

(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2016-500966

(P2016-500966A)

(43) 公表日 平成28年1月14日(2016.1.14)

(51) Int.Cl.	F I	テーマコード (参考)
H04B 3/32 (2006.01)	H04B 3/32	5K029
H04L 25/02 (2006.01)	H04L 25/02 V	5K046

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 35 頁)

(21) 出願番号 特願2015-538088 (P2015-538088)
 (86) (22) 出願日 平成25年10月18日 (2013.10.18)
 (85) 翻訳文提出日 平成27年6月11日 (2015.6.11)
 (86) 国際出願番号 PCT/US2013/065783
 (87) 国際公開番号 W02014/063116
 (87) 国際公開日 平成26年4月24日 (2014.4.24)
 (31) 優先権主張番号 4356/CHE/2012
 (32) 優先日 平成24年10月18日 (2012.10.18)
 (33) 優先権主張国 インド (IN)

(71) 出願人 506009350
 イカノス・コミュニケーションズ・インコーポレイテッド
 IKANOS COMMUNICATIONS, INC.
 アメリカ合衆国、94538 カリフォルニア州、フリーモント、フリーモント・ブールバード、47669
 (74) 代理人 100108855
 弁理士 蔵田 昌俊
 (74) 代理人 100103034
 弁理士 野河 信久
 (74) 代理人 100075672
 弁理士 峰 隆司

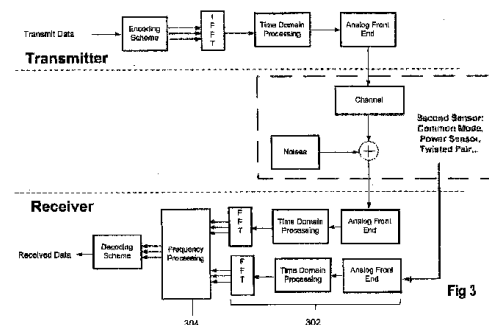
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 D S Lシステムにおいてインパルスノイズをキャンセルするための方法および装置

(57) 【要約】

本発明は、一般に、D S Lシステムのためのインパルスノイズキャンセラに関する。特定の態様によると、本発明の実施形態は、インパルスノイズに効率よく対処するために、デュアルセンサ受信機を提供する。第2のセンサは、共通モードまたは未使用の差動ポートのいずれかによって組み込むことができる。あるいは、電力線センサは、センサとして機能することもできる。特定の追加的な態様によると、本発明の実施形態は、D S L受信機内にインパルスノイズキャンセラの様々な代替実装を提供する。さらに他の態様によると、本発明の実施形態は、様々な実装において、インパルスノイズキャンセラを選択的に調整するための方法を提供する。

【選択図】 図3



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

ワイヤーライン通信システムのデータ信号を受信するように結合された受信機と、
前記データ信号を受信しないように結合され、前記受信されたデータ信号に影響するノイズを表すセンサ信号を生成するように構成されたセンサと、

前記センサ信号に基づいて、前記受信されたデータ信号に影響するインパルスノイズをキャンセルするインパルスノイズキャンセラと
を備える装置。

【請求項 2】

前記センサは、前記データ信号を備える差分モード信号に対応する共通モード信号を受信するように構成される請求項 1 に記載の装置。

【請求項 3】

前記受信機は、前記ワイヤーライン通信システムのツイストペアラインに結合され、前記センサは、前記ワイヤーライン通信システムの未使用のツイストペアラインに結合される請求項 1 に記載の装置。

【請求項 4】

前記センサは、前記ワイヤーライン通信システムから離れた電力線に結合される請求項 1 に記載の装置。

【請求項 5】

前記受信機は、前記データ信号のシンボルに関連する値を決定するためのスライサーを含み、ここにおいて、前記インパルスノイズキャンセラは、前記スライサーのスライサーエラーに基づいて調整される請求項 1 に記載の装置。

【請求項 6】

前記データ信号は、複数のトーンを備え、ここにおいて、前記インパルスノイズキャンセラは、前記複数のトーンのそれぞれで独立してノイズをキャンセルする請求項 1 に記載の装置。

【請求項 7】

前記インパルスノイズキャンセラは、前記複数のトーンのそれぞれに対して係数を含む請求項 6 に記載の装置。

【請求項 8】

前記インパルスノイズキャンセラは、前記インパルスノイズの期間の間に、最適化プロセスで調整される係数を含む請求項 1 に記載の装置。

【請求項 9】

前記最適化プロセスは、前記センサ信号に対応する F F T 出力で計算された M M S E 基準を備える請求項 8 に記載の装置。

【請求項 10】

前記受信機は、前記データ信号のシンボルに関連する値を決定するためのスライサーを含み、ここにおいて、最適化プロセスは、前記スライサーに関連するスライサーエラーに対して計算された M M S E 基準を備える請求項 8 に記載の装置。

【請求項 11】

前記係数の調整は、前記インパルスノイズの前記期間の部分で選択的に実行される請求項 8 に記載の装置。

【請求項 12】

前記部分の選択は、所与のしきい値と比較して、有用信号電力対瞬間ノイズ電力比 (U I N R) に基づいて決定される請求項 11 に記載の装置。

【請求項 13】

前記部分の選択は、所与のしきい値に対する前記インパルスノイズの予測された瞬時電力に基づいて決定される請求項 11 に記載の装置。

【請求項 14】

前記部分の選択は、前記係数の推定の絶対値をかけ、最小距離と比較した F F T 出力で

10

20

30

40

50

取得された前記センサ信号の絶対値に基づいて決定される請求項 11 に記載の装置。

【請求項 15】

前記部分の選択は、前記受信機または前記センサによって観察される前記インパルスノイズの特性に基づいて決定される請求項 11 に記載の装置。

【請求項 16】

前記インパルスノイズキャンセラは、条件付きアプリケーションプロセスに基づいて、前記インパルスノイズの期間の間に条件付きで適用される請求項 1 に記載の装置。

【請求項 17】

ワイヤライン通信システムのデータ信号を受信することと、
前記データ信号を受信しないように結合されたセンサによって、前記受信されたデータ信号に影響するノイズを表すセンサ信号を生成することと、

前記センサ信号に基づいて、前記受信されたデータ信号に影響するインパルスノイズをキャンセルすることと

を備える方法。

【請求項 18】

前記データ信号は、複数のトーンを備え、ここにおいて、キャンセルは、前記複数のトーンのそれぞれで独立してノイズをキャンセルすることを含む請求項 17 に記載の方法。

【請求項 19】

前記インパルスノイズの期間の間に最適化プロセスでキャンセルの間に使用される係数を調整することをさらに含む請求項 17 に記載の方法。

【請求項 20】

前記係数の調整は、前記インパルスノイズの前記期間の部分で選択的に実行される請求項 19 に記載の装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本出願は、参照によりその全体が本明細書に組み込まれている、2012年10月18日に出願したインド仮特許出願第4356 / C H E / 2012号の優先権を主張するものである。

【0002】

本発明は、一般に、データ通信に関し、より詳細には、DSLシステムのインパルスノイズキャンセラに関する。

【背景技術】

【0003】

デジタル加入者線(DSL)は、世界中の何百万人もの加入者にとって有望な幅広いアクセス技術をなしている。この技術は、銅線の本来の高帯域を利用することによって、ツイストペアを通じて高速データ通信を提供する。この技術により、ファイバ送信に対して低コストな代案が提示されるが、様々な障害を受ける。これらの障害により、ブロードバンドサービスのデータ転送速度と品質とが著しく制限され、効率よく扱う必要がある。主な障害は、定常(自身および外部の漏話、無線の進入など)と非定常(つまりインパルスノイズ)という2つのカテゴリに分類することができる。ベクトル化された送信により、漏話がないDSL回線を得ることができるが、インパルスノイズの存在は、優れたブロードバンド経験にとって大きな問題をまだ提示している。

【0004】

インパルスノイズに取り組むという課題は、短期間に高出力であるというその特性にあるため、そのキャンセルが非常に困難になっている。たとえば、そのような短期間にキャンセラを調整することは可能ではない。

【0005】

顧客宅におけるそのようなインパルスノイズの共通の源は、H P A Vなどの電力線通信システム、および洗濯機、テレビなどの家庭用電気器具である。インパルスノイズ(I N

10

20

30

40

50

）は、反復的な（R E I N）ノイズ源および非反復的なノイズ源から来るものにさらに分類することができる。反復的な源は、繰り返し現れるものであり、それらの多くは定期的ですらある。非反復的であるが、より長い期間発生する一部のインパルスノイズ源がある。

【 0 0 0 6 】

コーディング技術は、一般的に、インパルスノイズの影響を緩和するために適用される。しかし、コーディング技術（たとえば、R S コーディングとインタリービングとの組み合わせなど）のために、多くの不可欠なアプリケーションにとって望ましくない長い遅延が発生する。R S コーディングとインタリービングとの組み合わせを用いる D S L システムは、2つの D M T シンボルのインパルスノイズ保護（I N P : impulse noise protection）を達成するために、8 m s というインタリービング / デインターリービングの深さを必要とし、そのような長い遅延は、ライブビデオ送信など一部のアプリケーションにとって迷惑な要素になり得る。インタリービングに取って代わるために再送信技術が考えられたが、再送信技術は、また、遅延を引き起こす。しかし、さらなる改善が必要である。

【 発明の概要 】

【 0 0 0 7 】

本発明は、一般に、D S L システムのためのインパルスノイズキャンセラに関する。特定の態様によると、本発明の実施形態は、インパルスノイズに効率よく対処するために、デュアルセンサ受信機を提供する。第2のセンサは、共通モードまたは未使用の差動ポートのいずれかによって組み込むことができる。あるいは、電力線センサは、センサとして機能することもある。特定の追加的な態様によると、本発明の実施形態は、D S L 受信機内にインパルスノイズキャンセラの様々な代替実装を提供する。さらに他の態様によると、本発明の実施形態は、様々な実装において、インパルスノイズキャンセラを選択的に調整するための方法を提供する。

【 0 0 0 8 】

これらおよび他の態様の促進では、本発明の実施形態による装置は、ワイヤーライン通信システムのデータ信号を受信するように結合された受信機と、データ信号を受信しないように結合され、受信されたデータ信号に影響するノイズを表すセンサ信号を生成するように構成されたセンサと、センサ信号に基づいて、受信されたデータ信号に影響するインパルスノイズをキャンセルするインパルスノイズキャンセラとを含む。

【 0 0 0 9 】

本発明のこれらおよび他の態様および機能は、添付の図に関して本発明の特定の実施形態についての以下の記述を読むことで、当業者には明らかになるであろう。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 0 1 0 】

