

(19) 日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11) 特許出願公開番号

特開2005-308511

(P2005-308511A)

(43) 公開日 平成17年11月4日(2005.11.4)

(51) Int. Cl.⁷

G01R 25/00

G01R 29/02

G01R 29/26

F I

G01R 25/00

G01R 29/02

G01R 29/26

テーマコード (参考)

2G030

審査請求 未請求 請求項の数 7 O L (全 29 頁)

(21) 出願番号 特願2004-124968 (P2004-124968)

(22) 出願日 平成16年4月21日 (2004. 4. 21)

(71) 出願人 399117121

アジレント・テクノロジーズ・インク
 AGILENT TECHNOLOGIES, INC.
 アメリカ合衆国カリフォルニア州パロアルト
 ページ・ミル・ロード 395
 395 Page Mill Road
 Palo Alto, California
 U. S. A.

(74) 代理人 100105913

弁理士 加藤 公久

(72) 発明者 別所 正樹

東京都八王子市高倉町9番1号 アジレント・テクノロジー・インターナショナル株式会社社内

最終頁に続く

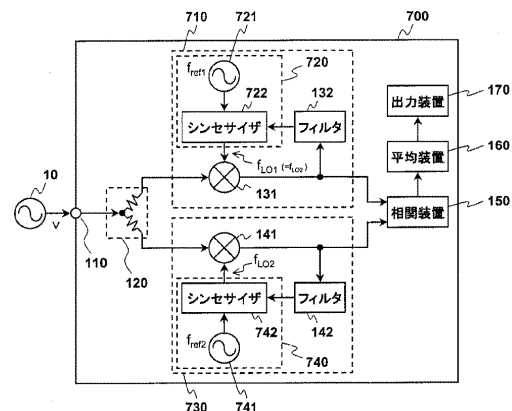
(54) 【発明の名称】 位相雑音を測定する方法および位相雑音測定装置

(57) 【要約】

【課題】従来よりも低レベルの位相雑音を測定できる方法および装置の提供

【解決手段】本発明方法は、第一の基準信号を参照して生成される第一の局部信号を用いて、被測定信号の位相を表す第一の位相信号を生成し、該第一の基準信号とは異なる周波数を有する第二の基準信号を参照して生成される第二の局部信号を用いて、該被測定信号の位相を表す第二の位相信号を生成し、該第一の位相信号と該第二の位相信号との相互相関またはクロススペクトラムを求めることにより、被測定信号の位相雑音を測定する。また、本発明装置は、該発明方法を用いて、被測定信号の位相雑音を測定する。

【選択図】図9



【特許請求の範囲】**【請求項 1】**

第一の基準信号を参照して生成される第一の局部信号を用いて、被測定信号の位相を表す第一の位相信号を生成するステップと、

該第一の基準信号とは異なる周波数を有する第二の基準信号を参照して生成される第二の局部信号を用いて、該被測定信号の位相を表す第二の位相信号を生成するステップと、

該第一の位相信号と該第二の位相信号との相互相関またはクロススペクトラムを求めるステップと、

を含む位相雑音測定方法。

【請求項 2】

前記第一の基準信号と前記第二の基準信号との周波数差は、前記相互相関または前記クロススペクトラムの処理対象時間の逆数で表される周波数以上である、

ことを特徴とする請求項 1 に記載の位相雑音測定方法。

【請求項 3】

請求項 1 または請求項 2 のいずれかに記載の方法により、被測定信号の位相雑音を測定する装置。

【請求項 4】

相互相関処理またはクロススペクトラム処理を用いて被測定信号の位相雑音を測定する装置であって、複数の信号源を備える位相雑音測定装置において、

該信号源のそれぞれは、互いに異なる周波数を有する基準信号を参照する、

ことを特徴とする位相雑音測定装置。

【請求項 5】

被測定信号の位相雑音を測定する装置であって、該被測定信号の位相を検出する第一の位相検出手段と、該被測定信号の位相を検出する第二の位相検出手段と、該第一の位相検出手段が検出した位相信号と該第二の位相検出手段が検出した位相信号との相互相関またはクロススペクトラムを求める相互相関手段とを備える位相雑音測定装置において、

該第一の位相検出手段は、位相検出のための第一の信号源を具備し、

該第二の位相検出手段は、位相検出のための第二の信号源を具備し、

該第一の信号源と該第二の信号源は、互いに異なる周波数の基準信号を参照する、

ことを特徴とする位相雑音測定装置。

【請求項 6】

さらに、

第三の信号源を具備する第一の信号処理手段を前記第一の位相検出手段の前段に備え、

第四の信号源を具備する第二の信号処理手段を前記第二の位相検出手段の前段に備え、

前記第一の信号源と前記第二の信号源と該第三の信号源と該第四の信号源は、互いに異なる周波数の基準信号を参照する、

ことを特徴とする請求項 5 に記載の位相雑音測定装置。

【請求項 7】

前記基準信号間の周波数差は、前記相互相関または前記クロススペクトラムの処理対象時間の逆数で表される周波数以上である、

ことを特徴とする請求項 4 乃至請求項 6 のいずれかに記載の位相雑音測定装置。

【発明の詳細な説明】**【技術分野】****【0001】**

本発明は、信号の位相雑音を測定する装置および方法に係り、特に、相互相関を利用した位相雑音の測定方法および測定装置に関する。

【背景技術】**【0002】**

従来、位相雑音測定装置は、該測定装置内部に位相雑音源があって、位相雑音の測定精度に限界があった。従来、その内部位相雑音が測定結果に及ぼす影響を低減するために、

10

20

30

40

50

位相雑音測定装置を低位相雑音特性を有する部品で構成していた。また、位相雑音測定装置の内部で発生する位相雑音を誤差成分として予め求め、その誤差成分を用いて測定結果を補正することも実施されていた（例えば、特許文献１を参照。）。

【０００３】

【特許文献１】特開２００３－２８７５５５号公報（第２頁、図４、図５）

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【０００４】

しかし、上記の位相雑音測定装置には、幾つかの問題があった。まず、従来の位相雑音測定装置は、要求される位相雑音特性を達成できなくなっている。位相雑音測定において要求される測定可能な下限雑音レベルは、年々下がっている。例えば、現在では、 -135 dBc/Hz （@ 10 KHz オフセット、 1 GHz キャリア）程度の位相雑音特性が要求されている。ところが、低位相雑音特性を有する部品で位相雑音測定装置を構成する場合、該部品に起因して発生する雑音はゼロではないので、位相雑音測定装置の性能向上には限界がある。予め調べた位相雑音成分を用いて測定結果を補正する場合であっても、位相雑音測定装置の内部で発生する位相雑音成分を完全に除去することはできない。

【０００５】

また、従来の位相雑音測定装置は、位相雑音を測定する前に被測定信号に何らかの処理を施す場合、該信号処理に起因して生じる位相雑音が測定結果に及ぼす影響を除去することができない。例えば、測定周波数範囲を拡張するために、位相雑音測定装置の前段にダウンコンバータを付加する場合、位相雑音測定装置は被測定信号の位相雑音に加えて、ダウンコンバータに起因する位相雑音も測定してしまう。感度を向上させるために、位相雑音測定装置の前段にアンプを付加する場合にも、同様のことが言える。位相雑音測定装置内の位相雑音検出部の前段に、これらの付加装置または付加回路を設ける場合にも、同様のことが言える。これらの付加装置や付加回路が発生する位相雑音は、予め求めておくことが困難な場合が多い。従って、これらの付加装置や付加回路が測定結果に及ぼす影響を低減するためには、これらの付加装置や付加回路を低位相雑音特性を有する部品で構成せざるを得ない。

【０００６】

位相雑音を低減するための方策として、従来採られてきたものは、以下の通りである。すなわち、装置の各部の雑音を下げするために低雑音特性を有する高価な部品を使用すること、雑音に対するPLLの寄与を分散して雑音を下げするためにPLLを多重化すること、および、出力周波数に応じて最適な装置構成を組むために多くの切り替えを設定すること、などである。これらの方策は、すべて製造コストの上昇をもたらし、その一方で、求められている製造コストの低減に相反するものであった。さらに、上記の方策を講じても実現しえないような低い位相雑音特性を求められることもあり、そのような場合には、いかにコストをかけようとも要求に応えられていないのが現状である。

【０００７】

そこで、本発明は、上記の課題を解決し、さらに、従来に比べて低いレベルの位相雑音を測定するための方法および装置を提供することを目的とする。また、本発明は、比較的広い周波数範囲の信号に対しても、従来に比べて低いレベルの位相雑音を測定できる方法および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】

【０００８】

本発明は、上記の目的を達成するためになされたものである。すなわち、本第一の発明は、被測定信号の位相雑音を測定する方法であって、該被測定信号の位相を表す第一の位相信号を生成するステップと、該被測定信号の位相を表す第二の位相信号を生成するステップと、該第一の位相信号と該第二の位相信号とのクロススペクトラムを少なくとも所定回数求めるステップと、該所定数の該クロススペクトラムの平均を求めるステップと、を備えることを特徴とするものである。

10

20

30

40

50

【 0 0 0 9 】

また、本第二の発明は、被測定信号の位相雑音を測定する方法であって、第一の信号処理手段により該被測定信号から第一の中間信号を生成するステップと、該第一の信号処理手段とは別個の第二の信号処理手段により該被測定信号から第二の中間信号を生成するステップと、該第一の中間信号の位相を表す第一の位相信号を生成するステップと、該第二の中間信号の位相を表す第二の位相信号を生成するステップと、該第一の位相信号と該第二の位相信号とのクロススペクトラムを少なくとも所定回数求めるステップと、該所定数の該クロススペクトラムの平均を求めるステップと、を備えることを特徴とするものである。

【 0 0 1 0 】

10

またさらに、本第三の発明は、被測定信号の位相雑音を測定する方法であって、第一の基準信号を参照して生成される第一の局部信号を用いて、被測定信号の位相を表す第一の位相信号を生成するステップと、該第一の基準信号とは異なる周波数を有する第二の基準信号を参照して生成される第二の局部信号を用いて、該被測定信号の位相を表す第二の位相信号を生成するステップと、該第一の位相信号と該第二の位相信号とのクロススペクトラムを求めるステップと、を含むことを特徴とするものである。

【 0 0 1 1 】

また、本第四の発明は、本第一の発明方法または本第二の発明方法または本第三の発明方法のいずれかの方法により、被測定信号の位相雑音を測定する装置である。

【 0 0 1 2 】

20

さらに、本第五の発明は、被測定信号から得られる少なくとも2つの位相信号に対して相関処理またはクロススペクトラム処理を施すことにより被測定信号の位相雑音を測定する装置であって、該測定信号を少なくとも2つに分配するための分配器と、第一の位相検出手段と、第二の位相検出手段と、該分配器と該第一の位相検出手段との接続経路を開放するための第一の端子対と、該分配器と該第二の位相検出手段との接続経路を開放するための第二の端子対とを備え、前記第一の端子対および前記第二の端子対は、ともに短絡されるか、それぞれ別個の外部信号処理手段がともに接続されることを特徴とするものである。

【 0 0 1 3 】

またさらに、本第六の発明は、被測定信号の位相雑音を測定する装置であって、該被測定信号から分配された第一の分配信号の位相を検出する第一の位相検出手段と、該被測定信号から分配された第二の分配信号の位相を検出する、第一の位相検出手段とは別個の第二の位相検出手段と、担当する周波数帯域が異なる複数のクロススペクトラム生成手段とを備え、該クロススペクトラム生成手段は、それぞれが担当する周波数帯域における第一の位相検出手段の出力信号と第二の位相検出手段の出力信号とのクロススペクトラムを求め、前記クロススペクトラム生成手段のそれぞれは、前記第一の位相検出手段の出力信号と前記第二の位相検出手段の出力信号とのクロススペクトラムを同一時間内において繰り返し求め、該時間内に2以上の前記クロススペクトラムが求められた場合、求められた2以上の前記クロススペクトラムに時間方向のベクトル平均を施すことを特徴とするものである。

