

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第5198697号
(P5198697)

(45) 発行日 平成25年5月15日(2013.5.15)

(24) 登録日 平成25年2月15日(2013.2.15)

(51) Int. Cl. F I
H04B 1/7097 (2011.01) H04J 13/00 430

請求項の数 41 (全 28 頁)

(21) 出願番号	特願2000-617575 (P2000-617575)	(73) 特許権者	595020643
(86) (22) 出願日	平成12年5月9日(2000.5.9)		クアアルコム・インコーポレイテッド
(65) 公表番号	特表2002-544708 (P2002-544708A)		QUALCOMM INCORPORATED
(43) 公表日	平成14年12月24日(2002.12.24)		ED
(86) 国際出願番号	PCT/US2000/012779		アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92
(87) 国際公開番号	W02000/069090		121-1714、サン・ディエゴ、モア
(87) 国際公開日	平成12年11月16日(2000.11.16)		ハウス・ドライブ 5775
審査請求日	平成19年5月9日(2007.5.9)	(74) 代理人	100108855
審査番号	不服2011-17586 (P2011-17586/J1)		弁理士 蔵田 昌俊
審査請求日	平成23年8月12日(2011.8.12)	(74) 代理人	100159651
(31) 優先権主張番号	09/310,053		弁理士 高倉 成男
(32) 優先日	平成11年5月11日(1999.5.11)	(74) 代理人	100091351
(33) 優先権主張国	米国 (US)		弁理士 河野 哲
		(74) 代理人	100088683
			弁理士 中村 誠

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 無線通信システム用に受信された信号の干渉の正確な推定を供するためのシステム及び方法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

チャンネルを通して受信された無線信号を復号するために対数尤度比(log-likelihood ratio)を提供するためのシステムであって、

前記無線信号を受信し、それに応じて前記無線信号から同相及び直交信号サンプルを得るための手段と；

前記同相及び直交信号サンプルからパイロット信号を抽出し、それに応じて前記無線信号の望ましい信号成分のエネルギー推定値を得るための手段と、なお、前記望ましい信号成分のエネルギー推定値は、前記無線信号の総受信エネルギー推定値から干渉成分を除いたものである；

前記無線信号の総エネルギー推定値及び前記無線信号の望ましい信号成分のエネルギー推定値に基づいて干渉エネルギー推定値を計算するための手段と、なお前記干渉エネルギー推定値を計算するための手段は、前記干渉エネルギー推定値を正規化係数に変換するための手段を含む；

前記望ましい信号成分のエネルギー推定値及び前記干渉エネルギー推定値を変換して得られた前記正規化係数を使用して、搬送波信号対干渉比を得るための手段と；

前記受信された無線信号、及び前記正規化係数を使用して、パス結合信号を生成するための手段と；

前記搬送波信号対干渉比を累積するための手段と；

前記パス結合信号及び前記累積された搬送波信号対干渉比を使用して、前記対数尤度比

(log-likelihood ratio)を生成するための手段と；
を備えたシステム。

【請求項 2】

チャンネルを通して所定のレート及びパワーレベルで第 1 の信号を送信するためのトランシーバと、なお、前記チャンネルは前記第 1 の信号にノイズまたは干渉を誘発する；

前記第 1 の信号を受信し、それに応じて前記第 1 の信号の同相及び直交サンプルを供給するための手段と、なお、前記第 1 の信号はパイロット信号成分及び 1 つまたはそれ以上のマルチパス成分を有する；

前記パイロット信号を抽出し、前記パイロット信号成分と前記同相及び直交サンプルとに基づいて、所定のマルチパス成分上の前記第 1 の信号を介して受信された総干渉エネルギー推定値を得るための手段と、なお前記総干渉エネルギー推定値を得るための手段は、前記総干渉エネルギー推定値を正規化係数に変換するための手段を含む；

前記総干渉エネルギー推定値を変換して得られた正規化係数、及び前記 1 つまたはそれ以上のマルチパス成分と関連するエネルギー推定値に基づいて、パワー制御信号またはレート制御信号を生成するための手段と；

前記パワー制御信号またはレート制御信号を前記トランシーバに送信するための手段と；

前記正規化係数に基づいて前記 1 つまたはそれ以上のマルチパス成分に対するパス結合重みを計算し、それに応じて、結合された信号パスを得るための手段と；

前記結合された信号パス、前記正規化係数、及び前記 1 つまたはそれ以上のマルチパス成分と関連するエネルギー推定値に基づいて対数尤度値を計算するための手段と；

前記対数尤度値に応じて前記第 1 の信号を復号するための手段と；

を備えた通信システム。

【請求項 3】

無線チャンネルを通して信号を受信することができる符号分割多元アクセス (CDMA) 受信器と、なお、前記受信された信号は望ましい信号成分と干渉成分とを有する；

前記受信信号の干渉エネルギー値および信号対干渉比を発生するための、前記 CDMA 受信器に接続された搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器と、なお、前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器は、

前記受信された信号から前記望ましい信号成分の推定値を抽出するための信号抽出器と；

前記無線信号の総エネルギー推定値及び前記無線信号の望ましい信号成分のエネルギー推定値に基づいて干渉エネルギー推定値を計算するための計算機と；

前記干渉エネルギー推定値を正規化係数に変換するための変換器と；

を備える；

前記信号抽出器に接続され、前記正規化係数及び前記望ましい信号成分の推定値に応じて、合計された重み付けられたパス信号を発生するためのパス結合器と；

を備えたシステム。

【請求項 4】

前記パス結合器に接続され、前記合計された重み付けられたパス信号に基づいてソフトデコーダ決定値を発生するための対数尤度比発生器をさらに備えた、請求項 3 のシステム。

【請求項 5】

前記対数尤度比発生器は、前記合計された重み付けられたパス信号および前記信号対干渉比に基づいてソフトデコーダ決定値を発生するために、前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器に接続されている請求項 4 のシステム。

【請求項 6】

前記ソフトデコーダ決定値に基づいて復号された信号を発生するために、前記対数尤度比発生器に接続されているデコーダをさらに備えた、請求項 4 のシステム。

【請求項 7】

10

20

30

40

50

前記信号対干渉比に応じてレート制御またはパワーフラクシオン要求メッセージを発生するために、前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器に接続されているレートおよびパワー要求発生回路をさらに備えた、請求項6のシステム。

【請求項 8】

前記レートおよびパワー要求発生回路に接続された制御装置と；

前記制御装置に接続され、符号化されたレート制御またはパワーフラクシオン要求メッセージを発生するためのエンコーダと；

をさらに備えた、請求項7のシステム。

【請求項 9】

前記 CDMA 受信器は、前記受信信号に基づいてスペクトル拡散された同相および直交信号を発生するために中間周波数 (IF) ベースバンド変換器を備える、請求項3のシステム。

10

【請求項 10】

前記信号抽出器は、前記スペクトル拡散された同相及び直交信号に基づいて、逆拡散された同相及び直交信号を発生するための疑似ノイズデスプレッタを備える、請求項9のシステム。

【請求項 11】

前記信号抽出器は、データチャンネルに沿ったデータ信号とパイロットチャンネルに沿ったパイロット信号とを前記逆拡散された同相及び直交信号から分離するための、前記疑似ノイズデスプレッタに接続されているデカバリング回路をさらに備える、請求項10のシステム。

20

【請求項 12】

前記データチャンネルは下記の式によって記述される、請求項11のシステム：

【数 1】

$$s = \sqrt{M \hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} X_l$$

ここで s はデータチャンネルを表し、 M はウォルシュ記号ごとのチップ数であり、

【数 2】

$$\hat{E}_{s,l}$$

30

は前記データチャンネルの第 1 番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーであり、

【数 3】

$$\hat{\theta}_l$$

は該データチャンネル s の位相であり、及び X_l は前記データチャンネルの情報露出成分である。

【請求項 13】

40

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器は、濾波されたパイロット信号を発生するための、前記デカバリング回路に接続されているパイロットフィルタをさらに備える、請求項11システム。

【請求項 14】

前記濾波されたパイロット信号は下記の式によって記述される、請求項13のシステム

：

【数 4】

$$p = M \sqrt{\hat{E}_{p,l}} \cdot e^{j\theta_l}$$

50

ここで p は濾波された出力信号を表し、 M はウォルシュ記号ごとのチップ数であり、
【数 5】

$$\hat{E}_{p,l}$$

は p の第 1 番目のマルチパス成分のパイロットチップエネルギーであり、及び l は p の位相である。

【請求項 15】

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器は、順方向リンク定数を発生することができる順方向リンク定数発生器をさらに備える、請求項 14 のシステム。

10

【請求項 16】

前記順方向リンク定数は下記の式によって記述される、請求項 15 のシステム：

【数 6】

$$c = \frac{1}{M^2} \frac{I_{or}}{E_p}$$

ここで c は前記順方向リンク定数を表し、 I_{or} は望ましい信号成分の受信されたエネルギーであり、及び E_p はパイロットチップエネルギーである。

【請求項 17】

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギー推定器は、前記逆拡散された同相及び直交信号、濾波されたパイロット信号、および順方向リンク定数に基づいて干渉エネルギー値の逆数を発生することができるルックアップテーブルをさらに備える、請求項 16 のシステム。

20

【請求項 18】

前記パス結合器は、
定数

【数 7】

$$k = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{E_s}{E_p}}$$

30

を発生することができる定数発生器と、
ここで、 E_s は変調記号エネルギーである；

チャンネル係数

【数 8】

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{r,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l}$$