【 図 1 a 】 本発明の実施形態による D M センサと第2のセンサとに影響するインパルスノイズを示す図。

【 図 1 b 】 C M センサとして、第2のセンサを備えるデュアルセンサ受信機の実施形態を示す図。

【 図 1 c 】 未使用のペアの D M センサとして、第2のセンサを備えるデュアルセンサ受信機の実施形態を示す図。

【 図 1 d 】 電力線センサとして、第2のセンサを備えるデュアルセンサ受信機の実施形態を示す図。

【 図 2 】 例示的な D M 送信と受信とのチェーンを示すブロック図。

【 図 3 】 本発明の実施形態による例示的なデュアル D M および C M センサ受信機を示すブロック図。

【 図 4 】 本発明の実施形態による1つの例示的なノイズキャンセラ方式を示すブロック図。

【 図 5 】 本発明の実施形態による例示的な共同受信機方式を示すブロック図。

【 図 6 】 本発明の実施形態による例示的なインパルスノイズキャンセラ方式をさらに示す

10

20

30

40

50

ブロック図。

【図 7】キャンセラの M O E / F F T に基づく M M S E 調整の収束時間を示すグラフ。

【図 8】スライサーエラーキャンセラ手法に基づく M M S E のための収束時間を示すグラフ。

【図 9】インパルスノイズによる所与のトーン q での C M センサ出力の変位が、どのように D M 信号に投射されるかの例を示す図。

【図 10】図 9 に示すようなインパルスノイズの場合において、選択的な調整方式を実装する方法を示す図。

【図 11】M M S E に基づくインパルスキャンセラを選択的に調整するための例示的な方法を示す流れ図。

【図 12】インパルスノイズによる所与のトーン q での C M センサ出力の変位が、どのように D M 信号に投射されるかの他の例を示す図。

【図 13】図 12 に示すものなどインパルスノイズの場合において、選択的な調整方式を実装する方法を示す図。

【図 14】M O E に基づくインパルスキャンセラを選択的に調整するための例示的な方法を示す流れ図。

【図 15】インパルスノイズによる所与のトーン q での C M センサ出力の変位が、どのように D M 信号に投射されるかの他の例をさらに示す図。

【図 16】M O E に基づくインパルスキャンセラを選択的に調整するための他の例示的な方法を示す流れ図。

【図 17】M O E に基づくインパルスキャンセラと M M S E インパルスキャンセラの両方を選択的に調整するための例示的な階層的方法を示す流れ図。

【図 18】インパルスキャンセラを選択的に調整するための他の例示的な階層的方法を示す流れ図。

【発明を実施するための形態】

【0011】

ここで、本発明について、当業者が本発明を実施することを可能にするように本発明の説明の例として提供される図面を参照して詳細に記述する。第一に、以下に示す図と例とは、本発明の範囲を単一の実施形態に制限するのが目的ではなく、記述した要素または図示した要素の一部またはすべてを交換することで他の実施形態が可能である。さらに、本発明の特定の要素を既知の構成要素を使用して部分的にまたは完全に実装することができる場合、本発明の理解に必要であるそのような既知の構成要素のそれらの部分だけを記述し、そのような既知の構成要素の他の部分の詳細な記述は、本発明を不明瞭にしないために省略されるであろう。特に本明細書に明示していない限り、当業者には明白であろうように、ソフトウェアに実装されると記述された実施形態は、それに制限されるべきでなく、ハードウェア、またはソフトウェアとハードウェアとの組み合わせに実装された実施形態も含むことができ、その逆もまた同様である。本明細書では、そうでないことが本明細書に明示的に述べられていない限り、単数の構成要素を示す実施形態は、限定するものとして考えられるべきではなく、むしろ、本発明は、複数の同じ構成要素を含む他の実施形態を包含することを意図するものであり、逆もまた同様である。さらに、そのことが明示的に述べられていない限り、出願人は、明細書またはそれに帰する請求項のいずれの用語についても、一般的でない意味または特別な意味を意図するものではない。さらに、本発明は、具体例によって本明細書に記述した既知の構成要素と等価である現在および将来の既知の等価物を包含する。

【0012】

特定の一般的な態様によると、本発明の実施形態は、C P E が効率よくインパルスノイズに対処するために、デュアルセンサ受信機を提供する。第 2 のセンサは、インパルスノイズの源を推定し、主な差動モード (D M : differential mode) 受信機の回線上に、したがって主な D M センサへのその投射をキャンセルするために参照を提供する。

【0013】

10

20

30

40

50

他の態様によると、本発明者らは、その複数の投射が2つを超えるセンサで受信された場合に、外部にある単一のノイズ源をキャンセルするという1つの問題が、古典的なノイズキャンセルの問題であることを認識している。これについては図1aに示しており、ここにおいて、DSLのダウンストリーム送信のシナリオでは、外部ノイズ源は、主な受信機の回線と第2のセンサとにつながる。図1aは、チャンネルを通じて顧客宅内機器(CPE: Customer Premises Equipment)の受信機(Rx)に結合された中央局(CO: Central Office)の送信機(Tx)を示している。

【0014】

本発明によると、第2のセンサを実装する様々な方法がある。たとえば、第2のセンサは、図1bに示すものなど共通モード(CM)センサ102によって組み込むことができる。第2のセンサは、あるいは、たとえば、図1cに示したものなど、未使用のツイストペアに結合されたセンサでもよい、他のDMセンサ104でもよい。あるいは、第2のセンサは、たとえば、図1dに示したように、家庭の電力線に結合された電力線センサ106でもよい。

【0015】

単一回線のDSL送信機の概略図が示され、受信機が図2に示されている。送信機で、送信データは符号化され、アナログフロントエンドを通じてチャンネルに送信される前に、時間領域に変換される周波数領域マルチキャリアシンボルにマッピングされる。チャンネルを通じて伝播される間、チャンネルの他端で受信機によって処理される前に、DSL信号は、インパルスノイズなど不要なノイズを拾い上げる。図2に示すものなど、マルチキャリア差動モード(DM)受信機では、処理は、FFTに基づく復調プロセスが続く時間領域処理と、最終的なデータ復号のために復号器に各キャリアによって運ばれる有用な復調された信号を提示する、トーンごとの周波数領域処理とからなる。

【0016】

図3は、CPE受信機に第2のセンサの追加を含む、本発明の例示的な実施形態を示している。図3に示すように、第2のセンサからの信号は、個別の処理経路302に提供され、これは、信号をサンプリングするためのアナログフロントエンドと、時間領域のサンプルを処理するための時間領域処理と、それらを周波数領域に変換するためのFFTとを含み、ここにおいて、それらは、差動モードセンサで受信されるトーンごとの周波数領域情報を用いて、トーン単位で共同で処理される。共同の周波数領域プロセス304は、最終的なデータ復号のための復号器に提示される各キャリアによって運ばれる有用な復調信号の信頼性を改善するという目的を持っている。

【0017】

前述の記述では、第2のセンサは、一般的にCMセンサに関連している。しかし、上記のように、CMセンサへの参照は、単に1つの可能な実施形態であり、当業者は、本開示によって教授された後に、他の可能な第2のセンサを使用して、本発明を実装する方法を認識するであろう。

【0018】

図4は、単一タップノイズキャンセラ方式と呼ばれる、共同の周波数領域処理304の可能な実施形態を示している。図4において、主なDM経路におけるトーンごとの周波数領域情報と、第2のCM経路におけるその対応するトーンごとの周波数領域情報とは、ノイズキャンセラと呼ばれる、フィルタFcによる処理の後に組み合わせられる。次に、組み合わせられた出力は、周波数領域イコライザ(FEQ: Frequency Domain Equalizer)と呼ばれる、差動モードフィルタFdによって処理され、これは、送信シンボルの推定を得るために、Fcの導出から独立して適用される。送信シンボルの推定は、残余エラーと共に決定を得るために、スライス回路によってスライスされる。

【0019】

図5は、デュアルタップ共同受信機方式と呼ばれる、共同の周波数領域処理304の他の可能な実施形態を示している。図5において、主なDM経路におけるトーンごとの周波数ドメイン情報と、第2のCM経路におけるその対応するトーンごとの周波数ドメイン情

10

20

30

40

50

報とは、それぞれフィルタ F_d とフィルタ F_c とによる処理の後に組み合わせられる。組み合わせられた出力から、送信シンボルの推定が得られる。送信シンボルの推定は、残余エラーと共に決定を得るために、スライス回路によってスライスされる。図5において、フィルタ F_d と F_c とは、ノイズキャンセラおよび周波数領域イコライザを共同で実装するために、ともに機能する。

【0020】

キャンセラ係数を得るために最適化プロセスで平均二乗誤差 (MMSE) を最小限にすることは、ノイズキャンセルの問題を扱う最も自然な方法である。エラー信号についての正確な情報を想定し、両方のセンサに追加的なガウスノイズが存在する場合、MMSE 公式によって、可能な最良のパフォーマンスが得られる (クラマー-ラオの下限)。それはまた、キャンセラ係数を得る「最も速い」方法の1つである。しかし、キャンセラ係数の推定は、一方または両方のセンサに有用な信号が存在するために複雑になる。最適化プロセスの可能な1つの実施形態は、スライス後に残余エラーを最小限にすることからなり、スライサーエラーに基づいてMMSEソリューションと呼ばれるであろう。残余エラー期間の正確さは、送信シンボルの正確な検出に大きく依存している。インパルスノイズの電力は、不正確な検出の確率も非常に高くするのに十分に高いため、最適化プロセスに対する残余エラー期間の信頼性を保証することは、必ずしも可能だとは限らない。

【0021】

キャンセラを調整するための正確で信頼性が高いスライスされたエラー期間がない場合、最小出力エネルギー (MOE: minimum output energy) の問題として、ノイズキャンセラの推定プロセスを公式化することは、もう1つの選択肢である。最適化プロセスのこの第2の可能な実施形態は、固定された有用な信号電力を想定し、キャンセラが組み合わせた出力のエネルギーを最小限にすることからなる。本発明による1つのシステムモデルでは、それはFFT出力データに基づくMMSEソリューションとも呼ばれる。MOE 公式の1つの欠点は、収束の遅さである。VDSLにおける多くの実際的なシナリオでは、MOE は、インパルスノイズの電力と比較して、DSLの有用な信号の比較的より高い電力に対処するために、収束するべき極めて多数のシンボルを取るであろう。しかし、インパルスノイズの電力が高い多くの低いSNRの場合において、スライスされたエラーへのアクセスを必要とせずに、CMセンサとDMセンサとのFFT出力データを直接的に処理するMOE手法は、非常に有益になり得る。さらに他の実施形態では、MOE手法は、上に記述したスライサーエラーに基づいて、MMSE最適化をより高い信頼性で得るのを支援するための初期化ステップとして利用される。

【0022】

いずれにしても、MMSEとMOEとの両方の最適化手法において、INキャンセラを決定する際の根本的な問題は、その係数の調整である。スライサーエラーに基づくMMSEに基づく最適化について、インパルスは、既知の同期シンボルの間、または静かな回線ノイズ (QLN: quiet line noise) の期間の間に必ずしも発生するとは限らないため、DSLの有用な信号が回線で送信されていない場合、スライサーエラー期間の不信頼性のために、その発生の際にキャンセラを調整するのはかなり難しいキャンセラを調整するには、背景ノイズを通じたインパルスの比較的より高い電力のために、容易には使用できない可能性がある、送信されたシンボルの信頼性が高い推定を必要とする。これとは反対に、MOEまたはMMSE-FFTに基づく出力の最適化について、高速で信頼性が高い調整の問題が、インパルスノイズのものに関して有用な信号の比較的より大きい電力のために生じる。FFT出力データの関連するインパルスノイズの電力を通じて、変調された有用な信号のより大きな電力のために、最適化プロセスが遅くなり、収束するためのその時間が増加する。

【0023】

本発明の実施形態では、選択的な調整と呼ばれるものを使用することによって、この課題が満たされる。これは、CMおよびDMで瞬間的なシンボル情報を共同で使用して行われる。VDSLシステムで周波数トンごとにキャンセレーションが実行されるため、い

10

20

30

40

50

わゆる選択的な調整もトーンごとに行われる。しかし、この技術は、一度に複数のトーンに対して行うことができることと、時間領域処理でも使用できることに気づくことができる。

【 0 0 2 4 】

図 4 に示したように、受信された C M 信号に適用できる単一タップのトーンごとのノイズキャンセラの例示的な実施形態に関するシステムモデルについて、ここに記述する。表記法の記述を含めて、システムモデルについて最初に記述する。トーン q において、 $y_d[q]$ および $y_c[q]$ をそれぞれ D M および C M の受信された信号とする。 $h_d[q]$ を D M に対する直接的なチャネル係数とする。 $x[q]$ をトーン q の送信シンボルとする。 z は、インパルスノイズ源とする。D M 回線と C M 回線との所与の源に対するインパルスノイズチャネル係数は所与であるそれぞれ $\alpha_1[q]$ および $\alpha_2[q]$ からによる。最後に、 v_1 および v_2 をそれぞれ D M および C M の背景ノイズとする。D S に対するトーンに関するシステムモデルは、以下の等式から得られる。

