

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4762382号
(P4762382)

(45) 発行日 平成23年8月31日 (2011.8.31)

(24) 登録日 平成23年6月17日 (2011.6.17)

(51) Int. Cl. F I
 GO 1 R 23/16 (2006.01) GO 1 R 23/16 B
 GO 1 R 23/173 (2006.01) GO 1 R 23/173 J

請求項の数 8 (全 15 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平11-504017 (86) (22) 出願日 平成10年6月24日 (1998.6.24) (65) 公表番号 特表2002-506525 (P2002-506525A) (43) 公表日 平成14年2月26日 (2002.2.26) (86) 国際出願番号 PCT/GB1998/001868 (87) 国際公開番号 W01998/059252 (87) 国際公開日 平成10年12月30日 (1998.12.30) 審査請求日 平成17年5月17日 (2005.5.17) 審判番号 不服2009-10918 (P2009-10918/J1) 審判請求日 平成21年5月25日 (2009.5.25) (31) 優先権主張番号 9713305.2 (32) 優先日 平成9年6月25日 (1997.6.25) (33) 優先権主張国 英国 (GB)</p>	<p>(73) 特許権者 503041292 エアロフレックス インターナショナル リミテッド イギリス ハートフォードシャー エスジ ー1 2エイエヌ スティープニッジ ヒ ルズ ウェイ 6 ロングエーカーズ ハ ウス (74) 代理人 100095669 弁理士 上野 登 (72) 発明者 トーマス ネイル エドウィン イギリス国 2 ビーエー エスジー 1 ハートフォードシア、スティブンエイジ 、ノートン グリーン ロード、ロングエ ーカー ハウス</p>
---	--

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 スペクトルアナライザ

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

受信した無線周波数 R F 信号を処理し、設定基準周波数 F r e f ごとに中間周波数 I F 信号を複数個生成する周波数変換手段 (7 、 8 、 1 1) と、
 前記周波数変換手段の出力を濾波し、低周波数スペクトルアナライザ (1 4) に供給される周波数域を定義する帯域フィルタ (9) と、
 を備える無線周波数スペクトルアナライザであって、
 前記低周波数スペクトルアナライザ (1 4) は、
 各該中間周波数 I F 信号の周波数分析を実行し、各該中間周波数 I F 信号に対応した、測定出力レベルを有する中間周波数 F I F の中間周波数出力スペクトルを生成し、
 前記無線周波数スペクトルアナライザは、コントロールプロセッサ (1) を更に備え、
 該コントロールプロセッサ (1) は、該コントロールプロセッサの設定する前記設定基準周波数 F r e f ごとに、
 候補となる無線周波数出力スペクトルのどの周波数が、対応する中間周波数出力スペクトル中の出力レベルに上昇をもたらしたかを計算し、
 中間周波数出力スペクトルの測定出力レベルを、対応する単数又は複数の候補となる無線周波数に割り当て、該無線周波数に対応した、候補となる無線周波数出力スペクトルを構成し、
 前記計算された候補となる無線周波数出力スペクトルを、中間周波数出力スペクトルと同数の横列と、分析の対象となる複数の離散無線周波数と同数の縦列とからなる表 (1 5)

10

20

に保存し、

表(15)の各縦列のエントリを検証してロバスト推定法を用いてスプリアスエントリを無効にし、該受信無線周波数RF信号の実際の無線周波数出力スペクトルを決定することを特徴とする無線周波数スペクトルアナライザ。

【請求項2】

前記周波数変換手段は、

前記基準周波数Frefを合成する周波数シンセサイザ(7)と、

Nを自然数とする式 $FRF = N \cdot Fref \pm FIF$ を用いて、前記受信無線周波数RF信号に生じる無線周波数FRFごとに、中間周波数FIFを有する中間周波数IF信号が生成されるように、合成された基準周波数Frefを前記受信無線周波数RF信号とミキシングする高調波ミキサ(8)と、

を備えることを特徴とする請求項1に記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

10

【請求項3】

前記周波数変換手段は、

前記基準周波数Frefを合成する周波数シンセサイザ(7)と、

式 $FRF = Fref \pm FIF$ を用いて、前記受信無線周波数RF信号に生じる無線周波数FRFごとに、中間周波数FIFを有する中間周波数IF信号が生成されるように、合成された基準周波数Frefを前記受信無線周波数RF信号とミキシングする基本的なミキサ(8)と、

を備えることを特徴とする請求項1に記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

20

【請求項4】

前記周波数変換手段は、更に

前記受信無線周波数RF信号を、該無線周波数RF信号が前記ミキサ(8)を通過する前に濾波し、前記無線周波数スペクトルアナライザの周波数の上限を定義する低域フィルタ(11)を備えることを特徴とする請求項2又は3に記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

【請求項5】

前記低周波数スペクトルアナライザは(14)、

各中間周波数IF信号をデジタル化する手段と、

デジタル化された各中間周波数IF信号をフーリエ変換しその出力スペクトルを提供するフーリエ変換手段と、

を備えることを特徴とする先行する請求項のいずれかに記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

30

【請求項6】

前記低周波数スペクトルアナライザ(14)は、

1つ又は複数の帯域フィルタと、

前記帯域フィルタの後ろに位置する出力レベル検出器と、

を備えることを特徴とする請求項1乃至4のいずれかに記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

【請求項7】

時間の経過とともに構成要素が変化する受信無線周波数RF信号を分析するために、前記周波数変換手段(7、8)の特性が選択的に調節可能であり、

前記特性は、前記周波数変換手段によって前記複数の基準周波数Frefが採択される際のそれぞれの絶対時間、前記周波数変換手段が一つの基準周波数Frefに留まる時間長、隣接する基準周波数Fref間の周波数差、及び、前記複数の基準周波数Frefが前記周波数変換手段に採択される順序であることを特徴とする先行する請求項のいずれかに記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

40

【請求項8】

前記表(15)に保存できる前記候補無線周波数出力スペクトルの数には予め定められた制限があり、一旦保存された該候補無線周波数出力スペクトルの数が前記制限に達すると

50

、前記コントロールプロセッサ(1)は、対応する前記候補無線周波数ごとに前記候補無線周波数出力レベルを検証し、保存された候補無線周波数出力レベルを最新の候補無線周波数出力レベルと置き換えるべきか否かを決定し、置き換えるべきであれば、どの候補無線周波数出力レベルを置き換えるかを決定することを特徴とする先行する請求項のいずれかに記載の無線周波数スペクトルアナライザ。

