる(第3の実施形態)。本発明の第4の実施形態によれば、より正確なリンク適合を実施するために、第1及び第2のリンク品質指標が結合されうる。本発明の第5の実施形態によれば、リンク適合(物理層モード切替)の精度をさらに改良するため、バースト期間又はフレーム期間もしくはフレーム間のいくつかの時刻において評価されたいくつかのリンク品質指標の累積密度関数が計算される。 10

【0146】

本発明はさらに、OFDMシステムにおいてどのようにしてSNR推定値を求めることができるかという方法の提案という効果を有する。このようなSNR推定値はしばしば好ましいリンク品質指標である。さらに、本発明は、どのようにしてリンク品質指標を結合し、総リンク品質指標を無線資源管理によって用いることができるかという方法の提案という効果を与える。

【0147】

本発明の特定の効果は、瞬時チャネル周波数応答を明らかにする信号電力又はSNR変動(例えば、それらの分散)を考慮したものであることは言うまでもない。従って、本発明に係るリンク品質指標は、リンク品質に影響を与え、従って所望のリンク適合動作及び切替基準に影響を与える遅延拡散のようなチャネルパラメータを含む。本発明のリンク品質指標はそのような影響を考慮している。 20

【0148】

従って、本発明はOFDMシステム、特にHIPERLAN/2及びIEEE802.11に利用可能なリンク品質測定に関する新しいコンセプトを与える。

【0149】

さらに、本発明はここで開示された内容に限定されないことに留意すべきである。発明者によって本発明の最良の形態として着想された本発明の開示に基づいて、当業者は本発明のより有利な変更及び派生物を実行可能であろう。さらに、本発明は発明の詳細な説明及び特許請求の範囲に記載された、個別に説明される機能及び/又はステップの組み合わせから構成される、さらに有利な実施形態を含みうる。 30

【0150】

さらに、特許請求の範囲における参照数字は単に説明を目的としたものであり、各請求項の範囲を制限するものではない。

【図面の簡単な説明】

【図1a】

従来技術によるOFDM伝送システムSYSを示す図である。 40

【図1b】

図1aに示されるバーストBSTのプリアンブル部PREを示す図である。

【図2a】

例示的なHIPERLAN/2 OFDMシステムの物理層モードの主要パラメータを示す図である。

【図2b】

HIPERLAN/2 物理層の主要パラメータを示す図である。

【図3】

OFDMシンボルK内のサブキャリアm上の等価通信チャネルのモデルを示す図である。

【図4a】

信号強度分散に基づくリンク品質指標を算出するための本発明の原理の第1の見地に従ったブロック図である。

【図4b】

信号強度分散算出及びリンク品質指標算出に用いることのできるパラメータの一例を示す図である。

【図5a】

SNR分散によってリンク品質指標を算出するための、図4aと同様のブロック図である。

【図5b】

図5aにおける信号対雑音比分散算出に用いるパラメータを決定するための、図4aと同様のブロック図である。 10

【図6】

少なくとも、信号対雑音比に基づくリンク品質指標を算出する第2のリンク品質指標測定装置が第1のリンク品質指標測定装置とともに設けられる、本発明の別の見地のブロック図である。

【図7】

処理装置PRDのブロック図、特に図6に示される雑音電力測定装置PC-DETのブロック図である。

【図8】

OFDM受信器の復調回路DEMOD-CRTのブロック図及び、プロトコルデータユニット内部のデータを有するサブキャリアシンボルに基づくサブキャリアシンボル情報の推定値を与えるために用いられる再変調装置REMOD及び再符号化／再変調装置REINC-REMODのブロック図である。 20

【図9】

雑音電力の算出に用いられる雑音サンプル測定装置ZM-DETのブロック図である。

【図10】

第1及び第2のリンク品質指標Q1、Q2を共同決定マップへ合成するマッピング図である。

【図11】

リンク適合へのヒステリシス利用を示す図である。 30

【図12】

第1及び第2のリンク品質指標を算出するために実行されるステップの基本的なフローチャートである。

【図13a】

本発明の第1の実施形態による信号電力分散を算出するためのフローチャートである。

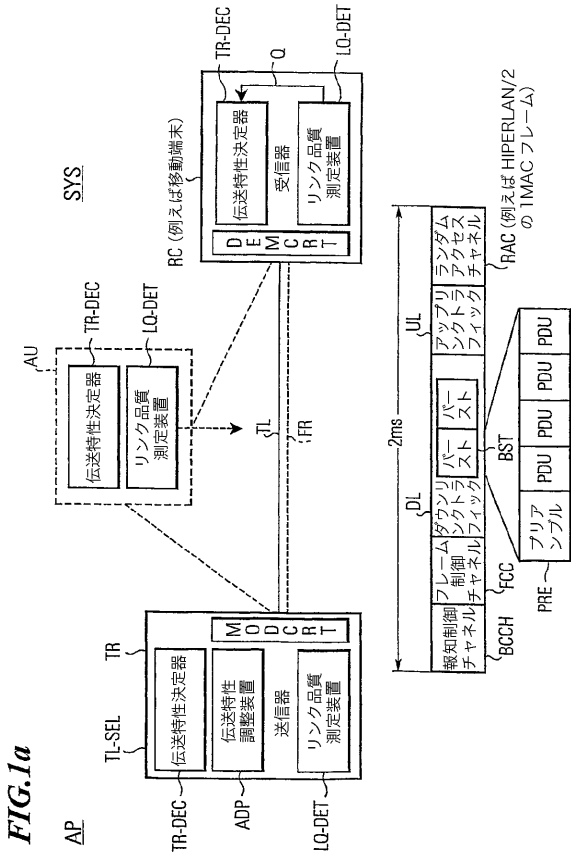
【図13b】

本発明の第2の実施形態による信号対雑音比分散を算出するためのフローチャートである。

【図13c】

雑音電力を算出するためのフローチャートである（図12のステップS3）。 40

【図 1 a】



【図 1 b】



【図 2 a】

FIG.2a

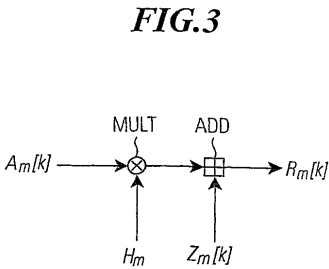
モード	変調	コードレート	物理層ビットレート
1	BPSK	1/2	6 Mbps
2	BPSK	3/4	9 Mbps
3	QPSK	1/2	12 Mbps
4	QPSK	3/4	18 Mbps
5	16 QAM	9/16	27 Mbps
6	16 QAM	3/4	36 Mbps
7	64 QAM	3/4	54 Mbps

【図 2 b】

FIG.2b

パラメータ	シンボル	HIPERLAN/2 での値
キャリア周波数		5.2-5.8 GHz
チャネル周波数スペーシング		20 MHz
64 点 IFFT 後のサンプリングレート	1/T	20 MHz (= 1/(50ns))
FFT 長		64
使用サブキャリア数	N _{ST}	52
データサブキャリア数	N _{SD}	48
パイロットサブキャリア数	N _{SP}	4
巡回プリフィックス長		16 サンプル, EQ, TO 0.8μs
巡回プリフィックスを含む OFDM シンボル周期		4μs

