

(51)Int.Cl.

F I

G 0 1 R 23/16

(2006.01)

G 0 1 R 23/16

C

請求項の数5 (全21頁)

(21)出願番号 特願2004-333622(P2004-333622)
 (22)出願日 平成16年11月17日(2004.11.17)
 (62)分割の表示 特願2001-191398(P2001-191398)
 の分割
 原出願日 平成13年6月25日(2001.6.25)
 (65)公開番号 特開2005-091373(P2005-91373A)
 (43)公開日 平成17年4月7日(2005.4.7)
 審査請求日 平成16年11月17日(2004.11.17)

前置審査

(73)特許権者 000006013
 三菱電機株式会社
 東京都千代田区丸の内二丁目7番3号
 (73)特許権者 390014306
 防衛省技術研究本部長
 東京都新宿区市谷本村町5番1号
 (74)代理人 100110423
 弁理士 曾我 道治
 (74)代理人 100084010
 弁理士 古川 秀利
 (74)代理人 100094695
 弁理士 鈴木 憲七
 (72)発明者 鈴木 英樹
 東京都千代田区丸の内二丁目2番3号 三
 菱電機株式会社内

最終頁に続く

(54)【発明の名称】周波数分析装置

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】

高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、
 時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号を相互相関の低い符号で位相変調する
 符号 n 相位相変調手段と、

上記中間周波数に下げられた被測定信号と上記符号 n 相位相変調されたダウンチャープ
 信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るた
 めの混合手段と、

上記混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数
 が上がるアップチャープ信号を得るための帯域フィルタ手段と、

上記アップチャープ信号を低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅
 延しそれぞれの周波数成分の信号を加算し、かつ上記符号 n 相位相変調と同じ符号を用い
 て上記アップチャープ信号が入力する同じタイミングで符号を移動させながら相関し、上
 記アップチャープ信号が入力され上記符号と遅延量の両者が一致した時の圧縮された間欠
 波を得るための移動相関圧縮処理手段と、

上記間欠波を検波して標本化関数を求めてその曲線のメインローブの出現する時間を周
 波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する手段と、

を備えたことを特徴とする周波数分析装置。

【請求項2】

高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、

上記中間周波数に下げられた被測定信号と時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための混合手段と、

上記混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が増えるアップチャープ信号を得るための帯域フィルタ手段と、

上記アップチャープ信号を低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにして、上記アップチャープ信号が入力され各周波数成分の遅延量と合致した時の圧縮された間欠波を得るための圧縮手段と、

上記間欠波を検波して標本化関数曲線を求める検波手段と、

上記標本化関数曲線の信号のメインローブにおいて最大と思われる検出位置及びその前後の検出位置の3点を直線で補間する直線補間手段と、 10

上記直線補間結果に従った予め定められた補正量を基に演算して入力周波数を測定する周波数位置検出手段と、

を備えたことを特徴とする周波数分析装置。

【請求項3】

高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、

上記中間周波数に下げられた被測定信号を増幅して2つに分配する分配増幅手段と、

それぞれ時間に従って周波数が下がる、上記中間周波数より常に低い範囲にある下側のダウンチャープ信号およびこれと連動した上記中間周波数より常に高い範囲にある上側のダウンチャープ信号を発生する連続掃引局部発振手段と、 20

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された一方と上記下側のダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第1の混合手段と、

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された他方と上記上側のダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第2の混合手段と、

上記第1の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が増えるアップチャープ信号を得るための第1の帯域フィルタ手段と、

上記第2の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号を得るための第2の帯域フィルタ手段と、 30

上記第1の帯域フィルタ手段で得られたアップチャープ信号を低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにして、上記アップチャープ信号が入力され各周波数成分の遅延量と合致した時の圧縮された間欠波を得るための圧縮手段と、

上記第2の帯域フィルタ手段で得られたダウンチャープ信号を高い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにして、上記ダウンチャープ信号が入力され各周波数成分の遅延量と合致した時の圧縮された間欠波を得るための逆圧縮手段と、

上記圧縮手段と逆圧縮手段で得られた同期した間欠波を加算し加算演算信号を得る加算手段と、 40

上記加算演算信号を検波して標本化関数を求めてその曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する手段と、

を備えたことを特徴とする周波数分析装置。

【請求項4】

高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、

上記中間周波数に下げられた被測定信号を増幅して2つに分配する分配増幅手段と、

それぞれ時間に従って周波数が下がる、上記中間周波数より常に低い範囲にある下側のダウンチャープ信号およびこれと同期した上記中間周波数より常に高い範囲にある上側のダウンチャープ信号を発生する連続掃引局部発振手段と、

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された一方と上記下側のダウンチャープ 50

信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第 1 の混合手段と、

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された他方と上記上側のダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第 2 の混合手段と、

上記第 1 の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が増えるアップチャープ信号を得るための第 1 の帯域フィルタ手段と、

上記第 2 の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号を得るための第 2 の帯域フィルタ手段と、

上記第 1 の帯域フィルタ手段で得られたアップチャープ信号を低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにして、上記アップチャープ信号が入力され各周波数成分の遅延量と合致した時の圧縮された間欠波を得るための圧縮手段と、 10

上記第 2 の帯域フィルタ手段で得られたダウンチャープ信号を高い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにして、上記ダウンチャープ信号が入力され各周波数成分の遅延量と合致した時の圧縮された間欠波を得るための逆圧縮手段と、

上記圧縮手段と逆圧縮手段で得られた同期した間欠波を乗算し乗算演算信号を得る乗算手段と、

上記乗算演算信号を検波して標本化関数を求めてその曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する手段と、 20

を備えたことを特徴とする周波数分析装置。

【請求項 5】

高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、

上記中間周波数に下げられた被測定信号を増幅して 2 つに分配する分配増幅手段と、

それぞれ時間に従って周波数が下がる、上記中間周波数より常に低い範囲にある下側のダウンチャープ信号およびこれと同期した上記中間周波数より常に高い範囲にある上側のダウンチャープ信号を発生する連続掃引局部発振手段と、

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された一方と上記下側のダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第 1 の混合手段と、 30

上記分配増幅手段で得られた被測定信号の分配された他方と上記上側のダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための第 2 の混合手段と、

上記第 1 の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が増えるアップチャープ信号を得るための第 1 の帯域フィルタ手段と、

上記第 2 の混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号を得るための第 2 の帯域フィルタ手段と、

上記第 1 の帯域フィルタ手段で得られたアップチャープ信号および第 2 の帯域フィルタ手段で得られたダウンチャープ信号を同時にそれぞれに、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算、および高い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算するようにし、これらの双方の圧縮された信号を加算した加算信号を得るための同時の圧縮手段と、 40

上記加算信号を検波して標本化関数を求めてその曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する手段と、

を備えたことを特徴とする周波数分析装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【 0 0 0 1 】

この発明は、受信機において信号の周波数成分を分析する周波数分析装置に関するものである。

【背景技術】

【0002】

図26は従来のコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図であり、図において、1は受信器、2は混合器、3は連続掃引局部発振器、4は帯域フィルタ、5は圧縮器、6は検波器、7は最大レベル位置検出器である。また図27は、図26の各部で出力される信号の時系列波形を示す。

