

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特 許 公 報(B2)

(11) 特許番号

特許第3604937号
(P3604937)

(45) 発行日 平成16年12月22日(2004.12.22)

(24) 登録日 平成16年10月8日(2004.10.8)

(51) Int.Cl.⁷

H04J 11/00

F I

H04J 11/00

Z

請求項の数 10 (全 15 頁)

(21) 出願番号	特願平11-25697	(73) 特許権者	596092698
(22) 出願日	平成11年2月3日(1999.2.3)		ルーセント テクノロジーズ インコーポ
(65) 公開番号	特開平11-275046		レーテッド
(43) 公開日	平成11年10月8日(1999.10.8)		アメリカ合衆国、07974-0636
審査請求日	平成12年5月25日(2000.5.25)		ニュージャージー、マレイ ヒル、マウン
(31) 優先権主張番号	09/017592		テン アヴェニュー 600
(32) 優先日	平成10年2月3日(1998.2.3)	(74) 代理人	100064447
(33) 優先権主張国	米国(US)		弁理士 岡部 正夫
		(74) 代理人	100085176
			弁理士 加藤 伸晃
		(74) 代理人	100106703
			弁理士 産形 和央
		(74) 代理人	100096943
			弁理士 臼井 伸一

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 ディスクリット・マルチトーン(DMT)をベースとする通信システムの干渉の低減

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項1】

多キャリア装置で使用する方法であって、
 遠隔の多キャリア端点から、巡回拡張された離散マルチトーン(DMT)シンボルのシーケンスを表す多キャリア信号を受信するステップを含み、前記巡回拡張されたDMTシンボルの各々は、DMTシンボルへ付加されるべくDMTの一部が巡回している一つの巡回拡張部と、一つのDMTシンボルとを有するものであり、該方法はさらに、
 前記巡回拡張部の時間長を伝播遅延の関数として調整することによって、巡回拡張されたDMTシンボルのシーケンスの送信を、前記巡回拡張されたDMTシンボルの受信シーケンスに同期させるステップとを含む方法。

10

【請求項2】

請求項1に記載の方法において、前記伝播遅延は、前記多キャリア装置と前記遠隔地の相手方の多キャリア端点との間の往復遅延に等しい方法。

【請求項3】

請求項1に記載の方法において、前記同期ステップは、タイミング信号を回復するために、前記受信多キャリア信号上でクロックを回復するステップと、
 前記送信を同期するために前記回復されたタイミング信号を使用するステップとを含む方法。

【請求項4】

請求項3に記載の方法において、前記回復されたタイミング信号は、一つのDMTシンボ

20

ルクロックである方法。

【請求項 5】

請求項 1 に記載の方法において、前記多キャリア装置は非同期デジタル加入者ライン (A D S L) 装置である方法。

【請求項 6】

遠隔の多キャリア Endpoint に、巡回拡張された離散マルチトーン (D M T) シンボルのシーケンスを送信する離散マルチトーン (D M T) 変調器からなり、前記巡回拡張された D M T シンボルの各々は、D M T シンボルへ付加されるべく D M T の一部が巡回している巡回拡張部と D M T シンボルとを有するものであり、さらに、

前記遠隔の多キャリア Endpoint から巡回拡張された D M T シンボルのシーケンスを受信する D M T 復調器と、

前記巡回拡張部の時間長を伝播遅延の関数として調整することによって、巡回拡張された D M T シンボルのシーケンスの送信を、前記巡回拡張された D M T シンボルの前記受信シーケンスに同期させるコントローラとからなる装置。

【請求項 7】

請求項 6 に記載の装置において、前記伝播遅延が、前記装置と前記遠隔地の相手方の A D S L Endpoint との間の往復遅延に等しい装置。

【請求項 8】

請求項 6 に記載の装置において、前記 D M T 変調器が、前記巡回拡張された D M T シンボルの前記受信シーケンスから回復したタイミング信号を供給し、前記コントローラが、送信を同期させるために前記回復されたタイミング信号を使用する装置。

【請求項 9】

請求項 8 に記載の装置において、前記回復されたタイミング信号が、D M T シンボルクロックである装置。

【請求項 10】

請求項 6 に記載の装置において、前記多キャリア信号が、非同期デジタル加入者ライン (A D S L) D M T 信号である装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、概して、通信に関し、特に高速データ通信システムに関する。

【0002】

【従来の技術、及び、発明が解決しようとする課題】

在来型の電話サービス (P O T S) は、通常、ワイヤのツイストペアを通して個々の加入者に供給される。今日では、ますます多くの加入者が、音声サービスの他に、前記ツイストペアを通して、例えば、インターネットに高速データ・アクセスをしたがっている。ツイストペアを通しての送信容量を増大する一つの技術は、非対称デジタル加入者ループ (A D S L) である。A D S L のあるデータ・バージョンを使用すると、ツイストペアの帯域幅を 1 . 1 M H z (メガヘルツ) まで広げ、それにより送信容量は 9 M b p s (1 秒当たり 1 0 0 万ビット) に増大する。

【0003】

A D S L は、上流通信と下流通信に異なる幅の帯域幅を割り当てる (そのために、非対称という用語が使用されている) 。この場合、上流通信の帯域幅は、下流通信の帯域幅より狭い。そのため、使用することができる特定の帯域幅割当、および異なる変調方法に対して異なる方法が使用される。例えば、上流方向、すなわち、顧客宅内装置 (C P E) から中央局 (C O) または (地域電話会社 (L E C) へ向かう方向においては、上流チャンネルは、2 5 ~ 1 3 8 k H z (キロヘルツ) の割当帯域幅を持つことができる。一方、下流チャンネルは、1 3 k H z ~ 1 . 1 M H z までの割当帯域幅を持つことができる。 (P O T S 音声チャンネル (0 ~ 4 k H z) は、A D S L により影響を受けない。) この例の場合には、上流チャンネルおよび下流チャンネルは、分離しているがまた隣接もしている。しかし、A

10

20

30

40

50

D S L システムは、前記上流チャネルが、前記下流チャネルに部分的に重畳しているところに形成することができる。そのため、下流信号により広い帯域幅を使用することができるが、また同時にエコー打ち消し技術も使用しなければならない。変調方法について説明すると、変調としては、キャリアのない振幅位相 (C A P) 変調またはディスクリート・マルチトーン (D M T) 変調を使用することができる。(D M T は、直交周波数分割多重化 (O F D M) の一つの形式である。)

【 0 0 0 4 】

A D S L 送信の一つの規格としては、A N S I T 1 . 4 1 3 がある。この規格は、情報を運ぶのに (サブキャリアとも呼ばれる) 多キャリアを使用する、D M T 変調の使用を規定している。D M T 変調の場合には、前記割当周波数範囲は、K 個のキャリア・チャネル、K > 1 に分割される。各キャリア・チャネルは、約 4 k H z により分離している。前記方法の場合には、D M T をベースとする A D S L システムが、「マルチトーンシンボル」または「D M T シンボル」とよばれるシンボルを送信する。