の推定値を発生するための、前記定数発生器およびパイロットフィルタに接続されている掛け算器と、

40

ここで、

【数 9】

$$\hat{E}_{r,l}$$

は第 1 番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーの推定値であり、及び

【数 10】

$$\hat{\theta}_l$$

50

は前記パイロット信号の位相の推定値である；

を備える、請求項 17 のシステム。

【請求項 19】

前記合計された重み付けられたパス信号は、前記チャネル係数の推定値、前記干渉エネルギー値の逆数、およびウォルシュ記号ごとのチップ数に基づいて発生される、請求項 18 のシステム。

【請求項 20】

無線チャネルを通して複数の信号を受信し、それに応じてスペクトル拡散された同相および直交信号を発生することができる符号分割多元アクセス (CDMA) 受信器と、なお、前記受信された信号は1つのパイロット信号と複数のデータ信号とを有する；

前記CDMA受信器に接続され、前記受信された信号の干渉エネルギー値を発生するための干渉エネルギー推定器と、なお、前記干渉エネルギー推定器は、

スペクトル拡散された同相及び直交信号に応じて逆拡散された同相及び直交信号を発生することができる疑似ノイズデスプレッダと；

データチャネルに沿ったデータ信号とパイロットチャネルに沿ったパイロット信号とを前記逆拡散された同相及び直交信号から分離するための、前記疑似ノイズデスプレッダに接続されたデカバリング回路と；

濾波されたパイロット信号を発生するための、前記パイロットチャネルに接続されたパイロットフィルタと；

前記濾波されたパイロット信号から前記パイロットチャネルに沿って送信されたパイロット信号を引き去って、記号ごとのノイズおよび干渉を表す信号を発生するためのパイロット減算器回路と；

干渉エネルギー値を発生するための、前記パイロット減算器回路に接続された干渉エネルギー計算器と；

前記干渉エネルギー推定値を正規化係数に変換するための変換器と；

を備える；

前記データチャネルからの前記データ信号と前記正規化係数とに基づいて、合計された重み付けられたパス信号を発生するために前記干渉エネルギー推定回路に接続されたパス結合器と；

を備えたシステム。

【請求項 21】

前記合計された重み付けられたパス信号に基づいてソフトデコーダ決定値を発生するために、前記パス結合器に接続された対数尤度比発生器をさらに備えた、請求項 20 のシステム。

【請求項 22】

前記ソフトデコーダ決定値に基づいて復号された信号を発生するために、前記対数尤度比発生器に接続されたデコーダをさらに備えた、請求項 21 のシステム。

【請求項 23】

前記CDMA受信器は、前記受信された信号に基づいてスペクトル拡散された同相および直交信号を発生するために中間周波数 (IF) ベースバンド変換器を備える、請求項 20 のシステム。

【請求項 24】

前記干渉エネルギー推定器は、前記干渉エネルギー値の逆数を発生するために、前記干渉エネルギー計算器に接続されたルックアップテーブルをさらに備える、請求項 20 のシステム。

【請求項 25】

前記パス結合器は、

定数

10

20

30

40

【数 1 1】

$$k = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{E_s}{E_p}}$$

を発生することができる定数発生器と、
ここで、 E_s は変調記号エネルギーであり、 E_p はパイロットチップエネルギーであり、 M はウォルシュ記号ごとのチップ数である；

チャンネル係数

【数 1 2】

10

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l}$$

の推定値を発生するための、前記定数発生器およびパイロットフィルタに接続された掛け算器と、

ここで

【数 1 3】

$$\hat{E}_{s,l}$$

20

は第 1 番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーの推定値であり、及び

【数 1 4】

$$\hat{\theta}_l$$

は前記パイロット信号の位相の推定値である；

を備える、請求項 2 4 システム。

【請求項 2 6】

無線チャンネルを通して信号を受信するための手段と、なお、前記受信された信号は望ましい信号成分と干渉成分とを有する；

30

前記受信された信号の干渉エネルギー値および信号対干渉比を発生するために、前記受信された信号の搬送波信号対干渉および干渉エネルギーを推定するための手段と、なお、前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギーを推定するための手段は、

前記受信された信号から前記望ましい信号成分の推定値を抽出するための手段と；

前記無線信号の総エネルギー推定値及び前記無線信号の望ましい信号成分のエネルギー推定値に基づいて干渉エネルギー推定値を計算するための手段と；

前記干渉エネルギー推定値を正規化係数に変換するための手段と；

前記望ましい信号成分のエネルギー推定値及び前記正規化係数を使用して、搬送波信号対干渉比を得るための手段と；

40

を備える；

前記望ましい信号成分の前記推定値及び前記正規化係数に応じて、合計された重み付けられたパス信号を発生するための手段と；

を備えた符号分割多元アクセス (CDMA) 通信装置。

【請求項 2 7】

前記合計された重み付けられたパス信号に基づいてソフトデコーダ決定値を発生するための手段をさらに備えた、請求項 2 6 の装置。

【請求項 2 8】

前記ソフトデコーダ決定値を発生するための手段は、対数尤度比発生器を備える、請求項 2 7 の装置。

50

【請求項 29】

前記ソフトデコーダ決定値に基づいて復号された信号を発生するための手段をさらに備える、請求項 27 の装置。

【請求項 30】

前記信号対干渉比に基づいて、レート制御メッセージおよびパワーフラクショナル要求メッセージからなるグループから選択されたメッセージを発生するための手段をさらに備える、請求項 29 の装置。

【請求項 31】

信号を受信するための前記手段は、前記受信された信号に基づいてスペクトル拡散された同相および直交信号を発生するために中間周波数 (IF) ベースバンド変換器を備える、請求項 26 の装置。

10

【請求項 32】

前記望ましい信号成分の推定値を抽出するための手段は、逆拡散された同相及び直交信号を前記スペクトル拡散された同相及び直交信号に基づいて発生するための疑似ノイズデスプレッタを備える、請求項 31 の装置。

【請求項 33】

前記望ましい信号成分の推定値を抽出するための手段は、データチャネルに沿ったデータ信号とパイロットチャネルに沿ったパイロット信号とを前記逆拡散された同相及び直交信号から分離するための、前記疑似ノイズデスプレッタに接続されたデカバリング回路をさらに備える、請求項 32 の装置。

20

【請求項 34】

前記データチャネルは下記の式によって記述される、請求項 33 の装置：

【数 15】

$$s = \sqrt{M \hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} X_l$$

ここで s はデータチャネルを表し、 M はウォルシュ記号ごとのチップ数であり、

【数 16】

$$\hat{E}_{s,l}$$

30

は前記データチャネルの第 1 番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーであり、

【数 17】

$$\hat{\theta}_l$$

は該データチャネル s の位相であり、及び X_l は前記データチャネルの情報露出成分である。

【請求項 35】

40

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギーを推定するための手段は、濾波されたパイロット信号を発生するための、前記デカバリング回路に接続されたパイロットフィルタをさらに備える、請求項 33 の装置。

【請求項 36】

前記濾波されたパイロット信号は下記の式によって記述される、請求項 35 の装置：

【数 18】

$$p = M \sqrt{\hat{E}_{p,l}} \cdot e^{j\theta_l}$$

50

ここで p は濾波された出力信号を表し、 M はウォルシュ記号ごとのチップ数であり、
【数 19】

$$\hat{E}_{p,l}$$

は p の第 1 番目のマルチパス成分のパイロットチップエネルギーであり、及び l は p の位相である。

【請求項 37】

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギーを推定するための手段は、順方向リンク定数を発生することができる順方向リンク定数発生器をさらに備える、請求項 35 の装置。

10

【請求項 38】

前記順方向リンク定数は下記の式によって記述される、請求項 37 の装置：

【数 20】

$$c = \frac{1}{M^2} \frac{l_{or}}{E_p}$$

ここで c は前記順方向リンク定数を表し、 l_{or} は前記望ましい信号成分の受信されたエネルギーであり、及び E_p はパイロットチップエネルギーである。

【請求項 39】

20

前記搬送波信号対干渉および干渉エネルギーを推定するための手段は、前記逆拡散された同相及び直交信号、濾波されたパイロット信号、および順方向リンク定数に基づいて干渉エネルギー値の逆数を発生することができるルックアップテーブルをさらに備える、請求項 38 の装置。

【請求項 40】

前記合計された重み付けられたパス信号を発生するための手段は、
定数

【数 21】

$$k = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{E_s}{E_p}}$$

30

を発生することができる定数発生器と、なお、 E_s は変調記号エネルギーである；

チャンネル係数

【数 22】

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l}$$

の推定値を発生するための、前記定数発生器およびパイロットフィルタに接続された掛け算器と、なお、

40

【数 23】

$$\hat{E}_{s,l}$$

は第 1 番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーの推定値であり、

【数 24】

$$\hat{\theta}_l$$

50

は前記パイロット信号の位相の推定値である；

を備える、請求項 39 の装置。

【請求項 41】

前記合計された重み付けられたパス信号は、前記チャネル係数の推定値、前記干渉エネルギー値の逆数、およびウォルシュ記号ごとのチップ数に基づいて発生される、請求項 39 の装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は通信システムに関する。特に、本発明はレート(rate)とパワー制御及び信号の復号を支援するための無線符号分割多元アクセス(CDMA)通信システムにおいて受信された信号の干渉スペクトル密度(density)を推定するためのシステムに関する。

【0002】

【従来の技術】

無線通信システムは搜索と救助及びビジネス用途(applications)を含む種々の要求(demanding)用途において使用される。そのような用途はノイズ環境において効果的に動作することができる能率的なそして確実な通信を要求する。

【0003】

無線通信システムは1局またはそれ以上の基地局と通信する複数の移動局によって特徴付けられる。信号はチャネルを通して1局の基地局と1局またはそれ以上の移動局との間で送信される。移動局及び基地局における受信器は送信された信号を効果的に復号するためにチャネルによって送信された信号に誘発されるノイズを推定しなければならない。

