

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 特許公報(B2)

(11) 特許番号

特許第4978977号
(P4978977)

(45) 発行日 平成24年7月18日(2012.7.18)

(24) 登録日 平成24年4月27日(2012.4.27)

(51) Int.Cl. F I
GO 1 R 23/173 (2006.01) GO 1 R 23/173 D
GO 1 R 27/28 (2006.01) GO 1 R 27/28 T
GO 1 R 35/00 (2006.01) GO 1 R 35/00 G

請求項の数 7 (全 8 頁)

<p>(21) 出願番号 特願平10-365356 (22) 出願日 平成10年12月22日(1998.12.22) (65) 公開番号 特開平11-248764 (43) 公開日 平成11年9月17日(1999.9.17) 審査請求日 平成17年12月1日(2005.12.1) (31) 優先権主張番号 197 57 296.0 (32) 優先日 平成9年12月22日(1997.12.22) (33) 優先権主張国 ドイツ(DE)</p>	<p>(73) 特許権者 591122462 ローデ ウント シュバルツ ゲーエムベ ーハー ウント コンパニー カーゲー ROHDE & SCHWARZ GES ELLSCHAFT MIT BESCH RANKER HAFTUNG & CO MPAGNIE AKTIENGESEL LSCHAFT ドイツ連邦共和国 デー-81671 ミ ユンヘン ミュールドルフストラーセ 1 5 (74) 復代理人 100101454 弁理士 山田 卓二 (74) 復代理人 100081422 弁理士 田中 光雄</p>
---	---

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 測定装置、特にスペクトルアナライザーの伝達関数決定ならびに補償法

(57) 【特許請求の範囲】

【請求項 1】

測定装置の伝達関数を決定する方法であって、上記方法は、

既知の搬送波周波数 (f_0) を有する搬送波信号 ($g(t)$) を変調信号 ($h(t)$) により使用周波数帯内で線スペクトルが生じるように変調することにより生成された較正用信号 ($s(t)$) を、上記測定装置の決定すべき伝達関数を持つ回路部分の入力端に供給することと、

上記測定装置の決定すべき伝達関数を持つ回路部分の出力端に出力信号 ($a(t)$) を発生させ、上記出力信号 ($a(t)$) を、上記測定装置における既知のサンプリング周波数を有する A/D 変換器によりデジタル化することと、

コンピューターにおいて、上記 A/D 変換器のデジタル化された出力信号と、上記搬送波信号 ($g(t)$) の既知の搬送波周波数 (f_0) と、上記 A/D 変換器の既知のサンプリング周波数とから、上記変調信号 ($h(t)$) と、上記測定装置の上記回路部分の所望の伝達関数とを計算することを含む方法。

【請求項 2】

上記較正用信号が、単一周波数搬送波信号と、時間に関して直線的に増大または減少する周波数を有する変調信号との間の積で生成されることを特徴とする請求項 1 記載の方法。

【請求項 3】

上記測定装置は、単一周波数較正用発振器と、時間に関して直線的に増大または減少す

る周波数を有するスイープ発振器とを含み、

上記測定装置の決定すべき伝達関数を持つ回路部分の上流部分において、ミキサーを用いて、上記単一周波数較正用発振器からの搬送波信号と、上記変調信号としての上記スイープ発振器からの信号との間で積をとることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項4】

上記コンピューターにおいて、上記デジタル化された出力信号から、変調信号のランプ関数のスイープ開始周波数、周波数上昇率、始まりと終わりが計算され、その計算結果と上記単一周波数較正用発振器の既知の搬送波周波数とから、上記伝達関数が計算されることを特徴とする請求項3記載の方法。

【請求項5】

上記コンピューターにおいて、上記計算された伝達関数の逆数関数が計算され、上記測定装置の動作中に、上記測定装置の伝達関数が上記逆数関数を用いて補償されることを特徴とする請求項1記載の方法。

