

(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2010-147599

(P2010-147599A)

(43) 公開日 平成22年7月1日(2010.7.1)

(51) Int.Cl.  
H03B 1/00 (2006.01)

F I  
H03B 1/00

テーマコード (参考)

B

審査請求 未請求 請求項の数 6 O L (全 28 頁)

(21) 出願番号 特願2008-320113 (P2008-320113)  
 (22) 出願日 平成20年12月16日 (2008.12.16)

特許法第30条第1項適用申請有り 平成20年6月20日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会技術研究報告(信学技報 Vol. 108 No. 103)」に発表

特許法第30条第1項適用申請有り 平成20年8月29日 日本ソフトウェア科学会発行の「JWEIN2008講演論文集」に発表

特許法第30条第1項適用申請有り 平成20年9月2日 社団法人電子情報通信学会発行の「電子情報通信学会2008年ソサイエティ大会講演論文集(DVD)」に発表

(71) 出願人 504133110  
 国立大学法人電気通信大学  
 東京都調布市調布ヶ丘一丁目5番地1

(74) 代理人 100122884  
 弁理士 角田 芳末

(74) 代理人 100133824  
 弁理士 伊藤 仁恭

(72) 発明者 田中 久陽  
 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内

(72) 発明者 菊地 淳弘  
 東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内

最終頁に続く

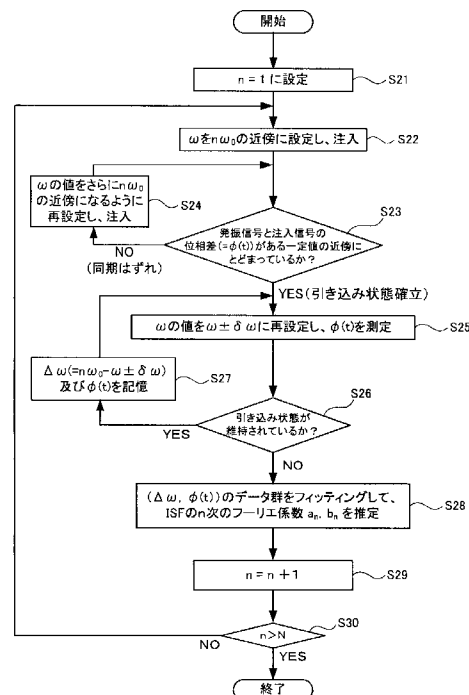
(54) 【発明の名称】 発振器の内部機構の推定方法、推定プログラム及び推定装置

(57) 【要約】

【課題】 発振器の位相雑音や注入同期特性等の内部機構に関する情報をより簡易に且つ精度良く推定する方法を提供する。

【解決手段】 まず、発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ発振器に注入して、周波数毎に発振器と交流信号との発振位相差を求める。次いで、周波数毎の発振位相差及び交流信号の各周波数と発振器の自然周波数との差に基づいて、フーリエ級数で表される発振器のインパルス感度関数の交流成分のフーリエ係数を算出する。また、直流信号を発振器に注入して、発振位相差の時間変化率を求める。次いで、測定した発振位相差の時間変化率に基づいて、インパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出する。次いで、算出された交流成分及び直流成分のフーリエ係数を用いてインパルス感度関数を算出する。そして算出したインパルス感度関数を用いて発振器の内部機構を推定する。

【選択図】 図7



## 【特許請求の範囲】

## 【請求項 1】

発振器の内部機構を推定する方法であって、

前記発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ前記発振器に注入して、周波数毎に前記発振器と前記交流信号との発振位相差に関する情報を求めるステップと、

前記周波数毎の前記発振位相差に関する情報、及び、前記交流信号の各周波数と前記発振器の自然周波数との差に基づいて、フーリエ級数で表される前記発振器のインパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出するステップと、

直流信号を前記発振器に注入して、前記発振位相差の時間変化率に関する情報を求めるステップと、

測定した前記発振位相差の時間変化率に関する情報に基づいて、前記インパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出するステップと、

算出された前記交流成分及び直流成分のフーリエ係数を用いて前記インパルス感度関数を推定するステップと、

を含む推定方法。

## 【請求項 2】

前記発振位相差に関する情報が、前記発振位相差の時間平均値である

請求項 1 に記載の推定方法。

## 【請求項 3】

さらに、

前記発振位相差に関する情報を求めるステップの前に、前記引き込み現象が生じる周波数範囲内の所定周波数を有し且つ所定振幅を有する交流信号を前記発振器に注入して、前記引き込み現象が生じるか否かを判定するステップと、

前記判定ステップで、前記発振器に前記引き込み現象が生じない場合、前記交流信号の振幅を、前記引き込み現象が生じる範囲の振幅に増大させるステップと、

前記振幅を増大させた前記交流信号の周波数を前記引き込み現象が生じる周波数範囲内で種々変化させて前記発振器に注入して得られる、周波数毎の前記発振位相差に関する情報と、前記振幅を増大させた前記交流信号の各周波数と前記発振器の自然周波数との差との関係に基づいて、前記所定振幅を有する交流信号を前記発振器に注入した際の前記発振位相差に関する情報と、前記所定振幅を有する交流信号の周波数及び前記発振器の自然周波数間の差との関係を推定するステップとを含み、

前記交流成分のフーリエ係数を算出するステップでは、前記推定された、前記所定振幅を有する交流信号を前記発振器に注入した際の前記発振位相差に関する情報と、前記所定振幅を有する交流信号の周波数及び前記発振器の自然周波数間の差との前記関係に基づいて、前記発振器のインパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出する

請求項 2 に記載の推定方法。

## 【請求項 4】

前記発振位相差の時間変化率に関する情報が、前記発振位相差の時間変化率の時間平均値である

請求項 1 ~ 3 のいずれか一項に記載の推定方法。

## 【請求項 5】

コンピュータ装置に実装して所定の処理をコンピュータ装置に実行させるプログラムであって、

発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ前記発振器に注入して、周波数毎に前記発振器と前記交流信号との発振位相差に関する情報を求める処理と、

前記周波数毎の前記発振位相差に関する情報、及び、前記交流信号の各周波数と前記発振器の自然周波数との差に基づいて、フーリエ級数で表される前記発振器のインパルス感

10

20

30

40

50

度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出する処理と、

直流信号を前記発振器に注入して、前記発振位相差の時間変化率に関する情報を求める処理と、

測定した前記発振位相差の時間変化率に基づいて、前記インパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出する処理と、

算出された前記交流成分及び直流成分のフーリエ係数を用いて前記インパルス感度関数を推定する処理と、

をコンピュータ装置に実行させるプログラム。

【請求項 6】

発振器の内部機構を推定する装置であって、

直流信号、または、前記発振器で周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ生成し、該生成された各信号を前記発振器に注入する可変信号源と、

各周波数の前記交流信号を前記発振器に注入して得られる周波数毎の前記発振器及び前記交流信号間の発振位相差に関する情報、前記交流信号の各周波数と前記発振器の自然周波数との差、及び、前記直流信号を前記発振器に注入して得られる前記発振位相差の時間変化率に関する情報を記憶する記憶部と、

前記記憶部に記憶された前記発振位相差の時間変化率に関する情報に基づいて、フーリエ級数で表される前記発振器のインパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出し、前記記憶部に記憶された前記発振位相差に関する情報、並びに、前記交流信号の各周波数及び前記発振器の自然周波数間の差に基づいて、前記インパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出し、且つ、算出された前記直流成分及び交流成分のフーリエ係数を用いて前記発振器のインパルス感度関数を推定する演算部と、

を備える推定装置。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

本発明は、発振器の位相雑音や外部信号に対する特性等の内部機構を推定する方法、推定プログラム及び推定装置に関する。

【背景技術】

【0002】

現在、携帯電話等の小型の電子機器に内蔵されている発振器は、低電力で動作し且つ微細なデバイス、例えば、サブマイクロ領域のサイズを有するCMOS (Complementary Metal Oxide Semiconductor) 等で構成されるものが多い。

【0003】

また、近年、CMOS等を用いたより高周波(数GHz~数十GHz)の発振器の開発及び実用化が喫緊の課題となっている。この課題において、本質的な障害の一つになっているものが、デバイスの微細化にともなって、内部のノイズ、ゆらぎの影響が大きくなり、発振器の位相雑音(位相ジッタ)が増大することである。

【0004】

しかしながら、発振器を用いる無線システムにおいて、発振器の発振位相の安定性を確保することは必要不可欠である。そのため、従来、発振器の位相雑音の生成メカニズムを推定(理解)するための技術や、位相雑音を低減するための設計技術等が種々提案されている(例えば、非特許文献1、2参照)。

【0005】

非特許文献1では、発振器の位相雑音の生成メカニズムを推定するために、CMOS発振器を含む一般の発振器の内部機構を示す関数として、インパルス感度関数(ISF: Impulse Sensitivity Function)という周期関数を定義している。インパルス感度関数は、発振器に微小なインパルス電流が注入された際に、これにより引き起こされる発振位相の僅かなシフト量と、微小インパルス電流の注入のタイミングとの関係を示す関数である。

10

20

30

40

50

このインパルス感度関数を用いれば、発振器内に存在するノイズが、どの様に発振器の発振位相のゆらぎに変換されるかを評価することができる。

【 0 0 0 6 】

図 1 4 及び図 1 5 に、発振器の発振位相のシフト量と微小インパルスの注入タイミングとの関係を示す。図 1 4 ( a ) 及び図 1 5 ( a ) は、発振器の出力信号 ( 電圧 ) の波形図であり、図 1 4 ( b ) 及び図 1 5 ( b ) は、微小インパルス ( 電流 ) の波形図である。

【 0 0 0 7 】

図 1 4 ( a ) は、発振器の出力波形 7 0 の振幅が略最大 ( 波形の傾きが 0 付近 ) となる時間  $t_0$  に微小インパルス 7 2 を発振器に注入した際の、発振器の出力波形の変化の様子を示している。このようなタイミングで、微小インパルス 7 2 を注入すると、出力波形 7 1 の振幅は、注入時に元の出力波形 7 0 より大きくなるが、その後、振幅は時間と共に徐々に減衰し、出力波形 7 1 は注入前の出力波形 7 0 に戻る。このような場合には、位相シフト量はゼロとなる。

10

【 0 0 0 8 】

図 1 5 ( a ) は、発振器の出力波形 7 0 の振幅が最小 ( 出力波形 7 0 の谷の部分 ) となる時間から振幅がゼロとなる時間までの間で且つ波形の傾きが比較的大きい時間  $t_1$  に微小インパルス 7 4 を発振器に注入した際の、発振器の出力波形の変化の様子を示している。このようなタイミングで微小インパルス 7 4 を注入すると、図 1 5 ( a ) に示すように、注入後の出力波形 7 3 は、注入前の出力波形 7 0 に戻らず、発振器内に位相シフトが発生する。すなわち、図 1 4 及び 1 5 に示すように、微小インパルスの注入タイミングによって、発振器の位相シフト量が変化する。

20

【 0 0 0 9 】

そこで、発振器の出力波形の 1 周期  $T$  に渡って、微小インパルスの注入タイミングを種々変えて、そのタイミング毎に位相シフト量を測定すると、図 1 6 に示すような時間  $t$  に対する位相シフト量の変化特性 7 5 が得られる。この変化特性 7 5 が、インパルス感度関数 ( I S F ) であり、この関数は、図 1 6 に示すように、周期関数 (  $( t )$  : は発振器の角周波数 ) となる。