【発明の詳細な説明】

【0001】

本発明は、スペクトルアナライザに関するものである。

典型的なスペクトルアナライザを添付図面の図1に示す。コントロールプロセッサ1は帯域フィルタ2を同調させ、該帯域フィルタが入力信号3中の選択された帯域の周波数のみ通過させるようにする。該信号の出力は出力検出器4により検出される。出力検出器4の基本出力はその後ディスプレイ装置6に表示する前に、プロセッサ5によって処理され、そこで信号を平均してノイズを減少させ、ピークを検出し、対数表現に変換することができる。通常、コントロールプロセッサ1は、ディスプレイ装置を組織して出力対周波数を示すグラフを描くようにする。

10

【0002】

この単純な形態のRFスペクトルアナライザは、殊に汎用検査装置としては、実用的ではない。問題は、可同調フィルタ2の実現化にある。選択可能な広帯域或いは狭帯域の帯域幅(例えば、3MHzから10Hz)を有し、しかも広いRF周波数範囲(例えば10kHzから10GHz)に渡り同調可能なフィルタを構成することは実際的ではない。これと興味深い対照を示すのは、光スペクトル分析器である。光スペクトル分析器においては、空洞共振器及び/又は回折格子が興味の対象である帯域全てに渡って同調可能であり、以下に説明するヘテロダイン法は実際的ではない。

20

【0003】

フィルタの実現化におけるこの問題は、周波数変換装置をスペクトルアナライザの前端に設けることにその解決策を見いだせる。添付図面の図2にそのような装置の使用を示す。帯域フィルタを入力に同調させる代わりに、コントロールプロセッサ1は周波数変換器8に基準周波数を提供する周波数シンセサイザ7の周波数を設定する。この周波数変換器8は、基準周波数に関連づけられた周波数ブロックを取り込み、これをそれぞれの相対出力を維持しつつ、同じ帯域幅でしかもずっと低い中心周波数を有する周波数ブロックに変換する機能を有する。この周波数ブロックは固定帯域フィルタ9に送られて1つの狭域が選択され、出力検出器4による出力検出のため次へ送られる。

30

【0004】

周波数シンセサイザ7及び固定帯域フィルタ9に結合された周波数変換段階8は、図1の帯域フィルタ2相当するものであり、基準周波数に関する分だけ周波数が高く変位されているものである。このように固定のしかも低い周波数で具体化されるため、図2の帯域フィルタ9は実現可能である。

【0005】

このタイプのスペクトルアナライザに用いられる理想的な周波数変換段階は、以降1:1特性と称する重要な特性を1つ有する。1:1特性とはつまり、周波数変換器から信号出力が現れるときはいつでも、その信号出力を引き起こした入力信号に於いて、正確に1つの入力信号が特定の周波数差及び出力の差で存在するということである。係る特定の周波数差によってコントローラ1は、検出した周波数を正確に見積もることができる。

40

【0006】

理想的な周波数変換器を構成することは容易ではない。添付図面の図3を参照して説明するが、最も単純なタイプの周波数変換器は基本的なミキサ10を用いるタイプのものである。1GHzの入力信号、1.01GHzの基準信号について考えてみると、周波数ミキサ10は周波数2.01GHz及び10MHzの2つの信号を出力する。ミキサ10の次に来る帯域フィルタ9は2.01GHzの信号を遮断し、10MHzの信号を通過させる。あいにく、10MHzの出力を生じさせる入力信号は他にもあり、第1に挙げられる最

50

も明らかなものは、基準から 10MHz 異なる 1.02GHz の入力信号で、これが 10MHz の出力を生じさせる。加えて、不都合なことにミキサ 10 は、例えば基準信号の第 3 高調波と 10MHz 異なる 3.02GHz の入力信号によって 10MHz の出力を発生する。よって、基本的なミキサが、1 つの出力を生成する入力信号は 1 つだけであるという 1 : 1 特性に違反することがわかる。この違反の結果、スペクトルアナライザの表示が存在しない入力出力を示唆し、これによりディスプレイ上に「映像」及び「スプリアス信号」生じかねない。

【 0 0 0 7 】

基本的なミキサを用いて構成される機器は数々ある。変調分析器はそのような機器の 1 つである。ここでは、機器の通常操作において唯一の入力信号は被試験変調信号のみと仮定される。単純な RF 入力映像やスプリアス信号を発生させることが可能であるものの、これらは通常操作においては存在しないことが知られており、よって無視できる。

10

【 0 0 0 8 】

スペクトルアナライザの場合、1 つの入力信号を仮定することはできない。スペクトルアナライザを用いてしばしば行われる測定は信号検索である。ここでは、ディスプレイ上に表示される信号は全て本物の入力信号として解されなければならない。周波数変換器が作り出した偽の信号として無視されてはならない。

【 0 0 0 9 】

添付図面の図 4 を参照して説明するが、複数のミキサとフィルタにより更に理想的な周波数変換器を構成できる。低域フィルタ 11 は、ある遮断周波数、例えば 2GHz 、より低い周波数の信号のみ通過させる。従って、直流から 2GHz の周波数帯域の信号のみがミキサの入力として存在する。基準シンセサイザ 7 はこの帯域よりも高い周波数、例えば 3GHz から 5GHz 、を生成し、帯域フィルタ 12 は 3GHz に同調する。これにより基準シンセサイザが 4GHz の周波数に設定されるとき、 1GHz の周波数を有する信号のみが帯域フィルタ 12 に現れることが保証される。入力信号用低域フィルタ 11 は、 7GHz の入力が 4GHz の基準とミキシングし、やはり周波数 3GHz のミキサ出力をつくりだすことにより映像が生じないことを保証する。これは、典型的な「周波数上方変換」ヘテロダイン受信機の特徴を記述するものである。出力検出器を帯域フィルタ 12 の出力側に配置することが可能であるが、この様な高い周波数において狭い帯域フィルタを構成することは極めて困難であり、よって、最終的に信号を適切な周波数にするため更にもう 1 つかそれ以上のミキシング及び濾波の段階が必要とされる。

20

30

【 0 0 1 0 】

第 2 の基準信号源 13 は、第 2 のミキサ 21 と共に用いられる。基準周波数を 3.01GHz に選択されたとすると、最終段階の帯域フィルタ 9 における出力周波数は 10MHz となる。しかしながら、これら特定の周波数には実用において問題がある。もし帯域フィルタ 12 が 3.02GHz の信号を含んでいると、該信号もミキシングされ 10MHz の出力に低められる。帯域フィルタ 12 の通過帯域の中心を 3GHz とし、かつ 3.02GHz の信号を適切に遮断することは容易ではない。しかし、これらの映像周波数を適切に遮断できなければ、最初のみキシング段階では問題ないが、周波数変換器全体では重要な特性である 1 : 1 特性を阻害することになる。典型的な 3GHz のフィルタでは通過帯域から 300MHz 離れた信号を遮断するのがせいぜいである。第 2 の基準 13 は、中心から 3GHz を超えて外れていなければならない、ことによると 3160MHz まで外れていなければならない、従って次に続く帯域フィルタ 9 は 160MHz を中心とする。