30

40

【 0 0 1 4 】

また、本第七の発明は、測定装置において、被測定信号から得られるスペクトラムであって線形的に等間隔な周波数に対応するスペクトラムを、対数的に等間隔な周波数に対応させる方法であって、線形的に等間隔な周波数に対応する該スペクトラムから、対数的に等間隔な周波数から所定の周波数範囲に含まれる該スペクトラムを選択し、選択した該スペクトラムに対してベクトル平均を施すステップ、を含むことを特徴とするものである。

【 0 0 1 5 】

さらに、本第八の発明は、本第七の発明方法により、対数的に等間隔な周波数に対応するスペクトラムを生成することを特徴とする測定装置である。

【 0 0 1 6 】

50

なお、本発明の全容は、以下の説明により明らかにされる。

【発明の効果】

【0017】

本発明によれば、相互相関処理またはクロススペクトラム処理を用いて位相雑音を測定するので、従来に比べて低いレベルの位相雑音を測定できるようになる。

【0018】

また、本発明によれば、クロススペクトラムに対して周波数方向の平均処理を施すので、さらに低いレベルの位相雑音を測定できるようになる。

【0019】

さらに、本発明によれば、上記の相互相関処理またはクロススペクトラム処理を複数の処理ブロックに分けて実施するので、各処理ブロック毎に単位時間あたりの処理回数を増加させることができ、その結果、単純に相互相関処理またはクロススペクトラム処理を行う場合に比べて、さらに低いレベルの位相雑音を測定できるようになる。

【0020】

またさらに、本発明によれば、相互相関処理またはクロススペクトラム処理を用いて位相雑音を測定する場合に、測定に關与する信号源の基準信号源の周波数を互いに異ならせるので、該信号源によるスプリアスが位相雑音測定値へ及ぼす影響を低減することができる。

【0021】

また、本発明によれば、相互相関処理またはクロススペクトラム処理を用いて位相雑音を測定する場合に、被測定信号を分配し、分配した被測定信号のそれぞれに対して別個の信号処理手段により信号処理するので、該信号処理手段が位相雑音測定値へ及ぼす影響を低減することができる。例えば、信号処理手段が信号源を具備する周波数変換手段である場合、本発明の効果は顕著である。

【発明を実施するための最良の形態】

【0022】

以下、本発明の好適実施形態を、添付の図面を適宜参照しながら、以下に説明する。本発明の第一の実施形態は、位相雑音測定装置100である。ここで、位相雑音測定装置100の構成を示すブロック図を図1に示す。図1において、被測定物10と位相雑音測定装置100とが示されている。

【0023】

被測定物10は、位相雑音の測定対象である被測定信号Vを出力する。被測定物10は、信号源、または、信号が印加される部品もしくは装置もしくはシステムなどである。

【0024】

位相雑音測定装置100は、以下のように構成される。すなわち、位相雑音測定装置100は、入力端子110と、分配器120と、位相検出手段の一例であるPLLブロック130と、位相検出手段の一例であるPLLブロック140と、相関装置150と、平均装置160と、出力装置170とを備える。入力端子110は、被測定信号Vを受信するための端子である。分配器120は、入力端子110において受信した被測定信号Vを分配して、PLLブロック130とPLLブロック140とに出力する装置である。PLLブロック130は、分配器120から分配された信号V_aの位相を検出する装置である。PLLブロック130は、ミキサ131とフィルタ132と信号源133とを備える。ミキサ131は、分配信号V_aと信号源133の出力信号とが入力され、それらの信号の位相差を出力する。フィルタ132は、PLLの帯域を制限するループフィルタである。信号源133は、フィルタ132の出力信号に応じて、出力信号の周波数と位相が制御される信号源である。PLLブロック140は、分配器120から分配された信号V_bの位相を検出する装置である。PLLブロック140は、ミキサ141とフィルタ142と信号源143とを備える。ミキサ141は、分配信号V_bと信号源143の出力信号とが入力され、それらの信号の位相差を出力する。フィルタ142は、PLLの帯域を制限するループフィルタである。信号源143は、フィルタ142の出力信号に応じて、出力信号の

周波数と位相が制御される信号源である。相関装置 150 は、PLL ブロック 130 の出力信号である位相信号 $a(t)$ と PLL ブロック 140 の出力信号である位相信号 $b(t)$ とのクロススペクトラムを求める装置である。ここで、図 2 を参照しながら、相関装置 150 について、詳述する。

【0025】

図 2 は、相関装置 150 の構成を示すブロック図である。図 2 において、相関装置 150 は、アナログ・デジタル変換器 151a と、メモリ 152a と、スペクトラム解析手段の一例である高速フーリエ変換器 153a と、アナログ・デジタル変換器 151b と、メモリ 152b と、スペクトラム解析手段の一例である高速フーリエ変換器 153b と、乗算器 154 とを備える。以下、アナログ・デジタル変換器を ADC と、高速フーリエ変換器を FFT と、それぞれ称する。なお、FFT は、高速フーリエ変換の略称として使用する場合もある。ADC 151a は、位相信号 $a(t)$ をアナログ・デジタル変換する装置である。メモリ 152a は、ADC 151a の変換結果である、デジタル化された位相信号 $a(t)$ を格納する装置である。FFT 153a は、メモリ 152a に格納された位相信号 $a(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $a(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 ($f_s/2$) 以下の成分 $A(f)$ が乗算器 154 に出力される。ADC 151b は、位相信号 $b(t)$ をアナログ・デジタル変換する装置である。なお、ADC 151a および ADC 151b は、同一の変換処理速度 f_s (サンプル/秒) を有する。メモリ 152b は、ADC 151b の変換結果である、デジタル化された位相信号 $b(t)$ を格納する装置である。FFT 153b は、メモリ 152b に格納された位相信号 $b(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $b(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 ($f_s/2$) 以下の成分 $B(f)$ が乗算器 154 に出力される。なお、FFT 153a および FFT 153b は、同一のポイント数を有する。乗算器 154 は、フーリエ変換結果 $A(f)$ とフーリエ変換結果 $B(f)$ について次式で表される処理を施す。

【0026】

【数 1】

$$S_{ab}(f) = A(f)B(f)^* \quad (1)$$

【0027】

なお、 $S_{ab}(f)$ は、 $a(t)$ と $b(t)$ とのクロススペクトラムである。また、上付き添え字 $*$ は、複素共役を表す。

【0028】

乗算器 154 の処理結果である $S_{ab}(f)$ は、平均装置 160 へ出力される。

【0029】

再び、図 1 を参照する。平均装置 160 は、処理結果 $S_{ab}(f)$ に対して次式で表される平均処理を施す。

【0030】

【数 2】

$$AS_{ab}(f) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N S_{ab}(k, f) \quad (2)$$

【0031】

なお、 N は、1 以上の整数である。 $S_{ab}(k, f)$ は、 k 番目に得られるクロススペクトラム $S_{ab}(f)$ である。上記のように、複数の複素数を実数部と虚数部とで別個に平均することを、本明細書において「ベクトル平均」という。これに対して、複数の複素

数の大きさ（絶対値）またはパワー（絶対値の 2 乗）を平均することを、「スカラ平均」という。一般的な測定器における「アベレージ」機能は、スカラ平均を用いている。

【 0 0 3 2 】

出力装置 1 7 0 は、平均装置 1 6 0 の処理結果である $AS_{ab}(f)$ を液晶ディスプレイなどの表示装置（不図示）、または、プリンタなどの印刷装置（不図示）、または、LAN インタフェースなどの通信装置（不図示）に出力する装置である。

【 0 0 3 3 】

ここで、相互相関処理またはクロススペクトラム処理を用いた位相雑音測定の原理について、以下に説明する。まず、被測定信号 V の位相を $\phi(t)$ 、信号源 1 3 3 の出力信号の位相を $\phi_a(t)$ 、信号源 1 4 3 の出力信号の位相を $\phi_b(t)$ とする。この時、位相信号 $a(t)$ および $b(t)$ は、次式のように表される。 10

【 0 0 3 4 】

【 数 3 】

$$a(t) \propto [\phi(t) - \phi_a(t)] \quad (3)$$

【 数 4 】

$$b(t) \propto [\phi(t) - \phi_b(t)] \quad (4)$$

20

【 0 0 3 5 】

また、位相信号 $a(t)$ および $b(t)$ の相互相関 $C_{ab}(\tau)$ は次式で表される。

【 0 0 3 6 】

【 数 5 】

$$C_{ab}(\tau) = \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{1}{T} \int_0^T a(t)b(t-\tau)dt \quad (5)$$

【 0 0 3 7 】

30

位相信号 $a(t)$ および $b(t)$ のクロススペクトラム $S_{ab}(f)$ は、式 (5) で表される相互相関 $C_{ab}(\tau)$ をフーリエ変換することにより得られる。クロススペクトラム $S_{ab}(f)$ の片側スペクトラムは、次式で表される。

【 0 0 3 8 】

【 数 6 】

$$S_{ab}(f) = 2 \int_{-\infty}^{\infty} C_{ab}(\tau) e^{-j2\pi f\tau} d\tau \quad (f > 0) \quad (6)$$

40

【 数 7 】

$$S_{ab}(f) = 0 \quad (f < 0) \quad (7)$$

【 0 0 3 9 】

被測定信号 V の位相 $\phi(t)$ 、信号源 1 3 3 の出力信号の位相 $\phi_a(t)$ 、および、信号源 1 4 3 の出力信号の位相 $\phi_b(t)$ は、互いに独立していると仮定すれば、次式が得られる。

【 0 0 4 0 】

50

【数 8】

$$C_{ab}(\tau) \propto [C_{\phi\phi}(\tau) + C_{\phi_c\phi_b}(\tau) - C_{\phi\phi_b}(\tau) - C_{\phi\phi_b}(\tau)] \quad (8)$$

【数 9】

$$S_{ab}(f) \propto [S_{\phi}(f) + S_{\phi_c\phi_b}(f) - S_{\phi\phi_b}(f) - S_{\phi\phi_b}(f)] \quad (9)$$

【0041】

10

なお、 $C_{\phi\phi}(t)$ は、 $\phi(t)$ の自己相関である。 $C_{\phi_a\phi_b}(t)$ は、 $\phi_a(t)$ と $\phi_b(t)$ との相互相関である。 $C_{\phi\phi_a}(t)$ は、 $\phi(t)$ と $\phi_a(t)$ との相互相関である。 $C_{\phi\phi_b}(t)$ は、 $\phi(t)$ と $\phi_b(t)$ との相互相関である。

また、 $S_{\phi}(f)$ は、 $\phi(t)$ のスペクトラムである。 $S_{\phi_a\phi_b}(f)$ は、 $\phi_a(t)$ と $\phi_b(t)$ とのクロススペクトラムである。 $S_{\phi\phi_a}(f)$ は、 $\phi(t)$ と $\phi_a(t)$ とのクロススペクトラムである。 $S_{\phi\phi_b}(f)$ は、 $\phi(t)$ と $\phi_b(t)$ とのクロススペクトラムである。

【0042】

上記の積分時間 T を長くするほど、式 (8) および式 (9) における相互相関成分はゼロに近づき、式 (8) および式 (9) は以下のように表すことができる。

20

【0043】

【数 10】

$$C_{ab}(\tau) \propto C_{\phi\phi}(\tau) \quad (10)$$

【数 11】

$$S_{ab}(f) \propto S_{\phi}(f) \quad (11)$$

30

【0044】

ところで、現時点において、長時間で積分される相互相関処理は、実現が困難であるか、膨大な資源を必要とする場合が多い。本発明では、装置構成を簡素化するために、有限時間における位相信号 $a(t)$ と位相信号 $b(t)$ とのクロススペクトラムを 2 以上求めて、求められた 2 以上のクロススペクトラムをベクトル平均化することにより、長時間で積分される相互相関処理と等価な処理を実現している。ちなみに、最終的に得られたクロススペクトラムを時間領域へ変換すると、相互相関処理された位相雑音を得られる。

