

(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2004-506376

(P2004-506376A)

(43) 公表日 平成16年2月26日(2004.2.26)

(51) Int.Cl.⁷

H04B 3/06

H04L 29/10

F I

H04B 3/06

C

H04L 13/00

309A

テーマコード (参考)

5K034

5K046

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 84 頁)

(21) 出願番号 特願2002-518640 (P2002-518640)
 (86) (22) 出願日 平成13年8月10日 (2001.8.10)
 (85) 翻訳文提出日 平成15年1月30日 (2003.1.30)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2001/041653
 (87) 国際公開番号 W02002/013405
 (87) 国際公開日 平成14年2月14日 (2002.2.14)
 (31) 優先権主張番号 60/224,308
 (32) 優先日 平成12年8月10日 (2000.8.10)
 (33) 優先権主張国 米国 (US)

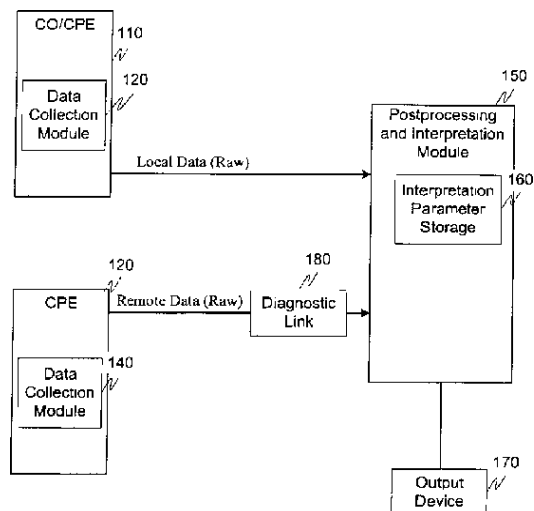
(71) 出願人 500167917
 アウェア、 インコーポレイテッド
 アメリカ合衆国 マサチューセッツ O 1
 730, ベッドフォード, ミドルセッ
 クス ターンパイク 40
 (74) 代理人 100092956
 弁理士 古谷 栄男
 (74) 代理人 100101018
 弁理士 松下 正
 (74) 代理人 100101546
 弁理士 眞島 宏明
 (74) 代理人 100120709
 弁理士 河本 一行
 (74) 代理人 100120824
 弁理士 鶴本 祥文

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 多数搬送波DSL環境でブロードバンド信号を使用して伝送回線を特性付けるためのシステムおよび方法

(57) 【要約】

DSLモデムをデータ収集器として使用し、モデムはデータを処理して、例えば回線特性のより容易な解釈を可能にする。詳細には、モデムは、較正、フィルタ補正、ビットと利得のテーブルからのSNRメドレーの決定、および転送速度変換、を含むデータを後処理する。解釈プロセスは、後処理されたデータを使用し、ループ特性、妨害物検出、データ減少推定、およびデータ転送速度推定を決定する。これらの決定の出力は、少なくとも、2つのモデム間の回線状況の特性付けを可能にする。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

多数搬送波通信回線の特性付けシステムであって：

データ後処理モジュール；および

データ解釈モジュール；を備え、データ収集モジュール経由で 1 つ以上のモデムから受信される生データを使用して、通信リンクの前記特性を決定する多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 2】

請求項 1 のシステムであって、

前記データ処理モジュールは、較正、フィルタ補正、ビットと利得のテーブルからの S N R メドレーの決定、およびデータ転送速度変換のうちの少なくとも一つを実行する。 10

【請求項 3】

請求項 1 のシステムであって、

前記データ解釈モジュールは、ループ特性付け、妨害物検出、データ減少推定、およびデータ転送速度推定のうちの少なくとも一つを実行する。

【請求項 4】

請求項 1 のシステムであって、

前記通信リンクは、デジタル加入者線通信システム、ディスクリットマルチトーン通信システム、または離散型ウェーブレットマルチトーン通信システムのうちの少なくとも一つの一部であり、前記多数搬送波通信回線特性付けシステムは、C O モデムまたは C P E モデムの 1 つ以上から取得されるデータに基づき前記通信リンクについて視覚的にディスプレイ可能なデータを出力する。 20

【請求項 5】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

較正されたデータ決定モジュールを備え、較正されたデータは、データアレイ、前記データアレイ中のエレメント数、プログラム可能な利得の増幅器の設定、および倍率に基づき決定される多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 6】

請求項 5 のシステムであって、

前記較正されたデータは：

$$\text{CalibratedData}[i] = 10 * \text{Log10}(\text{RawData}[i] * 2 \text{GScale}) - \text{PGA}$$

に従って決定され、

ここで、CalibratedData[i] は較正されたデータアレイであり、RawData[i] はモデムから受信されたデータであり、GScale は利得倍率であり、そして PGA は前記データアレイを収集するために使用されたプログラム可能な利得の増幅器の設定である。 30

【請求項 7】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

較正されたデータアレイ、周波数領域フィルタ関数、および前記較正されたデータアレイ中のエレメント数に基づき、フィルタ補正されたデータアレイを決定するフィルタ補正データアレイ決定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。 40

【請求項 8】

請求項 7 のシステムであって、

前記周波数領域フィルタ関数は、1 つ以上のアナログフロントエンドフィルタのデバイス特有の周波数領域応答に基づく。

【請求項 9】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

時間領域等化フィルタおよび周波数領域等化フィルタのうち 1 つ以上の影響を低減するフィルタ補正データアレイ決定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。 50

【請求項 10】

請求項 9 のシステムであって、

前記フィルタ補正データアレイは、較正されたデータアレイ、1 つ以上の時間領域等化器係数、1 つ以上の周波数領域フィルタ係数、および前記較正されたデータアレイ中のエレメント数に基づく。

【請求項 11】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

遠方端ビットローディングテーブル、遠方端微細利得テーブル、前記遠方端ビットローディングテーブルおよび前記遠方端微細利得テーブルにあるビット数、所要信号対ノイズ比、およびマージンに基づき、遠方端信号対ノイズ比テーブルを推定する遠方端信号対ノイズ比テーブル推定器を備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。 10

【請求項 12】

請求項 11 のシステムであって、

前記マージンは、前記遠方端ビットローディングテーブルを決定する際に前記信号対ノイズ比が低減されることになる量に基づく。

【請求項 13】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

エコー波形、時間領域反射率波形、および通信チャネル応答のモデルとの比較に基づき、前記ループ長および 1 つ以上のブリッジタップの存在の推定を決定するループ長およびブリッジタップ推定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。 20

【請求項 14】

請求項 13 のシステムであって、

前記推定は、誤差関数を最小化するループ長およびブリッジタップ長に基づき決定される。

【請求項 15】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

無使用チャネルノイズ量および平均 2 乗誤差の最小化に基づき通信リンク上の妨害を決定する妨害推定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 16】

請求項 15 のシステムであって、

前記最小化は、障害物の電力および白色ノイズの電力を変えることに基づく。 30

【請求項 17】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

チャネルノイズを含むアレイ、前記アレイの 2 次差、および 1 つ以上の搬送波周波数の閾値との比較に基づき、1 つ以上の AM 障害物の存在を決定する AM 障害物推定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 18】

請求項 17 のシステムであって、

前記推定モジュールは、検出された AM 障害物に対応する 1 つ以上のトーン番号を含むアレイを出力する。 40

【請求項 19】

請求項 17 のシステムであって、

前記推定モジュールは、検出された AM 障害物の電力レベルを含むアレイを出力する。

【請求項 20】

請求項 17 のシステムであって、

前記推定モジュールは、検出された AM 障害物の数を表す数を出力する。

【請求項 21】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：

チャネルノイズを含むアレイ、前記アレイの 2 次差、および 1 つ以上の搬送波周波数と閾値との比較に基づき、1 つ以上の EMI 障害物の存在を決定する EMI 障害物推定モジュ 50

ールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 22】

請求項 17 のシステムであって、
前記推定モジュールは、検出された EMI 障害物に対応する 1 つ以上のトーン番号を含むアレイを出力する。

【請求項 23】

請求項 17 のシステムであって、
前記推定モジュールは、検出された EMI 障害物の電力レベルを含むアレイを出力する。

【請求項 24】

請求項 17 のシステムであって、
前記推定モジュールは、検出された EMI 障害物の数を表す数を出力する。

10

【請求項 25】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：
推定された最大データ転送速度および 1 つ以上の障害物に起因する SNR 低減に基づき、
転送速度劣化を推定する転送速度劣化推定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 26】

請求項 25 のシステムであって、
前記転送速度推定は、無使用チャネルノイズを含むアレイ、クロストークも AM/EMI 障害物も無い無使用チャネルノイズを含むアレイ、SNR メドレー、マージン、フレーム化モード、符号化利得、SNR テーブルにあるエレメント数、およびデータ転送速度にも基づく。

20

【請求項 27】

多数搬送波通信回線特性付けシステムであって：
チャネル減衰量、無使用チャネル上のノイズ、マージン、フレーム化モードについての情報、符号化利得、および SNR テーブルに基づき、通信チャネルのためのデータ転送速度を推定するデータ転送速度推定モジュールを備える多数搬送波通信回線特性付けシステム。

【請求項 28】

請求項 27 のシステムであって、
前記推定は、SNR 上にビットローディングを実行することに基づく。

30

【請求項 29】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：
CO モデムおよび CPE モデムの 1 つ以上から受信されるデータを後処理すること；および
前記通信リンクの前記特性を決定するために前記データを解釈すること；
を含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 30】

請求項 29 の方法であって、
前記後処理は、較正、フィルタ補正、ビットと利得のテーブルからの SNR メドレーの決定、およびデータ転送速度変換のうちの少なくともひとつを含む。

40

【請求項 31】

請求項 29 の方法であって、
前記データ解釈は、ループ特性付け、妨害物検出、データ減少推定、およびデータ転送速度推定のうちの少なくともひとつを含む。

【請求項 32】

請求項 29 の方法であって、
前記通信リンクは、デジタル加入者線通信システム、ディスクリットマルチトーン通信システム、または離散型ウェーブレットマルチトーン通信システムのうち少なくともひとつの一部であり、前記 CO モデムまたは前記 CPE モデムの 1 つ以上から取得されるデータに

50

基づき前記通信リンクについて視覚的にディスプレイ可能なデータが出力される。

【請求項 33】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

データアレイ、前記データアレイにあるエレメント数、プログラム可能な利得の増幅器の設定、および倍率に基づき、データを較正することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 34】

請求項 33 の方法であって、
前記較正されたデータは：

$$\text{CalibratedData}[i] = 10 * \text{Log}10(\text{RawData}[i] * 2\text{GScale}) - \text{PGA}$$

に従って決定され、

ここで、 $\text{CalibratedData}[i]$ は較正されたデータアレイであり、 $\text{RawData}[i]$ はモデムから受信されたデータであり、 GScale は利得倍率であり、そして PGA は前記データアレイを収集するために使用されたプログラム可能な利得の増幅器の設定である。

【請求項 35】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

較正されたデータアレイ、周波数領域フィルタ関数、および前記較正されたデータアレイにあるエレメント数に基づき、フィルタ補正されたデータアレイを決定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 36】

請求項 35 の方法であって、

前記周波数領域フィルタ関数は、1 つ以上のアナログフロントエンドフィルタのデバイス特有の周波数領域応答に基づく。

【請求項 37】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

時間領域等化フィルタおよび周波数領域等化フィルタの 1 つ以上の影響を低減することに基づき、フィルタ補正されたデータアレイを決定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 38】

請求項 37 の方法であって、

前記フィルタ補正されたデータアレイは、較正されたデータアレイ、1 つ以上の時間領域等化器係数、1 つ以上の周波数領域フィルタ係数、および前記較正されたデータアレイにあるエレメント数に基づく。

【請求項 39】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

遠方端ビットローディングテーブル、遠方端微細利得テーブル、前記遠方端ビットローディングテーブルおよび前記遠方端微細利得テーブルにあるビット数、所要信号対ノイズ比、およびマージンに基づき、遠方端信号対ノイズ比テーブルを推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 40】

請求項 39 の方法であって、

前記マージンは、前記遠方端ビットローディングテーブルを決定する際に、前記信号対ノイズ比が低減されることになる量に基づく。

【請求項 41】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

エコー波形、時間領域反射率波形、および通信チャネル応答とモデルとの比較に基づき、ループ長およびブリッジタップを推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 4 2】

請求項 4 1 の方法であって、
前記推定は、誤差関数を最小化するループ長およびブリッジタップ長に基づき決定される。

【請求項 4 3】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：
無使用チャネルノイズ量および平均 2 乗誤差の最小化に基づき通信リンク上の妨害を推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 4 4】

請求項 4 3 の方法であって、
前記最小化は、障害物の電力および白色ノイズの電力を変えることに基づく。

10

【請求項 4 5】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：
チャネルノイズを含むアレイ、前記アレイの 2 次差、および 1 つ以上の搬送波周波数と閾値との比較に基づき、1 つ以上の A M 障害物の存在を推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 4 6】

請求項 4 5 の方法であって、
検出された A M 障害物に対応する 1 つ以上のトーン番号を含むアレイを出力することを更に含む。

20

【請求項 4 7】

請求項 4 5 の方法であって、
検出された A M 障害物の電力レベルを含むアレイを出力することを更に含む。

【請求項 4 8】

請求項 4 5 の方法であって、
検出された A M 障害物の数を表す数を出力することを更に含む。

【請求項 4 9】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：
チャネルノイズを含むアレイ、前記アレイの 2 次差、および 1 つ以上の搬送波周波数の閾値との比較に基づき、1 つ以上の E M I 障害物の存在を推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

30

【請求項 5 0】

請求項 4 9 の方法であって、
検出された E M I 障害物に対応する 1 つ以上のトーン番号を含むアレイを出力することを更に含む。

【請求項 5 1】

請求項 4 9 の方法であって、
検出された E M I 障害物の電力レベルを含むアレイを出力することを更に含む。

【請求項 5 2】

請求項 4 9 の方法であって、
検出された E M I 障害物の数を表す数を出力することを更に含む。

40

【請求項 5 3】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：
推定された最大データ転送速度および 1 つ以上の障害物に起因する S N R 低減に基づき転送速度劣化を推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 5 4】

請求項 5 3 の方法であって、
前記転送速度推定は、無使用チャネルノイズを含むアレイ、クロストークも A M / E M I 障害物も無い無使用チャネルノイズを含むアレイ、S N R メドレー、マージン、フレーム化モード、符号化利得、S N R テーブルにあるエレメント数、およびデータ転送速度にも

50

基づく。

【請求項 55】

多数搬送波通信リンクを特性付ける方法であって：

チャネル減衰量、無使用チャネル上のノイズ、マージン、フレーム化モードについての情報、符号化利得、および S N R テーブルに基づき通信チャネルのためのデータ転送速度を推定することを含む、多数搬送波通信リンクを特性付ける方法。

【請求項 56】

請求項 55 の方法であって、

前記推定は、S N R 上にビットローディングを実行することに基づく。

【請求項 57】

多数搬送波通信リンクを特性付けるための情報を含む情報記憶媒体であって：

C O モデムおよび C P E モデムの 1 つ以上から受信されるデータを後処理する情報；および

前記通信リンクの前記特性を決定するために前記データを解釈する情報；

を含む情報記憶媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【関連出願データ】

本出願は、2000年8月10日出願の米国仮出願第60/224,308号で発明の名称「多数搬送波DSLシステムでブロードバンド信号を使用する伝送回線の特性」の特典および優先権を主張し、そして2001年1月8日出願の米国特許出願第09/755,172号で発明の名称「伝送回線のループ長とブリッジタップ長決定のためのシステムおよび方法」、および2001年1月8日出願の米国特許出願第09/755,173号で発明の名称「診断伝送モードを確立し、同上で通信するためのシステムおよび方法」に関連し、これらの全てはその全体を引用して本明細書に組込まれる。

【0002】

【発明の背景】

発明の分野

本発明のシステムおよび方法は、一般的には伝送回線特性の決定に関する。詳細には、本発明は、ブロードバンド信号を使用して伝送回線の特性を決定するためのシステムおよび方法に関する。

【0003】

関連技術の説明

コンピュータ業界での急速な進展と手頃な価格のハードウェアの入手性により、インターネット、すなわち分散型ネットワークが創出され、そこでは、ユーザ自身と中央位置にあるコンピュータとの間に通信リンクを有するユーザが、公開情報にアクセスできる。インターネットのユーザは、例えば、顧客構内(CPE)から電話会社の中央局(CO)までの電話回線を含むリンクを通して分散型ネットワークへ接続される。インターネットサーバからのデータ転送を要求するユーザは、自らの場所と中央局間の接続の帯域幅制限に直面する。ますます多くの情報がデジタル形式で作成されて、格納されつつあるので、ユーザが大きなデータファイルへアクセスする需要により、データを転送するさらに高速な新方式を見出すことが決定的になってきている。より高速なデータ伝送を達成する一つの方法は、例えば、現行の金属導線をファイバで置換えるか、または広い帯域幅を有するさらに高い品質の金属導線を使用することによって、ユーザとCO間の伝送回線の帯域幅を増大させることである。しかし、そのような手法は費用がかかり、電話会社によるかなりの投資を必要とする。

【0004】

デジタル信号処理と遠隔通信における最近の進展の結果、デジタル加入者線(DSL)技術により、既存のツイストペア電話回線上での高速データリンクが可能となった。2つの異なるDSLシステムが提案されたものの、多数搬送波システムが急速に好評を博し、標

10

20

30

40

50

準化されるに至っている。多数搬送波DSLシステムは、周波数分割多重化の原理で動作し、CPEからCOまたはその逆にデータを転送するために、分離した周波数帯域を使用する。ユーザからCOへデータを送信するために割り当てられた帯域幅の部分はアップストリーム（US）チャンネルと呼ばれ、COからユーザへデータを渡すために割り当てられた帯域幅の部分はダウンストリーム（DS）チャンネルと呼ばれる。通常のインターネットセッションでは、COからユーザへ転送されているデータの量は、ユーザからCOへ送信されるデータの量より大変多いので、ダウンストリームチャンネル用に割り当てられる帯域幅は、アップストリームチャンネル用に割り当てられる帯域幅より通常は大変大きい。ダウンストリーム対アップストリームの典型的なチャンネル帯域幅比は4：1または8：1である。

10

【0005】

アップストリームとダウンストリームチャンネルへ割り当てられる帯域幅は、多数の副帯域に分割され、これら副帯域は、減衰や位相シフトと称する、回線に導入された歪みを許容できる程に十分に狭い。これらのパラメータは、データリンクの確立に先立って所定信号を副帯域上で送受信することによりトレーニングセッションで測定できる。副帯域で送られ得るデータの量は、その副帯域での信号対ノイズ比（SNR）により制限される、信号対ノイズ比は回線減衰した信号強度をノイズ電力で除算したものである。多数搬送波DSLシステムでの副帯域の各々を用いて、その副帯域上のSNRと最大許容ビット誤り率（BER）に呼応するデータを送信する。上記原理の範囲内で動作する多数搬送波DSLシステムは、例えば、毎秒千万ビット程度のデータ転送速度を達成することができる。