【0003】

次に動作について説明する。受信器1は、高周波の被測定信号を中間周波数に下げ、後段の混合器2で不要波が生じないように雑音を除去し、信号処理しやすい中間周波数に下げ出力Aする。連続掃引局部発振器3は、高い周波数から低い周波数(以下、ダウンチャープ信号)を連続掃引して発振Bする(ここでは、ダウンチャープ信号の掃引周波数範囲は、中間周波数より常に低い範囲にある状態により説明を行う)。

10

【0004】

混合器2は、受信器1の出力Aと連続掃引局部発振器3の出力Bを混合し(図27の(a)(b)参照)、両出力、これらの和、差及びこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を出力する。帯域フィルタ4は、混合器2の出力のうち差信号の周波数成分を有する信号を出力する(ここでは、差信号の周波数成分を有する信号により説明を行う)。この場合の出力信号は、低い周波数から高い周波数(以下、アップチャープ信号)の信号Cが出力される(図27の(c)参照)。

20

【0005】

圧縮器5は、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きく、それぞれの周波数成分の信号を加算することができる遅延線である。この遅延線には、予め各諸元を設定されている表面弾性波素子、圧電素子等の材料が用いられている。この機能によりアップチャープ信号が入力されると各周波数成分の遅延量と合致した時に圧縮された間欠波が出力される。このように、アップチャープ信号の周波数成分全体が被測定信号の周波数成分に比例したオフセット周波数を受けているため、圧縮器5にアップチャープ信号を入力すると遅延量と合致した時、即ち、入力波の周波数成分に反比例した遅延量の位置に間欠波Dが発生する(図27の(d)参照)。

30

【0006】

検波器6は、間欠波を検波し標本化関数曲線Eを出力する(図27の(e)参照)。最大レベル位置検出器7は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数-時間テーブルから変換し、入力周波数を決定して測定する(図27の(f)参照)。

【0007】

なおこの種の周波数分析を開示したものとして下記特許文献1がある。

【0008】

【特許文献1】特開昭54-42184号公報

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

40

【0009】

以上のような従来の周波数分析方法では、周波数の分解能を高くするためには、正確にメインローブの最大点を精密に検出することが必要である。そのためには、遅延量を細分化して圧縮に要する時間を長くし、メインローブの幅を狭くしなければならない。更に、圧縮器では、メインローブの両側に不要となるサイドローブが発生するためダイナミックレンジが狭くなる。また、圧縮器は、固定された諸元の素子を使用していた。従って、高速に変化する周波数及び近接周波数の分離ができず、精密に周波数を分析することはできない問題点があった。

【0010】

また、周波数、帯域幅、分解能等の測定諸元が任意に選択できなかった。更に、通信周

50

波数帯は、過密なV/U帯を使用し、その上実伝搬路変動を伴うことから周波数を精密測定することができない問題点もあった。

【 0 0 1 1 】

この発明は、上記のような問題を解消するためになされたもので、受信した信号の周波数分析の分解能を高くし、ダイナミックレンジを広くして周波数を高速に分析でき、またさらには、測定諸元が任意に選択できる周波数分析装置を提供することを目的とする。

【課題を解決するための手段】

【 0 0 1 2 】

この発明は、高周波の被測定信号を受信して周波数を中間周波数に下げる受信手段と、時間に従って周波数が下がるダウンチャープ信号を相互相関の低い符号で位相変調する符号 n 相位相変調手段と、上記中間周波数に下げられた被測定信号と上記符号 n 相位相変調されたダウンチャープ信号とを混合して双方の和、差およびこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を得るための混合手段と、上記混合手段で得られた信号のうちの差信号の周波数成分を有する時間に従って周波数が上がるアップチャープ信号を得るための帯域フィルタ手段と、上記アップチャープ信号を低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなるように遅延しそれぞれの周波数成分の信号を加算し、かつ上記符号 n 相位相変調と同じ符号を用いて上記アップチャープ信号が入力する同じタイミングで符号を移動させながら相関し、上記アップチャープ信号が入力され上記符号と遅延量の両者が一致した時の圧縮された間欠波を得るための移動相関圧縮処理手段と、上記間欠波を検波して標本化関数を求めてその曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する手段と、を備えたことを特徴とする周波数分析装置等にある。

【発明の効果】

【 0 0 1 3 】

この発明では、受信した信号の周波数分析の分解能を高くし、ダイナミックレンジを広くして周波数を高速に分析できる。

【発明を実施するための最良の形態】

【 0 0 1 4 】

以下、この発明を各実施の形態に従って説明する。

【 0 0 1 5 】

実施の形態 1 .

図 1 は本発明の実施の形態 1 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図であり、符号による n 相位相変調及び移動による相関圧縮の処理による周波数分析を行うものである。図において、受信器 1 から帯域フィルタ 4、検波器 6、最大レベル位置検出器 7 までは従来と同様である。13 は符号 n 相位相変調器、14 は移動相関圧縮処理器である。図 2 は図 1 の各部の出力の時系列波形を示す。

【 0 0 1 6 】

次に動作について説明する。この例では符号 n 相位相変調器 13 によりチャープ信号を相互相関の低い符号 (P/N 符号等) で位相変調し、移動相関圧縮処理器 14 によりチャープ信号に用いた同じ符号で相関及び圧縮するのでサイドローブが抑圧され、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。

【 0 0 1 7 】

この様子を図 2 の時系列波形に示す。受信器 1 から帯域フィルタ 4、検波器 6、最大レベル位置検出器 7 は、従来と同様の動作を行う。符号 n 相位相変調器 13 は、相互相関の低い符号 (P/N 符号等) で連続掃引局部発振器 3 のダウンチャープ信号を位相変調した信号 G (図 2 の (a) (b) 参照) を出力する (ここでは、ダウンチャープ信号の周波数範囲は、中間周波数より常に低い範囲にある状態により説明を行う)。

【 0 0 1 8 】

混合器 2 は、受信器 1 の出力 A と符号 n 相位相変調器 13 の出力 G を混合し、両出力、和、差及びこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を出力する。帯域フィルタ 4 は、混合器 2 出力のうち差信号の周波数成分を有する信号を出力する (ここでは差信号の周波数

成分を有する信号により説明を行う)。この場合の出力信号は、位相変調されたアップチャープ信号H(図2の(a)(c)参照)が出力される。

【 0 0 1 9 】

移動相関圧縮処理器14は、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きく、それぞれの周波数成分の信号を加算することができる遅延線で、符号n相位相変調器13と同じ符号を用いアップチャープ信号が入力する同じタイミングで符号を移動させながら相関し、圧縮器5と同じ処理を行う。このように符号による位相変調されたアップチャープ信号の周波数成分全体が被測定信号の周波数成分に比例したオフセット周波数を受けているため、移動相関圧縮処理器14の符号と遅延量の両者が一致した時に圧縮された間欠波が生じ、その前後の信号では相互に打ち消し合うためサイドローブの出力信号が発生せず間欠波I(図2の(d)参照)だけが出力される。

10

【 0 0 2 0 】

検波器6は、間欠波Iを検波し標本化関数曲線の信号J(図2の(e)参照)を出力する。最大レベル位置検出器7は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数-時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する(図2の(f)参照)。

【 0 0 2 1 】

このように本実施の形態によれば、不要なサイドローブが相互相関の低い符号によりn相位相変調することにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

20

【 0 0 2 2 】

実施の形態2.