【0004】

符号分割多元アクセス(CDMA)通信システムでは、信号は疑似ノイズ(PN)拡散シーケンスの使用によって広い帯域幅に渡って拡散される。拡散信号がチャネルを通して送信されるとき、基地局から移動局へのマルチパス(multiple paths)が必要である。信号は移動局で種々のパスから受信され、復号され、そしてレーキ(Rake)受信器のようなパス結合回路(path-combining circuitry)によって建設的に再結合される。パス結合回路は、処理能力を最大化しそしてパス遅延及びフェージングを補償するために、重み(weights)と呼ばれる利得係数(gain factor)を各復号パスに適用する。

【0005】

しばしば、通信システム送信はパイロットインターバル、パワー制御インターバル、及びデータインターバルを含む。パイロットインターバルの間、基地局は移動局に事前に確立された基準信号を送信する。移動局は受信された基準信号、即ちパイロット信号、及びチャネル干渉や信号対雑音比(SNR)のようなチャネルについての情報を抽出するために送信された信号を結合する。移動局はチャネルの特性を分析し、そして続くパワー制御インターバルの間それへの応答として基地局にパワー制御信号を続いて送信する。例えば、もしも基地局が現行のチャネル特性を与えられた余分のパワーで今送信しているならば、移動局は送信パワーレベルが下げられることを要求して制御信号を送信する。

【0006】

デジタル通信システムはしばしば受信された信号を正確に復号するために正確な複数の対数ゆう度(log-likelihood)比(LLR)を要求する。正確な信号対雑音比(SNR)の測定値または推定値は典型的に受信された信号に関するLLRを正確に計算することを要求する。正確なSNR推定値は、パイロット信号の使用によって推定することができるチャネルのノイズ特性の正確な知識を要求する。

【0007】

基地局または移動局が信号を放送するレートまたはパワーはチャネルのノイズ特性に依存する。最大容量のために、基地局及び移動局内のトランシーバはチャネルにより誘発されたノイズの推定値(estimate)に従って送信された信号のパワーを制御する。もしもノイズの推定値、即ち、送信された信号の異なるマルチパス成分の干渉スペクトル密度が不正

10

20

30

40

50

確であれば、トランシーバは過多または過少パワーで放送するかもしれない。過多パワーで放送することは、その結果ネットワーク容量の減少及び移動局電池寿命の減少となって、ネットワーク資源の非効率な使用に帰着するかもしれない。過少パワーで放送することは、減少された処理能力、消滅呼(dropped calls)、減少されたサービス品質、及び不満な顧客(disgruntled customers)に帰着するかもしれない。

【 0 0 0 8 】

チャネルにより誘発されたノイズの正確な推定値はまた最適なパス結合の重みを決定する必要がある。最近、多くのCDMA電気通信システムはSNR比を搬送波信号エネルギー対受信信号の総スペクトル密度の関数として計算する。この計算は小さいSNRには適するが、しかしより大きいSNRでは不正確になり、その結果として通信システムの性能を下げる(degraded)。

10

【 0 0 0 9 】

さらに、多くの無線CDMA通信システムは、パイロットインターバルの間に放送するいくつかの基地局がデータインターバルの間は放送しないという事実を正確に説明することができない。結果として、パイロット信号に基づくノイズ測定値はデータインターバルの間はそれによってシステム性能を下げて、不正確になるかもしれない。

【 0 0 1 0 】

このゆえに、受信された信号の干渉スペクトル密度を正確に決定し、正確なSNRまたは搬送波信号対干渉比を計算し、そして当技術分野では、最適なパス結合重みを決定するためのシステム及び方法が必要である。パイロットインターバルの間はパイロット信号を放送するがデータインターバルの間は放送しない基地局を説明するシステムについてはそれ以上の必要性がある。

20

【 0 0 1 1 】

【課題を解決するための手段】

当技術分野における必要性はチャネルを通して受信されそして本発明の外部トランシーバによって送信された信号について正確な干渉値を供給するためのシステムによって提起される(addressed)。事例となる実施例では、この発明のシステムは無線符号分割多元アクセス(CDMA)通信システムでの使用のために応用され、そして望ましい信号成分と干渉および/またはノイズ成分とを有する信号を受信するための第1の受信器部を含む。信号抽出回路は望ましい信号成分を受信された信号から抽出する。ノイズ推定回路は望ましい信号成分の推定値と受信された信号とに基づいて正確な干渉値を提供する。ルックアップテーブルは正確なノイズおよび/または干渉値を正規化係数に変換する。搬送波信号対干渉比回路は正確な搬送波信号対干渉比推定値を計算するために、この正規化係数と受信された信号とを使用する。パス結合回路は受信された信号と正規化係数とに基づいて最適なパス結合重みを発生する。

30

【 0 0 1 2 】

事例となる実施例では、システムは搬送波信号対干渉比(C/I)を計算するために正確な干渉値を使用するための回路をさらに含む。システムは、正確な干渉値を使用しており、そしてそれへの応答として最適に結合された信号パスを供給している信号から成る多元信号パス用の最適なパス結合重みを計算するための回路をさらに含む。システムはまた、搬送波信号対干渉比及び最適に結合された信号パスに基づいて対数ゆう度値を計算するための回路を含む。システムはまた、対数ゆう度値を使用して受信された信号を復号するための回路を含む。1つの付加回路はレートおよび/またはパワー制御メッセージを発生しそしてこのレートおよび/またはパワー制御メッセージを外部トランシーバに送信する。

40

【 0 0 1 3 】

明確な実施例では、第1の受信器部は、受信された信号から同相及び直交信号サンプルを供給するためのダウンコンバージョン及びミキシング回路を含む。信号抽出回路は同相及び直交信号サンプルから逆拡散された同相及び直交信号サンプルを供給する疑似ノイズデスプレッタを含む。信号抽出回路は逆拡散された同相及び直交信号サンプルからデータ

50

信号及びパイロット信号を分離しそしてそれへの応答としてデータチャネル出力及びパイロットチャネル出力を供給するデカパリング(decoupling)回路をさらに含む。信号抽出回路はパイロットチャネル出力内のノイズを減らし、そしてそれへの応答の出力として望ましい信号成分の推定値を供給するための平均化(averaging)回路をさらに含む。ノイズ推定回路は、推定値と関連する望ましい信号エネルギー値を計算し、スケールされた望ましい信号エネルギー値を与えるために望ましい信号エネルギー値を所定の定数と掛け合わせ、そして正確な干渉値を与えるためにスケールされた望ましい信号エネルギー値を受信された信号と関連する総エネルギーの推定値から引き去るための回路を含む。

【0014】

ノイズ推定回路の代替の実施の形態は望ましい信号成分をパイロットチャネル出力から引き去りそしてそれへの応答として干渉信号を供給する減算器を含む。ノイズ推定回路は干渉信号から正確な干渉値を供給するためのエネルギー計算回路を含む。

10

【0015】

正確な干渉値はルックアップテーブル(LUT)に適用され、このLUTは正確な干渉値に相当するところの干渉パワースペクトル密度の相反(reciprocal)を計算する。相反はその後、平均化回路によって続いて平均化され、そして対数ゆう度比(LLR)回路に入力されるところの搬送波信号対干渉比(C/I)推定値を与えるために、スケールされた望ましい信号エネルギー値と掛け合わされる。相反はまた、一定の係数により続いてスケールされ、平均化され、そして受信された信号のLLRを計算するLLR回路に入力されるところの正規化された最適なパス結合重みの推定値を与えるためにパイロットチャネル出力から得られたパス結合重みと掛け合わされる。

20

【0016】

受信された信号から成る各多重信号パス用の最適なパス結合重みを計算するための回路は、パイロットフィルタの出力からの望ましい信号成分の複素振幅のスケールされた推定値を供給するための回路及び定数供給回路を含む。スケールされた推定値は正確な干渉値により正規化される。共役回路は最適なパス結合重みを表すスケールされた推定値の共役を供給する。

【0017】

本発明の新規な設計は、受信された信号の干渉成分の正確な推定値を供給するノイズ推定回路によって容易になされる。干渉成分の正確な推定値は、受信された信号の最適な復号を容易にするところの搬送波信号対干渉比の正確な推定値に帰着する。

30

【0018】**【発明の実施の形態】**

本発明が特定の適用のための実例となる具体例を参照してここに記述される一方で、この発明がこれに限定されないことは理解されるであろう。当分野における通常の技術を有しそしてここに提供された教えをアクセスする人は、追加の変更、応用、及びこの範囲内及びこの発明が重要な有用性のものである追加の分野内の実施例を認めるであろう。

【0019】

図1は正確な搬送波信号対干渉(C/I)及び干渉エネルギー(N_f)計算回路12を有する本発明の電気通信トランシーバシステム10の図である。システム10はCDMA移動局での使用のために応用される。本特定の実施例では、トランシーバシステム10により受信される信号は基地局(図示せず)とシステム10との間の順方向通信リンクを通して受信される。トランシーバシステム10により送信される信号はトランシーバシステム10から関連基地局への逆方向通信リンクを通して送信される。

40

【0020】

明確のために、クロッキング回路、マイクロフォン、スピーカ等のような、トランシーバシステム10の多くの詳細は省略された。当分野の技術者は過度の実験無しに追加回路を容易に実施できる。