10

【 数 1 】

$$y_d[q] = h_d[q]x[q] + v_1 + \alpha_1[q]z \quad (1)$$

20

【 数 2 】

$$y_c[q] = v_2 + \alpha_2[q]z \quad (2)$$

【 0 0 2 5 】

D M にインパルスノイズ源がない状態での S N R は、以下から得られる。

【 数 3 】

30

$$SNR_{awgn} = \frac{|h_d \sigma_x^2|}{\sigma_{v1}^2}$$

【 0 0 2 6 】

ここで、

【 数 4 】

40

$$\sigma_x^2$$

【 0 0 2 7 】

は、平均的な信号送信エネルギーであり、

【 数 5 】

$$\sigma_{v1}^2$$

50

【 0 0 2 8 】

は、DMのAWGNの変動である。

【 0 0 2 9 】

背景ノイズ v_1 だけが存在する場合、受信された信号 $y_d[q]$ をスライスした後のBERは 10^{-7} であることに注意すること。提案された方法はすべてのトーンで同一であるため、トーンインデックス q は、次の分析では無視することができる。ノイズサンプル v_1 および v_2 は、また、外来ノイズと他の漏話源とを含む可能性があることに注意すること。

【 0 0 3 0 】

インパルスノイズのキャンセレーション

10

図6に示すように、本発明の実施形態によるインパルスノイズのキャンセレーション(INC)方式は、4つのブロック602、604、606、および608によって具体化された、3つの段階で実行される。第1段階は、インパルス検出段階であり、主な目標は、特定のDMTシンボルがインパルスによって影響を受けるというフラグを立てることである。このプロセスは、トーンごとのインパルス検出器ブロック602によって具体化される。第2段階では、トーンごとのインパルスキャンセラは、現在のインパルスの影響を受けたサンプルから使用可能な情報を使用して調整される(または更新される)。このプロセスは、キャンセラ係数更新ブロック606によって具体化される。第3の段階では、トーンごとの線形キャンセラ(linear canceller)は、CM信号に適用され、結果はDMデマッパに追加される。このプロセスは、トーンごとのキャンセラブロック604とトーンごとの加算器ブロック608とによって具体化される。

20

【 0 0 3 1 】

以下の記述は、インパルス検出に焦点に当てていないことに注意されたい。むしろ、インパルスが正確に検出されたと想定される。本発明で利用できるインパルスノイズを検出するための例示的な方法は、参照によってその全体が本明細書に組み込まれる、同時係属中の出願第14/054,552号に記述されているものを含む。

【 0 0 3 2 】

当業者は、本開示によって教授された後に、図6に示すブロック602、604、606、608の機能を用いて、図2に示すものなど、従来のDSL受信機を適応させることができるであろうことにさらに注意すべきである。

30

【 0 0 3 3 】

キャンセラのFFT出力に基づくMMSE推定

インパルスノイズは、主なDM信号と第2のCM信号との両方に存在するため、2つの信号は、ノイズを効率よく緩和するために直線的に組み合わせることができる。さらに、追加的なノイズは本来ガウスであるため、MMSEキャンセラは、最適なパフォーマンスを得るであろう。線形のキャンセラをとする。したがって、結果として生じるDM信号は、以下から得られる。

【 数 6 】

40

$$y_{d'} = y_d + \beta y_c \quad (4)$$

【 0 0 3 4 】

ここで、図4に示すように、 $y_{d'}$ には、FEQスケールリングとスライス動作とが続く。

【 0 0 3 5 】

キャンセラを推定するためのソリューションは、ウィーナーフィルタから得られる。(またはFc)に対するウィーナーの推定器は、以下の最適化問題に基づく。

【数 7】

$$\arg_{\min_{\beta}} = E\{|y_{d'}|^2\} \quad (5)$$

【0036】

考え方は、一次結合で平均総出力エネルギーを最小限にすることである。総出力エネルギーは、有用な信号と残留ノイズ信号とからなる。有用な送信されたDSL信号の平均エネルギーは一定であるため、この公式により、適切な の選択による最小の残留ノイズが保証されるであろう。(5)を解くと、 の以下の推定が得られる。

10

【数 8】

$$\hat{\beta} = -\frac{E\{y_d y_c^*\}}{E\{|y_c|^2\}} \quad (6)$$

【0037】

ここで、*は共役 (conjugate) 動作を示す。

20

【0038】

(6)に y_c と y_d との式を入れると以下が得られる。

【数 9】

$$\hat{\beta} = -\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \left(\frac{E\{|z|^2\}}{E\{|z|^2\} + \sigma_{v2}^2} \right) = -\frac{\alpha_1}{\alpha_2} \eta \quad (7)$$

30

【0039】

インパルスノイズ電力 (存在する場合) は、一般的に、背景ノイズより高いため、 は約1である。ウィナーの推定は、受信されたシンボル y_d と y_c との処理によって直接に得られる。残念なことに、これは (6) の期待値を計算するための、この簡単なソリューションの強みである一方、(10⁵のオーダー) 多数のシンボルを必要とする。これは、

【数 10】

$$E\{y_d y_c^*\}$$

40

【0040】

を評価するために必要とされる平均化のためであり、ここで、低いエネルギーに関連するインパルスノイズがある状態で、高いエネルギー量をゼロに平均することが必要である。これは、キャンセラの係数を得るためにFFT出力に基づくMMSE推定プロセスの制限を構成する。DMとCMとにわたり関連する信号であると想定されるインパルスの信号 z は、DMセンサの有用なDSL信号よりはるかに低い変動であるため、(6)の分散行列を推定することは困難なプロセスである。また、問題は、有用な信号が変調されるという事実によって悪化し、有用な信号 x の瞬時電力は、大きなコンスタレーションサイズについて大幅に変動する可能性がある。たとえば、14ビットのQAMコンスタレーションは、4

50

2 dBも変動する瞬時電力を提示する（最も外側のコンスタレーションポイントの電力に対する最も内側のコンスタレーションポイントの電力の比）。瞬時電力が大きく変動し、インパルスの瞬時電力を超える、または超えない場合がある振幅を持つ有用な信号の変調は、有用な信号が一定電力で変調されていなかった、または変調された場合より（位相変調）、相互相関期間の正確な推定に、より大量のシンボルが必要であるという事実につながる。しかしながら、MOEの利益は、高いインパルスノイズにさらされたときに信頼性が低くなる場合がある、スライサーエラーに依存しないということである。さらに、スライサーエラーに基づくMMSE推定と、FFT出力に基づくMOEとは、ゼロ平均の有用な信号xのための同じソリューションに向けて収束することが示されている。

【0041】

図示するために、一定電力を用いて4QAM信号として変調された、変調された信号について、有用な信号対干渉比の様々な電力を用いる境界への収束の時間を決定するためにシミュレーションを実行した。境界に対するパフォーマンスを評価するために、増加するシンボルを通じてブロックソリューションとして（6）によりMOE推定器を計算する。結果は、有用な信号が変調されているという事実の影響を示している。それは、有用な信号が一定電力、つまり4QAM信号で変調されるシナリオを表している。シミュレーションの条件は、次のように要約される。受信機の有用な信号電力は、 $-80\text{ dBm/Hz} \sim -120\text{ dBm/Hz}$ へと変動し、背景ノイズは -140 dBm/Hz である。 -110 dBm/Hz で一定のインパルスノイズレベルで、シミュレーションは、 30 dB から -10 dB で、有用信号電力対干渉電力比（UIR：Useful Signal Power to Interference Power Ratio）の範囲をスキャンする。以下の図7および表1に提示した結果に示すように、UIRに依存して、MOE最適化は、境界に近い、または遠い可能性があるソリューションに収束する。UIR（ -10 dB ）が低いほど、収束は高速である。これは、UIRが正の場合、有用な信号の変調は、基礎をなすCMノイズの相関のプロセスを「妨害する」ために予期される。UIRが負になると、変調された有用な信号のレベルはもはや重要ではない。相関は、変調された有用な信号がないときに同様に効果的である。表1は、低いUIR（ $<10\text{ dB}$ ）で、MOEが数百のシンボル内の境界に収束することを示している。UIRが 10 dB を超えると、シミュレーションでは、MOEは妥当な量のシンボル内で収束しない。低速な収束についてのこの問題を回避するために、より詳細には以下に記述するように、本発明の実施形態は、MOE調整のために選択的な調整手法を用いる。

10

20

30

【表 1】

表1

UIR (dB)	シンボル	ゲイン(dB)	境界からの損失(dB)
30	30k	13	14
25	25k	17	10
20	12k	20	7
15	5k	20	7
15	14k	27	0
10	4k	24	3
5	800	25	2
0	600	21	6
-5	160	25	2
-10	500	27	0

10

20

【 0 0 4 2 】

スライサーエラーに基づくキャンセラのMMSE推定

FFT出力に基づくMOE調整の代替案として、キャンセラの推定の問題を解決するために、スライサーエラーのサンプルを使用して、標準的なMMSE公式を使用することもできる。このシナリオでは、MMSEキャンセラの線形係数は、以下の等式を使用して、 x の推定をもたらすと推測することができる。

30

【数 1 1】

$$\beta = \frac{E\{(y_d - hx)y_c^*\}}{E\{|y_c|^2\}} \quad (8)$$

【 0 0 4 3 】

40

(8)の推定は、送信シンボルの情報に依存している。インパルスは、静かな回線の期間(単に0である場合)または受信機で認識されている同期シンボルの送信の間に発生しない場合があるため、この情報を容易に使用できるようにしておかなくてもよい。したがって、送信されたシンボルの正確な推定から得られたスライスされたエラーに対して、キャンセラはデータモードで調整する必要がある。しかし、データモードの間に、インパルスの高出力のために、ビット誤り率(BER)は比較的高くなる場合があり、したがって、最も近いコンスタレーションポイントへと等価されたシンボル

【数 1 2】

$$y'_d$$

【0044】

を単にスライスする場合、復号エラーをもたらす場合がある。不正確なスライスは、キャンセルの調整にとって信頼性の低いエラーサンプルにつながり、このために(8)の推定は、最適なソリューションから逸脱する。

【0045】

10

有用な信号対干渉比の様々な電力について、および一定電力を用いる4QAM信号として変調された変調された信号について、スライサーエラーに基づくMMSE推定の境界への収束の時間を決定するためにシミュレーションを実行した。シミュレーションの条件は、次のように要約される。受信機の有用な信号電力は、 $-60\text{ dBm/Hz} \sim -120\text{ dBm/Hz}$ へと変動し、背景ノイズは -140 dBm/Hz である。 -110 dBm/Hz で一定のインパルスノイズレベルで、シミュレーションは、 50 dB から -10 dB で、有用な信号電力から干渉電力への比(UIR)の範囲をスキャンする。図8は、4-QAM変調された信号について、スライサーエラーに基づくMMSEは、正のUIRについて適度に良好に機能するのみであることを示している。 10 dB を超えると、スライサーエラーに基づくMMSE調整は、十分に低いBERが効果的であることを必要とする。UIRの -10 dB で予想されるように、MMSE推定器は逸脱する。 10 dB のUIRの値は、恐らくスライサーエラーに基づくMMSEソリューションの調整を可能にするために、受け入れ可能なBERがまだ達成できる4-QAM信号に対するしきい値である。この問題を回避するために、本発明の実施形態は、MMSE調整のために選択的な調整手法を用いる。以下に、INCの選択的な調整について記述する。後述もするように、選択的なアルゴリズムのより高速な収束のために、優れた初期化が必要とされる。