10

【 0 0 0 5 】

A D S L D M T をベースとするシステムの一つの問題は、複雑であることであり、そのため前記上流チャネルと、前記下流チャネルとの間に重畳がある場合には、エコーを打ち消すためのシステム・コストがかかることになる。システムが複雑になるのは、各キャリアが、複数の他のキャリアにより干渉を受けるからである。従って、前記上流チャネルおよび前記下流チャネルが、分離している A D S L の場合には、コストを低減することができる。

20

【 0 0 0 6 】

A D S L D M T をベースとするシステムの他の問題は、シンボル間干渉 (I S I)、すなわち、隣接する D M T シンボル間の相互干渉である。I S I の影響を少なくするために、「巡回拡張」というコンセプトが使用される。巡回拡張の場合、D M T シンボルが、部分的にまた循環的に両方向に拡張される。図 1 は、受信機側での一つのキャリアに対する前記コンセプトを示す。D M T シンボルは、例えば、キャリア 1 0 の位相により表される。巡回拡張は、D M T シンボルの前後で行われる。本質的には、キャリア 1 0 は、巡回拡張 (C E ₁) および巡回拡張 (C E ₂) により表されるように、両方向に拡張することができる。前記二つの巡回拡張は相互に等しいものでも、等しくないものであってもよい。C E ₁ および C E ₂ は、D M T 送信のオーバーヘッドの一つの形式であり、当業者は C E ₁ および C E ₂ を、それぞれ、接頭部および接尾部と呼ぶ。実際には、A D S L D M T 送信機は、図 1 に示すように、単に、一つの巡回拡張を D M T シンボルに追加するだけであることに留意されたい。一方、受信機は、標本化プロセスを調整し、二つの明らかな巡回拡張、C E ₁ および C E ₂ を行う。この場合、C E = C E ₁ および C E ₂ である。本明細書内で使用するように、用語、拡張 D M T シンボルは、前記 D M T シンボルと少なくとも一つの巡回拡張を含む。C E の数値は、推定チャネルインパルス応答のスパンの関数として調整される。

30

【 0 0 0 7 】

【課題を解決するための手段】

前記巡回拡張を使用し、分離しているが隣接している上流チャネルおよび下流チャネルを持つ D M T をベースとするシステムにおいては、前記上流チャネルおよび前記下流チャネルの異なるキャリア間で、依然として干渉が起きていることが分かった。しかし、D M T シンボルの送信を同期させると、前記干渉が減少することも分かった。それ故、本発明により、マルチトーン送信機と、遠隔地の相手方のマルチトーン送信機との間で同期が行われる。さらに、前記同期を行うと、前記上流チャネルと下流チャネルとが重畳しているマルチトーン・システムで使用することができる、エコー打ち消し装置の設計を簡単なものにすることができる。(分離しているが隣接している上流チャネルおよび下流チャネルを使用する場合でも、前記上流信号を、前記信号のキャリアの数と等しい大きさの逆高速フーリエ変換を使用して発生させる場合には、前記上流チャネルに、過度の帯域幅拡張の逃げがあるために、エコー打ち消しが必要になる場合がある。)

40

50

【 0 0 0 8 】

本発明の一実施形態の場合には、A D S L D M Tシステムは、分離しているが隣接している上流チャンネルと下流チャンネルとを含む。A D S L接続のトレーニング段階中、A D S L D M T送信機は、最初、遠隔地の相手方のA D S L端点に位置標定信号を送信することにより、往復伝播の遅れを決定する。以降の通信段階中に、前記A D S L送信機は、D M Tシンボルの送信を基準クロックに同期させる。さらに、各D M Tシンボルの巡回拡張は、前記伝播遅延の関数として増大する。

【 0 0 0 9 】

本発明の第二の実施形態の場合には、A D S L D M Tシステムは、部分的に重畳している上流チャンネルおよび下流チャンネルを持つ。A D S L接続のトレーニング段階中、A D S L D M T送信機は、最初、遠隔地の相手方のA D S L端点に、位置標定信号を送信することにより、往復伝播の遅れを決定する。以降の通信段階中に、前記A D S L送信機は、D M Tシンボルの送信を基準クロックに同期させる。さらに、各D M Tシンボルの巡回拡張は、前記伝播遅延の関数として増大する。A D S L受信機は、前記上流チャンネルおよび下流チャンネルが、重畳している帯域幅のその部分に、各キャリアに対する単一タップのエコー打消し装置を含む。

【 0 0 1 0 】

【 発明の実施の形態 】

背景としての情報がある程度理解してもらうため、本発明のコンセプトを説明する前に、図2の従来技術のA D S L通信装置100について説明する。図2の素子は周知のものであるので、詳細には説明しない。説明上、A D S L装置100は、C Oのところに位置しているものと仮定する。加入者の構内に位置する対応するA D S L装置、すなわち、遠隔地のA D S L装置、すなわち、C P Eは、類似の装置であるので、本明細書においては説明を省略する。A D S L装置100は、A N S I T 1 . 4 1 3に適合しているものと仮定する。また、図2のA D S Lシステムは、図3に示すように帯域幅を割り当てるものと仮定する。P O T Sチャンネルは、0 ~ 4 k H zの範囲内にあって、前記上流チャンネル、すなわち、前記C P EからC Oまでは、2 5 ~ 1 3 8 k H z内に含まれる。一方、前記下流チャンネル、すなわち、前記C Oから前記C P Eまでは、2 5 ~ 1 3 8 k H z内に含まれていて、また前記下流チャンネル、すなわち、前記C Oから前記C P Eまでは、1 3 8 k H zから1 . 1 M H z内に含まれる。それ故、前記上流チャンネルおよび前記下流チャンネルは、分離しているが隣接している。