【0021】

トランシーバシステム10は二重変換電気通信トランシーバであり、そしてデュプレク

50

サ 1 6 に接続されたアンテナ 1 4 を含む。デュプレクサ 1 6 は、左から右へ、受信増幅器 1 8 , 無線周波数 (R F) - 中間周波数 (I F) ミキサ 2 0 , 受信バンドパスフィルタ 2 2 , 受信自動利得制御回路 (A G C) 2 4 , 及び I F - ベースバンド回路 2 6 を含む受信パスに接続される。 I F - ベースバンド回路 2 6 は C / I 及び N_t 推定回路 1 2 でベースバンドコンピュータ 2 8 に接続される。デュプレクサ 1 6 はまた、送信増幅器 3 0 , I F - R F ミキサ 3 2 , 送信バンドパスフィルタ 3 4 , 送信 A G C 3 6 , 及びベースバンド - I F 回路 3 8 を含む送信パス 6 6 に接続される。ベースバンド - I F 回路 3 8 はエンコーダ 4 0 でベースバンドコンピュータ 2 8 に接続される。

【 0 0 2 2 】

ベースバンドコンピュータ 2 8 内の C / I 及び N_t 推定回路 1 2 はパス重み付け及び結合回路 4 2 , レート / パワー要求発生回路 4 4 , 及び対数ゆがみ比 (L L R) 回路 4 6 に接続される。 L L R 回路 4 6 はまたパス重み付け及び結合回路 4 2 とデコーダ 4 8 とに接続される。デコーダ 4 8 はレート / パワー要求発生回路 4 4 及びエンコーダ 4 0 にも接続されるコントローラ 5 0 に接続される。

10

【 0 0 2 3 】

アンテナ 1 4 は R F 信号を送受信する。アンテナ 1 4 に接続されたデュプレクサ 1 6 は、送信 R F 信号 5 4 からの受信 R F 信号 5 2 の分離を容易にする。

【 0 0 2 4 】

アンテナ 1 4 により受信された R F 信号 5 2 は、それらが受信増幅器 1 8 により増幅され、 R F - I F ミキサ 2 0 により中間周波数にミックスされ、受信バンドパスフィルタ 2 2 により濾波され、受信 A G C 2 4 により利得調整され、そしてその後 I F - ベースバンド回路 2 6 によってデジタルベースバンド信号 5 6 に変換される受信パス 6 4 に向けられる。デジタルベースバンド信号 5 6 はその後デジタルベースバンドコンピュータ 2 8 に入力される。

20

【 0 0 2 5 】

本実施例では、受信器システム 1 0 は直交位相シフトキーイング (Q P S K) 変復調技術での使用のために応用され、そしてデジタルベースバンド信号 5 6 は同相 (I) 及び直交 (Q) 信号成分の両方を含む直交振幅変調 (Q A M) 信号である。 I 及び Q ベースバンド信号 5 6 は基地局において使用されたトランシーバのような C D M A 電気通信トランシーバから送信されたパイロット信号とデータ信号との両方を表す。

30

【 0 0 2 6 】

送信パス 6 6 では、デジタルベースバンドコンピュータ出力信号 5 8 はベースバンド - I F 回路 3 8 によってアナログ信号に変換され、 I F 信号にミックスされ、送信バンドパスフィルタ 3 4 により濾波され、 I F - R F ミキサ 3 2 により R F にミックスアップされ、送信増幅器 3 0 により増幅されそしてその後デュプレクサ 1 6 及びアンテナ 1 4 経由で送信される。

【 0 0 2 7 】

受信及び送信パス 6 4 及び 6 6 の両者は、それぞれデジタルベースバンドコンピュータ 2 8 に接続される。デジタルベースバンドコンピュータ 2 8 は受信されたベースバンドデジタル信号 5 6 を処理しそしてデジタルベースバンドコンピュータ出力信号 5 8 を出力する。ベースバンドコンピュータ 2 8 は信号 - 音声変換および / またはその逆のような機能を含んでもよい。

40

【 0 0 2 8 】

ベースバンド - I F 回路 3 8 は、複数のデジタル - アナログ変換器 (D S C) , ミキサ , 加算器 , フィルタ , シフタ , 及び局部発振器のような種々の構成要素 (図示せず) を含む。ベースバンドコンピュータ出力信号 5 8 は 90° 異なる位相である同相 (I) 及び直交 (Q) 信号成分の両方を含む。出力信号 5 8 はアナログベースバンド - I F 回路 3 8 内の複数のデジタル - アナログ変換器 (D A C) に入力され、アナログベースバンド - I F 回路ではそれらがその後ミキシングの用意にローパスフィルタにより濾波されるアナログ信号に変換される。出力信号 5 8 の位相は、ベースバンド - I F 回路 3 8 内に含まれ

50

る90°シフタ(図示せず)、ベースバンド-IFミキサ(図示せず)、及び加算器(図示せず)によって、それぞれ調整され、ミックスされ、そして合計される。

【0029】

加算器はIF信号を送信AGC回路36に出力し、送信AGC回路では送信バンドパスフィルタ34によって濾波する、IF-送信ミキサ32によってRFにミックスアップする、送信増幅器20によって増幅する、そしてデュプレクサ16とアンテナ14とによる最後の(eventual)無線送信の用意に、ミックスされたIF信号の利得が調整される。

【0030】

同様に、受信パス64内のIF-ベースバンド回路26は、アナログ-デジタル変換器(ADC)、発振器、及びミキサのような回路(図示せず)を含む。受信AGC回路24から受信された利得調整された信号出力は、それらがミキシング回路によってベースバンドにミックスされそしてその後複数のアナログ-デジタル変換器(ADC)によってデジタル信号に変換されるIF-ベースバンド回路26に転送される。

10

【0031】

ベースバンド-IF回路38及びIF-ベースバンド回路36の両者はミキシング機能を容易にするために第1の発振器60により供給される発振器信号を使用する。受信RF-IFミキサ20及び送信IF-RFミキサ32は第2の発振器62からの発振器信号入力を使用する。第1及び第2の発振器60及び62は、それぞれマスタ基準発振器信号から出力信号を得る位相同期ループとして実施することができる。

【0032】

当分野の技術者は、受信及び送信パス64及び66の他のタイプが本発明の範囲から逸脱すること無しに代わりに使用されることができ、増幅器18と30、ミキサ20と32、フィルタ22と34、AGC回路24と36、及び周波数変換回路26と38のような種々の構成要素は標準の要素であり、そして当分野における通常の技術を有する人により容易に構成することができ、そして本教えにアクセスすることができる。

20

【0033】

ベースバンドコンピュータ28では、受信されたI及びQ信号56はC/I及び N_t 推定回路12に入力される。C/I及び N_t 推定回路12はパイロット信号に基づいてI及びQ信号56の干渉エネルギーを正確に決定し、そしてそれへの応答として搬送波信号対干渉比を決定する。搬送波信号対干渉比(C/I)は信号対雑音比(SNR)と同じであり、そして干渉及びノイズ成分より小さい受信されたI及びQ信号56のエネルギーの受信されたI及びQ信号56の干渉エネルギーに対する比である。旧来のC/I推定回路はしばしばマルチパス干渉エネルギーを正確に推定することができない。

30

【0034】

C/I及び N_t 推定回路12はC/I信号をレート/パワー要求発生回路44及びLLR回路46に出力する。C/I及び N_t 推定回路12はまた干渉エネルギーの相反(reciprocal)($1/N_t$)、逆拡散されデカバ-されたデータチャンネル信号、及び逆拡散されデカバ-されたパイロットチャンネル信号をパス重み付け及び結合回路42に出力する。逆拡散されデカバ-されたデータチャンネル信号はまた、それが復号されそしてコントローラ50に順方向転送されるデコーダ48に供給される。コントローラ50で、復号された信号は、音声またはデータを出力するために、あるいは関連する基地局(図示せず)に転送するための逆方向リンク信号を発生するために、処理される。

40

【0035】

パス重み付け及び結合回路42は、データチャンネル信号に相当する受信されたデータ信号のマルチパス成分用の最適比率のパス結合重みを計算し、適当なパスを重み付けし、複数パスを結合し、そして尺度(metric)として合計され重み付けされたパスをLLR回路46に供給する。

【0036】

LLR回路46は、最適LLRとソフトデコーダ決定値とを発生するためにC/I及び

50

N_t 推定回路 12 により供給された C/I 推定値とともにパス重み付け及び結合回路 42 からの尺度を使用する。最適 LLR 及びソフトデコーダ決定値は受信されたデータチャネル信号の復号を容易にするためにデコーダ 48 に供給される。コントローラ 50 はその後、スピーカまたは他の装置（図示せず）によって音声またはデータを出力するために復号されたデータチャネル信号を処理する。コントローラ 50 はまた、送信の用意にエンコーダ 40 への入力装置（図示せず）からの通話信号及びデータ信号の送出を制御する。

【0037】

レート/パワー要求発生回路 44 は C/I 及び N_t 推定回路 12 からの C/I 信号入力に基づいてレート制御またはパワーフラクシオン要求メッセージを発生する。レート/パワー要求発生回路 44 は C/I を 1 組の所定のしきい値と比較する。レート/パワー要求発生回路 44 は、種々のしきい値について C/I 信号の相対的な大きさに基づいてレート要求またはパワー制御メッセージを発生する。レート/パワー要求発生回路 44 の厳密な詳細は、用途スベック(application-specific)であり、そして容易に決定され、与えられた用途のニーズに適する分野の通常の技術者により実施される。

【0038】

結果としてのレート制御またはパワーフラクシオン要求メッセージはその後コントローラ 50 に転送される。コントローラ 50 はエンコーダ 40 によって符号化するためのパワーフラクシオン要求メッセージと、送信パス 66, デュプレクサ 16 及びアンテナ 14 を経由したデータレート要求チャネル(DRC)を通して関連基地局(図示せず)への最終送信とを準備する。基地局がレート制御またはパワーフラクシオン要求メッセージを受信すると、基地局は送信された信号のレートおよび/またはパワーを適宜に調整する。