40

【 0 0 1 1 】

ここで最終的に得られる出力周波数は、依然として狭域分析フィルタを構成するには高すぎることもあるが、 10MHz 離れた映像と区別するためのフィルタを構成するには十分低い。よって、ミキシングと濾波の段階をこのように 1 段階加えることにより、1 : 1 特性を保ちつつ最終的な出力周波数を 10MHz まで低くすることができる。

【 0 0 1 2 】

典型的なアナログスペクトルアナライザ (図 2) においては、帯域フィルタ 9 は、幾つか

50

の分解能帯域幅から、ことによると100Hzから1MHzの範囲で、スイッチにより選択可能であり、アナライザの分解能帯域幅を定義するものである。このフィルタ中の出力は、出力検出器4によって検出され、同調された周波数中に存在する出力の大きさを意味する。周波数変換器8に対する基準周波数7は、周波数帯域に渡って段階的に上昇され又は掃引され、周波数対出力を表示する画像をディスプレイ装置6上に構成する。

【0013】

このアナログバックエンドに代わるものを添付図面の図5に示す。ここでは帯域フィルタ9は装置の分解能帯域幅を定義する役割を担っておらず、周波数変換器8からの周波数及び低周波数スペクトルアナライザ14に入る周波数の値を定義するのみである。通常、低周波数スペクトルアナライザ14は高速のデジタル・アナログ変換器として実装され、これに離散フーリエ変換(DFT)を実装するデジタル信号プロセッサ(DSP)が続く。全てのアナログスペクトルアナライザは、絶対的なダイナミックレンジ性能において(典型的には、>80dB)依然として優れているが、一方デジタルバックエンドの方がより幅広く用いられるようになってきている。これは特に、狭い分解能帯域幅(典型的には<10kHz)を実装した場合の速度のためである。DFTの結果として、周波数帯域幅に対する測定値が得られる。この周波数帯域が十分でない場合は、基準周波数は段階的に上昇され新たに測定値を得る。その後、測定値のブロックは連続した表示作成のため「縫い合わせ」られる。

【0014】

上記の記述は、周波数の詳細及び段階の正確な数についての記述を除き、これまでに製造されている大多数の市販のRFスペクトルアナライザのRFフロントエンドを説明している。標準的なヘテロダインシステムは十分機能するものの、多数の欠点を有する。段階が多いと、段階が1つのみの場合に比べそれだけ費用も余分にかかり、出力を多く消費し、より大きなスペースを要する。また、多くの段階があるとレベルの不正確さが蓄積する機会、多くのミキサにおいてあるいはその間に高い順位のスプリアス信号を発生する機会がより多く与えられることになる。装置に用いられる周波数は測定された最も高い入力周波数よりも十分高い。入力低域フィルタを用いることは、比較的柔軟性を欠く構造を招くことになる。

【0015】

本発明によれば、受信した無線周波信号を一連の各周波数設定で中間周波信号に変換する手段を備え、前記生成された各中間周波信号は、受信した前記無線周波信号の複数の名目信号から生成される可能性があり、更に、各中間周波信号の周波数分析を実行しその出力スペクトルを生成する手段と、前記各中間周波信号の出力スペクトルに対応する受信した無線周波信号の合成出力スペクトルを構成する手段とを備え、前記構成手段は、前記中間周波信号の出力スペクトルの各周波数成分について、対応する無線周波信号の出力スペクトルのどの周波数成分が前記中間周波信号の出力スペクトルの該周波数成分の出力レベルに上昇をもたらしたかを決定する手段と、対応する出力レベルを無線周波信号の出力スペクトルの決定された周波数成分に、又はその周波数成分が複数であるときはそれぞれの周波数成分に割り当てる手段とを備え、更に、構成された無線周波信号の合成出力スペクトルを処理し、受信した前記無線周波信号の実際の出力スペクトルを提供する手段を備えることを特徴とするスペクトルアナライザが提供される。

【0016】

好ましくは、前記変換手段は、前記周波数設定の周波数を合成する周波数シンセサイザと、合成された各周波数の信号を、受信した無線周波信号とミキシングして、ここでNは広い範囲におよぶ整数を表し、 F_{ref} は合成された周波数を表し、IFは中間周波数を表すとすると、各中間周波信号に対応する受信した前記名目無線周波信号を $N \cdot F_{ref} \pm IF$ と等しくする高調波ミキサと、を備えることを特徴とする。あるいは代わりに、前記変換手段は、前記周波数設定の周波数を合成する周波数シンセサイザと、合成された各周波数の信号を、受信した無線周波信号とミキシングして、ここで F_{ref} は合成された周波数を表し、IFは中間周波数を表すとすると、各中間周波数信号に対応する受信した前

10

20

30

40

50

記名目無線周波信号を $F r e f \pm I F$ と等しくする基本的なミキサと、を備えることを特徴とする。

【 0 0 1 7 】

好ましくは、前記変換手段は、更に、受信した無線周波信号を、該無線周波信号が前記ミキサを通過する前に濾波し、よって前記スペクトルアナライザの周波数の上限を定義する低域フィルタと、前記ミキサの出力を濾波して中間周波信号を提供し、よって前記周波数分析実行手段に供給される周波数域を定義する帯域フィルタと、を備えることを特徴とする。

【 0 0 1 8 】

好ましくは、前記周波数分析実行手段は、各中間周波数信号をデジタル化する手段と、デジタル化された各中間周波数信号をフーリエ変換しその出力スペクトルを提供するフーリエ変換手段と、を備えることを特徴とする。

10

【 0 0 1 9 】

先行する段落に記載のアナライザにおいて、好ましくは、前記構成手段及び前記処理手段は共に、コントロールプロセッサと記憶手段とを備え、前記フーリエ変換手段は、各中間周波信号の出力スペクトルを前記記憶手段に保存し、前記コントロールプロセッサは、前記記憶手段にアドレスして、前記決定手段による決定を決定し、前記コントロールプロセッサは、前記割り当て手段により割り当てられた対応する出力レベルを割り当て、これらの出力レベルを前記記憶手段に保存し、よって前記記憶手段中に前記無線周波信号の合成出力スペクトルを構成し、前記コントロールプロセッサは、前記記憶手段にアドレスし、前記無線周波信号の合成出力スペクトルを処理し受信した無線周波信号の実際の出力スペクトルを提供し、前記コントロールプロセッサは前記実際の出力スペクトルを前記記憶手段に保存することを特徴とする。