【 0 0 1 0 】

そして、図 1 6 に示す特性からインパルス感度関数 (  $( t )$  ) が得られれば、ある時刻  $t$  における発振器の発振位相のゆらぎ (  $( t )$  ) ( 発振器本来の発振位相からの差分 ) は、インパルス感度関数 (  $( t )$  ) と発振器内部ノイズ  $n ( t )$  との積を時刻  $t$  まで積分することにより求めることができる。すなわち、ある時刻  $t$  における発振器の発振位相のゆらぎ (  $( t )$  ) は、下記式 ( 1 ) で求めることができる。

30

【 0 0 1 1 】

【 数 1 】

$$\phi(t) \sim \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega s) n(s) ds \quad \dots(1)$$

【 0 0 1 2 】

例えば、C M O S リングオシレータにおいて、発振器の内部ノイズ  $n ( t )$  が  $1 / f$  成分 (  $f = \omega / 2 \pi$  : 発振器の発振周波数 ) を含むホワイトノイズである場合には、上記式 ( 1 ) により、発振位相のゆらぎ (  $( t )$  ) ( 位相雑音 ) が  $1 / f^2$  成分を生成することが従来明らかにされている。また、非特許文献 1 では、上記式 ( 1 ) を利用して、位相雑音を低減した C M O S 発振器が設計されている。

40

【 0 0 1 3 】

また、非特許文献 1 に記載の技術分野以外では、例えば物理の分野においてもインパルス感度関数 ( I S F ) に関する様々な技術が提案されている ( 例えば、非特許文献 2 参照 ) 。非特許文献 2 では、インパルス感度関数の適用対象を生体振動子 ( ペースメーカーニューロン ) とし、生きた状態で生体振動子のインパルス感度関数を実験的に求めている。非特許文献 2 では、生体振動子の内部ノイズとして、他のニューロンからの周期的注入信

50

号  $i(t)$  を想定している。そして、非特許文献 2 では、上記式 (1) 中のノイズ  $n(t)$  の代わりに、周期的注入信号  $i(t)$  を使い、最終的には、下記式 (2) に示す位相雑音  $\phi(t)$  の微分方程式を導出している。

【0014】

【数 2】

$$\frac{d\phi(t)}{dt} \equiv \omega_0 - \omega + H(\phi_{\text{ext}}(t) - \phi(t)), \quad \dots(2)$$

$$\text{ただし } H(\phi_{\text{ext}}(t) - \phi(t)) = \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma(\omega s + \phi) i(\omega s + \phi_{\text{ext}}) ds$$

10

【0015】

なお、上記式 (2) 中の  $\phi_{\text{ext}}(t)$  は、周期的注入信号  $i(t)$  の発振位相のゆらぎである。また、上記式 (2) 中の  $\omega_0$  及び  $\omega$  は、それぞれ生体振動子 (発振器) の自然角周波数及び周期的注入信号  $i(t)$  の角周波数である。

【0016】

上記式 (2) で注目すべき点は、上記式 (2) がマイクロ波発振器の分野で古くから知られている Adler の方程式を一般化した式になっており、後述する注入同期 (周波数の引き込み現象) を記述する基本方程式となっていることである。

【0017】

さらに、従来、微小インパルス代わりに微小ノイズを発振器に注入して、その応答の統計的性質からインパルス感度関数を導出する手法も提案されている (例えば、非特許文献 3 参照)。

20

【0018】

【非特許文献 1】A. Hajimiri and T. H. Lee: "A general theory of phase noise in electrical oscillators", IEEE J. Solid-State Circuits, Vol. 33, pp. 179-194, Feb. 1998

【非特許文献 2】R. F. Galan, G. B. Ermentrout, and N. N. Urban: "Efficient estimation of phase-resetting curves in real neurons and its significance for neural-network modeling", Phys. Rev. Lett. 94, 158101, 2005

30

【非特許文献 3】G. B. Ermentrout, R. F. Galan, and N. N. Urban: "Relating neural dynamics to neural coding", Phys. Rev. Lett. 99, 248103, 2007.

【発明の開示】

【発明が解決しようとする課題】

【0019】

現在の無線システム等では、上述のように、低位相ジッタ (低位相雑音) の発振器を効率良く設計することが必須である。さらに、これらの無線システム (無線集積回路) に発振器を実装する際には、インパルス感度関数 (ISF) は欠くことのできない重要な基本情報であり、この情報を用いることにより位相雑音の定性的及び定量的評価が可能になる。また、インパルス感度関数の情報を用いることにより、注入同期を利用した応用技術の範囲を拡げることも可能になる。したがって、発振器のインパルス感度関数の推定技術は、その分野だけでなく、幅広い様々な技術分野で応用可能であり、大きな価値を有する。

40

【0020】

上述した非特許文献 1 及び 2 で提案されている技術は、位相雑音のメカニズムの解明において、現在まで、非常に多くの研究開発に引用され、その貢献度は高い。しかしながら、インパルス感度関数の具体的な求め方については、これまで幾つか報告されているが、いまのところ最適な手法は確立されていない。

【0021】

また、例えば、非特許文献 1 で提案されているような技術では、微小インパルスの注入に対する微小応答を測定するための計測手段が、複雑で且つ高コストであるという問題が

50

ある。さらに、非特許文献1で提案されているような技術では、上述のように、発振器の出力波形の1周期に渡って、微小インパルスとその注入タイミングを種々変えて注入し、各タイミングでの位相シフト量を測定してインパルス感度関数を求める。この手法では、過渡解析に加え、多点計測を行うので、計算量及び計算時間が非常に大きくなるという問題もある。

#### 【0022】

上記問題を鑑み、本発明では、発振器の位相雑音や注入同期特性等の内部メカニズムに関する情報をより簡易に且つ精度良く推定する方法、それを実行するための推定プログラム及び推定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】

#### 【0023】

上記課題を解決するために、本発明では、次のような手順で発振器の内部機構を推定する。まず、発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ発振器に注入して、周波数毎に発振器と交流信号との発振位相差に関する情報を求める。次いで、周波数毎の発振位相差に関する情報、及び、交流信号の各周波数と発振器の自然周波数との差に基づいて、フーリエ級数で表される発振器のインパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出する。また、直流信号を発振器に注入して、発振位相差の時間変化率に関する情報を求める。次いで、測定した発振位相差の時間変化率に関する情報に基づいて、インパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出する。そして、算出された交流成分及び直流成分のフーリエ係数を用いてインパルス感度関数を推定する。

#### 【0024】

上述のように本発明の推定方法では、発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ発振器に注入し、フーリエ級数で表されるインパルス感度関数（ISF）の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を求める。すなわち、本発明では、発振器の引き込み現象を利用してインパルス感度関数の交流成分のフーリエ係数を求める。これにより、従来手法と同等以上の精度の良いインパルス感度関数の推定（近似）が可能なる。なお、発振器における周波数の引き込み現象とは、発振器の自然周波数（発振器に固有の発信周波数）に近い周波数の周期信号を発振器に注入すると、発振器の発振周波数が注入した周期信号の周波数に引き込まれ（同期し）、発振器の周波数が注入した周期信号の周波数と同じになる現象のことである。

#### 【0025】

また、本発明では、発振器のインパルス感度関数の推定する際に、従来手法のように、微小インパルスを発振器に注入する必要がない。それゆえ、従来手法のように、微小インパルスを注入した際の微小応答を測定するための複雑で且つ高コストの計測手段を用いる必要がなくなる。

#### 【0026】

また、本発明の推定プログラムでは、次のような処理をコンピュータ装置に実行させるものとする。まず、発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ発振器に注入して、周波数毎に発振器と交流信号との発振位相差に関する情報を求める処理を実行させる。次いで、周波数毎の発振位相差に関する情報、及び、交流信号の各周波数と発振器の自然周波数との差に基づいて、フーリエ級数で表される発振器のインパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出する処理を実行させる。また、直流信号を発振器に注入して、発振位相差の時間変化率に関する情報を求める処理を実行させる。次いで、測定した発振位相差の時間変化率に基づいて、インパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出する処理を実行させる。そして、算出された交流成分及び直流成分のフーリエ係数を用いてインパルス感度関数を推定する処理を実行させる。

#### 【0027】

さらに、本発明の推定装置は、可変信号源と、記憶部と、演算部とを備える構成とし、

10

20

30

40

50

各部が次のように機能するようにする。可変信号源は、直流信号、または、発振器で周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ生成し、該生成された各信号を発振器に注入する。記憶部は、各周波数の交流信号を発振器に注入して得られる周波数毎の発振器及び交流信号間の発振位相差に関する情報、交流信号の各周波数と発振器の自然周波数との差、及び、直流信号を発振器に注入して得られる発振位相差の時間変化率に関する情報を記憶する。そして、演算部は、記憶部に記憶された発振位相差の時間変化率に関する情報に基づいて、フーリエ級数で表される発振器のインパルス感度関数の直流成分のフーリエ係数を算出する。また、演算部は、記憶部に記憶された発振位相差に関する情報、並びに、交流信号の各周波数及び発振器の自然周波数間の差に基づいて、インパルス感度関数の所定次数までの交流成分のフーリエ係数を算出する。さらに、演算部は、算出された直流成分及び交流成分のフーリエ係数を用いて発振器のインパルス感度関数を推定する。

10

#### 【発明の効果】

##### 【0028】

上述のように、本発明では、発振器に周波数の引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する交流信号をそれぞれ発振器に注入して、フーリエ級数で表されるインパルス感度関数の交流成分のフーリエ係数を求める。したがって、本発明によれば、発振器の位相雑音や注入同期特性等の内部機構に関する情報をより簡易に且つ精度良く推定できる。

20

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0029】

以下に、本発明の実施形態に係る発振器の内部機構の推定方法及び推定装置の例を図面を参照しながら以下の順で説明する。なお、本発明は以下の例に限定されるものではない。

1. 第1の実施形態：基本例（内部ノイズを考慮しない場合）
2. 第2の実施形態：内部ノイズが小さい場合の例
3. 第3の実施形態：内部ノイズが大きい場合の例

##### 【0030】

#### < 1. 第1の実施形態 >

第1の実施形態では、発振器の内部ノイズが存在しない理想的な場合あるいは内部ノイズが実質的に無視できる程度である場合における発振器の内部メカニズムの推定方法及び推定装置について説明する。

30

##### 【0031】

#### [ 発振器の内部メカニズムの推定原理 ]

まず、本発明における発振器の位相雑音や注入同期特性等の内部メカニズムに関する情報、すなわち、インパルス感度関数（ISF）の推定原理を説明する。本発明者らは、様々な検証実験（シミュレーション等も含む）を行い、発振器に周波数の引き込み現象が生じている状態で得られるデータにより、インパルス感度関数が等価的に推定可能であるという新しい知見を得た。そこで、本発明では、発振器における周波数の引き込み現象を利用して、発振器の内部メカニズムを推定する。

40

##### 【0032】

なお、上述した従来手法では、発振器のインパルス感度関数を求めるために、微小インパルス（非特許文献1及び2）や微小ノイズ（非特許文献3）を発振器に注入するが、その際、発振器の発振位相は変化するものの、発振周波数は、注入信号が存在しない場合の周波数（自然周波数）に維持される。すなわち、従来手法では周波数引き込み（注入同期）は生じない。それに対して、本発明では、上述のように、発振器に内在する「引き込み能力（注入同期能力）」を積極的に利用するものであり、従来手法と全く逆の発想に基づいている。