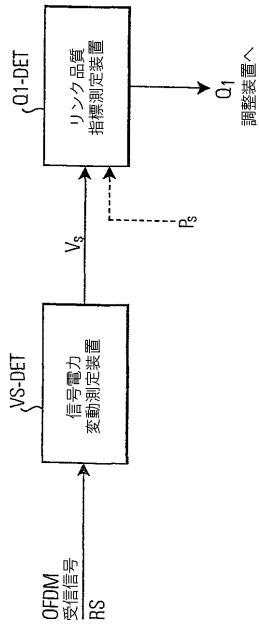
【図 3】



【図 4 a】

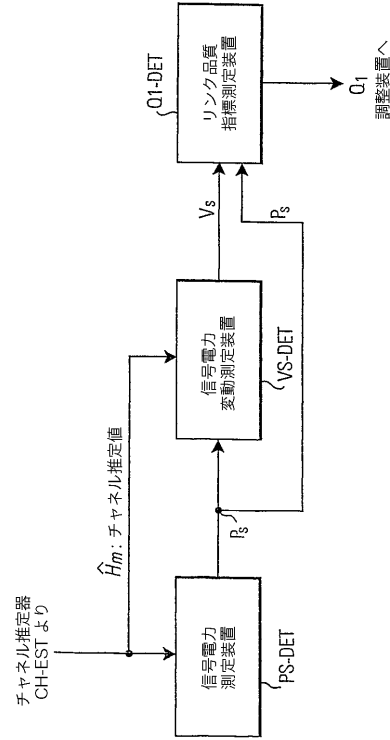
FIG.4a

LQ-DEI



【図 4 b】

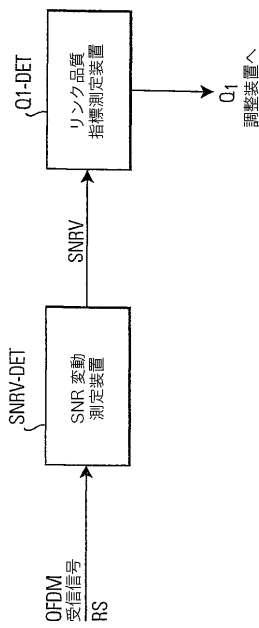
FIG.4b



【図 5 a】

FIG.5a

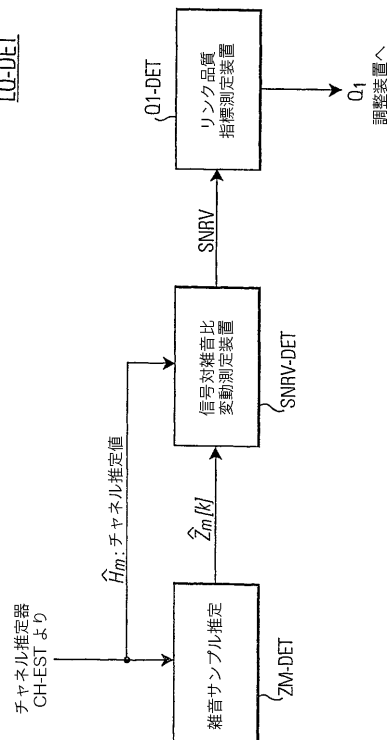
LQ-DEI



【図 5 b】

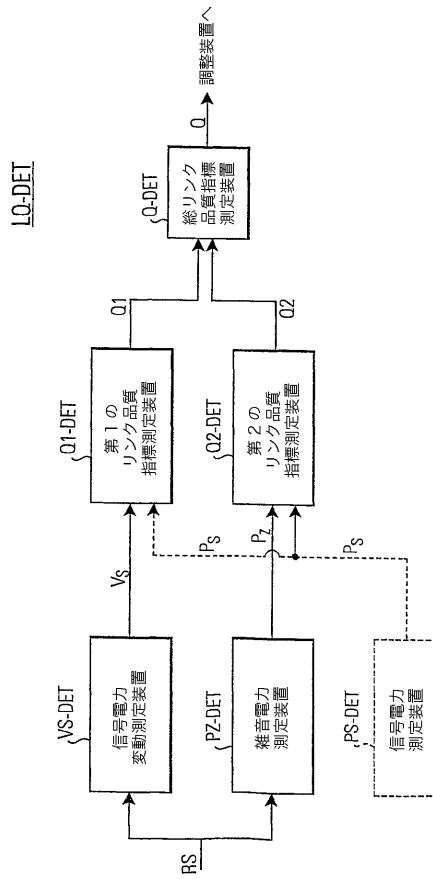
FIG.5b

LQ-DEI



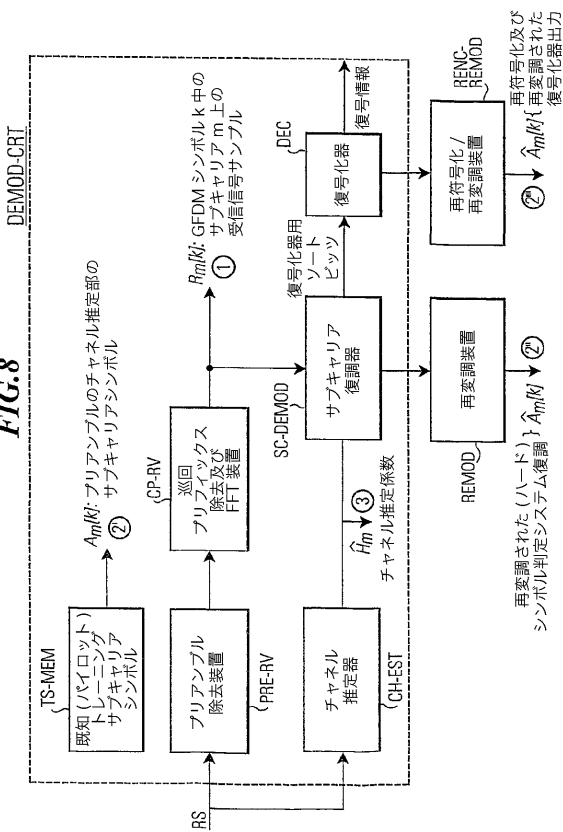
【図 6】

FIG. 6



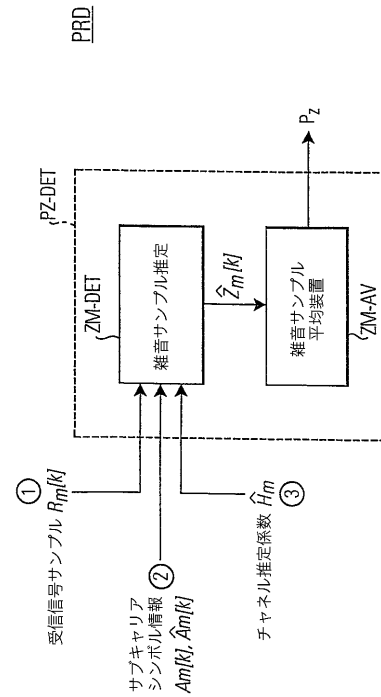
【図 8】

FIG. 8



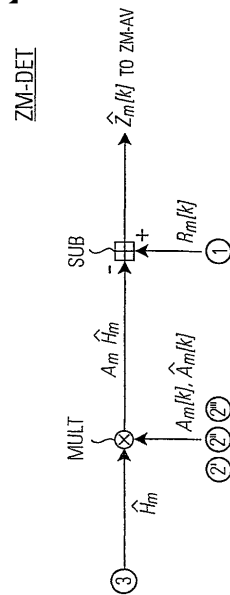
【図 7】

FIG. 7



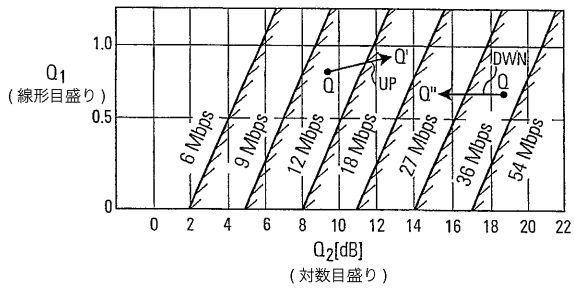
【図 9】

FIG. 9



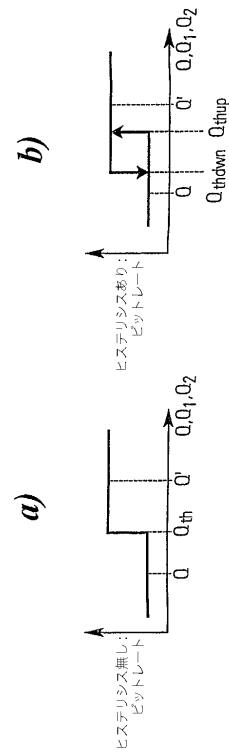
【図 10】

FIG.10



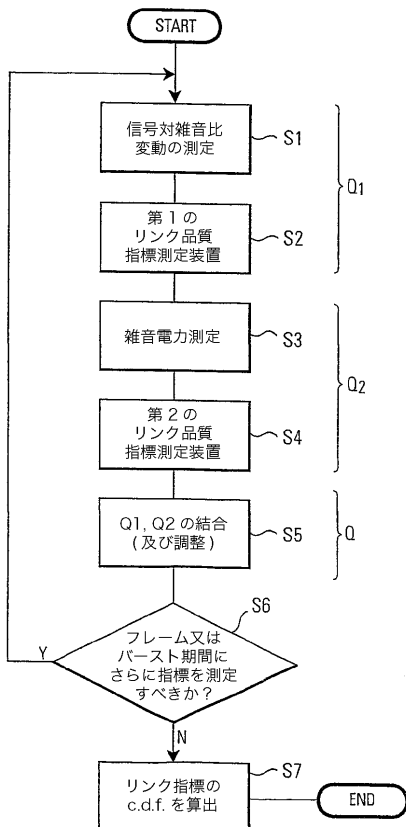
【図 11】

FIG.11



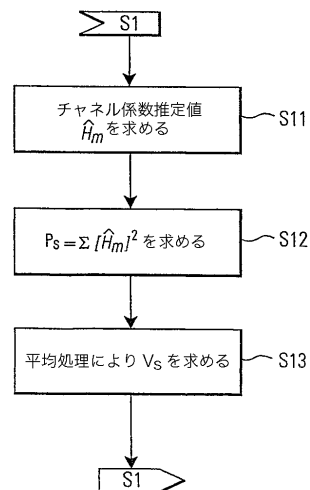
【図 12】

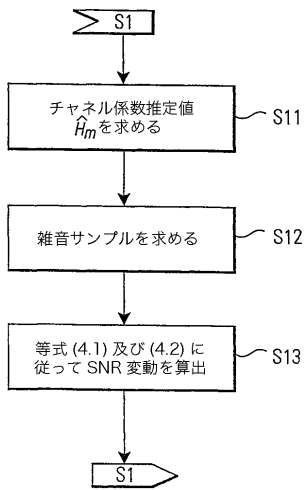
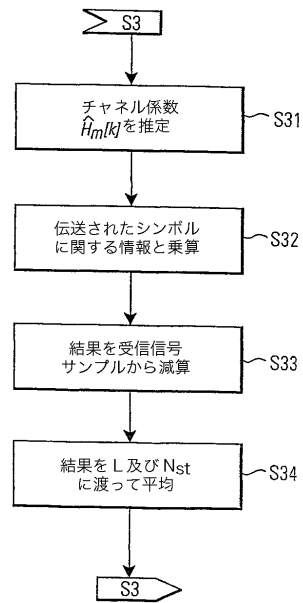
FIG.12



【図 13 a】

FIG.13a



【図 13b】
FIG.13b【図 13c】
FIG.13c

【国際公開パンフレット】

(12) INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
31 January 2002 (31.01.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/09343 A1

(51) International Patent Classification: H04L 1/20, 25/02

(21) International Application Number: PCT/EP01/08612

(22) International Filing Date: 25 July 2001 (25.07.2001)

(25) Filing Language: English

(26) Publication Language: English

(30) Priority Data:
00115037.4 25 July 2000 (25.07.2000) EP

(71) Applicant: TELEFONAKTIEBOLAGET L MERICSSON (PUBL) [SE/SE]; S-126 25 Stockholm (SE).

(72) Inventor: SCHRAMM, Peter; Täublingerstrasse 31, 91058 Erlangen (DE).

(74) Agents: HOFFMANN EITLE et al.; Arabellastrasse 4, 81925 München (DE).

(81) Designated States (national): AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU,

CZ, DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX, MZ, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW.

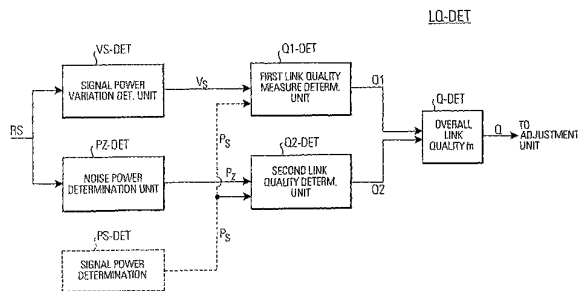
(84) Designated States (regional): ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZW), Eurasian patent (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), European patent (AT, BE, CH, CY, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, TR), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

Published:

— with international search report
— before the expiration of the time limit for amending the claims and to be republished in the event of receipt of amendments

For two-letter codes and other abbreviations, refer to the "Guidance Notes on Codes and Abbreviations" appearing at the beginning of each regular issue of the PCT Gazette.

(54) Title: LINK QUALITY DETERMINATION OF A TRANSMISSION LINK IN AN OFDM TRANSMISSION SYSTEM



(57) Abstract: The present invention relates to a link quality determination unit (LQ-DET) for determining a link quality (LQ) of a transmission link (TL) between an OFDM transmitter (TR) and an OFDM receiver (RC) of an OFDM transmission system (SYS). A first link quality measure determination unit (Q1-DET) determines a first link quality measure (Q_1) on the basis of a signal power variation or a signal-to-noise variation determined by a variation determination unit (VS-DET). A second link quality determination unit (Q2-DET) calculates a second link quality measure (Q_2) on the basis of an average signal-to-noise ratio based on the noise power (P_N) and the signal power (P_S). To perform a link adaptation (LA) an overall link quality determination unit (Q-DET) combines the first and second link quality measures (Q_1 , Q_2) into an overall link quality measure (Q).

WO 02/09343 A1

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

LINK QUALITY DETERMINATION OF A TRANSMISSION LINK
IN AN OFDM TRANSMISSION SYSTEM

FIELD OF THE INVENTION

The present invention relates to a link quality determination unit and a link quality determination method for determining a link quality of a transmission link between an OFDM transmitter and an OFDM receiver of an OFDM transmission system. The present invention also relates to a transmission link property selector including such a link quality determination unit.

In any transmission system and in particular in an OFDM system a transmission link quality measure is to be determined in order to allow the selecting and adjusting of transmission properties or transmission characteristics of the transmissions on the transmission link. In order to obtain the transmission link quality measure the OFDM transmission signal can be evaluated to obtain parameters based on which a suitable link quality measure is determined. The present invention in particular addresses the problem how such a link quality measure can be obtained with high accuracy in an OFDM (Orthogonal Frequency Division Multiplexing) system. The present invention also relates to processing devices which can provide the necessary parameters from which the quality measure can be constructed.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Orthogonal Frequency Division Multiplexing (OFDM) is a modulation scheme which is typically used in transmission systems exhibiting a time dispersion which is much greater

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

2

than the bit period. OFDM is already specified in Digital Audio Broadcasting (DAB) and Digital Video Broadcasting (DVB). Currently, OFDM is also contemplated for use in Wireless Local Area Networks (WLAN) in the 5 GHz band as specified in Europe, USA and Japan. The European standard is the so-called High Performance Radio Local Area Network type 2 (HIPERLAN/2). This standard is currently being developed by the ETSI (European Telecommunication Standard Institute) Project BRAN (Broadband Radio Access Network). Furthermore, it may be noted that the North American and the Japanese standards for the OFDM systems have very similar physical layers as the aforementioned HIPERLAN/2 standard.

An overview of a typical OFDM transmission system SYS showing the blocks relevant for the invention is shown in Fig. 1a. Typically, an OFDM transmission TR and an OFDM receiver RC, e.g. a mobile terminal (MT), communicate over a transmission link TL. The transmitter TR comprises conventional modulation circuitry MODCRT for modulating some source information into a plurality of OFDM symbols on a plurality of subcarriers. As is known to the skilled person, this is performed by using essentially a coder and an inverse discrete Fourier transform process.

The receiver RC comprises some conventional demodulation circuitry DEMCRT for demodulating the OFDM symbols on the plurality of subcarriers back into the source information. As known to the skilled person such demodulated circuitry DEMCRT comprises as main components a decoder and a discrete Fourier transform.

The transmission system SYS may be a fixed network or a mobile radio communication network where for example access points AP are used in order to provide an access to a

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

3

receiver RC, e.g. a mobile terminal MT. However, in principle the system architecture also applies to other types of transmission systems in addition to a mobile radio communication network.

Whilst it is common to all OFDM systems that the OFDM modulation takes place at a transmitter TR and an OFDM demodulation takes place at the receiver RC, the specific manner in which the transmission takes place over the transmission link depends on the used protocol for the data exchange. Fig. 1a shows an example of the data transmission in accordance with the HIPERLAN/2 standard according to which a transmission in terms of MAC (Multiple Access Control) frames FR having a duration of e.g. 2 ms takes place. In accordance with the HIPERLAN/2 standard, each transmission frame FR consists of Broadcast Control Channel BCCH information followed by Frame Control Channel FCC information after which the respective downlink traffic and uplink traffic and information of Random Access Channels RAC follows. The actual OFDM symbols are contained in individual bursts BST. Each burst BST contains a preamble part PRE and some protocol data units PDU. The preamble part PRE is necessary in each burst in order to allow error correction and receiver training.

Typically, as shown in Fig. 1b, each preamble part PRE comprises two training symbols TS and a cyclic prefix CP. There are several different preambles for the different burst types for downlink, uplink and random access. However, every preamble includes the same part of the cyclic prefix CP and training symbols TS to allow a channel estimation. At a 20 MHz sampling frequency and a duration of 1.6 μ s for the cyclic prefix CP and a duration of 3.2 μ s for the training

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

4

symbol TS, each preamble PRE contains 32 samples for the cyclic prefix CP and 64 samples for each training symbol.

Of course, the transmission via the transmission link TL (wireless or over wire) suffers from noise, distortion or other interferences such that the receiver RC can make wrong decisions regarding the assumed sent OFDM information. One of the reasons to include the known training symbols (i.e. also known on the receiver side) into the respective preamble part is to allow a receiver training, i.e. to compare the received training symbols with the known training symbols for example to estimate the channel coefficients in the receiver RC in order to avoid wrong decisions as much as possible.

Since the extent of interference, noise or distortion is dynamic, i.e. it may depend on the number of interfering users, the received signal power, the transmission conditions, etc., the transmitter TR is typically equipped with a transmission link property adjustment unit ADP which can dynamically adapt or adjust the transmission characteristics of the communication on a transmission link TL. Thus, the adjustment unit ADP performs a function which is usually referred to as link adaptation (LA), i.e. a setting of predetermined transmission properties which are assumed to increase the transmission link quality. For example, according to the HIPERLAN/2 standard, various physical layer modes can be set by the adjustment unit ADP. Fig. 2a shows the key parameters of the HIPERLAN/2 physical layer modes. Fig. 2b shows a table of the key parameters of the HIPERLAN/2 physical layer. It should be noted that the physical layer mode setting is performed on the basis of the available physical layer modes as shown in Fig. 2a. LA should be understood as a general term for methods to select transmitter parameters. This, for instance, includes the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

5

setting of output power, which is also referred to as power control. For example, in a conventional transmitter the transmission power may be controlled on the basis of the received power at the receiver and/or on the basis of the measured SNR.

As shown in Fig. 2a, HIPERLAN/2 provides six mandatory modes with bit rates of 6, 9, 12, 18, 27, 36 Mbps and one further optional mode with a bit rate of 54 Mbps. By switching between the different physical layer modes, the transmission quality on the transmission link TL can be dynamically adapted to the prevailing transmission conditions.

However, the adjustment unit ADP needs an indication from a transmission link property selector TL-SEL in order to know which physical layer mode needs to be selected. Typically, the transmission link property selector TL-SEL is formed by a link quality measurement unit LQ-DET which performs link quality measurements (LQMs) on the transmission link TL and which outputs a link quality measure Q to a transmission property decider TR-DEC. On the basis of the link quality measurements carried out by the link quality measurement unit LQ-DET, the transmission property decider TR-DEC decides the physical layer mode and provides an indication with respect to the selected physical layer mode to the adjustment unit ADP which then sets the selected physical layer mode.

Link quality measurements can in principle be carried out by a link quality measurement unit LQ-DET on the transmitter TR or elsewhere in the access point AP site (the transmitter is part of the access point AP), on the receiver RC site or even within another unit AU of the transmission system SYS involved in the communication and being arranged elsewhere, i.e. neither in the access point AP or the transmitter TR or

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

6

the receiver RC. Likewise, the transmission property decider TR-DEC may be provided in the transmitter TR or elsewhere in the access point AP, in the receiver RC or in any other unit AU. If the transmission property decider and the link quality measurement unit are provided outside the transmitter TR, the adjustment unit ADP will eventually receive a corresponding signal from the outside provided transmission property decider TR-DEC. Therefore, the transmission link property selector TL-SEL constituted by the transmission property decider TR-DEC and the link quality measurement unit LQ-DET should not be seen as situated exclusively in the transmitter TR or receiver RC since the particular arrangement will depend on the system implementation. A common aspect is that LQMs must be carried out and a corresponding selection signal with respect to the selected physical layer mode must be provided to the adjustment unit ADP. Link adaptation (LA) schemes may use a variety of link quality measurements which may be derived either on the data link control (DLC) layer or the physical layer.

Of course, it is very important how the link quality measurements are carried out and how the link quality measure is determined since the link quality measure is the very criterion which will be used as decision criterion for selecting the appropriate transmission mode. For example, if the link quality measure is not accurate, an over compensation, i.e. a lower bit rate than would actually be possible, may be selected. Likewise, if the link quality measure is incorrect, i.e. predicts a better transmission quality than it is actually present, then a too high bit rate may be selected than would actually be appropriate. Therefore, the determination of the link quality measure, i.e. how the link quality measurements are carried out and what parameters are used for deriving the link quality

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

7

measure, is of essential importance for an accurate link adaptation.

DESCRIPTION OF THE PRIOR ART

A link quality measure available on the data link layer (DLC) is based on PDU (Protocol Data Unit) Error Rate (PER) estimates (or Frame Error Rate Estimates) derived from CRC (Cyclic Redundancy Check).