上記実施の形態では、符号によるn相位相変調及び移動による相関圧縮の処理による周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、重み付けによる振幅変調及び移動による重み付け圧縮の処理をして周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 2 3 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図3は、本発明の実施の形態2による重み付けする振幅変調及び移動して重み付けする圧縮処理を行う周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器1から帯域フィルタ4、検波器6、最大レベル位置検出器7までは従来と同様である。15は重み付け振幅変調器、16は移動重み付け圧縮処理器である。図4は図3の各部の出力の時系列波形を示す。

30

【 0 0 2 4 】

次に動作について説明する。この例では重み付け振幅変調器15によりチャープ信号のスペクトラムが広がらないよう重み付けを行う振幅変調、移動重み付け圧縮処理器16によりチャープ信号に用いた同じ重み付け及び圧縮をするのでサイドローブが抑圧され、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。

【 0 0 2 5 】

この様子を図4の時系列波形に示す。受信器1から帯域フィルタ4、検波器6、最大レベル位置検出器7は、従来と同様の動作を行う。重み付け振幅変調器15は、連続掃引局部発振器3のダウンチャープ信号の両端の不連続点でスペクトラムが広がらないような重み付けの振幅変調を行った信号Kを出力する(ここでは、ダウンチャープ信号の周波数範囲は、中間周波数より常に低い範囲にある状態により説明を行う。)

40

【 0 0 2 6 】

混合器2は、受信器1の出力Aと重み付け振幅変調器15の出力Kを混合し(図4の(a)(b)参照)、両出力、和、差及びこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を出力する。帯域フィルタ4は、混合器2出力のうち差信号の周波数成分を有する信号を出力する(ここでは差信号の周波数成分を有する信号により説明を行う)。この場合の出力信号は、重み付け振幅変調されたアップチャープ信号L(図4の(c)参照)が出力される。

【 0 0 2 7 】

移動重み付け圧縮処理器16は、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きく、それ

50

それぞれの周波数成分の信号を加算することができる遅延線で、重み付け振幅変調器 15 と同じ重み付けを用いアップチャープ信号が入力する同じタイミングで移動させながら重み付けの値の乗算を行いつつ圧縮器 5 と同じ処理を行う。このように重み付け振幅変調されたアップチャープ信号の周波数成分全体が被測定信号の周波数成分に比例したオフセット周波数を受けているため、移動重み付け圧縮処理器 16 の重み付けと遅延量の両者が一致した時に圧縮された間欠波が生じ、アップチャープ信号の前後の信号のスペクトラムが広がらないためサイドローブの出力信号が発生せず間欠波 M (図 4 の (d) 参照) だけが出力される。

【 0 0 2 8 】

検波器 6 は、間欠波 M を検波し標本化関数曲線の信号 N (図 4 の (e) 参照) を出力する。最大レベル位置検出器 7 は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する (図 4 の (f) 参照)。

10

【 0 0 2 9 】

このように本実施の形態によれば不要なサイドローブに対し、チャープ信号の両端のスペクトラムが広がらないような重み付けの振幅変調をすることにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 3 0 】

実施の形態 3 .

また上記実施の形態では、重み付けする振幅変調及び移動して重み付けする圧縮処理を行う周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、重み付けによる振幅変調及び固定による重み付け圧縮の処理をして周波数分析を行ってもよい。

20

【 0 0 3 1 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 5 は、本発明の実施の形態 3 による重み付けする振幅変調及び固定による重み付けして圧縮処理を行う周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から帯域フィルタ 4、検波器 6、最大レベル位置検出器 7 までは従来と同様である。重み付け振幅変調器 15 は上記実施の形態 2 と同様である。17 は重み付け圧縮処理器である。図 6 は図 5 の各部の出力の時系列波形を示す。

【 0 0 3 2 】

次に動作について説明する。この例では重み付け振幅変調器 15 によりチャープ信号のスペクトラムが広がらないよう重み付けを行う振幅変調、重み付け圧縮処理器 17 により重み付け及び圧縮をするのでサイドローブが抑圧され、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。

30

【 0 0 3 3 】

この様子を図 6 の時系列波形に示す。受信器 1 から帯域フィルタ 4、検波器 6、最大レベル位置検出器 7 は、従来と同様の動作を行う。また、重み付け振幅変調器 15 は実施の形態 2 と同様の動作を行う。

【 0 0 3 4 】

重み付け圧縮処理器 17 は、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きく、それぞれの周波数成分の信号を加算することができる遅延線で、遅延線に重み付けの値の乗算を行いつつ圧縮器 5 と同じ処理を行う。このように重み付け振幅変調されたアップチャープ信号の周波数成分全体が被測定信号の周波数成分に比例したオフセット周波数を受けているため、重み付け圧縮処理器 17 の重み付けと遅延量の両者が一致した時に圧縮された間欠波が生じ、アップチャープ信号の前後の信号のスペクトラムが広がらないためサイドローブの出力信号が発生せず間欠波 O (図 6 の (a) 参照) だけが出力される。

40

【 0 0 3 5 】

検波器 6 は、間欠波 O を検波し標本化関数曲線の信号 P (図 6 の (b) 参照) を出力する。最大レベル位置検出器 7 は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する (図 6 の (c) 参照)。

50

【 0 0 3 6 】

このように本実施の形態によれば不要なサイドローブに対し、チャープ信号の両端のスペクトラムが広がらないような重み付けの振幅変調をすることにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジが従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 3 7 】

実施の形態 4 .

また上記実施の形態では、重み付けする振幅変調及び固定による重み付けする圧縮処理を行う周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、検波信号に対して直線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

10

【 0 0 3 8 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 7 は、本発明の実施の形態 4 による直線の値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から検波器 6 までは従来と同様である。18 は直線補間器、19 は周波数位置検出器である。また図 8 は周波数位置検出の波形である。

【 0 0 3 9 】

次に動作について説明する。受信器 1 から検波器 6 までは従来と同じである。この例では、検波器 6 の標本化関数曲線の信号のメインローブにおいて最大と思われる検出位置及びその前後の検出位置の 3 点を直線で補間し、図 9 の直線補間による補正量を演算することにより精密に入力周波数を測定することができる。この様子を図 9 に示す。

20

【 0 0 4 0 】

直線補間器 18 は、検波器 6 からの標本化関数曲線の波形を図 9 のように直線補間して出力する。周波数位置検出器 19 は、図 9 の表の補正量を基に演算し、入力周波数を測定する。

【 0 0 4 1 】

このように本実施の形態によれば直線補間による補正量を演算することにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 4 2 】

実施の形態 5 .

また上記実施の形態では、検波信号に対して直線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、検波信号に対して標本化関数曲線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

30

【 0 0 4 3 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 10 は、本発明の実施の形態 5 による標本化関数曲線の値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から検波器 6 までは従来と同様である。20 は標本化関数曲線補間器、21 は関数値の位置検出器である。図 11 は図 10 の各部の出力の時系列波形を示す。

【 0 0 4 4 】

次に動作について説明する。受信器 1 から検波器 6 までは、従来と同じである。この例では、検波器 6 の信号のメインローブを標本化関数曲線による近似及びその曲線から補正量を演算することにより精密に入力周波数を測定することができる。この様子を図 11 に示す。

40

【 0 0 4 5 】

標本化関数曲線補間器 20 は、検波器 6 からの標本化関数曲線の波形を標本化関数曲線で近似し補間 R して出力する(図 11 の(a)参照)。関数値の位置検出器 21 は、図 11 の標本化関数曲線の近似曲線から補正量を演算し、入力周波数を測定する。

【 0 0 4 6 】

このように本実施の形態によれば標本化関数曲線の近似曲線による補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 4 7 】

50

実施の形態 6 .