【0045】

また、上記の原理は、位相検出手段である PLL のループ帯域幅がゼロであるとみなせる時に成立するものである。実際、PLL ブロック 130 や PLL ブロック 140 のループ帯域幅は、ゼロではない。従って、PLL により抽出される位相信号は、PLL のループ帯域内にある成分が抑圧されている。例えば、PLL ブロック 130 および PLL ブロック 140 のオープンループゲインが 10 dB である場合、位相信号 $a(t)$ および位相信号 $b(t)$ は、PLL ブロック 130 および PLL ブロック 140 のループ帯域内にある成分が本来の値よりも 10 dB 小さい。この問題を解消するために、位相雑音測定装置 100、および、後続の他の実施形態における位相雑音測定装置は、最終的に得られるスペクトラムのうち、PLL のループ帯域内にある成分を補償するようにしている。

40

【0046】

以上に説明したように構成される位相雑音測定装置 100 は、以下のように作用する。まず、PLL ブロック 130 は、分配信号 V_a に対して位相ロックする。また、PLL ブ

50

ロック 140 は、分配信号 V_b に対して位相ロックする。すると、PLL ブロック 130 からは、被測定信号 V の位相雑音成分である位相信号 $a(t)$ が出力される。また、PLL ブロック 140 からは、被測定信号 V の位相雑音成分である位相信号 $b(t)$ が出力される。相関装置 150 は、所定の数だけ、位相信号 $a(t)$ と位相信号 $b(t)$ とのクロススペクトラムを求める。平均装置 160 は、相関装置 150 により得られる 1 以上のクロススペクトラムをベクトル平均する。この時、平均の対象であるクロススペクトラムの数が多いほど、信号源 133 で発生する位相雑音成分 $\phi_a(t)$ や信号源 143 で発生する位相雑音成分 $\phi_b(t)$ をゼロに近づけることができる。上記のように、それぞれが異なる時間に得られる複数のスペクトラムに対する平均を、本明細書では、時間方向の平均と称する。一方、同一のスペクトラムにおいて、対応する周波数が異なる複数の成分に対する平均を、本明細書では、周波数方向の平均と称する。

10

【0047】

さて、上記のクロススペクトラムは、線形的に等間隔な周波数に対応している。しかし、一般に、位相雑音測定の結果出力において、少なくとも周波数軸はログスケールで表示される。そこで、平均装置 160 では、周波数方向のベクトル平均処理を用いて、線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、対数的に等間隔な周波数に対応させる。以下に、その手順の一例を説明する。

【0048】

まず、ADC の変換速度は、250 k サンプル / 秒とする。また、FFT のポイント数は、128 ポイントとする。この時の FFT 点は、表 1 に示されるとおりである。なお、表 1 には、ナイキスト周波数以下の点のみが、対応する周波数とともに表示されている。

20

【0049】

【表 1】

FFT 点							
カウン	周波数	カウン	周波数	カウン	周波数	カウン	周波数
0	0	16	31,250	32	62,500	48	93,750
1	1,953	17	33,203	33	64,453	49	95,703
2	3,906	18	35,156	34	66,406	50	97,656
3	5,859	19	37,109	35	68,359	51	99,609
4	7,813	20	39,063	36	70,313	52	101,563
5	9,766	21	41,016	37	72,266	53	103,516
6	11,719	22	42,969	38	74,219	54	105,469
7	13,672	23	44,922	39	76,172	55	107,422
8	15,625	24	46,875	40	78,125	56	109,375
9	17,578	25	48,828	41	80,078	57	111,328
10	19,531	26	50,781	42	82,031	58	113,281
11	21,484	27	52,734	43	83,984	59	115,234
12	23,438	28	54,688	44	85,938	60	117,188
13	25,391	29	56,641	45	87,891	61	119,141
14	27,344	30	58,594	46	89,844	62	121,094
15	29,297	31	60,547	47	91,797	63	123,047
	(Hz)		(Hz)		(Hz)	64	125,000
							(Hz)

30

40

【0050】

次に、表 1 に示される線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、表 2 に示されるような対数的に等間隔な周波数に対応させる。なお、クロススペクトラムは、1 kHz から 100 kHz の間の対数的に等間隔な 21 の周波数点で表示されるものとする。

【0051】

【表 2】

表示点			FFTカウント	
カウント	周波数	境界周波数	始点	終点
0	1,000	891	1	1
1	1,259	1,122	1	1
2	1,585	1,413	1	1
3	1,995	1,778	1	1
4	2,512	2,239	2	2
5	3,162	2,818	2	2
6	3,981	3,548	2	2
7	5,012	4,467	2	2
8	6,310	5,623	3	3
9	7,943	7,079	4	4
10	10,000	8,913	5	5
11	12,589	11,220	6	7
12	15,849	14,125	8	9
13	19,953	17,783	10	11
14	25,119	22,387	12	14
15	31,623	28,184	15	18
16	39,811	35,481	19	22
17	50,119	44,668	23	28
18	63,096	56,234	29	36
19	79,433	70,795	37	45
20	100,000	89,125	46	57
	(Hz)	(Hz)		

10

20

【0052】

表 2 には、表示点と対応する周波数が示されている。また、隣接する表示点との中点に対応する周波数が、境界周波数として示されている。本手順では、各表示点の両側の境界周波数の参照し、それらの境界周波数間にある線形的に等間隔な周波数点を選ぶ。そして、選んだ周波数点に対応するクロススペクトラムをベクトル平均する。最後に、ベクトル平均結果を対数的に等間隔な表示点のクロススペクトラムとする。

30

【0053】

例えば、カウント 14 の表示点のクロススペクトラムは、以下のとおりに得られる。まず、カウント 14 の表示点の両側の境界周波数を参照する。つまり、22387 Hz と 28184 Hz である。次に、その 2 つの周波数間に含まれる FFT 点を表 1 から探す。そうすると、カウント 12 からカウント 14 の FFT 点が見つかる。次に、見つかった 3 つの FFT 点におけるクロススペクトラムのベクトル平均を求める。平均により得られた 1 つのクロススペクトラムがカウント 14 の表示点のクロススペクトラムである。また、カウント 4 の表示点のクロススペクトラムは、以下のとおりに得られる。カウント 4 の表示点の両側の境界周波数は、2239 Hz と 2818 Hz である。しかし、その 2 つの周波数間に含まれる FFT 点は表 1 から見つけ出すことができない。このような場合、高周波側の境界周波数を順に 1 つずつ高くしていく。そうすると、高周波側の境界周波数を 4467 Hz にした時点で、カウント 2 の FFT 点が見つかる。FFT 点が 1 つの場合、元の値も平均値も同じである。従って、カウント 2 の FFT 点におけるクロススペクトラムを、そのままカウント 4 の表示点のクロススペクトラムとする。表 2 には、以上のように関連づけられる FFT 点の始点と終点とが示されている。

40

【0054】

また、FFT のポイント数を 1024 ポイントとした場合、関連づけられる FFT 点の始点と終点は、表 3 に示すとおりである。

【0055】

【表 3】

表示点			FFTカウント	
カウント	周波数	境界周波数	始点	終点
0	1,000	891	4	4
1	1,259	1,122	5	5
2	1,585	1,413	6	7
3	1,995	1,778	8	9
4	2,512	2,239	10	11
5	3,162	2,818	12	14
6	3,981	3,548	15	18
7	5,012	4,467	19	23
8	6,310	5,623	24	28
9	7,943	7,079	29	36
10	10,000	8,913	37	45
11	12,589	11,220	46	57
12	15,849	14,125	58	72
13	19,953	17,783	73	91
14	25,119	22,387	92	115
15	31,623	28,184	116	145
16	39,811	35,481	146	182
17	50,119	44,668	183	230
18	63,096	56,234	231	289
19	79,433	70,795	290	365
20	100,000	89,125	366	459
	(Hz)	(Hz)		

10

20

【0056】

見つかったFFT点が2以上ある場合、周波数方向のベクトル平均処理がなされる。その平均対象数が多いほど、信号源133で発生する位相雑音成分 $\phi_a(t)$ や信号源143で発生する位相雑音成分 $\phi_b(t)$ が一層ゼロに近づく。

【0057】

ここで、平均化の効果を表すグラフを図3に示す。図3は、全く位相雑音を含まない理想的な被測定信号Vが位相雑音測定装置100に入力される時のクロススペクトラムを両対数グラフに表示させたものである。図3に示すグラフの縦軸は電力であり、横軸はオフセット周波数である。図3に示される線は、いわゆるノイズフロアである。図3において、線Aは、1回だけクロススペクトラムを求め、上記の周波数方向のベクトル平均を実施しない場合のクロススペクトラムである。なお、実際の線Aは、水平線ではなく、周波数が高くなるにつれてなだらかに降下する曲線を描く。しかし、本明細書では、説明を簡単にするために、線Aを水平線と仮定する。また、線Bおよび線Cは、線Aに対する差分が表現されている。さて、線Bは、クロススペクトラムを複数回求め、得られた複数のクロススペクトラムに時間方向のベクトル平均処理を施した時のクロススペクトラムである。なお、線Bも、上記の周波数方向のベクトル平均は施されていない。線Cおよび線Dは、クロススペクトラムを複数回求め、得られた複数のクロススペクトラムに時間方向のベクトル平均を施し、さらに、周波数方向のベクトル平均を施した時のクロススペクトラムである。線Cは、表2に関連するものである。線Dは、表3に関連するものである。図3を見て明らかなように、平均対象数が多いほど、内部雑音が小さくなっていることが分かる。

30

40

【0058】

なお、以上に説明した周波数方向のベクトル平均処理は、平均装置160における時間方向の平均処理の前に行っても良いし、後に行っても良い。

【0059】

50

以上に例示した方法は、線形的に等間隔な周波数に対応する該スペクトラムから、対数的に等間隔な周波数から所定の周波数範囲に含まれる該スペクトラムを選択し、選択したスペクトラムに対してベクトル平均を施している。線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、対数的に等間隔な周波数に対応させる他の方法としては、線形的に等間隔な周波数に対応する該スペクトラムに対して、周波数が高くなるにつれて平均対象を対数的に増加させながら周波数方向のベクトル平均を施す方法もある。なお、実際には、計算精度の不足などにより、各周波数点を完全に等間隔に配置することが難しい場合がある。その場合、各周波数点は、おおよそ等間隔に配置されていれば良い。

【0060】

最後に、平均装置160の処理結果が出力装置170へ出力される。例えば、位相雑音測定の結果として平均化クロススペクトラムが液晶ディスプレイ（不図示）にグラフ表示される。また、位相雑音測定では一般的な単位として dBc/Hz が用いられるので、得られたスペクトラムを等価雑音帯域で割り算し1Hzあたりに規格化したものを用いることが多い。さらに、必要に応じて受信系の周波数特性など補正を施した結果を出力することもある。

10

【0061】

次に、より広い周波数範囲の被測定信号Vに対して位相雑音を測定することができる位相雑音測定装置200を、本発明の第二の実施形態として以下に説明する。ここで、本発明の第二の実施形態である位相雑音測定装置200の構成を示すブロック図を図4に示す。図4において、図1と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。

20

【0062】

図4において、位相雑音測定装置200は、位相雑音測定装置100に加えて、ミキサ230、信号源240、ミキサ250、および、信号源260を備える。また、位相雑音測定装置200は、分配器120に代えて分配器220を備える。分配器220は、分配器120よりも広帯域な分配器である。信号源240および信号源260の出力信号の周波数は、可変である。ミキサ230と信号源240との組、および、ミキサ250と信号源260との組は、それぞれ周波数変換装置を構成している。信号源240の出力信号の周波数と信号源260の出力信号の周波数とが異なる場合、ミキサ230の出力信号である中間信号 V_1 とミキサ250の出力信号である中間信号 V_2 は、周波数が異なる。その場合、信号源133および信号源143には、それぞれ異なる周波数が設定される。なお、信号源240および信号源260の出力信号の周波数は、固定であっても良い。ただし、その場合は、測定周波数範囲が制限される。