Other well-known link quality measures are based on estimates of the Received Signal Strength (RSS), estimates of the Signal-to-Noise power Ratio (SNR) or estimates of the raw bit error rate. The latter can be based on a decoding and re-encoding of data which may be calculated on the physical layer.

On the basis of the estimates, i.e. the link quality measurements, a quality measure or a quality criterion is derived which is then used for the link adaptation as explained above. If for example in HIPERLAN/2 a packet data transmission without a delay constraint is assumed, a suitable quality measure is the maximum link throughput of data in terms of Mbps. The link throughput of an ideal selective-repeat ARQ (Automatic Repeat reQuest) scheme can be simply approximated by $(\text{bit rate}) \cdot (1 - \text{PER})$. Obviously, the PER would be the measure of interest. However, a reliable direct measurement of PER takes too much time and therefore an indirect estimation of the PER, for example via a SNR estimate, is a straightforward measurement.

However, in many systems which suffer from fading, PER as a function of the SNR depends on further channel parameters. For instance, the error rate as a function of SNR or carrier-

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

8

to-interference power ratio may be significantly different for different channel characteristics like delay spread. Therefore, further measurements need to be taken into account.

In principle, link quality measurements LQM have already been considered for other systems like GPRS (General Packet Radio System) and EDGE (Enhanced Data Rates for Global Evolution). The link quality measures in such systems are essentially based on bit error rate measurements, signal-to-noise estimates or estimates of the received signal strength. However, such link quality measures can not easily be used in OFDM systems like HIPERLAN/2.

In particular, in an OFDM system channel parameters like the delay spread affect the link quality and hence, the desired link adaptation behaviour and the switching criteria. Such effects are not taken into account by the conventional link quality measures.

SUMMARY OF THE INVENTION

As explained above, whilst systems such as GPRS and EDGE and other conventional communication systems use link quality measures such as the SNR, PER and RSS, such link quality measures do not take into account the characteristics of the instantaneous channel realization. In particular, they do not take into account the characteristics like the delay spread, and consequently the use of such link quality measures in an OFDM system does not lead to an accurate link adaptation.

Therefore, the object of the present invention is to provide a link quality determination unit, a link quality determination method and a transmission link property

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

9

selector including such a link quality determination unit which allow to provide an accurate link quality measure of a transmission link in a OFDM transmission system.

The present invention also aims at providing processing devices which can provide suitable parameters necessary for deriving the improved link quality measure.

This object is solved by a link quality determination unit (claim 1) for determining a link quality of a transmission link between an OFDM transmitter and an OFDM receiver of an OFDM transmission system, wherein said link quality determination unit comprises a signal power variation determining unit adapted to determine the signal power variation of the reception signal in the receiver and at least a first link quality measure determination unit adapted to determine a first link quality measure representing the variation of the subcarrier signal power on the basis of the signal power variation as determined by the signal power variation determining unit.

This object is also solved by a link quality determination unit (claim 4) for determining a link quality of a transmission link between an OFDM transmitter and an OFDM receiver of an OFDM transmission system wherein said link quality determination unit comprises a signal-to-noise variation determining unit adapted to determine the signal-to-noise variation of the reception signal in the receiver and at least a first link quality measure determination unit adapted to determine a first link quality measure representing the variation of the signal-to-noise variation on the basis of the signal-to-noise variation as determined by the signal-to-noise variation determining unit.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

10

This object is also solved by a transmission link property selector (claim 18) including a transmission link property decider for selecting transmission properties of an OFDM transmission link depending on a transmission link quality measure, wherein said transmission link property selector comprises a link quality determining unit as defined above for outputting said link quality measure, and said transmission link property decider is adapted to decide on the transmission properties of said transmission link on the basis of the link quality measure output by the link quality determination unit.

This object is also solved by a link quality determination method (claim 22) for determining a link quality of a transmission link between an OFDM transmitter and an OFDM receiver of an OFDM transmission system including the steps of determining the signal power variation and determining a first link quality measure on the basis of the determined signal power variation.

This object is also solved by a link quality determination method (claim 27) for determining a link quality of a transmission link between an OFDM transmitter and an OFDM receiver of an OFDM transmission system including the steps of determining the signal-to-noise variation and determining a first link quality measure on the basis of the determined signal-to-noise variation.

The object is also solved by a processing device (claim 32) of an OFDM system, comprising a noise power determination unit adapted to determine the noise power of a received signal in an OFDM system, including a noise sample estimate determining unit which is adapted to determine a noise sample estimate for each subcarrier in each OFDM symbol and a noise

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

11

sample averaging unit which is adapted to determine the noise power by averaging the noise sample estimate power over a plurality of subcarriers, wherein said noise power determining unit is further adapted to determine the noise power by averaging said noise sample estimate power also over a plurality of OFDM symbols, and wherein said noise sample estimate determining unit is adapted to determine said noise sample estimates for each subcarrier in each OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample on the respective subcarrier in the respective OFDM symbol, of subcarrier symbol information about the subcarrier symbol transmitted on the respective subcarrier in the respective OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate on the respective subcarrier. The parameters provided by such a processing device can be used for deriving a more accurate link quality measure in an OFDM system.

As mentioned above, in accordance with the invention variations of some critical values for the transmission, like the signal power and the signal-to-noise ratio, are determined, to include effects due to the frequency-selective channel, i.e. to include the effects of the instantaneous channel frequency response which significantly affects the instantaneous error rate, in the derivation of a suitable link quality measure. Thus, for example the delay spread as one of the channel parameters can be included in the link quality measure and thus in the link adaptation behaviour and in the switching criteria.

Preferably (claim 2), the link quality determination unit comprises a channel coefficient estimator which is adapted to determine estimates of the channel coefficients for the respective subcarriers. The determined variance of the signal

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

12

power allows in an easy manner to estimate an accurate signal power variation.

Preferably (claim 3), the first link quality measure determination unit is adapted to determine the first link quality measure by determining a ratio of the signal power variation to the squared signal power. This allows in an advantageous manner to normalize the link quality measure in order to eliminate constant factors in the receiver chain.

Preferably (claim 5), a noise sample estimate determination unit can be provided in order to determine a noise sample estimate for each subcarrier in each OFDM symbol, wherein said signal-to-noise variation determining unit is adapted to determine as the signal-to-noise variation the signal-to-noise variance by determining a SNR mean value by respectively summing the power of the channel estimation coefficients and the power of the noise samples over the plurality of subcarriers and by forming the ratio thereof and by determining the ratio of the power of the respective channel coefficient estimate for the respective subcarrier to the power of the respective noise sample estimate for the respective subcarrier, by subtracting from this ratio the SNR mean value, determining the absolute value of the subtraction result, squaring the absolute value and averaging the determined absolute values over a plurality of subcarriers.

Thus, also the variance of the signal-to-noise ratio may be used as an accurate reflection of the variation of the signal-to-noise power.

Preferably (claim 6), the link quality determination unit comprises said signal-to-noise variation determining unit is adapted to determine as the signal-to-noise variation the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

13

signal-to-noise variance by determining the ratio of the power of the respective channel coefficient estimate for the respective subcarriers to the power of the respective noise sample estimate for the respective subcarrier, and by averaging the determined ratios over a plurality of subcarriers.

Since two different more accurate link quality measures, i.e. the first and second link quality measures, can be provided, an overall link quality measure determining unit can advantageously determine an overall link quality measure by combining the first and second link quality measures (claim 17). Thus, the link adaptation (claim 18) can advantageously be based on the first link quality measure, the second link quality measure or a combination of both link quality measures, i.e. an overall link quality measure.

Preferably (claim 7), the link quality determination unit comprises a channel coefficient estimator which is adapted to determine estimates of the channel coefficients for the respective subcarriers; a signal power determining unit which is adapted to determine the signal power by averaging the power of the estimated channel coefficients over a plurality of subcarriers; said noise power determination unit including a noise sample estimate determining unit which is adapted to determine a noise sample estimate for each subcarrier in each OFDM symbol; and a noise sample averaging unit which is adapted to determine the noise power by averaging the noise sample estimate power over a plurality of subcarriers; wherein said second link quality measure determination unit is adapted to determine said second link quality measure by determining the ratio of the determined signal power to said determined noise power.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

14

Preferably (claim 8), said noise sample averaging unit is further adapted to determine the noise power by averaging said noise sample estimate power also over a plurality of OFDM symbols. This allows to provide an even more accurate second link quality measure representing the average subcarrier signal-to-noise power ratio.

Preferably (claim 9), said noise sample estimate determining unit is adapted to determine said noise sample estimates for each subcarrier in each OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample on the respective subcarrier in the respective OFDM symbol, of subcarrier symbol information about the subcarrier symbol transmitted on the respective subcarrier in the respective OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate on the respective subcarrier. This determination of noise sample estimates is particularly advantageous, because it is based on a suitable model of an equivalent communication channel in an OFDM system.

Preferably (claim 10), said noise sample estimate determining unit comprises a multiplier for multiplying the channel coefficient estimate on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information and a subtractor for subtracting the multiplication result from the respective received signal sample, the output of the subtractor constituting said noise sample estimates for each subcarrier in each OFDM symbol.

Preferably (claim 12), the subcarrier symbol information used for the determination of the noise sample estimates is the subcarrier symbol information of one or more OFDM training symbols contained in the preamble part of a burst. Thus, the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

15

known training symbols can be used for determining noise sample estimates.

Preferably (claim 13) the subcarrier symbol information can be a subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units within a burst.

Preferably (claim 14), the subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units within a burst is generated by a remodulation unit which is adapted for re-modulation of OFDM symbol decisions output by the demodulator.

Preferably (claim 15), the subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units within a burst is generated by a reencoding/remodulation unit which is adapted for re-encoding/re-modulating of the output by the decoder.

Preferably (claim 16), said second link quality measure determination unit determines the second link quality measure at several instances during a frame or during bursts and calculates a modified first link measure as a cumulative density function. This allows to account for interference power which may be quickly fluctuating from frame to frame or even within the frames, i.e. in transmission conditions with a dominating interference.

Preferably (claim 33-38, 40-45), the noise sample estimate determining units and the manner how to determine the subcarrier symbol information for the noise power calculation can be used in the aforementioned processing device.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

16

Further advantageous embodiments and improvements of the invention may be taken from the attached claims. Furthermore, it should be noted that the invention is not restricted to the special embodiments and examples of the present disclosure and that the present description only reflects of what is regarded as the best mode of the invention by the inventors.

Therefore, further modifications and verifications of the invention may be carried out on the basis of the teachings contained herein. In particular, the invention may comprise embodiments consisting of features and/or steps which have been described and claimed separately in the description and the claims.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

Further objects, advantages and features of the invention will be apparent from the description here below when viewed together with the attached drawings.

Fig. 1a shows an OFDM transmission system SYS in accordance with the prior art;

Fig. 1b shows the preamble part PER of a burst BST shown in Fig. 1a;

Fig. 2a shows the key parameters of the physical layer modes of an exemplification HIPERLAN/2 OFDM system;

Fig. 2b shows the key parameters of the HIPERLAN/2 physical layer;

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

17

- Fig. 3 shows a model of an equivalent communication channel on subcarrier m in OFDM symbol k ;
- Fig. 4a shows a block diagram in accordance with a first aspect of the principle of the invention for determining a link quality measure on the basis of signal power variations;
- Fig. 4b shows one example of the parameters which can be used for a signal power variation determination and a link quality measure determination;
- Fig. 5a shows a block diagram similar to Fig. 4a for the determination of a link quality measure depending on a SNR variation;
- Fig. 5b shows a block diagram similar like Fig. 4a for the determination of parameters used for the signal-to-noise variation determination in Fig. 5a;
- Fig. 6 shows a block diagram of another aspect of the invention where at least a second quality measure determination unit determining a link quality measure based on the signal-to-noise ratio is provided in combination with the first link quality measure determination unit;
- Fig. 7 shows a block diagram of a processing device PRD, in particular a block diagram of the noise power determination unit PC-DET shown in Fig. 6;
- Fig. 8 shows a block diagram of a demodulation circuitry DEMOD-CRT of an OFDM receiver as well as a remodulation unit REMOD and an

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

18

reencoding/remodulation unit REINC-REMOD used for providing estimates of the subcarrier symbol information based on data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units;

- Fig. 9 shows a block diagram of a noise sample determination unit ZM-DET used for calculating the noise power;
- Fig. 10 shows a mapping diagram for combining the first and second link quality measures Q_1 , Q_2 into a common decision map;
- Fig. 11 shows the usage of a hysteresis for link adaptation;
- Fig. 12 shows a principle flow diagram of the steps carried out for determining the first and second link quality measures;
- Fig. 13a shows a flowchart for calculating a signal power variance in accordance with the first embodiment of the invention;
- Fig. 13b shows a flowchart for calculating the signal-to-noise variance in accordance with the second embodiment of the invention; and
- Fig. 13c shows a flowchart for determining the noise power (step S3 in Fig. 12).

Hereinafter, the principle of the invention and embodiments thereof will be described with reference to the attached drawings. Furthermore, it should be noted that the invention is not restricted to a specific value mentioned below, e.g.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

19

the number of subcarriers or the number of pilot subcarriers. Furthermore, although reference is made below to the HIPERLAN/2 system, the invention is not restricted to the use in a HIPERLAN/2 system and may be used in any other OFDM communication system, wireless or wire-based, the common feature being that an OFDM modulation and OFDM demodulation is carried out in a transmitter and receiver, respectively, and that preferably link adaptation is possible on the basis of link quality criteria.

Furthermore, it should be noted that the present invention is generally applicable to an OFDM communication system SYS shown in Fig. 1, i.e. including a transmitter TR and a receiver RC which respectively include the link quality measurement determination unit LQ-DET and the transmission property decider TR-DEC.

PRINCIPLE OF THE INVENTION

To obtain the more accurate link quality measures in accordance with the invention, it is first necessary to select an appropriate model of the possible attenuation and distortion which may take place on a frequency-selective channel of the transmission link in an OFDM communication system.

OFDM can be viewed as a set of equivalent communication channels on the various subcarriers. The equivalent channels are independent if there is no inter-subcarrier interference. A model for an equivalent communication channel on one subcarrier is shown in Fig. 3. The following parameters are defined in Fig. 3:

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

20

- $A_m[k]$ Subcarrier symbol transmitted on subcarrier $m \in \mathbb{N}_{ST}$ in OFDM symbol k ;
- H_m Channel coefficient on subcarrier m , assumed constant within burst;
- $Z_m[k]$ Noise or interference sample on subcarrier m in OFDM symbol k ;
- $R_m[k]$ Received signal sample on subcarrier m in OFDM symbol k ;
- $M \in \mathbb{N}_{ST}$ Subcarrier index;
- $\mathbb{N}_{ST}$ Set of indexes of used subcarriers;
- $k \in \{0, 1, 2, \dots\}$ OFDM symbol index within a burst.

