

通信システムは一般的に図1、3及び6に記載される。システム10の基本構成は、ホストデジタル端末(HDT)12、ビデオホスト分散端末(VHDT)34、電話下りトランスミッタ14、電話上りレシーバ16、光分散ノード18を含むハイブリッドファイバー同軸(HFC)分散ネットワーク11、及び遠隔ユニット46に関連した統合サービスユニット66、68(図6にて一般にISU100として示す)である。HDT12は、スイッチングネット

ワーク(一般にトランクライン20で示される)と、電話情報のトランスポートのためのHFC分散ネットワークへのモデムインタフェースとの間の電話インタフェースを提供する。電話下りトランスミッタ14は、図3に示すように、HDT12の同軸RF下り電話情報出力22に対する電気-光学変換を実行し、冗長下り光ファイバーフィーダライン24に送信する。電話上りレシーバ16は冗長上り光ファイバーフィーダライン26上の光信号に対する光学-電気変換を行い、HDT12の同軸RF上り電話情報入力28に電気信号を与える。光分散ノード(ODN)18は、光ファイバーフィーダライン24及び26と同軸分散脚部30の間のインタフェースを提供する。ODN18は同軸分散脚部30上で下りビデオ及び電話を結合する。統合サービスユニットは、同軸分散ネットワークへのモデムインタフェース及び顧客へのサービスインタフェースを提供する。

HDT12及びISU100は、電話トランスポートシステム変調-復調(モデム)機能を設置する。HDT12は、図3に示すように、少なくとも1つのRF-MCCモデム82を含み、各ISU100は図6に示すように、RI-ISUモデム101を含む。MCCモデム82及びISUモデム101は、電話情報をトランスポートするために、HDT12とISU100の間で、DSO+チャネルのような、多重キャリアRF送信技術を使用する。この多重キャリア技術は、システムの帯域幅が多重キャリアに分割された直交周波数分割マルチプレックス(OFDM)に基づき、その各々は情報チャンネルを示す。マルチキャリア変調は、時分割マルチプレックス情報データをとり、これを周波数分割マルチプレックスデータに変換する技術として見ることができる。

多重キャリア上のデータの発生及び変調は、各データチャンネル上

の直交変換を使用してデジタル的に達成される。レシーバは、データを復調するためにサンプル波形のセグメント上で逆変換を実行する。多重キャリアはスペクトル的にオーバーラップする。しかしながら、変換の直交性の結果として、各キャリアのデータは、他のキャリアから無視しうるインタフェース、従って、トランスポートされたデータ信号の間で減小するインタフェース、で復調される。マルチキャリア送信は、特に多対点システムの上り通信において必要とする送信帯域の効率的な利用を得る。マルチキャリア変調は、また多重マルチプレックスデータストリームをアクセスするための効率的な手段を提供し、帯域のいかなる部分においてもマルチプレックス情報を抽出されるためにアクセスされることを許容し、比較的長いシンボル時間を持つ結果としてインパルスノイズを除いた多くのノイズを提供し、そして、グレードの下げられたキャリアを明らかにすることにより狭帯域の干渉を除去し、データ送信のキャリアの使用を禁止する有効な手段を提供する（このようなチャンネル監視及び保護は以下に詳しく説明される）。本質的に、電話トランスポートシステムは、干渉及び劣った性能を持つキャリアの使用を無力にすることができ、送信品質目標を持つキャリアのみを使用する。

さらに、ODN 18は下りビデオを同軸分散脚部30上の送信のための電話情報と結合する。通常、トランクライン20で示される現存するビデオサービスからのビデオ情報はヘッドエンド32にて受信され処理される。ヘッドエンド32又は中央局は、ビデオデータインタフェースのためのビデオホスト分散端子34（VHDT）を含む。VHDT34は、分散ネットワーク11のODN18を経て遠隔ユニット46へビデオ情報を通信するために関係した光トランスミッタを持つ。

図3及び4に示すHDT12の電話トランスミッタ14は、送信

される電話データを保護するために下り電話送信のための2つのトランスミッタを含む。これらのトランスミッタは従来のものであり、比較的高価でない狭帯域レーザトランスミッタである。1つのトランスミッタは、もし他のものが本来的に機能しているならばスタンバイしている。動作中のトランスミッタにおいて障害を検出すると、送信はスタンバイトランスミッタに切り換わる。反対に、VH

D T 3 4 のトランスミッタは、広帯域アナログ D F B レーザトランスミッタなので H D T 1 2 のトランスミッタと比較して比較的高価である。それ故、ビデオ情報の保護、電話データでない非本質的サービスは保護されずに残される。ビデオデータ送信から電話データ送信を分割することにより、電話データのみの保護が達成できる。ビデオデータ情報及び電話データが、高価な広帯域アナログレーザにより1つの光ファイバー上で送信されたならば、経済は電話サービスの保護が不可能であることを指図する。それ故このような送信の分離は重要である。

さらに図1を参照すると、ビデオ情報は、下りで光ファイバーライン40を経てスプリッタ38へ光学的に送信され、スプリッタ38は、複数の光ファイバーライン42上で複数の分散ノード18へ送信するための光ビデオ信号を分離する。H D T 1 2 と関連した電話トランスミッタ14は光ファイバーフィーダライン42を経て光分散ノード18へ光電話信号を送信する。光分散ノード18は、ハイブリッドファイバー同軸(H F C)分散ネットワーク11の同軸分散部分を経て複数の遠隔ユニット46への電気的な出力として送信するために、光ビデオ信号及び光電話信号を変換する。電気的な下りビデオ及び電話信号は、H F C ネットワーク11の同軸分散部分の複数の同軸脚部30及び同軸タップ44を経てI S Uへ分散される。

遠隔ユニット46は、図6に示すように、I S U 1 0 0 と関連しており、I S U 1 0 0 は、例えば電話及びデータ端子からの電話情報を含む上り電気的データ信号を送信する手段を含み、さらに、以下に説明するように、セットトップボックス45からセットトップ情報を送信する手段を含む。上り電気的データ信号は、複数のI S U 1 0 0 によりH F C 分散ネットワーク11の同軸部分を経て接続された光分散ノード18に提供される。光分散ノード18は、光ファイバーフィーダライン26上でヘッドエンド32に送信するために上り電気的データ信号を上り光データ信号に変換する。

図2は、ヘッドエンド32から光分散ノード18へ光ビデオ信号及び光電話信号の送信を提供する他の実施形態を示し、この実施形態のH D T 1 2 及びV H D T 3 4 は同じ光トランスミッタ及び同じ光ファイバーフィーダライン36を利用

する。H D T 1 2 及び V H D T 3 4 からの信号は結合され、光学的にヘッドエンド 3 2 からスプリッタ 3 8 に送信される。結合された信号はスプリッタ 3 8 により分離され、4 つのスプリット信号は、同軸分散脚部 3 0 及び同軸タップ 4 4 により遠隔ユニットへの分散のために光分散ノード 1 8 に提供される。O D N 1 8 からの戻り光電話信号はヘッドエンドへの供給のためにスプリッタ 3 8 にて結合される。しかしながら、上述したように、利用される光トランスミッタは、その広帯域能力により比較的高価であり、本質的な電話サービスの保護を与えることができる蓋然性を少なくする。

当業者が認識するように、ファイバーフィーダライン 2 4 及び 2 6 は、図 1 に示すように、2 つは下り電話トランスミッタ 1 4 からの下り送信で、2 つは上り電話レシーバ 1 6 への上り送信のための 4 つのファイバーを含む。指向性カプラーが使用されると、このようなファイバーの数は半分にカットされる。さらに、保護トランス

ミッタ及び利用されるファイバーの数は、当業者にて知られるように変化し、いずれかリストされた数は添付の請求項に記載のように本発明に限定されない。

本発明はより詳細に記載される。記載の第 1 の部分は基本的にビデオトランスポートを扱う。残りの記載は基本的に電話トランスポートを扱う。

ビデオトランスポート

通信システム 1 0 はトランクライン 2 0 を経てビデオ及び電話サービスプロバイダからビデオ及び電話情報を受けるヘッドエンド 3 2 を含む。ヘッドエンド 3 2 は複数の H D T 1 2 及び V H D T 3 4 を含む。H D T 1 2 は、電話サービスプロバイダへ又はから T 1 . I S D N への電話情報、又は他のデータサービス情報を通信するためのネットワークインタフェースを含み、このような通信はトランクライン 2 0 で示される。V H D T 3 4 は、例えばケーブル T V 情報のようなビデオ情報を通信するビデオネットワークインタフェースと、ビデオサービスプロバイダへ又はからの加入者の対話データを含み、このような通信はトランクライン 2 0 で示される。

V H D T 3 4 はビデオ光ファイバーライン 4 を経てスプリッタ 3 8 へ下り光信

号を送信する。受動光スプリッタ38は効率的に下り高帯域幅光ビデオ信号の4つのコピーを作る。コピーされた下り光ビデオ信号は、対応して接続された光分散ノード18に分散される。当業者においては下りビデオ信号の4つのコピーが作られるが、コピーの如何なる数も適当なスプリッタにより作られることを容易に認識し、本発明は特定の数に限定されない。

スプリッタは、高価な広帯域の光-電気変換ハードウェアを採用することなく広帯域光信号を分離する受動手段である。光信号スプリッタは当業者には共通に知られており、例えばGold社のよ

うな、多くの光ファイバーコンポーネント製造者から入手できる。他の場合として、能動スプリッタも利用される。さらに、カスケードチェインの受動又は能動スプリッタが、光分散ノードの追加した数に適用するために複写した光信号の数を掛け、それにより単一のヘッドエンドにてサービス可能な遠隔ユニットを増大する。このような変形例は添付の請求項に記載のように本発明に従って企図される。

VHDT34は、中央局ケーブルTVヘッドエンド又は遠隔局及び112NTSCチャンネルまでの放送にて配置される。VHDT34は、現在は譲受人の補助としてのAmerican Lightwave System社から入手可能なLite Amp™のような伝送システムを含む。ビデオ信号は、信号が受信される(即ち、光送信がRFビデオ信号で変調されるテラヘルツキャリアである)同じ周波数で1300ナノメートルレーザー源の振幅変調により光学的に送信される。下りビデオ送信帯域幅は約54-725MHzである。受信したビデオ信号の周波数としてビデオ信号の光送信のために同じ周波数を使用することの利点は、減少した変換費用とともに高帯域幅送信を提供することである。この同じ周波数送信アプローチは、下りの変調が光-電気変換又はフォトダイオードによる比例変換及び恐らく増幅を必要とし、周波数変換でないことを意味する。さらに帯域幅の減少及び分解能の低損失のサンプルデータはない。

光分散ノード18は、図5に示すように、光ファイバーフィーダライン42上でスプリッタ38からスプリット下り光ビデオ信号を受ける。下り光ビデオ信号

は光分散ノード18の下りビデオレシーバ400に与えられる。利用される光ビデオレシーバ400は、American Lightwave System社から入手可

能なLite AmpTM プロダクトラインのものである。フォトダイオードを利用した比例して変換されたビデオレシーバ400から変換された信号は、下り電話レシーバ402からの変換された電話信号にそってブリジャー (bridge) 増幅器403に与えられる。ブリッジャー増幅器403は、同時にダイプレックスフィルタ406に4つの下り電気的な電話及びビデオ信号を与え、ダイプレックスフィルタ406は、2つの異なる周波数帯域幅の信号が上り及び下り送信に利用される時に、送信及び受信機能を分離することにより全二重動作を許容する。ビデオ又は下り電話信号についてODN18で実行される周波数変換はなく、信号は、ODN18で受信されたと同じ周波数帯域でHFC分散ネットワーク11の同軸部分を介して遠隔ユニットへ、ODNを経て送られる。

ODN18が下り光ビデオ信号を受信し、信号が下り電気的ビデオ信号に変換された後に、ODN18の4つの出力は、下り電気的ビデオ信号を遠隔ユニット46に送信するために、HFC分散ネットワーク11の同軸部分の4つの同軸脚部30に与えられる。電気的ビデオ信号に対するこのような送信は54-725 MHz帯域幅で生じる。各ODN18は複数の同軸脚部30上の送信のために提供され、出力の如何なる数も添付の請求項に記載のように本発明に従って企図される。

図1に示すように、各同軸ケーブル脚部30は、複数の同軸タップ44を経て下り電気的ビデオ及び電話信号とともに重要な数の遠隔ユニット46を提供することができる。同軸タップは当業者にて共通に知られており、電気信号の受動双方向ピックアップとして作用する。各同軸ケーブル脚部30はシリーズに接続された幾つかの同軸タップ44を有する。さらにHFC分散ネットワーク11の同軸部分は拡張するために幾つかの数の増幅器を使用し、距離データは

このような分散ネットワーク11上の同軸部分上で送られる。

下りビデオ信号は同軸タップ44から遠隔ユニット46に提供される。同軸タップ44からのビデオ信号は、図6にて通常ISU100のブロック図で示されるHISU68に提供される。ISU100はタップ44から下り電氣的ビデオ及び電話信号で提供され、ダイプレックス104に与えられる。下り電氣的ビデオ及び電話信号はダイプレックスフィルタ104を経てイングレスフィルタ105及びISUモデム101に送られる。下りビデオ信号は任意のセットトップボックス45を経てビデオ機器に送られる。ダイプレックスフィルタ104からISUモデム101に与えられる下り電氣的な電話信号は、以下に詳しく記載のよう処理される。

イングレスフィルタ105は、電話やコンピュータ端子のような他のユーザ機器に提供されるものとは反対に、ビデオ機器に与えられる信号の干渉に対抗した保護とともに遠隔ユニット46に提供する。イングレスフィルタ105はビデオ信号を通すが、しかしビデオ機器で利用されない周波数は阻止する。ビデオ機器により使用されないこれらの周波数を阻止することにより、少なくとも同じ遠隔ユニットへネットワークによる他のサービスとともに干渉する浮遊信号は除去される。

セットトップボックス45は遠隔ユニット46における任意の要素である。セットトップボックス45からの対話ビデオデータは、約5乃至40MHzの帯域幅で比較的低い周波数においてビデオサービスプロバイダにより提供される付加的な分離RFモデムにより送信される。このような周波数は、上りと下り電話データ及び下りビデオの伝送に使用される1つではない。

MISU66に対して同軸タップ44からの分離同軸ラインは、同軸タップ44からセットトップボックス45へビデオ信号の送信

を提供し、ビデオ機器47へ下りビデオ信号を提供するために利用される。イングレスフィルタ105は、図6において、ダッシュで表示されるようにMISU66の一部ではない。

VHDT34の他の実施形態は、ビデオ信号の周波数でシフトするために他の変調及び混合方法及び技術を採用し、さらにコード化されたフォーマットで情報

を送信するための他のエンコード方法を採用する。デジタルビデオデータの送信に加えて、アナログビデオデータを送信する技術及び方法は当業者にて知られており、添付の請求項に記載のように本発明の精神及び範囲に従って企図される。

電話トランスポート

図3において、電話情報及びISU動作及びMCCモデム82によりキャリア上で変調された制御データ(以下、制御データ)は、同軸ライン22を経てHDT12及び電話下りトランスミッタ14の間で送信される。電話情報及びISU100によりキャリア上で変調された制御データは電話上りレシーバ16にて受信され同軸ケーブルライン28を経てMCCモデム82に通信される。電話下りトランスミッタ14及び電話上りレシーバ16は、光ファイバーフィーダライン24及び26を経て対応する光分散ノード18へ又はから電話情報及び制御データを各々送信し受信する。制御データは、システム11の電話サービス及びHDT12とISU100の間の電話情報のトランスポートを提供するために必要な他の制御データを提供するための、全ての動作、管理、保守、及び準備(OAM & P)を含む。

HDT12のブロック図は図3に示される。HDT12は、以下のモジュール、8つのDS1ユニット(DSUIU)(7つのカード(quad)DS1ユニットと1つの保護ユニット50)、1つの保護スイッチ&テスト変換ユニット52(PSTU)、2つのク

ロック&タイムスロット・インタチエンジユニット54(CTSU)(1つは現用で1つは予備/保護ユニット)、6つのコアックスマスタユニット56(CX MU)(3つは現用で3つは予備/保護ユニット)、及び2つの電源供給ユニット60(PWRU)(2つは中央局供給から適切なHDT電圧を供給する負荷共用ユニット)である。

HDT12は、通信システム10の電話トランスポートの全ての共通機器機能を備える。HDT12は通常は中央局に配置され、ローカルデジタルスイッチ又はデジタルネットワーク要素機器に直接インタフェースする。HDTは全ての電話情報に対してネットワークインタフェース62を提供する。各HDTは、ネッ

トワーク62において2乃至28DSX-1入力に適合し、これは672DS0チャンネルの最大を示す。

HDT12は、またシステム11における電話トランスポートに対して全ての同期を提供する。HDT12は、外部タイミング、ラインタイミング、内部タイミング、の3つの同期モードのいずれかで動作する。外部タイミングは、HDT12が配置された中央局から発生される供給基準の構築された統合タイミングに同期することを引用する。ラインタイミングは、通常ローカルデジタルスイッチから導かれたDSX-1信号からのリカバークロックに同期する。内部タイミングは、HDTが如何なる有効基準入力の不在にてそれ自身の同期を維持するフリーラン又はホールドオーバー動作である。

HDT12は、1/4-DS0グルーミング・ケイパビリティを提供し、4096×4096フルアクセスと非ブロッキング-1/4-DS0(16kbps)クロスコネクト・ケイパビリティを提供する。これは、DS0及び1/4-DS0(ISDN“D”チャ

ネル)が、DSX-1ネットワークインタフェース62におけるいずれかのタイムスロットから、いずれかのISU100によりサービスされたいずれかの顧客に対して、ルート化されることを許容する。

HDT12はMCCモデム82を含むHFC分散ネットワーク11上の電話トランスポートに要求されるRFモデム機能性を提供する。HDT12はHFC分散ネットワーク11にモデムインタフェースを提供するために3つの現用CXMU56まで適合し、各現用CXMU56に対して1対1の保護を提供する。

HDT12は、多対点通信システム11の多くのISUの制御及び通信を含む電話トランスポートシステムを統合する。各HDT12モジュールは機能を実行する。DS1Uモジュール48はデジタルネットワーク及びDSX-1終端にインタフェースを提供する。PSTU52は、故障したDS1Uモジュール48に対して保護DS1U50を切り換えることにより、DS1U機器の保護を提供する。CTS U54は、1/4-DS0タイムスロットグルーミング・ケイパビリティ及び全システム同期機能を提供する。CTS U54は、またシステムにおけ

る全ての呼処理を都合する。C X M U 5 6 は、以下に詳しく記載するように、H F C 分散ネットワーク 1 1 上の O F D M 電話トランスポートに対してモデム機能とインタフェースを提供し、S C N U 5 8 は、電話トランスポートに対して全ての O A M & P 機能を提供する通信システムの動作を監視する。準備のための要求の殆どの処理は S C N U 5 8 で実行される。

下り電話トランスミッタ

下り電話トランスミッタ 1 4 は、図 4 に示すように、電話情報及び制御データを担う H D T 1 2 の現用 C X M U 5 6 からの同軸 R F 出力 2 2 をとり、出力 2 2 を下り電話送信信号に結合する。光送信

で要求される電気-光変換ロジックは、より価格的に有効なトランスポート解法を提供するために H D T 1 2 よりむしろ自立形下り電話トランスミッタ 1 4 においてインプリメントされる。個々のコンポーネントにこの機能を置くことにより、この機能の費用は、H D T 1 2 の各 C X M U 5 6 にて繰り返される必要はない。これは C X M U 5 6 の機能のコストを減じ、C X M U 5 6 がファイバーの代わりに同軸上で送信し受信することを許容する。下り電話トランスミッタ 1 4 は、また冗長下りファイバーフィーダライン 2 4 上で O D N 1 8 への送信を提供する。

下り電話トランスミッタ 1 4 は、恐らく 1 0 0 フィート又はそれ以下の距離内で H D T 1 2 と共に配置される。下り電話トランスミッタ 1 4 は、各々 6 M H z 周波数帯域で現用 C X M U 5 6 から同軸 R F 出力を受け、カプラー 2 5 にてそれらを単一の R F 信号に結合する。各 6 M H z 周波数帯域は、当業者で知られるようにガード帯域により分離される。下り電話情報は約 7 2 5 - 8 0 0 周波数帯域で送信される。電話トランスミッタ 1 4 は 1 対 2 スプリッタ (図示せず) を経て結合された信号を通し、それにより冗長下り電気信号を生じる。2 つの冗長信号は、各々電気-光変換のために冗長レーザトランスミッタ 5 0 1 に引き渡され、冗長信号は、下り電話トランスミッタ 1 4 の出力が 2 つのフィーダライン 2 4 で各々が同じ変調された信号を持つように光出力を変調する。これは本発明のシステムの下り電話部分に対する保護を提供する。電話トランスミッタ 1 4 における

両方のヘブリーペロー (Fabry-Perot) レーザは全ての時間でアクティブである。全ての保護機能は光送信の受信端 (ODN 18 に配置される) で提供され、2つのレーザの内の1つは「アクティブ」として選択され、従って、電話トランスミッタ 14 は保護スイッチングケイパビリティを要求しない。

上り電話レーザ

上り電話レーザ 16 は、ODN 18 からの上り光フィーダライン 26 上で上り光電話信号の光-電気変換を実行する。上り電話レーザ 16 は、通常中央局において HDT 12 とともに配置され、HDT 12 へ電气的同軸出力と、ビデオセットトップコントローラ (図示せず) に与えられる同軸出力 23 を提供する。上り電話情報は、上り電話レーザ 16 から HDT 12 の現用 CXMU 56 へ同軸ライン 28 を経てルート化される。HDT 12 と上り電話レーザ 16 の間の同軸リンク 28 は好適には距離 100 フィート又はそれ以下に限定され、イントラオフィスリンクである。ビデオセットトップコントローラ情報は、ビデオトランスポート部分で記載したように、5乃至40 MHz の RF スペクトルの帯域に配置され、この帯域は上り電話情報にそって送信され、上り電話トランスポートに利用されない。

上り電話レーザ 16 は、デュアル上り光ファイバーライン 26 に対してデュアルレーザ 502 を持つ。これらのフィーダライン 26 は、電話情報と制御データとビデオセットトップボックス情報を含む ODN 18 からの冗長信号を担う。上り電話レーザ 16 は、ODN からの上りフィーダライン 26 上で自動的な保護切り換えを実行する。保護ロジックにより「アクティブ」として選択されたレーザ 502 は HDT 12 を駆動する同軸出力 28 に供給するために分離され、出力 23 はセットトップコントローラ (図示せず) に提供される。

光分散ノード

図 5 に示すように、ODN 18 は、HDT 12 からの光フィーダライン 24 および 26 と、遠隔のユニット 30 へ通ずる HFC 分散ネットワーク 11 の同軸部分との間のインタフェースを提供する。

このように、ODN 18は、基本的に光-電気変換装置であって且つ電気-光変換装置である。ODN 18から任意のISUのコアックスまでの最も長い距離は、好ましくは約6kmであり、結合されている状態の光フィーダライン/同軸ドロップの長さの最高値は、好ましくは約20kmである。ODN 18の光フィーダライン側は、6本のファイバでもって終結する。ただし、これらのファイバの数は可変である。上記の6本のファイバは、下りビデオフィーダライン42（ビデオスプリッタ38から通ずる単一のファイバ）と、下り電話フィーダライン24（下り電話トランスミッタ14から通ずるフィーダライン）と、下り電話保護用フィーダライン24（下り電話トランスミッタ14から通ずるフィーダライン）と、上り電話フィーダライン26（上り電話レシーバ16へ通ずるフィーダライン）と、上り電話保護用フィーダライン26（上り電話トランスミッタ16へ通ずるフィーダライン）と、スペアファイバ（図示されていない）とによって構成される。ODN 18は、下り電話トランスミッタから通ずる受信用の光フィーダライン24上での保護を目的とした切り換え機能を提供する。また一方で、ODN 18は、上り電話レシーバへ通ずる上り光フィーダライン26上で冗長性の送信を提供する。ここでは、上り光フィーダライン上での保護は、上り電話レシーバ16にて制御される。ODN 18の同軸分散側において、このODN 18は、最大4つの同軸脚部30でもって終結する。

下り方向において、ODN 18は、光の下り電話信号を電気信号に変換する下り電話レシーバ402を有している。さらに、ODN 18は、下り電話レシーバ402からの電気信号と、下りビデオレシーバ400からの変換後の下りビデオ信号とを結合させるブリッジヤ-増幅器403を有している。ここで、下りビデオレシーバ4

00は、VHDT34から通ずるODN 18にて終結する。下りビデオレシーバ400にて結合した広帯域の電話/ビデオ信号は、さらに、下り伝送用に割当てられたスペクトル内で転送される。例えば、このスペクトルは、HFCの分散ネットワークにおける同軸部分の4つの脚部の各々において725~800MHzの帯域を有する。このようにして、上記の電氣的な電話信号およびビデオ信号は

、4つの同軸部分の脚部を通過して複数のISU100に伝送される。さらに、ブリッジャー増幅器403は、4種の下りの電氣的な電話信号およびビデオ信号を複数のダイプレックスフィルタ406にそれぞれ印加する。2つの異なる周波数帯域内で、それぞれ上り伝送用および下り伝送用として信号が使用される場合、上記のダイプレックスフィルタ406は、送信機能および受信機能を分離することによって完全な二重動作を可能にする。ODN18にて受信したときと同じ周波数帯域において、電話信号およびビデオ信号が、ODN18を通過した後にHFCの分散ネットワーク11の同軸部分を介して遠隔のユニット46に達したときには、ODN18にて周波数変換を実行することはしない。図1に示すように、各々の同軸脚部30は、複数の同軸タップ44を介して、相当な数の遠隔のユニット46に対し下りの電氣的な電話信号およびビデオ信号を供給することができる。当業者にとって周知の同軸タップは、複数種の電氣信号を両方向に取り込む動作をする受動素子の役目を果たす。各々の同軸脚部30はまた、直列に接続された多数の同軸タップを有することも可能である。さらに、HFCの分散ネットワーク11の同軸部分は、データがシステム10の同軸部分を通過して送られる距離を伸ばすために、任意の数の増幅器を使用することが可能である。下りの電氣的な電話信号およびビデオ信号は、さらに、一つのISU(図6)に供給される。より具体的にいえば、このIS

Uは、図1に示すようなHISU68またはMISU66である。

上り方向において、電話情報およびセットトップボックス情報は、5MHzから40MHzまでのRFスペクトル領域において、4つの同軸脚部30を通過した後にODN18内のダイプレックスフィルタ406により受信される。ODN18は、4つの同軸脚部30中の最高3つの同軸脚部に設けられた選択的な周波数シフタ64を有することが可能である。上記ODN18はまた、もし使用する予定があるならば、一つの同軸脚部上の上りスペクトルを他の3つの同軸脚部と混合する前に、上記の一つの同軸脚部上の上りスペクトルと、この上りスペクトルより高い周波数とを混合することも可能である。周波数シフタ64は、上りスペクトルを50MHzの任意の倍数の値に推移させるように設計される。例えば

、周波数シフタ64は、RFスペクトルの5MHz～40MHzの部分にある上り情報と、次の周波数領域のいずれかとを混合するように設定される。すなわち、50MHz～100MHz、100MHz～150MHz、または150MHz～200MHzの周波数領域である。このことによって、上り情報がODN18内で結合したときでも、任意の同軸脚部30が他の脚部と何ら競合することなく、RFスペクトル内の他の脚部と同じ部分を使用することが可能になる。上記のような周波数シフタ64の設定動作は、一つの同軸脚部30上で選択可能である。ODN18はまた、結合器408を有している。この結合器408は、全ての同軸脚部30（同軸脚部30は、周波数シフトがなされているかもしれないし、あるいは、まだなされているかもしれない）からの上りの電氣的な電話情報およびセットトップボックス情報を結合させることによって、4つの同軸脚部30の各々に存在する全ての上り情報を含む一つの複合の上り信号を生成するためのものである。このような複合の電氣的な上り信号は、

受動的に1：2分割により分割される。さらに、各々の上り信号は、上りのファブリーペロー式レーザ送信器に供給される。さらに、このファブリーペロー式レーザ送信器は、上り電話レシーバ16に上り信号を伝送するために、対応する上りファイバフィーダライン26を駆動する。

もし、上りの電話情報およびセットトップボックス情報が、ODN18においてより高い周波数領域に推移するならば、上り電話レシーバ16は、ODN18にて生ずる高い周波数領域へのシフト量に従って信号をより低い周波数領域に推移させるための周波数シフタ31を備えている。カプラー33は、さらに、より低い周波数領域に推移した全ての信号を結合させることによって、この結合した状態の信号をHDT12に印加するようにしている。ODN18にて信号がより高い周波数領域に推移する場合にのみ、上記のような信号のより低い周波数領域へのシフトおよび信号の結合が用いられる。

統合サービスユニット (ISU)

図1に示すように、HISU68およびMISU66のような複数のISU100は、HFCの分散ネットワーク11と、遠隔のユニット46に対する顧客サ

サービスとの間のインタフェースを提供する。ここでは、特定の顧客にサービスを提供するような2つのタイプのISUが例示されている。マルチユーザ統合サービスユニット66(MISU)は、マルチ住宅統合サービスユニットかまたはビジネス統合サービスユニットであることも可能である。このマルチ住宅統合サービスユニットは、居住環境と事業所の環境とを組み合わせた環境に対して使用することも可能である。例えば、多数の居住者が住むビルディングや、複数の小さな事業所や、一群の住居等の環境が考えられる。これらの環境に関わる顧客は、わかりやすく

且つ経験豊富な電話サービス(POTS)や、データサービスや、DSIサービスや、標準のTR-57サービスのような複数種のサービスを要求する。複数のビジネス統合サービスユニットは、事業所の環境のサービスを実行するように設計される。これらのビジネス統合サービスユニットは、データサービスや、ISDNや、DSIサービスや、ビデオ相談等のような比較的高い周波数帯域のサービスをも要求することがあり得る。住居統合サービスユニット68(HISU)は、一人の居住者が住むビルディングのような居住環境や、意図されたサービスが、POTSと、基本的な等級である統合デジタルサービスネットワーク(ISDN)であるような2階建てアパートのような居住環境に対し使用される。本発明に関する限り、マルチ住宅統合サービスユニットと事業所統合サービスユニットとは同じような機能を有しているので、ここでは説明を簡単にするために、上記のISUに関する記述をHISUとMISUに限定することとする。

全てのISU100は、RFモデムの機能を遂行し、一般的には図6のISU100により示される。このISU100は、ISUモデム101と、コアックススレーブコントローラユニット(CXSU)102と、顧客サービスインタフェースを提供するチャンネルユニット103と、ダイプレックスフィルタ/タップ104とを有している。下り方向において、下りの電氣的な電話信号およびビデオ信号は、ダイプレックスフィルタ/タップ104に印加される。HISUが使用される場合、このダイプレックスフィルタ/タップ104は、電話情報をISUモデム101に渡すと共に、イングレスフィルタ105を介してビデオ情報を

ビデオ機器に渡す。ISU100がMISU66である場合、ビデオ情報はダイプレックスフィルタにより取り除かれる。ISUモデム101は、MCCモデム82に対応する一つのリモジュールを利用して下り電話情報を復調する。ここで、MCCモデム82は、HDT12の直交マルチキャリアでもって上記の下り電話情報を復調するために用いられるものである。ISU100はまた、一時的に設定された6MHzの周波数帯域において、同軸分散脚部30からの下り電話情報を復調する。ISUモデム101内のタイミング生成107は、CXSU102に対し基準となるクロックを提供する。ここで、CXSU102は、各種の処理を規定すると共に、ISUモデム101による受信および送信を制御する。ISUモデム101から復調されたデータは、提供されるサービスに応じて、利用可能なチャンネルユニット103に送られる。例えば、チャンネルユニット103は、POTS、DSIサービス、ISDN、およびその他のデータサービス等を実行するためのラインカードを備えることが可能である。各々のISU100は、6MHzの周波数帯域にて利用可能な全てのチャンネルの中で、HDT12内の複数のCXMUの一つに対応する固定されたサブセットに対するアクセスを実行する。このようにしてアクセスがなされたチャンネル中のサブセットは、ISU100の種類に応じて変化する。MISU66は、6MHzの周波数帯域において、多数のDSOチャンネルに対するアクセスを実行することも可能である。また一方で、HISU68は、2～3のDSOチャンネルに対してのみアクセスを実行することができる。

チャンネルユニット103は、電話情報を提供すると共に、CXSU102へ送られるデータを制御する。ここで、CXSU102は、上記データをISUモデム101に供給すると共に、一時的に設定された6MHzの周波数帯域において、上記の電話データおよび制御データを変調するために、ISUモデム101に接続された同軸分散脚部30上で上記ISUモデム101を制御する。ISUモ

デム101によりHDT12への送信を行うために一時的に設定された上りの6MHzの周波数帯域は、HDT12内のCXMU56による送信に使用される複

数の下りの6MHzの周波数帯域の一つに対応する。

CXSU102は、ISUモデム101から復調されたデータを、利用可能なチャンネルユニットに印加するものである。さらに、このCXSU102は、ISUモデム101から受信された下り10ビットのDSO+パケット上で、データの完全性のチェックを実行する。下り10ビットのDSO+パケットの各々は、後述するように、パリティビットまたはデータインテグリティビットを含む。CXSU102はまた、下り10ビットのDSO+パケットの各々を受信する度に、下り10ビットのDSO+チャンネルの各々のパリティをチェックするであろう。さらに、チャンネルユニット103から受信した各々の上りDSO+のパリティが算出される。さらにまた、上りデータのエラーをHDT12によりデコードして識別するために、各々の上りDSO+の10番目のビットとしてパリティビットが挿入される。もし、CXSU102が受信した下り10ビットのDSO+チャンネルのパリティをチェックしたときに、CXSU102によりエラーが検出されたならば、下り方向にパリティエラーが生じたことをHDT12に知らせるために、対応する上りチャンネルのパリティビットが意図的に逆転される。それ故、上りパリティビットは、下りDSO+チャンネルと、この下りDSO+チャンネルに対応する上りDSO+チャンネルにてエラーが生じたことを示すことになる。上記のようなパリティビットを生成するためのプロセスの例が、「1対多の動作監視および障害分離システム」というタイトルであって譲受人に譲渡された米国特許出願（出願番号08/074,913）にて記述されている。このような上りパリティビット

は、さらに後述するように、チャンネル監視に利用される。当業者にとって明らかなことではあるが、パリティチェックおよびパリティ生成は、少なくとも一部において、ISU内の他の構成要素、または、チャンネルユニット等の上記構成要素に関連する別の構成要素により実行される。

各々のISU100は、エラーが生じた下り送信の同期を復帰させ、ISU100のデータ伝送に必要な全てのクロックを生成し、さらに、これらのクロックをそれぞれ関連するHDTタイミングにロックする。ISU100はまた、顧客

のライン起動状態およびライン休止状態を検出するために必要な機能の呼び出し処理を実行し、且つ、これらの状態の表示をHDT12に伝達する。さらに、ISU100は、HDT12からの制御データを終結し、且つ、受信する。さらにまた、ISU100は、HDT12から受信された制御データを処理する。この制御データの処理には、通信システム10におけるダイナミックチャネルの割当てを調整するためのメッセージが含まれている。最終的に、ISU100は、HFCの分散ネットワーク11にて受信されるパワー信号に基づいてISU動作電圧を生成する。このようなパワー信号として、ダイプレックスフィルタ/タップ104から得られるパワー信号109が例示されている。

HDTにおけるデータパス

ホストデジタルターミナル(HDT)12におけるデータパスに関する詳細な検討結果を次に述べることとする。図3に示すように、ネットワークインタフェース62におけるネットワーク装置と、下り電話トランスミッタ14との間のデータパスは、下り方向において、それぞれ、HDT12内のDSIU48、CTSUSU54およびCXMU56のモジュールを通過して進んでいく。HDT12内

の各々のDSIU48は、ネットワークから4つのDSIを受け取り、このようにして受け取った情報をフォーマット化することによって、24チャンネルからなる2.56Mbpsの4つの修正されたDSO信号のデータの流れを生成する。このようなデータの流れは、CTSUSU入力76と呼ばれるものである。CTSUSU入力の各々のDSOは、マルチフレームのタイミング信号の情報と制御/ステータスメッセージ(図7A)を伝達する9番目のビットを付加することによって修正される。9番目のビット信号(NBS)は、各々のフレームに対し更新され、24フレーム毎に繰り返すようなパターンを伝達する。このパターンは、ネットワークからの各々64kbpsのDSOを、72kbpsのDSO+にマッピングする。このようにして、各々のDSIにて利用可能な24個のDSOチャンネルが、全体の情報と共にフォーマット化され、4つのCTSUSU入力の各々にて24チャンネルのDSO+チャンネルが生成される。

9番目のビット信号(NBS)は、マルチフレームのタイミング、帯域外であ

ることを知らせるための信号ビット、種々雑多な状態、および、D S I Uとチャネルユニットとの間の各々のD S Oに関連した制御情報を伝達するために考え出されたメカニズムである。上記9番目のビット信号の主な機能は、上記の信号ビットをチャネルユニット103に伝達し、このチャネルユニット103に対しマルチフレームクロックを供給することである。このような機能によって、マルチフレーム内の正しいフレームのD S Oに上りビットの信号を挿入することができるようにしている。下りD S Oは、同じマルチフレーム位相を共有しないようなD S Iからやって来るので、各々のD S Oは、D S Iの開始に関連した信号フレームを示すマルチフレームクロックまたはマーカを持たなければならない。N B Sは、このようなマルチフレームクロックまたはマーカを持つ能力

を提供する。9番目のビット信号は、通信システム11のO F D Mモデムのトランスポートに対しては透明である。

単一のH D T 1 2には、7つのアクティブD S I U 4 8と、1つの保護用のD S I Uモジュール50とを含むような最大8つのD S I U 4 8が設けられる。この場合、D S I UとC T S U 5 4との間に32個のC T S U入力が接続されるけれども、最大28個のC T S U入力が、一度にトラフィックを行う際に利用できる。残りの4つのC T S U入力は、保護用D S I Uに関連しているか、または、故障したD S I Uに関連している。P S T Uは、故障したD S I Uを保護用のD S I U 5 0に切替えるための切替制御の機能を有している。

各々のC T S U入力は、最大32個の10ビットチャネルを伝達することが可能である。最初の24チャネルはD S O+を伝達し、残りの帯域は使用されない。各々のC T S U入力76は、2.56 M b p sにてクロック設定がなされ、8 k H zの内部フレーム信号に同期する(図7C)。この2.56 M b p sの値は、125 μ s e cにつき320ビットのフレーム周期に対応する。これらの320ビットに対しては、図7Aに示すようなフレーム設定がなされる。フレームの開始時における14ビットのギャップビット72は、2番目のビット位置における単一のアクティブパルスのみを伝達し、残りの13ビットは、使用されない。288ビットの中で、最初の216ビットは、通常、24個のD S O+チャネル

を伝達する。この場合、各々のDSO+チャンネルは、72 kbps (8 kHzのフレーム毎に9ビット)の帯域を有している。残りの72ビットは、付加的なDSO+ペイロードチャンネルとして取っておかれる。フレームの最後の8ビット74は、使用されないキャップビットである。

HDT12のクロックおよびタイムスロット交換ユニット54 (CTS U)は、最大28個のアクティブCTS U入力データの流れ76からの情報を受け取り、これらのCTS U入力データの流れ76と、最大24個の32チャンネルからなる2.56 Mbpsの出力データの流れ78との切替接続を行う。ここで、出力データの流れ78は、HDT12のコアックスマスタユニット(CXM U)56に入力される。CTS U54とCXM U56との間のデータの流れのフォーマットは、CTS U出力とよばれる。各々のCTS U出力はまた、CTS Uのような最大32個の10ビットのチャンネルを伝達する。最初の28個のチャンネルは、信号を伝達するが、残りの帯域は使用されない。各々のCTS U出力は、2.56 Mbpsにてクロック設定がなされ、HDT12の8 kHzの内部フレーム信号に同期する(図7C)。この2.56 Mbpsの値は、125 μsecにつき320ビットのフレーム周期に対応する。このようなフレーム構成は、前述したようなCTS U入力の構成と同じである。

HDT12は、1/4 DSOパケット(16 kbps)を時間的および空間的に操作する機能を備えている。このような機能は、CTS U54の一部であるタイムスロット交換ロジックにより遂行される。この場合、CTS Uは、4096×4096の1/4 DSO切替接続機能を遂行する。ただし、必ずしも全てのタイムスロットが使用されるわけではない。通常の動作においては、CTS U54は、各々が24 DSO+からなる28個のCTS U入力として配置された最大672個の下りDSO+パケット(すなわち、最大2688個の1/4 DSOパケット)を組み合わせる再配置することによって、各々が32のDSO+からなる24個のCTS U入力として配置された最大720個の下りDSO+パケット(すなわち、最大2880個の1/4 DSOパケット)が生成される。

システムは、ネットワークインタフェースにおいて、最大672のDSO+パケットのスループットを有している。ただし、CTS U出力の全ての帯域が使用できるとは限らない。もし、CTS U内の“CTS U出力”側にて672以上のチャンネルが割当てられるならば、このことは、CTS U出力が集中的に利用されたことを意味する。

アクティブCTS U 54からの8つのアクティブCTS U出力78を受信するために、各々のCX MU 56が接続される。8つのCTS U出力は、2.56 Mbpsにてクロック設定がなされ、各々のCTS U出力は、前述したような32のDSO+を伝達する。これらのDSO+は、さらに、CX MUにより処理され、各々のDSO+に対し10番目のパリティビットが付加されて10ビットのDSO+が生成される。これらの10ビットのパケットは、DSO、NBS（9番目のビット信号）、および、パリティビットまたはデータインテグリティビットを含む（図7B）。10ビットのパケットは、HFCの分散ネットワーク11上でISU100に向かって伝送されるデータである。

下りチャンネルの中で挿入される10番目のビット、即ち、データインテグリティビットは、ISUにてデコードされチェックされる。さらに、このデータインテグリティビットは、前述したような上りチャンネル中の対応するチャンネルに対するパリティビットを算出して生成するために使用される。このようにして生成された上りチャンネルのパリティビットは、下りチャンネルまたは上りチャンネルにおけるエラーを表示するものであり、これから述べるようなチャンネルの保護または監視を実行するために使用される。

上り方向において、HDTを通過する反対方向のパスは、実質的に、HDT12を通過する順方向のパスを鏡に写したようなもので

ある。例えば、10番目のビットはCX MU 56にて処理され、CX MU 56からCTS U 54に転送される信号は、図7Aのフォーマットに従っている。

DSUのラウンドトリップディレイは、すべてのデータパスについて同じである。下りCTS U出力からCX MU 56を通過し、さらに、HFCの分散ネットワークを通過してISU100に達し、さらに、ISU100からHFCの分散

ネットワークに戻ってCXMU56を通過し、最後に、CTS U54に戻るまでの時間的な遅延は、これから詳細に説明するように、上り同期によって制御される。一般的にいえば、バスにおける遅延は、各々のISUについて測定される。このようにして測定した遅延が、正しいフレームの数になっていない場合、ISUにおけるバスに適切な遅延を付加することによって遅延の長さが調整される。

コアックスマスタユニット (CXMU)

コアックスマスタユニット56 (CXMU) は、図3に示すように、コアックスマスタカードロジック80 (CXMC) と、マスタコアックスカード (MCC) モデム82とを有している。既述したように、単一のHDT12には、最大6つのCXMU56が設けられる。これらの6つのCXMU56は、3対のCXMU56を構成する。各々の対のCXMU56は、6MHzの帯域にて伝送するように規定されている。さらに、各々の対のCXMU56は、一つのアクティブCXMUと、スタンバイのCXMUとを含む。このようにして、各々のCXMUに対し1対1の保護が実現される。図3に示すように、各々の対の両方のCXMUに対し、上り電話レシーバ16からの上り電話データが供給される。両方のCXMU共、同軸ライン22を介して下り電話トランスミッタ14に伝送する能力を有する。この場合、1対1の保護を実現するために、一つの制御信

号のみが要求されるのみである。ここで、1対1の保護とは、各々の対の一方のCXMU56が送信または受信に使用されることを意味する。

コアックスマスタカードロジック (CXMC)

CXMU56のコアックスマスタカードロジック80 (CXMC) (図8) は、HDT12、特にCTS U54のデータ信号と、HFCの分散ネットワーク11上でデータをトランスポートするためのモデムインタフェースとの間のインタフェースを提供する。CXMC80は、MCCモデム82に対する直接のインタフェースとなる。CXMC80はまた、HDT12と、6MHzの帯域でサービス動作を行う全てのISU100との間で多対1の動作を行わせるためのISU動作チャンネルランシーバの機能を遂行する。ここで、CXMU56は、6MHzの帯域内でデータのトランスポートを制御する。図8に示すように、CXMC

は、コントローラおよびロジック84と、下りデータ変換88と、上りデータ変換90と、データインテグリティ92と、I/Oトランシーバ96と、タイミングジェネレータ94とを有している。

下りデータ変換88は、C T S U 5 4から送られる9ビットのチャンネルフォーマット(図7A)から10ビットのチャンネルフォーマット(図7B)への変換を遂行し、各々の下りチャンネルについてH F Cの分散ネットワーク11上でトランスポートされるデータインテグリティビットを生成する。この場合、データインテグリティビットは、奇数パリティを表している。さらに、下りデータ変換88は、少なくとも一つのF I F Oバッファを備えている。このF I F Oバッファは、下りC T S U出力にて存在する32のギャップビット72、74(図7A)を取り除くために使用され、且つ、コントローラおよびロジック84の制御の下で、10番目のデータインテ

グリティビットを各々のチャンネルに挿入するために使用される。上りデータ変換90は、少なくとも一つのF I F Oバッファを備えている。このF I F Oバッファは、各々の上りチャンネルに付加された10番目のビット(データインテグリティビット)を評価し、この評価結果として得られた情報をデータインテグリティ92に送り込む。さらに、上りデータ変換90は、10ビットのチャンネルのデータの流れ(図7B)から、再度C T S U 5 4にて使用するための9ビットのチャンネルフォーマット(図7A)への変換を実行する。このようなデータ変換は、コントローラおよびロジック84の制御の下で実行される。

このコントローラおよびロジック84はまた、H F Cのネットワーク11上で電話トランスポートを行うための呼び出し処理およびチャンネル割当てを管理する。さらに、コントローラおよびロジック84は、当業者にとって周知のT R - 3 0 3サービスや集中サービス等を提供するためにダイナミックタイムスロット割当てが使用されるようなモードにおいて、H F Cの分散ネットワーク11上でのトラフィックの統計学的処理を継続する。さらにまた、コントローラ84は、6 M H zの帯域において、チャンネルにて生ずるエラーの統計学的処理を継続する。ここで、C X M Uは、データをトランスポートし、全てのI S U動作チャンネル通

信に対するソフトウェアプロトコルを提供し、そして、対応するMCCモデム82に対する制御を実行する。

データインテグリティ92の回路は、上り変換回路90による各々の上りチャンネルの10番目のビットの評価結果の出力を処理する。本発明のシステムでは、処理中に呼び出しを有するような予め規定されたチャンネルに対してのみパリティが有効であることが保証される。ISUが休止状態になったときには、初期化され且つ活性化

したISUトランスミッタが停止するので、CXCにより実行されるパリティの評価は必ずしも有効ではない。ここで検出されるパリティエラーは、上りチャンネルにおける送信エラーか、または、上りチャンネルに対応する下りチャンネルにおける送信エラーのいずれかである。

CXC80のISU動作チャンネル(IOC)トランシーバ96は、コントローラおよびロジック84からのメッセージまたは制御データを保持するための送信バッファを有している。さらに、ISU動作チャンネルトランシーバ96は、全体で8バイトの固定された長さを有する制御メッセージを、HFCの分散ネットワーク11上でのトランスポートを行うためのMCCモデム82に設けられた64kbpsのチャンネル内にロードする。上り方向において、IOCトランシーバは、MCCモデム82を介して64kbpsのチャンネルを受信する。ここで、MCCモデム82は、コントローラおよびロジック84に上記メッセージを供給する。

タイミングジェネレータ94は、HDT12内のアクティブCTS U54および保護用CTS U54の両方から送られる冗長性のシステムクロック入力を受信する。このようなシステムクロックは、2kHzのHFCマルチフレーム信号を含む。このHFCマルチフレーム信号は、HFCの分散ネットワーク内の全ての同軸脚部におけるラウンドトリップ遅延の同期をとるために、CTS U54により生成される。上記のHFCマルチフレーム信号は、ISU動作チャンネル上のマルチフレームのアラインメントを表示すると共に、シンボルタイミングとトランスポートシステムのためのデータ再構築との同期をとるために使用される。CT

S U 5 4 から C X M U 5 6 へ送られる 3 2 チャンネルの 2 . 5 6 M H z の信号の最初の“ギャップ”ビットを表示するために、8 k H z のフレーム信号が供給され

る。S C N U 5 8 および C X M U 5 6 に供給するために、C T S U 5 4 により 2 . 0 4 8 M H z のクロックが生成される。C X M U 5 6 は、I S U 動作チャンネルや、C X M C 8 0 と M C C モデム 8 2 との間のモデム通信のために上記クロックを使用する。D S I U 4 8 と C T S U 5 4 との間のデータ信号の転送、および、C T S U 5 4 と C X M C 5 6 との間のデータ信号の転送のために、2 . 5 6 M H z のビットクロックが使用される。C X M C と M C C との間の 1 0 ビットデータチャンネルの転送のために、2 0 . 4 8 M H z のビットクロックが使用される。

マスター・コアックス・カード (MCC) モデム

C X M U 5 6 のマスター・コアックス・カード (MCC) モデム 8 2 は、H F C 分散ネットワーク 1 1 から送信及び受信するため、C X M C 8 0 に対する一方側と電話トランスミッター 1 4 とレシーバ 1 6 に対する他方側をインタフェースする。M C C 8 2 は、電話データと制御データの O F D M トランスポートのためにモデム機能を実行する。図 3 のブロックダイアグラムは、上り及び下り通信の両者のために M C C の関連した相互接続を識別する。M C C モデム 8 2 は、C X M U 5 6 の C X M C 8 0 を介して以外 H D T 1 2 に対するインタフェースを持っていないので、H D T 1 2 において独立モジュールではない。M C C モデム 8 2 は、H D T 1 2 のトランスポートシステムロジックを表す。このように、それは H F C 分散ネットワーク 1 1 上で情報トランスポートと関連したすべての要件を実行するため責任を有する。H D T 1 2 の C X M U 5 6 の各 M C C モデム 8 2 は、電話データと制御データトランスポートのための下りスペクトルにおいて 6 M H z の最大バンド幅を割当られる。6 M H z バンドの正確な位置は、C X M C 8 0 と M C C モデム 8 2 の間の I O C トランシーバ 9 6 を介して通信インタフェース上で C X M

C 8 0 により暫定的なものとする事ができる。電話及び制御データの下り送信は、約 7 2 5 から 8 0 0 M H z の R F スペクトルにある。各 M C C モデム 8 2 は

、約5から40MHzのRFスペクトル内でISUから制御データと電話データを受けするため、上りスペクトルにおいて最高6MHzを割当られる。再び、6MHzバンドの正確な位置は、CXMC80とMCCモデム82の間の通信インタフェース上でCXMC80により暫定的なものとする事ができる。

MCCモデム82は、上記記載のように20.48MHzの信号の形でCXMC80から256DSO+チャンネルを受ける。MCCモデム82は、すでにここで議論したように、OFDMに基づくマルチキャリア変調技術を用いてこの情報をすべてのISU100に伝送する。MCCモデム82は、HFC分散ネットワーク上で上り伝送の256DSO+マルチキャリアチャンネルを回復し、この情報をCXMC80を通過する20.48Mbpsストリームに変換する。前に記載したように、マルチキャリア変調技術は、直交位相振幅変調によるような、電話及び制御データをシンボルにコード化し、直交マルチキャリアのセット上の電話と制御データを変調するため、逆高速フーリエ変換技術を実行する。

シンボル整列は、ISU100のMCCモデム82及びISUモデム101により実行されるマルチキャリア変調技術のために必要な要件である。伝送の下り方向において、ISU100のすべての情報は、単一のCXMU56で発生し、各マルチキャリア上で変調された記号は自動的に位相整列する。しかしながら、MCCモデム82のレシーバにおける上りシンボル整列は、HFC分散ネットワーク11の多対点性及びISU100の等しくない遅延経路のために変化する。MCCモデム82での受信効率を最大にするため、す

べての上り記号は、狭い位相マージン内に整列しなければならない。これは、異なったISU100から上りを受けたすべてのチャンネルのシンボル期間が、それらがHDT12に到達する点で整列するような各ISU100における調整可能な遅延パラメータを利用することによりなされる。これは上り同期プロセスの一部であり、以下に記載される。加えて、マルチキャリアの直交性を維持するため、ISU100による上り伝送のために用いられるキャリア周波数はHDTに対して周波数ロックされなければならない。

CXMC80からMCCモデム82に入ってくる下り情報は、MCCモデム8

2に提供される2kHz及び8kHzクロックにフレーム整列される。2kHzマルチフレーム信号は、以下に詳細に記載するように、ISUに下りシンボルタイミングを伝達するため、MCCモデム80により用いられる。このマルチフレームクロックは、ISU100で電話データを正確に組み立て直すことができるようにするため、チャンネル応答を伝達し、マルチキャリアフレーム構成を示す。2つのkHzは10kHz（モデムシンボル比率）と8kHz（データフレーム比率）の間の最も大きい共通要素を表す。

すべてのISU100は、ISU100に求められるすべての下りタイミングを回復するため、関連するMCCモデム82により挿入される同期情報を用いる。この同期はISU100が下り情報を復調することを許容し、HDT12で受けたすべてのISU100送信が同じ基準に同期される。このように、すべてのISU100上り伝送に用いられるキャリア周波数は、HDT12に周波数ロックされる。

シンボル整列は、経路遅延調整、初期化及び活性化を提供することに加え、MCCモデム82の責任の下で下りと上り6MHzの同

期チャンネル上で実行され、そして、初期化と活性化がここで記載されるように完成するまでこのような同期チャンネルに供給する。これらのパラメータはIOCチャンネルの使用により追跡される。システムの重要性のため、IOCチャンネルと同期チャンネルは、MMCモデム82と、より活発な又は電話データの伝達のために使われるより少ないISU100の間の制御データのトランスポートのために異なった変調スキームを用いることができる。例えば、電話データは直交位相振幅変調を用いて変調することができ、一方、IOCチャンネルと同期チャンネルは、BPSK変調技術を利用することにより変調できる。

MCCモデム82は、ISU100によりマルチキャリア上で変調された電話データと制御データを復調する。このような復調は、電話トランスポートシステムの種々の実施例について以下に記載される。

MCCモデム82が責任を有するOFDMトランスポートシステムに関する機能は、少なくとも以下のものを有し、それらは更に詳細に種々の実施例に関し記

載されている。MCCモデム82は、同期チャンネル内のISUから同期パルス／パターンの受信した振幅／レベルを検出し、このレベルの表示をそれらの間の通信インタフェース上でCXMC80に通す。CXMC80は、その振幅レベルの調整のために均一化されたISU100に伝送のため、MCCモデム82にコマンドを提供する。MCCモデム82は、既知のシンボル境界に関し同期チャンネル上で変調された上りパターンを相関させ、そしてその間の通信上でCXMC80に対する必要なシンボル遅延訂正を通過させることにより、すべての上りマルチキャリアのシンボル整列のために備える。CXMC80は、MCCモデム82を介し、ISU100のシンボルを調整するため、ISU100

に下るメッセージを伝送する。全体的な経路遅延調整のためISU100を同期することに関し、MCCモデム82は、既知の基準境界に関しIOCチャンネル上でISU100により適当なバンド幅で変調された上りマルチフレームパターンを相関させ、そしてそれらの間のモデムインタフェース上でCXMC80に対する必要な経路遅延訂正を通す。CXMC80は、ISU100の全体の経路遅延を調整するため、IOC100チャンネル上でMCCモデム82を介し、メッセージを下りに伝送する。

二方向性多対点電話トランスポートの概要

以下はHFC分散ネットワーク上11上の電話と制御情報のトランスポートをまとめたものである。HDT12の各CXMU56が、その特定の上りと下りの動作周波数に関し供給される。CXMU56による上りと下りの伝送の帯域幅は、約725-800MHzのRFスペクトルの6MHz帯域の下り伝送で最高6MHzである。

下り方向において、CXMU56の各MCCモデム82は、暫定的6MHz帯域幅で同軸ライン22を介して、下り電話トランスミッター14に電氣的な電話及び制御データ信号を提供する。HDT12のMCCモデム82からのRF電氣的な電話と制御データ信号は、合成信号に結合される。下り電話トランスミッターは、結合された電氣信号を、一対の保護された下り光フィーダライン24上で変調のため冗長な電氣-光変換器に通す。

下り光フィーダライン24は、電話情報と制御データをODN18に運ぶ。ODN18で、光信号は電気信号に変換され、下りビデオ情報（ビデオヘッドエンド供給ライン42から）と結合され電気の下りRF出力信号になる。電話情報と制御データを含む電気のRF出力信号は、ODN18により4つの同軸分散脚30に供給され

る。電話情報と制御データ下りは、各同軸脚部30に分散され、HFC分散ネットワーク11の同軸部分上で運ばれる。電氣的な下り出力RFは、同軸ケーブルからタップに接続され、図6に示すディプレックスフィルタ104を通してISU100の受信モデム101上で終わる。

RF電気出力信号は、直交周波数分割多重化技術を利用してMCCモデム82により、直交マルチキャリア上で変調された電話情報と制御データを有している。電話情報と制御データはシンボルデータにマップされ、シンボルは高速フーリエ変換技術を用いて複数の直交キャリア上で変調される。シンボルは、すべてシステム11の多数ポイントに伝送される単一のポイントでキャリア上で変調されるので、マルチキャリアの直交と直交マルチキャリア上で変調されたシンボルのシンボル整列は、自動的にHFC分散ネットワーク上でトランスポートのために整列し、そして、電話情報と制御データは、モデム101によりISUで復調される。

ISU100は、HFCネットワーク11の同軸部分の同軸ケーブルからタップを取ったRF信号を受ける。ISU100のRFモデム101は、信号を復調し、適切にチャンネルユニット103に供給のためCXSU制御器102に抜き出された電話情報と制御データを通す。ISU100は、電話情報が加入者又は顧客が使うために変換されるインタフェースを表す。

HDT12のCXMU56とISU100は、通信システム10の二方向性多対点電話伝送システムを実行する。CXMU56とISUは、それゆえ、モデム機能を実行する。本発明によるトランスポートシステムは、トランスポートシステムのためのモデム機能性を実行するため3つの異なったモデムを利用することができる。第1のモデムはHDT12の各CXMU56に配置されたMCCモデ

ム82である。例えば、HDT12は、アクティブMCCモデム82(図3)を有し、多対点トランスポートネットワークを表す多くのISUをサポートすることができる。MCCモデム82は、HDT12によりISUを制御するため制御データトランスポートと同じく電話情報トランスポートを調整する。例えば、制御データは、呼出し処理メッセージ、ダイナミック配分及び割当メッセージ、ISU同期制御メッセージ、ISUモデム制御メッセージ、チャンネルユニット供給、及び他のISU操作、管理、維持、供給(OAM&P)情報を有することができる。

第2のモデムは、単一家族の加入者又は単身居住住居ユニットをサポートするために最適のHISUモデムである。そのため、コストが低く、電力消費は少ない。第3のモデムは、多数加入者又はMISUモデムであり、それは一般に住居及びビジネスサービスの両方をサポートすることが求められている。

HISUモデム及びMISUモデムは幾つかのフォームをとることができる。例えば、HISUモデム及びMISUモデムは、本発明の種々の実施例に関して以下に詳細に記載されるように、HDT12から伝送されるマルチキャリアの小さな部分又はHDT12から伝送されるマルチキャリアのより大きな部分のみを取り出すことができる。例えば、HISUはHDT12からトランスポートされた電話情報の20マルチキャリア又は10ペイロードチャンネルを抜き出すことができ、MISUはHDT12からトランスポートされた260マルチキャリア又は130ペイロードチャンネルからの情報を抜き出すことができる。これらモデムの各々は、HDT12によりトランスポートされた信号から制御データを取り出すため分離した受信部分、及びHDT12からトランスポートされたマルチキャリア上で変調された電話情報を取り出すためのHISUモデム

の追加のレシーバ部分を用いることができる。これは帯域外ISUモデムとして以下に参照される。帯域外ISUモデムとともに用いるMCCモデム82は、直交キャリア波形内又は直交キャリアからいくらかオフセットしたキャリア上で制御情報を変調することができる。帯域外ISUモデムに対して、HISU及びMISUモデムは、ISUモデムのために単一レシーバを利用することでき、単一

レシーバのモデムを利用するため電話情報と制御データの両者を取り出すことができる。これは、帯域内 ISU モデムとして以下に参照される。この場合、制御データは直交キャリア波形内のキャリア上で変調されるが、しかし、異なったキャリア変調技術を利用することができる。例えば、キャリア上で制御データの変調のための BPSK は QAM 技術によるペイロードキャリア上の電話データと反対である。加えて、異なった変調技術は、制御データと電話データのための上りと下りの伝送に用いることができる。例えば、下り電話データは 256 QAM を利用することによってキャリア上で変調でき、下り電話データは 32 QAM を利用することによりキャリア上で変調できる。変調技術が伝送に利用されるものはいずれでも、何の復調アプローチがトランスポートシステムの受信端で用いられるかを規定する。HDT 12 からトランスポートされた下り電話情報と制御データの復調は、異なったモデムの実施例のブロックダイアグラムを参照して更に詳細に以下に説明する。

上り方向において、ISU 100 での各 ISU モデム 101 は、約 5 から 40 MHz の RF スペクトルの 6 KHz 帯域幅で少なくとも一つの直交マルチキャリア上で上りに伝送する。上り 6 MHz 帯域は、伝送が受信される下り 6 MHz 帯域に対応する。上りの電気の電話及び制御データ信号は、図 1 に示されているように、ISU モデム 101 により、個々の同軸ケーブル脚 30 を介してそれぞれ

接続された光分散ノード 18 にトランスポートされる。ODN 18 で、種々の ISU からの上り信号は、結合され、光ファイダライン 26 を介して HDT に光学的に伝送される。前に検討したように、種々の ISU からの上り電気信号は、一部分、結合され合成上り光信号になる前にシフトした周波数かもしれない。このような場合、電話レシーバ 16 は対応する下りシフトした電気回路を有する。

多数 ISU 100 から単一 HDT 12 への HFC 分散ネットワーク上の伝送の多対点性により、直交周波数分割多重化技術を利用するため、ISU 100 により各キャリア上で変調されるシンボルは、一定の位相マージン内で整列しなければならない。加えて、以下にさらに詳細に検討されているように、通信システムにおける HDT 12 のネットワークインタフェース 62 からすべての ISU 10

0ハ、そしてISU100からネットワークインタフェース62ハの一周経路の遅延を等しくしなければならない。マルチフレームの完全さをシグナリングすることがこのシステムを通して保持されるためこれは必要である。加えて、適当な振幅の信号は、ISU100に関し制御機能を実行するため、HDT12で受信されなければならない。同様に、ISU100からOFDMトランスポートに関し、ISU100は、HFC分散ネットワーク11上でトランスポートされたマルチキャリアが直交して整列するようにHDTに周波数ロックされなければならない。トランスポートシステムは、以下に記載するように、直交周波数分割多重化を利用してこの多対点伝送を実行するための分散されたループ技術を実行する。HDT12が直交的に整列しそして整列したシンボルとその上に変調された電話及び制御データを持つ複数のマルチキャリアを受けた時、CXMU56のMCCモデム82は、対応する6MHzで複数のマルチキャリアからの電話情報と制御データを復調し、ネットワークインタフ

ェース62に配達するためCTSU54に電話データを、そして電話トランスポートの制御のためCXMC80に制御データ提供する。この分野の当業者であれば気がつくように、設計上の選択であるスペクトル配分、周波数割当、データ比率、チャンネル数、提供されるサービスのタイプ、及びシステムの他のパラメータ又は特性は、単に例として取り上げたものである。添付された請求の範囲に記載された発明は、このような設計上の選択を予期しており、それらはそのような請求の範囲の範囲内に含まれる。加えて、多くの機能がソフトウェア及びハードウェアにより実行することができ、参照されるものが一つ又は他方であったとしても、どちらかの実行が請求の範囲に基づいて予期できるものである。

電話トランスポートシステムの第1の実施例

本発明による電話トランスポートシステムの第1の実施例は、MCCモデム82、及び一般に図6においてISUモデム101として示されたHISUモデムとMISUモデムのブロックダイアグラムを有する図9-23を参照して個別に記載する。このようなモデムは、上りと下りのモデムトランスポート機能性を実行する。以下の記載はこのようなモデムを利用した動作の理論に関する検討であ

る。

図9Aを参照すると、OFDM技術を利用した電話情報と制御データの上りと下りのトランスポートのための一つの6MHz帯域のスペクトル配分が示されている。波形は好ましくは、19.2Mbpsのネットデータ比率に適應するための480キャリア又はトーンを有する240パイロードチャンネル又はDSO+チャンネル、46キャリア又はトーンを有する24IOCチャンネル、及び2同期チャンネルを持っている。各同期チャンネルは、二つのキャリア又はトーンを有しており、ガードトーンとして利用される10の使用されて

いないキャリア又はトーンにより、24IOCチャンネル及び240パイロードチャンネルから各々オフセットされている。キャリア又はトーンの総計は552である。更に以下に記載されるように、同期機能のために利用される同期トーンは6MHzスペクトルの端に位置しており、6MHz帯域の複数の直交キャリアは、6MHzスペクトルの各端でガード帯域(516.0kHz)により6MHz帯域に近いキャリアから分離されている。ガード帯域はシステムのトランスミッターとレシーバでフィルタ選択度のために許容する6MHz帯域の各端で提供される。同期キャリアは、もし初期化及び活性化の間に同期のために利用される同期キャリアが6MHz帯域内の他のトーン又はキャリアと直交していない場合、同期信号は直交的に整列した波形の構成を破壊するのを防ぐような電話データ又はパイロードキャリアからオフセットされる。同期トーンは、それ故、同期チャンネルは特別なIOCチャンネルと見なすことができるが、帯域のパイロードキャリア及び点在したIOCチャンネルの主体の外側である。

ISUのパワー要件を最小にするため、ISUが処理する帯域幅は最小化される。このように、電話パイロードチャンネル及び6MHz帯域のIOCチャンネルは、10パイロードチャンネル毎に位置しているIOCチャンネルと電話パイロードチャンネルにおいて点在している。このような分散された技術で、10より大きいパイロードチャンネルのサブ帯域はIOCチャンネルを有しており、ISUが「合う」帯域幅の量はIOCチャンネルがISU100と通信するためHDT12のために利用可能であるよう制限される。図9Aに示されているスペクトル配分のための

このようなサブ帯域分散は図9Dに示されている。6MHz帯域幅に24のサブ帯域があり、各サブ帯域は5番目と6番目のペイロードチャンネルの間にI/Oチャンネルを持つ

た10ペイロードチャンネルを含んでいる。6MHz帯域を通してI/Oチャンネルを分散している利点は、狭い帯域進入(ingress)からの保護である。もし進入がI/Oチャンネルを破壊するならば、利用可能な他のI/Oチャンネルがあり、HDTは6MHzの異なった部分にISU100を調節することができ、そこは壊れていないI/Oチャンネルが位置する。

好ましくは、MISU66は、帯域幅がHDT12からMISU66に通信するため多数のI/Oチャンネルを含む130ペイロードチャンネルまで受信するため、6MHzの帯域幅のほぼ3MHzに合う。HISU68は、HDT12で通信するため少なくとも一つのI/Oチャンネルを有する11チャンネルを受けるため、6MHz帯域幅の約100KHzを合う。

下りと上りの経路の間の第1の差は、下りの同期と上りの同期である。下り方向において、すべてのISUはHDTからの情報をロックする。ISUの初期化と活性化は、上り同期チャンネルに供給される信号に基づいている。操作の間、ISUはI/Oチャンネルを介して同期を追跡する。上りにおいて、周波数制御は以下に記載されているように下り同期チャンネルのみを利用して提供することもできるが、上り同期プロセスは、振幅、周波数、及びタイミングの分散された(多対点)を含んでいる。上り同期のプロセスは、二つの上り同期チャンネルにおいて、第1の又は第2の同期チャンネルを生じる。

図10を参照すると、MCCモデム82の下り伝送アーキテクチャーが示されている。およそ各々10Mbpsの二つの直列データ入力、8kHzフレームクロック入力によりクロックされているCXMC56からのペイロードデータを有している。CXMC56から入力されたI/O制御データはI/Oクロック入力によりクロ

ックされ、それは好ましくは2.0kHzである。電話ペイロードデータ及びI

OC制御データは、直列ポート132を通過して入り、該データは当業者に知られているように、HFC分散ネットワーク11上で伝送される波形のランダムさを提供するためにスクランブラー134によりスクランブルされる。スクランブルが無いと波形に大変高いピークが生じるが、しかし波形がスクランブルされると、MCCモデム82により発生されるシンボルは十分にランダムとなり、そのようなピークは十分制限される。スクランブルされた信号はシンボルマッピング機能136に加えられる。シンボルマッピング機能136は、入力ビットを取り、そしてそれらを複合星座点(complex constellation point)にマップする。例えば、入力ビットがBPSK信号の出力のためのシンボルにマップされた場合、各ビットは、図9CのBPSKのためのマッピングダイアグラムにあるように、星座の単一のシンボルにマップされる。このようなマッピングは、データとして同相で直交位相値(I/Q値)となる。BPSKは好ましくは上りと下りのIOCチャンネル及び同期チャンネルに使われる変調技術である。BPSKエンコーディングは、前に検討したシステムに活性を提供するため、IOC制御データのために好ましい。QPSK変調のため、すべての2ビットは星座点を表す4つの複合値の1つにマップする。好ましい実施例では、32QAMは電話ペイロードデータのために利用され、そこではすべての5ビットのペイロードデータは、図9Bに示されているように32星座点の1つに移される。このようなマッピングはI/Q値に帰着する。そのようなものとして、DSO+信号(10ビット)は、二つのシンボルで表され、二つのシンボルは二つのキャリアを用いて伝送される。このように、ひとつのDSO+チャンネルは二つのキャリア又は6MHzスペクトルのトーンにトランスポートされる。

当業者は、種々のマッピング又はエンコーディング技術が異なったキャリアで利用できることを認識している。例えば、ISDNを運ぶ電話チャンネルはQPSKを用いてコード化でき、反対にPOTSを運ぶ電話チャンネルは32QAMを用いてコード化される。そのため、異なったサービスを運ぶ異なった電話チャンネルは、このような品質を求めるこれらのサービスのためにより活性化された電話チャンネルを提供するため、異なって変調される。本発明によるアーキテクチャ

一は、異なったチャンネルに用いられる変調技術からいずれかのチャンネルを異なってコード化しそして変調するためフレキシビリティを提供する。I/Q値により表される各シンボルは、シンボルバッファ138の高速フーリエ変換(FFT)ビン(bin)に移される。例えば、8kHzフレームレートで動作しているDSO+として、5ビットが一つのFFTビンにマップされ、5ビットが別のビンに移される。シンボルバッファ138の各ビン又はメモリの位置は、I/Q値としての周波数ドメインのペイロードデータ及び制御データを表す。FFTビンの一つのオフセットは、当業者に知られている逆FFTを通してタイムドメインにマップされる。逆FFTは、複合I/Q値をFFTポイント数に対応したタイムドメインサンプルに移す。ペイロードデータとIOCデータの両者は、バッファ138にマップされ、そして逆FFT140によりタイムドメインサンプルに変換される。FFT140のポイントは変化させることができるが、しかし、好ましい実施例ではポイントは256である。256ポイントFFTのための逆FFT140の出力は、波形の256タイムドメインサンプルである。

逆FFT140は同相で直交位相(I/Q)の要素FFT1及びFFT0のための分離した直列出力を持っている。デジタル・アナログ・コンバータ142は、ベース帯域変調された信号の数の表

示である同相で直交位相の要素を取り、そしてそれを分離した波形に変換する。信号はそれから、調波の内容を取り除くために再構成フィルタ144を介して通る。この再構成は、多数ミキシングスキーム及び他のフィルタリング問題から生ずる問題を避けるために必要である。信号は、適用可能な伝送周波数に混合するため、同相及び直交位相要素とデジタル的に調整可能な合成された波形を利用してI/Q要素をアップ変換するため、変換トランスミッタ146において合計される。例えば、もしシンセサイザーが600MHzであれば、出力周波数は600MHzである。

要素は信号変換トランスミッタ146により合計され、複数の直交キャリアを有する波形は、電話トランスミッタ14により光ファイバー上に結合される前に、トランスミッター増幅器148により増幅され、トランスミッターフィルタ1

50により沪波される。このような機能は、このような変調を実行するために必要な一般的目的のプロセッサ149及びブロック47の他の処理回路の制御下で実行される。一般目的のプロセッサは、以下に記載されるように分散されたループレシンボル整列、周波数ロック、振幅調整、及び経路遅延機能を実行するため、キャリア、振幅、タイミングリカバリーブロック222(図15)からのISU調整パラメータを受ける。

下り受信端において、MISU又はHISUの何れかは、6MHz帯域幅の一つにおいて下り伝送から電話情報と制御データを取り出すために提供する。MISU66に関し、MISU下りレシーバアーキテクチャは図11に示されている。それは受信した600MHzから850MHzトータル帯域ブロードキャストの下りの周波数帯域を減少させるため、100MHz帯域通過フィルタ152を有する。沪波された信号は、帯域干渉を取り除き、そして更に帯

域幅を減らすため、電圧調整されたフィルタ154を通して通過する。信号は、直交位相及び同相ダウン変換器158を介してベース帯域周波数にダウン変換され、ダウン変換器158では信号は直列ポート178の出力から制御されるシンセサイザ157を利用した複合ミキサ156で混合される。ダウン変換されたI/Qは要素は、フィルタ159を介して通過し、そしてアナログデジタル変換器160でデジタルフォーマットに変換される。I/Q要素のタイムドメインサンプルは、サンプルバッファ162に置かれ、サンプルのセットはダウン変換器補償ユニット164に入力される。補償ユニット164は、ダウン変換器で生じるミキサ及び差動位相遅延からのDCオフセットのようなエラーを軽減することを試みる。

キャリア、振幅、及びタイミングシグナリングは、キャリア、振幅、及びタイミングリカバリーブロック166により、図22Aを参照して以下に記載するように、トラッキングの間のISUとIOCの初期化と活性化の間、同期チャンネルから制御データを取り出すことにより、補償信号から取り出される。平行なフォームの補償された信号は、MISUが合うDSO+チャンネルのためMCCモデム82で当初上りを創り出したI/Q要素を有した本質的に複合星座ポイントであ

る周波数ドメイン素子のベクトルに変換するため、高速フーリエ変換（FFT）170に供給される。チャンネルフィルタリングにおける不正確さのため、イコライザ172は送信及び受信の間に生ずるダイナミックエラーを取り除く。上りレシーバと下りレシーバにおける同等化し、図23を参照して以下に更に説明する。イコライザ172から、複合星座ポイントはスクランブラー134のミラー素子である復スクランブラー176で元にもどされるシンボルビット変換器174によりビットに変換される。そして、ペイロード電話情報とI/O制御データは直列ポート178により

図6に示されたCXSU102に出力される。ブロック153は、そこに示すように、種々の機能を実行するための処理能力を有している。

図12を参照すると、HISU68下りレシーバアーキテクチャーが示されている。HISU下りレシーバアーキテクチャー（図11）とMISU下りレシーバアーキテクチャー（図11）間の第1の差は、処理される帯域幅の量である。FFT処理までのレシーバのフロントエンドは、ダウン変換の間、アナログデジタル変換器160が非常に遅く動作させられることを除き、実質的に同じである。例えば、もし処理される信号の帯域幅が100kHzであるなら、サンプル比率はおよそ200kHzである。MISU処理3MHz信号において、サンプル比率は約6MHzである。HISUは受信を最大10DS0+に制限しているので、FFT180はより小さなサイズにすることが出来る。A32ポイント180は、好ましくはHISUで用いられ、MISUで利用される128又は256ポイントFFTに比べてより効率的に実行できる。そのため、これらアーキテクチャー間の主たる差は、HISUレシーバアーキテクチャーはMISUレシーバより実質的により小さな処理能力を必要としており、より少ない電力消費となる。このように、リモートユニットでの電力消費を最小にするシステムを提供するため、HISUに合うより小さな帯域の周波数は、このように低消費を許容する。HISUがこのようなキャリアの小さな帯域に合うことを許容される一つの理由は、I/Oチャンネルが6MHzスペクトルを通して点在しているからである。

図13を参照すると、HISU68用の上りトランスミッタアーキテクチャが示される。CXSU102(図6)からのIOC制御データ及び電話ペイロードデータは、HISUにおいて、MISU

又はHDTトランスミッタアーキテクチャの場合よりもはるかに遅いレートでシリアルポート182に供給される。なぜなら、HISUは10本のDS0+チャネル分のみをサポートするからである。HISU上りトランスミッタアーキテクチャは3つの重要な動作を実施する。それは、伝送された信号の振幅、伝送された信号の時間遅延(シンボル及びパス遅延)及び伝送された信号のキャリア周波数を調整する。電話データ及びIOC制御データは、HISU下りレシーバアーキテクチャのクロックジェネレータ173によって生成されたクロック信号の制御を受けてシリアルポート182に入り、そして、MCC下りトランスミッタアーキテクチャに関して上述した理由からスクランブラ184によってスクランブルされる。入力されるビットは、ビット対シンボルコンバータ186により、周波数領域においてI/Q成分を含むシンボル或いは複素群点にマッピングされる。次いで、群点はシンボルバッファ188に取り込まれる。バッファ188の後段には、逆FFT190が、シンボルに対応して時間領域でのサンプルすなわち32ポイントFFTに対応する32個のサンプルを生成するように接続されている。逆FFT190の出力側には、ディレイバッファ192が、HDT12によって制御される上り同期プロセスの関数として、MCCモデムの上りレシーバアーキテクチャにてマルチフレーム整列を提供するように接続されている。従って、ディレイバッファ192は、逆FFT190の出力の同相及び直交成分のデジタル/アナログコンバータ194によるデジタル/アナログ変換に先立って、パス遅延調整を行う。クロックディレイ196は、スクランブルされる前にシリアルデータストリームから制御データを抽出することにより得られるIOC制御データ出力の要求に基づいてシンボル整列のための微調整を行う。デジタル/アナログコンバータ194によるアナロ

グ成分への変換後、そのアナログ成分は、再生フィルタ198によって平滑なア

ナログ波形に再生される。次いで、上り信号は、ダイレクトコンバータ197により直接、シンセサイザブロック195の制御の下に適当なトランスミット周波数に変換される。シンセサイザブロック195は、I O C制御チャネルからのコマンドの制御を受けて動作する。このI O C制御チャネルは、H I S U下りレシーバアーキテクチャにおいて抽出されているのでキャリア周波数調整コマンドを提供する。次いで、変換された信号は、トランスミッタ増幅器200によって増幅され、トランスミッタフィルタ202によって濾波され、そして上り側に伝送されて、他のI S U100によって伝送された他の信号と組み合わされる。ブロック181はそれぞれの機能を実行するための処理回路を含む。

図14を参照すると、M I S U66用の上りトランスミッタアーキテクチャが示され、H I S U68用の上りトランスミッタアーキテクチャと実質的に同じである。しかしながら、M I S U66は、より多くのチャネルを扱い、H I S U68では可能であるところの単一のプロセッサ上での動作を実行することはできない。従って、逆F F T191を含むブロック181の機能を提供するブロック181のプロセッサと、そのアーキテクチャをサポートする汎用プロセッサ206は共に、増えた分のチャネル容量を扱う必要がある。

図15を参照すると、H D T12における各C X M U56のM C C上りレシーバアーキテクチャが示される。5~40MHzのバンドパスフィルタ208は上り信号を濾波する。この上り信号は、ミキサ及びシンセサイザ回路211によるベースバンドへのダイレクトダウン変換を受ける。ダウン変換された出力は折り返し防止フィルタ201に入力され、そして、その出力信号はアナログ-デジタルコンバータ212によってデジタル形式に変換される。各ア

ナログ-デジタルコンバータ212は、信号の同相及び直交成分の時間領域でのサンプリングを行い、狭帯域イングレスフィルタ及びF F T112に供給する。この狭帯域イングレスフィルタ及びF F T112は、以下に記述するように、上り伝送に影響を与える可能性のある狭帯域干渉からの保護を提供する。

狭帯域イングレスフィルタ及びF F T112は、一度に10チャネルを保護する。従って、もしもイングレスが、M C Cモデム82によって受信される6MH

z スペクトルにおいて使用可能な240本のDSO+sのうち1本に影響を与えたならば、最大10チャンネルがそのイングレスによって破壊されることになるであろう。狭帯域イングレスフィルタ及びFFT112は、通常のフィルタ技術として当業者には認識されるように、多相構造を有している。また、その多相フィルタによって保護されるチャンネルの数を変えることができることは当業者には認識されるであろう。狭帯域イングレスフィルタ及びFFT112の出力は、チャンネルにおいて発生する誤り、例えば基準オシレータ又はシンセサイザからのノイズに起因する誤り、を訂正するためのイコライザ214に供給される。イコライザ214の出力シンボルは、シンボル対ビットコンバータ216に供給され、そこでシンボルがビットにマッピングされる。ビットは、ISU100のスクランブラとはミラーの関係にあるデスクランブラ218に供給され、該デスクランブラの出力はシリアルポート220に供給される。シリアルポートの各出力は、下り方向のMCC下りトランスミッタアーキテクチャに供給されるように2つのペイロードストリームと1つのI/O制御データストリームに分割される。ブロック217は、それぞれの機能を実行するための必要な処理回路を含む。

下り情報を検出するためには、下り同期プロセスを用いて到来信

号の振幅、周波数及びタイミングを獲得しなければならない。下り信号は点对多点ノードトポロジーを構成するので、OFDM波形は、上り信号とは対照的に、本質的に同期した形態で単一のパスを介して到来する。波形パラメータの獲得は、先ず、6MHzスペクトルの最終部分に位置する下り同期バンドにおける下り同期チャンネル上で行われる。これらの同期帯域は、2kHzのフレームクロックによってBPSK変調された単一の同期キャリア又はトーンを含む。このトーンは、ISUにおいて初期の振幅、周波数及びタイミングを抽出するのに用いられる。同期キャリアは、受信帯域の中心部分に位置してもよく、またI/Oの特別なケースと見なすことができるであろう。信号が受信され、そのレシーバアーキテクチャが典型的なI/Oチャンネルに調整された後、その同じ回路がI/Oチャンネルを用いて同期パラメータを追跡するのに用いられる。

必要な信号パラメータを獲得するのに用いられるプロセスはISUレシーバ

アーキテクチャのキャリア、振幅及びタイミング再生ブロック166を利用し、該ブロックは図22Aにおいてブロック図の形でより詳細に示される。キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック166は、受信波形に対して周波数ロックを行うのに用いられるCostasループ330を含む。補償ユニット164から信号が受信されると、その信号はサンプルホールド334及びアナログ-デジタルコンバータ332に入力され、該コンバータ332から出力された信号はCostasループ330に供給される。サンプリングは、電圧制御型オシレータ340の制御の下に、レシーバアーキテクチャで用いられるFFTのポイント数Mだけ分割を行うディバイダ333によって分割されるように、行われる。Costasループ330のミキサ331は、到来信号とフィードバックパスの供給を受け、ループ位相検出器として機能する。ミキサ33