30

【0063】

一般的な手法に従って周波数変換を行う場合、被測定信号Vは分配器220の前段で周波数変換される。しかし、本実施形態では、分配器220の後段で、それぞれ独立した装置を用いて周波数変換する。このように、位相検出手段の前段で被測定信号の処理を行う場合、分配器と位相検出手段との間のそれぞれの経路に別個の信号処理手段を備えるようにすれば、それらの信号処理手段に起因して生じる位相雑音成分が被測定信号の位相雑音測定結果に及ぼす影響を低減することができる。すなわち、ミキサ230、信号源240、ミキサ250、および、信号源260によって生じる位相雑音成分は、後段の相関装置150において相互相関成分として処理されるので、被測定信号Vの位相雑音測定結果に及ぼす影響を低減することができる。

40

【0064】

次に、より広い周波数範囲の被測定信号Vに対して位相雑音を測定することができる位相雑音測定システムを、本発明の第三の実施形態として以下に説明する。ここで、本発明の第三の実施形態である位相雑音測定システム1000の構成を示すブロック図を図5に示す。なお、図5において、図4と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。以下、図5を参照する。位相雑音測定システム1000は、位相雑音測定装置300と周波数変換ボックス20とを備える。

50

【 0 0 6 5 】

位相雑音測定装置 3 0 0 は、位相雑音測定装置 2 0 0 において、ミキサ 2 3 0、信号源 2 4 0、ミキサ 2 5 0、および、信号源 2 6 0 が除去され、入力端子 3 1 0、入力端子 3 4 0、および、入力端子 3 6 0、ならびに、出力端子 3 3 0、および、出力端子 3 5 0 が追加されたものである。入力端子 3 1 0 は、被測定信号 V を受信するための端子であり、受信した信号を分配器 2 2 0 に供給する。出力端子 3 3 0 および出力端子 3 5 0 は、分配器 2 2 0 に接続されている。分配器 2 2 0 は、入力端子 3 1 0 において受信した被測定信号 V を分配して、出力端子 3 3 0 と出力端子 3 5 0 とに、それぞれ出力する。入力端子 3 4 0 は、中間信号 V_1 を受信するための端子であり、受信した信号を PLL ブロック 1 3 0 に供給する。入力端子 3 6 0 は、中間信号 V_2 を受信するための端子であり、受信した信号を PLL ブロック 1 4 0 に供給する。なお、中間信号 V_1 は、分配器 2 2 0 により被測定信号 V から分配された信号、または、分配後さらにミキサ 2 3 0 と信号源 2 4 0 とにより周波数変換された信号である。また、中間信号 V_2 は、分配器 1 2 0 により被測定信号 V から分配された信号、または、分配後さらにミキサ 2 5 0 およびと信号源 2 6 0 とにより周波数変換された信号である。

10

【 0 0 6 6 】

周波数変換ボックス 2 0 は、入力端子 2 1 および 2 3 と、出力端子 2 2 および 2 4 と、信号源 2 4 0 および 2 6 0 と、ミキサ 2 3 0 および 2 5 0 とを備える。入力端子 2 1 は、出力端子 3 3 0 と接続されている。また、入力端子 2 3 は、出力端子 3 5 0 と接続されている。さらに、出力端子 2 2 は、入力端子 3 4 0 と接続されている。またさらに、出力端子 2 4 は、入力端子 3 6 0 と接続されている。周波数変換ボックス 2 0 において、入力端子 2 1 で受信される信号は、信号源 2 4 0 が接続されたミキサ 2 3 0 により周波数変換されて、出力端子 2 2 より出力される。また、入力端子 2 3 で受信される信号は、信号源 2 6 0 が接続されたミキサ 2 5 0 により周波数変換されて、出力端子 2 4 より出力される。なお、周波数変換ボックス 2 0 は、位相雑音測定装置 3 0 0 もしくは PC などの外部制御装置からの制御情報を受信するためのコネクタ端子（不図示）を備える。また、信号源 2 4 0 および信号源 2 6 0 の出力信号の周波数は、位相雑音測定装置 3 0 0 により制御される。

20

【 0 0 6 7 】

以上に説明したように、分配器 2 2 0 と PLL ブロック 1 3 0 との間の接続経路は、出力端子 3 3 0 と入力端子 3 4 0 との対によりテストオペレータに開放される。また、分配器 2 2 0 と PLL ブロック 1 4 0 との間の接続経路は、出力端子 3 5 0 と入力端子 3 6 0 との対によりテストオペレータに開放される。周波数変換が不要である場合、出力端子 3 3 0 と入力端子 3 4 0 との間、および、出力端子 3 5 0 と入力端子 3 6 0 との間を、それぞれ短絡すれば良い。また、周波数変換が必要である場合、出力端子 3 3 0 を入力端子 2 1 に、出力端子 2 2 を入力端子 3 4 0 に、出力端子 3 5 0 を入力端子 2 3 に、出力端子 2 4 を入力端子 3 6 0 に、それぞれ接続すれば良い。位相雑音測定システム 1 0 0 0 において、位相雑音測定装置 2 0 0 と同様に、分配器と位相検出手段との間のそれぞれの経路に別個の信号処理手段を備えられるようにしているので、それらの信号処理手段に起因して生じる位相雑音成分が被測定信号の位相雑音測定結果に及ぼす影響を低減することができる。また、位相雑音測定システム 1 0 0 0 は、周波数変換を選択的に実施できる。さらに、位相雑音測定装置 3 0 0 は、一旦、被測定信号 V を受信するので、被測定信号 V の別のパラメータを測定する装置を内蔵することが容易である。

30

40

【 0 0 6 8 】

次に、より広い周波数範囲の被測定信号 V に対して位相雑音を測定することができる他の位相雑音測定システムを、本発明の第四の実施形態として以下に説明する。ここで、本発明の第四の実施形態である位相雑音測定システム 2 0 0 0 の構成を示すブロック図を図 6 に示す。図 6 において、図 5 と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。以下、図 6 を参照する。位相雑音測定システム 2 0 0 0 は、周波数変換ボックス 2 0 と、位相雑音測定装置 4 0 0 とを備える。

50

【 0 0 6 9 】

図 6 において、位相雑音測定装置 4 0 0 は、位相雑音測定装置 2 0 0 において、さらに、スイッチ 4 1 0、スイッチ 4 2 0、スイッチ 4 3 0、および、スイッチ 4 4 0 が追加された装置である。分配器 2 2 0 は、出力端子 3 3 0 および出力端子 3 5 0 の代わりに、スイッチ 4 1 0 とスイッチ 4 3 0 とに接続される。また、出力端子 3 3 0 は、スイッチ 4 1 0 に接続される。さらに、出力端子 3 5 0 は、スイッチ 4 3 0 に接続される。PLL ブロック 1 3 0 は、入力端子 3 4 0 の代わりにスイッチ 4 2 0 に接続される。また、PLL ブロック 1 4 0 は、入力端子 3 6 0 の代わりにスイッチ 4 4 0 に接続される。さらに、入力端子 3 4 0 は、スイッチ 4 2 0 に接続される。またさらに、入力端子 3 6 0 は、スイッチ 4 4 0 に接続される。スイッチ 4 1 0 は、分配器 1 2 0 の出力信号の 1 つを出力端子 3 3 0 またはスイッチ 4 2 0 に供給する。スイッチ 4 2 0 は、入力端子 3 4 0 からの信号またはスイッチ 4 1 0 からの信号を PLL ブロック 1 3 0 に供給する。スイッチ 4 3 0 は、分配器 1 2 0 の出力信号の他の 1 つを出力端子 3 5 0 またはスイッチ 4 4 0 に供給する。スイッチ 4 4 0 は、入力端子 3 6 0 からの信号またはスイッチ 4 3 0 からの信号を PLL ブロック 1 4 0 に供給する。

【 0 0 7 0 】

被測定信号 V が比較的低周波である場合、スイッチ 4 1 0 は a 1 側を選択し、スイッチ 4 2 0 は b 1 側を選択し、スイッチ 4 3 0 は c 1 側を選択し、スイッチ 4 4 0 は d 1 側を選択する。そして、分配器 1 2 0 の出力信号のそれぞれは、そのまま PLL ブロック 1 3 0 と PLL ブロック 1 4 0 とに供給される。一方、被測定信号 V が比較的高周波である場合、スイッチ 4 1 0 は a 2 側を選択し、スイッチ 4 2 0 は b 2 側を選択し、スイッチ 4 3 0 は c 2 側を選択し、スイッチ 4 4 0 は d 2 側を選択する。そして、分配器 1 2 0 の出力信号のそれぞれは、別個に周波数変換された後に PLL ブロック 1 3 0 および PLL ブロック 1 4 0 へ供給される。位相雑音測定システム 2 0 0 0 は、以上のように構成されるので、位相雑音測定システム 1 0 0 0 に比べて、測定周波数範囲の選択に伴う端子接続の煩わしさを軽減することができる。

【 0 0 7 1 】

次に、より広い周波数範囲の被測定信号 V に対して位相雑音を測定することができる他の位相雑音測定システムを、本発明の第五の実施形態を以下に説明する。ここで、本発明の第五の実施形態である位相雑音測定システム 3 0 0 0 の構成を示すブロック図を図 7 に示す。図 7 において、図 5 と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。以下、図 7 を参照する。位相雑音測定システム 3 0 0 0 は、周波数変換ボックス 3 0 と、位相雑音測定装置 5 0 0 とを備える。

【 0 0 7 2 】

位相雑音測定装置 5 0 0 は、位相雑音測定装置 3 0 0 において、分配器 2 2 0 の代わりに分配器 1 2 0 を備えたものである。分配器 1 2 0 は、図 1 に示される分配器と同じものであり、分配器 2 2 0 よりも比較的狭帯域である。

【 0 0 7 3 】

周波数変換ボックス 3 0 は、入力端子 3 1 と、分配器 2 2 0 と、信号源 2 4 0 および 2 6 0 と、ミキサ 2 3 0 および 2 5 0 と、スイッチ 3 2 および 3 3 と、出力端子 3 4 および 3 5 とを備える。入力端子 3 1 は、被測定信号 V を受信するための端子である。分配器 2 2 0 は、入力端子 3 1 において受信した被測定信号 V を分配して、スイッチ 3 2 とスイッチ 3 3 とに供給する装置である。スイッチ 3 2 は、分配された信号をミキサ 2 3 0 または出力端子 3 4 に供給する。スイッチ 3 3 は、分配された信号をミキサ 2 5 0 または出力端子 3 5 に供給する。ミキサ 2 3 0 は、信号源 2 4 0 が接続されている。また、ミキサ 2 3 0 は、スイッチ 3 2 の出力信号を周波数変換して、出力端子 3 4 へ出力する。ミキサ 2 5 0 は、信号源 2 6 0 が接続されている。また、ミキサ 2 5 0 は、スイッチ 3 3 の出力信号を周波数変換して、出力端子 3 5 へ出力する。出力端子 3 4 は、入力端子 3 4 0 に接続されている。また、出力端子 3 5 は、入力端子 3 6 0 に接続されている。

【 0 0 7 4 】

被測定信号 V が比較的低周波である場合、スイッチ 3 2 は e 1 側を選択し、スイッチ 3 3 は f 1 側を選択する。さらに、信号源 2 4 0 および信号源 2 6 0 からは、直流信号が出力される。この時、分配器 2 2 0 の出力信号は、そのまま位相雑音測定装置 5 0 0 へ供給される。一方、被測定信号 V が比較的高周波である場合、スイッチ 3 2 は e 2 側を選択し、スイッチ 3 3 は f 2 側を選択し、分配器 2 2 0 の出力信号は周波数変換されてから位相雑音測定装置 5 0 0 へ供給される。なお、周波数変換ボックス 3 0 は、位相雑音測定装置 5 0 0 もしくは P C などの外部制御装置からの制御情報を受信するためのコネクタ端子（不図示）を備える。また、信号源 2 4 0 および信号源 2 6 0 の出力信号の周波数は、位相雑音測定装置 3 0 0 により制御される。さらに、スイッチ 3 2 および 3 3 の選択状態は、位相雑音測定装置 5 0 0 により制御される。位相雑音測定システム 3 0 0 0 は、以上のよう
10