Of course, on the receiver side or the access point site where the link quality measurements and the determination of the link quality criterion is performed, the actual subcarrier symbol transmitted on the subcarrier m in OFDM symbol k by the transmitter TR as well as the channel coefficient on the subcarrier n will not be known. However, estimates of the transmitted subcarrier symbols and estimates of the channel coefficients can be derived. These estimates are denoted as follows:

- $\hat{A}_m[k]$ Estimate of subcarrier symbol transmitted on subcarrier m in OFDM symbol k ;

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

21

$\hat{H}_m$ Estimate of channel coefficient on subcarrier m .

As shown in Fig. 3, regarding the effects of the channel and the noise, the equivalent communication model on subcarriers essentially assumes, for each subcarrier m , that the channel coefficient H_m will be multiplied by a multiplier MULT with the transmitted subcarrier symbol $A_m[k]$ and that there is an additive noise or interference sample $Z_m[k]$ added by the adder ADD. The result of the multiplication and addition is the received signal sample on the subcarrier m in the OFDM symbol k .

The underlying idea of the present invention is that during transmission and reception the OFDM signal is attenuated and distorted by a frequency-selective channel and that the noise and/or interference with an unknown level is added via an addition ADD on each subcarrier. As shown in Fig. 3, according to the principle of the invention these two effects can be separated. Since the instantaneous channel frequency response significantly affects the instantaneous error rate, in accordance with the invention the signal power variations over a plurality of subcarriers need to be taken into account.

FIRST EMBODIMENT (signal power variation)

As shown in Fig. 4a, a link quality determination unit LQ-DET in accordance with the invention for determining a link quality LQ of a transmission link TL between an OFDM transmitter TR and an OFDM receiver RC of an OFDM transmission system SYS comprises a signal power variation determining unit VS-DET which is adapted to determine the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

22

signal power variation V_s of the OFDM reception signal RS in the receiver RC. Furthermore, there is provided at least a first link quality measure determination unit Q1-DET adapted to determine a first link quality measure Q1 representing the variation of the subcarrier signal power on the basis of the signal power variation V_s as determined by the signal power variation determining unit VS-DET.

The signal power variation characterizes the instantaneous channel impulse response, and, more particular, its impact on the error rate performance. In this respect, it can be viewed as a refinement of the estimate of the error rate that could be obtained by the SNR estimate only. The signal power variation is a suitable measure because it is strictly connected to the "instantaneous" delay spread of the instantaneous channel impulse response. Moreover, the signal power variation determined over the subcarriers is a better measure than a characterization of the time-domain impulse response, because coding is effectively performed on the subcarrier symbols in the frequency domain.

Looking at the equivalent communication model on subcarriers in Fig. 3, it may be understood that at a certain instance in time the total signal power is formed by contributions of the power of each individual subcarrier. The determination of a signal power variation in accordance with the invention means firstly the determination of a deviation of each subcarrier's power contribution with respect to a predetermined power comparison level and the combining of all the subcarrier power deviations into a common signal power variation value. However, also a time-dependent signal power variation determination is considered by the invention.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

23

For example, it is also possible to average or integrate the subcarrier power deviations individually over time (over several instances in time) and to only then combine the integrated subcarrier power deviations into the overall signal power variation value.

Alternatively, it may be envisaged that the individual subcarrier powers are first integrated (average) a plurality of times and only the thus averaged individual subcarrier powers are compared with the power threshold and only then the thus determined power deviation values are combined into the overall signal power variation value.

Alternatively, it is also possible to simply calculate at several instances in time an overall signal power variation value and integrate (average) this overall signal power variation value over several instances in time.

Thus, not only the instantaneous subcarrier power deviation at a single instance in time may be considered, but it is also possible to include a time integration to form an appropriate signal power variation value.

Hereinafter, with reference to Fig. 4b, one example of a signal power variation determination in terms of the signal power variance will be described. Fig. 13a shows a flow diagram of step S1 shown in Fig. 12. Fig. 12 shows an overall flowchart of the invention for determining at least two different link quality measurement criteria.

As explained above, in order to determine the signal power variation, a power comparison value must be determined with respect to which the deviation of the respective subcarrier power is evaluated. For calculating the signal power variance

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

24

V_S , preferably the average signal power can be estimated as the power comparison level. The average signal power P_S can simply be estimated by

$$P_S = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} |\hat{H}_m|^2 \quad (1)$$

In a coherent OFDM receiver a channel coefficient estimator HM-EST (see also Fig. 8) is conventionally used and is adapted to determine estimates $\hat{H}_m$ of the channel coefficients for the respective m subcarriers. Therefore, in step S11 an estimation of the channel coefficients $\hat{H}_m$ is calculated. That is, the channel coefficient estimates are available from a channel estimation which is applied conventionally for the coherent demodulation.

In step S12 the signal power determining unit PS-DET determines the signal power P_S by averaging the power of the estimated channel coefficients $\hat{H}_m$ over a plurality N_{ST} of the subcarriers. It is worth noting that all averaging processes mentioned here may be calculated from e.g. 52 used subcarriers. Alternatively, they may be calculated based on 48 data carriers without losing significant accuracy. This may for example be suitable if the pilot subcarriers are not evaluated for any other purpose and only the data-bearing subcarriers are evaluated.

In step S13 the variance V_S of the signal power may be calculated in accordance with the following equation:

$$V_S \doteq \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| |\hat{H}_m|^2 - P_S \right|^2 = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} |\hat{H}_m|^4 - P_S^2 \quad (2)$$

That is, the signal power variation determination unit in Fig. 4b also receives as input the channel estimates $\hat{H}_m$ and the determined signal power P_S . Then, the signal power variation determination unit VS-DET determines as the signal power variation V_S the signal power variance by determining the difference between the power of the estimated channel coefficients $\hat{H}_m$ on the respective m subcarrier and the signal power P_S , determining the absolute value of the difference, squaring the absolute value of the difference and averaging the squared absolute value over a plurality N_{ST} of the subcarriers.

Alternatively, as shown with the right-hand side of the equation in (2), this calculation is equivalent to determining the fourth power of the channel estimates $\hat{H}_m$, subtracting the squared value of the signal power P_S^2 and averaging the result over the N_{ST} subcarriers.

As shown in Fig. 4a and as indicated in step S2 in Fig. 12, the first link quality measure determination unit Q1-DET determines the first link quality measure Q_1 on the basis of

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

26

the determined signal power variation V_S . One example is that the first link quality measure determination unit Q1-DET simply outputs the signal power variation as the quality criterion to be used by the selector and the adjustment unit for readjusting the physical layer mode.

Alternatively, as also indicated in Fig. 4a, Fig. 4b, the first link quality measure determination unit Q1-DET is also adapted to determine said first link quality measure Q_1 by determining a ratio of the signal power variation V_S to the signal power P_S in accordance with the following equation:

$$Q_1 = \frac{V_S}{P_S^2} = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| \frac{\hat{H}_m^2}{P_S} - 1 \right|^2 = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \frac{|\hat{H}_m|^4}{P_S^2} - 1 \quad (3)$$

That is, preferably the first link quality measure determination unit Q1-DET normalizes the variance V_S of the signal power in order to eliminate constant factors in the receiver chain. In equation (3) the squared means signal power is used for this purpose.

Whilst equation (3) gives one example how the first link quality measure Q_1 can be calculated, it may be noted that other efficient implementations of the first link quality measure can be devised on the basis of the determined signal power variation V_S , i.e. slightly different formulas may be used to obtain other first link quality measures Q_1 . For example, it may be more suitable to use a value of

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

27

$Q_1 = 10 \log_{10} (Q_1/N_{GT})$ instead of Q_1 to reduce the number of divisions. Therefore, the aforementioned equation (3) is only one example how the first link quality measure determination unit Q1-DET may be used in order to determine a first link quality measure Q_1 on the basis of the determined signal power variation or signal power variance V_S .

It should be noted that of course the variance V_S of the signal power does not take into account the dependencies between neighbouring signals. That is, in accordance with the communication model in Fig. 3, the individual subcarriers are independent. This is a reasonable assumption because a typical OFDM receiver RC uses a de-interleaver to ideally remove respective correlations before decoding. Thus, the subcarrier power or the estimated channel coefficients may be regarded as independent from each other.

As described above, on the basis of the communication model in Fig. 3, the idea of the invention is to provide a link quality measure by accounting for the delay spread by evaluating the variation of the signal power variations in all subcarriers. However, as shown in Fig. 5a, there are other suitable parameters whose variation can be evaluated in order to account for the frequency selectivity of the instantaneous channel frequency response.

SECOND EMBODIMENT (SNR variation)

In Fig. 5a, a link quality determination unit LQ-DET comprises a signal-to-noise variation determination unit SNRV-DET adapted to determine the signal-to-noise variation SNRV of the reception signal RS in the receiver RC. Furthermore, as in Fig. 4a, a link quality measure determination unit Q1-DET is provided to determine a first

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

28

link quality measure Q_1 representing the variation of the signal-to-noise ratio on the basis of the signal-to-noise variation SNRV as determined by the signal-to-noise variation determining unit SNRV-DET.

In equivalence to the signal power variation, the SNR variation characterizes the impact of the channel impulse response as well as the instantaneous interference power spectrum on the error rate.

As was the case with the signal power variation determination, also the signal-to-noise variation determination may be carried out at a fixed instance in time or may be carried out by averaging and integrating over time.

In accordance with the first example, at a fixed instance in time, the signal-to-noise variation determination means firstly performs the calculation of an individual signal-to-noise ratio (SNR) for each individual subcarrier and the combining of the individual SNRs for the plurality N_{GT} of subcarriers into an overall signal-to-noise variation value as some kind of averaging process over the individual subcarrier's SNRs.

Another example, when an integrating in time is used, may comprise the individual determination of subcarrier SNRs at several instances in time and the averaging (integrating) of the individual SNRs over time and the subsequent averaging (integration) of the SNRs over a plurality of N_{GT} of subcarriers.

A third example is that individual combined (averaged over the plurality of subcarriers N_{GT}) SNR values, i.e. the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

29

overall signal-to-noise ratio values are integrated (averaged) over several instances of time.

An embodiment of the link quality determination unit LQ-DET which determines a first link quality measure Q_1 on the basis of a signal-to-noise variation is shown in Fig. 5b. As in Fig. 4b, the channel estimator CH-EST provides estimates $\hat{H}_m$ of the channel coefficients which are fed to a noise sample estimate determination unit ZM-DET and to the signal-to-noise variation determination unit SNRV-DET.

As will be explained with more details below, the noise sample estimate determining unit ZN-DET is adapted to determine a noise sample estimate $\hat{Z}_m$ for each m subcarrier in each k OFDM symbol.

As with the case for the signal power variance determination, the signal-to-noise variation determination unit SNRV-DET can determine as the signal-to-noise variation the signal-to-noise variance. In particular, the determination unit SNRV-DET determines the variance SNRV in accordance with the following equation:

$$SNRV = \frac{1}{N_{ST}} \sum_{m \in N_{ST}} \left| \frac{\hat{H}_m^2}{\hat{Z}_m^2} - SNRM \right|^2 \quad (4.1)$$

$$\text{with } SNRM = \frac{\sum_{m \in N_{ST}} |\hat{H}_m|^2}{\sum_{m \in N_{ST}} |\hat{Z}_m|^2} (\text{mean SNR}) \quad (4.2)$$

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

30

That is, as shown in the flowchart of Fig. 13b, for the case of the signal-to-noise variance determination, the channel estimator first calculates the estimates $\hat{H}_m$ of the channel coefficients in step S11 and in step S12 a noise sample estimate determining unit ZM-DET determines a noise sample estimate $\hat{Z}_m$ for each m subcarrier in each k OFDM symbol.

In step S13 the determination unit SNRV-DET determines the SNR mean value SNRM by respectively summing the power of the channel estimation coefficients $|\hat{H}_m|^2$ and the power of the noise samples $|\hat{Z}_m|^2$ over the plurality of subcarriers N_{GT} and by forming the ratio thereof (see equation 4.2). Then, the determination unit SNRV-DET determines the ratio of the power $|\hat{H}_m|^2$ of the respective channel coefficient estimate for the respective m subcarrier to the power of the respective noise sample estimate $|\hat{Z}_m|^2$ for the respective m subcarrier, subtracts from this ratio the SNR mean value SNRM, determines the absolute value of the subtraction result, squares the absolute value and averages the determined absolute values over a plurality N_{GT} of subcarriers (see equation 4.1).

As explained above with reference to Fig. 4b, also with respect to the signal-to-noise variation determination, the first link quality measure determination unit Q1-DET may be outputting the signal-to-noise variance as the first link quality measure Q_1 . Again, it should be noted that the signal power variation determination as a signal power variance and the signal-to-noise variation determination as a signal-to-noise variance are only one example of how a respective variation may be calculated. Other implementations for the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

31

variations may be carried out on the basis of the teachings disclosed herein.

As explained above, the signal-to-noise variation and/or the signal power variation are used to account for the delay spread affecting the link quality and thus the desired link adaptation in a OFDM communication system. Also a time evaluation over several bursts is possible to calculate an improved variation value (signal power or SNR variation).

THIRD EMBODIMENT (noise power quality measure)

Hereinafter, a further embodiment of the invention will be described in which the noise power is being determined. It should be noted that for the calculation of the noise power in the third embodiment a noise sample estimate determining unit ZM-DET is used which may also be used for the signal-to-noise variation as described above (see the above equation (6.2) where the estimates $\hat{Z}_m$ of the noise samples are necessary).

As shown in Fig. 6, in addition to the signal power variation determination unit VS-DET and the first link quality determination unit Q1-DET, an additional noise power determination unit PZ-DET adapted to determine the noise power P_z and a second link quality measure determination unit Q2-DET which is adapted to determine a second link quality measure Q_2 representing the average subcarrier signal-to-noise power ratio SNR on the basis of the noise power P_z as determined by the noise power determination unit PZ-DET are provided. An overall signal quality measure determination unit Q-DET for determining an overall link quality measure Q

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

32

by combining the first and second link quality measures Q_1 , Q_2 is provided.

Whilst in Fig. 6 the signal power variation determination unit VS-DET, as discussed with reference to Fig. 4a, 4b, is shown, it may be noted that in Fig. 6 the signal-to-noise variation determination unit SNRV-DET (as discussed above with reference to Fig. 5a, 5b) can be provided.

As shown in Fig. 6, the second aspect of the invention is based on the fact that a second link quality measure Q_2 is determined which is based on the average subcarrier signal-to-noise power ratio SNR. This average subcarrier signal-to-noise power ratio SNR is to be distinguished from the signal-to-noise variation value as described above with reference to the second embodiment.

The error rate, and hence the throughput, is heavily affected by the SNR. Therefore, an SNR estimate is a straightforward measure to estimate link quality.