20

【0006】

【発明の概要】

多数搬送波DSLシステムは、現行の電話回線を高速データ伝送トラフィックへの道を開く費用効果のある方式を提供することから有望ではあるが、DSLの展開設置と保守の段階で重要な問題があり、これが急速な広範囲に及ぶ展開を妨げている。例えば、既存電話回線は、当初は音声だけの伝送のために設置された。この音声だけの伝送は、小帯域幅だけを使用して首尾よく伝送できる。多数搬送波DSLシステムは、音声伝送で必要とされる帯域幅よりもっと大きい帯域幅を利用する必要がある。高周波では、音声伝送に影響を及ぼさない回線状況が、デジタルデータ伝送速度を制限する重要な要因となる。例えば、回線減衰量はループ長に関連する。また、COまたはユーザから送られる信号の強度は距離と共に減少することになる。加えて、ブリッジタップと呼ばれ、作動中のツイストペアと並列に接続される小型の開回路ツイストペアは、音声伝送には影響を及ぼさないが、ある特定の副帯域では回線の減衰関数に周期的な谷を生じ、これによりDSLサービスの性能を劣化させる。加えて、電話回線は、通常25または50ツイストペアをケーブルに束ねられている。ある電話回線で伝えられる種々のDSLサービスによって生成される信号は、ケーブル中のツイストペアの密な近接に起因して、束中の残りの電話回線の一本以上によって拾われてしまう。この信号は、実際のサービスを伝えている1本以外の全ての電話回線にとっては予測不可であるとともに無意味であるので、付加的ノイズ成分と見なされる。他の電話回線との何らかの結合経路を通して電話回線に入る妨害は、クロストークと称せられる。

30

40

【0007】

AMラジオ放送局や、例えばヘアドライヤー、減光スイッチ、盗難警報装置等の電気装置などの種々のソースによって伝送される電磁（EM）波の受信に起因する他のノイズソースが電話回線にあることもある。これらの電磁波ソースのうち最も有害なものは、一般的にはAMラジオ放送局である。1本として同じ電話回線は無く、そしてDSLリンクの可用性と品質は先に説明した回線の状況に正比例するので、DSLサービスに対して電話回線を認定でき、かつ一旦サービスが確立されたなら通信リンクを保守することが重要である。サービスとしての認定と保守に関連する費用を低減させるためには、技術要員を顧客構内へ派遣する必要もなく、遠隔から電話回線を認定および保守することが望ましいであろう。

50

【0008】

ユーザと中央局の基幹へ接続された一台以上のサーバとの間に通信リンクを確立するには、先に概説した基本原理に従ってデータ伝送を取扱うためにDSLトランシーバが必要となる。リンクの両側、すなわちCOとCPEでのトランシーバの各々はモデムと呼ばれる。COモデムとCPEモデムは、アナログ信号の送信と受信を行う幾つかのアナログハードウェアと、デジタル部とを備え、デジタル部はデジタル信号処理(DSP)チップおよび信号処理動作を取扱う、例えば特定用途向け集積回路(ASIC)を備える。DSLサービスに関連する高いデータ転送速度ゆえ、DSPチップは、デジタルデータの必要な処理と操作を迅速に能率良く完了できなくてはならない。本発明の代表例である実施の形態は、伝送回線の両側でのDSLモデムの膨大な演算容量とDSPチップの存在を活用して、伝送回線を特性付ける。DSLモデムは通常状態のモデムとして動作できる一方、試験および測定装置として使用できる別のモードでも動作する能力がある。 10

【0009】

DSLサービスの設置と保守の間に直面する代表的課題は、DSLサービスに対するループの適合性に関する決定を行えるように回線の状況と物理的構造を決めることであり、サービスプロバイダがより良いDSLサービスを提供できるように電話回線を改善するために、もしあれば、どのステップを取り得るかである。例えば、大幅なデータ転送速度低下を引起すブリッジタップが見出される場合、電話会社は技術要員を派遣してブリッジタップを除去することがある。一般的に、ループ長、ブリッジタップの検出およびブリッジタップの長さや位置の推定、並びに、回線上の妨害物の検出は、伝送回線を特性付けるために有用である。 20

【0010】

加えて、DSLハードウェアの設置後に、継続してサービス品質を確保するためにリンクを監視せねばならない。これは、一般的に伝送環境の変化を測ることを必要とし、それは、例えば、この場合もやはりDSLモデムの信号処理能力を使用することによって行うことができる。

【0011】

本発明の代表例である実施の形態に従うと、COモデムとCPEモデムは試験点として使用される。試験プロセスは、モデムトレーニング中に特定データセットを収集すること、データセットを後処理して、その使用と解釈を容易にすること、および回線状況に関する結果を抽出することを含む。モデムトレーニングにおける目的は、CPEモデムとCOモデムによって送信された元の信号の回復を可能にするように、伝送回線の測定を行って、そのパラメータを決定することである。これらの信号は、一般的に、伝送回線によって減衰と位相シフトを通じて歪みを受けており、更にノイズによって劣化している。COモデムとCPEモデムは、全体の通信システムのパラメータを習得するよう所定の標準化された状態セットを通る。それらモデムは、各モデムへ既知である信号を送信および受信する。これらの信号は、伝送回線を特性付けることを助ける。例えば、本発明の代表例である実施の形態に従うと、データ収集ソフトウェアおよび／またはハードウェア、すなわちモジュールが、COモデムとCPEモデムのいずれか一方または両方へ追加される。このデータ収集モジュールは、モデムトレーニングで既に使用された幾つかのデータセットを収集して、更なる解析のために保存できる。データ収集モジュールは、追加および新しいデータも取得できる。 30 40

【0012】

COモデムとCPEモデムは周波数分割多重に基づき動作するので、CPEモデムとCOモデムで収集されたデータは、CPEモデムがアップストリームチャンネルで送信してダウンストリームチャンネルで受信し、COモデムがダウンストリームチャンネルで送信してアップストリームチャンネルで受信する、という意味で異なる。従って、CPEモデムで収集されるデータの帯域幅はダウンストリームチャンネルの帯域幅に制限され、同様に、COモデムで収集されるデータの帯域幅はアップストリームチャンネルの帯域幅に制限される。従って、モデムトレーニングの結果、アップストリームデータはCOモデムで収集および保存 50

されることができる。同様に、ダウンストリームデータはC P Eモデムで収集および保存させることができる。このタイプの試験プロセスは標準のモデムトレーニング手順を使用するので、C OモデムとC P Eモデム両方の実在に依拠する。これを、両端試験と称することにする。

【0013】

両端試験では、C P Eモデムで収集されるダウンストリームデータは、例えばサービス技術要員および／または追加のハードウェアおよび／またはソフトウェアによって、更に解析されるようC Oモデムへ転送できる。これは、標準のD S Lリンクが故障した場合であっても、診断データを伝送するためにC OモデムとC P Eモデムとの間に特別な診断リンクを確立する能力を必要とする。これは、例えば、同時係属米国出願第09／755, 173号に記載の方法によって実行できる。診断リンクが確立できない場合には、ローカルデータ、すなわちC Oモデムでアップストリームデータだけが、そしてC P Eモデムでダウンストリームデータだけが解析のために利用可能となる。

【0014】

1つ以上の電話会社などの事業体が、C OモデムおよびC P Eモデムのいずれか一方からの、例えばD S Lサービスのために事前認定の顧客回線への片端試験の実施を望むこともある。加えて、例えば、コンピュータへD S Lモデムをインストールするコンピュータメーカーが、顧客の注文するD S Lサービスの種類を決定できるように片側端試験の実施を望むことがある。これらの場合には、D S Lモデムの信号処理能力を異なる様式で利用できる。両端試験では、一方のモデムが信号発生器として働き、他方が信号受信器として作動する。片側端試験では、同じD S Lモデムが、通信リンクを特性付けるために信号発生器と信号受信器の両方として働く。

【0015】

本発明の代表例である実施の形態に従うと、本発明の一局面は、通信リンク上で収集されたデータの後処理と解釈に関する。

【0016】

本発明の追加の側面は、C OモデムとC P Eモデムの1つ以上からデータを収集することに関する。

【0017】

加えて、本発明の側面は、データのその後の使用と解釈を容易にするために通信システムの1つ以上の端でデータを操作することにも関する。

【0018】

加えて、本発明の側面は、較正すること、フィルタ補正すること、遠隔S N Rテーブルを推定すること、およびC OモデムとC P Eモデムの1つ以上から取得したデータをデータ転送速度変換すること、の1つ以上にも関する。

【0019】

本発明のさらなる側面は、回線状況についての解釈が容易な結果を出力することにも関する。

【0020】

本発明のさらなる側面は、C P EとC O間の通信リンクについての解釈が容易な結果を出力することにも関する。

【0021】

本発明の上記および他の特徴と利点は、実施の形態の以下の詳細な説明に記載され、あるいはそれらから明白である。

【0022】

【詳細な説明】

本発明の実施の形態を、添付の図を参照して詳細に説明する。

【0023】

本発明の代表例である実施の形態を、A D S Lトランシーバ環境への本発明の適用に関連して説明する。しかし、一般的に、本発明のシステムと方法は、D S L、V D S L、S D

S L、H D S L、H D S L 2、または、いずれか他のディスクリットマルチトーンまたは離散型ウェーブレットマルチトーンの D S L システムを含むが、それに限定されるものではない。いずれの多数搬送波通信システムに対しても等しく良好にうまく作動するであろうと理解されたい。

【0024】

図1は、代表例の回線特性付けシステム100を図示する。回線特性付けシステム100は、1つ以上のC O モデム110、1つ以上のC P E モデム130、および後処理と解釈モジュール150を備える。加えて、C O モデム110はデータ収集モジュール120を備える。同様に、C P E モデム130はデータ収集モジュール140を備える。後処理と解釈モジュール150は、解釈パラメータ記憶装置160を備え、1つ以上の出力装置170へ接続される。 10

【0025】

説明を容易にするために、C O モデム110とC P E モデム130に関連する標準の構成要素を省略しているが、当該技術分野における一般的な技術者にとっては容易に識別可能である。更に、後処理と解釈モジュール150を簡略化したが、例えば、コントローラ、I/Oインタフェース、メモリを含むことが可能で、および／または、デジタル信号プロセッサ、A S I C、または本明細書で説明した機能を実行することができるどのようなハードウェアおよび／またはソフトウェアの連合上に実装してもよい。また後処理と解釈モジュール150は、プリンタ、モニタ、回線特性付けディスプレイシステム、P D A、グラフィカルユーザインタフェース、ネットワーク監視システム、D S L 解析システムその他の1つ以上の出力装置170に接続される。 20

【0026】

図1で図解する代表例の実施の形態では、回線特徴付けシステム100および種々の構成要素を分離して示すが、言うまでもなく回線特徴付けシステムの種々の構成要素は、ローカルエリアネットワーク、ワイドエリアネットワーク、イントラネットおよび／またはインターネット等の分散型ネットワークの離れた部分に、または専用の回線特性付けシステム内に連合または配置できる。従って、回線特徴付けシステム100構成要素は、1つの装置内に連合される、または分散型ネットワークの特定のノード上に並置される、または1つ以上のC O モデムまたはC P E モデムへ連合されることは言うまでもない。従って、以下の説明と演算効率の理由から、回線特徴付けシステム100の構成要素が、システム 30の動作に影響を及ぼすことなく、汎用コンピュータ、または分散型ネットワークまたは専用の回線特性付けシステム等のいずれの場所にも編成できることは言うまでもない。

【0027】

上記で述べたように、ハードウェアおよび／またはソフトウェアの連合であり得るデータ収集モジュール120、140は、少なくともモデムトレーニングに使用されるデータセットが収集および保存されることを可能にする。更に、データ収集モジュール120、140は、トレーニング中または実演時に取得され得る新規のデータまたはデータセットの収集を許容する。従って、1つ以上のデータセットが、データ収集モジュール120および／またはデータ収集モジュール140から収集され、解析のために後処理と解釈モジュール150へ回送される。 40

【0028】

例えば、上記で述べたように、モデムと後処理と解釈モジュール150との間に通信リンクを確立することが困難である場合には、同時係属米国出願第09/755,173号に記載されるように診断リンクが確立できる。しかしながら、一般的にはC E O モデムとC P E モデムの1つ以上からデータを回送することができるいずれのプロトコルまたは方法は、本発明のシステムおよび方法と同等に良好に作動できる。

【0029】

データ収集の後に、後処理と解釈モジュール150はデータを処理し、例えば、回線特性の更なる容易な解釈を可能にする。詳細には、後処理プロセスは較正、フィルタ補正、ビットと利得のテーブルからのS N R メドレーの決定、および転送速度変換を含む。解釈プ 50

ロセスは、1つ以上のパラメータを格納する解釈パラメータ記憶装置160と協同して、ループ特性付け、障害物検出、データ減少推定、およびデータ転送速度推定を含む。

【0030】

一般的に、後処理は生データを一つの形式から別の形式へ変換すること、データに倍率を掛けること、および伝送経路にあるアナログフィルタとデジタルフィルタを補正すること等の種々のタスクを含む。

【0031】

一般的に、解釈プロセス中に代表例のループ長推定手順はループ長を推定し、伝送回線上の1つ以上のブリッジタップの存在を決定しようと試みる。ブリッジタップが検出される場合、ブリッジタップの長さも推定される。推定は、ループ長およびブリッジタップの長さ
10
と位置という点からパラメータ化される回線の伝達関数のモデルを、実際の測定された回線の伝達関数と比較することによって実行される。3つの異なるアルゴリズムが、使用されているデータセットに依存してループの物理的構造を推定するのに使用される、すなわち、アップストリーム、ダウンストリーム、または、片端の時間領域反射計測法である。

【0032】

障害物検出プロセスは、ノイズの測定された電力スペクトルを解析することによって回線
上のクロストークおよび電磁波障害物を識別する。データ転送速度減少推定は、伝送回線
上の障害物の存在に起因するデータ転送速度減少を推定する。同様にデータ転送速度推定
は、片端試験の使用により伝送回線が支持できる最大データ転送速度を推定する。試験は
20
、アップストリームとダウンストリームチャンネル両方に対する大まかなSNRプロファイル
を推定するよう片端時間領域反射計測法試験の結果と回線上のノイズの電力スペクトル
の測定とを連合するだけでなく、これらのSNRテーブルに基づきデータ転送速度も推定
する。

【0033】

図16は、通信リンク特性付けを実行する方法の概要を図示する。具体的に、制御はステ
ップS10で開始し、ステップS20まで継続する。ステップS20で、生データがCO
モデムとCPEモデムの1つ以上から取得される。次に、ステップS30で生データの一
部に後処理が実行される。その後、ステップS40で生データの一部と後処理されたデー
タの一部の1つ以上に解釈が実行される。そして制御はステップS50まで継続する。
30

【0034】

ステップS50で、通信リンク、すなわち、回線の状況情報が、例えば、視覚的にディス
プレイ可能な形式で出力される。そして制御は、制御系列が終了するステップS60まで
継続する。

【0035】

図2は、収集されたデータを修正する較正を実行する代表例の方法を概説し、それにより
データは、例えば、標準の試験機器で測定されたかのように見える。詳細には、較正ルー
チンは、生データの形で入信できる受信データ、データを収集することに使用されるプロ
グラム可能な利得の増幅器(PGA)の設定、および、もしあれば、利得倍率を取り、較
正されたデータを出力する。しかしながら、この較正機能と、結果としての較正されたデ
40
ータは、実際の実装および解析されている生データに依存して変化することがある。

【0036】

詳細には、制御はステップS100で開始し、ステップS110まで継続する。ステップ
S110で、生データアレイが受信される。次にステップS120で、生データアレイに
あるエレメント数が決定される。次にステップS130で、データ収集プロセス中に存在
したPGA設定が決定される。そして制御はステップS140まで継続する。

【0037】

ステップS140で、受信された生データへ加えられた倍率情報が決定される。次にステ
ップS150で、所定の反復数に対して、ステップS160が実行される。詳細にはステ
ップS160で、較正されたデータを含む出力アレイが決定される。そして制御はステッ
50

プ S 1 7 0 まで継続する。

【0038】

ステップ S 1 7 0 で、較正されたデータアレイが出力される。そして制御は、制御系列が終了するステップ S 1 8 0 まで継続する。

【0039】

フィルタ補正ルーチンは受信されたデータからアナログフロントエンド (A F E) フィルタの影響を除去する。詳細には、フィルタ補正ルーチンは A F E フィルタのデバイス特有の周波数領域応答に基づき較正されたデータを修正し、フィルタ補正されたデータを出力する。

【0040】

図 3 は、フィルタ補正を実行する代表例の方法を図示する。詳細には、制御がステップ S 2 0 0 で開始し、ステップ S 2 1 0 まで継続する。ステップ S 2 1 0 で較正されたデータアレイが受信される。次にステップ S 2 2 0 で、d B でのデバイス特有の周波数領域フィルタ関数が受信される。次にステップ S 2 3 0 で、較正されたデータアレイに存在するエレメント数が決定される。そして制御はステップ S 2 4 0 で継続される。

【0041】

ステップ S 2 4 0 では、所定の反復数に対して、ステップ S 2 5 0 が実行される。詳細には、ステップ S 2 5 0 で、フィルタ補正され較正されたデータを含むアレイである、フィルタ補正されたデータが決定される。次にステップ S 2 6 0 で、フィルタ補正されたデータアレイが出力される。そして制御は、制御系列が終了するステップ S 2 7 0 で継続される。

【0042】

例えば、サービス監視では、C P E モデムと C O モデムは、同期フレームで受信された残響信号を収集する。時間領域等化および周波数領域等化は通常、実演中に動作中であるから、受信された残響信号は時間領域等化フィルタおよび周波数領域等化フィルタの影響を受ける。周波数領域の逆畳み込みの使用により、後処理と解釈モジュール 1 5 0 が時間領域等化および周波数領域等化の影響を除去することは可能である。

【0043】

詳細には、図 4 は時間領域等化フィルタと周波数領域等化フィルタの影響を抑制する代表例の方法を概説する。制御はステップ S 3 0 0 で開始し、ステップ S 3 1 0 でも継続する。ステップ S 3 1 0 で、d B での較正されたデータアレイが受信される。この較正されたデータは、時間および周波数の領域等化に対する修正の前または後のいずれであってもよい。次にステップ S 3 2 0 で、時間領域等化フィルタ係数を持つアレイが決定される。例えば、時間領域等化器係数は、トレーニング後に C O / C P E モデムに格納でき、それによって、システムは格納された係数にアクセスしさえすればよい。次にステップ S 3 3 0 で、d B での周波数領域等化器フィルタ係数を持つアレイが決定される。例えば、周波数領域等化器係数は、トレーニング後に C O / C P E モデムに格納でき、それによって、システムは格納された係数にアクセスしさえすればよい。そして制御はステップ S 3 4 0 まで継続する。

【0044】

ステップ S 3 4 0 で、較正されたデータアレイに存在するエレメント数が決定される。次にステップ S 3 5 0 で、所定の反復数に対して、時間領域等化係数の高速フーリエ変換が決定される。そして制御はステップ S 3 7 0 まで継続する。

【0045】

ステップ S 3 7 0 で、所定の反復数に対して、対数の周波数領域における逆畳み込みがステップ S 3 8 0 で実行され、補正されたデータ値を決定する。ステップ S 3 9 0 で、時間領域等化と周波数領域等化の影響を抑制または除去する補正されたデータが出力される。そして制御は、制御系列が終了する S 3 9 5 まで継続する。