20

【 0 0 2 0 】

先行する段落に記載のアナライザにおいて、好ましくは、前記記憶手段に保存できる無線周波信号の合成出力スペクトルの数には予め定められた制限があり、一旦保存されたスペクトルの数が前記制限に達すると、前記コントロールプロセッサは、保存された無線周波信号の合成出力スペクトルにおける対応する周波数成分の前記出力レベルを検証し、保存された出力レベルを現在の出力レベルと置き換えるべきか否か、及び、置き換えるべきであればどの出力レベルを置き換えるかを決定することを特徴とする。或いは代わりに、先行する段落に記載のアナライザにおいて、好ましくは、前記プロセッサ手段は、保存された前記無線周波信号の合成出力スペクトルを前記記憶手段に1つ保持し、この1つのスペクトルは、後に前記割り当て手段により割り当てられる出力レベルに基づいて継続的に更新され、よって、最終的に保存された無線周波信号の合成出力スペクトルが受信した無線周波信号の前記実際の出力スペクトルであることを特徴とする。

30

【 0 0 2 1 】

周波数分析を実行する手段がデジタルの形式を持つ前述のアナライザに代えて、好ましくは、前記周波数分析実行手段は、1つ又は複数の帯域フィルタと、前記帯域フィルタに続き出力レベル検出器と、を備えることを特徴とする。

【 0 0 2 2 】

好ましくは、前記周波数分析実行手段は、前記各中間周波数信号の初期周波数変換を行うことを特徴とする。

40

【 0 0 2 3 】

好ましくは、前記処理手段は、構成された無線周波信号の合成出力スペクトルにおける対応する周波数成分に存在する出力レベルの中で最小のものを決定し、決定された最小出力レベルから成る出力スペクトルを、受信無線周波信号の実際の出力スペクトルとして提供することを特徴とする。或いは代わりに、好ましくは、前記処理手段は、構成された無線周波信号の合成出力スペクトルにおける対応する周波数成分に存在する出力レベルの中で中央値を決定し、決定された中央値出力レベルから成る出力スペクトルを、受信無線周波信号の実際の出力スペクトルとして提供することを特徴とする。或いは代わりに、好まし

50

くは、前記処理手段は、構成された無線周波信号の合成出力スペクトルにおける対応する周波数成分に存在する出力レベルに粗平均値見積もり処理を実行し、粗平均値見積りの結果得られる出力レベルを受信無線周波信号の実際の出力スペクトルとして提供することを特徴とする。

【0024】

好ましくは、時間の経過とともに構成要素が変化する信号を分析するために、変換手段の特性が選択的に調節可能であり、前記特性は、前記変換手段によって周波数設定が採択される際の絶対時間、前記変換手段が前記周波数設定に留まる時間長、隣接する前記周波数設定間の周波数差、及び、前記周波数設定が前記変換手段に採択される順序であることを特徴とする。

10

【0025】

本発明によれば、例えば基本的なミキサや最終周波数を1つの段階で得る周波数下方変換フロントエンド、或いは、高調波ミキサ(サンプリングゲート)等の1:1特性に適合しない単純なRFフロントエンドを用いたスペクトルアナライザを提供できる。これらのフロントエンドはそれぞれコストパフォーマンスが、他のフロントエンドとも、完全に周知のスペクトルアナライザのフロントエンドとも異なる。

【0026】

以下に、本発明を添付図面を参照にして例を挙げて説明する。添付図面において、図1乃至5は、前述の通り既知のスペクトルアナライザ及びそれに用いられるフロントエンドを示すブロック回路図である。

20

図6は、本発明に係るスペクトルアナライザを示すブロック回路図である。

図7は、図6のスペクトルアナライザの動作を説明する特定のRF信号を示す。

図8乃至14は、図6に示すスペクトルアナライザを図7に示す特定のRF信号の分析に使用する際生成される中間周波数信号スペクトル及び受信RF信号の合成スペクトルを示す。

図15は、図6に示す分析器のメモリ中の合成受信RF信号のスペクトルの出力レベルのエントリーを示す。

図16は、受信RF信号の合成スペクトルに関して適切な数学的組み合わせを用いて生成した出力スペクトルを示す。

【0027】

以下図6を参照して説明する。入力信号3は低域フィルタ11を介して入力する。該低域フィルタ11は、該スペクトルアナライザの周波数上限を決定するが、これは周波数変換段階8が、例えばサンプリングゲートの場合のように、極めて高い周波数までおよぶ不完全に決定された周波数応答を有する可能性があるためである。

30

【0028】

周波数変換段階8に続いて、低周波数スペクトルアナライザ14に inputsする周波数帯域を定義する帯域フィルタ9が配置されている。低周波数スペクトルアナライザ14は高速のサンプリングアナログ・デジタル変換器(ADC)として実装される。これに高速フーリエ変換(FFT)アルゴリズムによって窓を付けたDFTとして機能するDSPが続くことが望ましい。該窓、サンプル速度及びFFT長は、共にスペクトルアナライザの効率的な分解能帯域幅を定義する。

40

【0029】

周波数変換段階が1:1特性を保持することが信頼できる場合は、低域周波数スペクトルアナライザからの出力は、適切なディスプレイ周波数のシフトが必要なだけで表示することができ、信号の入力時に実際のスペクトルに対応する中間周波数帯(IF)における測定されたスペクトルを保証することができる状態にある。実際においては、1つのDFTから評価された出力のばらつきが大きさがノイズの多い信号の出力を正確に読み取るには大きすぎる場合は、幾つかのDFTから生じる出力を平均化して最終的な応答における変動を小さくする。

【0030】

50

周波数変換段階が1:1特性を保持しない場合は、低周波数スペクトルを入力信号を正確に見積もったスペクトルとして表示することはできない。ここで、周波数変換装置はファンダメンタルミキサであると仮定する。周波数変換器への1GHzの基準周波数、及び10MHzの出力周波数について考えると、これは入力信号が990MHzの周波数、或いは1.01GHzの周波数のときに生じ、コントロールプロセッサ1でどちらか判断することは不可能である。周波数変換器が200MHzの基準周波数を有するサンプリングゲート(高調波ミキサ)だと仮定すると、やはり10MHzの出力周波数を生じることがある。これは、入力周波数が190MHz、210MHz、390MHz、410MHz、及び、実際のところ、 $N \cdot 200\text{MHz} + / - 10\text{MHz}$ (Nは、多くの整数にわたる)の形式で表される全ての周波数で生じる可能性があるかかる周波数は、低域フィルタ11とサンプリングゲートの周波数応答によって定義される周波数の上限にまで達する。よって、コントロールプロセッサ1は基本的なミキサの場合と類似するとともにより大きな問題に直面することになる。