また上記実施の形態では、検波信号に対して標本化関数曲線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、検波信号に対して予め校正した曲線値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 4 8 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 1 2 は、本発明の実施の形態 6 による予め校正した曲線値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から検波器 6 までは従来と同様である。2 2 は校正曲線補間器、2 3 は校正値の位置検出器である。図 1 3 は図 1 2 の各部の出力の時系列波形を示す。

【 0 0 4 9 】

次に動作について説明する。受信器 1 から検波器 6 までは、従来と同じである。この例では、検波器 6 の信号のメインローブを予め測定した校正曲線による値及びその曲線から補正量を求めることにより精密に入力周波数を測定することができる。この様子を図 1 3 に示す。

【 0 0 5 0 】

校正曲線補間器 2 2 は、検波器 6 からの標本化関数曲線の波形を予め測定した曲線で補間して出力する(図 1 3 の(a)参照)。校正値の位置検出器 2 3 は、図 1 3 の校正の曲線から補正量を求めて演算し、入力周波数を測定する。

【 0 0 5 1 】

このように本実施の形態によれば予め測定した校正の曲線により補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 5 2 】

実施の形態 7 .

また上記実施の形態では、検波信号に対して予め校正した曲線値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に加算処理して周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 5 3 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 1 4 は、本発明の実施の形態 7 による被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に加算する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 までは従来と同様である(2 a、2 b、4 a、4 bを含む)。2 4 は分配増幅器、2 5 は上連続掃引局部発振器、2 6 は逆圧縮器、2 7 は加算演算器である。図 1 5 および図 1 6 は図 1 4 の各部の出力の時系列波形を示す。

【 0 0 5 4 】

次に動作について説明する。この例では、被測定信号の周波数成分より低い周波数範囲のダウンチャープ信号で混合し圧縮した信号と、被測定信号の周波数成分より高い周波数範囲のダウンチャープ信号で混合し逆圧縮した信号とを加えることにより、サイドローブと比べメインローブの振幅が増加されレベル差が拡大するため近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。この様子を図 1 5 および図 1 6 の時系列波形に示す。

【 0 0 5 5 】

受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 は、従来と同様の動作を行う。分配増幅器 2 4 は受信器出力 A を混合器 2 が動作するレベルまで増幅し、2 つに分配して出力する。上連続掃引局部発振器 2 5 は、連続掃引局部発振器 3 と連動(同期させるため)した間欠波でダウンチャープ信号 T (図 1 5 の(a)(b)参照)を発振する(ここでは、ダウンチャープ信号の周波数範囲は中間周波数より常に高い範囲にある状態により説明を行う)。

【 0 0 5 6 】

下側の混合器 2 b は、増幅された受信器 1 の出力と上連続掃引局部発振器 2 5 の出力を混合し、両出力、和、差及びこれらの整数倍の周波数成分を有する信号を出力する。

【 0 0 5 7 】

10

20

30

40

50

下側の帯域フィルタ 4 b は、混合器 2 b の出力のうち差信号の周波数成分を有する信号 (図 15 の (a)(c) 参照) を出力する (ここでは差信号の周波数成分を有する信号により説明を行う)。この場合の出力信号は、ダウンチャープ信号 が出力される。

【 0 0 5 8 】

逆圧縮器 2 6 は、高い周波数成分になるに従って遅延量が大きく、それぞれの周波数成分の信号を加算することができる遅延線である。この機能によりダウンチャープ信号が入力されると各周波数成分の遅延量と合致した時に圧縮された間欠波 (図 15 の (d) 参照) が出力される。このようにダウンチャープ信号の周波数成分全体が被測定信号の周波数成分に反比例したオフセット周波数を受けているため、逆圧縮器 2 6 にダウンチャープ信号を入力すると遅延量と合致した時、即ち、被測定信号の周波数成分に反比例した遅延量の位置に間欠波が発生する。

10

【 0 0 5 9 】

加算演算器 2 7 は、圧縮器 5 及び逆圧縮器 2 6 の同期した出力を加算し同時に加算演算信号 (図 16 の (a) 参照) が出力される。検波器 6 は、間欠波を検波し標本化関数曲線 E (図 16 の (b) 参照) を出力する。最大レベル位置検出器 7 は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する (図 16 の (c) 参照)。

【 0 0 6 0 】

このように本実施の形態によれば、アップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮後に加えることにより、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られることにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

20

【 0 0 6 1 】

実施の形態 8 .

また上記実施の形態では、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に加算処理して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に乗算処理して周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 6 2 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 17 は、本発明の実施の形態 8 による被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に乗算処理を行う周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 までは従来と同様である (2 a、2 b、4 a、4 b を含む)。また、分配増幅器 2 4 から逆圧縮器 2 6 は上記実施の形態 7 と同様である。2 8 は乗算演算器である。図 18 および図 19 は図 17 の各部の出力の時系列波形を示す。

30

【 0 0 6 3 】

次に動作について説明する。この例では、被測定信号の周波数成分より低い周波数範囲のダウンチャープ信号で混合し圧縮した信号と、被測定信号の周波数成分より高い周波数範囲のダウンチャープで混合し逆圧縮した信号を乗算することにより、サイドローブと比べメインローブの振幅が増加されレベル差が拡大するため近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。この様子を図 18 および図 19 の時系列波形に示す。

40

【 0 0 6 4 】

受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 は、従来と同様の動作を行う。分配増幅器 2 4 から逆圧縮器 2 6 は上記実施の形態 7 と同様の動作を行う。乗算演算器 2 8 は、圧縮器 5 及び逆圧縮器 2 6 の出力を乗算し同時に乗算演算信号 (図 18 参照) が出力される。検波器 6 は、間欠波を検波し標本化関数曲線 E (図 19 の (a) 参照) を出力する。最大レベル位置検出器 7 は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する (図 19 の (b) 参照)。

【 0 0 6 5 】

このように本実施の形態によれば、アップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮後に乗算することにより、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得

50

られることにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 6 6 】

実施の形態 9 .

また上記実施の形態では、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に乗算処理して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、前進後進で周波数成分の遅延が相互に逆方向の 2 入力端子を有する圧縮器で周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 6 7 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 2 0 は、本発明の実施の形態 9 による前進入力及び後進入力で各周波数成分の遅延量が相互に逆方向の 2 入力端子を有する圧縮の手段による周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 までは従来と同様である (2 a、2 b、4 a、4 b を含む)。また、分配増幅器 2 4 と上連続掃引局部発振器 2 5 は上記実施の形態 7 と同様である。2 9 は 2 入力圧縮器である。図 2 1 は図 2 0 の各部の出力の時系列波形を示す。

10

【 0 0 6 8 】

次に動作について説明する。この例では、低い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなる前進方向への入力と、これと相反する高い周波数成分になるに従って遅延量が大きくなる特性を有する後進方向への入力ができる 2 入力の圧縮器に、それぞれのチャープ信号を同時に入力することによりサイドローブと比メインローブの振幅が増加されレベル差が拡大するため近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られる。この様子を図 2 1 の時系列波形に示す。

20

【 0 0 6 9 】

受信器 1 から最大レベル位置検出器 7 は、従来と同様の動作を行う。分配増幅器 2 4 と上連続掃引局部発振器 2 5 は上記実施の形態 7 と同様の動作を行う。2 入力圧縮器 2 9 では、低い周波数成分に従って遅延量が大きくなる前進方向への入力と高い周波数成分に従って遅延量が大きくなる後進方向への入力のそれぞれの入力端子に、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号が入力され圧縮された、各周波数成分を加算した加算信号 が出力される (図 2 1 の (a) 参照)。

【 0 0 7 0 】

検波器 6 は、間欠波 (図 2 1 の (a) 参照) を検波し標本化関数曲線 E (図 2 1 の (b) 参照) を出力する。最大レベル位置検出器 7 は、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を測定する (図 2 1 の (c) 参照)。

30

【 0 0 7 1 】

このように本実施の形態によれば、前進後進で遅延の方向が異なる 2 入力端子を有する圧縮器にアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させて入力することにより、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られることにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 7 2 】

実施の形態 1 0 .