【 0 0 1 1 】

図2について説明すると、A D S L装置100の送信機部分は、直並列コンバータ(S / P)105、シンボルマッパー110、逆高速フーリエ変換素子(I F F T)115、巡回拡張部(C E)120、並直列コンバータ(P / S)125、デジタル - アナログ変換器(D / A)130、およびハイブリッド135を備える。データ信号は、S / P105に入力され、前記S / P105は、前記データ信号を並列信号に変換し、265個の信号 $n_0 - n_{255}$ を供給する。信号 $n_0 - n_{255}$ は、シンボルマッパー110に送られる。前記シンボルマッパーは、256個のシンボルマッパーからなり、それぞれがS / P105の各並列出力信号用のものである。(以下にさらに詳細に説明するように、各シンボルマッパーにより符号化されるビットの数、すなわち、各 n_i のビットS / P125の数は、トレーニング段階中に決定されたスペクトル応答の結果として決定される。)結果としてのシンボルマッパー110からの256個の出力シンボルのストリームは、複素数としての数値を持ち、I F F T115へ送られ、前記I F F Tは、512個の出力信号を供給するために、種々の異なるキャリアを前記出力シンボルストリームで変調する。(I F F T115は、512個のリアル信号を供給するために、256個の出力シンボルストリームの複素数共役(図示せず)の形をとる。)I F F T115からの前記512の出力信号は、C E120に送られ、前記C E120は、前記巡回拡張を行う。前記拡張信号は、その後、直列出力信号を供給するために、P / S125に送られる。前記D M Tシンボルと巡回拡張部は、A / D130によりデジタルからアナログに変換される。後者は、拡張

10

20

30

40

50

D M Tシンボルのシーケンスを表す下流A D S L信号をハイブリッド135に送り、前記ハイブリッド135は、前記下流A D S L信号をコンバイナ/スプリッタ150に送り、前記コンバイナ/スプリッタ150は、P O T Sチャネルで追加を行う。コンバイナ/スプリッタ150からの出力信号は、0 ~ 4 k H z内にP O T Sチャネルを含み、138 k H z ~ 1 . 1 M H z内に下流信号を含み、ツイストペア151で表される通信チャネルに送られる。

【0012】

A D S L装置100の受信機部分は、ハイブリッド135、アナログ-デジタル変換器(A / D)155、C Eゲート160、S / P165、高速フーリエ変換素子170、イコライザ/シンボルスライサ175、およびP / S180を備える。コンバイナ/スプリッタ150は、ツイストペア151上に存在する信号からP O Tチャネルを分割し、残りの上流A D S L信号(138 k H z ~ 1 . 1 M H zの範囲内)を、ハイブリッド135に送る。前記ハイブリッド135は、上流A D S L信号をC Eゲート160に供給し、前記C Eゲートは、当業者なら周知のように、各受信拡張D M TシンボルからD M Tシンボルを抽出する。(C Eゲート160の機能は、S / P165の後でも実行することができることに留意されたい。)

10

【0013】

C Eゲート150の一つの機能は、前記抽出プロセスを開始する時期を決定することである。図4は、C Eゲート150で使用するための例示としての構造体である。拡張D M Tシンボルを表す信号79は、遅延素子80およびコンバイナ85に送られる。コンバイナ85と結合している遅延素子80により、現在の数値を512点前に発生した数値と比較することができる。コンバイナ85は、前記拡張D M Tシンボルで、抽出プロセスが可能な時期、すなわち、512個の可能なサンプルがD M Tシンボルを表すものを示す信号を供給する。

20

【0014】

図2に戻って説明すると、C Eゲート160からの出力信号は、S / P165に送られ、前記S / P165は、512個の出力信号をF F T170に送り、前記F F T170は、各キャリアから前記シンボルを回復する。イコライザ/シンボルスライサ175は、複数のイコライザおよびシンボルスライサ構造体を表す。それぞれは、並列の形のデータ信号を回復するためのキャリア用のものである。イコライザ/シンボルスライサ175の出力信号は、P / S180に送られ、前記データ信号が再び直列信号に変換される。

30

【0015】

図5は、従来技術のA D S L装置の他の例である。異なる図面の類似の番号は、類似の素子を表すことに留意されたい。図5のA D S L装置100は、D M T変調器185、D M T復調器195、ハイブリッド135、およびコントローラ190を備える。D M T変調器185は、A D S L信号の送信においては、前記のように動作し、S / P105等のような図2の前記構成部材を含む。同様に、D M T復調器195は、A D S L信号の受信においては、前記のように動作し、A / D155等のような図2の前記構成部材を含む。

【0016】

図5は、また当業者なら周知の、例示としてのプログラム内蔵コントローラおよび関連メモリを示す。コントローラ190は、それぞれ、信号196および197を通して、D M T変調器185およびD M T復調器195からの情報を制御し、受信する。一般的にいて、一つのA D S L通信セッションは、トレーニング段階と通信段階とを含む。トレーニング段階中、A D S L装置100は、遠隔地の相手方のA D S L装置(図示せず)と信号を交換する。コントローラ190は、(前記遠隔地の相手方のA D S L装置の類似のコントローラがするように)、通信チャネル151の前記のスペクトル応答を確立するために、前記信号を使用する。前記スペクトル応答は、クロストーク、通信チャネル151のツイストペアの物理的長さ等のような要因より影響を受ける。前記ツイストペアのスペクトル応答を決定するために、コントローラ190は、通常、下記のステップを行う。最初に、D M T変調器185が、遠隔地の相手方のA D S L装置に帯域幅の広い試験信号を送信

40

50

する。受信すると、前記遠隔地の相手方のA D S L装置は、ツイストペアのスペクトル応答を決定するために、受信信号を評価する。前記スペクトル応答が決定されると、前記の遠隔地の相手方のA D S L装置は、ビット・ロード表を発生し、前記ビット・ロード表をA D S L送信機100に送る。前記ビット・ロード表は、各キャリアに対して、各キャリアがサポートすることができる多数のビットを含む。コントローラ190は、各キャリアのところでのシンボルマッピングのような種々の動作パラメータを選択するために、前記ビット・ロード表を使用する。(各キャリアは、M個までのビットの情報をサポートすることができるけれども、一つのキャリアが実際にサポートすることができるビットの数は、異なるキャリア周波数のところでのツイストペアのスペクトル応答により異なる。例えば、あるキャリアは、12ビットを収容することができる場合がある一方で、他のキャリアは、2ビットしか収容できない場合もある。)前記トレーニング段階が終了すると、送信を開始することができる。すなわち、前記A D S L通信セッションは、通信段階に入る。

10

【0017】

今まで図示してきたように、A D S L装置100は、(モーメント・コンバイナ/スプリッタ150を無視して)ハイブリッド135を通してツイストペア151に接続している。(関連巡回拡張と一緒に)DMTシンボルの送受信中、前記巡回拡張を使用し、分離しているが隣接している上流チャンネルおよび下流チャンネルを含むDMTをベースとするシステムにおいて、前記上流チャンネルおよび前記下流チャンネルの異なるキャリア間で、依然として干渉が発生することが観察された。前記干渉は、前記上流チャンネルと前記下流チャンネルとが隣接している領域内で発生する。例えば、図3に示すように、前記上流チャンネルおよび前記下流チャンネルは、138kHzのところでは隣接している。138kHz近辺の周波数領域の場合には、上流チャンネルのキャリアは、下流キャリアにより干渉を受ける場合があり、その逆が起こる場合もある。(このタイプの干渉の範囲および大きさは、チャンネルにより異なる、すなわち、前記のスペクトル応答により異なる。)