【 0 0 7 5 】

次に、より広い周波数範囲の被測定信号 V に対して位相雑音を測定することができる他の位相雑音測定システムを、本発明の第六の実施形態を以下に説明する。ここで、本発明の第六の実施形態である位相雑音測定システム 4 0 0 0 の構成を示すブロック図を図 8 に示す。図 8 において、図 7 と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。以下、図 8 を参照する。位相雑音測定システム 4 0 0 0 は、周波数変換ボックス 4
20

【 0 0 7 6 】

位相雑音測定装置 6 0 0 は、位相雑音測定装置 5 0 0 に比べて、出力端子 3 3 0 および 3 5 0 が除去され、スイッチ 6 1 0 および 6 2 0 が追加されている。分配器 1 2 0 は、スイッチ 6 1 0 とスイッチ 6 2 0 とに接続される。分配器 1 2 0 は、入力端子 3 1 0 において受信した被測定信号 V を分配し、分配された信号のそれぞれは、スイッチ 6 1 0 とスイッチ 6 2 0 とに供給される。PLL ブロック 1 3 0 は、入力端子 3 4 0 の代わりにスイッチ 6 1 0 に接続される。また、入力端子 3 4 0 は、スイッチ 6 1 0 と接続される。PLL ブロック 1 4 0 は、入力端子 3 6 0 の代わりにスイッチ 6 2 0 に接続される。また、入力端子 3 6 0 は、スイッチ 6 2 0 と接続される。

【 0 0 7 7 】

周波数変換ボックス 4 0 は、入力端子 4 1 と、分配器 4 2 と、信号源 2 4 0 および 2 6
0 と、ミキサ 2 3 0 および 2 5 0 とを備える。入力端子 4 1 は、被測定信号 V を受信するための端子である。分配器 4 2 は、入力端子 4 1 において受信した被測定信号 V を分配して、ミキサ 2 3 0 とミキサ 2 5 0 とに供給する装置である。ミキサ 2 3 0 は、信号源 2 4
30 0 が接続されている。また、ミキサ 2 3 0 は、分配器 4 2 により分配された信号の 1 つを周波数変換して、出力端子 4 3 へ出力する。ミキサ 2 5 0 は、信号源 2 6 0 が接続されている。また、ミキサ 2 5 0 は、分配器 4 2 により分配された信号の他の 1 つを周波数変換して、出力端子 4 4 へ出力する。出力端子 4 3 は、入力端子 3 4 0 に接続されている。また、出力端子 4 4 は、入力端子 3 6 0 に接続されている。

【 0 0 7 8 】

被測定信号 V が比較的低周波である場合、被測定物 1 0 は、入力端子 3 1 0 に接続され
40 る。さらに、位相雑音測定装置 6 0 0 において、スイッチ 6 1 0 は x 1 側を選択し、スイッチ 6 2 0 は y 1 側を選択する。この時、分配器 1 2 0 の出力信号の 1 つは、スイッチ 6 1 0 を経由して PLL ブロック 1 3 0 に供給される。また、分配器 1 2 0 の出力信号の他の 1 つは、スイッチ 6 2 0 を経由して PLL ブロック 1 4 0 に供給される。一方、被測定信号 V が比較的高周波である場合、被測定物 1 0 は、入力端子 4 1 に接続される。さらに、位相雑音測定装置 5 0 0 において、スイッチ 6 1 0 は x 2 側を選択し、スイッチ 6 2 0 は y 2 側を選択する。この時、出力端子 4 3 から出力される信号は、スイッチ 6 1 0 を経由して PLL ブロック 1 3 0 に供給される。また、出力端子 4 4 から出力される信号は、スイッチ 6 2 0 を経由して PLL ブロック 1 4 0 に供給される。なお、周波数変換ボックス 4 0 は、位相雑音測定装置 6 0 0 もしくは P C などの外部制御装置からの制御情報を受
50

信するためのコネクタ端子（不図示）を備える。また、信号源 240 および信号源 260 の出力信号の周波数は、位相雑音測定装置 300 により制御される。位相雑音測定装置 600 は、以上のように構成されるので、測定周波数範囲が変更される場合であっても、周波数変換ボックス 40 を着脱する必要がない。

【0079】

ところで、これまでに説明した実施形態において、信号源 133 や信号源 143 は、被測定信号 V の周波数に応じて、出力信号の周波数を細かく設定することができる。一般に、そのような信号源は、所望の周波数 f_{LO} 以外に、次式で表される周波数 f_{SUPR} を有するスプリアスを生じる。

【0080】

【数 12】

$$f_{SUPR} = |i \cdot f_{LO} \pm j \cdot f_{ref}| \quad (12)$$

【0081】

ただし、 i および j は、1 以上の整数である。 f_{LO} は、信号源の出力信号の周波数である。また、 f_{ref} は、該信号源の基準信号周波数である。

【0082】

このスプリアスは、被測定信号 V の位相雑音の測定結果に影響を及ぼす場合がある。例えば、周波数 f_{SUPR} が、周波数 f_{LO} に近い場合に、そのスプリアスが被測定信号 V の位相雑音として測定されてしまうのである。そこで、そのようなスプリアスの影響をなくすようにした位相雑音測定装置を、本発明の第六の実施形態として、以下に説明する。

【0083】

本発明の第七の実施形態である位相雑音測定装置 700 の構成を示すブロック図を図 9 に示す。図 9 において、図 1 と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。図 9 において、位相雑音測定装置 700 は、図 1 に示す位相雑音測定装置 100 において、PLL ブロック 130 を PLL ブロック 710 に、PLL ブロック 140 を PLL ブロック 730 に、それぞれ置き換えたものである。PLL ブロック 710 は、PLL ブロック 130 において、信号源 133 を信号源 720 に置き換えたものである。PLL ブロック 730 は、PLL ブロック 140 において、信号源 143 を信号源 740 に置き換えたものである。

【0084】

信号源 720 は、基準信号源 721 とシンセサイザ 722 とを備える。シンセサイザ 722 は、基準信号源 721 の出力信号を参照して局部信号を発生し出力する。シンセサイザ 722 の出力信号の周波数および位相は、フィルタ 132 の出力信号により制御される。また、信号源 740 は、基準信号源 741 とシンセサイザ 742 とを備える。シンセサイザ 742 は、基準信号源 741 の出力信号を参照して局部信号を発生し出力する。シンセサイザ 742 の出力信号の周波数および位相は、フィルタ 142 の出力信号により制御される。シンセサイザ 722 の出力信号の周波数 f_{LO1} とシンセサイザ 742 の出力信号の周波数 f_{LO2} は、同一である。一方、基準信号源 721 の出力信号の周波数 f_{ref1} と基準信号源 741 の出力信号の周波数 f_{ref2} は、異なる。この時、シンセサイザ 722 から出力されるスプリアスの周波数を f_{SUPR1} とし、シンセサイザ 742 から出力されるスプリアスの周波数を f_{SUPR2} とすると、 $f_{SUPR1} \neq f_{SUPR2}$ 、となる。これらのスプリアスは、後段の相関装置 150 において、それぞれが独立成分として扱われるので、クロススペクトラムの平均化処理とにより、ゼロに近づく。このようなスプリアスの低減効果は、巨視的には、周波数 f_{ref1} と周波数 f_{ref2} とが離れるにつれて大きくなる。また、周波数 f_{ref1} と周波数 f_{ref2} は、所定の周波数 f_{diff} 以上離れていることが望ましい。なお、周波数 f_{diff} は、1 回のクロススペクトラム処理が対象とする時間（観測時間）の逆数である。例えば、相関装置 150 に

10

20

30

40

50

において、 32 kHz でアナログ・デジタル変換した結果に対して 1024 ポイントのFFT処理を実施する場合、1回の観測時間は、 32 ミリ秒である。従って、この場合の周波数 f_{diff} は、 31.25 Hz となる。もちろん、周波数 f_{ref1} と周波数 f_{ref2} とが所定の周波数 f_{diff} 以上離れていない場合であっても、スプリアス低減の効果が全くない訳ではない。周波数 f_{ref1} と周波数 f_{ref2} とをどの程度離すかは、要求されるスプリアス低減率に依存する。なお、上記のスプリアス低減技術は、他の実施形態の位相雑音測定装置に対しても適用することができる。例えば、位相雑音測定装置200において、信号源133および信号源143それぞれの基準信号源の周波数が互いに異なるようにすれば良い。この場合、信号源133の出力信号の周波数と信号源143の出力信号の周波数は、同じである必要はない。また、位相雑音測定装置200において、信号源240、信号源260、信号源133および信号源143それぞれの基準信号源の周波数が互いに異なるようにすると、なお良い。

10

【0085】

ところで、スペクトラムの全帯域を高い周波数分解能で演算しようとした場合、膨大な測定資源を要する。次に、そのような問題を解決する位相雑音測定装置を、本発明の第八の実施形態として以下に説明する。ここで、図10を参照する。図10は、本発明の第八の実施形態である位相雑音測定装置800を示す図である。図10において、図1と同一の構成要素には、同一の参照符号を付して、説明を省略する。

【0086】

図10において、位相雑音測定装置800は、入力端子110と、分配器120と、PLLブロック130と、PLLブロック140と、相関平均装置900と、出力装置170とを備える。相関平均装置900は、PLLブロック130の出力信号である位相信号 $a(t)$ とPLLブロック140の出力信号である位相信号 $b(t)$ とのクロススペクトラムを求める。相関平均装置900は、さらに、求めたクロススペクトラムの結果を平均化する。

20

【0087】

ここで、図11を参照して、相関平均装置900について詳述する。図11は、相関平均装置900の構成を示す図である。図11において、相関平均装置900は、ADC910aと、ADC910bと、相関処理ブロック920と、相関処理ブロック930と、フィルタ931aと、フィルタ931bと、相関処理ブロック940と、フィルタ941aと、フィルタ941bと、平均器950とを備える。ADC910aは、位相信号 $a(t)$ をアナログ・デジタル変換する装置である。ADC910bは、位相信号 $b(t)$ をアナログ・デジタル変換する装置である。ADC910aおよびADC910bは、同一の変換処理速度 f_s (サンプル/秒)を有する。ADC910aの変換結果である位相信号 $a_1(t)$ とADC910bの変換結果である位相信号 $b_1(t)$ は、相関処理ブロック920に入力される。フィルタ931a、フィルタ931b、フィルタ941aおよびフィルタ941bは、 $1/8$ デシメーションフィルタである。フィルタ931aは、位相信号 $a_1(t)$ の帯域とレートを $1/8$ にする。フィルタ931bは、位相信号 $b_1(t)$ の帯域とレートを $1/8$ にする。フィルタ941aは、フィルタ931aの出力である位相信号 $a_2(t)$ の帯域とレートを $1/8$ にする。フィルタ941bは、フィルタ931bの出力である位相信号 $b_2(t)$ の帯域とレートを $1/8$ にする。

30

40

【0088】

相関処理ブロック920は、位相信号 $a_1(t)$ と位相信号 $b_1(t)$ とのクロススペクトラムを生成する装置である。相関処理ブロック920は、メモリ922aと、メモリ922bと、FFT923aと、FFT923bと、乗算器924と、平均器925とを備える。メモリ922aは、位相信号 $a_1(t)$ を格納する装置である。FFT923aは、メモリ922aに格納された位相信号 $a_1(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $a_1(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数($f_s/2$)以下の成分 $A_1(f)$ が乗算器924に出力される。メモリ922bは、位相信号 $b_1(t)$ を格納する装置である。FFT923bは、メモリ922bに格納された位相信号 $b_1(t)$ をフ