10

【0031】

1つの周波数を識別する問題は、マイクロ波周波数カウンタと変調計において、RF入力には1つの信号のみ存在するという仮定の下に既に解決されている。出力変換器からの出力周波数を先ず測定した後、基準周波数が僅かながら異なる値に移動させられ、出力周波数の測定が再び行われる。出力周波数移動の符号を周波数基準移動の符号と比較すると、入力周波数がN番目の基準周波数の高調波より高いか低いかわかる。移動の大きさはNの値を示す。

20

【0032】

この方法は、1つの強度の信号が存在するときに機能する。しかしながら、入力が、未知の周波数と出力を有する任意の数の信号から成る場合、周波数変換段階の出力で観察された変化と基準入力周波数における変化との比較に基づく単純なアルゴリズムは存在しない。

【0033】

本発明は、1:1特性を持たないフロントエンド機器がもたらす曖昧さを解決手段を提供する。メモリ15には大きな表が格納されており、この表は、分析されるべき離散周波数と同じだけの数の縦列を持つよう編成されており、この縦列は対応する入力周波数により識別される。同表は又、全測定値を構成する個々の測定値と同じ数だけの横列を持つよう編成されており、この横列はM個の測定値に対し0からM-1で識別される。ここで、分析すべき周波数が必ずしも低周波数スペクトルアナライザの分析と1:1に対応している必要はないという点に留意すべきである。

30

【0034】

動作を説明するために、図7に示すRF信号について考えてみる。入力の信号は2つあり、0dBmの360MHzの信号と、-30dBmの390MHzの信号である。

【0035】

周波数変換器8はサンプリングゲートであり、約50MHzの周波数で駆動されるものとする。このサンプリングゲートを駆動する際の周波数の選択は、ある程度任意に行える。しかしながら、可能性のあるスペクトルを掲載した表(下記参照)のどの部分も十分な数の入力エントリを有するに十分な領域にわたる十分に異なる周波数でなければならない。出力スペクトルディスプレイは320MHzから420MHzまで対応できなければならない。低周波数スペクトルアナライザは3MHzから20MHzの周波数帯の信号のみ測定することができる。したがって、固定帯域フィルタ9はこの周波数帯域を持つよう選択される。

40

【0036】

49MHzのLO(シンセサイザ7)周波数では番号0の測定が実行される。これは、360MHzの信号を17MHzのIFに変換し、390MHzの信号を2MHzのIFに変換する。IF周波数の下限のため、2MHzの信号は低周波数スペクトルアナライザには記録されない。

50

【 0 0 3 7 】

これにより、測定された出力レベルが、その I F 信号を生成する可能性のある全ての周波数、つまり、 $N \cdot 49 \text{ MHz} + / - I F$ の範囲の全ての周波数、の位置に満たされて、表の最初の横列が満たされたことになる。図 8 a は I F スペクトルを示し、図 8 b は、レベル測定値が満たされた後の表におけるエントリーのグラフを示す。テーブル中の全ての周波数の出力レベルが入力されたわけではないことは明らかであり、この入力されなかった周波数とはどの I F 周波数にも対応していないものである。1 つの L O 周波数につき 1 つの横列を使うこの様な比較的効率の悪い方法で表を用いると、これらのセルにおけるエントリーには、当該周波数には有効な出力がないことを示唆するしるしが入力される。主要且つ強力な信号は $N \cdot 49 \text{ MHz} + / - 17 \text{ MHz}$ 、即ち、 326 MHz 、 360 MHz 、 375 MHz 及び 409 MHz の周波数に存在している。

10

【 0 0 3 8 】

50 MHz の L O 周波数によって番号 1 の測定が実行される。これは偶然にも 2 つの信号をミキシングし 10 MHz の I F にまで低める結果を生じる。この I F 中の出力スペクトルは、約 0 dBm の出力で 10 MHz の位置に一本の直線を有する。表の 2 番目の横列の最初の 1 つについては記入されたことになる。 50 MHz の L O の I F スペクトルを図 9 a に示し、表に入力された候補 R F スペクトルを図 9 b に示す。

【 0 0 3 9 】

53 MHz の L O 周波数によって番号 2 の測定が実行される。 360 MHz の信号は今回は、 0 dBm で 11 MHz の I F を生成し、 390 MHz の入力信号は、 -30 dBm で 19 MHz の I F を生成する。これらの信号は次に表の $N \cdot 53 \text{ MHz} + / - I F$ の位置に入力される。これは、両方の入力信号がミキシングして、有効な I F 域で生成するミキサ出力の最初の L O 周波数である。この I F スペクトル及び候補 R F スペクトルを、それぞれ図 10 a 及び図 10 b に示す。

20

【 0 0 4 0 】

55 MHz 、 57 MHz 、 58 MHz 、及び 61 MHz の L O 周波数では、番号 3 乃至 6 の測定が実行される。生成された I F は、やはり候補 R F スペクトルとして表に入力される。これらは、図 11、12、13 及び 14 に示す。

【 0 0 4 1 】

それぞれの I F スペクトルはメモリテーブル 15 に保存される。よって、対応する候補 R F スペクトルを生じさせるには、コントロールプロセッサ 1 はメモリテーブル 15 をアドレスし、そして設定した L O 周波数を用いてどの周波数成分が I F スペクトル中に存在する出力レベルに上昇をもたらすもとなることが可能であったか計算する。その後、コントロールプロセッサ 1 は対応する出力レベルを算出された周波数成分でメモリテーブル 15 に保存し、よって対応する候補 R F スペクトルを生じさせる。

30

【 0 0 4 2 】

一旦候補 R F の表が完成すれば、各縦列が検証され当該周波数に存在する入力信号の出力を判定する。図 15 に幾つかの縦列を図示する。I F におけるノイズレベルを -80 dB と仮定すると、その測定において当該 R F 周波数に割り当てられる出力がないことを示すしるしは -100 dB である。