【0039】

C/I 及び N_t 推定回路 12 からの正確な C/I 及び N_t 推定値はレート/パワー要求発生回路 44 の性能を改善し、そしてデコーダ 48 の性能を改善し、それによってトランスミタシステム 10 及び関連する電気通信システムの処理能力と効率とを改善する。

【0040】

図 2 は順方向リンク送信での使用に応用された図 1 の正確な C/I 及び N_t 推定回路 12, LLR 回路 46, 及びパス結合回路 42 のより詳細な図である。

【0041】

C/I 及び N_t 推定回路 12 は、左から右へそして上から下へ、疑似ノイズ(PN)デスプレッタ 70, M -ary ウォルシュ・デカバ - 回路 72, 総受信信号エネルギー(I_0)計算回路 74, 第 1 の定数回路 84, パイロットフィルタ 76, 減算器 80, 第 1 の掛け算器 82, パイロットエネルギー計算回路 86, ルックアップテーブル(LUT) 88, 第 2 の掛け算器 90, 及び C/I 蓄積回路 92 を含む。 C/I 及び N_t 推定回路 12 では、疑似ノイズ(PN)デスプレッタ 70 は図 1 の IF -ベースバンド回路 26 から I 及び Q 信号 56 を受信する。PN デスプレッタ 70 は M -ary ウォルシュ・デカバ - 回路 72 及び I_0 計算回路 74 に、並列に(in parallel)、入力を供給する。 M -ary ウォルシュ・デカバ - 回路 72 はパイロットフィルタ 76 に、そしてパス重み付け及び結合回路 42 内の定数デバイダ回路 78 に入力を供給する。

【0042】

エネルギー計算回路 74 の出力は減算器回路 80 の正の端子に接続される。減算器回路 80 の負の端子は第 1 の掛け算器 82 の出力端子に接続される。第 1 の掛け算器 82 の第 1 の入力第 1 の定数回路 84 の出力に接続される。第 1 の掛け算器 82 の第 2 の入力パイロットエネルギー計算回路 86 の出力に接続される。パイロットフィルタ 76 はパイロットエネルギー計算回路 86 に入力を供給する。

【0043】

減算器 80 の出力は、ルックアップテーブル(LUT) 88 に接続される。LUT 88 の出力は第 2 の掛け算器 90 の第 1 の入力とパス重み付け及び結合回路 42 内の第 3 の掛け算器 94 の第 1 の入力とに並列に接続される。第 2 の掛け算器 90 の第 2 の入力第 1 の掛け算器 82 の出力に接続される。第 2 の掛け算器 90 の出力は C/I アキュムレータ

10

20

30

40

50

回路 9 2 に接続され、その出力は L L R 回路 4 6 に入力を供給する。パス重み付け及び結合回路 4 2 は第 2 の定数発生回路 9 8 , 第 4 の掛け算器 9 6 , 第 3 の掛け算器 9 4 , 定数デバイダ回路 7 8 , 複素共役回路 1 0 0 , 第 5 の掛け算器 1 0 2 , 及びパスアキュムレータ回路 1 0 4 を含む。パス重み付け及び結合回路 4 2 では、第 4 の掛け算器 9 6 の第 1 の端子はパイロットフィルタ 7 6 の出力に接続され、それはまた C / I 及び N_t 推定回路 1 2 内のパイロットエネルギー計算回路 8 6 の入力に接続される。第 4 の掛け算器 9 6 の第 2 の端子は第 2 の定数発生回路 9 8 に接続される。第 4 の掛け算器 9 6 の出力は第 3 の掛け算器 9 4 の第 2 の入力に接続される。第 3 の掛け算器 9 4 の出力は複素共役回路 1 0 0 に入力を供給する。複素共役回路 1 0 0 の出力は第 5 の掛け算器 1 0 2 の第 1 の入力に接続される。定数デバイダ回路 7 8 の出力は第 5 の掛け算器 1 0 2 の第 2 の入力に接続される。第 5 の掛け算器 1 0 2 の出力はパスアキュムレータ回路 1 0 4 の入力に接続される。パスアキュムレータ回路 1 0 4 の出力は L L R 回路 4 6 の第 2 の入力に接続される。L L R 回路 4 6 の出力はデコーダ (図 1 の 4 8 を参照) の入力に接続される。

10

【 0 0 4 4 】

動作では、P N デスプレッタ 7 0 は I 及び Q 信号を受信しそして L フィンガ、即ち、パス (I) を逆拡散する。P N デスプレッタ 7 0 は、チャンネルを通した送信の前に I 及び Q 信号を逆拡散するために使用された疑似ノイズシーケンスの逆数を使用して I 及び Q 信号を逆拡散する。P N デスプレッタ 7 0 の構成及び動作はまた周知の技術である。逆拡散された信号は P N デスプレッタ 7 0 から出力されそして M - a r y ウォルシュ・デカパー 7 2 及び I_o 計算回路 7 4 に入力される。I_o 計算回路 7 4 はチップごとの総受信エネルギー (I_o) を計算し、それは望ましい信号成分及び干渉とノイズ成分の両者を含む。I_o 計算回路は下記の式に従って I_o の推定値

20

【 数 2 5 】

(\hat{I}_o)

を供給する :

【 数 2 6 】

30

$$\hat{I}_o = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N |r_i|^2 \quad [1]$$

ここで N はパイロットバーストごとのチップ数であり、本特定の実施例では 6 4 であり、そして \cdot は P N デスプレッタ 7 0 からの受信された逆拡散信号出力を表す。

【 0 0 4 5 】

当分野の技術者は I_o が本発明の範囲を逸脱すること無しに、P N デスプレッタ 7 0 による逆拡散の前に計算されてよいことを認めるであろう。例えば、I_o 計算回路 7 4 は P N デスプレッタ 7 0 により供給される入力の代わりに I 及び Q 信号 5 6 からの直接入力を受信してもよく、この場合には I_o の等価推定値は I_o 計算回路 7 4 の出力で供給されるであろう。

40

【 0 0 4 6 】

M - a r y ウォルシュ・デカパー回路 7 2 は、周知の方法に従って、データチャンネルと名付けられる直交データ信号、及びパイロットチャンネルと名付けられるパイロット信号をデカパーする。本特定の実施例では、直交データ信号は下記の式により表される 1 つのデータチャンネル (s) に相当する :

【 数 2 7 】

$$s = \sqrt{M \hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} X_l \quad [2]$$

ここでMはウォルシュ記号ごとのチップ数であり、
【数28】

$$\hat{E}_{s,l}$$

10

は第1番目(ここで、lはLの小文字である。本明細書・図面において同じ)のマルチパス成分の変調記号エネルギーであり、
【数29】

$$\hat{\theta}_l$$

はデータチャンネルsの位相であり、そして X_l はデータチャンネルsの情報露出(information bearing)成分である。式[2]により表されるデカバースされたデータチャンネルはデコーダ(図1の48参照)に、そしてパス重み付け及び結合回路42の定数デバイダ回路78に供給される。

20

【0047】

本発明が種々のウォルシュ符号から成る信号での使用のために応用される一方で、本発明は当分野の通常の技術者により他のタイプの符号での使用のために容易に応用可能である。

【0048】

パイロットチャンネルはパイロットフィルタ76に入力される。パイロットフィルタ76は、パイロットチャンネルからより高い周波数のノイズ及び干渉成分を取り除くローパスフィルタとして動作する平均化フィルタである。パイロットフィルタ76の出力(p)は下記の式により表される：

30

【数30】

$$p = M \sqrt{\hat{E}_{p,l}} \cdot e^{j\theta_l} \quad [3]$$

ここでMはウォルシュ記号ごとのチップ数であり、
【数31】

40

$$\hat{E}_{p,l}$$

は、第1番目のマルチパス成分のパイロットチップエネルギーであり、そして θ_l は濾波されたパイロットチャンネルpの位相である。

【0049】

濾波されたパイロットチャンネルpのエネルギーの推定値はパイロットエネルギー計算回路86によって計算され、それは式[3]により表される濾波されたパイロットチャンネルpの

50

複素振幅の 2 乗である。濾波されたパイロットチャネル p の複素振幅の 2 乗は下記の式により表された所定のスケールファクタ c と掛け合わされる：

【数 3 2】

$$c = \frac{1}{M^2} \frac{I_{or}}{E_p} \quad [4]$$

ここで I_{or} は望ましい信号の受信エネルギーである、即ち、ノイズ及び干渉成分より小さい I_o と等しい。 E_p はパイロットチップエネルギーである。スケールファクタ c は多くの無線通信システムにおける既知の順方向リンク定数である。

10

【0050】

スケールファクタ c は、受信された信号 56 の第 1 番目のマルチパス成分に相当する受信された望ましい信号のエネルギー（ノイズ及び干渉成分より小さい I_o ）の正確な推定値

【数 3 3】

$$\hat{I}_{or,l}$$

20

を与えるために、第 1 の掛け算器 82 によって濾波されたパイロットチャネル p のエネルギーと掛け合わされる。

【0051】

正確な推定値

【数 3 4】

$$\hat{I}_{or,l}$$

は、第 1 番目のマルチパス成分に相当する干渉エネルギー（ $N_{t,l}$ ）の正確な測定値を与えるために減算器 80 によって I_o の推定値から引き去られる。 $N_{t,l}$ はその後 LUT 88 に供給され、それは $N_{t,l}$ の相反をパス重み付け及び結合回路 42 内の第 3 の掛け算器 94 に及び第 2 の掛け算器 90 の第 1 の入力に出力する。第 2 の掛け算器 90 の第 2 の入力は第 1 の掛け算器 82 の出力に接続され、それは第 2 の掛け算器 90 の第 2 の入力端子で、