20

【0018】

図6および図7は、二つの異なるケースの概念図である。図6の場合には、下流方向に向かって、異なるDMTシンボル A_d および B_d が、例えば、図5のDMT変調器により、連続して送信される。上流方向においては、DMT変調器185がDMTシンボル A_d および B_d を送信中に、ハイブリッド135がDMTシンボル C_u を受信する。(分かり易くするために、DMTシンボル B_d は、DMTシンボル A_d の位相を単に逆にしたものであると仮定する。)ハイブリッド135は、受信した上流DMTシンボル C_u および漏洩による前記下流送信の一部を、DMT変調器195に送る。前記漏洩信号は、DMTシンボル A_d および B_d により表される前記キャリアを含むばかりでなく、追加のノイズも含む。特に、前記下流送信は、二つの異なるキャリアシンボルを含んでいるので、図6に示すように、シンボルの間に不連続の部分ができる。この不連続の部分により、別の周波数構成要素が発生する。(このことは数学的に証明することができる。)前記周波数構成要素は、分離している周波数帯を使用していても、前記上流方向に発生する場合がある。(前記下流信号への上流送信漏洩に関して、遠隔地の相手方のA D S L端点に類似の影響が現れる場合がある。)特に、DMTシンボル C_u を回復するために、復調器195により行われる処理は、点線の括弧で示す時間中継続する。前記括弧は、DMTシンボル A_d 、DMTシンボル B_d の両方と、前記不連続部分を含む。(図6の下流信号の場合、説明のために二つの別々の巡回拡張 CE_1 および CE_2 を図示してあるが、実際には、前記送信機により一つの巡回拡張 CE が追加されることを思いだしてほしい。この場合、 $CE = CE_1 + CE_2$ である。同じことが、図7 - 図10の前記下流信号についてもあてはまる。)

30

40

【0019】

比較すると、図7は、連続しているDMTシンボルの間に不連続の部分がない場合である。図7においては、下流方向に、同じDMTシンボル A_d が、例えば、図5のDMT変調器185により連続的に送信される。前記上流方向においては、DMT変調器185が、

50

D M T シンボル A_d を送信中に、ハイブリッド 1 3 5 が D M T シンボル C_u を受信する。後者は、漏洩による前記下流送信の一部を D M T 変調器 1 9 5 に送る。図 7 の前記点線の括弧 2 を参照すると理解できると思うが、この漏洩は、D M T シンボル A_d により表されるキャリアだけしか含んでいないので、前記連続している下流 D M T シンボルの間には不連続部分は存在しない。前記下流キャリアは、周波数内で前記上流キャリアから分離しているので、受信した上流送信上には影響はない。

【 0 0 2 0 】

前記干渉を除去する一つの方法は、受信機に、例えば、前記上流信号を受信する、A D S L 装置用の低域フィルタ (L P F) のようなフィルタを使用することである。都合の悪いことに、この濾過プロセスは、前記の受信した A D S L 信号の包絡線遅延および巡回拡張の数値を有意に増大する。 10

【 0 0 2 1 】

しかし、D M T シンボルの送信を同期させると、前記干渉が減少することが分かった。それ故、本発明により、A D S L 送信機と、遠隔地の相手方の A D S L 送信機との間で同期が行われる。さらに、前記同期を行うと、前記上流チャネルと下流チャネルとが重畳している、A D S L システムで使用するすることができる、エコー打消し装置の設計を簡単なものにすることができる。

【 0 0 2 2 】

図 8 - 図 1 0 は、本発明の概念図である。後者は、C O 内に位置する A D S L 装置のところで説明する。類似の説明が A D S L C P E にも当てはまるが、ここでの説明は省略する。図 8 は、A D S L C P E の影響がゼロまたは無視することができる場合の、伝播遅延である。下流チャネルの方向には、異なる D M T シンボル A_d および B_d が、A D S L C O 装置により連続的に送信される。同時に、前記 A D S L C O 装置が、前記上流方向の D M T シンボル C_u および D_u を受信する。下流送信信号の A D S L C O 装置のハイブリッドを通して漏洩が起こるけれども、各受信 D M T シンボルの処理は、点線の括弧 2 で理解できるように、一つの下流 D M T シンボルの間だけ行われる。 20

【 0 0 2 3 】

比較のために、図 9 は、かなりの長さの上流伝播遅延 $t_{p,u}$ の影響を示す。図 9 を見れば、ある数値に対する前記上流伝播遅延は、依然として、漏洩を通して一つ以上の送信 D M T シンボルにより、A D S L 受信 D M T シンボルに影響を与える恐れがあることが分かる。(図 9 の点線の括弧 2 がこのことを示す。) それ故、本発明の原理により、ある種の A D S L システムに対して、同期を維持するために、前記 A D S L システムの伝播遅延の関数として、前記巡回拡張の数値が増大する。この追加の巡回拡張遅延を、多数の異なる方法で追加することができる。 30

【 0 0 2 4 】

その一つの方法は、伝播遅延とは無関係の一定の量の巡回拡張を単に追加する方法である。

図 1 0 は、他の方法を示す。この場合、各巡回拡張は下記式で表すことができる。

$$C E_{t_1} = C E_1 + \alpha t_{p,u} \quad (1)$$

$$C E_{t_2} = C E_2 + (1 - \alpha) t_{p,u} \quad (2) \quad 40$$

【 0 0 2 5 】

但し、 $C E_{t_1}$ および $C E_{t_2}$ は、下の添字 t で示す時間的遅延を考慮に入れた各巡回拡張の新しい数値である。 $C E_1$ および $C E_2$ は、前記 I S I 干渉を補償するために使用した元の各巡回拡張であり、 $t_{p,u}$ は、下の添字 $p u$ で示す上流伝播遅延の測定値である。図 1 0 は、例示としての数値、 $\alpha = 5$ である。従って、図 1 0 から、全巡回拡張値は、下記式で表される。

$$\text{全巡回拡張値} = C E_1 + C E_2 + t_{p,u} \quad (3)$$

【 0 0 2 6 】

一般的に、この方法の場合、前記往復遅延は、本発明の原理による伝播遅延に関する、全巡回拡張 $C E_T$ に対する新しい数値を決定するのに使用される。 50

$$C E_T = (t_{p_u} + t_{p_d}) / 2 \quad (4)$$

$$\text{全巡回拡張値} = C E_i + C E_T \quad (5)$$

但し、 $C E_i$ は、下の添字 i が示す前記 $I S I$ 干渉（例えば、前の $C E_1 + C E_2$ ）を、補償するために使用した前記巡回拡張の全数値であり、 t_{p_d} は、下の添字 $p d$ が示す下流伝播遅延の測定値である。この場合、往復遅延は、 $(t_{p_u} + t_{p_d})$ に等しい。