40

【 0 0 4 3 】

380 MHz の縦列について考えてみると、 55 MHz の L O 周波数であった測定番号 3 における 0 dB のエントリーが 1 つ、I F ノイズレベルの幾つかのエントリー及び「エントリーなし」のしるしが 1 つある。 0 dB のエントリーは 1 つ存在するが、 380 MHz が R F 入力中に実際に存在する場合は、当該周波数に対応づけられる有効な I F 信号を生成するどの L O 周波数においても 0 dB のエントリーを示す筈である。しかしながら、 380 MHz の縦列は、 -80 dB の幾つかの出力レベルエントリーを表示する。したがって、 380 MHz の入力に存在し得る最大の信号は -80 dB である。

【 0 0 4 4 】

次に、 390 MHz の縦列について考える。ここには、「エントリーなし」を示すしるし

50

が2つと、0 dBのエントリーが5つある。この周波数が入力信号に対応することは全ての有効なエントリーが入力信号の出力レベルに対応することから明らかである。

【0045】

360 MHzの縦列には、0 dBのエントリーが1つ、-30 dBのエントリーが5つ、そして「エントリーなし」を示すしるしが1つ見られる。この0 dBのエントリーは、対応するレベルが-30 dBである入力のスプリアス信号であると識別できる。

【0046】

370 MHzの縦列は、有効エントリーは3つのみで、4つのエントリーは有効IF周波数を生成しなかった。この例では、3つの有効な測定値がたまたま正しい結果を生成するのに十分であり、正しい結果が生成される場合にはこの周波数帯域において1つのスプリアス信号が発生する。しかしながら、実際においては、3つの有効測定値は、全てのスプリアス信号が遮断されたことを確信するには十分ではない。出力域における全ての周波数が確実に十分な数の有効エントリーを得るようになるには、LO周波数の数及び周波数自体が選択される必要がある。

10

【0047】

縦列に適用される必要がある「フィルタ」操作が平均でないことは明らかである。1つの可能な操作として最小有効信号がある。これは、複数の測定値によって可能である平均化の利点を利用しないことになるものの、この操作により全てのスプリアス信号が排除される。他に可能な操作に全有効信号の中央値がある。これもやはり（当該周波数であまりにも多くのスプリアス信号が発生しない限り）スプリアス信号を排除し、最終測定値における相違を小さくする。中央値は以下に説明する最善のアルゴリズムに極めて近い性能を示す。

20

【0048】

各周波数の縦列のエントリーを取り扱うのに最良のアルゴリズムは、マルチパスプロセスである。これは、先ず、少数の大きなエントリーとして存在するスプリアス信号を識別し、次にこれを以降の操作から排除するものである。残った有効エントリーは平均化され正答の最初の見積もりを導き出す。その後、絶対差平均値(MAD)が全てのエントリーに関し算出される。ここで、前記平均値に近い値に大きな加重を与え、前記平均値から数MADを超えて離れたエントリーには0の加重を与え、前記加重平均値が新たに算出される。この処理は、算出される加重平均値にばらつきがなくなるまで数回繰り返される。これには、この処理を一回目に行う際には確実に認識できないスプリアス信号を平均値から除去する効果がある。幾つかの測定値の真値を見積もるこの方法は、非ガウス雑音に汚染されたデータを考慮したいわゆる**ロバスト推定法**の一例である。スプリアスエントリーの発生により生じる汚染、及び、変動信号、間欠性の信号、変調された信号、或いはノイズを含んだ信号から生じる汚染は、非ガウスの汚染である。

30

【0049】

大きなスプリアス信号を、好ましくは適応性を有して、排除すること、及び、残りの信号のある種の平均をとることが可能であれば他のアルゴリズムでも可能である。

【0050】

使用されるアルゴリズムは、コントロールプロセッサ1が候補RFスペクトルを保存されているメモリテーブル15をアドレスすることにより実行される。コントロールプロセッサ1は結果として得られる最終RF出力スペクトルをメモリ15に保存する。該最終RF出力スペクトルは、ディスプレイ装置16に表示される。

40

【0051】

図16は、単純な中央値フィルタをそれぞれの周波数縦列の全ての有効エントリーに適用した結果として得られる最終RFスペクトルを示す。360 MHz及び390 MHzの2つの入力信号がはっきりと識別されており、入力信号の全てのスプリアスコピーは消去されている。IFノイズレベルが-80 dBであることが示されている。

【0052】

上記の例では、LO周波数段階的変更分解能、低周波スペクトルアナライザ分解能及び候

50

補表周波数分解能とも全て1MHzであり、この3つの分解能は、全て等しい必要も合理的に関連づけられている必要もない。スペクトルアナライザが1本の直線のスペクトルを有する入力信号を解析する際、該信号の出力は幾つかの隣接する解析用格納位置に置かれる。これらの格納位置は、候補RF表中の最も近似する格納位置に対応づけられるか、周波数の補間によって対応づけられる。

【0053】

今日では大容量のメモリーが安価に入手可能であり、これにより上述の技術の実行可能性が高められる。それでも尚、メモリーを上記の方法より更に効率よく使用することが求められることもある。例えば、ノイズの変動性を十分に減少させるため多大な数の信号の平均が必要な場合である。この場合、候補周波数につき数個のメモリーセル、例えば10個、を使うことが適切である。有効IF信号を生成する最初の10個のLO設定に関しては、これらのセルは通常の方法で満たされる。続いて、当該周波数格納位置に対応する新たな出力レベルのそれぞれが、現存の測定値の統計と比較される。比較の一方法は、新たな測定値2つを受け取るたびに最大の信号と最小の信号を拒否する方法である。これはつまり、残った測定値の中央値が当該周波数に対応する全ての測定値の中央値になることを意味する。他の方法を用いることも可能であり、例えば上述のロバスト推定法を改変してデータの継続平均及び継続MADを保持するようにすることができ、これにより、古いデータが消去されるので動作において結果として生じる浪費が小さくなる。

10

【0054】

上記のアルゴリズムは、RF環境が静的であることがわかっている場合に機能する。例えば、信号源がホップ信号、パルス信号、周波数をIFスペクトルアナライザの分析帯域よりも広い帯域に渡り変調した信号、或いは時間とともに変化する信号、のいずれでもない場合である。留意すべきは、信号源が解析帯域よりも狭い偏差に渡り変調された周波数である場合、信号出力は常にその名目周波数に現れる。RF入力が非静的であることが既知である或いは予想される場合は、もっと高性能な分析が求められる。従来のスペクトルアナライザは、ホップ信号を表示することは全く不可能であるとともに、FM信号又はパルス信号を表示する際には、該信号との掃引同期の詳細によっては偽表示を示す可能性がある。