【0046】

2 端配備では、C O モデムまたは C P E モデムが診断リンクを確立する能力が無い場合、

10

20

30

40

50

ローカルアップストリームまたはダウンストリームデータだけが利用可能である。しかしながら、遠方端モデムでのSNRテーブルの表示は、標準リンクを通し取得できる。各々がその全体を引用して本明細書に盛り込まれるG. d m tおよびG. L i t e規格によると、各モデムは、ビットと利得のテーブルを対応するアップストリームモデムまたはダウンストリームモデムへ送る。このテーブルは、各トーンへ割当てられたビット数に対応する微細利得を指し示す。ビット割り当てりテーブルはSNRと直接的に関連するから、後処理と解釈モジュール150はビットと利得のテーブルからSNRテーブルへの逆変換を実行することができる。

【0047】

詳細には図5は、ビットと利得のテーブルからSNRメドレーを決定する代表例の方法を概説する。詳細には、制御はステップS400で開始し、ステップS410まで継続する。ステップS410で、遠方端ビットローディングテーブルが受信される。ステップS420で、遠方端微細利得テーブルが受信される。次に、ステップS430で、ビットと利得のアレイに存在するエレメント数が決定される。制御は次にステップS440まで継続する。 10

【0048】

ステップS440で、所要SNRアレイが決定される。例えば、所要SNRアレイは、特定のDSL用途に対する所定の事前設定アレイであることができる。このアレイは、例えば、各々がその全体を引用して本明細書に盛り込まれるG. l i t e、G. 992. 1、およびG. 992. 2規格から取得できる。SNRアレイは、モデム初期化のビットローディング段階で使用されることになるCO/CPEモデムソフトウェアに格納されることもできる。次にステップS450で、マージンが決定される。マージンは、ビットテーブルを決定する際に低減されることになるSNR量によって決定されるパラメータである。例えば、6dBのマージンは、ビットテーブルを割当てるときに各ビットでのSNRが6dBだけ低減されることを意味する。従って、マージンは、突然のノイズバーストに備えてのSNRクッションをシステムに提供する。次にステップS460で、所定の反復数に対して、SNRテーブルがステップS470で推定される。制御は次にステップS480まで継続する。 20

【0049】

ステップS480で、推定された遠方端SNRテーブルが出力される。次に制御は、制御系列が終了するステップS490まで継続する。 30

【0050】

上記に加えて、後処理と解釈モジュール150は、受信されたデータアレイのデータ転送速度を変換する能力もある。詳細には、代表例の実施の形態に従うと、データアレイは32Kbpsの単位に基づき、Kbpsでの実際のデータ転送速度へ変換される。

【0051】

図6は、データ転送速度を変換する代表例の方法を概説する。詳細には、制御がステップS500で開始し、ステップS510でも継続する。ステップS510で、生データ転送速度が決定される。次にS520で、生データ転送速度が、Kbpsでの実際のデータ転送速度へ変換される。次にステップS530で、実際のデータ転送速度が出力される。次に制御は、制御系列が終了するステップS540まで継続する。 40

【0052】

後処理と解釈モジュール150の解釈部分は、後処理されたデータから分かり易い結果を抽出する。詳細には上記で述べたように、解釈中に後処理と解釈モジュール150は少なくともループ特性付け、クロストークと障害物の推定、AMラジオと電磁波妨害の検出、転送速度劣化推定、およびデータ転送速度推定を実行する能力がある。

【0053】

詳細には、本発明のシステムおよび方法で作動するループ特性付けの代表例の方法は、ループの長さおよび最大2つのブリッジタップの長さを推定する手法に基づくモデルを採用する。具体的には、同時係属出願第09/755, 172号で図解されるように、測定さ 50

れたチャネルインパルス応答と単一番径ワイヤで構成され、最大2つのブリッジタップを含むループモデルのチャネルインパルス応答との間の比較をする。ループ長およびブリッジタップ長は、理論的チャネルインパルス応答のパラメータである。アルゴリズムが、理論的モデルのパラメータを変更し、測定されたチャネルインパルス応答と理論的チャネルインパルス応答との間の差を評価する。誤差関数を最小化するループ長および／またはブリッジタップ長が、次に推定値として断定される。

【0054】

上記で説明した方法は、C O モデムとC P モデムが利用可能である両側端診断モードを活用するとはいえ、C P E モデムが未だ設置されていない、または動作中でない場合、後処理と解釈モジュールは、回線の物理的構造を推定することに使用できる時間領域反射計測法（T D R）の技法を実行できる。 10

【0055】

具体的には、時間領域アルゴリズムによって必要とされるデータは、チャネルの上に所定の信号を送り、エコー波形を評価することによって取得される。このようにして取得されたエコーは、いずれかのブリッジタップ、ループの開放端、負荷コイル、または同様に起因するインピーダンス不連続点を検出するよう解析される。エコーキャンセラ（不図示）は、回線カードのアナログフロントエンド（A F E）回路に起因する近距離端エコーを打消すために時間領域反射計測法の測定中に稼動していることができる。

【0056】

$x_k(n)$ 、 $n = 1, \dots, N$ 、がエコーキャンセラの出力で k 番目フレームでの受信された信号のサンプルされたバージョンであり、 N がフレーム内の信号サンプル数である場合、T D R 波形は次となる： 20

【数1】

$$TDR(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k(n)$$

T D R 波形は時間領域平均することによって取得されることに注意のこと。それ故に、受信経路における F F T は、平均するプロセス中に止められることになる。

【0057】

理論上は、ループでのいずれかのインピーダンス不連続点は、パルスとして観測される反射を引起し、パルスの位置と高さは、インピーダンス不連続点の距離だけでなく種類、すなわち、インピーダンス不連続点の原因がブリッジタップかまたはループの開放端かも推定することに使用できる。多数のインピーダンス不連続点がループに存在する場合、エコー信号の時間領域波形を解析することは非常に複雑になる。この理由のために、モデルに基づく手法が T D R 推定のために使用され得る。 30

【0058】

代表例の方法は、一般的に、観測されたエコーをモデルのエコーと比較する、モデルでは、チャネルは、図7に示すように、2つのブリッジタップによって分離された3部から成ると想定されている。T D R 解析の目的は、 $d_i = 1, 2, 3$ と b_j 、 $j = 1, 2$ を推定することであり、これらはブリッジタップの位置と長さだけでなく全体のループの長さについての情報を提供する。 40

【0059】

測定段階では、顧客構内にある全ての電話機は、不使用中（オンフック）でなくてはならない。ループモデルは、ループの端が無終端、すなわち、開放であることを想定しているから、これは必要である。これは、T D R 測定に先立ち不使用中／使用中（オン／オフフック）状況の検出を必要とする。

【0060】

次には、T D R 測定が、 K フレームにわたるエコー信号を平均し、結果を記録することによって施行される。この手順は、時間領域エコー波形の結果となり、この波形は既知のル 50

ープのエコー応答と比較されることになる。

【0061】

アップストリームの場合におけるエコーチャネル伝達関数に対する理論的モデルは2ステップで記述できる。第1ステップは、負荷（CO受信）での電流と電圧 I_L 、 V_L という点から $A B C D$ マトリクスの適用によりソース（CO送信）での電流と電圧 I_s 、 V_s に対する等式を書くことから成る。従って、 d_i と b_j を与えられたループのエコー応答は次で与えられる：

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = F^S \times A^1 \times B^1 \times A^2 \times B^2 \times A^3 \times F^L \times \begin{bmatrix} V_L \\ 0 \end{bmatrix} \quad 10$$

ここで A^i 、 B^j 、 F^S および F^L は 2×2 マトリクスであり、その要素は事実上 $N/2$ 要素のアレイであり、ここで N は TDR 波形バッファつまり以前のフレームにおけるサンプル数である。ここでは、 A^i はループの i 番目部の周波数領域応答を表すマトリクスであり、 B^j は j 番目ブリッジタップの応答を表すマトリクスであり、 F^S および F^L は TX（ソース）および RX（負荷）経路のための AFE 回路を表すマトリクスである。上記の伝達関数から、エコー経路が導出でき、次で与えられる：

【数3】

$$H_{echo} = \frac{V_L}{V_S} \quad 20$$

上記マトリクスの成分は下記の通りである：

【数4】

$$A_{11}^i = A_{22}^i = \cosh(\gamma d_i)$$

【0062】

30

【数5】

$$A_{12}^i = Z_0 \sinh(\gamma d_i), A_{21}^i = A_{12}^i Z_0^{-2}$$

B^j マトリクスの成分は：

【数6】

$$B_{11}^j = B_{22}^j = 1$$

$$B_{12}^j = 0, B_{21}^j = Z_j^{-1} \quad 40$$

ここで Z_j^{-1} は、 j 番目ブリッジタップのインピーダンスに関連する量である、そして最後に：

【数7】

$$F_{11}^S = F_{22}^S = 1, F_{12}^S = 0, F_{21}^S = Z_s$$

$$F_{11}^L = F_{22}^L = 1, F_{12}^L = 0, F_{21}^L = Z_L^{-1}$$

50

これらの等式から所要メモリサイズが決定できる。例として、マトリクスの成分の各々は、128複素要素のアレイであり得る。それは $\cosh(\gamma d)$ および $\sinh(\gamma d)$ 値を決定する複素数であり得るから、これらの量は、5kftから15kftまで500ft間隔等の規則的な間隔で事前決定できる。これらの代表例の事前決定の間隔は、 $\cosh(\cdot)$ および $\sinh(\cdot)$ 値を格納するために 42×256 個所を、 Z_0^{-2} を格納するために256個所を必要とするであろう。ブリッジタップ長が250ft区切りで弁別できることを想定すると、 6×256 個所が Z_j^{-1} のために割り当てられる必要がある。加えて、 Z_s および Z_L^{-1} 値を格納するために 2×256 個所が必要であろう。これは合計で 52×256 個所となる。また、 8×256 個所が、乗算の中間結果を格納するために必要であろう。

10

【0063】

システムの理論的エコー伝達関数が与えられると、ループ長およびブリッジタップの長さ位置は、 d_1 、 d_2 、 d_3 と b_1 、 b_2 に関して下記を最小化することによって推定される：

【数8】

$$\min_{di,bj} |TDR - H_{echo}(di,bj)|^2$$

従って、 d_i と b_j パラメータにわたり探索が実行されねばならない。第1反射パルス d_1 と b_1 の位置から、反射がブリッジタップに起因した場合、位置が推定できる。それ故に、 d_1 と b_1 は探索から削除できる。エコー応答に対する式における第1の3つのマトリクス、 $F^S \times A^1 \times B^1$ は、一緒に一括して扱うことができ、考慮する必要はない。探索パラメータ、 d_2 、 b_2 、 d_3 の各セットに対して、エコー応答が構築される。次に、実際のエコー応答と理論的エコー応答との間の差が決定される。この手順は、探索アルゴリズムによって必要である回数だけ繰返される。探索アルゴリズムは、一般的に、最適の d_2 、 d_3 、 b_2 値に到達するために可変の反復数が必要であるから、この数は予測し難い。

20

【0064】

図8は、時間領域反射計測法を使用してループを特性付ける代表例の方法を図解する。具体的には、制御はステップS550で開始し、ステップS555まで継続する。ステップS555で、電話機が不使用中であるかどうか決定される。電話機が不使用中である場合、制御はステップS565へ跳ぶ。そうでない場合、制御はステップS560まで継続する。ステップS560で、電話機は不使用中にされる。制御は次にステップS565まで継続する。

30

【0065】

ステップS565で、所定の信号がチャネルの上に送られ、エコー波形が解析される。次には、ステップS570で、TDR波形が、エコー信号をKフレームにわたり平均することによって決定される。次に、ステップS575で、モデルのループ長およびブリッジタップ長が変えられる。制御は次にステップS580まで継続する。

【0066】

ステップS580で、測定されたチャネルインパルス応答と理論的チャネルインパルス応答との間の差が監視される。次には、ステップS585で、推定値が、誤差関数を最小化するループ長／ブリッジタップ長に基づき断定される。制御は、次にステップS590へ続き、ここで制御系列は終了する。

40

【0067】

ループの物理的構造を形成するループ長およびブリッジタップ長等の要素を推定することとは別に、解釈手順は、チャネル上の種々のクロストークおよび障害のソースを識別する能力もある。ツイストケーブルペアは、普通には25または50ペア単位で束ねられる。ツイストペアの1つ以上によって伝えられる、HDSL、T1またはISDN等の異なるDSLサービスは、通常、束中の残りのツイストペアによってピックアップされ、ノイズ

50

ソースとして観測される。他のツイストペアとの何らかの結合経路を通してツイストペアに入る妨害は、クロストークと呼ばれる。

【0068】

回線上には障害の他のソースがあり、それは電磁波結合に起因する。良い例はAMラジオ放送局である。欠陥のある家庭内配線は、通常、DSL周波数帯域にAM信号を観測する結果となる。クロストーク／障害物の推定アルゴリズムの目的は、クロストークのソースを識別し、障害物の電力レベルおよび周波数等のソースについての量的情報を提供することである。回線上のクロストーク／障害物の識別に、転送速度劣化推定が続き、これは識別された障害物の存在に起因するデータ転送速度損失の予測である。

【0069】

アルゴリズムの観点から、クロストークおよび電磁波妨害(EMI)を識別する2つの異なるアルゴリズムがある。データ収集プロセスの検討の後に、これら2つのアルゴリズムを詳細に説明する。

【0070】

障害物検出手順は、回線上のクロストーク／障害物の推定のために無使用チャネルノイズ(ICN)の電力スペクトルを使用する。ICN測定中に、チャネルは、起動要求トーン等の意味のある信号が回線上に無いことを確実にするよう監視される。受信器上に存在する信号が $x(n)$ と記される場合、ここで $n=1, \dots, N$ はフレーム内のサンプル指標であり、 N はフレームに含まれるサンプル数であり、電力スペクトル $S_{xx}(f)$ は、次により推定される：

【数9】

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |FFT_N(Xk(n))|^2$$

ここで $x_k(n)$ は k 番目フレーム中に収集されるサンプルされた信号であり、 K は上記平均化が実行されるフレーム数である。換言すると、 N 点の信号系列の $x_k(n)$ が k 番目フレームでサンプルされ、 N 点のFFTが取られ、そして、 K 個引続くフレームに対するFFT係数の大きさの2乗の平均が決定される。この手順は、電力スペクトルの周期図推定を提供する。残響信号測定の場合と同様に、電力スペクトルは、離散セットの周波数、 $f_i = i \Delta f$ 、 $i = 1, \dots, i_l$ でのみ入手可能である、ここで f_i と i_l は電力スペクトルがサンプルされる最初と最後のトーンを記す。累積プロセスは、ノイズ測定プロセスの所望精度が獲得されるまで続く。例えば、 $K=512$ または $K=1024$ の累積が優れた結果を提供する筈である。

【0071】

クロストークの種類および電力は、測定されたノイズ電力スペクトルを、DSL Next、HDSL Next、T1 Next、または同類等の既知のクロストークスペクトルマスクと比較することによって推定される。アルゴリズムのステップは、 i 、ここで i は i 番目の既知の障害物を記す、障害物の電力である g 、および白色ノイズの電力を表す σ に関して、観測と既知との障害物電力スペクトルマスクの間の差の2乗を最小化することである。次に従って平均2乗誤差(MSE)を最小化する障害物が決定される：

【数10】

$$MSE_i(g, \sigma) = \sum_{n=0}^{256} |PSD_{ICN}(n) - (g^2 PSD_i(n) + \sigma^2)|^2$$

上記のアルゴリズムでは、それぞれ障害物の種類、電力および白色ノイズレベルに関連する i 、 g および σ が変えられ、全ての候補のクロストーク種類にわたりMSEを最小化する変数のセットが選ばれる。例えば、 $i=1$ はDSL Nextの障害物を記してよく、 g はその電力を記してよい。例として、このアルゴリズムのためのメモリ所要量は、ICN電力スペクトルを格納することに256個所、そして、各既知の障害物の電力スペクトルを格納することに256個所であり得る。 P 個の異なる種類の既知の障害物がある場合

、記憶装置所要量は $P \times 256$ である。しかし、記憶装置所要量は、全体のスペクトルを格納することによって 256 個所を使用するのではなく、進行中に所定クロストークの PSD を決定することによって低減できることに注意されたい。それ故に、データメモリはプログラムメモリと交換され、中間変数を格納するためにほぼ 350 の追加個所が、 MSE 探索アルゴリズムの代表例の実行中に使用され得る。

【0072】

MSE を最小化するパラメータ i 、 g および σ を決定することによって使用される探索アルゴリズムに関しては、背景白色ノイズを検出することは紛れもないので、このノイズレベルは探索アルゴリズムから落すことができる。それで残りは、各 i に対して g に関して MSE を最小化することであり、それは、 g に対して Q 個の可能な値を拾い出し、これらの Q の所定の値にわたり MSE を最小化するものを見出すことによって完遂できる。 P および Q に対する普通の代表例の値は、 $P = 5$ 、すなわち、5つの既知障害物の PSD 、および $Q = 50$ である。

【0073】

クロストーク検出アルゴリズムの動作の例を図9に図解する。実線は、観測データに最良に整合するクロストークの PSD に対比した、 ICN の測定された PSD である。回線上の実際の障害は、 -35 dBm の電力を持つ $DSL\text{ Next}$ の障害物であったから、クロストーク検出アルゴリズムは、ぴったりと同じ答を見出した。

【0074】

図10は、クロストークの推定を決定する代表例の方法を図解する。詳細には、制御はステップ $S600$ で開始し、ステップ $S610$ まで継続する。ステップ $S610$ で、チャンネルノイズを含むアレイが受信される。次には、 $S620$ で、 i 番目障害物に関する最小化が、障害物と白色ノイズの電力を変えることによって完遂される。次に、ステップ $S630$ で、 $MSE_i(g, \sigma)$ に従って平均2乗誤差を最小化する障害物が決定される。制御は次にステップ $S640$ まで継続する。

【0075】

ステップ $S640$ で、障害情報が出力される。制御は、次にステップ $S650$ へ続き、ここで制御系列は終了する。

【0076】

$ADSL$ 受信器は、 $ADSL$ 受信帯域の一部が AM およびアマチュアの放送周波数と一致するので、 AM/EMI 妨害も受けやすい。 FCC 規格によると、 AM ラジオ放送周波数は、 540 kHz で始まり、 1.8 MHz まで延在する。この周波数帯域を超えると、 1.9 MHz からほぼ 3.3 MHz までの帯域にあるアマチュアラジオ放送に起因する EMI 進入がある可能性がある。それ故に、 $ADSL$ モデムを電話回線へ接続する家庭配線が1つ以上の AM および／または EMI のソースを検出するアンテナとして作用し得る。

【0077】

図11は、多数の AM 障害物を持つ普通の AM/EMI 妨害パターンの代表例の電力スペクトルを図解する。 AM 放送は、音声または音楽信号等の基底帯域信号を振幅変調で変調することによって完遂された。基底信号を $f(t)$ で記すと、 t が時間で、変調信号は、次で与えられる：

【数11】

$$e_m(t) = f(t)\cos(\omega_c t) + A\cos(\omega_c t)$$

ここで A は定数であり、 $\omega = 2\pi f_c$ は搬送波角周波数である。上記の等式から、 $e_m(t)$ のスペクトルは、周波数で $\pm\omega_c$ だけシフトされた基底信号とそれに加えた $\pm\omega_c$ の2つの追加パルスとから成る。それ故に、

【数12】

10

20

30

40

$$FFT(e_m(t)) = \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] + \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