##### 【0033】

また、上述したように、発振器における周波数の引き込み現象は、発振器の自然周波数

50

(発振器に固有の周波数)に近い周波数の周期信号(注入信号)を発振器に注入すると、発振器の発振周波数が注入信号の周波数に引き込まれる(同期する)現象である。この引き込み現象が起こる周波数範囲は、発振器の自然周波数や、注入信号の周波数及び振幅により変化する。例えば、古典的な非線形発振器として知られ且つ高周波発振器のモデルとして用いられるファンデルポール(Van der Pol)発振器では、注入信号と発振器の出力信号の振幅が同程度である場合、引き込み周波数範囲が次のような値になることが知られている。注入信号の周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  と同等である場合には、引き込み周波数範囲は  $f_0 \pm 0.5 f_0$  程度となる。注入信号の周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  の2倍と同等である場合には、引き込み周波数範囲は  $2 f_0 \pm 0.1 f_0$  程度となる。また、注入信号の周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  の3倍と同等である場合には、引き込み周波数範囲は  $3 f_0 \pm 0.05 f_0$  程度となる。

10

【0034】

以下、本発明におけるインパルス感度関数(ISF)の推定方法の基本原理を具体的に説明する。本発明で求めたい発振器のインパルス感度関数は、注入信号の角周波数と同じ角周波数を有する周期関数である。それゆえ、本発明では、インパルス感度関数  $\Gamma(t)$  を、下記式(3)で示すようなフーリエ級数で表すことができる。なお、下記式(3)中の  $a_0$  はインパルス感度関数  $\Gamma(t)$  の直流成分のフーリエ係数であり、 $a_n$  及び  $b_n$  は交流成分のフーリエ係数である。

【0035】

【数3】

20

$$\Gamma(\omega t) = \frac{a_0}{2} + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad \dots(3)$$

【0036】

本発明では、発振器の引き込み能力を利用して、上記式(3)中の交流成分のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を推定し、インパルス感度関数  $\Gamma(t)$  を算出する。

【0037】

(1) フーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  の算出

まず、上記式(3)中のフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求める。いま、発振器に注入する注入信号  $i(t)$  (交流信号)として、振幅  $A$  の正弦波信号を想定する。このとき、注入信号  $i(t)$  は一般に、下記式(4)で表される。

30

【0038】

【数4】

$$i(\omega t) = A \sin(\omega t + \phi_{\text{ext}}(t)) \quad \dots(4)$$

【0039】

なお、上記式(4)中の  $\phi_{\text{ext}}(t)$  は、注入信号  $i(t)$  の発振位相のゆらぎである。また、注入信号  $i(t)$  の周波数  $f$  [Hz] ( $= \omega / 2\pi$ ) は、発振器の自然周波数  $f_0$  [Hz] ( $= \omega_0 / 2\pi$ ) に近いものとする。

40

【0040】

また、上記式(4)で表される注入信号  $i(t)$  を発振器に注入すると、発振器の発振位相のゆらぎ  $\phi(t)$  (以下、発振位相差という)の微分方程式は、上記式(2)から、次のように表される。

【0041】



【数 5】

$$\begin{aligned}\frac{d\phi(t)}{dt} &= \omega_0 - \omega + H(\phi_{\text{ext}}(t) - \phi(t)) \\ &= \omega_0 - \omega + \frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma(\omega s + \phi(t)) \cdot i(\omega s + \phi_{\text{ext}}(t)) ds \quad \dots(5)\end{aligned}$$

【0042】

ここで、上記式(5)中の  $(\omega s + \phi(t)) \cdot i(\omega s + \phi_{\text{ext}}(t))$  は、三角関数の積和の公式から、下記式(6)のように変形される。

【0043】

【数 6】

$$\begin{aligned}\Gamma(\omega s + \phi) \cdot i(\omega s + \phi_{\text{ext}}) &= \Gamma(\omega s + \phi) \cdot A \sin(\omega s + \phi_{\text{ext}}) \\ &= \frac{A}{2} a_1 [\sin(2\omega s + \phi + \phi_{\text{ext}}) - \sin(\phi - \phi_{\text{ext}})] \\ &\quad + \frac{A}{2} b_1 [\cos(\phi - \phi_{\text{ext}}) - \cos(2\omega s + \phi + \phi_{\text{ext}})] \\ &\quad + [\text{周期 } 2\pi/\omega \text{ の正弦関数の和}] \quad \dots(6)\end{aligned}$$

【0044】

さらに、上記式(5)中の右辺の積分項は、 $[0, 2\pi/\omega]$  にわたる1周期の積分であるので、下記式(7)のように表される。

【0045】

【数 7】

$$\frac{\omega}{2\pi} \int_0^{2\pi} \Gamma(\omega s + \phi) \cdot i(\omega s + \phi_{\text{ext}}) ds \sim \frac{A}{2} [-a_1 \sin(\phi - \phi_{\text{ext}}) + b_1 \cos(\phi - \phi_{\text{ext}})] \quad \dots(7)$$

【0046】

したがって、上記式(5)は、実質的に下記式(8)のように簡略化される。

【0047】

【数 8】

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_0 - \omega + \frac{A}{2} [-a_1 \sin(\phi - \phi_{\text{ext}}) + b_1 \cos(\phi - \phi_{\text{ext}})] \quad \dots(8)$$

【0048】

また、注入信号の初期条件を  $i(0) = 0$  と仮定すると、一般性を失うことなく、 $\phi_{\text{ext}}(t) \sim 0$  となる。この場合、発振器の発振位相差  $\phi(t)$  の微分方程式は、最終的には下記式(9)で記述される。

【0049】

【数 9】

$$\frac{d\phi(t)}{dt} = \omega_0 - \omega + \frac{A}{2} [-a_1 \sin \phi(t) + b_1 \cos \phi(t)] \quad \dots(9)$$

【0050】

10

20

30

40

50

ここで、角周波数差  $\omega - \omega_0$  を十分小さくすると、上述したように、発振器に周波数の引き込み現象が起こる。この場合、発振位相差  $\phi(t)$  (位相雑音) は一定となり、 $d\phi(t)/dt = 0$  となる。これにより、上記式 (9) から、下記式 (10) が得られる。

【0051】  
【数10】

$$\Delta\omega = \frac{A}{2} [a_1 \sin \phi - b_1 \cos \phi] \quad \dots(10)$$

10

【0052】

発振器に周波数の引き込み現象 (注入同期) が生じている状態では、角周波数差  $\omega - \omega_0$  と、発振位相差  $\phi(t)$  の間に、上記式 (10) の関係が成立する。なお、注入信号の振幅 A はある程度小さく設定されるが、これに応じて、 $\omega - \omega_0$  が十分小さくなるように注入信号の角周波数  $\omega$  をチューニングすることにより、上記式 (10) を満たす発振位相差  $\phi(t)$  の存在が保証される。

【0053】

図1に、注入信号の周波数 f が、発振器の自然周波数  $f_0$  に十分近い場合に生じる引き込み現象の様子を示す。図1 (a) は、引き込み現象が生じている場合の発振器の出力信号 (電圧) の波形を示しており、図1 (b) は、注入信号 (電流) の波形を示している。図1に示すように、周波数引き込みが起こっている状態では、発振器の発振周期が注入信号の周期 ( $2\pi/\omega$ ) と同じになっており、両者の位相差 (発振位相差  $\phi(t)$ ) も一定となる。

20

【0054】

そして、本発明では、図1に示すような周波数引き込み (注入同期) が起こっている状態では、上記式 (10) が成立するので、この式から、インパルス感度関数  $\phi(t)$  のフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求める。具体的には、次のようにして求める。

【0055】

まず、角周波数差  $\omega - \omega_0$  が十分小さく且つ引き込み現象が生じる周波数範囲内で、注入信号の角周波数  $\omega$  を種々チューニングし ( $\omega$  を種々変化させて)、各角周波数の注入信号を発振器に注入する。そして、各角周波数  $\omega$  において、一定となる発振位相差  $\phi(t)$  を測定する。次いで、各角周波数  $\omega$  で求めた発振位相差  $\phi(t)$  の値から、 $\phi(t)$  と  $\omega - \omega_0$  の関係を示す特性を求める。

30

【0056】

図2に、その特性の一例を示す。なお、図2中の縦軸は測定した発振位相差  $\phi(t)$  であり、横軸は  $\omega - \omega_0$  である。また、図2中の特性において、実線で示す範囲は引き込み現象が生じる周波数範囲 (同期範囲 16) であり、点線で示す範囲は引き込み現象が起こらない周波数範囲 (非同期範囲 17 及び 18) である。なお、非同期範囲 17 及び 18 では、発振器は、注入信号の周波数に追従せず、自然周波数で発振する。

【0057】

図2中の特性 11 (「-」印の特性) が、フーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求めるために測定した  $\phi(t)$  ( $= \phi_0 - \phi$ ) と  $\omega - \omega_0$  の関係を示す特性である。そして、本発明では、このような  $\phi(t)$  と  $\omega - \omega_0$  の関係を示す特性曲線に、上記式 (10) をフィッティングすることにより、フーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を算出する。

40

【0058】

なお、フィッティングの手法として、既存のデータ処理で用いられる様々な手法 (例えば、最小二乗法等) が用い得るが、次のような方法によりフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求めてもよい。図2で示すような角周波数差  $\omega - \omega_0$  と発振位相差  $\phi(t)$  の関係を示す特性曲線 11 の同期範囲 16 (引き込み範囲) の両端 (点線で囲まれた部分) における  $\omega - \omega_0$  及び  $\phi(t)$  の値を上記式 (10) に代入する。そして、これにより得られ

50

た2つの方程式（未知数が  $a_1$  及び  $b_1$  の方程式）を連立して解くことによりフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求める。

【0059】

また、図2の例では、 $\phi(t)$  及び  $i(t)$  との関係同期範囲16（引き込み範囲）全域にわたって測定した例を説明しているが、本発明はこれに限定されない。図2に示すように、 $\phi(t)$  及び  $i(t)$  との関係を示す特性曲線は正弦曲線となるので、同期範囲16内の複数の測定点（両端以外）で  $\phi(t)$  及び  $i(t)$  を求め、それらのデータと上記式(10)をフィッティングしてフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  を求めてもよい。

【0060】

(2) 2次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  の算出

次に、上記式(3)で表されるインパルス感度関数  $i(t)$  の2次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を求める。上述した発振器の周波数の引き込み現象は、注入信号の周波数  $f$  が、発振器の自然周波数  $f_0$  の  $n$  倍 ( $n = 2$  以上の整数) に近い場合にも生じることが知られている。ただし、この場合には、発振器の発振周波数は、注入信号の周波数の  $1/n$  倍（周期は  $n$  倍）の周波数に引き込まれる（同期する）。

【0061】

図3に、注入信号の周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  の2倍に近い場合に生じる引き込み現象の様子を示す。図3(a)は、引き込み現象が生じている場合の発振器の出力信号（電圧）の波形を示しており、図3(b)は、注入信号（電流）の波形を示している。

【0062】

注入信号の周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  の2倍に近い場合には、引き込み状態において、図3に示すように、発振器の発振周期が注入信号の2倍周期 ( $2/n$ ) と同じになっており、両者の位相差（発振位相差  $\phi(t)$ ）も一定となる。本発明では、図3に示すような引き込み現象を利用して、インパルス感度関数の2次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を推定する。

【0063】

周波数  $f$  が発振器の自然周波数  $f_0$  の  $n$  倍 ( $nf_0$  :  $n = 2$  以上の整数) である注入信号を発振器に注入した場合の発振器の発振位相差  $\phi(t)$  を記述する方程式は、下記式(11)で与えられる。なお、下記式(11)は、上記式(4)~(8)の導出過程と同様にして得られる。

【0064】

【数11】

$$\begin{aligned} \frac{d\phi(t)}{dt} &= n\omega_0 - \omega + H(\phi_{\text{ext}}(t) - \phi(t)) \\ &= n\omega_0 - \omega + \frac{\omega}{2\pi n} \int_0^{\frac{2\pi n}{\omega}} \Gamma(\omega s + \phi) \cdot i(\omega s + \phi_{\text{ext}}) ds \\ &\equiv \Delta\omega + \frac{A}{2} [a_n \sin(\phi_{\text{ext}} - \phi) + b_n \cos(\phi_{\text{ext}} - \phi)] \quad \dots(11) \end{aligned}$$