There are various possibilities to calculate the average subcarrier signal-to-noise power ratio as the second link quality measure Q_2 . Fig. 6 shows one embodiment where a signal power determination unit PS-DET is provided which is adapted to determine the signal power P_s , for example by averaging the power of the estimated channel coefficients $\hat{H}_m$ over a plurality N_{ST} of subcarriers. By contrast to the signal-to-noise variation value, as explained above with reference to the second embodiment, the additional second transmission link quality measure Q_2 is based on the noise power P_z , more generally on the average signal power to the average noise power. That is, the second link quality measure

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

33

Q_2 is preferably determined in accordance with the following equation:

$$Q_2 = 10 \log_{10} \left(\frac{P_s}{P_z} \right) \quad (5)$$

The signal power determination unit, as schematically illustrated with the reference numeral PS-DET in Fig. 6, calculates the average power P_s in accordance with the abovementioned equation (1). That is, a channel coefficient estimator HM-EST of the receiver RC determines the estimates $\hat{H}_n$ of the channel coefficients for the respective m subcarriers and the power of the estimates of the channel coefficients are averaged over a plurality N_{ST} of subcarriers. Thus, the nominator P_s of equation (5) has been determined.

Hereinafter, the calculation of the de-nominator P_z is explained. A preferable way how to calculate the noise power P_z with an embodiment of the noise power determination unit PZ-DET is shown in Fig. 7. It may be noted that the noise power determination by a processing device PRD as shown in Fig. 7 is also useful for other purposes in addition to the calculation of the second link quality measure Q_1 . Therefore, the processing device PRD including the noise power determination unit PZ-DET will be described separately. Such a noise power determination may be advantageously used independently of the link quality measure determination and link adaptation.

The noise power determination unit PZ-DET includes a noise sample estimate determination unit ZM-DET which is adapted to

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

34

determine a noise sample estimate $\hat{Z}_m$ for each m subcarrier in each k OFDM symbol. Such a noise sample estimate determining unit ZM-DET is also used for providing the signal-to-noise variation determination unit in Fig. 5b of the second embodiment with the necessary noise sample estimates $\hat{Z}_m$.

Furthermore, the noise power determination unit PZ-DET of the processing device PRD comprises a noise sample averaging unit ZM-AV which is adapted to determine the noise power P_z by averaging the noise sample estimate $\hat{Z}_m$ over a plurality N_{ST} of subcarriers. As explained above, the second link quality measure determination unit Q2-DET is adapted to determine the second link quality measure Q_2 by determining the ratio of the determined signal power P_s to the determined noise power P_s .

The noise power needs to be estimated to obtain an estimate of the signal-to-noise power ratio and may also be used independently in any processing device PRD of an OFDM system. The following method for noise power estimation, as illustrated in Fig. 7, operates in the frequency domain. Hence, it is typically applicable in OFDM systems. On the other hand, whilst the description hereinafter is a preferred embodiment of the present invention, other noise power estimation schemes may be used. The suggested method requires information on transmitted subcarrier symbols and it may work either pilot-assisted (using the training symbols TS), e.g. on the channel estimation part of the HIPERLAN/2 preamble, or decision-directed at any position in a burst.

On the basis of the original equivalent communication model on subcarriers as shown in Fig. 3, also a noise model can be

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

35

derived, as shown in Fig. 9. That is, as shown in step S3 in Fig. 12, the noise sample estimate determining unit ZM-DET is adapted to determine the noise sample estimates $\hat{Z}_m$ for each m subcarrier in each k OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample $R_m[k]$, $\oplus$ on the respective m subcarrier in the respective k OFDM symbol, of subcarrier symbol information $A_m[k]$, $\hat{A}_m[k]$, $\otimes$ about the subcarrier symbol transmitted on the respective m subcarrier in the respective k OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate $\hat{H}_m$, $\otimes$ on the respective subcarrier.

Preferably, the noise sample estimate determination unit ZM-DET as shown in Fig. 7 determines the noise sample estimate $\hat{Z}_m[k]$ on the basis of the following equation:

$$\hat{Z}_m[k] = R_m[k] - A_m[k] \hat{H}_m \quad (6)$$

This model for the noise sample estimates can easily be derived on the basis of the equivalent subcarrier communication model shown in Fig. 3. As shown in Fig. 13c, in a first step S31 the channel coefficients $\hat{H}_m[k]$ are determined by the channel estimator CH-EST. In a step S32 the multiplier MULT of the noise sample estimate determining unit ZM-DET multiplies the channel coefficient estimate $\hat{H}_m$, $\otimes$ on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information $A_m[k]$, $\hat{A}_m[k]$, $\otimes$ and a subtractor SUB subtracts the multiplication result from the respective received signal sample $R_m[k]$, $\oplus$. The output of the subtractor SUB constitutes

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

36

the noise sample estimates $\hat{Z}_m[k]$ for each m subcarrier in each k OFDM symbol.

In step S34 an averaging process over N_{ST} subcarriers and possibly over L OFDM symbols is carried out. This will be explained below with further details. Firstly, with respect to the determination steps S31-S33 for the noise sample estimates $\hat{Z}_m$, it should be understood that the noise model in Fig. 9 requires at least a direct knowledge of the transmitted subcarrier symbols $A_m[k]$ or at least an estimate of the transmitted subcarrier symbols $\hat{A}_m[k]$. As shown in the following equation for the noise power P_Z

$$P_Z = \frac{1}{LN_{ST}} \sum_{\lambda=0}^{L-1} \sum_{m \in N_{ST}} |\hat{Z}_m[k+\lambda]|^2 \quad (7)$$

$$= \frac{1}{LN_{ST}} \sum_{\lambda=0}^{L-1} \sum_{m \in N_{ST}} |R_m[k+\lambda] - \hat{A}_m[k+\lambda] \hat{H}_m|^2$$

a direct knowledge or an estimate of the transmitted symbols $\hat{A}_m[k]$ must be obtained.

As already explained above with reference to Fig. 1b, in the OFDM communication system the OFDM symbols are transmitted in bursts BST of a frame FR, each burst BST comprises a preamble part PRE and one or more protocol data units PDU. Each preamble part PRE of each burst BST comprises one or more OFDM training symbols TS, which are used by the channel coefficient estimator HM-EST for the channel estimation.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

37

The first possibility how information $A_k[k]$ on the subcarrier symbols can be directly obtained is by using the subcarrier symbols of the channel estimation part of the preamble. As shown in Fig. 8, a conventional demodulator circuitry DEMOD-CRT comprises a preamble removal unit PRE-RV, a cyclic prefix removal and FFT unit CP-RV, a channel estimator CH-EST, a subcarrier demodulator SC-DEM0D and a decoder DEC. In order to allow the receiver training, the demodulation circuitry DEMOD-CRT must also have knowledge of some known training symbols TS or pilot symbols which are stored preferably in a memory TS-MEM. The pilot symbols are known both to the transmitter TR and to the receiver RC beforehand.

Thus, a first possibility of providing the necessary information of the transmitted subcarrier symbols is the subcarrier symbol information of one or more OFDM training symbols TS of the preamble part PRE of the burst. That is, if at a certain timing the receiver RC can assume that the preamble part with the agreed and known pilot training symbols is transmitted, then a noise estimation in accordance with equation (6) can be performed on the basis of the pilot symbols.

As also shown in Fig. 8, another possibility of providing some information about the transmitted subcarrier symbols is to use estimates $\hat{A}_m[k]$ of data-bearing subcarrier symbols within a burst. If the estimates are used in equation (6), then equally the required noise sample estimates $\hat{Z}_m[k]$ can be provided by the determination unit ZM-DET.

As shown in Fig. 8, there are again two examples how this information about estimates of the transmitted subcarrier symbols can be provided. One possibility is to generate the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

38

subcarrier symbol estimate information $\hat{A}_k[k]$ of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units within a burst by a remodulation unit REMOD which is adapted for remodulation of the OFDM symbol decisions output by the demodulator DEMOD. Such estimated subcarrier symbol information is denoted with reference numeral ②''. Thus, the remodulation of (hard) symbol decisions after demodulation can be used for providing the estimates of the transmitted subcarrier symbols. That is, the demodulation circuitry DEMOD-CRT receives a reception signal RS which is the received signal after the filter(s), after downsampling, frequency correction and timing correction. The output of the cyclic prefix removal and FFT unit CP-RV are the received signal samples on the subcarrier m in OFDM symbol k, namely $R_m[k]$ which are also necessary for the noise sample estimation in equation (6) in the frequency domain.

Furthermore, as also shown in Fig. 8, some estimates of the transmitted OFDM symbols can also be carried out by re-encoding/remodulating the output of the decoder DEC conventionally provided in the demodulation circuitry DEMOD-CRT. Also in this case some estimate information $\hat{A}_m[k]$ of the transmitted subcarrier symbol can be fed to the noise sample determination unit ZM-DET. On the basis of the three input information ①, ②, ③ the noise sample determination unit determines the individual noise samples $\hat{Z}_m[k]$ in accordance with equations (6), (7).

In case of decision-directed operation for determining the noise samples it is clear that decision errors will increase the estimation errors for low signal-to-noise power ratios. This can simply be avoided by applying a noise power estimation to the preamble symbols.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

39

Once the direct information on the transmitted symbol $A_m[k]$ or the estimates $\hat{A}_m[k]$ on the transmitted symbols is known, the noise samples can be determined by the unit ZM-DET of the noise power determination unit PZ-DET of the processing device PRD.

In order to obtain an accurate measure for the noise power, the noise sample averaging unit ZM-AV performs a calculation of the noise power based on the noise samples $\hat{Z}_m$ in accordance with the equation (7).

In equation (7) L denotes the number of OFDM symbols over which the noise power shall be averaged. Within one OFDM symbol, noise power is obtained by averaging over for example 52 samples. Hence, measurement variance is reduced by this factor for $L = 1$, which may be sufficient in many cases.

That is, whilst a preferred embodiment of the invention uses an additional averaging of the noise samples also over a plurality L of OFDM symbols, the noise power can already be calculated by the noise sample averaging unit ZM-AV by merely determining an average of the noise sample estimates $\hat{Z}_m$ over a plurality N_{GT} of subcarriers.

Going back, once the noise power has been determined, it is easy to calculate the average subcarrier SNR and thus the second link quality measure Q2 in accordance with equation (5).

As may be seen from equation (7) for the determination of the noise power P_z by averaging the individual noise samples $\hat{Z}_m[k]$, the measurement described above only gives the average noise level within an OFDM symbol. Furthermore, the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

40

calculation corresponds, independently as to whether a real pilot symbol or an estimate of a data-bearing OFDM symbol is used, to the influence of white noise. The assumption behind that is that noise or co-channel interference has approximately constant power spectral density (white noise). This assumption is fulfilled in case of a thermal noise. However, there are situations where this assumption is an approximation only or it does not hold at all. For such cases, the approximation with white noise is not applicable and other noise estimates may be found. This is described in the fourth embodiment below.

FOURTH EMBODIMENT (improved noise calculation)

The above-described signal-to-noise variation calculation is in particular advantageous for situation in which one or few co-channel interferers are considered via frequency-selective channels. That is, in typical cellular systems with reasonable re-use factors of about 7, there will be a few or even one co-channel interferers. If they are received via a frequency-selective channel, the interference levels on the different subcarriers will be different. Hence, the information by the noise/interference power measurement in accordance with equation (7) may be incomplete.

In such a situation it is advantageous to calculate an estimation of the average noise/interference power as the instantaneous subcarrier SNR on each subcarrier and to use each subcarrier's SNR to get the mean and the variance of this subcarrier SNR. However, a problem occurs because noise is in principle a random process in the frequency direction as well as in the time direction.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

41

As already explained above, it is therefore possible to additionally average (integrate) the signal-to-noise variance (variation) also in the time direction. This leads to higher accuracy. Therefore, a further alternative, as also explained above, is to first average in the time direction to obtain the noise power on each subcarrier separately rather accurately. A mean and variance of either noise power or SNR then leads to reasonable exact measurements. There is, however, the drawback of increased complexity by comparison to the calculation of only the signal power variance as indicated with equation (3).

FIFTH EMBODIMENT (link adaptation)

In Fig. 12 a principle flow diagram of the invention by combining the first and second transmission link quality measures Q_1 , Q_2 is illustrated. As described above, in step S1 the respective variation is determined and in step S2 the first link quality measure Q_1 is determined (Fig. 4a, 4b; Fig. 5a, 5b).

In step S3 the noise power is calculated (Fig. 6, 7, 8, 9) and in step S4 a second link quality measure Q_2 is determined on the basis of the noise power, e.g. the average SNR.

In step S5 an overall link quality measure determination unit Q-DET, as shown in Fig. 6, combines the first and second link quality measures Q_1 , Q_2 in order to determine an overall link quality measure Q which is then used by the transmission property decider TL-DEC to select the appropriate transmission properties (physical layer mode) for the OFDM transmission link. Based on the decision of the transmission property decider TR-DEC the transmission property adjustment unit ADP will set the selected transmission property

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

42

(physical layer mode). Alternatively, of course the transmission property decision and the transmission property adjustment may be based only on the first or second link quality measure Q_1 , Q_2 .

In any case, independent as to whether the link quality measurement is based on Q , Q_1 or Q_2 , a simple link adaptation LA (including the transmission property decision based on the link quality measure and the transmission property setting) may use one link quality measure per burst. For example, in a mobile terminal MT the broadcast channel BCCH at the frame start may be evaluated to obtain a link quality measure and a physical layer mode may be decided by the transmission property decider TR-DEC residing in the mobile terminal MT. This physical layer mode proposal may be sent to the access point AP either in the random access channel RAC or in an uplink channel traffic. Once again, the access point AP can calculate a link quality measure based on the random access RAC which is likely to be performed in the most robust burst mode in any case. Then the access point AP can assign the respective resources based on the physical layer mode proposed by the mobile terminal MT and based on the physical layer mode which the access point AP has determined based on the evaluation in the random access mode.

Fig. 10 shows an example how the overall link quality measure determination unit Q-DET combines the first and second link quality measures Q_1 , Q_2 in step S5 in Fig. 12. As shown in Fig. 10, the first link quality measure Q_1 and the second link quality measure Q_2 are arranged in a decision plane, wherein the first link quality measure Q_1 (being normalized) has a linear scale on the vertical axis and the second link quality measure Q_2 being based on the logarithm, has a logarithmic scale on the horizontal axis.

As may be understood from Fig. 10, the overall link quality measure Q is the combination of Q_1 and Q_2 , i.e. it may be viewed to be present on a third axis which is perpendicular to the horizontal and vertical axis of Q_2 and Q_1 .

Fig. 10 also shows the decision lines (or decision planes) of the transmission link property decider TL-DEC. These decision lines (planes) are examples to illustrate the decision on the physical layer modes dependent on the values of the overall link quality measure Q . These decision lines are of course single decision points if only a single link quality measure Q_1 or Q_2 is used for the transmission property decision.

In the combined decision plane in Fig. 10 the values of Q_1 and Q_2 are previously determined and the appropriate physical layer mode is decided based on the decision plane location of the overall link quality measure Q in the decision plane.