AM/EMI 妨害検出は、観測スペクトルが上記で図解したように時間変化する基底信号 $f(t)$ の未知のスペクトルに依存する事実によって複雑にされる。従って、AM/EMI 検出アルゴリズムは、対象として変調波の搬送波周波数だけを使用すべきである。AM/EMI 妨害の周波数と電力は、AM/EMI の電力スペクトルを一定の背景ノイズと、それに加えた AM/EMI 搬送波周波数を表す周波数および高さでパラメータ化した数多くのスパイクと、としてモデル化することによって推定できる。次には、モデルは、各個々のスパイクの周波数と高さを変えることによって観測されたスペクトルと比較される。平均 2 乗誤差という点で元の電力スペクトルと最良整合するモデルの周波数／高さの構成が、推定として断定される。 10

【0078】

しかし、各スパイクは 2 つのパラメータ、すなわち、周波数と高さによってパラメータ化されるから、各追加の AM/EMI 障害物は、最適化にとり 2 つのさらなるパラメータを追加する、例えば、10 個の AM/EMI 障害物がある場合、最適化は、20 個のパラメータにわたり実行される必要があるだろう。これは、一般的に、非常に複雑な最適化問題を提示し、それは実際上解くことが難しいかもしれない。しかし、AM/EMI 障害物のスペクトルを解析すると、搬送波周波数でのスペクトルの 1 次導関数は連続的でないことが分かる。すなわち、搬送波周波数では、スペクトルの傾斜は、正の大きな数から負の大きな数へ不意に跳ぶ。従って、スペクトルの 2 次導関数は、大きな負のパルスを含み、これは負の閾値を定め、設定閾値より下にある高さのインパルスを決定的に検出できる。 20

【0079】

図 11 と 12 は、AM/EMI 検出方法の動作を図解する。具体的には、図 11 は、数多くの AM/EMI 障害物を含む ADSL 受信器帯域の電力スペクトルを示す。図 12 は、図 11 における電力スペクトルの連続時間での 2 次導関数に対応する 2 次差を示す。AM/EMI 搬送波周波数が位置している点での大きな負のスパイクが観測できる。搬送波周波数は、図 12 において 2 次差が一点鎖線で図解されたような所定の閾値を超える点を位置付けることによって検出される。各 AM/EMI 障害物の電力は、次に元の電力スペクトルから直接的に推定される。 30

【0080】

図 13 は、AM/EMI 障害物を決定する代表例の方法を図解する。詳細には、制御はステップ S700 で開始し、ステップ S710 まで継続する。ステップ S710 で、チャネルノイズを含むアレイが受信される。次には、ステップ S720 で、所定の反復数に対して、無使用チャネルノイズを含有するアレイの 2 次差がステップ S730 で決定される。次に、ステップ S740 で、所定の反復数に対して、所定の閾値を超える搬送波周波数が検出される。制御は次にステップ S760 まで続く。

【0081】

ステップ S760 で、検出された AM/EMI 障害物に対応するトーン番号を含むアレイが出力される。次には、ステップ S770 で、AM/EMI 障害物の電力レベルを含むアレイが出力される。次に、ステップ S780 で、AM/EMI 障害物の数が出力される。制御は、次にステップ S790 へ続き、ここで制御系列は終了する。 40

【0082】

後処理と解釈モジュール 150 の別の機能は、回線上のクロストークおよび／または障害物の存在に起因する転送速度減少を推定することである。クロストークおよび／または障害物の検出方法が回線上の背景白色ノイズ以外のノイズソースがあることを決定する場合、方法は利用可能な SNR テーブルを更新する、SNR テーブルは片端または両側端の診断により、または障害物に起因する SNR 低減を逆転させることによって取得できる。方法論は、次に所定マージン、フレーム化および符号化の情報で、更新された SNR テーブル 50

ル上にビットローディングルーチンを稼動させて、障害物フリーの回線に対する転送速度を決定する。実際のデータ転送速度と推定されたデータ転送速度との間の差がノイズソースに起因する転送速度減少を与える。S N Rは、次に従って決定される：

【数 1 3】

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}$$

ここでH (f i) は i 番目トーンで評価したチャネルインパルス応答であり、そして S x x (f i) は i 番目トーンで評価した回線上のノイズの電力スペクトル密度 (P S D) である。背景白色ノイズを除いて、回線上にノイズソースが無い場合、S N R 等式は、次へ簡単化できる：

【数 1 4】

$$SNR_{No-Disturber}(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{\sigma^2}$$

ここでσは白色ノイズの標準偏差である。上記の等式から、一旦障害物が検出されると、S N R_{No-Disturber}は、S x x (f i)、ノイズの実際のP S D (I C N) およびσが与えられると決定できる。次には、ビットローディングルーチンがS N R_{No-Disturber}上に稼動され、S N R と S N R_{No-Disturber}とに対応する転送速度の差が決定される。

【0 0 8 3】

方法は、障害物フリーの回線に対する推定データ転送速度を決定するために既存のビットローディングルーチンを使用できる。それ故に、方法を実施することに必要とされるメモリは低減できる。

【0 0 8 4】

図 1 4 は、転送速度劣化推定を生成するための代表例の方法を図解する。具体的には、制御はステップS 8 0 0で開始し、ステップS 8 1 0まで継続する。ステップS 8 1 0で、無使用チャネルノイズを含むアレイが受信される。次には、ステップS 8 2 0で、クロストークもA M / E M I 障害物も無いI C Nを含むアレイが決定される。次に、ステップS 8 3 0で、S N Rメドレーが決定される。制御は次にステップS 8 4 0まで継続する。

【0 0 8 5】

ステップS 8 4 0で、マージンが決定される。次には、ステップS 8 5 0で、トレーニングに使用されたフレーム化モードについての情報が収集される。次に、ステップS 8 6 0で、符号化利得が決定される。制御は次にステップS 8 7 0まで継続する。

【0 0 8 6】

ステップS 8 7 0で、S N Rテーブルにあるエレメント数が決定される。次には、ステップS 8 8 0で、データ転送速度がS N Rテーブルに基づき決定される。次に、ステップS 8 9 0で、障害物に起因するS N R低減が低減／削除される。制御は次にステップS 8 9 5まで継続する。

【0 0 8 7】

ステップS 8 9 5で、推定された最大データ転送速度が決定される。次には、ステップS 8 7 9で、転送速度劣化推定が出力される。制御は、次にステップS 8 9 9へ続き、ここで制御系列は終了する。

【0 0 8 8】

T D R データは、上記で検討したように、ループ長およびブリッジタップ長を推定することに使用される。加えて、T D R 解釈方法から抽出された情報は、周波数領域チャネルインパルス応答H (f i) を推定することに使用できる。なおその上に、ノイズのP S D、S x x (f i) は、I C N 測定から分かる。従って、S N R は、これらの2つの量から次

に従って推定できる：

【数 1 5】

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{[H(f_i)]^2}{S_{xx}(f_i)}, i = I_s, \dots, I_l$$

ここで i_s と i_l は、 $S(f_i)$ が評価される最初と最後のトーンである。データ転送速度は、所定マージン、フレーム化および符号化の情報で、推定された SNR 上にビットローディング方法を稼働させることによって決定される。転送速度推定アルゴリズムは既存のビットローディングルーチンを使用できるから、この場合もやはりメモリ所要量は低減できる。 10

【0089】

図 15 は、データ転送速度を推定する代表例の方法を図解する。具体的には、制御はステップ S 900 で開始し、ステップ S 910 まで継続する。ステップ S 910 で、チャンネル減衰量の推定が決定される。次には、ステップ S 920 で、無使用チャンネルノイズが決定される。次に、ステップ S 930 で、マージンが決定される。制御は、次にステップ S 940 まで継続する。

【0090】

ステップ S 940 で、フレーム化モード情報が取得される。次には、ステップ S 950 で、符号化利得が決定される。次に、ステップ S 960 で、 SNR テーブルが取得される。制御は、次にステップ S 970 まで継続する。 20

【0091】

ステップ S 970 で、ビットローディングが SNR 上に実行され、推定されたデータ転送速度が決定される。次には、ステップ S 980 で、推定データ転送速度が出力される。制御は、次にステップ S 990 へ続き、ここで制御系列は終了する。

【0092】

図 1 に図解したように、回線特性付けシステム 100 は、単一プログラム汎用コンピュータ、または別個プログラム汎用コンピュータ上で実施できる。しかし、回線特性付けシステム 100 は、特殊目的コンピュータ、プログラムされたマイクロプロセッサまたはマイクロコントローラおよび周辺集積回路素子、ASIC または他の集積回路、デジタル信号プロセッサ、個別素子回路等の配線の電子回路または論理回路、PLD、PLA、FPGA、PAL 等のプログラムできる論理デバイス、モデム、または同類上でも実施できる。一般的に、有限状態機械を実施する能力のある、それは、立ち代わって、図 2-6、8、10 および 13-15 に図解したフローチャートを実施する能力のあるいずれのデバイスも、本発明による回線特性付けシステムを実施することに使用できる。 30

【0093】

なおその上に、開示した方法は、様々なコンピュータまたはワークステーションのハードウェアプラットフォーム上で使用できる移植性の高いソースコードを提供するオブジェクトまたはオブジェクト指向ソフトウェア開発環境を使用するソフトウェアにたやすく実装されてよい。代替として、開示した回線特性付けシステムは、標準の論理回路または VLSI 設計を使用するハードウェアに部分的にまたは全面的に実装されてもよい。本発明に従ってシステムを実施することにソフトウェアかハードウェアかいずれを使用するかは、システムの速度および／または効率の要求事項に依存し、特定の機能、および、特定のソフトウェアおよび／またはハードウェアのシステムまたはマイクロプロセッサまたはマイクロコンピュータのシステムが利用される。しかし、本明細書に明らかにした回線特性付けシステムおよび方法は、いずれか既知のまたは後に開発されるシステムまたは構造、装置および／またはソフトウェアを使用して、該当する技術で並みの習熟の者によって、本明細書に提供された機能説明およびコンピュータ技術と通信技術の一般的基本知識から、ハードウェアおよび／またはソフトウェアでたやすく実施できる。 40

【0094】

その上、開示した方法は、プログラムされた汎用コンピュータ、特殊目的コンピュータ、マイクロプロセッサ、または同類上で実行されるソフトウェアとしてたやすく実装されてよい。このような場合には、本発明の方法およびシステムは、Java（商標）またはCGIスクリプト等のパーソナルコンピュータ上に埋込まれたプログラムとして、サーバまたはグラフィックスワークステーション上に在住するリソースとして、専用の回線特性付けシステム、モデム、専用の回線特性付けシステム、または同類に埋込まれたルーチンとして、実装できる。回線特性付けシステムは、回線特性付けシステムのハードウェアとソフトウェアのシステム等のソフトウェアおよび／またはハードウェアシステム、またはDSLモデム等のモデム内へシステムおよび方法を物理的に組込むことによって実装できる。

10

【0095】

それ故に、回線状況を特性付けるためのシステムおよび方法が、本発明に従って提供されたことは明白である。本発明が数多くの代表例の実施の形態に関連させて説明されたとはいえ、多くの代替、改修および変形が該当する技術で並みの習熟の者にとり明白であるまたは明白であろうことは明らかである。その結果、本発明は、本発明の精神と範囲内にある全てのそのような代替、改修、同等および変形を包含する意図である。

【図面の簡単な説明】

【図1】図1は、本発明による代表例の回線特性付けシステムを図解する。

【図2】図2は、本発明による、較正されたデータを決定する代表例の方法を図解する。

【図3】図3は、本発明による、フィルタ補正されたデータを決定する代表例の方法を図解する。

20

【図4】図4は、本発明による、時間領域フィルタと周波数領域フィルタの影響を低減する代表例の方法を図解する。

【図5】図5は、本発明による、遠方端SNRテーブルを決定する代表例の方法を図解する。

【図6】図6は、本発明による、実際のデータ転送速度を決定する代表例の方法を図解する。

【図7】図7は、本発明による代表例のループ長モデルを図解する。

【図8】図8は、本発明による、ループ長およびブリッジタップ長を決定する代表例の方法を図解する。

30

【図9】図9は、本発明による、クロストーク検出プロセスの代表例の動作を図解する。

【図10】図10は、本発明による、障害情報を決定する代表例の方法を図解する。

【図11】図11は、AM/EMI妨害パターンの代表例の電力スペクトルを図解する。

【図12】図12は、本発明に従って決定された図11の電力スペクトルの2次導関数を図解する。

【図13】図13は、本発明による、AM/EMI障害物の数を決定する代表例の方法を図解する。

【図14】図14は、本発明による、転送速度劣化推定を決定する代表例の方法を図解する。

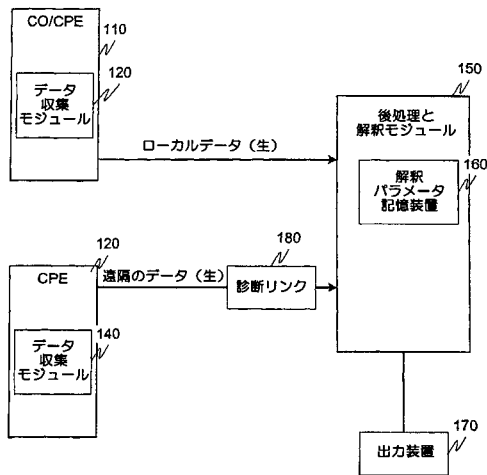
【図15】図15は、本発明による、推定されたデータ転送速度を決定する代表例の方法を図解する。

40

【図16】図16は、本発明による、通信リンク特性を決定する代表例の機能の総括を図解する。

【図 1】

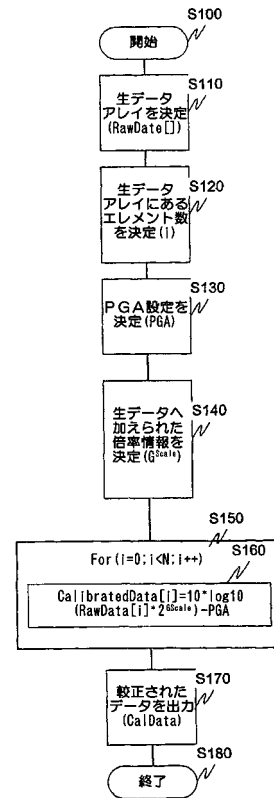
FIG.1



XNP02501

【図 2】

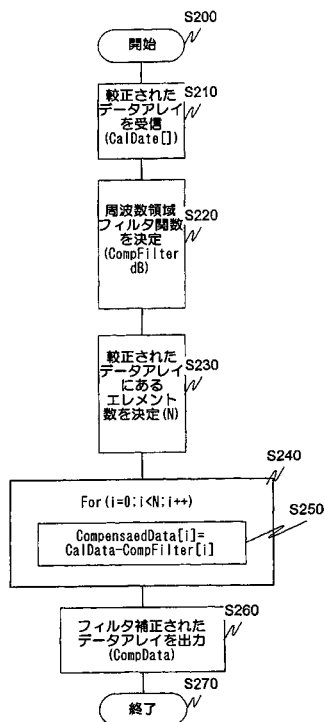
FIG.2



XNP02502

【図 3】

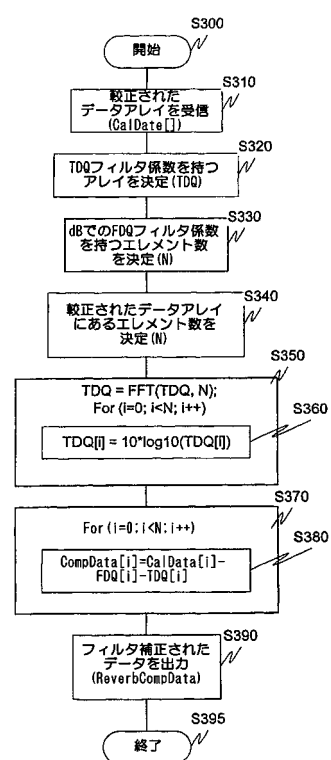
FIG.3



XNP02503

【図 4】

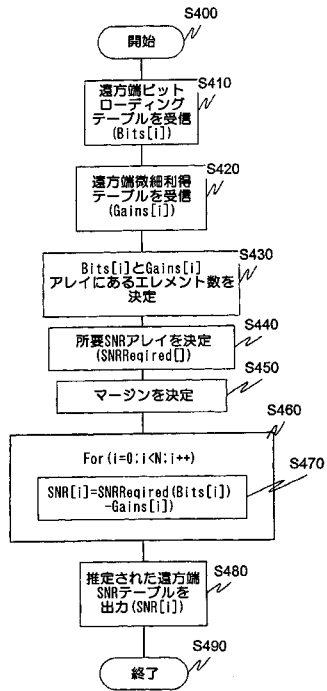
FIG.4



XNP02504

【図 5】

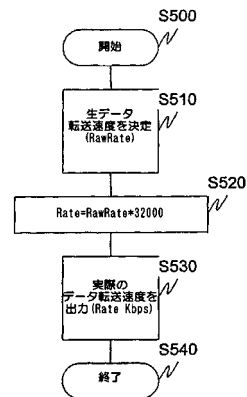
FIG.5



XNP02505

【図 6】

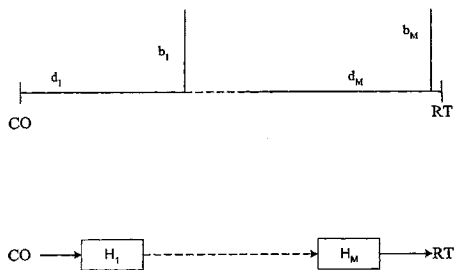
FIG.6



XNP02506

【図 7】

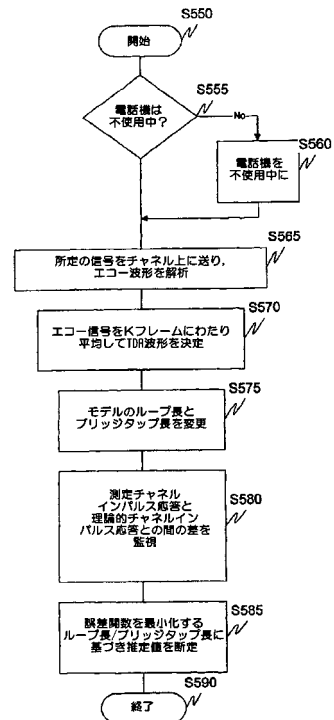
FIG.7



XNP02507

【図 8】

FIG.8



XNP02508

【図 9】

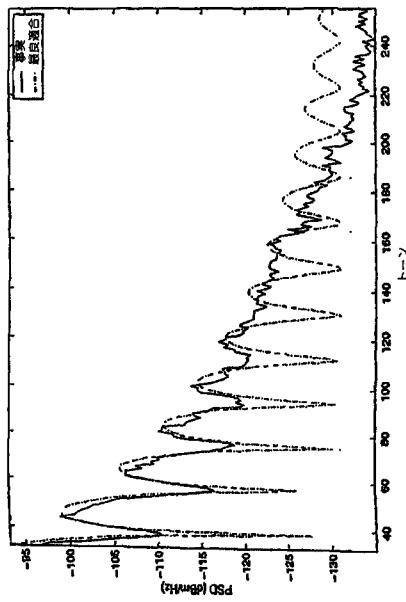
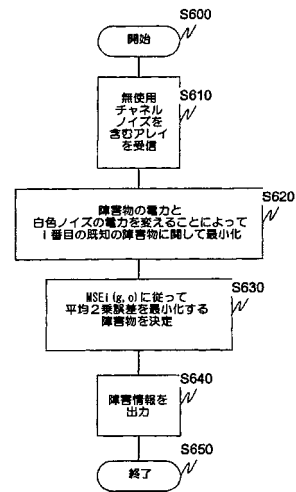