【0027】

前記上流伝播遅延が前記下流伝播遅延に等しい条件の下で、前記巡回拡張は、式（５）に従って単に増大することができる。しかし、ある状況の場合には、前記遅延は等しくなく、前記巡回拡張の数値の増大が、同期を維持するのに十分でない場合もある。このような状況の場合には、（下記の）対向端点に対してスレーブである前記 $A D S L$ 端点は、時間

10

$$\delta t = [(t_{p_d} + t_{p_u}) / 2] - t_{p_u} \quad (6)$$

【0028】

$D M T$ シンボルの同期を維持するために、前記巡回拡張の数値を増大するための前記技術の他に、他の等価の技術も使用することができる。例えば、適当な時点で、送信機をオン／オフする方法がある。この場合、オン／オフの時間的間隔は、前記伝播遅延の関数である。

【0029】

図１１は、本発明の原理を使用する例示としての $A D S L$ システムである。前記 $A D S L$ システムは、ツイストペアを通して、 $A D S L$ 顧客宅内（ $C P$ ）装置 ２５０に接続している $A D S L$ $C O$ 装置 ２００を含む。前記各装置 ２５０は、多キャリア端点と呼ばれる場合もある。（分かり易くするために、前記 $P O T S$ チャネルに対する前記スプリッタ／コンバイナは省略してある。） $A D S L$ $D M T$ システムは、分離しているが隣接している、上流および下流チャネルを持つと仮定する。本発明のコンセプトに従えば、 $A D S L$ 接続のトレーニング段階中、 $A D S L$ $C O$ 装置 ２００または $A D S L$ $C P$ 装置 ２５０内に位置する、 $A D S L$ $D M T$ 送信機は、最初、遠隔地の相手方の端点へ位置標定信号を送信することにより往復伝播遅延を測定する。以降の通信段階中に、前記 $A D S L$ 送信機は、 $D M T$ シンボルの送信を基準クロックに同期させる。さらに、各 $D M T$ シンボルの巡回拡張は、前記伝播遅延の関数として増大する。

20

【0030】

図１２は、図１１の $A D S L$ システムで使用するための本発明の原理を使用する例示としての $A D S L$ 装置 ３００である。本発明のコンセプト以外は、図１２の素子は周知のものである。これら素子について詳細に説明する。（異なる図面の類似の数字は、類似素子を示すことに留意されたい。）

30

【0031】

$A D S L$ 装置 ３００は、 $D M T$ 変調器 ３８５、 $D M T$ 復調器 ３９５、ハイブリッド １３５、およびコントローラ ３９０を備える。例示としてのプログラム内蔵コントローラおよび関連メモリは、当業者には周知である。 $D M T$ 変調器 ３８５は、ハイブリッド １３５およびコンバイナ／スプリッタ １５０を通して、ツイストペア １５１により送信する $A D S L$ 信号を形成する。復調器 ３９５は、コンバイナ／スプリッタ １５０およびハイブリッド １

40

【0032】

本発明のコンセプトによれば、コントローラ ３９０は、 $D M T$ 変調器 ３８５に、同期または同期信号 ３９３を供給する。図１２は、本発明の原理による $A D S L$ 装置の一般的な構造を示すが、実際の動作は前記 $A D S L$ 装置が、 $C O$ または $C P$ 内に位置しているかどうかにより異なる。この場合、 $C O$ （例えば、図１１の $A D S L$ $C O$ 装置 ２００）内に位置する前記 $A D S L$ 装置は、例えば、マスタであり、前記 $C P$ 内に位置する $A D S L$ 装置は、前記 $C O$ 装置に対してスレーブとなる。この場合、 $A D S L$ 装置 ３００は、前記 $C O$

50

内に位置していて、同期信号 393 を必要とせず、DMT シンボルは、今まで通り送信される。(しかし、おそらく、以下に説明する本発明のコンセプトによる DMT シンボル同期を行うには、別の巡回拡張が使用されることになる。)

【0033】

ADSL 装置 300 が前記 CP (例えば、図 11 の ADSL CP 装置 250) 内に位置している場合には、コントローラ 390 は、DMT 復調器 395 からのクロック回復情報 (CL) 信号 349 を使用して同期信号 393 を発生する。前記 CL 信号 394 は、CE ゲート素子からの DMT 復調器 195 ですでに使用することができる。前記 CE ゲート素子は、実際に、回復されたシンボルクロックを供給する。何故なら、前記 CE ゲート素子は、DMT シンボルを抽出し、それにより、(例えば、図 4 のところで説明したように) 前記巡回拡張を除去する。その結果、DMT シンボルの発生は、前記の回復されたシンボルクロックの関数として発生し、前記 CO 内の ADSL 装置に対してスレーブになる。(システムの動作は、反対になる場合もある。すなわち、前記 CO 内の前記 ADSL 装置は、前記 ADSL CPE に対してスレーブになる。さらに、他の同期技術を使用することができる。)

10

【0034】

さらに、すでに説明したように、ある種の ADSL システムにおいては、前記伝播遅延は、DMT シンボルの同期を失わせる恐れがある。これらシステムにおいては、多数の他の方法を使用することができる。

【0035】

20

別の方法の一つとしては、すでに説明したように、前記巡回拡張の数値を増大する方法がある。そのための一つの方法の場合、コントローラ 390 は、DMT 変調器 385 および DMT 復調器 395 に対して、それぞれ、信号 392 および 391 により前記 CE_T に対するある数値を供給する。DMT 変調器 385 は、CE_T の追加持続時間を持つ巡回拡張を発生するために、その各巡回拡張素子 (図示せず) を修正する。完全なものにするために、前記 CE ゲート素子は、DMT 復調器 395 を備えているが、この CE ゲート素子は、どのように前記巡回拡張の区分が行われているのかを知る必要はない。すでに説明したように、前記 CE ゲート素子は、受信した拡張 DMT シンボルの最善のサンプル 512 を使用して、前記 DMT シンボルを抽出する。前記 DMT シンボルが抽出されると、拡張 DMT シンボルの残りの部分は、定義により、巡回拡張部 (接頭部および接尾部) となる。

30

【0036】

この方法を修正したある方法の場合には、コントローラ 390 は、CE_T に対するある一定の数値を、信号 391 および 392 を通して、DMT 変調器 385 および DMT 復調器 395 に供給する。