50

ーリエ変換する。そして、位相信号 $b_1(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 $(f_s/2)$ 以下の成分 $B_1(f)$ が乗算器 924 に出力される。なお、FFT 923a および FFT 923b は、同一のポイント数を有する。乗算器 924 は、フーリエ変換結果 $A_1(f)$ とフーリエ変換結果 $B_1(f)$ について次式で表される処理を施す。

【0089】

【数13】

$$S1_{ab}(f) = A1(f)B1(f)^* \quad (13)$$

10

【0090】

なお、 $S1_{ab}(f)$ は、 $a_1(t)$ と $b_1(t)$ とのクロススペクトラムである。また、上付き添え字 $*$ は、複素共役を表す。

【0091】

乗算器 924 の処理結果である $S1_{ab}(f)$ は、平均器 925 へ出力される。平均器 925 は、処理結果 $S1_{ab}(f)$ に対して次式で表される時間方向のベクトル平均処理を施す。

【0092】

【数14】

$$AS1_{ab}(f) = \frac{1}{64} \sum_{k=1}^{64} S1_{ab}(k, f) \quad (14)$$

20

【0093】

なお、 $S1_{ab}(k, f)$ は、 k 番目に得られるクロススペクトラム $S1_{ab}(f)$ である。

【0094】

平均器 925 の処理結果である平均化クロススペクトラム $AS1_{ab}(f)$ は平均器 950 へ出力される。

【0095】

30

相関処理ブロック 930 は、位相信号 $a_2(t)$ と位相信号 $b_2(t)$ とのクロススペクトラムを生成する装置である。相関処理ブロック 930 は、メモリ 932a と、メモリ 932b と、FFT 933a と、FFT 933b と、乗算器 934 と、平均器 935 とを備える。メモリ 932a は、位相信号 $a_2(t)$ を格納する装置である。FFT 933a は、メモリ 932a に格納された位相信号 $a_2(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $a_2(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 $(f_s/16)$ 以下の成分 $A_2(f)$ が乗算器 934 に出力される。メモリ 932b は、位相信号 $b_2(t)$ を格納する装置である。FFT 933b は、メモリ 932b に格納された位相信号 $b_2(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $b_2(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 $(f_s/16)$ 以下の成分 $B_2(f)$ が乗算器 934 に出力される。なお、FFT 923a および FFT 933b は、同一のポイント数を有する。乗算器 934 は、フーリエ変換結果 $A_2(f)$ とフーリエ変換結果 $B_2(f)$ について次式で表される処理を施す。

40

【0096】

【数15】

$$S2_{ab}(f) = A2(f)B2(f)^* \quad (15)$$

【0097】

50

なお、 $S_{2ab}(f)$ は、 $a_2(t)$ と $b_2(t)$ とのクロススペクトラムである。また、上付き添え字 * は、複素共役を表す。

【0098】

乗算器 934 の処理結果である $S_{2ab}(f)$ は、平均器 935 へ出力される。平均器 935 は、処理結果 $S_{2ab}(f)$ に対して次式で表される時間方向のベクトル平均処理を施す。

【0099】

【数16】

$$AS_{2ab}(f) = \frac{1}{8} \sum_{k=1}^8 S_{2ab}(k, f) \quad (16)$$

10

【0100】

なお、 $S_{2ab}(k, f)$ は、 k 番目に得られるクロススペクトラム $S_{2ab}(f)$ である。

【0101】

平均器 935 の処理結果である平均化クロススペクトラム $AS_{2ab}(f)$ は平均器 950 へ出力される。

【0102】

相関処理ブロック 940 は、フィルタ 941a の出力である位相信号 $a_3(t)$ とフィルタ 941b の出力である位相信号 $b_3(t)$ とのクロススペクトラムを生成する装置である。相関処理ブロック 940 は、メモリ 942a と、メモリ 942b と、FFT 943a と、FFT 943b と、乗算器 944 とを備える。メモリ 942a は、位相信号 $a_3(t)$ を格納する装置である。FFT 943a は、メモリ 942a に格納された位相信号 $a_3(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $a_3(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 ($f_s / 128$) 以下の成分 $A_3(f)$ が乗算器 944 に出力される。メモリ 942b は、位相信号 $b_3(t)$ を格納する装置である。FFT 943b は、メモリ 942b に格納された位相信号 $b_3(t)$ をフーリエ変換する。そして、位相信号 $b_3(t)$ のフーリエ変換結果のうち、ナイキスト周波数 ($f_s / 128$) 以下の成分 $B_3(f)$ が乗算器 944 に出力される。なお、FFT 923a および FFT 943b は、同一のポイント数を有する。乗算器 944 は、フーリエ変換結果 $A_3(f)$ とフーリエ変換結果 $B_3(f)$ について次式で表される処理を施す。

20

30

【0103】

【数17】

$$S_{3ab}(f) = A_3(f)B_3(f)^* \quad (17)$$

【0104】

なお、 $S_{3ab}(f)$ は、 $a_3(t)$ と $b_3(t)$ とのクロススペクトラムである。また、上付き添え字 * は、複素共役を表す。

40

【0105】

乗算器 944 の処理結果である $S_{3ab}(f)$ は、平均器 950 へ出力される。

【0106】

念のため述べておくと、 $S_{3ab}(f)$ が 1 つ得られる間に、 $S_{2ab}(f)$ は 8 つ得られ、 $S_{1ab}(f)$ は 64 個得られる。8 個の $S_{2ab}(f)$ は、平均されて 1 つの $AS_{2ab}(f)$ となる。また、64 個の $S_{1ab}(f)$ は、平均されて 1 つの $AS_{1ab}(f)$ となる。

【0107】

さて、各相関処理ブロックの処理結果 $AS_{1ab}(f)$ 、 $AS_{2ab}(f)$ および $S_{3ab}(f)$ は、線形に等間隔な周波数に対応するものである。しかし、位相雑音の測定結

50

果において、少なくとも周波数軸はログスケールで表示される。従って、処理結果 $AS1_{a,b}(f)$ 、 $AS2_{a,b}(f)$ および $S3_{a,b}(f)$ を、対数的に等間隔な周波数に対応させる必要がある。そこで、平均器 950 は、各相関処理ブロックの処理結果 $AS1_{a,b}(f)$ 、 $AS2_{a,b}(f)$ および $S3_{a,b}(f)$ を組み合わせて、対数的に等間隔な周波数に対応する 1 つのクロススペクトラムを生成する。以下に、その手順の一例を説明する。

【0108】

まず、ADC910a および ADC910b の変換速度は、100M サンプル/秒とする。各相関処理ブロックにおける FFT のポイント数は、128 ポイントとする。この時、相関処理ブロック 920 における FFT 点は、表 4 に示される通りである。また、相関処理ブロック 930 における FFT 点は、表 5 に示される通りである。さらに、相関処理ブロック 940 における FFT 点は、表 6 に示される通りである。なお、それらの表には、ナイキスト周波数以下の点のみが、対応する周波数とともに表示されている。

10

【0109】

【表 4】

FFT点							
カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数
0	0	16	12,500,000	32	25,000,000	48	37,500,000
1	781,250	17	13,281,250	33	25,781,250	49	38,281,250
2	1,562,500	18	14,062,500	34	26,562,500	50	39,062,500
3	2,343,750	19	14,843,750	35	27,343,750	51	39,843,750
4	3,125,000	20	15,625,000	36	28,125,000	52	40,625,000
5	3,906,250	21	16,406,250	37	28,906,250	53	41,406,250
6	4,687,500	22	17,187,500	38	29,687,500	54	42,187,500
7	5,468,750	23	17,968,750	39	30,468,750	55	42,968,750
8	6,250,000	24	18,750,000	40	31,250,000	56	43,750,000
9	7,031,250	25	19,531,250	41	32,031,250	57	44,531,250
10	7,812,500	26	20,312,500	42	32,812,500	58	45,312,500
11	8,593,750	27	21,093,750	43	33,593,750	59	46,093,750
12	9,375,000	28	21,875,000	44	34,375,000	60	46,875,000
13	10,156,250	29	22,656,250	45	35,156,250	61	47,656,250
14	10,937,500	30	23,437,500	46	35,937,500	62	48,437,500
15	11,718,750	31	24,218,750	47	36,718,750	63	49,218,750
	(Hz)		(Hz)		(Hz)	64	50,000,000
							(Hz)

20

30

【0110】

【表 5】

FFT点							
カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数
0	0	16	1,562,500	32	3,125,000	48	4,687,500
1	97,656	17	1,660,156	33	3,222,656	49	4,785,156
2	195,313	18	1,757,813	34	3,320,313	50	4,882,813
3	292,969	19	1,855,469	35	3,417,969	51	4,980,469
4	390,625	20	1,953,125	36	3,515,625	52	5,078,125
5	488,281	21	2,050,781	37	3,613,281	53	5,175,781
6	585,938	22	2,148,438	38	3,710,938	54	5,273,438
7	683,594	23	2,246,094	39	3,808,594	55	5,371,094
8	781,250	24	2,343,750	40	3,906,250	56	5,468,750
9	878,906	25	2,441,406	41	4,003,906	57	5,566,406
10	976,563	26	2,539,063	42	4,101,563	58	5,664,063
11	1,074,219	27	2,636,719	43	4,199,219	59	5,761,719
12	1,171,875	28	2,734,375	44	4,296,875	60	5,859,375
13	1,269,531	29	2,832,031	45	4,394,531	61	5,957,031
14	1,367,188	30	2,929,688	46	4,492,188	62	6,054,688
15	1,464,844	31	3,027,344	47	4,589,844	63	6,152,344
	(Hz)		(Hz)		(Hz)	64	6,250,000
							(Hz)

10

20

【 0 1 1 1 】

【表 6】

FFT点							
カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数	カウント	周波数
0	0	16	195,313	32	390,625	48	585,938
1	12,207	17	207,520	33	402,832	49	598,145
2	24,414	18	219,727	34	415,039	50	610,352
3	36,621	19	231,934	35	427,246	51	622,559
4	48,828	20	244,141	36	439,453	52	634,766
5	61,035	21	256,348	37	451,660	53	646,973
6	73,242	22	268,555	38	463,867	54	659,180
7	85,449	23	280,762	39	476,074	55	671,387
8	97,656	24	292,969	40	488,281	56	683,594
9	109,863	25	305,176	41	500,488	57	695,801
10	122,070	26	317,383	42	512,695	58	708,008
11	134,277	27	329,590	43	524,902	59	720,215
12	146,484	28	341,797	44	537,109	60	732,422
13	158,691	29	354,004	45	549,316	61	744,629
14	170,898	30	366,211	46	561,523	62	756,836
15	183,105	31	378,418	47	573,730	63	769,043
	(Hz)		(Hz)		(Hz)	64	781,250
							(Hz)

30

40

【 0 1 1 2 】

次に、表 4、表 5 および表 6 のそれぞれに示される線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、表 7 に示されるような対数的に等間隔な周波数に対応させる。なお、クロススペクトラムは、1 0 0 k H z から 4 5 M H z の間の対数的に等間隔な 5 1 の周波数点で表示されるものとする。