【請求項6】

上記逆数関数を用いて、上記測定装置のアナログ処理段が電子的な手段で等化されることを特徴とする請求項5記載の方法。

【請求項7】

使用周波数帯内で線スペクトルが生じるように変調されている較正用信号を測定装置の入力端に供給し、上記測定装置の出力端において出力信号を発生させ、コンピューターにおいて、既知の搬送波周波数とA/D変換器の既知のサンプリング周波数とから上記較正用信号の変調信号を計算し、その計算結果から、上記測定装置における絶対値及び位相に従って所望の伝達関数を計算する装置であって、

上記装置は、単一周波数較正用発振器と、周波数を増大又は減少させることによって変化するランプ関数を有するスイープ発振器とを備え、

上記測定装置の決定すべき伝達関数を持つ回路部分の上流部分において、ミキサーが配置され、上記ミキサーの入力には、上記測定装置の回路部分のうちの上記伝達関数に有意に影響しない回路部分を介して、上記単一周波数較正用発振器からの較正用信号と、上記スイープ発振器からの出力信号とが供給され、

上記測定装置の決定すべき伝達関数を持つ回路部分の出力端は、上記A/D変換器を介して上記コンピューターに接続されていることを特徴とする装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】

本発明は、主たる特許請求範囲の前文による測定器、たとえば、スペクトルアナライザあるいはベクトルアナライザの伝達関数の決定ならびに補償のための方法に関し、かつ、もとづいている。

【0002】

【従来の技術】

このタイプの諸方法は公知である（Hewlett Packard Journal, 1993年12月号、31ページまたは、47ページ）が、それらの方法で評価を行うためには、入力側で用いられる変調信号の特性や、較正用信号に対する正確な時間関係などが既知でなければならない。しかし、その適用に際して、上の前提条件が満足されていない場合が多い。たとえば、スペクトルアナライザのように、単一周波数の較正用発振器と直線的に周波数が増大する任意のスイープ発振器を内蔵している測定装置で従来の方法を用いる場合には、上の条件が満足されているとはかぎらない。特に、帯域制限のあるフィルターや、増幅器、周波数変換用ミキサーを含む電子的測定装置においては、測定装置の周波数応答はこれらの構成要素によって影響され、そのために測定結果が変わってしまう。

【0003】

したがって、このような測定装置においては、その伝達関数の決定が特に重要となってくる。なぜなら、信号に対する測定装置の絶対値（振幅）ならびに位相についての周波数特

10

20

30

40

50

性が既知であれば、測定装置をデジタル的な評価方法で簡単に補償することができ、それによって測定精度を向上させることができるからである。

【0004】

【発明が解決しようとする課題】

従って本発明の目的は、測定のための基本的構成要素をすでに内蔵している測定装置に対して用いる伝達関数の決定方法を得ることである。

この目的は、主請求項の前文にある方法を基本として、その特徴部により一層特徴づけることによって達成される。また、その有用な展開が、特にスペクトルアナライザーにおける本方法の適用に関して従属請求項において述べられる。

【0005】

【課題を解決するための手段】

本発明の方法においては、本発明の方法に従って、測定装置のデジタル化された出力信号から、評価手段を用いて、変調パラメータを直ちに計算することができるため、入力側で較正用信号に用いられる変調信号の直接的な知識をあらかじめ知っておく必要はない。本発明の目的を達成するためには、入力側で供給される較正用発振器の搬送周波数とA/D変換器のサンプリング周波数についての知識を必要とするだけである。これらの知識があれば、変調信号のスweep開始周波数とその上昇率は、出力信号から直ちに計算可能である。本発明の方法は、基準単一周波数較正用発振器、スweep発振器、さらにそれらに接続されるミキサーなどを内蔵するすべての測定装置に対して有用である。