また上記実施の形態では、前進後進で周波数成分の遅延が相互に逆方向の 2 入力端子を有する圧縮器で周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、F F T (高速フーリエ変換) 処理の検波信号に対して直線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

40

【 0 0 7 3 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 2 2 は、本発明の実施の形態 1 0 による F F T 処理の検波信号に対して直線の値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、検波器 6 は従来と同様である。直線補間器 1 8 及び周波数位置検出器 1 9 は上記実施の形態 4 と同様である。3 0 は F F T 処理器である。

【 0 0 7 4 】

次に動作について説明する。検波器 6 は、従来と同じである。この例では、検波器 6 の

50

標本化関数曲線の信号のメインローブにおいて最大と思われる検出位置及びその前後の検出位置の3点を直線で補間し、図9に示した表の直線補間による補正量を演算することにより精密に入力周波数を測定することができる。

【 0 0 7 5 】

直線補間器 1 8 は、検波器 6 からの標本化関数曲線の波形を図9の表のように直線補間して出力する。周波数位置検出器 1 9 は、図9の表の補正量を基に演算し、入力周波数を測定する。

【 0 0 7 6 】

このように本実施の形態によれば、FFT処理の検波信号に対して直線補間による補正量を演算することにより、従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

10

【 0 0 7 7 】

実施の形態 1 1 .

また上記実施の形態では、FFT処理の検波信号に対して直線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、上記FFT処理の検波信号に対して標本化関数曲線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 7 8 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図23は、本発明の実施の形態11によるFFT処理の検波信号に対して標本化関数曲線の値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、検波器6は従来と同様である。標本化関数曲線補間器20及び関数値の位置検出器21は上記実施の形態5と同様である。FFT処理器30は上記実施の形態10と同様である。

20

【 0 0 7 9 】

次に動作について説明する。検波器6は、従来と同じである。この例では、検波器6の信号のメインローブを標本化関数曲線による近似及びその曲線から補正量を演算することにより精密に入力周波数を測定することができる。

【 0 0 8 0 】

標本化関数曲線補間器20は、検波器6からの標本化関数曲線の波形を標本化関数曲線で近似し補間Rして出力する(図11の(a)参照)。関数値の位置検出器21は、図11の標本化関数曲線の近似曲線から補正量を演算し、入力周波数を測定する。

30

このように本実施の形態によればFFT処理の検波信号に対して標本化関数曲線の近似曲線による補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 8 1 】

実施の形態 1 2 .

また上記実施の形態では、FFT処理の検波信号に対して標本化関数曲線の値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行う場合を例にとって説明したが、FFT処理の検波信号に対して予め校正した曲線値で補間を施し最大レベル位置を検出して周波数分析を行ってもよい。

【 0 0 8 2 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図24は、本発明の実施の形態12によるFFT処理の検波信号に対して予め校正した曲線値で補間する周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、検波器6は従来と同様である。校正曲線補間器22及び校正値の位置検出器23は上記実施の形態6と同様である。FFT処理器30は上記実施の形態11と同様である。

40

【 0 0 8 3 】

次に動作について説明する。検波器6は、従来と同じである。この例では、検波器6の信号のメインローブを予め測定した校正曲線による値及びその曲線から補正量を求めることにより精密に入力周波数を測定することができる。

【 0 0 8 4 】

50

校正曲線補間器 22 は、検波器 6 からの標本化関数曲線の波形を予め測定した曲線で補間 S (図 13 参照)して出力する。校正値の位置検出器 23 は、図 13 の校正の曲線から補正量を求めて演算し、入力周波数を測定する。

【 0085 】

このように本実施の形態によれば FFT 処理の検波信号に対して予め測定した校正の曲線により補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0086 】

実施の形態 13 .

また、上記実施の形態 1 ないし 9 の周波数分析において、受信器 1 のアナログ信号出力をデジタル信号に変換して、以降の構成をデジタル化し、ソフトウェアにより各周波数の遅延量、重み付け、位相等の各諸元を自由に变化させられるようにして、対象周波数、周波数分解能及びダイナミックレンジを任意に選択変更できるようにすることができる。

【 0087 】

以下、このような実施の形態を図について説明する。図 25 は、本発明の実施の形態 13 によるソフトウェアによりデジタル信号処理を行う周波数分析の構成を示すブロック図である。図において、受信器 1 は従来と同様である。8 は I Q (インフェーズ・クォドランス)分配器、9 は A / D 変換器、10 はデジタル信号処理器、12 はソフトウェアダウンロード器である。すなわち各実施の形態において、受信器 1 以降の構成がそれぞれデジタル信号処理器 10 で構成される。なお、上記実施の形態 7 ないし 9 以外の実施の形態では、I Q 分配器 8 および一方の A / D 変換器 9 は不要となる。

【 0088 】

次に動作について説明する。この例では、受信した被測定信号を I Q に分けてデジタル信号処理するものでソフトウェアにより各周波数の遅延量、重み付け、位相等の各諸元を高速に変化させることができるため対象周波数、周波数分解能及びダイナミックレンジが使用素子を交換することなく任意に選択することができる。

【 0089 】

受信器 1 は、従来と同様の動作を行う。I Q 分配器 8 は、入力信号を 0 度、90 度と位相変化させて出力する。A / D 変換器 9 は、入力された連続信号を離散されたデジタル信号に変換して出力する。デジタル信号処理器 10 は、各実施の形態における各機器の機能をそれぞれソフトウェア化したものである。ソフトウェアダウンロード器 12 は、デジタル信号処理器 10 に必要な各周波数の遅延量、重み付け、位相等の各諸元をダウンロード出力する。

【 0090 】

このように本実施の形態によればソフトウェアにより各周波数の遅延量、重み付け、位相等の各諸元を高速に変化させることができるため対象周波数、帯域幅、周波数分解能及びダイナミックレンジが使用素子を従来のように交換することなく任意に選択変更することができる周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0091 】

以上のようにこの発明によれば、被測定信号と時間に従って周波数が変化するチャープ信号との差信号の周波数成分を有する信号を求め、これを周波数成分に従った遅延量で遅延させて圧縮させた間欠波にし、間欠波を検波し標本化関数を求め、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を決定する周波数分析方法において、標本化関数曲線に現れる不要なサイドローブの抑圧、標本化関数の補正、及びアップチャープ信号とダウンチャープ信号の組み合わせのいずれかによりメインローブの検出を容易にかつ正確にすることを特徴とする周波数分析方法としたので、サイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

10

20

30

40

50

【 0 0 9 2 】

また、位相変調したチャープ信号について移動して相関圧縮処理を行う工程を備えたので、不要なサイドローブが相互相関の低い符号により n 相位相変調することにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 9 3 】