【0037】

この方法を修正した他の方法の場合には、CE_T に対する前記数値は、ADSL 接続の前記トレーニング段階中に決定される。CE_T に対する前記数値は、前記 CO または前記 CP 内に位置するいずれの ADSL においても同じであるが、コントローラ 390 が、前記 CO または前記 CP 内に位置しているかどうかにより、この数値は異なるものになる。ADSL 装置 300 が、前記 CO 内に位置している場合には、コントローラ 390 は、トレーニング段階中に、位置標定信号 (遠隔地の相手方の ADSL 装置が知っている単に予め定義した信号) を送る。受信した場合、前記遠隔地の相手方の ADSL 装置は、ADSL 装置 300 に対して前記位置標定信号を送り返す。(当業者には位置標定法は周知であり、また他の方法も使用することができる。) 前記位置標定信号を受信すると、コントローラ 390 は、前記往復伝播遅延を計算し、CE_T に対する数値を決定する。(この計算した遅延は、前記遠隔地の相手方の ADSL 装置の無視することができる処理遅延となる。この処理遅延が有意なものである場合には、コントローラの前記の測定した数値は、この処理遅延に対して調整しなければならない。) 計算が終わると、CE_T の前記数値は、同様に、前記遠隔地の相手方の ADSL 装置に送られ、そこで使用される。(これは、前記ビット・ロード表の前記送信とほぼ同じである。) 他の技術も同様に使用することができ

40

50

る。例えば、C P内に位置する前記A D S Lは、前記位置標定信号等を発生することができる。(A D S L装置300が前記C P内に位置する前記実施形態は、すでに説明したように、前記遠隔地の相手方のA D S L装置であることを理解されたい。)

【0038】

すでに説明したように、ある状況の場合には、前記伝播遅延は同じでない場合があり、前記巡回拡張の数値の増大は、同期を維持するのに十分でない場合がある。これら状況の場合には、コントローラ390は、さらに、式(6)の δt だけ同期信号393を遅らせる。

【0039】

他の類似の別の方法はコントローラ390に関するもので、例えば、オン/オフすることにより、DMT変調器385を制御する方法である。この場合、コントローラ390は、DMT変調器385をオン/オフするために、同期信号393を使用する。この場合、同期信号393は、CL394の関数であり、使用した場合、増大した巡回拡張部の数値(一定または伝播遅延の関数)である。後者は、前記巡回拡張の前記数値が増大するに連れて、同じ影響を持つ。この場合、信号392は必要ない。

【0040】

この追加信号、CL信号394、同期信号393等は、本発明のコンセプトを強調するためのものであることに留意されたい。しかし、信号196および197は、本発明のコンセプトに従って適当に修正することもできる。

【0041】

すでに説明したように、ある場合には、前記CEゲート素子からの、回復されたシンボルクロックを使用することによる、前記DMTシンボルの同期は、A D S LシステムでDMTシンボルを供給するのに十分である。最悪の場合、巡回拡張値は、増大(または等価に増大)しなければならない。図13はその一つの方法である。この図は、例えば、図12のコントローラ390のA D S L装置で使用するための、本発明の原理による例示としての方法を示す。ステップ600において、コントローラ390は、前記のように、前記往復遅延を決定する。(すでに説明したように、前記実際のステップは、前記A D S L接続のどちらの端点が、前記位置標定信号を送信するかにより異なる。)ステップ605においては、コントローラ390は、前記巡回拡張の数値を前記往復遅延の関数として調整し、DMT変調器386およびDMT復調器395の両方に、この数値 $C E_T$ を供給する。ステップ610においては、コントローラ390は、同期または同期信号をDMT変調器385に供給する。(A D S L装置が、例えば、前記の測定スペクトル応答の関数として、図13の方法を使用する時期を動的に決定することができることに留意されたい。前記測定結果が、特定の範囲内にある場合、または特定の数値以上または以下である場合には、前記の方法を実行する。)

【0042】

すでに説明したように、前記下流チャネルが、部分的に前記上流チャネルに重畳している場合には、エコー打消しが必要になる。通常、このエコー打消しは複雑で、その結果、コストが高くなる。しかし、本発明の原理によれば、対向A D S L端点と同期しているA D S L端点は、より簡単で、より安価なエコー打消し装置を使用することができる。図14は、例示としてのA D S L装置400である。

【0043】

本発明のこの実施形態の場合には、A D S L DMTシステムは、例えば、前記下流チャネルを完全に前記上流チャネルに重畳させることができるような、部分的に重畳している重畳上流チャネルおよび下流チャネルを持つ。この後者の実施形態の場合には、前記下流チャネルは25kHz~1.1MHzまで延びる。A D S L装置400は、往復遅延の関数としての前記巡回拡張の同期および修正に関して、A D S L装置300とほぼ同じ方法で機能する。さらに、A D S L装置400は、前記上流チャネルおよび下流チャネルが、重畳している帯域幅のその部分の各キャリア用の単一タップのエコー打消し装置を含む。

【0044】

10

20

30

40

50

前記単一タップエコー打消し装置は、単一タップ適応フィルタ410およびコンバイナ405により表される。コンバイナ405は、(そのあるものが、上流チャネルおよび下流チャネルが重畳していない前記周波数に対してゼロである)各キャリア周波数のところの前記エコーの推定値を差し引く。適応フィルタ410は、当業者には周知の方法で、フィードバック信号411により表される、コンバイナ405の各出力信号の関数としての各係数 $C_0 - C_{255}$ の数値を適応させる。

【0045】

すでに説明したように、DMTシンボルの送信を、受信DMTシンボルに同期させることによって、エコー打消し装置を簡単なものにすることができる。他の変更も行うことができる。例えば、CO ADSL装置の場合には、上流チャネルが、その内部のサブキャリアの数に等しいFFTサイズを持つ受信機部分で、上流信号の処理が行われる場合には、前記下流チャネルの送信機部分により発生した、より高い周波数キャリアは、前記上流チャネルにエイリアスすることができる。それ故、前記上流信号の干渉を打ち消すために、前記エコー打消し装置の一つまたはそれ以上の下流チャネル・サブキャリアを使用することができる。

10

【0046】

すでに説明したように、本発明のコンセプトによれば、ADSL送信機は、DMTシンボルの送信を受信DMTシンボルと同期させる。すでに説明したように、伝播遅延を行うためにトレーニングの追加や、(その数値が一定または伝播遅延の関数である)前記巡回拡張への数値の追加、および/または送信機のオン/オフ等のような多数の変更を行うことができる。それ故、前記説明は、本発明の原理を単に説明するためのものに過ぎず、当業者であれば、本明細書にたとえ明示されていなくても、本発明の原理を使用し、本発明の精神および範囲内にある、多数の他の装置を考案することができることを理解されたい。

20

【0047】

例えば、本明細書においては、本発明のコンセプトを、例えば、DMT変調器、DMT復調器等のような個々の機能構造ブロックで実行しているが、任意の一つまたはそれ以上の前記構造ブロックの機能を、例えば、デジタル信号プロセッサ等のような、一つまたはそれ以上の適当なプログラムされたプロセッサを使用して実行することができる。