FIG.9

XNP02509

【図 10】

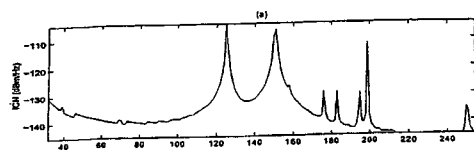
FIG.10



XNP02510

【図 11】

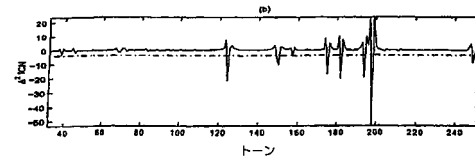
FIG.11



XNP02511

【図 12】

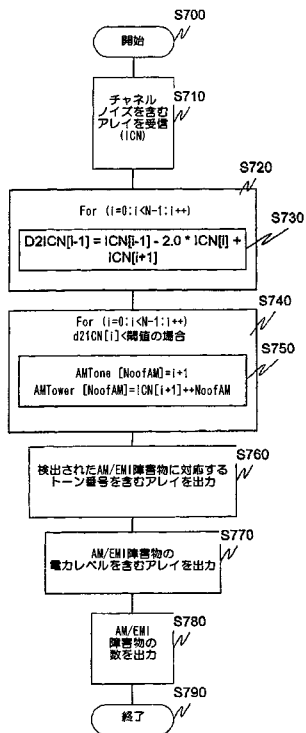
FIG.12



XNP02512

【図 13】

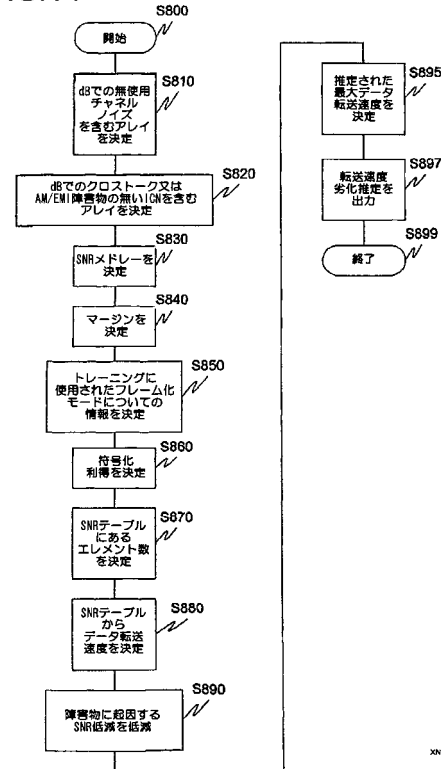
FIG.13



XNP02513

【図 14】

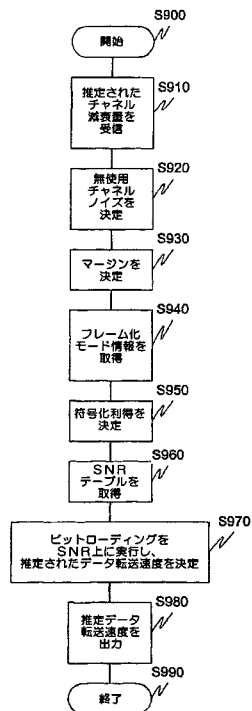
FIG.14



XNP02514

【図 15】

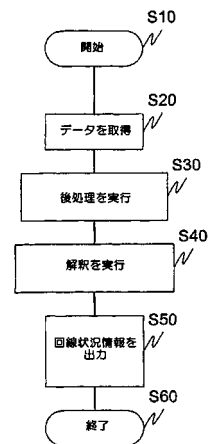
FIG.15



XNP02515

【図 16】

FIG.16



XNP02516

【国際公開パンフレット】

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

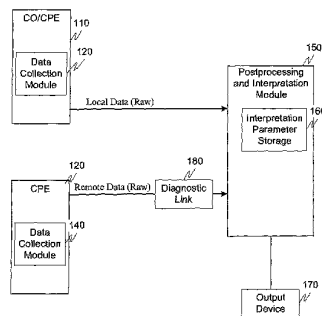
(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
14 February 2002 (14.02.2002)

PCT

(10) International Publication Number
WO 02/13405 A2

- (51) International Patent Classification: **H04B 3/00** (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.
- (21) International Application Number: PCT/US01/41653
- (22) International Filing Date: 10 August 2001 (10.08.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 60/224,308 10 August 2000 (10.08.2000) US
- (71) Applicant: **AWARE, INC.** [US/US]; 40 Middlesex Turnpike, Bedford, MA 01730 (US).
- (72) Inventors: **BELGE, Marat**, Apt. J-27, 158 Concord Road, Billerica, MA 01821 (US); **TZANNES, Michael A.**, 17 Carley Road, Lexington, MA 02173 (US); **PADIR, Halil**, 85 Carlton Lane, North Andover, MA 01845 (US).
- (74) Agent: **VICK, Jason, H.**, Nixon Peabody LLP, Suite 800, 8180 Greensboro Drive, McLean, VA 22102 (US).
- Published:** — without international search report and to be republished upon receipt of that report
- 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: SYSTEMS AND METHODS FOR CHARACTERIZING TRANSMISSION LINES USING BROADBAND SIGNALS IN A MULTI-CARRIER DSL ENVIRONMENT



(57) Abstract: Using DSL modems as data collector, the modems processes the data to, for example, allow easier interpretation of the line characteristics. In particular, the modems postprocess the data including calibration, filter compensation, determination of the SNR medley from the bits and gains tables and rate conversion. The interpretation process uses the postprocessed data and determines loop characterization, interferer detection, a data reduction estimation and a data rate estimation. The outputs of these determinations least allow for the characterization of the line conditions between the two modems.

WO 02/13405 A2

WO 02/13405

PCT/US01/41653

**SYSTEMS AND METHODS FOR CHARACTERIZING
TRANSMISSION LINES USING BROADBAND SIGNALS IN
A MULTI-CARRIER DSL ENVIRONMENT**

Related Application Data

This application claims the benefit of and priority to U.S. Provisional Application Serial No. 60/224,308 filed August 10, 2000 entitled "Characterization of Transmission Lines Using Broadband Signals in a Multi-Carrier DSL System" and is related to U.S. Patent Application Serial No. 09/755,172, filed January 8, 2001 entitled "Systems and Methods for Loop Length and Bridged Tap Length Determination of a Transmission Line" and U.S. Patent Application Serial No. 09/755,173, filed January 8, 2001, entitled "Systems and Methods for Establishing a Diagnostic Transmission Mode and Communicating over the Same," all of which are incorporated herein by reference in their entirety.

Background of the Invention

Field of the Invention

In general, the systems and methods of this invention relate to the determination of transmission line characteristics. In particular, this invention relates to systems and methods for determining the characteristics of a transmission line using broadband signals.

Description of Related Art

Rapid developments in the computer industry and the availability of affordable hardware created the Internet, i.e., a distributed network, wherein a user having a communications link between themselves and a computer in a centralized location can access publicly

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 2 -

available information. Users of the Internet are connected to the distributed network through a link that includes, for example, a telephone line from a customer premises (CPE) to a telephone company central office (CO). A user requesting a data transfer from an Internet server is faced with the limited bandwidth of the connection between their location and the central office. As more and more information is being created and stored in digital format, the demand for users to access large data files is increasingly making it crucial to find new and faster ways of transferring data. One way of achieving faster data transmission is to increase the bandwidth of the transmission line between the users and the CO by, for example, replacing the current metallic conductors with fiber or using better quality metallic conductors having increased bandwidth. However, such an approach is costly and requires a substantial investment by the telephone companies.

Recent developments in digital signal processing and telecommunications have resulted in the digital subscriber line (DSL) technology enabling a high speed data link over existing twisted pair telephone lines. Although a couple of different DSL systems have been proposed, multi-carrier systems have quickly gained popularity and are becoming standardized. Multi-carrier DSL systems operate on the principle of frequency division multiplexing, wherein separate frequency bands are used to transfer data from the CPE to the CO and vice versa. The portion of the bandwidth allocated for transmitting data from the user to the CO is called the upstream (US) channel, and the portion of bandwidth allocated for passing data from the CO to the user is called the downstream (DS) channel. Since in a typical Internet session the amount of data being transferred from the CO to the user is much larger than the amount of data transmitted from the user to the CO, the bandwidth allocated for the downstream channel is usually much larger than the bandwidth allocated for the upstream channel. Typical ratios of downstream to upstream channel bandwidth are 4:1 or 8:1.

The bandwidth allocated to the upstream and downstream channels is partitioned into a large number of sub-bands which are sufficiently narrow so as to allow the distortions introduced by the line to be described as an attenuation and a phase shift. These parameters can be measured in a training session prior to establishing the data link by sending and receiving a predefined signal on a sub-band. The amount of data that can be sent in a sub-

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 3 -

band is limited by the signal to noise ratio (SNR) in that sub-band, which is the signal strength described by the line attenuation divided by the noise power. Each of the sub-bands in the multi-carrier DSL system is used to transmit data that is consistent with the SNR on that sub-band and maximum allowable bit error rate (BER). A multi-carrier DSL system operating within the principles described above is able to achieve data rates that are as high as, for example, ten million bits per second.

SUMMARY OF THE INVENTION

Although the multi-carrier DSL systems are promising because they offer a cost-effective way of opening current telephone lines to high-speed data transmission traffic, there are important problems in the installation and maintenance phases of DSL deployment that prevent rapid and widespread deployment. For example, existing telephone lines were initially installed for voice-only transmission. This voice-only transmission can be successfully transmitted using only a small bandwidth. Multi-carrier DSL systems require utilizing a bandwidth much larger than that required by the voice transmission. At high frequencies, line conditions that do not affect the voice transmission become important factors limiting the digital data transmission rate. For example, the line attenuation is related to the loop length. Also, the strength of the signal sent from either the CO or the user will decrease with distance. Additionally, small, open-circuited, twisted pairs, called bridged taps, connected in shunt with working twisted pairs, while not affecting voice transmission, cause periodic dips in the attenuation function of the line at certain sub-bands and hence degrade the performance of the DSL service. Additionally, telephone lines are usually bundled as 25 or 50 twisted pairs in a cable. The close proximity of the twisted pairs in the cable causes the signals generated by the various DSL services carried by a specific telephone line to be picked up by one or more of the remaining telephone lines in the bundle. These signals are perceived as additive noise components because they are unpredictable and meaningless for all but one of the telephone line carrying the actual service. The interference entering the telephone lines through some coupling path with other telephone lines is referred to as crosstalk.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 4 -

There may be other sources of noise in a telephone line which are caused by the reception of electromagnetic (EM) waves transmitted by various sources such as AM radio stations, electrical devices such as hair dryers, dimmer switches, alarm systems, or the like. The most detrimental of these electromagnetic sources are generally the AM radio stations. Since no two telephone lines are the same, and the availability and the quality of a DSL link is directly proportional to the conditions of the line as described above, it is important to be able to qualify telephone lines for DSL service and maintain the communications link once the service is established. To decrease the costs associated with service qualification and maintenance, it may be desirable to qualify and maintain telephone lines remotely, without having to send a technician to the customer premises.

Establishing a communications link between a user and one or more servers connected to the backbone of the central office requires a DSL transceiver to handle the data transmission in accordance with the basic principles outlined above. Each of the transceivers at either side of the link, i.e., the CO and the CPE, are called modems. The CO and the CPE modems comprise some analog hardware to perform analog signal transmission and reception, and a digital section which comprise a digital signal processing (DSP) chip and, for example, an Applications Specific Integrated Circuit (ASIC) that handles signal processing operations. Because of the high data rate associated with DSL service, the DSP chip should be able to complete the necessary processing and manipulation of digital data quickly and efficiently. An exemplary embodiment of the present invention takes advantage of the vast computational capacity of DSL modems and the presence of the DSP chips at the two sides of the transmission line to characterize the transmission line. While the DSL modems can operate as a modem in their usual state, they are also capable of operating in a separate mode where they can be used as test and measurement devices.

An exemplary issue faced during the installation and maintenance of DSL service is the determination of the physical structure and the condition of the line so that a decision can be made regarding the suitability of the loop for DSL service, and which steps can be taken, if any, to improve the telephone line so that the service providers can offer better DSL service. For example, if a bridged tap causing a substantial data rate reduction is found, the telephone company may send a technician to remove the bridged tap. In general, the loop

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 5 -

length, the detection of the bridged taps and the estimation of their lengths and locations, and the detection of interferers on the line is useful for characterizing the transmission line.

Additionally, after the installation of the DSL hardware, the link must be monitored in order to ensure continued service quality. This generally requires determining changes in the transmission environment which can again, for example, be accomplished by using the signal processing capabilities of the DSL modem.

In accordance with an exemplary embodiment of this invention, the CO and CPE modems are used as test points. The test process comprises collecting specific data sets during modem training, postprocessing the data to facilitate the use and interpretation thereof, and extracting results regarding the line condition. In modem training, the objective is to perform measurements and determine the parameters of the transmission line so as to allow restoration of the original signals transmitted by the CPE and the CO modems. These signals are generally distorted by the transmission line through attenuation and phase shift, and further degraded by noise. The CO and CPE modems go through a pre-defined and standardized set of states to learn the parameters of the entire communications system. They transmit and receive signals known to each modem. These signals help in characterizing the transmission line. For example, in accordance with an exemplary embodiment of this invention, data collection software and/or hardware, i.e. a module, is added to either or both of the CO and the CPE modems. This data collection module allows some of the data sets already used in the modem training to be collected with and saved for further analysis. The data collection module also allows additional and new data to be obtained.

Since the CO and the CPE modems operate based on frequency division multiplexing, the data collected at the CPE and CO modems are different in the sense that the CPE modem transmits in the upstream channel and receives in the downstream channel, and the CO modem transmits in the downstream channel and receives in the upstream channel. Therefore, the bandwidth of the data collected at the CPE modem is limited to the bandwidth of the downstream channel and similarly, the bandwidth of the data collected at the CO modem is limited to the bandwidth of the upstream channel. Therefore, as a result

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 6 -

of the modem training, the upstream data can be collected and saved in the CO modem. Likewise, the downstream data can be collected and saved at the CPE modem. This type of test process makes use of the standard modem training procedures and therefor relies on the existence of both the CO and the CPE modem. This will be referred to as a double-ended test.

In a double-ended test, the downstream data collected at the CPE modem can be transferred to the CO modem to, for example, be further analyzed by service technicians and/or additional hardware and/or software. This requires the ability to establish a special diagnostic link between the CO and the CPE modems for transmitting the diagnostic data, even if the standard DSL link fails. This can be accomplished, for example, by the method described in co-pending U.S. Application Serial No. 09/755,173. In the case where a diagnostic link cannot be established, only local data, i.e., the upstream data at the CO modem, and the downstream data at the CPE modem, will be available for analysis.

One or more entities, such as a telephone company, may also want to perform a single-ended test from either the CO or the CPE modem to, for example, pre-qualify customer lines for DSL service. Additionally, for example, a computer manufacturer who installs DSL modems into its computers may want to perform a single-ended test so that a customer can determine what type of DSL service to order. In these cases, the signal processing capabilities of the DSL modem can be utilized in a different fashion. In a double-ended test, one of the modems acts as a signal generator and the other works as a signal receiver. In a single-ended test, the same DSL modem acts as both the signal generator and the signal receiver for characterizing the communications link.

In accordance with an exemplary embodiment of the invention, an aspect of the invention relates to the postprocessing and interpretation of data collected on a communications link.

An additional aspect of the invention relates to collecting data from one or more of a CO and a CPE modem.

Additionally, aspects of the invention also relate to manipulating data at one or more ends of a communication system to ease subsequent use and interpretation of the data.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 7 -

Additionally, aspects of the invention also relate to one or more of calibrating, filter compensating, estimating of remote SNR tables, and data rate converting the data obtained from one or more of the CO and CPE modems.

Additional aspects of the invention also relate to outputting easy to interpret results about the line conditions.

Additional aspects of the invention also relate to outputting easy to interpret results about the communication link between the CPE and the CO.

These and other features and advantages of this invention are described in or apparent from the following detailed description of the embodiment.

BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

The embodiments of the invention will be described in detail, with reference to the following figures wherein:

Fig. 1 illustrates an exemplary line characterization system according to this invention;

Fig. 2 illustrates an exemplary method of determining calibrated data according to this invention;

Fig. 3 illustrates an exemplary method of determining filter compensated data according to this invention;

Fig. 4 illustrates an exemplary method of reducing the effects of time domain and frequency domain filters according to this invention;

Fig. 5 illustrates an exemplary method of determining a far-end SNR table according to this invention;

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 8 -

Fig. 6 illustrates an exemplary method of determining the actual data rate according to this invention;

Fig. 7 illustrates an exemplary loop length model according to this invention;

Fig. 8 illustrates an exemplary method of determining loop lengths and bridged tap lengths according to this invention;

Fig. 9 illustrates an exemplary operation of the crosstalk detection process according to this invention;

Fig. 10 illustrates an exemplary method of determining disturbance information according to this invention;

Fig. 11 illustrates an exemplary power spectrum of an AM/EMI interference pattern;

Fig. 12 illustrates the second derivative of the power spectrum of Fig. 11 determined in accordance with this invention;

Fig. 13 illustrates an exemplary method of determining the number of AM/EMI disturbers according to this invention;

Fig. 14 illustrates an exemplary method of determining a rate degradation estimate according to this invention;

Fig. 15 illustrates an exemplary method of determining an estimated data rate according to this invention; and

Fig. 16 illustrates an overview of the exemplary function of determining communications link characteristics according to this invention.

DETAILED DESCRIPTION OF THE INVENTION

The exemplary embodiments of this invention will be described in relation to the application of the invention to an ADSL transceiver environment. However, it should be appreciated that in general the systems and methods of this invention will work equally well for any multicarrier communication system including, but not limited to DSL, VDSL, SDSL, HDSL, HDSL2, or any other discrete multi-tone or discrete wavelet multi-tone DSL system.

Fig. 1 illustrates an exemplary line characterization system 100. The line characterization system 100 comprises one or more CO modems 110, one or more CPE modems 130 and a postprocessing and interpretation module 150. Additionally, the CO modem 110 comprises a data collection module 120. Likewise, the CPE modem 130 comprises a data collection module 140. The processing and interpretation module 150 comprises an interpretation parameter storage 160 and is connected to one or more output devices 170.

For ease of illustration, the standard components associated with the CO modem 110 and a CPE modem 130 have been omitted although are readily identifiable by one of ordinary skill in the art. Furthermore, the postprocessing interpretation module 150 has been simplified but can include, for example, a controller, an I/O interface, a memory, and/or may be implemented on a digital signal processor, an ASIC, or any hardware and/or software combination that is capable of performing the functions described herein. The postprocessing interpretation module 150 is also connected to one or more output devices 170 such as a printer, monitor, line characterization display system, PDA, graphical user interface, network monitoring system, DSL analysis system, or the like.

While the exemplary embodiment illustrated in the Fig. 1 shows the line characterization system 100 and various components separated, it is to be appreciated that the various components of the line characterization system can be combined or located at distance portions of a distributed network, such as a local area of network, a wide area network, an intranet and/or the Internet, or within a dedicated line characterization system. Thus, it should be appreciated, that the components of the line characterization system 100 can be

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 10 -

combined into one device or collocated on a particular node of a distributed network or combined into one or more of a CO or CPE modem. Thus, it will be appreciated from the following description, and for reasons of computational efficiency, that the components of the line characterization system 100 can be arranged any location, such as in a general purpose computer or within a distributed network or dedicated line characterization system without affecting the operation of the system.

