

【特許請求の範囲】

【請求項 1】

光電気通信システムのための波長測定及び制御システムであって、

周期的な波長基準を生成するために局部発振器として使用するリアルタイムに外部校正された波長可変なレーザ光源を有するヘテロダイン検出装置からなる第 1 の部分、及び、

光データ信号のリアルタイム波長校正のために該第 1 の部分と協働する第 2 の部分からなるシステム。

【請求項 2】

請求項 1 記載のシステムにおいて、該第 2 の部分が周期的な波長基準とシアン化水素 (H C N) ガス基準セルとを組み合わせることを特徴とするシステム。

10

【請求項 3】

請求項 1 記載のシステムにおいて、該周期的な波長基準がタイミングパルスで校正された波長のシーケンスを生成することを特徴とするシステム。

【請求項 4】

請求項 3 記載のシステムにおいて、各パルスが約 0 . 4 p m から 5 0 p m の間の波長増加分に対応することを特徴とするシステム。

【請求項 5】

光電気通信システムにおいて波長を測定及び調整する方法であって、

2 つの経路に分割される入力局部発振器を提供するステップ、

該第 1 の経路からの該入力局部発振器を周期的な波長基準に結合するステップ、及び、
該第 2 の経路からの該入力局部発振器を、該技法の偏波依存性を最小にするとともに局部発振器の偏波を解消する偏波スクランブラに結合するステップ、からなり、

20

該周期的な波長基準が波長測定のためのリアルタイムの波長校正クロックを生成することを特徴とする方法。

【請求項 6】

請求項 5 記載の方法において、該クロックのエッジが、検出回路におけるトリガデータ取得に用いられる等間隔の光周波数間隔に対応することを特徴とする方法。

【請求項 7】

請求項 5 記載の方法において、該局部発振器が 3 d B 光カップラに測定される統合されたチャネル信号とともに混合されることを特徴とする方法。

30

【請求項 8】

請求項 7 記載の方法において、該局部発振器が該局部発振器と該入力信号間のヘテロダインビート周波数が該検出器の帯域幅内であるような周波数に調整された場合に、該入力信号の光スペクトルが該ヘテロダインビート周波数によって決まる I F 周波数に変換されることを特徴とする方法。

【請求項 9】

請求項 5 記載の方法であって、さらに、該入力信号の強度変調を打ち消すために該 3 d B 光カップラに結合されたバランス型検出器からなる方法。

【請求項 10】

請求項 9 記載の方法であって、さらに、該 3 d B カップラと該バランス型検出器間に結合されたローパスフィルタからなる方法。

40

【請求項 11】

請求項 10 記載の方法において、偏波スクランブラが D O P を 2 0 0 k H z 帯域幅に対して約 1 0 % 以下に減少させることを特徴とする方法。

【請求項 12】

請求項 11 記載の方法であって、さらに、該周期的な波長基準及び該バランス型検出器の該出力に結合された A / D コンバータを提供するステップからなる方法。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

50

本発明の特徴は光電気通信システムに関し、特に波長検出及び制御システム並びに光伝送システムの性能最適化を達成するための方法に関する。

【0002】

本願は2003年6月25日に米国で出願された米国出願番号10/873324の利点を主張するものであって、その開示がここに参照され取り込まれている。

【背景技術】

【0003】

多重波長、即ち、数テラビット/秒の波長分割多重(WDM)送信システムで使用できる送信帯域が満域になったとき、トラフィックは他のシステムに転換されるか、既存のシステムが高いレートでのデータ送信を担うようにアップグレードされなければならなかった。

10

【0004】

一つの可能な方法はスペクトル効率の増加を狙うものである(即ち、WDMチャネル間隔を減らすことである)。この場合、例えば、35GHzかそれより小さい非常に狭いチャネル間隔のシステムに対して、隣接するチャネル間のチャネル間混線を弱めるために信号周波数は固定された周波数グリッド周辺の狭い範囲内に注意深く決定されなければならない。周波数制御グリッドは絶対グリッドとなり、即ち、国際電気通信連合(ITU)規格に準拠し、又は、例えば1つかそれ以上のインターリーブング・フィルタ若しくは単チャネルフィルタによって決められる相対グリッドとなる。

【0005】

性能に基づいた周波数調整アルゴリズムは一般に狭い間隔のチャネルを位置決めするのに適していない。現在利用可能な10Gb/s中継器システムは、外部で変調された定波長分布帰還型(CWDFB)レーザダイオード光源からライン送信機の光チャネルを引き出している。中継器回路群に関連する費用を削減するために、公知のシステムにおけるライン送信機は、各々が200GHzを超えて調整できるいくつかの符号がCバンドを担うように設計されてきた。特定の200GHz調整範囲内のいずれの位置に対しても、各中継器は所与の50GHzのITUチャネルに対して選択可能であり、又は、オフセット値の予測を有効活用する。

20

【0006】

市販されている中継器とは違って、この特殊な設定において波長ロッカー周波数制御方式は各ライン送信機中に設計されていない。その代わりに、製造中に各伝送レーザがその独自の調整範囲と動作温度範囲で校正され、レーザが所望の動作点から±20ppm以内に設定されるようにする。

30

【0007】

立ち上げ時にシステム性能を最適化する必要に適應するために、並びに、地上システム及び海底システム(即ち、乾燥と湿気の設備)の長時間の経時的な影響を吸収するために、遠端チャネルのQ性能に基づいた調整アルゴリズムが時々稼働され、動作DFBレーザ周波数が徐々にかつ周期的に微調整される。この調整アルゴリズム方式は、遅い周波数の揺れのある実際のチャネル性能に基づいて実質的に波長ロッカーの設計要求を取り除いた。

【0008】

この調整アルゴリズム方式は、チャネル間隔が約40又は50GHzより大きい限りはチャネル周波数を最適に制御することにある程度成功しているとされてきた。しかしながら、実際の実験から、この方式は狭いチャネル間隔での動作環境に置かれると全体性能に逆効果を与えることになることが分かる。

40

【0009】

大西洋対岸間で行われた伝送実験において、2つの25GHzで近接するチャネルの一方が他方の測定されたチャネルに約15pmで調整されたとき1dBの劣化がもたらされることが判った。この場合、チャネル周波数の離調はチャネル間隔の約7.5%に相当した。

【0010】

50

従って、チャンネル間隔が約50GHz以下に減少すると、信号相互の及びノイズに対する正確な制御と相対信号位置を得るために除去フィルタが必要となる。もちろん、現行のシステム、特に約33GHzのチャンネル間隔で全容量に達するとされているものに対して、正確な波長測定及び制御システムが望まれる。

【0011】

そのようなシステムは、好ましくはWDM信号を相対又は絶対の高い精度で測定して位置決めしなければならない。チャンネル周波数のための動作グリッドを確立するためには、精密波長モニタを用いるシステムがあれば望ましく、精密な基準と間隔に余裕のある端末構造も必要になる。