1の出力は、濾波されると共に、その後のハードウェアの処理量を低減するために1/10単位で処理される。もし受信信号が帯域的に制限されているならば、同期信号を表すのにそれ程多くのサンプルは必要としないであろう。もし直交性がレシーバにおいて保存されないならば、フィルタは所望としない信号成分を再生プロセスから除去するであろう。直交性があるという条件の下で、LPF337は隣合うOFDMキャリアからの影響を完全に除去することになる。キャリア周波数ロックが達成されると、ループの同相側において所望とするBPSK波形が出現する。デシメータの出力は別のミキサを介して供給され、H(s)のフィルタ関数を持つループフィルタ及び数値制御型オシレータ(NCO)を介して処理され、最終的に周波数誤差を訂正するためのフィードバックパスを構成する。誤差が「小さい」レベルにある時、ループはロックされる。追跡動作中に高速の獲得及び最小のジッタを達成するためには、デュアルループバンド幅を用いる必要があるであろう。システム動作は、OFDMチャンネル間隔(360Hz)の約±4%以内で周波数ロックが達成され且つ維持されることを必要とするであろう。

信号の振幅は、BPSK電力検出器336における周波数再生ループの出力端で測定される。トータルの信号電力が測定され、そして、数値可変型アナログゲ

イン回路（図示せず）を調整するのに用いることができる。ゲイン回路は、アナログーデジタルコンバータが最適な動作領域で用いられるように信号を正規化するためのものである。

タイミング再生は、タイミング誤差を抽出するための早遅ゲート形位相検出器338の早遅ゲート形アルゴリズムを用いて、さらに誤差信号に応答するサンプルクロックオシレータ340を調整することにより、行われる。早遅ゲート形検出器は、更新間隔の

間に進み遅れコマンドを出力する。このコマンドはフィルタ341を介してサンプルクロックオシレータ340に印加される。このループは、周波数のロック及び振幅のロックが達成されるまで保持される。タイミングループがロックされると、ロック指示信号が生成される。また、同じクロックは上り伝送用に用いられる。キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック166は、クロックジェネレータ168用の基準信号を提供する。クロックジェネレータ168は、MISUが必要とする全てのクロック、例えば8kHzフレームクロック及びサンプルクロック、を提供する。

MCCモデム上りレシーバアーキテクチャ（図15）のキャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222が、図22Bの同期ループ図によって示される。これは、上り同期チャンネル上の信号に関して上り同期のための検出を行う。ISUの初期化及び活性化のために、上り同期は、ISUの1つに対し下りIOC制御チャンネルを介して基準信号を同期チャンネルの上り側に送出するよう指令するHDTによって行われる。キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222は、同期チャンネルに反応し且つHDT12における基準信号に対する周波数誤差、振幅誤差及びタイミング誤差を評価するISU100からのデータのパラメータを測定する。キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222の出力は、HDT12によって調整コマンドに変換され、MCC下りトランスミッタアーキテクチャによってIOC制御チャンネル上の下り方向で初期化され且つ活性化されつつあるISUに送出される。

上り同期プロセスの目的は、別々のISUからの波形がHDT12で合わさっ

て統合波形となるように、ISUを初期化し且つ活性化することである。HDT 12においてキャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222によって評価され、且つISUによって調

整されるパラメータは、振幅、タイミング及び周波数である。ISUの信号の振幅は、DSO+sが等しい量の電力を割り当てられるように正規化され、HDT 12において所望の信号対雑音比を達成する。更に、隣合うISUは正しい相対的なレベルで受信されなければならない。さもなければ、相対的に弱いDSO+チャンネルは、相対的に強いDSO+チャンネルの過渡的な振る舞いによって不利な影響を受けるであろう。もしペイロードチャンネルがかなりの周波数誤差を持つ別のペイロードチャンネルに隣接して伝送されたならば、OFDM波形における直交性は劣化し、誤差レート性能は悪化する。従って、ISUの周波数は、精密な許容誤差に調整されなければならない。再生された信号のタイミングもまた直交性に影響を与える。隣合うシンボルについて時間合わせされていないシンボルは、FFTプロセスの影響を受けるシンボルの一部分内で変化を作り出すことができる。もし全てのシンボルの変化がHDTにおけるガード間隔内に有るならば、非直交チャンネルに対して約±16トーン(8DSO+s)が再生不可能となるであろう。

上り同期の間、ISUは、振幅及び周波数精度を確立し且つシンボルを合わせるための信号、例えば方形波信号、を送出するよう指令を受ける。パターン信号は、キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222によってパラメータの検出が行える信号であればどのような信号でもよく、このような信号は異なるパラメータを検出するために異なってもよい。例えば、その信号は、振幅及び周波数の検出及び訂正用として連続した正弦波であってもよいし、シンボルタイミング用として方形波であってもよい。キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222は、3つの分配されたループパラメータを評価する。3つのループの全てにおいて、結果として生じる誤差信号はCXMC80によってコマンドに変換され、MCC

モデム82を介してI O Cチャンネル上に送られる。そして、C X S Uは、そのコマンドを受信し、I S Uによって行われる調整を制御する。

図22Bに示されるように、I S Uからの上同期は、サンプルホールド(434)され、電圧制御型オシレータ440の制御の下にアナログ-デジタル変換される(432)。この電圧制御型オシレータは局部基準オシレータであり、レシーバアーキテクチャにおけるFFTのポイントであるMで分周を行い、サンプルホールド434及びアナログ-デジタルコンバータ432を制御するためにkで分周を行って、8kHz信号を位相検出器438に印加する。

周波数誤差は、C o s t a sループ430を用いて評価してもよい。C o s t a sループ430は、局部的に生成された基準周波数との位相ロックを確立するよう機能する。時間が経過すると、ループ適応性がディセーブルとされ、時間に関する位相差が周波数誤差を評価するのに用いられる。周波数誤差はフィルタ関数 $H(s)$ 444によって発生され、C X M C 82に供給されて、周波数調整コマンドをI O C制御チャンネルを介してI S Uに送るための処理が行われる。また、周波数誤差は数値制御型オシレータ(N C O)に供給されて、周波数誤差を訂正するための周波数ループが完成する。

振幅誤差は、上り同期の期間中、電力検出器436によってC o s t a sループ430の同相側のキャリアの振幅を検出することにより、キャリアの大きさに基づいて計算される。振幅は、基準コンパレータ443において所望の基準値と比較され、その誤差はC X M C 82に供給されて、振幅調整コマンドをI O C制御チャンネルを介してI S Uに送るための処理が行われる。

H D Tにおいて局部基準周波数が位相ロックを達成すると、I S Uから到来する同期チャンネル上のB P S K信号が処理のために得られる。方形波は、C o s t a sループ430の同相側で得られ、早-遅ゲート形位相検出器438に供給されて、ディバイダ435から局部的に発生された8kHz信号との比較が行われる。位相検出器435は、ループフィルタ441に印加され且つライン439を介して出力された位相又はシンボルのタイミング誤差を生成する。次いで、位相又はシンボルのタイミング誤差はC X M C 82に供給されて、シン

ボルタイミング調整コマンドをI O C制御チャネルを介してI S Uに送るための処理が行われる。

上り同期のためのパラメータを調整するI S Uのメカニズムは、時間領域での波形のスカラ積でもって振幅を変化させる手段を有しており、このスカラ積は、デジタル-アナログコンバータ194(図13)によってデジタル処理アルゴリズム、例えば逆FFT190、から集められるものである。同様に、複素ミキシング信号を作り出し、デジタル-アナログコンバータ194の入力端に印加される複素倍数として与えることができるであろう。

I S Uにおける下りのサンプルクロック及び上りのサンプルクロックの周波数の精度は、オシレータを下り同期及びI O C情報に位相ロックすることにより確立される。上り伝送周波数は、例えば、H D T 1 2によって指令を受けるセンセサイザブロック195において調整される。

シンボルタイミングの訂正は遅延関数として与えられる。従って、I S Uの上り方向におけるシンボルタイミングの時間合わせは、サンプル間隔(同時に出ていくべき同じ2つのサンプル)をブランクとすることにより、或いはクロックデレイ196(図13)を介して余分のクロックエッジ(1つのサンプルはクロックが出てしまっていて失われている状態)を差し挟むことにより達成される。サンプルタイミングの遅延として確立される。このようにして、既に必要とされている以上のデータ記憶オーバーヘッド無しで、遅延関数を制御することができる。

I S Uがシステムにおいて初期化され活性化されると、伝送の準備のために、I S Uは、必要とされる上りの同期システムパラメータをキャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222を用いて維持する。使用されないが初期化され且つ活性化されたI S Uは、I O C上に伝送を行うよう指令を受け、そして、ブロック222はそこからのパラメータを上述したように評価する。

M I S U 6 6 (図13)及びH I S U 6 8 (図14)用の上りトランスミッタアーキテクチャにおいて、H D T 1 2におけるキャリアの直交性を達成するための周波数オフセット又は訂正は、I S U上で決定することができる。これに対し

周波数オフセットは、キャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222（図15）によって同期期間中HDTにおいて決定され、次いで、周波数オフセット調整コマンドが、それぞれHISU68及びMISU66のシンセサイザブロック195及び199を介してキャリア周波数の調整のためにISUに送出される。このようにして、もはや周波数誤差は上述したようにキャリア、振幅及びタイミング再生ブロック222によって検出されなくなるであろう。むしろ、そのようなダイレクトISU実施形態において、HISU68又はMISU66が下り信号からデジタル的に周波数誤差を評価し、その訂正信号が、伝送されようとしている上りデータに印加される。

HDT12は、同じ基本オシレータから全ての送信周波数及び受信周波数を抽出する。従って、ミキシング信号は全て、HDTにおいて周波数ロックされている。同様に、HISU68又はMISU66は同じ基本オシレータから全ての送信周波数及び受信周波数を

抽出する。従って、ISU上のミキシング信号もまた全て周波数ロックされている。しかしながら、HDTオシレータに対してISUオシレータには周波数オフセットが存在する。周波数誤差の量は（ISUから見て）ミキシング周波数の固定された割合となるであろう。例えば、ISUオシレータがHDTオシレータに対して周波数で10PPMオフし、下りISUレシーバにおける混合周波数が100MHzで、且つ、上りISUトランスミッタにおける混合周波数が10MHzであったとしたならば、ISUは、下りレシーバ上で1kHzの訂正を行わねばならないであろうし、上りトランスミッタ上で100Hzのオフセットを持つ信号を生成しなければならないであろう。このようにダイレクトISU実施形態においては、周波数オフセットは下り信号から評価される。

評価は、数値計算を行うデジタル回路、すなわちプロセッサを用いて実行される。同期チャンネル又はIOCチャンネルのサンプルは、システムの作動中にハードウェアで集められる。追跡用ループは、受信信号に対してデジタル的に混合されるデジタル数値オシレータを駆動する。このプロセスは、本質的にはHDTにロックされる信号を内部で抽出する。内部での数値ミキシングは周波数オフ

セットの要因となる。ISUにおいて下り信号へのロック処理が行われている間、周波数誤差の評価が引き出され、下り周波数を既知として分数周波数誤差が計算され得る。上りの受信信号をダウン変換するのに用いられるであろうHDTにおいてミキシング周波数が知られているものとして、ISU送信周波数に対するオフセットが計算される。この周波数オフセットは、例えば図13のコンバータ194によって信号をアナログ領域に変換する前にデジタル的にISU送信信号に印加される。従って、周波数の訂正はISU上で直接実行され得る。

図20及び図21を参照しながら、多相フィルタ構造を含むMCC上りレシーバアーキテクチャの狭帯域イングレスフィルタ及びFFT112について更に詳細に説明する。一般に、多相フィルタ構造は、多相フィルタ122及び124を含み、イングレスに対する保護を提供する。ISU100からの上りOFDMキャリアの6MHz帯域は、小グループのキャリア又はトーンに対してフィルタリングを提供する多相フィルタを通してサブバンドに分割される。もしイングレスが1グループのキャリア内のキャリアに影響を与えたならば、当該グループのキャリアのみが影響を受けることになり、他のグループのキャリアはそのフィルタリング特性によって保護されることになる。

イングレスフィルタ構造は、2つの並列的な多相フィルタのバンク122、124を有している。第1のバンクは、互いに重なり合わない17の異なる帯域を有し、帯域間にはチャンネル間隔が設けられている。図18には単一の多相フィルタバンクの振幅応答が示される。第2のバンクは、第1のバンクによって沪波されないチャンネルが第2のバンクによって沪波されるような量だけ第1のバンクからオフセットしている。従って、図19において単一の多相フィルタバンクの拡大された振幅応答に示されるように、沪波されたチャンネルの1つの帯域は、フィルタを通過しようとしている周波数ビン45-61に対応する中心キャリアを持つ周波数ビン38-68におけるチャンネルを含む。例えば、重なり合っているフィルタは周波数ビン28-44を通過させる。2つのチャンネルバンクは、2つのフィルタバンクの組み合わせによって544個のチャンネルの各々が受信されるように16個の周波数ビンだけ互いにオフセットしている。

図20を参照すると、イングレスフィルタ構造は、アナログーデ

ィジタルコンバータ212からサンプルされた波形 $x(k)$ を受信し、次いで、複素ミキサ118及び120は、多相フィルタ122, 124に交互に信号を印加する。ミキサ118は一定の値を使用し、ミキサ120はオフセットを達成するような値を使用する。各ミキサの出力はそれぞれ対応する多相フィルタ122, 124に入力される。各々の多相フィルタバンクの出力は18個の帯域を有しており、各帯域は、16個の使用可能なFFTビンを含むか、又は、8kHzレートで16のキャリアをサポートする。帯域の1つは使用されない。

多相フィルタ122, 124の各帯域出力は、4つのガードサンプルを含む8kHzフレーム毎に36のサンプルを含み、高速フーリエ変換(FFT)ブロック126, 128に入力される。FFTブロック126, 128によって実行される第1の動作は、4つのガードサンプルを除去し、時間領域での32個のポイントを残すことである。ブロックにおける各FFTの出力は32個の周波数ビンであり、このうち16個はフィルタリングを提供する他のビンと共に用いられる。FFTの各出力は互いに重なり合うように形成される。図20に示されるように、キャリア0-15は上のバンクのFFT#1によって出力され、キャリア16-31は下のバンクのFFT#1によって出力され、キャリア32-48は上のバンクのFFT#2によって出力され、以下、同様にして出力される。

多相フィルタ122, 124はそれぞれ、当業者には知られているような標準の多相フィルタ構造であり、図21の構造によって示される。入力信号は、1秒当たり5.184メガサンプル、すなわち1フレーム当たり648サンプル、でサンプルされる。次いで、その入力18のファクタによって(18サンプルのうち1つが保持される)処理が施され、288kHzの有効なサンプル率が得ら

れる。この信号は、 $H_{0,0}(Z) \sim H_{0,15}(Z)$ とラベル付けされた有限インパルス応答(FIR)フィルタに供給される。各フィルタは幾つかのタップ、それぞれ好適には5つのタップを有している。当業者には認識されるように、タップの数は変えることが可能であり、本発明の範囲を制限するものではない。フィルタから

の出力は18ポイント逆FFT130に入力される。変換後の出力は、4つのガードサンプルを含む8KHzフレームに対して36サンプルであり、上述したようにFFTブロック126及び128に供給される。FFTのトーンは好適には9KHzの間隔で設定されており、情報レートは、1シンボル当たり4つのガードサンプルが割り当てられている場合に1秒当たり8キロシンボルである。各多相フィルタからの17の帯域はFFTブロック126, 128に印加され、上述したように544個のキャリアの処理及び出力が行われる。上述したように、1つの帯域、すなわち18番目の帯域は使用されない。

上り及び下りのレシーバアーキテクチャにおけるイコライザ214(図15)及び172(図11)は、ケーブルプラントにかかるグループ遅延の変化を相殺するために設けられている。イコライザは、環境の変化に起因する位相及びゲイン又は振幅の変動を追跡し、それによって、十分に正確な追跡を維持しながら緩慢に適応することができる。内部イコライザ動作が図23に一般的に示されているところの各イコライザ172, 214の係数360は、FFT112, 170の解像度に対するチャンネル周波数応答の逆数を表している。下りの係数は、各チャンネルが同じ信号パスを通して進行しているが故に高度に相関がとられており、これに対し上りの係数は、個々のDSO+sが多点对点トポロジーにおいて遭遇する変わりやすいチャンネルに起因して相関がとられていない。チャンネル特性は多様であるが、イコライザは、上りレシーバ又は下りレシーバに対し

て同じ動作を行う。

下りのイコライザは、IOCチャンネルのみに対して追跡を行い、それによってISUにおける計算の必要性を少なくすると共に、ペイロードチャンネルにおける前処理の必要性を無くしている。なぜなら、IOCチャンネルは常に伝送されているからであり、これについては以下に記述される。但し、上りのイコライザについては、DSO+及びIOCチャンネルベースでイコライズ処理が必要とされる。

イコライザの係数を更新するのに用いられるアルゴリズムは、32QAM群上で動作する時に幾つかの局所的な最小値を含み、4重の位相的にあいまいな状態

を受ける。更に、上りにおける各DSO+は、別々のISUから発することができ、それによって独立した位相シフトを持つことができる。この問題を軽減するために、データ伝送に先立って各通信の開始が固定のシンボルプリアンプを知らせるのに必要とされるであろう。但し、IOCチャンネルはこの必要性から除外される。なぜなら、IOCチャンネルはイコライズされないし、またそのプリアンプはスクランブルされ得ないからである。伝送の時点で、HDT12が、ISUの初期化及び活性化の間確立されている正確な周波数ロック及びシンボルタイミングをまだ有しており、且つ、連続して利用し得る下りのIOCチャンネル上で同期を維持するであろうことは知られている。

プリアンプの最初の部分は、イコライザがそのプロセス状態を認識することを必要としている。3つの状態があり、サーチ、獲得及びトラッキングのモードが含まれている。サーチモードは、チャンネル上の電力の量に基づいている。トランスミッタアルゴリズムは、使用されていないFFTビンにゼロ値を設定し、その結果として、その特定の周波数で電力は伝送されなくなる。レシーバでは、イコライザは、それはFFTビンに電力が無いことに基づくサーチモードであると決定する。

初期化され活性化されたISUに対して伝送が始まると、イコライザは、信号の存在を検出し、獲得モードに入る。プリアンプの長さはおよそ15シンボルである。イコライザは、そのプリアンプに基づいてイコライズ処理を変える。初期の位相及び振幅の訂正は大きいであろうが、その後の係数の更新によってそれほど意味はなくなるであろう。

獲得が終わると、イコライザは、更新レートを最小レベルに低減したままでトラッキングモードに入る。トラッキングモードは、電力の損失が一定期間中チャンネル上で検出されるまで続く。次いで、そのチャンネルは、使用されないが初期化され且つ活性化された状態となる。イコライザはもはや追跡を行わず、この時、レシーバは調整されつつあり、また係数は更新されない。係数は、以下に記述するように、チャンネルをモニタするための信号対ノイズ検出器305(図15)によってアクセスされ使用されてもよい。

イコライズ処理のために、I/Q成分が、FFT、例えばFFT112, 180の出力端でバッファ内にロードされる。当業者には明らかなように、イコライザの構造についての以下の記載は、上りレシーバのイコライザ214に関するものであるが、下りレシーバのイコライザ172にも同様に適用され得る。イコライザ214は、バッファから時間領域でのサンプルを抽出し、一度に1つの複素サンプルを処理する。次いで、処理された情報はそこから出力される。図23は当業者には明らかなべきスタティック制御アルゴリズムよりも小さいイコライザアルゴリズムの基本構造を示す。主な同期パスは、乗算器370での複素数と選択されたFFTビンからの値との乗算を行うことである。次いで、その出力はシンボル量

量子化ブロック366において量子化され、格納テーブルから最も近いシンボル値とされる。量子化された値(ハード決定)は、シンボル対ビットコンバータ216によってデコードされビットに変換される。回路の残りの部分は、イコライザの係数を更新するのに用いられる。量子化されたシンボル値とイコライズ処理されたサンプルとの間の誤差が加算器364で計算される。この複素誤差は乗算器363によって受信サンプルに乘じられ、その結果は乗算器362によって適応係数分スケール処理されて、更新値を形成する。更新値は加算器368で元の係数と加算され、新たな係数値となる。

第1実施例の動作

好適な実施例において、HDT12の各MCCモデム82のための6MHz周波数帯域は図9Aに示すように割り当てられる。MCCモデム82は6MHz帯域全体について送受信を行なうが、ISUモデム100(図6)はそれらの特定の用途に対して最適化され6MHz帯域に割り当てられたキャリア又はトーンの総数よりも少ない数のものを終端し発生する。上り及び下り帯域の割り当ては好適には対称である。MCCモデム82からの上り6MHz帯域は5~40MHzスペクトル内にあり、下り6MHz帯域は725~760MHzスペクトル内にある。各6MHz帯域には、電話ペイロードデータの転送、ISUシステムの運用及び制御データ(IOC制御データ)の転送、及び上りと下りの同期化のような特定の動作をサポートするために3つの領域がある。OFDM

周波数帯域における各キャリア又はトーンは振幅及び位相変調されて以前に記述した複雑な信号点配置を形成する正弦波からなる。OFDM波形の基本シンボル速度は8kHzであり、6MHz帯域内に全部で552のトーンがある。次の表1は各種のトーンに対する好適な変調形式及び帯域幅割り当ての要約である。

表 1

帯域割当	トーン又はキャリアの数	変調	容量	帯域幅
同期帯域	24トーン（各終縁部の2周期トーンと各終縁部の10ガードトーン）	BPSK	n/a	216kHz
パイロードデータ	480（240DSO+チャンネル）	32QAM	19.2Mbps	4.32MHz
IOC	48（20データチャンネルまたは24IOCチャンネルのそれぞれに2）	BPSK	384Kbps	432kHz
帯域間ガード	各終縁部の残り	n/a	n/a	1,032MHz （各終縁部において518kHz）
複合信号	552	n/a	n/a	6.0MHz

送信後及び受信前の選択的汆波を可能にするためにスペクトルの各終縁部にガードバンドが設けられる。総計で240の電話データチャンネルが帯域内に含まれ、それは19.2Mbpsの正味データ速度を収容する。この容量は将来の加入者増を考慮して設計されたが、それによって中央局へのユーザの集中を達成するために十分なサポートが維持された。冗長性と多数のHISUに配置された狭帯域レーバに対する通信サポートを提供するために多数のIOCチャンネルが帯域内に散在する。IOCのデータ速度は16Kbps（1秒あたりに8kHzのフレームのシンボル速度のBPSKトーンが2つ）である。實際上、10パイロードデータチャンネルあたりに1つのIOCが設けられる。単一のIOCチャンネルしか見ることができないHISUのようなISUはそのIOCチャンネルが損なわれたら強制的に再同調される。しかしながら、MISUのように、複数のIOCチャンネルを見ることができるISUは最初に選んだものが損なわれても別のIOCチャンネルを選択することができる。

同期チャンネルは冗長化のために帯域の終縁部において二重化され

、同期チャネルが他の使用チャネルと干渉しないことを確保するために使用可能なキャリアの本体部から離れている。同期チャネルについては以前に説明したが以下にさらに説明する。同期チャネルは電話ペイロードチャネルへの干渉の影響を減らすためにもその様なチャネルよりも低いパワーレベルで運用される。このようにパワーを低くすれば、同期チャネルとペイロード電話チャネルの間に用いられるべきガードバンドを小さくできる効果も得られる。

1つの同期チャネル又は冗長化した複数の同期チャネルは電話チャネルから離すのではなくその内部に設けることも可能である。それらが電話チャネルと干渉しないようにするため、同期チャネルを低シンボル速度を使って設けることも可能である。例えば、電話チャネルが8 KHzのシンボル速度であれば、同期チャネルを2 KHzのシンボル速度にすれば良く、それに加えてパワーレベルを低くしても良い。

ISU100は図9 Dに示すように全体の6 MHz スペクトルの集まりのうちサブバンドを受信するように設計される。例として、HISU68は好適には利用可能な522チャネルのうち22チャネルのみを検出する。このような実現方法は主として電力あたりのコストを削減する技術である。受信されるチャネルの数を削減することにより、サンプル速度及び関連の処理要件は劇的に減少し今日の市場にある普通の交換部品で達成することができる。

与えられたHISU68はHISU受信周波数の点でペイロードデータチャネルのうち最大10個のDSOの受信に制限されている。残りのチャネルはガード区間として使用される。さらに、コストあたりの電力の要件を減らすため、周波数合成の刻みは198KHzに制限され、それによってHISUの同調範囲は8チャネルセグメントに制限される。図9 Dに示すようにHDT12によるHISU68の制御のために各HISU68が常に

1つのIOCチャネルを見るようにIOCチャネルが設けられる。

MISU66は図9 Dに示すように13のサブバンド又は利用可能な240のDSOのうちの130のDSOを受信すべく設計される。同様に、効率的な周波数合成の実現のために同調の刻みは128KHzに制限される。これらはHISU68及びMISU66に対して好適な値であり、ここに特定された値の多くは添付の請求項に定義される発明の範囲

又は精神を変更することなく変更可能であることは当業者にとって明らかなことである。

当業者に公知の如く、6 MHz 以下の帯域幅におけるチャンネル間の動作をサポートする必要がある。当業者に明らかなようにシステムのソフトウェア及びハードウェアの適切な変更により、この様な再構成は可能である。例えば、2 MHz システムについては、下りにおいて、HDT12は帯域全体の部分集合の範囲のチャンネルを生成する。HISUは本来狭帯域であり2 MHz 帯域内に同調することができる。130チャンネルをサポートするMISUは2 MHz 帯域よりも広い範囲の信号を受信する。それらはハードウェアの変更によりフィルタの選択性を低下させる必要がある。80チャンネルのMISUは2 MHz システムの制約の中で動作することができる。上りにおいては、HISUは2 MHz 帯域内の信号を生成し、MISUの送信部は生成される情報を狭帯域に制限する。HDTにおいては、入り口における沪波によって帯域信号エネルギーに対して十分な選択性が得られる。狭帯域システムは2 MHz 帯域の端部に同期帯域を必要とする。

以前に記述したように、下り情報の検出のためのシステムの初期化のための信号パラメータの収集は下り同期チャンネルを使って達成される。ISUはそのような下り情報の検出のための周波数、振幅及びタイミングの下り同期を確立するためにキャリア／振幅／タイミング再生ブロック 166を使用する。下り信号は1対多接続を構成し

OFDM波形は固有の同期的態様で単一の経路で ISUに到達する。

上り方向においては各ISU100は HDT12がISU100に送信を許可する前に上り同期化の過程を通して初期化され活性化される必要がある。ISUに対する上り同期化の過程は異なる ISUからの波形が HDTにおいて結合されて統合された波形になる役割を果たす。上り同期化の過程は、その一部が以前に説明されたが、種々のステップを含んでいる。それらは、ISU送信レベル調整、上りマルチキャリアシンボルの整列化、キャリア周波数の調整、周回遅延の調整を含んでいる。この様な同期化は6 MHz 帯域動作の獲得の後に行なわれる。

一般に、レベル調整に関して、HDT12はISU100から受信した上り伝送の信号強

度の測定値を校正し、ISU100送信レベルをすべての ISUが容認可能な閾値内にあるように調整する。レベル調整はシンボルの整列化及び経路遅延の調整の精度を最大にするためそれらに先行して行なわれる。

一般に、シンボルの整列化は MCCモデム82及び ISUモデム 101によって実現されるマルチキャリア変調の手法にとって必須の要件である。伝送の下り方向においては、ISU100において受信されるすべての情報は単一の CXMU56によって生成されるので、各マルチキャリア上で変調されたシンボルは自動的に位相が揃っている。しかしながら、MCCモデム82受信機レシーバアーキテクチャにおけるシンボルの整列化は HFC分散ネットワーク11の多対1性及びISU100の経路の不均一な遅延のために変化する。受信の効率を最大にするため、すべての上りシンボルは狭い位相マージン内で整列化されなければならない。このことは、異なる ISUから上りで受信されるすべてのチャンネルのシンボル周期がそれらが HDT12に到達する時点で揃うように調節可能遅延パスを各ISU100に設けることにより達成される。

一般に、周回遅延の調整はシステムにおいて HDTネットワークイ

ンターフェース62からすべてのISU100まで及びすべてのISU100からネットワークインターフェース62へ戻るまでが等しくなるように行なわれる。このことはシグナリングマルチフレームの完全さがシステム全体で確保されるために必要である。電話伝送部に対するすべての周回処理は HFC分散ネットワーク11自身における信号伝播に関連する物理的遅延を除いて予測可能な遅延を有している。HDT12から近い物理的距離にあるISU100は HDT12から最大の距離にある ISUよりも短い周回遅延を持つであろう。経路遅延の調整はすべての ISUの転送システムに等しい周回伝播遅延を持たせるべく実現される。これによりシステム内で転送される DSIチャンネルについての DSIマルチフレームの整列化もまた維持され、その DSIに関連する音声サービスについての整列化に関する帯域内チャンネルシグナリングまたはロブドビット (robbed-bit) シグナリングを維持する。

一般に、キャリア周波数調整はキャリア周波数の間隔がキャリアの直交性を維持するように達成されなければならない。直交整列化においてマルチキャリアが MCCモデム82で受信されないならば、マルチキャリア間の干渉が起きている可能

性がある。この様なキャリア周波数調整はシンボルタイミング又は振幅の調整の場合と同様な形で達成することができるかまたは以前に説明したように ISU上で実現することができる。

初期化の過程において、ISUに電源が投入されたとき、ISU100ほどの下り 6 MHz 周波数帯域を受信すべきかに関する知識を持っておらず初期化の動作ステップのために 6 MHz 帯域を獲得する必要がある。ISU100が動作のための 6 MHz 帯域の獲得に成功するまで、それはその下り周波数帯域の位置を決めるために“走査”の手法を実施する。ISU100 のCXSUコントローラ 102のローカルプロセッサは 62.5乃至850MHzの範囲内どこかのデフォルトの 6 MHz 受信周波数帯域

から開始する。ISU100は各 6 MHz 帯域において一定期間、例えば 100ミリ秒間待ってそのISU100に対するユニークな識別番号と一致する有効な 6 MHz 獲得コマンドを探す。その様なユニークな識別子は ISU機器のシリアル番号の形式またはそれに基づく形式をとることができる。その 6 MHz 帯域に有効な 6 MHz 獲得コマンドがなければ、CXSUコントローラ 102は次の 6 MHz 帯域を探し、その様な過程が繰り返される。この様にして、さらに以下に説明するように、HDT12はISU100に対して周波数受信のためにどの 6 MHz 帯域を使用すべきか及び上りの周波数送信のためにどの帯域を使用すべきかを告げることができる。

上記に説明したような ISUの初期化及び活性化の過程、及びトラッキングまたは追跡同期化について以下にさらに説明する。この説明はCXSUコントローラ 103と共にMISU66を使用して書かれているが、等価な制御ロジックで実現された任意のISU100に等しく適用することができる。コアックスマスタカードロジック (CXMC) 80はそのシェルフコントローラユニット (SCNU) 58に指示されて特定のISU100を初期化し活性化する。CXMC80は ISU指定番号をその機器に対する機器シリアル番号またはユニークな識別番号に関連付ける。製造過程から出荷された ISU機器で同一のユニーク識別子を持つものは2つとない。そのときのシステムデータベースにおいてそのISU100が一度も初期化され活性化されたことがなければ、CXMC80は初期化され活性化されるISU100のために或る個人識別番号(PIN)コードを選択する。このPINコードはCXMC80内に格納され、そのISU100とのすべての通信

のたの“アドレス”となる。CXMC80は各 ISU識別番号と、ISU機器に対するユニークな識別子と、PINコードとの間の参照テーブルを維持管理する。CXMU56に関連する各ISU100はユニークな PINアドレスコードの割り当てを有する。1つの PINアドレスコ

ードは、HDTがすべての初期化され活性化されたISU100へメッセージを送ることを許す、すべての ISUに対する同報的な性格のために保持される。

CXMC80は MCCモデム82による認識メッセージをそれが送信する6 MHz 帯域のすべての IOCチャンネルを介して送信する。そのメッセージは、初期化され活性化されるべき ISUに割り当てられた PINアドレスコード、ISU100において ISUの初期化及び活性化が行なわれるべきであることを示すコマンド、機器シリアル番号の様な ISU機器に対するユニークな識別子、及びCRC(Cyclical redundancy checksum)を含んでいる。そのメッセージは或る周期で周期的に送られる。この周期は有効な識別メッセージを監視している ISUがすべての下り6 MHz 帯域を走査できる最大の時間である。その周期は例えば50ミリ秒であり、ISUがいかに早く自己を認識し得るかに影響する。CXMCは1度に1つ以上の ISUについて同期させようとはしない。或る最大制限時間を越えた後にも ISUが応答しないならば、ソフトウェアタイムアウトが働く。このタイムアウトは ISUが同期機能を達成するために必要な最大制限時間以上でなければならない。

CXMC80による周期的な伝送の間、ISUはその下り周波数の位置を決定するために走査の手法を実施する。CXSUのローカルプロセッサは 625乃至850MHzの範囲内のどこかのデフォルトの6 MHz 受信周波数帯域から始める。ISU100は最初の6 MHz の同期チャンネルを選択し一定時間後に同期にずれがあるかを試す。同期はずれが依然としてあれば2番目の同期チャンネルを選択し一定時間後に同期はずれがあるかを試す。同期はずれが依然としてあれば ISUは次の6 MHz 帯域上の同期チャンネルの選択を再開する。或る周期チャンネルにおいて同期はずれがないとき、ISUは IOCを含む最初のサブバンドを選択して正しい識別メッセージを探す。そのユニークな識別子と一致す

る正しい識別メッセージが見つかったら、PINアドレスコードが適切なレジスタにラッチされる。第1のサブバンドに正しい識別メッセージがなければ11番目のサブバンドのような中間のサブバンドが選択され、ISUは再び正しい識別メッセージを探す。再びメッセージが正しくなければ ISUは他の6 MHz 帯域上で再開する。ISUは1つのサブバンドにおいてCXMUの伝送時間の少なくとも2倍に等しい期間、例えば前述したように伝送時間が50ミリ秒であるとき 100ミリ秒間、正しい識別メッセージを探す。初期化及び活性化コマンドはISU100においてユニークなコマンドである。その理由はISU100はそのコマンドに応答するために PINアドレスコードの一致は必要とせず、有効なユニークな識別子と CRCの一致があれば良いからである。しかしながら、MCCモデム82によりCXMC80から送られる初期化及び活性化コマンドは有効な PINアドレスコードの一致がないときにISU100が受信することを許された唯一のコマンドである。初期化されず活性化されていないISU100が或る IOCチャンネル上で MCCモデム82によるCXMC80からの初期化及び活性化コマンドと、ユニークな識別子に一致するデータと、正しい CRCとを受信すると、ISU100の CXSU102はそのコマンドとユニークな識別子とともに送られてきた PINアドレスコードを格納する。このときから、ISU100は、再び活性化されて新しい PINアドレスコードを与えられる場合を除くことは勿論であるが、その正しい PINアドレスコードまたは同報アドレスコードによってそれをアドレス指定するコマンドに対してのみ応答する。

ISU100がそのユニークな識別子に一致するものを受け取った後、ISU100は、上り送信のためにどの6 MHz 帯域を使うべきか及びISU100が使用すべき上りの IOCチャンネルのためのキャリア又はトーンの指定をISU100に告げる PINアドレスコードを伴った上り周波数帯域

コマンドを受け取る。CXSUコントローラ 102はそのコマンドを解釈して応答するための正しい上り周波数帯域のためのISU100の ISUモデム 101を正しく活性化する。一旦 ISUモデム 101正しい6 MHz 帯域を獲得すると、CXSUコントローラ 103は ISUモデム 101へ或るメッセージコマンドを送って上りの同期を可能にする。HDT12の MCCモデム上りレシーバアーキテクチャのキャリア、振幅、及びタイミ

ング再生ブロック 222を使用する分散化ループは、振幅、キャリア周波数、シンボル整列化、及び経路遅延を含む上り伝送の様々な ISUパラメータをロックするために使用される。

図16はこの分散化ループを包括的に記述している。新しいユニットがケーブルに掛けられると、HDT12はケーブルに掛けられた ISUに対して、他のISU100に対して排他的な上り同期モードに入るように指示する。HDTは新しい ISUに関する情報を受け取り、加入者 ISUユニットに対して種々のパラメータについての下りコマンドを与える。ISUは上りの送信を開始し HDT12は上り信号にロックする。HDT12は調節されるべきパラメータに関するエラーインジケータを引き出し、加入者 ISUに対してそのパラメータの調整を命令する。エラーの調整はISUの送信のためのパラメータが HDT12にロックされるまで処理が繰り返される。

より特定すれば、ISU100が動作のための6 MHz 帯域を獲得した後、CXSU102はISUモデム 101へ或るメッセージコマンドを送り、ISUモデム 101は図9に示すようなスペクトル割り当ての最初の同期帯域における同期チャンネル上に同期パターンを送る。図9に割り当てられたようにベイロードデータチャンネルから離れている上り同期チャンネルは、同期チャンネルの1つが損なわれても上り同期化が達成できるように、初期及び冗長化同期チャンネルの双方を含んでいる。

MCCモデム82は有効な信号を検出し ISUからの受信信号に対して

振幅レベルの測定を行なう。同期パターンはCXMC80に対してISU100が活性化及び初期化及び周波数帯域コマンドを受け取り上り同期化を行なう準備ができていることを示す。振幅レベルは所望の基準レベルと比較される。CXMC80はISU100の送信レベルを調整すべきか否か及びその調節量を決定する。レベル調整が必要であれば、CXMC80は下り IOCチャンネル上にメッセージを送信してISU100の CXSU102に

ISUモデム 101の送信のパワーレベルを調整するように指令する。CXMC80はISU100からの受信パワーレベルのチェックをし続け、ISU100によって送信されるレベルが容認できるものになるまでISU100へ調整コマンドを出す。振幅は ISUにおいて以前に議論したように調整される。初期の同期チャンネルを使って或る回数だけ振幅調整を繰り返しても振幅が平衡に達しないならば、または信号の存在が検出

されないならば、同じ処理が冗長化同期チャンネル上で行なわれる。初期及び冗長化同期チャンネルを使って或る回数だけ振幅調整を繰り返しても振幅が平衡に達しないならば、または信号の存在が検出されないならば、ISUはリセットされる。

ISU100の送信レベルに調整が完了し安定化したら、CXMC80と MCCモデム82はキャリア周波数ロックを行なう。MCCモデム82はISU100によって送信されたキャリア周波数を検出しISU100からの受信信号に対して相関処理を行なって ISUからのすべての上り送信のマルチキャリアの直交整列化を行なうために必要なキャリア周波数の誤差量を計算する。MCCモデム82は ISUについて周波数の整列化を達成するために必要なキャリア周波数のエラー調整の量を示すメッセージをCXMC80へ戻す。CXMC80は MCCモデム82により下り IOCチャンネル上にメッセージを送って CXSU102へ ISUモデム 101の送信周波数を調節するように指令し周波数がOFDMチャンネル間隔に対する或る許容範囲内になるまでその処理が繰り返される。このような調整は少なくとも

シンセサイザブロック195(図13及び図14)によりなされる。周波数ロック及び調整が前述のように ISUについて達成されたら、この周波数調整方法は使われない。

直交性を達成するため、CXMC80と MCC82はシンボル整列化を行なう。MCCモデム82は ISUモデム 101によって送信される8 KHz フレームレートで変調された同期チャンネルを検出しすべての異なるISU100からの上り ISU送信に対してシンボル整列化を行なうに必要な遅延相関を計算するために受信信号に対してハードウェア相関処理を行なう。MCCモデム82は、すべてのシンボルが HDT12において同時に受信されるようにISU100をシンボル整列化するために必要な遅延調節量を示すメッセージをCXMC80へ戻す。CXMC80は MCCモデム82によって下り IOCチャンネルにメッセージを送って CXMU103に ISUモデム 101の送信の遅延を調節するように指令し、この処理は ISUのシンボル整列化が達成されるまで繰り返される。このようなシンボル整列化は少なくともクロックディレイ196(図13及び図14)によって調節される。シンボル整列化が平衡に達するまでに多数の繰り返しが必要であり、所定の繰り返し数内で平衡に達しなければ ISUは再びリセットされる。

シンボル整列化と同時に、CXMC80は経路遅延の調整を行なうために MCCモデム 82へメッセージを送る。CXMC80は MCCモデム 82により下り IOCチャンネル上にメッセージを送って、ISUモデム 101がISU100のマルチフレーム(2 KHz)の整列化を示す同期チャンネル上に他の信号を送ることを可能にするようにCXSUコントローラへ指令する。MCCモデム 82はこのマルチフレーム整列化パターンを検出しパターンに対してハードウェア相関処理を行なう。この相関から、モデム 82は通信システムの周回経路遅延に合わせるために必要な付加的なシンボル周期を計算する。次に、MCCモデム 82は全体の経路遅延の

要求に見合うように付加しなければならない遅延量を示すメッセージをCXMC80へ戻し、CXMCは MCCモデム 82により下り IOCチャンネル上にメッセージを送ってCXSUコントローラ 102に対して経路遅延調整値を含むメッセージを ISUモデム 101へ中継するように指令する。経路遅延が平衡に達するまでに多数の繰り返しが必要であり、所定数の繰り返し内で平衡に達しなければ、ISUは再びリセットされる。この様な調整は図13及び図14の上り送信機アーキテクチャの表示ディレイバッファ“n”サンプル 192に見られるような ISUトランスミッタにおいてなされる。経路遅延及びシンボル整列化は同期化チャンネル上に送られる同一または異なる信号を使って同時に別々または一緒に行なわれる。

ISUが初期化され活性化されるまでは、ISU100は 480トーン又はキャリアのいずれにおいても電話データ情報の送信能力を持たない。初期化及び活性化が完了した後は、ISU100はOFDM波形内の送信に必要な範囲内にあることになり、ISUは送信が可能であることを通知され上り同期化が完了する。

ISU100がシステムに対して初期化され活性化された後、OFDM転送の要件が要求する範囲内に ISUが校正された状態を保つために追跡及び同期化またはトラッキングが周期的に行なわれる。追跡処理は要素の値の温度ドリフトを考慮して実現される。ISU100が長い期間使われていなかったものであれば、ISUは同期チャンネルに同調され前述の上り同期化処理に従って上り同期パラメータを更新することが要求される。そうではなくて ISU最近使われたものであれば追跡同期化またはトラッキングは IOCチャンネル上で行なうことができる。このシナリオのもとでは

、図17に一般的に示されるように、ISU100は IOCチャンネルを通して信号を出すことが HDT12から要求される。HDT12はその信号がOFDM波形内のチャンネルに要求される範囲内に

あることを検証する。そうでなければ ISUはその様な誤ったパラメータを調整することが要求される。さらに、長い使用期間中に ISUは上り同期化パラメータの更新を目的として IOCチャンネルまたは同期化チャンネル上に信号を送ることを HDT12から要求される。

下り方向においては、IOCチャンネルはISU100への制御情報を転送する。変調形式は好適には差分符号化BPSKであるが、下り変調の差分特性は必須ではない。上り方向においては、IOCチャンネルは HDT12への制御情報を転送する。IOCチャンネルは上り方向へデータを送る際の等化器に関連した遷移時間を軽減するために差分BPSK変調される。制御データはバイトバウンダリ（500 μ sフレーム）で挿入される。任意の ISUからのデータは IOCチャンネル上で非同期で転送することができ、従って衝突が起こる可能性がある。

衝突の可能性があるため、上り IOCチャンネル上の衝突の検出がデータプロトコルのレベルで行なわれる。そのような衝突を取り扱うプロトコルは例えば ISUによる指数関数的なバックオフを含んでいる。HDT12が送信エラーを検出するとき、特定の時間だけ待った後 ISUが IOCチャンネル上に上り信号を再送するように再送コマンドがすべての ISUへ同報通信される。待ち時間は指数関数に基づく。

当業者は HDTから指令されたように ISUがシンボルタイミングを調節するためのシンボルタイミンググループのみを使って多対1伝送を許しつつ上り同期化を実現しうることを認識している。上り同期化のための周波数グループについては、ISUにおいて IDTにロックしていない高品質の局部自走発振器を使用すれば、省略可能である。さらに、ISUの局部発振器は外部基準にロックさせることもできる。振幅グループは HDTにおけるシンボル整列化を達成する上で本質的ではない。

通信システム10における呼処理は、HDT12からISU100への電話伝

送のためのシステムのチャンネルを加入者に割り当てる過程を伴う。本発明に係る

通信システムは集線処理を含まない呼処理技術例えばTR-8サービスとTR-303サービスのような集線処理を含むものの双方をサポートすることができる。集線処理は ISUにサービスしているチャンネルの数以上のサービスを要求する ISU端末が存在するとき起こる。例えば、システムに対して1000の加入者線端末がある一方でそのような加入者へサービスを提供するために割り当てることができるパイロードチャンネルの数が 240のみであるときである。

TR-8の運用のように集線処理が必要でないとき、6 MHz スペクトル内でチャンネルが静的に割り当てられる。したがって、チャンネルの再割当のみがチャンネルの監視に関して以下にさらに議論される。

一方、TR-303サービスを提供するもののような集線処理を提供するための動的に割り当てられたチャンネルについては、HDT12は HFC分散ネットワーク11上での電話データの転送のためのオンデマンドなチャンネル割当をサポートする。そのような動的なチャンネル割当は HDT12とISU100の間の直信のための IOCチャンネルを利用して達成される。ISU100の加入者への着呼に対してまたはISU100の加入者から発呼に対してチャンネルが動的に割り当てられる。以前に議論したように HDT12の CXMU56は HDT12とISU100の間の呼処理情報を担う IOCチャンネルを実現する。特に、IOCチャンネル上には次の呼処理メッセージが存在する。それらは少なくとも ISUから HDTへの回線捕獲またはオフフックメッセージと、ISUから HDTへの回線開放またはオンフックメッセージと、HDTと ISUの間の使用可能及び使用不能回線アイドル検出メッセージを含んでいる。

HFC分散ネットワーク11上の加入者への呼については、CTSU54はその加入者線端末に関連するCXMU56へメッセージを送り、CXMU56へ HFC分散ネットワーク上での呼の転送のためのチャンネルを割り当て

るように指示する。CXMU56は呼が意図しているISU100によって受信されるべき IOCチャンネル上にコマンドを挿入する。そのコマンドは割り当てられたチャンネルについてISU100へ警告するために CXSU102へ適切な情報を提供する。

ISU側の加入者からの発呼の際には、各 ISUは回線捕獲のためにチャンネルを監視する責任がある。回線捕獲が検出されたとき、回線の使用を開始するためにIS

U100はこの変化を PINアドレスコードとともに上り IOC動作チャンネルを使って HDT12の CXMU56へ伝えなければならない。CXMU56が回線捕獲メッセージを正しく受け取ったら、CXMU56はこの内容をさらに呼を設定するために変換網へ必要な情報を提供する CTSU54へ転送する。CTSU54はチャンネルが利用可能か否かをチェックし、ISU100で発せられた呼にチャンネルを割り当てる。ISUからの呼を完成するためのチャンネルが同定されたら、CXMUは回線捕獲を要求している ISU100へ下り IOCチャンネルを介してチャンネルを割り当てる。加入者がオンフック信号を戻したとき、適切な回線アイドルメッセージが上りで HDT12へ送られ、HDT12はそのチャンネルが再び TR-303サービスをサポートするために割り当てることができるようにその情報を CTSU54へ提供する。

アイドルチャンネル検出はさらに他の技術を利用しているモデムにおいても達成しうる。ISU100の加入者がデータペイロードチャンネルの使用を終了した後、MCCモデム82は以前に割り当てたチャンネルがアイドル状態であることを決定することができる。アイドル検出は複素（I及びQ成分）シンボル値を出力する FFTの結果を調べる等化器214(図15)による等化処理を利用して達成しうる。等化に関して以前に議論したようにエラーが計算され、それは等化器の係数を更新するために使用される。代表的には、等化器が信号を獲得し有効なデータ検出されるとき、誤差信号は小さい。信号が終了すると

誤差信号は増加し、このことは S/N モニタ 305で監視することができ、それによって使用されているペイロードデータチャンネルの終了またはチャンネルアイドル状態が決定される。そのようなシステムの運用が集線処理をサポートしているときこの情報はアイドルチャンネルの割り当てのために利用できる。

等化処理は、チャンネル監視に関して以下にさらに詳細に説明するように未割当または割当済のチャンネルにノイズによる障害があるかどうかを決定するためにも利用できる。

電話伝送システムはいくつかの態様でチャンネルのノイズからの保護を提供する。狭帯域のノイズは外部源から伝送に結合して侵入した狭帯域信号である。OFDM波形内に位置するノイズ信号は全体の帯域をオフラインにする可能性がある。ノ

イズ信号はOFDMキャリアと直交しておらず（もしくはその可能性が高く）、最悪の場合、すべてのOFDMキャリア信号と十分なレベルで干渉しほとんどすべての DSSS+をその性能が最小ビットエラーレート以下に劣化する程度までに障害を与える。

1つの方法は周波数帯域上でのノイズの位置を特定する干渉検知アルゴリズムを含むデジタル的に同調可能なノッチフィルタを設けることである。位置が特定されれば、OFDM波形からノイズを除去するフィルタを提供すべくフィルタが更新される。フィルタは基本モデム動作の一部ではないが、それらを同調により除去する目的で劣化したチャネルの特定を必要とする。干渉の結果として失われたチャネルの量はノイズが実際にいかに多くのチャネルに障害を与えたかを決定するための周波数領域におけるビットエラーレート特性に応じて決定される。

図15の MCC上り受信機レシーバアーキテクチャのノイズフィルタ及びFFT112に関して以前に議論したような他のアプローチは多相フ

ィルタ構造である。システムに対して十分なノイズ保護を提供する一方で、フィルタに関するコストと電力は HDT12に吸収される。すなわち、ISU100における電力消費は増加しない。図20及び図21に関して以前に議論したように好適なフィルタ構造は2つの互い違いになった多相フィルタを含んでいる。1つのフィルタの使用も明らかに含まれているが、その場合いくつかのチャネルが減ることになる。フィルタ/変換の対はフィルタと復調処理を単一のステップに結合する。多相フィルタがもたらす特徴のいくつかは狭帯域のノイズに対して受信帯域を保護することができることと、上り伝送において計測可能な帯域の利用を可能にすることである。これらのアプローチにより、ノイズがいくつかのチャネルを利用不能にするならば、HDT12はノイズを避けるために ISUに対して異なるキャリア周波数上で上り送信をするように指令することができる。

少なくともデジタル的に同調可能なノッチフィルタと多相フィルタの使用を含むノイズ保護に対する上記のアプローチはマルチキャリア転送を利用する1対1システムにも等しく適用可能である。例えば、単一の HDTへ転送する単一の MISUはこの技術を使用できる。さらに、単方向の多対1転送もキイズ保護のために

この技術を利用できる。

さらに、チャンネル監視及びそれに基づく割当または再割当もまたノイズを避けるために使用される。外部変数は与えられたチャンネルの品質に悪い影響を与える可能性がある。これらの変数は無数にあり、電磁干渉から光ファイバの物理的損壊までである。光ファイバの物理的損壊は通話リンクを切断し、チャンネルの切換では避けることはできない。しかしながら、電氣的な干渉を受けたチャンネルは干渉がなくなるまで避けることができる。干渉がなくなった後、チャンネルは再び使用することができる。

図28において、チャンネル監視方法は、劣化チャンネルの使用を検出し、それを回避するために用いられる。チャンネルモニタ296は、ボードサポート(BSP)ソフトウェア298からのイベントを受信し、ローカルデータベースのチャンネル品質テーブル300を更新する。また、モニタ296は、割当て又は再割当てのためにメッセージを障害分離器302及びチャンネル割当て器304に送出する。チャンネルモニタへの基本入力は、パリティエラーであって上りDSO+チャンネルのハードウェアから得られる。DSO+チャンネルは、パリティ又は前述したチャンネルに挿入されるデータインテグリティビットを伴う10ビットのチャンネルからなる。特定チャンネルのパリティエラー情報は、生データとして使用され、そのチャンネルの品質ステータスに至る時間を通してサンプルされ、集積される。

パリティエラーは、チャンネルステータスを判断するため、PTOS、ISDN、DDS及びDSIを含む異なるサービスタイプの各々に対して2タイムフレームを使用して集積される。第1の集積ルーチンは、全てのサービスタイプに対し1秒の短い集積時間に基づいて行われる。第2のルーチンは、長い集積が行われ、表3に示すように異なる集積時間と監視期間とを要する種々のサービスに必要とされるエラービットレートとしての、従属サービスである。これらの2つの方法が以下で述べられる。

図29A、29B及び29Cには、基本の短い集積動作を述べている。CXMU56がチャンネルのパリティエラーを検出した時、パリティ割込みはそのパリティ割込み(図29A)より高い割込み優先レベルを設定することによってディセ

ーブルされる。もし、受信信号障害を示すモデムアラームが受信されたなら、パリティエラーはその障害状態が終了するまで無視される。従って、いくつかの障害状態はパリティエラー監視に取って代わる。そのようなアラーム

状態には、信号の消失、モデム障害、そして同期はずれが含まれる。もし、モデム障害が非アクティブなら、パリティカウンタテーブルは更新され、図29Bに示すエラータイムイベントはイネーブルされる。

エラータイムイベントがイネーブルされた時、CXMU56のパリティエラーレジスタが10ミリ秒毎に読み出され、チャンネルモニタ296は1秒監視期間の後にエラーカウンタの集計モードに入る。一般に、エラーカウンタはチャンネル品質データベースを更新し、そしてどのチャンネルが再割当てを要求しているか決定するのに使われる。前記データベースのチャンネル品質テーブル300は各チャンネルの進行中の記録を含む。前記テーブルは、チャンネルに割当てられたカレントISU、監視の開始と終了、全てのエラー、先日、先週、過去30日のエラー、最後のエラーからの秒数、先日、先週、過去30日の重大エラー、そしてチャンネルに割り当てられたISDNのような現在のサービスタイプ、のカテゴリにおけるチャンネルの履歴を示す。

図29Aに示すように、パリティ割込みがディセーブルされてアクティブアラームが存在しなくなった後、パリティカウンタは更新され、そしてタイマーイベントはイネーブルされる。前記タイマーイベント(図29B)は上述したエラーを監視する1秒ループを含む。図29Bに示すように、1秒ループが経過しなければ、エラーカウンタは更新され続ける。それが経過した時にエラー集計がなされる。以下に示すように、前記1秒間に集計されたエラーは、割当てチャンネルの劣化若しくは障害を示す許容量を超えた場合にチャンネル割当て器304に通知され、ISU伝送は異なるチャンネルに再割当てされる。図29Cに示すように、再割当てが完了した時、割込み優先度はパリティより低く設定され、その結果チャンネル監視

が継続し、チャンネル品質データベースは実行されるアクションに応じて更新され

る。再割当てタスクは、エラータイマタスクから独立したタスクとして実行されてもよく、又そのタスクと結合して実行されてもよい。例えば、再割当て器304はチャンネルモニタ296の一部であってもよい。

図29Bのエラータイマタスクの別の実施例である図29Dに示すように、チャンネルは1秒経過前に障害と判断され得る。このことは、1秒間の最初の部分の間に劣化と判断されたチャンネルが、完全に1秒経過するのを待つことなく直ちに定義され再割当てされることを許容する。

再割当てに代えて、チャンネル上のイングレス(ingress)を克服するためにISUによる伝送パワーレベルを増加してもよい。しかしながら、1チャンネル上のパワーレベルを増加するなら、全体のパワーレベルを実質的に一定に維持するために少なくとも他の1チャンネルのパワーレベルを減少させなければならない。

全てのチャンネルが障害となった場合、障害分離器302はファイバの切断等の重大な障害が存在する可能性を通知される。もし、1秒間に集計されたエラーが割当てチャンネルが劣化していないことを示す許容値以下であるなら、割込み優先度はパリティ以下に設定され、エラータイマイベントはディセーブルされる。そのようなイベントはやがて終了し、前記チャンネルは再び図29Aに示すパリティエラーのために監視される。

上述した周期的なパリティ監視によって現われる2つの結果は、チャンネルの劣化を判断する1秒の監視期間に観測されるパリティエラーカウントに対応するビットエラー率を評価するのに重要である。第1はパリティ自体の性質である。ブロックエラー検出に用いられるデータフォーマットの一般的な使用において1つのエラープロ

ックは1ビットのエラーを示すと仮定している。しかしながら、実際にはそのエラーは多数のデータビットを表す。データトランスポートシステムの性質から、変調データに含まれるエラーは、そのデータをランダム化するものと考えられる。このことは、平均エラーフレームは4つのエラーデータビット(第9ビットを除く)から成ることを意味する。パリティでは奇数ビットエラーだけを検出するため、全エラーフレームの半分はパリティによって検出されない。従って、トラ

ンスポートインタフェースによって生じる各パリティ（フレーム）エラーは、8（データ）ビットのエラー平均を示す。第2に、各モニターされたパリティエラーは80フレームのデータ（10ms / 125μs）を表す。パリティエラーはラッチされるため全てのエラーは検出されるが、重複エラーは1つのエラーとして検出される。

チャンネルを再割当てする時を決定する基準としてビットエラーレート（BER）が使用され、 10^{-3} が選択される。従って、 10^{-3} を超えない1秒間のパリティエラー許容数を決定する必要がある。許容可能なパリティエラーを確立するために、各観測（モニター）されたパリティエラーによって表される予想フレームエラー数を予測する必要がある。モニタパリティエラーの数、モニタパリティエラー当たりの推定フレームエラー数、そしてフレーム（パリティ）エラーによって表されるビットエラー数を与えることで、予想ビットエラー率を導出することができる。

統計手法を使って、以下の仮定をする。

1. エラーはポアソン分散を有し、そして
2. モニタパリティエラーの数が全“サンプル”数（100）において小さければ（ < 10 ）、モニタパリティエラーレート（MPER）は平均フレームエラーレート（FER）を反映する。

モニタ（監視）パリティエラー（MPE）は、80フレームを表すため、前記仮定2は各パリティエラー“の裏にある”フレームエラー（FEs）数が80MPERに等しいということの意味する。すなわち、サンプル当たり10msの100パリティサンプルに対し、パリティエラー当たりの平均フレームエラー数は1秒間におけるMPEカウントの0.8倍に等しいことになる。例えば、もし3MPEが1秒間に観測されたなら、各MPEに対する平均FEの数は2.4である。所望のビットエラー率をサンプルサイズに掛けること、そしてフレームエラー当たりのビットエラーで割ることはそのサンプルの等価フレームエラー数を与える。FEの数は、またMPEの数とMPE当たりのFEの数との積に等しい。所望のBERを与えることにより、下式の解決策が決定される。

$$\left(M P E \frac{F E}{M P E} \right) = 0.8 M P E$$

以下に示すポアソン分散は、 $M P E (\chi)$ で表される所定の $F E$ 数の確立を計算するために使用される。上記仮定2は、 $M P E (\mu)$ 当たりの平均 $F E$ 数に至るために使用される。

$$P (\chi) = \frac{e^{-\mu} \mu^{\chi}}{\chi!}$$

所望のビットエラー率は最大であるから、0 から最大数までの χ に対する値が首尾よくポアソン式に与えられる。これらの確立の合計は各モニタパリティエラーに対して発生する χ フレームエラー以下の確立である。

ビットエラー率 10^{-3} そしてフレームエラー当たりのビットエラーが1及び8の結果を表2に示す。

表2: ビットエラー率確立

フレーム当たりのビットエラー	監視パリティエラー	最大フレームエラー / 監視パリティエラー (χ)	平均フレームエラー / 監視パリティエラー (μ)	BER < 10^{-3} の確率
8	2	4	1.6	9.8%
	3	3	2.4	7.8%
	4	2	3.2	3.8%
1	8	8	6.4	8.0%
	9	7	7.2	5.6%
	10	7	8.0	4.5%

この手法を使って、1秒集積期間中に検出された4個の監視パリティエラーの値も新チャネルに対するISUの再割当てサービスの閾値として決定した。この結果は、フレームエラー当たり8ビットエラーの最悪ケースであり、しかしビットエラー率が 10^{-3} より良い3.8%の確立と仮定することによる。フレーム監視パリティエラー当たりのビットエラーと監視パリティエラー当たりの最大フレー

ムエラーとの積は、ビットエラーレート 10^{-3} から 64 でなければならない (64 Kビットで 64 エラー)。従って、エラータイイベントでパリティエラーのサンプリングが 4 又はそれ以上の時、チャンネル割当て器はチャンネル劣化を通知される。もし、サンプルされた監視パリティエラーが 4 に満たない時は、割込み優先度をパリティより低く設定し、エラータイイベントをディセーブルしてタイマエラーイベントを終了する。そのチャンネルは $27A$ のフロー図に示すように監視される。

以下では、チャンネルモニタ 296 のバックグラウンド監視ルーチン (図 30) によって実行される長い集積動作について述べる。前記バックグラウンド監視ルーチンは、短い集積 10^{-3} ビットエラー率より

も高品質を必要とするチャンネル品質の完全性を保証するのに用いられる。図 30 のフロー図が示すように、バックグラウンド監視ルーチンは、各サービスタイプの特定時間に動作し、チャンネル品質データベーステーブル 300 を更新し、バックグラウンドカウントをクリアし、集積エラーが各サービスタイプで決められた許容範囲を超えたか否かを判断し、そして必要なら障害チャンネルのチャンネル割当て器 304 に通知する。

1秒期間の動作中、バックグラウンドモニタはチャンネル品質データベーステーブルを更新する。前記チャンネル品質データベーステーブルの更新には2つの目的がある。第1の目的は、エラーフリーチャンネルのビットエラーレートとエラー秒データ数とを調整し、それらを品質の向上に反映させることである。第2の目的は、非常に低いエラーレベル (4 パリティエラー/秒以下) のために短い集積時間再割当てとなる監視チャンネルの間欠エラーを集積することである。この範疇のチャンネルは、そのBERと調整されたエラー秒データ数とを有し、そのデータに基づいて再割当てされる。このことは長い集積時間再割当てとして知られており、以下に各サービスタイプに対する長い集積時間再割当ての初期基準を示す。

表 3

サービス タイプ	最大 B E R	集積 時間	エラ ー 秒	監視 周期
P O T S	10^{-3}	1秒		
I S D N	10^{-6}	157秒	8%	1時間
D D S	10^{-7}	157秒	0.5%	1時間
D S I	10^{-8}	15,625 秒	0.04%	7時間

P O T Sサービスは、 10^{-3} 以上の高品質を必要としないため、劣化チャンネルは短い集積手法を用いて十分除去でき、長い集積は必

要としない。

あるサービスタイプの長い集積の一例として、バックグラウンドモニタを I S D Nトランスポートに使用するチャンネルと関連して述べる。前記チャンネルの最大ビットエラー率は 10^{-6} であり、集積時間に利用される秒数は157、許容可能な最大エラー秒数は157秒の8%、そして監視期間は1時間である。従って、どの1時間の監視期間においてもエラー秒の合計が157秒の8%より大きければ、チャンネル割当て器304に I S D Nトランスポートのチャンネル障害を通知する。

非割当て又は未使用チャンネルであるが初期化され活性化されているものは、T R - 8のような非集中(non-concentration)サービスに対する再割当てのために使用され、又はT R - 303のような集中サービスに対する割当てや再割当てのために使用されるかにより、それらが障害でないことを保証する監視が必要となる。チャンネルモニタ304は、非割当てチャンネルを監視するためバックアップマネージャルーチン(図31)を使用し、割当て又は再割当ての決定に用いられるエラーデータを集積するためにループに非割当てチャンネルを設定する。非割当てチャンネルがエラーとなった時に1時間はそれを I S U 100に割当てない。前記チャンネルが1時間のあいだアイドル(非割当て)を維持した後、チャンネルモニタは前記チャンネルをループバックモードに設定し、そのチャンネルが回復したか否かを検査する。ループバックモードにおいて、C X M U 56は、初期化され活性化さ

れたISU100に対し、パリティエラーの短い又は長い集積を実行するのに十分な長さのチャンネルに関するメッセージを適宜送出するよう命ずる。ループバックモードにおいて、先に劣化したチャンネルが回復時間を経過し、それによってチャンネル品質データベースが更新されたか否かを判断することができる。ループバ

ックモード以外では、そのようなチャンネルをパワーダウンすることができる。

上述したように、チャンネル品質データベースは再割当て又は割当てを許可するか否かの情報を含み、再割当て又は割当てはそれに用いられるチャンネルが劣化しないようになされる。さらに、前記チャンネル品質データベースの情報は、非割当てチャンネルが有効に割当てられるように品質に基づいて非割当てチャンネルをランク付けする利用のしかたも可能である。例えば、あるチャンネルは、PTOSに対して十分であり、ISDNに対しては十分でないとしてもよい。別に追加されたチャンネルは両者に十分としてもよい。前記追加されたチャンネルは、ISDNに使用されるがPTOSに使用されないものであってもよい。さらに、高品質な特定の待機チャンネルを配し、イングレスが非常に大きな時に、常に切り替えるべき1つのチャンネルを入手できるようにしてもよい。

さらに、図15に示すMCCモデム82の上りレシーバアーキテクチャのイコライザ214を利用した非割当て及び割当てチャンネルの両者に対し、信号対雑音比の評価が決定される。先に述べたように、初めにチャンネルが割当て可能なアイドルか否かを判断するのにイコライザが利用される。イコライザの動作中、イコライザの係数を更新すべくエラーが生成される。エラーの大きさはマッピングされ、信号対雑音モニタ305(図15)によって信号対雑音比(SNR)が評価される。また、未使用チャンネルはその帯域内に信号を有してはならない。従って、未使用のFFTビン(bin)内で検出された信号の変化を検出し、信号対雑音比の評価が決定される。信号対雑音比の評価は推定ビットエラーレートに直接関係するため、前記推定ビットエラーレートは障害又は正常なチャンネルの存在を判断するチャンネル監視に利用される。

よって、TR-8のような非集中サービスの再割当てのためループバックモー

ドで監視される非割当てチャンネル等を伴う非割当てチャンネルに対し、又はイコライザの利用によるSNR評価によって再割当てが実行される。同様に、TR-303のような集中サービスの割当て又は再割当てが、イコライザの使用によるSNR評価により決定された非割当てチャンネル等の品質に基づいて非割当てチャンネルに対して実行される。

チャンネル割当てに関し、チャンネル割当て器304のチャンネル割当て器ルーチンは、チャンネル品質データベースを検査し、要求されたサービスのためにどのDSO+チャンネルをISU100に割当てるかを決定する。チャンネル割当て器は、またISUのステータスとチャンネルユニットとをチェックし、要求されたサービスに対するサービス提供中のステータス及び適切なタイプを確認する。チャンネル割当て器は、チャンネル再割当ての柔軟性を許容すべくISU100における最適な帯域分散を維持する。

ISUs100、少なくともHISU、は、どの所定時間でもRF帯域部分だけでアクセスできることが好ましい。チャンネル再割当て器は、前記ISUのチャンネル使用を分散し、それによて帯域の一部が過負荷とならず、付加チャンネルの空きが生じないようにサービス中チャンネルの再割当てを回避する必要がある。

チャンネル割当て器304で使用されるプロセスは、各ISUタイプの同じ番号を6MHzスペクトルの各チャンネル帯域に割当てて。現在のISU帯域が満杯で且つ新たなサービスがそのISUに割り付けられた場合、もし必要ならISUで使用中のチャンネルを新たな帯域に移動させることができる。同様に、1つの帯域でISUが使用するチャンネルが劣化した場合、前記ISUは別のサブ帯域またはチャンネル帯域にチャンネルを再割当てすることができる。分散したI

OCチャンネルがHDT12とHISUとしてのHISUsとの間の通信を許可し続けるため、IOCチャンネルの1つはそのスペクトルにわたって分散される。一般に、最も長い低エラーレートの履歴を有するチャンネルが最初に使用される。そして、障害と判定されその後監視のために再割当てされたチャンネルは、最も長い期間中低いエラー状態で動作してきたチャンネルよりもその履歴が短いため、最後に使用される。

電話トランスポートシステムの第2の実施例

図24-27を参照して、OFDM電話トランスポートシステムの第2の実施例について説明する。図24は、6MHzスペクトル割当てを示している。6MHz帯域幅は、9つの個々のモデム226（図25）に対応して9チャンネル帯域に分割される。当業者なら、同一動作を結合することによってより少ないモデムが使用できることが分かる。各チャンネル帯域は、シンボル当たり5ビットからなる直交32アレイフォーマット（QAM32）で変調された32チャンネルを含んでいる。1つのチャンネルは、転送動作をサポートし、HDT12とISUS100との間の通信データを制御するために割当てられる。このチャンネルは、BPSK変調を使用する。

トランスポートアーキテクチャについて、初めに下り伝送について述べ、次に上り伝送について述べる。

図25を参照して、HDT12のMCCモデム82のアーキテクチャについて述べる。下り方向において、シリアル電話情報と制御データがシリアルインタフェース236を介してCXMC80から与えられる。前記シリアルデータは、復号器238によって復号化されてパラレルデータストリームとなる。前記パラレルデータストリームは、シンボルマッピングと高速フーリエ変換（FFT）機能を実行する32チャンネルモデム226バンクに与えられる。32チ

ャネルモデムは時間領域サンプルを出力し、それはシンセサイザ230によって駆動される1組のミキサ240を通過する。ミキサ240は、直交する1組の周波数帯域を生成し、各帯域は次にフィルタ／合成器228を通して濾波される。フィルタ／合成器228の集合出力はシンセサイザ242及びミキサ241によって最終送信周波数にアップコンバートされる。その信号は、フィルタ232によって濾波され、アンプ234によって増幅され、そして全てのノイズを除去するためにフィルタ232によって再び濾波される。前記信号は、電話トランスミッタ14を介してHFC分散ネットワーク上に結合される。

HFC分散ネットワーク11の下り終端部において、ISU100は図26に示す加入者モデム258を有する。下り信号は、同軸レグ(leg)30を通して0

D N 1 8 から受信され、完全な 6 M H z 帯域を選別するフィルタ 2 6 0 によって
濾波される。次に、前記信号は 2 つの部分に分離される。第 1 の部分はシステム
クロックに同期するための制御データとタイミング情報とを与える。第 2 の部分
は電話データを与える。電話データから分離して受信された制御データは、帯域
I S U の出力として先に言及している。B P S K 変調された帯域制御チャンネルの
出力は、ミキサ 2 6 2 によって混合されてベース帯域となる。その信号は次にフ
ィルタ 2 6 3 によって濾波され、自動利得制御段 2 6 4 とキャリア位相を回復す
るコスタス (Costas) ループ 2 6 6 とを通過する。その信号はタイミングループ 2
6 8 に渡され、その結果タイミングは完全なモデム用として回復される。コスタ
スループの副産物である I O C 制御データは、I S U 1 0 0 の 3 2 チャンネル O F
D M モデム 2 2 4 に与えられる。下り O F D M 波形の第 2 の部分は、ミキサ 2 7
0 及び関連するシンセサイザ 2 7 2 によって混合されてベース帯域となる。ミキ
サ 2 7 0 の出

力はフィルタ 2 7 3 によって濾波され、受信に備える利得制御段 2 7 4 を通過す
る。そして、その信号は、3 2 チャンネル O F D M モデム 2 2 4 に渡される。

図 2 7 において、I O C 制御データは機能ブロック 2 7 6 によってハードリミ
ットされ、マイクロプロセッサ 2 2 6 に与えられる。O F D M 電話データは、ア
ナログ-ディジタル変換機 2 7 8 を通過し、それを記憶するファーストインーフ
ァーストアウト・バッファ 2 8 0 に入力される。前記データの十分な情報量が記
憶された時に、前記データはマイクロプロセッサ 2 2 6 に与えられる。前記マイ
クロプロセッサは F F T の適用を含む復調プロセス要求を発する。マイクロプロ
セッサ 2 2 6 は、受信データと受信データクロックインタフェースを介して前記
受信したデータをシステムの空き部分に与える。高速フーリエ変換 (F F T) エ
ンジン 2 8 2 はマイクロプロセッサとは別に実装される。しかしながら、当業者
が理解しているように、F F T 2 8 2 はマイクロプロセッサ 2 2 6 によっても実
行し得る。

上り方向において、データは送信データポートを介して 3 2 チャンネル O F D M
モデム 2 2 4 に与えられ、そしてマイクロプロセッサ 2 2 6 によってシンボルに

変換される。これらのシンボルは、FFTエンジン282を通過し、その結果ガードサンプルを含む時間領域波形は複合ミキサ284に与えられる。複合ミキサ284はその波形を混合して周波数アップコンバートし、その信号はランダムアクセスメモリ・デジタル-アナログ変換機286(RAMDAC)を通過する。RAMDACは、サンプルがISU上りトランスミッタ(図26)のアナログ部へ与えられる前にそれを記憶するRAMを含む。図26を参照すると、上り伝送のOFDM出力は、フィルタ288によって濾波される。その波形は次にミキサ290を通

過し、シンセサイザ291の制御によって混合されて送信周波数までアップコンバートされる。前記信号はプロセッサ利得制御292を通過し、そこではその信号の振幅レベリングが上りパス上で実行される。前記上り信号は、ODN18へ至る同軸レグ30上に上り伝送する前に、最終選択を行う6MHzフィルタ294を通過する。

HDT12側のの上り方向において、電話レシーバ16から同軸上で受信される信号はフィルタ244によって濾波され、増幅器246によって増幅される。直交周波分割多重された受信信号は、ミキサ248バンク及び関連するシンセサイザ250によって混合され、ベース帯域となる。ミキサ248の各出力は次にベース帯域・フィルタバンク252によって濾波され、各出力時間領域波形は32チャンネルOFDMモデム226の復号器に送られる。前記信号はFFTを通過し、そのシンボルはビットにマップバックされる。前記ビットはマルチプレクサ254によって多重化され、他のシリアルインタフェース256を介してCXMC56に与えられる。

本実施例で示したように、ISUは帯域ISUの出力であり、制御データと電話データの分離受信の利用はそのことを示す。さらに、スペクトルはチャンネル帯域に分離される。トランスポートシステムの関連クレームによって実現される種々の他の実施例は、ここで述べられた実施例を構築することで可能となる。1つの実施例において、少なくとも同期情報トランスポートするIOC制御チャンネル及び電話サービスチャンネル又はパスは、単一のフォーマットとして与えられる。H

D T 1 2 と I S U s 1 0 0 との間の I O C リンクは 1 6 K b p s で動作する 4 B P S K 変調キャリア、全体として 6 4 K b p s 、によって実現してもよい。各加入者は、第 2 の実施例のように簡易な分離トランシーバを備え、電話チャンネルから分離された

下りリンク上でそれに割り付けられたサービスチャンネルを継続して監視してもよい。このトランシーバは、サービス I O C に合わせるため調節された発振器を必要とするかもしれない。同様に、I O C チャンネルは 6 M H z 帯域のチャンネル帯域を与え、そのチャンネル帯域は電話データと I O C チャンネルの直交キャリアを含んでもよい。前記 I O C チャンネルはその直交キャリアの受信により分離されて受信される。

4 B P S K チャンネルに代え、他の実施例では単一の 6 4 K b p s I O C チャンネルが提供される。この単一チャンネルは、そのシンボルレートが O F D M フレームネットワークの電話シンボルレートと一致しない。しかしながら、O F D M 周波数構成の上に存在する。この単一の広帯域信号は I S U 1 0 0 において、H D T 1 2 と I S U s との間の I O C リンクを常に可能とするより広い帯域レシーバを必要とする。単一チャンネルサポートでは、固定の基準発振器が使用可能であり、加入者ユニットにおけるどんな帯域部分の調節も必要としない。しかしながら、I O C チャンネルが狭帯域レシーバを考慮したスペクトルに分散される第 1 の実施例とは異なり、I S U 1 0 0 で広帯域レシーバを使用するには本実施例で要求されるパワーが増加する。

さらに他の実施例において、I O C リンクは、3 2 O F D M チャンネルグループの各々について 2 つの I O C チャンネルを有してもよい。これによって各グループにおける O F D M キャリアの数は 3 2 から 3 4 に増加する。各チャンネルグループは 3 4 O F D M チャンネルで構成してもよく、チャンネル帯域は 8 から 1 0 チャンネルグループを含んでもよい。このアプローチは、O F D M 波形を利用するため H D T 1 2 によって与えられる基準パラメータにロックするのに狭帯域レシーバを使用可能とする。しかしながら、O F D M データパスト

フォーマットにおける制御又はサービス情報を与えなければならないという複雑性を付加する。なぜなら、加入者はどんなチャネルグループの1つにも調節できるが、エクストラキャリアに埋め込まれた情報は局側で追尾する必要があるからである。そのシステムはタイミング取得要求をサポートするために、本実施例において同期信号がOFDM波形終端から離れて配置されることを要求する。

本発明の多くの特徴は発明の詳細な構成及び機能と共に上述してあり、その開示は例証であって順序、形状、サイズ、構成部分、そして動作における様々なプロパティの変更は発明の要旨の範疇に含まれる。そして、クレーム内容は、その用語の広い一般的な意味によって最大限に拡張される。

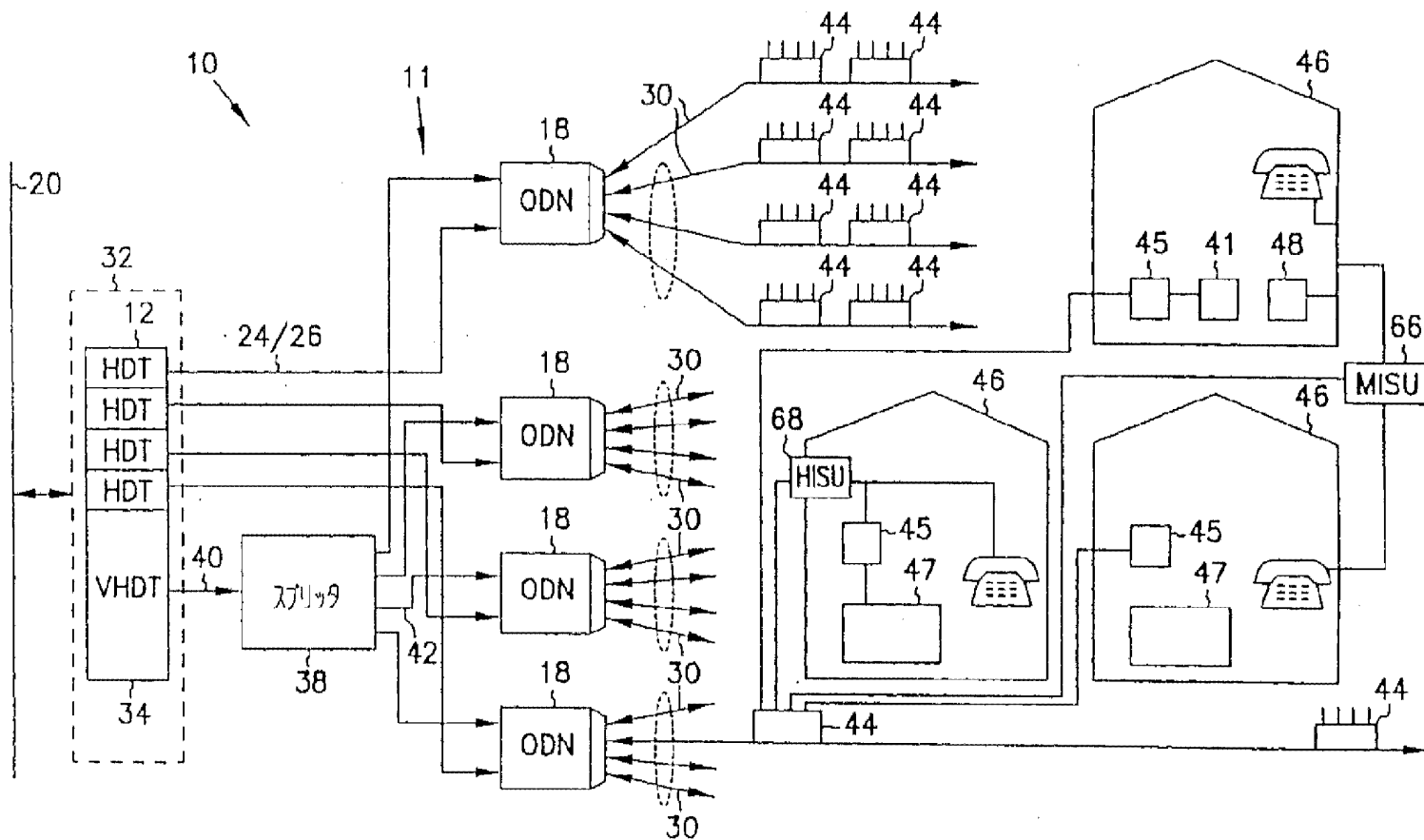


FIG. 1

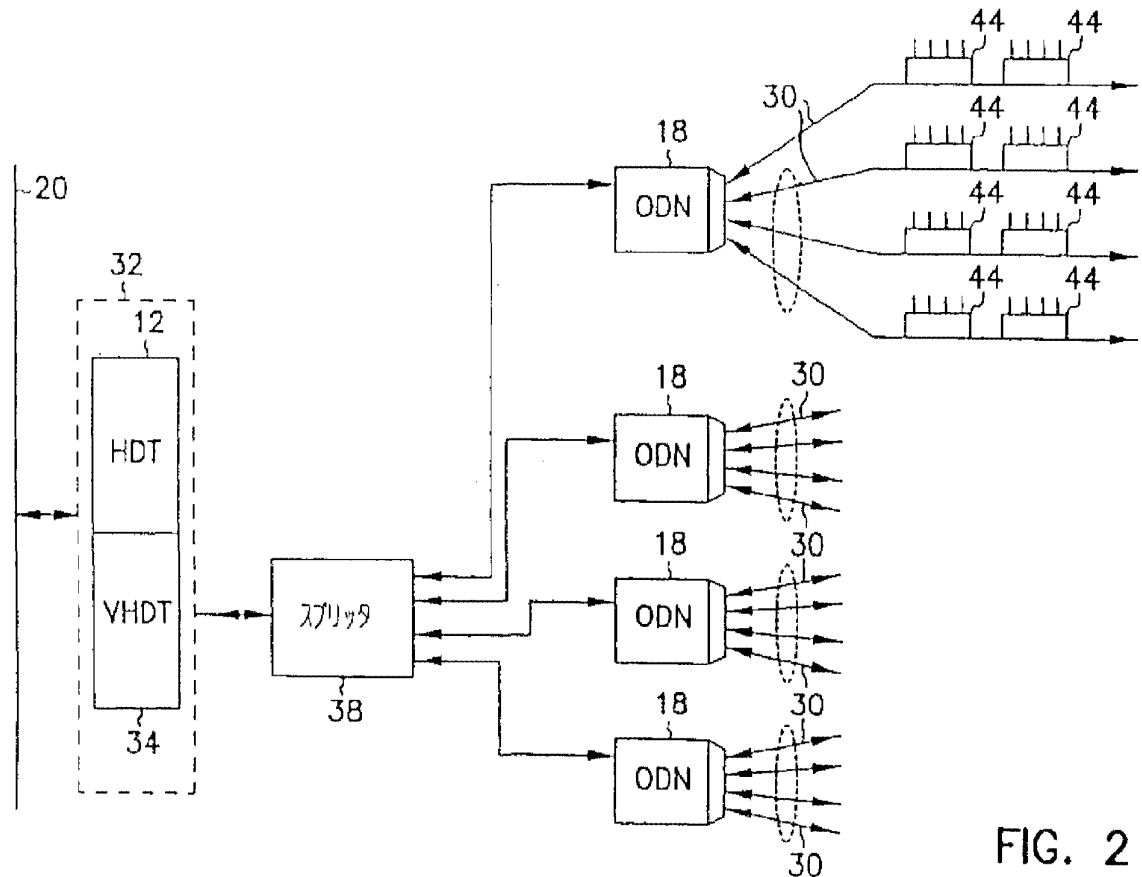


FIG. 2

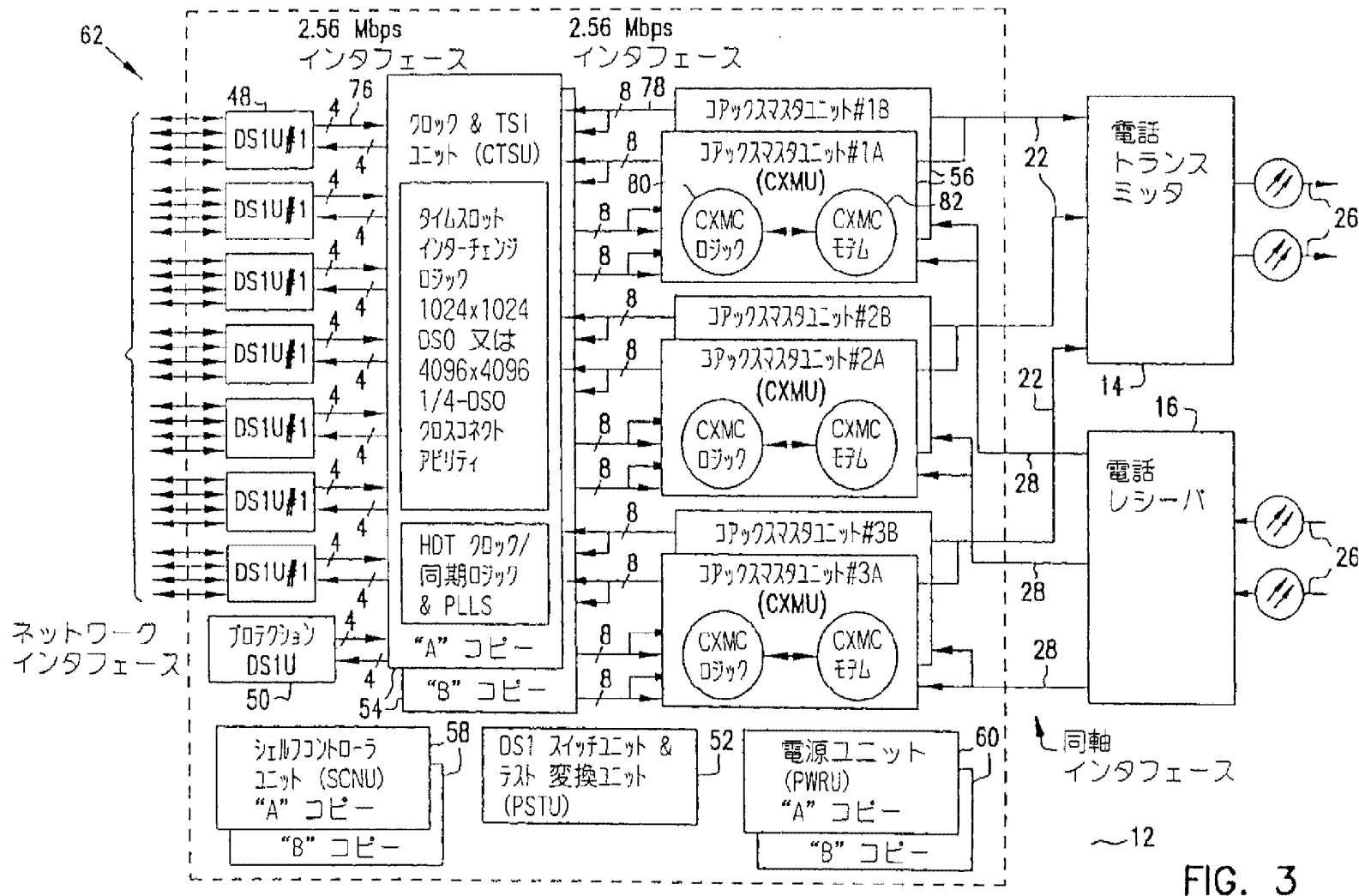


FIG. 3

(98)