【0065】

ここで、角周波数差  $\Delta\omega = n\omega_0 - \omega$  を十分小さくすると、発振器に周波数の引き込み現象が起こり、 $d\phi(t)/dt = 0$ （発振位相差  $\phi(t)$  が一定）となる。この場合、上記式(11)から、下記式(12)が得られる。なお、この式の変形過程では、注入信号の初期条件を  $i(0) = 0$  と仮定している。

【0066】

10

20

30

40

【数 1 2】

$$\Delta\omega = \frac{A}{2} [a_n \sin \phi - b_n \cos \phi] \quad \dots(12)$$

【0067】

すなわち、 $n$  次のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  においても、1 次のフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  に対して求めた上記式 (10) と同様の式が得られる。したがって、インパルス感度関数  $i(t)$  の  $n$  次のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  もまた、上述したフーリエ係数  $a_1$  及び  $b_1$  の推定方法と同様にして算出することができる。

10

【0068】

具体的には、まず、角周波数差  $\omega_n - \omega_0$  が十分小さく且つ引き込み現象が生じる周波数範囲内で、注入信号の角周波数  $\omega_n$  を種々チューニングし ( $\omega_n$  を種々変化させて)、各角周波数の注入信号を発振器に注入する。次いで、各角周波数  $\omega_n$  において、一定となる発振位相差  $\phi(t)$  を測定する。そして、各角周波数  $\omega_n$  で求めた発振位相差  $\phi(t)$  の値から、 $\omega_n$  と  $\phi(t)$  との関係を示す特性を求める。

【0069】

図 2 に、2 次～5 次のフーリエ係数を求めるためにそれぞれ測定した  $\phi(t)$  と発振位相差  $\phi(t)$  との関係を表す特性を示す。

【0070】

図 2 中の特性 1 2 (白三角印の特性) は、2 次 ( $n = 2$ ) のフーリエ係数  $a_2$  及び  $b_2$  を求めるための  $\omega_2 - \omega_0$  と  $\phi(t)$  との関係を示す特性である。図 2 中の特性 1 3 (白丸印の特性) は、3 次 ( $n = 3$ ) のフーリエ係数  $a_3$  及び  $b_3$  を求めるための  $\omega_3 - \omega_0$  と  $\phi(t)$  との関係を示す特性である。図 2 中の特性 1 4 (バツ印の特性) は、4 次 ( $n = 4$ ) のフーリエ係数  $a_4$  及び  $b_4$  を求めるための  $\omega_4 - \omega_0$  と  $\phi(t)$  との関係を示す特性である。そして、図 2 中の特性 1 5 (白四角印の特性) は、5 次 ( $n = 5$ ) のフーリエ係数  $a_5$  及び  $b_5$  を求めるための  $\omega_5 - \omega_0$  と  $\phi(t)$  との関係を示す特性である。

20

【0071】

そして、図 2 で示すような角周波数差  $\omega_n - \omega_0$  と発振位相差  $\phi(t)$  との関係を示す特性曲線に、上記式 (12) をフィッティングして、2 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する。

30

【0072】

(3) 0 次のフーリエ係数  $a_0$  の算出

上記式 (3) で表されるインパルス感度関数  $i(t)$  の 0 次のフーリエ係数  $a_0$  は、注入信号  $i(t)$  として、振幅  $A$  が一定の直流信号を発振器に注入することにより求められる。

【0073】

振幅  $A$  が一定の直流信号を発振器に注入した場合、発振位相差  $\phi(t)$  は上記式 (1) から、次式で表される。

40

【0074】

【数 1 3】

$$\phi(t) \sim \int_{-\infty}^t \Gamma(\omega s) \cdot A ds = \frac{a_0}{2} \cdot At \quad \dots(13)$$

【0075】

上記式 (13) から、発振位相差  $\phi(t)$  の微分方程式は、 $d\phi(t)/dt = (a_0/2) \cdot A$  で与えられる。この式において、 $A$  が既知であり、 $d\phi(t)/dt$  は測定できるので、この式により 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を算出することができる。

【0076】

50

上述のように、本発明では、引き込み現象が生じる周波数範囲内の種々の周波数を有する正弦波信号を発振器に注入して、発振器のインパルス感度関数（ $t$ ）の交流成分のフーリエ係数を算出する。また、インパルス感度関数（ $t$ ）の直流成分のフーリエ係数は直流信号を発振器に注入して算出する。本発明者らの検証実験によれば、この手法により、発振器のインパルス感度関数（ $t$ ）が従来と同等以上の精度で算出可能であることが確認されている。

【0077】

[ 推定装置の構成 ]

次に、上述した推定原理に基づいて発振器のインパルス感度関数（発振器の内部機構）を推定するための推定装置の一例を説明する。

10

【0078】

図4に、本実施形態に係る推定装置を適用した推定システムの概略構成を示す。なお、図4の例では、発振器30として、3段のCMOSリングオシレータを用いる。

【0079】

推定装置20は、図4に示すように、可変信号源21と、表示部22と、第1記憶部23と、第2記憶部24と、データベース25と、演算部26と、制御部27と、2つの入出力ポート28及び29とを備える。そして、推定装置20を構成する各部は、制御信号及び入出力信号（データ）を流す信号線35に接続される。

【0080】

なお、信号線35は、入出力ポート29を介してプローブ36に接続される。また、プローブ36は、発振器30内の所定位置に接続され、発振器30の出力信号を取得する。すなわち、発振器30の出力信号はプローブ36及び入出力ポート29を介して信号線35に入力される。

20

【0081】

可変信号源21は、発振器30に注入する信号（注入信号）を生成する電流源である。なお、可変信号源21は、所定周波数の交流信号のみならず、直流信号も出力できるものとする。これは、例えば、可変信号源21を、切り替えスイッチ等により交流信号源と直流信号源とを切り替えるような構成にすることにより実現可能である。

【0082】

また、可変信号源21は、入出力ポート28を介して注入ライン37に接続される。なお、注入ライン37は、発振器30の1段目及び2段目のCMOS31間に接続される。すなわち、可変信号源21から出力される注入信号は、入出力ポート28及び注入ライン37を介して発振器30に注入される。

30

【0083】

表示部22は、注入信号の波形や発振器30からの出力信号の波形を表示する。なお、表示部22としては、例えば、液晶ディスプレイ等を用いてもよい。また、表示部22をオシロスコープ等で構成してもよい。

【0084】

第1記憶部23は、RAM（Random Access Memory）等で構成される。そして、第1記憶部23には、インパルス感度関数の推定時に必要となるデータ、例えば、実際に測定した角周波数差及び発振位相差（ $t$ ）のデータ群等が格納される。

40

【0085】

第2記憶部24は、ROM（Read-Only Memory）等で構成される。そして、第2記憶部24には、例えば、インパルス感度関数（ $t$ ）の推定に必要なプログラム等が格納される。

【0086】

データベース25は、第2記憶部24に接続される。また、データベース25には、例えば、判定処理で用いる各種パラメータの閾値や、注入信号の角周波数の変化幅などのインパルス感度関数の推定計算時に必要なデータがテーブルとしてまとめられ、格納される。

50

## 【0087】

演算部26は、主に、発振器30のインパルス感度関数  $(t)$  を算出する。具体的には、演算部26は、信号線35を介して、第1記憶部23から角周波数差  $\omega$  及び発振位相差  $(t)$  のデータ群を読み出し、また、第2記憶部24から必要な推定プログラムを読み出す。そして、演算部26は、読み出したデータ群及びプログラムを用い、上述した推定原理に従ってインパルス感度関数  $(t)$  を算出(推定)する。

## 【0088】

制御部27は、例えばCPU(Central Processing Unit)等の演算制御装置で構成され、推定装置20を構成する各部を制御する。例えば、演算部21での演算(推定)動作や、可変信号源25から出力される注入信号の周波数の変更動作等は、制御部26により制御される。

10

## 【0089】

## [推定動作]

次に、本実施形態の推定装置20の動作を図面を参照しながら説明する。まず、図5を参照しながら、発振器30のインパルス感度関数(ISF)の推定処理の全体的な流れを説明する。なお、図5は、インパルス感度関数の推定処理の全体的な手順を示すフローチャートである。

## 【0090】

本実施形態では、まず、推定装置20は、インパルス感度関数(上記式(3)参照)の0次(直流成分)のフーリエ係数  $a_0$  を算出する(ステップS1)。次いで、推定装置20は、インパルス感度関数の1次以上(交流成分)のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する(ステップS2)。そして、推定装置20は、ステップS1及びS2で算出したインパルス感度関数のフーリエ係数を上記式(3)に代入して、インパルス感度関数を算出(推定)する(ステップS3)。

20

## 【0091】

なお、ステップS1及びS2内の詳細な動作は、それぞれ図6及び7を参照しながら、後で詳述する。また、本実施形態では、0次のフーリエ係数  $a_0$  を1次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  より先に算出しているが、1次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を先に算出してもよい。

## 【0092】

次に、図5中のステップS1、すなわち、インパルス感度関数の0次のフーリエ係数  $a_0$  を算出する動作を、図6を参照しながら説明する。なお、図6は、インパルス感度関数の0次のフーリエ係数  $a_0$  を推定する処理の手順を示すフローチャートである。

30

## 【0093】

まず、可変信号源21は、制御部27の制御により、振幅Aが一定の直流信号を注入ライン37を介して発振器30に注入する(ステップS11)。

## 【0094】

次いで、制御部27は、発振器30の発振位相差  $(t)$  の時間変化率(傾き)  $d(t)/dt = C$  を測定する(ステップS12)。具体的には、例えば、まず、振幅Aが一定の直流信号を注入した際の発振位相差  $(t)$  の時間  $t$  に対する特性を測定する。次いで、ある時刻  $t$  の1時刻前後  $(t \pm \Delta t)$  の発振位相差  $(t \pm \Delta t)$  から、時刻  $t$  における発振位相差  $(t)$  の傾きを、 $d(t)/dt = \{ (t+1) - (t-1) \} / \Delta t$  を算出する。なお、このステップS12では、必要に応じ、 $(t)/dt$  の時間平均  $d(t)/dt$  を求めてもよい。振幅Aが一定の直流信号を注入した場合には、 $(t)$  は2で正規化する必要がないので、 $\Delta t$  を大きく設定すると、 $d(t)/dt$  は、その時間平均  $d(t)/dt$  とほぼ同じ値になる。それゆえ、このステップS12で  $(t)/dt$  の時間平均  $d(t)/dt$  を求める場合には、 $\Delta t$  を大きく設定する(例えば、数周期分)。

40

## 【0095】

次いで、演算部26は、ステップS12で求めた発振位相差  $(t)$  の傾き  $d(t)$

50

$d(t)$  (または  $d(t)/dt$ ) の値 (= C) を用いて、 $a_0 = 2C/A$  を計算し、インパルス感度関数の 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を算出する (ステップ S 1 3)。そして、制御部 2 7 は、求めた 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を第 1 記憶部 2 3 に記憶する (ステップ S 1 4)。本実施形態では、このようにしてインパルス感度関数の 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を算出する。

【0096】

次に、図 5 中のステップ S 2、すなわち、インパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する動作を、図 7 を参照しながら説明する。なお、図 7 は、1 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を推定する処理の手順を示すフローチャートである。