【0048】

また、本発明のコンセプトを、特定のADSL DMT帯域幅割当スキームを使用して説明したが、本発明のコンセプトは、1.1MHzより上に延びていて、対称的なDSLのこれらのバージョンを含む、一般的なADSL DMTに適用することができる。実際、本発明のコンセプトを、任意のマルチトーン通信システムDSLまたは、例えば、無線システムのような他の装置に適用することもできる。後者の場合、各マルチトーンシンボルは、複数の加入者からの情報を表すことができ、その場合でも、本発明のコンセプトを依然として適用することができることに留意されたい。

30

【図面の簡単な説明】

【図1】ISIを補償するために、ADSL DMT送信に使用する巡回拡張の概念図である。

【図2】従来技術のADSL通信装置を示す図である。

40

【図3】例示としてのADSL帯域幅の割当を示す図である。

【図4】図2のCEゲート160の例示としてのCEゲート検出装置素子を示す図である。

【図5】従来技術のADSL通信装置の他の例を示す図である。

【図6】ADSL通信の干渉の一つの形の概念図である。

【図7】ADSL通信の干渉の一つの形の概念図である。

【図8】本発明の概念図である。

【図9】本発明の概念図である。

【図10】本発明の概念図である。

【図11】本発明の原理によるADSL通信システムを示す図である。

50

【図 1 2】図 1 1 のシステムで使用するための、本発明の原理による A D S L 通信システムを示す図である。

【図 1 3】図 1 2 のシステムで使用するための、本発明の原理を示す例示としての流れ図である。

【図 1 4】図 1 1 のシステムで使用するための、本発明の原理による A D S L 通信システムを示す図である。

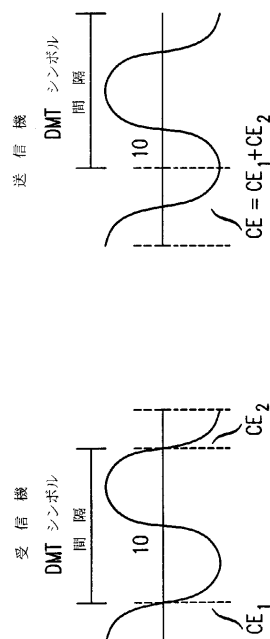
【符号の説明】

3 9 1 , 3 9 2 信号

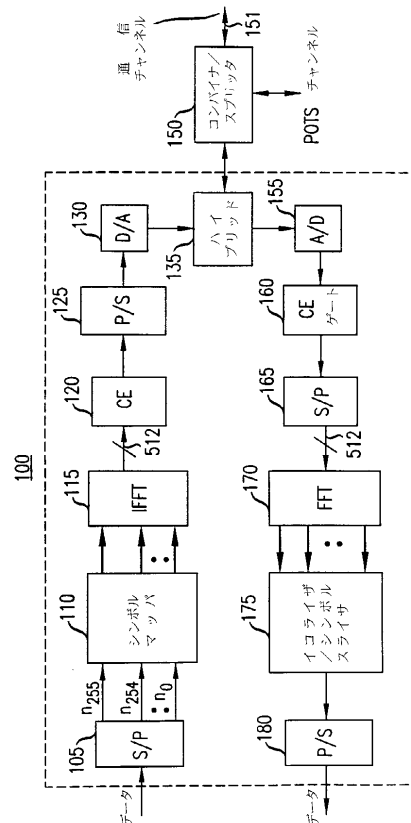
3 9 3 周期信号

3 9 4 S L 信号

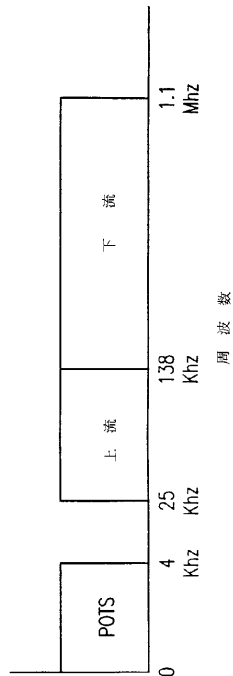
【図 1】



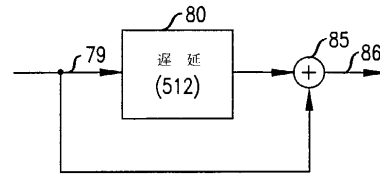
【図 2】



【図 3】

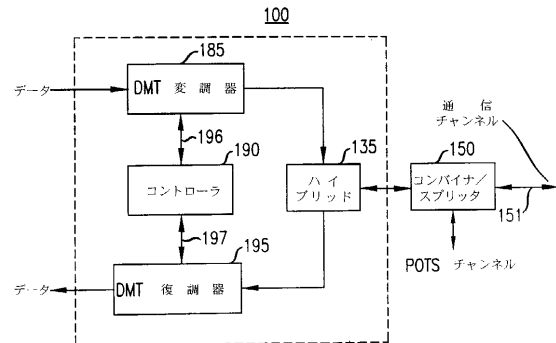


【図 4】

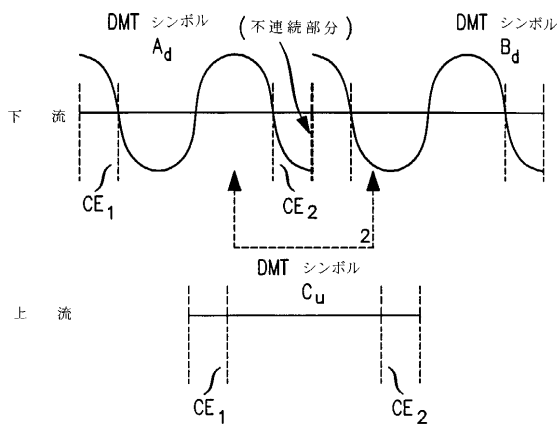


DMTシンボルを抽出するためのC/Eゲート検出装置