20

【0046】

スライサーエラーに基づくMMSE推定のためのUINRに基づく選択的な調整：

等式(8)に記述した推定器は、データモードで使用可能でない についての情報を必要とする。基本的な考えは、 の正確な検出の確率が十分に高いそれらのインスタンスの間にのみインパルスキャンセラを調整することである。トーンごとのインパルスがランダムであると想定されるため、これは可能である。言い換えると、本発明の実施形態は、DMの瞬間的な全ノイズのためにスライス時に検出エラーが生じない場合に、キャンセラを調整する。したがって、インパルスの特定のインスタンスが調整を許可することを決定するために、基準を確立することが必要である。基準に到着するために、DMの絶対的な全ノイズは、非常に高い確率で送信コンスタレーションの隣接ポイント間の最小距離の半分未満であるべきであるという簡単な観察が行われる。この最小距離は、 d_{\min} として規定される。したがって、(1)を使用すると、正確な検出のイベントの確率を以下のように書くことができる。

30

【数 1 3】

40

$$p(|v_1 + \alpha_1 z|) < \frac{d_{\min}}{2} = 1 - p_e \quad (9)$$

【0047】

ここで、 $1 - p_e$ は、上記のイベントの確率である。インパルスノイズがない状態で、(9)で同様の引数およびSNRの定義を使用すると、

50

【数 1 4】

$$p(|v_1| > \frac{d_{min}}{2}) > 10^{-7}$$

【0 0 4 8】

である。ここで、(9)に記述した検出エラーがないイベントについて考える。このイベントのインスタンスのDMの中の全ノイズは、

10

【数 1 5】

$$\tilde{v}_1 + \alpha_1 \tilde{z}$$

【0 0 4 9】

によって示される。ここで、 $p_e = 10^{-7}$ であり、

【数 1 6】

20

$$E\{\tilde{v}_1 + \alpha_1 \tilde{z}\} = 0$$

【0 0 5 0】

である場合、以下を推定することができる。

【数 1 7】

$$E\{|\tilde{v}_1 + \alpha_1 \tilde{z}|^2\} = \sigma_{v_1}^2 \quad (10)$$

30

【0 0 5 1】

(UINR)で表される瞬間ノイズ電力に対する有用な信号電力(Useful Signal Power to Instantaneous Noise Power)と呼ばれる量がここで規定され、以下の式で表される。

【数 1 8】

$$UINR = \frac{|h_d|^2 \sigma_x^2}{(|v_1 + \alpha_1 z|^2)} \quad (11)$$

40

【0 0 5 2】

これは、送信されたコンスタレーションの平均電力と、特定のコンスタレーションポイントに影響する真のエラーの瞬間電力との比である。

【0 0 5 3】

確率変数を考えると、

【数 1 9】

$$\frac{1}{UINR} = \frac{(|v_1 + \alpha_1 z|^2}{|h_d|^2 \sigma_x^2}$$

【0 0 5 4】

である。ここで、

【数 2 0】

10

$$\frac{1}{UINR} \leq \frac{1}{SNR_{awgn}}$$

【0 0 5 5】

の場合、それは、

【数 2 1】

20

$$E \left\{ \frac{1}{UINR} \right\} \leq \frac{1}{SNR_{awgn}} = \frac{\sigma_{v1}^2}{|h_d|^2 \sigma_x^2}$$

【0 0 5 6】

を意味する。これは次に、

【数 2 2】

$$E\{|v_1 + \alpha_1 z|^2 < \sigma_{v1}^2\}$$

30

【0 0 5 7】

を意味する（（1 1）を使用）。

【0 0 5 8】

したがって、確率 $p_e = 10^{-7}$ で

【数 2 3】

40

$$|v_1 + \alpha_1 z| \leq \frac{d_{min}}{2}$$

【0 0 5 9】

を推定することができる。したがって、

【数 2 4】

$$\frac{1}{UINR} \leq \frac{1}{SNR_{awgn}} \quad (12)$$

【0060】

10

は、 $p_e = 10^{-7}$ で(8)に記述した正確な検出のイベントの発生を意味する。実際的な見地から言えば、 10^{-7} もの低さの誤った検出の確率を必要としない場合があり、 10^{-7} の誤検出の確率は、キャンセラを調整するのに十分によい。

【0061】

必要な基準を作り出したら、イベントが発生したことを検出することに注意を移すことができる。インパルス基準化されたコピーは、また、(2)に記述したようにCMでも発生することに注意すること。(11)のUINRは、以下のようにも書くことができる。

【数 2 5】

20

$$UINR = \frac{|h_d|^2 \sigma_x^2}{|v_1 + \alpha_1 \frac{(y_c - v_2)}{\alpha_2}|^2} \quad (13)$$

【0062】

前の等式から得られたUINR値を計算するために、明らかに可能でない、ノイズサンプル v_1 および v_2 を認識することが必要であることに注意すること。本発明の実施形態は、したがって、以下によって規定される新しい関数UINR'を導入する。

【数 2 6】

30

$$UINR' = \frac{|h_d|^2 \sigma_x^2}{|\alpha_1 \frac{(y_c)}{\alpha_2}|^2} \quad (14)$$

【0063】

ノイズサンプルの値を考えない影響を補正するために、(12)で得られた正確な検出のための条件は、

【数 2 7】

40

$$\frac{1}{UINR'} \leq \frac{1}{SNR_{awgn} \zeta} \quad (15)$$

【0064】

に変更される。ここで、 ζ は、 v_1 の値と v_2 の値とがない状態での正確な検出に必要な余分な「空間」である。前の等式は、

【数 2 8】

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2\sigma_x^2}{|y_c\frac{\alpha_1}{\alpha_2}|^2}\right) \geq SNR_{awgn}|_{dB} + \zeta_{dB} \quad (16)$$

【0065】

と言い換えることができる。

【0066】

10

実質的に、DMとCMとのインパルスノイズは、 v_1 と v_2 とより高い電力を持っているため、 γ は、(0 dBである) 1に非常に接近している。

【0067】

しかし、すべてのインスタンスのUINR'の評価は、まだ γ_1/γ_2 についての情報を必要とする。ここで、この要素が推定される。たとえば、最初に(16)で必要な条件で(7)から γ の推定された値を置き換える。これは、 γ の可能な推定は、選択的な調整アルゴリズムを初期化するために、MOEに基づく推定から得られることを意味する。これから

【数 2 9】

20

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2\sigma_x^2}{|y_c\frac{\beta}{\eta}|^2}\right) \geq SNR_{awgn}|_{dB} + \zeta_{dB} \quad (17)$$

【0068】

が得られる。

【0069】

この結果、以下の不等式が得られる。

【数 3 0】

30

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2\sigma_x^2}{|y_c|^2|\beta|^2}\right) \geq SNR_{awgn}|_{dB} + \zeta_{dB} - \eta_{dB} \quad (18)$$

【0070】

ここでも、前の等式の γ は、0 dBに近い。 γ_{in} として示された γ の初期の推定があると仮定する。キャンセラのMMSE推定を使用して調整するために実現可能なサンプルを収集するために、(18)で得られる不等式をトリガーするために、この推定を使用することができる。正確な検出のために 10^{-7} を下回るエラーの確率を緩和するために、不等式からもう1つの定数 λ を引くことができる。 10^{-3} について、 λ の値は約0 dBである(ゼロマージンおよび符号化利得について)。したがって、調整のために選択されるシンボルの最終的な基準は

40

【数 3 1】

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2\sigma_x^2}{|y_c|^2|\beta_{in}|^2}\right) \geq SNR_{awgn}|_{dB} - \lambda_{dB} + \zeta_{dB} - \eta_{dB} = \Gamma \quad (19)$$

50

【 0 0 7 1 】

と書くことができる。ここでたとえば、

【 数 3 2 】

$$\beta_{in} = |\sum_{t=1}^{t=T} y_c^2[t]|^{-1} \sum_{t=1}^{t=T} y_d[t] y_c^*[t] \quad (20)$$

10

【 0 0 7 2 】

である。

【 0 0 7 3 】

チャネルの C M から D M への結合する伝達関数の絶対値 (m o d u l u s) についての
 先天的な情報など、 β_{in} の他の初期の推定が可能であることに注意すること。

【 0 0 7 4 】

(1 9) で適用される基準をよりよく理解するために、およびキャンセラ更新について
 考えるべきシンボルの選択のための条件を決定するために、有用な信号電力比 U I N R 測
 定基準への瞬間的なインパルス電力を呼ぶことの代替案として、図 9 を参照することがで
 きる。図 9 は、所与のトーン q の C M センサ出力で、背景ノイズ成分 v_1 を重ねたインパ
 ルス y_1 の変位を示している。それに対応して、D M センサで、インパルスノイズの
 影響下で受信された所与のシンボルに対して y_d をともに構成する、インパルスノイズの
 投射 y_1 と背景ノイズ v_2 とにより、配置されたコンスタレーションポイント 9 0 2 と
 共に、背景ノイズを持つ 4 - Q A M コンスタレーションポイントは可視である。送信され
 たコンスタレーションポイントの変位距離が最小距離 d_{min} より小さい限り、最も近い
 コンスタレーションポイントへと y_d をスライスすることによってスライスされたエラー
 は正確であり、スライサーエラーに基づいて M M S E を使用して、キャンセラの調整プロ
 セスで信頼性をもって使用することができる。

20

【 0 0 7 5 】

したがって、条件 (1 9) は、次のように示すことができる。予測された 推定の絶対
 値の 2 乗を C M F F T 出力サンプル Y_c の電力にかけることによって得られた D M のイ
 ンパルスノイズの予測された瞬時電力が、特定のマージン要素を持つコンスタレーション
 ポイント d_{min} の間の最小距離の 2 乗未満である限り、有用なコンスタレーションポイ
 ントの復号エラーが発生しないことを保証するための条件は満たされるであろう。その結
 果、スライサーエラーは、スライサーエラーに基づく M M S E を使用して、キャンセラの
 調整プロセスのために信頼性をもって使用することができる。

30

【 0 0 7 6 】

条件の代替公式を図 1 0 にさらに示しており、推定 B e t a の絶対値と、C M の F F T
 出力 Y_c の絶対値とについての情報を持つ D M コンスタレーションポイント 1 0 0 2 の Y_c
 の投射は、送信されたコンスタレーションポイントと、追加的な背景ノイズ v_2 とにか
 かわらず、高い確率で決定エラーが生じないことを保証する。

40

【 0 0 7 7 】

図 1 1 に示すように、等式 (1 9) に対するこれらの代替公式は、本発明の具体的な実
 施形態において、以下の実際的な選択プロセスを提案している。

【 0 0 7 8 】

ステップ 7 0 1 で、C M センサ Y_c 出力で瞬時電力 $|y_c|^2$ のノイズレベルを決定す
 る。ステップ 7 0 2 で、瞬間的なノイズ電力に、推定 (たとえば 3 0 d B) の 2 乗の絶
 対値の推定をかける。ステップ 7 0 3 で、この積を D M の背景ノイズレベル

【数 3 3】

$$\sigma_{v2}^2$$

【0079】

と比較する。ステップ704で決定するように、積がマージン だけ背景ノイズレベルより小さい場合（式19の SNR_{avg} の右のすべての項と等価）、ステップ705に示すように、スライサーエラーは、MMSE係数調整（つまり の更新のため）に使用することができる。そうでない場合、ステップ706でスライサーエラーを廃棄する。

10

【0080】

このプロセスを使用して、たとえば、DMで - 140 dBm / Hz

【数 3 4】

$$\sigma_{v2}^2$$

20

【0081】

の背景ノイズレベルを想定し、そして推定 の2乗の絶対値の推定を想定すると（たとえば30 dB）、- 110 dBm / Hz未満のCMセンサ Y_c 出力の瞬時電力 $|y_c|^2$ の任意のノイズのレベルは、高い確率で復号エラーを生じさせることなく、DMセンサでそれ自体を予測するであろうため、したがって、選択的な調整に使用することができる。

【0082】

あるいは、選択プロセス基準は、所与のマージンを持つ実際または想像上の部分のいずれかで、差動モードのコンスタレーションポイントの（ Y_c ）の投射が d_{min} を超えるかどうかを決定するために、 Y_c についての情報（ Y_c の絶対値だけでなくその段階）と、 の推定（その絶対値だけでなくその段階）を利用することができる。この基準は、また、送信されたコンスタレーションポイントが正確にスライスされ、それによって、MMSE更新に対して信頼性が高いスライサーエラーを生成することを保証するのに十分である。

30

【0083】

（19）に対するこれらの代替基準は、スライサーに基づくMMSE調整最適化に適用される選択された調整の代替実施形態である。

【0084】

以下の続くアルゴリズムは、上に記述した選択的な調整プロセスを使用して、初期の推定 i_n で始まるREINキャンセレーションを実行するための例示的なアルゴリズムである。このアルゴリズムは、また、初期化と反復プロセスの間に十分に長いノイズが存在する限り、他のタイプのインパルスノイズ、または連続的なノイズにも適用することができることに注意されたい。

40

【0085】

（6）を使用して、T（一般的に1000）シンボルを通じて初期化を実行する。

【0086】

1 .