As discussed above, the data collection modules 120 and 140, which can be a combination of hardware and/or software, at least allow for the data sets used in modem training to be collected and saved. Furthermore, the data collection modules 120 and 140 allow for the collection of new data or data sets that can be obtained either during training or in showtime. Thus, one or more data sets are collected from either the data collection module 120 and/or the data collection module 140 and forwarded to the postprocessing interpretation module 150 for analysis.

For example, as discussed above, in the event it is difficult to establish a communication link between a modem and the postprocessing and interpretation module 150, a diagnostic link can be established such as that described in co-pending U.S. Application Serial No. 09/755,173. However, in general, any protocol or method that is capable of forwarding the data from one or more of the CEO and CPE modems can work equally well with the systems and methods of this invention.

After data collection, the postprocessing and interpretation module 150 processes the data to, for example, allow easier interpretation of the line characteristics. In particular, the postprocessing process includes calibration, filter compensation, determination of the SNR medley from the bits and gains tables and rate conversion. The interpretation process includes, with the cooperation of the interpretation parameter storage 160 that stores one or more parameters, loop characterization, interferer detection, a data reduction estimation and a data rate estimation.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 11 -

In general, the postprocessing involves various tasks such as converting the raw data from one format to another, scaling the data and compensating for the analog and digital filters in the transmission path.

In general, during the interpretation process, the exemplary loop length estimation procedure estimates the loop length and attempts to determine the presence of one or more bridged taps on the transmission line. If a bridged tap is detected, the length of the bridged tap is also estimated. The estimation is performed by comparing a model of the transfer function of the line, which is parameterized in terms of the loop length and the bridged tap lengths and locations, to the actual measured transfer function of the line. Three different algorithms are used to estimate the physical structure of the loop depending on which data set is being used, i.e., upstream, downstream, or single-ended time domain reflectometry.

The interferer detection process identifies crosstalk and electromagnetic disturbers on the line by analyzing the measured power spectrum of the noise. The data rate reduction estimation estimates the data rate reduction caused by the presence of the disturbers on the transmission line. Similarly, the data rate estimation estimates the maximum data rate the transmission line can support through the use of a single-ended test. The test combines the results of the single-ended time domain reflectometry test and the measurement of the power spectrum of the noise on the line to estimate a rough SNR profile for both the upstream and the downstream channels as well as estimates the data rate based on these SNR tables.

Fig. 16 illustrates an overview of the method for performing communications link characterization. Specifically, control begins in step S10 and continues to step S20. In step S20, raw data is obtained from one or more of a CO modem and a CPE modem. Next, in step S30, postprocessing is performed on a portion of the raw data. Then, in step S40, interpretation is performed on one or more of a portion of the raw data and a portion of the postprocessed data. Control then continues to step S50.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 12 -

In step S50, the communications link, i.e., line, condition information is output in, for example, a visually displayable format. Control then continues to step S60 where the control sequence ends.

Fig. 2 outlines an exemplary method for performing a calibration that modifies the collected data so that the data appears as if it had been measured, for example, with standard test equipment. In particular, the calibration routine takes the received data, which can come in the form of a raw data, the programmable gain amplifier (PGA) settings used to collect the data, and the gain scaling, if any, and outputs the calibrated data. However, this calibration function and the resulting calibrated data may vary depending on the actual implementation and the raw data being analyzed.

In particular, control begins in step S100 continues to step S110. In step S110, a raw data array is received. Next, in step S120, the number of elements in the raw data array is determined. Then, in step S130, the PGA settings that were present during the data collection process are determined. Control then continues to step S140.

In step S140, the scaling information that was applied to the received raw data is determined. Next, in step S150, and for a predetermined number of iterations, step S160 is performed. In particular, in step S160, an output array containing the calibrated data is determined. Control then continues to step S170.

In step S170, the calibrated data array is output. Controlling continues to step S180 where the control sequence ends.

The filter compensation routine removes the effects of the analog front-end (AFE) filters from the received data. In particular, the filter compensation routine modifies the calibrated data based on the device specific frequency domain response of the AFE filters, and outputs the filter compensated data.

Fig. 3 illustrates an exemplary method of performing the filter compensation. In particular, control begins in step S200 and continues to step S210. In step S210, the calibrated data array is received. Next, in step S220, the device specific frequency domain filter function,

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 13 -

in dB, is received. Then, in step S230, the number of elements in the calibrated data array is determined. Control then continues in step S240.

In step S240, for a predetermined number of iterations, step S250 is performed. In particular, in step S250, the filter compensated data, which is an array containing the filter compensated and calibrated data is determined. Next, in step S260, the filter compensated data array is output. Control then continues in step S270 where the control sequence ends.

In, for example, service monitoring, the CPE and the CO modems collect the reverb signal received in a sync frame. Since time domain equalization and frequency domain equalization are normally in operation during showtime, the received reverb signal is affected by the time domain equalization and frequency domain equalization filters. Through the use of frequency domain deconvolution, it is possible for the postprocessing and interpretation module 150 to remove the effects of the time domain equalization and the frequency domain equalization.

In particular, Fig. 4 outlines an exemplary method of reducing the effects of the time domain and frequency domain equalization filters. Control begins in step S300 and continues in step S310. In step S310, the calibrated data array in dB is received. This calibrated data can be either before or after the correcting for the time and frequency domain equalization. Next, in step S320, an array with the time domain equalization filter coefficients are determined. For example, the time domain equalizer coefficients can be stored in the CO/CPE modem after training so the system need only access the stored coefficients. Then, in step S330, an array with the frequency domain equalizer filter coefficients, in dB, is determined. For example, the frequency domain equalizer coefficients can be stored in the CO/CPE modem after training so the system need only access the stored coefficients. Control then continues to step S340.

In step S340, the number of elements in the calibrated data array is determined. Next, in step S350, for a predetermined number of iterations, the Fast Fourier Transformed of the time domain equalization coefficients is determined. Control then continues to step S370.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 14 -

In step S370, and for a predetermined number of iterations, a deconvolution in the log frequency domain is performed in step S380 to determine the compensated data value. In step S390, the compensated data, which reduces or removes the effects of the time domain equalization and the frequency domain equalization, is output. Control then continues to step S395 where the control sequence ends.

In two-ended provisioning, if a CO or CPE modem is not capable of establishing a diagnostic link, only the local upstream or downstream data is available. However, a representation of the SNR table at the far end modem can be obtained through a standard link. According to the G.dmt and G.Lite specifications, each of which are incorporated herein by reference in their entirety, each modem sends a bits and gains table to the corresponding upstream or downstream modem. This table indicates the number of bits assigned to each tone and the corresponding fine gain. Since the bit allocation table is directly related to the SNR, the postprocessing and interpretation module 150 is able to perform a reverse transformation from the bits and gains table to the SNR table.

In particular, Fig. 5 outlines an exemplary method of determining the SNR medley from the bits and gains table. In particular, control begins in step S400 and continues in step 410. In step S410, the far-end bit loading table is received. In step S420, the far-end fine gains table is received. Then, in step S430, the number of elements in the bits and gains arrays is determined. Control then continues to step S440.

In step S440, the required SNR array is determined. For example, the required SNR array can be a predetermined pre-set array for the specific DSL application. This array can be obtained from, for example, the G.lite, G.992.1, and G.992.2 specifications, each of which are incorporated herein by reference in their entirety. The SNR array can also be stored in the CO/CPE modem software to be used in the bitloading phase of the modem initialization. Next, in step S450, the margin is determined. The margin is a parameter that determines by how much the SNR will be reduced in determining the bit table. For example, a margin of 6dB means that when assigning the bit table, the SNR at each bit will be reduced by 6dB. Therefore, the margin provides the system with a SNR cushion against

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 15 -

sudden noise bursts. Next, in step S460, for a predetermined number of iterations, the SNR table is estimated in step S470. Control then continues to step S480.

In step S480, the estimated far-end SNR table is output. Control then continues in step S490 where the control sequence ends.

In addition to the above, the postprocessing interpretation module 150 is also capable of converting the data rate of the received data array. In particular, and in accordance with an exemplary embodiment, the data array is converted, based on units of 32 Kbps, to the actual data rate in Kbps.

Figs. 6 outlines an exemplary method of converting the data rate. In particular, control begins in step S500 and continues in step S510. In step S510, the raw data rate is determined. Next, in step S520, the raw data rate is converted to the actual data rate in Kbps. Then, in step S530, the actual data rate is output. Control then continues the step S540 where the control sequence ends.

The interpretation portion of the postprocessing and interpretation module 150 extracts comprehensible results from the postprocessed data. In particular, as discussed above, during interpretation, the postprocessing and interpretation module 150 is at least capable of performing loop characterization, crosstalk and disturber estimation, AM radio and electromagnetic interference detection, rate degradation estimates and data rate estimates.

In particular, an exemplary method of loop characterization that works with the systems and methods of this invention employs a model based approach to estimate the length of the loop and the lengths of up to two bridged taps. Specifically, as illustrated in co-pending Application Serial No. 09/755,172, a comparison is made between the measured channel impulse response and the channel impulse response of a loop model consisting of a single-gauge wire and containing up to two bridged taps. The loop length and the bridged tap lengths are the parameters of the theoretical channel impulse response. The algorithm changes the parameters of the theoretical model and evaluates the difference between the measured channel impulse response and the theoretical channel impulse response. The loop

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 16 -

length and/or bridged tap lengths that minimize the error functions are then declared as the estimated values.

While the above described method takes advantage of a double-ended diagnostic mode whereby the CO and CP modems are available, if the CPE modem is not yet installed or is not operational, the postprocessing and interpretation module can perform a time domain reflectometry (TDR) technique that can be used to estimate the physical structure of the line.

Specifically, the data required by the time domain algorithm is obtained by sending a pre-defined signal over the channel and evaluating the echo waveform. The echo obtained in this way is analyzed to detect the impedance discontinuity caused by any bridged taps, an open-end of the loop, load coils, or the like. An echo cancellor (not shown) can be running during the time domain reflectometry measurements in order to cancel the near-end echo caused by the analog front-end (AFE) circuitry of the line card.

If $x_k(n)$, $n=1, \dots, N$, where N is the number of signal samples within a frame, is the sampled version of the received signal at the k^{th} frame at the output of the echo cancellor, the TDR waveform becomes:

$$TDR(n) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K x_k(n)$$

Note that the TDR waveform is obtained by time-domain averaging. Therefore, the FFT in the receive path will be turned off during the averaging process.

In theory, any impedance discontinuity in the loop causes a reflection which is observed as a pulse whose location and height can be used to estimate the distance of the impedance discontinuity as well as the type, i.e., whether the impedance discontinuity is caused by a bridged tap or open-end of the loop. If multiple impedance discontinuities are present in the loop, analyzing the time domain waveform of the echo signal becomes very complicated. For this reason, a model based approach can be used for the TDR estimations.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 17 -

The exemplary method generally compares the observed echo with that of a model where the channel is assumed to consist of three sections separated by two bridged taps as shown in Fig 7. An objective of the TDR analysis is to estimate $d_e = 1, 2, 3$ and $b_j, j = 1, 2$ which provide information about the location and the lengths of the bridged taps as well as the length of the entire loop.

In the measurement phase, all the phones in the customer premises should be *on-hook*. This is necessary since the loop model assumes that the end of the loop is null terminated, i.e., open. This requires detection of on/off-hook conditions prior to the TDR measurements.

Next the TDR measurement is conducted by averaging the echo signal over K frames and recording the result. This procedure results in a time domain echo waveform which will be compared with the echo response of a known loop.

The theoretical model for the echo channel transfer function in the upstream case can be described in two steps. The first step consists of writing the equations for the current and the voltage at the source (CO Transmit), I_s, V_s , in terms of the current and the voltage at the load (CO Receive), I_L, V_L , through the application of ABCD matrices. Thus, the echo response of a loop given d_i and b_j is given by:

$$\begin{bmatrix} V_s \\ I_s \end{bmatrix} = F^s \times A^1 \times B^1 \times A^2 \times B^2 \times A^3 \times F^L \times \begin{bmatrix} V_L \\ 0 \end{bmatrix}$$

where A^i, B^j, F^S and F^L are 2×2 matrices whose elements are in fact arrays of $N/2$ elements where N is the number of samples in the TDR waveform buffer or frame as before. Here, A^i is a matrix representing the frequency domain response of the i^{th} section of the loop, B^j is the matrix representing the response of j^{th} bridged tap, and F^S and F^L are the matrices representing the AFE circuitry for TX (source) and RX (load) paths. From the above transfer function, the echo path can be derived and is given by:

$$H_{\text{echo}} = \frac{V_L}{V_s}$$

Entries of the above matrices are as follows:

$$A_{11}^i = A_{22}^i = \cosh(\gamma d_i)$$

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 18 -

$$A'_{12} = Z_0 \sinh(\gamma d), \quad A'_{21} = A'_{12} Z_0^{-2}$$

Entries of matrix B^j :

$$B^{j_{11}} = B^{j_{22}} = 1$$

$$B^{j_{12}} = 0, \quad B^{j_{21}} = Z_j^{-1}$$

Where Z_j^{-1} is a quantity related to the impedance of the j^{th} bridged tap and finally:

$$F_{11}^S = F_{22}^S = 1, \quad F_{12}^S = 0, \quad F_{21}^S = Z_S$$

$$F_{11}^L = F_{22}^L = 1, \quad F_{12}^L = 0, \quad F_{21}^L = Z_L^{-1}$$

From these equations the required memory size can be determined. As an example, each of the entries of the matrices can be arrays of 128 complex elements. Since it can be complex to determine the $\cosh(\gamma d)$ and the $\sinh(\gamma d)$ values, these quantities can be predetermined in regular intervals, such as, 500ft intervals, from 5kft to 15kft. These exemplary predetermined intervals would require 42 x 256 locations for storing the $\cosh(\cdot)$ and the $\sinh(\cdot)$ values, and 256 locations for storing Z_0^{-2} . Assuming the bridge tap lengths can be distinguished in 250ft increments, 6 x 256 locations would need to be allocated for Z_j^{-1} . Additionally, 2 x 256 locations for storing the Z_S and the Z_L^{-1} values would be needed. This totals 52 x 256 locations. Also, 8 x 256 locations would be needed for storing the intermediate results of the multiplications.

Given the theoretical echo transfer function of the system, the loop length and bridged tap lengths and locations are estimated by minimizing the following with respect to d_1 , d_2 , d_3 and b_1 , b_2 :

$$\min_{d, b} |TDR - H_{\text{echo}}(d, b)|^2$$

Thus, a search must be performed over the d_i and b_i parameters. From the location of the first reflected pulse d_1 and b_1 , if the reflection was caused by a bridge tap, the location can be estimated. Therefore, d_1 and b_1 can be eliminated from the search. The first three matrices in the expression for echo response, $F^S \times A^j \times B^j$ can be lumped together and need not be considered. For each set of search parameters, d_2 , b_2 , d_3 , the echo response is constructed. Then, the difference between the actual and theoretical echo responses is

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 19 -

determined. This procedure is repeated as many times as needed by the search algorithm. Since the search algorithm generally needs a variable number of iterations to arrive at the optimal d_3 , d_2 , b_2 values, this number is difficult to predict.

Fig. 8 illustrates an exemplary method of characterizing the loop using time domain reflectometry. Specifically, control begins in step S550 and continues to step S555. In step S555, a determination is made whether the phones are on-hook. If the phones are on-hook, control jumps to step S565. Otherwise control continues to step S560. In step S560, the phones are placed on-hook. Control then continues to step S565.

In step S565, a predefined signal is sent over the channel and the echo waveform analyzed. Next, in step S570, the TDR waveform is determined by averaging the echo signal over K frames. Then, in step S575, the loop length and the bridged tap lengths of the model are varied. Control then continues to step S580.

In step S580, the difference between the measured channel impulse response and the theoretical channel impulse response is monitored. Next, in step S585, the estimated values are declared based on the loop length/bridged tap length that minimizes the error function. Control then continues to step S590 where the control sequence ends.

Aside from estimating the elements such as the loop length and the bridged tap lengths that form the physical structure of a loop, the interpretation procedure is also capable of identifying various crosstalk and disturbance sources on the channel. Twisted cable pairs are typically bundled as 25 or 50 pair units. Different DSL services, such as HDSL, TI or ISDN, carried by one or more of the twisted pairs are usually picked up by the remaining twisted pairs in the bundle and observed as noise sources. The interference entering a twisted pair through some coupling path with the other twisted pairs are called crosstalk.

There are other sources of disturbance on the line that are caused by electromagnetic coupling. A good example is AM radio stations. Faulty in-home wiring usually results in the observation of AM signals in the DSL frequency band. An objective of the crosstalk/disturber estimation algorithms is to identify the crosstalk sources and provide quantitative information about the sources such as power level and frequency of the

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 20 -

disturber. The identification of a crosstalk/disturber on the line is followed by a rate degradation estimation which is a prediction of the data rate loss caused by the presence of the identified disturber.

From an algorithmic point of view, there are two different algorithms that identify the crosstalk and ElectroMagnetic Interference (EMI). After a discussion of the data collection process, these two algorithms will be described in detail.

The interferer detection procedure uses the power spectrum of the idle channel noise (ICN) for the estimation of the crosstalk/disturbances on the line. During the ICN measurement, the channel is monitored to ensure that there are no meaningful signals, such as an activation request tone, on the line. If a signal present on the receiver is denoted as $x(n)$, where $n = 1, \dots, N$ is the sample index within a frame, and N is the number of samples contained in a frame, the power spectrum, $S_{xx}(f)$, is estimated according to:

$$S_{xx}(f) = \frac{1}{K} \sum_{k=1}^K |FFT_N(x_k(n))|^2$$

where $x_k(n)$ is the sampled signal collected during the k^{th} frame and K is the number of frames over which the above averaging is performed. In other words, the N -point signal sequence $x_k(n)$ is sampled at the k^{th} frame, the N -point FFT taken and the average of the square of the magnitudes of the FFT coefficients for K consecutive frames determined. This procedure provides the periodogram estimate of the power spectrum. As was the case with the reverberant signal measurements, the power spectrum is available only at a discrete set of frequencies, $f_i = i\Delta f$, $i = i_f, \dots, i_b$, where i_f and i_b denote the first and the last tones where the power spectrum is sampled. The accumulation process continues until the desired precision in noise measurement process is obtained. For example, $K = 512$ or $K = 1024$ accumulations should provide excellent results.

The crosstalk type and power are estimated by comparing the measured noise power spectrum to known crosstalk spectral masks such as DSL Next, HDSL Next, T1 Next, or the like. The algorithmic steps are to minimize with respect to i , where i denotes the i^{th} known disturber, g , which is the power of the disturber, and σ , which represents the power of the

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 21 -

white noise, the square of the difference between the observed and the known interferer power spectral masks. The disturber which minimizes the mean square error (MSE) in accordance with:

$$MSE_i(g, \sigma) = \sum_{n=0}^{256} \left| PSD_{ICN}(n) - (g^2 PSD_i(n) + \sigma^2) \right|^2$$

is determined.

In the above algorithm, i , g and σ , which are associated with the disturber type, power and white noise level, respectively, are varied and the set of variables which minimizes the MSE over all candidate crosstalk types chosen. For example $i = 1$ may denote a DSL Next disturber and g may denote its power. As an example, the memory requirements for this algorithm can be 256 locations to store the ICN power spectra and 256 locations to store the power spectra of each known disturber. If there are P different types of known disturbers the storage requirement is $P \times 256$. However, it should be noted that the storage requirements can be reduced by determining the PSD of the given crosstalk on the fly rather than using the 256 locations to store the entire spectrum. Therefore, data memory can be traded off with program memory and approximately 350 additional locations for storing intermediate variables can be used during the exemplary execution of the MSE search algorithm.