【0012】

WDMや高密度WDM(DWDM)信号及びネットワークのための光チャンネルモニタ技術は商業化されていて、いくつかのグループに分類される。それらは、(1)スキャンフィルタによるハイエンド光スペクトル分析(OSAs)、例えば、調整可能な回折格子フィルタ、即ち、調整可能なフェブリペローフィルタ、(2)ダイオードアレイを用いた光波長分波器による光チャンネル性能モニタ、及び(3)マイケルソン干渉計による精密波長計である。精密一括チャンネル波長モニタがあれば理想的である。

【0013】

統合されたリターントゥゼロ(RZ)及びチャーピングされたRZ(CRZ)入力信号のために、位置の測定を記録するためのある程度高い絶対精度と同様に信号位置決めするための高い差分精度があるのが望ましい。

【0014】

さらに、周期的な再校正を必要とせず、実質上光電気通信システムの寿命にわたって連続的に稼働できる装置を導入したいという要望もある。不適切に配置されたチャンネル周波数に起因する性能劣化を考慮しても、25GHzチャンネル間隔で実施するとき0.1dBより小さい劣化とするためには、差分精度も絶対精度も±3pm未満でなくてはならない。特定の波長精度は10 から65 の間の周囲温度、大気圧及び湿度に対して影響がないようにすべきである。

【0015】

現行の商用の製品や技術はそれらの要求に簡単には適合しない。OSA技術にも光チャンネル性能モニタにも十分な差動及び絶対精度がない。例えば、安藤電気製の最新のOSAモデルAQ6319は約10pm波長精度を有し、ベイスペック(BaySpec)社製のインテリガード(IntelliGuard(登録商標))光チャンネルモニタは15pm波長精度を有する。

【0016】

マイケルソン干渉計による波長計の場合、633nmヘリウム-ネオン基準レーザと633nmと1550nm間の屈折率比の厳格な制御を用いてpm以下の絶対精度が可能となる。しかしながら、ヘリウム-ネオンレーザ共振器の波長と屈折率比は気温によって変動する。従って、波長計は長期の実使用よりもむしろ実験用の条件での使用に適しているように見える。例えば、安藤電気製のAQ6141波長計は10 と30 の間の動作時のみ謳われている仕様に適合する。この狭い範囲は、全部でないにしても、多くの実施されるシステムにおいては存在しない。

【発明の開示】

【課題を解決するための手段】

【0017】

本発明のいくつかの側面によると、リアルタイムに外部校正された波長可変レーザを用いたヘテロダイン式の検出装置からなる波長モニタシステムが提供される。好ましくは、波長可変レーザは実質的に波長の全範囲(Cバンド)にわたって掃引し、ビート信号は狭い帯域幅の電氣的受信規器によって検出される。

【0018】

さらに好ましくは、ビート信号の検出が入力信号が波長可変レーザの狭い周辺領域にあ

10

20

30

40

50

ることを示している。

【0019】

本発明の他の側面によると、光電気通信システムのための波長測定及び制御システムであって、周期的な波長基準を生成するために、局部発振器として使用するリアルタイムに外部校正された波長可変なレーザ光源を有するヘテロダイン検出装置からなる第1の部分、及び、光データ信号のリアルタイム波長校正のために第1の部分と協働する第2の部分からなるシステムが提供される。

【0020】

好ましくは、第2の部分が周期的な波長基準とシアン化水素(HCN)ガス基準セルとを組み合わせる。さらに好ましくは、周期的な波長基準がタイミングパルスで校正された波長のシーケンスを生成する。最も好ましくは、各パルスが約0.4 pmから50 pmの間の波長増加分に対応する。

10

【0021】

本発明の他の側面によると、光電気通信システムにおける波長の測定及び調整をする方法であって、2つの経路に分割される入力局部発振器を提供するステップ、第1の経路からの入力局部発振器を周期的な波長基準に結合するステップ、及び、該第2の経路からの入力局部発振器を、偏波依存性を最小にするとともに局部発振器の偏波を解消する偏波スクランブラに結合するステップ、からなり、周期的な波長基準が波長測定のためのリアルタイムの波長校正クロックを生成する方法が提供される。

【0022】

好ましくは、クロックのエッジが、検出回路におけるトリガデータ取得に用いられる等間隔の光周波数間隔に対応する。また、局部発振器は3 dB光カップラに測定される統合されたチャンネル信号とともに混合される。さらに好ましくは、局部発振器が局部発振器と入力信号間のヘテロダインビート周波数が検出器の帯域幅内であるような周波数に調整された場合に、入力信号の光スペクトルがヘテロダインビート周波数によって決まるIF周波数に変換される。さらに好ましくは、入力信号の強度変調を打ち消すために3 dB光カップラに結合されたバランス型検出器が提供される。

20

【0023】

最も好ましくは、3 dBカップラとバランス型検出器間に結合されたローパスフィルタが提供される。好ましくは、偏波スクランブラがDOPを200 kHz帯域幅に対して約10%以下に減少させる。最も好ましくは、周期的な波長基準及びバランス型検出器の出力に結合されたA/Dコンバータが提供される。

30

【発明を実施するための最良の形態】

【0024】

図面を参照すると、図1に示されるシステム構成10が与えられる。なお、ここでは符号は要素を示すものとする。好ましくは、局部発振器(LO)として外部共振器型波長可変レーザ光源(TLS)16及びLO波長校正のためのスイープメータ(Sweepmeter(登録商標))14を用いた光ヘテロダイン構成、並びに、検出サブシステムの2つの下位システムからなる。

【0025】

多くの波長可変レーザはわずか10から50 pm程度の絶対波長精度で直線的に比例してスキャンする。より好ましくは、比較的高い精度を得るためにプレジジョンフォトンクス(Precision Photonics)社によって開発されたスイープメータ(登録商標)をリアルタイム波長校正に使用する。

40

【0026】

スイープメータ(登録商標)は周期的な波長基準をシアン化水素(HCN)ガス基準セルと協働させることで動作する。周期的な波長基準はデジタルクロックのシーケンスを生成し、クロックの1刻みは約0.4 pm波長増加分に相当する。クロック刻みは約0.4 pmから約50 pmの範囲を持つ。HCN吸収スペクトルは、周囲温度、湿度及び大気圧に依存せず(温度依存は約0.01 pm/ だけである)、約0.5 pmの絶対精度を有

50

する。

【0027】

図1に示すように、経路18を介してスイープメータ(登録商標)14に入射する波長可変レーザ光源(TLS)16からの光は(図示されない)2つの経路に分かれる。第1の光経路は光を周期的な波長基準に結合し、第2の光経路は光をNIST(米国連邦標準・技術局)トレーサブルHCNガス基準セルに結合し、両方ともスイープメータ(登録商標)内にある。