【0097】

まず、制御部 2 7 は、制御パラメータとなるフーリエ係数の次数  $n$  を  $n = 1$  に設定する (ステップ S 2 1)。次いで、制御部 2 7 は、注入信号の角周波数  $\omega$  を発振器 3 0 の自然角周波数  $\omega_0$  の  $n$  倍の近傍に設定する。次いで、可変信号源 2 1 は、制御部 2 7 により設定された角周波数  $\omega$  及び振幅  $A$  の注入信号 (正弦波信号) を生成し、その注入信号を発振器 3 0 に注入する (ステップ S 2 2)。

【0098】

次いで、制御部 2 7 は、注入信号と、発振器 3 0 の発振信号との発振位相差  $\phi(t)$  が略一定値であるか否かを判断する (ステップ S 2 3)。すなわち、ステップ S 2 3 では、注入信号により、発振器 3 0 に引き込み現象 (注入同期) が生じているか否かを判定する。

【0099】

ここで、発振位相差  $\phi(t)$  が略一定値でない場合、すなわち、発振器 3 0 で引き込み現象が生じていないと判断された場合には、ステップ S 2 3 は NO 判定となる。この場合、制御部 2 7 は、注入信号の角周波数  $\omega$  を現状よりさらに  $n \cdot \omega_0$  に近づくように再設定する。そして、可変信号源 2 1 は、再設定された注入信号を生成して発振器 3 0 に注入する (ステップ S 2 4)。その後は、ステップ S 2 3 が YES 判定となるまで、ステップ S 2 3 及び S 2 4 を繰り返す。

【0100】

一方、発振位相差  $\phi(t)$  が略一定値となった場合、すなわち、発振器 3 0 で引き込み現象が生じていると判断された場合には、ステップ S 2 3 は YES 判定となる。この場合、制御部 2 7 は、注入信号の角周波数  $\omega$  を  $\omega \pm \Delta\omega$  に再設定し、可変信号源 2 1 は、再設定された各角周波数の注入信号を生成して発振器 3 0 に注入する。そして、再設定された各角周波数の注入信号を注入した際の発振位相差  $\phi(t)$  を測定する (ステップ S 2 5)。ただし、角周波数  $\omega$  の変化幅  $\Delta\omega$  は、注入信号の角周波数が、引き込み現象が生じる角周波数範囲内に収まるように設定する。

【0101】

次いで、制御部 2 7 は、再設定された各角周波数の注入信号を発振器 3 0 に注入した際に、発振器 3 0 で引き込み現象が維持されている (発振位相差  $\phi(t)$  が略一定値) か否かを判断する (ステップ S 2 6)。

【0102】

ここで、発振器 3 0 の引き込み現象が維持されていると判断された場合には、ステップ S 2 6 は YES 判定となる。この場合、制御部 2 7 は、角周波数差  $\Delta\omega$  ( $= n \cdot \omega_0 - \omega \pm \Delta\omega$ ) と、測定された発振位相差  $\phi(t)$  とのデータセットを第 1 記憶部 2 3 に記憶する (ステップ S 2 7)。その後、再度ステップ S 2 5 に戻り、制御部 2 7 は、注入信号の角周波数  $\omega$  の変化幅  $\Delta\omega$  を変化させる。そして、再設定された角周波数の注入信号を発振器 3 0 に注入して発振位相差  $\phi(t)$  を測定する。本実施形態では、上述したステップ S 2 5 ~ S 2 7 の動作を、ステップ S 2 6 が NO 判定となるまで繰り返す。すなわち、発振器 3 0 で引き込み現象が維持されなくなる (同期が外れる) まで、上述したステップ S 2 5 ~ S 2 7 の動作を繰り返す。

【0103】

10

20

30

40

50

次いで、ステップ S 2 6 で N O 判定となった場合、すなわち、発振器 3 0 で引き込み現象が生じなくなった場合、演算部 2 6 は、第 1 記憶部 2 3 に記憶された角周波数差 と発振位相差 ( t ) との関係を示すデータセット ( データ群 ) を読み出し、且つ、第 2 記憶部 2 4 から必要な推定プログラムを読み出す。そして、演算部 2 6 は、推定プログラムを用いて、読み出した角周波数差 及び発振位相差 ( t ) のデータ群と、上記式 ( 1 0 ) または ( 1 2 ) とをフィッティングして、インパルス感度関数 ( I S F ) の n 次のフーリエ係数 a<sub>n</sub> 及び b<sub>n</sub> を算出する ( ステップ S 2 8 ) 。

【 0 1 0 4 】

次いで、制御部 2 7 は、制御パラメータとなるフーリエ係数の次数 n を更新 ( n = n + 1 ) する ( ステップ S 2 9 ) 。次いで、制御部 2 7 は、予め設定した推定に必要な次数 N ( 最大次数 ) と、ステップ S 2 9 で更新した次数 n とを比較する ( ステップ S 3 0 ) 。

10

【 0 1 0 5 】

ここで、ステップ S 2 9 で更新した次数 n が最大次数 N 以下 ( n ≤ N ) となった場合には、ステップ S 3 0 は N O 判定となり、ステップ S 2 2 に戻る。その後は、ステップ S 3 0 が Y E S 判定となるまで、上述したステップ S 2 2 ~ S 2 9 を繰り返す。

【 0 1 0 6 】

一方、ステップ S 2 9 で更新した次数 n が最大次数 N より大きく ( n > N ) となった場合には、ステップ S 3 0 は Y E S 判定となる。この場合には、推定に必要な次数のフーリエ係数が全て算出できているので、インパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数 a<sub>n</sub> 及び b<sub>n</sub> を算出する処理 ( 図 5 中のステップ S 2 ) を終了する。本実施形態では、このようにしてインパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数 a<sub>n</sub> 及び b<sub>n</sub> を算出する。

20

【 0 1 0 7 】

なお、予め設定するフーリエ係数の最大次数 N の好ましい値は、対象となる発振器の非線形特性に応じて異なる。例えば、発振器の非線形性が弱く、その出力波形が正弦波に近い場合には、最大次数 N を例えば 2 程度に設定することで、充分良い精度でインパルス感度関数 ( I S F ) を近似することができる。また、本発明者らの検証によれば、例えば、本実施形態のように発振器が C M O S リングオシレータであり非線形性が強い場合には、最大次数 N を例えば 4、5 程度とすることにより、インパルス感度関数を非常に精度良く近似できることが確認されている。

【 0 1 0 8 】

本実施形態では、上述のようにして、発振器 3 0 のインパルス感度関数 ( I S F ) を算出し、算出したインパルス感度関数を用いて発振器 3 0 の位相雑音や注入同期特性等の内部メカニズムを推定する。

30

【 0 1 0 9 】

以上説明したように、本実施形態では、周波数の引き込む現象 ( 注入同期 ) を利用して、発振器のインパルス感度関数 ( I S F ) を算出する。これにより、従来手法と同等以上の精度の良いインパルス感度関数の推定 ( 近似 ) が可能なる。それゆえ、このインパルス感度関数を用いることにより、精度の良い発振器の位相雑音の定性的及び定量的評価が可能になる。

【 0 1 1 0 】

また、本実施形態では、発振器のインパルス感度関数の交流成分のフーリエ係数を求める際、発振器の自然周波数の n 倍の周波数近傍の周波数を有する正弦波信号を注入するだけであるので、非特許文献 1 及び 2 等に示されている従来手法のように、複雑で且つ高コストの計測手段を必要としない。それゆえ、本実施形態の推定手法及び推定装置は、従来に比べてより簡易であり且つ低コストである。さらに、本実施形態では、正弦波状の信号を注入でき且つその応答が計測可能な構成の発振器であれば、原理的には、任意の発振器に適用可能である。したがって、本実施形態の推定手法及び推定装置によれば、その適用可能な応用技術の範囲を一層広げることができる。

40

【 0 1 1 1 】

< 2 . 第 2 の実施形態 >

50



まず、第2の実施形態の具体的な構成を説明する前に、従来手法（上記非特許文献1～3）において、発振器に内部ノイズが存在する場合に生じる問題点について簡単に説明する。

【0112】

上記非特許文献1に記載の技術は、上述のように、発振器に微小インパルスを入力し、その結果生じる微小応答を計測することによりインパルス感度関数（ISF）を求める。ただし、非特許文献1に記載の技術は、周波数がGHzオーダーの発振器を対象とするため、必然的に、この手法の適用範囲を計算機上のシミュレーションに限定している。すなわち、発振器の内部ノイズやゆらぎが存在しない理想状態でインパルス感度関数を求めている。

10

【0113】

しかしながら、内部ノイズやゆらぎが存在する実機（発振器単体、または、チップや基板上等に発振器が実装（搭載）された状態）において、非特許文献1に記載の手法を適用した場合、注入する微小インパルスがその内部ノイズに埋もれてしまう可能性が高く、安定した推定精度が得られない。その様子を図8に示す。微小インパルス41を入力するタイミングによっては、図8に示すように、内部ノイズ40の振幅が微小インパルス41の振幅より大きくなり、微小インパルス41がその内部ノイズ40に埋もれてしまう。この場合、精度良くインパルス感度関数を推定することができない。したがって、非特許文献1に記載の技術では、内部ノイズやゆらぎが存在する実機でのインパルス感度関数の推定は、原理的に困難である。

20

【0114】

また、上記非特許文献2に記載の技術も、非特許文献1と同様に、発振器に微小インパルスを入力し、その結果生じる微小応答を計測することによりインパルス感度関数を求める。なお、非特許文献2に記載の技術では、ペースメーカーニューロンという極めて低い発振周波数（数Hz程度）の発振器を対象とするため、その波形や微小応答の計測は比較的容易である。

【0115】

しかしながら、非特許文献2に記載の手法では、内部ノイズの影響がある場合、計測データに対して統計的な処理を行ってインパルス感度関数（ISF）を求める。すなわち、非特許文献2に記載の手法では、計測データに対して統計処理等の後処理が必要となる。また、本発明者らの検証によれば、非特許文献2に記載の手法では、発振器の内部ノイズが充分小さい場合でなければ、計測データに統計処理を行なったとしても正しくインパルス感度関数が得られないことが判明している。

30

【0116】

また、上記非特許文献3に記載の技術は、微小インパルス注入のかわりに微小ノイズを入力し、その応答の統計的性質からインパルス感度関数を導出する。しかしながら、非特許文献3に記載の手法は、非特許文献3に明記されているように、発振器の内部ノイズが充分小さい場合のみ有効である。さらに、本発明者らの検証によれば、発振器の内部ノイズが無視できない程度の大きさをもつ場合には、非特許文献2と同様に、正しくインパルス感度関数が得られないことが判明している。

40

【0117】

すなわち、従来手法では、インパルス感度関数（ISF）を求める際に、その適用範囲が、「発振器の内部ノイズや内部ゆらぎが充分小さく、且つ、注入する微小インパルス（あるいは微小ノイズ）がこれらより充分小さい場合」のみに制限されるという欠点と限界が存在している。

【0118】

一方、本発明の第1の実施形態では、上述のように発振器の内部ノイズが存在しない理想的な場合あるいは内部ノイズが実質的に無視できる程度の場合を例にとり説明したが、本発明の推定方法の基本原理は、発振器に無視できない程度の内部ノイズやゆらぎが存在した場合であっても有効である。

50

## 【 0 1 1 9 】

そこで、第 2 の実施形態では、発振器に無視できない程度の内部ノイズやゆらぎが存在する場合であっても、インパルス感度関数を安定して精度良く算出できる構成例について説明する。なお、第 2 の実施形態においても、第 1 の実施形態と同様に、連続的な注入信号（正弦波信号）を発振器に注入して、発振器に引き込み現象を生じさせ、その現象を利用してインパルス感度関数（ISF）を求める。