20

【0055】

ここで、次の2つの場合は区別されるべきである。第1は、非静的信号が装置の入力周波数帯域内ではあるが、望ましいディスプレイ域の外側に存在する場合である。第2は、非静的信号を表示する必要がある場合である。ディスプレイ域内の時間とともに変化する入力信号用のテストは、望ましいディスプレイ周波数帯域全域に渡るLO周波数の小さな組み合わせを選択し、選択した組み合わせの周波数を数回繰り返す。もし、候補RF表の横列が、測定値の通常のノイズ偏差を考慮したレベルで対応するLO周波数に一致しない場合は、表示可能な時間とともに変化する信号が示される。

30

【0056】

第1の場合では、ディスプレイ域の外側の信号によって生じたスプリアスIF周波数は、最終の処理において前述の如く拒否される。しかしながら、パルス信号が誤判定の可能性の原因となることは、より短い時間のみ存在する静的信号に比べて少ない。ホップ信号及び周波数変調信号は、信号とLO周波数の組み合わせとの間が運悪く関連づけられることがないと仮定すれば、静的スプリアス信号よりも適していないということはない。上述の例では一定の増加を示すLO周波数の組み合わせが用いられたが、LO周波数に疑似乱数表を用いれば、信号周波数がLO移動と関係づけられる可能性、及び、1つの可能な出力周波数にスプリアスがあまりに何度も出現したためにエラーが発生したりする可能性を、最小限に留めることができる。

40

【0057】

第2の場合では、IFにおける信号の振る舞いについての統計を得る間、LO信号は各設定周波数において比較的長時間停止させられる。もし信号が全ての測定において存在すれば、それは静的な信号である。もし、該信号が規則的に現れれば、それはパルス信号か規

50

則的に変調された信号である可能性が高い。もし該信号が不規則に現れれば、それはホップ信号かあるいは不規則に変調された信号である可能性が高い。アナライザは、見つけるべき最も低い信号変動周期が数回繰り返すのを観察するために十分な長さだけこの周波数に留まる。全く未知の信号が極めて長い周期を有することも勿論あり得るが、そのような信号は、いずれにしても既存のスペクトルアナライザでは観察し得ないものである。一般に、時間とともに変化する信号でRF測定において重要なものは、例えばパルスGSM信号及びホップGSM信号、或いは可聴変調を搬送するFM放送信号のように短い周期を有する。

【 0 0 5 8 】

IF信号に時折現れる信号が仮にそのように識別されさえすれば、これらの信号は前述の如く候補RF表にRFレベル或いはレベル域としてその信号の有り得るタイプを識別するタグとともに入力される。新たなLO周波数が選択されこの処理を繰り返す。十分な数のLO周波数が使われた後、候補RF表は前述の如く分析される。