【0028】

周期的な波長基準はリアルタイムクロックパルス22を生成する。クロックパルス22のエッジは検出回路におけるトリガデータ取得に使われる空間光周波数の間隔に対応する。TLS16がスイープすると、2つの校正数値がスイープメータ(登録商標)14から与えられる。(1つは)第1の出力クロックトリガに対応する光周波数、及び(2つ目に)クロック出力間の光周波数の刻み幅である。従って、実効値1pm未満の精度、0.4pm(50MHz)までの分解能、及び、実効値0.2pm未満のスキャンからスキャンまでの再現精度の測定の光周波数軸が構築可能となる。上記の方法でTLS16を校正することによって、0.4pmの光周波数刻みで波長可変なLOができる。上述のように、これらの刻み幅は0.4pmから50pm間の大きさとなる。

【0029】

図1に示すように、TLSは、測定されるべき統合チャンネル信号に標準の3dB光カップラ24において経路20を介して混合される。TLS(LO)が、TLS(LO)と入力信号26間のヘテロダインビート周波数が検出器の(LPF28によって決まる)帯域幅以内になるような周波数に調整された場合、入力信号26の光スペクトルがヘテロダインビート周波数によって決まるIF周波数に変換される。

【0030】

IFヘテロダインビート周波数に加えて、入力信号26の強度変調及びショットノイズもまたIF帯域に分類され、強度ノイズとして扱われる。

【0031】

本発明の側面の好ましい実施例において、バランス型検出器30を用いて入力信号26の強度変調を打ち消すことで最大性能が得られる。この場合、支配的ノイズは局部発振器(LO)からのショットノイズである。さらに検出器の帯域幅を狭めることでSNRもまた改善される。しかしながら、最小の電氣的帯域幅は光周波数刻みの半分に制限されることになるのでビート信号は少なくとも1回のデータ取得クロックに現れる。

【0032】

この手法の偏波面依存性を最小にするために、TLS(LO)16を、偏波スクランブラ32を用いて偏波を解消するための方法が好ましくは用いられる。このスクランブラ32はDOPを200kHzの帯域幅に対して10%以下に減らすことができ、これはTLS16と無作為に偏波された統合チャンネルテスト信号間の偏波不一致に関連する好ましくない影響を除去するには充分である。

【0033】

図2A-2Dに戻ると、ヘテロダイン検出器と図1の方法を用いたRZ変調信号の測定された光スペクトルが示される。各光スペクトルは異なる条件を示す。例えば、図2Aは $2^{\wedge}23$ PRBSを11Gb/sのレートで変調されたRZ信号を示し、約7dBのキャリアと側波帯の比を持つ。残存の光スペクトルは、RZ信号から3つの異なる間隔で隣接するCW周波数を有して波長精度をテストするための3つの追加的な条件を表す。RZ信号の中心周波数から、それぞれ、図2Bは約37.83GHzに位置するCW周波数を示し、図2Cは約14.02GHzに位置するCW周波数を示し、図2Dは約1.11GHzに位置するCW周波数を示すものである。CW周波数及びそれらの隣接するRZ信号の既知の影響にもかかわらず、3つの条件全てにおいて測定された光スペクトルからRZ信号は回復可能であることが明らかである。

【0034】

10

20

30

40

50

適切なローパスフィルタ 28 (25 から 50 MHz) が用いられることになる。代替案として、DC - 125 MHz 電氣的帯域幅のニューフォーカス (New Focus) 社製の O/E 変換器を用いることもできる。この最適な LPF は波長測定 of 分解能を小さくするが、干渉周波数はそれでも、図 2 D の RZ キャリアから 1.11 GHz 離れたところに現れ、スペクトル分解される。

【0035】

図 3 は RZ 信号キャリア周辺領域の拡大図である。それは不十分な分解能帯域幅のための線幅拡大の影響を示している。しかし、それでも RZ 信号の中心周波数は測定データの対称な線の形から推定できる。

【0036】

差分精度は 2 つの信号間の光周波数差の測定における誤差と定義される。RZ 信号のキャリアと RF 側波帯との間の光周波数差は RF クロック周波数に等しいので、差分精度測定のための便利な手法はキャリアと側波帯との周波数差測定を関与させる。図 4 は、例えば、CW 干渉チャンネルの存在下において図 3 が示すのと同じ RZ 信号を評価することによって得られる測定された差分精度を表している。

【0037】

図 4 は、RF 側波帯とキャリア間の測定された光周波数差と RF クロック周波数とを比較することによって得られる測定された差分精度を示すものである。この特別な例において、クロック周波数は約 1.1 GHz である。データから分かるように、干渉 CW 周波数が存在しないか、RZ 信号から遠く離れている場合 (図 4 の A 及び B の場合)、差分精度は約 0.1 GHz である。

【0038】

CW 周波数が RZ 信号の左の側波帯に近づいたとき、差分精度は 0.2 GHz に増加する (図 4 の C の場合)。そして、D の場合、CW 周波数と RZ キャリア間は約 1 GHz 離れている。この場合、差分精度は 0.3 GHz まで劣化する。近くで干渉するチャンネルによる差分精度の劣化は所望の検出器帯域幅よりも大きく引き起こされる。検出器帯域幅を 50 MHz に最適化することによって、いかなる干渉周波数の存在下でも均一な差分精度になるであろうことが予想される。

【0039】

ここに記載されるヘテロダイン検出方法の絶対精度を推定するために、テスト周波数の測定された波長はパーレー (Burleigh) 社製の WA - 7600 波長計から得られる波長と比較される。パーレー製 WA - 7600 波長計は 0.3 pm の絶対及び差分精度、並びに、 ± 0.2 ppm の再現精度で規格されていて、正しく校正されるものと仮定する。パーレー製の WA - 7600 波長計は他の市販されている波長計と似たような仕様を持つ。図 2 (A) から図 2 (C) の実験条件に対応する各場合において、どの技法を用いても RZ 信号の中心波長を 20 回繰り返し測るものとしている。

【0040】

図 5 は、(図 2 (A) から図 2 (C) に対応する) 各場合に対する 20 個の測定値の平均値の比較を示す。隣接干渉チャンネルに対して、パーレー製の波長計は非常に敏感であるが、ヘテロダイン検出法は実質的に感度がない。この結果は、パーレー製の干渉計による技法は約 30 pm より近付いた周波数を分解する能力がないということから説明がつく。

【0041】

従って、パーレー製の絶対精度は近くにある干渉周波数の存在によって低下する。パーレー製の絶対精度の正確な推定は、周波数が約 3.7 GHz より近くない場合に (図 2 (A) と図 2 (B) に対応する) A の場合と B の場合に対する平均値を比較することによってのみ得られる。これら 2 つの場合において、パーレー製の波長計は 0.3 pm 絶対精度というその設計仕様に見合うものとなる。