【数 3 5】

$$\sum_{t=1}^{t=T} y_c^2[t]$$

【0 0 8 7】

を計算する。t は時間指標である。

【0 0 8 8】

2 .

【数 3 6】

$$\sum_{t=1}^{t=T} y_d[t] y_c^*[t]$$

【0 0 8 9】

を計算する。t は時間指標である。

【0 0 9 0】

3 .

【数 3 7】

$$\beta_{in} = |\sum_{t=1}^{t=T} y_c^2[t]|^{-1} \sum_{t=1}^{t=T} y_d[t] y_c^*[t]$$

【0 0 9 1】

を計算する

選択的な調整アルゴリズムを実行する。

【0 0 9 2】

4 . [0] = 0 または [0] = β_{in} を設定する。

【0 0 9 3】

5 . (1 9) を使用して、 β_{in} を計算する。

【0 0 9 4】

6 . While すべてのシンボルインスタンスで

7 . If U I N R ' > β_{in} then

8 .

【数 3 8】

$$e = y_d - h\hat{x}$$

【0 0 9 5】

9 .

10

20

30

40

【数 3 9】

$$\beta[i+1] = \beta[i] - \mu e$$

【0 0 9 6】

End if

End while

上記のアルゴリズムの μ の値は、このアルゴリズムで例示したLMSの適応可能な調整プロセスでのステップサイズを表していることに注意されたい。ブロック推定など他の調整が可能である。 10

【0 0 9 7】

FFT出力に基づくMMSE推定のためのUINRに基づく選択的な調整

図7に示すように、等式(6)を解き、FFT出力に基づくMMSE推定プロセスまたはMOEを使用して、の正確な推定を得るために、UINRが高い場合は常に、つまり、瞬間的なインパルスノイズ電力が、有用な信号のものと比較して低いときは常に、多数のシンボルが必要である。

【0 0 9 8】

MOE調整の収束を促進するために、スライサーエラーに基づくMMSE調整のために記述されたものと同等の選択的な調整を考案することができる。このシナリオにおいて、およびFFT出力に基づくMMSEキャンセラ推定の高速な収束を保証する好ましいUINRを保証するために、調整について考えるべきインパルスの選択のために適用する基準は、スライサーエラーに基づくMMSEに使用されるものへの補足であり、低いUINRインパルスの影響を受けたシンボルが収束に好ましい。 20

【0 0 9 9】

一公式によると、これは以下のように示される。

【数 4 0】

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2\sigma_x^2}{|y_c|^2|\beta_{in}|^2}\right) < \Gamma' \quad (21)$$

30

【0 1 0 0】

4QAMコンスタレーションポイントについて表1を参照すると、'は10dB未満である。図12は、所与のトーンqのCMセンサ出力での小さな振幅と大きな振幅とのインパルス γ_1 、 z の変位を示している。それに対応して、DMセンサで、対応する小さなインパルスノイズと大きなインパルスノイズとの影響下で受信された所与のシンボルに対するインパルスノイズの投射 γ_2 、 z により、配置されたコンスタレーションポイントと共に、背景ノイズを持つ4QAMコンスタレーションポイントは可視である。送信されたコンスタレーションポイントの変位距離が最小距離 d_{min} より小さい限り、最も近いコンスタレーションポイントへと y_d をスライスすることによってスライスされたエラーは正確であり、スライサーエラーに基づいてMMSEを使用して、キャンセラの調整プロセスで信頼性をもって使用することができる。これは小さな変位インパルスの場合である。大きな変位インパルスについて、スライスされたコンスタレーションポイントは、送信コンスタレーションポイントを対応せず、信頼性の低いスライサーエラーにつながるため、スライサーエラーはもはや信頼性が高くない。しかし、このシナリオでは、インパルス変位の大きさは、FFT出力に基づくMMSE推定プロセスにより、DMとCMとのFFT出力の相関が、迅速な収束を保証するであろう。 40 50

【 0 1 0 1 】

したがって、条件 (2 1) は、代わりに次のように示すことができる。C M F F T 出力サンプルの電力に、予測された 推定のモジュール (m o d u l e) の 2 乗をかけることによって得られた D M のインパルスノイズの予測された瞬時電力が、特定のマージン要素を持つコンスタレーション電力より大きい、または同等である限り、F F T 出力に基づく M M S E 推定プロセスの適切な収束を保証するための条件は満たされるであろう。

【 0 1 0 2 】

条件のこの代替式を図 1 3 に示しており、推定 の絶対値と、C M の F F T 出力 Y_c の絶対値についての情報を持つ D M コンスタレーションポイント 1 3 0 2 の Y_c の投射は、送信されたコンスタレーションポイントと追加的な背景ノイズ v_2 とにかかわらず、F F T 出力データに基づく相関プロセスにより、満足な結果が得られることを保証する。

10

【 0 1 0 3 】

本発明の具体的な実施形態で M O E / F F T 出力に基づく M M S E 調整に関連する選択プロセスに、この基準を使用する例を図 1 4 に示している。

【 0 1 0 4 】

図 1 4 に示すように、ステップ 1 4 0 1 で、最初に C M センサ Y_c 出力で瞬時電力 $|y_c|^2$ のノイズレベルを決定する。ステップ 1 4 0 2 で、瞬間的なノイズ電力に、推定 (たとえば 3 0 d B) の 2 乗の絶対値の推定をかける。この積を D M の有用な信号

【 数 4 1 】

$$|h_d|^2 \times \sigma_{v_2}^2$$

20

【 0 1 0 5 】

の変動と比較する。ステップ 1 4 0 4 で決定されたように、マージン (上記) だけ有用な信号の変動より積が小さい場合、ステップ 1 4 0 5 に示すように、現在のシンボルに対する F F T 出力は、M O E 係数調整 (つまり の更新) に使用することができる。そうでなければ、ステップ 1 4 0 6 で F F T 出力を廃棄する。

【 0 1 0 6 】

この式は、本発明の具体的な実施形態において、M O E / F F T 出力に基づく M M S E 調整に関連する選択プロセスに対して、次の実際的な基準を提案する。所与のトーンで D M で - 1 2 0 d B m / H z の有用な信号レベルを想定し、そのトーンで 推定 (たとえば 3 0 d B) の 2 乗の絶対値の推定を想定すると、- 1 0 0 d B m / H z を超えるそのトーンの C M センサ Y_c の瞬時電力の任意のノイズレベルは、D M センサでそれ自体を予測し、D M で U I N R を 1 0 d B に減らすであろうため、それによって、そのトーンで M O E アルゴリズムの収束を保証する正常な選択的な調整のための条件を提供することができる。

30

【 0 1 0 7 】

(2 1) に対するこの代替基準は、F F T 出力に基づく M M S E / M O E 調整最適化に適用された、選択された調整の代替実施形態を構成する。

40

【 0 1 0 8 】

キャンセラのスライサーエラーに基づく M M S E 追跡 / 更新

スライサーエラーに基づく M M S E キャンセラに適用される選択的な調整の式は、等式 (1 9) について、 の初期の推定と共に D M コンスタレーショングリッドに対する、インパルスの投射またはその瞬時電力に基づく調整について、どのシンボルを考慮するかを決定することにある。等式 (1 9) は、キャンセラが有効化されていることを想定しないことに注意すること (つまり、図 6 のトーンごとのキャンセラブロック 6 0 4 とトーンごとの加算器ブロック 6 0 8 とは、インパルス C M ノイズをフィルタし、D M の有用な信号とそれを組み合わせるために実際に使用される)。代わりに、トーンごとのキャンセラ係数更新ブロック 6 0 6 だけが、実際にキャンセレーションプロセスを実行することな

50

く、キャンセラの初期の推定である可能性があるものを得るために有効化される場合がある。キャンセラが有効化されると（つまり、図6のトーンごとのキャンセラブロック604とトーンごとの加算器ブロック608とは、インパルスCMノイズをフィルタし、DMの有用な信号とそれを組み合わせるために実際に使用される）、等式（19）の条件は、

推定がCMとDMとの間のインパルスノイズの本当の結合に近づくと共に、結合器の出力のスライサーエラーは、ますます信頼性が高くなるため、さらに緩和することができる（Cfr. 等式7）。その結果、チャネル結合の正確な推定により、それらの一部のキャンセレーションが、信頼性が高いスライサーエラー期間を保証するため、スライサーに基づくMMSE適応プロセスでは、ますます大規模なインパルスノイズのインスタンスを考慮することができる。DMでのその投射は、部分的にキャンセルされるであろうため、この状況では、究極的に、CMのインパルスの投射の振幅にかかわらず、スライサーエラー更新のみに基づいてキャンセラ係数更新の継続的な追跡が可能になる。

10

【0109】

キャンセラのFFT出力に基づくMMSE追跡/更新

キャンセラのスライサーエラーに基づくMMSE追跡/更新と同様の状況において、MOE調整のための等式（21）は、キャンセラが有効化されていることを想定していない（つまり、図6のトーンごとのキャンセラ604ブロックとトーンごとの加算器ブロック608とは、インパルスCMノイズをフィルタし、DMの有用な信号とそれを組み合わせるために実際に使用される）。代わりに、トーンごとのキャンセラ係数更新ブロック606だけが、実際にキャンセレーションプロセスを実行することなく、キャンセラの初期の推定である可能性があるものを得るために有効化される場合がある。キャンセラが有効化されると（つまり、図6のトーンごとのキャンセラブロック604とトーンごとの加算器ブロック608とは、インパルスCMノイズをフィルタし、DMの有用な信号とそれを組み合わせるために実際に使用される）、コンスタレーションポイントが送信された厳密な決定の信頼性がより高くなるため、等式（21）の条件をさらに緩和することができる。このシナリオでは、どのコンスタレーションポイントが送信されたかの情報は、条件（21）を緩和するか、またはより高速な収束を保証するために活用することができる。ここで、この態様について以下により詳細に記述する。

20

【0110】

多層のQAM変調方式に対して図7に提示した4-QAMの場合の補外として、適応が行われるシンボルの全体が、インパルス信号の（瞬間）電力を通じた有用な信号の電力は、10dB未満である場合、MOEは、境界へと適度に速く収束することが予想される。4-QAM変調された信号について、電力はどのコンスタレーションポイントが送信されるかにかかわらず一定である。しかし、多層のQAM変調方式について、瞬間電力は、コンスタレーションのどのポイントが送信されるかに基づいて、シンボルの後にシンボルを変動させる。