【 0 1 1 3 】

【表 7】

表示点			FFTカウント		
カウント	周波数	境界周波数	ブロック	始点	終点
0	100,000	94,074	940	8	8
1	112,996	106,300	940	9	9
2	127,682	120,115	940	10	11
3	144,276	135,725	940	12	12
4	163,026	153,365	940	13	14
5	184,213	173,296	940	15	16
6	208,154	195,818	940	17	18
7	235,207	221,267	940	19	20
8	265,775	250,024	940	21	23
9	300,316	282,518	940	24	26
10	339,346	319,235	940	27	29
11	383,448	360,724	940	30	33
12	433,282	407,604	940	34	37
13	489,593	460,578	940	38	42
14	553,222	520,436	940	43	47
15	625,121	588,074	940	49	54
16	706,363	664,501	940	55	61
17	798,164	750,862	930	8	8
18	901,896	848,446	930	9	9
19	1,019,109	958,713	930	10	11
20	1,151,556	1,083,310	930	12	12
21	1,301,216	1,224,101	930	13	14
22	1,470,326	1,383,189	930	15	16
23	1,661,414	1,562,952	930	17	18
24	1,877,336	1,766,078	930	19	20
25	2,121,320	1,995,603	930	21	23
26	2,397,014	2,254,958	930	24	26
27	2,708,537	2,548,019	930	27	29
28	3,060,547	2,879,167	930	30	33
29	3,458,305	3,253,353	930	34	37
30	3,907,757	3,676,168	930	38	42
31	4,415,621	4,153,934	930	43	48
32	4,989,488	4,693,792	930	49	54
33	5,637,938	5,303,812	930	55	61
34	6,370,661	5,993,112	920	8	8
35	7,198,612	6,771,995	920	9	9
36	8,134,166	7,652,104	920	10	11
37	9,191,307	8,646,595	920	12	12
38	10,385,837	9,770,333	920	13	14
39	11,735,612	11,040,116	920	15	15
40	13,260,809	12,474,923	920	16	18
41	14,984,224	14,096,203	920	19	20
42	16,931,620	15,928,188	920	21	23
43	19,132,105	17,998,265	920	24	26
44	21,618,572	20,337,375	920	27	29
45	24,428,188	22,980,482	920	30	33
46	27,602,951	25,967,096	920	34	37
47	31,190,315	29,341,860	920	38	42
48	35,243,904	33,155,218	920	43	47
49	39,824,310	37,464,172	920	48	54
50	45,000,000	42,333,131	920	55	61
		47,834,875			

(Hz)

(Hz)

【0114】

表 7 には、表示点と対応する周波数が示されている。また、隣接する表示点間の中点に対応する周波数が、境界周波数として示されている。本手順では、各表示点の両側の境界周波数の参照し、それらの境界周波数間にある線形的に等間隔な周波数点を選ぶ。そして

10

20

30

40

50

、選んだ周波数点に対応するクロススペクトラムをベクトル平均する。最後に、ベクトル平均結果を対数的に等間隔な表示点のクロススペクトラムとする。

【 0 1 1 5 】

例えば、カウント 8 の表示点のクロススペクトラムは、以下のとおりに得られる。まず、カウント 8 の表示点の両側の境界周波数を参照する。つまり、2 5 0 0 2 4 H z と 2 8 2 5 1 8 H z である。次に、その 2 つの周波数間に含まれる F F T 点を表 4、表 5 または表 6 から探す。できるだけ多くの F F T 点を見つけるために、周波数間隔が小さい表から順に探す。つまり、表 6、表 5、表 4 の順に該当する F F T 点を探す。そうすると、相関処理ブロック 9 4 0 に関する表 6 において、カウント 2 1 からカウント 2 3 の F F T 点が見つかる。次に、見つかった 3 つの F F T 点におけるクロススペクトラムのベクトル平均を求める。平均により得られた 1 つのクロススペクトラムがカウント 8 の表示点のクロススペクトラムである。また、カウント 1 7 の表示点のクロススペクトラムは、以下のとおりに得られる。カウント 1 7 の表示点の両側の境界周波数は、7 5 0 8 6 2 H z と 8 4 8 4 4 6 H z である。表 6 において、カウント 6 2 からカウント 6 4 の表示点が見つかる。7 5 0 8 6 2 H z と 8 4 8 4 4 6 H z との間には、さらに、表 6 に示されていないナイキスト周波数を超える周波数成分 (7 9 3 4 5 7 H z , 8 0 5 6 6 4 H z , 8 1 7 8 7 1 H z , 8 3 0 0 7 8 H z , 8 4 2 2 8 5 H z) も含まれる。そのような成分をベクトル平均することは、測定結果に誤差を生じさせる要因となるので、許容されない。そこで、相関処理ブロック 9 3 0 に関する表 5 から、同様に F F T 点を探す。そうすると、表 5 において、カウント 8 の F F T 点が見つかる。F F T 点が 1 つの場合、元の値も平均値も同じである。従って、カウント 8 の F F T 点におけるクロススペクトラムを、そのままカウント 1 7 の表示点のクロススペクトラムとする。表 7 には、以上のように関連づけられる F F T 点の始点と終点とそれらに関連する相関処理ブロックが示されている。

【 0 1 1 6 】

見つかった F F T 点が 2 以上ある場合、クロススペクトラムの周波数方向のベクトル平均処理がなされる。その平均対象数が多いほど、信号源 1 3 3 で発生する位相雑音成分や信号源 1 4 3 で発生する位相雑音成分がゼロに近づく。

【 0 1 1 7 】

以上に例示した方法は、線形的に等間隔な周波数に対応する該スペクトラムから、対数的に等間隔な周波数から所定の周波数範囲に含まれる該スペクトラムを選択し、選択したスペクトラムに対してベクトル平均を施している。線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、対数的に等間隔な周波数に対応させる他の方法としては、線形的に等間隔な周波数に対応する該スペクトラムに対して、周波数が高くなるにつれて平均対象を対数的に増加させながら周波数方向のベクトル平均を施す方法もある。なお、実際には、計算精度の不足などにより、各周波数点を完全に等間隔に配置することが難しい場合がある。その場合、各周波数点は、おおよそ等間隔に配置されていれば良い。

【 0 1 1 8 】

さて、以上に説明した周波数方向のベクトル平均により、処理結果 $AS1_{a,b}(f)$ 、 $AS2_{a,b}(f)$ および $S3_{a,b}(f)$ から得られる 1 つのクロススペクトラムを $SW_{a,b}(f)$ とする。相関平均装置 9 0 0 は、クロススペクトラム $SW_{a,b}(f)$ を所定の数だけ求める。また、平均器 9 5 0 は、クロススペクトラム $SW_{a,b}(f)$ に対して次式で表される時間方向のベクトル平均処理を施す。

【 0 1 1 9 】

【 数 1 8 】

$$ASW_{ab}(f) = \frac{1}{N} \sum_{k=1}^N SW_{ab}(k, f) \quad (18)$$

【 0 1 2 0 】

なお、N は、1 以上の整数である。 $SW_{a,b}(k, f)$ は、k 番目に得られたクロス

ペクトラム $SW_{a,b}(f)$ である。この時、平均の対象であるクロススペクトラムの数 N が多いほど、信号源 133 で発生する位相雑音成分や信号源 143 で発生する位相雑音成分を一層ゼロに近づけることができる。

【0121】

次に、平均化の効果を表すグラフを図 12 に示す。図 12 は、全く位相雑音を含まない理想的な被測定信号 V が位相雑音測定装置 800 に入力される時のクロススペクトラムを両対数グラフに表示させたものである。図 12 に示すグラフの縦軸は電力であり、横軸はオフセット周波数である。図 12 に示される線は、いわゆるノイズフロアである。図 12 において、線 A と線 B は、図 3 に示したものである。なお、実際の線 A は、水平線ではなく、周波数が高くなるにつれてなだらかに降下する曲線を描く。しかし、本明細書では、説明を簡単にするために、線 A を水平線と仮定する。また、線 E および線 F は、線 A に対する差分が表現されている。さて、線 E は、相関平均装置 900 において、周波数方向のベクトル平均を実施しないクロススペクトラムを複数回求め、得られた複数のクロススペクトラムを時間方向でベクトル平均した時のクロススペクトラムである。線 E は、平均器 925 および平均器 935 の平均効果により階段状になっている。また、線 F は、周波数方向のベクトル平均が施されたクロススペクトラム $SW_{a,b}(f)$ を複数回求め、得られた複数のクロススペクトラムに時間方向のベクトル平均を施した時のクロススペクトラムである。線 F は、オフセット周波数が高くなるにつれて、なだらかに下降している。一般に、位相雑音は、オフセット周波数が高くなるにつれて小さくなるので、線 F のような形状は好ましい。

10

20

【0122】

最後に、平均化クロススペクトラム $ASW_{a,b}(k, f)$ は、出力装置 170 へ出力される。

【0123】

なお、以上に説明した周波数方向のベクトル平均処理は、時間方向のベクトル平均処理の後に行うようにしても良い。その場合、例えば、乗算器 944 の後に新たに平均器を追加する。そして、該平均器における平均回数を m とする時、平均器 935 における平均回数を $(8 \cdot m)$ とし、平均器 925 における平均回数を $(64 \cdot m)$ とし、平均器 950 では周波数方向のベクトル平均のみを行うようにすれば良い。

【0124】

本第八の実施形態では、互いに異なる周波数帯域を有する複数の周波数領域のそれぞれにおいて、2つの位相信号のクロススペクトラムを求めるようにしている。すなわち、互いに異なる周波数帯域を有する相関処理ブロック 920, 930 および 940 は、実質的に周波数帯域を分担して、クロススペクトラムを求めている。これにより、各相関処理ブロックは、過度な演算性能を備える必要がなくなる。例えば、各相関処理ブロックが内蔵するメモリの総量は、周波数帯域を分担しない場合に要するメモリ量と比べて大幅に少ない。また、相関処理ブロック 920, 930 および 940 は、所定の同一時間内に複数のクロススペクトラムが得られる場合、それぞれにおいて得られた複数のクロススペクトラムに対して時間方向のベクトル平均が施される。これにより、単に測定資源を節約するだけでなく、ノイズフロアを下げるという測定精度の向上が達成される。

30

40

【0125】

さて、これまでに説明した各実施形態において、以下のような変形が可能である。

【0126】

第八の実施形態において、デシメーション率は、任意に選択することができる。また、それぞれのデシメーション率が同一である必要もない。例えば、ADC 910a および ADC 910b の変換速度が同じ場合に、フィルタ 931a およびフィルタ 931b ならびにフィルタ 941a およびフィルタ 941b のデシメーション率を $1/4$ としても良い。また、ADC 910a および ADC 910b の変換速度が同じ場合に、フィルタ 931a およびフィルタ 931b のデシメーション率を $1/4$ とし、フィルタ 941a およびフィルタ 941b のデシメーション率を $1/16$ としても良い。

50

【0127】

また、第八の実施形態において、相関処理ブロックの数は、3つに限定されず、さらに多くても良いし、逆に少なくとも良い。

【0128】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、FFTのポイント数は、任意に選択することができる。また、乗算器に接続される2つのFFTのポイント数は、該乗算器での処理に不都合が生じない限り、同一である必要もない。

【0129】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、ADCの変換速度は、任意に選択することができる。ただし、ADC151aの変換速度とADC151bの変換速度は、同一であることが望ましい。同様に、ADC910aの変換速度とADC910bの変換速度は、同一であることが望ましい。

10

【0130】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、分配器は、信号を分配することができれば、図示されるような抵抗器を用いた分配器に限定されない。例えば、導波路を用いた分配器であっても良い。

【0131】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、位相雑音測定装置の構成要素は、実際にハードウェアとして提供されても良いし、ソフトウェアとプロセッサとにより仮想的に提供されても良い。

20

【0132】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、FFTの代わりに、ウェーブレット変換などの他のスペクトラム解析手段により位相信号のスペクトラムを求めても良い。そして、スペクトラム解析手段により得られるスペクトラムが、線形的に等間隔な周波数に対応している場合、上述した対数的に等間隔な周波数に対応させる処理を該スペクトラムに施せばよい。また、スペクトラム解析手段より得られるスペクトラムが、すでに対数的に等間隔な周波数に対応している場合、必要に応じて周波数方向の単なる加算平均処理を用いることができる。

【0133】

また、上記の実施形態のそれぞれにおいて、相関装置150は、各位相信号をスペクトラム解析して各位相信号のスペクトラムを求め、さらに、それらのクロススペクトラムを求めることにより、各位相信号の相互相関のスペクトラムを得ている。これらの処理に代えて、相関装置150は、入力される2つの位相信号の相互相関を先に求め、求めた相互相関をスペクトラム解析して、クロススペクトラムを生成しても良い。相関処理ブロック920、および、相関処理ブロック930、および、相関処理ブロック940についても同様の変更が可能である。