特表平10-513622

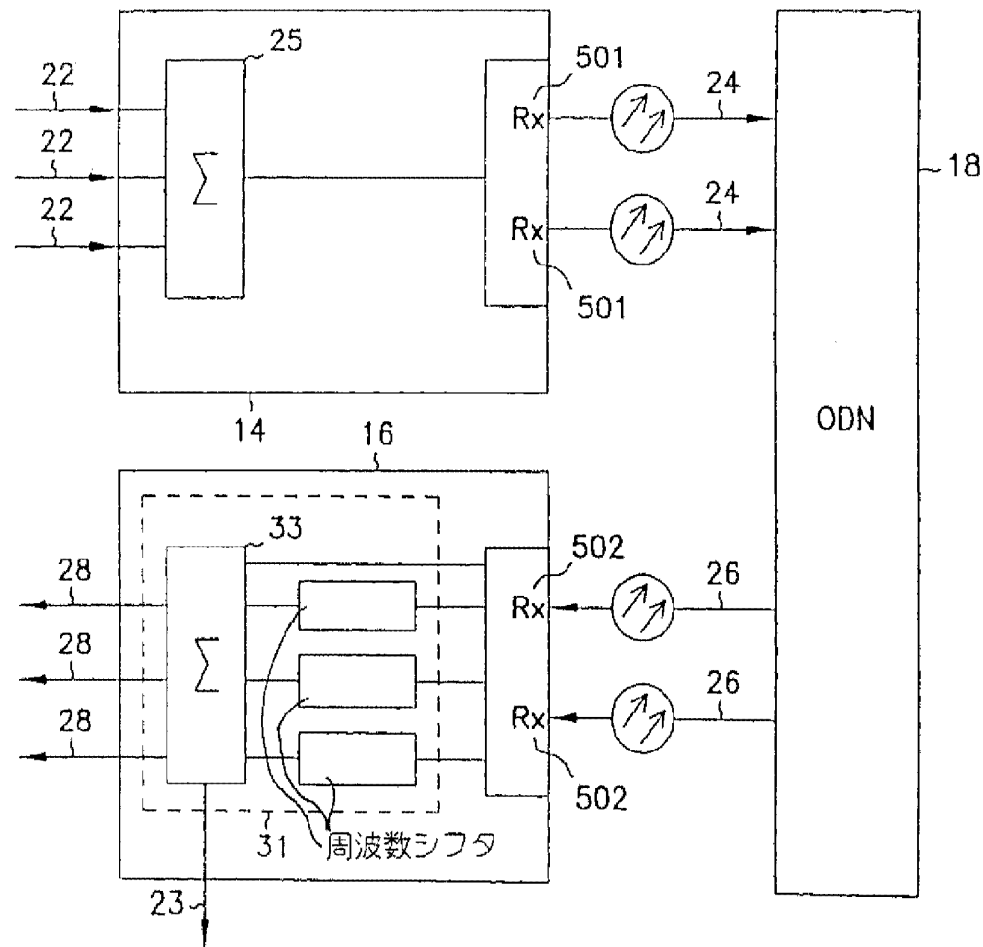


FIG. 4

【図5】

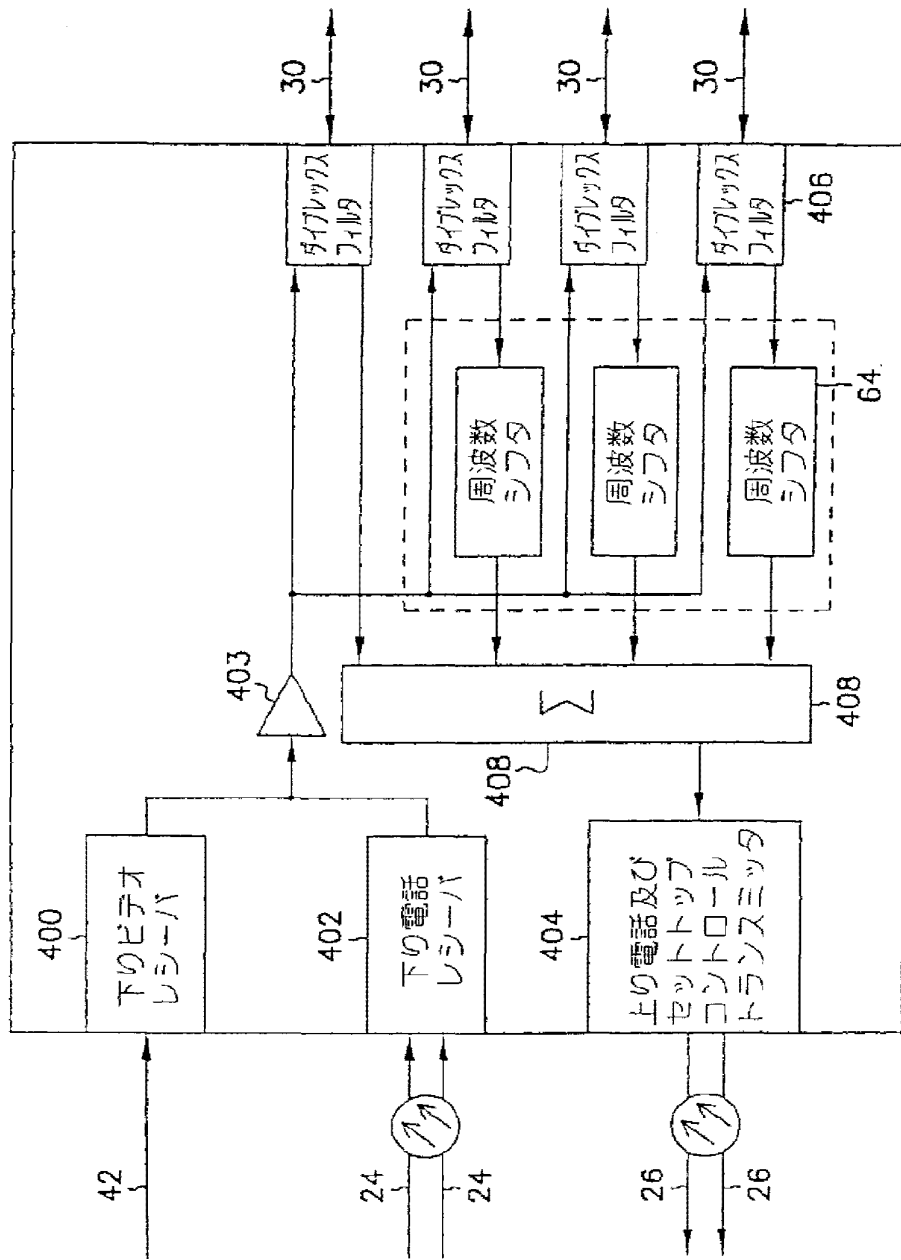


FIG. 5

【図6】

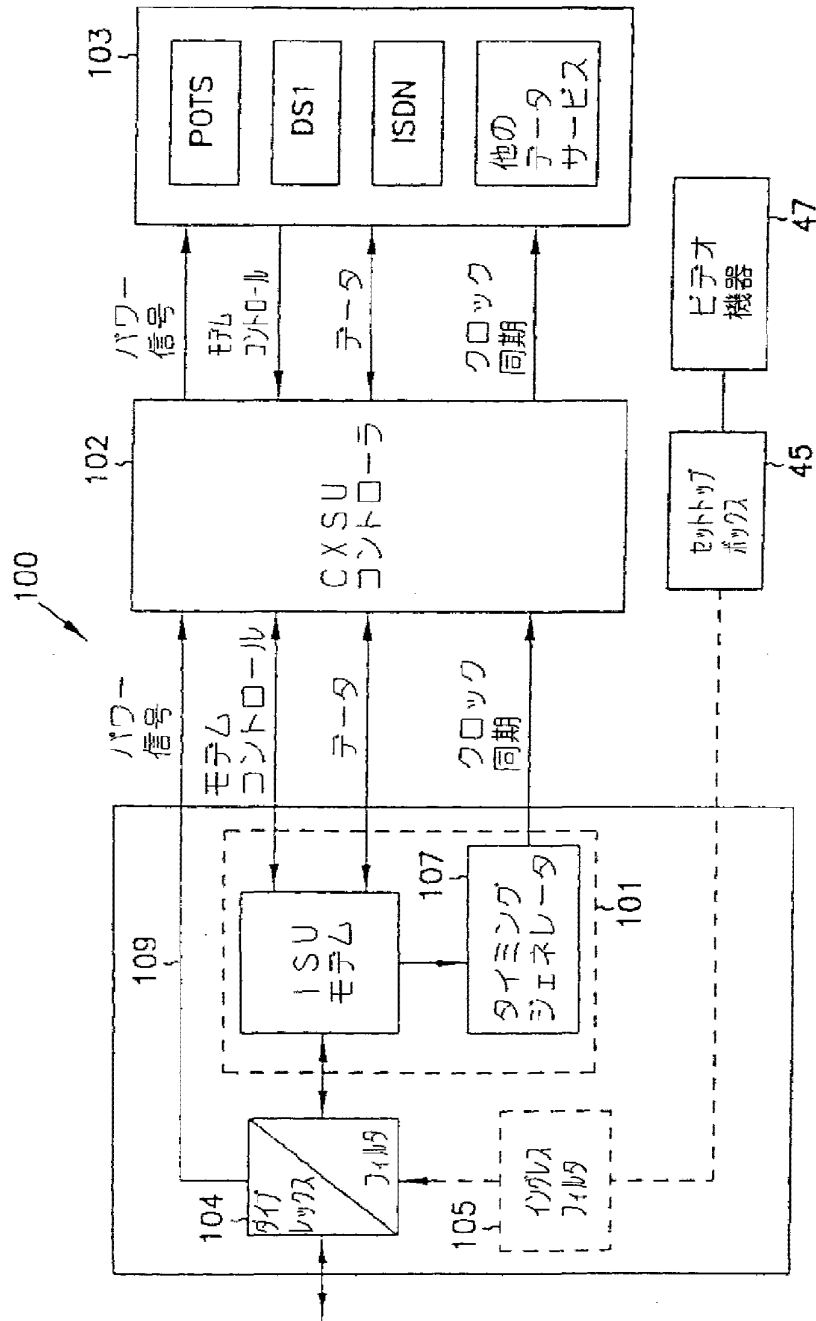


FIG. 6

【図7】

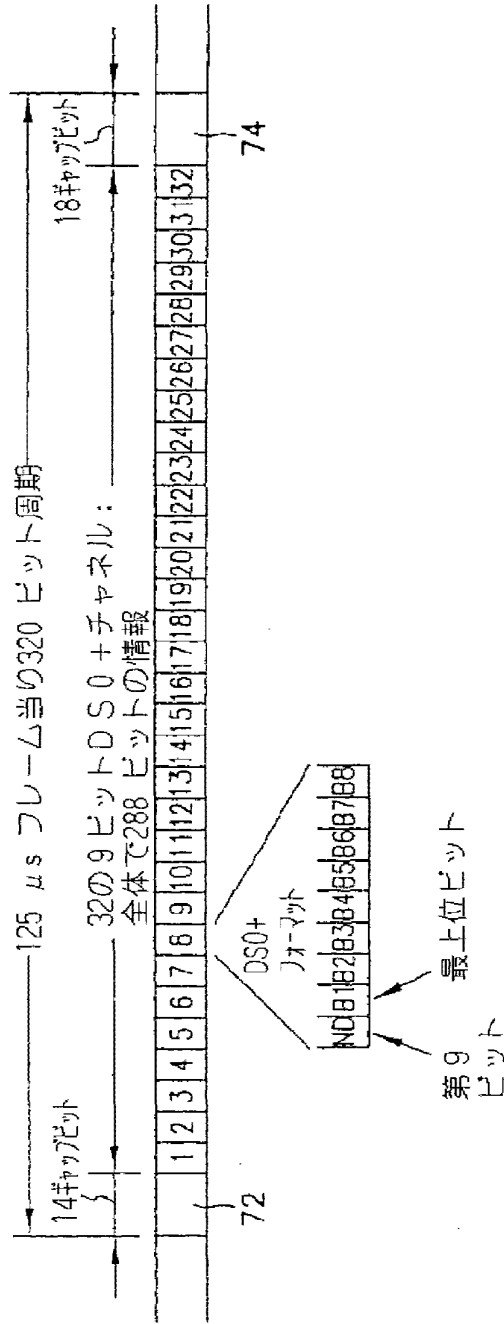


FIG. 7A

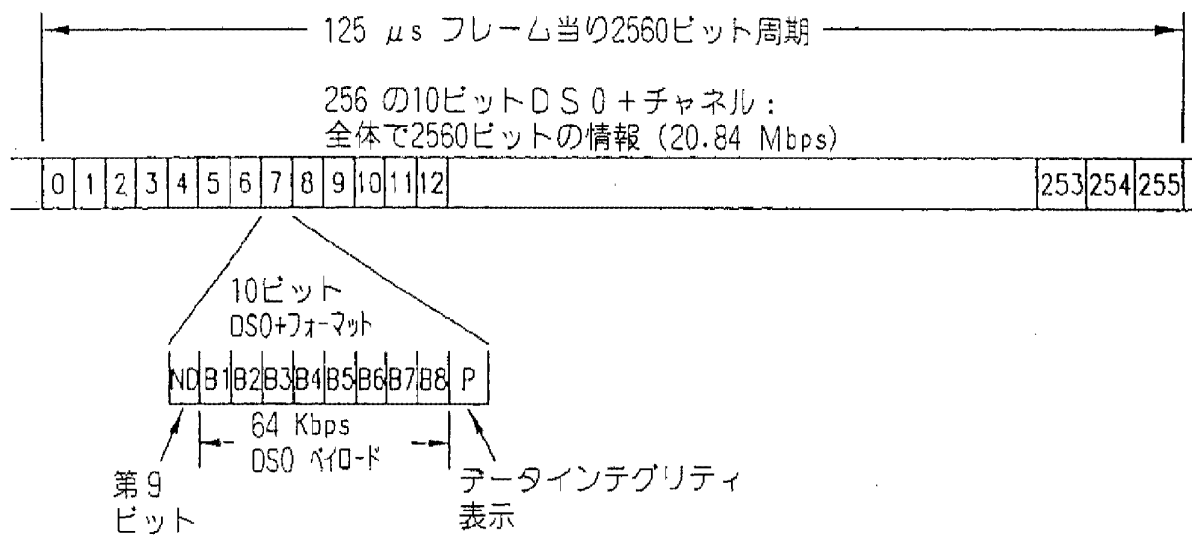


FIG. 7B

【図7】

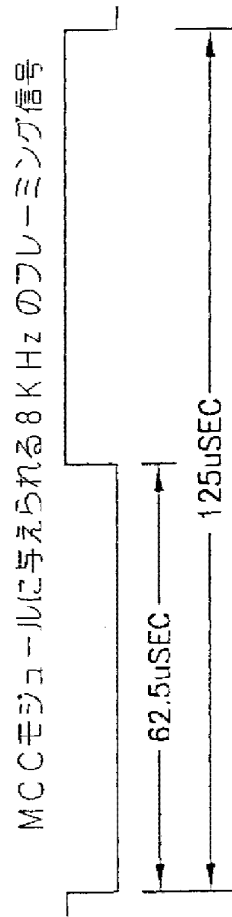


FIG. 7C

【図8】

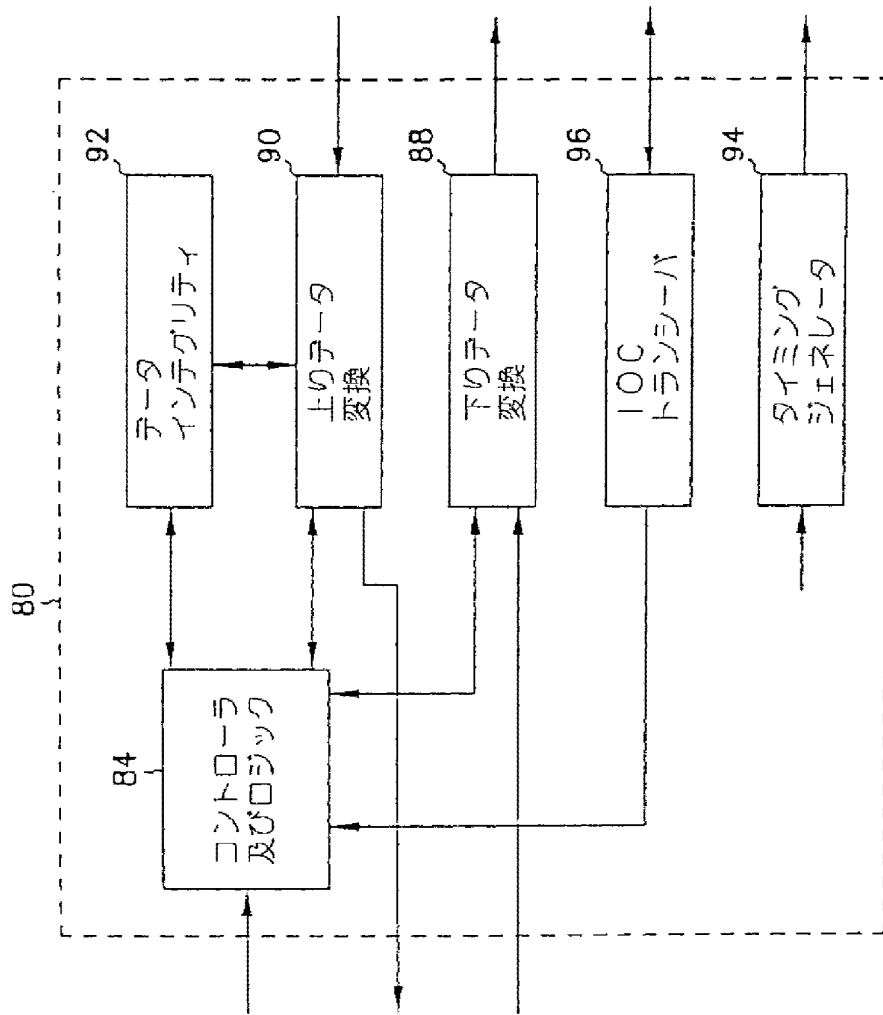


FIG. 8

【図9】

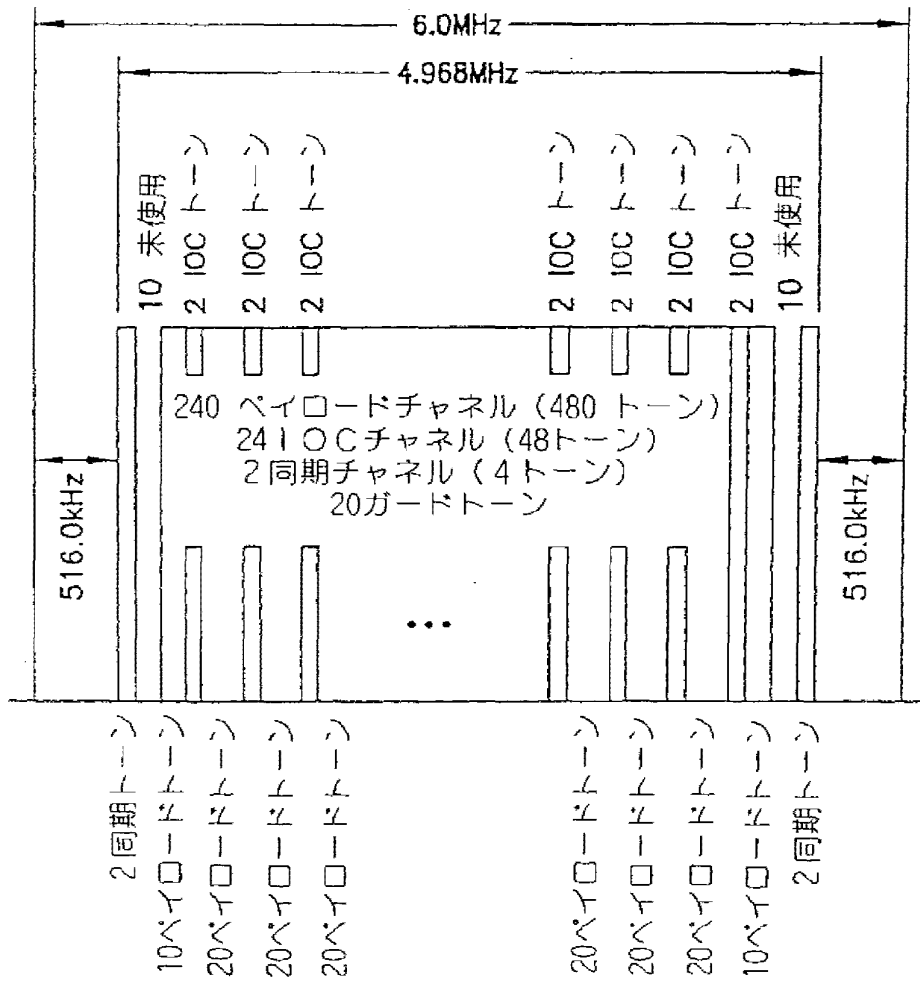


FIG. 9A

【図9】

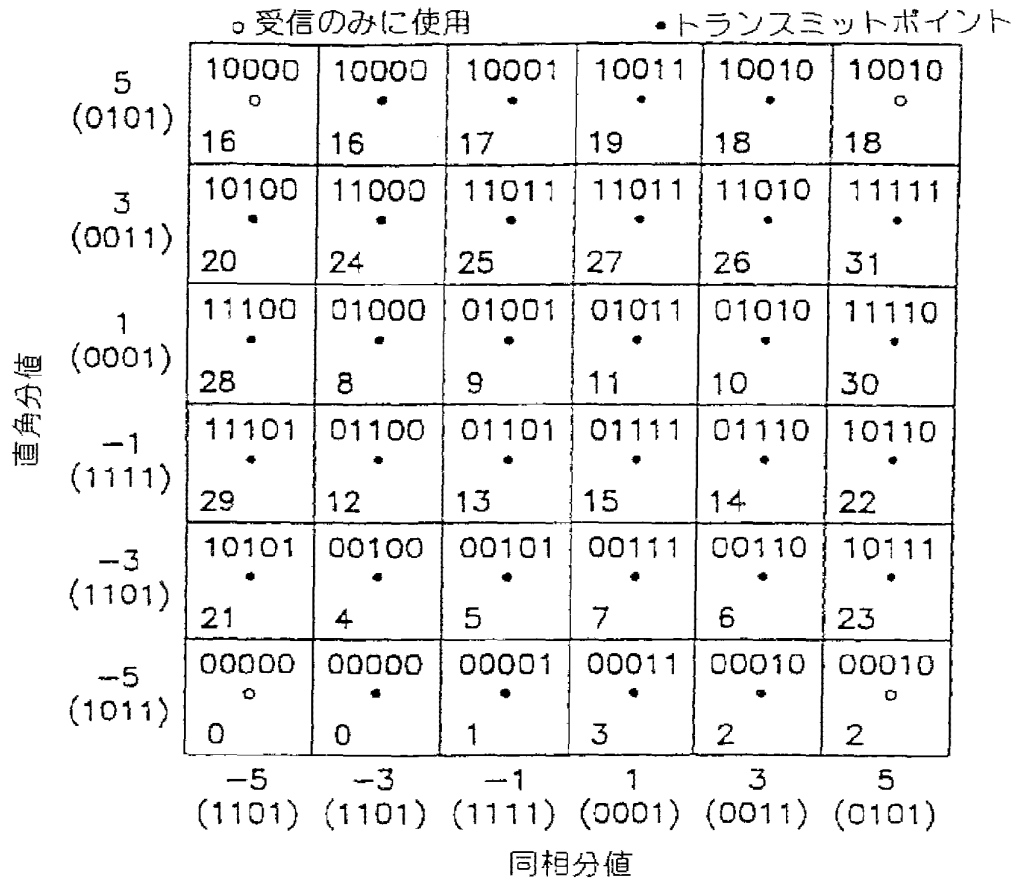


FIG. 9B

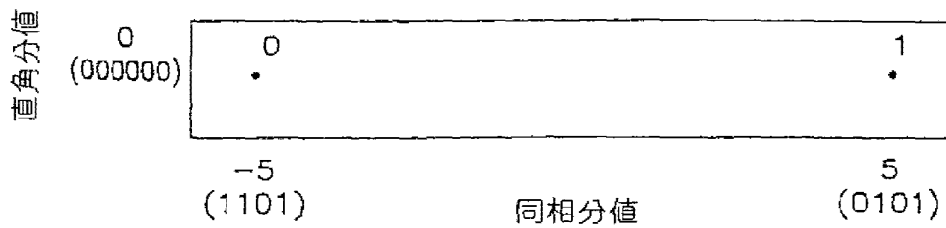
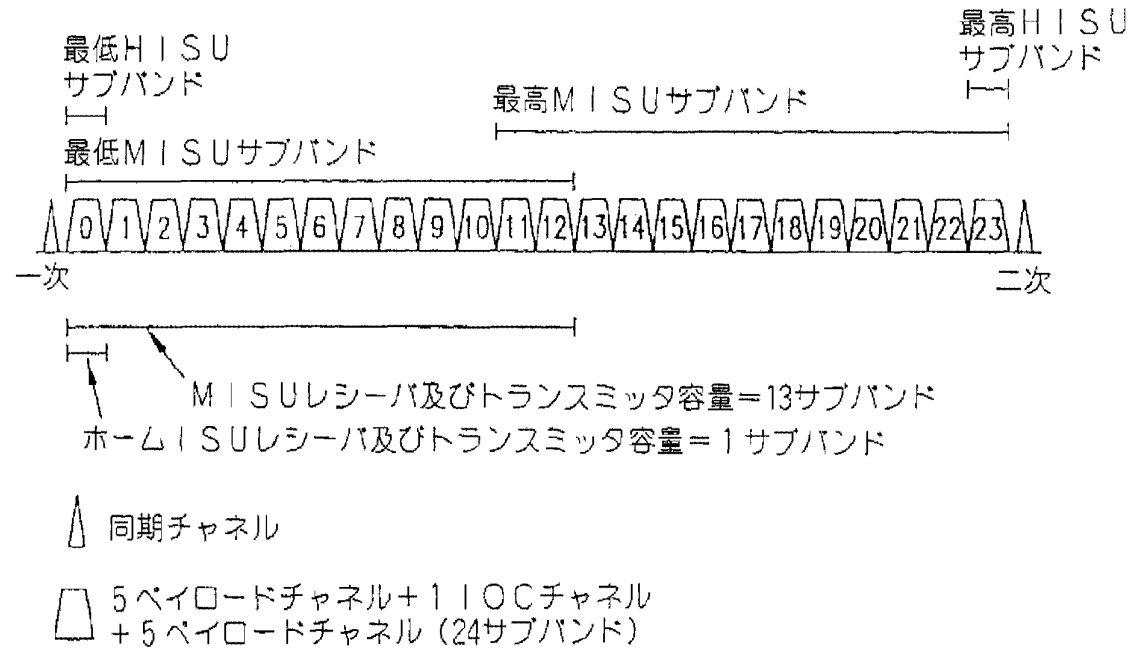


FIG. 9C



(108)

特表平10-513622

FIG. 9D

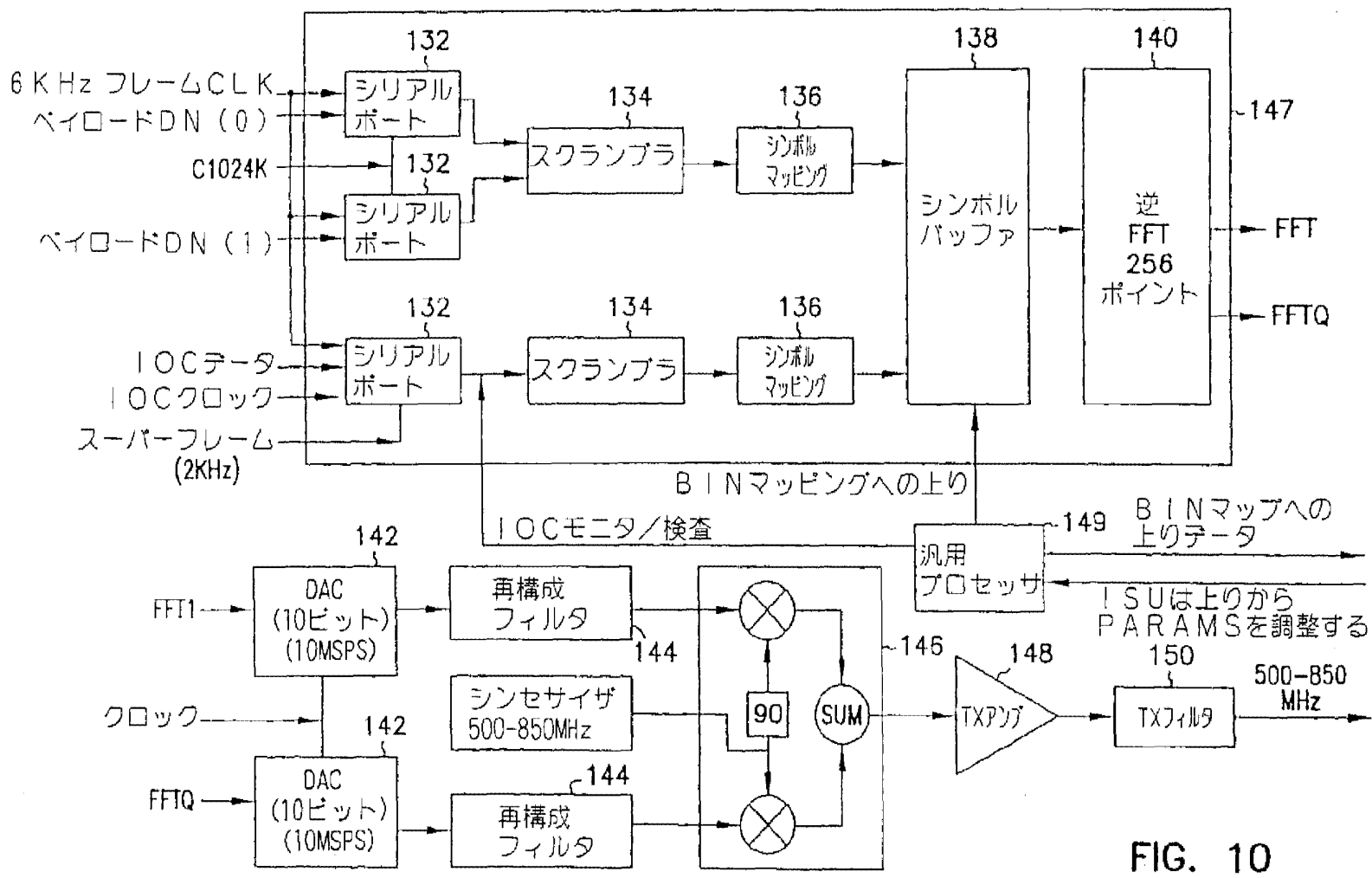


FIG. 10

(109)

特表平10-513622

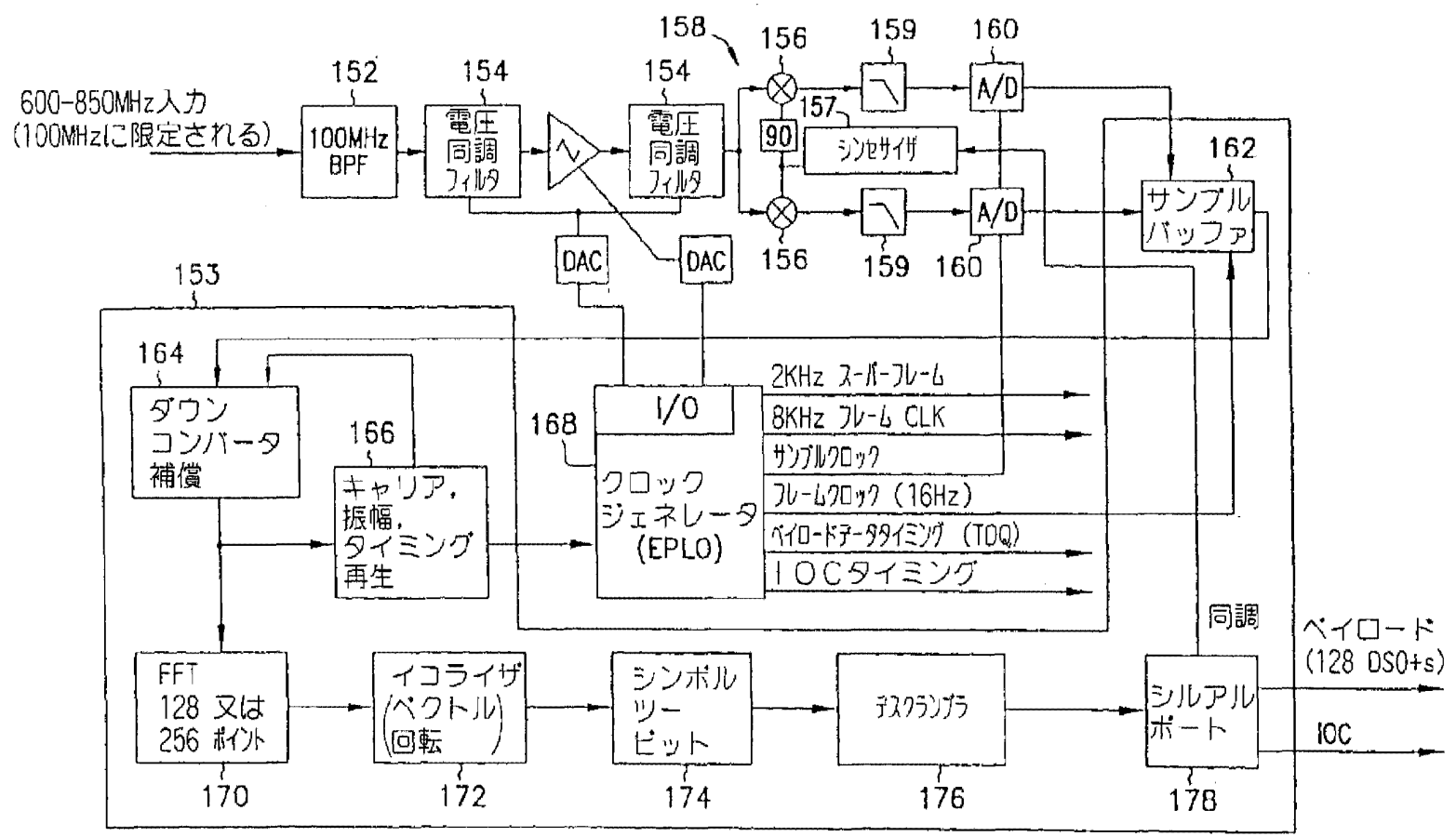


FIG. 11

(110)

特表平10-513622

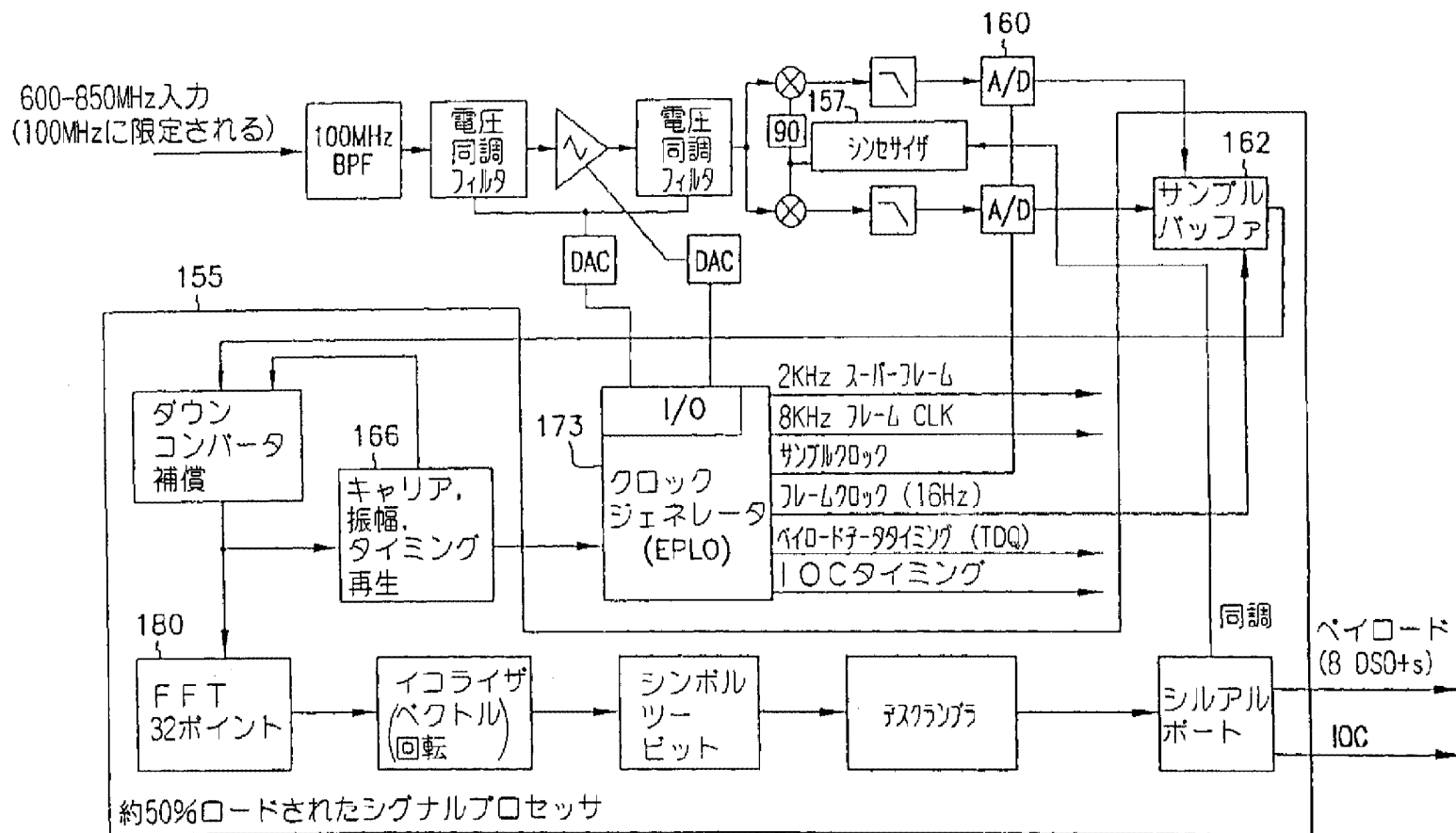


FIG. 12

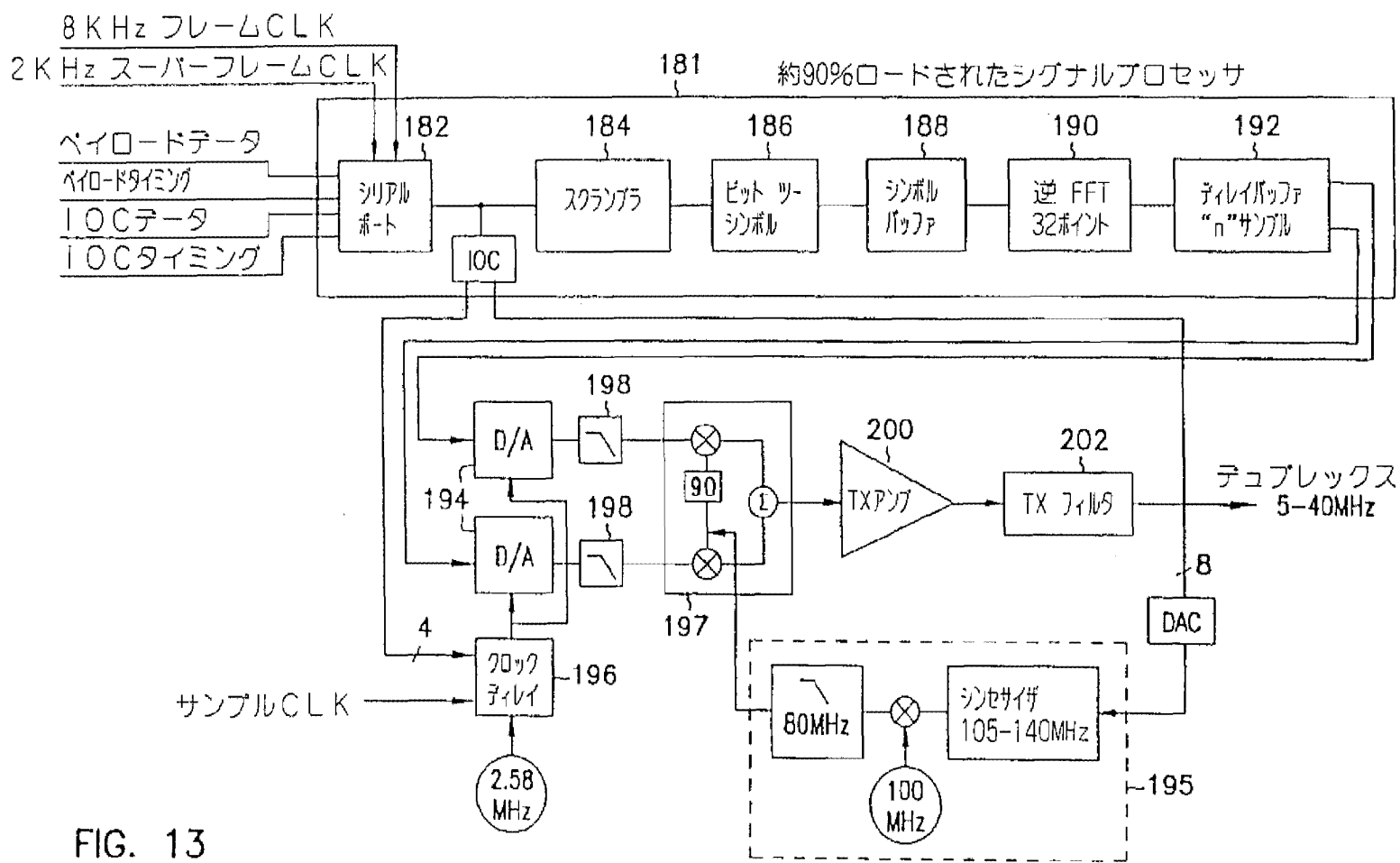


FIG. 13

(1112)

特表平10-513622

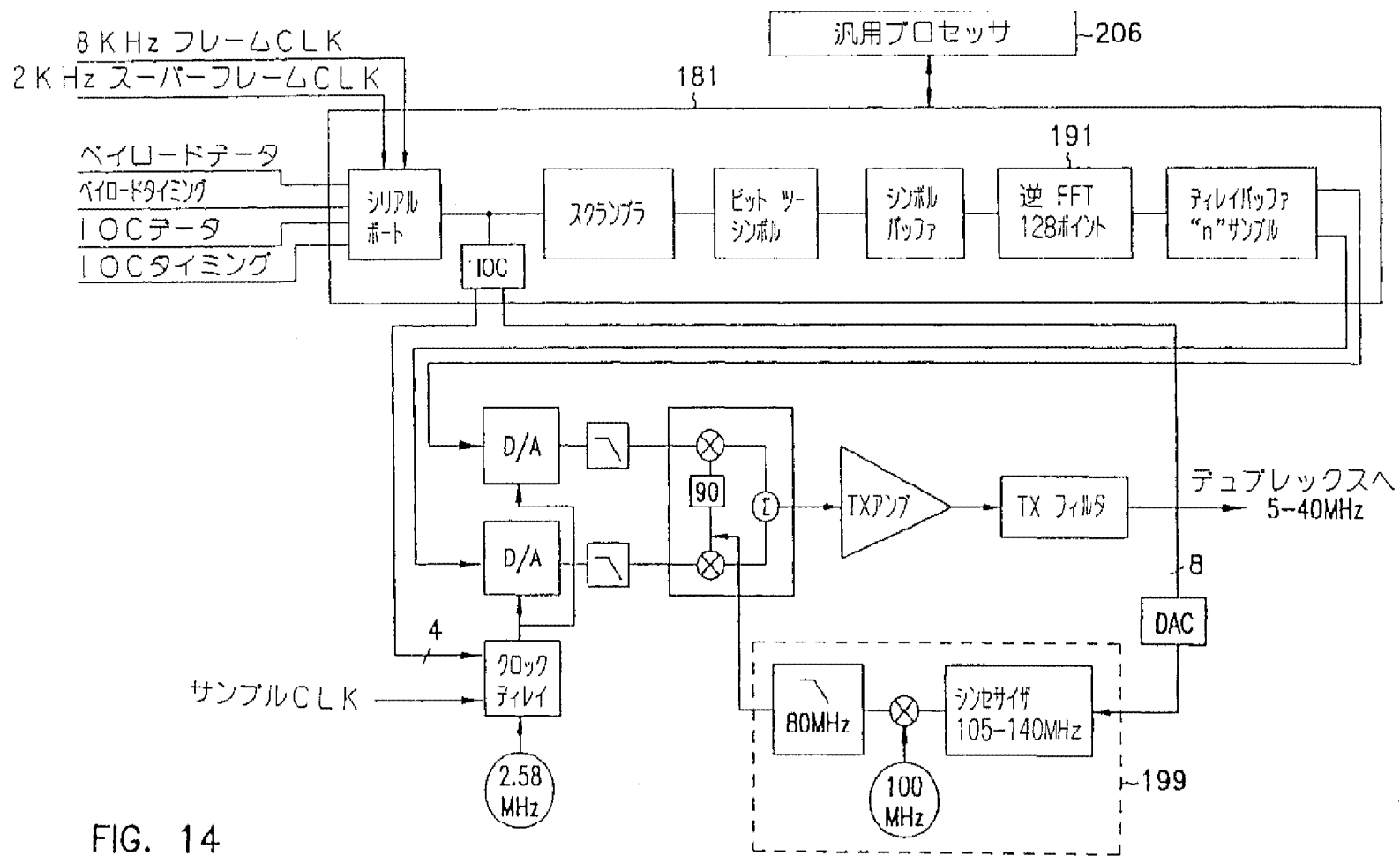
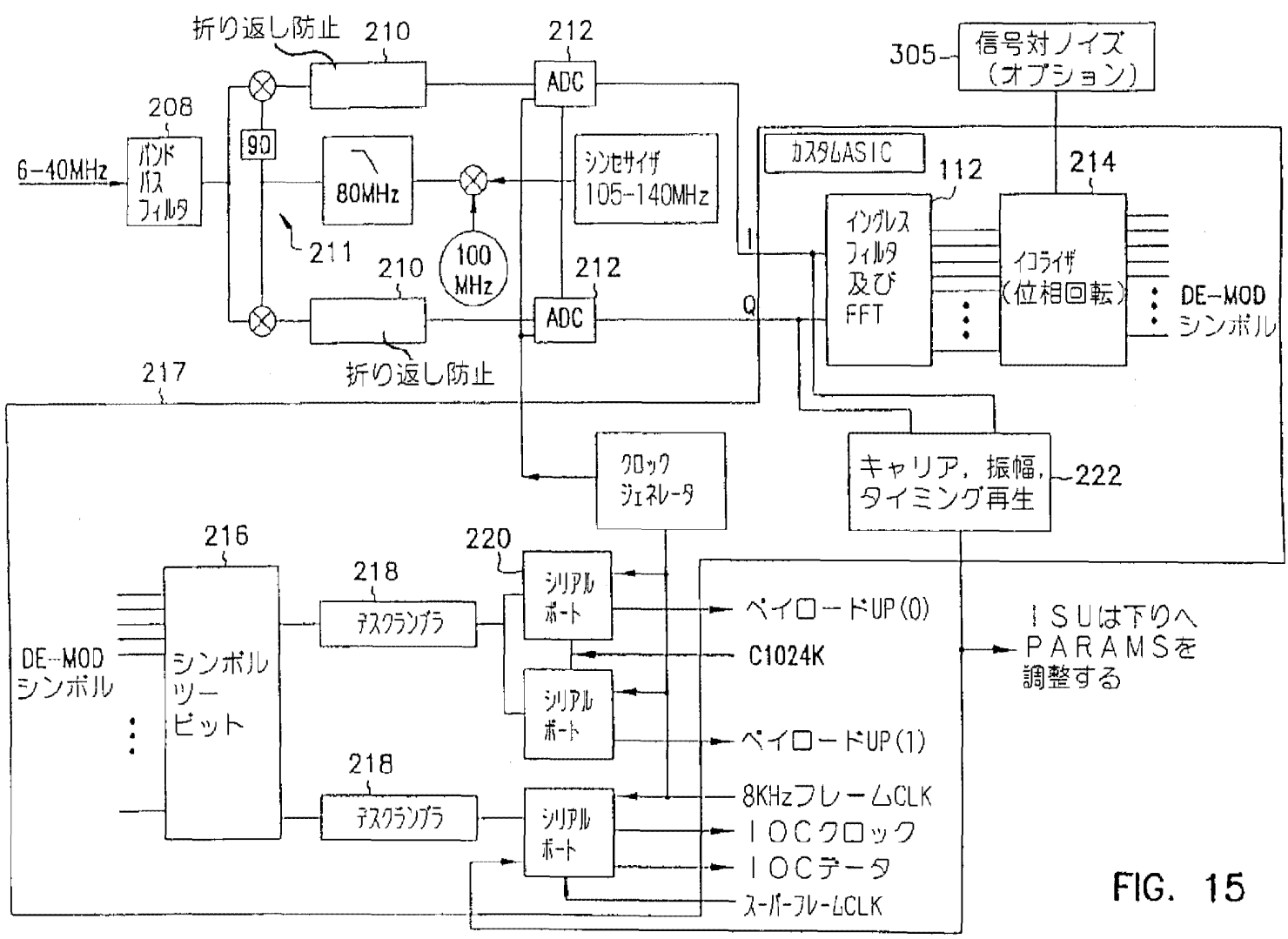


FIG. 14



(114)

特表平10-513622

FIG. 15

【図16】

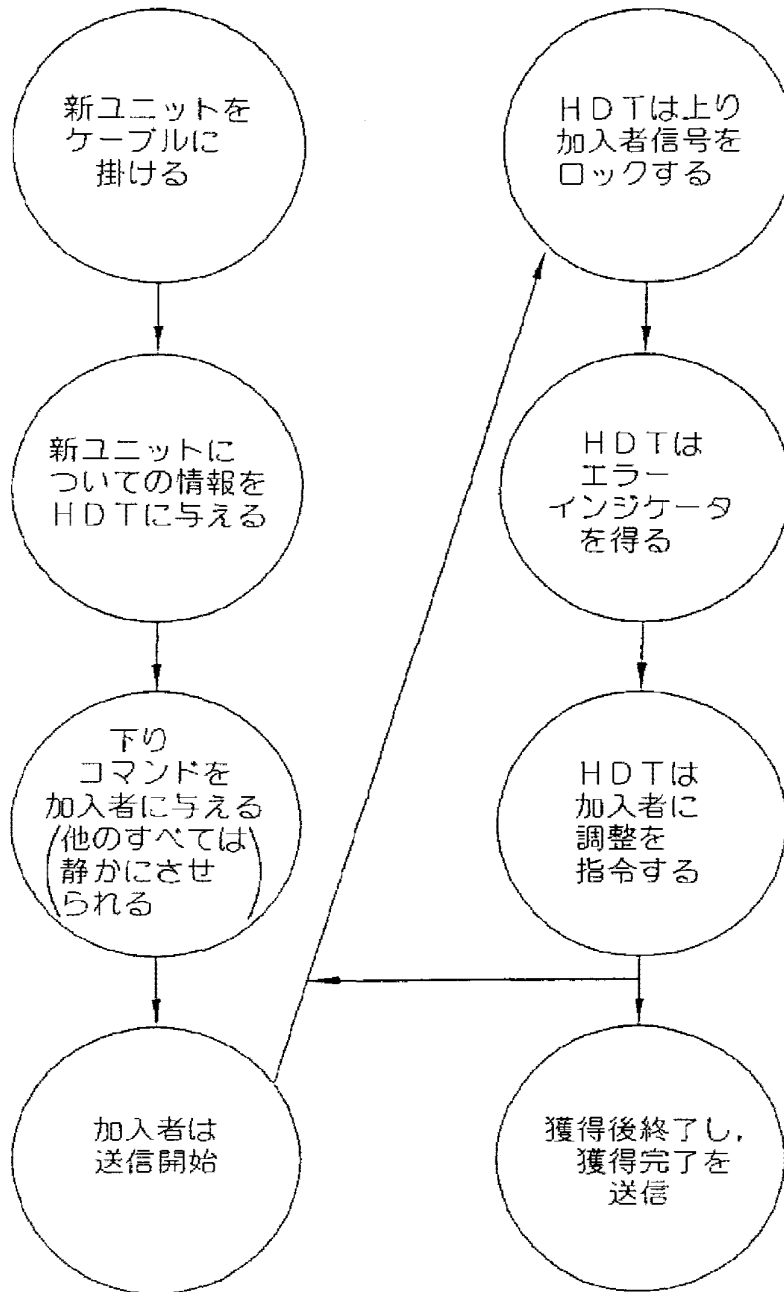


FIG. 16

【図17】

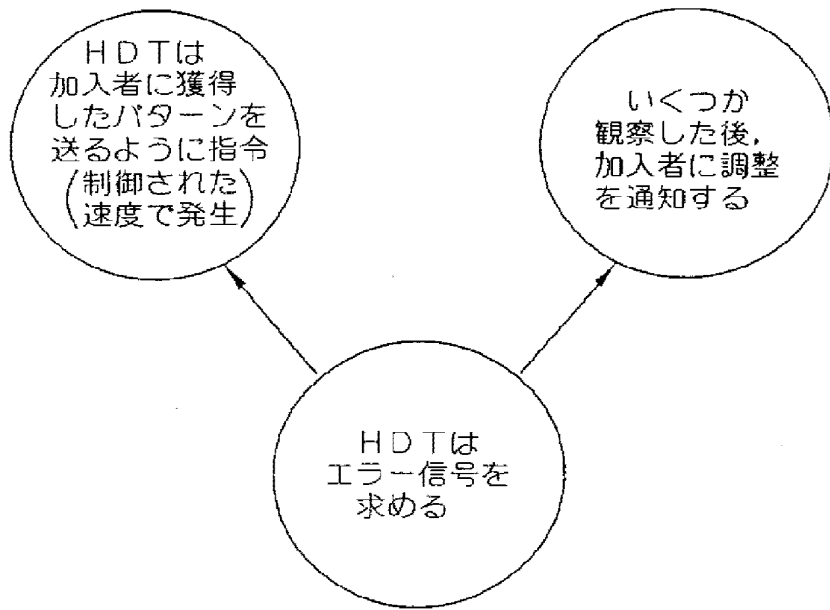


FIG. 17

【図18】

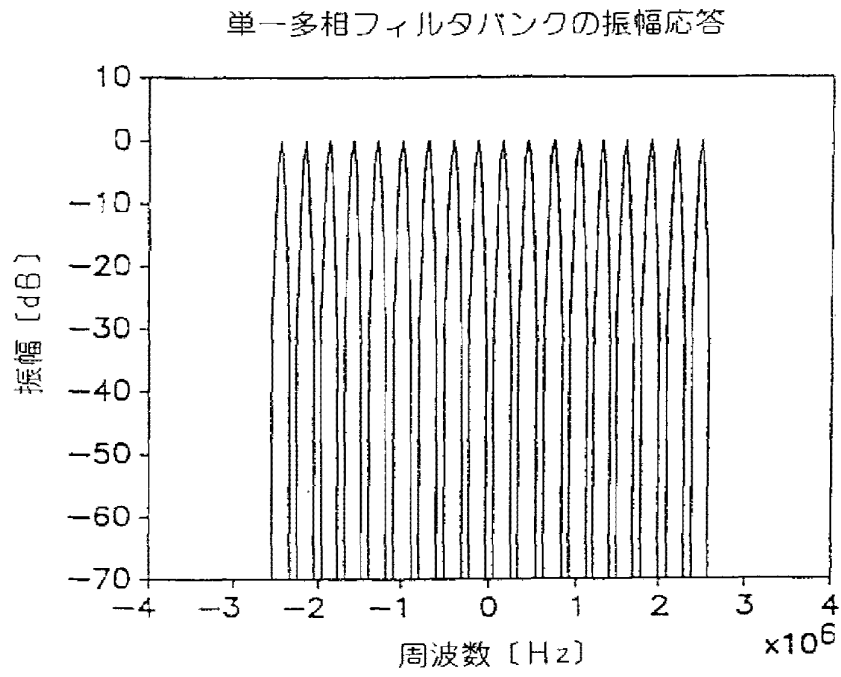


FIG. 18

【図19】

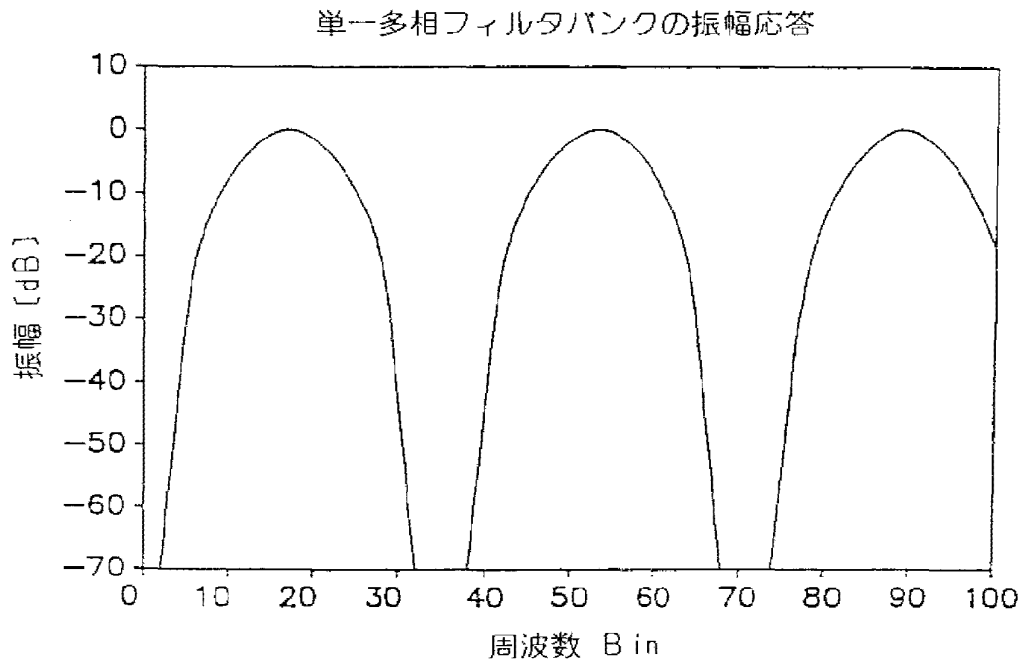


FIG. 19

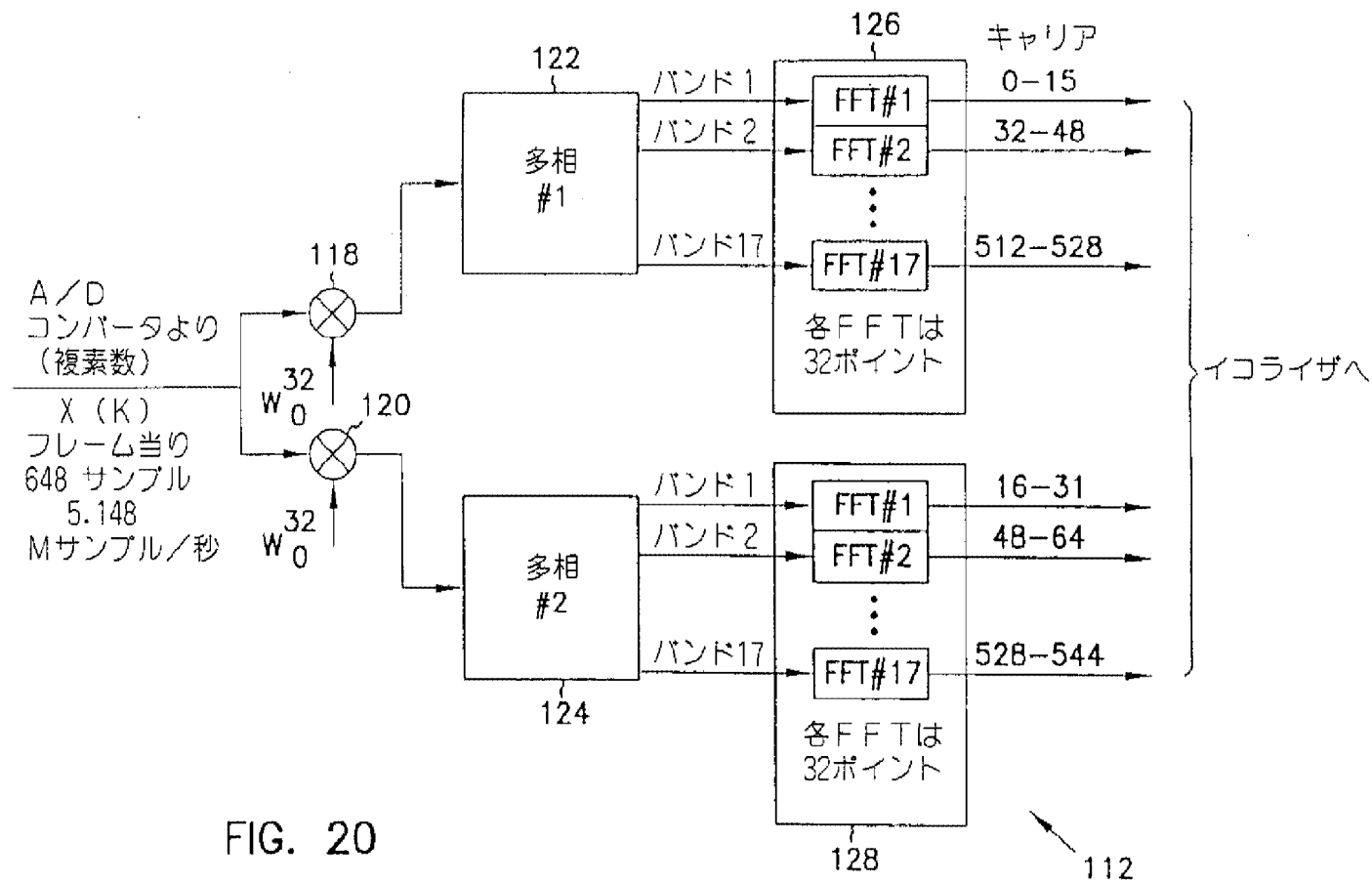


FIG. 20

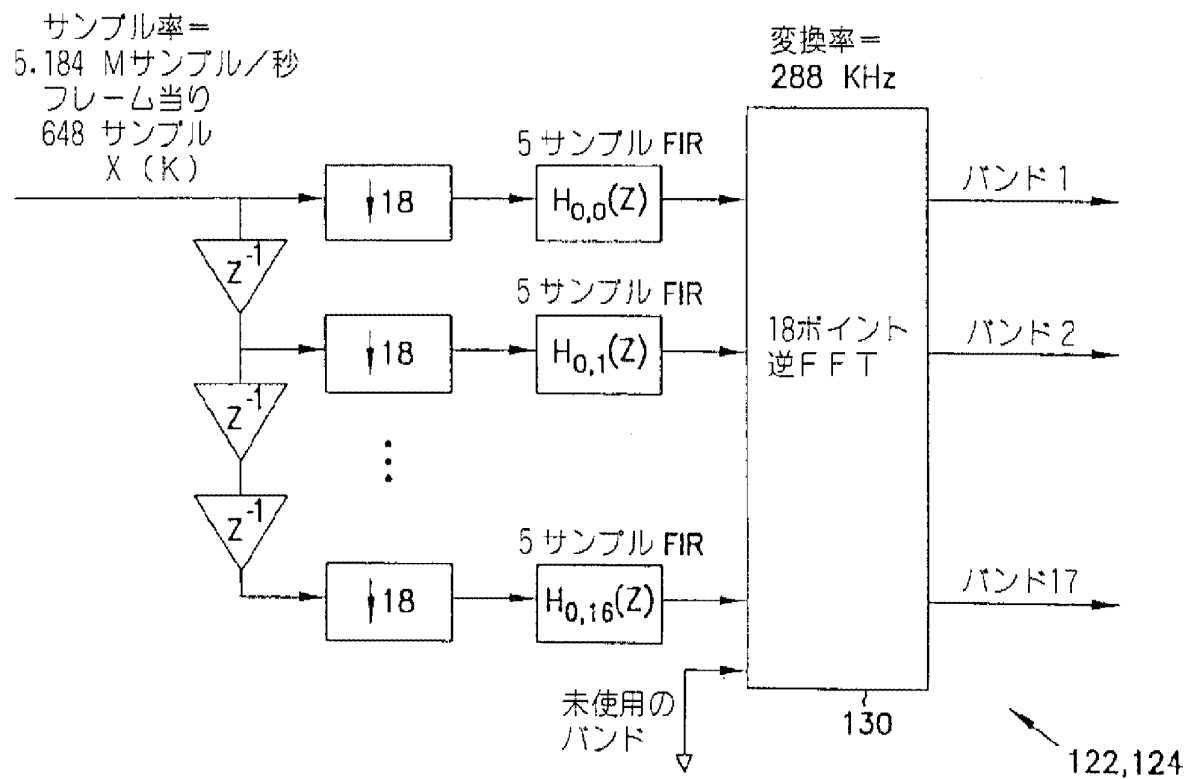
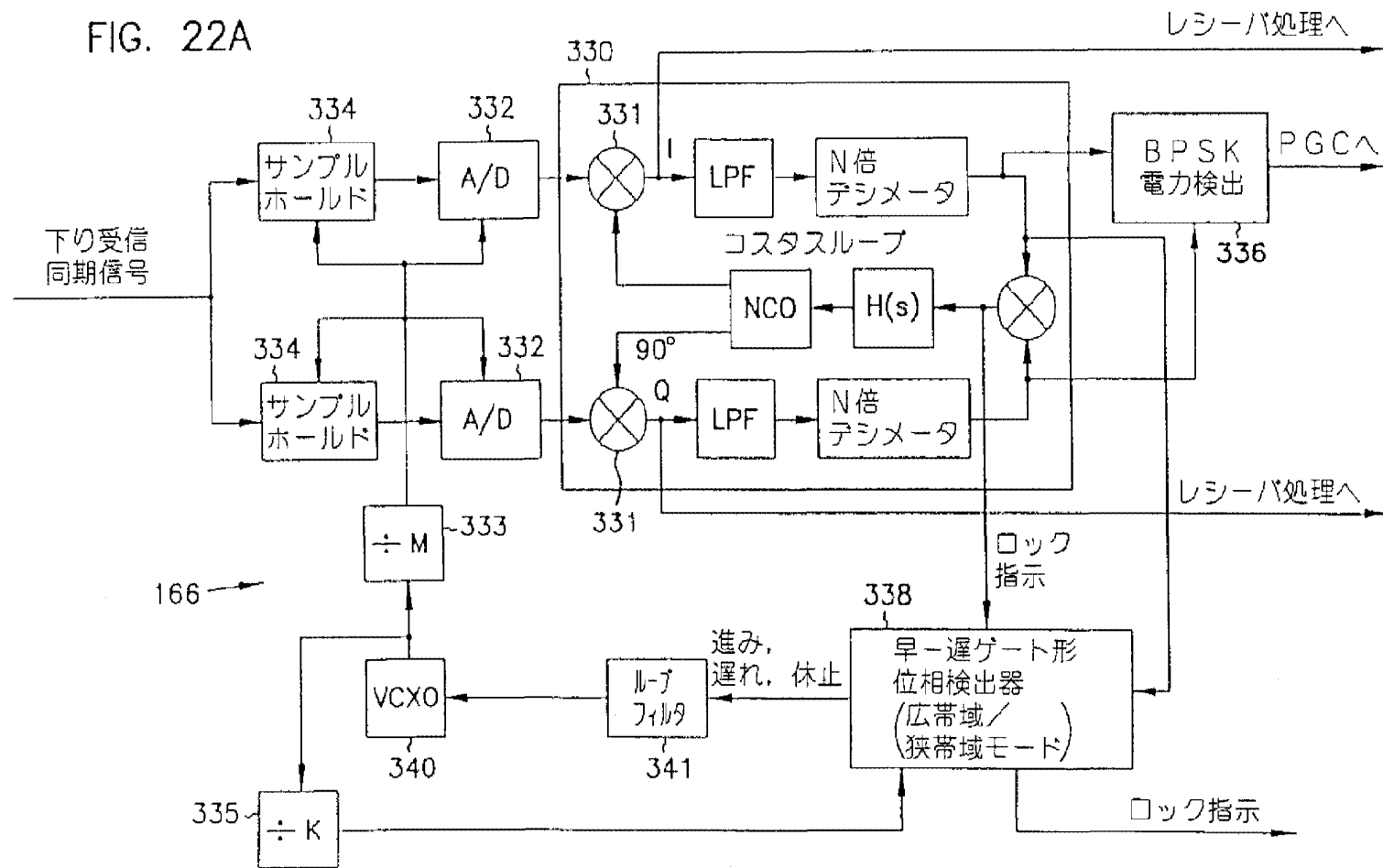


FIG. 21

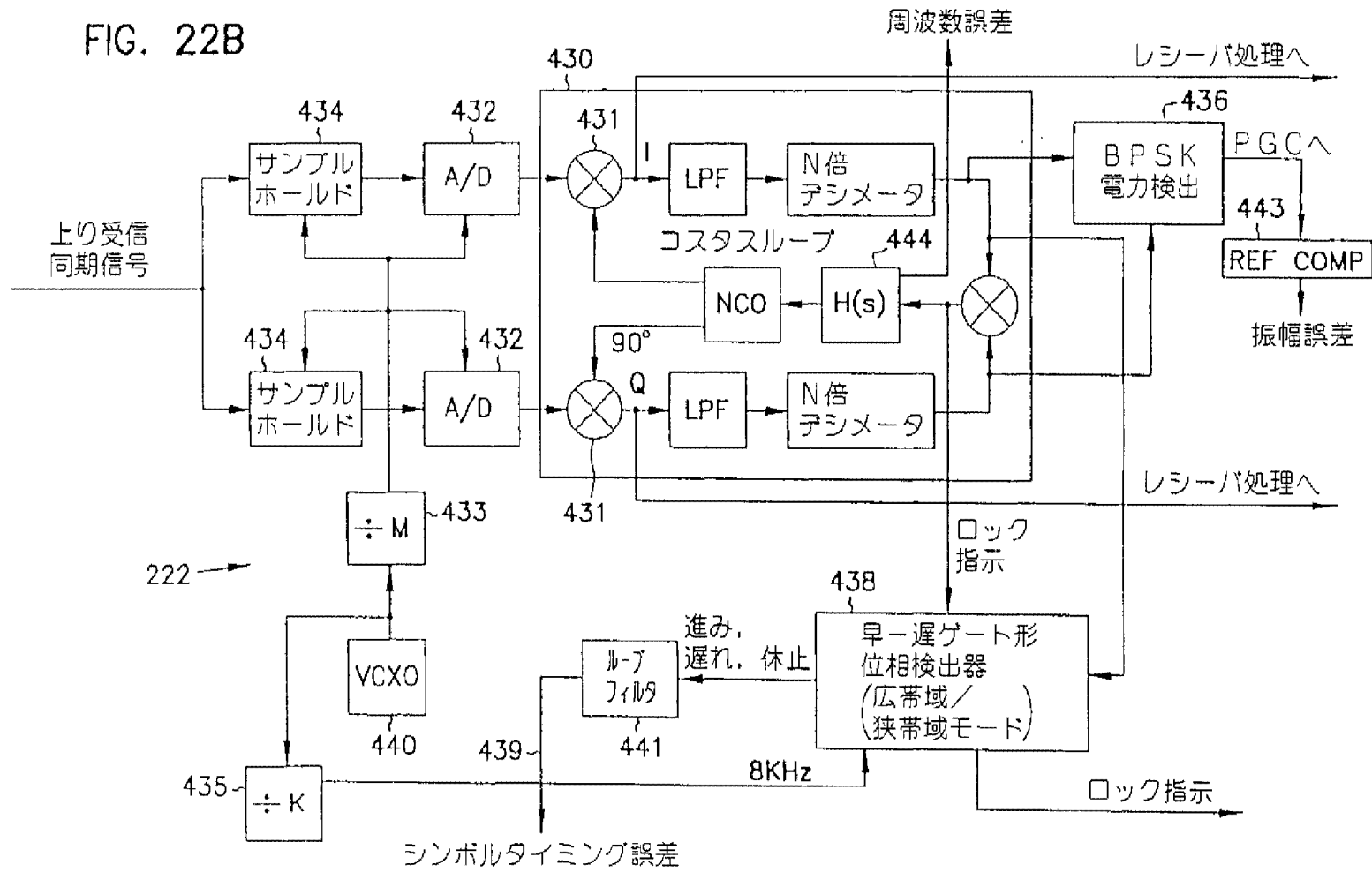
FIG. 22A



(121)

特表平10-513622

FIG. 22B



【図22】

(122)