30

【0111】

重要なことはシンボルの全体に対する瞬間電力の比であり、それ上のMOE適応シンボルのため、望ましいシンボルは、影をつけた区域1502によって図15に示すように、送信されたコンスタレーションポイントが軸起点に接近していた場合など、（CMで測定された信号の大きな瞬間電力に見られるように）大きなインパルスヒットの対象となるものの、または低い信号電力で送信されるもののいずれかと結論付けることができる。図15は、大規模なインパルスノイズによって配置されたQAM-7コンスタレーション1504を表している。QAM14など大規模なコンスタレーションについて、コンスタレーションの最も外側のポイントの電力と、コンスタレーションの内側のポイントの電力との比は、42dBの大きさの場合がある。これは、予測されたインパルスノイズの瞬間電力と比較される瞬間的な送信信号電力の広い変動を構成する。

40

【0112】

したがって、MOEのための可能な選択的な調整アルゴリズムは、低いエネルギー（コンスタレーションにおける最下点）で送信されるか、かつ/または大きなCMノイズレベル

50

によって影響を受けるシンボルの選択にあるであろう。それは、インパルス信号または U I N R の (瞬間) 電力を通じた有用な信号の (瞬間) 電力が、 F F T 出力に基づく M M S E / M O E 適応の高速な収束にとって最も好ましいそれらのシンボルのためである。

【 0 1 1 3 】

これらの実施形態の選択的な調整アルゴリズムは、キャンセラの初期の推定が適用されたときは常に、 M O E 調整のために、有用な信号の最低の変動のそれらの点だけを選択することにあり、図 1 5 の影を付けた区域 1 5 0 2 によって示すように、これは、最も小さい送信されたコンスタレーションポイントのやや正確な検出と、送信されたコンスタレーションポイントが軸に近い区域から発するという一部の確信とを保証する。この選択的な調整は、キャンセラの前後に D M F F T 出力を見ることによって達成することができ、その場合には、 M M S E のための選択的な調整に関して、キャンセラがその最適値に調整されている間に、キャンセラが効率よく (または部分的に) インパルスをキャンセルするという事実を想定し、インパルスによってコンスタレーションポイントの変位が減らされると共に、選択プロセスを調整する必要がある。選択的な調整を最低の送信されたコンスタレーションポイントに限定することによって、 M O E の収束が保証される。しかし、決定区域が小さいほど、まず第 1 にこの区域に当てはまるコンスタレーションポイントを送信した確率は低くなるため、それによって収束率にも影響がある。この状況は、 D M のインパルスの投射が、送信されたコンスタレーションポイントの電力より高いか、または釣り合っている限り、究極的に、 C M のインパルスの予測の振幅にかかわらず、 F F T 出力データのみに基づいて、キャンセラ係数更新の継続的な追跡を可能にする。

【 0 1 1 4 】

キャンセラ (2 1) を更新するシンボルの選択のための条件は、以下のように、キャンセレーションの後に、受信された信号の瞬時電力が、全体的なシンボルにわたってその変動とは対照的に、決定に使用されることを反映するように適応される。

【 数 4 2 】

$$10\log_{10}\left(\frac{|h_d|^2|x^2|}{|y_c|^2|\beta_{in}|^2}\right) < \Gamma' \quad (22)$$

【 0 1 1 5 】

したがって、この例示的な実施形態の選択プロセスは、 D M チャネルのインパルスノイズの予測された電力が、特定の所与のマージンだけ、推定された送信コンスタレーションポイントの瞬時電力を超える場合は常に、所与のシンボルが、 M O E ベースのキャンセラの更新 / 追跡について考慮する価値があることを決定する。

【 0 1 1 6 】

追跡モードで M O E に適用される例示的な選択プロセスの流れ図を図 1 6 に示している。図 1 6 に示すように、ステップ 1 6 0 1 で、最初に C M センサ Y c 出力で瞬時電力 $|y_c|^2$ のノイズレベルを決定する。ステップ 1 6 0 2 で、瞬間的なノイズ電力に、推定 (たとえば 3 0 d B) の 2 乗の絶対値の推定をかける。 D M で全体的なシンボル $|h_d|^2 \times$ $|x|^2$ にわたって、この積を有用な信号の変動と比較する。ステップ 1 6 0 4 で決定したように、積がマージン (上に記述) だけ有用な信号の変動より小さい場合、ステップ 1 6 0 5 に示すように、現在のシンボルに対する F F T 出力は、 M O E 係数調整 (つまりの更新) に使用することができる。そうでなければ、ステップ 1 6 0 6 で F F T 出力を廃棄する。

【 0 1 1 7 】

M O E (M M S E F F T に基づく) の補足と M M S E スライサーベースのソリューション

すでに記述したように、 M O E 対 M M S E の収束は、 U I N R の反対の条件で保証される。その結果、 M O E と M M S E とは、補足的なものであって排他的ではないと考えられ

るべきである。つまり、上に記述したアルゴリズムで提案されたように、M O E は、M M S E の選択的な調整プロセスを使用して、反復的な選択のプロセスで、C M から D M への結合の初期の推定を保証するために使用することができる。あるいは、収束時間を加速するために、キャンセラの更新 / 調整 / 追跡で、インパルスによって影響を受けるすべてのシンボルを究極的に同時に使用することができる。特定のシンボルで U I N R が高い場合、このシンボルは、M M S E の選択的な調整プロセスで使用される一方、他の特定のシンボルで U I N R が低い場合、このシンボルは、M O E の選択的な調整プロセスで使用される。

【 0 1 1 8 】

選択的な調整のこの二重性を図 1 7 に示している。図 1 7 は、選択的な調整が、ステップ 1 7 0 2 で、インパルスが検出されたシンボルを M O E 追跡に使用できるかどうかを最初に試験することにある実施形態を示しており（図 1 1 に関して上に記述）、そうでない場合、ステップ 1 7 0 4 で、インパルス電力の投射と有用な信号電力のそれに基づいて、M M S E 係数調整にそれを使用できるかどうかをさらに決定すること（図 4 に関して上に記述）にある。選択的な調整条件の他の組み合わせは、代替実施形態として組み合わせることができる図 1 1 と図 4 とに示した流れ図の組み合わせに基づいて考案することができる。

【 0 1 1 9 】

キャンセラ係数更新方式の具体的な実施形態として、M O E（M M S E F F T に基づく）と M M S E スライサーに基づくソリューションとについて考慮した選択的な調整プロセスは、L M S などシンボルに基づく適応方式に、またはシンボル適応方式のブロックに適用することができ、ここにおいて、キャンセラは、適用される前に、選択された調整シンボルの全体に基づいて計算される。代替実施形態は、シンボルごとの推定が続くシンボル推定のブロックを得ることにある場合がある。

【 0 1 2 0 】

選択的な調整、条件付きのキャンセル、選択基準

インパルスキャンセラ方式の上記の実施形態は、一般的に、キャンセラの更新と調整のために選択的な調整を使用する。しかし、本発明の代替実施形態では、キャンセラの条件付きのアプリケーションも実装することができる。この場合、キャンセラの条件付きアプリケーションは、特定のシンボルに対してキャンセラが有効化されているかどうかを決定する決定プロセスに関係する（つまり、図 6 のトーンごとのキャンセラブロック 6 0 4 とトーンごとの加算器ブロック 6 0 8 とは、インパルス C M ノイズをフィルタし、D M の有用な信号にそれを組み合わせるために実際に使用される）。この決定は、あるセンサおよび / または他方のセンサに適用される様々な基準に基づいて行うことができる。

【 0 1 2 1 】

たとえば、高レベルのインパルスノイズを持つシンボルのキャンセラ係数を推定する際の困難さを想定し、より低い振幅を持つノイズの場合に計算が可能になる、分散行列の推定にどのシンボルが使用されるかの選択プロセスが提案されている。このプロセスは、もう 1 つのタイプの選択的な調整プロセスである。

【 0 1 2 2 】

選択的な調整のための選択プロセスと並行して、キャンセレーションを実行するシンボルの選択が提案されている。そのような条件付きのキャンセルは、間欠ノイズの対象とされ、インパルスノイズが検出されたとき常に、または第 2 のセンサのインパルス対ノイズ比が、キャンセレーションのプロセスに価値のある所与のしきい値を下回ると決定されたときのみキャンセルは適用される。たとえば、1 2 0 H z R E I N ノイズ、1 2 0 H z 期間からの 2、3 の D M T シンボルのインパルスによってのみ影響されるノイズの全期間を通じてキャンセラが適用される場合、キャンセラと結合器との出力は、C M センサのインパルス対背景ノイズ比（I N R）が、D M センサの対応する I N R 未満であるという事実のために、インパルスの影響を受けていないシンボルの間に、D M 背景ノイズのレベルを増加させることができる。経験則として、キャンセラがインパルス性シンボルを通じて

調整され、インパルス性でないシンボルに対して適用される場合、 INR_{CM} が、 DM の INR を超えて 10 dB を超える場合、 CM ノイズの折り返しが回避される。

【0123】

図18は、ステップ1801、1802、および1803に示すように、所与のシンボルに対してキャンセラが有効化されているかどうかを決定することによって、選択プロセスが、図16に関して記述された選択プロセスをより詳しく記述する本発明の他の実施形態を示している。この実施形態でキャンセラを有効にする決定論理は、ステップ1804で決定されたように、インパルスの影響を受けるシンボルの特定のしきい値を超えるインパルスノイズの予測された電力と、計算された INR_{CM} が、インパルスの影響を受けないシンボルの計算された INR_{DM} を 10 dB を超えるかどうかとをさらにチェックする。したがって、現在のシンボルに対してキャンセラを有効化するかどうか決定される。

10

【0124】

本発明の代替実施形態では、選択的な調整のためと、キャンセラの条件付きアプリケーションのためとのシンボルの選択の両プロセスは、等式(19)と、(21)と、それらの変形とによって具体化されるもの以外に、様々な基準に基づくことができる。基準は、図18に示すように、インパルスノイズのバースト(電力、期間など)の特性、ノイズの起点(複数の識別可能なノイズ源の場合)、センサの INR のレベルでもよい。特定の選択基準は、たとえば、調整および/または適応するかどうか、ならびに/または望ましい特性を持つ信号による影響を受けるシンボルにキャンセラ適用するかどうかを意図するものである。選択基準は、トーンごと、連続的または非連続的なトーンのグループ、帯域ごと、または帯域全体を通じて得られる。

20

【0125】

調整および/またはキャンセルのために選択されるインパルスノイズの検出は、一次センサだけで、第2のセンサ、または一次および第2のセンサでともに行うことができる。共通モードセンサを通じた感知では、一般的に、漏洩した有用な信号の存在がある場合でも、インパルスノイズは、背景ノイズおよび/または漏洩された有用な信号より大きな変動があると予想されることが保証される。

【0126】

最後に、期間インパルスノイズは、特定の時間持続できる間欠ノイズなど、本来、継続的でないすべてのタイプのノイズを包含しているべきである。

30

【0127】

本発明について、その好ましい実施形態に関して特に記述してきたが、本発明の精神および範囲から逸脱することなく、形態と詳細とにおいて変更および修正が可能であることは、当業者には明白であろう。添付した請求項は、そのような変更および修正を包含することを意図するものである。