As indicated with the arrows in Fig. 10, when the overall link quality measure is determined at two separate instances in time leading to Q , Q' (for example two different bursts of the same frame or two bursts in two different frames may be evaluated), then in case UP the physical layer mode switching will increase the bit rate and in case DWN the physical layer mode switching will decrease the bit rate, for example. In both cases, the mode switching is even in the two-dimensional plane in Fig. 10 always carried out digitally at the decision line, as shown in Fig. 11a). As shown in Fig. 11a, whenever the single quality measure Q_1 , Q_2 or the overall link quality measure Q exceeds or falls under the threshold Q_{th} a kind of digital switching of the bit rate (physical layer mode) without a hysteresis is carried out.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

44

Alternatively, as shown in Fig. 11b, the mode switching may be carried out by including a hysteresis. That is, whenever the single or the overall link quality measure Q , Q_1 , Q_2 exceeds an up-switching threshold Q_{thup} in the upward direction the switching will be carried out at this upward threshold Q_{thup} . If the single link quality measure Q_1 , Q_2 or the overall link quality measure decreases from Q' to Q , then the downswitching of the bit rate will only take place at a lower threshold of Q_{thdn} . The introduction of the hysteresis has the effect that an increase of the bit rate occurs at slightly higher SNRs than the decrease. The obvious advantage is to avoid very frequent mode changes which may occur if instantaneous actual channel characteristics are nearby the decision line during some time.

It may be noted that the switching including using a hysteresis can be used for the overall link quality measure Q as well as for the individual single first and second link quality measures Q_2 , Q_1 . In the one-dimensional case (Q_1 or Q_2) the decision of mode switching will take place at a decision point rather than a decision line. If the overall link quality measure Q is used in the three-dimensional case, then the decision planes may not be plain but may be a two-dimensional bend surface in three-dimensional Q , Q_2 , Q_1 space.

SIXTH EMBODIMENT (improved link adaptation)

In the baseline link adaptation scheme only one link quality measure value per burst is calculated. This may for instance happen in the broadcast channel BCCH in the downlink or the random access channel RACH in the uplink. Of course, it is

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

45

possible to calculate one link quality measure in any other downlink or uplink channel.

In environments with dominating interference the interference power may, however, be quickly fluctuating from MAC frame to MAC frame or even within frames. In such a situation one or a few measurements for the whole frame may lead to wrong decisions on the physical layer mode switching.

An extreme example is that the mobile terminal (the receiver) calculates the link quality measure in the broadcast channel BCCH which may not be interfered at all because the respective co-channel interferer does not use the MAC frame during this period. In this case, the mobile terminal MT will decide on a mode with the highest bit rate. If most of the remaining frame, however, is disturbed by significant interference with e.g. 5 dB SNR ratio, the throughput in the downlink decreases to zero. Actually, due to the high interference, a link throughput in the order of 5 Mbps should have been selected. That is, even if in step S6 more link quality measures are calculated at the different positions in the frame or more bursts are evaluated ("J" in step S6), it may happen that the individual usage of a single measurement per burst or frame may lead to incorrect physical layer mode decisions.

In this case, one possible approach to avoid erroneous link adaptation decisions in such cases is to estimate the link quality at several instances during a MAC frame or even during the bursts. That is, for example the second link quality measure determination unit Q2-DET can determine the second link quality measure Q_2 at several instances during a frame or during bursts and can calculate a modified second link quality measure as a cumulative density function c.d.f.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

46

of Q_2 in step S7. Then, a certain percentage $x\%$ of measurements that exceed a desired Q_2 threshold can be used for a decision on the physical layer mode switching as described above. In this case, $x\%$ of the traffic operates under reasonable conditions whereas communication of $(100-x)\%$ of the data fails due to severe interference. Preferably, $x = 90$ is a suitable choice.

Improved link adaptation can also be obtained on the basis of the following two aspects. Whilst above the respective quality measures Q_1 , Q_2 , Q were determined on the basis of the signal power variation (equation (3)), the SNR variation (equations (4.1) and (4.2)) and the signal/noise power ratio (equation (5)) at a single instance in time t_0 , i.e. $Q_1 = Q_1(t_0)$, $Q_2 = Q_2(t_0)$ and $Q = Q(t_0)$, it is also possible to perform a time averaging of the respective measure Q_1 and Q_2 and possibly also of the overall link quality measure Q , that is $Q_1' = 1/Nt \sum Q_1(t)$, $Q_2' = 1/Nt \sum Q_2(t)$, $Q' = 1/Nt \sum Q(t)$ where Nt is the number of time instances over which the values are to be summed up and the sum Σ is to be taken over the Nt time instances. The transmission link property decider TL-DEC can then decide the transmission link property on the basis of the time averaged signal quality measure Q_1' , Q_2' , Q' .

Furthermore, it was mentioned above that the transmission link property decider TL-DEC decides as the transmission property the physical layer mode which is then set by the transmission property adjustment unit ADP in the transmitter TR. However, it may be noted that the transmission link property decider TL-DEC can also decide, on the basis of the link quality measure Q , Q_1 , Q_2 or Q' , Q_1' , Q_2' , as the transmission property the transmission power to be used in the transmitter TR for the transmissions, for example by

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

47

using the decision lines or planes in Fig. 10 as power level decision lines or planes.

INDUSTRIAL APPLICABILITY

As explained above, in accordance with the first and second embodiment of the invention a variation of a relevant parameter in the OFDM system is evaluated for determining a link quality measure. Such variations can be the signal power variation (first embodiment) or the SNR variation (second embodiment). Furthermore, in addition to the aforementioned first link quality measure a second link quality measure can be calculated based on the noise power evaluation in the OFDM system (third embodiment). In accordance with a fourth embodiment of the invention the first and second link quality measures can be combined in order to perform a more accurate link adaptation. In accordance with the fifth embodiment of the invention a cumulative density function of several link quality measures evaluated at several instances during a burst or during a frame or between frames is calculated in order to further improve the link adaptation (physical layer mode switching) accuracy.

The present invention also has the advantage to suggest a method how a SNR estimate can be found in OFDM systems. Such a SNR estimate is often a suitable link quality measure. Furthermore, the present invention provides the advantage that a technique is suggested how to combine link quality measures and use the overall link quality measure by the radio resource management.

The particular advantage of the present invention is of course that the taking into account of signal power or SNR variations (e.g. the variance thereof) accounts for the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

48

instantaneous channel frequency response. Thus, the link quality measures in accordance with the invention include channel parameters like the delay spread which affect the link quality and hence the desired link adaptation behaviour and the switching criteria. The link quality measures of the present invention take into account such effects.

Thus, the present invention provides a new concept for link quality measurements which can be used in OFDM systems, in particular in HIPERLAN/2 and IEEE 802.11.

Furthermore, it should be noted that the present invention is not restricted to the disclosure herein. Further advantageous modifications and variations of the invention can be carried out by a skilled person on the basis of the present disclosure which is conceived by the inventors as the best mode of the invention. Furthermore, the invention may comprise further advantageous embodiments which consist of a combination of separately described features and/or steps listed in the description and in the claims.

Furthermore, reference numerals in the claims only serve clarification purposes and do not limit the scope of these claims.

Claims

1. A link quality determination unit (LQ-DET) for determining a link quality (LQ) of a transmission link (TL) between an OFDM transmitter (TR) and an OFDM receiver (RC) of an OFDM transmission system (SYS), **characterized in that**

said link quality determination unit (LQ-DET) comprises a signal power variation determining unit (VS-DET) adapted to determine the signal power variation (V_s) of the reception signal (RS) in the receiver (RC) and at least a first link quality measure determination unit (Q1-DET) adapted to determine (3) a first link quality measure (Q_1) representing the variation of the subcarrier signal power on the basis of the signal power variation (V_s) as determined by the signal power variation determining unit (VS-DET).

2. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 1, **characterized by**

a channel coefficient estimator (HM-EST) which is adapted to determine estimates ($\hat{H}_m$) of the channel coefficients for the respective (m) subcarriers;

a signal power determining unit (PS-DET) which is adapted to determine (1) the signal power (P_s) by averaging the power of the estimated channel coefficients ($\hat{H}_m$) over a plurality (N_{ST} , m) of subcarriers; and

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

50

said signal power variation determining unit (VS-DET) is adapted to determine as the signal power variation (V_s) the signal power variance (V_s) by determining (2) the difference between the power of the estimated channel coefficients ($\hat{H}_m$) on the respective (m) subcarrier and the signal power (P_s), by determining the absolute value of the difference, by squaring the absolute value of the difference, and by averaging (1) the squared absolute value over a plurality (N_{GT}) of subcarriers.

3. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 2,

characterized by

said first link quality measure determination unit (Q1-DET) being adapted to determine said first link quality measure (Q_1) by determining a ratio (3) of the signal power variation (V_s) to the squared signal power (P_s).

4. A link quality determination unit (LQ-DET) for determining a link quality (LQ) of a transmission link (TL) between an OFDM transmitter (TR) and an OFDM receiver (RC) of an OFDM transmission system (SYS),
characterized in that

said link quality determination unit (LQ-DET) comprises a signal-to-noise variation determining unit (SNRV-DET) adapted to determine the signal-to-noise variation (SNRV) of the reception signal (RS) in the receiver (RC) and at least a first link quality measure determination unit (Q1-DET) adapted to determine (3) a first link quality measure (Q_1) representing the variation of the

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

51

signal-to-noise ratio on the basis of the signal-to-noise variation (SNRV) as determined by the signal-to-noise variation determining unit (SNRV-DET).

5. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 4,

characterized by

a channel coefficient estimator (HM-EST) which is adapted to determine estimates ($\hat{H}_m$) of the channel coefficients for the respective (m) subcarriers; and

a noise sample estimate determining unit (ZM-DET) which is adapted to determine (6) a noise sample estimate ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol; and wherein

said signal-to-noise variation determining unit (SNRV-DET) is adapted to determine as the signal-to-noise variation the signal-to-noise variance (SNRV) by determining a SNR mean value (SNRM) by respectively summing the power of the channel estimation coefficients ($|\hat{H}_m|^2$) and the power of the noise samples ($|\hat{Z}_m|^2$) over the plurality of subcarriers (N_{GT}) and by forming the ratio thereof (4.2) and by determining the ratio of the power ($|\hat{H}_m|^2$) of the respective channel coefficient estimate for the respective (m) subcarrier to the power of the respective noise sample estimate ($|\hat{Z}_m|^2$) for the respective (m) subcarrier, by subtracting from this ratio the SNR mean value (SNRM), determining the absolute value of the subtraction result, squaring the absolute value and averaging the determined absolute values over a plurality (N_{GT}) of subcarriers (4.1).

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

52

6. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 1 or 4,
characterized by
- a noise power determination unit (PZ-DET) adapted to determine the noise power (P_Z); and
- a second link quality measure determination unit (Q2-DET) which is adapted to determine (5) a second link quality measure (Q_2) representing the average subcarrier signal-to-noise power ratio (SNR) on the basis of the noise power (P_Z) as determined by the noise power determination unit (PZ-DET).
7. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 6,
characterized by
- a channel coefficient estimator (HM-EST) which is adapted to determine estimates ($\hat{h}_m$) of the channel coefficients for the respective (m) subcarriers;
- a signal power determining unit (PS-DET) which is adapted to determine (1) the signal power (P_S) by averaging the power of the estimated channel coefficients ($\hat{h}_m$) over a plurality (N_{ST} , m) of subcarriers;
- said noise power determination unit (PZ-DET) including a noise sample estimate determining unit (ZM-DET) which is adapted to determine (6) a noise sample estimate ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol; and

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

53

a noise sample averaging unit (ZM-AV)) which is adapted to determine (7) the noise power (P_Z) by averaging the squared absolute values of the noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) over a plurality (N_{ST} , m) of subcarriers; wherein

said second link quality measure determination unit (Q2-DET) is adapted to determine (3) said second link quality measure (Q_2) by determining the ratio of the determined signal power (P_S) to said determined noise power (P_Z).

8. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 7,

characterized in that

said noise sample averaging unit (ZM-AV) is further adapted to determine (7) the noise power (P_Z) by averaging said noise sample estimate power ($\hat{Z}_m$) also over a plurality (L , k) of OFDM symbols.

9. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 7 or claim 5,

characterized in that

said noise sample estimate determining unit (ZM-DET) is adapted to determine (6) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample ($R_m[k], \Phi$) on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, of subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k], \Phi$) about the subcarrier symbol transmitted on the respective (m) subcarrier in

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

54

the respective (k) OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate ($\hat{H}_m, \textcircled{3}$) on the respective subcarrier.

10. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 9 or claim 5,

characterized in that

said noise sample estimate determining unit (ZM-DET) comprises a multiplier (MULT) for multiplying the channel coefficient estimate ($\hat{H}_m, \textcircled{3}$) on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information ($\hat{A}_m[k], \hat{A}_m[k], \textcircled{2}$) and a subtractor (SUB) for subtracting the multiplication result from the respective received signal sample ($R_m[k], \textcircled{1}$), the output of the subtractor (SUB) constituting said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol.

11. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 1 or claim 4,

characterized in that

the OFDM symbols are transmitted in bursts (BST) of a frame (FR), each burst (BST) comprises a preamble part (PRE) and one or more protocol data units (PDUs) and each preamble part (PRE) of each burst (BST) comprises one or more OFDM training symbols (TS) used by the channel coefficient estimator (HM-EST) for the channel estimation.

12. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 9 and claim 11,

characterized in that

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

55

said subcarrier symbol information ($\hat{A}_m[k]$) is the subcarrier symbol information of the one or more OFDM training symbols (TS) of the preamble part (PRE) of a burst.

13. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 9 and claim 11,
characterized in that

said subcarrier symbol information ($\hat{A}_m[k]$) is a subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the data packet units (PDUs) within a burst.

14. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 13,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst is generated by a remodulation unit (REMOD) which is adapted for re-modulating of OFDM symbol decisions output by the demodulator (DEMODO).

15. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 12,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst is generated by a reencoding/remodulation unit (RENC-REMOD) which is

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

56

adapted for re-encoding/re-modulating of the output by the decoder (DECOD).

16. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 6,
characterized in that

said second link quality measure determination unit (Q2-DET) determines the second link quality measure (Q2) at several instances during a frame or during bursts and calculates a modified second link measure (c.d.f) as a cumulative density function (c.d.f.).

17. A link quality determination unit (LQ-DET) according to claim 1 and 6 or claim 4 and 6,
characterized in that

said link quality determination unit (LQ-DET) comprises an overall link quality measure determination unit (Q-DET) for determining an overall link quality measure (Q) by combining the first and second link quality measures (Q₁, Q₂).

18. A transmission link property selector (TL-SEL) including a transmission link property decider (TL-DEC) for selecting transmission properties of an OFDM transmission link (TL) depending on a transmission link quality (LQ) measure,
characterized in that

said transmission link property selector (TL-SEL) comprises a link quality determining unit (LQ-DET) in accordance with one or more of the claims 1-17 for outputting said link quality measure (Q₁, Q₂, Q), and

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

57

said transmission link property decider (TL-DEC) is adapted to decide on the transmission properties of said transmission link (TL) on the basis of the link quality measure (Q₁, Q₂, Q) output by the link quality determination unit (LQ-DET).