特表平10-513622

【図23】

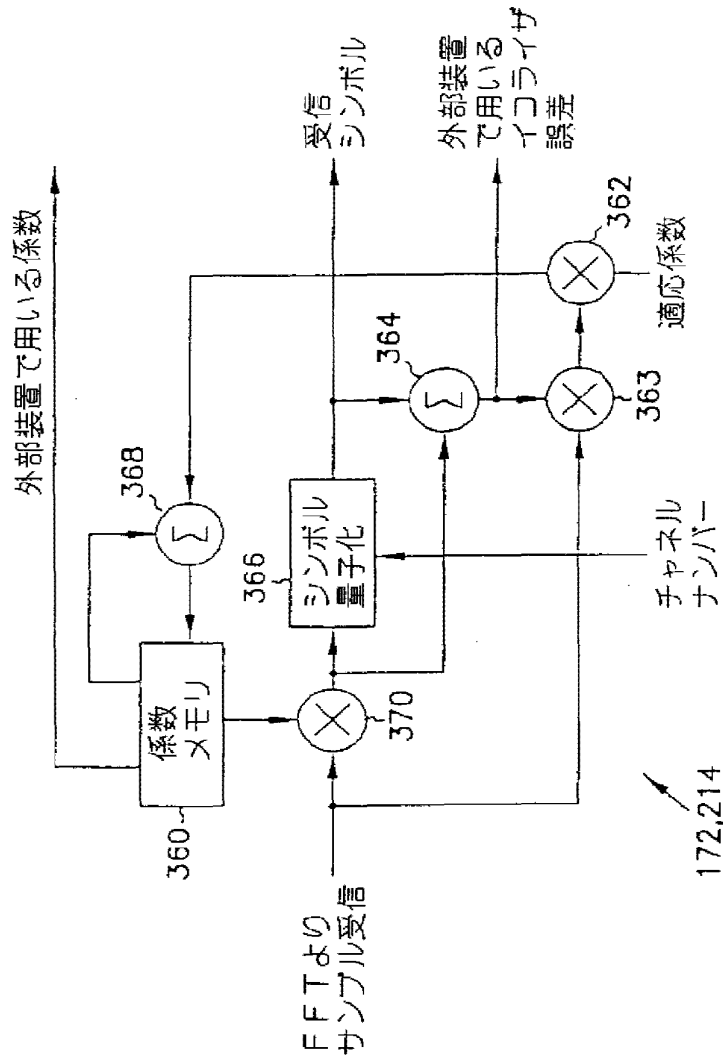


FIG. 23

【図24】

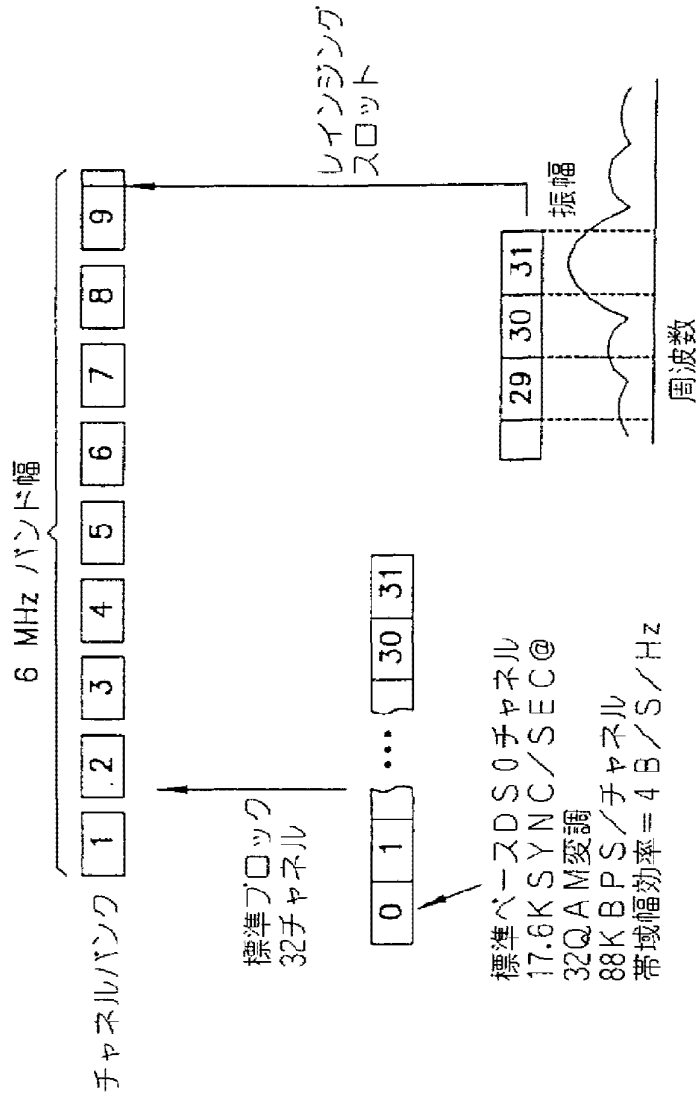


FIG. 24

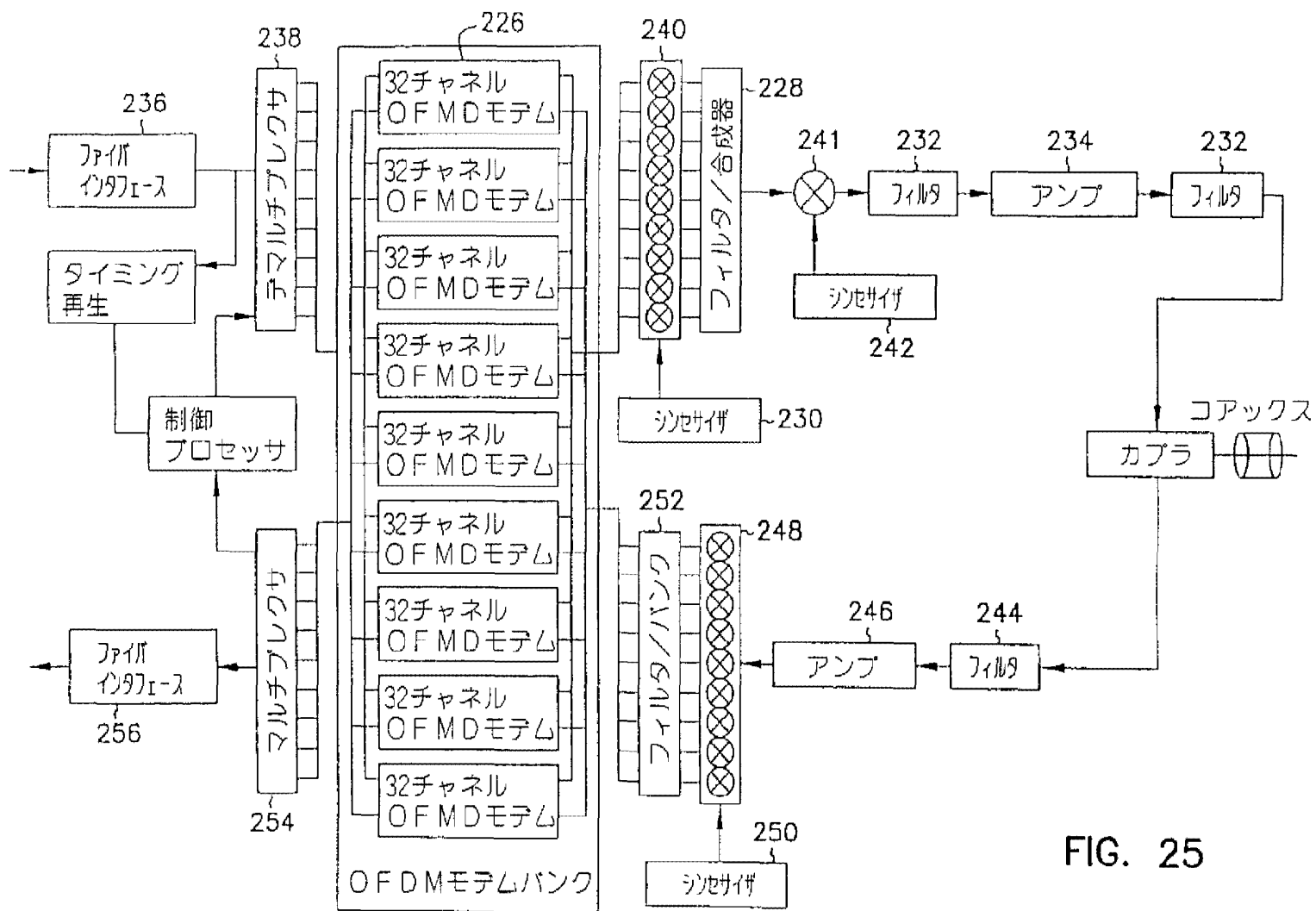
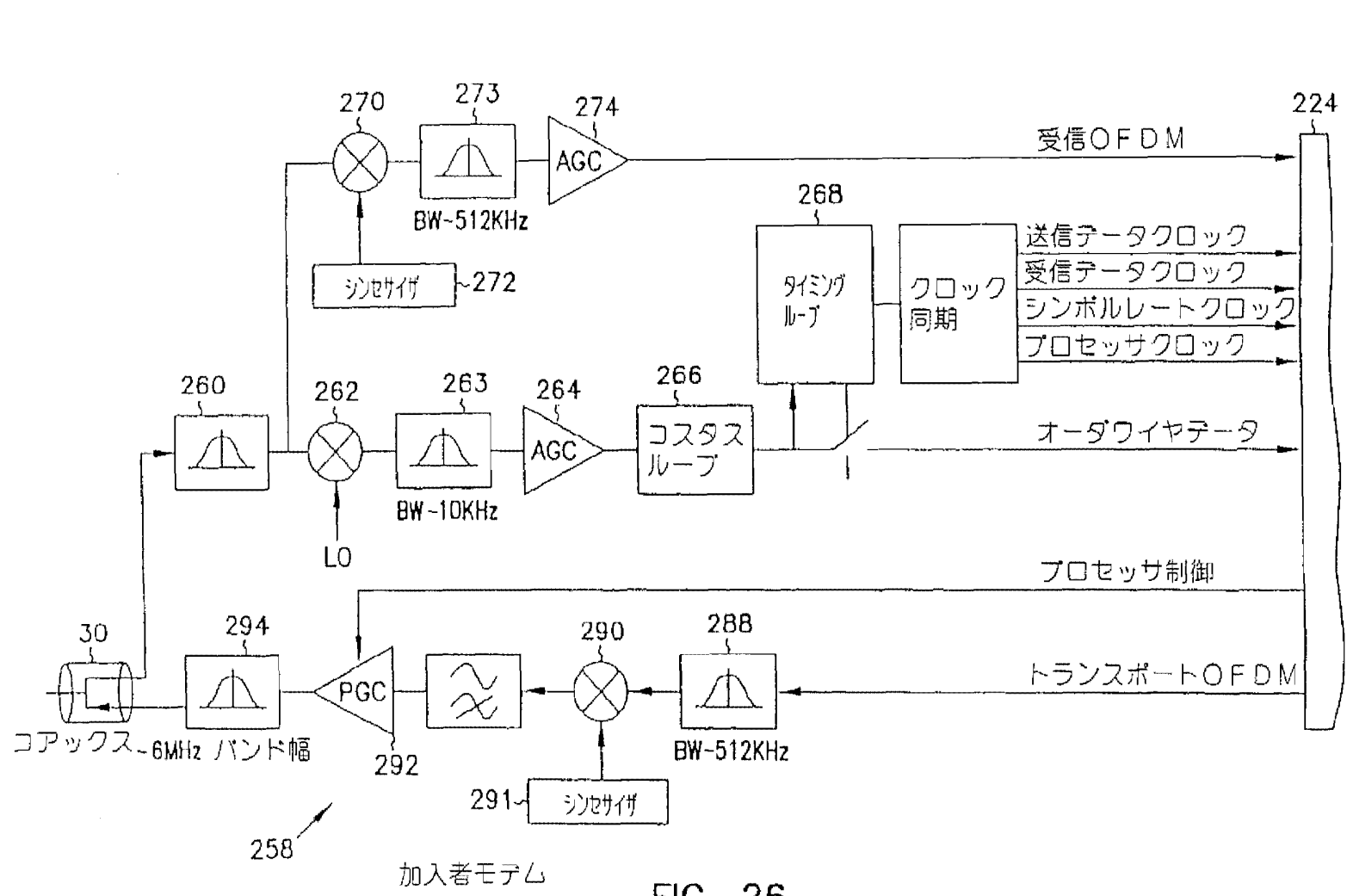


FIG. 25



【図26】

(126)

特表平10-513622

【図27】

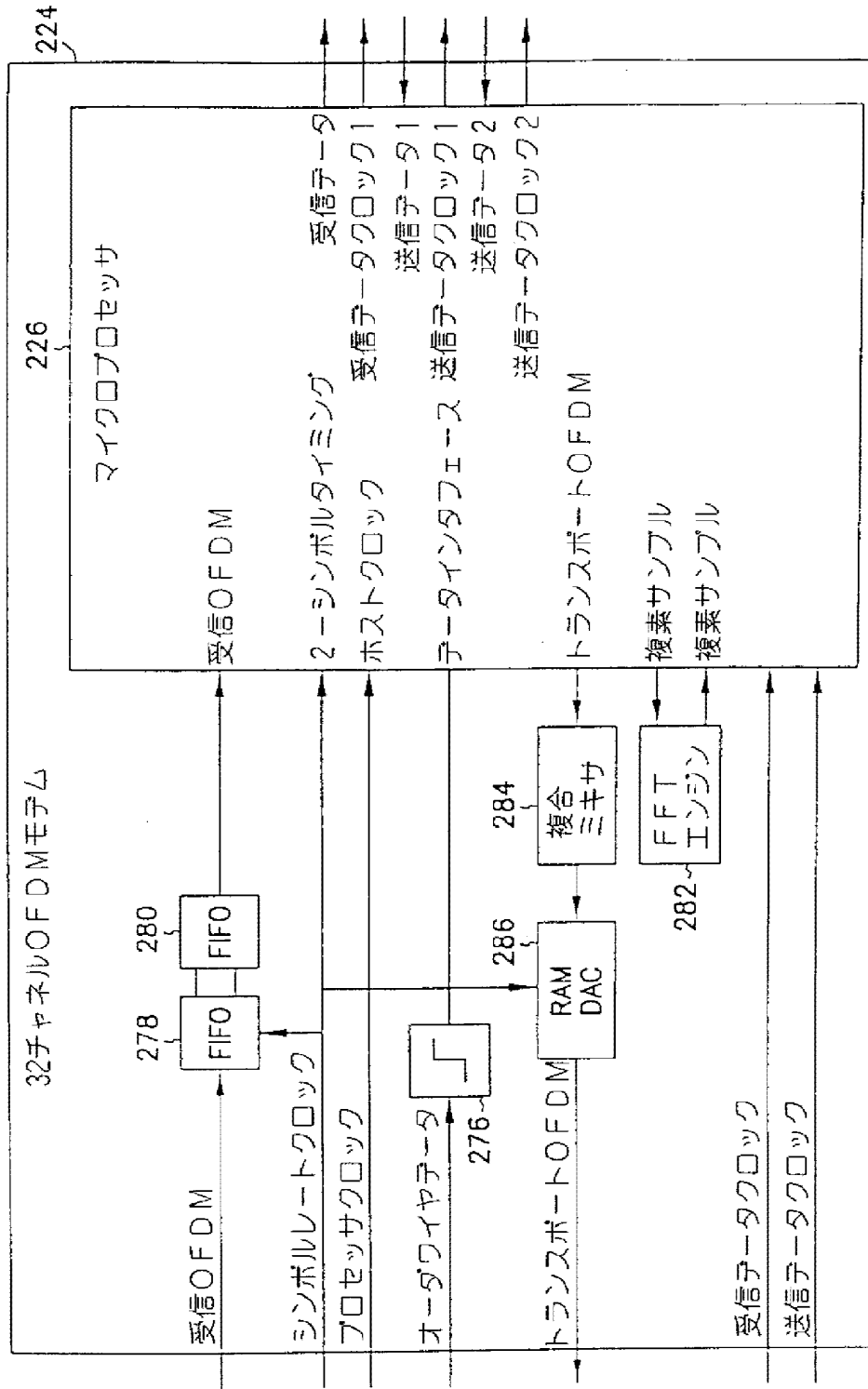


FIG. 27

【図28】

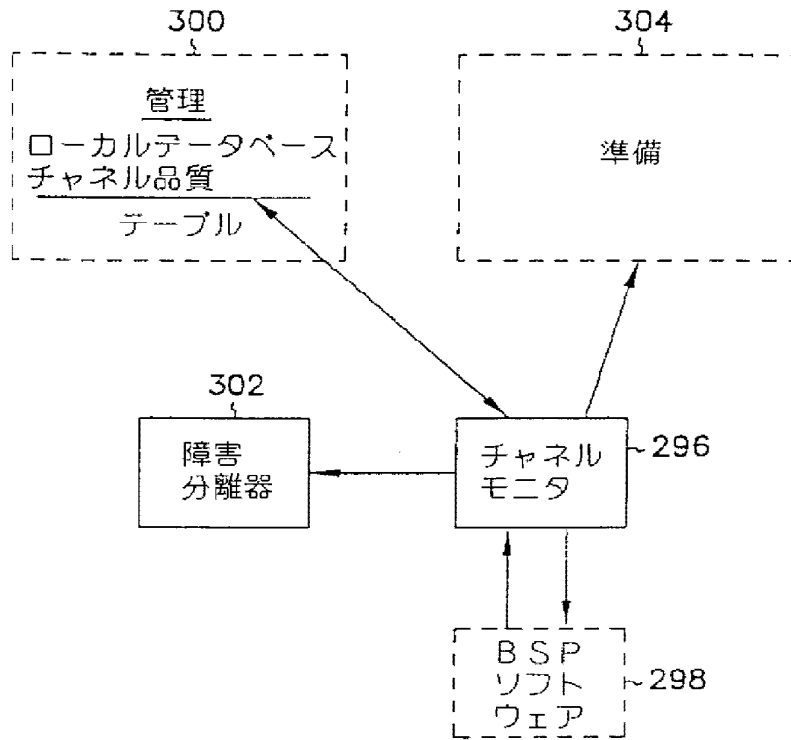


FIG. 28

【図29A】

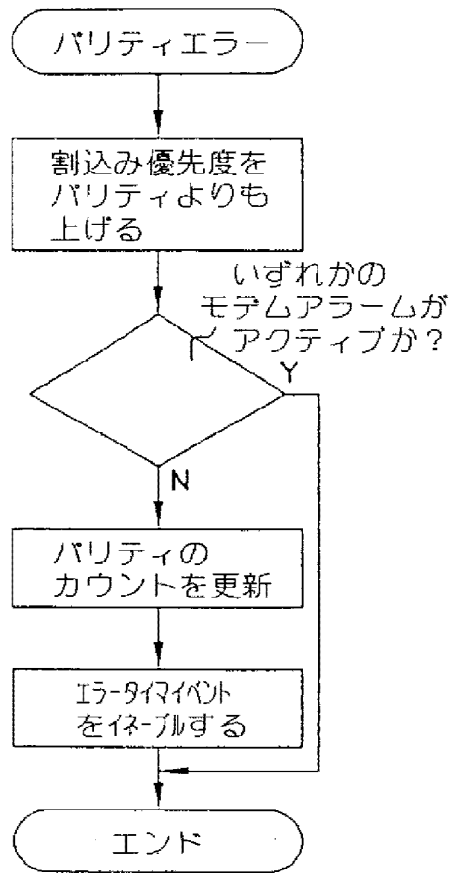


FIG. 29A

【図29B】

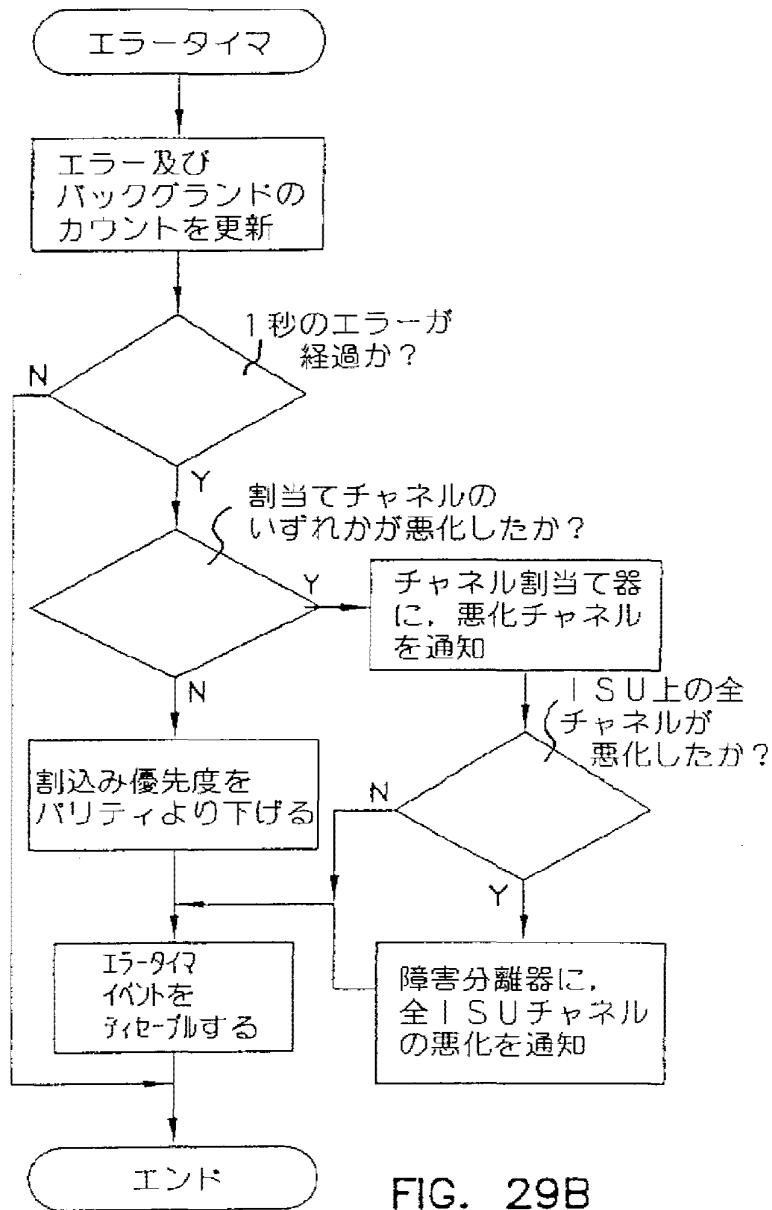


FIG. 29B

【図29C】

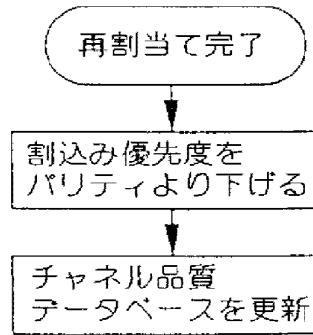
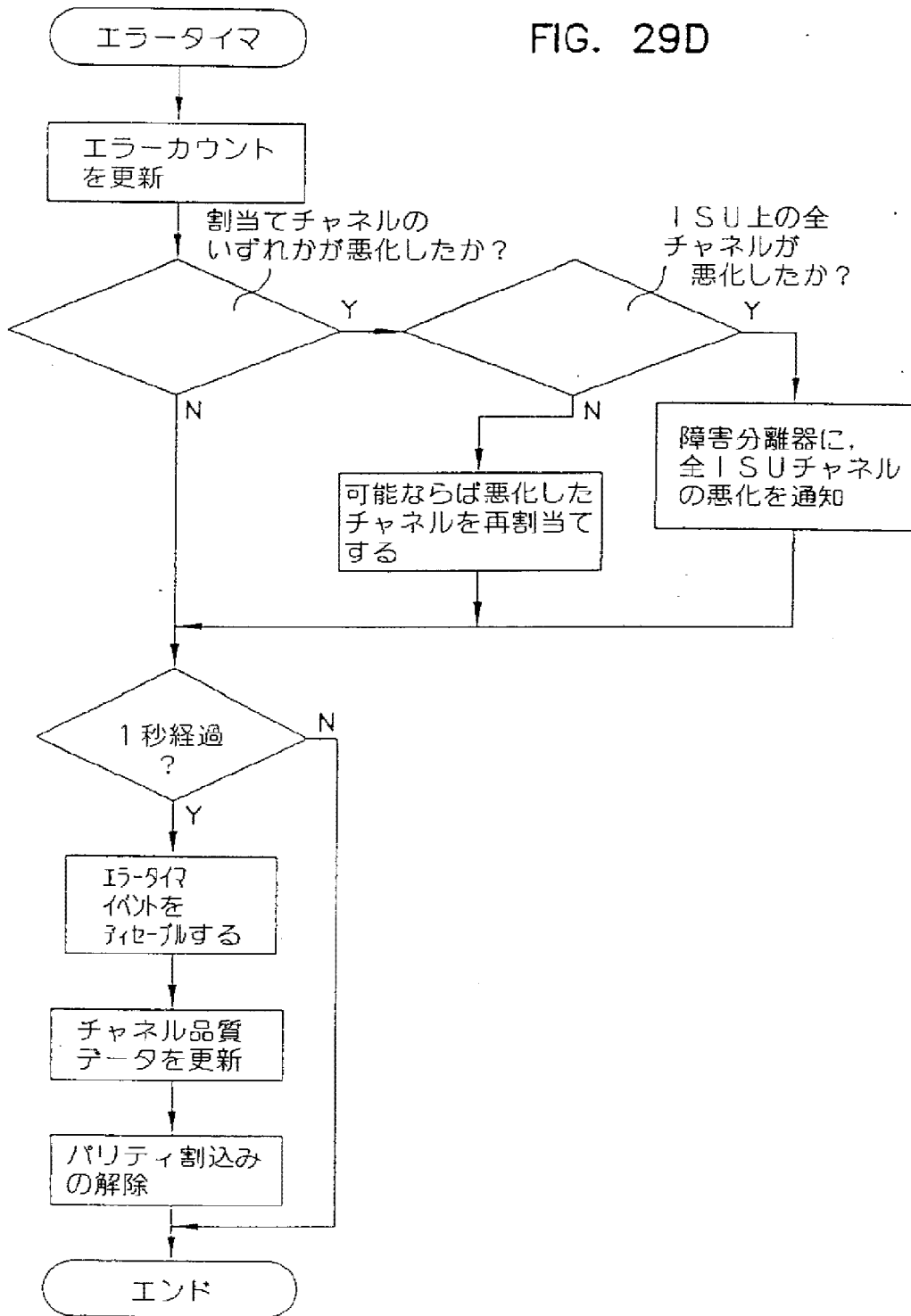


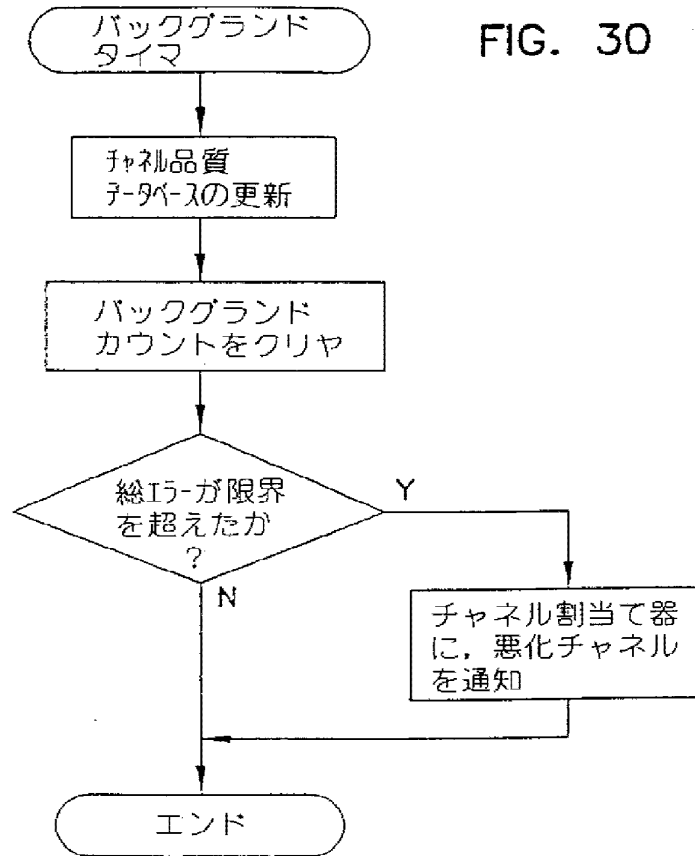
FIG. 29C

【図29】

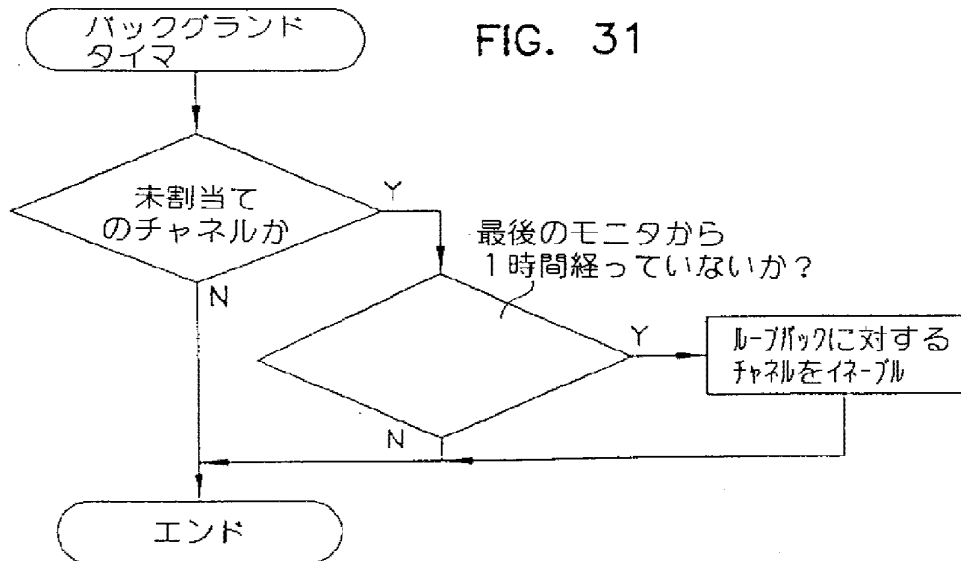
FIG. 29D



【図30】



【図31】



【手続補正書】

【提出日】1997年12月9日

【補正内容】

請求の範囲

1. nビットワードからなる電話通信チャネルの少なくとも1つのチャネルをモニタする方法であって、各ワードをなすビットの1つがパリティビットであり、

該電話通信チャネルをなす各nビットワードのパリティビットをサンプリングするステップと、

第1の期間に亘っての該パリティビットのサンプリングから該電話通信チャネルに対して予想されうるビットエラー率を求めるステップとを具備する方法。

2. 少なくとも1つの電話通信チャネルがこわれているかどうかを決定するために、予想されうるビットエラー率を、予め決定されたビットエラー率の値と比較するステップと、

もし少なくとも1つの電話通信チャネルがこわれているならば、該少なくとも1つの電話通信チャネルを、こわれておらずかつ割当てられていない異なる電話通信チャネルに再割当てするステップとを更に備えた、請求項1に記載の方法。

3. 少なくとも1つの電話通信nビットチャネルがこわれているかどうかを決定するために、予想されうるビットエラー率を、予め決定されたビットエラー率の値と比較するステップと、

もし該チャネルがこわれているならば、システム全体の電力を維持している間、該電話通信チャネルの伝送パワーを増加するステップとを更に備えた、請求項1に記載の方法。

4. 該nビットチャネルがこわれているかどうかを決定するために、該期間に亘って予想されうるビットエラー率を予め定められたビットエラー率の値と比較するステップを更に備えた、請求項1に記載の方法。

5. 少なくとも1つの電話通信チャネルが、複数の電話通信チャネルの帯域内に含まれており、該帯域が少なくとも1つの制御チャネルと関連しており、更に異なるチャネルが該帯域内に配置されている、請求項2に記載の方法。

6. 少なくとも1つの電話通信チャンネルが複数の電話通信チャンネルの帯域内に含まれており、該帯域は少なくとも1つの制御チャンネルと関連しており、更に異なる電話通信チャンネルが、他の少なくとも1つの関連した制御チャンネルを有する

複数の電話通信チャンネルの第2の帯域に配置されている、請求項2に記載の方法。

7. テーブル内に予想されうるビットエラー率を記憶するステップを更に備え、該テーブルは電話通信チャンネル上の将来の通信を割当てのために使用されうる、請求項4に記載の方法。

8. もし該チャンネルがこわれていないならば、少なくとも1つのより長い期間に亘ってパリティビットをサンプリングすることから少なくとも1つの付加的な予想されうるビットエラー率を求めるステップと、

該チャンネルがこわれているかどうかを決定するために、該少なくとも1つの付加的な予想されうるビットエラー率を付加的な予め定められたビットエラー率の値と比較するステップとを更に備えた、請求項4に記載の方法。

9. 予め定められたビットエラー率の値は電話通信サービス用のものであり、付加的な予め定められたビットエラー率の値は、付加的な電話通信サービス用のものである、請求項8に記載の方法。

10. 電話通信サービスの1つはISDNである、請求項9に記載の方法。

11. もし該電話通信チャンネルがこわれているならば、システム全体の電力を維持している間、該電話通信チャンネルの伝送パワーを増加させるステップを更に備えた、請求項8に記載の方法。

12. 該少なくとも1つの付加的な予想されうるビットエラー率と付加的な予め定められたビットエラー率の値との比較にもとづいて、該電話通信チャンネルから異なる電話通信チャンネルへ該通信を再割当てするステップを更に備えた、請求項8に記載の方法。

13. もし該nビットチャンネルがこわれていないならば、複数の連続する期間に亘って予想されうるビットエラー率を累積するステップを更に備えた、請求項4に記載の方法。

14. 該 n ビットチャネルがこわれているかどうかを決定するために、該連続する期間に亘っての該累積された予想されうるビットエラー率を、少なくとも 1 つの付加的な予め定められたビットエラー率の値と比較するステップを更に備えた、請求項 13 に記載の方法。

15. もし該電話通信チャネルがこわれているならば、該電話通信チャネルからの通信を第 2 の電話通信チャネルに再割当てするステップを更に備えた、請求項 14 に記載の方法。

16. もし該電話通信チャネルがこわれているならば、システム全体の電力を維持している間、該電話通信チャネルの伝送パワーを増加するステップを更に備えた、請求項 14 に記載の方法。

17. 該予め定められたビットエラー率の値は電話通信サービスと関連しており、また該少なくとも 1 つの付加的な予め定められたビットエラー率の値は、少なくとも 1 つの付加的な電話通信サービスと関連している、請求項 16 に記載の方法。

18. 該電話通信サービスの 1 つは ISDN である、請求項 17 に記載の方法。

19. もし該電話通信チャネルがこわれているならば、該電話通信チャネルから第 2 の電話通信チャネルに通信を再割当てするステップを更に備えた、請求項 13 に記載の方法。

20. もし該電話通信チャネルがこわれているならば、システム全体の電力を維持している間、該電話通信チャネルの伝送パワーを増加するステップを更に備えた、請求項 13 に記載の方法。

21. テーブル内に該予想されうるビットエラー率を記憶するステップを更に備え、該テーブルは電話通信チャネル上の将来の通信を割当てするために使用されうる、請求項 8 に記載の方法。

22. 少なくとも 1 つの割当てられていない電話通信チャネルをモニタする方法であって、

該少なくとも 1 つの割当てられていない電話通信チャネルを周期的にモニタするステップと、

該少なくとも1つの割当てられていない電話通信チャネルに対するエラーデータを累積するステップと、

該少なくとも1つの割当てられていない電話通信チャネルを、該エラーデータにもとづいて、割当てられるのを許容するステップとからなる方法。

23. こわされた電話通信チャネルから、少なくとも1つの割当てられていない

電話通信チャネルに、電話通信を再割当てするステップを更に備えた、請求項22に記載の方法。

24. 少なくとも1つの割当てられていない電話通信チャネルを周期的にモニタ
する方法であって、

遠隔のトランスミッタから、各nビットワードをなすビットの1つがパリティ
ビットであるような信号を送信するステップと、

該電話通信チャネルのパリティビットをサンプリングするステップと、

該サンプリングされたパリティビットから予想されうるビットエラー率を求め
るステップとを含む、請求項22記載の方法。

25. 割当てられていないチャネルがパワーダウンされた割当てチャネルである
方法であって、

該チャネルがモニタされうるように、割当てられていないチャネル上の遠隔の
位置で遠隔のトランスミッタをパワーアップするステップと、

該チャネルがモニタされた後で該遠隔のトランスミッタをパワーダウンするス
テップとを更に含む、請求項22に記載の方法。

26. 該チャネルがこわれているかどうかを決定するために、予想されうるビッ
トエラー率を予め定められたビットエラー率の値と比較するステップを更に備え
た、請求項22に記載の方法。

27. 少なくとも1つの割当てられていない電話通信チャネルが、複数の割当て
られていない電話通信チャネルの1つであり、少なくとも或る数の割当てられて
いない電話通信チャネルがモニタされる方法であって、このようなモニタリング
にもとづいて少なくとも或る数の割当てられていないチャネルの品質をランク付
けするステップを含む、請求項22に記載の方法。

28. 該ランク付けするステップは、高品質のチャンネルをスタンバイチャンネルとしておきにセットすることを含む、請求項27に記載の方法。

【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT					International Application No. PCT/US 96/01606
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER					
IPC 6	H04L1/24 H04L1/12	H04L1/20 H04J3/14	H04L12/28 H04N7/173	H04M11/06	H04B10/24
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 6	H04L	H04N	H04M	H04B	H04J H04Q
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)					
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT					
Category *	Citation of document*, with indication, where appropriate, of the relevant passages				Relevant to claim No.
X	EP,A,0 599 515 (AMERICAN TELEPHONE AND TELEGRAPH COMPANY) 1 June 1994				1,3,5,6, 11, 15-18, 22,24,25
Y	see abstract				4,9,14, 19,23,26
A	see page 2, line 53 - page 3, line 21				2,7,8, 10,12, 13,20, 21,27-34
	see page 4, line 9 - line 24; figures 1,2 ---				
Y	WO,A,93 00751 (MICROCOM SYSTEMS INC.) 7 January 1993 see abstract see page 6, line 29 - line 34 see page 7, line 8 - line 14 see claims ---				4,9,14, 19,23,26
	-/--				
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		<input checked="" type="checkbox"/> 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			"I" 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		
"E" earlier document but published on or after the international filing date			"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		
"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)			"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.		
"O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means			"&" document member of the same patent family		
"P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed					
Date of the actual completion of the international search			Date of mailing of the international search report		
5 August 1996			12.08.95		
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+ 31-70) 340-2040; Tx. 31 651 epo nl; Fax (+ 31-70) 340-3016			Authorized officer Gries, T		

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No PCT/US 96/01606

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	EP,A,0 399 611 (PHILIPS ELECTRONIC AND ASSOCIATED / PHILIPS' GLOEILAMPENFABRIEKEN) 28 November 1990	28-30, 32-34
A	see abstract; claims see column 3, line 50 - column 4, line 58 see column 2, line 37 - line 42 ---	31
A	US,A,4 291 403 (WADDILL ET AL.) 22 September 1981 see column 2, line 18 - line 57 see column 1, line 31 - line 35 see column 1, line 9 - line 13 see abstract ---	1-34
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 10, no. 293 (E-443) [2349] , 4 October 1986 & JP,A,61 111036 (NEC CORP.), 29 May 1986, see abstract ---	1,5,16, 24,28
A	PATENT ABSTRACTS OF JAPAN vol. 8, no. 167 (E-258) [1604] , 2 August 1984 & JP,A,59 063833 (TOSHIBA K.K.), 11 April 1984, see abstract ---	1,5,16, 24,28
A	ELEKTRONIK, 7 MAY 1982, WEST GERMANY, vol. 31, no. 9, ISSN 0013-5658, pages 51-58, XP002010137 HUCKETT P ET AL: "Fehleranalyse bei digitalen Übertragungssystemen." see page 55, left-hand column, paragraph 2 - right-hand column, paragraph 2 see page 52, left-hand column, paragraph 2 - right-hand column, paragraph 1; figure 2 ---	1,5,16, 24,28
A	PROCEEDINGS OF THE IEEE, AUG. 1982, USA, vol. 70, no. 8, ISSN 0018-9219, pages 805-828, XP002010138 NEWCOMBE E A ET AL: "Error rate monitoring for digital communications" see page 810, left-hand column, paragraph 2 - right-hand column, paragraph 2 ---	1-34
A	IEEE 1981 INTERNATIONAL CONFERENCE ON COMMUNICATIONS, DENVER, CO, USA, 14-18 JUNE 1981, 1981, NEW YORK, NY, USA, IEEE, USA, pages 35.4.1-3 vol.2, XP002010139 GOLASA R G ET AL: "Performance monitoring for digital radio" see page 35.4.2. left-hand column, paragraph 2 - paragraph 3 ---	1,5,16, 24,28
	-/--	

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No PCT/US 96/01606

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	GB,A,2 266 433 (TELEFONAKTIEBOLAGET L M ERICSSON) 27 October 1993 see page 11, line 27 - page 17, line 33 see abstract ---	33,34
P,X	WO,A,95 13579 (ADVANCED TECHCOM INC.) 18 May 1995 see abstract see page 1, line 29 - page 3, line 5; claims; figures -----	1-3,5,6, 15-18, 22,24, 25, 28-30, 32-34

Form PCT 15A/210 (continuation of second sheet) (July 1992)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT/US 96/01606

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
EP-A-599515	01-06-94	US-A- 5513185	30-04-96
		CA-A- 2105544	24-05-94
		JP-A- 6216972	05-08-94
WO-A-9300751	07-01-93	US-A- 5241565	31-08-93
		AU-B- 2295292	25-01-93
EP-A-399611	28-11-90	GB-A- 2232326	05-12-90
		DE-D- 69025353	28-03-96
		JP-A- 3050926	05-03-91
		US-A- 5200956	06-04-93
US-A-4291403	22-09-81	NONE	
GB-A-2266433	27-10-93	US-A- 5448750	05-09-95
		CA-A- 2094549	23-10-93
		GB-A- 2292655	26-02-96
		NZ-A- 247401	21-12-95
		SE-A- 9301243	23-10-93
WO-A-9513579	18-05-95	AU-B- 8018894	29-05-95
		US-A- 5515380	07-05-96

Form PCT/ISA, 210 (patent family annex) (July 1992)

フロントページの続き

(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, SZ, UG), UA(AZ, BY, KG, KZ, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN

(72)発明者 ロバーツ, ハロルド エー.
 アメリカ合衆国, ミネソタ 55346, エデン
 プレイリー, ビーコン サークル
 7017

(72)発明者 ブリード, ジェフリー
 アメリカ合衆国, ミネソタ 55347, エデン
 プレイリー, カーティス レーン
 8073

(72)発明者 ブスカ, スティーブン ビー.
 アメリカ合衆国, ミネソタ 55305, ミネ
 トンカ, スタントン ドライブ 13370

【要約の続き】

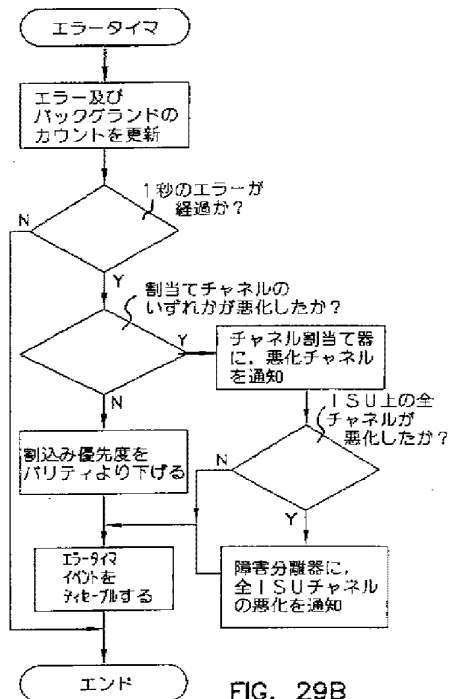


FIG. 29B

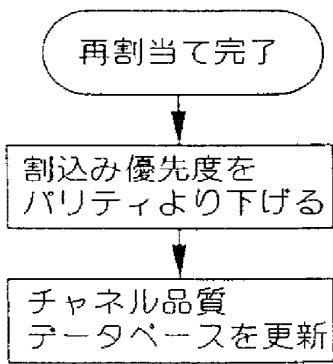



FIG. 29C

COMMUNICATION DEVICE AND METHOD THEREFOR

Publication number: JP11261665 (A)
Publication date: 1999-09-24
Inventor(s): STEPHEN PARM +
Applicant(s): MATSUSHITA GRAPHIC COMMUNIC +
Classification:

Also published as:

 JP3027813 (B2)

- **international:** H04L29/06; H04J11/00; H04L27/34; H04L29/08; H04M11/00;
 H04L29/06; H04J11/00; H04L27/34; H04L29/08; H04M11/00;
 (IPC1-7): H04L29/06; H04L29/08; H04M11/00

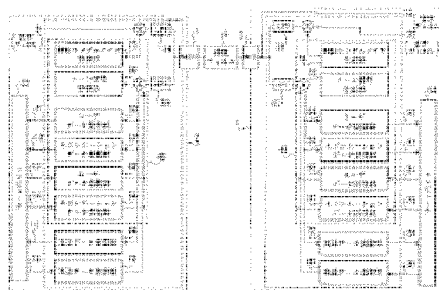
- **European:**

Application number: JP19990003235 19990108

Priority number(s): JP19990003235 19990108; JP19980015057 19980109

Abstract of JP 11261665 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To exchange the negotiation data and the user data, without affecting an existing communication environment and also to check the circuit characteristic to quickly decide a communication standard that is suitable for a communication circuit and a data communication procedure. **SOLUTION:** A central station system 2 and a remote system 4 properly use the user data receiving parts 60 and 64, negotiation data receiving parts 52 and 56, user data transmitting parts 62 and 58 and the negotiation data transmitting parts 54 and 50 respectively and exchange the negotiation and user data in different bands so as to exchange the transmitting and receiving capabilities. Then a random noise generating part 74 and a random noise receiving part 76 use the base tone and optional tone signals in the higher bands to check the circuit characteristics. With such a constitution, a communication standard and data communication procedures are decided.



Data supplied from the *espacenet* database — Worldwide

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 4 L 29/06		H 0 4 L 13/00	3 0 5 C
		H 0 4 M 11/00	3 0 3
H 0 4 M 11/00	3 0 3	H 0 4 L 13/00	3 0 7 A

審査請求 未請求 請求項の数36 OL (全 18 頁)

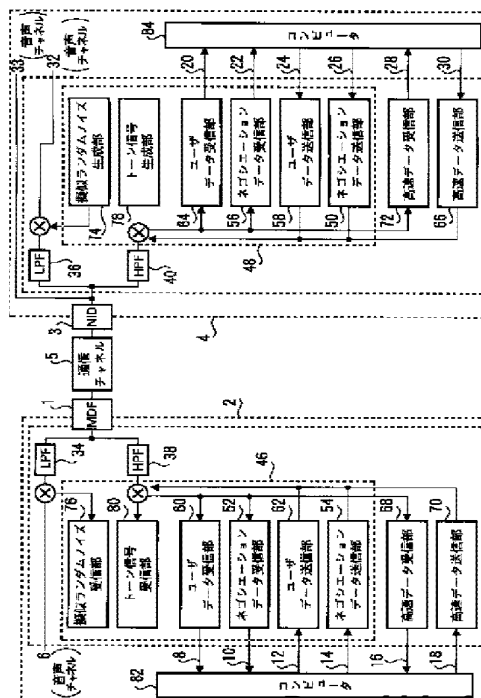
(21)出願番号	特願平11-3235	(71)出願人	000187736 松下電送システム株式会社 東京都目黒区下目黒2丁目3番8号
(22)出願日	平成11年(1999)1月8日	(72)発明者	ステファン・パーム 東京都目黒区下目黒2丁目3番8号 松下電送システム株式会社内
(31)優先権主張番号	特願平10-15057	(74)代理人	弁理士 鷺田 公一
(32)優先日	平10(1998)1月9日		
(33)優先権主張国	日本 (J P)		

(54) 【発明の名称】 通信装置及び通信方法

(57) 【要約】

【課題】 既存の通信環境に影響を及ぼすことなく、ネゴシエーションデータ、ユーザーデータの交換を行うとともに、回線特性の検査を行い、短時間で通信回線に適した通信規格、データ通信手順を決定すること。

【解決手段】 中央局システム2と遠隔システム4とは、ユーザデータ受信部60、64、ネゴシエーションデータ受信部52、56、ユーザデータ送信部62、58、ネゴシエーションデータ送信部54、50、を適宜使用し、異なる帯域でネゴシエーションデータとユーザデータとを交換することにより、送受信能力の交換を行う。また、ランダムノイズ生成部74、ランダムノイズ受信部76により、更に高帯域の基本トーン信号とオプショントーン信号とを使用して、回線特性検査を行う。これらにより、通信規格、データ通信手順を決定する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 通信チャネルの条件を検査する工程と、検査された通信チャネル条件と各通信規格の能力に基づいて通信規格を選択する工程とを具備し、複数の通信規格から一つの通信規格を選択する、ことを特徴とする通信方法。

【請求項2】 通信チャネルの条件を検査する工程は、通信チャネルを介して第一信号を発信する工程と、通信チャネルの評価結果を受信する工程と、受信された評価結果に応じて通信規格を選択する工程と、を具備する、ことを特徴とする請求項1記載の通信方法。

【請求項3】 通信規格を選択する工程は、複数のxDSLモデム規格から一つのxDSLモデム規格を選択する工程を含む、ことを特徴とする請求項1記載の通信方法。

【請求項4】 通信チャネル条件を検査する工程と実質的に同時帯に、複数の通信規格の各能力を示す通信規格能力情報を発信する工程を更に具備する、ことを特徴とする請求項1記載の通信方法。

【請求項5】 通信チャネル条件を検査する工程と実質的に同時帯に、ユーザデータを発信する工程を更に具備する、ことを特徴とする請求項1記載の通信方法。

【請求項6】 通信チャネル条件を検査する工程は、通信チャネルにスプリッタが存在するか否かを判定する工程を更に具備する、ことを特徴とする請求項1記載の通信方法。

【請求項7】 通信チャネルを介して通信規格に関するネゴシエーション情報を少なくとも送信または受信する第一通信装置と、通信チャネルの回線特性を判定するために、通信チャネルを介して検査情報を少なくとも送信または受信する第二通信装置とを具備し、データ交換を行う、ことを特徴とする通信装置。

【請求項8】 前記ネゴシエーション情報と前記検査情報とは、実質的に同時帯に交換される、ことを特徴とする請求項7記載の通信装置。

【請求項9】 前記ネゴシエーション情報と前記検査情報とは、異なる時間帯に交換される、ことを特徴とする請求項7記載の通信装置。

【請求項10】 前記検査信号は、異なる周波数帯域の複数の信号を有する、ことを特徴とする請求項7記載の通信装置。

【請求項11】 前記通信装置は、所定の第一周波数帯域の通信チャネルを介して前記検査情報を交換する、ことを特徴とする請求項7記載の通信装置。

【請求項12】 前記通信装置は、所定の第二周波数帯域においてオプショナル検査信号を交換する、ことを特徴とする請求項11記載の通信装置。

【請求項13】 二つの場所間でネゴシエーション情報を交換する第一通信装置と、ユーザ情報を少なくとも送信又は受信する第二通信装置と、を具備することを特徴

とする通信装置。

【請求項14】 前記ネゴシエーション情報は、通信規格に関する情報である、ことを特徴とする請求項13記載の通信装置。

【請求項15】 前記ネゴシエーション情報は、通信チャネル特性に関する情報である、ことを特徴とする請求項13記載の通信装置。

【請求項16】 所定のデータ通信に関するネゴシエーション情報を交換する第一通信装置と、所定の第二通信帯域の利用可能性を示す為に用いられるフォールバック通知信号を、所定の第二データ通信帯域で交換する第二通信装置とを具備し、データ交換を行うことを特徴とする通信装置。

【請求項17】 所定の第二データ通信帯域は、音声帯域を有する、ことを特徴とする請求項16記載の通信装置。

【請求項18】 前記ネゴシエーション情報と前記フォールバック通知信号とは、実質的に同時帯に交換される、ことを特徴とする請求項16記載の通信装置。

【請求項19】 前記ネゴシエーション情報と前記フォールバック通知信号とは、異なる時間帯に交換される、ことを特徴とする請求項16記載の通信装置。

【請求項20】 第一通信帯域が使用できない場合に使用される音声帯域通信装置を、更に具備することを特徴とする請求項17記載の通信装置。

【請求項21】 前記フォールバック通知信号は、音声帯域におけるいかなる通信とも干渉しない、ことを特徴とする請求項17記載の通信装置。

【請求項22】 前記フォールバック通知信号は、スペクトラム拡散信号を有する、ことを特徴とする請求項21記載の通信装置。

【請求項23】 発呼側と被呼側との間でデータ交換を行う通信方法であって、

被呼側で所定の信号が検出されたか判定する工程と、被呼側で所定の信号が検出されない場合にフォールバック手順を開始する工程と、発呼側と被呼側の能力を確認するために発呼側と被呼側との間でネゴシエーション情報を交換する工程と、発呼側と被呼側とのいずれかによりチャネル情報を受信する工程と、交換されたネゴシエーション情報と受信されたチャネル情報の少なくとも一つを用い、適切な通信規格を選択し、通信回線を確立する工程と、を具備することを特徴とする通信方法。

【請求項24】 受信したチャネル情報を解析する工程と、交換されたネゴシエーション情報と受信されたチャネル情報の少なくとも一つに関連付けられた解析された情報を用いて、適切な通信規格を選択する工程と、を更に具備することを特徴とする請求項23記載の通信方法。

【請求項25】 フォールバック手順は音声手順の使用を具備することを特徴とする請求項23記載の通信方

法。

【請求項26】 発呼側と被呼側との間でユーザデータを交換する工程、を更に具備することを特徴とする請求項23記載の通信方法。

【請求項27】 通信チャネルの回線特性を判定する手段と、前記判定手段によって判定された前記通信チャネルの回線特性に基づいて、前記通信チャネルを介して高速データ通信を開始する手段と、を具備することを特徴とする通信装置。

【請求項28】 高速データ通信チャネルは、音声帯域より高い周波数帯域を用いる、ことを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項29】 通信装置の通信規格を判定する手段を更に具備し、前記高速データ通信は、前記判定された通信規格と回線特性とに従って開始される、ことを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項30】 前記判定手段が通信チャネルが高速データ通信をサポートしないと判定した場合に、音声帯域の通信チャネルを介してデータ通信を行う手段を、更に具備することを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項31】 前記通信装置は、モデムを具備することを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項32】 通信チャネルにスプリッタが存在しているか否かを判定する手段を、更に具備することを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項33】 前記スプリッタの存在を判定する手段は、通信規格の性能の最適化を可能にすることを特徴とする請求項32記載の通信装置。

【請求項34】 前記通信装置の高速データ通信能力を示す通知信号を、音声帯域の通信チャネルを介して交換する手段を、更に具備することを特徴とする請求項27記載の通信装置。

【請求項35】 データ通信を可能にする通信方法であって、通信チャネルにおけるスプリッタの存在を検出する工程と、高速通信が利用可能か否かを判定する工程と、を具備する通信方法。

【請求項36】 前記スプリッタの存在を判定する工程は、音声帯域通信を逆に妨げることのない特性を有する信号を発する工程を、更に具備することを特徴とする請求項35記載の通信方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はデータモデムなどの通信装置及び通信方法に関し、特に通信回線を確立するために種々の通信システム構成を検出し、適切な通信システム構成を選択することができる通信装置及び通信方法に関する。

【0002】

【従来の技術】従来、モデム（アナログおよびデジタル）などのデータ通信装置は公衆電話回線網（PST

N:Public Switched Telephone Networks）を介してある場所から別の場所にデータを送信するために使用されてきた。このようなモデムはPSTNの従来の音声帯域（例えば約0-4kHzの帯域）で動作する。初期のモデムはPSTNを介して毎秒約300ビット（bps）あるいはそれ以下の速度でデータを送信していた。

【0003】その後徐々に、インターネットの普及につれて、より高速の通信方式（例えばモデム）が要求され開発された。現在、利用可能な最高速のアナログモデム（国際電気通信連合（ITU）が定義するITU-V.34モデムと称される）は、理想的な条件下で約33,600bpsの速度でデータ送信を行う。これらのモデムはPSTNの約4kHz内の帯域でもデータ交換を行う。

【0004】数メガバイト（MB）のデータファイルを転送することも珍しくはないが、V.34変調方式を用いて動作するモデムはそのようなファイルの転送に長時間を必要とする。その結果、更に高速のモデムに対する需要が高まってきた。

【0005】したがって、従来の4kHz帯域以上のスペクトラムを用いるローカルツイストワイヤペアでデータを送信するために多くの新しい通信方法が提案され開発されている。例えば、種々のDSL（Digital Subscriber Line:デジタル加入者回線）モデムが開発されている。これらは、例えば、DSL、ADSL、VDSL、HDSL、SDSLなどで、一般にxDSLと称される。

【0006】種々のxDSL方式の幾つかは音声帯域及び音声帯域以上の帯域での、シングルツイストペアによる同時通信を可能にする。各種xDSLそれぞれは、異なる通信方式を採用するため、上り回線及び下り回線、あるいはどちらかにおける転送速度が異なり、またツイストペア通信チャネルの使用周波数帯域も異なる。

【0007】更に、xDSLのタイプによっては、ローパスフィルタ、ハイパスフィルタ、および組合フィルタなどのフィルタを必要とする。これらのフィルタはスプリッタと称されることもあり、装置間で異なる場合もある。これらのフィルタは、音声帯域通信を伝搬する周波数帯域を、データ通信を伝搬する音声帯以上の周波数帯域から分離する。

【0008】xDSLデータ通信方式を取り巻く回線環境は、例えば、従来の音声帯域内（すなわち0-4kHz帯域）で通信を行う従来のアナログモデムと共存する能力や交換局の違い、回線の品質等、極めて多いうえ、顕著に異なり、複雑である。したがって、最適かつ干渉のない通信回線を確立するためには、通信機器能力の他に通信チャネルの能力を判定できることが不可欠である。

【0009】V.34モデム等で実現されているように

従来のスタートアップシーケンス（例えばITU-Tによって確立されたV.8およびV.8bisプロトコルなど）は、使用される変調方式、プロトコル等の異なる機器能力を同定あるいはネゴシエートする為に、各モデムから送信されるビットシーケンスを利用する。これらのスタートアップシーケンスは、従来の音声帯域通信方法にのみ適用される。これら従来のスタートアップシーケンスは、通信チャネルの構成や回線状態を検査（又は認識）しない。

【0010】しかしながら、xDSLモデムに関しては、回線条件に関する情報、例えば、周波数特性、ノイズ特性、スプリッタの有無などは、通信回線がうまく確立されるとしても、回線の確立に先立ち2つのモデムがネゴシエーションするときには有用である。

【0011】音声帯域での回線プロービング技術は、技術的にはよく知られており、音声帯域回線条件情報を判定するために用いることができる。このような技術は、一定の変調方法、例えばV.34を最適化する為に、有効に使用されてきている。多重変調方法を有する装置で、V.8あるいはV.8bisはネゴシエート及び特定の変調を選択する為に使用されてきており、その変調開始シーケンスが起動した後に、回線プロービング技術が、通信チャネルの状態を表示する信号を受信するために使用される。この時点で、与えられた通信チャネルが選択された変調方法を有効にサポートできないと判定されると、従来では、時間のかかる試行錯誤的なフォールバック技術が使用され、動作する変調方法を試験し検出するようにしていた。

【0012】

【発明が解決しようとする課題】したがって、よりよい通信回線を確立するために必要なものは、最適通信方法の選択を試みる前に回線条件を監視（検査）する方法である。このように、一定の変調方式に対してデータ速度を上げる技術は既に確立されてはいるものの、従来では、通信方法の選択を補助するためにチャネル情報を利用する方法は提供されていない。

【0013】残念ながら、現在の技術水準では、通信能力のネゴシエーションは、より効率のよいチャネル構成を認識することなく起動する。スペクトラム、スプリッタ等を明確に認識することは、適切な通信メカニズム（変調方式）を選択するためには不可欠である。

【0014】本発明は、かかる点に鑑みてなされたものであり、現存する回線条件に適した特定の（xDSL）通信規格を決定するために、通信チャネルおよび関連機器の種々の構成、能力および制限を検出する。換言すれば、本発明は、既存の通信環境に影響を及ぼすことなく、ネゴシエーション、ユーザーデータの交換を行うとともに、回線特性の検査を行い、通信回線に適した通信規格、データ通信手順を短時間で決定することができる、通信装置、通信方法、を提供することを目的とす

る。

【0015】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明は、幾つかの個々の技術を一つのシステムとして使用することとした。具体的には、中央局システムと遠隔システムとの2つのシステムの間で、異なる帯域でネゴシエーションデータとユーザーデータとを交換することにより送受信能力の交換を行うとともに、回線特性検査を行うようにした。これらにより、使用すべき通信規格、データ通信手順が決定される。

【0016】

【発明の実施の形態】本発明の一の態様によれば、複数の通信方法（例えば、DSL規格）を実施するモデム間のネゴシエーションを行い、通信に使われる一つの共通通信規格を選択する方法及び装置を提供する。通信制御部は、ネゴシエーションチャネルにおいてハンドシェイク手順（プロトコル）を実行し、通信交換において使用するxDSLの種別の識別情報を含む、高速データ通信に関する情報を取得する。通信規格は、事実上の、独占的な、あるいは、企業あるいは政府によって発行された、あらゆるタイプの規格に適用される。

【0017】他の態様において、本発明は、検査信号を用い、中央局通信システムと遠隔通信システム間の通信チャネルの特性を判定する方法を提供する。検査信号は、例えば周波数ロールオフ、ノイズ等以外の障害を検出する。これら障害は、中央局システムと遠隔システム間で識別され明らかにされる。通信チャネル品質に関する情報により、本発明は、継続する通信規格の選択に関してより正確な判定（例えば、ADSLの代わりにCDSL、あるいはVDSLの代わりにCDSLを用いる等）を行うことができる。

【0018】他の態様において、本発明は、周波数帯域を分離する為に使用される機器の有無を判定する方法及び装置を提供する。多くの場合、そのような機器は、音声帯域以上の周波数における通信を行う為に必要とされる。その際に使用する分離装置（スプリッタ）が欠如している場合は、他の通信方法を用いることも考慮される。本発明は、スプリッタの有無を検出する方法を含んでおり、そのスプリッタは、通信に影響を及ぼさず、音声帯域を同時に行われるいかなる通信（音声通信あるいはアナログデータ通信等）とも干渉しない。

【0019】他の態様において、本発明は、高速帯域通信が可能ではないと判定されると、従来の音声帯域通信方法へフォールバックする手順を提供する。通知信号（拡散処理信号等）は、第一通信制御部により受信される従来の音声帯域内で送信される。通知信号は、従来の音声帯域内のデータ通信実行能力を示す識別信号を有する。

【0020】また、通知信号は、通信チャネルが現時点では高速通信が可能でなくても、通信機器は高速通信

が可能であるかを判定する。これにより、例えば、ユーザは高速データ通信装置（モデム等）を購入し設置することが可能になり、設置した時点で、中央局システムは、自動的にユーザーサイドにおける高速通信装置の設置を検出し、遠隔システム側のユーザがそのモデムを用い高速通信チャネルの確立を要求することができるようなオンライン手順を開始する。

【0021】本発明の他の態様において、音声帯域で送信される通知信号（音声帯域以上で高速データ通信が可能であること示す）は、高速データ通信が開始される時に同時に音声帯域で行われる可能性のある従来の通信（音声通信あるいはアナログデータ通信等）を干渉・中断させないように選択される。通知信号は、例えば、擬似乱数シーケンスを用いて生成されるスペクトラム拡散信号でよい。あるいは、送信エネルギーを音声帯域内で均等に拡散させる他のスペクトラム拡散技術を用いてもよい。

【0022】本発明の他の態様において、エンドユーザ間通信、例えばユーザ名、パスワード等の交換（送信）は、通信チャネル検査（回線プロービング等）が完了し高速通信能力が交換される前に、ユーザ専用チャネルを介して開始することができる。従来では、通信システムは、エンドユーザ間でデータが通信されるまでに、長いトレーニング（あるいは起動）時間を必要とした。本発明では、高速通信を行うための（チャネル及び通信方法の）試験及びネゴシエーションを行うと同時に、通信パスの確立を行うことができる。

【0023】本発明の種々の態様を組み合わせることにより、通信チャネルと設置された機器の検査を効果的かつ効率よく行い、最適な通信方法を選択する方法及び装置が提供される。システム設計者、設置業者、プロバイダは、通信の最適手段を効率よく規定する為のネゴシエーションがおこなわれている間に、本発明で考慮される種々のパラメータを設定することができる。

【0024】本発明によれば、可能な高速通信の判定、サポートされている高速データ通信能力の交換と選択、通信回線特性の検査、等を同時に実行することができるため、判定したデータ通信手順のハンドシェイクプロトコルに直ちに移行することができる。

【0025】本発明は、最適ネゴシエーションの為に、通信チャネルの両サイドで実施されることが好ましい。しかしながら、通信チャネルの一つのサイドだけが本発明を実施してもよい。更に、一つのサイドが、本発明を部分的に実施してもよい。そのような構成は、正確に通信システムに報告され、適当とされる場合には、通信システムが従来の通信方法（アナログ等）をサポートしていれば、通信システムはそれら従来の通信方法にフォールバックできる。

【0026】更に、本発明は、実際的高速通信装置で実施する必要がない。本発明は、通信チャネルを終端し、

または分岐するインテリジェントスイッチにおいて実施できる。これにより、通信システムは、個々の装置（あるいはモデム）において実施される、種々の通信規格を収容することができる。これら通信規格は、中央局システムと遠隔システムとの能力及び要求の明確なネゴシエーションにより、必要に応じて正確に割り当てられる。

【0027】本発明によれば、複数の通信規格の中から一つの通信規格を選択する方法は、通信チャネルの状態を検査する手順と、検査された通信チャネル条件と複数の通信規格の各々の能力に基づいて通信規格を選択する手順と、を有する。通信チャネル条件の検査においては、信号の通信チャネル上で第1信号を発信し、通信チャネルの影響を評価する信号を受信し、その受信信号に対応して通信規格を選択する。通信規格の選択においては、複数のxDSLモデム規格の中から一つのxDSLモデム規格を選択する。

【0028】本発明によれば、通信規格能力情報またはユーザデータは、通信チャネル状態の検査時に、実質的に同時に発信される。

【0029】更に、本発明によれば、通信チャネルにスプリットが設置されているかを判定することができる。

【0030】本発明の他の態様に係る通信装置は、通信規格に関するネゴシエーション情報を通信チャネル上で送信または受信する第一通信装置と、通信チャネルの回線特性を判定する検査情報（異なる周波数帯における複数の信号等）を通信チャネル上で送信または受信する第二通信装置とを具備する。

【0031】本発明によれば、ネゴシエーション情報と検査情報とは、実質的に同時時間帯で交換される。あるいは、ネゴシエーション情報と検査情報は異なる時間帯で交換されるようにしてもよい。

【0032】また、本発明によれば、通信装置は、所定の周波数帯における通信チャネル上で検査信号を交換し、更に、第二周波数帯において、オプション検査信号を交換することもできる。

【0033】本発明の他の態様に係る通信装置は、二つのサイド間でネゴシエーション情報を交換する第一通信装置と、ユーザデータを少なくとも送信または受信する第二通信装置とを具備する。ネゴシエーション情報は、ADSL、CDSL、HDSL、等の通信規格通信チャネル特性に関するものである。

【0034】本発明によれば、データ交換の為に開示された通信装置は、所定のデータ通信に関するネゴシエーション情報を交換する第一通信装置と、所定のデータ通信帯域上でフォールバック通知信号を交換する第二通信装置とを具備する。このフォールバック通知信号は、所定の第二通信帯域が利用可能であることを示す為に用いられる。

【0035】本発明によれば、所定の第二データ通信帯域が音声帯域を具備する。この音声帯域通信装置は、第

一通信帯域が使用できない時に使用される。

【0036】本発明によれば、ネゴシエーション情報とフォールバック通知信号とが、実質的に同時時間帯でも、あるいは異なる時間帯でも交換できる。

【0037】本発明によれば、フォールバック通知信号（スペクトラム拡散信号等）が、音声帯域における他の通信と干渉しない。

【0038】本発明の他の態様に係る通信方法は、発呼側装置と応答側装置の間のデータ交換を行うものである。この方法により、所定の信号が応答側装置で検出されたか判定される。フォールバック手順（音声帯域での手順等）は、所定の信号が応答側装置で検出されない場合に、開始される。一方、所定の信号が検出されると、ネゴシエーション情報が発呼側装置と応答側装置間で交換され、発呼側装置と応答側装置間の能力が確定する。チャンネル情報が、発呼側装置と応答側装置のどちらか一方で受信されると、交換されたネゴシエーション情報と受信されたチャンネル情報の少なくとも一つを用いて適切な通信規格が選択され、通信回線が確立される。

【0039】本発明によれば、この方法は、更に、受信されたチャンネル情報を解析し、解析された情報と、交換されたネゴシエーション情報と受信されたチャンネル情報の少なくとも一つとを関連付けして用い、適切な情報規格を選択する。

【0040】本発明によれば、ユーザデータは、初期化手順が行われている間に、発呼側装置と応答側装置との間で交換される。

【0041】本発明の他の態様によれば、開示されたデータ通信装置（ばモデム等）は、通信チャンネルの回線特性を判定する手段と、判定手段によって判定された通信チャンネルの回線手段に基づき、通信チャンネル上で高速データ通信を開始する手段とを具備する。通知信号は、通信装置の高速データ通信能力を示し、音声帯域の通信チャンネル上で交換される。

【0042】本発明によれば、高速データ通信チャンネルは音声帯域より高い周波数帯域を用いる。

【0043】本発明によれば、通信装置の通信規格を判定する手段を具備することができる。これにより、高速データ通信は、判定された通信規格と判定された回線特性に従って開始される。

【0044】本発明によれば、判定手段が、通信チャンネルが高速データ通信をサポートしないと判定した場合、音声帯域の通信チャンネル上でデータ通信を行う手段を提供することができる。

【0045】更に、本発明の他の態様に係る通信装置は、通信規格の能力を最大限引き出すために、通信チャンネルにおけるスプリッタの存在を判定する手段、を具備することである。

【0046】本発明の他の態様に係る方法は、通信チャンネルにおけるスプリッタの存在を検出することによりデ

ータ通信を可能にし、高速通信が利用可能かどうかを判定する。スプリッタの存在は、音声帯域通信を干渉しないような信号を用いて検出される。

【0047】以下、図1～図12を参照しつつ、本発明を、更に具体的に説明する。

【0048】図1はモデム装置を用いるデータ通信システム実施の形態1の概略ブロック図を示す。本発明は発明の趣旨と範囲から逸脱しないかぎり他の通信装置にも適用できるものと理解される。さらに、本発明はツイストペアワイヤを使用した電話通信システムを取り上げて記述されているが、本発明は発明の趣旨と範囲から逸脱しないかぎりケーブル通信システム（ケーブルモデム等）、光学通信システム、ワイヤレスシステム、赤外線通信システム等、他の通信環境にも適用できるものと理解される。

【0049】実施の形態1に係るデータ通信システムは、中央局システム2と遠隔システム4から構成され、両システムは通信チャンネル5を介してインタフェースがとられる。

【0050】中央局システム2は、中央局システム2と通信チャンネル5間のインタフェースとして機能するメイン分配フレーム（MDF）1を有する。MDF1は、一端に外部からの電話回線（例えば通信チャンネル5）を接続し、他端に内部回線（例えば内部中央局システム回線）を接続する。

【0051】遠隔システム4には、遠隔システム4と通信チャンネル5とのインタフェース機能を持つネットワークインタフェースデバイス（NID）3が搭載されている。NID3は、顧客の機器と通信ネットワーク（例えば通信チャンネル5）のインタフェースとして機能する。

【0052】図2は、実施の形態1における図1のデータ通信システムを具体的に示したブロック図である。本実施の形態では、代表的なシステム、つまり、中央局システム2と遠隔システム4の両方に本発明を適用し、遠隔システム4にはスプリッタは設置されていない例を示す。

【0053】図2に示すように、中央局システム2は、低域フィルタ34、高域フィルタ38と、テストネゴシエーションブロック46と、高速データ受信部68と、高速データ送信部70と、コンピュータ82とを具備する。コンピュータ82は、中央局システムにおけるネットワーク機器に対して、総括的インタフェースとして機能する。テストネゴシエーションブロック46は、後述される、回線プロービング等のすべてのネゴシエーションを行う。これらネゴシエーションは、実際の高速度データ通信の前に行われる。

【0054】低域フィルタ34と高域フィルタ38は通信チャンネル5を介してて転送される通信信号をフィルタリングする。テストネゴシエーションブロック46は中央局システム2、遠隔システム4及び通信チャンネル5の

条件、能力等をテストし、ネゴシエーションを行う。テストネゴシエーションブロック46の手順が完了した後、高速データ送受信部(モデム等)68及び70の選択を開始する。高速データ受信部は遠隔システム4から送信された高速データを受信し、一方高速データ送信部70は遠隔システム4に高速データを送信する。高速データ部68及び70は、ADSLモデム、VDSLモデム、あるいはCDSLモデム等を具備することができる。高速データ部68及び70は、初期ネゴシエーション手順において、テストネゴシエーションブロック46を共通に用いる複数の高速送信機器から構成されてもよい。

【0055】本実施の形態では、テストネゴシエーションブロック46は、擬似ランダムノイズ受信部76と、トーン信号受信部80と、ユーザデータ受信部60と、ネゴシエーションデータ受信部52と、ユーザデータ送信部62と、ネゴシエーションデータ送信部54とを備える。

【0056】擬似ランダムノイズ受信部76は、擬似ランダムノイズを受信する。トーン信号受信部80はトーン信号を受信する。ユーザデータ受信部60はユーザデータを受信し、ユーザデータ送信部62はユーザデータを送信する。ネゴシエーションデータ受信部52はネゴシエーションデータを受信し、ネゴシエーションデータ送信部54はネゴシエーションデータを送信する。中央局システム2の種々の部分の動作の詳細について以下に示す。

【0057】ユーザデータ受信部60、ネゴシエーションデータ受信部52、及び高速データ受信部68はコンピュータ82に信号を送信する。ユーザデータ送信部62、ネゴシエーションデータ送信部54、及び高速データ送信部70はコンピュータ82から発信された信号を受信する。

【0058】遠隔システム4は、低域フィルタ36と、高域フィルタ40と、テストネゴシエーションブロック48と、高速データ受信部72と、高速データ送信部66と、コンピュータ84とを具備する。

【0059】低域フィルタ36、高域フィルタ40は通信チャンネル5を介して転送される通信信号をフィルタリングする。テストネゴシエーションブロック48は、中央局システム2、遠隔システム4、及び通信チャンネル5の条件、能力等をテストし、ネゴシエーションを行う。高速データ受信部72は中央局システム2から送信された高速データを受信し、一方高速データ送信部66は中央局システム2に高速データを送信する。

【0060】本実施の形態では、テストネゴシエーションブロック48は、擬似ランダムノイズ生成部74と、トーン信号生成部78と、ユーザデータ受信部64と、ネゴシエーションデータ受信部56と、ユーザデータ送信部58と、ネゴシエーションデータ送信部50と、を

有している。

【0061】擬似ランダムノイズ生成部74は擬似ランダムノイズを生成する。トーン信号生成部78はトーン信号を生成する。ユーザデータ受信部64はユーザデータを受信し、一方ユーザデータ送信部58はユーザデータを送信する。ネゴシエーションデータ受信部56はネゴシエーションデータを受信し、一方ネゴシエーションデータ送信部50はネゴシエーションデータを送信する。遠隔システム4の各部の動作の詳細を以下に説明する。

【0062】ユーザデータ受信部64、ネゴシエーションデータ受信部56、及び高速データ受信部72はコンピュータ84に信号を送信する。ユーザデータ送信部58、ネゴシエーションデータ送信部50、及び高速データ送信部66はコンピュータ84から発信された信号を受信する。

【0063】中央局システム2は、複数のチャネル6、8、10、12、14、16、18を含み、これらは遠隔システム4の複数のチャネル20、22、24、26、28、30、32との通信に使用される。この点に関して、実施の形態1においては、チャネル6は、低域フィルタ34、36によってフィルタリングされた従来の音声帯域(例えば0Hz~約4kHz)の該当する遠隔システム側の音声チャンネル32と直接通信するために使用される中央局側音声チャンネルを備えている。また、遠隔システム側の音声チャンネル33は、遠隔システム4に設けられているが、これは中央局システム2の制御下にはない。遠隔システム側の音声チャンネル33は、通信チャンネル5(ただし低域フィルタ36の前)に平行に接続され、したがって遠隔システム側の音声チャンネル32と同等のサービスを提供する。ただし、遠隔システム側の音声チャンネル33は、低域フィルタ36の前にあるので、このチャンネルには高速データ信号、音声信号のいずれも含まれる。

【0064】フィルタの周波数特性が異なるように調整することにより、音声チャンネル6と32の間の例えばISDN等の他の低帯域通信方法を用いた通信が行えるようになる。高域フィルタ38と40は、4kHz以上の周波数スペクトルで通信を行う際に選択される。

【0065】ビットストリーム8、10、12、14、16、18(中央局システム2の)およびビットストリーム20、22、24、26、28、30(遠隔システム4の)は、それぞれ中央局側コンピュータ82と遠隔システム側のコンピュータ84の間の通信に使用されるデジタルビットストリームである。発明の範囲と趣旨に逸脱しないかぎり、ビットストリーム8、10、12、14、16、18は、図示されたように分散型信号として、あるいは、インターフェースやケーブルにバンドルされ、あるいは信号ストリームに多重化され実行される。例えば、ビットストリーム8、10、12、14、

16、18はRS-232C、パラレル、IEEE-1394 (FireWire)、USB (Universal Serial Bus)、ワイヤレス、あるいは赤外線 (IrDA) 規格に準じたインタフェースとして実行される。同様に、ビットストリーム20、22、24、26、28、30は、図示されたように分散型信号として、あるいは上述されたようにバンドルされ実行される。

【0066】実施の形態1によれば、ユーザID、パスワード等のユーザデータは、中央局システム2のユーザデータ受信部60とユーザデータ送信部62と、遠隔システム4のユーザデータ受信部64とユーザデータ送信部58の間で通信(交換)が実行される。

【0067】ユーザデータチャンネル60及び62は、低速通信チャンネルであり、ネゴシエーションデータ受信部52とネゴシエーションデータ送信部54で送受信されるネゴシエーション手順とは別個に、交換される。

【0068】通信回線の条件(周波数特性、ノイズ特性、スプリッタの有無等)に関するネゴシエーションデータ(制御情報等)は、中央局システム2のネゴシエーションデータ受信部52とネゴシエーションデータ送信部54と遠隔システム4のネゴシエーションデータ受信部56とネゴシエーションデータ送信部50の間で交換される。本実施の形態では、これらの通信(ネゴシエーション通信及びユーザ通信)は、異なる周波数帯域を用いて実質的に同時に(並行して)行われる。ただし、通信は、本発明の範囲と趣旨に影響しないかぎり異なる時間帯において連続的に行ってもよい。

【0069】ユーザデータチャンネル通信は、ネゴシエーションチャンネルの訂正機能をもつ必要はなく、本発明の範囲及び趣旨には影響しないかぎり省略される。本発明に係るデータ通信の例を、図3～図5を参照して説明する。図3は、中央局システム2の動作を示すフロー図である。図4は、遠隔システム4の動作を示すフロー図である。図5は、本発明のデータ通信システムで使用する信号の周波数スペクトル分布を示す概略ブロック図である。

【0070】本実施の形態において、中央局システム2と遠隔システム4の間の情報交換のための種々の通信パスでは、周波数分割多重伝送方式(FDM)が利用される。ただし、本発明の趣旨と範囲から逸脱しないかぎり他の技術(CDMA、TDMA等)も使用することができる。

【0071】図5に示すように、通信パス(周波数帯域)f1は、上りネゴシエーションチャンネルを構成する。通信パスf2(図5)は、下りネゴシエーションチャンネルを構成する。高速データ通信に関する制御情報は、上り、下りネゴシエーションチャンネルf1、f2を通じて交換される。遠隔システム4のネゴシエーションデータ送信部50は、周波数帯域f1を用いて送信し、

中央局システム2のネゴシエーションデータ受信部52は、周波数帯域f1を用いて受信する。中央局システム2のネゴシエーションデータ送信部54は、チャンネルf2の下り回線で送信を行い、遠隔システムのネゴシエーションデータ受信部56は、周波数帯域f2を用いてデータ受信する。

【0072】通信パスf3(図5)は、ユーザIDおよびパスワード等のデータを遠隔システム4に送信するための上りユーザチャンネルを構成する。通信チャンネルf4(図5)は、ユーザIDおよびパスワード等のデータを遠隔システム4から受信するための下りユーザチャンネルを有する。遠隔システム4のユーザデータ送信部58は、周波数帯域f3で送信し、中央局システム2のユーザデータ受信部60は、周波数帯域f3で受信する。中央局システム2のユーザデータ送信部62は、チャンネルf4の下り回線を送信し、遠隔システム4のユーザデータ受信部64は、周波数帯域f4で受信する。このように、ネゴシエーションチャンネルとユーザチャンネルの情報交換は互いに独立して行われる。

【0073】本実施の形態において、通信パス(ネゴシエーションチャンネル)f1とf2の周波数帯域は通信パス(ユーザチャンネル)f3とf4の周波数帯域より低い。ネゴシエーションチャンネルにより低い周波数を用いるのは、周波数がより低ければエラーレートもより低くなるという観測結果からして、それがシステムにとって望ましいからである。ただし、(種々の通信パスの実際の周波数帯域とともに)このように帯域の割当てを行うことは、本発明の趣旨と範囲から逸脱しないかぎり変更することができる。

【0074】チャンネル検査信号は、確立される通信回線(接続)の通信能力を判定するために送信される。検査信号が複数の信号群を有するのであれば、各検査信号群は独立に送信されることが望ましい。本実施例では、信号群は二つ、すなわち、(1)基本チャンネル検査信号及び(2)オプションチャンネル検査信号とする。

【0075】通信パスf5(図5)は、通信チャンネルの回線特性を判定する基本チャンネル検査信号を送信する基本チャンネル検査信号帯域を有する。同様に、通信パスf6(図6)は、通信パスf5の周波数帯域よりも高い周波数帯域のオプションチャンネル検査信号をオプションで送信するためのオプションチャンネル検査信号帯域を有する。遠隔システム4のトーン信号生成部78は、通信パスf5及びf6で送信される検査信号を生成する。中央局システム2のトーン信号受信部80は、通信パスf5及びf6で検査信号を受信する。基本チャンネル検査信号とオプションチャンネル検査信号は、異なるタイミングで送信が開始される。

【0076】本実施の形態において、検査信号は特定の正弦トーン群の信号からなる。検査信号の特定の構成は、本発明の範囲と趣旨を逸脱しない限りにおいて、変

更することができる。例えば、検査信号は、複数の周波数、複数の信号、広域信号、ノイズ信号（特定の帯域の白色雑音等）あるいはスペクトラム拡散信号からなる純粹な正弦群から構成されてもよい。また、検査信号は異なる周波数の副周波数帯域で送信される複数の信号群から構成されていてもよい。更に、検査信号が複数の信号群で構成されている場合、信号の位相は異なってよい。

【0077】基本チャンネル検査信号は、通信接続開始時に送信される。オプションチャンネル検査信号（例えばオプションチャンネル検査信号帯域f6で送信される検査信号）は、基本チャンネル検査信号帯域の周波数帯域より高い周波数帯域でデータ通信を実行することができるかどうかを判定することが望ましい場合にかぎり送出される。しかしながら、本発明の範囲と趣旨を逸脱しない限りにおいて、基本チャンネル検査信号と同時に、オプションチャンネル検査信号の送信を開始してもよい。

【0078】遠隔システム4の擬似ランダムノイズ生成部74（2図）は、5図に示されるように、音声帯域（約0-4kHz）における通知信号を送信する。通知信号は、スプリッタの存在の検知及び音声帯域を用いる能力通知機能の検知を行う。この能力通知機能は、高速データ通信及び音声通信の少なくとも一方が利用可能であることを示すものである。通知信号の周波数（スペクトラム）に関しては、特定周波数信号（あるいはFM変調信号）の使用は好ましくない。例えば、ファクシミリ接続の為に、T.30プロトコルにおけるCNG信号、V.8プロトコルにおけるCI信号等は、進行中の音声帯域通信と干渉する可聴信号を発生させてしまう。その為、本実施の形態においては、通知信号は、擬似ランダムノイズ等のスペクトラム拡散信号であることが好ましい。しかしながら、他のタイプの信号も使用できる。適正な電力値のスペクトラム拡散信号を用いることにより、音声通信と干渉する信号の受信を防ぐことができる。

【0079】本実施の形態では、通知信号は音声帯域でデータ通信能力が利用可能であることを示す表示信号を有する。この表示信号により、他の通信端末（例えば、遠隔システムが表示信号を送出している時の中央局システム2）は、高速データ通信機能が利用できるか識別できる。

【0080】通知信号は、更に、通信システムが周波数分離部（スプリッタ等）を使用しているかどうかを識別する為に用いることができる。通信システムにおいては、スプリッタを使用することにより、通信装置が高周波数ポートに接続されている時に、音声帯域信号を受信しないようにする。従って、通知信号の受信がない場合は、スプリッタがその通信システムに設置されていることを示している。

【0081】図3と図4のフローチャートを参照して以下を説明する。フローチャートには幾つかの判定ブラン

チがあるので、種々の工程の組み合わせが可能である。最初に模式的フロー、（すなわち、直線フロー）について、次にブランチを伴うフローについて説明する。手順（フローチャート）における経路は、設備配列（例えば、スプリッタが通信バスにあるか、両サイドが本発明を有するか、外部干渉が通信チャンネル5の品質を低下させないか、等）に依存する。フローは関連通信装置間のネゴシエーションについて説明しているもので、個々の関連装置の動作は図3と図4の間のピンポン（ジグザグ）方式で説明される。図3は、中央局システム2のテストネゴシエーションブロック46による処理であり、図4は遠隔システム4のテストネゴシエーションブロック48による処理である。

【0082】ステップ（以下STと略す）200において、所定周波数のパイロットトン信号は遠隔システム4のネゴシエーションデータ送信部50によって送信される。同時に、擬似ランダムノイズが擬似ランダムノイズ生成部74によって送信される。

【0083】ST202において、中央局システム2は、ネゴシエーションデータ受信部52を用い、ネゴシエーション上り回線帯を検査し、上りパイロット信号が送信中であるか判定する。ネゴシエーション上りデータパイロット信号が検出されると、中央局システム2は、ネゴシエーションデータ送信部54を用い、下りネゴシエーションパイロット信号の送信を開始する。

【0084】ST208において、遠隔システム4は下りパイロットトン信号を検出したかどうかを判定する。ST208において、下りパイロットトン信号が遠隔システム4によって検出された場合、ST212が実行され、ネゴシエーションデータ送信部50は、上りネゴシエーションチャンネルf1を介して、上りネゴシエーションデータの送信を開始する。

【0085】ST214において、中央局システム2が有効データを検出すると、ネゴシエーションデータ送信部54は下りネゴシエーションチャンネルf2を介して下りネゴシエーションデータの送信を開始する。一方、中央局システム2が有効なデータを検出しない場合、データ検出動作は繰り返し実行される。

【0086】ST218において、遠隔システム4は有効なネゴシエーション下りデータが検出されたかどうかを判定する。遠隔システム4が有効データを検出すると、遠隔システム4のユーザデータ送信部58は上りユーザチャンネルf3を介して上りユーザデータの送信を開始する（ST220）。一方、遠隔システム4が有効データの検出に失敗すると、ST218は有効データが検出されるまで繰り返される。

【0087】遠隔システム4は、周波数帯f5（例えば、基本チャンネル検査信号チャンネル）の基本チャンネル検査信号（ST222）も送信する。この信号に応じて、中央局システム2は、回線特性の検査を開始する。

【0088】中央局システム2はユーザデータ受信部60で有効な上りユーザデータが検出されるかどうかを判定する(ST224)。ST224の結果が否定的である場合、このステップは肯定的な結果が出るまで繰り返し実行される。その時点で、処理はST226に移り、ユーザデータ送信部62は下りユーザチャンネルf4を介して下りユーザデータの送信を開始する。