【図 1 a】

図 1a

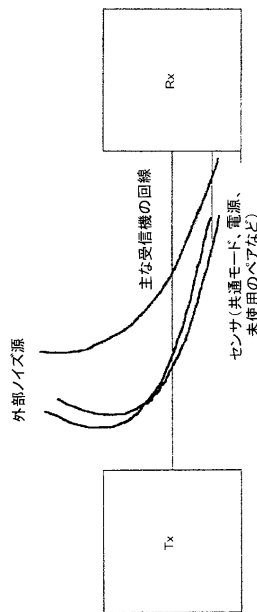


Fig. 1a

【図 1 b】

図 1b

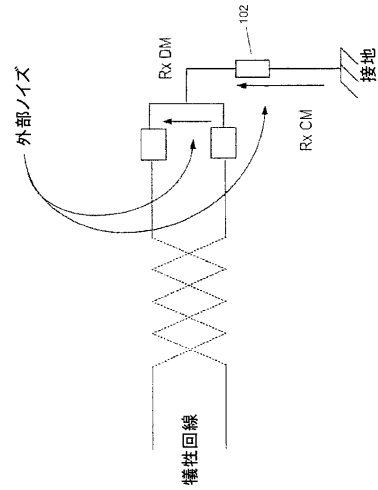


Fig 1b

【図 1 c】

図 1c

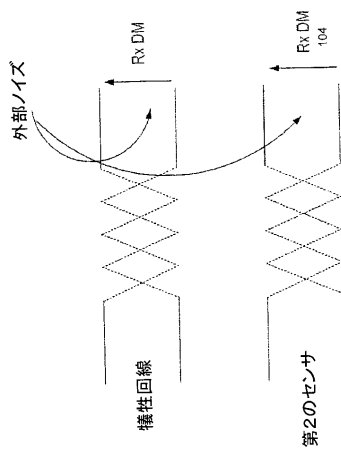


Fig 1c

【図 1 d】

図 1d

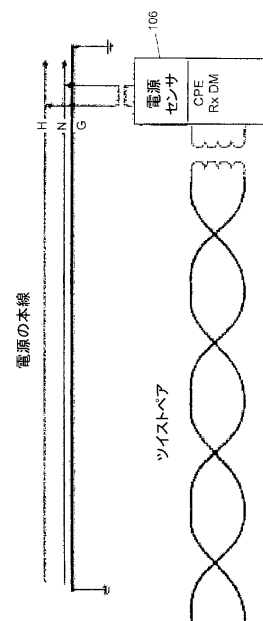


Fig. 1d

【図 2】

図 2

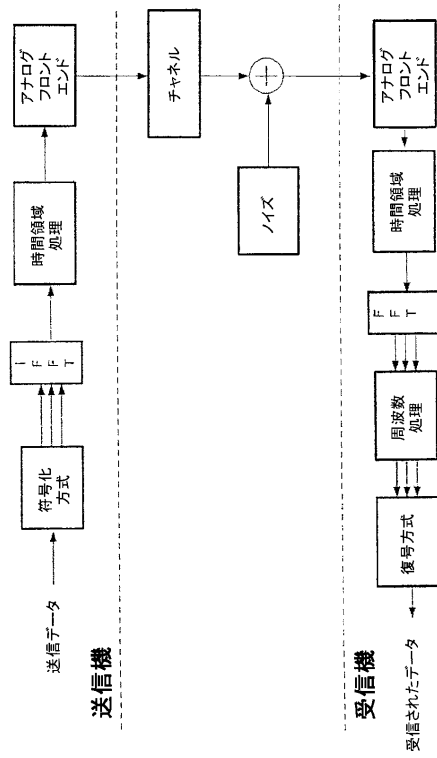


Fig 2

【図 3】

図 3

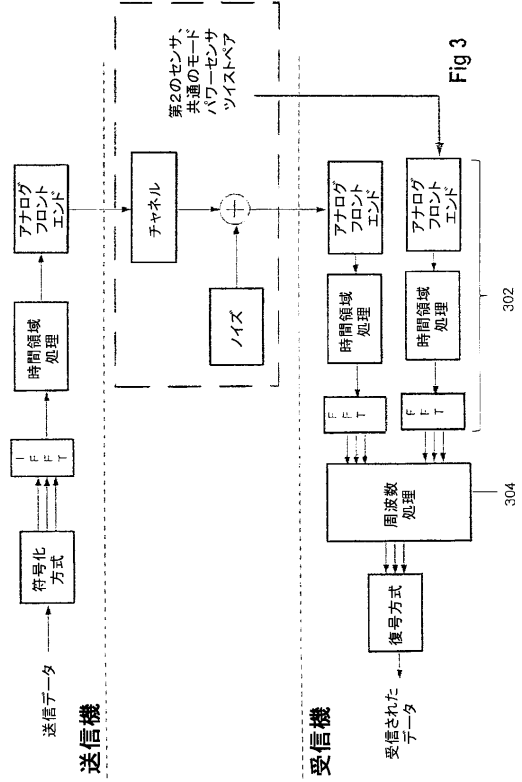


Fig 3

【図 4】

図 4

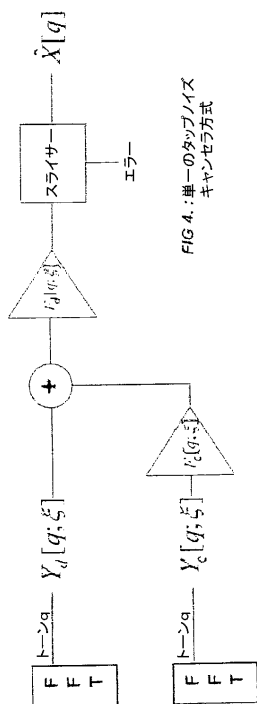


FIG 4: 単一のタップノイズ
キャンセラ方式

【図 5】

図 5

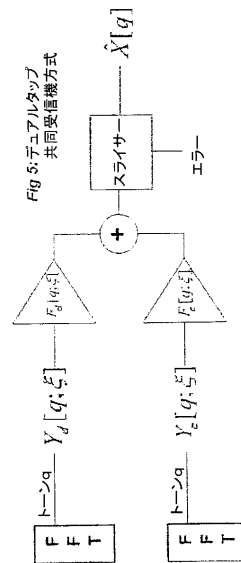
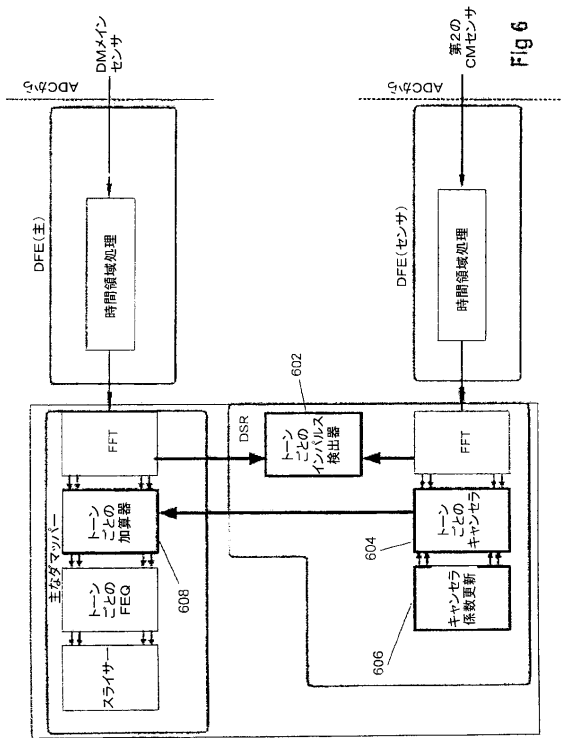