また、振幅変調したチャープ信号について移動して重み付け圧縮処理を行う工程を備えたので、不要なサイドローブに対し、チャープ信号の両端のスペクトラムが広がらないような重み付けの振幅変調をすることにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

10

【 0 0 9 4 】

また、振幅変調したチャープ信号について固定して重み付け圧縮処理を行う工程を備えたので、不要なサイドローブに対し、チャープ信号の両端のスペクトラムが広がらないような重み付けの振幅変調をすることにより抑圧されサイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジが従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 9 5 】

また、メインローブを直線の値で補間による工程を備えたので、直線補間による補正量を演算することにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

20

【 0 0 9 6 】

また、メインローブを標本化関数曲線の近似曲線の値で補間する工程を備えたので、標本化関数曲線の近似曲線による補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 9 7 】

また、メインローブを予め測定した校正の曲線による値で補間する工程を備えたので、予め測定した校正の曲線により補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 0 9 8 】

また、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に加算演算する工程を備えたので、アップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮後に加えることにより、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られることにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

30

【 0 0 9 9 】

また、被測定信号により発生するアップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮した後に乗算演算する工程を備えたので、アップチャープ信号及びダウンチャープ信号を同期させ圧縮後に乗算することにより、近接周波数の分離ができ広いダイナミックレンジが得られることにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 1 0 0 】

また、FFT処理を行った信号を検波して標本化関数を求め、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を決定する周波数分析方法において、メインローブを直線の値で補間する工程を備えたことを特徴とする周波数分析方法としたので、FFT処理の検波信号に対して直線補間による補正量を演算することにより、従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

40

【 0 1 0 1 】

また、FFT処理を行った信号を検波して標本化関数を求め、標本化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を決定する周波数分析方法において、メインローブを標本化関数曲線の近似曲線の値で補間する工程を備えたことを特徴とする周波数分析方法としたので、FFT処理の検波信号に対して標本化関

50

数曲線の近似曲線による補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 1 0 2 】

また、FFT処理を行った信号を検波して標準化関数を求め、標準化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を決定する周波数分析方法において、メインローブを予め測定した校正の曲線による値で補間する工程を備えたことを特徴とする周波数分析方法としたので、FFT処理の検波信号に対して予め測定した校正の曲線により補正量を施すことにより従来より精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 1 0 3 】

また、被測定信号と時間に従って周波数が変化するチャープ信号との差信号の周波数成分を有する信号を求め、これを周波数成分に従った遅延量で遅延させて圧縮させた間欠波にし、間欠波を検波し標準化関数を求め、標準化関数曲線のメインローブの出現する時間を周波数 - 時間テーブルから変換し、入力周波数を決定する周波数分析装置であって、標準化関数曲線に現れる不要なサイドローブの抑圧、標準化関数の補正、及びアップチャープ信号とダウンチャープ信号の組み合わせのいずれかによりメインローブの検出を容易にかつ正確にする手段を備えたことを特徴とする周波数分析装置としたので、サイドローブとメインローブのレベル差が拡大でき、ダイナミックレンジを従来より広げることができ、近接周波数の分離も可能となり精密な周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 0 1 0 4 】

また、上記記載の周波数分析を行い、デジタル信号処理器およびこのデジタル信号処理器に周波数分析に必要な各測定諸元をダウンロード出力するソフトウェアダウンロード器からなることを特徴とする上記周波数分析装置としたので、対象周波数、帯域幅、周波数分解能及びダイナミックレンジが使用素子を従来のように交換することなく任意に選択変更することができる周波数分析が可能となる効果が得られる。

【 図面の簡単な説明 】

【 0 1 0 5 】

【 図 1 】 本発明の実施の形態 1 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 2 】 図 1 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【 図 3 】 本発明の実施の形態 2 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 4 】 図 3 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【 図 5 】 本発明の実施の形態 3 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 6 】 図 5 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【 図 7 】 本発明の実施の形態 4 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 8 】 図 7 の周波数分析を説明するための図である。

【 図 9 】 図 7 の周波数分析を説明するための図である。

【 図 1 0 】 本発明の実施の形態 5 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 1 1 】 図 1 0 の周波数分析を説明するための図である。

【 図 1 2 】 本発明の実施の形態 6 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 1 3 】 図 1 2 の周波数分析を説明するための図である。

【 図 1 4 】 本発明の実施の形態 7 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【 図 1 5 】 図 1 4 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【 図 1 6 】 図 1 4 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

10

20

30

40

50

【図 1 7】本発明の実施の形態 8 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 1 8】図 1 7 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【図 1 9】図 1 7 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【図 2 0】本発明の実施の形態 9 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 2 1】図 2 0 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【図 2 2】本発明の実施の形態 1 0 による周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 2 3】本発明の実施の形態 1 1 による周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 2 4】本発明の実施の形態 1 2 による周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 2 5】本発明の実施の形態 1 3 によるコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

【図 2 6】従来のコンプレシーブ受信機における周波数分析の構成を示すブロック図である。

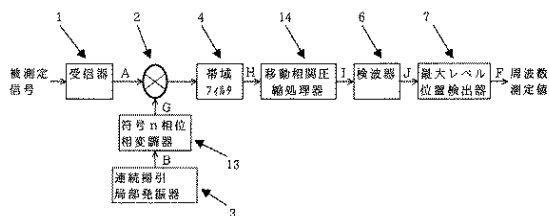
【図 2 7】図 2 6 の各部の出力の時系列波形を示す図である。

【符号の説明】

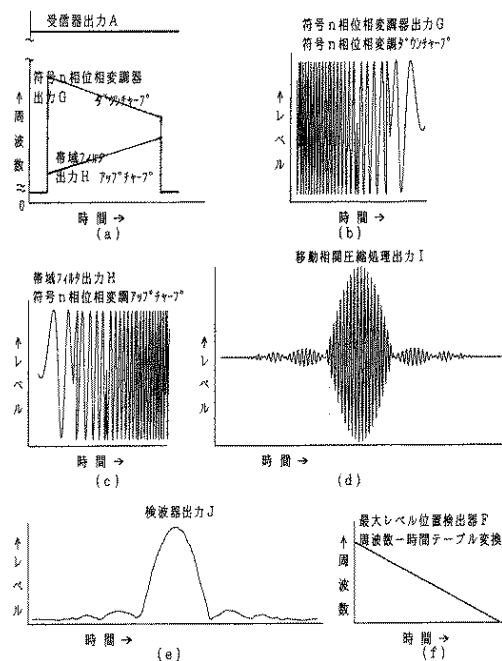
【 0 1 0 6 】

1 受信器、2, 2 a, 2 b 混合器、3 連続掃引局部発振器、4, 4 a, 4 b 帯域フィルタ、6 検波器、7 最大レベル位置検出器、1 3 符号 n 相位相変調器、1 4 移動相関圧縮処理器、1 5 重み付け振幅変調器、1 6 移動重み付け圧縮処理器、1 7 重み付け圧縮処理器、1 8 直線補間器、1 9 周波数位置検出器、2 0 標本化関数曲線補間器、2 1 関数値の位置検出器、2 2 校正曲線補間器、2 3 校正値の位置検出器、2 4 分配増幅器、2 5 上連続掃引局部発振器、2 6 逆圧縮器、2 7 加算演算器、2 8 乗算演算器、2 9 2 入力圧縮器、3 0 F F T 処理器。