10

【 図 1 】

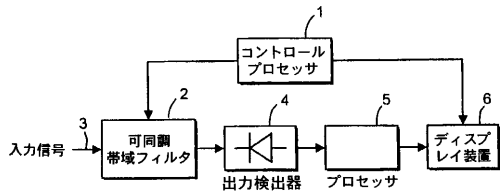


FIG. 1

【 図 2 】

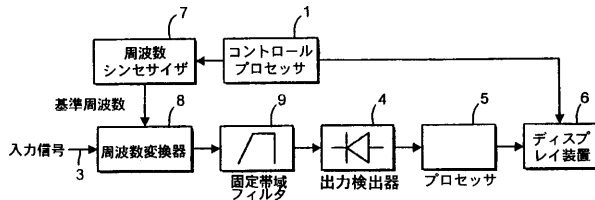


FIG. 2

【 図 3 】

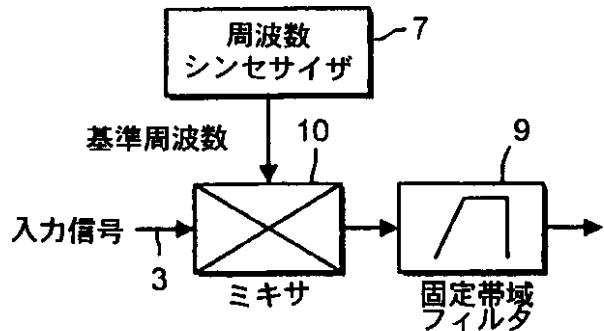


FIG. 3

【 図 4 】

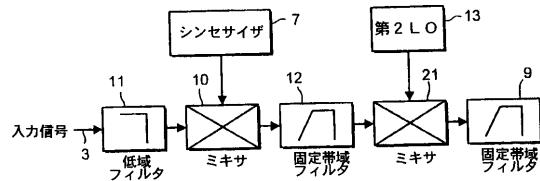


FIG. 4

【図5】

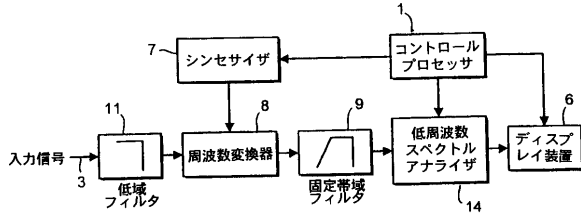


FIG. 5

【図6】

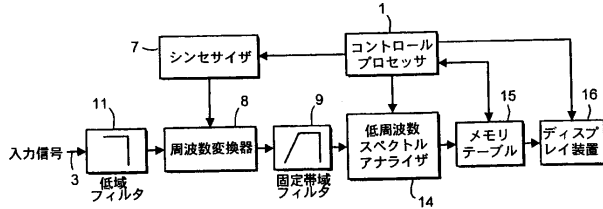


FIG. 6

【図7】

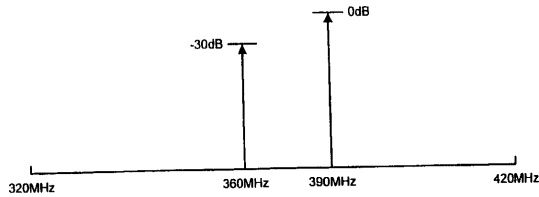


FIG. 7

【図8a】

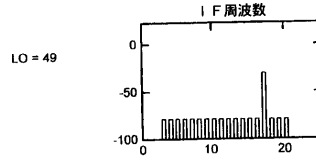


FIG. 8a

【図8b】

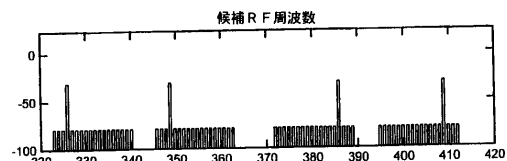


FIG. 8b

【図9a】

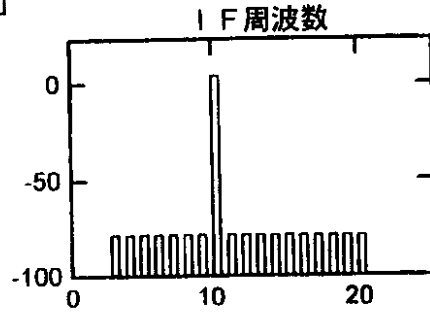


FIG. 9a

【図9b】

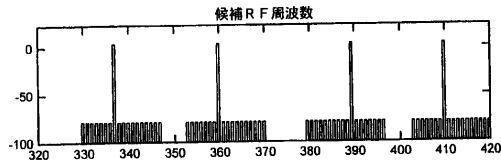


FIG. 9b

【図11a】

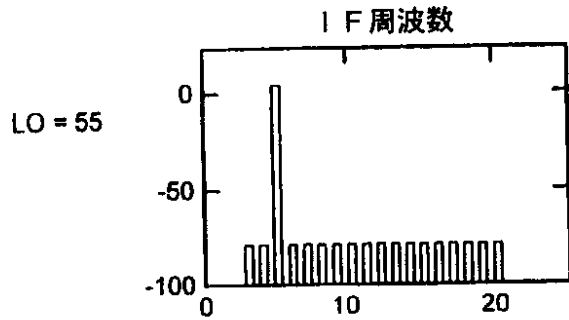


FIG. 11a

【図11b】

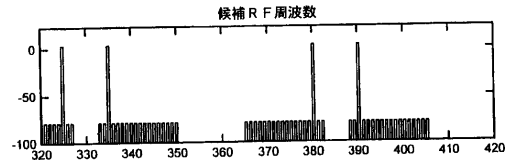


FIG. 11b

【図10a】

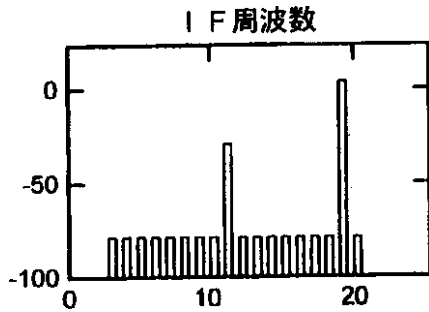


FIG. 10a

【図10b】

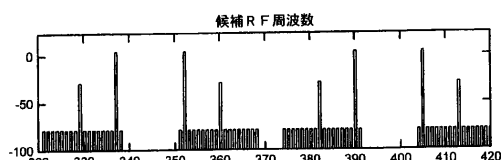


FIG. 10b

【 図 1 2 a 】

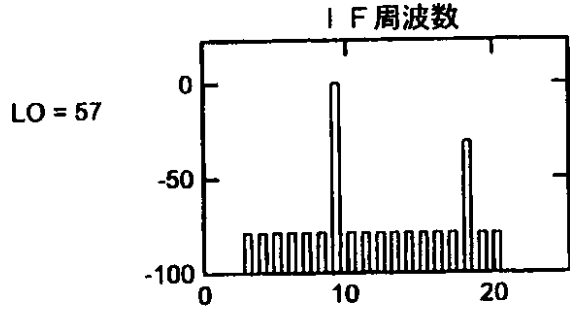


FIG. 12a

【 図 1 3 a 】

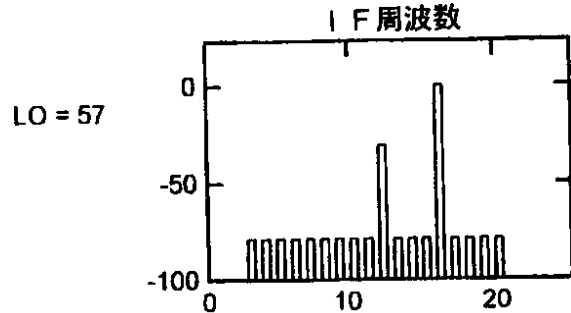


FIG. 13a

【 図 1 2 b 】

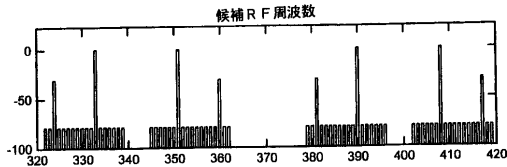


FIG. 12b

【 図 1 3 b 】

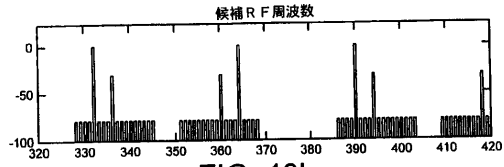


FIG. 13b

【 図 1 4 a 】

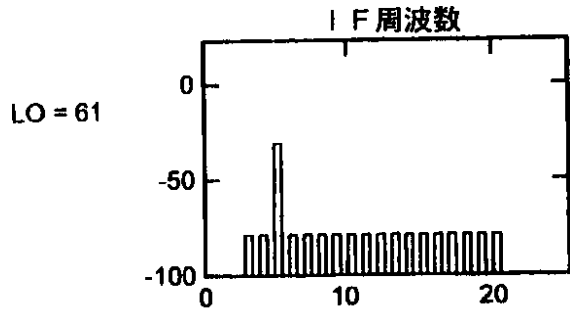


FIG. 14a

【 図 1 6 】

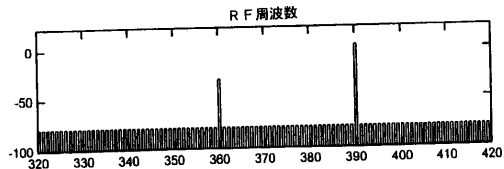


FIG. 16

【 図 1 4 b 】

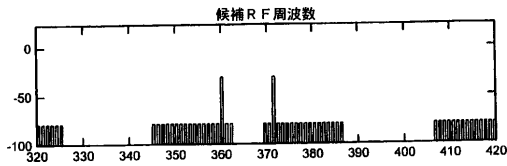


FIG. 14b

【 図 1 5 】

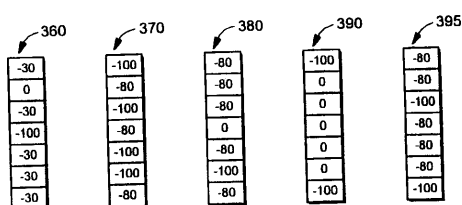


FIG. 15

フロントページの続き

合議体

審判長 下中 義之

審判官 越川 康弘

審判官 森 雅之

(56)参考文献 特開平 8 - 2 3 3 8 7 6 (J P , A)
特開昭 5 5 - 1 2 6 8 6 1 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B名)

G01R 23/16

G01R 23/173