Fig 5: デュアルタップ
共同受信機方式

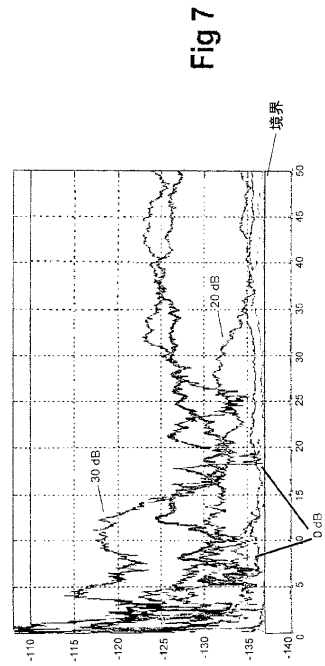
【 図 6 】

图 6



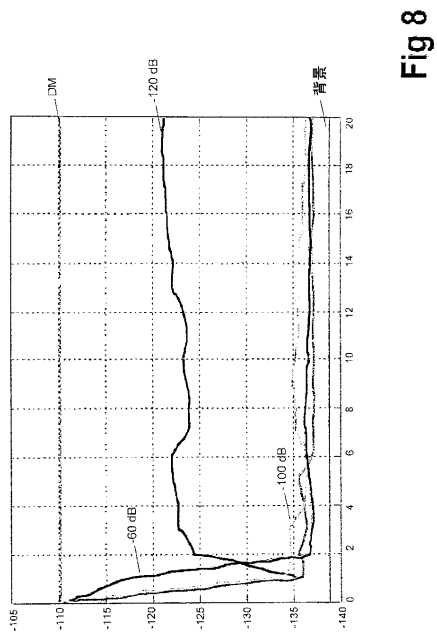
【 図 7 】

图 7



【 図 8 】

图 8



【 図 9 】

图 9

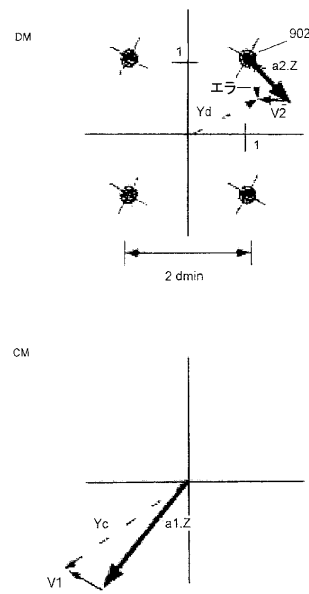


Fig 9

【図 10】

図 10

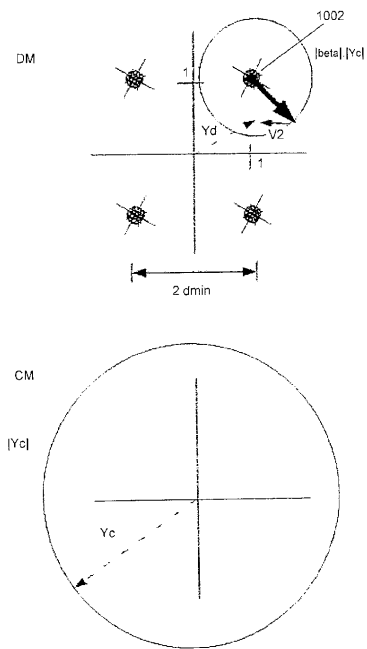


Fig 10

【図 11】

図 11

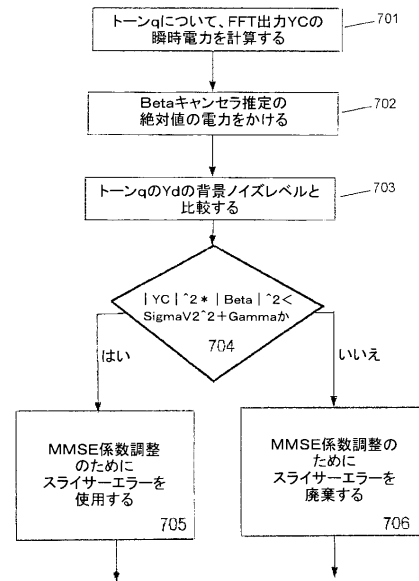


Fig 11

【図 12】

図 12

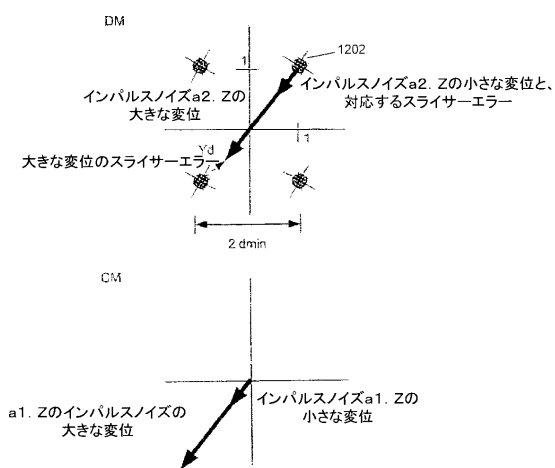


Fig 12

【図 13】

図 13

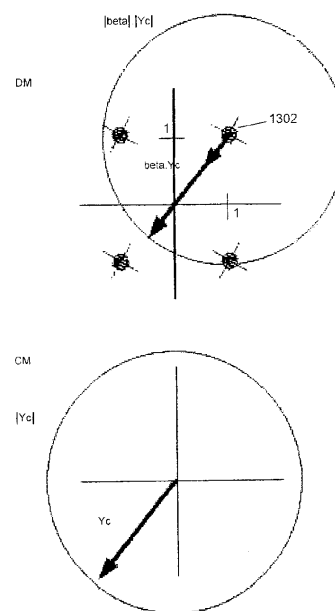


Fig 13

【図 14】

図 14

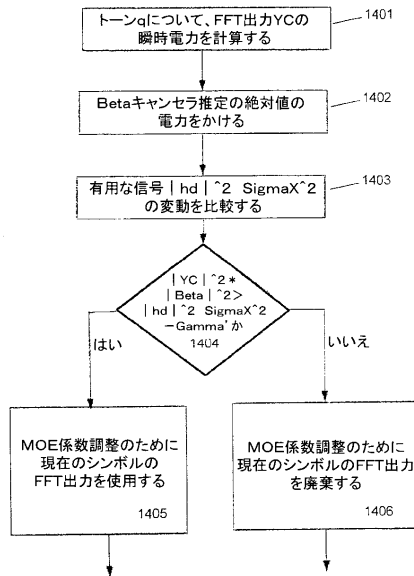


Fig 14

【図 15】

図 15

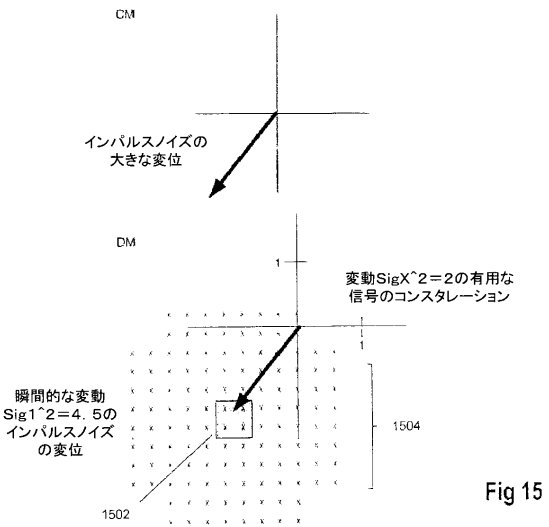


Fig 15

【図 16】

図 16

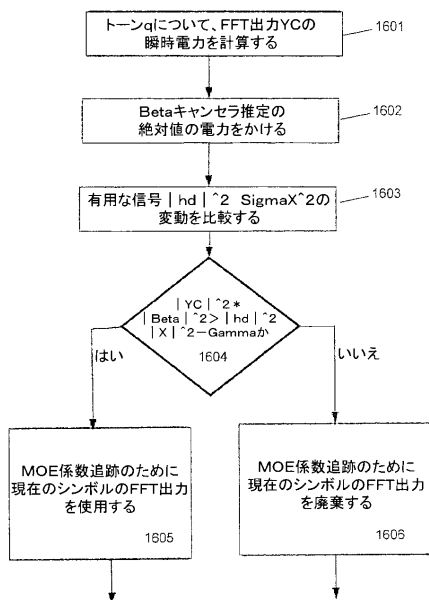


Fig 16

【図 17】

図 17

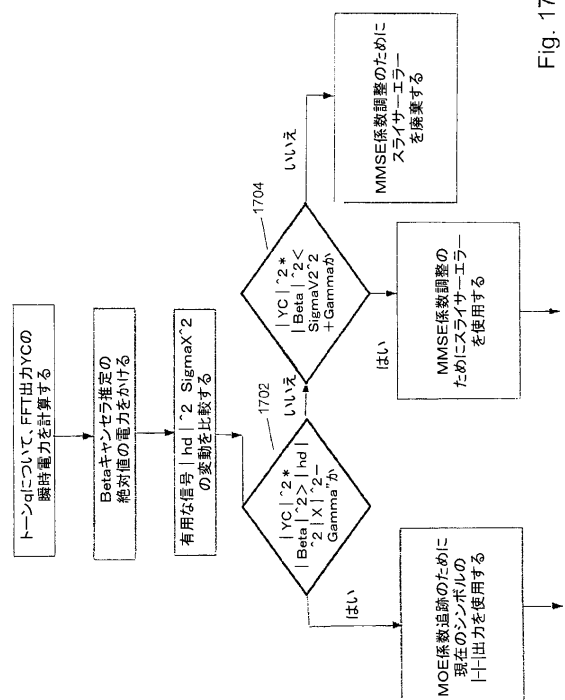


Fig. 17

【図 18】

図 18

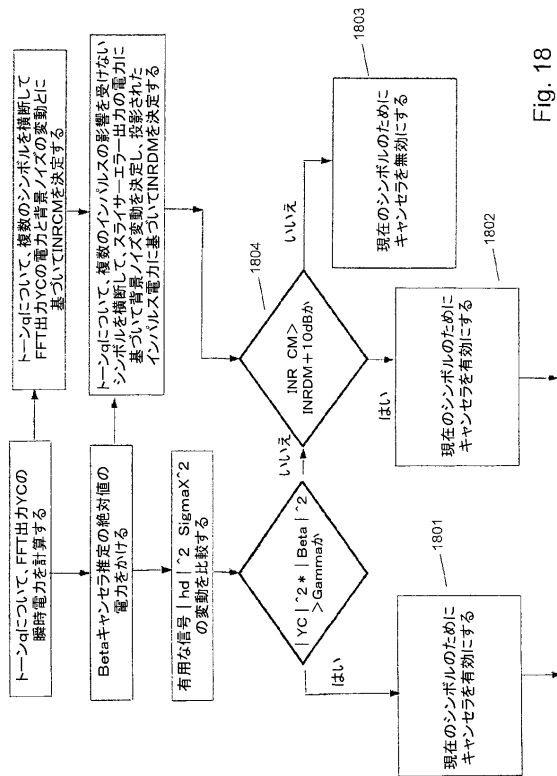




Fig. 18

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT		International application No. PCT/US2013/065783
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER		
H04L 25/08(2006.01)i		
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) H04L 25/08; H04L 23/02; H04L 27/06; H04K 1/10; H04L 5/16; H04B 1/10; H04B 1/38		
Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched Korean utility models and applications for utility models Japanese utility models and applications for utility models		
Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practicable, search terms used) eKOMPASS(KIPO internal) & Keywords: DSL, impulse noise cancel, twisted pair line, tone		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category*	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	US 7593494 B1 (AYMAN GHOBRIAL et al.) 22 September 2009 See column 2, lines 5-25; column 3, line 15 - column 5, line 40; and figures 2-3, 9-10.	1-2, 17
Y		6-7, 18
A		3-5, 8-16, 19-20
Y	US 2006-0193390 A1 (HOSSEIN SEDARAT) 31 August 2006 See paragraphs [0002], [0008]-[0009], [0032]-[0036], [0048], [0054]; and figures 1, 4-5.	6-7, 18
A	US 8194722 B2 (ANDREW L. NORRELL et al.) 05 June 2012 See column 2, lines 45-60; column 4, lines 54-65; column 5, lines 31-46; and figure 1.	1-20
A	US 2007-0183526 A1 (ANDY NORRELL et al.) 09 August 2007 See paragraphs [0007]-[0008], [0016]-[0017], [0034]-[0041]; and figures 2-3.	1-20
A	US 2006-0215742 A1 (CORY S. MODLIN) 28 September 2006 See paragraphs [0025]-[0027], [0038]-[0040]; and figure 2.	1-20
<input type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of Box C. <input checked="" type="checkbox"/> See patent family 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 application or patent 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 "&" document member of the same patent family		
Date of the actual completion of the international search 07 July 2014 (07.07.2014)		Date of mailing of the international search report 08 July 2014 (08.07.2014)
Name and mailing address of the ISA/KR  International Application Division Korean Intellectual Property Office 189 Cheongsu-ro, Seo-gu, Daejeon Metropolitan City, 302-701, Republic of Korea Facsimile No. +82-42-472-7140		Authorized officer KIM, Seong Woo Telephone No. +82-42-481-3348 

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International application No.

PCT/US2013/065783

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
US 7593494 B1	22/09/2009	None	
US 2006-0193390 A1	31/08/2006	US 7852950 B2	14/12/2010
US 8194722 B2	05/06/2012	CA 2582957 A1	20/04/2006
		CA 2582957 C	03/09/2013
		EP 1805927 A1	11/07/2007
		US 2006-078044 A1	13/04/2006
		WO 2006-042274 A1	20/04/2006
US 2007-0183526 A1	09/08/2007	US 7813439 B2	12/10/2010
		WO 2007-092164 A1	16/08/2007
US 2006-0215742 A1	28/09/2006	None	

フロントページの続き

(81)指定国 AP(BW, GH, GM, KE, LR, LS, MW, MZ, NA, RW, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), EA(AM, AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), EP(AL, AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, LV, MC, MK, MT, NL, NO, PL, PT, RO, RS, SE, SI, SK, SM, TR), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, KM, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AE, AG, AL, AM, AO, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BH, BN, BR, BW, BY, BZ, CA, CH, CL, CN, CO, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DO, DZ, EC, EE, EG, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM, GT, HN, HR, HU, ID, IL, IN, IR, IS, JP, KE, KG, KN, KP, KR, KZ, LA, LC, LK, LR, LS, LT, LU, LY, MA, MD, ME, MG, MK, MN, MW, MX, MY, MZ, NA, NG, NI, NO, NZ, OM, PA, PE, PG, PH, PL, PT, QA, RO, RS, RU, RW, SA, SC, SD, SE, SG, SK, SL, SM, ST, SV, SY, TH, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US

(74)代理人 100153051

弁理士 河野 直樹

(74)代理人 100140176

弁理士 砂川 克

(74)代理人 100124394

弁理士 佐藤 立志

(74)代理人 100112807

弁理士 岡田 貴志

(74)代理人 100111073

弁理士 堀内 美保子

(72)発明者 ビヤニ、プラベシュ

アメリカ合衆国、ミネソタ州 55455、ミネアポリス、トゥエンティーナインス・ストリート・サウスイースト、1007イー

(72)発明者 ザファルディーン、エス・エム・

インド国、カルナタカ、バンガロール、ジェイシー・ナガル、ムバラク・モハーラ、エイス・エー・メイン、セカンド・フロアー、ナンバー 8

(72)発明者 ピエールゲス、ローラン

アメリカ合衆国、ニュージャージー州 07024、フォート・リー、ノース・アベニュー 570、アパートメント 1

(72)発明者 アロワ、ローラン・フランシス

アメリカ合衆国、ニュージャージー州 07750、モンマウス・ビーチ、リバーデール・アベニュー 20

Fターム(参考) 5K029 AA02 CC01 DD12 DD23 HH01 HH05 KK01 KK28

5K046 BB01 BB05 CC25