As for the search algorithm which will be used to determine the parameters i , g and σ which minimize the MSE, it is straightforward to detect the background white noise level so this noise level can be dropped from the search algorithm. What remains is minimizing the MSE with respect to g for each i which can be accomplished by picking Q possible values for g and finding, over these Q predetermined values, the one minimizing the MSE. Typical exemplary values for P and Q are $P = 5$, i.e., five known disturber PSD's, and $Q = 50$.

An example of the operation of the crosstalk detection algorithm is illustrated in Figure 9. The solid line is the measured PSD of the ICN versus the PSD of the crosstalk that best matches the observed data. The actual disturbance on the line was a DSL Next disturber with -35 dBm power and the crosstalk detection algorithm found exactly the same answer.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 22 -

Fig. 10 illustrates an exemplary method of determining an estimation of the crosstalk. In particular, control begins in step S600 and continues to step S610. In step S610, an array containing the channel noise is received. Next, in step S620, minimization with respect to the i^{th} disturber is accomplished by varying the power of the disturber and the white noise. Then, in step S630, the disturber that minimizes the mean square error in accordance with $MSE_i(\mathbf{g}, \sigma)$ is determined. Control then continues to step S640.

In step S640, the disturbance information is output. Control then continues to step S650 where the control sequence ends.

An ADSL receiver is also susceptible to AM/EMI interference because a portion of the ADSL receive band coincides with the AM and the amateur broadcast frequencies. According to FCC specifications, the AM radio broadcast frequencies start at 540 kHz and extend up to 1.8MHz. Beyond this frequency band, it is possible to find EMI ingress caused by the amateur radio broadcast in the bands from 1.9 MHz to approximately 3.3 MHz. Therefore, home wiring which connects the ADSL modem to the telephone line can act as an antenna that detects one or more AM and/or EMI sources.

Fig. 11 illustrates an exemplary power spectrum of a typical AM/EMI interference pattern with multiple AM interferers. The AM broadcast was accomplished by modulating a baseband signal, such as a voice or music signal, by amplitude modulation. Denoting the baseband signal by $f(t)$, with t being time, the modulation signal is given by:

$$e_m(t) = f(t) \cos(\omega t) + A \cos(\omega t)$$

where A is a constant and $\omega = 2\pi f_c$ is the radian carrier frequency. From the above equation, the spectrum of $e_m(t)$ consists of the baseband signal shifted in frequency by $\pm \omega_c$ plus two additional pulses at $\pm \omega_c$. Therefore,

$$FFT(e_m(t)) = \frac{1}{2} [F(\omega - \omega_c) + F(\omega + \omega_c)] + \pi A [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 23 -

The AM/EMI interference detection is complicated by the fact that the observed spectrum is dependent on the unknown spectrum of the time-varying baseband signal $f(t)$ as illustrated above. Thus, the AM/EMI detection algorithm should use only the carrier frequency of the modulating wave as a signature. The AM/EMI interference frequency and power can be estimated by modeling the power spectrum of the AM/EMI as a constant background noise plus a number of spikes, parameterized by the frequency and height, representing the AM/EMI carrier frequencies. Next, the model is compared with the observed spectrum by varying the frequency and the height of each individual spike. The frequency/height configuration of the model best matching the original power spectrum in terms of mean square error is declared as the estimation.

However, since each spike is parameterized by two parameters, i.e., frequency and height, each additional AM/EMI disturber adds two more parameters to the optimization. If, for example, there are 10 AM/EMI disturbers, optimization would need to be performed over 20 parameters. This, in general, presents a very complicated optimization problem which may be difficult to solve in practice. However, analyzing the spectrum of the AM/EMI interferers, it is seen that the first derivative of the spectrum at carrier frequencies is not continuous. That is, at the carrier frequency, the slope of the spectrum jumps abruptly from a positive large number to a negative large number. Thus, the second derivative of the spectrum contains large negative pulses and these can be detected by establishing a negative threshold and determining the impulses whose heights are below the set threshold.

Figs. 11 and 12 illustrate the operation of the AM/EMI detection method. Specifically, Fig. 11 shows the power spectrum of the ADSL receiver band which contains a number of AM/EMI disturbers. Fig. 12 shows the second difference, which corresponds to the second derivative in continuous time of the power spectrum in Fig. 11. Large negative spikes at the points where the AM/EMI carrier frequencies are located can be observed. The carrier frequencies are detected by locating the points in Fig. 12 where the second difference exceeds a predetermined threshold, as illustrated by the dashed line. The power of each AM/EMI disturber is then estimated directly from the original power spectrum.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 24 -

Fig. 13 illustrates an exemplary method of determining AM/EMI disturbers. In particular, control begins in step S700 and continues to step S710. In step S710, an array containing the channel noise is received. Next, in step S720, for a predetermined number of iterations, the second difference of the array containing the idle channel noise is determined in step S730. Then, in step S740, for a predetermined number of iterations, the carrier frequencies that exceed a predetermined threshold are detected. Control then continues to step S760.

In step S760, an array containing the tone numbers corresponding to the detected AM/EMI disturbers is output. Next, in step S770, an array containing the power level of the AM/EMI disturbers is output. Then, in step S780, the number of AM/EMI disturbers are output. Control then continues to step S790 where the control sequence ends.

Another function of the postprocessing and interpretation module 150 is to estimate the rate reduction caused by the presence of crosstalk and/or disturbers on the line. If the crosstalk and/or disturber detection method determines that there are noise sources other than the background white noise of the line, the method updates the available SNR tables, which can be obtained through either single-ended or double-ended diagnostics, or by reversing the SNR reduction caused by the disturbers. The methodology then runs a bit loading routine on the updated SNR table with a given margin, framing and coding information to determine the rates for a disturber free line. The difference between the actual and the estimated data rates gives the rate reduction caused by the noise sources. The SNR is determined in accordance with:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}$$

where $H(f_i)$ is the channel impulse response evaluated at the i^{th} tone and $S_{xx}(f_i)$ is the power spectral density (PSD) of the noise on the line evaluated at the i^{th} tone. If there are no noise sources of the line, except for the background white noise, the SNR equation could be simplified to:

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 25 -

$$SNR_{No-Disturber}(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{\sigma^2}$$

where σ is the standard deviation of the white noise. From the above equations, once a disturber is detected, the $SNR_{No-Disturber}$ can be determined given $S_{xx}(f_i)$, the actual PSD of the noise (ICN) and σ . Next, the bitloading routine is run on the $SNR_{No-Disturber}$ and the rate difference corresponding to the SNR and the $SNR_{No-Disturber}$ determined.

The method can use the existing bit loading routine for determining the estimated data rate for a disturber-free line. Therefore, the memory required to implement the method can be reduced.

Fig. 14 illustrates an exemplary method for generating the rate degradation estimate. Specifically, control begins in step S800 and continues to step S810. In step S810, the array containing the idle channel noise is received. Next, in step S820, an array containing the ICN with no crosstalk nor AM/EMI disturbers is determined. Then, in step S830, the SNR medley is determined. Control then continues to step S840.

In step S840, the margin is determined. Next, in step S850, information about the framing mode that was used in training collected. Then, in step S860, the coding gain is determined. Control then continues to step S870.

In step S870, the number of elements in the SNR table is determined. Next, in step S880, the data rate is determined based on the SNR table. Then, in step S890, the SNR reduction caused by the disturber is reduced/eliminated. Control then continues to step S895.

In step S895, the estimated maximum data rate is determined. Next, in step S879, the rate degradation estimate is output. Control then continues to step S899 where the control sequence ends.

The TDR data is used to estimate the loop length and bridged tap lengths as discussed above. Additionally, the information extracted from the TDR interpretation method can be

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 26 -

used to estimate the frequency domain channel impulse response $H(f_i)$. Furthermore, the PSD of the noise $S_{xx}(f_i)$ is known from the ICN measurements. Thus, the SNR can be estimated from these two quantities in accordance with:

$$SNR(f_i) = 10 \log_{10} \frac{|H(f_i)|^2}{S_{xx}(f_i)}, i = i_s, \dots, i_t$$

where i_s and i_t are the first and last tones over which the $S(f_i)$ is evaluated. The data rate is determined by running the bitloading method on the estimated SNR with a given margin, framing and coding information. Since the rate estimation algorithm can use existing bitloading routines, again the memory requirements can be reduced.

Fig. 15 illustrates an exemplary method of estimating the data rate. Specifically, control begins in step S900 and continues to step S910. In step S910, an estimate of the channel attenuation is determined. Next, in step S920, the idle channel noise is determined. Then, in step S930, the margin is determined. Control then continues to step S940.

In step S940, the framing mode information is obtained. Next, in step S950, the coding gain is determined. Then, in step S960, the SNR table is obtained. Control then continues to step S970.

In step S970, bit loading is performed on the SNR and an estimated data rate determined. Next, in step S980, the estimated data rate is output. Control then continues to step S990 where the control sequence ends.

As illustrated in FIG. 1, the line characterization system 100 can be implemented either on a single program general purpose computer, or a separate program general purpose computer. However, the line characterization system 100 can also be implemented on a special purpose computer, a programmed microprocessor or microcontroller and peripheral integrated circuit element, an ASIC or other integrated circuit, a digital signal processor, a hard-wired electronic or logic circuit such as a discrete element circuit, a programmable logic device such as a PLD, PLA, FPGA, PAL, a modem, or the like. In general, any device

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 27 -

capable of implementing a finite state machine that is in turn capable of implementing the flowcharts illustrated in FIG. 2-6, 8, 10 and 13-15 can be used to implement the line characterization system according to this invention.

Furthermore, the disclosed method may be readily implemented in software using object or object-oriented software development environments that provide portable source code that can be used on a variety of computer or workstation hardware platforms. Alternatively, the disclosed line characterization system may be implemented partially or fully in hardware using standard logic circuits or VLSI design. Whether software or hardware is used to implement the systems in accordance with this invention is dependent on the speed and/or efficiency requirements of the system, the particular function, and the particular software and/or hardware systems or microprocessor or microcomputer systems being utilized. The line characterization system and methods illustrated herein, however, can be readily implemented in hardware and/or software using any known or later-developed systems or structures, devices and/or software by those of ordinary skill in the applicable art from the functional description provided herein and a general basic knowledge of the computer and communications arts.

Moreover, the disclosed methods may be readily implemented as software executed on a programmed general purpose computer, a special purpose computer, a microprocessor, or the like. In these instances, the methods and systems of this invention can be implemented as a program embedded on a personal computer such as a Java® or CGI script, as a resource residing on a server or graphics workstation, as a routine embedded in a dedicated line characterization system, a modem, a dedicated line characterization system, or the like. The line characterization system can also be implemented by physically incorporating the system and method into a software and/or hardware system, such as the hardware and software systems of a line characterization system or modem, such as a DSL modem.

It is, therefore, apparent that there has been provided, in accordance with the present invention, systems and methods for characterizing line conditions. While this invention has been described in conjunction with a number of exemplary embodiments, it is evident that many alternatives, modifications and variations would be or are apparent to those of

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 28 -

ordinary skill in the applicable arts. Accordingly, the invention is intended to embrace all such alternatives, modifications, equivalents and variations that are within the spirit and scope of this invention.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 29 -

What is Claimed is:

1. A multicarrier communication line characterization system comprising:

a data postprocessing module; and

a data interpretation module, wherein raw data received from one or more modems via a data collection module is used to determine the characteristics of a communications link.
2. The system of claim 1, wherein the data processing module performs at least one of a calibration, a filter compensation, a determination of the SNR Medley from a bits and gains table and a data rate conversion.
3. The system of claim 1, wherein the data interpretation module performs at least one of a loop characterization, a interferer detection, a data reduction estimation and a data rate estimation.
4. The system of claim 1, wherein the communications link is a portion of at least one of a digital subscriber line communications system, a discrete multi-tone communications system or discrete wavelet multi-tone communications system, and the multicarrier communications line characterization system outputs visually displayable data about the communications link based on data obtained from one or more of a CO or CPE modem.
5. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a calibrated data determination module, wherein a calibrated data is determined based on a data array, a number of elements in the data array, a programmable gain amplifier setting and a scaling factor.
6. The system of claim 5, wherein the calibrated data is determined in accordance with:

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 30 -

$$\text{CalibratedData}[i] = 10 * \text{Log}_{10}(\text{RawData}[i] * 2^{\text{GScale}}) - \text{PGA}$$

wherein CalibratedData[i] is a calibrated data array, RawData[i] is data received from a modem, GScale is a gain scaling and PGA is a programmable gain amplifier setting that was used to collect the data array.

7. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a filter compensated data array determination module that determines a filter compensated data array based on a calibrated data array, a frequency domain filter function, and a number of elements in the calibrated data array.

8. The system of claim 7, wherein the frequency domain filter function is based on a device specific frequency domain response of one or more analog front end filters.

9. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a filter compensated data array determination module that reduces the effects of one or more of a time domain and a frequency domain equalization filter.

10. The system of claim 9, wherein the filter compensated data array is based on a calibrated data array, one or more time domain equalizer coefficients, one or more frequency domain filter coefficients, and a number of elements in the calibrated data array.

11. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a far-end signal to noise ratio table estimator that estimates a far-end signal to noise ratio table based on a far-end bit loading table, a far-end fine gains table, a number of bits in the far-end bit loading table and the far-end fine gains table, a required signal to noise ratio and a margin.

12. The system of claim 11, wherein the margin is based on the amount the signal to noise ratio will be reduced in determining the far-end bit loading table.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 31 -

13. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a loop length and bridged tap estimation module that determines an estimate of the loop lengths and presence of one or more bridged taps based on an echo waveform, a time domain reflectivity waveform and a comparison to a model of a communications channel response.

14. The system of claim 13, wherein the estimate is determined based on a loop length and bridged tap length that minimizes an error function.

15. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a disturbance estimation module that determines a disturbance on a communications link based on an idle channel noise quantity and a minimization of mean square error.

16. The system of claim 15, wherein the minimization is based on varying the power of a disturber and a power of a white noise.

17. A multicarrier communications line characterization system comprising:

an AM disturber estimation module that determines the presence of one or more AM disturbers based on an array containing channel noise, a second difference of the array and a comparison of one or more carrier frequencies to a threshold.

18. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs an array containing one or more tone numbers corresponding to a detected AM disturber.

19. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs an array containing a power level of a detected AM disturber.

20. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs a number representing the number of detected AM disturbers.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 32 -

21. A multicarrier communications line characterization system comprising:

an EMI disturber estimation module that determines the presence of one or more EMI disturbers based on an array containing channel noise, a second difference of the array and a comparison of one or more carrier frequencies to a threshold.

22. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs an array containing one or more tone numbers corresponding to a detected EMI disturber.

23. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs an array containing a power level of a detected EMI disturber.

24. The system of claim 17, wherein the estimation module outputs a number representing the number of detected EMI disturbers.

25. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a rate degradation estimating module that estimates a rate degradation based on an estimated maximum data rate and a SNR reduction caused by one or more disturbers.

26. The system of claim 25, wherein the rate estimate is also based on an array containing idle channel noise, an array containing idle channel noise with no crosstalk nor AM/EMI disturbers, a SNR Medley, a margin, a framing mode, a coding gain, a number of the elements in a SNR table and a data rate.

27. A multicarrier communications line characterization system comprising:

a data rate estimation module that estimates a data rate for a communications channel based on a channel attenuation, a noise on an idle channel, a margin, information about a framing mode, a coding gain and a SNR table.

28. The system of claim 27, where the estimation is based on performing a bit loading on a SNR.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 33 -

29. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

postprocessing data received from one or more of a CO and a CPE modem;

and

interpreting the data to determine the characteristics of the communications link.

30. The method of claim 29, wherein the postprocessing comprises at least one of a calibration, a filter compensation, a determination of the SNR Medley from a bits and gains table and a data rate conversion.

31. The method of claim 29, wherein the data interpretation comprises at least one of a loop characterization, a interferer detection, a data reduction estimation and a data rate estimation.

32. The method of claim 29, wherein the communications link is a portion of at least one of a digital subscriber line communications system, a discrete multi-tone communications system or discrete wavelet multi-tone communications system, and wherein visually displayable data about the communications link based on data obtained from one or more of the CO or the CPE modem is output.

33. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

calibrating data based on a data array, a number of elements in the data array, a programmable gain amplifier setting and a scaling factor.

34. The method of claim 33, wherein the calibrated data is determined in accordance with:

$$\text{CalibratedData}[i] = 10 * \text{Log}_{10}(\text{RawData}[i] * 2^{\text{GSscale}}) - \text{PGA}$$

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 34 -

wherein CalibratedData[i] is a calibrated data array, RawData[j] is data received from a modem, GScale is a gain scaling and PGA is a programmable gain amplifier setting that was used to collect the data array.

35. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

determining a filter compensated data array based on a calibrated data array, a frequency domain filter function, and a number of elements in the calibrated data array.

36. The method of claim 35, wherein the frequency domain filter function is based on a device specific frequency domain response of one or more analog front end filters.

37. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

determining a filter compensated data array based on reducing the effects of one or more of a time domain and a frequency domain equalization filter.

38. The method of claim 37, wherein the filter compensated data array is based on a calibrated data array, one or more time domain equalizer coefficients, one or more frequency domain filter coefficients, and a number of elements in the calibrated data array.

39. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

estimating a far-end signal to noise ratio table based on a far-end bit loading table, a far-end fine gains table, a number of bits in the far-end bit loading table and the far-end fine gains table, a required signal to noise ratio and a margin.

40. The method of claim 39, wherein the margin is based on the amount the signal to noise ratio will be reduced in determining the far-end bit loading table.

41. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 35 -

estimating a loop length and bridged tap based on an echo waveform, a time domain reflectivity waveform and a comparison to a model of a communications channel response.

42. The method of claim 41, wherein the estimate is determined based on a loop length and bridged tap length that minimizes an error function.

43. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

estimating a disturbance on a communications link based on an idle channel noise quantity and a minimization of a mean square error.

44. The method of claim 43, wherein the minimization is based on varying the power of a disturber and a power of a white noise.

45. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

estimating the presence of one or more AM disturbers based on an array containing channel noise, a second difference of the array and a comparison of one or more carrier frequencies to a threshold.

46. The method of claim 45, further comprising outputting an array containing one or more tone numbers corresponding to a detected AM disturber.

47. The method of claim 45, further comprising outputting an array containing a power level of a detected AM disturber.

48. The method of claim 45, further comprising outputting a number representing the number of detected AM disturbers.

49. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 36 -

estimating a presence of one or more EMI disturbers based on an array containing channel noise, a second difference of the array and a comparison of one or more carrier frequencies to a threshold.

50. The method of claim 49, further comprising outputting an array containing one or more tone numbers corresponding to a detected EMI disturber.

51. The method of claim 49, further comprising outputting an array containing a power level of a detected EMI disturber.

52. The method of claim 49, further comprising outputting a number representing the number of detected EMI disturbers.

53. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

estimating a rate degradation based on an estimated maximum data rate and a SNR reduction caused by one or more disturbers.

54. The method of claim 53, wherein the rate estimate is also based on an array containing idle channel noise, an array containing idle channel noise with no crosstalk nor AM/EMI disturbers, a SNR Medley, a margin, a framing mode, a coding gain, a number of the elements in a SNR table and a data rate.