【 図 1 】



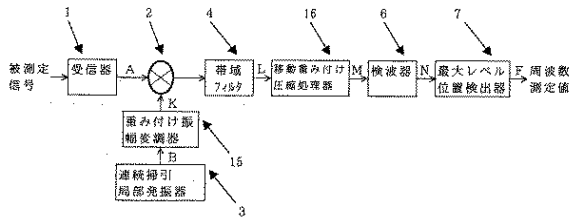
【 図 2 】



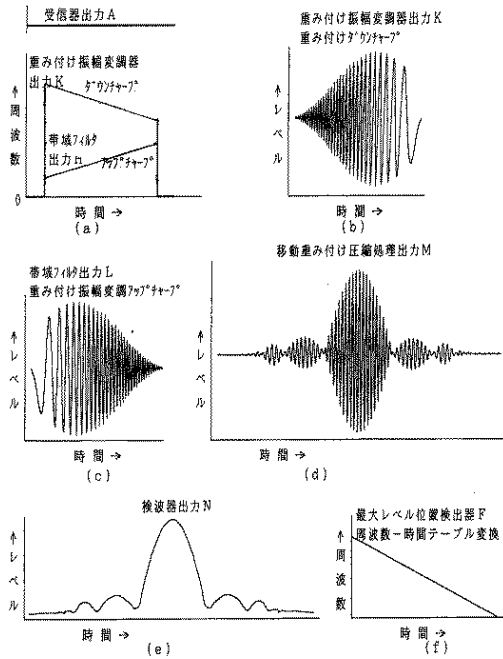
10

20

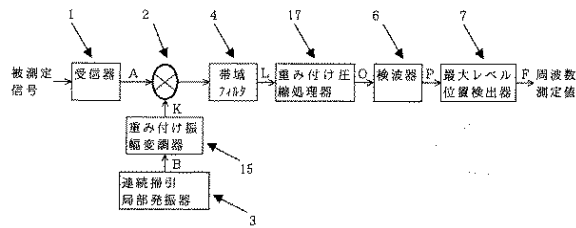
【 図 3 】



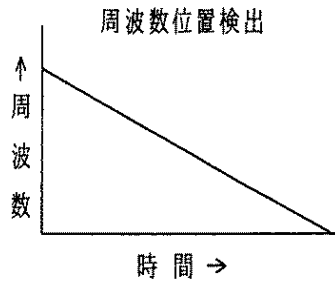
【 図 4 】



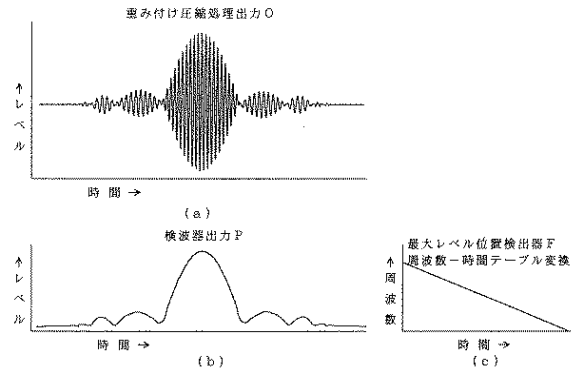
【 図 5 】



【 図 8 】



【 図 6 】



【 図 7 】

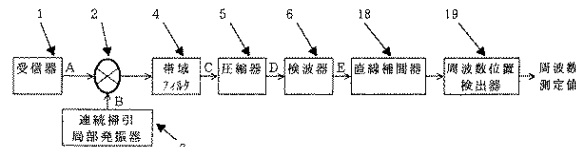
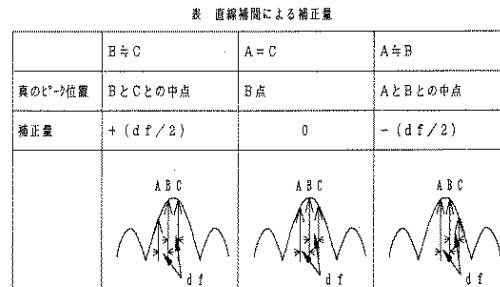
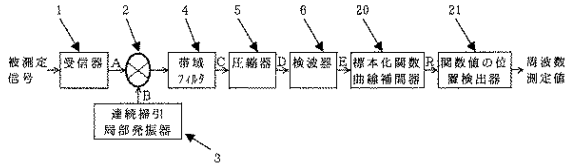


図 7 の直線の値で補間する周波数分析の時系列波形

【 図 9 】



【 図 1 0 】



【 図 1 1 】

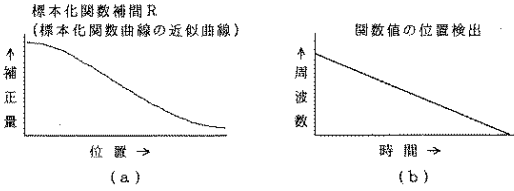
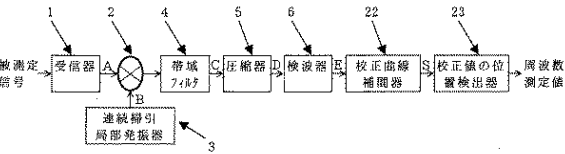
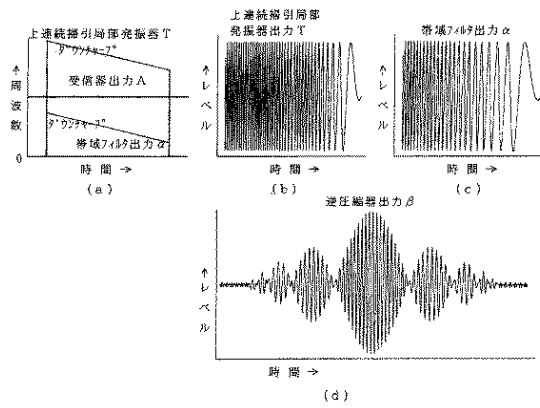


図 1 0 の標準化関数の値で補間する周波数分析の時系列波形

【 図 1 2 】



【 図 1 5 】



【 図 1 3 】

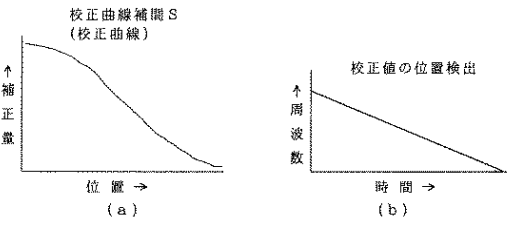
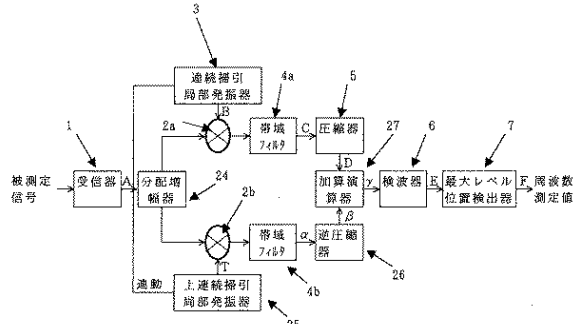
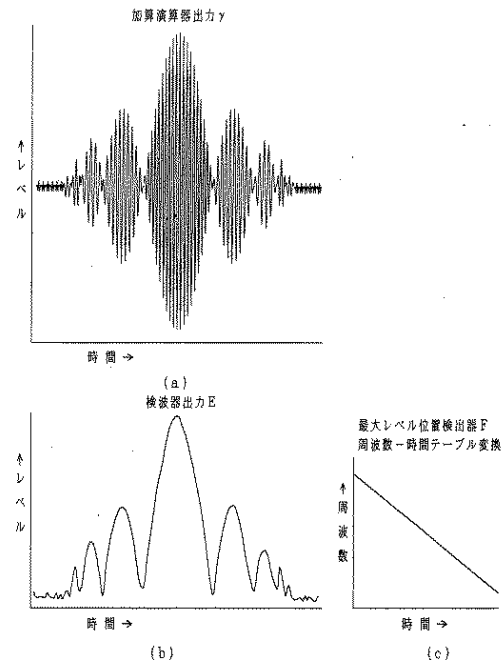