【0042】

図 5 において、ヘテロダイン検出法とパーレー製の波長計によって得られる平均値の差は (A の場合と B の場合のみを比較する場合) 約 0.7 pm である。パーレー製の波長計

10

20

30

40

50

自体の 0.3 pm 絶対精度を考慮すれば、ヘテロダイン検出の絶対精度は平均で約 1 pm である。

【0043】

本発明のある側面の利点の間で、リアルタイムに外部校正された波長可変レーザを用いたヘテロダイン検出に基づいた波長モニタは、特にチャンネル間隔が約 35 GHz より小さい場合に光信号のさらに正確なモニタリングを提供する。方法及び装置は、ヘテロダイン検出によって与えられる高い波長分解能特性と（HCN ガス基準セルを用いて）リアルタイムに校正された波長可変レーザによって与えられる高い波長精度とを組み合わせる。

【0044】

本発明の側面は 1 pm の絶対精度を得る一方、多くの市販されている波長計（3 GHz）に対して（LPF を約 50 MHz と仮定すると）実際上有利な波長分解能を与える。他の重要な利点はこの技法が環境的要因、テストチャンネル偏波及びスペクトルの中身に対して感度がないことに起因する。この技法は、長距離海底電気通信ネットワークの将来のアップグレードに必要な周波数制御装置における実施に有用なものとなる。

【0045】

特定の実施例を参照して発明がここに記載されたが、これらの実施例は本発明の原理と応用例の単なる例示に過ぎないことが理解されるはずである。それゆえ、数値の変更は例として挙げた実施例に対して行うことができ、他の構成も請求項で規定される本発明の精神と範囲を逸脱することなく実施できるものである。

【図面の簡単な説明】

【0046】

本発明の側面を例示する目的で以下の図面が示されるが、強調される本発明の側面は示される構成及び手段に厳密に限定されるものではない。

【図1】図1は、本発明の一つの実施例による波長可変なレーザを用いた偏波解消ヘテロダイン検出に基づいた波長モニタ装置のシステム構成図である。

【図2】図2A から 2D は、本発明の一つの実施例による周波数干渉のない RZ 信号の異なる間隔における光スペクトルのグラフを表す図である。

【図3】図3は、125 MHz 電気帯域幅の RZ 信号の線幅測定を示すプロット図である。

【図4】図4は、周波数干渉のない RZ 信号の異なる間隔における差分精度のグラフを示す図である。

【図5】図5は、周波数干渉のない RZ 信号の異なる間隔における絶対精度のグラフを示す図である。

【符号の説明】

【0047】

- 14 スイープメータ（登録商標）
- 16 波長可変レーザ光源（TLS）
- 18、20 光経路
- 22 トリガクロック
- 24 3 dB 光カップラ
- 26 入力信号
- 28 ローパスフィルタ（LPF）
- 30 検出器
- 32 偏波スクランブラ