30

【産業上の利用可能性】

【0134】

さて、測定装置において、線形的に等間隔な周波数に対応するクロススペクトラムを、周波数方向のベクトル平均により、対数的に等間隔な周波数に対応させる方法は、位相雑音測定装置のみならず、相関処理またはクロススペクトラム処理を用いる他の測定装置に対しても適用可能である。例えば、上記の方法は、内部雑音が測定結果に及ぼす影響を低減するために相互相関を利用するFFTアナライザに対しても有効である。すなわち、被測定信号を分配して得られた信号のクロススペクトラムに対して、対数的に等間隔な周波数に対応させるために、周波数方向のベクトル平均を施すことも有効である。線形的に等間隔な周波数に対応するスペクトラムから、対数的に等間隔な周波数から所定の周波数範囲に含まれるスペクトラムを選択し、選択したスペクトラムに対してベクトル平均を施す方法についても同様である。また、線形的に等間隔な周波数に対応するスペクトラムに対して、周波数が高くなるにつれて平均対象を対数的に増加させながら周波数方向のベクトル平均を施す方法についても同様である。

40

50

【図面の簡単な説明】

【 0 1 3 5 】

【図 1】本発明の第一の実施形態である位相雑音測定装置 1 0 0 の構成を示すブロック図である。。

【図 2】相関装置 1 5 0 を示す図である。

【図 3】平均効果を表す図である。

【図 4】本発明の第二の実施形態である位相雑音測定装置 2 0 0 の構成を示すブロック図である。

【図 5】本発明の第三の実施形態である位相雑音測定システム 1 0 0 0 の構成を示すブロック図である。

10

【図 6】本発明の第四の実施形態である位相雑音測定システム 2 0 0 0 の構成を示すブロック図である。

【図 7】本発明の第五の実施形態である位相雑音測定システム 3 0 0 0 の構成を示すブロック図である。

【図 8】本発明の第六の実施形態である位相雑音測定システム 4 0 0 0 の構成を示すブロック図である。

【図 9】本発明の第七の実施形態である位相雑音測定装置 7 0 0 の構成を示すブロック図である。

【図 1 0】本発明の第八の実施形態である位相雑音測定装置 8 0 0 の構成を示すブロック図である。

20

【図 1 1】相関平均装置 9 0 0 の構成を示すブロック図である。。

【図 1 2】平均効果を表す図である。

【符号の説明】

【 0 1 3 6 】

1 0 被測定物

2 0 , 3 0 , 4 0 周波数変換ボックス

2 1 , 2 3 , 3 1 , 4 1 入力端子

2 2 , 2 4 , 3 4 , 3 5 , 4 3 , 4 4 出力端子

3 2 , 3 3 スイッチ

4 2 分配器

30

1 0 0 , 2 0 0 , 3 0 0 , 4 0 0 , 5 0 0 位相雑音測定装置

6 0 0 , 7 0 0 , 8 0 0 位相雑音測定装置

1 1 0 , 3 1 0 , 3 4 0 , 3 6 0 入力端子

1 2 0 , 2 2 0 分配器

1 3 0 , 1 4 0 , 7 1 0 , 7 3 0 P L L ブロック

1 3 1 , 1 4 1 ミキサ

1 3 2 , 1 4 2 フィルタ

1 3 3 , 1 4 3 , 7 2 0 , 7 4 0 信号源

1 5 0 相関装置

1 5 1 a , 1 5 1 b アナログ・デジタル変換器

40

1 5 2 a , 1 5 2 b メモリ

1 5 3 a , 1 5 3 b 高速フーリエ変換器

1 5 4 乗算器

1 6 0 平均装置

1 7 0 出力装置

2 3 0 , 2 5 0 ミキサ

2 4 0 , 2 6 0 信号源

3 3 0 , 3 5 0 出力端子

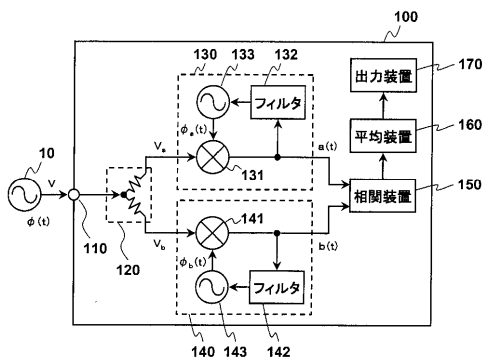
4 1 0 , 4 2 0 , 4 3 0 , 4 4 0 , 6 1 0 , 6 2 0 スイッチ

7 2 1 , 7 4 1 基準信号源

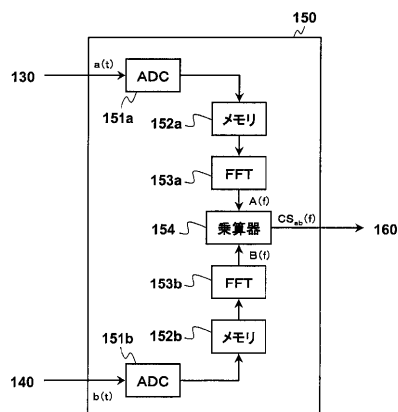
50

7 2 2 , 7 4 2 シンセサイザ
 9 0 0 相関平均装置
 9 2 0 , 9 3 0 , 9 4 0 相関処理ブロック
 9 2 2 a , 9 2 2 b , 9 3 2 a , 9 3 2 b , 9 4 2 a , 9 4 2 b メモリ
 9 2 4 , 9 3 4 , 9 4 4 乗算器
 9 2 5 , 9 3 5 平均器
 9 3 1 a , 9 3 1 b , 9 4 1 a , 9 4 1 b デシメーションフィルタ
 9 5 0 平均器
 1 0 0 0 , 2 0 0 0 , 3 0 0 0 , 4 0 0 0 位相雑音測定システム

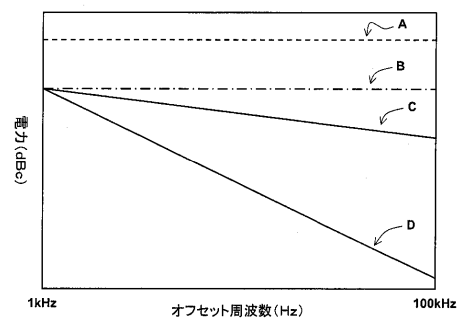
【図 1】



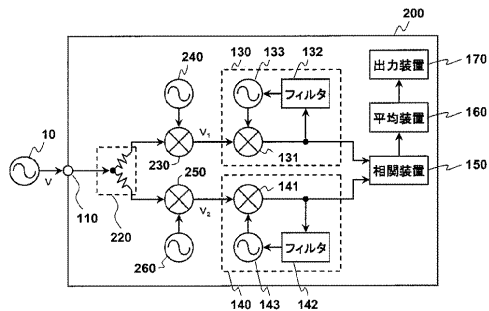
【図 2】



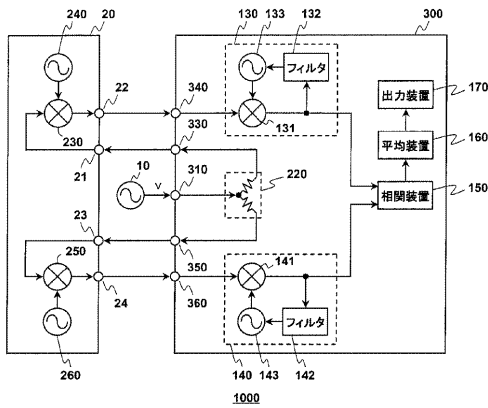
【図 3】



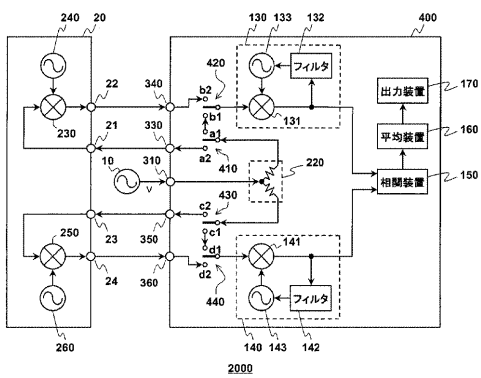
【図 4】



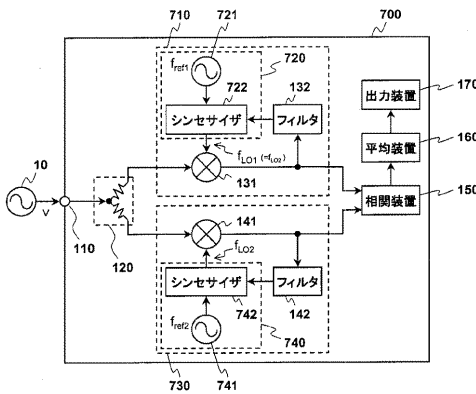
【図 5】



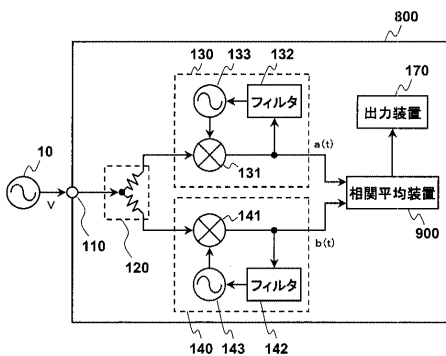
【図 6】



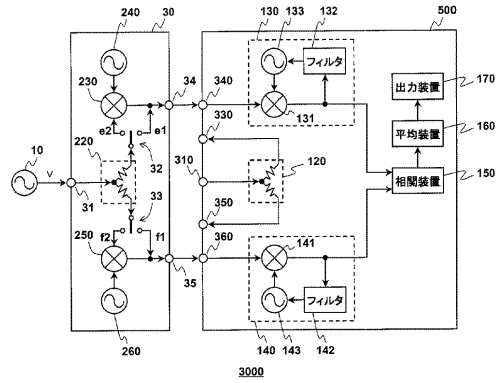
【図 9】



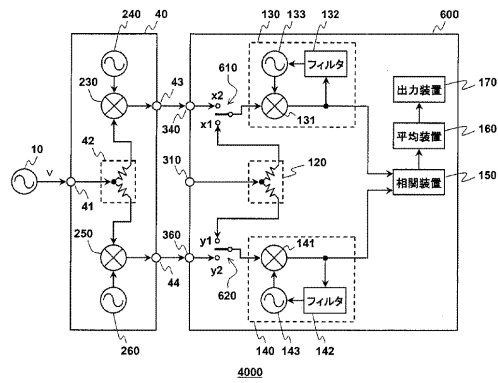
【図 10】



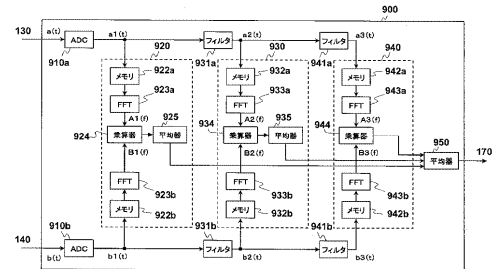
【図 7】



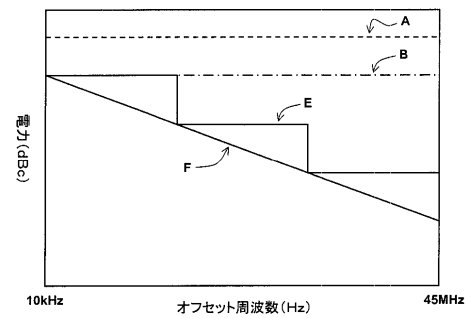
【図 8】



【図 11】



【図 12】



フロントページの続き

(72)発明者 烏川 浩明

東京都八王子市高倉町9番1号 アジレント・テクノロジー・インターナショナル株式会社内

Fターム(参考) 2G030 AA05 AG05