【0089】次に、ST228が実行され、中央局システム2のトーン信号受信部80は、遠隔システム4のトーン信号生成部78によって発信された基本チャンネル検査信号の受信を開始する。

【0090】遠隔システム4において、ユーザデータ受信部64は有効な下りユーザデータを受信しているかどうかを判定する(ST230)。判定結果が否定的の場合、ST230は肯定的結果が出るまで再実行される。遠隔システム4が有効な下りユーザデータ(例えば肯定的判定結果)を受信した場合、すべての通信チャンネルが確立されている。

【0091】この時点でST232が実行され、遠隔システム4は、その通信能力と通信方法情報とを、上りネゴシエーションパスを介して繰り返し送信する。同時に、ST234が実行され、中央局システム2はその通信能力と希望する通信条件(例えばオプションチャンネル検査信号情報帯域f6(ST236)が使用できる等の表示)の送信を開始する。

【0092】遠隔システム4が、オプションチャンネル検査信号の使用を許可する表示を中央局システムから受信すると(ST236は肯定的)、遠隔システム4のトーン生成部78はオプションチャンネル検査信号の送信を開始する(ST238)。一方、ST236が否定的であると処理はST244に移行する。

【0093】その間、中央局システム2のトーン信号受信部80は、スペクトル情報を計算するために信号のスペクトル分析を実行し(ST240)、スペクトル情報は次に下りネゴシエーションパスf2を介して遠隔システム4に送信される(ST242)。

【0094】遠隔システム4は、スペクトル情報が受信されたと判定するまでST244で待機する。スペクトル情報が受信されると、遠隔システム4は、分析を行い、能力、チャンネル制限等を判定し、使用する通信方法(規格)のタイプ(例えば、ADSL、CDSL等)に関する最終判定を行う(ST246)。次に遠隔システム4は、基本チャンネル検査信号(もし送信されているならオプションチャンネル検査信号も)の送信を停止する(ST248)。遠隔システム4は最終判定に関する(を示す)情報の送信を(上りネゴシエーションパスf1を用いて)繰り返す(ST250)。

【0095】中央局システム2は、遠隔システム4から最終判定に関する情報を受信したと判定するまで待機する(ST252)。中央局システム2が最終判定の受信

を検出すると、ST254が実行され下りネゴシエーションデータと下りユーザデータの送信を停止する。

【0096】遠隔システム4側では、遠隔システム4はエネルギー(キャリア)の減衰が検出されるまで待機し、その時点で、上りネゴシエーションデータおよび上りユーザデータの送信は停止される(ST258)。その後、遠隔システム4は所定の期間が終了するまで待機し(ST260)、その後、選択された高速通信システムタイプの手順の初期化が開始される。ネゴシエーション手順および高速初期化手順が完了後、中央局システム2と遠隔システム4の間で適切な高速通信チャンネルが利用可能となる。

【0097】中央局システム2のトーン信号受信部80が、ST202でパイロットトーン信号を検出できない場合、中央局システム2の擬似ランダムノイズ受信部76は、約0Hz~4kHzの音声帯域の擬似ランダムノイズが存在するか(検出されるか)ST204で判定する。擬似ランダムノイズが検出されると、従来の音声帯域データ通信が実行でき(ST206)、チャンネルは高速通信をサポートできないが機器は高速通信をサポートできるかようであると判定される。すなわち、本発明は、V.8、V.8bis、V.34プロトコル等の従来の音声帯域のフォールバック通信接続を行うと判定する。擬似ランダムノイズが検出されない場合、ST202はパイロットトーン信号をもう一度検出するために再実行される。このように、音声帯域内で通知信号(擬似ランダムノイズ等)を発信し、通知信号を受信できるかどうかを判定することによって、高速データ通信機能が利用可能かどうかを判定することができる。

【0098】しかしながら、もし高速データ通信が実行できなければ、本発明は、音声帯域通信手順へフォールバックするようにしている。例えば、高速データ通信を実行しない時は、V.34プロトコルを使用してデータ通信を行うことができる。ST208において、下りパイロットトーン信号が検出されない場合は、ST210が実行され、遠隔システム4が音声帯域手順(V.8、V.8bis等)あるいは代わりの高速手順を開始する。

【0099】要約すれば、ネゴシエーションブロック46及び48は、通信チャンネルと関連機器(中央局システム側と遠隔システム側の両サイドにおける)を解析し、適切な通信規格を選択する。

【0100】図6は、本発明の実施の形態1に係る装置の概念図を示す。中央局システムスプリッタ304は、LPF34及びHPF38を有し、図2に示したテストネゴシエーションブロック46の各ブロック及びxTU-C302で図示されるモデム68及び70に信号を供給する。PSTNスイッチ300は、チャンネル5に接続される。電話306は、便宜上、図2に示す音声チャンネル33に接続されている。しかしながら、本発明の範囲

と趣旨から離脱しないかぎり、電話306は、音声チャネル32に接続することができる。種々の変形を本実施の形態に対して加えることができる。図7から図12は、変更された概略ブロック図を示すが、本発明はこの実施形態に制限されない。実施の形態1と同一の構成要素には、同一の参照番号が付されている。

【0101】図7及び図8は、本発明の実施の形態2を示す。本実施の形態では、本発明は遠隔システム4のみで実行され、中央局システム2は高速通信互換性が無い。遠隔システム4が中央局システム2と接続しようとする時、ST208(図4)において下りパイロット信号が検出できない。その結果、ST210で音声手順が開始される。図7に示すように、チャネル5は、PSTNスイッチ300に送信する音声帯域信号を示す。

【0102】図示されていないが、本実施の形態の変更としては、中央局システム2が本発明を実施し、遠隔システム端末4が高速データ通信を使用しない場合が考えられる。

【0103】この状況では、中央局システム2は、ST202で、上りパイロットトーンを検出できないが、疑似乱数信号を検出すると、ST206で音声帯域手順を開始する。同様に、中央局システム2は、ST202で上りパイロットトーンを検出できず、ST204で疑似乱数信号も検出できないと、一定時間後に音声帯域手順を開始する。図9と図10に本発明の実施の形態3を示す。本実施の形態は、遠隔システム側のxタイプの送信ユニット(xTU-R)350を電話(網)306から分離するために、遠隔システムのスプリッタ86が遠隔システム4に設けられている点で実施の形態1と異なる。この構成においては、スプリッタ86を用いることにより高速帯域と音声帯域とのスペクトラム間の干渉は著しく減少し、xTU0C(302)とxTU-R(350)の性能は改良される。図10に示すように、スプリッタ86は低域フィルタ88と高域フィルタ90を備える。

【0104】本実施の形態において、疑似ランダムノイズは高域フィルタ90を通過しない。従って、中央局システム2の疑似ランダムノイズ受信部76は、これはスプリッタが存在することを示す、遠隔システム4によって生成された疑似ランダムノイズを受信しないこととなる。この情報はネゴシエーション期間に交換される。その結果、スプリッタフィルタの検出は、自動的に行われ表示される。

【0105】本実施の形態では、電話306(図9)はチャネル33(図10)に接続されている。図9の中央局システム2の構成は、図6の中央局システム2の構成と同じである。

【0106】本発明の実施の形態4を図11に示す。本実施の形態において、インテリジェントスイッチ314は、テストネゴシエーションブロック46で実行される

機能を有し、適切なxTU-C(316あるいは318等)を選択し、選択された通信規格(ADSL、VDSL、ISDN、V.34等)を確立する。

【0107】本発明の実施の形態5を図12に示す。本実施の形態において、中央局システム2は、複数の部分(例えば第1部分320、第2部分322)に分割され、通信動作は複数のサービスプロバイダによって実行することができる。各部分の構成は本質的に図9に示す構成と同じである。第1部分320及び第2部分322は、前述した実施の形態のいずれかと同様に構成されている。既に述べたように、スプリッタ304及び328は、高速通信から音声帯域信号を分離する為に設置される。

【0108】本実施の形態によれば、公衆電話回線網(PSTN)スイッチ300及び326と、xTU-Cユニット302及び330とは、特定のサービスを提供するサービスプロバイダによって構成される。遠隔システムがサービスの要求を開始した時、(下りネゴシエーションデータの送信に対応する上りネゴシエーションデータにより判定されたような)所望のサービスを提供できるシステムだけが遠隔システムに接続される。

【0109】本発明では、複数の通信規格の中から、使用すべき最適通信規格を迅速かつ効果的に判定する。特に、本発明では、複数の通信規格から一つの通信規格を効率的に選択し、チャネル特性を判定、明確にしたのち使用し、また通信パスにおけるスプリッタの有無を無理なく判定することができる。これらにより、高速通信パスが利用可能になる前に、ユーザデータを中央局システムと遠隔システム間で交換することができる。

【0110】本発明では、データ通信はネゴシエーション手順と同時に開始してもよい。すなわち、ユーザ通信(データ通信等)は、回線検査とネゴシエーション動作と同時に行うことが可能である。しかしながら、ユーザ通信の送信は、本発明の趣旨と範囲から逸脱しないかぎり、ネゴシエーション動作実施後に開始することもできる。

【0111】本発明は特定の手段、材料、機器を取り上げて説明したが、本発明はここに開示した事項に限定されるものではなく、請求の範囲の同等なあらゆる状況に適用される。例えば、コンピュータ82及び84は、通信チャネル5を介して送信されるデータ信号を生成する他の装置(ネットワーク機器等)により代替することができる。

【0112】

【発明の効果】以上の説明から明らかなように、本発明によれば、既存の通信環境に影響を及ぼすことなく、2つの通信システム間で、ネゴシエーション、ユーザデータの交換を行うとともに、回線特性の検査を行い、通信回線に適した通信規格、データ通信手順を短時間で決定することができる。

【図面の簡単な説明】

- 【図1】本発明の実施の形態1に係る通信装置を使用したデータ通信システムのブロック図
- 【図2】実施の形態1に係るデータ通信システムの具体的な構成を示すブロック図
- 【図3】実施の形態1に係るデータ通信システムの中央局システム側における動作を示すフロー図
- 【図4】実施の形態1に係るデータ通信システムの遠隔システム側における動作を示すフロー図
- 【図5】実施の形態1に係るデータ通信システムにおいて使用されるスペクトル分布を示す概略図
- 【図6】実施の形態1に係るデータ通信システムを示す概略ブロック図
- 【図7】本発明の実施の形態2に係る通信装置を使用したデータ通信システムを示す概略ブロック図
- 【図8】実施の形態2に係るデータ通信システムの具体的な構成を示すブロック図

【図9】本発明の実施の形態3に係る通信装置を使用したデータ通信システムを示す概略ブロック図

【図10】実施の形態3に係るデータ通信システムの具体的な構成を示すブロック図

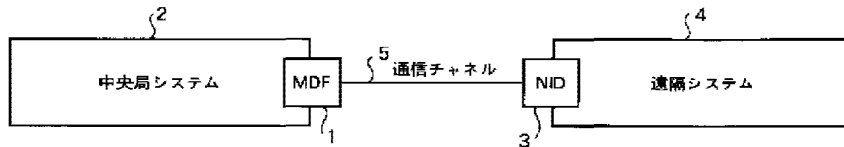
【図11】本発明の実施の形態4に係る通信装置を使用したデータ通信システムの概略ブロック図

【図12】本発明の実施の形態5に係る通信装置を使用したデータ通信システムの概略ブロック図

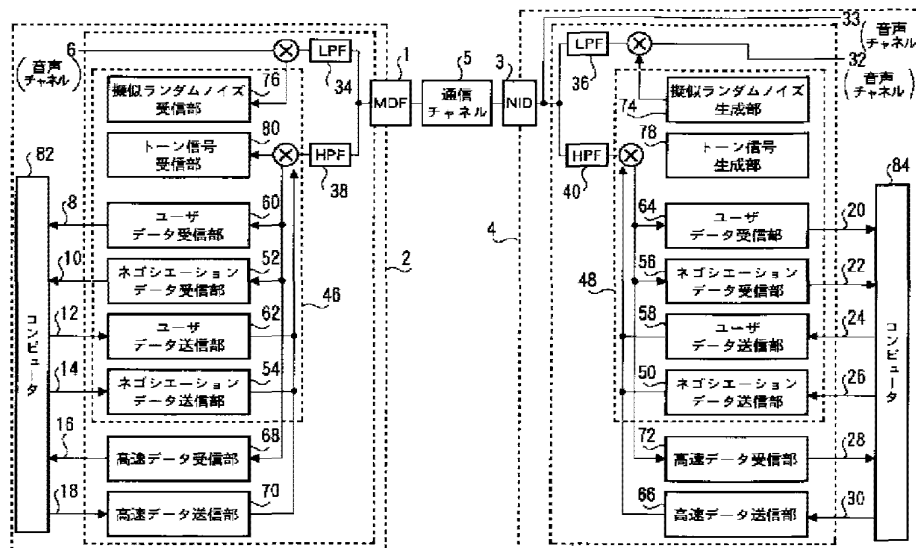
【符号の説明】

- 1 メイン分配フレーム (MDF)
- 2 中央局システム
- 3 ネットワークインタフェースデバイス (NID)
- 4 遠隔システム
- 5 通信チャンネル
- 34, 36 低域フィルタ
- 38, 40 高域フィルタ
- 46, 48 テストネゴシエーションブロック

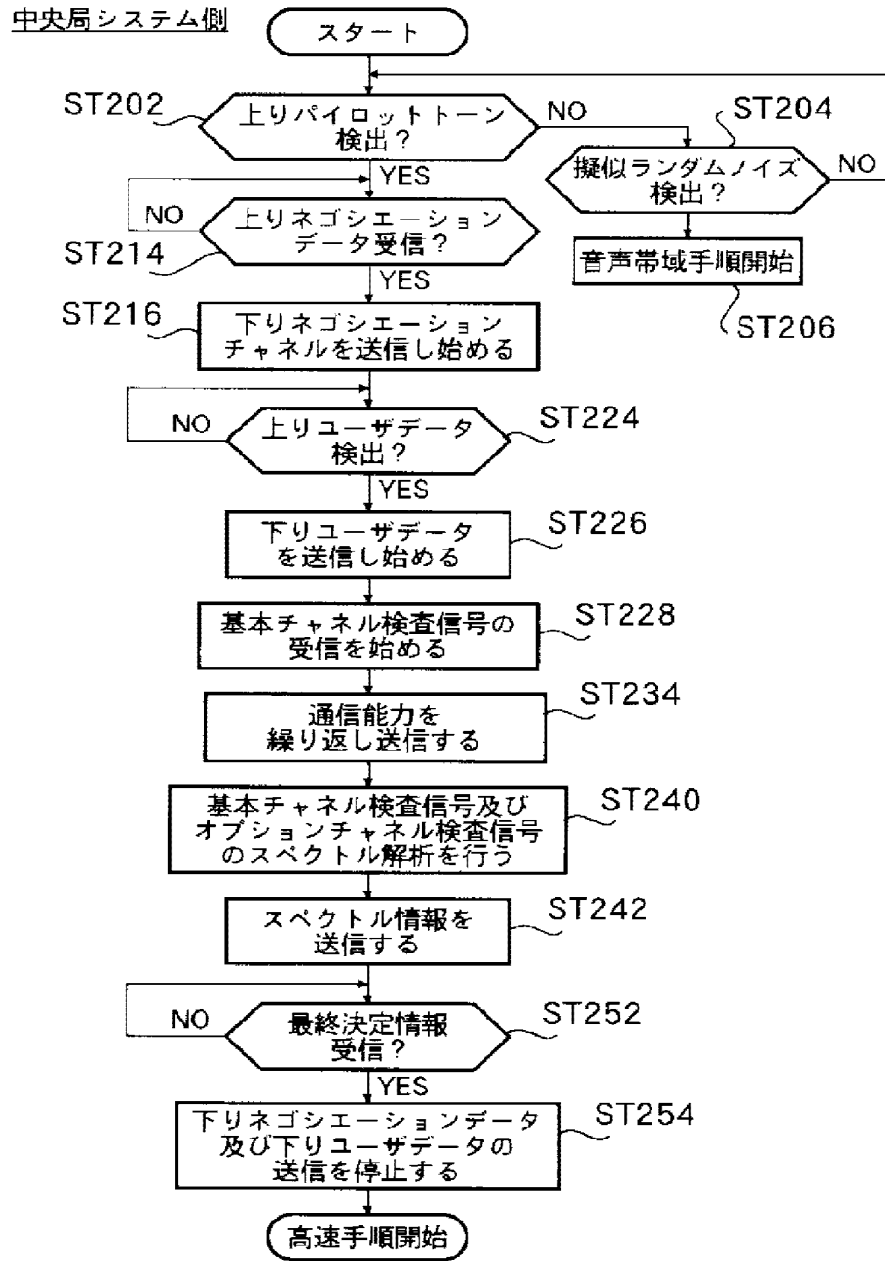
【図1】



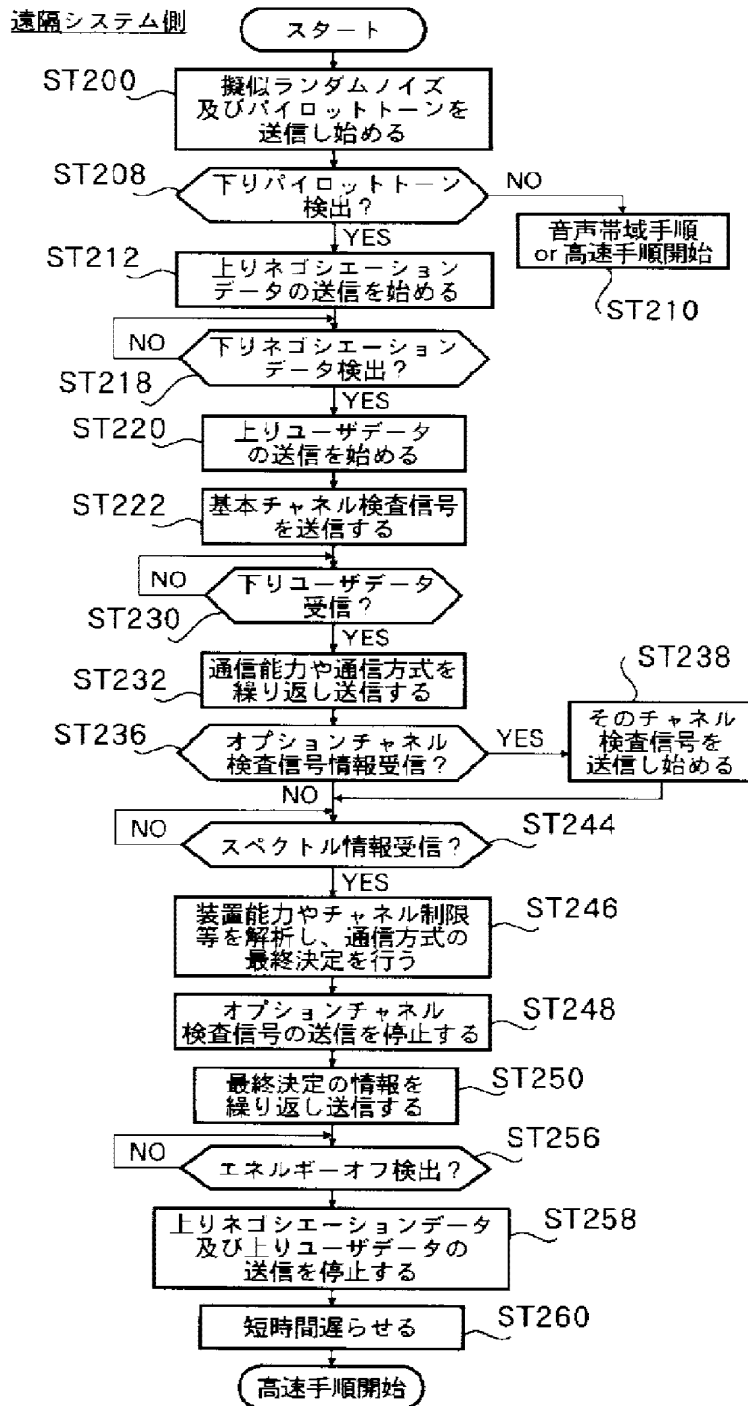
【図2】



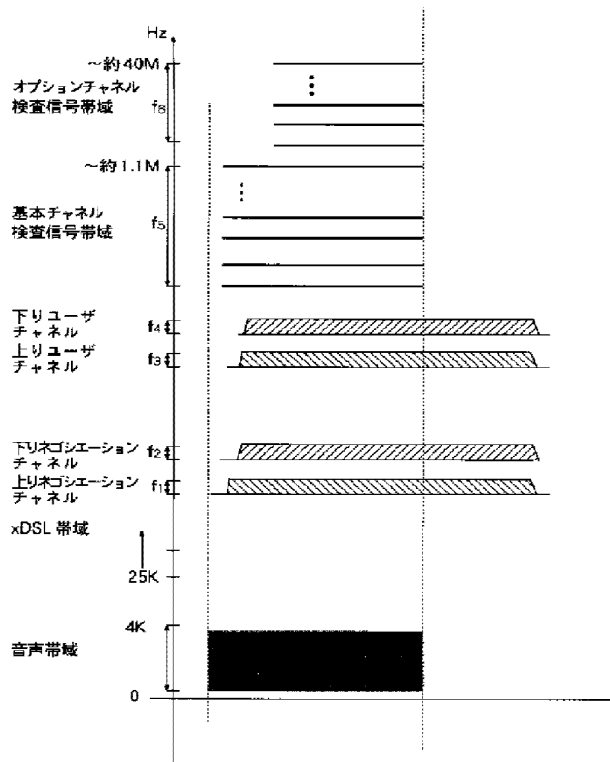
【図3】



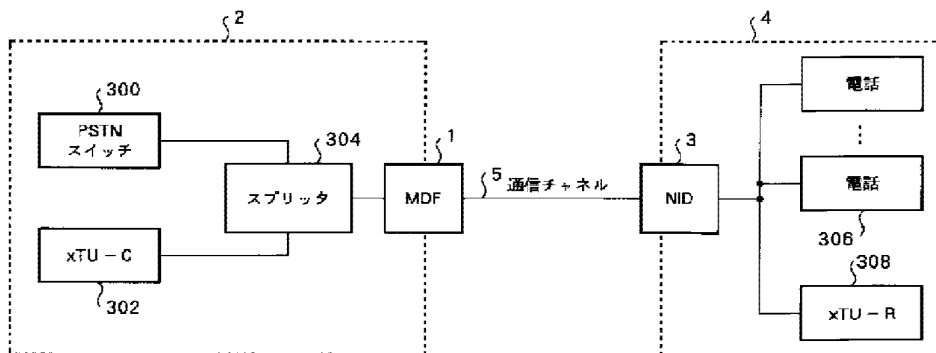
【図4】



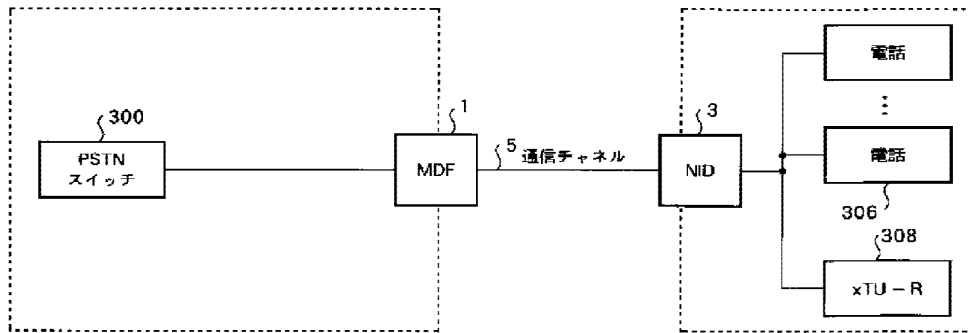
【図5】



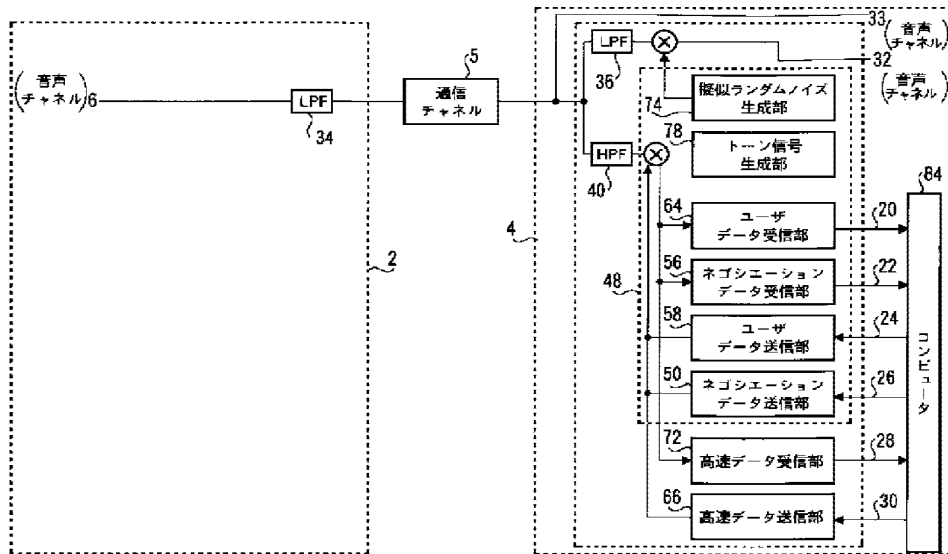
【図6】



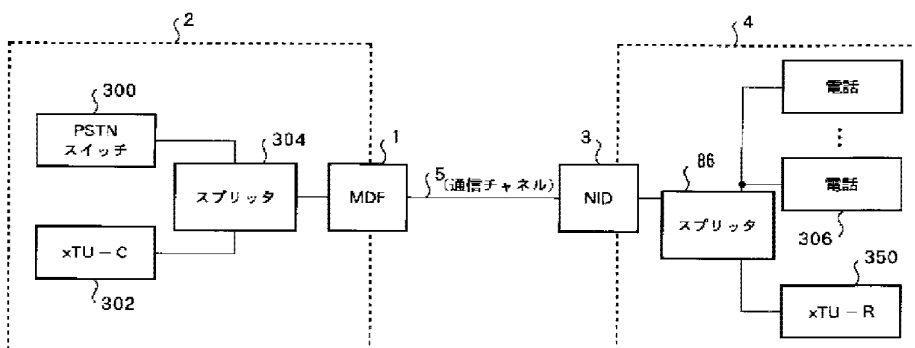
【図7】



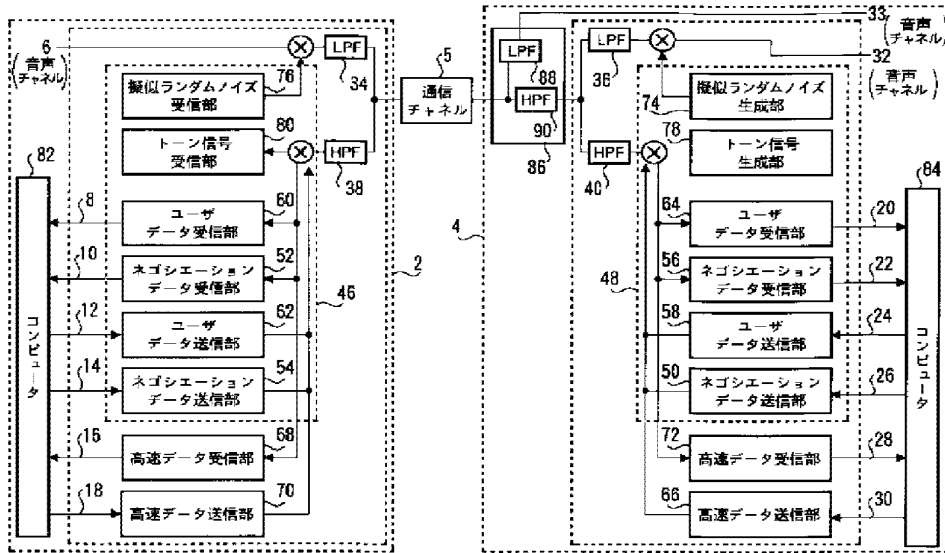
【図8】



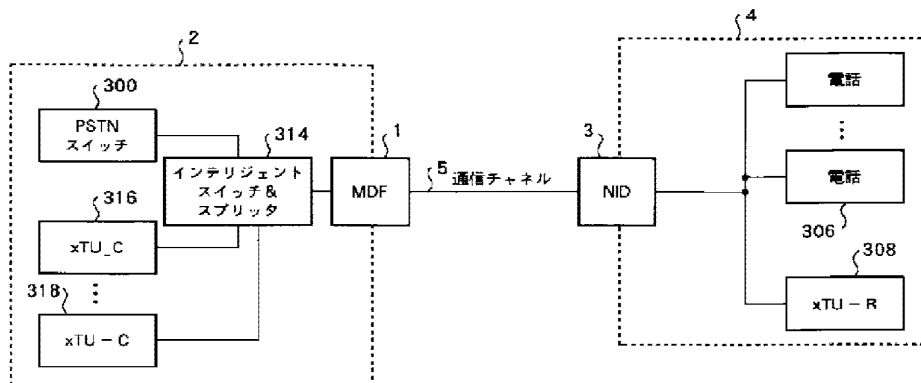
【図9】



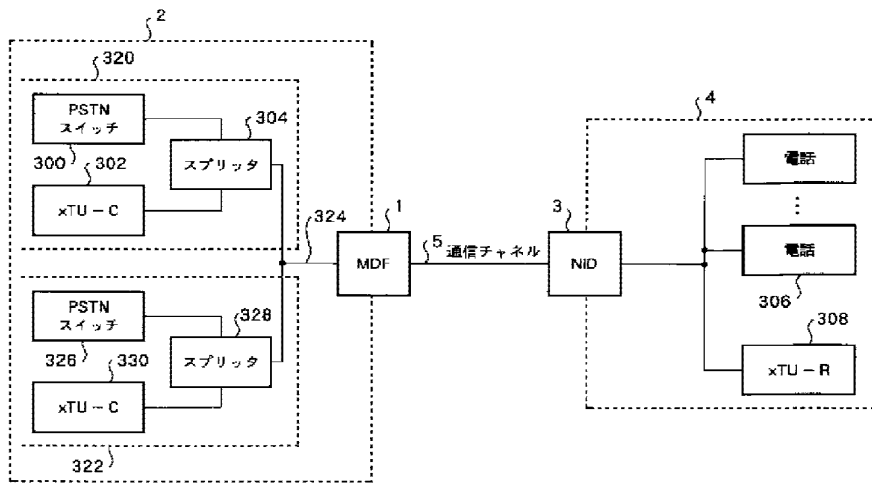
【図10】



【図11】



【図12】



METHOD FOR ASSIGNING DATA AND POWER IN DISCRETE MULTI-TONED COMMUNICATION SYSTEM

Publication number: JP11317723 (A)

Publication date: 1999-11-16

Inventor(s): LEVIN HOWARD E; MAY MICHAEL R; PENDLETON MATTHEW A; JOHNSON TERENCE +

Applicant(s): MOTOROLA INC +

Classification:

- **international:** H04J11/00; H04L27/26; H04L29/08; H04M3/00; H04M11/00; H04J11/00; H04L27/26; H04L29/08; H04M3/00; H04M11/00; (IPC1-7): H04J11/00; H04L29/08; H04M3/00; H04M11/00

- **European:** H04L5/00C7A; H04L5/00C4A

Application number: JP19990004993 19990112

Priority number(s): US19980007218 19980114; US19980007390 19980114

Also published as:

JP4282805 (B2)

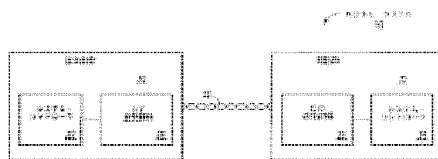
EP0930752 (A2)

EP0930752 (A3)

Abstract of JP 11317723 (A)

PROBLEM TO BE SOLVED: To optimize the power consumption of a discrete multi-toned(DMT) system by reducing power with respect to a not-using carrier among plural carriers assigned with bits.

SOLUTION: Data transmitted to a remote terminal 20 through a transmission medium 15 by a telephone station 30 is received by a transmitter/receiver 24 and given to a system controller 22 to process. In addition, an upstream signal from the terminal 20 is also processed by a system controller 34 through the transmitter/receiver 32 of the station 30. Then, carriers, namely bins, are sorted in an order from a maximum capacity to a minimum capacity to advance from the carrier of the maximum capacity to that of the minimum capacity to assign a transmission data rate and a data capacity is assigned until a designated data rate is obtained. Since a maximum data rate is assigned to a bin at first, the number of using carriers for transmitting data by a desired data rate is minimized to minimize power on an unused carrier. Thereby, an optimum power quantity can be dissipated.



Data supplied from the *espacenet* database — Worldwide

(51)Int.Cl. ⁶	識別記号	F I	
H 0 4 J 11/00		H 0 4 J 11/00	Z
H 0 4 L 29/08		H 0 4 M 3/00	B
H 0 4 M 3/00		11/00	3 0 2
11/00	3 0 2	H 0 4 L 13/00	3 0 7 Z

審査請求 未請求 請求項の数5 OL (全 11 頁)

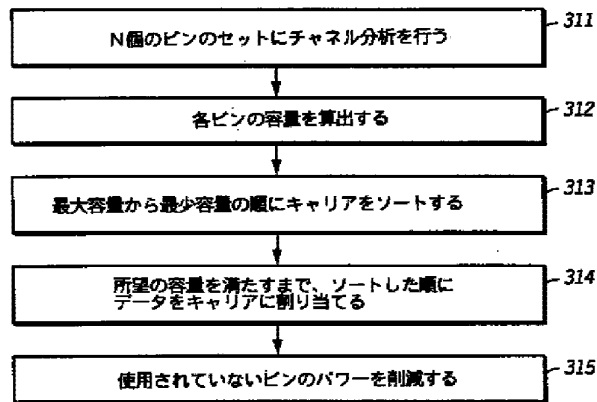
(21)出願番号	特願平11-4993	(71)出願人	390009597 モトローラ・インコーポレイテッド MOTOROLA INCORPORATED RED アメリカ合衆国イリノイ州シャンパーグ、 イースト・アルゴンクイン・ロード1303
(22)出願日	平成11年(1999)1月12日	(72)発明者	ハワード・イー・レビン アメリカ合衆国テキサス州オースチン、パ ラマウント・アベニュー2103
(31)優先権主張番号	0 0 7 2 1 8	(72)発明者	マイケル・アール・メイ アメリカ合衆国テキサス州オースチン、ロ チェスター・レーン13110
(32)優先日	1998年1月14日	(74)代理人	弁理士 大貫 進介 (外1名) 最終頁に続く
(33)優先権主張国	米国 (US)		
(31)優先権主張番号	0 0 7 3 9 0		
(32)優先日	1998年1月14日		
(33)優先権主張国	米国 (US)		

(54) 【発明の名称】 離散マルチ・トーン通信システムにおいてデータおよびパワーを割り当てる方法

(57) 【要約】

【課題】 離散マルチ・トーン (DMT) 通信システムにおいてパワー消費の最適化を図るデータおよびパワー割り当て方法を提供する。

【解決手段】 ビット割り当て容量にしたがって、キャリアをソートする。次に、最大のビット割り当て容量を有するキャリアから最少のビット割り当て容量を有するキャリアの順に、全てのビットを割り当てるまで指定のビット・レートを得るために必要なビット数を割り当てる。割り当て後、使用されていないビンのパワーを全て削減する。使用されていないピンは劣悪なピンを含み、データを宛先に確実に送信できないキャリアとして識別する。マージナル・ピンは、データを宛先に送信可能となり得るキャリアとして識別する。劣悪なビンのパワーを削減し、マージナルまたは良好なピンに割り当て、ビット・レートの上昇を可能にする。または、マージナル・ビンのパワーを削減し、良好なピンに割り当てる。



【特許請求の範囲】

【請求項1】離散マルチ・トーン通信システムを構成する方法であって：複数のキャリア上においてチャネルの分析を行う段階；前記複数のキャリアの一部にデータ容量を割り当てる段階であって、ビットを割り当てられた前記複数のキャリアの前記一部は使用中のキャリアであり、前記複数のキャリアの内ビットが割り当てられない一部は、使用されていないキャリアを含む段階；および前記使用されていないキャリアに対するパワーを削減する段階；から成ることを特徴とする方法。

【請求項2】前記使用されていないキャリアは、所定の性能基準を満たさないことを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項3】前記所定の性能基準は、指定されたエラー率以下の所定のデータ・レートを指定することを特徴とする請求項2記載の方法。

【請求項4】前記複数のキャリアをソートし、ソート・リストを作成し、ビット・ローディング容量にしたがって、前記ソート・リストをソートする段階；を更に含む；前記チャネルの分析を行う段階は、ビット・ローディング容量を判定する段階を含み、前記データ容量を前記複数のキャリアに割り当てるステップは、前記データ容量の全てを割り当てるまで、前記ソート・リストにしたがって使用中のキャリアに前記データを割り当てる段階を更に含む、最大のビット・ローディング容量を有するビンは、最大のビット・ローディング容量未滿を有するビンの前に、完全に充填されることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項5】前記使用中のキャリアの少なくとも1つに対するパワーを増大させる段階を更に含むことを特徴とする請求項1記載の方法。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、一般的に、通信システムに関し、更に特定すれば、離散マルチ・トーン・システム(discrete multi-tone communication system)を構成する方法に関するものである。

【0002】

【従来の技術】テレビ会議(video conferencing)やインターネット・アクセスのような、高データ・レート双方向サービスを、住宅および小規模事務所の顧客にも一層入手し易くするためには、高速データ通信経路が必要である。かかる高データ・レートサービスには光ファイバ・ケーブルが最適な伝送媒体であるが、既存の通信ネットワークにおいては容易に使用することができず、光ファイバ・ケーブルを設置する費用は法外に高い。現行の電話配線接続は、ツイストペア媒体で構成されており、ビデオ・オン・デマンドのような双方向サービス、またはそれよりも更に高速な相互接続に必要な高データ・レートに対応するように設計されたものはない。これに

じて、非対称デジタル加入者回線(ADSL: Asymmetrical Digital Subscriber Line)技術が開発され、既存のツイストペア接続の固定帯域幅以内で伝送能力を向上させることにより、新たな光ファイバ・ケーブルの設置を必要とすることなく、双方向サービスの提供を可能にした。

【0003】離散マルチ・トーン(DMT: Discrete Multi-Toned)とは、ツイストペア接続のような通信チャネルの使用可能帯域幅を、多数の周波数サブチャネルに分割するマルチ・キャリア技術のことである。これらのサブチャネルは、周波数ビン(frequency bin)またはキャリアとも呼ばれている。DMT技術は、ANSI T1E1.4(ADSL)委員会によって、ADSLシステムに用いるために採用されている。ADSLでは、DMTを用いて、エンド・ユーザに向かう下流伝送に26kHzから1.1MHzまでの250個の別個の4.3125kHzサブチャネルを発生し、エンドユーザによる上流伝送のために26kHzから138kHzまでの25個のサブチャネルを発生する。各ビンには、各伝送と共に送るある数のビットが割り当てられる。ADSLシステムに対してビン毎に割り当てられるビット数は、0、および2ないし15ビットである。

【0004】ADSLシステムを用いてリアル・タイム・データを送信する前に、初期化プロセスを行う。初期化プロセスの第1部分の間、活性化および承認ステップを行う。ADSLシステムの電力投入に続いて送信活性化トーンを発生するのは、このステップの間である。送受信機トレーニングは、初期化プロセス中の次のステップである。送受信機トレーニングの間、ADSLシステムの等化フィルタをトレーニングし、システムの同期を得る。次に、初期化プロセスの一部として、チャネル分析および交換を行う。チャネル分析および交換の間、チャネルの信号対ノイズ比(SNR)を判定し、ビンのビット・ローディング・コンフィギュレーション(bit loading configuration)およびその他のコンフィギュレーション情報を転送する。

【0005】初期化プロセスに続いて、リアル・タイム・データ送信が開始する。リアル・タイム・データ送信の間、提案されているANSI規格の実施態様は、各キャリアを公称パワー量(nominal amount of power)で送信することを要求する。公称パワー量は、最大パワー量となるように提案されており、これは、パワー利得微調整のばらつきがキャリア間で発生するだけで、全てのビン全体に対してほぼ同一である。しかしながら、公称送信パワー量を各キャリアに割り当てることには欠点がある。例えば、1つの問題は、データを全く送信していないキャリアに公称パワー量を割り当てることに伴い、不要のパワー消費が生ずることである。これが発生するのは、要求されたデータ・レートが、回線上で使用可能な最大データ・レート未滿の場合である。この余分なパワ

一のために、パワー消費に関してシステムに余分なコストがかかることになる。未使用ビンにパワーを送信することに対する他の問題は、キャリアの信号が長い回線距離の間に減衰するために、所望の確実性でデータを送信できない地点が生ずることである。これが発生すると、劣悪なビンのビット割り当て容量が0にセットされるが、しかしながら、提案されている仕様の実施態様の下では、その送信パワーは、現在使用されていないビンにも割り当てられ続ける。したがって、高データ・レートがない場合でも、パワー・コストが高くなる。ADSL仕様に伴う他の問題は、隣接する回線上において同様の周波数で信号を送信している場合、クロストーク干渉が発生することである。

【0006】

【発明が解決しようとする課題】典型的なDMTシステムでは、その消費パワーの概ね半分以上が、回線ドライバによって消費される。パワー増大に伴う熱の問題に加えて、隣接する電話回線からのクロストークが回線ノイズ・レベルを40 dBにも高める可能性があるという、更に別の問題がある。したがって、DMTシステムのパワー消費を最適化し、隣接するツイストペアワイヤ間のクロストークを減少させることができれば有利であろう。

【0007】

【発明の実施の形態】図1は、ADSLシステム10を示す。ADSLシステム10は、遠隔端末20、およびツイストペア伝送媒体によって接続されている電話局(central office)30を備える。遠隔端末20および電話局30は、各々、システム・コントローラ22、34をそれぞれ備えている。加えて、遠隔端末20および電話局30は、それぞれ、送受信機24、32を備えている。ADSLシステム10は、本発明を実施することができる。動作の間、電話局30は、伝送媒体15を通じて、下流データを遠隔端末20に送信する。データは、遠隔端末20の送受信機24によって受信され、送受信機24は受信データをシステム・コントローラ22に供給し、更に処理を進める。同様に、上流信号も遠隔端末20から伝送媒体15を通じて送信され、電話局の送受信機32によって受信され、送受信機32はシステム・コントローラ34にデータを供給する。

【0008】図2は、ADSLシステム10内で使用するためのSNR参照表を示す。SNR参照表は、あるビンが特定数のビットを特定のビット・エラー率(BER)で送信するために必要なSNRである、 SNR_{ref} を示す。例えば、図2の表によれば、SNRが30であると判定されたビンは、7ビットのデータを送信することができる。また、必要であれば、使用するエラー補正の種類に応じてSNR参照表の値を変化する。例えば、エラー訂正の使用により、図2における各 SNR_{ref} の値を3小さくすることができる。この減少によ

り、SNRが30のビンは8ビットを送信することが可能となる。一般に、SNR参照表は経験的に得られるが、シミュレーションまたは理論的な結果に基づいて導出することも可能である。

【0009】図3は、本発明を実施する方法を示す。この特定実施例は、特定のDMTの実施態様を対象とするが、本発明はあらゆるDMTの実施態様にも適用されることは理解されよう。ステップ311において、ADSLチャネルの分析を行う。本発明の一実施例では、チャネル分析ステップ311は、初期状態におけるチャネルに対する信号対ノイズ比(SNR)を返す。通常、図3のチャネル分析ステップ311は、初期化プロセスの一部として実行する。しかしながら、図3のステップをリアル・タイム処理の間に実行する他の実施態様も、本発明によって予見される。

【0010】ステップ312において、各ビンのデータ容量を算出する。一実施例では、データ容量は、ステップ311において判定したキャリアのSNR、および図2のSNR参照表に基づいて算出する。データ容量は、所与のSNR参照表について、送信可能な最大ビット数を識別することによって、判定することができる。例えば、図2の表によれば、SNRが32のビンに割り当て可能な最大ビット数は、7ビットである。

【0011】次に、ステップ313において、最大容量から最少容量の順に、キャリア即ちビンをソートする。次に、ステップ314において、最大容量を有するキャリア(群)から始め、最少容量を有するキャリア(群)に進みつつ、送信すべきデータ・レートを割り当てる。指定したデータ・レートが得られるまで、データ容量を割り当てる。最初に最大データ・レートをこれらのビンに割り当てることにより、所望のデータ・レートでデータを送信するために使用するキャリア(使用キャリア)の数を最少に抑えることが可能となる。ステップ315において、未使用キャリア上のパワーを削減し、指定量の情報を送信するために用いられるパワーを最低に減らす。概して、使用中のビンのパワーの大きさの少なくとも1桁だけ、パワーを削減する。これは、各チャネルが使用中であるか否かには係らず、公称パワー量を各チャネルが維持しなければならない従来技術に対する利点である。使用していないビンに対するパワーを削減することにより、最適なパワー量の散逸が可能となる。

【0012】図4は、本発明の異なる実施例を示す。ステップ411において、1セットのキャリアNに対して、サブセット・キャリアXを指定する。サブセットXは、全体として、ビット・ローディング割り当てプロセスの間に好ましいキャリアまたは避けるべきキャリアを表す。次に、サブセットXに重み付けを行う。重み付けは、明示的とすることにより、ユーザが重み値を指定することや、あるいは暗示的とすることにより、システムがサブセットXにデフォルトの重みを有することも可能

である。例えば、サブセットXは、暗示的に重い重み付けを行うことも可能である。重みの機能については、ステップ415を参照しながら論ずることとする。

【0013】ステップ412において、セットNの各キャリアについて、チャンネル分析を行う。ステップ412のチャンネル分析は、既に論じた、図3のステップ311のチャンネル分析と同様に行う。次に、ステップ413において、キャリア・セットN内の各ビンに対するビット・ローディング容量を算出する。このステップは、図3のステップ312と同様である。ステップ414において、セットXの中に含まれないセットNのキャリアを、最大ビット・ローディング容量から最少ビット・ローディング容量の順にソートし、ソートしたキャリア・サブセットを形成する。このステップは、セットのサブセットに対して行われることを除いて、図3のステップ313と同様である。ステップ419において、セットX内のキャリアを、更に、最大ビット・ローディング容量から最少ビット・ローディング容量の順にソートし、別のソート・サブセットを形成する。代替実施例では、セットXをソートしなくてもよい。

【0014】ステップ415において、キャリア・サブセットXに関連するビン、ソートしたキャリアのセットに挿入するか、あるいはこれから除外する。一実施例では、セットXのビンに暗示的に重い重み付けが行われている場合、そのセットは、ある予め規定された基準を満たすビンの前または後のソート・セット内に配置する。例えば、重い重み付けが行われたビンは、最大容量のビンの前に配置することができる。別の実施例では、重い重み付けが行われたビンは、10ビットの容量を有するビンと、9ビットの容量を有するビンとの間に配置することができる。通常、重い重み付けが行われたセットには、大きなビット割り当て容量を有するビンを挿入する。1つのビンに対する最大ローディングが15ビットである一実施例では、重い重み付けが行われたセットは、通常、7ビット割り当てレベル以上に挿入する。

【0015】同様に、セットXのビンに暗示的に軽い重み付けが行われている場合、これらを全体的にソート・リストから除外し、最少のビット・ローディング容量を有するビンの後に挿入するか、あるいは指定されたローディング・レベルを有するビン間に挿入することができる。通常、軽い重み付けが行われたセットには、ビット割り当て容量が小さいビンを挿入する。1つのビンに対する最大ローディングが15ビットである一実施例では、軽い重み付けが行われたセットは、通常、7ビット割り当てレベルより下に挿入する。

【0016】数値的な重み付けを適用する実施例では、重みの値に基づいて、セットXのビンを正確に配置または除外する。

【0017】ステップ416において、指定したデータ・レートに対応するために必要なビット数が、セットの

ソート順に基づいて、ビンに割り当てられる。例えば、セットXを、ローディング容量が13ビットのビンと14ビットのビンとの間に挿入すると仮定する。割り当ては、セットX内になく、ローディング容量が15ビットのビンから開始する。一旦最初のビンに15ビットが割り当てられたなら、セット内になく、ローディング容量が15ビットの別のビンに、15ビットを割り当て、以下全ての15ビット・ビンが完全に割り当てられるまで続ける。次に、同様に、セットX内にない全ての14ビット・ビンを充填する。次に、セットX内にない全ての13ビット容量のビンのローディングの前に、セットXのビットを充填する。セットXの各ビンを充填することによって、13ビット容量のビンについて、充填プロセスを続ける。

【0018】図5は、隣接する回線間のクロストークを減少可能な、本発明の別の実施例を示す。ステップ501において、キャリアのサブセットX1を、第1回線カードに指定する。ステップ502において、図4のフローをサブセットX1に適用する。これは、特定のデータ・レートに対応するために駆動する必要がある回線カード2のキャリア数を、事実上に最少に抑える。

【0019】ステップ503において、実質的に重複していないキャリアX2のサブセットを、第1回線カードに指定する。一実施例では、セットX1、X2は、異なる周波数で動作するビンにデータ容量を割り当てようとするという点で、相互に排他的である。更に他の実施例では、セットX1、X2は、互いに別個の回線カード内において使用されるビンバッファリングのように選択する。例えば、セットX1がビン1ないし10を最初に充填すべきビンとして指定した場合、セットX2は、ビン12ないし21を最初に充填すべきビンとして示す。指定されたビンの中でビット・ローディング容量を割り当て可能である範囲において、セットX1、X2の周波数範囲をバッファリングする、未使用のビン、即ち、ビン11がある。このバッファリングによって、クロストークに対する抵抗力(immunity)強化が可能となる。

【0020】一旦セットX2を規定したなら、図4の方法を適用し、システムのパワーを最適化する。ステップ505において、データ送信を行うと、パワー散逸の最適化および隣接する回線間のクロストーク制限が可能となる。

【0021】図6ないし図9は、本発明を実施する他の方法を示す。図6のステップ601において、ADSLチャンネルの分析を行う。一実施例では、チャンネル分析は、初期状態におけるあるチャンネルのSNRを返す。通常、チャンネル分析および図6のステップは、初期化プロセスの一部として行われる。しかしながら、図6のステップをリアル・タイムで実行する他の実施態様も、本発明によって予見される。

【0022】チャンネル分析ステップからのSNR値に基

づいて、ステップ602において、当該チャネルに関連するどのビンが良好なビンかについて判定を行う。良好なビンとは、最少量のデータを送信可能な、予め規定されたSNRを満足するビンと定義する。例えば、表2のSNR基準(SNRref)値は、ビンに2ビットのデータを割り当て、かつ特定のBERを維持するためには、ビンは少なくとも14のSNRを有する必要があることを示す。SNRが14未満のチャネルがある場合、最小数のビットを送信するものの、表のBERを維持することができないチャネルであることを示す。通常、ビンが予め規定されたBERを満たしつつ、最少量のデータを送信可能であれば、良好なビンとして定義される。

【0023】次に、ステップ603において、チャネル内の劣悪なビンを全て識別する。劣悪なビンとは、予め規定された性能基準を満たすことができないビンのことである。一実施例では、特定のキャリアについて、予め規定されたBERの範囲内でデータを送信できないと判定された場合、劣悪なビンとして識別される。通常、この識別を得るには、特定のチャネルのSNRを、最小値の送信量のSNRrefと比較し、指定された基準が満たされるか否かについて判定を行う。例えば、SNRからSNRrefを減じて-5以下となるキャリアを全て、劣悪なビンとするという基準が考えられる。したがって、図2の表を用いる場合、SNRが9以下である全てのチャネルが、劣悪なビンとして分類されることになる。通常、劣悪なビンには、データを全く割り当てることができない。

【0024】次に、ステップ604において、マージナル・ビン(marginal bin)のセットを識別する。マージナル・ビンのサブセットとは、以前に良好なビンとも劣悪なビンとも判定されていないビンと定義する。前述の例では、マージナル・ビンは、9ないし14のSNR値を有する。その理由は、SNRが14以上のキャリアは良好なキャリアであり、SNRが9以下のキャリアは劣悪なビンとするからである。マージナル・ビンには、他の定義も同様に使用可能である。例えば、5ビットを搬送できないビンを全てマージナル・ビンとして定義したり、あるいはSNRref値間の間隔に基づいて定義することが望ましい場合もある。

【0025】次に、ステップ605において、劣悪なビンに割り当てた送信パワーを削減する。固定量だけパワーを削減したり、あるいは倍率に基づいてパワーを削減することができる。劣悪なビンの送信パワーを固定量だけ削減させる一例としては、フィルタ応答を変化させ、劣悪なビンを減衰させることである。倍率によって劣悪なビンのパワーを削減させる一例は、その周波数領域におけるキャリアに0.10を乗算することであろう。劣悪なビンに関連する送信パワーを削減することにより、データが送信される可能性がない場合、使用パワーが減少する。これは、全てのビン上で送信パワーを維持する

ことを指定する、またはマージナル・ビン上では少量のデータを送信することを提案する従来技術の方法に対する利点である。

【0026】次に、ステップ606において、マージナル・ビン上のパワーを増大させる。通常、劣悪なビンのパワーを削減することによって得られる量だけ、マージナル・ビンのパワーを増大させることにより、システム全体のパワーには変化を生じさせない。一実施例では、得られるパワーは、全てのマージナル・ビンに均等に与えるように使用する。他の例では、得られるパワーは、各ビンのSNRに基づいて、いずれかのマージナル・ビンに割り当てられることも可能である。更に別の実施例では、割り当てられるパワーに対して最大のビット容量増加を得ることができるマージナル・ビンに、得られたパワーを追加する。

【0027】次に、ステップ620において、パワー・レベルが上昇した各マージナル・ビンについて、パワー増大の結果、マージナル・ビンが良好なビンとなったか否かについて判定を行う。この判定は、マージナル・ビンに対するチャネル分析によって推定または決定し、送信パワー増大後のSNR値が、データ転送に対応するのに充分か否かについて判定を行うことができる。マージナル・ビンが改善され、良好なビンと判定された場合、フローはステップ607に進み、新たに識別された良好なビンを、そのように識別する。マージナル・ビンのパワーが増大したものの、未だマージナルであると判定された場合、フローはステップ608に進む。ステップ608において、このビンを劣悪なビンとして識別し、フローはステップ305に進み、ここで新たに識別された劣悪なビンのパワーを削減する。尚、ステップ608において、ビンのマージナル・ステータスを維持し、更にパワーを増大し、良好なビンを作成しようとすることも可能である。しかしながら、マージナル・ビンの少なくともいくつかを劣悪なビンとして識別し、割り当てのために余分なパワーを解放してマージナル・ビンのSNRを改善するために使用し、ステップ608において劣悪なビンとして識別しないようにする必要がある。次に、ステップ609において、良好なビンとして定義された全てのビン上で、データを送信する。

【0028】図6のフローは、劣悪なビンに一定のパワー・レベルを維持しないことにより、従来技術の提案に対する改善を与えるものである。加えて、従来技術は、データ・レート上の処理能力を改善するために、よいビンにもマージナル・ビンにも大幅なパワーの増大を許さない。本発明は、パワーの増大を行わなければ、少なくともいくつかのビンにおいて有用なデータを送信および受信できないという点まで信号強度が減衰する場合に、データ・レートを最大に高めることを可能とする。

【0029】図7は、本発明による別の方法を示す。ステップ701ないし704は、図6のステップ601な

いし604と同様であり、これ以上論じないことにする。次に、ステップ706において、マージナル・ビンおよび良好なビンのパワーを増大する。この実施例では、マージナル・ビンのパワーだけを増大するのではない。これによって、良好なビンおよびマージナル・ビンに同様にビット割り当ての増加が可能となる。ステップ720, 707, 708, 709は、図6のステップ620, 607, 608, 609と同様であり、ここではこれ以上論じないことにする。

【0030】図8は、本発明による別の方法を示す。ステップ801ないし804は、図6のステップ601ないし604と同様であり、これ以上論じないことにする。次に、ステップ805において、マージナル・ビンおよび劣悪なビンのパワーを削減する。次に、ステップ806において、良好なビンのパワーのみを増大する。この実施例では、劣悪なビンおよびマージナル・ビンからの使用可能なパワー全てを、良好なビンに割り当てし直す。これによって、良好なビンに割り当てるビットを増加させることができる。通常、特定のBERにおける各ビンの最大データ容量を送信するために必要な量を超えてパワーを増大させることはない。

【0031】本発明を用いたビット・レートの上昇を図9に示す。図9は、使用されていないキャリアに付随するパワーを割り当てし直した場合に、本発明者によって観察されたビット・レート利得を示す。250個のキャリア全てを使用する場合、割り当てし直すパワーはなく、したがって、全体的なデータ・レートの上昇もないことに気が付かれよう。しかしながら、検査したシステムにおいて100個のキャリアのみを用い、150個の使用されていないキャリアからのパワーを使用中のビンに割り当てし直した場合、毎秒約550キロビットのビット・レート上昇が実現した。したがって、ADSLシステムに関連するパワーを割り当てし直すことによって、従来技術の標準に対し、性能の向上が得られること認められよう。本発明を用いると、パワーをビンに割り当てし直すことにより、ビンは追加の距離まで信号を搬送することができるため、信号を送信可能な距離が延長することになる。これは、かかるパワー再割り当てを考慮しない従来技術に対する利点の1つである。

【0032】前述の説明は、ADSLシステムのパワー消費を改善するために好適な方法を明らかにした。本発明について、具体的な実施例を参照しながら説明した。しかしながら、請求項に明記されている本発明の範囲か

ら逸脱することなく、種々の改良や変更も本発明には可能であることを、当業者は認めよう。例えば、前述の具体的な実施例は、図2のSNR_{ref}表を用いて、ビンのローディングを判定することについて論じた。ビンのローディングを判定する他の方法も使用可能であることは、当業者であれば認めるであろう。本発明によって予見される改良の一例は、ビンの多数のサブセットを識別し、重み付けすることであろう。本発明は、他のビン分類方法を用いる場合にも等しく適用可能であることを当業者は認めよう。更に他の改良例としては、使用されていないビンのいくつかまたは全てのパワーを周期的に送信し、ビンのSNRを監視することがあげられる。特許請求の範囲においては、ミーンズ・プラス・ファンクション(means-plus-function)項目(群)がある場合は、いずれも、ここに記載した構造で、列挙した機能(群)を行うものを含むこととする。また、ミーンズ・プラス・ファンクション項目(群)は、列挙した機能(群)を行う構造的同等物および同等の構造も含むこととする。

【図面の簡単な説明】

【図1】ADSLシステムを示すブロック図。

【図2】SNR参照表を示す図。

【図3】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

【図4】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

【図5】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

【図6】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

【図7】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

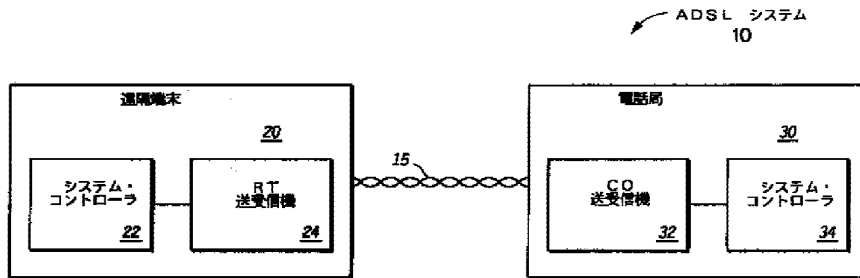
【図8】本発明を実施する具体的な方法を示すフロー・チャート。

【図9】ビット・レートの上昇対使用キャリア数の関係を示すグラフ。

【符号の説明】

- 10 ADSLシステム
- 15 伝送媒体
- 20 遠隔端末
- 22, 34 システム・コントローラ
- 24, 32 送受信機
- 30 電話局

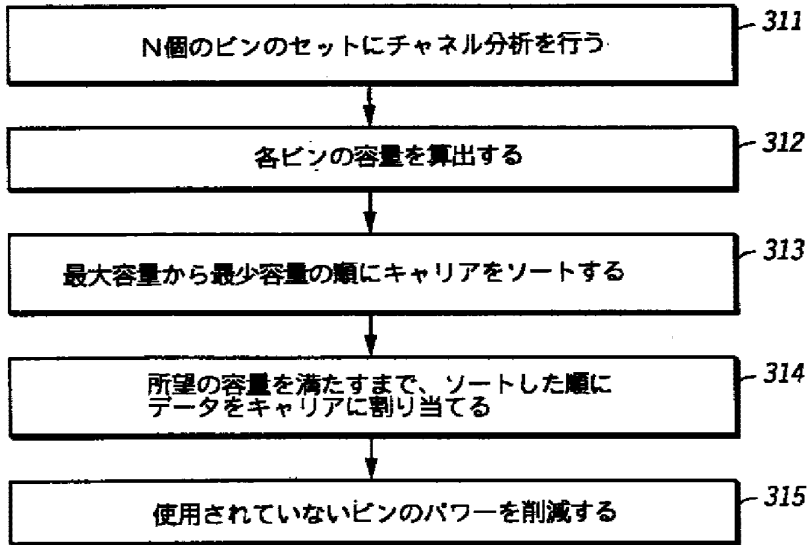
【図1】



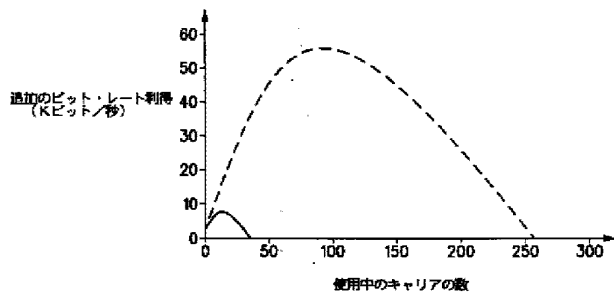
【図2】

SNR表	
ビット	SNRREF
2	14
3	19
4	21
5	24
6	27
7	30
8	33
9	36
10	39
11	42
12	45
13	48
14	51
15	54

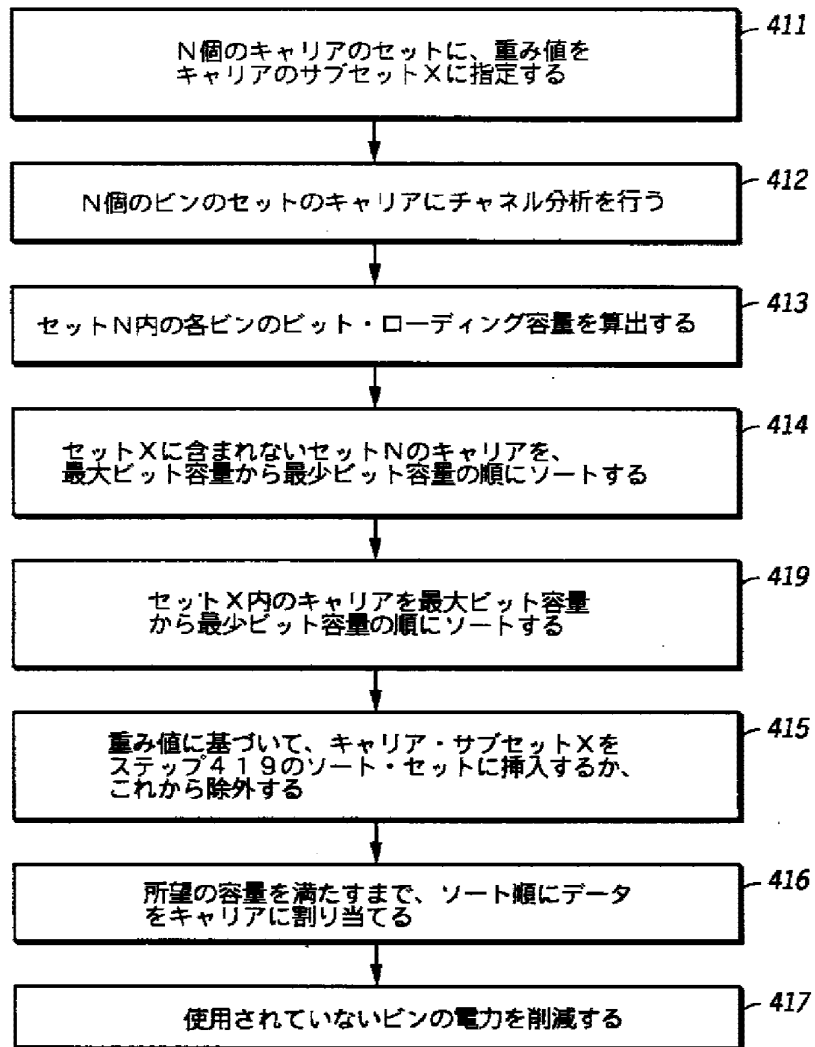
【図3】



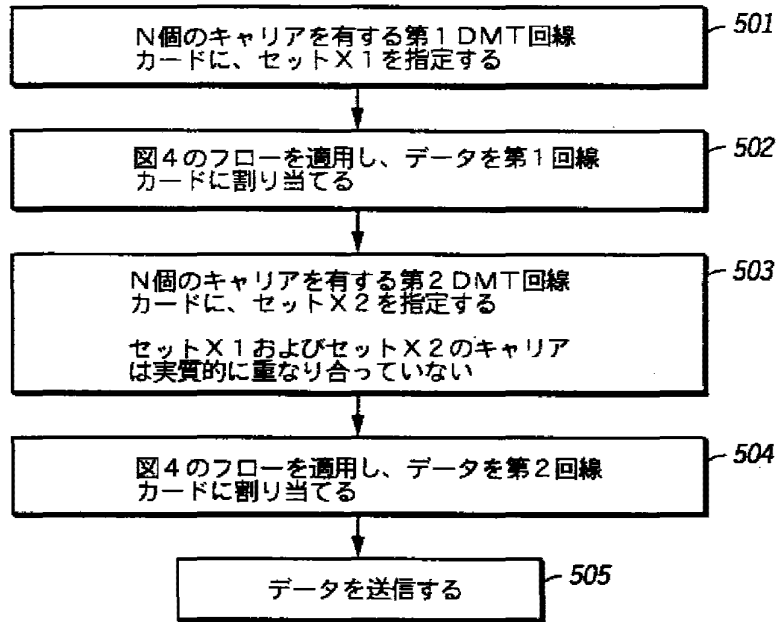
【図9】



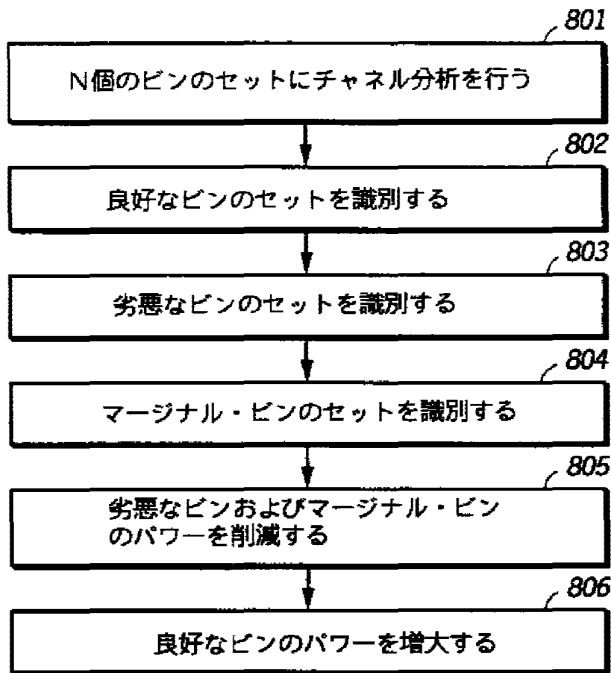
【図4】



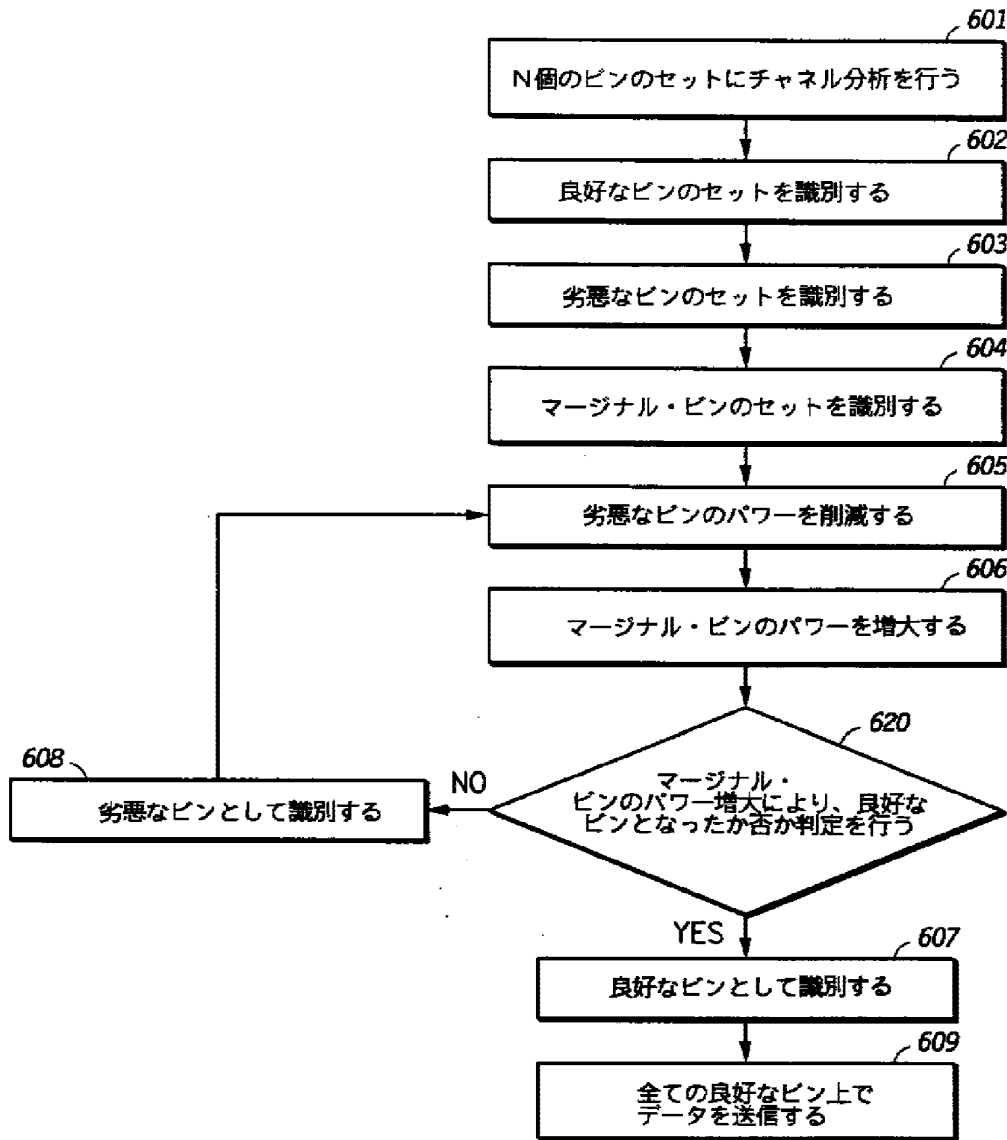
【図5】



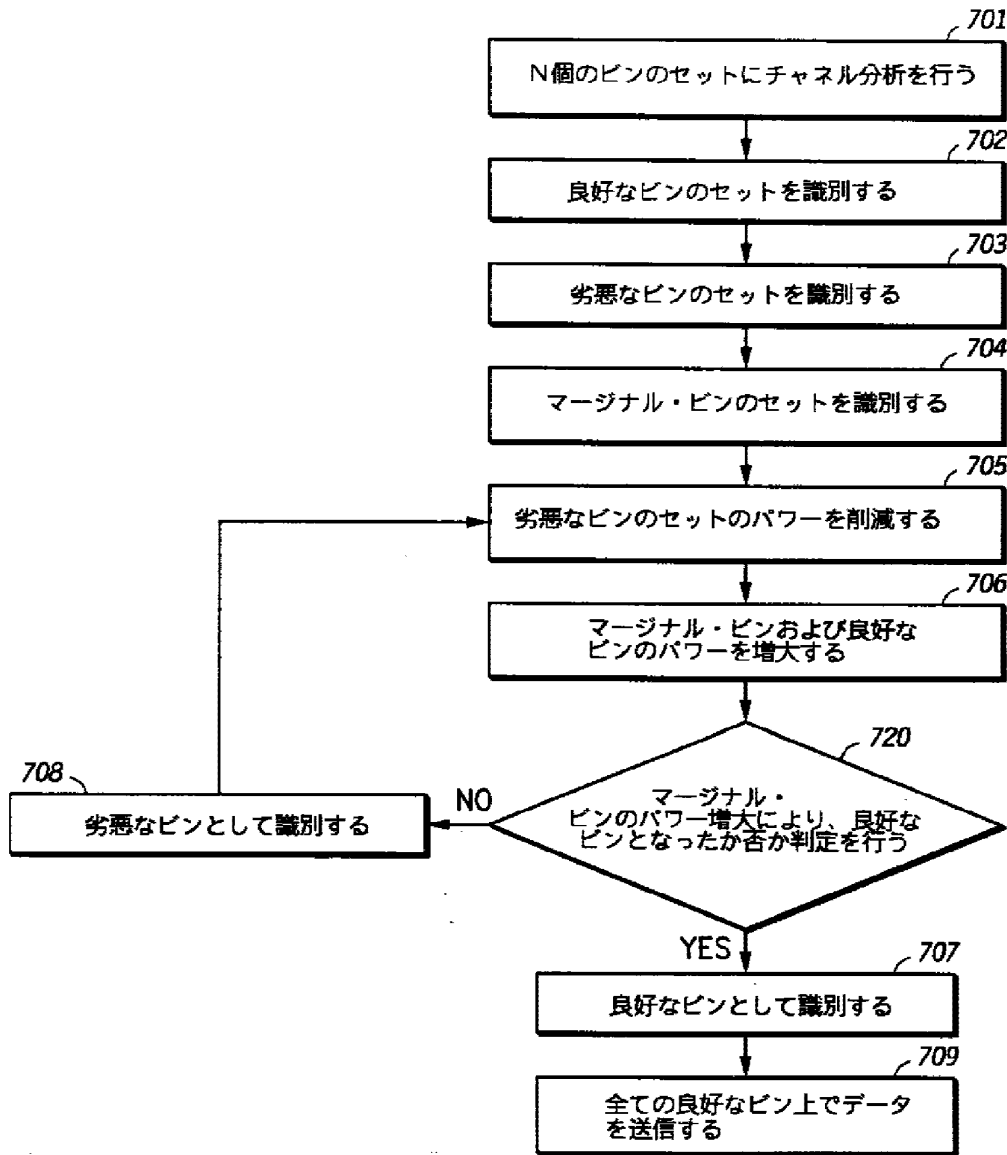
【図8】



【図6】



【図7】



フロントページの続き

(72)発明者 マシュー・エー・ベンドルトン
アメリカ合衆国テキサス州シダー・パーク、
ベイベリー・コート503

(72)発明者 テレンス・ジョンソン
アメリカ合衆国テキサス州オースチン、
チャッカー・サークル10100

ADAPTIVE CHANNEL ALLOCATION IN A FREQUENCY DIVISION MULTIPLEXED SYSTEM

Publication number: JP11508417 (T)

Publication date: 1999-07-21

Inventor(s):

Applicant(s):

Classification:

- international: H04J11/00; H04L5/02; H04L27/26; H04W16/10; H04J11/00; H04L5/02; H04L27/26; H04W16/00; (IPC1-7): H04Q7/36; H04J11/00

- European: H04W16/10; H04L5/00A2A1; H04L5/00C1; H04L5/00C4A; H04Q7/38C4

Application number: JP19960503792T 19960620

Priority number(s): WO1996SE00814 19960620; US19950493489 19950622

Also published as:

WO9701256 (A1)

US5726978 (A)

JP3850878 (B2)

FI974555 (A)

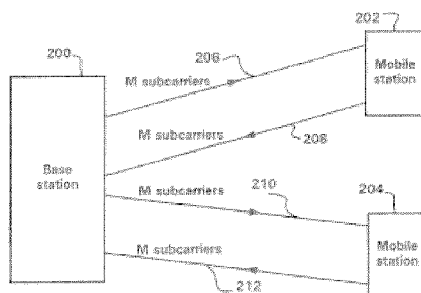
EP0882377 (A1)

more >>

Abstract not available for JP 11508417 (T)

Abstract of corresponding document: WO 9701256 (A1)

A method and system of adaptive channel allocation in a frequency division multiplexed system is provided. In the method and system, a subset of M subcarriers is chosen from a larger set of N subcarriers available for communications on a link. As communications take place on the link, signal quality (C/I) measurements (342) on the subcarriers of the subset of M subcarriers and interference (I) measurements (344) on the subcarriers of the group of N subcarriers are periodically performed. The C/I and I measurements are then used to reconfigure (422) the subset of M subcarriers to reduce co-channel interference on the link.