## 【 0 1 2 0 】

図 9 に、本実施形態における注入信号と内部ノイズとの関係を示す。本実施形態では、発振器に無視できない程度の内部ノイズが存在しても、注入信号 4 2（正弦波信号）が連続的に発振器に注入されるため、内部ノイズ 4 0 に埋もれない注入信号 4 2 の領域が存在し、このような領域で発振器に引き込み現象が発生する。そして、一旦、発振器に引き込み現象が生じると、この引き込み状態が継続的に維持される。したがって、発振器の内部ノイズが無視できない程度であっても、図 9 に示すように注入信号 4 2 の一部が内部ノイズ 4 0 に埋もれない場合には、引き込み現象が生じ、インパルス感度関数の推定が可能になる。

10

## 【 0 1 2 1 】

ただし、発振器の出力信号と注入信号との発振位相差（ $t$ ）は、内部ノイズの影響によりゆらぎが生じる。しかしながら、本発明者らの検証によれば、このような場合であっても、引き込み現象が生じている状態で発振位相差（ $t$ ）を所定時間にわたっての時間平均を求めると、その値（ $t$ ）は、内部ノイズが存在しない場合の発振位相差（ $t$ ）に非常に近い値となることが確認されている。したがって、第 1 の実施形態で説明した基本原理中の各式（3）～（12）は、発振位相差（ $t$ ）をその時間平均（ $t$ ）に置き換えるだけで同様に成立する。それゆえ、本実施形態では、第 1 の実施形態で求めた発振位相差（ $t$ ）の代わりに、（ $t$ ）の所定時間にわたっての時間平均（ $t$ ）を測定することにより、第 1 の実施形態と同じ原理でインパルス感度関数を求めることができる。

20

## 【 0 1 2 2 】

図 10 に、本実施形態における、インパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を推定する動作（図 5 中のステップ S 2）の手順を示すフローチャートを示す。なお、本実施形態で用いるインパルス感度関数の推定装置の構成は、図 4 に示す第 1 の実施形態と同様の構成である。また、インパルス感度関数の推定処理の全体的な手順、及び、インパルス感度関数の 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を推定する処理の手順もまた、第 1 の実施形態（図 5 及び 6）と同様である。それゆえ、ここでは、推定装置の構成、インパルス感度関数の推定処理の全体的な手順、及び、インパルス感度関数の 0 次のフーリエ係数  $a_0$  を推定する処理の手順についての説明は省略する。

30

## 【 0 1 2 3 】

また、図 10 に示す本実施形態のフローチャートと、図 6 に示す第 1 の実施形態のフローチャートとの比較から明らかなように、本実施形態は、第 1 の実施形態で求めた発振位相差（ $t$ ）の代わりに、（ $t$ ）の所定時間にわたっての時間平均（ $t$ ）を求める点で第 1 の実施形態と異なる。それ以外の動作は、第 1 の実施形態と同様である。なお、発振位相差の時間平均（ $t$ ）を求める所定時間は、発振器の種類や内部ノイズの性質により適宜変更可能であるが、例えば、数周期分程度にすることができ、場合によってはその時間をさらに延長してもよい。

40

## 【 0 1 2 4 】

上述のように、本実施形態では、例えば図 9 に示すように注入信号 4 2 の一部が内部ノイズ 4 0 に埋もれない場合には、引き込み現象が生じ、ノイズが存在しない場合とほぼ同様にしてインパルス感度関数の推定が可能になる。したがって、本実施形態によれば、第 1 の実施形態と同様の効果が得られると共に、発振器の内部ノイズが無視できない程度であっても、安定してインパルス感度関数の推定が可能になる。

## 【 0 1 2 5 】

50

すなわち、本実施形態によれば、発振器の内部ノイズへの耐性及びシステムのゆらぎへの耐性に優れたインパルス感度関数の推定方法及び推定装置の実現が可能になる。それゆえ、本実施形態によれば、内部ノイズやゆらぎが存在する実機（発振器単体、または、チップや基板上等に発振器が実装（搭載）された状態）においても、インパルス感度関数を安定して精度の良く推定することができる。

【0126】

また、本実施形態によれば、非特許文献2に記載の手法のように、計測データに対して統計処理等の後処理が不要となる。

【0127】

< 3 . 第3の実施形態 >

本発明において、発振器に注入する注入信号の振幅Aはできる限り小さい方が好ましい。これは、注入信号の振幅Aが大きすぎると、発振器自体が有する固有の特性に対する注入信号の影響が大きくなりすぎて、発振器の内部機構を正確に推定することができなくなるためである。

【0128】

ここで、注入信号の振幅Aと引き込み現象（注入同期）が発生する周波数範囲との関係を図面を参照しながら説明する。図11に、注入信号の振幅Aと引き込み現象（注入同期）が発生する周波数範囲との関係を模式的に示す。図11の横軸は、注入信号（正弦波信号）の周波数であり、縦軸は注入信号の振幅である。図11中の斜線部の領域が引き込み可能な周波数領域60である。なお、図11中の黒丸印61で示した条件を満たす正弦波信号を発振器に注入した場合には引き込み現象が起こるが、白丸印62, 63のように、引き込み可能な周波数領域60から外れる条件の正弦波信号を発振器に注入しても引き込み現象は起こらない。

【0129】

一般に、発振器の引き込み可能な周波数帯と注入信号の振幅Aとの間には、図11に示すように、比例関係が成立し、注入信号の振幅Aが小さくなると、引き込み可能な周波数帯域も直線的に狭くなる。また、所定の振幅Aにおける引き込み可能な周波数の最小値及び最大値（図11中の引き込み領域60の左端と右端）において、発振位相差（ $t$ ）はそれぞれ  $\pi/2 +$  及び  $-\pi/2 +$  の値をとるという性質がある。なお、 $t$  は、注入信号の周波数を発振器の自然周波数と同一に設定した時の両者の発振位相差である。

【0130】

上述のように、注入信号の振幅Aは基本的に小さいことが望ましいが、図11から明らかのように、注入信号の振幅Aが小さくなると、引き込み可能な周波数帯域も狭くなる。それゆえ、注入信号の振幅Aが小さい場合、注入信号に対するノイズの強度が想定したものの（例えば図9に示す例）よりさらに大きくなると、間欠的にこの引き込み可能領域を逸脱してしまい、発振器は引き込み現象（注入同期）を維持できなくなる。この場合、発振器の出力信号と、注入信号との発振位相差（ $t$ ）を安定して測定することが困難となる。

【0131】

しかしながら、このような状況になった場合には、振幅Aを適宜大きくして、その引き込み可能な周波数帯域を広くすることにより、内部ノイズの影響を相対的に無視することができる。

【0132】

そこで、第3の実施形態では、注入信号に対するノイズの強度が想定したものより大きくなり、理想的な微小振幅の注入信号で直接インパルス感度関数が求められなくなった場合においても、インパルス感度関数が精度良く推定できる推定方法及び推定装置の一例を説明する。

【0133】

なお、本実施形態で用いるインパルス感度関数の推定装置の構成は、図4に示す第1の実施形態と同様の構成である。また、インパルス感度関数の推定処理の全体的な手順、及

10

20

30

40

50

び、インパルス感度関数の0次のフーリエ係数  $a_0$  を推定する処理の手順もまた、第1の実施形態（図5及び6）と同様である。それゆえ、ここでは、推定装置の構成、インパルス感度関数の推定処理の全体的な手順、及び、インパルス感度関数の0次のフーリエ係数  $a_0$  を推定する処理の手順についての説明は省略する。

【0134】

[推定原理]

図12に、本実施形態における発振器のインパルス感度関数の1次以上（交流成分）のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  の推定原理の概要を示す。なお、図12は、図11と同様に、注入信号の振幅  $A$  と引き込み現象が発生する周波数範囲との関係を示す模式図であり、図12の横軸は注入信号（正弦波信号）の周波数であり、縦軸は注入信号の振幅である。また、図12中の実線で挟まれた領域が引き込み可能な周波数領域60であり、破線で挟まれた領域68がノイズの影響により引き込みができない領域（引き込み不可領域）を示している。図12の例では、ある理想的な微小振幅  $A_0$ （例えば、内部ノイズが無視できる程度の場合に用いる振幅）の正弦波信号を発振器に注入した際にノイズの影響により引き込み現象が起こらない場合を示している。

10

【0135】

まず、本実施形態では、微小振幅  $A_0$  の注入信号を発振器に注入した際に引き込み現象が起こらなかった場合、注入信号の振幅を大きくして引き込み状態を生成及び維持する。例えば、図12の例では、振幅  $A_0$  の2倍の振幅  $2A_0$  を有する注入信号及び3倍の振幅  $3A_0$  を有する注入信号を発振器に注入して、引き込み状態を生成及び維持する。

20

【0136】

次いで、振幅  $2A_0$  の注入信号及び振幅  $3A_0$  の注入信号の各角周波数  $\omega$  を、角周波数差  $\Delta\omega = \omega_0 - \omega$  が十分小さく且つ引き込み現象が生じる周波数範囲内で、種々チューニングし（ $\Delta\omega$  を種々変化させて）、各角周波数の注入信号を発振器に注入する。そして、各角周波数  $\omega$  において、発振位相差の時間平均  $\overline{\phi}(\omega)$  を算出し、 $\overline{\phi}(\omega)$  と  $\Delta\omega$  の関係を示す特性を求める。

【0137】

次いで、求めた  $\overline{\phi}(\omega)$  と  $\Delta\omega$  の関係を示す特性から、振幅  $2A_0$  における引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値（図12中の測定値65）、及び、振幅  $3A_0$  における引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値（図12中の測定値66）を求める。

30

【0138】

図12に示すように、発振器の引き込み可能な周波数帯と注入信号の振幅  $A$  との間には比例関係が成立するので、振幅  $2A_0$  及び  $3A_0$  で測定した引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値が求めれば、それらの測定値65及び66から振幅  $A_0$  における引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値（図12中の推定値67）を推定することができる。

【0139】

振幅  $A_0$  における引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値（図13中の推定値67）が求めれば、角周波数差  $\Delta\omega$  ( $= \omega_0 - \omega$ ) と発振位相差の時間平均  $\overline{\phi}(\omega)$  との関係は正弦曲線となるので、推定された引き込み可能な周波数帯域の最小値及び最大値67から、振幅  $A_0$  の注入信号を発振器に注入した際の  $\overline{\phi}(\omega)$  と  $\Delta\omega$  の関係を示す曲線を推定することができる。

40

【0140】

そして、この推定された  $\overline{\phi}(\omega)$  及び  $\Delta\omega$  の関係を示す曲線と上記式(10)または(12)とをフィッティングすることにより、所定次数  $n$  のフーリエ係数を求めることができる。ただし、この際、フィッティングに用いる上記式(10)または(12)では、発振位相差  $\phi(\omega)$  がその時間平均  $\overline{\phi}(\omega)$  に置き換えられている。

【0141】

本実施形態では、内部ノイズが強く微小な注入信号の応答を直接測定できない場合でも

50

、上述した推定原理に基づいて、間接的に微小な注入信号の応答を推定することができる。

【0142】

[推定動作]

次に、本実施形態の推定方法のより具体的な動作を図13を参照しながら説明する。図13は、本実施形態におけるインパルス感度関数(ISF)の1次以上のフーリエ係数 $a_n$ 及び $b_n$ を推定する処理の手順を示すフローチャートである。なお、下記動作の説明で各動作を行う構成部分の符号は、図4に示す各部の符号と同一である。

【0143】

本実施形態では、まず、制御部27は、制御パラメータとなるフーリエ係数の次数 $n$ を $n=1$ に設定する(ステップS51)。次いで、制御部27は、注入する正弦波信号の振幅を所定の微小振幅 $A_0$ に設定する(ステップS52)。次いで、制御部27は、注入信号の角周波数を発振器30の自然角周波数 $\omega_0$ の $n$ 倍の近傍に設定する。そして、可変信号源21は、制御部27により設定された角周波数 $\omega$ 及び振幅 $A_0$ の注入信号(正弦波信号)を生成し、その信号を発振器30に注入する(ステップS53)。