30

【数 3 5】

$$\hat{I}_{or,l}$$

を供給する。第 2 の掛け算器 90 は、下記の式に従って第 1 番目のマルチパス成分に相当する搬送波信号対干渉比（C / I）の正確な推定値を出力する：

40

【数 3 6】

$$\left(\frac{C}{I}\right)_l = \frac{\hat{I}_{or,l}}{N_{t,l}} \quad [5]$$

正確な C / I 値はその後 C / I アキュムレータ回路 92 によって受信された信号内の L パスを通して蓄積される。蓄積された C / I 値はその後 LLR 回路 46 に及びレート / パワ

50

一要求発生回路（図1の44参照）に供給される。

【0052】

パス重み付け及び結合回路42では、第4の掛け算器96は濾波されたパイロット信号pを第2の定数発生回路98により供給された定数kと掛け合わせる。定数kは下記の式に従って計算される：

【数37】

$$k = \frac{1}{M} \sqrt{\frac{E_s}{E_p}} \quad [6]$$

10

ここで E_s は変調記号エネルギーであり、 E_p はパイロット記号エネルギーであり、Mは上述したようにチップごとのウォルシュ記号の数である。 E_s 対 E_p の比はしばしば逆方向リンク及び順方向リンク送信の両者にとって既知の定数である。

【0053】

第4の掛け算器96の出力は下記の式により記述されるチャンネル係数

【数38】

$$(\hat{\alpha})$$

20

の推定値を供給する：

【数39】

$$\hat{\alpha} = \sqrt{\hat{E}_{s,l}} \cdot e^{j\hat{\theta}_l} \quad [7]$$

ここで、

【数40】

$$\hat{E}_{s,l}$$

30

は第1番目のマルチパス成分の変調記号エネルギーの推定値であり

【数41】

$$\hat{\theta}_l$$

40

はパイロット信号の位相の推定値である。チャンネル

【数42】

$$\hat{\alpha}$$

はパイロットフィルタ76の出力の複素振幅のスケールされた推定値である。

【0054】

50

チャネル推定値はその後、第3の掛け算器94により第1番目のマルチパス成分に相当する干渉エネルギー $N_{t,1}$ の相反と掛け合わされる。干渉エネルギー $N_{t,1}$ は干渉及びノイズ成分の両者を含む。複素共役回路100はその後、第3の掛け算器94の出力の共役を計算し、それは最大比率のパス結合重みを表す。最大比率のパス結合重みはその後、第5の掛け算器102によってデバイダ回路78からの対応するデータ記号出力と掛け合わされる。データ記号(d)は下記の式により表される：

【数43】

$$d = \sqrt{\hat{E}_{s,t}} \cdot e^{j\hat{\theta}_t} X_t \quad [8]$$

10

ここで変数は式[2]及び[7]について与えられたものと同じである。

【0055】

第5の掛け算器102の出力はパス結合回路104経由で信号を構成するLパスを通してその後蓄積される最適に重み付けされたデータ信号を表す。結果としての最適に結合されたデータ信号はLLR回路46に供給され、それはデコーダ(図1の48参照)への最適なソフトデコーダ入力 of 計算を容易にする。

【0056】

20

当分野の技術者は第1の定数発生回路84及び第2の定数発生回路98により供給された定数c及びkが、それぞれ、本発明の範囲を逸脱すること無しに、式[3]及び[6]により表されたものよりも他の定数または変数であることができることを認めるであろう。

【0057】

図3は逆方向リンク送信のために最適化された正確な干渉エネルギー計算回路110の図であり、そして図2のパス重み付け及び結合回路42とLLR回路46とを含んでいる。

【0058】

干渉エネルギー計算回路110の動作は、 N_t の計算を除いては図2のC/I及び N_t 推定回路12の動作と同様である。干渉エネルギー計算回路110はPNデスプレッタ70, M-aryウォルシュ・デカパー回路72, 及びパイロットフィルタ76を含む。M-aryウォルシュ・デカパー回路72はデカパーする、即ち、パイロットチャネル及びデータチャネルをPNデスプレッタ70からの逆拡散されたI及びQ信号サンプル出力から抽出する。

30

【0059】

干渉エネルギー計算回路110では、パイロットチャネルはパイロット減算器回路112の正入力に及びパイロットフィルタ76に供給される。パイロットフィルタ76はパイロットチャネル内のノイズ及び干渉成分を抑圧しそして濾波されたパイロット信号をパイロット減算器回路112の負入力に供給する。パイロット減算器回路112はパイロットチャネルを濾波されたパイロットチャネルから引き去りそして送信基地局(図示せず)と、干渉エネルギー計算回路110が使用されているトランシーバシステム(図1の10参照)との間のチャネルにより誘発された記号ごとの干渉及びノイズを表す信号を出力する。各記号についての干渉及びノイズ信号のエネルギー($N_{t,1}$)は干渉エネルギー計算回路114によって下記の式に従って計算される：

40

【数44】

$$N_{t,l} = \frac{M}{N} \sum_{i=1}^{N/M} | \cdot |^2 \quad [9]$$

ここでMはウォルシュ記号ごとのチップ数であり、Nはパイロットバーストにおけるチップ数(64チップ)であり、そして・はパイロット減算器回路112の出力である。

【0060】

干渉エネルギー計算回路110は、図2の第1の定数発生回路84により供給された定数値cが未知である時に使用される。これは多くの逆方向リンク適用での場合である。 10

【0061】

図4は図2の正確な干渉エネルギー推定回路及び最大比率パス結合回路の代替の実施例120及び122をそれぞれ示し、そして順方向リンクでの使用に応用される。代替のC/I及び N_t 推定回路120はパイロットエネルギー計算回路86に、及びパイロット信号掛け算器126に、並列に、接続されたパイロットフィンガフィルタ124を含む。パイロットエネルギー計算回路86の出力はLUT88に、及びパイロットエネルギー信号掛け算器128の入力に、並列に、接続される。LUT88の出力はパイロットエネルギー信号掛け算器128のもう1つの入力に、及びパイロット信号掛け算器126のもう1つの入力に、並列に、接続される。パイロットエネルギー信号掛け算器128の出力はC/Iパス蓄積回路130に入力される。C/Iパス蓄積回路130の出力は図1のレート/パワー発生回路44の入力に、及び総合二重最高点(generalized dual maxima)回路132の入力に、並列に、接続される。 20

【0062】

パイロット信号掛け算器126の出力はドット積回路134の入力に接続される。ドット積回路134のもう1つの入力は図3のM-aryウォルシュ・デカバー回路72の出力に接続される。ドット積回路134の出力はI及びQ信号デマルチプレクサ(DEMUX)136の入力に接続される。I及びQ DEMUX 136は、総合二重最高点回路132の入力に接続される直交出力(Y_Q)と同相出力(Y_I)とを供給する。総合二重最高点回路132の同相尺度(M_I)及び直交尺度(M_Q)はLLR回路(図1, 2及び3の46参照)に接続される。 30

【0063】

動作では、パイロットフィンガフィルタ124は図3のM-aryウォルシュ・デカバー回路72の出力から逆拡散されたパイロット信号を受信しそして下記の式に従って濾波された信号(p)を出力する：

【数45】

$$p = \frac{P_I}{\sqrt{I_0}} \quad [10]$$

40

ここで P_I は受信されたパイロット信号の第1番目のマルチパス成分に相当するパイロット信号であり、そして I_0 は下記の式によって定義されるようなチップごとの総受信エネルギーである： $I_0 = I_{o,r,1} + N_{t,1}$ [11]

ここで $N_{t,1}$ は、前述したように、受信された信号の第1番目のマルチパス成分に相当する干渉及びノイズ成分を表し、そして $I_{o,r}$ は第1番目のマルチパス成分に相当する受信された信号の望ましい成分のエネルギーを表す。

【0064】

濾波された信号pはパイロットエネルギー計算回路86に入力され、そこで信号pの大きさが2乗されそしてLUT88に出力される。LUT88は1から2乗された信号 P^2 を 50

引き去るために調整されそしてその後下記の式を与えるためにその結果を反転する：

【数 4 6】

$$\frac{1}{1 - \frac{|P_1|^2}{I_0}} = \frac{I_0}{I_0 - |P_1|^2} = \frac{I_0}{N_{t,l}} \quad [12]$$

ここで P_1 及び I_0 は式 [1 0] 及び [1 1] について与えられたものと同じである。 $N_{t,l}$ は、前述したように、第 1 番目のマルチパス成分に相当する受信された信号の干渉及びノイズ成分に相当するエネルギーを表す。 10

【 0 0 6 5 】

【数 4 7】

$$|P_1|^2$$

は $I_{0,r}$ の正確な推定値を提供する。 20

【 0 0 6 6 】

LUT 8 8 の結果としての出力は、図 1 のシステム 2 0 により受信された信号の第 1 番目のマルチパス成分について正確な C / I 値を与えるためにパイロットエネルギー信号掛け算器 1 2 8 によってパイロットエネルギー計算回路 8 6 の出力と掛け合わされる。C / I 値は受信された信号を構成する L マルチパスを通して C / I パス蓄積回路 1 3 0 によって加算される。C / I パス蓄積回路 1 3 0 は総 C / I の正確な推定値を図 1 のレート / パワー要求発生回路 4 4 に、及び総合二重最高点回路 1 3 2 に供給する。

【 0 0 6 7 】

パイロット信号掛け算器 1 2 6 は、下記の出力 (y) を与えるためにパイロットフィンガフィルタ 1 2 4 の出力を LUT 8 8 の出力と掛け合わせる： 30