19. A selector in accordance with claim 18,
characterized in that

said transmission link property decider (TL-DEC) is adapted to decide, on the basis of the link quality measure (Q₁, Q₂, Q), as the transmission property the physical layer mode used for the OFDM transmission.

20. A selector in accordance with claim 18,
characterized in that

said transmission link property decider (TL-DEC) is adapted to decide between different physical layer modes by using a hysteresis.

21. A selector in accordance with claim 18,
characterized in that

said transmission link property decider (TL-DEC) is adapted to decide, on the basis of the link quality measure (Q₁, Q₂, Q), as the transmission property the transmission power used for the OFDM transmission.

22. A link quality determination method (LQ-DET) for determining a link quality (LQ) of a transmission link (TL) between an OFDM transmitter (TR) and an OFDM receiver (RC) of an OFDM transmission system (SYS)
characterized by the following steps:

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

58

determining (S1) the signal power variation (V_s); and

determining (S2; 3) at least a first link quality measure (Q_1) on the basis of the determined signal power variation.

23. A link quality determination method according to claim 22,
characterized by

determining (4) the noise power (S_3 , P_2); and

determining (S4) a second link quality measure (Q_2) representing the average subcarrier signal-to-noise power ratio (SNR).

24. A link quality determination method according to claim 22,
characterized by

determining the second link quality measure (Q_2) at several instances during a frame or during bursts; and

determining a modified second link measure (c.d.f) as a cumulative density function (c.d.f.).

25. A link quality determination method according to claim 22,
characterized by the following steps:

determining (S11) estimates ($\hat{h}_m$) of the channel coefficients for the respective (m) subcarriers;

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

59

determining (S12) the signal power (P_S) by averaging the power of the estimated channel coefficients ($\hat{h}_m$) over a plurality (N_{ST} , m) of subcarriers; and

determining (S13) as the signal power variation (V_S) the signal power variance (V_S) by determining (2) the difference between the power of the estimated channel coefficients ($\hat{h}_m$) on the respective (m) subcarrier and the signal power (P_S), by determining the absolute value of the difference, by squaring the absolute value of the difference, and by averaging (2) the squared absolute value over a plurality (N_{ST}) of subcarriers.

26. A link quality determination method according to claim 25,
characterized by

determining (S2) said first link quality measure (Q_1) by determining a ratio (3) of the signal power variation (V_S) to the squared signal power (P_S).

27. A link quality determination method (LQ-DET) for determining a link quality (LQ) of a transmission link (TL) between an OFDM transmitter (TR) and an OFDM receiver (RC) of an OFDM transmission system (SYS),
characterized by the following steps:

determining (S1, 4) the signal-to-noise variation (SNRV); and

determining (S2; 6.6) at least a first link quality measure (Q_1) on the basis of the determined signal-to-noise variation (SNRV).

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

60

28. A link quality determination method according to claim 27,

characterized by

determining (S11) estimates ($\hat{H}_m$) of the channel coefficients for the respective (m) subcarriers;

determining (S12) a noise sample estimate ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol; and

determining (S13) as the signal-to-noise variation the signal-to-noise variance (SNRV) by determining a SNR mean value (SNRM) by respectively summing the power of the channel estimation coefficients ($|\hat{H}_m|^2$) and the power of the noise samples ($|\hat{Z}_m|^2$) over the plurality of subcarriers (N_{GT}) and by forming the ratio thereof (4.2) and by determining the ratio of the power ($|\hat{H}_m|^2$) of the respective channel coefficient estimate for the respective (m) subcarrier to the power of the respective noise sample estimate ($|\hat{Z}_m|^2$) for the respective (m) subcarrier, by subtracting from this ratio the SNR mean value (SNRM), determining the absolute value of the subtraction result, squaring the absolute value and averaging the determined absolute values over a plurality (N_{GT}) of subcarriers (4.1).

29. A link quality determination method according to claim 28,

characterized by

determining (6.3) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol on the basis

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

61

of the respective received signal sample ($R_m[k, \Phi]$) on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, of subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k, \Phi]$) about the subcarrier symbol transmitted on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate ($\hat{h}_m, \Phi$) on the respective subcarrier.

30. A link quality determination method according to claim 2 or claim 29,
characterized by

determining (S3) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol by multiplying (S32) the channel coefficient estimate ($\hat{h}_m, \Phi$) on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k, \Phi]$) and subtracting (S33) the multiplication result from the respective received signal sample ($R_m[k, \Phi]$).

31. A link quality determination method according to claim 22 and 23 or claim 27 and 23,
characterized by

determining an overall link quality measure (Q) by combining the first and second link quality measures (Q_1 , Q_2).

32. A processing device (PRD) of an OFDM system,
characterized in that

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

62

it comprises a noise power determination unit (PZ-DET) adapted to determine the noise power (P_Z) of a received signal (RS) in an OFDM system, including:

a noise sample estimate determining unit (ZM-DET) which is adapted to determine (6) a noise sample estimate ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol; and

a noise sample averaging unit (ZM-AV) which is adapted to determine (7) the noise power (P_Z) by averaging the noise sample estimate power ($\hat{Z}_m$) over one or more (N_{ST} , m) subcarriers; wherein

said noise power determining unit (PZ-DET) is further adapted to determine (7) the noise power (P_Z) by averaging said noise sample estimate power ($\hat{Z}_m$) also over one or more (L, k) OFDM symbols; and wherein

said noise sample estimate determining unit (ZM-DET) is adapted to determine (6) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample ($R_m[k, \Theta]$) on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, of subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k, \Theta]$) about the subcarrier symbol transmitted on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate ($\hat{A}_m, \Theta$) on the respective subcarrier.

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

63

33. A processing device (PRD) according to claim 32,
characterized in that

said noise sample estimate determining unit (ZM-DET) comprises a multiplier (MULT) for multiplying the channel coefficient estimate ($\hat{A}_m, \Theta$) on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information ($A_m[k], \hat{A}_m[k], \Theta$) and a subtractor (SUB) for subtracting the multiplication result from the respective received signal sample ($R_m[k], \Theta$), the output of the subtractor (SUB) constituting said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol.

34. A processing device (PRD) according to claim 32,
characterized in that

the OFDM symbols are transmitted in bursts (BST) of a frame (FR), each burst (BST) comprises a preamble part (PRE) and one or more protocol data units (PDUs) and each preamble part (PRE) of each burst (BST) comprises one or more OFDM training symbol (TSYM) used by the channel coefficient estimator (HM-EST) for the channel estimation.

35. A processing device (PRD) according to claim 33 and 34,
characterized in that

said subcarrier symbol information ($A_m[k]$) is the subcarrier symbol information of the one or more OFDM training symbols (TS) of the preamble part of a burst.

36. A processing device (PRD) according to claim 33 and 34,
characterized in that

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

64

said subcarrier symbol information ($\hat{A}_m[k]$) is a subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst.

37. A processing device (PRD) according to claim 33 and 34,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst is generated by a remodulation unit (REMOD) which is adapted for re-modulating of OFDM symbol decisions output by the demodulator (DEMODO).

38. A processing device (PRD) according to claim 33 and 34,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst is generated by a re-encoding/re-modulation unit (REMOD) which is adapted for re-encoding/re-modulating of the output by a decoder (DECOD).

39. A method for determining the noise power (P_z) in an OFDM system,
characterized by the following steps:

determining (S3) a noise sample estimate ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol; and

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

65

determining (S3) the noise power (P_Z) by averaging the noise sample estimate power ($\hat{Z}_m$) over a plurality (N_{ST} , m) of subcarriers; wherein

said step for determining the noise power (P_Z) further comprises the step of determining (7) the noise power (P_Z) by averaging said noise sample estimate power ($\hat{Z}_m$) also over one or more (L , k) of OFDM symbols; and wherein

said step for determining the noise sample estimates comprises the steps of determining (6) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol on the basis of the respective received signal sample ($R_m[k], \Phi$) on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, of subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k], \Theta$) about the subcarrier symbol transmitted on the respective (m) subcarrier in the respective (k) OFDM symbol, and of the channel coefficient estimate ($\hat{H}_m, \Theta$) on the respective subcarrier.

40. A method according to claim 39,
characterized by

determining (S3) said noise sample estimates ($\hat{Z}_m$) for each (m) subcarrier in each (k) OFDM symbol by multiplying the channel coefficient estimate ($\hat{H}_m, \Theta$) on the respective subcarrier with the subcarrier symbol information ($A_m[k]$, $\hat{A}_m[k], \Theta$) and subtracting (S33) the multiplication result from the respective received signal sample ($R_m[k], \Phi$).

WO 02/09343

PCT/EP01/08612

66

41. A method according to claim 39,
characterized in that

the OFDM symbols are transmitted in bursts (BST) of a frame (FR), each burst (BST) comprises a preamble part (PRE) and one or more protocol data units (PDUs) and each preamble part (PRE) of each burst (BST) comprises one or more OFDM training symbol (TS) used by the channel coefficient estimator (HM-EST) for the channel estimation.

42. A method according to claim 39 and 41,
characterized in that

said subcarrier symbol information ($A_m[k]$) is the subcarrier symbol information of the one or more OFDM training symbols (TSMB) of the preamble part of a burst.

43. A method according to claim 39 and 401,
characterized in that

said subcarrier symbol information ($\hat{A}_m[k]$) is a subcarrier symbol estimate information of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst.

44. A method according to claim 39 and 41,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of data-bearing subcarrier symbols within the protocol data units (PDUs) within a burst is generated by re-modulating of OFDM symbol decisions output by the demodulator (DEM0D).

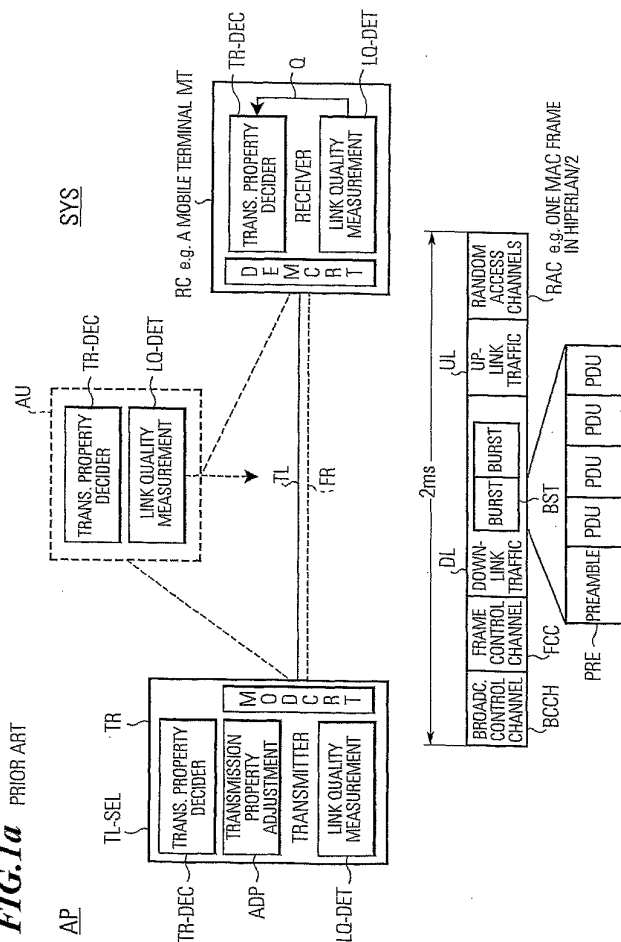
WO 02/09343

PCT/EP01/08612

67

45. A method according to claim 39 and 41,
characterized in that

said subcarrier symbol estimate information ($\hat{A}_m[k]$) of
data-bearing subcarrier symbols within the protocol data
units (PDUs) within a burst is generated by re-
encoding/re-modulating of the output by a decoder
(DECOD).



WO 02/09343

PCT/EP01/08612

2/16

FIG.2a

PRIOR ART

MODE	MODULATION	CODE RATE	PHYSICALLAYER BIT RATE
1	BPSK	1/2	6 Mbps
2	BPSK	3/4	9 Mbps
3	QPSK	1/2	12 Mbps
4	QPSK	3/4	18 Mbps
5	16 QAM	9/16	27 Mbps
6	16 QAM	3/4	36 Mbps
7	64 QAM	3/4	54 Mbps

FIG.2b

PRIOR ART

PARAMETER	SYMBOL	VALUE IN HIPERLAN/2
CARRIER FREQUENCY		5.2-5.8 GHz
CHANNEL FREQUENCY SPACING		20 MHz
SAMPLING RATE AFTER 64-POINT IFFT	1/T	20 MHz (= 1/(50ns))
FFT LENGTH		64
NUMBER OF USED SUBCARRIERS	N_{ST}	52
NUMBER OF DATA SUBCARRIERS	N_{SD}	48
NUMBER OF PILOT SUBCARRIERS	N_{SP}	4
LENGTH OF CYCLIC PREFIX		16 SAMPLES, EQ. TO 0.8 μ s
OFDM SYMBOL PERIOD INCL. CYCLIC PREFIX		4 μ s