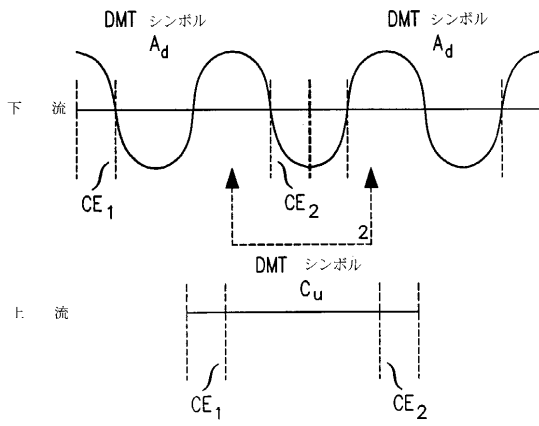
【図 5】



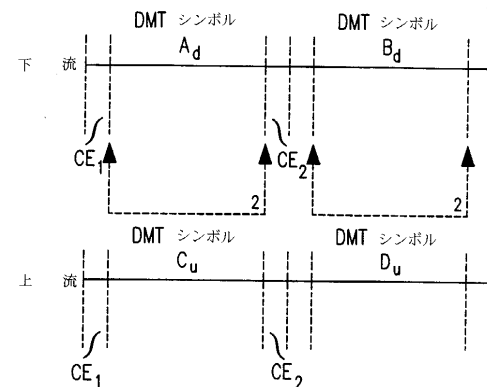
【図 6】



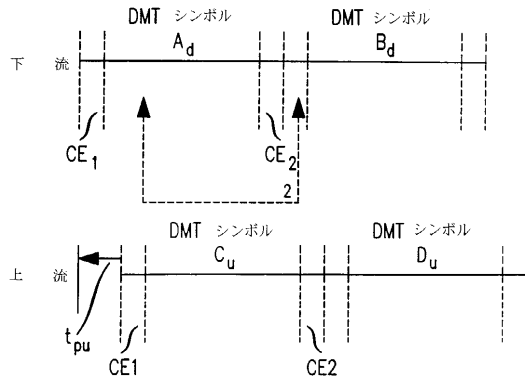
【図 7】



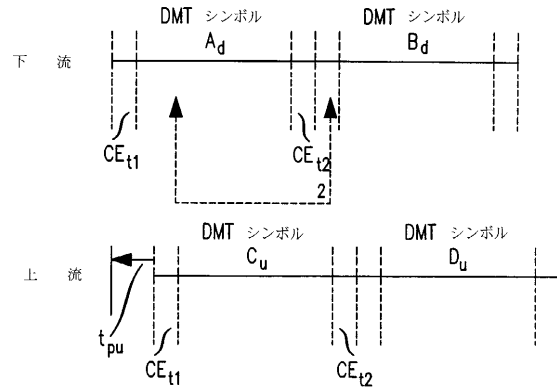
【図 8】



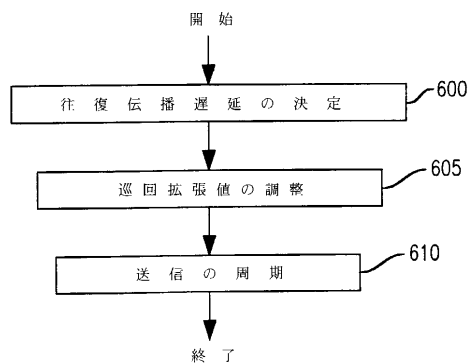
【 図 9 】



【 ㄨ 1 0 】



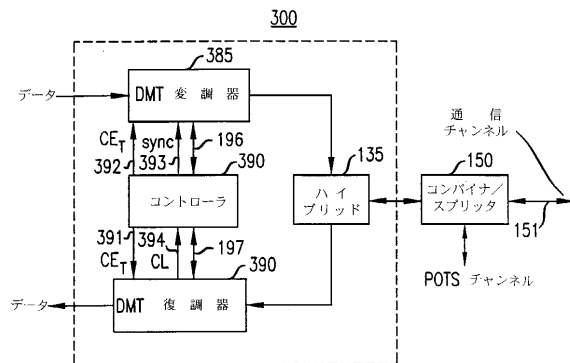
【 図 1 3 】



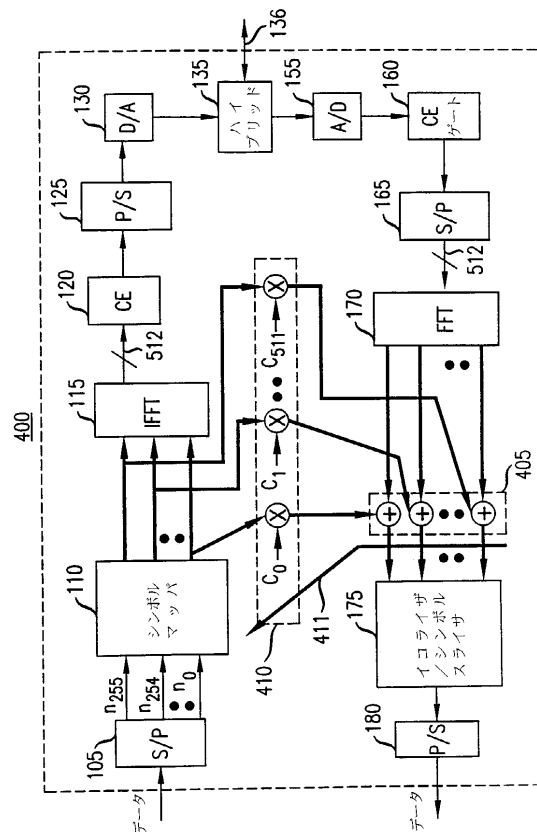
【 ㄨ 1 1 】



【 図 1 2 】



【 図 1 4 】



フロントページの続き

- (74)代理人 100091889
弁理士 藤野 育男
- (74)代理人 100101498
弁理士 越智 隆夫
- (74)代理人 100096688
弁理士 本宮 照久
- (74)代理人 100102808
弁理士 高梨 憲通
- (74)代理人 100104352
弁理士 朝日 伸光
- (74)代理人 100107401
弁理士 高橋 誠一郎
- (74)代理人 100106183
弁理士 吉澤 弘司
- (72)発明者 ヌリ ルヒ ダグデヴィレン
アメリカ合衆国 0 7 7 0 1 ニュージャージー, レッド バンク, アンバセダー ドライヴ 3
9
- (72)発明者 ジョージ ジョン クストカ
アメリカ合衆国 0 7 7 4 6 ニュージャージー, マールボロー, ダッチ レーン ロード 9 2
- (72)発明者 ラジヴ ラロイア
アメリカ合衆国 0 8 5 5 0 ニュージャージー, プリンストン ジャンクション, サウス ロン
グフェロー ドライヴ 1 0 4
- (72)発明者 ジン - デア ワン
アメリカ合衆国 0 7 7 1 2 ニュージャージー, オーシャン, バッキンガム ドライヴ 9

審査官 高野 洋

- (56)参考文献 国際公開第 9 7 / 0 4 0 6 0 8 (WO, A 1)
国際公開第 9 7 / 0 0 1 9 0 0 (WO, A 1)
国際公開第 9 7 / 0 3 5 3 9 9 (WO, A 1)
特開平 0 5 - 0 2 2 2 6 1 (JP, A)
特開平 0 6 - 3 1 1 0 7 1 (JP, A)
特開平 0 5 - 3 4 4 1 0 6 (JP, A)

- (58)調査した分野(Int.Cl.⁷, DB名)
H04J 11/00