【0006】

デジタル化された出力周波数から、スweep発振器のスweep開始周波数と上昇率が計算で得られ、また、それらから伝達関数が算出される。これらの結果を補償に用いるためには、さらに、得られた伝達関数に対応する逆数関数を計算し、その結果を用いて、測定装置の動作中に測定結果を補正する。この方法は、もちろん、アナログ信号処理レベルの電子的等化による補償に対しても、同様に適用可能である。変調信号としては、線形スweep発振器による変調信号が特に適しているが、それ以外の信号、たとえば、擬似ノイズ列なども、この目的のために使うことができる。基本的に必要なことは、この方法によって、伝達関数を決定する必要がある測定装置の所要の周波数帯域内に線スペクトルを発生することである。直線的に上昇あるいは下降する周波数スweepは、均一線スペクトル、すなわち、一定周波数間隔で一定パワーをもつスペクトルを与えるという利点を持っているので、以下には、これを用いる場合を例にして説明する。

【0007】

【発明の実施の形態】

以下に、本発明を、図を用いて実施例によってさらに詳しく説明する。

図1は本方法を実施するための基本的な構成と原理を示している。スペクトルアナライザーに標準的に装備されている振幅較正用の較正用発振器1からの正弦信号が測定装置の入力に印加される。これに続くアナログ増幅器とフィルター段2は振幅ならびに位相応答に無視できる程度の影響を与えるに過ぎない。その後、アナログミキサー3において、信号は局部発振器4の信号と混合される(積がとられる)。局部発振器4(スweep発振器)の周波数は、較正処理過程の間に、周波数領域で少なくとも所望の較正帯域幅を含む周波数幅に広がる線スペクトルを発生できるように、適宜な方法(適宜な変調信号による周波数変調、あるいは位相変調)で変化させる必要がある。そのための適切な変調用信号として、たとえば、標準的なスペクトルアナライザーで使われている周波数スweep用のランプ(勾配)関数を用いることができる。このようなランプ関数で変調されたスweep発振器4の周波数カーブを図2に示す。

【0008】

信号はさらに、総合の周波数応答の測定と、その補償を必要とするアナログフィルターと増幅段5を通過した後、A/D変換器6に達し、そこでサンプリングされる。評価段7では、補正パラメーター、あるいは、逆数関数伝達関数がデジタルコンピューターを用いて決定され、これを用いて測定装置の絶対値(振幅)及び位相周波数応答が補正されるの

10

20

30

40

50

である。

図1は本方法の、たとえば、スペクトルアナライザあるいはベクトルアナライザへの適用例を示している。信号は、アナログフィルタと増幅段2を通過するが、ここでは、測定装置の総合周波数応答は大きな影響を受けることはなく、したがって、その通過後にも補償を行う必要はない。

【0009】

単一周波数較正用発振器1からのアナログ入力信号を $g(t) = a \cdot \cos(2 \cdot f_0 \cdot t)$ とすれば、 $g(t)$ はミキサ3でスイープ発振器4からの補助信号 $h(t)$ によって、 $s(t) = g(t) \cdot h(t)$ で表される信号 $s(t)$ に変換される。

補助信号 $h(t)$ としては、 $h(t) = \cos(2 \cdot (f_1 + c_f(t) \cdot t) \cdot dt)$ で表わされる実信号が用いられる。ただし、 $c_f(t)$ は

【0010】

【式1】

$$c_f(t) = \left\{ \begin{array}{ll} 0 & \text{----} \quad 0 \leq t < t_1 \text{ に対して} \\ c_f & \text{----} \quad t_1 \leq t < t_2 \text{ に対して} \\ 0 & \text{----} \quad t \geq t_2 \text{ に対して} \end{array} \right\}$$

【0011】

である。このように、 $h(t)$ は、スペクトルアナライザで標準的に用いられているシンセサイザで発生できるような周波数スイープを含む搬送波信号を表している。

周波数上昇率は、定数 $c_f(t)$ を変化させることによって変えることができる。スイープ開始周波数は f_1 で与えられる。

時間 - 周波数のグラフに示すように、信号は、次のように表される。

【0012】

【式2】

$$f(t) = \left\{ \begin{array}{ll} f_1 & \text{----} \quad 0 \leq t < t_1 \text{ に対して} \\ f_1 + c_f \cdot (t - t_1) & \text{----} \quad t_1 \leq t < t_2 \text{ に対して} \\ f_2 = f_1 + c_f \cdot (t_2 - t_1) & \text{----} \quad t \geq t_2 \text{ に対して} \end{array} \right\}$$