図 1 2 の校正曲線の値で補間する周波数分析の時系列波形

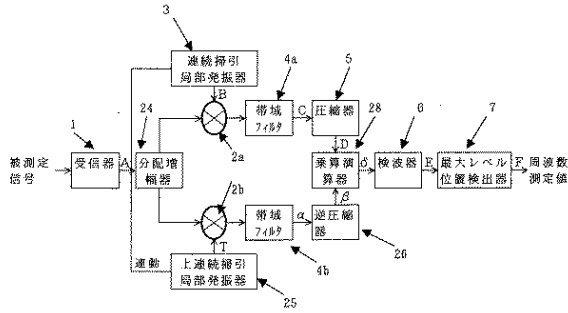
【 図 1 4 】



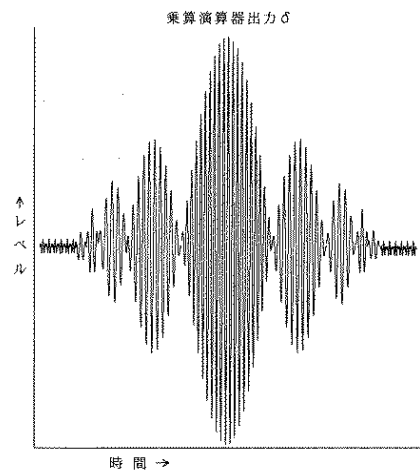
【 図 1 6 】



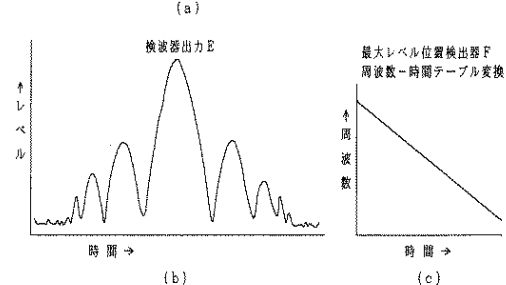
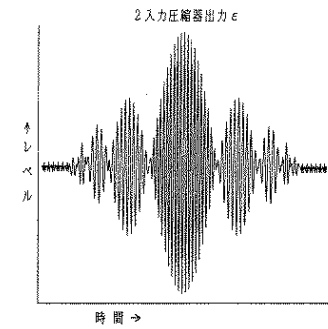
【 図 1 7 】



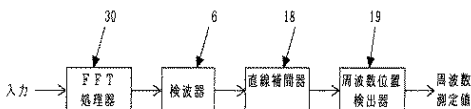
【 図 1 8 】



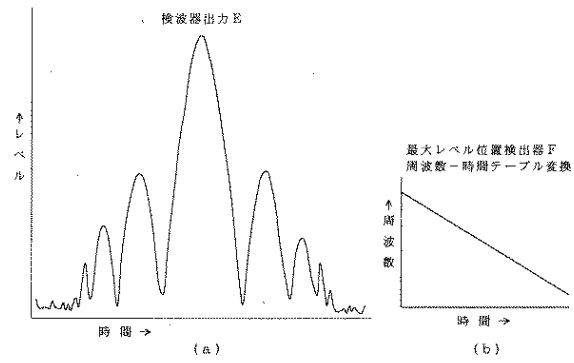
【 図 2 1 】



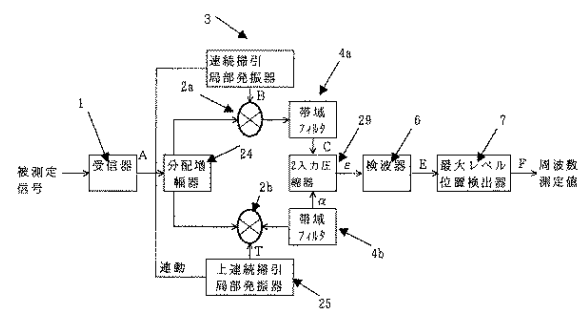
【 図 2 2 】



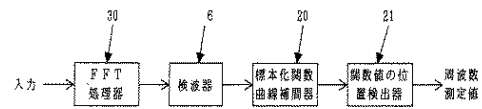
【 図 1 9 】



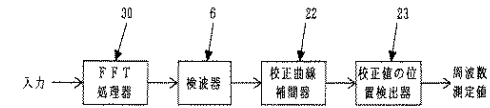
【 図 2 0 】



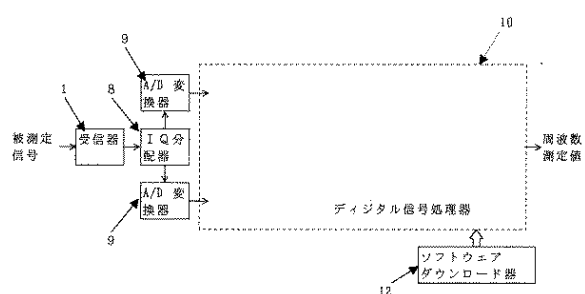
【 図 2 3 】



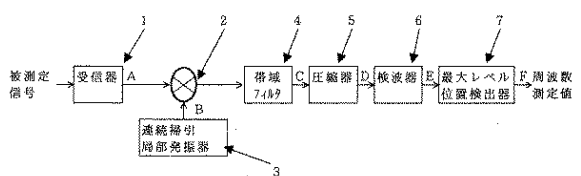
【 図 2 4 】



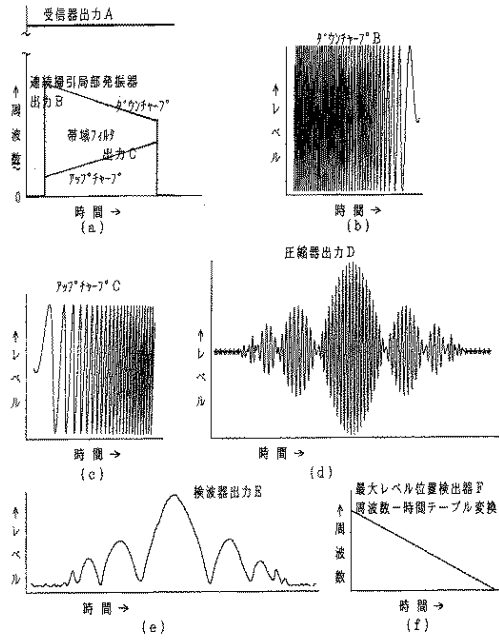
【 図 2 5 】



【 図 2 6 】



【 図 2 7 】



フロントページの続き

(72)発明者 大久保 裕

東京都小平市小川町1-972-2-143

審査官 吉田 久

(56)参考文献 特開平11-211763(JP,A)

特開平11-326407(JP,A)

特開昭54-42184(JP,A)

特開2001-242201(JP,A)

(58)調査した分野(Int.Cl., DB名)

G01R 23/00~23/20

G01S 13/00~13/95