【数 4 8】

$$y = \frac{P_1 \sqrt{I_0}}{N_{t,l}} \quad [13]$$

ここで変数は式 [1 2] について与えられたものと同じである。

【 0 0 6 8 】 40

式 [1 3] において与えられたようなパイロット信号掛け算器 1 2 6 の出力はドット積回路 1 3 4 に供給される。ドット積回路 1 3 4 はまた入力として図 2 の M - a r y ウォルシュ・デカパー回路 7 2 からデータ信号 (d) を受信する。本実施例では、データ信号 d は下記の式によって表される：

【数 4 9】

$$d = \frac{X_i}{\sqrt{I_0}} \quad [14]$$

ここで X_1 は図 1 のシステム 20 により受信された信号の第 1 番目のマルチパス成分に相当する直交振幅変調 (QAM) 信号であり、そして I_0 は式 (11) のために与えられたものと同じである。

【0069】

図 4 のシステムは、図 4 のシステムが自動利得制御回路 (図 1 参照) によるスケーリングを明白に示すことを除いて、図 2 のシステムと同じアルゴリズムを実施する。図 4 のシステムはまた、 $(I_{or,1}) / (I_0)$ を $(I_{or,1}) / (N_{t,1})$ に、及び図 2 におけるように I_0 を明白に計算すること無しに $(N_{t,1}) / (I_0)$ の相反に変換するために使用される LUT 88 を示す。 $(I_{or,1}) / (I_0)$ は図 4 のパイロットエネルギー計算回路 86 からの出力としての

10

【数 50】

$$(|P_1|^2) / (I_0)$$

とほぼ等しく、そしてもし $E_p / I_{or} = 1$ ならば E_p / I_0 と等しく、ここで E_p は上述したようにパイロット記号エネルギーである。

【0070】

ドット積回路 134 は、式 [14] 及び [13] 内にそれぞれ定義される信号 d の信号 y とのドット積を取り、そして下記の式に従って出力信号 (Y) を供給する：

20

【数 51】

$$Y = \sum_{l=1}^L \frac{X_l P_l^*}{N_{t,l}} = Y_I + iY_Q \quad [15]$$

ここで L はマルチパスの総数であり、 l はカウンタでありそして L マルチパスの特定の l パスを表し、 Y_I は受信されたデータ信号の同相成分を表し、そして Y_Q は受信されたデータ信号の虚直交成分を表す。他の変数、即ち X_1 、 P_1 、及び $N_{t,1}$ は式 [13] 及び [14] について与えられたものと同じである。

30

【0071】

DEMUX 136 は式 [15] により定義された出力 Y の $I (Y_I)$ 及び $Q (Y_Q)$ 成分を別々のパス上に選択的に切り替え、この別々のパスは尺度

【数 52】

$$\hat{m}_I$$

及び

【数 53】

40

$$\hat{m}_Q$$

をそれへの応答として図 1 の LLR 回路 46 にそれぞれ出力するところの総合二重最高点回路 132 に供給する。

【0072】

図 4 のシステム内で使用されたもののような本発明を構成するために使用されたすべての回路要素及びモジュールは当分野における通常の技術を有する人により容易に作成され

50

る。

【 0 0 7 3 】

図 5 は干渉エネルギー (N_t) の推定値を改善するためと、図 2 の正確な C/I 及び N_t 推定回路 1 2 での使用のために応用されるフレーム活性制御 (frame activity control) (FAC) 回路 1 4 0 のブロック図である。

【 0 0 7 4 】

図 2 及び 5 を参照して、FAC 回路 1 4 0 は LUT 8 8 の入力で図 2 の C/I 及び N_t 推定回路 1 2 内に挿入することができる。FAC 回路 1 4 0 は、減算器回路 8 0 の出力から $N_{t,i}$ を、そして M - a r y ウォルシュ・デカパー回路 7 2 からデータチャンネル出力を、及び第 1 の掛け算器 8 2 の出力を受信し、そして $N_{t,i}$ の新しい推定値、即ち、ある基地局がパイロットインターバルの間は放送しそしてデータインターバルの間は放送しないという事実のために修正された干渉 (ノイズを含む) 推定値である

【 数 5 4 】

N_t^{Data}

を出力する。パイロットインターバルの間は放送する基地局は、チャンネルに関連しそしてパイロット信号によって測定されるノイズ及び干渉の一因となる。もし、ある基地局がデータインターバルの間は放送しないがしかしパイロットインターバルの間は放送するならば、パイロットインターバルに基づくチャンネルノイズ及び干渉の推定値は大きすぎる、即ち、 $N_{t,data} < N_{t,pilot}$ 及び $(C/I)_{data} < (C/I)_{pilot}$ であるだろう。

【 0 0 7 5 】

本発明の教えに従って、基地局により放送された波形はフレーム活性ビット (FAC ビット) を含む。FAC ビットは、図 1 のシステム 1 0 のような移動局に、関連するパイロット信号のトラフィックチャンネルが次の半フレームに続く半フレームの間送信しているか否かを表示する。もし FAC ビットが例えば、論理 1 に設定されれば、順方向トラフィックチャンネルは不活性であるかもしれない。もし FAC ビットがクリアである、即ち論理 0 に対応すれば、対応する順方向チャンネルは不活性である。第 i 番目の基地局について半フレーム n の間に送信された FAC ビット、即ち、 $FAC_i(n)$ は次フレーム、即ち、半フレーム $(n+2)$ のための順方向データチャンネル活性化を指定する (specifies)。

【 0 0 7 6 】

FAC ビットの使用は、ある基地局がパイロットインターバルの間は放送しそしてデータインターバルの間は放送しないところの通信システムにおける C/I 推定値を改善する。結果として、FAC ビットの使用は図 1 のレート/パワー要求発生回路 4 4 によって実施されたようにすぐれたデータレート制御に帰着する。FAC ビットの使用はまた、半フレーム $n+1$ で始まりそして FAC ビットによって基地局不活性の要因となるデータレート制御メッセージに基づく 8 スロットまでの順方向データチャンネル送信が有効であることを保証させる。

【 0 0 7 7 】

FAC 回路 1 4 0 は、下記の式に従ってデータインターバルの間、放送していないであろう基地局から干渉の寄与を引き去る。

【 0 0 7 8 】

【 数 5 5 】

$$N_{t,i}^{Data} = N_{t,i}^{Pilot} - \sum_{j:j \neq i, FAC[j]=0} \hat{I}_{or,j} \quad [16]$$

10

20

30

40

50

ここで i は基地局のインデックス、即ち、
【数 5 6】

$$N_{i,i}^{Data}$$

が推定されているセクタ。 j はカウントされた各基地局に対して増加されるカウンタである。

【 0 0 7 9 】

【数 5 7】

10

$$N_{i,i}^{Data}$$

は第 1 番目のマルチパス成分のためのそして第 j 番目の基地局に対するデータ送信と関連した干渉エネルギーを表す。同様に、

【数 5 8】

$$N_{i,i}^{Pilo}$$

20

は第 1 番目のマルチパス成分のためのそして第 j 番目の基地局に対するパイロット送信と関連した干渉エネルギーを表す。

【 0 0 8 0 】

【数 5 9】

$$\hat{I}_{or,j}$$

30

は第 j 番目の基地局から受信された望ましい信号成分のエネルギーである。

【 0 0 8 1 】

本教えへのアクセスで、当分野の通常の技術者は過度の実験無しに F A C 回路 1 4 0 を容易に作成することができる。

【 0 0 8 2 】

パイロットインターバルの間及び干渉エネルギー N_i が推定されている間、図 1 のトランシーバ 1 0 と通信するすべての基地局は全電力で送信している。もしある基地局がパイロットインターバルの前後のデータインターバルの間空きであれば、そのとき拡散された大マルチパスの存在において、基地局からの干渉はもう 1 つの基地局からのパイロット信号の全持続期間中受信することができない。 N_i の推定における結果としての不正確さを避けるために、基地局はパイロットバーストの前後にそして空きデータインターバルの間に空きスカート信号を送信する。空きスカート信号の長さはチャンネルと関連して拡散された予期されたマルチパスよりも長い。好ましい実施例では、空きスカート信号の長さは 0 の最小長から 1 2 8 チップの最大長まで構成可能である。

40

【 0 0 8 3 】

図 6 は活性(active)スロット 1 5 0 と空きスロット 1 5 2 とを示す例示的なタイミング図である。パイロットスカート 1 5 4 は第 1 のパイロットバースト 1 5 6 の前後及び空きスロット 1 5 2 の間を示される。第 1 のパイロットバースト 1 5 6 は活性スロット 1 5 0 の間の第 2 のパイロットバースト 1 5 8 に対応する。

【 0 0 8 4 】

50

F A C 信号 1 6 4、即ち、逆パワー制御チャンネル (R P C) 信号はまた空きスロット 1 5 2 内の第 3 のパイロットバースト 1 6 0 及び活性スロット 1 5 0 内の対応する第 4 のパイロットバースト 1 6 2 の前後を示される。

【 0 0 8 5 】

図 7 は図 6 のスロットのトラフィックチャンネル信号 1 7 0、パイロットチャンネル信号 1 7 2、フレーム活性信号 1 7 8 (F A C)、及び空きチャンネルスカート信号 1 8 0 を示す例示的なタイミング図である。このように、本発明は特定の適用のための特定の実施例を参照してこの中に記述された。当分野において通常の技術を有しそして本教えにアクセスする人は、これの範囲内の追加の修正、応用、及び実施例を認めるであろう。