【0144】

次いで、演算部26は、注入信号と、発振器30の発振信号との発振位相差 $\phi(t)$ のデータを所定時間にわたって取得し、発振位相差 $\phi(t)$ の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ を求める。そして、制御部27は、その発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ が略一定値であるか否かを判断する(ステップS54)。すなわち、ステップS54では、注入信号により、発振器30に引き込み現象(注入同期)が生じているか否かを判定する。

【0145】

ここで、発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ が略一定値でない場合、すなわち、発振器30で引き込み現象が生じていないと判断された場合には、ステップS54はNO判定となる。この場合、制御部27は、注入信号の振幅を種々大きくして再設定し、再設定した各注入信号を発振器30に注入する(ステップS55)。具体的には、注入信号の振幅を、例えば、ステップS52で設定した振幅 $A_0$ の2倍または3倍に設定する。その後は、ステップS54でYES判定となるまで、ステップS55及びS54を繰り返す。

【0146】

一方、発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ が略一定値となった場合、すなわち、発振器30で引き込み現象が生じていると判断された場合には、ステップS54はYES判定となる。この場合、制御部27は、注入信号の角周波数を $\omega \pm \Delta\omega$ に再設定し、再設定された各角周波数の注入信号を発振器30に注入する。そして、演算部26は、再設定された各角周波数の注入信号を発振器に30に注入した際の発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ を求める。(ステップS56)。ただし、角周波数の変化幅 $\Delta\omega$ は、注入信号の角周波数が、引き込み現象が生じる角周波数範囲内に収まるように設定する。

【0147】

次いで、制御部27は、再設定された各角周波数の注入信号を発振器30に注入した際に、発振器30で引き込み現象が維持されている(発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ が略一定値)か否かを判断する(ステップS57)。

【0148】

ここで、発振器30の引き込み現象が維持されていると判断された場合には、ステップS57はYES判定となる。この場合、制御部27は、角周波数差 $(\omega = n\omega_0 \pm \Delta\omega)$ と、測定された発振位相差の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ とのデータセットを第1記憶部23に記憶する(ステップS58)。その後、再度ステップS56に戻り、制御部27は、注入信号の角周波数の変化幅 $\Delta\omega$ を変化させる。そして、演算部26は、再設定された各角周波数の注入信号を発振器30に注入して得られる発振位相差 $\phi(t)$ の時間平均 $\bar{\phi}(t)$ を求める。本実施形態では、上述したステップS56~S58の動作を、ステップS57がNO判定となるまで繰り返す。

【0149】

10

20

30

40

50

一方、発振器 30 の引き込み現象が維持されていないと判断された場合には、ステップ S 57 は NO 判定となる。この場合、制御部 27 は、注入信号の振幅が  $A_0$  であるか否かを判定する（ステップ S 59）。ここで、注入信号の振幅が  $A_0$  である場合、すなわち、ステップ S 59 が YES 判定の場合、後述するステップ S 60 は行わずに後述のステップ S 61 に移る。

#### 【0150】

一方、注入信号の振幅が  $A_0$  でない場合、すなわち、注入信号の振幅が  $A_0$  のときに引き込み現象が発生せず、上記ステップ S 55 で注入信号の振幅を再設定した場合には、ステップ S 59 が NO 判定となる。この場合には、演算部 26 は、再設定された種々の注入信号の振幅（例えば、ステップ S 52 で設定した振幅  $A_0$  の 2 倍または 3 倍）において、測定した角周波数差  $(= n_0 - \pm)$  と、発振位相差の時間平均  $(t)$  とのデータセットを第 1 記憶部 23 から読み出し、上記推定原理（図 12）で説明した手順に従って、振幅  $A_0$  における角周波数差 と、発振位相差の時間平均  $(t)$  との関係を示す特性（図 2 に示すような正弦曲線）を推定する（ステップ S 60）。なお、推定された振幅  $A_0$  における角周波数差 と、発振位相差の時間平均  $(t)$  との関係を示すデータセットは第 1 記憶部 23 に記憶される。

10

#### 【0151】

次いで、演算部 26 は、測定されたまたはステップ S 60 で推定された振幅  $A_0$  における角周波数差 と、発振位相差の時間平均  $(t)$  との関係を示すデータセット（データ群）を第 1 記憶部 23 から読み出し、且つ、第 2 記憶部 24 から必要な推定プログラムを読み出す。そして、演算部 26 は、推定プログラムを用いて、読み出した角周波数差 及び発振位相差の時間平均  $(t)$  のデータ群と、上記式（10）または（12）とをフィッティングして、インパルス感度関数の  $n$  次のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する（ステップ S 61）。ただし、この際、フィッティングに用いる上記式（10）または（12）では、発振位相差  $(t)$  がその時間平均  $(t)$  に置き換えられている。また、算出した  $n$  次のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  は第 1 記憶部 23 に記憶される。

20

#### 【0152】

次いで、制御部 27 は、制御パラメータとなるフーリエ係数の次数  $n$  を更新（ $n = n + 1$ ）する（ステップ S 62）。次いで、制御部 27 は、予め設定した推定に必要な次数  $N$ （最大次数）と、ステップ S 62 で更新した次数  $n$  とを比較する（ステップ S 63）。

30

#### 【0153】

ここで、ステップ S 62 で更新した次数  $n$  が最大次数  $N$  以下（ $n \leq N$ ）となる場合には、ステップ S 63 は NO 判定となり、ステップ S 52 に戻る。そして、その後は、ステップ S 63 が YES 判定となるまで、上述したステップ S 52 ~ S 62 を繰り返す。

#### 【0154】

一方、ステップ S 62 で更新した次数  $n$  が最大次数  $N$  より大きく（ $n > N$ ）となる場合には、ステップ S 63 は YES 判定となる。この場合には、推定に必要な次数のフーリエ係数が全て算出できているので、インパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する動作（図 5 中のステップ S 2）を終了する。本実施形態では、このようにしてインパルス感度関数の 1 次以上のフーリエ係数  $a_n$  及び  $b_n$  を算出する。

40

#### 【0155】

本実施形態では、上述のようにして、発振器 30 のインパルス感度関数（ISF）を算出し、算出したインパルス感度関数を用いて発振器 30 の位相雑音や注入同期特性等の内部メカニズムを推定する。

#### 【0156】

以上説明したように、本実施形態では、発振器の内部ノイズが強く微小な注入信号の応答を直接測定できない場合であっても、間接的にこれを推定することができ、インパルス感度関数を精度良く推定することができる。したがって、本実施形態によれば、第 1 の実施形態と同様の効果が得られると共に、発振器の内部ノイズが想定されたものより強くて、安定してインパルス感度関数の推定が可能になる。

50

## 【0157】

すなわち、本実施形態によれば、発振器の内部ノイズへの耐性及びシステムのゆらぎへの耐性に優れたインパルス感度関数の推定方法及び推定装置の実現が可能になる。それゆえ、本実施形態によれば、内部ノイズやゆらぎが存在する実機（発振器単体、または、チップや基板上等に発振器が実装（搭載）された状態）においても、インパルス感度関数を安定して精度の良く推定することができる。

## 【0158】

また、本実施形態によれば、非特許文献2に記載の手法のように、計測データに対して統計処理等の後処理が不要となる。

## 【0159】

上記第1～第3の実施形態では、発振器のインパルス関数の交流成分のフーリエ係数を求める際、注入信号の周波数  $f$  を発振器の自然周波数  $f_0$  の  $n$  倍 ( $nf_0$  :  $n$  は1以上の整数) の近傍となるように設定したが、本発明はこれに限定されない。上記第1～第3の実施形態で説明した発振器の性質、すなわち、発振器の周波数の引き込み現象（同期注入）は、注入信号の周波数  $f$  を、発振器の自然周波数  $f_0$  の  $1/n$  倍 ( $f_0/n$ ) の近傍に設定した場合にも発生することが知られている。それゆえ、上記第1～第3の実施形態の図7、10及び13中のステップS22、S32及びS53において、注入信号の角周波数を発振器の角自然周波数  $\omega_0$  の  $n$  倍の近傍に設定する代わりに、注入信号の角周波数を発振器の角自然周波数  $\omega_0$  の  $1/n$  倍の近傍に設定してもよい。

## 【0160】

また、上記第1～第3の実施形態では、発振器の内部メカニズムを推定する装置を専用の装置として構成した例を説明したが、本発明はこれに限定されない。例えば、各種データ処理を行うパーソナルコンピュータ装置に、発振器の内部メカニズムを推定する処理を行うソフトウェア（プログラム）を実装させて、本発明の処理を行う構成としてもよい。この場合、本発明の処理を実行するプログラムは、光ディスクや半導体メモリなどの媒体で配布する他に、インターネットなどの伝送手段を介してダウンロードさせる構成としてもよい。

## 【図面の簡単な説明】

## 【0161】

【図1】図1(a)は、発振器に周波数の引き込み現象が生じている際の発振器の出力信号の波形図であり、図1(b)は、発振器に周波数の引き込み現象が生じている際の注入信号の波形図である。

【図2】発振器に周波数の引き込み現象が生じている際の角周波数差  $\Delta\omega$  と発振位相差  $(t)$  との関係を示す図である。

【図3】図3(a)は、発振器に周波数の引き込み現象が生じている際の発振器の出力信号の波形図であり、図3(b)は、発振器に周波数の引き込み現象が生じている際の注入信号の波形図である。

【図4】第1の実施形態に係るインパルス感度関数の推定装置の概略構成図である。

【図5】インパルス感度関数の推定動作の全体的な手順を示すフローチャートである。

【図6】インパルス感度関数の0次のフーリエ係数を求める際の手順を示すフローチャートである。

【図7】第1の実施形態におけるインパルス感度関数の  $n$  次のフーリエ係数を求める際の手順を示すフローチャートである。

【図8】従来の推定手法における、発振器の内部ノイズと、発振器に注入する微小インパルスとの関係を示す図である。

【図9】第2の実施形態に係るインパルス感度関数の推定方法における発振器の内部ノイズと、発振器に注入する正弦波信号との関係を示す図である。

【図10】第2の実施形態におけるインパルス感度関数の  $n$  次のフーリエ係数を求める際の手順を示すフローチャートである。

【図11】周波数の引き込み現象の起こる周波数範囲を模式的に示す図である。

10

20

30

40

50

【図12】第3の実施形態に係る推定方法の原理を説明するための図である。

【図13】第3の実施形態におけるインパルス感度関数のn次のフーリエ係数を求める際の手順を示すフローチャートである。

【図14】図14(a)は、発振器の出力波形図であり、図14(b)は、微小インパルスの波形図である。

【図15】図15(a)は、発振器の出力波形図であり、図15(b)は、微小インパルスの波形図である。

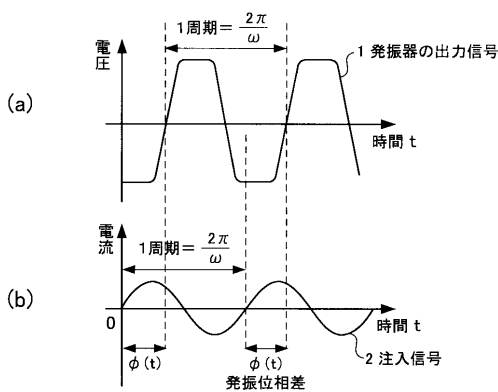
【図16】インパルス感度関数の波形図である。

【符号の説明】

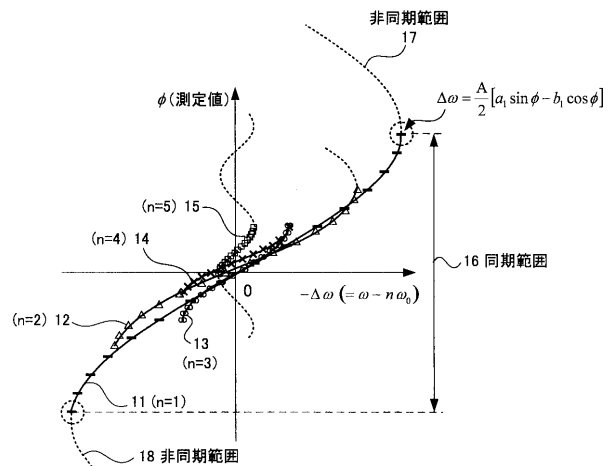
【0162】

1...発振器の出力信号、2,3...注入信号、20...推定装置、21...可変信号源、22...表示部、23...第1記憶部、24...第2記憶部、25...データベース、26...演算部、27...制御部、30...発振器、31...CMOS、35...信号線、36...プローブ、37...注入ライン