55. A method of characterizing a multicarrier communications link comprising:

estimating a data rate for a communications channel based on a channel attenuation, a noise on an idle channel, a margin, information about a framing mode, a coding gain and a SNR table.

56. The method of claim 55, where the estimation is based on performing a bit loading on a SNR.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

- 37 -

57. An information storage media comprising information for characterizing a multicarrier communications link comprising:

information that postprocesses data received from one or more of a CO and a CPE modem; and

information that interprets the data to determine the characteristics of the communications link.

WO 02/13405

PCT/US01/41653

1/14

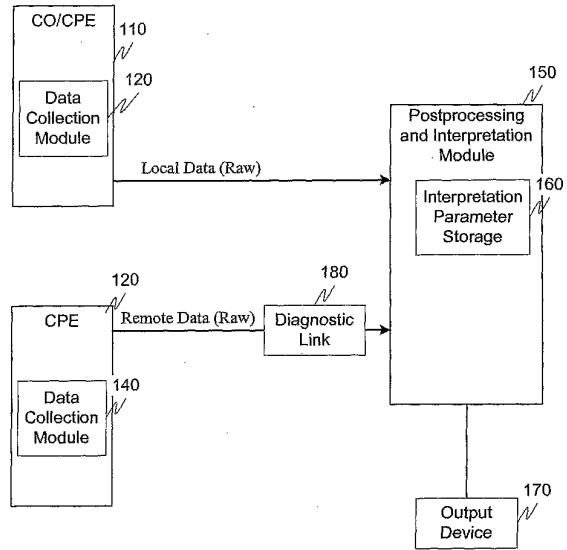


Fig. 1

WO 02/13405

PCT/US01/41653

2/14

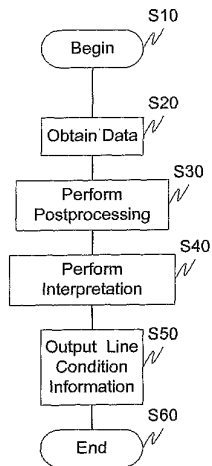


Fig. 16

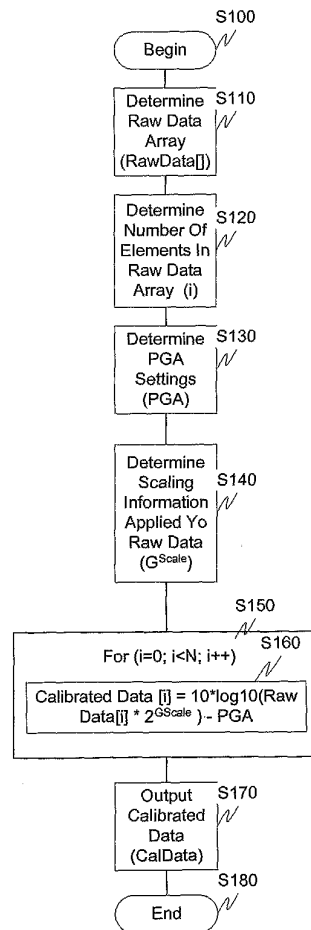


Fig. 2

WO 02/13405

PCT/US01/41653

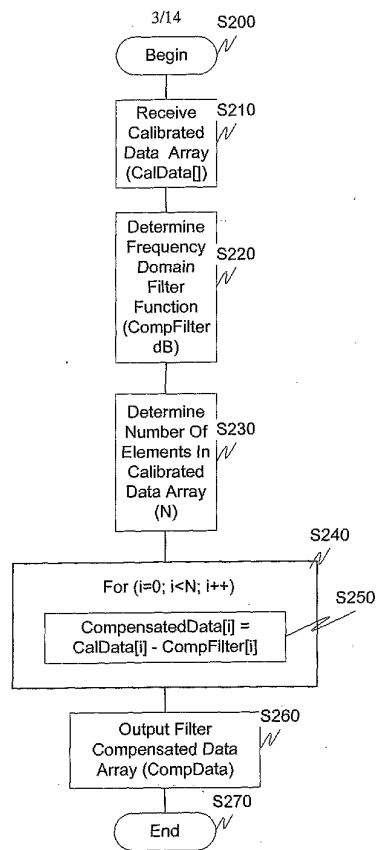


Fig. 3

WO 02/13405

PCT/US01/41653

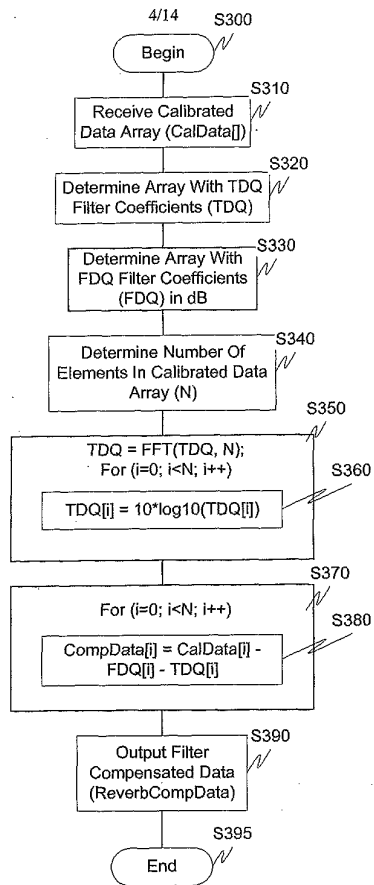


Fig. 4

WO 02/13405

PCT/US01/41653

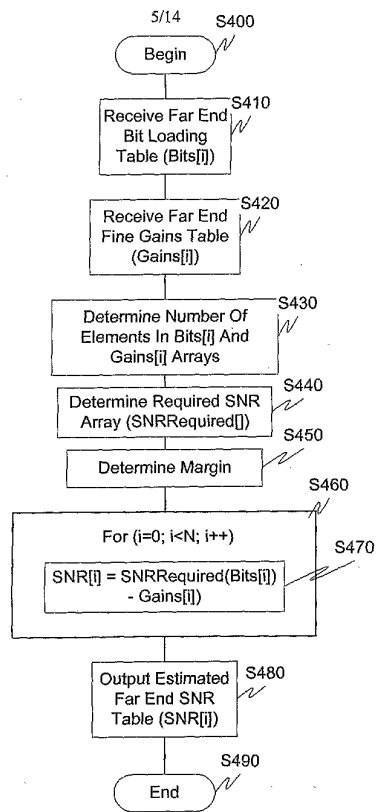


Fig. 5

WO 02/13405

PCT/US01/41653

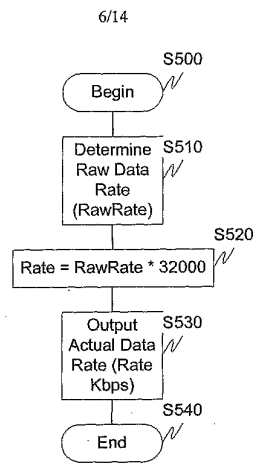


Fig. 6

WO 02/13405

PCT/US01/41653

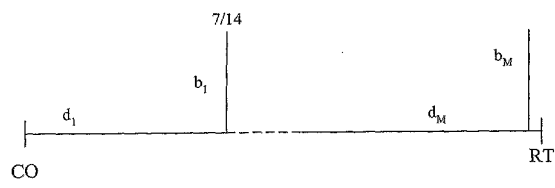


Fig. 7

WO 02/13405

PCT/US01/41653

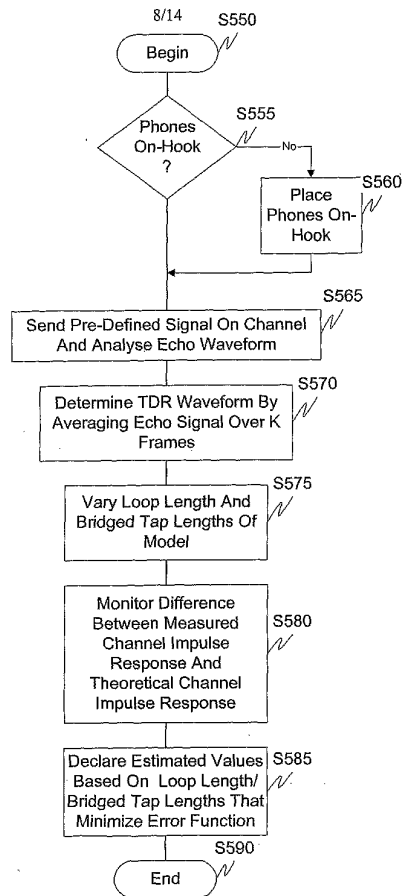


Fig. 8

WO 02/13405

PCT/US01/41653

9/14

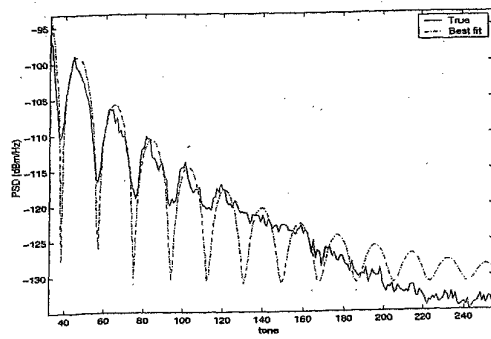


Fig. 9

WO 02/13405

PCT/US01/41653

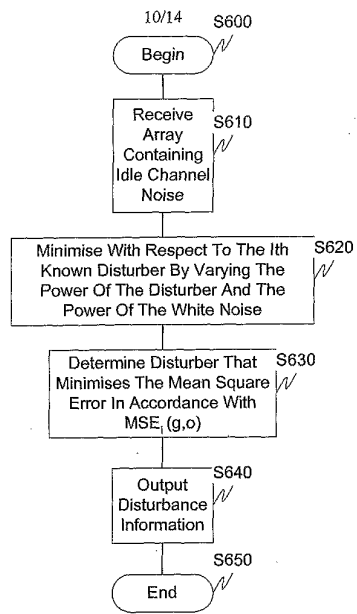
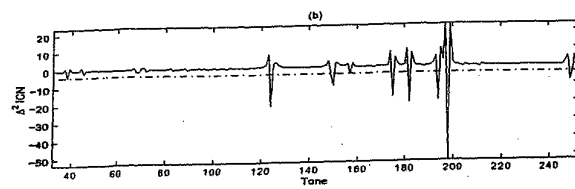
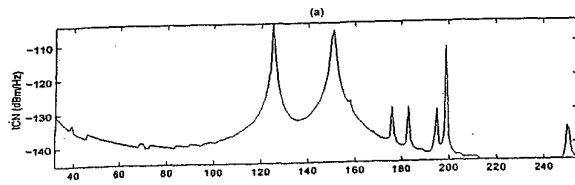


Fig. 10

WO 02/13405

PCT/US01/41653

11/14



WO 02/13405

PCT/US01/41653

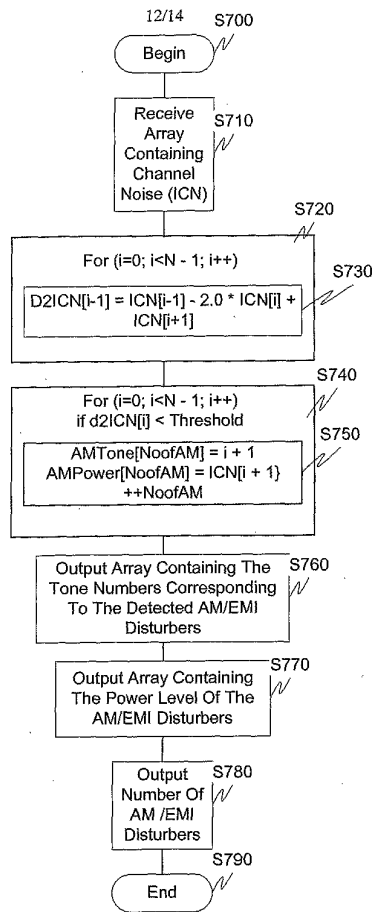
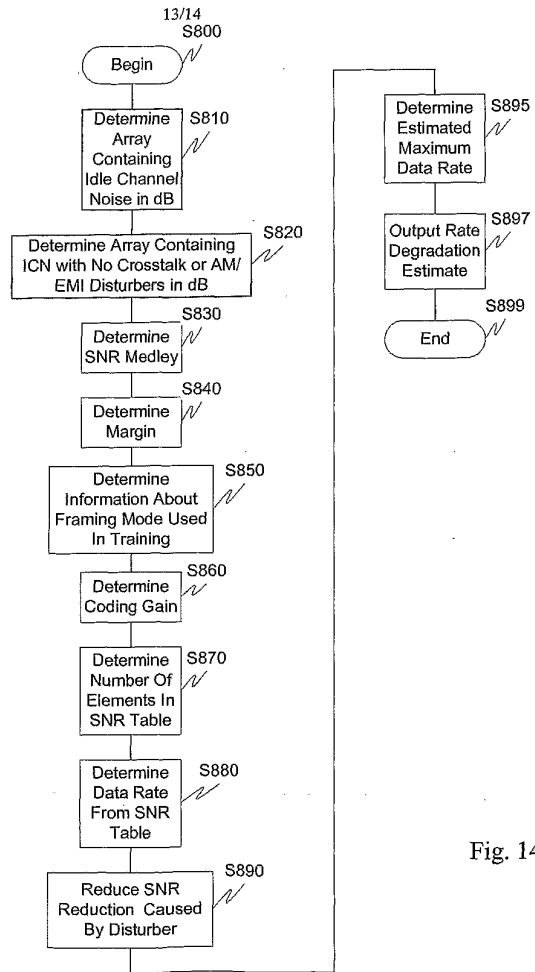


Fig. 13

WO 02/13405

PCT/US01/41653



WO 02/13405

PCT/US01/41653

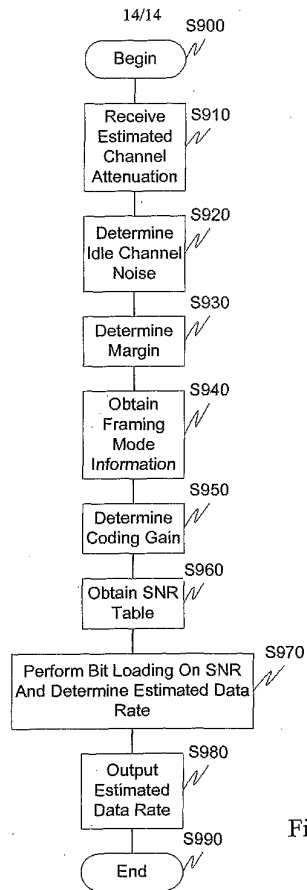


Fig. 15

【国際公開パンフレット（コレクトバージョン）】

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

(19) World Intellectual Property Organization
International Bureau(43) International Publication Date
14 February 2002 (14.02.2002)

PCT

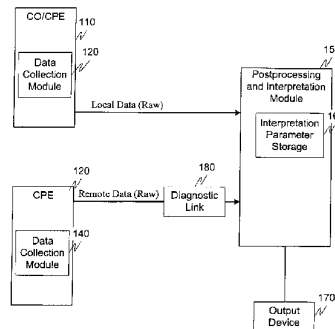
(10) International Publication Number
WO 02/013405 A3

- (51) International Patent Classification⁷: H04B 3/46, H04L 27/26
- (21) International Application Number: PCT/US01/41653
- (22) International Filing Date: 10 August 2001 (10.08.2001)
- (25) Filing Language: English
- (26) Publication Language: English
- (30) Priority Data: 60/224,308 10 August 2000 (10.08.2000) US
- (71) Applicant: AWARE, INC. (US/US); 40 Middlesex Turnpike, Bedford, MA 01730 (US).
- (72) Inventors: BELGE, Murat; Apt. J-27, 158 Concord Road, Billerica, MA 01821 (US). TZANNES, Michael, A.; 17 Carley Road, Lexington, MA 02173 (US). PADIR, Halil; 85 Carlton Lane, North Andover, MA 01845 (US).
- (74) Agent: VICK, Jason, H.; Nixon Peabody LLP, Suite 800, 8180 Greensboro Drive, McLean, VA 22102 (US).
- (81) Designated States (*national*): AR, 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, GR, GM, GT, HN, 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, MY, NZ, NI, 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, SI, TR), OAPI patent (BF, BJ, CI, CG, CM, GN, GU, GW, ML, MR, NE, NG, SN, TD, TG).
- (88) Date of publication of the international search report: 30 January 2003

Published:
with international search report

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: SYSTEMS AND METHODS FOR CHARACTERIZING TRANSMISSION LINES IN A MULTI-CARRIER DSL ENVIRONMENT



(57) Abstract: Using DSL modems as data collector, the modems processes the data to, for example, allow easier interpretation of the line characteristics. In particular, the modems postprocess the data including calibration, filter compensation, determination of the SNR medley from the bits and gains tables and rate conversion. The interpretation process uses the postprocessed data and determines loop characterization, interferer detection, a data reduction estimation and a data rate estimation. The outputs of these determinations least allow for the characterization of the line conditions between the two modems.

WO 02/013405 A3

【国際調査報告】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International No PCT/US 01/41653
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04B3/46 H04L27/26		
According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC		
B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04L H04B		
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		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 6 075 821 A (CHEN CHUNTA ET AL) 13 June 2000 (2000-06-13) abstract column 6, line 24 - line 29 column 11, line 4 - line 14 claim 1	1, 2
A	---	3-57
A	WO 99 63427 A (GTE LABORATORIES INC) 9 December 1999 (1999-12-09) the whole document	1-57
A	EP 0 889 615 A (INTEGRATED TELECOM EXPRESS) 7 January 1999 (1999-01-07) abstract page 4, line 12 - line 13 page 4, line 53 - page 5, line 3 claims 40-53 --- -/-	1-57
☒ 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 citation 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 26 September 2002		Date of mailing of the international search report 09/10/2002
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentplan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 apo nl Fax (+31-70) 340-3016		Authorized officer Reilly, D

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International Application No. PCT/US 01/41653
C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 5 128 619 A (BJORK ROGER A ET AL) 7 July 1992 (1992-07-07) the whole document	1-57

Form PCT/ISA/E19 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT				Information location No	
				PCT/US 01/41653	
Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date		
US 6075821 ³⁷⁴	A	13-06-2000	NONE		
WO 9963427	A	09-12-1999	US 6292539 B1	18-09-2001	
			AU 4087599 A	20-12-1999	
			EP 1093609 A1	25-04-2001	
			WO 9963427 A1	09-12-1999	
EP 0889615	A	07-01-1999	US 6252900 B1	26-06-2001	
			EP 0889615 A2	07-01-1999	
			JP 11088920 A	30-03-1999	
			US 6088385 A	11-07-2000	
			US 2001007574 A1	12-07-2001	
			US 6442195 B1	27-08-2002	
US 5128619	A	07-07-1992	EP 0391312 A2	10-10-1990	
			JP 2292919 A	04-12-1990	

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 ムラート・ベルゲ

アメリカ合衆国 マサチューセッツ州 01821, ビレリカ, コンコード ロード 158, アパートメント J-27

(72)発明者 マイケル・エイ・ザネス

アメリカ合衆国 マサチューセッツ州 02421, レキシントン, カーレイ ロード 17

(72)発明者 ハリル・パディア

アメリカ合衆国 マサチューセッツ州 01845, ノース アンドーヴァー, カールトン レーン 85

Fターム(参考) 5K034 AA10 AA14 DD02 EE10 FF05 TT02

5K046 AA01 BB05 EE06 EF02 EF21