【 0 0 8 6 】

したがって本発明の範囲内のいかなる及びすべてのそのような応用、修正及び実施例は、添付のクレームによってカバーされるつもりである。

【 図面の簡単な説明 】

【 図 1 】 正確な干渉エネルギー計算回路を有する本発明の電気通信システムの図である。

【 図 2 】 順方向リンク送信での使用のために応用された図 1 の正確な干渉エネルギー計算回路、対数ゆわ度比 (L L R) 回路、及びパス結合回路のより詳細な図である。

【 図 3 】 逆方向リンク送信のために最適化された正確な干渉エネルギー計算回路の図であり、図 2 のパス重み付け及び結合回路と L L R 回路とを含む。

【 図 4 】 図 2 の正確な干渉エネルギー推定回路及び最大比率パス結合回路の代替の実施例を示す図である。

【 図 5 】 干渉エネルギーの推定値を改善するための、そして図 2 の正確な干渉エネルギー計算回路での使用のために応用されたフレーム活性制御回路のブロック図である。

【 図 6 】 活性スロット及び空きスロットを示す例示的なタイミング図である。

【 図 7 】 トラフィックチャンネル信号、パイロットチャンネル信号、フレーム活性信号 (F A C) (また逆パワー制御チャンネルとしても知られる)、及び図 6 のスロットの空きチャンネルスカートを示す例示的なタイミング図である。

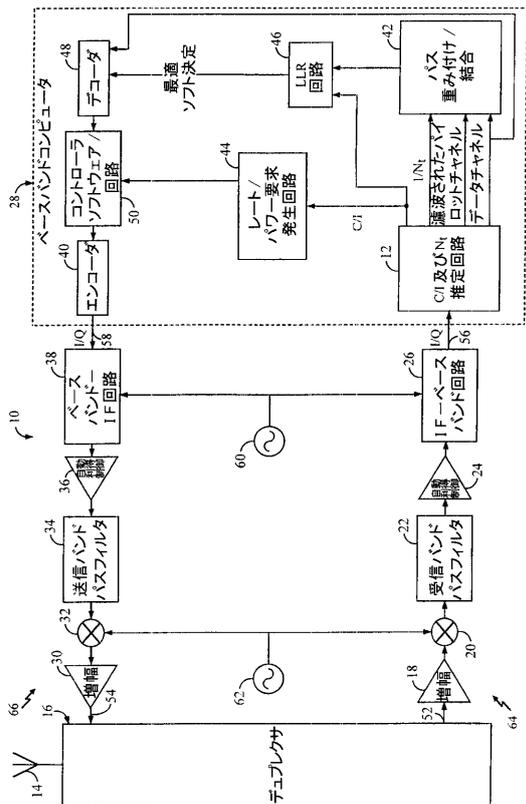
【 符号の説明 】

1 0 ... 受信器システム、 6 6 ... 送信パス、 6 4 ... 送信パス、 1 1 0 ... 干渉エネルギー計算回路、

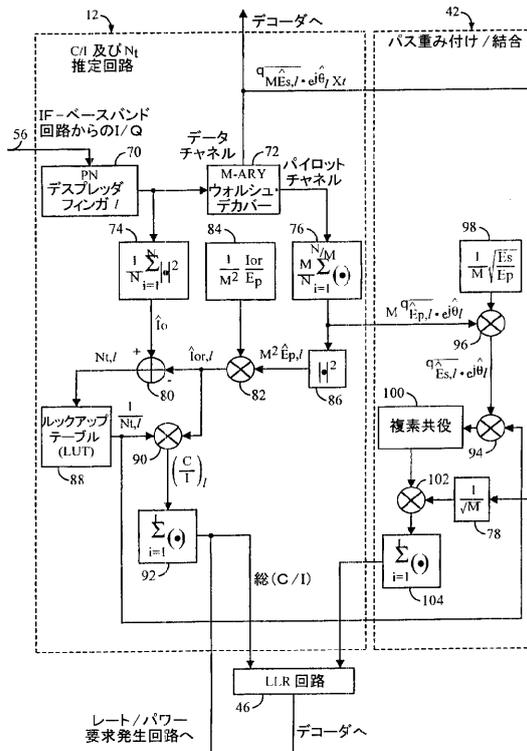
10

20

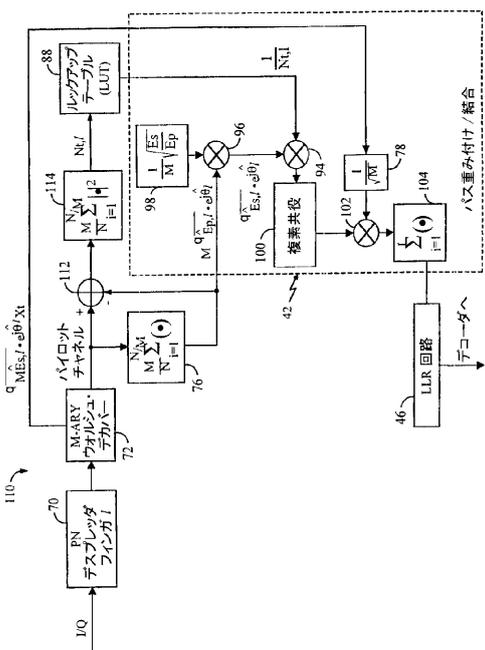
【図1】



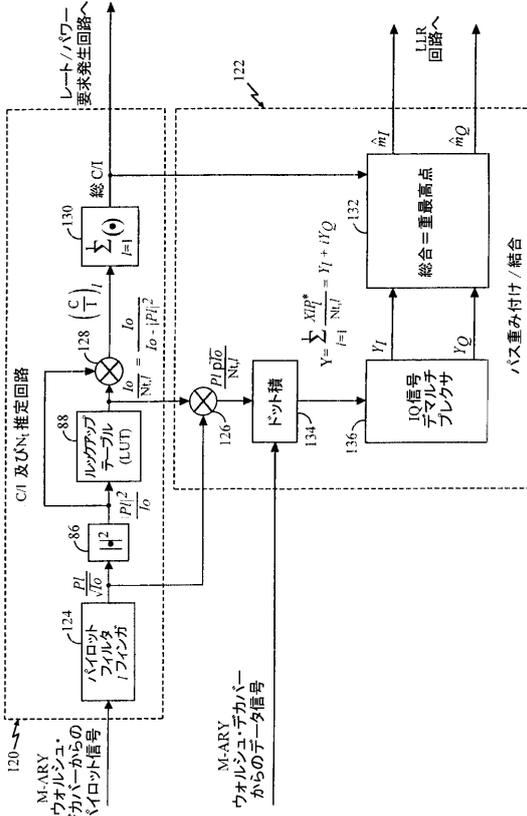
【図2】



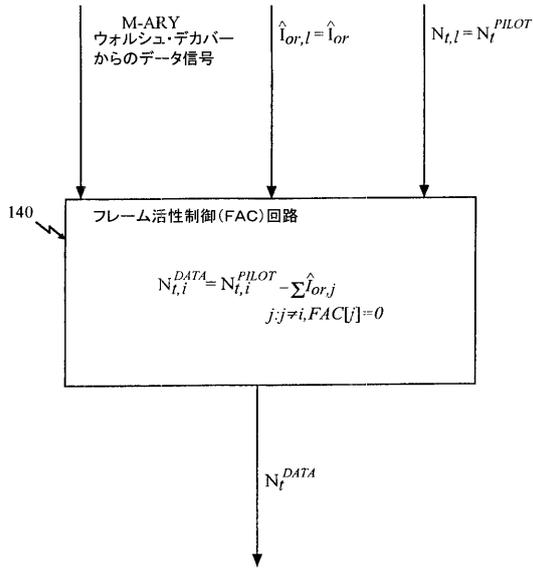
【図3】



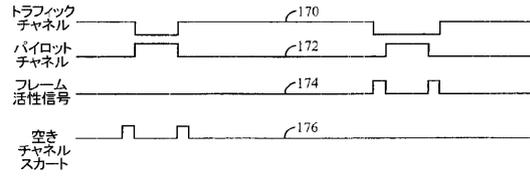
【図4】



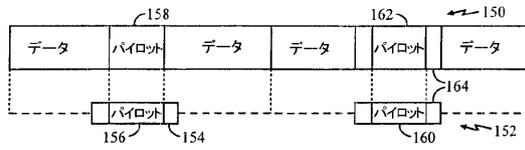
【図5】



【図7】



【図6】



フロントページの続き

- (74)代理人 100109830
弁理士 福原 淑弘
- (74)代理人 100075672
弁理士 峰 隆司
- (74)代理人 100095441
弁理士 白根 俊郎
- (74)代理人 100084618
弁理士 村松 貞男
- (74)代理人 100103034
弁理士 野河 信久
- (74)代理人 100119976
弁理士 幸長 保次郎
- (74)代理人 100153051
弁理士 河野 直樹
- (74)代理人 100140176
弁理士 砂川 克
- (74)代理人 100158805
弁理士 井関 守三
- (74)代理人 100124394
弁理士 佐藤 立志
- (74)代理人 100112807
弁理士 岡田 貴志
- (74)代理人 100111073
弁理士 堀内 美保子
- (74)代理人 100134290
弁理士 竹内 将訓
- (72)発明者 シンデュシャヤナ、ナガブーシャナ・ティー
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92126 サン・ディエゴ、ダブニー・ドライブ・ナンバ
- 19、10615
- (72)発明者 エステベス、エデュアルド・エー・エス
アメリカ合衆国、カリフォルニア州 92014 デル・マー、エイチ・マンゴー・ドライブ 1
4005

合議体

審判長 藤井 浩
審判官 新川 圭二
審判官 石井 研一

(56)参考文献 国際公開第98/13951(WO, A1)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

H04B 1/707
H04J 13/00