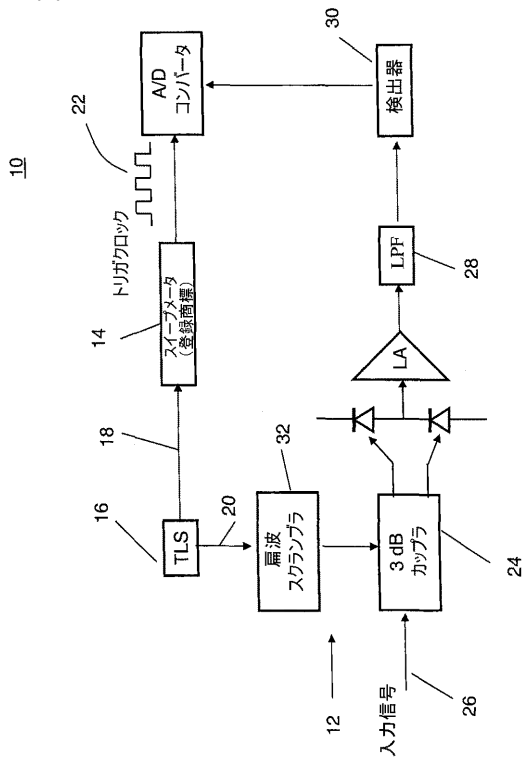
10

20

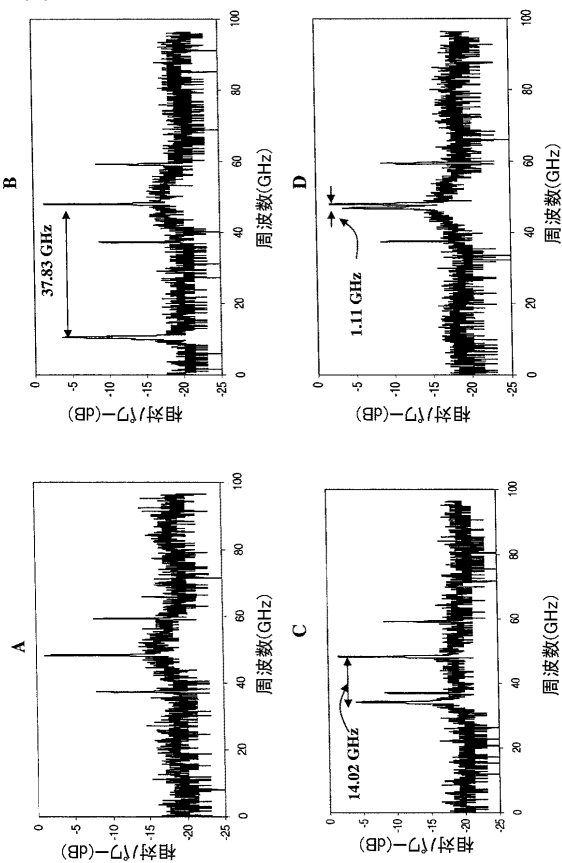
30

40

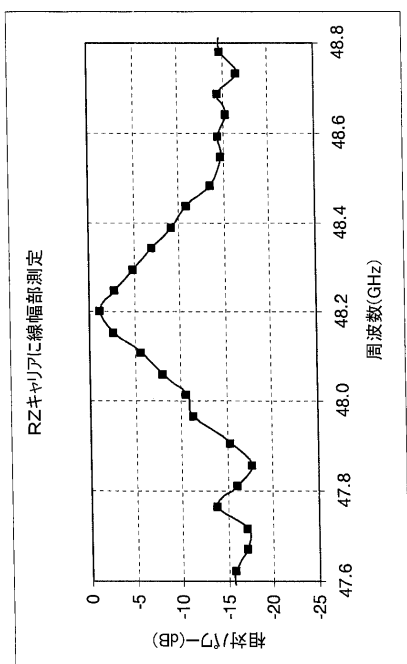
【図1】



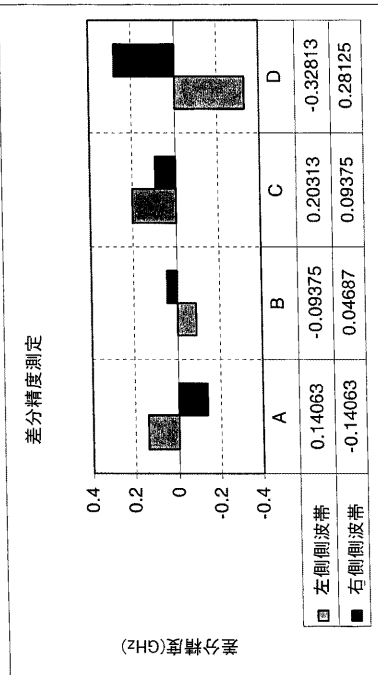
【図2】



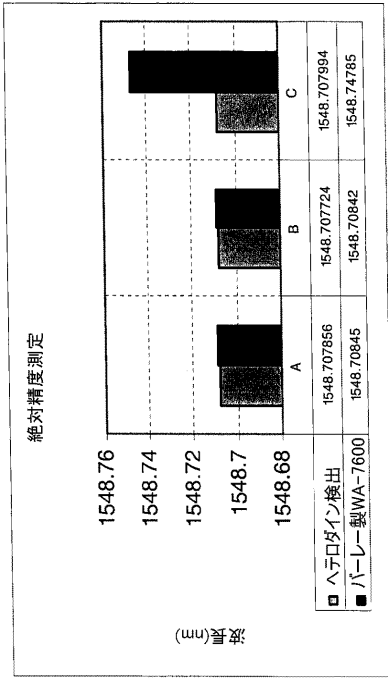
【図3】



【図4】



【 図 5 】



フロントページの続き

(74)代理人 100101498

弁理士 越智 隆夫

(74)代理人 100096688

弁理士 本宮 照久

(74)代理人 100104352

弁理士 朝日 伸光

(74)代理人 100128657

弁理士 三山 勝巳

(72)発明者 ホンビン ザン

アメリカ合衆国 0 7 7 4 6 ニュージャージー, マールボロー, マラード レーン 1 1

(72)発明者 アール. プリアン ジャンダー

アメリカ合衆国 0 7 7 2 8 ニュージャージー, フリーホールド, ツリー トップ サークル
1 0 9

Fターム(参考) 2G020 BA20 CB07 CB23 CD39

5K102 AD01 MH02 MH12 MH24

【外国語明細書】

1. Title of Invention

WAVELENGTH MONITORING AND CONTROL SYSTEM
CROSS-REFERENCE TO RELATED APPLICATIONS

2. Detailed Description of Invention

The present application claims the benefit of United States Provisional Application No. 60/482,572, filed June 25, 2003, the disclosure of which is incorporated by reference herein.

BACKGROUND OF THE INVENTION

Aspects of the present invention relate to optical telecommunication systems and particularly to a wavelength monitoring and control system and method for achieving performance optimization of an optical transmission system.

When the useable transmission bandwidth of a multi-wavelength, *i.e.*, multi-terabit/s wavelength division multiplexed (WDM), transmission system is filled, traffic must be diverted to another system or the existing system must be upgraded to accommodate higher rates of data transmission.

One possible upgrade approach involves increasing the spectral efficiency (*i.e.*, reducing the WDM channel spacing). In this case, for systems with very narrow channel spacing, for example, less than 35 GHz or so, the signal frequency must be carefully determined within a small range around a fixed frequency grid to mitigate inter-channel cross talk between neighboring channels. The frequency control grid might be an absolute grid, *i.e.*, based on International Telecommunication Union (ITU) standards, or a relative grid determined, for example, by one or more interleaving filters or single channel filters.

Performance-based frequency adjustment algorithms are generally not satisfactory for positioning narrowly spaced channels. Currently available 10 Gb/s transponder systems derive the line transmitter optical channel from, for example, an externally modulated continuous wave distributed feedback (CW DFB) laser diode source. To reduce sparing costs associated with transponder circuit packs, the line transmitter of this known system has been designed such that several codes cover the C-band, each code being tunable over 200 GHz. Each transponder is selectable to a given 50 GHz ITU

channel or utilizes a provisioning offset value, to any location within the specific 200 GHz tuning range.

Unlike certain commercially available transponders, in this particular set-up, a wavelength locker frequency control method is not designed into each line transmitter. Instead, during manufacture, each transmitter laser is calibrated over its individual tuning range and operating temperature range, allowing the laser to be provisioned within +/- 20 pm of any desired operating point.

To accommodate the need for system performance optimization during commissioning and to accommodate long-term aging effects of land-based system equipment and undersea system equipment (*i.e.*, dry and wet plants), an adjustment algorithm based on far end channel Q performance is at times implemented to slowly and periodically fine-tune the operating DFB laser frequency. This adjustment algorithm approach, based on actual channel performance with slow frequency dithering, substantially obviated the design need for a wavelength locker.

This adjustment algorithm approach has proven somewhat successful for optimally controlling channel frequency as long as channels spacing are greater than about 40 or 50 GHz. However, practical experiments reveal that this approach may negatively affect overall performance if allowed to operate at narrower channel spacing.

In a transmission experiment performed on a transatlantic segment, it was determined that a 1 dB performance penalty resulted when one of two near neighbor 25 GHz channels was tuned toward the other measured channel by about 15 pm. In this case, the channel frequency detuning corresponded to about 7.5% of the channel spacing.

Thus, to obtain precise control and relative location of signals to each other and to noise, rejection filters may be required as channel spacing is decreased below about 50 GHz. Indeed, for current systems, especially those expected to reach full capacity at about 33 GHz channel spacing, a precision wavelength measure and control system is desired.

Such system should preferably measure and locate WDM signals with high relative or absolute accuracy. It would be desirable to have a system that employs a precision wavelength monitor and may require either a precision reference or special terminal architecture to establish an operating grid for the channel frequencies.

Optical channel monitor technology for WDM or dense WDM (DWDM) signals and networks are commercially available and may be classified into several groups. These include: 1) high-end optical spectrum analyzers (OSAs) based on scanning filters, e.g., tunable diffraction grating filters or tunable Fabry-Perot filters; 2) optical channel performance monitors based on optical wavelength splitters with diode array; and 3) precision wavelength meters based on the Michelson interferometer. It is desirable to have a precision aggregate-channel wavelength monitor.

For aggregated return-to-zero (RZ) and chirped RZ (CRZ) input signals, it is desirable to have high differential accuracy for locating signals as well as reasonably high absolute accuracy for positional measurement reporting.