Data supplied from the *espacenet* database — Worldwide

(51) Int.Cl.⁶

H 0 4 Q 7/36
H 0 4 J 11/00

識別記号

F I

H 0 4 B 7/26 1 0 5 D
H 0 4 J 11/00 Z

審査請求 未請求 予備審査請求 有 (全 46 頁)

(21) 出願番号 特願平9-503792
 (86) (22) 出願日 平成8年(1996) 6月20日
 (85) 翻訳文提出日 平成9年(1997) 12月19日
 (86) 国際出願番号 P C T / S E 9 6 / 0 0 8 1 4
 (87) 国際公開番号 W O 9 7 / 0 1 2 5 6
 (87) 国際公開日 平成9年(1997) 1月9日
 (31) 優先権主張番号 0 8 / 4 9 3 , 4 8 9
 (32) 優先日 1995年6月22日
 (33) 優先権主張国 米国 (U S)

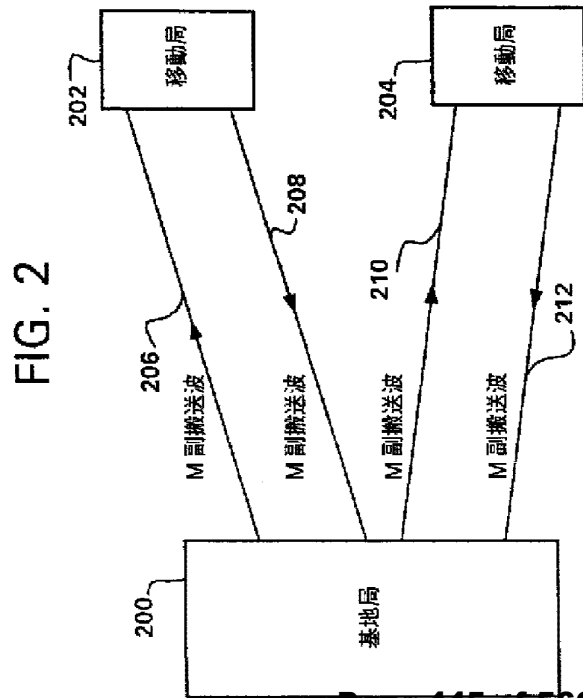
(71) 出願人 テレフオンアクチーボラゲット エル エム エリクソン (パブル)
 スウェーデン国 エス-126 25 ストックホルム (番地なし)
 (72) 発明者 フロディッヒ, カール マグナス
 スウェーデン国 エス-164 43 キスタ, ランゲランドスガタン 43, 1トル
 (72) 発明者 グドムンドソン, ペロルス レイフ ミカエル
 スウェーデン国 エス-164 46 キスタ, コルディングガタン 4, 2トル
 (74) 代理人 弁理士 浅村 皓 (外3名)

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 周波数分割多重システムにおけるアダプティブチャネル割当て

(57) 【要約】

周波数分割多重システムにおけるアダプティブチャネル割当て方法およびシステムが提供される。本方法およびシステムでは、リンクの通信に利用可能なN副搬送波の大きなセットからM副搬送波のサブセットが選択される。リンクで通信が行われると、M副搬送波のサブセットの副搬送波の信号品質 (C/I) (342) 測定およびN副搬送波群の副搬送波の干渉 (I) 測定 (344) が周期的に実行される。次に、C/IおよびI測定値を使用してM副搬送波のサブセットが再構成 (422) されリンクの同一チャネル干渉が低減される。



【特許請求の範囲】

1. リンク送信機からリンク受信機への通信がリンクが利用可能な複数の副搬送波のセットのサブセットを介して送信される電気通信システムにおいて、リンクを介した通信の副搬送波割当て方法であって、該方法は、

前記セットから複数の副搬送波を割り当てて前記サブセットを与えるステップと、

前記セットの各副搬送波で受信する信号を測定するステップと、

前記リンクで使用するのに前記サブセットの副搬送波よりも好ましい少なくとも1つの未使用副搬送波が前記セット内に存在するかどうかを確認するステップと、

肯定的確認に応答して前記サブセットを再構成するステップと、

を含む、副搬送波割当て方法。

2. 請求項1記載の方法であって、前記割当てステップは、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定するステップと、

前記セットの複数の最低干渉未使用副搬送波を含む前記サブセットを決定するステップと、

を含む、方法。

3. 請求項2記載の方法であって、干渉レベル(I)を測定する前記ステップは、さらに、

前記干渉レベル(I)測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記システムへ送信するステップを含み、送信される前記複数の結果の数は前記セット内の副搬送波数よりも少ない方法。

4. 請求項1記載の方法であって、前記測定ステップは、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定するステップを含む方法。

5. 請求項1記載の方法であって、前記測定ステップは、

前記サブセットの各副搬送波の信号品質(C/I)を測定するステップを含む方法。

6. 請求項1記載の方法であって、前記測定ステップは、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル (I) を測定するステップと、
前記サブセットの各副搬送波の信号品質レベル (C / I) を測定するステップ
と、を含み、

前記確認するステップは、

最低信号品質レベル (C / I) を有する前記サブセットの副搬送波を決定する
ステップと、

前記最低信号品質レベル (C / I) を有する前記サブセットの前記副搬送波
の干渉レベル (I) よりも低い干渉レベル (I) を有する前記セットの未使用副
搬送波が存在するかどうかを確認するステップと、を含む方法。

7. 請求項 6 記載の方法であって、前記再構成ステップは、

肯定的確認に回答して前記最低信号品質 (C / I) を有する前記副搬送波を前
記サブセットから除去するステップと、

前記未使用副搬送波を前記サブセットへ挿入するステップと、を含む方法。

8. 請求項 6 記載の方法であって、干渉レベル (I) を測定する前記ステップ
は、さらに、

前記干渉レベル (I) 測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記システム
へ送信するステップを含み、送信される前記結果の数は前記セット内の副搬送波
数よりも少なく、

信号品質 (C / I) を測定する前記ステップは、さらに、

前記信号品質 (C / I) 測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記シス
テムへ送信するステップを含み、送信される前記結果の数は前記サブセット内の
副搬送波数よりも少ない方法。

9. 請求項 1 記載の方法であって、前記割当てステップは、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル (I) を測定するステップと、

前記セットの複数の最低干渉副搬送波を含む候補サブセットを決定するステッ
プと、

サブセット要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信するス
テップと、

前記システムからの返答メッセージを前記リンク受信機において受信するステ

ップと、

前記候補サブセットが前記リンクに対して受諾されるかどうかを前記返答メッセージから確認するステップと、

を含む、方法。

10. 請求項9記載の方法であって、返答メッセージを受信する前記ステップは、サブセット受諾メッセージを受信するステップを含む、方法。

11. 請求項9記載の方法であって、返答メッセージを受信する前記ステップは、1つ以上の副搬送波拒絶メッセージを含み、前記候補サブセットが受諾されるかどうかを確認する前記ステップは、さらに、

前記サブセットに対する1つ以上の次の候補副搬送波を決定するステップと、

1つ以上の副搬送波要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信するステップと、

完全なサブセットが受諾されるまで、1つ以上の次の候補副搬送波を決定する前記ステップおよび1つ以上の副搬送波要求メッセージを前記システムへ送信するステップを繰り返すステップと、

を含む、方法。

12. 請求項1記載の方法であって、未使用副搬送波が存在するかどうかを確認する前記ステップは、

前記リンクで使用するのに、前記サブセットの副搬送波よりも好ましい前記セットの候補副搬送波が存在するかどうかを確認するステップと、

副搬送波要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信するステップと、

前記システムからの返答を前記リンク受信機において受信するステップと、

前記候補副搬送波が未使用であるかどうかを前記返答から確認するステップと、

、

前記返答結果から確認を行う前記ステップにおいて肯定的確認がなされるまで、否定的確認に応答して、より好ましい前記セットの副搬送波が存在するかどうかを確認し、副搬送波要求を送信し、返答を受信し、前記返答から確認を行うステップを、毎回異なる候補副搬送波により繰り返すステップと、

を含む、方法。

13. 請求項12記載の方法であって、前記サブセットの各副搬送波で受信する信号を測定する前記ステップは、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定するステップと、

前記サブセットの各副搬送波の信号品質レベル(C/I)を測定するステップと、

を含む、

前記リンクで使用するのに、前記サブセットの副搬送波よりも好ましい候補副搬送波が前記セット内に存在するかどうかを確認する前記ステップは、

最低信号品質(C/I)を有する前記サブセットの副搬送波を決定するステップと、

前記最低信号品質(C/I)を有する前記サブセットの前記副搬送波の干渉レベル(I)よりも低い干渉レベル(I)を有する前記セットの候補副搬送波を決定するステップと、

を含む、方法。

14. リンク送信機からリンク受信機への通信がリンクが利用可能な複数の副搬送波のセットのサブセットを介して送信される電気通信ネットワークにおける、リンクを介した通信の副搬送波割当てシステムであって、該システムは、

前記セットから複数の副搬送波を割り当てて前記サブセットを与える手段と、

前記サブセットの各副搬送波で受信する信号を測定する手段と、

前記リンクで使用するのに、前記サブセットの副搬送波よりも好ましい少なくとも1つの未使用副搬送波が前記セット内に存在するかどうかを確認する手段と、

肯定的確認に応答して前記サブセットを再構成する手段と、

を含む、副搬送波割当てシステム。

15. 請求項14記載の方法であって、前記割当て手段は、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定する手段と、

前記セットの複数の最低干渉副搬送波を含む前記サブセットを決定するステッ

プと、

を含むシステム。

16. 請求項15記載のシステムであって、干渉レベル(I)を測定する前記手段は、さらに、

前記干渉レベル(I)測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段を含み、送信される前記複数の結果の数は前記セット内の副搬送波数よりも少ないシステム。

17. 請求項14記載のシステムであって、前記測定手段は、前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定する手段を含むシステム。

18. 請求項14記載のシステムであって、前記測定手段は、前記サブセットの各副搬送波の信号品質(C/I)を測定する手段を含むシステム。

19. 請求項14記載のシステムであって、前記測定手段は、前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定する手段と、前記サブセットの各副搬送波の信号品質レベル(C/I)を測定する手段と、を含み、

前記確認する手段は、

最低信号品質レベル(C/I)を有する前記サブセットの副搬送波を決定する手段と、

前記最低信号品質レベル(C/I)を有する前記サブセットの前記副搬送波の干渉レベル(I)よりも低い干渉レベル(I)を有する前記セットの未使用副搬送波が存在するかどうかを確認する手段と、を含む方法。

20. 請求項19記載のシステムであって、前記再構成手段は、

肯定的確認に応答して前記最低信号品質(C/I)を有する前記副搬送波を前記サブセットから除去する手段と、

前記未使用副搬送波を前記サブセットへ挿入する手段と、を含むシステム。

21. 請求項19記載のシステムであって、干渉レベル(I)を測定する前記手段は、さらに、

前記干渉レベル(I)測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段を含み、送信される前記結果の数は前記セット内の副搬送波数よ

りも少なく、

信号品質(C/I)を測定する前記手段は、さらに、

前記信号品質(C/I)測定の複数の結果を前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段を含み、送信される前記結果の数は前記サブセット内の副搬送波数よりも少ないシステム。

22. 請求項14記載の方法であって、前記割当て手段は、

前記セット各副搬送波の干渉レベル(I)を測定する手段と、

前記セットの複数の最低干渉副搬送波を含む候補サブセットを決定する手段と

、

サブセット要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段と、

前記システムからの返答メッセージを前記リンク受信機において受信する手段と、

前記候補サブセットが前記リンクに対して受諾されるかどうかを前記返答メッセージから確認する手段と、

を含む、方法。

23. 請求項22記載のシステムであって、返答メッセージを受信する前記手段は、サブセット受諾メッセージを受信する手段を含む、システム。

24. 請求項22記載のシステムであって、返答メッセージを受信する手段は、1つ以上の副搬送波拒絶メッセージを受信する手段を含み、前記候補サブセットが受諾されるかどうかを確認する前記手段は、

前記サブセットに対する1つ以上の次の候補副搬送波を決定する手段と、

1つ以上の副搬送波要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段と、

完全なサブセットが受諾されるまで、1つ以上の次の候補副搬送波を決定する前記ステップおよび1つ以上の副搬送波要求メッセージを前記システムへ送信するステップを繰り返す手段と、

を含む、システム。

25. 請求項14記載の方法であって、未使用副搬送波が存在するかどうかを確認する前記手段は、

前記リンクで使用するのに、前記サブセットの副搬送波よりも好ましい前記セットの候補副搬送波が存在するかどうかを確認する手段と、

副搬送波要求メッセージを前記リンク受信機から前記システムへ送信する手段と、

前記システムからの返答を前記リンク受信機において受信する手段と、

前記候補副搬送波が未使用であるかどうかを前記返答から確認する手段と、

を含む、方法。

26. 請求項25記載の方法であって、前記サブセットの各副搬送波で受信する信号を測定する前記手段は、

前記セットの各副搬送波の干渉レベル(I)を測定する手段と、

前記サブセットの各副搬送波の信号品質レベル(C/I)を測定する手段と、

を含み、

前記リンクで使用するのに、前記サブセットの副搬送波よりも好ましい候補副搬送波が前記セット内に存在するかどうかを確認する前記手段は、

最低信号品質(C/I)を有する前記サブセットの副搬送波を決定する手段と、

前記最低信号品質(C/I)を有する前記サブセットの前記副搬送波の干渉レベル(I)よりも低い干渉レベル(I)を有する前記セットの候補副搬送波を決定する手段と、

を含む、方法。

【発明の詳細な説明】

周波数分割多重システムにおけるアダプティブチャネル割当て

発明の背景

発明の分野

本発明はセルラー電気通信システムに関し、特に、周波数分割多重システムにおけるアダプティブチャネル割当てに関する。

従来技術の説明

セルラー電気通信システムでは、移動局のユーザはシステムの地理的カバレッジエリアの周りを移動しながら無線インターフェイスを介してシステムと通信する。移動局とシステム間の無線インターフェイスは、各々がシステム内で作動する移動局と無線通信することができる、システムのカバレッジエリアにわたって分散された基地局を設けることにより実施される。典型的なセルラー電気通信システムでは、システムの各基地局はセルと呼ばれるある地理的カバレッジエリア内の通信を制御し、特定のセル内に位置する移動局はそのセルを制御する基地局と通信する。移動局がシステム中を移動すると、システムと移動局間の通信の制御はシステム全体の移動局の移動に従ってセルからセルへ転送される。既存のセルラー電気通信システムは、特定のシステムで作動するようにされた装置のコンパチビリティを保証するさまざまなエアインターフェイス標準 (air interface standards) に従って作動する。各標準は全ての動作モードでシステムの移動局と基地局間で行われるプロセスの特定の詳細を提供し、それにはアイドル中、制御チャネル再走査中、登録中、および音声もしくはトラフィックチャネルへ接続中が含まれる。最近のセルラーシステム技術の発展は急速である。これらの技術的発展はセルラーシステムにより提供される次第に複雑化するサービスに対する需要の増大により推進されている。セルラーシステム技術およびセルラーシステムの総数が世界中でこの需要を満たすように増加しているため、それらのシステムを作動させるためのシステム標準数もそれに伴って増加している。

大概の無線システムと同様に、セルラー電気通信システムでは使用できる周波数帯域は限定された資源である。そのため、新しいセルラーシステムを開発する

時は、利用可能な周波数帯域を最も効率的に使用できるようにすることに強調点が集中される場合が多い。さらに、セルラーシステム内での通信はマルチパス伝搬や同一チャネル干渉等のある種のRF信号歪を受ける場合が多い。また、新しいシステム標準の開発ではシステムのセル内の通信に及ぼすこれらのRF信号歪の影響を最小限に抑えることも強調される。

周波数分割多重化(FDM)はセルラーシステムに応用されるデータ通信方法である。直交周波数分割多重化(OFDM)はセルラーシステムに特に適したFDMの特別な方法である。OFDM信号は多重化されたいくつもの副搬送波により構成され、各副搬送波は異なる周波数で連続的ではなく離散的に変動する信号により変調される。変調信号のレベルが個別に変動するため、各副搬送波のパワースペクトルは $(\sin x/x)^2$ 分布に従う。各副搬送波により伝送されるスペクトル形状は、個別の副搬送波のスペクトルが他の副搬送波周波数においてゼロであり副搬送波間に干渉は生じないようにされている。一般的に、NシリアルデータエレメントはN副搬送波周波数を変調し、それは次に周波数分割多重化される。Nシリアルデータエレメントの各々が $T = 1/f_s$ の持続時間のデータブロックを含み、 f_s はOFDM信号の帯域幅である。OFDMシステムの副搬送波は $1/T$ の倍数により周波数が分離される。副搬送波の周波数スペクトルは重畳するが、この周波数間隔により副搬送波は1シンボル期間にわたって直交とされ、変調された各搬送波のパワーのピークは他の搬送波のパワースペクトルのゼロに対応する周波数で生じるようにされる。OFDM信号の全体スペクトルは、OFDM信号に多数のOFDM搬送波が含まれる場合には、矩形に近い。

期間T中に、OFDM信号はNサンプルのブロックで表すことができる。Nサンプルの値は次式で表される。

$$x(n) = \sum_{k=0}^{N-1} X(k) e^{2jnK/N}$$

N値 $X(k)$ はOFDM搬送波 $e^{2jnK/N}$ を変調する離散変動信号の期間T中のデータを表す。前記したことから、OFDM信号はデータサンプル $X(k)$ のセットの離散逆フーリエ変換に対応する。データストリームをOFDM信号へ変換

するために、データストリームは N サンプル $X(k)$ のブロックへ分割され、各ブロックに離散逆フーリエ変換が実行される。時間をかけて特定のサンプル位置に現れるブロックのストリングは、周波数 f_n である副搬送波を変調する離散変動信号を構成する。

OFDMによりセルラーシステムにおいて望ましいいくつかの利点を提供される。OFDMでは、周波数スペクトルにおける副搬送波の直交性によりOFDM信号の全体スペクトルは矩形に近くすることができる。その結果、システムに利用可能な帯域幅が効率的に使用される。OFDMはマルチパス伝搬効果による干渉が低減される利点も提供する。マルチパス伝搬効果は無線波のパスにある建物や他の構造から散乱する無線波により生じる。マルチパス伝搬により周波数選択マルチパスフェージングが生じる。あるOFDMシステムでは、個別の各データエレメントのスペクトルは、通常利用可能な帯域幅の小部分しか占有しない。それにはマルチパスフェージングを多くのシンボルにわたって拡散するという影響がある。それにより周波数選択マルチパスフェージングによるバーストエラーが有効にランダム化され、1つもしくはいくつかのシンボルが完全に破壊されるのではなく、多くのシンボルが僅かに歪むようにされる。さらに、OFDMにより、期間 T は伝送チャネルのシンボル遅延時間に較べて比較的大きく選択できるという利点を提供される。それはさまざまなシンボルの一部を同時に受信することにより生じるシンボル間干渉を低減する効果がある。

セルラーシステムにOFDMを使用することはシミニの論文“Analysis and Simulation of a Digital Mobile Channel Using Orthogonal Frequency Division Multiplexing” IEEE Trans. Commun., Vol.33, No.7, pp 665-675 (1985年7月)に提案されている。OFDMのモバイルシステムへの同様な応用は、キャサの論文“OFDM for Data Communication Over Mobile Radio FM-Channels-Part I: Analysis and Experimental Results”, IEEE Trans. Commun. Vol.39, No.5, pp.783-793 (1991年5月)でも提案されている。これらのOFDMセルラーシステムでは、セル内で作動している基地局から移動局(下り)および移動局から基地局(上り)への伝送のために作り出される各通信リンクに1組の副搬送波周波数が割り当てられる。各通信リンクに割り当てられる副搬送波セットはシス

テムに利用可能な全副搬送波周波数から選択される。セル内では、2つ以上の通信リンクに同じ副搬送波周波数を割り当てることができない。したがって、同じセル内の副搬送波間で同一チャネル干渉は生じない。しかしながら、このようなOFDMシステムでは、システムのセル内の通信リンクに、システム内の他のセル内に設定された通信リンクにも割り当てられる1つ以上の副搬送波を含む1組の副搬送波が割り当てられることがある。このような共通に割り当てられる各副搬送波周波数は、同じ副搬送波周波数を他のセルで使用することにより生じる同一チャネル干渉を受けることがある。これらのOFDMシステムには、異なるセル内に作り出される通信リンクへの副搬送波周波数の割り当てを調整する方法およびシステムは何も存在しない。このようなシステムでは、近隣セルで使用する副搬送波により生じる通信リンク内の同一チャネル干渉は非常に大きくなることもある。

非OFDMシステム内のセル間でチャネル周波数を割り当てる方法が開発され、それにより同一チャネル干渉は低減されたり最小限に抑えられている。アダプティブチャネル割当て(ACA)はそのような方法である。ACAでは、セルラシステムに割り当てられた任意のチャネル周波数を使用して、ある干渉基準が満たされる限りシステム内のどこかでその周波数が使用されるかどうかに関係なく、システムの任意のセル内でリンクを設定することができる。また、干渉基準が満たされる限り、チャネル周波数はシステム全体を通して自由に再利用することができる。

アダプティブチャネル割当てでは、ダイナミックに割り当てられたチャネル周波数による信号品質および干渉レベルのさまざまな測定はセルのカバレッジエリア内で実行されて、セル内に作り出される通信リンクへ割り当てられるトラフィックもしくは音声チャネルのリストが作られる。セルを制御する基地局およびセルのカバレッジエリア内の移動局は、システム内の通信にダイナミックに割り当てられるようにシステムオペレータが割り当てているチャネル周波数セットにより測定を実行する。一般的には、上りおよび下りの両方の測定が行われる。これらの測定に基づいて、新しいリンクを作り出す時は、あるルールに基づいてリンクにチャネル周波数が割り当てられる。例えば、最小干渉ACAでは、システム

は各セル内で測定される最小干渉（最大品質）チャンネルから最大干渉（最低品質）チャンネルまでのチャンネルのテーブルを作る。次に、システムはそのリストからある数の最小干渉チャンネル周波数を選択してそのセル内での通信へ割り当てる。選択されるチャンネル間の所要の周波数分離およびその周波数により相互変調を生じるようなチャンネルの組合せを回避する等の、他の基準も配慮される。ACAの例として、エッチ・エリクソンの論文“Capacity Improvement by Adaptive Channel Allocation”, IEEE Global Telecomm. Conf., pp.1355-1359, 1988年11月28日-12月1日には、全チャンネルが全ての基地局により共有される共通資源であるセルラー無線システムに関連する容量利得が例示されている。前記した報告書では、移動機は下りの信号品質を測定し、チャンネルは最高搬送波対干渉比（C/Iレベル）を有するチャンネルの選択に基づいて割り当てられる。各リンクに対して1つの搬送波周波数を使用する非OFDMセルラーシステムのために作られている既存のACAアルゴリズムは、OFDMを使用するセルラーシステムでは有効に使用できない。既存のACA技術の1つの問題点は、OFDMシステムにおける副搬送波の数が各通信リンクに対して1つの搬送波を使用するシステムの搬送波の数に較べて大きいことである。それはACAに必要な上りおよび下り測定結果を得るのに時間およびシステム資源の両方を費やす広範な測定努力を必要とする。さらに、移動局で行った多数の下り測定の結果をシステムへ転送して処理するために、大量のシグナリング資源を使用する必要がある。

したがって、OFDMシステムに使用するアダプティブチャンネル割当て方法およびシステムを使用すれば利点が得られる。この方法およびシステムは、システムのセル間の同一チャンネル干渉を低減するようなOFDM内の副搬送波の割り当てを行わなければならない。この方法およびシステムは、また、チャンネル割当て時にシステム資源を有効に利用するためにOFDMシステムのユニークな特徴を考慮するように設計しなければならない。本発明によりこのような方法およびシステムが提供される。

発明の要約

本発明により、直交周波数分割多重（OFDM）システムにおけるアダプティブチャンネル割当て（ACA）方法およびシステムが提供される。この方法および

システムにより、システムのセル間の同一チャネル干渉を緩和するようにOFDMシステムの各リンクへの副搬送波の割当てが行われる。

また、本発明により、非OFDMシステムで使用するよう設計されている従来のACA方法およびシステムをOFDMシステム内で実施する時の困難や欠点が克服される。従来のACA方法は、リンク当たり1チャネルが使用されるシステムへRFチャネルをアダプティブに割り当てるよう設計されている。OFDMシステムに適用する場合、これら従来のACA方法では、ユーザへ割り当てられる全てのOFDM副搬送波をアダプティブに割り当てる必要がある。全てのOFDM副搬送波をOFDMシステムにアダプティブに割り当てるには、システムの送信機と受信機間でチャネル測定情報および割当て情報を転送するために必要な測定およびシグナリング資源があまりにも大量なものとなる。アダプティブに割り当てられる副搬送波を選択し、割当て決定基準を設定することにより、本発明の方法およびシステムでは有効なACAを提供しながら測定およびシグナリング資源の使用を最小限に抑えられる。

本発明の最初の局面において、OFDMシステムの別々の各リンクでの通信に利用可能なN副搬送波の大きな群からM副搬送波の初期サブセットが選択される。数Mは特定リンクのデータレートによって決まり、システムのリンク間で変動することがある。次に、M副搬送波のサブセットはリンクを介して通信を運ぶのに使用される。通信が行われると、M副搬送波のサブセット内の副搬送波の信号品質レベル(C/I)、および利用可能なN副搬送波の全ての干渉レベル(I)が周期的に測定される。これらのC/IおよびI測定結果はシステムへ報告される。リンクを介した通信中に、システムはMのセットの副搬送波よりも良好にリンク上の信号受信を行えるより好ましい未使用副搬送波を、リンクが存在するセル内で利用可能であるかどうかをC/IおよびI測定値から決定する。より好ましい副搬送波が存在すると決定されると、システムは未使用副搬送波を含むようにM副搬送波のサブセットを再構成する。

本発明の第2の局面において、移動局はリンク受信機として、ある選定報告期間に全ての測定結果ではなく測定結果の限定されたセットだけをシステムへ送信する。送信される測定結果の限定されたセットは、最低C/I測定結果の選定番

号および最低 I 測定結果の選定番号を含んでいる。結果の限定されたセットの送信により上りシグナリング資源の使用が低減される。

本発明の別の実施例では、リンク受信機としての移動局は M 副搬送波のサブセット内の副搬送波の信号品質レベル (C / I)、および利用可能な N 副搬送波の全ての干渉レベル (I) を周期的に測定する。次に、移動局は C / I および I 測定値に基づいてリンクの候補置換副搬送波を決定し、副搬送波要求メッセージをシステムへ送信して候補副搬送波を割り当ててリンクの副搬送波を置換するよう要求する。システムは副搬送波受諾もしくは副搬送波拒絶メッセージにより副搬送波要求メッセージに応答する。副搬送波受諾メッセージが受信されると、移動局は候補置換副搬送波を含むように M 副搬送波のサブセットを再構成する。副搬送波が拒絶されると、移動局は新しい候補副搬送波を要求する副搬送波要求メッセージを送信する。

図面の簡単な説明

図 1 は本発明を実施することができるセルラー電気通信ネットワークを示す図。

図 2 A は本発明に従った直交周波数分割多重システムによる副搬送波の割当てを示す図。

図 3 A は本発明の実施例に従ったシステムのブロック図。

図 3 B および図 3 C は本発明の実施例に従った、それぞれ、リンク送信機およびリンク受信機のブロック図。

図 4 A および図 4 B はリンク受信機により実行される本発明の実施例に従ったプロセスステップのフロー図。

図 5 はセルラー電気通信ネットワーク内で実行される本発明の実施例に従ったプロセスステップのフロー図。

図 6 A および図 6 B はリンク受信機により実行される本発明の別の実施例に従ったプロセスステップのフロー図。

図 7 はセルラー電気通信システム内で実行される本発明の別の実施例に従ったプロセスステップのフロー図。

発明の詳細な説明

図1を参照して、本発明が一般的に関連する周波数分割多重(FDM)セルラ一電気通信システムを示す。図1において、任意の地理的エリアは複数の隣接無線カバレッジエリア、すなわちセルC1-C10、八分割することができる。図1のシステムには10セルしか図示されていないが、セル数は遥かに多くすることができる。

各セルC1-C10内にそれに関連して基地局があり、複数の基地局B1-B10の対応する1つとして示されている。各基地局B1-B10は、従来技術で周知のように、送信機、受信機および基地局コントローラを含んでいる。図1では、基地局B1-B10はそれぞれ各セルC1-C10の中心に配置されており、全指向性アンテナを備えている。しかしながら、別の構成のセルラ一無線システムでは、基地局B1-B10は周辺付近、すなわちセルC1-C10の中心から離れて配置することができ、セルC1-C10に全指向性もしくは指向性で無線信号を照射することができる。したがって、図1に示すセルラ一無線システムは単なる説明用にすぎず、本発明が実施されるセルラ一電気通信システムの考えられる実施例を制限するものではない。

引き続き図1を参照して、セルC1-C10内には複数の移動局M1-M10がある。ここでも、図1には10基の移動局しか図示されていないが、實際上移動局の実際の数は遥かに多く常に基地局の数を大きく上回ることをお解り願いたい。さらに、いくつかのセルC1-C10では移動局M1-M10が見つからないが、セルC1-C10の中の任意特定の1つに移動局M1-M10が存在するか否かは、實際上セル内の1つの位置から別の位置へ、もしくは1つのセルから隣接セルや近隣セルへ、さらには特定のMSCが受け持つ1つのセルラ一無線システムからこのような別のシステムへローミングすることがある移動局M1-M10のユーザの個別の要望によって決まることをお解り願いたい。

各移動局M1-M10は1つもしくはいくつかの基地局B1-B10および移動局交換局MSCを介して電話呼を開始もしくは受信することができる。移動局交換局MSCは通信リンク、例えば、ケーブルを介して図示する各基地局B1-B10および、図示せぬ、固定公衆交換電話網PSTNもしくは統合システムデ

デジタルネットワーク (I S D N) 施設を含むことができる同様な固定網に接続することができる。移動局交換局 M S C と基地局 B 1 - B 1 0 間、もしくは移動局

交換局 M S C と P S T N もしくは I S D N 間の関連する接続は図 1 に完全には図示されていないが当業者ならば周知である。さらに、セルラー無線システムに 2 つ以上の移動局交換局を含め、各付加移動局交換局をケーブルや無線リンクを介して異なる基地局群および他の移動局交換局に接続することも知られている。

各 M S C はシステム内で各基地局 B 1 - B 1 0 およびそれと通信する移動局 M 1 - M 1 0 間の通信の管理を制御することができる。移動局がシステムの周りをローミングすると、移動局はそれが位置するエリアを制御する基地局を介してその位置をシステムに登録する。移動局電気通信システムが特定の移動局へアドレスされた呼を受信すると、その移動局へアドレスされたページングメッセージが、移動局が位置すると思われるエリアを制御する基地局の制御チャンネルを介して同報される。そこへアドレスされたページングメッセージを受信すると、移動局はシステムアクセスチャンネルを走査して最強アクセスチャンネル信号を受信した基地局へページ応答を送る。次に、呼接続を生じるプロセスが開始される。M S C は、通信の進行中にセルからセルへシステム中を移動する移動局に回答して移動局との通信を 1 つの基地局から別の基地局へ切替えを制御するだけでなく、その基地局 B 1 - B 1 0 が受け持つ地理的エリアにいると思われる移動局のその移動局に対する呼の受信に回答したページング、移動局からページ応答を受信した時の基地局による移動局への無線チャンネルの割当て、を制御する。

各セル C 1 - C 1 0 に複数の F D M 副搬送波および少なくとも 1 つの専用制御チャンネルが割り当てられる。制御チャンネルはこれらのユニットに対して送受信される情報により移動局の動作を制御もしくは管理するのに使用される。このような情報には着信呼信号、発信呼信号、ページ信号、ページ応答信号、位置登録信号および音声およびトラフィック副搬送波割当てを含むことができる。

本発明には、図 1 に示すようにアダプティブチャンネル割当 (A C A) 方法およびシステムを F D M セルラーシステムに実施することが含まれる。本発明の代表的な実施例では、5 M H z の総システム帯域幅および 5 k H z の副搬送波で作動

するOFDMシステムにACAが実施される。このシステムに利用可能な総副搬送波数はおよそ $5\text{MHz} / 5\text{kHz} = 1000$ となる。副搬送波は 2GHz の周波数でシステムRF搬送波へ変調されてシステムRFチャンネルを介して伝送され、

送信信号の周波数スペクトルはRF搬送波を中心としている。全ての搬送波を各セル内で使用することができるが、副搬送波はセル内の2つ以上のリンクで同時に使用することはできない。周波数分割二重化(FDD)が上りおよび下り副搬送波の分離に使用される。本システムは、切替制御情報、長期チャンネル割当情報、長期電力制御情報および測定メッセージおよび測定結果を伝送する上りおよび下りの両チャンネルである専用制御チャンネル(DCCH)を含んでいる。本システムは、また、短期チャンネル割当情報、短期電力制御情報、測定メッセージおよび測定結果を伝送する上りおよび下りの両チャンネルである物理的制御チャンネル(PCCH)も含んでいる。

本発明のACAでは、移動局と基地局間の各上り/下りリンクに対して、システムはいくつか(N)の副搬送波のセットからいくつか(M)の副搬送波のサブセットを選択する。N副搬送波のセットは各リンクに対してシステム内で利用可能な副搬送波のセットであり、 $N > M$ である。N副搬送波のセットは通信中は変動しない。N副搬送波のセットはシステムの全副搬送波を含むことができる。また、N副搬送波のセットは利用可能な副搬送波の総数よりは少ないがM副搬送波のサブセット内の搬送波数よりも多いセットとすることができる。

次に、図2を参照して、OFDMシステムにおける本発明に従った副搬送波の割当てを示す。基地局200は下りリンク206および上りリンク208を介して移動局202と通信する。基地局200は下りリンク210および上りリンク212を介して移動局204とも通信する。リンク206、208、210および212を介した伝送はシステムRFチャンネルにより行われる。各リンクを介して伝送される音声およびデータはいくつか(M)の副搬送波により変調される。次に、M副搬送波はシステムRFチャンネルにより変調されてシステムRFチャンネルにより伝送される。セル内の各リンク206、208、210および212は

M副搬送波の別々のサブセットを使用する。副搬送波はセル内で1回しか使用できない。

次に、図3Aを参照して、本発明に従ったシステムのブロック図を示す。本システムはリンク送信機300、リンク受信機330、ACA処理部360およびRFチャネル380により構成される。特定リンクの受信機330および送信機

300はリンクの両端に配置されている。下りリンクでは、受信機330は移動局内に配置され送信機300は基地局内に配置されている。上りリンクでは、受信機330は基地局内に配置され送信機300は移動局内に配置されている。RFチャネルは利用可能なN副搬送波のセットを有している。リンク受信機330およびリンク送信機は、利用可能なM副搬送波のサブセットを使用してRFチャネル380により通信する。

次に、図3Bおよび図3Cを参照して、図3Aのそれぞれ送信機300および受信機330の機能ブロック図を示す。図3Bおよび図3Cに示す機能的特徴は基地局および移動局の両方の受信機および送信機に共通である。

送信機300はシリアル/パラレルコンバータ302、マッピング回路(MAP)304、逆高速フーリエ変換(IFFT)回路306、周波数マルチプレクサ(MuX)308、および変調器310を含んでいる。送信機の動作において、シリアル/パラレルコンバータ302はシリアルデジタルデータストリーム312をMシンボルのブロック314へ変換し、Mはシンボルサイズおよびシステムのデータレートにより決定される。次に、MシンボルはMAP回路304へ入力され、Mシンボルの各々がIFFT回路306の副搬送波入力へマップされる。次に、IFFT回路306へ入力されるデータブロックに逆高速フーリエ変換(IFFT)が実行される。次に、IFFT回路306のN出力に発生される信号318がMuX308において多重化されて、各々がMシンボル314の中の1つのシンボルを含むデータを運ぶ、多重化されたM副搬送波を含む信号320が作り出される。次に、信号320は変調器310においてシステムRF搬送波324上へ変調され、OFDM信号としてシステムRFチャネル322により伝送される。

受信機330は復調器332、周波数デマルチプレクサ(DEMUX)334、高速フーリエ変換回路336、デマッピング回路(DEMAP)338、パラレル/シリアルコンバータ340、干渉測定手段344、信号品質測定手段342およびプロセッサ346を含んでいる。受信機の動作において、システムRF搬送波がシステムRFチャンネル322により受信され次に復調器332において復調され、DEMUX334においてデマルチプレクされて、多重化されたM副搬

送波を含む信号のNサンプル348が得られる。次に、Nサンプル348を入力として、FFT回路336により高速フーリエ変換(FFT)が実行され、各副搬送波により伝送された任意の変調データを含むデータ信号350を発生する。復調されFFTされるN副搬送波はプロセッサ346からDEMUX334およびFFT回路336へ入力されるパラメータにより決定される。干渉測定手段344はNサンプル348の各々から回復される各データ信号350の干渉(I)レベルを測定する。次に、N受信データ信号350がデマッピングブロック338へ入力され、現在リンク通信に割り当てられているM副搬送波周波数Nデータ信号350からデマップされる。デマッピングはプロセッサ346からDEMAPブロック338へ入力されるパラメータに従って行われる。次に、デマップされたMデータ信号352がパラレル/シリアルコンバータ340へ入力されてシリアル受信データ354へ変換される。受信機330が受信しているリンクに現在割り当てられているM副搬送波周波数により受信されるデマップされたMデータ信号352の各々について、デマッピングブロック338の出力において信号品質(C/I)が測定される。

各リンクに対するアダプティブチャンネル割当ては、リンク受信機内で実行される測定の結果を演算する図3AのACA処理部360により実行される。図示する実施例では、プロセッサ346は干渉測定手段344からの干渉測定値および信号品質測定手段342からの信号品質測定結果を受信する。プロセッサ346は測定結果を演算してシステムのACA処理部360へ入力するデータを発生する。次に、プロセッサ346から発生されたデータはインターフェイス362を

介してACA処理部360へ転送される。図示する実施例では、ACA処理部360はMSC内に配置されている。ACA処理部360はシステムの基地局内に配置することもできる。ACA処理部により実行される機能を移動局、基地局およびMSC間に分散することも考えられる。必要なデータを格納するメモリの構成方法、およびこの種の機能を実行するマイクロプロセッサおよびソフトウェアの構成方法は当業者ならば周知である。

移動局がリンク受信機として機能する場合には、プロセッサ346はACAデータを移動局送信機へ転送し、適切な制御チャネルの上りリンクを含むインターフェイス362を介してシステムへ伝送する。リンク受信機としての基地局において、プロセッサ346はランドラインおよび他の接続を含むインターフェイス362を介してMSCへACAデータを転送する。ACA処理部360はデータを演算し、基地局がリンク受信機である場合にはランドラインもしくは他の接続を含み、移動局がリンク受信機である場合には適切な制御チャネルの下りリンクを含む、インターフェイス364を介してリンク受信機330へ適切な副搬送波割当てコマンドを送る。リンク受信機330のプロセッサ346はコマンドを受信し、次に、リンクに正しい副搬送波が受信されるように受信機に正しい入力パラメータを発生する。また、ACA処理部360はインターフェイス366を介してリンク送信機300に関連するMAP回路304へコマンドを送る。次に、MAP回路304はMシンボルをMAP回路304の適切な出力へマップして、M副搬送波の正しいサブセットが伝送されるようにする。

移動局、基地局およびシステムのMSC間の必要なデータ転送は周知の方法により達成することができる。ここに記載する実施例では、DCHおよびPCHチャンネルを上りおよび下りの両方で使用して、移動局とシステムの間で測定結果や副搬送波割当てメッセージを転送することができる。

次に、図4Aを参照して、ACAプロセス中にリンク受信機330により実行されるステップを示すフロー図を示す。下りリンクで受信する移動局により実行されるステップおよび上りリンクで受信する基地局により実行されるステップは本質的に同じであり、図4Aは両方の場合にリンク受信機330により実行され

るステップを説明するのに使用することができる。移動局および基地局で実行されるプロセスステップの違いは図4Aのステップ428である。図4BはACA測定プロセスのステップ428中に移動局により実行される付加ステップを示すフロー図である。これらの特別なステップは、図4Aのプロセスを説明する時に図4Bを参照して説明される。

ACAプロセスは、上りリンクもしくは下りリンクのいずれかにより一対の移動局および基地局間にシステムが通信リンクを作り出す必要がある時に開始される。再び図4Aを参照して、ステップ402においてリンク受信機はシステムから測定順メッセージを受信して、リンクに利用可能な一群のN副搬送波の各々の干渉(I)を測定する。N副搬送波はシステム内で利用可能な全ての副搬送波もしくはシステム内で利用可能な全ての副搬送波から選択される小さな一群の副搬送波とすることができる。次に、ステップ404において、Iが実行される。次に、ステップ404からプロセスはステップ406へ移り、そこでI測定結果がシステムへ送られる。移動局がリンク受信機であれば、I測定結果はDCC HもしくはPCC Hチャネルを介して基地局へ送信され、次に、MSCへ転送される。基地局がリンク受信機であれば、I測定結果は適切なオーバーランド手段を介してMSCへ転送される。I測定結果を送信した後で、プロセスはステップ408へ移り、そこでリンク受信機はシステムからの応答を待つ。次に、図5を参照して、リンク受信機がステップ408において待機状態である時にとられるステップについて説明する。

図5を参照して、ACAプロセス中にシステムのACA処理部内で実行されるプロセスステップを示す。ステップ502において、リンク受信機がN副搬送波により実行するI測定の結果がACAプロセッサにより受信される。次に、ステップ504において、ACAプロセッサはN副搬送波によるI測定の結果から最小干渉未使用M副搬送波を決定する。ステップ505からプロセスはステップ506へ移り、そこで、最小干渉M副搬送波のサブセットをリンクへ割り当てる副搬送波割当てメッセージがリンク受信機およびリンク送信機の両方へ送られる。ここで、ACAプロセッサはステップ508へ移り、リンク受信機からの入力を

さらに待機する。次に、プロセスフローは図4Aのステップ408へ戻る。副搬送波割当てメッセージのM副搬送波を決定する別の方法をステップ506の代わりに使用することができる。例えば、副搬送波は、それらの使用が近隣セルの送信にどのような影響を及ぼすかに基づいて割り当てることができた。最小干渉M副搬送波の1つが近隣セルで使用される場合には、副搬送波は使用されないことがある。この場合、M副搬送波は最小干渉M副搬送波ではないことがある。

再び図4Aを参照して、408において待機状態であるリンク受信機はステップ410へ移り、M副搬送波のサブセットをリンクへ割り当てたチャンネル割当てメッセージを受信する。次に、リンク受信機がM副搬送波の割り当てられたサブセットを使用するリンクによる受信を開始すると、プロセスはステップ412へ移る。次に、ステップ412からプロセスはステップ414へ移り入力をさらに待機する。ステップ416において、入力が受信される。リンク受信機は、M副搬送波の割り当てられたサブセットを使用して受信しながら、3種の入力を受信することができる。判断ステップ418において、リンク受信機は呼終了信号が受信されているかどうかを確認する。呼終了信号が受信されておれば、プロセスは終わる。呼終了信号はシステムによりリンク受信機へ送信されていたり、リンク受信機自体において開始されていることがある。呼終了信号はリンクを介した通信が終了していることをプロセスに示す。呼終了信号が受信されていなければ、プロセスはステップ420へ移り、リンク受信機は測定タイマメッセージが受信されているかどうかを確認する。測定タイマはリンク受信機に関連するプロセッサ内に含まれている。測定タイマは周期的間隔で測定メッセージを発生してリンク受信機に測定を行うよう知らせる。各測定タイマ信号により測定間隔が規定される。測定タイマメッセージが受信されておれば、プロセスはステップ424へ移る。ステップ424において、リンク受信機はN副搬送波のセットについてIを測定する。I測定値は各副搬送波に対するある数の前のI測定値の結果を平均化して精度を得ることができる。最初にステップ424を通る時に、測定値はステップ404で得られる結果で平均化される。その後ステップ424を通る時は、測定結果は前の最後のn測定値により平均化され、nはシステム内で副

搬送波の干渉レベルを正確に追従できる値である。ステップ424からプロセスはステップ426へ移り、リンク受信機はM搬送波のサブセットの各々についてC/Iを測定する。C/I測定値も前の最後のnのC/I測定値により平均化される。次に、ステップ428において、リンク受信機はIおよびC/I測定結果をシステムのACA処理部へ送る。リンク受信機が基地局であるか移動局であるかに応じて、ステップ428は異なる方法で実行することができる。リンク受信機が基地局であれば、平均化された測定結果がACAプロセッサへ直送される。リンク受信機が下りリンク内の移動局であれば、図4Bに示すサブステップを使用して、結果が基地局を介して上りリンクによりシステムへ送信される時のシグナリングトラフィックを低減することができる。

次に、図4Bを参照して、図4Aのステップ428を実行する移動局により実行されるプロセスサブステップを示す。上りリンクのシグナリングトラフィックは、測定結果の異なるセットを異なる時間間隔にわたってシステムへ送信することにより低減される。長い報告期間にわたって、全てのI測定値およびC/I測定結果がシステムへ送信される。より短い報告期間にわたって、I測定値およびC/I測定結果の各々の低減されたセットが送信される。長いおよび短い期間は、第n番の短い期間毎にもしくは第n番の測定期間毎に長い期間が生じるように規定することができ、nは例えば25等の数である。ステップ428aにおいて、移動局は測定期間に測定結果を報告する短い時間間隔が含まれているどうかを確認する。測定期間に測定結果を報告する短い時間間隔が含まれていることが確認されれば、プロセスはステップ428bへ移り、そこで移動局はM副搬送波のサブセットのYの最悪品質副搬送波に対するC/I測定値、 $Y < M$ 、およびN副搬送波のZの最小干渉に対するI測定値、 $Z < N$ 、をシステムへ送信する。YおよびZの値は、シグナリングトラフィックを最小限に抑えながら有効なACAに対する適切な情報を与えるように選択される。Yは1に設定することができ、Zは同じセル内で使用されない少なくとも1つの副搬送波のI測定結果を平均として含む計算された数に設定することができる。次に、プロセスはステップ414へ移り、そこで移動局はさらに入力を待機する。しかしながら、ステップ428

aにおいて、測定期間に測定結果を報告するための短い時間間隔が含まれないことが確認されると、プロセスはステップ428cへ移る。ステップ428cにおいて、移動局はM副搬送波の全サブセットに対するC/I測定値および全N副搬送波に対するI測定値をシステムへ送る。次に、プロセスはステップ414へ移り、そこで移動局はさらに入力を待機する。次に、ACAプロセッサがリンク受信機から測定結果を受信するとプロセスフローは図5へ移る。

再び、図5を参照して、ステップ508において待機状態にあるACAプロセッサは、ステップ510においてリンク受信機からの入力を受信する。ステップ510において、ACAプロセッサは測定結果もしくは呼終了信号を受信することができる。入力が受信されると、プロセッサはステップ512へ移り、そこでどのタイプの入力が受信されたかが確認される。セル終了信号が受信されると、プロセスが終わる。この例では、受信メッセージは測定結果であるためプロセス

はステップ514へ移る。ステップ514において、ACAプロセッサはMのサブセットの副搬送波が最低C/I測定値を有する副搬送波を使用したかどうかを確認する。次に、ステップ516において、M副搬送波のサブセットの最低C/I測定値がACA C/Iトリガしきい値よりも低いかが確認される。ステップ516において、最低C/I測定値がACA C/Iトリガしきい値よりも低くないことが確認されれば、プロセスフローはステップ508へ戻りそこでACAプロセッサはさらに入力を待機する。しかしながら、ステップ516において、最低C/I測定値がACA C/Iトリガしきい値よりも低いことが確認されれば、プロセスフローはステップ518へ移る。ステップ518において、ACAプロセッサは最低C/I測定値を有するMのサブセットの副搬送波のI測定値よりも小さいI測定値を有するN副搬送波のセットの未使用副搬送波が存在するかどうかを確認する。ステップ518において、小さいI測定値を有する未使用副搬送波が存在しないことが確認されれば、プロセスフローはステップ508へ戻りそこでACAプロセッサはさらに入力を待機する。しかしながら、ステップ518において小さいI測定値を有する未使用副搬送波が存在すれば、より好ましい副搬送波が存在し、プロセスはステップ520へ移る。ステップ520

において、ACAプロセッサは最小干渉未使用副搬送波をM副搬送波のサブセットへ挿入して、最低C/I測定値を有するMのサブセットの副搬送波をサブセットから除去する。ヒステリシス効果を回避するために、ステップ518中に最小干渉未使用副搬送波に対するC/Iを算出した後で副搬送波の変化を行って、算出したC/Iが除去すべき副搬送波のC/Iよりも最少量上回ることを確認することができる。最小干渉未使用副搬送波に対するC/Iが除去すべき副搬送波のC/Iを最少量上回らない場合には、未使用副搬送波は置換副搬送波として受諾できないと見なされる。ステップ520から、プロセスはステップ522へ移り、そこでシステムは再構成サブセットメッセージをリンク受信機へ送り、リンクに割り当てられたM副搬送波のサブセットを再構成してプロセッサが行う変化に従わせるようリンク受信機を命令する。次に、ACAプロセッサはステップ508へ移り、さらにリンク受信機からの入力を待機する。複数のより干渉の少ない未使用副搬送波を決定しそれらをC/Iしきい値よりも干渉の少ない複数の未使用

副搬送波と交換することにより、ステップ514-520による手順を交互に実行することができる。サブセットは他の基準に従って再構成することもできる。例えば、リンクのセル内で、サブセットを使用することが近隣セル内で生じる通信へ及ぼす影響に基づいてMのサブセットを再構成することができる。セル内で使用されるいくつかのM副搬送波が近隣セルでも使用される場合には、それらは近隣セルでも使用されないセル内で未使用の副搬送波と置換することができる。使用する副搬送波がC/Iしきい値よりも小さくなかったり、未使用副搬送波の干渉レベルが置換した副搬送波よりも大きい場合でも、再構成を行うことができる。

呼が進行しリンクを介した通信が継続する限り、プロセスは継続する。次に、リンク受信機は入力を受信するとステップ408の待機状態から移り、呼が終了するまで図4A、図4Bおよび図5に示すプロセスステップが繰り返され、呼終了信号がリンク送信機、リンク受信機およびシステムのACA処理部により受信される。

本発明の別の実施例では、リンク受信機としての移動局は、リンク上で使用される、M副搬送波のあるサブセットを要求する、もしくはM副搬送波と置換する副搬送波を要求する要求メッセージを送信する。信号測定結果は移動局からシステムへ送信する必要がない。次に、システムはサブセット受諾もしくは副搬送波受諾メッセージを移動局へ送信する。下りリンクACA処理は主として移動局内の受信機のプロセッサ346内で行われる。この実施例では、最初の実施例のシステムにより実行される、図5に示すステップ504, 514, 516, 518および520は移動局内のプロセッサ346により実行される。上りリンク測定のための基地局ACAプロセスフローは図4A、図4Bおよび図5に示すものと変わらない。

次に、図6Aを参照して、本発明の別の実施例のACAプロセス中にリンク受信機としての移動局により実行されるステップを示すフロー図を示す。ACAプロセスは移動局がステップ602において測定順メッセージを受信する時に開始される。次に、ステップ604において、リンクにとって利用可能なN副搬送波群の各々について干渉(I)が移動局で測定される。次に、プロセスはステップ

606へ移り、そこで最少干渉M副搬送波が決定される。ステップ606から、プロセスはステップ608へ移り、サブセット要求メッセージが移動局によりシステムへ送られる。サブセット要求メッセージは、移動局が要求したサブセット内の各副搬送波の使用を要求することをシステムへ示す。次に、プロセスはステップ610へ移り、移動局はシステムからの返答を待機する。次に、図7を参照して、プロセスがステップ610において待機状態である時にとられるプロセスステップについて説明する。

図7を参照して、ACAプロセスに移動局が含まれる場合に本発明の別の実施例に従ったシステムのACA処理部内で実行されるプロセスステップを示す。ステップ702において、ACA処理部はサブセット要求メッセージを受信する。次に、ステップ704において、システムは移動機が要求したサブセット内のM副搬送波の全てを使用できるかどうかを確認する。例えば、他の移動局が使用中であったり、特殊用途のためにシステム内に保存されている場合、ある副搬送波

はセル内で利用できないことがある。M副搬送波の可用性はその使用が近隣セルの通信に及ぼす影響として決定することもできる。ACAはシステムオペレータがこれらの判断を行う際に柔軟性を与えるように設計される。移動局が要求したサブセット内のM副搬送波を全て使用できることが確認されれば、システムはサブセット受諾メッセージをリンク受信機へ送信する。しかしながら、ステップ704において、提示されるサブセットの副搬送波は移動局により使用されないことが確認されると、プロセスはステップ720へ移りシステムは利用不能な副搬送波を拒絶する副搬送波拒絶メッセージをM副搬送波のサブセットの一部として送信する。次に、プロセスフローはステップ722へ移り移動局からの返答を待機する。

次に、図6Aを参照して、ステップ612において、移動局はシステムから送信されるサブセット受諾メッセージもしくは副搬送波拒絶メッセージを受信する。サブセット受諾メッセージを受信されると、プロセスはステップ620へ移りそこでリンク受信機は割り当てられたサブセットを使用して受信を開始する。しかしながら、ステップ614において、副搬送波拒絶メッセージを受信されていることが確認されると、プロセスはステップ616へ移る。ステップ616にお

いて、リンク受信機は拒絶された要求副搬送波と置換する次の候補を決定する。これらの候補はMの提示されたセット内には無い利用可能なN副搬送波のセットの次に干渉の少ない副搬送波である。

ステップ616から、プロセスはステップ618へ移りそこで次の候補副搬送波を要求する副搬送波要求メッセージがシステムへ送信される。次に、プロセスはステップ610へ移りリンク受信機は返答を待つ。M副搬送波の完全なサブセットが受諾されるまで、プロセスはステップ610, 612, 614, 616, 618, および706, 708により形成されるループを継続する。次に、プロセスはステップ620へ移り、そこで移動局は受諾されたサブセットを使用してリンクを介した受信を開始する。次に、プロセスはステップ622の待機状態へ移る。ステップ622の待機状態において、プロセスは呼終了もしくは測定タイ

マメッセージを受信することができる。呼終了および測定タイムメッセージは本発明の前記実施例について説明した呼終了および測定メッセージと同等である。リンク受信機はステップ624において呼終了もしくは測定タイムメッセージを受信してステップ626へ移り、そこで呼終了が受信されているかどうかを確認される。呼終了が受信されておれば、プロセスは終了する。しかしながら、測定タイムメッセージが受信されておれば、プロセスはステップ628へ移る。ステップ628において、移動局は利用可能なN副搬送波の全てについてIを測定し、各副搬送波について結果を平均化する。次に、ステップ630において、リンク受信機はM副搬送波のサブセットについてC/Iを測定し、各副搬送波について結果を平均化する。次に、プロセスは図6Bのステップ632へ移る。

ステップ632において、リンク受信機は最低C/Iを有するMのサブセットの副搬送波を決定する。次に、ステップ634において、最低C/Iがしきい値よりも小さいかどうかを確認される。しきい値よりも小さくなければ、プロセスはステップ622へ戻りそこでリンク受信機は別の呼終了もしくは測定タイムメッセージを待機する。しかしながら、最低C/Iがしきい値C/Iよりも小さいことが確認されると、プロセスはステップ636へ移る。ステップ636において、Nのセットのより干渉の少ない副搬送波がMのセット内に存在しないかどうかを確認される。より干渉の少ない副搬送波が存在しなければ、プロセスはステップ622へ戻る。しかしながら、より干渉の少ない副搬送波が存在すれば、より好ましい副搬送波が存在しプロセスはステップ638へ移る。ステップ638において、移動局は副搬送波要求メッセージをシステムへ送信して、M副搬送波のサブセット内に無い最少干渉副搬送波を最低C/I副搬送波に置換する副搬送波として要求する。次に、移動局内のプロセスはステップ640の待機状態へ移りプロセスフローは図7のステップ708へ移る。システムのACA処理部はステップ710において要求した副搬送波メッセージを受信する。ステップ632-638で略述した手順は、サブセットの最低C/Iを有する複数の使用副搬送波を決定し、次に複数のより干渉の少ない未使用副搬送波を要求した置換副搬送波と決定して実行することもできる。副搬送波要求メッセージの受信後、ステッ

プ716において、要求した副搬送波が別の移動局のあるリンクを介してセル内で使用されるかどうかを確認される。要求した副搬送波がセル内で使用される場合、システムはステップ718へ移って要求した副搬送波拒絶メッセージを移動局へ送信し、プロセスはステップ708へ戻る。しかしながら、提示された置換副搬送波がセル内で使用されない場合には、システムは要求した副搬送波受諾メッセージを移動局へ送信し、プロセスはステップ708へ戻る。要求した副搬送波がセルにより使用されるかどうかを確認する替わりに、他の基準を使用して可用性を決定することができる。例えば、要求した副搬送波が近隣セル内で使用される場合には、システムは副搬送波要求を拒絶することができる。次に、プロセスはステップ640の待機状態からステップ642へ移り、移動局は受諾もしくは拒絶メッセージを受信する。次に、ステップ644において、要求した副搬送波が受諾されたかどうかを確認される。要求した副搬送波が受諾されておれば、プロセスはステップ646へ移り移動局はそれを介して受信しているM副搬送波のサブセットを、要求した副搬送波を含み最低C/I副搬送波を削除するように再構成する。次に、プロセスはステップ622の待機状態へ移る。しかしながら、要求した副搬送波が受諾されなければ、プロセスはステップ648へ移る。ステップ648において、移動局は、この測定期間内で要求した副搬送波としてまだ拒絶されていない、最低C/IのM副搬送波の搬送波よりも干渉が少ない新しい副搬送波が存在するかどうかを確認する。新しい候補副搬送波が存在しなければ、

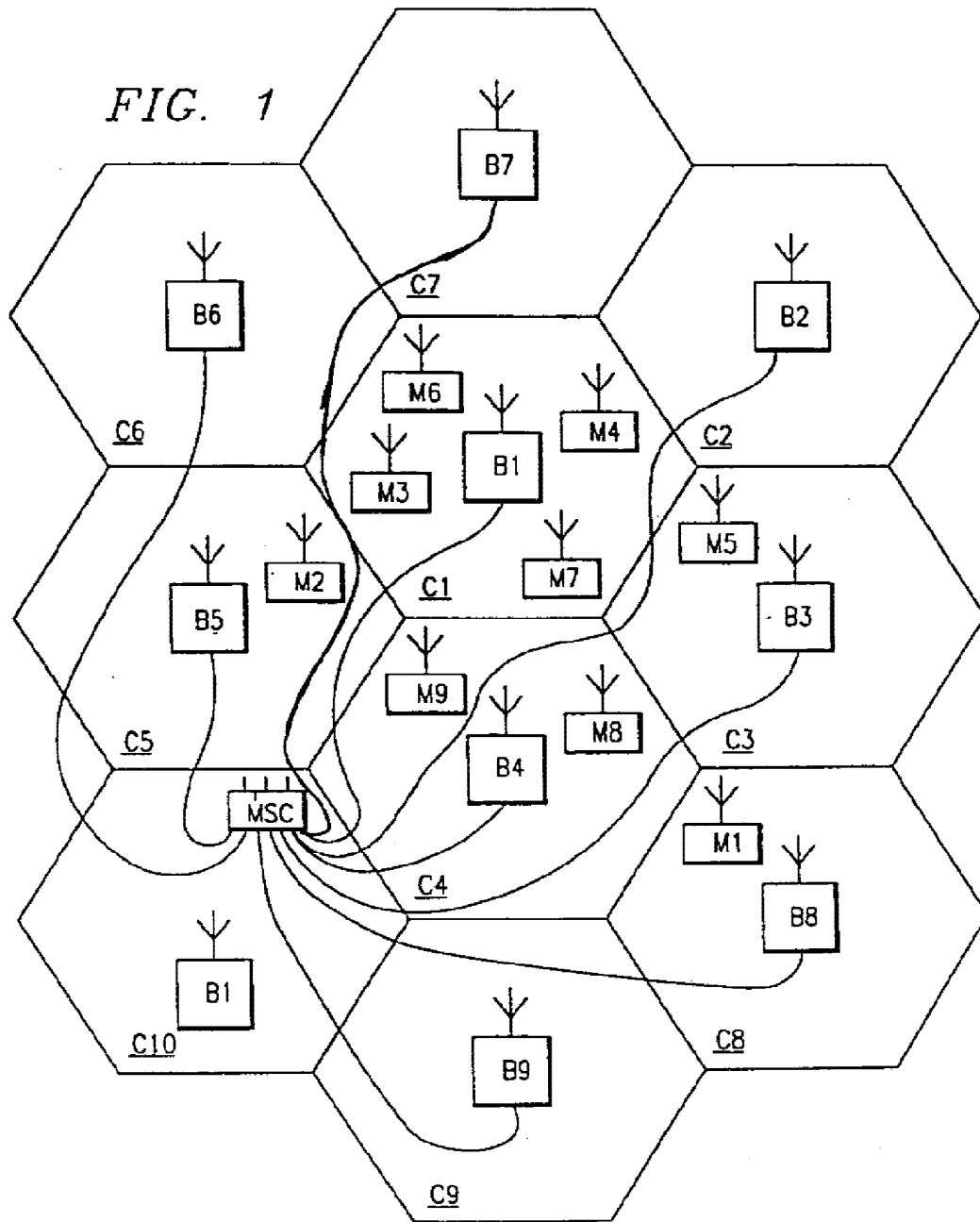
プロセスはステップ622の待機状態へ移る。しかしながら、新しい候補副搬送波が存在すれば、プロセスはステップ638へ移りそこで移動局は副搬送波要求メッセージをシステムへ送信する。メッセージはステップ648で見つけた新しい候補副搬送波を新しい置換副搬送波として要求する。次に、プロセスはステップ640へ移りシステムからの返答を待つ。要求した副搬送波が受諾されるかあるいは新しい候補が存在しなくなるまで、プロセスはステップ642, 644, 648, 650および638および710, 712, 714および716もしくは718により形成されるループを継続する。次に、プロセスはステップ622

の待機状態へ移る。ACAプロセスは呼全体を通して継続され、測定タイムメッセージが受信される度に呼び出される。呼が終了すると、プロセスはステップ624および626を通過して終了する。

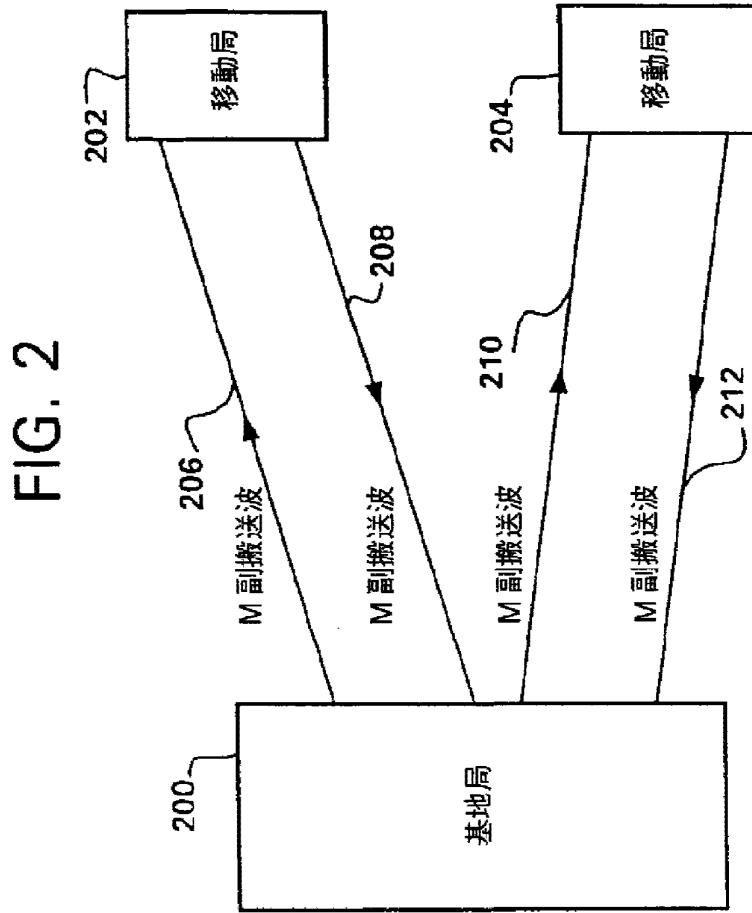
前記説明からお判りのように、本発明によりOFDMシステム用アダプティブチャネル割当て方法およびシステムが提供される。本発明を使用すれば、それを実施するOFDMシステムの性能が向上する。アダプティブチャネル割当ては、システム上りリンクを介して測定結果を運ぶのに必要なシグナリング資源を最小限に抑え、しかもアダプティブチャネル割当ての利点を提供するように設計されている。その結果、スペクトル効率が高く、消失呼が少なく各リンクについて良好な品質の通信を行えるシステムが得られる。

本発明の動作および構造は前記した説明から明白であり、ここに図示しかつ説明した本発明は特定の実施例として特徴付けられるものであるが、請求の範囲に明示された発明の精神および範囲を逸脱することなく変更や修正が可能である。

【 図 1 】



【 図 2 】



【図3】

FIG. 3A

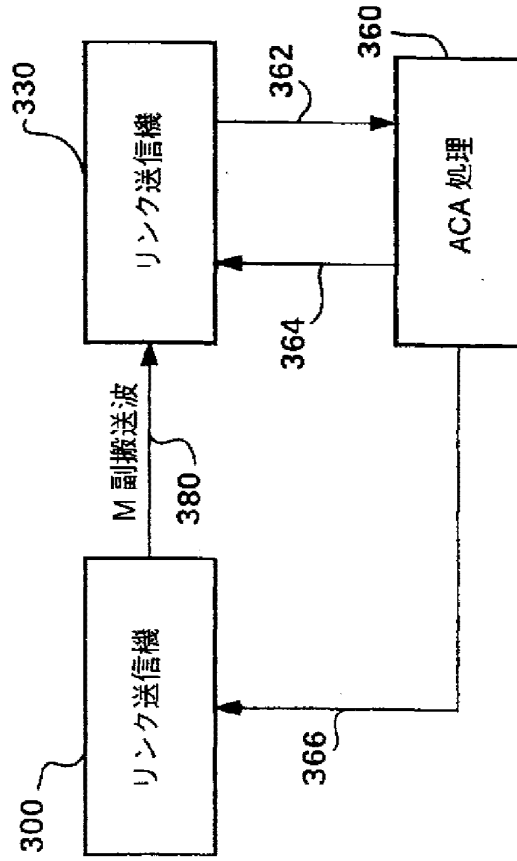


FIG. 3B

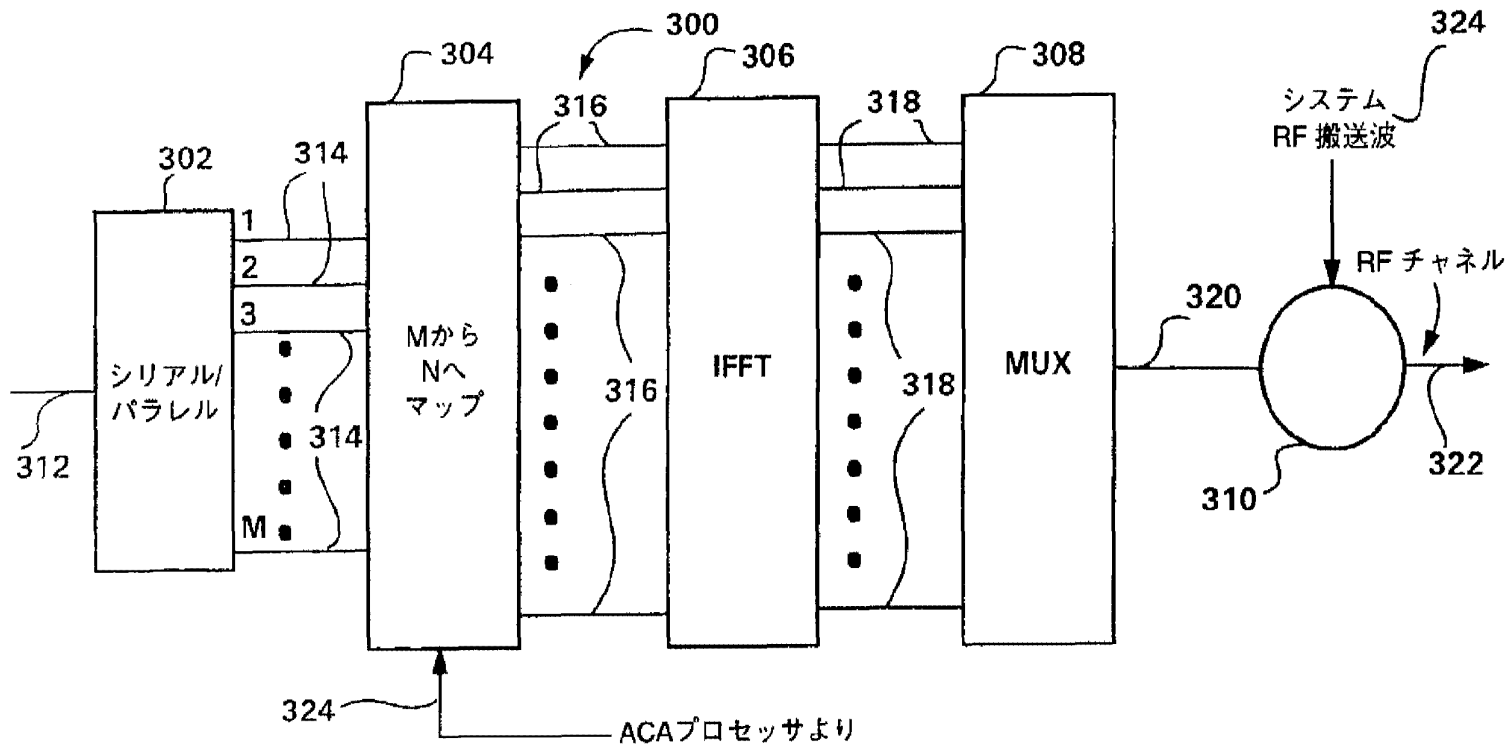
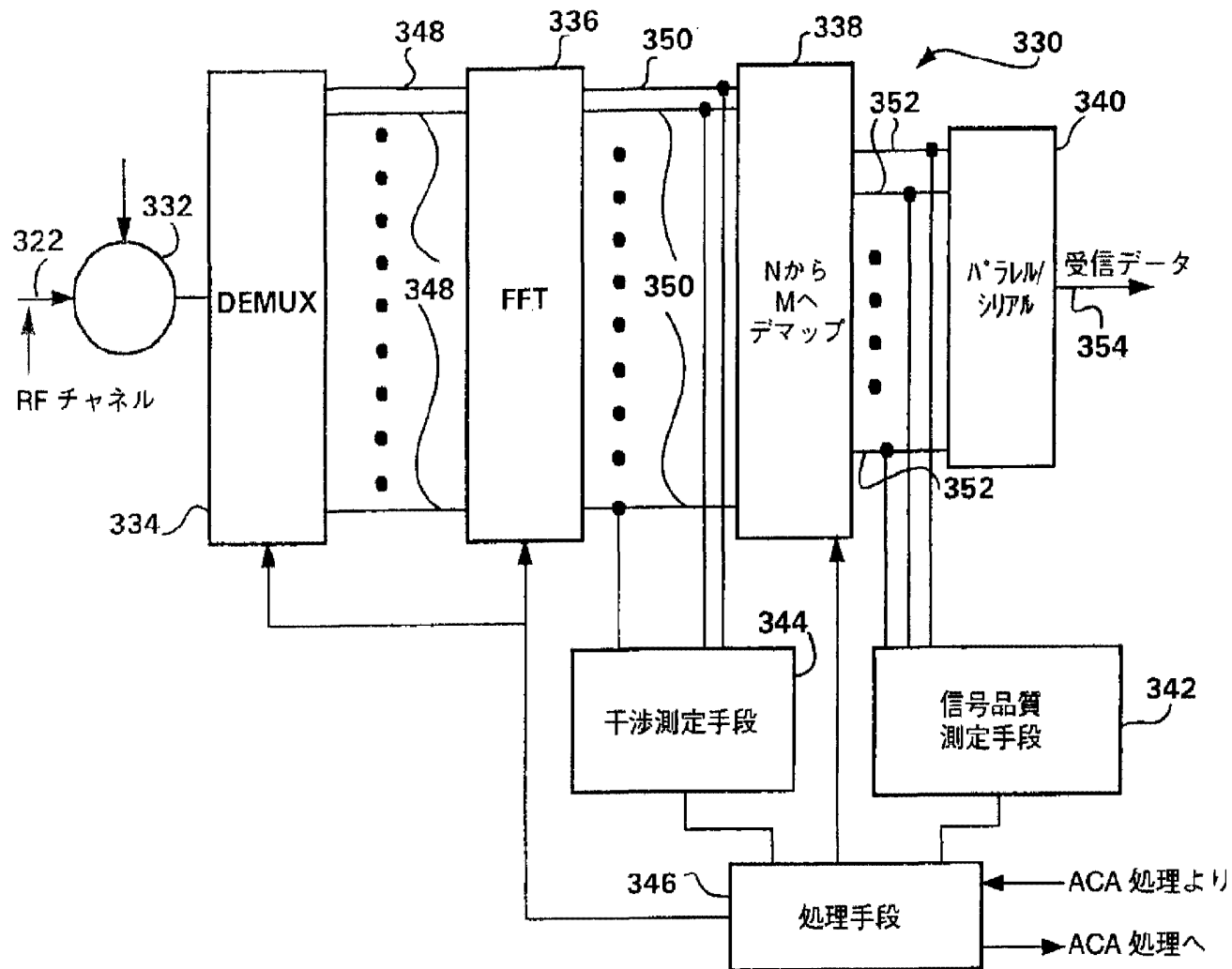


FIG. 3C



【図3】

(36)

特表平11-508417

【図4】

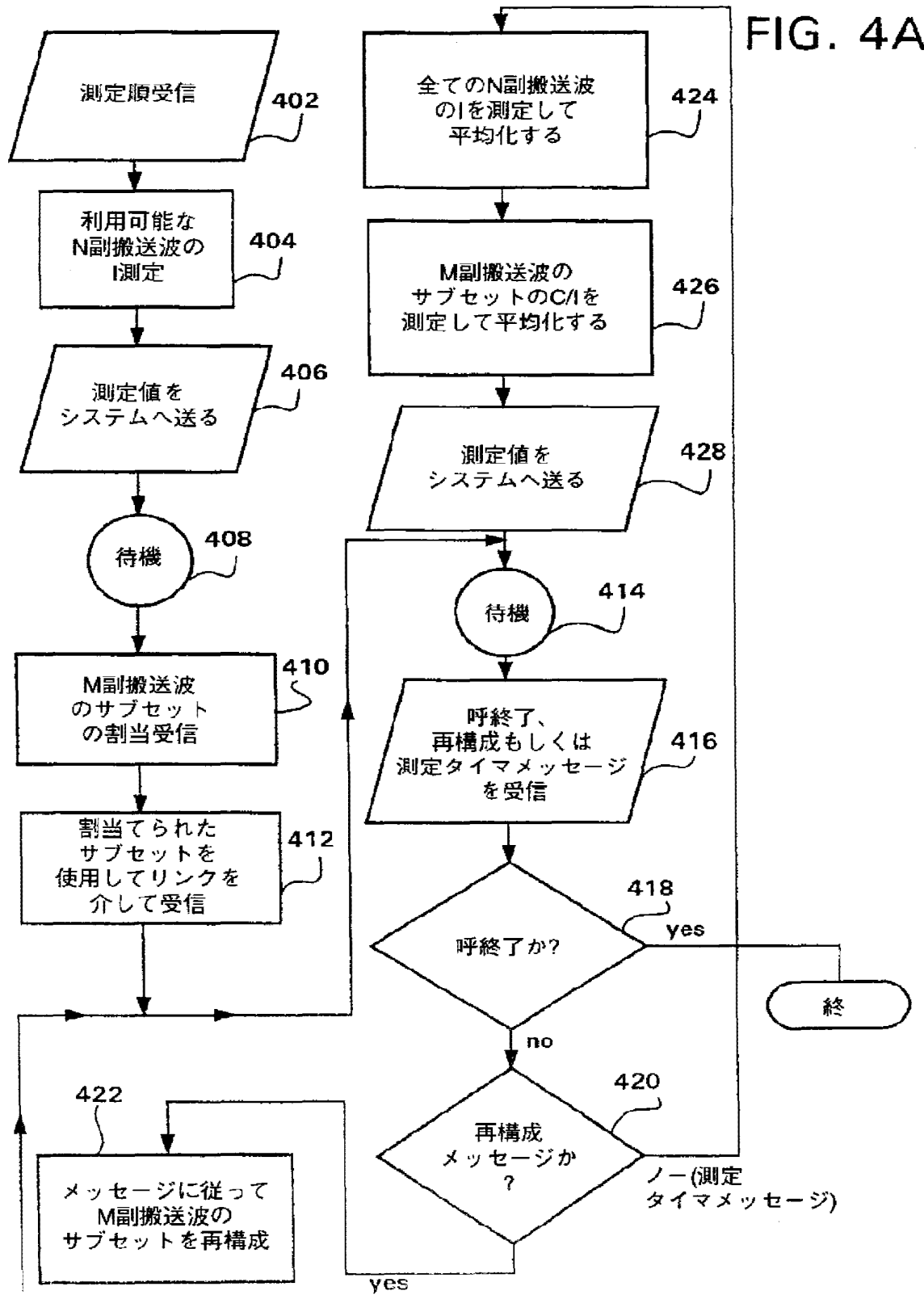
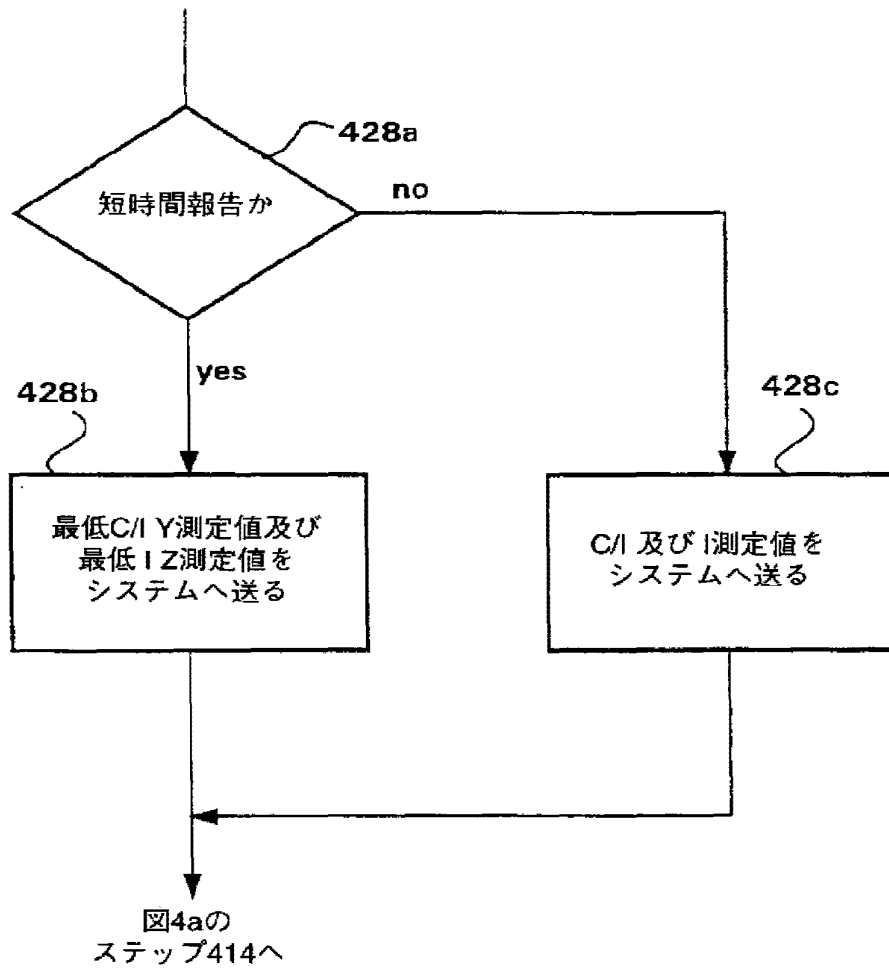


FIG. 4A

【図4】

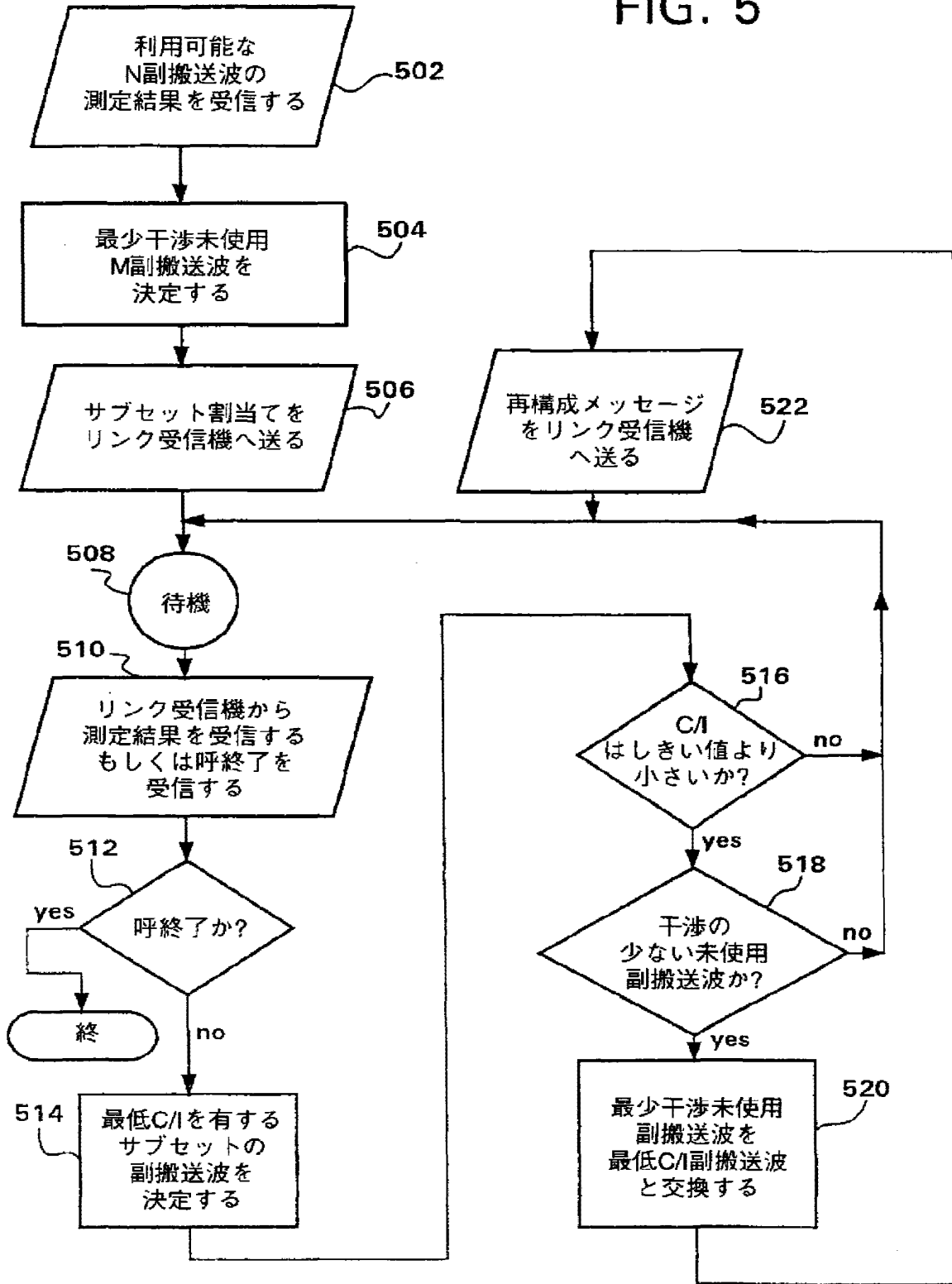
FIG. 4B

図4aのステップ426から

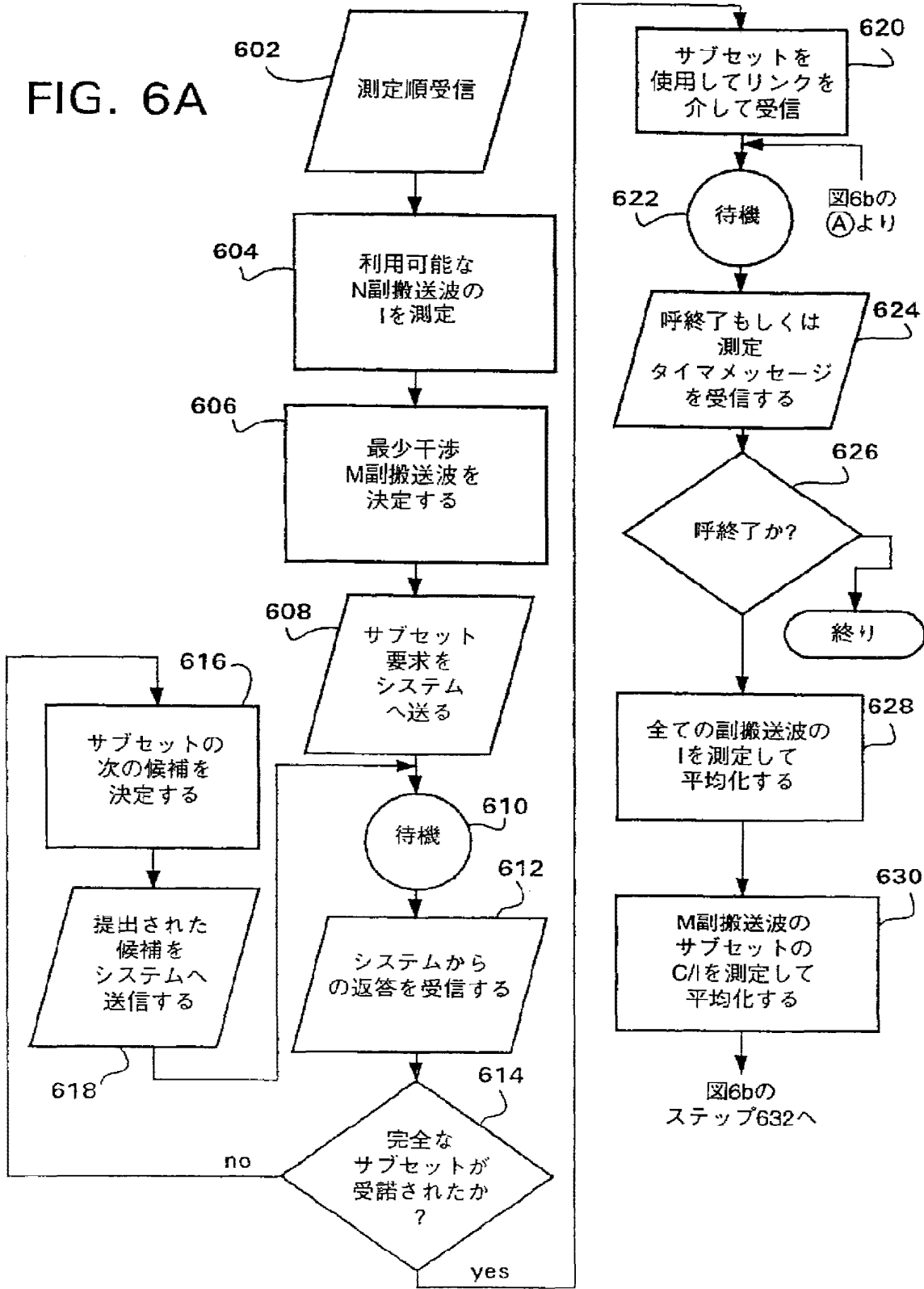


【図5】

FIG. 5

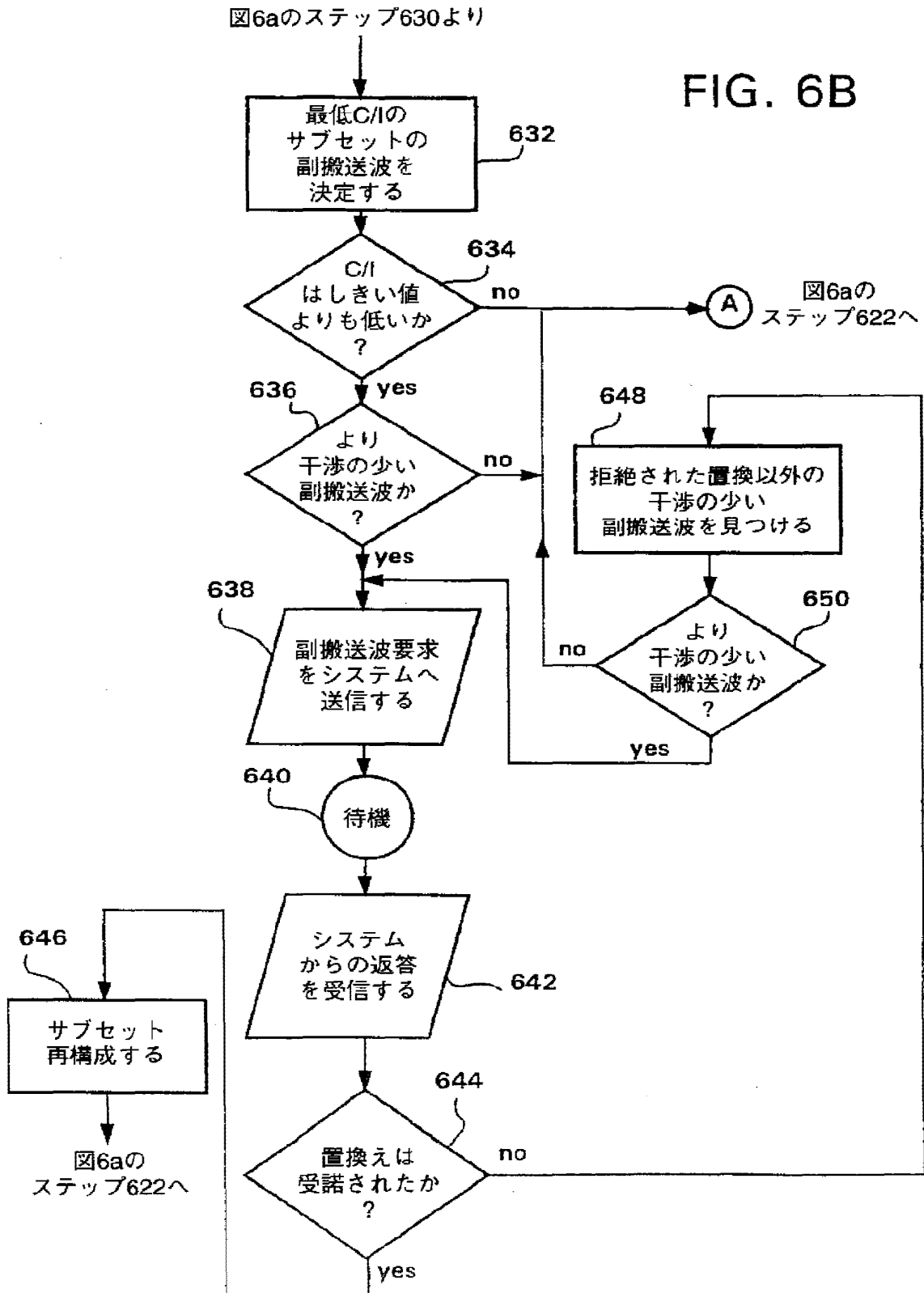


【図6】



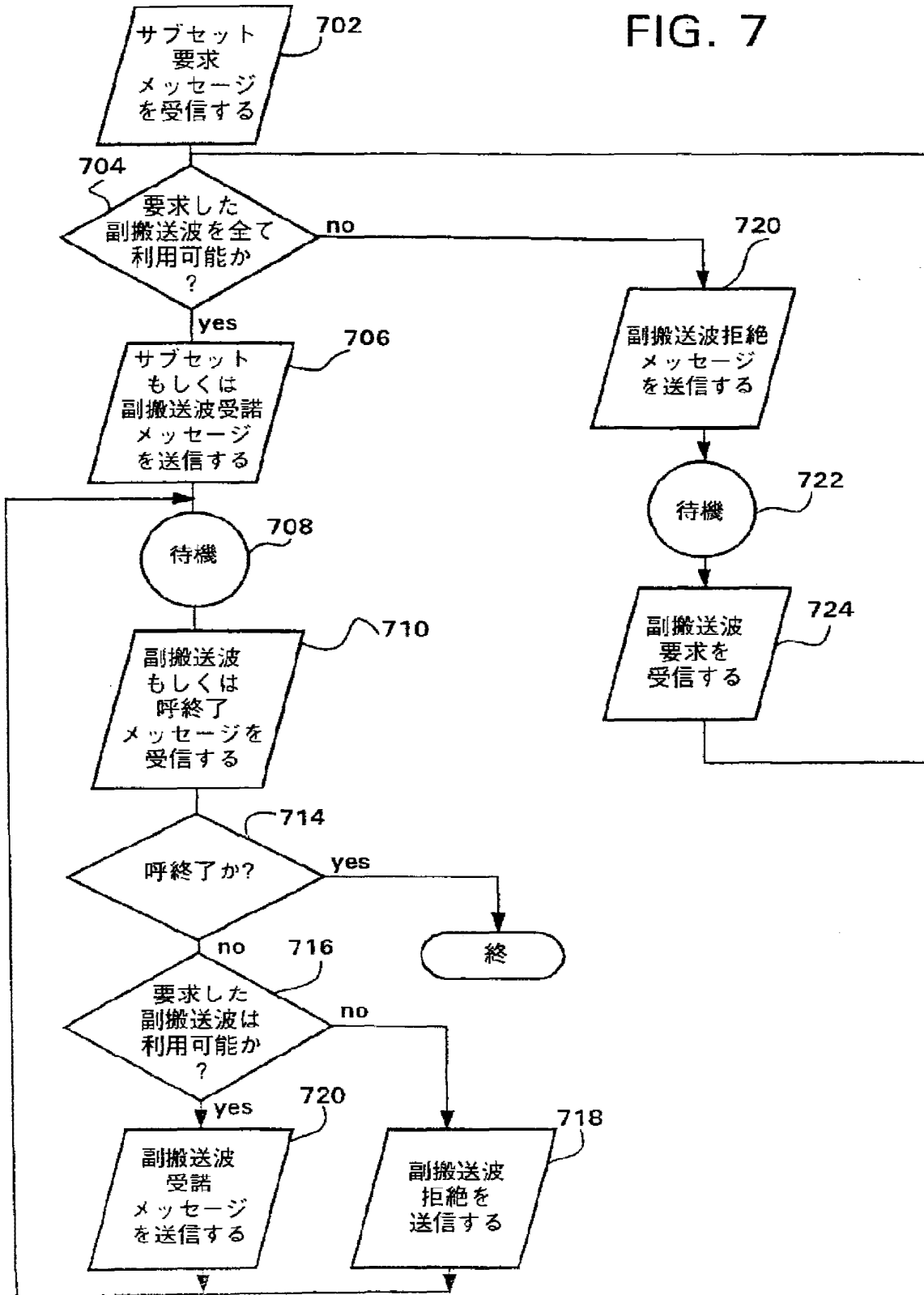
【図6】

FIG. 6B



【図7】

FIG. 7



【 国際調査報告 】

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

		International Application No PCT/SE 96/00814
A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 6 H04Q7/38 H04L5/06		
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 6 H04Q H04L		
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)		
C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
X	WO,A,95 10144 (TELIA AB ;ENGSTROEM BO (SE); LARSSON ROGER (SE)) 13 April 1995 see the whole document ---	1-10, 14-23
A	US,A,5 295 138 (GREENBERG A FREDERICK ET AL) 15 March 1994 see claims ---	1-26
A	US,A,5 400 322 (HUNT RONALD R ET AL) 21 March 1995 see column 1, line 31 - column 3, line 63 ---	1-5, 8-10, 14-18, 21-23
A	EP,A,0 637 181 (SIEMENS AG) 1 February 1995 see the whole document ---	1-5, 14-18
	-/--	
<input checked="" type="checkbox"/> Further documents are listed in the continuation of box C.		<input checked="" type="checkbox"/> 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 22 October 1996		Date of mailing of the international search report 12.11.96
Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.B. 5818 Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+ 31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl, Fax: (- 31-70) 340-3016		Authorized officer Janyszek, J-M

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

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No
PCT/SE 96/00814

C(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT		
Category	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	ELECTRONICS LETTERS, 27 OCT. 1994, UK, vol. 30, no. 22, ISSN 0013-5194, pages 1831-1832, XP000490811 CHAN C -K ET AL: "Efficient frequency assignment scheme for intermodulation distortion reduction in fibre-optic microcellular systems" see the whole document ---	1-7, 14-18,20
A	EP,A,0 490 599 (NORTHERN TELECOM LTD) 17 June 1992 see the whole document -----	1-8, 14-22

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

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

Information on patent family members

International Application No.