【0013】

(図2によるランプ信号)

このようにして発生された信号 $s(t)$ は、さらに総合伝達関数 $H(f)$ を持つアナログフィルタと増幅段5を通過する。その結果得られる信号 $a(t)$ は

【0014】

$$a(t) = [g(t)h(t)] * F^{-1}\{H(f)\}$$

【0015】

(アナログフィルタならびに増幅段の伝達関数のフーリエ逆変換と時間信号とのたたみ込み積分)で表される。

ミキシングで起こる不要な側帯波は伝達関数 $\{H(f)\}$ によって抑圧されるので、この後での評価には現れない。したがって、 $a(t)$ の表式は簡単化されて、

【0016】

$$a(t) = [h_1(t)] * F^{-1}\{H(f)\}$$

【0017】

となる。ただし、 $h_1(t)$ は $h_1(t) = \cos(2 \cdot (f_1 - f_0 + c_f(t) \cdot t) \cdot dt)$ である。また、時間 - 周波数表現では、

【0018】

【式3】

10

20

30

40

$$f_1(t) = \left. \begin{cases} f_1 - f_0 & 0 \leq t < t_1 \quad \text{に対して} \\ f_1 - f_0 + c_f \cdot (t - t_1) & t_1 \leq t < t_2 \quad \text{に対して} \\ f_2 - f_0 = f_1 - f_0 + c_f \cdot (t_2 - t_1) & t \geq t_2 \quad \text{に対して} \end{cases} \right\}$$

【0019】

となる。この後、信号 $a(t)$ はアナログデジタル変換器 6 でサンプリングされる。サンプリング周波数はナイキスト条件を満足するように選ばれていなければならない。

つぎに、信号はデジタル化され、標準的なデジタルコンピューター 7 に入力されて、そこで評価される。デジタルコンピューターは周波数 f_0 と A/D 変換器のサンプリング周波数を知るのみであるが、このデジタルコンピューターは、サンプリングされた信号 $a(t)$ から、局部発振信号と周波数上昇率定数 $c_f(t)$ との間の時間領域での関係についての知識を何ら必要とすることなく、補償すべき伝達関数 $H(f)$ を計算することができる。この結果、測定周波数範囲内で $G(f) \cdot H(f) = 1$ の関係にある $H(f)$ の逆数関数の伝達関数 $G(f)$ を求めることによって、測定装置の絶対値（振幅）周波数特性ならびに位相周波数特性のデジタルコンピューターによる補正が可能となるのである。

【0020】

図3は評価段 7 の実現例の回路ブロック図を示している。サンプリングされ、かつデジタル化された信号がデジタルFM復調器 7a に入力される。

絶対値（振幅）周波数応答 $|H(f)|$ はFM復調器 7a によって抑圧されるので、その出力信号 $a_{fm}(t)$ 中には、測定装置の位相周波数特性に起因する信号成分だけが含まれることとなる。

理想的なランプ信号（図2）は、時間 t_1 と t_2 において連続関数であるが、微分可能ではない。

【0021】

そこで、図2のランプ信号の折れ点は、FM復調出力信号を微分することによって検出される。ランプ信号の立ち上がりあるいは立ち下がり遷移部分では、位相周波数応答は重要ではないので、 $f_1 - f_0$ の周波数は $0 < t < t_1$ の時間区間で、 $f_2 - f_0$ の周波数は時間区間 $t_1 < t < t_2$ で計算される。

このようにして、時間 t_1 と t_2 ならびに2つの周波数 f_1 と f_2 が決定されるので、変調の定数 $c_f(t)$ が、

【0022】

$$c_f = (f_2 - f_1) / (t_2 - t_1)$$

【0023】

の関係によって算出される。

これらの変調パラメータの知識を用いて、理想基準信号 7b

【0024】

$$h_{ideal}(t) = \cos(2\pi \cdot (f_1 - f_0 + c_f(t) \cdot t) \cdot dt)$$

【0025】

が発生され、フーリエ変換 7c にかける。サンプリングされた信号のフーリエ変換 7d を理想基準信号のフーリエ変換 7c と比較することにより、2つの複素スペクトルの商 7e として、