Additionally, there is a desire to deploy equipment that does not require periodic re-calibration and can operate substantially continuously over the life of an optical telecommunication system. Given the performance penalties that arise from improperly positioned channel frequencies, both differential accuracy and the absolute accuracy should be less than +/- 3 pm to have less than 0.1 dB penalty when implementing 25 GHz channel spacing. The specified wavelength accuracy should be insensitive to the ambient temperature between 10 °C and 65 °C, the atmospheric pressure and the humidity.

Current commercial products and technologies do not easily meet these requirements. Both OSA techniques and optical channel performance monitors do not have sufficient differential and absolute accuracy. For example, Ando's latest OSA model AQ6319 has about 10 pm wavelength accuracy; and BaySpec's IntelliGuard™ optical channel monitor has 15 pm wavelength accuracy.

In the case of a Michelson interferometer wavelength meter, sub-pm absolute accuracy is possible using a 633 nm Helium-Neon reference laser and stringent control of refractive index ratio between 633 nm and 1550 nm. However, the length of the Helium-Neon laser resonator and the refractive index ratio varies with temperature. So it would seem that the wavelength meter is suitable for lab conditions rather than long-term field deployment. For example, Ando's AQ6141 wavelength meter meets its stated specifications only when operating between 10 °C and 30 °C. This narrow range does not exist in most, if not all, deployed systems.

SUMMARY OF THE INVENTION

In accordance with one of several aspects of the present invention, there is provided a wavelength monitor system comprising a heterodyne-based detection device with a real-time externally calibrated tunable laser. Preferably, the tunable laser sweeps over substantially the entire wavelength range (C-band) and the beating signal is detected by a narrow bandwidth electrical receiver.

More preferably, the detection of the beating signal indicates that an input signal lies within a small region around the tunable laser.

In accordance with another aspect of the present invention, there is provided a wavelength measure and control system for an optical telecommunication system, comprising a first portion comprising a heterodyne detection device having a real-time externally calibrated tunable laser source for use as a local oscillator to produce a periodic wavelength reference, and a second portion that cooperates with the first portion for real-time wavelength calibration of an optical data signal.

Preferably, the second portion combines a periodic wavelength reference with a hydrogen cyanide (HCN) gas reference cell. More preferably, the periodic wavelength reference produces a sequence of wavelength calibrated timing pulses. Most preferably, each pulse corresponds to between about 0.4 pm and 50 pm wavelength increments.

In accordance with yet another aspect of the present invention, there is provided a method for measuring and adjusting a wavelength in an optical telecommunication system, comprising providing an input local oscillator, which is divided into two paths. The method further includes coupling the input local oscillator from the first path into a periodic wavelength reference, coupling the input local oscillator from the second path into a polarization scrambler for minimizing the polarization sensitivity of the technique and for depolarizing the local oscillator, wherein the periodic wavelength reference produces a real-time wavelength calibration clock for measuring a wavelength.

Preferably, the clock edges correspond to equally spaced optical frequency intervals used to trigger data acquisition in a detection circuit. Additionally, the local oscillator is mixed in a 3 dB optical coupler with an aggregate channel signal to be measured. More preferably, if the local oscillator is tuned to a frequency such that the heterodyne beat tones between the local oscillator and the input signal is within the detector bandwidth, the optical spectrum of the input signal is translated to an IF frequency determined by the heterodyne beat tones. Yet more preferably, there is provided a balanced detector coupled to the 3 dB optical coupler to cancel the intensity modulation of the input signal.

Most preferably, there is provided a low pass filter coupled between the 3 dB coupler and the balanced detector. Preferably, the polarization scrambler reduces DOP below about 10% for a 200 KHz bandwidth. Most preferably, there is provided an A/D converter coupled to the output of the periodic wavelength reference and the balanced detector.

DETAILED DESCRIPTION

Referring now to the drawings wherein like numerals indicate like elements, there is provided a system architecture 10 as shown in Fig. 1. It is preferably composed of two subsystems: the optical heterodyne setup using an external cavity tunable laser source (TLS) 16 as a local oscillator (LO) and the Sweepmeter™ 14 for wavelength calibration of the LO; and a detection subsystem.

Most tunable lasers scan linearly with absolute wavelength accuracy of only about 10 to 50 pm. More preferably, to achieve relatively higher accuracy, a Sweepmeter™ developed by Precision Photonics Corp. for real-time wavelength calibration is used.

The Sweepmeter™ works by combining a periodic wavelength reference with a hydrogen cyanide (HCN) gas reference cell. The periodic wavelength reference produces a sequence of a digital clock, and one clock tick corresponds to about 0.4 pm wavelength increments. The clock tick can range from about 0.4 pm to about 50 pm. The HCN absorption spectrum, which is insensitive to ambient temperature (only about 0.01 pm/°C temperature dependence), humidity and air pressure (not detectable), has about 0.5 pm absolute accuracy.

As shown in Fig. 1, light from the tunable laser source (TLS) 16 entering the Sweepmeter™ 14 via path 18 is

divided into two paths (not shown). A first optical path couples light into a periodic wavelength reference; a second optical path couples light into an NIST-traceable HCN gas reference cell, both contained within the Sweepmeter™.

The periodic wavelength reference produces a real-time clock pulse 22. The clock pulse 22 edges correspond to equally spaced optical frequency intervals that are used to trigger data acquisition in the detection circuit. As the TLS 16 sweeps, two calibration numbers are provided from the Sweepmeter™ 14: 1) the optical frequency corresponding to the first output clock trigger, and 2) the optical frequency step size between clock outputs. The optical frequency axis of the measurement can thus be constructed with an accuracy of < 1 pm rms, a resolution up to 0.4 pm (50 MHz), and a scan-to-scan repeatability of < 0.2 pm rms. By calibrating the TLS 16 with the above method, a tunable LO with 0.4 pm optical frequency steps is produced. As discussed above, these steps can be as much as between 0.4 pm and 50 pm.

As shown in Fig. 1, the TLS is mixed via path 20 in a typical 3 dB optical coupler 24 with an aggregate channel signal to be measured. If the TLS (LO) is tuned to a frequency such that the heterodyne beat tones between the TLS (LO) and the input signal 26 is within the detector bandwidth (determined by the LPF 28), the optical spectrum of the input signal 26 is translated to an IF frequency determined by the heterodyne beating tone.

In addition to the IF heterodyne beating tone, the intensity modulation of the input signal 26 and the shot noise also fall into the IF bandwidth, and is treated as intensity noise.

In a preferred embodiment of an aspect of the invention, an optimum performance is achieved by using a balanced detector 30 to cancel the intensity modulation of the input signal 26. In this case, the dominant noise is the shot noise from the local oscillator (LO). By further reducing the detector bandwidth, the SNR can also be improved. However, the smallest electrical bandwidth may be limited by half of

the optical frequency step so that the beating signal is present in at least one data acquisition clock.