FIG.1b
PRIOR ART

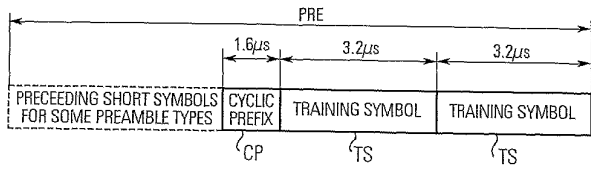


FIG.3
PRIOR ART

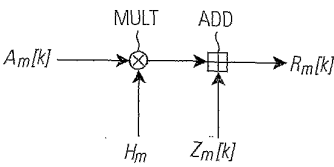


FIG.4a PRINCIPLE OF THE INVENTION

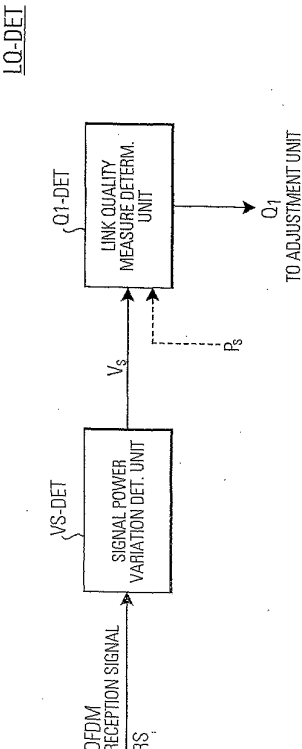


FIG.4b

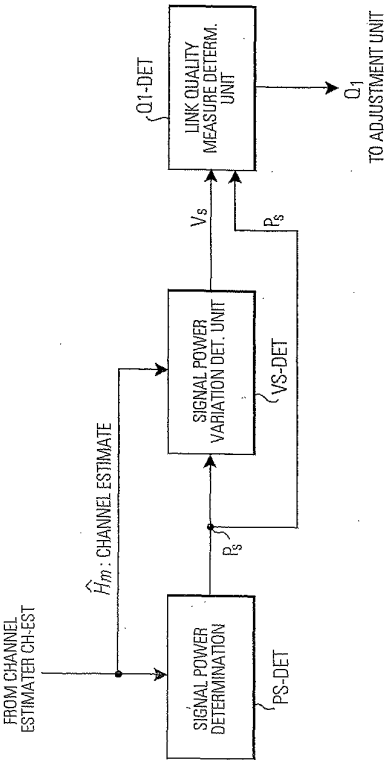


FIG.5a PRINCIPLE OF THE INVENTION

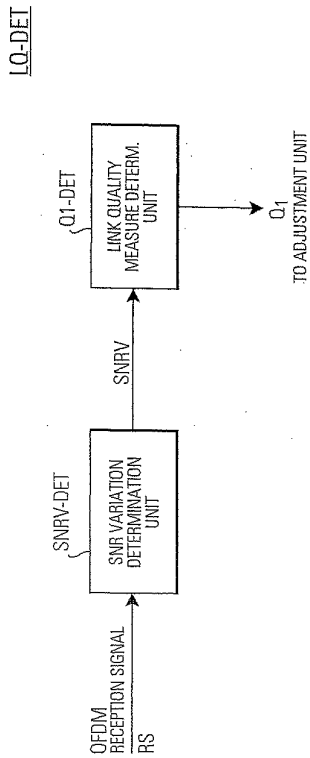


FIG.5b

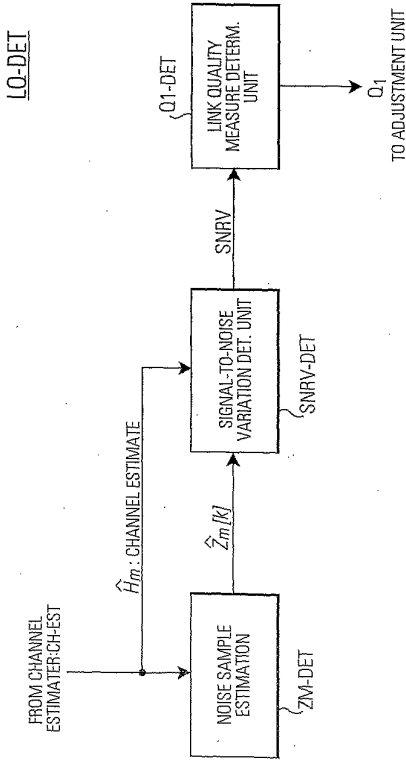


FIG.6

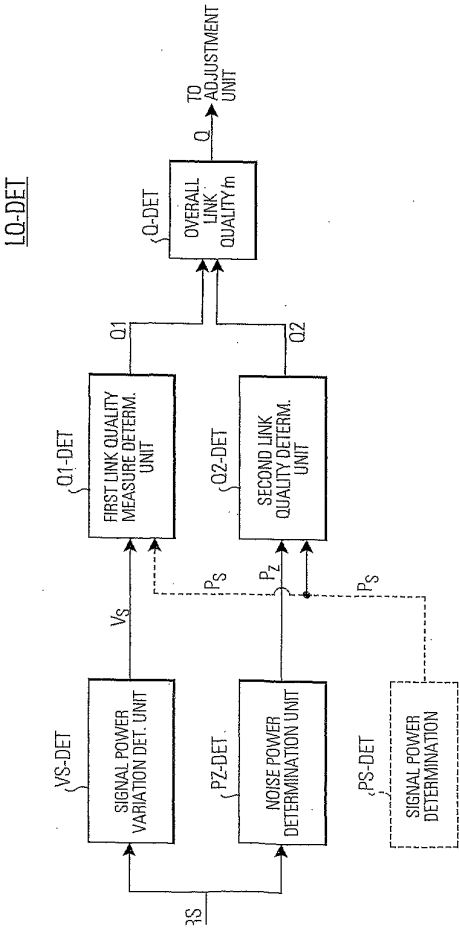
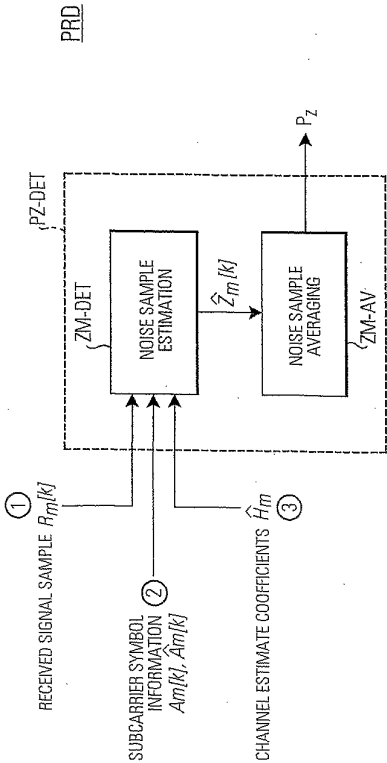


FIG. 7



WO 02/09343

PCT/EP01/08612

10/16

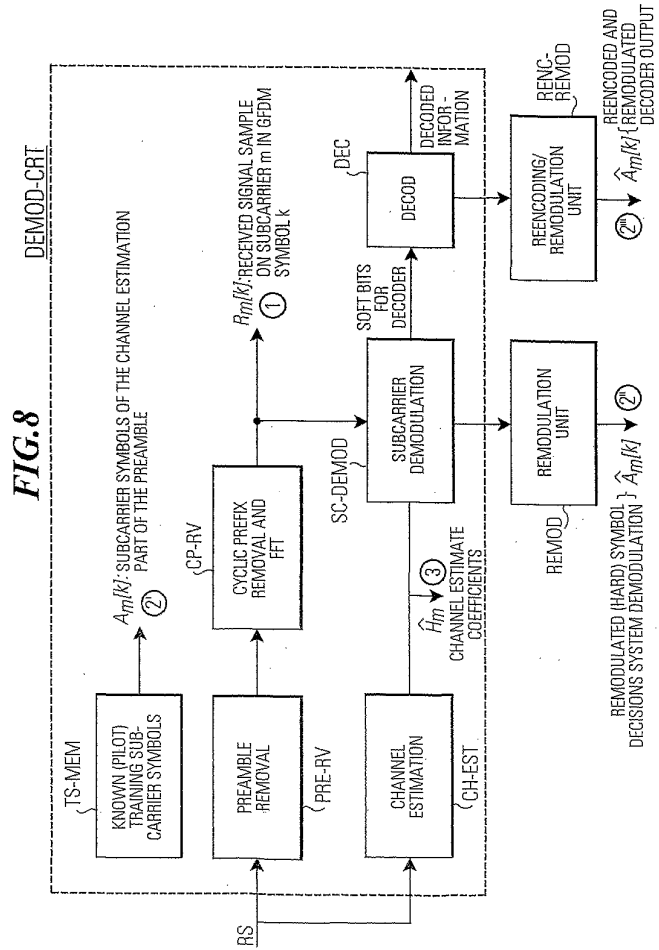
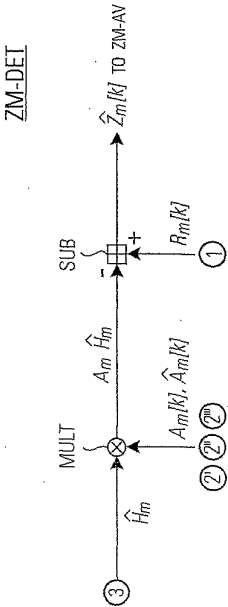


FIG.9



WO 02/09343

PCT/EP01/08612

12/16

FIG.10

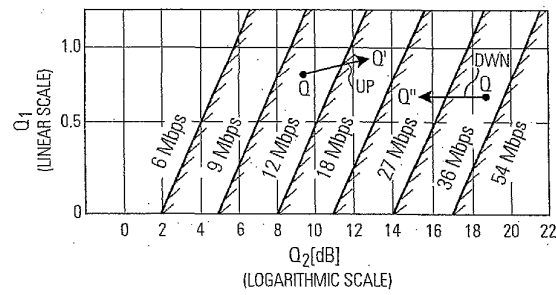
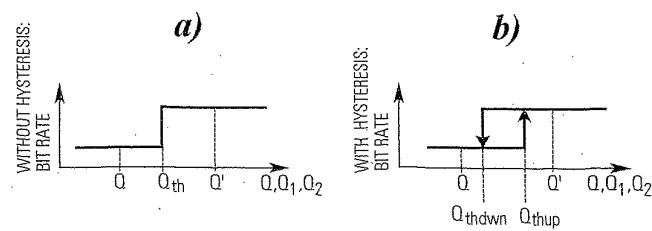


FIG.11



13/16

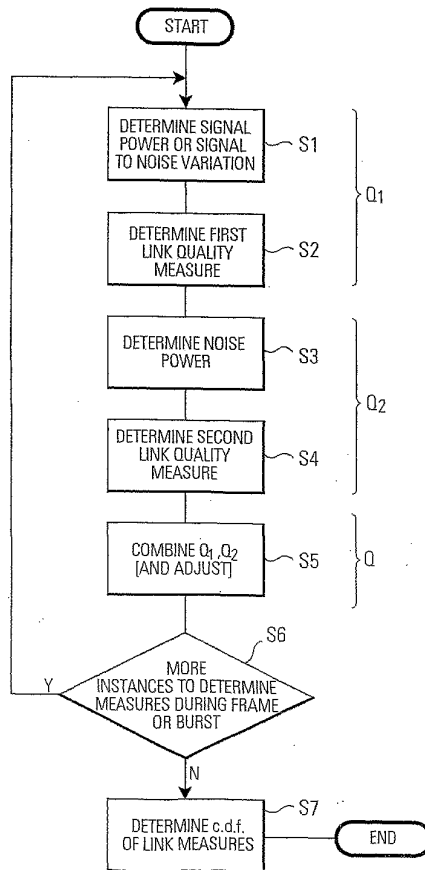
FIG.12

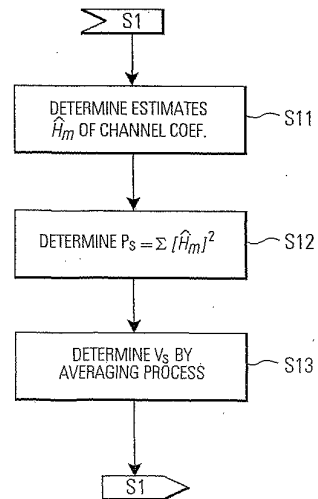
FIG.13a

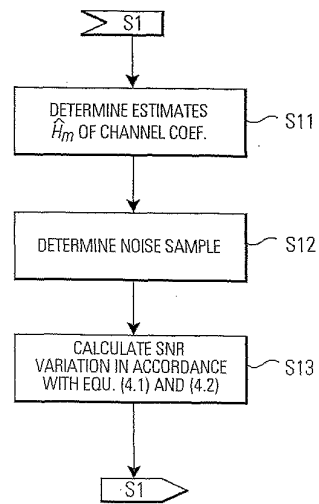
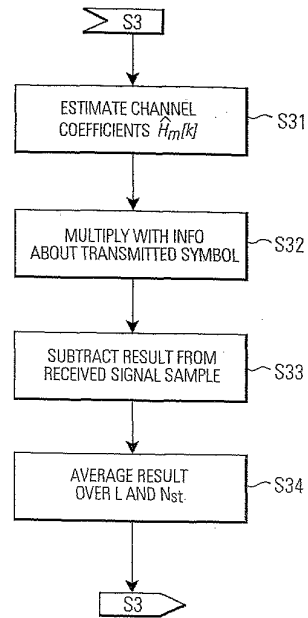
FIG.13b

FIG.13c

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04L1/20 H04L25/02		B. FIELD(S) SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched		
Electronic data base consulted during the International search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC, COMPENDEX, IBM-TDB		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP 0 899 906 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 3 March 1999 (1999-03-03) abstract page 2, paragraph 5 - paragraph 8 page 3, paragraph 13 page 4, paragraph 16 - paragraph 18 page 8, paragraph 40 - paragraph 41 page 9, paragraph 45	1, 4, 6, 18, 19, 21-23, 27
Y		2, 5, 11, 20
A		3, 7-10, 12-17, 24-26, 28-45
Further documents are listed in the continuation of box C.		Patent family members are listed in 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 document 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 claim 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 "Z" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search: 13 November 2001		Date of mailing of the international search report 20/11/2001
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5018 Patenlaan 2 NL - 2280 LV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (+31-70) 340-3016		Authorized officer Reilly, D

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 01/08612

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
Y	FR 2 742 613 A (FRANCE TELECOM) 20 June 1997 (1997-06-20) abstract page 1, line 1 - line 7 page 4, line 10 - line 20 page 4, line 29 - page 5, line 8 page 15 - page 16; claims 1-4	2, 5
A	-----	1, 3, 4, 6-45
Y	EP 0 952 711 A (LUCENT TECHNOLOGIES INC) 27 October 1999 (1999-10-27) page 2, paragraph 6 page 3, paragraph 15 -----	11
Y	US 5 323 331 A (SCHENK HEINRICH ET AL) 21 June 1994 (1994-06-21) column 1, line 39 - line 68 -----	20

Form PCT/ISA/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/EP 01/08612

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP 0899906 A	03-03-1999	US 6108374 A CA 2244428 A1 EP 0899906 A2 JP 11150571 A US 6215827 B1	22-08-2000 24-02-1999 03-03-1999 02-06-1999 10-04-2001
FR 2742613 A	20-06-1997	FR 2742613 A1	20-06-1997
EP 0952711 A	27-10-1999	US 6144710 A EP 0952711 A2 JP 2000031870 A	07-11-2000 27-10-1999 28-01-2000
US 5323331 A	21-06-1994	CA 2037484 A1 DE 59009441 D1 EP 0445384 A2 IL 97338 A	07-09-1991 31-08-1995 11-09-1991 25-01-1994

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SL,SZ,TZ,UG,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TM),EP(AT,BE,CH,CY,DE,DK,ES,FI,FR,GB,GR,IE,IT,LU,MC,NL,PT,SE,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA,GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ,EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,MW,MX,MZ,NO,NZ,PL,PT,RO,RU,SD,SE,SG,SI,SK,SL,TJ,TM,TR,TT,TZ,UA,UG,UZ,VN,YU,ZA,ZW

(72)発明者 シュラム, ペーテル

ドイツ国 エルランゲン 91058, トウ布林ゲルシュトラッセ 31

Fターム(参考) 5K022 DD01 DD13 DD19 DD31

5K033 AA07 CB01 DA17 DB20 EA06 EC01

5K042 BA08 BA09 CA01 CA11 CA12 DA11 DA13 DA16 EA02 GA11

GA12 JA01