PCT, SE 96/00814

Patent document cited in search report	Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO-A-9510144	13-04-95	SE-C- 503548 EP-A- 0721705 SE-A- 9303213	01-07-96 17-07-96 02-04-95
US-A-5295138	15-03-94	NONE	
US-A-5400322	21-03-95	NONE	
EP-A-0637181	01-02-95	DE-A- 4325190 FI-A- 943525	02-02-95 28-01-95
EP-A-0490509	17-06-92	CA-A- 2032325 US-A- 5239676	15-06-92 24-08-93

Form PCT/ISA/210 (patent family annex) (July 1992)

フロントページの続き

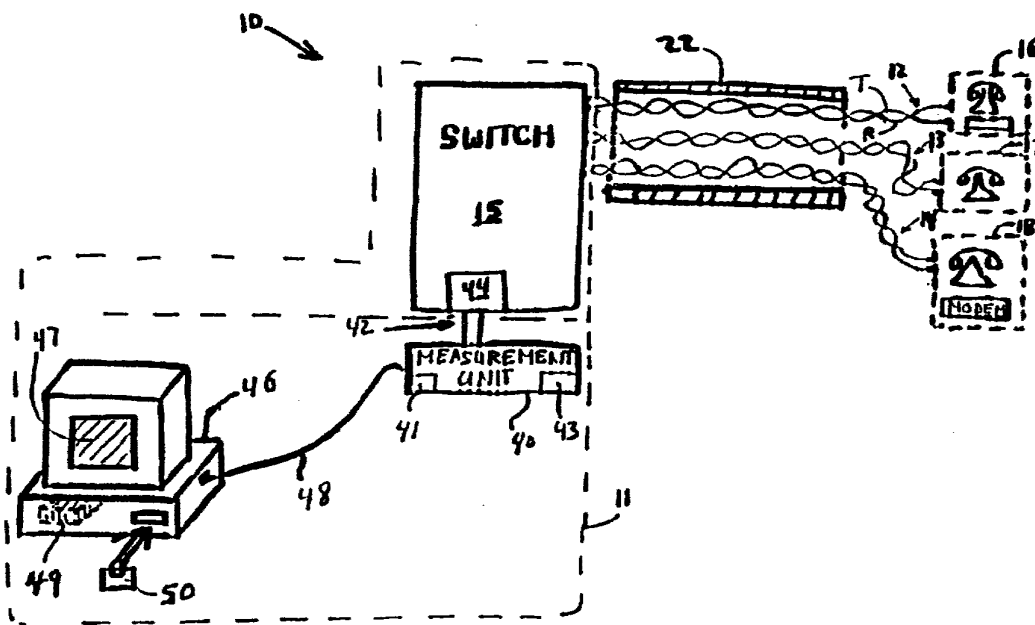
(81)指定国 EP(AT, BE, CH, DE, DK, ES, FI, FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE), OA(BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, ML, MR, NE, SN, TD, TG), AP(KE, LS, MW, SD, SZ, UG), UA(AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), AL, AM, AT, AU, AZ, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, GB, GE, HU, IL, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LK, LR, LS, LT, LU, LV, MD, MG, MK, MN, MW, MX, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, TJ, TM, TR, TT, UA, UG, UZ, VN



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

<p>(51) International Patent Classification ⁷ : H04M 3/00</p>	<p>A2</p>	<p>(11) International Publication Number: WO 00/64130 (43) International Publication Date: 26 October 2000 (26.10.00)</p>
<p>(21) International Application Number: PCT/US00/10301 (22) International Filing Date: 17 April 2000 (17.04.00) (30) Priority Data: 09/294,563 20 April 1999 (20.04.99) US (71) Applicant: TERADYNE, INC. [US/US]; 321 Harrison Avenue, Boston, MA 02118 (US). (72) Inventors: RUDINSKI, Iliia, L.; 1717 W. Crystal Lane, Mount Prospect, IL 60056 (US). SCHMIDT, Kurt, E.; 6444 W. Brever Road, Burlington, WI 53105 (US). (74) Agent: WALSH, Edmund, J.; Teradyne, Inc., 321 Harrison Avenue, Boston, MA 02118 (US).</p>	<p>(81) Designated States: AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ, BA, BB, BG, BR, BY, CA, CH, CN, CR, CU, CZ, DE, DK, DM, DZ, 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, NO, NZ, PL, PT, RO, RU, SD, SE, SG, SI, SK, SL, TJ, TM, TR, TT, TZ, UA, UG, UZ, VN, YU, ZA, ZW, ARIPO patent (GH, GM, KE, LS, MW, 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), OAPI patent (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).</p> <p>Published <i>Without international search report and to be republished upon receipt of that report.</i></p>	

(54) Title: DETERMINING THE PHYSICAL STRUCTURE OF SUBSCRIBER LINES



(57) Abstract

A method determines a structure of a subscriber line. The method includes searching a reference set for a match between the subscriber line and a model line of the reference set and identifying that the subscriber line has a specific physical structure. The match is based on electrical properties of the lines. The act of identifying is responsive to finding a match with one of the model lines that has the specific physical structure.

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AL	Albania	ES	Spain	LS	Lesotho	SI	Slovenia
AM	Armenia	FI	Finland	LT	Lithuania	SK	Slovakia
AT	Austria	FR	France	LU	Luxembourg	SN	Senegal
AU	Australia	GA	Gabon	LV	Latvia	SZ	Swaziland
AZ	Azerbaijan	GB	United Kingdom	MC	Monaco	TD	Chad
BA	Bosnia and Herzegovina	GE	Georgia	MD	Republic of Moldova	TG	Togo
BB	Barbados	GH	Ghana	MG	Madagascar	TJ	Tajikistan
BE	Belgium	GN	Guinea	MK	The former Yugoslav Republic of Macedonia	TM	Turkmenistan
BF	Burkina Faso	GR	Greece	ML	Mali	TR	Turkey
BG	Bulgaria	HU	Hungary	MN	Mongolia	TT	Trinidad and Tobago
BJ	Benin	IE	Ireland	MR	Mauritania	UA	Ukraine
BR	Brazil	IL	Israel	MW	Malawi	UG	Uganda
BY	Belarus	IS	Iceland	MX	Mexico	US	United States of America
CA	Canada	IT	Italy	NE	Niger	UZ	Uzbekistan
CF	Central African Republic	JP	Japan	NL	Netherlands	VN	Viet Nam
CG	Congo	KE	Kenya	NO	Norway	YU	Yugoslavia
CH	Switzerland	KG	Kyrgyzstan	NZ	New Zealand	ZW	Zimbabwe
CI	Côte d'Ivoire	KP	Democratic People's Republic of Korea	PL	Poland		
CM	Cameroon	KR	Republic of Korea	PT	Portugal		
CN	China	KZ	Kazakstan	RO	Romania		
CU	Cuba	LC	Saint Lucia	RU	Russian Federation		
CZ	Czech Republic	LI	Liechtenstein	SD	Sudan		
DE	Germany	LK	Sri Lanka	SE	Sweden		
DK	Denmark	LR	Liberia	SG	Singapore		
EE	Estonia						

DETERMINING THE PHYSICAL STRUCTURE OF SUBSCRIBER LINES

This is a continuation-in-part of Application No.
U.S. Application No. 09/294,563, filed April 20, 1999.

5

Background of the Invention

This application relates generally to communications networks, and more particularly, to determining electrical properties of multi-wire communication lines.

10 Recently, there has been an increased demand for the subscriber lines of plain old telephone services (POTS's) to carry high-speed digital signals. The demand has been stimulated by home access to both the Internet and distant office computers. Both types of access typically employ a
15 POTS line as part of the path for carrying digital signals.

POTS's lines were built to carry voice signals at audible frequencies and can also carry digital signals as tone signals in the near audible frequency range. Modern
20 digital services such as ISDN and ADSL transmit data at frequencies well above the audible range. At these higher frequencies, POTS's lines that transmit voice signals well may transmit digital signals poorly. Nevertheless, many telephone operating companies (TELCO's) would like to
25 offer ISDN and/or ADSL data services to their subscribers.

Telephone lines between a TELCO switch and subscribers' premises are frequent sources of poor performance at the high frequencies characteristic of ISDN and ADSL transmissions. Nevertheless, high cost has made
30 widespread replacement of these subscriber lines an undesirable solution for providing subscribers with lines capable of supporting ISDN and ADSL. A less expensive

alternative would be to repair or remove only those subscriber lines that are inadequate for transmitting high-speed digital data.

To limit replacement or repair to inadequate lines, 5 TELCO's have placed some emphasis on developing methods for predicting which subscriber lines will support data services, such as ISDN and ADSL. Some emphasis has been also placed on predicting frequency ranges at which such data services will be supported. Some methods have also 10 been developed for finding faults in subscriber lines already supporting data services so that such faults can be repaired.

Current methods for predicting the ability of subscriber lines to support high-speed digital 15 transmissions are typically not automated, labor intensive, and entail test access at multiple points. Often, these methods entail using skilled interpretations of high frequency measurements of line parameters to determine data transmission abilities. At a network 20 scale, such tests are very expensive to implement.

The present invention is directed to overcoming or, at least, reducing the affects of one or more of the problems set forth above.

25

Summary of the Invention

In a first aspect, the invention provides a method of determining a physical structure of a subscriber line. The method includes searching a reference set for a match between the subscriber line and a model line of the 30 reference set and identifying that the subscriber line has a specific physical structure. The match is based on electrical properties of the lines. The act of identifying is responsive to finding a match with one of

the model lines that has the specific physical structure.

In a second aspect, the invention provides a method of qualifying a subscriber line for a data service. The method includes searching a reference set of model lines
5 for a best match to a subscriber line by comparing sets of electrical properties and determining that the subscriber line has a specific physical structure. The act of determining is responsive to the best matching model line having the specific physical structure. The
10 method also includes disqualifying the subscriber line for the data service, in part, in response to determining that the specific physical structure corresponds to a disqualified line.

In a third aspect, the invention provides a method
15 of providing a data service. The method includes searching for a match between electrical properties of a subscriber line and a model line of a reference set and determining whether the subscriber's line is qualified for the data service. The act of determining is based in
20 part on whether the best matching model line has one of a bridged tap and a mixture of gauges. The method also includes performing a business action in response to determining that the subscriber's line is qualified.

In a fourth aspect, the invention provides a data
25 storage device that stores an executable program of instructions for causing a computer to perform one or more of the above-described methods.

Various embodiments use test accesses, which provide
30 data on low frequency electrical properties of subscriber lines, to make predictions about high frequency performance.

Brief Description of the Drawings

Other features and advantages of the invention will be apparent from the following description taken together with the drawings in which:

5 FIG. 1 shows a portion of a POTS network having a system for detecting faults in subscriber telephone lines;

 FIG. 2A shows a first measuring setup for making one-ended electrical measurements on a subscriber telephone line;

10 FIG. 2B is an equivalent circuit for the measuring setup of FIG. 2A;

 FIG. 2C shows a second measuring setup for making one-ended electrical measurements on a subscriber telephone line;

15 FIG. 3 illustrates signal distortions produced by the test bus and standard voice test access;

 FIG. 4 shows a split pair fault in a subscriber line;

 FIG. 5 shows how a splice error can produce a split pair fault;

20 FIG. 6A shows a phase measurement signature of a resistive imbalance on a subscriber line;

 FIG. 6B shows a phase measurement signature of a split pair fault on a subscriber line;

25 FIG. 7 is a flow chart illustrating a method of detecting faults on subscriber lines with the system of FIGs. 1, 4, and 5;

 FIG. 8 is a flow chart illustrating a method of qualifying subscriber lines with the method of FIG. 7;

30 FIG. 9 shows a method of providing high speed data services using the methods of FIGs. 7 and 8;

 FIG. 10A-10E show exemplary subscriber lines having different gauge mixes;

 FIG. 11 shows a subscriber line with a bridged tap;

FIG. 12A-12E shows exemplary structures of subscriber lines having one bridged tap;

FIG. 13 is a flow chart for a method of determining the specific physical structure of a subscriber line from a reference set;

FIG. 14 is a flow chart for a method of finding a best match between a subscriber and model lines;

FIG. 15 is a flow chart for a method of qualifying subscriber lines; and

FIG. 16 is a flow chart for a business method of providing high-speed data services to subscribers.

FIG. 17 is a flow chart for a stacked method of detecting bridged taps using auxiliary variables;

FIG. 18A shows predicted and actual signal attenuations of nominal subscriber lines;

FIG. 18B shows predicted and actual signal attenuations of non-nominal subscriber lines;

FIG. 18C shows predicted, shifted predicted, and actual signal attenuations for an exemplary nominal subscriber line;

FIG. 19 shows an exemplary decision tree;

FIG. 20 illustrates the action of the rules of the decision tree of FIG. 19 on a set of subscriber lines;

FIG. 21 is a flow chart illustrating a method of creating the decision trees with machine learning methods; and

FIG. 22 is a flow chart for a method of determining the branching rules of the decision tree illustrated in FIGs. 19-20.

Description of the Preferred Embodiments

MEASUREMENT AND TEST APPARATUS

FIG. 1 shows a portion of a POTS network 10 that has a system 11 for detecting faults in subscriber lines 12-

14. The subscriber lines 12-14 connect subscriber units 16-18, i.e., modems and/or telephones, to a telephony switch 15. The switch 15 connects the subscriber lines 12-14 to the remainder of the telephone network 10. The
5 switch 15 may be a POTS switch or another device, e.g., a digital subscriber loop access multiplexer (DSLAM).

Each subscriber line 12-14 consists of a standard twisted two-wire telephone line adapted to voice transmissions. The two wires are generally referred to as
10 the ring AR@ and tip AT@ wires.

A large portion of each subscriber line 12-14 is housed in one or more standard telephone cables 22. The cable 22 carries many subscriber lines 12-14, e.g., more than a dozen, in a closely packed configuration. The
15 close packing creates an electrical environment that changes transmission properties of the individual subscriber lines 12-14.

Electrical measurements for detecting line faults are performed by a measurement unit 40. In various
20 embodiments, the measurement unit 40 includes one or both devices 41 and 43. Each device 41, 43 performs one-ended electrical measurements on selected lines 12-14. In preferred embodiments, the electrical measurements are one-ended. The device 41 performs measurements on tip and
25 ring wires of a selected subscriber line 12-14 in a common mode configuration and produces results useful for detecting split pairs. The device 43 can measure admittances of the tip and ring wires of a selected line 12-14 either separately or together and produces data
30 useful for determining the specific physical line structure. The measurement unit 40 may also house other devices (not shown) for performing other types of electrical measurements, i.e., one-ended or two-ended measurements. The measurement unit 40 couples to the

switch 15 via a test bus 42.

The devices 41, 43 connect to the switch 15 through the test bus 42 and a standard voice test access 44. The voice test access 44 electrically connects either the device 41 or device 43 to the subscriber lines 12-14 selected for testing. The voice test access 44 generally transmits electrical signals with low frequencies between about 100 Hertz (Hz) and 20 kilo Hz (KHz). But, the test access 44 may transmit signals at higher frequencies, e.g., up to 100 to 300 KHz, in some switches 15.

The measurement unit 40 is controlled by computer 46, which selects the types of measurements performed, the device 41, 43 used, and the subscriber lines 12-14 to test. The computer 46 sends control signals to the measurement unit 40 via a connection 48, e.g., a line, network, or dedicated wire, and receives measurement results from the measurement unit 40 via the same connection 48.

The computer 46 contains a software program for controlling line testing by the measurement unit 40 and for detecting line conditions or faults with results from the measurement unit 40. The software program is stored, in executable form, in a data storage device 49, e.g., a hard drive or random access memory (RAM). The program may also be encoded on a readable storage medium 50, such as an optical or magnetic disk, from which the program can be executed.

To perform a test, the measurement unit 40 signals the voice test access 44 to connect the line 12-14 to be tested to wires of the bus 42 for connecting to internal devices 41, 43. Then, one or both of the internal devices 41, 43 performs electrical measurements on the selected line 12-14. After the measurements are completed, the measurement unit 40 signals the switch 15 to disconnect

the line 12-14 from the wires of the bus 42.

The computer 46 can classify selected subscriber lines 12-14 prior to fully connecting the lines 12-14 for data services. The range of possible classes to which a line 12-14 can be assigned will depend on the business needs of a TELCO. A simple, but very useful set of classes is "qualified" and "disqualified" to provide data services. Qualification is based on determining, with high certainty, that a selected line 12-14 will support a specified data service. Disqualification is based on determining, with high certainty, that the selected line 12-14 will not support the specified data service.

FIG. 2A shows a first setup 52 for performing one type of one-ended electrical measurements with the device 41. The measurements are used to detect faults such as split pairs in the subscriber lines 12-14 of FIG. 1.

The device 41 has a variable frequency voltage source 54 for driving the tip and ring wires T, R of the subscriber line 12-14 under test. The voltage source drives both wires together, i.e., in a common mode configuration, at a frequency controlled by the measurement unit 40. The tip and ring wires T, R of the line 12-14 under test are connected to the device 41 via the voice test access 44.

The voltage source 54 connects to one side of resistors R_1 and R_2 . The second side of resistors R_1 and R_2 connect to the respective tip and ring wires T, R of the subscriber line 12-14 under test. Thus, the voltage source 54 drives the tip and ring wires T, R in common mode through the corresponding resistors R_1 and R_2 .

The resistors R_1 and R_2 have equal resistances so that the voltage source 54 induces equal voltages V_1 , V_2 between each resistor R_1 , R_2 and ground if the currents I_T , I_R therein are also equal. Differences in the input

impedances Z_T , Z_R of the tip and ring wires T, R make the voltages V_1 , V_2 differ in amplitude and/or phase. For example, mutual inductance effects produced by a split pair can make the input impedances Z_T , Z_R unequal.

5 Voltmeters VM_1 and VM_2 measure amplitudes and phases of voltages V_1 and V_2 , respectively. From measurements of the voltmeters VM_1 and VM_2 , the computer 46 can obtain the phase difference between V_1 and V_2 .

10 FIG. 2B shows an equivalent circuit 55 for the measurement setup 52 of FIG. 4. In the common mode configuration, the tip and ring wires T, R act as elements of independent circuits 56, 57 that connect the voltage source 54 to a common ground 58. The tip wire T is equivalent to an impedance Z_T in the circuit 56, and the
15 ring wire R is equivalent to an impedance Z_R in the circuit 57.

The input impedances Z_T and Z_R may have different amplitudes and/or phases due to the presence of a fault on either the tip or ring wires T, R. Different values for Z_T
20 and Z_R produce different currents I_T and I_R in the circuits 56 and 57 and different measured voltages V_1 and V_2 . The phase of the voltage difference $V_1 - V_2$ is proportional to the phase difference between the input impedances of the tip and ring wires T, R. In the phase of the difference V_1
25 - V_2 , termination effects associated with the attached subscriber unit 16 can largely be ignored.

FIG. 2C shows a measuring setup 60 for performing one-ended electrical measurements on a selected subscriber line 12-14 with the device 43 shown in FIG 1. The device
30 43 measures electrical properties, which can be used to determine the specific physical structure of the lines 12-14 and to determine line conditions and faults as is described below. Some methods for detecting line faults and conditions with the device 43 have been described in

U.S. Application No. 09/294,563 ('563), filed April 20, 1999. The '563 application is incorporated herein, by reference, in its entirety.

The device 43 is adapted to measure admittances
5 between the tip wire T, ring wire R, and ground G for a
subscriber line 12-14 being tested. The tip and ring
wires T, R of the line 12-14 being tested couple to
driving voltages V_1' and V_2' through known conductances G_t
and G_r . The tip and ring wires T, R also connect to
10 voltmeters V_t and V_r . The V_t and V_r voltmeters read the
voltage between the tip wire T and ground G and between
the ring wire R and ground G, respectively. The readings
from the voltmeters V_t and V_r enable the computer 46 to
determine three admittances Y_{tg} , Y_{tr} , and Y_{rg} between the
15 pairs tip-ground, tip-ring, and ring-ground, respectively.

The device 43 can measure the admittances at preselected
frequencies in the range supported by the voice test
access 44. The '563 application has described methods for
performing such measurements.

Referring to FIG. 3, the computer 46 may compensate
20 for signal distortions introduced by the test bus 42
and/or the voice test access 44. To perform compensation,
the computer 46 treats the two lines of the combined bus
42 and test access 44 as a linear two port systems. Then,
25 the currents and voltages I_T' , V_T' and I_R' , V_R' at the
output terminals of the measurement device 40 are related
to the currents and voltages I_T , V_T and I_R , V_R on the output
terminals of the tip and ring wires T, R by the following
2x2 matrix equations:

30 $[I_T, V_T] = A(f) [I_T', V_T']^t$ and $[I_R, V_R] = A'(f) [I_R', V_R']^t$.
The frequency dependent matrices $A(f)$ and $A'(f)$ are
determined experimentally for each bus 42 and voice test
access 44. Then, the computer 46 calculates the
impedances or admittances of the tip and ring wires T, R

with the currents and voltages I_T , V_T and I_R , V_R obtained from the above equations.

The measurement unit 40 and computer 46 can detect faults such as split pairs, resistive imbalances, metallic faults, load coils, bridged taps, gauge mixtures, and high
5 signal attenuations. Co-pending U.S. Patent Application 09/285,954 ('954), filed April 2, 1999, describes the detection of some of these faults and is incorporated herein by reference in its entirety.

10

SPLIT PAIRS

Referring again to FIG. 1, close proximity can inductively produce cross talk between the subscriber lines 12-14. Cross talk is frequently caused by large
15 noise or ringing signals on one of the lines 12-14. The large signal inductively produces signals on nearby lines 12-14. To reduce cross talk, the tip and ring wires T, R of each subscriber line 12-14 are either tightly twisted together or kept in close proximity in the cable 22. In
20 this way, stray signals affect both wires of a pair so that induced signals do not impact the difference signal between the tip and ring wires.

Referring to FIG. 4, the tip and ring wires T', R' of a subscriber line 24 are separated spatially in a portion
25 of cable 26. The portion of the subscriber line 24 in which the tip and ring wires T', R' are spatially separated is referred to as a split pair. A split pair T', R' has a high risk of picking up cross talk other lines 28-29 in the same cable 26 or external noise sources
30 such as power lines (not shown).

Split pairs also introduce impedance discontinuities into subscriber lines, because the split pair creates a localized and abrupt impedance variation. Impedance discontinuities can cause signal reflections and high

signal attenuations for high-speed digital transmissions.

FIG. 5 illustrates one type of split pair, i.e., a split pair caused by a splice error. The splice error occurred when two portions of a subscriber line 32, which are located in two different cables 33, 34, were joined. The splice 35 has joined tip and ring wires T_1 , R_2 from two different twisted pair lines 36, 37 in the cable 33 to tip and ring wires T_3 , R_3 of a single twisted pair 38 in the adjacent cable 34. The tip and ring wires T_1 , R_2 of the portion of the subscriber line 32 are widely separated in a substantial portion of the cable 33. Thus, the tip and ring wires T_1 , R_2 form a split pair.

Detection of split pair faults is difficult for several reasons. First, split pairs do not produce easily detected effects such as metallic faults, i.e., broken wires or shorted wires, or impedance imbalances. Second, split pairs produce cross talk that produce intermittent faults depending on the signals on nearby lines, e.g., intermittent ringing signals. The intermittency makes such faults difficult to recognize.

Conventional tests have not been very successful in detecting split pairs. Nevertheless, split pairs can degrade the quality of a subscriber line for high-speed data services.

FIG. 6A and 6B provide graphs 68, 69 of the phase of the voltage difference $V_1 - V_2$ between resistors R_1 and R_2 while testing two exemplary subscriber lines 12-14 with the measurement setup 52 of FIG. 4. The graphs 68, 69 provide frequency sweeps of the phase difference, which show signatures of faults that can interfere with high-speed data services, e.g., ISDN or ADSL.

Referring to FIG. 6A, the graph 68 shows a signature for a resistive imbalance fault on the tested subscriber line 12-14. The signature for a resistive imbalance is a

pronounced peak in the phase of the voltage difference $V_1 - V_2$. The peak appears in the phase difference between impedances of the tip and ring wires. The peak has a narrow width that is typically not more than a few hundred
5 to about 2 KHz. Typically, the phase has a height of greater than about 5° .

Referring to FIG. 6B, the graph 69 shows a signature for a split pair fault on the tested subscriber line 12-14. The signature is a flat and substantially constant
10 phase for $V_1 - V_2$, i.e., a substantially constant non-zero phase difference between the input impedances Z_T, Z_R of the wires T, R. Typically, the phase has a value of between about $.5^\circ$ and 1.5° . The nonzero and flat phase extends
15 over a region of frequencies having a width of at least 5,000 kilo Hz. The phase of Z_T and Z_R may remain flat, nonzero, and peakless from about 100 Hz to about 20,000 Hz if a split pair is present, i.e., over the frequency range measurable through the voice test access 44; shown in FIG.
20 1. A nonzero and substantially frequency independent phase difference between the input impedances Z_T, Z_R of the tip and ring wires is a signature for a split pair on the subscriber line 12-14 being tested.

FIG. 7 is a flow chart illustrating a method 70 of detecting a fault in the subscriber lines 12-14 with the
25 system 11 of FIG. 1. The computer 46 selects the subscriber line 12-14 to test for faults (step 72). The measurement unit 40 electrically connects to the selected line 12-14 via the voice test access 44 of the TELCO switch 15 (step 74). The connection produces the
30 measurement setup 52 illustrated in FIGs. 4 and 5.

The measurement unit 40 performs one-ended electrical measurements to determine a signal proportional to the phase difference of the input impedances Z_T, Z_R of the tip

and ring wires of the selected line 12-14 (step 76). The quantity actually measured is the phase of $V_1 - V_2$, which is proportional to the phase of the difference of the input impedances Z_T , Z_R . The device 41 measures the phase
5 by driving the tip and ring wires in the common mode configuration shown in FIG. 4. The driving frequencies are between about 100 Hz to 20,000 kilo Hz and accessible via the voice test access 44. Such frequencies are very low compared to transmission frequencies of high-speed
10 data services such as ISDN and ADSL.

The computer 46 analyzes the measurements of the phase as a function of frequency to determine whether the phase has a signature for a line fault (step 78). The line faults that produce signatures in the phase include
15 split pairs and resistance imbalances as described above in relation to FIGs. 6B and 6A, respectively. Other signatures are possible, e.g., for other types of faults.

If a signature for a line fault is found, the computer 46 identifies that a fault has been detected (step 80). The
20 identification may entail making a reporting act. The reporting act may include making an entry in a file that lists the faults on the subscriber lines 12-14, displaying a warning on an operator's display screen 47 or on a screen of a service technician (not show), or informing a
25 program that allocates subscriber lines 12-14. If no signatures for line faults are found, the computer 46 identifies the absence of the line faults associated with signatures for the selected line 12-14, e.g., by performing a reporting act (step 82).

30 FIG. 8 is a flow chart illustrating a method 90 for a test that determines whether the subscriber lines 12-14 of FIG. 1 qualify or disqualify for a high-speed data service. To start a test, an operator or the computer 46 selects a subscriber line 12-14 (step 92). The operator

or computer 46 also selects the type of data service for which the selected subscriber line 12-14 is to be tested (step 94). For example, the types of service may be ISDN or ADSL. After selecting the line 12-14 and service type, the measurement unit 40 performs one-ended electrical measurements to detect preselected types of faults in the selected line 12-14 (step 96). The one-ended measurements include tests according to the method 70 of FIG. 7 to detect split pairs.

The other types of line faults and conditions, which are selected for testing, depend on the types and speeds of data services, the properties of the switch 15, and the type of modem to be used. Frequently, tests check for high signal attenuations, resistive imbalances, and the presence of load coils, metallic faults, or bridged taps, because these conditions and faults can disqualify a line for high-speed data service. But, line qualification tests may also check for capacitive imbalances, and above-threshold noise levels, because these conditions can also affect qualification results. Methods and apparatus for detecting some of these conditions and faults are described in co-pending patent applications.

One such application is U.K. Patent Application No. 9914702.7, titled "Qualifying Telephone Lines for Data Transmission", by Roger Faulkner, filed June 23, 1999, which is incorporated herein by reference, in its entirety. Other such co-pending applications include the above-mentioned '954 and '563 patent applications.

If one of the preselected types of faults or line conditions is detected, the computer 46 reports that the selected subscriber line 12-14 is disqualified for the selected data transmissions (step 98). Otherwise, the computer 46 reports that the selected line 12-14 qualifies for the selected data service (step 100).

To report the tested line's status, the computer 46 makes an entry in a list stored in the storage device 49.

The list identifies the line, data service, and qualification or disqualification status. The computer 46
5 may also report the line's status by displaying a disqualification or qualification signal on the display screen 47 visible to an operator.

FIG. 9 is a flow chart for a method 101 used by a TELCO to provide a high-speed data service, e.g., ISDN or
10 ADSL, to telephone subscribers. The TELCO programs the computer 46 of FIG. 1 to automatically select individual subscriber lines 12-14 connected to the local switch 15 (step 102). In response to selecting the line 12-14, the voice test access 44 connects the selected line 12-14 to
15 the measurement unit 40 for testing (step 104). The measurement unit 40 connects the selected line 12-14 to the measurement device 41 and may also connect the selected line 12-14 to other internal measurement devices (not shown). The computer 46 and measurement unit 40
20 determine whether the selected line 12-14 has a split pair and qualifies for the data service according to the methods 70, 90 of FIGs. 7 and 8 (step 106). Next, the computer 46 updates a list recording the identities of lines 12-14 that qualify and of lines 12-14 having split
25 pairs (step 108). The computer 46 waits a preselected time and restarts the testing for another of the lines 12-14 at step 102.

The TELCO regularly checks the list to determine whether any of the lines 12-14 have split pairs (step
30 110). If a line has a split pair, the TELCO performs a business action based on the presence of the split pair fault (step 112). The business action may include sending a worker to repair or replace the affected line 12-14, designating the affected line 12-14 as unable to transmit

data, or setting a lower billing rate based on the presence of the fault.

The TELCO also regularly checks the list to determine whether any of the lines 12-14 qualify for the high-speed data service (step 114). In response to finding that one or more of the lines 12-14 qualify, the TELCO performs a business action related to the line's qualification (step 116). For example, the TELCO may offer the high speed data service to subscribers who have the lines 12-14 qualified for the data service and who do not presently subscribe to the data service.

SPECIFIC PHYSICAL STRUCTURE OF SUBSCRIBER LINES

Referring again to FIG. 1, the subscriber lines 12-14 may have widely different physical structures. A line's specific physical structure is described by properties such as line length, gauge or gauges, and content of bridge taps. Interpretations of electrical measurements to obtain line transmission properties such as the signal attenuation are dependent upon the specific physical line structure. Thus, knowing the specific physical structure of a subscriber line aids in predicting how well the line 12-14 will support high speed digital data services, e.g., to predict maximum data speeds.

FIGs. 10A-E illustrate parameters that describe gauge mix parameters through exemplary lines 121-125 in which drawing widths represent wire gauges. The lines 121, 122 have uniform structures described by different wire gauges. The lines 124, 125 have segmented structures in which adjacent segments have different wire gauges, i.e., mixtures of gauges. The gauge composition of these lines 124, 125 is described by segment lengths and segment gauges. The structures are also described by the serial layout of the segments. The line 123 has different tip

and ring wires T_4 , R_4 and is described by the gauges of the T_4 and R_4 wires.

Referring now to FIG. 11, a subscriber line 127 has an extra twisted wire pair 128 spliced onto the line 127.

5 The spliced on wire pair 128 is referred to as a bridged tap. The existence or absence of bridged taps is a parameter that also influences how well the subscriber line 127 will support high-speed digital data services.

10 In the United States, many subscriber lines have bridged taps because of the way in which telephone lines were laid out in housing subdivisions. Telephone lines were laid out prior to determining the exact positioning of the houses of the subdivisions. The lines ran near
15 planned positions of several houses. When the houses were later built, the builder connected the telephone units to the nearest point on one of the originally laid telephone lines. Unconnected portions of the original lines produced bridged taps.

The bridged tap 128 reflects signals from termination
20 129. The reflected signals then travel back to the subscriber line 127 and interfere with signals on the subscriber line 127. The most harmful interference occurs when the reflected signal is out of phase with the incoming signal. In such a case, the reflected signal
25 destructively interferes with the incoming signal on the subscriber line 127.

The length of the bridged tap 128 determines the phase difference between the original and reflected signals. For high-speed digital signals whose frequencies
30 extend to about 1 mega Hertz (MHz), e.g., ADSL signals, a substantial cancellation can occur if the bridged tap 128 has a length between about 200 to 700 feet. In the United States, the bridged taps left over from the construction of many housing subdivisions have lengths in this range.

Thus, the ability to detect and remove the bridged tap 128 is useful to TELCO's that want to offer high-speed digital data services to their subscribers.

FIGs. 12A-12E illustrate structure parameters that describe bridged taps 130, 134 through exemplary subscriber lines 135-139. The lines 135, 136 have bridged taps 130, 131 described by different physical lengths. The lines 137-138 have bridged taps 132, 133 described by different locations along the lines 137, 138. The line 10 139 has a bridged tap 134, which is at least partially described by its location along a particular segment of the line 139. Finally, the lines 136, 139 have bridged taps 131, 134 described by different gauges.

To determine the specific physical structures of unknown subscriber lines, a reference set of model lines 15 may be employed. A reference set is an ensemble of model lines with different and known specific physical structures. To determine the specific physical structure of an unknown subscriber line, measured properties of the unknown line are compared to the same properties in model 20 lines. If a match is found, the unknown line has the same specific physical structure as the matching model line.

Reference data on the specific physical structures of the model lines may be compiled in either a reference data 25 file or a set of reference equations. Both the reference data file and the set of reference equations index the individual model lines by values of a preselected set of measurable electrical properties. In some embodiments, the preselected electrical properties are the frequency- 30 dependent admittances measurable with the device 43 of FIG. 2C.

The content of model lines in the reference set may be tailored to the expected structures of the unknown subscriber lines. For example, if the unknown lines do

not have bridged taps, the reference set might not have model lines with bridged taps. On the other hand, if the unknown lines may have bridged taps, the reference set includes some model lines with bridged taps. Knowledge of
5 the practices used to lay out the subscriber lines under test can help to determine the best content of model lines for the reference set. For different subscriber line populations, reference sets can be selected empirically or based on human knowledge.

10 Typically, the reference set includes model lines having uniformly varying values of the parameters described in relation to FIGs. 10A-10E and 12A-12E. The model lines have a distribution of lengths and may include one, two, or three segments with zero, one, or two bridged
15 taps, and a distribution of subscriber termination loads. The segments and bridged taps can have varying lengths, locations, and gauges.

FIG. 13 is a flow chart for a method 140 of determining the specific physical line structure of the
20 subscriber lines 12-14 of FIG. 1 from a reference set of model lines. To start, an operator or the computer 46 selects a subscriber line (ssl) to test (step 142). The computer 46 directs the measuring unit 40 to perform preselected one-ended electrical measurements on the
25 selected subscriber line over a range of frequencies (step 144).

In one embodiment, the electrical measurements are one-ended and performed with the device 43, shown in FIG. 2C. During the measurements, the voltage source 54 drives
30 the tip and/or ring wires of the selected subscriber line 12-14 with voltage sources V_1' , V_2' . The driving frequency is swept over a range, e.g., from about 100 Hertz to about 20,000 to 40,000 Hertz, and one or more of the admittances Y_{tg} , Y_{tr} , Y_{rg} are measured for various driving frequencies.

The measurements provide complex input admittances, i.e., amplitudes and phases for a preselected set of frequencies "f".

After performing the measurements, the computer 46 searches for a "best" match between model lines belonging to the reference set and the selected subscriber line (step 146). The search for matches involves comparing preselected electrical properties of the selected subscriber line to the same properties for the model lines. For the selected subscriber line, the values of the preselected electrical properties are obtained from the one-ended electrical measurements. For the model lines, the values of the same electrical properties are either looked up from a file in the data storage device 49 or calculated from a set of reference equations. The comparison determines which model line "best" matches the selected subscriber line.

The computer 46 identifies a specific physical line structure for the selected subscriber line 12-14 has the same form as the specific physical line structure of the "best" matching model line (step 148). Identifying the specific physical line structure may include reporting the structure, e.g., displaying values of parameters for the specific physical structure to a operator, writing the values to a file, or providing the values to a software application. For example, the software application may use the match information to qualify or disqualify the selected line 12-14. The parameters may provide gauge mixtures and tap locations and positions.

For the model lines, the specific physical structures are either stored in the same file listing the electrical properties of the model lines or determined from the reference equations. Actual values of the electrical properties and structure parameters of the model lines are

obtained prior to testing the subscriber line by analytic calculations or experimentation.

In a preferred embodiment, the computer 46 finds the "best" matching model line by calculating an error function for each model line (ml). The error function has one of two forms E or E' given by:

$$E = \sum_f W(f) |M_{ml}(f) - M_{ssl}(f)| \text{ and } E' = \sum_f W(f) |M_{ml}(f) - M_{ssl}(f)|^{2Q}.$$

$M_{ml}(f)$ and $M_{ssl}(f)$ are the values of the preselected frequency-dependent electrical properties of the model line (ml) and the selected subscriber line (ssl), respectively. Q and $W(f)$ define the form of the error functions, i.e., E or E'. Q is a fixed integer, e.g., 1 or 2. $W(f)$ is positive definite weight function, e.g., a function of frequency "f" or a constant.

In some embodiments, the preselected electrical properties $M_{ml}(f)$, $M_{ssl}(f)$ are the phases of one or more complex admittances of the lines ssl, ml. Various embodiments employ either the phase of the tip-to-ground admittance Y_{tg} , the phase of the ring-to-ground admittance Y_{rg} , and/or the phase of the tip-to-ring admittance Y_{tr} . If the tip-to-ground or ring-to-ground admittances Y_{tg} , Y_{rg} are used, many termination effects due to the subscriber units 16-18 of FIG. 1 are not seen. The phase of these admittances is often small, e.g., 4° or less, and approximately equals the ratio of the imaginary to real parts of the admittance. For such a case and $Q = 1$, the error function E' is:

$$E' = \sum_f [\text{Im}(\text{admittance})_{ml} / \text{Re}(\text{admittance})_{ml} - \text{Im}(\text{admittance})_{ssl} / \text{Re}(\text{admittance})_{ssl}]^2.$$

In another embodiment, the preselected electrical properties $M_{ml}(f)$, $M_{ssl}(f)$ are the full complex admittances of the lines ssl, ml, i.e., Y_{tg} , Y_{rg} , and/or Y_{tr} . Using the

complex admittances themselves can reduce computational times.

Finally, in some embodiments, the best match to the selected subscriber line 12-14 may include a several
5 different model lines, e.g., model lines generating errors with a below threshold value. In these embodiments, the computer 46 identifies the selected subscriber line 12-14 as having one or more common features of all of the "best matching" lines. For example, the computer 46 may
10 identify the specific physical structure of the selected subscriber line 12-14 as having a bridged tap if all of the best matching model lines have a bridged tap. Then, the computer 46 may use the presence of a bridged tap in combination with other measurements to qualify or
15 disqualify the line 12-14.

FIG. 14 illustrates a method 150 of determining "best" matches by using the above-described phases. The computer 46 determines the length of the selected subscriber line using low frequency measurements for line
20 capacitance performed by the measurement unit 40 and device 43 (step 152). Next, the computer 46 selects a model line having the same length as the selected subscriber line (step 154).

The computer 46 restricts comparisons to model lines
25 with the same length as the subscriber line, because physical line length affects the values of the phases of admittances. Limiting comparisons to this subset of the reference set eliminates false matches with model lines whose lengths differ from the length of the selected
30 subscriber line.

The computer 46 calculates the error function E' , based on the phase of preselected admittances, for the selected model line (step 155). The computer 46 checks whether other model lines remain with the same length

(step 156). If other lines remain, the computer 46 repeats the determination of E' for another selected model line (157). If no lines remain, the computer 46 reports the model line having the smallest value for the error function E' as the "best" match to the selected subscriber line (step 158).

Since the reference set may contain as many as 10,000 to 100,000 model lines, the method 150 may search the reference set hierarchically to reduce the total number of searches. In a hierarchical scheme, a first search divides the reference set into non-overlapping groups of model lines. Each group has a large number of lines with similar specific physical structures and defines one model line as a representative of the group. The first search uses the method 150 to determine a "best" match between the selected subscriber line and one of the representative model lines. A second search uses the method 150 on the model lines of the group associated with the best matching representative model line found from the first search.

FIG. 15 is a flow chart illustrating a method 160 of qualifying subscriber lines, e.g., lines 12-14 of FIG. 1, for a high-speed data service, e.g., ISDN or ADSL. After selecting a subscriber line to test, the computer 46 searches a reference set of model lines for a "best" match to the selected subscriber line by using the methods 140, 150 of FIGs. 13 and 14 (step 162). The computer 46 identifies the selected subscriber line as having a bridged tap or mixture of gauges in response to the "best" match model line having a bridged tap or mixture of gauges, respectively (step 163). The computer 46 qualifies or disqualifies the selected subscriber line for the data service, at least in part, based upon whether the subscriber line has a bridged tap or mixture of gauges (step 164).

In some embodiments, the computer 46 uses the signal attenuation to qualify or disqualify the selected subscriber line according to a method described in co-pending U.S. Application No. 08/294,563 ('563). In those
5 embodiments, the computer 46 calculates the signal attenuation by the methods described in the '563 application. Then, the computer 46 adjusts the calculated value of the signal attenuation up or down depending on a quality factor. The quality factor depends on the
10 specific physical structure of the line, e.g., upon whether a bridged tap and/or a mixture of gauges is absent or present in the subscriber line.

According to the value of the quality factor, the computer 46 adjusts a calculated signal attenuation up or
15 down by preselected amounts. For example, the attenuation may be decreased, unchanged, and increased in response to the quality factor being good, average, and poor, respectively. Then, the computer uses the adjusted signal attenuation to determine to qualify or disqualify the
20 subscriber line for the data service according to methods described in the '563 application.

In other embodiments, the computer 46 uses some specific physical line structures as disqualifiers. For example, if the above-described methods lead to the
25 detection of a bridged tap, the computer 46 may disqualify the line for the data service.

FIG. 16 is a flow chart illustrating a business method 165, which a TELCO uses to provide a high-speed data service to subscribers. The TELCO determines which
30 subscriber lines 12-14 of FIG. 1 are qualified and/or disqualified for the data service according to the method 160 of FIG. 15 (step 166).

Using the method 160, the computer 46 determines whether line structures, e.g., bridged taps and/or

selected mixtures of gauges, are present. The specific physical structure is then used to adjust predictions of electrical properties of the subscriber line, e.g., a signal attenuation. If the adjusted values of the electrical properties are outside of thresholds for the data service the line is disqualified.

Among subscribers with qualified lines 12-14, the TELCO determines which subscribers having qualified lines do not subscribe to the data service (step 167). The TELCO offers the data service to subscribers having qualified lines and not presently subscribing to the service (step 168).

In response to finding subscribers with disqualified lines 12-14, the TELCO repairs or replaces those lines 12-14 (step 169).

STACKED BRIDGED TAP DETECTION

Referring again to FIG. 1, tests for bridged taps preferably use one-ended electrical measurements that are performed on subscriber lines 12-14 via the "standard" voice test access 44. The voice test access 44 acts as a low pass filter, which screens out frequencies above 20 to 100 KHz. Thus, electrical measurements are generally restricted to low frequencies between about 20 Hz and 100 KHz.

Bridged taps manifest their presence by peaks in the signal attenuation at high frequencies, e.g., between about 200 KHz and 1,000 KHz. Predicting features of the high-frequency signal attenuation from the low-energy measurements, which are available through the voice test access 44, is difficult and error prone. Present methods falsely predict the presence or absence of bridged taps in about 40% of the cases. False predictions are costly to subscribers and TELCO's, because they can result in lost

opportunities for high-speed data services and can also result in investments in transmission equipment that lines do not support.

The accuracy of tests for line conditions and faults, e.g., bridged taps, can be improved with stacked generalization methods that use multiple layers of classifiers. The classifiers determine values of auxiliary variables, which are the labels they assign to classify subscriber lines 12-14. Auxiliary variables are generated as outputs of classifiers. The auxiliary variables are thus, related to electrical measurements on the lines 12-14 indirectly through probabilistic relations embodied in the classifiers. The classifiers of the stack may be decision trees, neural networks, case-based reasoners, or statistically based classifiers. The old electrical properties and new auxiliary variables can be combined in classifiers that provide strong correlations between values of these quantities and the presence or absence of line faults and conditions, such as bridged taps and gauge mixtures.

FIG. 17 is a flow chart illustrating a method 170 for using stacked classifiers to detect selected line conditions or faults from electrical measurements made with the system 11 of FIG. 1. The system 11 preferably performs one-ended electrical measurements on a selected subscriber line 12-14 using either setup 52 or setup 60, shown in FIGs. 2A-2C, 3 (step 172). To these measurements, the computer 46 applies a set of rules that define a preselected set of derived electrical properties for the selected line 12-14 (step 173). Algebraic relations relate the derived properties to the measurements. The measured and derived electrical properties are listed in Appendix A.

The measured and derived properties together form the

input properties for the stack of classifiers. These input properties may include a preliminary value of the signal attenuation, the line length, line impedances, and ratios of line impedances. The selection of the input
5 line properties for the stack can be changed to accommodate different expected compositions of the subscriber lines 12-14 being tested.

In each layer U, V of classifiers, shown in FIG. 17, the computer 46 determines values of one or more auxiliary
10 variables for the selected line 12-14. The auxiliary variables may be logic-type variables indicating that the line 12-14 is labeled by a characteristic. The auxiliary variables may also be probability-type variables each indicating the likelihood that the line 12-14 is labeled
15 by one of a plurality of characteristics.

In the first layer U of the stack, the computer 46 applies a first classifier to input electrical measurements and properties to determine a first auxiliary
20 variable (step 175). The first auxiliary variable characterizes the line 12-14 with a label "nominal" or a label "non-nominal".

In a nominal line, low frequency properties provide a good prediction of the signal attenuation at the high
25 frequencies where bridged taps strongly affect attenuation. Thus, knowing a value of an auxiliary variable that labels a line as nominal or non-nominal can improve the accuracy of predictions about the presence of line faults like bridged taps.

Also in the first layer U, the computer 46 applies
30 one or more second classifiers to the input electrical properties to determine one or more other auxiliary variables (step 176). These auxiliary variables provide a preliminary prediction of whether the selected line 12-14 is qualified or disqualified for one or more high-speed

data services. In some embodiments, values of the auxiliary variables, found at step 176, indicate whether the subscriber line 12-14 is qualified for ISDN or ADSL data services or neither.

5 Disqualification for high-speed data service correlates with presence of a bridged tap, because a bridged tap lowers a line's capability to carry high-frequency signals. Thus, knowing a value of an auxiliary variable that preliminarily labels a line as qualified or
10 disqualified for data transmissions can improve the accuracy of predictions about the presence or absence of bridged taps.

Steps 175 and 176 may be performed in parallel or sequentially. If these steps 175 and 176 are sequential,
15 the value of the auxiliary variable output by the earlier step may be used in the later step. If step 175 is earlier, the classifier of step 176 may use the auxiliary variable labeling the line 12-14 as nominal or non-nominal, as an input. If step 176 is earlier, the
20 classifier of step 175 may use the auxiliary variables providing a preliminary qualification or disqualification for data transmissions as inputs.

At the second layer V of the stack, the computer
46 applies a classifier to the auxiliary variables from steps
25 175 and 176 and the electrical measurements and properties from steps 172 and 173. This classifier determines whether the selected subscriber line 12-14 has a preselected type of line fault or condition (step 177). For example, the fault or condition may be existence of a
30 bridged tap or a gauge mixture.

The layered stack U, V can predict the presence or absence of bridged taps with a substantially increased accuracy. The two-layered stack of FIG. 17 can predict the presence of bridged taps with an accuracy of between

about 75% and 85% and the absence of bridged taps with an accuracy of greater than about 97%.

In steps 175, 176, and 177, classifiers analyze input data to determine the values of output data. Henceforth, the input data, which includes one-ended measurements, properties derived from one-ended measurements, and/or auxiliary variables, are referred to as line features. The output data, which are values of auxiliary variables, are referred to as classifying labels.

Their line features and labels can describe the classifiers of steps 175, 176, and 177. The classifier in step 175 uses the selected measured and derived electrical properties of the selected line 12-14 as features to form classes with labels "nominal" and "non-nominal". The classifier of step 176 uses the same features to form classes with labels "ISDN qualified", "ADSL qualified", or "data service disqualified" in one embodiment. The classifier of step 177 uses the same features and values of the characterizing labels from steps 175, 176 to form classes with labels "bridged tap present" and "bridged tap absent".

The label "nominal" describes a type of signal attenuation over a range that includes both low measurement frequencies and high data service frequencies. For a nominal line, the difference between actual and predicted signal attenuations $AA(f)$ and $PA(f)$ has a simple dependence on frequency "f". The actual signal attenuation AA is the attenuation of the line determined from direct double-ended electrical measurements. The predicted signal attenuation PA is the attenuation obtained from one-ended electrical measurements, e.g., using the system 11 of FIG. 1.

The predicted signal attenuation $PA(f)$ may be obtained from a subscriber line's capacitance, e.g., the

capacitance $C_{30\text{Hz}}^{\text{tg}}$ between tip wire and ground measured at 30 Hz. One form for the predicted signal attenuation $PA(f)$ is:

$$PA(f) = K(f)C_{30\text{Hz}}^{\text{tg}}.$$

5 In this formula, $K(f) = -.1729, -.2074, -.2395, -.2627,$ and $-.2881$ dB/nano-Farads for respective frequencies f equal to 100, 200, 300, 400, and 500 KHz.

Another form for the predicted attenuation $PA(f)$ is described in co-pending U.K. Patent Application 9914702.7.

10 For a nominal line, the difference, $DFF(f)$, between the actual and the predicted signal attenuations $AA(f)$, $PA(f)$ has one of the following forms:

- 1) $DFF(f) < 3.5$ dB for $100 \text{ KHz} < f < 500 \text{ KHz}$;
- 2) $3.5 \text{ dB} \leq DFF(f) < 10.0$ dB for $100 \text{ KHz} < f < 500 \text{ KHz}$;

15 or

- 3) $DFF(f) \geq 10.0$ dB for $100 \text{ KHz} < f < 500 \text{ KHz}$.

If the frequency dependent difference $DFF(f)$, i.e., $|AA(f) - PA(f)|$, does not have form 1, 2, or 3, the line 12-14 is classified as a non-nominal line. Thus, a direct
20 determination of whether a particular line 12-14 is nominal requires both one-ended and two-ended measurements to obtain both $PA(f)$ and $AA(f)$.

FIG. 18A shows predicted and actual attenuations of exemplary nominal lines A, B, and C. For the line A, predicted and actual attenuations PA_A and AA_A differ by
25 less than 3.5 dB for the entire frequency range between 100 and 500 KHz. The line A has a $DFF(f)$ of form 1. For the line B, predicted and actual attenuations PA_B , AA_B differ by between 4 and 9 dB over the 100 KHz to 500 KHz
30 frequency range. The line B has a $DFF(f)$ of form 2. For the line C, predicted and actual attenuations PA_C , AA_C differ by between more than 10.0 dB over the 100 KHz to 500 KHz frequency range. The line C has a $DFF(f)$ of form

3.

FIG. 18B shows predicted and actual attenuations of exemplary non-nominal lines D and E. For the line D, predicted and actual signal attenuations PA_D , AA_D differ by about 8 dB at 200 and 400 KHz and are equal at 150 and 300 KHz. This form for PA_D and AA_D does not correspond to a $DFF(f)$ of form 1, 2, or 3. For the line E, predicted and actual signal attenuations PA_E , AA_E differ by less than 3.5 dB at frequencies between 100 and 200 KHz and by more than 8 dB at frequencies between 400 and 500 KHz. This form for PA_E and AA_E also does not correspond to a $DFF(f)$ of form 1, 2, or 3.

In the non-nominal lines D and E wide fluctuations occur in $DFF(f)$. These fluctuations make a constant shift of the predicted attenuation $PA(f)$ a poor approximation to the actual attenuation $AA(f)$ over the whole range that includes both high and low frequencies.

FIG. 18C shows predicted and actual signal attenuations PA_F , AA_F for another nominal subscriber line F. A shifted predicted attenuation SPA_F , which has been obtained by shifting the predicted attenuation PA_F by a constant, is also shown. For the nominal line F, the shifted predicted attenuation SPA_F provides a better approximation to the actual attenuation AA_F than the predicted attenuation PA_F over the entire range between 100 KHz and 500 KHz.

The actual and predicted signal attenuations $AA(f)$, $PA(f)$ of nominal lines are approximately related by a constant shift over a wide frequency range. The wide frequency range includes both low measurement frequencies and high frequencies where effects of bridged taps are directly observable.

In step 176 of FIG. 17, the labels ISDN qualified, ADSL qualified, and data service disqualified are defined

by the value of the actual signal attenuation at 100 KHz and 300 KHz. High-speed data qualified and disqualified lines satisfy:

Class Label	100 KHz	300 KHz
5 ADSL qualified	attenuation > -47dB	attenuation > -40
ISDN qualified	attenuation > -47dB	attenuation ≤ -40
Disqualified	attenuation ≤ -47dB	attenuation ≤ -40

Thus, qualification or disqualification of a line 12-14
 10 for ADSL and ISDN are defined by the value of the actual signal attenuation at two high frequencies, i.e., 100 KHz and 300 KHz.

FIG. 19 illustrates a decision tree 180 that determines a classifying label, e.g., an auxiliary
 15 variable, generated in steps 175-177 of FIG. 17. A separate classifier, e.g., a decision tree, is used to determine each such label.

The decision tree 180 has a hierarchical arrangement of branching tests 1, 1.1-1.2; 1.1.1-2.2.2,..., which are
 20 grouped into descending levels 1, 2, 3.... Each test assigns feature data received from a higher level to disjoint subsets in the next lower level. The subsets of the lower level are located at ends of arrows starting at the test. For example, test 1.1 assigns feature data to
 25 subsets 1.1 and 1.2, which are located at the ends of arrows 6 and 7, see FIG. 20. At the lower level, another set of tests can act on the feature data.

FIG. 20 illustrates how the tests 1, 1.1, 1.2,... of the various levels of the decision tree 180 of FIG. 19 act
 30 on a set of feature data associated with the subscriber lines 12-14. Each successive test partitions the set, i.e., by using values of the selected features, into increasingly disjoint output subsets. For example, test 1

partitions the initial feature data into subset 1 and subset 2. The distal end of each path through the decision tree 180 assigns a subscriber line to a final subset in which the lines are primarily associated with one value of the classifying label of the tree 180. Some
5 decision trees 180 determine a probability that the subscriber line 12-14 has the value of the label of the final subset to which it is assigned.

FIG. 21 is a flow chart for a method 190 of creating
10 decision trees for use as the classifiers in steps 175, 176, and 177 of FIG. 17. The method 190 uses machine learning methods.

To employ machine learning, a training set of subscriber line data is created (step 192). The content
15 the training set includes model lines with different values of the labels used by the decision tree to classify lines. If the decision tree classifies lines with the label "bridged tap present" and "bridged tap absent", then some of the lines of the training sets will have bridged
20 taps and some of the lines will not have bridged taps. Similarly, in a stack of trees that classifies lines with a particular label, each tree therein is constructed from a training set having lines with different values of the particular label.

25 For each line of the training set, a computer and/or operator determines the values of a set of potential features and the classifying labels (194).

The potential features include one-ended measured and derived electrical properties that may be used in the
30 tests of the decision tree. The potential electrical properties of one embodiment are listed in Appendix A. The potential features also include values of any auxiliary variables that may be used in the tests of the decision tree. For example, a decision tree used in step

177 of FIG. 17 would also include, as potential features, auxiliary variables determining whether a line is nominal and preliminarily qualified for preselected data services.

5 The classifying labels are the values of the auxiliary variables output by the decision tree. The values of these output auxiliary variables may, for example, include a determination of whether a line is nominal, qualified, or has a bridged tap.

10 Determinations of values of the classifying labels for the lines of the training set may use both one-ended and two-ended electrical measurements. For example, to classify a line of the training set as nominal or non-nominal a two-ended measurement of the actual attenuation and a one-ended measurement of the predicted attenuation
15 are needed. Similarly, to determine the classifying label associated with qualification for data services, two-ended measurements of the actual attenuation are used. The two-ended measurements are not, however, used as inputs in the
20 construction of decision trees.

 From the values of the potential features and classifying labels of each line in the training set, the computer 46 recursively determines the branching tests of the decision tree (step 196).

25 FIG. 22 is a flow chart for a method 200 of determining the branching tests of the decision tree 180 shown in FIGs. 19-20. For each potential feature, the computer 46 constructs a test and partitions the training set into groups of disjoint subsets (step 202). The test
30 associated with a feature assigns each line of the training set to subsets according to a value of that feature for the line.

 The computer 46 evaluates gain ratio criteria for the partitioning of the training set produced by each

potential feature (step 204). The gain ratio criteria measures increases in consistency of line membership for different values of the classification label in each subset. The computer 46 uses the gain ratio criteria to
 5 find a best test and defines test 1 of the decision tree 180 to be the best test (step 206).

The computer loops back to perform steps 202, 204, and 206 for each subset produced by test 1 to determine the tests of level 2 of the decision tree 180 (loop 208).

10 In these determinations, the subsets produced by the best test of level 1 become training sets for finding the tests of level 2. After performing steps 202, 204, and 206 for the subsets 1 and 2, the computer 46 has determined the tests 1.1 and 1.2 of the level 2 (loop 208). The computer
 15 46 performs loop 208 either until further branches produce line classification errors below a preselected threshold or until no features remain.

Several methods exist for defining the best branching tests at each level of the decision tree 180 of FIG. 19.

20 The C4.5 method defines best tests as tests producing the highest values of the gain ratio criteria. The C4.5* method randomly picks the best tests from the tests whose values of the gain ratio criteria are within a preselected selection percentage of the highest value.

25 The C4.5* algorithm predicts probabilities that a line with features "d" will be partitioned into each final subset of the decision tree. The probability that the line will be in the majority final subset L is:

$$P_L(d) = 1 - (\sum_{(j \text{ not in } L)} N_j + 1) / (\sum_{(i \text{ in } L)} N_i + 2).$$

30 Here, N_i is the number of lines in subset "i". The probability that the line will be in a subset "i" is:

$$P_i(d) = [1 - P_L(d)] (N_i / \sum_{(j \text{ in } L)} N_j).$$

In embodiments using the C4.5* algorithm, the above-

described probabilities are the auxiliary variables used as features in the steps 175-177 of FIG. 17.

Various embodiments combine the methods of detecting line faults (70, 90), determining lines structures (140, 5 160), and stacking fault detection (170), shown in FIGs. 7, 8, 13, 15, 17. By combining the above-mentioned methods, these embodiments can better classify subscriber lines according to a variety of criteria. These criteria include presence of line conditions and faults, line 10 speed, and qualification status.

Other embodiments are within the scope of the following claims.

What is claimed is:

30Hz Raw Measurements:

Ytr(30) - Admittance tip-to-ring measured at 30Hz
 Ytg(30) - Admittance tip-to-ground measured at 30Hz
 Yrg(30) - Admittance ring-to-ground measured at 30Hz

30Hz Derived Measurements:

30Gtr - Conductance tip-to-ring measured at 30Hz = real(Ytr(30))
 30Str - Susceptance tip-to-ring measured at 30Hz = imag(Ytr(30))
 30Gtg - Conductance tip-to-ground measured at 30Hz = real(Ytg(30))
 30Stg - Susceptance tip-to-ground measured at 30Hz = imag(Ytg(30))
 30Ctr - Capacitance tip-to-ring measured at 30Hz = Str(30)/(2*pi*30)
 30Ctg - Capacitance tip-to-ground measured at 30Hz = Stg(30)/(2*pi*30)
 Lmeas - Length in kft measured at 30Hz = 30Ctg/17.47

150Hz-20KHz Raw Measurements:

Ytr(f) - Admittance tip-to-ring where f=150Hz,600Hz,1050Hz,1500Hz,...,19950Hz
 Ytg(f) - Admittance tip-to-ground where f=150Hz,600Hz,1050Hz,1500Hz,...,19950Hz
 Yrg(f) - Admittance ring-to-ground where f=150Hz,600Hz,1050Hz,1500Hz,...,19950Hz

150Hz-20KHz Derived Measurements:

150Gtr - Conductance tip-to-ring measured at 150Hz = real(Ytr(150))
 600Gtr - Conductance tip-to-ring measured at 600Hz = real(Ytr(600))
 .
 19950Gtr - Conductance tip-to-ring measured at 19950Hz = real(Ytr(19950))
 150Str - Susceptance tip-to-ring measured at 150Hz = imag(Ytr(150))
 600Str - Susceptance tip-to-ring measured at 600Hz = imag(Ytr(600))
 .
 19950Str - Susceptance tip-to-ring measured at 19950Hz = imag(Ytr(19950))
 150Gtg - Conductance tip-to-ground measured at 150Hz = real(Ytg(150))
 600Gtg - Conductance tip-to-ground measured at 600Hz = real(Ytg(600))
 .
 19950Gtg - Conductance tip-to-ground measured at 19950Hz = real(Ytg(19950))
 150Stg - Susceptance tip-to-ground measured at 150Hz = imag(Ytg(150))
 600Stg - Susceptance tip-to-ground measured at 600Hz = imag(Ytg(600))
 .
 19950Stg - Susceptance tip-to-ground measured at 19950Hz = imag(Ytg(19950))
 150Ctr - Capacitance tip-to-ring measured at 150Hz = 150Str/(2*pi*150)
 600Ctr - Capacitance tip-to-ring measured at 600Hz = 600Str/(2*pi*600)
 .
 19950Ctr - Capacitance tip-to-ring measured at 19950Hz = 19950Str/(2*pi*19950)
 150Ctg - Capacitance tip-to-ground measured at 150Hz = 150Stg/(2*pi*150)
 600Ctg - Capacitance tip-to-ground measured at 600Hz = 600Stg/(2*pi*600)
 .
 19950Ctg - Capacitance tip-to-ground measured at 19950Hz = 19950Stg/(2*pi*19950)

150Hz-20KHz Secondary Derived Measurements:

C30/C4K - Ratio of tip-to-ground Capacitance at 30Hz to 4200Hz
 C4K/C10K - Ratio of tip-to-ground Capacitance at 4200Hz to 10050Hz
 Cslope - Tip-to-ground Capacitance ratio slope = (C4K/C10K)/(C30/C4K)
 C30-C4K - Difference in tip-to-ground Capacitance at 30Hz and 4200Hz
 C4K-C10K - Difference in tip-to-ground Capacitance at 4200Hz and 10050Hz
 Cdelta - Tip-to-ground Capacitance difference delta = (C4K-C10K)/(C30-C4K)

G4K/G30 - Ratio of tip-to-ground Conductance at 4200Hz to 30Hz
 G10K/G4K - Ratio of tip-to-ground Conductance at 10050Hz to 4200Hz
 Gslope - Tip-to-ground Conductance ratio slope = (G10K/G4K)/(G4K/G30)
 G4K-G30 - Difference in tip-to-ground Conductance at 30Hz and 4200Hz
 G10K-G4K - Difference in tip-to-ground Conductance at 4200Hz and 10050Hz
 Gdelta - Tip-to-ground Conductance difference delta = (G10K-G4K)/(G4K-G30)

C30/G30 - Ratio of Tip-to-ground Capacitance to Conductance at 30Hz
 C30/G4K - Ratio of Tip-to-ground Capacitance at 30Hz to Conductance at 4200Hz
 C4K/G4K - Ratio of Tip-to-ground Capacitance to Conductance at 4200Hz

Gtr_dmax - Maximum positive slope of Gtr(f) = max(derivative(Gtr(f)/df))
 Gtr_fmax - Frequency at which Gtr_dmax occurs
 Gtr_dmin - Maximum negative slope of Gtr(f) = min(derivative(Gtr(f)/df))
 Gtr_fmin - Frequency at which Gtr_dmin occurs
 Gtr_fpk - Frequency of first peak (local maxima) in Gtr(f)
 Gtr_fval - Frequency of first valley (local minima) in Gtr(f)
 Gtr_d_delta - Gtr Max/Min Derivative difference = Gtr_dmax-Gtr_dmin
 Gtr_pk_delta - Gtr peak/valley frequency difference = Gtr_fval-Gtr_fpk
 Gtr_pk - Value of Gtr(f) at frequency Gtr_fpk
 Gtr_val - Value of Gtr(f) at frequency Gtr_fval
 Gtr_delta - Gtr peak/valley difference = Gtr_pk-Gtr_val

Gtg_dmax - Maximum positive slope of Gtg(f) = max(derivative(Gtg(f)/df))
 Gtg_fmax - Frequency at which Gtg_dmax occurs
 Gtg_dmin - Maximum negative slope of Gtg(f) = min(derivative(Gtg(f)/df))
 Gtg_fmin - Frequency at which Gtg_dmin occurs
 Gtg_d_delta - Gtg Max/Min Derivative difference = Gtg_dmax-Gtg_dmin

Ctr_dmax - Maximum positive slope of Ctr(f) = max(derivative(Ctr(f)/df))
 Ctr_fmax - Frequency at which Ctr_dmax occurs
 Ctr_dmin - Maximum negative slope of Ctr(f) = min(derivative(Ctr(f)/df))
 Ctr_fmin - Frequency at which Ctr_dmin occurs
 Ctr_fpk - Frequency of first peak (local maxima) in Ctr(f)
 Ctr_fval - Frequency of first valley (local minima) in Ctr(f)
 Ctr_d_delta - Ctr Max/Min Derivative difference = Ctr_dmax-Ctr_dmin
 Ctr_pk_delta - Ctr peak/valley frequency difference = Ctr_fval-Ctr_fpk
 Ctr_val - Value of Ctr(f) at frequency Ctr_fval

Ctg_dmax - Maximum positive slope of Ctg(f) = max(derivative(Ctg(f)/df))
 Ctg_fmax - Frequency at which Ctg_dmax occurs
 Ctg_dmin - Maximum negative slope of Ctg(f) = min(derivative(Ctg(f)/df))
 Ctg_fmin - Frequency at which Ctg_dmin occurs
 Ctg_d_delta - Ctg Max/Min Derivative difference = Ctg_dmax-Ctg_dmin

Str_dmax - Maximum positive slope of Str(f) = max(derivative(Str(f)/df))
 Str_fmax - Frequency at which Str_dmax occurs
 Str_dmin - Maximum negative slope of Str(f) = min(derivative(Str(f)/df))
 Str_fmin - Frequency at which Str_dmin occurs

150Hz-20KHz Secondary Derived Measurements:

Str_fpk - Frequency of first peak (local maxima) in Str(f)
 Str_fval - Frequency of first valley (local minima) in Str(f)
 Str_d_delta - Str Max/Min Derivative difference = Str_dmax-Str_dmin
 Str_pk_delta - Str peak/valley frequency difference = Str_fval-Str_fpk
 Str_pk - Value of Str(f) at frequency Str_fpk
 Str_val - Value of Str(f) at frequency Str_fval
 Str_delta - Str peak/valley difference = Str_pk-Str_val

 Stg_dmax - Maximum positive slope of Stg(f) = max(derivative(Stg(f)/df))
 Stg_fmax - Frequency at which Stg_dmax occurs
 Stg_dmin - Maximum negative slope of Stg(f) = min(derivative(Stg(f)/df))
 Stg_fmin - Frequency at which Stg_dmin occurs
 Stg_fpk - Frequency of first peak (local maxima) in Stg(f)
 Stg_fval - Frequency of first valley (local minima) in Stg(f)
 Stg_d_delta - Stg Max/Min Derivative difference = Stg_dmax-Stg_dmin
 Stg_pk_delta - Stg peak/valley frequency difference = Stg_fval-Stg_fpk

 Gtg20k/Gtg8k - Ratio of Gtg at 19950Hz and 8250Hz
 Gtg20k/Gtg4k - Ratio of Gtg at 19950Hz and 4200Hz
 Cgt30/Cgt20k - Ratio of Ctg at 30Hz and 19950Hz
 Cgt30/Cgt8k - Ratio of Ctg at 30Hz and 8250Hz

What is claimed is:

1. A method of determining a physical structure of a subscriber line, comprising:

5 searching a reference set for a match between the subscriber line and a model line of the reference set, the match being based on electrical properties of the lines; and

10 identifying that the subscriber line has a specific physical structure in response to finding a match with one of the model lines that has the specific physical structure.

2. The method of claim 1, further comprising:

15 performing electrical measurements to determine the electrical properties, the electrical measurements being one-ended measurements.

3. The method of claim 2, wherein the act of
20 searching comprises:

evaluating an error function for each model line to determine quality of the match between values of the electrical properties of the model and subscriber lines.

25 4. The method of claim 2, wherein the one-ended measurements determine one of a tip-to-ring admittance, a tip-to-ground admittance, and a ring-to-ground admittance.

30 5. The method of claim 4, wherein the electrical properties include a quantity representative of a phase of an impedance of the subscriber line.

6. The method of claim 4, wherein the act of

performing includes transmitting a voltage signal to the subscriber line through a test access of a switch or a DSLAM device.

5 7. The method of claim 2, wherein the act of identifying indicates that the subscriber line has one or more bridged taps in response to the matching model line having one or more bridged taps.

10 8. The method of claim 2, wherein the act of identifying indicates that the subscriber line has a mixture of gauges in response to the matching model having a mixture of gauges.

15 9. The method of claim 2, wherein the act of searching for comprises:
 looking up values of the electrical properties of the model lines in a data storage device.

20 10. The method of claim 2, wherein the act of searching comprises:
 computing values of a portion of the electrical properties of the model lines using a reference equation.

25 11. The method of claim 2, wherein the one-ended measurements are performed at a plurality of frequencies.

 12. The method of claim 11, further comprising:
 calculating a value of signal attenuation for the
30 subscriber line from the one-ended measurements; and
 increasing the calculated value in response to determining that the line has a bridged tap.

13. A method of qualifying a subscriber line for a data service, comprising:

searching a reference set of model lines for a best match to a subscriber line by comparing sets of
5 electrical properties;

determining that the subscriber line has a specific physical structure in response to the best matching model line having the specific physical structure; and

10 disqualifying the subscriber line for the data service, in part, in response to determining that the specific physical structure corresponds to a disqualified line.

14. The method of claim 13, wherein the electrical
15 properties are obtained from one-ended measurements on the subscriber line.

15. The method of claim 14, wherein the act of searching for a best match comprises:

20 evaluating an error function for each model line to determine quality of correspondence between the electrical properties of the model line and of the subscriber line.

25 16. The method of claim 14, wherein the compared properties include a quantity indicative of the phase an impedance of the subscriber line.

17. The method of claim 14, further comprising:

30 making one-ended electrical measurements on the subscriber line at a plurality of frequencies to obtain the electrical properties.

18. The method of claim 17, further comprising:
calculating a value of signal attenuation for the
subscriber line from the one-ended measurements; and
increasing the value in response to determining that
5 the line has a bridged tap.

19. The method of claim 18, wherein the act of
disqualifying is responsive to the increased value being
greater than a predetermined threshold value for the data
10 service.

20. The method of claim 17, wherein the one-ended
measurements determine one of a tip-to-ring admittance, a
tip-to-ground admittance, and a ring-to-ground
15 admittance.

21. The method of claim 17, wherein the making one-
ended measurements includes driving the subscriber line
through a test access of a switch or DSLAM device.
20

22. A method of providing a data service,
comprising:
searching a reference set of model lines for a best
match to a subscriber's line by comparing measured
25 electrical properties to properties of the model lines;
determining whether the subscriber's line is
qualified for the data service based in part on whether
the best matching model line has a one of a bridged tap
and a mixture of gauges; and
30 performing a business action in response to
determining that the subscriber's line is qualified.

23. The method of claim 22, wherein the business

action includes offering one of the data service and a service quality-level agreement to the subscriber.

24. The method of claim 22, wherein the act of offering comprises:

performing one of a repair and a replacement of the subscriber line in response to determining that subscriber line is disqualified.

25. The method of claim 22, further comprising:

repeating the acts of searching, determining, and performing for a plurality of subscriber lines connected to one telephony switch or one DSLAM device.

26. The method of claim 22, wherein the act of searching for a best match comprises:

evaluating an error function for each model line to determine quality of a correspondence between the electrical properties of the model line and the subscriber line.

27. The method of claim 22, wherein the compared properties include a quantity indicative of a phase of an impedance of the subscriber line.

28. The method of claim 22, further comprising: performing one-ended electrical measurements at a plurality of frequencies to obtain the electrical properties.

29. The method of claim 22, wherein the act of determining further comprises:

calculating a value of a signal attenuation for the

subscriber line from the one-ended measurements;
increasing the value in response to determining that
the line has a bridged tap or a mixture of gauges; and
wherein the act of qualifying is responsive to the
5 increased value being less than a predetermined threshold
value for the data service.

30. A data storage device storing an executable
program of instructions for determining a structure of a
10 subscriber line, the instructions to cause a computer to:
search a reference set for a match between the
subscriber line and a model line of a reference set, the
match being based on electrical properties of the lines;
and
15 identify that the subscriber line has a specific
physical structure in response to finding a match with
one of the model lines that has the specific physical
structure.

20 31. The device of claim 30, wherein the electrical
properties are determined from one-ended measurements.

32. The device of claim 30, wherein the
instructions to search cause the computer to:
25 evaluate an error function for each model line to
determine quality of the match between values of the
electrical properties of the model and subscriber lines.

33. The device of claim 30, wherein the electrical
30 properties include a quantity representative of a phase
of an impedance of the subscriber line.

34. The device of claim 31, wherein the

instructions to identify cause the computer to indicate that the subscriber line has one or more bridged taps in response to the matching model line having one or more bridged taps.

5

35. The device of claim 31, wherein the instructions to identify cause the computer to indicate that the subscriber line has a mixture of gauges in response to the matching model having a mixture of gauges.

10

36. The device of claim 31, wherein the electrical properties in a property at a plurality of frequencies.

15

37. The device of claim 31, the instructions further causing the computer to:

calculate a value of signal attenuation for the subscriber line from the one-ended measurements; and

increase the calculated value in response to determining that the line has a bridged tap.