【図1】

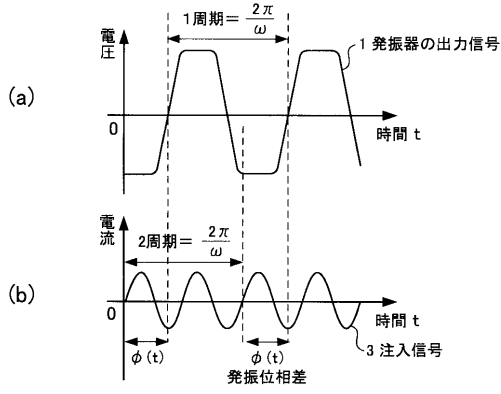


【図2】

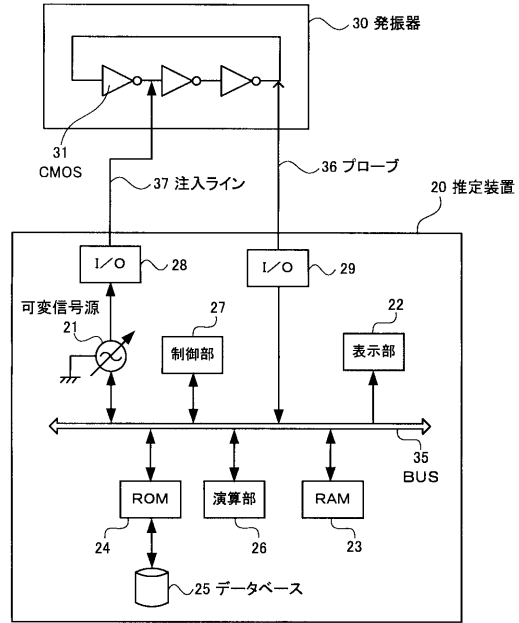




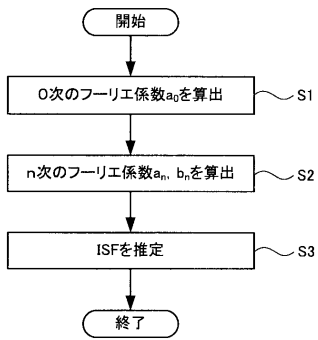
【 図 3 】



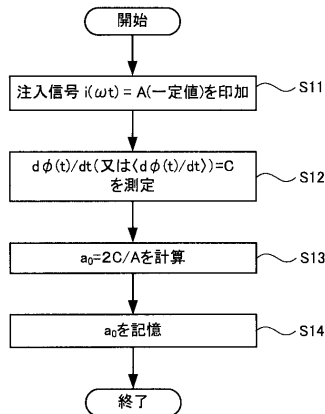
【 図 4 】



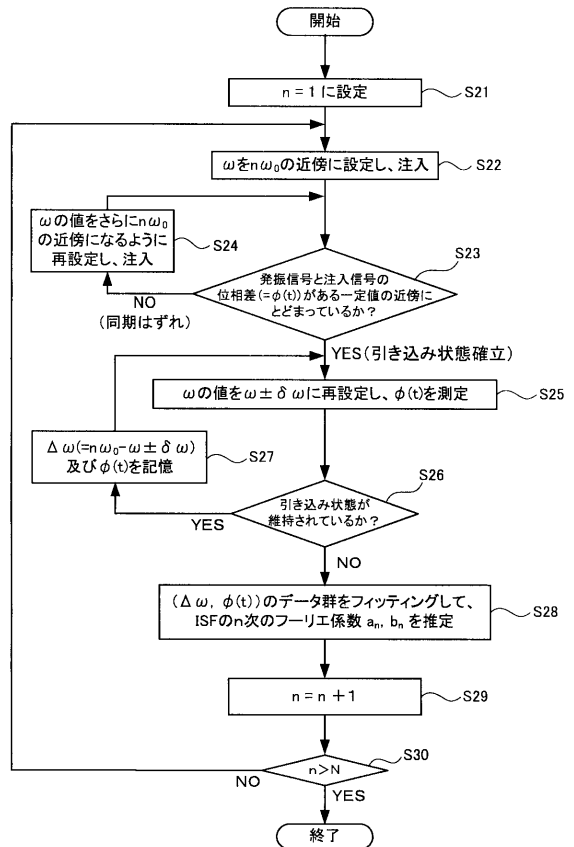
【 図 5 】



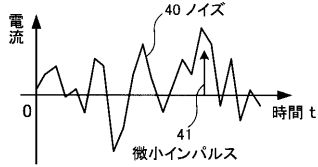
【 図 6 】



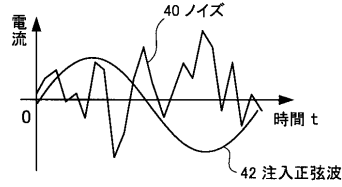
【 図 7 】



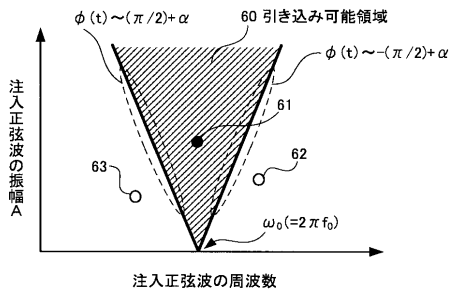
【 図 8 】



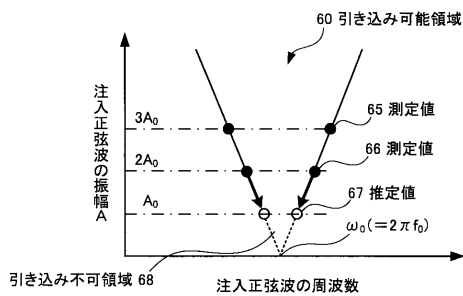
【 図 9 】



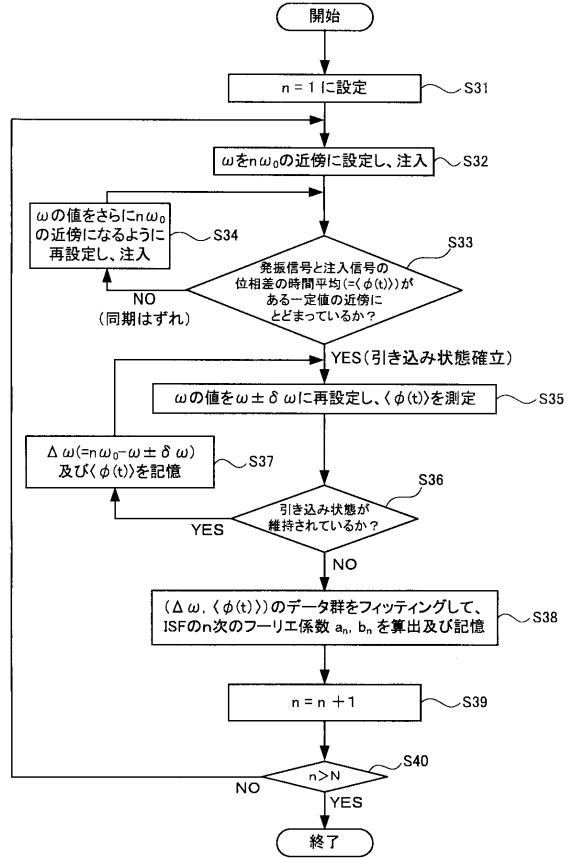
【 図 1 1 】



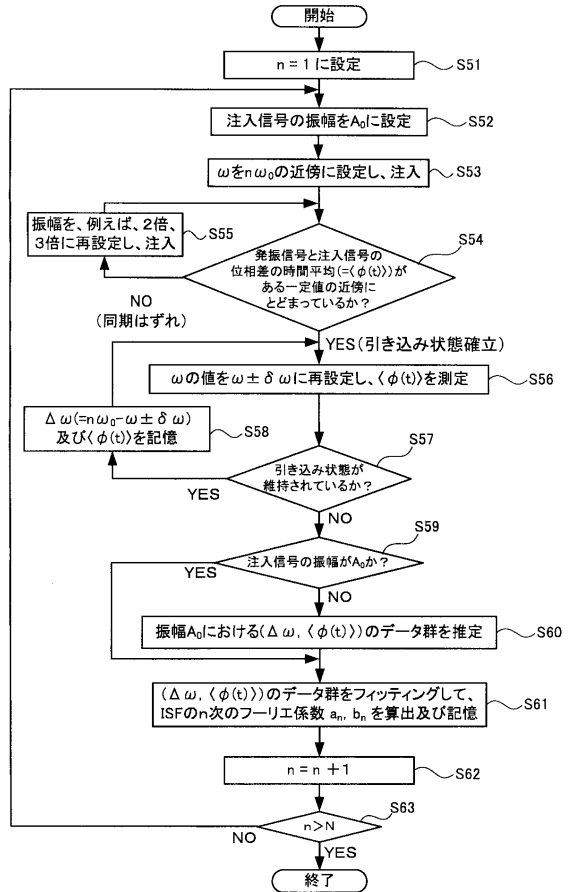
【 図 1 2 】



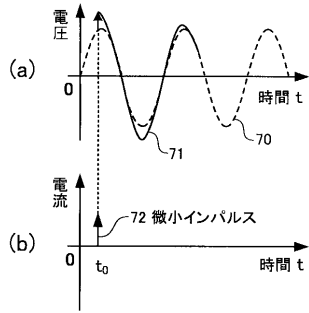
【 図 1 0 】



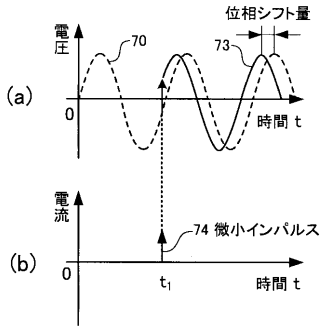
【 図 1 3 】



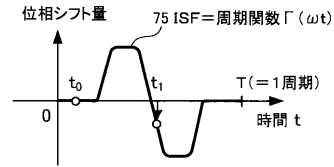
【 図 1 4 】



【 図 1 5 】



【 図 1 6 】



---

フロントページの続き

特許法第30条第1項適用申請有り 平成20年9月9日 Dynamics Days Asia Pacific 5 Department of Nonlinear Science, ATR Wave Engineering Laboratories 発行の「The 5th International Conference on NONLINEAR SCIENCE」に発表

(72)発明者 宮崎 紀子

東京都調布市調布ヶ丘1丁目5番地1 国立大学法人電気通信大学内