To minimize the polarization sensitivity of the technique, a scheme for depolarizing TLS (LO) 16 using a polarization scrambler 32 is preferably used. This scrambler 32 is able to reduce DOP below 10% for a 200 KHz bandwidth, which is quite adequate for removing the unwanted effects associated with the polarization mismatch between the TLS 16 and the randomly polarized aggregate channel test signal.

Turning now to Figs. 2A-2D, where the measured optical spectrum of a RZ modulated signal using the heterodyne detection device and method of Fig. 1 is shown. Each optical spectrum represents a different condition. For example, Fig. 2A represents an RZ signal that is modulated with 2^{31} PRBS at an 11 Gb/s rate, and has a carrier-to-sideband ratio of about 7 dB. The remaining optical spectrums represent three additional conditions for testing wavelength accuracy by having neighboring CW tones at three different distances from the RZ signal. Fig. 2B shows a CW tone located at approximately 37.83 GHz, Fig. 2C shows a CW tone located at approximately 14.02 GHz and Fig. 2D shows a CW tone located at approximately 1.11 GHz, all from the center frequency of the RZ signal, respectively. In all three conditions, it is clear from the measured optical spectrums that the RZ signal is recoverable, despite the CW tones and their known effects of neighboring the RZ signal.

An appropriate low-pass filter 28 (25-50 MHz) may be used. Alternatively, one can use a New Focus O/E converter with a DC-125 MHz electrical bandwidth. While this non-optimal LPF reduces the wavelength measurement resolution, the interference tone is still spectrally resolved, appearing 1.11 GHz distance from the RZ carrier in Fig. 2(D).

Fig. 3 shows an enlargement of the region around the RZ signal carrier. It illustrates the line-width broadening effect due to the insufficient resolution bandwidth. The measured line-width could be narrower if one uses a 50 MHz detector bandwidth. However, the center frequency of the RZ

signal could still be estimated from the symmetric line shape of the measured data.

The differential accuracy is defined as the error in measuring the optical frequency difference between two signals. Because the optical frequency difference between the carrier and the RF sidebands of an RZ signal equals the RF clock frequency, a convenient approach to measuring the differential accuracy involves measuring the carrier to side band frequency difference. Fig. 4, for example, presents the measured differential accuracy obtained by evaluating the same RZ signal as in Fig. 3 in the presence of a CW interfering channel.

Fig. 4 shows the measured differential accuracy obtained by comparing the measured optical frequency difference between the RF sidebands and carrier with the RF clock frequency. In this particular example, the clock frequency is about 11 GHz. As can be seen from the data, the differential accuracy is about 0.1 GHz when the interfering CW tone is not present or is far away from the RZ signal (case A and B in Fig. 4).

When the CW tone is moved close to the left sideband of the RZ signal, the differential accuracy increases to 0.2 GHz (case C in Fig. 4). Finally, in case D, the distance between the CW tone and the RZ carrier is about 1 GHz. In this event, the differential accuracy degrades further to 0.3 GHz. The degradation of the differential accuracy by a close interfering channel is caused by the larger than desired detector bandwidth. By optimizing the detector bandwidth to 50 MHz, it is expected that uniform differential accuracy would result in the presence of any interfering tones.

In order to estimate the absolute accuracy of the heterodyne detection method herein described, the measured wavelength of a test tone is compared to that obtained from a Burleigh WA-7600 wavelength meter. The Burleigh WA-7600 wavelength meter has a specified 0.3 pm absolute and differential accuracy, and a +/- 0.2 ppm repeatability and is assumed to be well calibrated. The Burleigh WA-7600 has similar specifications to other commercially available

wavelength meters. In each case, corresponding to the experimental conditions of Fig. 2(A) to Fig. 2(C), one would repeatedly measure 20 times the center wavelength of the RZ signal using either technique.

Fig. 5 shows a comparison of the average values of 20 measurements for each case (corresponding to Fig. 2(A) to Fig. 2(C)). The heterodyne detection method is substantially insensitive to the neighboring interfering channel while the Burleigh wavelength meter is extremely sensitive. This result may be explained by the fact that the Burleigh interferometric technique is not capable of resolving tones that are spaced closer than about 30 pm.

Thus, the Burleigh absolute accuracy is compromised by the presence of nearby interfering tones. An accurate estimate of the absolute accuracy of the Burleigh may be obtained only by comparing the average values for case A and case B (corresponding to Fig. 2(A) to Fig. 2(B)) when tones are no closer than approximately 37 GHz. In these two cases, the Burleigh wavelength meter meets its design specification of 0.3 pm absolute accuracy.

In Fig. 5, the difference between the average value obtained with the heterodyne detection method and the Burleigh wavelength meter (when comparing only cases A and B) is about 0.7 pm. Considering the 0.3 pm absolute accuracy of the Burleigh meter itself, the absolute accuracy of the heterodyne detection is about 1 pm on average.

Among the advantages of certain aspects of the present invention, a wavelength monitor scheme based on heterodyne detection with a real-time externally calibrated tunable laser provides for more accurate monitoring of optical signals, especially where channel spacing is less than about 35 GHz. The method and apparatus combine the high wavelength resolution characteristics provided by heterodyne detection with the high wavelength accuracy provided by a real-time calibrated tunable laser (using a HCN gas reference cell).

Aspects of the present invention provide a wavelength resolution (assuming a LPF of about 50 MHz) that is substantially advantageous to most commercially available

wavelength meters (3 GHz) while attaining 1 pm absolute accuracy. Another important advantage results from the technique's insensitivity to environmental factors, test channel polarization and spectral content. This technique may be useful for deployment in frequency control apparatus required for future upgrades in long haul undersea telecommunications network.

Although the invention herein has been described with reference to particular embodiments, it is to be understood that these embodiments are merely illustrative of the principles and applications of the present invention. It is therefore to be understood that numerous modifications may be made to the illustrative embodiments and that other arrangements may be devised without departing from the spirit and scope of the present invention as defined by the appended claims.

3. BRIEF DESCRIPTION OF THE DRAWINGS

For the purpose of illustrating aspects of the invention, the following drawings are presented, it being understood, however, that the aspects of the invention highlighted are not limited to the precise arrangements and instrumentalities shown, wherein:

Fig.1 is a system architecture diagram of a wavelength monitor device based on polarization-diverse heterodyne detection with a tunable laser in accordance with one embodiment of the present invention;

Figs. 2A-2D are graphical representation of optical spectrum of RZ signals without interfering tone at different spacing in accordance with one embodiment of the present invention;

Fig. 3 is a plot diagram of a line-width measurement of the RZ signal with 125 MHz electrical bandwidth;

Fig. 4 is a graph of differential accuracy of RZ signals without interfering tone at different spacing; and

Fig. 5 is a graph of absolute accuracy of RZ signals without interfering tone at different spacing.