20

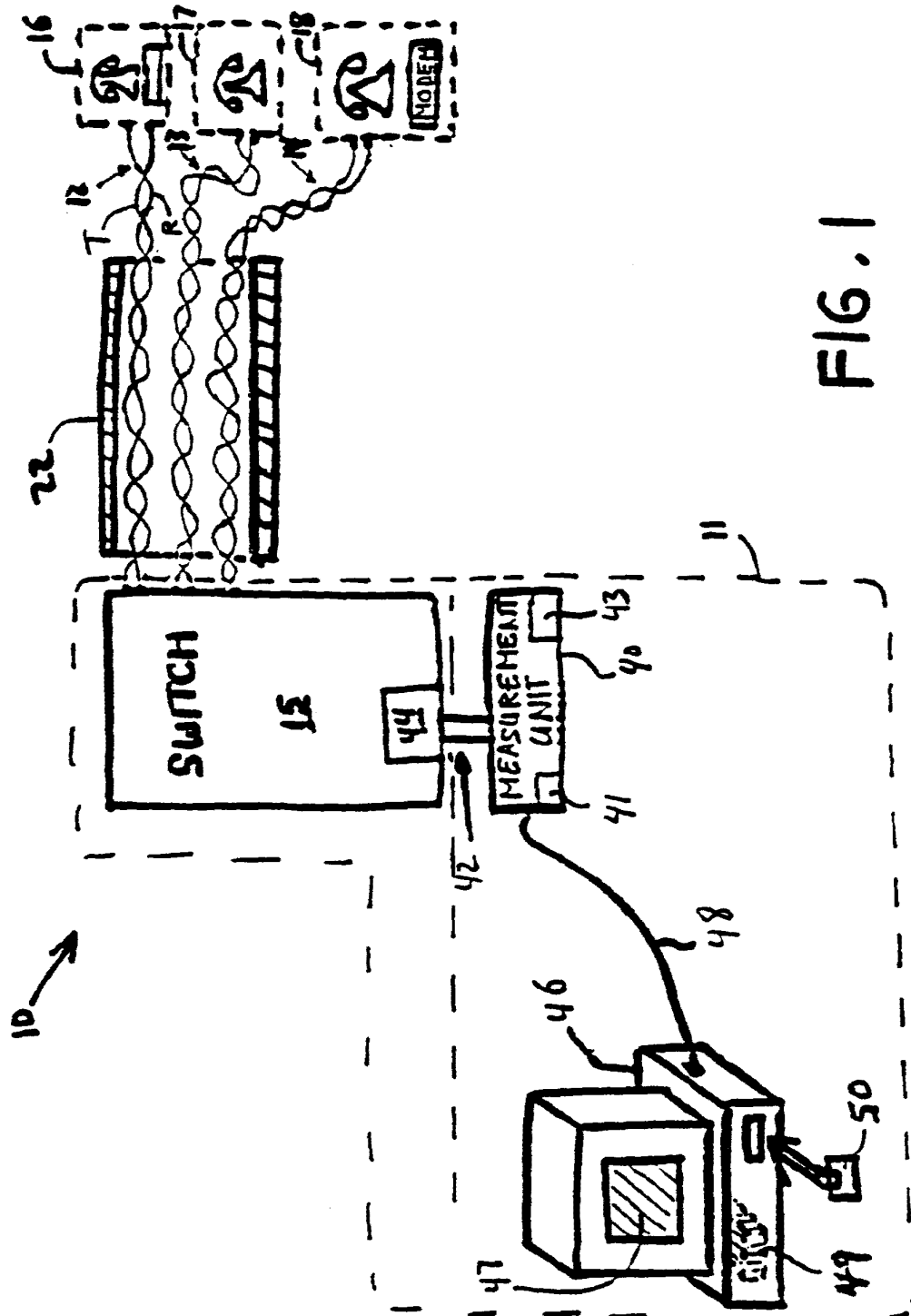


FIG. 1

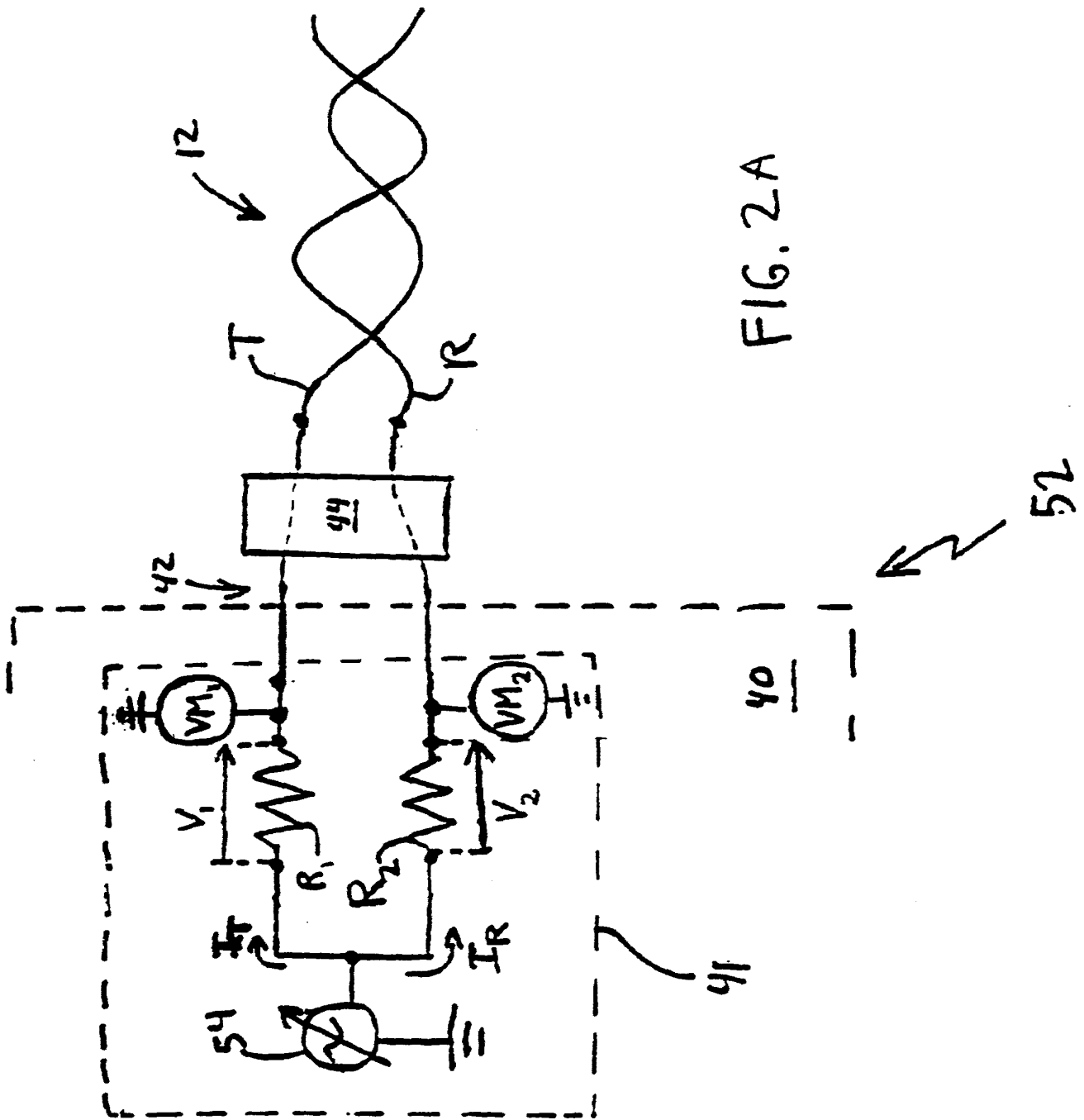


FIG. 2A

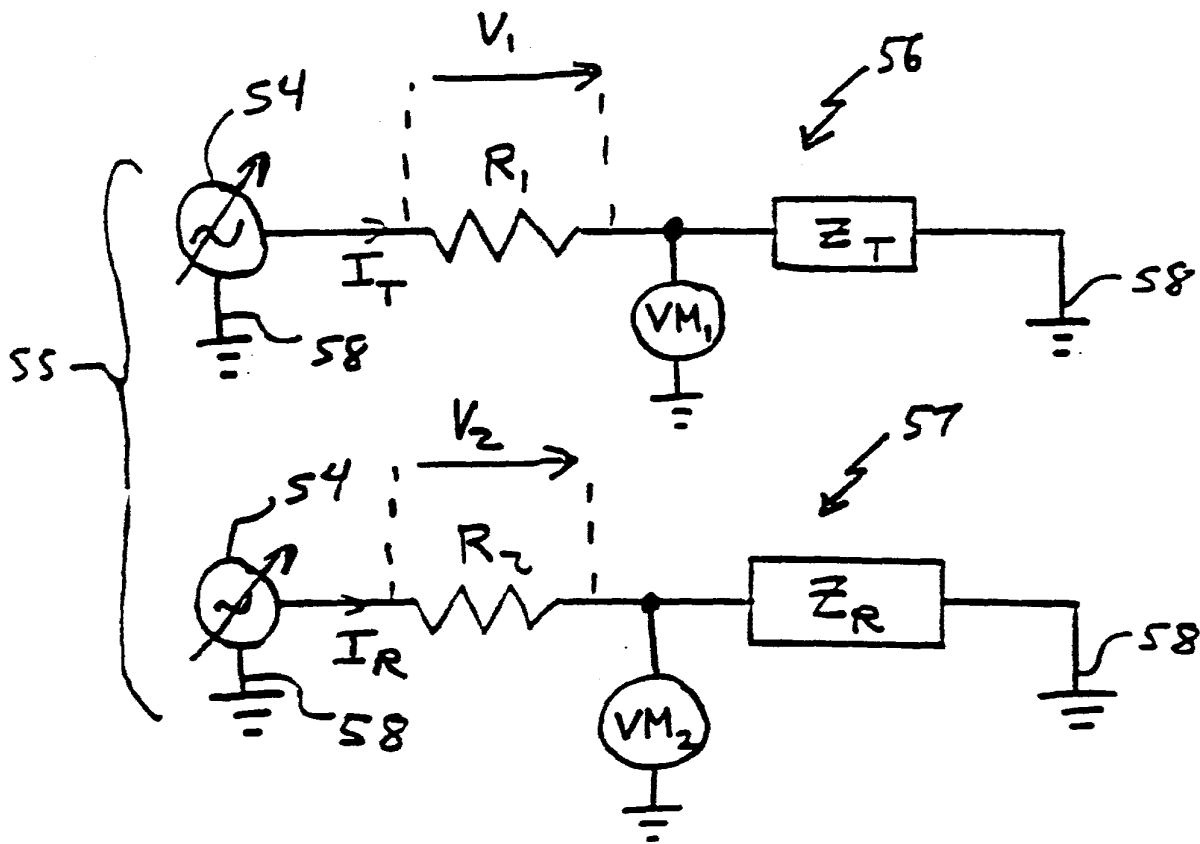


FIG. 2B

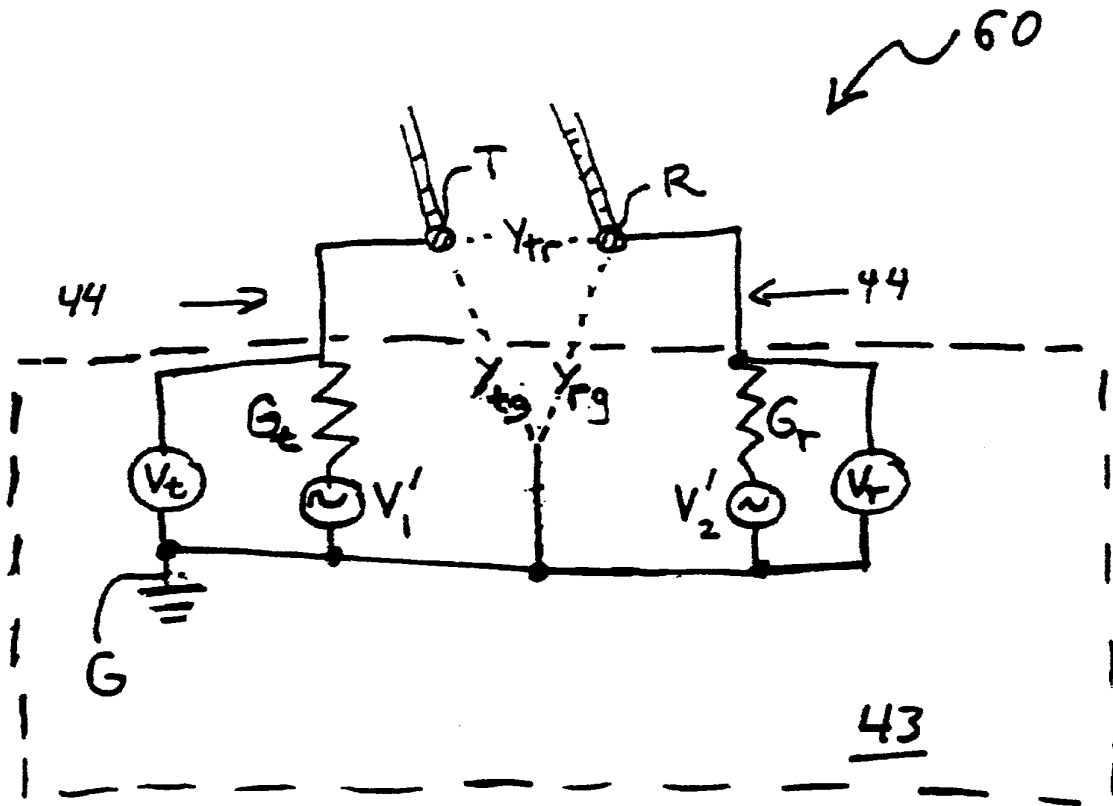


FIG. 2C

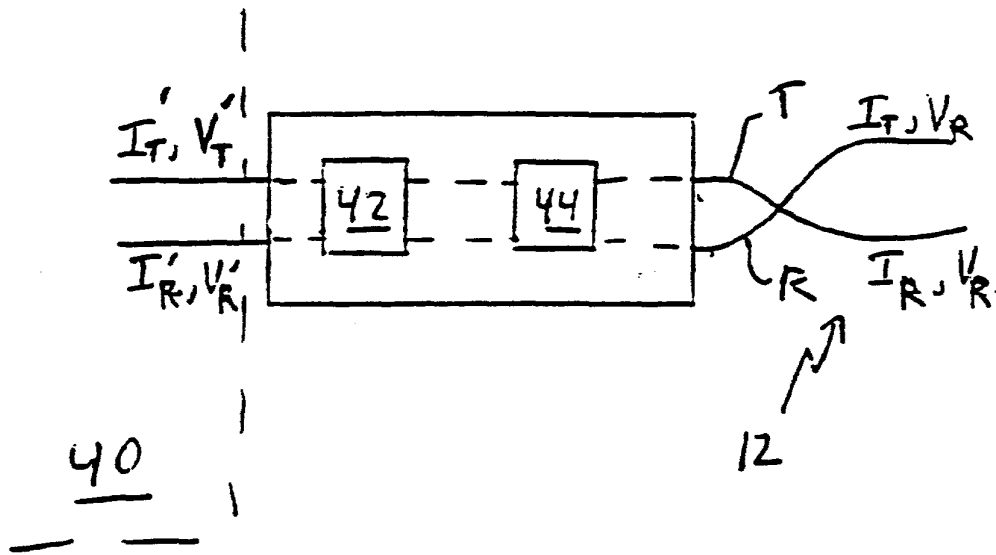
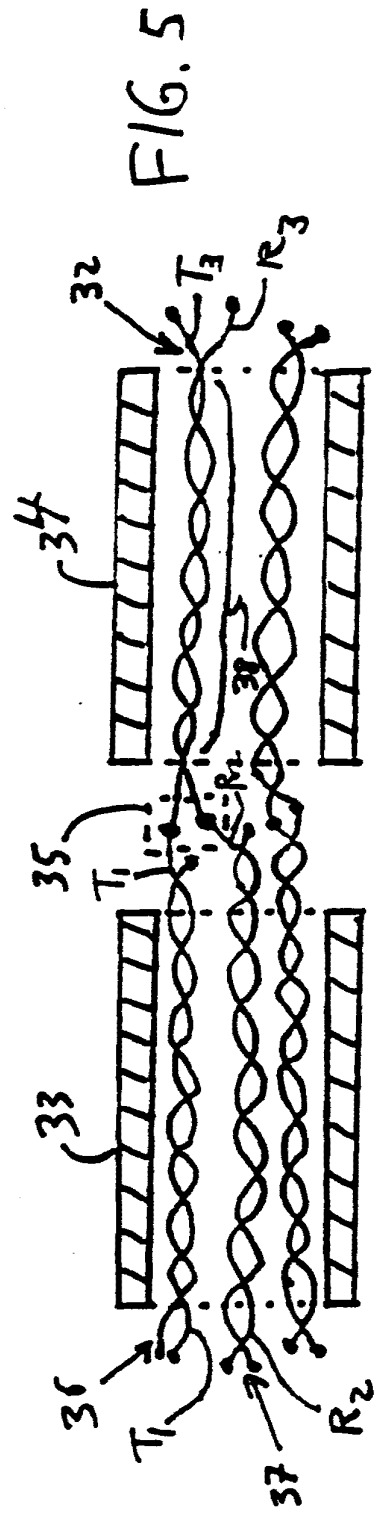
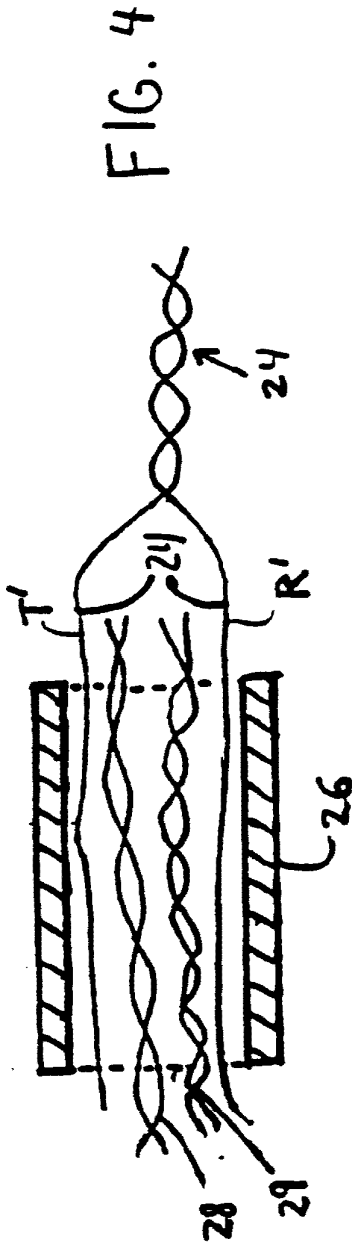


FIG. 3



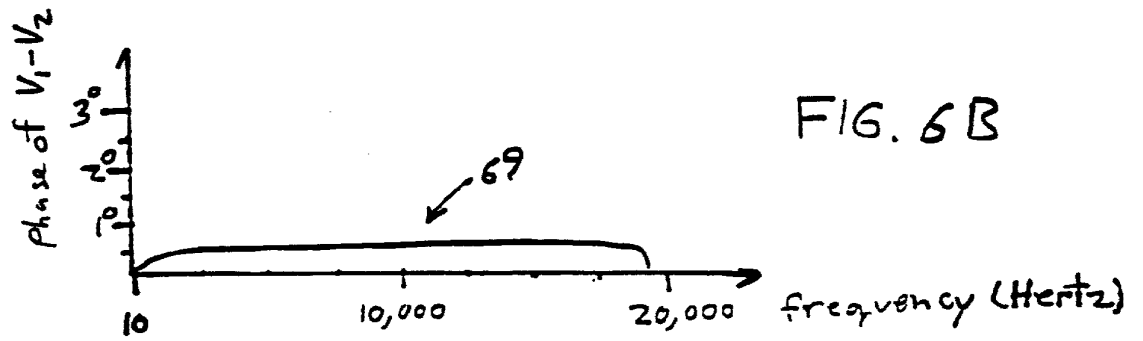
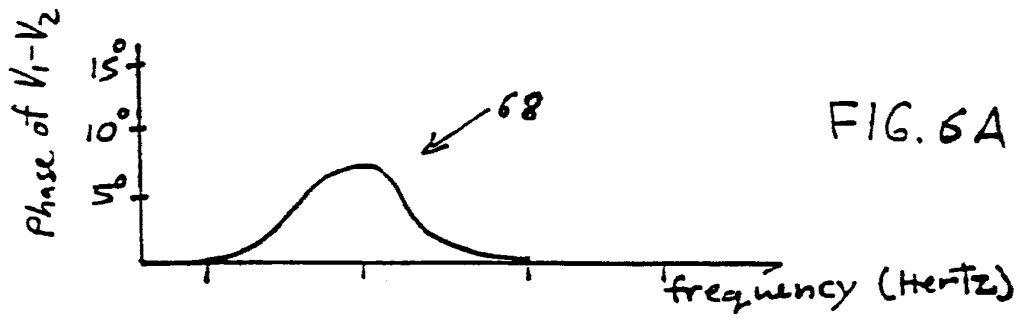
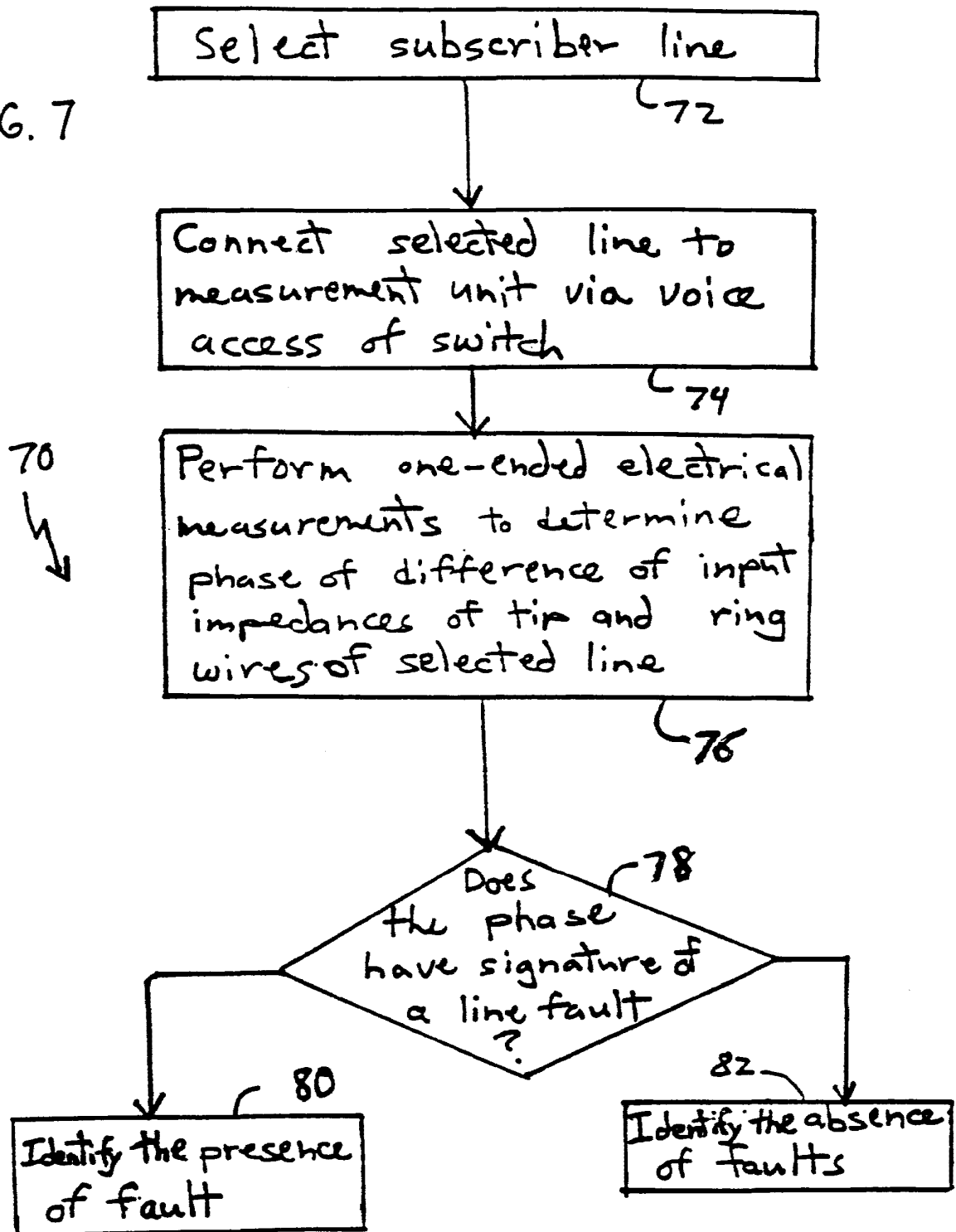


FIG. 7



9 / 25

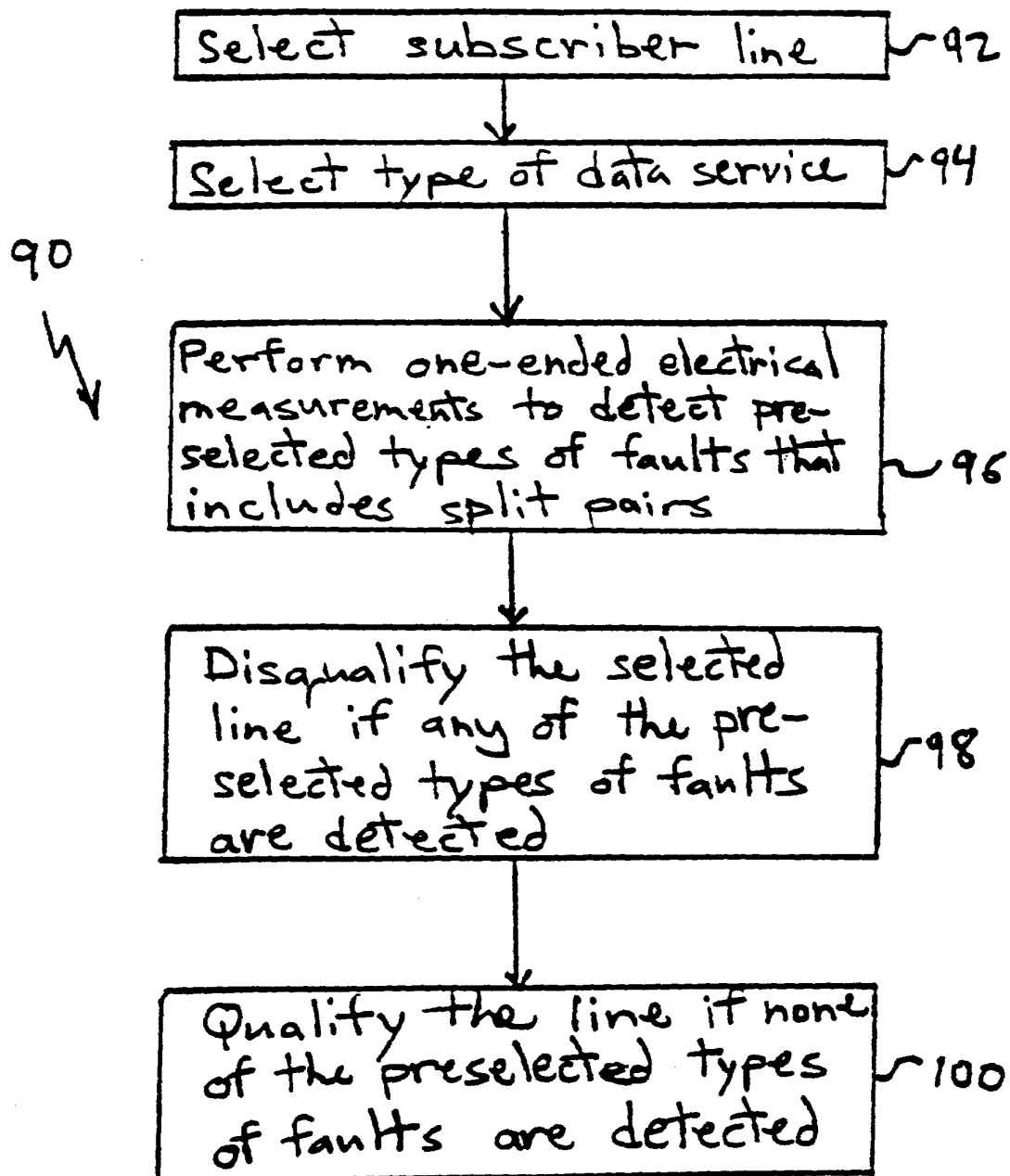


FIG. 8

10 / 25

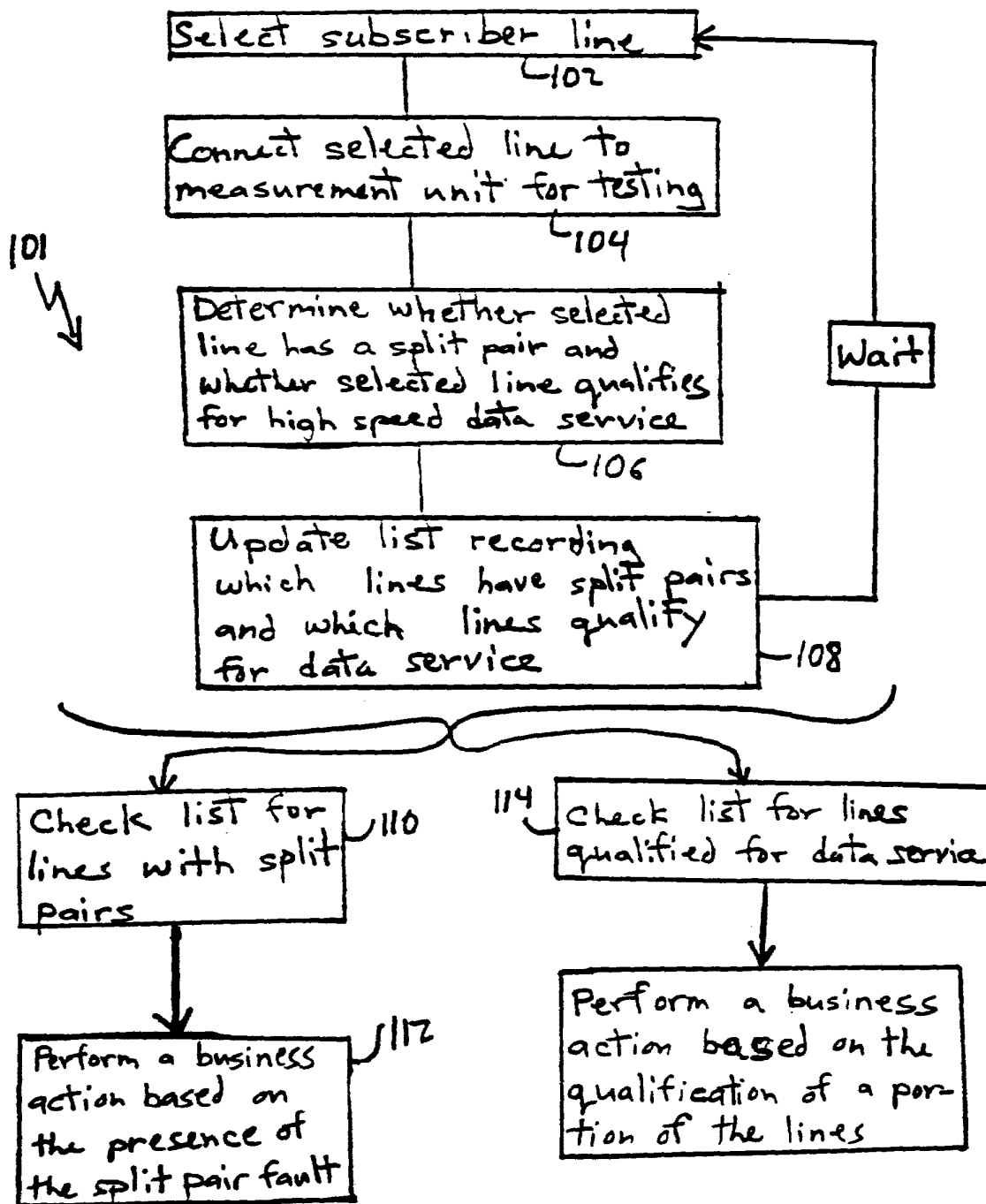


FIG. 9

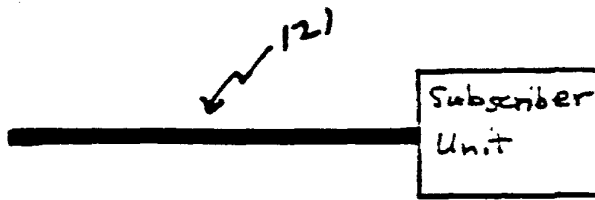


FIG. 10 A

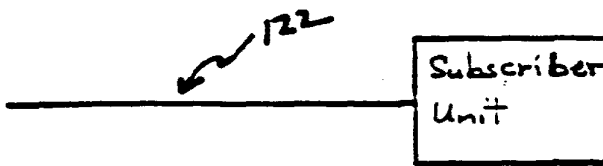


FIG. 10 B

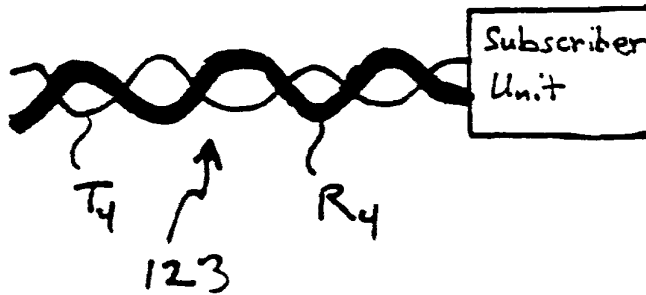


FIG. 10 C

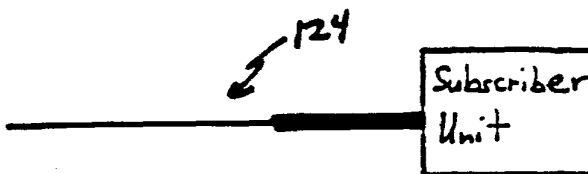


FIG. 10 D

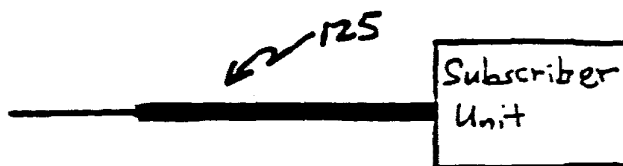


FIG. 10 E

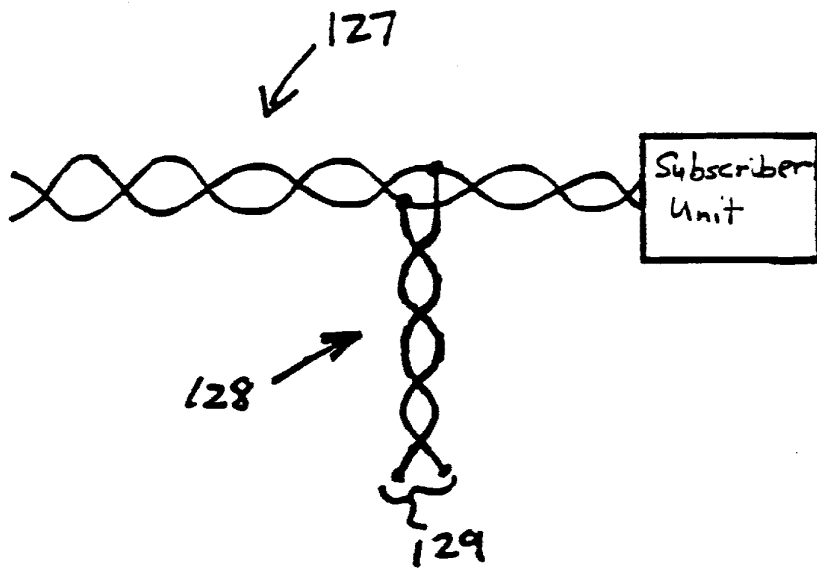


FIG. 11

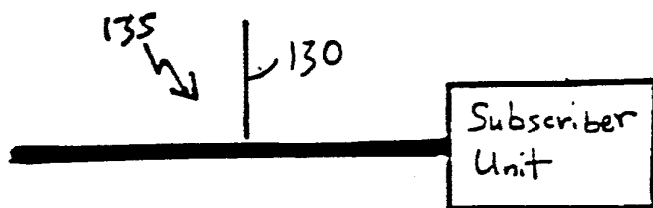


FIG. 12 A

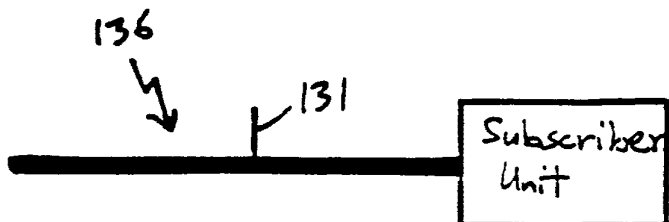


FIG. 12 B

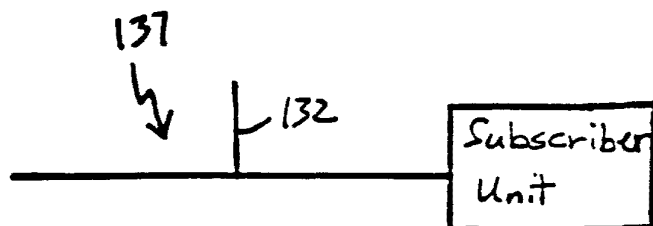


FIG. 12 C

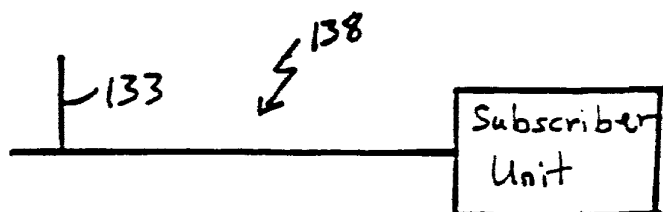


FIG. 12 D

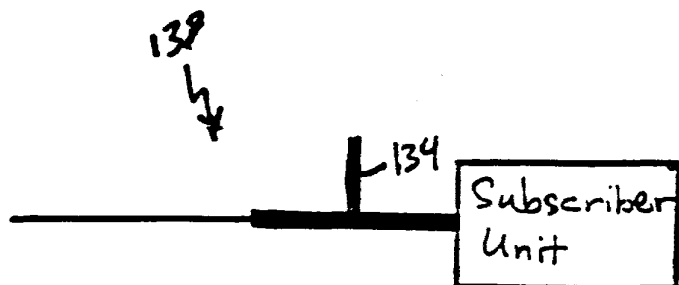


FIG. 12 E

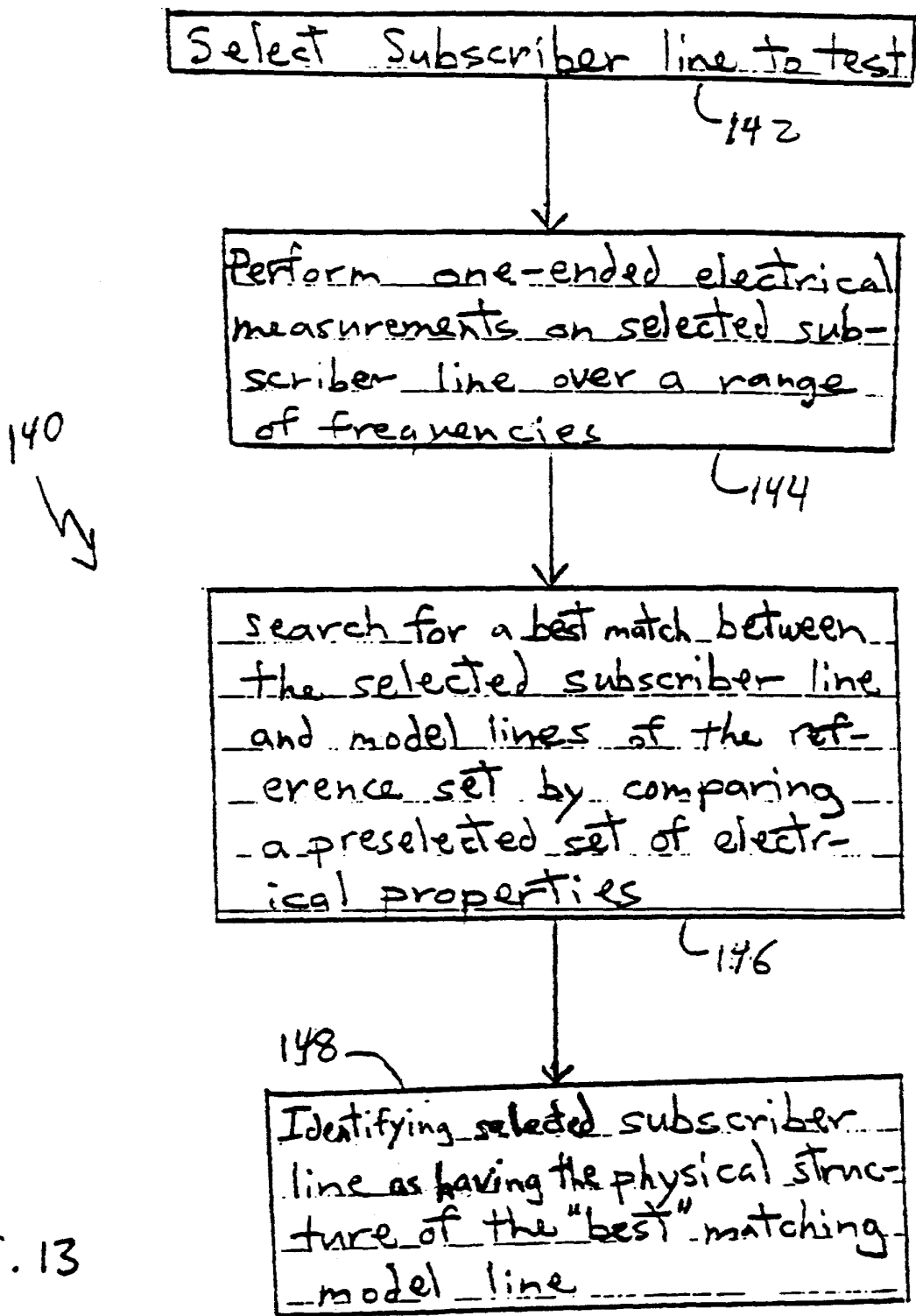


FIG. 13

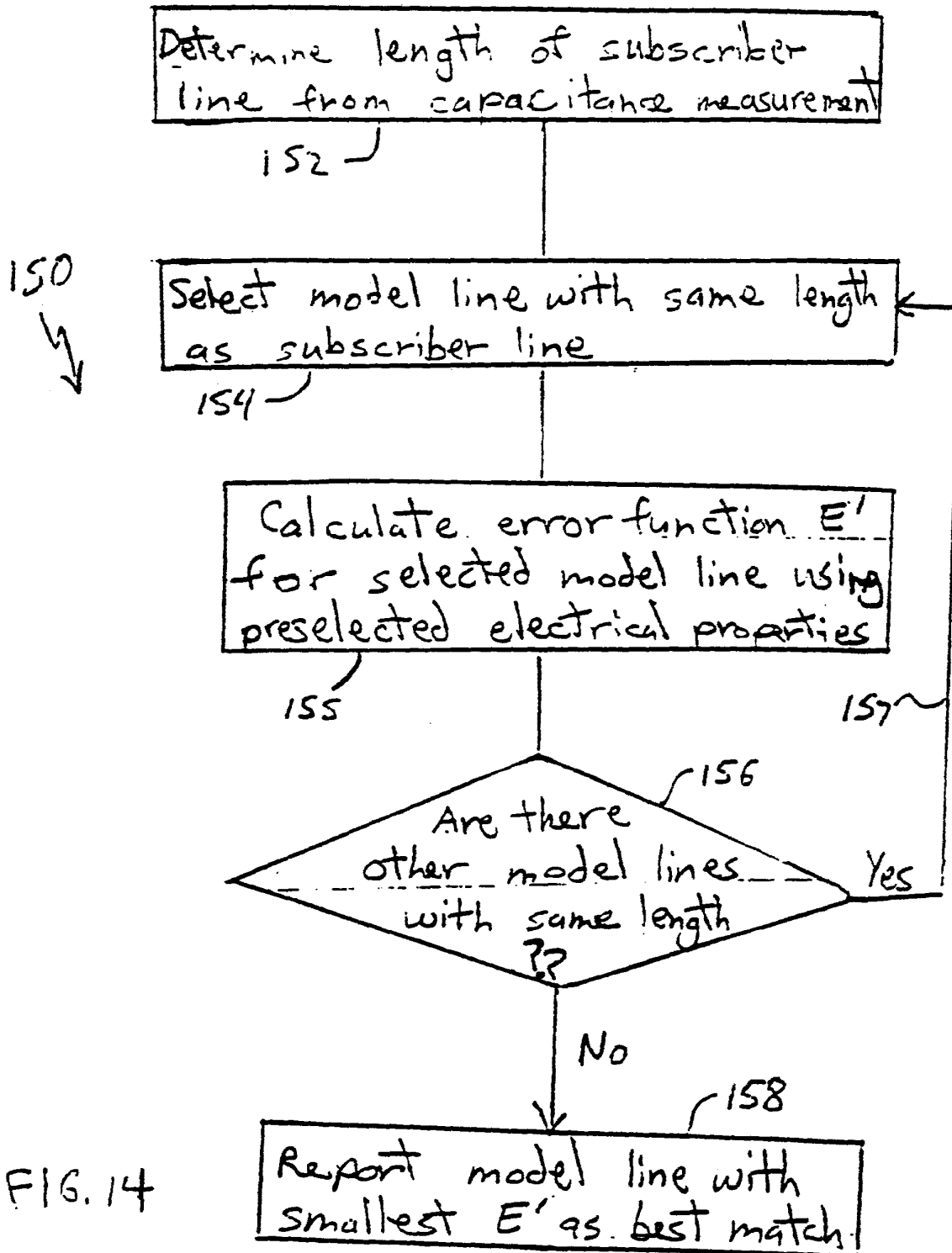


FIG. 14

Search reference set for a "best" match between a selected subscriber line and a model line

↳ 162

Identify the selected subscriber line having a bridged tap and/or a mixture of gauges in response to the best matching having the bridged tap and/or the mixture of gauges, respectively

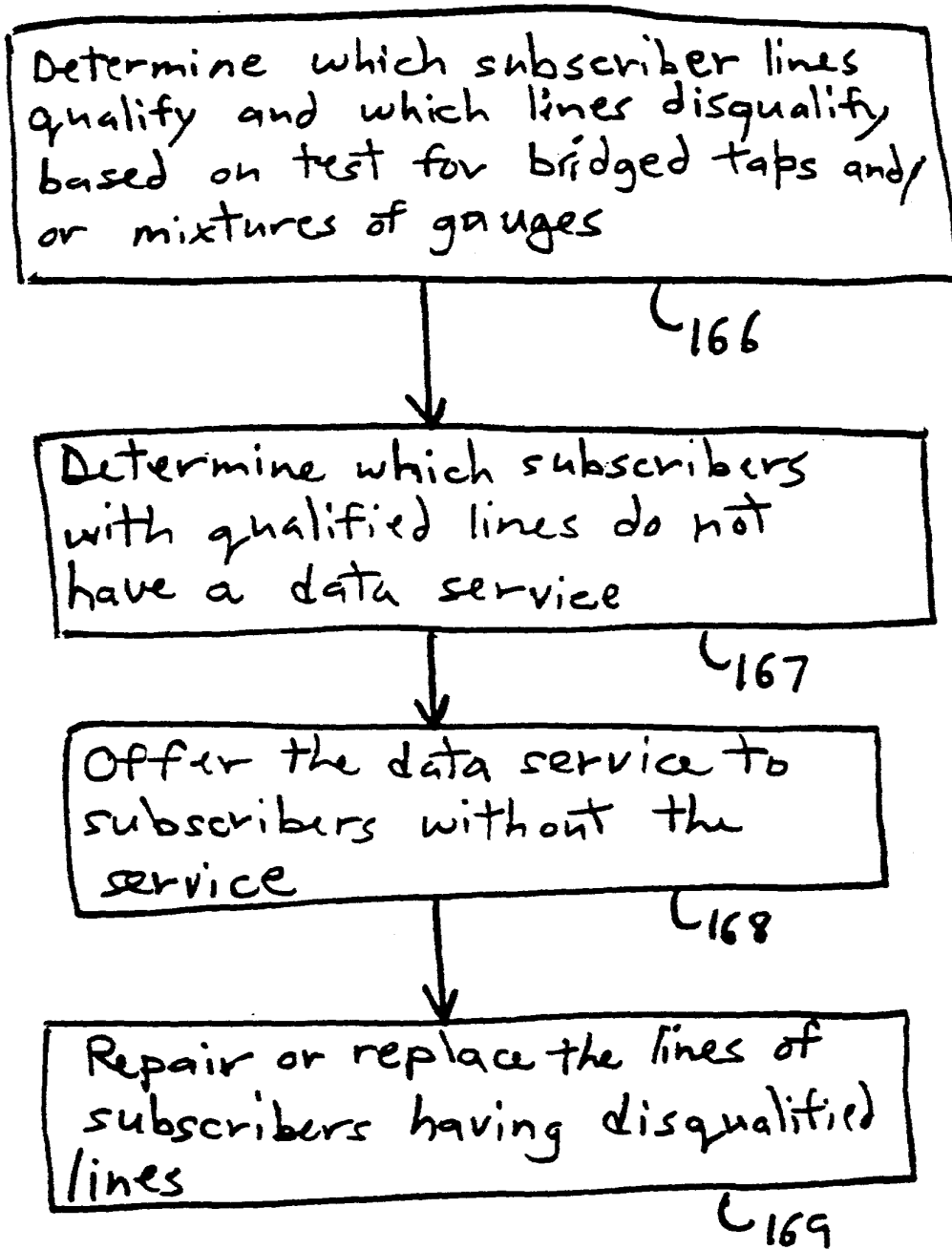
↳ 163

Qualify and/or disqualify the subscriber line, in part, based on the presence or absence of bridged taps and/or mixtures of gauges

↳ 164

↗ 160

FIG. 15



165 ↗

FIG. 16

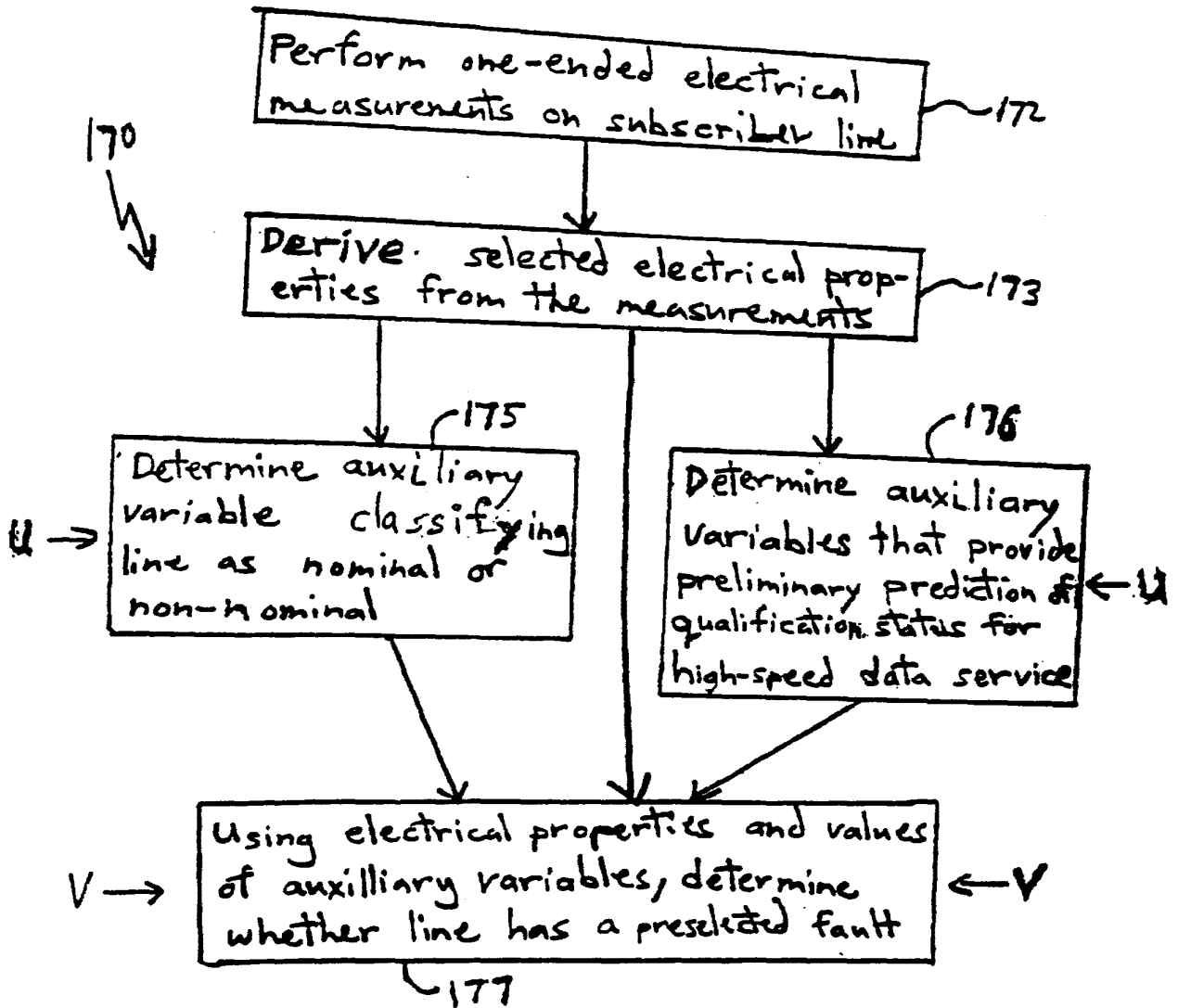


FIG. 17

FIG. 18A

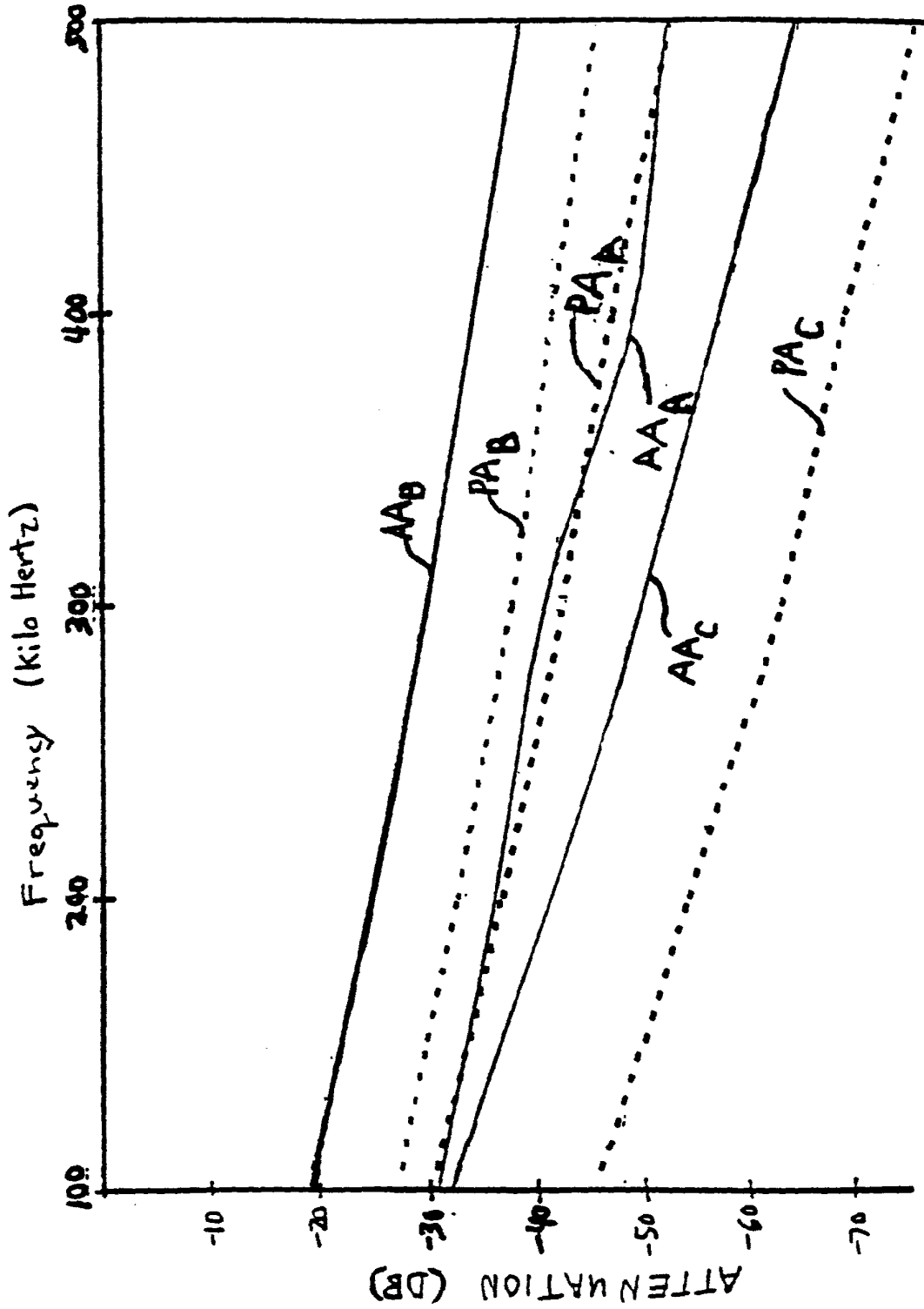


FIG. 18B

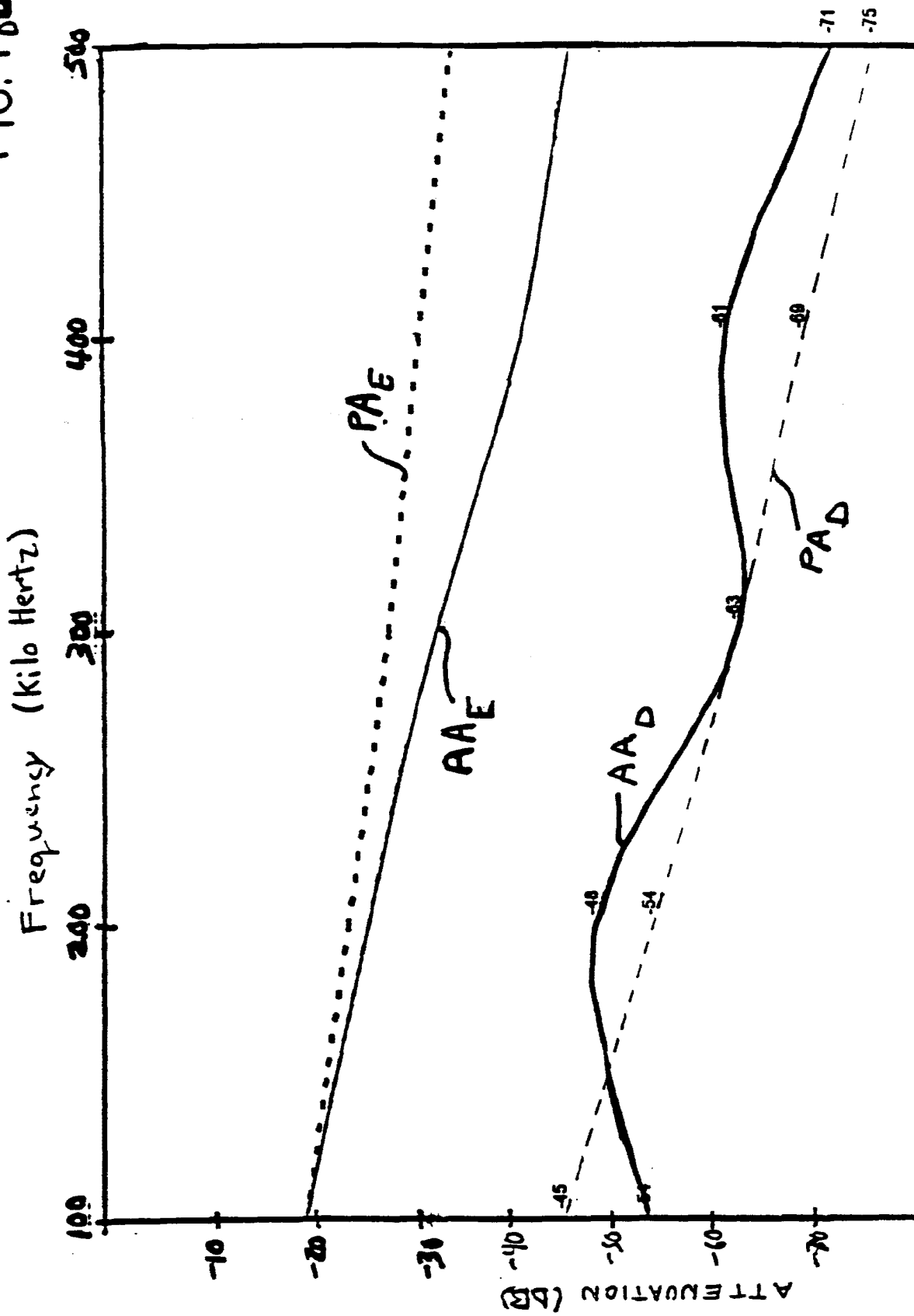
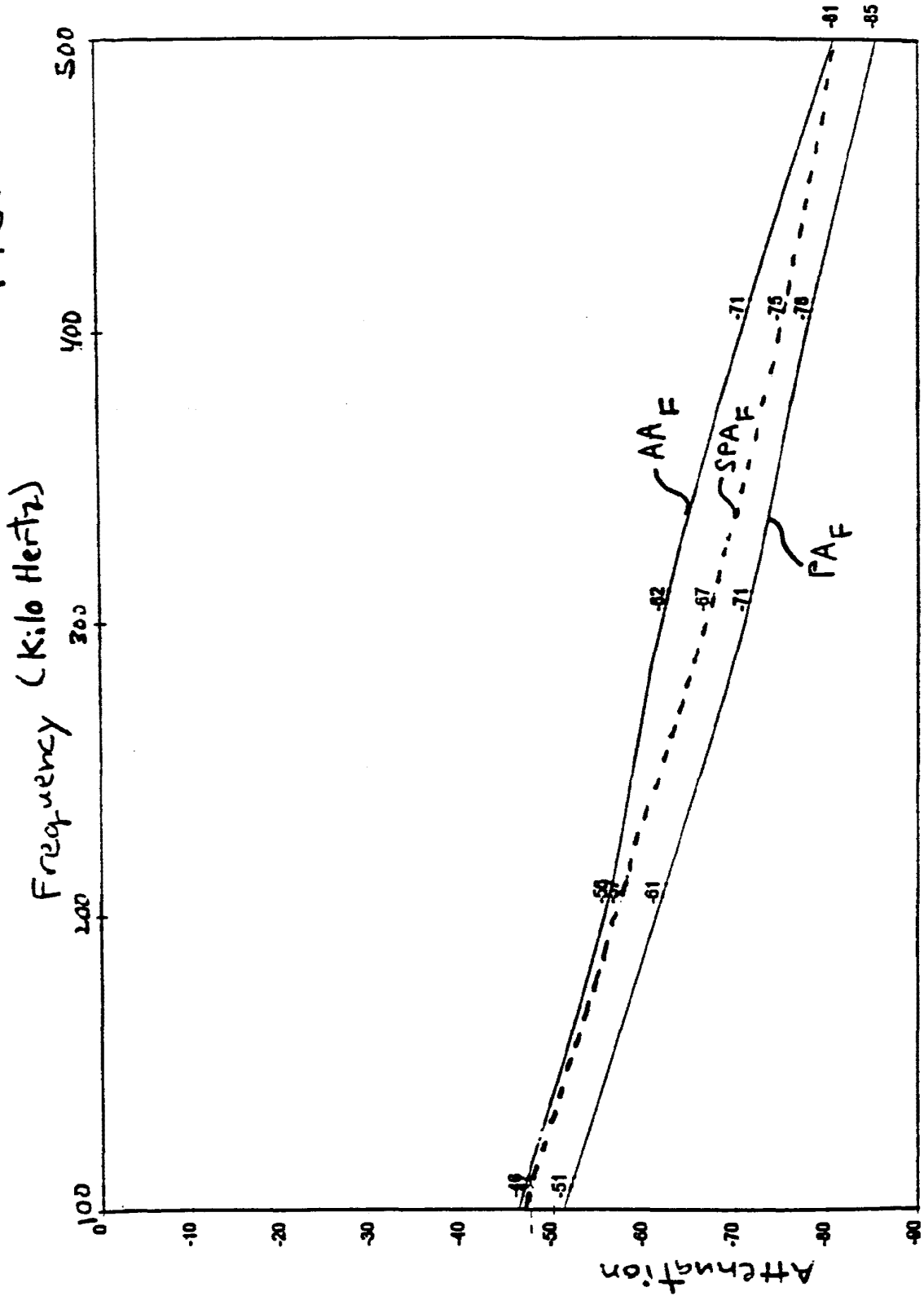


FIG. 18C



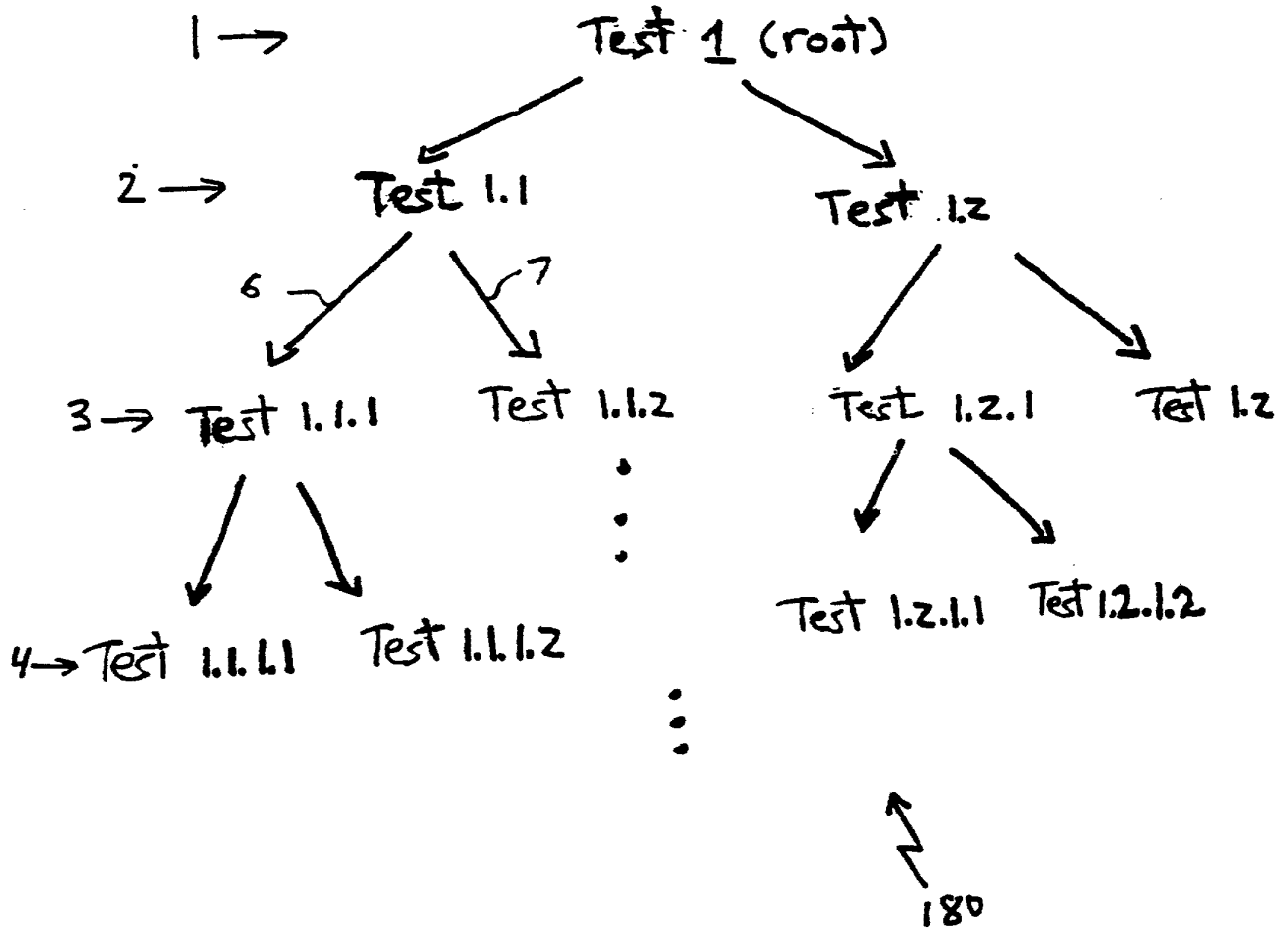
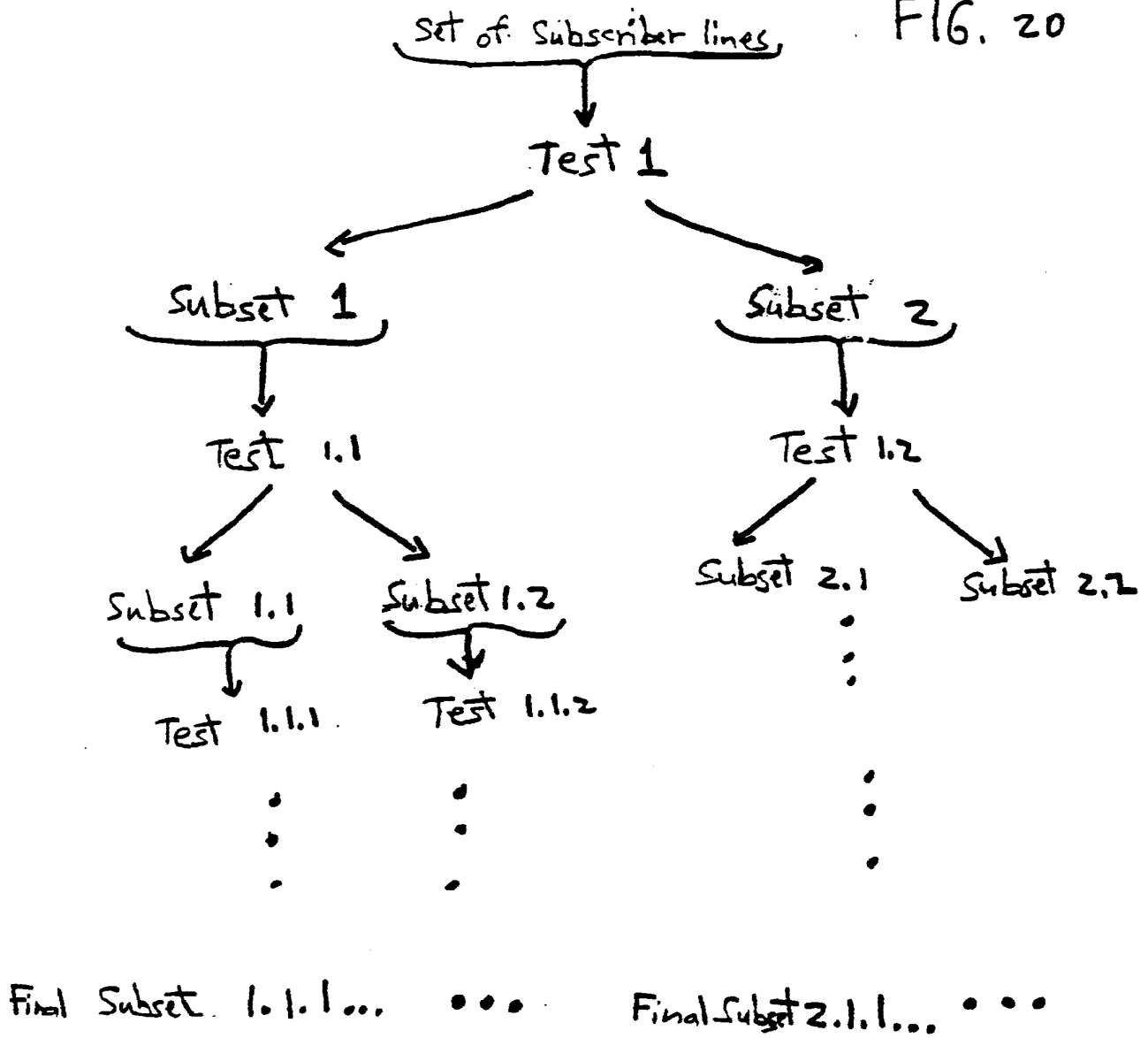
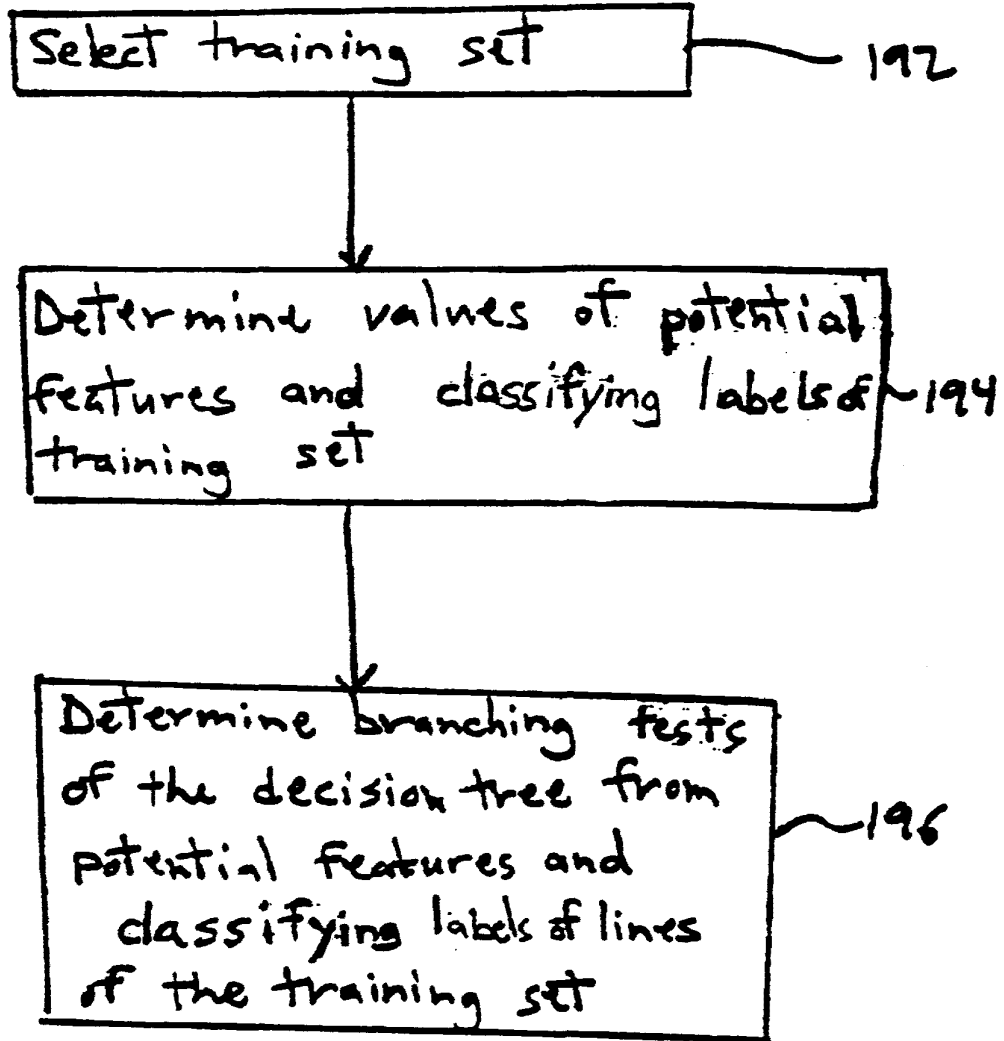


FIG. 19

FIG. 20





190 ↗

FIG. 21

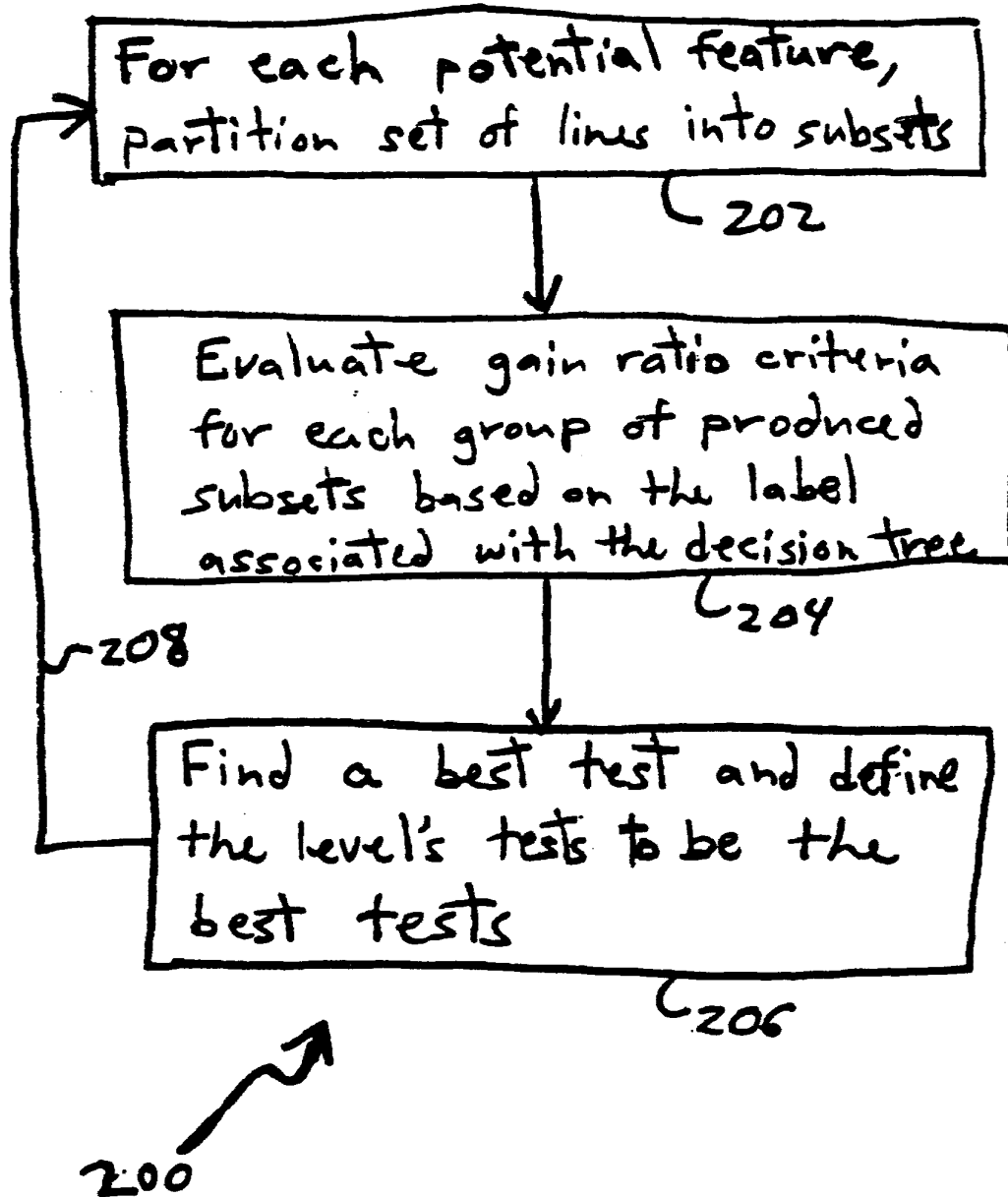


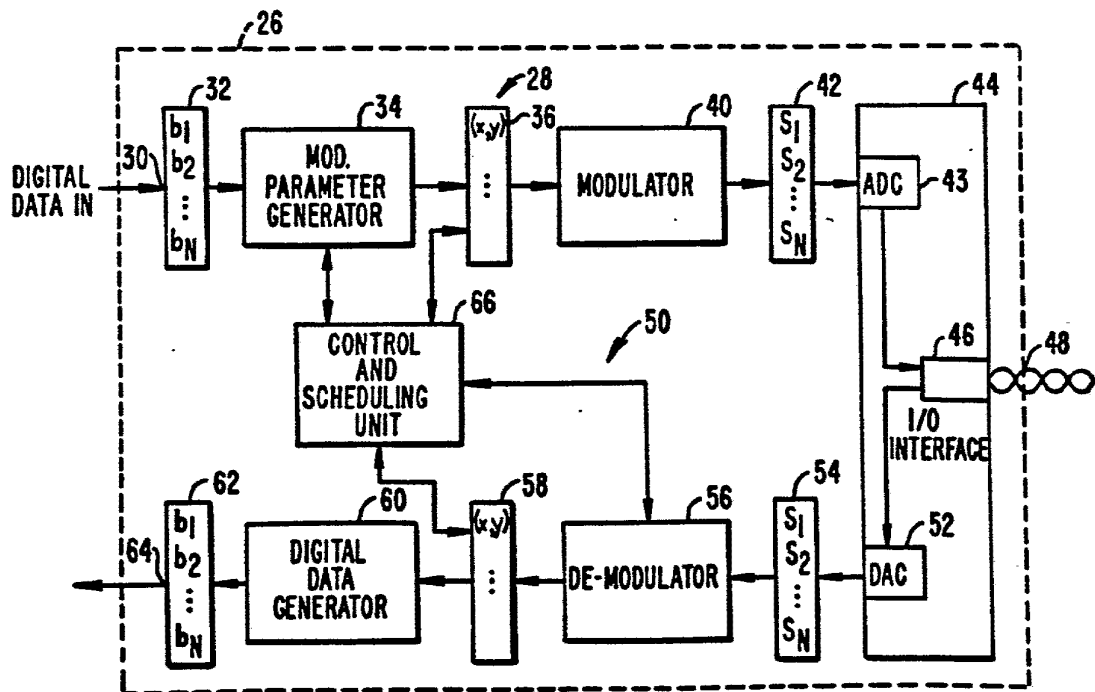
FIG. 22



INTERNATIONAL APPLICATION PUBLISHED UNDER THE PATENT COOPERATION TREATY (PCT)

<p>(51) International Patent Classification⁴ : H04M 11/00, H04B 15/00, 1/10 H04L 5/00, 25/08, H04B 1/10</p>	<p>A1</p>	<p>(11) International Publication Number: WO 86/ 07223 (43) International Publication Date: 4 December 1986 (04.12.86)</p>
<p>(21) International Application Number: PCT/US86/00983 (22) International Filing Date: 5 May 1986 (05.05.86) (31) Priority Application Number: 736,200 (32) Priority Date: 20 May 1985 (20.05.85) (33) Priority Country: US (71) Applicant: TELEBIT CORPORATION [US/US]; 10440 Bubb Road, Cupertino, CA 95014 (US). (72) Inventor: HUGHES-HARTOGS, Dirk ; 2220 Rolling Hills Drive, Morgan Hill, CA 95037 (US). (74) Agent: ALLEN, Kenneth, R.; Townsend and Townsend, One Market Plaza, San Francisco, CA 94105 (US).</p>	<p>(81) Designated States: AT (European patent), AU, BE (European patent), BR, CH (European patent), DE (European patent), DK, FR (European patent), GB (European patent), IT (European patent), JP, KR, LU (European patent), NL (European patent), NO, SE (European patent). Published With international search report.</p>	

(54) Title: ENSEMBLE MODEM STRUCTURE FOR IMPERFECT TRANSMISSION MEDIA



(57) Abstract

A high speed modem (26) that transmits and receives digital data on an ensemble of carrier frequencies spanning the usable band of a dial-up telephone line (48). The modem includes a system (30, 32, 34, 36, 40, 43, 44) for variably allocating data and power among the carriers to compensate for equivalent noise and to maximize the data rate. Additionally, systems for eliminating the need for an equalization network, for adaptively allocating control of a channel, and for tracking variations in line parameters are disclosed.

FOR THE PURPOSES OF INFORMATION ONLY

Codes used to identify States party to the PCT on the front pages of pamphlets publishing international applications under the PCT.

AT Austria	GA Gabon	MR Mauritania
AU Australia	GB United Kingdom	MW Malawi
BB Barbados	HU Hungary	NL Netherlands
BE Belgium	IT Italy	NO Norway
BG Bulgaria	JP Japan	RO Romania
BR Brazil	KP Democratic People's Republic of Korea	SD Sudan
CF Central African Republic	KR Republic of Korea	SE Sweden
CG Congo	LI Liechtenstein	SN Senegal
CH Switzerland	LK Sri Lanka	SU Soviet Union
CM Cameroon	LU Luxembourg	TD Chad
DE Germany, Federal Republic of	MC Monaco	TG Togo
DK Denmark	MG Madagascar	US United States of America
FI Finland	ML Mali	
FR France		