【0026】

$$H(f) = (F[[h_1(t)] * F^{-1}\{H(f)\}]) / F[h_{ideal}(t)]$$

【0027】

必要とする伝達関数 $H(f)$ が得られる。

最後に、周波数応答の補償に必要な逆数関数の伝達関数 $G(f)$ は、関数ブロック 7f 内にしまわれている $G(f) \cdot H(f) = 1$ の関係を使って決定される。

【図面の簡単な説明】

10

20

30

40

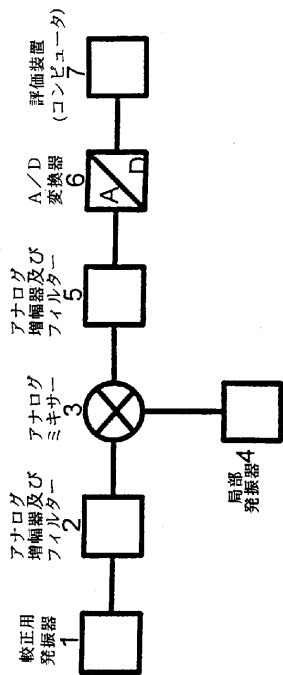
50

【図1】図1は本発明の方法を、スペクトルアナライザーに適用して実施するための構成の模式的な回路図である。

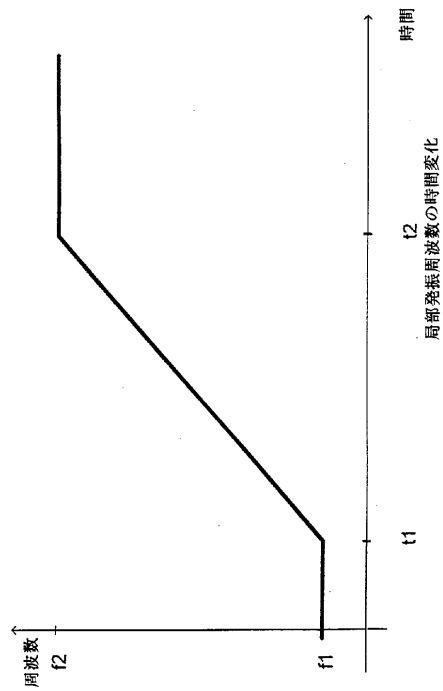
【図2】図2は変調周波数の時間変化を示すグラフである。

【図3】図3は評価手段の詳細を示す模式的な回路図である。

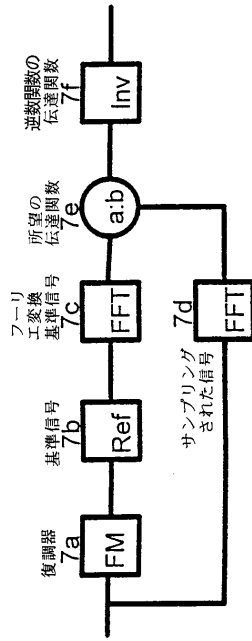
【図1】



【図2】



【 図 3 】



フロントページの続き

(74)復代理人 100125874

弁理士 川端 純市

(74)代理人 100062926

弁理士 東島 隆治

(72)発明者 ハーゲン エツケルト

ドイツ連邦共和国 デー - 8 6 4 1 5 メリング, ベンデルシユタインストラーセ 8

審査官 吉田 久

(56)参考文献 特開平7 - 5 2 1 3 (J P , A)

特開昭63 - 1 0 1 7 6 9 (J P , A)

特開平4 - 2 4 9 7 7 6 (J P , A)

特開平5 - 8 3 3 0 8 (J P , A)

(58)調査した分野(Int.Cl. , D B 名)

G01R 23/00 ~ 23/20、

27/00 ~ 27/32、

31/00、

35/00 ~ 35/06