1. A wavelength measure and control system for an optical telecommunication system, comprising:

a first portion comprising a heterodyne detection device having a real-time externally calibrated tunable laser source for use as a local oscillator to produce a periodic wavelength reference; and

a second portion that cooperates with the first portion for real-time wavelength calibration of an optical data signal.

2. The system of claim 1, wherein the second portion combines a periodic wavelength reference with a hydrogen cyanide (HCN) gas reference cell.

3. The system of claim 1, wherein the periodic wavelength reference produces a sequence of wavelength calibrated timing pulses.

4. The system of claim 3, wherein each pulse corresponds to between about 0.4 pm and 50 pm wavelength increments.

5. A method for measuring and adjusting a wavelength in an optical telecommunication system, comprising:

providing an input local oscillator, which is divided into two paths;

coupling the input local oscillator from the first path into a periodic wavelength reference;

coupling the input local oscillator from the second path into a polarization scrambler for minimizing the polarization sensitivity of the technique and for depolarizing the local oscillator;

wherein the periodic wavelength reference produces a real-time wavelength calibration clock for measuring a wavelength.

6. The method of claim 5, wherein the clock edges correspond to equally spaced optical frequency intervals that are used to trigger data acquisition in a detection circuit.

7. The method of claim 5, wherein the local oscillator is mixed in a 3 dB optical coupler with an aggregate channel signal to be measured.

8. The method of claim 7 wherein if the local oscillator is tuned to a frequency such that the heterodyne beat tones between the local oscillator and the input signal is within the detector bandwidth, the optical spectrum of the input signal is translated to an IF frequency determined by the heterodyne beat tones.

9. The method of claim 5, further comprising a balanced detector coupled to the 3 dB optical coupler to cancel the intensity modulation of the input signal.

10. The method of claim 9, further comprising a low pass filter coupled between the 3 dB coupler and the balanced detector.

11. The method of claim 10, wherein the polarization scrambler reduces DOP below about 10% for a 200 KHz bandwidth.

12. The method of claim 11, further providing an A/D converter coupled to the output of the periodic wavelength reference and the balanced detector.

1. ABSTRACT

A wavelength monitor and control system and method for a WDM optical transmission system is disclosed. The system comprises a heterodyne-based detection device with a real-time externally calibrated tunable laser.

2. Representative Drawing Fig. 1

FIG. 1

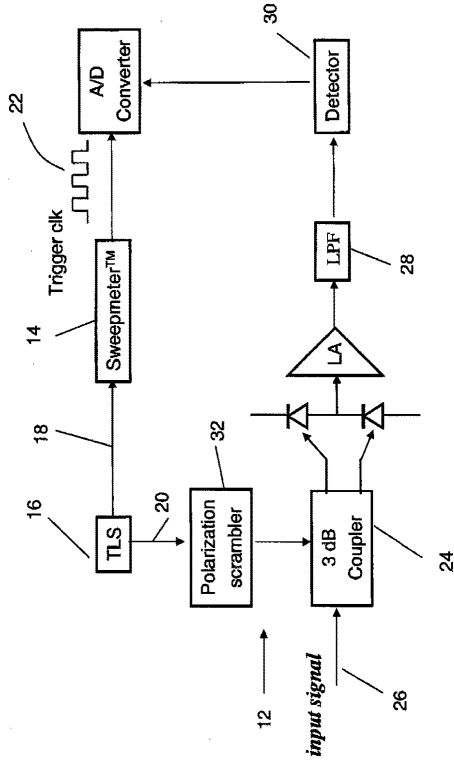


FIG. 3

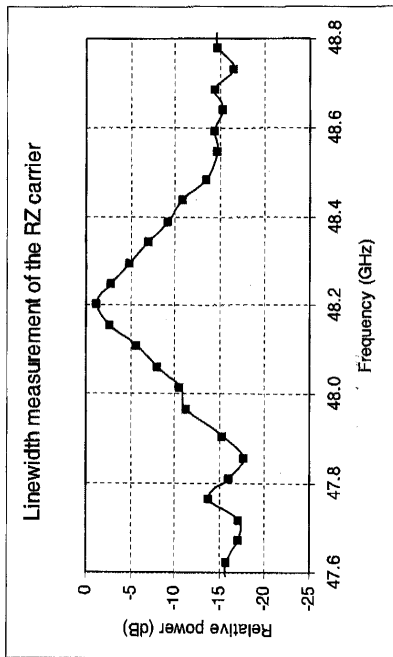


FIG. 4

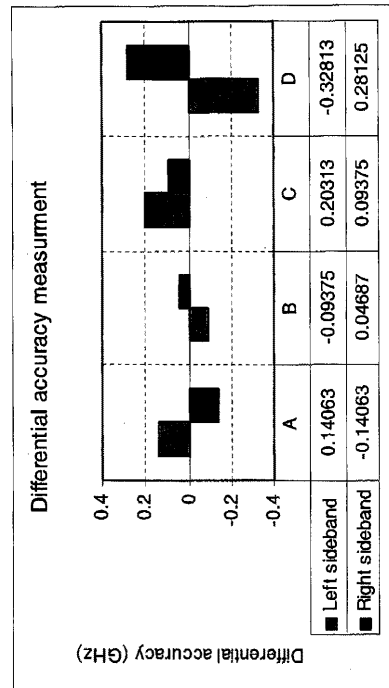


FIG. 2A-2D

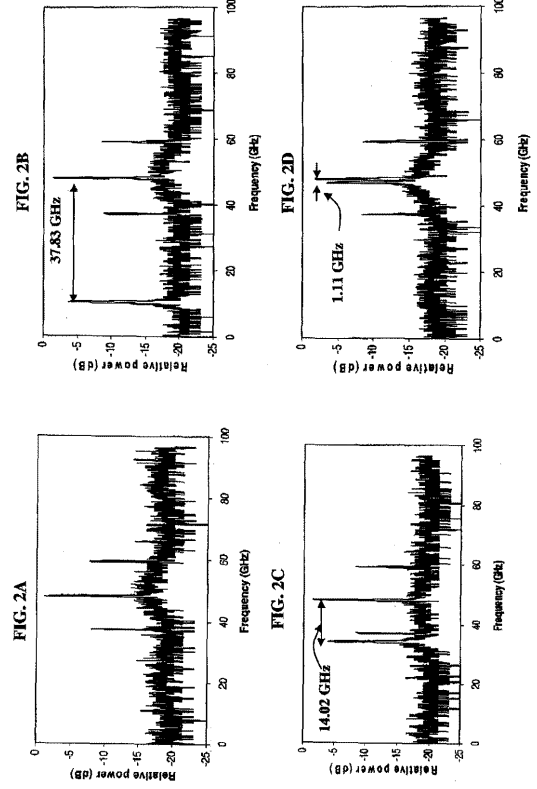


FIG. 5

